

Regeling van driefasige invertorgekoppelde decentrale generatoren
met betrekking tot de verbetering van de netkwaliteit

Control of 3-Phase Inverter-Connected Distributed Generators
Regarding the Improvement of the Power Quality

Bart Meersman

Promotor: prof. dr. ir. L. Vandeveld
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 en Architectuur
Academiejaar 2011 - 2012



ISBN 978-90-8578-499-9
NUR 959, 961
Wettelijk depot: D/2012/10.500/25



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

Regeling van driefasige invertorgekoppelde decentrale generatoren met betrekking tot de verbetering van de netkwaliteit

Bart Meersman

Promotor:

Prof. dr. ir. Lieven Vandeveld (UGent – EESA)

Leden van de examencommissie:

Prof. dr. ir. Luc Taerwe (UGent – decaan FEA), voorzitter

Dr. ir. Lieven Degroote (Eandis, Melle)

Prof. dr. ir. ing. Jan Desmet (Howest, Kortrijk)

Prof. dr. ir. Chris Develder (UGent – INTEC)

Prof. dr. ir. Johan Driesen (K.U. Leuven)

Univ.-Prof. Dr. -Ing. Johanna Myrzik (TU Dortmund, Duitsland)

Prof. dr. ir. Alex Van den Bossche (UGent – EESA), secretaris

Prof. dr. ir. Lieven Vandeveld (UGent – EESA)



Dankwoord

Dit is het dan. Het laatste stuk tekst alvorens alles naar de drukker gaat.

Er is veel gebeurd in de vijf jaar waarin ik dit onderzoek heb uitgevoerd en waarvan dit werk het resultaat vormt. Hoewel een doctoraat voornamelijk een individuele activiteit is, was ik nooit zover geraakt zonder de hulp van een (groot) aantal mensen. De persoon die ik het eerst zou willen bedanken, is mijn promotor prof. dr. ir. Lieven Vandevelde. Hij heeft me de kans gegeven dat ik het onderzoek heb mogen aanvangen. Bovendien stond (en staat) hij steeds klaar met raad en daad indien ik met een probleem zat waar ik niet onmiddellijk uitraakte. Bovenal wil ik hem danken voor de vrijheid die hij me steeds heeft toevertrouwd. Ook mijn bureaunoten ir. Tine Vandoorn en ir. Jeroen De Kooning wil ik danken voor al de leuke en interessante conversaties (al dan niet onderzoeksgerelateerd) die we gehad hebben. Hun gezelschap maakte de conferenties dubbel zo leuk. Jeroen wil ik in het bijzonder danken voor al het werk dat hij tijdens zijn thesis onder mijn begeleiding heeft uitgevoerd. Deze thesis is een meerwaarde geweest voor mijn onderzoek. Dr. ir. Thomas Vyncke wil ik danken voor zijn hulp bij de implementatie van mijn regelstrategie in de FPGA, dankzij Thomas is alles op tijd afgeraakt. Ook dr. ir. Steven Thielemans en dr. ir. Kristof Geldhof wil ik danken voor de leuke conversaties en de vele gezellige momenten die we samen in het labo beleefd hebben. Dr. ir. Bert Renders en dr. ir. Lieven Degroote wil ik allebei bedanken voor de steun bij mijn onderzoek. Ze hebben me fantastisch geholpen bij de start van mijn onderzoek. Ingrid Dubois en Marilyn Van den Bossche wil ik bedanken voor de administratieve ondersteuning die ze me steeds met veel plezier gegeven hebben. Tony Boone en Stefaan Dhondt wil ik bedanken voor al hun hulp die ze me geboden hebben bij de opbouw van mijn experimentele opstelling. Daarnaast wil ik al mijn collega's bedanken voor de gezellige momenten die we tijdens de middagpauze gehad hebben. Ik ga me niet wagen aan een opsomming van de verschillende personen uit angst er te vergeten.

In de loop van mijn onderzoek ben ik samen met prof. dr. ir. Alex Van den Bossche een meer "economische" uitdaging aangegaan. We hebben samen met Luc Michiels en Yves Fassin Alenco NV opgericht. Ik wil Alex bedanken voor de kans die hij me gegeven heeft. Tevens wil ik Luc Michiels bedanken voor het vele werk

dat hij reeds geleverd heeft en om als trekker voor Alenco op te treden. Alenco heeft me de mogelijkheid gegeven om naast de academische wereld, ook de bedrijfswereld te leren kennen. De afgelopen vijf jaren hebben me een schat aan kennis opgeleverd.

Mochten mijn ouders er niet geweest zijn, dan had ik hier nu niet gestaan. Daarom wil ik hen danken voor de kansen en de steun die ze me tijdens al die jaren geboden hebben. Ik ben hen hier oprecht dankbaar voor. Mijn broer, Koen en zijn vriendin Eveline wil ik bedanken voor al hun kritische opmerkingen. Ook wil ik mijn schoonouders, Magda en Lucien, bedanken voor het zich ontfermen over onze kindjes, op die manier kon ik weer wat werk verzetten. Als laatste wil ik de persoon bedanken die me het nauwst aan het hart ligt, mijn vrouw Karen. Het schrijven van dit werk heeft mijn vrouw vele eenzame avonden opgeleverd. Ze heeft de zorgen voor onze twee (b)engeltjes, Amélie en Wout, vaak alleen op zich moeten nemen waarvoor ik haar zeer dankbaar ben. Ik had graag ons kindjes willen bedanken voor de (on)rustige nachten maar dankzij Wout waren deze kort zodat ik meer tijd had om te schrijven, waarvoor dank.

Gent, 7 april 2012

Bart Meersman

Inhoudsopgave

Dankwoord	i
Inhoudsopgave	vi
Samenvatting	vii
Summary	xi
Lijst van symbolen, afkortingen en Engelse terminologie	xv
1 Inleiding	1
1.1 Probleemstelling	1
1.2 Elektrisch net	3
1.3 Netkwaliteit in laagspanningsnetten	5
1.3.1 Onbalans	7
1.3.2 Spanningsdips	11
1.4 Middelen om de netkwaliteit te verbeteren	15
1.4.1 Passief filter	15
1.4.2 Actief filter	16
1.5 Doelstelling	19
1.6 Experimentele opstelling	20
1.6.1 Vermogenselektronische omvormer	20
1.6.2 FPGA-implementatie	21
1.7 Overzicht van het werk	24
Bibliografie	26
2 Topologieën van driefasige invertoren	31
2.1 Inleiding	31
2.2 Driefasige invertoren zonder neutrale verbinding	32
2.3 Driefasige invertoren met neutrale verbinding	33
2.3.1 Neutrale verbinding door toevoeging van een vierde been	33

2.3.2	Neutrale verbinding door splitsing van de dc-buscondensator	34
2.3.3	Neutrale verbinding door het gebruik van een multi-string inverter	36
2.3.4	Vergelijking	37
2.4	Multilevel invertoren	39
2.4.1	Inleiding	39
2.4.2	Diode-clamped	40
2.4.3	Flying capacitor	42
2.4.4	Cascaded inverter	43
2.5	Besluit	44
	Bibliografie	47
3	Phase Locked Loop systemen	51
3.1	Inleiding	51
3.2	Harmonische spanningsvervorming	53
3.3	Nuldoorgang-detectie methode	53
3.4	Synchronous frame PLL	54
3.4.1	Inleiding	54
3.4.2	Driefasige SRF PLL	56
3.4.3	Eénfasige SRF PLL	64
3.5	Eénfasige pqPLL-methode	70
3.5.1	Algemeen werkingsprincipe	71
3.5.2	Gewijzigde p-q methode	72
3.5.3	Opstart - regimegedrag	74
3.5.4	Ongebalanceerde ingangsspanning	74
3.5.5	Ingangsspanning met harmonische inhoud	75
3.6	Amplitudebepaling	78
3.7	Besluit	79
	Bibliografie	82
4	Stroomregeling van netgekoppelde invertoren	85
4.1	Inleiding	85
4.2	Afleiding stroomregelkring	86
4.2.1	Algemene beschrijving	86
4.2.2	Kleinsignaalmodel voor de ingangsstroom van de driefasige inverter	89
4.2.3	Model van de stroomregelaar	91
4.2.4	Ontwerp van de stroomregelaar	92
4.2.5	Implementatie en verificatie	94
4.3	Stroomregeling van netgekoppelde invertoren	98
4.3.1	Inleiding	98

4.3.2	Driefasig dempende regeling	99
4.3.3	Experimentele verificatie	103
4.4	Besluit	106
	Bibliografie	109
5	Busspanningsregeling van netgekoppelde invertoren	111
5.1	Inleiding	111
5.2	Busspanningsregeling	112
5.2.1	Inleiding	112
5.2.2	Benutting van de busspanning	113
5.2.3	Algemene beschrijving	117
5.2.4	Transfertfunctie totale geleidbaarheid naar dc-busspanning	123
5.2.5	\mathcal{Z} -transformatie van $H^V(s)$	126
5.2.6	Ontwerp van de busspanningsregelaar	126
5.2.7	Implementatie en verificatie in het simulatiemodel	127
5.2.8	Experimentele verificatie	131
5.3	Balancering van het middelpunt van de dc-bus	132
5.3.1	Inleiding	132
5.3.2	Probleemstelling	135
5.3.3	Homopolaire stroominjectie	140
5.3.4	Verschuiving van hysteresisbanden	150
5.3.5	Adaptieve modulatie	151
5.3.6	Ruimtevectormodulatie	156
5.3.7	Halve-brug hakker	158
5.3.8	Vergelijking	169
5.4	Besluit	173
	Bibliografie	176
6	Regelstrategieën van netgekoppelde invertoren onder invloed van onbalans	181
6.1	Inleiding	181
6.2	Voornaamste impact van de verschillende regelaars op de netkwaliteit	182
6.2.1	Spanningsonbalans	182
6.2.2	Netwerkverliezen	184
6.3	Modellering van de verschillende stroomregelaars	185
6.3.1	Eénfasige sinusoidale regelstrategie	186
6.3.2	Driefasig symmetrische regeling	188
6.3.3	Eénfasig dempende regeling	189
6.3.4	Driefasig dempende regeling	191
6.3.5	Analytische beschouwing	193
6.4	Invloed van de regelstrategie op spanningsonbalans	196

6.4.1	Inleiding	196
6.4.2	Indicatoren voor spanningsonbalans	196
6.4.3	Invloed van één driefasige inverter	199
6.4.4	Invloed van de locatie van de dg-eenheid	208
6.4.5	Invloed van het aantal dg-eenheden	212
6.4.6	Typisch distributienetwerk	217
6.4.7	Besluit	221
6.5	Invloed op lijnverliezen	224
6.5.1	Inleiding	224
6.5.2	Invloed van één driefasige dg-eenheid	224
6.5.3	Invloed van de locatie van de driefasige dg-eenheid	226
6.5.4	Invloed van het aantal driefasige dg-eenheden	227
6.5.5	Typisch distributienetwerk	228
6.5.6	Besluit	229
6.6	Besluit	230
	Bibliografie	232
7	Spanningsdips	237
7.1	Inleiding	237
7.2	Gedrag van systemen onder invloed van spanningsdips aangesloten met het elektrisch energienet	238
7.2.1	Classificatie van spanningsdips	241
7.2.2	Gedrag van de inverter bij spanningsdip-initiatie	242
7.2.3	Experimentele verificatie van het gedrag van de driefasige dempende inverter bij een spanningsdip	247
7.3	Netondersteuning tijdens spanningsdips	250
7.3.1	Inleiding	250
7.3.2	Dempen van spanningsdips in laagspanningsnetten	252
7.4	Besluit	257
	Bibliografie	258
8	Slotbeschouwingen en mogelijkheden voor verder onderzoek	261
8.1	Slotbeschouwingen	261
8.2	Mogelijkheden voor verder onderzoek	265
A	Z-transformatie van $K(s)$	269
	Bibliografie	271
	Publicatielijst	273
	Bibliografie	273

Samenvatting

Het elektrische energielandschap heeft het laatste decennium sterke veranderingen ondergaan. Zo zijn er de laatste jaren een groot aantal decentrale generatoren op het net aangesloten. Dit heeft geleid tot een belangrijke toename in het geïnstalleerd decentraal vermogen. De belangrijkste drijfveren hiervoor kunnen gevonden worden in het steeds groter wordende milieubesef en de liberalisering van de energiemarkt. Het overgrote deel van de decentrale generatoren, die door residentiële gebruikers geïnstalleerd wordt, wordt via een éénfasige aansluiting met het laagspanningsnet verbonden. Het elektriciteitsnet is historisch opgebouwd om energie van een hoger naar een lager spanningsniveau te transporteren. De elektrische energie wordt vervolgens op het lagere spanningsniveau gedistribueerd. Dit wordt in sterke mate beïnvloed door het toenemend aantal decentrale generatoren. De aansluiting van dit grote aantal éénfasige decentrale generatoren geeft aanleiding tot spanningsproblemen in het distributienet. Dit leidt tot een verminderde netkwaliteit. De term netkwaliteit beschrijft de afwijkingen van de ideale toestand van spanning en stroom. Naast dit groter aandeel decentrale generatoren is er een toename merkbaar van het aantal vermogenselektronische lasten. Deze lasten hebben een niet-lineaire spanning-stroom relatie en zorgen voor afwijkingen van de ideale toestand van de spanning en stroom. Bovenstaande evoluties hebben duidelijk een invloed op de netkwaliteit van het elektriciteitsnet. Ook spelen ze een belangrijke rol in de toekomstige uitbating van het net. Het merendeel van de decentrale generatoren wordt via een vermogenselektronische omvormer met het net gekoppeld. Zowel de spanning-stroom relatie als de vermogenuitwisseling wordt bij deze vermogenselektronische systemen bepaald door de keuze van de topologie en de sturing. Een geschikte keuze van de hardware in combinatie met de implementatie van een slimme regelstrategie, zal ervoor zorgen dat netgekoppelde omvormers in de toekomst een waaier aan netondersteunende diensten zullen kunnen aanbieden. De verbetering van de netkwaliteit wordt voornamelijk verzorgd door zogenaamde “power quality conditioners” (PQC). Deze systemen worden speciaal ontworpen om de netkwaliteit te verbeteren wat ook hun enige functie is. Decentrale generatoren zijn uitermate geschikt om de netkwaliteit in elektrische netten te verbeteren. Ze zijn immers aan het net gekoppeld door middel van een spanningsbron-invertor

en kunnen de netkwaliteit te verbeteren door de injectie van actief vermogen in het net. In tegenstelling tot de PQC-oplossingen hebben decentrale generatoren geen energieopslag nodig aangezien de energie geleverd door de primaire energiebron hiervoor gebruikt kan worden. In dit werk wordt een regelstrategie voorgesteld voor driefasige inverter-gekoppelde decentrale generatoren in laagspanningsnetten. Deze regelstrategie synthetiseert een resistief gedrag ten opzichte van de inverse en homopolaire spanningscomponent. Daarenboven wordt een extra signaal aan de wenswaarde van de stroom toegevoegd zodat een resistief gedrag ten opzichte van netperturbaties bekomen wordt. In dit werk wordt aangetoond dat deze regelstrategie, naast het injecteren van primair vermogen, het net ondersteunt en zowel spanningsdips als onbalans dempt.

Een optimaal gedrag van de voorgestelde regelstrategie wordt bekomen indien naast de fasegeleiders ook de neutrale geleider met de inverter verbonden wordt. Er bestaan verschillende topologieën die dit toelaten. In hoofdstuk 2 wordt een overzicht gegeven van de verschillende mogelijke topologieën met elk hun voor- en nadelen. Er wordt aandacht besteed aan de mogelijke implementatie van PQC-functies. Uit dit hoofdstuk volgt dat de driefasige inverter waarbij de verbinding met de neutrale gebeurt door het splitsen van de dc-bus voor deze toepassing de meest geschikte keuze is. Deze topologie is interessant door zijn eenvoudige opbouw en het gebruik van een beperkt aantal schakelaars (in vergelijking met de topologie met vier benen). Een ander voordeel is dat de topologie met gesplitste dc-bus gezien kan worden als drie éénfasige halve-brug invertoren en ook toelaat om elk been afzonderlijk te regelen wat de stroomregeling sterk vereenvoudigt.

De frequentie en fasehoek van de netspanning vormen belangrijke informatie voor de werking van netgekoppelde invertoren. De fasehoek (en vaak ook de amplitude) van de netspanning worden gebruikt om de referentiewaarden van de geïnjecteerde stromen op te bouwen. De inverter dient de fasehoek van de netspanning te kennen zodat de geïnjecteerde stroom in fase is met de netspanning zodat een arbeidsfactor gelijk aan één bekomen wordt. De fasehoek kan door middel van een geslotenlus methode (beter bekend als phase locked loop (PLL)) bekomen worden. Wanneer er zich fouten voordoen in het net, worden de aangesloten systemen blootgesteld aan sprongen in de fasehoek en spanningsdips. Daarnaast kunnen ook harmonischen, notches, spikes en andere ongewenste perturbaties in het laagspanningsnet voorkomen. Deze storingen hebben een negatieve invloed op het verkrijgen van de frequentie en fasehoek. Een ideaal PLL systeem moet dus in staat zijn om de fasehoek op een snelle en nauwkeurige manier te bepalen ook indien de netspanning vervuild of ongebalanceerd is. In hoofdstuk 3 worden verschillende mogelijke PLL methoden bestudeerd en wordt hun prestatie bij een verstoorde netspanning bestudeerd. De in dit werk voorgestelde regelstrategie vereist de kennis van de fasehoeken en amplitudes van de verschillende fasespanningen. Dit leidt tot de

implementatie van drie éénfasige PLL methoden.

In hoofdstuk 4 wordt de stroomregelkring van de driefasige inverter bestudeerd. De taak van de stroomregelaar is ervoor te zorgen dat de geïnjecteerde stroom gelijk is aan de gewenste stroom. Aangezien de stroomregelkring in een digitaal systeem geïmplementeerd wordt, kan een voorstelling in het (discrete) \mathcal{Z} -domein voordeel bieden. De \mathcal{Z} -domein modellen voorspellen altijd nauwkeurig het dynamisch gedrag en zijn bovendien steeds nauwkeuriger dan de frequentiedomeinmodellen. Een model in het (discrete) \mathcal{Z} -domein van de stroomregelkring wordt in dit hoofdstuk opgesteld. Er wordt aangetoond dat dit model zeer goed de werkelijkheid benadert. Daarnaast wordt in dit hoofdstuk de driefasig dempende regelstrategie voorgesteld. Deze regelstrategie synthetiseert een resistief gedrag ten opzichte van de inverse en homopolaire spanningscomponent en wordt uitgebreid met een term waardoor een resistief gedrag ten opzichte van perturbaties in de netspanning bekomen wordt. Om het onderzoek in dit werk te verifiëren werd een experimentele opstelling ontwikkeld. Deze experimentele opstelling wordt in dit hoofdstuk beschreven.

Naast de stroomregeling bestaat de regeling van een inverter-gekoppelde dg(= de-centrale generator)-eenheid ook uit de busspanningsregeling. De belangrijkste taak van de busspanningsregeling is het vermogensevenwicht te bewaren tussen de ac-zijde (net-zijde) en de dc-zijde (dg-eenheid zijde). De busspanningsregelaar heeft als uitgang de fundamentele geleidbaarheid die gebruikt wordt om de referentiestroom op te bouwen. De busspanningsregeling is niet het kritische deel van de regeling van een inverter-gekoppelde dg-eenheid. Aangezien het balanceren van het ac- en dc-vermogen een traag proces is en de (grote) dc-bus capaciteit als buffer optreedt. Desalniettemin kan een slecht ontwerp van de busspanningsregelkring nadelige gevolgen op de stroomgolfvorm hebben. In hoofdstuk 5 wordt een busspanningsregelaar voorgesteld die deze nadelen niet vertoont. Daarnaast wordt een model van de busspanningsregelkring opgesteld dat gebruikt kan worden om de regelaar af te stellen. Een nadeel van de in hoofdstuk 2 gekozen topologie is dat het middelpunt van de dc-bus actief gebalanceerd moet worden. In het tweede deel van hoofdstuk 5 worden verschillende methoden bestudeerd bestudeerd om het middelpunt van de dc-bus te balanceren. Hierbij wordt ervoor gezorgd dat de netondersteunende functies van de inverter niet tegengewerkt worden.

Idealiter zijn de opgewekte spanningen in een driefasig systeem symmetrisch, wat betekent dat de amplitudes van de drie fasen gelijk zijn en de fasehoeken 120° ten opzichte van elkaar verschoven. De resulterende spanningen aan het aansluitingspunt kunnen echter uit balans zijn omwille van verschillende redenen. De onbalans vertaalt zich in ongelijke amplitudes van de spanning, faseverschuivingen en ongelijke niveau's van harmonische vervorming tussen de fasen. Spanningsonbalans kan resulteren in negatieve effecten op toestellen van eindgebruikers (bv driefasige

asynchrone machines) en op het distributienetwerk. Een ongebalanceerd distributienetwerk zal onderworpen zijn aan hogere verliezen en opwarmingseffecten. Het is dus belangrijk dat er gestreefd wordt naar het behouden van een volledig gebalanceerde spanning. Inverter-gekoppelde dg-eenheden zullen een invloed hebben op de aanwezige onbalans. In hoofdstuk 6 wordt de invloed van twee types driefasige regelstrategieën op spanningsonbalans en netwerkverliezen bestudeerd. Het eerste type is de frequent gebruikte sinusoidale regelstrategie die zowel één- als driefasig geïmplementeerd wordt. Het tweede type is de dempende regelstrategie. De éénfasige dempende regelstrategie werd reeds in de literatuur beschreven. De driefasige regelstrategie met een resistief gedrag ten opzichte van de homopolaire en inverse spanningscomponent wordt hier voorgesteld. Uit dit hoofdstuk volgt dat de dempende regelstrategieën een positieve invloed op de spanningsonbalans en de netwerkverliezen hebben. De driefasig dempende regelstrategie resulteert daarenboven in een verbeterd spanningsprofiel. Dit kan een hogere penetratie van dg-eenheden in laagspanningsdistributienet toelaten.

Spanningsdips zijn kortstondige verlagingen van de nominale effectieve netspanning. Deze worden veroorzaakt door een tijdelijke toename van de netstroom. Uit de literatuur blijkt dat spanningsdips beschouwd worden als één van de belangrijkste aspecten van netkwaliteit. De economische impact van spanningsdips is dan ook enorm. Spanningsdips zijn in veel gevallen asymmetrisch. De oorzaak van spanningsdips is hierbij belangrijk. Deze kunnen immers veroorzaakt worden door ondermeer kortsluitingen. In hoofdstuk 7 wordt de invloed van de voorgestelde regelstrategie op spanningsdips bestudeerd. Twee aspecten worden in dit hoofdstuk bestudeerd: spanningsdip-initiatie en de resterende spanning. Er kan besloten worden dat de voorgestelde regelstrategie een positieve invloed heeft tijdens de spanningsdip-initiatie en op de resterende spanning tijdens de fout.

Tot slot komen in hoofdstuk 8 de belangrijkste besluiten van dit werk aan bod en ook worden er enkele suggesties gedaan voor verder onderzoek.

Summary

The electrical power system has changed significantly in the last decade. The increasing number of distributed generation units which are being connected to the low voltage distribution grid has led to an important increase in installed distributed power. This is mainly caused by the increasing awareness for the environment and the liberalisation of the electricity market. The major part of the distributed generators which are installed by residential customers, are connected to the low voltage distribution grid via a single-phase connection. Until today electricity networks were dispatched centrally, without consideration of what happens at distribution level. The connection of this huge amount of mainly single-phase distributed generators has resulted in voltage problems which leads to a decreased power quality. The term power quality describes the deviation of the ideal voltage and current wave forms. Besides the increasing number of distributed generators, there is also an increase in powerelectronics-based loads. These loads have a non-linear voltage-current relationship and therefore will lead to deviations of the ideal voltage and current waveforms. These evolutions have a significant influence on the power quality aspects of the electricity grid and therefore play an important role in the future development and operation of the grid. Most of the distributed generators are connected via a powerelectronic inverter to the distribution grid. Both the voltage-current relationship and the power exchange are determined by the choice of the topology and control strategy. A suitable choice of the hardware in combination with the implementation of a smart control strategy will allow grid-connected inverters to offer a wide range of grid supporting services. The improvement of the power quality is nowadays mainly taken care of by so-called power quality conditioners (PQC). These systems have the sole purpose of improving the power quality in electrical grids. Distributed generators are extremely fit to improve the power quality because they are connected to the grid via a voltage-source inverter and are able to improve the power quality by injecting active power in the grid. In contrast to the PQC-solutions, distributed generators do not require energy storage since the energy delivered by the primary energy source can be used for this purpose. In this work a control strategy for three-phase inverter-connected distributed generators in low-voltage distributed grids is presented. This control strategy emulates

a resistive behaviour towards the inverse and zero-sequence voltage components. In addition, an extra signal is added to the reference value such that a resistive behaviour towards grid voltage perturbations is achieved. In this work, it is proven that using this control strategy, not only active power is injected but also the grid is supported and voltage dips and voltage unbalance are damped.

In order for the three-phase control strategy to operate optimally, it is necessary that the neutral conductor is also connected to the inverter. Different topologies exist that allow the connection of the neutral conductor. In chapter 2 an overview of these topologies with their advantages and disadvantages is given. This chapter concludes that the most interesting topology, is the topology with split dc-link. This topology is interesting because of its simple topology and the use of a limited number of switches (in comparison with the four-legged topology). Another advantage is that the split-link topology can be seen as three single-phase half-bridge inverters, which allows each leg to be controlled independently which is very advantageous for the current controller.

The frequency and phase angle of the grid voltage are the most important information for the functioning of grid-connected inverters. The phase angle (and often also the amplitude) of the grid voltage are used to build the reference values of the injected currents. The control strategy of the inverter must know the phase angle such that the injected current is in phase with the grid voltage to obtain a power factor of one. The phase angle can be obtained by means of a closed-loop method (known as phase locked loop, PLL). During grid faults, the connected systems are subjected to phase angle jumps and voltage dips. Additionally, harmonics, notches, spikes and other unwanted perturbations can occur in the low-voltage grid. These disturbances have a negative influence on obtaining the frequency and phase angle. An ideal PLL system must be able to obtain the phase angle fast and accurately even if the grid voltage is unbalanced or contains harmonics. In chapter 3 different possible PLL methods and their performance during faulted grid operation are studied. The control strategy which is presented here requires the knowledge of the phase angle and amplitude of the different phase voltages. This has led to the implementation of three single-phase PLL methods.

In chapter 4 the current control loop of the three-phase inverter is studied. The injected current needs to track the reference current perfectly. This is handled by the current controller. Since the current control loop is implemented on a digital system, a representation in the Z -domain is advantageous. Z -domain models predict the dynamic behaviour more accurately and are also more accurately than frequency domain models. A Z -domain model of the current control loop has been set up and proven to follow the experimental results closely. The three-phase damping control strategy is presented. This control strategy emulates a resistive behaviour towards the inverse and zero-sequence voltage component. An extra term is added

to the reference values such that a resistive behaviour towards voltage disturbances is achieved. To validate the research results of this work, an experimental setup has been developed. This setup is described in this chapter.

The control of an inverter-connected distributed generation unit can be divided in a current controller and a bus voltage controller. An important function of the dc-bus voltage controller of a voltage source inverter (VSI) for distributed generation applications is to control the balance between the power at the grid-side and the power at the dc-side. The dc-bus voltage controller outputs the fundamental conductance which is used to construct the reference current. The dc-bus voltage controller is not the critical part of the control of the VSI because balancing the input and output power is a slow process and the (large) capacitor at the dc-bus serves as buffer. However, this controller can (negatively) influence the behaviour of the VSI. The current controller must be designed such that it allows to track the reference current perfectly. In chapter 5 a model of the bus voltage controller is developed and a bus voltage controller is proposed which does not have a negative influence on the current wave form. A disadvantage of the topology which is chosen in chapter 2 is that the mid-point of the dc-bus needs to be actively balanced. To achieve this, the second part of chapter 5 studies different methods.

Ideally, the generated voltages in three-phase power systems are symmetrical. However, the resulting voltages at the point of common coupling and at the point of connection (POC) can be unbalanced for several reasons. The nature of the unbalance includes unequal voltage magnitudes at the fundamental system frequency (under- and over-voltage), fundamental phase angle deviation and unequal levels of harmonic distortion between the phases. Unbalance can result in adverse effects on equipment and on the distribution system. An unbalanced distribution system will be subjected to more losses and heating effects. Therefore, it is important that a balanced voltage at the POC is maintained. The influence of the different control strategies of three-phase inverter-connected distributed generators on the electricity grid under voltage unbalance must be known. In chapter 6 the impact of the four three-phase control strategies on voltage unbalance and network losses is studied. The four studied control strategies are: (i) single-phase sinusoidal control strategy, (ii) three-phase symmetrical control strategy, (iii) single-phase damping control strategy and (iv) the in this work presented control strategy three-phase damping control strategy. The single-phase sinusoidal and single-phase damping control strategy were implemented in each phase. It can be concluded that when connecting distributed generation units to the grid, it is recommended that the distributed generation unit is connected by means of a three-phase inverter which is controlled using a three-phase damping control strategy. The inverter will thus inject power in the grid and will help improve voltage unbalance and will result in decreased network losses.

In chapter 7 the influence of the proposed control strategy on voltage dips is studied. Two aspects are studied in this chapter: voltage dip initiation and the retained voltage. It can be concluded that this control strategy has a beneficial effect during voltage dip initiation and on the retained voltage during the voltage dips and thus helps sustaining the grid during faults.

Finally, in chapter 8, an overview is given of the most important conclusions. Furthermore, some suggestions for further research are presented.

Lijst van symbolen, afkortingen en Engelse terminologie

Symbolen

C_{dc} gelijkspanningscondensator

C_f ingangscondensator

C_{par} parasitaire capaciteit

δ de pulswijdteverhouding

δ_{ff} regimewaarde van de pulswijdteverhouding bij gebruik van voorwaartscompensatie

g_1 geëmuleerde fundamentele ingangsconductantie van de inverter

g_d geëmuleerde dempende ingangsconductantie

i_{dc} dc stroom

i^L ingangsstroom door de spoelen van de inverter

$i^{L,ref}$ wenswaarde voor de ingangsstroom door de spoelen van de inverter

i_n stroom door de neutrale

L_f ingangspoel van de inverter

p_{ac} ogenblikkelijk vermogen uitgewisseld tussen inverter en net

P_{ac} gemiddeld vermogen uitgewisseld tussen inverter en net

p_{dc} ogenblikkelijk dc vermogen geleverd aan de inverter

P_{dc} gemiddeld dc vermogen geleverd aan de inverter

- T_b de bemonsteringsperiode
- t_{dip} de duur van een spanningsdip
- T_s de schakelperiode
- $|v|$ de amplitude van de sinusoidale spanning v
- v_{dc} gelijkspanning op de bus van de inverter
- v_{dc}^b gelijkspanning over de bovenste dc-bus condensator
- v_{dc}^o gelijkspanning over de onderste dc-bus condensator
- $v_{\text{dc}}^{\text{ref}}$ wenswaarde voor de gelijkspanning op de bus van de inverter
- v_g netspanning over het ingangsfILTER van de inverter
- v_{PCC} spanning aan het gemeenschappelijk aansluitingspunt
- V_{rms} effectiefwaarde van de spanning
- $X, X(t)$ (tijdsafhankelijke) evenwichtswaarde van de variabele $x(t)$
- $\hat{x}(t)$ kleinsignaal-afwijking van een variabele $x(t)$ uit de evenwichtstoestand
- η rendement van de inverter

Afkortingen

- ADC analoog-naar-digitaal-omzetter
- ac wisselspanning
- dc gelijkspanning
- dg distributed generation, decentrale generatie
- DSP digital signal processor, digitale signaalprocessor
- DVR dynamic voltage restorer, dynamische spanningsstabilisator
- EMC elektromagnetische compatibiliteit
- FPGA field-programmable gate array
- GRS gebruikersreferentiestelsel

HSC	harmonische stroomcompensatie
HSD	harmonische spanningsdemping
HV	High Voltage, hoogspanning
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
ITIC	Information Technology Industry Council
FFT	fast-Fourier-transformatie
LPF	Low Pass Filter, laagdoorlaatfilter
LV	Low Voltage, laagspanning
MV	Medium Voltage, middenspanning
NOH/ZOH	nulde-orde-houder
PCC	point of common coupling, gemeenschappelijk aansluitingspunt
PFC	power-factor correction, arbeidsfactor-correctie
PI	proportioneel-integrerende
PLL	phase locked loop, fasevolger
POC	point of connection, aansluitingspunt
p.u.	per unit
PV	Photovoltaic, fofovoltaïsch
PWM	puls width modulation, pulswijdtemodulatie
RMS	root mean square, effectiefwaarde
SRF	Synchronous Reference Frame, synchroon referentie stelsel
SVPWM	Space Vector PWM, ruimtevectormodulatie
THD	total harmonic distortion, totale harmonische distorsie
TPU	total phase unbalance, totale fase-onbalans

- TPD total phase distortion, totale fase-distorsie
- UPQC unified power quality conditioner
- UPS uninterruptible power supply
- UPWM uniform bemonsterde pulswijdtemodulator
- VRS verbruikersreferentiestelsel
- VSI voltage source inverter, spanningsbron-invertor
- VUF voltage unbalance factor, spanningsonbalansfactor
- WKK warmte-krachtkoppeling

Hoofdstuk 1

Inleiding

1.1 Probleemstelling

Het elektrische energielandschap heeft het laatste decennium sterke veranderingen ondergaan. Zo zijn er de laatste jaren een groot aantal decentrale generatoren (zoals fotonvoltaïsche panelen (PV), windmolens etc.) op het net aangesloten. Het totaal geïnstalleerd vermogen van kleinschalige (< 10 kVA) PV installaties is toegenomen van 1.5 MW in 2006 naar meer dan 700 MW in 2011 (VREG). De belangrijkste drijfveren hiervoor kunnen gevonden worden in het steeds groter wordende milieubesef en de liberalisering van de energiemarkt. Europa wil mondiaal een voortrekkersrol spelen in de strijd tegen de opwarming van de aarde. Een cruciale maatregel in het kader van het beleid van duurzame ontwikkeling van de EU is de zogenaamde 20-20-20 doelstelling: de vermindering van het uitstootniveau tegen 2020 met 20 % ten opzichte van de niveau's van 1990 samen met de doelstelling om 20 % van de energie duurzaam te produceren. Het grootste potentieel voor emissiereducties is aanwezig in de elektriciteitssector [1]. Hernieuwbare energiebronnen waren in 2009 goed voor 61 % van de nieuwe elektriciteitsopwekkingscapaciteit in de EU [1]. Naast het positieve effect van het gebruik van hernieuwbare energiebronnen op de reductie van broeikasgassen, bieden deze (binnenlandse) energiebronnen ook grote voordelen omdat zij de afhankelijkheid van de invoer verminderen. Op deze manier wordt de elektriciteitsvoorziening ook minder kwetsbaar [2].

Ook de liberalisering van de energiemarkt heeft geleid tot de sterke stijging van het geïnstalleerd decentraal vermogen. Ten gevolge van de liberalisering is het risico bij investeringen voor elektriciteitsproducenten bij kleinschalige projecten veel kleiner geworden. Daarnaast hebben de verschillende subsidiemaatregelen voor groene-stroom-productie ook aanleiding gegeven tot een toenemend aantal kleinschalige particuliere productie-eenheden. Daarnaast wordt via decentrale pro-

ductie concurrentie in de elektriciteitsmarkt gebracht en wordt de monopoliepositie van grote elektriciteitsproducenten doorbroken. Het merendeel van deze decentrale productie wordt via een omvormer aan het net gekoppeld. Deze netgekoppelde omvormers zijn vermogenelektronische systemen waar zowel de spanning-stroom relatie als de vermogenuitwisseling bepaald wordt door de keuze van de topologie en de sturing. Een geschikte keuze van de hardware in combinatie met de implementatie van een slimme regelstrategie, zal ervoor zorgen dat netgekoppelde omvormers in de toekomst een waaier aan netondersteunende diensten kunnen aanbieden. Op die manier wordt de netkwaliteit lokaal beter en zal er een betrouwbare vermogensuitwisseling bereikt worden. De flexibiliteit die door deze netgekoppelde omvormers geboden wordt, zal in de toekomst de verdere integratie van hernieuwbare dg-eenheden faciliteren. Daarenboven zullen deze omvormers alternatieve oplossingen bieden om de netkwaliteit te verbeteren [3].

Het merendeel van de (kleinschalige) dg-eenheden wordt door middel van een éénfasige aansluiting gekoppeld met het laagspanningsnet wat samen met het onvoorspelbaar gedrag van hernieuwbare energiebronnen problemen kan geven voor de netkwaliteit. De 20-20-20 doelstelling beïnvloedt de netkwaliteit ook op een andere manier. Er wordt immers gestreefd om het energieverbruik drastisch te verminderen. Een typisch voorbeeld om het energieverbruik te verlagen is het vervangen van gloeilampen door spaarlampen. Ten gevolge van hun niet-lineaire spanning-stroom relatie hebben spaarlampen een invloed op de golfvormdistortie en bijgevolg op de netkwaliteit.

In de nabije toekomst zal ENTSO-E [4] voorwaarden aan dg-eenheden opleggen. Dg-eenheden zullen naast het leveren van de beschikbare energie ook secundaire functies moeten vervullen zodat de netkwaliteit verbeterd wordt. Om de veiligheid van het netwerk te kunnen verzekeren en een zeker veiligheidsniveau te kunnen aanbieden, is het essentieel dat er een gemeenschappelijke set van eisen voor netwerkaansluiting gedefinieerd wordt. Deze set van eisen zal als basis dienen voor een nationale regelgeving (national grid codes) of bilaterale overeenkomsten tussen de netwerkoperator en de eigenaar van de energieproductie-eenheid die aangesloten wordt op het netwerk. Het doel van deze Network Code is om heldere en objectieve eisen op te stellen voor netgekoppelde generatoren, zodat er bijgedragen wordt tot niet-discriminatieve, efficiënte concurrentie, het efficiënt werken van de interne elektriciteitsmarkt en om de veiligheid van het systeem te waarborgen. De eisen die gesteld worden aan de productie-eenheden zijn essentieel voor de netwerkopereatoren. De netwerkopereatoren (zowel van het HV, MV als het LV-net) moeten steeds de volgende verantwoordelijkheden voor het uitbaten van het elektrisch net kunnen waarborgen:

- systeem management (HV, MV en LV)
- balancering van het actief vermogen in het elektrisch energienet / frequentie

stabiliteit (HV, MV)

- spanningsstabiliteit (HV, MV en LV)
- robuustheid van het systeem (N-1) (HV, MV en LV)
- systeemherstel na het optreden van een fout (HV, MV en LV)

met betrekking tot

- de sterke groei van productie-eenheden die verbonden worden met het distributienet (voornamelijk warmtekrachtkoppelinginstallaties, wind generatoren, fotovoltaïsche systemen),
- hun impact op het elektrisch netwerk in normale en in verstoorde situaties,
- de verbeteringen van hun technische eigenschappen en prestaties.

Het is van cruciaal belang dat deze eisen gedeeld worden door zowel de productie-eenheden die aangesloten zijn op het transmissienet als door degene aangesloten aan het lagere-niveau distributienet.

Het is duidelijk dat in de huidige evolutie van de elektriciteitswereld de netkwaliteit een belangrijke rol speelt. Hoewel netgekoppelde omvormers veel mogelijkheden bieden in de verbetering van de netkwaliteit, zijn ze op dit moment nog niet in staat om het net tijdens fouten te ondersteunen noch om ongewenste invloeden op het net te verminderen. In dit werk wordt een regelstrategie voorgesteld voor driefasige invertor-gekoppelde dg-eenheden die naast het injecteren van actief vermogen ook aanleiding geeft tot de verbetering van de netkwaliteit.

1.2 Elektrisch net

In deze paragraaf wordt kort de opbouw van het elektrisch net geschetst. Deze beknopte tekst is gebaseerd op [5, 6]. Voor meer informatie wordt de lezer dan ook naar deze werken verwezen.

Het doel van het elektrisch energiesysteem is het opwekken van elektrische energie en het leveren van deze energie aan verbruikers op een aanvaardbare spanning. Daartoe kan de beheerder van het elektrische systeem gebruik maken van de productie-eenheden, van het transmissienet en de distributienetten.

Het klassieke netwerkmodel is gecentraliseerd: het bestaat uit grote elektriciteitscentrales die elektrische energie genereren. Deze elektrische energie wordt door middel van het transmissienet getransporteerd naar verschillende distributienetten. Het Belgische transmissienet bestaat uit luchtlijnen en ondergrondse kabels met een spanning van 400 tot 30 kV. Dit net wordt uitgebaut door de transmissienetbeheerder Elia [7]. De 400 kV-lijnen vormen de ruggengraat van het Belgische

net. Internationale uitwisselingen verlopen hoofdzakelijk langs deze lijnen. Op dit spanningsniveau zijn ook de kerncentrales en de pompcentrales van Coö aangesloten. Daarnaast zijn er de verbindingen van 150 kV om elektriciteit te transporteren naar belangrijke verbruikscentra en om het binnenlandse stroomverkeer te verzekeren. De verdere verdeling naar de injectiepunten van de netten van de distributiemaatschappijen verloopt grotendeels via verbindingen op 70 en 36 kV. Grote industriële verbruikers zijn rechtstreeks op het hoogspanningsnet aangesloten.

Het door Elia beheerde elektriciteitsnet is sterk vermaasd, wat betekent dat het bestaat uit lussen met verbindingen zowel op eenzelfde spanningsniveau als tussen de diverse spanningsniveau's. Afnamepunten kunnen zodoende langs diverse wegen worden bevoorrad.

De distributienetten brengen de elektriciteit op laag- of middenspanning tot bij residentiële en industriële verbruikers. Om die distributienetten te beheren, zijn er distributienetbeheerders. De distributienetten worden waar mogelijk uitgebaat in een open ringstructuur. Dit houdt in dat elke klant via twee verbindingen gevoed kan worden, maar dat slechts één van beide verbindingen daarvoor gebruikt wordt. Bij eventuele defecten aan de éne verbinding kan de andere verbinding manueel ingeschakeld worden. Distributienetten kunnen dus wat de uitbating betreft beschouwd worden als radiale netten.

Verschillende ontwikkelingen hebben geleid tot een andere visie op het elektrische netwerk. De belangrijkste zijn [6, 8]:

- De vrijmaking van de elektriciteitsmarkt zorgt ervoor dat er in plaats van één bedrijf verschillende bedrijven ontstaan zijn, met elk hun eigen klanten. Dit betekent dus dat er bedrijven zijn voor productie, beheer van het transmissienet en beheer van het distributienetwerk. Daarnaast zijn er ook elektriciteitsleveranciers die elektriciteit aankopen bij producenten en verkopen aan verbruikers.
- Klanten werden meer bewust van hun rechten en eisen een hoge netkwaliteit. Dit houdt in dat de spanning aan het aansluitingspunt een hoge beschikbaarheid heeft en een golfvorm die weinig of niet afwijkt van de ideale vorm. Daarenboven worden er door de klant ook eisen gesteld aan de interactie tussen de klant en de netbeheerder.
- De elektriciteitsproductie verschuift van grote elektriciteitscentrales verbonden aan het transmissienet naar kleinere eenheden die aangesloten worden op lagere spanningsniveaus. Voorbeelden daarvan zijn industriële toepassingen van warmte-krachtkoppeling (WKK) en industrieel en residentieel gebruik van hernieuwbare energiebronnen als zon en wind.

Daarom wordt het elektriciteitsnet niet langer gezien als één geheel, maar als een netwerk met verschillende klanten. Hierbij dient opgemerkt te worden dat het elek-

trisch net in fysisch opzicht niet veranderd is. De verschillende klanten die gebruik maken van het elektrisch net kunnen vermogen opnemen of produceren, of beide, maar dan op verschillende tijdstippen. In deze moderne visie op elektrische energienetten koopt en verkoopt de beheerder niet langer energie, maar verkoopt hij transportcapaciteit en toegang tot het net. In dat opzicht kan gesteld worden dat in het kader van de integratie van decentrale energiebronnen in het elektrisch netwerk, de uitbating van het elektrisch systeem niet langer de bepalende factor is voor de hoeveelheid energie die op een bepaalde plaats geproduceerd zal worden. Het is immers de taak van de netbeheerder om alle energie te transporteren. Uiteraard zal via het toegangscontract een compromis gemaakt worden tussen de netbeheerder en de klant die de elektriciteit produceert, wat dus een beperking oplevert van de elektriciteitsmarkt.

De mogelijke klanten van een transmissienet zijn grote elektriciteitscentrales, distributienetwerken en grote industriële klanten. Bij distributienetwerken zijn de huidige klanten voornamelijk eindgebruikers die vermogen opnemen. Daarnaast zijn ook het transmissienet en de verschillende kleine productie-eenheden mogelijke klanten van een distributienet. Hierbij worden alle klanten als gelijkwaardig gezien, of ze nu elektriciteit produceren of opnemen. Het doel van het net is immers het transporteren van elektriciteit, ongeacht de richting. De technische uitbating hierbij is om het transport te realiseren met garantie op een aanvaardbare spanning en frequentie.

1.3 Netkwaliteit in laagspanningsnetten

De kwaliteit van een elektrisch net kan aan de hand van verschillende definities worden besproken. Hierbij wordt de nadruk gelegd op de afwijking van het ideale geval. In de literatuur worden er verschillende definities voorgesteld om deze afwijking te beschrijven. In dit werk zullen de volgende definities, gebaseerd op [5,6,9], worden gebruikt.

Spanningskwaliteit betreft de afwijkingen van de spanning van zijn ideale sinusoidale toestand. De ideale golfvorm is gekarakteriseerd door een cosinus met een voorafbepaalde waarde van de amplitude en de frequentie. In driefasige netten is bovendien vereist dat deze golfvormen symmetrisch zijn. Hiermee wordt bedoeld dat ze een gelijke amplitude en frequentie bezitten en ten opzichte van een andere fase verschoven zijn over een hoek van $\pm 120^\circ$. Hierbij wordt de fasevolgorde a-b-c aangehouden.

Stroomkwaliteit is de complementaire term van spanningskwaliteit. Het betreft de afwijking van de stroom van zijn ideale toestand. Deze ideale toestand is

opnieuw een cosinus met constante frequentie. Daarbij komt nog dat in het ideale geval de stroom in fase is met de spanning.

Netkwaliteit is de combinatie van spannings- en stroomkwaliteit. Hierbij is het belangrijk op te merken dat hiermee niet de afwijking van het product van spanning en stroom ten opzichte van de ideale vorm bedoeld wordt. In de Engelse literatuur wordt netkwaliteit over het algemeen aangeduid met de term *power quality* [10, 11].

Leveringscontract betreft zowel technische als commerciële aspecten van de levering van vermogen. Het technische aspect van leveringskwaliteit valt grotendeels samen met de spanningskwaliteit, met extra nadruk op de beschikbaarheid van de spanning aan het afnamepunt. Het commerciële aspect behandelt de interactie tussen de klant en de netbeheerder of de leverancier. Hieronder vallen bijvoorbeeld de behandeling van eventuele klachten en duidelijkheid van de tarificatie.

De bovenstaande definities hebben betrekking op de interactie tussen de netwerkbeheerder en de klant. Dit kan bijvoorbeeld een residentiële gebruiker en de distributienetbeheerder zijn, maar ook een elektriciteitscentrale en de transmissienetbeheerder of de transmissienetbeheerder en de distributienetbeheerder. De term netkwaliteit is dus zeker niet beperkt tot het elektrisch net en de eindgebruiker.

Verstoringen in de netkwaliteit kunnen leiden tot een verminderde werking van toestellen die aangesloten zijn op het net. De interactie tussen lasten die verstoringen veroorzaken en de immuniteit ten opzichte van verstoringen op het net worden bestudeerd in het kader van elektromagnetische compatibiliteit (EMC). In wat volgt zullen de voornaamste afwijkingen van de netkwaliteit worden benoemd [10, 11]. Binnen de netkwaliteit kunnen een aantal verschillende types verstoringen onderscheiden worden:

- **Golfvormdistorsie:**
Afwijking van de golfvorm van het ideale sinusoidale verloop. Het bekendste voorbeeld van golfvormdistorsie is harmonische vervorming.
- **Spanningsonderbrekingen:**
Treden op als de spanning dicht bij 0 ligt. Dit wordt in de Europese norm EN50160 [12] gedefinieerd als “minder dan 1 %” en door het IEEE [13] als “minder dan 10 %” van de nominale spanning.
- **Spanningsdips:**
Vermindering van de magnitude van de spanning tot een waarde tussen 90 % en 1 % (EN50160) of 10 % (IEEE) met een herstel tot de nominale spanning binnen een tijdspanne van 10 ms tot één minuut.

- Over- en onderspanningen:
Deze termen worden gebruikt voor langdurige afwijkingen van de spanning met meer dan 10 % van zijn nominale waarde.
- Frequentievariaties:
Afwijkingen in de frequentie van de voedingsspanning zijn te wijten aan onevenwicht tussen productie en last, maar komen in het sterk vermaasde Europese net slechts in zeer beperkte mate voor. Eén van de meest recente frequentieverstoringen in het Europese net dateert van 4 november 2006. Uitschakeling van verbindingslijnen zorgde er toen voor dat het net uiteenviel in drie stukken, waardoor productie en afname niet meer in evenwicht waren, en er afwijkingen in de frequentie ontstonden [14].
- Onbalans:
Het fenomeen in driefasige systemen waarbij de RMS-waarde van de spanning of de fasehoeken tussen opeenvolgende fasen niet gelijk zijn.

In dit werk wordt voornamelijk ingegaan op spanningsdips en onbalans, die hierna uitgebreid besproken zullen worden. Aan het laboratorium voor elektrische energietechniek (EELAB) werd in het verleden reeds veel onderzoek verricht naar het dempen van harmonische vervorming. Er wordt niet verder ingegaan op golfvormdistorsie aangezien dit reeds uitgebreid in de doctoraten [9] en [6] werd behandeld. In dit proefschrift wordt immers geen meerwaarde gecreëerd met betrekking tot het dempen van harmonische vervorming.

1.3.1 Onbalans

A. Inleiding

De opgewekte spanningen in een driefasig systeem zijn bij voorkeur symmetrisch wat betekent dat de amplitudes van de drie fasen en de fasehoeken tussen opeenvolgende fasen gelijk zijn. De resulterende spanningen aan het einde van de distributiefeder en aan het aansluitingspunt (Point of Connection - POC) kunnen echter uit balans zijn door verschillende redenen. De onbalans vertaalt zich in ongelijke amplitudes van de spanning bij de fundamentele frequentie (onder- en overspanningen), faseverschuivingen bij de fundamentele frequentie, en ongelijke niveau's van harmonische vervorming tussen de fasen [15]. De oorzaak kan gevonden worden in de ongelijkmatige verdeling van éénfasige lasten (en dg-eenheden) in het driefasig elektrisch energienet. Deze verdeling van éénfasige lasten (en dg-eenheden) verandert daarenboven continu. Andere mogelijke oorzaken kunnen gevonden worden in ongelijke impedanties in driefasige transformatoren en ongelijke transmissielijn impedanties mogelijk veroorzaakt door het onvolledig transponeren van de transmissielijnen (enkel voor lange lijnen).

Tabel 1.1: Vereisten voor de voedingsspanning volgens de norm EN50160

Fenomeen	Criteria
Frequentie	50 Hz ± 1 % gedurende 99.5% van elk jaar 50 Hz +4%/ -6% gedurende 100% van de tijd
Grootte van de spanning (Spanningsniveau)	$V_{nom} = 230V$ $V_{nom} \pm 10\%$ voor 95%/week (10 min effectieve waarde) $V_{nom} +10\%/-15\%$ voor alle 10 min effectieve waarden
Snelle spannings- veranderingen	5% V_{nom} 10% V_{nom} indien zelden Flikkeringsgraad $P_{lt} < 1$ gedurende 95%/week
Onbalans	Inverse component van de spanning is kleiner dan 2% van de directe spanning gedurende 95%/week
Harmonische distorsie	THD < 8% gedurende 95%/week

De spanning kan aan de ingang van bv. een bedrijventerrein gebalanceerd zijn, maar kan verder in het netwerk uit balans geraken. Deze onbalans kan veroorzaakt worden door ongebalanceerde en overbelaste systemen en hoogimpedante verbindingen (bv. ten gevolge van slechte of losse contacten). Een voorbeeld van een ongebalanceerd systeem is de ongebalanceerde impedantie van een motor die verder in de tijd nog kan toenemen door de ongelijke opwarming van de stator [16]. De onbalans kan ook veroorzaakt zijn door een probleem in het productieproces. Het aantal windingen kan verschillen tussen de verschillende fasen of de stator kan asymmetrisch geconstrueerd zijn.

Het balanceren van een elektrisch energienet vormt een grote uitdaging gezien de onbalans in de tijd wijzigt door de verandering van de belasting. De distributienetoperatoren zijn verplicht om de spanning aan een aantal voorwaarden te laten voldoen. De voedingsspanningseisen van het openbare distributienet in België zijn gebaseerd op de standaard EN50160 [12]. Een overzicht van de meest belangrijke aspecten van deze standaard wordt in Tabel 1.1 weergegeven. De twee belangrijkste parameters met betrekking tot spanningsonbalans die in de norm EN50160 voorkomen zijn de variaties in de spanningsamplitude en de spanningsonbalans van de voedingsspanning.

B. Beschrijving van onbalans

In de literatuur wordt een overzicht gegeven van de verschillende definities van spanningsonbalans [17, 18]: één opgesteld door NEMA, één door IEEE, de voltage unbalance factor (VUF) en de complexe voltage unbalance factor (CVUF).

Deze definities zullen verder in dit werk gegeven worden. In dit werk zal gebruik gemaakt worden van de VUF om de spanningsonbalans in een laagspanningsdistributienetwerk te evalueren. De VUF wordt frequent in de literatuur gebruikt en wordt ook in de standaard EN50160 [12] gebruikt om de spanningsonbalans te begrenzen.

Driefasige ongebalanceerde spanningen kunnen opgedeeld worden in drie groepen van gebalanceerde spanningen, namelijk de directe, inverse en homopolaire spanningscomponent. Hierna wordt kort de wiskundige beschrijving gegeven, voor meer informatie wordt de lezer verwezen naar [3, 19].

Met behulp van een Fourierreeks, kan de set driefasige spanningen in fasegrootheden geschreven worden als:

$$\begin{aligned} v_a &= \sum_{n=1}^{\infty} V_{a,n} \cos(n\omega_1 t + \phi_{a,n}) \\ v_b &= \sum_{n=1}^{\infty} V_{b,n} \cos(n\omega_1 t + \phi_{b,n}) \\ v_c &= \sum_{n=1}^{\infty} V_{c,n} \cos(n\omega_1 t + \phi_{c,n}) \end{aligned} \quad (1.1)$$

met n de harmonische orde en ω_1 de fundamentele pulsatie van de spanning.

De fasorvoorstelling blijkt een bewezen en handige manier te zijn om sinusoidale grootheden voor te stellen. De spanningen uit (1.1) kunnen dus voorgesteld worden als:

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \Re \left(\sum_{n=1}^{\infty} \exp(jn\omega_1 t) \begin{bmatrix} \underline{V}_{a,n} \\ \underline{V}_{b,n} \\ \underline{V}_{c,n} \end{bmatrix} \right) \quad (1.2)$$

waarbij de fasoren voorgesteld worden door de onderlijnde variabelen ($\underline{V}_{a,n} = V_{a,n} \exp(j\phi_{a,n})$ enz.) en $\Re(\cdot)$ het reële deel van een complex getal voorstelt. Indien de symmetrische-componenten transformatie op elke harmonische spanningsfasor wordt uitgevoerd dan worden de corresponderende symmetrische spanningscomponenten bekomen:

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_{0,n} \\ \underline{V}_{1,n} \\ \underline{V}_{2,n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_{a,n} \\ \underline{V}_{b,n} \\ \underline{V}_{c,n} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

met $a = \exp(j\frac{2\pi}{3})$ en de indices 0, 1 en 2 respectievelijk staan voor de homopolaire, directe en inverse component.

De inverse transformatie wordt gegeven door:

$$\begin{bmatrix} \underline{V}_{a,n} \\ \underline{V}_{b,n} \\ \underline{V}_{c,n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}_{0,n} \\ \underline{V}_{1,n} \\ \underline{V}_{2,n} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

In wat volgt wordt enkel de grondgolf beschouwd en wordt n bijgevolg gelijk aan één genomen. De voltage unbalance factor (VUF) wordt gegeven door de verhouding van de amplitudes van de inverse spanningscomponent tot de directe spanningscomponent.

Het percentage voltage unbalance factor (% VUF) wordt gegeven door:

$$\%VUF = \frac{|\underline{V}_2|}{|\underline{V}_1|} 100. \quad (1.5)$$

met $|\underline{V}_2|$ en $|\underline{V}_1|$ de amplitudes van respectievelijk de inverse en de directe spanningscomponent.

De homopolaire voltage unbalance factor (VUF_0) wordt gegeven door de verhouding van de amplitudes van de homopolaire spanningscomponent tot de directe spanningscomponent. Het percentage homopolaire voltage unbalance factor (% VUF_0) wordt gegeven door:

$$\%VUF_0 = \frac{|\underline{V}_0|}{|\underline{V}_1|} 100. \quad (1.6)$$

met $|\underline{V}_0|$ de amplitude van de homopolaire spanningscomponent.

C. Gevolgen van onbalans

Spanningsonbalans kan resulteren in negatieve effecten op toestellen en op het distributienetwerk. Een ongebalanceerd distributienetwerk zal onderworpen zijn aan hogere verliezen en opwarmingseffecten.

De nadelige effecten van spanningsonbalans op asynchrone motoren zijn reeds bekend sinds de jaren 1950. Er werd aangetoond dat een asynchrone motor onderworpen aan een ongebalanceerde spanning een verminderd rendement heeft. De toegenomen warmteverliezen ten gevolge van de ongebalanceerde spanning leiden tot het vervroegd falen van de machine. De nadelige effecten kunnen als volgt verklaard worden. De ingangsspanning kan vertaald worden in symmetrische componenten die de spanning opdeelt in een directe en een inverse component. De homopolaire component is in motortoepassingen meestal nul aangezien de nulgeleider niet wordt verbonden. De directe en inverse spanning hebben een tegengestelde fasevolgorde. De directe component geeft aanleiding tot het gewenste koppel terwijl de negatieve spanningscomponent een draaiveld in de luchtspleet veroorzaakt

dat in de omgekeerde draairichting loopt. Dit resulteert in een ongewenst tegenkoppel en bijgevolg een verminderd koppel en snelheid met een kans op trillingen in het koppel en de snelheid en extra verliezen. Daarenboven is de negatieve component van de machineimpedantie zeer klein wat aanleiding geeft tot zeer grote stromen. Spanningsonbalans resulteert in een verminderd rendement samen met een verkorte levensduur van de machine.

Vermogenelektronische omvormers worden vaak gebruikt om grote elektronische lasten met het net te verbinden. Deze lasten variëren van driefasige noodstroomvoedingen tot regelbare-snelheidsaandrijvingen. Het merendeel van deze omvormers bezit een driefasige gelijkrichter met een dc-bus condensator die de driefasige ingangsspanning gelijkricht. Driefasige omvormers die een dergelijke gelijkrichter bezitten, nemen niet-sinusoidale stromen op uit het net. Indien de netspanning ongebalanceerd is, dan zullen de harmonische ingangsstromen niet beperkt zijn tot de karakteristieke harmonischen van de omvormer [20]. Harmonischen van de derde orde zullen immers toenemen wat aanleiding geeft tot een sterker ongebalanceerde ingangsstroom. De spanningsonbalans kan aanleiding geven tot grote stromen in één of twee fasen wat de overstroombeveiliging kan doen trippen [15]. Om deze reden worden er meer actieve gelijkrichters gebruikt met als voordeel dat een constante dc-busspanning bekomen wordt en dat een (bijna) sinusoidale ingangsstroom opgenomen wordt.

1.3.2 Spanningsdips

A. Inleiding

Een spanningsdip is een kortstondige vermindering van de effectiefwaarde van de spanning, ten gevolge van kortstondige toenames van de stroom. Deze stromen bevinden zich dikwijls op andere plaatsen in het netwerk dan waar de spanningsdip gemeten wordt. De meest voorkomende oorzaken van spanningsdips zijn het starten van motoren, het onder spanning brengen van transformatoren en kortsluitingen in het netwerk. Daarnaast kunnen ook het inschakelen van condensatorbanken en het schakelen van elektronische lasten voor toenames van de stroom en dus voor een daling van de spanning zorgen. Door de korte tijdsduur worden deze gebeurtenissen niet als spanningsdips gezien, maar veeleer als transiënten (< 10 ms). Spanningsdips ten gevolge van kort- of aardsluitingen veroorzaken de overgrote meerderheid van de problemen met elektrische apparaten. Een algemeen aanvaarde manier voor het voorstellen van spanningsdips is het weergeven van de RMS-waarden van de spanningen in functie van de tijd. Hierbij wordt de effectiefwaarde berekend over één netperiode en één of meerdere keren per netperiode geüpdatet.

Zonder de goed uitgebouwde netbeveiliging zou elke fout leiden tot langdurige

onderbrekingen voor een groot aantal klanten. De beveiliging reduceert het aantal klanten dat langdurige onderbrekingen ervaart aanzienlijk. Deze klanten, die zonder beveiliging een langdurige onderbreking zouden ondergaan, ervaren met de huidige beveiliging een spanningsdip. De toegenomen aandacht voor spanningsdips is niet zozeer te wijten aan de beveiliging van het net, maar vooral aan de toegenomen gevoeligheid van voornamelijk elektronische uitrusting voor spanningsdips, en de gestegen kosten bij het stilvallen van productieprocessen in bedrijven.

B. Classificatie van spanningsdips

Om spanningsdips te kunnen classificeren moeten de opgemeten golfvormen gekarakteriseerd worden. Daartoe worden hoofdzakelijk de resterende spanning en de duur van de spanningsdip gebruikt, zoals beschreven in [21]. Deze twee karakteristieken worden berekend op basis van de RMS-spanning in functie van de tijd. De verwerking van driefasige meetresultaten blijft tot op de dag van vandaag een onderwerp van onderzoek [6]. De huidige gangbare methode karakteriseert de driefasige spanningsdips door middel van de laagste resterende spanning en de langste tijdsduur. Daardoor zijn er een aantal onduidelijkheden:

- De effectiefwaarde van de spanning is tijdens de spanningsdip niet altijd constant. Dat leidt er toe dat de grootte van de spanningsdip overschat kan worden. Daarnaast kan de variatie van de effectiefwaarde ook leiden tot afwijkingen bij het bepalen van de tijdsduur.
- Een spanningsdip in drie fasen is veel zwaarder voor toestellen dan een spanningsdip in één fase. Dit blijkt niet uit de classificatie volgens resterende spanning en tijdsduur.
- Een aardsluiting in een geïsoleerd net wordt in de classificatie gelijkgesteld met een kortsluiting, hoewel de aardsluiting nauwelijks invloed zal hebben op toestellen.
- Door het verlies van informatie in de classificatie is het moeilijk om analyses te maken over de oorzaak en oorsprong van de spanningsdip.

Er zijn twee algemeen aanvaarde methodes voor de classificatie van driefasige spanningsdips: de ABC-classificatie [21] en de symmetrische-componentenclassificatie [22]. De ABC-classificatie is de oudste van de twee, en de meest gebruikte, waarschijnlijk omwille van de eenvoud van de methode en de eenvoudige grafische interpretatie [6]. De methode maakt gebruik van een aantal vereenvoudigingen en kan niet onmiddellijk gebruikt worden om de karakteristieken van de opgemeten spanningsdip te bekomen. De symmetrische-componenten classificatie is algemener, biedt een systematische aanpak van alle spanningsdips en heeft een directe

link met de opgemeten spanningsdips. De methode is echter minder intuïtief en voor vele toepassingen wordt een overgang naar de ABC-classificatie gemaakt. Beide classificaties zijn immers niet onafhankelijk. De ABC-classificatie is een speciaal geval van de algemenere symmetrische-componentenclassificatie, waarbij de directe, inverse en homopolaire componenten van de netimpedantie gelijk verondersteld worden. In dit werk zal de symmetrische-componentenclassificatie gebruikt worden. Voor meer informatie met betrekking tot de ABC-classificatie wordt de lezer naar [21] en [6] verwezen.

Symmetrische-componenten classificatie De classificatie maakt gebruik van drie types waarbij een onderscheid gemaakt wordt in functie van het aantal betrokken fasen:

Type I: Daling van voornamelijk één van de fasespanningen,

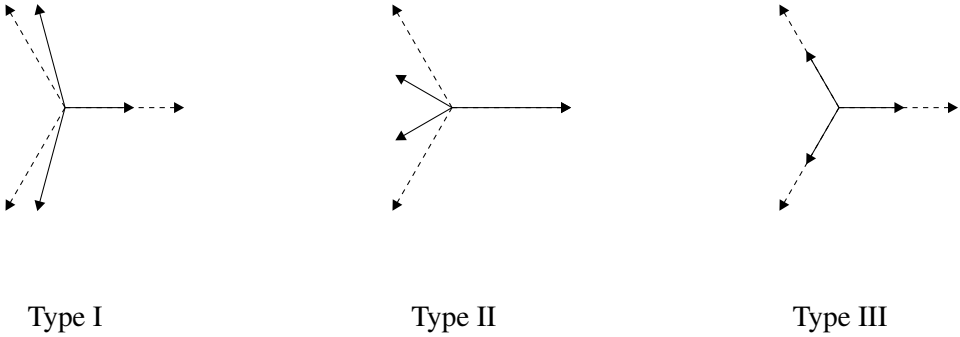
Type II: Daling van voornamelijk één van de gekoppelde spanningen,

Type III: De drie fasespanningen worden op dezelfde wijze getroffen.

De Types I en II worden typisch veroorzaakt door één- of tweefasige kortsluitingen. Dips van het type III worden veroorzaakt door driefasige kortsluitingen en worden als limietgeval van de eerste twee types beschouwd. Deze classificatie vertrekt van de vijf mogelijke kortsluitingen die kunnen voorvallen. De foutstroom kan voor de verschillende gevallen op een eenvoudige manier met behulp van symmetrische componenten bepaald worden. De resterende spanning tijdens het optreden van de fout kan dan berekend worden aan de hand van het spanningsdelermodel (cf. [21]). Dit geeft vervolgens een direct verband tussen de resterende spanning op het gemeenschappelijke aansluitingspunt (PCC) in het net en de foutlocatie. Om de spanningsdip te karakteriseren wordt de som en het verschil van de directe en inverse spanningscomponent aan het PCC gebruikt. De som wordt aangeduid met de 'PN-factor' \underline{F} (waar PN staat voor Positive-Negative) en het verschil met de 'karakteristieke spanning' \underline{V} . Deze twee karakteristieken worden gebruikt om de spanningsdip te beschrijven. Homopolaire spanningen worden als een afzonderlijke karakteristiek van de spanningsdip beschouwd, en in veel studies zelfs niet onderzocht.

De algemene uitdrukking voor een spanningsdip met de voornaamste spanningsval in één fase is (Type I):

$$\begin{aligned}\underline{U}_a &= \underline{V} \\ \underline{U}_b &= -\frac{1}{2}\underline{V} - \frac{1}{2}j\underline{F}\sqrt{3} \\ \underline{U}_c &= -\frac{1}{2}\underline{V} + \frac{1}{2}j\underline{F}\sqrt{3}\end{aligned}\tag{1.7}$$



Figuur 1.1: De drie meest voorkomende types spanningsdips.

Voor spanningsdips met de voornaamste spanningsval tussen twee fasen is de algemene uitdrukking (Type II):

$$\begin{aligned}
 \underline{U}_a &= \underline{F} \\
 \underline{U}_b &= -\frac{1}{2}\underline{F} - \frac{1}{2}j\underline{V}\sqrt{3} \\
 \underline{U}_c &= -\frac{1}{2}\underline{F} + \frac{1}{2}j\underline{V}\sqrt{3}
 \end{aligned} \tag{1.8}$$

waarbij $|\underline{F}| \geq |\underline{V}|$. Het derde type wordt bekomen door het gelijkstellen van \underline{V} en \underline{F} .

Zowel de definitie van de 'karakteristieke spanning' \underline{V} en de 'PN-factor' \underline{F} als het algoritme dat gevolgd moet worden om de karakteristieken te bepalen uit spanningsmetingen is gebaseerd op symmetrische componenten. De wiskundige uitwerking wordt in [22] en [23] verder behandeld. Voor meer informatie wordt de lezer hiernaar verwezen.

C. Gevolgen van spanningsdips

Het optreden van een spanningsdip leidt tot een vermindering van de hoeveelheid energie die het net kan transporteren en leveren aan klanten. Dit vormt de basis voor de stabiliteit van het elektrisch systeem. De onderspanning veroorzaakt een daling van het vermogen dat geleverd wordt aan de motoren. De analyse van de stabiliteit is belangrijk omdat verlies aan synchronisme van een machine ten opzichte van een elektrisch net of van twee deernetten ten opzichte van elkaar aanleiding geeft tot grote vermogensschommelingen en tot uitschakeling van de verbinding. De analyse van de stabiliteit van het net speelt dan ook een grote rol bij de verbinding van (grote) windparken met het elektrisch net. In dit opzicht spelen voornamelijk spanningsdips ten gevolge van het starten van motoren een rol. Indien die

spanningsdips aanleiding geven tot schommelingen in de snelheid van naburige motoren en generatoren. In distributienetten liggen de stabiliteitslimieten typisch bij een resterende spanning van 70% gedurende 1s. Deze spanningsdips treden echter zelden op in publieke laagspanningsnetten. In industriële netten maakt een stabiliteitsanalyse standaard deel uit van het ontwerpproces [21].

Spanningsdips veroorzaken behalve problemen met de stabiliteit ook verstoringen van de goede werking van veel vermogenelektronische toestellen. Computers, processturingen en regelbare-snelheids-aandrijvingen ondervinden al operationele problemen als de spanning onder 85% zakt gedurende 40ms [21]. Uit statistische analyse blijkt dat dergelijke spanningsdips tien of meer keren per jaar voorkomen. De gevoeligheid van dergelijke apparaten voor spanningsdips is vaak toe te schrijven aan de ingangstrap. Deze bestaat normaalgezien uit een gelijkrichter die de wisselspanning omzet naar gelijkspanning. Die gelijkspanning wordt dan omgezet naar de spanning die nodig is voor de correcte werking van het apparaat. Bij het optreden van een spanningsdip aan de wisselspanningszijde zal de gelijkspanning ook zeer snel afnemen, wat vervolgens problemen geeft voor het bekomen van de door de toepassing gevraagde spanning. Daarnaast zal bij het verdwijnen van de spanningsdip een zeer grote ingangsstroom vloeien, om de gereduceerde gelijkspanning weer op peil te brengen. Deze grote ingangsstromen kunnen de gelijkrichter beschadigen. Bij driefasige gelijkrichters spelen ook de onbalans van de opgenomen stromen en de rimpel op de gelijkspanning tijdens de spanningsdip een grote rol [6].

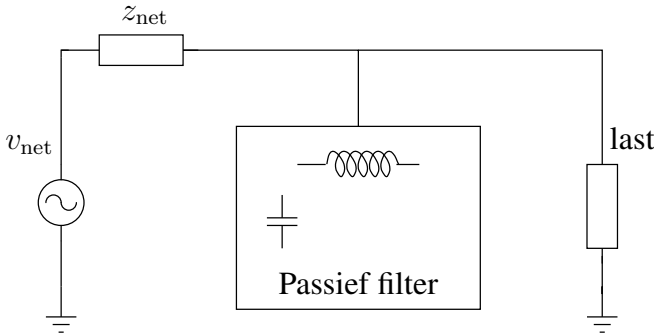
1.4 Middelen om de netkwaliteit te verbeteren

In de literatuur werd er reeds veel aandacht besteed aan technologieën die het mogelijk maken om de netkwaliteit te verbeteren [3,24–30]. Deze oplossingen worden enerzijds door de netoperatoren geïmplementeerd om de netkwaliteit te verbeteren of anderzijds door klanten die kritische lasten wensen te beveiligen of om te vermijden dat harmonische stromen in het net geïnjecteerd worden. In wat volgt, worden kort de meest gebruikte types van compensatoren besproken.

1.4.1 Passief filter

Passieve filters zijn enkel in staat om de harmonische vervorming in het net te verminderen. Een passief filter kan in parallel of in serie met het net verbonden worden. De parallel-geschakelde filters worden geplaatst om de harmonische spanningsvervorming te beperken en serie-geschakelde filters om de injectie van harmonische stromen te beperken.

Een gegeven inductantie en een gegeven condensator hebben dezelfde absolute



Figuur 1.2: Eéndraadschema van een parallel-geschakeld passief filter

reactantie bij een welbepaalde frequentie, namelijk de resonantiefrequentie:

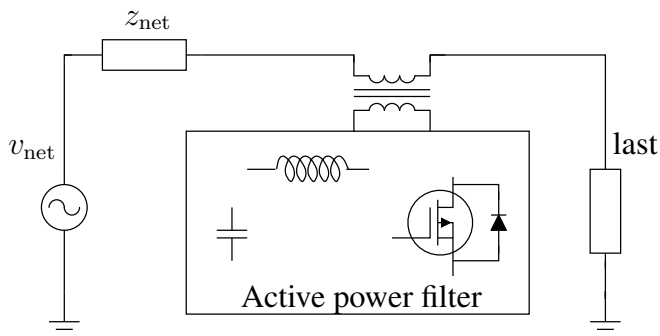
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.9)$$

Beide elementen zullen een onderlinge faseverschuiving van 180° vertonen tussen de stromen als ze in parallel staan, en tussen de spanningen als ze in serie staan. Bij de resonantiefrequentie, waar de amplitudes van de reactanties van beide elementen gelijk zijn, gedraagt een passief filter, dat bestaat uit een parallelschakeling van een condensator en een inductantie, zich in het ideale geval als een oneindige impedantie en gedraagt een parallel-geschakeld passief filter, dat bestaat uit een serieschakeling van een condensator en een inductantie, zich in het ideale geval als een kortsluiting.

Passieve filters worden ontworpen voor één of meerdere specifieke harmonischen. Dit betekent dat er passieve filters moeten aangepast of bijgeplaatst worden naarmate de harmonische eigenheid van de installatie verandert. Indien meerdere passieve filters in het net geplaatst worden, dienen deze op een voldoende grote elektrische afstand van elkaar verwijderd te zijn. Deze passieve filters zouden met elkaar kunnen interageren wat leidt tot grote harmonische stromen met in het slechtste geval het falen van het passief filter als gevolg.

1.4.2 Actief filter

De nadelen van het gebruik van passieve filters, zoals het risico op overbelasting en het creëren van nieuwe resonanties, hebben geleid tot de ontwikkeling van actieve filters. Bij actieve filters wordt de stroom volledig gecontroleerd en aangepast aan de bestaande spannings- of stroomvorming. Actieve filters kunnen in twee klassen opgedeeld worden, namelijk in parallel-geschakelde en serie-geschakelde



Figuur 1.3: Eéndraadschema van een serie-geschakeld filter

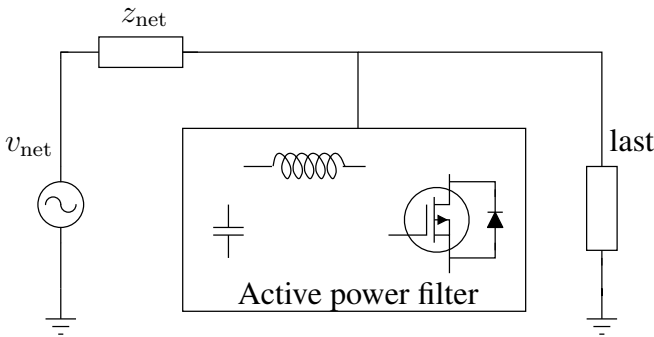
filters. De serie-geschakelde filter wordt schematisch in Figuur 1.3 weergegeven en de parallelgeschakelde in Figuur 1.4.

A. Serie compensatie

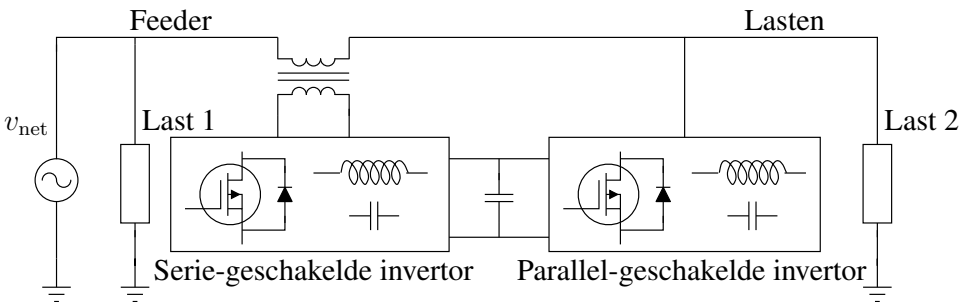
Dit type toestellen wordt vaak aangeduid als dynamische spanningsstabilisator (Eng. dynamic voltage restorer, DVR). De spanningsbroninverter (VSI, Eng. voltage source inverter) wordt in serie met de netspanning geplaatst met behulp van een transformator. Een eenvoudig ééndraadschema wordt in Figuur 1.3 afgebeeld. De spanning die de last ervaart is dus de som van de netspanning en de spanning die door de VSI gegenereerd wordt. Het installeren van dit type toestel brengt meer werk met zich mee dan het installeren van een parallel verbonden VSI. De leiding moet immers worden onderbroken en een transformator moet toegevoegd worden. In het geval van een verstoring van de netspanning dient de VSI dus het ontbrekende deel van de spanning te leveren zodoende de last niets van de storing merkt. Afhankelijk van de geïmplementeerde regelstrategie is het mogelijk om spanningsonbalans op te vangen [3], regeling van de lastspanning uit te voeren, spanningsdips te compenseren en/of harmonische spanningscomponenten van lage orde te compenseren. Om deze compensatie mogelijk te maken, dient de VSI zowel actief als reactief vermogen te leveren. Daarvoor wordt energie gebruikt die werd opgeslagen in een buffer (bv. een grote condensator).

B. Parallel compensatie

De parallel-geschakelde inverter regelt de spanning aan het aansluitingspunt door het injecteren van stromen die een spanningsval introduceren over de netimpedantie. Er dient wel opgemerkt te worden dat deze methode niet effectief is in het geval de netimpedantie laag is. Deze methode vereist actief vermogen indien het net



Figuur 1.4: Eéndraadschema van een parallel-geschakeld filter



Figuur 1.5: Eéndraadschema van een Unified Power Quality Conditioner

hoofdzakelijk resistief is, wat het geval is in laagspanningsdistributienetten [31]. Een eéndraadschema van een parallel geschakelde filter wordt in Figuur 1.4 weergegeven. Dit toestel kan gebruikt worden voor het beperken van het transport van reactief vermogen (in midden- en hoogspanningsnetten), het beperken van harmonische spanningsvervorming of het dempen van spanningsdips. Als de spanningsdip grotendeels gecompenseerd moet worden zal ook de injectie van actief vermogen in het net noodzakelijk zijn. Opslag van energie is opnieuw noodzakelijk.

C. Unified Power Quality Conditioner (UPQC)

Een unified power quality conditioner wordt schematisch weergegeven in Figuur 1.5 en bestaat uit twee VSI's die eenzelfde dc-bus delen. Een VSI wordt in serie met het net geschakeld terwijl de tweede in parallel wordt verbonden. Last 2 is de gevoelige last en vereist gebalanceerde en sinusoidale spanningen terwijl Last 1 niet gevoelig is en dichter bij het net verbonden wordt.

Het hoofddoel van de serie-geschakelde inverter is het vormen van een harmoni-

sche isolatie tussen het net en het lokale distributiesysteem. Daarenboven, is deze inverter in staat om spanningsonbalans op te vangen, regeling van de lastspanning uit te voeren, spanningsdips te compenseren en/of harmonische spanningscomponenten van lage orde te compenseren. Het doel van de parallel-geschakelde inverter is het opnemen van harmonische stromen, het compenseren van reactief vermogen en de inverse stroomcomponent en de regeling van de dc-bus spanning. De parallel-geschakelde inverter wordt gebruikt om de benodigde energie uit het net te onttrekken. De seriecompensator, die aangesloten is op dezelfde dc-bus, gebruikt deze energie om de ontbrekende spanning in serie met de netspanning te plaatsen om de gevoelige last te beschermen [3, 32–34].

1.5 Doelstelling

Het klassieke netwerkmodel is gecentraliseerd: het bestaat uit grote elektriciteitscentrales die elektrische energie produceren. Deze elektrische energie wordt via het transmissie- en vervolgens het distributienet getransporteerd tot bij de gebruiker. Tot voor kort kon het elektrisch energienet centraal uitgeroepen worden, zonder rekening te houden met wat zich op het distributieniveau afspeelt.

Er zijn de laatste jaren een groot aantal decentrale generatoren op het net aangesloten. Dit heeft geleid tot een belangrijke toename in het geïnstalleerd decentraal vermogen. Het merendeel van de dg-eenheden wordt door middel van een éénfasige aansluiting gekoppeld met het laagspanningsnet wat samen met het onvoorspelbaar gedrag van hernieuwbare energiebronnen een negatieve invloed kan hebben op de netkwaliteit. Door de sterke toename van het aantal decentrale generatoren dringt een andere zienswijze op elektrische systemen zich op.

Het merendeel van deze decentrale productie wordt via een omvormer aan het net gekoppeld. Zowel de spanning-stroomrelatie als de vermogenuitwisseling worden bepaald door de keuze van de topologie en de sturing. Een geschikte keuze van de hardware in combinatie met de implementatie van een slimme regelstrategie, zal ervoor zorgen dat netgekoppelde omvormers in de toekomst een waaier aan netondersteunende diensten zullen kunnen aanbieden. Op die manier wordt de netkwaliteit lokaal beter en zal er een betrouwbare vermogenuitwisseling bereikt worden. De flexibiliteit die door deze netgekoppelde omvormers geboden wordt, zal in de toekomst de verdere integratie van hernieuwbare dg-eenheden faciliteren. Daarenboven zullen deze omvormers alternatieve oplossingen bieden om de netkwaliteit te verbeteren.

Het is duidelijk dat één van de taken die decentrale productie van de centrale productie kan overnemen, het verbeteren van de netkwaliteit is. De doelstelling van dit werk richt zich op de verbetering van de netkwaliteit gebruik makend van driefasige invertoren. Om deze doelstelling te verwezenlijken wordt er een regelstrategie

ontwikkeld. De basis van deze regelstrategie ligt in de idee dat de gewenste reactie op spanningsonbalans een resistief gedrag ten opzichte van de hompolaire en in-verse component van de netspanning. Er wordt voornamelijk aandacht besteed aan de invloed op spanningsonbalans en spanningsdips.

Via bovenstaande bijdrage is het de bedoeling een beter zicht te verkrijgen wat de gevolgen zijn indien decentrale generatoren uitgerust worden met de voorgestelde regelstrategie op de netkwaliteit.

1.6 Experimentele opstelling

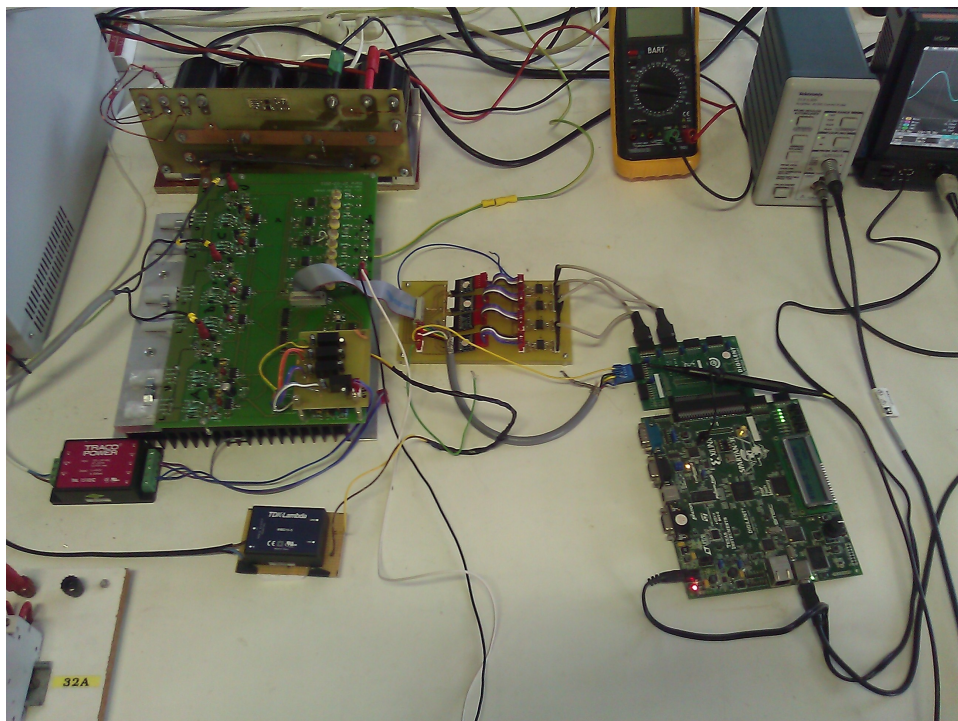
De experimentele opstelling die ontwikkeld werd voor het onderzoek van dit werk, wordt hier verder beschreven. In Figuur 1.6 wordt de experimentele opstelling getoond. De experimentele opstelling kan opgedeeld worden in de vermogens-elektronische omvormer en de sturing. De sturing genereert de schakelsignalen op basis van de gemeten variabelen en de gewenste uitgangsstroom. De vermogens-elektronische omvormer is verantwoordelijk voor het injecteren van de gewenste stromen in het laagspanningsdistributienet.

Eerst wordt er dieper ingegaan op de gebruikte omvormer waarna de implementatie van de sturing verder beschreven wordt.

1.6.1 Vermogenselektronische omvormer

De omvormer is gerealiseerd als één printed circuit board (PCB) en werd ontworpen in EELAB. De omvormer is een driefasige vollebruginvertor. De schakelaars die worden gebruikt zijn IGBT's met een maximale collector-emitter spanning van 1200 V en collector stroom van 40 A. De desaturatiebeveiliging die werd voorzien, beperkt de stroom tot 20 A. De dc-bus wordt opgebouwd door de serieschakeling van twee in parallel geschakelde elektrolytische condensatoren met een nominale spanning van 500 V en een capaciteit van 1000 μF . Op deze manier wordt een totale capaciteit van 1000 μF bekomen en een maximale spanning van 1000 V. Zo kan er zonder probleem een nominale busspanning van 700 V gebruikt worden. Indien de effectieve waarde van de netspanning 230 V bedraagt dan zal de amplitude maximaal 620 V zijn waarin een mogelijke stijging van 10 % in vervat zit. Om een zekere spanningsval over de spoel te garanderen, wordt een nominale dc-busspanning van 700 V gebruikt.

Op de PCB zijn drie stroommetingen (lijnstromen) en vijf differentiële spanningsmetingen (drie fasespanningen, dc-bus- en halve dc-busmeting) voorzien. De instrumentatieversterker is gerealiseerd met één IC (INA115). Hall-sensoren met instelbare offset (type LEM LTSR-15) worden voor de stroommeting gebruikt. De metingen worden gedigitaliseerd met 12-bit ADC's (Digilent PMOD AD1). Om



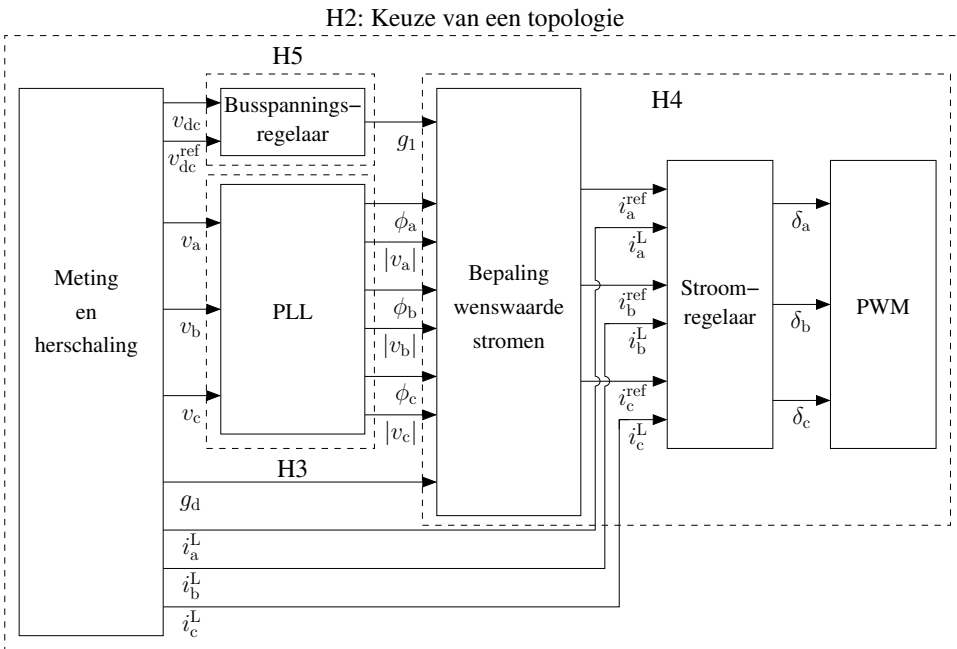
Figuur 1.6: Foto van de experimentele opstelling

storing ten gevolge van het schakelen op de meetsignalen te vermijden, werd een galvanische scheiding tussen de omvormer en de sturing voorzien. De galvanische scheiding werd bekomen door middel van de ACML-7420 van Avago. Dit is een meerkanaals hoge-snelheid digitale CMOS-scheider.

1.6.2 FPGA-implementatie

FPGA's (Field Programmable Gate Arrays) behoren tot de bredere familie van programmeerbare digitale logica. Een FPGA is opgebouwd uit configureerbare logische blokken (CLB's) die verbonden zijn door een interconnectienetwerk. Zowel de CLB's als de interconnectiematrix zijn volledig herprogrammeerbaar. De programmatie van deze blokken en interconnecties wordt opgeslagen in geheugencellen.

Digitale-sigitaalprocessors (DSP's) hebben de afgelopen 20 jaar een sterke groei gekend binnen de vermogenselektronica. Voor de vermogenselektronica worden varianten gebruikt die ADC's en PWM-kanalen in de periferie bezitten. DSP's worden gekenmerkt door een vaste hardware die in staat is om op een efficiënte



Figuur 1.7: Schematische voorstelling van de regeling met de verwijzing naar de verschillende hoofdstukken waar de delen beschreven worden.

manier een aantal rekenkundige bewerkingen sequentieel uit te voeren. Bij het implementeren van een algoritme is er één vrijheidsgraad die kan benut worden: de cyclustijd. Complexere algoritmes vragen een langere cyclustijd of een hogere klokfrequentie. De FPGA beschikt daarenboven over de mogelijkheid om bepaalde bewerkingen in parallel uit te voeren. Voor de implementatie van een algoritme zijn er twee vrijheidsgraden: cyclustijd en logische cellen. Een algoritme kan immers gerealiseerd worden door bepaalde bewerkingen te dupliceren (meer logische cellen, minder cyclustijd) of hardware te hergebruiken voor meerdere bewerkingen (mindere logische cellen, hogere cyclustijd).

Aangezien de driefasige inverter gezien kan worden als drie éénfasige invertoren, kunnen de drie stroomregelkringen in parallel uitgevoerd worden. Ook de methode voor de fasevolger zal voor elke fase geïmplementeerd worden. Er zijn bevestigd tal van bewerkingen die in parallel kunnen uitgevoerd worden wat resulteert in een voorkeur voor de FPGA. Gezien de beperkte complexiteit en aantal berekeningen, worden er geen hoge eisen aan de FPGA gesteld. In [35] wordt de FPGA gebruikt voor de implementatie van een model-gebaseerde-voorspellende-regeling (MBPC) in draaiveldmachines. Deze toepassing heeft een grote rekenlast. Uit dit werk blijkt dat de FPGA uitermate geschikt is voor de implementatie van MBPC-

regelstrategieën.

De configuratie op een hoog abstractieniveau werd uitgevoerd met de System Generator toolbox voor Simulink/Matlab van Xilinx. In deze omgeving kan op een grafische manier binnen Simulink de functionaliteit opgebouwd worden. Vervolgens laat System Generator (SG) toe om de FPGA bitstream te genereren. Een grote sterkte van SG is echter de flexibele manier waarop VHDL-code voor taken op een laag niveau kan toegevoegd worden (de SPI-communicatie met de ADC's werd in VHDL geschreven en toegevoegd aan het SG blokschema als Black Box). Bovendien wordt op een vrijwel natuurlijke manier een modulaire opbouw van de configuratie in deze omgeving bekomen.

A. Modulair en gesynchroniseerd design met centrale teller

De gerealiseerde modules zijn (cf. Figuur 1.7):

- Meting en herschaling: ADC-communicatie en schaling van de gedigitaliseerde waarden
- PLL: implementatie van de fasevolger voor het bekomen van de verschillende fasehoeken en amplitudes
- Busspanningsregelaar
- Berekening van de wenswaarden: genereert de sinusoidale stroomwenswaarden overeenkomstig met de gewenste regelstrategie
- Stroomregelaar
- PWM: de uitgang van de stroomregelaar dient met behulp van de pulswijdtemodulator vertaald te worden in de schakelsignalen voor de verschillende schakelaars

De timing van uitvoeren van de verschillende modules wordt verzorgd door een centrale hardware-teller. Op basis van deze teller wordt ook de draaggolf van de pulswijdtemodulator gecreëerd. Op deze manier wordt een sluitende timing bekomen en is precies gekend wanneer welke berekening wordt uitgevoerd. De modules zijn ontkoppeld en herbruikbaar.

Binnen elke module is voldoende vertraging voorzien zodat enerzijds de timing van de signalen afgestemd is op elkaar en anderzijds de kritische paden voldoende kort zijn zodat geen timingproblemen optreden bij de generatie van de configuratie.

1.7 Overzicht van het werk

In deze paragraaf wordt een overzicht gegeven van de volgende hoofdstukken.

In hoofdstuk 2 wordt een overzicht gegeven van verschillende mogelijke topologieën van driefasige netgekoppelde invertoren met elk hun voor- en nadelen. Om ook de homopolaire spanningscomponent te kunnen beïnvloeden, is het noodzakelijk dat naast de fasegeleider ook de neutrale geleider met de inverter verbonden wordt. De topologieën worden hier vergeleken met als criteria de complexiteit van het circuit, eenvoud van aansturing en eventuele EMC-problemen. Dit werd gepubliceerd in [36].

In hoofdstuk 3 worden methoden besproken om de frequentie en de fasehoek van de netspanning te bepalen. De frequentie en fasehoek van de netspanning vormen belangrijke informatie voor de werking van netgekoppelde invertoren. De fasehoek (en vaak ook de amplitude) van de netspanning worden gebruikt om de referentiewaarden van de geïnjecteerde stromen op te bouwen. Voor de goede werking van deze regelstrategie is het van belang dat de fasehoeken en amplitudes onder alle omstandigheden correct bepaald worden, ook bij een verminderde netkwaliteit. In dat opzicht zullen in dit hoofdstuk drie mogelijke PLL-methoden bestudeerd worden. Naast het opstart- en regimegedrag zal ook de werking onder invloed van harmonische en spanningsonbalans bestudeerd worden. Dit werd gepubliceerd in [37].

In hoofdstuk 4 wordt de stroomregelkring van de driefasige inverter bestudeerd. De taak van de stroomregelaar is ervoor te zorgen dat de geïnjecteerde stroom gelijk is aan de gewenste stroom. Aangezien de stroomregelkring in een digitaal systeem geïmplementeerd wordt, kan een voorstelling in het (discrete) \mathcal{Z} -domein voordeel bieden. Een model in het (discrete) \mathcal{Z} -domein van de stroomregelkring wordt in dit hoofdstuk opgesteld. Daarnaast wordt in dit hoofdstuk de driefasig dempende regelstrategie voorgesteld. Deze regelstrategie synthetiseert een resistief gedrag ten opzichte van de inverse en homopolaire spanningscomponent en wordt uitgebreid met een term waardoor een resistief gedrag ten opzichte van perturbaties in de netspanning bekomen wordt. Om het onderzoek in dit werk te verifiëren werd een experimentele opstelling ontwikkeld. Deze experimentele opstelling wordt in dit hoofdstuk beschreven. De voorgestelde regelstrategie werd gepubliceerd in [38].

In hoofdstuk 5 wordt de busspanningsregeling van driefasige invertoren bestudeerd. De belangrijkste taak van de busspanningsregeling is het vermogensevenwicht te bewaren tussen de ac-zijde (net) en de dc-zijde (dg-eenheid). Een slecht ontwerp van de busspanningsregelkring kan nadelige gevolgen hebben op de stroomgolfvorm. Als oplossing hierop, wordt in dit hoofdstuk een busspanningsregelaar voorgesteld die geen nadelige invloed heeft op de stroomgolfvorm. Deze busspanningsregelaar werd gepubliceerd in [39]. Een model van de busspanningsregelkring wordt opgesteld. Dit model wordt gebruikt om de parameters van de busspanningsregelaar te bepalen die aan de hand van simulatie en experiment geverifieerd

wordt. De topologie die in dit werk gekozen wordt, is de driefasige inverter waar de neutrale verbonden wordt met behulp van de in twee gesplitste dc-bus (Eng. split-link inverter). Een nadeel van deze topologie is dat de spanning van het middelpunt van de dc-bus actief gebalanceerd dient te worden. In het tweede deel van dit hoofdstuk zullen verschillende methoden bestudeerd worden om het middelpunt van de dc-bus te balanceren.

In hoofdstuk 6 wordt een overzicht gegeven van de voornaamste impact van verschillende regelstrategieën van driefasige netgekoppelde invertoren op de netkwaliteit. Vervolgens wordt er een model van de verschillende stroomregelaars opgesteld waarna de invloed van de verschillende regelstrategieën op spanningsbalans en netwerkverliezen wordt bestudeerd. De invloed van de verschillende regelstrategieën op spanningsbalans werd in [40], [41] en [38] gepubliceerd.

In hoofdstuk 7 wordt de invloed van de voorgestelde regelstrategie op spanningsdips bestudeerd. Twee aspecten worden in dit hoofdstuk bestudeerd: spanningsdip-initiatie en de resterende spanning. Spanningsdips zijn kortstondige verlagingen van de nominale effectieve netspanning. Deze worden veroorzaakt door een tijdelijke toename van de netstroom. Er kan besloten worden dat de voorgestelde regelstrategie een positieve invloed heeft tijdens de spanningsdip-initiatie en op de resterende spanning tijdens de fout.

Bibliografie

- [1] Europese Commissie. (2010, May) Analyse van de opties voor een broeikasgasemissiereductie van meer dan 20 % en beoordeling van het risico van koolstoflekkage. [Online]. Available: <http://eur-lex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=COM:2010:0265:FIN:NL:PDF>
- [2] J. P. Lopes, N. Hatziaargyriou, J. Mutale, P. Djapic, and N. Jenkins, "Integrating distributed generation into electric power systems: A review of drivers, challenges and opportunities," *Electric Power Systems Research*, vol. 77, no. 9, pp. 1189–1203, Jul. 2007.
- [3] F. Wang, "Flexible operation of grid-interfacing converters in distribution networks: Bottom-up solutions to voltage quality enhancement," Doctoraatsproefschrift, Technische Universiteit Eindhoven, Eindhoven, Nederland, Nov. 2010.
- [4] www.entsoe.eu.
- [5] L. Degroote, "Invloed van decentrale productie op de netkwaliteit bestudeerd met een harmonische analyse van het distributienet met inbegrip van een niet-lineair transformatormodel," Doctoraatsproefschrift, Universiteit Gent, Faculteit Ingenieurswetenschappen, Gent, België, 2010.
- [6] B. Renders, "Convertor-gekoppelde decentrale generatoren en netkwaliteit in laagspanningsnetten," Doctoraatsproefschrift, Universiteit Gent, Faculteit Ingenieurswetenschappen, Gent, België, juni 2009.
- [7] www.elia.be.
- [8] T. Ackermann, "Distributed resources and re-regulated electricity markets," *Electric Power Systems Research*, vol. 77, no. 9, pp. 1148–1159, Jul. 2007.
- [9] W. R. Ryckaert, "Vermindering van de spanningsvervorming in distributienetten met resistieve shunt-harmonische impedanties," Doctoraatsproefschrift, Universiteit Gent, Faculteit Ingenieurswetenschappen, Gent, België, juni 2006.
- [10] J. Arrillaga, N. Watson, and S. Chen, *Power System Quality Assessment*. Chichester: John Wiley and Sons Ltd, 2000.
- [11] P. Caramia, G. Carpinelli, and P. Verde, *Power Quality Indices in Liberalized Markets*. Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2009.

- [12] *Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems*, Std. EN 50 160, Jul. 2010.
- [13] *Recommended practice for monitoring electric power quality*, IEEE Std. 1159-1995, 1995.
- [14] “Final report: System disturbance on 4 november 2006,” Union of the coordination of transmission of electricity (UCTE), Tech. Rep., Apr. 2007. [Online]. Available: <http://www.eon-netz.com/Ressources/downloads/ENENARHS2006eng.pdf>
- [15] A. von Jouanne and B. Ben Banerjee, “Assessment of voltage unbalance,” *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 16, no. 4, pp. 782–790, Oct. 2001.
- [16] J. D. Kueck, D. A. Casada, and P. J. Otaduy, “A comparison of two energy efficient motors,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 13, no. 2, pp. 140–146, Jun. 1998.
- [17] P. Pillay and M. Manyage, “Definitions of voltage unbalance,” *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 15, no. 5, pp. 49–51, May 2000.
- [18] M. H. J. Bollen, “Definitions of voltage unbalance,” *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 22, no. 11, pp. 49–50, Nov. 2002.
- [19] G. C. Paap, “Symmetrical components in the time domain and their application to power network calculations,” *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 21, no. 5, pp. 522–528, May 2001.
- [20] “Voltage unbalance: Power quality issues, related standards and mitigation techniques,” EPRI, Final Report, Jun. 2000.
- [21] M. H. J. Bollen, *Understanding power quality problems*, ser. Power Engineering. IEEE press, 2000.
- [22] L. D. Zhang and M. H. Bollen, “Characteristics of voltage dips (sags) in power systems,” *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 15, no. 2, pp. 827–832, Apr. 2000.
- [23] M. H. J. Bollen and L. Zhang, “Different methods for classification of three-phase unbalanced voltage dips due to faults,” *Electric Power Systems Research*, vol. 66, no. 1, pp. 59–69, Jul. 2003.
- [24] M. Abdusalam, P. Poure, S. Karimi, and S. Saadate, “New digital reference current generation for shunt active power filter under distorted voltage conditions,” *Electric Power Systems Research*, vol. 79, no. 5, pp. 759–765, May 2009.

- [25] H. Akagi, "Active harmonic filters," *Proc. IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, Dec. 2005.
- [26] G. Casaravilla, G. Eirea, G. Barbat, J. Inda, and F. Chiaramello, "Selective active filtering for four-wire loads: Control and balance of split capacitor voltages," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference Records*, vol. 1-10, Rhodes, Greece, Jun. 15-19, 2008, pp. 4623–4642.
- [27] V. F. Corasaniti, M. B. Barbieri, P. L. Arnera, and M. I. Valla, "Hybrid active filter for reactive and harmonics compensation in a distribution network," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 670–677, Mar. 2009.
- [28] D. Graovac, V. A. Katić, and A. Rufer, "Power quality problems compensation with universal power quality conditioning system," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 2, pp. 968–976, Apr. 2007.
- [29] M. Mishra, A. Ghosh, A. Joshi, and H. Suryawanshi, "A novel method of load compensation under unbalanced and distorted voltages," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 1, pp. 288–295, Jan. 2007.
- [30] M. Singh, V. Khadkikar, A. Chandra, and R. K. Varma, "Grid interconnection of renewable energies sources at the distribution level with power-quality improvement features," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 26, no. 1, pp. 307–315, Jan. 2011.
- [31] P. Salmeron and R. Herrera, "Distorted and unbalanced systems compensation within instantaneous reactive power framework," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, no. 3, pp. 1655–1662, Jul. 2006.
- [32] F. Wang, J. Duarte, and M. Hendrix, "Reconfiguring grid-interfacing converters for power quality improvement," in *Proc. of International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ) 2008*, Santander, Spain, 2008.
- [33] S. Silva, P. Donoso-Garcia, P. Cortizo, and P. Seixas, "A three-phase line-interactive ups system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 6, pp. 1581–1590, Nov. 2002.
- [34] B. Han, B. Bae, H. Kim, and S. Baek, "Combined operation of unified power-quality conditioner with distributed generation," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, no. 1, pp. 330–338, Jan. 2006.

-
- [35] T. Vyncke, “Voorspellende regelaars voor directe koppelcontrole van draai-veldmachines,” Doctoraatsproefschrift, Universiteit Gent, Faculteit Ingenieurswetenschappen en Architectuur, Gent, Nov. 2012.
- [36] B. Meersman, B. Renders, L. Degroote, T. Vandoorn, J. D. Kooning, and L. Vandeveldel, “Overview of three-phase inverter topologies for distributed generation purposes,” in *Proc. of the 2nd International Conference on Innovation for Sustainable Production 2010 (iSUP 2010)*, Bruges, Belgium, Apr.18-21, 2010.
- [37] B. Meersman, J. D. Kooning, T. Vandoorn, L. Degroote, B. Renders, and L. Vandeveldel, “Overview of PLL methods for distributed generation units,” in *Proc. of Universities Power Engineering Conference (UPEC) 2010*, Cardiff, United Kingdom, Sep.1-3, 2010.
- [38] B. Meersman, B. Renders, L. Degroote, T. Vandoorn, and L. Vandeveldel, “Three-phase inverter-connected DG-units and voltage unbalance,” *Electric Power Systems Research*, vol. 81, no. 4, pp. 899–906, Apr. 2011.
- [39] —, “DC-bus voltage controllers for a three-phase voltage-source inverter for distributed generation,” in *Proc. of International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ) 2009*, Valencia, Spain, 2009.
- [40] —, “Control design of grid-connected three-phase inverters for voltage unbalance correction,” in *Proc. of the 44th Universities Power Engineering Conference (UPEC’09)*, Glasgow, Scotland, Sep. 1-4, 2009.
- [41] —, “The influence of grid-connected three-phase inverters on voltage unbalance,” in *2010 PES General Meeting*, Minneapolis, Minnesota, USA, Jul. 25-29, 2010.

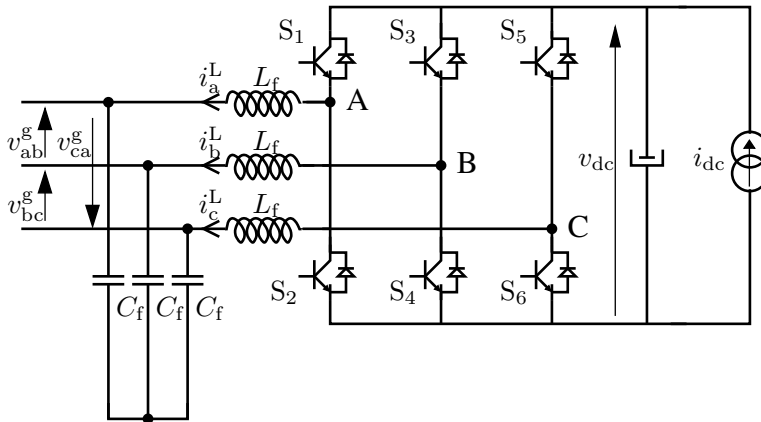
Hoofdstuk 2

Topologieën van driefasige invertoren

2.1 Inleiding

Hernieuwbare energiesystemen, zoals fotonvoltaïsche panelen, windmolens, μ -WKK systemen etc., worden hoofdzakelijk via een vermogenelektronische omvormer, ook inverter genoemd, met het net gekoppeld. Deze inverter zal het geproduceerd elektrisch vermogen omvormen zodat het in het net geïnjecteerd kan worden. De geïnjecteerde stroom zal dezelfde frequentie als de netspanning moeten hebben, 50 Hz in onze omstreken. De stroomvorm wordt bepaald door de gebruikte regelstrategie. In de meeste gevallen wordt ervoor gekozen dat de stroom sinusoidaal en in fase is met de netspanning is zodat een arbeidsfactor gelijk aan één bekomen wordt. In dit werk wordt een driefasige regelstrategie voorgesteld die naast het injecteren van actief vermogen, ook een positieve invloed heeft op de netkwaliteit. De koppeling met het net kan via een één- of een driefasige aansluiting gebeuren. Er bestaan verschillende mogelijke topologieën om een dg-eenheid dan één- of driefasig met het net te koppelen. Aangezien in dit werk een regeling voor driefasige systemen wordt uitgewerkt, zal er niet verder op topologieën voor éénfasige systemen ingegaan worden. De belangrijkste functie van een dg-eenheid is het geproduceerde vermogen in het net injecteren. Zoals in Hoofdstuk 1 werd aangehaald, zijn vermogenelektronische omvormers uitermate geschikt om actief aan de verbetering van de netkwaliteit deel te nemen. Dit kan bereikt worden door de regelstrategie van een netgekoppelde inverter correct te kiezen. Om de integratie van bepaalde actieve filtertechnieken toe te laten is een geschikte keuze van de invertortopologie noodzakelijk. In dat opzicht zullen in dit hoofdstuk verschillende mogelijke topologieën met hun voor- en nadelen behandeld worden.

In wat volgt, wordt de energiebron gemodelleerd als een spanningsafhankelijke



Figuur 2.1: Topologie van de driefasige inverter zonder neutrale verbinding

gelijkstroombron i_{dc} . Deze benadering komt goed overeen met het gedrag van zonnepanelen. Ook bij windenergie wordt de wisselstroom van de generator door een gelijkrichter omgezet in een spanningsafhankelijke gelijkstroom. Bij μ -WKK systemen vindt hetzelfde proces plaats en geldt dus ook hier de gemaakte benadering.

In de eerstvolgende paragraaf worden driefasige invertoren besproken waar er geen mogelijkheid bestaat om de neutrale te verbinden. Vervolgens wordt er een overzicht gegeven van verschillende topologieën voor driefasige invertoren met neutrale verbinding. In de laatste paragraaf worden multilevel invertoren bestudeerd. Multilevel invertoren worden voornamelijk gebruikt in hogere vermogentoeepassingen ten gevolge van het unieke multilevel idee die gebaseerd is op het laagfrequent schakelen en het delen van spanning en/of stroom tussen de verschillende schakelaars. De vraag naar hoog performante invertoren die vereist zijn voor hernieuwbare energiesystemen hebben geleid tot de uitbreiding van het gebruik van multilevel invertoren in de lagere vermogens (< 10 kVA).

2.2 Driefasige invertoren zonder neutrale verbinding

In Figuur 2.1 wordt de topologie van de driefasige inverter zonder neutrale verbinding weergegeven. Het vermogen p_{dc} wordt door de gelijkstroombron i_{dc} geleverd. De zes schakelaars ($S_1; S_2$), ($S_3; S_4$) en ($S_5; S_6$) worden aangestuurd met puls-widteverhouding δ_a , δ_b en δ_c om het vermogen p_{ac} in het net te injecteren. Aan de netzijde bevinden zich spoelen L_f en condensatoren C_f die een filter vormen om de hoogfrequente harmonischen ten gevolge van het schakelen uit de spanning te

filteren. De inverter werkt als een spanningsbron inverter.

Indien de neutrale geleider, die in laagspanningsdistributienetten frequent aanwezig is, verbonden moet worden, is deze topologie minder interessant. De neutrale geleider kan wel met de inverter verbonden worden indien een Dy_0 isolatietransformator gebruikt wordt. Deze transformator is zwaar en duur en bijgevolg ongewenst in veel toepassingen [1]. In sommige landen (zoals het Verenigd Koninkrijk) worden er door de distributienetbeheerder strenge eisen gesteld met betrekking tot het vloeien van dc-stromen ($< 40\text{mA}$ in het VK) bij het aansluiten van invertergekoppelde dg-eenheden. Aan deze eis kan steeds voldaan worden indien een isolatietransformator gebruikt wordt zodat er geen homopolaire of dc-stromen kunnen vloeien [2]. Deze transformator kan op zijn beurt wel gebruikt worden als deel van het ingangsfILTER en kan bijgevolg bijdragen aan een verminderde harmonische inhoud van de geïnjecteerde stromen.

Indien de driefasige inverter zonder neutrale verbinding gebruikt wordt, kunnen er slechts 2 parameters geregeld worden wat nadelig is indien actieve filtertechnieken wensen gebruikt te worden [3, 4].

2.3 Driefasige invertoren met neutrale verbinding

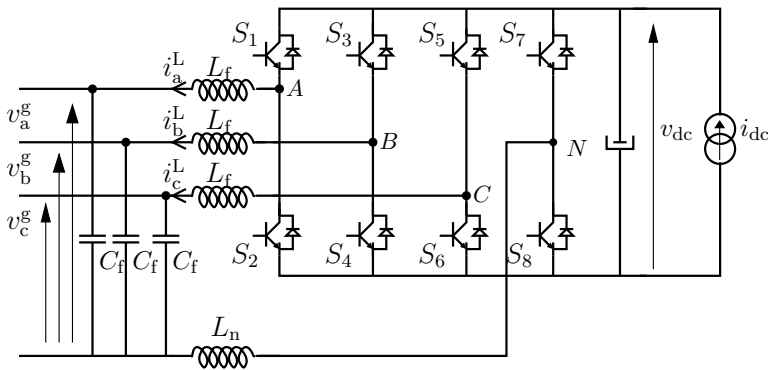
De zware Dy_0 isolatietransformator kan vermeden worden door bij de inverter een neutrale verbinding te voorzien. Er bestaat dan de mogelijkheid om neutrale stromen in het net te injecteren, wat door heel wat actieve filtertechnieken vereist wordt. De neutrale verbinding laat toe om homopolaire harmonische stromen in het net te compenseren met bijvoorbeeld een harmonische stroomcompensatiemethode [5]. De driefasig dempende regelstrategie heeft nood aan een neutrale verbinding. Deze regelstrategie heeft een resistief gedrag ten opzichte van de homopolaire spanningscomponent wat de nood aan een neutrale verbinding verklaart. Er zijn twee frequent gebruikte methoden om de neutrale verbinding te voorzien:

1. door een vierde been te voorzien (een extra paar schakelaars) [6–8], of
2. door de drie benen te behouden en de dc-bus in twee te splitsen door het in serie schakelen van twee condensatoren en de neutrale met het middelpunt te verbinden [1, 9, 10]

Beiden zullen hier met hun voor- en nadelen voorgesteld worden waarna een gefundeerde keuze zal gemaakt worden.

2.3.1 Neutrale verbinding door toevoeging van een vierde been

Een manier om de neutrale geleider te verbinden is door het toevoegen van een vierde been en bijgevolg een extra paar schakelaars [6–8, 11]. De topologie van de

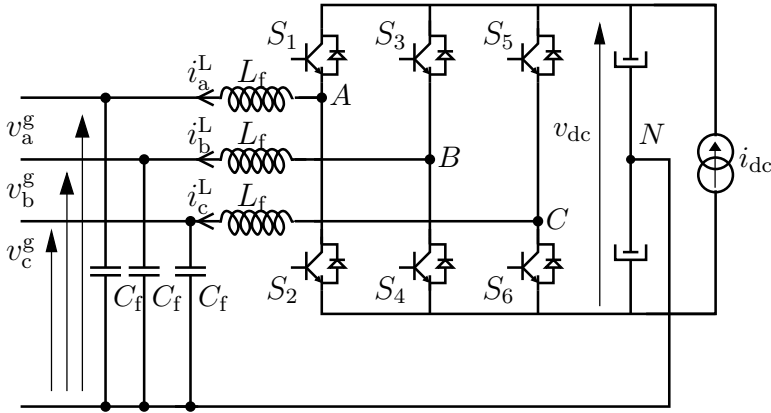


Figuur 2.2: Topologie van de driefasige inverter met neutrale verbinding door toevoeging van een vierde been

driefasige inverter met neutrale verbinding door toevoeging van een vierde been wordt in Figuur 2.2 weergegeven. De neutrale geleider van het net wordt via een smoorspoel L_n verbonden met het vierde been. Deze smoorspoel heeft dezelfde bedoeling als de smoorspoelen L_f in de drie fasegeleiders, namelijk het filteren van hoogfrequente schakelharmonischen. Deze spoel in de neutrale is hier noodzakelijk aangezien het vierde been (hoogfrequent) schakelt op deze neutrale geleider. Deze topologie heeft als voordeel dat de dc-bus klein kan gekozen worden en dus geen nood heeft aan grote en dure condensatoren. Het vierde been voorziet tevens een extra vrijheidsgraad die de regeling mogelijks complexer maakt. Desalniettemin is er in de literatuur een interesse in driefasige invertoren met vier benen waar te nemen [11–16]. Er wordt maximaal gebruik gemaakt van de dc-bus spanning indien een driedimensionale space vector modulatie wordt toegepast. In [11] wordt een driedimensionale ruimtevector-pulswijdtemodulatie voorgesteld voor driefasige invertoren met vier benen. Door het toevoegen van het vierde been zijn er 16 mogelijke schakelcombinaties die door middel van vectoren in een driedimensionale ruimte kunnen voorgesteld worden. De verschillende stappen die gevolgd moeten worden om de juiste schakelcombinaties te bekomen wordt in [11] gegeven.

2.3.2 Neutrale verbinding door splitsing van de dc-buscondensator

De neutrale verbinding kan ook bekomen worden door de buscondensator op te splitsen in twee condensatoren en het middelpunt te gebruiken om de verbinding te maken. De bus krijgt zo een middenaftakking (Eng. split dc-bus of split-link). In Figuur 2.3 wordt de topologie met gesplitste dc-bus afgebeeld. Aangezien hier niet geschakeld wordt op de neutrale geleider, is de smoorspoel L_n niet noodzakelijk. In

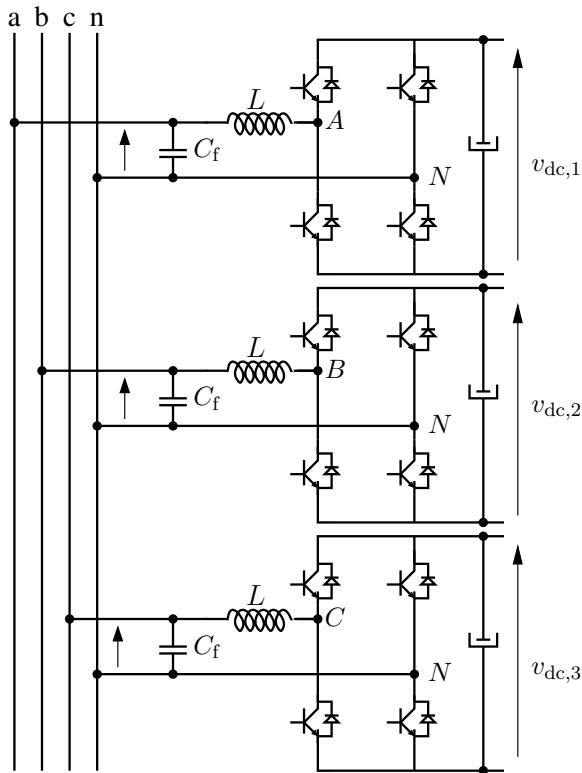


Figuur 2.3: Topologie van de driefasige inverter met neutrale verbinding door splitsing van de buscondensator

de praktijk kan een kleine spoel aanwezig zijn om storende hoogfrequente stromen te filteren. Indien voor een spoel L_n geopteerd wordt, kan deze kleiner gekozen worden dan bij de inverter met vier benen.

Deze topologie is interessant door zijn eenvoudige opbouw en het gebruik van een beperkt aantal schakelaars (in vergelijking met de topologie met vier benen). Een ander voordeel is dat de topologie met gesplitste dc-bus gezien kan worden als drie éénfasige halve-brug invertoren. Dit laat toe dat elk been afzonderlijk geregeld kan worden wat de stroomregeling sterk vereenvoudigt. De stroomregeling is eenvoudiger dan in het geval van de inverter met vier benen [9, 10]. Een nadeel van deze topologie is dat de dc-busspanning niet optimaal gebruikt wordt en dat om eenzelfde uitgangsspanning te bekomen een hogere dc-busspanning vereist is in vergelijking met de topologie met vier benen. De halve dc-bus spanning moet namelijk groter zijn dan de piekwaarde van de fasespanning. In het geval van de topologie met vier benen kan de piekwaarde van de fasespanning gelijk zijn aan de halve dc-bus spanning. Dit geeft bij benadering een voordeel van 15% in het gebruik van de dc-busspanning in het geval van de topologie met vier benen. Dit wordt in Hoofdstuk 5 verder uitgewerkt.

Verschillende problemen worden geïntroduceerd door te kiezen voor de topologie met de gesplitste dc-bus. Eén probleem is het verzekeren van een gelijke spanningsverdeling tussen beide condensatoren en de noodzaak om de spanningsrimpel te verminderen. Dit leidt tot de nood aan grote en dure dc-bus condensatoren. Een (grote) neutrale stroom (veroorzaakt door ongebalanceerde of niet-lineaire lasten) veroorzaakt een perturbatie in de spanning over beide condensatoren. Een dergelijke perturbatie moet gecompenseerd worden in de regeling zonet kan dit leiden



Figuur 2.4: Topologie van een multi-string inverter

tot het falen van de inverter. Verschillende oplossingen bestaan om de spanning over beide condensatoren te balanceren. Deze oplossingen worden in Hoofdstuk 5 beschreven.

2.3.3 Neutrale verbinding door het gebruik van een multi-string inverter

Een topologie die vaak in fotonvoltaïsche (PV) systemen gebruikt wordt, zijn de zogenaamde multi-string invertoren. Deze invertoren hebben door hun eenvoud een hoge betrouwbaarheid, een aanvaardbare kost en een gebruiksvriendelijk ontwerp wat ze zeer interessant maakt voor de PV-systemen. Deze topologie laat de integratie van PV-strings van verschillende technologieën en oriëntaties toe (noord, zuid, oost en west). In Figuur 2.4 wordt een éénfasige multistring inverter weergegeven [17, 18].

Deze topologie vereist een groot aantal schakelaars (12 in plaats van 6 voor de

driefasige inverter met gesplitste dc-bus) en er zijn verschillende dc-spanningen nodig. Hieruit kan besloten worden dat deze topologie niet geschikt is om een dg-eenheid met het driefasig net te verbinden.

2.3.4 Vergelijking

De multi-string inverter is voor netkwaliteit-verbeterende toepassingen niet interessant. De twee overige voorgestelde topologieën voor driefasige invertoren met neutrale verbinding hebben beide hun voor- en nadelen die hier worden uiteengezet. De topologieën worden hier vergeleken met als criteria de complexiteit van het circuit, eenvoud van aansturing en eventuele EMC-problemen.

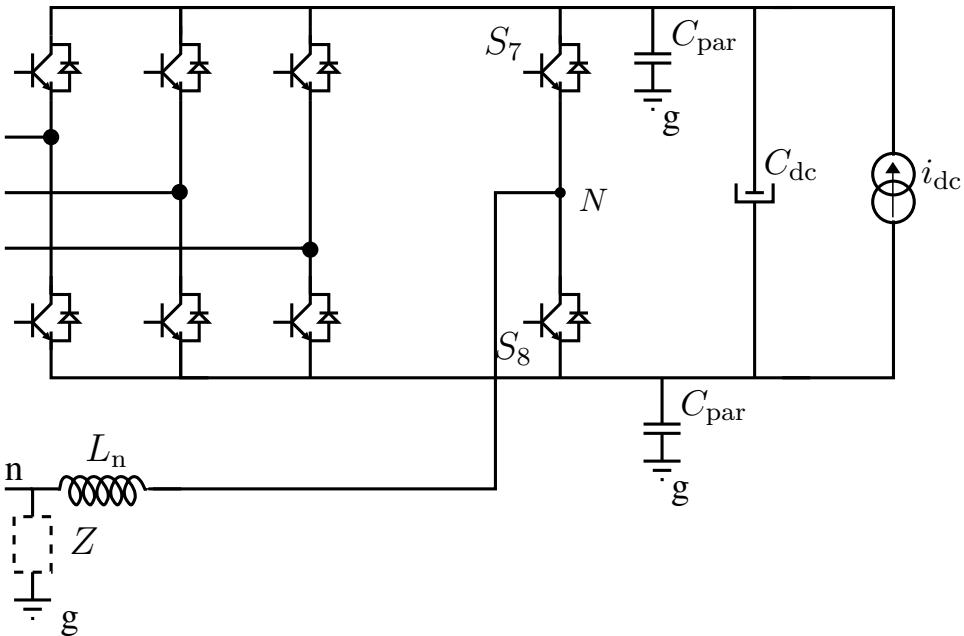
De topologie met gesplitste dc-bus heeft een voordeel op gebied van complexiteit van het circuit. Er zijn namelijk geen extra schakelaars nodig zoals bij de topologie met vier benen. De smoorspoel L_n is ook niet noodzakelijk. Om echter optimaal gebruik te maken van de busspanning dient de topologie aangepast te worden wat in [10] beschreven wordt. Dit wordt in Hoofdstuk 5 verder uitgewerkt. Dit resulteert voor beide topologieën in een gelijkaardige complexiteit van het circuit.

Op gebied van sturing van de schakelaars, is de topologie met gesplitste dc-bus eenvoudiger. Deze topologie kan beschouwd worden als bestaande uit drie éénfasige halve-brug invertoren waardoor de regelingen van de drie fasestromen onafhankelijk zijn van elkaar. Dit is niet het geval bij de topologie met vier benen. De aansturing van deze laatste kan gebeuren met driedimensionale ruimtevector pulsruimte-modulatie (Eng: '3D Space Vector Pulse Width Modulation' of 3D SVPWM), zoals beschreven in [11] en [16]. Dit is echter niet evident. In tegenstelling tot SVPWM voor driefasige invertoren zonder neutrale, zijn er nu door de neutrale verbinding 16 schakeltoestanden in plaats van 8. Een andere methode om invertoren met vier benen aan te sturen wordt gegeven in [12]. Deze relatief ingewikkelde methode maakt gebruik van hysteresisregelaars en reduceert het aantal schakelingen. De inverter met gesplitste bus kan eenvoudig met een stroomregeling aangestuurd worden met hysteresisregelaars [19] of PI-regelaars. Het gebruik van een PI-regelaar voor de stroomregeling wordt verder uitgewerkt in Hoofdstuk 4.

In tegenstelling tot de topologie met vier benen, heeft de topologie met gesplitste dc-bus het nadeel dat de potentiaal van het aftakpunt op de dc-bus niet onder controle blijft in sommige situaties. Om ac-fluctuaties van deze potentiaal te beperken, dient men grote condensatoren te voorzien, wat de kost en afmetingen verhoogt. Indien deze potentiaal een dc-afwijking vertoont, is dit niet voldoende en dient men actieve controlecircuits toe te voegen. De uitwerking en oplossing van dit probleem wordt besproken in hoofdstuk 5.

Ten slotte geeft de inverter met vier benen EMC-problemen door de aanwezigheid van parasitaire capaciteiten [10]. Dit probleem wordt hierna verder bestudeerd.

Er zijn parasitaire capaciteiten C_{par} aanwezig tussen alle geleiders van de bus (die

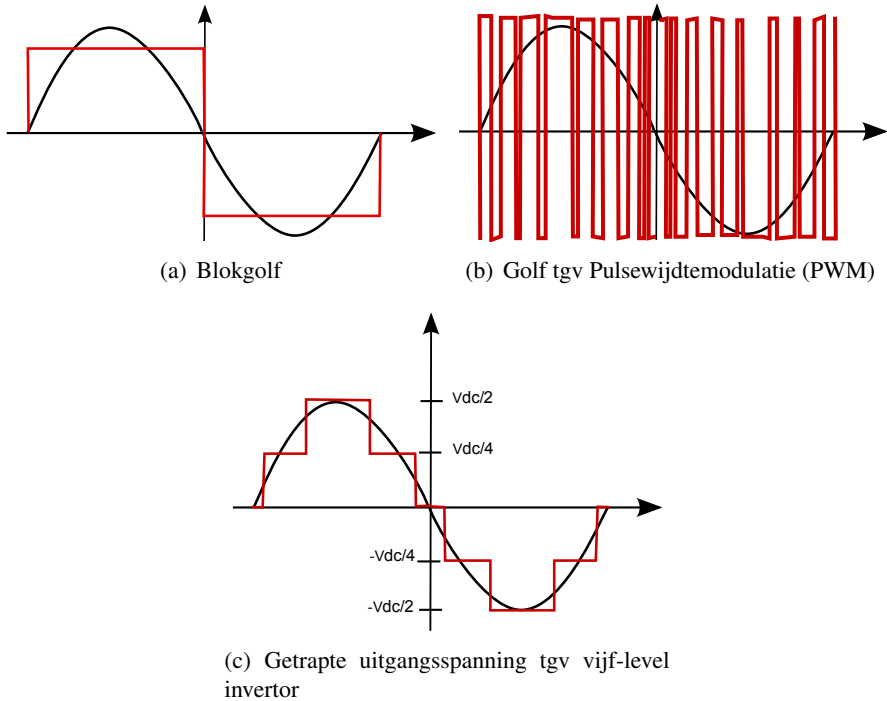


Figuur 2.5: Driefasige inverter met vier benen: parasitaire capaciteiten mbt het vierde been

o.a. de buscondensator verbinden met de schakelaars) en de aarde. Deze capaciteiten zijn onderhevig aan belangrijke hoogfrequente spanningsvariaties door de schakelaars van het vierde been. Figuur 2.5 toont de inverter met de parasitaire capaciteiten C_{par} met betrekking tot het vierde been.

In TT of TN-C laagspanningsnetten is de neutrale, eventueel via een aardingsimpedantie Z , verbonden met de aarde g ('Protective Earth - Neutral' of PE-N). Indien de schakelaar S_7 sluit, ontstaat een spanningsverandering over C_{par} en kan een stroom lopen via C_{par} door S_7 , L_n en Z naar de aarde g . Hetzelfde gebeurt bij het sluiten van S_8 . Door het hoogfrequent schakelen van het vierde been ontstaat dus een hoogfrequente stroom.

De topologie met gesplitste dc-bus heeft dit probleem niet. De parasitaire capaciteiten ondergaan hier immers geen grote dv/dt 's. In [10] wordt door simulatie bekomen dat de stroom door C_{par} een amplitude heeft van 0,4 A bij de topologie met vier benen en slechts 0,5 mA bij de topologie met gesplitste dc-bus. Dit speelt duidelijk in het voordeel van deze laatste topologie. Hier moet wel bij worden vermeld dat in [10] niet duidelijk is of er bij de simulatie een smoorspoel aanwezig was in de neutrale. De spoel L_n en de aardingsimpedantie Z zullen namelijk de hoogfrequente stroom beperken.



Figuur 2.6: Uitgangsspanning van verschillende VSI's

2.4 Multilevel invertoren

2.4.1 Inleiding

Het doel van een spanningsbroninverter is het creëren van een sinusoidale uitgangsspanning. Men kan een wisselspanning bekomen door de gelijkspanning ritmisch te schakelen. Op die manier wordt een blok golf bekomen die in Figuur 2.6(a) wordt weergegeven. De amplitude van de grondharmonische wisselspanning die hiermee correspondeert bedraagt $(4 E/\pi)$. Aangezien het spanningsverloop rechthoekig is, bevat deze golfvorm belangrijke harmonischen van relatief lage rangorde. De harmonische inhoud is bijgevolg zeer groot zodat deze methode niet optimaal is om een sinusoidale uitgangsspanning te creëren. Een meer geschikte methode is puls-wijdtemodulatie (ook pulsbreedtemodulatie), een golfvorm met behulp van deze methode wordt in Figuur 2.6(b) weergegeven. Deze techniek wordt gebruikt om een uitgangsspanning te bekomen die zowel in frequentie als amplitude regelbaar is. Pulsewijdtemodulatie laat spanningsregeling toe zonder dat sommige harmonischen van lage rangorde worden versterkt. De harmonischen met lage rangorde

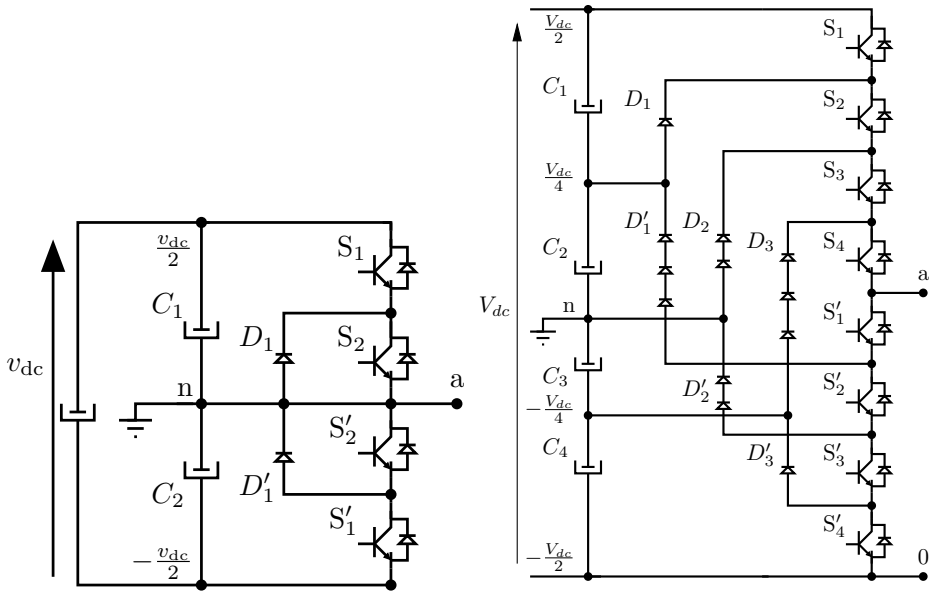
worden zelfs gereduceerd of sommige zelfs geëlimineerd (dit weliswaar ten koste van een toename hogere harmonischen). Deze hogere harmonischen kunnen eenvoudiger geëlimineerd worden door middel van het LC-filter (of LCL-filter) dat steeds aan de ingang van de inverter geplaatst wordt. Een manier om een sinusoidale uitgangsspanning te benaderen is door gebruik te maken van een andere topologie, de zogenaamde multilevel invertoren. De uitgangsspanning van een vijf-level inverter wordt in Figuur 2.6(c) weergegeven. De idee achter de multilevel inverter is het vormen van een sinusoidale spanning gebruik makend van verschillende spanningsniveau's, die typisch bekomen worden door middel van condensatoren [20]. Als het aantal spanningsniveau's toeneemt, neemt het aantal treden in de gevormde uitgangsspanning toe. Op die manier wordt een getrapte golfvorm bekomen (cf. Figuur 2.6(c)). Bij een stijgend aantal treden wordt een sinusoidale spanning beter benaderd met een minimale harmonische vervorming [21]. Het aantal haalbare spanningsniveau's wordt beperkt door, onder andere, spanningsonbalans problemen, circuit layout [22]. Het grote voordeel van multilevel invertoren is dat de harmonische inhoud van de uitgangsspanning verminderd wordt zonder de schakelfrequentie te laten toenemen of het uitgangsvermogen te laten dalen [23]. Multilevel invertoren worden voornamelijk gebruikt in medium of hoog vermogentoeepassingen ten gevolge van de unieke multilevel idee wat gebaseerd is op het laag-frequent schakelen en het delen van spanning en/of stroom tussen de verschillende schakelaars. De vraag naar hoog performante invertoren die vereist zijn voor hernieuwbare energiesystemen hebben geleid tot de uitbreiding van het gebruik van multilevel invertoren in de lagere vermogens (< 10 kVA).

Drie verschillende topologieën voor multilevel invertoren worden hier voorgesteld: diode-clamped (neutral-point clamped), capacitor-clamped (flying capacitors) en cascaded multicell met gescheiden dc-bus [20, 22, 24].

2.4.2 Diode-clamped

De diode-clamped (ook gekend als neutral-point-clamped) multilevel topologie is de eerst wijd verspreide topologie en blijft ook steeds uitgebreid gebruikt te worden [22, 24–27]. Eén been van een driefasige drie-level diode clamped multilevel inverter wordt in Figuur 2.7(a) weergegeven en van een driefasige vijf-level in Figuur 2.7(b). De dc-bus spanning wordt in verschillende niveau's gedeeld door condensatoren C_i die in serie geschakeld zijn en de verschillende spanningen worden door de diodes D_i vastgehouden.

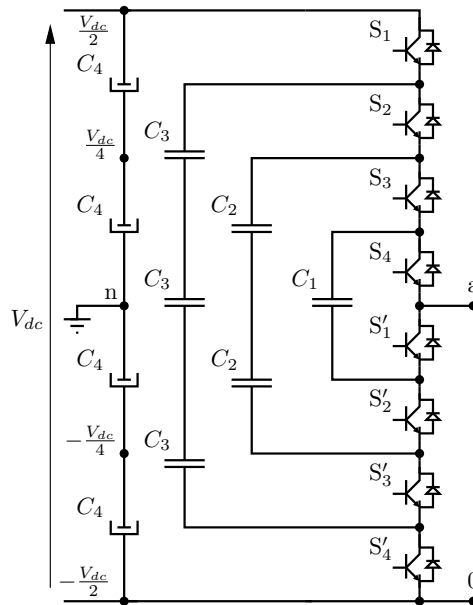
In het geval van de vijf-level inverter wordt de dc-bus spanning in vijf niveau's gedeeld door vier condensatoren C_1 tot C_4 . Het middelpunt kan gedefinieerd worden als het neutrale punt. De uitgangsspanning heeft vijf toestanden: $-\frac{V_{dc}}{2}$, $-\frac{V_{dc}}{4}$, 0 , $+\frac{V_{dc}}{4}$ en $+\frac{V_{dc}}{2}$. Er zijn vijf schakelcombinaties om vijf spanningsniveau's te bereiken tussen a en n. Met een bepaald spanningsniveau stemt één bepaalde scha-



(a) Topologie van een drie-level diode-clamped multilevel inverter (b) Topologie van een vijf-level diode-clamped multilevel inverter

Figuur 2.7: Topologie van een diode-clamped multilevel inverter

kelcombinatie overeen. Vier complementaire schakelparen bestaan in elk been en dus elke fase. In Figuur 2.7(b) zijn dit (S_1, S'_1) , (S_2, S'_2) , (S_3, S'_3) en (S_4, S'_4) . Wat deze topologie onderscheidt van de andere zijn de diodes D_i en D'_i die gebruikt worden om de schakelspanning aan het gewenste spanningsniveau vast te houden. Hoewel elke schakelaar slechts een maximaal spanningsniveau van $\frac{V_{dc}}{m-1}$ moet aankunnen (met m het aantal te bereiken spanningsniveau's), moeten de diodes verschillende spanningsratings hebben om de inverse spanning te sperren. Indien er wordt vanuit gegaan dat de spanningsrating van elke sperrende diode gelijk moet zijn aan de spanningsrating van de schakelaar, dan zal het aantal nodige diodes per fase gelijk zijn aan $(m - 1) \times (m - 2)$. Dit getal neemt dus nagenoeg kwadratisch toe met m . Als m voldoende hoog is, zal het aantal noodzakelijke diodes te hoog zijn om het systeem praktisch te kunnen implementeren. Indien pulswijdtemodulatie gebruikt wordt om de schakelaars aan te sturen, zal het inverse opladen van de diode een belangrijke uitdaging vormen in het ontwerp van het systeem [22]. Een ander (nadelige) eigenschap van deze topologie is dat de schakelaars een verschillende belasting ondergaan. Een verschillende belasting voor een component resulteert in verschillende voorwaarden voor de componenten. Indien het ontwerp uitgerekend is voor de grootste stromen, zullen in elke fase de buitenste schakelaars



Figuur 2.8: Topologie van een flying capacitor multilevel inverter

$2 \times (m - 2)$ overgedimensioneerd zijn.

In dg-toepassingen wordt er actief vermogen overgebracht van de dc- naar de ac-zijde. Wanneer er bij een arbeidsfactor van één gewerkt wordt, zal de onlaadtijd van de condensatoren onderling verschillen [20]. Het ontladen van een condensator herhaalt zichzelf elke halve periode en dit resulteert in ongebalanceerde condensatorspanningen tussen de verschillende niveau's. Er bestaan verschillende oplossingen om dit spanningsonbalansprobleem op te lossen zoals het toevoegen van een regeling die de spanning balanceert of het toevoegen van circuits die deze rol vervullen. De mogelijkheden om de spanning te balanceren zijn voor deze topologie beperkt doordat er slechts één schakelcombinatie bestaat om een bepaald spanningsniveau te bereiken. Dit heeft als gevolg dat het aantal niveau's in de praktijk beperkt is. Om deze reden is het zeer moeilijk om een werkende vijf-level diode-clamped multilevel inverter te bekomen.

2.4.3 Flying capacitor

Figuur 2.8 toont één been van een capacitor-clamped inverter. De topologie kreeg de naam “flying capacitor” inverter [20, 28, 29] omdat er onafhankelijke condensatoren gebruikt worden om de dc-busspanning gelijkmatig te verdelen zodat de verschillende spanningsniveau's kunnen bekomen worden [22]. De uitgangsspanning

heeft vijf niveau's: $-\frac{V_{dc}}{2}$, $-\frac{V_{dc}}{4}$, 0 , $+\frac{V_{dc}}{4}$, en $+\frac{V_{dc}}{2}$. De spanningsopbouw in een vijf-level flying capacitor inverter heeft meer flexibiliteit dan een diode-clamped inverter omdat er verschillende schakelcombinaties bestaan om een bepaald spanningsniveau te bereiken. Bijvoorbeeld, om het spanningsniveau $V_{an} = \frac{V_{dc}}{4}$ te bereiken, zijn er vier mogelijke combinaties:

1. S_1, S'_1, S'_2, S'_3 ($V_{a0} = V_{dc} - \frac{3V_{dc}}{4}$)
2. S_4, S'_2, S'_3, S'_4 ($V_{a0} = \frac{V_{dc}}{4}$)
3. S_3, S'_1, S'_3, S'_4 ($V_{a0} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{4}$)
4. S_2, S'_1, S'_2, S'_4 ($V_{a0} = \frac{3V_{dc}}{4} - \frac{V_{dc}}{4}$)

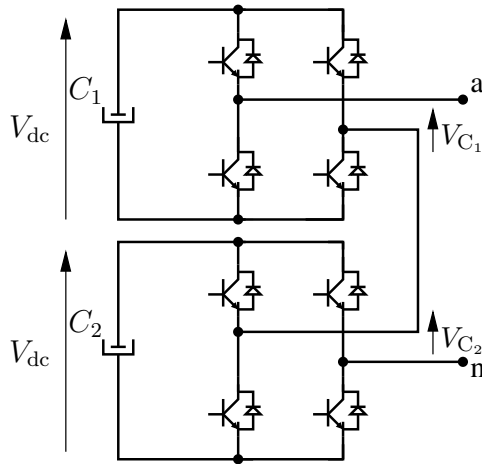
Door een juiste selectie van condensatorcombinaties, is het mogelijk om de lading van de verschillende condensatoren te balanceren. In [30] wordt de balancering van de lading van de verschillende condensatoren uitgebreid beschreven. Analogoos als bij het diode clamping, vereist deze methode een groot aantal condensatoren om de spanning vast te houden. Indien er wordt vanuit gegaan dat de spanningsrating van elke condensator dezelfde is als de vermogensschakelaar, zal een m -level inverter in totaal $(m - 1) \times (m - 2)/2$ clamping condensatoren per been nodig hebben bovenop de $(m - 1)$ dc-bus condensatoren. De eis voor dit groot aantal condensatoren is het grootste nadeel van deze topologie [20].

De flying-capacitor topologie is een interessante topologie om gebruikt te worden in gedistribueerde energietoepassingen. Enkel het grote vereiste aantal condensatoren is een nadeel van deze topologie.

2.4.4 Cascaded inverter

De "cascaded" inverter is gebaseerd op de serieschakeling van éénfasige invertoren met afzonderlijke dc-bussen [31–33]. Figuur 2.9 toont de topologie van een been van een vijf-level inverter met twee cellen in elk been. De resulterende fasespanning wordt bekomen door de spanningen van de verschillende cellen op te tellen. Dit wordt mogelijk gemaakt door de condensatoren één voor één via de vier vermogensschakelaars met de netzijde te verbinden. De resulterende uitgangsspanning varieert tussen $-2V_{dc}$ en $+2V_{dc}$ met vijf niveau's. Een minimale harmonische vervorming kan bekomen worden door de aan-tijden van de verschillende inverterniveau's te regelen.

Wanneer men actief vermogen wenst te injecteren, heeft de cascaded inverter nood aan gescheiden dc-bussen. Door de structuur van de verschillende dc-bronnen is deze inverter geschikt voor verschillende hernieuwbare energietoepassingen (zoals brandstofcellen, fotovoltaïsche panelen, biomassa etc.) [20]. Tegelijk is de nood aan gescheiden dc-bronnen een beperking voor veel andere toepassingen.



Figuur 2.9: Topologie van een cascaded multilevel inverter

De gecascadeerde inverter vereist het minst aantal componenten van de verschillende multilevel topologieën om eenzelfde aantal spanningsniveau's te bereiken. Aangezien elk niveau dezelfde structuur heeft, kan het circuit modulair opgebouwd worden en kan het eenvoudig in een compacte behuizing geïntegreerd worden. Er is tevens geen nood aan diodes of condensatoren om het spanningsniveau vast te houden. Een ander voordeel is dat deze topologie ook “soft-switching” toelaat zodat grote weerstand-condensator-diode snubber vermeden kunnen worden die ook aanleiding geven tot extra verliezen [34].

2.5 Besluit

Een geschikte keuze van de topologie samen met de implementatie van een slimme regelstrategie zal ervoor zorgen dat netgekoppelde omvormers in de toekomst een waaier aan netondersteunende diensten zullen kunnen leveren. In dat opzicht werd in dit hoofdstuk een overzicht gegeven van verschillende mogelijke topologieën die gebruikt kunnen worden om een dg-eenheid via een driefasige aansluiting met het laagspanningsdistributienet te verbinden. In dit werk wordt een regelstrategie voorgesteld met een positieve invloed op de netkwaliteit. Ten gevolge van deze regelstrategie zouden er homopolaire stromen kunnen vloeien. Om dit mogelijk te maken is de verbinding van de neutrale geleider met de inverter noodzakelijk. In Tabel 2.1 worden de voor- en nadelen van de verschillende topologieën weergegeven.

Indien de distributienetoperator strenge eisen oplegt aan het vloeien van homopo-

Tabel 2.1: Vergelijkende tabel

	Neutrale	EMC	meerdere dc-bus	complexiteit circuit	complexiteit sturing
3f volle brug met 4 benen	--	+	+	+	+
split-link	+	-	+	-	-
multi-string	+	+	--	+	+
diode-clamped	+	+	+	--	+
flying capacitor	+	+	+	--	+
cascaded	+	+	--	+	+

laire en/of neutrale stromen dan is een Dy_0 isolatietransformator vereist. Deze isolatietransformator is zwaar, duur en bijgevolg vaak ook niet gewenst. Deze topologie is niet geschikt om gebruikt te worden om de voorgestelde regelstrategie te implementeren.

Indien de neutrale met de inverter dient verbonden te worden, zijn er drie mogelijke topologieën: de inverter met vier benen, de inverter met gesplitste dc-bus en de multistring inverter. Aan de driefasige volle brug kan een vierde been toegevoegd worden waarmee de neutrale verbonden kan worden. Aangezien rechtstreeks op de neutrale geschakeld wordt, dient een spoel toegevoegd worden om de hoogfrequente schakelharmonischen te filteren. Een alternatief is het opdelen van de dc-bus en het middelpunt met de neutrale te verbinden. In dit geval is een spoel in de neutrale niet nodig. De stroomregeling is hier eenvoudiger aangezien deze topologie gezien kan worden als drie éénfasige invertoren. Een nadeel van deze topologie is dat het middelpunt actief gebalanceerd moet worden en dat de dc-busspanning 15% hoger moet zijn dan in het geval van de topologie met vier benen om eenzelfde uitgangsspanning te bereiken. Het probleem van het balanceren van het middelpunt wordt in Hoofdstuk 5 verder uitgewerkt. Aangezien de topologie met gesplitste dc-bus een minimum aantal schakelaars bevat en dat de stroomregeling eenvoudig te implementeren is, wordt er in dit werk voor deze topologie gekozen. Desalniettemin kan de voorgestelde regelstrategie ook met behulp van de andere topologieën (met uitzondering van deze die geen neutrale verbinding toelaten) geïmplementeerd worden.

Een alternatieve topologie die uitermate geschikt is om een verbetering van de netkwaliteit mogelijk te maken en waar in de literatuur veel aandacht aan besteed wordt, zijn de zogenaamde multilevel invertoren. De idee achter de multilevel inverter is het vormen van een sinusoidale spanning gebruik makend van verschillende spanningsniveau's, die typisch bekomen worden van condensatoren. Op deze manier wordt een sinusoidale uitgangsspanning beter benaderd. Er werden hier

drie mogelijke topologieën van multilevel invertoren besproken: diode-clamped inverter, flying capacitor inverter en cascaded inverter. Het grootste nadeel van multilevel invertoren is het grote aantal componenten en een bijgevolg complex circuit. Desalniettemin kan in gevallen waar hoge eisen aan de golfvorm gesteld wordt (bv. bij lasten die een ingangsspanning met zeer lage harmonische vervorming vereisen), geopteerd worden voor multilevel invertoren.

Bibliografie

- [1] M. Dai, J. J. M.N. Marwali, and A. Keyhani, "A three-phase four-wire inverter control technique for a single distributed generation unit in island mode," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 322–331, Jan. 2008.
- [2] M. Prodanović and T. Green, "Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 373–380, Jan. 2003.
- [3] M. N. Marwali and A. Keyhani, "Control of distributed generation systems – part I: Voltages and currents control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 6, pp. 1541–1550, Nov. 2004.
- [4] M. N. Marwali, J.-W. Jung, and A. Keyhani, "Control of distributed generation systems – part II: Load sharing control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 6, pp. 1551–1561, Nov. 2004.
- [5] T. Green and J. Marks, "Control techniques for active power filters," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 152, no. 2, pp. 369–381, Mar. 2005.
- [6] M. Prodanović and T. Green, "High-quality power generation through distributed control of a power park microgrid," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1471–1482, Oct. 2006.
- [7] F. Wang, J. Duarte, and M. Hendrix, "Weighting function integrated in grid-interfacing converters for unbalanced voltage correction," in *Proc. of International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ) 2008*, Santander, Spain, 2008.
- [8] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, and A. Pandey, "A review of three-phase improved power quality AC-DC converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 3, pp. 641–660, Jun. 2004.
- [9] X. bo Yang, W. yang Wu, and H. Shen, "Adaptive three dimensional space vector modulation in abc coordinates for three phase four wire split capacitor converter," in *Proceedings of the International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2006)*, Aug.14-16 2006, pp. 1–5.
- [10] J. Liang, T. C. Green, C. Feng, and G. Weiss, "Increasing voltage utilization in split-link four-wire inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 1562–1569, Jun. 2009.

- [11] R. Zhang, H. Prasad, D. Boroyevich, and F. C. Lee, "Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 3, pp. 314–326, May 2002.
- [12] P. Lohia, M. Mishra, K. Karthikeyan, and K. Vasudevan, "A minimally switched control algorithm for three-phase four-leg VSI topology to compensate unbalanced and nonlinear load," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 1935–1944, Jul. 2008.
- [13] F. Wang, J. Duarte, and M. Hendrix, "Control of grid-interfacing inverters with integrated voltage unbalance correction," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference Records*, vol. 1-10, Rhodes, Greece, Jun. 15-19, 2008, pp. 310–316.
- [14] A. L. Julian, G. Oriti, and T. A. Lipo, "Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 5, pp. 982–989, Sep. 1999.
- [15] Y. Li, D. M. Vilathgamuwa, and P. C. Loh, "Microgrid power quality enhancement using a three-phase four-wire grid-interfacing compensator," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 6, pp. 1707–1719, Nov. 2005.
- [16] J. Zhou, X. Wu, Y. Geng en P. Dai, "Simulation research on a SVPWM control algorithm for a four-leg active power filter," *Journal of China University of Mining and Technology*, vol. 17, no. 4, pp. 590–594, Dec. 2007.
- [17] H. Becker, G. Cramer, S. Bremicker, T. Dingel, B. Engel, W. Groote, F. Greizer, J. Laschinski, M. Victor, and T. Westphal, "Method for converting direct voltage into three-phase alternating voltage," U.S. Patent US 2007/0 179 720 A1, Aug. 2, 2007.
- [18] S. Bremicker, F. Greizer, J. Laschinski, M. Victor, and P. Simon, "Photovoltaikanlage zur dreiphasigen einspeisung in ein elektrisches energieverorgungsnetz," European Patent EP 2 219 276 A1, Aug. 18, 2010.
- [19] S. Seguí-Chilet, F. Gimeno-Sales, S. Orts, M. Alcaniz, and R. Masot, "Selective shunt active power compensator in four wire electrical systems using symmetrical components," *Electric Power Components and Systems*, vol. 35, no. 1, pp. 97–118, Jan. 2007.
- [20] J.-S. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel converters - a new breed of power converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 3, pp. 509–517, May 1996.
- [21] P. Bhagwat and V. Stefanovic, "Generalized structure of a multilevel PWM inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 19, no. 6, pp. 1057–1069, Nov. 1983.

- [22] J. Rodríguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: A survey of topologies, controls and applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug. 2002.
- [23] O. Bouhali, B. Francois, E. Berkouk, and C. Saudemont, "DC link capacitor voltage balancing in a three-phase diode clamped inverter controlled by a direct space vector of line-to-line voltages," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1636–1648, Sep. 2007.
- [24] S. Daher, J. Schmid, and F. L. Antunes, "Multilevel inverter topologies for stand-alone pv systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2703–2712, Jul. 2008.
- [25] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point clamped PWM inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA, no. 17, pp. 518–523, Sep. 1981.
- [26] S. Alepuz, S. Busquets-Monge, J. Bordonau, J. Cago, D. González, and J. Belcells, "Interfacing renewable energy sources to the utility grid using a three-level inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1504–1511, Oct. 2006.
- [27] O. Vodyakho, D. Hackstein, A. Steimel, and T. Kim, "Novel direct current-space-vector control for shunt active power filters based on the three-level inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 1668–1678, Jul. 2008.
- [28] T. Meynard and H. Foch, "Multi-level choppers for high voltage applications," *European Power Electronic Drives Journal*, vol. 2, no. 1, Mar. 1992.
- [29] C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, and T. Lipo, "Comparison of multilevel inverters for static var compensation," in *Conference Recordings of the IEEE-IAS Annual Meeting*, Oct. 1994, pp. 921–928.
- [30] S. Thielemans, "Balancing and control of power electronic flying capacitor multilevel," Doctoraatsproefschrift, Universiteit Gent, Faculteit Ingenieurswetenschappen en Architectuur, Gent, 2012.
- [31] P. Hammond, "A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, pp. 202–208, Jan. 1997.
- [32] R. Baker and L. Bannister, "Electric power converter," U.S. Patent 3 867 643, Feb., 1975.
- [33] E. Cengelci, S. Sulistijo, B. Woom, P. Enjeti, R. Teodorescu, and F. Blaad-gerge, "A new medium voltage PWM inverter topology for adjustable speed

drives,” in *Conference Recordings of the IEEE-IAS Annual Meeting*, Saint Louis, MO, USA, Oct. 1998, pp. 1416–1423.

- [34] J.-S. Lai, R. Young, G. Ott, C. White, J. Mckeever, and D. Chen, “A novel resonant snubber based soft-switching inverter,” in *Conf. Rec. Appl. Power Electron. Conf.*, Mar.5-9 1995, pp. 797–803.

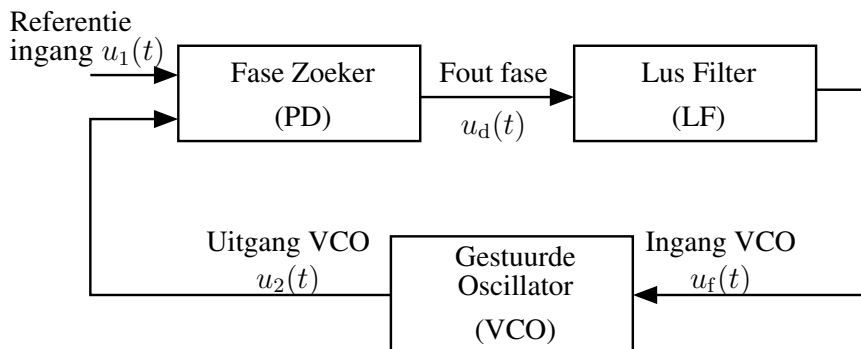
Hoofdstuk 3

Phase Locked Loop systemen

3.1 Inleiding

De frequentie en ogenblikkelijke fasehoek van de netspanning vormen belangrijke informatie voor de werking van netgekoppelde invertoren. De fasehoek (en vaak ook de amplitude) van de netspanning worden gebruikt om de referentiewaarden van de geïnjecteerde stromen op te bouwen. De fasehoek kan door middel van een open-lus (Eng. open-loop) of een gesloten-lus (Eng. closed-loop) methode bepaald worden. De gesloten-lus methoden zijn beter bekend als phase locked loops (PLL's). De basisstructuur van een gesloten-lus methode wordt in Figuur 3.1 weergegeven. Open-lus synchronisatiemethoden schatten de fasehoek rechtstreeks uit de netspanning.

Het aandeel niet-lineaire gebruikers in het distributienet neemt toe met als gevolg een verminderde netkwaliteit. In het algemeen varieert de netfrequentie binnen

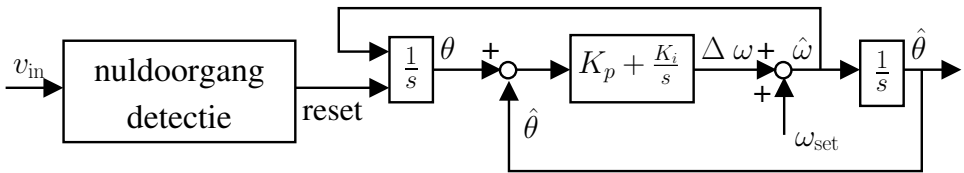


Figuur 3.1: Basisstructuur van een PLL

een beperkt interval en de veranderingssnelheid wordt beperkt door de mechanische inertie van de generatoren. Wanneer er zich fouten voordoen in het net, worden de aangesloten systemen blootgesteld spanningsdips en aan sprongen in de fasehoek [1]. Daarnaast kunnen ook harmonischen, notches, spikes en andere ongewenste perturbaties in het (laagspannings)net voorkomen [1]. Deze storingen hebben een negatieve invloed op het verkrijgen van de frequentie en fasehoek. Een ideale fasevolger moet dus in staat zijn om de ogenblikkelijke fasehoek op een snelle en nauwkeurige manier te bepalen ook indien de netspanning vervuild of ongebalanceerd is.

In de literatuur zijn reeds verschillende methoden voorgesteld om de fasehoek te bepalen [2]. De meest eenvoudige, maar niet de meest nauwkeurige methode tijdens niet-ideale condities, is de nuldoorgang-detectie methode. Eén van de vaakst gebruikte manieren om de fasehoek (en ook de amplitude) van een driefasig systeem te bepalen is de synchroon referentiestelselmethode (SRF PLL) [3–5]. Deze methode is bijzonder eenvoudig en laat een snelle en nauwkeurige synchronisatie onder ideale omstandigheden toe. Indien het net harmonisch vervormd of ongebalanceerd is, zal deze methode geen snelle en nauwkeurige bepaling van de fasehoek toelaten. Er dienen laagdoorlaatfilters toegevoegd te worden en/of de bandbreedte van de regelaar moet beperkt worden om het bepalen van een correcte fasehoek mogelijk te maken. In [6] wordt een verbeterde (en (te) complexe) methode, de ontkoppelde dubbele SRF-methode, voorgesteld die dit nadeel van de SRF-methode oplost. Een alternatieve oplossing wordt in [7] voorgesteld waar een filter voor de SRF-PLL wordt geplaatst. Naast de SRF-methode worden ook andere PLL methoden voorgesteld zoals de Enhanced PLL (EPLL) [8–11]. De EPLL methode laat een immuniteit en ongevoeligheid ten opzichte van ruis, harmonischen en spanningsonbalans toe. De zogenaamde vermogen-gebaseerde PLL (pPLL) methoden maken gebruik van de theorie van het schijnbaar ogenblikkelijk actief vermogen om de fasehoek te bepalen [12, 13]. Deze methode werd zowel voor één- als driefasige toepassingen voorgesteld. In [14] worden de EPLL en de pPLL methoden met elkaar vergeleken. De pPLL-methode komt als beste methode naar voor door de lage rekenbelasting en de mogelijkheid om ook onder sterk verstoorde netcondities de fasehoek correct te kunnen bepalen.

In dit werk wordt een driefasige dempende regelstrategie voorgesteld. Om de wenswaarden van de fasestromen op te kunnen bouwen, is de kennis van de verschillende fasehoeken en amplitudes van de fasespanningen noodzakelijk. Voor de goede werking van deze regelstrategie is het van belang dat de fasehoeken en amplitudes onder alle omstandigheden correct bepaald worden. In dit hoofdstuk zullen er drie mogelijke PLL-methoden bestudeerd worden waarna een gefundeerde keuze zal gemaakt worden.



Figuur 3.2: Algemeen principe van de nuldoorgang-detectie methode

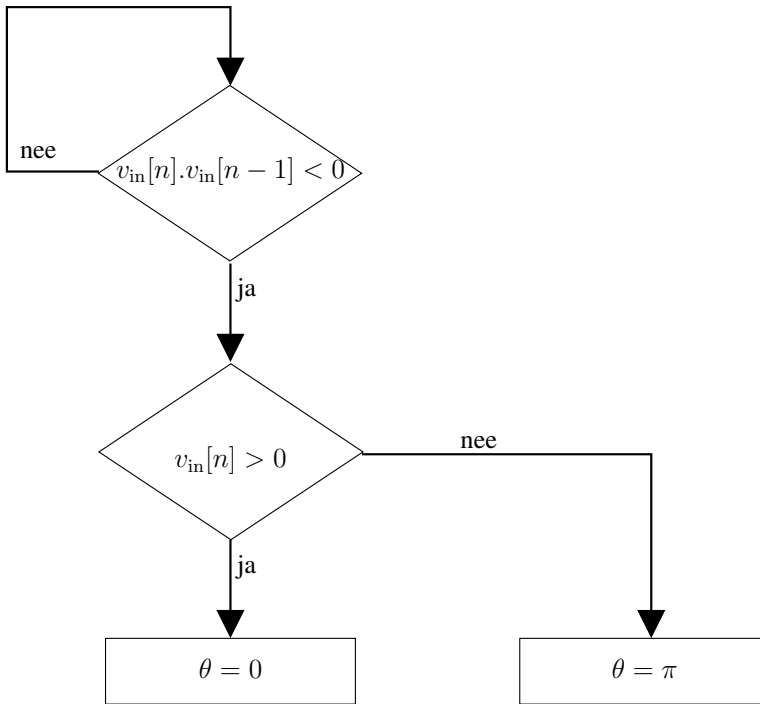
3.2 Harmonische spanningsvervorming

De harmonische spanningsvervorming heeft een grote invloed op het correct schatten van de fasehoek van de fundamentele netspanningscomponent. Het merendeel van de PLL-methoden maakt gebruik van een transformatie die toelaat de fasehoek correct te schatten. De harmonischen in de netspanning blijven na de transformatie aanwezig in het signaal en worden er bij voorkeur uitgefilterd. Indien deze harmonischen er niet worden uitgefilterd, zal de schatting van de fundamentele component van de netspanning vervormd zijn. Er bestaan verschillende filtermethodes die op een efficiënte manier de ongewenste harmonischen uit het signaal filteren. Eenvoudige eerste- en tweede-orde filters volstaan in het geval de harmonischen een voldoende hoge rangorde en een beperkte amplitude hebben. Zoniet zijn meer complexe filtermethodes noodzakelijk. In dit werk wordt voornamelijk ingegaan op spanningsdips en onbalans. Bij deze beide fenomenen ligt de nadruk op de fundamentele component van de netspanning en wordt harmonische vervorming niet beschouwd. In deze veronderstelling is het gebruik van een eerste-orde laagdoorlaatfilter gerechtvaardigd om het gedrag van de stroom- en busspanningsregelaars te evalueren.

3.3 Nuldoorgang-detectie methode

De meest eenvoudige methode om de fasehoek te bepalen is de nuldoorgang-detectiemethode. Het algemeen principe van de nuldoorgang-detectiemethode wordt in Figuur 3.2 afgebeeld. De nuldoorgang wordt hier elke halve periode gedetecteerd. De geschatte fasehoek ($\hat{\theta}$) wordt bekomen door de geschatte pulsatie ($\hat{\omega}$) te integreren die bepaald wordt door het hoekverschil naar nul te regelen gebruik makend van een PI regelaar. ω_{set} is de regimepulsatie die bij de uitgang van de PI-regelaar wordt bijgeteld om het verkrijgen van de fasehoek te versnellen.

In Figuur 3.3 wordt het stroomdiagram van deze methode weergegeven. De bemonsterde netspanning op tijdstip n wordt vermenigvuldigd met de vorige bemonsterde netspanning wat toelaat om het tijdstip waar de netspanning door nul gaat te bepalen. Als de huidige netspanning positief is dan is de fasehoek gelijk aan



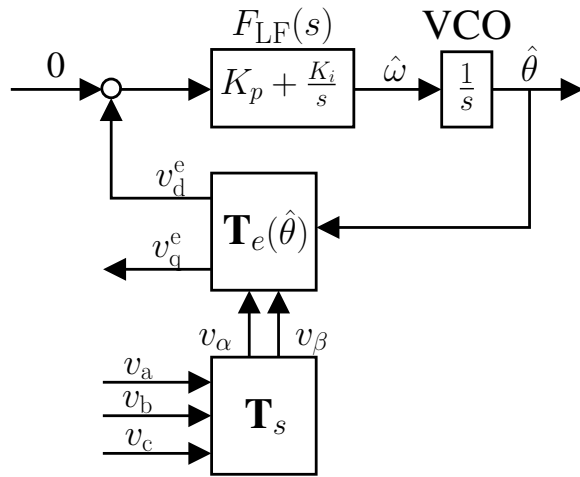
Figuur 3.3: Stroomdiagram van de nuldoorgang-detectie methode

nul, anders π . Indien de netspanning vervuild is of de meting bevat ruis, zal de fasehoek foutief bepaald worden aangezien de nuldoorgang verschillende opeenvolgende keren zal plaatsvinden. Aangezien de netkwaliteit onder andere ten gevolge van het sterk toegenomen aantal niet-lineaire lasten is verminderd, is deze methode niet geschikt en wordt ze hier enkel voor de volledigheid vermeld en niet verder uitgewerkt.

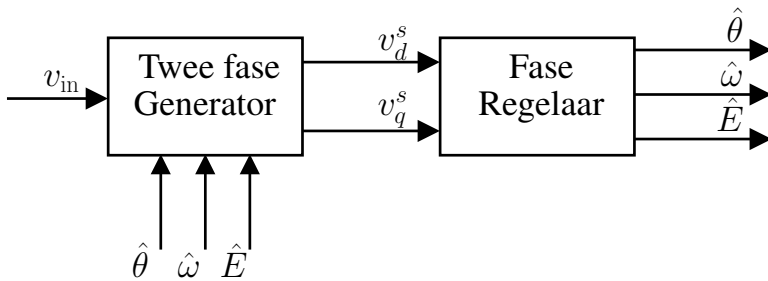
3.4 Synchronous frame PLL

3.4.1 Inleiding

Eén van de vaakst gebruikte manieren om de fasehoek (en ook de amplitude) van een driefasig systeem te bepalen is de zogenaamde SRF PLL waarbij SRF staat voor synchronoon referentiestelsel (Eng. Synchronous Reference Frame) [15]. Het blokdiagram van de driefasige SRF methode wordt in Figuur 3.4 weergegeven. Dit schema is bijzonder eenvoudig en laat een snelle en nauwkeurige synchronisatie onder ideale omstandigheden toe waarbij er geen spanningsvervorming of onba-



Figuur 3.4: Blok diagram van de driefasige synchron referentiestelsel methode



Figuur 3.5: Algemeen principe van de PLL

lans aanwezig is. In een eerste stap wordt de driefasige netspanning uitgedrukt in een stationair referentiestelsel wat vervolgens kan herschreven worden in een synchron referentiestelsel waarbij de geschatte fasehoek gebruikt wordt waarbij T_e staat voor de Park transformatiematrix en T_s voor de Clark transformatiematrix [3, 5, 16].

In [5] wordt deze methode uitgebreid om ook gebruikt te worden in éénfasige systemen. Het algemeen werkingsprincipe wordt in Figuur 3.5 weergegeven en kan in twee stappen opgedeeld worden. In een eerste stap wordt de éénfasige ingangsspanning omgezet naar twee fasespanningen v_d^s en v_q^s die vervolgens door de Fase Regelaar gebruikt worden om de geschatte fasehoek, pulsatie en amplitude te bekomen.

In deze paragraaf wordt eerst de driefasige methode voorgesteld waarna de éénfasige

methode dieper bestudeerd zal worden.

3.4.2 Driefasige SRF PLL

A. Werkingsprincipe

In het geval van de driefasige SRF PLL-methode worden de fasewaarden van de netspanning getransformeerd naar de spanningen v_q^e en v_d^e gebruik makend van de Park-transformatie (in een referentiestelsel dat synchroon loopt met het net). De fasehoek $\hat{\theta}$ wordt bekomen door de pulsatie $\hat{\omega}$ te integreren. Het blokdiagram van de driefasige SRF PLL (cf. Figuur 3.4) kan nog uitgebreid worden door ω_{set} bij de uitgang van de PI-regelaar bij te tellen om zo een snellere opstart te bekomen. De pulsatie wordt bekomen door de ingang van de regelaar naar nul te regelen. Deze regelaar is ook verantwoordelijk voor het filteren van de uitgang zodat het afstellen van deze regelaar neerkomt op een evenwicht vinden tussen een snelle dynamica en een gefilterde uitgang.

In het ideale geval waarbij de driefasige netspanning een symmetrisch stel vormt, kan de netspanning als volgt worden voorgesteld:

$$\begin{aligned} v_a(t) &= \sqrt{2} V_{\text{rms}} \sin(\omega t) \\ v_b(t) &= \sqrt{2} V_{\text{rms}} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) &= \sqrt{2} V_{\text{rms}} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.1)$$

waarbij V_{rms} staat voor de effectiefwaarde van de netspanning.

Bij overgang naar het stationair $\alpha\beta$ -stelsel worden de volgende spanningen bekomen:

$$\begin{aligned} v_\alpha &= \sqrt{3} V_{\text{rms}} \sin(\omega t) \\ v_\beta &= \sqrt{3} V_{\text{rms}} \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Deze vergelijking kan op zijn beurt vertaald worden naar het synchroon referentiestelsel met de geschatte fasehoek $\hat{\theta}$:

$$\mathbf{v}_{q,d}^e = \mathbf{T}_e(\hat{\theta}) \mathbf{v}_{\alpha\beta} \quad (3.3)$$

waarbij $\mathbf{v}_{q,d}^e$ en $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$ kolomvectoren zijn en $\mathbf{T}_e(\hat{\theta})$ de transformatiematrix.

Zo worden de volgende vergelijkingen bekomen:

$$\begin{aligned} v_d^e &= \sqrt{3} V_{\text{rms}} \sin(\theta - \hat{\theta}) \\ v_q^e &= \sqrt{3} V_{\text{rms}} \cos(\theta - \hat{\theta}) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Indien het verschil $\theta - \hat{\theta}$ voldoende klein is, kan de volgende benadering gebruikt worden:

$$v_d^e \cong \sqrt{3} V_{\text{rms}} (\theta - \hat{\theta}) \quad (3.5)$$

De pulsatie kan als volgt worden voorgesteld:

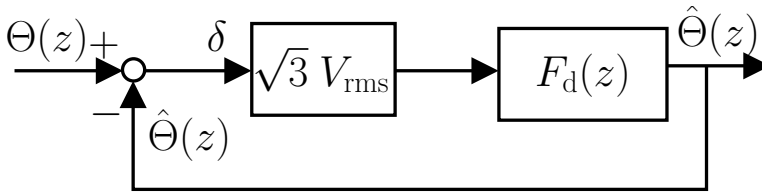
$$\hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}}{dt} = F_{\text{LF}}(s) v_d^e \quad (3.6)$$

met $F_{\text{LF}}(s)$ de transfertfunctie van de regelaar (Eng. Loop Filter).

De fasehoek $\hat{\theta}$ zal bekomen worden aan de uitgang van de integrator (VCO - Eng. voltage controlled oscillator):

$$\hat{\theta} = \frac{1}{s} \hat{\omega} \quad (3.7)$$

Indien de regelaar goed is afgesteld, zal de uitgang van de PLL ($\hat{\theta}$) gelijk zijn aan de fasehoek van de ingangsspanning (θ).



Figuur 3.6: Gelineariseerd model van de driefasige synchronroon referentiestelsel PLL

B. Afstellen van de regelaar

De goede werking is afhankelijk van de keuze van de parameters van de regelaar. Om deze regelaar af te stellen is het aangewezen om een gelineariseerd model van het systeem op te stellen. Aangezien de PLL-methode in een digitaal systeem geïmplementeerd zal worden, is het aangewezen om een discreet model in plaats van een continu te gebruiken. Het blokdiagram van het discreet gelineariseerd model van de PLL methode wordt in Figuur 3.6 weergegeven. De transfertfunctie $F_d(z)$ is de \mathcal{Z} -getransformeerde van de regelaar $F_{\text{LF}}(s)$ met de integrator (VCO). De gesloten-lus transfertfunctie van dit systeem kan als volgt worden voorgesteld:

$$\begin{aligned} H_c(z) &= \frac{\hat{\Theta}(z)}{\Theta(z)} \\ &= \frac{F_d(z) \sqrt{3} V_{\text{rms}}}{1 + F_d(z) \sqrt{3} V_{\text{rms}}} \end{aligned} \quad (3.8)$$

waar $\hat{\Theta}(z)$ en $\Theta(z)$ de \mathcal{Z} -getransformeerde voorstellen van respectievelijk $\hat{\theta}$ and θ . Als regelaar wordt er gekozen voor een proportioneel-integrator (PI) regelaar omdat deze eenvoudig implementeerbaar is. Deze regelaar wordt in het Laplace-domein door de volgende transfertfunctie voorgesteld:

$$F_{LF}(s) = K_p \left(\frac{1 + s \tau}{s \tau} \right) \quad (3.9)$$

waar K_p staat voor de versterking en $\frac{1}{\tau}$ de nul is van de PI filter. De transfertfunctie in het \mathcal{Z} -domein wordt bekomen door de Laplace-operator om te zetten door middel van de achterwaartse benadering:

$$s = \frac{z - 1}{z T_b} \quad (3.10)$$

De transfertfunctie $F_d(z)$ wordt dan bekomen:

$$F_d(z) = K_p \frac{z(z - \alpha)}{(z - 1)^2} \quad (3.11)$$

waarbij $\alpha = 1 - \frac{T_b}{\tau}$ en T_b de bemonsteringsperiode voorstelt. De gesloten-lus transfertfunctie kan dan bekomen worden:

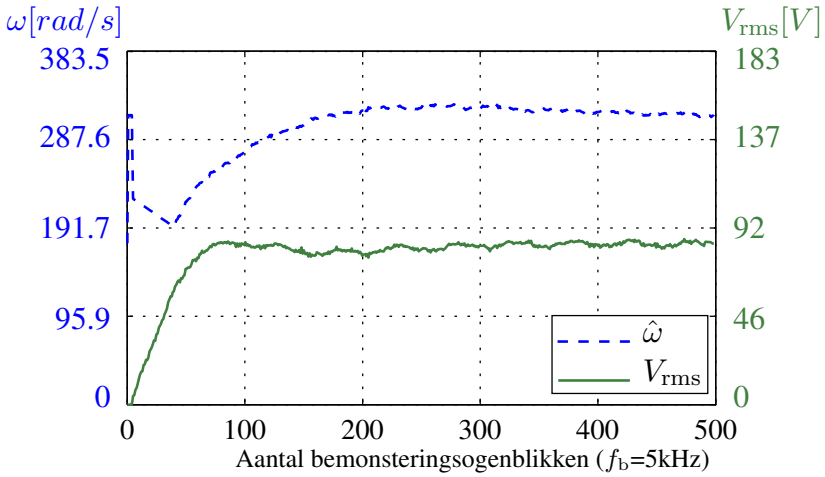
$$H_c(z) = H_{cm} \frac{z(z - \alpha)}{(z^2 - a z + b)} \quad (3.12)$$

met $H_{cm} = \frac{\sqrt{3} V_{rms} K_p}{1 + \sqrt{3} V_{rms} K_p}$, $a = \frac{2 + \sqrt{3} V_{rms} K_p \alpha}{1 + \sqrt{3} V_{rms} K_p}$ en $b = \frac{1}{1 + \sqrt{3} V_{rms} K_p}$.

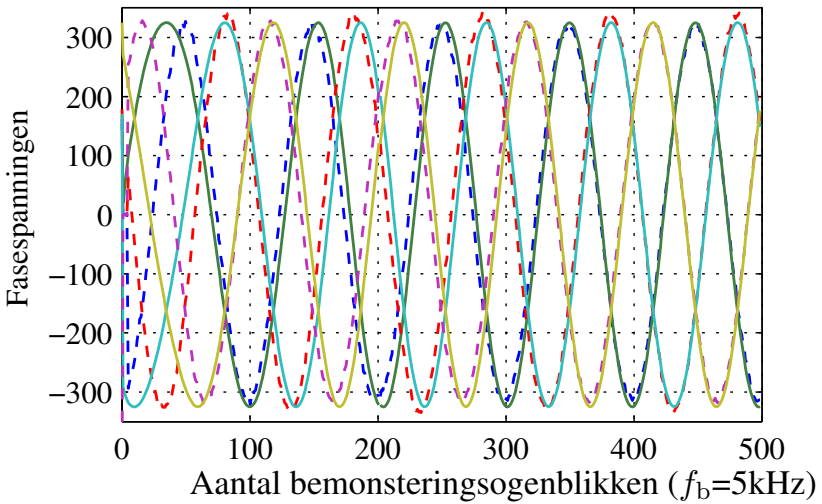
In de praktijk is de driefasige netspanning niet zuiver sinusoidaal maar is ze vervormd en ongebalanceerd ten gevolge van verschillende oorzaken. De aanwezigheid van niet-lineaire en zowel éénfasige lasten als dg-eenheden leiden tot een niet-ideale netspanning. Naast een vervuilde netspanning, kunnen ook meetfouten of meetruis aanleiding geven tot het slecht functioneren van de methode. Om de performantie van deze PLL-methode te evalueren, werden verschillende testen gebruik makend van een driefasig systeem uitgevoerd. Deze methode werd geïmplementeerd gebaseerd op [3] gebruik makend van een 16-bit digital signal processor van Motorola (DSP56F8367).

C. Opstart en regimegedrag

In Figuur 3.7(a) wordt de geschatte netpulsatie en RMS-waarde tijdens de opstart weergegeven. Het duurt vier netperioden (400 samples) alvorens de netpulsatie een regime bereikt. De daarbij horende fasespanningen worden in Figuur 3.7(b) afgebeeld. Er kan gezien worden dat de fasehoek en netpulsatie correct worden



(a) Netpulsatie en geschatte RMS-waarde

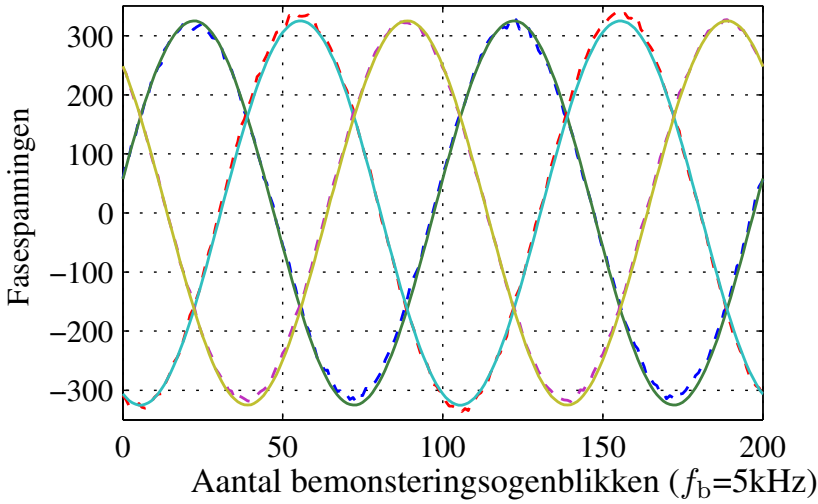


(b) De fasespanningen bij opstart horende bij de 3-fasige SRF methode

Figuur 3.7: 3-fasige SRF methode

bepaald.

De bekomen fasespanningen in regime worden in Figuur 3.8 weergegeven. Er kan bijgevolg besloten worden dat met behulp van de driefasige SRF methode de fasehoek snel en nauwkeurig bepaald wordt. Deze methode bepaalt enkel de fasehoek van fase a, de overige twee fasehoeken worden bekomen door er respectievelijk $\frac{2\pi}{3}$ van af te trekken en bij op te tellen.



Figuur 3.8: De fasespanningen in regime bij een gebalanceerde ingangsspanning horende bij de 3-fasige SRF methode

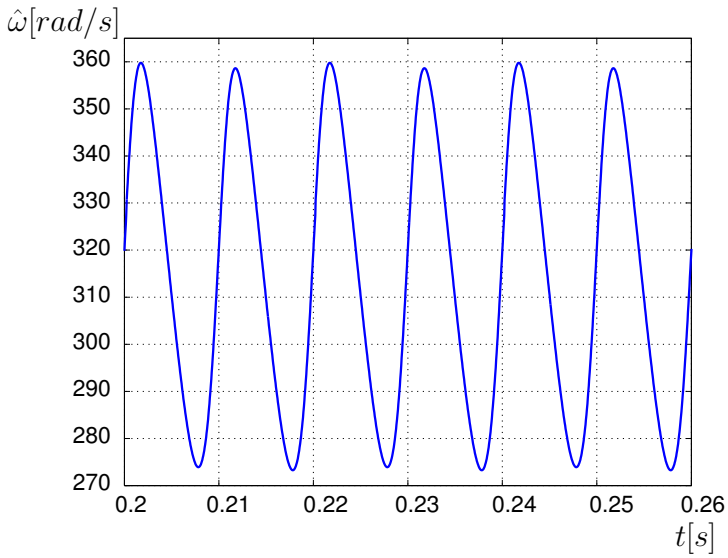
D. Ongebalanceerde ingangsspanning

De meetcircuits die verantwoordelijk zijn voor het opmeten van de ingangsspanningen kunnen onderling verschillen. Wanneer de spanning gemeten wordt, wordt deze door middel van een analoog circuit herschaald. De schaalfactor wordt ingesteld door middel van weerstanden, die typisch een nauwkeurigheid van 1 tot 10% hebben. Dit kan aanleiding geven tot verschillende opgemeten amplitudes ten gevolge van verschillende schaalfactoren. Daarnaast kan de netspanning ongebalanceerd zijn ten gevolge van éénfasige lasten en dg-eenheden. Om de analytische uitwerking niet onnodig complex te maken, wordt er verondersteld dat de amplitudes van de fasespanningen verschillend zijn maar dat de fasehoeken nog steeds $\frac{2\pi}{3}$ radialen verschoven zijn. Op deze manier kan de netspanning als volgt voorgesteld worden:

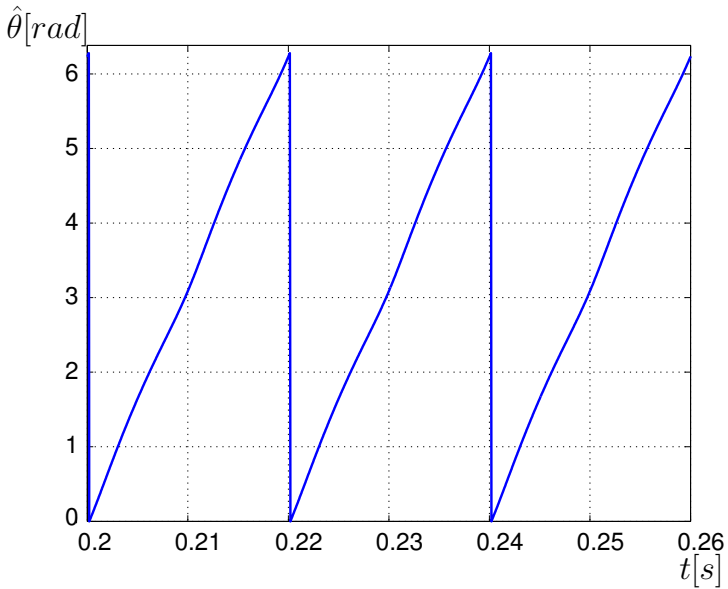
$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= \sqrt{2} V_{\text{rms}} \sin(\omega t) \\
 v_b(t) &= \sqrt{2} V_{\text{rms}} (1 + \beta) \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_c(t) &= \sqrt{2} V_{\text{rms}} (1 + \gamma) \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{3.13}$$

waarbij constanten β en γ onbalans voorstellen.

Indien deze spanning herschreven wordt in het stationair referentiestelsel dan wor-



Figuur 3.9: Geschatte netpulsatie mbv 3F SRF methode met een ongebalanceerde ingangsspanning ($\alpha = -0.6$ en $\beta = -0.6$)



Figuur 3.10: Geschatte fasehoek mbv 3F SRF methode met een ongebalanceerde ingangsspanning ($\alpha = -0.6$ en $\beta = -0.6$)

den de volgende vergelijkingen bekomen:

$$\begin{aligned}
 v_\alpha &= \sqrt{3} V_{\text{rms}} \sin(\omega t) + \frac{V_{\text{rms}}}{2\sqrt{3}}(\beta + \gamma) \sin(\omega t) \\
 &\quad + \frac{V_{\text{rms}}}{2}(\beta - \gamma) \cos(\omega t) \\
 v_\beta &= -\sqrt{3} V_{\text{rms}} \cos(\omega t) + \frac{V_{\text{rms}}}{2}(\gamma - \beta) \sin(\omega t) \\
 &\quad - \frac{\sqrt{3} V_{\text{rms}}}{2}(\beta + \gamma) \cos(\omega t)
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

Deze vergelijkingen kunnen met behulp van de Park-transformatie omgezet worden. De d-component in het synchronon referentiestelsel is gelijk aan:

$$\begin{aligned}
 v_d^e &= -\sqrt{3} V_{\text{rms}} \sin(\theta - \hat{\theta}) + \frac{V_{\text{rms}}}{2}(\beta - \gamma) \cos(\theta + \hat{\theta}) \\
 &\quad + \frac{V_{\text{rms}}}{2\sqrt{3}}(\beta + \gamma) [\sin \theta \cos \hat{\theta} - 3 \sin \hat{\theta} \cos \theta]
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

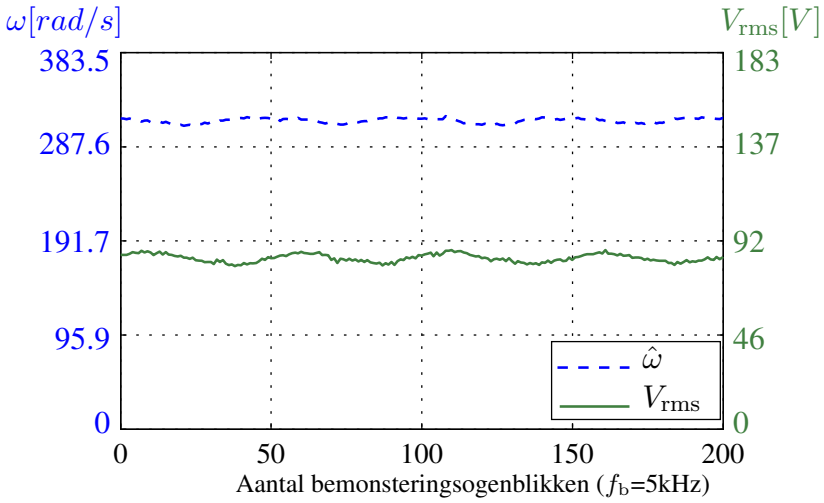
Uit deze vergelijking volgt dat $\cos(\theta + \hat{\theta}) \cong \cos(2\theta)$ wanneer het verschil $\theta - \hat{\theta}$ klein is, wat aanleiding zal geven tot een oscillatie met de dubbele netfrequentie in de geschatte netpulsatie. Deze pulsatie zal zich ook uiten in de geschatte fasehoek wat aanleiding zal geven tot een geschatte golfvorm met een verhoogde total harmonic distortion (THD). Deze golfvorm wordt gebruikt om de referentiestroom op te bouwen wat bijgevolg aanleiding zal geven tot een geïnjecteerde stroom met een verhoogde THD.

De geschatte netpulsatie met $\alpha = -0.6$ en $\beta = -0.6$ wordt afgebeeld in Figuur 3.9 afgebeeld. Op deze figuur is te zien dat een oscillatie met de dubbele netfrequentie aanwezig is zoals met (3.15) werd aangetoond. De THD van de geschatte uitgangsspanning bedraagt 3.57%.

Indien de fasehoeken geen 120° ten opzichte van elkaar verschoven zijn, zal dit ook aanleiding geven tot een oscillatie met de dubbele netfrequentie in de netpulsatie. Deze oscillatie wordt immers veroorzaakt door de inverse component die aanwezig is in de ingangsspanning. Deze oscillatie kan niet vermeden worden door het toevoegen van een laagdoorlaatfilter [17]. In Figuur 3.11 worden de geschatte netpulsatie en amplitude als de fasehoeken van de ingangsspanning gelijk zijn aan $\theta_a = 0$, $\theta_b = 118^\circ$ en $\theta_c = 242^\circ$ weergegeven. Een oscillatie met de dubbele netfrequentie is zowel in de amplitude als de pulsatie zichtbaar. Gezien de kleine afwijking van de fasehoeken, is de oscillatie beperkt in grootte.

E. Ingangsspanning met harmonische vervorming

Tengevolge van de verschillende niet-lineaire lasten aanwezig in het net, kan de netspanning harmonischen bevatten. In wat volgt worden als voorbeeld enkel de



Figuur 3.11: De geschatte netpulsatie en RMS-waarde als de fasehoeken van de ingangsspanning gelijk zijn aan $\theta_a = 0$, $\theta_b = 118^\circ$ en $\theta_c = 242^\circ$.

vijfde en de zevende harmonische in rekening gebracht. De netspanning kan dan als volgt worden voorgesteld:

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= V \sin(\omega t) + \frac{V}{5} \sin(5 \omega t) \\
 &\quad + \frac{V}{7} \sin(7 \omega t) \\
 v_b(t) &= V \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{V}{5} \sin\left(5\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
 &\quad + \frac{V}{7} \sin\left(7\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
 v_c(t) &= V \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{V}{5} \sin\left(5\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
 &\quad + \frac{V}{7} \sin\left(7\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)\right)
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

Indien deze spanning herschreven wordt in het stationair referentiestelsel dan worden de volgende vergelijkingen bekomen:

$$\begin{aligned}
 v_\alpha &= \sqrt{3} V \sin(\omega t) + \frac{\sqrt{3} V}{5} \sin(5 \omega t) \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3} V}{7} \sin(7 \omega t) \\
 v_\beta &= -\sqrt{3} V \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{3} V}{5} \cos(5 \omega t) \\
 &\quad - \frac{\sqrt{3} V}{7} \cos(7 \omega t)
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Deze vergelijkingen kunnen met behulp van de Park-transformatie omgezet worden zodat de d-component in het synchroon referentiestelsel gelijk is aan:

$$\begin{aligned}
 v_d^e &= \sqrt{3} V \sin(\theta - \hat{\theta}) + \frac{\sqrt{3} V}{5} \sin(5 \theta + \hat{\theta}) \\
 &\quad + \frac{\sqrt{3} V}{7} \sin(7 \theta - \hat{\theta})
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

Wanneer het verschil $\theta - \hat{\theta}$ klein is, wordt vergelijking (3.18):

$$v_d^e \cong \sqrt{3} V (\theta - \hat{\theta}) + \frac{12 \sqrt{3} V}{35} \sin(6 \theta) \tag{3.19}$$

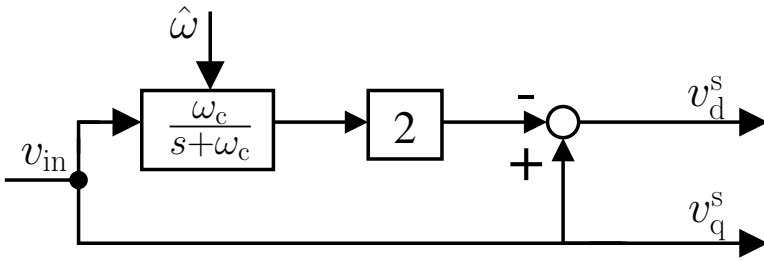
De harmonischen in de ingangsspanning zullen aanleiding geven tot een oscillatie met de zesvoudige netfrequentie. Deze pulsatie zal zich ook uiten in de geschatte fasehoek wat aanleiding zal geven tot een golfvorm met een verhoogde THD. Het beperken van de bandbreedte van de regelaar zal ertoe leiden dat er niet gereageerd wordt op de oscillatie met de zesvoudige netfrequentie zodat deze bijgevolg niet in de netpulsatie zichtbaar zal zijn. Het beperken van de bandbreedte zal het systeem vertragen.

3.4.3 Eénfasige SRF PLL

A. Twee-fasen generator

In [5] wordt de synchroon referentiestelselmethode voorgesteld om gebruikt te worden voor éénfasige fotovoltaïsche systemen.

In Figuur 3.5 wordt het algemeen werkingsprincipe afgebeeld. In de eerste stap wordt de éénfasige ingangsspanning getransformeerd naar de spanningen v_d^s en v_q^s die 90° ten opzichte van elkaar verschoven zijn. Er bestaan verschillende mogelijkheden om deze transformatie uit te voeren, nl. door middel van:



Figuur 3.12: Methode die gebruik maakt van een eerste-orde filter

- een opzoektabel
- de geschatte fasehoek en amplitude
- een tweede-orde filter
- een eerste-orde filter
- een “all-pass” filter

Van deze verschillende mogelijkheden leveren het eerste- en tweede-orde filter de beste resultaten [5]. Om deze reden worden enkel deze twee methoden verder uitgewerkt.

Eerste-orde filter

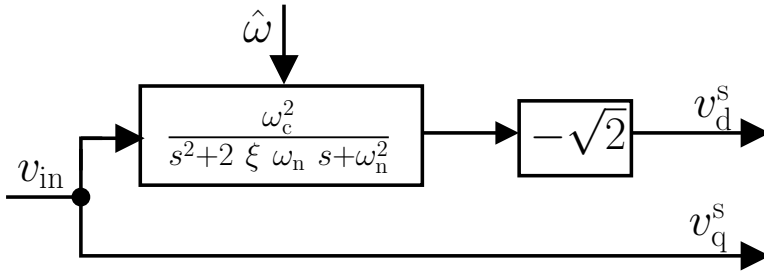
In Figuur 3.12 worden de spanningen v_d^s en v_q^s bepaald door middel van een eerste-orde laagdoorlaatfilter. Wanneer de ingangsspanning aan het laagdoorlaatfilter met een afsnijpulsatie ω_n die dezelfde waarde heeft als de geschatte pulsatie $\hat{\omega}$ en $\omega \cong \hat{\omega}$ wordt aangelegd, wordt $\frac{|v|}{\sqrt{2}} \sin(\omega t - \frac{\pi}{4})$ bekomen. De uitgangsspanning v_d^s kan bijgevolg als volgt geschreven worden:

$$\begin{aligned}
 v_d^s &= v_{in} - 2 \frac{|v|}{\sqrt{2}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) \\
 &= |v| \sin(\theta) - 2 \frac{|v|}{\sqrt{2}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right) = |v| \cos(\omega t)
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

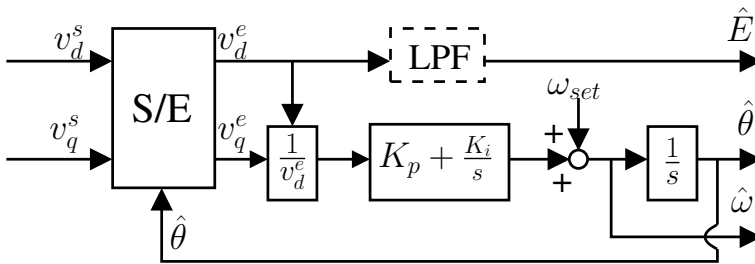
waarbij de ingangsspanning als volgt wordt voorgesteld:

$$v_{in} = |v| \sin(\omega t) = |v| \sin(\theta) \tag{3.21}$$

met $|v|$ de amplitude van de netspanning.



Figuur 3.13: Methode die gebruik maakt van een tweede-orde filter



Figuur 3.14: Methode die gebruik maakt van het synchrono referentie stelsel

Tweede-orde filter

Figuur 3.13 geeft weer hoe de spanningen v_d^s en v_q^s worden bekomen door middel van het tweede-orde filter. Het tweede-orde laagdoorlaatfilter heeft een dempingsconstante $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$ en een ongedempte natuurlijke frequentie ω_n gelijk aan de geschatte pulsatie $\hat{\omega}$. Wanneer de geschatte pulsatie gelijk is aan de werkelijke pulsatie ω en deingangsspanning v_{in} wordt aan het laagdoorlaatfilter aangelegd dan wordt een signaal bekomen dat verschoven is over $\frac{\pi}{2}$ met een amplitude van $\frac{|v|}{\sqrt{2}}$. Bijgevolg kan v_d^s als volgt geschreven worden:

$$v_d^s \cong -\sqrt{2} \left(\frac{|v|}{\sqrt{2}} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right) = |v| \cos(\omega t) \quad (3.22)$$

B. Faseregelaar

In Figuur 3.14 worden de spanningen v_d^s en v_q^s getransformeerd naar het synchrono referentiestelsel:

$$v_d^e = v_d^s \cos(\hat{\theta}) + v_q^s \sin(\hat{\theta}) \quad (3.23)$$

$$v_q^e = -v_d^s \sin(\hat{\theta}) + v_q^s \cos(\hat{\theta}) \quad (3.24)$$

Indien $v_d^s = |v| \cos(\theta)$, $v_q^s = |v| \sin(\theta)$ vervangen worden in (3.23) en (3.24) en het verschil $\hat{\theta} - \theta$ voldoende klein is, dan kan de volgende benadering gebruikt worden:

$$v_d^e = |v| \cos(\hat{\theta} - \theta) \cong |v| \quad (3.25)$$

$$v_q^e = |v| \sin(\hat{\theta} - \theta) \cong |v|(\hat{\theta} - \theta) \quad (3.26)$$

v_d^e staat bijgevolg voor de geschatte amplitude $|\hat{v}|$, terwijl v_q^e de fout van de geschatte fasehoek voorstelt. $\Delta\omega$ wordt bekomen door de fout van de geschatte fasehoek naar nul te regelen aan de hand van een PI-regellus waar v_q^e gedeeld wordt door de geschatte amplitude $|v|$. Bij $\Delta\omega$ wordt vervolgens de regimewaarde ω_{set} bijgeteld om zo een snellere opstart te bekomen. Indien er veel ruis aanwezig is, kan een laagdoorlaatfilter toegevoegd worden om de invloed van de ruis te verminderen. Het integreren van de netpulsatie resulteert in de geschatte fasehoek die gebruikt wordt in de transformatie naar het synchroon referentiestelsel.

Om de prestatie van deze PLL-methode te evalueren, werden verschillende testen uitgevoerd gebruik makend van een driefasig systeem. Deze methode werd geïmplementeerd gebaseerd op [5] gebruik makend van een 16-bit digital signal processor van Motorola (DSP56F8367). De bemonsteringsfrequentie is 5 kHz.

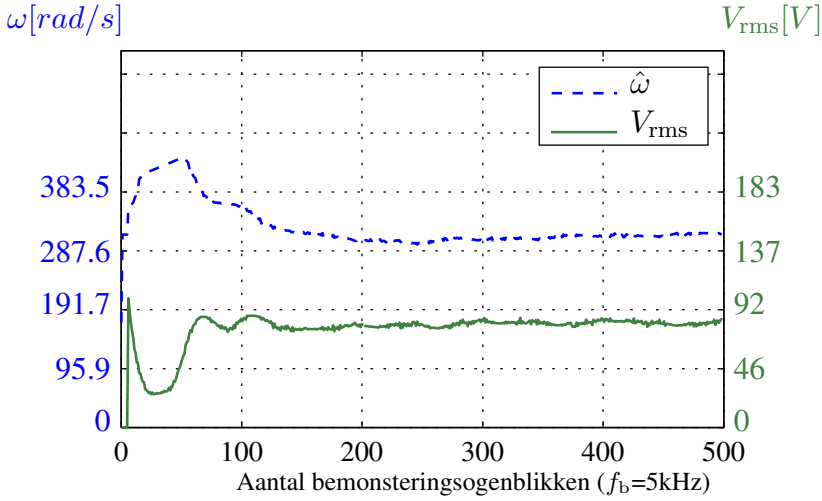
C. Opstart en regimegedrag

In Figuur 3.15(a) worden de geschatte netpulsatie en amplitude tijdens de opstart weergegeven. Het duurt vier netperioden (400 samples) alvorens de netpulsatie een regime bereikt. De daarbij horende fasespanningen worden in Figuur 3.15(b) afgebeeld.

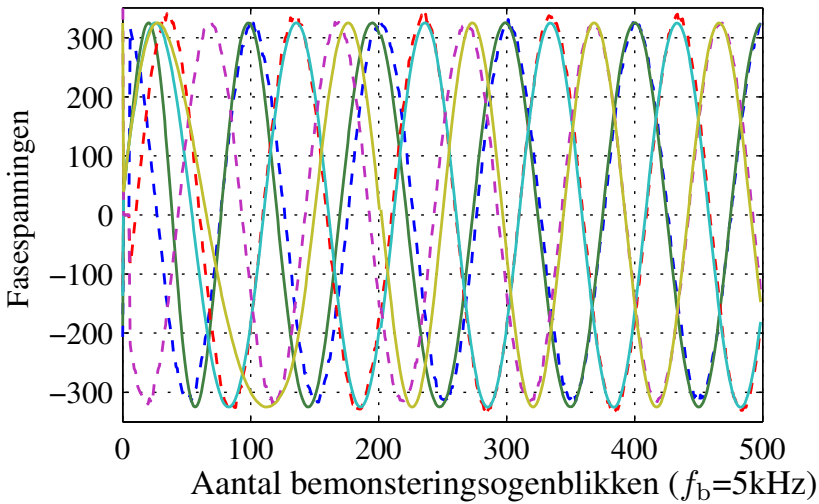
De drie fasespanningen in regime worden in Figuur 3.16 weergegeven. De regimefout op de fasehoek is gelijk voor de drie fasen en wordt veroorzaakt door de twee-fasen generator. Idealiter, zou het laagdoorlaatfilter aanleiding geven tot een faseverschuiving van 45° wanneer de afsnijpulsatie gelijk is aan de geschatte pulsatie. Wanneer v_d^s geen 45° is verschoven maar $(45 + \eta)^\circ$, v_d^s en v_q^s worden dan getransformeerd naar het synchroon referentiestelsel, dan worden de volgende vergelijkingen bekomen:

$$v_d^e = \frac{|v|}{2} (\cos(\theta + \hat{\theta} + h\eta) + \cos(\theta - \hat{\theta}) - \cos(\theta + \hat{\theta}) + \cos(\theta - \hat{\theta} + \eta)) \quad (3.27)$$

$$v_q^e = \frac{|v|}{2} (\sin(\theta - \hat{\theta} + \eta) + \sin(\theta - \hat{\theta}) + \sin(\theta + \hat{\theta}) - \sin(\theta - \hat{\theta} + \eta).) \quad (3.28)$$

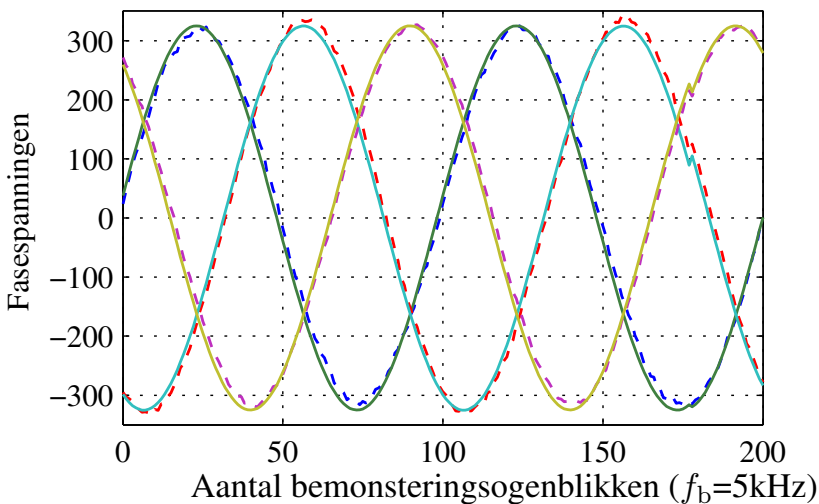


(a) Netpulsatie en geschatte RMS-waarde bij opstart



(b) Fasespanningen bij opstart

Figuur 3.15: 1-fasige SRF methode



Figuur 3.16: Fasespanningen in regime bij de 1-fasige SRF methode

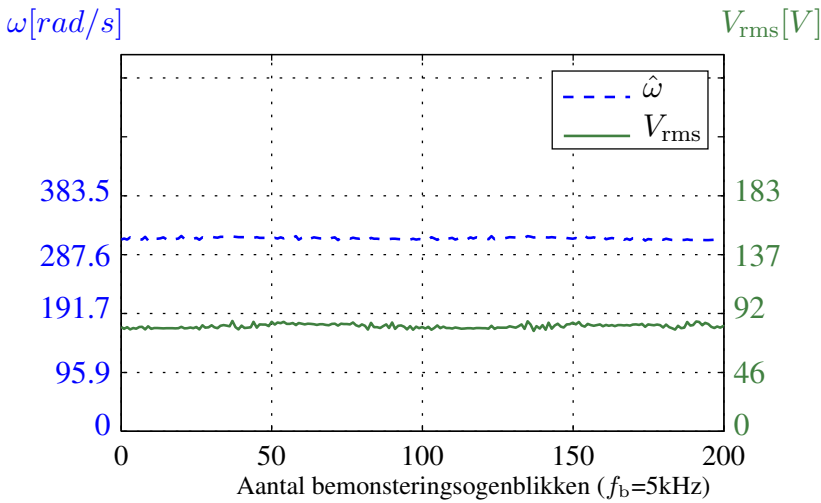
met de volgende benaderingen:

$$v_q^e = |v| (\theta - \hat{\theta}) - \frac{|v| \eta}{2} \cos(\theta + \hat{\theta} + \frac{\eta}{2}) + \frac{|v| \eta}{2} \quad (3.29)$$

De eerste term in (3.29) correspondeert met (3.26), de tweede term oscilleert met ongeveer twee maal de netfrequentie en de laatste term is constant. Aangezien de regelaar een lage bandbreedte heeft, kan de tweede term verwaarloosd worden. De regelaar zal de term $|v| (\theta - \hat{\theta}) + \frac{|v| \eta}{2}$ naar nul regelen in plaats van $|v| (\theta - \hat{\theta})$. Dit zal leiden tot de waargenomen regimefout die relatief klein is. De driefasige SRF methode heeft dit probleem niet aangezien er niet gebruik gemaakt wordt van filters om de kwadratuurspanningen te bekomen.

D. Ongebalanceerde ingangsspanning

Een asymmetrische ingangsspanning wordt aangelegd. De amplitude van drie fasespanningen is gelijk maar de fasehoeken zijn $\theta_a = 0$, $\theta_b = 118^\circ$ en $\theta_c = 242^\circ$. De netpulsatie vertoont geen oscillatie zoals in Figuur 3.17(a) gezien kan worden aangezien de drie éénfasige PLL-methoden niet beïnvloed worden door de onbalans in de ingangsspanning. Een nadeel van het gebruik van de éénfasige methode voor driefasige toepassingen is dat er significant meer rekentijd nodig is in vergelijking met de driefasige methode. In de praktijk kan het mogelijk zijn dat de limieten van de gebruikte processor gebruikt worden wanneer de éénfasige methode driemaal geïmplementeerd dient te worden. Dit probleem wordt uit de weg



(a) Eénfasige SRF-PLL

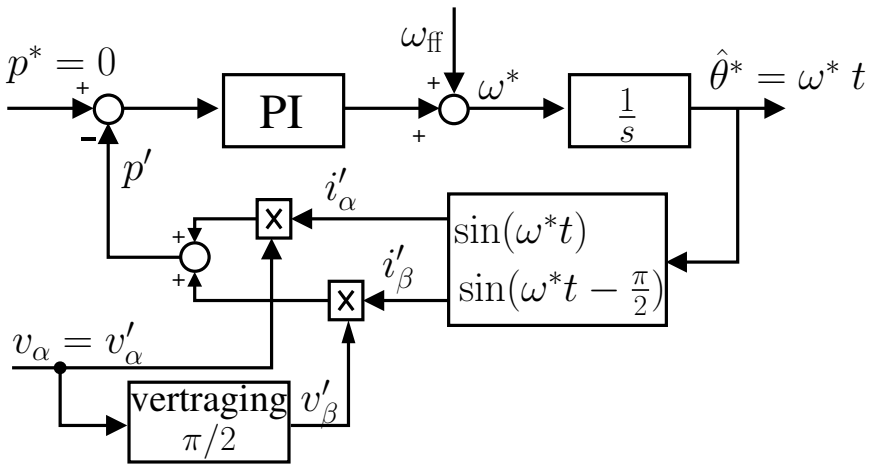
Figuur 3.17: De geschatte netpulsatie en fasehoek wanneer de ingangsspanning de volgende fasehoeken heeft $\theta_a = 0$, $\theta_b = 118^\circ$ and $\theta_c = 242^\circ$.

gegaan door gebruik te maken van een field programmable gate array (FPGA). In een FPGA kunnen deze in parallel uitgevoerd worden. In § 1.6.2 wordt hier dieper op ingegaan.

De driefasige methode heeft veel minder rekentijd dan de éénfasige methode nodig maar is gevoelig voor onbalans. Dit nadeel kan opgelost worden door gebruik te maken van de dubbel synchroon referentiestelselmethode [6].

3.5 Eénfasige pqPLL-methode

Een alternatieve methode om de fasehoek te bepalen kan gevonden worden in de zogenaamde vermogengebaseerde PLL-methoden. Het algemeen werkingsprincipe wordt in Figuur 3.18 afgebeeld. Aangezien de fasedetector (PD) gebruik maakt van een som van twee vermenigvuldigingen, wordt de analogie met het elektrisch vermogen gemaakt. Aangezien er enkel wordt opgeteld en vermenigvuldigd, is de rekenbelasting van deze methode beperkt. In de SRF-methoden wordt er gebruik gemaakt van een deling die in digitale systemen de rekenbelasting sterk verhoogt. Deze methode werd eerst voorgesteld voor driefasige toepassingen [13]. Later werd deze methode aangepast om ook voor éénfasige toepassingen gebruikt te worden [12, 14]. Aangezien in dit werk de drie fasehoeken noodzakelijk zijn, zal in deze paragraaf enkel de éénfasige methode besproken worden.



Figuur 3.18: Algemeen principe van de éénfasige pqPLL-methode

3.5.1 Algemeen werkingsprincipe

In [12, 14] wordt een éénfasige PLL-methode beschreven die bedoeld is om gebruikt te worden in de regeling van invertoren voor de netkoppeling van (hernieuwbare) dg-eenheden. De voorgestelde éénfasige methode is gebaseerd op de aangepaste driefasige ogenblikkelijke reactief vermogentheorie (p-q theorie) (Eng. instantaneous reactive power theory).

Deze theorie werd door Akagi reeds in 1983 voorgesteld voor driefasige toepassingen [18, 19] en werd hoofdzakelijk toegepast in actieve filters om bijvoorbeeld reactief vermogen en harmonischen ten gevolge van niet-lineaire lasten te compenseren. Hoewel ze oorspronkelijk bedoeld was voor driefasige toepassingen, is het ook mogelijk om deze theorie in éénfasige toepassingen te gebruiken mits een aantal aanpassingen [12, 14].

Een fictief tweefasig systeem kan bekomen worden door een fasevertraging van $\pi/2$ radialen in zowel de gemeten spanning als in de fictieve stroom in te voeren zoals in (3.30) en (3.31) gezien kan worden.

$$\begin{aligned} v'_\alpha &= v_\alpha(\omega t) \\ v'_\beta &= v_\alpha(t - \frac{\pi}{2\omega}) \end{aligned} \quad (3.30)$$

$$\begin{aligned} i'_\alpha &= i_\alpha(\omega t) \\ i'_\beta &= i_\alpha(t - \frac{\pi}{2\omega}) \end{aligned} \quad (3.31)$$

Het blokschema van deze PLL-methode wordt in Figuur 3.18 weergegeven. De ingang is de gemeten fasespanning die gelijk genomen wordt aan de α -component

van het tweefasig referentiesysteem (v'_α) (in $\alpha\beta$ -coördinaten). De β -component wordt bekomen door een fasevertraging van $\pi/2$ radialen in te voeren op de spanning v'_α . Het werkingsprincipe van deze methode bestaat uit het wegeregelen van de dc-component \bar{p}' van het fictief ogenblikkelijk vermogen p' (cf. Figuur 3.18). Het systeem zal ervoor zorgen dat de uitgang van de PI-regelaar gelijk zal zijn aan de pulsatie ($\omega^* = 2\pi f$) met f de nominale netfrequentie). De fasehoek ($\theta^* = \omega^* t$) wordt bekomen door de pulsatie ω^* die gelijk zal zijn aan de werkelijke netpulsatie te integreren. De fasehoek θ^* zal gebruikt worden om de fictieve stromen i'_α en i'_β te berekenen. Opdat de dc-component van p' nul wordt, dienen de stromen i'_α en i'_β loodrecht op respectievelijk v'_α en v'_β te staan. Om het opstartgedrag van deze methode te verbeteren wordt de term ω_{ff} bij de uitgang van de PI-regelaar opgeteld.

3.5.2 Gewijzigde p-q methode

Het ogenblikkelijk actief vermogen (p) van het tweefasig systeem en het schijnbaar ogenblikkelijk actief vermogen (p') worden als volgt berekend:

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta = \bar{p} + \tilde{p} \quad (3.32)$$

$$p' = v'_\alpha i'_\alpha + v'_\beta i'_\beta = \bar{p}' + \tilde{p}' \quad (3.33)$$

De tweefasige ingangsspanning (v'_α , v'_β) en de fictieve stromen (i'_α , i'_β) van deze PLL-methode worden gegeven door:

$$\begin{aligned} v'_\alpha &= v_a = \sqrt{2} V_{\text{rms}} \sin(\omega t) = |v| \sin(\omega t) \\ v'_\beta &= |v| \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \\ i'_\alpha &= \sin(\theta^*) \\ i'_\beta &= \sin(\theta^* - \frac{\pi}{2}) = -\cos(\theta^*) \end{aligned} \quad (3.34)$$

met v_a de fasespanning van fase a en $|v|$ de amplitude van de ingangsspanning.

Wanneer (3.34) in (3.33) wordt gesubstitueerd dan wordt de volgende uitdrukking bekomen:

$$p' = |v| \sin(\omega t) \sin(\theta^*) + |v| \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \sin(\theta^* - \frac{\pi}{2}) \quad (3.35)$$

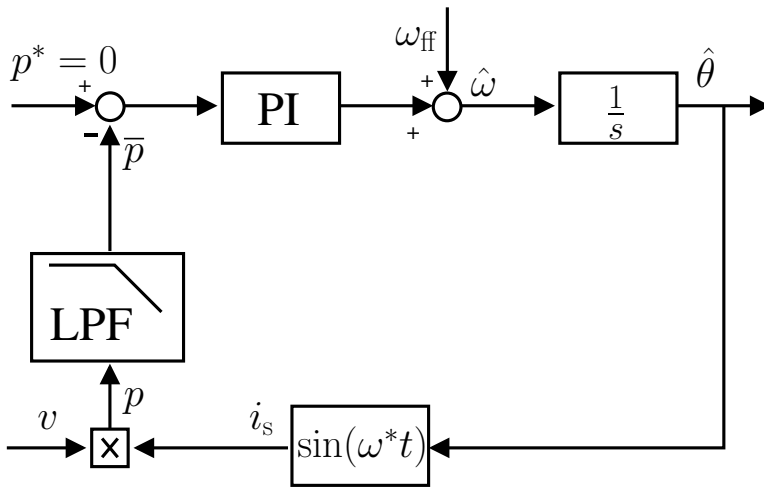
$$= |v| \cos(\omega t - \theta^*) \quad (3.36)$$

Om de dc-component van p' weg te werken, dienen de stromen i'_α en i'_β loodrecht op respectievelijk v'_α en v'_β te staan. Op die manier dient er aan de volgende gelijkheid te worden voldaan:

$$\theta^* = \omega' t + \frac{\pi}{2} = \theta' + \frac{\pi}{2} \quad (3.37)$$

Indien (3.37) in (3.36) wordt ingevuld dan wordt de volgende uitdrukking bekomen:

$$p' = |v| \cos(\omega t - \theta' - \frac{\pi}{2}) = |v| \sin(\omega t - \theta') \quad (3.38)$$



Figuur 3.19: Algemeen principe van de éénfasige pPLL-methode

Het verschil tussen de fasehoek van de netspanning en de fasehoek bekomen door de PLL-methode wordt bijgevolg:

$$\Delta\theta = \theta - \theta' \quad (3.39)$$

Voor kleine waarden van $\Delta\theta$ kan de volgende benadering gerechtvaardigd worden:

$$\sin(\Delta\theta) \approx \Delta\theta \quad (3.40)$$

Indien het schijnbaar ogenblikkelijk vermogen naar nul geregeld wordt, zal de geschatte fasehoek gelijk zijn aan de werkelijke fasehoek.

Deze methode vereist dat een fasevertraging van $\frac{\pi}{2}$ radialen in zowel de gemeten spanning als in de stroom ingevoerd wordt. Indien deze methode in een digitaal systeem geïmplementeerd wordt is er geheugen nodig om de verschillende waarden op te slaan gedurende een kwart van een netperiode. Deze methode werd geïmplementeerd gebruik makend van een FPGA van Xilinx, nl. een Spartan 3E-1600-4g320. De meting wordt bemonsterd aan 20 kHz zodat een kwart van de netperiode correspondeert met 100 waarden die moeten opgeslagen worden. In [14] wordt een variant van deze methode voorgesteld waar geen fasevertraging nodig is. Het algemeen werkingsprincipe van deze methode wordt in Figuur 3.19 afgebeeld. Als het fictief vermogen \bar{p} gelijk is aan nul dan zal de fictieve stroom i_f in kwadratuur staan met de fundamentele component van de ingangsspanning v . Indien de ingangsspanning als zuiver sinusoidaal wordt genomen en de geschatte fasehoek is

gelijk aan de werkelijke fasehoek ($\hat{\theta} = \theta$) dan kan de volgende uitdrukking voor het fictief vermogen $p(\theta, \hat{\theta})$ neergeschreven worden:

$$p = |v| \sin(\theta) \cos(\hat{\theta}) \quad (3.41)$$

of nog:

$$p = \frac{|v|}{2} \sin(\hat{\theta} - \theta) + \frac{|v|}{2} \cos(\hat{\theta} + \theta) \quad (3.42)$$

Het laagdoorlaatfilter dient het gemiddelde vermogen \bar{p} (de eerste term van (3.42)) te onttrekken. Voor kleine waarden van $(\hat{\theta} - \theta)$ kan het fictief vermogen geschreven worden als:

$$p \cong \frac{|v|}{2} (\hat{\theta} - \theta) \quad (3.43)$$

De dynamica van dit systeem zal voornamelijk bepaald worden door het laagdoorlaatfilter. Zoals in (3.42) gezien kan worden, is een nadeel van deze methode dat ten gevolge van de vermenigvuldiging het fictief vermogen een oscillatie bevat met de dubbele netfrequentie die er moet uit gefilterd worden. Dit nadeel kan geminimaliseerd worden indien een geschikte keuze van het filter gemaakt wordt [14]. Bij een goed ontwerp van dit filter zal deze methode geen negatieve invloed ondervinden bij een harmonische vervormde ingangsspanning. Het ontwerp van een mogelijk filter wordt in [14] beschreven. Voor meer informatie wordt de lezer dan ook hiernaar doorverwezen.

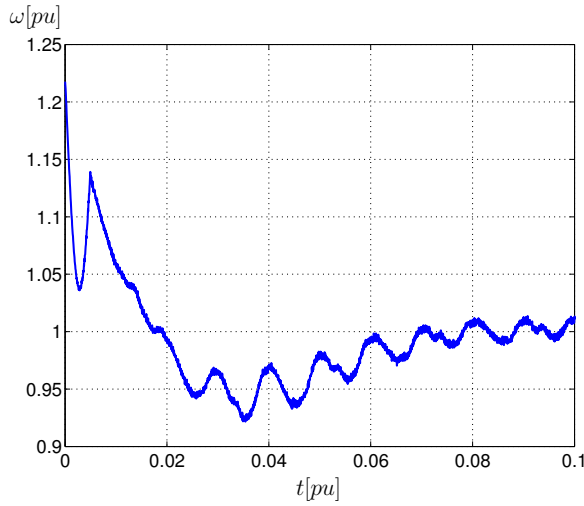
3.5.3 Opstart - regimegedrag

In Figuur 3.20(a) wordt de geschatte netpulsatie tijdens de opstart weergegeven. Het duurt vier netperioden (400 samples) alvorens de netpulsatie regime bereikt. De daarbij horende fasespanningen worden in Figuur 3.20(b) afgebeeld. Er kan gezien worden dat de fasehoek en netpulsatie correct bepaald worden en dat er geen waarneembare regimefout optreedt.

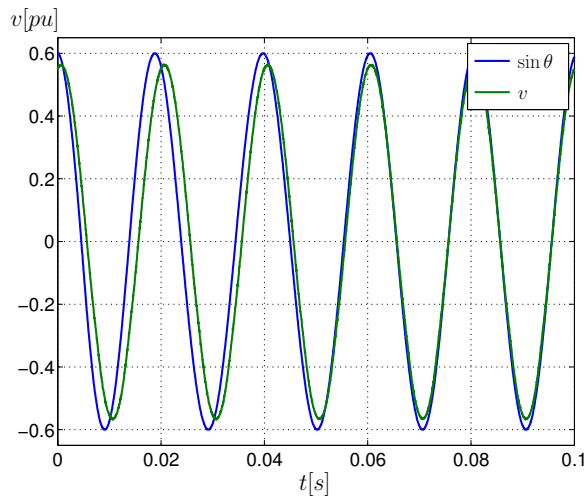
De bekomen fasespanningen in regime worden in Figuur 3.21 weergegeven. Er kan bijgevolg besloten worden dat met behulp van de éénfasige pqPLL methode de fasehoek snel en nauwkeurig bepaald wordt.

3.5.4 Ongebalanceerde ingangsspanning

In Figuur 3.22 wordt de geschatte netpulsatie van fasespanning a gegeven indien de ingangsspanning ongebalanceerd is met $\alpha = -0.6$ en $\beta = -0.6$. In Figuur 3.23 worden de bekomen spanningen afgebeeld bij een ongebalanceerde ingangsspanning. Hieruit blijkt dat deze methode ook bij een ongebalanceerde ingangsspanning de fasehoek en pulsatie correct kan bepalen.



(a) Netpulsatie ($\omega_{\text{ref}} = 2\pi 50$)

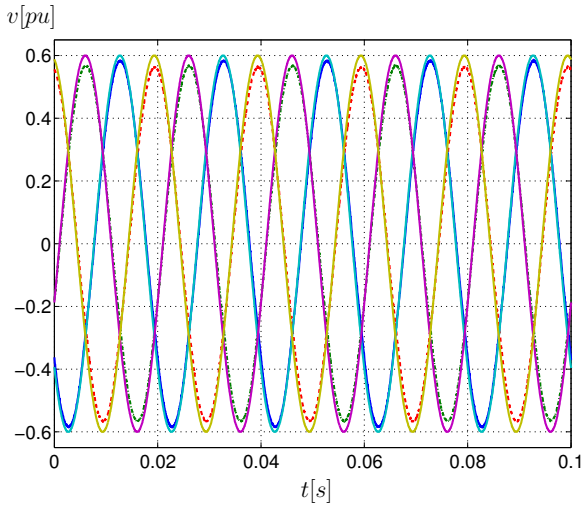


(b) De fasespanningen bij opstart horende bij de 3-fasige pq PLL methode ($V_{\text{ref}} = 284$)

Figuur 3.20: pq PLL methode bij opstart

3.5.5 Ingangsspanning met harmonische inhoud

Tengevolge van de verschillende niet-lineaire lasten aanwezig in het net, kan de netspanning harmonischen bevatten. In [12] wordt er geen aandacht besteed aan de invloed van een harmonische ingangsspanning op de voorgestelde éénfasige pqPLL-methode. In wat volgt worden enkel de zevende harmonische in rekening



Figuur 3.21: De fasespanning in regime bij een gebalanceerde ingangsspanning horende bij de 3-fasige pPLL-methode ($V_{\text{ref}} = 284$)

gebracht. De netspanning kan dan als volgt worden voorgesteld:

$$v_a(t) = \sqrt{2} V_{\text{rms}} \sin(\omega t) + \frac{\sqrt{2} V_{\text{rms}}}{7} \sin(7 \omega t) \quad (3.44)$$

De twee fasespanningen v'_α en v'_β kunnen dan als volgt worden geschreven:

$$\begin{aligned} v'_\alpha &= V \sin(\omega t) + \frac{V}{7} \sin(7 \omega t) \\ v'_\beta &= V \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) + \frac{V}{7} \sin(7 \omega t + \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (3.45)$$

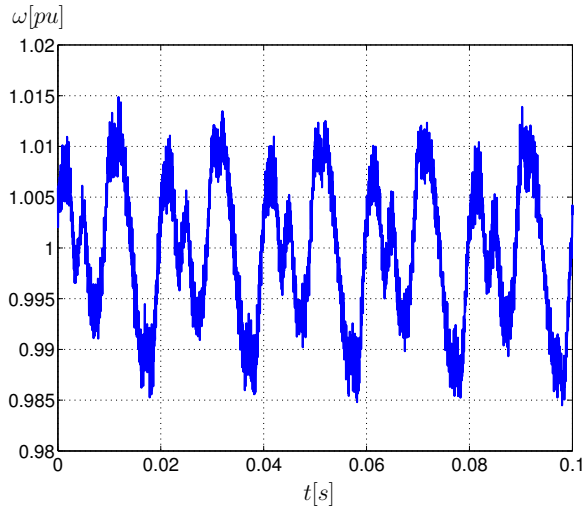
Er kan met goede benadering worden vanuit gegaan dat de fictieve stromen i'_α en i'_β sinusoidaal zijn:

$$\begin{aligned} i'_\alpha &= \sin(\theta^*) \\ i'_\beta &= \sin(\theta^* - \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (3.46)$$

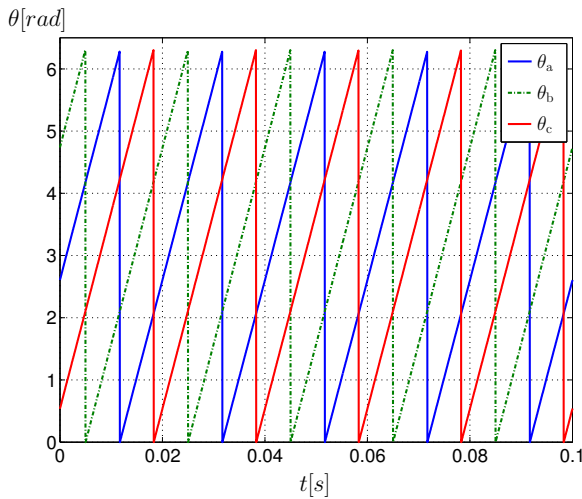
Het fictief ogenblikkelijk vermogen wordt dan als volgt berekend:

$$p' = v'_\alpha i'_\alpha + v'_\beta i'_\beta = \bar{p}' + \tilde{p}' \quad (3.47)$$

In regime zal de geschatte fasehoek gelijk zijn aan de werkelijke fasehoek $\hat{\theta} = \theta$ zodat voorgaande uitdrukking zal leiden tot de vermenigvuldiging van sinusoidale

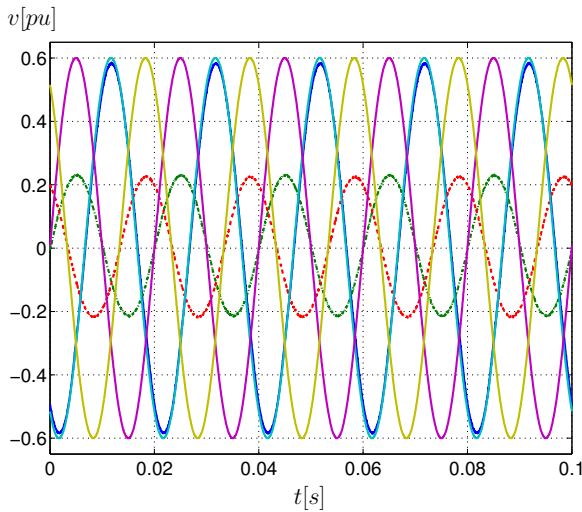


Figuur 3.22: Geschatte netpulsatie mbv pPL-methode met een ongebalancheerde ingangsspanning ($\alpha = -0.6$ en $\beta = -0.6$) ($\omega_{ref} = 2\pi 50$)



Figuur 3.23: De bekomen fasehoeken mbv pPLL-methode met een ongebalancheerde ingangsspanning ($\alpha = -0.6$ en $\beta = -0.6$)

functies met verschillende harmonische orde. Naast de grondharmonische component zal er bijgevolg ook een term in zitten die een oscillatie voorstelt met een orde die afhankelijk is van de harmonischen in de ingangsspanning. Het beperken van de bandbreedte van de regelaar kan ervoor zorgen dat er niet op deze harmonischen



Figuur 3.24: De fasespanningen in regime bij een ongebalanceerde ingangsspanning horende bij de 3-fasige pPLL-methode ($\alpha = -0.6$ en $\beta = -0.6$) ($V_{\text{ref}} = 284$)

gereageerd wordt. Het beperken van de bandbreedte zal het systeem vertragen. In Figuur 3.26 en Figuur 3.25 worden respectievelijk de fasehoek en de netpulsatie weergegeven bij een ingangsspanning met een 10% vijfde harmonische.

3.6 Amplitudebepaling

De amplitude van de fundamentele component van de ingangsspanning wordt bekomen door de coëfficiënt a_1 van de Fourierreeks van de ingangsspanning te berekenen.

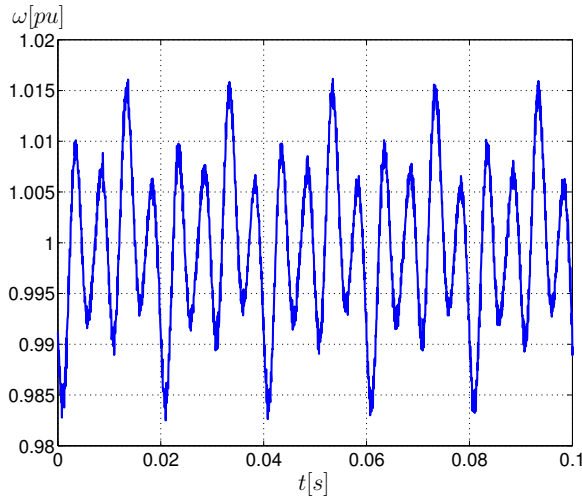
De coëfficiënten a_k worden als volgt berekend:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \sin(n\omega t) dt \quad (3.48)$$

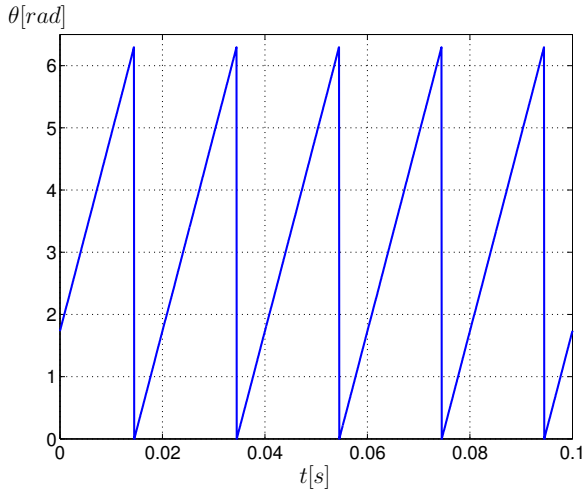
De amplitude van de grondharmonische component van de netspanning wordt bijgevolg berekend als:

$$a_1 = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \sin(\theta) dt \quad (3.49)$$

waarbij de ogenblikkelijke fasehoek θ bekomen wordt door middel van de PLL-methode. Er wordt verondersteld dat de netfrequentie 50 Hz bedraagt zodat de periode T gelijk gekozen wordt aan 20 ms.



Figuur 3.25: De geschatte netpulsatie bij een ingangsspanning met 10% vijfde harmonische ($\omega_{\text{ref}} = 2\pi 50$).



Figuur 3.26: De geschatte fasehoek bij een ingangsspanning met 10% vijfde harmonische.

3.7 Besluit

De frequentie en de fasehoek van de netspanning vormen belangrijke informatie voor de werking van netgekoppelde invertoren. De fasehoek (en vaak ook de am-

Tabel 3.1: Vergelijkende tabel

	3f SRF	1f SRF	pq PLL
Opstart	+	+	+
Regime	+	-	+
Onbalans	--	+	+
Harmonischen	+	+	+

plitude) van de netspanning worden gebruikt om de referentiewaarden van de te injecteren stromen op te bouwen. De in dit werk voorgestelde regelstrategie gebruikt de fasehoek en de amplitude van de verschillende fasespanningen. Aangezien de regelstrategie ook bij een net met een verminderde spanningskwaliteit moet werken, is het belangrijk dat de fasehoek en amplitude ook dan op een correcte verkregen worden. In dat opzicht worden in dit hoofdstuk drie verschillende PLL-methoden beschreven. In Tabel 3.1 worden de drie beschreven PLL-methoden met elkaar vergeleken.

De eerste methode die wordt beschreven is de synchroon referentiestelselmethode (SRF PLL). Deze methode wordt het vaakst gebruikt om de fasehoek van een driefasig systeem te bepalen. Het werkingsprincipe van deze methode is bijzonder eenvoudig en laat een snelle en nauwkeurige synchronisatie onder ideale omstandigheden toe. Indien het net harmonisch vervormd of ongebalanceerd is, geeft dit aanleiding tot oscillaties in de geschatte fasehoek. In het ontwerp van de regelaar is het gewenst dat het dynamisch gedrag voldoet aan het snel volgen en het verminderen van de invloed van een harmonisch vervormd of ongebalanceerd net. Er kan niet simultaan aan beide eisen voldaan worden omdat de twee condities inconsistent zijn. In het geval van ideale omstandigheden, geeft een hoge bandbreedte van het feedback filter aanleiding tot een snelle en nauwkeurige detectie van de fasehoek en de amplitude van de netspanning. Indien de netspanning vervormd is ten gevolge van hogere-orde harmonischen, kan de SRF-PLL naar behoren functioneren indien de bandbreedte beperkt wordt zodat het effect van deze harmonischen in de uitgang gecompenseerd en verwijderd wordt. Het beperken van de bandbreedte van de PLL is niet aanvaardbaar indien de netspanning ongebalanceerd is. Dit kan opgelost worden door een eenvoudig laagdoorlaatfilter toe te voegen. Deze aanpassingen kunnen het antwoord verbeteren. Gezien de driefasig dempende regelstrategie de fasehoeken van de drie fasespanningen nodig heeft, kan deze methode niet zonder meer gebruikt worden.

Deze methode kan aangepast worden om gebruikt te worden in éénfasige systemen. Op die manier is het mogelijk om de fasehoeken van de verschillende fasespanningen te bekomen door deze methode drie maal te implementeren. Door het gebruik van een filter om de twee fasespanningen te bekomen, heeft het systeem steeds een

aanzienbare regimefout. In deze methode wordt er gebruik gemaakt van een deling wat in een digitaal systeem leidt tot een zwaardere rekenbelasting.

Een laatste methode die wordt besproken is de zogenaamde éénfasige pqPLL methode. Deze methode is gebaseerd op de theorie van het fictief ogenblikkelijk actief vermogen. Aangezien er enkel wordt opgeteld en vermenigvuldigd, is de rekenbelasting van deze methode beperkt. Deze methode laat een snelle en nauwkeurige bepaling van de fasehoek toe. De bandbreedte van de regelaar dient beperkt te worden zodat de methode ook goed functioneert bij een harmonisch vervormd net. In dit werk wordt deze methode gebruikt om de fasehoeken te bepalen.

Bibliografie

- [1] M. H. J. Bollen, *Understanding power quality problems*, ser. Power Engineering. IEEE press, 2000.
- [2] F. Liccardo, P. Marino, and G. Raimondo, "Robust and fast three-phase pll tracking system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 221–231, Jan. 2011.
- [3] S.-K. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 3, pp. 431–438, May 2000.
- [4] ———, "Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 147, no. 3, pp. 213–219, May 2000.
- [5] J.-W. Choi, Y.-K. Kim, and H.-G. Kim, "Digital PLL control for single-phase photovoltaic system," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 153, no. 1, pp. 40–46, Jan. 2006.
- [6] J. Rodríguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortés, and U. Ammann, "Predictive current control of a voltage source inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, Feb. 2007.
- [7] R. K. Sinha and P. Sensarma, "A pre-filter based PLL for three-phase grid connected applications," *Electric Power Systems Research*, vol. 81, no. 1, pp. 129–137, Jan. 2011.
- [8] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems: Applications," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 17, no. 2, pp. 617–622, Apr. 2002.
- [9] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A signal processing module for power system applications," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 18, no. 4, pp. 1118–1126, Apr. 2003.
- [10] M. Karimi-Ghartemani, H. Karimi, and M. R. Iravani, "A magnitude/phase-locked loop system based on estimation of frequency and in-phase/quadrature-phase amplitudes," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 2, pp. 511–517, Apr. 2004.
- [11] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 19, no. 3, pp. 1263–1270, Aug. 2004.

-
- [12] S. A. O. da Silva, R. Novochadlo, and R. A. Modesto, "Single-phase PLL structure using modified p-q theory for utility connected systems," in *Proc. of the Power Electronics Specialists Conference 2008*, Rhodes, Greece, Jun. 15-19, 2008.
- [13] L. G. B. Rolim, D. R. da Costa, and M. Aredes, "Analysis and software implementation of a robust synchronizing PLL circuit based on the pq theory," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, Dec. 2006.
- [14] R. M. S. Filho, P. F. Seixas, P. C. Cortizo, L. A. B. Tosses, and A. F. Souza, "Comparison of three single-phase PLL algorithms for UPS applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 2923–2932, Aug. 2008.
- [15] D. Yazdani, M. Mojiri, A. Bakhshai, and G. Joós, "A fast and accurate synchronization technique for extraction of symmetrical components," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 3, pp. 674–684, Mar. 2009.
- [16] V. Kaura and V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 1, pp. 58–63, Jan. 1997.
- [17] P. Rodríguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 584–592, Mar. 2007.
- [18] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in the three-phase circuits," *Proceedings of IPEC Tokyo*, pp. 1375–1386, 1983.
- [19] —, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 20, no. 3, pp. 625–703, May/Jun. 1984.

Hoofdstuk 4

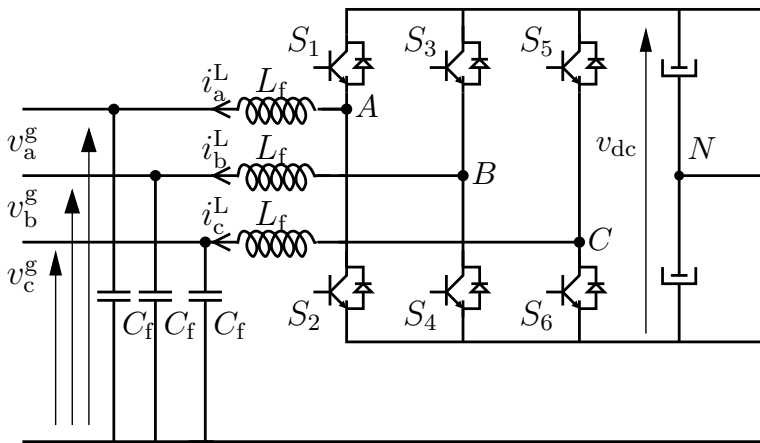
Stroomregeling van netgekoppelde invertoren

4.1 Inleiding

De stroomregelaar zorgt ervoor dat de werkelijke stroom zo nauwkeurig mogelijk de gewenste waarde van de stroom volgt. Het is belangrijk dat de werkelijke stroom de wenswaarde volgt, zoniet kunnen er ongewenste stromen in het net geïnjecteerd worden. Opdat de stroomregelaar afgesteld kan worden, is het aangewezen om over een model van deze stroomregelaar te beschikken. In het eerste deel van dit hoofdstuk zal de stroomregelkring uitgebreid bestudeerd worden. Aangezien de stroomregelkring in een digitaal systeem geïmplementeerd wordt, kan een voorstelling in het (discrete) \mathcal{Z} -domein voordeel bieden. De \mathcal{Z} -domein modellen voorspellen altijd nauwkeurig het dynamisch gedrag en zijn bovendien steeds nauwkeuriger dan de frequentiedomeinmodellen. Het systeem samen met de regelkring zullen in het \mathcal{Z} -domein voorgesteld worden waarna de stroomregelaar wordt afgesteld en het stapantwoord experimenteel geverifieerd zal worden.

De gewenste reactie op spanningsonbalans van een regeling is een resistief gedrag ten opzichte van de hompolaire en inverse component van de netspanning. In dit hoofdstuk wordt de driefasig dempende regelstrategie voorgesteld. Deze regelstrategie wordt uitgebreid zodat ook een resistief gedrag ten opzichte van perturbaties in de netspanning bekomen wordt.

Om de resultaten van het opgestelde model te verifiëren, werd een prototype gebouwd. De experimentele opstelling die ontwikkeld werd voor het onderzoek van dit werk, wordt in dit hoofdstuk beschreven.



Figuur 4.1: Topologie van de driefasige inverter met gesplitste dc-bus

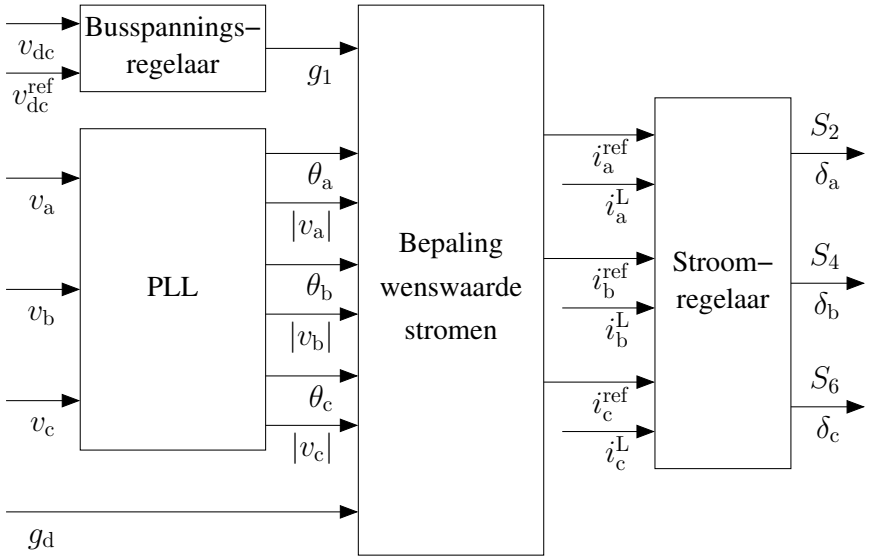
4.2 Afleiding stroomregelkring

In Figuur 4.1 wordt de topologie weergegeven van de driefasige inverter die in dit werk gebruikt wordt. In deze paragraaf zal de stroomregelaar gemodelleerd worden zodat dit model gebruikt kan worden om de parameters van de regelaar te bepalen.

De regeling van de inverter zal opgebouwd worden zoals weergegeven in Figuur 4.2. De busspanningsregelaar zorgt voor een constante busspanning en bepaalt tevens de wenswaarde voor de fundamentele ingangseleidbaarheid (g_1). De wenswaarde van deze fundamentele ingangseleidbaarheid wordt samen met de fasehoek en de amplitude van de verschillende fase spanningen gebruikt om de wenswaarde van de stromen te bekomen. De stroomregeling is verantwoordelijk dat de stroom door de spoel L_f dezelfde vorm heeft als de wenswaarde. De stroomregelaar bepaalt de gewenste pulswijdteverhouding die na optelling met de pulswijdte uit de voorwaartscompensatie aan de pulswijdtemodulator wordt aangelegd.

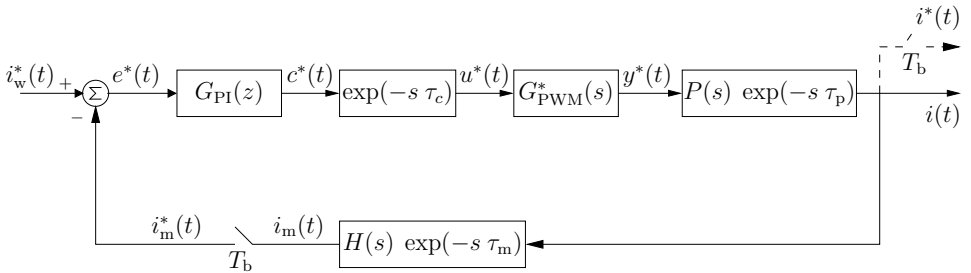
4.2.1 Algemene beschrijving

Aangezien de regelaar in een digitaal systeem geïmplementeerd wordt, is het interessant om de regelaar in het \mathcal{Z} -domein te ontwerpen en af te stellen. Uit [1] blijkt immers dat \mathcal{Z} -domeinmodellen altijd nauwkeurig het dynamisch gedrag voorspellen en zijn bovendien steeds nauwkeuriger dan de frequentiedomeinmodellen. Om de stroomregelaar te ontwerpen in het \mathcal{Z} -domein, dient er een model van de pulswijdtemodulator opgesteld te worden. Als pulswijdtemodulator wordt een symmetrische-aan-tijd-driehoeksmodulator gebruikt.



Figuur 4.2: Blokschema van de regeling van een driefasige netgekoppelde inverter

De theorie die gebruikt wordt om het model van de stroomregelkring op te stellen is gebaseerd op [1]. Om meer informatie hierover te bekomen, wordt er dan ook naar dit werk verwezen. Het algemene schema van de controlelus voor één been van de driefasige inverter wordt afgebeeld in Figuur 4.3.



Figuur 4.3: Een model voor de stroomregeling met een puls-naar-continu-overdrachtsfunctie voor de bemonsterde modulator

Het schema dat wordt afgebeeld in Figuur 4.3 is als volgt opgebouwd: de te regelen uitgang van één been van de inverter $i(t)$ wordt door een meting met als transfertfunctie $H(s) \exp(-s \tau_m)$ omgezet in de gemeten waarde $i_m(t)$ van de uitgang. De looptijd τ_m kan met goede benadering verwaarloosd worden $\tau_m \approx 0$ want er wordt steeds naar gestreefd om de looptijd in de meting zo klein moge-

lijk te maken. De Analoog-naar-Digitaal (A/D) omzetter die vandaag op de markt zijn hebben een looptijd lager dan $1 \mu s$. De A/D omzetter die in de experimentele opstelling (AD7476 van Analog Devices) gebruikt wordt heeft een maximale looptijd van $0.8 \mu s$. Deze gemeten waarde wordt bemonsterd door de A/D omzetter van de digitale controller waarvan de uitgang gegeven wordt door $i_m^*(t)$. De variabelen met een * stellen bemonsterde variabelen voor. Na vergelijking van dit bemonsterd signaal met de wenswaarde $i_w^*(t)$ verkrijgen we het bemonsterd foutsignaal $e^*(t)$. De fout wordt omgezet door de digitale regelaar met als pulstransfertoefunctie $G_{PI}(z)$ in een digitaal stuursignaal $c^*(t)$. Teneinde de digitale regelaar toe te laten de berekeningen uit te voeren, wordt er een rekestijd voorzien voordat de signalen aangeboden worden aan de bemonsterde pulswijdtemodulator. Deze rekestijd wordt voorgesteld door een looptijd τ_c . De uitgang van de regelaar is de pulswijdteverhouding δ . Uit het vertraagde stuursignaal $u^*(t)$ reconstrueert de pulswijdtemodulator dan de schakelfunctie $y(t)$. De uitgang $i(t)$ wordt tenslotte bekomen als uitgang van de schakelende inverter beschreven door de overdrachtsfunctie $P(s) \exp(-s \tau_p)$ in het Laplacedomein. De looptijd τ_p is onder andere te wijten aan de vertraging tussen de schakelcommando's uit de pulswijdtemodulator en het werkelijk omschakelen van de schakelaars.

Indien er een hypothetische bemonsteraar met bemonsterperiode T_b op de uitgang van het proces $i(t)$ geplaatst wordt, dan wordt de bemonsterde uitgang $i^*(t)$ bekomen (streeplijn in Figuur 4.3). Indien de \mathcal{Z} -transformatie berekend wordt van de bemonsterde uitgang $i^*(t)$ in functie van de bemonsterde wenswaarde $i_w^*(t)$ dan wordt de volgende uitdrukking bekomen:

$$\frac{i(z)}{i_w(z)} = \frac{G_{PI}(z) \mathcal{Z}\{\exp(-s(\tau_c + \tau_p)) G_{PWM}^*(s) P(s)\}}{1 + G_{PI}(z) \mathcal{Z}\{\exp(-s(\tau_c + \tau_p + \tau_m)) G_{PWM}^*(s) P(s) H(s)\}} \quad (4.1)$$

Uit (4.1) blijkt dat de berekening van de bemonsterde uitgang van de schakelende inverter met terugkoppeling herleid kan worden tot het probleem van de berekening van de \mathcal{Z} -transformatie $\mathcal{Z}\{K(s)\}$ met $K(s) = \exp(-s(\tau_c + \tau_p + \tau_m)) G_{PWM}^*(s) P(s) H(s)$. Voor de algemene berekening wordt naar [1] verwezen en voor de berekening van $\mathcal{Z}\{K(s)\}$ naar Appendix A. Het gebruikte type pulswijdtemodulator bepaalt de transfertoefunctie $G_{PWM}^*(s)$. In dit werk wordt een uniform bemonsterde symmetrische-aan-tijd driehoeksmodulator gebruikt. De transfertoefunctie hiervan wordt uitgewerkt in [1]. Met de resultaten uit dit werk kan de transfertoefunctie $K(z)$ voor dit systeem (pulswijdtemodulator en proces) direct worden neergeschreven. Dit is wel op voorwaarde dat de transfertoefunctie van het proces $P(s)$ gekend is. Deze wordt dan ook in de volgende paragraaf afgeleid. Daarmee is de transfertoefunctie $K(z)$ gekend, wat het ontwerp van de regelaar $G_{PI}(z)$ in het \mathcal{Z} -domein toelaat. De meting met als transfertoefunctie $H(s)$ kan vervangen worden door de herschaling $\frac{1}{I_{ref}}$ waarbij I_{ref} de referentiewaarde voor de lijnstrom

voorstelt. Op deze manier wordt er overgegaan naar een per-unit systeem wat de digitale implementatie sterk vereenvoudigt.

4.2.2 Kleinsignaalmodel voor de ingangsstroom van de driefasige inverter

Alvorens de stroomregelaar ontworpen kan worden, dient er eerst een kleinsignaalmodel van de inverter opgesteld te worden. Dit model is noodzakelijk om $\mathcal{Z}\{K(s)\}$ te kunnen berekenen. Er wordt verondersteld dat de schakelaar S_2 (cf. Figuur 4.1) geleidt gedurende de tijd $\delta_a \cdot T_b$, met δ_a de pulswijdteverhouding en T_b de schakelperiode. Analoog voor de schakelaars S_4 en S_6 wordt er verondersteld dat de schakelaar in geleiding is gedurende respectievelijke de tijden $\delta_b \cdot T_b$ en $\delta_c \cdot T_b$. De schakelaars worden in elk been complementair gestuurd om zo een kortsluiting van de dc-bus te vermijden.

De vergelijking van de spanning over de spoel in fase a wordt gegeven door:

$$L_f \frac{di_a^L(t)}{dt} = v_{g,a}(t) - v_{A,N}(t) \quad (4.2)$$

Voor fase a, indien schakelaar S_2 in geleiding is, kan de volgende vergelijking neergeschreven worden:

$$L_f \frac{di_a^L(t)}{dt} = v_{g,a}(t) + \frac{v_{dc}(t)}{2} \quad (4.3)$$

Indien S_2 spert, dan geldt:

$$L_f \frac{di_a^L(t)}{dt} = v_{g,a}(t) - \frac{v_{dc}(t)}{2} \quad (4.4)$$

Indien de vergelijkingen worden vermenigvuldigd met hun respectievelijke geleidingsduur en daarna bij elkaar worden opgeteld, dan wordt de volgende uitdrukking bekomen:

$$T_b L_f \frac{di_a^L}{dt} = T_b v_{g,a} + T_b \frac{2\delta_a - 1}{2} v_{dc} \quad (4.5)$$

Voorgaande vergelijking wordt gedeeld door de schakelperiode zodat 'de gemiddelde' vergelijking bekomen wordt:

$$L_f \frac{di_a^L}{dt} = v_{g,a} + \frac{2\delta_a - 1}{2} v_{dc} \quad (4.6)$$

Op analoge wijze, worden de vergelijkingen voor fasen b en c gevonden:

$$L_f \frac{di_b^L}{dt} = v_{g,b} + \frac{2\delta_b - 1}{2} v_{dc} \quad (4.7)$$

$$L_f \frac{di_c^L}{dt} = v_{g,c} + \frac{2\delta_c - 1}{2} v_{dc} \quad (4.8)$$

Vervolgens wordt er een kleinsignaalmodel opgesteld. Elke parameter kan vervangen worden door zijn (tijdsafhankelijke) evenwichtswaarde en de uitwijking uit deze evenwichtswaarde:

$$\begin{aligned}
 i^L(t) &= I_L + \hat{i}_L(t) \\
 v_g(t) &= V_g + \hat{v}_g(t) \\
 v_{dc}(t) &= V_{dc} + \hat{v}_{dc}(t) \\
 \delta(t) &= D + \hat{\delta}(t)
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

waarbij hoofdletters staan voor (tijdsafhankelijke) evenwichtswaarden en de uitwijking wordt voorgesteld door de symbolen met een hoedje op.

Op deze manier worden de vergelijkingen in kleinsignaal bekomen:

$$\begin{aligned}
 L_f \frac{d\hat{i}_a^L}{dt} &= \hat{v}_{g,a} + V_{dc} \hat{\delta}_a + \frac{(2 D_a - 1)}{2} \hat{v}_{dc} + V_{g,a} \\
 &\quad + \frac{(2 D_a - 1)}{2} V_{dc}
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

$$\begin{aligned}
 L_f \frac{d\hat{i}_b^L}{dt} &= \hat{v}_{g,b} + V_{dc} \hat{\delta}_b + \frac{(2 D_b - 1)}{2} \hat{v}_{dc} + V_{g,b} \\
 &\quad + \frac{(2 D_b - 1)}{2} V_{dc}
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

$$\begin{aligned}
 L_f \frac{d\hat{i}_c^L}{dt} &= \hat{v}_{g,c} + V_{dc} \hat{\delta}_c + \frac{(2 D_c - 1)}{2} \hat{v}_{dc} + V_{g,c} \\
 &\quad + \frac{(2 D_c - 1)}{2} V_{dc}
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

In regime gelden de volgende vergelijkingen:

$$\begin{aligned}
 V_{g,a} + \frac{(2 D_a - 1)}{2} V_{dc} &= 0 \\
 V_{g,b} + \frac{(2 D_b - 1)}{2} V_{dc} &= 0 \\
 V_{g,c} + \frac{(2 D_c - 1)}{2} V_{dc} &= 0
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

De vergelijkingen in kleinsignaal worden getransformeerd naar het Laplace-domein:

$$\begin{aligned}
 \hat{i}_a^L(s) &= \frac{1}{s L_f} \hat{v}_{g,a}(s) + \frac{V_{dc}}{s L_f} \hat{\delta}_a(s) + \frac{(2 D_a - 1)}{2 s L_f} \hat{v}_{dc}(s) \\
 \hat{i}_b^L(s) &= \frac{1}{s L_f} \hat{v}_{g,b}(s) + \frac{V_{dc}}{s L_f} \hat{\delta}_b(s) + \frac{(2 D_b - 1)}{2 s L_f} \hat{v}_{dc}(s) \\
 \hat{i}_c^L(s) &= \frac{1}{s L_f} \hat{v}_{g,c}(s) + \frac{V_{dc}}{s L_f} \hat{\delta}_c(s) + \frac{(2 D_c - 1)}{2 s L_f} \hat{v}_{dc}(s)
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

De stroom-naar-pulswijdteverhoudingstransferfunctie kan voor elke fase uit voorgaande vergelijkingen gehaald worden zodat:

$$\begin{aligned}\frac{\hat{i}_a^L(s)}{\hat{\delta}_a(s)} &= \frac{V_{dc}}{s L_f} \\ \frac{\hat{i}_b^L(s)}{\hat{\delta}_b(s)} &= \frac{V_{dc}}{s L_f} \\ \frac{\hat{i}_c^L(s)}{\hat{\delta}_c(s)} &= \frac{V_{dc}}{s L_f}\end{aligned}\quad (4.15)$$

De procestransferfunctie kan dus voorgesteld worden als:

$$P(s) = \frac{V_{dc}}{s L_f} \quad (4.16)$$

4.2.3 Model van de stroomregelaar

A. Pulswijdtemodulator

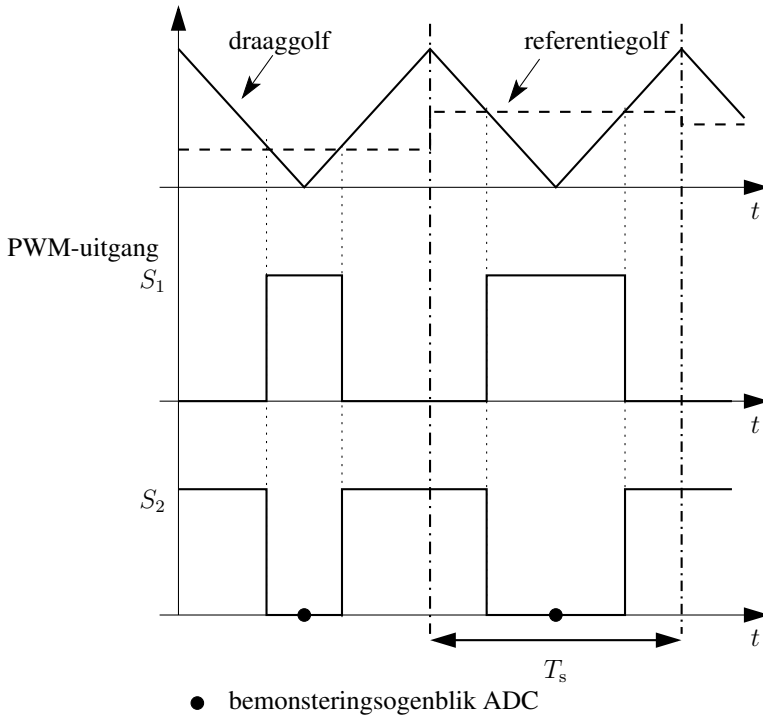
De gebruikte PWM-modulator is een uniform bemonsterde symmetrische-aan-tijd driehoeksmodulator waarbij de bemonsteringsfrequentie f_b gelijk is aan de schakelfrequentie f_s . De bemonstering gebeurt op een vast ingesteld moment binnen de PWM-periode (cf. Figuur 4.4). De draaggolf is driehoekvormig terwijl de referentiegolf de waarde is die bekomen wordt door de regelaar en die telkens bij het begin van iedere schakelperiode aan de modulator wordt aangeboden. Wanneer de referentiegolf boven de draaggolf ligt, is de PWM-uitgang hoog, anders is ze laag. Op deze manier ligt de aan-tijd (gelijk aan uitgang hoog) symmetrisch binnen de PWM-periode wat de benaming 'symmetrische-aan-tijd driehoeksmodulator' verklaart.

De bemonstering vindt telkens plaats in het midden van de PWM-periode T_s . De pulswijdteverhouding die berekend wordt op basis van de metingen wordt $\frac{T_s}{2}$ na de bemonstering aangelegd. De tijdsvertraging τ_c bedraagt bijgevolg de helft van de PWM-periode.

B. Bepaling van $K(z)$

Met het kleinsignaalmodel van de procestransferfunctie en de herschaling na de meting, kan vergelijking (4.1) geschreven worden als:

$$i(z) = i_w \frac{G_{PI}(z) \mathcal{Z}\{\exp(-s(\tau_c)) G_{PWM}^*(s) \frac{1}{sT}\}}{1 + G_{PI}(z) \mathcal{Z}\{\exp(-s(\tau_c)) G_{PWM}^*(s) \frac{1}{sT}\}} \quad (4.17)$$



Figuur 4.4: Symmetrische-aan-tijd driehoeksmodulator

met $\tau = \frac{L_f I_{in}^{ref}}{2 V_{dc}}$. Deze vergelijking kan nog geschreven worden als:

$$i(z) = i_w \frac{G_{PI}(z) K(z)}{1 + G_{PI}(z) K(z)} \quad (4.18)$$

Met behulp van $P(s)$ kan de \mathcal{Z} -transformatie van $K(s)$, $K(z)$, gezocht worden. De berekening hiervan is gebaseerd op [1] en wordt meer in detail in appendix A uitgewerkt. Het resultaat van deze berekening is:

$$K(z) = \frac{T_s}{2\tau} \frac{z+1}{z(z-1)} \quad (4.19)$$

4.2.4 Ontwerp van de stroomregelaar

De \mathcal{Z} -transformatie $K(z)$ van de transfertfunctie $K(s)$ is nu gekend en bevat tegelijk het gedrag van de PWM-modulator, het proces en de tijdsvertraging ten gevolge van de berekeningen. De proportioneel-integrerende stroomregelaar kan nu in het \mathcal{Z} -domein afgesteld worden. De transfertfunctie $G_{PI}(z)$ van de PI-regelaar wordt

in het \mathcal{Z} -domein gegeven door:

$$G_{\text{PI}} = K \frac{z - a}{z - 1} = \frac{\delta(z)}{e(z)} \quad (4.20)$$

De twee parameters K en a bepalen volledig de regelaar. Een regelaar ontworpen in het \mathcal{Z} -domein heeft als voordeel dat ze eenvoudig te programmeren is als differentievergelijking. De vermenigvuldiging van een grootheid met z^{-1} betekent in de tijd immers een vertraging met één tijdseenheid. Deze tijdseenheid is in dit geval de bemonsteringsperiode T_b . Voor een willekeurige variabele $U(z)$ betekent $z^{-1} U(z)$ in de tijd $u(n - 1)$, waarbij n de index van de huidige bemonstering voorstelt. De regelaar $G_{\text{PI}}(z)$ kan dan als volgt worden geschreven:

$$K [e(z) - z^{-1} a e(z)] = \delta(z) - z^{-1} \delta(z) \quad (4.21)$$

Deze vergelijking resulteert dan in de volgende differentievergelijking:

$$\delta(n) = \delta(n - 1) + K [e(n) - a e(n - 1)] \quad (4.22)$$

Deze vergelijking geeft de pulswijdteverhouding $\delta(n)$ op tijdstip n , geldig voor de eerstvolgende PWM-periode, uitgedrukt in functie van de vorige pulswijdteverhouding $\delta(n - 1)$, de fout op tijdstip n ($e(n) = i_w^L(n) - i^L(n)$) en de fout op het vorige tijdstip ($e(n - 1)$).

Voor het afregelen van de parameters K en a werd gebruik gemaakt van een trial-and-error-methode met behulp van “SisoTool”, een onderdeel van de Controltoolbox in MATLAB. SisoTool is een grafische omgeving die de poolbaan en het Bode-diagramma van een regellus (zowel discreet als analoog) weergeeft.

De bandbreedte geeft weer tot welke frequentie de regelaar signalen kan regelen. Wiskundig wordt ze hier gedefinieerd als de frequentie waarbij de versterking van de regelkring onder de 0dB gaat, dus waar de kringversterking 1 is. Een regelkring met een bandbreedte van 2kHz zal bv. niet reageren op een 10kHz componente in de wenswaarde. Deze zal dan ook niet terecht komen in de werkelijke stroom i^L . De bandbreedte dient hoog genoeg te zijn om signalen met een hoge frequentie te kunnen regelen. Er wordt gestreefd om een bandbreedte van 2 kHz te bekomen. In een 50Hz systeem komt dit overeen met de 40^e harmonische. De stroomregelkring is met deze bandbreedte in staat stromen tot de 40^e harmonische te injecteren in het net.

De fasemarge is van belang om de regelkring voldoende robuustheid te geven. Een regeling met een kleine fasemarge kan zeer goed zijn, tenzij in de aanwezigheid van stoorsignalen. Deze signalen kunnen van allerlei oorsprong zijn, zoals een onvolmaakte overdracht van de uitgang van de regelaar naar de ingang van het proces. Een voldoende fasemarge zorgt ervoor dat de regelkring weinig hinder

ondervindt van deze storingen. Als vuistregel kan gekozen worden voor een fasemarge rond de 45° . Praktisch volstaat een fasemarge tussen de 30° en 60° .

De PI-regelaar wordt afgesteld in SisoTool, met volgende keuze van parameters:

$$L = 2.1 \text{ mH} \quad ; \quad I_{\text{ref}} = 15.7 \text{ A} \quad ; \quad V_{\text{dc}} = 400 \text{ V} \quad ; \quad T_s = 50 \mu\text{s} \quad (4.23)$$

Het resultaat is:

$$G_{\text{PI}}(z) = 0.373363 \frac{z - 0.8807}{z - 1} \quad (4.24)$$

Deze regelaar geeft een bandbreedte van 1.46 kHz en een fasemarge van 44.9° .

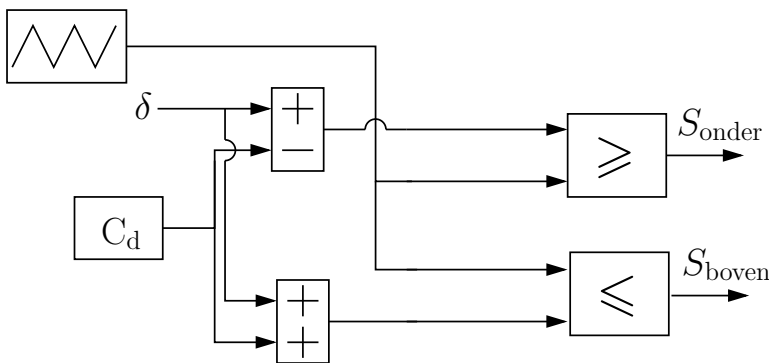
4.2.5 Implementatie en verificatie

Een simulatiemodel van de driefasige inverter met gesplitste dc-bus werd in Matlab opgesteld. Dit model laat toe om het gedrag van de inverter en zijn regelkringen op een snelle manier te bestuderen.

Om het simulatiemodel op te bouwen, wordt gebruik gemaakt van Matlab/Simulink 7.5.0 en een toegevoegde module PLECS 3.0.6 (Piecewise Linear Electrical Circuit Simulator) waarmee vermogenselektronische componenten kunnen toegevoegd worden.

A. Implementatie van de pulswijdtemodulator

De uniform bemonsterde symmetrische-aan-tijd driehoeksmodulator wordt zowel in het simulatiemodel als in de FPGA geïmplementeerd zoals weergegeven in Figuur 4.5.



Figuur 4.5: Implementatie van de PWM-modulator in het simulatiemodel en in de FPGA

De ingang δ is de pulswijdteverhouding bekomen door de stroomregelaar en vormt de referentiegolf van de modulator. Een driehoeksgolf wordt gegenereerd en zal als draaggolf fungeren. Het resultaat van de modulator bestaat uit twee schakel-signalen voor de twee schakelaars van één been. Dit schema wordt voor elk been geïmplementeerd. Er wordt verondersteld dat er op elk ogenblik één en slechts één schakelaar per been geleidt. In de praktijk treden er onvermijdelijk onnauwkeu-righeden op bij de sturing van de afzonderlijke schakelaars en hebben de schake-laars ook een eindige tijd nodig om te openen en te sluiten. Om te vermijden dat beide schakelaars geleiden tijdens de commutatie (en aldus de dc-bus condensa-tor kortsluiten), wordt er dode tijd t_d voorzien, gedurende dewelke geen van beide schakelaars gestuurd wordt. Aangezien elke schakelaar voorzien is van een antipa-rallele vrijloopdiode die toelaat dat de stroom blijft vloeien tijdens de dode tijd, is de continuïteit van de lijnstroom verzekerd. Het teken van de stroom bepaalt dan welke vrijloopdiode geleidt en bepaalt aldus ook de uitgangsspanning tijdens de dode tijd.

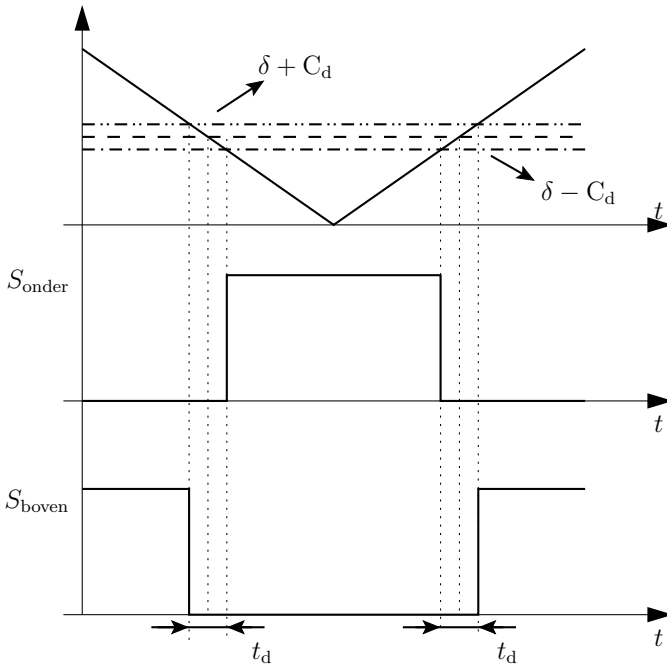
De dode tijd wordt bekomen door een constante waarde C_d eens bij de draaggolf δ op te tellen en af te trekken. Het verschil tussen de referentiegolf en C_d wordt vergeleken met de draaggolf wat resulteert in de pulswijdteverhouding voor de onder-ste schakelaar. De som zal resulteren in de pulswijdteverhouding voor de bovenste schakelaar. In Figuur 4.6 wordt dit grafisch weergegeven. Deze implementatie leidt ertoe dat de symmetrie van de stuursignalen binnen een PWM-periode behouden blijft.

B. Implementatie en verificatie van de stroomregelaar

De stroomregelaar wordt in het simulatiemodel geïmplementeerd aan de hand van de transfertfunctie (4.24). De inverter wordt voorgesteld door vermogens elektro-nische componenten uit Matlab. De regelaar wordt in de experimentele opstelling voorgesteld door zijn differentievergelijking die schematisch wordt weergegeven in Figuur 4.7. Er wordt voor een PI-regelaar gekozen om de stroom naar zijn wenswaarde te regelen. De amplitude en de fase van de frequentieresponsie van de PI-regelaar worden gegeven door:

$$\begin{aligned} |G(j\omega)| &= \sqrt{K_P^2 + \left(\frac{K_P}{\tau_I \omega}\right)^2} \\ \angle G(j\omega) &= \tan^{-1}(\omega \tau_I) - \frac{\pi}{2} \end{aligned} \quad (4.25)$$

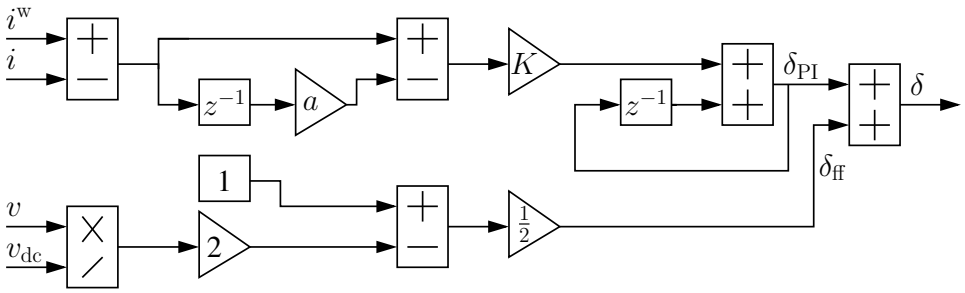
De regimefout van gesloten-lus systemen wordt bepaald door de versterking van de regelaar bij de desbetreffende frequentie, bv. 50Hz in het geval van de sinusoidale netstroom. Uit de amplitude van de frequentieresponsie is het duidelijk dat de versterking van de PI-regelaar zeer hoog is bij DC maar de versterking beperkt is bij



Figuur 4.6: Stuursignalen met dode tijd t_d zoals geïmplementeerd in het simulatie-model en in de experimentele opstelling

50Hz. Daarnaast kan in vergelijking (4.15) gezien worden dat er naast de gewenste invloed van de pulswijdteverhouding ook twee stoorsignalen terug te vinden zijn, de variaties op de netspanning en op de busspanning. Dit zal ertoe leiden dat er steeds een voorijling tussen de stroom door de spoel en de netspanning zal bestaan. Om dit probleem op te lossen dient de stroomregelkring uitgebreid te worden met voorwaartscompensatie van de stroomregelkring om zo de storingsgevoeligheid te verminderen [2]. Daartoe wordt de evenwichtswaarde van de pulswijdteverhouding ($\delta_{ff} = \frac{1}{2} \left(1 - 2 \frac{V_g}{V_{dc}} \right)$) die bekomen wordt aan de hand van de volt-seconde balans over de ingangspoelen, bij de uitgang van de PI-regelaar bijgeteld. De uitgang van de stroomregelaar is bijgevolg de som van δ_{PI} en δ_{ff} . Uit (4.12) blijkt dat het spanningsverschil over de spoelen klein is als de pulswijdteverhouding δ de regime pulswijdteverhouding δ_{ff} benadert. De stroomregelaar hoeft niet langer de volledige sinusoidale spanning te reconstrueren. Door het toepassen van voorwaartscompensatie wordt de voorijling tussen de stroom en de netspanning sterk verminderd. De implementatie van de stroomregelaar samen met de voorwaartscompensatie in de FPGA wordt in Figuur 4.7 afgebeeld.

In de vorige paragraaf is een \mathcal{Z} -domein opgesteld van de stroomregeling. Dit mo-



Figuur 4.7: Implementatie van de stroomregelaar in de FPGA

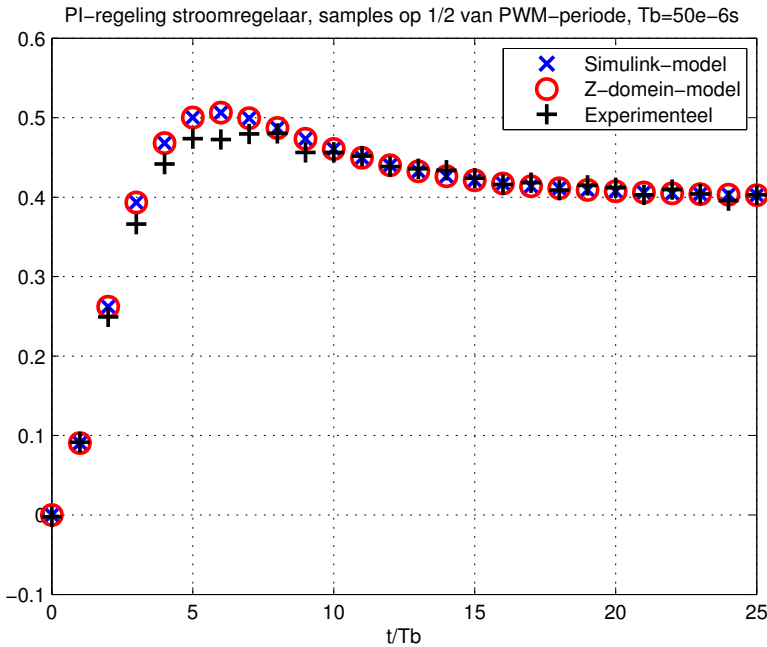
del wordt vervolgens gebruikt om de PI-regelaar af te stellen met behulp van Siso-Tool. Om het model te evalueren wordt het stapantwoord op drie verschillende manieren bepaald:

1. met behulp van Matlab op basis van de gesloten-kring transfertfunctie (cf. (4.18)),
2. met behulp van het simulatiemodel, en
3. via experiment.

Om het opgestelde model te verifiëren wordt het stapantwoord op de drie voorgaande manieren opgesteld. Het resultaat wordt in Figuur 4.8 weergegeven. In de experimentele opstelling werd enkel de PI-regelaar geïmplementeerd om het stapantwoord te bekomen.

Op deze figuur is te zien dat het Simulink- en het analytisch opgestelde \mathcal{Z} -domeinmodel zeer goed overeenkomen. Er is een verschil te zien tussen het experimenteel opgemeten stapantwoord en de twee andere modellen. De reden kan enerzijds gevonden worden door de invoering van de dode tijd en anderzijds door de parasitaire weerstand van de spoel en de weerstand van de bekabeling in de opstelling. Het invoeren van dode tijd kan gezien worden als het introduceren van een niet-lineariteit. Ten gevolge van de dode tijd zal er geen lineair verband meer bestaan tussen de pulswijdteverhouding en de spanning over de spoel. De dode tijd t_d in de experimentele opstelling bedraagt $0.8\mu s$. De parasitaire weerstand in de experimentele opstelling resulteert anderszijds in een sterker gedempt stapantwoord.

In een volgende stap wordt gekeken of de regelaar in staat is om sinusoidale wenswaarden te volgen. In Figuur 4.9 wordt de sinusoidale wenswaarde en de resulterende stroom weergegeven. Op deze figuur is duidelijk te zien dat de regelaar in staat is om de wenswaarde te volgen zonder een waarneembare regime-fout.



Figuur 4.8: Stapantwoord van de stroomregelaar met als parameters $K = 0.373363$ en $a = 0.8807$

4.3 Stroomregeling van netgekoppelde invertoren

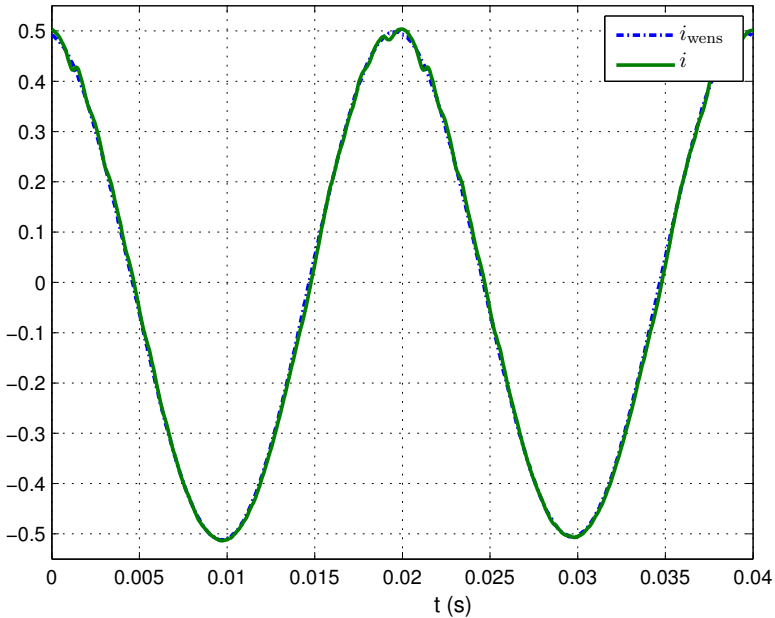
4.3.1 Inleiding

Het blokschema van een regeling een driefasig netgekoppelde inverter wordt in Figuur 4.2 afgebeeld. De busspanningsregelaar zorgt voor het evenwicht tussen de net- en de dc-zijde. De uitgang van de busspanningsregelaar wordt gebruikt om de wenswaarde van de stroom te bepalen. Er bestaan verschillende mogelijke strategieën om de wenswaarde op te bouwen. Een mogelijke regelstrategie is de éénfasig sinusoïdale regelstrategie. Bij deze regelstrategie worden de fasehoeken van de verschillende fasespanningen bepaald en wordt de wenswaarde van de stroom als volgt opgebouwd:

$$i_x^{\text{ref}} = g_1 \sin \delta_x \quad (4.26)$$

met $x=a, b$ of c .

Eén van de vaakst gebruikte strategieën in driefasige invertoren is de zogenaamde driefasig symmetrische regelstrategie. Bij deze regelstrategie wordt een symmetrisch stel stromen opgebouwd. Een frequent gebruikte manier om de fasehoek te



Figuur 4.9: Stroomregeling met een sinusoidale wenswaarde

bepalen is de driefasige SRF methode (cf. § 3.4.2). Deze methode bepaalt de ogenblikkelijke fasehoek van fase a en de overige twee fasehoeken worden bekomen door er $\frac{2\pi}{3}$ rad eens bij op te tellen en eens af te trekken. Zo worden de volgende wenswaarden voor de stroom bekomen:

$$\begin{aligned}
 i_a^{\text{ref}} &= g_1 \sin(\delta_a) \\
 i_b^{\text{ref}} &= g_1 \sin\left(\delta_a - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 i_c^{\text{ref}} &= g_1 \sin\left(\delta_a + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{4.27}$$

met δ_a de ogenblikkelijke fasehoek van fase a en waar g_1 staat voor de fundamentele ingangseleidbaarheid.

De invloed van een netgekoppelde inverter wordt voornamelijk bepaald door de gebruikte stroomregeling. De invloed van deze verschillende regelstrategieën onder spanningsonbalans en het effect op de netwerkverliezen worden in Hoofdstuk 6 dieper bestudeerd.

4.3.2 Driefasig dempende regeling

In [3] en [4] wordt aangetoond dat de gewenste reactie op spanningsvervorming een resistief gedrag is. Naast het resistief gedrag ten opzichte van spanningsver-

vorming, is de gewenste reactie op spanningsonbalans een resistief gedrag ten opzichte van de hompolaire en inverse component van de netspanning. Een alternatief voor de vaak gebruikte driefasig symmetrische regeling kan gevonden worden in de driefasig dempende regeling. Het resistief gedrag ten opzichte van de hompolaire en inverse netspanningscomponent kan vertaald worden in de volgende vergelijkingen:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_0 \\ \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_d & 0 & 0 \\ 0 & g_1 & 0 \\ 0 & 0 & g_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{v}_0 \\ \underline{v}_1 \\ \underline{v}_2 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

waarbij g_1 staat voor de fundamentele ingangseleidbaarheid die door de busspanningsregelaar bekomen wordt. g_1 is negatief wanneer de inverter vermogen in het net injecteert en positief wanneer vermogen uit het net opgenomen wordt. g_d is de programmeerbare fundamentele dempende ingangseleidbaarheid. De dempende ingangseleidbaarheid (g_d) wordt gelijk gekozen aan 1 pu. Op deze manier is de dempende ingangseleidbaarheid gelijk aan $P_{\text{nom}}/(V_g^{\text{nom}})^2$ waarbij P_{nom} het nominaal vermogen van de inverter is en V_g^{nom} de nominale spanning in het beschouwde knooppunt. De symmetrische spanningscomponenten \underline{v}_x met $x = 0, 1$ en 2 zijn fasorvoorstellungen waarbij enkel de fundamentele component in rekening wordt gebracht.

Vergelijking (4.28) kan vertaald worden naar fasewaarden door:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}^{-1} \begin{bmatrix} g_d & 0 & 0 \\ 0 & g_1 & 0 \\ 0 & 0 & g_d \end{bmatrix} \mathbf{T} \begin{bmatrix} \underline{v}_a \\ \underline{v}_b \\ \underline{v}_c \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

met \mathbf{T} de Fortescue transformatie matrix. Na matrixvermenigvuldiging worden de referentiewaarden voor de verschillende stromen bekomen:

$$\begin{aligned} \dot{i}_a^{\text{ref}} &= \frac{1}{3} \{ \underline{v}_a (g_1 + 2g_d) + a \underline{v}_b (g_1 - g_d) + a^2 \underline{v}_c (g_1 - g_d) \} \\ \dot{i}_b^{\text{ref}} &= \frac{1}{3} \{ a^2 \underline{v}_a (g_1 - g_d) + \underline{v}_b (g_1 + 2g_d) + a \underline{v}_c (g_1 - g_d) \} \\ \dot{i}_c^{\text{ref}} &= \frac{1}{3} \{ a \underline{v}_a (g_1 - g_d) + a^2 \underline{v}_b (g_1 - g_d) + \underline{v}_c (g_1 + 2g_d) \} \end{aligned} \quad (4.30)$$

Aangezien enkel de fundamentele component in rekening wordt gebracht, kunnen harmonische vervorming en transiënten buiten beschouwing gelaten worden zodat \underline{v}_x als volgt kan geschreven worden:

$$\underline{v}_x = |v_x| \exp(j\theta_x) \quad (4.31)$$

met $|v_x|$ de amplitude en θ_x de fasehoek van de fasespanning x . In wat volgt wordt de 'ref' weggelaten om de notatie niet te overladen. Als (4.31) wordt vervangen in

(4.30), worden de volgende vergelijkingen bekomen:

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_a &= \frac{1}{3} \{ |v_a| \exp(j\theta_a)(g_1 + 2g_d) + [|v_b| \exp(j(\theta_b + \frac{2\pi}{3})) + \\
 &\quad + |v_c| \exp(j(\theta_c - \frac{2\pi}{3}))](g_1 - g_d) \} \\
 \dot{i}_b &= \frac{1}{3} \{ |v_b| \exp(j\theta_b)(g_1 + 2g_d) + [|v_a| \exp(j(\theta_a - \frac{2\pi}{3})) + \\
 &\quad + |v_c| \exp(j(\theta_c + \frac{2\pi}{3}))](g_1 - g_d) \} \\
 \dot{i}_c &= \frac{1}{3} \{ |v_c| \exp(j\theta_c)(g_1 + 2g_d) + [|v_a| \exp(j(\theta_a + \frac{2\pi}{3})) + \\
 &\quad + |v_b| \exp(j(\theta_b - \frac{2\pi}{3}))](g_1 - g_d) \}
 \end{aligned} \tag{4.32}$$

Deze vergelijkingen worden naar het tijdsdomein vertaald:

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= \frac{1}{3} \{ |v_a| \sin(\phi_a)(g_1 + 2g_d) + [|v_b| \sin(\phi_b + \frac{2\pi}{3}) + \\
 &\quad + |v_c| \sin(\phi_c - \frac{2\pi}{3})](g_1 - g_d) \} \\
 i_b(t) &= \frac{1}{3} \{ |v_b| \sin(\phi_b)(g_1 + 2g_d) + [|v_a| \sin(\phi_a - \frac{2\pi}{3}) + \\
 &\quad + |v_c| \sin(\phi_c + \frac{2\pi}{3})](g_1 - g_d) \} \\
 i_c(t) &= \frac{1}{3} \{ |v_c| \sin(\phi_c)(g_1 + 2g_d) + [|v_a| \sin(\phi_a + \frac{2\pi}{3}) + \\
 &\quad + |v_b| \sin(\phi_b - \frac{2\pi}{3})](g_1 - g_d) \}
 \end{aligned} \tag{4.33}$$

met ϕ_x de ogenblikkelijke fasehoek waarbij $x = a, b$ en c .

De ogenblikkelijke fasehoek ϕ_x wordt bekomen door middel van de fasevolger (PLL). De amplitude van de netspanning $|v_x|$ wordt bepaald op basis van één netperiode zodat deze aan een frequentie van 50 Hz bemonsterd wordt. Er ontstaan in de praktijk ook niet-sinusoidale stromen onder andere ten gevolge van niet-lineaire lasten. De meeste moderne elektronische toestellen zijn van een schakelende voeding voorzien en bijgevolg een potentiële bron van harmonische vervuiling. De aanwezigheid van bronnen van harmonische stromen in het elektrisch net zorgt voor harmonische spanningsvervorming. De harmonische stromen zorgen immers voor een harmonische spanningsval over de netimpedantie. Vergelijking (4.33) leidt tot het injecteren van sinusoidale stromen zodat de inverter geen effect zal hebben op de spanningsvervorming in het net. Een manier om harmonische spannings- en stroomvervorming te dempen is door het synthetiseren van een resistieve ingangsimpedantie ten opzichte van harmonische spanningscomponenten [4]. Er wordt actief vermogen opgenomen voor alle of bepaalde aanwezige harmonische spanningscomponenten waardoor de aanwezige spanningsvervorming wordt gedempt. Als deze weerstand toegepast wordt voor alle harmonische frequenties, zullen de stroom en de spanning dezelfde golfvorm hebben. Dit sluit aan bij de

definitie van actieve stroom als de minimale efficiëve stroom nodig om het actief vermogen te transporteren volgens Fryze [5]. Het gedrag van deze regelstrategie kan op deze manier uitgebreid worden door het toevoegen van een extra signaal aan de referentiewaarde van de stroom (4.33). Er wordt dan een resistief gedrag ten opzichte van de afwijking van de netspanning ten opzichte van de evenwichtswaarde bekomen. De nieuwe referentiewaarden voor de stroom zijn dan:

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= \frac{1}{3} \{ |v_a| \sin(\phi_a)(g_1 + 2g_d) + [|v_b| \sin(\phi_b + \frac{2\pi}{3}) + \\
 &\quad + |v_c| \sin(\phi_c - \frac{2\pi}{3})](g_1 - g_d) \} + g_d(v_a - |v_a| \sin \phi_a) \\
 i_b(t) &= \frac{1}{3} \{ |v_b| \sin(\phi_b)(g_1 + 2g_d) + [|v_a| \sin(\phi_a - \frac{2\pi}{3}) + \\
 &\quad + |v_c| \sin(\phi_c + \frac{2\pi}{3})](g_1 - g_d) \} + g_d(v_b - |v_b| \sin \phi_b) \\
 i_c(t) &= \frac{1}{3} \{ |v_c| \sin(\theta_c)(g_1 + 2g_d) + [|v_a| \sin(\phi_a + \frac{2\pi}{3}) + \\
 &\quad + |v_b| \sin(\phi_b - \frac{2\pi}{3})](g_1 - g_d) \} + g_d(v_c - |v_c| \sin \phi_c)
 \end{aligned} \tag{4.34}$$

De eerste term kan gezien worden als de regimewaarde van de fundamentele component van de stroom waarin het resistief gedrag ten opzichte van de inverse en homopolaire spanningscomponent vervat zit. Indien de ingangsspanning een symmetrisch stel vormt dan zal voorgaande vergelijking herleid worden tot:

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= g_1 \sin(\phi_a) \\
 i_b(t) &= g_1 \sin(\phi_a - \frac{2\pi}{3}) \\
 i_c(t) &= g_1 \sin(\phi_a + \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned} \tag{4.35}$$

Deze vergelijkingen zijn dezelfde als in het geval van de driefasig symmetrische regelstrategie. Een directe stroomcomponent zal in het net geïnjecteerd worden.

Deze eerste term in (4.34) wordt aangepast door de busspanningsregelaar die het vermogenevenwicht tussen het net en de dc-zijde bewaart. De tweede term zal reageren op elke afwijking van de netspanning van de evenwichtswaarde. De stroom ten gevolge van de spanningsafwijking wordt bepaald door de programmeerbare dempende ingangsegeleidbaarheid g_d . Deze term synthetiseert een resistieve ingangsimpedantie voor harmonische spanningscomponenten. De bandbreedte van de stroomregelaar legt een beperking op de maximale harmonische frequenties die gehaald kunnen worden. In de experimentele opstelling is de bandbreedte van de stroomregelaar 1.46 kHz wat dicht bij het voorgestelde model ligt.

In dit werk wordt de invloed van de voorgestelde regelstrategie op harmonischen vervorming van de netspanning niet bestudeerd. Het impedantiegedrag van éénfasige inverter-gekoppelde dg-eenheden voor harmonische spanningscomponenten werd reeds uitvoerig in de literatuur beschreven. Voor meer informatie hieromtrent wordt

de lezer naar [3] en [4] verwezen. De tweede term in (4.34) kan gezien worden als een driefasige uitbreiding van het onderzoek dat reeds aan het laboratorium voor elektrische energietechniek aan de UGent is gebeurd. Voor meer informatie wordt de lezer verwezen naar [3] en [4]. De toegevoegde waarde op het eigen onderzoek met betrekking tot de demping van harmonische spanningscomponenten is beperkt. Daarom wordt er hier niet verder op ingegaan. In Hoofdstuk 7 wordt de invloed van de voorgestelde regelstrategie op spanningsdips bestudeerd. Daar zal worden aangetoond dat de tweede term in (4.34) een belangrijke invloed heeft bij de spanningsdipinitiatie.

4.3.3 Experimentele verificatie

De voorgestelde regelstrategie kan zowel gebruikt worden voor systemen die vermogen uit het net opnemen als voor systemen die vermogen in het net injecteren. Het verschil tussen beide werkingstoestanden kan gevonden worden in het teken van de fundamentele ingangselektrode (g_1). Het driefasig net wordt nagebootst door een driefasige lineaire versterker (PAS15000 van Spitzenberger & Spies), die gebruikt kan worden om een willekeurige golfvorm te genereren. De dg-eenheid wordt in de experimentele opstelling nagebootst door een gelijkspanningsbron (Sorensen SGI600/17C) die een constante gelijkstroom in de dc-bus injecteert. De experimentele opstelling die wordt gebruikt, wordt in de volgende paragraaf in meer detail beschreven. De volgende waarden worden voor de verschillende parameters gekozen :

$$\begin{array}{lll} L_f = 2.1 \text{ mH} & C_f = 5 \text{ } \mu\text{F} & C_{dc} = 1 \text{ mF} \\ I^{\text{ref}} = 16.02 \text{ A} & V^{\text{ref}} = 285 \text{ V} & V_{dc}^{\text{ref}} = 575 \text{ V} \\ V_{\text{rms}} = 115 \text{ V} & V_{dc}^{\text{wens}} = 450 \text{ V} & f_s = 20 \text{ kHz} \end{array}$$

In een eerste experiment wordt een gebalanceerde spanning aan de klemmen van de inverter aangelegd. Vervolgens zal, in een tweede experiment, een ongebalanceerde spanning aan de klemmen van de inverter aangelegd worden.

A. Gebalanceerde ingangsspanning

Als de ingangsspanning aan de klemmen van de inverter gebalanceerd is dan zal de inverter een stel driefasig symmetrische stromen injecteren. Er wordt een symmetrische ingangsspanning aangelegd met een effectieve waarde van 115 V. Als driefasige spanningsbron wordt een driefasige lineaire versterker van Spitzenberger & Spies (PAS15000) gebruikt. Door een defect Een constante gelijkstroom van 3 A wordt in de dc-bus geïnjecteerd. De spanningen die door de inverter worden opgemeten, worden in Figuur 4.10(a) weergegeven. Daar kan gezien worden dan ondanks er een symmetrisch spanningsstel aangelegd wordt, de amplitudes

lichtjes verschillen wat veroorzaakt worden door de verschillende schaalfactoren. Daarenboven ligt de nul van de drie fasespanningen niet symmetrisch wat ook veroorzaakt wordt door de herschaling van de metingen. Bij de verwerking van de metingen wordt eerst een offset van de digitale waarden afgetrokken waarna de waarden herschaald worden. De door de inverter geïnjecteerde stromen worden in Figuur 4.10(b) weergegeven.

B. Ongebalanceerde ingangsspanning

In een volgende test wordt een ongebalanceerde ingangsspanning aan de klemmen van de inverter aangelegd. De effectiefwaarde van de spanning in fase a bedraagt 80 V en de effectiefwaarden van de fasen b en c 115 V. De spanningen die aan de klemmen van de inverter worden opgemeten, worden in Figuur 4.11(a) weergegeven. Een constante gelijkstroom van 3 A wordt in de dc-bus geïnjecteerd. De geïnjecteerde stromen worden in Figuur 4.11(b) afgebeeld. Tijdens dit experiment is de tweede term in (4.34) gelijk aan nul. Het resistief gedrag ten opzichte van de homopolaire en inverse spanningscomponent geeft aanleiding tot de injectie van de grootste stroom in de fase met de minste spanning. De spanning aan de klemmen van de inverter kan geschreven worden als:

$$\begin{aligned} \underline{v}_a &= 0.7 |v| \\ \underline{v}_b &= a^2 |v| \\ \underline{v}_c &= a |v| \end{aligned} \tag{4.36}$$

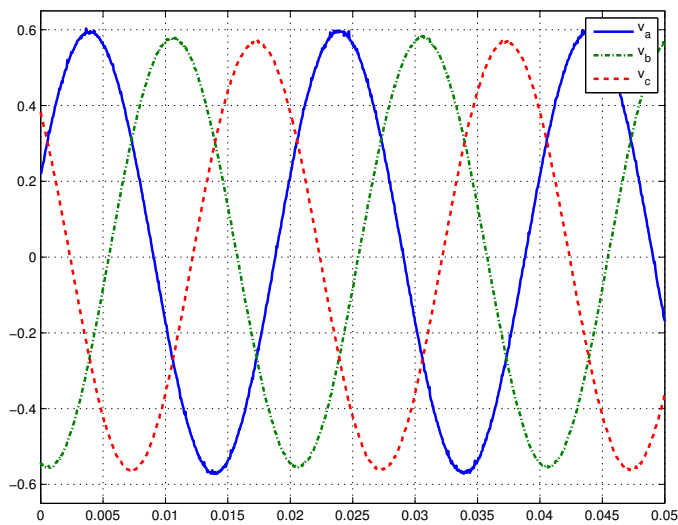
met $|v|$ de amplitude van de spanning aan de inverter.

Dit kan vertaald worden naar symmetrische componenten zodat de volgende uitdrukking bekomen wordt:

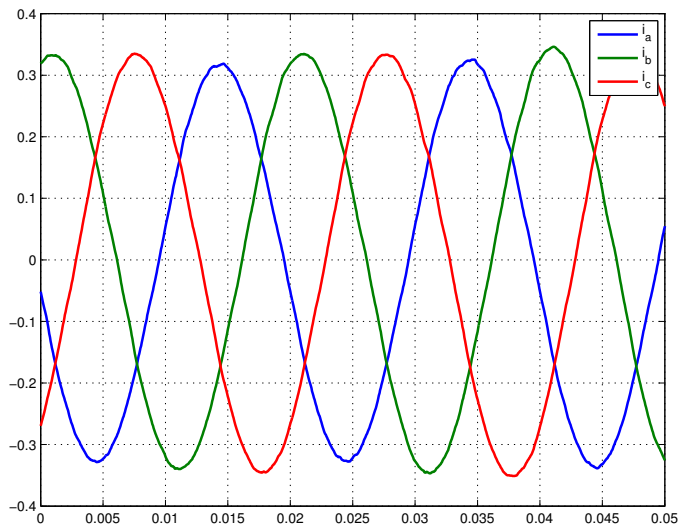
$$\begin{aligned} \underline{v}_0 &= \frac{1}{3} (-0.3) |v| \\ \underline{v}_1 &= \frac{1}{3} (2.7) |v| \\ \underline{v}_2 &= \frac{1}{3} (-0.3) |v| \end{aligned} \tag{4.37}$$

De wenswaarde voor de stroom die door de driefasige dempende inverter in het net geïnjecteerd zullen worden, zijn in symmetrische componenten:

$$\begin{aligned} \underline{i}_0 &= g_d \frac{1}{3} (-0.3) |v| \\ \underline{i}_1 &= g_1 \frac{1}{3} (2.7) |v| \\ \underline{i}_2 &= g_d \frac{1}{3} (-0.3) |v| \end{aligned} \tag{4.38}$$



(a) Gebalanceerde ingangsspanning aan de klemmen van de inverter (in pu)



(b) Opgemeten stromen door de spoelen (in pu)

Figuur 4.10: Inverter in generatorwerking bij een gebalanceerde ingangsspanning

Indien deze vergelijkingen worden vertaald naar fasewaarden dan worden de volgende uitdrukkingen bekomen:

$$\begin{aligned} \dot{i}_a &= \left[\frac{2}{3} g_d (-0.3) + g_1 \frac{1}{3} (2.7) \right] |v| \\ \dot{i}_b &= \left[(1 + a) \frac{g_d}{3} (-0.3) + a^2 g_1 \frac{1}{3} (2.7) \right] |v| \\ \dot{i}_c &= \left[(1 + a^2) \frac{g_d}{3} (-0.3) + a g_1 \frac{1}{3} (2.7) \right] |v| \end{aligned} \quad (4.39)$$

met $|v| = 0.42\sqrt{2}$, $g_1 = -0.7$ en $g_d = 1$, worden de volgende uitdrukkingen bekomen:

$$\begin{aligned} \dot{i}_a &= -0.35 \sqrt{2} \\ \dot{i}_b &= \left[(1 + a) \frac{g_d}{3} (-0.3) + a^2 g_1 \frac{1}{3} (2.7) \right] |v| \\ \dot{i}_c &= \left[(1 + a^2) \frac{g_d}{3} (-0.3) + a g_1 \frac{1}{3} (2.7) \right] |v| \end{aligned} \quad (4.40)$$

De fasorvoorstelling van de verschillende stromen is dan:

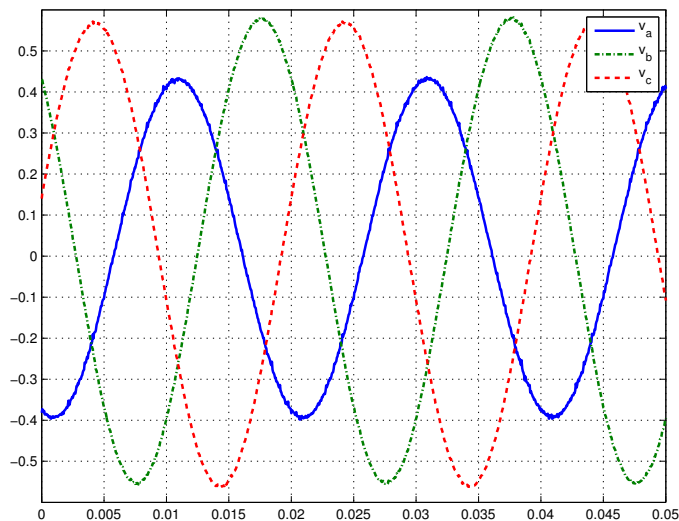
$$\begin{aligned} \dot{i}_a &= -0.47 \\ \dot{i}_b &= 0.31 \exp(j 59.99^\circ) \\ \dot{i}_c &= 0.31 \exp(-j 59.99^\circ) \end{aligned} \quad (4.41)$$

Deze stromen in het tijdsdomein worden ook weergegeven in Figuur 4.11(b). In hoofdstuk 6 en hoofdstuk 7 wordt de invloed van de driefasig dempende regelstrategie verder bestudeerd.

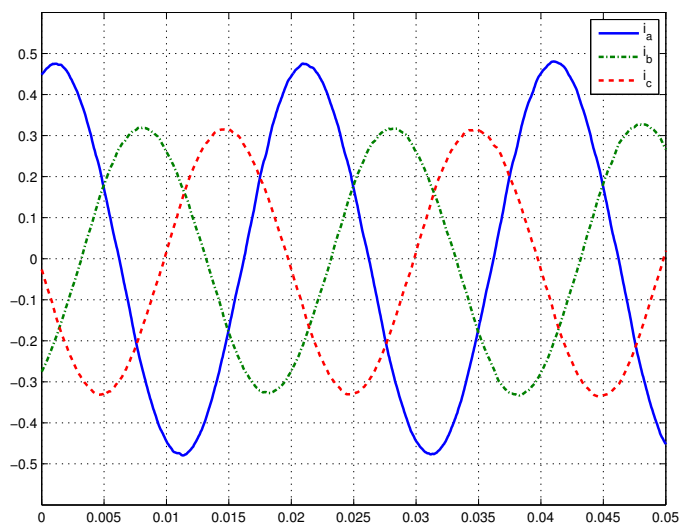
4.4 Besluit

De stroomregelaar zorgt ervoor dat de werkelijke stroom perfect de gewenste waarde van de stroom volgt. Het is belangrijk dat de werkelijke stroom de wenswaarde volgt zonet kunnen er ongewenste stromen in het net geïnjecteerd worden. Opdat de stroomregelaar afgesteld kan worden, is het aangewezen om over een model van de inverter te beschikken waarmee de stroomregelaar kan afgesteld worden. In dit hoofdstuk werd een Z -domein van de stroomregelkring opgesteld. Er werd experimenteel aangetoond dat het opgestelde model de werkelijkheid goed benadert.

De gewenste reactie op spanningsonbalans van een regeling is een resistief gedrag ten opzichte van de homopolaire en inverse component van de netspanning. De wenswaarde voor de inverse en homopolaire stroomcomponent wordt bekomen



(a) Gebalanceerde ingangsspanning aan de klemmen van de inverter (in pu)



(b) Opgemeten stromen door de spoelen (in pu)

Figuur 4.11: Inverter in generatorwerking bij een ongebalanceerde ingangsspanning

door de inverse en homopolaire spanningscomponent te vermenigvuldigen met de programmeerbare dempende ingangseleidbaarheid. De dempende ingangseleidbaarheid (g_d) wordt gelijk gekozen aan 1 pu. Op deze manier is de dempende ingangseleidbaarheid gelijk aan $P_{\text{nom}}/(V_g^{\text{nom}})^2$ waarbij P_{nom} het nominaal vermogen van de inverter is en V_g^{nom} de nominale spanning in het beschouwde knooppunt. Het resistief gedrag is evenwel niet afhankelijk van het geïnjecteerd vermogen. Een manier om harmonische spanningsvervorming te dempen is door het synthetiseren van een resistieve ingangsimpedantie ten opzichte van harmonische spanningscomponenten. Het gedrag van deze regelstrategie kan uitgebreid worden door het toevoegen van een extra signaal aan de referentiewaarde van de stroom. Deze term synthetiseert een resistief gedrag ten opzichte van afwijkingen van de ideale netspanning. Op deze manier wordt een demping van harmonische spanningsvervorming bekomen.

Tevens wordt de experimentele opstelling die ontwikkeld werd voor het onderzoek in dit werk in dit hoofdstuk beschreven. Een driefasig volle brug inverter werd ontworpen die aangestuurd wordt door middel van een FPGA.

Bibliografie

- [1] D. Van de Sype, “Kleinsignaalmodellering van digitaal gestuurde schakelende energie-omzetters,” Doctoraatsproefschrift, Universiteit Gent, Faculteit Ingenieurswetenschappen, Gent, Jan. 2004.
- [2] D. M. Van de Sype, K. De Gussemé, A. P. Van den Bossche, and J. A. Melkebeek, “Duty-ratio feed-forward for digitally controlled boost PFC converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 1, pp. 108–115, Feb. 2005.
- [3] W. R. Ryckaert, “Vermindering van de spanningsvervorming in distributienetten met resistieve shunt-harmonische impedanties,” Doctoraatsproefschrift, Universiteit Gent, Faculteit Ingenieurswetenschappen, Gent, België, juni 2006.
- [4] B. Renders, “Converter-gekoppelde decentrale generatoren en netkwaliteit in laagspanningsnetten,” Doctoraatsproefschrift, Universiteit Gent, Faculteit Ingenieurswetenschappen, Gent, België, juni 2009.
- [5] S. Fryze, “Active, reactive and apparent power in non-sinusoidal systems,” *Przeglad Elektrot*, vol. 7, pp. 193–203, 1931.

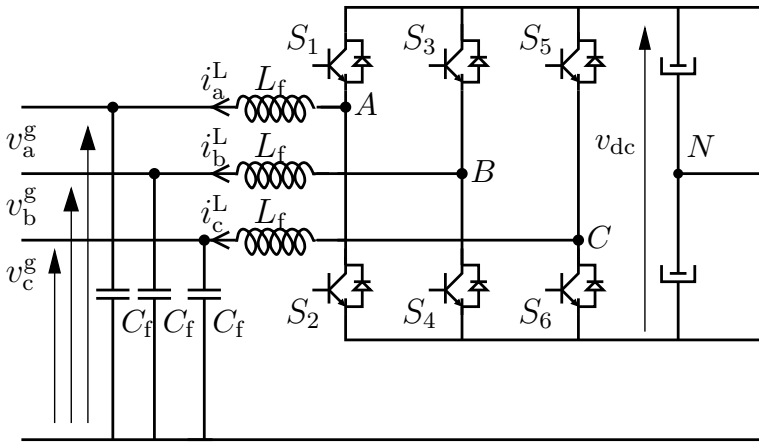
Hoofdstuk 5

Busspanningsregeling van netgekoppelde invertoren

5.1 Inleiding

De regeling van een invertorgekoppelde dg-eenheid kan opgedeeld worden in de stroomregeling en de busspanningsregeling. De belangrijkste taak van de busspanningsregeling is het vermogensevenwicht te bewaren tussen de ac-zijde (net-zijde) en de dc-zijde (dg-zijde). De busspanningsregelaar heeft als uitgang de fundamentele geleidbaarheid die vervolgens gebruikt wordt om de referentiestroom op te bouwen. De taak van de stroomregelaar is ervoor te zorgen dat de geïnjecteerde stroom gelijk is aan de referentiestroom. De busspanningsregeling is niet het kritische deel van de regeling van een inverter-gekoppelde dg-eenheid aangezien het balanceren van het ac- en dc-vermogen een traag proces is en de (grote) dc-bus capaciteit als buffer optreedt. Om deze redenen wordt er in de literatuur relatief weinig aandacht besteed aan de busspanningsregelkring [1–10]. Desalniettemin kan een slecht ontwerp van de busspanningsregelkring nadelige gevolgen hebben op de stroomgolfvorm. Om dit te vermijden wordt in dit hoofdstuk een busspanningsregelaar voorgesteld die geen nadelige invloed heeft op de stroomgolfvorm. Vervolgens wordt een model van de busspanningsregelkring opgesteld dat gebruikt zal worden om de busspanningsregelaar af te stellen.

In dit werk wordt een regeling voor driefasige inverter-gekoppelde dg-eenheden voorgesteld die niet alleen toelaat dat er actief vermogen in het net geïnjecteerd wordt maar die tevens een resistief gedrag voor de homopolaire en inverse spanningscomponent synthetiseert. Deze regeling kan enkel geïmplementeerd worden met behulp van driefasige invertoren die een verbinding met de neutrale toelaten. In hoofdstuk 2 werd reeds een overzicht gegeven van verschillende topologieën die dit mogelijk maken. De topologie die in dit werk gekozen wordt, is de driefasige



Figuur 5.1: Topologie van de driefasige inverter met gesplitste dc-bus

inverter waar de neutrals verbonden wordt met behulp van de in twee gesplitste dc-bus (Eng. split-link inverter) waarvan de topologie in Figuur 5.1 wordt weergegeven. Deze topologie laat toe dat de inverter als drie éénfasige invertoren kan geregeld worden wat de stroomregeling sterk vereenvoudigt. Een nadeel van deze topologie is dat de spanning van het middelpunt van de dc-bus actief gebalanceerd dient te worden. In het tweede deel van dit hoofdstuk zullen verschillende methoden bestudeerd worden om het middelpunt van de dc-bus actief te balanceren.

5.2 Busspanningsregeling

5.2.1 Inleiding

De busspanningsregeling van een driefasige inverter is niet het kritische deel van de regeling. Als het net gebalanceerd is en p_{dc} constant is, is er geen rimpel op de dc-bus spanning in tegenstelling tot éénfasige invertoren waar er steeds een rimpel met de dubbele netfrequentie aanwezig is. De grootte van de rimpel is afhankelijk van de grootte van de dc-buscapaciteit en de stroom. Indien er enerzijds onbalans (in spanning of stroom) of anderzijds harmonische vervorming in het driefasig net aanwezig zijn, zal er een rimpel op de dc-busspanning aanwezig zijn. Deze spanningsrimpel kan interageren met de busspanningsregeling indien deze niet ontworpen is om om te gaan met een vervorming in de dc-busspanning. Dit kan dan aanleiding geven tot harmonischen in de geïnjecteerde stromen [11]. Er zijn verschillende mogelijkheden om de invloed van de rimpel op de stroomregeling te verminderen.

De busspanningsregelaar is vaak een PI-regelaar [3, 12–15] waarvan de bemonsteringsfrequentie laag wordt gekozen om zo de invloed van de rimpel op de dc-busspanning te verminderen. Een alternatieve manier om deze invloed te beperken is de busspanning te bemonsteren op de nuldoorgangen van de rimpel. Zo wordt de rimpel verborgen voor de busspanningsregeling [16]. In [17] en [18] wordt een laagdoorlaatfilter gebruikt om de rimpel weg te werken. Het gebruik van een laagdoorlaatfilter vertraagt echter de snelheid van de busspanningsregelaar wat leidt tot een grotere variatie van de busspanning tijdens een transiënt.

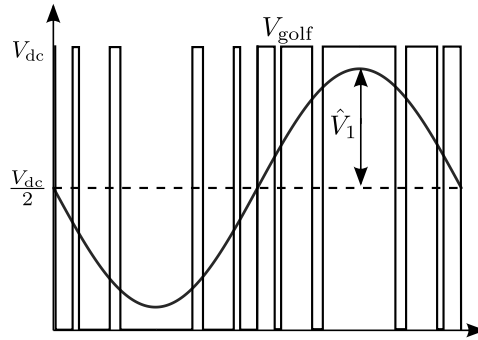
Naast de rimpel heeft ook het tijdstip waarop de uitgang van de regelaar, de fundamentele ingangseleidbaarheid, en bijgevolg ook de referentiestroom wordt bijgewerkt invloed op de harmonische inhoud van de geïnjecteerde stroomgolfvorm. De uitgang van de regelaar wordt normaal gesynchroniseerd met de nuldoorgangen van een stroom in een fase [1–10]. Deze methode zal echter leiden tot een stap in de amplitude van de geïnjecteerde stroom in de overige twee fasen indien de uitgang wordt aangepast ten gevolge van een transiënt in het vermogensevenwicht. Deze stap in de amplitude kan een nadelige invloed hebben op de netspanning. Het is mogelijk dat kleine, hoogfrequente, harmonische spanningen ten gevolge van de inverter versterkt worden door serie- en parallel-resonanties [19]. In [20,21] wordt aangetoond dat vervormingen in de stroom en/of spanning aanleiding kunnen geven tot LC-resonantie met een verminderde netkwaliteit tot gevolg. Vervormingen in de stroom kunnen vermeden worden door het tijdstip waarop de uitgang van de busspanningsregelaar bijgewerkt wordt aan te passen, wat verder in dit hoofdstuk zal aangetoond worden.

In deze paragraaf wordt eerst de benutting van de busspanning bestudeerd. Vervolgens wordt er een algemene beschrijving van de busspanningsregelaar gegeven waar een regeling voorgesteld zal worden die geen negatieve invloed heeft op de stroomgolfvorm. Een model van de busspanningsregelkring zal opgesteld worden waarna een busspanningsregelaar ontworpen wordt die aan de hand van simulatie en experiment geverifieerd wordt.

5.2.2 Benutting van de busspanning

Met een inverter wenst men een bepaalde grondharmonische spanning V_1 aan de uitgang te vormen. Voor een gegeven amplitude \hat{V}_1 van deze grondharmonische, gebeurt dit best met een zo laag mogelijke busspanning. Dit heeft namelijk een reductie van de harmonischen tot gevolg. Volgende berekening toont dit aan [22, 23].

Stel dat de golfvorm aan de uitgangsklemmen van een éénfasige inverter een gelijkspanningscomponent $V_{dc}/2$ heeft. De spanningsgolfvorm wordt opgebouwd door middel van een pulswijdtemodulator (PWM) en bestaat uit blokken van 0 tot V_{dc} , zie Figuur 5.2.



Figuur 5.2: Golfvorm aan de uitgang van een éénfasige inverter

De effectiefwaarde van deze golf is:

$$V_{\text{golf}} = \sqrt{\delta} \cdot V_{\text{dc}} \quad (5.1)$$

Met een gemiddelde pulswijdteverhouding δ van 50% is het verband tussen V_{golf} en de busspanning:

$$V_{\text{golf}}^2 = \frac{V_{\text{dc}}^2}{2} \quad (5.2)$$

De golfvorm kan opgesplitst worden in een grondharmonische V_1 , de gelijkspanningscomponent $V_{\text{dc}}/2$ en harmonischen V_H . Het verband met V_{golf} is:

$$V_{\text{golf}}^2 = V_1^2 + \left(\frac{V_{\text{dc}}}{2}\right)^2 + V_H^2 \quad (5.3)$$

Substitutie van vergelijking (5.2) geeft het verband tussen de gewenste grondharmonische uitgangsspanning V_1 , de busspanning V_{dc} en de effectiefwaarde van de harmonischen V_H :

$$V_H^2 = \frac{V_{\text{dc}}^2}{4} - V_1^2 = \frac{V_{\text{dc}}^2}{4} - \hat{V}_1^2 \quad (5.4)$$

Uit deze vergelijking blijkt het belang van een gewenste \hat{V}_1 te kunnen vormen met een lage busspanning.

Een ander voordeel van een lage busspanning is de mogelijkheid om goedkopere en kleinere buscondensatoren te gebruiken.

Een ongemoduleerde blok golfspanningsinverter heeft als maximale gekoppelde spanning:

$$\hat{V}_g = \sqrt{3} \frac{4}{\pi} \frac{V_{\text{dc}}}{2} = 1.1027 V_{\text{dc}} \quad (5.5)$$

Het gebruik van de busspanning is hier zeer hoog, net zoals de harmonische inhoud. Voor een klassieke driefasige PWM-gevoede spanningsbroninverter zonder neutrale verbinding is de maximale gekoppelde spanning:

$$\hat{V}_g = \sqrt{3} \frac{V_{dc}}{2} = 0.866 V_{dc} \quad (5.6)$$

Dit is een relatief lage waarde. Deze spanning kan verhoogd worden door als referentiespanning de som te nemen van een sinusoïde en een derde harmonische. De amplitude van de gewenste uitgangsspanning kan hiermee hoger worden gekozen, zonder dat de maximale waarde van de totale referentiespanning hoger wordt dan 1 pu. De maximale gekoppelde spanning is dan:

$$\hat{V}_g = V_{dc} \quad (5.7)$$

Hetzelfde resultaat wordt ook bereikt met ruimtevectormodulatie (SVM) aangezien deze in principe ook een derde harmonische toevoegt [24]. De derde harmonische in de fasespanningen zal niet aanwezig zijn in de gekoppelde spanningen en ook niet in de lijnstromen. Er is immers geen neutrale verbinding waar een homopolaire stroom zou kunnen lopen.

Indien een derde harmonische spanningscomponent geïnjecteerd wordt bij driefasige invertoren met een neutrale verbinding, zal dit aanleiding geven tot een derde harmonische stroom in de neutrale. Dit zal aanleiding geven tot extra verliezen en een verschuiving van het neutrale punt. Bij de inverter met vier benen kan men echter wel eenzelfde verhoging in \hat{V}_g bekomen met de eerder vermelde driedimensionale ruimtevectormodulatie [25], [26]. Het vierde been resulteert in een extra vrijheidsgraad waardoor 3 dimensionale SVM mogelijk is. De inverter met gesplitste bus heeft deze extra vrijheidsgraad niet. Bijgevolg dient de dc-busspanning in het geval van de inverter met gesplitste dc-bus 15% hoger te zijn in het geval van de inverter met vier benen om eenzelfde uitgangsspanning te bereiken.

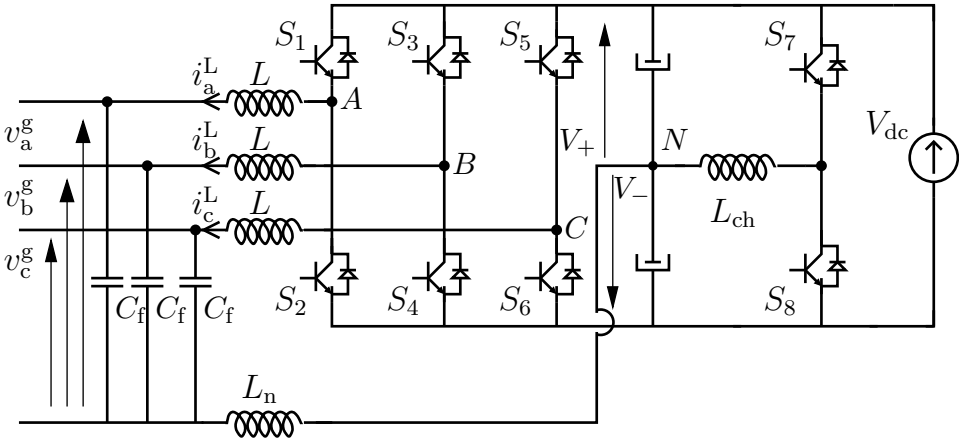
In [27] wordt een methode voorgesteld om de benutting van de busspanning bij de inverter met gesplitste bus toch met 15% te verhogen. De topologie met gesplitste bus wordt daarvoor uitgebreid met twee extra schakelaars S_7 , S_8 en een smoorspoel (L_{ch}). Deze fungeren als halve-brug hakker om het middelpunt van de bus te voeden. De energiebron wordt hier als spanningsbron V_{dc} voorgesteld. Figuur 5.3 toont de topologie.

De ‘busbar offsetspanning’ V_X wordt als volgt gedefinieerd (cf. Figuur 5.3):

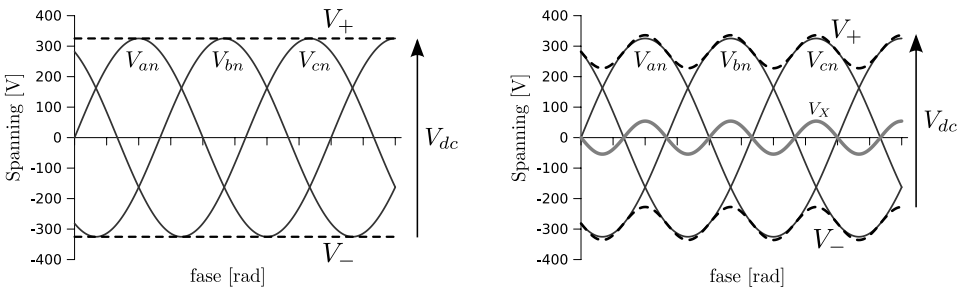
$$V_X = V_+ - \frac{1}{2}V_{dc} = -V_- + \frac{1}{2}V_{dc} \quad (5.8)$$

Een equivalente definitie is:

$$V_X = \frac{V_+ + V_-}{2} \quad (5.9)$$



Figuur 5.3: Topologie van de inverter gebruikt in [27]



Figuur 5.4: Fasespanningen en vereiste busspanning V_{dc}

Indien de busspanning gelijk verdeeld is over de twee buscondensatoren, wordt $V_X = 0$. Dit is de eerste voor de hand liggende situatie die in regime vanzelf bekomen wordt als de neutrale stroom nul is (zonder de toegevoegde hakker).

Figuur 5.4 toont de fasespanningen V_{an} , V_{bn} en V_{cn} , de busspanning V_{dc} en de spanningen V_+ , V_- en V_X in de twee gevallen. In het eerste geval (links) is $V_X = 0$. In deze situatie is de maximale gekoppelde spanning zoals in vergelijking (5.6), namelijk $0.866 V_{dc}$. In het tweede geval (rechts) werd voor $V_X(t)$ een derde harmonische gekozen:

$$V_X(t) = -\frac{1}{6} \hat{V}_1 \sin(3\omega t) \quad (5.10)$$

De extra schakelaars en de smoorspoel L_{ch} kunnen met een gepaste regelkring deze spanning, $V_X(t)$, genereren [27]. De derde harmonische is ook terug te vinden in

V_+ en V_- . De busspanning V_{dc} blijft echter constant. De maximale gekoppelde spanning is nu gelijk aan V_{dc} . In de tweede situatie mag de busspanning dus 15% kleiner worden genomen in vergelijking met de eerste situatie.

Deze methode is equivalent met injectie van derde harmonischen in de fasespanningen bij een invertor zonder neutrale verbinding. Het verschil is nu echter dat de derde harmonische wordt geïnjecteerd in het middelpunt van de bus. Een nadeel van deze methode is dat er twee extra schakelaars nodig zijn, waardoor ook de topologie met gesplitste bus acht schakelaars krijgt. Een voordeel is wel dat het EMC-probleem van de topologie met vier benen vermeden wordt (cf. § 2.3.4). Bovendien is de aansturing van deze invertor nog steeds heel wat eenvoudiger.

De bruikbaarheid van deze methode wordt ernstig beperkt door de waarde C_{dc} van de buscondensator. Om toe te laten dat het middelpunt de derde harmonische volgt en om de stroom van de hakker te beperken, dient C_{dc} klein te zijn. In [27] wordt bv. een C_{dc} van $12.5 \mu\text{F}$ gebruikt. Omwille van verscheidene redenen is het gebruik van een zeer lage waarde voor C_{dc} nadelig. In §5.3.7 .E., wordt dit verder uitgewerkt.

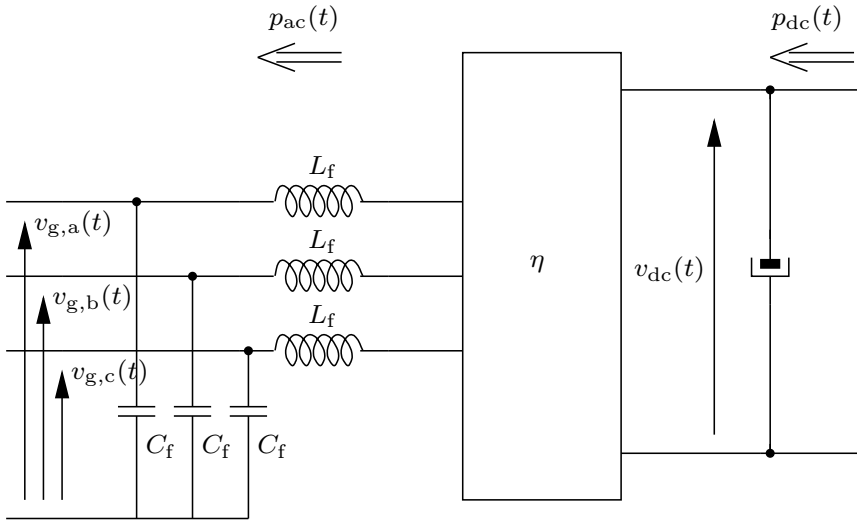
5.2.3 Algemene beschrijving

In Figuur 5.5 wordt het prinsipeschema van een driefasige netgekoppelde dg-eenheid weergegeven. Aan de linkerkzijde bevindt zich het net waar het elektrisch vermogen in geïnjecteerd zal worden, aan de rechterzijde bevindt zich de dg-eenheid die via een dc-bus het elektrisch vermogen naar het net stuurt. De busspanningsregelkring zal het evenwicht tussen de ac- en dc-zijde bewaren en zal de busspanning op een constante gelijkspanning, een vooropgestelde wenswaarde, v_{dc}^{ref} houden. Deze spanning dient voldoende hoog te zijn om de gewenste uitgangsspanningen te bereiken. Een onnodig hoge busspanning heeft echter negatieve gevolgen voor de amplitude van de harmonischen, zie vergelijking (5.4).

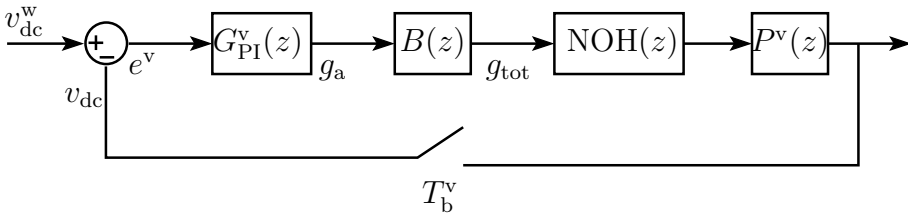
De variatie van de busspanning wordt bepaald door de vermogenbalans over de buscondensatoren. Een gelijke toe- en afvoer impliceert een constante busspanning. Een grotere toevoer p_{dc} dan afvoer p_{ac} aan de netzijde laat de busspanning stijgen. In de omgekeerde situatie daalt de busspanning. Het vermogen p_{dc} van de energiebron wordt als niet-beïnvloedbaar en dus gegeven beschouwd. Door p_{ac} te regelen kan de busspanning naar de wenswaarde worden gebracht. Figuur 5.6 toont de schematische voorstelling van de busspanningsregelkring.

Bespreking van de regelkring

De wenswaarde v_{dc}^{ref} is de ingang van de regelkring. De werkelijke busspanning v_{dc} wordt gemeten en het verschil $v_{dc}^{\text{ref}} - v_{dc} = e^v$ dient als ingang van de regelaar. In dit werk wordt een PI-regelaar gebruikt met als transfertfunctie $G_{PI}^v(z)$. De uitgang



Figuur 5.5: Principeschema van een driefasige netgekoppelde dg-eenheid



Figuur 5.6: Schematische voorstelling van de busspanningsregelkring

hiervan is de geleidbaarheid g_a die de stroom in fase a (en eveneens in de fasen b en c), en dus het vermogen p_{ac} , zal bepalen. Deze geleidbaarheid g_a kan voorlopig als volgt worden ingevoerd (g_b en g_c worden op dezelfde manier gedefinieerd voor de fasen b en c):

$$i_a^L(t) \simeq g_a(t) v_{g,a}(t) \quad (5.11)$$

De geleidbaarheid g_a kan nu worden gebruikt om de geleidbaarheden g_b en g_c van de fasen b en c te bepalen. Dit kan namelijk op verschillende manieren gebeuren [28]. In de regelkring wordt dit voorgesteld door de transferfunctie $B(z)$ van de geleidbaarheid g_a naar de totale geleidbaarheid $g_{tot} = g_a + g_b + g_c$. Afhankelijk van de gebruikte manier wijzigt deze transferfunctie, waarvoor hier twee mogelijkheden zullen bekeken worden. De geleidbaarheid g_{tot} wordt vervolgens

door de Nulde-Orde Houder of NOH (Eng.: ‘Zero Order Hold’ of ZOH) gedurende een tijd T_b^v constant gehouden. NOH(s) stelt de transfertfunctie van de Nulde-Orde-Houder voor. De tijd T_b^v stelt meteen de bemonsteringsperiode van de busspanningsregelkring voor. Het resultaat van de NOH dient als ingang van de procesttransfertfunctie $P^v(s)$. Deze transfertfunctie van de totale geleidbaarheid g_{tot} naar busspanning v_{dc} beschrijft het gedrag van de inverter en wordt afgeleid uit een kleinsignaalmodel wat later in dit hoofdstuk besproken zal worden.

Zoals hierna besproken wordt, is de busspanningsregelkring eerder traag. De stroomregelkring kan voor de bespreking van de busspanningsregelkring zeer snel worden verondersteld. De werkelijke stroom volgt m.a.w. de gewenste stroom perfect.

Invloed van de busspanningsregelkring op stroomvormdistorties

De bemonsteringsperiode T_b^v zal eerder groot worden gekozen, wat gelijk is aan een lage bemonsteringsfrequentie f_b^v . De balancering van de vermogens p_{ac} en p_{dc} is een traag proces met de buscondensator als buffer. Bovendien is de busspanningsregeling minder kritisch dan de stroomregeling die met een hoge bemonsteringsfrequentie werkt [11]. De keuze van f_b^v heeft een invloed op de stroomregelkring. Ook de ogenblikken waarop de geleidbaarheden g_a , g_b en g_c worden aangepast, zijn van belang. Beide worden hierna besproken.

In een driefasig systeem is het vermogen $p_{ac}(t)$ constant, op voorwaarde dat de spanningen en stromen symmetrisch zijn of dus een direct stel vormen. Bij asymmetrie van de fasespanningen of -stromen of bij aanwezigheid van harmonischen is het vermogen $p_{ac}(t)$ niet langer constant en treedt er een rimpel op in de busspanning. Een busspanningsregelkring met een te hoge f_b^v probeert deze rimpel tegen te werken door de geleidbaarheden aan te passen, waardoor de golfvorm van de stroom vervormd wordt. Deze vervormde stroom is ongewenst, aangezien dit aanleiding kan geven tot resonanties [20,21]. De busspanningsregelkring mag dus niet op deze rimpel reageren. Een grote waarde van de buscondensator C_{dc} kan deze rimpel tot een aanvaardbaar niveau beperken.

De frequentie f_b^v zou zeer laag kunnen gekozen worden. De regelkring reageert dan niet op de snelle veranderingen in de busspanning. De regelkring wordt op die manier bijzonder traag, waardoor de regelaar de spanning niet onder controle kan houden bij plotse vermogensschommelingen (plotse verandering van p_{dc} , fouten in het net waardoor p_{ac} plots wijzigt, enz.). Door de bemonstering op het juiste ogenblik te laten plaatsvinden, kan de regelkring ongevoelig gemaakt worden voor oscillaties in de dc-busspanning. Een regelkring met een f_b^v van 100Hz gesynchroniseerd met de nuldoorgangen van de netspanning zal die harmonischen niet waarnemen. Ze worden verborgen aangezien de busspanningsmeting bemonsterd wordt op de nuldoorgangen waardoor de regelkring er niet op zal reageren.

De stroom kan door een andere oorzaak vervormd worden. Wanneer de geleidbaarheid g van een fase op een willekeurig moment wordt aangepast, zal dit resulteren in een stap in de amplitude wat resulteert in stroomvormdistorsie. Niet alleen de frequentie f_b^v en het ogenblik van bemonstering is dus van belang, maar ook het moment waarop de geleidbaarheid g wordt gebruikt om de stroomwenswaarde te berekenen. Het is aangewezen om deze aanpassing van de geleidbaarheid voor elke fasestroom te laten gebeuren wanneer deze een nuldoorgang kent. Dit houdt in dat de wenswaarde van elke fasestroom met een zekere tijdsvertraging aangepast wordt.

Een laatste methode om ervoor te zorgen dat de busspanningsregelkring weinig of niet reageert op rimpels in de busspanning is de keuze van een lage bandbreedte. De rimpels hebben frequenties van 150Hz of meer. Wanneer de busspanningsregelkring een eerder lage bandbreedte (10 - 100Hz) heeft, zal er niet gereageerd worden op deze hogere frequenties.

Samengevat wordt de negatieve invloed van de busspanningsregeling op de stroomvorm door volgende maatregelen beperkt:

- De bemonsteringsfrequentie f_b^v wordt gelijk aan 100Hz gekozen.
- De bemonstering gebeurt op de nuldoorgangen van de netspanning.
- De aanpassing van de wenswaarde van een fasestroom aan zijn nieuwe geleidbaarheid g gebeurt met een vertraging tot aan de nuldoorgang van de respectievelijke fasestroom.
- De bandbreedte van de PI-regelaar wordt laag gekozen (10 - 100Hz).

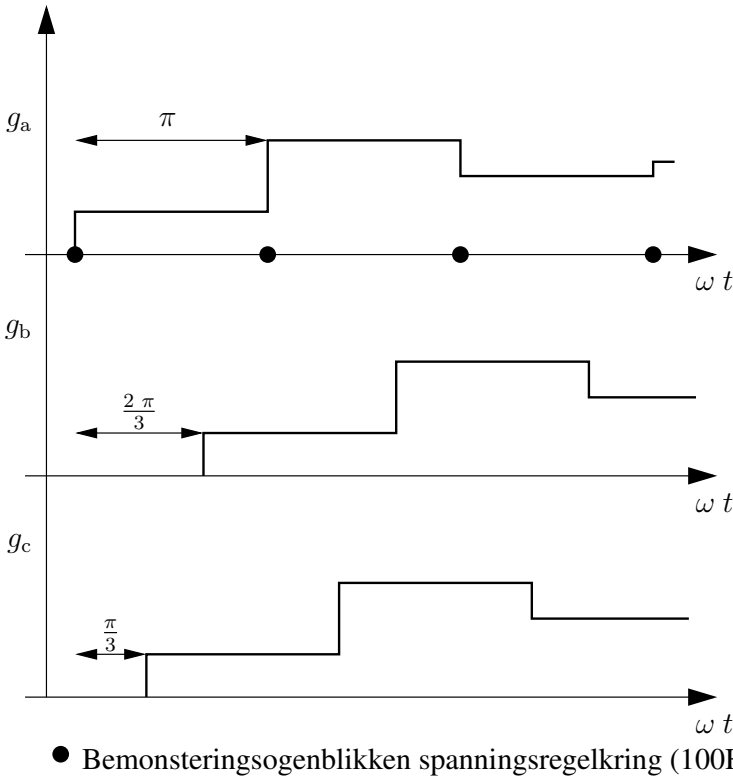
Hierna zullen twee verschillende busspanningsregelaars worden bekeken, namelijk met en zonder vertraagde aanpassingen. Beide busspanningsregelaars hebben een bemonsteringsfrequentie van 100Hz en bemonsteren synchroon met de nuldoorgangen van de stroom in fase a. Ze hebben een verschillende dynamica, wat in de regelkring terug te vinden is in een verschillende $B(z)$. De reactie van beide busspanningsregelaars en de bijhorende stromen zullen later bekomen worden met een simulatie en door metingen.

Transfertfuncties van de busspanningsregelkring

De transfertfunctie van de NOH wordt in het Laplace-domein gegeven door:

$$\text{NOH}(s) = \frac{1 - \exp(-s T_b^v)}{s} \quad (5.12)$$

Beide busspanningsregelaars zullen de geleidbaarheid g_a berekenen aan 100Hz synchroon met de nuldoorgangen van de stroom in fase a. Voor de busspanningsregelaar zonder vertraagde aanpassingen wordt dit ook meteen de geleidbaarheid



Figuur 5.7: Geleidbaarheden g_a , g_b en g_c voor de busspanningsregelaar met vertraagde aanpassingen

g_b en de geleidbaarheid g_c , ook al is er op dat moment geen nuldoorgang van de stroom in fase b en c. Dit kan aanleiding geven tot vervorming van de stromen b en c. Aangezien hier $g_b = g_a$ en $g_c = g_a$ wordt de transfertfunctie $B(z)$:

$$B(z) = \frac{g_{tot}}{g_a} = \frac{g_a + g_b + g_c}{g_a} = 3 \tag{5.13}$$

Voor de busspanningsregelaar met vertraagde aanpassingen zal de geleidbaarheid g_b pas $\frac{2\pi}{3}$ rad na het bemonsteringsogenblik aangepast worden aan deze nieuwe g_a . De stroom in fase b heeft immers steeds $\frac{2\pi}{3}$ rad na de stroom in fase a een nuldoorgang. De stroom in fase c heeft steeds $\frac{\pi}{3}$ rad na de stroom in fase a een nuldoorgang. Deze situatie wordt in Figuur 5.7 weergegeven.

Hier wordt duidelijk gemaakt dat tijdens één bemonsteringsperiode de geleidbaarheid g_b gedurende 1/3 van de tijd gelijk is aan de nieuwe geleidbaarheid $g_a(n)$ en gedurende 2/3 van de tijd gelijk is aan de oude geleidbaarheid $g_a(n - 1)$. Gemid-

deld kan voor $g_b(n)$ geschreven worden:

$$g_b(n) = \frac{1}{3} g_a(n) + \frac{2}{3} g_a(n-1) \quad (5.14)$$

Bij overgang naar het \mathcal{Z} -domein wordt de volgende vergelijking bekomen:

$$g_b(z) = \frac{1 + 2z^{-1}}{3} g_a(z) \quad (5.15)$$

Voor $g_c(n)$ kan op analoge wijze geschreven worden:

$$g_c(n) = \frac{2}{3} g_a(n) + \frac{1}{3} g_a(n-1) \quad (5.16)$$

Bij overgang naar het \mathcal{Z} -domein wordt de volgende vergelijking bekomen:

$$g_c(z) = \frac{2 + z^{-1}}{3} g_a(z) \quad (5.17)$$

De totale geleidbaarheid $g_{\text{tot}}(z) = g_a(z) + g_b(z) + g_c(z)$ kan op die manier in het \mathcal{Z} -domein geschreven worden in functie van g_a :

$$g_{\text{tot}}(z) = \left[1 + \frac{1 + 2z^{-1}}{3} + \frac{2 + z^{-1}}{3} \right] g_a(z) = [2 + z^{-1}] g_a(z) \quad (5.18)$$

Voor de busspanningsregelaar met vertraagde aanpassingen wordt de transfertfunctie $B(z)$ dus:

$$B(z) = \frac{g_{\text{tot}}}{g_a} = 2 + z^{-1} = \frac{2z + 1}{z} \quad (5.19)$$

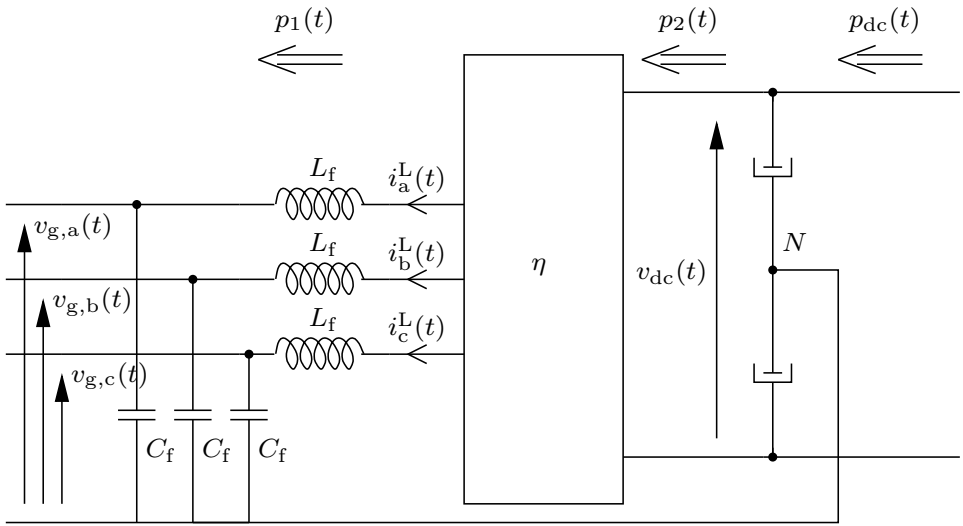
Naar analogie met de stroomregelkring wordt de transfertfunctie $H^v(s)$ als volgt gedefinieerd:

$$H^v(s) = \text{NOH}(s) \cdot P^v(s) \quad (5.20)$$

Deze transfertfunctie moet naar het \mathcal{Z} -domein worden omgezet. De transfertfunctie van de totale regellus uit Figuur 5.6 wordt in het \mathcal{Z} -domein:

$$\begin{aligned} \frac{v_{\text{dc}}(z)}{v_{\text{dc}}^{\text{ref}}(z)} &= \frac{G_{\text{PI}}^v(z) \cdot B(z) \cdot \mathcal{Z}\{H^v(s)\}}{1 + G_{\text{PI}}^v(z) \cdot B(z) \cdot \mathcal{Z}\{H(s)^v\}} \\ &= \frac{G_{\text{PI}}^v(z) \cdot B(z) \cdot \mathcal{Z}\{\text{NOH}(s) \cdot P^v(s)\}}{1 + G_{\text{PI}}^v(z) \cdot B(z) \cdot \mathcal{Z}\{\text{NOH}(s) \cdot P^v(s)\}} \end{aligned} \quad (5.21)$$

In de volgende paragraaf wordt eerst de transfertfunctie $P^v(s)$ afgeleid. Hiermee kan vervolgens $H^v(z)$ worden gezocht, wat tenslotte het ontwerp van de regelaar $G_{\text{PI}}^v(z)$ in het \mathcal{Z} -domein toelaat.



Figuur 5.8: Principeschets voor de afleiding van $P^v(s)$

5.2.4 Transfertfunctie totale geleidbaarheid naar dc-busspanning

Een belangrijke transfertfunctie in de regelkring is de procestransfertfunctie $P^v(s)$ van de totale geleidbaarheid g_{tot} naar de busspanning v_{dc} . Figuur 5.8 toont enkele nodige grootheden op een principeschets van de inverter.

Het vermogen $p_{dc}(t)$ is afkomstig van de energiebron en $p_2(t)$ is het dc-vermogen opgenomen door de inverter. Het verband tussen beide wordt gegeven door:

$$p_2(t) = p_{dc}(t) - \frac{C_{dc}}{2} \frac{d(v_{dc}(t))^2}{dt} \tag{5.22}$$

Het vermogen $p_2(t)$ wordt vervolgens door de inverter omgezet in $p_1(t)$. Deze vermogens zijn gelijk op het rendement van de inverter η na:

$$p_1(t) = \eta p_2(t) \tag{5.23}$$

Aangezien de stroom door de neutrale zeer klein is en de hoogfrequente stroomcomponenten gefilterd worden, kan het vermogen dat door de neutrale vloeit verwaarloosd worden.

Tenslotte komt het vermogen $p_1(t)$ terecht in de smoorspoelen L_f en het net. Er wordt verondersteld dat de spoelen in het lineaire gebied gebruikt worden en bij-

gevolg niet in verzadiging zijn. Het kan geschreven worden als:

$$\begin{aligned}
 p_1(t) &= v_{g,a}(t) i_a^L(t) - \frac{L_f}{2} \frac{d(i_a^L(t))^2}{dt} \\
 &+ v_{g,b}(t) i_b^L(t) - \frac{L_f}{2} \frac{d(i_b^L(t))^2}{dt} \\
 &+ v_{g,c}(t) i_c^L(t) - \frac{L_f}{2} \frac{d(i_c^L(t))^2}{dt}
 \end{aligned} \tag{5.24}$$

Gebruik makend van de ingevoerde geleidbaarheden g_a , g_b en g_c kunnen de stromen $i_a^L(t)$, $i_b^L(t)$ en $i_c^L(t)$ vervangen worden door respectievelijk $g_a(t) v_{g,a}(t)$, $g_b(t) v_{g,b}(t)$ en $g_c(t) v_{g,c}(t)$. Hierna wordt de tijdsafhankelijkheid ‘(t)’ weggelaten om de notatie niet te overladen.

$$\begin{aligned}
 p_1(t) &= g_a v_{g,a}^2 + g_b v_{g,b}^2 + g_c v_{g,c}^2 \\
 &- \frac{L_f}{2} \frac{d [g_a v_{g,a}]^2}{dt} - \frac{L_f}{2} \frac{d [g_b v_{g,b}]^2}{dt} - \frac{L_f}{2} \frac{d [g_c v_{g,c}(t)]^2}{dt} \\
 &= \eta p_{dc} - \eta \frac{C_{dc}}{2} \frac{dv_{dc}^2}{dt}
 \end{aligned} \tag{5.25}$$

Deze vergelijking bevat niet-lineariteiten. Om deze te elimineren wordt er overgegaan naar een kleinsignaalmodel. Elke tijdsafhankelijke parameter wordt geschreven als de som van een (tijdsafhankelijke) evenwichtswaarde en een uitwijking hierop.

$$\begin{aligned}
 v_{g,x} &= V_{g,x} + \tilde{v}_{g,x} & v_{dc} &= V_{dc} + \tilde{v}_{dc} & p_{dc} &= P_{dc} + \tilde{p}_{dc} \\
 g_a &= G + \tilde{g}_a & g_b &= G + \tilde{g}_b & g_c &= G + \tilde{g}_c
 \end{aligned} \tag{5.26}$$

waarbij een hoofdletter staat voor de regimewaarde en de letter met een tilde voor de uitwijking.

De regimewaarde van de netspanning is de fundamentele (50Hz component). Voor fase a kan deze geschreven worden als:

$$V_{g,a}(t) = \sqrt{2} V_{rms} \sin(\omega t) \tag{5.27}$$

Voor de andere fasen b en c krijgen de netspanningen $V_{g,b}(t)$ en $V_{g,c}(t)$ een faseverschuiving van respectievelijk $-2 \pi/3$ en $-4 \pi/3$. De evenwichtswaarde van de busspanning V_{dc} is de nominale waarde (bv. 400V voor éénfasige invertoren, 700V voor driefasige invertoren). G is de nominale geleidbaarheid die zal resulteren in de nominale stroom indien het dc-vermogen gelijk is aan het nominale dc-vermogen P_{dc} . Deze nominale geleidbaarheid wordt voor elke fase gelijk genomen omdat in regime elke fase dezelfde geleidbaarheid krijgt.

Vergelijking (5.25) wordt in kleinsignaal:

$$\begin{aligned}
& 3 G v_{g,\text{rms}}^2 + \tilde{g}_a V_a^2 + \tilde{g}_b V_{g,b}^2 + \tilde{g}_c V_{g,c}^2 \\
& + 2 G [V_{g,a} \tilde{v}_{g,a} + V_{g,b} \tilde{v}_{g,b} + V_{g,c} \tilde{v}_{g,c}] - L_f G^2 [V_{g,a} \frac{d\tilde{v}_{g,a}}{dt} + V_{g,b} \frac{d\tilde{v}_{g,b}}{dt} \\
& + V_{g,c} \frac{d\tilde{v}_{g,c}}{dt} + \tilde{v}_{g,a} \frac{dV_{g,a}}{dt} + \tilde{v}_{g,b} \frac{dV_{g,b}}{dt} + \tilde{v}_{g,c} \frac{dV_{g,c}}{dt}] - L_f G [\tilde{g}_a \frac{dV_{g,a}^2}{dt} \\
& + \tilde{g}_b \frac{dV_{g,b}^2}{dt} + \tilde{g}_c \frac{dV_{g,c}^2}{dt} + V_{g,a}^2 \frac{d\tilde{g}_a}{dt} + V_{g,b}^2 \frac{d\tilde{g}_b}{dt} + V_{g,c}^2 \frac{d\tilde{g}_c}{dt}] \\
& = \eta \tilde{p}_{dc} + \eta P_{dc} - \eta C_{dc} \frac{dV_{dc} \tilde{v}_{dc}}{dt} - \eta \frac{C_{dc}}{2} \frac{dV_{dc}^2}{dt} \quad (5.28)
\end{aligned}$$

De evenwichtstoestand van deze vergelijking wordt gevonden door de kleinsignaalgrootheden nul te stellen. Dit resulteert in de volgende vergelijking:

$$3 G V_{\text{rms}}^2 = \eta P_{dc} - \eta \frac{C_{dc}}{2} \frac{dV_{dc}^2}{dt} \quad (5.29)$$

Indien (5.29) van (5.28) wordt afgetrokken, vallen er enkele termen weg. Een tweede, grotere vereenvoudiging wordt echter bekomen door vergelijking (5.28) uit te middelen over één netperiode. De bandbreedte van de busspanningsregelaar wordt relatief laag gekozen (10 - 100Hz) waardoor deze vereenvoudiging verantwoord is. Het gemiddelde van $V_{g,x}$ en $dV_{g,x}^2/dt$ is nul, waardoor alle termen in $V_{g,x}$ en $dV_{g,x}^2/dt$ mogen geschrapt worden. Het gemiddelde van $V_{g,x}^2(t)$ is V_{rms}^2 . Zo wordt de volgende vergelijking bekomen:

$$\begin{aligned}
[\tilde{g}_a + \tilde{g}_b + \tilde{g}_c] V_{\text{rms}}^2 - L_f G V_{\text{rms}}^2 \left[\frac{d\tilde{g}_a}{dt} + \frac{d\tilde{g}_b}{dt} + \frac{d\tilde{g}_c}{dt} \right] \\
= \eta \tilde{p}_{dc}(t) - \eta C_{dc} \frac{dV_{dc} \tilde{v}_{dc}(t)}{dt} \quad (5.30)
\end{aligned}$$

Met de invoering van de totale geleidbaarheid $\tilde{g}_{\text{tot}} = \tilde{g}_a + \tilde{g}_b + \tilde{g}_c$ wordt deze vergelijking eenvoudiger geschreven:

$$\tilde{g}_{\text{tot}} V_{\text{rms}}^2 - L_f G V_{\text{rms}}^2 \frac{d\tilde{g}_{\text{tot}}}{dt} = \eta \tilde{p}_{dc}(t) - \eta C_{dc} \frac{dV_{dc} \tilde{v}_{dc}(t)}{dt} \quad (5.31)$$

Na overgang naar het Laplace-domein wordt de busspanning \tilde{v}_{dc} gegeven door:

$$\tilde{v}_{dc}(s) = \tilde{p}_{dc}(s) \cdot \frac{1}{s C_{dc} V_{dc}} + \tilde{g}_{\text{tot}}(s) \cdot \frac{V_{\text{rms}}^2 (s L G - 1)}{s \eta C_{dc} V_{dc}} \quad (5.32)$$

De transfertfunctie van de totale geleidbaarheid $\tilde{g}_{\text{tot}}(s)$ naar de busspanning $\tilde{v}_{dc}(s)$ wordt naar pu-grootheden omgezet door vermenigvuldiging met $G^{\text{ref}}/V_{dc}^{\text{ref}}$. Dit levert:

$$P^v(s) = \frac{\tilde{v}_{dc}(s)}{\tilde{g}_{\text{tot}}(s)} = \frac{V_{\text{rms}}^2}{\eta C_{dc} V_{dc} V_{dc}^{\text{ref}} Z^{\text{ref}}} \frac{s L G - 1}{s} = \frac{1}{\tau_v} \frac{s L G - 1}{s} \quad (5.33)$$

met $\tau_v = \frac{\eta C_{dc} V_{dc} V_{dc}^{ref}}{V_{rms}^g} \frac{Z^{ref}}{2}$. De transfertfunctie bevat een nul $s = 1/(L G)$ die bij een zeer hoge frequentie (orde kHz) ligt wat zeer hoog is vergeleken met de gewenste bandbreedte van de spanningsregelaar namelijk (25-100Hz). Deze nul mag bijgevolg verwaarloosd worden en zo wordt de ingangconductantie-naar-uitgangspanningstransfertfunctie bekomen:

$$P^v(s) = \frac{\tilde{v}_{dc}(s)}{\tilde{g}_{tot}(s)} = \frac{1}{\tau_v} \frac{-1}{s} \quad (5.34)$$

5.2.5 \mathcal{Z} -transformatie van $H^v(s)$

Met de kennis van $P^v(s)$ kan de \mathcal{Z} -transformatie van $H^v(s)$ bepaald worden:

$$\begin{aligned} H^v(z) = \mathcal{Z}\{H^v(s)\} &= \mathcal{Z}\{\text{NOH}(s) \cdot P^v(s)\} \\ &= \mathcal{Z}\left\{\frac{1 - \exp(-s T_b^v)}{s} \frac{-1}{\tau_v}\right\} \end{aligned} \quad (5.35)$$

In het Laplace-domein stelt $\exp(-s T_b^v)$ een tijdsvertraging T_b^v voor. Aangezien deze tijdsvertraging de bemonsteringsperiode is, wordt dit gelijk aan z^{-1} in het \mathcal{Z} -domein. De factor $1 - \exp(-s T_b^v)$ kan dus meteen naar het \mathcal{Z} -domein worden omgezet en komt voorop te staan:

$$H^v(z) = \frac{-1}{\tau_v} \frac{z-1}{z} \mathcal{Z}\left\{\frac{1}{s^2}\right\} \quad (5.36)$$

In het tijdsdomein wordt de transfertfunctie $1/s^2$ gegeven door $t u(t)$, met $u(t)$ de Heaviside-functie. Dit kan naar het \mathcal{Z} -domein worden getransformeerd:

$$\mathcal{Z}\{t u(t)\} = T_b^v \sum_{n=0}^{+\infty} n z^{-n} = -T_b^v z \frac{d}{dz} \left(\frac{z}{z-1} \right) = T_b^v \frac{z}{(z-1)^2} \quad (5.37)$$

Hierbij werd gebruik gemaakt van de differentiatie-eigenschap van de \mathcal{Z} -transformatie. Het convergentiegebied is $|z| > 1$. De transfertfunctie $H^v(z)$ wordt zo:

$$H^v(z) = -\frac{T_b^v}{\tau_v} \frac{1}{z-1} \quad (5.38)$$

5.2.6 Ontwerp van de busspanningsregelaar

Met de gevonden transfertfunctie $H^v(z)$ en $B(z)$ kan de busspanningsregelaar $G_{PI}^v(z)$ worden afgesteld in het \mathcal{Z} -domein. De regelaar wordt ontworpen voor de busspanningsregelaar met vertraagde aanpassingen. De transfertfunctie van deze regelaar wordt geschreven in de vorm:

$$G_{PI}^v(z) = K^v \frac{z - a^v}{z - 1} = \frac{g(z)}{e^v(z)} \quad (5.39)$$

De parameters K^v en a^v bepalen volledig de busspanningsregelaar. De regelaar kan in een digitaal systeem geïmplementeerd worden door middel van de volgende differentievergelijking:

$$g(n) = g(n-1) + K^v [e^v(n) - a^v e^v(n-1)] \quad (5.40)$$

Dit geeft de nieuwe geleidbaarheid $g(n)$ uitgedrukt in functie van de vorige geleidbaarheid $g(n-1)$, de huidige spanningsfout $v_{dc}^{ref}(n) - v_{dc}(n) = e^v(n)$ en de vorige spanningsfout $v_{dc}^{ref}(n-1) - v_{dc}(n-1) = e^v(n-1)$. De waarden van $e^v(n-1)$ en $g(n-1)$ moeten bewaard worden in het geheugen.

De busspanningsregelaar wordt ontworpen met SisoTool in MatLab. Volgende parameters werden gekozen:

$$\begin{aligned} \eta &\simeq 1 & ; & & C_{dc} &= 1 \text{ mF} & ; & & V_{dc} &= 400 \text{ V} \\ Z^{ref} &= \frac{V^{ref}}{I^{ref}} = \frac{300 \text{ V}}{24 \text{ A}} = 12.5 \Omega & ; & & V_{dc}^{ref} &= 600 \text{ V} \\ & & & & V_{rms} &= 115 \text{ V} & ; & & T_b^v &= 10 \text{ ms} \end{aligned} \quad (5.41)$$

Deze parameters worden zowel in de experimentele opstelling als in het simulatiemodel gebruikt. Dit geeft als resultaat:

$$G_{PI}^v(z) = 4.98 \frac{z - 0.988}{z - 1} \quad (5.42)$$

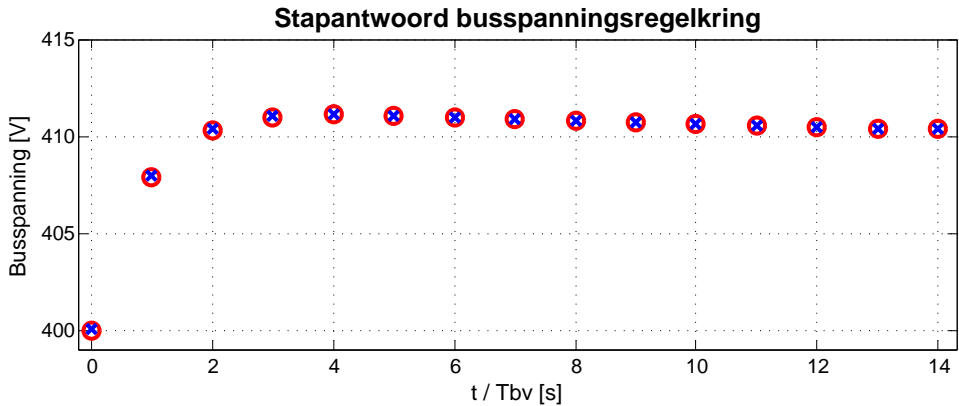
Deze regelaar geeft een bandbreedte van 10.1Hz en een fasemarge van 58.8° wat voldoende is voor deze regelaar. Voor de volledigheid wordt hier de gekozen PI-regelaar gegeven in het Laplace-domein:

$$G_{PI}(s) = 4.98 \frac{s + 1.2}{s} \quad (5.43)$$

5.2.7 Implementatie en verificatie in het simulatiemodel

Met $B(z) = 3$ beschrijft de regelkring uit Figuur 5.6 de busspanningsregelaar met 100Hz bemonsteringsfrequentie die synchroon bemonstert met de nuldoorgangen van de stroom in fase a. De aanpassing van de geleidbaarheid resulteert niet in een sprong in de wenswaarde van de stroom in deze fase, wel voor de fasen b en c met bovendien een vervorming van de stroomgolfvorm tot gevolg. De busspanningsregelaar werd in het simulatiemodel als een PI-regelaar geïmplementeerd.

De gemeten busspanning v_{dc} en de wenswaarde van de busspanning v_{dc}^{ref} worden bemonsterd door de Nulde-Orde-Houders waarna de discrete PI-regelaar de nodige geleidbaarheid 'g' berekent.



Figuur 5.9: Stapantwoord van de busspanningsregelaar uit het \mathcal{Z} -domein model (kruisjes) en uit het simulatiemodel (cirkels)

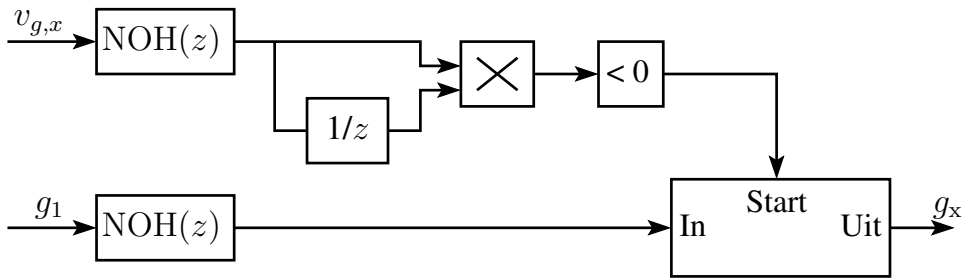
Het simulatiemodel kan gebruikt worden om de geldigheid van de regelkring uit Figuur 5.6 na te gaan. Het stapantwoord van de regelkring wordt berekend met behulp van de gesloten-kring transfertfunctie in het \mathcal{Z} -domein. De transfertfunctie $B(z)$ werd hiervoor gelijk aan 3 genomen. In het simulatiemodel kan het stapantwoord berekend worden. Hiervoor worden de netimpedanties weggelaten. De stroomregelaar wordt zo ingesteld dat de stroom nagenoeg perfect de wenswaarde volgt, wat immers een aanname is voor de afleiding van vergelijking (5.34). Figuur 5.9 toont het stapantwoord.

De kruisjes zijn afkomstig van het theoretisch afgeleide \mathcal{Z} -domein model, de cirkels uit het Simulink-simulatiemodel. Het is duidelijk dat het \mathcal{Z} -domein model sterk overeenkomt met de simulatie.

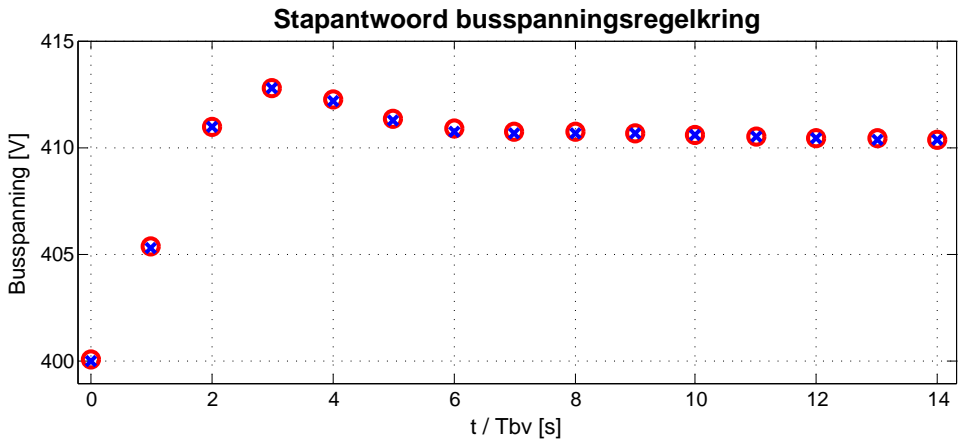
De aanpassing van de geleidbaarheden van de fasen b en c kan ook met een vertraging gebeuren. Deze aanpassingen kunnen gesynchroniseerd worden met de nuldoorgangen van de stromen van deze fasen. De transfertfunctie $B(z)$ is nu gelijk aan $(2z + 1)/z$. Op die manier veroorzaakt de busspanningsregelaar in geen enkele fase stroom een vervorming. Deze busspanningsregelaar wordt eveneens geïmplementeerd in het simulatiemodel, zie Figuur 5.10.

Implementatie van de busspanningsregelaar met vertraagde aanpassingen.

Het stapantwoord van deze busspanningsregelaar wordt nu ook gecontroleerd met een simulatie. In het \mathcal{Z} -domein model wordt $B(z)$ gelijk aan $(2z + 1)/z$ genomen. Figuur 5.11 toont het stapantwoord.



Figuur 5.10: Implementatie van de busspanningsregelaar met vertraagde aanpassingen

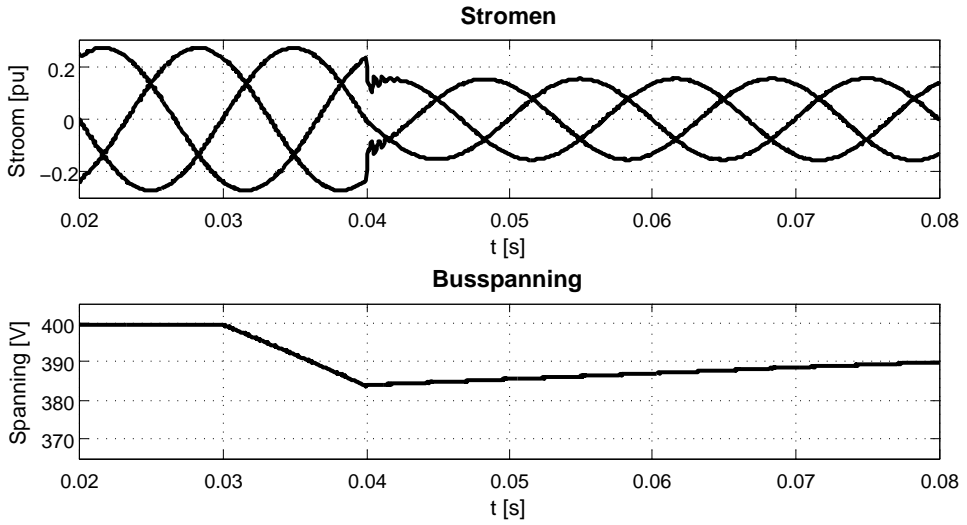


Figuur 5.11: Stapantwoord van de busspanningsregelaar met vertraagde aanpassingen uit het \mathcal{Z} -domein model (kruisjes) en uit het simulatiemodel (cirkels)

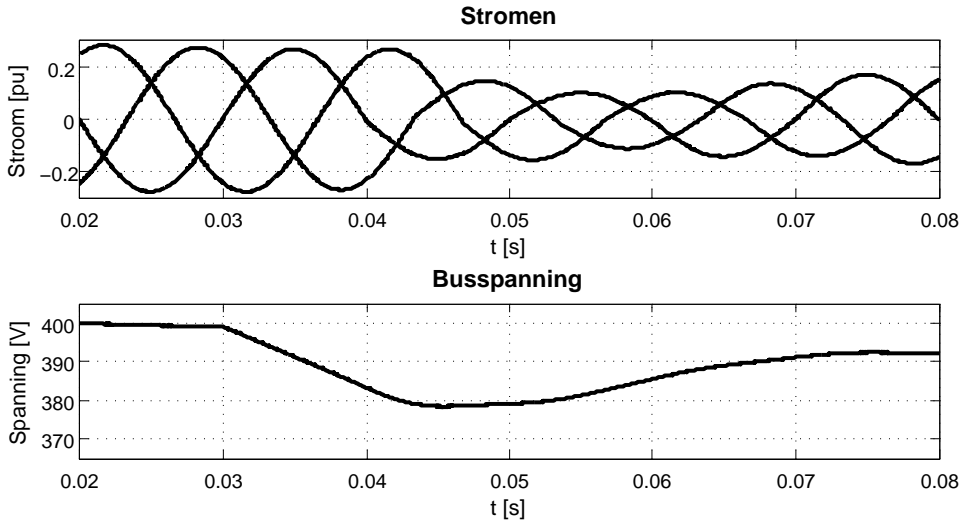
De kruisjes zijn afkomstig van het theoretisch afgeleide \mathcal{Z} -domein model, de cirkels uit het Simulink-simulatiemodel. Het is duidelijk dat ook hier het \mathcal{Z} -domein model sterk overeenkomt met de simulatie.

Het verschil tussen beide busspanningsregelaars kan nu worden aangetoond met een simulatie. Op $t=30$ ms daalt de stroom I_{dc} plots van 4A naar 2.5A. Hierdoor zal in eerste instantie de busspanning dalen door het tekort aan dc-vermogen. De busspanningsregelaar zal de geleidbaarheid g_a doen dalen om het vermogensevenwicht te herstellen. Figuur 5.12 toont de stromen (boven) en de busspanning (onder) met de busspanningsregelaar zonder vertraagde aanpassingen.

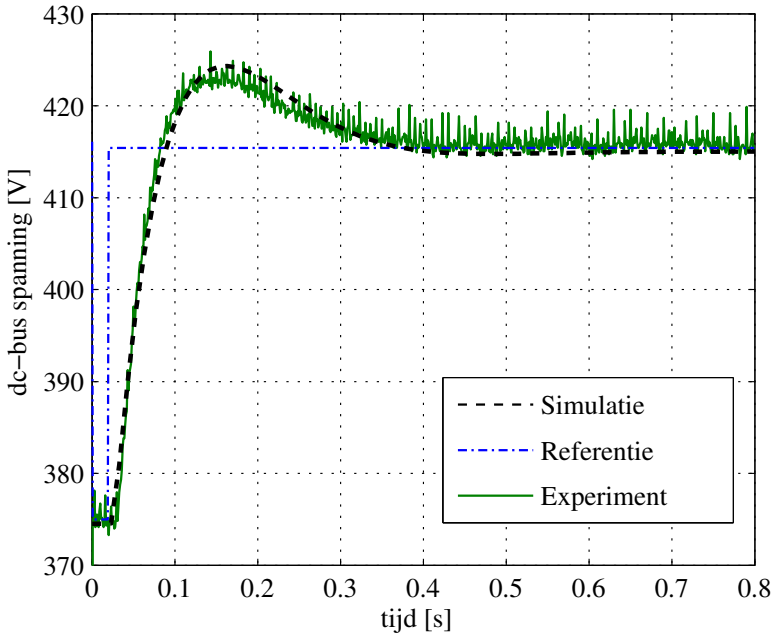
Figuur 5.13 toont de stromen (boven) en de busspanning (onder) met de busspanningsregelaar met vertraagde aanpassingen.



Figuur 5.12: Simulatie van de busspanningsregelaar zonder vertraagde aanpassingen



Figuur 5.13: Simulatie van de busspanningsregelaar met vertraagde aanpassingen



Figuur 5.14: Stapantwoord van de busspanningsregelaar

In het eerste geval vertonen de stromen van de fasen b en c duidelijk verstoringen op $t=40$ ms aangezien de stroom van fase a hier een nuldoorgang heeft. In het tweede geval zijn deze storingen afwezig en wordt een betere golfvorm bekomen waardoor de kans op serie- of parallelresonanties vermeden wordt [19]. De regelaar met vertraagde aanpassingen resulteert in een zachtere overgang tijdens transiënten. Deze regelaar resulteert echter niet in een langere responstijd.

5.2.8 Experimentele verificatie

Om het stapantwoord op te meten wordt de sinusoidale regelstrategie en de busspanningsregelaar met vertraagde aanpassingen gebruikt. De bus wordt gevoed met een gelijkstroom I_{dc} van 200mA. De wenswaarde van de busspanning wordt eerst gedurende voldoende lange tijd op 375V gehouden. Deze wenswaarde wordt plots gewijzigd naar 415V. De busspanningsregelaar zal de busspanning naar deze nieuwe wenswaarde brengen. Figuur 5.14 toont de stapantwoorden uit de experimentele opstelling en uit het simulatiemodel.

Stapantwoord

Het stapantwoord uit het simulatiemodel (streeplijn) komt goed overeen met het stapantwoord uit de experimentele opstelling (volle lijn). Met Figuur 5.11 werd reeds aangetoond dat het simulatiemodel overeenkomt met het \mathcal{Z} -domein model. Figuren 5.11 en 5.14 tonen samen aan dat het \mathcal{Z} -domein model, het simulatiemodel en de experimentele opstelling overeenkomen. De hier opgestelde modellen kunnen bijgevolg gebruikt worden om de busspanningsregeling te ontwerpen.

Geleidbaarheden en stroomvorm met en zonder vertraagde aanpassingen

Er werd theoretisch en via simulatie aangetoond dat de busspanningsregelaar met vertraagde aanpassingen een betere golfvorm voor de stromen oplevert. Dit wordt nu experimenteel aangetoond met een meting van de drie stromen i_a^L , i_b^L , i_c^L en drie geleidbaarheden g_a , g_b , g_c tijdens een stap in de wenswaarde van de busspanning v_{dc} . Voor deze meting wordt de inverter gebruikt als driefasige actieve gelijkrichter met een weerstand aan de dc-bus als last. De gemaakte conclusies zijn namelijk algemeen geldig, of nu vermogen wordt geleverd of dan wel opgenomen uit het net.

Figuur 5.15 toont de meting indien de busspanningsregelaar geen vertraagde aanpassingen toepast.

Net voor 40 ms ontstaat de stap in de wenswaarde van de busspanning v_{dc} . De geleidbaarheden g_a , g_b en g_c zijn steeds gelijk aan elkaar en maken een sprong op 40 ms. Op dit moment is er een nuldoorgang van de stroom in fase a waardoor deze stroom nauwelijks vervorming van de golfvorm krijgt. Dit komt doordat de busspanningsregelaar aan 100Hz werkt, synchroon met de nuldoorgangen van fase a. De stromen van de fasen b en c hebben wel een duidelijke verstoring op 40 ms en 50 ms. Daarna zijn de verstoringen uiteraard nog aanwezig maar moeilijk waar te nemen.

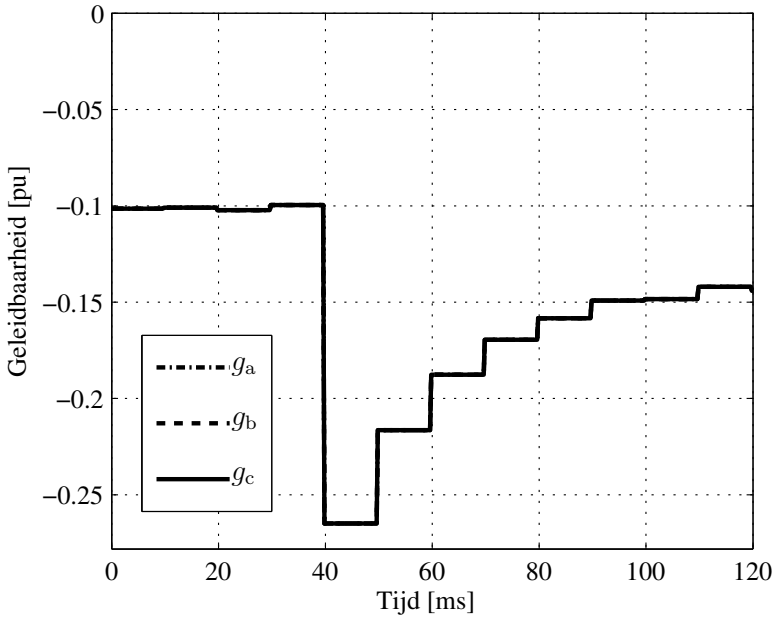
Deze meting wordt herhaald met de busspanningsregelaar met vertraagde aanpassingen. Figuur 5.16 toont het resultaat van deze meting.

De verstoringen op 40 ms en 50 ms zijn nu duidelijk afwezig. Hiermee is experimenteel aangetoond dat de busspanningsregelaar met vertraagde aanpassingen voor een betere golfvorm van de stroom zorgt.

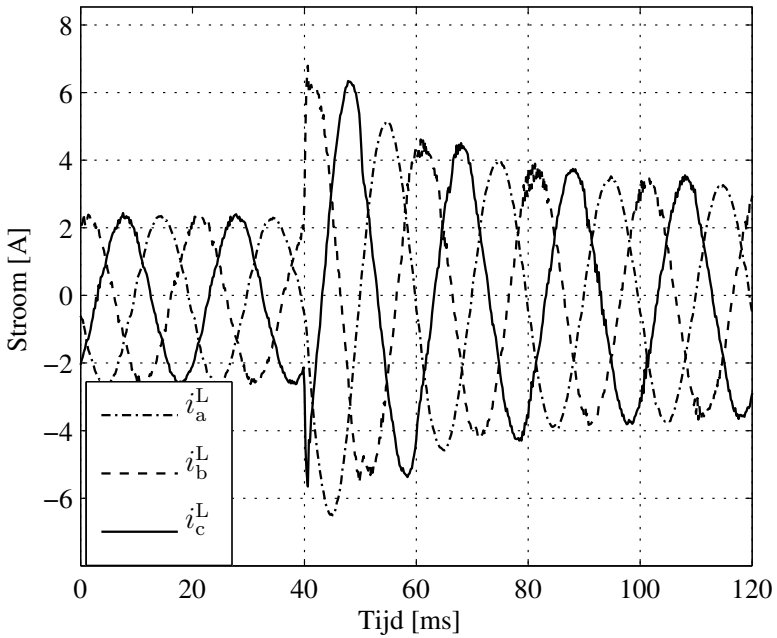
5.3 Balancering van het middelpunt van de dc-bus

5.3.1 Inleiding

De topologie die in dit werk gekozen wordt, is de driefasige inverter waar de neutrale verbonden wordt door de splitsing van de buscondensator (cf. Hoofdstuk 2).

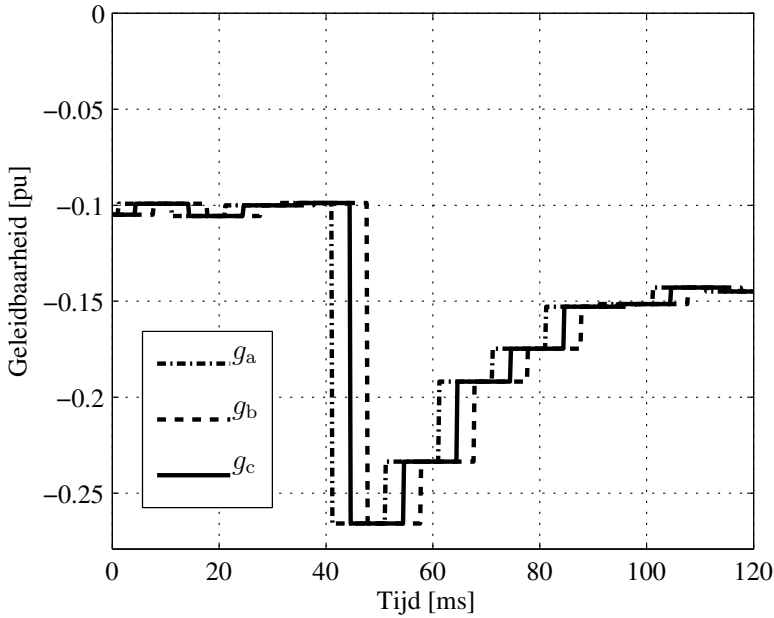
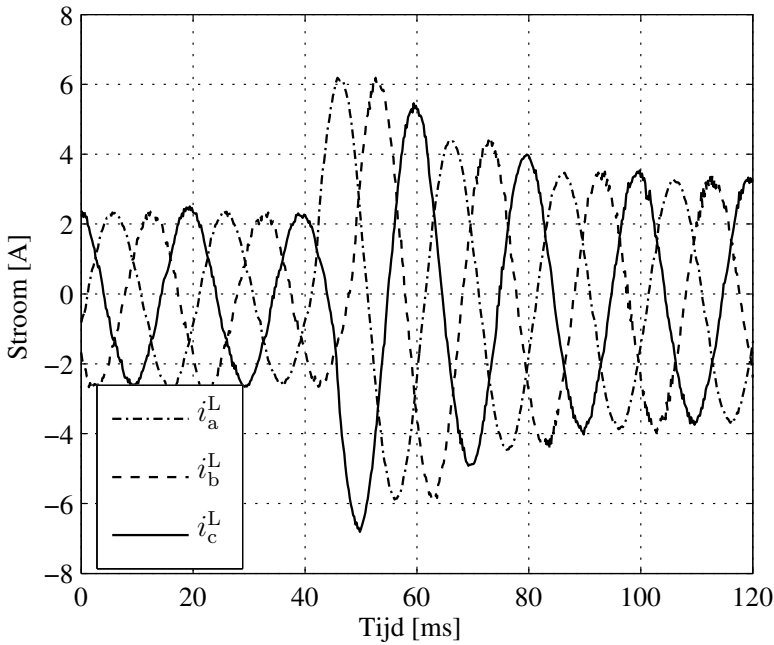


(a) Geleidbaarheden g_a , g_b en g_c



(b) Stromen i_a^L , i_b^L en i_c^L

Figuur 5.15: Geleidbaarheden (bovenaan) en stromen (onderaan) zonder vertraagde aanpassingen

(a) Geleidbaarheden g_a , g_b en g_c (b) Stroom i_a^L , i_b^L en i_c^L

Figuur 5.16: Geleidbaarheden (bovenaan) en stromen (onderaan) met vertraagde aanpassingen

Deze topologie wordt in Figuur 5.1 weergegeven en heeft een aantal voordelen. Zo laat ze toe dat de driefasige inverter geregeld kan worden als drie éénfasige invertoren wat de stroomregeling sterk vereenvoudigt. Andere topologieën maken gebruik van een extra been om de neutrale geleider mee te verbinden wat twee extra schakelaars met zich meebrengt. Een nadeel van de gekozen topologie is dat de spanning van het middelpunt van de dc-bus gebalanceerd dient te worden. In deze paragraaf worden verschillende oplossingen bestudeerd om het middelpunt te balanceren.

5.3.2 Probleemstelling

De busspanningsregelaar zal de totale busspanning op zijn nominale waarde houden:

$$v_{dc} = v_{dc}^b + v_{dc}^o = v_{dc}^{ref} \quad (5.44)$$

waarbij v_{dc}^b staat voor de spanning over de bovenste dc-bus condensator en v_{dc}^o over de onderste dc-bus condensator. Voor een goede werking van de stroomregeling hoort de potentiaal van het middelpunt de helft van de totale busspanning te zijn. In deze ideale situatie geldt:

$$v_{dc}^b = v_{dc}^o = \frac{v_{dc}}{2} \quad (5.45)$$

Deze optimale verdeling van spanning over beide condensatoren kan door verschillende factoren verbroken worden. Volgende praktische problemen kunnen een, in de praktijk meestal beperkte, onbalans veroorzaken ('minor voltage unbalance' volgens [29]):

- **Ongelijke lekstromen van de condensatoren**

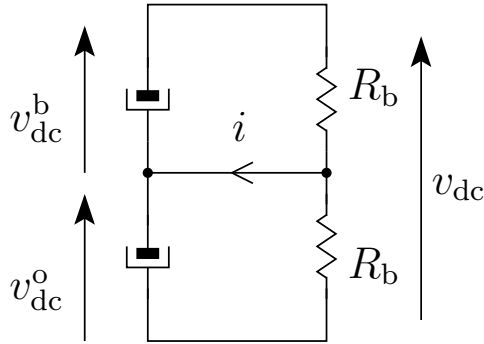
De lekstroom van een condensator kan voorgesteld worden als een parallelweerstand. Indien beide condensatoren een verschillende parallelweerstand hebben, brengt dit het middelpunt uit balans. Dezelfde situatie wordt bekomen met ongelijke bleederwestanden, waarvan de werking verder in dit hoofdstuk wordt besproken.

- **Ongelijke waarden van de condensatoren**

De waarde van een condensator zal zich steeds binnen bepaalde toleranties bevinden. Indien de bovenste condensator een andere capaciteit heeft dan de onderste condensator, kan dit een afwijking van het middelpunt tot gevolg hebben.

- **Ongelijke tijdsvertragingen in de schakelaars**

Iedere schakelaar heeft een eindige tijd nodig om te openen en te sluiten.



Figuur 5.17: Bleederweerstand R_b in parallel over de buscondensatoren

Deze tijd kan verschillen tussen verschillende schakelaars, wat zijn invloed heeft op de stromen en dus ook op de stroom in de neutrale geleider. De stroom in de neutrale geleider beïnvloedt de potentiaal van het middelpunt.

- **Asymmetrische oplading van de condensatoren tijdens transiënten**

Bij overgangverschijnselen kunnen transiënte neutrale stromen een ongelijke oplading van de condensatoren veroorzaken. Dit kan zich voordoen bij een verandering van de dc-stroom I_{dc} waardoor de busspanningsregelaar de geleidbaarheid van fase a wijzigt. Aangezien de geleidbaarheden van de andere fasen met tijdsvertragingen worden aangepast, is er een kortstondige asymmetrie die de spanning van het middelpunt zal beïnvloeden.

- **Asymmetrieën in metingen en signaalconditionering**

Een kleine constante afwijking op een stroommeting zal tot gevolg hebben dat de inverter steeds een kleine dc-stroom injecteert in het net. Volgens de metingen zal de regelaar immers van oordeel zijn dat de werkelijke stroom perfect een bv. sinusoidale wenswaarde volgt zodat deze dc-stroom niet weg-geregeld wordt.

Deze factoren zijn in de praktijk steeds aanwezig maar beperkt. De onbalans van het middelpunt die erdoor wordt veroorzaakt, zal dan ook eerder klein zijn. Vaak volstaat het gebruik van bleederweerstand. Deze weerstanden worden in parallel over de buscondensatoren geplaatst en helpen om het middelpunt bij kleine afwijkingen te balanceren. Figuur 5.17 toont de condensatoren met bleederweerstand R_b in parallel.

De totale spanning over de condensatoren is steeds gelijk aan de constante busspanning v_{dc} . Bij onbalans van het middelpunt zal uit de weerstanden een stroom i vloeien naar het middelpunt van de condensatoren. Deze stroom wordt gegeven

door:

$$i = \frac{v_{dc}^b}{R_b} - \frac{v_{dc}^o}{R_b} = \frac{v_{dc}}{R_b} - 2 \frac{v_{dc}^o}{R_b} \quad (5.46)$$

De stroom i zal de onderste condensator opladen en de bovenste ontladen:

$$i = 4 C_{dc} \frac{dv_{dc}^o}{dt} = -4 C_{dc} \frac{dv_{dc}^b}{dt} \quad (5.47)$$

Gelijkstellen van beide vergelijkingen levert volgende differentiaalvergelijking:

$$v_{dc} = 2 v_{dc}^o + 4 R_b C_{dc} \frac{dv_{dc}^o}{dt} \quad (5.48)$$

De onbalans van het middelpunt wordt hier enkel uitgedrukt door de spanning v_{dc}^o over de onderste condensator. De spanning over de bovenste condensator volgt uit $v_{dc}^b = v_{dc} - v_{dc}^o$. Stel dat op $t=0$ een onbalans aanwezig is in de condensatoren waardoor $v_{dc}^o(t=0) \neq v_{dc}/2$. De oplossing van de differentiaalvergelijking is dan:

$$v_{dc}^o(t) = \frac{v_{dc}}{2} + \exp(-t/(2 R_b C_{dc})) \cdot \left[v_{dc}^o(t=0) - \frac{v_{dc}}{2} \right] \quad (5.49)$$

De spanning v_{dc}^o zal dankzij de weerstand steeds naar de ideale situatie $v_{dc}^o = v_{dc}/2$ evolueren met een tijdsconstante $2 R_b C_{dc}$. De weerstanden zorgen dus inderdaad voor een balancerings. Hoe kleiner de weerstandswaarde, hoe kleiner de tijdsconstante dus hoe sneller het evenwicht bereikt wordt. Dit vergroot echter wel het jouleverlies dat permanent aanwezig is bij gebruik van bleederweerstand, wat de mogelijkheden van deze balancerings limiteert. Voor de eerder vermelde oorzaken van onbalans en voor trage balancerings kan deze maatregel echter volstaan.

Stromen i_n in de neutrale geleider kunnen voor een veel sterkere onbalans zorgen ('major voltage unbalance' volgens [29]). De positieve richting van deze stroom wordt naar het net toe gekozen. De stroom i_n kan gesplitst worden in een dc-component en een ac-component:

$$i_n = i_{n,dc} + i_{n,ac} = i_{n,dc} + \sum_{h=1}^{40} i_{n,h} \sin(h \omega t + \phi_h) \quad (5.50)$$

Gebruik makende van $i_n = -4 C_{dc} dv_{dc}^o/dt$ kan de spanning v_{dc}^o in functie van deze neutrale stroom berekend worden. Hierbij wordt verondersteld dat op $t=0$ het middelpunt in balans is en de invloed van bleederweerstand wordt weggelaten.

Dit geeft:

$$-v_{dc}^o(t) = \frac{v_{dc}}{2} - \frac{i_{n,dc}}{4 C_{dc}} t - \sum_{h=1}^{40} \frac{i_{n,h}}{4 C_{dc} \omega h} [\cos \phi_h - \cos(h \omega t + \phi_h)] \quad (5.51)$$

De ac-component $i_{n,ac}$ veroorzaakt een ac-component in v_{dc}^o . Zolang deze beperkt blijft, vormt dit geen probleem voor de werking van de stroomregeling. Het vereist voldoende grote buscondensatoren om deze rimpel te beperken, wat de kost van de inverter verhoogt.

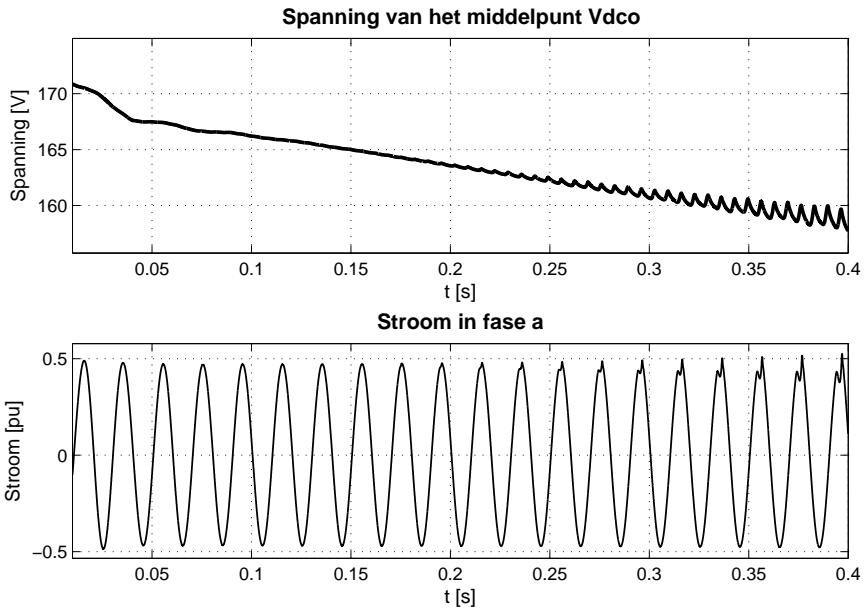
De dc-component $i_{n,dc}$ kan een ernstige onbalans van het middelpunt veroorzaken door de term $\frac{i_{n,dc}}{4C_{dc}} t$. Bleederweerstand kunnen meestal niet voldoende stroom leveren om deze onbalans te vermijden, zonder zelf voor een onaanvaardbaar jouleverlies te zorgen. Een grote condensatorwaarde C_{dc} zal de onbalans door $i_{n,dc}$ enkel uitstellen zonder het te vermijden. Een relatief beperkte dc-stroom $i_{n,dc}$ kan reeds op korte tijd een probleem met de stroomregeling veroorzaken. Het middelpunt gaat zodanig uit balans dat één van de twee buscondensatoren niet meer voldoende spanning heeft om de gewenste stroom te leveren. De inverter zal onvermijdelijk falen en de beveiligingscircuits treden in werking door bv. overspanning op de bus.

Deze situatie kan aangetoond worden met het simulatiemodel. In de simulatie heeft de netspanning een effectiefwaarde van 230V terwijl de busspanning een wenswaarde van 700V heeft. De spanning van het middelpunt zou in balans 350V moeten zijn. Bij deze simulatie zijn geen harmonischen in de netspanning aanwezig en wordt de driefasige symmetrische regelstrategie gebruikt. Aan iedere fasestroom wordt echter een kleine dc-stroom van 45mA toegevoegd (bv. veroorzaakt door een meetfout), die in de neutrale geleider zal vloeien en bijgevolg het middelpunt uit balans zal brengen. Figuur 5.18 toont het resultaat van deze simulatie.

De curve bovenaan toont hoe de spanning van het middelpunt daalt van de evenwichtswaarde van 170V naar 159V na 0,4 s. De curve onderaan toont de stroom in fase a. Vanaf 0,2 s heeft de onderste buscondensator niet meer voldoende spanning om de gewenste stroom te leveren wat resulteert in het falen van de stroomregeling.

Actieve filtertechnieken zoals de harmonische stroomcompensatie of de één- of driefasige dempende regelstrategie kunnen aanleiding geven tot stromen in de neutrale geleider. Het probleem van de balancering van het middelpunt is hier dan ook sterk aanwezig. Een actieve balancering is nodig om een dempende regelstrategie te kunnen gebruiken bij driefasige invertoren. In dit hoofdstuk worden volgende methodes beschreven:

- Homopolaire stroominjectie [30], [31]
- Verschuiving van hysteresisbanden [32], [33]
- Adaptieve modulatie (gebaseerd op [34] en [35])
- Ruimtevectormodulatie
- Toevoeging van een halve-brug hakker [29], [27]



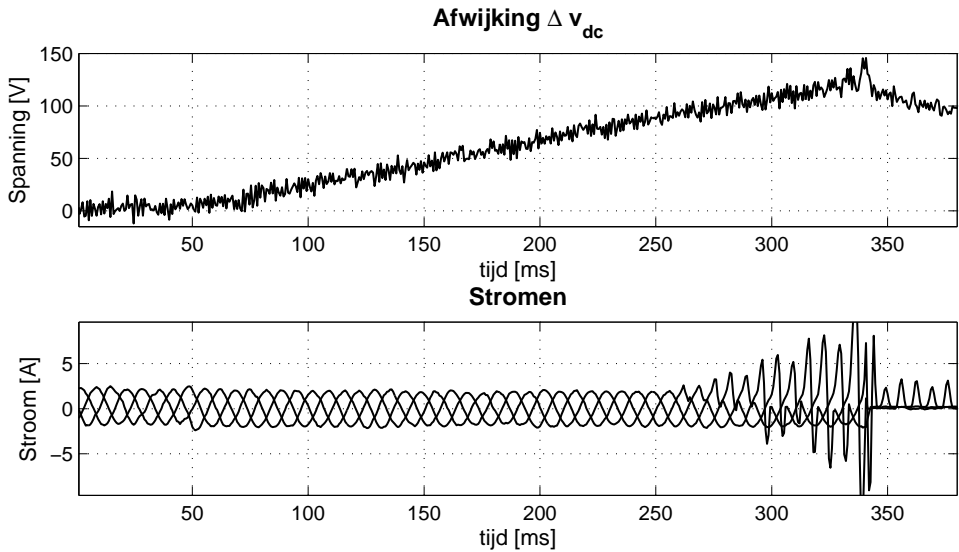
Figuur 5.18: Simulatie van onbalans van het middelpunt

Deze verschillende actieve balanceringsmethoden worden hierna meer in detail besproken en vergeleken.

A. Experimentele verificatie

Indien de stroommetingen perfect afgesteld zijn en de driefasige symmetrische regelstrategie wordt gebruikt, is er geen stroom in de neutrale. Het is dan te verwachten dat het middelpunt slechts traag een afwijking gaat vertonen door ongelijke lekstromen van de condensatoren, transiënten, ongelijke tijdsvertragingen van de schakelaars, enz. In de praktijk zijn de stroommetingen echter nooit perfect afgesteld en bestaat er een zekere offset. Deze offset kan gemakkelijk oplopen tot 50mA door de beperkte nauwkeurigheid van de kalibratie en door drift van het meetcircuit. Deze kleine meetfout kan ervoor zorgen dat de afwijking van het middelpunt Δv_{dc} snel oploopt.

Om dit experimenteel waar te nemen wordt de driefasige symmetrische regelstrategie gebruikt en de stroommetingen worden nauwkeurig gekalibreerd binnen de mogelijkheden van de meetcircuits en ADC's. De homopolaire stroominjectie, een balanceringsmethode die verder besproken wordt, wordt geactiveerd om het middelpunt te balanceren en de inverter toe te laten in een regimetoestand te komen. De homopolaire stroominjectie wordt plots gedeactiveerd op $t=50$ ms zodat er geen ba-



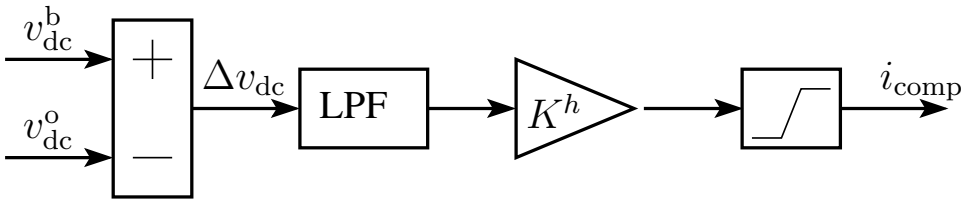
Figuur 5.19: Afwijking Δv_{dc} en stromen bij ontbreken van balancering vanaf $t=50$ ms

lancering van het middelpunt meer aanwezig is. Figuur 5.19 toont het resultaat van deze meting. Bovenaan wordt de afwijking Δv_{dc} getoond die vanaf $t=50$ ms toeneemt. Onderaan worden de drie stromen i_a^L , i_b^L en i_c^L getoond die vanaf $t=255$ ms grote storingen beginnen te vertonen. Eén van beide condensatoren heeft dan immers niet meer voldoende spanning om de gewenste uitgangsspanning te leveren en de stroomregeling faalt. Op $t=345$ ms gaat de inverter in beveiliging en worden de schakelaars niet meer aangestuurd. Door de vrijloopdiodes van de IGBT's begint de inverter te werken als piekgelijkrichter, wat de stromen na $t=345$ ms verklaart. Deze meting toont aan dat de inverter faalt na slechts 300 ms, zelfs met gekalibreerde metingen en een sinusoidale regelstrategie. Een actieve balancering van het middelpunt is dus absoluut noodzakelijk.

5.3.3 Homopolaire stroominjectie

A. Algemene beschrijving

Een dc-stroom $i_{n,dc}$ in de neutrale zal het middelpunt uit balans brengen. Door bewust dc-stromen in deze neutrale te laten lopen, kan het middelpunt ook terug in balans gebracht worden. Dit kan gebeuren door bij de wenswaarde van iedere fasestroom dezelfde waarde i_{comp} bij te tellen. Deze stroom vormt een homopolaire component die door de inverter in het net geïnjecteerd wordt, waardoor in de



Figuur 5.20: Schematische voorstelling van de homopolaire stroominjectie

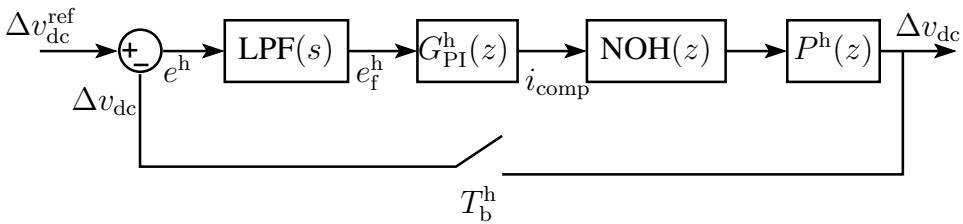
neutrale geleider de stroom $-3 i_{\text{comp}}$ vloeit. De stroom i_{comp} kan gebruikt worden om de afwijking van het middelpunt te compenseren [30], [31].

De afwijking van het middelpunt kan voorgesteld worden door:

$$\Delta v_{\text{dc}} = v_{\text{dc}}^{\text{b}} - v_{\text{dc}}^{\text{o}} \quad (5.52)$$

De homopolaire stroominjectie moet deze afwijking Δv_{dc} naar nul regelen. De stroom i_{comp} wordt berekend vertrekkende van de afwijking Δv_{dc} . Figuur 5.20 toont schematisch de berekening voorgesteld in [30] en [31].

Het eerste-orde laagdoorlaatfilter LPF zal Δv_{dc} filteren met een lage afsnijfrequentie (5Hz - 15Hz). Op die manier wordt de dc-component van de afwijking Δv_{dc} bekomen. Deze gefilterde afwijking wordt vermenigvuldigd met een factor K^h . Het resultaat hiervan is de te injecteren homopolaire stroom i_{comp} . Om te vermijden dat de inverter te veel compenserende stroom in het net zou injecteren is een saturatie aanwezig die de stroom i_{comp} in positieve en negatieve zin begrenst. De noodzaak van het laagdoorlaatfilter kan worden aangetoond met de volgende redenering. Stel dat de éénfasige dempende regelstrategie gebruikt wordt met een bronspanning die een derde harmonische bevat. De regelstrategie reageert hierop door een derde harmonische stroom op te nemen die ook in de neutrale geleider vloeit. Deze stroom zorgt voor een ac-afwijking van het middelpunt en dus een derde harmonische in Δv_{dc} . Indien het laagdoorlaatfilter niet aanwezig is, zal de stroom i_{comp} een derde harmonische bevatten die het middelpunt naar een constante waarde regelt. De stroom i_{comp} wordt gelijk maar tegengesteld aan de derde harmonische die volgt uit de dempende regelstrategie. De homopolaire stroominjectie zal m.a.w. alle stromen in de neutrale geleider proberen te compenseren om het middelpunt onder controle te houden. De éénfasige dempende regelstrategie verliest zo zijn resistief gedrag ten opzichte van vervormingen in de netspanning. De aanwezigheid van een laagdoorlaatfilter met een lage afsnijfrequentie zorgt ervoor dat de homopolaire stroominjectie enkel dc-afwijkingen van het middelpunt regelt. De werking van een dempende regelstrategie wordt niet verhinderd. Afwijkingen in v_{dc}^{o} door ac-stromen in de neutrale worden niet gecompenseerd en moeten beperkt worden met voldoende grote condensatoren C_{dc} . Voor de goede



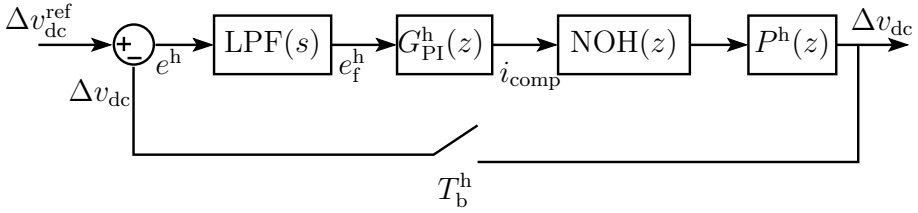
Figuur 5.21: Regelschema van de homopolaire stroominjectie met PI-regelaar

werking van de stroomregelkringen is een ac-afwijking geen probleem zolang de busspanning voldoende hoog is.

Het laagdoorlaatfilter verhindert niet dat de homopolaire stroominjectie dc-stromen in de neutrale naar nul regelt. Ongewenste dc-stromen $i_{n,dc}$ ontstaan in de neutrale door afwijkingen in de stroommetingen (offsets) of signaalconditionering, overgangsverschijnselen, etc. Dc-stromen in de neutrale kunnen echter ook gewenst zijn. Bepaalde actieve filtertechnieken zullen namelijk vereisen dat dc-stromen in het net worden geïnjecteerd. Indien bv. de harmonische stroomcompensatie gebruikt wordt en een naburige last neemt dc-stromen op, dan zal de inverter deze dc-stromen leveren om een deel van het distributienet hiervan te ontlasten. Volgens de IEEE 519-1992 standaard dienen dc-stromen in het net namelijk beperkt te worden. Er kan worden besloten dat de compensatie van homopolaire dc-stromen door de homopolaire stroominjectie een voordeel is indien deze dc-stromen ongewenst zijn. Indien de gekozen filtertechniek echter dc-stromen vereist, kan de homopolaire stroominjectie niet gebruikt worden.

Ten slotte dient nog opgemerkt te worden dat het regelschema uit Figuur 5.20 niet in alle situaties het middelpunt op de juiste waarde regelt. Het ontbreken van een integrerende actie in de proportionele spanningsregelaar K^h kan namelijk voor een regime-afwijking zorgen. Stel dat de metingen van de fasestromen constante afwijkingen bevatten, dan zullen hierdoor dc-stromen vloeien. De homopolaire stroominjectie zal deze stromen compenseren totdat het middelpunt op een constante spanning blijft. De stroom $i_{comp} = K^h \Delta v_{dc}$ is dan net gelijk aan het gemiddelde van de ongewenste dc-fasestromen zodat geen netto dc-stroom loopt in de neutrale. De afwijking Δv_{dc} is echter niet nul waardoor een regime-afwijking van het middelpunt blijft bestaan. Om dit te vermijden, wordt het regelschema van Figuur 5.21 voorgesteld.

De regelaar 'PI' heeft nu een kleine integrerende actie zodat regime-afwijkingen niet meer voorkomen.



Figuur 5.22: Regelkring van de homopolare stroominjectie

B. Regelkring

De homopolare stroominjectie kan voorgesteld worden met een regelkring, zie Figuur 5.22. Hiermee kan een goede keuze van de parameters van de PI-regelaar gemaakt worden.

De wenswaarde van de spanning $\Delta v_{dc}^{\text{ref}}$ is gelijk aan nul, aangezien geen afwijking van het middelpunt gewenst wordt. De spanning Δv_{dc} stelt de gemeten waarde van de regelkring voor. Het verschil tussen de wenswaarde en de gemeten waarde wordt geschreven als e^h en wordt gefilterd door het laagdoorlaatfilter $\text{LPF}(s)$, met e_f^h als resultaat. De transfertfunctie $G_{\text{PI}}^h(z)$ stelt de PI-regelaar voor. De compenserende stroom i_{comp} is het resultaat van deze regelaar en wordt door de Nulde-Orde-Houder $\text{NOH}(s)$ constant gehouden gedurende de bemonsteringsperiode T_b^h . De uitgang van de NOH wordt aangelegd aan de transfertfunctie $P^h(s)$ van de compenserende stroom i_{comp} naar de afwijking van het middelpunt Δv_{dc} .

Transfertfunctie van het laagdoorlaatfilter

Het filter wordt digitaal geïmplementeerd met een differentievergelijking bekomen via de Tustin-transformatie:

$$e_f^h(n) = B \cdot e_f^h(n-1) + A \cdot [e^h(n) + e^h(n-1)] \quad (5.53)$$

De ingang van de filter is $e^h(n)$, de uitgang wordt geschreven als $e_f^h(n)$. Voor de parameters A en B geldt:

$$A = \frac{\alpha}{2 + \alpha} \quad \text{en} \quad B = \frac{2 - \alpha}{2 + \alpha} \quad \text{met} \quad \alpha = T_b^h \omega_{\text{ref}} \omega_{c,\text{pu}} \quad (5.54)$$

De referentie pulsatie ω_{ref} wordt gelijk aan $2 \pi \cdot 100\text{Hz}$ gekozen, waardoor de afsnijpulsatie in per unit geschreven is als $\omega_{c,\text{pu}}$.

De transfertfunctie van het laagdoorlaatfilter wordt in het \mathcal{Z} -domein gegeven door:

$$\text{LPF}(z) = \frac{e_f^h(z)}{e^h(z)} = \frac{A z + A}{z - B} \quad (5.55)$$

Transfertfunctie van compenserende stroom naar middelpuntspanning

De compenserende stroom i_{comp} wordt bij iedere fasestroom opgeteld en resulteert in een stroom $-3 i_{\text{comp}}$ in de neutrale geleider. Het negatieve teken impliceert dat een stroom $3 i_{\text{comp}}$ naar het middelpunt toe loopt. Dit geeft een verandering van de spanning v_{dc}^o :

$$3 i_{\text{comp}} = 4 C_{\text{dc}} \frac{dv_{\text{dc}}^o}{dt} \quad (5.56)$$

Het verband tussen de afgeleide van Δv_{dc} en de afgeleide van v_{dc}^o volgt uit $\Delta v_{\text{dc}} = v_{\text{dc}}^b - v_{\text{dc}}^o$:

$$\frac{d\Delta v_{\text{dc}}}{dt} = -2 \frac{dv_{\text{dc}}^o}{dt} \quad (5.57)$$

Met deze vergelijkingen kan de transfertfunctie van i_{comp} naar Δv_{dc} opgesteld worden in het Laplace-domein. Deze transfertfunctie wordt in pu-grootheden gegeven door:

$$P^h(s) = \frac{\Delta v_{\text{dc}}}{i_{\text{comp}}} = \frac{-3 I^{\text{ref}}}{2 C_{\text{dc}} V_{\text{dc}}^{\text{ref}} s} = \frac{-1}{\tau_h s} \quad (5.58)$$

met $\tau_h = 2 C_{\text{dc}} V_{\text{dc}}^{\text{ref}} / 3 I^{\text{ref}}$.

De transfertfunctie van de NOH wordt in het Laplace-domein gegeven door:

$$\text{NOH}(s) = \frac{1 - \exp(-s T_b^h)}{s} \quad (5.59)$$

Net zoals bij de busspanningsregelkring kan een transfertfunctie $H^h(s)$ ingevoerd worden:

$$H^h(s) = \text{LPF}(s) \cdot \text{NOH}(s) \cdot P^h(s) \quad (5.60)$$

De omzetting van deze transfertfunctie naar het \mathcal{Z} -domein is, op het laagdoorlaatfilter na, analoog aan de afleiding in paragraaf 5.2.5, wat resulteert in:

$$H^h(z) = -\frac{T_b^h}{\tau_h} \frac{1}{z-1} \cdot \text{LPF}(z) = -\frac{T_b^h}{\tau_h} \frac{A z + A}{(z-1)(z-B)} \quad (5.61)$$

Ontwerp van de PI-regelaar

Alle transfertfuncties van de regelkring zijn nu gekend om de PI-regelaar te ontwerpen. De saturatie wordt niet meegenomen in het \mathcal{Z} -domein model. In normale omstandigheden en met voldoende hoge grenzen zal deze saturatie niet optreden waardoor het \mathcal{Z} -domein model geldig is. De regelaar wordt digitaal geïmplementeerd met de volgende differentievergelijking:

$$i_{\text{comp}}(n) = i_{\text{comp}}(n-1) + K^h \left[e_f^h(n) - a^h e_f^h(n-1) \right] \quad (5.62)$$

De PI-regelaar wordt afgesteld in SisoTool, met de volgende keuze van parameters:

$$C_{\text{dc}} = 1 \text{ mF} \quad ; \quad I^{\text{ref}} = 24 \text{ A} \quad ; \quad V_{\text{dc}}^{\text{ref}} = 600 \text{ V} \quad ; \quad T_b^h = 50 \text{ } \mu\text{s} \quad (5.63)$$

Met een afsnijpulsatie $\omega_{c,\text{pu}}$ van $2\pi 10\text{Hz}$ wordt de volgende regelaar bekomen:

$$G_{\text{PI}}^h(z) = -0.55 \frac{z - 0.99922}{z - 1} \quad (5.64)$$

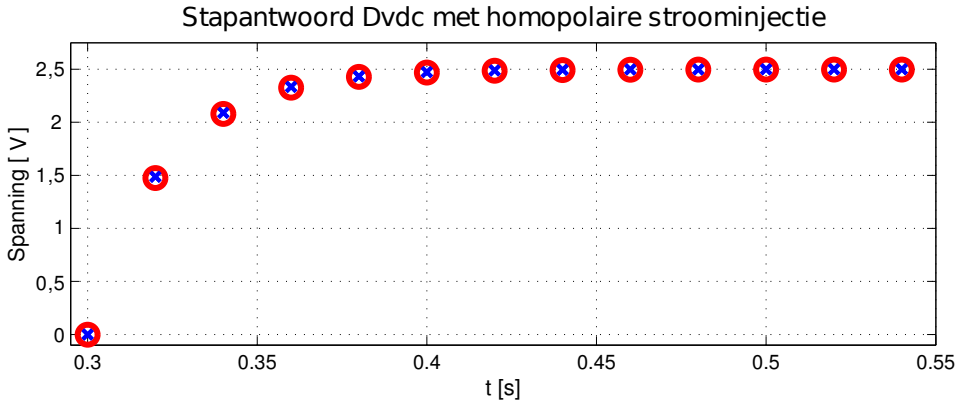
Deze regelaar geeft een bandbreedte van 5,17Hz en een fasemarge van 37° .

C. Implementatie en verificatie in het simulatiemodel

De geldigheid van de gevonden transfertfuncties in de regelkring wordt nagegaan met het simulatiemodel. De driefasige symmetrische regelstrategie wordt gebruikt met een sinusoidale bronspanning zodat geen ac-stromen in de neutrals zullen lopen. De wenswaarde van de regelkring $\Delta v_{\text{dc}}^{\text{ref}}$ is een stap van 0V naar 2.5V. De bemonsteringsfrequentie van de homopolaire stroominjectie is 20kHz. Figuur 5.23 toont de stapantwoorden.

Om de figuur overzichtelijk te houden zijn de stapantwoorden aan 50Hz bemonsterd. De kruisjes zijn afkomstig van het theoretisch afgeleide \mathcal{Z} -domein model, de cirkels uit het Simulink-simulatiemodel. Het is duidelijk dat het \mathcal{Z} -domein model overeenkomt met de simulatie.

Met het simulatiemodel zal nu de reactie en effectiviteit van de homopolaire stroominjectie methode nagegaan worden. De éénfasige dempende regelstrategie wordt geactiveerd en de bronspanning krijgt een derde harmonische waarvan de amplitude 10% van de grondharmonische bedraagt. Bijgevolg zullen harmonische stromen lopen in de neutrals waar de homopolaire stroominjectie niet op mag reageren



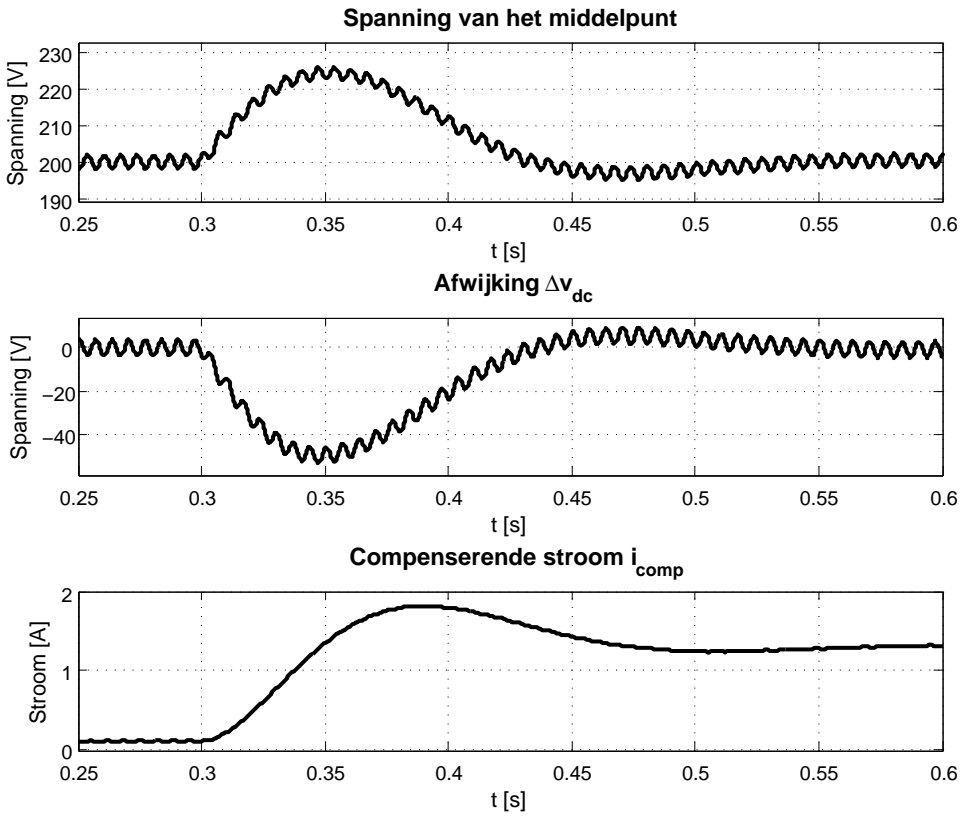
Figuur 5.23: Stapantwoord uit het Z -domein model (kruisjes) en uit het simulatie-model (cirkels)

door het laagdoorlaatfilter. Na 300 ms wordt bewust een constante waarde van 1.2A aan iedere stroomwenswaarde toegevoegd. Deze constante waarde is groot in vergelijking met de referentiewaarde voor de stroom van 24A en is bijgevolg een goede test om de prestatie van de beschreven methode te testen. In de neutrale geleider resulteert dit in een dc-stroom van 3.6A die het middelpunt sterk uit evenwicht brengt. Deze waarde is uiteraard bijzonder groot maar stelt een “worst case” situatie voor. De homopolaire stroominjectie zal deze dc-stroom compenseren en het middelpunt terug naar zijn regimewaarde van 350V brengen. Figuur 5.24 toont het resultaat van deze simulatie.

De derde harmonische is duidelijk te zien in de spanning van het middelpunt (bovenaan). Deze is nauwelijks aanwezig in de stroom i_{comp} (onderaan). De grote afwijking vanaf $t=0,3$ s doet de homopolaire stroominjectie wel reageren en de stroom i_{comp} neemt toe. Uiteindelijk bereikt de spanning van het middelpunt terug zijn regimewaarde van 350V. De stroom i_{comp} is in regime gelijk aan 1.2A zodat de dc-stromen inderdaad gecompenseerd worden. Indien deze dc-stroom ongewenst is, is de compensatie ervan een gewenst effect. Indien deze dc-stroom gewenst is door bv. de gebruikte filtertechniek, is deze compensatie ervan een ongewenst effect.

D. Experimentele verificatie

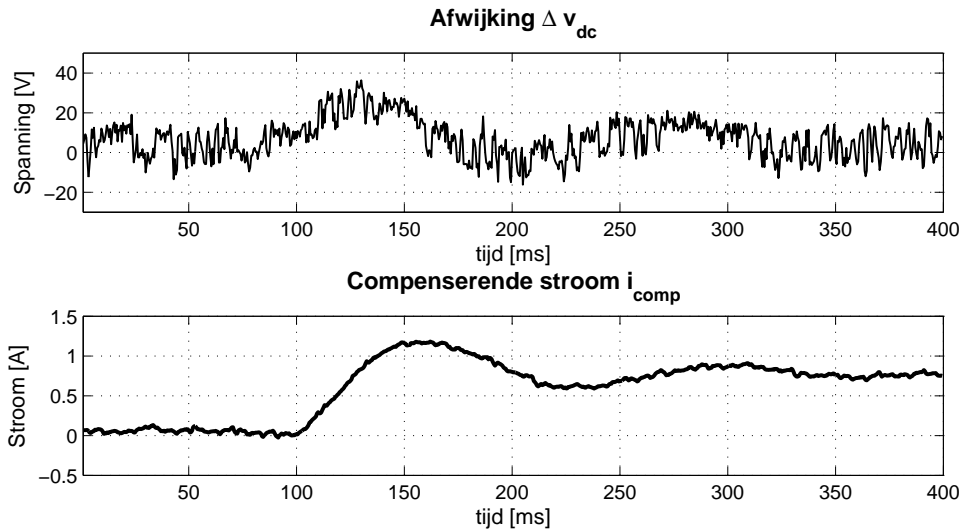
Om aan te tonen dat de homopolaire stroominjectie in staat is om het middelpunt te balanceren worden twee metingen gedaan. Bij de eerste meting wordt bewust een grote dc-waarde aan iedere stroomwenswaarde toegevoegd waardoor de inverter dc-stromen zal leveren die het middelpunt sterk uit balans brengen. Bij de



Figuur 5.24: Simulatie resultaat met homopolaire stroominjectie

tweede meting wordt de inverter in regime gebracht met de driefasige symmetrische regelstrategie en harmonischen in de netspanningen. De éénfasige dempende regelstrategie wordt vervolgens plots geactiveerd.

Op $t=100$ ms wordt aan iedere wenswaarde bewust een dc-stroom van -732 mA toegevoegd. Dit resulteert in 2.196 A in de neutrale geleider, wat het middelpunt sterk kan destabiliseren. De homopolaire stroominjectie zal de compenserende stroom i_{comp} bijregelen totdat het middelpunt terug in balans is, of dus $\Delta v_{dc} \simeq 0$. Figuur 5.25 toont het resultaat van deze meting. Vanaf $t=100$ ms neemt Δv_{dc} (bovenaan) inderdaad toe, waarop de homopolaire stroominjectie reageert door i_{comp} te laten stijgen (onderaan). Op $t=350$ ms is de situatie reeds in het nieuwe regime en is de stroom i_{comp} precies gelijk aan 732 mA zodat de dc-stroom gecompenseerd is. De inverter zal nu geen homopolaire dc-stromen in het net injecteren omwille van de compensatie ervan door de homopolaire stroominjectie. De methode met de halve-brug hakker zal niet verhinderen dat de inverter dc-stromen in het net



Figuur 5.25: Afwijking Δv_{dc} en compenserende stroom i_{comp}

injecteert aangezien hiermee de stromen niet kunnen beïnvloed worden.

Als tweede meting wordt de invloed van de éénfasige dempende regelstrategie nagegaan. Het balanceren van het middelpunt mag geen nadelige invloed hebben op het resistief karakter van de éénfasige dempende regelstrategie. Door de meting van Figuur 5.19 is al duidelijk dat er reeds een destabiliserende dc-stroom in de neutrale aanwezig is bij de driefasige symmetrische regelstrategie. De oorzaak hiervan is voornamelijk de dc-stroom door offsets op de stroommetingen. Indien de éénfasige dempende regelstrategie gebruikt wordt, komt daar nog een oorzaak bij. Offsets op de spanningsmetingen geven dan immers ook stromen in de neutrale. Dit kan worden ingezien met de volgende vergelijking (zie ook (6.11)):

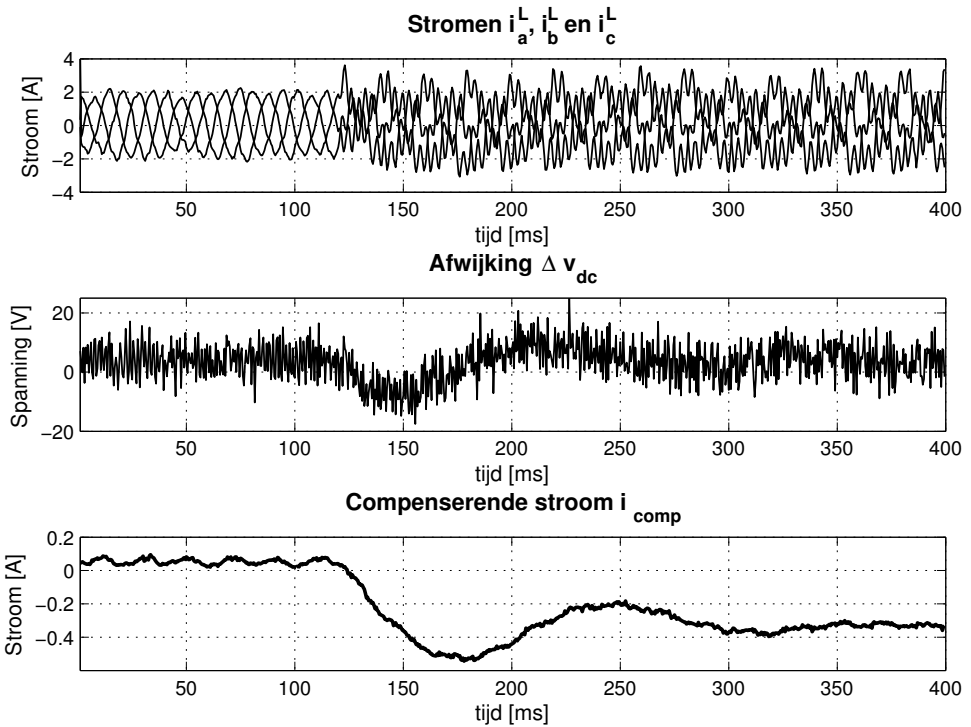
$$i_x^{\text{ref}} = g_1 \cos \delta_x + g_d (|v_{x,1}| - 1) \cos \delta_x \quad (5.65)$$

met g_d de dempende ingangseleidbaarheid die het omgekeerde teken van g_1 heeft in dg-toepassingen en $v_{x,1}$ de fundamentele component van de netspanning v_x .

Bij het activeren van de dempende regelstrategie zal de stroom i_{comp} moeten wijzigen om het middelpunt onder controle te houden.

De netspanning bevat een vijfde harmonische van 10%. Oorspronkelijk geldt de driefasige symmetrische regelstrategie zodat de stromen sinusoidaal zijn. Op $t=125$ ms wordt de dempende regelstrategie geactiveerd. Figuur 5.26 toont het resultaat van deze meting.

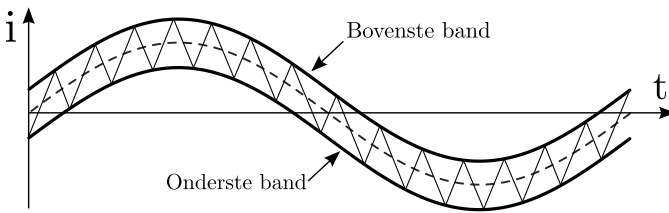
Bovenaan worden de stromen getoond, die vanaf $t=125$ ms duidelijk een vijfde harmonische bevatten. De éénfasige dempende regelstrategie veroorzaakt inder-



Figuur 5.26: Stromen i_a^L , i_b^L en i_c^L , afwijking Δv_{dc} en compenserende stroom i_{comp}

daad een bijkomende ongewenste dc-stroom in de neutrale, aangezien de afwijking Δv_{dc} toeneemt (in negatieve zin). De homopolaire stroominjectie reageert hierop door i_{comp} te laten toenemen tot -350mA terwijl dit oorspronkelijk 50mA was. De waarde van 50mA impliceert dat er een homopolaire offset op de stroommetingen is van -50mA, wat een realistische waarde is. De bijkomende stroom in i_{comp} door de éénfasige dempende regelstrategie is -400mA. Dit wordt veroorzaakt door de homopolaire offset van de spanningsmetingen en de term $g_d (|v_{x,1}| - \cos \delta_x)$ in de wenswaarde van de stromen, zie vergelijking (5.65). Een homopolaire offset van 5V in de spanningsmetingen zal, met een g_d van 1 pu, deze bijkomende stroom van 400mA kunnen veroorzaken. Een homopolaire offset van 5V (of dus 0,625% van het meetbereik van 800V) op de spanningsmetingen is een realistische waarde en kan moeilijk vermeden worden bij de kalibratie van de metingen.

Door het laagdoorlaatfilter in de homopolaire stroominjectie zullen enkel homopolaire dc-stromen gecompenseerd worden. Door de dempende regelstrategie zullen echter ook ac-stromen lopen, die de dc-buscondensatoren extra zullen belasten. Dit kan niet vermeden worden omdat de homopolaire stroominjectie de dempende re-



Figuur 5.27: Principe van de hysteresisregelaar

gelstrategie dan ernstig zou hinderen.

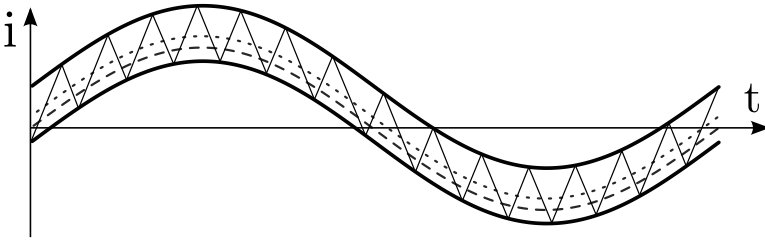
Met deze meting wordt aangetoond dat het gebruik van de éénfasige dempende regelstrategie mogelijk is met de homopolaire stroominjectie. De eerste meting toont echter aan dat filtertechnieken die dc-stromen injecteren in het net, zoals harmonische stroomcompensatie in sommige situaties, niet kunnen gebruikt worden.

5.3.4 Verschuiving van hysteresisbanden

Voor de stroomregeling werd tot nu toe vaak over PI-regelaars gesproken. Wegens de zeer eenvoudige implementatie worden echter ook hysteresisregelaars gebruikt [15], [32], [33]. Figuur 5.27 toont het werkingsprincipe van de hysteresisregelaar. De gemeten stroom wordt vergeleken met een bovenste en onderste hysteresisband. Deze hysteresisbanden worden bekomen door bij de wenswaarde van de stroom (streeplijn) een waarde $D/2$ op te tellen of af te trekken. D is dan de afstand tussen beide banden. De stroom wordt positief gerefereerd naar de inverter toe. Indien de gemeten stroom boven de bovenste band gaat, wordt een pulswijdteverhouding van 100% uitgestuurd om de stroom terug te laten dalen. Indien de stroom onder de onderste band gaat, wordt een pulswijdteverhouding van 0% uitgestuurd. Op die manier zal de stroom (driehoekvormige lijn) steeds tussen beide hysteresisbanden blijven.

De keuze van de parameter D heeft een grote invloed op de stroomvorm. Een grote D zorgt voor een lage schakelfrequentie maar voor een stroom met hoge harmonische inhoud. Met een lage D zal de stroomvorm beter gevolgd worden, met minder harmonische inhoud. De schakelfrequentie kan echter ontoelaatbaar hoog worden. Bovendien varieert de schakelfrequentie voortdurend.

Het nadeel van de variërende schakelfrequentie kan opgelost worden door de band D variabel te maken zodat een constante schakelfrequentie bekomen wordt [32]. De harmonischen in de stroom hebben dan frequenties rond deze schakelfrequentie en kunnen zo efficiënter gefilterd worden. De complexiteit van de regeling neemt wel toe, waardoor het voordeel van de hysteresisregelaar (namelijk de eenvoudige implementatie) gedeeltelijk verloren gaat.



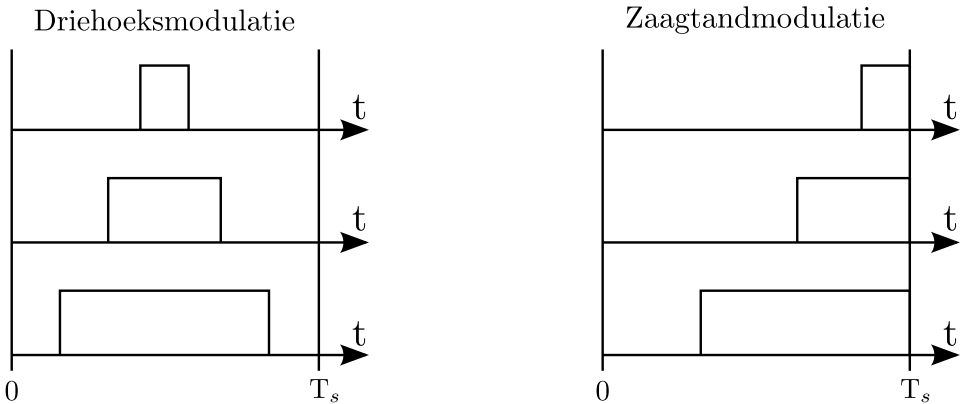
Figuur 5.28: Balancerings van het middelpunt door verschuiving van de hysteresisbanden

De hysteresisbanden kunnen ook op een andere manier variabel gemaakt worden. Een verschuiving naar boven resulteert namelijk in een positieve dc-stroom, terwijl een verschuiving naar onder een negatieve dc-stroom veroorzaakt. Door deze verschuivingen van de hysteresisbanden kan het middelpunt van de bus gebalanceerd worden [32], [33]. Figuur 5.28 toont een situatie waarbij de banden naar boven verschoven werden. De streeplijn stelt nog steeds de zuiver sinusoïdale wenswaarde van de stroom voor. De puntlijn toont echter de gemiddelde waarde van de werkelijke driehoeksvormige stroom die nu asymmetrisch is t.o.v. de wenswaarde. Deze bevat buiten de sinusoïdale component eveneens een positieve dc-component. De werking is gelijk aan de homopolaire stroominjectie. Gelijkstromen worden in het net geïnjecteerd om zo via de neutrale geleider het middelpunt in balans te brengen. Het enige voordeel van deze methode is de eenvoudige implementatie van hysteresisregelaars. Wegens de inherente nadelen van deze regelaars, zoals de variabele schakelfrequentie, is het gebruik van PI-regelaars met homopolaire stroominjectie meer aangewezen. Er is bovendien geen principieel verschil in de wijze waarop het middelpunt gebalanceerd wordt.

5.3.5 Adaptieve modulatie

Het probleem van onbalans in condensatorspanningen bestaat ook bij multi-level invertoren. In [34] en [35] wordt voor de balancerings van deze spanningen een methode gebruikt die het inschakelmoment van de GTO's (Gate Turn Off thyristor) wijzigt. Deze methode geldt als inspiratiebron voor wat hierna wordt voorgesteld. In dit werk wordt gekozen voor een driehoeksmodulator. Hierbij is de draaggolf van de PWM een driehoeksgolf. Een zaagtandmodulator is echter ook mogelijk. Figuur 5.29 toont schematisch de pulsen voor beide modulatoren.

Bij driehoeksmodulatie zijn de pulsen gecentreerd binnen de schakelperiode. Bij de zaagtandmodulatie eindigen alle pulsen aan het einde van de schakelperiode. Alle fasen zullen hier tegelijk schakelen, wat voor grote storingen kan zorgen in de



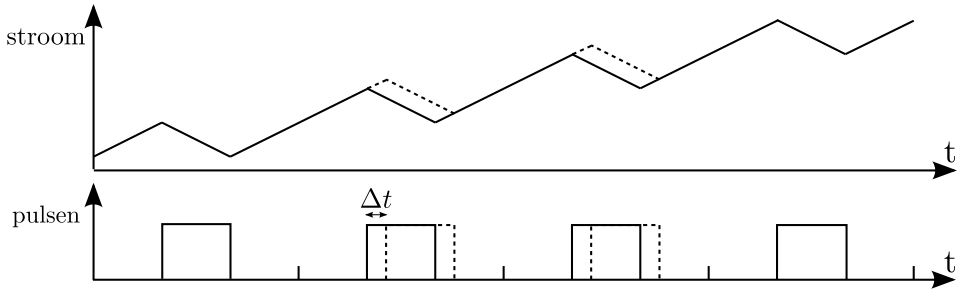
Figuur 5.29: Driehoeksmodulatie (links) en zaagtandmodulatie (rechts)

stromen en stroommetingen. Voor driefasige invertoren wordt dan ook best voor een driehoeksmodulatie gekozen.

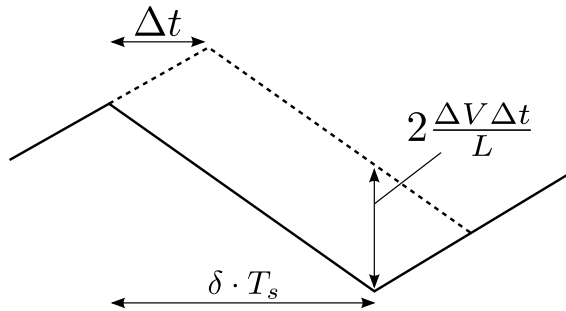
De modulatietechniek bepaalt de plaatsing van de pulsen in de periode. Driehoeksmodulatie plaatst ze centraal, vandaar ook de naam 'center-aligned PWM'. Zaagtandmodulatie plaatst ze aan het einde van de schakelperiode, vandaar de naam 'edge-aligned PWM'. Bij ruimtevectormodulatie heeft men meer vrijheid om deze pulsen te plaatsen. De plaatsing van de puls heeft voornamelijk een impact op de harmonische inhoud van de stromen en spanningen. De plaatsing van de puls kan bv. bij ruimtevectormodulatie zodanig worden gekozen dat de harmonische inhoud beperkt blijft.

Hier zal echter bewust een bepaalde harmonische inhoud gecreëerd worden om deze harmonische stromen het middelpunt van de bus te laten balanceren. Dit kan door de puls, bekomen uit de driehoeksmodulator, een tijdsverschuiving te geven. Deze tijdsverschuiving is variabel en wordt berekend uit de afwijking van de spanning van het middelpunt. De stroomvorm is dan niet meer zoals bekomen uit een driehoeksmodulator, waardoor hier eerder sprake is van een soort adaptieve modulator. Vandaar de gekozen naam 'adaptieve modulatie' voor deze methode. Figuur 5.30 toont de invloed van een verschuiving Δt van de pulsen op de stroom.

In volle lijn worden onderaan vier pulsen weergegeven. Tijdens de puls is de onderste schakelaar van een fase gesloten. Bovenaan toont de volle lijn de stroom die hierdoor ontstaat. Wanneer twee van de vier pulsen een tijdsverschuiving Δt krijgen, wijzigt de stroom zoals de figuur bovenaan toont (stippellijn). Een tijdsverschuiving Δt naar rechts geeft dus tijdelijk een hogere stroom, die ook terecht komt in de neutrale geleider en dus naar het middelpunt van de bus loopt. Door Δt te variëren kan de potentiaal van het middelpunt gebalanceerd worden.



Figuur 5.30: Driehoeksmodulatie (volle lijnen) en adaptieve modulatie (streeplijnen)



Figuur 5.31: Detailbeeld van de stroom

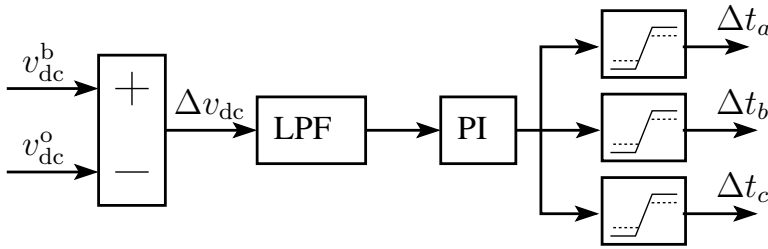
Om te vermijden dat de verschuiving Δt de puls gedeeltelijk buiten de schakelperiode doet vallen, moet deze verschuiving begrensd worden. Gedurende iedere schakelperiode is het signaal een tijd $(1 - \delta) T_s$ laag. Dit levert volgende begrenzingen op voor Δt :

$$-\frac{(1 - \delta) T_s}{2} < \Delta t < \frac{(1 - \delta) T_s}{2} \tag{5.66}$$

De grenzen zijn afhankelijk van de pulswijdteverhouding δ en zijn dus variabel. Door deze variabele grenzen moet een dynamische saturatie geïmplementeerd worden.

De extra stroom i_{extra} die in een fase ontstaat door de tijdsverschuiving Δt kan berekend worden aan de hand van Figuur 5.31.

Indien de puls niet verschoven zou zijn, volgt de stroom de volle lijn. Door de verschuiving Δt volgt de stroom nu echter de streeplijn. De stroom zal steeds stijgend of dalend zijn, afhankelijk van het teken van de spanning over de spoel. De helling van deze stijging of daling wordt bepaald door het spanningsverschil



Figuur 5.32: Regelschema van de adaptieve modulatie

ΔV over de spoel en de inductantie L_f . De extra stroom i_{extra} wordt berekend door de oppervlakte tussen de volle en gestreepte lijn te delen door de periode T_s . De extra stroom wordt dan uitgemiddeld over één PWM-periode. Dit geeft:

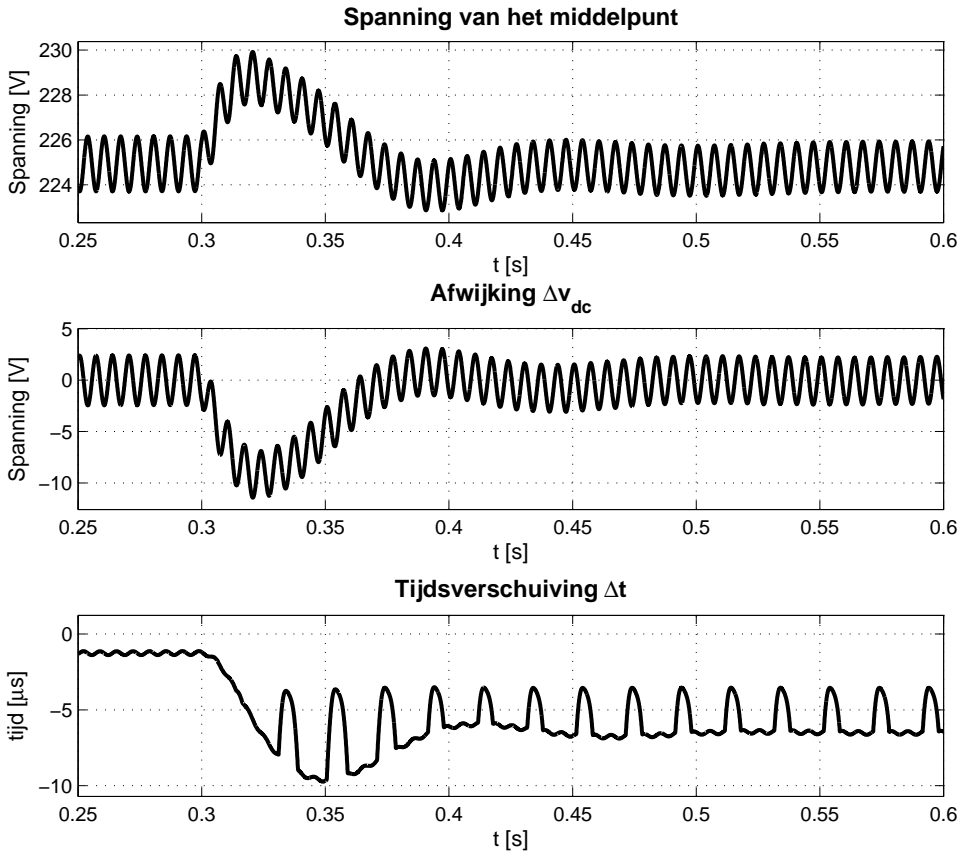
$$i_{\text{extra}} = \frac{\delta \cdot 2 \cdot \Delta V \cdot \Delta t}{L_f} \quad (5.67)$$

Het spanningsverschil ΔV over de spoel is afhankelijk van de netspanning v_g op dat moment. Verder is de stroom i_{extra} evenredig met de pulswijdteverhouding δ . De stroom i_{extra} is dus evenredig met Δt , maar ook afhankelijk van de ogenblikkelijke netspanning en de te leveren stroom (door δ), dus van het vermogen. Om de transfertfunctie van Δt naar i_{extra} te bekomen, dient deze vergelijking verder gelineariseerd te worden met een kleinsignaalbeschrijving. Daarmee kan een PI-regelaar in de regelkring ontworpen worden.

De uitwerking van de regelkring wordt hier niet beschouwd aangezien deze methode niet geïmplementeerd zal worden in de experimentele opstelling. Deze methode is verwant met de homopolaire stroominjectie, aangezien ook hier stromen worden geïnjecteerd in het net die via de neutrale geleider het middelpunt balanceren. In §5.3.8 worden de verschillende methodes vergeleken en wordt verantwoord waarom deze methode niet geïmplementeerd wordt in de experimentele opstelling, maar wel de homopolaire stroominjectie.

Om aan te tonen dat het verschuiven van de pulsen inderdaad het middelpunt kan balanceren, wordt de methode wel geïmplementeerd in het simulatiemodel. Het schema van de homopolaire stroominjectie wordt grotendeels overgenomen, wat resulteert in Figuur 5.32.

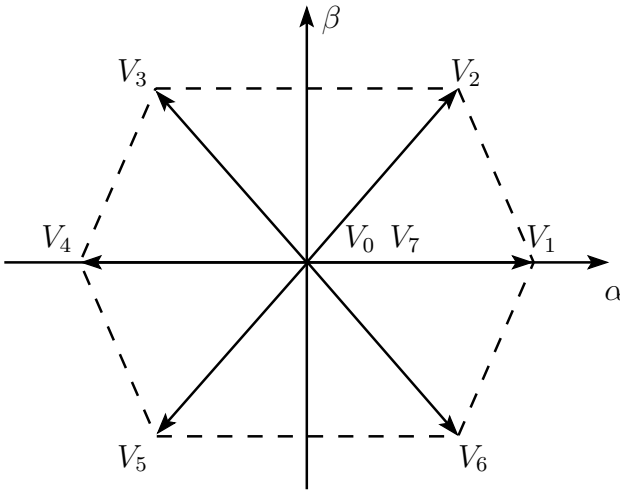
Meer uitleg over dit regelschema is terug te vinden bij de bespreking van de homopolaire stroominjectie. De saturatie wordt nu wel dynamisch (afhankelijk van de pulswijdteverhouding δ), waardoor iedere fase een eigen saturatie heeft. De uitgang van de PI-regelaar is hier de tijdsverschuiving Δt . De parameters van de PI-regelaar dienen uiteraard anders gekozen te worden dan bij de homopolaire stroominjectie. Voor de simulatie werd vertrokken van de parameters van de homo-



Figuur 5.33: Simulatiresultaat met adaptieve modulatie

polaire stroominjectie. De parameters werden aangepast tot een goed stapantwoord bekomen werd. Het simulatiemodel wordt nu gebruikt om bewust een dc-waarde van 0,48A aan iedere stroomwenswaarde toe te voegen op $t=300$ ms. De dempende regelstrategie wordt geactiveerd en de bronspanning krijgt een derde harmonische waarvan de amplitude 10% van de grondharmonische bedraagt. Het middelpunt wordt gebalanceerd met de adaptieve modulatie. Figuur 5.33 toont het resultaat van deze simulatie.

De afwijking Δv_{dc} wordt inderdaad opnieuw naar nul geregeld. De adaptieve modulatie reageert niet op de ac-componenten dankzij het laagdoorlaatfilter. In de tijdsverschuiving Δt is duidelijk het effect van de dynamische saturatie te zien. De tijdsverschuiving wordt beperkt bij hoge δ om te vermijden dat de puls buiten de periode valt. In regime zal de tijdsverschuiving een constante waarde verschillend van nul bereiken. Net zoals bij de homopolaire stroominjectie is deze regime-



Figuur 5.34: Acht mogelijke schakeltoestanden

waarde aanwezig omdat de methode de dc-stromen compenseert.

Bij de homopolaire stroominjectie werd voor Figuur 5.24 een dc-stroom van 1,2A gekozen. De adaptieve modulatie kan deze waarde echter niet compenseren omdat er een grens is op de mogelijke Δt . Dit is een belangrijk nadeel van deze methode.

5.3.6 Ruimtevectormodulatie

Mits enkele aanpassingen kan ruimtevectormodulatie ook gebruikt worden bij drie-fasige invertoren met een neutrale geleider en gesplitste dc-bus [36], [37] en [38]. Met zes schakelaars of dus drie halve bruggen zijn acht schakeltoestanden mogelijk. In Figuur 5.34 worden de verschillende spanningsvectoren weergegeven. Tabel 5.1 geeft deze schakeltoestanden met hun benamingen weer. Met S_a , S_b en S_c wordt de toestand van de respectievelijke fase bedoeld, wanneer $S_a = 1$ is de bovenste schakelaar van fase a gesloten en de onderste schakelaar open. Met $S_a = 0$ is deze open en de onderste schakelaar gesloten. Elk van de acht schakeltoestanden komt overeen met een aangelegde spanningsvector V_0 tot V_7 .

De acht vectoren worden ruimtelijk weergegeven in een abc -stelsel [38] of een $\alpha\beta 0$ -stelsel [36], [37] (cf. Figuur 5.34). Voor iedere fase kan uit de gewenste stroom de gewenste spanning aan de uitgang van de schakelaars bekomen worden. De combinatie van deze drie gewenste spanningen geeft een gewenste spanningsvector V_w in de abc -ruimte of de $\alpha\beta 0$ -ruimte. Vervolgens worden gepaste vectoren uit Tabel 5.1 gekozen om de spanningsvector V_w te vormen. Iedere gekozen vector wordt een zekere tijd aangelegd binnen een vast ingestelde periode T . De tijdsduur

Tabel 5.1: Schakeltoestanden van de ruimtevectormodulatie

Toestand	S_a	S_b	S_c	Vector
1	0	0	0	V_0
2	0	0	1	V_1
3	0	1	0	V_2
4	0	1	1	V_3
5	1	0	0	V_4
6	1	0	1	V_5
7	1	1	0	V_6
8	1	1	1	V_7

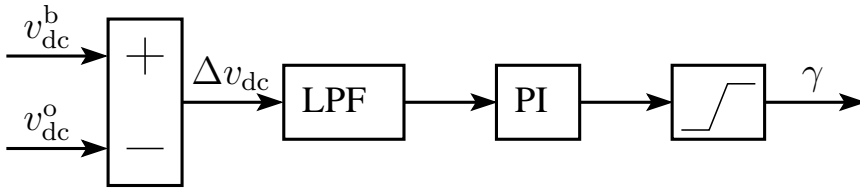
van iedere vector wordt zodanig berekend dat de vector V_w na uitmiddeling over de periode T zo goed mogelijk benaderd wordt.

In klassieke driefasige invertoren zonder neutrale geleider geven de vectoren V_0 en V_7 beide dezelfde uitgangsspanningen (de gekoppelde spanningen zijn nul). Het maakt dus geen verschil of V_0 of V_7 aangelegd wordt. Om de schakelverliezen te beperken kan de vector gekozen worden die het minst schakelacties met zich meebrengt. Na de vector V_6 is het bv. beter om de vector V_7 aan te leggen dan de vector V_0 , aangezien hiervoor slechts één omschakeling nodig is in plaats van twee.

Voor driefasige invertoren met neutrale geleider is het niet meer eender of V_0 of V_7 aangelegd wordt. Deze vectoren doen immers beide homopolaire stromen (met verschillend teken) vloeien. Enerzijds is het hier van groot belang om de tijdsduur van beide vectoren zorgvuldig te kiezen om geen ongewenste homopolaire stromen te laten vloeien die bovendien het middelpunt kunnen destabiliseren. Anderzijds kan de keuze van deze vectoren gebruikt worden om het middelpunt te stabiliseren. Beide mogelijkheden worden hierna kort uitgewerkt.

In [37] wordt aangetoond dat iedere gewenste vector V_w geleverd kan worden door drie van de acht vectoren een zekere tijd aan te leggen. Meer specifiek gaat het om twee vectoren uit V_1, V_2, V_3, V_4, V_5 en V_6 en één vector uit V_0 of V_7 . In wat volgt worden de eerste twee vectoren genoteerd als V_x en V_y en de derde vector als V_z . Elk van deze vectoren wordt gedurende de periode T een percentage p_x, p_y en p_z (voor respectievelijk V_x, V_y en V_z) aangelegd. De som van deze percentages is niet noodzakelijk gelijk aan 100% omdat de periode T normaal gesproken langer is dan nodig als reserve. De resterende tijd t_{rest} is dan gelijk aan $(1 - p_x - p_y - p_z) \cdot T$. In [37] wordt de tijd t_{rest} gelijk verdeeld over de vectoren V_0 en V_7 :

$$p_0 = \frac{t_{\text{rest}}}{2T} \quad \text{en} \quad p_7 = \frac{t_{\text{rest}}}{2T} \quad (5.68)$$



Figuur 5.35: Regelschema van de balancering van het middelpunt met ruimtevectormodulatie

De percentages p_0 en p_7 zijn dan de geleidingspercentages van respectievelijk de vectoren V_0 en V_7 . Eén van beide vectoren wordt reeds gebruikt gedurende het percentage p_z , waardoor ofwel V_0 voor $p_z + p_0$ ofwel V_7 voor $p_z + p_7$ gebruikt wordt. De gelijke verdeling van t_{rest} zorgt ervoor dat de ruimtevectormodulatie geen oorzaak kan zijn van een homopolaire stroom die het middelpunt uit balans kan brengen. In [37] gebruikt men een verschuiving van de hysteresisbanden om het middelpunt te balanceren.

De verdeling van t_{rest} kan ook op een andere manier gebeuren. De vector V_7 zal een homopolaire stroom veroorzaken naar het net toe, waardoor v_{dc}^o toeneemt. Omgekeerd veroorzaakt de vector V_0 een homopolaire stroom die v_{dc}^o doet afnemen. De tijd t_{rest} kan nu ongelijk verdeeld worden over de spanningen V_0 en V_7 :

$$p_0 = \left(\frac{1}{2} + \gamma \right) \frac{t_{\text{rest}}}{2T} \quad \text{en} \quad p_7 = \left(\frac{1}{2} - \gamma \right) \frac{t_{\text{rest}}}{2T} \quad (5.69)$$

De term γ zorgt voor een verschil tussen p_0 en p_7 en wordt bekomen uit Δv_{dc} . Figuur 5.35 toont hoe γ volgt uit Δv_{dc} .

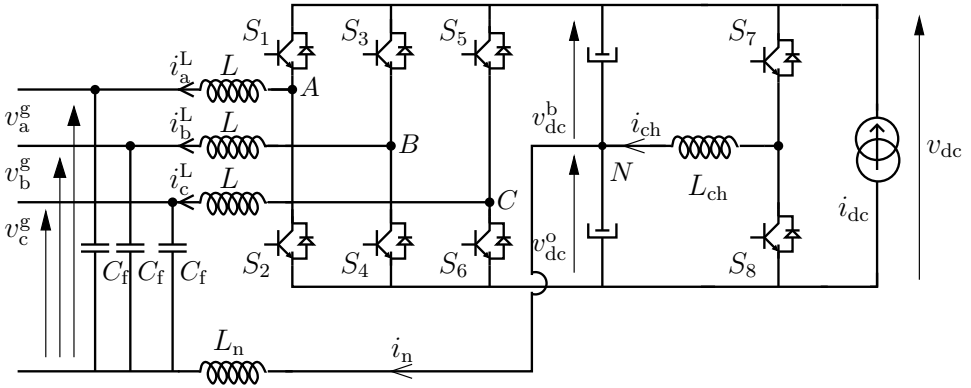
Dit schema is gelijk aan dat van de homopolaire stroominjectie. De saturatie begrenst γ tussen -0.5 en 0.5 .

Deze methode wordt hier voor de volledigheid gegeven maar niet verder experimenteel of in simulatie uitgewerkt. In §5.3.8 worden hiervoor argumenten gegeven.

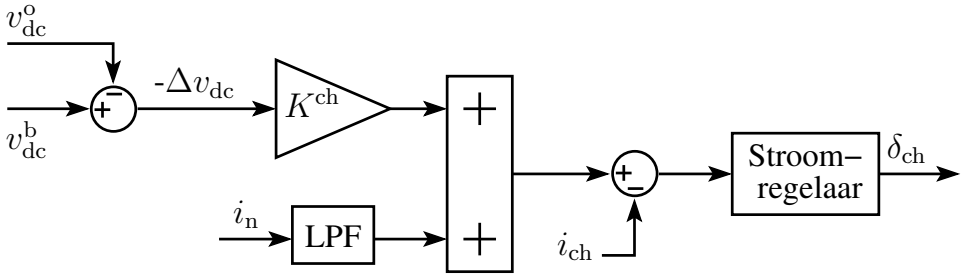
5.3.7 Halve-brug hakker

A. Algemene beschrijving

Bij de homopolaire stroominjectie wordt het middelpunt gecontroleerd door compenserende stroom in de neutrale te injecteren. Deze stroom wordt met de drie fasestromen in het net geïnjecteerd om zo in de neutrale geleider terecht te komen. De compenserende stroom kan echter ook op een andere manier aan het middelpunt toegevoegd worden. In [27] en [29] wordt een uitbreiding van de topologie



Figuur 5.36: Driefasige inverter met gesplitste bus en toegevoegde hakker



Figuur 5.37: Schematische voorstelling van de middelpuntscontrole met de hakker

van de inverter met een halve-brug hakker voorgesteld. Met deze hakker kunnen stromen aan het middelpunt toegevoegd worden zonder dat deze via het net moeten lopen. Figuur 5.36 toont de aangepaste topologie, die eerder werd voorgesteld in §5.2.2.

De halve-brug hakker bestaat uit de schakelaars S_7 en S_8 , aangestuurd met de puls-widteverhouding δ_{ch} , en de smoorspoel L_{ch} . De aanduiding “ch” staat voor “chopper”. De hakker onttrekt vermogen aan de bus om met een stroomregeling de stroom i_{ch}^e in het middelpunt te injecteren. Deze stroom wordt bepaald uit de afwijking Δv_{dc} volgens het schema van Figuur 5.37.

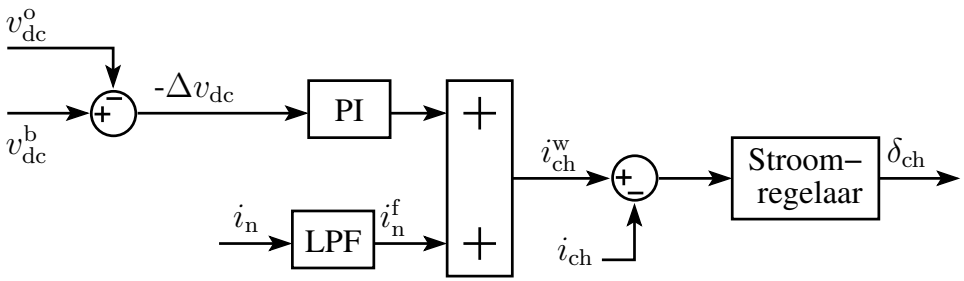
Net zoals in het schema van de homopolaire stroominjectie, zie Figuur 5.20, heeft de stroom i_{ch}^w een deel evenredig met de afwijking Δv_{dc} . De evenredigheidsfactor K^{ch} doet dienst als proportionele spanningsregelaar. De stroom i_{ch}^w bevat echter ook een gedeelte i_n^f , bekomen uit de meting van de neutrale stroom met een laag-doorlaatfilter LPF. De stroom i_{ch}^w dient als wenswaarde van de stroomregelkring van de hakker.

In tegenstelling tot de homopolaire stroominjectie wordt de meting van Δv_{dc} niet gefilterd door een laagdoorlaatfilter. Het gevaar dat de balancering van het middelpunt de stromen van een dempende regelstrategie zou hinderen is hier afwezig. Indien een dempende regelstrategie zorgt voor injectie van harmonische stromen in het net, dan zal de hakker op de harmonischen in Δv_{dc} reageren door harmonische stromen in het middelpunt te injecteren. De halve-brug hakker kan hiermee ook ac-fluctuaties van hogere frequentie in Δv_{dc} compenseren zonder een dempende regelstrategie te hinderen (uiteraard binnen de mogelijkheden van de regelaar op gebied van bandbreedte). Met de homopolaire stroominjectie is dit niet mogelijk en is een laagdoorlaatfilter noodzakelijk. De ac-fluctuatie van het middelpunt moet dan beperkt worden door middel van grote buscondensatoren. De voorgaande redenering maakt echter ook duidelijk dat de methode met de halve-brug geen ongewenste dc-stromen in de neutrale kan compenseren. Gewenste dc-stromen, veroorzaakt door de gekozen filtertechniek, worden door de hakker niet gecompenseerd. Indien de methode met de halve-brug hakker gebruikt wordt, kan men filtertechnieken gebruiken die dc-stromen vereisen. Dit laatste is een groot voordeel. De methode met de halve-brug bezit dus duidelijk meer flexibiliteit.

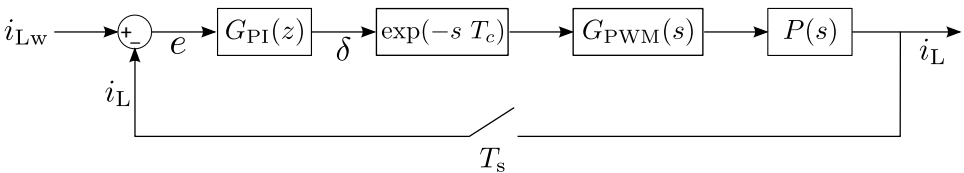
Samengevat kan worden gesteld dat de methode met de hakker de harmonische stromen van een dempende regelstrategie niet zal hinderen en toelaat om filtertechnieken te gebruiken die injectie van dc-stromen in het net vereisen. De hakker is niet in staat om ongewenste dc-stromen in de neutrale, bv. door offsets op de stroommetingen, te compenseren.

Een andere verschil met de homopolaire stroominjectie is de term i_n^f in de stroom i_{ch}^w . Deze term is niet absoluut noodzakelijk maar heeft, afhankelijk van de afsnijfrequentie van de filter, wel een invloed. Indien de stroom in de neutrale bv. een 50Hz component bevat, zal deze aanwezig zijn in i_{ch}^w indien het laagdoorlaatfilter deze doorlaat. Zonder de term i_n^f zou de hakker enkel de 50Hz stroom leveren indien de ermee overeenstemmende 50Hz component in Δv_{dc} gecompenseerd wordt. De bandbreedte van de spanningsregelaar moet hiervoor voldoende hoog zijn. Met de term i_n^f kan de hakker nu de ac-stromen leveren in plaats van de condensatoren. De hakker zorgt m.a.w. voor een omleiding van deze stromen. Met de afsnijfrequentie van het laagdoorlaatfilter kan gekozen worden tot welke frequentie de hakker ac-stromen mag omleiden.

Bij de homopolaire stroominjectie werd opgemerkt dat het oorspronkelijk voorgestelde schema niet in alle situaties voor een perfecte regeling van het middelpunt zorgt. De proportionele regelaar kan aanleiding geven tot regime-afwijkingen in v_{dc}^o door bv. afwijkingen op de stroommetingen. Het toevoegen van een integrerende actie corrigeert dit. Bij de methode met de halve-brug kan dit probleem ook voorkomen. Een constante afwijking op de metingen van i_{ch}^e of i_n geeft met de proportionele regelaar K^{ch} een regime-afwijking. Hier zal dus ook een integrerende



Figuur 5.38: Regelschema van de methode met de hakker met PI-regelaar



Figuur 5.39: Algemene stroomregelkring

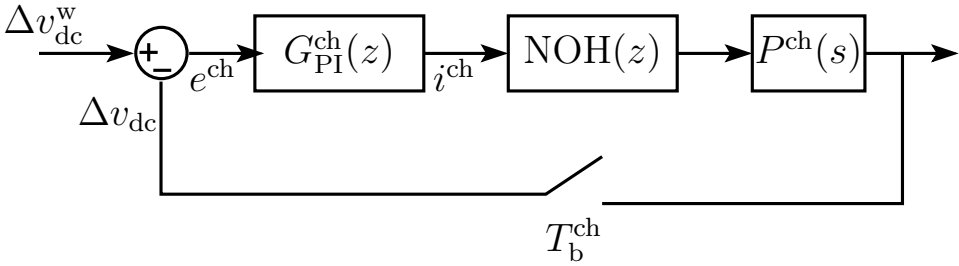
actie aan worden toegevoegd, wat het schema van Figuur 5.38 oplevert. De regelaar ‘PI’ heeft nu een kleine integrerende actie zodat regime-afwijkingen niet meer voorkomen.

B. Regelkring

De stroomregelkring van de hakker wordt in Figuur 5.39 afgebeeld. Het verschil is wel dat hier geen netspanning aanwezig is aan de uitgang van de smoorspoel L_{ch} maar een dc-spanning. De transfertfunctie $P(s)$ van pulswijdteverhouding δ_{ch} naar stroom i_{ch}^e is echter nog steeds geldig. Om de regelkring te stabiliseren wordt hier wel een voorwaartse tak gebruikt die bij de pulswijdteverhouding δ_{ch} een term 0.5 optelt. Dit is namelijk de regimewaarde van de pulswijdteverhouding.

Voor de regelkring van de middelpuntsbalancerings wordt de stroomregelaar voldoende snel verondersteld ten opzichte van de regeling van het middelpunt waardoor ze niet aanwezig is in de hierna voorgestelde regelkring. Figuur 5.40 toont de regelkring die de balancerings van het middelpunt met de hakker beschrijft.

De regelkring is, op het laagdoorlaatfilter LPF na, analoog aan die van de homopolaire stroominjectie uit Figuur 5.22. Er is nu wel een verschil tussen de transfertfuncties $P^h(s)$ en $P^{ch}(s)$.



Figuur 5.40: Regelkring van de methode met de hakker

Transfertfunctie van de stroom van de hakker naar de middelpuntspanning

Het verband tussen de stroom i_{ch}^e en de spanning v_{dc}^o is:

$$i_{\text{ch}} = 4 C_{\text{dc}} \frac{dv_{\text{dc}}^o}{dt} \quad (5.70)$$

Dit levert de volgende transfertfunctie van i_{ch}^e naar Δv_{dc} in pu-grootheden op:

$$P^{\text{ch}}(s) = \frac{-I^{\text{ref}}}{2 C_{\text{dc}} V_{\text{dc}}^{\text{ref}} s} = \frac{-1}{\tau_{\text{ch}} s} \quad (5.71)$$

met $\tau_{\text{ch}} = 2 C_{\text{dc}} V_{\text{dc}}^{\text{ref}} / I^{\text{ref}}$.

Zoals bij de homopolaire stroominjectie kan een transfertfunctie $H^{\text{ch}}(s)$ ingevoerd worden:

$$H^{\text{ch}}(s) = \text{NOH}(s) \cdot P^{\text{ch}}(s) \quad (5.72)$$

Omgezet naar het \mathcal{Z} -domein geeft dit:

$$H^{\text{ch}}(z) = -\frac{T_{\text{b}}^{\text{ch}}}{\tau_{\text{ch}}} \frac{1}{z-1} \quad (5.73)$$

Ontwerp van de PI-regelaar

Alle transfertfuncties van de regelkring zijn nu gekend om de PI-regelaar te ontwerpen. De regelaar wordt digitaal geïmplementeerd met de volgende differentievergelijking:

$$i_{\text{ch}}(n) = i_{\text{ch}}(n-1) + K^{\text{ch}} \left[e^{\text{ch}}(n) - a^{\text{ch}} e^{\text{ch}}(n-1) \right] \quad (5.74)$$

De PI-regelaar wordt afgesteld in SisoTool, met volgende keuze van parameters:

$$C_{dc} = 1 \text{ mF} \quad ; \quad I^{\text{ref}} = 24\text{A} \quad ; \quad V_{dc}^{\text{ref}} = 600 \text{ V} \quad ; \quad T_b^{\text{ch}} = 50 \mu\text{s} \quad (5.75)$$

De volgende regelaar wordt bekomen:

$$G_{\text{PI}}^{\text{ch}}(z) = -14 \frac{z - 0.986}{z - 1} \quad (5.76)$$

Deze regelaar geeft een bandbreedte van 56.6Hz en een fasemarge van 50.9° . Deze bandbreedte is heel wat hoger dan bij de spanningsregelaar van de homopolaire stroominjectie. De bandbreedte bij de homopolaire stroominjectie is beperkt door het laagdoorlaatfilter en zelfs gewenst laag zodat niet gereageerd wordt op hoger frequente componenten in Δv_{dc} . Voor de hakker is deze lage bandbreedte niet nodig aangezien de ac-componenten in Δv_{dc} mogen gecompenseerd worden. Deze compensatie hindert een dempende regelstrategie immers niet. De afwezigheid van een laagdoorlaatfilter laat bovendien een hogere bandbreedte toe. Vandaar de hier bekomen waarde van 56.6Hz.

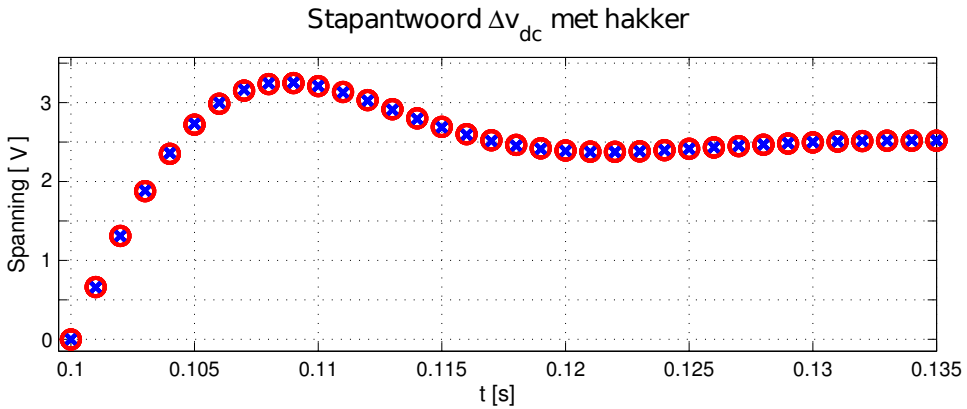
C. Implementatie en verificatie in het simulatiemodel

De hakker werd in het simulatiemodel geïmplementeerd. Als laagdoorlaatfilter wordt dezelfde genomen als bij de homopolaire stroominjectie, dus met een afsnijfrequentie van 10Hz. De PI-stroomregelaar heeft dezelfde parameters als de regelaars van de fasestromen.

De geldigheid van de gevonden transfertfuncties in de regelkring wordt nagegaan met het simulatiemodel. De driefasige symmetrische regelstrategie wordt gebruikt met een sinusoidale bronspanning zodat geen neutrale ac-stromen zullen lopen. De wenswaarde van de regelkring $\Delta v_{dc}^{\text{ref}}$ is een stap van 0V naar 2.5V. De bemonsteringsfrequentie van de hakker is 20kHz. De regelaar in de simulatie komt niet noodzakelijk overeen met de eerder gegeven regelaar. Figuur 5.41 toont de stapantwoorden.

Voor de duidelijkheid van de figuur zijn de stapantwoorden aan 1kHz bemonsterd. De kruisjes zijn afkomstig van het theoretisch afgeleide \mathcal{Z} -domein model, de cirkels uit het Simulink-simulatiemodel. Het is duidelijk dat het \mathcal{Z} -domein model overeenkomt met de simulatie.

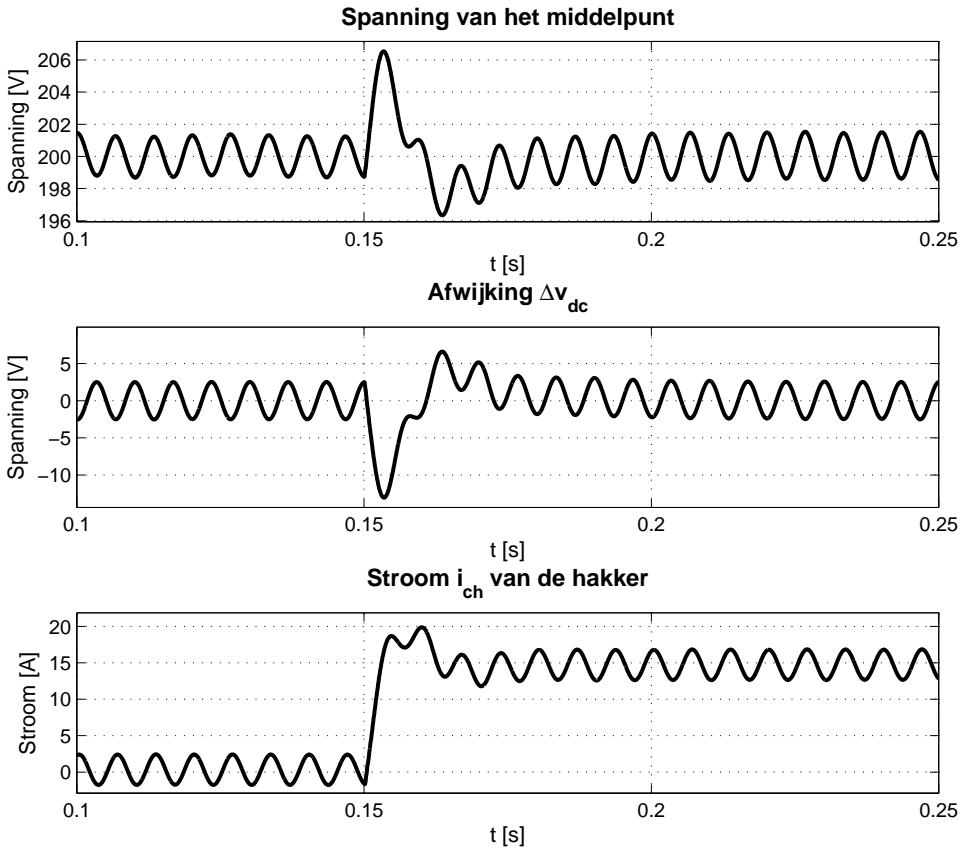
Vergelijking van de stapantwoorden voor de homopolaire stroominjectie (Figuur 5.23) en voor de hakker (Figuur 5.41) toont een groot verschil in reactiesnelheid. De laagdoorlaatfilter en de lage bandbreedte zorgen ervoor dat bij de homopolaire stroominjectie pas na 120 ms de regimewaarde bereikt wordt. Met de hakker is dit slechts 35 ms.



Figuur 5.41: Stapantwoord uit het Z -domein model (kruisjes) en uit het simulatiemodel (cirkels)

Met het simulatiemodel zal nu de performantie van de hakker nagegaan worden. De driefasige dempende regelstrategie wordt geactiveerd en de bronspanning krijgt een derde harmonische waarvan de amplitude 10% van de grondharmonische bedraagt. Na 150 ms wordt bewust een dc-stroom van 4.8A aan iedere stroomwenswaarde toegevoegd. In de neutrale geleider geeft dit een dc-stroom van 14.4A die het middelpunt sterk destabiliseert. Deze waarde is uiteraard onrealistisch groot maar stelt een “worst case” situatie voor om de hakker zwaar te belasten. De hakker zal deze dc-stroom gaan leveren en bovendien het middelpunt terug naar zijn regime-waarde van 200V brengen. Figuur 5.42 toont het resultaat van deze simulatie.

Door de driefasige dempende regelstrategie is een derde harmonische aanwezig in de spanning van het middelpunt. Deze derde harmonische wordt door de stroom i_{ch}^e gedeeltelijk gereduceerd. Op $t=0.15$ s ontstaan de zeer grote dc-stromen, waar de hakker snel op reageert. Na 30 ms heeft de stroom i_{ch}^e zich reeds aangepast aan deze grote dc-stromen en is het middelpunt terug op zijn nominale waarde. De toegevoegde dc-stroom is hier 4.8A per fase, terwijl die voor de simulatie van Figuur 5.24 slechts 1.2A werd gekozen. Het is dan ook duidelijk dat de hakker voor een snellere reactie zorgt en het middelpunt effectiever onder controle kan houden. Het verschil met de homopolaire stroominjectie is dat de inverter nu in iedere fase 1.2A kan injecteren in het net terwijl de homopolaire stroominjectie dit zou verhinderen.

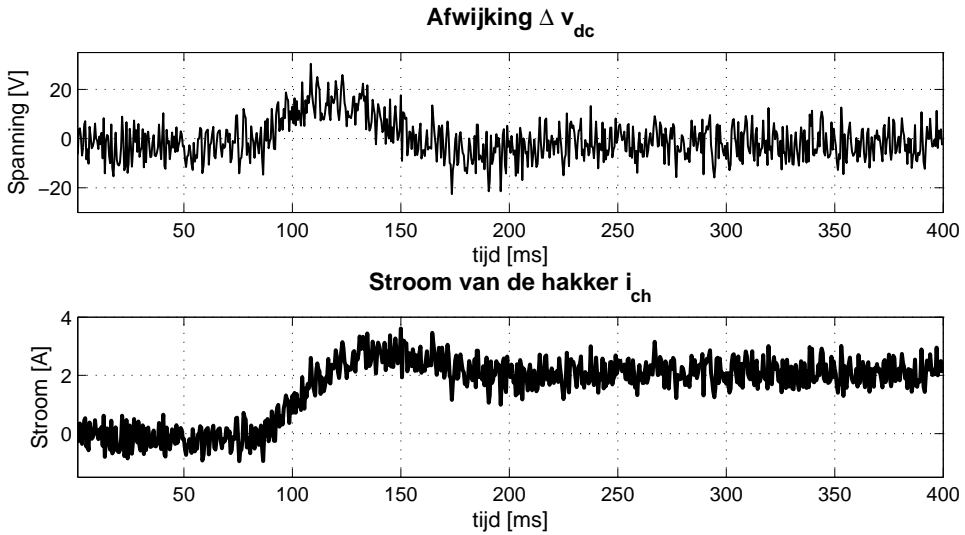


Figuur 5.42: Simulatiesresultaat met de hakker

D. Experimentele verificatie

Om aan te tonen dat het middelpunt gebalanceerd wordt door de halve-brug hakker, worden hier drie metingen gedaan. De eerste twee metingen zijn identiek aan deze uitgevoerd bij de homopolaire stroominjectie. Bij de derde meting wordt ook de invloed van de dempende regelstrategie bekeken, maar dan met toevoeging van de term i_n^f in het regelschema van de hakker.

Op $t=75$ ms wordt aan iedere wenswaarde bewust een dc-stroom van -0.732 A toegevoegd, net zoals bij de meting van de homopolaire stroominjectie. Dit resulteert in 2.196A in de neutrale geleider, wat het middelpunt sterk kan destabiliseren. De hakker zal een stroom van 2.196A gaan leveren om het middelpunt te balanceren zodat $\Delta v_{dc} \simeq 0$. Voor deze meting werd de term i_n^f in de wenswaarde i_{ch}^w uitgeschakeld. In Figuur 5.38 stelt deze term de tak links onderaan in het regel-



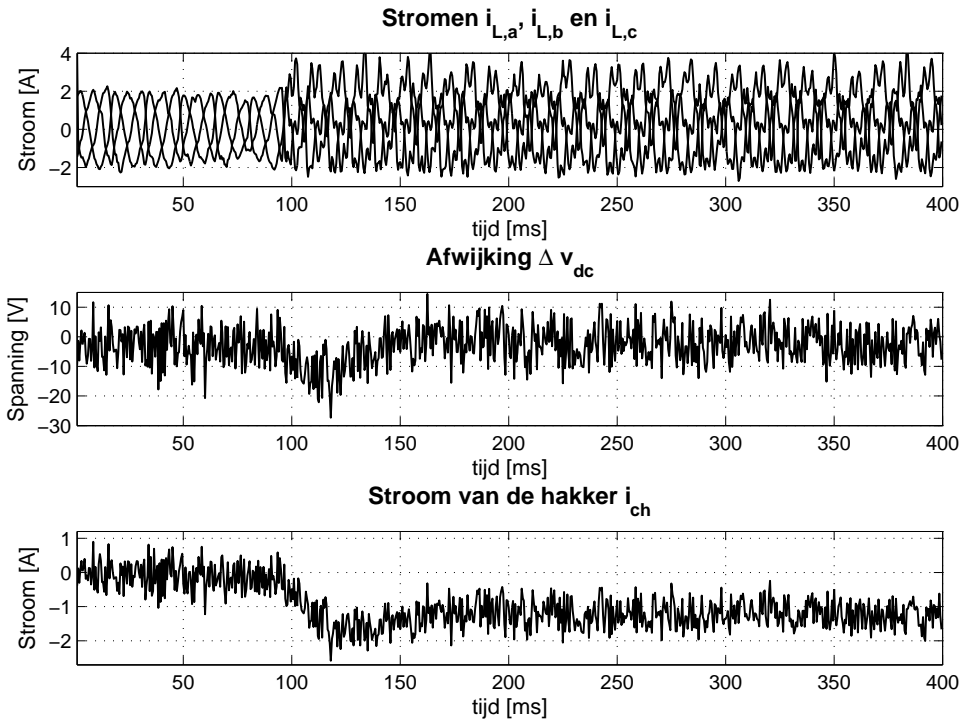
Figuur 5.43: Afwijking Δv_{dc} en stroom van de hakker i_{ch}

schema voor. Het effect van deze term zal bij de derde meting onderzocht worden. Figuur 5.43 toont het resultaat van deze meting.

Vanaf $t=75$ ms neemt Δv_{dc} (bovenaan) inderdaad toe, waarop de hakker reageert door i_{ch} te laten stijgen (onderaan). Op $t=200$ ms is de situatie reeds in het nieuwe regime en is de stroom i_{ch} precies gelijk aan 2.196A. In tegenstelling tot de homopolaire stroominjectie zal de hakker niet verhinderen dat de inverter in iedere fase een dc-stroom van 732mA in het net injecteert. Indien deze stroom gewenst is, is dit een voordeel van de hakker. De dc-stroom van 2.196A in de neutrale loopt nu door de hakker in plaats van door de buscondensatoren.

Net zoals bij de homopolaire stroominjectie wordt de invloed van de dempende regelstrategie nagegaan. Opnieuw wordt verwacht dat de offsets in metingen voor een hogere ongewenste dc-stroom in de neutrale zullen zorgen. De hakker zal deze hogere stroom moeten leveren om het middelpunt op de juiste spanning te houden. De term i_n^f is nog steeds uitgeschakeld. De netspanning bevat opnieuw een vijfde harmonische van 10%. Oorspronkelijk geldt de sinusoidale regelstrategie zodat de stromen sinusoidaal zijn. Op $t=90$ ms wordt de éénfasige dempende regelstrategie geactiveerd. Figuur 5.44 toont het resultaat van deze meting.

Vanaf $t=90$ ms bevatten de stromen (bovenaan) een vijfde harmonische. De éénfasige dempende regelstrategie zorgt inderdaad voor een bijkomende ongewenste dc-stroom in de neutrale, die nu zal geleverd worden door de hakker (grafiek onderaan). De hakker is niet in staat om te verhinderen dat de inverter ongewenste dc-stromen in het net injecteert. Met deze meting wordt aangetoond dat, net zoals de

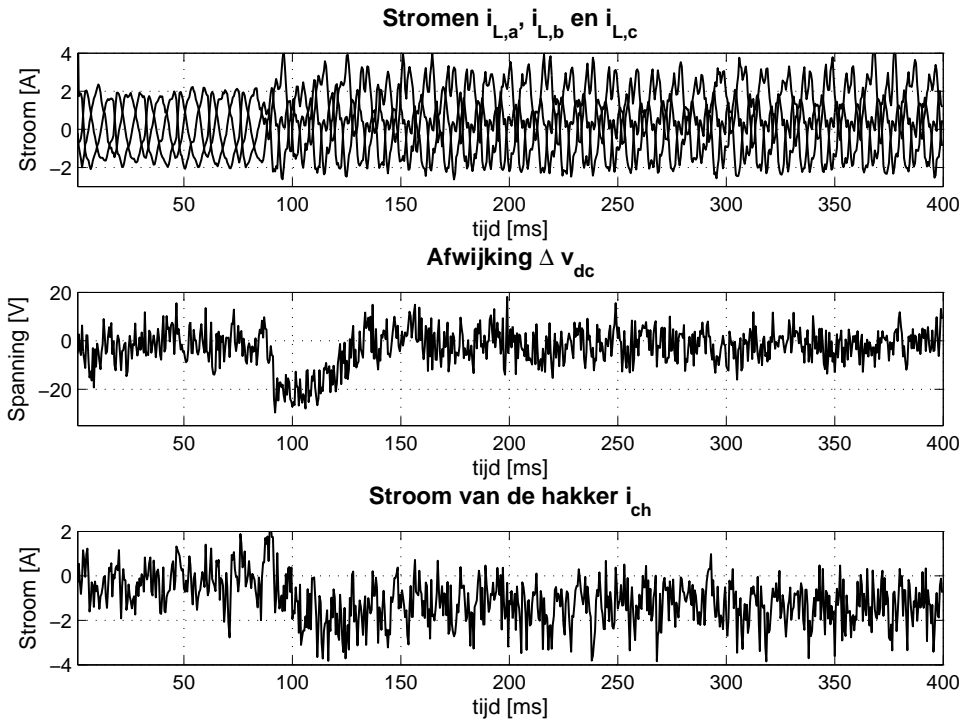


Figuur 5.44: Stromen i_a^L , i_b^L en i_c^L , afwijking Δv_{dc} en stroom van de hakker i_{ch}

homopolaire stroominjectie, de hakker ook toelaat om een dempende regelstrategie toe te passen.

De vorige meting wordt herhaald met de term i_n^f in het regelschema. De neutrale stroom wordt nu gemeten, gefilterd, en toegevoegd aan de wenswaarde i_{ch}^w . Door de grote condensatoren C_{dc} is de ac-fluctuatie van het middelpunt door de ac-stromen nauwelijks zichtbaar. Zonder de term i_n^f zal de hakker deze ac-fluctuatie niet compenseren door de te lage bandbreedte van de PI-spanningsregelaar. De buscondensatoren leveren dan de ac-stromen. De term i_n^f wordt nu toegevoegd waardoor ac-componenten in de stroom i_{ch}^w verwacht worden. Figuur 5.45 toont het resultaat van deze meting.

De stroom van de hakker i_{ch} bevat nu meer fluctuaties, afkomstig van de term i_n^f . De hiervoor gemaakt redenering, namelijk dat de hakker de ac-stromen niet zal leveren zonder de term i_n^f , blijkt te kloppen. Het is dus mogelijk om de buscondensatoren ook te ontlasten van de ac-stromen, terwijl de homopolaire stroominjectie dit enkel kan voor dc-stromen. Dit geeft de methode met de hakker meer flexibiliteit dan de homopolaire stroominjectie.



Figuur 5.45: Stromen $i_{L,a}^L$, $i_{L,b}^L$ en $i_{L,c}^L$, afwijking Δv_{dc} en stroom van de hakker i_{ch}

E. Verbetering van de benutting van de busspanning

Een nadeel van de inverter met gesplitste dc-bus is dat de busspanning 15% hoger moet zijn dan in het geval van de klassieke driefasige invertoren zonder neutrale geleider en de invertoren met vier benen. Een mogelijke oplossing hiervoor wordt voorgesteld in [27]. Met deze methode wordt de potentiaal van het middelpunt met een hakker geregeld volgens een derde harmonische:

$$\Delta v_{dc} = -\frac{1}{3} \hat{V}_1 \sin 3\omega t \quad (5.77)$$

De factor \hat{V}_1 stelt de amplitude van de grondgolf van de netspanning voor. Met deze Δv_{dc} kan de busspanning 15% lager worden gekozen zodat de harmonische inhoud van de uitgangsspanning daalt.

In dit hoofdstuk werd reeds een hakker gebruikt om het middelpunt onder controle te houden, m.a.w. Δv_{dc} op nul te houden. Deze hakker zou nu ook kunnen gebruikt worden om het middelpunt volgens een derde harmonische te regelen. Dit levert echter tegenstrijdige eisen op:

- De condensator C_{dc} moet groot genoeg zijn voor een goede werking van de busspanningsregelaar. Voor de 100Hz busspanningsregelaar met vertraagde aanpassingen werd tot nu toe een waarde van 1mF gebruikt.
- Een grote condensator C_{dc} zal snelle veranderingen van Δv_{dc} tegenwerken. Om het middelpunt een derde harmonische te laten volgen, moet de condensator dan ook voldoende klein gekozen worden. Bovendien is het gewenst dat deze regeling kan gebeuren zonder dat de hakker zeer grote stromen moet leveren. De nodige stroom i_{ch}^e volgt uit:

$$i_{ch} = 4 C_{dc} \frac{dv_{dc}^o}{dt} = -2 C_{dc} \frac{d\Delta v_{dc}}{dt} \quad (5.78)$$

Met de gewenste derde harmonische geeft dit een stroom i_{ch}^e met een amplitude:

$$i_{ch} = 4 C_{dc} \hat{V}_1 \pi f \quad (5.79)$$

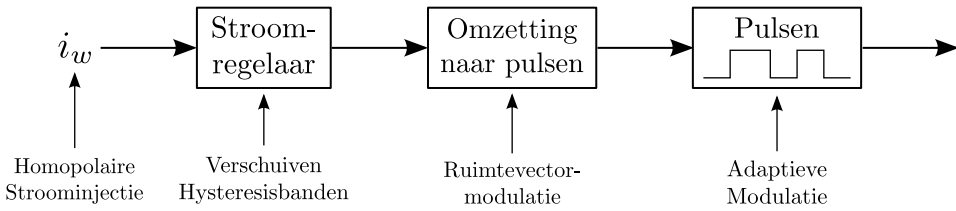
Indien de stroom i_{ch}^e bv. beperkt moet zijn tot 2.5A bij een netspanning van 115V effectiefwaarde, geeft dit een maximale waarde van $25\mu F$ voor de condensator C_{dc} . In [27] wordt voor een netspanning met 230V effectiefwaarde een capaciteit C_{dc} van $12.5\mu F$ gekozen, wat de stroom i_{ch}^e beperkt tot 1.3A.

Deze tegenstrijdige eisen maken de gelijktijdige regeling van het middelpunt volgens een derde harmonische en de regeling van de busspanning een moeilijke zaak. Dit probleem komt niet naar voor in [27] omdat daar de bus gevoed wordt met een spanningsbron in plaats van een stroombron. Een busspanningsregelaar is dus afwezig en het is geen probleem om een lage C_{dc} te kiezen. De energiebron in een dg-eenheid wordt echter niet correct gemodelleerd door een spanningsbron.

Om het gebruik van de busspanning met deze methode te verbeteren, moet de busspanningsregelaar ontworpen worden om te werken met de kleine buscondensatoren. Het vormt een grote uitdaging om de busspanning stabiel te houden in deze situatie. De bemonsteringsfrequentie van de busspanningsregelkring zal zeker en vast opgevoerd moeten worden en de PI-regelaar moet nauwkeurig afgesteld zijn. De aanwezigheid van overgangsverschijnselen en een dempende regelstrategie dragen verder bij tot het probleem. De invloed van stromen in de neutrale moet dan namelijk mee beperkt worden door een grote C_{dc} . Bij overgangsverschijnselen is bovendien een zekere energiebuffer nodig. De verbetering van de benutting van de busspanning vormt niet het hoofddoel van dit werk en wordt dan ook niet verder besproken. De methode wordt hier vermeld voor de volledigheid.

5.3.8 Vergelijking

Om het middelpunt van de bus te balanceren, werden in dit hoofdstuk vijf methodes gegeven. Al deze methodes beïnvloeden de potentiaal van het middelpunt



Figuur 5.46: Plaats van de verschillende methodes in de keten

door stromen in dit punt te injecteren. Deze stromen kunnen afkomstig zijn van de neutrale geleider (homopolaire stroominjectie, verschuiven van de hysteresisbanden, adaptieve modulatie en ruimtevectormodulatie) of van een extern toegevoegde geleider (halve-brug hakker). Zo kunnen de methodes verdeeld worden in twee categorieën. De voor- en nadelen van elk worden hierna besproken.

A. *Balancing met stroom in de neutrale*

Indien de neutrale gebruikt wordt om het middelpunt te balanceren, zijn geen aanpassingen van de topologie nodig. De complexiteit en kost van het circuit verhogen daardoor niet. De methodes zijn dan ook vooral softwarematig aangezien geen extra schakelaars bediend moeten worden. Dit is een belangrijk voordeel op gebied van implementatie en kost. Nadelig is wel dat niet alle filtertechnieken naar behoren gebruikt kunnen worden.

De stroom in de neutrale kan op verschillende manieren gecreëerd worden. De stroomregeling van de inverter kan bekeken worden als een keten. De vier besproken methodes (homopolaire stroominjectie, verschuiven van de hysteresisbanden, adaptieve modulatie en ruimtevectormodulatie) verschillen in plaats in deze keten. Figuur 5.46 verduidelijkt dit.

De wenswaarde van de stroom volgt uit de gebruikte regelstrategie. De stroomregelaar is een PI- of hysteresisregelaar. Vervolgens wordt het resultaat hiervan omgezet naar pulsen door een PWM-modulator of ruimtevectormodulatie. Tenslotte worden deze pulsen aangelegd aan de schakelaars.

De homopolaire stroominjectie werkt op het niveau van de wenswaarde. Een stroom i_{comp} wordt toegevoegd aan deze wenswaarde en de rest van de keten blijft ongewijzigd. De methode met de verschuiving van de hysteresisbanden werkt in op de regelaar zelf, die noodzakelijk een hysteresisregelaar moet zijn. De wenswaarde van de stroom blijft dan ongewijzigd. De methode met de ruimtevectormodulatie werkt in op de omzetting naar de pulsen. De pulsen worden zodanig geplaatst dat homopolaire stromen lopen die het middelpunt balanceren. De adaptieve modulatie zal de pulsen, bekomen uit een standaard driehoeksmodulatie, verschuiven

voordat ze terecht komen bij de schakelaars.

Deze methodes hebben als gemeenschappelijk nadeel de eerder trage reactie. Dit komt door de aanwezigheid van een laagdoorlaatfilter die moet vermijden dat de balanceringsmethode ook ac-schommelingen van het middelpunt compenseert. Een ander gemeenschappelijk nadeel is dat de stromen van de drie fasen beïnvloed worden. Dit geeft een vervormde golfvorm bij overgangsverschijnselen. De balanceerende stromen lopen bovendien via het net, wat niet in alle situaties verantwoord is. De inverter is met deze methodes niet in staat om dc-stromen in het net te injecteren waardoor bepaalde filtertechnieken, zoals harmonische stroomcompensatie, niet ten volle kunnen benut worden. Ongewenste dc-stromen in de neutrale worden wel gecompenseerd. Als gemeenschappelijk voordeel hebben ze dat geen verandering van het circuit nodig is waardoor geen bijkomende kost ontstaat. Hierna worden de specifieke voor- en nadelen van de methodes gegeven.

Homopolaire stroominjectie

De softwarematige implementatie van de homopolaire stroominjectie is zeer eenvoudig. Een laagdoorlaatfilter en een PI-regelaar volstaan. De bekomen stroom i_{comp} wordt bij de wenswaarde opgeteld en het overige deel van de stroomregelketen blijft hetzelfde. Het opgestelde \mathcal{Z} -domein model laat een goed ontwerp van de regelaar toe. Zoals eerder vermeld, is de eerder trage reactie nadelig.

Verschuiving van hysteresisbanden

Net zoals bij de homopolaire stroominjectie is de software-implementatie van deze methode zeer eenvoudig. Dit is namelijk een eigenschap van hysteresisregelaars. Deze regelaars hebben echter het nadeel van de variabele schakelfrequentie.

Ruimtevectormodulatie

Deze methode vereist een implementatie van ruimtevectormodulatie, terwijl in dit werk klassieke PWM-modulatoren gebruikt worden. De ruimtevectormodulatie zal hier dan ook niet verder besproken worden. Bovendien heeft deze methode geen bijkomende voordelen ten opzichte van homopolaire stroominjectie of verschuiving van de hysteresisbanden.

Adaptieve modulatie

De adaptieve modulatie werkt in op de laatste stap van de stroomregelketen. Daardoor is deze methode niet eenvoudig te implementeren. Microcontrollers hebben namelijk ingebouwde PWM-modules waarmee een keuze voor driehoeks- of zaagtandmodulatie mogelijk is. De adaptieve modulatie geeft dus een bijkomende

moeilijkheid om met een standaard PWM-module te implementeren. Bovendien zorgt de dynamische saturatie ervoor dat een eenvoudige beschrijving in het \mathcal{Z} -domein niet mogelijk is. Net zoals de methode met de ruimtevectormodulatie, heeft de adaptieve modulatie geen bijkomende voordelen ten opzichte van homopolaire stroominjectie of verschuiving van hysteresisbanden.

B. Balancerend met stroom uit een extern toegevoegde geleider

Met de halve-brug hakker kan de balancerende stroom extern toegevoegd worden. Dit heeft het voordeel dat deze stroom niet via het net loopt. Een laagdoorlaatfilter is niet nodig omdat de hakker mag reageren op ac-afwijkingen van het middelpunt. Een compensatie hiervan zal de lijnstromen namelijk niet hinderen. Door de afwezigheid van deze filter is de reactiesnelheid van de hakker hoger (vergelijk figuren 5.24 en 5.42). Nadelig is de vereiste aanpassing van de topologie. Dit verhoogt de kost en complexiteit van de inverter. Softwarematig is de implementatie iets complexer in vergelijking met de homopolaire stroominjectie. De hakker heeft namelijk een eigen stroomregelaar nodig. Indien de smoorspoel van de hakker gelijk wordt gekozen aan de smoorspoelen van de drie fasen, kan echter de stroomregelaar overgenomen worden. Een voordeel van de hakker is dat de inverter de mogelijkheid heeft om dc-stromen in het net te injecteren, wat vereist wordt door sommige filtertechnieken. Ongewenste dc-stromen door offsets op de stroommetingen kunnen niet gecompenseerd worden.

C. Samenvattende tabel

Tabel 5.2 vat voor iedere methode de voor- en nadelen samen.

Tabel 5.2: Vergelijkende tabel

	Circuit	Reactiesnelheid	Implementatie	Invloed op de stroomvorm
Homopolaire stroominjectie	+	-	+	-
Verschuiving van hysteresisbanden	+	-	+	-
Adaptieve modulatie	+	-	-	+
Ruimtevectormodulatie	+	-	+	-
Halve-brug hakker	-	+	-	+

5.4 Besluit

De busspanningsregeling is niet het kritische deel van de regeling van een invertor-gekoppelde dg-eenheid aangezien het balanceren van het ac- en dc-vermogen een traag proces is en de (grote) dc-bus capaciteit als buffer optreedt. Een slecht ontwerp van de busspanningsregelkring kan nadelige gevolgen hebben op de stroomgolfvorm. Het is mogelijk dat de vervormde stroomgolfvorm aanleiding geeft tot serie- en parallel-resonanties. Om dit te vermijden wordt in dit hoofdstuk een busspanningsregelaar voorgesteld die geen nadelige invloed heeft op de stroomgolfvorm. Door de uitgang van de busspanningsregelaar te vertragen opdat deze zou samenvallen met de nuldoorgang van de stroom in de verschillende fasen, is het mogelijk om distorties van de stroomgolfvorm te vermijden. Bij de huidige busspanningsregelaars treedt er een stap op in de wenswaarde in de twee fasen. De voorgestelde busspanningsregelaar wordt experimenteel geverifieerd en de positieve invloed op de stroomgolfvorm wordt vastgesteld.

Vervolgens wordt er een algemene beschrijving van de busspanningsregelaar gegeven. Een model van de busspanningsregelkring wordt opgesteld dat gebruikt wordt om de busspanningsregelaar af te stellen. Het model wordt aan de hand van simulatie en experiment geverifieerd.

De topologie die in dit werk gekozen wordt is de driefasige invertor waar de neutrale verbonden wordt door de splitsing van de buscondensator (Eng. split-link invertor). Deze topologie vereist een actieve balancering van het middelpunt van de dc-bus. Dit probleem werd uitgewerkt en met een simulatie aangetoond. De verschillende oorzaken van de onbalans werden gegeven.

In dit hoofdstuk worden vijf mogelijke oplossingen voor de balancering van het middelpunt besproken, namelijk de homopolaire stroominjectie, verschuiving van de hysteresisbanden, adaptieve modulatie, ruimtevectormodulatie en de halve-brug hakker. Drie van deze methoden, namelijk de homopolaire stroominjectie, verschuiving van de hysteresisbanden en de halve-brug hakker zijn terug te vinden in de literatuur. Twee van deze methoden, de adaptieve modulatie en de ruimtevector-modulatie, worden in dit werk voorgesteld. Een vergelijking van de vijf methoden werd gegeven met een samenvattende tabel. De homopolaire stroominjectie en de halve-brug hakker werden beiden als te verkiesende oplossing naarvoor geschoven en experimenteel geverifieerd.

De metingen tonen aan dat het middelpunt actief moet gebalanceerd worden. Zowel de homopolaire stroominjectie als de hakker zijn in staat om het middelpunt onder controle te houden. Dit werd getest in een eerste situatie waar het middelpunt sterk gedestabiliseerd wordt door een grote dc-stroom en in een tweede situatie waarin de dempende regelstrategie geactiveerd werd. Op basis van deze experimentele resultaten worden beide methoden vergeleken.

Beide methoden reageren op een dc-component in de stroom in de neutrale ge-

leider. De homopolaire stroominjectie zal deze dc-stroom compenseren door een homopolaire dc-stroom toe te voegen aan de drie lijnstromen. Het voordeel van deze methode is dat een homopolaire dc-offset op de stroommetingen wordt gecompenseerd en deze niet meer in het net wordt geïnjecteerd. Het nadeel van deze methode is dat de inverter geen dc-stromen kan leveren indien dit gewenst zou zijn door de gekozen filtermethode. De hakker zal de dc-stroom in de neutrale geleider niet compenseren maar omleiden zodat de buscondensatoren deze niet meer moeten leveren. Dit geeft het voordeel dat de inverter dc-stromen kan leveren indien dit gewenst is. Het nadeel is dat ongewenste dc-stromen niet kunnen gecompenseerd worden. Indien een grote flexibiliteit op gebied van filtermethoden gewenst is, verdient de methode met de hakker de voorkeur.

Er is een groot verschil tussen beide methodes wanneer de ac-stromen in de neutrale geleider in beschouwing worden genomen. De homopolaire stroominjectie reageert hier niet op (door het laagdoorlaatfilter) waardoor de waarde van de buscondensatoren C_{dc} voldoende groot moet zijn om de ac-fluctuaties van het middelpunt te beperken. Aangezien de hakker de dempende regelstrategie niet hindert, kunnen de ac-fluctuaties van het middelpunt wel gecompenseerd worden. Een te lage bandbreedte van de PI-spanningsregelaar hoeft hiervoor geen belemmering te zijn dankzij de term i_n^f in het regelschema van de hakker. De buscondensatoren C_{dc} hoeven nu niet meer zo groot te zijn als bij de homopolaire stroominjectie. Voor de experimentele opstelling werd een grote condensatorwaarde C_{dc} gekozen waardoor de ac-fluctuaties niet zichtbaar zijn. Voor een commerciële inverter heeft een kleinere C_{dc} de voorkeur door de kostenbesparing, waardoor het voordeel van de hakker van belang kan zijn. Hier mag echter niet vergeten worden dat een kleinere C_{dc} de rimpel op de totale busspanning eveneens zal verhogen omdat de energiebuffer verkleint. De compensatie van ac-fluctuaties van het middelpunt door de hakker zal dan ook geen grote kostenbesparing kunnen opleveren en het voordeel is dus eerder klein.

Op basis van deze experimentele vergelijking kan nu een besluit geformuleerd worden.

De homopolaire stroominjectie heeft de voorkeur indien:

- een eenvoudige implementatie en topologie gewenst is,
- de ongewenste dc-stromen in de fasen door offsets op de stroommetingen zo veel mogelijk gereduceerd moeten worden,
- de gebruikte filtertechniek geen dc-stromen vereist,
- een voldoende grote condensatorwaarde C_{dc} gebruikt wordt of een regelstrategie gebruikt wordt die slechts beperkte ac-stromen in de neutrale veroorzaakt.

De halve-brug hakker heeft de voorkeur indien:

- de bijkomende complexiteit en kost van het circuit geen probleem vormt of verantwoord is,
- de ongewenste dc-stromen in de fasen door offsets op de stroommetingen klein zijn of geen probleem vormen,
- een grote flexibiliteit gewenst is op gebied van filtertechnieken. De invertor kan met de hakker immers dc-stromen leveren,
- de buscondensatoren best ontlast worden van ac-stromen veroorzaakt door bv. de dempende regelstrategie.

In dit werk wordt de voorkeur gegeven aan de homopolaire stroominjectie. Deze methode laat een eenvoudige implementatie toe. Aangezien het injecteren van dc-stromen door de meeste distributienetoperatoren niet wordt toegelaten, is het niet erg dat de homopolaire stroominjectie niet toelaat om dc-stromen te injecteren.

Bibliografie

- [1] T. E. Núñez-Zúñiga and J. A. Pomilio, "Shunt active power filter synthesizing resistive loads," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, pp. 273–278, Mar. 2002.
- [2] H. D. Battista and R. Mantz, "Harmonic series compensators in power systems: Their control via sliding mode," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 8, pp. 939–947, Nov. 2000.
- [3] A. Chaoui and G. C. F. Krim, "PI controlled three-phase shunt active power filter for power quality improvements," *Int. J. Elect. Power Energy Syst.*, vol. 30, pp. 476–485, Oct. 2008.
- [4] M. Prodanović and T. Green, "Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, pp. 373–380, Jan. 2003.
- [5] M. Montero, E. Cadaval, and F. González, "Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, pp. 229–236, Jan. 2007.
- [6] A. Eid, M. Abdel-Salam, H. El-Kishky, and T. El-Mohandes, "Active power filters for harmonic cancellation in conventional and advanced aircraft electric power systems," *Electric Power Systems Research*, vol. 79, pp. 80–88, Jan. 2009.
- [7] M. Mishra, A. Ghosh, A. Joshi, and H. Suryawanshi, "A novel method of load compensation under unbalanced and distorted voltages," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, pp. 288–295, Jan. 2007.
- [8] M. Dai, J. J. M.N. Marwali, and A. Keyhani, "A three-phase four-wire inverter control technique for a single distributed generation unit in island mode," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, pp. 322–331, Jan. 2008.
- [9] T. Takeshita and N. Matsui, "Current waveform control of PWM converter system for harmonic suppression on distribution system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, pp. 1134–1139, Dec. 2003.
- [10] L. Li, T. Jin, and K. M. Smedley, "A new analog controller for three-phase voltage generation inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, pp. 2894–2902, Aug. 2008.
- [11] T. Green and J. Marks, "Control techniques for active power filters," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 152, pp. 369–381, Mar. 2005.

-
- [12] G. Chang, C. Yeh, and W. Chen, "Meeting IEEE-519 current harmonics and power factor constraints with a three-phase three-wire active power filter under distorted source voltages," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, pp. 1648–1654, July 2006.
- [13] A. Chaoui, J. G. F. Krim, and L. Rambault, "DPC controlled three-phase active filter for power quality improvement," *Int. J. Elect. Power Energy Syst.*, vol. 30, pp. 476–485, Oct. 2008.
- [14] E. Cadaval, M. Montero, and F. González, "A modified switching signal generation technique to minimize the rms tracking error in active filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, pp. 1118–1124, Sept. 2005.
- [15] P. Lohia, M. Mishra, K. Karthikeyan, and K. Vasudevan, "A minimally switched control algorithm for three-phase four-leg VSI topology to compensate unbalanced and nonlinear load," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, pp. 1935–1944, July 2008.
- [16] F. M. L. L. De Belie, D. M. Van de Sype, K. De Gussemé, W. R. A. Ryckaert, and J. A. Melkebeek, "Digitally controlled boost PFC converter with improved output voltage controller," *Electrical Engineering*, vol. 89, pp. 363–370, May 2007.
- [17] S.-J. Huang and J.-C. Wu, "A control algorithm for three-phase three-wired active power filters under nonideal mains voltages," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, pp. 753–760, July 1999.
- [18] J.-C. Wu and H.-L. Jou, "Simplified control method for the single-phase active power filter," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. 143, pp. 219–224, May 1996.
- [19] K. Temma, F. Ishiguro, N. Toki, I. Iyoda, and J. J. Paserba, "Clarification and measurements of high frequency harmonic resonance by a voltage sourced converter," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 20, pp. 450–457, Jan. 2005.
- [20] A. Kotsopoulos, P. J. Heskens, and M. J. Jansen, "Zero-crossing distortion in grid-connected PV inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, pp. 558–565, Apr. 2005.
- [21] Y. Wei, "Control and resonance damping of voltage-source and current-source converters with LC filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, pp. 1511–1521, May 2009.
- [22] Alex Van den Bossche, *cursustekst Vermogenselektronica*, 2009. Universiteit Gent.

- [23] J. De Kooning, *Balancing van het middelpunt van de busspanning bij drie-fasige netgekoppelde invertoren met neutrale geleider*. Masterproef, Universiteit Gent, Gent, België, 2010.
- [24] D.G. Holmes en T.A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters*. IEEE Press, Wiley Interscience, 2003.
- [25] J. Zhou, X. Wu, Y. Geng en P. Dai, "Simulation research on a SVPWM control algorithm for a four-leg active power filter," *Journal of China University of Mining and Technology*, vol. 17, pp. 590–594, Dec. 2007.
- [26] R. Zhang, H. Prasad, D. Boroyevich, and F. C. Lee, "Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, pp. 314–326, May 2002.
- [27] J. Liang, T. C. Green, C. Feng, and G. Weiss, "Increasing voltage utilization in split-link four-wire inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, pp. 1562–1569, June 2009.
- [28] B. Meersman, B. Renders, L. Degroote, T. Vandoorn, and L. Vandevelde, "DC-bus voltage controllers for a three-phase voltage-source inverter for distributed generation," in *Proc. of International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICRE PQ) 2009*, (Valencia, Spain), 2009.
- [29] M. Mishra, A. Joshi, and A. Ghosh, "Control schemes for equalization of capacitor voltages in neutral clamped shunt compensator," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 18, pp. 538–544, Apr. 2003.
- [30] S. Seguí-Chilet, F. Gimeno-Sales, S. Orts, M. Alcaniz, and R. Masot, "Selective shunt active power compensator in four wire electrical systems using symmetrical components," *Electric Power Components and Systems*, vol. 35, pp. 97–118, Jan. 2007.
- [31] G. Casaravilla, G. Eirea, G. Barbat, J. Inda, and F. Chiaramello, "Selective active filtering for four-wire loads: Control and balance of split capacitor voltages," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference Records*, vol. 1-10, (Rhodes, Greece), pp. 4623–4642, June 15-19, 2008.
- [32] M. Lafoz, I.J. Iglesias, C. Veganzones en M. Visiers, "A novel double hysteresis-band current control for a three-level voltage source inverter," *PESC 2000: 31th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, pp. 21–26, 2000.
- [33] M. Aredes, K. Heumann, and E. H. Watanabe, "An universal active power line conditioner," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 13, pp. 545–551, Apr. 1998.

-
- [34] C. Hochgraf and R. H. Lasseter, "A transformer-less static synchronous compensator employing a multi-level inverter," *IEEE Trans. Power Del.*, pp. 881–887, Apr. 1997.
- [35] Y. Chen, B. Mwinyiwiwa, Z. Wolanski, and B.-T. Ooi, "Regulating and equalizing dc capacitance voltages in multilevel statcom," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 12, pp. 901–907, Apr. 1997.
- [36] P. Verdelho and G. Marques, "Four-wire current-regulated PWM voltage converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, pp. 761–770, Oct. 1998.
- [37] S. Orts-Grau, F. J. Gimeno-Sales, A. Albellán, S. Seguí-Chilet, M. Alcañiz, and R. Masot, "Achieving maximum efficiency in three-phase systems with a shunt active power compensator based on IEEE std. 1459," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 23, pp. 812–822, Apr. 2008.
- [38] X. bo Yang, W. yang Wu, and H. Shen, "Adaptive three dimensional space vector modulation in abc coordinates for three phase four wire split capacitor converter," in *Proceedings of the International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2006)*, pp. 1–5, Aug.14-16 2006.

Hoofdstuk 6

Regelstrategieën van netgekoppelde invertoren onder invloed van onbalans

6.1 Inleiding

In de laatste jaren is het aantal inverter-gekoppelde dg-eenheden sterk gestegen. In de literatuur wordt er veel aandacht besteed aan de invloed van deze dg-eenheden op de netkwaliteit. Bij deze studies worden voornamelijk de frequent gebruikte sinusoidale regelstrategieën in beschouwing genomen. Ten gevolge van het stijgende aantal niet-lineaire lasten en voornamelijk éénfasige (residentiële) dg-eenheden wordt men vaker geconfronteerd met een verminderde netkwaliteit. Een oplossing voor dit probleem kan gevonden worden in zogenaamde power quality conditioning (PQC) systemen. Deze systemen worden speciaal ontworpen om de netkwaliteit te verbeteren en hebben ook als enige functie de verbetering van de netkwaliteit. Een voorbeeld van een dergelijk systeem is de zogenaamde Unified Power Quality Conditioner (UPQC). Het hoofddoel van de UPQC is het compenseren van flikker, spanningsonbalans, reactief vermogen, inverse stromen en harmonischen op het punt waar het toestel is aangesloten. De UPQC bestaat uit een serie- en shunt-actieve filter [1]. De netkwaliteit kan ook verbeterd worden door het toevoegen van PQC-functies aan de regeling van inverter-gekoppelde dg-eenheden.

In dit hoofdstuk zal eerst een overzicht gegeven worden van de voornaamste impact van verschillende stroomregelaars van driefasige netgekoppelde invertoren op de netkwaliteit. Vervolgens zal er een model van de verschillende stroomregelaars opgesteld worden waarna de invloed van de verschillende regelstrategieën op spanningsonbalans en netwerkverliezen wordt bekeken.

6.2 Voornaamste impact van de verschillende regelaars op de netkwaliteit

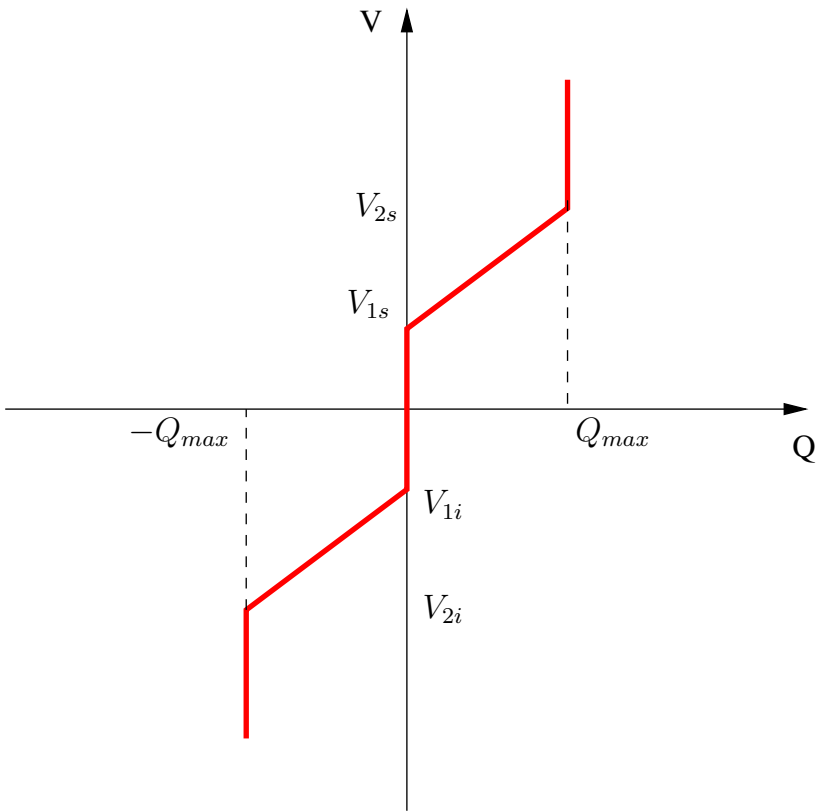
6.2.1 Spanningsonbalans

Idealiter, zijn de opgewekte spanningen in een driefasig systeem symmetrisch wat betekent dat de amplitudes van de drie fasen gelijk zijn en de fasehoeken 120° ten opzichte van elkaar verschoven zijn. In dit hoofdstuk zal enkel de grondgolf beschouwd worden, harmonischen, spanningsdips of transiënten zullen hier niet beschouwd worden. De resulterende spanningen aan het einde van de distributiefeder en aan het aansluitingspunt (Point of Connection - POC) kunnen echter uit balans zijn door verschillende redenen. De onbalans vertaalt zich in ongelijke amplitudes van de spanning bij de fundamentele frequentie, faseverschuivingen bij de fundamentele frequentie, en ongelijke niveau's van harmonische vervorming tussen de fasen [2].

Spanningsonbalans kan resulteren in negatieve effecten op toestellen en op het distributienetwerk. Een ongebalanceerd distributienetwerk zal onderworpen zijn aan hogere verliezen en opwarmingseffecten. Spanningsonbalans kan ook negatieve invloeden hebben op toestellen zoals asynchrone motoren, vermogenelektronische omvormers en regelbare aandrijvingen. [2–6]. Om deze negatieve effecten te vermijden, is het noodzakelijk dat de spanning aan het POC gebalanceerd gehouden wordt. Het behouden van een volledig gebalanceerde spanning is (economisch) echter onmogelijk om de volgende redenen: éénfasige lasten worden continu aan- en afgeschakeld, éénfasige lasten zijn niet gelijkmatig verdeeld en elektrische systemen kunnen inherent ongebalanceerd zijn ten gevolge van asymmetrische transmissielijnimpedanties en het verkeerdelijk compenseren van reactief vermogen [7, 8]. Om deze effecten allemaal te kunnen compenseren, zouden de nodige investeringen te hoog zijn om economisch aanvaardbaar te zijn. Desalniettemin, is het belangrijk dat de spanningsonbalans minimaal wordt gehouden.

Compensatoren voor onbalans kunnen in twee klassen opgedeeld worden, namelijk in parallel-geschakelde en serie-geschakelde actieve filter, deze werden reeds beschreven in § 1.4.2. Actieve filters beschikken enkel over een dc-bus en kunnen bijgevolg maar zeer beperkt actief vermogen leveren.

Bij ongelijke belasting in een driefasig net treedt er verschuiving van het nulpunt op. Door een belasting tussen fase a en de nul loopt er een belastingsstroom die over de impedantie van de nulleider aanleiding zal geven tot een verschuiving van het nulpunt. Door de nulpuntsverschuiving zullen de andere fasespanningen ten opzichte van de nul toenemen. Dit probleem kan opgelost worden door voor de ongelijke belasting (bv. de éénfasige belasting) een nulpuntstransformator te plaatsen. De stroom die bv. door de éénfasige belasting vloeit zal zich via de nulpuntstransformator over de drie fasen verdelen. De belastingsstroom zal hier dus



Figuur 6.1: Principeschema van een QV-regeling

niet meer door de nulleider naar de bron terugvloeien maar via de nul van de nul-punttransformator. Deze bestaat uit een zigzag gewikkeld stelsel windingen op een driebenig juk. Deze impedantie onder een normaal symmetrisch systeem is zeer hoog en zeer klein voor een homopolair spanningstel [9].

Netgekoppelde invertoren kunnen ook gebruikt worden om over- en onderspanningen te compenseren. In 2009 is het META PV project van start gegaan [10] waarin gekeken wordt hoe fotovoltaïsche installaties kunnen ingezet worden om de netkwaliteit te verbeteren. In dit project wordt onder andere een QV-regeling voorgesteld om over- en onderspanningen te compenseren. In Figuur 6.1 wordt het principeschema van een QV-regeling weergegeven. Indien de spanning aan de klemmen van de inverter zich binnen de grenzen $[V_{1i}, V_{1s}]$ (bv. $[0.98, 1.02]$ pu) bevindt dan levert de inverter geen (of het nominale) reactief vermogen. Indien de spanning hoger wordt dan V_{1s} dan neemt de inverter reactieve stromen op met als doel de spanning te verminderen. Bij een spanning hoger dan V_{2s} dan neemt de

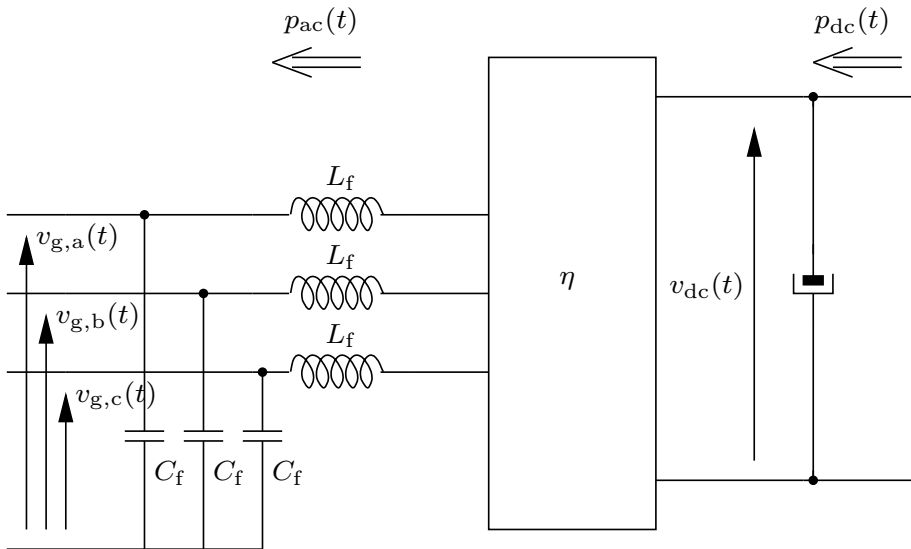
inverter maximaal reactief vermogen op. Dit maximum wordt opgelegd door de netbeheerder. Bij een onderspanning, zal de inverter reactieve stromen leveren.

6.2.2 Netwerkverliezen

Gedistribueerde energieopwekking beïnvloedt de vermogenstromen in een distributienetwerk en heeft een impact op de spanningsniveau's en de verliezen ten gevolge van het resistieve karakter van het laagspanningsdistributienetwerk [11, 12]. Het voordeel van gedistribueerde energieopwekking is dat de lokale vraag beantwoord kan worden zodat spanningsvallen langs de distributiefeder vermeden worden en de verliezen verminderd worden. Anderzijds kan een overmaat aan opgewekte energie aanleiding geven tot een spanningstoename en een toename van de netwerkverliezen. De mogelijke voordelen en het maximaal aantal toelaatbare dg-eenheden hangen af van de lokale belasting, maar ook van de netwerktopologie, kabelimpedantie en de schakeling van de transformator.

Verhoogde netwerkverliezen hebben verschillende oorzaken. De aanwezigheid van gedistribueerde energieopwekking met een netto productie kan aanleiding geven tot een hogere stroom in vergelijking met het geval zonder dg-eenheden, wat dan aanleiding geeft tot verhoogde netwerkverliezen. Andere oorzaken kunnen ook gevonden worden in ongebalanceerde lasten en lasten met een lage arbeidsfactor [13, 14]. In [15] wordt een methodologie voorgesteld voor stochastische power flow studies waarmee de impact van willekeurige lastprofielen op energieverliezen wordt bestudeerd. Gebruik makend van deze methode worden verschillende scenario's bestudeerd waar de penetratie en de locatie van dg-eenheden in een radiaal laagspanningsdistributienet wijzigden. Het uniform verdelen van de dg-eenheden resulteert in een optimale plaatsing wat resulteert in minimale netwerkverliezen. Aangezien een uniforme verdeling van dg-eenheden in de praktijk onmogelijk is, stellen de auteurs voor om de dg-eenheden symmetrisch over de distributielijnt te verdelen.

In [12], wordt een stochastische benadering gebruikt om de invloed van gedistribueerde fofovoltaïsche panelen op verliezen en het spanningsprofiel te bestuderen. De PV-penetratie wordt gevarieerd tussen de 1 en 3 kW_p per huishouden voor de verschillende netwerktopologieën die gebruikt worden om de impact aan te tonen van wijzigende productieniveau's. Er wordt gevonden dat er een merkbare afname in netwerkverliezen is indien het geïnstalleerd vermogen per huishouden 1 kW_p is en dat er een merkbare toename in netwerkverliezen is bij een hoger geïnstalleerd vermogen tengevolge van een hogere energiestroom in het net. De verliezen in het distributienetwerk kunnen verminderd worden door het optimaal begroten en plaatsen van dg-eenheden zoals beschreven wordt in [16, 17].



Figuur 6.2: Principeschema van een driefasige netgekoppelde dg-eenheid

6.3 Modelling van de verschillende stroomregelaars

In de vorige paragraaf werd aangetoond dat de dg-eenheden een grote impact op spanningsonbalans en netwerkverliezen kunnen hebben. Er bestaan verschillende regelstrategieën voor inverter-gekoppelde dg-eenheden en deze hebben elk een verschillende invloed op het net. In deze paragraaf zal er dieper ingegaan worden op verschillende mogelijke regelstrategieën voor driefasige inverter-gekoppelde dg-eenheden. Later in dit hoofdstuk zal het netwerkmodel, dat uitgebreid wordt beschreven in [18], gebruikt worden om de invloed van de verschillende regelaars op spanningsonbalans en netwerkverliezen te bestuderen. Er dient een model in symmetrische componenten opgesteld te worden van de verschillende stroomregelaars die in het netwerkmodel geïmplementeerd zullen worden.

De regeling van een inverter kan in twee delen opgedeeld worden: de busspanningsregelaar en de stroomregelaar. De busspanningsregelaar behoudt het evenwicht tussen het ac- en dc-vermogen (cf. Figuur 6.2) en levert de fundamentele ingangselektabiliteit g_1 wat een maat is voor het vermogen geïnjecteerd door de dg-eenheid [19]. g_1 is negatief wanneer de inverter aan de ac-kant vermogen injecteert en positief als de inverter vermogen opneemt. In dit werk wordt het verbruikersreferentiestelsel gehanteerd waarbij er wordt uitgegaan dat er voornamelijk vermogen uit het distributienet wordt opgenomen. In het geval er een onevenwicht optreedt tussen het ac- en dc-vermogen, zal de busspanning afwijken

van zijn referentiewaarde. De busspanningsregelaar zal hierop reageren door de fundamentele ingangseleidbaarheid g_1 te wijzigen zodat het evenwicht hersteld wordt. Deze ingangseleidbaarheid wordt gebruikt om de referentiewaarden voor de verschillende stromen in de verschillende fasen te bepalen. De stroomregelaar zorgt ervoor dat de inverter de referentiestroom produceert. De mogelijke fout tussen de referentiestroom en de gemeten stroom wordt weggewerkt door een regelaar (bv. PI-regelaar). De uitgang van deze regelaar is de pulswijdteverhouding die de vermogenelektronische schakelaars aanstuurt. De stroomregelaar werd uitgebreid in Hoofdstuk 4 besproken en de busspanningsregelaar in Hoofdstuk 5.

In de volgende paragrafen worden de verschillende regelstrategieën besproken en wordt het model beschreven dat gebruikt wordt in het netwerkmodel. De gebruikte topologie van de omvormer is hier niet van belang aangezien een bepaalde regelstrategie met behulp van verschillende topologieën geïmplementeerd kan worden.

6.3.1 Eénfasige sinusoidale regelstrategie

Een manier om een inverter-gekoppelde dg-eenheid met het driefasige net te koppelen, is door gebruik te maken van drie éénfasige invertoren. Het merendeel van de dg-eenheden (zoals PV-installaties) die worden aangesloten op het laagspanningsnet worden immers door middel van een éénfasige omvormer met het net gekoppeld [20–22]. De technische aansluitvoorwaarden [23] stellen dat er bij een enkelfasige aansluiting op het openbare laagspanningsdistributienet het totale vermogen van de productie-installaties op het aansluitingspunt kleiner dan 5kVA moet blijven. Indien het vermogen van de aan te sluiten dg-eenheid deze waarde overschrijdt, dient deze dg-eenheid door middel van een 2- of 3-fasige aansluiting gekoppeld te worden. In de praktijk worden dan twee of drie éénfasige invertoren gebruikt. De invertoren injecteren een stroom in fase met de spanning op het aansluitingspunt. Er wordt hier verondersteld dat de drie éénfasige invertoren éénzelfde dc-bus delen zodat de totale energie die de dg-eenheid produceert via één dc-bus naar de verschillende éénfasige invertoren kan vloeien. Op deze manier is de fundamentele ingangseleidbaarheid (g_1) voor de drie invertoren gelijk. Indien de drie invertoren niet éénzelfde dc-bus en bijgevolg dc-busspanningsregelaar delen, kan de fundamentele ingangseleidbaarheid verschillen voor de drie invertoren. Op dat moment kunnen deze drie invertoren als drie afzonderlijke entiteiten gezien worden. Een gelijke verdeling van de verschillende PV-panelen bijvoorbeeld over de drie fasen zal niet steeds leiden tot een gelijke stroom (RMS-waarde) en een verschillend vermogen (door een verschillende oriëntatie, partiële beschaduwing van de PV-panelen) in de verschillende fasen wat aanleiding kan geven tot spanningsonbalans.

De stroom die geïnjecteerd wordt door de dg-eenheid is in fase met de respectievelijke fasespanning (arbeidsfactor gelijk aan 1). Indien een driefasige inverter

gebruikt wordt, kan deze regelstrategie ook toegepast worden. Deze driefasige inverter wordt dan gestuurd als drie éénfasige invertoren en drie PLL-systemen kunnen dan gebruikt worden om de drie fasehoeken van de drie fasespanningen te bekomen.

De referentiewaarden voor de stromen in de verschillende fasen (in de veronderstelling dat een driefasige aansluiting gebruikt wordt) zijn:

$$i_x^{\text{ref}} = g_1 \cos \delta_x \quad (6.1)$$

met $x=a, b$ of c en waar g_1 staat voor de fundamentele ingangsegeleidbaarheid. Kleine letters duiden pu eenheden aan en “ref” staat voor de referentiewaarden. δ_x is de ogenblikkelijke fasehoek van fasespanning x . In dit hoofdstuk wordt enkel de grondgolf beschouwd.

Gebaseerd op (6.1), kan de complexe notatie van de referentiewaarden van de stromen geschreven worden als:

$$\underline{i}_x^{\text{ref}} = g_1 \exp(j\theta_x) \quad (6.2)$$

met θ_x de fasehoek van fasespanning x . Om de notatie niet te overladen, wordt de notatie “ref” in wat volgt weggelaten. Het vermogen dat geproduceerd wordt door de dg-eenheid moet steeds gelijk zijn aan het vermogen dat in het net geïnjecteerd wordt. Dit evenwicht wordt in de praktijk bewaakt door de busspanningsregelaar die de fundamentele ingangsegeleidbaarheid g_1 aanpast om het evenwicht te bewaren. In het netwerkmodel dat gebruikt wordt, zal de dg-eenheid gemodelleerd worden als een spanningsafhankelijke stroombron. Om de invloed van verschillende regelaars te bestuderen, is het immers niet nodig dat de inverter tot op het niveau van de schakelaars gemodelleerd wordt. De busspanningsregelaar en de stroomregelaar van de driefasige inverter worden bijgevolg niet in detail gemodelleerd. De stroomregelaar wordt verondersteld perfect te werken zodat de geïnjecteerde stroom gelijk is aan de referentiestroom. Bij elke iteratiestap wordt de fundamentele ingangsegeleidbaarheid berekend uit de vermogenbalans tussen de net- en dc-zijde:

$$\eta \Re(\underline{v}_a \cdot \underline{i}_a^* + \underline{v}_b \cdot \underline{i}_b^* + \underline{v}_c \cdot \underline{i}_c^*) = P_{\text{dg}} \quad (6.3)$$

waarbij η het rendement van de inverter voorstelt en $*$ de complex toegevoegde. De stroom kan geschreven worden als:

$$\underline{i}_x = g_1 \exp(j\theta_x) \quad (6.4)$$

met $x = a, b$ en c .

Indien (6.4) in (6.3) wordt ingevuld, wordt de fundamentele ingangsegeleidbaarheid bekomen:

$$g_1 = \frac{P_{\text{dg}}}{\eta (|v_a| + |v_b| + |v_c|)} \quad (6.5)$$

Om een beter inzicht in de invloed van de regelstrategie op spanningsonbalans te verwerven, is een model in symmetrische componenten aangewezen. Vergelijking (6.4) kan bijgevolg vertaald worden naar symmetrische componenten:

$$\begin{aligned} \dot{i}_0 &= \frac{1}{3}g_1[\exp(j\theta_a) + \exp(j\theta_b) + \exp(j\theta_c)] \\ \dot{i}_1 &= \frac{1}{3}g_1[\exp(j\theta_a) + \exp(j(\theta_b + \frac{2\pi}{3})) + \exp(j(\theta_c - \frac{2\pi}{3}))] \\ \dot{i}_2 &= \frac{1}{3}g_1[\exp(j\theta_a) + \exp(j(\theta_b - \frac{2\pi}{3})) + \exp(j(\theta_c + \frac{2\pi}{3}))] \end{aligned} \quad (6.6)$$

Indien de spanning aan het POC (point of connection) een inverse of homopolaire component bezit, zullen deze componenten ook in de stroom teruggevonden worden.

Dit symmetrische componenten model zal in het netwerkmodel geïmplementeerd worden om de invloed van deze regelstrategie op spanningsonbalans en netwerkverliezen te bestuderen.

6.3.2 Driefasig symmetrische regeling

De driefasige uitbreiding van de frequent gebruikte éénfasig sinusoidale regeling kan gevonden worden in de driefasig symmetrische regeling. Indien een driefasige inverter gebruikt wordt om een dg-eenheid met het net te verbinden, wordt er vaak een directe stroom geïnjecteerd. Deze driefasige stroom heeft in de verschillende fasen dezelfde amplitude en zijn 120° ten opzichte van elkaar verschoven. In driefasige inverter-gekoppelde dg-eenheden, wordt de fasehoek vaak gedetecteerd door middel van een driefasige PLL [24,25]. Het merendeel van de driefasige PLL-systemen maakt gebruik van de coördinaten transformatie $abc \rightarrow dq$. De fasehoek die met een driefasige PLL bekomen wordt, is de fasehoek van fase a, de overige twee fasehoeken worden bekomen door er 120° bij op te tellen en eens af te trekken (cf. § 3.4.2). De resulterende fasehoeken corresponderen dan met de directe component van de fasespanning [24–26]. Wanneer een driefasige PLL gebruikt wordt, wordt er alleen een directe stroom in het net geïnjecteerd. De referentiewaarden voor de stromen zijn:

$$\begin{aligned} i_a^{\text{ref}} &= g_1 \cos(\delta_a) \\ i_b^{\text{ref}} &= g_1 \cos(\delta_a - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c^{\text{ref}} &= g_1 \cos(\delta_a + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (6.7)$$

met δ_a de ogenblikkelijke fasehoek van fase a. Opnieuw dient er een model van de busspanningsregelaar opgesteld te worden. Bij elke iteratiestap wordt de fundamentele ingangsgelidbaarheid berekend die uit de vermogenbalans tussen de net-

en dc-zijde (6.3) volgt. De stroom kan geschreven worden als:

$$\dot{i}_x = g_1 \exp(j\theta_x) \quad (6.8)$$

met $x=a, b$ en c en $\theta_x = \theta_a, \theta_a - \frac{2\pi}{3}$ en $\theta_a + \frac{2\pi}{3}$.

Indien (6.8) in (6.3) wordt ingevuld dan wordt de fundamentele ingangseleidbaarheid bekomen:

$$g_1 = \frac{P_{dg}}{\eta (|v_a| + |v_b| \cos(\theta_b - \theta_a + \frac{2\pi}{3}) + |v_c| \cos(\theta_c - \theta_a - \frac{2\pi}{3}))} \quad (6.9)$$

Deze vergelijking kan opnieuw vertaald worden naar symmetrische componenten:

$$\begin{aligned} \dot{i}_0 &= 0 \\ \dot{i}_1 &= g_1 \exp(j\theta_a) \\ \dot{i}_2 &= 0 \end{aligned} \quad (6.10)$$

Aangezien er enkel een directe stroomcomponent wordt geïnjecteerd, zal deze regeling (enkel indien het net symmetrisch is) geen invloed hebben op de inverse en homopolaire spanningscomponent.

6.3.3 Eénfasig dempende regeling

Om het gedrag van de éénfasig sinusoidale stroomregeling te verbeteren, kan (6.1) uitgebreid worden door het toevoegen van een extra signaal aan de referentiewaarde voor de stroom. De nieuwe referentiewaarden voor de stroom zijn:

$$\dot{i}_x^{\text{ref}} = g_1 \cos \delta_x + g_d (|v_{x,1}| - 1) \cos \delta_x \quad (6.11)$$

met g_d de dempende ingangseleidbaarheid, die het omgekeerde teken van g_1 heeft in dg-toepassingen, en $v_{x,1}$ de fundamentele component van de netspanning v_x .

De eerste term van (6.11) kan gezien worden als de evenwichtswaarde van de fundamentele component van de stroom. Deze term wordt aangepast door de busspanningsregelaar die het vermogenevenwicht tussen het net en de dc-zijde bewaart. De tweede term zal reageren op elke afwijking van de fundamentele component van de netspanning $v_{x,1}$ van de evenwichtswaarde [27]. De stroom ten gevolge van de spanningsafwijking wordt bepaald door de programmeerbare dempende ingangseleidbaarheid g_d . Deze ingangseleidbaarheid wordt maximaal gekozen zodat een maximaal effect bekomen kan worden. De dempende ingangseleidbaarheid (g_d) wordt gelijk gekozen aan $P_{\text{nom}} / (V_g^{\text{nom}})^2$ waarbij P_{nom} het nominaal vermogen is van de inverter en V_g^{nom} de nominale spanning in het beschouwde knooppunt. Op deze manier wordt een geleidbaarheid met een waarde van 1 pu bekomen in het referentiestelsel van de beschouwde inverter, en bovendien is het

dempend potentieel van deze inverter onafhankelijk van het geïnjecteerde actief vermogen [18].

In dit hoofdstuk zal harmonische vervorming buiten beschouwing gelaten worden, op deze manier kan (6.11) in complexe vorm geschreven worden als:

$$\underline{i}_x^{\text{ref}} = [g_1 + g_d(|v_{x,1}| - 1)] \exp(j\theta_x) \quad (6.12)$$

Een model van de busspanningsregelaar dient opgesteld te worden. In tegenstelling tot de éénfasige sinusoidale en de driefasig symmetrische regeling kan de referentiestroom van de éénfasige dempende regeling opgedeeld worden in 2 delen, een deel dat correspondeert met de fundamentele component en een deel dat overeenstemt met de dempende ingangseleidbaarheid. Aangezien ook de tweede term met een vermogenoverdracht kan overeenstemmen, dient de dempende ingangseleidbaarheid in de berekening van de fundamentele ingangseleidbaarheid in rekening gebracht worden. Indien (6.12) in (6.3) wordt gesubstitueerd, wordt de volgende uitdrukking bekomen:

$$\begin{aligned} P_{\text{dg}} = & \Re(|v_a| \exp(j\theta_a)[g_1 + g_d(|v_{a,1}| - 1)] \exp(-j\theta_a) + \\ & + |v_b| \exp(j\theta_b)[g_1 + g_d(|v_{b,1}| - 1)] \exp(-j\theta_b) + \\ & + |v_c| \exp(j\theta_c)[g_1 + g_d(|v_{c,1}| - 1)] \exp(-j\theta_c) \end{aligned} \quad (6.13)$$

Aangezien harmonischen of transiënten buiten beschouwing worden gelaten, kan gesteld worden dat $|v_x| = |v_{x,1}|$. Op die manier wordt de volgende uitdrukking bekomen:

$$g_1 = \frac{P_{\text{dg}}}{|v_a| + |v_b| + |v_c|} + g_d \left[1 - \frac{\sum |v_x|^2}{\sum |v_x|} \right] \quad (6.14)$$

Om een beter inzicht te verkrijgen in de invloed van de éénfasig dempende regeling op spanningsonbalans, wordt (6.12) vertaald naar symmetrische componenten:

$$\begin{aligned} \underline{i}_0 &= \frac{1}{3} \{ (g_1 - g_d) [\exp(j\theta_a) + \exp(j\theta_b) \\ & + \exp(j\theta_c)] + 3g_d \underline{v}_0 \} \\ \underline{i}_1 &= \frac{1}{3} \{ (g_1 - g_d) [\exp(j\theta_a) + \exp(j(\theta_b + \frac{2\pi}{3})) \\ & + \exp(j(\theta_c - \frac{2\pi}{3}))] + 3g_d \underline{v}_1 \} \\ \underline{i}_2 &= \frac{1}{3} \{ (g_1 - g_d) [\exp(j\theta_a) + \exp(j(\theta_b - \frac{2\pi}{3})) \\ & + \exp(j(\theta_c + \frac{2\pi}{3}))] + 3g_d \underline{v}_2 \} \end{aligned} \quad (6.15)$$

Er dient opgemerkt te worden dat naast de dempende component in de homopolaire en inverse stroomcomponent (tweede en derde deel van (6.15)) er ook een

term in g_1 in voorkomt. Zoals verder in dit hoofdstuk verklaard zal worden, is het mogelijk dat het resistief gedrag ten opzichte van de homopolaire en inverse stroomcomponent verkleind wordt ten gevolge van de term in g_1 .

6.3.4 Driefasig dempende regeling

Een alternatief voor de vaak gebruikte driefasig symmetrische regeling kan gevonden worden in de driefasig dempende regeling. Deze regelstrategie werd reeds in § 4.3.2 voorgesteld. De gewenste reactie op spanningsonbalans van een regeling is een resistief gedrag ten opzichte van de homopolaire en inverse component van de netspanning. Dit kan vertaald worden in de volgende vergelijkingen:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_0 \\ \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_d & 0 & 0 \\ 0 & g_1 & 0 \\ 0 & 0 & g_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{v}_0 \\ \underline{v}_1 \\ \underline{v}_2 \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

wat kan vertaald worden naar fase waarden door:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}^{-1} \begin{bmatrix} g_d & 0 & 0 \\ 0 & g_1 & 0 \\ 0 & 0 & g_d \end{bmatrix} \mathbf{T} \begin{bmatrix} \underline{v}_a \\ \underline{v}_b \\ \underline{v}_c \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

met \mathbf{T} de Fortescue transformatie matrix. De referentiewaarden voor de verschillende stromen worden vervolgens bekomen (cf. § 4.3.2):

$$\begin{aligned} \dot{i}_a &= \frac{1}{3} \{ |\underline{v}_a| \exp(j\theta_a)(g_1 + 2g_d) + [|\underline{v}_b| \exp(j(\theta_b + \frac{2\pi}{3})) + \\ &\quad + |\underline{v}_c| \exp(j(\theta_c - \frac{2\pi}{3}))](g_1 - g_d) \} \\ \dot{i}_b &= \frac{1}{3} \{ |\underline{v}_b| \exp(j\theta_b)(g_1 + 2g_d) + [|\underline{v}_a| \exp(j(\theta_a - \frac{2\pi}{3})) + \\ &\quad + |\underline{v}_c| \exp(j(\theta_c + \frac{2\pi}{3}))](g_1 - g_d) \} \\ \dot{i}_c &= \frac{1}{3} \{ |\underline{v}_c| \exp(j\theta_c)(g_1 + 2g_d) + [|\underline{v}_a| \exp(j(\theta_a + \frac{2\pi}{3})) + \\ &\quad + |\underline{v}_b| \exp(j(\theta_b - \frac{2\pi}{3}))](g_1 - g_d) \} \end{aligned} \quad (6.18)$$

In dit hoofdstuk wordt enkel de grondgolf beschouwd en wordt transiënten buiten beschouwing gelaten. De term die een resistief gedrag ten opzichte van de afwijking van de netspanning ten opzichte van de evenwichtswaarde emuleert, wordt hier bijgevolg niet meegenomen.

Een uitdrukking voor g_1 kan gevonden worden door (6.18) in (6.3) te substitueren:

$$\begin{aligned}
 P_{dg} = \Re\{ & |v_a| \exp(j\theta_a) \frac{1}{3} [(g_1 + 2g_d) |v_a| \exp(-j\theta_a) \\
 & + \exp(-j\frac{2\pi}{3}) (g_1 - g_d) |v_b| \exp(-j\theta_b) \\
 & + \exp(-j\frac{4\pi}{3}) (g_1 - g_d) |v_c| \exp(-j\theta_c)] \\
 & + |v_b| \exp(j\theta_b) \frac{1}{3} [\exp(-j\frac{4\pi}{3})(g_1 - g_d) |v_a| \exp(-j\theta_a) \\
 & + (g_1 + 2g_d) |v_b| \exp(-j\theta_b) \\
 & + \exp(-j\frac{2\pi}{3}) (g_1 - g_d) |v_c| \exp(-j\theta_c)] \\
 & + |v_c| \exp(j\theta_c) \frac{1}{3} [\exp(-j\frac{2\pi}{3})(g_1 - g_d) |v_a| \exp(-j\theta_a) \\
 & + \exp(-j\frac{4\pi}{3})(g_1 - g_d) |v_b| \exp(-j\theta_b) \\
 & + (g_1 + 2g_d) |v_c| \exp(-j\theta_c)]\}
 \end{aligned} \tag{6.19}$$

Na verdere uitwerking wordt de volgende vergelijking bekomen:

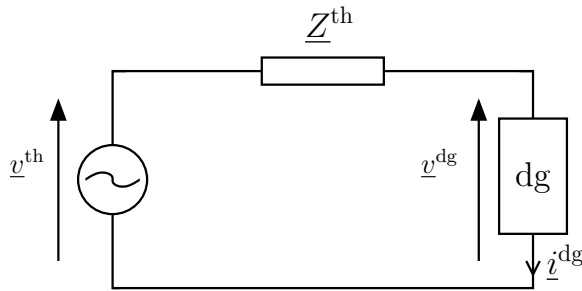
$$\begin{aligned}
 P_{dg} = \Re\{ & (g_1 + 2g_d) \frac{1}{3} (|v_a|^2 + |v_b|^2 + |v_c|^2) + \\
 & + \frac{1}{3} (g_1 - g_d) [|v_a| |v_b| \exp(j(\theta_a - \theta_b - \frac{2\pi}{3})) \\
 & + |v_a| |v_b| \exp(-j(\theta_a - \theta_b - \frac{2\pi}{3})) \\
 & + |v_b| |v_c| \exp(j(\theta_b - \theta_c - \frac{2\pi}{3})) \\
 & + |v_b| |v_c| \exp(-j(\theta_b - \theta_c - \frac{2\pi}{3})) \\
 & + |v_a| |v_c| \exp(j(\theta_a - \theta_c - \frac{2\pi}{3})) \\
 & + |v_a| |v_c| \exp(-j(\theta_a - \theta_c - \frac{2\pi}{3}))]\}
 \end{aligned} \tag{6.20}$$

Hieruit wordt dan de fundamentele inputgeleidbaarheid g_1 gehaald:

$$\begin{aligned}
 g_1 = & \frac{3 P_{dg}}{\sum |v_x|^2 + 2 \sum_{x \neq y} |v_x| |v_y| \cos(\theta_x - \theta_y - \frac{2\pi}{3})} \\
 & - 2 g_d \frac{\sum |v_x|^2 - \sum_{x \neq y} |v_x| |v_y| \cos(\theta_x - \theta_y - \frac{2\pi}{3})}{\sum |v_x|^2 + 2 \sum_{x \neq y} |v_x| |v_y| \cos(\theta_x - \theta_y - \frac{2\pi}{3})}
 \end{aligned} \tag{6.21}$$

met x en $y = a, b$ en c .

In het netwerkmodel wordt het symmetrische componenten model gebruikt om de driefasig dempende regeling te modelleren.



Figuur 6.3: Thévenin equivalent van een distributienetwerk met een 3-fasige dg-eenheid

6.3.5 Analytische beschouwing

De invloed van de regelstrategieën op de spanningsonbalans wordt op een analytische manier beschouwd. In § 6.3.1 tot § 6.3.4 werd het symmetrische componentenmodel van de verschillende regelaars afgeleid. Voor deze analytische beschouwing wordt het netwerk zoals weergegeven in Figuur 6.3 gebruikt. Het Thévenin equivalent stelt een laagspanningsdistributienetwerk voor dat bestaat uit gebalancerde lasten en gevoed wordt door een ongebalancheerde voedingsspanning. Er wordt verondersteld dat enkel de voedingsspanning ongebalanceerd is zodat de inverse, directe en homopolaire component ontkoppeld zijn. Op deze manier kan het driefasige netwerk vertaald worden in drie (ontkoppelde) éénfasige netwerken en wordt de invloed van de verschillende regelstrategieën op de onbalans duidelijk. Deze redenering is alleen geldig indien ook het symmetrisch componenten model van de dg-eenheden ontkoppeld is. Indien er bijvoorbeeld in de uitdrukking van de inverse component ook termen staan in de homopolaire en/of directe component dienen de drie éénfasige netwerken met elkaar verbonden te worden. Op dit moment is het niet meer mogelijk om onmiddellijk te invloed van de verschillende regelaars op spanningsonbalans te zien. Uit (6.6), (6.10), (6.15) en (6.16) blijkt dat de inverse, directe en homopolaire component onafhankelijk zijn van elkaar. Zoals in (6.6) en (6.15) kan opgemerkt worden, zijn de stromen in symmetrische componenten nog steeds afhankelijk van θ_x . In het algemeen wordt de fasehoek θ_x van de fasespanning aan het POC ook beïnvloed door de éénfasige belastingen aanwezig in het netwerk. Op deze manier is het onmogelijk om een veralgemeende uitspraak te doen over de invloed van de éénfasig sinusoïdale regelstrategie en de éénfasig dempende regelstrategie. Op basis van (6.6) en (6.15) kunnen de volgende vaststellingen gemaakt worden. Voor de duidelijkheid worden beide vergelijkingen hier herhaald.

Voor de éénfasig sinusoidale regelstrategie:

$$\begin{aligned} \dot{i}_0 &= \frac{1}{3}g_1[\exp(j\theta_a) + \exp(j\theta_b) + \exp(j\theta_c)] \\ \dot{i}_1 &= \frac{1}{3}g_1[\exp(j\theta_a) + \exp(j(\theta_b + \frac{2\pi}{3})) + \exp(j(\theta_c - \frac{2\pi}{3}))] \\ \dot{i}_2 &= \frac{1}{3}g_1[\exp(j\theta_a) + \exp(j(\theta_b - \frac{2\pi}{3})) + \exp(j(\theta_c + \frac{2\pi}{3}))] \end{aligned} \quad (6.22)$$

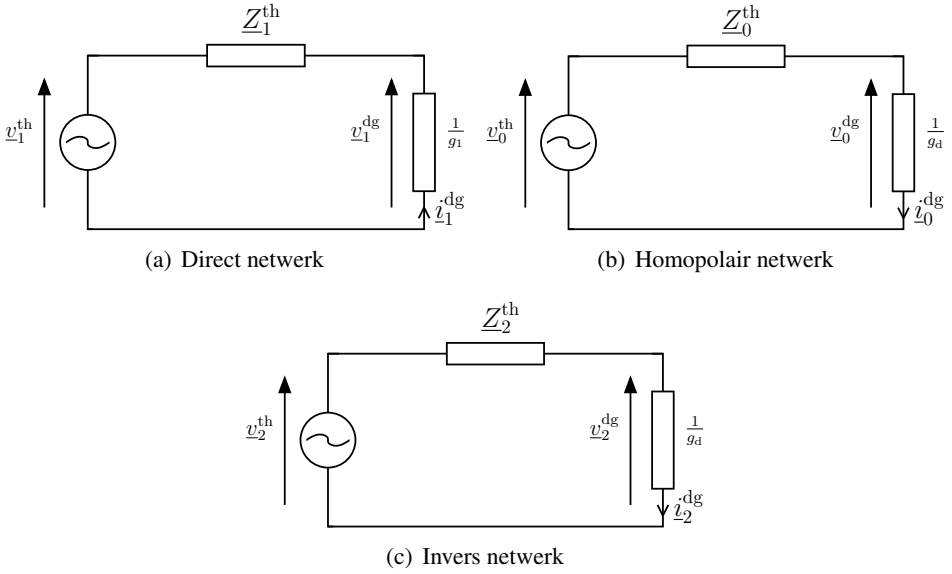
en voor de éénfasig dempende regelstrategie:

$$\begin{aligned} \dot{i}_0 &= \frac{1}{3}\{(g_1 - g_d)[\exp(j\theta_a) + \exp(j\theta_b) \\ &\quad + \exp(j\theta_c)] + 3g_d v_0\} \\ \dot{i}_1 &= \frac{1}{3}\{(g_1 - g_d)[\exp(j\theta_a) + \exp(j(\theta_b + \frac{2\pi}{3})) \\ &\quad + \exp(j(\theta_c - \frac{2\pi}{3}))] + 3g_d v_1\} \\ \dot{i}_2 &= \frac{1}{3}\{(g_1 - g_d)[\exp(j\theta_a) + \exp(j(\theta_b - \frac{2\pi}{3})) \\ &\quad + \exp(j(\theta_c + \frac{2\pi}{3}))] + 3g_d v_2\} \end{aligned} \quad (6.23)$$

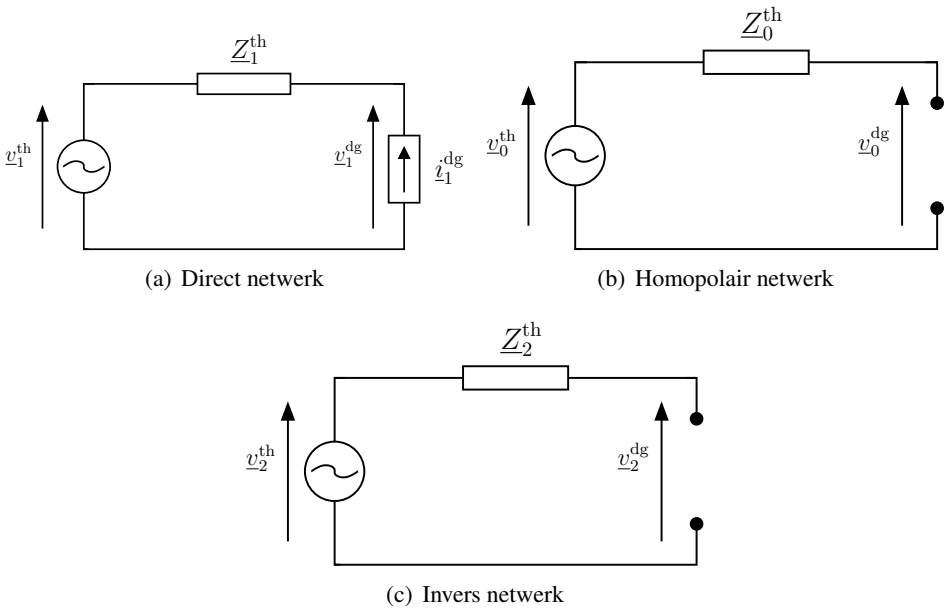
Uit het symmetrisch componentenmodel van de éénfasig sinusoidale regelstrategie blijkt dat deze aanleiding kan geven tot een verhoging van de homopolaire en inverse component wat nadelige gevolgen heeft voor de spanningskwaliteit. In het geval van de éénfasig dempende regelstrategie wordt dit tegengewerkt door de term met de dempende ingangseleidbaarheid.

Voor de driefasig symmetrische regeling en de driefasig dempende regeling kan het netwerk (cf. Figuur 6.3) opgedeeld worden in drie éénfasige netwerken. Voor de driefasig dempende regeling wordt dit afgebeeld in Figuur 6.4 en voor de driefasig symmetrische regeling in Figuur 6.5. Van de driefasig dempende regeling wordt de directe, inverse en homopolaire component in respectievelijk Figuur 6.4(a), 6.4(c) en 6.4(b) weergegeven. De dg-eenheid wordt voorgesteld door een impedantie $\frac{1}{g_1}$ in het geval van de directe component en $\frac{1}{g_d}$ in het geval van de inverse en homopolaire spanningscomponent. Aangezien $\frac{1}{g_d}$ positief is en $\frac{1}{g_1}$ negatief zal de directe spanningscomponent stijgen en de inverse en homopolaire spanningscomponent dalen.

Van de driefasig symmetrische regeling wordt de directe, inverse en homopolaire component in respectievelijk Figuur 6.5(a), 6.5(c) en 6.5(b) weergegeven. De dg-eenheid wordt voorgesteld door een constante vermogenbron. Zoals in Figuur 6.5(b) en 6.5(c) is te zien, leidt de driefasig symmetrische regeling tot een open keten voor de inverse en homopolaire component. In vergelijking met de driefasig dempende regeling is het duidelijk dat de inverse en homopolaire component in het geval van de driefasig symmetrische regeling hoger zal zijn.



Figuur 6.4: Driefasig dependente regeling



Figuur 6.5: Driefasig symmetrische regeling

6.4 Invloed van de regelstrategie op spanningsonbalans

6.4.1 Inleiding

De distributienetoperatoren zijn verplicht om de spanning aan een aantal voorwaarden te laten voldoen. De voedingsspanningseisen van het openbare distributienet in België zijn gebaseerd op de standaard EN50160 [28]. Een overzicht van de meest belangrijke aspecten van deze standaard wordt in § 1.3.1 gegeven. De twee belangrijkste parameters met betrekking tot spanningsonbalans zijn de variaties in de spanningsamplitude en de spanningsonbalans van de voedingsspanning.

In de volgende paragraaf zal er verder ingegaan worden op de invloed van de verschillende regelaars van de inverter-gekoppelde dg-eenheden op spanningsonbalans in laagspanningsdistributienetten. Een netwerkmodel wordt gebruikt om de invloed op spanningsonbalans te bestuderen. Dit netwerkmodel wordt uitgebreid beschreven in [18] en maakt gebruik van symmetrische componenten. Dit netwerkmodel laat ook toe om het harmonisch spectrum van de spanning in de knooppunten van het netwerk te berekenen, met behulp van een iteratieve harmonische analyse. In deze paragraaf wordt enkel de grondgolf in rekening gebracht en worden er bijgevolg geen harmonische componenten in rekening gebracht. De verschillende modellen die in § 6.3 worden afgeleid, werden in het netwerkmodel geïmplementeerd. In wat volgt zal er eerst een overzicht gegeven worden van de verschillende indicatoren voor spanningsonbalans. De invloed van één driefasige dg-eenheid, de locatie en het aantal dg-eenheden worden opeenvolgend bekeken.

6.4.2 Indicatoren voor spanningsonbalans

In de literatuur wordt een overzicht gegeven van de verschillende definities van spanningsonbalans [29, 30]: één opgesteld door NEMA, één door IEEE, de voltage unbalance factor (VUF) en de complexe voltage unbalance factor (CVUF). In dit werk zal gebruik gemaakt worden van de VUF om de spanningsonbalans in een laagspanningsdistributienetwerk te evalueren. De VUF wordt frequent in de literatuur gebruikt en wordt ook in de standaard EN50160 [28] gebruikt om de spanningsonbalans te begrenzen.

A. Definitie door NEMA

De definitie van spanningsonbalans door NEMA is ook bekend als de “Line Voltage Unbalance Rate (LVUR)” en wordt gegeven door:

$$\%LVUR = \frac{\max \text{spanningsafwijking tov gemiddelde fasespanning}}{\text{gemiddelde fasespanning}} 100. \quad (6.24)$$

De definitie van NEMA gaat er vanuit dat de gemiddelde spannings steeds gelijk is aan de nominale waarde. Het nadeel van deze definitie is dat deze alleen rekening houdt met amplitudes, fasehoeken worden niet in rekening gebracht. Door enkel de amplitudes in rekening te brengen, gaat er veel informatie verloren.

B. Definitie door IEEE

De definitie van spanningsonbalans door IEEE is gekend als de “Phase Voltage Unbalance Rate” (PVUR) en wordt gegeven door:

$$\%PVUR = \frac{\max \text{spanningsafwijking tov gemiddelde gekoppelde spanning}}{\text{gemiddelde gekoppelde spanning}} 100. \quad (6.25)$$

Deze definitie heeft veel gelijkenissen met de definitie door NEMA en het enige verschil is dat de definitie door IEEE gebruik maakt van gekoppelde spanningen in plaats van fasespanningen. Opnieuw wordt de informatie met betrekking tot de fasehoeken niet meegenomen aangezien alleen de amplitudes worden beschouwd.

C. Voltage Unbalance Factor

De voltage unbalance factor (VUF) wordt gegeven door de verhouding van de amplitudes van de inverse spanningscomponent tot de directe spanningscomponent. Het percentage voltage unbalance factor (% VUF) wordt gegeven door:

$$\%VUF = \frac{|V_2|}{|V_1|} 100. \quad (6.26)$$

met $|V_2|$ en $|V_1|$ de amplitudes van respectievelijk de inverse en de directe spanningscomponent.

De homopolaire voltage unbalance factor (VUF_0) wordt gegeven door de verhouding van de amplitudes van de homopolaire spanningscomponent tot de directe spanningscomponent. Het percentage homopolaire voltage unbalance factor (% VUF_0) wordt gegeven door:

$$\%VUF_0 = \frac{|V_0|}{|V_1|} 100. \quad (6.27)$$

met $|V_0|$ de amplitude van de homopolaire spanningscomponent.

De symmetrische componenten van een driefasig systeem bezitten automatisch informatie over de fasehoeken van dat systeem, desalniettemin corresponderen de VUF en de VUF_0 met een ontelbaar aantal spanningscombinaties.

D. Complex Voltage Unbalance Factor

Een uitbreiding van de voltage unbalance factor is de complexe voltage unbalance factor (CVUF) die wordt gedefinieerd als:

$$\text{CVUF} = \left| \frac{V_2}{V_1} \right| \angle (\theta_2 - \theta_1). \quad (6.28)$$

waarbij $(\theta_2 - \theta_1)$ de fasehoek is waarmee de inverse spanningscomponent voorijlt op de directe spanningscomponent. Door gebruik te maken van de complexe voltage unbalance factor, wordt het oneindig aantal mogelijkheden van spanningscombinaties dat overeenstemt met een bepaalde voltage unbalance factor herleid tot een uniek geval (op de homopolaire spanningscomponent na) omdat de fasehoeken van V_1 en V_2 in rekening worden gebracht. De CVUF houdt niet alleen rekening met de amplitudes maar ook met de fasehoek [31].

E. Onbalans en distorsie

Naast spanningsonbalans komt er ten gevolge van het toenemend aantal niet-lineaire lasten ook distorsie voor in het elektrisch net. De indicatoren die door IEEE en NEMA gedefinieerd worden, namelijk (6.24) en (6.25), houden rekening met de distorsie in het net, maar niet op een relevante manier. Daarom werd in [32–34] een ander standpunt geformuleerd om onbalans te kwantificeren. De voorgestelde indicatoren houden rekening met het gezamenlijk voorkomen van onbalans en distorsie in het elektrisch net. De indicatoren die voorgesteld zijn in [33] zijn opgesteld in symmetrische componenten. Een driefasig golfvoRMStel kan worden opgesplitst in een gebalanceerd deel:

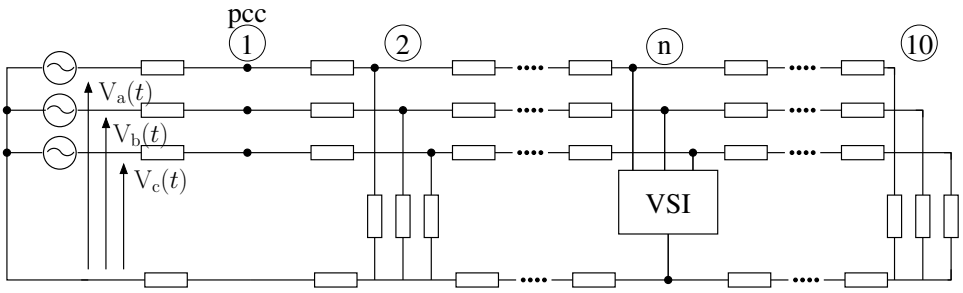
$$X^b = \sqrt{\sum_{k=0}^2 \sum_{h=0}^{40} X_{k,3h+k}^2} \quad (6.29)$$

en een ongebalanceerd deel dat bijgevolg als volgt kan worden genoteerd:

$$X^u = \sqrt{\sum_{k=0}^2 \sum_{h=0}^{40} [X_{k,3h+(k+1 \bmod 3)}^2 + X_{k,3h+(k+2 \bmod 3)}^2]} \quad (6.30)$$

Deze onderverdeling geeft aanleiding tot de volgende indicator die de totale faseonbalans (E: Total Phase Unbalance) weergeeft:

$$\text{TPU}_X = \frac{X^u}{X^b} \quad (6.31)$$



Figuur 6.6: Vereenvoudigd driefasig radiaal netwerk waarbij de neutrale geleider in rekening wordt gebracht.

Naast de onderverdeling van de golfvormen in een gebalanceerd en een ongebalanceerd deel kunnen deze ook worden opgesplitst in een fundamenteel (X^1) en een harmonisch (X^d) gedeelte:

$$X^1 = \sqrt{\sum_{k=0}^2 X_{k,1}^2} \tag{6.32}$$

$$X^d = \sqrt{\sum_{k=0}^2 \sum_{h=2}^{40} X_{k,h}^2} \tag{6.33}$$

Dit geeft aanleiding tot de volgende indicator, namelijk, de totale fase-distorsie (E: Total Phase Distortion):

$$\text{TPD}_X = \frac{X^d}{X^1} \tag{6.34}$$

Zoals beschreven in [34] levert de TPU indicator correcte informatie over de onbalans waar de klassieke onbalansfactor (UF) geen onbalans zou weergeven afkomstig van de invloed van de distorsie.

In dit hoofdstuk zal enkel de fundamentele component beschouwd worden en daarom zullen deze indicatoren in dit hoofdstuk niet verder gebruikt worden. In [18] worden de TPU en TPD indicator gebruikt om de spanningsonbalans in het elektrisch netwerk te bestuderen.

6.4.3 Invloed van één driefasige inverter

In een eerste stap zal naar de invloed van één driefasige inverter op de spanningsonbalans gekeken worden. De topologie die hier beschouwd zal worden, wordt in Figuur 6.6 weergegeven. Het netwerk bestaat uit 10 knopen waar op elke knoop

Tabel 6.1: Data voor BAXB en EAXVB kabels voor laagspanningsnetten

	BAXB	EAXVB
doorsnede [mm ²]	3 × 95 + 54.6	4 × 150
R_f [Ω/km]	0.410	0.265
R_n [Ω/km]	0.713	0.265
L [mH/km]	0.243	0.248
R_f/X	5.37	3.40
I_{nom} ondergronds [A]	-	315
I_{nom} luchtlijn [A]	255	300

een één- of driefasige belasting of dg-eenheid kan aangesloten worden. De lengte van de lijn bedraagt 400m en de verschillende knopen zijn equidistant verdeeld. De lasten zullen hier als constante impedantielasten gemodelleerd worden.

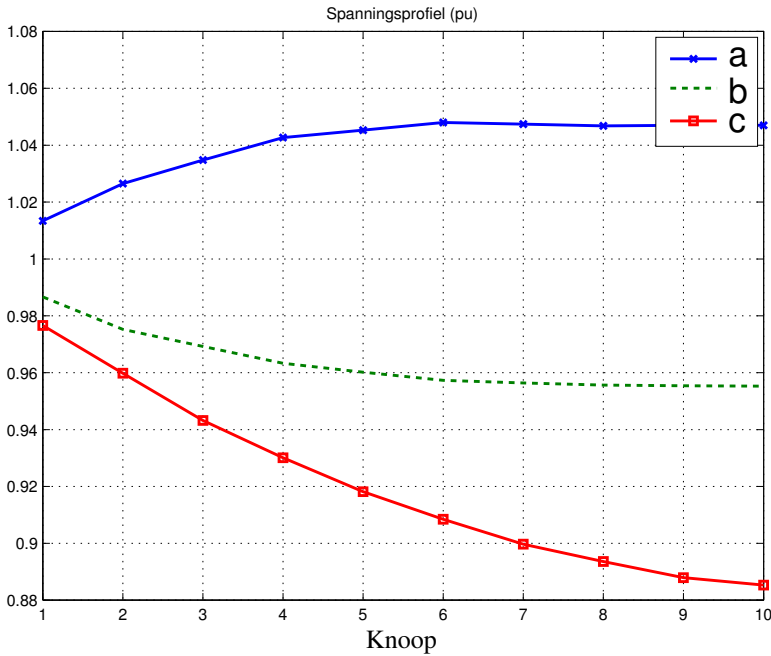
De impedantie van de fasegeleider wordt gelijk gekozen aan de impedantie van de neutrale geleider en bedraagt $Z_l = (0.265 + 0.078j) \Omega/\text{km}$ wat overeenstemt met een EAXVB kabel (cf. Tabel 6.1). De verdeling van de verschillende belastingen en dg-eenheden wordt in Tabel 6.2 weergegeven. Deze verschillende belastingen en dg-eenheden werden gekozen opdat een ongebalanceerd spanningsysteem bekomen zou worden. De verschillende lasten worden in eerste instantie als zuiver resistief genomen. In § 6.4.6 zullen de lasten een arbeidsfactor (pf) verschillend van één hebben. Uit Tabel 6.2 is het duidelijk dat door de ongelijke verdeling van de éénfasige lasten en dg-eenheden in het beschouwde netwerk, de spanning ongebalanceerd zal zijn. Eén driefasige dg-eenheid van 30 kVA wordt op knoop 8 aangesloten. Het spanningsprofiel langsheen de distributielijns wanneer er geen driefasige dg-eenheid is aangesloten wordt in Figuur 6.7 afgebeeld. Dit spanningsprofiel zal in de realiteit niet voorkomen aangezien de spanning in fase c op het einde van de lijn lager dan 0.9pu wordt, desalniettemin laat dit geval toe om het effect van de verschillende regelstrategieën op spanningsonbalans te bestuderen.

Directe spanningscomponent

De driefasig dempende regelstrategie leidt tot de hoogste directe spanningscomponent zoals wordt aangetoond in Figuur 6.8. De spanningstoename wordt enkel bepaald door de geïnjecteerde stroom en de impedantie van de fasegeleiders. Aangezien de impedantie van de geleiders klein is, zijn de verschillen tussen de verschillende regelstrategieën ook klein. De oorzaak kan gevonden worden in het feit dat de homopolaire en inverse stroomcomponent door de inverter opgenomen worden. Het vermogen dat hiermee correspondeert wordt aan de dc-zijde toegevoegd. De driefasig dempende regelstrategie resulteert in de injectie van een di-

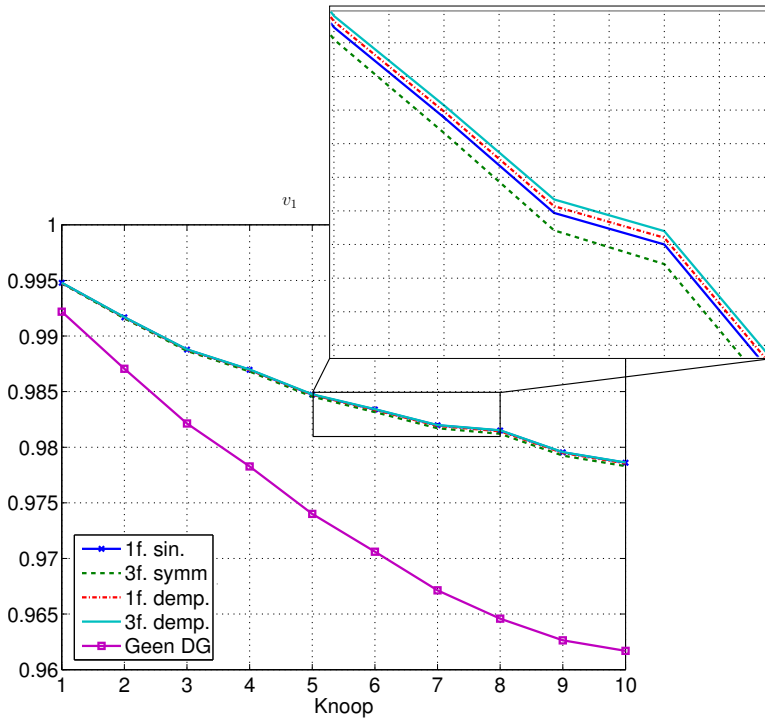
Tabel 6.2: Lastverdeling van het 10 knooppunten netwerk(P>0: last, P<0: DG)

Knoop	Fase a [kVA]	Fase b [kVA]	Fase c [kVA]
1	3	3	9
2	-10	10	3
3	3	3	10
4	-12	3	3
5	3	4	7
6	-7	3	3
7	3	3	8
8	3	3	3
9	3	3	9
10	3	3	8



Figuur 6.7: Het spanningsprofiel langsheen de distributielijn wanneer geen 3-fasige dg-eenheid is geconnecteerd

recte stroomcomponent wat zal leiden tot een hogere directe spanningscomponent die hoger is in vergelijking met de andere regelstrategieën.



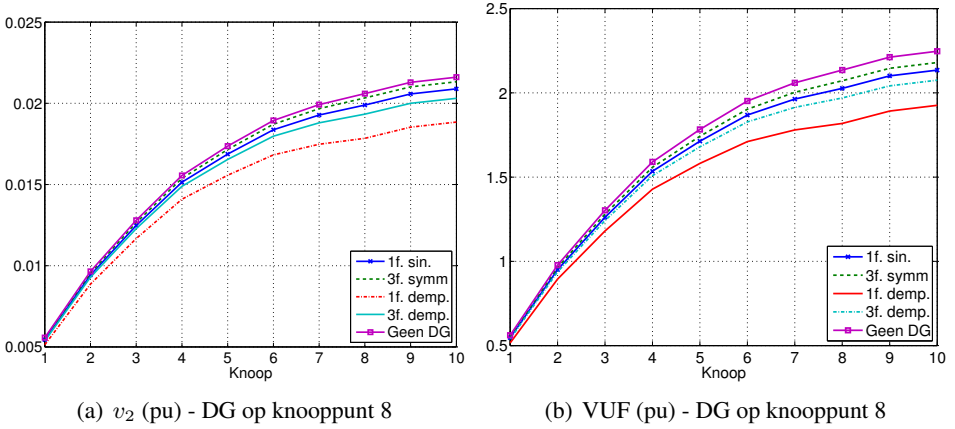
Figuur 6.8: De directe spanningscomponent wanneer een driefasige inverter op knoop 8 is aangesloten

Inverse spanningscomponent

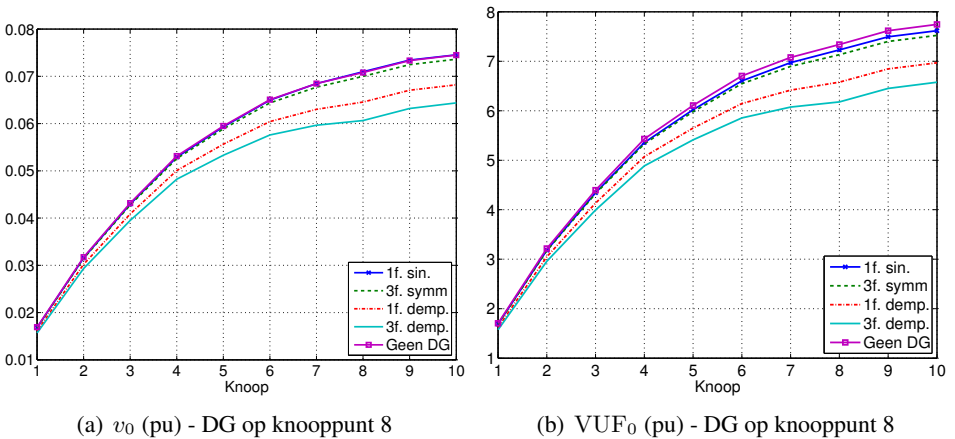
De inverse spanningscomponent en voltage unbalance factor worden respectievelijk in Figuur 6.9(a) en in Figuur 6.9(b) weergegeven. De norm EN 50160 stelt dat de inverse component van de spanning kleiner moet zijn dan 2% van de directe spanning gedurende 95% van de week (cf. § 1.3.1). Zoals in Figuur 6.9(b) gezien kan worden, resulteren enkel de éénfasig en de driefasig dempende regelstrategie in een voldoende grote afname van de inverse component van de spanning zodat de voltage unbalance factor aan de gestelde voorwaarden voldoet.

Homopolaire spanningscomponent

De éénfasig en de driefasig dempende regelstrategie geven aanleiding tot een significante afname van de homopolaire spanningscomponent en de homopolaire voltage unbalance factor zoals wordt aangetoond in respectievelijk Figuur 6.10(a) en in Figuur 6.10(b).



Figuur 6.9: De inverse spanningscomponent en VUF langsheen de lijn indien een 3-fasige dg-eenheid op knoep 8 is aangesloten



Figuur 6.10: De homopolaire spanningscomponent en VUF langsheen de lijn indien een 3-fasige dg-eenheid op knoep 8 is aangesloten

In het geval van de éénfasig dependende regelstrategie (cf. (6.15)) leidt de homopolaire stroomcomponent tot:

$$\underline{i}_0 = \frac{1}{3} \{ (g_1 - g_d) [\exp(j\theta_a) + \exp(j\theta_b) + \exp(j\theta_c)] + 3g_d v_0 \}. \quad (6.35)$$

De eerste term in (6.35) is de vector $(g_1 - g_d) [\exp(j\theta_a) + \exp(j\theta_b) + \exp(j\theta_c)]$

Tabel 6.3: De geïnjecteerde stromen door de verschillende regelstrategieën

	i_0 [A]	i_1 [A]	i_2 [A]
1f sin	$-1.2528+j0.1539$	$-45.1154+j0.5137$	$1.2225+j0.1336$
3f symm	0	$-44.3092+j0.4979$	0
1f demp	$3.4887-j2.0352$	$-44.6628+j0.3308$	$6.0811+j2.0738$
3f demp	$7.5453-j2.3766$	$-44.8351+j0.2171$	$1.8327+j1.7327$
RMS	I_a [A]	I_b [A]	I_c [A]
1f sin	45.153	45.153	45.153
3f symm	44.312	44.312	44.312
1f demp	35.095	45.930	53.068
3f demp	35.460	46.292	53.266

en de tweede term is de vector $3g_d v_0$ die als volgt berekend wordt:

$$v_0 = \frac{1}{3} (|v_a| \exp(j\theta_a) + |v_b| \exp(j\theta_b) + |v_c| \exp(j\theta_c)) \quad (6.36)$$

De fasehoeken en de amplitudewaarden van de verschillende fasespanningen hebben hierbij een belangrijke invloed. Indien de veronderstelling gemaakt wordt dat de verschillende amplitudewaarden gelijk aan 1 pu kunnen genomen worden dan hebben de beide vectoren dezelfde richting maar verschillen ze in grootte. De programmeerbare dempende ingangseleidbaarheid g_d wordt maximaal gekozen wat overeenstemt met 1 pu. Het dempende potentieel van de inverter is immers onafhankelijk van het geïnjecteerde actief vermogen. Indien er vanuit wordt gegaan dat de inverter het nominale vermogen injecteert dan is $g_1 = -1$ pu. Op deze manier kan de homopolaire stroomcomponent als volgt geschreven worden:

$$i_0 = \frac{1}{3} \{g_d [\exp(j\theta_a) + \exp(j\theta_b) + \exp(j\theta_c)]\} \approx g_d v_0 \quad (6.37)$$

In de veronderstelling dat de verschillende amplitudewaarden gelijk zijn, vertoont de éénfasig dempende regelstrategie een resistief gedrag ten opzichte van de homopolaire component met een afname van de homopolaire component van de netspanning tot gevolg. Indien de amplitudewaarden verschillend zijn, zullen beide vectoren een verschillende richting hebben en kan het resistief gedrag ten opzichte van de homopolaire component afnemen.

De driefasig dempende regelstrategie resulteert in de grootste afname van de homopolaire spanningscomponent zoals in Figuur 6.10(a) wordt aangetoond. In plaats een homopolaire stroom te injecteren zoals in het geval van de éénfasig sinusoidale

Tabel 6.4: De spanning aan de knoop waar de 3-fasig dg-eenheid is geconnecteerd

	v_0 [V]	v_1 [V]	v_2 [V]
1f sin	14.95-j5.17	221.3-j2.35	3.37+j3.26
3f symm	15.34-j4.88	225.67-j1.13	3.36+j3.26
1f demp	13.36-j3.99	225.76-j1.10	2.64+j2.73
3f demp	11.65- 3.99	225.79-j1.10	3.14+j2.92

regelstrategie (cf. (6.6)), leidt de driefasig dempende regelstrategie tot het opnemen van de homopolaire stroom zoals kan gezien worden in (6.16) en in Tabel 6.3. Het opnemen van de homopolaire component van het vermogen heeft ook een positieve invloed op het spanningsprofiel wat verder zal worden besproken.

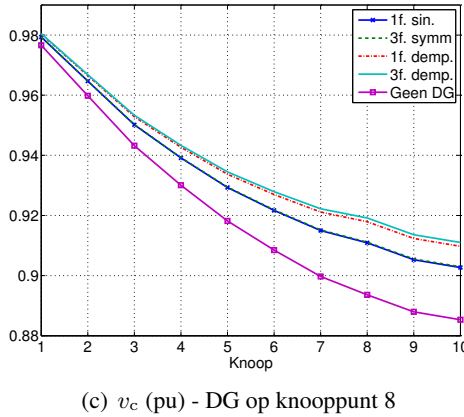
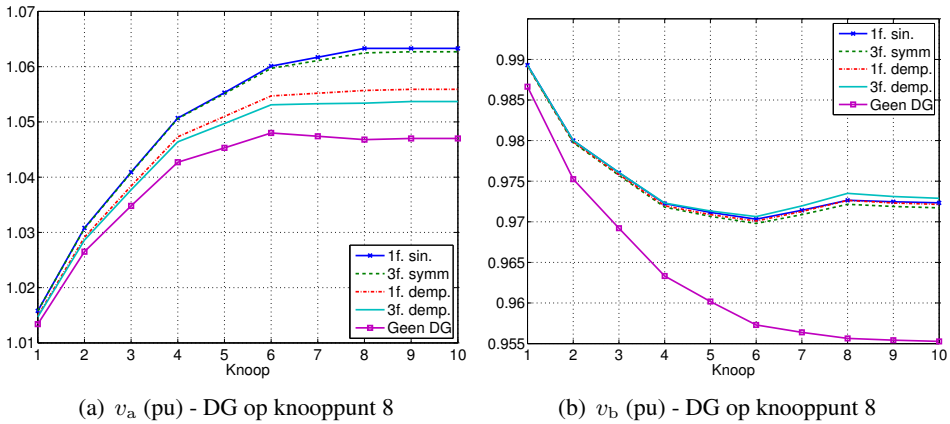
Vergeleken met de driefasig symmetrische regelstrategie, is er een toename van de homopolaire voltage unbalance factor wanneer de éénfasig sinusoidale regelstrategie gebruikt wordt zoals wordt aangetoond in Figuur 6.10(b). Dit kan worden verklaard met behulp van (6.6):

$$\begin{aligned} \dot{i}_0 &= \frac{1}{3}g_1[\exp(j\theta_a) + \exp(j\theta_b) + \exp(j\theta_c)] \\ \dot{i}_1 &= \frac{1}{3}g_1[\exp(j\theta_a) + \exp(j(\theta_b + \frac{2\pi}{3})) + \exp(j(\theta_c - \frac{2\pi}{3}))] \\ \dot{i}_2 &= \frac{1}{3}g_1[\exp(j\theta_a) + \exp(j(\theta_b - \frac{2\pi}{3})) + \exp(j(\theta_c + \frac{2\pi}{3}))] \end{aligned}$$

Aangezien de netspanning naast een directe ook een inverse en homopolaire component bevat is de term $[\exp(j\theta_a) + \exp(j\theta_b) + \exp(j\theta_c)]$ verschillend van nul. In dit geval is de reële component positief wat na vermenigvuldiging met de fundamentele geleidbaarheid g_1 aanleiding geeft tot een toename van de homopolaire stroomcomponent die geïnjecteerd wordt in het netwerk en bijgevolg een toename van de homopolaire component van de spanning aan het POC.

Spanningsprofiel

De voltage unbalance factor en de homopolaire voltage unbalance factor leveren informatie over de graad van onbalans. Een parameter die veel interessanter is, is de RMS waarde van de spanning aan het POC. In Figuur 6.11 worden de verschillende fasespanningen voor de vijf verschillende gevallen weergegeven. Figuur 6.11(a), Figuur 6.11(b) en Figuur 6.11(c) geven respectievelijk de RMS waarden van de fasespanningen a, b en c weer. Het is belangrijk dat de RMS waarde van de fasespanningen dicht bij de nominale waarde ligt. In laagspanningsnetten bestaat het merendeel van de lasten uit éénfasige lasten die gevoelig zijn aan de fasespanning.



Figuur 6.11: Het spanningsprofiel langsheen de distributiefeder wanneer een drie-fasige dg-eenheid van 30 kVA op knooppunt 8 is geconnecteerd

In Figuur 6.11 wordt aangetoond dat de verschillende regelstrategieën een verschillende invloed hebben op het spanningsprofiel langsheen de feeder. De éénfasige en de driefasige dempende regelstrategie leiden tot een beter spanningsprofiel in vergelijking met de klassieke regelstrategieën. De regelstrategie die leidt tot het beste spanningsprofiel, is de driefasige dempende regelstrategie.

Hoewel de éénfasige dempende regelstrategie leidt tot een sterkere reductie van de inverse spanningscomponent in vergelijking met de driefasige dempende regelstrategie (cf. Figuur 6.9(a)), resulteert de driefasige dempende regelstrategie in een spanningsprofiel dat dichterbij de nominale waarde ligt. De spanningsvariatie veroorzaakt door de driefasige dempende regelstrategie kan als volgt verklaard worden. De homopolaire lijnimpedantie is vier keer de directe lijnimpedantie. Dezelfde stroom in het homopolaire netwerk zal dus leiden in een spanningsvaria-

tie die vier keer groter is vergeleken met de directe en de inverse lijnimpedantie. De verschillende geïnjecteerde stromen worden in Tabel 6.3 weergegeven, waar kan gezien worden dat zowel de éénfasige als de driefasige dempende regelstrategie leiden tot de opname van de homopolaire component van het vermogen. De homopolaire stroomcomponent opnemen verbetert het spanningsprofiel omdat het neutrale punt verschoven wordt in de richting van de zwaarst belaste fase (in dit geval tussen fase a en b) wat leidt tot een toename van de fasespanningen b en c. In Tabel 6.3 worden eveneens de RMS-waarden van de geïnjecteerde stromen weergegeven. De éénfasige en de driefasige dempende regelstrategie injecteren een stroom die verschilt voor de verschillende fasen. In de fase met de laagste spanning (fase c) wordt de grootste stroom (53A RMS) geïnjecteerd en de fase met de hoogste spanning (fase a) de laagste (35A RMS). De fase met de laagste spanning, wordt het zwaarst belast en de fase met de hoogste spanning heeft het meest productie. Het vermogen wordt dus afhankelijk van de spanning over de verschillende fasen verdeeld wat een positief effect heeft op het spanningsprofiel in de lijn. Een nadeel is dat de inverter moet gedimensioneerd worden om de grootste stroom. Dit betekent dat in dit geval de inverter 20% moet overgedimensioneerd worden in vergelijking met de inverter die gebruikt maakt van de driefasige symmetrische regeling. De spanning aan het knooppunt waar de driefasige dg-eenheid is aangesloten, wordt in Tabel 6.4 weergegeven. In het geval van de driefasige dempende regelstrategie is de homopolaire spanningscomponent het laagst en de directe spanningscomponent het hoogst in vergelijking met de andere regelstrategieën.

De éénfasig sinusoidale regelstrategie resulteert in de injectie van een homopolaire stroom wat leidt tot het verschuiven van het neutrale punt. Het neutrale punt verschuift op een dergelijke manier zodat de kwaliteit van het spanningsprofiel daalt (cf. Figuur 6.11) wat veroorzaakt wordt door de injectie van de homopolaire stroomcomponent [35]. Zoals in Figuur 6.11(a) gezien kan worden, leidt de éénfasig sinusoidale regelstrategie tot de hoogste RMS waarde wat nadelig is voor het distributienetwerk en de aangesloten belastingen. Dit wordt veroorzaakt door het verschuiven van het neutrale punt in de tegenovergestelde richting van de zwaarst belaste fase wat leidt tot een toename van de fasespanning met de meeste dg-eenheden en bijgevolg de hoogste spanning.

De spanningsvariatie wordt voornamelijk veroorzaakt door de verschuiving van het neutrale punt ten gevolge van de homopolaire stroomcomponent. Een regelstrategie met een resistief gedrag voor de homopolaire component kan dus leiden tot een verbeterd spanningsprofiel. Dit is zeker interessant voor laagspanningsdistributienetten waar het merendeel van de lasten éénfasige lasten zijn die gevoelig zijn aan over- en onderspanningen (ten opzichte van de nominale spanning). De driefasige dempende regelstrategie heeft het bijkomende voordeel dat voor eenzelfde geïnjecteerd vermogen het spanningsprofiel verbetert wat bevorderlijk is voor de

toename van het aantal dg-eenheden in het laagspanningsnet.

Een mogelijkheid om het spanningsprofiel te verbeteren is door de inverter uit te rusten met een QV-regeling zoals beschreven in § 6.2.1 [10]. De QV-regeling is gebaseerd op de idee dat er een spanningsval/stijging over de inductieve component van de netimpedantie wordt gecreëerd door het opnemen/injecteren van een reactieve stroom. De netimpedantie kan voorgesteld worden als een serieschakeling van een weerstand met een inductantie waar in laagspanningsnetten de verhouding R_f/X 3 tot 5 bedraagt (cf. Tabel 6.1). Dit betekent dat voor eenzelfde spanningsverandering er een 3 tot 5 maal grotere reactieve stroom nodig is, daarenboven is de inductantie in laagspanningsnetten zeer beperkt ($0.078 \Omega/\text{km}$ cf. Tabel 6.1). Het injecteren/opnemen van reactief vermogen resulteert bovendien een verhoging van de RMS-waarde van de stroom met hogere lijnverliezen als gevolg.

6.4.4 Invloed van de locatie van de dg-eenheid

Om de invloed van de locatie van de dg-eenheid op spanningsonbalans in het net te bestuderen worden drie simulaties uitgevoerd. Een dg-eenheid werd op het begin, het midden en op het einde van de lijn geplaatst. De verdeling van de verschillende belastingen en dg-eenheden is dezelfde als deze die in § 6.4.3 gebruikt werd en wordt weergegeven in Tabel 6.2. Opnieuw worden de verschillende lasten als zuiver resistief genomen. In de drie gevallen wordt er één driefasige dg-eenheid met een nominaal vermogen van 30 kVA aangesloten.

Directe spanningscomponent

In Figuur 6.12 worden de directe en de inverse spanningscomponent als de dg-eenheid op knooppunt 1, 5 en 10 staat weergegeven. De driefasig dempende regelstrategie leidt in de 3 gevallen opnieuw tot de hoogste directe spanningscomponent zoals aangetoond in Figuur 6.12(a), 6.12(c) en 6.12(e). Het verschil is klein ten gevolge van de lage netimpedantie. Naarmate de dg-eenheid verder naar het einde van de lijn aangesloten wordt, stijgt de directe component van de spanning sterker in het geval van de driefasig dempende regelstrategie ten opzichte van de andere regelstrategieën zoals wordt aangetoond in Figuur 6.12(e). De inverse en homopolaire component van de spanning nemen toe naar het einde van de lijn wat ertoe leidt dat de inverse en homopolaire stroomcomponent die in het geval van de driefasig dempende regelstrategie door de inverter opgenomen wordt toeneemt. De directe stroomcomponent die geïnjecteerd zal worden, zal bijgevolg toenemen wat resulteert in een verhoogde directe spanningscomponent.

Inverse spanningscomponent

De inverse spanningscomponent voor de drie verschillende gevallen worden in respectievelijk Figuur 6.12(b), 6.12(d) en 6.12(f) weergegeven. In deze figuren wordt aangetoond dat de inverse component sterker afneemt in het geval van de éénfasig en de driefasig dempende regelstrategie naarmate de dg-eenheid verder op het einde van de lijn geplaatst wordt. Aangezien de inverse component in het geval er geen dg-eenheid is aangesloten toeneemt naar het einde van de lijn, wordt de invloed van beide regelstrategieën ook groter naar het einde van de lijn. De inverse stroomcomponent die met behulp van de éénfasige dempende regelstrategie geïnjecteerd zal worden is:

$$\underline{i}_2 = \frac{1}{3} \{ (g_1 - g_d) [\exp(j\theta_a) + \exp(j(\theta_b - \frac{2\pi}{3})) + \exp(j(\theta_c + \frac{2\pi}{3}))] + 3g_d v_2 \} \quad (6.38)$$

De eerste term in deze vergelijking is kleiner dan de tweede term ($(g_1 - g_d)$ t.o.v. $3g_d$) en aangezien de inverse spanningscomponent toeneemt naar einde van de lijn zal de tweede term ($3g_d v_2$) ook toenemen en vergroot bijgevolg de invloed van de éénfasige dempende regelstrategie. Voor de inverse stroomcomponent bij de driefasig dempende regeling geldt:

$$\underline{i}_2 = g_d v_2 \quad (6.39)$$

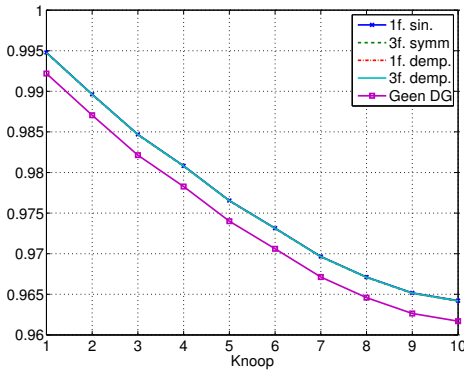
De spanningsonbalans factor in het geval dat de dg-eenheid op knooppunt 10 wordt aangesloten, wordt in Figuur 6.13 weergegeven. Enkel indien de éénfasig of de driefasig dempende regelstrategie wordt gebruikt blijft de spanningsonbalansfactor onder de grens van 2 % zoals opgelegd door de norm EN-50160 [28].

Homopolaire spanningscomponent

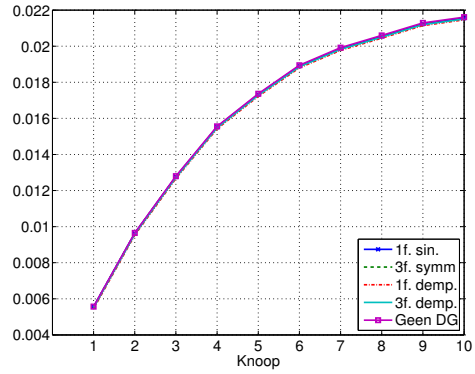
De invloed van de locatie van de verschillende regelstrategieën op de homopolaire component van de spanning wordt in Figuur 6.14 getoond. Een analoge redenering als bij de inverse spanningscomponent, kan hier gevolgd worden. De homopolaire spanningscomponent in het geval er geen dg-eenheid is, neemt toe naar het einde van de lijn en de termen in de referentiewaarden voor de homopolaire stroomcomponent zijn analoog aan de inverse component zoals gezien kan worden in (6.15) en (6.16) zodat deze analoge redenering gerechtvaardigd is.

Spanningsprofiel

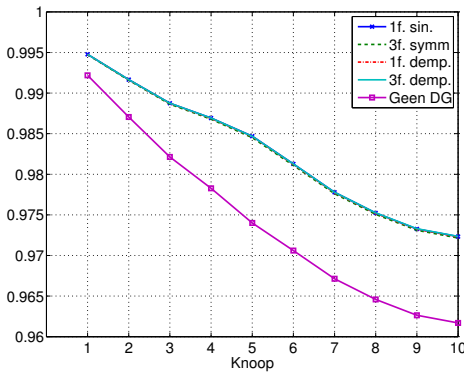
In Figuur 6.15 en Figuur 6.16 worden de verschillende fasespanningen voor de 3 verschillende gevallen weergegeven. Fase a is de minst belaste fase (cf. Tabel 6.2)



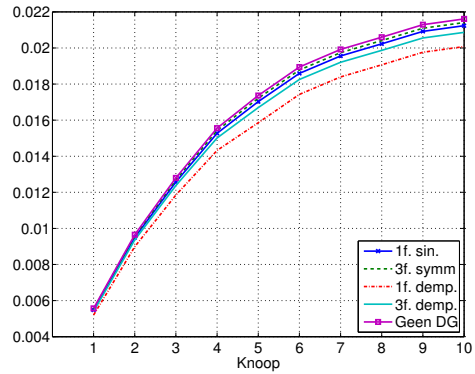
(a) v_1 (pu) - DG op knooppunt 1



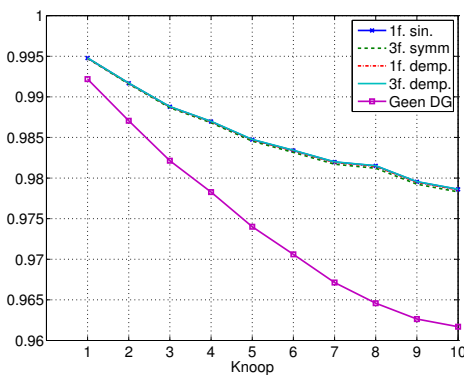
(b) v_2 (pu) - DG op knooppunt 1



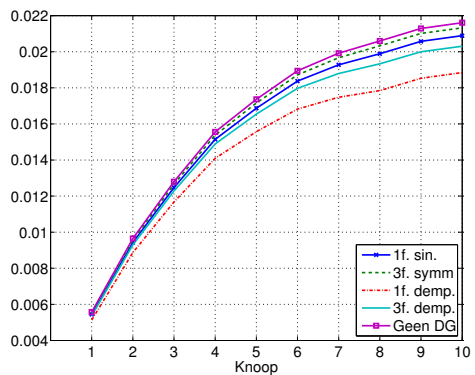
(c) v_1 (pu) - DG op knooppunt 5



(d) v_2 (pu) - DG on knooppunt 5

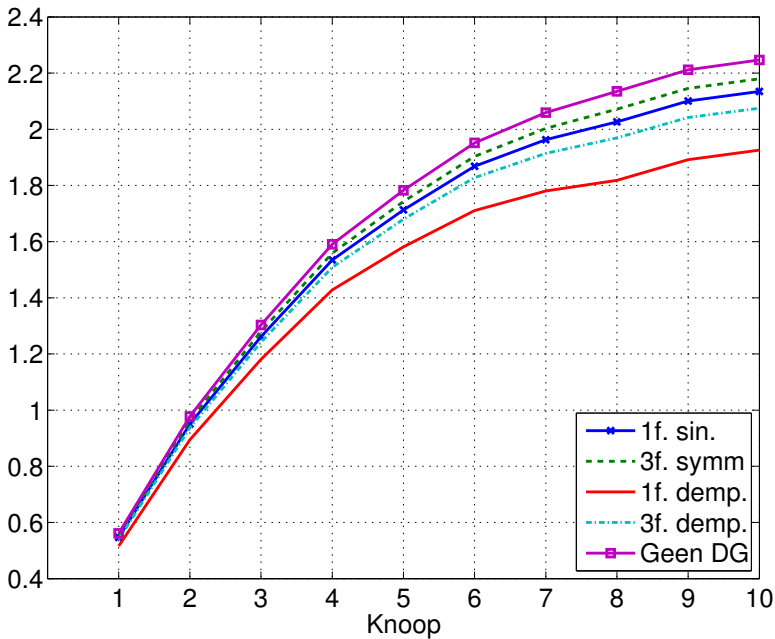


(e) v_1 (pu) - DG op knooppunt 10



(f) v_2 (pu) - DG op knooppunt 10

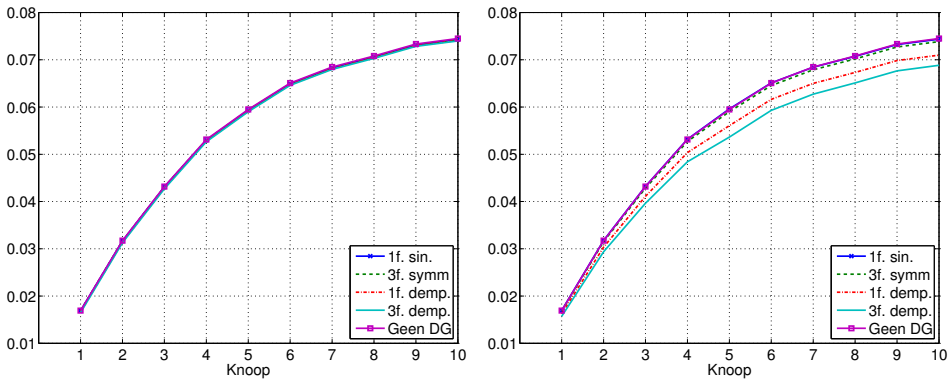
Figuur 6.12: De directe en inverse spanningscomponent indien een dg-eenheid op knooppunt 1, 5 en 10 geconnecteerd wordt



Figuur 6.13: De voltage unbalance factor indien een dg-eenheid op knooppunt 10 geconnecteerd wordt

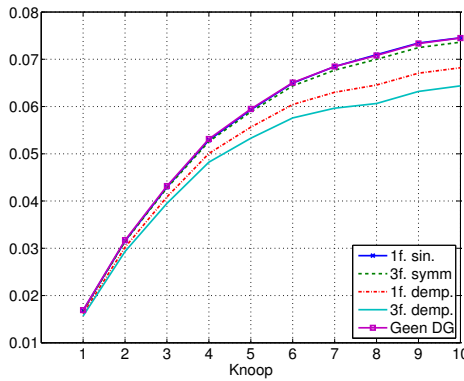
en bevat het grootste aantal éénfasige dg-eenheden en heeft bijgevolg de hoogste RMS-waarde (cf. Figuur 6.15(a), 6.15(c) en 6.15(e)). Naarmate de dg-eenheid verder naar het einde van de lijn verplaatst wordt, stijgt de RMS-waarde in het geval van de éénfasig sinusoidale en de driefasig symmetrische regelstrategie zoals wordt aangetoond in Figuur 6.15(e). Enkel in het geval van de éénfasig en de driefasig dempende regelstrategie blijft de toename van de RMS-spanning beperkt. In het geval van de driefasig dempende regelstrategie nadert de RMS-waarde van fase a zelfs het geval wanneer er geen dg-eenheid aangesloten is. Door het resistieve gedrag ten opzichte van de inverse en homopolaire spanningscomponent zal in de fasen met een hoge RMS-waarde voor de spanning een kleinere stroom geïnjecteerd worden en een grotere stroom voor de fasen met een lage spanning. Dit gedrag zal resulteren in een spanningsprofiel dat de nominale spanning beter zal benaderen zoals in Figuur 6.15 wordt aangetoond.

Fase b is zwaarder belast dan fase a (cf. Tabel 6.2) en heeft een RMS-waarde lager dan 1 pu (cf. Figuur 6.15(b), 6.15(d) en 6.15(f)). Indien de dg-eenheid verder naar het einde van de lijn geplaatst wordt, neemt de RMS-waarde toe. Opnieuw leidt de driefasig dempende regelstrategie tot een RMS-waarde die het dichtst bij de nominale waarde ligt.



(a) v_0 (pu) - DG op knooppunt 1

(b) v_0 (pu) - DG op knooppunt 5



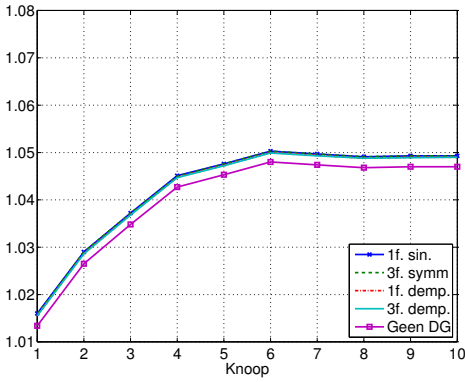
(c) v_0 (pu) - DG op knooppunt 10

Figuur 6.14: De hompolaire spanningscomponent indien een dg-eenheid op knooppunt 1, 5 en 10 geconnecteerd wordt

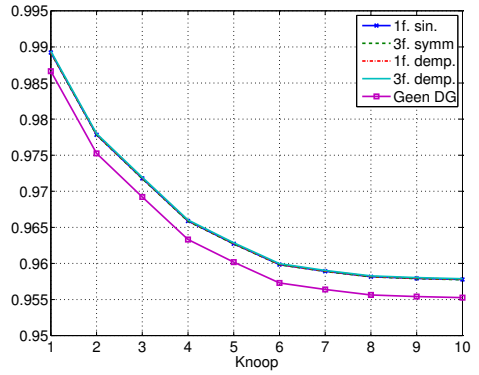
Fase c is de zwaarst belaste fase (cf. Tabel 6.2) en heeft bijgevolg de laagste RMS-waarde (cf. Figuur 6.16(a), 6.16(b) en 6.16(c)). Opnieuw heeft de driefasig dempende regelstrategie tot de RMS-waarde geleid die het dichtst bij de nominale waarde ligt. Bovendien is de toename groter dan in fase b.

6.4.5 Invloed van het aantal dg-eenheden

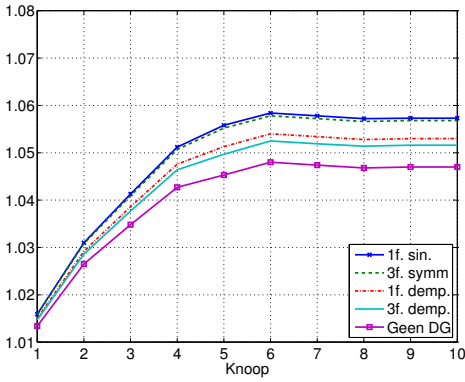
De invloed van het aantal dg-eenheden op de spanningsonbalans in het net wordt in deze paragraaf aan de hand van drie simulaties bestudeerd. In een eerste geval wordt er één driefasige dg-eenheid op knooppunt 6 aangesloten, in een tweede geval drie dg-eenheden op knooppunt 3, 6 en 9 en in een derde geval vier driefasige



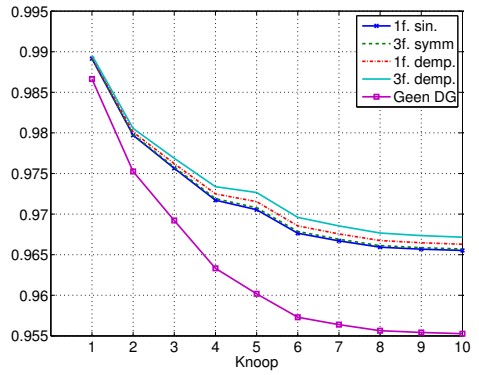
(a) v_a (pu) - DG op knooppunt 1



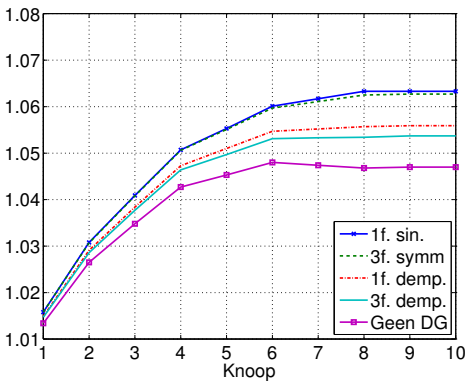
(b) v_b (pu) - DG op knooppunt 1



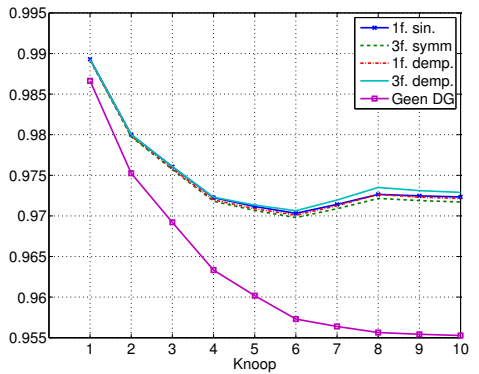
(c) v_a (pu) - DG op knooppunt 5



(d) v_b (pu) - DG op knooppunt 5

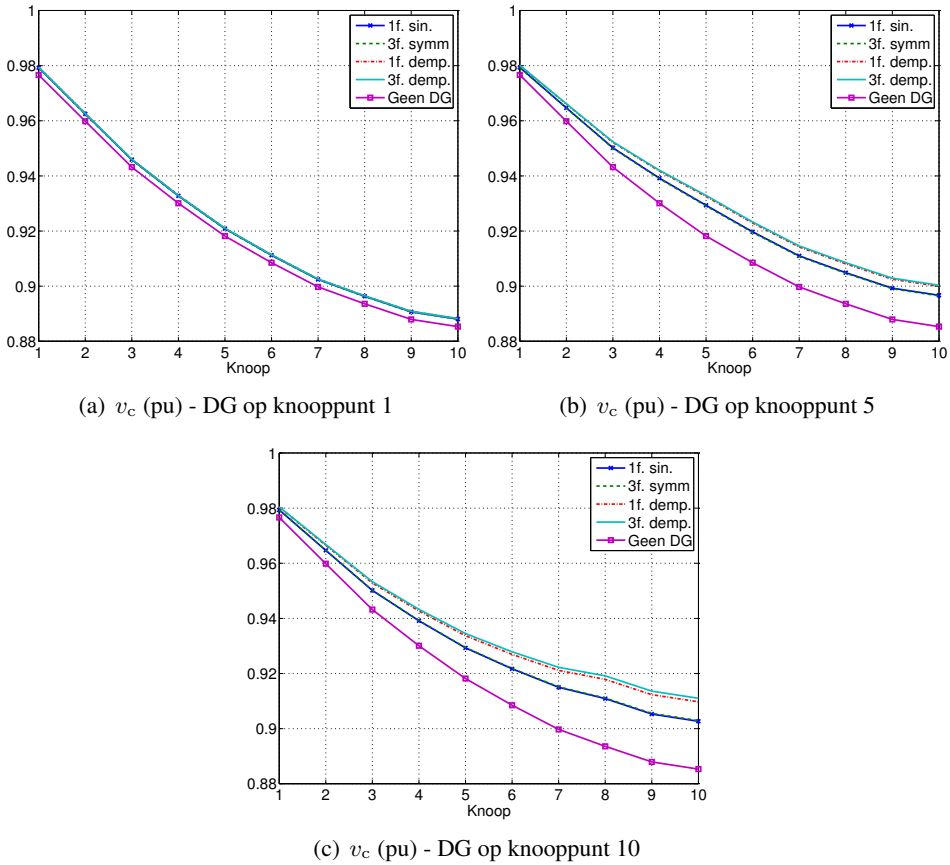


(e) v_a (pu) - DG op knooppunt 10



(f) v_b (pu) - DG op knooppunt 10

Figuur 6.15: Spanningsprofiel van fase a en b wanneer een driefasige dg-eenheid op knooppunt 1, 5 en 10 is aangesloten



Figuur 6.16: Spanningsprofiel van fase c wanneer een driefasige dg-eenheid op knooppunt 1, 5 en 10 is aangesloten

dg-eenheden op knooppunt 2, 4, 6 en 8. De verschillende driefasige dg-eenheden worden uniform over de lijn verdeeld zonet kan de invloed van het vermogen een grotere rol spelen. Het totale vermogen dat door de driefasige dg-eenheden wordt geïnjecteerd, wordt in de drie gevallen gelijk gehouden. Op deze manier injecteert de driefasige dg-eenheid in het eerste geval een vermogen van 30 kVA, in het tweede geval een vermogen van 10 kVA en in het derde geval een vermogen van 7.5 kVA.

Directe spanningscomponent

De directe spanningscomponent voor de drie gevallen wordt in Figuur 6.17(a),

6.17(c) en 6.17(e) weergegeven. In Figuur 6.17(c) en 6.17(e) wordt aangetoond dat de directe spanningscomponent in het geval van de dempende regelstrategieën toegenomen is in vergelijking met de klassieke regelstrategieën. Door de lage ne-timpedantie is dit verschil klein.

Inverse spanningscomponent

De inverse spanningscomponent voor de drie gevallen worden in respectievelijk Figuur 6.17(b), 6.17(d), 6.17(f) weergegeven. Een stijging van het aantal dg-eenheden uitgerust met een dempende regelstrategie leidt niet tot een grotere afname van de inverse spanningscomponent.

Homopolaire spanningscomponent

De homopolaire spanningscomponent voor de drie gevallen wordt in Figuur 6.18(a), 6.18(b) en 6.18(c) weergegeven. Een stijging van het aantal dg-eenheden uitgerust met een dempende regelstrategie leidt niet tot een grotere afname van de homopolaire spanningscomponent.

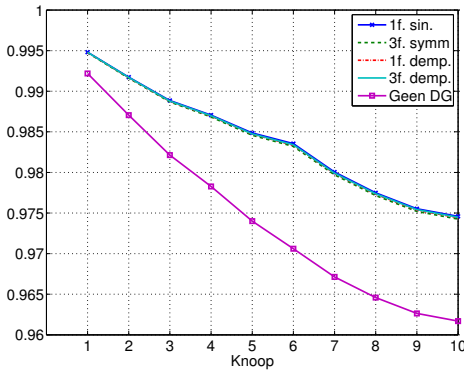
Spanningsprofiel

In Figuur 6.19 en Figuur 6.20 worden de verschillende fasespanningen voor de drie verschillende gevallen weergegeven. Fase a is de minst belaste fase (cf. Tabel 6.2) en bevat het grootste aantal éénfasige dg-eenheden en heeft bijgevolg de hoogste RMS-waarde (cf. Figuur 6.19(a), 6.19(c) en 6.19(e)). Naarmate het aantal driefasige dg-eenheden toeneemt, blijft het spanningsprofiel dezelfde voor de verschillende regelstrategieën. De éénfasige en driefasige dempende regelstrategie resulteren opnieuw een spanningsprofiel dat het dichtst bij de nominale spanning ligt.

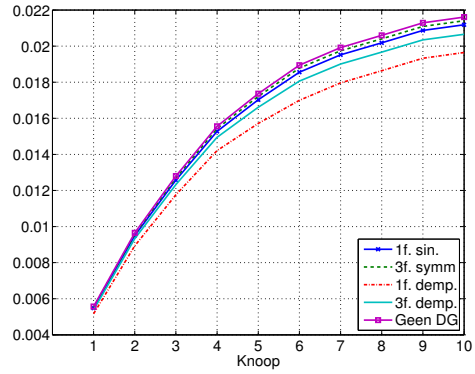
Fase b heeft een RMS-waarde lager dan 1 pu (cf. Figuur 6.19(b), 6.19(d) en 6.19(f)). Opnieuw is de invloed van het aantal dg-eenheden beperkt. De driefasig dempende regelstrategie resulteert opnieuw in een RMS-waarde die het dichtst bij de nominale waarde ligt.

Fase c heeft bijgevolg de laagste RMS-waarde (cf. Figuur 6.20(a), 6.20(b) en 6.20(c)). Ook hier kan gesteld worden dat de invloed van het aantal dg-eenheden op het spanningsprofiel beperkt is.

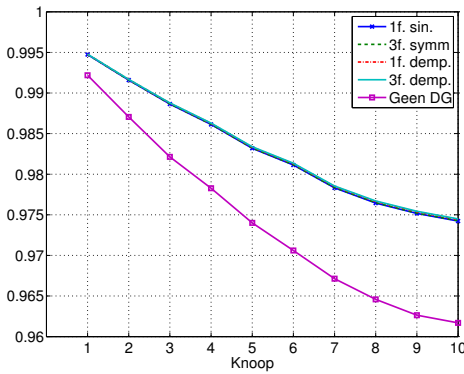
Er kan besloten worden dat een toename van het aantal dg-eenheden niet aanleiding geeft tot een verbetering van het spanningsprofiel. Het geïnstalleerd vermogen heeft de belangrijkste invloed wat ook te verwachten is. Bij een toenemend geïnstalleerd vermogen kan een grotere stroom geïnjecteerd worden wat op zijn



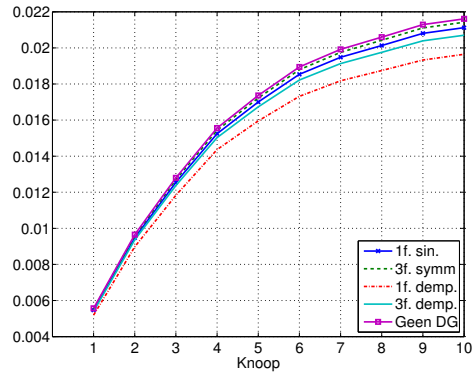
(a) v_1 (pu) - DG op knooppunt 6



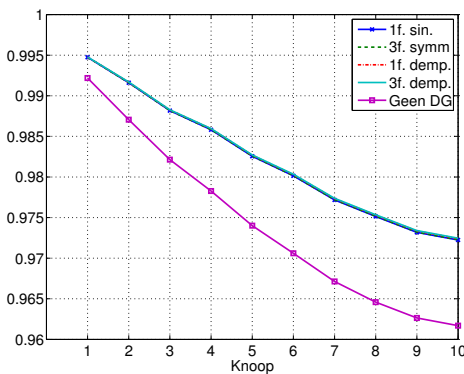
(b) v_2 (pu) - DG op knooppunt 6



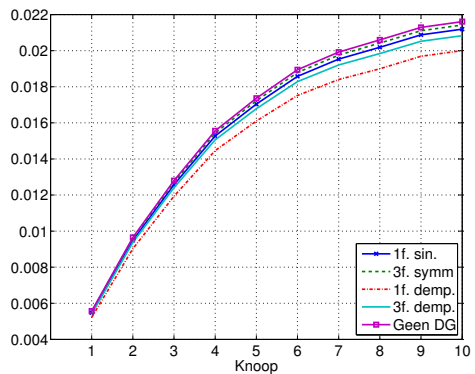
(c) v_1 (pu) - DG op knooppunt 3, 6 en 9



(d) v_2 (pu) - DG op knooppunt 3, 6 en 9

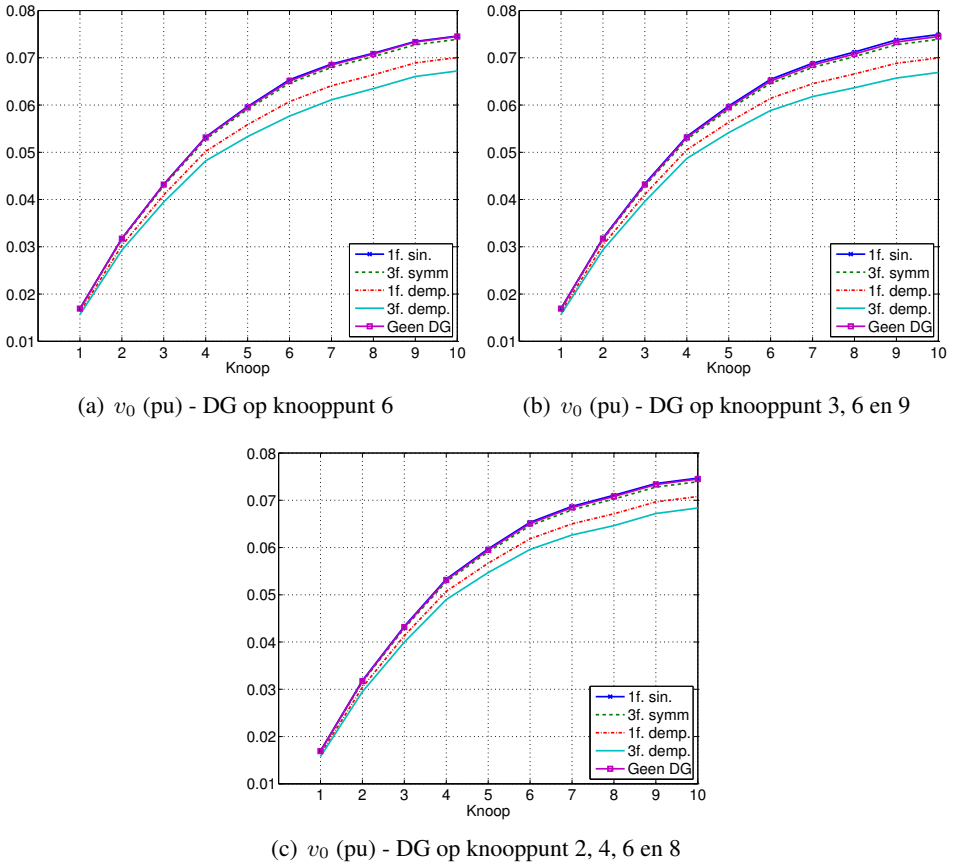


(e) v_1 (pu) - DG op knooppunt 2, 4, 6 en 8



(f) v_2 (pu) - DG op knooppunt 2, 4, 6 en 8

Figuur 6.17: De directe en inverse spanningscomponent indien er vervolgens één, drie en vier dg-eenheden worden geconnecteerd

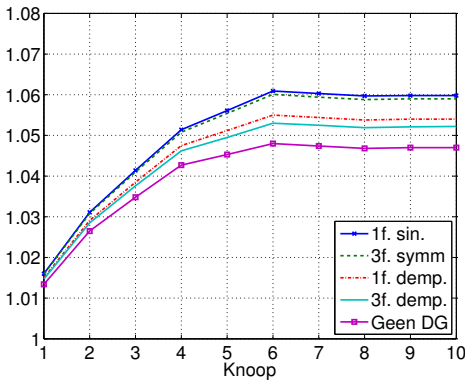


Figuur 6.18: De homopolaire spanningscomponent indien er vervolgens één, drie en vier dg-eenheden worden geconnecteerd

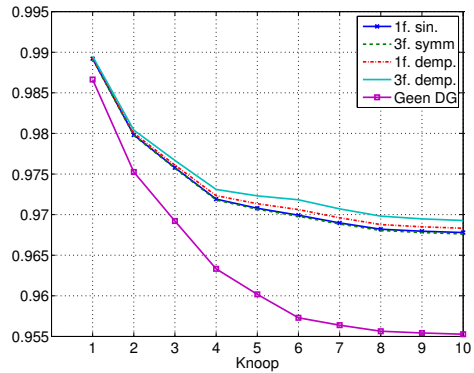
beurt aanleiding geeft tot een grotere spanningsverandering.

6.4.6 Typisch distributienetwerk

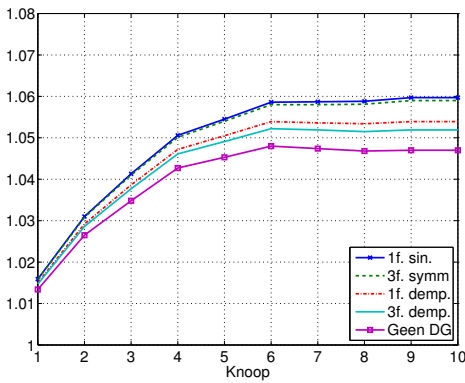
In § 6.4.3, 6.4.4 en 6.4.5 werden er enkel zuiver resistieve belastingen in beschouwing genomen en werd een eenvoudige radiale topologie met tien knooppunten gebruikt. Om de invloed op spanningsonbalans op een meer realistische manier te beschouwen, wordt de topologie zoals afgebeeld in Figuur 6.21 gebruikt. Dit distributienet heeft een radiale layout, waarbij er drie feeders vertrekken van een gemeenschappelijk punt, PCC genaamd, die via de feeder S is verbonden met de distributietransformator. De derde feeder bevat bovendien nog drie subfeeders. De lijnen, zowel de luchtlijnen (zwart) als de kabels (grijs), zijn driefasig en bezitten



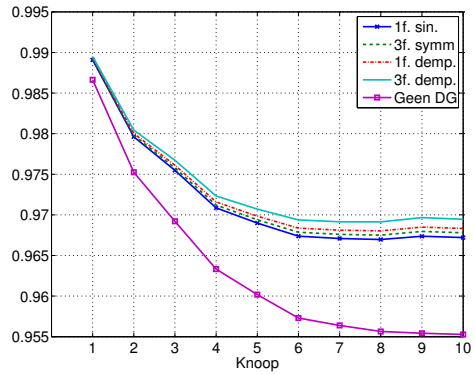
(a) v_a (pu) - DG op knooppunt 6



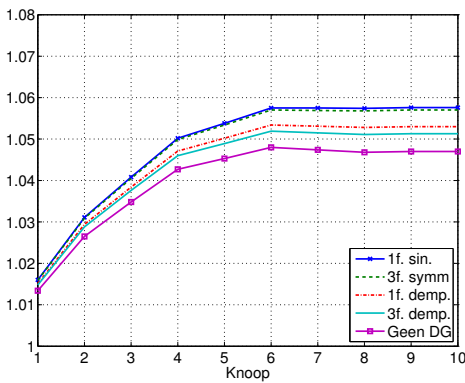
(b) v_b (pu) - DG op knooppunt 6



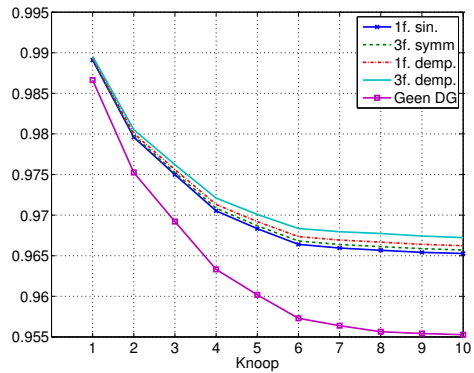
(c) v_a (pu) - DG op knooppunt 3, 6 en 9



(d) v_b (pu) - DG op knooppunt 3, 6 en 9

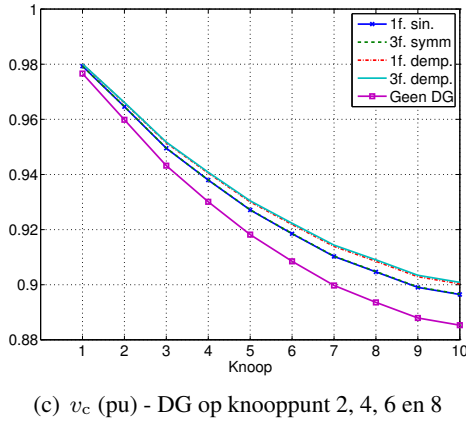
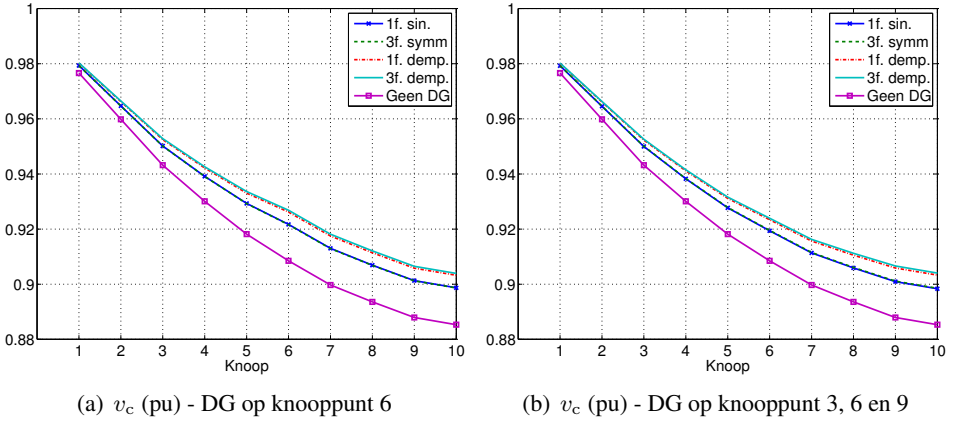


(e) v_a (pu) - DG op knooppunt 2, 4, 6 en 8

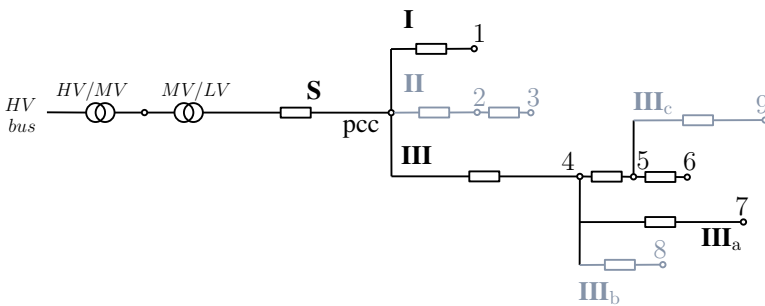


(f) v_b (pu) - DG op knooppunt 2, 4, 6 en 8

Figuur 6.19: Het spanningsprofiel van fase a en b langsheen de distributiefeder indien er vervolgens één, drie en vier dg-eenheden worden geconnecteerd



Figuur 6.20: Het spanningsprofiel van fase c langsheen de distributiefeder indien er vervolgens één, drie en vier dg-eenheden worden geconnecteerd



Figuur 6.21: Typisch distributie netwerk

Tabel 6.5: De eigenschappen van het netwerk

Feeder	R (Ω/km)	L (mH/km)	C ($\mu\text{F}/\text{km}$)
S	0.0439	0.0573	/
I	0.351	0.344	/
II	0.226	0.223	0.29
III	0.0585	0.086	/
III _a	0.351	0.344	/
III _b	0.226	0.223	0.29
III _c	0.226	0.223	0.29

Tabel 6.6: De verdeling van de belasting

node	RL-load (kVA)	$\cos \phi$	phase	load (kVA)	phase
1	35	0.9	a-b-c	6	a
2	20	0.9	a-b-c	-5	b
3	10	0.85	a-b-c	3	c
4	4	0.9	a-b-c	6	a
5	7	0.9	a-b-c	-8	b
6	3	0.85	a-b-c	5	a
7	/	/	/	2	c
9	/	/	/	3	b

Tabel 6.7: De verdeling van de driefasige dg-eenheden

Knoop	driefasige dg-eenheid (kVA)
2	-12
5	-12
6	-12
8	-9

een neutrale. In Tabel 6.5 worden de eigenschappen van de lijnen gegeven. Deze eigenschappen zijn enkel geldig voor de fundamentele component. In deze basis-situatie zijn er verschillende lasten aangesloten op het netwerk zoals weergegeven in Tabel 6.6. In deze tabel zijn de lineaire lasten opgegeven door middel van hun opgenomen driefasig schijnbaar vermogen en hun arbeidsfactor.

Directe spanningscomponent

De directe spanningscomponent in het geval van het typisch distributienetwerk waar vier driefasige dg-eenheden geconnecteerd zijn zoals weergegeven in Tabel 6.7 wordt in Figuur 6.22(a) afgebeeld. Opnieuw leidt de driefasig dempende regelstrategie tot de hoogste directe spanningscomponent zoals in Tabel 6.8 gezien

Tabel 6.8: De directe spanningscomponent aan de knoop waar de 3-fasig dg-eenheid is geconnecteerd [in V]

Knoop	1f sin	3f symm	1f demp	3f demp
2	225.87+j 1.60	225.89+j 1.55	225.89+j 1.60	225.89+j 1.60
5	226.29+j 1.63	226.31+j 1.58	226.31+j 1.63	226.31+j 1.63
6	226.30+j 1.70	226.32+j 1.65	226.31+j 1.70	226.32+j 1.70
8	225.87+j 1.60	226.33+j 1.35	225.89+j 1.60	226.33+j 1.39

kan worden.

Inverse spanningscomponent

De inverse spanningscomponent wordt in Figuur 6.22(b) weergegeven. Opnieuw leiden de éénfasig en driefasig dempende regelstrategie tot de laagste inverse spanningscomponent.

Homopolaire spanningscomponent

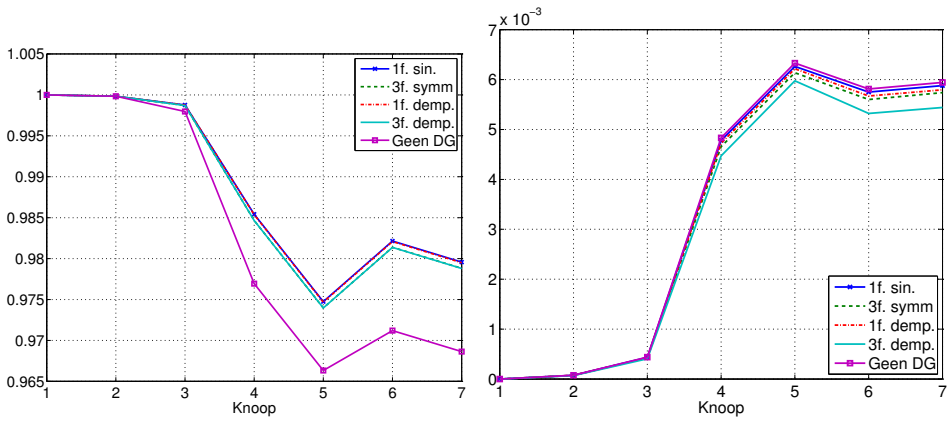
De homopolaire spanningscomponent wordt in Figuur 6.22(c) afgebeeld waar kan gezien worden dat de éénfasig en driefasig dempende regelstrategie tot de laagste homopolaire spanningscomponent leiden.

Spanningsprofiel

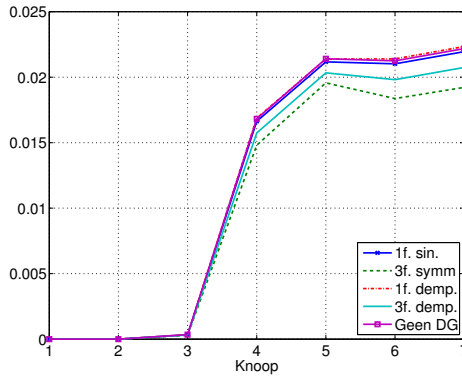
Het spanningsprofiel wordt in Figuur 6.23. Opnieuw leidt de driefasig dempende regelstrategie tot een spanningsprofiel dat het dichtst bij de nominale spanning ligt.

6.4.7 Besluit

In deze paragraaf werd de invloed van de verschillende regelstrategieën op spanningsonbalans bestudeerd. In een eerste instantie werd de invloed van één driefasige dg-eenheid op de spanningsonbalans bestudeerd. Vervolgens werd de invloed van de locatie van de driefasige dg-eenheid op de spanningsonbalans bestudeerd. Als laatste werd er gekeken naar de invloed van het aantal dg-eenheden. De dempende regelstrategieën resulteren in een significante afname van de inverse en homopolaire component van de netspanning. Daarenboven resulteert de driefasig dempende regelstrategie in een sterk verbeterd spanningsprofiel. De invloed van de dempende regelstrategieën op de inverse en homopolaire spanningscom-



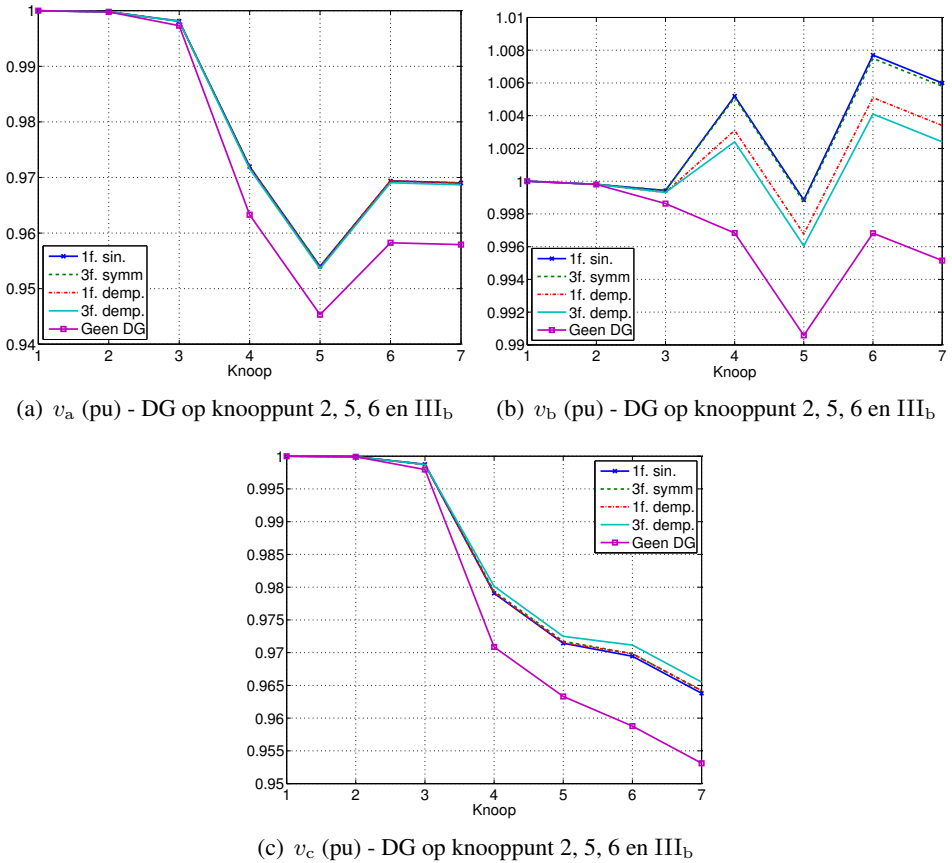
(a) v_1 (pu) - DG op knooppunt 2, 5, 6 en III_b (b) v_2 (pu) - DG op knooppunt 2, 5, 6 en III_b



(c) v_0 (pu) - DG op knooppunt 2, 5, 6 en III_b

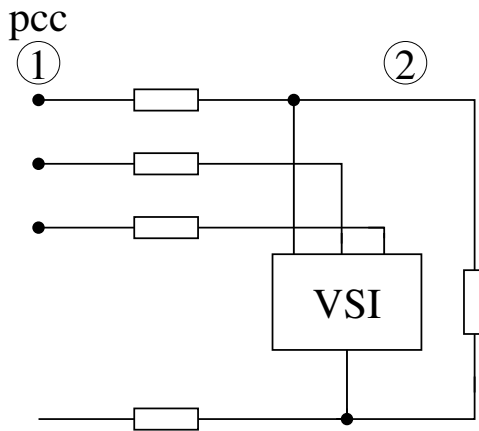
Figuur 6.22: De directe, inverse en homopolaire spanningscomponent in het geval van een typisch distributienetwerk

ponent vergroot naarmate de driefasige dg-eenheid verder naar het einde van de lijn geplaatst wordt. De positieve invloed van de driefasig dempende regelstrategie op het spanningsprofiel neemt dan ook toe. Een toenemend aantal driefasige dg-eenheden waarbij het totaal geïnjecteerd vermogen constant gehouden wordt, leidt niet tot een verdere afname van de inverse en homopolaire spanningscomponent in het geval van de dempende regelstrategieën. In het geval van de driefasige dempende regelstrategie blijft het spanningsprofiel het dichtst bij de nominale waarde. De spanningsvariatie wordt voornamelijk veroorzaakt door de verschuiving van het neutrale punt ten gevolge van de homopolaire stroomcomponent. Een regelstrategie met een resistief gedrag voor de homopolaire component kan dus leiden tot een



Figuur 6.23: Het spanningsprofiel langsheen de distributiefeder indien er vier dg-eenheden aan typisch distributienetwerk worden geconnecteerd

verbeterd spanningsprofiel zoals hier wordt aangetoond. De driefasig dempende regelstrategie heeft het bijkomende voordeel dat voor eenzelfde geïnjecteerd vermogen het spanningsprofiel verbetert wat bevorderlijk is voor de toename van het aantal dg-eenheden in het laagspanningsnet. De sterkere afname van de homopolaire spanningscomponent ten gevolge van de driefasig dempende regelstrategie leidt tot een beter spanningsprofiel. Dit is zeker interessant voor laagspanningsdistributienetten waar het merendeel van de lasten éénfasige lasten zijn die gevoelig zijn aan over- en onderspanningen.



Figuur 6.24: Eenvoudig twee knooppunten netwerk

6.5 Invloed op lijnverliezen

6.5.1 Inleiding

Om de invloed van de verschillende regelstrategieën op netwerkverliezen te bestuderen wordt hetzelfde netwerkmodel gebruikt als in § 6.4. Om een realistische vergelijking te kunnen maken, zullen verschillende gevallen gesimuleerd worden. Dezelfde simulaties als in § 6.4 worden hier gebruikt. Eerst zal de invloed van één driefasige dg-eenheid op de lijnverliezen bestudeerd worden, vervolgens zal de invloed van de locatie en van het aantal dg-eenheden bekeken worden. Om een realistische vergelijking te kunnen maken, wordt als laatste geval een typisch distributienetwerk gebruikt.

6.5.2 Invloed van één driefasige dg-eenheid

De invloed van één driefasige dg-eenheid op de lijnverliezen wordt hier bestudeerd. De topologie zoals afgebeeld in Figuur 6.6 wordt hier gebruikt. Er zal eerst een eenvoudige topologie gehanteerd worden die slechts uit twee knopen bestaat en weergegeven wordt in Figuur 6.24. Vervolgens wordt de invloed van één driefasige dg-eenheid bestudeerd met behulp van de topologie die in Figuur 6.6 wordt weergegeven.

A. Eenvoudig twee knooppunten netwerk

Figuur 6.24 toont de topologie van het netwerk dat hier gebruikt zal worden. Dit netwerk bevat één éénfasige last van 15 kVA die aangesloten is op fase a en een

Tabel 6.9: Netwerkverliezen van het twee knooppunten netwerk [in W]

	1f sin	3f symm	1f demp	3f demp	Geen dg
Fase a	167.3	167.3	143.4	141.9	400.4
Fase b	50.0	50.0	41.9	41.8	0
Fase c	50.0	50.0	45.3	45.9	0
Neutrale	412.1	400.4	351.8	310.0	400.4
Totaal	679.5	667.8	581.4	539.5	800.8
%	15.2	16.6	27.4	32.3	0

Tabel 6.10: Geïnjecteerde stromen bij het twee knooppunten netwerk [RMS in A]

	1f sin	3f symm	1f demp	3f demp
Fase a	21.7	21.7	24.7	24.7
Fase b	21.7	21.7	19.9	20.1
Fase c	21.7	21.7	20.7	20.8

driefasige dg-eenheid met een nominaal vermogen van 15 kVA geconnecteerd met knoop 2. Er wordt hier een extreem geval van een ongebalanceerde last gesimuleerd. De hiermee overeenstemmende netwerkverliezen kunnen in Tabel 6.9 teruggevonden worden. In het geval er geen driefasige dg-eenheid is aangesloten, is er enkel verlies in fase a (waar de éénfasige last is aangesloten) en in de neutrale geleider. Wanneer een driefasige dg-eenheid geïnstalleerd wordt, zal het verlies in fase a afnemen aangezien een deel van het vermogen door de driefasige dg-eenheid zal geleverd worden. De klassieke regelstrategieën, de éénfasig sinusoidale en de driefasig symmetrische regelstrategie, injecteren in de drie fasen een gelijke stroom (in dit geval 21.72 A RMS). Het reële deel van de lijnimpedantie bedraagt 0.106Ω wat met een stroom van 21.72 A RMS (cf. Tabel 6.10) resulteert in een verlies van 50 W. De éénfasig en de driefasig dempende regelstrategie injecteert in de verschillende fasen een verschillende stroom (cf. Tabel 6.10). De stroom die in fase a geïnjecteerd wordt, is in het geval van de dempende regelstrategieën hoger in vergelijking met de klassieke regelstrategieën. Dit leidt ertoe dat er minder stroom uit het net moet onttrokken worden om de éénfasige belasting te voeden. De onbalans die door de éénfasige belasting veroorzaakt wordt, wordt op deze manier verkleind. De lijnverliezen in fase a zijn dan ook kleiner. Wanneer de dg-eenheid is uitgerust met de driefasig dempende regelstrategie, kan er duidelijk gezien worden dat de verliezen in fase a en de neutrale geleider sterk verminderd worden wat resulteert in lagere netwerkverliezen in vergelijking met het geval zonder dg-eenheid. De netwerkverliezen worden met 32.3 % verminderd ten opzichte van het geval zonder dg-eenheid.

Tabel 6.11: Netwerkverliezen horend bij een één driefasige dg-eenheid van 30 kVA op knooppunt 8 [in W]

	1f sin	3f symm	1f demp	3f demp	Geen dg
Fase a	197.1	198.4	159.5	170.0	112.5
Fase b	310.9	324.5	314.3	330.15	817.0
Fase c	1790.7	1811.3	1621.2	1626.4	2968.1
Neutrale	2139.8	2107.8	1883.9	1737.3	2152.7
Totaal	4438.4	4441.9	3979.0	3863.9	6050.3
%	26.6	26.6	34.3	36.1	0

B. Tien knooppunten netwerk

De topologie van het tien knooppunten netwerk wordt in Figuur 6.6 weergegeven. De lastverdeling kan gevonden worden in Tabel 6.2. Op knooppunt 8 wordt er één driefasige dg-eenheid van 30 kVA aangesloten. De netwerkverliezen van dit geval worden samengevat in Tabel 6.11. In deze tabel wordt aangetoond dat de vier regelstrategieën resulteren in een vermindering van de netwerkverliezen. De éénfasig dempende regelstrategie en de driefasig dempende regelstrategie resulteren in de grootste afname van de netwerkverliezen. De verliezen in de neutrale geleider en de zwaarst belaste fase worden sterker verminderd in vergelijking met de klassieke regelstrategieën. De driefasig dempende regelstrategie gedraagt zich resistief ten opzicht van de homopolaire spanningscomponent wat leidt tot een afname van de homopolaire stroomcomponent en bijgevolg in een afname van de verliezen in de neutrale geleider. De stroom ten gevolge van de driefasig dempende regelstrategie hangt ook af van spanning aan het aansluitingspunt. Het spanningsprofiel dat overeenstemt met dit geval wordt weergegeven in Figuur 6.11(a), 6.11(b) en 6.11(c) waar kan gezien worden dat de zwaarst belaste fase de laagste spanning heeft (cf. Figuur 6.11(c)). De driefasig dempende regelstrategie geeft aanleiding tot een referentiestroom die groter is voor de zwaarst belaste fasen wat aanleiding geeft tot een vermindering van de netwerkverliezen zoals aangetoond in Tabel 6.11.

6.5.3 Invloed van de locatie van de driefasige dg-eenheid

In deze paragraaf wordt de invloed van de locatie van de driefasig dg-eenheid op de lijnverliezen in het net bestudeerd. Net als in § 6.4.4 worden drie simulaties uitgevoerd. Een dg-eenheid wordt op het begin, het midden en op het einde van de lijn geplaatst. De verdeling van de verschillende belastingen en dg-eenheden is dezelfde als deze die in § 6.4 gebruikt werd en wordt weergegeven in Tabel 6.2. In de drie gevallen wordt er één driefasige dg-eenheid met een nominaal vermogen van 30 kVA aangesloten. In Tabel 6.12 wordt het totale verlies voor de drie

Tabel 6.12: Totale netwerkverliezen indien de locatie gewijzigd wordt [in W]

	1f sin	3f symm	1f demp	3f demp	Geen dg
Knoop 1	5728.2	5732.8	5701.4	5690.2	6050.3
Knoop 5	4866.7	4849.2	4502.8	4390.1	6050.3
Knoop 10	4438.4	4441.9	3979.0	3863.9	6050.3

Tabel 6.13: Totale netwerkverliezen indien een verschillende aantal dg-eenheden geïnstalleerd wordt [in W]

	1f sin	3f symm	1f demp	3f demp	Geen dg
Knoop 6	4717.5	4705.5	4290.3	4162.8	6050.3
Knoop 3, 6 en 9	4743.0	4694.7	4314.4	4190.9	6050.3
Knoop 2, 4, 6 en 8	4882.1	4841.2	4506.8	4393.0	6050.3
Knoop 2, 4, 6 en 9	4861.9	4819.6	4477.7	4360.8	6050.3

verschillende gevallen weergegeven en wordt er aangetoond dat het totale verlies afneemt naarmate de driefasige dg-eenheid verder op het einde van de lijn aangesloten wordt.

6.5.4 Invloed van het aantal driefasige dg-eenheden

In deze paragraaf wordt de invloed van het aantal driefasige dg-eenheden op de lijnverliezen in het net bestudeerd. Net als in § 6.4.5 worden drie simulaties uitgevoerd. In een eerste geval wordt er één driefasige dg-eenheid op knooppunt 6 aangesloten, in een tweede geval drie dg-eenheden op knooppunt 3, 6 en 9 en in een derde geval vier driefasige dg-eenheden op knooppunt 2, 4, 6 en 8. Het totale vermogen dat door de driefasige dg-eenheden wordt geïnjecteerd, wordt in de drie gevallen gelijk gehouden.

De verliezen die met de verschillende gevallen overeenstemmen worden weergegeven in Tabel 6.13. Wanneer er drie driefasige dg-eenheden worden geïnstalleerd op knooppunt 3, 6 en 9 zijn de verliezen gedaald ten opzichte van het geval wanneer er slechts één driefasige dg-eenheid wordt geïnstalleerd. Wanneer het aantal dg-eenheden toeneemt tot vier dg-eenheden, nemen de netwerkverliezen opnieuw toe. Hoewel de netwerkverliezen nog steeds significant lager zijn dan in het geval er geen dg-eenheid is geïnstalleerd, leidt een toenemend aantal dg-eenheden niet tot minimale netwerkverliezen. De topologie van het netwerk samen met de locatie en de grootte van de aanwezige lasten hebben immers een belangrijke invloed op de verliezen. De éénfasig en driefasig dempende regelstrategieën leiden opnieuw tot de laagste verliezen.

Tabel 6.14: Verdeling van een totaal van 45kVA aan dg-eenheden voor de twee verschillende gevallen

Geval	knooppunt	dg-eenheid (kVA)
Geval I	2	-12
	5	-12
	6	-12
	III _b	-9
Geval II	2	-9
	4	-9
	5	-9
	6	-6
	III _b	-12

6.5.5 Typisch distributienetwerk

In § 6.5.2, 6.5.3 en 6.5.4 werden er enkel zuiver resistieve belastingen in beschouwing genomen en werd een eenvoudige radiale topologie met tien knooppunten gebruikt. Om de invloed op de netwerkverliezen op een meer realistische manier te beschouwen, wordt de topologie zoals afgebeeld in Figuur 6.21 gebruikt. Twee verschillende gevallen zullen bekeken worden, beide gevallen verschillen in het aantal geïnstalleerde driefasige dg-eenheden maar hebben hetzelfde totaal geïnstalleerd vermogen (45kVA). Een overzicht wordt in Tabel 6.14 gegeven.

A. Geval I

Vier driefasige dg-eenheden zijn geïnstalleerd. De netwerkverliezen die hiermee corresponderen worden in Tabel 6.15 weergegeven. De vier regelstrategieën geven allen aanleiding tot een vermindering van de netwerkverliezen. De éénfasig en de driefasig dempende regelstrategie resulteren in de grootste afname. De verliezen in de neutrale geleider en de zwaarst belaste fase worden sterker verminderd in vergelijking met de klassieke regelstrategieën zoals ook is aangetoond in § 6.5.2, 6.5.4 en 6.5.4.

B. Geval II

Ten opzichte van het vorige geval, wordt er hier een extra driefasige dg-eenheid toegevoegd zodat er in totaal vijf driefasige dg-eenheden geïnstalleerd zijn (cf. Tabel 6.14). Het totale vermogen dat geïnjecteerd wordt door de driefasige dg-eenheden is hetzelfde als in geval I. De netwerkverliezen die met dit geval overeenstemmen worden in Tabel 6.16 getoond. Analoog aan § 6.5.2, wordt er aange-

Tabel 6.15: Netwerkverliezen Geval I [in W]

	1f sin	3f symm	1f demp	3f demp	Geen dg
Phase a	302.21	302.18	303.2	303.6	456.33
Phase b	183.9	182.2	177.1	175.7	187.2
Phase c	202.4	200.3	200.5	196.9	296.4
Neutral	143.9	140.6	129.8	118.8	143.3
Total	832.4	825.2	810.6	798.1	1083.1
%	23.1	23.8	25.2	26.2	0

Tabel 6.16: Netwerkverliezen Geval II [in W]

	1f sin	3f symm	1f demp	3f demp	Geen dg
Phase a	306.3	306.3	303.3	307.5	456.3
Phase b	176.8	175.2	173.8	172.4	187.1
Phase c	199.8	197.7	197.9	194.4	296.4
Neutral	143.7	140.6	130.1	119.4	143.3
Total	826.6	819.7	805.2	793.7	1083.0
%	23.7	24.3	25.7	26.7	0

toond dat de driefasig dempende regelstrategie resulteert in de grootste afname van de netwerkverliezen ten opzichte van geval I waar er minder dg-eenheden geïnstalleerd zijn met gelijk totaal vermogen.

6.5.6 Besluit

In deze paragraaf werd de invloed van de verschillende driefasige regelstrategieën op de netwerkverliezen bestudeerd. In eerste instantie werd een eenvoudig tweeknooppuntennetwerk beschouwd waar een driefasige dg-eenheid en een éénfasige belasting op knooppunt 2 was aangesloten. Deze situatie simuleert een extreme vorm van onbalans waaruit kon besloten worden dat de injectie van verschillende stromen afhankelijk van de spanning leidt tot minimale (in vergelijking met de andere beschouwde strategieën) lijnverliezen. De driefasig dempende regelstrategie zal immers leiden tot een grotere stroom in een fase met een lagere spanning en een lagere stroom in een fase met een hogere spanning. Tevens werd een eenvoudig radiaal netwerk met 10 knooppunten gebruikt om vervolgens de invloed van één driefasige dg-eenheid, de locatie en het aantal dg-eenheden op de netwerkverliezen te bestuderen. In de drie verschillende gevallen resulteerde de dempende regelstrategieën en voornamelijk de driefasige dempende regelstrategie tot de laagste netwerkverliezen. Indien de dg-eenheid verder naar het einde van de lijn wordt geplaatst, worden de netwerkverliezen sterker gereduceerd. De topologie en de

lastenverdeling hebben een grotere invloed op de sterkere afname van de verliezen dan de gebruikte regelstrategie. Het toevoegen van meerdere dg-eenheden leidt niet altijd tot minimale netwerkverliezen. Door het feit dat er groot aantal zaken een invloed hebben op de netwerkverliezen, is het niet mogelijk om éénduidig te bepalen wat de invloed van de verschillende regelstrategieën is. Er kan wel gesteld worden dat de dempende regelstrategieën bij een ongebalanceerd net steeds tot lagere verliezen leiden ten opzichte van de klassieke regelstrategieën.

Dit is een groot voordeel ten opzichte van de QV-regeling die in het META PV project wordt voorgesteld. Door gebruik te maken van reactief vermogen om de onbalans tegen te gaan, zal de RMS-waarde van de stroom toenemen wat aanleiding zal geven tot hogere lijnverliezen.

6.6 Besluit

In dit hoofdstuk werden vier regelstrategieën bestudeerd waarvan twee vaak gebruikte en twee regelstrategieën met een resistief karakter voor de afwijking ten opzichte van de nominale spanning. De éénfasig dempende regelstrategie werd reeds in [27] en [36] uitgebreid beschreven. In dit werk wordt de driefasig dempende regelstrategie voorgesteld. Deze regelstrategie emuleert een resistief gedrag voor de homopolaire en inverse component van de netspanning. Een model in symmetrische componenten werd van de vier verschillende regelstrategieën afgeleid. Om de invloed van de verschillende regelaars te bestuderen, is het niet nodig dat de inverter tot op het niveau van de schakelaars gemodelleerd wordt. De busspanningsregelaar en de stroomregelaar van de driefasige inverter werden bijgevolg niet in detail gemodelleerd. De busspanningsregelaar werd gemodelleerd door de fundamentele geleidbaarheid aan te passen. Deze fundamentele geleidbaarheid werd vervolgens gebruikt in de berekening van de verschillende stromen die door de dg-eenheid in het net geïnjecteerd worden.

De invloed van deze verschillende regelstrategieën op spanningsonbalans en netwerkverliezen werd bestudeerd. Een driefasig distributienetwerk met vier geleiders werd gebruikt om de invloed te bestuderen.

Spanningsonbalans is een actueel probleem in laagspanningsdistributienetten. De norm (EN50160) legt beperkingen op aan spanningsonbalans aan de hand van de voltage unbalance factor en door de RMS-waarde van de spanning aan het POC binnen bepaalde grenzen te houden.

De éénfasige en driefasige dempende regelstrategie leiden tot een afname van de inverse en homopolaire spanningscomponent. Op die manier kan de voltage unbalance factor onder de vooropgestelde grens gehouden worden terwijl dit bij de éénfasige sinusoidale en driefasige symmetrische regeling soms niet het geval was. Een parameter die veel interessanter is, is de RMS waarde van de spanning aan het

POC. Het is belangrijk dat de RMS-waarde van de fasespanningen dicht bij de nominale waarde ligt. In laagspanningsnetten bestaat het merendeel van de lasten uit eenfasige lasten die gevoelig zijn aan de fasespanning. De driefasige dempende regelstrategie resulteert in een spanningsprofiel dat het dichtst bij de nominale spanning ligt (in vergelijking met de andere regelstrategieën). De spanningsvariatie wordt voornamelijk veroorzaakt door de verschuiving van het neutrale punt ten gevolge van de homopolaire stroomcomponent. Het resistief karakter van de driefasige dempende regelstrategie ten opzichte van de homopolaire spanningscomponent (wat bij de andere regelstrategieën ontbreekt) vermindert de verschuiving van het neutrale punt. De driefasig dempende regelstrategie (in het geval van een ongebalanceerd netwerk) kan een positieve invloed hebben op de toename van het aantal dg-eenheden in het laagspanningsdistributienetwerk. De driefasig dempende regelstrategie zal toelaten om een groter aantal dg-eenheden te installeren in vergelijking met de andere regelstrategieën. De klassieke regelstrategieën zullen aanleiding geven tot overspanningen wat nefast is voor de éénfasige lasten.

Bij een ongebalanceerd net resulteren de éénfasige en de driefasige dempende regelstrategie in de injectie van stromen die afhankelijk zijn van de respectievelijke fasespanning. In een fase waar de spanning hoog is, zal de driefasige dempende regelstrategie aanleiding geven tot het injecteren van een lagere stroom terwijl in een fase met een lagere spanning, de stroom groter zal zijn. Op die manier wordt het vermogen door de driefasige dempende regelstrategie herverdeeld over de fasen. Deze eigenschap zorgt ervoor dat de driefasige dempende regelstrategie bij een ongebalanceerd systeem aanleiding geeft tot de laagste lijnverliezen, in vergelijking met de éénfasig sinusoidale en de driefasig symmetrische regelstrategie. Het effect van de driefasig dempende regelstrategie is groter bij een stijgend aantal dg-eenheden wat veroorzaakt wordt door het resistief gedrag ten opzichte van de homopolaire en inverse spanningscomponent wat bij de andere regelstrategieën ontbreekt. De topologie en de lastenverdeling hebben ook een belangrijke invloed op de netwerkverliezen wat ertoe leidt dat de netwerkverliezen niet eenduidig zullen blijven afnemen bij een toenemend aantal dg-eenheden.

Wanneer dg-eenheden met het net verbonden worden, is het bijgevolg aangeraden dat de dg-eenheid door middel van een driefasige inverter verbonden wordt die aangestuurd wordt met behulp van de driefasig dempende regelstrategie. De inverter zal bijgevolg vermogen injecteren en de spanningsonbalans en de netwerkverliezen helpen verbeteren. Dit toont aan dat het toevoegen van PQC functies aan de regelstrategie van inverter-gekoppelde dg-eenheden verdedigd kan worden.

Bibliografie

- [1] H. Fujita and H. Akagi, “The unified active power quality conditioner: The integration of series- and shunt-active filters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 2, pp. 315–322, Mar. 1998.
- [2] A. von Jouanne and B. Ben Banerjee, “Assessment of voltage unbalance,” *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 16, no. 4, pp. 782–790, Oct. 2001.
- [3] C.-Y. Lee, “Effects of unbalanced voltage on the operation performance of a three-phase induction motor,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 2, pp. 202–208, Jun. 1999.
- [4] W. Kersting and W. Phillips, “Phase frame analysis of the effects of voltage unbalance on induction motors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 2, pp. 415–420, Apr. 1997.
- [5] E. Power Electronics Applications Center, *Input performance of ASDs during supply voltage unbalance*. Power quality testing network PQTN, 1996, no. Brief 28.
- [6] H.-S. Song and K. Nam, “Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, no. 5, pp. 953–959, Oct. 1999.
- [7] A. von Jouanne and B. Ben Banerjee, *Voltage Unbalance: Power quality issues, related standards and mitigation techniques*. Palo Alto, U.S.A.: Electric Power Research Institute, May 2000.
- [8] B. Meersman, B. Renders, L. Degroote, T. Vandoorn, and L. Vandeveldel, “Three-phase inverter-connected DG-units and voltage unbalance,” *Electric Power Systems Research*, vol. 81, no. 4, pp. 899–906, Apr. 2011.
- [9] P. to Phase BV, “De werking van de nulpuntstransformator,” www.phasetophase.nl/pdf/nulpuntstransformator.pdf, Jan. 2005.
- [10] T. V. Van, “The meta pv project: Photovoltaics for active distribution systems,” in *24th European Photovoltaic Solar Energy Conference*, Hamburg, Germany, Sep. 2009.
- [11] N. Jenkins, R. Allen, P. Crossley, D. Kirschen, and G. Strbac, *Embedded Generation*. London, United Kingdom: The Institution of Electrical Engineers, 2000.

- [12] J. Widén, E. Wackelgard, J. Paatero, and P. Lund, “Impacts of distributed photovoltaics on network voltages: Stochastic simulations of three swedish low-voltage distribution grids,” *Electric Power Systems Research*, vol. 80, no. 12, pp. 1562–1571, Dec. 2010.
- [13] M. E. Baran and F. F. Wu, “Network reconfiguration in distribution systems for loss reduction and load balancing,” *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 4, no. 2, pp. 1401–1407, Apr. 1989.
- [14] M. M. Mahmoud and I. H. Ibrik, “Power losses reduction in low voltage distribution networks by improving the power factor in residential sector,” *Pakistan Journal of Applied Sciences*, vol. 2, no. 7, pp. 727–732, Jul. 2002.
- [15] A. G. Marinopoulos, M. C. Alexiadis, and P. S. Dokopoulos, “Energy losses in a distribution line with distributed generation based on stochastic power flow,” *Electric Power Systems Research*, vol. 81, no. 10, pp. 1986–1994, Oct. 2011.
- [16] C. Wang and M. H. Nehrir, “Analytical approaches for optimal placement of distributed generation sources in power systems,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 19, no. 4, pp. 2068–2076, Nov. 2004.
- [17] A. L. Devi and B. Subramanyam, “Optimal dg unit placement for loss reduction in radial distribution system - a case study,” *ARPJ Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 2, no. 6, pp. 57–61, Dec. 2007.
- [18] L. Degroote, “Invloed van decentrale productie op de netkwaliteit bestudeerd met een harmonische analyse van het distributienet met inbegrip van een niet-lineair transformatormodel,” Doctoraatsproefschrift, Universiteit Gent, Faculteit Ingenieurswetenschappen, Gent, België, 2010.
- [19] B. Meersman, B. Renders, L. Degroote, T. Vandoorn, and L. Vandeveldel, “DC-bus voltage controllers for a three-phase voltage-source inverter for distributed generation,” in *Proc. of International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPO) 2009*, Valencia, Spain, 2009.
- [20] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galván, R. C. P. Guisado, M. A. M. Prats, J. I. León, and N. Moreno-Alfonso, “Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1002–1016, Aug. 2006.
- [21] H. Becker, G. Cramer, S. Bremicker, T. Dingel, B. Engel, W. Groote, F. Greizer, J. Laschinski, M. Victor, and T. Westphal, “Method for converting direct voltage into three-phase alternating voltage,” U.S. Patent US 2007/0 179 720 A1, Aug. 2, 2007.

- [22] S. Bremicker, F. Greizer, J. Laschinski, M. Victor, and P. Simon, "Photovoltaikanlage zur dreiphasigen einspeisung in ein elektrisches energieverorgungsnetz," European Patent EP 2 219 276 A1, Aug. 18, 2010.
- [23] *Specifieke technische aansluitingsvoorschriften voor gedecentraliseerde productie-installaties die in parallel werken met het distributienet.*, Synergrid Std. C10/11, mei 2009.
- [24] B. Meersman, J. D. Kooning, T. Vandoorn, L. Degroote, B. Renders, and L. Vandeveld, "Overview of PLL methods for distributed generation units," in *Proc. of Universities Power Engineering Conference (UPEC) 2010*, Cardiff, United Kingdom, Sep.1-3, 2010.
- [25] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodriguez, and F. Blaabjerg, "Independent synchronization and control of three phase grid converters," in *Proc. of the International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2006*, Naples, Italy, May 23-26, 2006.
- [26] ———, "PLL algorithm for power generation systems robust to grid voltage faults," in *Proc. of the 37th IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC 2006), 2006*, Cheju Isl, South Korea, Jun. 18-22, 2006.
- [27] B. Renders, "Convertor-gekoppelde decentrale generatoren en netkwaliteit in laagspanningsnetten," Doctoraatsproefschrift, Universiteit Gent, Faculteit Ingenieurswetenschappen, Gent, België, juni 2009.
- [28] *Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems*, Std. EN 50 160, Jul. 2010.
- [29] P. Pillay and M. Manyage, "Definitions of voltage unbalance," *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 15, no. 5, pp. 49–51, May 2000.
- [30] M. H. J. Bollen, "Definitions of voltage unbalance," *IEEE Power Eng. Rev.*, vol. 22, no. 11, pp. 49–50, Nov. 2002.
- [31] P. G. Kini, R. C. Bansal, and R. Aithal, "A novel approach toward interpretation and application of voltage unbalance factor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 2315–2322, Aug. 2007.
- [32] T. Zheng, E. Makram, and A. Girgis, "Evaluating power system unbalance in the presence of harmonic distortion," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 18, no. 2, pp. 393–397, Apr. 2003.
- [33] G. Chicco, P. Postolache, and C. Toader, "Analysis of three-phase systems with neutral under distorted and unbalanced conditions in the symmetrical

- component-based framework,” *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 1, pp. 674–683, Jan. 2007.
- [34] G. Chicco, M. Chindris, P. Postolache, and C. Toader, “Analysis of the Steinmetz compensation circuit with distorted waveforms through symmetrical component-based indicators,” in *2009 IEEE Bucharest PowerTech Conference*, Bucharest, Romania, Jun. 28 -Jul. 3, 2009.
- [35] L. Degroote, B. Renders, B. Meersman, and L. Vandeveldel, “Neutral-point shifting and voltage unbalance due to single-phase DG units in low voltage distribution networks,” in *2009 IEEE Bucharest PowerTech Conference*, Bucharest, Romania, Jun. 28 -Jul. 3, 2009.
- [36] W. R. Ryckaert, “Vermindering van de spanningsvervorming in distributienetten met resistieve shunt-harmonische impedanties,” Doctoraatsproefschrift, Universiteit Gent, Faculteit Ingenieurswetenschappen, Gent, België, juni 2006.

Hoofdstuk 7

Spanningsdips

7.1 Inleiding

Spanningsdips zijn kortstondige verlagingen van de nominale effectieve netspanning. Deze kunnen een duur hebben van een fractie van een seconde tot verschillende seconden. Spanningsdips worden beschreven aan de hand van de duur en de resterende spanning. De resterende spanning is het laagste percentage van de nominale effectieve spanning dat tijdens het incident nog beschikbaar blijft. Indien de resterende spanning minder dan 10 % bedraagt, wordt er niet meer van een spanningsdip gesproken maar van een (kortstondige) onderbreking.

Spanningsdips worden veroorzaakt door een tijdelijke toename van de netstroom. Deze toename kan veroorzaakt worden door het opstarten van motoren, het onder spanning brengen van transformatoren of door kortsluitingen in het elektrische energienet. De spanning op de plaats van de toegenomen stroom zal uiteraard gereduceerd worden, maar kan tot op grote elektrische afstand verlaagde waarden vertonen.

Spanningsdips veroorzaakt door opstartstromen worden gekenmerkt door een lange duur en een hoge resterende spanning. De duur bedraagt dan meerdere seconden. Dit fenomeen treedt vaker op op plaatsen waar het net zwak is, dat wil zeggen dat de netimpedantie er groot is, en dus voor een grotere spanningsval zorgt. Dit probleem kan opgelost worden door het net te versterken door verschillende feeders aan te passen wat een dure aangelegenheid is, of door het installeren van een soft starter die ervoor zorgt dat de opstartstroom beperkt blijft tot een aanvaardbare waarde.

Spanningsdips veroorzaakt door storingen (bv. kortsluitingen) in het net zijn meestal diep maar van korte duur. De duur van de dip is afhankelijk van de tijd die de beveiligingskringen nodig hebben om de fout af te zonderen en bedraagt meestal enkele honderden milliseconden. Automatische schakelaars proberen het afgezon-

derde netwerkelement na korte tijd opnieuw in te schakelen. Zodoende zijn de gevolgen beperkt bij storingen van voorbijgaande aard. Bij storingen van lange duur veroorzaken automatische schakelaars een nieuwe spanningsdip. Gebruikers die enkel via een van het net af te zonderen netwerkelement gevoed worden, zullen een korte of langdurige onderbreking ondergaan tijdens de uitschakeling.

De propagatie van spanningsdips door het elektrische energienet is een complex fenomeen, en kan aanleiding geven tot het vervormen van de spanningsdips door de transformatorschakeling bij transformatie tussen spanningsniveaus [1].

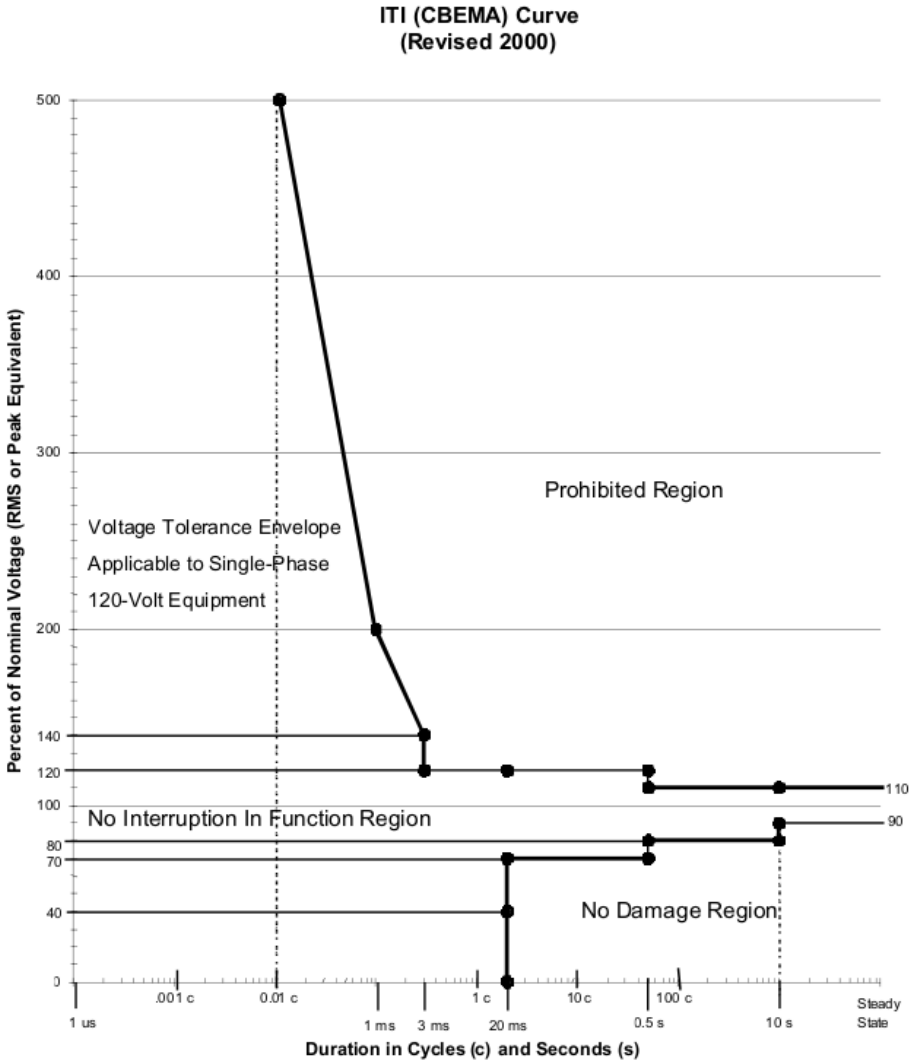
Verschillende toestellen en netwerkcomponenten zijn gevoelig voor spanningsdips: aandrijvingen met een variabel toerental, toestellen voor dataverwerking en procescontrole enz. De reden waarom aandrijvingen met een variabel toerental gevoelig zijn voor spanningsdips is omdat de energie die nodig is om de last aan te drijven tijdens de dip niet volledig geleverd kan worden door het energienet. Ondanks het feit dat spanningsdips niet een even grote negatieve impact hebben dan (korte of langdurige) onderbrekingen, kunnen de kostenimplicaties van deze dips zwaar doorwegen.

Uit de literatuur blijkt dat spanningsdips beschouwd worden als één van de belangrijkste aspecten van netkwaliteit [1, 2]. De economische impact van spanningsdips is dan ook enorm [1]. Naast het versterken van het elektrische net en het opdrijven van de robuustheid van de gevoelige gebruikers wordt nog een derde methode voorgesteld. Deze methode behelst het dempen van de spanningsdip. Er zijn een groot aantal oplossingen voorgesteld om dit te realiseren. Een aantal van deze oplossingen worden in dit werk besproken.

7.2 Gedrag van systemen onder invloed van spanningsdips aangesloten met het elektrisch energienet

De Information Technology Industry Council-kromme (ITIC), die vroeger de Computer and Business Equipment Manufacturers Association-kromme (CBEMA) werd genoemd, beschrijft de tolerantie van apparatuur ten opzichte van spanningsstoringen van alle types [3]. Het standaardiseren van de vereisten voor elektrische apparatuur wat betreft spanningsdip-immuniteit, heeft ervoor gezorgd dat apparatuur iets beter beschermd is tegen spanningsdips. De curve afgebeeld in Figuur 7.1 geeft aan welk gedrag verwacht mag worden van de meeste apparatuur in functie van de resterende spanning.

Tot voor enkele jaren geleden werd er weinig aandacht besteed aan het gedrag van decentrale generatoren tijdens spanningsdips en werd de meeste aandacht besteed aan het gedrag van gevoelige apparatuur tijdens spanningsdips. Het door decentrale generatoren geproduceerde vermogen was dan ook verwaarloosbaar ten opzichte van het vermogen geproduceerd door centraal uitgebate elektriciteitscen-



Figuur 7.1: Information Technology Industry Curve (ITIC)

trales. Waar de netbeheerders voorheen onmiddellijke uitschakeling van decentrale generatoren bij netstoringen vooropstelden, is dit nu veranderd. De specifieke technische voorschriften voor decentrale productie-installaties in België (ook gekend als C10/11 [4]) legt aan de decentrale generator ($> 1\text{MVA}$) op dat ze technisch in staat moeten zijn de volgende spanningsvariaties te overbruggen:

- 85 % restspanning gedurende 1.5s
- 70 % restspanning gedurende 0.2s

De laatste tijd is het totaal geïnstalleerd decentraal vermogen immers sterk toegenomen waardoor het niet langer mogelijk is om uitschakeling van decentrale generatoren toe te staan bij netstoringen. Er zouden grote vermogentransfers kunnen optreden die de stabiliteit van het elektrische energienet in gevaar zouden kunnen brengen. Om een voldoende betrouwbaar net te behouden, gecombineerd met een hoge penetratiegraad van decentrale generatoren, moeten deze laatste over een voldoende grote spanningsdip-immuniteit beschikken. Dit wordt dan ook door meer en meer netbeheerders vereist [4, 5].

In [2] werd de invloed van de implementatie van het éénfasige dempend op invertoren op de spanningsdip-immuniteit van de inverter bestudeerd. Uit de theoretische analyse en uit de experimentele resultaten blijkt dat de spanningsdip-immuniteit van éénfasige dempende invertoren gevoelig verhoogd is in vergelijking met klassiek gecontroleerde invertoren. Bij het optreden van een spanningsdip zal de dempende inverter de verstoring van de netspanning immers proberen tegen te gaan door het injecteren van bijkomende fundamentele stromen in fase met de netspanning. Daardoor zal de vermogenbalans over de condensator aan de gelijkspanningszijde van de inverter minder verstoord worden. De interactie van het gedrag van de éénfasige inverter met de propagatie van de spanningsdip doorheen het elektrisch net wordt in [2] bestudeerd. Aangezien een éénfasig systeem bestudeerd wordt, beperkt de studie zich tot symmetrische spanningsdips waar enkel de directe component beschouwd wordt. De éénfasige decentrale generator is verbonden met een bepaalde fase en zal enkel invloed kunnen uitoefenen in deze bepaalde fase. De spanningsdip wordt beïnvloed door de 'kortsluitstroom' die de inverter aan het net levert. Deze kortsluitstroom die door de inverter aan het net geleverd wordt is in fase met de netspanning. Het gaat dus om de injectie van actief vermogen in het distributienet. Dit zorgt in combinatie met de voornamelijke resistieve netimpedantie voor een spanningsverandering over de netimpedantie. Die spanningsval zal bepalen hoeveel de dip, zoals ervaren aan het aansluitingspunt van de decentrale generator, gedempt wordt.

In deze paragraaf wordt het gedrag van de driefasige dempende regeling tijdens spanningsdips onder de loep genomen.

7.2.1 Classificatie van spanningsdips

Spanningsdips geven voornamelijk aanleiding tot driefasige fenomenen, en de verschillende eigenschappen van spanningsdips werden uitvoerig onderzocht. De huidige gangbare classificatie is gebaseerd op vier essentiële kenmerken: de resterende spanning, de duur, de fasesprong en de asymmetrie van de spanningsdip [1, 6–9].

In de verschillende standaarden over spanningsdips vindt men verschillende definities om de spanningsdip te beschrijven. In het algemeen wordt de effectiefwaarde gebruikt om de waarde van de resterende spanning te bepalen. In principe kan dit ook aan de hand van de waarde van de fundamentele component of aan de hand van de piekspanning. De resterende spanning zal dus ook in dit werk gedefinieerd worden als de laagste effectiefwaarde van de netspanning tijdens de spanningsdip. De beschrijving van de spanningsdip aan de hand van een amplitude, een per unit of procentuele waarde kan voor verwarring zorgen. Volgens de IEEE-standaarden [10–12] betekent een 30% spanningsdip dat de resterende spanning 30% bedraagt wat gemakkelijk aanleiding kan geven tot verwarring. In Europa wordt meer en meer de IEC-norm gebruikt [13]. Volgens deze norm wordt de spanningsdip beschreven als de verlaging van de spanning. Dat betekent dat een 30% spanningsdip gepaard gaat met een resterende spanning van 70%.

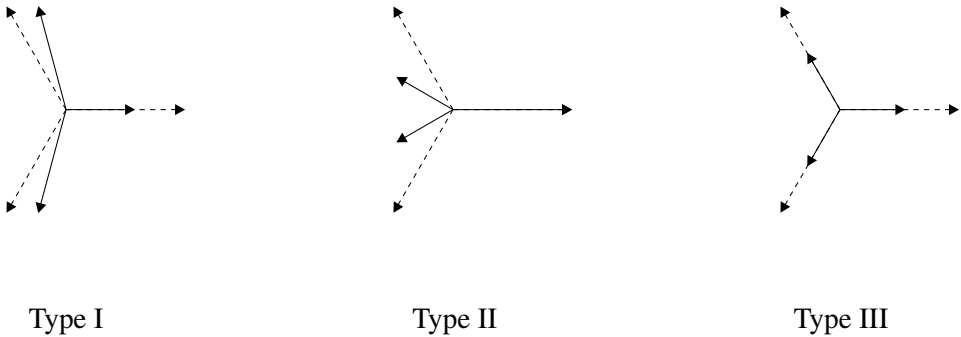
Spanningsdips zijn in veel gevallen asymmetrisch. De oorzaak van spanningsdips is hierbij belangrijk. Deze kunnen veroorzaakt worden door kortsluitingen. Er zijn vijf verschillende mogelijke fouten: éénfasige aardsluitingen, tweefasige kortsluitingen, tweefasige aardsluitingen of driefasige kort- en aardsluitingen. Daarboven speelt de propagatie van de spanningsdip doorheen het elektrisch net een grote rol. Vooral de transformatie naar lagere spanningsniveau's zal de spanningsdip beïnvloeden, zowel wat de resterende spanning als wat de fasesprong betreft. In [14] wordt op basis van de verschillende mogelijke fouten een classificatie in vier types voorgesteld. Deze classificatie wordt in [15] veralgemeend om een algoritme te bekomen waarmee het spanningsdip type en de daarbijhorende karakteristieken bepaald worden uit opgemeten spanningsgolfvormen. In [1] worden de verschillende spanningsdips onderverdeeld in zeven verschillende types volgens de “ABC”-classificatie. De “ABC”-classificatie is een vereenvoudiging van de symmetrische componentenmethode voor classificatie van spanningsdips ([15]).

Symmetrische componenten worden ook gebruikt om tot een classificatie van spanningsdips te komen. Er wordt gebruik gemaakt van drie types waarbij een onderscheid gemaakt wordt in functie van het aantal betrokken fasen [7, 16, 17]:

Type I: Daling van voornamelijk één van de fasespanningen

Type II: Daling van voornamelijk één van de gekoppelde spanningen

Type III: De drie fasespanningen worden op dezelfde wijze getroffen



Figuur 7.2: De drie meest voorkomende types spanningsdips

De types I en II worden typisch veroorzaakt door een- of tweefasige kortsluitingen. Dips van het type III worden veroorzaakt door driefasige kortsluitingen. Het onderzoek in [17] presenteert verschillende metingen in netten van 6 kV tot 15 kV omtrent spanningsdips. Het grootste aantal dips blijkt van type I te zijn, terwijl de dips van type III het zwaarst zijn.

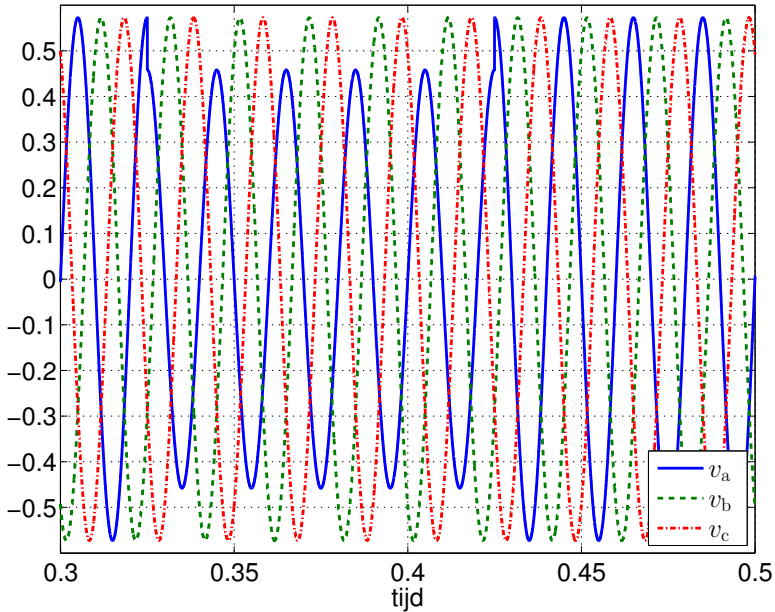
7.2.2 Gedrag van de inverter bij spanningsdip-initiatie

De stroomregelaar die in § 4.2 werd besproken zorgt ervoor dat de stroom die in het net geïnjecteerd wordt, dezelfde vorm als de wenswaarde heeft. De wenswaarde voor de ingangsstroom van de driefasig dempende inverter wordt gegeven door (cf. (4.34)):

$$\begin{aligned}
 i_a(t) &= \frac{1}{3} \left\{ |\underline{v}_a| \sin(\phi_a)(g_1 + 2g_d) + \left[|\underline{v}_b| \sin\left(\phi_b + \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + |\underline{v}_c| \sin\left(\phi_c - \frac{2\pi}{3}\right) \right] (g_1 - g_d) \right\} \\
 &\quad + g_d(v_a - |\underline{v}_a| \sin \phi_a) \\
 i_b(t) &= \frac{1}{3} \left\{ |\underline{v}_b| \sin(\phi_b)(g_1 + 2g_d) + \left[|\underline{v}_a| \sin\left(\phi_a - \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + |\underline{v}_c| \sin\left(\phi_c + \frac{2\pi}{3}\right) \right] (g_1 - g_d) \right\} \\
 &\quad + g_d(v_b - |\underline{v}_b| \sin \phi_b) \\
 i_c(t) &= \frac{1}{3} \left\{ |\underline{v}_c| \sin(\theta_c)(g_1 + 2g_d) + \left[|\underline{v}_a| \sin\left(\phi_a + \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + |\underline{v}_b| \sin\left(\phi_b - \frac{2\pi}{3}\right) \right] (g_1 - g_d) \right\} \\
 &\quad + g_d(v_c - |\underline{v}_c| \sin \phi_c)
 \end{aligned} \tag{7.1}$$

met g_1 de uitgang van de busspanningsregelaar, ϕ_x de ogenblikkelijke fasehoek van fasespanning x die door middel van de fasevolger bekomen wordt en g_d de constante dempingsgeleidbaarheid.

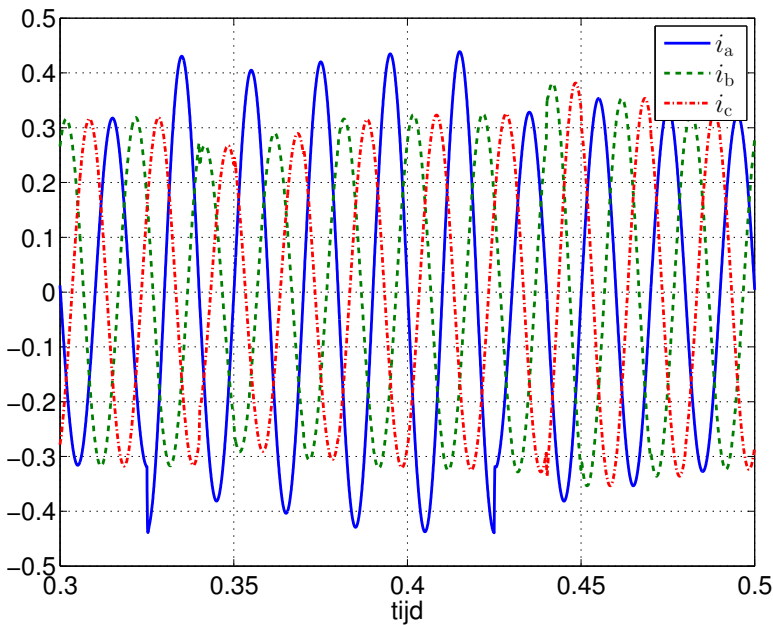
De eerste term bevat zowel de fundamentele ingangsgesleedbaarheid (g_1) die zorgt voor een evenwicht tussen de net- en de dc-zijde als het resistief gedrag ten opzichte van de homopolaire en inverse spanningscomponent. De amplitude van de verschillende fasespanningen wordt aan de netfrequentie bemonsterd. Het bekomen van deze amplitude wordt in Hoofdstuk 3 behandeld. De verschillende fasehoeken worden onafhankelijk van elkaar bekomen. De snelheid van de fasevolger is traag in vergelijking met de stroomregelaar en het duurt (afhankelijk van de gebruikte parameters) enkele netperioden alvorens regime wordt bereikt.



Figuur 7.3: Simulatie van een spanningsdip in fase a van 20 % gedurende 100 ms [pu]

Er wordt verondersteld dat de spanningsgolfvorm tijdens de dip beschreven kan worden in fundamentele componenten. Dat heeft als gevolg dat de tweede term in (7.1) tijdens normale werking gelijk is aan nul. Aangezien spanningsdips snelle fenomenen zijn, zal er in eerste instantie verondersteld worden dat de busspanningsregelaar geen invloed uitoefent op de waarde van g_1 tijdens de spanningsdip. Analyse van bovenstaande vergelijkingen leert dat bij dip-initiatie verschillen zullen optreden tussen de eerste en de tweede term van vergelijking (7.1). Aangezien

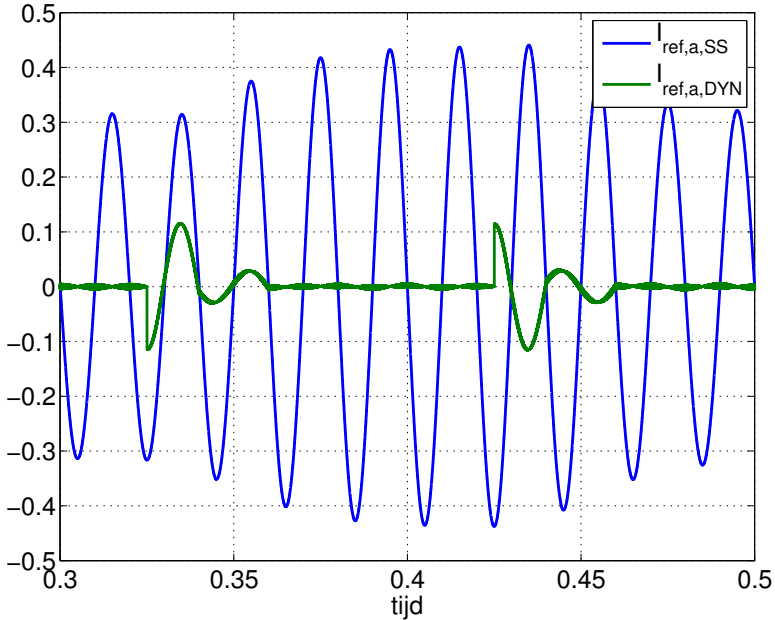
zowel de amplitude en de fasehoek van de fasespanning en de fundamentele ingangselektbaarheid niet veranderen bij dip-initiatie zal de eerste term niet veranderen. Doordat de pu effectiefwaarde van de netspanning verandert naar α bij de spanningsdip-initiatie, verschilt de tweede term van (7.1) van nul. De verandering van de wenswaarde van de ingangsstroom van de inverter betekent dat de driefasig dempende inverter meer stroom tijdens de spanningsdip zal injecteren in de fase waar de dip optreedt. Na één netperiode gaat de tweede term van (7.1) terug naar nul omdat de berekende amplitude van de netspanning gelijk wordt aan de amplitude na het optreden van de spanningsdip. Op dit moment wordt de eerste term van (7.1) aangepast en zal de spanningsdip “als spanningsonbalans” beschouwd worden.



Figuur 7.4: Simulatie van de stromen door de spoelen tijdens een spanningsdip in fase a [pu] van 20 % gedurende 100 ms [pu]

In Figuur 7.3 wordt de netspanning afgebeeld waar in fase a een 20 % spanningsdip (resterende spanning bedraagt 80 % van de nominale spanning) optreedt met een duur van 100 ms. De tweede term in fase a van (7.1) zal ogenblikkelijk veranderen bij het optreden van de spanningsdip zoals ook in Figuur 7.5 is te zien. Na één netperiode is de amplitude aangepast en gaat de tweede term naar nul. De eerste term die verantwoordelijk is voor het evenwicht tussen de net- en dc-zijde en het resistief gedrag ten opzichte van de inverse en homopolaire component bevat

wordt op dat moment aangepast. De stromen die door de spoelen stromen worden in Figuur 7.4 weergegeven. Daar is duidelijk te zien dat bij het optreden van de spanningdip de stroom ogenblikkelijk aangepast wordt volgens de tweede term in (7.1). Na één netperiode worden ook de stromen in de overige twee fasen hierdoor beïnvloed.



Figuur 7.5: Simulatie van de referentiewaarden voor de stroom [pu] in fase: 1e term en de 2e term in (7.1)

De netspanning bij het optreden van de spanningsdip in fase kan voorgesteld worden als:

$$\begin{aligned}
 v_a &= \alpha |v| \\
 v_b &= a^2 |v| \\
 v_c &= a |v|
 \end{aligned}
 \tag{7.2}$$

met α een factor die de spanning tijdens de spanningsdip in fase a weergeeft en $|v|$ de amplitude van de spanning aan de inverter. In dit voorbeeld wordt een spanningsdip van Type I bestudeerd in fase a omdat dit op een eenvoudige manier analytisch kan uitgewerkt en de resultaten veralgemeend kunnen worden.

Dit kan vertaald worden naar symmetrische componenten zodat de volgende uit-

drukking bekomen wordt:

$$\begin{aligned}v_0 &= \frac{1}{3} (\alpha - 1) |v| \\v_1 &= \frac{1}{3} (\alpha + 2) |v| \\v_2 &= \frac{1}{3} (\alpha - 1) |v|\end{aligned}\tag{7.3}$$

De wenswaarde voor de stroom die door de driefasige dempende invertor in het net geïnjecteerd zullen worden, zijn in symmetrische componenten:

$$\begin{aligned}\dot{i}_0 &= g_d \frac{1}{3} (\alpha - 1) |v| \\ \dot{i}_1 &= g_1 \frac{1}{3} (\alpha + 2) |v| \\ \dot{i}_2 &= g_d \frac{1}{3} (\alpha - 1) |v|\end{aligned}\tag{7.4}$$

Indien deze vergelijkingen worden vertaald naar fasewaarden dan worden de volgende uitdrukkingen bekomen:

$$\begin{aligned}\dot{i}_a &= \left[\frac{2}{3} g_d (\alpha - 1) + g_1 \frac{1}{3} (\alpha + 2) \right] |v| \\ \dot{i}_b &= \left[(1 + a) \frac{g_d}{3} (\alpha - 1) + a^2 g_1 \frac{1}{3} (\alpha + 2) \right] |v| \\ \dot{i}_c &= \left[(1 + a^2) \frac{g_d}{3} (\alpha - 1) + a g_1 \frac{1}{3} (\alpha + 2) \right] |v|\end{aligned}\tag{7.5}$$

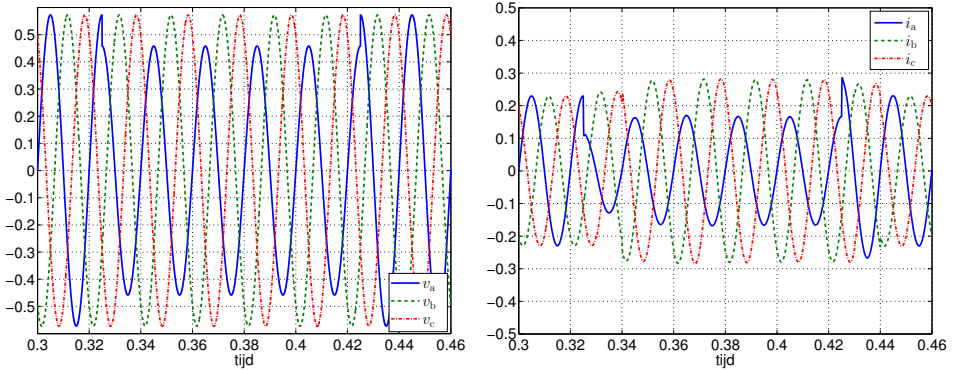
Indien de decentrale generator vermogen injecteert in het net dan is g_1 negatief zodat de tweede term in de referentiewaarde voor de stroom in fase a negatief is. Bij een spanningsdip is $\alpha < 1$ en g_d is positief zodat ook de eerste term negatief is. Bijgevolg leidt het resistief gedrag ten opzichte van de inverse en homopolaire spanningscomponent tot een toename van de stroom in de fase waar de spanningsdip optreedt. Dit wordt ook weergegeven in Figuur 7.4. Aangezien de uitdrukking voor de referentiewaarden voor de fasen b en c complexe getallen zijn, is het moeilijk om onmiddellijk een uitspraak te doen. Indien $\alpha = 0.7$, $g_d = 1$, $|v| = 1$ en $g_1 = -0.5$ gekozen worden en in (7.5) worden ingevuld:

$$\begin{aligned}\dot{i}_a &= -0.65 \\ \dot{i}_b &= 0.175 + j 0.3031 \\ \dot{i}_c &= 0.175 - j 0.3031\end{aligned}\tag{7.6}$$

De absolute waarde van \dot{i}_a bedraagt 0.65 en van \dot{i}_b en \dot{i}_c 0.35 ten opzichte van 0.45 voor het optreden van de spanningsdip. Het resistief gedrag van de driefasige

dempende inverter leidt dus tot het injecteren van een hogere stroom in de fase waar de spanningsdip is opgetreden en een lagere stroom in de twee overige fasen. Bij het einde van de spanningsdip zal de tweede term in (7.1) verschillend zijn van nul en de stroom in deze fase doen afnemen zoals ook in Figuur 7.5 wordt weergegeven. Deze term gaat opnieuw naar nul na één netperiode en de inverter zal na verloop van tijd een driefasig symmetrische stroom injecteren.

Het resistief gedrag ten opzichte van de inverse en homopolaire netspanningscomponent geldt ook indien de driefasige inverter als last werkt. In de volgende simulatie wordt de driefasige inverter aan de dc-bus belast met een weerstand met een waarde van 250Ω . Een dip (met een resterende spanning van 80 %) wordt in fase a aangelegd gedurende 100 ms. Figuur 7.6(a) geeft de spanningen weer die in de simulatie aan de klemmen van de inverter aangelegd worden. De resulterende stromen worden in Figuur 7.6(b) weergegeven.



(a) De spanning aan de ingangsklemmen van de inverter wanneer een dip met resterende spanning van 80 % gedurende 5 netperioden optreedt

(b) Stromen die in door de spoelen vloeien (pu)

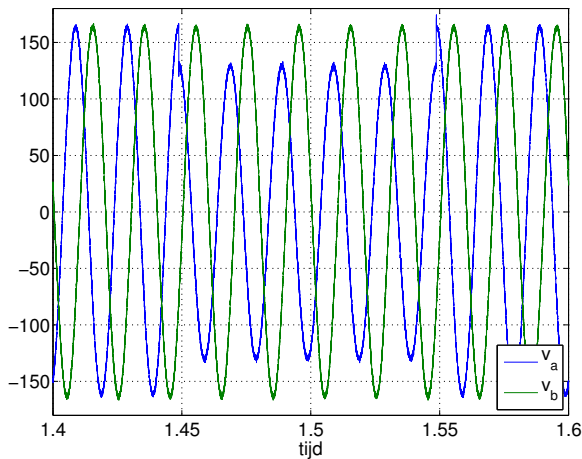
Figuur 7.6: Simulatie van een spanningsdip met resterende spanning van 80 % gedurende treedt 5 netperioden op

7.2.3 Experimentele verificatie van het gedrag van de driefasige dempende inverter bij een spanningsdip

Het elektrisch net wordt nagebootst door een driefasige lineaire versterker (PAS 15000 van Spitzenberger & Spies), die gebruikt kan worden om een willekeurige golfvorm te genereren. Met deze spanningsbron is het mogelijk om spanningsdips aan te leggen. De volgende waarden worden voor de verschillende parameters gekozen:

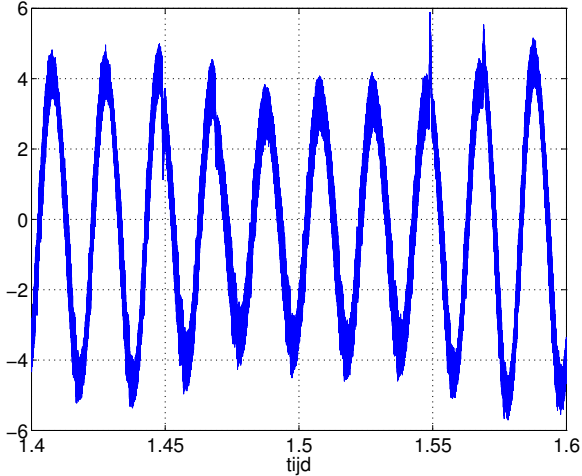
$$\begin{array}{lll}
 L_f = 2.1 \text{ mH} & C_f = 5 \mu\text{F} & C_{dc} = 1 \text{ mF} \\
 I^{\text{ref}} = 16.02 \text{ A} & V^{\text{ref}} = 285 \text{ V} & V_{dc}^{\text{ref}} = 575 \text{ V} \\
 V_{\text{rms}} = 115 \text{ V} & V_{dc}^{\text{wens}} = 450 \text{ V} & f_s = 20 \text{ kHz}
 \end{array}$$

In een eerste test werd de driefasige inverter belast met een weerstand met een waarde van 250Ω . De spanning in fase a en fase b die aan de ingangsklemmen van de inverter wordt aangelegd, wordt in Figuur 7.7 weergegeven. De spanning in fase c heeft dezelfde amplitude als fase b en ijlt 120° na. Door het beperkt aantal kanalen van de oscilloscoop is het niet mogelijk om de drie fasespanningen en de drie lijnstromen weer te geven. De stroom in fase a wordt in Figuur 7.8(a) weergegeven en de stroom in fase b wordt in Figuur 7.8(b) weergegeven. In Figuur 7.8(a) is duidelijk te zien dat bij de spanningsdipinatie de stroom ogenblikkelijk aangepast wordt. De stroom in fase b blijft tijdens de spanningsdipinatie onveranderd. Na één netperiode neemt de stroom in fase b toe en de stroom in fase a af. Eenzelfde reactie als in Figuur 7.6(b) wordt bekomen. Aangezien de inverter als last werkt, resulteert het resistief gedrag ten opzichte van de inverse en homopolaire spanningscomponent in het opnemen van een lagere stroom bij een lagere netspanning. Op deze manier wordt het net niet extra belast bij het optreden van een fout.

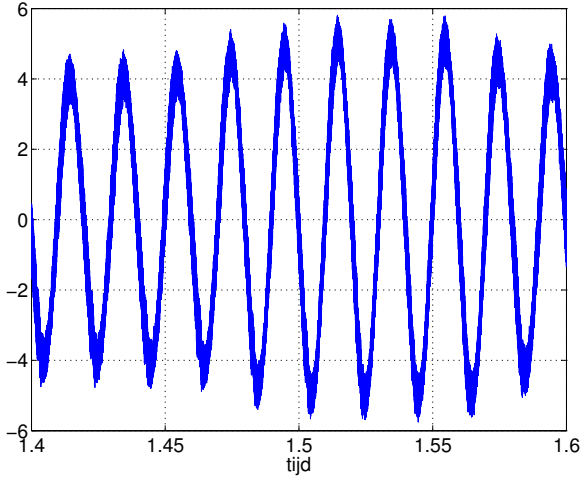


Figuur 7.7: De spanning aan de ingangsklemmen van de inverter wanneer een dip met resterende spanning van 80 % gedurende 5 netperioden optreedt.

In een tweede test werd de dc-bus van de driefasige inverter gevoed door de gelijkspanningsbron die een stroom levert van 2.5 A. De spanning in fase a en fase b die aan de ingangsklemmen van de inverter wordt aangelegd, wordt in Figuur 7.9(a) weergegeven. De spanning in fase c heeft dezelfde amplitude als fase b en ijlt



(a) i_a (A)



(b) i_b (A)

Figuur 7.8: De resulterende stromen in fasen a en b wanneer er een dip optreedt in fase a gedurende 5 netperioden met een resterende spanning van 20 % wanneer de invertor belast wordt met een weerstand van 250 Ω aan de dc-bus

120° na. De stroom in fase a en fase b worden in Figuur 7.9(b) weergegeven. In Figuur 7.9(b) is duidelijk te zien dat bij de spanningsdipinatie de stroom ogenblikkelijk aangepast wordt. De tweede term in (7.1) zal immers ogenblikkelijk veranderen en ertoe leiden dat een grotere stroom in fase a geïnjecteerd wordt. De stroom in fase b blijft tijdens de spanningsdipinatie onveranderd. Na één netperiode neemt de stroom in fase b af en de stroom in fase a toe. De tweede term in vergelijking (7.1) gaat immers naar nul en de eerste term wordt aangepast. Eenzelfde reactie als in Figuur 7.4 wordt bekomen. Aangezien de inverter als generator werkt, resulteert het resistief gedrag ten opzichte van de inverse en homopolaire spanningscomponent in het injecteren van een grotere stroom bij een lagere netspanning. Op deze manier wordt het net ondersteund bij het optreden van een spanningsdip.

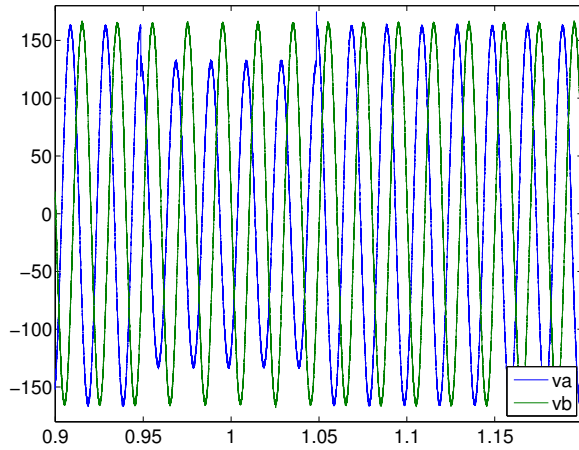
7.3 Netondersteuning tijdens spanningsdips

7.3.1 Inleiding

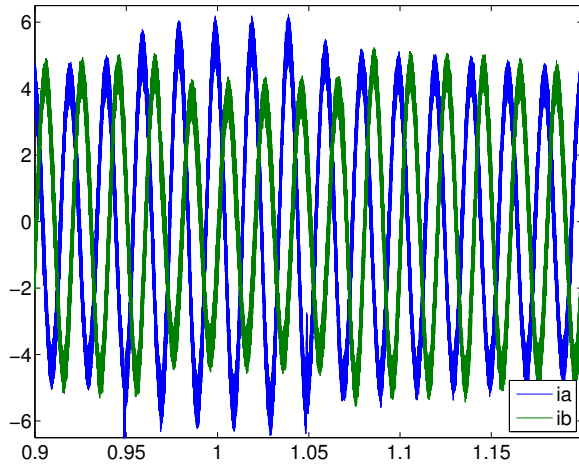
De toename van de aanwezigheid van gevoelige elektronische apparatuur in het elektrische net zorgt ervoor dat de gevolgen van spanningsdips zwaarder doorwegen. Deze consequenties dienen dus verminderd te worden. Ten eerste kan dit door de spanningsdip-immuniteit van gevoelige toestellen op te drijven. Een tweede mogelijkheid is het versterken en/of uitbreiden van het elektrische energienet, maar door de hoge kostprijs en de moeilijke realisatie van dergelijke projecten wordt dit slechts in uiterst noodzakelijke gevallen toegepast. De derde optie behelst het plaatselijk ondersteunen van het net door middel van toestellen die specifiek hiervoor werden ontworpen. De huidige oplossingen zijn meestal gebaseerd op vermogenselektronica waarvan de basis de spanningsbron-inverter is. De koppeling van deze spanningsbron-inverter met het elektrisch net verschilt naargelang de toepassing. In § 1.4.2 werd reeds een overzicht gegeven van verschillende mogelijke oplossingen. De VSI kan in serie of in parallel met het net verbonden worden. Daarnaast bestaan er ook systemen (cf. UPQC) die beide combineren. Deze verschillende oplossingen kunnen ook gebruikt worden om spanningsdips te dempen. Voor meer informatie over deze oplossingen wordt de lezer naar doorverwezen hiernaar [2, 18–24].

Zoals reeds aangehaald in Hoofdstuk 1 zijn decentrale generatoren uitermate geschikt om de netkwaliteit in elektrische netten te verbeteren. Ze zijn immers aan het net gekoppeld door middel van een spanningsbron-inverter en hebben de mogelijkheid om de netkwaliteit te verbeteren door de injectie van actief vermogen in het net. In tegenstelling tot de APF-oplossingen hebben decentrale generatoren geen energieopslag nodig aangezien de energie geleverd door de primaire energiebron hiervoor gebruikt kan worden.

De meeste oplossingen die gevoelige apparatuur beschermen tegen spanningsdips,



(a) Ingangsspanning aan de klemmen van de inverter



(b) Opgemeten stromen door de spoelen

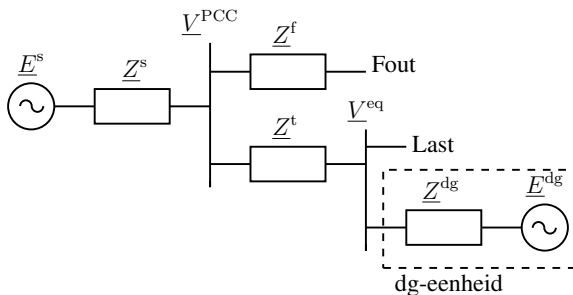
Figuur 7.9: Inverter in generatorwerking tijdens een spanningsdip van 20 % gedurende 5 netperioden

of dus de spanningsdip lokaal dempen, zullen immers bijkomende stromen uit het elektrisch net opnemen om dit te kunnen doen. Het vermogen dat door decentrale generator geïnjecteerd wordt, zal daarentegen zorgen voor een daling van de stroom doorheen het elektrisch energienet. Naast het verbeteren van de spanningsdip-immuniteit van gevoelige gebruikers zijn decentrale generatoren dus een complementaire oplossing voor het reduceren van de gevolgen van spanningsdip [2]. De aansluitvoorwaarden voor decentrale generatoren zijn in de loop der jaren sterk geëvolueerd. Waar vroeger de decentrale generatoren verplicht waren uit te scha-

kelen tijdens een spanningsdip, worden ze nu verplicht gedurende een bepaalde tijd bij een verminderde spanning te blijven werken ([4]). In het werkdocument van de ENTSO-E over de aansluitvoorwaarden van alle generatoren is het duidelijk dat indien de werking van het elektrisch net gewaarborgd moet worden waarbij er naar een hoge betrouwbaarheid en kwaliteit gestreefd wordt, het noodzakelijk is dat de verschillende generatoren bijdragen aan de verbetering van de netkwaliteit.

In dit werk wordt de invloed van de driefasige dempende en de driefasig symmetrische regelstrategie op de resterende spanning bekeken tijdens spanningsdips in het laagspanningsnet. In laagspanningsnetten is er, in tegenstelling tot hoogspanningsnetten, geen sterke relatie tussen reactief vermogen en de amplitude van de spanning. De netimpedantie in laagspanningsnetten is immers voornamelijk resistief. In laagspanningsnetten hangt de amplitude van de spanning voornamelijk af van het actief vermogen dat met het net uitgewisseld wordt. Daarom moet de invloed van de verschillende types driefasige decentrale generatoren op de resterende spanning tijdens spanningsdips in laagspanningsnetten bekeken worden.

7.3.2 Dempen van spanningsdips in laagspanningsnetten



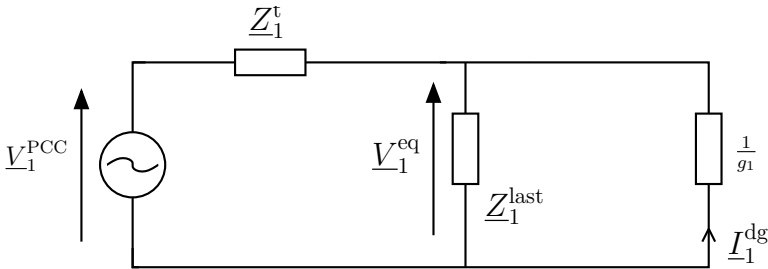
Figuur 7.10: Spanningsdeler-model

Om de spanning te berekenen op een bepaald punt in het elektrisch netwerk tijdens het optreden van een kortsluiting elders in het netwerk, kan er gebruik gemaakt worden van een spanningsdeler-model. Dit model wordt afgebeeld in Figuur 7.10. Het model is opgebouwd aan de hand van de bronimpedantie \underline{Z}^s , die de impedantie van het net voorstelt op het gemeenschappelijk aansluitingspunt en uit de impedantie \underline{Z}^f tussen het PCC en de fout. Hierbij worden alle lasten gemodelleerd als constante impedantielasten, zodat hun bijdrage in de hierboven beschreven impedanties verrekend kan worden. Aangezien spanningsdips in veel gevallen asymmetrisch zijn, is het beter om de impedanties en spanningsbronnen te vervangen door hun voorstelling in symmetrische componenten. Op die manier kan Figuur 7.10

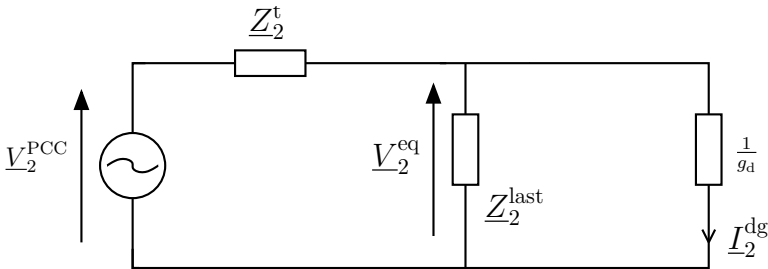
gezien worden als de directe component van het spanningsdeler-model. De directe spanningscomponent op het PCC wordt gegeven door:

$$\underline{V}_1^{PCC} \approx \frac{\underline{Z}_1^f}{\underline{Z}_1^s + \underline{Z}_1^f} \underline{E}_1^s \tag{7.7}$$

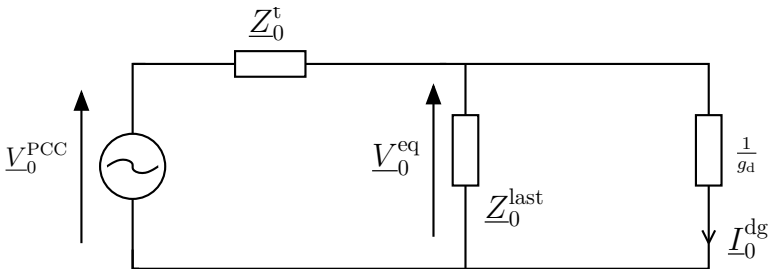
Hierbij kan aangenomen worden dat de stroom door \underline{Z}_1^t verwaarloosbaar is ten opzichte van de foutstroom. Deze uitdrukking laat toe om de resterende spanning te berekenen op het PCC tijdens kortsluitingen in het netwerk.



(a) Directe component van het vereenvoudigd spanningsdeler-model



(b) Inverse component van het vereenvoudigd spanningsdeler-model



(c) Homopolaire component van het vereenvoudigd spanningsdeler-model

Figuur 7.11: Vereenvoudigd spanningsdeler-model in symmetrische componenten in het geval van de driefasig dempende regelstrategie

Uit (7.7) blijkt dat niet alleen de effectiefwaarde van de spanning beïnvloed wordt tijdens spanningsdips. Aangezien \underline{Z}_1^s en \underline{Z}_1^f complexe grootheden zijn kan de spanning in het PCC ook een fasesprong vertonen. Dit manifesteert zich in een verschuiving van de nuldoorgangen van de spanning. Fasesprongen kunnen dus te wijten zijn aan het verschil tussen de $\frac{R}{X}$ -waarden van de luchtlijnen en kabels in het beschouwde netwerk. Een tweede oorzaak van fasesprongen kan gevonden worden bij de transformatie naar lagere spanningsniveaus.

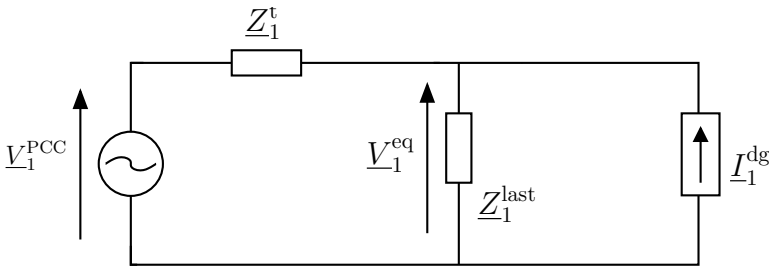
De berekening van de resterende spanning zoals ervaren door een (gevoelige) last is gebaseerd op het spanningsdeler-model van Figuur 7.10. Als er geen decentrale generatoren in het systeem aanwezig zijn, dan wordt de resterende spanning ter hoogte van de (gevoelige) last (\underline{V}^{eq}) gelijkgesteld aan de resterende spanning op het gemeenschappelijk aansluitingspunt (\underline{V}^{PCC}). De laststroom is immers verwaarloosbaar ten opzichte van de foutstroom en veroorzaakt dus vrijwel geen spanningsval over het element \underline{Z}^t , dat het netwerk tussen de gevoelige last en het gemeenschappelijk aansluitingspunt voorstelt. De impedantie \underline{Z}^t kan ook de transformatie naar lagere spanningsniveaus bevatten.

Als er in het systeem wel decentrale generatoren aanwezig zijn, dan beïnvloeden ze de resterende spanning ter hoogte van de gevoelige last. Daarentegen wordt in de meeste gevallen de spanning aan het gemeenschappelijk aansluitingspunt slechts weinig beïnvloed door het gedrag van de decentrale generatoren aan de lastterminals. De spanning aan het gemeenschappelijk aansluitingspunt \underline{V}^{PCC} kan dus gemodelleerd worden als een spanningsbron. De resterende spanning ter hoogte van het gemeenschappelijk aansluitingspunt zal ongebalanceerd zijn ten gevolge van de spanningsdip. Er wordt verondersteld dat er enkel ter hoogte van het gemeenschappelijk aansluitingspunt een asymmetrie is. De rest van het netwerk is gebalanceerd zodat de verschillende schema's in symmetrische componenten ontkoppeld zijn. Het vereenvoudigd spanningsdeler-model in symmetrische componenten wordt in Figuur 7.11 afgebeeld in het geval van de driefasig dempende regelstrategie en in Figuur 7.12 in het geval van de driefasig symmetrische regelstrategie. De driefasig symmetrische regelstrategie heeft als referentiewaarden voor de stroom:

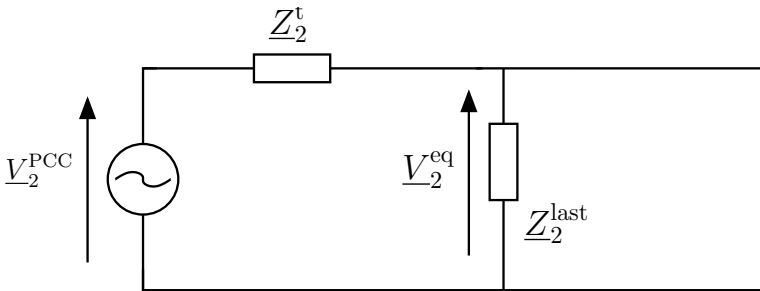
$$\begin{aligned} i_a^{\text{ref}} &= g_1 \sin(\phi_a) \\ i_b^{\text{ref}} &= g_1 \sin(\phi_a - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c^{\text{ref}} &= g_1 \sin(\phi_a + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (7.8)$$

met ϕ_a de ogenblikkelijke fasehoek van fase a en waar g_1 staat voor de fundamentele ingangseleidbaarheid. De driefasig symmetrische regelstrategie injecteert bijgevolg een direct stel in het net.

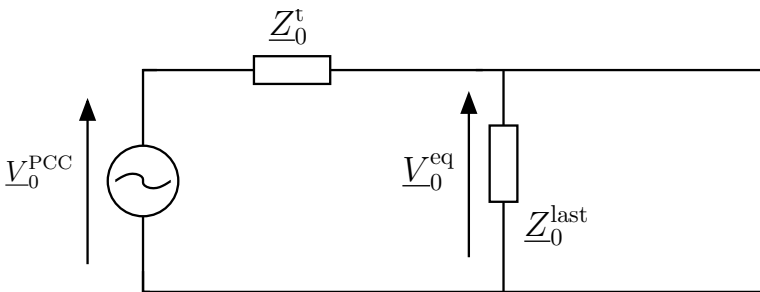
In § 7.2.2 werd aangetoond dat de ingangsstroom ogenblikkelijk verandert tijdens de spanningsdip-initiatie. Door de plotse spanningsverandering aan de klemmen van de inverter bij het begin en het einde van de spanningsdip ontstaat er een



(a) Directe component van het vereenvoudigd spanningsdeler-model



(b) Inverse component van het vereenvoudigd spanningsdeler-model



(c) Homopolaire component van het vereenvoudigd spanningsdeler-model

Figuur 7.12: Vereenvoudigd spanningsdeler-model in symmetrische componenten in het geval van de driefasig symmetrische regelstrategie (cf. § 6.3.2)

transiënt verschijnsel. De spanning over de spoel vertoont een plotse verandering. Aangezien bij dip-initiatie de ingangsstroom vergroot wordt met een term die zich proportioneel met g_d verhoudt tot de daling van de netspanning, zal er geen oscillatie bij de ingangsstroom van de driefasig dempende inverter aanwezig zijn. Na één netperiode evolueert de transiënte term naar nul en wordt de eerste term in vergelijking (7.1) aangepast.

Bij het optreden van een spanningsdip kan het gedrag van de driefasig dempende

inverter in twee delen verdeeld worden. Tijdens de spanningsdip-initiatie wordt de ingangstroom aangepast met een term die zich proportioneel met g_d verhoudt tot de verandering van de netspanning. De term die met dit gedrag correspondeert, wordt ook in [2] aan de éénfasige sinusoidale regelstrategie toegevoegd om een resistief gedrag ten opzichte van perturbaties in de netspanning te bekomen. Het gedrag van de éénfasige dempende regelstrategie tijdens spanningsdips wordt in [2] uitvoerig bestudeerd. In dat onderzoek wordt aangetoond dat de spanningsdip-immuniteit van de éénfasige invertoren sterk verbeterd door de implementatie van de dempende controlestrategie. Bovendien wordt er aangetoond dat deze éénfasige dempende invertoren een positieve bijdrage leveren aan de resterende spanning tijdens een spanningsdip. Er kan gesteld worden dat het gedrag van de driefasig dempende regelstrategie tijdens de spanningsdip-initiatie gelijk is aan het gedrag van de éénfasig dempende regelstrategie zodat de resultaten uit [2] hier kunnen worden overgenomen. Ongeveer één netperiode na het optreden van de spanningsdip, evolueert de term die zich proportioneel verhoudt tot de verandering van de netspanning naar nul. Op dit moment zal de regelstrategie een resistief gedrag ten opzichte van de inverse en homopolaire spanningscomponent emuleren. Het spanningsdeler-model dat in Figuur 7.11 wordt afgebeeld kan dan gebruikt worden om de invloed van de driefasig dempende inverter op de resterende spanning te bestuderen. Door te veronderstellen dat de asymmetrie zich enkel aan de PCC bevindt, zijn de drie éénfasige netwerken onafhankelijk van elkaar. De inverse en homopolaire component in het geval van de driefasig dempende regelstrategie van het vereenvoudigd spanningsdeler-model worden respectievelijk in Figuur 7.11(b) en Figuur 7.11(c) weergegeven. De inverse en homopolaire component van de resterende spanning ter hoogte van de gevoelige last worden dan gegeven door:

$$\begin{aligned} \underline{V}_{-2}^{\text{eq}} &= \frac{\underline{Z}_2^{\text{last}} \parallel \frac{1}{g_d}}{\underline{Z}_2^t + (\underline{Z}_2^{\text{last}} \parallel \frac{1}{g_d})} \underline{V}_{-2}^{\text{PCC}} \\ \underline{V}_{-0}^{\text{eq}} &= \frac{\underline{Z}_0^{\text{last}} \parallel \frac{1}{g_d}}{\underline{Z}_0^t + (\underline{Z}_0^{\text{last}} \parallel \frac{1}{g_d})} \underline{V}_{-0}^{\text{PCC}} \end{aligned} \quad (7.9)$$

In het geval van de driefasig symmetrische regelstrategie worden de inverse en homopolaire component van het vereenvoudigd spanningsdeler-model respectievelijk in Figuur 7.12(b) en Figuur 7.12(c) weergegeven. De inverse en homopolaire component van de resterende spanning ter hoogte van de gevoelige last worden dan gegeven door:

$$\begin{aligned} \underline{V}_{-2}^{\text{eq}} &= \frac{\underline{Z}_2^{\text{last}}}{\underline{Z}_2^t + \underline{Z}_2^{\text{last}}} \underline{V}_{-2}^{\text{PCC}} \\ \underline{V}_{-0}^{\text{eq}} &= \frac{\underline{Z}_0^{\text{last}}}{\underline{Z}_0^t + \underline{Z}_0^{\text{last}}} \underline{V}_{-0}^{\text{PCC}} \end{aligned} \quad (7.10)$$

De term $\frac{Z_2^{\text{last}} \parallel \frac{1}{g_d}}{Z_2^t + (Z_2^{\text{last}} \parallel \frac{1}{g_d})}$ is steeds kleiner dan de term $\frac{Z_2^{\text{last}}}{Z_2^t + Z_2^{\text{last}}}$ waaruit kan besloten worden dat zowel de inverse als de homopolaire spanningscomponenten afnemen. Dit zal een positief effect hebben op de resterende spanning ter hoogte van de gevoelige last. De voornaamste besluiten uit § 6.4 omtrent de invloed van de driefasig dempende regelstrategie op het spanningsprofiel zijn ook hier van toepassing. De resterende spanning ter hoogte van de gevoelige last zal dichterbij de nominale spanning blijven dan in het geval van de driefasig symmetrische regelstrategie. Er kan dus besloten worden dat deze regelstrategie het net ondersteunt tijdens het optreden van spanningsdips.

7.4 Besluit

In dit hoofdstuk werd de interactie tussen driefasig invertor-gekoppelde dg-eenheden en spanningsdips onderzocht. De driefasig dempende regelstrategie emuleert een resistief gedrag ten opzichte van de inverse en homopolaire spanningscomponent. Daarnaast reageert deze regelstrategie ook ogenblikkelijk op perturbaties in de netspanning. Twee aspecten kwamen in dit hoofdstuk aan bod: het gedrag van de invertor bij spanningsdipinatie enerzijds en de invloed op de resterende spanning tijdens het optreden van de dip anderzijds.

Bij spanningsdipinatie verandert wenswaarde van de ingangsstroom van de invertor ogenblikkelijk wat ertoe leidt dat de driefasig dempende invertor meer stroom tijdens de spanningsdip zal injecteren in de fase waar de dip optreedt zodat de invertor bijgevolg netondersteunend zal optreden. De invloed van de driefasig dempende regelstrategie tijdens het optreden van een spanningsdip werd analytisch beschreven en het positief effect werd aangetoond.

In dit hoofdstuk werd tevens de invloed op de resterende spanning bestudeerd. De invloed van de driefasig dempende en driefasig symmetrische regeling werd met behulp van een analytisch model bestudeerd. Hieruit bleek dat de driefasig dempende regelstrategie een positieve invloed heeft op de resterende spanning.

Bibliografie

- [1] M. H. J. Bollen, *Understanding power quality problems*, ser. Power Engineering. IEEE press, 2000.
- [2] B. Renders, “Convertor-gekoppelde decentrale generatoren en netkwaliteit in laagspanningsnetten,” Doctoraatsproefschrift, Universiteit Gent, Faculteit Ingenieurswetenschappen, Gent, België, juni 2009.
- [3] *IEEE recommended practice for emergency and standby power systems for industrial and commercial applications (IEEE Orange Book)*, IEEE Std. 446-1995, 1995.
- [4] *Specifieke technische aansluitingsvoorschriften voor gedecentraliseerde productie-installaties die in parallel werken met het distributienet.*, Synergrid Std. C10/11, mei 2009.
- [5] “Grid code,” E.ON Netz GmbH, Tech. Rep., Apr. 2006. [Online]. Available: <http://www.eon-netz.com/Ressources/downloads/ENENARHS2006eng.pdf>
- [6] J. A. Martinez and J. Martin-Arnedo, “Voltage sag studies in distribution networks – part i: System modeling,” *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, no. 3, pp. 1670–1678, Jul. 2006.
- [7] M. H. J. Bollen and L. Zhang, “Different methods for classification of three-phase unbalanced voltage dips due to faults,” *Electric Power Systems Research*, vol. 66, no. 1, pp. 59–69, Jul. 2003.
- [8] M. H. J. Bollen, “Voltage recovery after unbalanced and balanced voltage dips in three-phase systems,” vol. 18, no. 4, pp. 1376–1381, Oct. 2003.
- [9] M. Madrigal and B. Rocha, “A contribution for characterizing measured three-phase unbalanced voltage sags algorithm,” *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 3, pp. 1885–1890, Jul. 2007.
- [10] *Recommended practice for monitoring electric power quality*, IEEE Std. 1159-1995, 1995.
- [11] *Recommended practice for evaluating electric power system compatibility with electronics process equipment*, IEEE Std. 1346-1998, 1998.
- [12] *Recommended practice for the design of reliable industrial and commercial power system (IEEE Gold Book)*, IEEE Std. 493-1997, 1997.

- [13] *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-2: Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems*, IEC Std. 61 000-2-2, Rev. 2, Mar. 2002.
- [14] M. H. J. Bollen, "Characterisation of voltage sags experienced by three-phase adjustable-speed drives," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 12, no. 4, pp. 1666–1671, Oct. 1997.
- [15] L. D. Zhang and M. H. Bollen, "Characteristics of voltage dips (sags) in power systems," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 15, no. 2, pp. 827–832, Apr. 2000.
- [16] *Voltage dip immunity of equipment and installations*, CIGRE Std. CIGRE/CIREU/UIE Joint Working Group C4.110, 2010.
- [17] "Spanningsdips: hoe zich beschermen tegen het onvermijdelijke ?" [Online]. Available: www.synerggrid.be
- [18] P. Salmeron and R. Herrera, "Distorted and unbalanced systems compensation within instantaneous reactive power framework," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, no. 3, pp. 1655–1662, Jul. 2006.
- [19] F. Wang, "Flexible operation of grid-interfacing converters in distribution networks: Bottom-up solutions to voltage quality enhancement," Doctoraatsproefschrift, Technische Universiteit Eindhoven, Eindhoven, Nederland, Nov. 2010.
- [20] F. Wang, J. Duarte, and M. Hendrix, "Reconfiguring grid-interfacing converters for power quality improvement," in *Proc. of International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ) 2008*, Santander, Spain, 2008.
- [21] S. Silva, P. Donoso-Garcia, P. Cortizo, and P. Seixas, "A three-phase line-interactive ups system implementation with series-parallel active power-line conditioning capabilities," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 6, pp. 1581–1590, Nov. 2002.
- [22] B. Han, B. Bae, H. Kim, and S. Baek, "Combined operation of unified power-quality conditioner with distributed generation," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, no. 1, pp. 330–338, Jan. 2006.
- [23] S. Seguí-Chilet, F. Gimeno-Sales, S. Orts, M. Alcaniz, and R. Masot, "Selective shunt active power compensator in four wire electrical systems using symmetrical components," *Electric Power Components and Systems*, vol. 35, no. 1, pp. 97–118, Jan. 2007.

- [24] S. Seguí-Chilet, F. Gimeno-Sales, S. Orts, G. Garcerá, E. Figueres, M. Alcániz, and R. Masot, "Approach to unbalance power active compensation under linear load unbalances and fundamental voltage asymmetries," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 29, no. 7, pp. 526–539, Sep. 2007.

Hoofdstuk 8

Slotbeschouwingen en mogelijkheden voor verder onderzoek

In dit laatste Hoofdstuk worden de belangrijkste resultaten van dit werk samengevat waarbij vooral de vernieuwende bijdragen worden benadrukt. Daarnaast worden de opportuniteiten voor toekomstig onderzoek toegelicht.

8.1 Slotbeschouwingen

Er zijn de laatste jaren een groot aantal decentrale generatoren op het net aangesloten wat geleid heeft tot een belangrijke toename in het geïnstalleerd decentraal vermogen. Het merendeel van de dg-eenheden wordt door middel van een éénfasige aansluiting gekoppeld met het laagspanningsnet wat samen met het onvoorspelbaar gedrag van hernieuwbare energiebronnen een negatieve invloed heeft op de netkwaliteit. Door de sterke toename van het aantal decentrale generatoren dringt een andere zienswijze op elektrische systemen zich op.

Het merendeel van deze decentrale generatie wordt via een omvormer aan het net gekoppeld. Zowel de spanning-stroom relatie als de vermogenuitwisseling wordt bepaald door de keuze van de topologie en de sturing. Een geschikte keuze van de hardware in combinatie met de implementatie van een slimme regelstrategie, zal ervoor zorgen dat netgekoppelde omvormers in de toekomst een waaier aan netondersteunende diensten zullen kunnen aanbieden. Op die manier wordt de netkwaliteit lokaal beter en zal er een betrouwbare vermogensuitwisseling bereikt worden. De flexibiliteit die door deze netgekoppelde omvormers geboden wordt, zal in de toekomst de verdere integratie van hernieuwbare dg-eenheden faciliteren.

Het is duidelijk dat één van de taken die decentrale generatie van de centrale generatie kan overnemen, het verbeteren van de netkwaliteit is. In dit werk wordt een regelstrategie voor een driefasige inverter ontwikkeld. De basis van deze regelstrategie ligt in de idee dat de gewenste reactie op spanningsonbalans een resistief gedrag ten opzichte van de homopolaire en inverse component van de netspanning is. Om de voorgestelde regelstrategie experimenteel te valideren, werd een experimentele opstelling ontwikkeld die in het inleidend hoofdstuk wordt beschreven.

Het aansluiten van decentrale generatoren door middel van een éénfasige aansluiting kan leiden tot spanningsonbalans. Dit probleem kan vermeden worden door een driefasige aansluiting te gebruiken. Om een resistief gedrag ten opzichte van de homopolaire te kunnen bekomen, dient de neutrale geleider met de driefasige inverter verbonden te worden. Om de integratie van bepaalde actieve filtertechnieken toe te laten is een geschikte keuze van de inverter topologie noodzakelijk. In dit opzicht wordt in Hoofdstuk 2 een overzicht gegeven van verschillende mogelijke driefasige topologieën met elk hun voor- en nadelen. In dit werk wordt gekozen voor de topologie met gesplitste dc-bus. Deze topologie is interessant door zijn eenvoudige opbouw en het gebruik van een beperkt aantal schakelaars (in vergelijking met de topologie met vier benen). Een ander voordeel is dat de topologie met gesplitste dc-bus gezien kan worden als drie éénfasige halve-brug invertoren en ook toelaat om elk been afzonderlijk te regelen wat de stroomregeling sterk vereenvoudigt. In dit Hoofdstuk wordt de keuze voor de hardware vastgelegd.

De frequentie en de fasehoek van de netspanning vormen belangrijke informatie voor de werking van netgekoppelde invertoren. De fasehoek (en vaak ook de amplitude) van de netspanning worden gebruikt om de referentiewaarden van de geïnjecteerde stromen op te bouwen. Voor de goede werking van een regelstrategie is het van belang dat de fasehoeken en amplitudes steeds correct bepaald worden. Het correct bepalen van de fasehoek en frequentie bij een vervormde of ongebalanceerde spanning is voor veel methoden niet mogelijk. In Hoofdstuk 3 worden drie mogelijke PLL-methoden bestudeerd. De één en driefasige synchronreferentie-stelselmethode en de éénfasige pqPLL-methode. Het opstart- en regimegedrag wordt bestudeerd waarbij er ook aandacht gaat naar de werking bij een vervormde en ongebalanceerde ingangsspanning. Aangezien de voorgestelde regelstrategie de fasehoeken van de verschillende fasespanningen nodig heeft, is een éénfasige methode noodzakelijk. In dit werk wordt de éénfasige pqPLL-methode geïmplementeerd omdat de éénfasige SRF-methode een regimefout vertoont.

De stroomregelaar zorgt ervoor dat de werkelijke stroom perfect de gewenste waarde van de stroom volgt. Het is belangrijk dat de werkelijke stroom de wenswaarde volgt, zoniet kunnen er ongewenste stromen in het net geïnjecteerd worden. In Hoofdstuk 4 wordt een Z -domeinmodel van de stroomregelkring opgesteld dat de werkelijkheid goed benadert. Aangezien de stroomregelkring in een digitaal sys-

teem geïmplementeerd wordt, biedt een voorstelling in het (discrete) \mathcal{Z} -domein voordeel. De \mathcal{Z} -domein modellen voorspellen altijd nauwkeurig het dynamisch gedrag en zijn bovendien steeds nauwkeuriger dan de frequentiedomeinmodellen. Daarnaast wordt de driefasig dempende regelstrategie voorgesteld. De gewenste reactie op spanningsonbalans van een regeling is een resistief gedrag ten opzichte van de homopolaire en inverse component van de netspanning. In dit hoofdstuk wordt de driefasig dempende regelstrategie voorgesteld. Deze regelstrategie wordt uitgebreid zodat ook een resistief gedrag ten opzichte van perturbaties in de netspanning bekomen wordt.

In Hoofdstuk 5 wordt de busspanningsregeling van driefasige invertoren bestuurd. De belangrijkste taak van de busspanningsregeling is het vermogens-evenwicht bewaren tussen de ac-zijde (net-zijde) en de dc-zijde (dg-eenheid zijde). Een slecht ontwerp van de busspanningsregelkring kan nadelige gevolgen hebben op de stroomgolfvorm. Het tijdstip waarop de uitgang van de regelaar, de fundamentele ingangsgelidbaarheid, en bijgevolg ook de referentiestroom wordt bijgewerkt heeft invloed op de harmonische inhoud van de geïnjecteerde stroomgolfvorm. De uitgang van de regelaar wordt normaal gesynchroniseerd met de nuldoorgangen van een stroom in een fase. Bij het bijwerken van de fundamentele ingangsgelidbaarheid zal er bijgevolg een stap in de amplitude van de wenswaarden van de andere twee fasen optreden. In de literatuur wordt er aangetoond dat dit aanleiding kan geven tot LC-resonantie met een verminderde netkwaliteit tot gevolg. In dit hoofdstuk wordt een busspanningsregelaar voorgesteld die geen nadelige invloed heeft op de stroomgolfvorm. Door het tijdstip waarop de uitgang van de busspanningsregelaar bijgewerkt wordt aan te passen, wordt dit opgelost. Een analytisch model van de busspanningsregelkring wordt opgesteld wat gebruikt wordt om de parameters van de busspanningsregelaar te bepalen. De voorgestelde busspanningsregelaar wordt aan de hand van simulatie en experiment geverifieerd.

De topologie die in dit werk gekozen wordt, is de driefasige inverter waar de neutrale verbonden wordt met behulp van de in twee gesplitste dc-bus (Eng. split-link inverter). Een nadeel van deze topologie is dat de spanning van het middelpunt van de dc-bus actief gebalanceerd dient te worden. In het tweede deel van dit hoofdstuk worden verschillende methoden bestudeerd om het middelpunt van de dc-bus te balanceren. Er wordt gekozen voor de homopolaire stroominjectie.

Dg-eenheden kunnen een grote impact op spanningsonbalans en netwerkverliezen hebben. Er bestaan verschillende regelstrategieën voor inverter-gekoppelde dg-eenheden en deze hebben elk een verschillende invloed op het net. In Hoofdstuk 6 wordt er dieper ingegaan op verschillende mogelijke regelstrategieën voor driefasige inverter-gekoppelde dg-eenheden. Een netwerkmodel wordt gebruikt om de invloed van de verschillende regelstrategieën op spanningsonbalans en netwerkverliezen te bestuderen. Een model in symmetrische componenten van de

verschillende regelstrategieën wordt opgesteld die vervolgens in het netwerkmodel geïmplementeerd wordt. Eén van de bestudeerde regelstrategieën is de in dit werk voorgestelde driefasig dempende regelstrategie. De invloed van de regelstrategieën op de spanningsonbalans wordt eerst op een analytische manier beschouwd. Hieruit blijkt dat de driefasig dempende regelstrategie resulteert in een afname van de homopolaire en inverse spanningscomponent.

In een eerste instantie werd de invloed van één driefasige dg-eenheid op de spanningsonbalans bestudeerd. Vervolgens werd de invloed van de locatie van de driefasige dg-eenheid op de spanningsonbalans bestudeerd. Als laatste werd er gekeken naar de invloed van het aantal dg-eenheden. De dempende regelstrategieën resulteren in een significante afname van de inverse en homopolaire component van de netspanning. Daarenboven resulteert de driefasig dempende regelstrategie in een sterk verbeterd spanningsprofiel. De invloed van de dempende regelstrategieën op de inverse en homopolaire spanningscomponent vergroot naarmate de driefasige dg-eenheid verder naar het einde van de lijn geplaatst wordt. De positieve invloed van de driefasig dempende regelstrategie op het spanningsprofiel neemt dan ook toe.

De spanningsvariatie wordt voornamelijk veroorzaakt door de verschuiving van het neutrale punt ten gevolge van de homopolaire stroomcomponent. Een regelstrategie met een resistief gedrag voor de homopolaire component kan dus leiden tot een verbeterd spanningsprofiel zoals hier wordt aangetoond. De driefasig dempende regelstrategie heeft het bijkomende voordeel dat voor eenzelfde geïnjecteerd vermogen het spanningsprofiel verbetert, wat bevorderlijk is voor de toename van het aantal dg-eenheden in het laagspanningsnet. De sterkere afname van de homopolaire spanningscomponent ten gevolge van de driefasig dempende regelstrategie leidt tot een beter spanningsprofiel. Dit is zeker interessant voor laagspanningsdistributienetten waar het merendeel van de lasten éénfasige lasten zijn die gevoelig zijn aan over- en onderspanningen.

Vervolgens wordt de invloed van de verschillende regelstrategieën op de lijnverliezen bestudeerd. Bij een ongebalanceerd net resulteren de éénfasige en de driefasige dempende regelstrategie in de injectie van stromen die afhankelijk zijn van de respectievelijke fasespanning. In een fase waar de spanning hoog is, zal de driefasige dempende regelstrategie aanleiding geven tot het injecteren van een lagere stroom terwijl in een fase met een lagere spanning, de stroom groter zal zijn. Op die manier wordt het vermogen door de driefasige dempende regelstrategie herverdeeld over de fasen. Deze eigenschap zorgt ervoor dat de driefasige dempende regelstrategie bij een ongebalanceerd systeem aanleiding geeft tot de laagste lijnverliezen, in vergelijking met de éénfasig sinusoidale en de driefasig symmetrische regelstrategie. Het effect van de driefasig dempende regelstrategie is groter bij een stijgend aantal dg-eenheden wat veroorzaakt wordt door het resistief gedrag ten opzichte van

de homopolaire en inverse spanningscomponent wat bij de andere regelstrategieën ontbreekt. De topologie en de lastenverdeling hebben ook een belangrijke invloed op de netwerkverliezen wat ertoe leidt dat de netwerkverliezen niet eenduidig zullen blijven afnemen bij een toenemend aantal dg-eenheden.

In Hoofdstuk 7 wordt de invloed van de voorgestelde regelstrategie op spanningsdips bestudeerd. Twee aspecten worden in dit hoofdstuk bestudeerd: spanningsdip-initiatie en de resterende spanning. Spanningsdips zijn kortstondige verlagingen van de nominale effectieve netspanning. Deze worden veroorzaakt door een tijdelijke toename van de netstroom. Door het resistief gedrag ten opzichte van perturbaties in de netspanning zal de inverter bij de spanningsdip-initiatie meer stroom injecteren in de fase waar de spanningsdip optreedt. Op deze manier wordt de spanningsdip bij de initiatie gedempt. Er wordt aangetoond dat het resistief gedrag ten opzichte van de homopolaire en inverse spanningscomponent leidt tot een verhoging van de resterende spanning tijdens een spanningsdip.

8.2 Mogelijkheden voor verder onderzoek

Ter afsluiting van dit werk, worden hier enkele suggesties geformuleerd aangaande het onderzoek dat verband houdt met dit werk.

- De voorgestelde controlestrategie maakt gebruik van twee gecascadeerde proportioneel-integrerende (PI) regelaars. De trage hoofdregellus wordt gevormd door de busspanningsregelaar, waarvan de uitgang de wenswaarde voor de stroom helpt bepalen. Deze wenswaarde wordt in de snelle hulpregellus gebruikt om de stroom door de spoel op de eerder bepaalde wenswaarde te regelen. De stroomregellus is verantwoordelijk dat de werkelijke stroom perfect de gewenste waarde van de stroom volgt. Zoniet kan dit negatieve gevolgen hebben op de netkwaliteit. In dit werk wordt een PI-regelaar gebruikt als stroomregelaar. Voorwaartscompensatie dient toegevoegd te worden zodat een sinusoidale wenswaarde zonder regimefout gevolgd kan worden. Een zogenaamde proportioneel-resonant (PR)-regelaar wordt in de literatuur als alternatief voorgesteld. Deze regelaar is een PI-regelaar waarvan de frequentie karakteristiek wordt uitgebreid zodat de versterking bij een gekozen frequentie oneindig groot wordt. Op deze manier kunnen signalen met de gekozen frequentie zonder regimefout geregeld worden. De goede werking van de in dit werk voorgestelde regelstrategie wordt in belangrijke mate bepaald door de stroomregelaar. Alternatieve stroomregelaars dienen bestudeerd te worden zodat een goede werking van de regelstrategie verzekerd is.
- De driefasig dempende regelstrategie emuleert een resistief gedrag ten op-

zichte van de inverse en homopolaire spanningscomponent. De dempende ingangseleidbaarheid bepaalt de grootte van de wenswaarde van de inverse en homopolaire stroomcomponent en wordt constant gekozen. De driefasig dempende regelstrategie werd geïmplementeerd in een invertor-gekoppelde dg-eenheid. Deze regelstrategie kan ook gebruikt worden als actief filter. Om dit te verwezenlijken is een driefasige invertor noodzakelijk die de verbinding met de neutrale geleider mogelijk maakt. Daarnaast is een dc-bus noodzakelijk om als buffer te dienen. Een uitbreiding van de driefasig dempende regelstrategie kan erin bestaan dat de dempende ingangseleidbaarheid actief aangepast wordt opdat het resistief gedrag ten opzichte van de homopolaire en inverse component optimaal is. Het voordeel van dit systeem is dat het kan aangesloten worden zonder de lijnen te moeten onderbreken. De actieve aanpassing van de dempende ingangseleidbaarheid zal extra onderzoek vereisen.

- Het merendeel van decentrale generatie wordt via een omvormer aan het net gekoppeld. Deze netgekoppelde omvormers zijn vermogenelektronische systemen waar zowel de spanning-stroom relatie als de vermogenuitwisseling bepaald wordt door de keuze van de topologie en de sturing. Een geschikte keuze van de hardware in combinatie met de implementatie van een slimme regelstrategie, zal ervoor zorgen dat netgekoppelde omvormers in de toekomst een waaier aan netondersteunende diensten zullen kunnen aanbieden. Op die manier wordt de netkwaliteit lokaal beter en zal er een betrouwbare vermogensuitwisseling bereikt worden. De flexibiliteit die door deze netgekoppelde omvormers geboden wordt, zal in de toekomst de verdere integratie van hernieuwbare dg-eenheden in faciliteren. Daarenboven zullen deze omvormers alternatieve oplossingen bieden om de netkwaliteit te verbeteren. Om de integratie van de netkwaliteit-verbeterende decentrale generatoren toe te laten, zullen verschillende financiële incentives nodig zijn. Deze financiële incentives hangen sterk samen met de marktwerking. De elektrische energiemarkt zal nog sterke evolueren en de invloed van verschillende netkwaliteit-verbeterende regelstrategieën dient bestudeerd te worden samen met de mogelijke financiële aspecten die daarmee kunnen samenhangen.
- Netgekoppelde invertoren kunnen ook gebruikt worden om over- en onderspanningen te compenseren. In 2009 is het META PV project van start gegaan waarin gekeken wordt hoe fotovoltaïsche installaties kunnen ingezet worden om de netkwaliteit te verbeteren. In dit project wordt onder andere een QV-regeling voorgesteld om over- en onderspanningen te compenseren. Indien de spanning aan de klemmen van de invertor zich binnen de grenzen bepaalde grenzen (bv. $[0.98, 1.02]$ pu) bevindt dan levert de invertor geen

(of het nominale) reactief vermogen. Indien de spanning hoger wordt dan 1.02pu dan neemt de inverter reactieve stromen op met als doel de spanning te verminderen. Bij een spanning hoger dan bv. 1.05pu dan neemt de inverter maximaal reactief vermogen op. Dit maximum wordt opgelegd door de netbeheerder. Bij een onderspanning, zal de inverter reactieve stromen leveren. Een uitvoerige vergelijking van de voorgestelde regelstrategie met de regeling die in het META PV-project wordt voorgesteld is aangewezen om de prestatie van de driefasige dempende regelstrategie te valideren.

- Om de voorgestelde regeling te valideren werd er een experimentele opstelling ontwikkeld en gebouwd. Deze opstelling was voldoende om in labo-omstandigheden de gewenste proeven uit te voeren. Om de waarde van de driefasige dempende regelstrategie goed te kunnen bepalen, dienen verschillende omvormers in het net geïnstalleerd te worden. Alvorens dit mogelijk is, dienen zowel de experimentele opstelling als de regeling aangepast te worden zodat zelfs bij foutsituaties (zoals een verkeerde fasevolgorde) de goede werking gegarandeerd wordt.

Bijlage A

Z-transformatie van $K(s)$

In § 4.2.1 werd de transfertfunctie $K(s)$ als volgt gedefinieerd (zie vergelijking (4.1)).

$$K(s) = \exp(-s T_c) \cdot G_{\text{PWM}}(s) \cdot P(s) \quad (\text{A.1})$$

Om de stroomregelaar te ontwerpen in het \mathcal{Z} -domein, moet deze transfertfunctie naar het \mathcal{Z} -domein worden omgezet. De procestransfertfunctie $P(s)$ werd in § 4.2.2 afgeleid met als resultaat:

$$P(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{\delta}(s)} = \frac{V_{\text{dc}}}{s L I_{\text{ref}}} = \frac{1}{s \tau} \quad (\text{A.2})$$

In het tijdsdomein is $P(s)$ een stapfunctie $1/\tau \cdot u(t)$ met $u(t)$ de Heaviside-functie. Door de digitale controle van de converter zijn alle signalen discreet. Het is dus van belang om de transfertfunctie van het proces te kennen in het \mathcal{Z} -domein. Met de \mathcal{Z} -transformatie wordt gevonden:

$$P(z) = \frac{1}{\tau} \sum_{n=0}^{+\infty} z^{-n} = \frac{1}{\tau} \frac{z}{z-1} \quad (\text{A.3})$$

Het convergentiegebied is $|z| > 1$.

Voor een discreet tijdsvertraagd systeem dient men de gemodificeerde pulstransfertfunctie te gebruiken [1]. Rekening, A/D-conversietijd en andere vertragingen zijn de oorzaken van de tijdsvertraging. Met T_s als bemonsteringsperiode kunnen we de tijdsvertraging algemeen voorstellen als κT_s . Hierbij ligt κ noodzakelijk tussen 0 en 1. De gemodificeerde pulstransfertfunctie bekomt men door

Z-transformatie van de tijdsfunctie met als vertraging κT_s . Praktisch komt dit neer op vermenigvuldiging met z^{-1} . De gemodificeerde pulstransfertfunctie is in dit geval:

$$P(z, m) = \frac{1}{\tau} \frac{1}{z - 1} \quad (\text{A.4})$$

Het argument m is $1 - \kappa$. Voor een stapfunctie is $P(z, m)$ echter onafhankelijk van m of κ . Meer informatie over de bepaling van gemodificeerde pulstransfertfuncties is terug te vinden in [1].

Met de kennis van $P(z, m)$ kan de Z-transformatie van $H(s)$ uitgevoerd worden. De keuze voor een uniform bemonsterde symmetrische-aan-tijd driehoeksmodulator is hiervoor van belang. In § 4.2.1 werd reeds vermeld dat de tijdsvertraging T_c tussen het bemonsteringsogenblik en het begin van de volgende PWM-periode met goede benadering gelijk is aan de helft van de PWM-periode T_s . De tijdsvertraging kan relatief worden uitgedrukt ten opzichte van de bemonsteringsperiode met de volgende notatie:

$$\zeta = \frac{T_c}{T_s} \simeq \frac{1}{2} \quad (\text{A.5})$$

Voor de gemiddelde pulswijdteverhouding wordt de notatie D ingevoerd. Vergelijking (4.14) kan geschreven worden als de pulswijdteverhouding δ in functie van de uitgangsspanning $\bar{v}_{A,N}$:

$$\delta = \frac{1}{2} - \frac{\bar{v}_{A,N}}{v_{dc}} \quad (\text{A.6})$$

Ook hier geldt de opmerking dat met $\bar{v}_{A,N}$ niet noodzakelijk een constant signaal wordt bedoeld, maar eerder traag variërend ten opzichte van de schakelfrequentie (quasi-regime-benadering). Stel nu dat de convertor een sinusoidale uitgangsspanning moet leveren, dan is $\bar{v}_{A,N} = \alpha v_b \sin \omega t$. De factor α drukt de verhouding van de amplitude van deze spanning tot de busspanning uit. De pulswijdteverhouding in functie van de tijd is dan:

$$\delta = \frac{1}{2} - \alpha \sin \omega t \quad (\text{A.7})$$

De gemiddelde waarde hiervan is 0,5. Dit is de gezochte gemiddelde pulswijdteverhouding D .

Dankzij het werk geleverd in [1] kan $H(z)$ worden bepaald door gebruik te maken van één enkele formule. De gemodificeerde pulstransfertoefunctie $P(z, m)$ van het proces is onafhankelijk van m , wat de formule vereenvoudigt tot:

$$H(z) = \frac{T_s}{2}(1 + z^{-1})P(z, m) = \frac{T_s}{2} \frac{z + 1}{z} P(z, m) = \frac{T_s}{2\tau} \frac{z + 1}{z(z - 1)} \quad (\text{A.8})$$

Bibliografie

- [1] D. Van de Sype, “Kleinsignaalmodellering van digitaal gestuurde schakelende energie-omzetters,” Doctoraatsproefschrift, Universiteit Gent, Faculteit Ingenieurswetenschappen, Gent, Jan. 2004.

Publicatielijst

Bibliografie

- [1] B. Meersman, S. Thielemans, K. De Gussemé, and A. Van den Bossche, “Soft-switch dc-dc converter with a high conversion ratio for an electrical bicycle,” in *Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, vols 1 and 2*, Arlington, USA, Sep. 9-12 2007.
- [2] B. Renders, K. De Gussemé, L. Degroote, B. Meersman, and L. Vandevelde, “Voltage dip ride-through capability of converter-connected generators,” in *Proc. of the Int. Conf. on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ’07)*, Sevilla, Spain, Mar. 28-30, 2007.
- [3] L. Degroote, B. Renders, B. Meersman, and L. Vandevelde, “Harmonic non-linear analysis of three-phase four-wire distribution networks,” in *Proc. 19th Int. Conf. on Electricity Distribution (CIRED’07)*, Vienna, Austria, May 21-24, 2007.
- [4] B. Meersman, L. Degroote, B. Renders, and L. Vandevelde, “Simulating transients in electrical power systems using dynamic phasors,” in *Proc. IEEE Benelux Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering (YRS’08)*, Eindhoven, The Netherlands, Feb. 7-8, 2008.
- [5] L. Degroote, B. Renders, B. Meersman, and L. Vandevelde, “Influence of converter-connected distributed generation on distribution network losses,” in *Proc. of the Int. Conf. on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ’08)*, Santander, Spain, Mar. 12-14, 2008.
- [6] —, “Influence of converter-based distributed generators on the harmonic line losses,” in *Proc. of the 13th Int. Conf. on Harmonics and Quality of Power (ICHQP’08)*, Wollongong, Australia, 28 Sept. - 1 Oct. 2008.
- [7] B. Renders, L. Degroote, B. Meersman, and L. Vandevelde, “Re-adding damping to the distribution network: Harmonics and voltage dips,” in *Proc. of the*

13th Int. Conf. on Harmonics and Quality of Power (ICHQP'08), Wollongong, Australia, 28 Sept. - 1 Oct. 2008.

- [8] B. Meersman, B. Renders, L. Degroote, T. Vandoorn, and L. Vandeveldel, "Dc-bus voltage controllers for a three-phase voltage-source inverter for distributed generation," in *Proc. of the Int. Conf. on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'09)*, Valencia, Spain, Apr. 15-17, 2009.
- [9] A. Van den Bossche, B. Meersman, and L. Vandeveldel, "Fundamental tariffication of electricity," in *Proc. of the 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Barcelona, Spain, Sep. 8-10, 2009.
- [10] L. Degroote, B. Renders, B. Meersman, and L. Vandeveldel, "Neutral-point shifting and voltage unbalance due to single-phase DG units in low voltage distribution networks," in *2009 IEEE PowerTech Conference*, Bucharest, Romania, Jun. 28 -Jul. 3, 2009.
- [11] B. Meersman, B. Renders, L. Degroote, T. Vandoorn, and L. Vandeveldel, "Control design of grid-connected three-phase inverters for voltage unbalance correction," in *Proc. of the 44th Universities' Power Engineering Conference (UPEC'09)*, Glasgow, UK, Sep. 1-4, 2009.
- [12] T. Vandoorn, B. Renders, L. Degroote, B. Meersman, and L. Vandeveldel, "Voltage control in islanded microgrids by means of a linear-quadratic regulator," in *Proc. IEEE Benelux Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering (YRS'10)*, Leuven, Belgium, Mar. 29-30, 2010.
- [13] L. Degroote, B. Renders, K. Stockman, B. Meersman, T. Vandoorn, and L. Vandeveldel, "Impact of distributed generation on three-phase voltage dips," in *Proceedings of the Innovation for Sustainable Production (i-SUP'10)*, Bruges, Belgium, Apr. 18-21, 2010.
- [14] T. Vandoorn, B. Renders, L. Degroote, B. Meersman, and L. Vandeveldel, "Grid voltage control in islanded microgrids with inverter-interfaced power sources," in *Proceedings of the Innovation for Sustainable Production (i-SUP'10)*, Bruges, Belgium, Apr. 18-21, 2010.
- [15] B. Meersman, B. Renders, L. Degroote, T. Vandoorn, J. De Kooning, and L. Vandeveldel, "Overview of three-phase inverter topologies for distributed generation purposes," in *Proceedings of the Innovation for Sustainable Production (i-SUP'10)*, Bruges, Belgium, Apr. 18-21, 2010.

- [16] L. Degroote, B. Renders, B. Meersman, T. Vandoorn, and L. Vandeveldel, "Power quality improvements through power electronic interfaced distributed generation," in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Pisa, Italy, Jun. 14-16, 2010.
- [17] T. Vandoorn, B. Renders, L. Degroote, B. Meersman, and L. Vandeveldel, "Power balancing in islanded microgrids by using a dc-bus voltage reference," in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Pisa, Italy, Jun. 14-16, 2010.
- [18] B. Meersman, B. Renders, L. Degroote, T. Vandoorn, and L. Vandeveldel, "The influence of grid-connected three-phase inverters on voltage unbalance," in *2010 IEEE PES General Meeting*, Minneapolis, Minnesota, USA, Jul. 25-29, 2010.
- [19] T. Vandoorn, B. Renders, B. Meersman, L. Degroote, and L. Vandeveldel, "Reactive power sharing in an islanded microgrid," in *Proc. of the 45th Universities' Power Engineering Conference (UPEC'10)*, Cardiff, UK, Aug. 31-Sep. 3, 2010.
- [20] B. Meersman, J. De Kooning, T. Vandoorn, L. Degroote, B. Renders, and L. Vandeveldel, "Overview of PLL methods for distributed generation units," in *Proc. of the 45th Universities' Power Engineering Conference (UPEC'10)*, Cardiff, UK, Aug. 31-Sep. 3, 2010.
- [21] T. Vandoorn, T. Loix, L. Vandeveldel, B. Meersman, and J. Driesen, "Influence of power control strategies on the voltage profile in an islanded microgrid," in *Proc. of the 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP 2010)*, Bergamo, Italy, Sep.26-29 2010.
- [22] K. Martens, B. Meersman, J. D. Kooning, B. Renders, T. Vandoorn, and L. Vandeveldel, "Influence of bus voltage variations on two maximum power point control loops," in *Proc. of the 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP 2010)*, Bergamo, Italy, Sep.26-29 2010.
- [23] B. Meersman, J. De Kooning, T. Vandoorn, L. Degroote, B. Renders, and L. Vandeveldel, "Control design of grid-connected three-phase inverters for voltage unbalance correction," in *Proc. of the 45th Universities' Power Engineering Conference (UPEC'10)*, Cardiff, UK, Aug. 31-Sep. 3, 2010.
- [24] B. Meersman, B. Renders, L. Degroote, T. Vandoorn, and L. Vandeveldel, "Three-phase inverter-connected dg-units and voltage unbalance," *Electric Power Systems Research*, vol. 81, no. 4, pp. 899-906, Apr. 2011.

- [25] T. Verscheuren, K. Mets, C. Develder, M. Strobbe, B. Meersman, and L. Vandeveldel, "Assessment and mitigation of voltage violations by solar panels in a residential distribution grid," in *Proc. of the second IEEE SmartGridComm conference*, Brussels, Belgium, Oct.17–20 2011.
- [26] T. Vandoorn, B. Meersman, B. Renders, L. Degroote, and L. Vandeveldel, "A control strategy for islanded microgrids with dc-link voltage control," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 2, pp. 703–713, Apr. 2011.
- [27] T. Vandoorn, B. Renders, L. Degroote, B. Meersman, and L. Vandeveldel, "Active load control in islanded microgrids based on the grid voltage," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 2, no. 1, pp. 127–139, Mar. 2011.
- [28] B. Meersman, J. D. Kooning, T. Vandoorn, and L. Vandeveldel, "An alternative dc-bus voltage controller for a three-phase voltage-source inverter for distributed generation," *IET Generation, Transmission & Distribution*, submitted.
- [29] B. Meersman, T. Vandoorn, J. D. Kooning, L. Degroote, and L. Vandeveldel, "The effect of three-phase inverter-connected dg units on network losses in low voltage networks," *Electric Power Systems Research*, submitted.
- [30] T. Vandoorn, B. Meersman, J. De Kooning, and L. Vandeveldel, "Controllable harmonic current sharing in islanded microgrids : DG units with programmable resistive behavior towards harmonics," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. In press, 2012.
- [31] T. Vandoorn, J. De Kooning, B. Meersman, J. Guerrero, and L. Vandeveldel, "Voltage based control of a smart transformer in a microgrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. In press, 2012.
- [32] J. Agneessens, T. Vandoorn, B. Meersman, and L. Vandeveldel, "The use of binary particle swarm optimization to obtain a demand side management system," in *Proceedings of the IET Renewable Power Generation Conference*, Edinburgh, UK, Sep.6–8 2011.
- [33] M. Jacxsens, B. Meersman, T. Vandoorn, J. De Kooning, and L. Vandeveldel, "Overview of voltage control strategies in medium voltage networks with implementation of distributed generation," in *IET renewable power generation conference, Proceedings*, Edinburgh, UK, Sep.6–8 2011.

