

MASTER

Toepassing van een extra regelbare belasting met chopper die wordt aangesloten op een gelijkstroomtussentrap van een autonome windenergiecentrale

Smets, A.H.A.M.

Award date:
1984

[Link to publication](#)

Disclaimer

This document contains a student thesis (bachelor's or master's), as authored by a student at Eindhoven University of Technology. Student theses are made available in the TU/e repository upon obtaining the required degree. The grade received is not published on the document as presented in the repository. The required complexity or quality of research of student theses may vary by program, and the required minimum study period may vary in duration.

General rights

Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

- Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
- You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain

Take down policy

If you believe that this document breaches copyright please contact us providing details, and we will remove access to the work immediately and investigate your claim.

1/675



Technische Hogeschool Eindhoven

Afdeling der Elektrotechniek

Vakgroep Elektromechanica en Vermogenselektronica

biz 1

rapport nr. EMV84-05

AFSTUDEERVERSLAG



TOEPASSING VAN EEN EXTRA REGELBARE
BELASTING MET CHOPPER DIE WORDT
AANGESLOTEN OP DE GELIJKSTROOMTUS-
SENTRAP VAN EEN AUTONOME WINDENER-
GIECENTRALE

A.H.A.M. Smets

EMV84-05

Hooglera(a)r(en): Prof. Ir. J.A. Schot .

Mentor(en): Ir. J.A.N. de Bonte en Ir. W.J. de Zeeuw

Eindhoven, mei 1984

De Afdeling der Elektrotechniek van de
Technische Hogeschool Eindhoven aanvaardt
geen verantwoordelijkheid voor de inhoud
van stage- en afstudeerverslagen.

310770

Inhoud

	blz.
Samenvatting	5
Summary	7
Lijst van gebruikte symbolen	9
0 Inleiding	11
0.1 Beschrijving van een autonome windenergiecentrale	11
0.2 Plaats van aansluiting van een extra regelbare belasting in een autonome windenergiecentrale	14
0.3 Toepassing van een extra regelbare belasting, aangesloten op de gelijkstroomtussentrap	17
1 De chopper	19
1.0 Inleiding	19
1.1 Toepassing van een thyristorchopper	21
1.2 Stuurkarakteristiek van de chopper	25
2 Overwegingen met betrekking tot de toepassing van een chopper in de gelijkstroomtussentrap	27
2.1 Aansluiting van een chopper op de gelijkstroomtussentrap	27
2.2 Resonantieverschijnselen in de gelijkstroomtussentrap	29
2.3 Hogere harmonische stromen in de gelijkstroomtussentrap, veroorzaakt door de gelijkrichter en de wisselrichter	33
2.4 Hogere harmonische stromen in de gelijkstroomtussentrap, veroorzaakt door de chopper	38
2.5 Vermindering van hogere harmonische stromen in het auto- nome net	44
2.6 Konsekwenties van de toepassing van een chopper in de gelijkstroomtussentrap	48
3 Dimensionering en praktische realisatie van de chopper en de gelijkstroomtussentrap	50
3.1 Dimensionering van de chopper	50

	blz.
3.2 Dimensionering van de gelijkstroomtussentrap	58
3.3 Praktische realisatie van de chopper	63
3.4 Praktische realisatie van de gelijkstroomtussentrap	69
3.5 Sturing van de chopper	70
3.6 Berekening van de stuurkarakteristiek van de chopper	80
4 Beschrijving van de proefopstelling	84
5 Metingen en vergelijkingen met de berekeningen	88
5.1 Stuurkarakteristiek	88
5.2 Rimpelstromen en rimpelspanning in de gelijkstroomtussen- trap, veroorzaakt door de gelijkrichter en de wisselrich- ter (zonder chopper)	90
5.3 Rimpelspanning op de afvlakkondensator, veroorzaakt door de chopper	93
5.4 Resonantieverschijnselen bij leemtebedrijf van de wissel- richter	95
5.5 Resonantieverschijnselen bij leemtevrij-bedrijf van de wisselrichter	99
5.6 Rendement waarmee de spanning op de afvlakkondensator wordt omgeslingerd	101
6 Konklusies en aanbevelingen	102
Literatuurlijst	105
Bijlage 1 Fourierreeksontwikkeling van de gelijkspanning van een driefazen-brugmutator	106
Bijlage 2 Berekening van de stromen en de spanning in de gelijkstroomtussentrap, wanneer hierop twee sinus- vormige wisselspanningsbronnen zijn aangesloten	112
Bijlage 3.a Berekening van de harmonische componenten in de fasestroom, tengevolge van een gelijkstroom in de gelijkstroomtussentrap	114

	blz.
Bijlage 3.b Berekening van de harmonische componenten in de fasestroom, tengevolge van een sinusvormige wisselstroom in de gelijkstroomtussentrap	115
Bijlage 4 Tekeningen van de frontplaat, de print en de connectoraansluitingen van de sturing van de chopper	118
Bijlage 5 Simulatieprogramma van de chopper voor de berekening van de stuurkarakteristiek	120

Samenvatting.

In dit afstudeerverslag wordt een autonome windenergiecentrale beschreven. Hierbij wordt via een omzetter een autonoom draaistroomnet gevoed door een synchrone machine (SM1) die door een windturbine wordt aangedreven. De omzetter bestaat uit een drie-fasendiodebrug, een gelijkstroomtussentrap bestaande uit één smoorspoel en een driefasenbrugmutator (wisselrichter). Een tweede synchrone machine (SM2) die kontinu met het autonome net verbonden is levert het blindvermogen voor het draaistroomnet en de aan het draaistroomnet gekoppelde mutatoren. Tevens zorgt deze voor de opwekking van de juiste netspanning en voor de kommutatie in de mutatoren.

Het door de wind geleverde vermogen zal in het algemeen niet in overeenstemming zijn met het door het autonome net gevraagde vermogen. Voor de opname van een overschot aan vermogen is een extra regelbare belasting (ERB) in het systeem opgenomen. De ERB bestaat in een eerder onderzoek uit een regelbare gelijkrichter met bal-lastweerstand en is aangesloten op het autonome net. Een eventueel tekort aan vermogen wordt aangevuld door SM2 die hiertoe aangedreven wordt door een dieselmotor.

In dit verslag is de aansluiting van de ERB op de gelijkstroomtussentrap onderzocht. Het voordeel van deze manier van aansluiten is dat de spanningsvervorming van het autonome net, het door SM2 geleverde blindvermogen en de amplitude van de hogere harmonische stromen in het autonome net minder zullen zijn.

De ERB die op de gelijkstroomtussentrap wordt aangesloten bestaat uit een thyristorchopper met onafhankelijke slingerkring en indirecte kommutatie. De chopper wordt belast met een weerstand en zodanig aangesloten dat de stroomrimpel in de gelijkstroomtussentrap zo klein mogelijk is. Hiertoe wordt een extra smoorspoel in serie met de bestaande smoorspoel in de gelijkstroomtussentrap aangebracht. Op het knooppunt van de twee smoorspoelen wordt een pool van de chopper aangesloten, waarbij parallel aan de ingang van de chopper een afvlakcondensator wordt aangebracht. De twee smoorspoelen en de condensator vormen via de mutatoren een resonantiekring. De resonantiefrekwentie zal zodanig gekozen moeten

worden dat geen ontoelaatbare slingeringen in de gelijkstroom-tussentrap optreden.

Voor de dimensionering van de gelijkstroomtussentrap en de chopper wordt een aantal relaties afgeleid, waarmee de verschillende componenten in de gelijkstroomtussentrap en de chopper berekend kunnen worden. In een proefopstelling, bestaande uit een gedeelte van een autonome windenergiecentrale, worden deze berekeningen door middel van metingen geverifiëerd.

Summary.

In this report an autonomous wind energy power system is described. In this system an autonomous three phase grid is via a convertor supplied by a synchronous machine (SM1), driven by a wind turbine. This convertor consists of a three phase diode bridge, a DC-link consisting of a choke, and a three phase machine commutated inverter. A synchronous machine (SM2), continuously connected to the autonomous grid, supplies the reactive power required by the load of the autonomous grid and by the machine commutated inverter. At the same time SM2 takes care of the generation of the correct grid voltage and of the commutation in the inverter. Mostly, the power supplied by the wind turbine does not equal the power required by the autonomous grid. The surplus of power is fed into an additional controllable load (ACL). In a preceding research the ACL consists of a controllable rectifier with resistor, and is connected to the autonomous grid. The synchronous machine SM2 will supply a possible shortage of power, for which purpose it will be driven by a diesel engine.

In this report a study is made of the ACL connected to the DC-link. The advantage of this is that the distortion of the grid voltage, the reactive power supplied by SM2, and the amplitude of the higher harmonic currents in the autonomous grid will be reduced.

The ACL, connected to the DC-link, will be a thyristor chopper with indirect commutation and loaded by a resistor. The connection of the chopper to the DC-link is in such a way that the ripple current in the DC-link will be as small as possible. For this purpose a additional choke is connected in series with the existing choke in the DC-link. The chopper and a smoothing capacitor are with one pole connected to the junction of the both chokes. The both chokes and the capacitor are components of a resonance circuit. The resonance frequency will be such that no impermissible oscillations occur in the DC-link.

For dimensioning the DC-link and the chopper some equations are derived to calculate several components of the DC-link

and the chopper. Verification of the calculations by means of measurements are executed in an experimental set-up, consisting of a part of the autonomous wind energy power system.

Lijst van gebruikte symbolen.

symbool	omschrijving
α	ontsteekhoek van de wisselrichter
C	afvlakkondensator in de gelijkstroomtussentrap
C	kommutatiekondensator in de chopper(par. 1.1,1.2,3.1,3.4)
f_{ch}	chopperfrequentie
f_o	resonantiefrequentie van de gelijkstroomtussentrap
i_b	stroom door de belastingsweerstand
i_{ch}	stroom die de chopper opneemt
\hat{i}_{ch}	de topwaarde van de stroom die de chopper opneemt
i_g	stroom door de smoorspoel L_g
\hat{i}_g	helft van de top-topwaarde van de rimpelstroom door de smoorspoel L_g
I_g	gemiddelde waarde van de stroom in de gelijkstroomtussentrap
i_w	stroom door de smoorspoel L_w
\hat{i}_w	helft van de top-topwaarde van de rimpelstroom door de smoorspoel L_w
k	veiligheidsfactor die de vrijwaartijd ($k \cdot t_q$) bepaalt
L_b	induktiviteit van de belastingsweerstand
L_g	smoorspoel in de gelijkstroomtussentrap aan de zijde van de gelijkrichter
L_p	vervangingszelfinductie van de parallel-geschakelde smoorspoelen L_w en L_g
L_w	smoorspoel in de gelijkstroomtussentrap aan de zijde van de wisselrichter
L_z	zelfinductie van de omslingerspoel in de chopper
η	absolute waarde van de verhouding van de spanning op de kommutatiekondensator voor en na het omslingproces
ω_{an}	frequentie van de autonome netspanning
ω_{ch}	chopperfrequentie
ω_g	grondfrequentie van de rimpelspanning op de gelijkrichter

symbool	omschrijving
ω_{sm1}	frekwentie van de spanning, opgewekt door synchrone machine SM1
ω_o	resonantiefrekwentie van de gelijkstroomtussentrap
P_{ch}	vermogen dat de chopper opneemt
Q	kwaliteitsfaktor van de omslingerspoel
R_b	weerstand van de belastingsweerstand
SM1	synchrone machine waarop de windturbine is aangesloten
SM2	synchrone machine in het autonome net
T	periodetijd van de chopper
T_{in}	intijd van de hoofdthyristor van de chopper
T_{uit}	uittijd van de hoofdthyristor van de chopper
t_q	hersteltijd van de hoofdthyristor
t_o	omslingertijd van het omslingercircuit in de chopper
τ	tijdconstante van de belastingsweerstand
u_{an}	gekoppelde spanning in het autonome net
u_c	spanning op de afvlakkondensator
u_c	spanning op de kommutatiekondensator (par. 1.1)
\tilde{u}_c	helft van de top-topwaarde van de rimpelspanning op de afvlakkondensator
U_g	gemiddelde spanning in de gelijkstroomtussentrap
u_{gr}	spanning op de gelijkrichter aan de gelijkstroomzijde
u_{sm1}	gekoppelde spanning opgewekt door synchrone machine SM1
u_{wr}	spanning op de wisselrichter aan de gelijkstroomzijde
U_1	spanning op de ingang van de chopper

0 Inleiding.

0.1 Beschrijving van een autonome windenergiecentrale.

Door de vakgroep EMV wordt in samenwerking met BEOP*, ECN* en SWD* onderzoek gedaan naar een autonome windenergiecentrale. Deze autonome windenergiecentrale, waarvan het schema in figuur 0.1 is getekend, bestaat uit de volgende basiskomponenten:

- De windturbine, die via een tandwielkast de synchrone machine SM1 aandrijft, waarbij de synchrone machine via een gelijkrichter is verbonden met de gelijkstroomtussentrap;
- Een gelijkstroomtussentrap, bestaande uit een smoorspoel die via een wisselrichter is verbonden met het autonome net;
- Een dieselaggregaat, bestaande uit een dieselmotor, die via een schakelbare koppeling een synchrone machine SM2 in het autonome net kan aandrijven;
- Een extra regelbare belasting, waarmee het overschot aan vermogen kan worden opgenomen. Als voorbeeld is de extra regelbare belasting aangesloten op het autonome net en bestaat deze uit een smoorspoel, een weerstand en een stuurbare gelijkrichter.

Bij het ontwerp van deze autonome windenergiecentrale is gestreefd naar optimale benutting van windenergie, om zodoende tot een zo groot mogelijke brandstofbesparing te komen van de diesel. Daarom is gekozen voor een windturbine die werkt bij een variabel toerental. Hierbij drijft de windturbine een synchrone machine SM1 aan, die via een gelijkstroomtussentrap aan het autonome net is gekoppeld [L3]. De windturbine kan nu bij elke windsnelheid optimaal belast worden. Verder zullen de vermogens- en koppelfluctuaties relatief klein zijn en

*) Bureau Energie Onderzoek Projekten
Energieonderzoek Centrum Nederland
Steering Committee Windenergy Developing Countries

wordt het vermogen met een konstante arbeidsfaktor aan het autonome net geleverd.

Voor deze autonome windenergiecentrale kan de volgende vermogensbalans opgesteld worden:

$$P_w + P_d = P_{\text{verl}} + P_{\text{verbr}} + P_{\text{extra}} + J\omega \frac{d\omega}{dt} \quad (0.1)$$

P_w = het vermogen dat door de wind (via de omzetter) wordt geleverd.

P_d = het vermogen dat door de dieselmotor wordt geleverd.

P_{verl} = het vermogen dat gedissipeerd wordt in synchrone machine SM2.

P_{verbr} = het vermogen dat door de verbruikers wordt afgenomen.

P_{extra} = het vermogen dat door de extra regelbare belasting wordt opgenomen.

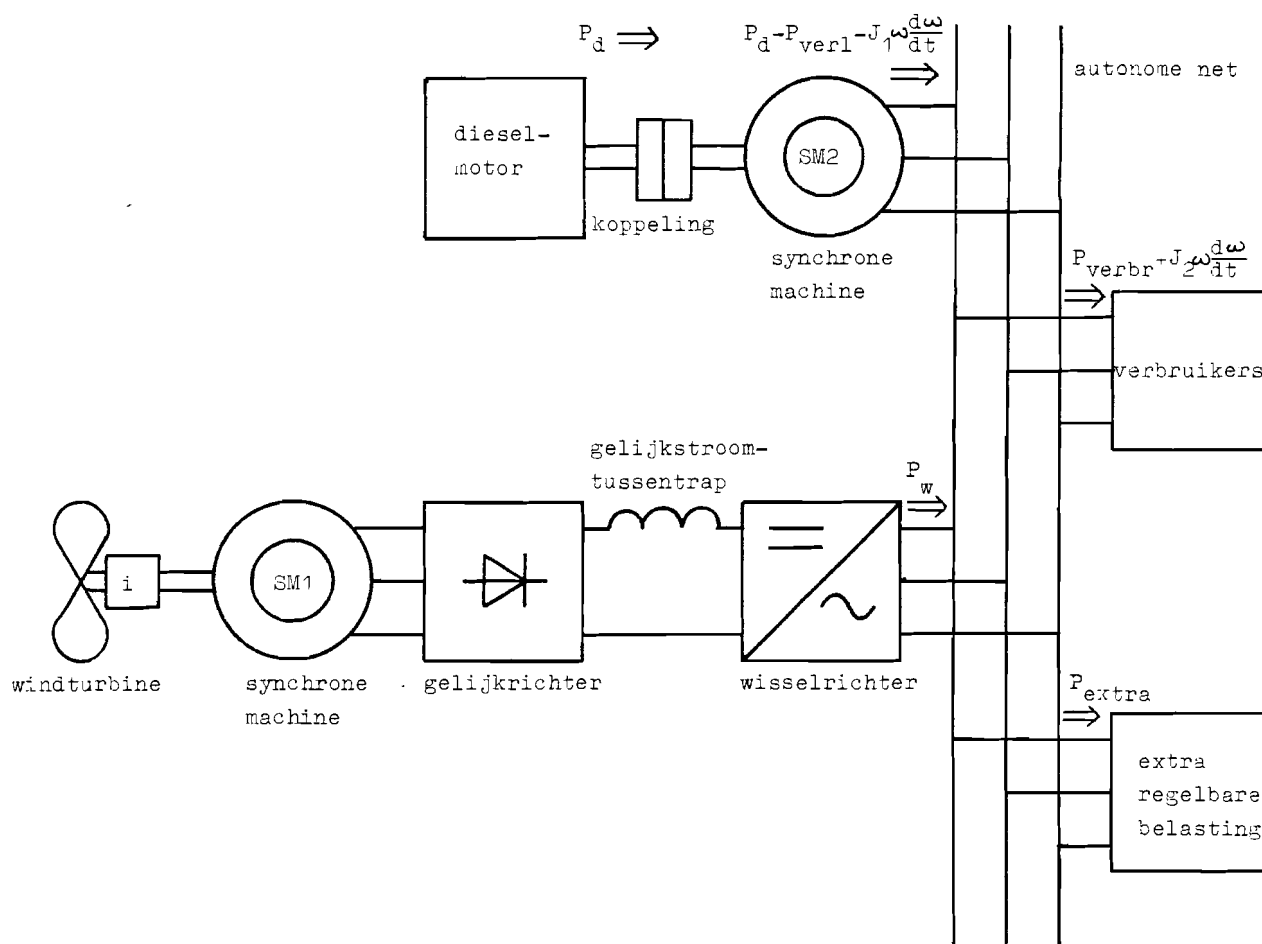
J = het massatraagheidsmoment van synchrone machine SM2 en dat van de roterende belasting waarvan het toeren-tal door de netfrequentie bepaald wordt.

ω = de frequentie van de autonome netspanning.

Er kunnen nu twee situaties onderscheiden worden. In de eerste situatie is het windvermogen P_w kleiner dan het gevraagde vermogen ($P_{\text{verbr}} + P_{\text{verl}}$). Het vermogenstekort ($P_w - P_{\text{verbr}} - P_{\text{verl}}$) wordt nu door het dieselaggregaat aangevuld. De toerenalregeling van de dieselmotor zorgt voor de juiste vermogensbalans en voor de juiste frequentie van de autonome netspanning.

In de tweede situatie is het windvermogen P_w groter dan het gevraagde vermogen ($P_{\text{verbr}} + P_{\text{verl}}$). Nu zou het dieselaggregaat afgeschakeld kunnen worden. Dit kan echter niet als geheel, daar de synchrone machine SM2 zorg draagt voor de opwekking van de juiste netspanning (sinusvormig, 50Hz, 380V). Ook zorgt de synchrone machine SM2 voor de kommutatie in de mutatoren en voor de levering van het blindvermogen wat de verbruikers, de wisselrichter en de extra regelbare belasting vragen.

Alleen de dieselmotor kan dus in deze situatie losgekoppeld worden van de synchrone machine SM2. Het vermogenoverschot P_o , dat wil zeggen het windvermogen P_w minus het gevraagde vermogen ($P_{verbr} + P_{verl}$), zal indien de extra regelbare belasting niet is ingeschakeld ($P_{extra} = 0$) aanleiding geven tot een toename van de frekwentie van de netspanning. Het vermogenoverschot P_o kan dan namelijk alleen worden opgeslagen in rotatieenergie van de synchrone machine SM2 en in dat van de roterende belasting waarvan het toerental door de netfrequentie wordt bepaald. Om deze ongewenste frekwentietoename te voorkomen wordt de extra regelbare belasting ingeschakeld en zodanig geregeld dat deze het vermogenoverschot opneemt en daarmee de frekwentie van de autonome netspanning konstant houdt.



Figuur 0.1 Blokschema van een autonome windenergiecentrale.

0.2 Plaats van aansluiting van een extra regelbare belasting in een autonome windenergiecentrale.

In figuur 0.1 is de extra regelbare belasting aangesloten op het autonome net. Deze uitvoeringsvorm is beschreven in literatuur 1. In literatuur 2 wordt de aansluiting van de extra regelbare belasting op de turbinegenerator beschreven. Als derde mogelijkheid kan de extra regelbare belasting aangesloten worden op de gelijkstroomtussentrap. De voor- en nadelen van deze drie mogelijkheden worden hieronder besproken, voorzover ze bij het begin van het onderzoek waren te overzien.

a Aansluiting op de turbinegenerator.

nadelen:

- Het door de vermogens-elektronische schakeling opgenomen blindvermogen moet door de turbinegenerator geleverd worden.
- De vermogens-elektronische schakeling veroorzaakt hogere harmonische stromen, die tot extra verliezen leiden in de turbinegenerator.
- Het vermogenoverschot moet bij de molen worden gebruikt of met eigen leidingen getransporteerd worden naar de gebruiker.
- Wanneer verscheidene windturbines worden aangesloten op de gelijkstroomtussentrap, dan moeten verscheidene extra regelbare belastingen aangebracht worden.
- De sturing van de vermogens-elektronische schakeling zal in deze situatie bij sterk wisselende frekwentie van de voedende spanning moeten werken.

voordelen:

- Via de gelijkstroomverbinding hoeft alleen het gevraagde (autonome net) vermogen te worden geleverd, waardoor de verliezen lager zullen zijn dan in de andere gevallen.
- Doordat het vermogenoverschot vóór de wisselrichter wordt afgenomen zal de regeling van de wisselrichter (indien aanwezig) alleen bij variaties in de autonome netbelasting in actie komen, of in geval van storingen.

- Bij het uitvallen van de wisselrichter kan de windturbine toch in bedrijf blijven.
- De autonome netspanning wordt alleen door de wisselrichter vervormd.

b Aansluiting op de gelijkstroomtussentrap nadelen:

- De gelijkstroomverbinding heeft een stroombron karakter. Het aansluiten van een chopper (met een spanningsbronkarakter) op de verbinding zal extra voorzieningen vragen (gebruik van een condensatorbatterij).
- Het vermogenoverschot moet bij de gelijkstroomverbinding gebruikt worden of hiervandaan met aparte leidingen getransporteerd worden naar de verbruikers.

voordelen:

- Zie ad a (behalve de verliezen in de diodebrug).
- Bij gebruik van verscheidene windturbines kan één extra regelbare belasting gebruikt worden.

c Aansluiting op het autonome net nadelen:

- Bij asymmetrische belasting van het autonome net met een maximaal leverbaar windvermogen kan de stroom in een fase van de synchrone machine SM2 te hoog worden.
- De stuurbare gelijkrichter zal kommutatiepieken op de autonome netspanning geven en hogere harmonische stromen in het net injecteren.
- De stuurbare gelijkrichter kan (bij een bepaalde ontsteekhoek) de werking van de wisselrichter nadelig beïnvloeden.
- Het door de vermogens-elektronische schakeling opgenomen blindvermogen moet door synchrone machine SM2 geleverd worden. Hierdoor kan het zijn dat synchrone machine SM2 groter gekozen moet worden.
- Bij een lage netbelasting en een groot vermogenoverschot treedt de sterkste netvervuiling op. Het vermogenoverschot loopt namelijk via de wisselrichter naar de gelijkrichter.

voordelen:

- Het vermogenoverschot kan via het autonome net getransporteerd worden.
- Bij gebruik van verscheidene windturbines kan één extra regelbare belasting gebruikt worden.
- Doordat de gelijkrichter en de wisselrichter dezelfde referentiespanningen voor de sturing nodig hebben, kan de sturing vereenvoudigd worden.

0.3 Toepassing van een extra regelbare belasting, aangesloten op de gelijkstroomtussentrap.

Een extra regelbare belasting kan in een gedeelte van een energiebehoefte voorzien die normaal door een andere bron wordt gedekt. Mogelijke toepassingen voor een extra regelbare belasting zijn bijvoorbeeld waterverwarming, koeling van levensmiddelen en aandrijving van waterpompen. Afhankelijk van de toepassing dient een bepaald type omzetter aangebracht te worden tussen de gelijkstroomtussentrap en de extra regelbare belasting.

Waterverwarming kan gerealiseerd worden door middel van het opwarmen van water met behulp van weerstanden. Als schakel tussen de gelijkstroomtussentrap en de belastingsweerstand komt een chopper of een resonantieinverter in aanmerking. Bij de resonantieinverter wordt het vermogen, dat in de weerstand wordt gedissipeerd, geregeld door middel van pulsfrekwentiesturing. Het vermogen dat de chopper opneemt, kan geregeld worden door pulsbreedtesturing of pulsfrekwentiesturing. Zowel een chopper als een resonantieinverter nemen een pulserende stroom op uit de gelijkstroomtussentrap. Door een condensator parallel aan de ingang van de chopper of de resonantieinverter aante sluiten wordt het opnemen van deze pulserende stroom mogelijk gemaakt. Bij een hoge pulsfrekwentie kan een kleinere condensator genomen worden voor eenzelfde afvlakking van de pulserende stroom dan bij een lage pulsfrekwentie. Een chopper met pulsbreedtesturing is dan ook aantrekkelijk, omdat bij pulsfrekwentiesturing opname van een klein vermogen geschiedt bij lage frekwentie.

Een andere mogelijke toepassing voor een extra regelbare belasting is koeling of het oppompen van water. In beide gevallen zullen vaak één of meerdere asynchrone machines aangedreven worden. Regeling van het vermogen kan geschieden door middel van variatie van het toerental van de asynchrone machines. Bij aandrijving van één machine kan als schakel tussen

gelijkstroomtussentrap en machine gebruikt gemaakt worden van een stroombroninverter of een spanningsbroninverter. Bij aandrijving van meerdere machines kan als omzetter een spanningsbroninverter genomen worden. Voor de gewenste konstante verhouding tussen frekwentie en spanning aan de belastingszijde kan een combinatie, bestaande uit een chopper en een spanningsbroninverter, genomen worden of een spanningsbroninverter met bijvoorbeeld pulsbreedtemodulatie.

In bepaalde gevallen kan het aantrekkelijk zijn een ander type machine te gebruiken. Te denken valt aan een gelijkstroommachine voor de aandrijving van een plunjerpomp. Ook nu komt een chopper in aanmerking als omzetter tussen gelijkstroomtussentrap en gelijkstroommachine.

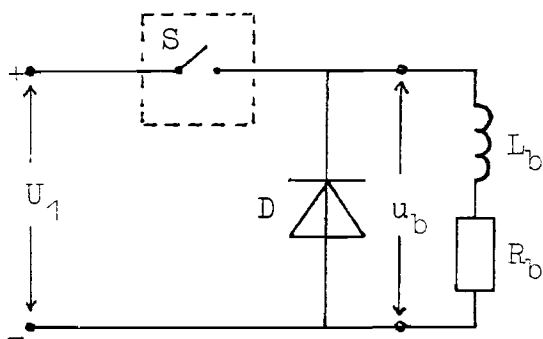
Het verdere onderzoek richt zich op de toepassing van een chopper met weerstandsbelasting. Hiermee kan een eerste onderzoek gedaan worden naar de consequenties van het aanbrengen van een extra regelbare belasting in de gelijkstroomtussentrap.

1 De chopper.

1.0 Inleiding.

Een chopper is een gelijkspanning-gelijkspanningsomzetter, met als doel het realiseren van een te variëren energiestroom van de voedingsbron naar de belasting. De verandering van de grootte van de energiestroom vindt plaats door het periodiek aansluiten en afschakelen van de belasting. Het aansluiten en afschakelen gebeurt met een elektronische schakelaar.

De belasting bestaat in dit geval uit een weerstand. De chopper wordt gerealiseerd door in serie met de weerstand een schakelaar S op te nemen. Omdat in praktijk de weerstand enige inductiviteit bezit, moet een vrijloopdiode D parallel aan de belasting worden aangesloten. Deze vrijloopdiode voorkomt overspanningen op de schakelaar tijdens het afschakelen van de belasting. De schakelaar S en de vrijloopdiode D vormen samen een hoog-laag chopper (figuur 1.1).



Figuur 1.1 Hoog-laag chopper met weerstandsbelasting.

Als schakelaar komen verscheidene vermogenselektronische componenten in aanmerking. Zo kan bijvoorbeeld een vermogens-transistor als schakelaar genomen worden. Met een vermogens-transistor kunnen vermogens tot enkele tientallen kW. geschakeld worden (bv. 200A bij 200V). Voor grotere vermogens kunnen meerdere choppers parallel geschakeld worden of kan bij gebruik van één chopper de schakelaar opgebouwd worden uit verscheidene parallel geschakelde transistoren. In het laatste

geval dienen de transistoren gelijktijdig te ontsteken en een gelijke stroom te voeren. Dit is van belang omdat vermogenstransistoren snel defect raken bij overbelasting.

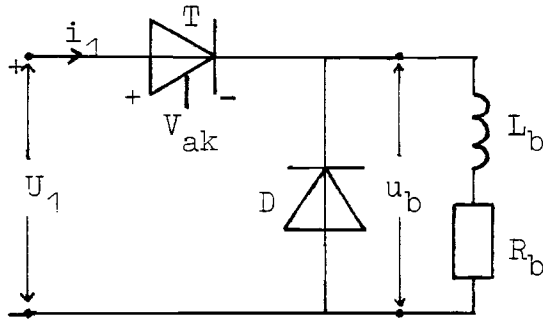
Een vermogensmosfet kan ook als schakelaar gebruikt worden. Deze zijn beschikbaar voor het schakelen van relatief kleine vermogens (500V, ca. 8A). Daarbij hebben mosfet's een hoge doorlaatspanning, waardoor de doorlaatverliezen hoog kunnen zijn. Een derde mogelijkheid is het gebruik van gate-turn-off thyristoren (GTO's). Hiermee kunnen stromen van enkele honderden ampère bij hoge sperspanningen (500-1500V) geschakeld worden. Voor het afschakelen van de GTO is een negatieve gate-stroom nodig, die circa $1/3$ van de doorlaatstroom bedraagt. Dit stelt hoge eisen aan de sturing van de GTO.

Een laatste mogelijkheid is het gebruik van thyristoren. Bij gebruik van 'snelle' thyristoren (korte inschakel- en herstel-tijd) kunnen redelijk hoge schakelfrekwenties (enkele kHz) bereikt worden bij doorlaatstromen van enkele honderden ampère en sperspanningen tot circa 2500V.

Voor de te bouwen proefopstelling wordt een thyristorchopper genomen. In de vakgroep zijn hiervoor 'snelle' thyristoren beschikbaar. Hiermee wordt het gedrag van de chopper bekeken, wanneer deze wordt aangesloten op de gelijkstroomtussentrap.

1.1 Toepassing van een thyristorchopper.

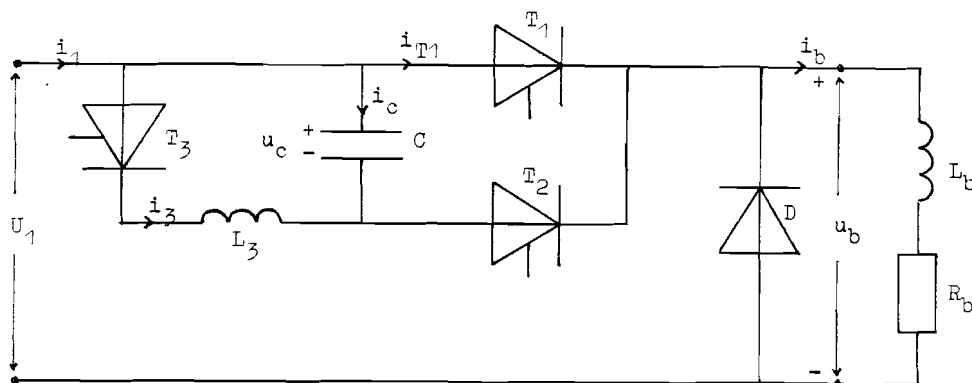
Een thyristorchopper wordt verkregen door tenminste de in figuur 1.1 aangegeven schakelaar te vervangen door een thyristor T, zoals in figuur 1.2 is getekend.



Figuur 1.2 Hoog-laag thyristorchopper met weerstandsbelasting.

De thyristor zal gaan geleiden als een geschikte puls aan de gate wordt toegevoerd. Om de thyristor weer in de niet geleidende toestand te brengen kan men de thyristorstroom doen kommuteren: de stroom door de thyristor, i_1 , wordt door een ander circuit overgenomen. De hiervoor benodigde spanning, de kommutatiespanning, moet via extra hulpmiddelen worden gerealiseerd (gedwongen kommutatie). Het is vervolgens nuttig de spanning over de thyristor, v_{ak} , gedurende de hersteltijd negatief te houden. In het diktaat vermogenselektronica [L4, hfst. 2] worden verscheidene hulpcircuits beschreven. Er is gekozen voor een hulpcircuit met indirecte kommutatie en onafhankelijke slingerkring, zoals in figuur 1.3 is getekend, om de volgende redenen:

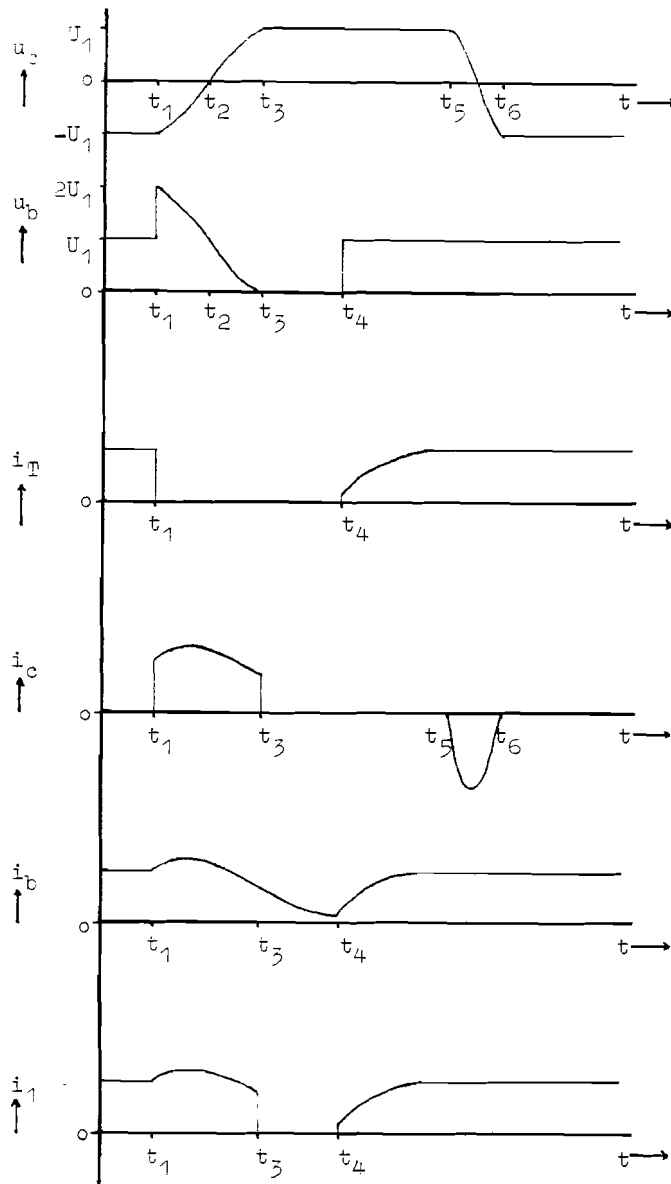
- Hulpcircuits met indirecte kommutatie zijn eenvoudig;
 - Omdat het hulpcircuit is uitgevoerd met een onafhankelijke slingerkring, geldt er geen minimum voor de tijd dat de thyristor in geleiding is. Hierdoor kan het vermogen dat de chopper opneemt tot een minimum worden teruggeregeld.
- voorts kunnen de thyristoren T_2 en T_3 kleiner gekozen worden, daar zij niet gedurende lange tijd de hoofdstroom voeren.



Figuur 1.3 Thyristorchopper met onafhankelijke slingerkring en indirecte kommutatie.

Het verloop van de verschillende stromen en spanningen (figuur 1.4) tijdens bedrijf van de chopper wordt hieronder beschreven. Daarbij wordt de doorlaatspanning van de thyristoren en de diode nul verondersteld. We gaan uit van de situatie dat de hoofdthyristor T_1 in geleiding is en dus de belastingstroom $i_b = i_1 = i_{T1}$ voert. De spanning u_c over de kommutatiekondensator C is negatief. Om de hoofdthyristor te doven wordt op het tijdstip $t = t_1$ de hulpthyristor T_2 in geleiding gebracht. De hoofdstroom wordt overgenomen door het hulpcircuit met de kondensator C en zal tengevolge van de verhoogde spanning $(U_1 - u_c)$ aanvankelijk toenemen ($i_b = i_c = i_1$). Tevens zal de condensatorspanning u_c toenemen en de spanning u_b over de belasting afnemen. Op het tijdstip $t = t_2$ wordt de condensatorspanning positief, neemt de spanning u_b verder af en neemt reeds vóór $t = t_2$ de belastingstroom i_b af. Als u_b gelijk aan 0V. wordt, $t = t_3$, neemt het vrijloopcircuit de stroom over ($i_c = i_{T1} = 0$), die daarna met de tijdconstante L_b/R_b zal afnemen. Voor de condensatorspanning geldt vanaf $t = t_3$: $u_c = U_1$. Nu kan de hoofdthyristor weer ontstoken worden ($t = t_4$). De hoofdstroom ($i_1 = i_{T1} = i_b$) zal nu toenemen met een negatieve exponent, waarvan de tijdconstante L_b/R_b is, tot de eindwaarde U_1/R_b . Echter kan het doven van thyristor T_1 pas geschieden, wanneer de konden-

satorspanning de juiste polariteit heeft. Dit gebeurt met behulp van de slingerkring $C-T_3-L_3$. De thyristor T_3 kan op een willekeurig tijdstip na $t=t_3$ ontstoken worden. Daarbij is het niet van belang of de hoofdthyristor al dan niet in geleiding is (onafhankelijke slingerkring). Op tijdstip $t=t_5$ wordt thyristor T_3 ontstoken, waardoor de polariteit van de



Figuur 1.4 Verloop van stromen en spanningen in een thyristorchopper met onafhankelijke slingerkring en indirecte kommutatie.

kondensatorspanning wordt omgekeerd. Voor de kondensatorspanning geldt vanaf $t=t_G$: $u_c = -U_1$. Nu kan de hoofdthyristor weer gedoofd worden. Voor de uittijd T_{uit} , de tijd waarin de hoofdthyristor T_1 niet in geleiding is, geldt een minimum. Deze minimale tijd is gelijk aan de tijd die nodig is om de kondensator op te laden tot een spanning $u_c = U_1$. Voor de intijd T_{in} , de tijd waarin de hoofdthyristor in geleiding is, geldt geen minimum. De hoofdthyristor kan kort voordat een nieuw doofproces start (ontsteking van thyristor T_2) ontstoken worden. De periodetijd T is gelijk aan de som van de intijd T_{in} en de uittijd T_{uit} .

1.2 Stuurkarakteristiek van de chopper.

De stuurkarakteristiek van de chopper geeft het vermogen dat de chopper opneemt bij een bepaalde relatieve intijd T_{in}/T . Variatie van het vermogen dat in de belastingsweerstand wordt gedissipeerd, kan gerealiseerd worden door het aanpassen van de relatieve intijd van de thyristor T_1 in figuur 1.3. De relatieve intijd kan op twee manieren veranderd worden. Namelijk door verandering van de intijd T_{in} bij constante periodetijd (pulsbreedtesturing) en door verandering van de periodetijd T bij constante intijd T_{in} (pulsfrequentiesturing).

Er is gekozen voor pulsbreedtesturing, omdat in dat geval de chopperfrequentie $f_{ch} (= \frac{1}{T})$ constant is. De chopperfrequentie kan dan gunstig gekozen worden t.o.v. de resonantiefrequentie van het ingangsfILTER, waardoor bij elke relatieve intijd de rimpelstroom in de gelijkstroomtussentrap, veroorzaakt door de chopper, beperkt is. Omdat de chopper is uitgevoerd met een onafhankelijke slingerkring, kan ook bij pulsbreedtesturing de relatieve intijd tot nul worden teruggebracht.

In het diktaat vermogenslektronika [Lit.3] wordt een relatie afgeleid voor de gemiddelde stroom i_1 , die de chopper opneemt bij een bepaalde relatieve intijd T_{in}/T :

$$i_1 = \frac{U_1}{R_b} \left[\frac{T_{in}}{T} - \frac{\tau}{T} \frac{1 - e^{-\frac{T_{uit}}{\tau}} - e^{-\frac{T_{in}}{\tau}} + e^{-\frac{T}{\tau}}}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} \right] \quad (1.1)$$

met:

- R_b = de belastingsweerstand
- T = periodetijd van de chopper
- T_{in} = de tijd dat de thyristor T_1 in geleiding is
- T_{uit} = de tijd dat thyristor T_1 uit geleiding is
- τ = de tijdconstante waarvoor geldt: $\tau = L_b/R_b$
- U_1 = de gelijkspanning

Deze relatie is geldig voor de schakeling in figuur 1.1, waarbij de schakelaar S ideaal wordt verondersteld. Het vermogen P_{ch} dat de chopper opneemt bij een bepaalde relatieve intijd, wordt verkregen door relatie (1.1) te vermenigvuldigen met de (konstant veronderstelde) spanning U_1 :

$$P_{ch} = \frac{U_1^2}{R_b} \left[\frac{T_{in}}{T} - \frac{\tau}{T} \frac{1 - e^{-\frac{T_{uit}}{\tau}} - e^{-\frac{T_{in}}{\tau}} + e^{-\frac{T}{\tau}}}}{e^{-\frac{T}{\tau}} - 1} \right] \quad (1.2)$$

In werkelijkheid bestaat de schakelaar S in figuur 1.1 uit een hoofdthyristor T_1 met parallel hieraan een doofcircuit. Volgens relatie (1.2) is bij een intijd $T_{in}=0$ het door de chopper opgenomen vermogen $P=0$. Bij de thyristorchopper zal echter bij een intijd $T_{in}=0$ nog steeds een zeker vermogen in de belastingsweerstand worden gedissipeerd. Er vloeit namelijk via het doofcircuit een hoeveelheid energie E naar de belastingsweerstand. Deze is gedurende een periode gelijk aan:

$$E = U_1 \int_t^{t+T} i_1 dt = U_1 \int_t^{t+T} i_c dt = 2CU_1^2 \quad (1.3)$$

Het minimale vermogen P_{min} dat de chopper opneemt bij een chopperfrequentie f_{ch} is dan:

$$P_{min} = 2f_{ch} CU_1^2 \quad (1.4)$$

Wanneer nu een klein vermogen door de chopper moet worden opgenomen, dan kan dit bereikt worden door een lagere chopperfrequentie te nemen. Voor kleine vermogens wordt nu puls-frequentie toegepast, waarbij de hoofdthyristor niet wordt ontstoken. Voor grotere vermogens wordt pulsbreedtesturing toegepast. De chopperfrequentie heeft dan een vaste waarde, die gunstig gekozen kan worden ten opzichte van de eigenfrequentie van het ingangsfILTER.

2 Overwegingen met betrekkingen tot de toepassing van een chopper in de gelijkstroomtussentrap.

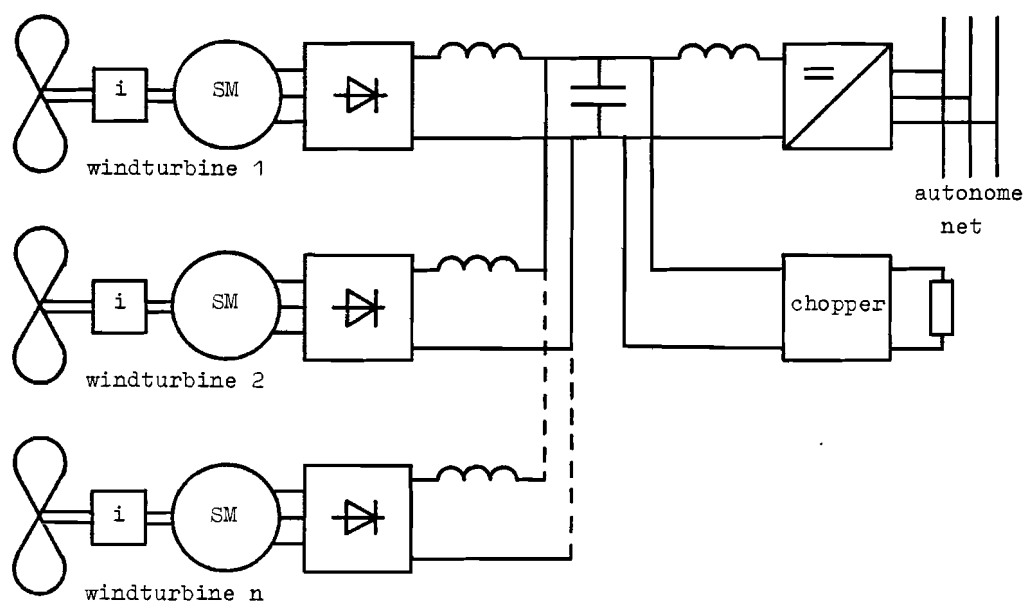
2.1 Aansluiting van een chopper op de gelijkstroomtussentrap.

Wanneer een hoog-laag chopper met weerstandsbelasting wordt aangesloten op de gelijkstroomtussentrap, dan moet met de volgende aspecten rekening gehouden worden:

- de hoog-laag chopper moet op een 'harde' spanningsbron aangesloten worden;
- hogere harmonische stromen in de gelijkstroomtussentrap, veroorzaakt door de chopper, moeten zoveel mogelijk beperkt worden.

Een 'harde' spanningsbron wordt verkregen door een voldoende grote condensator aan de ingang van de chopper aan te sluiten. Het geheel wordt vervolgens via een smoorspoel aangesloten op de wisselrichter of op de gelijkrichter. De condensator en de smoorspoel vormen samen een ingangsfILTER, waardoor hogere harmonische stromen, veroorzaakt door de chopper, die naar de gelijkrichter of naar de wisselrichter lopen verminderd worden. Tengevolge van de rimpelspanning op de wisselrichter respectievelijk de gelijkrichter zal er een rimpelstroom door de spoel van het ingangsfILTER lopen, waardoor de totale rimpelstroom naar de wisselrichter respectievelijk de gelijkrichter vergroot wordt. Door de chopper op een andere manier, zoals hieronder beschreven, aan te sluiten op de gelijkstroomtussentrap kan dit verminderd worden. De smoorspoel in de gelijkstroomtussentrap wordt opgesplitst in twee smoorspoelen die in serie staan. Vervolgens wordt de chopper op het knooppunt van de twee smoorspoelen aangesloten, waarbij parallel aan de ingang van de chopper een afvlakkondensator wordt aangebracht (figuur 2.1). De twee smoorspoelen en de afvlakkondensator vormen samen het ingangsfILTER voor de chopper. Wanneer verscheidene windturbines worden aangesloten op dezelfde wisselrichter, dan kan dit gebeuren door deze elk via een gelijk-

richter en een smoorspoel aan te sluiten op de gelijkstroomtussentrap, op de plaats waar ook de afvlakkcondensator is aangesloten. Bij de verdere beschouwingen in dit verslag wordt er vanuit gegaan dat de chopper volgens deze laatste methode is aangesloten op de gelijkstroomtussentrap.



figuur 2.1 Aansluiting van meerdere windturbines en een chopper op één wisselrichter.

2.2 Resonantieverschijnselen in de gelijkstroomtussentrap.

Wanneer een condensator wordt aangesloten op de gelijkstroomtussentrap, zoals in de vorige paragraaf is aangegeven, dan vormt deze tezamen met de smoorspoelen in de gelijkstroomtussentrap een slingerkring. De resonantiefrekwentie ω_0 van deze slingerkring is, indien zowel de gelijkrichter als de wisselrichter voor deze frekwentie een verwaarloosbare impedantie vormen:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p C}} \quad , \text{ met } L_p = \frac{L_w \cdot L_g}{L_w + L_g} \quad (2.1)$$

Wanneer de slingerkring aangestoten wordt zullen er grote spanningsfluctuaties op de afvlakkondensator en grote stroomfluctuaties door de smoorspoelen optreden. Grote stroomfluctuaties zijn niet toelaatbaar voor de windturbine (koppel- en vermogensfluctuaties) en het regelsysteem (oscillaties). Grote spanningsfluctuaties zijn niet toelaatbaar voor de chopper. Men zal dus moeten voorkomen dat de slingerkring aangestoten wordt.

Er zijn verschillende oorzaken voor het ontstaan van slingeringen in de gelijkstroomtussentrap. Zo kunnen slingeringen veroorzaakt worden door de chopper. Dit is het geval als de chopperfrekwentie gelijk is aan de resonantiefrekwentie. Bij de dimensionering van de chopper en de gelijkstroomtussentrap zal de chopperfrekwentie zodanig gekozen moeten worden, dat deze veel hoger is dan de resonantiefrekwentie. De twee smoorspoelen en de afvlakkondensator vormen dan een geschikt ingangsfILTER voor de chopper en de spanningsfluctuatie op de afvlakkondensator zal beperkt worden. In paragraaf 2.4 wordt hier nader op ingegaan.

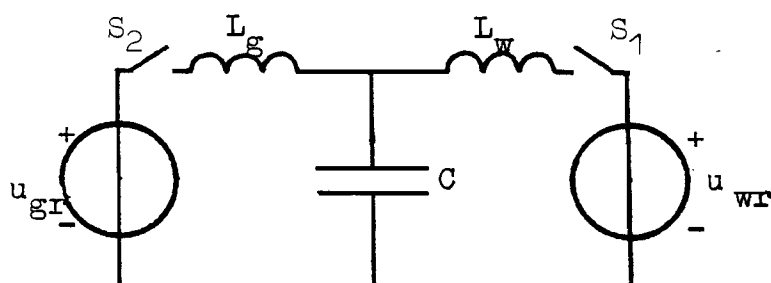
Er kunnen ook slingeringen in de gelijkstroomtussentrap veroorzaakt worden door de gelijkrichter en de wisselrichter. Hiervoor worden twee verschillende situaties beschouwd.

In de eerste situatie zijn de gelijkrichter en de wisselrich-

ter in leemte vrijbedrijf. Dit wil zeggen dat de stroom in de gelijkstroomtussentrap continu loopt. Op de gelijkrichter en de wisselrichter zullen aan de zijde van de gelijkstroomtussentrap rimpelspanningen staan, zoals getekend in figuur 2.3.b. In het diktaat Vermogenslektronika [L4, hfst. 3] wordt beschreven hoe deze rimpelspanningen tot stand komen. Zowel de rimpelspanning op de gelijkrichter als die op de wisselrichter kunnen beschouwd worden als een som van harmonische spanningscomponenten met een bepaalde grondfrequentie. De grondfrequentie van de rimpelspanning op de wisselrichter is 300 Hz (zesmaal de autonome netfrequentie). De grondfrequentie van de rimpelspanning op de gelijkrichter is afhankelijk van het toerental van de synchrone machine SM1 (zesmaal de frequentie van de spanning opgewekt door de synchrone machine). Wanneer de resonantiefrequentie ω_0 gelijk is aan (of in de buurt ligt van) de grondfrequentie (of een veelvoud hiervan) van de rimpelspanning op de gelijkrichter of de wisselrichter, dan zullen slingeringen in de gelijkstroomtussentrap optreden. Om dit te voorkomen zal de resonantiefrequentie dan ook kleiner gekozen moeten worden dan de kleinste grondfrequentie van de rimpelspanning op de gelijkrichter bij leemte vrijbedrijf van de wisselrichter en de gelijkrichter. De grondfrequentie van de rimpelspanning op de gelijkrichter is minimaal zodra een van de beide mutatoren in leemtebedrijf gaat. In paragraaf 5.5 wordt aan de hand van enkele metingen beschreven hoe groot de slingeringen kunnen zijn bij leemte vrijbedrijf van de wisselrichter en de gelijkrichter.

In de tweede situatie is het toerental van de synchrone machine zodanig dat de wisselrichter en/of de gelijkrichter in leemtebedrijf zijn. De stroom door de smoorspoelen L_g en/of L_w in de gelijkstroomtussentrap loopt dan niet continu. Hieronder wordt nagegaan in hoeverre slingeringen in de gelijkstroomtussentrap kunnen optreden, wanneer de grondfrequentie (of een veelvoud hiervan) van de rimpelspanning op de gelijkrichter

gelijk is aan de resonantiefrekwentie. De gelijkrichter en de wisselrichter kunnen in deze situatie voorgesteld worden als spanningsbronnen met in serie een schakelaar, daarbij wordt de kommutatietijd verwaarloosd [L4]. In figuur 2.2 is een zeer eenvoudig vervangingsschema getekend van de gelijkstroomtussentrap met daarop aangesloten de gelijkrichter en de wisselrichter.



figuur 2.2 Gelijkstroomtussentrap met wisselrichter en gelijkrichter bij leemtebedrijf.

De schakelaar S_1 is gesloten wanneer de wisselrichter een stroom voert (er zijn dan twee thyristoren in de wisselrichter in geleiding) en de schakelaar is open wanneer de wisselrichter geen stroom voert (geen van de fazen van het autonome net is dan verbonden met de gelijkstroomtussentrap). De frequentie waarmee de schakelaar S_1 gesloten wordt is 300Hz. De schakelaar S_2 is gesloten wanneer de gelijkrichter stroom voert (twee diodes zijn dan in geleiding) en de schakelaar is geopend wanneer de gelijkrichter geen stroom voert (geen van de fazen van de synchrone machine SM1 is dan verbonden met de gelijkstroomtussentrap). De frequentie waarmee S_2 gesloten wordt is zesmaal de frequentie van de spanning opgewekt door synchrone machine SM1.

De stand van de schakelaars S_1 en S_2 zal de resonantiefrekwentie van de gelijkstroomtussentrap bepalen. Wanneer alleen schakelaar S_1 gesloten is, dan is de resonantiefrekwentie:

$$\omega_{ow} = (L_w C)^{-\frac{1}{2}}$$

Wanneer alleen schakelaar S_2 gesloten is, dan is de resonantiefrekwentie:

$$\omega_{og} = (L_g C)^{-\frac{1}{2}}$$

Op het moment dat beide schakelaars gesloten zijn is de resonantiefrekwentie gelijk aan die gegeven door vergelijking 2.1 en als beide schakelaars geopend zijn dan is er geen sprake van een slingerkring.

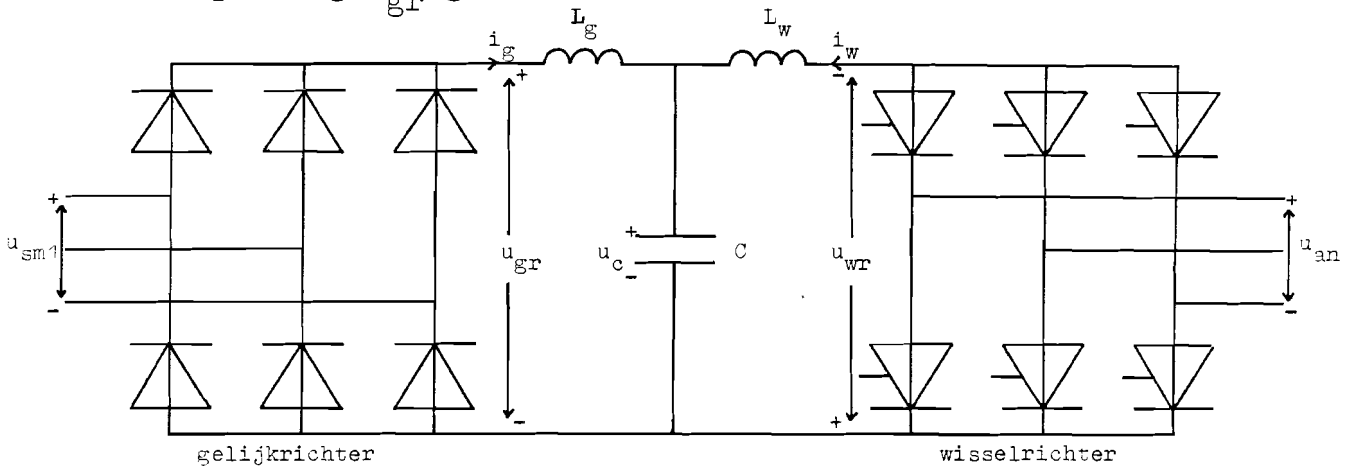
De resonantiefrekwentie is dus niet altijd hetzelfde. De grondfrequentie (of een veelvoud hiervan) van de rimpelspanning op de gelijkrichter is in het beschouwde geval regelmatig gedurende korte tijd gelijk aan de resonantiefrekwentie. In de resterende tijd is de resonantiefrekwentie anders. Er zullen dan ook hoogstwaarschijnlijk geen slingeringen in de gelijkstroomtussentrap optreden. In paragraaf 5.4 wordt met enkele metingen nagegaan of dat zo is.

De slingerkring kan ook aangestoten worden door plotselinge spanningsdalingen. Dit kan bijvoorbeeld gebeuren wanneer een grote belasting op het autonome net geschakeld wordt. Bij onvoldoende demping kunnen hierdoor tijdelijk grote spannings- en stroomfluctuaties optreden in de gelijkstroomtussentrap. Wanneer de spanning- en stroomfluctuaties hinderlijk zijn, dan zal een geschikt dempingsfilter in de gelijkstroomtussentrap moeten worden opgenomen.

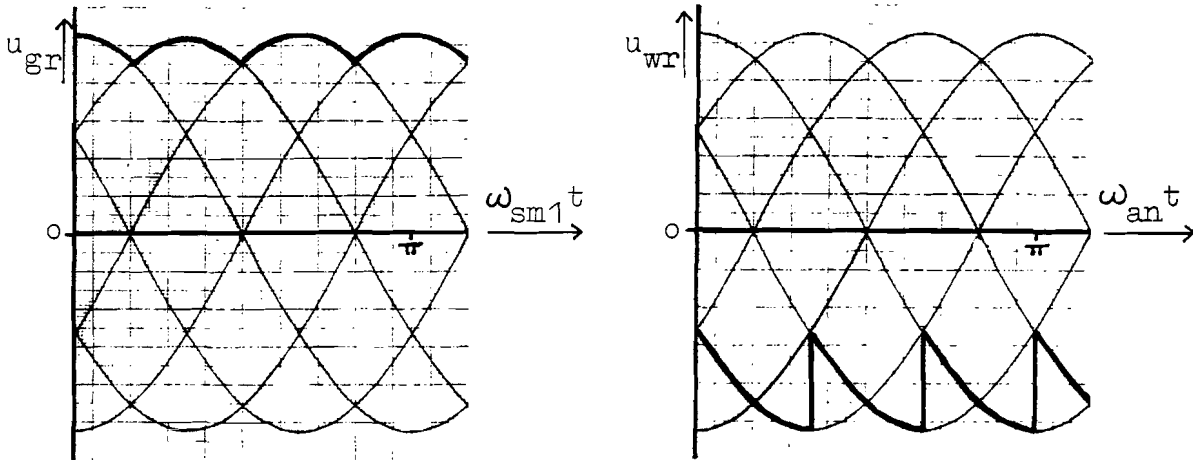
In de volgende paragraaf wordt eerst gekeken naar de gelijkstroomtussentrap zonder dat de chopper daarop is aangesloten. Er worden vereenvoudigde relaties afgeleid voor de grootte van de rimpelstromen en de rimpelspanning in de gelijkstroomtussentrap, veroorzaakt door de gelijkrichter en de wisselrichter.

2.3 Hogere harmonische stromen in de gelijkstroomtussentrap, veroorzaakt door de gelijkrichter en de wisselrichter.

De wisselrichterspanning u_{wr} en de gelijkrichterspanning u_{gr} in de gelijkstroomtussentrap (figuur 2.3.a) bevatten een rimpelspanning. Deze rimpelspanningen veroorzaken rimpelstromen en een rimpelspanning op de condensator in de gelijkstroomtussentrap. Voor een betrouwbare werking van de chopper mag de rimpelspanning op de condensator niet te groot zijn. Verder veroorzaakt de rimpelstroom hogere harmonische stromen in het autonome net en de synchrone machine SM1. De spoelen L_g en L_w en de condensator C in de gelijkstroomtussentrap moeten nu zodanig gekozen worden dat de rimpelstromen en de rimpelspanning op de condensator beperkt zijn. Hiertoe worden in deze paragraaf relaties afgeleid voor de optredende stromen i_g en i_w als well voor de spanning u_c in de gelijkstroomtussentrap. Daarbij wordt verondersteld dat de kommutatietijd van de wisselrichter en de gelijkrichter nul is en dat de wisselrichter in leemte vrijbedrijf is. In figuur 2.3.b is voor leemte vrijbedrijf de momentane wisselrichterspanning u_{wr} en de gelijkrichterspanning u_{gr} getekend.



Figuur 2.3.a Schema van de gelijkstroomtussentrap met gelijkrichter en wisselrichter.



Figuur 2.3.b Verloop van de gelijkrichterspanning u_{gr} en de wisselrichterspanning u_{wr} ($\alpha = 150^\circ$)

Voor de gelijkrichterspanning u_{gr} en de wisselrichterspanning u_{wr} kan nu met behulp van fourierreeksontwikkeling geschreven worden (zie bijlage 1):

$$u_{gr}(t) = -\frac{3}{\pi} \hat{u}_{an} \cos \alpha \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{1-36n^2} \cos(6n\omega_{sm1}t) \right] \quad (2.2)$$

$$u_{wr}(t) = \frac{3}{\pi} \hat{u}_{an} \left[\cos \alpha + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n \sqrt{1+(36n^2-1)\sin^2 \alpha}}{1-36n^2} \cos(6n\omega_{an}t - 6n\alpha + \varphi_n) \right] \quad (2.3)$$

, met $\tan \varphi_n = 6n \tan \alpha$

\hat{u}_{an} = de topwaarde van de gekoppelde spanning in het autonome net.

ω_{an} = de frekwentie (in rad/s) van de autonome netspanning.

ω_{sm1} = de frekwentie (in rad/s) van de spanning opgewekt door de synchrone machine SM1.

α = de ontsteekhoek van de wisselrichter.

φ_n = de fasedraaiing van de n^e harmonische spanningskomponent.

De spanningen u_{wr} en u_{gr} kunnen dus geschreven worden als een som van sinusvormige wisselspanningen met een bepaalde grondfrequentie. De wisselrichter respektievelijk gelijkrichter kan dan beschouwd worden als een oneindig aantal in serie geschakelde wisselspanningsbronnen, waarvan de amplituden en de fasedraaiingen gegeven worden door vergelijking (2.3) respektievelijk vergelijking (2.2). In bijlage 2 worden zowel de stromen i_g en i_w , als de spanning u_c berekend voor de situatie dat zowel de wisselrichter als de gelijkrichter vervangen zijn door een wisselspanningsbron. Door middel van superpositie (sommen van de afzonderlijke oplossingen van de wisselspanningsbronnen) kan nu voor de stromen i_g en i_w en voor de spanning u_c , veroorzaakt door de wissel- en gelijkrichter, geschreven worden:

$$i_g = I_g - \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\hat{u}_{gr,n}}{6n\omega_{sm1} L_g} \cdot \frac{L_p}{L_w - 36n^2\omega_{sm1}^2 L_p C} \sin(6n\omega_{sm1} t) + \frac{\hat{u}_{wr,n}}{6n\omega_{an} L_g} \cdot \frac{L_p}{1 - 36n^2\omega_{an}^2 L_p C} \sin(6n\omega_{an} t + \varphi_n) \right] \quad (2.4)$$

$$i_w = -I_g - \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\hat{u}_{wr,n}}{6n\omega_{an} L_w} \cdot \frac{L_p}{L_g - 36n^2\omega_{an}^2 L_p C} \sin(6n\omega_{an} t + \varphi_n) + \frac{\hat{u}_{gr,n}}{6n\omega_{sm1} L_w} \cdot \frac{L_p}{1 - 36n^2\omega_{sm1}^2 L_p C} \sin(6n\omega_{sm1} t) \right] \quad (2.5)$$

$$u_c = -\frac{3}{\pi} \hat{u}_{an} \cos \alpha + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{L_p}{L_w} \cdot \frac{\hat{u}_{wr,n} \cos(6n\omega_{an} t + \varphi_n)}{1 - 36n^2\omega_{an}^2 L_p C} + \frac{L_p}{L_g} \cdot \frac{\hat{u}_{gr,n} \cos(6n\omega_{sm1} t)}{1 - 36n^2\omega_{sm1}^2 L_p C} \right] \quad (2.6)$$

I_g = de gemiddelde stroom die van de gelijkrichter naar de wisselrichter loopt

$\hat{u}_{wr,n}$ = de topwaarde van de spanning van de n^e harmonische uit vergelijking (2.3)

$\hat{u}_{gr,n}$ = de topwaarde van de spanning van de n^e harmonische uit vergelijking (2.2)

Voor een indicatie van de grootte van de rimpelstromen en de rimpelspanning in de gelijkstroomverbinding worden de vergelijkingen (2.4) t/m (2.6) vereenvoudigd.

Hiervoor worden de volgende veronderstellingen gedaan:

- Alleen het effect van de grondharmonische componenten van de wissel- en gelijkrichterspanning worden beschouwd. Dit geeft slechts een geringe fout omdat de hogere harmonische componenten in de rimpelstroom met een faktor n^2 en in de rimpelspanning met een faktor n^3 afnemen;
- De rimpelstroom in de spoel L_g respectievelijk L_w wordt hoofdzakelijk bepaald door de gelijkrichterspanning respectievelijk de wisselrichterspanning. De tweede term in vergelijking (2.4) en (2.5) wordt daarom verwaarloosd;
- De grondfrekwenties $6\omega_{an}$ en $6\omega_{sm1}$ zijn veel groter dan de resonantiefrekwentie $\omega_o (=1/\sqrt{L_p C})$
In dit geval geldt: $(6\omega_{an,sm1})^2 L_p C \gg 1$
Wanneer de verhouding van de spoelen in de buurt van 1 ligt, dan geldt ook: $(6\omega_{an})^2 L_p C \gg L_p/L_w$
 $(6\omega_{sm1})^2 L_p C \gg L_p/L_g$

Met behulp van het bovenstaande kunnen nu vereenvoudigde relaties afgeleid worden voor de topwaarden \hat{i}_g en \hat{i}_w van de rimpelstromen en voor de maximale topwaarde \hat{u}_c van de rimpelspanning:

$$\hat{i}_g = \frac{\hat{u}_{an}}{35\pi\omega_{sm1}L_g} |\cos \alpha| \quad (2.7)$$

$$\hat{i}_w = \frac{\hat{u}_{an}}{35\pi\omega_{an}L_w} \sqrt{1 + 35 \sin^2 \alpha} \quad (2.8)$$

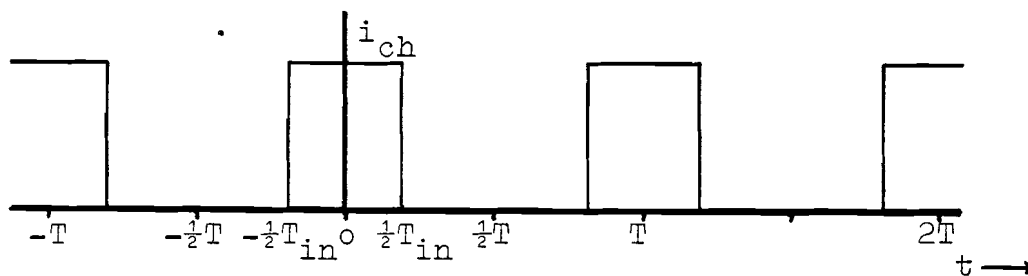
$$\hat{u}_c = \frac{\hat{u}_{an}}{210\pi C} \left[\frac{\sqrt{1 + 35 \sin^2 \alpha}}{\omega_{an}^2 L_w} + \frac{|\cos \alpha|}{\omega_{sm1}^2 L_g} \right] \quad (2.9)$$

Met behulp van vergelijkingen 2.7 tot en met 2.9 kunnen nu de waarden van de spoelen L_g en L_w en de condensator C berekend worden, wanneer de eisen voor de stroom- en spanningsrimpel bekend zijn. Ook andere eisen zullen de uiteindelijke keuze van de spoelen en de condensator bepalen. Voor de wisselrichter zullen de spoelen niet te groot mogen zijn in verband met de minimale stroomaangroei die geëist wordt, wanneer de ontsteekpulsen van de thyristoren van de wisselrichter kort zijn. Verder zijn de grootten van de spoelen en de condensator ook bepalend voor de mate waarin de stroom, die de chopper opneemt, wordt afgevlakt. In hoofdstuk 3 wordt een keuze gemaakt voor de spoelen en de condensator in de gelijkstroomtussentrap voor de proefopstelling.

2.4 Hogere harmonische stromen in de gelijkstroomtussentrap, veroorzaakt door de chopper.

De chopper neemt een pulserende stroom op. Deze veroorzaakt een rimpelspanning op de condensator C in de gelijkstroomtussentrap. Bij een relatief kleine capaciteit kan de spanningsrimpel dusdanig groot worden, dat deze een goede werking van de chopper verstoort. Het kan bijvoorbeeld zijn dat de kommutatiecondensator van de chopper onvoldoende wordt opgeladen, doordat de spanning op de afvlakkondensator te laag is; waardoor de hoofdthyristor na het doofproces in geleiding blijft. Verder bepalen de spoelen en de afvlakkondensator de mate waarin de pulserende stroom in de gelijkstroomtussentrap, veroorzaakt door de chopperstroom, wordt afgevlakt.

Er worden nu relaties afgeleid voor de rimpelstroom door de spoelen en de rimpelspanning over de condensator in de gelijkstroomtussentrap, veroorzaakt door de pulserende stroom die de chopper opneemt. Daarbij wordt aangenomen dat de chopper een blokvormige stroom opneemt. De chopperstroom i_{ch} heeft een topwaarde \hat{i}_{ch} , een periodetijd T en een pulsbreedte T_{in} (figuur 2.4).



Figuur 2.4 chopperstroom i_{ch}

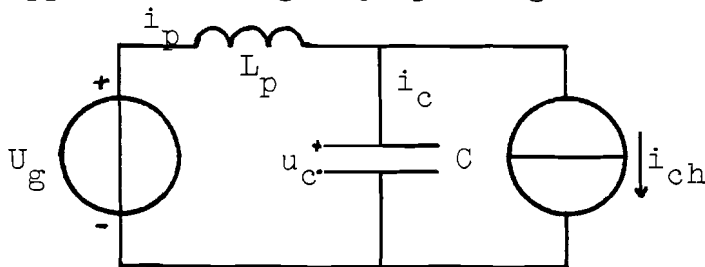
Met behulp van de fourierreeksontwikkeling kan de chopperstroom beschreven worden door een som van sinusvormige wisselstromen met grondfrequentie ω_{ch} ($=2\pi/T$):

$$i_{ch}(t) = \hat{i}_{ch} \frac{T_{in}}{T} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2\hat{i}_{ch}}{n\pi} \sin(n\pi \frac{T_{in}}{T}) \cos(n\omega_{ch}t) \quad (2.10)$$

De grondharmonische component $i_{ch,1}$ in vergelijking (2.10) is maximaal wanneer de dutycycle 50 % bedraagt ($T_{in} = \frac{1}{2}T$). Vergelijking 2.10 gaat voor $T_{in} = \frac{1}{2}T$ over in:

$$i_{ch}(t) = \frac{1}{2}\hat{i}_{ch} + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2\hat{i}_{ch}(-1)^k}{\pi(2k+1)} \cos(\omega_{ch}(2k+1)t) \quad (2.11)$$

De stroom- en spanningsrimpel in de gelijkstroomtussentrap, veroorzaakt door een chopperstroom volgens vergelijking (2.11), wordt berekend. Hiervoor wordt eerst een vervangingsschema van de gelijkstroomtussentrap bepaald. Verondersteld wordt dat twee even grote gelijkspanningsbronnen op de gelijkstroomtussentrap zijn aangesloten, in plaats van de wisselrichter en de gelijkrichter. In dit geval kunnen de twee spanningsbronnen en de smoorspoelen die hiermee in serie staan vervangen worden door één spanningsbron met in serie een smoorspoel L_p . De smoorspoel L_p is gelijk aan de parallel geschakelde spoelen L_w en L_g . De chopper kan beschouwd worden als een stroombron. In figuur 2.5 is het vervangingsschema getekend van de gelijkstroomtussentrap met daarop aangesloten de chopper en twee gelijkspanningsbronnen.



figuur 2.5 Vervangingsschema gelijkstroomtussentrap en chopper.

Voor de stroom i_p in het vervangingsschema kan een differentiaalvergelijking opgesteld worden:

$$L_p C \frac{d^2 i_p}{dt^2} + i_p = i_{ch}(t) \quad (2.12)$$

We zoeken nu de oplossing voor $i_p(t)$ in de stationaire toestand. Deze is gelijk aan de partikuliere oplossing van deze differentiaalvergelijking. De chopperstroom i_{ch} is in vergelijking (2.11) geschreven als een gelijkstroom en een som van sinusvormige wisselstromen. Voor elke term kan nu afzonderlijk de partikuliere oplossing voor i_p berekend worden. De totale partikuliere oplossing voor i_p wordt vervolgens verkregen door sommatie van alle partikuliere oplossingen $i_{p,n}$.

De partikuliere oplossing voor de gelijkstroomkomponent $\frac{1}{2} \hat{i}_{ch}$ is:

$$i_{p,o} = \frac{1}{2} \hat{i}_{ch} \quad (2.13)$$

Voor de k^e component van de chopperstroom i_{ch} wordt geschreven:

$$i_{ch,k}(t) = \hat{i}_{ch,k} \cos((2k+1)\omega_{ch} t) \quad (2.14)$$

De partikuliere oplossing $i_{p,k}$ is dan met vergelijking (2.12) en (2.14):

$$i_{p,k}(t) = \frac{\hat{i}_{ch,k}}{1 - (2k+1)^2 \omega_{ch}^2 L_p C} \cos((2k+1)\omega_{ch} t) \quad (2.15)$$

Met behulp van vergelijking (2.11), (2.13) en (2.15) vinden we voor de totale stroom $i_p(t)$:

$$i_p(t) = \frac{1}{2} \hat{i}_{ch} + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2 \hat{i}_{ch} (-1)^k}{\pi(2k+1) [1 - (2k+1)^2 \omega_{ch}^2 L_p C]} \cos((2k+1)\omega_{ch} t) \quad (2.16)$$

Uit het schema in figuur 2.5 kan een verband afgeleid worden tussen de condensatorspanning u_c , de gelijkspanning U_g en de stroom i_p :

$$u_c(t) = U_g - L_p \frac{d i_p}{dt} \quad (2.17)$$

Met behulp van de vergelijking (2.16) en (2.17) kan nu $u_c(t)$ berekend worden:

$$u_c(t) = U_g + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2 \hat{i}_{ch} (-1)^k \omega_{ch} L_p}{\pi [1 - (2k+1)^2 \omega_{ch}^2 L_p C]} \sin(2k+1)\omega_{ch} t. \quad (2.18)$$

Om nu tot een schatting van $u_c(t)$ en $i_p(t)$ te komen worden vergelijking (2.16) en (2.18) vereenvoudigd. Verondersteld wordt dat de chopperfrequentie ω_{ch} veel groter is dan de resonantiefrequentie $\omega_0 (= 1/\sqrt{L_p C})$ van de $L_p C$ -kring in het schema van figuur 2.5. In dat geval kan de volgende vereenvoudiging worden toegepast:

$$1 - (2k+1)^2 \omega_{ch}^2 L_p C \approx - (2k+1)^2 \omega_{ch}^2 L_p C \quad (2.19)$$

Voor de stroom i_p en de spanning u_c kan nu bij benadering geschreven worden:

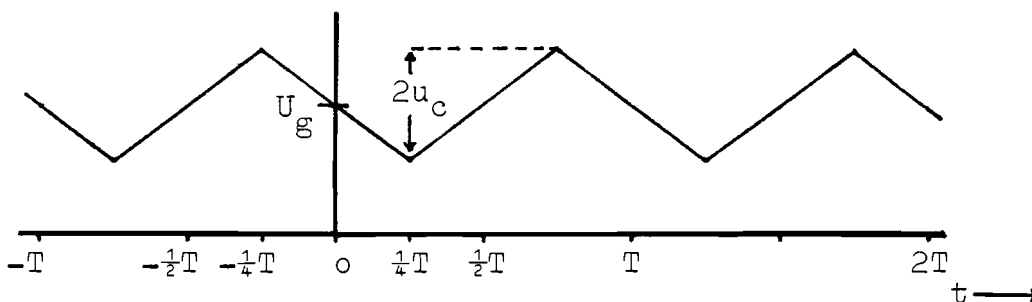
$$i_p(t) = \frac{1}{2} \hat{i}_{ch} + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{-2 \hat{i}_{ch} (-1)^k}{\pi (2k+1)^3 \omega_{ch}^2 L_p C} \cos(2k+1)\omega_{ch} t \quad (2.20)$$

$$u_c(t) = U_g - \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2\hat{i}_{ch}(-1)^k}{\pi(2k+1)^2\omega_{ch}C} \sin((2k+1)\omega_{ch}t) \quad (2.21)$$

De topwaarden van de hogere harmonische stromen in vergelijking (2.20) zijn $(2k+1)^3$ maal zo klein als de grondharmonische stroom. Voor een schatting van de rimpelstroom i_p kunnen de hogere harmonische stromen dan ook verwaarloosd worden. Vergelijking (2.20) gaat dan over in:

$$i_p(t) = \frac{1}{2}\hat{i}_{ch} - \frac{2\hat{i}_{ch}}{\pi\omega_{ch}^2 L_p C} \cos(\omega_{ch}t) \quad (2.22)$$

De spanning u_c is een driehoekspanning met een gelijkspanningskomponent. Vergelijking (2.21) is namelijk de fourierreeksontwikkeling van een driehoekspanning met een gelijkspanningskomponent, zoals getekend in figuur 2.6. Dit is als volgtanschouwelijk te maken. De veronderstelling dat de resonantiefrequentie van de $L_p C$ -kring veel kleiner is dan de chopperfrequentie ω_{ch} , betekent dat de invloed van de rimpelstroom op de condensatorspanning u_c verwaarloosd mag worden ten opzichte van de chopperstroom. De condensator C wordt dus bij benadering belast met een blokvormige wisselstroom met topwaarde $\frac{1}{2}\hat{i}_{ch}$. Een dergelijke stroombelasting geeft een driehoekspanning op de condensator.



figuur 2.6 Kondensatorspanning.

Gedurende een halve periode loopt er een konstante stroom ($\frac{1}{2}\hat{i}_{ch}$) in de condensator. De volgende halve periode loopt een even grote stroom uit de condensator. Voor de top-topwaarde $2\hat{u}_c$ van de driehoekspanning geldt dan (nog steeds is $T_{in} = \frac{1}{2}T$):

$$-2\hat{u}_c = \frac{1}{C} \int_{-T/4}^{T/4} i_c dt = \frac{1}{C} \cdot -\frac{1}{2}\hat{i}_{ch} \cdot \frac{1}{2}T \quad (2.23)$$

De topwaarde van de driehoekspanning is dan gelijk aan:

$$\hat{u}_c = \hat{i}_{ch} \cdot \frac{T}{8C} \quad (2.24)$$

Uit vergelijking (2.22) volgt dat de topwaarde van de wisselstroomcomponent \hat{i}_p is:

$$\hat{i}_p = \frac{2\hat{i}_{ch}}{\pi\omega_{ch}^2 L_p C} \quad (2.25)$$

De smoorspoel L_p bestaat uit de parallel geschakelde spoelen L_g en L_w . De rimpelstroom i_p verdeelt zich over de spoelen L_g en L_w . Voor de topwaarden \hat{i}_g en \hat{i}_w van de wisselstroomcomponent door de smoorspoelen L_g en L_w geldt dan:

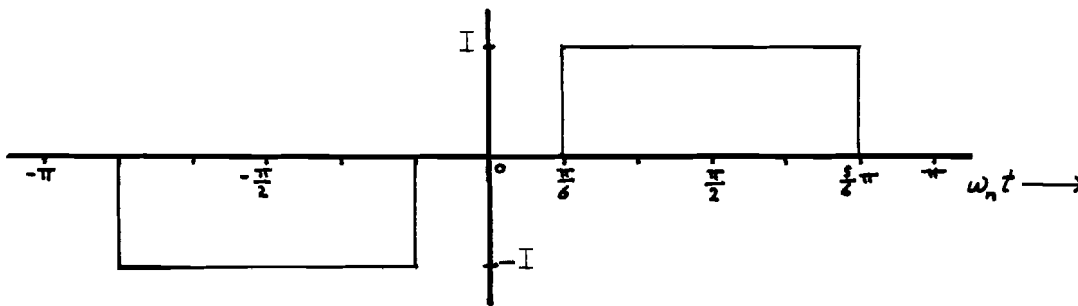
$$\hat{i}_g = \frac{L_p}{L_g} \frac{2\hat{i}_{ch}}{\pi\omega_{ch}^2 L_p C} = \frac{2\hat{i}_{ch}}{\pi\omega_{ch}^2 L_g C} \quad (2.26)$$

$$\hat{i}_w = \frac{2\hat{i}_{ch}}{\pi\omega_{ch}^2 L_w C} \quad (2.27)$$

Afhankelijk van de gewenste stroom- en spanningsrimpel in de gelijkstroomtussentrap ten gevolge van de chopperbelasting, kunnen nu met de vergelijkingen (2.24), (2.26) en (2.27) de minimale waarden voor de spoelen L_g en L_w en de afvlakkondensator C berekend worden.

2.5 Vermindering van hogere harmonische stromen in het autonome net.

In figuur 2.7 is de momentane waarde van de stroom in een van de fazen in het autonome net getekend, die door de wisselrichter in het autonome net worden geïnjecteerd. Daarbij wordt er vanuit gegaan dat in de gelijkstroomtussentrap een zeer grote smoorspoel is opgenomen, zodat in de gelijkstroomtussentrap een gelijkstroom loopt. Verder is verondersteld dat de commutatie in de wisselrichter zeer snel verloopt.



figuur 2.7 Fazestroom veroorzaakt door de wisselrichter.

Een stroomvorm zoals getekend in figuur 2.7 bestaat uit een grondharmonische component met frekwentie ω_n (50Hz) en hogere harmonische componenten met frekwenties die een veelvoud van ω_n zijn. Met behulp van fourierreeksontwikkeling kunnen de harmonische componenten berekend worden (bijlage 3.a). Voor de fazestroom i_f kan dan geschreven worden:

$$i_f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega_{an} t) \quad (2.28)$$

$$b_n = \frac{4I}{\pi n} \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(n\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.29)$$

De chopper veroorzaakt in de gelijkstroomtussentrap een rimpelstroom. Ten gevolge van deze rimpelstroom zullen in het autonome net allerlei hogere harmonische stromen gaan lopen.

Door nu een geschikte chopperfrequentie ω_{ch} tenemen is het misschien mogelijk van een aantal hogere harmonische stromen, veroorzaakt door de gelijkstroom in de gelijkstroomtussentrap, de sterkte te reduceren. Er wordt nagegaan welke harmonische stromen in een fase van het autonome net worden geïnjecteerd, door een sinusvormige wisselstroomkomponent in de gelijkstroomtussentrap. Om nu in elke fase van het autonome net eenzelfde stroomvorm met verschuivingsymmetry te krijgen, moet de frequentie van de wisselstroom in de gelijkstroomtussentrap een zesvoud van de netfrequentie ω_{an} zijn. Aangenomen wordt dat de wisselstroom i_k in de gelijkstroomtussentrap als volgt geschreven kan worden:

$$i_k(t) = \hat{i} \cdot \sin(6k\omega_{an}t + \varphi) \quad (2.30)$$

φ is de fazeverschuiving van de wisselstroom i_k ten opzichte van de grondharmonische stroom in de fazestroom. Voor de fazestroom i_f in het autonome net, die veroorzaakt wordt door de wisselstroom i_k kan geschreven worden (bijlage 3.b):

$$i_f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega_{an}t) + b_n \sin(n\omega_{an}t) \quad (2.31)$$

$$a_n = \frac{24k(-1)^{3k} \hat{i}}{\pi(36k^2 - n^2)} \cos \varphi \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(n\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.32)$$

$$b_n = \frac{-4n(-1)^{3k} \hat{i}}{\pi(36k^2 - n^2)} \cos \varphi \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(n\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.33)$$

De vergelijkingen (2.32) en (2.33) zijn geldig indien de topwaarde \hat{i} van de wisselstroom in de gelijkstroomtussentrap kleiner is dan de gelijkstroom I . De coëfficiënten a_n in vergelijking (2.32) geven extra harmonische stromen in het autonome net. Door $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ rad. te nemen worden de coëfficiënten $a_n = 0$. Zowel in vergelijking (2.29) als in (2.33) komt de term

$\sin(n\frac{\pi}{2})\sin(n\frac{\pi}{3})$ voor. Deze term is nul wanneer n even is of wanneer n een veelvoud van drie is. De coëfficiënt b_n in vergelijking (2.29) en (2.33) wordt berekend voor verschillende k en n (oneven en geen veelvoud van drie). Daarbij wordt b_n volgens vergelijking (2.29) (dit zijn de harmonische stromen ten gevolge van de gelijkstroom I) berekend in procenten ten opzichte van de gelijkstroom I . Volgens vergelijking (2.33) wordt b_n (dit zijn de harmonische stromen ten gevolge van de wisselstroom i_k in de gelijkstroomtussentrap) berekend in procenten ten opzichte van de topwaarde \hat{i} van de wisselstroom i_k in de gelijkstroomtussentrap. De berekende waarden zijn in tabel 2.1 gegeven.

tabel 2.1 Grootte van de harmonische stromen in het autonome net ten gevolge van een gelijkstroom c.q. een wisselstroom in de gelijkstroomtussentrap.

n	gelijkstroom I	wisselstroom i_k			
		k=1	k=2	k=3	k=4
1	+110,3	+3,2	-0,8	+0,3	-0,2
5	-22,1	-50,1	+4,6	-1,8	+1,0
7	-15,7	+59,4	+8,1	-2,8	+1,5
11	+10,0	-14,3	-52,7	+6,0	-2,7
13	+8,5	-10,8	+57,3	+9,2	-3,5
17	-6,5	+7,4	-12,9	-53,6	+6,5
19	-5,8	+6,4	-9,7	+56,6	+9,7
23	+4,8	-5,1	+6,6	-12,4	-54,0
25	+4,4	-4,7	+5,7	-9,2	+56,3

De percentages in tabel 2.1 gelden voor $\varphi = \frac{\pi}{2}$. Wanneer $\varphi = -\frac{\pi}{2}$, dan veranderen de percentages van de harmonische stromen veroorzaakt door de wisselstroom i_k van teken. Uit de tabel volgt dat voor bijvoorbeeld $k=1$ de 5^e harmonische component ($n=5$) gereduceerd kan worden. Daardoor zal de 7^e harmonische component echter sterk toenemen. Ook voor andere waarden k kan een

bepaalde harmonische stroom gereduceerd worden, waarbij echter een andere harmonische stroom sterk toeneemt. Reductie van het totaal aan hogere harmonische stromen is dan ook niet mogelijk. Dit betekent dat de chopperfrequentie vrij gekozen kan worden, met dien verstande dat de rimpelstroom ten gevolge van de chopperbelasting in de gelijkstroomtussen-trap zo klein mogelijk is. Er zullen dan geen noemenswaardige extra harmonische stromen in het autonome net geïnjecteerd worden.

2.6 Konsekwenties van de toepassing van een chopper in de gelijkstroomtussentrap.

Bij aansluiting van de extra regelbare belasting op de gelijkstroomtussentrap wordt de smoorspoel in de gelijkstroomtussentrap opgesplitst in twee spoelen, die in serie staan. Vervolgens wordt de chopper op het knooppunt van de twee spoelen aangesloten, waarbij parallel aan de ingang van de chopper een afvlakkondensator wordt aangebracht. Dit heeft de volgende konsekwenties:

- De twee smoorspoelen en de afvlakkondensator vormen een resonantiekering. De resonantiefrekwentie moet beneden de grondfrekwentie van de rimpelspanningen op de wisselrichter en de gelijkrichter liggen, omdat anders de slingerkring aangestoten wordt door de hogere harmonische wisselspanningscomponenten van de wisselrichter en de gelijkrichter;
- Verder moet de resonantiefrekwentie boven de hoogste frekwentie (circa 1 Hz.) van het frekwentiespektrum van de wind liggen, omdat anders slingeringen ontstaan in de gelijkstroomtussentrap tengevolge van windfluktuaties;
- Tengevolge van plotselinge spanningsdalingen in de gelijkstroomtussentrap (bijvoorbeeld door het inschakelen van een grote belasting in het autonome net) kan de slingerkring aangestoten worden. Wanneer hierdoor de slingeringen in de gelijkstroomtussentrap ontoelaatbaar groot zijn, dan moet een passend dempingsfilter in de gelijkstroomtussentrap aangebracht worden;
- Met behulp van de chopper is het niet mogelijk een aantal hogere harmonische stromen in het autonome net te reduceren, zonder dat andere toenemen. De chopperfrekwentie kan dus wat dit betreft vrij gekozen worden en wel zodanig dat de rimpelstroom in de gelijkstroomtussentrap, veroorzaakt door de chopper, zo klein mogelijk is;

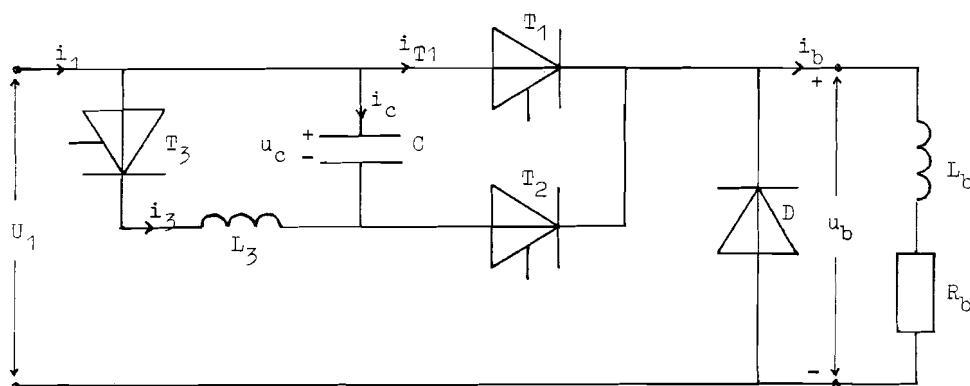
- De grootte van de smoorspoelen en de afvlakcondensator worden bepaald door de toelaatbare rimpelspanningen op de afvlakcondensator en de toelaatbare rimpelstromen door de twee smoorspoelen, die veroorzaakt worden door de wisselrichter, de gelijkrichter en de chopper;
- Wanneer de wisselrichter kipt ontstaat er een kortsluiting aan de zijde van de wisselrichter in de gelijkstroomtussentrap. De thyristoren van de wisselrichter moeten deze kortsluitstroom kunnen voeren. Doordat in de gelijkstroomtussentrap een afvlakcondensator is opgenomen, kan het zijn dat de kortsluitstroom tijdelijk groter is dan in de situatie dat de gelijkstroomtussentrap bestaat uit één enkele smoorspoel. De thyristoren van de wisselrichter zullen dan groter gekozen moeten worden.

3 Dimensionering en praktische realisatie van de chopper en de gelijkstroomtussentrap.

3.1 Dimensionering van de chopper.

In paragraaf 1.1 is gekozen voor een thyristorchopper met onafhankelijke slingerkring, indirecte kommutatie en weerstandsbelasting (figuur 3.1). Zowel de belastingsweerstand als de verschillende componenten in de chopper moeten nog nader bepaald worden. Hiervoor moeten vooraf enkele gegevens bekend zijn;

- het maximaal vermogen P_{\max} dat in de weerstand R_b moet kunnen worden gedissipeerd;
- de grootte van de gelijkspanning U_1 waarop de chopper is aangesloten;
- de chopperfrequentie f_{ch} .



figuur 3.1 Thyristorchopper met onafhankelijke slingerkring, indirecte kommutatie en weerstandsbelasting.

Hieronder worden richtlijnen of relaties gegeven waarmee de belastingscomponenten en de verschillende componenten in de chopper nader bepaald kunnen worden.

De belastingsweerstand R_b .

Bij maximale intijd T_{in} van de hoofdthyristor wordt een maxi-

male vermogen P_{\max} in de belastingsweerstand R_b gedissipeerd. Gedurende de minimale uittijd $T_{\text{uit,min}}$ van de hoofdthyristor T_1 loopt er een stroom vanuit de gelijkspanningsbron U_1 via de kommutatiekondensator C naar de belastingsweerstand. Wanneer de tijdsconstante L_b/R_b groter is dan de minimale uittijd, dan zal de stroom $i_b (=i_c=i_1)$ vrijwel konstant blijven tijdens de minimale uittijd. Er loopt dan in het geval dat de chopper maximaal is uitgestuurd gedurende de gehele periode-tijd een konstante stroom i_b , die gelijk is aan: $i_b = U_1/R_b$. Wanneer P_{\max} en U_1 bekend zijn, dan kan met de volgende vergelijking R_b berekend worden:

$$R_b = \frac{U_1^2}{P_{\max}} \quad (3.1)$$

De hoofdthyristor T_1 .

Uit de schakeling en de gegevens die tot nu toe bekend zijn kunnen enkele specificaties afgeleid worden waaraan de hoofdthyristor moet voldoen:

- Maximale doorlaatstroom. De maximale stroom i_{T1} die de hoofdthyristor voert is: $i_{T1,\max} = U_1/R_b$; (3.2)
- Maximale blokkeer- en sperspanning. Bij normaal bedrijf is de blokkeer- en sperspanning niet groter dan U_1 . Er moet echter rekening gehouden worden met variaties in de gelijkspanning U_1 en met piekspanningen tijdens het uit geleiding brengen van de hoofdthyristor T_1 . Deze piekspanningen kunnen veroorzaakt worden door parasitaire zelfindukties (bedrading) of door aangebrachte ferrietkernen (begrenzing van de stroomsteilheid tijdens inschakelen van de thyristoren). De maximale blokkeer- en sperspanning moet dan ook groter zijn dan U_1 ;
- Chopperfrequentie en stroombelasting. De hoofdthyristor T_1 wordt met een frequentie f_{ch} geschakeld. Daarbij voert de thyristor een blokvormige stroom met een topwaarde $i_{T1,\max}$. Bij de specificaties van een bepaald type thyristor is meestal een diagram bijgevoegd, dat de belastbaarheid geeft voor een blokvormige stroom in afhankelijkheid van de frekwen-

tie. Daarbij zijn ook de tablettemperatuur van de thyristor (soort koeling) en de stroomsteilheid tijdens het in- en uitschakelen van belang;

Met bovenstaande gegevens kan nu aan de hand van de specificaties van een bepaald type thyristor nagegaan worden of deze geschikt is als hoofdthyristor.

De kommutatiekondensator C.

De kommutatiekondensator moet zodanig gekozen worden dat de spanning over de hoofdthyristor T_1 na doving gedurende de hersteltijd t_q nul of in sperrichting is. In de specificaties van de hoofdthyristor is de hersteltijd t_q gegeven. Er wordt een relatie afgeleid waarmee de capaciteit van de kommutatiekondensator berekend kan worden. Daarbij worden de volgende veronderstellingen gedaan:

- Bij de aanvang van het doofproces (ontsteking van thyristor T_2) is de spanning op de kondensator C gelijk aan $-U_1$;
- De kommutatie van de stroom van thyristor T_1 naar thyristor T_2 verloopt oneindig snel;
- Nadat de hoofdthyristor uit geleiding is gebracht wordt de kondensator C met een konstante stroom i_b (L_b is groot) opgeladen tot een spanning U_1 .

Gedurende de tijd dat thyristor T_2 in geleiding is geldt:

$$i_b = C \frac{d U_c}{dt} \quad (3.3)$$

Op tijdstip $t=t_0$ wordt thyristor T_2 ontstoken en op tijdstip $t=t_1$ is de spanning op de kommutatiekondensator nul. Door middel van integratie van bovenstaande vergelijking wordt een relatie afgeleid voor het tijdsverschil t_1-t_0 :

$$t_1-t_0 = \frac{C}{i_b} \int_{-U_1}^0 d u_c = \frac{C}{i_b} U_1 \quad (3.4)$$

Het tijdsverschil $t_1 - t_0$ moet minimaal gelijk zijn aan de hersteltijd t_q van thyristor T_1 . Voor de stroom i_b wordt de maximale belastingsstroom $i_{b,max} (= U_1/R_b)$ genomen, omdat in dat geval de condensator C het snelste wordt opgeladen. Voor de condensator C geldt dan:

$$C = \frac{i_{b,max}}{U_1} \cdot k \cdot t_q = \frac{k \cdot t_q}{R_b}, \text{ met } k \gg 1 \quad (3.5)$$

De veiligheidsfactor k moet nog gekozen worden. Wij hebben hiervoor $k=2$ gekozen, zodat wij verzekerd zijn van een voldoende lange vrijwaartijd voor de hoofdthyristor T_1 .

De omslingerspoel L_3 :

De spoel L_3 vormt samen met de kommutatiecondensator C en thyristor T_3 een omslingercircuit. Voor de omslingertijd t_0 geldt:

$$t_0 = \frac{1}{2} \cdot \frac{2\pi}{\omega_0} = \pi \sqrt{L_3 C} \quad (3.6)$$

Bij de keuze van de spoel L_3 moet met het volgende rekening gehouden worden:

-Het omslingerproces mag niet plaatsvinden wanneer thyristor T_2 in geleiding is, omdat dan een stroom via thyristor T_2 en T_3 naar de belastingsweerstand zal gaan lopen. Daardoor zullen thyristor T_2 en T_3 blijvend in geleiding blijven. Thyristor T_2 is in geleiding gedurende de minimale uittijd $T_{uit,min}$ van de hoofdthyristor. De minimale uittijd is gelijk aan het tijdsverschil tussen het ontsteken van thyristor T_2 (aanvang doofproces) en het moment dat de kommutatiecondensator is opgeladen tot een spanning U_1 . Deze minimale uittijd is afhankelijk van de belastingsstroom i_b en zal het grootste zijn wanneer i_b minimaal is. De omslingertijd moet dus kleiner zijn dan het verschil tussen de periodetijd T en de minimale uittijd $T_{uit,min}$ bij minimale belastingsstroom $i_{b,min}$:

$$t_0 < T - T_{uit,min}(i_{b,min}) \quad (3.7)$$

Met vergelijking (3.6) en (3.7) kan de maximale zelfinductie voor spoel L_3 berekend worden, wanneer de minimale uittijd bij minimale belastingsstroom en de periodetijd bekend zijn. De belastingsstroom is minimaal wanneer de hoofdthyristor niet ontstoken wordt ($T_{in}=0$). Via het doofcircuit wordt dan een minimaal vermogen P_{min} in de belastingsweerstand gedissipeerd (zie paragraaf 1.2):

$$P_{min} = 2 \cdot C \cdot f_{ch} \cdot U_1^2 \quad (3.8)$$

Wanneer verondersteld wordt dat de tijdconstante L_b/R_b zeer groot is, dan zal de belastingsstroom i_b konstant zijn. Voor de minimale belastingsstroom geldt dan:

$$i_{b,min} = \sqrt{\frac{P_{min}}{R_b}} = 2 \cdot C \cdot U_1^2 \cdot f_{ch} / R_b \quad (3.9)$$

Voor de minimale uittijd bij een minimale belastingsstroom geldt dan:

$$T_{uit,min}(i_{b,min}) = \frac{C}{i_{b,min}} \int_{-U_1}^{U_1} d u_c = 2 \cdot C \cdot U_1 / i_{b,min} \quad (3.10)$$

Uit vergelijking (3.6) en (3.7) kan een relatie afgeleid worden voor de maximale zelfinductie $L_{3,max}$:

$$L_{3,max} = \frac{(T - T_{uit,min}(i_{b,min}))^2}{\pi^2 C} \quad (3.10a)$$

Met de vergelijkingen (3.9), (3.10) en (3.10a) kan de maximale zelfinductie berekend worden.

-Er geldt ook een minimale waarde voor de grootte van spoel L_3 . Deze hangt nauw samen met de toegepaste omslingerthyristor T_3 . Voor een bepaalde thyristor geldt een kritische stroomsteilheid $\left. \frac{di}{dt} \right|_{krit}$ bij het in geleiding komen van de thyristor. Bij

het overschrijden van deze waarde treedt plaatselijke oververhitting in het tablet van de thyristor op, waardoor deze defect raakt. Voor de minimale spoelgrootte $L_{3,\min}$ geldt dan ook:

$$L_{3,\min} = \frac{U_1}{\left. \frac{di}{dt} \right|_{\text{krit}}} \quad (3.11)$$

Over het algemeen kan de spoel L_3 beter veel groter dan $L_{3,\min}$ genomen worden. Daardoor zal de stroomsteilheid veel kleiner zijn dan de kritische waarde en zal de stroom tijdens het in geleiding komen van de thyristor nog klein zijn. De inschakelverliezen (dissipatieverliezen ten gevolge van de tijdelijk hoge doorlaatweerstand) zullen daardoor kleiner zijn, waardoor de thyristor minder zwaar belast wordt en de verliezen tijdens het omslingerproces verminderen.

-Bij de keuze van de spoel L_3 is ook de kwaliteitsfaktor Q van de spoel belangrijk. Deze bepaalt het rendement waarmee de spanning op de condensator wordt omgekeerd wanneer de verliezen in de condensator C en in de thyristor T_3 worden verwaarloosd. Voor het omslingeren van de spanning op de condensator moet de slingerkring onderkritisch gedempt zijn, zodat de kwaliteitsfaktor Q in elk geval groter dan een half moet zijn. Het rendement van het omslingercircuit wordt gedefinieerd als de absolute waarde van de verhouding tussen de spanning op de condensator voor en na het omslingeren. Voor het rendement η kan geschreven worden:

$$\eta = 100 \cdot \exp\left(-\frac{\pi}{2Q}\right) \% \quad (3.12)$$

Wanneer een rendement van 90% geëist wordt voor het omslingerproces, dan moet de kwaliteitsfaktor Q van de spoel circa 15 bedragen. Voor het bereiken van een dergelijke kwaliteitsfaktor bij hoge frkquenties (enkele kHz) zal dan ook een luchtspoel gebruikt moeten worden (geen wervelstroom- en hystere-

sisverliezen). De ohmse verliezen in de wikkelingen ten gevolge van stroomverdringing kunnen verminderd worden door te wikkelen met dunne, brede koperband of met litze-draad.

De doofthyristor T_2 en omslingerthyristor T_3 .

Zowel de doofthyristor als de omslingerthyristor worden minder zwaar belast dan de hoofdthyristor. Hiervoor kunnen dan ook kleinere typen thyristoren gebruikt worden. Er is niet nagegaan aan welke eisen de thyristoren T_2 en T_3 moeten voldoen. Voor de chopper in de proefopstelling worden voor T_2 en T_3 dezelfde thyristoren gebruikt als voor de hoofdthyristor.

De vrijloopdiode D.

Uit de schakeling en de gegevens die tot nog toe bekend zijn kunnen enkele specificaties afgeleid worden, waaraan de vrijloopdiode moet voldoen:

- Maximale doorlaatstroom. Deze is gelijk aan de maximale belastingsstroom $i_{b,max}(U_1/R_b)$;
- Maximale sperspanning. Tijdens de hersteltijd van thyristor T_1 is de sperspanning over de diode gelijk aan de gelijkspanning U_1 plus de spanning over de kommutatiekondensator. De maximale sperspanning is dan $2U_1$;
- Chopperfrequentie en stroombelasting. De stroomvorm waarmee de diode belast wordt heeft een frequentie f_{ch} en is maximaal $i_{b,max}$. Bij een grote spoel L_b is de stroom blokvormig. Aan de hand van een belastbaarheidsdiagram voor een bepaald type diode kan nagegaan worden of deze geschikt is voor toepassing in de chopper.

De spoel L_b .

Bij de dimensionering van de kommutatiekondensator wordt er vanuit gegaan dat deze kondensator met een konstante stroom wordt opgeladen tijdens de vrijwaartijd van de hoofdthyristor. Het feit dat er gestreefd wordt naar een konstante stroom heeft als voordeel dat de kondensator een minimale capaciteit

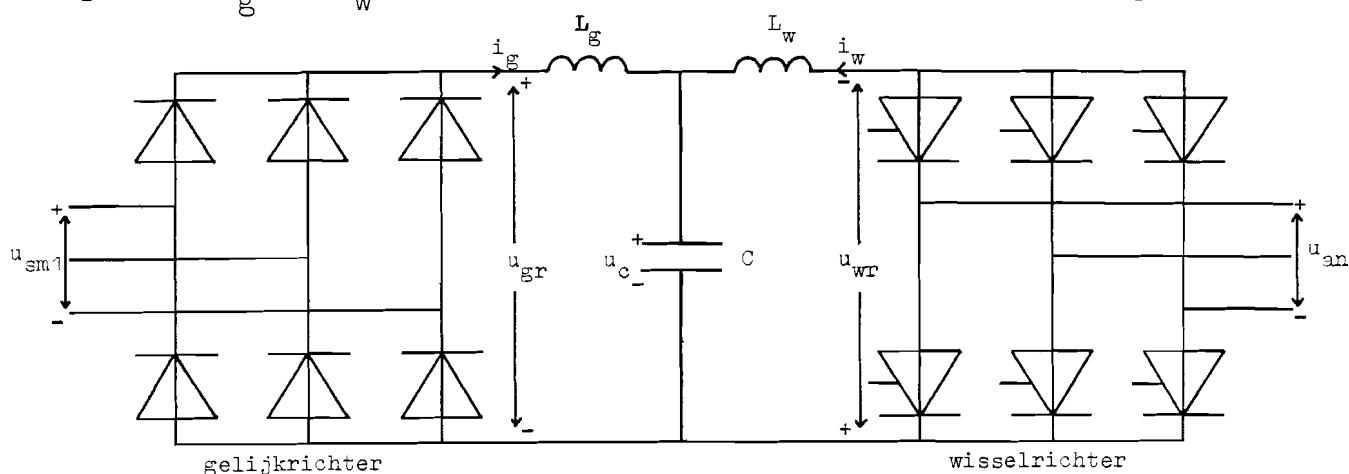
heeft. Wanneer er slechts een kleine spoel L_b in serie met de belastingsweerstand is opgenomen, dan zal de stroom i_b tijdens de vrijwaartijd van de hoofdthyristor toenemen. Daardoor wordt de kommutatiekondensator sneller opgeladen, waardoor de vrijwaartijd van de hoofdthyristor kleiner wordt. Om een vrijwel konstante stroom i_b te garanderen tijdens de vrijwaartijd van de hoofdthyristor, moet de tijdconstante τ van de belasting circa twee keer zo groot zijn dan de vrijwaartijd:

$$\tau > 2 \cdot k \cdot t_q \quad (3.13)$$

De toegepaste belastingsweerstand bezit meestal enige inductiviteit. Wanneer deze inductiviteit onvoldoende is kan eventueel een extra zelfinductie in serie met de belastingsweerstand worden opgenomen, of een grotere kommutatiekondensator C worden toegepast.

3.2 Dimensionering van de gelijkstroomtussentrap.

In hoofdstuk twee zijn een aantal overwegingen ter sprake gekomen met betrekking tot de aansluiting van een chopper op de gelijkstroomtussentrap. Zo zal bijvoorbeeld de gelijkstroomtussentrap worden uitgebreid met een extra smoorspoel en een afvlakcondensator. In deze paragraaf worden de smoorspoelen L_g en L_w en afvlakcondensator C berekend (zie fig. 3.2).



figuur 3.2 Gelijkstroomtussentrap met gelijkrichter en wisselrichter.

Er wordt vanuit gegaan dat de top-topwaarde van de rimpelstroom in de gelijkstroomtussentrap maximaal 10% van de nominale gelijkstroom $I_{g,nom}$ is. Dit percentage wordt meestal in de praktijk aangehouden. Verder wordt de resonantiefrequentie circa eenderde van de grondfrequentie van de rimpelspanning op de gelijkrichter genomen bij de leemtegrens van de wisselrichter. Hierdoor zal de stroom door de smoorspoelen en de rimpelspanning op de afvlakcondensator minimaal zijn. In paragraaf 2.3 zijn vereenvoudigde relaties (2.7, 2.8) afgeleid voor de stroomrimpels in de smoorspoelen L_g en L_w , veroorzaakt door de rimpelspanningen op de gelijkrichter en de wisselrichter.

$$\hat{i}_g = -\frac{\hat{u}_{an}}{35\pi\omega L_g} \cos \alpha \quad (3.14)$$

$$\hat{i}_w = -\frac{\hat{u}_{an}}{35\pi\omega_{an}L_w} \sqrt{1+35\sin^2\alpha} \quad (3.15)$$

Met behulp van bovenstaande relaties worden de minimale zelfindukties voor de smoorspoelen L_g en L_w berekend. Er wordt dus nog geen rekening gehouden met de extra stroomrimpel door de smoorspoelen L_g en L_w veroorzaakt door de chopper. De nominale gelijkstroom $I_{g,nom}$ kan berekend worden uit het nominale vermogen P_{nom} dat synchrone machine SM1 levert en de gemiddelde spanning U_g in de gelijkstroomtussentrap:

$$I_{g,nom} = \frac{P_{nom}}{U_g} = \frac{P_{nom}}{-3/\pi \hat{u}_{an} \cos \alpha} = -\frac{P_{nom}}{3\pi \hat{u}_{an} \cos \alpha} \quad (3.16)$$

Uit de vergelijkingen (3.14), (3.15) en (3.16) worden nu relaties afgeleid voor de minimale zelfindukties $L_{g,min}$ en $L_{w,min}$, waarbij de top-topwaarde van de stroomrimpels door de smoorspoelen $0.1I_{g,nom}$ is.

$$L_{g,min} = -\frac{2\hat{u}_{an} \cos \alpha}{35\pi\omega_{sm1} 0.1I_{g,nom}} = -\frac{6\hat{u}_{an}^2 \cos^2 \alpha}{3.5\pi^2\omega_{sm1} P_{nom}} \quad (3.17)$$

$$L_{w,min} = \frac{2\hat{u}_{an} \sqrt{1+35\sin^2\alpha}}{35\pi\omega_{an} 0.1I_{g,nom}} = -\frac{6\hat{u}_{an}^2 \cos \alpha \sqrt{1+35\sin^2\alpha}}{3.5\pi^2\omega_{an} P_{nom}} \quad (3.18)$$

De minimale zelfindukties $L_{g,min}$ en $L_{w,min}$ worden berekend voor de proefopstelling, beschreven in hoofdstuk 4. Hiervoor zijn de volgende gegevens van de proefopstelling nodig:

$$\alpha = 150^\circ$$

$$\hat{u}_{an} = \sqrt{2} \cdot 380 \text{ V}$$

$$P_{nom} = 15 \text{ kW}$$

$$\omega_{an} = 2\pi 50 \text{ rad/s}$$

$$\omega_{sm1} = 2\pi 37 \text{ rad/s (minimale waarde bij leemtevrijbedrijf)}$$

In hoofdstuk 4 worden bovenstaande gegevens toegelicht. Met vergelijking (3.17) en (3.18) worden $L_{g,min}$ en $L_{w,min}$ berekend.

$$L_{g,\min} = 11 \text{ mH}$$

$$L_{w,\min} = 29 \text{ mH}$$

Vervolgens wordt de minimale capaciteit berekend voor de afvlakkondensator C. Deze wordt zodanig gekozen dat de resonantiefrekwentie eenderde is van de grondfrequentie ($6\omega_{sm1}$) van de rimpelspanning op de gelijkrichter bij de leemtegrens:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_p C}} = 1/3 \cdot 6 \cdot \omega_{sm1}, \text{ met } L_p = \frac{L_g L_w}{L_g + L_w} \quad (3.19)$$

Met vergelijking (3.19) wordt voor de minimale capaciteit C_{\min} gevonden:

$$C_{\min} = \frac{1}{4 \omega_{sm1}^2 L_p} = 580 \mu\text{F}$$

Door de keuze van de resonantiefrekwentie zal de rimpelspanning u_c over de afvlakkondensator zeer klein zijn. Er wordt nagegaan hoe groot deze rimpelspanning is. Deze kan berekend worden met vergelijking (2.9) uit paragraaf 2.3:

$$\tilde{u}_c = \frac{\hat{u}_{an}}{210\pi C} \left[\frac{\sqrt{1+35\sin^2\alpha}}{\omega_{an}^2 L_w} + \frac{|\cos\alpha|}{\omega_{sm1}^2 L_g} \right] = 3.6 \text{ V} \quad (3.20)$$

De gemiddelde spanning op de afvlakkondensator is 444V ($-3/\pi \hat{u}_{an} \cos\alpha$). De rimpelspanning (top-topwaarde) is dus circa 1.6% van de gemiddelde spanning op de afvlakkondensator. Er mag dan ook verwacht worden dat dit geen storende invloed heeft op de werking van de chopper.

Tot nu toe zijn alleen de rimpelstromen en de rimpelspanning beschouwd die veroorzaakt worden door de gelijkrichter en de wisselrichter. De chopper veroorzaakt ook rimpelstromen door de smoorspoelen en een rimpelspanning op de afvlakkondensator, doordat de chopper een blokvormige stroom opneemt. De grootte van deze extra rimpelstromen en rimpelspanning is afhankelijk

van de chopperfrequentie en de grootte van de blokvormige stroom die de chopper opneemt. Voor een aantal chopperfrequenties zullen de extra rimpelstromen en rimpelspanning berekend worden. Daarbij wordt aangenomen dat de chopper een maximaal vermogen opneemt van 15kW bij de grootste intijd. De berekeningen worden uitgevoerd voor een relatieve intijd van een half, omdat in dat geval de rimpelstromen en de rimpelspanning maximaal zijn. Voor de berekeningen wordt gebruik gemaakt van de vergelijkingen (2.24), (2.26) en (2.27) in paragraaf 2.4:

$$\tilde{u}_c = \hat{i}_{ch} \frac{T}{8C} \quad (3.21)$$

$$\hat{i}_g = \frac{2\hat{i}_{ch}}{\pi\omega_{ch}^2 L_g C} \quad (3.22)$$

$$\hat{i}_w = \frac{2\hat{i}_{ch}}{\pi\omega_{ch}^2 L_w C} \quad (3.23)$$

De topwaarde \hat{i}_{ch} van de blokvormige stroom die de chopper opneemt is circa $34A(P_{ch,max}/U_g)$, uitgaande van een maximaal vermogen $P_{ch,max}=15kW$. In tabel 3.1 zijn de berekende rimpelstromen en rimpelspanning gegeven voor een drietal chopperfrequenties. Daarbij zijn de top-topwaarden van de rimpelstromen respectievelijk de rimpelspanning gegeven in procenten ten opzichte van de nominale gelijkstroom $I_{g,nom}$ respectievelijk de gemiddelde spanning U_g .

f_{ch} (kHz)	$\frac{2\hat{i}_g}{I_{g,nom}}$ (%)	$\frac{2\hat{i}_w}{I_{g,nom}}$ (%)	$\frac{2\tilde{u}_c}{U_g}$ (%)
0.5	2.0	0.8	6.6
1	0.5	0.2	3.3
2	0.1	0.05	1.7

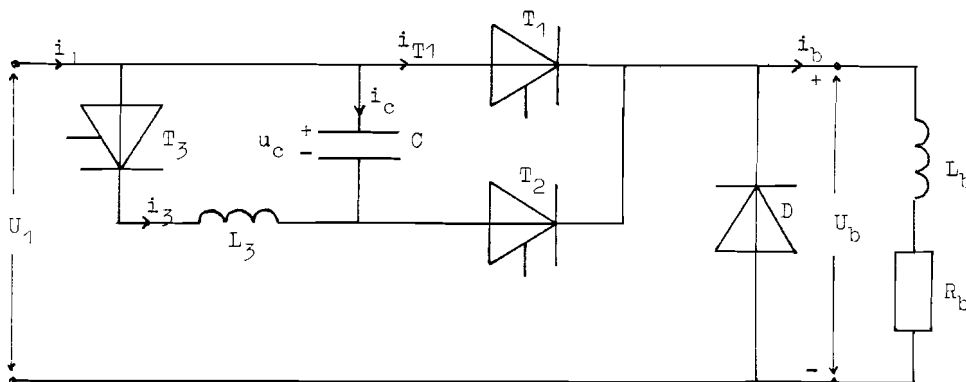
tabel 3.1 Rimpelstromen en rimpelspanning in de gelijkstroomtussentrap veroorzaakt door de chopper.

Voor de chopper in de proefopstelling wordt een chopperfrequentie van 1kHz genomen. De te verwachten stroomrimpels en spanningsrimpel zijn dan zeer klein, terwijl de bouw van een thyristorchopper met een chopperfrequentie van 1kHz en een maximaal vermogen tot 50 á 100 kW goed mogelijk is.

3.3 Praktische realisatie van de chopper.

Aan de hand van de theorie over de dimensionering van de chopper (paragraaf 3.1) worden in deze paragraaf de verschillende componenten in de chopper gekozen. Daarbij wordt tevens rekening gehouden met de beschikbaarheid van de componenten. Voor de dimensionering wordt uitgegaan van de volgende gegevens:

- Het maximale vermogen P_{\max} dat in de belastingsweerstand gedissipeerd moet kunnen worden is circa 10kW. Dit vermogen is gekozen omdat de synchrone machine in de proefopstelling dit vermogen in ieder geval kan leveren;
- De grootte van de gelijkspanning U_1 waarop de chopper wordt aangesloten is 444V. Deze waarde komt nagenoeg overeen met de gelijkspanning in de gelijkstroomtussentrap wanneer de ontsteekhoek van de wisselrichter 150° is en de wisselrichter in leemtevrijbedrijf is;
- Voor de chopperfrequentie wordt 1kHz genomen. Zoals uit de vorige paragraaf blijkt, zullen bij deze chopperfrequentie de rimpelstromen door de smoorspoelen in de gelijkstroomtussentrap en de rimpelspanning op de afvlakcondensator aan de ingang van de chopper klein zijn.



figuur 3.3 Chopper met weerstandsbelasting.

Achtereenvolgens komen de verschillende componenten van de chopper uit figuur 3.3 aan de orde.

De belastingsweerstand.

Met behulp van vergelijking (3.1) en de hierboven vermelde gegevens kan de belastingsweerstand berekend worden:

$$R_b = \frac{U_1^2}{P_{\max}} = \frac{444^2}{10^4} = 20 \Omega$$

In de vakgroep EMV zijn twee weerstanden van 10Ω beschikbaar, die samen een vermogen van 10 kW kunnen dissiperen. Deze weerstanden zijn opgebouwd uit enkele honderden keramische houders waarop de weerstandsdraad is gewikkeld. De keramische houders zijn op ijzeren staven bevestigd. Het geheel is afgeschermd met een metalen kooi. Door deze konstruktie zullen wervelstroomverliezen en hysteresisverliezen optreden. De opgegeven weerstandswaarde geldt dan ook alleen voor lage frekwenties (tot circa 100 Hz). Bij hogere frekwenties zal de weerstand toenemen. Met behulp van een meetbrug is de weerstand gemeten voor een sinusvormige spanning met een frekwentie van 1 kHz . Bij deze frekwentie is de weerstand 22.1Ω (de twee weerstanden zijn in serie geschakeld). Deze weerstandswaarde wordt aangehouden bij volgende berekeningen.

De thyristoren T_1 , T_2 en T_3 .

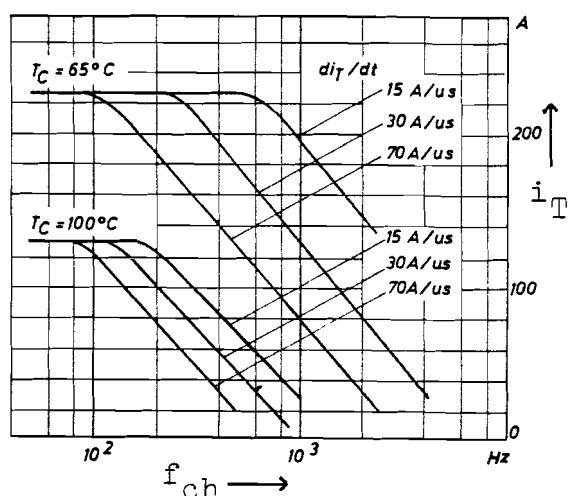
De volgende eisen worden aan de hoofdthyristor gesteld:

- De maximale doorlaatstroom $i_{T1, \max} = U_1 / R_b = 20 \text{ A}$;
- De maximale blokkeerspanning en sperspanning moet groter zijn dan $U_1 (= 444 \text{ V})$;
- De thyristor moet een blokvormige stroom kunnen voeren met een topwaarde van 20 A en een frekwentie van 1 kHz .

In de vakgroep EMV zijn thyristoren van het type BBC-CS78 die voldoen aan bovenstaande eisen. Enkele gegevens van deze thyristoren zijn:

- Maximale doorlaatstroom is 20 A(gemiddelde waarde);
- Maximale periodieke blokkeer- en sperspanning is 1200V;
- Hersteltijd $t_q < 20 \mu s$;
- Kritische stroomsteilheid is $100 A/\mu s$.

Bij de specificaties is ook een belastbaarheidsdiagram gegeven voor blokvormige stromen bij verschillende frekwenties (zie figuur 3.4). Uit het diagram volgt dat een blokvormige stroom met een topwaarde van 20A bij 1kHz mogelijk is, als niet tegelijkertijd een hoge stroomsteilheid ($> 20 A/\mu s$) en een hoge behuizingstemperatuur ($> 100^\circ C$) van de thyristor optreedt.



figuur 3.4 Belastbaarheid van de thyristor met een blokvormige stroom.

De kommutatiethyristor T_2 en de omslingerthyristor T_3 worden minder zwaar belast dan de hoofdthyristor. Voor de thyristoren T_2 en T_3 wordt in de proefopstelling hetzelfde type (CS78) gebruikt als voor de hoofdthyristor.

De kommutatiekondensator.

Met behulp van vergelijking (3.5) kan de capaciteit van de kommutatiekondensator worden berekend. Voor de veiligheidsfactor k wordt twee genomen, zodat we verzekerd zijn van een

voldoende lange hersteltijd voor de hoofdthyristor.

$$C = \frac{k \cdot t_g}{R_b} = \frac{2 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{22,1} = 1,8 \mu\text{F}$$

De kommutatiekondensator wordt samengesteld uit vier condensatoren van $0,47 \mu\text{F}$. Deze worden parallel geschakeld. De totale capaciteit van de kommutatiekondensator is dan circa $1,9 \mu\text{F}$.

De omslingerspoel.

De omslingerspoel moet zodanig gekozen worden dat de omslingertijd t_o kleiner is dan het verschil tussen de periodetijd T en de minimale uittijd. Voor de omslingerspoel geldt dan ook een maximale zelfinductie $L_{3,max}$. Deze kan berekend worden met de vergelijkingen (3.6) tot en met (3.10):

$$L_{3,max} = 27 \text{ mH}$$

Ook geldt er een minimale zelfinductie $L_{3,min}$. Deze hangt samen met de kritische stroomsteilheid van de omslingerthyristor T_3 . Met behulp van vergelijking (3.11) wordt de minimale zelfinductie berekend (waarbij $\frac{di}{dt}_{krit} = 20 \text{ A/s}$):

$$L_{3,min} = 22 \text{ H}$$

In de vakgroep EMV is een luchtspoel beschikbaar van $4,1 \text{ mH}$ (bij 50 Hz). Deze luchtspoel wordt genomen omdat de zelfinductie veel groter is dan $L_{3,min}$, waardoor de inschakelverliezen van thyristoe T_3 ten gevolge van de kleine stroomsteilheid laag zullen zijn. Daarnaast is de kwaliteitsfactor Q van de spoel circa 19, zodat het rendement van het omslingerproces circa 92% bedraagt (zie vergelijking 3.12).

De vrijloopdiode.

De volgende eisen worden aan de vrijloopdiode gesteld:

-De maximale doorlaatstroom is $20 \text{ A}(i_{b,max})$;

- De maximale sperspanning is circa $900V(2U_1)$;
- De diode moet een blokvormige stroom kunnen voeren met een topwaarde van 20A bij 1kHz.

In de vakgroep EMV is een diode beschikbaar van het type BBC-DSD110 die voldoet aan bovenstaande eisen. Enkele gegevens van deze diode zijn:

- De maximale doorlaatstroom is 20A (gemiddelde waarde);
- De maximale periodieke sperspanning is 1100V.

Deze diode heeft een korte spervertragingstijd, waardoor de uitschakelverliezen klein zullen zijn. De inschakelverliezen zijn laag omdat de spanning over de diode tijdens het in geleiding komen vrijwel nul is. De diode zal dan ook belast kunnen worden met een blokvormige stroom van 20A bij 1kHz.

De belastingszelfinductie.

Met behulp van een meetbrug is de zelfinductie van de twee in serie geschakelde weerstandsbakken gemeten. Bij 1kHz bedraagt de zelfinductie circa 0.9mH. De tijdconstante L_b/R_b van de belasting is dan circa 40 μ s. Deze tijd is groter dan de hersteltijd $t_q (< 20\mu$ s) van de hoofdthyristor. Gedurende de hersteltijd van de hoofdthyristor zal de stroom waarmee de kommutatiekondensator wordt opgeladen dan ook slechts circa 20% variëren. De spanning over de hoofdthyristor zal dus minstens gedurende de hersteltijd in sperrichting zijn.

RC-leden.

Tijdens het uit geleiding gaan van de thyristoren en de diode in de chopper treden spanningspieken op. Deze worden veroorzaakt door de zelfinducties L_3 en L_b en parasitaire zelfinducties van de bedrading. Ten gevolge van deze spanningspieken kan het zijn dat de chopper niet goed funktioneert (de thyristoren gaan op verkeerde tijdstippen in geleiding) of dat een van de thyristoren of de diode defekt raakt. Deze spanningspieken kunnen verminderd worden door bijvoor-

beeld parallel aan de thyristoren en de diode een kondensator met in serie een weerstand (RC-led) aan te brengen. De RC-leden in de gerealiseerde chopper bestaan elk uit een condensator van $0.05\mu\text{F}$ en een weerstand van 10Ω . Met deze RC-leden funktioneert de chopper in de proefopstelling goed.

3.4 Praktische realisatie van de gelijkstroomtussentrap.

De smoorspoelen L_g en L_w en de afvlakkondensator C in de gelijkstroomtussentrap van de proefopstelling (hoofdstuk 4) worden zodanig gekozen dat hun zelfindukties en capaciteit in de buurt liggen van de berekende waarden in paragraaf 3.2. Er zijn slechts een beperkt aantal smoorspoelen en condensatoren beschikbaar. In de proefopstelling zijn de zelfindukties L_g en L_w en de capaciteit C :

$$L_g = 11\text{mH}$$

$$L_w = 39\text{mH}$$

$$C = 640\mu\text{F}$$

Voor een vergelijking met metingen worden de rimpelstromen en de rimpelspanning berekend met bovenstaande zelfindukties en capaciteit. Met behulp van de vergelijkingen (3.14), (3.15) en (3.20) worden de rimpelstromen en de rimpelspanning berekend, veroorzaakt door de rimpelspanning op de gelijkrichter en op de wisselrichter. Daarbij wordt er vanuit gegaan dat $\alpha = 150^\circ$, $\hat{u}_{an} = 380$, $\omega_{an} = 100\pi\text{rad}$ en $\omega_{sm1} = 80\pi\text{rad}$ (gemeten waarde bij leemtegrens van de wisselrichter).

$$\hat{i}_g = 1,53\text{A}$$

$$\hat{i}_w = 1,25\text{A}$$

$$\tilde{u}_c = 2,62\text{V}$$

Met behulp van de vergelijkingen (3.21), (3.22) en (3.23) worden de rimpelstromen en de rimpelspanning berekend, die veroorzaakt wordt door de chopper in de proefopstelling. Daarbij wordt er vanuit gegaan dat $\hat{i}_{ch} = 20\text{A}$, $T = 1\text{ms}$ en $\omega_{ch} = 2\pi \cdot 10^3\text{rad}$.

$$\hat{i}_g = 0,06\text{A}$$

$$\hat{i}_w = 0,01\text{A}$$

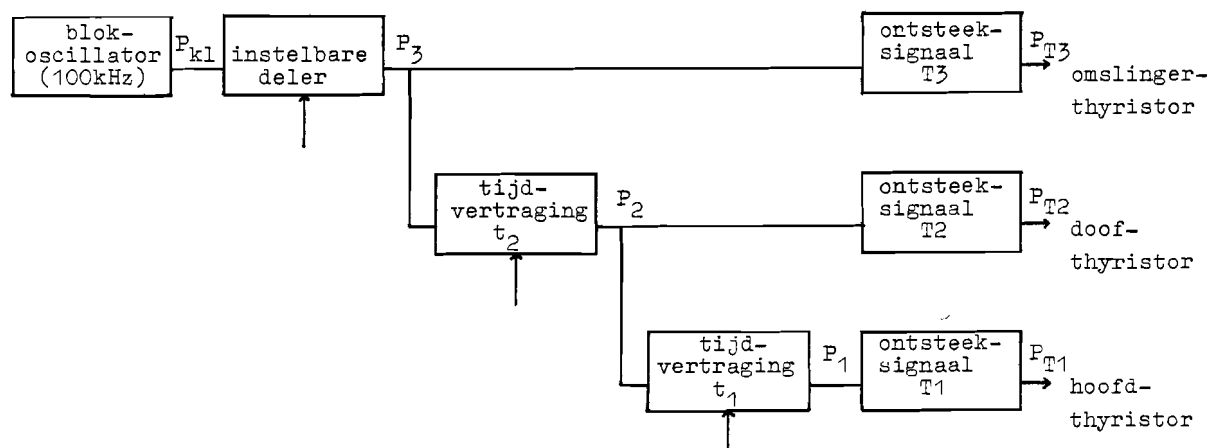
$$\tilde{u}_c = 3,9\text{V}$$

3.5 Sturing van de chopper.

Voor de chopper moet een elektronische sturing ontworpen worden. Deze zorgt voor de opwekking van de ontsteeksignalen P_{T1} , P_{T2} en P_{T3} , die via ontsteekpulskastjes (standaard EMV) respectievelijk de hoofdthyristor T_1 , de doofthyristor T_2 en de omslingerthyristor T_3 in geleiding brengen. De ontsteeksignalen bepalen hoelang en wanneer stuurstromen aan de gates van de thyristoren moeten worden toegevoerd.

Voor de chopper wordt pulsbreedtesturing toegepast. Dit wil zeggen dat de thyristoren in de chopper met een vaste frequentie in geleiding worden gebracht en dat de intijd van de hoofdthyristor variabel is.

In figuur 3.5 is het blokschema van de gebruikte schakeling getekend.



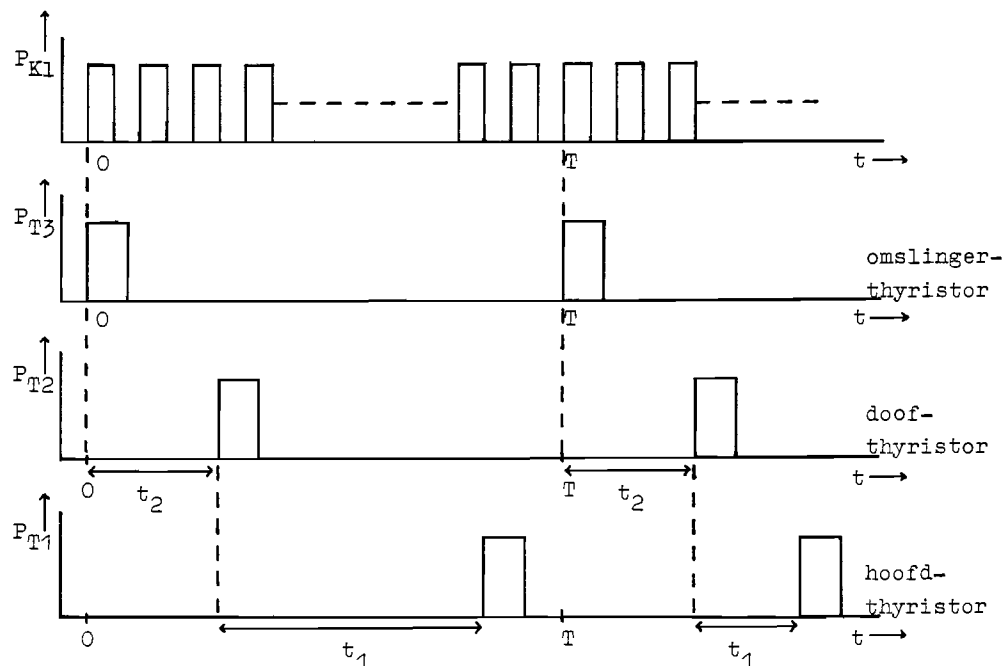
figuur 3.5 Blokschema van de sturing van de chopper.

Met behulp van een oscillator en een instelbare deler wordt een referentiesignaal P_3 voor de chopperfrequentie gemaakt. De chopperfrequentie is gelijk aan de frequentie van signaal P_3 . Uit signaal P_3 worden vervolgens de ontsteeksignalen P_{T1} , P_{T2} en P_{T3} afgeleid.

Het referentiesignaal P_3 wordt gebruikt voor het opwekken van het ontsteeksignaal P_{T3} voor de omslingerthyristor (zonder tijdvertraging). Het ontsteeksignaal P_{T2} voor de doofthyristor wordt via een tijdvertraging t_2 verkregen. De doofthy-

ristor T_2 wordt dus t_2 seconden later dan de omslingerthyristor T_3 in geleiding gebracht. In die tijd moet het omslingerproces voltooid zijn (zie ook paragraaf 3.1). Deze tijdvertraging is instelbaar, zodat bij gebruik van een andere omslingerspoel of een andere kommutatiekondensator het tijdsverschil tussen het ontsteken van de omslingerthyristor T_3 en het ontsteken van doofthyristor T_2 aangepast kan worden.

Een variabele intijd voor de hoofdthyristor wordt in de stuurschakeling gerealiseerd door de uittijd van de hoofdthyristor T_1 te variëren. Het signaal P_2 (zie blokschema) dient als referentiesignaal voor de tijdstippen waarop de doofthyristor in geleiding wordt gebracht, waardoor de hoofdthyristor uit geleiding wordt gebracht. Het signaal P_2 wordt via een tijdvertraging t_1 gebruikt als referentiesignaal (P_1) voor de tijdstippen waarop de hoofdthyristor T_1 in geleiding moet worden gebracht. De tijdvertraging t_1 komt dus



figuur 3.6 Verloop van de signalen P_{k1} , P_{T1} , P_{T2} en P_{T3} .

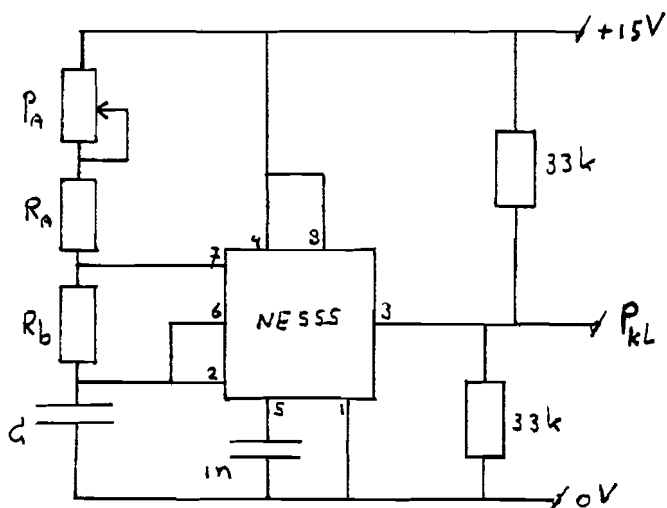
overeen met de uittijd van de hoofdthyristor. Door de tijdvertraging t_1 te variëren, wordt de uittijd (en daarmee de intijd) van de hoofdthyristor veranderd.

Ter verduidelijking is in figuur 3.6 het verloop van de signalen P_{kl} , P_{T1} , P_{T2} en P_{T3} getekend. Wanneer de ontsteeksignalen P_{T1} , P_{T2} en P_{T3} hoog zijn, dan worden respectievelijk de hoofdthyristor T_1 , de doofthyristor T_2 en de omslingerthyristor T_3 in geleiding gebracht (via een stuurstroom naar de gate van de desbetreffende thyristor).

Achtereenvolgens worden de verschillende blokken uit figuur 3.5 verder uitgewerkt.

De oscillator.

Het signaal P_{kl} wordt gegenereerd met behulp van een klok (NE555). Hiervoor moet het klok-IC aangesloten worden volgens het schema in figuur 3.7.



figuur 3.7 De oscillator.

De periodetijd T_{kl} van het uitgangssignaal P_{kl} wordt gegeven door: $T_{kl} = 0,695(R_a + k \cdot P_a + 2 \cdot R_b)C$, met $0 < k < 1$ (3.24)

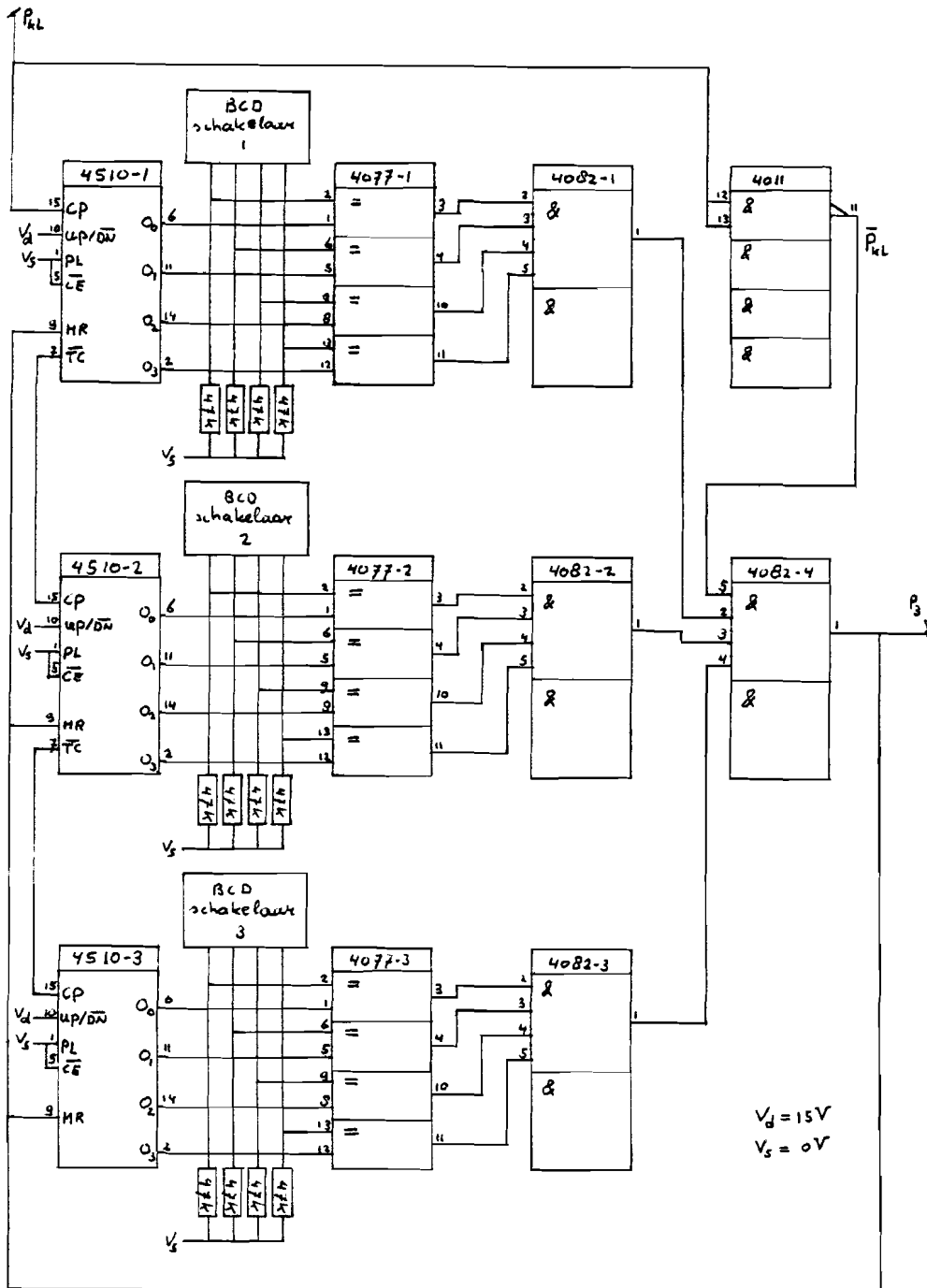
Voor de klofrequentie is 100kHz genomen. De periodetijd van de chopper is dan instelbaar met stappen van 10µs. Met behulp

van potentiometer P_a kan de klokkrequentie afgeregeld worden.

Voor R_a, P_a, R_b en C zijn de volgende waarden genomen:

$R_a = 1k2\Omega, P_a = 10k\Omega, R_b = 3k3\Omega$ en $C = 1nF$

De instelbare deler.

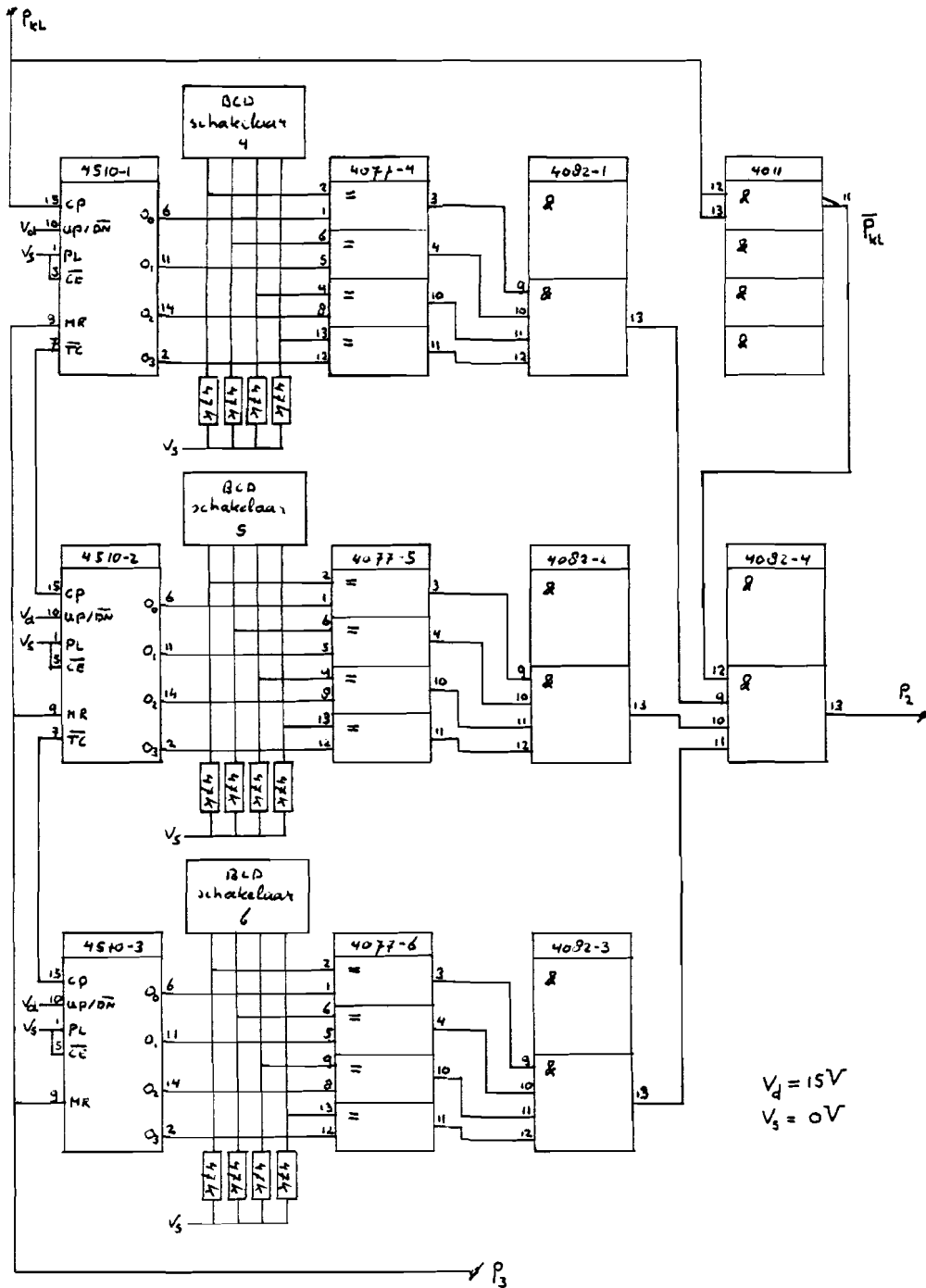


figuur 3.8 De instelbare deler.

In figuur 3.8 is het schema getekend van de instelbare deler. De werking hiervan is als volgt. Het kloksignaal P_{kl} wordt toegevoerd aan drie in serie geschakelde tientellers (4510). Het aantal getelde klokimpulsen staat in Binaire-Code-Decimal op de uitgangen O_0 tot en met O_3 van de drie tientellers. De gewenste periodetijd T van de chopper wordt ingesteld met drie tienstanden schakelaars. Op de pennen van de schakelaars wordt de ingestelde waarde in BCD-code gegeven. De ingestelde waarde van de schakelaars wordt met behulp van exclusive-nor poorten (4077) vergeleken met de uitgangen van de tientellers. Wanneer deze aan elkaar gelijk zijn dan wordt signaal P_3 hoog. Signaal P_3 reset de drie tientellers (via de MR-ingangen) waardoor deze van voren af aan begint. De periodetijd van signaal P_3 is dus gelijk aan de ingestelde waarde van de drie schakelaars vermenigvuldigd met de periodetijd van het kloksignaal P_{kl} . Om te voorkomen dat tengevolge van verschillende vertragingstijden in de schakeling P_3 vroegtijdig hoog wordt, wordt de laatste and-poort (4082-4) gesynchroniseerd met het geïnverteerde kloksignaal P_{kl} .

De tijdvertraging t_2 :

Het schema van de tijdvertragingsschakeling is getekend in figuur 3.9. Het kloksignaal P_{kl} wordt toegevoerd aan drie in serie geschakelde tientellers (4510). Het telproces start na een reset door signaal P_3 . De uitgangen (O_0 tot en met O_3) van de drie tientellers worden vergeleken (met behulp van exclusive-nor poorten (4077)) met de BCD-codes van de drie tienstanden schakelaars. Met behulp van de drie tienstanden schakelaar wordt de gewenste tijdvertraging t_2 ingesteld (tussen $10\mu s.$ en $10ms.$). De tijdvertraging t_2 is gelijk, aan de ingestelde waarde van de drie schakelaars vermenigvuldigd met de periodetijd van de klok. Wanneer de uitgangen (O_0 tot en met O_3) van de tientellers gelijk worden aan de BCD-codes op de schakelaars, dan zal via de and-poorten (4082) P_2 hoog



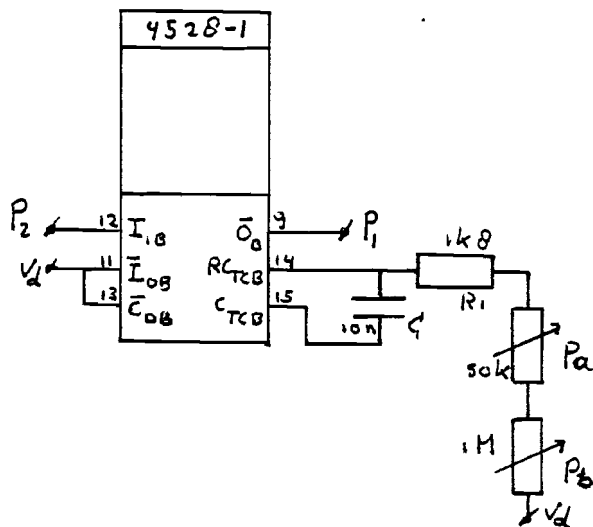
figuur 3.9 Tijdvertraging t_2 .

worden. Signaal P_2 wordt dus t_2 seconden vertraagd ten opzichte van signaal P_3 . Na een klokperiode zijn de uitgangen van de tientellers niet meer gelijk aan de BCD-codes van de

drie schakelaars, zodat signaal P_2 laag wordt.
Om te voorkomen dat tengevolge van verschillende vertragingstijden van de CMOS-komponenten signaal P_2 vroegtijdig hoog wordt, wordt de laatste and-poort (4032-4) gesynchroniseerd met het geïnverteerde kloksignaal P_{k1} .

De tijdvertraging t_1 .

Voor de tijvertraging t_1 wordt gebruik gemaakt van een monostabiele multivibrator (4528). Hiervoor is gekozen omdat met een monostabiele multivibrator een kontinu regelbare tijdvertraging gemaakt kan worden. Met de voorgaande tijdvertraging kan met stappen van $10\mu s$. geregeld worden. In figuur 3.10 is het schema getekend van de tijdvertragingsschakeling.



figuur 3.10 De tijdvertraging t_1 .

Signaal P_2 wordt toegevoerd aan de positieve trigger-ingang I_{1B} . Wanneer signaal P_2 hoog wordt, dan wordt signaal P_3 via uitgang O_B gedurende t_1 seconden laag. De positieve flank van signaal P_2 wordt dus t_1 seconden vertraagd. De tijd t_1 wordt bepaald door C, R_1, P_a en P_b :

$$t_1 = 0,3(R_1 + k_a \cdot P_a + k_b \cdot P_b)C \quad , \text{ met } 0 < k_a < 1 \text{ en } 0 < k_b < 1 \quad (3.25)$$

Met behulp van potentiometer P_a wordt een minimale tijdver-

traging ingesteld. Met behulp van potentiometer P_b kan vervolgens de tijdvertraging t_1 gevariëerd worden (tussen $5,4\mu s$. en $3ms$). De relatie tussen de tijdvertraging t_1 en de intijd T_{in} en de uittijd T_{uit} van de chopper is als volgt. Wanneer signaal P_2 hoog wordt, dan zal thyristor T_2 in geleiding gaan. Deze neemt de stroom over van thyristor T_1 , die daardoor uit geleiding gaat. Na t_1 seconden wordt signaal P_1 hoog, waardoor thyristor T_1 weer in geleiding gaat. De tijdvertraging t_1 komt dus overeen met de uittijd T_{uit} van de hoofdthyristor T_1 van de chopper. De intijd T_{in} van de hoofdthyristor is gelijk aan het verschil tussen de periodetijd van signaal P_2 en de vertragingstijd t_1 .

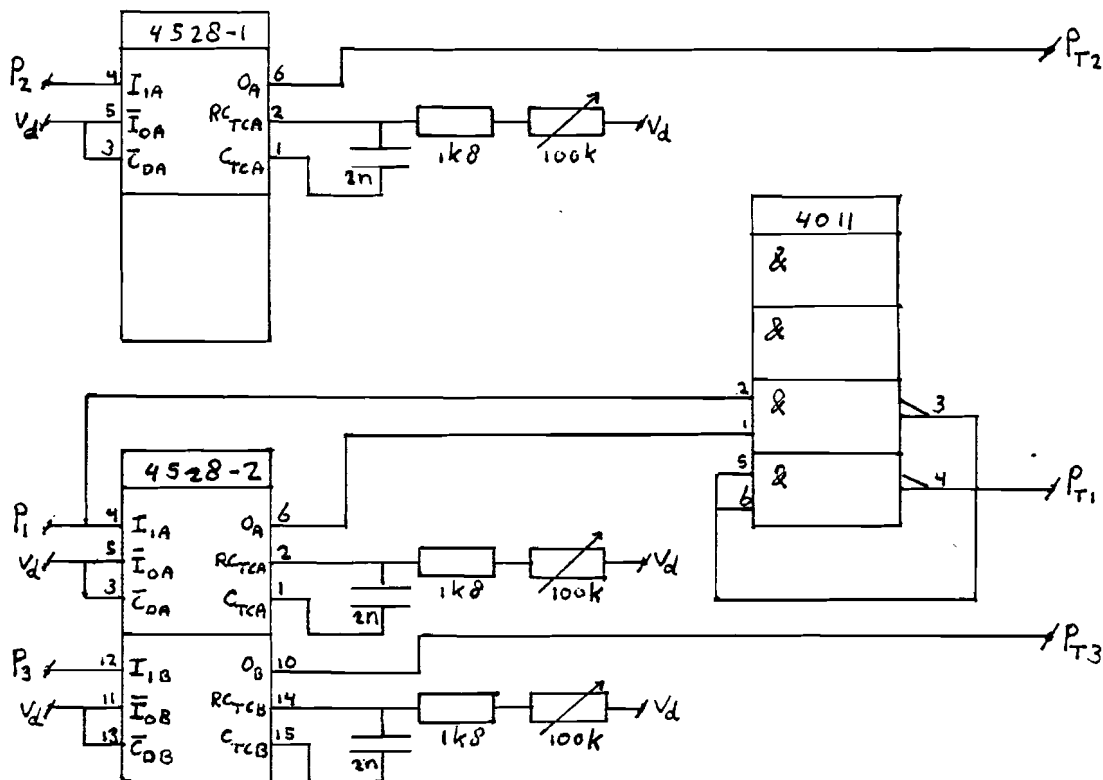
Voor de hoofdthyristor T_1 geldt een minimale uittijd. Thyristor T_1 moet namelijk uit geleiding blijven totdat de kommutatiekondensator is opgeladen tot een spanning U_1 . De minimale uittijd, oftewel de minimale tijdvertraging t_1 , moet dus $80\mu s$ zijn. Deze wordt ingesteld met potentiometer P_a .

Tijdens het bedrijf van de chopper wordt de intijd gevarieerd met behulp van potentiometer P_b . Hiermee wordt het vermogen dat de chopper overdraagt geregeld. De intijd T_{in} is maximaal bij minimale uittijd ($k_b=0$). De intijd is nul wanneer de tijdvertraging t_1 groter is dan de periodetijd van signaal P_2 . In die situatie wordt de monostabiele multivibrator telkens opnieuw getriggered voordat signaal P_1 hoog wordt.

De ontsteeksignalen.

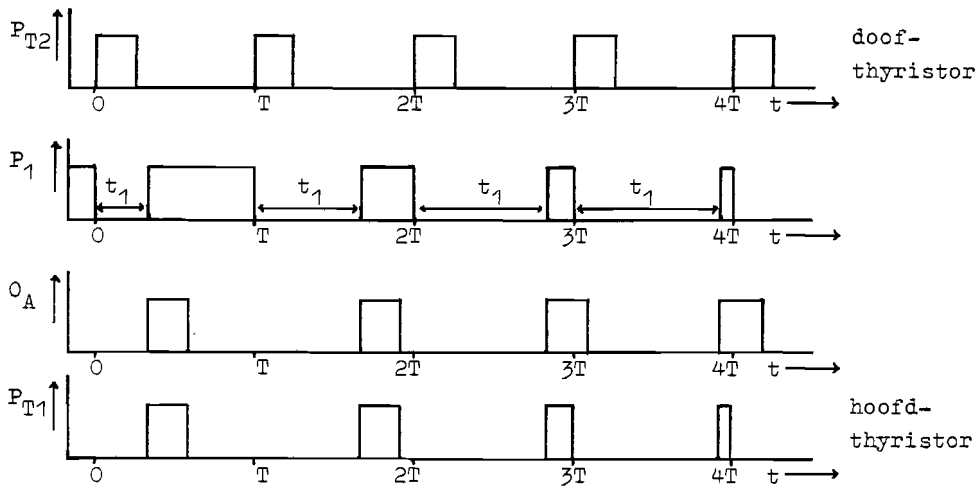
Met de vorige schakelingen zijn drie signalen P_1 , P_2 en P_3 gemaakt, die aangeven op welke momenten de thyristoren T_1 , T_2 en T_3 in geleiding moeten worden gebracht. Deze signalen worden toegevoerd aan een schakeling (figuur 3.11), die de ontsteeksignalen P_{T1} , P_{T2} en P_{T3} maakt. Deze signalen worden via ontsteekpulskastjes toegevoerd aan de thyristoren. De ontsteeksignalen worden hoog op het moment dat de thyristoren ontstoken moeten worden en blijven hoog gedurende de tijd

dat stuurstromen aan de gates van de desbetreffende thyristoren moeten worden toegevoerd (200mA gedurende 30 μ s.). De schakeling die de signalen P_{T1} , P_{T2} en P_{T3} opwekt is gerealiseerd met behulp van monostabiele multivibrators (4528). De lengte van de onsteeksignalen wordt bepaald door de RC-netwerken, die aangesloten zijn op de multivibrators.



figuur 3.11 De schakeling voor de ontsteeksignalen.

Met behulp van de potentiometers kan de lengte van de ontsteeksignalen ingesteld worden (tot circa 60 μ s.). De schakeling die ontsteeksignaal P_{T1} opwekt bevat twee nand-poorten (4011). Deze zorgen ervoor dat ontsteeksignaal P_{T1} laag wordt zodra het doofproces aanvangt (ontsteking van thyristor T_2). Ter verduidelijking van de werking van de schakeling die het ontsteeksignaal P_{T1} genereerd, is in figuur 3.12 het verloop van de signalen P_1 , P_{T2} , P_{T1} en O_A getekend.



figuur 3.12 De signalen P_1 , P_{T1} , P_{T2} en O_A .

Voorgaande schakelingen zijn op print gezet. De positie van de verschillende IC's op de print is in bijlage 4 gegeven. De tienstanden schakelaars, de potentiometer P_b voor de in-tijd en de signalen P_{T1} , P_{T2} en P_{T3} zijn op een frontplaat uitgevoerd. In bijlage 4 is een tekening opgenomen van de frontplaat en van de bedrading van de connector die de schakeling verbindt met de componenten op de frontplaat. Ook wordt nogmaals het blokschema gegeven met pen- en IC-nummers voor de verschillende signalen.

3.6 Berekening van de stuurkarakteristiek.

De stuurkarakteristiek van de chopper geeft het verband tussen het vermogen dat de chopper opneemt en de relatieve intijd. In paragraaf 1.2 is een relatie afgeleid voor het gemiddeld opgenomen vermogen P_{ch} voor een vereenvoudigd theoretisch model van de chopper.

$$P_{ch} = \frac{U_1^2}{R_b} \left[\frac{T_{in}}{T} - \frac{\tau}{T} \frac{1-e^{-\frac{T_{uit}}{\tau}} - e^{-\frac{T_{in}}{\tau}} + e^{-\frac{T}{\tau}}}{e^{-\frac{T}{\tau}} - 1} \right] \quad (1.2)$$

Voor de chopper in de proefopstelling wordt met behulp van bovenstaande vergelijking het gemiddeld opgenomen vermogen P_{ch} bij verschillende intijden berekend. Daarbij hebben de parameters in vergelijking (1.2) de volgende waarden:

$$\begin{aligned} U_1 &= 444 \text{ V} & \tau &= L_b / R_b = 41 \mu\text{s} \\ R_b &= 22,1 & T_{uit} &= T - T_{in} \\ T &= 1 \text{ ms} \end{aligned}$$

In figuur 3.13 zijn de berekende waarden voor het gemiddeld opgenomen vermogen, met behulp van vergelijking (1.2), grafisch weergegeven als functie van T_{in} .

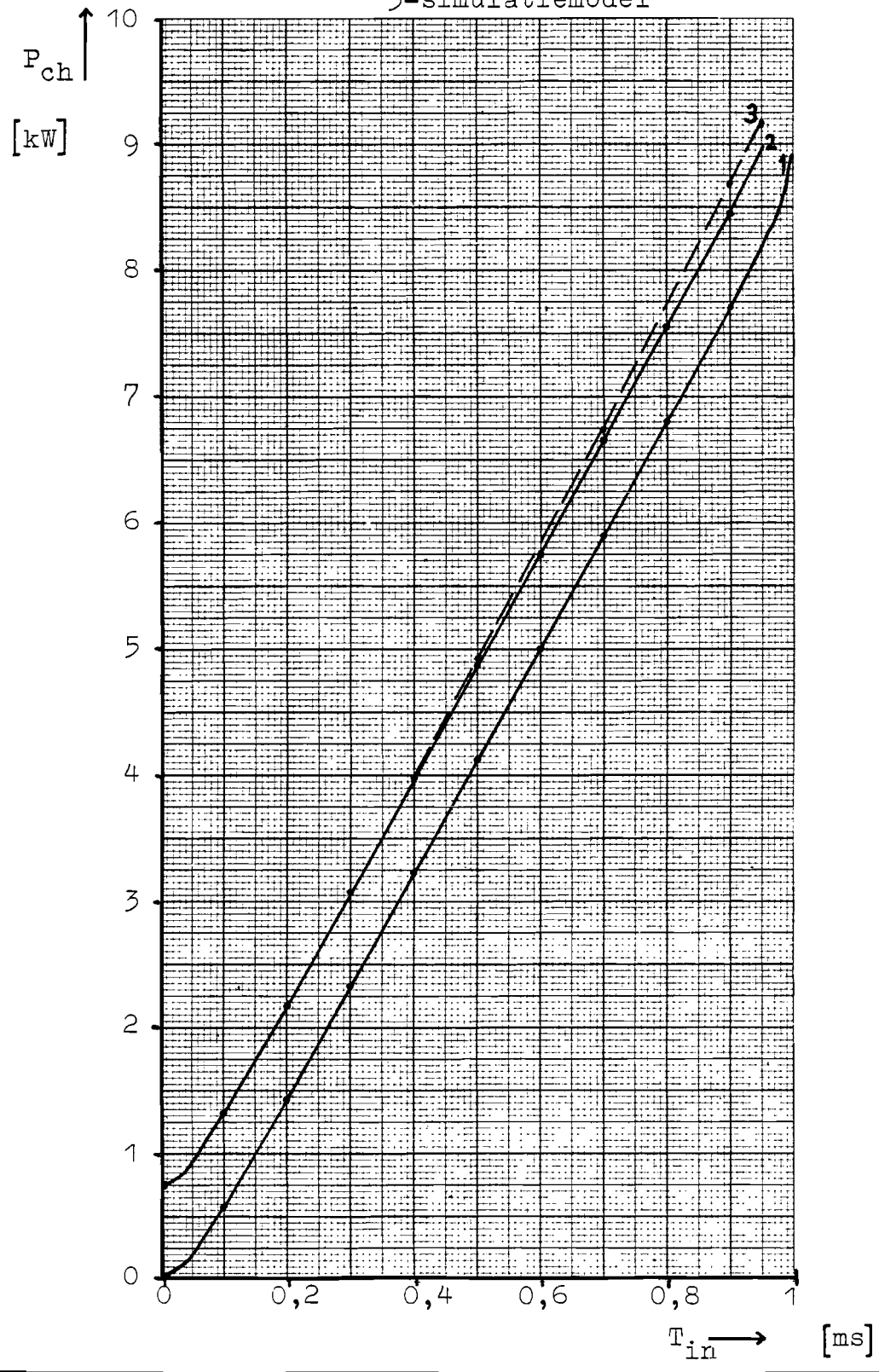
Bij dit vereenvoudigd theoretisch model is geen rekening gehouden met het vermogen dat via het doofcircuit (de kommutatiekondensator C en de thyristor T_2) in de belastingsweerstand wordt gedissipeerd. Een verbeterd theoretisch model wordt verkregen door bij het vermogen P_{ch} , berekend met vergelijking (1.2), het minimaal vermogen $P_{ch,min}$ op te tellen. Het minimaal vermogen $P_{ch,min}$ is het vermogen dat via het doofcircuit, bij een intijd $T_{in}=0$, in de belastingsweerstand wordt gedissipeerd. Dit vermogen kan berekend worden met vergelijking (1.4) uit paragraaf 1.2:

$$P_{ch,min} = 2 \cdot f_{ch} \cdot C \cdot U_1^2 = 2 \cdot 10^3 \cdot 1,88 \cdot 10^{-6} \cdot 444^2 = 741 \text{ W}$$

De stuurkarakteristiek voor dit verbeterd theoretisch model

figuur 3.13 Berekende stuurkarakteristieken van de chopper.

- 1-vereenvoudigd theoretisch model
- 2-verbeterd theoretisch model
- 3-simulatiemodel



van de chopper is ook grafisch weergegeven in figuur 3.13. Bij dit model is geen rekening gehouden met de invloed van het doofcircuit op de stroom door de hoofdthyristor.

De stuurkarakteristiek is ook berekend met behulp van een simulatieprogramma. Dit simulatieprogramma is gereëaliseerd met het simulatiepakket NAP2 (L5+L6, waarmee elektrische netwerken gesimuleerd kunnen worden). In het simulatieprogramma zijn de volgende vereenvoudigingen voor het choppermodel toegepast:

- de thyristoren worden als ideale schakelaars voorgesteld;
- de spoelen L_3 en L_b en de condensator C zijn verliesvrij;
- de belastingsweerstand is frekwentie-onafhankelijk;
- de chopper is aangesloten op een spanningsbron zonder inwendige impedantie.

Het simulatieprogramma en een toelichting hierop zijn in bijlage 5 opgenomen. Voor de berekening met het simulatieprogramma wordt uitgegaan van de volgende gegevens:

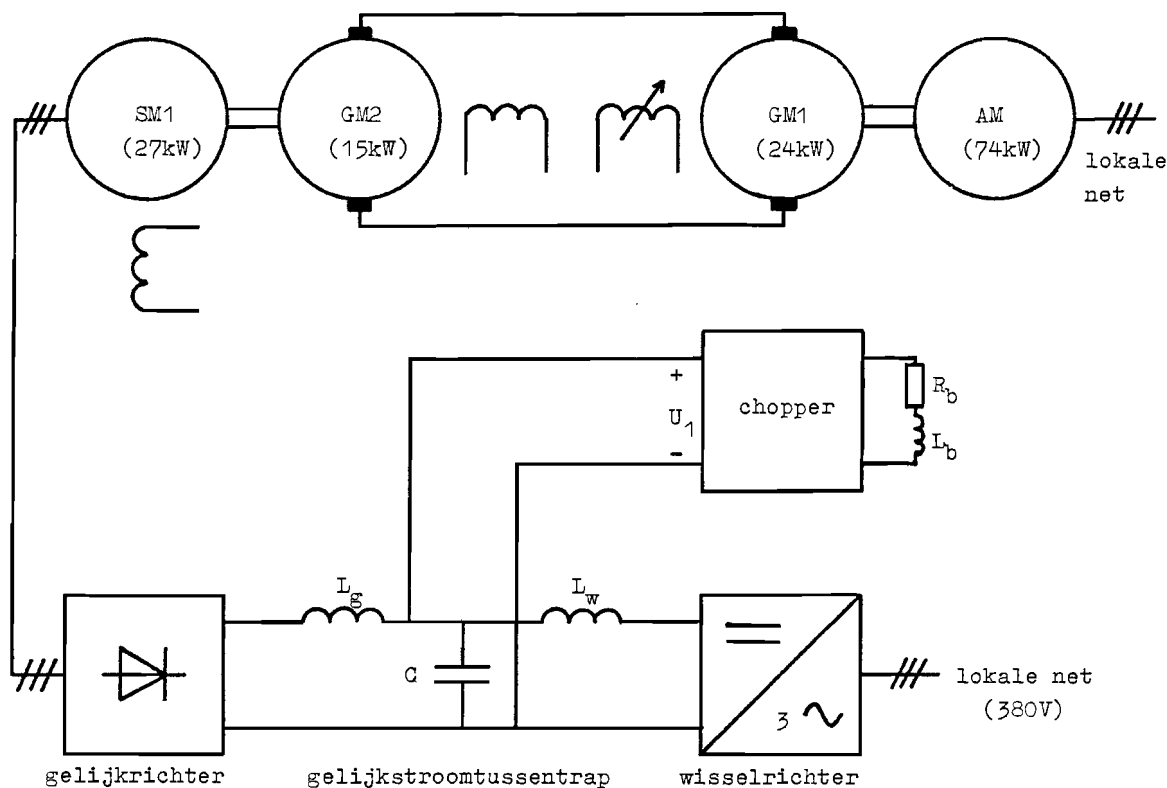
$$\begin{array}{ll} U_1 = 444 \text{ V} & L_3 = 4 \text{ mH} \\ R_b = 22,1 \, \Omega & C = 1,88 \, \mu\text{F} \\ L_b = 0,9 \text{ mH} & T = 1 \text{ ms} \end{array}$$

De stuurkarakteristiek, berekend met het simulatieprogramma, is in figuur 3.13 gegeven. De stuurkarakteristiek van het verbeterd theoretisch model wordt vergeleken met die van het simulatiemodel. Voor relatieve intijden kleiner dan een half vallen beide stuurkarakteristieken nagenoeg samen. Voor grotere relatieve intijden treedt een afwijking op, die veroorzaakt wordt door de invloed van het doofcircuit op de stroom door de hoofdthyristor T_1 . Dit wordt als volgt veroorzaakt. Bij het vereenvoudigd theoretisch model wordt er vanuit gegaan dat gedurende de uittijd van de hoofdthyristor de belastingsstroom is overgenomen door de vrijloopdiode. Gedurende de uittijd zal de belastingsstroom dan afnemen met de tijdconstante $\tau (= L_b / R_b)$. In werkelijkheid wordt de stroom eerst

overgenomen door het doofcircuit. Afhankelijk van de grootte van de zelfinductie L_b zal de stroom konstant blijven of zelfs iets toenemen. Wanneer de kommutatiekondensator is opgeladen tot een spanning U_1 , dan zal de vrijloopdiode de stroom overnemen. Vervolgens neemt de belastingsstroom met de tijdconstante τ af. De tijd dat de belastingsstroom met een tijdconstante afneemt is dus kleiner dan de uittijd van de hoofdthyristor. Wanneer de hoofdthyristor weer in geleiding komt is de belastingsstroom dus minder afgenomen, waardoor de gemiddelde stroom door de hoofdthyristor dus groter wordt. Het gemiddeld opgenomen vermogen zal dan ook groter zijn. Deze toename is groter bij een kleinere uittijd, omdat dan relatief gezien de belastingsstroom langer door het doofcircuit dan door de vrijloopdiode zal worden overgenomen. De berekende stuurkarakteristieken worden in hoofdstuk 5 vergeleken met de gemeten stuurkarakteristiek.

4 Beschrijving van de proefopstelling.

Voor het verifiëren van de berekende stuurkarakteristiek van de chopper en de berekende rimpelstromen en rimpelspanningen veroorzaakt door de wisselrichter, de gelijkrichter en de chopper is het laboratorium van de vakgroep EMV een proefopstelling gebouwd. Het schema van deze proefopstelling is in figuur 4.1 gegeven. In de proefopstelling wordt de windturbine gesimuleerd door een Ward-Leonardset, bestaande uit twee gelijkstroommachines GM1 en GM2 en een asynchrone machine AM. Gelijkstroommachine GM2 drijft de synchrone machine SM1 aan. De synchrone machine is via een gelijkrichter, een gelijkstroomtussentrap en een wisselrichter verbonden met het lokale net in het laboratorium. Voor de verrichte metingen was het niet noodzakelijk de wisselrichter op een autonoom net aan te



figuur 4.1 Schema van de proefopstelling.

sluiten. De gelijkstroomtussentrap, die voorheen bestond uit één enkele smoorspoel, is uitgebreid met een tweede smoorspoel en een afvlakkondensator. De chopper is op de gelijkstroomtussentrap aangesloten, op de plaats waar ook de afvlakkondensator is aangesloten. Achtereenvolgens worden de verschillende componenten die in de proefopstelling gebruikt zijn nader toegelicht.

De wisselrichter.

De wisselrichter is een volledig stuurbare brugmutator. De gebruikte thyristoren zijn van het type BBC-CS78. Om piekspanningen over de thyristoren te voorkomen zijn RC-leden parallel aan de thyristoren aangebracht ($100\Omega, 0.1\mu\text{F}$). De sturing voor de mutator wordt beschreven in L7. Er wordt met een vaste ontsteekhoek α gewerkt, waardoor geen extra meet- en regelorganen nodig zijn. De volgende overwegingen spelen een rol bij de keuze van de grootte van de ontsteekhoek:

- voor wisselrichterbedrijf moet de ontsteekhoek tussen 90° en 180° liggen;
- voor een zo gunstig mogelijke arbeidsfaktor moet de ontsteekhoek zo groot mogelijk zijn;
- de ontsteekhoek mag niet te groot zijn, omdat anders gevaar bestaat dat de wisselrichter kipt.

Op grond van deze overwegingen is een ontsteekhoek van 150° gekozen.

De synchrone machine.

De synchrone machine in de proefopstelling is een vierpolige borstelloze generator (Leroy Somer type A1810M6). Deze machine is ook in een eerder onderzoek aan een windturbinesysteem met variabel toerental [L3] gebruikt. Uit dat onderzoek blijkt dat bij een konstante bekrachtigingsstroom van de synchrone machine en een vaste ontsteekhoek van 150° voor de wisselrichter een nagenoeg optimale belasting voor de door de THE gebruikte windturbines wordt verkregen. De bekrachtigingsstroom

van de synchrone machine dient dan circa 0,9 A te zijn. In de proefopstelling zal de synchrone machine dezelfde bekrachtigingsstroom toegevoerd krijgen. Verder blijkt uit het onderzoek [L3] dat bij een bekrachtigingsstroom van 0,9A en een ontsteekhoek van 150° de wisselrichter leemtevrij wordt, wanneer het toerental van de synchrone machine circa 1100tpm is. Dit toerental geldt voor het ideale geval, wanneer de smoorspoel in de gelijkstroomtussentrap oneindig groot verondersteld wordt. In de praktijk bepaalt de grootte van de smoorspoel de leemtegrens en zal deze bij een hoger toerental liggen dan in het ideale geval. Bij de dimensionering van de gelijkstroomtussentrap wordt er vanuit gegaan dat bij de leemtegrens het toerental 1100tpm is.

De aandrijving van de synchrone machine.

Met behulp van de Ward-Leonardset, bestaande uit twee gelijkstroommachines GM1 en GM2 en een asynchrone machine AM (zie figuur 4.1) kan de synchrone machine met een variabel toerental worden aangedreven. Variatie van het toerental geschiedt door regeling van de bekrachtigingsstroom van gelijkstroommachine GM1. De bekrachtigingsstroom van gelijkstroommachine GM2 is konstant. Het toerental van gelijkstroommachine GM1 wordt door de asynchrone machine AM op een vrijwel konstant toerental gehouden. Het maximale vermogen dat de aandrijving kan leveren bedraagt circa 15kW (begrenst door GM2).

De chopper.

Bij de praktische realisatie van de chopper (paragraaf 3.3) moeten het maximale vermogen dat de chopper kan overdragen en de gelijkspanning U_1 bekend zijn. Om overbelasting van de aandrijving ingeval van storingen (bijvoorbeeld continue geleiding van de hoofdthyristor van de chopper) te voorkomen, wordt het maximale vermogen dat de weerstand achter de chopper op kan nemen kleiner genomen dan het maximale vermogen dat de

aandrijving kan leveren (10kW). Omdat in de proefopstelling gewerkt wordt met een vaste ontsteekhoek van 150° van de wisselrichter, zal de gemiddelde spanning in de gelijkstroomtussentrap circa 444V zijn (bij leemtevrijbedrijf van de wisselrichter), zodat de nominale chopperstroom circa 22A zal zijn. De volgende componenten werden voor de chopper gebruikt:

hoofdthyristor T_1	:BBC-CS78
doofthyristor T_2	:BBC-CS78
omslingerthyristor T_3	:BBC-CS78
vrijloopdiode D	:BBC-DSD110
kommutatiekondensator C	:4x0,47 μ F
omslingerspoel L_3	:4,1mH
belastingsweerstand R_b	:2x10 Ω in serie (EM3080+EM3081)
L_b	:0,9mH
RC-leden	:0,025 μ F en 10 Ω

De gelijkstroomtussentrap.

De dimensionering en de praktische realisatie van de gelijkstroomtussentrap worden in paragraaf 3.2 en 3.4 behandeld. Hiervoor moeten de ontsteekhoek van de wisselrichter, het maximale vermogen dat geleverd wordt door gelijkstroommachine GM2 en het toerental van de synchrone machine SM1 bij de leemtegrens van de wisselrichter bekend zijn. Deze gegevens zijn in deze paragraaf vermeld. De volgende componenten worden voor de gelijkstroomtussentrap gebruikt:

smoorspoel L_g	:11mH (ECN08)
smoorspoel L_w	:39mH (EM1654)
afvlakcondensator C	:640 μ F

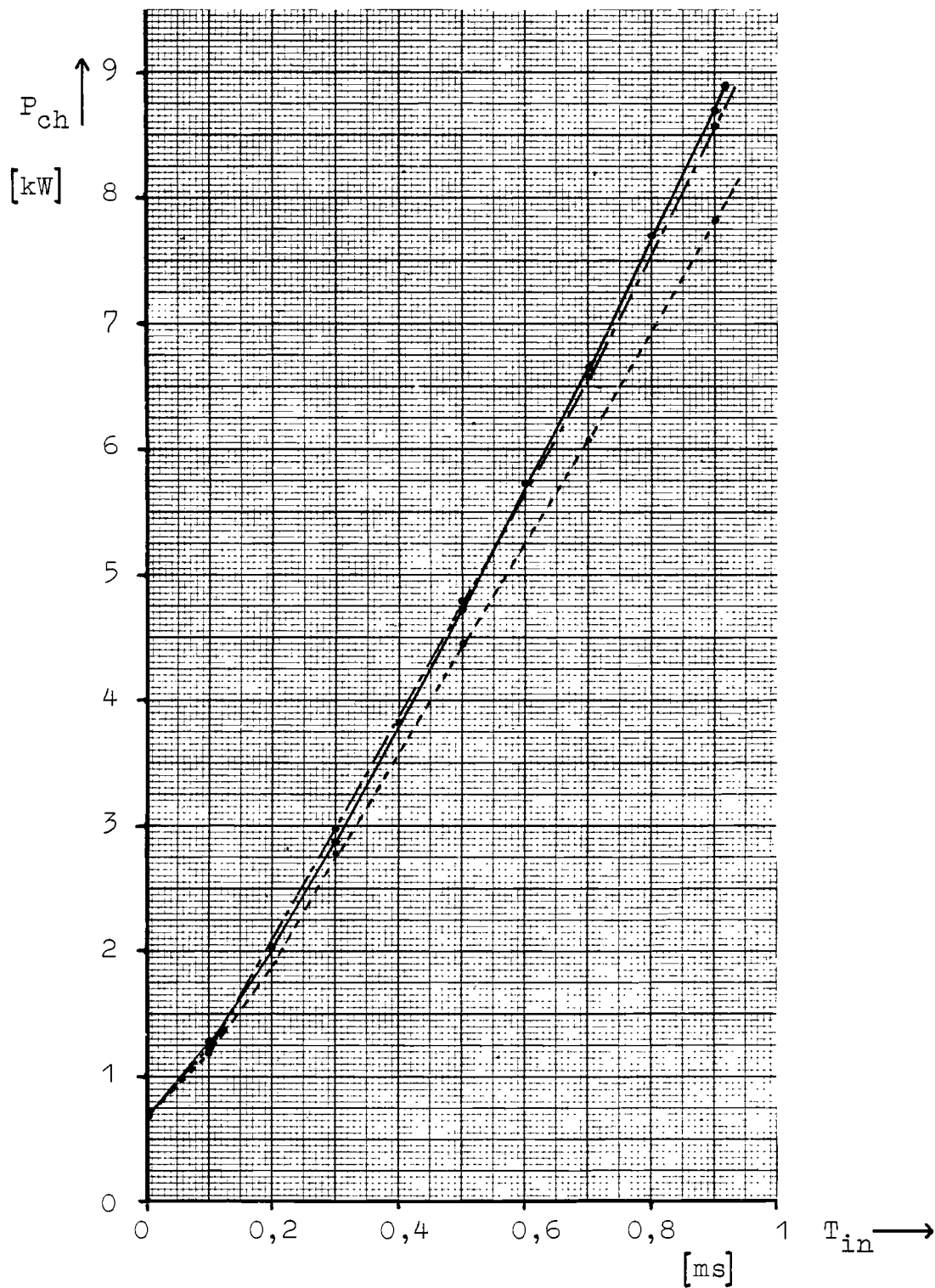
5 Metingen en vergelijkingen met de berekeningen.

5.1 Stuurkarakteristiek.

In deze paragraaf wordt beschreven in hoeverre de met het simulatieprogramma berekende stuurkarakteristiek (zie paragraaf 3.6) overeenkomt met de gemeten stuurkarakteristiek van de chopper in de proefopstelling. De stuurkarakteristiek is gemeten bij een gemiddelde spanning van 425V in de gelijkstroomtussentrap. Dit werd gerealiseerd door het toerental van de synchrone machine zodanig in te stellen, dat de wisselrichter in leemtebedrijf was en de gemiddelde spanning 425V was. Hierdoor was het mogelijk om latere metingen bij dezelfde spanning uit te voeren, ondanks variaties in de netspanning. In figuur 5.1 zijn de gemeten waarden voor het gemiddeld door de chopper opgenomen vermogen P_{ch} bij verschillende intijden T_{in} van de hoofdthyristor T_1 grafisch weergegeven. Daarnaast zijn in figuur 5.1 twee stuurkarakteristieken gegeven die berekend zijn met het simulatieprogramma. Deze stuurkarakteristieken zijn berekend voor een gemiddelde spanning van 425V en voor twee verschillende belastingsweerstand ($R_b=20\Omega$ en $R_b=22,1\Omega$). Uit figuur 5.1 blijkt dat de stuurkarakteristiek berekend met $R_b=20\Omega$ (gelijkstroomweerstand) goed overeenkomt met de gemeten karakteristiek, terwijl de berekende stuurkarakteristiek met $R_b=22,1\Omega$ (de weerstand voor een enkelvoudig harmonisch signaal van 1kHz) sterk afwijkt bij grotere intijden. De nauwkeurigheid van de gemeten waarden bedraagt circa 5%. In werkelijkheid wordt de chopper belast met een blokvormige stroom met een frekwentie van 1kHz. De weerstandswaarde zal dan waarschijnlijk tussen de 20Ω en $22,1\Omega$ liggen. Een nader onderzoek naar het gedrag van de belastingsweerstand bij verschillende stroombelastingen is nodig om tot een goed theoretisch model voor de belastingsweerstand te komen.

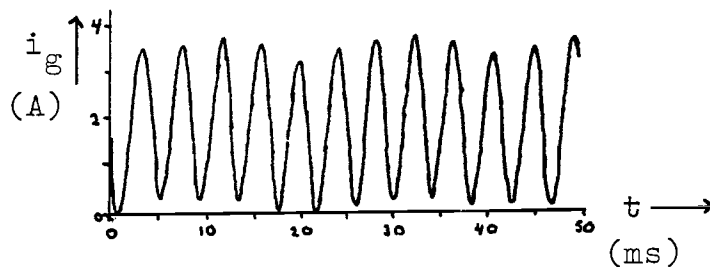
figuur 5.1 Gemeten en berekende stuurkarakteristieken van de chopper.

- =de gemeten karakteristiek.
- de berekende karakteristiek met $R_b=22,1\Omega$
- - - -de berekende karakteristiek met $R_b=20\Omega$

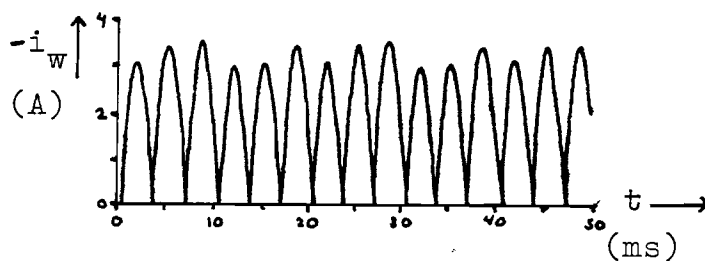


5.2 Rimpelstromen en rimpelspanning in de gelijkstroomtussen-
trap, veroorzaakt door de wisselrichter en de gelijkrich-
ter (zonder chopper).

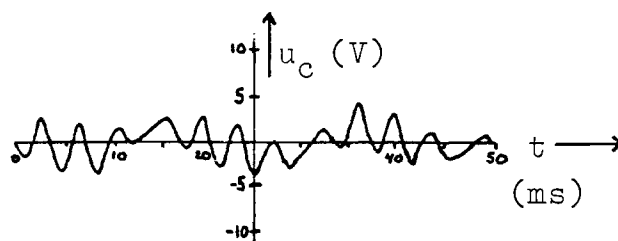
De rimpelspanningen op de wisselrichter en de gelijkrichter veroorzaken rimpelstromen door de smoorspoelen L_g en L_w en een rimpelspanning op de afvlakkondensator C. Met behulp van een oscilloscoop en een polaroid-kamera zijn foto's gemaakt van de rimpelstromen door de smoorspoelen en de rimpelspanning op de afvlakkondensator, wanneer de wisselrichter nog net in leentevrijbedrijf is. De wisselrichter is nog net in leentevrijbedrijf wanneer het toerental van synchrone machine SM1 1200tpm is. In figuur 5.2, 5.3 en 5.4 zijn respectievelijk de gemeten stroom i_g , de stroom i_w en de rimpelspanning u_c gegeven.



figuur 5.2 Rimpelstroom door de smoorspoel L_g .



figuur 5.3 Rimpelstroom door de smoorspoel L_w .



figuur 5.4 Rimpelspanning op de afvlakkondensator C.

Uit de figuren 5.2 tot en met 5.4 kunnen de topwaarden van de rimpelstromen i_g en i_w en de rimpelspanning u_c opgemeten worden. In tabel 5.1 staan de gemeten en de berekende topwaarden voor de rimpelstromen en de rimpelspanning. Met de topwaarde wordt de helft van de top-topwaarde van de rimpelkomponent bedoeld.

	gemeten	berekend
\hat{i}_g	1,5A	1,53A
\hat{i}_w	1,7A	1,25A
u_c	2,5V	2,62V

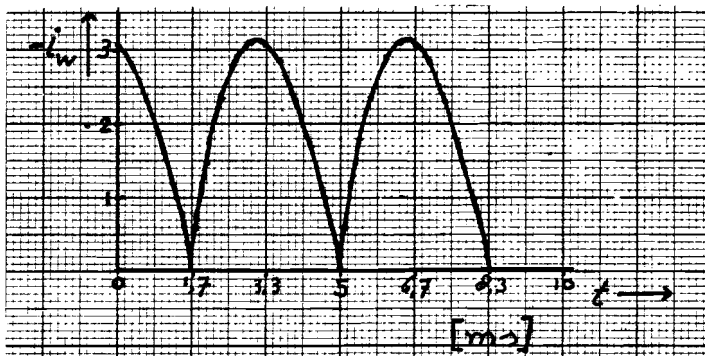
tabel 5.1 Gemeten en berekende topwaarden voor de rimpelstromen en de rimpelspanning in de gelijkstroomtussentrap.

De nauwkeurigheid van de gemeten waarden bedraagt circa 5%. Ten gevolge van afwijkingen in de gebruikte gegevens voor de berekeningen, bedraagt de fout in de berekende waarden circa 5%. Een totale afwijking van 10% tussen gemeten en berekende waarden is dus mogelijk.

De gemeten en berekende topwaarde \hat{i}_g komen goed met elkaar overeen. De stroom i_g door smoorspoel L_g ziet er sinusvormig uit. De berekende topwaarde \hat{i}_g is verkregen door alleen de grondharmonische stroomcomponent ($6 \cdot f_{sm1}$) door smoorspoel L_g te berekenen. Deze methode levert een redelijke schatting op voor de werkelijke topwaarde \hat{i}_g van de stroomrimpel.

De gemeten en berekende topwaarde \tilde{u}_c voor de rimpelspanning op de afvlakkondensator C komen ook redelijk met elkaar overeen. De rimpelspanning u_c (figuur 5.4) bestaat uit een som van drie vrijwel sinusvormige spanningen met verschillende frekwenties. Twee wisselspanningen worden veroorzaakt door de rimpelstromen door de smoorspoelen L_g en L_w . De derde wisselspanning wordt mogelijk veroorzaakt door de asymmetrie in de mutatorsturing. Deze laatste variatie is ook te zien in

de rimpelstromen i_g en i_w in de figuren 5.2 en 5.3.
De berekende topwaarde \hat{i}_w voor de rimpelstroom door de smoorspoel L_w is circa 25% kleiner dan de gemeten waarde. Dit verschil wordt veroorzaakt doordat in de berekening (met behulp van vergelijking 3.15) uitgegaan wordt van de grondharmonische component ($6 \cdot \omega_{an}$) van de rimpelspanning op de wisselrichter. Alleen de topwaarde van de grondharmonische stroomcomponent door de smoorspoel L_w is dus berekend. De stroom i_w in figuur 5.3 is duidelijk niet sinusvormig. Er mag dan ook verwacht worden dat hogere harmonische stroomcomponenten een aanzienlijke bijdrage zullen leveren in de totale rimpelstroom i_w door de smoorspoel L_w . Vergelijking 2.6 in paragraaf 2.3 geeft een uitdrukking voor de totale rimpelstroom i_w door de smoorspoel L_w . Met behulp van deze vergelijking wordt de stroom i_w berekend op verschillende tijdstippen. Daarbij wordt de tweede term in vergelijking 2.5 verwaarloosd (dit is de rimpelstroom veroorzaakt door de gelijkrichter) en worden de eerste tien harmonische stromen ($n=10$) in de berekening meegenomen. In figuur 5.5 zijn de berekende waarden voor de stroom i_w op verschillende tijdstippen grafisch weergegeven.

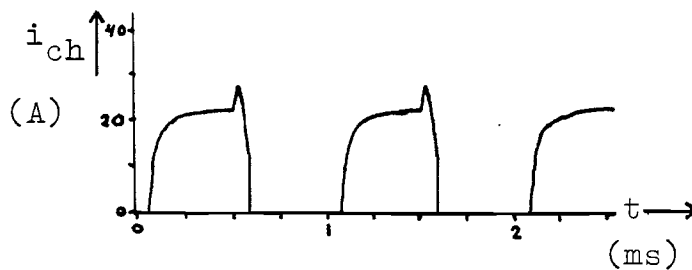


figuur 5.5 De berekende stroom i_w door smoorspoel L_w .

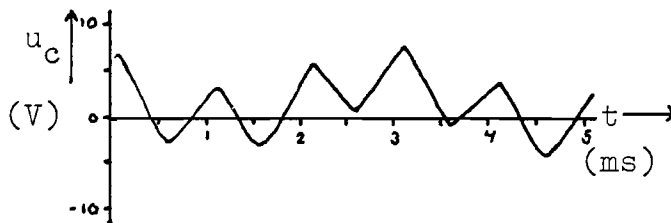
De stroomvormen in de figuren 5.3 en 5.5 komen goed met elkaar overeen. De topwaarde \hat{i}_w in figuur 5.5 is circa 1,6A. Deze waarde komt redelijk goed overeen met de gemeten waarde.

5.3 Rimpelspanning op de afvlakcondensator, veroorzaakt door de chopper.

De chopper in de gelijkstroomtussentrap neemt een blokvormige stroom op, die een rimpelspanning veroorzaakt op de afvlakcondensator. Wanneer de duty-cycle van de chopperstroom 50% is, dan zal deze een driehoekspanning op de afvlakcondensator veroorzaken (zie paragraaf 2.4). Er zijn foto's gemaakt van de blokvormige stroom die de chopper opneemt en de driehoekspanning op de afvlakcondensator. In figuur 5.6 en 5.7 is respectievelijk de blokvormige stroom i_{ch} en de driehoekspanning u_c gegeven.



figuur 5.6 Blokvormige stroom die de chopper opneemt.



figuur 5.7 Driehoekspanning op de afvlakcondensator.

De chopperstroom i_{ch} in figuur 5.6 is de stroom die van de gelijkstroomtussentrap via de hoofdthyristor T_1 of het doofcircuit naar de belasting loopt. Het verloop van deze stroom wordt in paragraaf 1.1 verklaard.

De spanning in figuur 5.7 bestaat uit een driehoekspanning en een sinusvormige spanning (gestippeld getekend). Deze sinusvormige spanning wordt veroorzaakt door de rimpelstromen door de smoorspoelen tengevolge van de rimpelspanningen

op de gelijkrichter en de wisselrichter. Uit figuur 5.7 wordt de topwaarde \tilde{u}_c , oftewel de helft van het verschil tussen een opvolgend minimum en maximum van de spanning u_c , opgeten. De gemeten topwaarde is circa 3,5V. Deze waarde komt redelijk goed overeen met de in paragraaf 3.4 berekende topwaarde (3,9V), wanneer rekening wordt gehouden met een grote meetonnauwkeurigheid (de gemiddelde spanning is circa 444V) en het feit dat de chopperstroom (figuur 5.6) niet zuiver blokvormig is.

In paragraaf 3.4 zijn ook de rimpelstromen door de smoorspoelen berekend, die veroorzaakt worden door de chopper. Deze zijn echter zeer klein ten opzichte van de rimpelstromen door de smoorspoelen, die veroorzaakt worden door de wisselrichter en de gelijkrichter. Bij metingen van de stromen door de smoorspoelen werden de rimpelstromen veroorzaakt door de chopper dan ook niet waargenomen.

5.4 Resonantieverschijnselen bij leemtebedrijf van de wissel-richter.

In deze paragraaf wordt door middel van enkele metingen beschreven in hoeverre resonanties, veroorzaakt door de rimpelspanning op de gelijkrichter, optreden bij leemtebedrijf van de wisselrichter en de gelijkrichter. Voor het toerental van de synchrone machine SM1 wordt 750tpm genomen en voor de bekrachtigingsstroom 0,9A. Bij een ontsteekhoek van 150° zullen de wisselrichter en de gelijkrichter in leemtebedrijf zijn. De grondfrequentie van de rimpelspanning op de gelijkrichter is dan:

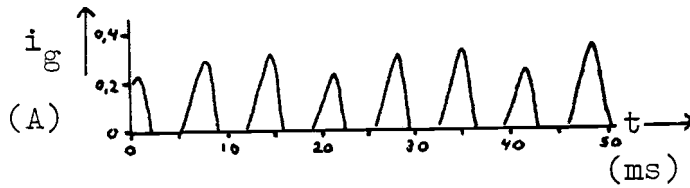
$$\omega_g = 2\pi \cdot 6 \cdot \frac{2 \cdot 750}{60} = 2\pi \cdot 150 \text{ rad/s}$$

Voor een eventuele opslingering van de stromen door de smoorspoelen L_g en L_w en een opslingering van de spanning op de afvlakkondensator moet de resonantiefrequentie ω_o van de slingerkring gelijk zijn aan de grondfrequentie ω_g van de rimpelspanning op de gelijkrichter. De zelfinductie van de smoorspoelen L_g en L_w zijn respectievelijk 30mH en 39mH. De capaciteit C van de afvlakkondensator kan met behulp van vergelijking (2.1) berekend worden:

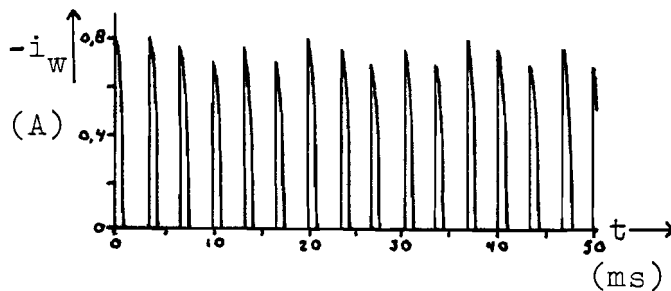
$$C = \frac{1}{\omega_o^2 L_p} = \frac{1}{\omega_g^2 L_p} \quad , \text{ met } L_p = \frac{L_w L_g}{L_w + L_g} \quad (5.1)$$

$$C = (4 \cdot \pi^2 \cdot 150^2 \cdot \frac{30 \cdot 39 \cdot 10^{-3}}{30 + 39}) = 66 \mu\text{F}$$

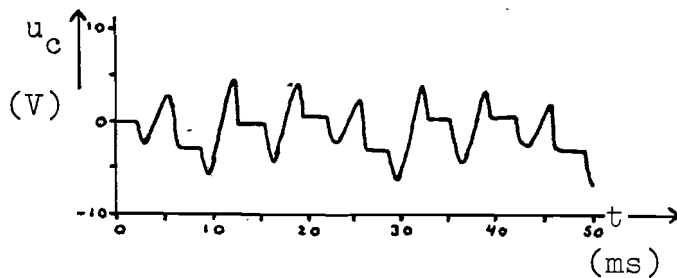
In de gelijkstroomtussentrap wordt een condensator van $66 \mu\text{F}$ aangesloten. Er zijn foto's gemaakt van de stromen i_g respectievelijk i_w door de smoorspoelen L_g en L_w en de spanning u_c over de afvlakkondensator, bij 750tpm voor de synchrone machine en een ontsteekhoek van 150° voor de wisselrichter. De stromen i_g en i_w en de spanning u_c zijn in de figuren 5.8, 5.9 en 5.10 gegeven.



figuur 5.8 De stroom door smoorspoel L_g bij $\omega_0 = \omega_g$.



figuur 5.9 De stroom door smoorspoel L_w bij $\omega_0 = \omega_g$.



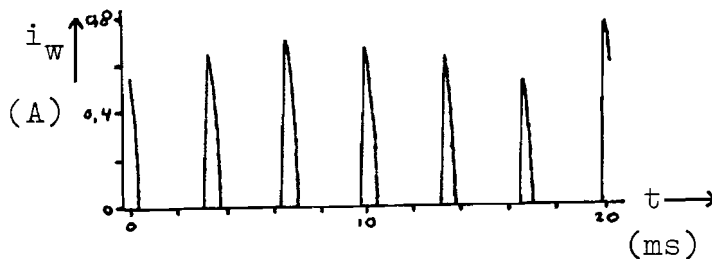
figuur 5.10 De spanning op de afvlakkondensator bij $\omega_0 = \omega_g$.

Uit bovenstaande figuren volgt dat in ieder geval geen sterke opslingering van de stromen i_g en i_w en de spanning u_c plaatsvindt. Het verloop van de spanning u_c (figuur 5.10) is als volgt te verklaren. Wanneer de wisselrichter en de gelijkrichter geen stroom voeren ($i_g = i_w = 0$) dan blijft de spanning over de condensator vrijwel konstant. Wanneer alleen de gelijkrichter stroom voert dan neemt de spanning op de condensator toe. De frekwentie waarmee telkens de spanning toeneemt is 150 Hz. (frekwentie van de rimpelspanning op de gelijkrichter). De spanning zal afnemen wanneer de wisselrichter stroom voert. De frekwentie waarmee telkens de spanning afneemt is 300 Hz.

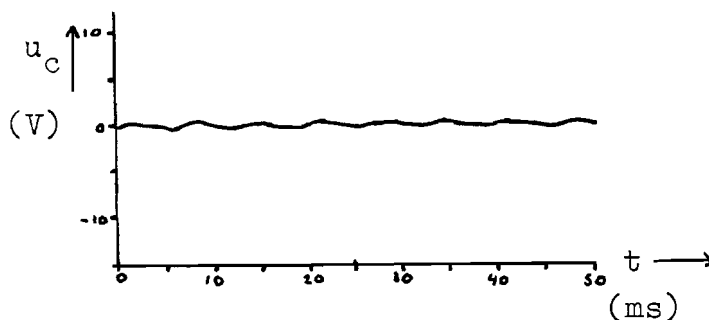
(frekwentie van de rimpelspanning op de wisselrichter). De rimpelspanningen op de gelijkrichter en de wisselrichter zijn veel groter dan de rimpelspanning op de condensator, zodat de rimpelstroom i_g respectievelijk de rimpelstroom i_w vrijwel geheel door de rimpelspanning op de gelijkrichter respectievelijk de wisselrichter wordt bepaald. De stromen en de spanning worden vergeleken met de stromen en de spanning in de situatie dat de resonantiefrekwentie ω_0 niet samenvalt met de grondfrekwentie ω_g van de rimpelspanning op de gelijkrichter. Daarbij blijven het toerental van de synchrone machine en de ontsteekhoek van de wisselrichter hetzelfde. De resonantiefrekwentie wordt veranderd door een condensator van $640\mu\text{F}$ in plaats van $66\mu\text{F}$ aan te sluiten op de gelijkstroomtussentrap. De in deze situatie gemeten stromen i_g en i_w en de spanning u_c zijn in de figuren 5.11, 5.12 en 5.13 gegeven.



figuur 5.11 De stroom door smoorspoel L_g bij $\omega_g \neq \omega_0$.



figuur 5.12 De stroom door smoorspoel L_w bij $\omega_g \neq \omega_0$.



figuur 5.13 De spanning op de afvlakkcondensator bij $\omega_g \neq \omega_0$.

De stromen uit de figuren 5.8 en 5.9 worden vergeleken met die uit de figuren 5.11 en 5.12. De grootte van de stromen zijn vrijwel gelijk aan elkaar, zodat geklonkludeerd kan worden dat bij de eerste meting nagenoeg geen opslingingering plaatsvindt. De rimpelspanning in figuur 5.10 is veel groter dan die uit figuur 5.13. Dit verschil wordt veroorzaakt door het verschil in de capaciteit van de afvlakkondensator en niet door opslingingering.

5.5 Resonantieverschijnselen bij leemte vrijbedrijf van de wisselrichter.

Er wordt nagegaan in hoeverre de spanning op de afvlakcondensator opgeslingerd wordt wanneer de resonantiefrekwentie ω_0 samenvalt of in de buurt ligt van de grondfrequentie (of een veelvoud hiervan) van de rimpelspanning op de gelijkrichter of de wisselrichter, bij leemte vrijbedrijf van de wisselrichter en de gelijkrichter. De ontsteekhoek van de wisselrichter is 150° , het toerental van de synchrone machine is 1340 tpm en de bekrachtigingsstroom is 0,9 A. In deze situatie is de wisselrichter en de gelijkrichter in leemte vrijbedrijf. Wanneer de netfrequentie 50 Hz is, dan is de grondfrequentie van de rimpelspanning op de wisselrichter 300 Hz. De grondfrequentie f_g van de rimpelspanning op de gelijkrichter bij 1340 tpm voor de synchrone machine is:

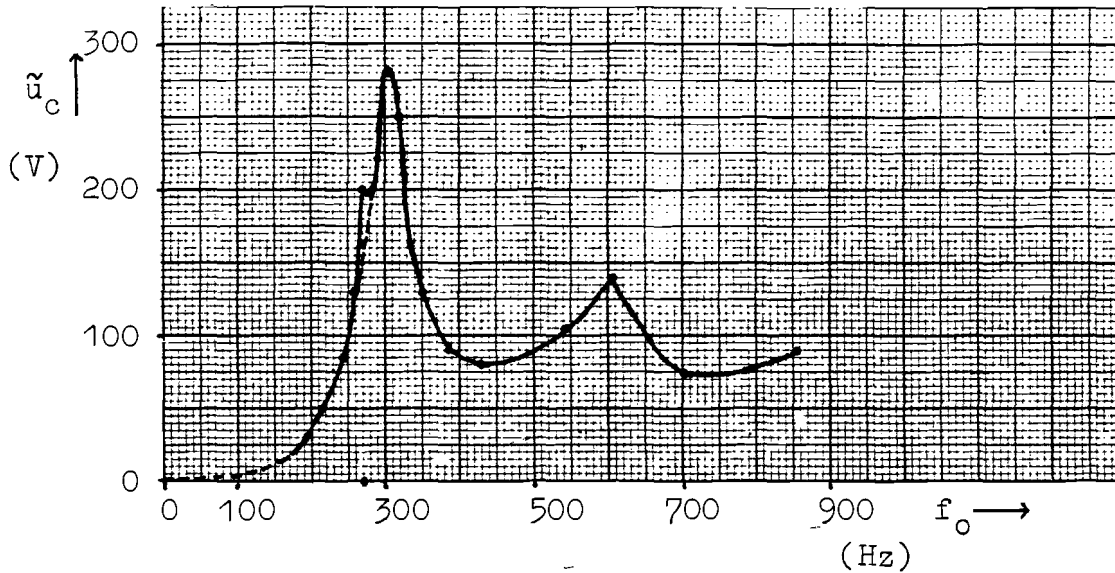
$$f_g = 6 \cdot \frac{2 \cdot 1340}{60} = 268 \text{ Hz.}$$

De topwaarde \tilde{u}_c van de rimpelspanning op de afvlakcondensator wordt gemeten, waarbij verschillende condensatoren in de gelijkstroomtussentrap zijn aangesloten. Met de topwaarde \tilde{u}_c wordt de helft van de top-topwaarde van de rimpelspanning op de afvlakcondensator bedoeld. Deze is gemeten met een oscilloscoop. De zelfinductie van de smoorspoelen L_g en L_w is respectievelijk 30 mH en 39 mH. De resonantiefrekwentie kan berekend worden met onderstaande vergelijking:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C}} = \quad , \quad \text{met } L_p = \frac{L_g L_w}{L_g + L_w} \quad (5.2)$$

In figuur 5.14 zijn de gemeten topwaarden \tilde{u}_c van de rimpelspanning op de afvlakcondensator bij verschillende resonantiefrekwenties f_0 gegeven.

Uit figuur 5.14 volgt dat bij verschillende resonantiefrekwenties een sterke opslinging van de spanning op de af-



figuur 5.14 Rimpelspanning op de afvlakcondensator bij verschillende resonantiefrekwenties.

vlakcondensator plaatsvindt. Dit is het geval als de resonantiefrekwentie gelijk is aan de grondharmonische frekwentie (300 Hz) of de tweede harmonische frekwentie (600 Hz) van de rimpelspanning op de wisselrichter en als deze gelijk is aan de grondfrekwentie (268 Hz) van de rimpelspanning op de gelijkrichter. Ook bij tussenliggende resonantiefrekwenties treedt nog een grote rimpelspanning op. Ook dan is er nog sprake van opslinging, omdat de frekwenties van de harmonische spanningscomponenten op de wisselrichter en de gelijkrichter in de buurt van de resonantiefrekwentie liggen. Voor hogere resonantiefrekwenties wordt de condensator steeds kleiner genomen. Een kleine stroomrimpel door de smoorspoelen veroorzaakt dan toch een grote rimpelspanning op de condensator. Voor een betrouwbare werking van de chopper mag de rimpelspanning op de afvlakcondensator niet te groot zijn. In de praktijk zal de top-topwaarde van de rimpelspanning op de afvlakcondensator slechts enkele procenten van de gemiddelde spanning (444 V) mogen zijn.

5.6 Rendement waarmee de spanning op de kommutatiekondensator wordt omgeslingerd.

De spanning op de kommutatiekondensator van de chopper moet voldoende negatief zijn voor het uit geleiding brengen van de hoofdthyristor. Met behulp van een slingerkring (C-T₃-L₃, figuur 1.3) wordt de spanning op de condensator omgepoold, telkens voordat de hoofdthyristor T₁ uit geleiding wordt gebracht. Voor de aanvang van het omslingerproces is de spanning op de kommutatiekondensator circa 444V (U₁). Met behulp van een transfoshunt is de spanning op de kommutatiekondensator gemeten. De spanning op de condensator is na het omslingerproces -390V. Het rendement η (absolute verhouding tussen de spanning op de condensator voor en na het omslingeren) waarmee de condensatorspanning is omgeslingerd is dus circa 89%. In paragraaf 3.3 is berekend dat het rendement van het omslingerproces circa 92% zal zijn. Het werkelijke rendement ligt dus 3% lager. Dit wordt waarschijnlijk veroorzaakt door de verliezen in de omslingerthyristor T₃, de kommutatiekondensator en de bedrading. Bij de berekening van het rendement η is alleen het verlies in de omslingerspoel L₃ beschouwd.

6 Konklusies en aanbevelingen.

Als extra regelbare belasting in de gelijkstroomtussentrap is een chopper met weerstandsbelasting genomen. Hiermee is onderzoek gedaan naar de konsekwenties van het aanbrengen van een extra regelbare belasting in de gelijkstroomtussentrap. De toegepaste chopper is een thyristorchopper met een onafhankelijke slingerkring en indirekte kommutatie. Dit type chopper is eenvoudig en de bouw van een dergelijk type chopper voor een vermogen van 50 á 100 kW is goed mogelijk. Het in de belastingsweerstand gedissipeerde vermogen wordt geregeld door de intijd T_{in} van de hoofdthyristor te variëren. Mocht het minimale vermogen (bij $T_{in}=0$) dat in de belastingsweerstand gedissipeerd wordt nog te groot zijn, dan kan dit verlaagd worden door de frekwentie te verkleinen.

Met behulp van de chopper is het niet mogelijk het totaal aan hogere harmonische stromen dat door de wisselrichter in het autonome net geïnjekteerd wordt te verminderen. De chopperfrequentie kan dus wat dit betreft vrij gekozen worden en wel zodanig dat de rimpelstroom in de gelijkstroomtussentrap zo klein mogelijk is.

Om aansluiting van de chopper op de gelijkstroomtussentrap mogelijk te maken, wordt de gelijkstroomtussentrap uitgebreid met een extra smoorspoel en een afvlakkondensator. De twee smoorspoelen en de afvlakkondensator vormen een trillingskring. Om slingeringen in de gelijkstroomtussentrap te voorkomen wordt de resonantiefrequentie van de trillingskring kleiner genomen dan de kleinste grondfrequentie van de rimpelspanning op de gelijkrichter en de wisselrichter, bij leemtevrijbedrijf van de wisselrichter en de gelijkrichter. Door deze keuze zullen ook bij leemtebedrijf van de wisselrichter en/of de gelijkrichter geen slingeringen in de gelijkstroomtussentrap veroorzaakt kunnen worden door de rimpelspanningen op de gelijkrichter of op de wisselrichter.

Bij de dimensionering van de gelijkstroomtussentrap wordt er vanuit gegaan dat de rimpelstroom door de smoorspoelen niet

groter is dan 10% van de nominale gelijkstroom in de gelijkstroomtussentrap. De chopperfrequentie wordt zodanig gekozen dat de rimpelspanning op de afvlakcondensator slechts enkele procenten bedraagt van de gemiddelde spanning op de afvlakcondensator. Daarnaast wordt de chopperfrequentie zo klein mogelijk genomen, zodat de thyristoren minder zwaar belast worden en het minimale vermogen dat de chopper overdraagt minimaal is. Een chopperfrequentie van 1kHz voor de chopper in de proefopstelling is geschikt. De voor de dimensionering van de gelijkstroomtussentrap en de chopper afgeleide relaties geven een redelijke schatting van de stroom- en spanningsrimpels in de gelijkstroomtussentrap. In de proefopstelling blijven de stroom- en spanningsrimpels in de gelijkstroomtussentrap beneden de gestelde percentages.

De autonome windenergiecentrale is nagebootst met een proefopstelling, waarbij de windturbine gesimuleerd wordt met een gelijkstroommachine. Omdat alleen quasi-stationaire metingen zijn verricht in de gelijkstroomtussentrap is de wisselrichter in de proefopstelling aangesloten op het lokale net. De proefopstelling met de chopper als extra regelbare belasting blijkt goed te functioneren.

In een verder onderzoek zouden de volgende aspecten nader bekeken kunnen worden:

- Tengevolge van plotselinge spanningsdalingen in de gelijkstroomtussentrap (bijvoorbeeld door het inschakelen van een grote belasting in het autonome net) kan de slingerkring aangestoten worden. Wanneer hierdoor de slingeringen in de gelijkstroomtussentrap ontoelaatbaar groot zijn, dan moet een passend dempingsfilter in de gelijkstroomtussentrap aangebracht worden.
- Wanneer de wisselrichter kipt dan ontstaat er een kortsluiting aan de zijde van de wisselrichter in de gelijkstroomtussentrap. De thyristoren van de wisselrichter moeten deze kortsluitstroom kunnen voeren. Doordat in de gelijkstroom-

tussentrap een afvlakkondensator is opgenomen, kan het zijn dat de kortsluitstroom tijdelijk groter is dan in de situatie dat de gelijkstroomtussentrap bestaat uit één enkele smoor-spoel.

- Voor de autonome windenergiecentrale moet een vermogen-frekwentie-regeling gebouwd worden. Hiervoor dient onder andere het regelgedrag van de chopper, aangesloten op de gelijkstroomtussentrap, bepaald te worden.

Literatuurlijst.

L1: Gemert, P.H. van

"Toepassing van een stuurbare belastinggelijkrichter in een autonome windenergiecentrale; wisselwerking met andere mutatoren in het autonome net en het autonome net zelf."

Afstudeerverslag THE, EM82-31, 1982

L2: Bonte, J.A.N. de

"Een modelopstelling van een windenergiecentrale"

Afstudeerverslag THE, EM81-20, 1981

L3: Bonte, J.A.N. de en M.J. Hoeijmakers

"Windturbinesysteem met variabel toerental"

PT/elektrotechniek/elektronika 37(1982), NR8, p. 66-73

L4: Oosterhoudt, P. van en W.J. de Zeeuw

"Vermogenselektronika"

Collegediktaat THE, nr. 5.011, 1978

L5: Rübner-petersen, T.

"NAP2, a Nonlinear Analyses Program for electronic circuits, version 2."

Dokumentatie rekencentrum THE, RDOK15523, 1973

L6: "Manual for B7700, Version of NAP2 Program"

RC-informatie THE

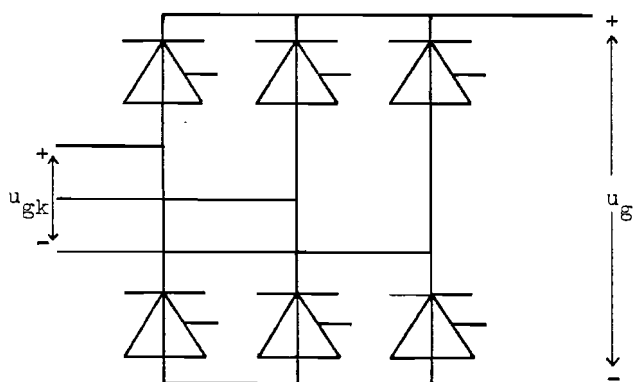
L7: Offringa, L.J.J.

"Ontwerp, constructie en beproeving van een storingsongevoelige mutator voor wisselrichterbedrijf"

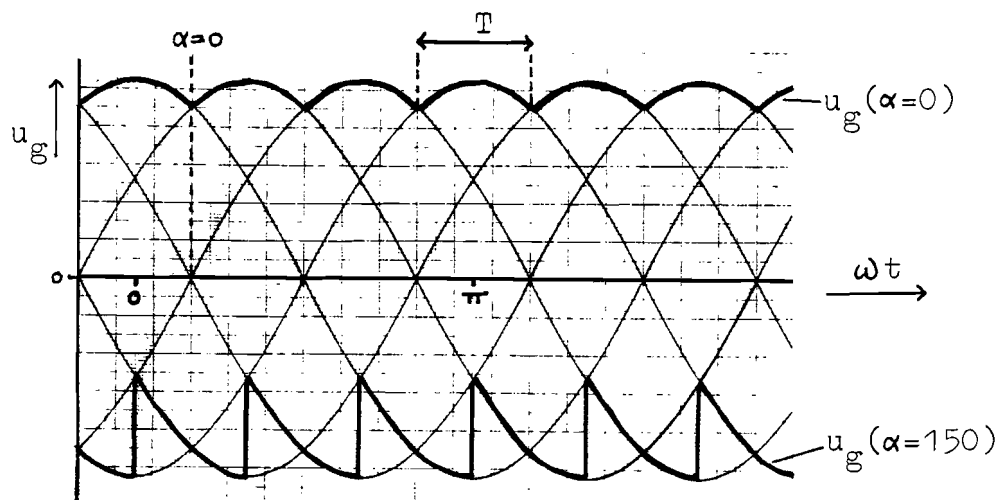
Verslag THE, EM79-30, 1979

Bijlage 1:Fourierreeksontwikkeling van de gelijkspanning van een driefasen brugmutator.

In figuur 1.a is de schakeling getekend van een driefasen brugmutator. Verondersteld wordt dat de kommutatietijd van de thyristoren nul is. Figuur 1.b toont de momentane waarde van de mutator-gelijkspanning u_g voor een ontsteekhoek $\alpha=150^\circ$ en $\alpha=0^\circ$.



figuur 1.a Driefasen brugmutator.



figuur 1.b Mutator-gelijkspanning bij $\alpha=150^\circ$ en $\alpha=0^\circ$.

u_g is periodiek met $\frac{\pi}{3\omega}$. Voor u_g kan voor een bepaalde ontsteekhoek α geschreven worden:

$$u_g(t) = u_{gk} \cos \omega t \quad \text{voor } \alpha - \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \alpha + \frac{\pi}{6} \quad (1)$$

Met behulp van fourierreeksontwikkeling kan voor u_g geschreven worden:

$$u_g(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)] \quad (2)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{\frac{1}{\omega}(\alpha - \frac{\pi}{6})}^{\frac{1}{\omega}(\alpha + \frac{\pi}{6})} u_g(t) \cos(n\omega_0 t) dt \quad (3)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{\frac{1}{\omega}(\alpha - \frac{\pi}{6})}^{\frac{1}{\omega}(\alpha + \frac{\pi}{6})} u_g(t) \sin(n\omega_0 t) dt \quad (4)$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (5)$$

$$T = \frac{\pi}{3\omega} \quad (6)$$

Achtereenvolgens worden a_n en b_n berekend met de vergelijkingen (1) tot en met (6).

Berekening van a_n :

Substitutie van vergelijking (1) in (3):

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{\alpha - \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{\pi}{6}} \hat{u}_{gk} \cos \omega t \cos(n\omega_0 t) d\omega t \quad (7)$$

Substitutie van vergelijking (5) en (6) in (7):

$$a_n = \frac{6}{\pi} \hat{u}_{gk} \int_{\alpha - \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{\pi}{6}} \cos(\omega t) \cos(6n\omega t) d\omega t$$

$$a_n = \frac{6}{\pi} \hat{u}_{gk} \int_{\alpha - \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{\pi}{6}} \frac{1}{2} (\cos((1+6n)\omega t) + \cos((1-6n)\omega t)) d\omega t$$

$$a_n = \frac{3}{\pi} \hat{u}_{gk} \left[\frac{\sin((1+6n)\omega t)}{1+6n} + \frac{\sin((1-6n)\omega t)}{1-6n} \right] \Bigg|_{\alpha - \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{\pi}{6}}$$

$$a_n = \frac{3}{\pi} \hat{u}_{gk} \left[\frac{\sin((1+6n)(\alpha + \frac{\pi}{6})) - \sin((1+6n)(\alpha - \frac{\pi}{6}))}{1+6n} + \frac{\sin((1-6n)(\alpha + \frac{\pi}{6})) - \sin((1-6n)(\alpha - \frac{\pi}{6}))}{1-6n} \right]$$

$$a_n = \frac{3}{\pi} \hat{u}_{gk} \left[\frac{2\cos((1+6n)\alpha)\sin((1+6n)\frac{\pi}{6})}{1+6n} + \frac{2\cos((1-6n)\alpha)\sin((1-6n)\frac{\pi}{6})}{1-6n} \right]$$

$$a_n = \frac{3}{\pi} \hat{u}_{gk} \left[\frac{2\cos((1+6n)\alpha) \cdot \frac{1}{2}(-1)^n}{1+6n} + \frac{2\cos((1-6n)\alpha) \cdot \frac{1}{2}(-1)^n}{1-6n} \right]$$

$$a_n = \frac{3\hat{u}_{gk}(-1)^n}{\pi(1-36n^2)} \left[(1-6n)(\cos \alpha \cos 6n\alpha - \sin \alpha \sin 6n\alpha) + (1+6n)(\cos \alpha \cos 6n\alpha + \sin \alpha \sin 6n\alpha) \right]$$

$$a_n = \frac{6\hat{u}_{gk}(-1)^n}{\pi(1-36n^2)} (\cos \alpha \cos 6n\alpha + 6n \sin \alpha \sin 6n\alpha) \quad (8)$$

Berekening van b_n :

Substitueer vergelijking (1) in (4):

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha - \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{\pi}{6}} \hat{u}_{gk} \cos(\omega t) \sin(6n\omega t) d\omega t \quad (9)$$

Substitutie van vergelijking (5) en (6) in (9):

$$b_n = \frac{6}{\pi} \hat{u}_{gk} \int_{\alpha - \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{\pi}{6}} \cos(\omega t) \sin(6n\omega t) d\omega t$$

$$b_n = \frac{3}{\pi} a_{gk} \int_{\alpha - \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{\pi}{6}} \sin((1+6n)\omega t) - \sin((1-6n)\omega t) d\omega t$$

$$b_n = -\frac{3}{\pi} a_{gk} \left[\frac{\cos((1+6n)(\alpha + \frac{\pi}{6})) - \cos((1+6n)(\alpha - \frac{\pi}{6}))}{1+6n} + \frac{\cos((1-6n)(\alpha + \frac{\pi}{6})) - \cos((1-6n)(\alpha - \frac{\pi}{6}))}{1-6n} \right]$$

$$b_n = \frac{3}{\pi} a_{gk} \left[\frac{2\sin((1+6n)\alpha)\sin((1+6n)\frac{\pi}{6})}{1+6n} + \frac{2\sin((1-6n)\alpha)\sin((1-6n)\frac{\pi}{6})}{1-6n} \right]$$

$$b_n = \frac{6a_{gk}(-1)^n}{\pi(1-36n^2)} (\cos \alpha \sin 6n\alpha - 6n \sin \alpha \cos 6n\alpha) \quad (10)$$

Vervolgens worden a_n en b_n berekend voor $\alpha=0$:

$$a_n(\alpha=0) = \frac{6a_{gk}(-1)^n}{\pi(1-36n^2)}, \quad b_n(\alpha=0) = 0 \quad (11)$$

Voor de gelijkrichterspanning $u_{gr}(=u_g(\alpha=0))$ kan nu met vergelijking (13) en (2) geschreven worden:

$$u_{gr}(t) = \frac{3}{\pi} a_{sm1} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{1-36n^2} \cos(6n_{sm1}t) \right] \quad (12)$$

a_{sm1} = de gekoppelde spanning opgewekt door synchrone machine SM1.

ω_{sm1} = de frekwentie van de draaispanning opgewekt door synchrone machine SM1

Voor de wisselrichterspanning u_{wr} ($\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi$) kan met vergelijking (2), (8) en (10) geschreven worden:

$$u_{wr}(t) = \frac{3}{\pi} a_{an} \cdot -\cos \alpha + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{6a_{an}(-1)^n}{\pi(1-36n^2)} \left[(\cos \alpha \cos 6n\alpha + 6n \sin \alpha \sin 6n\alpha) \cdot \cos(6n\omega_{an}t) + (\cos \alpha \sin 6n\alpha - 6n \sin \alpha \cos 6n\alpha) \sin(6n\omega_{an}t) \right] \quad (13)$$

\hat{u}_{an} = de gekoppelde spanning in het autonome net.

ω_{an} = de frekwentie van de draaispanning in het autonome net.

De relatie tussen de rechthoekige haken wordt vervolgens vereenvoudigd:

$$(\cos \alpha \cos 6n\alpha + 6n \sin \alpha \sin 6n\alpha) \cos 6n\omega_{an} t + (\cos \alpha \sin 6n\alpha - 6n \sin \alpha \cos 6n\alpha) \sin 6n\omega_{an} t = \cos \alpha \cos(6n\omega_{an} t - 6n\alpha) - 6n \sin \alpha \sin(6n\omega_{an} t - 6n\alpha) =$$

$$\begin{aligned} &= \sqrt{\cos^2 \alpha + 36n^2 \sin^2 \alpha} \cos(6n\omega_{an} t - 6n\alpha + \varphi_n) = \\ &= \sqrt{1 + (36n^2 - 1) \sin^2 \alpha} \cos(6n\omega_{an} t - 6n\alpha + \varphi_n) \end{aligned} \quad (14)$$

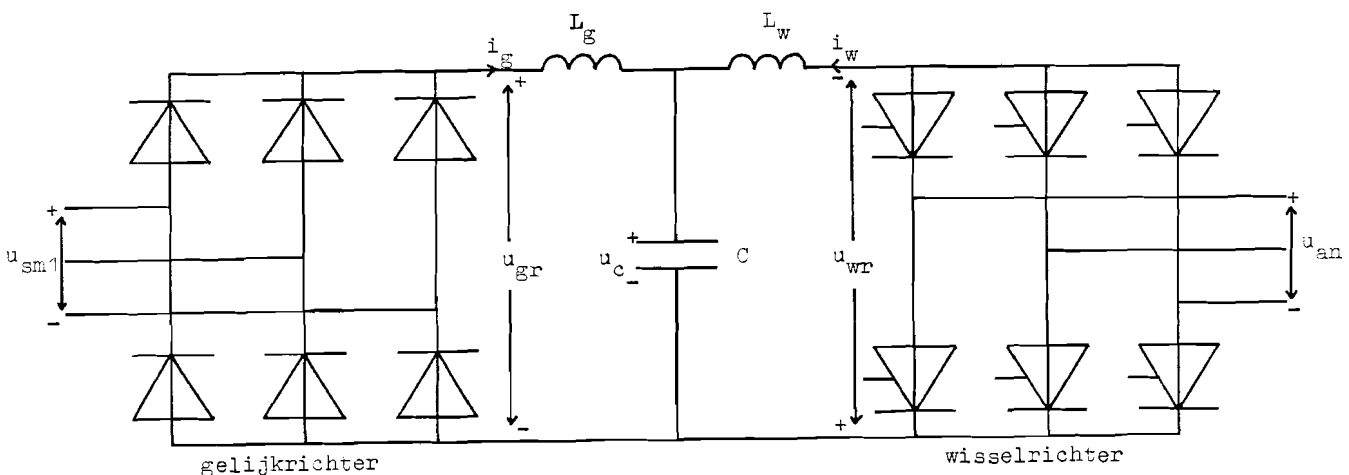
$$\text{,met } \tan \varphi_n = 6n \tan \alpha$$

Vergelijking (13) kan nu met (14) vereenvoudigd worden:

$$u_{wr}(t) = \frac{3}{\pi} \hat{u}_{an} \left[\cos \alpha + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n \sqrt{1 + (36n^2 - 1) \sin^2 \alpha}}{1 - 36n^2} \cos(6n\omega_{an} t - 6n\alpha + \varphi_n) \right]$$

$$\text{,met } \tan \varphi_n = 6n \tan \alpha \quad (15)$$

Wanneer de wisselrichter en de gelijkrichter zijn aangesloten op de gelijkstroomtussentrap (figuur 2), dan zijn de topwaarden \hat{u}_{an} en \hat{u}_{sm1} en de cirkelfrekwenties ω_{an} en ω_{sm1} niet



figuur 2 Gelijkstroomtussentrap.

gelijk aan elkaar. In deze situatie is bij leemtebedrijf de gemiddelde gelijkrichterspanning \bar{u}_{gr} gelijk aan de gemiddelde wisselrichterspanning \bar{u}_{wr} . Voor de gelijkrichterspanning u_{gr} en de wisselrichterspanning u_{wr} kan dan geschreven worden:

$$u_{gr}(t) = -\frac{3}{\pi} \hat{u}_{an} \cos \alpha \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{1-36n^2} \cos(6n\omega_{sm1} t) \right] \quad (16)$$

$$u_{wr}(t) = \frac{3}{\pi} \hat{u}_{an} \left[\cos \alpha + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n \sqrt{1+(36n^2-1)\sin^2 \alpha}}{1-36n^2} \cos(6n\omega_{an} t - 6n\alpha + \varphi_n) \right]$$

, met $\tan \varphi_n = 6n \tan \alpha$ (17)

\hat{u}_{an} = de topwaarde van de gekoppelde spanning in het autonome net

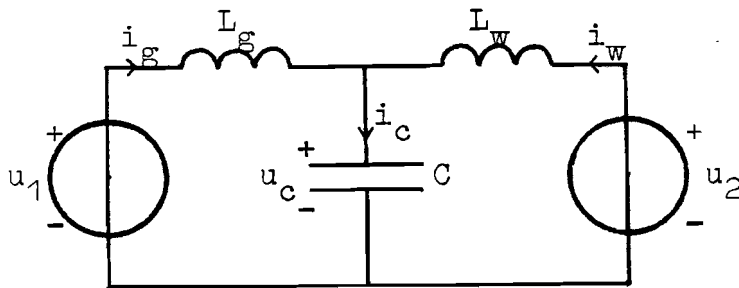
ω_{sm1} = de frekwentie (in rad/s) van de spanning opgewekt door synchrone machine SM1.

ω_{an} = de frekwentie (in rad/s) van de autonome netspanning.
= de onsteekhoek van de wisselrichter.

φ_n = de fasedraaiing van de n^e harmonische komponent.

Bijlage 2. Berekening van de stromen en spanning in de gelijkstroomtussen-
trap, wanneer hierop twee sinusvormige wissel-
spanningsbronnen zijn aangesloten.

In figuur 1 is het schema getekend van de gelijkstroomtussen-
trap, waarbij de gelijkrichter en de wisselrichter vervangen
zijn door spanningsbronnen, die een sinusvormige spanning u_1
en u_2 opwekken met frekwentie ω_1 en ω_2 en fasedraaiing φ_1 en
 φ_2 .



figuur 1.

Het volgende stelsel vergelijkingen kan opgesteld worden
voor het schema, getekend in figuur 1.

$$u_1 = L_g \dot{i}_g + u_c \quad (1)$$

$$u_2 = L_w \dot{i}_w + u_c \quad (2)$$

$$i_c = i_w + i_g \quad (3)$$

$$i_c = C \dot{u}_c \quad (4)$$

Met behulp van de vergelijkingen (1) tot en met (4) kan nu
een differentiaalvergelijking afgeleid worden voor u_c :

$$CL_p \ddot{u}_c + u_c = \frac{L_p}{L_w} u_2 + \frac{L_p}{L_g} u_1 \quad , \text{ met } L_p = \frac{L_g L_w}{L_g + L_w} \quad (5)$$

Voor u_1 en u_2 kan geschreven worden:

$$u_1 = \hat{u}_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \quad , \quad u_2 = \hat{u}_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (6)$$

We zijn alleen geïnteresseerd in de partikuliere oplossing, die geschreven kan worden als:

$$u_c = A\hat{a}_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + B\hat{a}_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (7)$$

Substitutie van vergelijking (6) en (7) in (5) levert na enig rekenwerk de konstanten A en B op, zodat voor u_c geschreven kan worden:

$$u_c = \frac{L_p}{L_g} \frac{\hat{a}_1}{1 - \omega_1^2 L_p C} \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \frac{L_p}{L_w} \frac{\hat{a}_2}{1 - \omega_2^2 L_p C} \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (8)$$

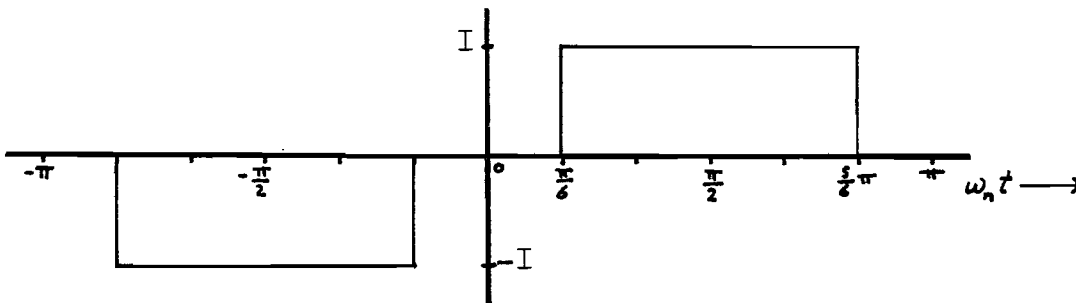
Met behulp van de vergelijkingen (1), (2) en (8) kan nu een relatie voor i_g en i_w afgeleid worden. Voor de integratiekonstante wordt de gelijkstroom I_g genomen.

$$i_g = I_g - \frac{\hat{a}_1}{\omega_1 L_g} \frac{\frac{L_p}{L_w} - \omega_1^2 L_p C}{1 - \omega_1^2 L_p C} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) - \frac{\hat{a}_2}{\omega_2 L_g} \frac{\frac{L_p}{L_g}}{1 - \omega_2^2 L_p C} \sin(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (9)$$

$$i_w = -I_g - \frac{\hat{a}_2}{\omega_2 L_w} \frac{\frac{L_p}{L_g} - \omega_2^2 L_p C}{1 - \omega_2^2 L_p C} \sin(\omega_2 t + \varphi_2) - \frac{\hat{a}_1}{\omega_1 L_w} \frac{\frac{L_p}{L_w}}{1 - \omega_1^2 L_p C} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (10)$$

Bijlage 3.a. Berekening van de harmonische componenten in de fasestroom, ten gevolge van een gelijkstroom in de gelijkstroomtussentrap.

In figuur 1 is de momentane waarde van de fasestroom getekend, ten gevolge van een gelijkstroom I in de gelijkstroomtussentrap.



figuur 1.

Voor de fasestroom $i_f(t)$ kan geschreven worden:

$$i_f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega_n t) + b_n \sin(n\omega_n t)$$

Wegens radiale symmetrie en verschuivingsymmetrie is $a_n = 0$.

Berekening b_n :

$$b_n = 2 \frac{\omega_n}{\pi} \int_0^{\pi/\omega_n} i_f(t) \sin(n\omega_n t) dt = 2 \frac{\omega_n}{\pi} I \int_{\frac{\pi}{6\omega_n}}^{\frac{5\pi}{6\omega_n}} \sin(n\omega_n t) dt$$

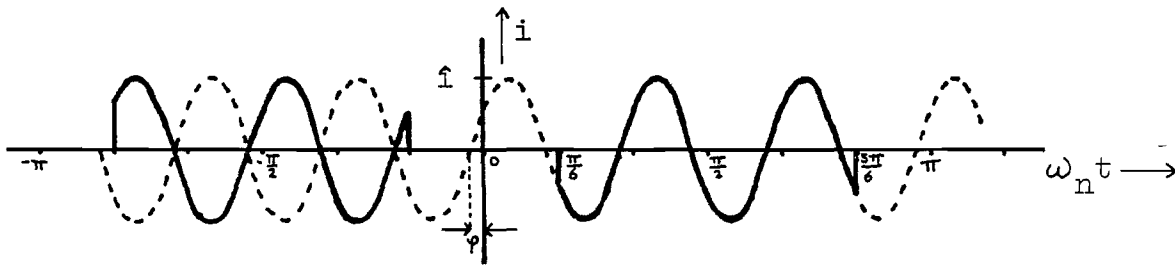
$$b_n = 2 \frac{\omega_n}{\pi} I \left[\frac{-\cos(n\omega_n t)}{n\omega_n} \right] \Bigg|_{\frac{\pi}{6\omega_n}}^{\frac{5\pi}{6\omega_n}}$$

$$b_n = \frac{2I}{\pi n} (\cos(n\frac{\pi}{6}) - \cos(n\frac{5\pi}{6}))$$

$$b_n = \frac{4I}{\pi n} \sin(n\frac{\pi}{2}) \sin(n\frac{\pi}{3})$$

Bijlage 3.b Berekening van de harmonische componenten in de fasestroom, ten gevolge van een sinusvormige wisselstroom in de gelijkstroomtussentrap.

In figuur 1 is de momentane waarde van de fasestroom getekend, ten gevolge van een sinusvormige wisselstroom in de gelijkstroomtussentrap. In dezelfde figuur is gestippeld de momentane waarde van de wisselstroom in de gelijkstroomtussentrap getekend.



figuur 1.

Voor de frekwentie van de wisselstroom i_k in figuur 1 is $6\omega_n$ genomen. De wisselstroom i_k wordt algemeen geschreven als:

$$i_k(t) = \hat{i} \sin(6k\omega_n t + \varphi) \quad , k \in \mathbb{N} \quad (1)$$

Voor de fasestroom i_f kan geschreven worden:

$$i_f(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega_n t) + b_n \sin(n\omega_n t) \quad (2)$$

Achtereenvolgens worden a_n en b_n berekend.

Berekening a_n :

$$a_n = \frac{\omega_n}{\pi} \int_{-\pi/\omega_n}^{\pi/\omega_n} i_f(t) \cos(n\omega_n t) dt$$

$$a_n = \frac{\hat{I}}{\pi} \int_{-\frac{5}{6}\pi}^{-\frac{1}{6}\pi} -\sin(6k\omega_n t + \varphi) \cos(n\omega_n t) d\omega_n t + \frac{\hat{I}}{\pi} \int_{\frac{1}{6}\pi}^{\frac{5}{6}\pi} \sin(6k\omega_n t + \varphi) \cos(n\omega_n t) d\omega_n t$$

$$a_n = \frac{\hat{I}}{\pi} \int_{\frac{1}{6}\pi}^{\frac{5}{6}\pi} (\sin(6k\omega_n t - \varphi) + \sin(6k\omega_n t + \varphi)) \cos(n\omega_n t) d\omega_n t$$

$$a_n = \frac{\hat{I}}{\pi} \int_{\frac{1}{6}\pi}^{\frac{5}{6}\pi} \cos \varphi \sin(6k\omega_n t) \cos(n\omega_n t) d\omega_n t$$

$$a_n = \frac{\hat{I}}{\pi} \cos \varphi \int_{\frac{1}{6}\pi}^{\frac{5}{6}\pi} (\sin((6k+n)\omega_n t) + \sin((6k-n)\omega_n t)) d\omega_n t$$

$$a_n = -\frac{\hat{I}}{\pi} \cos \varphi \left[\frac{\cos((6k+n)\omega_n t)}{6k+n} + \frac{\cos((6k-n)\omega_n t)}{6k-n} \right] \Bigg|_{\frac{1}{6}\pi}^{\frac{5}{6}\pi}$$

$$a_n = -\frac{\hat{I}}{\pi} \cos \varphi \left[\frac{\cos((6k+n)\frac{5}{6}\pi) - \cos((6k+n)\frac{\pi}{6})}{6k+n} + \frac{\cos((6k-n)\frac{5}{6}\pi) - \cos((6k-n)\frac{\pi}{6})}{6k-n} \right]$$

$$a_n = \frac{\hat{I}}{\pi} \cos \varphi \left[\frac{\sin((6k+n)\frac{\pi}{2}) \sin((6k+n)\frac{\pi}{3})}{6k+n} + \frac{\sin((6k-n)\frac{\pi}{2}) \sin((6k-n)\frac{\pi}{3})}{6k-n} \right]$$

$$a_n = \frac{\hat{I}}{\pi} \cos \varphi \left[\frac{(-1)^{3k} \sin(n\frac{\pi}{2}) \sin(n\frac{\pi}{3})}{6k+n} + \frac{(-1)^{3k} \sin(n\frac{\pi}{2}) \sin(n\frac{\pi}{3})}{6k-n} \right]$$

$$a_n = \frac{\hat{I}}{\pi} \cos \varphi (-1)^{3k} \sin(n\frac{\pi}{2}) \sin(n\frac{\pi}{3}) \left(\frac{1}{6k+n} + \frac{1}{6k-n} \right)$$

$$a_n = \frac{24k(-1)^{3k} \hat{I}}{(36k^2 - n^2)\pi} \cos \varphi \sin(n\frac{\pi}{2}) \sin(n\frac{\pi}{3})$$

Berekening b_n :

$$b_n = \frac{\omega_n}{\pi} \int_{-\pi/\omega_n}^{\pi/\omega_n} i_f(t) \sin(n\omega_n t) dt$$

$$b_n = \frac{\hat{I}}{\pi} \int_{-\frac{5}{6}\pi}^{-\frac{1}{6}\pi} -\sin(6k\omega_n t + \varphi) \sin(n\omega_n t) d\omega_n t + \frac{\hat{I}}{\pi} \int_{\frac{1}{6}\pi}^{\frac{5}{6}\pi} \sin(6k\omega_n t + \varphi) \sin(n\omega_n t) d\omega_n t$$

$$b_n = \frac{\hat{I}}{\pi} \int_{\frac{1}{6}\pi}^{\frac{5}{6}\pi} (\sin(6k\omega_n t + \varphi) - \sin(6k\omega_n t - \varphi)) \sin(n\omega_n t) d\omega_n t$$

$$b_n = \frac{\hat{I}}{\pi} \int_{\frac{1}{6}\pi}^{\frac{5}{6}\pi} 2\sin \varphi \cos(6k\omega_n t) \sin(n\omega_n t) d\omega_n t$$

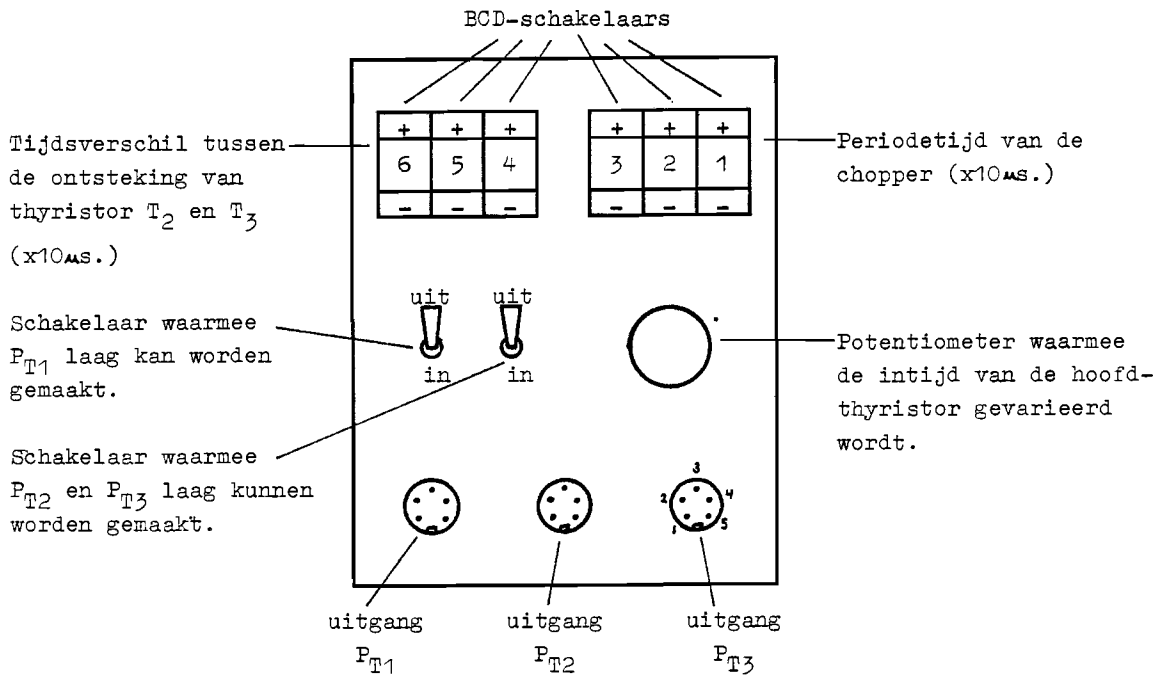
$$b_n = \frac{\hat{I}}{\pi} \sin \varphi \int_{\frac{1}{6}\pi}^{\frac{5}{6}\pi} (\sin((6k+n)\omega_n t) - \sin((6k-n)\omega_n t)) d\omega_n t$$

$$b_n = \frac{\hat{I} 2}{\pi} \sin \varphi (-1)^{3k} \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(n\frac{\pi}{3}\right) \left(\frac{1}{6k+n} - \frac{1}{6k-n}\right)$$

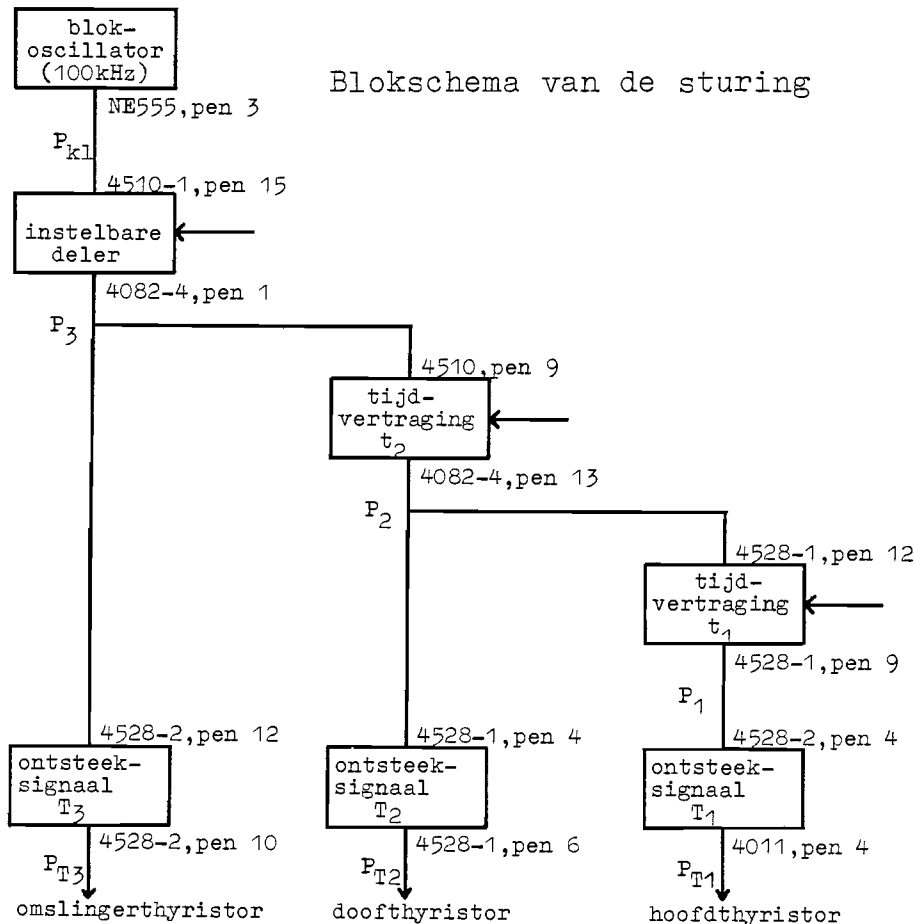
$$b_n = \frac{-4n(-1)^{3k}\hat{I}}{\pi(36k^2 - n^2)} \sin \varphi \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(n\frac{\pi}{3}\right)$$

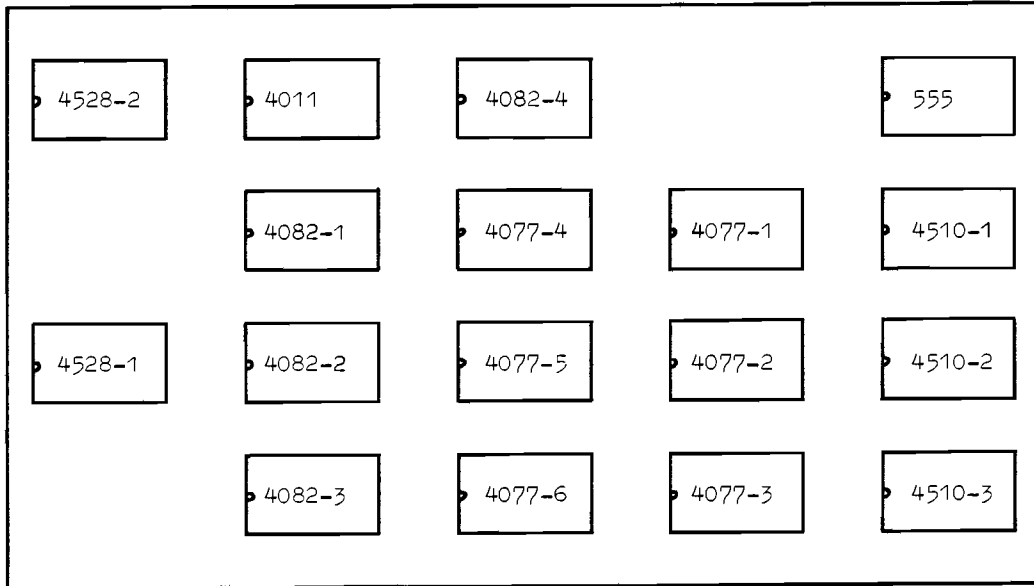
Bijlage 4 Tekeningen van de frontplaat, de print en de connectoraansluitingen van de sturing van de chopper.

Frontplaat



Blokschema van de sturing



Print

Connector-aansluitingen

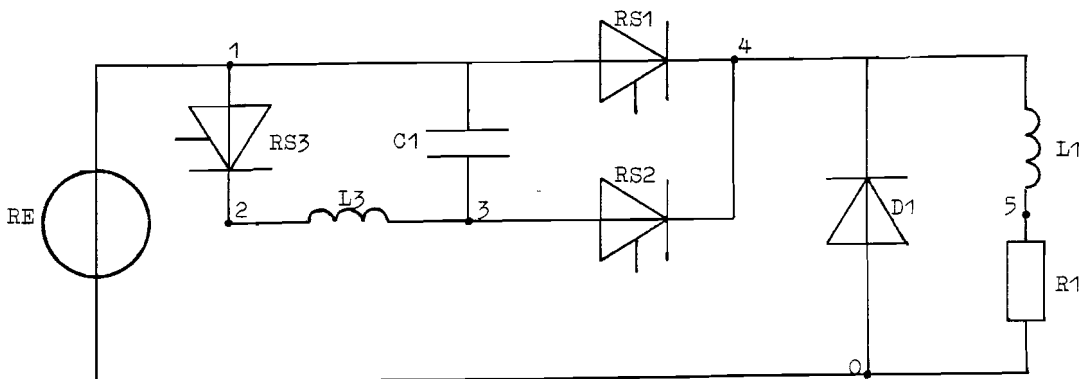
	1	
IC 4077-1, pen 2	22	BCD schakelaar 1 (1)
IC 4077-1, pen 6	3	BCD schakelaar 1 (2)
IC 4077-1, pen 9	4	BCD schakelaar 1 (4)
IC 4077-1, pen 13	5	BCD schakelaar 1 (8)
IC 4077-2, pen 2	6	BCD schakelaar 2 (1)
IC 4077-2, pen 6	7	BCD schakelaar 2 (2)
IC 4077-2, pen 9	8	BCD schakelaar 2 (4)
IC 4077-2, pen 13	9	BCD schakelaar 2 (8)
IC 4077-3, pen 2	10	BCD schakelaar 3 (1)
IC 4077-3, pen 6	11	BCD schakelaar 3 (2)
IC 4077-3, pen 9	12	BCD schakelaar 3 (4)
IC 4077-3, pen 13	13	BCD schakelaar 3 (8)
IC 4528-1, pen 14	14	Potentiometer
V_s	15	0V
IC 4077-4, pen 2	16	BCD schakelaar 4 (1)
IC 4077-4, pen 6	17	BCD schakelaar 4 (2)
IC 4077-4, pen 9	18	BCD schakelaar 4 (4)
IC 4077-4, pen 13	19	BCD schakelaar 4 (8)
IC 4077-5, pen 2	20	BCD schakelaar 5 (1)
IC 4077-5, pen 6	21	BCD schakelaar 5 (2)
IC 4077-5, pen 9	22	BCD schakelaar 5 (4)
IC 4077-5, pen 13	23	BCD schakelaar 5 (8)
IC 4077-6, pen 2	24	BCD schakelaar 6 (1)
IC 4077-6, pen 6	25	BCD schakelaar 6 (2)
IC 4077-6, pen 9	26	BCD schakelaar 6 (4)
IC 4077-6, pen 13	27	BCD schakelaar 6 (8)
IC 4528-2, pen 10	28	P_{T3} (DIN-plug, pen 1)
IC 4528-1, pen 6	29	P_{T2} (DIN-plug, pen 1)
IC 4011, pen 4	30	P_{T1} (DIN-plug, pen 1)
	31	
V_d	32	15V

Bijlage 5. Simulatieprogramma van de chopper voor de berekening van de stuurkarakteristiek.

Het simulatieprogramma wordt gerealiseerd met behulp van het NAP2-simulatiepakket [L5+L6]. NAP2 is een niet-lineair analyseprogramma, waarmee elektrische netwerken gesimuleerd kunnen worden. Door middel van een aantal 'statements' wordt het elektrisch netwerk beschreven. Hiervoor moeten de knooppunten van het netwerk genummerd worden en moeten namen aan de componenten toegekend worden. De eerste letter van de naam bepaalt het type component (byvoorbeeld L3=spoel drie). In figuur 1 is het netwerk met nummering en namen gegeven voor de chopper met weerstandsbelasting, aangesloten op een gelijkspanningsbron.

Behalve 'statements' die het netwerk beschrijven dienen er ook 'control statements' in het programma opgenomen te worden. Met de 'control statements' worden condities gegeven voor de aanvang, het verloop en het einde van het rekenproces. Tevens wordt met de 'control statements' aangegeven welke gegevens op welke manier aan het einde van het programma naar buiten gevoerd moeten worden.

Hierna volgt eerst dat deel van het programma dat het choppernetwerk beschrijft. Daarna volgt het gedeelte met de 'control statements'.



figuur 1

Netwerk-beschrijvende 'statements'.

De basiselementen van een elektrisch netwerk (spoelen, condensatoren e.d.) kunnen met eenvoudige 'statements' gedefinieerd worden. NAP2 bevat ook een aantal modellen voor halfgeleidercomponenten (diodes en transistoren). Er is geen model voor een thyristor. Hiervoor wordt een eenvoudig model gemaakt. Daarbij wordt de thyristor beschouwd als een ideale schakelaar. De schakelaar wordt beschreven door een variabele weerstand RS . Deze weerstand is stroom- en tijdsafhankelijk. Op de tijdstippen waarop de thyristor ontstoken wordt moet de weerstand RS laag worden (aan de eis dat de thyristor in voorwaartsrichting staat is voldaan). Gedurende de ontstekings tijd blijft de weerstand laag, zodat de stroom door de thyristor aan kan groeien. Wanneer de stroom groter is dan de houdstroom, dan moet de thyristor in geleiding blijven. Dit betekent dat de weerstand laag is als de stroom groter is dan de houdstroom. Een variabele weerstand die voldoet aan bovenstaande, wordt beschreven door het volgende stelsel vergelijkingen:

$$RS1 = 1.FR1(IRS1) \quad (1)$$

$$FR1 = T1.u(IH - IRS1) \quad (2)$$

$$T1 = 1.FT1(TIME) \quad (3)$$

$$FT1 = 10^6.u(TIME - (S4 - k.TC)).((S1 + k.TC) - TIME) \quad , k \in \mathbb{N} \quad (4)$$

$$S4 = 1.FS1(S1) \quad (5)$$

$$FS1 = S1 + 35.10^{-6} \quad (6)$$

$RS1$ = model voor thyristor T_1

$IRS1$ = stroom door thyristor T_1

IH = houdstroom (0,1A) van thyristor T_1

$u(x)$ = de stapfunctie

$TIME$ = tijdstip t

k = integer, zorgt voor de periodiciteit van de functie $FT1$

$S4$ = het tijdstip waarop de ontsteking van thyristor T_1 stopt

$S1$ = het tijdstip waarop de ontsteking van thyristor T_1 begint

$S_4 - S_1 =$ de ontstekingsstijd ($35 \mu s$)
 $TC =$ de periodetijd van de chopper
 $FR_1, T_1, FT_1, FS_1:$ hulpgrootheden

De vergelijkingen (1) tot en met (6) worden in NAP2 door de volgende 'statements' beschreven:

- ```

(1) RS1 1 4 1*FR1(IRS1)
(2) FR1/TAB2/B 1*T1 -1E6 1 0.1 1 0.1 0 1E6 0
(3) T1=1*FT1(TIME)
(4) FT1/TAB2/B 1E6 P 1*TC 0 1 1*S1 1 1*S1 0 1*S4 >
 0 1*S4 1 1*TC 1
(5) S4=1*FS1(S1)
(6) FS1//35E-6

```

Voor de betekenis van bovenstaande 'statements' zie L5. Voor de thyristoren  $T_2$  en  $T_3$  worden dezelfde 'statements' gebruikt, waarbij de funktienamen en de konstanten veranderd worden. Het gedeelte van het NAP2-programma dat het totale netwerk beschrijft is gegeven op de volgende bladzijde. Hieronder volgt een korte toelichting op dat programmadeel. In de handleiding voor NAP2 staat de precieze betekenis vermeld [L5].

regel      toelichting

- 60-90      De grootten van de componenten  $C_1$ ,  $R_1$ ,  $L_3$ , en  $L_1$  in de chopper worden gedefiniëerd.
- 100-130    De ontstekingsstijdstippen van de thyristoren en de periodetijd worden gedefiniëerd.
- 160        Beschrijving van de vrijloopdiode  $D_1$ . De maximale sperstroom is circa  $10 \text{ mA}$  en de doorlaatweerstand is  $4,5 \text{ m}\Omega$ .
- 380-430    Beschrijving van de componenten uit figuur 1, uitgezonderd de thyristoren.
- 170-370    Statements die de thyristormodellen bepalen.
- 441-443    Deze drie 'statements' zorgen ervoor dat in de laatste periode van het simulatieprogramma het gemiddeld opgenomen vermogen  $P_{ch}$  wordt berekend. Dit gebeurt door een

kondensator CP op te laden. De stroom die naar de kondensator loopt is gelijk aan de stroom die de spanningsbron levert. Voor de spanning op de kondensator CP geldt na beëindiging van het programma:

$$V_{CP} = \frac{1}{C} \int_{4TC}^{5TC} I_{RE} dt = \frac{1}{0,0022522} I_{RE, \text{gemid}} = 444 \cdot I_{RE, \text{gemid}} = P_{ch}$$

```

030 *:*****CHOPPER*****
040 :
050 :
060 KC1=1.88E-6
070 KR1=22.1
080 KL3=4.1E-3
090 KL1=0.9E-3
100 S3=10E-6
110 S2=290E-6
120 S1= 340E-6
130 TC=1000E-6
140 :
150 :
160 D1/DIODE/IS 25E-8 VT 0.025 GS 221
170 FS1//35E-6
180 FS2//35E-6
190 FS3//35E-6
200 S4=1*FS1(S1)
210 S5=1*FS2(S2)
220 S6=1*FS3(S3)
230 FT1/TAB2/B 1E6 P 1*TC 0 1 1*S1 1 1*S1 0 1*S4 0 >
240 1*S4 1 1*TC 1
250 FT2/TAB2/B 1E6 P 1*TC 0 1 1*S2 1 1*S2 0 1*S5 0 >
260 1*S5 1 1*TC 1
270 FT3/TAB2/B 1E6 P 1*TC 0 1 1*S3 1 1*S3 0 1*S6 0 >
280 1*S6 1 1*TC 1
290 T1=1*FT1(TIME)
300 T2=1*FT2(TIME)
310 T3=1*FT3(TIME)
320 FR1/TAB2/B 1*T1 -1E6 1 0.1 1 0.1 0 1E6 0
330 FR2/TAB2/B 1*T2 -1E6 1 0.1 1 0.1 0 1E6 0
340 FR3/TAB2/B 1*T3 -1E6 1 0.1 1 0.1 0 1E6 0
350 RS1 1 4 1*FR1(IRS1)
360 RS2 3 4 1*FR2(IRS2)
370 RS3 1 2 1*FR3(IRS3)
380 L1 4 5 1*KL1
390 L3 2 3 1*KL3
400 C1 1 3 1*KC1
410 R1 5 0 1*KR1
420 TD1 0 4 D1
430 RE 0 1 0 E-444
441 FIP/TAB2/ 0 0 4*TC 0 4*TC 1 5*TC 1 5*TC 0 1E6 0
442 IP 0 6 1*FIP(TIME) IRE
443 CP 6 0 0.0022522*TC

```

'Control statements'

Gedurende iets meer dan vijf maal de periodetijd wordt de chopper met het NAP2-programma gesimuleerd (teneinde de quasi-stationaire toestand te bereiken):

```
✕TIME 0 5160E-6
```

Het programma berekend zelf de spanningen en stromen in de chopper op het tijdstip  $t=0$  en op het eind van het programma wordt het gemiddeld opgenomen vermogen  $P_{ch}(=VCP)$  geprint:

```
✕DCTR VCP
```

De rekentijd mag niet groter zijn dan 200 eenheden en de maximale stapgrootte tijdens het rekenproces is  $30\mu s$ :

```
✕RUN CPU=200 MAXSTEP=30E-6
```

Voor verschillende intijden  $T_{in}$  van de hoofdthyristor is het programma uitgevoerd. Hiervoor werd de parameter S1 telkens veranderd. Het volgende verband geldt tussen de intijd  $T_{in}$  van de hoofdthyristor, S1 (ontstekings-tijdstip  $T_1$ ), S2 (ontstekings-tijdstip  $T_2$ ) en TC (periodetijd T):

$$T_{in} = T - T_{uit} = TC - (S1 - S2) = TC + S2 - S1$$

In onderstaande tabel is het vermogen  $P_{ch}$  bij verschillende intijden  $T_{in}$  gegeven, die berekend zijn met het simulatie-programma.

| $T_{in}$ (ms) | $P_{ch}$ (kW) |
|---------------|---------------|
| 0             | 0,75          |
| 0,1           | 1,32          |
| 0,3           | 3,09          |
| 0,5           | 4,92          |
| 0,7           | 6,72          |
| 0,9           | 8,67          |
| 0,95          | 9,12          |