

MASTER

Het parallel schakelen van systemen voor ononderbroken energievoorziening

Leyten, P.

Award date:
1987

[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

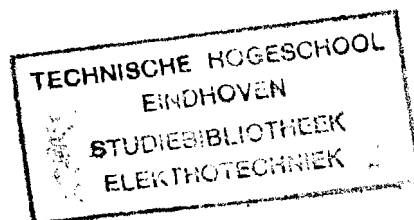
Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

- 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

AFSTUDEERVERSLAG**HET PARALLEL SCHAKELEN VAN
SYSTEMEN VOOR ONONDERBROKEN
ENERGIEVOORZIENING**

P. Leyten

EMV 87-05



Afstudeerhoogleraar: Prof. Ir. J.A. Schot

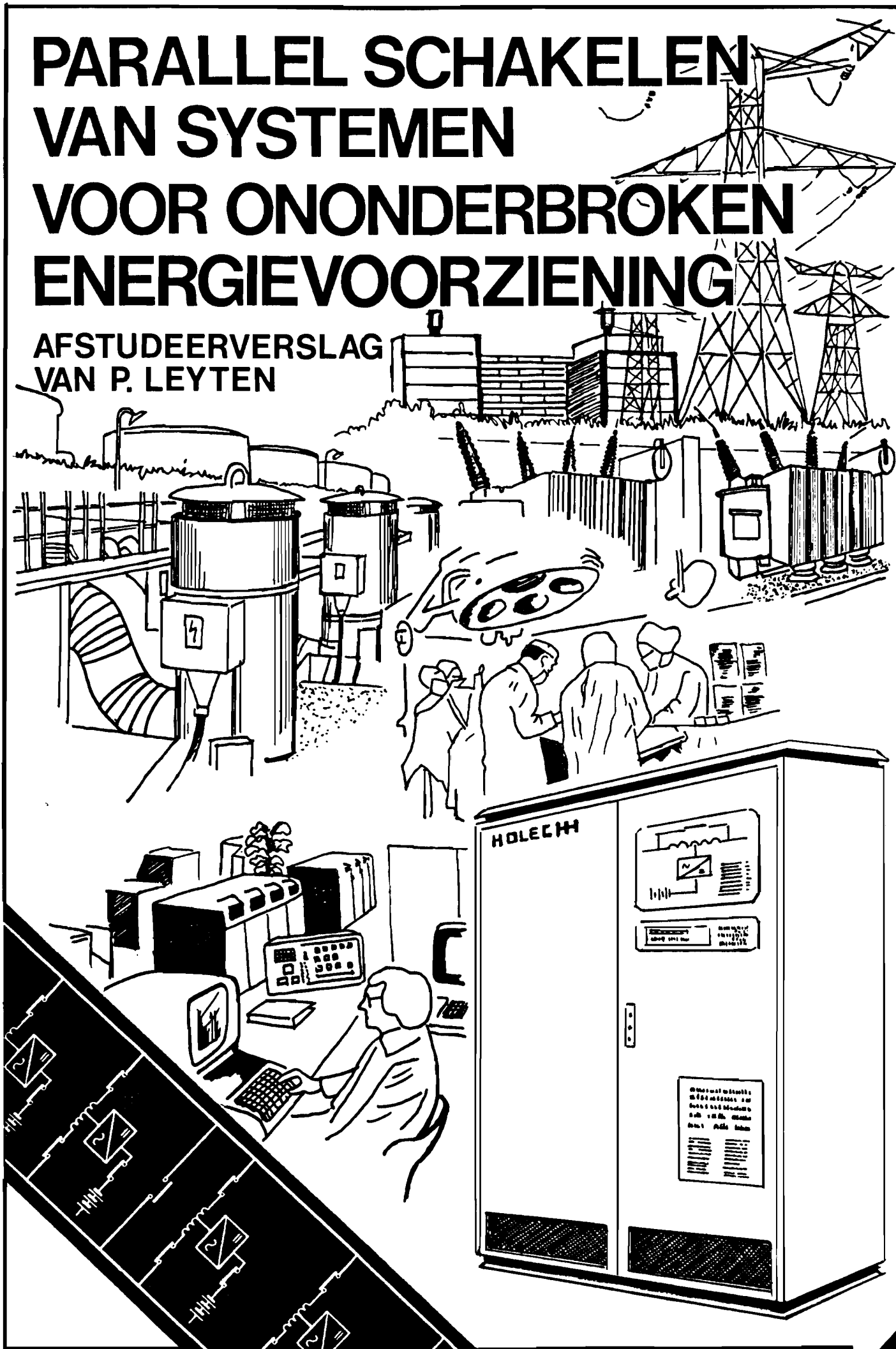
Mentoren: Ir. W.J. de Zeeuw,
Ir. R. Kerkenaar.

Begeleider vanuit het bedrijf (HOLEC): Ir. K. Bouwknecht.

De Faculteit Elektrotechniek van de Technische Universiteit
Eindhoven aanvaardt geen verantwoordelijkheid voor de inhoud van
stage- en afstudeerverslagen.

PARALLEL SCHAKELEN VAN SYSTEMEN VOOR ONONDERBROKEN ENERGIEVOORZIENING

AFSTUDEERVERSLAG
VAN P. LEYTEN



VOORWOORD.

Voor u ligt het verslag van mijn afstudeer-onderzoek in opdracht van de Technische Universiteit Eindhoven, Faculteit Elektrotechniek, vakgroep Elektromechanica en Vermogenselektronica.

Het afstudeer-onderzoek is uitgevoerd bij de afdeling HIT (HOLEC Innovatie en Techniek) van HOLEC in Hengelo.

Aan het eind van het onderzoek dank ik al diegenen, die mij gedurende de opdracht hebben bijgestaan.

Op de eerste plaats dank ik de begeleiders vanuit de TUE, die ondanks de grote afstand tussen de TUE en mijn afstudeerplaats voor een voortreffelijke begeleiding gezorgd hebben, te weten:

Afstudeer-hoogleraar Prof. ir. J.A. Schot

Mentoren: Ir. W.J. de Zeeuw

Ir. R. Kerkenaar

Speciale dank ben ik ir. K. Bouwknecht verschuldigd, die van HOLEC uit als mijn dagelijkse begeleider bij het uitvoeren van de afstudeer-opdracht is opgetreden. De discussies met hem zijn de kwaliteit van mijn afstudeer-onderzoek zeker ten goede gekomen.

Voorts dank ik ing. J.J. Adriani, het hoofd van de afdeling, voor het feit, dat ik mijn afstudeer-opdracht op zijn afdeling mocht uitvoeren.

Tot slot wil ik al diegenen bedanken, met wie ik dagelijks contact heb gehad en die te allen tijde bereid zijn geweest mijn vragen te beantwoorden.

Paul Leyten

Hengelo, maart 1987

SAMENVATTING.

In dit verslag worden systemen voor ononderbroken energievoorziening besproken. Deze systemen hebben tot doel het verbeteren van de kwaliteit van de door de elektriciteitsbedrijven geleverde wisselspanningen en het vergroten van de betrouwbaarheid van de elektrische energielevering. De systemen voor ononderbroken energievoorziening zijn in het verslag kortweg aangeduid met "noodstroomsystemen", hoewel deze systemen naast het verschaffen van noodstroom bij het wegvallen van de netspanning ook tot taak hebben het verbeteren van de kwaliteit van de netspanningen, als de laatsten wel aanwezig zijn.

De afstudeer-opdracht betreft het bepalen van methoden voor het parallel schakelen van zgn. parallel noodstroomsystemen.

De verschillen tussen serie en parallel noodstroomsystemen zijn aangegeven. Het parallel noodstroomstelsel blijkt niet alleen technisch superieur te zijn, maar ook een 50% grotere MTBF te hebben.¹

De twee uitvoeringsvormen van het parallel noodstroomstelsel, namelijk het roterende en het statische stelsel, zijn behandeld en met elkaar vergeleken.

De redenen voor het parallel schakelen van noodstroomsystemen zijn besproken. Het hoofddoel bij het toepassen van parallel noodstroomsystemen is het vergroten van de betrouwbaarheid van de energievoorziening. Daarom is aandacht besteed aan de

¹ MTBF = Mean Time Between Failures = de gemiddelde tijd, die verstrijkt tussen het optreden van twee opeenvolgende fatale defecten in een apparaat.

betrouwbaarheid van parallel geschakelde noodstroomsystemen in verschillende configuraties.

De belangrijkste eis bij het parallel schakelen van noodstroomsystemen is het waarborgen van een goede verdeling van het gevraagde werkzame vermogen en blindvermogen over de parallel geschakelde noodstroomsystemen. Een betrouwbare methode voor het parallel schakelen van parallel noodstroomsystemen is ontworpen. Deze methode maakt gebruik van het beïnvloeden van de frequentie en de effectieve waarde van de invertorspanningen van elk noodstroomstelsel als functie van resp. het geleverde werkzame vermogen en blindvermogen. Met behulp van een centrale regeling is het mogelijk om daarbij toch de frequentie en de effectieve waarde van de uitgangsspanningen constant en op de gewenste waarden te houden. Daarnaast blijkt het mogelijk te zijn om op zodanige wijze te regelen, dat bij het wegvallen van de centrale regeling toch aan de gestelde eisen voor de frequentie en effectieve waarde van de uitgangsspanningen wordt voldaan.

Om het dimensioneren van de benodigde regellussen mogelijk te maken is een model van het statische parallel noodstroomstelsel bepaald. Dit model is opgesplitst in twee delen: een statisch model en een dynamisch (computer-)model. Voor het opzetten van het model zijn metingen uitgevoerd aan het 75kVA prototype van een statisch parallel noodstroomstelsel.

Aan de hand van het model zijn de regellussen gedimensioneerd. De regellussen zijn ingebouwd in een 500VA statisch parallel noodstroomstelsel. De regellussen blijken in de praktijk stabiel te zijn en zich te gedragen, zoals uit het theoretische model is voorspeld.

SUMMARY.

In this report uninterruptible power supplies (UPSs) are examined. The main objects of UPSs are to improve the quality of the AC voltages supplied by power generating stations and to increase the reliability of the power supply. The quality of the AC voltages is improved by filtering the mains. The reliability of the power supply is increased by providing emergency power during mains failures.

The graduate research-project involved determination of methods for parallel connecting of so-called parallel UPSs.

The differences between series and parallel UPSs are discussed.

The parallel UPS not only proves to be superior from a technical point of view, but also provides a 50% greater MTBF than a series UPS.¹

Two different types of parallel UPSs, namely those with rotating converters and those with static converters, are reviewed and compared.

The reasons for connecting several UPSs in parallel are discussed. The main purpose for using UPSs is to enhance the reliability of the power supply. Therefore attention is paid to the determination of the reliability of UPSs connected in parallel in various configurations.

¹ MTBF = Mean Time Between Failures.

The prerequisite, when connecting UPSs in parallel, is to ensure a proper separation of the active and reactive power required by the load between the connected UPSs.

A reliable method is developed to connect UPSs in parallel. This method employs the possibility of exerting influence on the frequency and r.m.s. value of the inverter AC voltages of each UPS dependent upon the value of the active and reactive power required by the load.

By means of a central control unit it is at the same time possible to keep the frequency and the r.m.s. value of the output voltages of the total UPS-system stable and at the desired values.

Besides this it is also possible to regulate the entire system in such a way that, when the central control unit fails, the UPS-system will still meet the demands set for the frequency and r.m.s. value of the output voltages.

For the purpose of developing the control loops a model of a static parallel UPS is deduced. This model is divided into two parts: a static model and a dynamic (computer-)model. For setting up the model, measurements are carried out on the 75kVA prototype of a static parallel UPS.

From this model the control loops are developed. The control loops are built into a 500VA static parallel UPS. The loops prove to be stable in practice and to behave as predicted in the theoretical model.

INHOUDSOPGAVE.

1.	INLEIDING.....	1-1
1.1	Storingen in de elektriciteitsvoorziening.....	1-1
1.2	Kritische verbruikers.....	1-3
1.3	Noodstroomsystemen.....	1-4
1.4	Systemen voor ononderbroken energievoorziening.....	1-5
1.5	Het accu-gevoede parallel noodstroomsysteem.....	1-7
1.6	Afstudeeropdracht.....	1-8
2.	SYSTEMEN VOOR ONONDERBROKEN ENERGIEVOORZIENING.....	2-1
2.1	Noodstroomsystemen in het algemeen.....	2-1
2.1.1	Accu-gevoede noodstroomsystemen.....	2-3
2.2	Het serie noodstroomsysteem.....	2-5
2.3	Het parallel noodstroomsysteem.....	2-6
2.4	Vergelijking tussen parallel en serie type.....	2-8
3.	HET STATISCHE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM.....	3-1
3.1	Het principe.....	3-1
3.1.1	Niet verliesvrije smoorspoel.....	3-15
3.2	De no-break smoorspoel.....	3-21
3.3	De dimensionering van het statische noodstroomsysteem..	3-31
3.3.1	De no-break smoorspoel en de uitgangscapacitor.....	3-34
3.3.2	De inverter.....	3-40
4.	HET ROTERENDE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM.....	4-1
4.1	De werking van het roterende noodstroomsysteem.....	4-3
4.1.1	Het stabiliseren van de effectieve waarde.....	4-5

4.1.2	Het stabiliseren van de frequentie.....	4-8
4.2	De tijdconstanten in het roterende noodstroomstelsel...4-10	
4.2.1	Het instellen van de effectieve waarde.....	4-11
4.2.2	Het instellen van de frequentie.....	4-12
4.3	Conclusies.....	4-22
5.	HET DOEL VAN PARALLEL SCHAKELEN.....	5-1
5.1	De betrouwbaarheid van een apparaat.....	5-2
5.1.1	De MTBF van een apparaat zonder redundantie.....	5-6
5.1.2	De MTBF van een apparaat met redundantie.....	5-8
5.1.2.1	Hete redundantie.....	5-10
5.2	De betrouwbaarheid van noodstroomstelsels.....	5-21
5.3	De betrouwbaarheid van noodstroomvoorzieningen.....	5-24
5.3.1	De MTBF van enkele configuraties.....	5-24
5.3.2	Vergelijking van de MTBF van enkele configuraties.....	5-37
5.3.3	Het verbeteren van de betrouwbaarheid.....	5-42
5.4	De invloed van de snelle schakelaars.....	5-56
5.5	De invloed van een bypass schakelaar.....	5-57
5.6	Conclusies.....	5-62
6.	DE METHODE VAN PARALLEL SCHAKELEN.....	6-1
6.1	Eisen.....	6-1
6.2	De vermogensverdeling in een noodstroomvoorziening.....	6-4
6.3	Het beïnvloeden van de vermogensverdeling.....	6-12
6.4	De wederzijdse beïnvloeding van de regellussen.....	6-13
6.5	De karakteristieken van de terugkoppelingen.....	6-15
6.5.1	Niet-lineaire terugkoppelkarakteristiek.....	6-19
6.6	Het 75kVA statische noodstroomstelsel.....	6-20
6.7	De f-P regeling.....	6-22
6.8	De U-Q regeling.....	6-25

7.	METINGEN AAN HET STATISCHE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM..	7-1
7.1	De meetopstelling.....	7-1
7.1.1	Het 75kVA prototype.....	7-1
7.1.2	Het proefveld.....	7-14
7.2	De meetresultaten.....	7-17
7.2.1	De metingen in stationaire toestand.....	7-17
7.2.2	Virtuele weerstanden.....	7-26
7.2.2.1	Metingen ter bepaling van de virtuele weerstand.....	7-37
7.2.2.2	Demping in een op andere wijze gestuurde invertor.....	7-39
7.2.3	Sprongresponsies.....	7-44
8.	HET MODEL VAN HET STATISCHE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM.	8-1
8.1	Het éénfasig vervangingsschema.....	8-1
8.2	Het statische model.....	8-5
8.2.1	Eén systeem in normaal bedrijf.....	8-7
8.2.2	Parallel geschakelde systemen in normaal bedrijf.....	8-15
8.2.3	Parallel geschakelde systemen in noodstroombedrijf.....	8-21
8.2.4	De wederzijdse beïnvloeding van de regellussen.....	8-26
8.3	Het dynamische model.....	8-28
8.4	De spanningsoverdrachtsfunctie.....	8-43
8.4.1	Berekening van de spanningsoverdrachtsfunctie.....	8-51
8.4.2	Toetsing van de overdrachtsfunctie.....	8-56
8.5	Dimensionering van de regellussen.....	8-68
9.	DE REGELLUSSEN IN DE PRAKTIJK.....	9-1
9.1	Het sterkstroomdeel.....	9-3
9.1.1	De spoelen en condensatoren.....	9-3
9.1.2	De invertor.....	9-5
9.1.3	Het tegengaan van kortsluiting tijdens de commutatie...	9-9
9.1.4	De stuurschakeling.....	9-10
9.1.5	De werking van de stuurschakeling.....	9-13

9.1.6	De aangebrachte wijzigingen.....	9-16
9.1.7	Enkele spanningen in het 500VA schaalmodel.....	9-17
9.2	Het meten van de uitgangsspanning.....	9-21
9.3	Het meten van de uitgangsstroom.....	9-23
9.4	Het meten van werkzaam en blindvermogen.....	9-23
9.4.1	Synchroon gelijkrichten.....	9-25
9.4.2	De schakeling voor synchroon gelijkrichten.....	9-26
9.4.3	De rimpel op de meetwaarden.....	9-27
9.5	De filters.....	9-31
9.6	De regelaars.....	9-40
9.7	Het gedrag van de regellussen in de praktijk.....	9-46
9.7.1	Het stationaire gedrag van de regellussen.....	9-47
9.7.2	Het dynamische gedrag van de regellussen.....	9-48
10.	LITERATUURSTUDIE.....	10-1
10.1	Harmonische vervorming.....	10-2
10.2	De methode van parallel schakelen.....	10-7
10.3	Betrouwbaarheid van noodstroomsystemen.....	10-7
10.4	Betrouwbaarheid van de elektrische energievoorziening.....	10-9
11.	CONCLUSIES.....	11-1

- BIJLAGE A** : Programma's voor het berekenen van de relatieve MTBF.
- BIJLAGE B** : Gegevens van enkele componenten.
- BIJLAGE C** : De HOLEC frequentie-meetprint.
- BIJLAGE D** : Blokken en commando's van de simulatie-taal PSI.
- BIJLAGE E** : Structuur van het dynamische model van het statische noodstroomsysteem in PSI.
- BIJLAGE F** : Het programma TRANS voor het omzetten van een driefasen-systeem in één overdrachtsfunctie.
- BIJLAGE G** : Netwerk en bronbeschrijving van de drie fasen van het statische noodstroomsysteem in HICAP.
- BIJLAGE H** : Literatuurlijst.

1. INLEIDING.

1.1 Storingen in de elektriciteitsvoorziening.

In het "Electriciteitsplan en toelichting 1987/88" van de N.V. SEP wordt de doelstelling van de Nederlandse elektriciteits-productiebedrijven als volgt omschreven:

" De elektriciteitsbedrijven stellen zich ten doel met een goede dienstverlening en op maatschappelijk verantwoorde wijze, betrouwbaar, ononderbroken en tegen een zo laag mogelijke prijs elektriciteit te leveren om te voorzien in de behoefte van de Nederlandse samenleving. "

Het zal iedereen duidelijk zijn, dat de verschillende facetten in deze doelstelling niet onafhankelijk van elkaar zijn.

Zo zal het vergroten van de betrouwbaarheid van de elektrische energievoorziening een verhoging van de prijs per kWh betekenen.

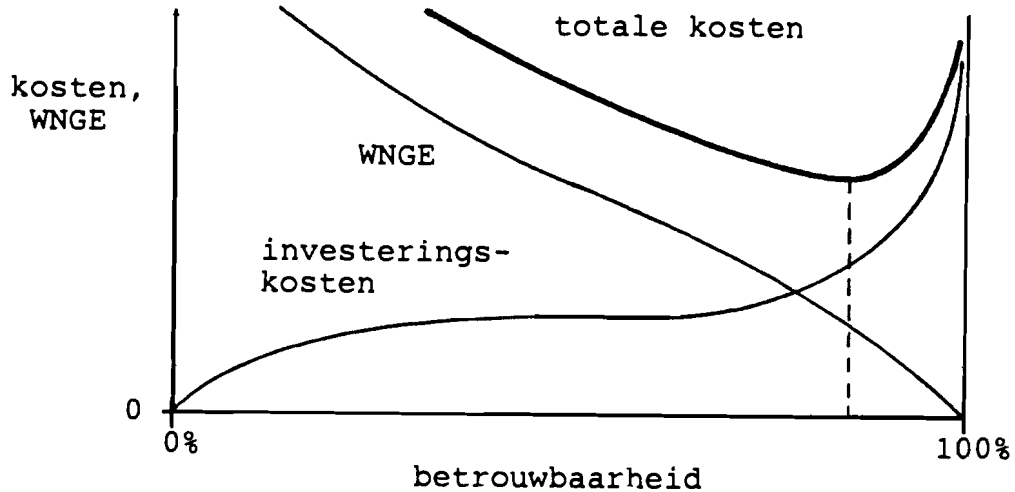
Een betrouwbaarheid van 100% is niet te bereiken. Men zal er dus rekening mee moeten houden, dat er storingen op kunnen treden.

De kosten, die gepaard gaan met onderbrekingen in de energievoorziening, duidt men aan met de term "waarde niet geleverde energie" (WNGE).

Deze WNGE bevat enerzijds de kosten van het elektriciteits-productiebedrijf in verband met gederfde inkomsten en reparatie van het gestoorde component; anderzijds bevat de WNGE de totale schade bij de verbruikers, die door de storingen ontstaat.

Voor het ontwerp van het totale systeem voor opwekking en transmissie van elektrische energie zoekt men het minimum van de som van investeringskosten en WNGE (zie figuur 1-1). Minder investeren betekent dan, dat de WNGE onevenredig veel toeneemt. Meer investeren heeft dan ook geen zin, aangezien

de afname van de WNGE niet opweegt tegen de investeringskosten.



figuur 1-1: De WNGE, de investeringskosten en de totale kosten als functie van de betrouwbaarheid.

Er is dus voor de electriciteits-productiebedrijven een bepaalde grens tot waar het zin heeft om te investeren in een grotere betrouwbaarheid van de energievoorziening. De verbruikers moeten de resulterende betrouwbaarheid accepteren of zelf maatregelen nemen tegen een onderbreking in de energievoorziening.

De elektriciteitsbedrijven drukken de betrouwbaarheid van de energielevering uit in de beschikbaarheid van de elektrische energie. Zo gedefinieerd, halen zij een zeer hoge betrouwbaarheid. Gemiddeld zal de elektrische energievoorziening namelijk niet meer dan 0,5 uur per jaar onderbroken zijn [lit. 2]. Hieruit is niet af te leiden hoeveel storingen er per jaar optreden. Uit onderzoek (van de VDEN) blijkt, dat gemiddeld eens in de 200 uur een netverstoring van 100ms of langer optreedt. Daarnaast treden ook veel kortere verstoringen op, maar deze verstoringen zijn bij het onderzoek niet meegeteld.

Sommige verbruikers ondervinden al schade bij verstoringen in de orde van 20ms.

Verstoringen in de energievoorziening zijn, naast onderbrekingen in de elektriciteitsvoorziening, ook (tijdelijke) verlagingen van de kwaliteit van de wisselspanning. Hierbij wordt gedacht aan afwijkingen in de amplitude, de frequentie of de golfvorm van de wisselspanning. De verstoringen kunnen bijvoorbeeld veroorzaakt worden door:

- Mankementen in de apparatuur voor de opwekking, transmissie en distributie van electriciteit.
- Schakelacties in het net (in- en afschakelen van productie-eenheden, lijnen en kabels).
- Aanlopen van grote machines in de buurt van de gebruiker.

Het merendeel van de gebruikers is relatief ongevoelig voor dit soort verstoringen.

1.2 Kritische gebruikers.

Kritische gebruikers zijn gebruikers, waarvoor een onderbreking of verstoring van de energievoorziening een groot financieel of ander nadeel betekent.

De kritische gebruikers kunnen eigenlijk absoluut geen onderbreking van de energievoorziening verdragen. Een groot deel van deze gebruikers is bovendien erg gevoelig voor stoorsignalen in het net.

Tot de kritische gebruikers worden onder andere gerekend:

- **Ziekenhuizen** (operatie-zalen en intensive care afdelingen).
- **Computercentra** (banken, postgiro, overheid, verzekeringsmaatschappijen, etc.).
- **Bepaalde industriën** (procesindustrie etc.).
- **Vliegvelden** (verkeerstorens, radarinstallaties, landingsbaanverlichting, etc.).
- **Zendstations.**

De kritische gebruikers nemen samen minder dan 0,2% van het totale geproduceerde vermogen op.

Het vergroten van de betrouwbaarheid van de totale energievoorziening door de elektriciteits-productiebedrijven is voor de overige verbruikers niet nodig, terwijl zij er wel voor zouden moeten betalen. De kritische verbruikers moeten daarom zelf maatregelen nemen.

Een verbruiker kan de betrouwbaarheid van zijn elektrische energievoorziening vergroten met behulp van een noodstroomsysteem.

1.3 Noodstroomsystemen

Er zijn twee soorten noodstroomsystemen:

1. Een noodstroom-aggregaat.

Een noodstroom-aggregaat bestaat uit een verbrandingsmotor (i.h.a. een dieselmotor) en een generator. De verbrandingsmotor en de generator staan stil, zolang het net aanwezig is. Het noodstroom-aggregaat wordt pas opgestart, zodra er een onderbreking optreedt in de elektrische energievoorziening.

Gedurende een korte tijd zal er dus een onderbreking van de energievoorziening optreden. Dat is geen bezwaar, als men te maken heeft met grote massa's traagheden (grote machines etc.) en langzaam verlopende processen.

Een noodstroom-aggregaat kan niet gebruikt worden om - meestal kortdurende - stoorsignalen in het elektriciteitsnet weg te filteren, aangezien het normaliter stilstaat. Als een verbruiker echter een korte onderbreking van de energievoorziening kan hebben, dan zullen deze stoorsignalen meestal ook geen schade tot gevolg hebben.

2. Een systeem voor ononderbroken energievoorziening.

Dit systeem bevat een energie-buffer, die op het moment van een netuitval direct aangesproken kan worden, zodat het systeem de energievoorziening "naadloos" kan overnemen.

Hiervoor moet het systeem, of in ieder geval een deel ervan, continu in bedrijf zijn. Een systeem voor ononderbroken energievoorziening kan daarom ook stoorsignalen wegfilteren, waardoor de kwaliteit van de wisselspanning voor de gebruiker beter wordt.

De afstudeeropdracht beperkt zich tot systemen voor ononderbroken energievoorziening.

1.4 Systemen voor ononderbroken energievoorziening.

In het Engels worden deze systemen aangeduid met "no-break" of "uninterruptible power supply" (UPS). In dit verslag zal naast de Nederlandse benaming ook de Engelse afkorting UPS gebruikt worden. Verder zal met noodstroomstelsel steeds bedoeld worden een systeem voor ononderbroken energievoorziening.

Systemen voor ononderbroken energievoorziening kunnen tijdens een netuitval gedurende een (beperkte) tijd de levering van elektrische energie aan de belasting in stand houden. Dit wordt over het algemeen gedaan worden met een diesel-aggregaat of met een accu-batterij en een omvormer.

In dit verslag worden de systemen voor ononderbroken energievoorziening beschouwd, die met een accu-batterij en een omvormer (voor de omzetting van gelijkspanning in wisselspanning en vice versa) gedurende een bepaalde tijd de energievoorziening over kunnen nemen.

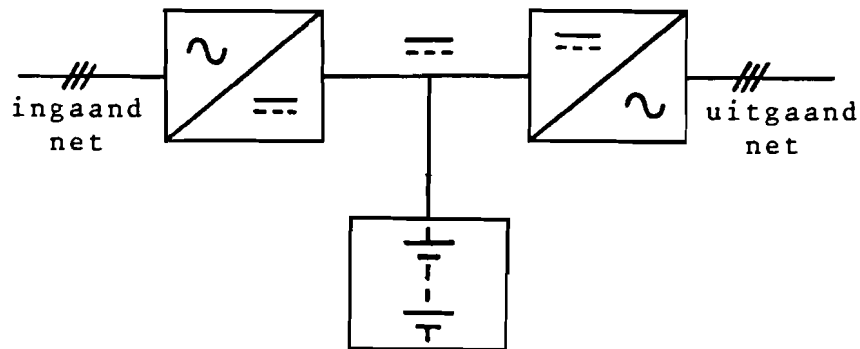
Er zijn twee typen systemen voor ononderbroken energievoorziening:

1. Het serie systeem:

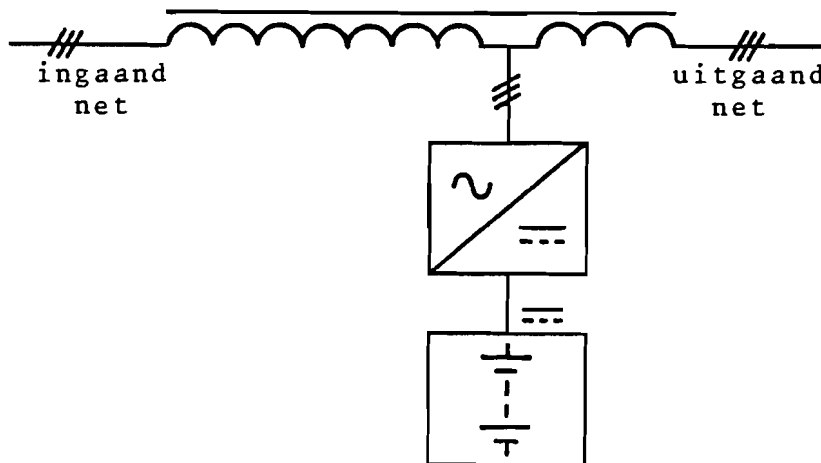
De omvormer van het noodstroomstelsel bevindt zich tussen het ingaande net en de gebruiker (zie figuur 1-2).

2. Het parallel systeem:

De omvormer van het noodstroomstelsel staat parallel aan het ingaande net (zie figuur 1-3).



figuur 1-2: Het serie systeem voor ononderbroken energievoorziening.



figuur 1-3: Het parallel systeem voor ononderbroken energievoorziening.

De afstudeeropdracht heeft uitsluitend betrekking op het parallel systeem, waarbij de energie-buffer van het noodstroomsysteem een accu-batterij is.

Het aanbrengen van een systeem voor ononderbroken energievoorziening heeft de volgende twee doelen:

1. Het vergroten van de betrouwbaarheid van de energievoorziening.
2. Het vergroten van de kwaliteit van de energievoorziening door het wegfilteren van stoorsignalen.

Het is niet mogelijk om de betrouwbaarheid van de energievoorziening op 100% te krijgen: er blijft altijd een kans, dat het ingaande net wegvalt en tegelijkertijd het noodstroomsysteem faalt bij het overnemen van de energievoorziening.

De betrouwbaarheid is te vergroten door redundantie aan te brengen in de noodstroomvoorziening. Dit kan gedaan worden door het parallel schakelen van meerdere noodstroomsystemen, zodat willekeurig één of meer noodstroomsystemen defect kunnen raken, zonder dat de noodstroomvoorziening defect raakt.

Een tweede reden om meerdere noodstroomsystemen parallel te schakelen is, dat één noodstroomsysteem onvoldoende vermogen kan leveren.

Het parallel schakelen moet zo gebeuren, dat het defect raken van één van de noodstroomsystemen de werking van de overige systemen zo weinig mogelijk beïnvloedt.

Bovendien moet de kans, dat één van de systemen uitvalt, zo klein mogelijk zijn. Aangezien een zwaarder belast systeem een grotere kans heeft defect te raken, moeten alle systemen met een gelijk percentage van het eigen nominale vermogen belast worden.

1.5 Het accu-gevoede parallel noodstroomsysteem.

Er worden in de praktijk twee soorten omzeters gebruikt om van de gelijkspanning over de klemmen van de accu-batterij wisselspanning te maken:

1. Een roterende omvormer.

De omvormer bestaat uit een gelijkstroommachine, die mechanisch gekoppeld is met een synchrone machine.

2. Een statische omvormer.

De omvormer is een zgn. spanningsinverter.

De omvormers moeten in twee richtingen energie kunnen transporteren, namelijk:

- van de gelijkspanningskant naar de wisselspanningskant, om bij een onderbreking in de elektriciteitsvoorziening te zorgen, dat de kritische belasting gevoed blijft.

- van de wisselspanningskant naar de gelijkspanningskant, om de accu te laden en geladen te houden, zolang het ingaande net aanwezig is.

1.6 Afstudeeropdracht.

De opdracht is:

1. Het opzetten van een model van een accu-gevoed parallel noodstroomstelsel voor ononderbroken energievoorziening ten behoeve van het parallel schakelen van meerdere van deze noodstroomsystemen.
Hierbij worden beide varianten beschouwd, namelijk het type met een statische omvormer en het type met een roterende omvormer.
Het model moet zowel het statische als het dynamische gedrag van deze noodstroomsystemen beschrijven en moet getoetst worden aan de praktijk.
2. Uit het model moet een methode bepaald worden, waarmee elk noodstroomstelsel een zelfde percentage van het eigen nominale werkzame vermogen resp. nominale blindvermogen levert. Deze methode moet bijzonder bedrijfszeker zijn. Tussen de verschillende noodstroomsystemen moeten, indien mogelijk, niet meer verbindingen zijn dan de feitelijke parallelschakelkabels, om te zorgen dat de goede werking van het ene noodstroomstelsel onafhankelijk is van die van een andere.

Aandachtspunten hierbij zijn:

1. Het parallel schakelen van meerdere noodstroomsystemen van ongelijk nominaal vermogen.
2. Bepalen hoe sterk de regellussen voor het verdelen van het werkzame vermogen en het blindvermogen voor een goede

werking de frequentie en de effectieve waarde van de spanningen aan de verbruikerszijde van het noodstroom-systeem minimaal moeten beïnvloeden.

3. Onderzoeken van de situatie, waarbij de regeling voor het blindvermogen het geleverde werkzaam vermogen beïnvloedt.
4. Onderzoeken van de situatie, waarbij de regeling voor het werkzaam vermogen het geleverde blindvermogen beïnvloedt.
5. De mogelijkheden van een niet-lineaire regeling als overbelastingsbegrenzing nagaan.
6. Het bepalen van de extra tijdsconstanten etc., die in een noodstroomstelsel optreden als een roterende omzetter gebruikt wordt.

LITERATUUR:

- [1] N.V. Samenwerkende Elektriciteits-Productiebedrijven, ELEKTRICITEITSPLAN EN TOELICHTING 1987/88, Arnhem, 1983.
- [2] VDEN, OPENBARE NETTEN VOOR ELEKTRICITEITSDISTRIBUTIE, Kluwer, Deventer, 1986.
- [3] Antal, prof. ir. M., ELEKTRICITEITSOPWEKKING, -TRANSMISSIE EN -DISTRIBUTIE, Deel II, collegedictaat, Technische Hogeschool Eindhoven, 1984.
- [4] Schneider, F., NETZSPANNUNGS-AUSFAELLE UND -EINBRUECHE, Teil 1, ETZ Bd. 107, Heft 2, 1986.

2. SYSTEMEN VOOR ONONDERBROKEN ENERGIEVOORZIENING.

2.1 Noodstroomsystemen in het algemeen.

De elektriciteitsbedrijven leveren aan de verbruikers elektrische energie door middel van wisselspanningen. Deze wisselspanningen moeten daarbij wat betreft frequentie, amplitude en golfvorm aan bepaalde eisen voldoen. Het is echter niet mogelijk om altijd aan deze eisen te voldoen. Er is daarom gekozen voor een zodanige mate van betrouwbaarheid, dat het merendeel van de gebruikers niet of nauwelijks last heeft van de optredende storingen.

De betrouwbaarheid van de elektriciteitsvoorziening in de landen met een hoge graad van ontwikkeling is zodanig, dat er gemiddeld eens in de ca. 200 uur een stoorsignaal in het laagspanningsnet optreedt met een duur van 100ms en langer.

Zo'n stoorsignaal kan veroorzaakt worden door bijvoorbeeld:

- Schakelacties in het net (in- en afschakelen van productie-eenheden, lijnen en kabels).
- Blikseminslag.
- Dansende geleiders.
- Aanlopen van grote machines in de buurt van de verbruiker.
- Kapot raken van een lijn, een kabel, een transformator, een productie-eenheid, o.i.d.

De elektriciteitsbedrijven zorgen d.m.v. speciale maatregelen ervoor, dat het aantal storingen en de tijdsduur van de storingen binnen aanvaardbare grenzen blijven. Een aantal voorbeelden van deze maatregelen zijn:

- Snelle wederinschakeling.
- Overspanningsafleiders.
- Koppelnet.
- Verbruikers m.b.v. twee of meer verschillende verbindingen aansluiten.

Dankzij deze maatregelen is de beschikbaarheid van de elektriciteitsvoorziening ca. 99,99%. Er is weliswaar

gemiddeld elke ca. 200 uur een stoorsignaal, maar de meeste storingen blijven beperkt tot enkele tienden van seconden. Een kleine groep van verbruikers, de zgn. kritische verbruikers, kan echter eigenlijk absoluut geen storingen verdragen. Tot deze groep horen grote computercentra, ziekenhuizen, etc. De kritische verbruikers nemen minder dan 0,2% van het totale geproduceerde vermogen op. Het heeft vanuit economisch opzicht geen zin om speciaal voor deze groep de elektriciteitsvoorziening nog betrouwbaarder te maken. De kritische verbruikers zullen daarom zelf maatregelen moeten nemen om de betrouwbaarheid van hun elektriciteitsvoorziening te vergroten. Dit wordt gedaan met behulp van systemen voor ononderbroken energievoorziening of kortweg noodstroomsystemen.

Er zijn twee soorten noodstroomsystemen:

1. Noodstroomsystemen die gedurende een vrijwel onbeperkte tijd voor noodstroom kunnen zorgen. Tot deze groep behoren de zgn. diesel no-breaks. De diesel no-breaks bestaan uit een snel startend diesel-aggregaat en een kleine (meestal mechanische) energiebuffer die voorkomt dat het uitgaande net wegvalt tussen het uitvallen van het ingaande net en het op toeren zijn van het aggregaat.
2. Noodstroomsystemen die gedurende een beperkte tijd voor noodstroom kunnen zorgen. Hiertoe behoren de accu-gevoede noodstroomsystemen of battery no-breaks. Deze noodstroom-systemen halen hun energie uit een accu-batterij. De tijdsduur dat het systeem voor noodstroom kan zorgen is meestal 30 minuten bij nominale belasting. Dit is ruim voldoende om vrijwel alle storingen op te vangen. Als een langere tijd overbrugd moet worden, dan worden de kosten van de accu-batterij zo hoog dat een diesel noodstroom-systeem goedkoper is. Er is ook een combinatie van beiden mogelijk. In dat geval wordt in eerste instantie de elektriciteitsvoorziening overgenomen door een accugevoed noodstroomstelsel. Als na enige tijd het ingaande net

niet terugkomt, dan wordt er een diesel-aggregaat gestart.

De voordelen van dit systeem zijn:

- Er is geen speciale snel-startende dieselmotor nodig.
- De dieselmotor wordt niet bij elke netuitval opgestart. Dit verlengt de levensduur van de dieselmotor.
- Er zijn geen speciale mechanische voorzieningen nodig om het aggregaat snel aan het uitgaande net te koppelen en om tijdens het opstarten van de dieselmotor het uitgaande net in stand te houden.

2.1.1 Accu-gevoede noodstroomsystemen.

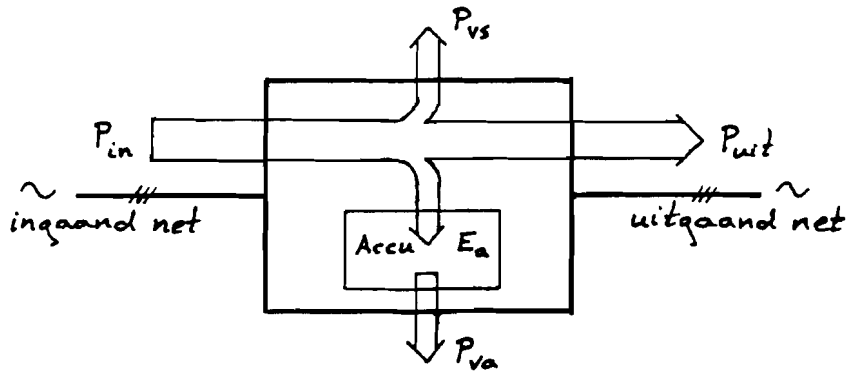
Dit verslag zal gaan over het parallel schakelen van accu-gevoede noodstroomsystemen. Accu-gevoede noodstroomsystemen nemen in normaal bedrijf aan de ingang vermogen op uit het elektriciteitsnet. Een gedeelte van dit vermogen wordt gebruikt voor het opladen van de accu-batterij en ter compensatie van in het systeem optredende verliezen. Het overige vermogen gaat naar de uitgang van het systeem en wordt opgenomen door de belasting. Het principe-schema samen met de vermogensbalans is weergegeven in figuur 2-1.

Een accu-gevoed noodstroomstelsel heeft een omvormer nodig om in noodstroombedrijf de gelijkspanning van de accu-batterij om te zetten in wisselspanning. Voor deze omvormer kan uit twee mogelijkheden gekozen worden:

- Een statische omvormer of invertor (zie fig. 2-2).
- Een roterende omvormer. Dit is een combinatie van een gelijkstroommachine en een synchrone generator (zie fig. 2-3).

Er is ook een combinatie van beide mogelijk: een zgn. hybride omvormer (zie fig. 2-4). Een hybride omvormer bestaat uit een mutator die een synchrone machine aandrijft. De synchrone machine is gekoppeld aan een synchrone generator. De synchrone machine (1) en de synchrone generator (2) zitten in één huis. De synchrone machine zorgt voor het commuteren van de mutator. De mechanische energie die in de

rotor van de synchrone machine opgeslagen is, kan snelle variaties in het gevraagde vermogen (tijdelijk) opvangen.



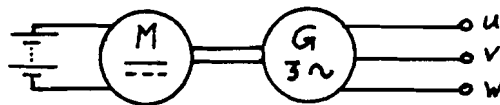
- P_{in} : ingaand vermogen
- P_{uit} : uitgaand vermogen
- P_{vs} : verliezen in het noodstroomstelsel met uitzondering van de accu-batterij.
- P_{va} : verliezen van de accu-batterij (weglekken van energie)
- E_a : energie opgeslagen in de accu-batterij.

Vermogensbalans: $P_{in} - P_{vs} - P_{va} - dE_a/dt = P_{uit}$

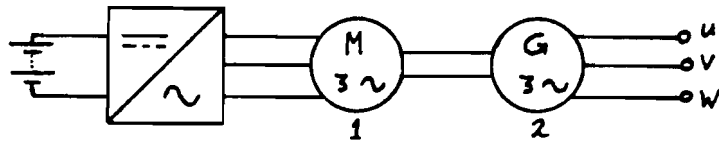
figuur 2-1: Principe-schema van een accu-gevoed noodstroomstelsel.



figuur 2-2: Statische omvormer.



figuur 2-3: Roterende omvormer.



figuur 2-4: Hybride omvormer.

Een omvormer vormt de schakel tussen accu-batterij en uitgaand net. In normaal bedrijf zal de accu-batterij bovendien via een omvormer met het ingaande net verbonden zijn. Dit kan op twee manieren:

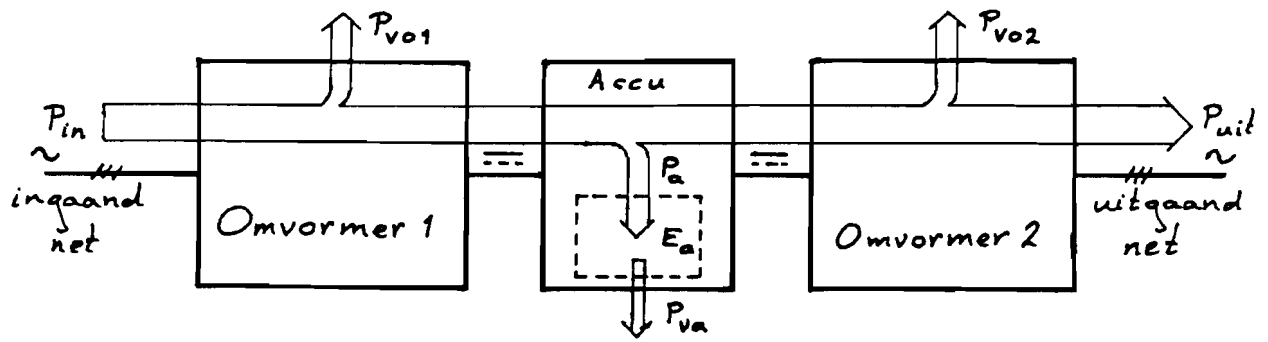
1. De accu-batterij staat via twee omvormers tussen het ingaande en uitgaande net. In dat geval spreekt men van een serie noodstroomsysteem.
2. De accu-batterij staat via een omvormer parallel aan het ingaande net. Dit is een parallel noodstroomsysteem.

In de volgende paragrafen zullen de opbouw en eigenschappen van deze twee typen noodstroomsystemen behandeld worden.

2.2 Het serie noodstroomsysteem.

Bij het serie noodstroomsysteem staat de accu-batterij tussen het ingaande net en het uitgaande net in. Het principe-schema is weergegeven in figuur 2-5. In deze figuur is tevens de vermogensbalans weergegeven.

Dit type noodstroomsysteem heeft twee omvormers nodig, namelijk één van wisselspanning naar gelijkspanning en één van gelijkspanning naar wisselspanning. Het volledige door de belasting gevraagde vermogen passeert in normaal bedrijf beide omvormers.



- P_{in} : ingaand vermogen
 P_{uit} : uitgaand vermogen
 P_a : vermogen dat richting accu-batterij gaat
 E_a : energie opgeslagen in de accu-batterij
 P_{vo1}, P_{vo2} : verliezen van resp. omvormer 1 en omvormer 2
 P_{va} : verliezen van de accu-batterij

Vermogensbalans: $P_{in} - P_{vo1} - P_a - P_{vo2} = P_{uit}$ $P_a = dE_a/dt + P_{va}$

figuur 2-5: Principe-schema serie noodstroomstelsel.

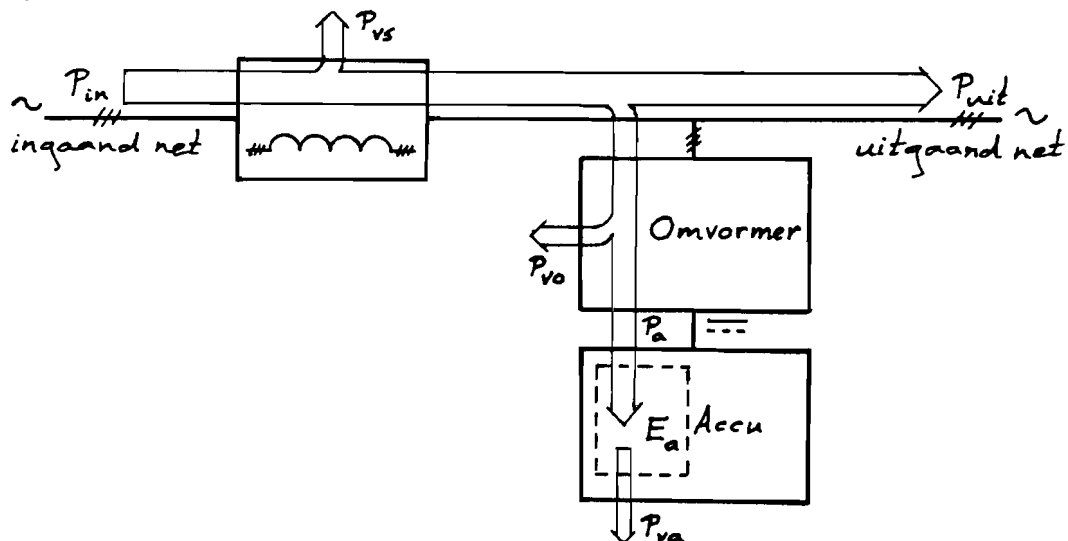
De eerste omvormer, de gelijkrichter, is altijd een statische thyristorbrug van het 6-puls type. Deze omvormer heeft een blokvormige ingangsstroom en veroorzaakt dus netvervuiling. De gelijkspanning over de accu-batterij wordt geregeld m.b.v. de ontsteekhoek van de brug. De ontsteekhoek zal in normaal bedrijf ca. 45° zijn, om voldoende ruimte te hebben voor het regelen van de accu-spanning. De $\cos\phi$ aan de ingang zal daardoor ca. 0,7 zijn.

Voor de tweede omvormer wordt een statische, roterende of hybride omvormer gebruikt.

2.3 Het parallel noodstroomstelsel.

Bij een parallel noodstroomstelsel staat de accu-batterij via een omvormer parallel aan het net. Het principe-schema en de vermogensbalans is weergegeven in figuur 2-6.

Er is slechts één omvormer. In normaal bedrijf wordt door deze omvormer alleen het vermogen getransporteerd, dat nodig is om de verliezen van de accu-batterij te compenseren. Tussen ingaand net en uitgaand net worden ter ontkoppeling smoorspoelen geplaatst. De smoorspoelen beperken de kortsluitstroom bij een kortsluiting in het ingaand net zolang er nog niet afgeschakeld is. Bovendien wordt de amplitude en de golfvorm van het uitgaand net nu volledig bepaald door de omvormer. Dit geeft de mogelijkheid om aan de uitgang een beter net af te leveren dan aan de ingang beschikbaar is. Omgekeerd zullen harmonischen die door de belasting opgewekt worden, het ingaand net niet bereiken. De omvormer kan van het statische of het roterende type zijn.



- P_{in} : ingaand vermogen
- P_{uit} : uitgaand vermogen
- P_{vs} : verliezen van de smoorspoelen
- P_{vo} : verliezen van de omvormer
- P_a : vermogen dat richting accu-batterij gaat
- E_a : energie opgeslagen in de accu-batterij
- P_{va} : verliezen van de accu-batterij

Vermogensbalans: $P_{in} - P_{vo} - P_a - P_{vs} = P_{uit}$ $P_a = dE_a/dt + P_{va}$

figuur 2-6: Principe-schema parallel noodstroomsysteem.

Het zal duidelijk zijn, dat de verliezen van de smoorspoelen en een omvormer die normaal in nullast is, veel lager zijn dan de verliezen van de twee volbelaste omvormers in het serie noodstroomstelsel. Het parallel noodstroomstelsel zal dus een hoger rendement hebben. Daartegenover staat, dat de scheiding tussen ingaand net en uitgaand net van een parallel noodstroomstelsel minder goed is dan die van het serie-type: het is niet mogelijk verschillende frequenties aan de ingang en uitgang te hebben en bij een erg slecht ingaand net zal een parallel noodstroomstelsel zich los moeten koppelen en in eiland bedrijf overgaan.

2.4 Vergelijking tussen parallel en serie type.

De voordelen van een parallel noodstroomstelsel ten opzichte van een serie noodstroomstelsel zijn:

1. Het parallel noodstroomstelsel heeft slechts één omvormer. Het serie noodstroomstelsel heeft twee omvormers, waarvan er één een gelijkrichter is. Bij een gelijke kwaliteit van de componenten zal daarom het parallel noodstroomstelsel een grotere betrouwbaarheid hebben.
2. De inverter van het parallel noodstroomstelsel is in normaalbedrijf vrijwel onbelast. De beide omvormers van het serie noodstroomstelsel voeren permanent het volledige door de belasting gevraagde vermogen. Hierdoor heeft een parallel noodstroomstelsel een aanzienlijk hoger rendement, namelijk ca. 95% tegenover ca. 85% bij het serie type.
3. Met het serie noodstroomstelsel is het niet mogelijk om "proefontladingen" van de accu-batterij uit te voeren als er geen belasting beschikbaar is. Met het parallel noodstroomstelsel is een proefontlading richting ingaand net mogelijk, zodat een belasting niet nodig is. Een proefontlading is de enige echte test waaruit blijkt of de accu-batterij in goede conditie is.
4. Een parallel noodstroomstelsel is beter overbelastbaar, omdat de inverter zwaarder moet zijn uitgevoerd dan in

een serie noodstroomsysteem. Bij een netzijdige kortsluiting zal er namelijk via de hoofdsmoorspoel een zgn. kortsluitstroom gaan lopen. De hoofdsmoorspoel van het statische parallel noodstroomsysteem is bijvoorbeeld zo gedimensioneerd, dat de maximale netzijdige kortsluitstroom $2 \cdot I_N$ is, met I_N : de nominale wisselstroom, die de invertor in noodstroom bedrijf levert.

Ten gevolge van de zgn. inrush-stroom zal er tijdelijk bij een netzijdige kortsluiting een stroom van $4 \cdot I_N$ richting ingang kunnen gaan. Dit vermogen is puur blindvermogen. Als bovendien het noodstroomsysteem aan de uitgang nominaal belast wordt, d.w.z. dat er een nominaal werkzaam vermogen P_N bij een $\cos\phi=0,8$ gevraagd wordt, dan zal de invertor tijdelijk een wisselstroom van ca. $4,5 \cdot I_N$ moeten kunnen leveren (de grootte van deze wisselstroom wordt bepaald door vectoriëel optellen van een puur inductieve stroom van $4 \cdot I_N$ en een nominale stroom van I_N bij $\cos\phi=0,8$). De omvormer is hierop berekend. De omvormer van een serie noodstroomsysteem is zo gedimensioneerd, dat hij ca. $1,2 \cdot I_N$ kan leveren.

5. De accu-batterij is bij een parallel noodstroomsysteem met slechts één transformator geheel galvanisch te scheiden van zowel het ingaande als het uitgaande net. Het serie noodstroomsysteem heeft hiervoor twee transformatoren nodig.
6. Het parallel noodstroomsysteem bevat minder componenten, omdat de gelijkrichter ontbreekt. Bij het door Holec ontwikkelde statische parallel noodstroomsysteem ontbreken bovendien de commutatie-netwerken en doofthyristoren vanwege het toepassen van GTO's. De RC-leden, of snubber-netwerken, die parallel aan de thyristoren staan, moeten bij GTO's echter wel groter zijn dan bij thyristoren.
7. Bij statische noodstroomsystemen is de invertor aan de kant van het uitgaande net over het algemeen een 12-puls invertor. Deze invertor levert een wisselspanning zonder 5-de en 7-de harmonischen. De eerste harmonischen die men

aantreft zijn 11-de en 13-de. Bij het parallel noodstroom-systeem is deze invertor bovendien via de smoorspoelen op het ingaande net aangesloten. Hierdoor zal het parallel type nauwelijks netverontreiniging op het ingaande net veroorzaken. Het serie type is echter meestal met een 6-puls gelijkrichter op het ingaande net aangesloten en zal dus veel meer netverontreiniging veroorzaken.

8. Met behulp van condensatoren aan de ingang en de uitgang van het parallel noodstroomstelsel is de $\cos\phi$ aan de ingang 1 te maken bij een $\cos\phi$ van 0,8 aan de uitgang en een nominaal gevraagd werkzaam vermogen (uitleg volgt in hoofdstuk 3). De $\cos\phi$ van de thyristor-gelijkrichter van een serie noodstroomstelsel is normaal ca. 0,7 en wordt uit kosten overwegingen gewoonlijk niet met behulp van condensatoren gecompenseerd.

De nadelen van een parallel noodstroomstelsel ten opzichte van een serie noodstroomstelsel zijn:

1. Bij een slechte kwaliteit van het ingaande net zal een parallel noodstroomstelsel zich eerder los moeten maken en in noodstroombedrijf overgaan dan een serie noodstroomstelsel. Vanwege de prijs van de accu-batterij is het niet interessant om bij nominale belasting langer dan ca. 30 minuten in noodstroombedrijf te kunnen zijn. Het parallel noodstroomstelsel is daardoor niet geschikt voor gebieden waar het net vaak en bovendien lang slecht kan zijn. Het parallel noodstroomstelsel is daardoor globaal gezien alleen te gebruiken in Europa, Australië, USA en Canada, tenzij de invertor aan de gelijkspanningskant gevoed kan worden met behulp van een gelijkstroom diesel-aggregaat (een dieselmachine gekoppeld aan een synchrone generator met een gelijkrichter).
2. Bij het parallel noodstroomstelsel wordt met behulp van het faseverschil tussen in- en uitgangsspanningen bepaald hoeveel vermogen uit het ingaande net opgenomen wordt (uitleg volgt in hoofdstuk 3). Soms wordt er echter snel

omgeschakeld naar bypass (d.w.z. het ingaande net wordt direct aan het uitgaande net vastgemaakt), bijvoorbeeld omdat de belasting plotseling meer vermogen vraagt dan het noodstroomsysteem kan leveren. Bij het parallel noodstroomsysteem zal er dan een fase-sprong optreden. Door de dimensionering van de smoorspoelen wordt deze fase-sprong beperkt tot maximaal 30° . Hierdoor wordt tevens de netzijdige kortsluitstroom vastgelegd (namelijk op twee maal de stroom, die de inverter in noodstroom bedrijf bij nominale belasting levert; zie hoofdstuk 3). Een fase-sprong van 30° wordt algemeen toelaatbaar geacht.

3. Een parallel noodstroomsysteem kan in tegenstelling tot een serie noodstroomsysteem onmogelijk een andere frequentie aan de uitgang voeren dan aan de ingang aanwezig is. (Overgang van bijvoorbeeld 50 Hz op 60 Hz of 400 Hz is dus niet mogelijk).
4. Als het niet vereist is dat de accu-batterij galvanisch van het ingaande net gescheiden is, dan kan de gelijkrichter van een serie noodstroomsysteem via drie kleine spoeltjes of zelfs direct op het ingaande net aangesloten worden. Dit scheelt een transformator aan de ingang. De smoorspoelen van een parallel noodstroomsysteem kunnen niet weggelaten worden, zodat dit systeem meer koper en ijzer zal bevatten. Een parallel noodstroomsysteem heeft daarentegen minder halfgeleiders. In de toekomst zal echter de prijs van halfgeleiders dalen en die van de verwerking van koper en ijzer stijgen.

De nadelen van het parallel noodstroomsysteem op technisch gebied worden ruimschoots gecompenseerd door de voordelen. Het parallel noodstroomsysteem is dus technisch gezien superieur aan het serie type. Het parallel type is echter ook duurder dan het serie type. Of het rendabel is om parallel noodstroomsystemen te produceren, zal dus afhangen

van de vraag of een klant bereid is voor de voordelen van het parallel systeem te betalen.

In de volgende hoofdstukken zal steeds het parallel noodstroomsysteem beschouwd worden. De aanduiding parallel zal daarom niet meer elke keer toegevoegd worden. Een noodstroomsysteem wordt in de literatuur vaak een Uninterruptable Power Supply of afgekort UPS genoemd. De benamingen "noodstroomsysteem" en "UPS" zullen in het vervolg naast elkaar gebruikt worden.

In tabel 2-1 zijn de verschillen tussen de statische parallel UPS van HOLEC en de statische serie UPS-en van andere fabrikanten samengevat.

Bij deze tabel moet het volgende opgemerkt worden:

- Het accepteerbare spanningsbereik en het accepteerbare frequentiebereik geven het gebied aan, waarbinnen de ingangsspanningen wat betreft effectieve waarde en frequentie moeten liggen om het noodstroomsysteem in normaal bedrijf te laten werken. Buiten dit gebied wordt overgegaan op noodstroombedrijf.
- In het statische parallel noodstroomsysteem worden fluctuaties in het gevraagde vermogen op de eerste plaats opgevangen door de accu-batterij. Hierdoor zijn de stroomfluctuaties aan de ingangszijde klein.
- Met de overbelastbaarheid wordt de maximale stroom bedoeld, die het noodstroomsysteem gedurende 100ms kan leveren.
- De stabiliteit van de effectieve waarde van de uitgangsspanningen wordt door een regelaar bepaald. Beide noodstroomsystemen hebben een 12-puls spanningsinverter aan de uitgangszijde, dus deze stabiliteit kan voor beide noodstroomsystemen gelijk zijn.
- Tot slot zijn het aantal componenten, het gewicht, het volume, de betrouwbaarheid en het aantal gepatenteerde delen van een statisch parallel noodstroomsysteem ten opzichte van een serie noodstroomsysteem vermeld.

SYSTEMEN VOOR ONONDERBROKEN ENERGIEVOORZIENING

	HOLEC PARALLEL TYPE	SERIE TYPE
INGANGSZIJDE		
Stroomgolfvorm	Sinus	Blok
Stroomfluctuaties	Weinig	Veel
Cosphi	1,0	0,7
Accepteerbaar		
spanningsbereik	±10%	±20%
UITGANGSZIJDE		
Overbelastbaarheid	4,5x	1,2x
Spanningsstabiliteit	±1%	±1%
Accepteerbaar		
frequentiebereik	±1%	±0,5%
Fasesprong bij plotseling overgaan op bypass	30°	0°
Golfvorm	sinus + max. 5% vervorming	sinus + max. 5% vervorming
RENDEMENT	95%	85%
IN PROCENTEN GERELATEERD AAN HET SERIE TYPE:		
Aantal componenten	80%	100%
Gewicht	115%	100%
Volume	110%	100%
Betrouwbaarheid	150%	100%
Reeds gepatenteerd	50%	100%

Tabel 2-1: Vergelijking tussen de Holec parallel UPS en de in de handel zijnde serie UPS-en.

In de hoofdstukken 3 en 4 zal de werking van respectievelijk het statische en het roterende parallel noodstroomsysteem, zoals ze door Holec ontwikkeld zijn, behandeld worden.

Van het roterende type worden er per jaar een toenemend aantal door Holec geproduceerd en verkocht.

Onder leiding van ir. K. Bouwknecht door de afdeling HIT/ITE van Holec-Oost een statisch parallel noodstroomsysteem ontwikkeld. De ontwikkeling is begin 1985 gestart en eind 1985 afgerond met een goed functionerend prototype met een nominaal vermogen van 75 kVA. Het statische parallel noodstroomsysteem is uiteindelijk niet productie-rijp gemaakt, omdat verwacht werd dat de klant niet voldoende voor de voordelen van het parallel-concept wil betalen om de productie winstgevend te maken.

3. HET STATISCHE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM.

In dit hoofdstuk wordt de opbouw en de werking van het statische parallel noodstroomstelsel behandeld aan de hand van de volgende onderwerpen:

1. Het principe, waarop de werking van het parallel noodstroomstelsel berust.

Hierbij is vooral van belang, hoe het gevraagde werkzame en blindvermogen verdeeld wordt over het ingaand net en de invertor. Er zijn afzonderlijke berekeningen bekend van de verdeling van resp. het werkzame vermogen en het blindvermogen. Er was echter nog geen berekening gemaakt van het werkzaam en blindvermogen tezamen, zoals in dit hoofdstuk gedaan zal worden.

2. De invloed van parasitaire grootheden op de werking van het noodstroomstelsel. Parasitaire grootheden zijn bijvoorbeeld de spreidingszelfinductie en de verliesweerstand van spoelen en spanningsbronnen.

De invloed van deze grootheden was wel bekend, maar was nog niet fundamenteel onderzocht.

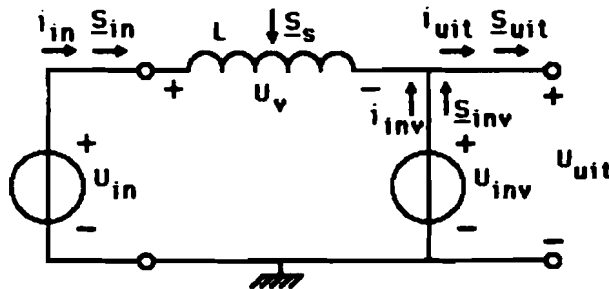
3. De dimensionering van een statisch parallel noodstroomstelsel.

De berekeningen hiervoor zijn al vaker gemaakt. In dit hoofdstuk zal echter gebruik worden gemaakt van de eerder genoemde integrale werkzaam en blindvermogensberekening. Deze methode heeft als voordeel, dat het dimensioneren van de zgn. no-break smoorspoel (zie paragraaf 3.3) zonder verwaarlozingen mogelijk is.

3.1 Het principe.

Het principe, waarop de werking van het statische parallel noodstroomstelsel berust, is te verklaren door het sterk vereenvoudigde schema in figuur 3-1 te beschouwen.

Dit is het schema van één van de drie fasen. We nemen aan, dat het noodstroomstelsel volledig symmetrisch gebouwd is. Het schema van de overige fasen is dus gelijk aan dit schema.



figuur 3-1: Principe-schema van één fase van het statische parallel noodstroomstelsel.

We nemen verder het volgende aan:

1. De smoorspoel L tussen ingaand net (met spanning $u_{in}(t)$) en inverter (met spanning $u_{inv}(t)$) wordt voorlopig verliesvrij beschouwd.
2. Het ingaande net wordt oneindig hard verondersteld. In de praktijk zal tussen elektriciteitscentrale en noodstroomstelsel zich een impedantie bevinden, die voornamelijk bestaat uit zelfinductie en weerstand.
3. De inverter wordt beschouwd als een oneindig harde (driefasen) wisselspanningsbron. In de praktijk zal de inverter vervangen kunnen worden door een oneindig harde wisselspanningsbron met een weerstand en een zelfinductie in serie.
4. Er wordt voorlopig aangenomen, dat de inverterspanning gelijk is aan de uitgangsspanning.

In paragraaf 3.1.1 zal gekeken worden, wat er verandert als bovenstaande aannamen niet gelden.

De smoorspoel tussen ingaand net en invertor heeft de volgende drie functies:

1. Het ontkoppelen van het ingaande net en het uitgaande net, zodat het mogelijk is om het uitgaande net qua fase en amplitude te laten afwijken van het ingaande net. Het zal blijken, dat hiermee de werkzame en blindvermogensverdeling beïnvloed kan worden.
2. De golfvorm van de invertorspanning kan afwijken van die van de ingangsspanning. Als de invertorspanning oneindig hard is, dan zal harmonische vervorming van het ingaande net het uitgaande net niet bereiken. Bovendien zullen hogere harmonischen in de aan de uitgang gevraagde wisselstroom geen vervorming van de netspanningen kunnen veroorzaken.
3. Het beperken van de kortsluitstroom vanuit de invertor bij een kortsluiting in het ingaande net.

We zullen nu bepalen, hoe het aan de uitgang gevraagde blind- en werkzame vermogen verdeeld wordt over het ingaande net en de invertor. Daarbij worden de spanningen en stromen in het éénfase schema van figuur 3-1 als volgt vastgelegd:

$$u_{uit}(t) = \sqrt{2} \cdot U_{uit} \cdot \cos(\omega t)$$

$$u_{in}(t) = \sqrt{2} \cdot U_{in} \cdot \cos(\omega t + \alpha)$$

(3.1)

$$u_{inv}(t) = u_{uit}(t) = \sqrt{2} \cdot U_{uit} \cdot \cos(\omega t)$$

$$u_v(t) = u_{in}(t) - u_{uit}(t) = \sqrt{2} \cdot U_v \cdot \cos(\omega t + \theta)$$

$$\begin{aligned}
 i_{\text{uit}}(t) &= \sqrt{2} \cdot I_{\text{uit}} \cdot \cos(\omega t - \varphi) \\
 i_{\text{in}}(t) &= \sqrt{2} \cdot I_{\text{in}} \cdot \cos(\omega t + \alpha - \chi) \\
 i_{\text{inv}}(t) &= i_{\text{uit}}(t) - i_{\text{in}}(t) = \sqrt{2} \cdot I_{\text{inv}} \cdot \cos(\omega t - \varphi)
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

De wisselspanningen en -stromen van de overige twee fasen zijn ten opzichte van die in vergelijking (3.1) en (3.2) verschoven over respectievelijk $-2\pi/3$ en $+2\pi/3$.

Voor de hoekfrequentie geldt:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ Hz} \approx 314 \text{ rad/s}
 \tag{3.3}$$

Als we de complexe effectieve amplitude \underline{E} van een grootheid $e(t)$ definiëren als:

$$\begin{aligned}
 e(t) &= \sqrt{2} \cdot E \cdot \cos(\omega t + \xi) = \text{Re}[\sqrt{2} \cdot E \cdot \exp(j\xi) \cdot \exp(j\omega t)] = \\
 &= \text{Re}[\sqrt{2} \cdot \underline{E} \cdot \exp(j\omega t)]
 \end{aligned}
 \tag{3.4}$$

$$\text{met } \underline{E} = E \cdot \exp(j\xi)$$

dan is:

$$\begin{aligned}
 \underline{U}_{\text{uit}} &= U_{\text{uit}} \\
 \underline{U}_{\text{in}} &= U_{\text{in}} \cdot \exp(j\alpha) \\
 \underline{U}_{\text{inv}} &= U_{\text{uit}} \\
 \underline{U}_{\text{v}} &= U_{\text{v}} \cdot \exp(j\theta)
 \end{aligned}
 \tag{3.5}$$

en:

$$\underline{I}_{uit} = I_{uit} \cdot \exp(-j\varphi)$$

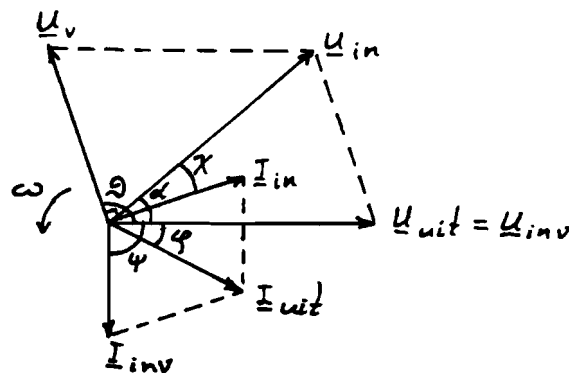
$$\underline{I}_{in} = I_{in} \cdot \exp(j(\alpha - \chi)) \quad (3.6)$$

$$\underline{I}_{inv} = I_{inv} \cdot \exp(-j\psi)$$

Deze complexe effectieve amplituden zijn weergegeven in het vectordiagram van figuur 3-2. Hierbij is \underline{U}_{uit} als referentie voor de overige spanningen en stromen gekozen. Dit zal in het vervolg consequent aangehouden worden.

De absolute waarde van de complexe effectieve amplitude van een wisselspanning of -stroom is gelijk aan de effectieve waarde van die wisselspanning of -stroom. In het vervolg zal voor het gemak de toevoeging "effectieve" uit "complexe amplitude" weggelaten worden. Met complexe amplitude zal dus steeds complexe effectieve amplitude bedoeld worden.

In het schema van figuur 3-1 zit tussen de ingang en de invertor een ideale smoorspoel L. De complexe amplitude \underline{I}_{in} zal dus precies 90° naijlen ten opzichte van \underline{U}_v .



figuur 3-2: Vectordiagram van het geïdealiseerde parallel noodstroomstelsel.

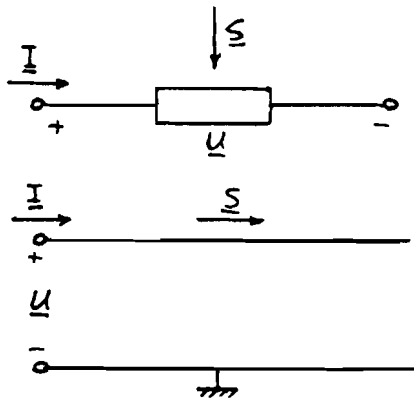
Het complexe vermogen \underline{S} is voor een wisselspanning met complexe amplitude \underline{U} en een bijbehorende wisselstroom met complexe amplitude \underline{I} gedefiniëerd als:

$$\underline{S} = \underline{U} \cdot \underline{I}^* = P + jQ \quad (3.7)$$

waarbij \underline{I}^* de complex geconjugeerde van \underline{I} is.

Het reële deel van \underline{S} , P , is het werkzame vermogen; het imaginaire deel, Q , is het blindvermogen. De absolute waarde van \underline{S} , $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$, is het schijnbare vermogen. Voor de referentie-richting van \underline{S} nemen we de richting waarin het werkzame vermogen gaat (zie figuur 3-3). Deze manier van toekennen van een referentie-richting wordt over het algemeen aangeduid met "verbruikers-referentie-systeem".

Uit vergelijking (3.7) blijkt bovendien, dat inductief blindvermogen een positief teken heeft en capacitief blindvermogen een negatief teken.



figuur 3-3: Enkele voorbeelden van de referentie-richting van het complexe vermogen.

Voor de complexe vermogens in één fase zijn hiermee de volgende vergelijkingen op te schrijven (zie voor de referentie-richtingen figuur 3-1):

$$\underline{S}_{uit} = \underline{U}_{uit} \cdot \underline{I}_{uit}^* = P_{uit} + jQ_{uit}$$

$$\underline{S}_{in} = \underline{U}_{in} \cdot \underline{I}_{in}^* = P_{in} + jQ_{in}$$

(3.8)

$$\underline{S}_{inv} = \underline{U}_{inv} \cdot \underline{I}_{inv}^* = P_{inv} + jQ_{inv}$$

$$\underline{S}_s = \underline{U}_v \cdot \underline{I}_{in}^* = P_s + jQ_s$$

Uit vergelijkingen (3.8) volgt met behulp van de behoudswetten voor werkzaam en blindvermogen:

$$\underline{S}_{in} - \underline{S}_s + \underline{S}_{inv} = \underline{S}_{uit}$$

(3.9)

Het aan de uitgang gevraagde werkzame en blindvermogen wordt deels door de invertor en deels door het ingaande net geleverd. Deze verdeling is te beïnvloeden door middel van de amplitude en de fase van de invertor-wisselspanningen ten opzichte van de ingangs-wisselspanningen. Om dit duidelijk te maken, worden de volgende aannamen gedaan:

1. $U_{uit} = U_{inv} = a \cdot U_{in}$
2. U_{in} is gelijk aan de nominale fase-spanning $U_N = 220V$.
3. Aan de uitgang van het noodstroomstelsel wordt een zodanige belasting $\underline{Z} = Z \cdot \exp(j\varphi)$ aangebracht, dat bij $U_{uit} = U_N$ het nominale complexe vermogen aan de uitgang opgenomen wordt: $\underline{S}_{uit} = \underline{S}_N = P_N + jQ_N$. De bijbehorende belasting is: $\underline{Z}_N = Z_N \cdot \exp(j\varphi_N)$.
4. De nominale cosphi wordt op 0,8 gesteld, dus $\underline{S}_N = 0,8 \cdot S_N + j0,6 \cdot S_N$. Hierbij is $S_N = U_N \cdot I_N$ en I_N is de nominale uitgangsstroom van het noodstroomstelsel.
5. De smoorspoel L wordt zo gedimensioneerd, dat bij een kortsluiting in het ingaande net en een invertorspanning van $U_{inv} = U_N$ een stroom van $2 \cdot I_N$ in de smoorspoel gaat lopen. Dus $U_N / \omega L = 2 \cdot I_N$ oftewel:

$$L = U_N / 2 \cdot \omega \cdot I_N \quad (3.10)$$

We definiëren het complexe netzijdige kortsluitvermogen als:

$$\underline{S}_{n,k} = jU_N^2 / \omega L = jS_{k,n} \quad (3.11)$$

Er geldt dus:

$$S_{n,k} = 2 \cdot S_N \quad (3.12)$$

Voor de complexe vermogens, gedefiniëerd in vergelijkingen (3.8), zijn met behulp van deze aannamen de volgende formules af te leiden:

$$\underline{S}_{uit} = \underline{U}_{uit} \cdot \underline{I}_{uit}^* = \underline{U}_{uit} \cdot \underline{U}_{uit}^* / \underline{Z}_N^* = a^2 \cdot U_N^2 / \underline{Z}_N^* = a^2 \cdot \underline{S}_N \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} \underline{S}_{in} &= \underline{U}_{in} \cdot \underline{I}_{in}^* = \underline{U}_{in} \cdot \left[\frac{(U_{in} - U_{inv})}{j\omega L} \right]^* = U_N \exp(j\alpha) \cdot \frac{U_N (\exp(-j\alpha) - a)}{-j\omega L} \\ &= \underline{S}_{n,k} [1 - a \cdot \exp(j\alpha)] \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} \underline{S}_{inv} &= \underline{U}_{inv} \cdot \underline{I}_{inv}^* = \underline{U}_{inv} \cdot [\underline{I}_{uit} - \underline{I}_{in}]^* = \underline{U}_{inv} \left[\frac{U_{uit}}{\underline{Z}_N} - \frac{U_{in} - U_{inv}}{j\omega L} \right]^* \\ &= aU_N \cdot \left[\frac{aU_N}{\underline{Z}_N^*} - \frac{U_N \exp(-j\alpha) - aU_N}{-j\omega L} \right] = a^2 \underline{S}_N + \underline{S}_{n,k} [a^2 - a \cdot \exp(-j\alpha)] \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} \underline{S}_s &= \underline{U}_v \cdot \underline{I}_{in}^* = \underline{U}_v \cdot \frac{\underline{U}_v^*}{(j\omega L)} = \frac{U_v^2}{j\omega L} = j \frac{|U_{in} - U_{uit}|^2}{\omega L} \\ &= |\exp(j\alpha) - a|^2 \cdot \underline{S}_{n,k} = [1 - 2 \cdot a \cdot \cos\alpha + a^2] \cdot \underline{S}_{n,k} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Als we ter controle vergelijkingen (3.13) t/m (3.16) invullen in vergelijking (3.9), dan blijkt, dat inderdaad aan de complexe vermogensbalans voldaan wordt.

In figuren (3-4) en (3-5) is het verloop van \underline{S}_{in}/S_N en \underline{S}_{inv}/S_N weergegeven als functie van de relatieve amplitude $a=U_{inv}/U_{in}$ en het faseverschil α tussen \underline{U}_{in} en \underline{U}_{inv} .

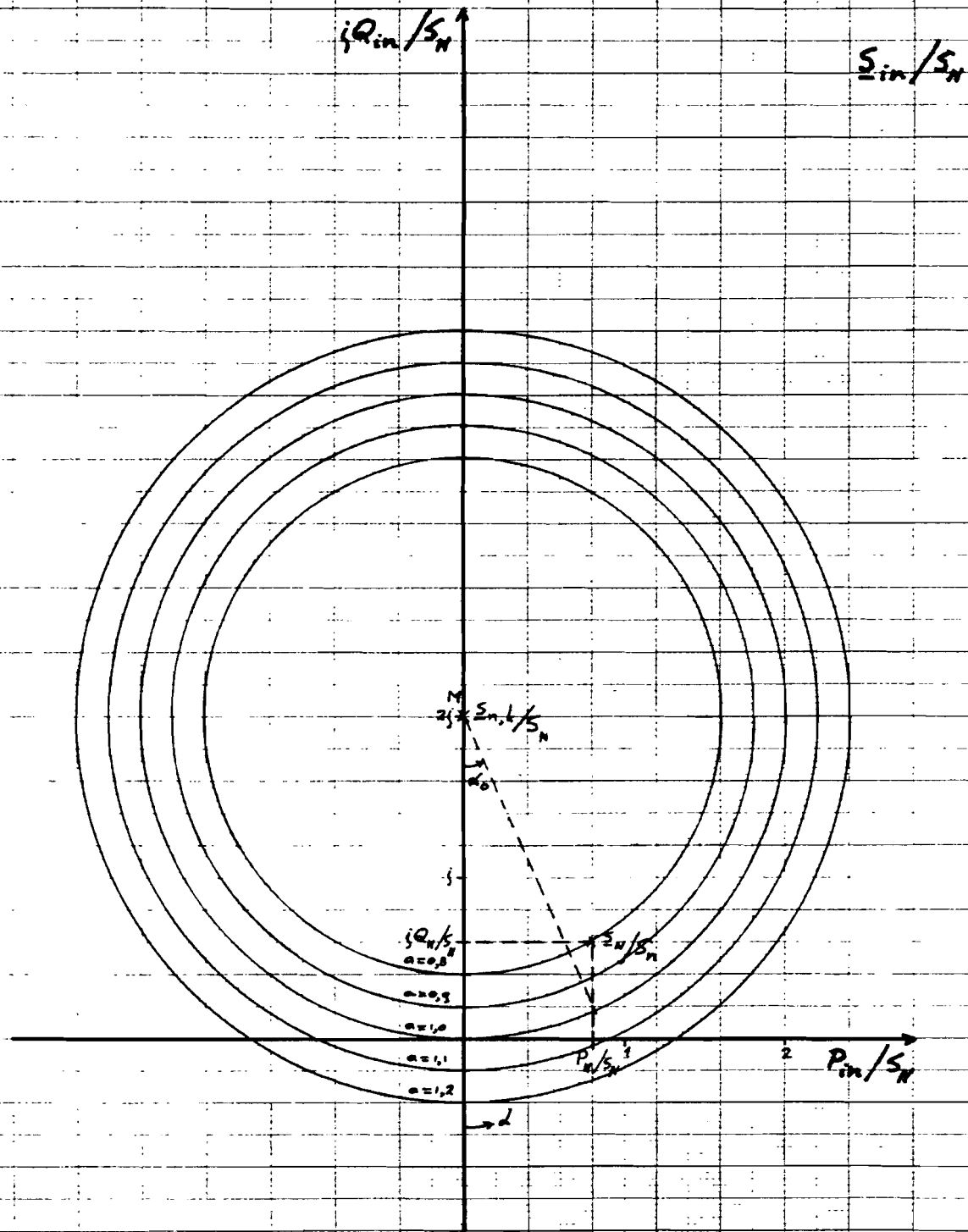
Uit deze figuren en vergelijkingen (3.13) t/m (3.16) zijn de volgende conclusies te trekken:

1. In formule (3.14) voor \underline{S}_{in} komt \underline{S}_N niet voor. Het werkzame en blindvermogen, dat het ingaand net levert, is dus volledig onafhankelijk van de belasting van het noodstroomsysteem. Dat is logisch, aangezien de inverter als oneindig hard veronderstelde bron tussen ingaand net en belasting in zit. Het werkzame en blindvermogen, dat door het ingaande net geleverd wordt, wordt dus geheel bepaald door het faseverschil α en de relatieve amplitude a .

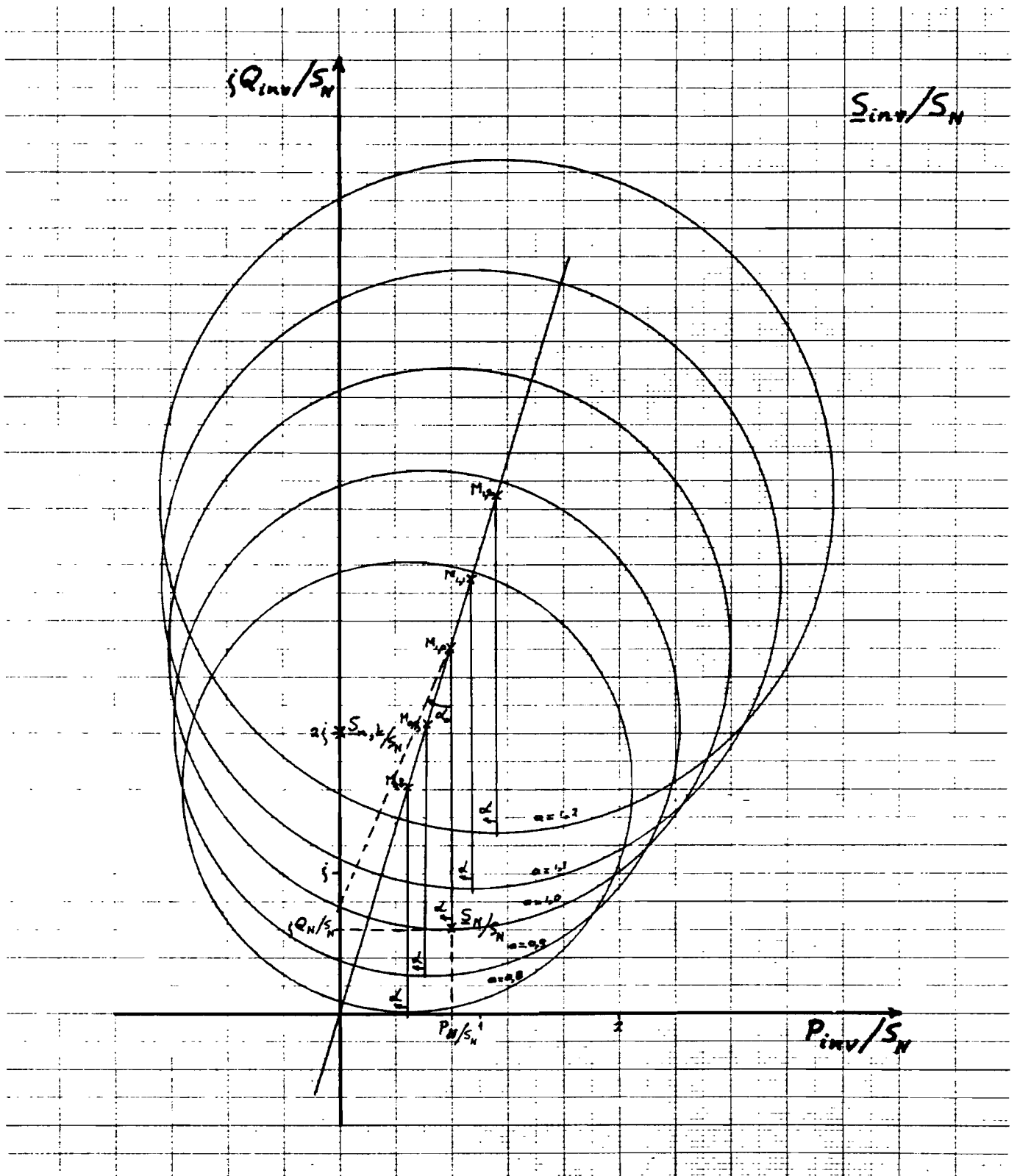
2. Als $a=1$ en $\alpha=0^\circ$, dan wordt door het ingaand net geen werkzaam en blindvermogen geleverd ($\underline{S}_{in}=0$). Het totale door de belasting gevraagde vermogen wordt dan door de inverter geleverd. Er staat geen spanning over de smoorspoel L , dus er wordt ook geen blindvermogen door deze spoel opgenomen. Hieruit volgt: $\underline{S}_{inv}=\underline{S}_N$.

3. Als α toeneemt of afneemt vanuit $a=1$ en $\alpha=0^\circ$, dan neemt in deze beide gevallen zowel het ingaand blindvermogen Q_{in} als het inverter-blindvermogen Q_{inv} toe. Er zal namelijk een spanning over de smoorspoel L komen te staan, waardoor deze blindvermogen gaat opnemen.

Veel sterker zijn echter de variaties in het werkzaam vermogen: bij een toename van het faseverschil α gaat de inverter minder werkzaam vermogen leveren. De uitgangsspanning blijft gelijk ($a=1$), dus het door de belasting gevraagde werkzame vermogen blijft constant. Hieruit volgt, dat het ingaand net het werkzame vermogen moet leveren, dat de inverter te weinig levert. Dat blijkt dan ook uit de grafiek van \underline{S}_{in}/S_N .



figuur 3-4: Het genormeerde complexe ingaande vermogen \underline{S}_{in}/S_N als functie van de relatieve amplitude a en het faseverschil α .



figuur 3-5: Het genormeerde complexe inverter vermogen \underline{S}_{inv}/S_N als functie van de relatieve amplitude a en het faseverschil α .

Bij $\alpha = \alpha_0 \approx 30^\circ$ en $a=1$ is het zelfs zo, dat de invertor geen werkzaam vermogen meer levert ($P_{inv}=0$). Al het gevraagde werkzame vermogen wordt dan door het ingaande net geleverd. Als het faseverschil α nog groter gemaakt wordt ($\alpha > \alpha_0$), dan gaat de invertor zelfs werkzaam vermogen opnemen ($P_{inv} < 0$).

In de praktijk is, als het ingaand net aanwezig is (het noodstroomsysteem is dan in zgn. normaal bedrijf), het faseverschil α iets groter dan α_0 . De invertor neemt dan zoveel werkzaam vermogen op, als nodig is om de verliezen van de accu en de invertor te compenseren. Als de accu leeg is, dan zal het faseverschil α nog wat groter zijn om de accu op te laden.

Als de amplitude van de uitgangsspanning op $U_{uit} = U_N$ wordt gehouden, dan is dus de verdeling van het werkzame vermogen over de invertor en het ingaande net in te stellen met behulp van het faseverschil α .

4. Hoe groter $S_{n,k}$ is, hoe minder het ingaande blindvermogen variëert als met behulp van het faseverschil α het ingaande werkzame vermogen P_{in} van 0 naar P_N geregeld wordt.

Tevens wordt het faseverschil α_0 , waarbij $P_{inv}=0$ wordt, kleiner. Dit is een voordeel, aangezien bij overbelasting of defect raken van het noodstroomsysteem plotseling het ingaande net met het uitgaande net doorverbonden wordt. Daarbij zal een fase-sprong optreden, die maximaal gelijk is aan α_0 .

Het schijnbare netzijdige kortsluitvermogen $S_{n,k}$ kan echter niet willekeurig groot gekozen worden. Bij een kortsluiting in het ingaande net moet het noodstroomsysteem namelijk gedurende de tijd, dat het ingaande net

nog niet afgeschakeld is, een complex vermogen $\underline{S}_{n,k}$ aan het ingaande net kunnen leveren.¹

5. Als vanuit $a=1$ en $\alpha=0^\circ$, a toe- resp. afneemt, dan wordt het door het ingaande net geleverde blindvermogen Q_{in} minder resp. meer. Hierbij treedt ook een verandering op in het ingaande werkzame vermogen P_{in} .

Als het faseverschil α tussen 0° en α_0 ligt, dan zal ten gevolge van een verandering van de relatieve amplitude a Q_{in} meer variëren dan P_{in} .

6. Het uitgaande net wordt in normaal bedrijf (d.w.z. het ingaande net is aanwezig) op een fasespanning van $U_N=220V$ gehouden. Als in dat geval de fasespanning van het ingaande net daalt, dan komt dit overeen met een vergroting van de relatieve amplitude a . Het ingaande blindvermogen wordt daardoor lager of zelfs negatief. Ten gevolge van een daling van de netspanning zal het noodstroomstelsel aan de ingang dus capaciteiever worden. Omgekeerd zal bij een verhoging van de netspanning door het noodstroomstelsel meer inductief blindvermogen opgenomen worden.²

¹Er wordt hierbij vanuit gegaan, dat het ingaande net oneindig hard is. In werkelijkheid heeft het net een bepaalde impedantie. Het complexe vermogen, dat bij een kortsluiting in het ingaande net door het noodstroomstelsel aan het ingaande net geleverd wordt, hangt dan af van de plaats van de kortsluiting. Dit complexe vermogen zal maximaal zijn bij kortsluiting vlak bij de ingangsklemmen van het noodstroomstelsel en is dan gelijk aan $\underline{S}_{n,k}$. Hierop moet het noodstroomstelsel gedimensioneerd worden.

²Dit gedrag aan de ingangszijde van het parallel noodstroomstelsel werkt in principe de spanningsverandering in het in de praktijk niet oneindig harde ingaande net tegen: een netspanningsdaling is namelijk meestal het gevolg van het feit, dat de centrales teveel inductief belast zijn. Het parallel noodstroomstelsel wordt bij een spanningsdaling capaciteiever aan zijn ingang. Analoog wordt bij een stijging van de ingangsspanning de ingang van het noodstroomstelsel inductiever.

7. Hoe groter $S_{n,k}$ is, hoe minder het ingaande werkzame vermogen variëert voor $0 \leq \alpha \leq \alpha_0$ als ten gevolge van een verandering van de relatieve amplitude a het ingaande blindvermogen variëert. Een groot schijnbaar netzijdig kortsluitvermogen $S_{n,k}$ heeft echter het onder punt 4 genoemde nadeel.

Uit bovenstaande conclusies blijkt, dat door het kiezen van een voldoende groot schijnbaar netzijdig kortsluitvermogen $S_{n,k}$ het ingaande werkzame vermogen P_{in} voornamelijk afhangt van het faseverschil α , terwijl het ingaande blindvermogen Q_{in} voornamelijk afhangt van de relatieve amplitude a (mits $0 \leq \alpha \leq \alpha_0$ is en a rond 1 ligt). Hieruit volgt, dat er een regelaar gemaakt kan worden, die met behulp van het variëren van het faseverschil α het ingaande werkzame vermogen P_{in} instelt zonder dat deze lus de relatieve amplitude a moet kennen of moet kunnen beïnvloeden. Analoog is het mogelijk om Q_{in} te regelen met a zonder α te kennen of te beïnvloeden. Deze regellussen zullen elkaar dus wel beïnvloeden, maar de beïnvloeding is voor het gebied, dat interessant is (nl. $0 \leq \alpha \leq \alpha_0$ en a rond 1) voldoende klein om twee onafhankelijke regellussen te kunnen maken. Bij het dimensioneren van de regellussen moeten we echter wel met deze beïnvloeding rekening houden.

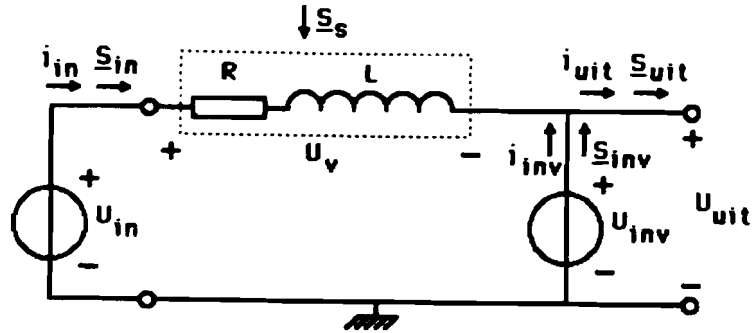
De effectieve uitgangsspanning U_{uit} mag volgens een eis aan het noodstroomstelsel niet meer dan $\pm 5\%$ afwijken van 220V. Vanwege deze eis is het niet meer mogelijk om de blindvermogensverdeling met behulp van U_{inv} te regelen. De uitgangsspanning U_{uit} wordt daarom door het instellen van U_{inv} op 220V gehouden. Het enige dat dan nog beïnvloed kan worden, is de verdeling van het werkzame vermogen. Deze enige vrijheidsgraad wordt gebruikt om het werkzame vermogen $-P_{inv}$, dat de inverter ingaat, te regelen. De accu wordt hierdoor op de juiste manier geladen en vervolgens op spanning gehouden.

Het aan de ingang opgenomen werkzame vermogen P_{in} is gelijk aan het aan de uitgang gevraagde vermogen P_{uit} min het door de inverter geleverde vermogen P_{inv} . Bij een plotselinge toename van P_{uit} zal het faseverschil α niet direct op de vereiste grotere waarde ingesteld worden, aangezien de snelheid van de regellus niet oneindig groot is. Het eerste ogenblik komt het extra werkzame vermogen daardoor uit de inverter en dus uit de accu. Door de snelheid, waarmee α bijgeregeld wordt, met opzet wat lager te kiezen, kan een tijdelijke piek in het gevraagde vermogen P_{uit} opgevangen worden door de accu. Hetzelfde geldt voor een korte afname van P_{uit} . Het gevolg is, dat pieken in het gevraagde vermogen niet of minder sterk terecht komen in het aan de ingang gevraagde werkzame vermogen P_{in} : het ingaande net ziet een constantere belasting. De snelheid waarmee α geregeld kan worden, bepaalt in hoeverre pieken in P_{uit} opgevangen worden door de accu.

Tot nu toe zijn we uitgegaan van een verliesvrije smoorspoel L tussen ingang en uitgang. We zullen nu het geval beschouwen, dat de smoorspoel niet verliesvrij is.

3.1.1 Niet-verliesvrije smoorspoel.

Als de smoorspoel niet verliesvrij is, dan is deze spoel te beschouwen als een weerstand R in serie met een ideale spoel L . Het schema wordt hiermee zoals getekend in figuur 3-6.



figuur 3-6: Parallel noodstroomstelsel met niet-verliesvrije smoorspoel.

De spanningen en stromen zijn gedefiniëerd zoals in vergelijking (3.1) en (3.2). De complexe vermogens volgen uit die in vergelijkingen (3.13) t/m (3.16) door $j\omega L$ te vervangen door $R+j\omega L$, oftewel door voor $\underline{S}_{n,k}$ te nemen:

$$\underline{S}_{n,k} = U_{inv} \cdot \left[\frac{U_{inv}}{R+j\omega L} \right]_{a=1}^* = \frac{U_N^2}{R-j\omega L} \quad (3.17)$$

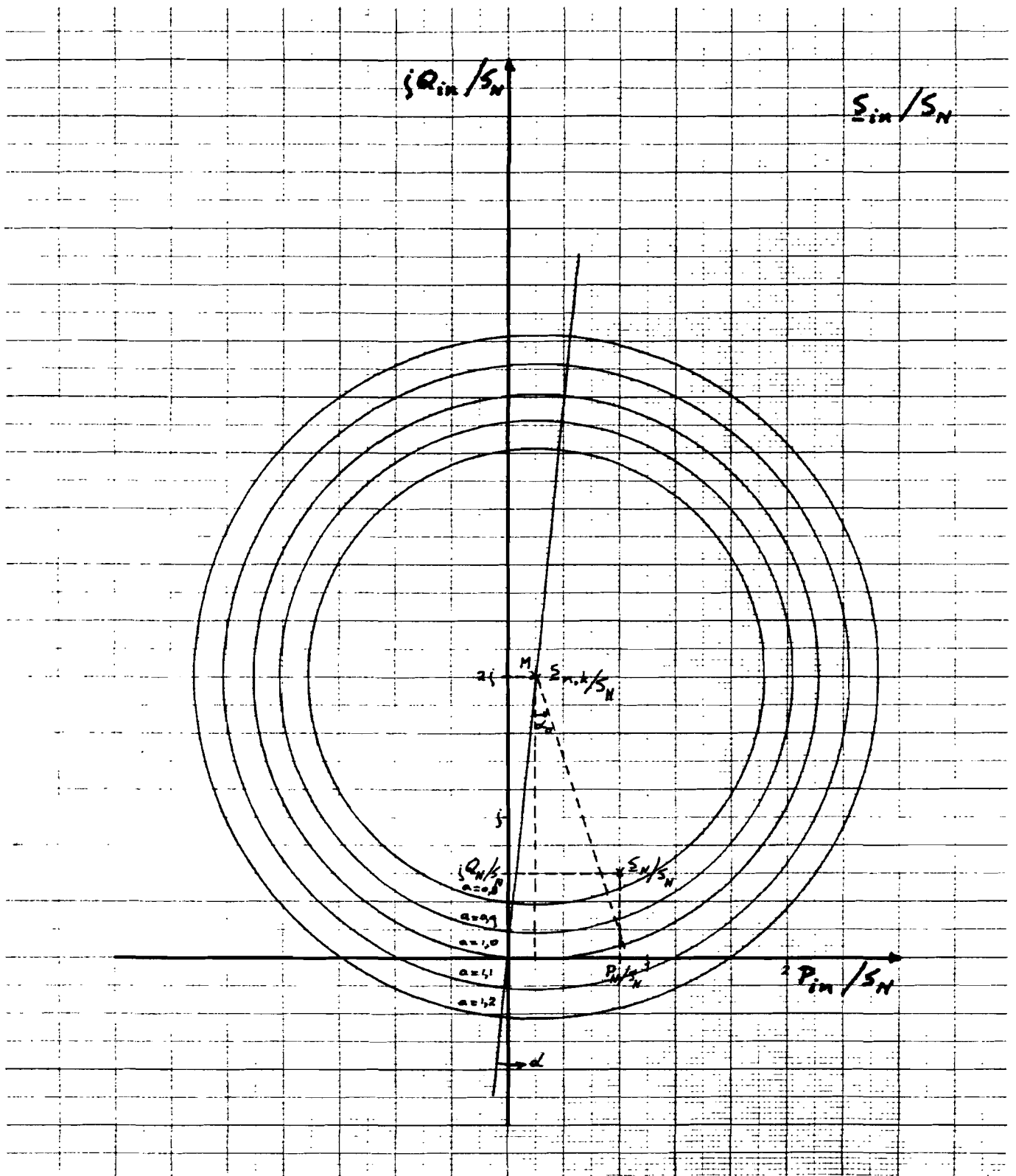
Hierbij kiezen we L even groot als in de vorige paragraaf, dus:

$$L = U_N / (2 \cdot \omega \cdot I_N) \quad (3.10)$$

Voor de weerstand R nemen we bijvoorbeeld:

$$R = L / 10 \quad (3.18)$$

Het noodstroomstelsel wordt belast met $\underline{Z} = \underline{Z}_N$ en de relatieve amplitude is weer $a = U_{inv} / U_{in}$. We krijgen dan voor \underline{S}_{in} / S_N en $\underline{S}_{inv} / S_N$ de grafieken in figuren 3-7 en 3-8.



figuur 3-7: Het genormeerde complexe ingaande vermogen \underline{S}_{in}/S_N als functie van de relatieve amplitude a en het faseverschil α , in het geval, dat de smoorspoel niet verliesvrij is.

Als deze grafieken vergeleken worden met de grafieken voor het geval, dat de smoorspoel verliesvrij is (figuren 3-4 en 3-5), dan zijn voor het gebied met $0 \leq \alpha \leq \alpha_0$ en $a \approx 1$ de volgende conclusies te trekken:

1. P_{in} is minder afhankelijk van de relatieve amplitude a .
2. Q_{in} is minder afhankelijk van het faseverschil α .
3. P_{inv} is sterker afhankelijk van de relatieve amplitude a .
4. Q_{inv} is sterker afhankelijk van het faseverschil α .

Het instellen van het faseverschil α om het werkzame invertorvermogen P_{inv} op de juiste waarde te krijgen, heeft dus minder invloed op het ingaande blindvermogen Q_{in} . Variaties in de relatieve amplitude a (b.v. door netspanningsvariaties) hebben minder invloed op het ingaande werkzame vermogen P_{in} . De regelaar, die de verdeling van het werkzame vermogen regelt met behulp van het faseverschil α , kijkt echter naar het vermogen P_{inv} , dat de invertor levert. Het werkzame invertorvermogen P_{inv} wordt nu sterker beïnvloed door variaties in de relatieve amplitude a . De weerstand R heeft dus een ongunstige invloed op de regellus voor P_{inv} .

Uit figuur 3-5 blijkt, dat de invertor bij nominale belasting en $a=1$ veel inductief blindvermogen moet leveren, als het werkzame vermogen P_{inv} nul is ($\alpha=\alpha_0$).

Ten gevolge van het leveren van blindvermogen ontstaat er een wisselstroom-component in de accu-stroom (met een effectieve waarde van ca. 2A per kVAr).³

Dit veroorzaakt een snelle veroudering van de accu. Deze wisselstroom-component kan verkleind worden door een filter op te nemen in het gelijkspanningscircuit. De rimpel is ook te verkleinen door het aan de uitgang gevraagde blindvermogen geheel of gedeeltelijk te compenseren. Dit kan gedaan worden met behulp van condensatoren aan de uitgang van het noodstroomsysteem.

In de praktijk zal niet alleen de smoorspoel weerstand bevatten, maar ook zal de invertorspanning U_{inv} niet oneindig hard zijn. De invertor moet namelijk een 12-puls type zijn, om aan de eisen te voldoen, die aan de totale harmonische vervorming gesteld worden. Een 12-puls invertor wordt in de praktijk over het algemeen opgebouwd uit twee 6-puls invertoren, waarvan de spanningen met behulp van transformatoren opgeteld worden. De transformatoren hebben spreidingszelfinductie en maken de invertorklemspanningen dus minder hard.

Een oneindig harde invertor tussen ingaand en uitgaand net heeft de volgende voordelen:

³Als een wisselspanningsbron puur blindvermogen moet leveren, dan zal de bron een momentaan vermogen $p(t)$ leveren, dat de ene helft van de tijd positief is en de andere helft van de tijd negatief. Het vermogen, dat gemiddeld over een hele periode geleverd wordt is nul. Als het momentane vermogen van alle fasen opgeteld wordt, dan is dat het momentane vermogen, dat de accu levert. Ten gevolge van het blindvermogen treedt er bij een 12-puls invertor een wisselstroom-component op met als grondfrequentie $12 \times 50\text{Hz} = 600\text{Hz}$.

1. Niet-lineaire belastingen, zoals éénfase gelijkrichters en driefase 6-puls gelijkrichters, veroorzaken hogere harmonischen in de uitgangsstroom. Als de invertorspanning oneindig hard is, dan veroorzaken deze hogere harmonischen in de uitgangsstroom geen harmonisch vervorming van de ingangsspanning.
2. Omgekeerd kan harmonische vervorming van de ingangsspanning de uitgangsspanning niet beïnvloeden.
3. Een kortsluiting in het ingaande net zal geen daling van de uitgangsspanning tot gevolg hebben.

Een methode om de spreidingszelfinductie van de transformatoren van een 12-puls invertor te compenseren, is het gebruik maken van een zgn. no-break smoorspoel. Deze smoorspoel is een patent van Holec met patentnummer 141726. Het principe van dit patent komt in de volgende paragraaf aan de orde.

3.2 De no-break smoorspoel.

De no-break smoorspoel is een smoorspoel met aftakking. Op de aftakking wordt de invertor aangesloten. De invertor wordt hierbij voorgesteld door een oneindig harde spanningsbron U_{inv} in serie met de bronzelfinductie L_b . In serie hiermee wordt een extra zelfinductie L_+ gezet (deze zelfinductie wordt aangebracht om samen met een condensator aan de uitgang van het noodstroomstelsel een 2-de orde filter te krijgen; zie §3.3).

In figuur 3-9 is het schema van één fase van een parallel noodstroomstelsel met no-break smoorspoel weergegeven.

We gaan voorlopig uit van de volgende aannamen:

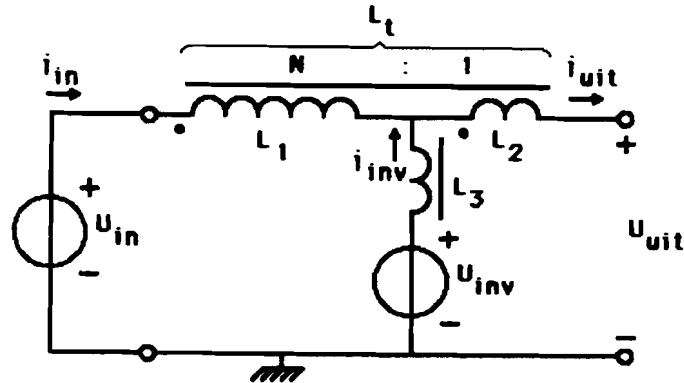
1. Het ingaande net is oneindig hard.
2. De spoelen zijn verliesvrij.
3. De beide delen van de no-break smoorspoel zijn volledig gekoppeld (er is dus geen spreidingszelfinductie).

Hieruit volgt:

$$L_1 = N^2 \cdot L_2 \quad (3.19)$$

De totale zelfinductie van de smoorspoel is vanwege de ideale koppeling gelijk aan:

$$L_t = [(N+1)/N]^2 \cdot L_1 = [N+1]^2 \cdot L_2 \quad (3.20)$$

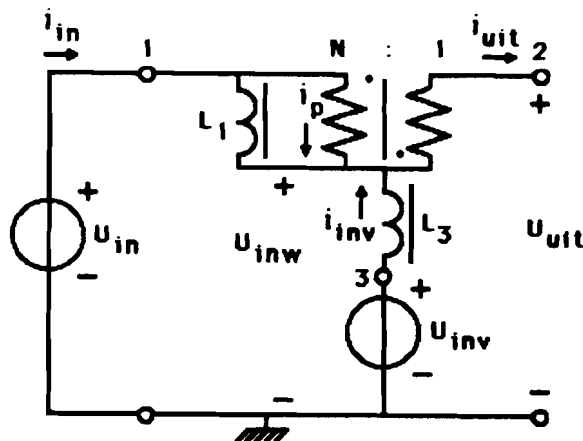


figuur 3-9: Schema van één fase van een noodstroomstelsel met nobreak smoorspoel.

De schakeling in figuur 3-9 is te vervangen door de schakeling in figuur 3-10. Hierbij is de transformator ideaal, dat wil zeggen:

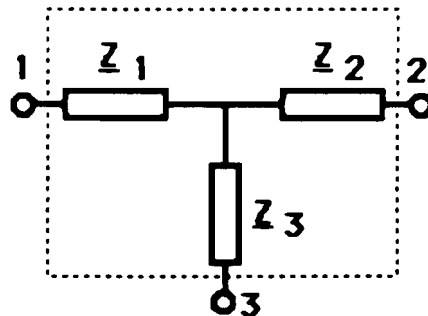
$$\underline{U}_{in} - \underline{U}_{inw} = N \cdot (\underline{U}_{inw} - \underline{U}_{uit}) \quad (3.21)$$

$$N \cdot \underline{I}_p = -\underline{I}_{uit} \quad (3.22)$$



figuur 3-10: Vervangingschema van één fase van een noodstroomstelsel met no-break smoorspoel.

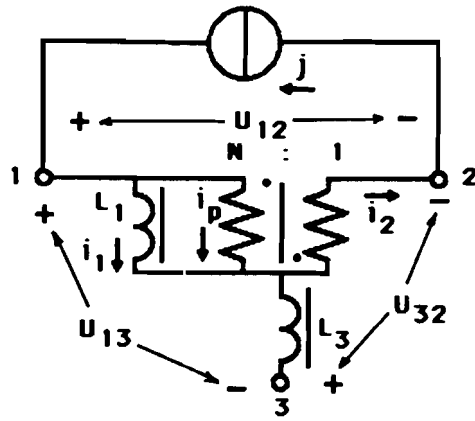
We beschouwen nu de drie-pool tussen de knooppunten 1, 2 en 3. Volgens de netwerktheorie is voor een drie-pool, die bestaat uit lineaire tijdsonafhankelijke elementen, altijd een vervangingsschema te vinden, zoals in figuur 3-11 weergegeven is.⁴



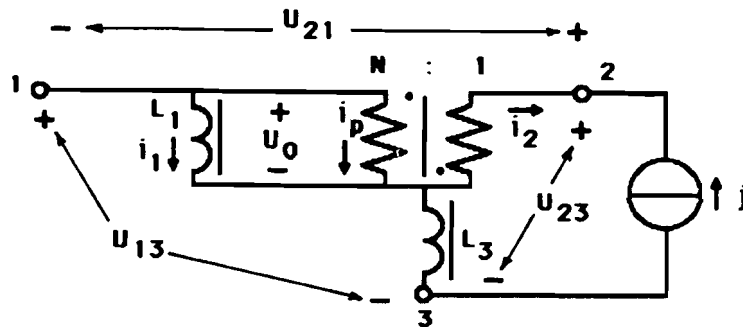
figuur 3-11: Algemeen vervangingsschema voor een drie-pool, die uit lineaire tijdsonafhankelijke elementen bestaat.

De impedanties Z_1 , Z_2 en Z_3 zijn met behulp van de schakelingen in figuur 3-12 en 3-13 te bepalen. De stroombronnen zijn daarbij wisselstroombronnen met complexe effectieve amplitude \underline{J} (de effectieve waarde van de wisselstroom is dus $|\underline{J}| = J$).

⁴Een drie-pool is namelijk altijd te vervangen door een schakeling, waarbij tussen elk paar knooppunten één enkele impedantie zit, mits de drie-pool opgebouwd is uit lineaire tijdsonafhankelijke passieve elementen. Deze vervangingsimpedanties zijn bovendien passief. Door driehoek-ster transformatie is hiervan een schakeling met drie impedanties in ster geschakeld te maken. Deze impedanties hoeven niet meer passief te zijn (er kunnen negatieve weerstanden etc. ontstaan). De som van twee impedanties zal wel een passieve impedantie voorstellen, aangezien tussen twee knooppunten alleen een passieve impedantie kan zitten.



figuur 3-12: De schakeling voor het bepalen van \underline{Z}_1 en \underline{Z}_2 .



figuur 3-13: De schakeling voor het bepalen van \underline{Z}_2 en \underline{Z}_3 .

In figuur 3-12 geldt:

$$\underline{I}_2 = \underline{J} \quad (3.23)$$

$$\underline{I}_p = -\underline{I}_2/N = -\underline{J}/N \quad (3.24)$$

$$\underline{I}_1 = \underline{J} - \underline{I}_p = (1 + 1/N) \cdot \underline{J} \quad (3.25)$$

$$\underline{U}_{13} = \underline{I}_1 \cdot j\omega L_1 = (1 + 1/N) \cdot \underline{J} \cdot j\omega L_1 \quad (3.26)$$

$$\underline{U}_{32} = (1/N) \cdot \underline{U}_{13} = [(N+1)/N^2] \cdot \underline{J} \cdot j\omega L_1 \quad (3.27)$$

$$\underline{Z}_1 = \underline{U}_{13} / \underline{J} = [(N+1)/N] \cdot j\omega L_1 \quad (3.28)$$

$$\underline{Z}_2 = \underline{U}_{32} / \underline{J} = [(N+1)/N^2] \cdot j\omega L_1 \quad (3.29)$$

In figuur 3-13 geldt:

$$\underline{I}_2 = -\underline{J} \quad (3.30)$$

$$\underline{I}_p = -\underline{I}_2/N = \underline{J}/N \quad (3.31)$$

$$\underline{I}_1 = -\underline{I}_p = -\underline{J}/N \quad (3.32)$$

$$\underline{U}_0 = \underline{I}_1 \cdot j\omega L_1 = -j\omega L_1 \cdot \underline{J}/N \quad (3.33)$$

$$\underline{U}_{13} = \underline{U}_0 + j\omega L_3 \cdot \underline{J} = (j\omega L_3 - j\omega L_1/N) \cdot \underline{J} \quad (3.34)$$

$$\underline{U}_{23} = -\underline{U}_0/N + j\omega L_3 \cdot \underline{J} = (j\omega L_3 + j\omega L_1/N^2) \cdot \underline{J} \quad (3.35)$$

$$\underline{U}_{21} = \underline{U}_{23} - \underline{U}_{13} = [(N+1)/N^2] \cdot j\omega L_1 \cdot \underline{J} \quad (3.36)$$

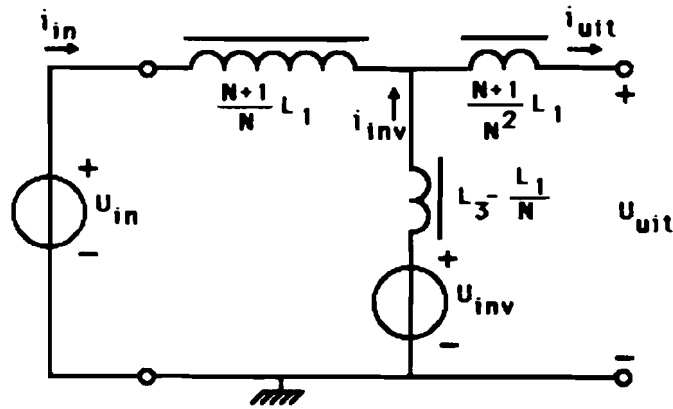
$$\underline{Z}_2 = \underline{U}_{21}/\underline{J} = [(N+1)/N^2] \cdot j\omega L_1 \quad (3.37)$$

$$\underline{Z}_3 = \underline{U}_{13}/\underline{J} = j\omega L_3 - j\omega L_1/N \quad (3.38)$$

Ter controle: vergelijkingen (3.29) en (3.37) voor impedantie \underline{Z}_2 blijken inderdaad gelijk te zijn.

Uit bovenstaande berekeningen blijkt, dat het schema in figuur 3-10 te vervangen is door dat in figuur 3-14.⁵

⁵Als $L_3=0$, dan is impedantie \underline{Z}_3 een spoel met een negatieve waarde. De verklaring hiervoor is gegeven in voetnoot 4.



figuur 3-14: Vervangingsschema van de schakeling in figuur 3-10.

Als we nu de windingsverhouding N zo kiezen, dat:

$$N=L_1/L_3 \tag{3.39}$$

dan zal impedantie \underline{Z}_3 nul worden. De smoorspoel L_3 is dus gecompenseerd met behulp van de no-break smoorspoel. Bij deze compensatie komt er wel extra zelfinductie tussen ingang en inverter en tussen inverter en uitgang (nl. respectievelijk L_3 en L_3/N).⁶ De invertorspanning U_{inv} komt dan hard tussen de ingang en de uitgang te staan. De ingangsspanning en de uitgangsspanning kunnen elkaar dan ook niet "zien" en dus ook niet beïnvloeden. Vergelijking (3.39) geeft de eis weer, die aan een no-break smoorspoel gesteld wordt. Als aan deze eis voldaan is, dan geldt voor de impedanties \underline{Z}_1 en \underline{Z}_2 :

⁶Uit de berekeningen blijkt (zie vergelijkingen (3.23) t/m (3.39)), dat wanneer in figuur 3-10 L_1 en L_3 respectievelijk door impedanties \underline{Z}_A en \underline{Z}_B vervangen worden, op dezelfde manier impedantie \underline{Z}_B door de no-break smoorspoel gecompenseerd wordt, mits er voldaan wordt aan: $\underline{Z}_A/\underline{Z}_B=N$ (N is reëel). In dat geval is: $\underline{Z}_3=0$, $\underline{Z}_1=\underline{Z}_A+\underline{Z}_B$ en $\underline{Z}_2=[\underline{Z}_B+\underline{Z}_A]/N$.

$$\underline{Z}_1 = j\omega(L_1 + L_3) \quad (3.40)$$

$$\underline{Z}_2 = [j\omega(L_1 + L_3)]/N \quad (3.41)$$

In het noodstroomstelsel zullen, vanwege het niet ideaal zijn van de gebruikte elementen, ook ongewenste parasitaire grootheden optreden. Deze grootheden zullen nu beschouwd worden.

Als de beide delen van de hoofdsmoorspoel niet volledig gekoppeld zijn, dan ontstaan er spreidingszelfinducties. Deze spreidingszelfinducties kunnen verdisconteerd worden door spoelen $L_{\sigma 1}$ en $L_{\sigma 2}$ in serie met de hoofdsmoorspoel op te nemen. De koperverliezen in de hoofdsmoorspoel worden voorgesteld door weerstanden R_{Cu1} en R_{Cu2} in serie met resp. $L_{\sigma 1}$ en $L_{\sigma 2}$.

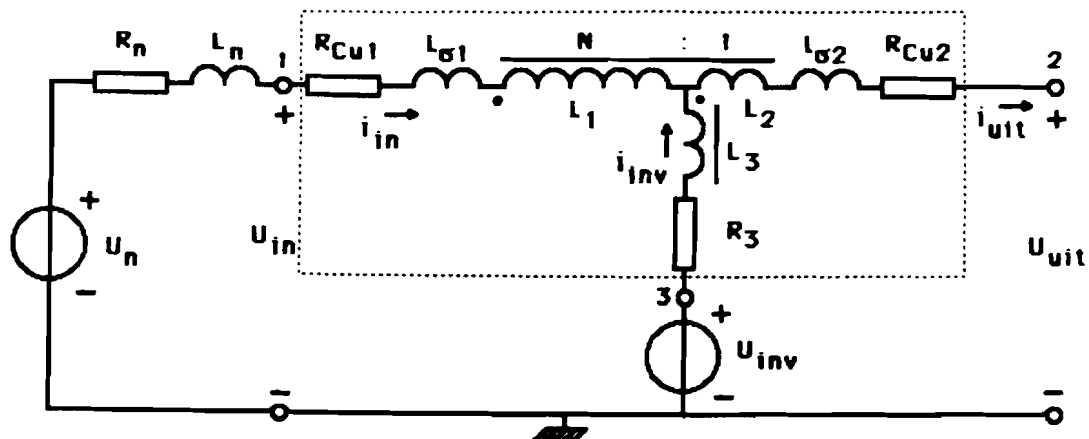
Het ingaande net heeft een netimpedantie, die we op $\underline{Z}_n = R_n + j\omega L_n$ stellen. De inwendige impedantie van de invertor zit wat het inductieve deel betreft in de zelfinductie L_3 . Het resistieve deel wordt verdisconteerd door een weerstand R_3 in serie met de invertor.

Hiermee wordt het schema van figuur 3-15 verkregen.

De zelfinducties L_1 en L_2 zijn volledig gekoppeld met elkaar, dus voor deze zelfinducties geldt weer:

$$L_1 = N^2 \cdot L_2 \quad (3.18)$$

De totale zelfinducties van de beide delen van de hoofdsmoorspoel zijn resp. $L_{1,tot} = L_1 + L_{\sigma 1}$ van de ingangszijde tot de aftakking en $L_{2,tot} = L_2 + L_{\sigma 2}$ van de aftakking tot de uitgangszijde van het noodstroomstelsel.



figuur 3-15: Het parallel noodstroomstelsel inclusief de parasitaire weerstanden en zelfinducties.

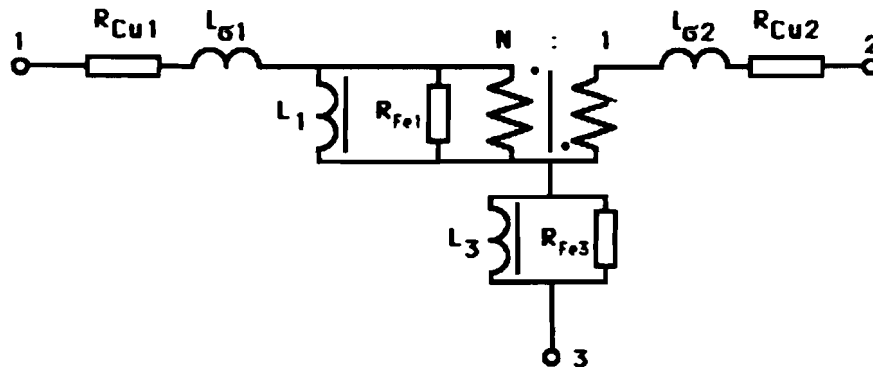
Het vervangingschema van het gedeelte binnen het gestippelde kader is getekend in figuur 3-16. Aan dit vervangingschema zijn bovendien de weerstanden toegevoegd, die de ijzerverliezen representeren.

Invullen van resp. $Z_A = (R_{Fe1} \cdot j\omega L_1) / (R_{Fe1} + j\omega L_1)$ en $Z_B = (R_{Fe3} \cdot j\omega L_3) / (R_{Fe3} + j\omega L_3)$ in vergelijkingen (3.23) t/m (3.38) in plaats van $j\omega L_1$ en $j\omega L_3$, geeft als resultaat, dat Z_B met behulp van de hoofdsmoorspoel gecompenseerd kan worden (zie voetnoot 6). Hiervoor moet de windingsverhouding N zo gekozen worden, dat voldaan wordt aan:

$$\frac{R_{Fe1} \cdot j\omega L_1}{R_{Fe1} + j\omega L_1} = N \cdot \frac{R_{Fe3} \cdot j\omega L_3}{R_{Fe3} + j\omega L_3} \quad (3.42)$$

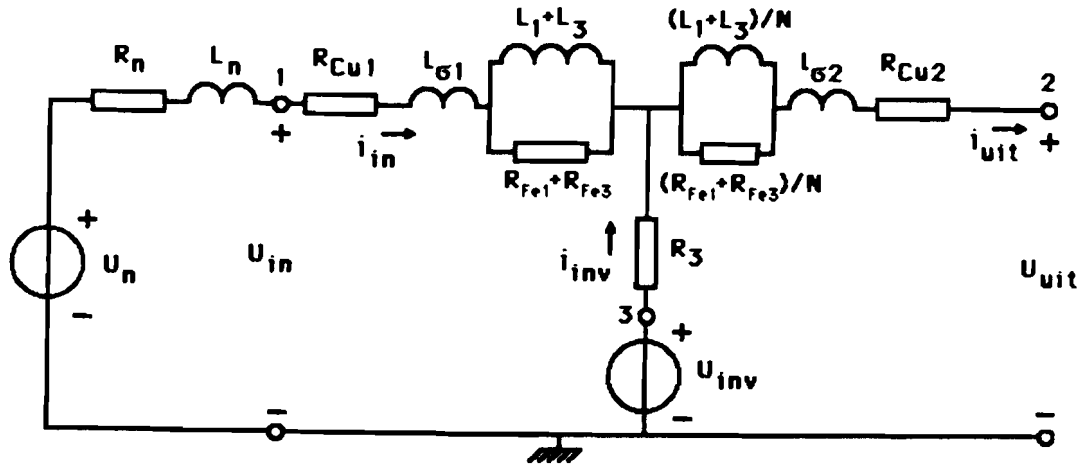
Als aan deze voorwaarde voldaan is, dan is de schakeling in figuur 3-15 te vervangen door het schema in figuur 3-17.

Van de bronimpedantie van de inverter blijft alleen het resistieve deel, R_3 , over. Het is duidelijk, dat de weerstand R_3 zo klein mogelijk gehouden moet worden.⁷



figuur 3-16: Vervangingsschema van de no-break smoorspoel samen met de spoel op de aftakking.

⁷Het is niet mogelijk om de weerstand R_3 met behulp van de no-break smoorspoel te compenseren. Hiervoor zou namelijk een weerstand in serie met Z_A nodig zijn, die bovendien samen met Z_A parallel staat aan de primaire wikkeling van de ideale transformator in figuur 3-16. De koperweerstand R_{Cu1} voldoet hier niet aan. In de schakeling van figuur 3-15 is ook geen weerstand toe te voegen, die R_3 wel kan compenseren.



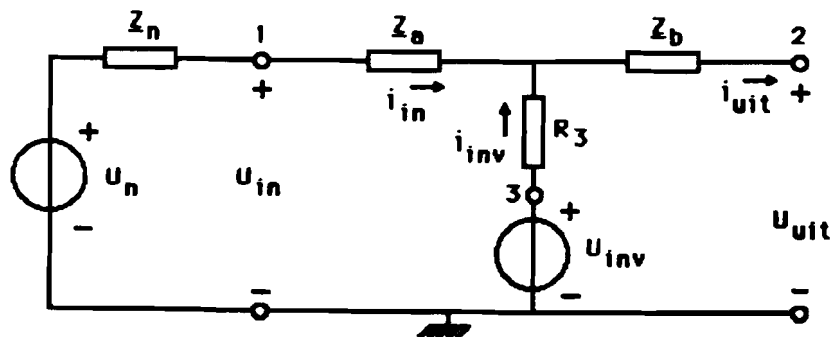
figuur 3-17: Vervangingsschema van het parallel noodstroomstelsel inclusief de parasitaire grootheden.

Als we tot slot de volgende impedanties definiëren:

$$\underline{Z}_a = R_{Cu1} + j\omega L_{\sigma 1} + \underline{Z}_A \tag{3.43}$$

$$\underline{Z}_b = R_{Cu2} + j\omega L_{\sigma 2} + \underline{Z}_B$$

dan is het schema in figuur 3-17 te vervangen door dat in figuur 3-18.



figuur 3-18: Vervangingsschema van een parallel noodstroomstelsel.

Hiermee is een vervangingsschema voor een parallel noodstroomstelsel opgesteld.

Het effect van de netimpedantie $\underline{Z}_n = R_n + j\omega L_n$ is, dat bij een vergroting van de effectieve waarde van de ingangsstroom I_{in} , de effectieve waarde van de ingangsspanning U_{in} zal afnemen. Dit betekent een verandering van de relatieve amplitude $a = U_{inv}/U_{in}$. Als bovendien I_{uit} toeneemt, dan zal, vanwege \underline{Z}_b , U_{inv} vergroot moeten worden om U_{uit} constant te houden. Dat betekent, dat de relatieve amplitude nog groter wordt. De gevolgen hiervan voor de verdeling van het complexe vermogen zijn beschreven in paragraaf 3.1.1.

3.3 De dimensionering van het statische noodstroomstelsel.

Bij Holec is een 75kVA prototype van een statisch parallel noodstroomstelsel ontwikkeld. De dimensionering van dit noodstroomstelsel zal in deze paragraaf behandeld worden.

De eisen die aan het statische parallel noodstroomstelsel gesteld worden, zijn:

1. Het faseverschil α tussen de ingangsspanning U_{in} en uitgangsspanning U_{uit} mag nooit groter zijn, dan $\alpha_0 = 30^\circ$. Als namelijk het noodstroomstelsel overbelast wordt of defect raakt, dan zal direct het ingaande net doorverbonden worden met het uitgaande net. Dit wordt "overschakelen op bypass" genoemd. De fasesprong in het uitgaande net mag daarbij niet groter worden dan 30° . Deze eis stelt een maximum aan de grootte van de totale zelfinductie $L_t = L_a + L_b$ van de no-break smoorspoel. Er wordt aangenomen, dat alle apparatuur, die op het noodstroomstelsel aangesloten is, tegen een fasesprong van 30° bestand is.
2. De totale harmonische vervorming in de uitgangsspanning bij lineaire belasting moet onder de 5% blijven.

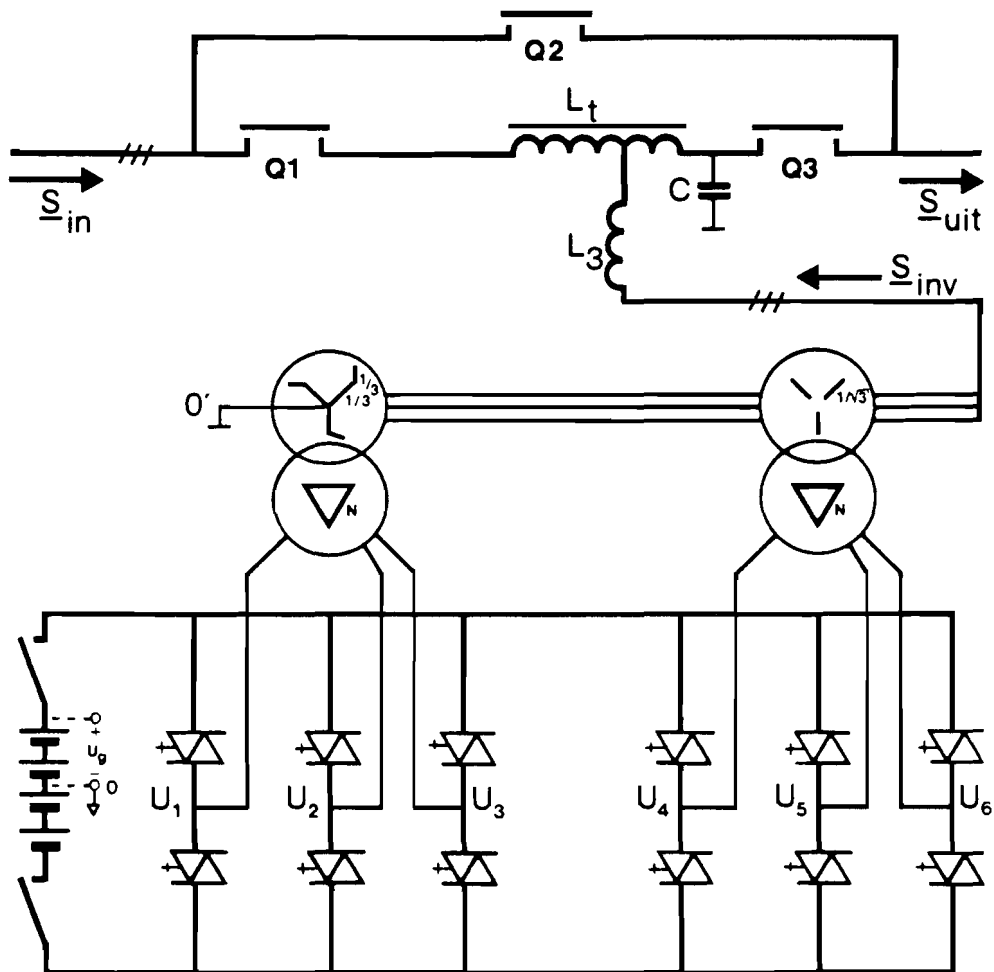
3. De accu moet voldoende capaciteit hebben om in noodstroombedrijf bij nominale belasting het uitgaande net gedurende 15 minuten in stand te houden.
4. Aan de uitgang van het noodstroomstelsel wordt per fase een condensator aangebracht. Hiervoor zijn twee redenen:
 - De condensator compenseert bij nominale belasting vrijwel het totale blindvermogen. Het voordeel hiervan is dat de rimpel in de accu-stroom kleiner wordt. Hierdoor wordt de levensduur van de accu langer.
 - De condensator vormt samen met de zelfinductie L_b een 2^{de} orde filter. Dit filter is nodig om te zorgen, dat het noodstroomstelsel voldoet aan de eisen m.b.t. de totale harmonische vervorming (zie paragraaf 3.3.2).
5. Bij een kortsluiting in het ingaande net zal, zolang het ingaande net nog niet afgeschakeld is, vanuit de inverter het netzijdige kortsluitvermogen in de richting van het ingaande net gaan. De inverter moet hierop berekend zijn. Bovendien moet natuurlijk het schijnbare netzijdige kortsluitvermogen $S_{n,k}$ zo laag mogelijk gekozen worden.

In figuur 3-19 is het schema van het bij Holec ontwikkelde statische parallel noodstroomstelsel weergegeven. In dit schema zijn naast de onderdelen, die hierboven al behandeld zijn, ook de schakelaars Q1, Q2 en Q3 getekend. Deze schakelaars hebben de volgende functies:

Q1: Het loskoppelen van het noodstroomstelsel van het ingaande net, omdat:

1. het ingaande net niet voldoet aan de eisen wat betreft amplitude, golfvorm en frequentie, om in normaal bedrijf te blijven.
2. er werkzaamheden (onderhoud en reparatie) aan het noodstroomstelsel uitgevoerd moeten worden.

**PARALLEL-STATISCH UPS-SYSTEEM
VAN HOLEC**



figuur 3-19: Het bij Holec ontwikkelde statische parallel noodstroomstelsel.

Q2: Het doorverbinden van het ingaande net met het uitgaande net (het overgaan op bypass), omdat:

1. het noodstroomstelsel defect is of vanwege een andere reden buiten bedrijf is.
2. er meer vermogen gevraagd wordt dan het noodstroomstelsel kan leveren.

Q3: Het loskoppelen van het noodstroomstelsel van het uitgaande net, omdat:

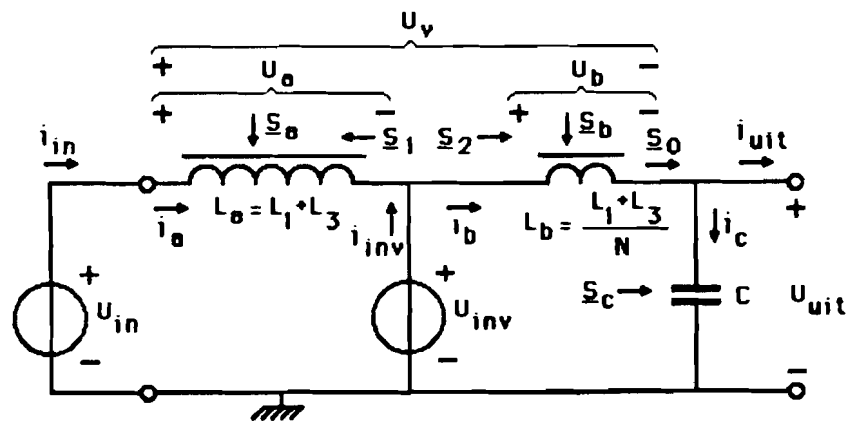
1. het noodstroomstelsel defect raakt.
2. er werkzaamheden (onderhoud en reparatie) aan het noodstroomstelsel uitgevoerd moeten worden.

In de volgende twee paragrafen zal resp. beschouwd worden:

- De no-break smoorspoel en de uitgangscapacitor.
- De inverter.

3.3.1 De no-break smoorspoel en de uitgangscapacitor.

We verwaarlozen bij het dimensioneren de parasitaire grootheden. Het vervangingsschema wordt daarmee zoals weergegeven in figuur 3-20.



figuur 3-20: Vervangingsschema van het statische parallel noodstroomstelsel.

De uitgangscapacitor moet bij nominale belasting vrijwel het totale gevraagde blindvermogen compenseren. Het totale nominale blindvermogen is 45kVAR inductief, oftewel 15kVAR

per fase. We gaan uit van compensatie van in totaal 40kVAr. In dat geval is per fase een condensator C nodig ter grootte van:

$$C = 40\text{kVAr} / (3.2\pi \cdot 50 \cdot 220^2) = 880\mu\text{F} \quad (3.44)$$

Deze condensator vormt samen met de zelfinductie L_b tussen inverter en uitgang een 2^{de} orde filter. De kantelfrequentie van dit filter moet ten opzichte van de uitgangsfrequentie $f_0=50\text{Hz}$ zo gekozen worden, dat de totale harmonische vervorming van de uitgangsspanning bij lineaire belasting onder de 5% blijft. In paragraaf 3.3.2 zal blijken, dat hiervoor de kantelfrequentie f_c gelijk moet zijn aan:

$$f_c = 4 \cdot f_0 = 200\text{Hz} \quad (3.45)$$

De kantelfrequentie van een LC-filter is:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (3.46)$$

Hieruit volgt:

$$L_b = 720\mu\text{H} \quad (3.47)$$

Voor het bepalen van de zelfinductie L_a tussen ingang en inverter, gaan we uit van de volgende gegevens:

1. Als het faseverschil $\alpha = \alpha_0 \approx 30^\circ$, dan zal de inverter, in plaats van werkzaam vermogen leveren, werkzaam vermogen opnemen. Dit werkzaam vermogen is gelijk aan het vermogen, dat nodig is om de snubber-verliezen en de accu-verliezen te compenseren. In de praktijk blijkt dit in totaal ca. 2kW te zijn. Het complexe invertervermogen per fase is dus:

$$\underline{S}_{inv} = -667\text{W} + jQ_{inv} \quad (3.48)$$

2. De complexe effectieve amplitude van de uitgangsspanning is gelijk aan:

$$\underline{U}_{uit} = U_N \quad (3.49)$$

3. De complexe effectieve amplitude van de ingangsspanning is gelijk aan:

$$\underline{U}_{in} = U_N \cdot \exp(j\alpha_0) \quad (3.50)$$

4. Het aan de uitgang gevraagde complexe vermogen per fase is:

$$\begin{aligned} \underline{S}_{uit} &= (75\text{kVA}/3) \cdot (0,8+j0,6) = 25\text{kVA} \cdot (0,8+j0,6) = \\ &= 20\text{kW} + j15\text{kVAr} \end{aligned} \quad (3.51)$$

Het vectordiagram in figuur 3-21 verduidelijkt de nu volgende berekeningen. De complexe vermogens en hun referentierichtingen zijn in figuur 3-20 aangegeven.

De grootte van de zelfinductie L_a is nu als volgt af te leiden:

$$\underline{S}_c = -j40000\text{VAr}/3 = -j13333\text{VAr} \quad (3.52)$$

$$\underline{S}_0 = \underline{S}_{uit} + \underline{S}_c = 20000\text{W} + j1667\text{VAr} \quad (3.53)$$

$$\underline{I}_b = \left[\frac{\underline{S}_0}{\underline{U}_{uit}} \right]^* = \frac{\underline{S}_0^*}{U_N} = (90,909 - j7,576)\text{A} \quad (3.54)$$

$$\underline{U}_b = \underline{I}_b \cdot j\omega L_b = (1,714 + j20,563)\text{V} \quad (3.55)$$

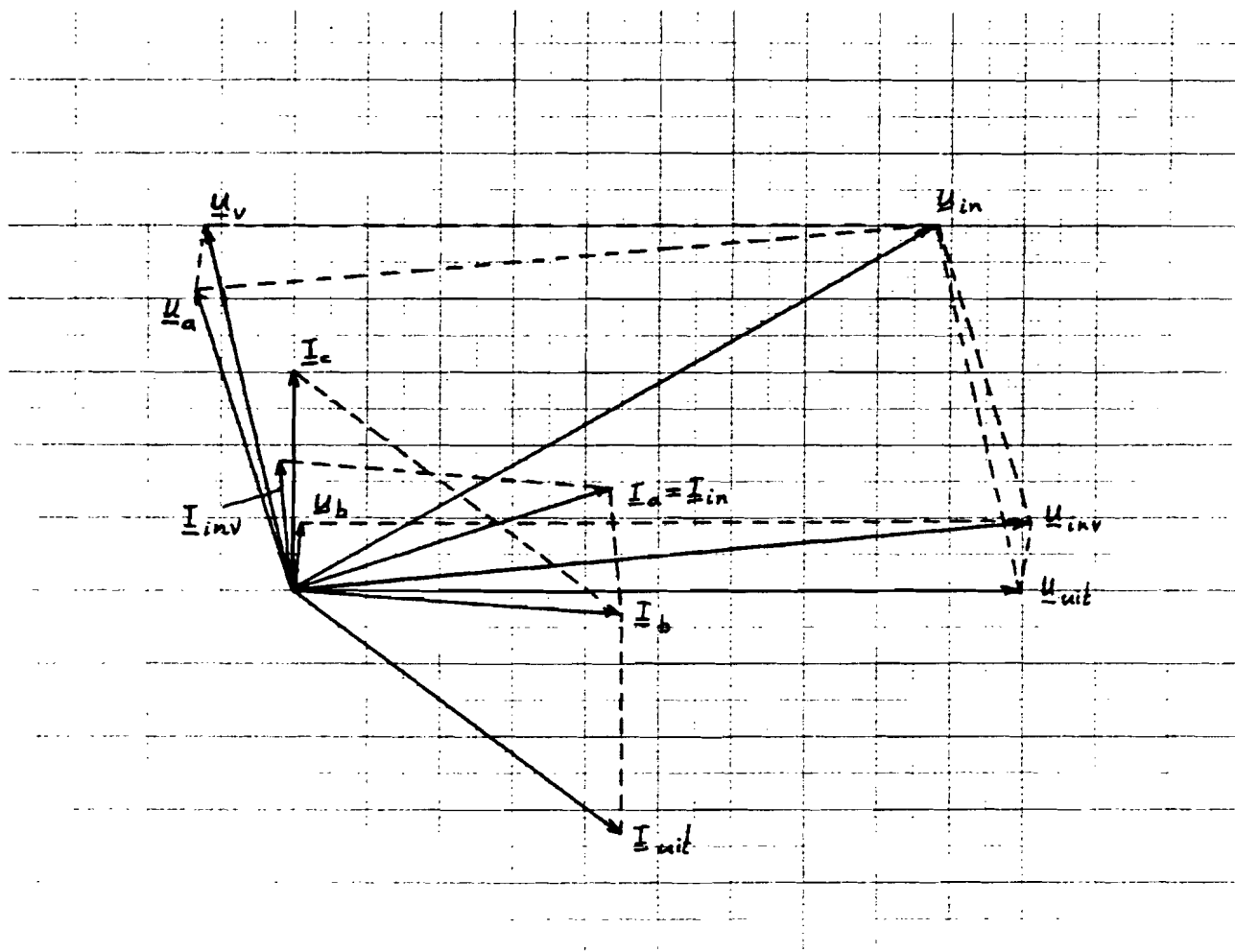
$$\underline{S}_b = \underline{U}_b \cdot \underline{I}_b^* = j1882\text{VAr} \quad (3.56)$$

$$\underline{S}_2 = \underline{S}_b + \underline{S}_0 = 20000\text{W} + j3549\text{VAr} \quad (3.57)$$

$$\underline{U}_{inv} = \underline{U}_{uit} + \underline{U}_b = (221,714 + j20,563)\text{V} \quad (3.58)$$

$$\underline{S}_1 = \underline{U}_{inv} \cdot \left[\frac{\underline{U}_{inv} - \underline{U}_{in}}{j\omega L_a} \right]^* = \frac{(-20471 + j5076)\text{V}^2}{\omega L_a} \quad (3.59)$$

$$\begin{aligned} \underline{S}_{inv} &= -667\text{W} + jQ_{inv} = \underline{S}_1 + \underline{S}_2 = \\ &= [20000 - 20471/\omega L_a] + j[3549 + 5076/\omega L_a] \text{VA} \end{aligned} \quad (3.60)$$



$$\begin{aligned} I_c &\perp U_{uit} \\ U_b &\perp I_b \\ U_a &\perp I_a \end{aligned}$$

figuur 3-21: Het vectordiagram van de stromen en de spanningen in het noodstroomstelsel in normaal bedrijf (d.w.z. het ingaande net is aanwezig).

$$\omega L_a = (20471/20667)\Omega = 0,9905 \quad (3.61)$$

$$L_a = 3,15\text{mH} \quad (3.62)$$

$$L_t = L_a + L_b = 3,87\text{mH} \quad (3.63)$$

$$Q_{inv} = 8,7\text{kVAr} \quad (3.64)$$

Het vervangingsschema in figuur 3-20 is met behulp van vergelijkingen (3.40), (3.41), (3.39) en (3.19) om te zetten in het schema van het noodstroomstelsel in figuur 3-22.

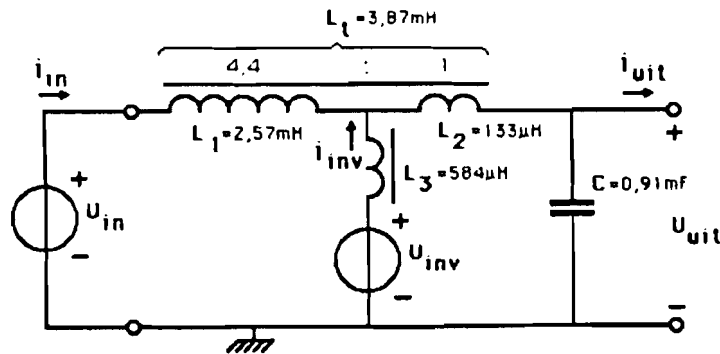
Hierbij is $\underline{Z}_1 = j L_a$ en $\underline{Z}_2 = j L_b$. Voor N , L_1 , L_2 en L_3 worden dan de volgende waarden gevonden:

$$N = 4,4 \quad (3.65)$$

$$L_1 = 2,57\text{mH} \quad (3.66)$$

$$L_2 = 133\mu\text{H} \quad (3.67)$$

$$L_3 = 584\mu\text{H} \quad (3.68)$$



figuur 3-22: Schema van het 75kVA statische parallel noodstroomstelsel.

Bij het dimensioneren van het 75kVA prototype is een andere methode gebruikt om de no-break smoorspoel te berekenen. Bij

deze methode werd ervan uitgegaan, dat de blindvermogens Q_{in} en Q_{inv} , vanwege de blindlast-compensatie, verwaarloosbaar klein worden. Het door de invertor opgenomen werkzame vermogen van in totaal 2kW wordt bij de berekening wel meegenomen. De condensator C en de zelfinductie L_b worden op dezelfde manier als hierboven berekend. De berekening van L_a verloopt dan als volgt (zie figuren 3-20 en 3-21):

$$\begin{aligned} \text{m.b.v. de cosinus-regel: } U_v &= \sqrt{[2.220^2 - 2.220^2 \cdot \cos(30^\circ)]} \\ &= 113,88V \end{aligned} \quad (3.69)$$

$$I_a \approx P_{in}/U_N = 20667W/220V = 93,9A \quad (3.70)$$

$$I_b \approx P_{uit}/U_N = 20000W/220V = 90,9A \quad (3.71)$$

$$U_v \approx I_a \cdot \omega L_a + I_b \cdot \omega L_b = 93,9A \cdot \omega L_a + 20,55 \quad (3.72)$$

$$L_a \approx 3,16mH \quad (3.73)$$

$$L_t \approx 3,88mH \quad (3.74)$$

De waarde voor L_t , die hier gevonden wordt, is gelijk aan de waarde in vergelijking (3.62). Hieruit volgt, dat de verwaarlozingen inderdaad toegestaan zijn. Dit blijkt ook uit het feit, dat de waarde voor I_b in vergelijking (3.71) vrijwel gelijk is aan de waarde voor I_b in vergelijking (3.54).

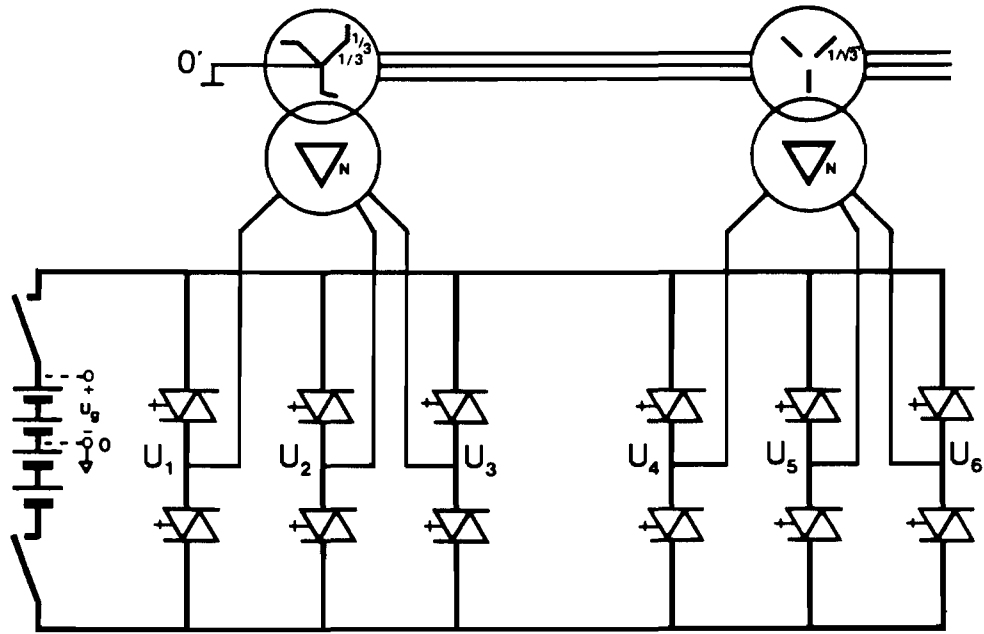
3.3.2 De inverter.

Voor de statische omvormer kan gekozen worden uit een 6-puls of een 12-puls spannings-inverter. Bij beide typen invertoren moeten de wisselspanningen gefilterd worden, om aan de eis van maximaal 5% totale harmonische vervorming te voldoen. Een 6-puls inverter heeft het voordeel, dat er minder halfgeleiders nodig zijn. De nadelen ten opzichte van een 12-puls type zijn echter:

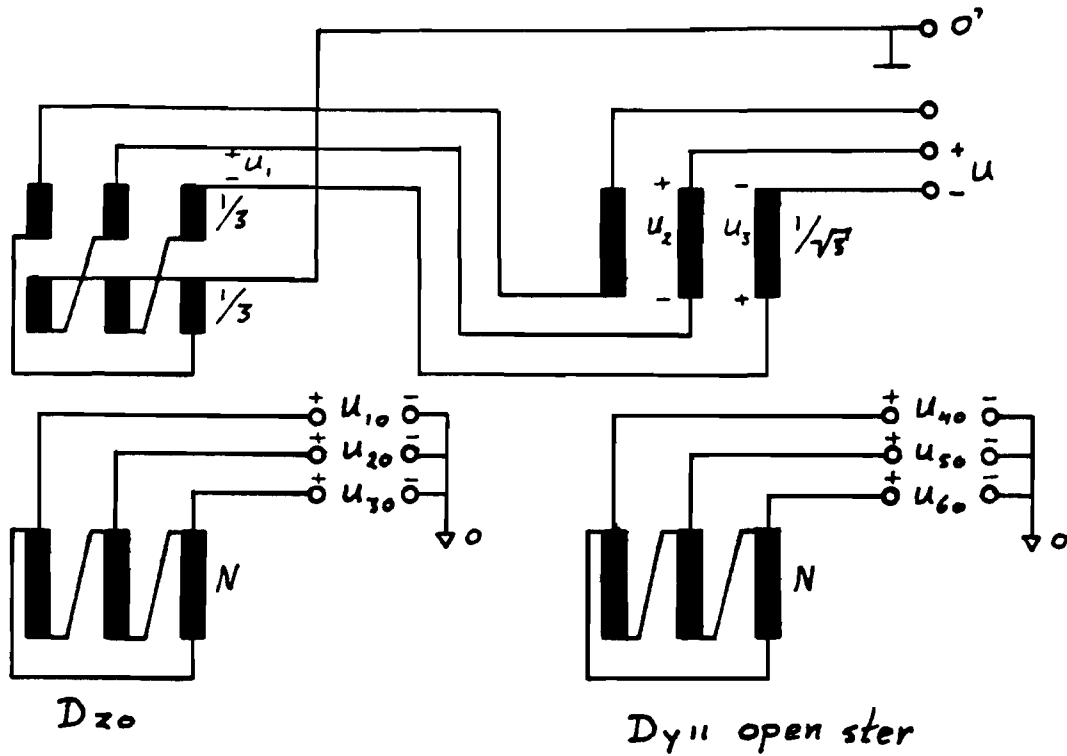
1. De harmonische vervorming van een 6-puls inverter is groter dan die van een 12-puls inverter. De wisselspanningen van een 6-puls inverter moeten dus sterker gefilterd worden.
2. De eerste hogere harmonischen van een 6-puls inverter zijn de 5^{de} en de 7^{de} (mits een transformator de 3^{de} harmonische verwijdert). De eerste hogere harmonischen van een 12-puls inverter zijn de 11^{de} en de 13^{de}. De frequenties van de eerste hogere harmonischen van een 6-puls inverter liggen dus dicht bij de grondfrequentie dan die van een 12-puls inverter. Voor een 6-puls inverter is daarom een sneller afvallend laag doorlaat-filter nodig.
3. Als in plaats van een laag doorlaat-filter zuigkringen⁸ gebruikt worden, dan zijn bij een 6-puls inverter meer zuigkringen nodig, dan bij een 12-puls inverter.

Vanwege deze nadelen is een 6-puls inverter in de praktijk niet bruikbaar. In het statische noodstroomstelsel is dus een 12-puls spannings-inverter toegepast. Het schema van deze inverter is getekend in figuur 3-23.

⁸Een zuigkring is een LC serie-kring tussen een fase en nul. Met behulp van een zuigkring kan één frequentie in een signaal volledig onderdrukt worden. Voor elke harmonische, die men wil onderdrukken, is dus een aparte zuigkring nodig.



figuur 3-23: De 12-puls inverter, die in het statische parallel noodstroomstelsel gebruikt wordt.



figuur 3-24: Samenstelling van de gekoppelde spanning $u(t)$, m.b.v. transformatoren.

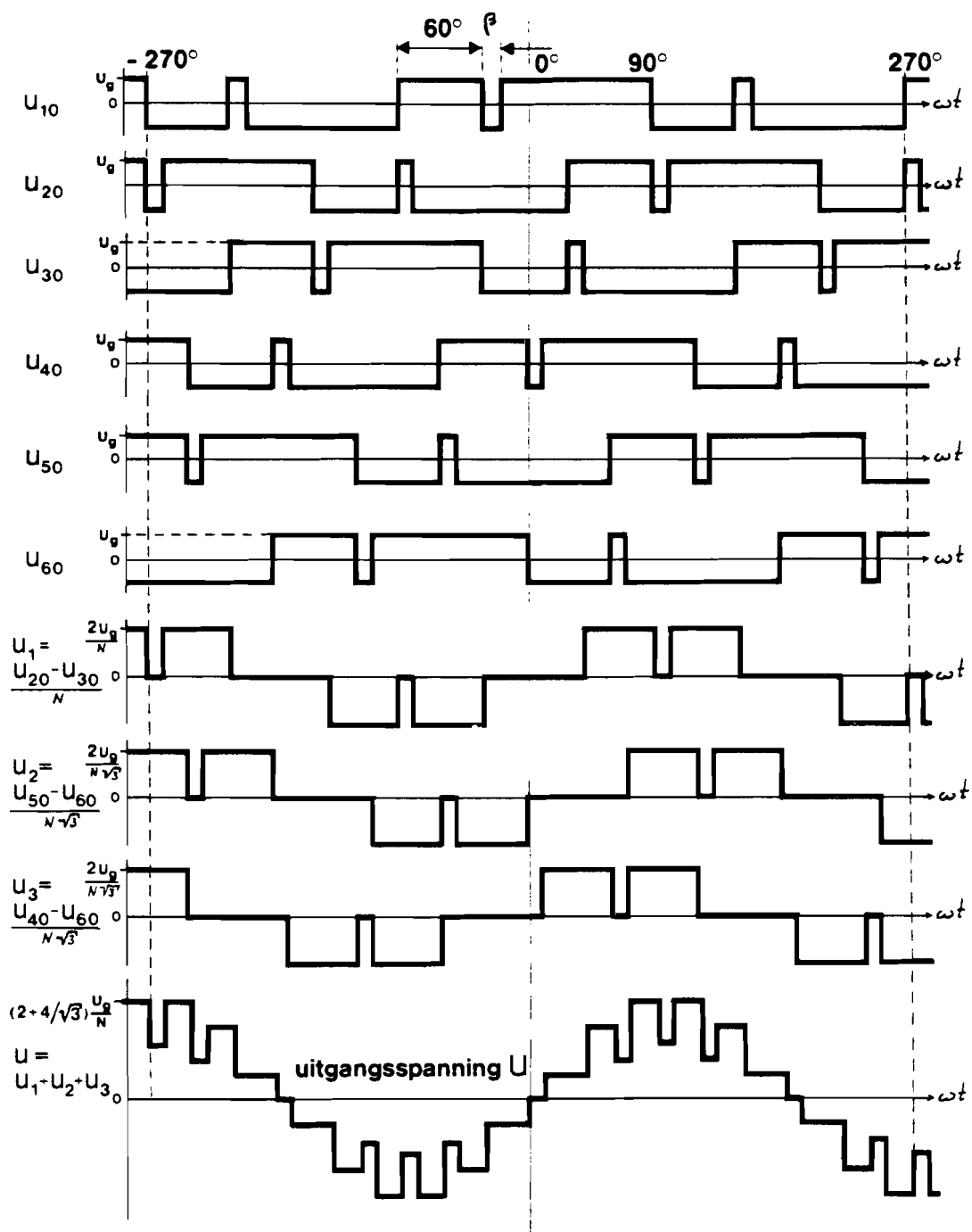
De halfgeleiders in de invertor zijn GTO's. Er zijn daardoor geen commutatie-netwerken nodig. De snubbers zijn in figuur 3-23 niet getekend.

De 12-puls invertor is voor alle drie de fasen gelijk opgebouwd. We kunnen dus, bij het beschouwen van de werking, volstaan met het bekijken van de opbouw van één van de gekoppelde spanningen.

In figuur 3-25 zijn de spanningen $u_{10}(t)$ tot en met $u_{60}(t)$ weergegeven. Uit dit figuur blijkt, dat de invertor in principe bestaat uit twee 6-puls invertoren, waarvan de spanningen 30° in fase verschoven zijn. De spanningen $u_{10}(t)$ t/m $u_{60}(t)$ zijn blokgolven met een hap eruit. De frequentie van de blok golf is $f_0=50\text{Hz}$. De hap begint, zoals aangegeven, op 60° vanaf een flank en eindigt op $60^\circ+\beta$ na deze flank. Door de haptbreedte β te variëren is de amplitude van de grondgolf in de blok golf te veranderen. Als $\beta=0^\circ$, dan is de grondgolf maximaal. Als $\beta=60^\circ$, dan is de grondgolf verdwenen en is de laagste frequentie in het signaal $3.50\text{Hz}=150\text{Hz}$ (oftewel: er is nu een nieuwe blok golf ontstaan met een frequentie van 150Hz).

De samenstelling van de gekoppelde spanning $u(t)$ is af te leiden uit figuur 3-24. Met behulp van twee transformatoren, een Dz0 en een Dyll met zgn. open ster, worden de spanningen $u_{10}(t)$ t/m $u_{60}(t)$ opgeteld, zoals in figuur 3-25 weergegeven is. De amplitude van de grondgolf in $u(t)$ is recht evenredig met de amplitude van de grondgolf in $u_{10}(t)$ t/m $u_{60}(t)$.⁹

⁹De uitgangsspanning $u(t)$ wordt samengesteld door optellen en aftrekken van spanningen $u_{10}(t)$ t/m $u_{60}(t)$. Dit zijn lineaire bewerkingen, dus de frequentie-componenten in $u_{10}(t)$ t/m $u_{60}(t)$ mogen daarbij apart opgeteld en afgetrokken worden. Als de haptbreedte β veranderd wordt, dan verandert de amplitude van de componenten met de grondfrequentie f_0 in alle spanningen $u_{10}(t)$ t/m $u_{60}(t)$ met dezelfde factor, waarbij bovendien de onderlinge faseverschillen constant blijven. De amplitude van de grondgolf in $u(t)$ zal dan ook met die factor veranderen.



figuur 3-25: Opbouw van de gekoppelde spanning $u(t)$.

Voor de amplitude V van de component met frequentie f_0 in $u_{10}(t)$ volgt met behulp van Fourier transformatie:

$$V = \left| \frac{2}{T} \int_0^T u_{10}(t) \cdot \exp(-j\omega t) \cdot dt \right| = \frac{4U_g \cdot 2 \cdot \sin[(\pi/6) - (\beta/2)]}{\pi} \quad (3.75)$$

met $\omega = 2\pi \cdot f_0 = 2\pi/T$

De amplitude van de grondgolf van $u(t)$ als $\beta = 0^\circ$ is:

$$U_{0, \beta=0^\circ} = \left| \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \Big|_{\beta=0^\circ} \cdot \exp(-j\omega t) \cdot dt \right| = \frac{\sqrt{3} \cdot 8 \cdot U_g}{N \cdot \pi} \quad (3.76)$$

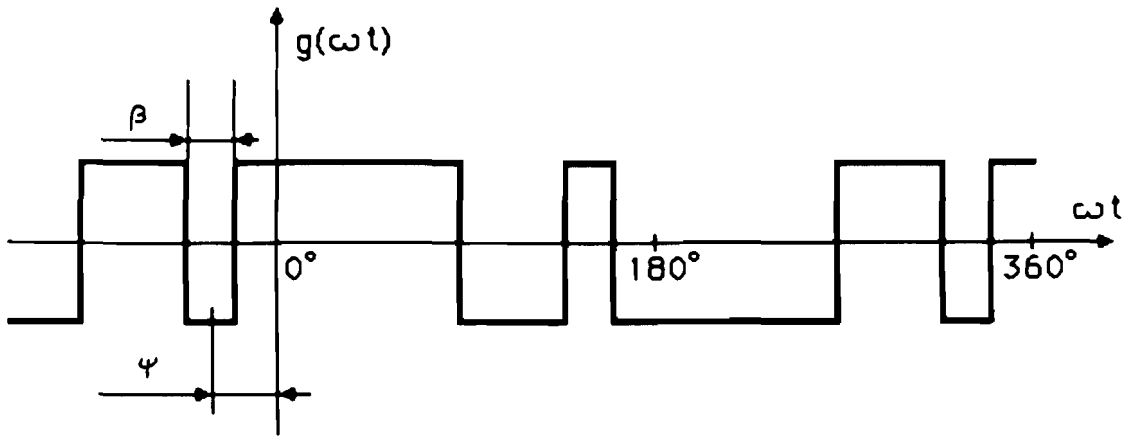
Dus de amplitude van de grondgolf van $u(t)$ als functie van de haptbreedte β is:

$$U_0 = \frac{\sqrt{3} \cdot 8 \cdot U_g \cdot 2 \cdot \sin[(\pi/6) - (\beta/2)]}{N \cdot \pi} \quad (3.77)$$

Hieruit volgt voor de effectieve waarde van de grondgolf van $u(t)$:

$$U_{\text{eff}} = \frac{\sqrt{6} \cdot 4 \cdot U_g \cdot 2 \cdot \sin[(\pi/6) - (\beta/2)]}{N \cdot \pi} \quad (3.78)$$

We zullen nu nagaan, welke hogere harmonischen in $u(t)$ zitten. We beschouwen daarvoor de golfvorm $g(\omega t)$ met $\omega = 2\pi \cdot f_0$ die weergegeven is in figuur 3-26. Hierbij is breedte van de hap β . De plaats van de hap is ψ . De hoeken β en ψ worden uitgedrukt in graden, waarbij een volle periode van de grondgolf 360° is.



figuur 3-26: De golfvorm $g(\omega t)$.

De spanningen $u_{10}(t)$ t/m $u_{60}(t)$ zijn dan gelijk aan:

$$u_{10}(t) = U_g \cdot g(\omega t)$$

$$u_{20}(t) = U_g \cdot g(\omega t - 2\pi/3)$$

$$u_{30}(t) = U_g \cdot g(\omega t + 2\pi/3)$$

(3.79)

$$u_{40}(t) = U_g \cdot g(\omega t - \pi/6)$$

$$u_{50}(t) = U_g \cdot g(\omega t + 7\pi/6)$$

$$u_{60}(t) = U_g \cdot g(\omega t + 3\pi/6)$$

Deze spanningen kunnen geen even harmonischen bevatten, aangezien voor de functie $g(\omega t)$ geldt:

$$g(\omega t + \pi) = -g(\omega t)$$

(3.80)

Uit (3.79) is voor de spanningen $u_1(t)$, $u_2(t)$ en $u_3(t)$ in figuur 3-24 af te leiden:

$$\begin{aligned}
 u_1(t) &= [u_{20}(t) - u_{30}(t)]/N = \\
 &= [g(\omega t - 2\pi/3) - g(\omega t + 2\pi/3)] \cdot U_g / N \\
 \\
 u_2(t) &= [u_{50}(t) - u_{60}(t)]/[N \cdot \sqrt{3}] = \\
 &= [g(\omega t + 7\pi/6) - g(\omega t + 3\pi/6)] \cdot U_g / [N \cdot \sqrt{3}] \quad (3.81) \\
 \\
 u_3(t) &= [u_{40}(t) - u_{60}(t)]/[N \cdot \sqrt{3}] = \\
 &= [g(\omega t - \pi/6) - g(\omega t + 3\pi/6)] \cdot U_g / [N \cdot \sqrt{3}] = \\
 &= [g(\omega t - 3\pi/6) - g(\omega t + 5\pi/6)] \cdot U_g / [N \cdot \sqrt{3}]
 \end{aligned}$$

De spanningen $u_1(t)$, $u_2(t)$ en $u_3(t)$ zijn het verschil van twee spanningen met een gelijke golfvorm en effectieve waarde. Tussen deze twee spanningen is steeds een faseverschil van $2\pi/3$, oftewel 120° . Voor de harmonischen in $g(\omega t)$ met een frequentie van $n \cdot 3 \cdot f_0$ [$n=1,2,3,\dots$] komt dit overeen met een faseverschil van $n \cdot 3 \cdot 120^\circ = n \cdot 360^\circ$. Deze harmonischen zullen in de spanningen $u_1(t)$, $u_2(t)$ en $u_3(t)$ dus niet meer voorkomen.

We stellen vervolgens:

$$g(\omega t - 2\pi/3) - g(\omega t + 2\pi/3) = h(\omega t) \quad (3.82)$$

De functie $h(\omega t)$ bevat dus geen n.3-de harmonischen. Er geldt nu (zie ook figuur 3-25):

$$u_1(t) = U_g \cdot h(\omega t) / N$$

$$u_2(t) = U_g \cdot h(\omega t - \pi/6) / [N \cdot \sqrt{3}]$$

$$u_3(t) = U_g \cdot h(\omega t + \pi/6) / [N \cdot \sqrt{3}]$$

(3.83)

$$\begin{aligned} u(t) &= u_1(t) + u_2(t) + u_3(t) = \\ &= U_g [h(\omega t) + h(\omega t - \pi/6) / \sqrt{3} + h(\omega t + \pi/6) / \sqrt{3}] \end{aligned}$$

De gekoppelde spanning $u(t)$ bevat geen harmonischen van de orde $(2n-1) \cdot 6 \pm 1$ [$n=1, 2, 3, \dots$]. Dit zal nu bewezen worden. We duiden de i-de harmonische in $h(\omega t)$ aan met:

$$f_i(i\omega t) = A_i \cos(i\omega t + \varphi_i) \quad (3.84)$$

Het faseverschil tussen de i-de harmonische in resp. $h(\omega t)$ en $h(\omega t + \gamma)$ is $(i \cdot \gamma)$.

Voor de i-de harmonische component $U_g \cdot f_{i,t}(i\omega t) / N$ in $u(t)$ geldt nu:

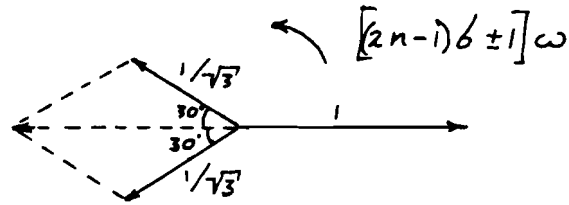
$$\begin{aligned} U_g \cdot f_{i,t}(i\omega t) / N &= \\ &= U_g [f_i(i\omega t) + f_i(i\omega t + i \cdot \pi/6) / \sqrt{3} + f_i(i\omega t - i \cdot \pi/6) / \sqrt{3}] \end{aligned} \quad (3.85)$$

De harmonischen, die uit $u(t)$ wegvallen zijn te bepalen door $f_{i,t}(i\omega t) / N = 0$ te stellen. Hieruit volgt:

$$f_i(i\omega t) = -[f_i(i\omega t + i \cdot \pi/6) + f_i(i\omega t - i \cdot \pi/6)] / \sqrt{3} \quad (3.86)$$

Aan deze vergelijking wordt voldaan, mits (zie figuur 3-27):

$$i = (2n-1) \cdot 6 \pm 1 \quad [n=1, 2, 3, \dots] \quad (3.87)$$



figuur 3-27: Vectordiagram van de $[(2n-1).6\pm 1]$ -de harmonischen in $u_1(t).N/U_g$, $u_2(t).N/U_g$ en $u_3(t).N/U_g$.

De gekoppelde uitgangsspanning $u(t)$ bevat dus geen harmonischen van de orde $2n-2$, $3n$ en $(2n-1).6\pm 1$ [$n=1,2,3,\dots$]. De nul voor de uitgangsspanningen komt overeen met de som van de drie gekoppelde spanningen. In de fase-spanningen zullen daardoor bovengenoemde harmonischen ook niet voorkomen.

Bij HOLEC is door ir. K. Bouwknecht onderzoek gedaan aan de harmonische vervorming in een 12-puls spannings-invertor. Hetgeen nu volgt is afkomstig uit dat onderzoek.

Met behulp van Fourier-transformatie is de amplitude A_k van de k -de harmonische in de gekoppelde spanning $u(t)$ bepaald. Als A_0 de amplitude van de grondgolf is, dan is de totale harmonische vervorming gedefiniëerd als:

$$V = \sqrt{\left(\frac{\sum A_k^2}{A_0^2}\right)} \quad (3.88)$$

Als de spanning $u(t)$ gefilterd wordt met een 2^{de} orde laag-doorlaatfilter met het kantelpunt op F maal de grondfrequentie f_0 , dan is de totale harmonische vervorming V_f na het filter:

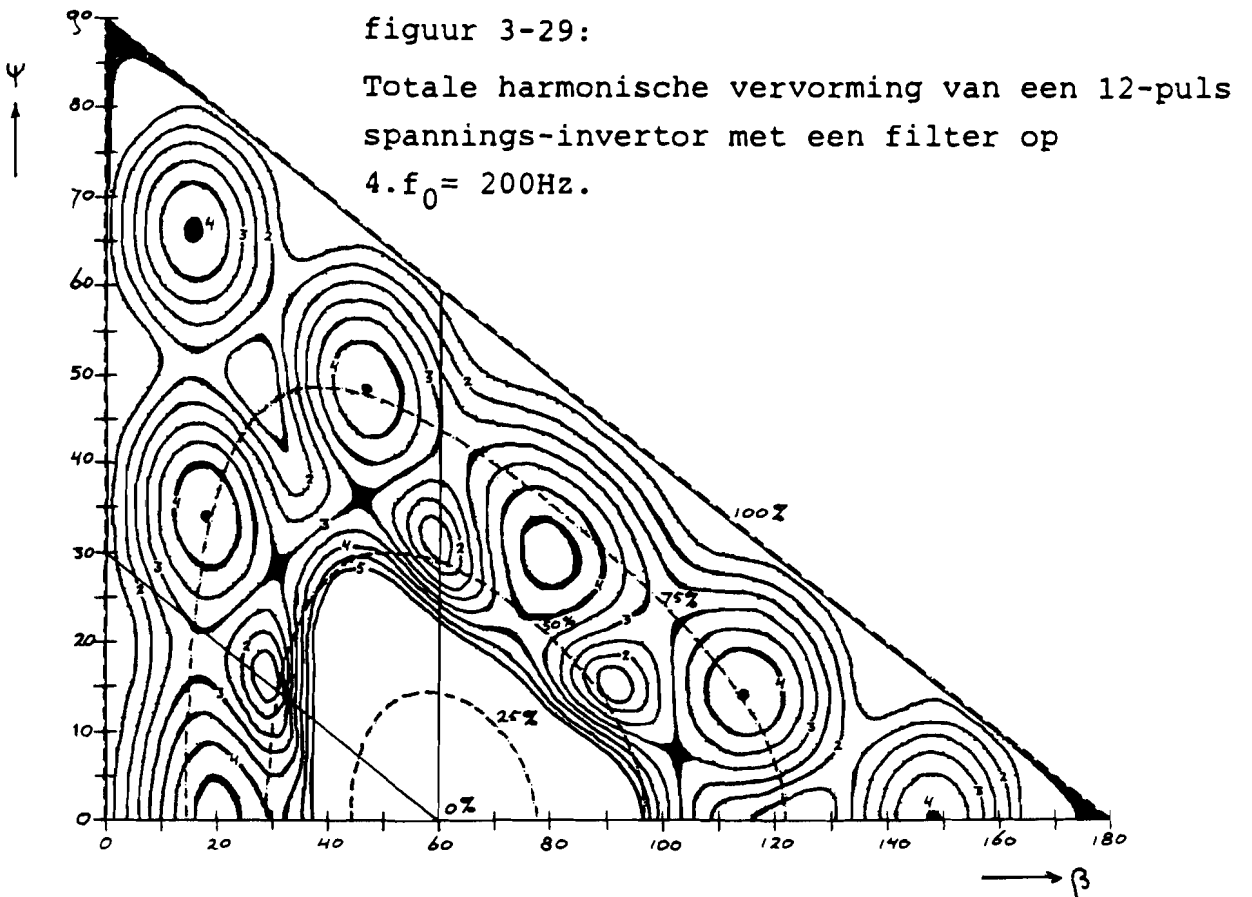
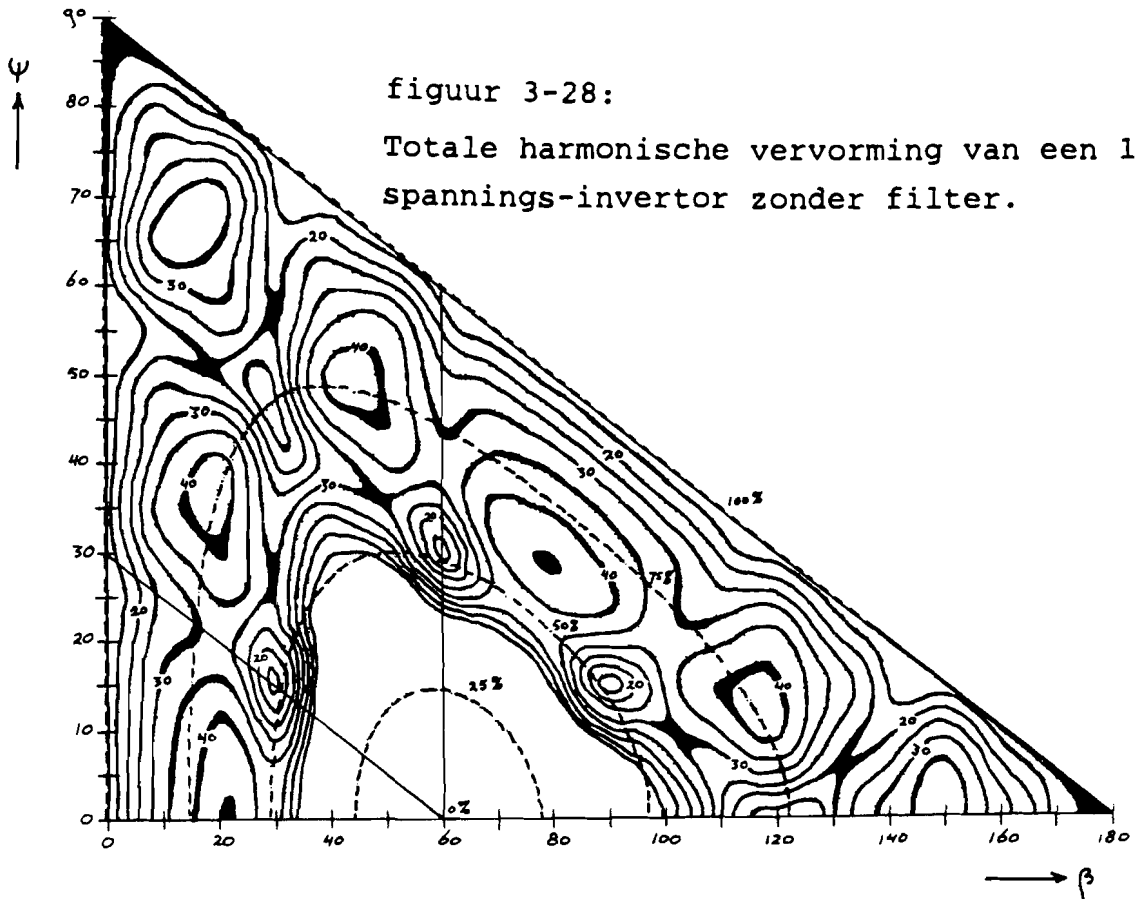
$$V_f = \sqrt{\left(\frac{\sum \{A_k / [1 + (k/F)^2]\}^2}{A_0^2}\right)} \quad (3.89)$$

Berekend is de totale harmonische vervorming als functie van de haphbreedte β en de hapositie ψ (zie figuur 3-26). De berekeningen zijn uitgevoerd voor de harmonischen t/m de 25-de (d.w.z. de 11-de, de 13-de, de 23-ste en de 25-ste). De eerst volgende harmonische is de 35-ste. Deze harmonische en alle verdere harmonischen zijn verwaarloosd (dit is toegestaan, omdat A_k bij benadering evenredig is met $1/k$). Het resultaat is te zien in figuren 3-28 en 3-29. In figuur 3-28 is de totale harmonische vervorming van een 12-puls invertor zonder filter weergegeven. In figuur 3-29 is de totale harmonische vervorming te zien, die overblijft na een 2^{de} orde filter op $4 \cdot f_0 = 200\text{Hz}$ ($F=4$). De totale harmonische vervorming is uitgedrukt in procenten. De gebieden in figuren 3-28 en 3-29, waar de totale harmonische vervorming ligt tussen resp. $\pm 0,5\%$ en $\pm 0,05\%$ van de aangegeven waarde, zijn zwart gemaakt. De maximale waarde van de totale harmonische vervorming die nog aangegeven is, is resp. 50% en 5%. Als er 0% grondgolf is, dan blijven er alleen harmonischen over en is de totale harmonische vervorming dus oneindig groot (zie verg. (3.88) en (3.89)). Met gestippelde lijnen zijn de waarden voor (β, ψ) aangegeven, waarvoor de amplitude van de grondgolf resp. 0%, 25%, 50%, 75% en 100% is van de amplitude van de grondgolf bij $\alpha=0^\circ$. De grafieken zijn op te vatten als een duinlandschap, waarbij op de toppen de totale harmonische vervorming hoog is en in de dalen laag.

We willen de grondgolf van 0% naar 100% kunnen regelen op zo'n manier, dat de totale harmonische vervorming minimaal is. In de figuren zijn twee lijnen getekend, die hieraan voldoen. Deze lijnen komen overeen met:

1. De haphbreedte β op 60° houden en de plaats ψ van de hap variëren van 60° tot 0° . Als $\psi=60^\circ$, dan is $g(\omega t)$ een blokgolf zonder hap met grondfrequentie $f_0=50\text{Hz}$.

HET STATISCHE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM



Als $\varphi=0^\circ$, dan is $g(\omega t)$ een blok golf met een hap van 60° precies midden tussen de beide flanken van de blok golf. De resulterende golfvorm is een blok golf met een frequentie van $3.f_0 = 150\text{Hz}$. De amplitude van de component met frequentie $f_0 = 50\text{Hz}$ is dan nul.

2. Het verband tussen de hapbreedte β en de hapositie φ is: $\beta=60^\circ-2\times\varphi$. Dit komt overeen met een hap, die 60° na de flank van de blok golf met frequentie f_0 begint en in breedte gevariëerd wordt. Als $\beta=0^\circ$, dan is de amplitude van de grondgolf maximaal. Als $\beta=60^\circ$, dan ontstaat er weer een blok golf met frequentie $3.f_0 = 150\text{Hz}$.

Methode 2 voor het regelen van de amplitude van de grongolf is in het statische noodstroomstelsel toegepast.

Als er een 2^{de} orde filter met een kantelfrequentie van $4.f_0 = 200\text{Hz}$ gebruikt wordt, dan blijkt uit figuur 3-29, dat de totale harmonische vervorming onder de 5% blijft, zolang de grondgolf niet meer dan tot ca. 40% van de maximale waarde teruggeregeld wordt.

We zullen nu bepalen, over welk bereik de amplitude van de grondgolf gevariëerd moet kunnen worden.

De accu bestaat uit lood-Planté cellen. De spanning per cel ligt tussen 2,4V (tijdens het laden) en 1,7V (cel volledig ontladen).

Als het noodstroomstelsel onbelast is, dan is ten gevolge van de condensatoren aan de uitgang en de zelfinducties tussen inverter en uitgang de effectieve waarde van de uitgangsspanningen 1,07 maal hoger zijn, dan die van de invertorspanningen.

Als het noodstroomstelsel nominaal belast is, dan is de effectieve waarde van de uitgangsspanningen 0,91 maal die van de invertorspanningen.

De effectieve waarde van de invertorspanningen moet dus in ieder geval teruggeregeld kunnen worden tot een percentage p van de maximum effectieve waarde met:

$$p = [(1,7 \times 0,91) / (2,4 \times 1,07)] \times 100\% = 60\% \quad (3.90)$$

Er is nog wat regelruimte over. Deze ruimte is nodig, omdat:

1. het gewenst is, dat ook bij overbelasting (tot ca. 2x de nominale belasting) de uitgangsspanning 220V per fase blijft.
2. de GTO's een minimale in-tijd en een minimale uit-tijd hebben, waardoor de hapbreedte niet willekeurig klein kan zijn.
3. er toleranties zitten in de gebruikte componenten (transformatoren, no-break smoorspoel).

4. HET ROTERENDE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM.

Het roterende systeem voor ononderbroken energievoorziening werkt volgens hetzelfde principe als het statische systeem. In het roterende systeem wordt eveneens gebruik gemaakt van een no-break smoorspoel om de spreidingszelfinductie van de omvormer te compenseren.

De omvormer van het roterende noodstroomsysteem bestaat uit een gelijkstroommachine en een synchrone machine, die mechanisch gekoppeld zijn. Deze omvormer kan, evenals de statische omvormer, in beide richtingen energie transporteren (d.w.z. van de gelijkspanningszijde naar de wisselspanningszijde en omgekeerd).

Vanwege de grote overeenkomsten tussen het roterende en het statische noodstroomsysteem zijn veel van de conclusies in het vorige hoofdstuk en de volgende hoofdstukken ook geldig voor het roterende noodstroomsysteem. Het is daarom interessant, om na te gaan wat de verschillen tussen beide typen noodstroomsystemen zijn. Aan de hand van deze verschillen is immers na te gaan in hoeverre de conclusies voor het statische noodstroomsysteem tevens gelden voor het roterende noodstroomsysteem.

Er zijn de volgende verschillen tussen het roterende en het statische noodstroomsysteem:

1. Aan de uitgang van het roterende noodstroomsysteem is geen condensator-batterij aangebracht om inductief vermogen te compenseren. De synchrone machine in het roterende noodstroomsysteem kan namelijk met gemak een groot inductief blindvermogen leveren. Bij een lage belasting van het noodstroomsysteem blijft een condensator-batterij echter evenveel capacitef blindvermogen opnemen. De synchrone machine moet dan capacitef blindvermogen

leveren en dat kan een synchrone machine over het algemeen maar in beperkte mate.

Een condensator-batterij is ook niet nodig om met de zelfinductie tussen de wisselspanningsbron en de uitgang een tweede orde filter te vormen, aangezien de wisselspanningen afkomstig van een goed ontworpen synchrone machine veel minder totale harmonische vervorming hebben dan 5%.

2. De synchrone machine in het roterende noodstroomstelsel heeft een grotere spreidingszelfinductie dan de 12-puls invertor in het statische noodstroomstelsel.

Daar tegenover staat, dat in het statische noodstroomstelsel de zelfinductie tussen de invertor en de aftakking van de no-break smoorspoel vergroot moet worden, om samen met de condensatoren aan de uitgang van het noodstroomstelsel een tweede orde filter met een kantelfrequentie van 200Hz te krijgen.¹

De plaats van de aftakking op de no-break smoorspoel is daardoor bij beide typen noodstroomstelsels vrijwel gelijk.

3. De regellussen voor het instellen van de frequentie en de effectieve waarde van de uitgangsspanningen bevatten grotere tijdconstanten dan in een statisch noodstroomstelsel, aangezien grote roterende massa's en relatief grote zelfinducties deel uit maken van de regellussen.

¹Als er geen extra zelfinductie toegevoegd wordt, dan moeten de condensatoren groter zijn. De condensatoren nemen dan meer capacitef blindvermogen op, dan het nominale inductieve blindvermogen, dat het noodstroomstelsel moet leveren. Dit is niet gewenst (zie hoofdstuk 3). Bovendien zijn condensatoren per kVAR duurder dan smoorspoelen.

Er treden in het roterende noodstroomstelsel bovendien extra tijdsconstanten op. Dit zal in de volgende paragrafen aangetoond worden.

Hieruit volgt, dat de regellussen in een roterend noodstroomstelsel een kleinere bandbreedte kunnen halen, dan de regellussen in een statisch noodstroomstelsel.

4. In het roterende noodstroomstelsel verandert bij het instellen van de uitgangsfrequentie ook de effectieve waarde van de uitgangsspanningen. Omgekeerd verandert bij het instellen van de effectieve waarde van de uitgangsspanningen ook de uitgangsfrequentie.

Er moeten speciale maatregelen genomen worden om deze wederzijdse beïnvloeding te beperken.

In het statische noodstroomstelsel zijn de effectieve waarde en de frequentie van de uitgangsspanningen zonder wederzijdse beïnvloeding in te stellen.

Voor het ontwerpen van de regellussen nodig voor het parallel schakelen van meerdere noodstroomsystemen zijn de eerste twee verschillen tussen roterend en statisch noodstroomstelsel nauwelijks van belang.

De tijdsconstanten in het noodstroomstelsel zijn echter wel belangrijk.

In dit hoofdstuk worden daarom, na een korte behandeling van de werking van het roterende noodstroomstelsel, de extra tijdsconstanten bepaald, die in het roterende noodstroomstelsel in vergelijking met het statische type optreden.

4.1 De werking van het roterende noodstroomstelsel.

Het doel van een roterend stelsel voor ononderbroken energievoorziening is, evenals dat van een statisch stelsel, de kwaliteit van het uitgaande net beter te maken dan de kwaliteit van het ingaande net. Hierbij zijn drie eigenschappen van de uitgangsspanningen van belang:

1. De harmonische vervorming van de uitgangsspanningen.

Een parallel noodstroomstelsel gaat het overdragen van harmonische stromen van het ingaande net naar het uigaande net en vice versa tegen. Wel is het zo, dat de spanningen van de omvormer in het noodstroomstelsel harmonischen bevat. In het statische noodstroomstelsel moeten maatregelen genomen worden om de totale harmonische vervorming van de uitgangsspanningen onder de 5% te houden. In het roterende noodstroomstelsel is dit niet nodig.

2. De effectieve waarde van de uitgangsspanningen.

De grootte van de effectieve waarde van de uitgangsspanningen is in het statische noodstroomstelsel vrijwel onafhankelijk van de gevraagde uitgangsstroom met behulp van de hapbreedte in te stellen. De omvormer van het roterende noodstroomstelsel is echter een minder harde bron. In het roterende noodstroomstelsel moeten daarom speciale maatregelen genomen worden om de effectieve waarde van de uitgangsspanningen te allen tijde binnen de gestelde grenzen te houden (nl. 220V +5% en -10%).

3. De frequentie van de uitgangsspanningen.

De frequentie van de uitgangsspanningen is in het statische noodstroomstelsel gelijk aan de frequentie van de blokspanning midden tussen twee GTO's in een tak van de 12-puls invertor. Deze frequentie wordt afgeleid uit een frequentie, die met behulp van een kristaloscillator verkregen wordt. De frequentie van de uitgangsspanningen is in het statische noodstroomstelsel dus hard in te stellen.

De frequentie van de uitgangsspanningen van het roterende noodstroomstelsel wordt door het toerental van de machines bepaald. Het toerental is te regelen door de grootte van het hoofdveld van de gelijkstroommachine te variëren. De

frequentie van de uitgangsspanningen zijn in het roterende noodstroomstelsel dus minder hard in te stellen. Bovendien treden in de regellus voor het instellen van de frequentie extra tijdconstanten op.

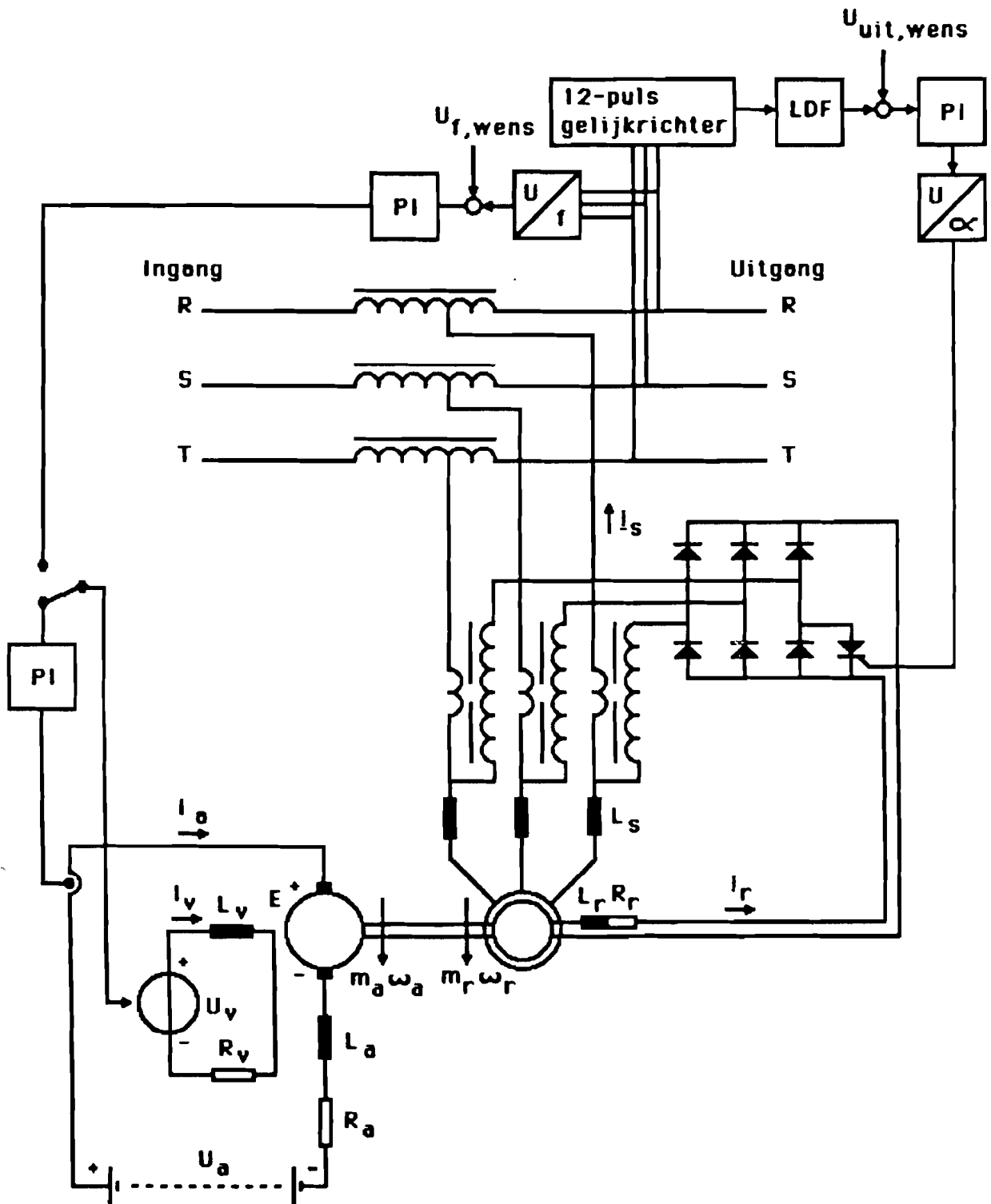
Het principe, waarmee voorkomen wordt dat harmonische stromen tussen ingaand net en uitgaand net uitgewisseld worden, is voor het statische en het roterende noodstroomstelsel gelijk. Dit principe is in hoofdstuk 3 al behandeld en komt daarom in dit hoofdstuk niet meer ter sprake. De methoden voor het stabiliseren van resp. de frequentie en de effectieve waarde van de uitgangsspanningen is voor het roterende noodstroomstelsel wel wezenlijk anders dan voor het statische noodstroomstelsel. Deze methoden zullen daarom nu behandeld worden.

4.1.1 Het stabiliseren van de effectieve waarde.

De opbouw van het roterende noodstroomstelsel is in figuur 4-1 te zien.

Er zijn drie effecten in het roterende noodstroomstelsel, die bij een verandering van het gevraagde vermogen de effectieve waarde van de uitgangsspanningen constant (trachten te) houden:

1. Stromen in de dempingskooi en wervelstromen in het ijzer van de rotor werken een snelle verandering van het veld in de luchtspleet tegen. Deze stromen hebben het effect van een tijdelijke vergroting van de rotorstroom. De stromen zijn echter al na enkele milliseconden uitgedoofd.

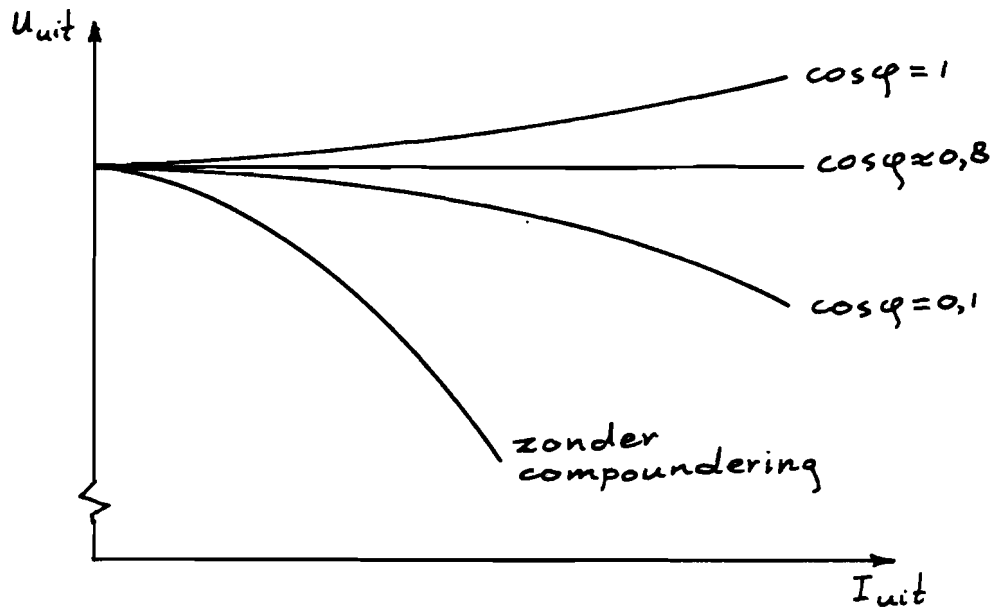


figuur 4-1: De opbouw van het roterende noodstroom-systeem.

2. De synchrone machine in het roterende noodstroomstelsel is een zgn. compound machine. Dat wil zeggen, dat uit de grootte van de statorstroom I_s de grootte van de rotorstroom I_r wordt afgeleid. Dit wordt gedaan met behulp van de transformator en de gelijkrichter, die in figuur 4-1 getekend is. Dankzij de compounding blijft de effectieve waarde van de uitgangsspanning bij plotselinge variaties in het gevraagde vermogen binnen $220V \pm 10\%$. De werking van de compounding is in figuur 4-2 met een grafiek geïllustreerd.

3. Over één van de dioden van de gelijkrichter in de compounding staat een thyristor anti-parallel. Als deze thyristor continu in geleiding is, dan is de gelijkstroom, die de gelijkrichter levert, de helft van de gelijkstroom, die loopt als de thyristor continu uit geleiding is. De compounding wordt zo gedimensioneerd, dat de effectieve waarde van de uitgangsspanningen ca. 1,05 maal de nominale waarde is, als het noodstroomstelsel onbelast is en de thyristor continu niet geleidt. Met behulp van een meetgelijkrichter en een PI-regelaar kan de thyristor op zodanige momenten ontstoken worden, dat de effectieve waarde van de uitgangsspanningen gelijk is aan de nominale waarde.

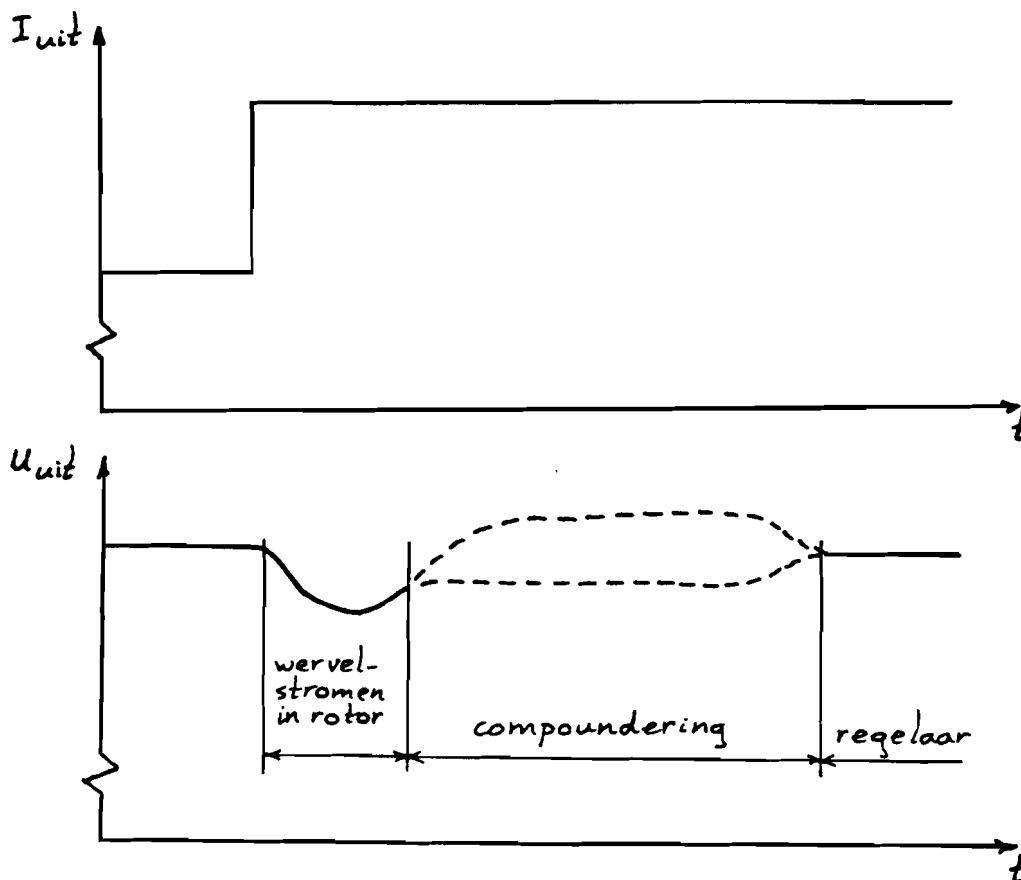
In figuur 4-3 is het verloop van de effectieve waarde van de uitgangsspanningen bij een sprongvormige verandering van het gevraagde vermogen aangegeven.



figuur 4-2: De werking van de compounding.

4.1.2 Het stabiliseren van de frequentie.

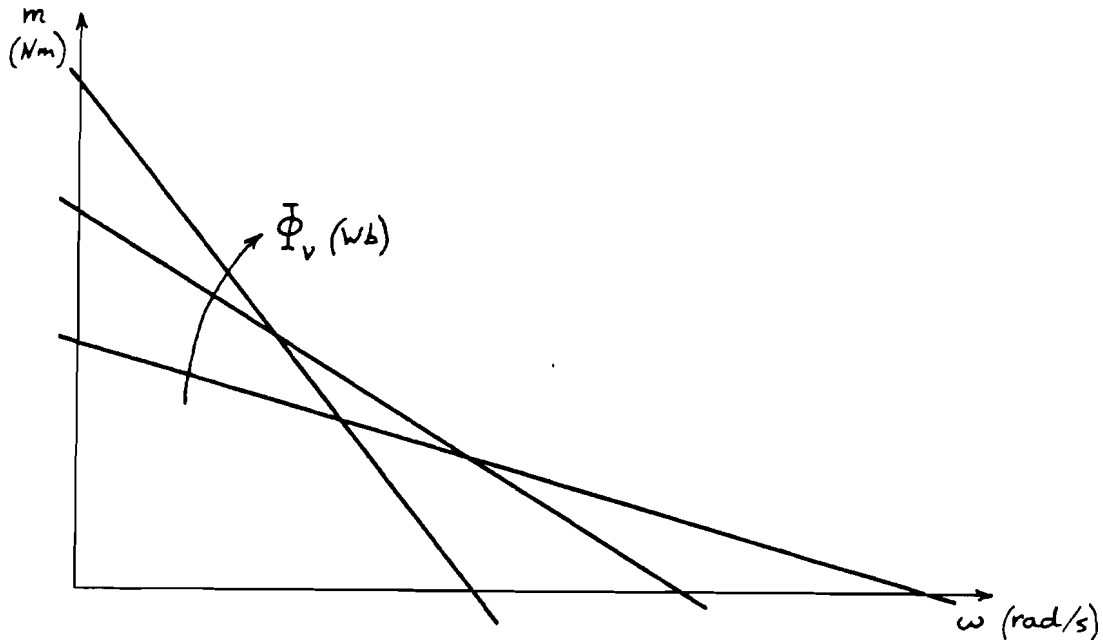
De frequentie van de uitgangsspanningen wordt bepaald door het toerental van de machines. De synchrone machine heeft een poolpaartal $p = 2$. Als het toerental van de machines dus 1500 omw./min. is, dan is de uitgangsfrequentie f_{uit} 50Hz. Het toerental van de machines is in te stellen door de grootte van het hoofdveld van de gelijkstroommachine te variëren. Als het hoofdveld verzwakt wordt, dan neemt het toerental van de machines toe, mits het belastingskoppel niet te groot is. Dit is in figuur 4-4 geïllustreerd.



figuur 4-3: Het verloop van de effectieve waarde van de uitgangsspanningen, als de grootte van de uitgangsströmen sprongsgewijs verandert.

In noodstroombedrijf kan door zgn. veldverzwakking de frequentie van de uitgangsspanningen ingesteld worden. De uitgangsfrequentie wordt op 50Hz gehouden met behulp van een PI-regelaar en een omvormer, die frequentie in spanning omzet.

In normaal bedrijf kan de uitgangsfrequentie echter niet van de frequentie van de ingangsspanningen verschillen. De frequentie-regeling wordt dan gebruikt om het faseverschil tussen de ingangsspanningen en de uitgangsspanningen in te stellen. Met dit faseverschil is het vermogen bepaald, dat richting accu gaat (zie hoofdstuk 3 § 3.1). Hierdoor is de accu op te laden resp. opgeladen te houden. Als ingangssignaal voor de frequentie-regelaar wordt in dit geval de grootte van de accu-stroom genomen.



figuur 4-4: De invloed van de grootte van het hoofdveld op de ligging van de koppel-toeren kromme.

4.2 De tijdconstanten in het roterende noodstroomstelsel.

In de vorige paragrafen is gebleken, dat een roterend noodstroomstelsel minder snel reageert op veranderingen in de effectieve waarde en de frequentie van de uitgangsspanningen. Dit wordt veroorzaakt, doordat het roterende noodstroomstelsel in vergelijking met het statische type niet alleen meer tijdconstanten heeft maar ook grotere tijdconstanten.

In de volgende paragrafen worden achtereenvolgens de tijdconstanten bepaald, die optreden bij de instelling van resp. de effectieve waarde en de frequentie van de de uitgangsspanningen.

Hierbij is gebruik gemaakt van meetresultaten van metingen, die zijn verricht aan roterende noodstroomsystemen. Deze meetresultaten heb ik gekregen van de afdeling HEM (Holec Elektrische Machines).

4.2.1 Het instellen van de effectieve waarde.

Als de uitgangsstroom plotseling toeneemt, dan neemt ten gevolge van de compounding de rotorstroom van de synchrone machine toe. Hierdoor blijft de effectieve waarde van de uitgangsspanningen binnen de gestelde grenzen.

De compounding is hierbij op te vatten als een stroombron, die een stroom de rotor instuurt, die evenredig is met de statorstroom. Dit betekent, dat de spreidingszelfinductie en de weerstand van de rotorwikkeling geen tijdconstante bij het instellen van de effectieve waarde tot gevolg hebben. De compounding houdt de effectieve waarde van de uitgangsspanningen echter niet exact op 220V.

Met de thyristor in de gelijkrichter van de compounding is de effectieve waarde op 220V af te regelen. Eens in de 20ms kan met de thyristor de grootte van de rotorstroom beïnvloed worden. Dat betekent, dat er gemiddeld een vertraging van 10ms is tussen het instellen van de rotorstroom en het veranderen van de rotorstroom. Een vertragingstijd van 10ms blijkt door een eerste orde laagdoorlaat filter met een kantelpunt bij 12,5Hz benaderd te kunnen worden (zie lit. [1]).

Een vertragingstijd van 10ms heeft namelijk voor een sinusvormig signaal met een frequentie van 12,5Hz een faseverschuiving van 45° tot gevolg. Een even grote faseverschuiving treedt op bij een eerste orde laagdoorlaat filter met een kantelfrequentie van 12,5Hz.

In de roterende omvormer hebben we dus, bij het instellen van de effectieve waarde van de uitgangsspanningen, te maken met een tijdconstante τ_e van:

$$\tau_e = 13\text{ms} \qquad (4.1)$$

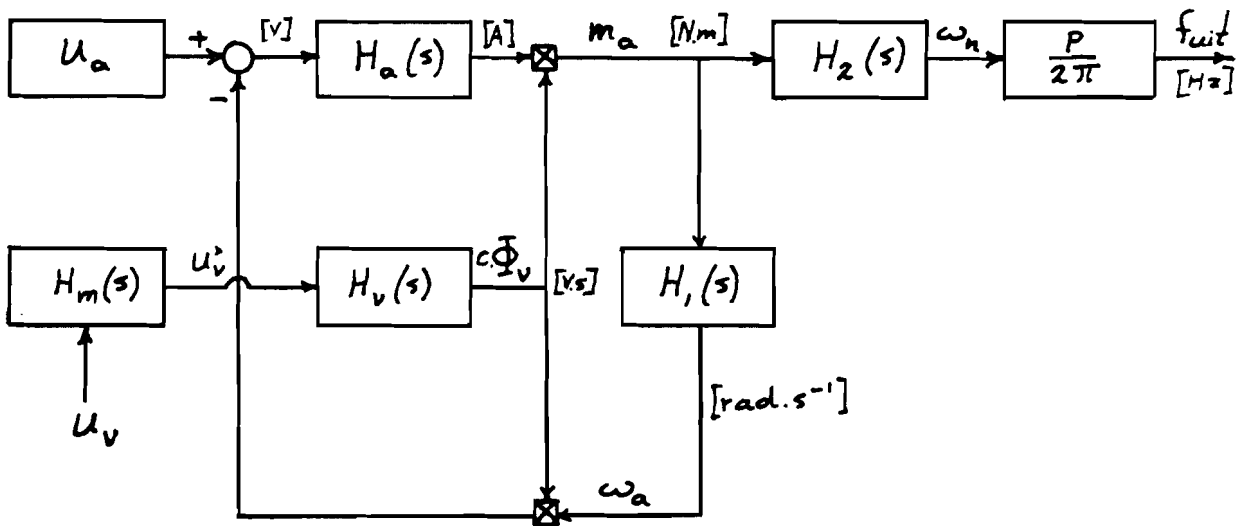
4.2.2 Het instellen van de frequentie.

De overdracht van de spanning U_v over de veldwikkeling van de gelijkstroommachine naar de uitgangsfrequentie f_{uit} kan weergegeven worden met het blokdiagram in figuur 4-5.

In dit schema is p het poolpaartal en $s=j\omega$.

De overdrachtsfuncties en constanten in figuur 4-5 zullen nu bepaald worden.

Daarbij wordt uitgegaan van een roterend noodstroomstelsel met een nominaal vermogen van 75kVA. Het gedrag is dan te vergelijken met dat van het 75kVA statische noodstroomstelsel.



figuur 4-5: De overdracht van U_v naar f_{uit} .

De grootte van de spanning U_v wordt met behulp van een tweepulsige volledig stuurbare éénfase brugmutator van één van de gekoppelde spanningen aan de uitgang van het noodstroomstelsel afgeleid. Met deze mutator kan eens in de 10ms de grootte van U_v ingesteld worden. De gemiddelde vertragingstijd bij het instellen van U_v is dan 5ms. Deze vertragingstijd is te beschrijven als een eerste orde laagdoorlaatfilter met een kantelfrequentie van 25Hz. Hierbij hoort een tijdconstante van $\tau_m = 6,4\text{ms}$. De overdrachtsfunctie $H_m(s)$ van de mutator is dan:

$$H_m(s) = \frac{1}{s\tau_m + 1} \quad (4.2)$$

De overdrachtsfunctie $H_a(s)$ geeft de overdracht van de spanning over de anker-impedantie $R_a + j\omega L_a$ naar de ankerstroom. De tijdconstante in $H_a(s)$ is:

$$\tau_a \approx 50\text{ms} \quad (4.3)$$

De overdrachtsfunctie $H_v(s)$ geeft de overdracht van de spanning over de veldwikkeling naar de veldflux Φ_v . Deze overdrachtsfunctie heeft een tijdsconstante τ_v van:

$$\tau_v \approx 2\text{s} \quad (4.4)$$

Als we voor de overdrachtsfuncties $H_a(s)$ en $H_v(s)$ de gelijkspanningsversterkingsfactoren A_a en A_v definiëren, dan zijn de overdrachtsfuncties te schrijven als:

$$H_a(s) = \frac{A_a}{s\tau_a + 1} \quad (4.5)$$

$$H_v(s) = \frac{A_v}{s\tau_v + 1} \quad (4.6)$$

HET ROTERENDE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM

De coëfficiënten A_a en A_v zijn uit de volgende waarden van de gelijkstroommachine te bepalen:

nominale waarden:

$$\begin{aligned}U_{aN} &= 220 \text{ V} \\U_{vN} &= 250 \text{ V} \\a_N &= 157 \text{ rad/s} \quad (\text{dus het poolpaartal } p= 2)\end{aligned}\tag{4.7}$$

koppel bij $\omega_a = 0 \text{ rad/s}$:

$$m_{a0} = 800 \text{ Nm}$$

ankerweerstand:

$$R_a = 2 \Omega$$

Er geldt:

$$A_a = 1/R_a = 0,5 \text{ A}\cdot\text{V}^{-1}\tag{4.8}$$

$$U_{aN} \cdot U_{vN} \cdot A_a \cdot A_v = m_{a0}\tag{4.9}$$

Hieruit volgt:

$$A_v = 29 \cdot 10^{-3} \text{ s}\tag{4.10}$$

De overdrachtsfuncties $H_1(s)$ en $H_2(s)$ zijn uit het mechanische deel af te leiden (zie figuur 4-1).

De massa-traagheden van resp. anker en rotor zijn J_a en J_r . De as tussen het anker en de rotor is zo gedimensioneerd, dat deze voldoende star is om geen last te hebben van kritische toerentallen. De resonantie-frequentie van het anker, de as en de rotor samen ligt dus ruim boven 1500 omw./min.

In dat geval mag het anker en de rotor als één massatraagheid beschouwd worden (zie lit. [3]). Hiermee wordt het mechanische vervangingsschema in figuur 4-6 verkregen.

ω_a , ω_r en ω_n zijn de hoeksnelheden van resp. het anker, de rotor en het statorveld. De frequentie van het uitgaande net is $f_{uit} = \omega_n \cdot p / (2\pi)$.

Het aandrijvende koppel is het ankerkoppel m_a . Het belastingskoppel is m_n . Het vermogen $m_n \cdot \omega_n$ is het aan de belasting van het noodstroom geleverde vermogen.

De dempingsfactor D_s wordt veroorzaakt door de dempingskooi van de synchrone machine.

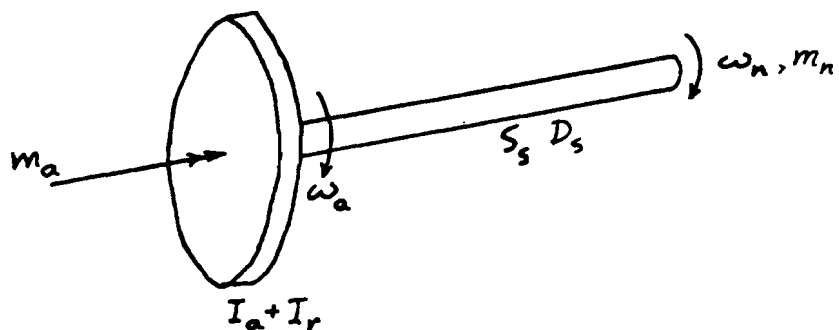
De torsie veerconstante S_s is de veerconstante van de rotor in het statorveld.

De waarden van de coëfficiënten zijn:

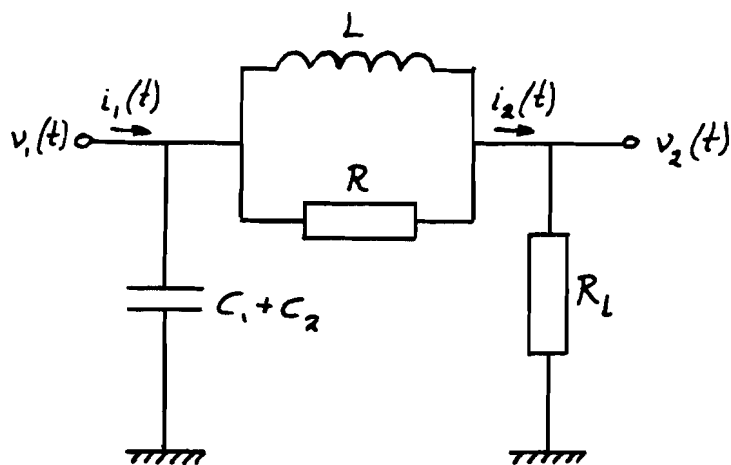
$$\begin{aligned} J_a + J_r &= 1,0 + 1,1 \text{ kg.m}^2 = 2,1 \text{ kgm}^2 \\ D_s &= 3,06 \text{ Nms/rad} \\ S_s &= 230 \text{ Nm/rad} \end{aligned} \tag{4.11}$$

Met het "kracht-koppel-stroom" analogon is dit mechanische systeem om te zetten in een elektrisch schema (zie lit. [3]). Het resultaat is in figuur 4-7 te zien. Daarbij komen koppel en hoeksnelheid overeen met resp. stroom en spanning.

De waarden van de zelfinducties, weerstanden en capaciteiten worden zo gekozen, dat de overdrachtsfuncties in de elektrische schakeling overeenkomen met de overdrachtsfuncties van het mechanische systeem.



figuur 4-6: Het mechanische vervangingschema.



figuur 4-7: Het elektrische analogon.
 (stroom is evenredig met koppel;
 spanning is evenredig met hoeksnelheid)

Het door de belasting opgenomen werkzame vermogen neemt toe, als de hoekfrequentie ω_n toeneemt (dan wordt namelijk de effectieve waarde van de wisselspanningen, die de roterende omvormer levert, groter) of als het koppel m_n toeneemt. De belasting wordt daarom vervangen door een weerstand R_1 . Bij de nominale hoekfrequentie $\omega_{aN} = 157 \text{ rad/s}$ van het anker van de gelijkstroommachine wordt bij een nominale belasting het nominale werkzame vermogen $P_N = 60 \text{ kW}$ opgenomen. Daaruit volgt, dat het koppel m_n gelijk is aan 382 Nm . De grootte van de weerstand R_1 is dan $0,41 \Omega$.

De waarden van de componenten zijn dan:

$$\begin{aligned} C_1 + C_2 &= 2,1 \text{ F} \\ R &= 3,06^{-1} \Omega = 0,33 \Omega \\ R_1 &= 0,41 \Omega \\ L &= 230^{-1} \text{ H} = 4,4 \text{ mH} \end{aligned} \tag{4.12}$$

De resonantie-frequentie van de LC serie-kring is:

$$f_{\text{res}} = 1/(2\pi \cdot \sqrt{LC}) = 1,7 \text{ Hz} \tag{4.13}$$

De volgende overdrachtsfuncties worden nu afgeleid:

$$H_1'(s) = U_1(s)/I_1(s) \tag{4.14}$$

$$H_2'(s) = U_2(s)/I_1(s) \tag{4.15}$$

Hierin zijn $U_1(s)$, $U_2(s)$ en $I_1(s)$ de Fourier-getransformeerden van resp. $u_1(t)$, $u_2(t)$ en $i_1(t)$.

De overdrachtsfuncties zijn:

$$H_1'(s) = 0,477 \cdot \frac{s+41,4}{s^2+42,3 \cdot s+48,2} \quad [\Omega] \quad (4.16)$$

$$H_2'(s) = 0,263 \cdot \frac{s+75,0}{s^2+42,3 \cdot s+48,2} \quad [\Omega] \quad (4.17)$$

Hieruit zijn de volgende overdrachtsfuncties voor het mechanische systeem af te leiden:

$$H_1(s) = 0,476 \cdot \frac{s+41,4}{s^2+42,3 \cdot s+48,2} \quad [\text{rad}/(\text{Nms})] \quad (4.18)$$

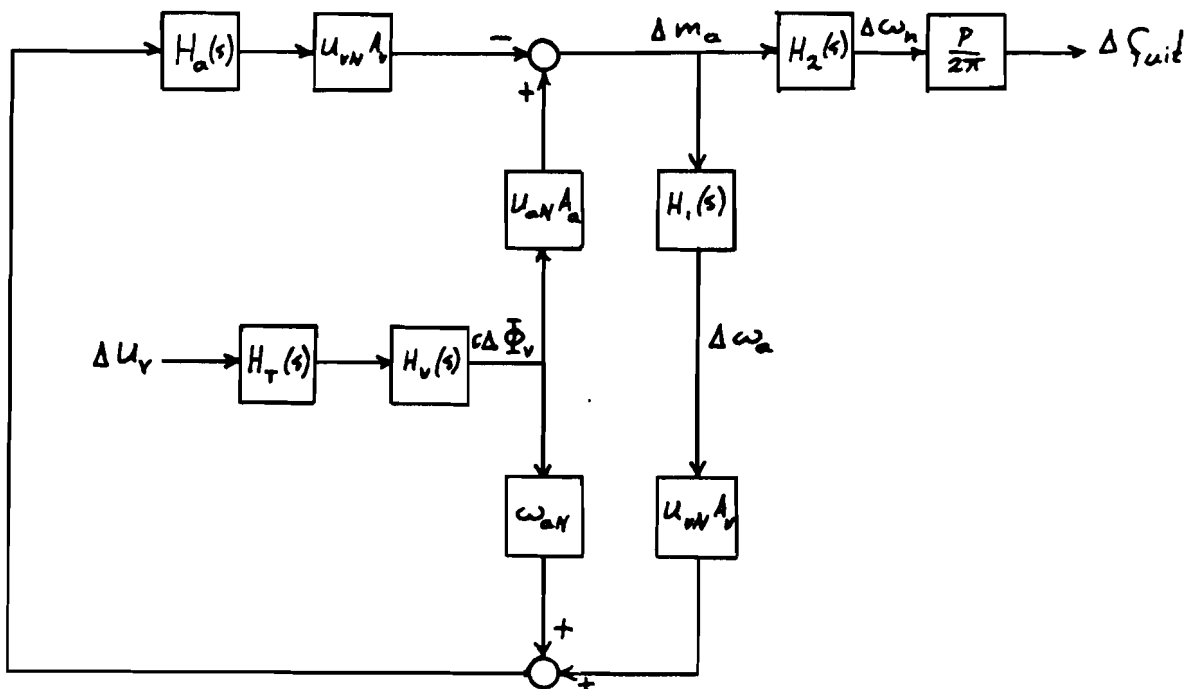
$$H_2(s) = 0,263 \cdot \frac{s+75,0}{s^2+42,3 \cdot s+48,2} \quad [\text{rad}/(\text{Nms})] \quad (4.19)$$

Het blokdiagram in figuur 4-5, dat het verband geeft tussen de spanning U_v over de veldwikkeling naar de frequentie van de uitgangsspanningen, is voor kleine variaties U_v om de nominale waarde U_{vN} te vervangen door het schema in figuur 4-8. Dit schema geeft het verband tussen de variatie ΔU_v in U_v en de variatie Δf_{uit} in f_{uit} . Uit dit schema volgt voor de totale overdrachtsfunctie $H_t(s)$ van de gelijkspanning U_v over de veldwikkeling naar de frequentie f_{uit} van de uitgangsspanningen:

$$H_t(s) = (p/2\pi) H_m(s) H_v(s) H_2(s) \cdot \frac{U_{aN} A_a - \omega_{aN} U_{vN} A_v H_a(s)}{1 + U_{vN}^2 A_v^2 H_1(s) H_a(s)} \quad (4.20)$$

Met behulp van het programma TRIP (Transformation and Identification Program) zijn de overdrachtsfunctie en de polen en nulpunten bepaald. Het resultaat is te vinden in resp. tabel 4-1 en tabel 4-2.

De frequentie-karakteristieken zijn in figuur 4-9 weergegeven.



figuur 4-8: Het verband tussen de variatie ΔU_V in U_V en de variatie Δf_{uit} in f_{uit} (gelineariseerde versie van figuur 4-5).

Het -3dB punt in figuur 4-9 ligt op 0,315 rad/s oftewel 0,05Hz. De bandbreedte, die zonder differentiërende regelaar bereikt kan worden, wordt bepaald door de frequentie, waarbij de faseverschuiving 0° is.² Deze bandbreedte is 1 rad/s oftewel 0,16 Hz.

In figuur 4-10 is te zien welke variatie Δf_{uit} in de uitgangsfrequentie optreedt, als ΔU_V sprongsgewijs van 0V naar 1V gaat.

²De frequentie f_{uit} neemt namelijk toe als de spanning U_V afneemt. De regellus voor het regelen van de uitgangsfrequentie zal daarom een vermenigvuldigingsfactor -1 bevatten. Deze factor geeft een faseverschuiving van 180° . Als de regelaar alleen een P-deel bevat, dan zal de frequentie in de openlus overdrachtsfunctie, waarbij -180° faseverschuiving optreedt, samenvallen met het punt met 0° faseverschuiving in de frequentie-karakteristiek van $H_t(s)$.

HET ROTERENDE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM

NUMERATOR		DENOMINATOR	
-6262.5		886817	
-8.5	S**1	1868771	S**1
1	S**2	195713	S**2
		18988.8	S**3
		219.85	S**4
		1	S**5

RL gain: 20.8484
 Dead time: 0

tabel 4-1: De overdrachtsfunctie $H_t(s)$.

```

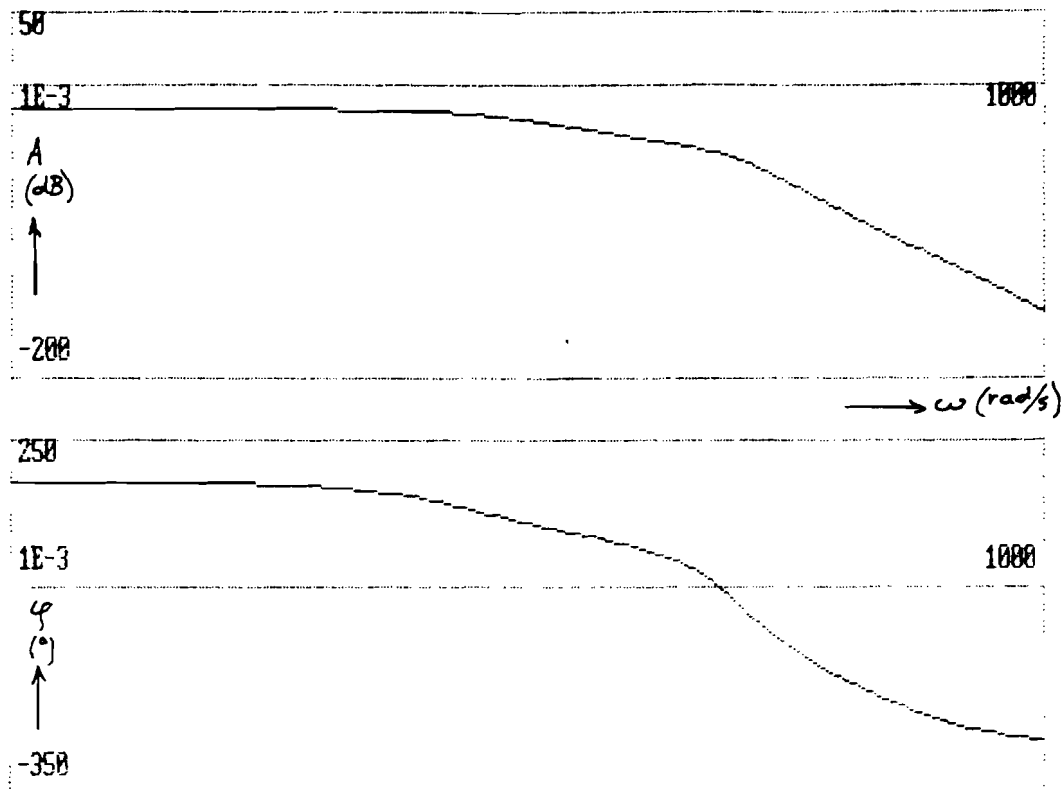
15-Apr-1987    20: 4
Current SS model
Number of zeros :    2
  RE              IM
  83.5000         .000000
 -75.0000         .000000

Number of poles :    5
  RE              IM
 -10.5549         12.8131
 -10.5549        -12.8131
 -41.1901         .000000
  -0.500000       .000000
 -156.250         .000000

RL-gain          : 20.8484
DC-gain          : -0.147227
Dead time [Sec] : 0.000000
    
```

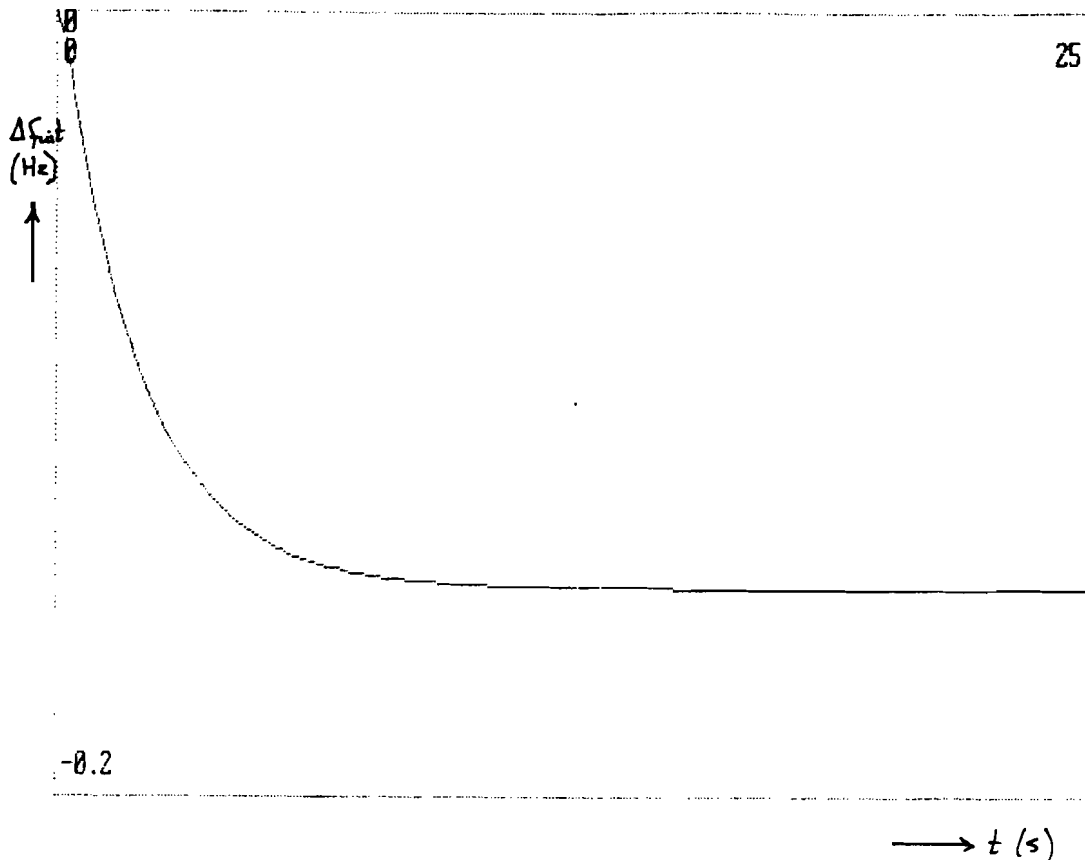
tabel 4-2: De polen en nulpunten van $H_t(s)$.

HET ROTERENDE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM



Freq. [Rad/Sec]	Modulus	Argument	[Rad]
1.0000E-02	.1472	3.121	
1.5452E-02	.1472	3.109	
2.4757E-02	.1470	3.089	
3.9667E-02	.1468	3.058	
6.1292E-02	.1461	3.013	
9.8203E-02	.1445	2.937	
.1573	.1404	2.820	
.2431	.1324	2.663	
.3895	.1161	2.438	
.6241	9.2069E-02	2.180	
1.000	6.5877E-02	1.928	

figuur 4-9: De frequentie-karakteristieken van de overdrachtsfunctie $H_t(s)$, die het verband geeft tussen de variatie ΔU_v in U_v en de variatie Δf_{uit} in f_{uit} .



figuur 4-10: De stapresponsie van $H_t(s)$.

4.3 Conclusies.

1. In principe wijkt het roterende parallel noodstroom-systeem niet af van het statische parallel noodstroom-systeem. Er zijn alleen meer en grotere tijdsconstanten in het roterende noodstroomstelsel door de grote zelfinducties en de massa-traagheden.
2. Het statische noodstroomstelsel heeft vanwege het 2-de orde filter aan de uitgang bij sprongvormige belastings-variatiën een uitslinger-frequentie van ca. 200Hz. Het roterende noodstroomstelsel heeft daarentegen een uitslinger-frequentie van 1,7Hz, vanwege het pendelen van de rotor in het statorveld. De bandbreedte van de regellussen in het roterende systeem is daardoor altijd kleiner dan 1,7Hz.

3. Bij het parallel schakelen is een goede verdeling van het gevraagde werkzame vermogen en blindvermogen over de verschillende noodstroomsystemen gewenst. Zoals in de volgende hoofdstukken zal blijken, is de snelheid waarmee de verdeling gecorrigeerd kan worden afhankelijk van de snelheid waarmee de effectieve waarde en de frequentie van de uitgangsspanningen aangepast kan worden.
Door de grotere traagheid van het roterende systeem is het moeilijker cq. onmogelijk om snelle aanpassingen in de effectieve waarde en de frequentie aan te brengen. Dit heeft tot gevolg, dat een ongelijke verdeling van de vermogens langzamer gecorrigeerd wordt. Hierdoor kan één van de parallel geschakelde noodstroomsystemen gedurende een relatief lange tijd overbelast worden. Dit is in een noodstroomvoorziening opgebouwd uit roterende noodstroomsystemen echter veel minder bezwaarlijk dan in een noodstroomvoorziening opgebouwd uit statische noodstroomsystemen, aangezien een roterende omvormer langer en meer overbelast kan worden, dan een statische omvormer.
4. Het feit, dat de effectieve waarde van de uitgangsspanning slechts langzaam in te stellen is, wordt gedeeltelijk goed gemaakt door twee effecten, te weten:
 - De wervelstromen, die in de dempingskooi en het rotor-ijzer ontstaan bij een plotselinge verandering in het gevraagde vermogen.
 - De compounding van de synchrone machine.
5. De frequentie van de uitgangsspanningen is slechts langzaam te variëren. Vanwege de massa-traagheden van het anker en de rotor zal de uitgangsfrequentie van het roterende noodstroomstelsel echter bij plotselinge variaties in het gevraagde vermogen niet snel veranderen, waardoor snel regelen niet nodig is.
Wel is het dan zo, dat bij een plotselinge vergroting van het gevraagde vermogen het faseverschil tussen

ingangsspanningen en uitgangsspanningen niet snel bijgesteld kan worden. Hierdoor zal gedurende een korte tijd een deel van het gevraagde vermogen uit de accu moeten komen. Ook dit is geen bezwaar, omdat het ingaande net daardoor geen last heeft van kortdurende pieken in het gevraagde vermogen. In het statische noodstroomstelsel wordt zelfs de frequentie-regeling minder snel gemaakt dan mogelijk is, om ook in het statische noodstroomstelsel belastingspieken door de accu te laten opvangen.

LITERATUUR:

- [1] Leonhard, W., CONTROL OF ELECTRICAL DRIVES, Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [2] Fink and Beaty, STANDARD HANDBOOK FOR ELECTRICAL ENGINEERS, McGraw-Hill, New York, 1978.
- [3] Gribnau, W.H.J.K., ELEKTRISCHE GEDRAGINGEN VAN WARMTE/KRACHTINSTALLATIES, PT|ELEKTROTECHNIEK-ELEKTRONICA, jaargang 38, nr. 12, 1983.

5. HET DOEL VAN PARALLEL SCHAKELEN.

Voordat wordt overgegaan op de vraag hoe men meerdere noodstroomsystemen parallel kan schakelen, is het interessant om na te gaan waarom men dat wil. Er zijn drie redenen te noemen:

1. Men wil tijdens noodstroombedrijf een groter vermogen beschikbaar hebben dan één noodstroomsysteem kan leveren.
2. Men wil een bestaand noodstroomsysteem uitbreiden, zodat in noodstroombedrijf meer vermogen beschikbaar is.
3. Men wil de betrouwbaarheid van een noodstroomvoorziening vergroten door redundantie aan te brengen.

Aangezien het over het algemeen mogelijk is om een noodstroomsysteem te bouwen met een voldoende groot nominaal vermogen (tot ca. 500kVA), is de eerste reden maar zelden aanwezig.

Het zal ook niet erg vaak voorkomen, dat een bestaande voorziening uitgebreid moet worden.

De meest voorkomende reden om in een noodstroomvoorziening noodstroomsystemen parallel te schakelen is de derde: het vergroten van de betrouwbaarheid. De betrouwbaarheid drukt men uit in de gemiddelde tijd die verstrijkt tussen het tijdstip, waarop de noodstroomvoorziening net gerepareerd is, en het eerstvolgende tijdstip, waarop deze weer defect raakt. Dit wordt in de literatuur aangeduid met de Mean Time Between Failures, de MTBF. Men zal dus over het algemeen alleen het parallel schakelen van noodstroomsystemen overwegen als men een grotere betrouwbaarheid wenst dan met één noodstroomsysteem te bereiken is. Men zal vervolgens pas tot parallel schakelen overgaan als dit inderdaad een grotere betrouwbaarheid (grotere MTBF) oplevert tegen een prijs die men bereid is te betalen.

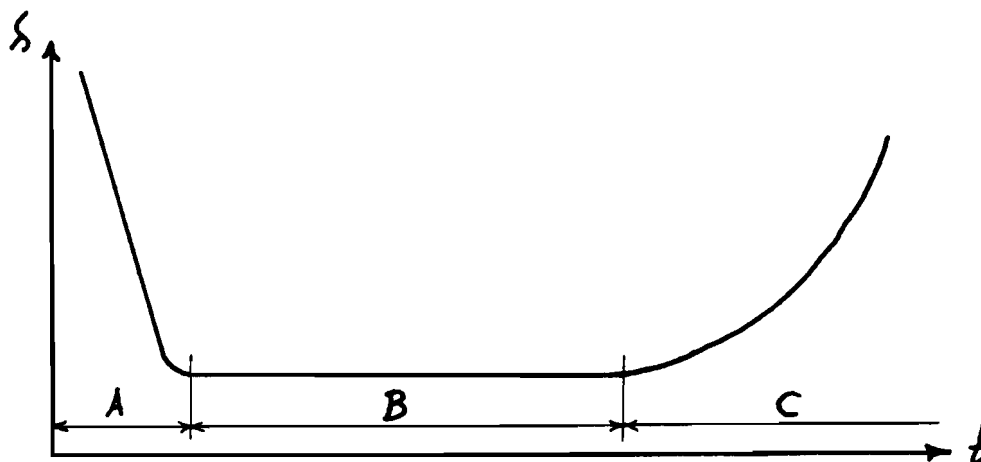
De vraag hoe men parallel schakelt, wordt dus voorafgegaan door de vraag of het zinvol is om parallel te schakelen. Het antwoord op deze vraag volgt uit zgn. MTBF-berekeningen. Bij Holec is wel bekend dat parallel schakelen van noodstroom-systemen zinvol is, maar de benodigde MTBF-berekeningen waren tot dusver niet uitgevoerd. Ik heb de formules bepaald, die voor deze berekeningen nodig zijn. Vervolgens heb ik de MTBF bepaald voor enkele in de praktijk voorkomende noodstroomvoorzieningen die uit meerdere parallel geschakelde noodstroomsystemen opgebouwd zijn.

De methode van berekenen en de resultaten die eruit volgen worden in de volgende paragrafen behandeld.

5.1 De betrouwbaarheid van een apparaat.

De betrouwbaarheid van een apparaat wordt aangegeven met de gemiddelde tijd die verstrijkt tussen twee opeenvolgende defecten, de MTBF. De MTBF volgt uit het storingstempo λ . Het storingstempo is het aantal storingen als functie van de tijd gedifferentieerd naar de tijd, oftewel het aantal storingen per tijdseenheid.

Voor de meeste apparaten zal het storingstempo λ als functie van de tijd verlopen, zoals geschetst is in figuur 5-1. Deze curve staat bekend als de "badkuip-curve".



figuur 5-1: Het storingstempo als functie van de tijd.

In deze figuur zijn drie perioden te onderscheiden:

Periode A: De periode waarin de zgn. "opstartfouten" optreden. De opstartfouten zijn fouten die te wijten zijn aan slechte componenten en fabricage-fouten. Over het algemeen wordt er in de fabriek een inloop- en testperiode in acht genomen, waarin deze fouten optreden en hersteld worden.

Periode B: De periode waarin het gemiddeld aantal defecten per tijdseenheid zowel laag als stabiel is. Door regelmatige onderhoudsbeurten en het gebruiken van betrouwbare componenten wordt ervoor gezorgd, dat deze periode zo lang mogelijk duurt met bovendien een zo laag mogelijk storingstempo.

Periode C: De periode waarin de ouderdom van de onderdelen een toenemend aantal defecten tot gevolg heeft. Het begin van deze periode is het einde van de normale levensduur van het systeem: het systeem is aan vervanging toe.

Tijdens de normale levensduur van het systeem kan er dus van uitgegaan worden dat het storingstempo λ zowel laag (t.o.v. die in de periode A en C) als constant is. De grootte van

het storingstempo gedurende periode B hangt af van de complexiteit van het systeem en van het storingstempo van de onderdelen. In deze periode definiëren we een functie $g(t)$, die de kans geeft dat het systeem langer dan tot tijdstip t blijft werken. Hierbij wordt het tijdstip $t=0$ op het begin van periode B gesteld.

We kunnen stellen, dat uitgaande van een groot aantal apparaten dat beschikbaar is op tijdstip t , het storingstempo λ op tijdstip t gelijk is aan de fractie van dat aantal, dat kapot gaat in het tijdsinterval dt volgend op tijdstip t , gedeeld door het tijdsinterval dt (wet van de grote aantallen).

Het storingstempo is als volgt in $g(t)$ uit te drukken: van een groot aantal apparaten n dat op $t=0$ in bedrijf is gesteld, zullen er op tijdstip t nog $n.g(t)$ functioneren en op tijdstip $t+dt$ zullen er nog $n.g(t+dt)$ functioneren.

Het storingstempo op tijdstip t is dus:

$$\lambda(t) = \frac{n.g(t) - n.g(t+dt)}{n.g(t)} \cdot \frac{1}{dt} = - \frac{1}{g(t)} \cdot \frac{dg(t)}{dt} \quad (5.1)$$

met $\lambda(t) = \lambda = \text{constant}$ in periode B

Integreren van $t=0$ tot $t=t_0$ geeft:

$$\int_0^{t_0} \lambda \cdot dt = \lambda t_0 = \int_{t=0}^{t=t_0} -[1/g(t)] \cdot d[g(t)] = -\ln[g(t_0)] \quad (5.2)$$

Rekening houdend met het feit dat $g(0)=1$ (de kans dat het apparaat tot tijdstip $t=0$ blijft functioneren is 1), volgt hieruit:

$$g(t) = \exp(-\lambda \cdot t) \quad (5.3)$$

De kansdichtheidsfunctie $f(t)$ is gedefiniëerd als de afgeleide naar de tijd van de functie $1-g(t)$, die de kans geeft dat een systeem voor tijdstip t defect raakt:

$$f(t) = \frac{d[1-g(t)]}{dt} = \lambda \cdot \exp(-\lambda \cdot t) \quad (5.4)$$

Dit is de kansdichtheidsfunctie voor de zgn. exponentiële verdeling. Hiermee is als volgt de gemiddelde tijd die verloopt tot het eerste defect, te bepalen:

$$t_d = \int_0^{\infty} t \cdot f(t) \cdot dt = 1/\lambda \quad (5.5)$$

Aangezien na elke reparatie weer "met een schone lei" gestart wordt, komt deze tijd overeen met de MTBF, M :

$$M = t_d = 1/\lambda \quad (5.6)$$

Als de MTBF M bekend is, dan is omgekeerd uit vergelijking (5.6) het storingstempo te bepalen. De MTBF kan bepaald worden door de tijd die tussen twee defecten verstrijkt, bij te houden. Volgens de wet van de grote aantallen zal dan bij voldoende meetwaarden het gemiddelde van deze tijd goed overeenkomen met de MTBF M .

In de praktijk zal deze manier voor het bepalen van de MTBF pas plaats kunnen vinden nadat een groot aantal apparaten verkocht is. Natuurlijk wil men al bij het eerste apparaat weten, welke MTBF men kan verwachten. Dat is mogelijk, mits de MTBF's bekend zijn van de onderdelen, waaruit het apparaat bestaat. Hierbij wordt de extra kans op een defect die ontstaat door het samenbouwen van de onderdelen, verwaarloosd (constructie-fouten, onderdimensionering, invloed van het ene onderdeel op de levensduur van een ander onderdeel etc.). Na de ontwikkelingsfase is deze extra kans bij een zorgvuldig ontworpen en gebouwd apparaat over het algemeen verwaarloosbaar.

In de volgende paragrafen zullen de methoden om de MTBF van een apparaat te bepalen, behandeld worden. De verdeling van de kans dat een onderdeel in een bepaald tijdsinterval defect raakt, wordt daarbij verondersteld exponentieel te zijn.

Als er in een apparaat, bestaande uit meerdere onderdelen, redundantie aanwezig is, dan mag een deel van de onderdelen defect raken, mits een voldoende aantal onderdelen blijft functioneren. In dat geval is de reparatietijd van een onderdeel van belang. De reparatietijd wordt daarbij verondersteld eveneens exponentieel verdeeld te zijn. De gemiddelde tijd die nodig is om een onderdeel te repareren, wordt daarbij in de literatuur aangeduid met de "Mean Time To Repair" (MTTR).

Het tempo μ waarmee het defecte onderdeel gerepareerd wordt, is dan:

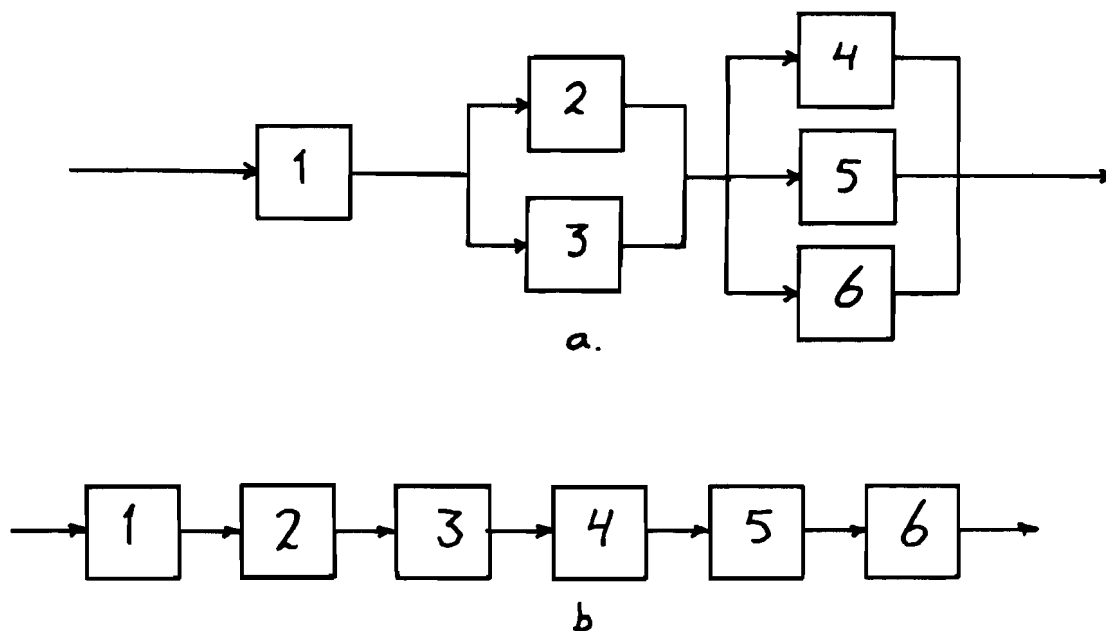
$$\mu = \text{MTTR}^{-1} \quad (5.7)$$

Er zal onderscheid gemaakt worden tussen:

1. Een apparaat waarin geen redundantie aanwezig is.
2. Een apparaat waarin wel redundantie aanwezig is.

5.1.1 De MTBF van een apparaat zonder redundantie.

We beschouwen een apparaat dat uit n onderdelen bestaat. Deze onderdelen kunnen in serie of parallel geschakeld zijn (zie bijvoorbeeld figuur 5-2 a).



figuur 5-2: Voorbeeld van een apparaat dat bestaat uit n=6 onderdelen.

a. Technisch schema.

b. Betrouwbaarheidsschema.

De onderdelen hebben elk een eigen bekende MTBF $M_i = 1/\lambda_i$ ($i=1\dots n$). Er is geen redundantie aanwezig, dus als een willekeurig onderdeel kapot gaat, dan zal het hele apparaat defect zijn. Hieruit volgt het betrouwbaarheidsschema weergegeven in figuur 5-2 b. Als één van de onderdelen defect is, dan is in dit schema de keten onderbroken.

De kans $g_t(t)$ dat het totale apparaat tot tijdstip t zonder defect blijft functioneren, hangt dus als volgt af van de kansen $g_i(t)$ ($i=1\dots n$) dat onderdeel i tot tijdstip t heel blijft:

$$g_t(t) = g_1(t) \cdot g_2(t) \cdot \dots \cdot g_n(t) = \prod_{i=1}^n g_i(t) = \prod_{i=1}^n \exp(-\lambda_i \cdot t) = \exp(-[\sum \lambda_i] \cdot t) \quad (5.8)$$

De kans dat het totale apparaat blijft functioneren, is dus weer exponentieel verdeeld met als storingstempo λ_t :

$$\lambda_t = \sum_{i=1}^n \lambda_i \quad (5.9)$$

Hieruit volgt voor de MTBF van het apparaat, M_t :

$$\frac{1}{M_t} = \frac{1}{M_1} + \frac{1}{M_2} + \dots + \frac{1}{M_n} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{M_i} \quad (5.10)$$

Hieruit blijkt, dat de MTBF van het apparaat altijd korter is dan de MTBF M_i van het onderdeel i dat de kortste MTBF heeft. Dit was te verwachten.

5.1.2 De MTBF van een apparaat met redundantie.

Als de MTBF van een apparaat te laag is, dan kan men deze proberen te verhogen door in het apparaat op geschikte plaatsen redundantie aan te brengen of door zelfs een heel extra apparaat aan te brengen. Een garantie dat dit de MTBF verhoogt is er niet. Voor het aanbrengen van redundantie zijn namelijk meestal extra voorzieningen nodig en deze extra voorzieningen hebben ook weer een storingstempo. De invloed van deze voorzieningen zullen later beschouwd worden, voorlopig nemen we aan dat ze niet nodig zijn.

Er zijn drie vormen van redundantie te onderscheiden:

1. Hete redundantie of parallel-redundantie. Onder normale omstandigheden werken de redundante onderdelen hetzelfde als de onderdelen, waaraan zij parallel staan. Als de onderdelen identiek zijn, dan zullen de storingstempo's in dit geval gelijk zijn.
2. Warme redundantie. De redundante onderdelen staan klaar om de taak van een defect onderdeel over te nemen. De redundante onderdelen zijn daarbij niet echt belast, maar ook niet geheel onbelast. Als de onderdelen indentiek zijn, dan zullen de redundante onderdelen een

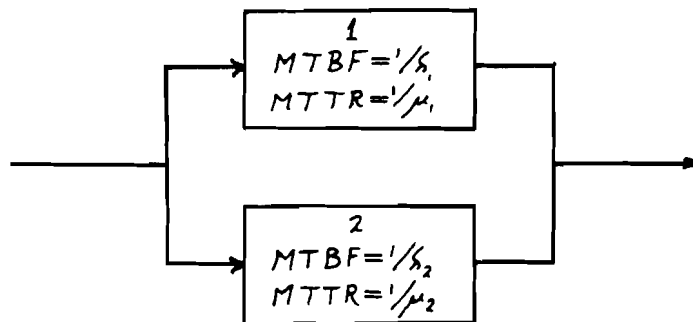
storingstempo hebben dat lager is dan die van het bijbehorende onderdeel dat "in gebruik" is.

3. Koude redundantie of standby-redundantie. De redundante onderdelen zijn volledig onbelast zolang er geen defecten optreden in het bijbehorende werkende onderdeel. Het storingstempo van deze onderdelen is dan ook nul. Er moet echter wel rekening gehouden worden met een faalkans bij het opstarten.

Welke vorm van redundantie is nu het meest geschikt voor noodstroomvoorzieningen? Het gebruik maken van koude redundantie is uitgesloten, aangezien er dan altijd een zekere tijd zal verstrijken tussen het defect raken van een noodstroomstelsel en het opstarten van een redundant systeem. Gedurende deze tijd zal de netspanning niet aanwezig of te laag zijn, hetgeen niet toegestaan is. Om zo'n "netdip" te voorkomen, moet er altijd voor warme of hete redundantie gekozen worden. Men wil bovendien geen situatie waarbij één noodstroomstelsel volledig in bedrijf is en de overige systemen minder belast zijn. Dit vraagt namelijk detectiecircuits om te bepalen of het apparaat dat volledig in bedrijf hoort te zijn, nog goed functioneert. Detectiecircuits zijn begrensd wat betreft hun bedrijfszekerheid, nauwkeurigheid en snelheid van detectie. Hierdoor ontstaan extra risico's. Bovendien zal een parallel noodstroomvoorziening slechts gedurende een klein percentage van de tijd echt belast zijn, namelijk tijdens een netuitval. De overige tijd fungeert de totale noodstroomvoorziening als warme redundantie van het net. De noodstroomsystemen, waaruit de noodstroomvoorziening opgebouwd is, zijn dan vrijwel onbelast (maar wel in werking). Gedurende die tijd is er binnen de noodstroomvoorziening geen onderscheid te maken tussen warme en hete redundantie. De mogelijkheid van warme redundantie valt dus ook af. Blijft over de hete redundantie.

5.1.2.1 Hete redundantie.

Aan de hand van een voorbeeld zal nu uitgelegd worden, hoe we de MTBF van een systeem met hete redundantie moeten bepalen. We beschouwen een systeem bestaande uit twee apparaten, waarvan er één redundant is (zie fig. 5.3). De apparaten zijn wat betreft hun werking identiek, maar wat betreft hun gemiddelde tijd tussen twee defecten (MTBF) en hun gemiddelde tijd nodig voor reparatie (MTTR) verschillend. Apparaat 1 heeft een MTBF $M_1=1/\lambda_1$ en een MTTR $R_1=1/\mu_1$, apparaat 2 heeft een MTBF $M_2=1/\lambda_2$ en een MTTR $R_2=1/\mu_2$.



figuur 5-3: Voorbeeld van een systeem met hete redundantie (technisch schema).

Het systeem is pas defect, zodra beide apparaten defect zijn. Tijdens het goed functioneren van het systeem kunnen beide apparaten elk meerdere keren defect raken, zolang het ene apparaat maar niet defect raakt terwijl het andere apparaat in reparatie is. De MTBF M_t van het totale systeem is dus de gemiddelde tijd die verstrijkt tussen het tijdstip waarop het systeem in werking gesteld wordt en het eerste ogenblik waarop beide apparaten tegelijk defect zijn.

We definiëren nu de volgende toestanden:

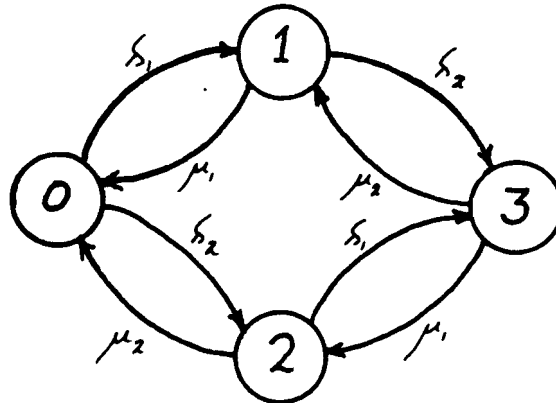
toestand 0: beide apparaten functioneren.

toestand 1: apparaat 1 is defect, apparaat 2 functioneert.

toestand 2: apparaat 2 is defect, apparaat 1 functioneert.

toestand 3: beide apparaten zijn defect.

Van het systeem is nu een zgn. overgangsdigram te tekenen, waarin de toestanden staan en het tempo waarmee het systeem van de ene toestand overgaat in de andere (zie fig. 5-4).



figuur 5-4: Overgangsdigram.

We willen nu de kansen $p_i(t)$ ($i=0\dots3$) weten, dat het systeem zich in toestand i bevindt. Deze kansen volgen uit de begintoestand van het systeem en de kansen p_{ij} ($i=0\dots3; j=0\dots3$), dat het systeem in het interval dt vanuit toestand i overgaat naar toestand j , de zgn. overgangswaarschijnlijkheden.

Als het systeem zich in toestand 0 bevindt (beide apparaten heel), dan is het tempo waarmee het systeem in toestand 1 komt (apparaat 1 defect, apparaat 2 heel) gelijk aan λ_1 , dus de overgangswaarschijnlijkheden p_{01} is:

$$p_{01} = \lambda_1 \cdot dt \tag{5.11}$$

Analoog worden de overige overgangswaarschijnlijkheden gevonden:

$$p_{01}=p_{23}=\lambda_1 \cdot dt$$

$$p_{10}=p_{32}=\mu_1 \cdot dt$$

(5.12)

$$p_{02}=p_{13}=\lambda_2 \cdot dt$$

$$p_{20}=p_{31}=\mu_2 \cdot dt$$

Hierbij is aangenomen, dat in het korte interval dt geen dubbele overgangen mogelijk zijn, dus:

$$p_{03}=p_{30}=0 \text{ en } p_{12}=p_{21}=0 \quad (5.13)$$

De waarschijnlijkheid dat het systeem in het interval dt vanuit toestand i naar toestand j gaat blijkt voor alle paren i en j onafhankelijk te zijn van de toestanden die doorlopen zijn voordat het systeem in toestand i kwam. De overgangswaarschijnslijkheden hangen alleen af van de huidige toestand van het systeem. Bovendien is het aantal toestanden waarin het systeem zich kan bevinden eindig. Dit zijn de kenmerken van een zgn. Markov-proces. We kunnen dus hier de theorie van de Markov-processen toepassen.

De kans $p_i(t+dt)$ ($i=0\dots3$) dat het systeem op tijdstip $t+dt$ in toestand i is, is gelijk aan de kans dat het systeem in toestand i is en blijft plus de kans dat het systeem t.g.v. repareren of defect raken van een apparaat in toestand i komt.

Deze kans is als volgt uit te drukken in de kansen $p_j(t)$ ($j=0\dots3$), dat het systeem op tijdstip t in toestand j is:

$$\begin{aligned}
 p_0(t+dt) &= p_0(t) \cdot [1 - p_{01} - p_{02}] + p_1(t) \cdot p_{10} + p_2(t) \cdot p_{20} \\
 p_1(t+dt) &= p_0(t) \cdot p_{01} + p_1(t) \cdot [1 - p_{10} - p_{13}] + p_3(t) \cdot p_{31} \\
 p_2(t+dt) &= p_0(t) \cdot p_{02} + p_2(t) \cdot [1 - p_{20} - p_{23}] + p_3(t) \cdot p_{32} \\
 p_3(t+dt) &= p_1(t) \cdot p_{13} + p_2(t) \cdot p_{23} + p_3(t) \cdot [1 - p_{31} - p_{32}]
 \end{aligned}
 \tag{5.14}$$

De overgangswaarschijnlijkheden uit vergelijking (5.12) invullen, levert:

$$\begin{aligned}
 p_0(t+dt) &= p_0(t) \cdot [1 - \delta_1 dt - \delta_2 dt] + p_1(t) \cdot \mu_1 dt + p_2(t) \cdot \mu_2 dt \\
 p_1(t+dt) &= p_0(t) \cdot \delta_1 dt + p_1(t) \cdot [1 - \mu_1 dt - \delta_2 dt] + p_3(t) \cdot \mu_2 dt \\
 p_2(t+dt) &= p_0(t) \cdot \delta_2 dt + p_2(t) \cdot [1 - \delta_1 dt - \mu_2 dt] + p_3(t) \cdot \mu_1 dt \\
 p_3(t+dt) &= p_1(t) \cdot \delta_2 dt + p_2(t) \cdot \delta_1 dt + p_3(t) \cdot [1 - \mu_1 dt - \mu_2 dt]
 \end{aligned}
 \tag{5.15}$$

Dit is te schrijven als:

$$\begin{aligned}
 p_0'(t) &= -p_0(t) \cdot [\delta_1 + \delta_2] + p_1(t) \cdot \mu_1 + p_2(t) \cdot \mu_2 \\
 p_1'(t) &= p_0(t) \cdot \delta_1 - p_1(t) \cdot [\mu_1 + \delta_2] + p_3(t) \cdot \mu_2 \\
 p_2'(t) &= p_0(t) \cdot \delta_2 - p_2(t) \cdot [\delta_1 + \mu_2] + p_3(t) \cdot \mu_1 \\
 p_3'(t) &= p_1(t) \cdot \delta_2 + p_2(t) \cdot \delta_1 - p_3(t) \cdot [\mu_1 + \mu_2]
 \end{aligned}
 \tag{5.16}$$

waarbij geldt: $p_i'(t) = d[p_i(t)]/dt$.

We definiëren vervolgens een kansvector $\underline{p}(t)$:

$$\underline{p}(t) = \begin{pmatrix} p_0(t) \\ p_1(t) \\ p_2(t) \\ p_3(t) \end{pmatrix} \quad (5.17)$$

en een zgn. overgangsmatrix:

$$A = \begin{pmatrix} -(\delta_1 + \delta_2) & \mu_1 & \mu_2 & 0 \\ \delta_1 & -(\mu_1 + \delta_2) & 0 & \mu_2 \\ \delta_2 & 0 & -(\delta_1 + \mu_2) & \mu_1 \\ 0 & \delta_2 & \delta_1 & -(\mu_1 + \mu_2) \end{pmatrix} \quad (5.18)$$

Met (5.17) en (5.18) wordt vergelijking (5.16):

$$\underline{p}'(t) = A\underline{p}(t) \quad (5.19)$$

Als nu ook de beginvoorwaarden $\underline{p}(0+)$ bekend zijn, dan is vergelijking (5.19) op te lossen.

Er zijn verschillende methoden om een stelsel van differentiaalvergelijkingen, zoals in vergelijking (5.19) gegeven is, op te lossen. Eén van de manieren is gebruik maken van enkelzijdige Laplace-getransformeerden. Deze methode zal hier gebruikt worden.

De enkelzijdige Laplace-getransformeerde van een functie $f(t)$ is:

$$\mathcal{L}_I[f(t)] = \int_0^{\infty} f(t) \cdot \exp(-p \cdot t) \cdot dt = F(p) \quad (5.20)$$

met $p = \sigma + j\omega$

De getransformeerde van de afgeleide naar de tijd van $f(t)$ is:

$$\mathcal{L}_I[f'(t)] = p \cdot F(p) - f(0+) \quad (5.21)$$

We definiëren vervolgens:

$$\mathcal{L}_I[p(t)] = \underline{P}(p) = \begin{pmatrix} P_0(p) \\ P_1(p) \\ P_2(p) \\ P_3(p) \end{pmatrix} \quad (5.22)$$

Hiermee worden de vergelijkingen in het p-domein:

$$p\underline{P}(p) = A\underline{P}(p) + p(0+) \quad (5.23)$$

Met behulp van de identiteitsmatrix I is dit te schrijven als:

$$[pI - A]\underline{P}(p) = p(0+) \quad (5.24)$$

Uit dit stelsel vergelijkingen zijn $P_0(p)$, $P_1(p)$, $P_2(p)$ en $P_3(p)$ op te lossen. Door de inverse getransformeerden te bepalen worden vervolgens $p_0(t)$, $p_1(t)$, $p_2(t)$ en $p_3(t)$ gevonden. $p_3(t)$ is dan de kans dat het systeem zich op tijdstip t in toestand 3 bevindt: beide apparaten zijn defect. Hierbij wordt ook meegeteld de mogelijkheid, dat het systeem al eerder (één of meerdere keren) in toestand 3 is geweest. We willen echter weten de kans $q_3(t)$ dat het systeem voor tijdstip t voor het eerst in toestand 3 gekomen is. Dan is namelijk de kans dat, nadat een tijd t verstreken is, het systeem in het interval dt voor het eerst in toestand 3 komt $q_3'(t) \cdot dt$.

Hiermee is de MTBF M_t te bepalen en wel als volgt:

$$\begin{aligned}
 M_t &= \int_0^{\infty} t \cdot q_3'(t) \cdot dt = \int_{t=0}^{t=\infty} t \cdot dq_3(t) = - \int_{t=0}^{t=\infty} t \cdot d[1-q_3(t)] = \\
 &= -t \cdot [1-q_3(t)] \Big|_0^{\infty} + \int_0^{\infty} [1-q_3(t)] \cdot dt = \\
 &= \int_0^{\infty} [1-q_3(t)] \cdot dt \quad ^1
 \end{aligned} \tag{5.25}$$

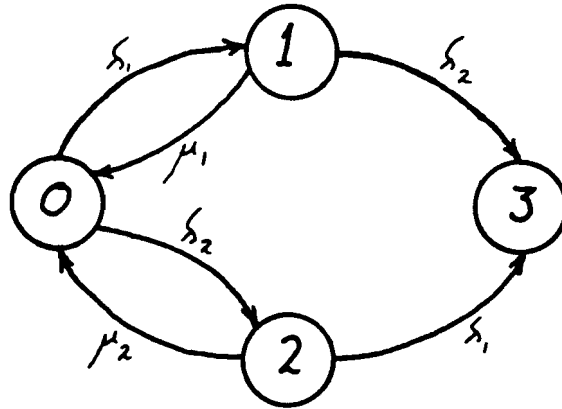
Als $g_3(t) = 1 - q_3(t)$, dan wordt vergelijking (5.25):

$$M_t = \int_0^{\infty} g_3(t) \cdot dt \tag{5.26}$$

De kans $g_3(t)$ is de kans dat het systeem tot op moment t nog niet in toestand 3 is gekomen.

De kans $q_3(t)$ dat het systeem voor tijdstip t voor het eerst in toestand 3 gekomen is, is te bepalen door te zorgen dat het systeem, zodra het in toestand 3 aangekomen is, in toestand 3 blijft. Dit wordt gedaan door "niet te repareren" als het systeem in toestand 3 komt. Toestand 3 wordt dan "absorberend". Het overgangsdigram voor dit geval is in figuur 5-5 weergegeven.

¹zoals in het vervolg zal blijken, is de term $t \cdot [1-q_3(t)] \Big|_{t=\infty}$ inderdaad gelijk aan nul.



figuur 5-5: Het overgangsdigram van het systeem als toestand 3 absorberend gemaakt is.

Uit dit diagram volgt voor de overgangsmatrix:

$$A_a = \begin{pmatrix} -(\lambda_1 + \lambda_2) & \mu_1 & \mu_2 & 0 \\ \lambda_1 & -(\mu_1 + \lambda_2) & 0 & 0 \\ \lambda_2 & 0 & -(\lambda_1 + \mu_2) & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \lambda_1 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.27)$$

In dit geval wordt het stelsel vergelijkingen in het p-domein:

$$p\underline{Q}(p) = A_a \underline{Q}(p) + \underline{q}(0+) \quad (5.28)$$

Op tijdstip $t=0$ is het systeem in toestand 0, dus:

$$\underline{q}(0+) = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.29)$$

Hieruit volgt voor $Q_3(p)$ met behulp van de regel van Cramer:

$$Q_3(p) = \frac{\begin{vmatrix} p+\lambda_1+\lambda_2 & -\mu_1 & -\mu_2 & 1 \\ -\lambda_1 & p+\mu_1+\lambda_2 & 0 & 0 \\ -\lambda_2 & 0 & p+\lambda_1+\mu_2 & 0 \\ 0 & -\lambda_2 & -\lambda_1 & 0 \end{vmatrix}}{|pI-A_a|} =$$

$$= \frac{\lambda_1 \lambda_2 (2p + \lambda_1 + \lambda_2 + \mu_1 + \mu_2)}{p[(p + \lambda_1 + \lambda_2)(p + \mu_1 + \lambda_2)(p + \lambda_1 + \mu_2) - \lambda_1 \mu_1 (p + \lambda_1 + \mu_2) - \lambda_2 \mu_2 (p + \mu_1 + \lambda_2)]}$$

(5.30)

Als $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$ en $\mu_1 = \mu_2 = \mu$, d.w.z. als beide apparaten ook identiek zijn wat betreft hun MTBF en MTTR, dan is:

$$Q_3(p) = \frac{\lambda^2 (2p + 2\lambda + 2\mu)}{p[(p + 2\lambda)(p + \lambda + \mu)^2 - 2\lambda\mu(p + \lambda + \mu)]}$$

$$= \frac{2\lambda^2}{p[p^2 + (\mu + 3\lambda)p + 2\lambda^2]}$$

(5.31)

De inverse getransformeerde van $Q_3(p)$ wordt bepaald door breuksplitsen en het opzoeken van de breuken in een tabel:

$$Q_3(p) = \frac{a}{p-v} + \frac{b}{p-w} + \frac{c}{p}$$

waarin $a = \frac{w}{v-w}$ $b = \frac{-v}{v-w}$ $c=1$

$$v = -\frac{1}{2}(\mu+3\delta) + \frac{1}{2}\sqrt{\mu^2+6\delta\mu+\delta^2}$$

$$w = -\frac{1}{2}(\mu+3\delta) - \frac{1}{2}\sqrt{\mu^2+6\delta\mu+\delta^2}$$

$$g_3(t) = a \cdot \exp(v \cdot t) + b \cdot \exp(w \cdot t) + 1$$

$$g_3(t) = -a \cdot \exp(v \cdot t) - b \cdot \exp(w \cdot t) \tag{5.32}$$

Voor de MTBF M_t van het systeem wordt nu met behulp van vergelijking (5.26) gevonden:

$$M_t = \int_0^{\infty} g_3(t) \cdot dt = \frac{3\delta + \mu}{2\delta^2} \tag{5.33}$$

Uit vergelijking (5.32) blijkt, dat de kansverdeling voor een systeem met redundantie niet meer een zuiver exponentiële verdeling is. Bij het berekenen van de MTBF van een complex systeem, waarin onderdelen met redundantie voorkomen, wordt over het algemeen de kansverdeling van die onderdelen met redundantie benaderd door een exponentiële kansverdeling $g_{3e}(t)$, die dezelfde MTBF oplevert:

$$g_{3e}(t) = \exp\left[-\frac{2\delta^2}{(3\delta + \mu)}t\right] \tag{5.34}$$

Dit houdt de berekeningen eenvoudig. Bovendien is de fout bij deze benadering klein.

Dit is met de volgende stellingen aan te tonen:

1. $g_3(t)$ en $g_{3e}(t)$ zijn beide monotoon dalend.²
2. $g_3(t)|_{t=0} = g_{3e}(t)|_{t=0} = 1$
3. $g_3(t)|_{t=\infty} = g_{3e}(t)|_{t=\infty} = 0$
4. $\int_0^{\infty} g_3(t) \cdot dt = \int_0^{\infty} g_{3e}(t) \cdot dt = (3\lambda + \mu) / 2\lambda^2$

De MTBF van het systeem kan ook direct uit $Q_3(p)$ bepaald worden. Voor de eenzijdige Laplace-getransformeerde van $1-q_3(t)$ geldt namelijk:

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_I[1-q_3(t)] &= \int_0^{\infty} [1-q_3(t)] \cdot \exp(-p \cdot t) \cdot dt = \\ &= 1/p - Q_3(p) \end{aligned} \quad (5.35)$$

Voor een continue functie $f(a, t)$ geldt:

$$\lim_{t_1}^{t_2} \int \lim_{a \rightarrow 0} f(a, t) \cdot dt = \lim_{a \rightarrow 0} \int_{t_1}^{t_2} f(a, t) \cdot dt \quad (5.36)$$

Hieruit volgt voor de MTBF van het systeem:

$$\begin{aligned} M_t &= \int_0^{\infty} [1-q_3(t)] \cdot dt = \int_0^{\infty} \lim_{p \rightarrow 0} [1-q_3(t)] \cdot \exp(-p \cdot t) \cdot dt = \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} [1/p - Q_3(p)] \end{aligned} \quad (5.37)$$

Samenvattend kan als volgt de MTBF van een systeem uitgerekend worden:

1. De toestanden bepalen die het systeem kan aannemen.

²De kans, dat een systeem op tijdstip t nog werkt, wordt steeds kleiner naarmate t groter wordt.

2. De tempo's bepalen die horen bij de overgang van de ene naar de andere toestand. Hierbij moeten de toestanden waarin het totale systeem defect is, absorberend gemaakt worden.
4. Uit het overgangsdigram de overgangsmatrix bepalen.
5. De beginvoorwaarden bepalen.
6. De eenzijdige Laplace-getransformeerde opstellen van de kans dat het systeem voor tijdstip t voor het eerst defect raakt.
7. De MTBF uitrekenen met behulp van formule (5.37)

In § 5.2 zal de MTBF uitgerekend worden van resp. het serie en het parallel noodstroomstelsel. In § 5.3 zal vervolgens de MTBF uitgerekend worden van een aantal noodstroomvoorzieningen, die opgebouwd zijn uit meerdere noodstroomsystemen.

5.2 De betrouwbaarheid van noodstroomsystemen.

De technische schema's van resp. het serie noodstroomstelsel en het parallel noodstroomstelsel zijn weergegeven in figuur 5-6. De onderdelen, die in deze figuur weergegeven zijn, zijn allemaal onmisbaar voor een goede werking van de noodstroomsystemen.

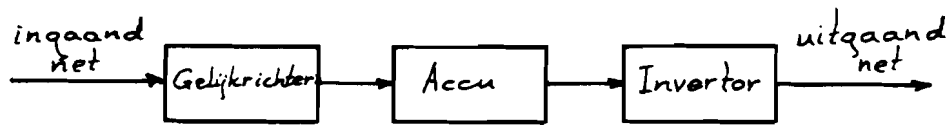
De betrouwbaarheidsschema's, die uit figuur 5-6 volgen, zijn te zien in figuur 5-7. Hieruit volgt voor de MTBF van resp. het serie noodstroomstelsel $MTBF_S$ en het parallel noodstroomstelsel $MTBF_P$ resp.:

$$MTBF_S^{-1} = MTBF_G^{-1} + MTBF_A^{-1} + MTBF_I^{-1} \quad (5.38)$$

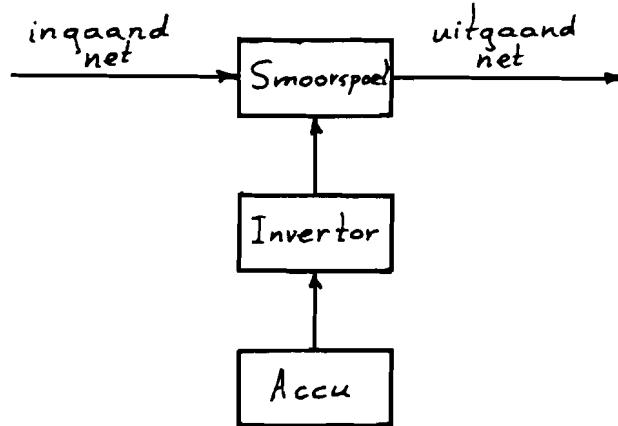
$$MTBF_P^{-1} = MTBF_A^{-1} + MTBF_I^{-1} \quad (5.39)$$

met: $MTBF_A$: de MTBF van de accu-batterij
 $MTBF_I$: de MTBF van de invertor
 $MTBF_G$: de MTBF van de gelijkrichter

HET DOEL VAN PARALLEL SCHAKELEN

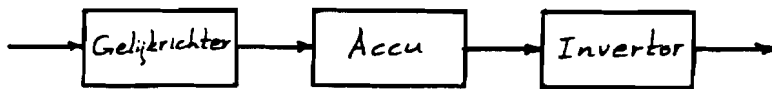


a.

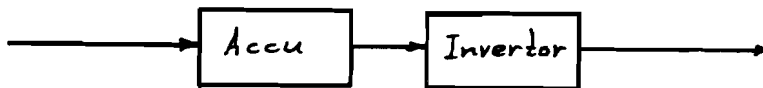


b.

figuur 5-6: Het technische schema van resp.:
a. het serie noodstroomstelsel
b. het parallel noodstroomstelsel



a.



b.

figuur 5-7: Het betrouwbaarheidsschema van resp.:
a. het serie noodstroomstelsel
b. het parallel noodstroomstelsel

De no-break smoorspoel kan op vrijwel geen enkele manier kapot gaan. De MTBF van de no-break smoorspoel is dus zo groot, dat de invloed op de totale MTBF van een parallel noodstroomstelsel ($MTBF_p$) verwaarloosbaar is.

Op grond van ervaring binnen HOLEC worden de diverse MTBF's in vergelijkingen (5.38) en (5.39) als volgt ingeschat:

$$MTBF_A = 100.000 \text{ uur (= 11 jaar)}$$

$$MTBF_I = 25.000 \text{ uur (= 2,9 jaar)} \quad (5.40)$$

$$MTBF_G = 40.000 \text{ uur (= 4,6 jaar)}$$

Hieruit volgt voor de MTBF van resp. het serie en het parallel noodstroomstelsel:

$$MTBF_S = 13.333 \text{ uur (= 1,5 jaar)} \quad (5.41)$$

$$MTBF_p = 20.000 \text{ uur (= 2,3 jaar)} \quad (5.42)$$

De MTBF van het parallel noodstroomstelsel is dus 50% groter dan die van het serie noodstroomstelsel.

5.3 De betrouwbaarheid van noodstroomvoorzieningen.

5.3.1 De MTBF van enkele configuraties.

We zullen nu de MTBF van een noodstroomvoorziening bepalen in de volgende gevallen:

1. Twee noodstroomsystemen parallel waarvan er één redundant is.
2. n noodstroomsystemen parallel waarvan er één redundant is.
3. n noodstroomsystemen parallel waarvan er twee redundant zijn.
4. n noodstroomsystemen parallel waarvan er k redundant zijn.

Hierbij geldt voor een statisch parallel noodstroomsysteem, onafhankelijk van zijn nominale vermogen, dat de MTBF gelijk is aan $MTBF_p = M = 1/\lambda = 20000$ uur (ca. 2,3 jaar).

De MTTR wordt gesteld op $R = 1/\mu = 20$ uur.

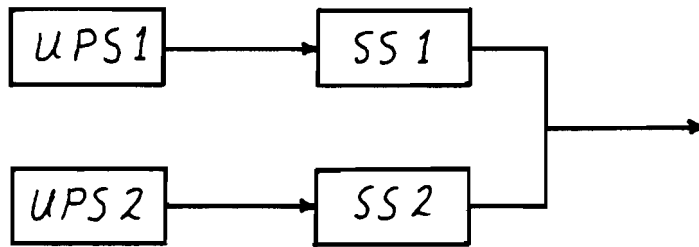
Aangezien een defect noodstroomsysteem over het algemeen aan zijn uitgang laagohmig wordt, is in een noodstroomvoorziening met redundantie per noodstroomsysteem een snelle schakelaar nodig die het noodstroomsysteem, zodra het defect raakt, zeer snel van de overigen kan scheiden. Deze snelle schakelaar moet dus voorkomen, dat een defect noodstroomsysteem de overige noodstroomsystemen in zijn graf meeneemt. Gemiddeld zal het bij een noodstroomsysteem eens in de 500000 uur (ca. 57 jaar) voorkomen dat het systeem defect raakt en bovendien de snelle schakelaar niet goed functioneert. Het storingstempo is dus:

$$\lambda_{SS} = 1/M_{SS} = 2 \cdot 10^{-6} \text{uur}^{-1} \quad (\text{SS: } \underline{\text{S}}\text{nelle schakelaar} + \underline{\text{S}}\text{ysteem}).$$

1. Twee noodstroomsystemen parallel waarvan één redundant.

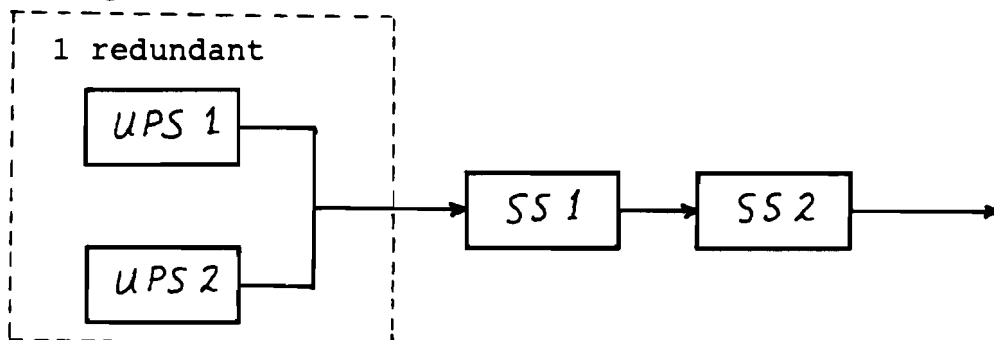
Het zgn. technische schema hiervan is weergegeven in figuur 5-8.

1 redundant



figuur 5-8: Technisch schema:
twee noodstroomsystemen parallel waarvan één redundant.

Als één van de snelle schakelaars faalt op het ogenblik, dat een kapot systeem afgeschakeld moet worden, dan raakt de hele noodstroomvoorziening buiten werking. Het technische schema kan dus omgezet worden in het betrouwbaarheidsschema van figuur 5-8.

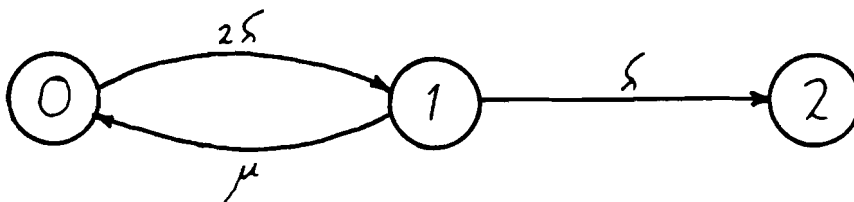


figuur 5-8: Betrouwbaarheidsschema:
twee noodstroomsystemen parallel waarvan één redundant.

We bepalen eerst de MTBF van het deel in het gestippelde kader. Er zijn drie toestanden:

0. Beide noodstroomsystemen functioneren.
1. Eén van de noodstroomsystemen is defect.
2. Beide noodstroomsystemen zijn defect.

Toestand 2 is ongewenst. Deze toestand moet voor het bepalen van de MTBF absorberend gemaakt worden. Hieruit volgt het overgangsdigram van figuur 5-10.



figuur 5-10: Overgangsdigram.

Uit dit diagram volgt de volgende overgangsmatrix:

$$A = \begin{pmatrix} -2\lambda & \mu & 0 \\ 2\lambda & -(\lambda + \mu) & 0 \\ 0 & \lambda & 0 \end{pmatrix} \quad (5.43)$$

Met behulp van vergelijking (5.28) volgt hieruit voor $Q_2(p)$:

$$Q_2(p) = \frac{2\lambda^2}{p[p^2 + (3\lambda + \mu)p + 2\lambda^2]} \quad (5.44)$$

De MTBF M_0 van het deel binnen het gestippelde kader is dan:

$$M_0 = \lim_{p \rightarrow 0} [1/p - Q_2(p)] = \frac{3\lambda + \mu}{2\lambda^2} = 1,00 \cdot 10^7 \text{uur} \quad (5.45)$$

Als we de kansverdeling van dit deel benaderen door een exponentiële met een storingstempo van $\lambda_0 = 1/M_0$, dan volgt voor de MTBF M_t van het totale systeem (zie vergelijking (5.10)):

$$1/M_t = 1/M_0 + 1/M_{SS} + 1/M_{SS} = 1/M_0 + 2/M_{SS} \quad (5.46)$$

Invullen van de waarden voor M_0 en M_{SS} geeft: $M_t = 2,44 \cdot 10^5$ uur (=ca. 28 jaar).

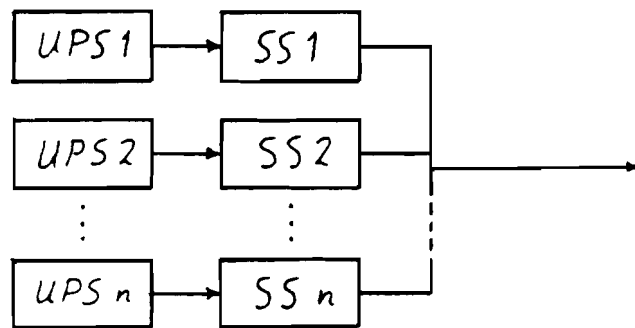
Ter vergelijking: de MTBF van één noodstroomstelsel is $2 \cdot 10^4$ uur, dus ten gevolge van de redundantie neemt de MTBF en dus de betrouwbaarheid met ongeveer een factor 12 toe.

De volgende berekeningen gaan analoog en zullen daarom minder uitvoerig behandeld worden.

2. n noodstroomstelsels parallel waarvan één redundant.

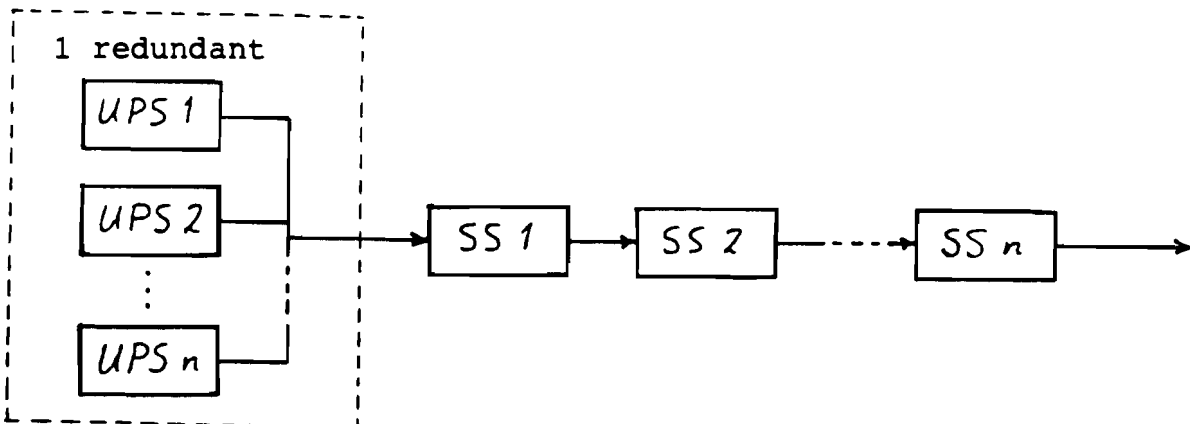
Het technische schema is weergegeven in figuur 5-11. Hieruit volgt het betrouwbaarheidsschema van figuur 5-12.

1 redundant



figuur 5-11: Technisch schema:

n noodstroomstelsels parallel waarvan één redundant.



figuur 5-12: Betrouwbaarheidsschema:

n noodstroomstelsels parallel waarvan één redundant.

Eerst bepalen we weer de MTBF van het deel binnen het gestippelde kader.

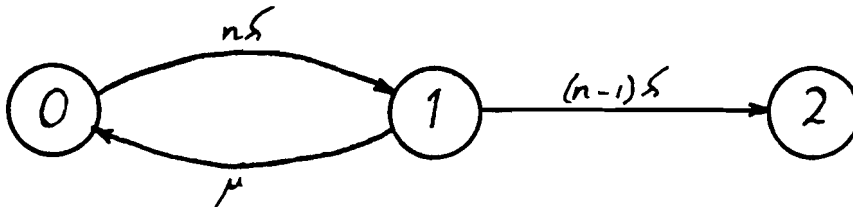
Toestanden: 0. Alle noodstroomsystemen functioneren.

1. Eén noodstroomstelsel is defect.

2. Twee noodstroomsystemen zijn defect.

Toestand 2 is ongewenst, dus deze wordt absorberend gemaakt.

Het overgangsdiaqram is weergegeven in figuur 5-13.



figuur 5-13: Overgangsdiaqram.

Hieruit volgt als overgangsmatrix:

$$A = \begin{pmatrix} -n\lambda & \mu & 0 \\ n\lambda & -[(n-1)\lambda + \mu] & 0 \\ 0 & (n-1)\lambda & 0 \end{pmatrix} \quad (5.47)$$

Met behulp van vergelijking (5.28) volgt hieruit voor $Q_2(p)$:

$$Q_2(p) = \frac{n(n-1)\lambda^2}{p(p^2 + (\mu + [2n-1]\lambda)p + n(n-1)\lambda^2} \quad (5.48)$$

De MTBF van het gestippelde deel is:

$$M_0 = \lim_{p \rightarrow 0} [1/p - Q_2(p)] = \frac{\mu + (2n-1)\lambda}{n(n-1)\lambda^2} \quad (5.49)$$

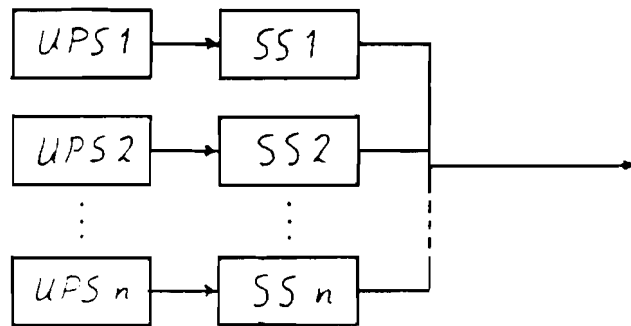
Als de kansverdeling van het gestippelde deel benaderd wordt door een exponentiële kansverdeling, dan volgt voor de totale MTBF M_t :

$$1/M_t = 1/M_0 + n/M_{SS} = \frac{n(n-1)\lambda^2}{\mu + (2n-1)\lambda} + n\lambda_{SS} \quad (5.50)$$

3. n noodstroomsystemen parallel waarvan twee redundant.

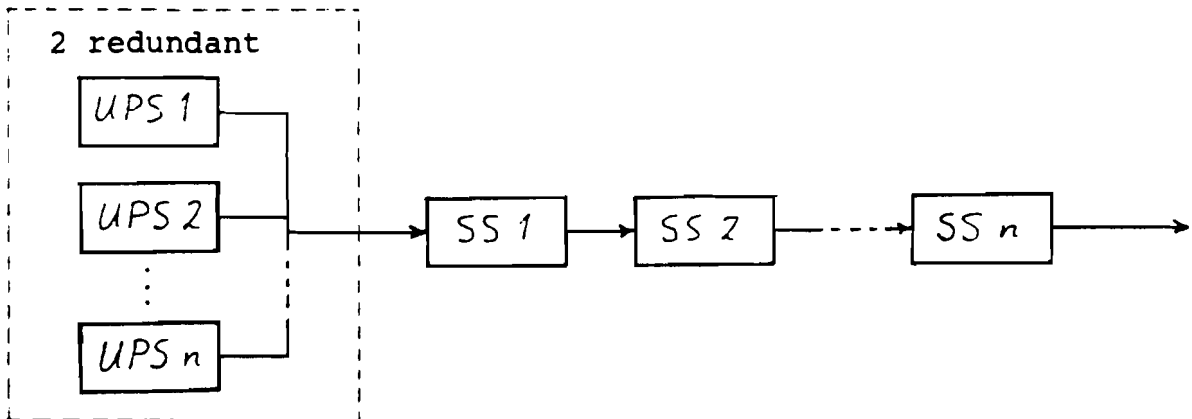
Het technische schema is weergegeven in figuur 5-14. Hieruit volgt het betrouwbaarheidsschema van figuur 5-15.

2 redundant



figuur 5-14: Technisch schema:

n noodstroomsystemen parallel waarvan twee redundant.



figuur 5-15: Betrouwbaarheidsschema:

n noodstroomsystemen parallel waarvan twee redundant.

Eerst bepalen we weer de MTBF van het deel binnen het gestippelde kader.

Toestanden: 0. Alle noodstroomsystemen functioneren.

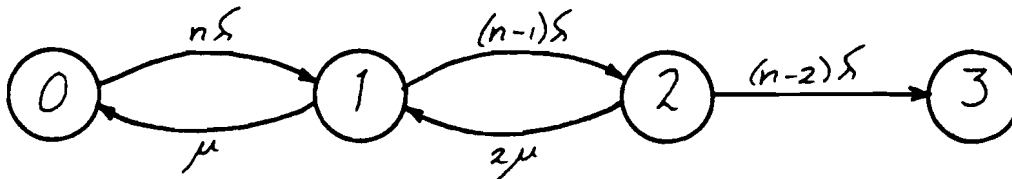
1. Eén noodstroomstelsel is defect.

2. Twee noodstroomsystemen zijn defect.

3. Drie noodstroomsystemen zijn defect.

Toestand 3 is ongewenst, dus deze wordt absorberend gemaakt.

Het overgangsdigram is weergegeven in figuur 5-16.



figuur 5-16: Overgangsdigram.

Hieruit volgt als overgangsmatrix:

$$A = \begin{pmatrix} -n\delta & \mu & 0 & 0 \\ n\delta & -[(n-1)\delta + \mu] & 2\mu & 0 \\ 0 & (n-1)\delta & -[(n-2)\delta + 2\mu] & 0 \\ 0 & 0 & (n-2)\delta & 0 \end{pmatrix} \quad (5.51)$$

Met behulp van vergelijking (5.28) volgt hieruit voor $Q_3(p)$:

$$Q_3(p) = \frac{n(n-1)(n-2)\delta^3}{p\{p^3 + [(3n-3)\delta + 3\mu]p^2 + \{n(n-1) + n(n-2) + (n-1)(n-2)\}\delta^2 + (3n-2)\delta\mu + 2\mu^2\}p + n(n-1)(n-2)\delta^3} \quad (5.52)$$

De MTBF van het gestippelde deel is:

$$\begin{aligned}
 M_0 &= \lim_{p \rightarrow 0} [1/p - Q_3(p)] = \\
 &= \frac{[n(n-1) + n(n-2) + (n-1)(n-2)]\zeta^2 + (3n-2)\zeta\mu + 2\mu^2}{n(n-1)(n-2)\zeta^3} \quad (5.53)
 \end{aligned}$$

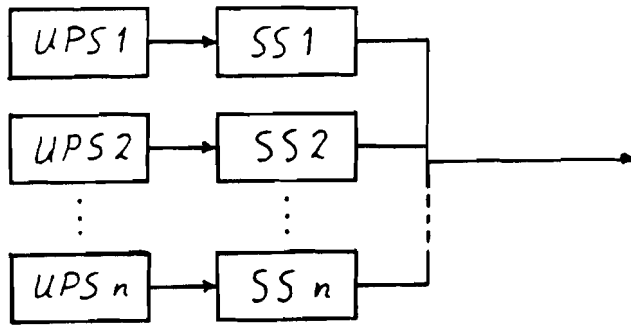
Als de kansverdeling van het gestippelde deel benaderd wordt door een exponentiële kansverdeling, dan volgt voor de totale MTBF M_t :

$$\begin{aligned}
 1/M_t &= 1/M_0 + n/M_{SS} = \\
 &= \frac{[n(n-1) + n(n-2) + (n-1)(n-2)]\zeta^2 + (3n-2)\zeta\mu + 2\mu^2}{n(n-1)(n-2)\zeta^3} + n \cdot \zeta_{SS} \quad (5.54)
 \end{aligned}$$

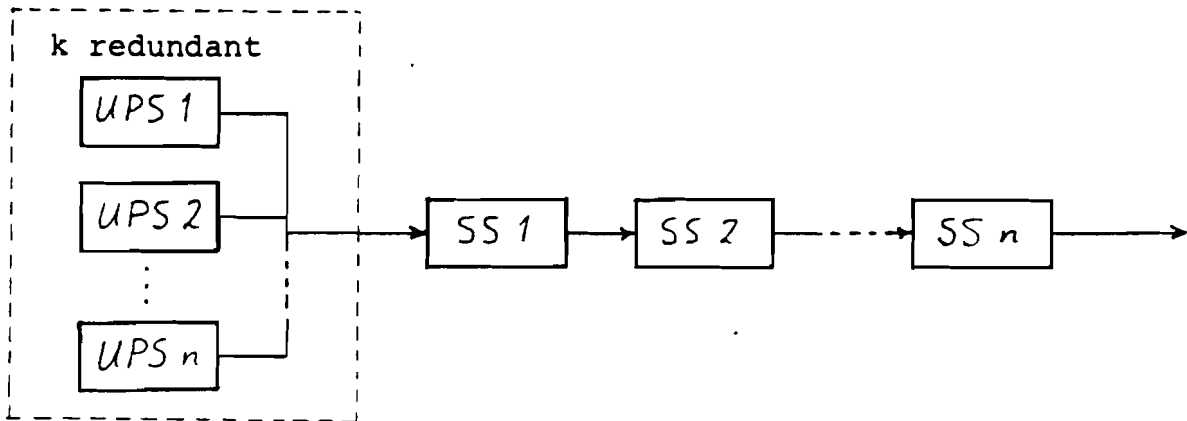
4. n noodstroomsystemen parallel waarvan k redundant.

Het technisch schema is weergegeven in figuur 5-17 a.
 Hieruit volgt het betrouwbaarheidsschema van figuur 5-17 b.

k redundant



a.



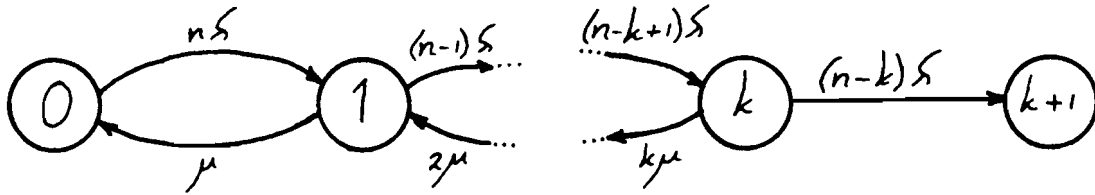
b.

figuur 5-17: n noodstroomsystemen parallel waarvan er k redundant zijn.

a. Technisch schema.

b. Betrouwbaarheidsschema.

Eerst beschouwen we alleen het deel binnen het gestippelde kader in figuur 5-17 b. Het overgangsdigram hiervan is weergegeven in figuur 5-18. Het nummer van de toestand komt overeen met het aantal defecte noodstroomsystemen in die toestand.



figuur 5-18: Overgangsdiaagram.

De toestand, waarin k+1 noodstroomsystemen defect zijn, is ongewenst, dus deze toestand wordt absorberend gemaakt. Voor het berekenen van de MTBF zal nu een andere strategie gebruikt worden, die in dit geval eenvoudiger is.

Voor de kans $q_u(t)$ [$u=0, \dots, k+1$], dat het systeem zich op tijdstip t in toestand u bevindt, geldt (zie vergelijking (5.16)):

$$q'_u(t) = -(\lambda_u + \mu_u) \cdot q_u(t) + \lambda_{u-1} \cdot q_{u-1}(t) + \mu_{u+1} q_{u+1}(t) \quad (5.55)$$

$$u=0, \dots, k+1$$

$$\text{met } \lambda_u = (n-u)\lambda \text{ en } \mu_u = u \cdot \mu \quad u=0, \dots, k$$

en met als voldoende randvoorwaarden:

$$\lambda_{-1} = 0 \quad \mu_{k+1} = 0 \quad \lambda_{k+1} = 0$$

De MTBF van het deel binnen het gestippelde kader is (zie vergelijking (5.25)):

$$M_0 = \int_0^{\infty} [1 - q_{k+1}(t)] \cdot dt \quad (5.56)$$

De som van alle kansen $q_u(t)$ [$u=0, \dots, k+1$] is 1, dus vergelijking (5.56) is te schrijven als:

$$M_0 = \int_0^{\infty} \sum_{u=0}^k q_u(t) \cdot dt = \sum_{u=0}^k \int_0^{\infty} q_u(t) \cdot dt = \sum_{u=0}^k I_u \quad (5.57)$$

met $I_u = \int_0^{\infty} q_u(t) \cdot dt$

Als vergelijking (5.55) geïntegreerd wordt van $t=0$ tot $t=\infty$, dan wordt gevonden:

$$\Delta_u = -(\lambda_u + \mu_u) \cdot I_u + \lambda_{u-1} \cdot I_{u-1} + \mu_{u+1} \cdot I_{u+1}$$

met $\Delta_u = q_u(\infty) - q_u(0) = \begin{cases} -1 & \text{voor } u=0 \\ 0 & \text{voor } 1 \leq u \leq k \\ 1 & \text{voor } u=k+1 \end{cases} \quad (5.58)$

Uit deze vergelijking is de volgende recurrente betrekking af te leiden:

$$I_u = \frac{\mu_{u+1} \cdot I_{u+1} + 1}{\lambda_u} \quad (5.59)$$

Oftewel:

$$I_{u-1} = \frac{\mu_u \cdot I_u + 1}{\lambda_{u-1}} \quad (5.60)$$

met $\lambda_u = (n-u) \cdot \lambda$ en $\mu_u = u \cdot \mu$ [$u=0, \dots, k$]

³ Δ_u is als volgt te bepalen: Op tijdstip $t=0$ is de noodstroomvoorziening in toestand $u=0$, dus $q_0(0)=1$ en $q_u(0)=0$ voor $u>0$. Op tijdstip $t=\infty$ is het systeem in toestand $k+1$, dus $q_{k+1}(\infty)=1$ en $q_u(\infty)=0$ voor $u < k+1$. Hieruit volgt, dat Δ_u gelijk is aan -1 als $u=0$ en aan 1 als $u=k+1$. Voor alle andere waarden van u is $\Delta_u=0$.

Als we deze rij voor een aantal waarden van u uitschrijven, waarbij $m=n-k$, dan krijgen we:

$$\begin{aligned}
 I_k &= \frac{1}{m \cdot \delta} \\
 I_{k-1} &= \frac{k \mu + m \cdot \delta}{m(m+1) \delta^2} \\
 I_{k-2} &= \frac{k(k-1) \mu^2 + m(k-1) \mu \delta + m(m+1) \delta^2}{m(m+1)(m+2) \delta^3} \quad (5.61) \\
 I_{k-3} &= \frac{k(k-1)(k-2) \mu^3 + m(k-1)(k-2) \delta \mu^2 + m(m+1)(k-2) \delta^2 \mu + m(m+1)(m+2) \delta^3}{m(m+1)(m+2)(m+3) \delta^4}
 \end{aligned}$$

In deze vergelijkingen zit een regelmaat. Uit vergelijking (5.60) is te concluderen, dat deze regelmaat zich zal voortzetten tot en met I_0 . Hiermee is de volgende formule voor I_{k-v} [$v=0, \dots, k$] af te leiden:

$$\begin{aligned}
 I_{k-v} &= \frac{(m-1)!}{(m+v)! \delta^{v+1}} \cdot \sum_{w=0}^v \frac{(k-v+w)! \cdot (m+v-1-w)! \mu^w \cdot \delta^{v-w}}{(k-v)! (m-1)!} = \\
 &= \frac{1}{\binom{m+v}{v} \cdot m \cdot v! \cdot \delta^{v+1}} \sum_{w=0}^v \binom{k-v+w}{w} \cdot w! \mu^w \cdot \binom{m+v-1-w}{v-w} \cdot (v-w)! \delta^{v-w} = \\
 &= \frac{1}{\binom{m+v}{v} \cdot m \cdot \delta} \sum_{w=0}^v \frac{\binom{k-v+w}{w} \cdot \binom{m+v-1-w}{v-w}}{\binom{v}{w}} \cdot \left(\frac{\mu}{\delta}\right)^w = \\
 &= \sum_{x=v-w}^v \frac{\binom{k-x}{v-x} \binom{m-1+x}{x}}{m \binom{m+v}{v} \binom{v}{x}} \cdot \left(\frac{\mu}{\delta}\right)^v \cdot \left(\frac{\delta}{\mu}\right)^x \cdot \frac{1}{\delta} \quad (5.62)
 \end{aligned}$$

De MTBF M_0 van het deel in het gestippelde kader volgt nu uit vergelijking (5.57) en (5.62):

$$\begin{aligned}
 M_0 &= \sum_{v=0}^k \sum_{x=0}^v \frac{\binom{k-x}{v-x} \binom{m-1+x}{x}}{m \binom{m+v}{v} \binom{v}{x}} \cdot \left(\frac{\mu}{\lambda}\right)^v \cdot \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^x \cdot \frac{1}{\lambda} = \\
 &= \sum_{\substack{x \leq v \\ 0 \leq v \leq k \\ 0 \leq x \leq k}} \sum \frac{\binom{k-x}{v-x} \binom{m-1+x}{x}}{m \binom{m+v}{v} \binom{v}{x}} \cdot \left(\frac{\mu}{\lambda}\right)^v \cdot \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^x \cdot \frac{1}{\lambda} \quad (5.63)
 \end{aligned}$$

Deze formule is te vereenvoudigen door te substituëren: $k-x=i$ en $k-v=j$. Verder geldt $m=n-k$. Hiermee wordt voor de MTBF M_0 de volgende formule gevonden.

$$\begin{aligned}
 M_0 &= \sum_{\substack{x \leq v \\ 0 \leq v \leq k \\ 0 \leq x \leq k}} \sum \frac{(k-x)! (m-1+x)! m! v! (v-x)! x!}{(m+v)! v! (k-v)! (v-x)! (m-1)! x! m} \left(\frac{\mu}{\lambda}\right)^v \cdot \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^x \cdot \frac{1}{\lambda} = \\
 &= \sum_{m=n-k} \sum_{\substack{x \leq v \\ 0 \leq v \leq k \\ 0 \leq x \leq k}} \frac{\binom{n}{k-v}}{\binom{n}{k-x} \binom{n-k+x}{n-k+x}} \cdot \left(\frac{\mu}{\lambda}\right)^v \cdot \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^x \cdot \frac{1}{\lambda} = \\
 &= \sum_{\substack{k-x=i \\ k-v=j}} \sum_{i=0}^k \sum_{j=0}^i \frac{1}{\binom{n}{i} \binom{n-i}{n-i}} \binom{n}{j} \left(\frac{\mu}{\lambda}\right)^i \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^j \cdot \frac{1}{\lambda} = \\
 &= \sum_{i=0}^k \frac{1}{\binom{n}{i} \binom{n-i}{n-i}} \cdot \frac{1}{\lambda} \left(\frac{\mu}{\lambda}\right)^i \sum_{j=0}^i \binom{n}{j} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^j \quad (5.64)
 \end{aligned}$$

De totale MTBF M_t van de noodstroomvoorziening is gelijk aan:

$$1/M_t = 1/M_0 + n/M_{SS} = 1/M_0 + n \cdot \lambda_{SS} \quad (5.65)$$

Als de noodstroomvoorziening meer onderdelen bevat, die onmisbaar zijn, dan moeten de storingstempo's van deze onderdelen bij vergelijking (5.65) opgeteld worden. Als er

dus nog een onmisbaar onderdeel a is (d.w.z. de noodstroomvoorziening is defect als onderdeel a defect is) met een storingstempo λ_a , dan is de totale MTBF M_t :

$$1/M_t = 1/M_0 + n \cdot \lambda_{SS} + \lambda_a \quad (5.66)$$

5.3.2 Vergelijking van de MTBF van enkele configuraties.

Om de in de vorige paragraaf afgeleide formules te kunnen vergelijken, beschouwen we het geval dat er een noodstroomvoorziening nodig is met een nominaal vermogen P. De noodstroomvoorziening wordt opgebouwd uit n identieke noodstroomsystemen, waarvan er minimaal m nodig zijn om het vermogen P te kunnen leveren.

De noodstroomvoorziening kan worden opgebouwd uit:

1. Eén noodstroomstelsel met een nominaal vermogen P.

De MTBF is M.

2. m noodstroomsystemen met een nominaal vermogen P/m.

De MTBF is M_0 ($M_0 = M/m$).

3. n noodstroomsystemen, waarvan er één redundant is, met elk een nominaal vermogen $P/(n-1) = P/m$ ($m = n-1$).

De MTBF is M_1 .

4. n noodstroomsystemen, waarvan er twee redundant zijn, met elk een nominaal vermogen $P/(n-2) = P/m$ ($m = n-2$).

De MTBF is M_2 .

We gaan hierbij uit van de waarden voor de MTBF en de MTTR zoals ze voor het statische noodstroomstelsel ingeschat worden, d.w.z. $1/\lambda = 20000$ uur, $1/\mu = 20$ uur en $1/\lambda_{SS} = 500000$ uur.

In de praktijk is bovendien belangrijk om te weten hoeveel het kost om een noodstroomvoorziening betrouwbaarder te maken. De prijs van een noodstroomstelsel blijkt bij benadering evenredig te zijn met de wortel uit het vermogen (dus een tweemaal zo groot systeem kost niet tweemaal zoveel, maar slechts $\sqrt{2}$ -maal zoveel). De kosten van de

noodstroomvoorzieningen in geval 1, 2, 3 en 4 noemen we resp. f , f_0 , f_1 en f_2 . Er gelden dan de volgende relaties:

$$\begin{aligned} f_0 &= f \cdot \sqrt{(1/m)} \cdot m \\ f_1 &= f \cdot \sqrt{(1/m)} \cdot (m+1) \\ f_2 &= f \cdot \sqrt{(1/m)} \cdot (m+2) \end{aligned} \quad (5.67)$$

In tabel 5-1 zijn de relatieve betrouwbaarheid en prijs, d.w.z. de betrouwbaarheid en prijs ten opzichte van één enkel noodstroomstelsel met nominaal vermogen P (geval 1), weergegeven als functie van het aantal noodstroomsystemen m van de noodstroomvoorziening dat minimaal nodig is om een vermogen P beschikbaar te hebben. Bovendien is de absolute betrouwbaarheid (in uren) gegeven. In figuur (5.19) en (5.20) zijn resp. de relatieve betrouwbaarheid en de relatieve prijs als functie van m uitgezet.

Uit tabel 5-1 zijn voor het statische noodstroomstelsel de volgende conclusies te trekken:

1. Als meerdere statische noodstroomsystemen zonder redundantie parallel geschakeld worden, dan neemt de MTBF snel af.
2. Parallel schakelen van meer dan in totaal 17 noodstroomsystemen waarvan er één redundant is ($m=16$), levert geen verhoging van de betrouwbaarheid meer op ten opzichte van één enkel noodstroomstelsel dat het totale nominale vermogen P kan leveren (en is meer dan 4x zo duur).
3. Parallel schakelen van meer dan in totaal 24 noodstroomsystemen waarvan er twee redundant zijn ($m=22$), levert geen verhoging van de betrouwbaarheid meer op ten opzichte van één enkel noodstroomstelsel dat het totale nominale vermogen P kan leveren (en is meer dan 5x zo duur).
4. Een noodstroomvoorziening met twee redundante systemen heeft een lagere betrouwbaarheid dan een noodstroomvoorziening met één redundant systeem als $m < 6$ en een hogere betrouwbaarheid als $m \geq 6$.

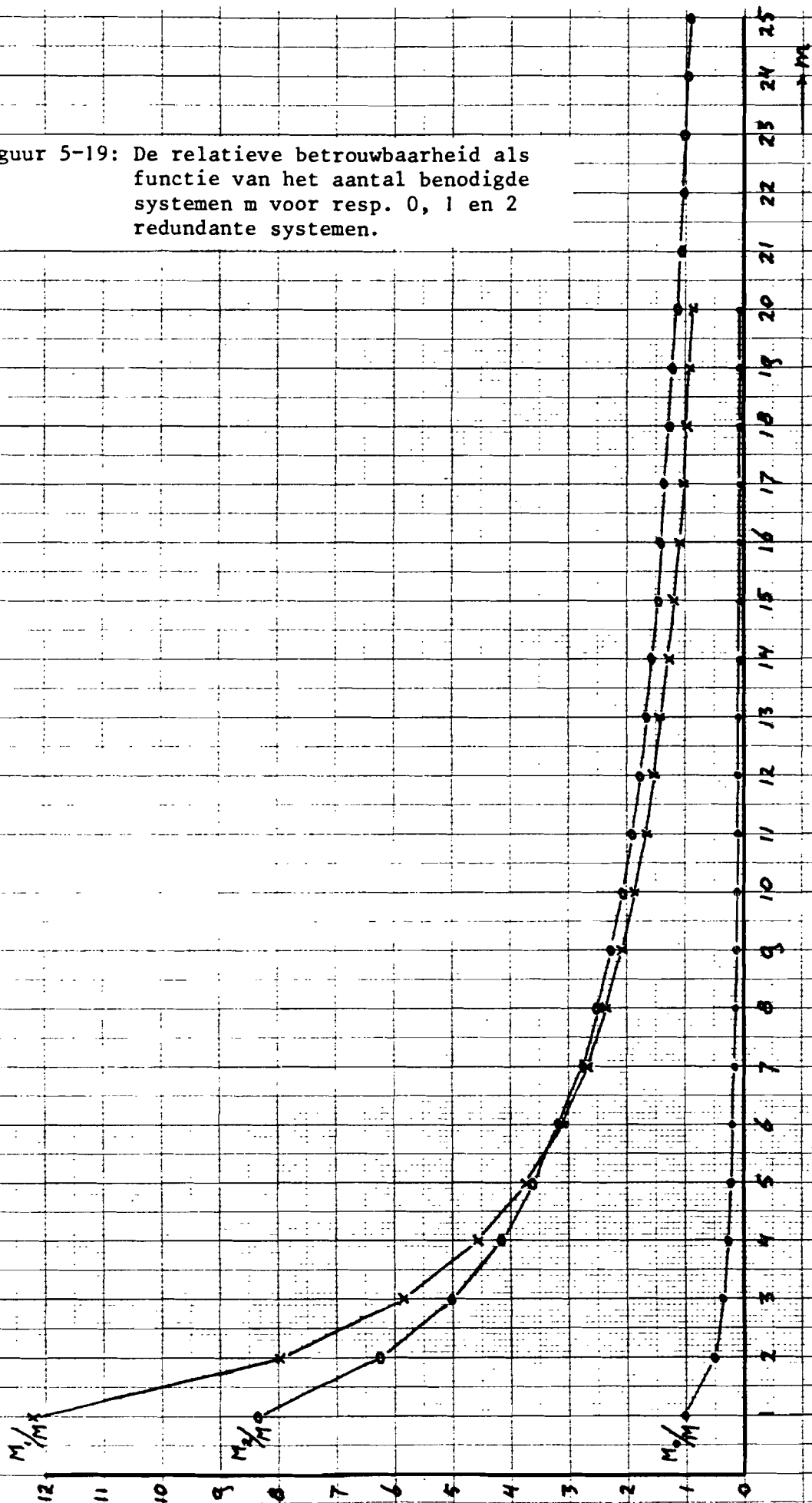
HET DOEL VAN PARALLEL SCHAKELEN

	m systemen 0 redundant			(m+1) systemen 1 redundant			(m+2) systemen 2 redundant				
m	M ₀ (uren)	M ₀ /M	f ₀ /f	M ₁ (uren)	M ₁ /M	f ₁ /f	M ₂ (uren)	M ₂ /M	f ₂ /f	M ₂ /M ₁	f ₂ /f ₁
1	20,0.10 ³	1,00	1,00	244 .10 ³	12,2	2,00	167 .10 ³	8,33	3,00	0,68	1,50
2	10,0.10 ³	0,50	1,41	159 .10 ³	7,94	2,12	125 .10 ³	6,25	2,83	0,79	1,33
3	6,67.10 ³	0,33	1,73	116 .10 ³	5,82	2,31	100 .10 ³	5,00	2,89	0,86	1,25
4	5,00.10 ³	0,25	2,00	91,0.10 ³	4,55	2,50	83,3.10 ³	4,17	3,00	0,92	1,20
5	4,00.10 ³	0,20	2,24	74,2.10 ³	3,71	2,68	71,4.10 ³	3,57	3,13	0,96	1,17
6	3,33.10 ³	0,17	2,45	62,2.10 ³	3,11	2,86	62,5.10 ³	3,12	3,27	1,00	1,14
7	2,86.10 ³	0,14	2,65	53,3.10 ³	2,67	3,02	55,5.10 ³	2,78	3,40	1,04	1,13
8	2,50.10 ³	0,13	2,83	46,4.10 ³	2,32	3,18	50,0.10 ³	2,50	3,54	1,08	1,11
9	2,22.10 ³	0,11	3,00	41,0.10 ³	2,05	3,33	45,4.10 ³	2,27	3,67	1,11	1,10
10	2,00.10 ³	0,10	3,16	36,5.10 ³	1,83	3,48	41,6.10 ³	2,08	3,79	1,14	1,09
11	1,82.10 ³	0,09	3,32	32,8.10 ³	1,64	3,62	38,4.10 ³	1,92	3,92	1,17	1,08
12	1,67.10 ³	0,08	3,46	29,8.10 ³	1,49	3,75	35,7.10 ³	1,78	4,04	1,20	1,08
13	1,54.10 ³	0,08	3,61	27,1.10 ³	1,36	3,88	33,3.10 ³	1,66	4,16	1,23	1,07
14	1,43.10 ³	0,07	3,74	24,9.10 ³	1,24	4,01	31,2.10 ³	1,56	4,28	1,25	1,07
15	1,33.10 ³	0,07	3,87	22,9.10 ³	1,15	4,13	29,3.10 ³	1,47	4,39	1,28	1,06
16	1,25.10 ³	0,06	4,00	21,2.10 ³	1,06	4,25	27,7.10 ³	1,38	4,50	1,31	1,06
17	1,18.10 ³	0,06	4,12	19,7.10 ³	0,98	4,37	26,2.10 ³	1,31	4,61	1,33	1,06
18	1,11.10 ³	0,06	4,24	18,4.10 ³	0,92	4,48	24,9.10 ³	1,24	4,71	1,36	1,05
19	1,05.10 ³	0,05	4,36	17,2.10 ³	0,86	4,59	23,7.10 ³	1,19	4,82	1,38	1,05
20	1,00.10 ³	0,05	4,47	16,1.10 ³	0,80	4,70	22,6.10 ³	1,13	4,92	1,41	1,05
21							21,6.10 ³	1,08	5,02		
22							20,7.10 ³	1,04	5,12		
23							19,9.10 ³	0,99	5,21		
24							19,1.10 ³	0,95	5,31		
25							18,4.10 ³	0,92	5,40		

TABEL 5-1

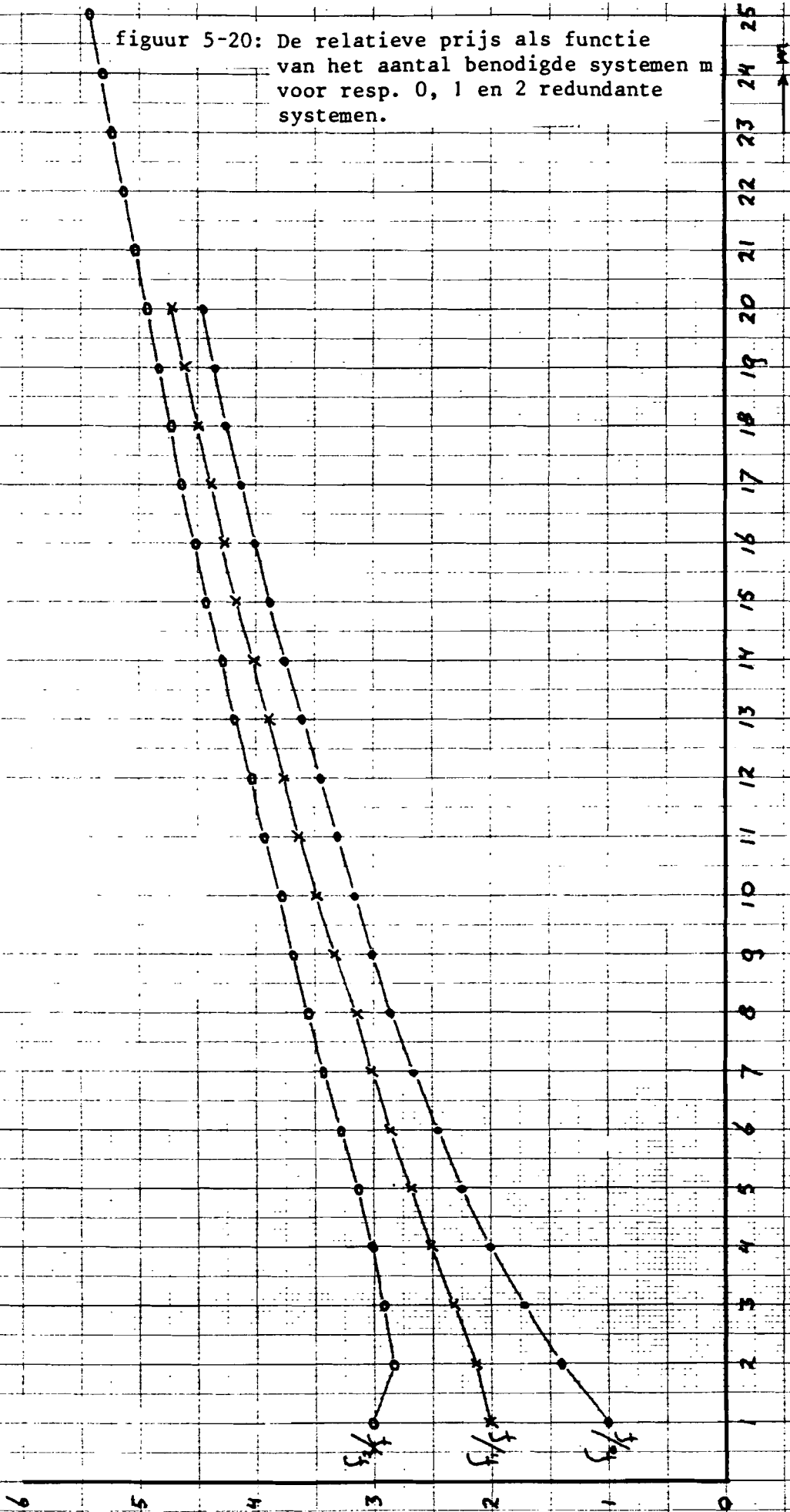
HET DOEL VAN PARALLEL SCHAKELEN

figuur 5-19: De relatieve betrouwbaarheid als functie van het aantal benodigde systemen m voor resp. 0, 1 en 2 redundante systemen.



HET DOEL VAN PARALLEL SCHAKELEN

figuur 5-20: De relatieve prijs als functie van het aantal benodigde systemen m voor resp. 0, 1 en 2 redundante systemen.



5. Een noodstroomvoorziening met twee redundante systemen is bij gelijke m altijd duurder dan een noodstroomvoorziening met één redundant systeem, omdat er één systeem meer nodig is. Voor $m \geq 9$ is echter de factor M_2/M_1 , waarmee de betrouwbaarheid toeneemt vanwege het extra redundant systeem, groter dan de factor f_2/f_1 , waarmee de prijs toeneemt.
6. Een noodstroomvoorziening die bestaat uit twee noodstroomsystemen waarvan er één redundant is, is het meest betrouwbaar en het minst duur.
Het parallel schakelen van meer dan twee statische noodstroomsystemen heeft dus alleen zin, als het niet mogelijk is om één noodstroomstelsel te bouwen dat het totale gewenste vermogen kan leveren. In dat geval is de betrouwbaarheid voor $m < 6$ het grootst als er één redundant systeem is. Voor $m \geq 6$ is de betrouwbaarheid het grootst als er twee redundante systemen zijn.

5.3.3 Het verbeteren van de betrouwbaarheid.

In deze paragraaf worden mogelijkheden tot het verbeteren van de totale MTBF van noodstroomvoorzieningen bepaald door de invloed van de parameters in vergelijkingen (5.64) en (5.65) op de totale MTBF te bepalen. Dit wordt gedaan door de grootte van de parameters aanzienlijk te veranderen. De waarden van de parameters blijven daarbij niet altijd realistisch, maar dat is voor de bepaling van de invloed van de diverse parameters op de totale MTBF niet van belang.

De relatieve MTBF m_r wordt gedefiniëerd als de MTBF van een noodstroomvoorziening opgebouwd uit één of meerdere noodstroomsystemen met bijbehorende snelle schakelaars gedeeld door de MTBF van één noodstroomstelsel. Dit noodstroomstelsel heeft daarbij dezelfde MTBF als de systemen, waaruit de noodstroomvoorziening is opgebouwd.

De variabelen bij het bepalen van de relatieve MTBF m_r zijn:

1. De MTBF van een noodstroomsysteem, $M=1/\lambda$.
 2. De MTTR van een noodstroomsysteem, $R=1/\mu$.
 3. De MTBF van een snelle schakelaar, $M_{SS}=1/\lambda_{SS}$.
 4. Het aantal noodstroomsystemen m , dat minimaal nodig is om het gewenste nominale vermogen te kunnen leveren.
 5. Het aantal redundante noodstroomsystemen k .
- Het totale aantal noodstroomsystemen, waaruit de noodstroomvoorziening is opgebouwd, is $n=m+k$.

In figuur 5-21 tot en met figuur 5-30 is de relatieve MTBF m_r weergegeven voor een aantal verschillende waarden van M , R en M_{SS} . In figuur 5-21 a tot en met 5-30 a is de relatieve MTBF m_r als functie van het minimaal aantal benodigde systemen m gegeven met het aantal redundante systemen k als parameter. In figuur 5-21 b tot en met 5-30 b is in een tabel zowel de relatieve MTBF als de absolute MTBF (in uren) uitgezet. Figuur 5-21 c tot en met 5-30 c laat de relatieve MTBF m_r zien als functie van het aantal redundante systemen k voor een aantal waarden van m .

In figuur 5-21 is de relatieve MTBF weergegeven, zoals die volgt uit de waarden van de MTBF, MTTR en $MTBF_{SS}$ die voor een statisch noodstroomsysteem aangenomen zijn. Als de overige figuren met figuur 5-21 vergeleken worden, dan zijn de volgende verschillen op te merken:

- Figuur 5-22: $MTTR \times 10$, MTBF en $MTBF_{SS}$ onveranderd.

Meer dan één redundant systeem is vergeleken met figuur 5-21 bij een lagere waarde van m al voordelig. De kans dat een systeem kapot gaat in de reparatietijd van een ander systeem neemt namelijk toe. De maximale m_r is natuurlijk lager dan in figuur 5-21 (nl. ongeveer 10 bij $k=1, m=1$).

- Figuur 5-23: $MTTR/10$, MTBF en $MTBF_{SS}$ onveranderd.

Het aanbrengen van meer dan één redundant systeem heeft geen zin, aangezien de kans dat een systeem kapot gaat in de reparatietijd van een ander systeem zeer klein is. Een extra redundant systeem levert echter wel een extra kans, dat de

noodstroomvoorziening defect raakt t.g.v. het falen van de bijbehorende extra schakelaar.

- Figuur 5-24: $MTBF \times 10$, MTTR en $MTBF_{SS}$ onveranderd. De absolute MTBF van één noodstroomstelsel is tien maal zo groot. Ten gevolge van de naar verhouding slechte $MTBF_{SS}$ is met redundantie nauwelijks de MTBF van de noodstroomvoorziening te verbeteren⁴.

- Figuur 5-25: $MTBF_{SS} \times 10$, MTBF en MTTR onveranderd. De kans, dat een systeem bij het defect raken de hele noodstroomvoorziening in zijn graf meeneemt, t.g.v. het falen van zijn snelle schakelaar, wordt kleiner. Het aanbrenge van meer dan één redundant systeem wordt dan ook voor lagere m al aantrekkelijk.

- Figuur 5-26: $MTBF_{SS} \times 100$, MTBF en MTTR onveranderd. Vanwege de grote $MTBF_{SS}$ levert twee redundante systemen altijd een grotere betrouwbaarheid dan één redundant systeem. Bij $m=9$ wordt het toepassen van drie redundante systemen al interessant.

- Figuur 5-27: $MTBF \times 10$, $MTTR \times 10$ en $MTBF_{SS} \times 10$. Deze situatie geeft dezelfde relatieve MTBF als figuur 5-21. De absolute MTBF is met een factor 10 toegenomen. Dit resultaat was direct te voorspellen uit vergelijking (5.59).

- Figuur 5-28: $MTBF \times 10$ en $MTBF_{SS} \times 10$, MTTR onveranderd. Dit komt wat betreft de relatieve MTBF op hetzelfde neer als de MTTR door 10 delen, hetgeen in figuur 5-23 gedaan is. De absolute MTBF neemt ten opzichte van die in figuur 5-23 natuurlijk toe met een factor 10.

- Figuur 5-29: $MTBF_{SS} \times 100$, $MTTR \times 10$ en MTBF onveranderd. Ten gevolge van de grote betrouwbaarheid van de snelle schakelaar, kan bij een MTBF van 20000 uur (= ca. 2,3 jaar;

⁴Er is namelijk geen enkele snelle schakelaar redundant. Als dus één snelle schakelaar faalt, dan is de hele noodstroomvoorziening defect. De MTBF van een noodstroomvoorziening bestaande uit n noodstroomsystemen kan daardoor nooit groter zijn dan $MTBF_{SS}/n$.

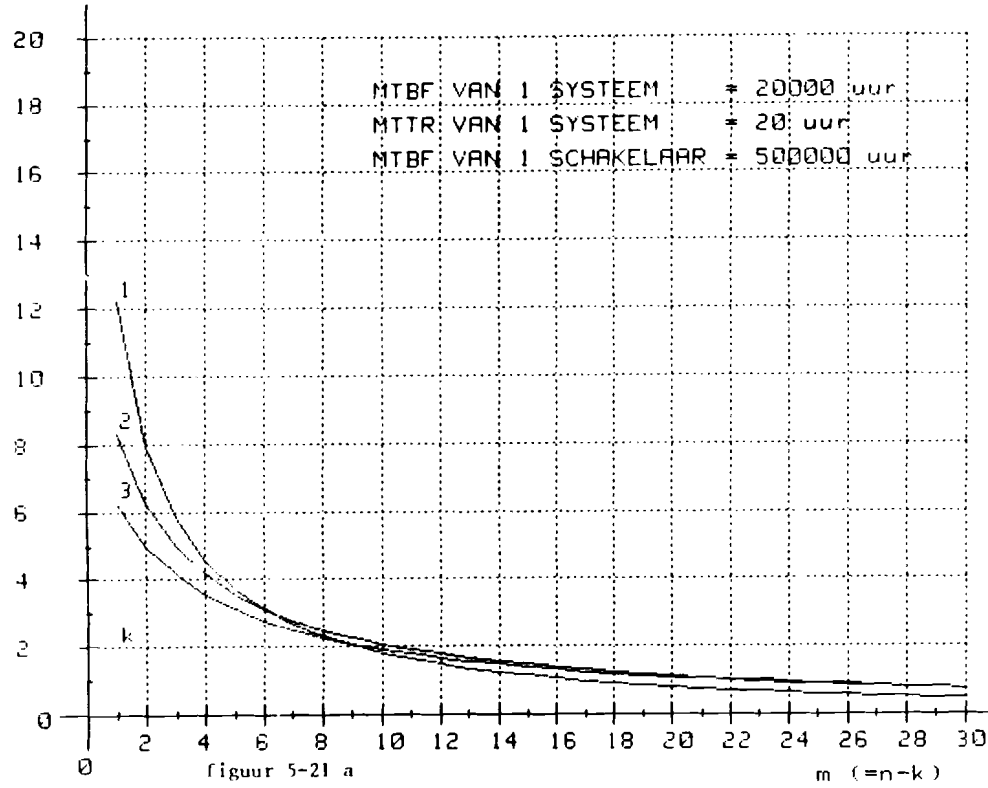
dit is de geschatte MTBF van een statisch noodstroomstelsel) en een relatief lange reparatietijd van 200 uur (= ca. 8,3 dagen) toch een noodstroomvoorziening met een grote betrouwbaarheid gemaakt worden. Meerdere redundante systemen leveren namelijk dankzij de grote $MTBF_{SS}$ een veel grotere MTBF van het geheel.

De absolute MTBF voor één redundant systeem en $m=1$ is vanwege de grote MTTR slechts 23 jaar. De absolute MTBF voor twee redundante systemen en $m=1$ is 1530 jaar⁵.

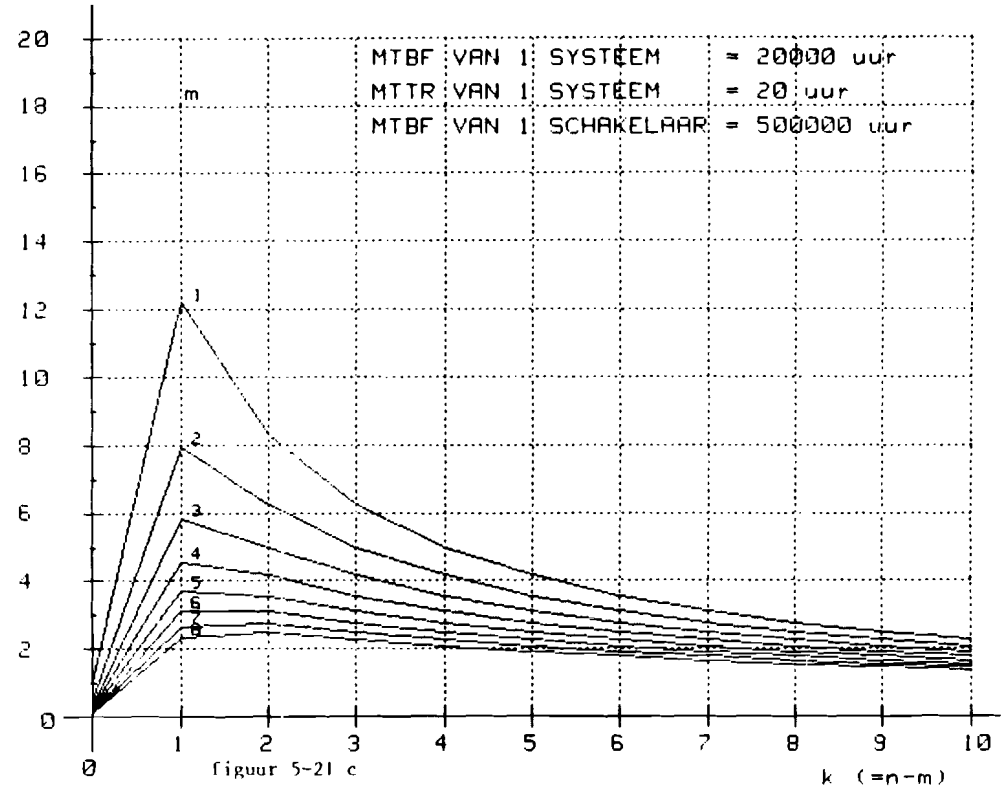
- Figuur 5-30: $MTBF_{SS} \times 100$, $MTTR \times 100$ en MTBF onveranderd. De MTTR is in dit geval 10 maal groter dan in figuur 5-29. Aangezien de $MTBF_{SS}$ voldoende groot is, wordt het hierdoor nuttig meer redundantie aan te brengen. Uit figuur 5-30 c blijkt, dat voor $m=1$ de maximale MTBF van de noodstroomvoorziening bereikt wordt met 4 redundante systemen. De noodstroomvoorziening bestaat dan uit 5 systemen, waarvan er één voldoende is om het gewenste nominale vermogen te kunnen leveren.

⁵De $MTBF_{SS}$ is gedefiniëerd als de gemiddelde tijd, die verstrijkt tussen twee opeenvolgende keren dat een bepaald noodstroomstelsel defect raakt en bovendien de bijbehorende snelle schakelaar faalt (exclusief de reparatietijd van de noodstroomvoorziening) (zie paragraaf 5.2.1). Dus $\lambda_{SS} = f \cdot \lambda$, waarbij f de kans is, dat de schakelaar weigert. In dit geval is $f = 2 \cdot 10^4 / 5 \cdot 10^7 = 4 \cdot 10^{-4}$, oftewel de snelle schakelaar zal eens in de 2500 keer weigeren.

RELATIEVE MTBF



RELATIEVE MTBF



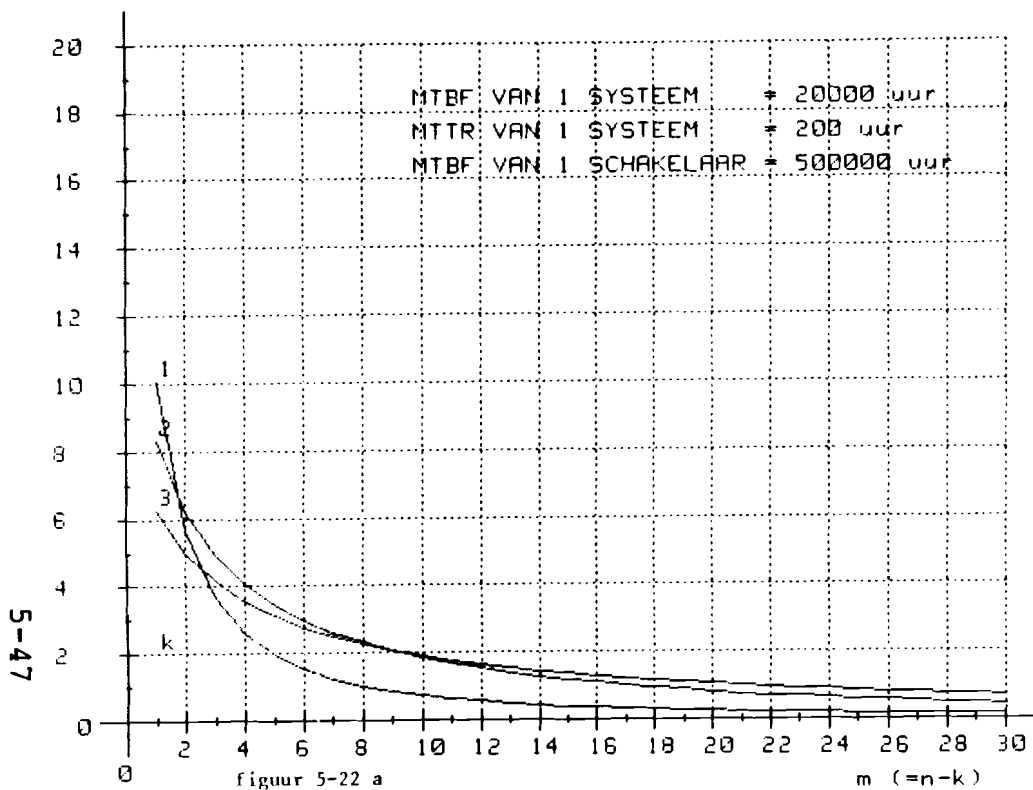
5-46

HET DOEL VAN PARALLEEL SCHAKELEN

m	k=1		k=2		k=3	
	Rel. MTBF	MTBF (uren)	Rel. MTBF	MTBF (uren)	Rel. MTBF	MTBF (uren)
1	12.196	2.44E+05	8.333	1.67E+05	6.250	1.25E+05
2	7.938	1.59E+05	6.250	1.25E+05	5.000	1.00E+05
3	5.817	1.16E+05	4.999	1.00E+05	4.167	8.33E+04
4	4.549	9.10E+04	4.166	8.33E+04	3.571	7.14E+04
5	3.708	7.42E+04	3.570	7.14E+04	3.125	6.25E+04
6	3.111	6.22E+04	3.123	6.25E+04	2.778	5.56E+04
7	2.665	5.33E+04	2.776	5.55E+04	2.500	5.00E+04
8	2.321	4.64E+04	2.498	5.00E+04	2.273	4.55E+04
9	2.048	4.10E+04	2.270	4.54E+04	2.083	4.17E+04
10	1.826	3.65E+04	2.081	4.16E+04	1.923	3.85E+04
11	1.642	3.28E+04	1.920	3.84E+04	1.786	3.57E+04
12	1.488	2.98E+04	1.782	3.56E+04	1.667	3.33E+04
13	1.356	2.71E+04	1.663	3.33E+04	1.562	3.12E+04
14	1.244	2.49E+04	1.559	3.12E+04	1.471	2.94E+04
15	1.146	2.29E+04	1.466	2.93E+04	1.389	2.78E+04
16	1.060	2.12E+04	1.384	2.77E+04	1.316	2.63E+04
17	.985	1.97E+04	1.311	2.62E+04	1.250	2.50E+04
18	.918	1.84E+04	1.245	2.49E+04	1.190	2.38E+04
19	.858	1.72E+04	1.185	2.37E+04	1.136	2.27E+04
20	.804	1.61E+04	1.131	2.26E+04	1.087	2.17E+04

BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN

RELATIEVE MTBF



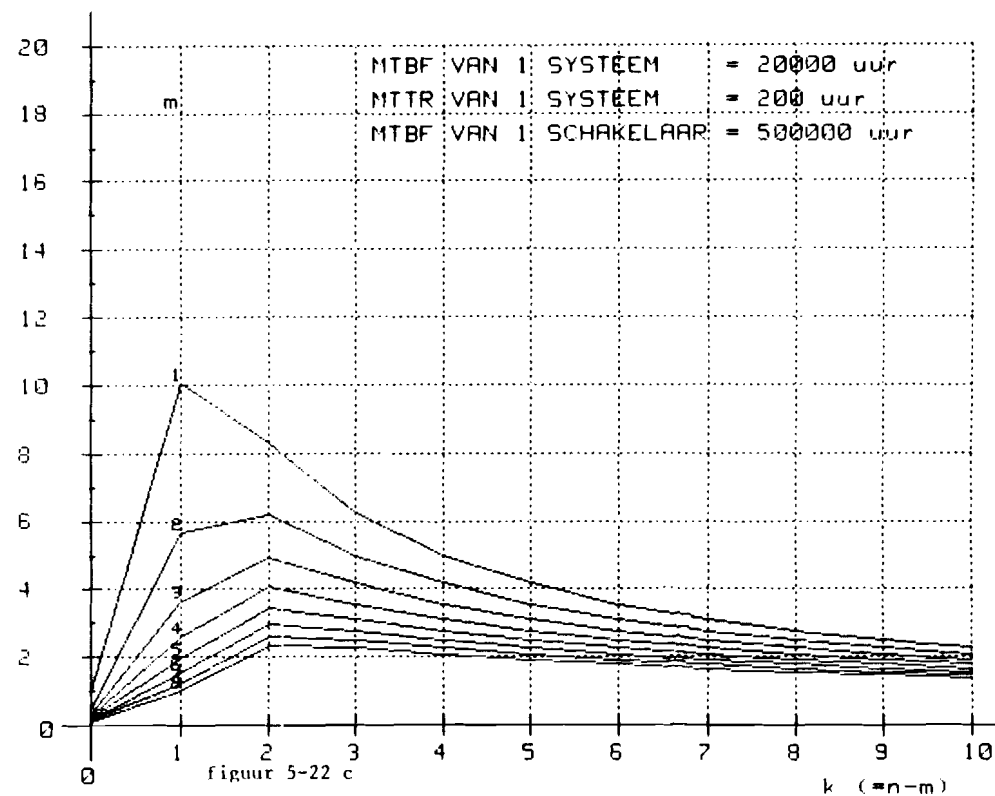
5-47

figuur 5-22 a

m (=n-k)

BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN

RELATIEVE MTBF



figuur 5-22 c

k (=n-m)

HET DOEL VAN PARALLEL SCHAKELEN

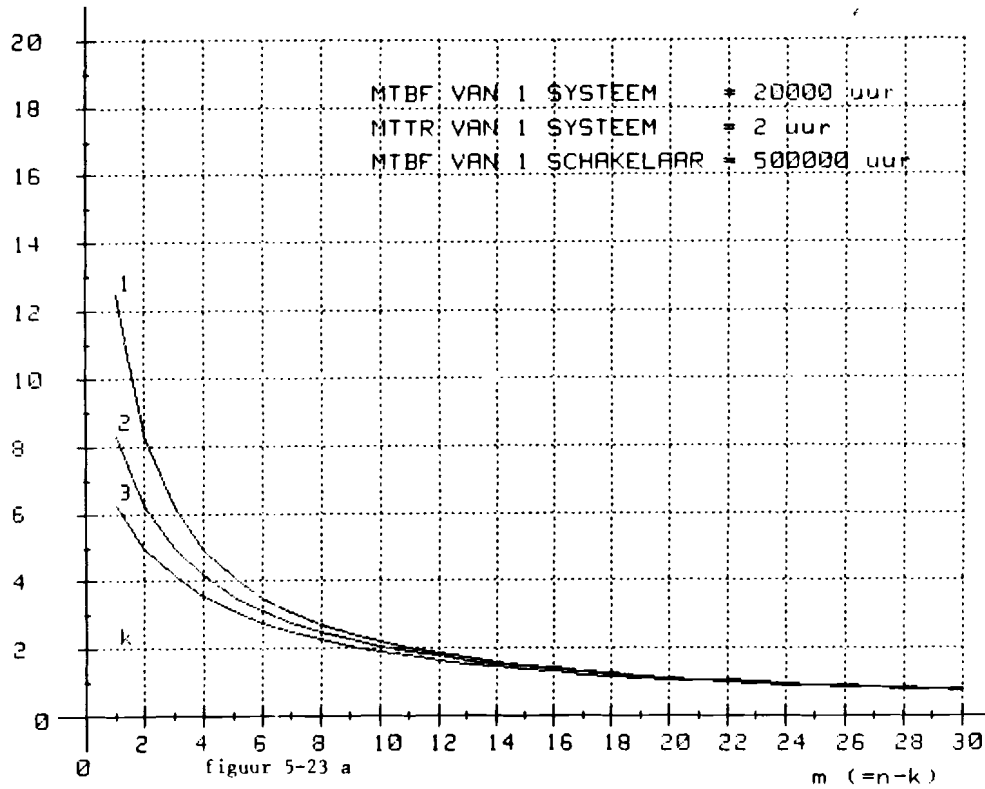
m	k=1		k=2		k=3	
	Rel.MTBF	MTBF (uren)	Rel.MTBF	MTBF (uren)	Rel.MTBF	MTBF (uren)
1	10.059	2.01E+05	8.313	1.66E+05	6.250	1.25E+05
2	5.645	1.13E+05	6.206	1.24E+05	5.000	1.00E+05
3	3.674	7.35E+04	4.931	9.86E+04	4.166	8.33E+04
4	2.608	5.22E+04	4.073	8.15E+04	3.570	7.14E+04
5	1.960	3.92E+04	3.454	6.91E+04	3.123	6.25E+04
6	1.534	3.07E+04	2.985	5.97E+04	2.774	5.55E+04
7	1.239	2.48E+04	2.616	5.23E+04	2.495	4.99E+04
8	1.025	2.05E+04	2.319	4.64E+04	2.267	4.53E+04
9	.865	1.73E+04	2.073	4.15E+04	2.076	4.15E+04
10	.741	1.48E+04	1.867	3.73E+04	1.914	3.83E+04
11	.644	1.29E+04	1.692	3.33E+04	1.775	3.55E+04
12	.566	1.13E+04	1.541	3.08E+04	1.654	3.31E+04
13	.502	1.00E+04	1.409	2.82E+04	1.548	3.10E+04
14	.449	8.98E+03	1.294	2.59E+04	1.454	2.91E+04
15	.405	8.09E+03	1.192	2.38E+04	1.370	2.74E+04
16	.367	7.34E+03	1.102	2.20E+04	1.295	2.59E+04
17	.335	6.70E+03	1.021	2.04E+04	1.227	2.45E+04
18	.307	6.14E+03	.948	1.90E+04	1.165	2.33E+04
19	.283	5.66E+03	.883	1.77E+04	1.109	2.22E+04
20	.262	5.24E+03	.824	1.65E+04	1.057	2.11E+04

figuur 5-22 b

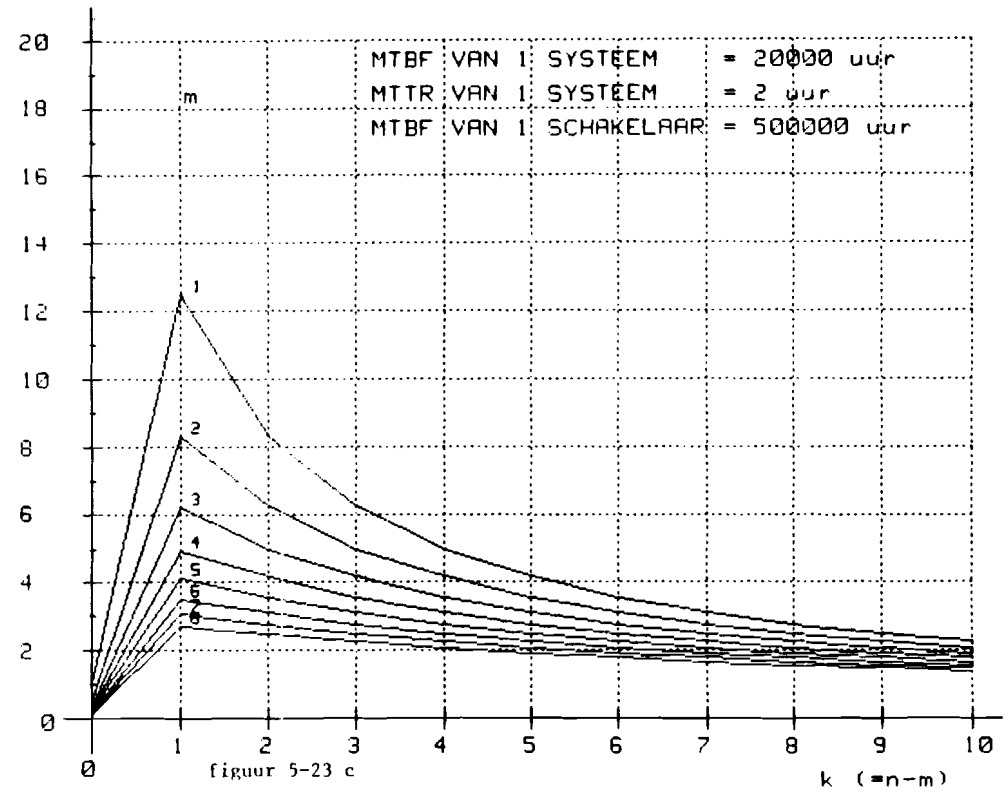
BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN

BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN

RELATIEVE MTBF



RELATIEVE MTBF



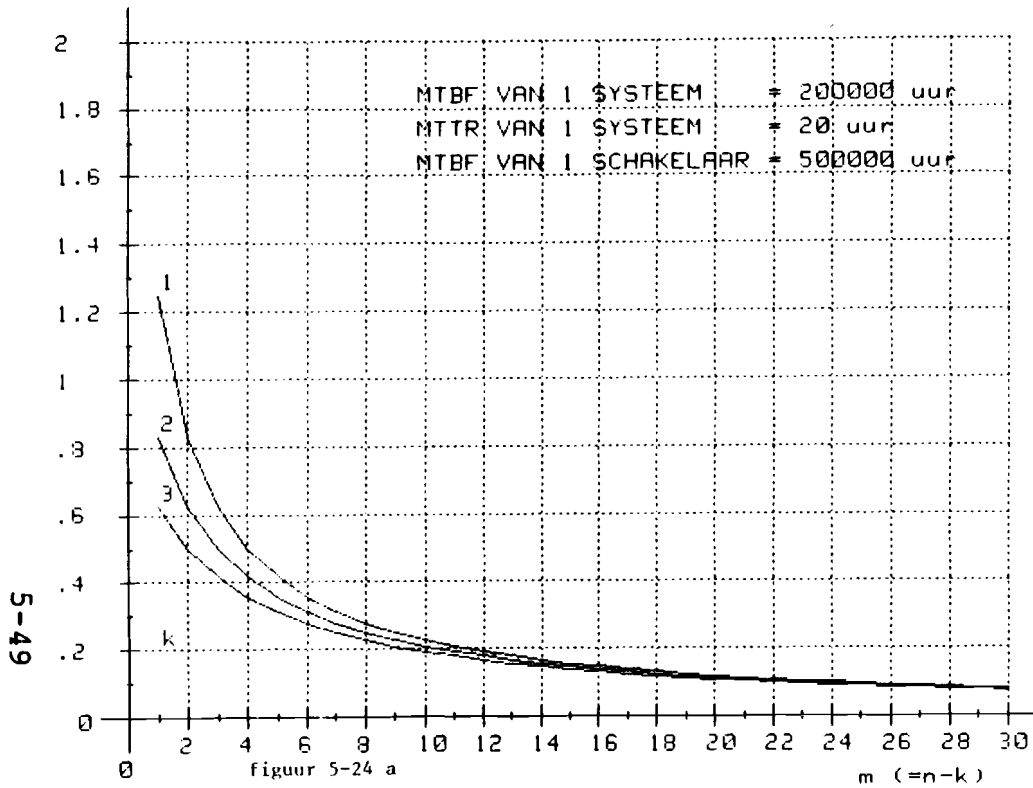
5-48

HET DOEL VAN PARALLEL SCHAKELLEN

m	k=1		k=2		k=3	
	Rel.MTBF	MTBF (uren)	Rel.MTBF	MTBF (uren)	Rel.MTBF	MTBF (uren)
1	12.469	2.49E+05	8.333	1.67E+05	6.250	1.25E+05
2	8.292	1.66E+05	6.250	1.25E+05	5.000	1.00E+05
3	6.204	1.24E+05	5.000	1.00E+05	4.167	8.33E+04
4	4.951	9.90E+04	4.167	8.33E+04	3.571	7.14E+04
5	4.115	8.23E+04	3.571	7.14E+04	3.125	6.25E+04
6	3.519	7.04E+04	3.125	6.25E+04	2.778	5.56E+04
7	3.071	6.14E+04	2.778	5.56E+04	2.500	5.00E+04
8	2.723	5.45E+04	2.500	5.00E+04	2.273	4.55E+04
9	2.445	4.89E+04	2.273	4.55E+04	2.083	4.17E+04
10	2.217	4.43E+04	2.083	4.17E+04	1.923	3.85E+04
11	2.028	4.06E+04	1.923	3.85E+04	1.786	3.57E+04
12	1.867	3.73E+04	1.786	3.57E+04	1.667	3.33E+04
13	1.730	3.46E+04	1.667	3.33E+04	1.562	3.12E+04
14	1.610	3.22E+04	1.562	3.12E+04	1.471	2.94E+04
15	1.506	3.01E+04	1.471	2.94E+04	1.389	2.78E+04
16	1.414	2.83E+04	1.389	2.78E+04	1.316	2.63E+04
17	1.332	2.66E+04	1.316	2.63E+04	1.250	2.50E+04
18	1.259	2.52E+04	1.250	2.50E+04	1.190	2.38E+04
19	1.194	2.39E+04	1.190	2.38E+04	1.136	2.27E+04
20	1.134	2.27E+04	1.136	2.27E+04	1.087	2.17E+04

BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN

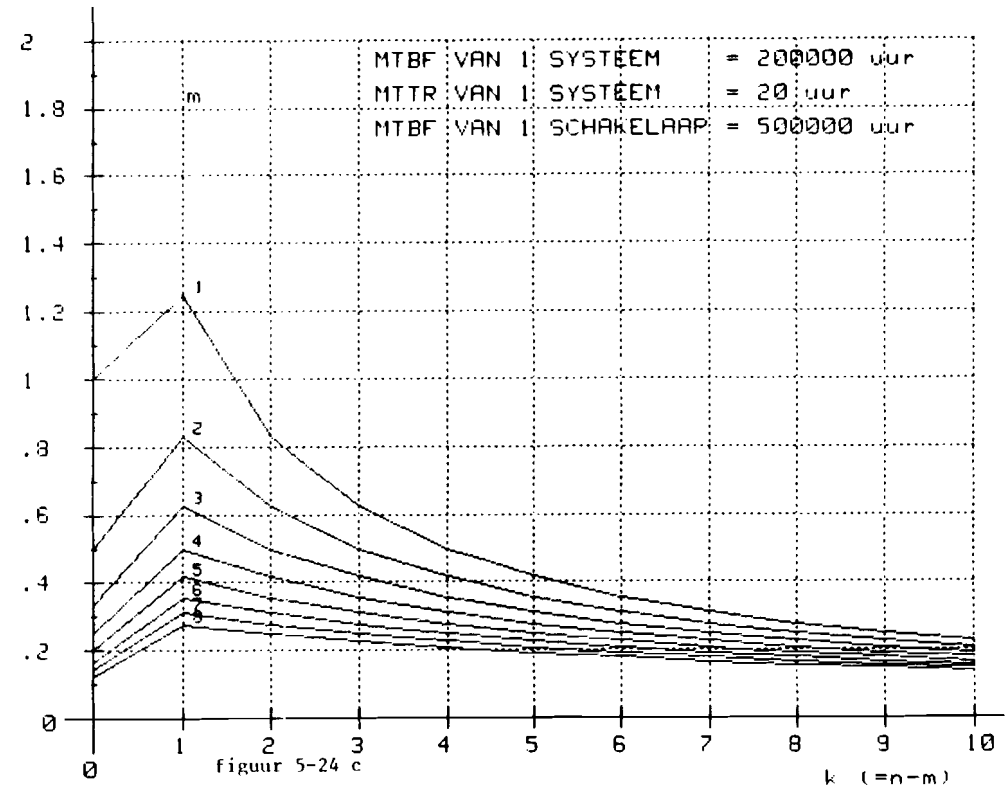
RELATIEVE MTBF



5-49

BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN

RELATIEVE MTBF



HET DOEL VAN PARALLEEL SCHAKELLEN

n	k=1		k=2		k=3	
	Rel.MTBF	MTBF (uren)	Rel.MTBF	MTBF (uren)	Rel.MTBF	MTBF (uren)
1	1.250	2.50E+05	.833	1.67E+05	.625	1.25E+05
2	.833	1.67E+05	.625	1.25E+05	.500	1.00E+05
3	.625	1.25E+05	.500	1.00E+05	.417	8.33E+04
4	.500	9.99E+04	.417	8.33E+04	.357	7.14E+04
5	.416	8.32E+04	.357	7.14E+04	.312	6.25E+04
6	.357	7.13E+04	.312	6.25E+04	.278	5.56E+04
7	.312	6.24E+04	.278	5.56E+04	.250	5.00E+04
8	.277	5.54E+04	.250	5.00E+04	.227	4.55E+04
9	.249	4.99E+04	.227	4.55E+04	.208	4.17E+04
10	.227	4.53E+04	.208	4.17E+04	.192	3.85E+04
11	.208	4.16E+04	.192	3.85E+04	.179	3.57E+04
12	.192	3.83E+04	.179	3.57E+04	.167	3.33E+04
13	.178	3.56E+04	.167	3.33E+04	.156	3.12E+04
14	.166	3.32E+04	.156	3.12E+04	.147	2.94E+04
15	.156	3.11E+04	.147	2.94E+04	.139	2.78E+04
16	.146	2.93E+04	.139	2.78E+04	.132	2.63E+04
17	.138	2.77E+04	.132	2.63E+04	.125	2.50E+04
18	.131	2.62E+04	.125	2.50E+04	.119	2.38E+04
19	.124	2.49E+04	.119	2.38E+04	.114	2.27E+04
20	.118	2.37E+04	.114	2.27E+04	.109	2.17E+04

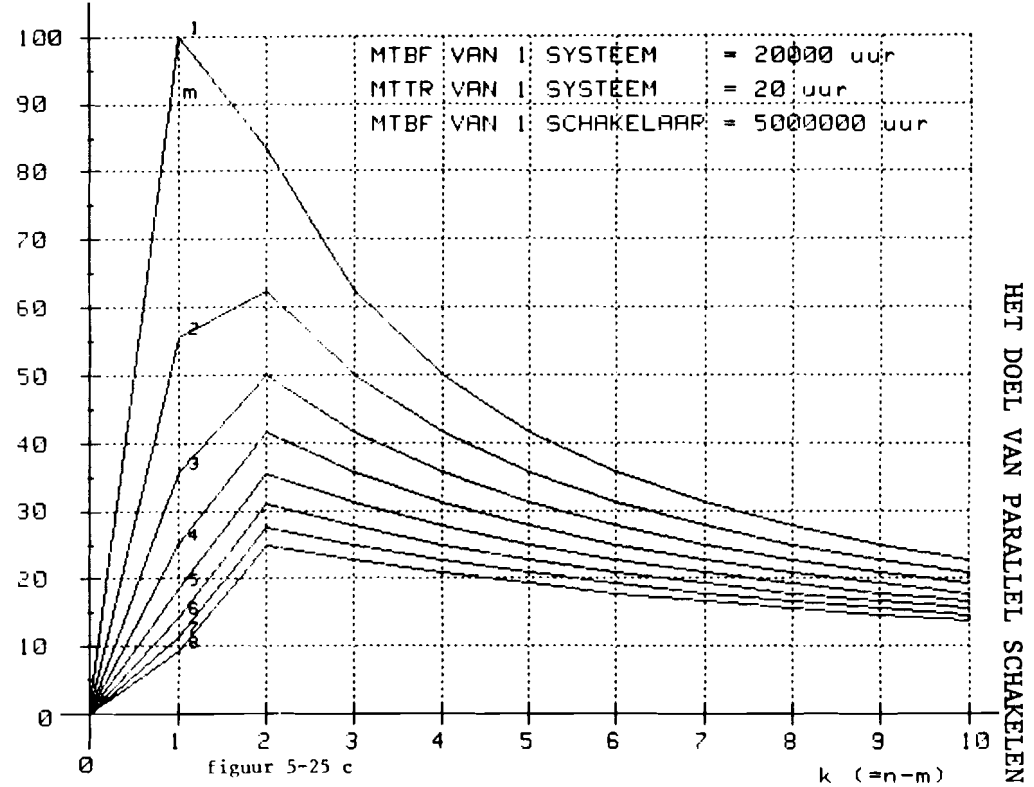
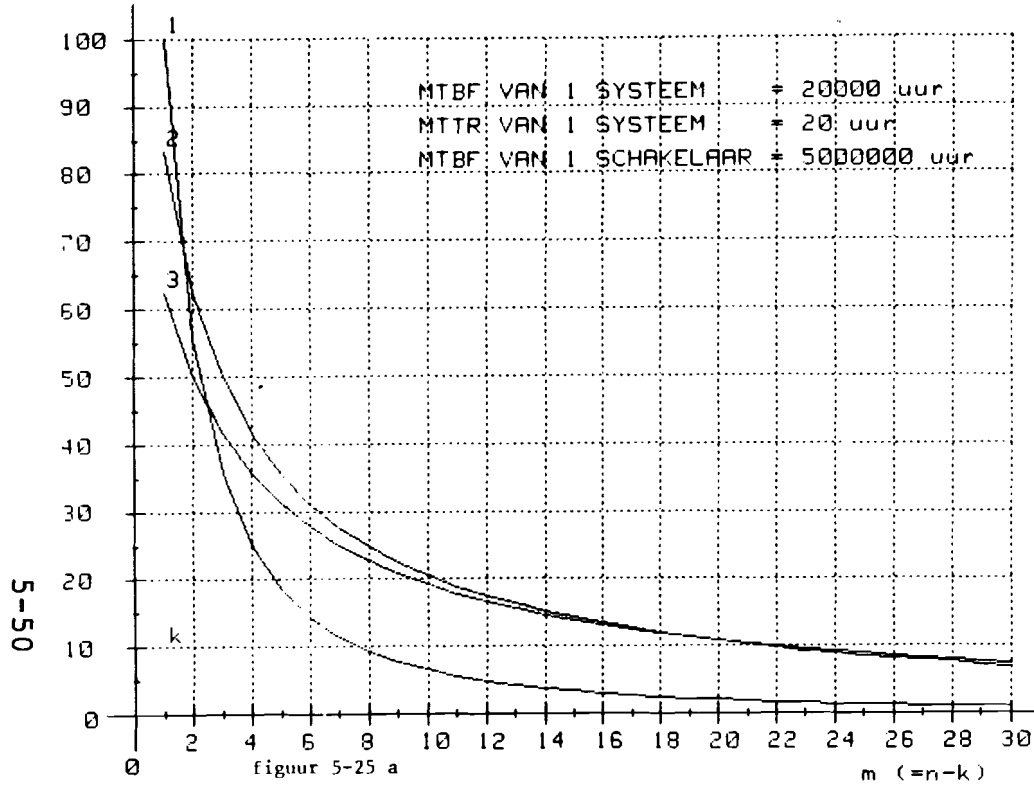
figuur 5-24 b

BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN

BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN

RELATIEVE MTBF

RELATIEVE MTBF



HET DOEL VAN PARALLEL SCHAKELLEN

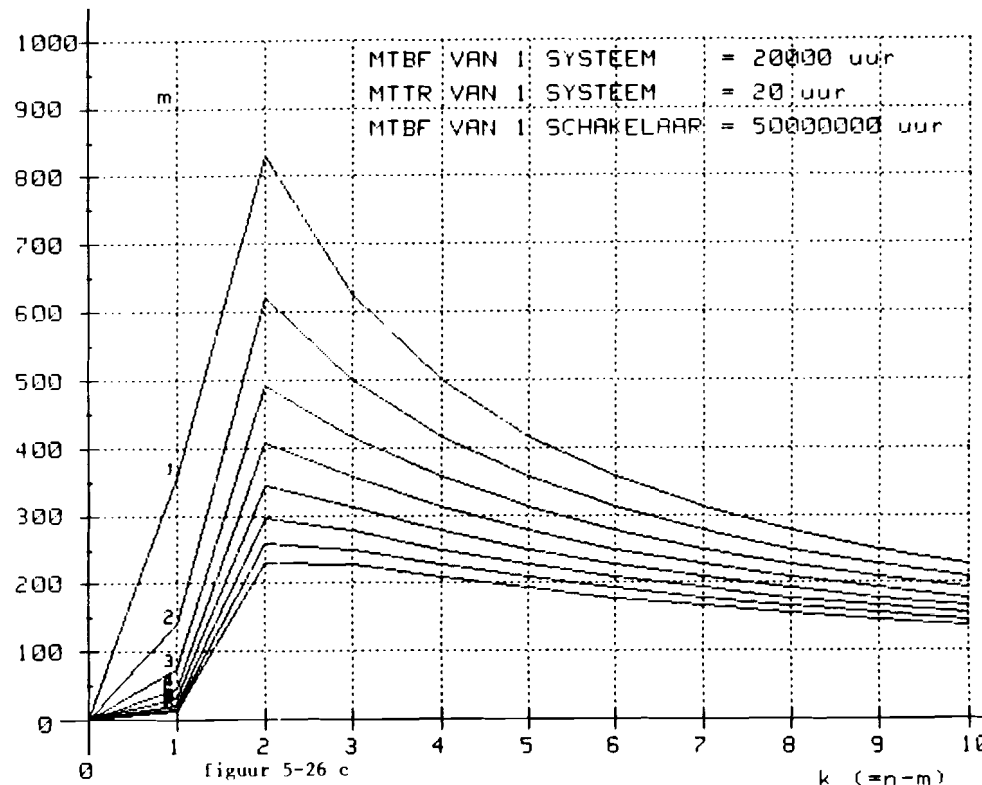
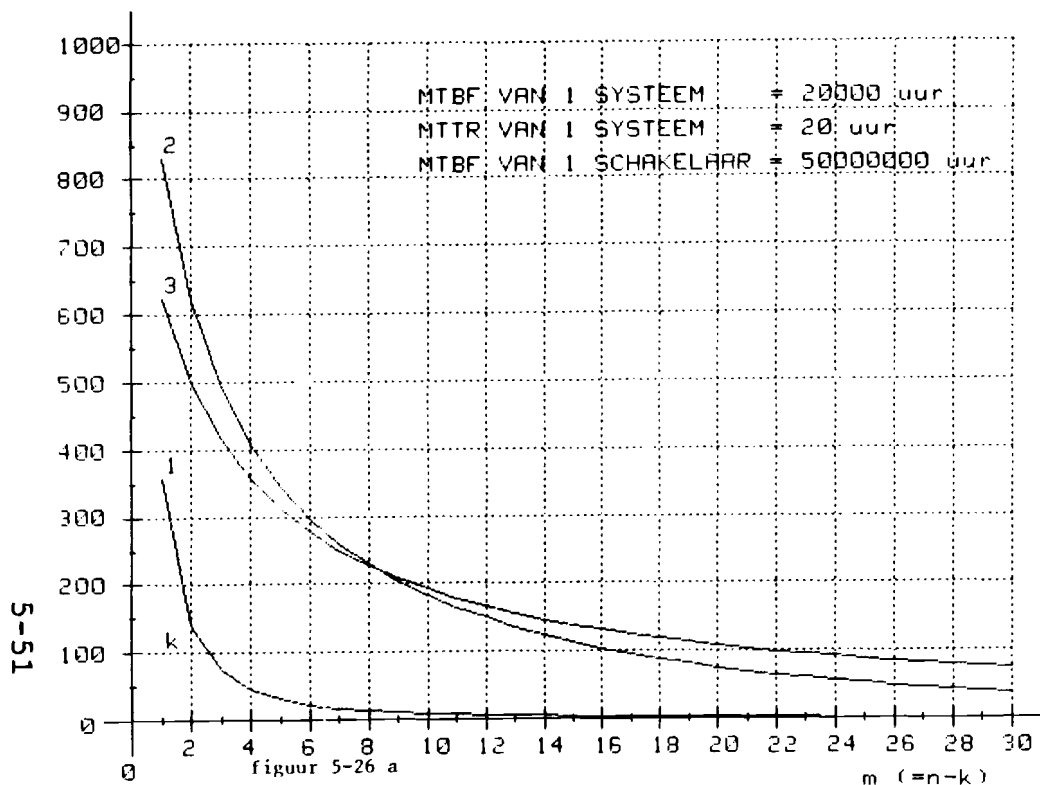
m	k=1		k=2		k=3	
	Rel. MTBF	MTBF (uren)	Rel. MTBF	MTBF (uren)	Rel. MTBF	MTBF (uren)
1	100.060	2.00E+06	83.313	1.67E+06	62.500	1.25E+06
2	55.648	1.11E+06	62.453	1.25E+06	50.000	1.00E+06
3	35.821	7.16E+05	49.926	9.99E+05	41.667	8.33E+05
4	25.112	5.02E+05	41.564	8.31E+05	35.714	7.14E+05
5	18.631	3.73E+05	35.582	7.12E+05	31.250	6.25E+05
6	14.397	2.88E+05	31.099	6.22E+05	27.777	5.56E+05
7	11.472	2.29E+05	27.587	5.52E+05	24.999	5.00E+05
8	9.364	1.87E+05	24.780	4.96E+05	22.727	4.55E+05
9	7.793	1.56E+05	22.478	4.50E+05	20.832	4.17E+05
10	6.590	1.32E+05	20.555	4.11E+05	19.230	3.85E+05
11	5.649	1.13E+05	18.924	3.78E+05	17.856	3.57E+05
12	4.897	9.79E+04	17.522	3.50E+05	16.665	3.33E+05
13	4.288	8.58E+04	16.304	3.26E+05	15.623	3.12E+05
14	3.787	7.57E+04	15.234	3.05E+05	14.704	2.94E+05
15	3.369	6.74E+04	14.288	2.86E+05	13.887	2.78E+05
16	3.018	6.04E+04	13.444	2.69E+05	13.155	2.63E+05
17	2.720	5.44E+04	12.686	2.54E+05	12.497	2.50E+05
18	2.464	4.93E+04	12.002	2.40E+05	11.901	2.38E+05
19	2.243	4.49E+04	11.380	2.28E+05	11.360	2.27E+05
20	2.051	4.10E+04	10.814	2.16E+05	10.865	2.17E+05

BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN

BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN

RELATIEVE MTBF

RELATIEVE MTBF



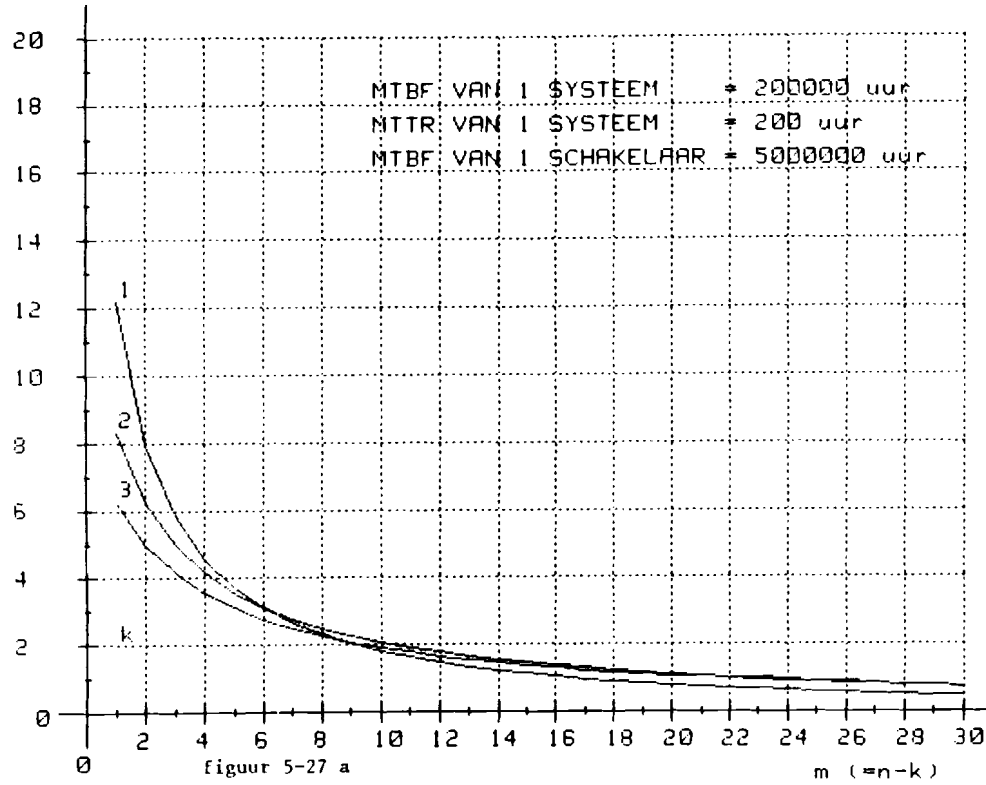
HET DOEL VAN PARALLEL SCHAKELLEN

m	k=1		k=2		k=3	
	Rel. MTBF	MTBF (uren)	Rel. MTBF	MTBF (uren)	Rel. MTBF	MTBF (uren)
1	357.988	7.16E+06	831.262	1.66E+07	624.998	1.25E+07
2	139.467	2.79E+06	620.370	1.24E+07	499.995	1.00E+07
3	73.983	1.48E+06	492.658	9.85E+06	416.656	8.33E+06
4	45.826	9.17E+05	406.593	8.13E+06	357.125	7.14E+06
5	31.178	6.24E+05	344.352	6.89E+06	312.473	6.25E+06
6	22.593	4.52E+05	297.074	5.94E+06	277.739	5.55E+06
7	17.131	3.43E+05	259.817	5.20E+06	249.948	5.00E+06
8	13.441	2.69E+05	229.622	4.59E+06	227.205	4.54E+06
9	10.832	2.17E+05	204.609	4.09E+06	208.249	4.16E+06
10	8.918	1.78E+05	183.525	3.67E+06	192.204	3.84E+06
11	7.472	1.49E+05	165.502	3.31E+06	178.446	3.57E+06
12	6.353	1.27E+05	149.918	3.00E+06	166.518	3.33E+06
13	5.470	1.09E+05	136.316	2.73E+06	156.076	3.12E+06
14	4.760	9.52E+04	124.352	2.49E+06	146.858	2.94E+06
15	4.181	8.36E+04	113.760	2.29E+06	138.659	2.77E+06
16	3.702	7.40E+04	104.330	2.09E+06	131.318	2.63E+06
17	3.302	6.60E+04	95.897	1.92E+06	124.706	2.49E+06
18	2.964	5.93E+04	88.325	1.77E+06	118.718	2.37E+06
19	2.676	5.35E+04	81.502	1.63E+06	113.270	2.27E+06
20	2.428	4.86E+04	75.336	1.51E+06	108.291	2.17E+06

figuur 5-26 b

BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN

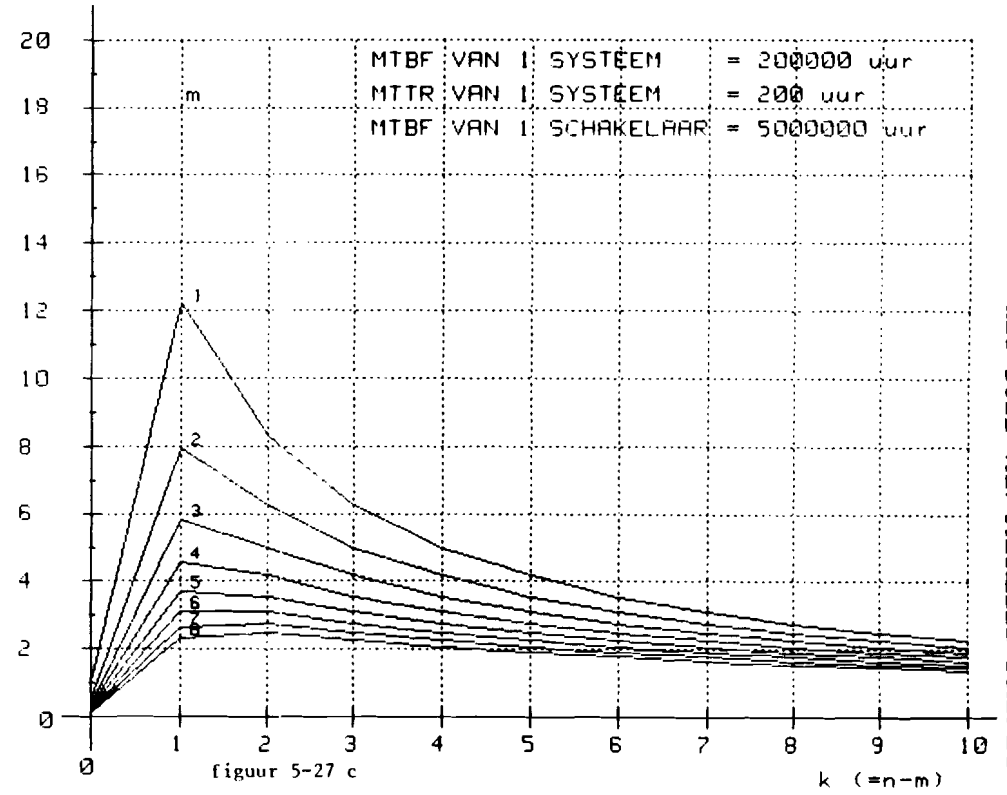
RELATIEVE MTBF



5-52

BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN

RELATIEVE MTBF



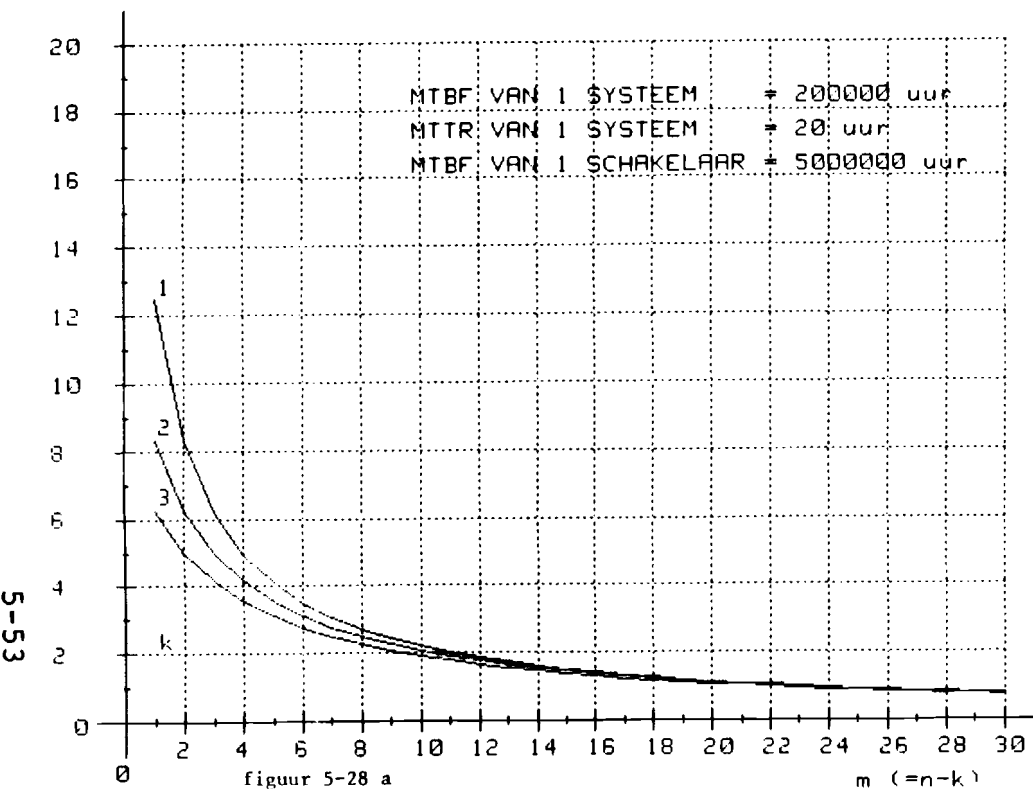
HET DOEL VAN PARALLELE SCHAKELLEN

m	k=1		k=2		k=3	
	Rel.MTBF	MTBF (uren)	Rel.MTBF	MTBF (uren)	Rel.MTBF	MTBF (uren)
1	12.196	2.44E+06	8.333	1.67E+06	6.250	1.25E+06
2	7.938	1.59E+06	6.250	1.25E+06	5.000	1.00E+06
3	5.817	1.16E+06	4.999	1.00E+06	4.167	8.33E+05
4	4.549	9.10E+05	4.166	8.33E+05	3.571	7.14E+05
5	3.708	7.42E+05	3.570	7.14E+05	3.125	6.25E+05
6	3.111	6.22E+05	3.123	6.25E+05	2.778	5.56E+05
7	2.665	5.33E+05	2.776	5.55E+05	2.500	5.00E+05
8	2.321	4.64E+05	2.498	5.00E+05	2.273	4.55E+05
9	2.048	4.10E+05	2.270	4.54E+05	2.083	4.17E+05
10	1.826	3.65E+05	2.081	4.16E+05	1.923	3.85E+05
11	1.642	3.28E+05	1.920	3.84E+05	1.786	3.57E+05
12	1.488	2.98E+05	1.782	3.56E+05	1.667	3.33E+05
13	1.356	2.71E+05	1.663	3.33E+05	1.562	3.12E+05
14	1.244	2.49E+05	1.559	3.12E+05	1.471	2.94E+05
15	1.146	2.29E+05	1.466	2.93E+05	1.389	2.78E+05
16	1.060	2.12E+05	1.384	2.77E+05	1.316	2.63E+05
17	.985	1.97E+05	1.311	2.62E+05	1.250	2.50E+05
18	.918	1.84E+05	1.245	2.49E+05	1.190	2.38E+05
19	.858	1.72E+05	1.185	2.37E+05	1.136	2.27E+05
20	.804	1.61E+05	1.131	2.26E+05	1.087	2.17E+05

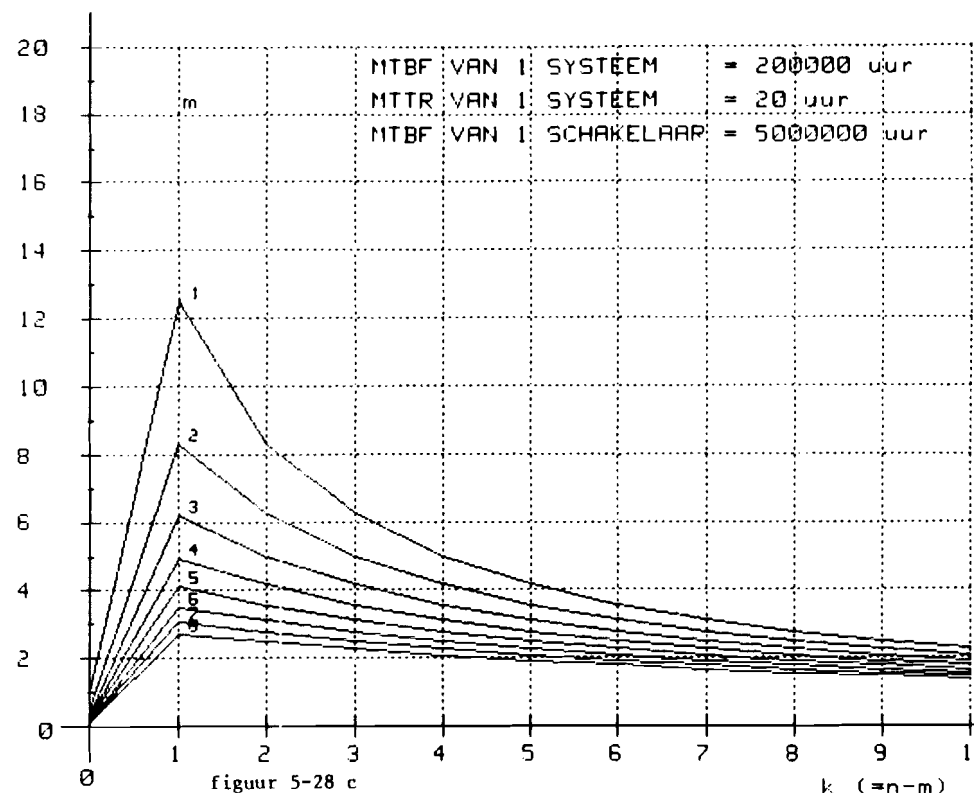
BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN

BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN

RELATIEVE MTBF



RELATIEVE MTBF



HET DOEL VAN PARALLEL SCHAKELLEN

5-53

figuur 5-28 a

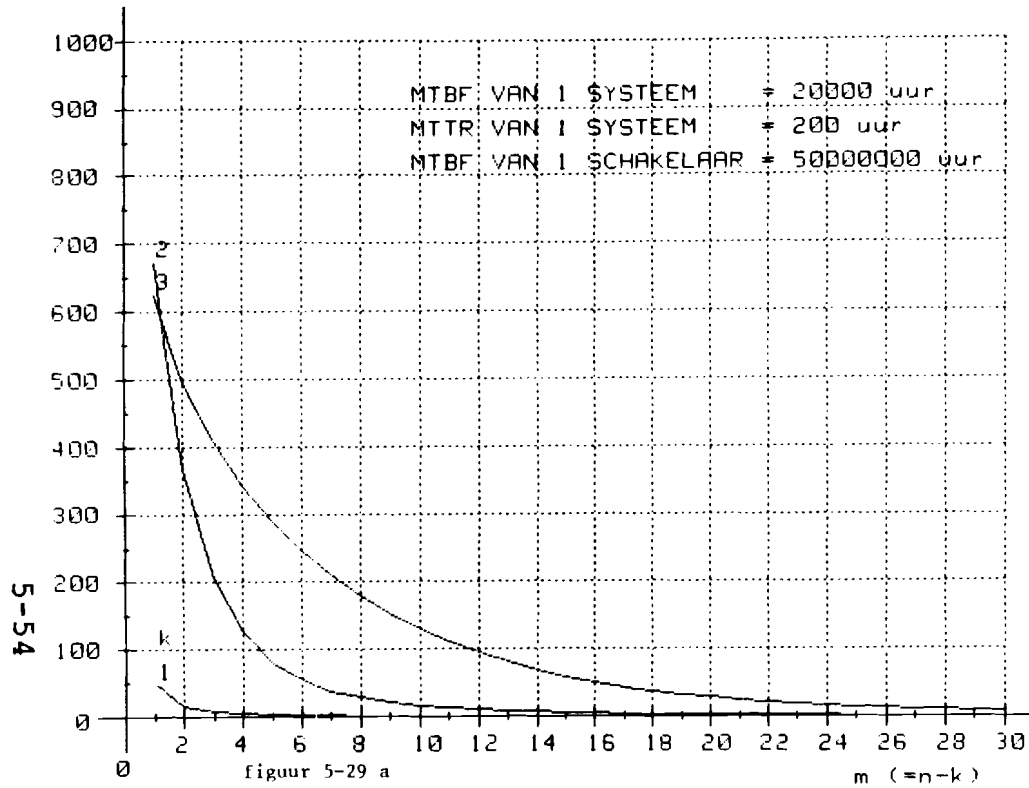
figuur 5-28 c

m	k=1		k=2		k=3	
	Rel.MTBF	MTBF (uren)	Rel.MTBF	MTBF (uren)	Rel.MTBF	MTBF (uren)
1	12.469	2.49E+06	8.333	1.67E+06	6.250	1.25E+06
2	8.292	1.66E+06	6.250	1.25E+06	5.000	1.00E+06
3	6.204	1.24E+06	5.000	1.00E+06	4.167	8.33E+05
4	4.951	9.90E+05	4.167	8.33E+05	3.571	7.14E+05
5	4.115	8.23E+05	3.571	7.14E+05	3.125	6.25E+05
6	3.519	7.04E+05	3.125	6.25E+05	2.778	5.56E+05
7	3.071	6.14E+05	2.778	5.56E+05	2.500	5.00E+05
8	2.723	5.45E+05	2.500	5.00E+05	2.273	4.55E+05
9	2.445	4.89E+05	2.273	4.55E+05	2.083	4.17E+05
10	2.217	4.43E+05	2.083	4.17E+05	1.923	3.85E+05
11	2.028	4.06E+05	1.923	3.85E+05	1.786	3.57E+05
12	1.867	3.73E+05	1.786	3.57E+05	1.667	3.33E+05
13	1.730	3.46E+05	1.667	3.33E+05	1.562	3.12E+05
14	1.610	3.22E+05	1.562	3.12E+05	1.471	2.94E+05
15	1.506	3.01E+05	1.471	2.94E+05	1.389	2.78E+05
16	1.414	2.83E+05	1.389	2.78E+05	1.316	2.63E+05
17	1.332	2.66E+05	1.316	2.63E+05	1.250	2.50E+05
18	1.259	2.52E+05	1.250	2.50E+05	1.190	2.38E+05
19	1.194	2.39E+05	1.190	2.38E+05	1.136	2.27E+05
20	1.134	2.27E+05	1.136	2.27E+05	1.087	2.17E+05

figuur 5-28 b

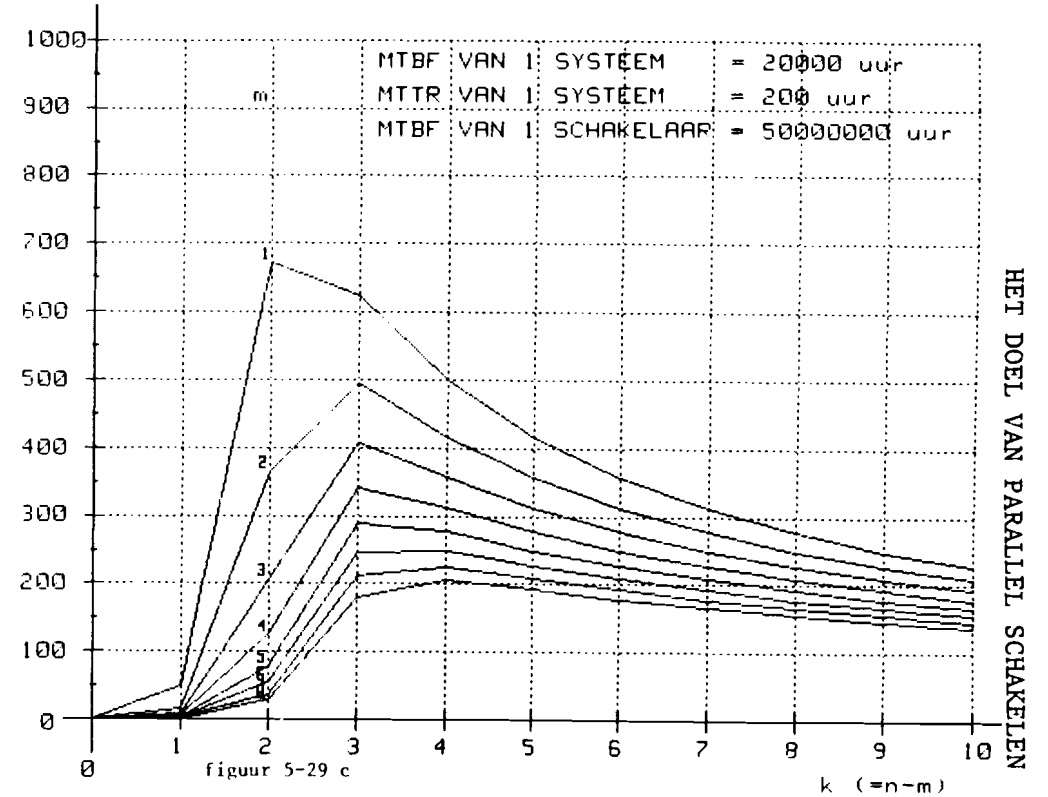
BETROUWBAARHEID VAN HOODSTROOMVOORZIENINGEN

RELATIEVE MTBF



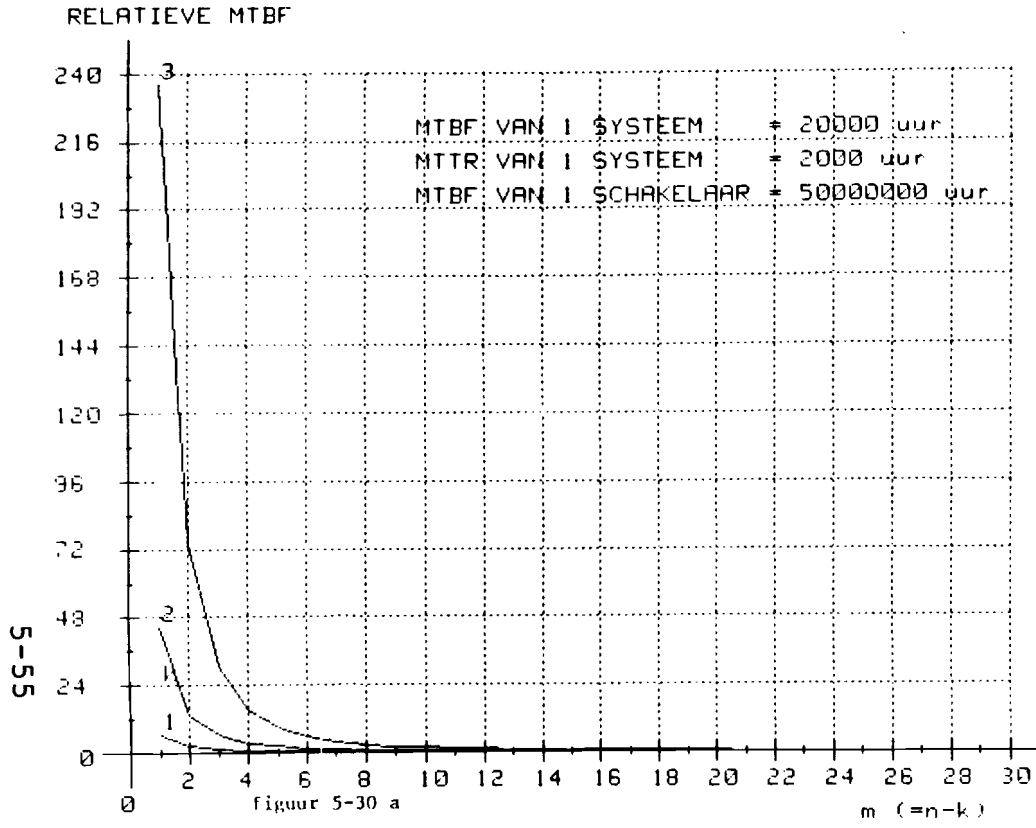
BETROUWBAARHEID VAN HOODSTROOMVOORZIENINGEN

RELATIEVE MTBF



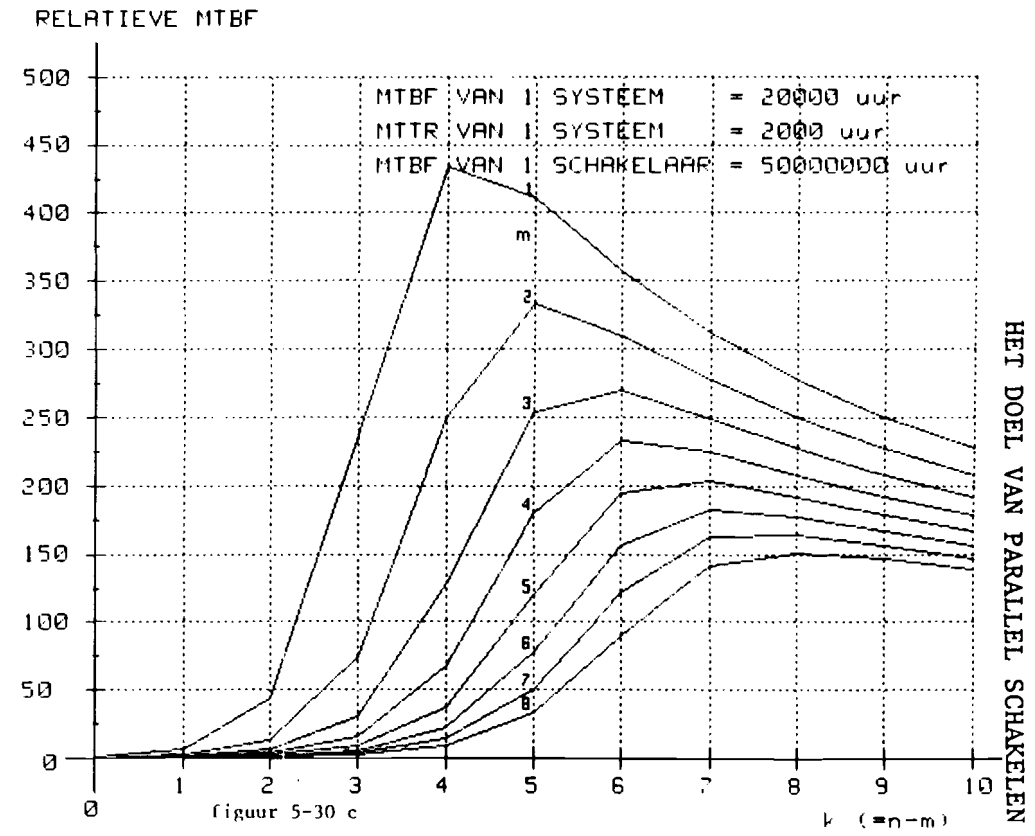
m	k=1		k=2		k=3	
	Rel.MTBF	MTBF (uren)	Rel.MTBF	MTBF (uren)	Rel.MTBF	MTBF (uren)
1	49.462	9.89E+05	671.276	1.34E+07	623.507	1.25E+07
2	17.140	3.43E+05	364.771	7.30E+06	495.319	9.91E+06
3	8.791	1.76E+05	207.870	4.16E+06	407.174	8.14E+06
4	5.391	1.08E+05	125.999	2.52E+06	341.435	6.83E+06
5	3.667	7.33E+04	81.021	1.62E+06	289.502	5.79E+06
6	2.670	5.34E+04	54.836	1.10E+06	246.825	4.94E+06
7	2.040	4.08E+04	38.742	7.75E+05	210.865	4.22E+06
8	1.616	3.23E+04	28.371	5.67E+05	180.149	3.60E+06
9	1.315	2.63E+04	21.409	4.28E+05	153.769	3.08E+06
10	1.095	2.19E+04	16.570	3.31E+05	131.109	2.62E+06
11	.928	1.86E+04	13.104	2.62E+05	111.703	2.23E+06
12	.798	1.60E+04	10.557	2.11E+05	95.150	1.90E+06
13	.695	1.39E+04	8.643	1.73E+05	81.092	1.62E+06
14	.612	1.22E+04	7.177	1.44E+05	69.196	1.38E+06
15	.544	1.09E+04	6.033	1.21E+05	59.156	1.18E+06
16	.487	9.75E+03	5.127	1.03E+05	50.697	1.01E+06
17	.440	8.80E+03	4.401	8.90E+04	43.573	8.71E+05
18	.399	7.99E+03	3.810	7.62E+04	37.571	7.51E+05
19	.365	7.29E+03	3.325	6.65E+04	32.510	6.50E+05
20	.335	6.70E+03	2.923	5.85E+04	28.233	5.65E+05

BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN



5-55

BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN



HET DOEL VAN PARALLEL SCHAKELLEN

m	k=1		k=2		k=3	
	Rel.MTBF	MTBF (uren)	Rel.MTBF	MTBF (uren)	Rel.MTBF	MTBF (uren)
1	6.466	1.29E+05	44.341	8.87E+05	236.157	4.72E+06
2	2.493	4.99E+04	13.294	2.66E+05	73.948	1.48E+06
3	1.413	2.83E+04	6.205	1.24E+05	30.678	6.14E+05
4	.948	1.90E+04	3.586	7.17E+04	15.552	3.11E+05
5	.699	1.40E+04	2.351	4.70E+04	9.044	1.81E+05
6	.547	1.09E+04	1.675	3.35E+04	5.799	1.16E+05
7	.446	8.92E+03	1.266	2.53E+04	3.997	7.99E+04
8	.374	7.49E+03	.999	2.00E+04	2.912	5.82E+04
9	.322	6.44E+03	.814	1.63E+04	2.215	4.43E+04
10	.281	5.63E+03	.681	1.36E+04	1.744	3.49E+04
11	.250	4.99E+03	.582	1.16E+04	1.413	2.83E+04
12	.224	4.48E+03	.505	1.01E+04	1.171	2.34E+04
13	.203	4.06E+03	.445	8.89E+03	.990	1.98E+04
14	.186	3.71E+03	.396	7.92E+03	.850	1.70E+04
15	.171	3.41E+03	.356	7.12E+03	.740	1.48E+04
16	.158	3.16E+03	.323	6.46E+03	.653	1.31E+04
17	.147	2.94E+03	.295	5.91E+03	.581	1.16E+04
18	.137	2.75E+03	.272	5.43E+03	.522	1.04E+04
19	.129	2.58E+03	.251	5.02E+03	.473	9.46E+03
20	.121	2.43E+03	.234	4.67E+03	.431	8.63E+03

figuur 5-30 b

figuur 5-30 c

5.4 De invloed van de snelle schakelaars.

In paragraaf 5.2 is gebleken, dat de snelle schakelaars in belangrijke mate de MTBF van de totale noodstroomvoorziening bepalen.

Een eigenschap van statische parallel noodstroomsystemen is, dat zij gedurende korte tijd in staat zijn om een stroom te leveren, die 4,5 maal groter is dan de nominale uitgangsstroom (zie hoofdstuk 2).

Een serie noodstroomstelsel kan slechts 1,2 maal de nominale uitgangsstroom leveren.

Als één van de noodstroomsystemen defect raakt en bovendien de bijbehorende snelle schakelaar faalt, dan moet door de overige systemen een stroom geleverd worden, die bepaald wordt door de impedantie van de belasting van de noodstroomvoorziening en de impedantie van het defecte noodstroomstelsel.

Het is aan te nemen, dat een noodstroomvoorziening opgebouwd uit een voldoende aantal parallel noodstroomsystemen, waarvan er tenminste één redundant is, gedurende een korte tijd een zodanige stroom kan leveren, dat ook bij het falen van de snelle schakelaar van een defect geraakt systeem de totale noodstroomvoorziening in staat is om de smeltveiligheden van het defecte systeem te laten doorsmelten, zonder dat gedurende de tijd, dat deze grote stroom geleverd moet worden, het uitgaande net niet meer aan de gestelde eisen voldoet.

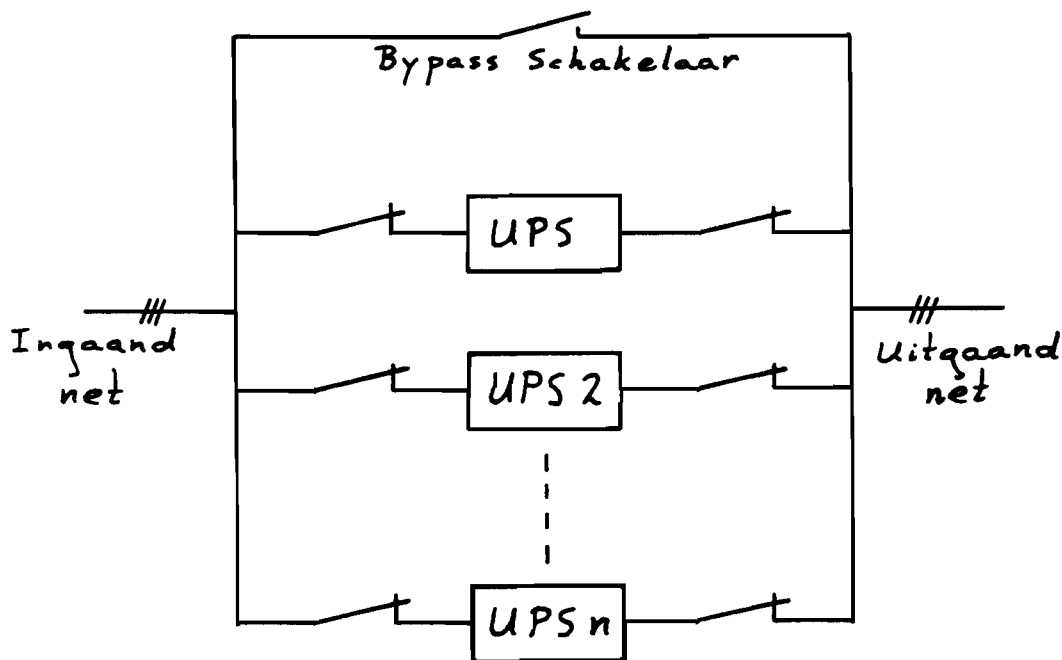
In dat geval zal de MTBF van de noodstroomvoorziening in de praktijk belangrijk hoger zijn, dan uit de berekeningen in paragraaf 5.2 volgt.

Uit metingen zal bepaald moeten worden hoeveel noodstroomsystemen minimaal parallel geschakeld moeten worden om te kunnen garanderen, dat de uitgangsstroom van elk noodstroomstelsel onder de hierboven omschreven omstandigheden onder 4,5 x de nominale uitgangsstroom blijft. Hierbij moet rekening gehouden worden met de mogelijkheid, dat de totale

gevraagde stroom ongelijk over de verschillende noodstroom-systemen verdeeld is.

5.5 De invloed van een bypass schakelaar.

Een bypass schakelaar kan het uitgaande net direct met het ingaande net doorverbinden. Als een noodstroomvoorziening defect raakt en het ingaande net is aanwezig, dan kan met behulp van deze schakelaar ervoor gezorgd worden, dat de energievoorziening aan de verbruiker niet onderbroken wordt. Met schakelaars aan de ingang en de uitgang van de noodstroom-systemen wordt de noodstroomvoorziening dan van het ingaande net en het uitgaande net gescheiden (zie figuur 5-31). De noodstroomvoorziening is dan in bypass bedrijf.



figuur 5-31: Een noodstroomvoorziening met bypass schakelaar.

Een bypass schakelaar heeft alleen zin, als de MTBF van het elektriciteitsnet ($MTBF_n$) groter is, dan de MTTR van de noodstroomvoorziening.

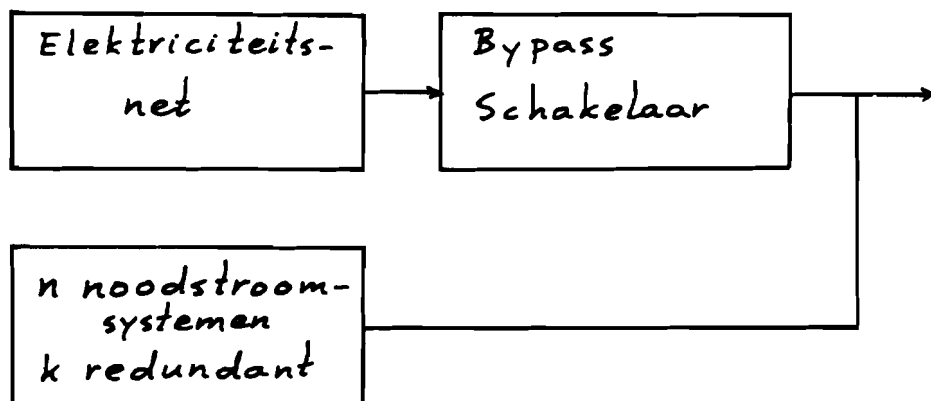
Als de MTBF van het elektriciteitsnet namelijk kleiner is dan de MTTR van de noodstroomvoorziening, dan is de kans groot, dat tijdens het repareren van de noodstroomvoorziening het ingaande net wegvalt. In dat geval wordt alsnog de energievoorziening onderbroken.

Het technische schema van een noodstroomvoorziening met bypass schakelaar is weergegeven in figuur 5-32 a. De $MTBF_{BP}$ van de bypass schakelaar is de gemiddelde tijd, die verstrekt tussen twee opeenvolgende tijdstippen, waarop de totale noodstroomvoorziening defect raakt ten gevolge van het falen van de bypass schakelaar. Uit figuur 5-32 a volgt met deze definitie het betrouwbaarheidsschema in figuur 5-32 b.

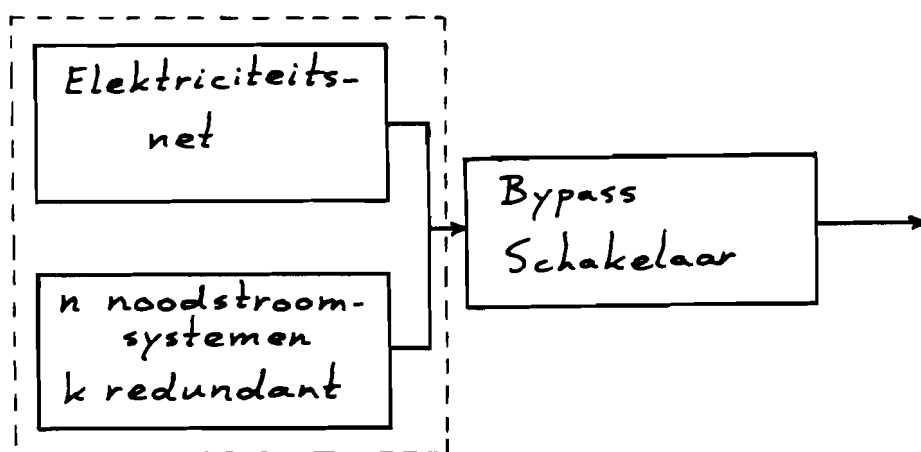
De $MTBF_{BP}$ van de bypass schakelaar wordt evenals die van de snelle schakelaars op 500000 uur (57 jaar) gesteld.

De MTBF van de noodstroomvoorziening is $MTBF_{nv}$. Deze MTBF wordt met behulp van vergelijkingen (5.64) en (5.65) bepaald.

De $MTTR_{nv}$ van de noodstroomvoorziening wordt op 20 uur gesteld. De MTBF van het elektriciteitsnet wordt op 100 uur gesteld. De meeste storingen in het elektriciteitsnet duren zeer kort (ca. 100ms). De MTTR van het elektriciteitsnet ($MTTR_n$) is daarom zeer klein (ca. $5 \cdot 10^{-5}$ uur).



a.



b.

figuur 5-32: Een noodstroomvoorziening met bypass schakelaar.

a. Het technische schema.

b. Het betrouwbaarheidsschema.

We beschouwen eerst het deel in figuur 5-32 b binnen het gestippelde kader.

Als we stellen:

$$\lambda_1 = \text{MTBF}_{\text{nv}}^{-1}$$

$$\lambda_2 = \text{MTBF}_n^{-1}$$

$$\mu_1 = \text{MTTR}_{\text{nv}}^{-1}$$

$$\mu_2 = \text{MTTR}_n^{-1}$$

(5.68)

dan is het overgangsdigram gelijk aan het diagram in figuur 5-5. De MTBF van het deel binnen het gestippelde kader MTBF_0 is dan met behulp van vergelijking (5.37) uit vergelijking (5.30) af te leiden.

Er wordt de volgende formule gevonden:

$$\text{MTBF}_0 = \frac{\lambda_1^2 + \lambda_2^2 + \lambda_1 \lambda_2 + \mu_1 \lambda_1 + \lambda_2 \mu_2 + \lambda_1 \mu_2 + \lambda_2 \mu_1 + \mu_1 \mu_2}{\lambda_1^2 \lambda_2 + \lambda_1 \lambda_2 \mu_1 + \lambda_1 \lambda_2 \mu_2 + \lambda_2^2 \lambda_1} \quad (5.69)$$

De MTTR van het elektriciteitsnet is zeer klein (ca. $5 \cdot 10^{-5}$ uur). Het reparatietempo μ_2 is dus groot. De termen in vergelijking (5.69), waarin μ_2 voorkomt zijn daardoor veel groter dan de andere termen. Vergelijking (5.69) is dus te benaderen door:

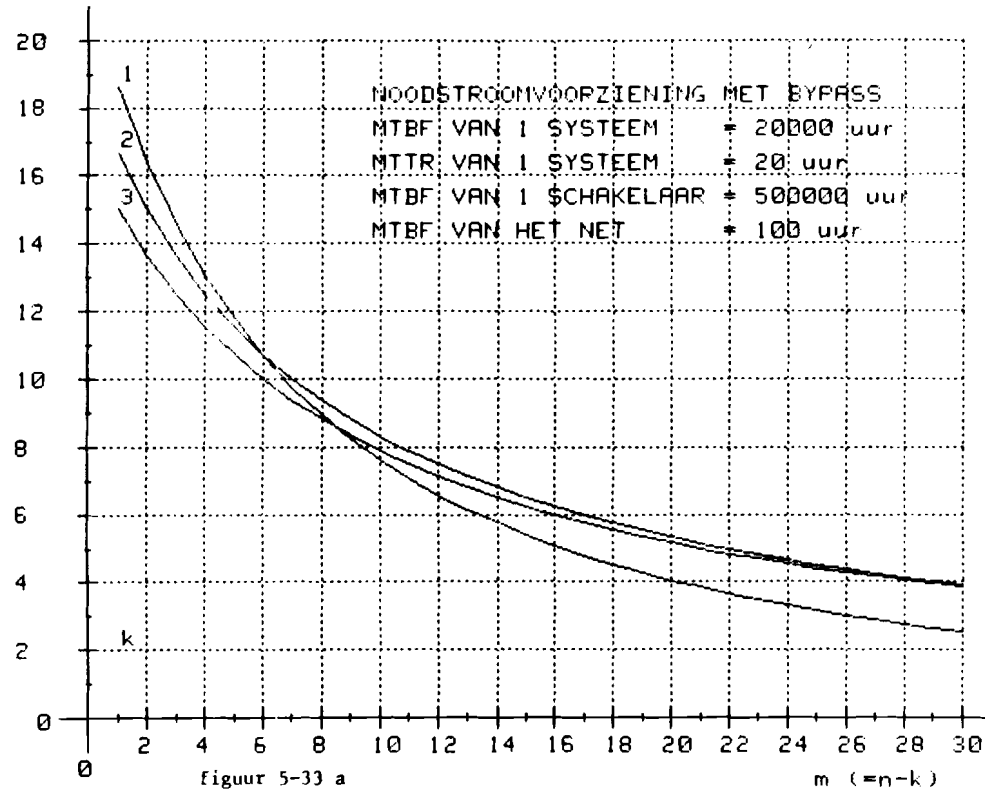
$$\text{MTBF}_0 = (\lambda_1 + \lambda_2 + \mu_1) / (\lambda_1 \lambda_2) \quad (5.70)$$

De MTBF van de totale noodstroomvoorziening met bypass schakelaar is dan:

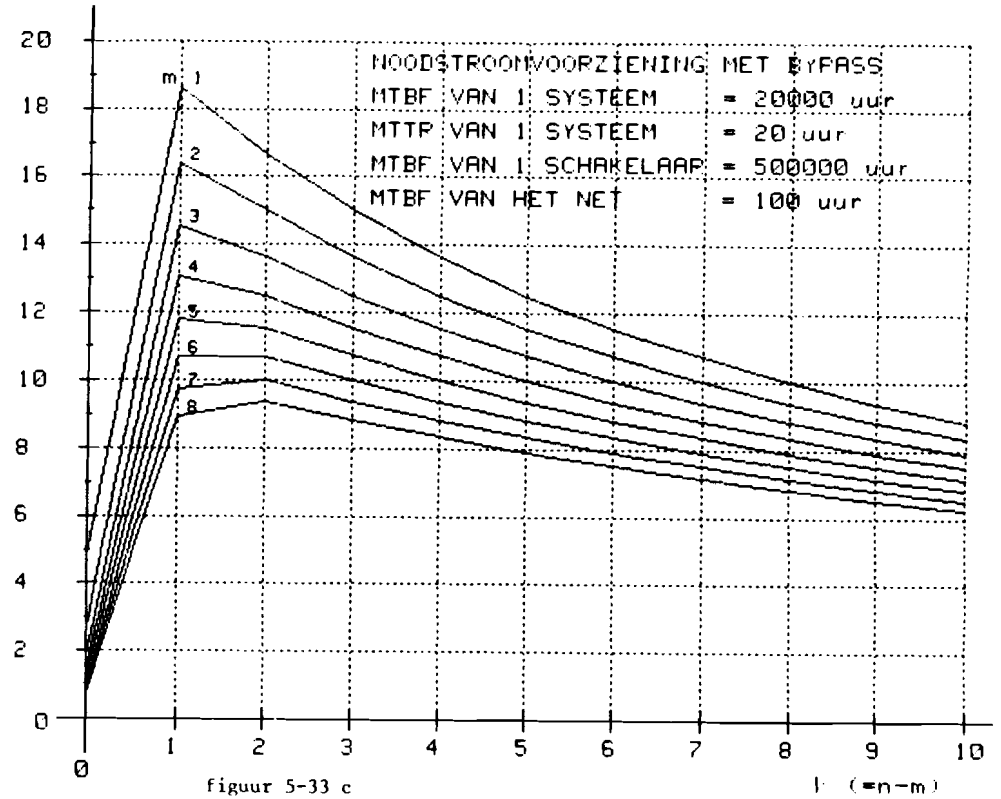
$$\text{MTBF}_t = [(\text{MTBF}_{\text{nv}} + \text{MTBF}_n + (\text{MTBF}_{\text{nv}} \cdot \text{MTBF}_n) / \text{MTTR}_{\text{nv}})^{-1} + (\text{MTBF}_{\text{BP}})^{-1}]^{-1} \quad (5.71)$$

In figuur 5-33 is de relatieve MTBF van de totale noodstroomvoorziening weergegeven, als de hierboven genoemde (realistische) waarden voor de MTTR_{nv} , MTBF_n en MTBF_{BP} ingevuld worden.

RELATIEVE MTBF



RELATIEVE MTBF



5-61

HET DOEL VAN PARALLEEL SCHAKELLEN

m	k=1		k=2		k=3	
	Rel. MTBF	MTBF (uren)	Rel. MTBF	MTBF (uren)	Rel. MTBF	MTBF (uren)
1	18.634	3.73E+05	16.667	3.33E+05	15.001	3.00E+05
2	16.395	3.28E+05	15.000	3.00E+05	13.637	2.73E+05
3	14.567	2.91E+05	13.636	2.73E+05	12.501	2.50E+05
4	13.050	2.61E+05	12.500	2.50E+05	11.540	2.31E+05
5	11.774	2.35E+05	11.538	2.31E+05	10.716	2.14E+05
6	10.688	2.14E+05	10.713	2.14E+05	10.002	2.00E+05
7	9.755	1.95E+05	9.998	2.00E+05	9.377	1.88E+05
8	8.947	1.79E+05	9.372	1.87E+05	8.826	1.77E+05
9	8.240	1.65E+05	8.819	1.76E+05	8.336	1.67E+05
10	7.619	1.52E+05	8.328	1.67E+05	7.897	1.58E+05
11	7.069	1.41E+05	7.888	1.58E+05	7.502	1.50E+05
12	6.580	1.32E+05	7.492	1.50E+05	7.145	1.43E+05
13	6.143	1.23E+05	7.134	1.43E+05	6.821	1.36E+05
14	5.750	1.15E+05	6.808	1.36E+05	6.524	1.30E+05
15	5.395	1.08E+05	6.510	1.30E+05	6.253	1.25E+05
16	5.074	1.01E+05	6.237	1.25E+05	6.003	1.20E+05
17	4.782	9.56E+04	5.986	1.20E+05	5.772	1.15E+05
18	4.515	9.03E+04	5.754	1.15E+05	5.558	1.11E+05
19	4.272	8.54E+04	5.539	1.11E+05	5.360	1.07E+05
20	4.048	8.10E+04	5.339	1.07E+05	5.175	1.04E+05

figuur 5-33 b

figuur 5-33 c

Als we figuur 5-33 vergelijken met figuur 5-21, dan zien we, dat ten gevolge van het aanbrengen van de bypass schakelaar de totale MTBF van de noodstroomvoorziening voor alle beschouwde waarden van m en k toeneemt.

De totale MTBF neemt bij $m=1$ en $k=1$ ($n=2$; twee systemen waarvan één redundant) toe met ca. 50%.

5.6 Conclusies.

1. Het parallel schakelen van noodstroomsystemen heeft alleen zin als de MTBF van een snelle schakelaar veel groter is dan de MTBF van een noodstroomsysteem⁶.
2. Bij een grote $MTBF_{SS}/MTBF$ neemt de betrouwbaarheid ten gevolge van het aanbrengen van redundantie snel toe.
3. Hoe groter $MTBF_{SS}/MTBF$ is, hoe meer redundante systemen met voordeel bijgeplaatst kunnen worden. Het is dus belangrijk om een zo betrouwbaar mogelijke snelle schakelaar te onwikkelen.
4. De MTBF van een noodstroomvoorziening als functie van het aantal redundante systemen heeft voor elke m een maximum, aangezien de $MTBF_{SS}$ niet oneindig groot is.
5. Een kortere MTTR maakt redundantie minder aantrekkelijk.
6. Een grotere MTBF per noodstroomsysteem maakt redundantie minder aantrekkelijk.
7. Tot op dit moment is voor een statische noodstroomvoorziening de betrouwbaarheid het grootst, als deze bestaat uit twee systemen, waarvan er één redundant is. Meerdere redundante systemen wordt pas interessant als de MTBF van een snelle schakelaar groter wordt gemaakt.

⁶De MTBF van een snelle schakelaar is in ieder geval groter dan de MTBF van een noodstroomsysteem. Dit volgt uit de definitie van de $MTBF_{SS}$ (zie ook voetnoot 3).

8. Het is aan te nemen, dat wanneer er voldoende noodstroom-systemen parallel geschakeld worden, de invloed van de snelle schakelaars op de totale MTBF afneemt.
De metingen om dit te verifiëren en om het hiervoor benodigde minimale aantal parallel geschakelde noodstroom-systemen te bepalen moeten nog uitgevoerd worden.
9. Als de MTBF van het elektriciteitsnet groter is dan de MTTR van de totale noodstroomvoorziening, dan kan met behulp van een bypass schakelaar de MTBF van de energievoorziening vergroot worden.

LITERATUUR:

- [1] Bajenescu, T.I., ELEKTRONIK UND ZUVERLASSIGKEIT, Verlag "Technische Rundschau", Bern, 1979.
- [2] Crellin, G.L., MARKOV ANALYSES OF NUCLEAR PLANT FAILURE DEPENDENCIES, Proceedings annual reliability and maintainability symposium 1979, New York, 1979.

6. DE METHODE VAN PARALLEL SCHAKELEN.

6.1 Eisen.

In het vorige hoofdstuk is aangetoond, dat het onder bepaalde omstandigheden wenselijk is om noodstroomsystemen parallel te schakelen.

De eisen die dan aan het parallel schakelen gesteld moeten worden zijn:

1. De parallel geschakelde systemen moeten elkaar niet zodanig beïnvloeden, dat bij storing in het ene apparaat, de anderen eveneens uitvallen. Deze eis komt voort uit de wenselijkheid om met behulp van een redundant systeem de betrouwbaarheid van de energievoorziening bij netuitval te vergroten.
2. De verdeling van het afgegeven vermogen moet zodanig zijn, dat zowel werkzaam als blindvermogen naar rato over de parallel geschakelde systemen is verdeeld. Dit is nodig om in de noodstroomvoorziening geen hiërarchie te hoeven aanbrengen. Elke vorm van hiërarchie geeft aanleiding tot extra componenten in de systemen, waardoor de betrouwbaarheid afneemt.
3. Het aantal gemeenschappelijke componenten van de systemen moet zo klein mogelijk zijn. Dit om te voorkomen dat bij uitval van een gemeenschappelijk onderdeel het geheel van parallel geschakelde systemen zal uitvallen.
4. Het aantal communicatiekanalen moet tot een minimum beperkt blijven om daarmee de kans op storingen laag te houden.

De conclusie uit bovenstaande eisen is dat er volledig onafhankelijke en complete systemen parallel geschakeld moeten worden, die geheel autonoom elk hun evenredig deel van het gevraagde vermogen leveren.

Het probleem dat daarbij opgelost moet worden is, hoe elk systeem weet wat zijn bijdrage aan het gevraagde vermogen moet zijn.

Er is een niet te vermijden communicatiekanaal tussen de parallel geschakelde systemen. Dit kanaal wordt gevormd door de kabels, waarmee alle uitgangen van de noodstroomsystemen met elkaar en met de belasting doorverbonden zijn. Door gebruik te maken van dit communicatiekanaal is het mogelijk om het geschetste probleem op te lossen.

Elk systeem levert een uitgangsspanning, die gekenmerkt wordt door golfvorm, amplitude en frequentie.

Door de strenge eisen, die aan de golfvorm worden gesteld, is het niet mogelijk om dit als communicatiemedium te gebruiken.

De frequentie en amplitude mogen echter binnen beperkte grenzen variëren, waardoor deze wel als communicatiemedium benut kunnen worden.

Elk systeem zal trachten de frequentie van het uitgaande net te bepalen. Door nu de uitgangsfrequentie enigzins van het werkzame uitgangsvermogen van het systeem afhankelijk te maken zal, zoals hierna zal worden toegelicht, automatisch het uitgangsvermogen zich gelijkelijk over de systemen verdelen. Hierbij moet het zo zijn, dat de frequentie daalt bij toenemend uitgangsvermogen.

Door de uitgangsspanning enigzins afhankelijk te maken van het te leveren blindvermogen, kan tevens gezorgd worden, zoals eveneens nader zal worden toegelicht, dat ook het

blindvermogen zich evenredig over de parallel geschakelde systemen verdeeld. Hier geldt, dat de uitgangsspanning moet dalen bij toenemend blindvermogen.

Ter verbetering van de eigenschappen van het systeem kan nu, door het centraal meten van de uitgangsspanning en frequentie en deze terug te voeren naar de parallel geschakelde systemen, de uitgangsspanning en frequentie vrijwel gelijk aan de nominale waarden gehouden worden.

Dit centrale meet- en regelsysteem moet dan wel zodanig geconstrueerd zijn, dat elke vorm van storing hierin alleen maar leidt tot het wegvallen van dit meet- en regelsysteem, waarbij de parallel geschakelde noodstroomsystemen wat betreft hun werking aan de specificaties blijven voldoen. De noodstroomsystemen zullen dan terugvallen in geheel zelfstandige energievoorziening, waarbij weliswaar de frequentie en amplitude van het uitgangssignaal verder weg liggen van de norm, maar wel binnen de toegestane waarden blijven.

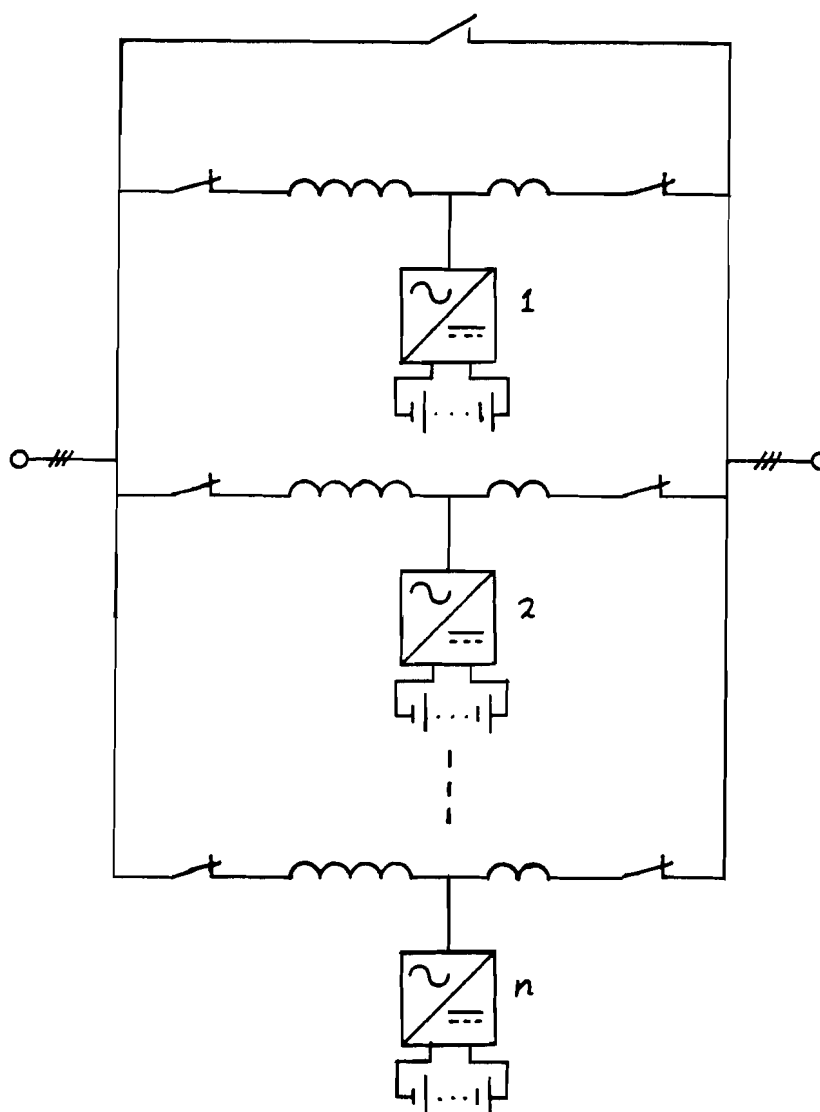
Deze regelsystemen, waarmee uitgangsamplitude en uitgangsfrequentie geregeld worden hoeven niet lineair te zijn. Bij geringe belastingen mogen de per noodstroomsysteem geleverde vermogens vrij veel van elkaar verschillen. De steilheid van de regelkarakteristiek kan dan gering zijn.

Bij belastingen die naderen tot de maximale belasting van de parallel geschakelde noodstroomsystemen, is een meer nauwkeurige verdeling van de vermogens over de systemen noodzakelijk om overbelasting van één der systemen te voorkomen. De regellus, die de uitgangsamplitude en -frequentie regelt zal in dit traject dus een veel steilere karakteristiek moeten hebben.

Ook hierop zal later nader worden ingegaan.

6.2 De vermogensverdeling in een noodstroomvoorziening.

We beschouwen een noodstroomvoorziening, die opgebouwd is uit n parallel geschakelde noodstroomsystemen (zie figuur 6-1). De bypass-schakelaars van de afzonderlijke noodstroomsystemen worden hierbij vervangen door één centrale bypass-schakelaar.



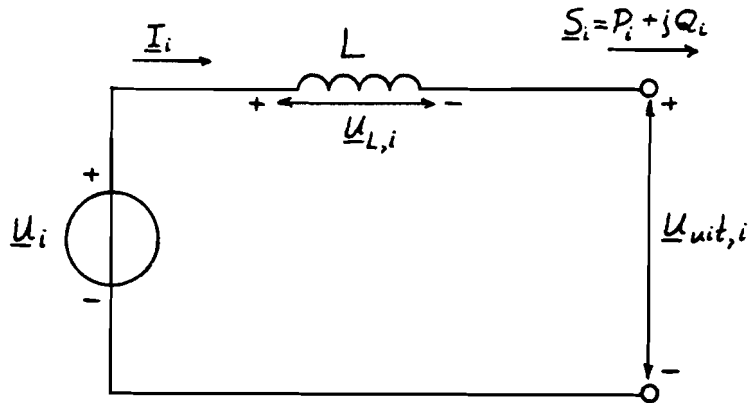
figuur 6-1: Een noodstroomvoorziening opgebouwd uit n parallel geschakelde noodstroomsystemen.

Verder beschouwen we het statische noodstroomstelsel. Het roterende noodstroomstelsel is wat betreft opbouw en principe gelijk aan het statische noodstroomstelsel. Overal waar invertor staat, kan daarom ook roterende omvormer gelezen worden.

In normaal bedrijf (d.w.z. het ingaande net is aanwezig) zijn voor alle noodstroomsystemen zowel de ingangsspanningen als de uitgangsspanningen gelijk. Het faseverschil tussen ingangsspanningen en uitgangsspanningen is dan voor alle noodstroomsystemen gelijk. Tevens zullen de invertorspanningen van de noodstroomsystemen vrijwel gelijk zijn. Hieruit volgt, dat in normaal bedrijf automatisch voor een goede verdeling van het gevraagde werkzame en blindvermogen gezorgd wordt.

In noodstroombedrijf ligt het werkzame en blindvermogen, dat elk noodstroomstelsel afzonderlijk levert, niet vast. Met behulp van de amplitude van de invertorspanningen en het faseverschil tussen de invertorspanningen en de uitgangsspanningen is, op dezelfde wijze als vermeld in hoofdstuk 3, de verdeling van het gevraagde werkzame en blindvermogen over de noodstroomsystemen te beïnvloeden. De formules voor het per noodstroomstelsel geleverde werkzaam en blindvermogen zullen nu afgeleid worden.

In figuur 6-2 is weergegeven het vereenvoudigde eenfase vervangingsschema in noodstroombedrijf van één van de n noodstroomsystemen. Een condensator aan de uitgang van het noodstroomstelsel ter compensatie van blindvermogen wordt tot de belasting van het noodstroomstelsel gerekend.



figuur 6-2: Eénfasig vervangingsschema van één van de n parallel geschakelde noodstroomsystemen.

De zelfinductie L is de zelfinductie tussen inverter en uitgang, waarvan de grootte in hoofdstuk 3 bepaald is. Deze zelfinductie vertegenwoordigt de spreidingszelfinducties van de transformatoren, de extra aangebrachte zelfinductie en een deel van de no-break smoorspoel.

Bij het 75kVA statische parallel noodstroomstelsel is $L = 750 \mu\text{H}$.

Voor de invertorspanning geldt:

$$u_i(t) = \sqrt{2} \cdot U_i \cdot \cos(2\pi \cdot f_i \cdot t + \chi_i) \quad (6.1)$$

waarbij χ_i het faseverschil tussen de invertorspanning en de uitgangsspanning is.

De uitgangsklemmen van de overige $n-1$ noodstroomstelsels zijn doorverbonden met de uitgangsklemmen van dit noodstroomstelsel.

De uitgangsspanning van de noodstroomvoorziening is gelijk aan:

$$u_{\text{uit}}(t) = \sqrt{2} \cdot U_{\text{uit}} \cdot \cos(2\pi \cdot f_{\text{uit}} \cdot t) \quad (6.2)$$

De frequenties f_i van de invertoren van de verschillende noodstroomstelsels zijn over een lange tijd gezien gemiddeld

aan elkaar gelijk. De frequenties hoeven momentaan echter niet exact gelijk te zijn. Kleine frequentieverschillen veroorzaken veranderingen van de faseverschillen tussen de invertorspanningen onderling. Ook zullen dan de faseverschillen tussen de invertorspanningen en de uitgangsspanningen veranderen.

Nu is aan te tonen dat bij faseveranderingen tussen de invertorspanningen tevens de verdeling over de noodstroomsystemen van het aan het uitgaande net geleverde vermogen verandert. Uiteraard zal de verdeling van de uitgaande vermogens tussen de verschillende noodstroomsystemen eveneens veranderen als de effectieve waarde van de invertorspanning van een noodstroomstelsel ten opzichte van de andere verandert. Een en ander is als volgt te beschrijven.

De complexe effectieve waarde van de invertorspanningen en de uitgangsspanningen zijn resp.:

$$\underline{U}_i = U_i \cdot \exp(j\chi_i) \quad (6.3)$$

$$\underline{U}_{uit} = U_{uit}$$

Hiermee is voor het complexe vermogen, dat deze inverter per fase levert, af te leiden:

$$\underline{S}_i = \underline{U}_i \cdot \underline{I}_i^* = \underline{U}_i \cdot \left(\frac{\underline{U}_i - \underline{U}_{uit}}{j\omega L} \right)^* = j[U_i^2 - U_i \cdot U_{uit} \cdot \exp(j\chi_i)] / \omega L \quad (6.4)$$

Het werkzame en blindvermogen, dat de inverter levert is dus:

$$P_i = \text{Re}[\underline{S}_i] = [U_i \cdot U_{uit} \cdot \sin\chi_i] / \omega L \quad (6.4)$$

$$Q_i = \text{Im}[\underline{S}_i] = [U_i^2 - U_i \cdot U_{uit} \cdot \cos\chi_i] / \omega L \quad (6.5)$$

Het faseverschil χ_i heeft een waarde tussen 0 en 0,1 rad.¹ Voor dit kleine interval is de cosinus en de sinus goed te benaderen door een rechte lijn:

$$\cos[\chi_i] \approx 1 - 0,049 \cdot \chi_i \quad (6.6)$$

$$\sin[\chi_i] \approx 0,998 \cdot \chi_i \quad (6.7)$$

Voor het genoemde interval is de maximale fout ten gevolge van de benadering 0,12%.

We kunnen het faseverschil schrijven als de som van het nominale faseverschil χ_N tussen de invertorspanningen en de uitgangsspanningen en een faseverschil $\Delta\chi_i$ tussen de invertorspanningen van inverter i en het nominale faseverschil χ_N van de invertorspanningen:

$$\chi_i = \chi_N + \Delta\chi_i \quad (6.8)$$

Het nominale faseverschil χ_N is 0,098 rad (zie voetnoot 1). Het faseverschil $\Delta\chi_i$ zal altijd kleiner zijn. We nemen aan, dat de uitgangsspanningen gelijk zijn aan de nominale spanning:

$$U_{uit} = U_N \quad (6.9)$$

¹Het maximale werkzame vermogen, dat het 75kVA statische noodstroomstelsel per fase moet kunnen leveren, is $60\text{kW}/3 = 20\text{kW}$.

De zelfinductie tussen inverter en uitgang is $750\mu\text{H}$ per fase. Als $U_i = U_{uit} = U_N$, dan wordt voor het maximale faseverschil χ_i gevonden: $\chi_{i,\text{max}} = 0,098 \text{ rad} (= 5,6^\circ)$.

De spanning U_i is nominaal ca. 10% groter dan de uitgangsspanning U_N .²

We schrijven de invertorspanningen van inverter i daarom als:

$$U_i = U_{i,N} + \Delta U_i = 1,1U_N + \Delta U_i \quad (6.10)$$

Voor het werkzame en blindvermogen, dat inverter i levert, volgt nu:

$$P_i = (1,1U_N + \Delta U_i) \cdot U_N \cdot 0,998 \cdot (\chi_N + \Delta \chi_i) \cdot (1/\omega L) \quad (6.11)$$

$$Q_i = [(1,1U_N + \Delta U_i)^2 + (1,1U_N + \Delta U_i) \cdot U_N \cdot (1 - 0,049 \cdot (\chi_N + \Delta \chi_i))] \cdot (1/\omega L) \quad (6.12)$$

Als we deze vergelijkingen uitschrijven, waarbij alle termen met $(\Delta U_i)^2$, $(\Delta \chi_i)^2$ en $\Delta U_i \cdot \Delta \chi_i$ verwaarloosd worden, dan is het resultaat:

²Bij het 75kVA statische noodstroomstelsel is de waarde van de zelfinductie $L = 750 \mu\text{H}$. Het nominale werkzame vermogen voor drie fasen is 60kW. Het nominale blindvermogen voor drie fasen is 45kVAr, waarvan 40kVAr met behulp van condensatoren gecompenseerd wordt. Het door de inverter te leveren schijnbare vermogen is dus 60,2kVA. Als de uitgangsspanning nominaal is, dan loopt er per fase een stroom met een waarde van: $60,2\text{kVA} / (3 \times 220\text{V}) = 91,2\text{A}$. Hieruit volgt, dat de spanningsval over de zelfinductie gelijk is aan 21,5V. Dit is 10% van de nominale uitgangsspanning.

$$\begin{aligned}
 P_i &= \{1, 1 \cdot U_N^2 \cdot 0,998 \cdot \chi_N + \Delta U_i \cdot U_N \cdot 0,998 \cdot \chi_N + \Delta \chi_i \cdot 1, 1 \cdot U_N^2 \cdot 0,998\} / \omega L = \\
 &= \{1, 10 \cdot U_N^2 \cdot \chi_N + \Delta U_i \cdot U_N \cdot \chi_N + 1, 10 \cdot \Delta \chi_i \cdot U_N^2\} / \omega L \quad (6.13)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Q_i &= \{1, 2 \cdot U_N^2 - 1, 1 \cdot U_N^2 (1 - 0,049 \cdot \chi_N) \\
 &\quad + \Delta U_i \cdot U_N \cdot (1, 2 - 0,049 \cdot \chi_N) + \Delta \chi_i \cdot 1, 1 \cdot U_N^2 \cdot 0,049\} / \omega L = \\
 &= \{0, 10 \cdot U_N^2 + 1, 20 \cdot \Delta U_i \cdot U_N + 0,054 \cdot \Delta \chi_i \cdot U_N^2\} / \omega L \quad (6.14)
 \end{aligned}$$

Het werkzame vermogen en het blindvermogen bestaan dus beiden uit een constant deel en twee delen, die bij goede benadering evenredig zijn met resp. het faseverschil $\Delta \chi_i$ en het spanningsverschil ΔU_i . Het constante deel is resp. het nominale werkzame vermogen P_N en het nominale blindvermogen Q_N per fase van één noodstroomstelsel.

$$P_i = P_N + \Delta P_{i1}(\Delta \chi_i) + \Delta P_{i2}(\Delta U_i) = P_N + \Delta P_i \quad (6.15)$$

$$Q_i = Q_N + \Delta Q_{i1}(\Delta \chi_i) + \Delta Q_{i2}(\Delta U_i) = Q_N + \Delta Q_i \quad (6.16)$$

Uit vergelijkingen (6.13) t/m (6.16) is de volgende vergelijking op te stellen voor het genormeerde werkzame vermogen en het genormeerde blindvermogen als functie van de relatieve veranderingen van het faseverschil χ_i en de effectieve invertorspanning U_i :

$$\begin{pmatrix} P_i / S_N \\ Q_i / S_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Delta \chi_i / \chi_N \\ \Delta U_i / U_{i,N} \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} \Delta \chi_i / \chi_N \\ \Delta U_i / U_{i,N} \end{pmatrix} \quad (6.17)$$

waarin:

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1, 10 \cdot U_N^2 \cdot \chi_N}{\omega L \cdot S_N} & \frac{U_N^2 \chi_N}{\omega L \cdot S_N} \\ \frac{0,054 \cdot U_N^2 \cdot \chi_N}{\omega L \cdot S_N} & \frac{1, 20 \cdot U_N^2}{\omega L \cdot S_N} \end{pmatrix}$$

Voor het werkzame en blindvermogen, dat invertor i per fase levert, geldt:

$$\begin{pmatrix} P_i \\ Q_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_N \\ Q_N \end{pmatrix} + S_N \cdot A \cdot \begin{pmatrix} \Delta\chi_i / \chi_N \\ \Delta U_i / U_{i,N} \end{pmatrix} \quad (6.18)$$

Het werkzame en blindvermogen, dat de invertor in totaal (dus per drie fasen) levert, is:

$$\begin{pmatrix} P_{i,tot} \\ Q_{i,tot} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{N,tot} \\ Q_{N,tot} \end{pmatrix} + S_{N,tot} \cdot A \cdot \begin{pmatrix} \Delta\chi_i / \chi_N \\ \Delta U_i / U_{i,N} \end{pmatrix} \quad (6.19)$$

met $S_{N,tot}$: het nominale schijnbare vermogen per drie fasen

In formule (6.18) en (6.19) wordt dezelfde matrix A gebruikt.

Voor het 75kVA statische noodstroomstelsel gelden de volgende waarden:

$$L = 750 \mu\text{H}$$

$$\chi_N = 0,098 \text{ rad} (= 5,6^\circ)$$

$$U_N = 220 \text{ V}$$

$$\omega = 2\pi \cdot 50 \text{ rad/s}$$

$$S_N = (75 \text{ kVAr})/3 = 25 \text{ kVAr}$$

$$P_N = (60 \text{ kW})/3 = 20 \text{ kW}$$

$$Q_N = (45 \text{ kVAr} - 40 \text{ kVAr})/3 = 1,7 \text{ kVAr}$$

(m.b.v. condensatoren wordt 40 kVAr inductief blindvermogen gecompenseerd)

Hiermee wordt voor matrix A gevonden:

$$\begin{pmatrix} 0,88 & 0,80 \\ 0,04 & 9,84 \end{pmatrix} \quad (6.20)$$

6.3 Het beïnvloeden van de vermogensverdeling.

Uit formules (6.15) en (6.16) blijkt, dat het aandeel van een inverter in het afgegeven werkzame en blindvermogen aan een net, waarop meerdere noodstroomsystemen zijn aangesloten, afhankelijk is van de onderlinge verschillen in fase en effectieve waarde van de invertorspanningen.

Tevens blijkt uit de eerste kolom van de matrix in vergelijking (6.20), dat het faseverschil tussen inverterspanningen en uitgangsspanningen vooral het door een inverter geleverde werkzame vermogen beïnvloed.

Uit de tweede kolom van de matrix blijkt daarentegen, dat de effectieve waarde van de invertorspanningen voornamelijk invloed heeft op het geleverde blindvermogen.

In bovenstaande conclusie ligt opgesloten de mogelijkheid, waarmee te zorgen is dat een noodstroomstelsel aan een net van gekoppelde noodstroomsystemen, zowel ten aanzien van het werkzame vermogen als ten aanzien van het blindvermogen, een evenredig deel zal bijdragen.

De methode, waarmee dit bereikt wordt, is:

1. Het noodstroomstelsel wordt zo ontworpen, dat de inverterfrequentie van het noodstroomstelsel in geringe mate afneemt bij toename van het geleverde werkzamevermogen. Hierdoor zal, indien dit noodstroomstelsel momentaan vergeleken met de overige noodstroomsystemen een te geringe bijdrage levert aan het gevraagde werkzame vermogen, de frequentie van dit stelsel in geringe mate hoger zijn dan de frequentie van de overige systemen. Ten gevolge daarvan zal het faseverschil tussen de invertorspanningen van dit noodstroomstelsel en de uitgangsspanningen toenemen, waardoor het afgegeven vermogen ook toe gaat nemen.

Door de toename van de belasting gaat dan de invertorfrequentie dalen en stabiliseert het faseverschil zich op een waarde, waarbij het noodstroomstelsel een evenredig deel van het werkzame vermogen levert.

2. Het noodstroomstelsel wordt eveneens zo ontworpen, dat de effectieve waarde van de invertorspanningen in geringe mate daalt, indien het te leveren blindvermogen van het noodstroomstelsel toeneemt.

Hierdoor zal de effectieve waarde van een noodstroomstelsel, dat momentaan in vergelijking met de andere systemen een te groot blindvermogen moet leveren, dalen. Ten gevolge daarvan zal het geleverde werkzame en blindvermogen van dit noodstroomstelsel dalen. De daling van het blindvermogen is daarbij het sterkst. Het stelsel zal zich daardoor instellen op een punt, waarbij het een evenredig deel van het blindvermogen levert.

De beide bovengenoemde regellussen zullen elkaar beïnvloeden, omdat de fase en de effectieve waarde van de invertorspanningen beiden effect hebben op zowel het te leveren werkzame vermogen als op het te leveren blindvermogen.

6.4 De wederzijdse beïnvloeding van de regellussen.

We zullen nu de voorwaarde bepalen, waaraan voldaan moet worden om te voorkomen, dat de wederzijdse beïnvloeding van de regellussen de werking van de regellussen onmogelijk maakt.

We gaan daarbij uit van de situatie, dat het werkzame en blindvermogen evenredig verdeeld is op een afwijking in het werkzame vermogen P_i van noodstroomstelsel i na.

Het noodstroomstelsel i levert een hoeveelheid werkzaam vermogen P_i teveel aan het uitgaande net. De fase van dit noodstroomstelsel moet, om deze onbalans op te heffen, afnemen met:

$$\Delta\chi_i = -(\Delta P_i / a_{11}) \cdot (\chi_N / S_N) \quad (6.21)$$

Deze faseverandering heeft een verandering van het geleverde blindvermogen tot gevolg ter grootte van:

$$\Delta Q_i = (\Delta\chi_i \cdot a_{21}) \cdot (S_N / \chi_N) = -\Delta P_i \cdot a_{21} / a_{11} \quad (6.22)$$

Om deze resulterende onbalans in de blindvermogensverdeling op te heffen, moet de effectieve waarde van de invertorspanningen verhoogd worden met:

$$\Delta U_i = -(\Delta Q_i / a_{22}) \cdot (U_N / S_N) = [(\Delta P_i \cdot a_{21}) / (a_{11} \cdot a_{22})] \cdot (U_N / S_N) \quad (6.23)$$

Deze verandering van de effectieve waarde betekent een terugwerkende verandering van het geleverde werkzame vermogen ter grootte van:

$$\Delta P_{i,t} = (\Delta U_i \cdot a_{12}) \cdot (S_N / U_N) = \Delta P_i \cdot (a_{12} \cdot a_{21}) / (a_{11} \cdot a_{22}) \quad (6.24)$$

Als de absolute waarde van $P_{i,t}$ kleiner is dan de absolute waarde van P_i , dan heeft de werking van de regelussen effect gehad in de betekenis, dat de noodstroomsystemen dichter bij de toestand van evenredige verdeling van de vermogens zijn gekomen.

Als de absolute waarde van $P_{i,t}$ groter is dan de absolute waarde van P_i , dan zal de afstand tot de ideale toestand van evenredige verdeling steeds groter worden. Een evenredige verdeling van de vermogens is dan niet te bereiken.

De voorwaarde voor een goede werking van de regellussen is dus:

$$\left| (a_{12} \cdot a_{21}) / (a_{11} \cdot a_{22}) \right| < 1 \quad (6.25)$$

Een analoge redenering voor een afwijking Q_i in de blindvermogensverdeling levert dezelfde voorwaarde.

Als we de waarden van (6.20) invullen, dan wordt voor het 75kVA statische noodstroomstelsel gevonden:

$$\left| \frac{a_{12} \cdot a_{21}}{a_{11} \cdot a_{22}} \right| = 3,70 \cdot 10^{-3} \quad (6.26)$$

Hieruit volgt, dat er stabiele regellussen voor de verdeling van het werkzame vermogen en het blindvermogen gemaakt kunnen worden, waarbij:

1. De regellus voor het instellen van het door noodstroomstelsel i geleverde werkzame vermogen alleen P_i als ingangssignaal heeft en alleen f_i beïnvloedt om daarmee i aan te passen.
2. De regellus voor het instellen van het door noodstroomstelsel i geleverde blindvermogen alleen Q_i als ingangssignaal heeft en alleen U_i beïnvloedt.

De eerste regellus zullen we aanduiden met de frequentie - werkzaam vermogen regellus of kortweg f-P regellus. De tweede regellus noemen we effectieve waarde - blindvermogen regellus of U-Q regellus.

6.5 De karakteristieken van de terugkoppelingen.

Een evenredige verdeling van het werkzame vermogen en het blindvermogen over de parallel geschakelde noodstroomstelsels is te realiseren door:

1. De frequentie van de invertorspanningen van een noodstroomstelsel af te laten nemen, als het geleverde werkzame vermogen toeneemt en omgekeerd.
2. De effectieve waarde van de invertorspanningen van een noodstroomstelsel af te laten nemen, als het geleverde blindvermogen toeneemt en omgekeerd.

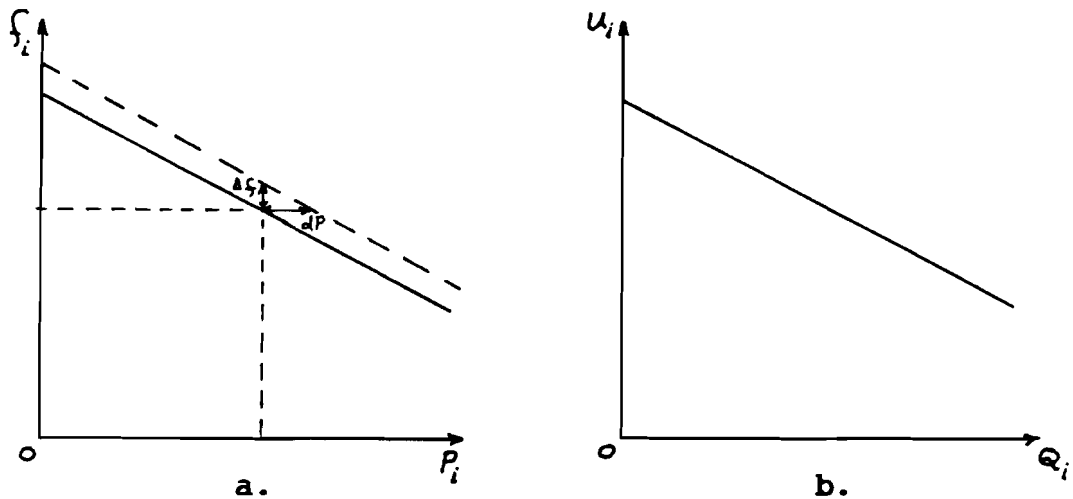
De eenvoudigste methode om deze terugkoppelingen te realiseren is weergegeven in figuur 6-3. De afname van de frequentie en de effectieve waarde van de invertorspanningen is recht evenredig met de toename van resp. het werkzame vermogen en het blindvermogen.

De richtingscoëfficiënt van de f-P karakteristiek is:

$$r_f = df/dP \quad (6.27)$$

en die van de U-Q karakteristiek is:

$$r_U = dU/dQ \quad (6.28)$$



figuur 6-3: De eenvoudigste vorm voor de terugkoppelkarakteristieken.

- a. Terugkoppeling voor de f-P regeling.
- b. Terugkoppeling voor de U-Q regeling.

Als alle noodstroomssystemen exact dezelfde terugkoppelkarakteristieken hebben, dan zullen de invertorspanningen in de evenwichtstoestand dezelfde frequentie en effectieve waarde hebben.

Hoe steiler de karakteristieken zijn, hoe meer de frequentie en/of de effectieve waarde ten gevolge van een onbalans in de vermogensverdeling afwijkt van de evenwichtswaarde, dus hoe groter de open lus versterking (=rondgaande versterking) van de regellussen is.

Een grotere open lus versterking heeft de volgende voordelen:

- 1. De bandbreedte van de gesloten regellus wordt groter.

Hierdoor zal de vermogensverdeling bij snelle variaties van werkzaam en blindvermogen beter zijn.

Een te grote rondgaande versterking heeft echter instabiliteit van de regellus tot gevolg.³

2. De vermogensverdeling wordt minder gevoelig voor onnauwkeurigheden in de instelling van de wenswaarden voor de frequentie en de effectieve waarde van de uitgangsspanningen.

Deze wenswaarden worden namelijk in elk noodstroomstelsel afzonderlijk ingesteld om de noodstroomsystemen zo autonoom mogelijk te laten werken.

We zullen nu de invloed van onnauwkeurigheden in de ingestelde wenswaarden beschouwen.

De wenswaarde van de frequentie.

In de evenwichtstoestand zijn de frequenties van de noodstroomsystemen gelijk, omdat anders de faseverschillen zouden veranderen. Als de wenswaarde van de frequentie van een noodstroomstelsel Δf afwijkt van die van de overige systemen, dan zal dit noodstroomstelsel in totaal (dus per drie fasen) ΔP meer vermogen leveren dan de overige systemen met:

³De regellussen kunnen zorgen voor een evenredige verdeling van de vermogens voor sinusvormige variaties in werkzaam en blindvermogen, die qua frequentie binnen de bandbreedte van resp. de f-P en de U-Q regellus liggen. Bij sprongvormige veranderingen van werkzaam en blindvermogen betekent een grotere bandbreedte, dat de ongelijkheid van de verdeling van de vermogens direct na de sprongvormige verandering minder groot is en minder lang duurt.

Als de openlus versterking zo groot is, dat de amplitude-karakteristiek door de 0 dB (1x versterking) gaat bij een frequentie, waarvoor de faseverschuiving 180° of meer is, dan is de gesloten lus instabiel.

$$\Delta P = -\Delta f / r_f \quad (6.29)$$

Dit is in figuur 6-3 a aangegeven.

De wenswaarde van de effectieve waarde.

Als de wenswaarde van de effectieve waarde van de invertorspanningen ΔU afwijkt van die van de overige systemen, dan zal in de evenwichtstoestand de effectieve waarde van de invertorspanningen dU afwijken van die van de overigen. Het systeem levert dan in totaal dQ meer blindvermogen dan de andere systemen, met:

$$dQ / S_{N,tot} = a_{22} \cdot dU / U_N \quad (6.30)$$

met $S_{N,tot}$: het nominale schijnbare vermogen
per drie fasen

Voor dQ geldt bovendien:

$$dQ = (dU - \Delta U) / r_U \quad (6.31)$$

Uit vergelijkingen (6.30) en (6.31) volgt voor de afwijking van de effectieve waarde van het noodstroomstelsel in de evenwichtstoestand door middel van substitutie:

$$dU = \Delta U / (1 - r_U \cdot a_{22} \cdot (S_{N,tot} / U_N)) \quad (6.32)$$

Hierbij hoort een blindvermogensafwijking van (zie vergelijking (6.30)):

$$dQ = (\Delta U \cdot a_{22} \cdot (S_{N,tot} / U_N)) / (1 - r_U \cdot a_{22} \cdot (S_{N,tot} / U_N)) \quad (6.33)$$

6.5.1 Niet-lineaire terugkoppelkarakteristiek.

Om een optimale werking van de regellussen te verkrijgen, moet de steilheid van de terugkoppelkarakteristieken zo groot gekozen worden, dat de bandbreedte van de regellussen zo groot mogelijk is.

Aan de regellussen wordt als tweede eis gesteld, dat de frequentie en de effectieve waarde van de uitgangsspanningen binnen zekere grenzen blijven.

Die grenzen zijn:

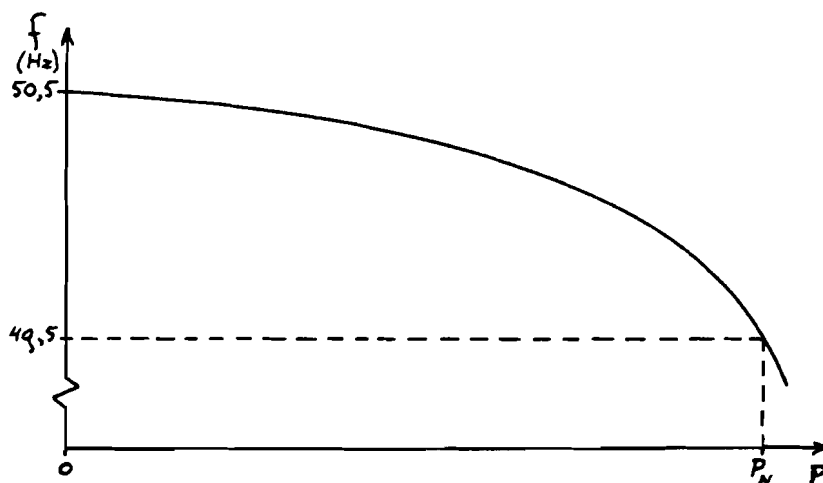
1. Voor de frequentie: 50 Hz \pm 1%.
2. Voor de effectieve waarde: 220 V per fase \pm 5%.

Ook als er een centrale regeling is, die de frequentie en de effectieve waarde van de uitgangsspanningen onafhankelijk van het gevraagde werkzame vermogen resp. blindvermogen terug regelt op 50 Hz resp. 220 V per fase, moet, als deze centrale regeling uitvalt, de uitgangsspanning aan genoemde eisen blijven voldoen.

Ten gevolge van bovengenoemde toleranties kan de steilheid van de karakteristieken in het algemeen niet zo groot gekozen worden, als voor de optimale bandbreedte van de f-P resp. U-Q regellus nodig is.

Bij een hoge belasting van de totale noodstroomvoorziening is een goede vermogensverdeling van groter belang, dan bij een lage belasting. Bij een hoge belasting moet namelijk elk afzonderlijk systeem onder het vermogen blijven, dat hij maximaal kan leveren.

Om bij een hogere belasting een betere vermogensverdeling te krijgen kan ervoor gezorgd worden, dat de richtingscoëfficiënt van de karakteristieken bij grote P resp. Q groter is. Dit gaat echter ten koste van de grootte van de richtingscoëfficiënt en dus de kwaliteit van de vermogensverdeling bij kleine P en Q. In figuur 6-4 is dit geschetst voor de f-P karakteristiek.



figuur 6-4: Een niet-lineaire f-P karakteristiek.

6.6 Het 75kVA statische noodstroomstelsel.

Van het 75kVA statische noodstroomstelsel is het nominale werkzame vermogen 60kW en het nominale blindvermogen 45kVAr.

De invertorfrequentie wordt met behulp van een micro-processor ingesteld. De frequentie wordt daarbij afgeleid van de frequentie van een kristal-oscillator.

De uitgangsfrequentie van het noodstroomstelsel is gelijk aan de invertorfrequentie. Voor het instellen van de uitgangsfrequentie is het dus niet nodig om de uitgangsfrequentie te meten.

De frequentie is in te stellen met een absolute nauwkeurigheid van 0,001Hz.

Er is geen eenduidig verband tussen de effectieve waarde van de uitgangsspanningen en de effectieve waarde van de invertorspanningen. Voor het instellen van de effectieve waarde van de uitgangsspanningen is het daarom nodig om de effectieve waarde van de uitgangsspanningen te meten.

De effectieve waarde van de uitgangsspanningen wordt met behulp van een analoge regelaar ingesteld.

De nauwkeurigheid, waarmee de effectieve waarde van de uitgangsspanningen ingesteld kan worden, wordt bepaald door de meetnauwkeurigheid, waarmee de effectieve waarde van de uitgangsspanningen bepaald wordt, en de instelnaauwkeurigheid van de referentiewaarde.

De effectieve waarde van de uitgangsspanningen blijkt in de praktijk ingesteld te kunnen worden met een absolute nauwkeurigheid van ca. 1V.

De frequentie en de effectieve waarde van de uitgangsspanningen moeten te allen tijde gelijk zijn aan resp. 50Hz \pm 1% en 220V \pm 5%.

Hieruit volgt voor de maximale richtingscoëfficiënten van de hellingen van de terugkoppelkarakteristieken, in het geval dat de karakteristieken rechte lijnen zijn:

$$r_f = -(50,5\text{Hz} - 49,5\text{Hz}) / 60\text{kW} = -16,7 \cdot 10^{-6} \text{ Hz/W} \quad (6.34)$$

$$r_U = -(231\text{V} - 198\text{V}) / 45\text{kVAr} = -733 \cdot 10^{-6} \text{ V/VAr} \quad (6.35)$$

Met behulp van vergelijkingen (6.29), (6.33) en (6.20) volgt dan voor de maximale afwijking van de werkzame en blindvermogens ten opzichte van de waarden voor het werkzame en blindvermogen bij evenredige verdeling:

$$\Delta P = 60 \text{ W} \quad (6.36)$$

$$dQ = 970 \text{ VAr} \quad (6.37)$$

Deze maximale onbalans in de verdeling van werkzaam en blindvermogen is voldoende klein, om in de ontwerp-specificaties geen extra ruimte te moeten incalculeren om bij parallel schakelen overbelasting door onbalans in de vermogensverdeling op te vangen.

6.7 De f-P regeling.

Het blokschema van de f-P regeling, zoals dat volgt uit de vorige paragrafen, is weergegeven in figuur 6-6.

Een kortdurende en kleine verandering van de invertorfrequentie heeft als doel het fase-verschil tussen invertorspanningen en uitgangsspanningen te veranderen. Hierdoor verandert het geleverde werkzame vermogen. Nadat de gewenste verandering is bereikt, wordt de invertorfrequentie weer gelijk aan de uitgangsfrequentie. De frequentie van één van de invertoren zal dus nooit lang afwijken van de uitgangsfrequentie van de totale noodstroomvoorziening.

De uitgangsfrequentie van de noodstroomvoorziening is dan gelijk aan het gemiddelde van de invertorfrequenties van de n parallel geschakelde noodstroomsystemen.

Dit is aan te tonen aan de hand van het vereenvoudigde eenfasig vervangingsschema van een noodstroomvoorziening weergegeven in figuur 6-5. De invertorspanningen stellen we gelijk aan respectievelijk:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U \cdot \cos[\omega t] \\ u_2(t) &= U \cdot \cos[\omega t + \Delta\varphi \sin(\omega_s t)] \end{aligned} \quad (6.37)$$

De spanning $u_2(t)$ is ten opzichte van de spanning $u_1(t)$ in fase gemoduleerd met $\Delta\varphi \sin(\omega_s t)$.

De hoekfrequentie van $u_2(t)$ is:

$$d[\omega t + \Delta\varphi \sin(\omega_s t)]/dt = \omega + \Delta\varphi \omega_s \cos(\omega_s t) \quad (6.38)$$

De hoekfrequentie van $u_1(t)$ is:

$$d[\omega t]/dt = \omega \quad (6.39)$$

De spanning $u_{uit}(t)$ is gelijk aan:

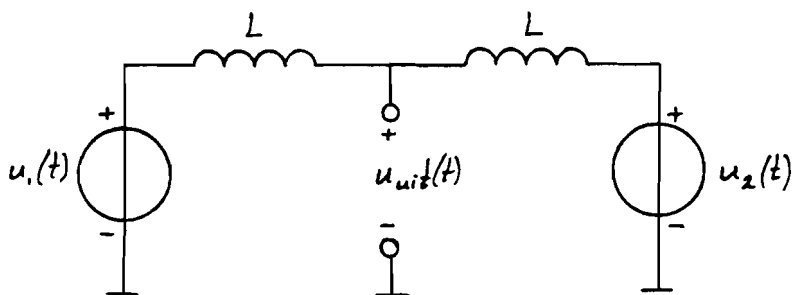
$$\begin{aligned} u_{uit}(t) &= (u_1(t) + u_2(t)) / 2 = \\ &= (U \cdot \cos[\omega t] + U \cdot \cos[\omega t + \Delta\varphi \sin(\omega_s t)]) / 2 = \\ &= U \cdot \cos[\frac{1}{2} \Delta\varphi \sin(\omega_s t)] \cdot \cos[\omega t + \frac{1}{2} \Delta\varphi \sin(\omega_s t)] \approx \\ &\approx U \cdot \cos[\omega t + \frac{1}{2} \Delta\varphi \sin(\omega_s t)] \end{aligned}$$

mits $\Delta\varphi$ voldoende klein is (6.40)

Het faseverschil $\Delta\varphi \sin(\omega_s t)$ wordt in een noodstroomvoorziening door de f-P regeling zo klein mogelijk gehouden. Hierdoor wordt aan de voorwaarde in vergelijking (6.40) altijd voldaan.

De hoekfrequentie van $u_{uit}(t)$ is:

$$d[\omega t + \frac{1}{2} \Delta\varphi \sin(\omega_s t)] / dt = \omega + \frac{1}{2} \Delta\varphi \omega_s \cos(\omega_s t) \quad (6.41)$$



figuur 6-5: Vereenvoudigd schema van een noodstroomvoorziening bestaande uit twee noodstroomsystemen.

Het blijkt, dat de hoekfrequentie van $u_{uit}(t)$ gelijk is aan het gemiddelde van de hoekfrequenties van $u_1(t)$ en $u_2(t)$.

In figuur 6-6 is de verandering van f_i ten opzichte van f_N , als er een vermogen P_i door het noodstroomstelsel geleverd wordt, weergegeven met $\Delta f_i(P_i)$.

De regellus, die de frequentie van inverter i als functie van P_i laat veranderen, noemen we de primaire f-P regellus. Over deze regellus heen staat een regellus, die centraal de uitgangsfrequentie meet en een frequentieverandering f aan alle noodstroomsystemen voorschrijft, waardoor de uitgangsfrequentie gelijk blijft aan 50Hz. Deze regellus noemen we de secundaire regellus.

De secundaire regellus is een gemeenschappelijke regellus voor alle noodstroomsystemen. Deze regellus heeft tot taak het verbeteren van het gedrag van de totale noodstroomvoorziening, door de frequentie van de uitgangsspanningen op de nominale waarde te houden. Als deze regellus uitvalt, dan zal de frequentie van de uitgangsspanningen als functie van het geleverde werkzame vermogen veranderen, zoals dat door de terugkoppelkarakteristiek van de primaire regellus bepaald wordt.

Het deel binnen het gestippelde kader is het centrale deel. Het centrale deel zorgt ervoor, dat de uitgangsfrequentie van de totale noodstroomvoorziening gelijk wordt aan de ingestelde referentie-frequentie f_{ref} . Dit wordt gedaan, door de referentie-frequentie $f_{ref,i}$ van elk noodstroomstelsel afzonderlijk met een frequentie-verschil Δf te verhogen tot f_i' . De onnauwkeurigheid in f_i' [$i=1\dots n$] van elk noodstroomstelsel bepaalt de ongelijkheid in de verdeling van het werkzame vermogen over de noodstroomsystemen (nl. zoals aangegeven door formule (6.29)). Een onderling verschil in Δf per noodstroomstelsel zou de verdeling van de vermogens over de systemen beïnvloeden. Omdat dit ongewenst is, moet het frequentie-verschil Δf voor elk noodstroomstelsel exact gelijk zijn. Daarom kan het deel

binnen het kader niet in elk noodstroomsysteem afzonderlijk aangebracht worden, maar moet dit een centraal en voor elk noodstroomsysteem gelijk werkende regellus zijn.

De strategie is nu als volgt:

- De richtingscoëfficiënt r_f van de terugkoppelkarakteristiek wordt zo groot mogelijk gekozen. De onnauwkeurigheid in de verdeling van het werkzame vermogen is dan zo klein mogelijk (zie vergelijking (6.29)).
- Eventueel wordt een niet-lineaire terugkoppelkarakteristiek gebruikt (zie § 6.5.1), om te zorgen, dat de verdeling van het werkzame vermogen bij een grote belasting van de noodstroomvoorziening beter is.
- Met een centrale regelaar en een centraal ingestelde referentie-frequentie wordt aan alle noodstroomsystemen hetzelfde frequentie-verschil Δf toegevoerd. Door de centrale regelaar wordt Δf zo ingesteld, dat de uitgangsfrequentie f_{uit} van de totale noodstroomvoorziening gelijk is aan f_{ref} .

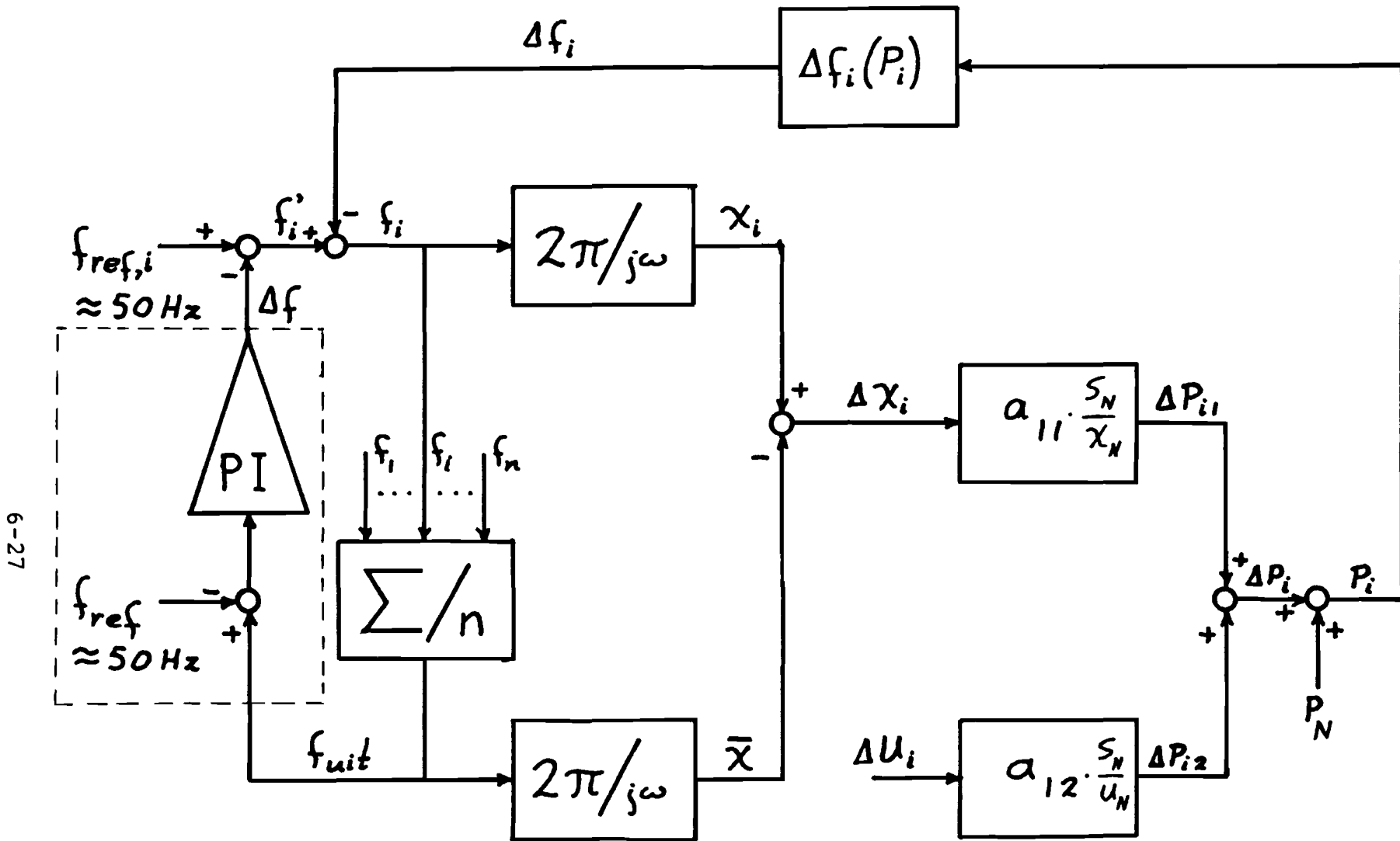
6.8 De U-Q regeling.

Het blokschema van de U-Q regeling is weergegeven in figuur 6-7.

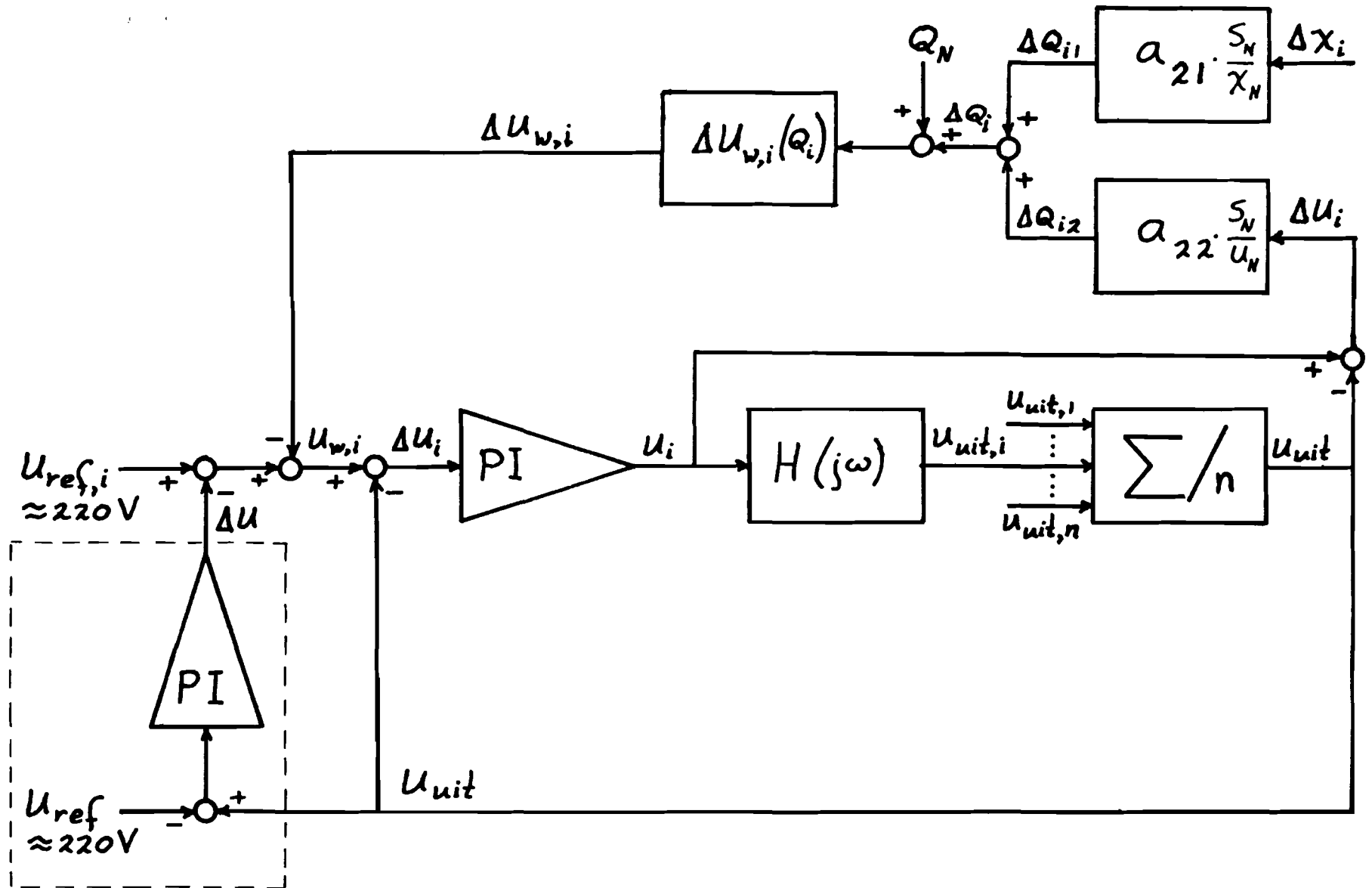
De verandering van U_i ten opzichte van U_N , die door de terugkoppelkarakteristiek bepaald wordt als er een blindvermogen Q_i door het noodstroomsysteem geleverd wordt, is weergegeven met $\Delta U_{w,i}(Q_i)$.

Ook hier is weer een primaire en een secundaire regellus aangebracht. Voor de secundaire regellus geldt hetzelfde als bij de f-P regellus.

In dit blokschema is de overdrachtsfunctie $H(\omega t)$, die het verband tussen de invertorspanningen en de uitgangsspanningen van een noodstroomsysteem weergeeft, nog niet bekend. Deze overdrachtsfunctie zal in het volgende hoofdstuk bepaald worden.



figuur 6-6: De f-P regeling.



figuur 6-7: De U-Q regeling.

7. METINGEN AAN HET STATISCHE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM.

In hoofdstuk 6 is afgeleid, dat voor het parallel schakelen van meerdere noodstroomsystemen per noodstroomstelsel twee regellussen nodig zijn, namelijk:

- een regellus voor het instellen van het geleverde werkzame vermogen, zodanig dat elk noodstroomstelsel vrijwel hetzelfde werkzame vermogen levert.
- een regellus voor het instellen van het geleverde blindvermogen, zodanig dat elk noodstroomstelsel vrijwel hetzelfde blindvermogen levert.

Om deze regellussen te kunnen dimensioneren, moet het statische en het dynamische gedrag van het noodstroomstelsel bekend zijn. Hiertoe zijn metingen gedaan aan het 75kVA prototype van een statisch parallel noodstroomstelsel. Aan de hand van deze metingen zijn een statisch model en een dynamisch model van het noodstroomstelsel opgesteld. Deze modellen worden in hoofdstuk 8 behandeld.

In dit hoofdstuk zullen achtereenvolgens behandeld worden:

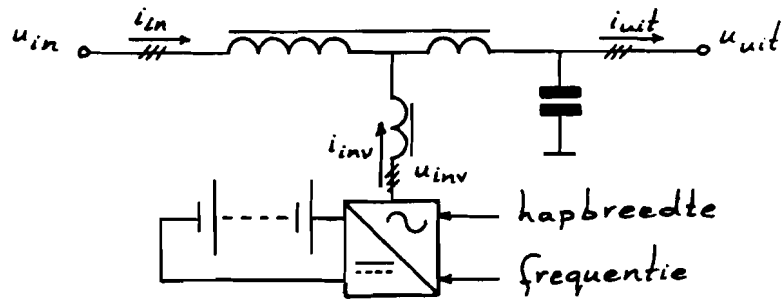
1. De meetopstelling.
2. De resultaten en conclusies, die uit de metingen volgen.

7.1 De meetopstelling.

7.1.1 Het 75kVA prototype.

Het principe-schema van het 75kVA prototype is in figuur 7-1 weergegeven.

De 12-puls invertor is opgebouwd uit twee 6-puls invertoren. Deze 6-puls invertoren leveren elk een driefasen-net bestaande uit blokgolven met hap. De beide driefasen-netten worden met behulp van twee transformatoren opgeteld, naar de juiste effectieve fase-spanning getransformeerd en van een aantal harmonischen ontdaan (zie hoofdstuk 3).



figuur 7-1: Principe-schema van het 75kVA prototype.

De grondfrequentie van de blokgolf met hap wordt door een microprocessor ingesteld. De microprocessor bepaalt een waarde n_{inv} evenredig met de gewenste waarde van de periode-tijd $T_{inv} = 1/f_{inv}$ en stuurt deze waarde naar een teller. De waarde n_{inv} is een geheel getal. De teller telt met een gegeven snelheid van $3,6864 \cdot 10^6$ eenheden per seconde omlaag. Om de frequentie van de uitgangsspanningen gelijk aan 50Hz te maken, moet de teller dus per periode $3,6864 \cdot 10^6 / 50 = 73728$ eenheden tellen. Als deze waarde op 73727 gesteld wordt, in plaats van 73728, dan wordt de frequentie $f_{inv} \approx 50,001\text{Hz}$. Hieruit volgt, dat de grondfrequentie rond de 50Hz in te stellen is met een nauwkeurigheid van 0,001Hz.¹

¹De frequentie van de invertorspanningen f_{inv} is omgekeerd evenredig met de waarde n_{inv} , die naar de teller gestuurd wordt. Voor kleine variaties $\Delta n \ll n_{inv}$ in n_{inv} mag gesteld worden:

$$f_{inv} = c / (n_{inv} + \Delta n) = c \cdot (n_{inv} - \Delta n) / \{n_{inv}^2 - (\Delta n)^2\} \approx c \cdot (n_{inv} - \Delta n) / n_{inv}^2 \quad (c: \text{evenredigheidsconstante}).$$

De frequentie-regeling functioneert in de verschillende bedrijfssituaties als volgt:

1. In normaal bedrijf (d.w.z. het ingaande net is aanwezig) wordt de frequentie f_{inv} van de invertorspanningen zo geregeld, dat de stroom, die naar de accu gaat, de juiste waarde heeft voor het laden of het op spanning houden van de accu. Bij een bepaalde belasting van het noodstroom-systeem en een vaste amplitude en frequentie van het uitgaande net, komt dit overeen met een bepaald fase-verschil α tussen ingangsspanningen en invertorspanningen. De regelaar voor de invertorstromen staat dus in cascade met de frequentie-regelaar. Het geheel krijgt hierdoor het karakter van een fase-regeling voor het fase-verschil α .
2. In noodstroombedrijf wordt de frequentie ingesteld op een waarde, die hoort bij het werkzame vermogen, dat het noodstroomstelsel levert.² Er is dan sprake van een zuivere frequentie-regeling.

De amplitude van de invertorspanningen wordt geregeld met behulp van de haptbreedte β van de blokvolven met hap. De haptbreedte wordt door een analoge regelaar ingesteld. De effectieve waarde van de invertorspanningen is gelijk aan (zie hoofdstuk 3 verg. (3.78)):

²Zoals in hoofdstuk 6 vermeld is, is de frequentie van de uitgangsspanningen van de noodstroomvoorziening met behulp van een centrale regelaar op 50Hz te houden. De frequenties van de invertorspanningen van elk noodstroomstelsel afzonderlijk kunnen dan nog wel tijdelijk van 50Hz afwijken om de vermogensverdeling binnen de noodstroomvoorziening te veranderen.

$$U = \frac{\sqrt{6} \cdot 4 \cdot U_g \cdot 2 \cdot \sin[(\pi/6) - (\beta/2)]}{N \cdot \pi} \quad (7.1)$$

Ten gevolge van een verandering van de hapbreedte van de blokgolf met hap met $\Delta\beta$, zal het faseverschil α tussen ingangsspanningen en invertorspanningen toenemen met $\Delta\beta/2$. Dit is direct af te leiden uit hoofdstuk 3 figuur 3-25. In het 75kVA prototype worden de blokspanningen echter tegelijk over $-\Delta\beta/2$ verschoven, zodat het faseverschil α tussen ingangsspanningen en invertorspanningen constant blijft. Hierdoor wordt in normaal bedrijf de regeling voor de accu-stroom en de regeling voor de uitgangsspanning vrijwel helemaal ontkoppeld.³

In normaal bedrijf wordt de effectieve waarde van de invertorspanningen zo geregeld, dat de effectieve waarde van de uitgangsspanningen gelijk is aan 220V.

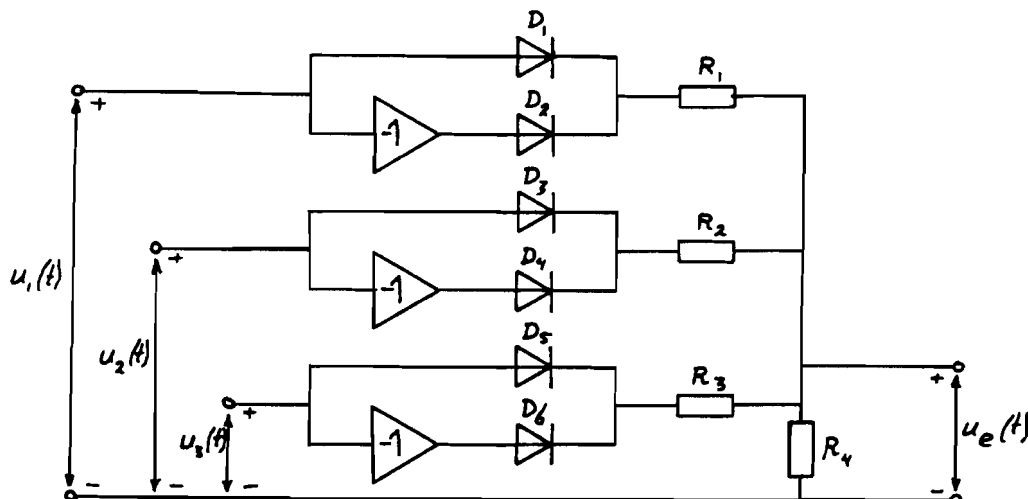
In noodstroombedrijf wordt, door het regelen van de effectieve waarde van de invertorspanningen, de effectieve waarde van de uitgangsspanningen ingesteld op de waarde, die hoort bij het geleverde blindvermogen.

Het meten van de effectieve waarde.

Voor het regelen van de uitgangsspanningen, wordt de effectieve waarde van deze spanningen bepaald met een meetgelijkrichter, waarvan het principe-schema in figuur 7-2 weergegeven is.⁴

³De ontkoppeling is niet volledig, aangezien het werkzame vermogen $-P_{inv}$, dat naar de inverter gaat afhankelijk is van de amplitude van de invertorspanningen (zie hoofdstuk 3 figuur 3-18).

⁴In feite wordt met de meetgelijkrichter de topwaarde van de uitgangsspanningen bepaald. De topwaarde is echter
(Voetnoot vervolgd)



figuur 7-2: Principe-schema van de meetgelijkrichter, waarmee de effectieve waarde van de wisselspanningen in het driefasen-systeem met spanningen $u_1(t)$, $u_2(t)$ en $u_3(t)$ bepaald kan worden.

In dit schema zijn de spanningen $u_1(t)$, $u_2(t)$ en $u_3(t)$ sinusvormig met een topwaarde \hat{u} en vormen een driefasen-systeem.

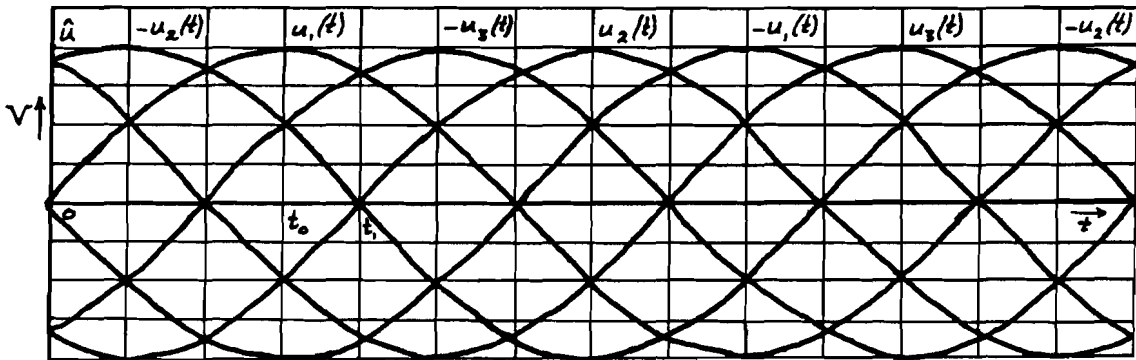
Deze meetgelijkrichter bevat zes dioden, maar gedraagt zich als een 12-puls meetgelijkrichter, mits de weerstanden R_1 t/m R_4 goed gekozen worden. We zullen nu bepalen, welke waarden R_1 t/m R_4 dan moeten hebben.

Vanwege de driefasen-symmetrie zal in ieder geval moeten gelden:

$$R_1 = R_2 = R_3 \tag{7.2}$$

(Voetnoot vervolgd)
 evenredig met de effectieve waarde, zolang de golfvorm van de uitgangsspanningen niet verandert.
 Bij een noodstroomstelsel wordt altijd de effectieve waarde van de uitgangsspanningen gespecificeerd. Daarom wordt de meetgelijkrichter beschouwd als een effectieve waarde meetschakeling.

In figuur 7-3 zijn de spanningen $u_1(t)$, $u_2(t)$, $u_3(t)$ en hun inversen geschetst. Uit dit figuur volgt, dat als er op elk ogenblik slechts één diode geleidt, de uitgangsspanning $u_e(t)$ gelijk is aan die van een 6-puls gelijkrichter. Dit zal optreden, als $R_1 = R_2 = R_3 = 0$.

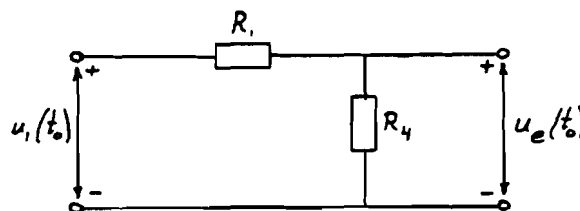


figuur 7-3: De spanningen $u_1(t)$, $u_2(t)$, $u_3(t)$ en hun inversen.

Als R_1 t/m R_3 niet nul zijn, dan zullen er op sommige momenten meerdere dioden tegelijk in geleiding zijn.

We zullen nu de werking van de gelijkrichter beschouwen op de tijdstippen $t=t_0$ en $t=t_1$ aangegeven in figuur 7-2.

Als op tijdstip $t=t_0$ $\hat{u} > u_e(t_0) > \hat{u} \cdot \cos(30^\circ) = \frac{1}{2} \cdot \hat{u}$ is, dan zal er slechts één diode geleiden. Het vervangingsschema van figuur 7-2 is voor dat geval weergegeven in figuur 7-4.

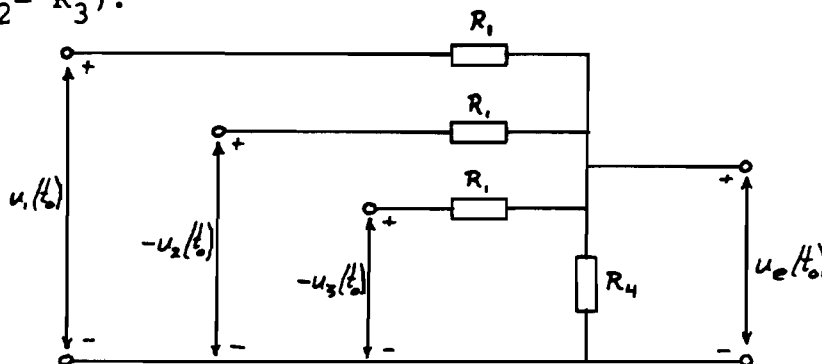


figuur 7-4: Vervangingsschema van figuur 7-2 op $t=t_0$ als $\hat{u} > u_e(t_0) > \frac{1}{2} \cdot \hat{u}$.

De spanning $u_e(t_0)$ is dan:

$$u_e(t_0) = \frac{R_4}{R_1 + R_4} \cdot u_1(t_0) \quad (7.3)$$

Als op tijdstip $t=t_0$ geldt: $\frac{1}{2}\hat{u} > u_e(t_0) > 0$, dan zijn er op dat tijdstip drie dioden in geleiding. Figuur 7-2 kan dan vervangen worden door het schema in figuur 7-5 (waarbij $R_1 = R_2 = R_3$).



figuur 7-5: Vervangingschema van figuur 7-2 op $t=t_0$ als $\frac{1}{2}\hat{u} > u_e(t_0) > 0$.

Voor $u_e(t_0)$ wordt dan gevonden:

$$u_e(t_0) = [u_1(t_0) - u_2(t_0) - u_3(t_0)] \cdot R_4 / (R_1 + 3 \cdot R_4) \quad (7.4)$$

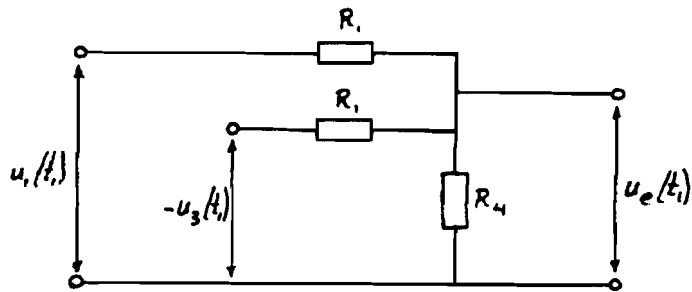
Omdat te allen tijde geldt:

$$u_1(t) + u_2(t) + u_3(t) = 0 \quad (7.5)$$

is vergelijking (7.4) te schrijven als:

$$u_e(t_0) = 2 \cdot u_1(t_0) \cdot R_4 / (R_1 + 3 \cdot R_4) \quad (7.6)$$

Op tijdstip $t=t_1$ is $u_e(t_1)$ kleiner dan $\hat{u} \cdot \cos(60^\circ) = \frac{1}{2}\sqrt{3} \cdot \hat{u}$ en groter dan 0V. Er geleiden dan twee dioden. Het vervangingschema op tijdstip $t=t_1$ is weergegeven in figuur 7-6.



figuur 7-6: Vervangingsschema van figuur 7-2 op $t=t_1$.

De spanning $u_e(t_1)$ op tijdstip $t=t_1$ is gelijk aan:

$$u_e(t_1) = [u_1(t_1) - u_3(t_1)] \cdot R_4 / (R_1 + 2 \cdot R_4) \quad (7.7)$$

De gelijkrichter gedraagt zich als een 12-puls type als geldt:

$$u_e(t) = u_e(t + \pi / (6\omega)) \quad (7.8)$$

Vanwege de drie-fasen symmetrie is een voldoende voorwaarde, dat geldt:

$$u_e(t_0) = u_e(t_1) \quad (7.9)$$

Er zijn twee mogelijkheden, namelijk:

$$u_1(t_0) \cdot R_4 / (R_1 + R_4) = [u_1(t_1) - u_3(t_1)] \cdot R_4 / (R_1 + 2 \cdot R_4) \quad (7.10)$$

$$(\hat{u} > u_e(t_0) > \frac{1}{2} \hat{u})$$

en:

$$u_1(t_0) \cdot 2 \cdot R_4 / (R_1 + 3 \cdot R_4) = [u_1(t_1) - u_3(t_1)] \cdot R_4 / (R_1 + 2 \cdot R_4) \quad (7.11)$$

$$(\frac{1}{2} \hat{u} > u_e(t_0) > 0)$$

Na invullen van de momentane waarden van de spanningen, volgt uit vergelijking (7.10):

$$\frac{R_4}{R_1+R_4} \cdot \hat{u} = \frac{R_4}{R_1+2R_4} \cdot \sqrt{3} \cdot \hat{u} \quad (7.12)$$

$$(2-\sqrt{3}) \cdot R_4 = (\sqrt{3}-1) \cdot R_1 \quad (7.13)$$

$$R_4 \approx 2,73 \times R_1 \quad (7.14)$$

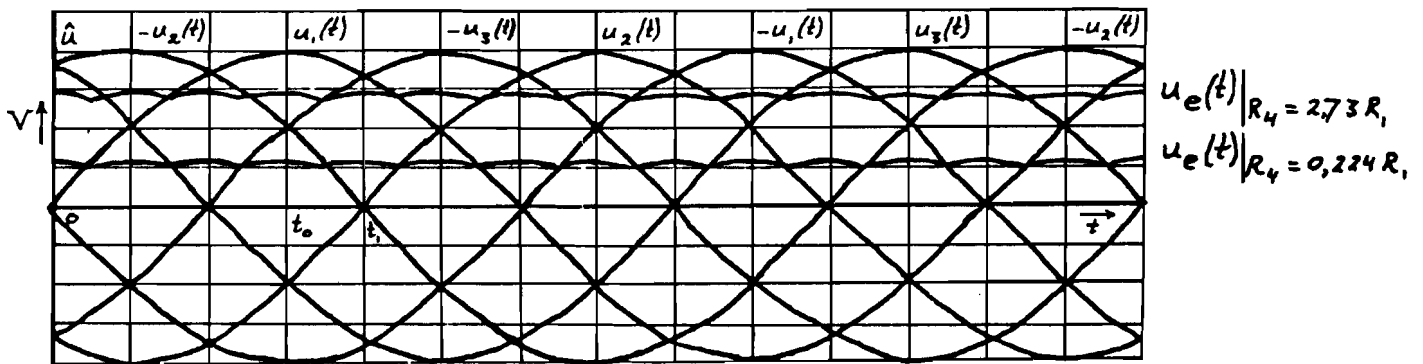
Uit vergelijking (7.11) kunnen we afleiden:

$$\frac{2R_4}{R_1+3R_4} \cdot \hat{u} = \frac{R_4}{R_1+2R_4} \cdot \sqrt{3} \cdot \hat{u} \quad (7.15)$$

$$(3\sqrt{3}-4) \cdot R_4 = (2-\sqrt{3}) \cdot R_1 \quad (7.16)$$

$$R_4 \approx 0,224 \times R_1 \quad (7.17)$$

In figuur 7-7 is, naast de spanningen $u_1(t)$, $u_2(t)$, $u_3(t)$ en hun inversen, de spanning $u_e(t)$ voor beide gevallen getekend.



figuur 7-7: De spanning $u_e(t)$ voor beide mogelijke verhoudingen tussen R_1 en R_4 .

Er is gekozen voor dimensionering volgens vergelijking (7.12). De verhouding tussen R_1 en R_4 gegeven in vergelijking (7.14) moet in de praktijk echter aangepast worden, omdat de dioden niet ideaal zijn (d.w.z. de weerstand is niet oneindig groot als er een spanning in sperrichting over de diode

staat en spanningsval over de diode is niet 0V als hij geleidt). Voor de verhouding is genomen:

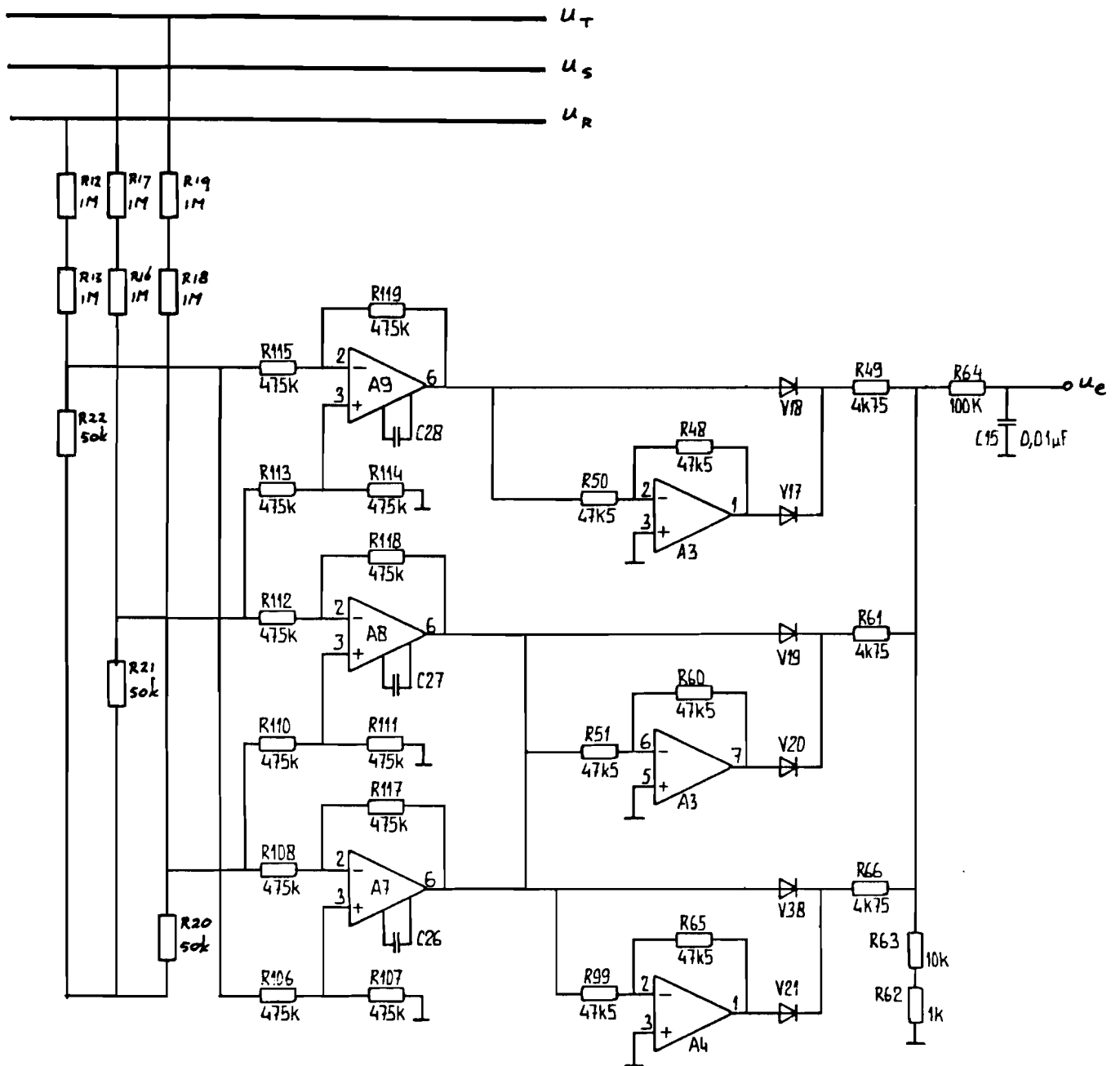
$$R_4 \approx 2,32 \times R_1 \quad (7.18)$$

In figuur 7-8 is het schema weergegeven van de schakeling om de effectieve waarde van de uitgangsspanningen te bepalen, zoals die gebruikt is in het 75kVA prototype.

Aan de uitgang van de 12-puls meetgelijkrichter zit een eerste orde laagdoorlaat filter met een kantelfrequentie f_{Gk} van 159Hz.

Het signaal, dat uit de 12-puls meetgelijkrichter komt als de ingangen op de drie uitgangsspanningen van het noodstroomstelsel aangesloten zijn, is weergegeven in figuur 7-9.

De waarden van de minima in het signaal zitten ca. 13% onder de waarden van de maxima. In theorie zou dit ca. 3,4% moeten zijn. Dit verschil wordt veroorzaakt, doordat de dioden niet ideaal zijn en de golfvorm van de uitgangsspanningen geen ideale sinus is.



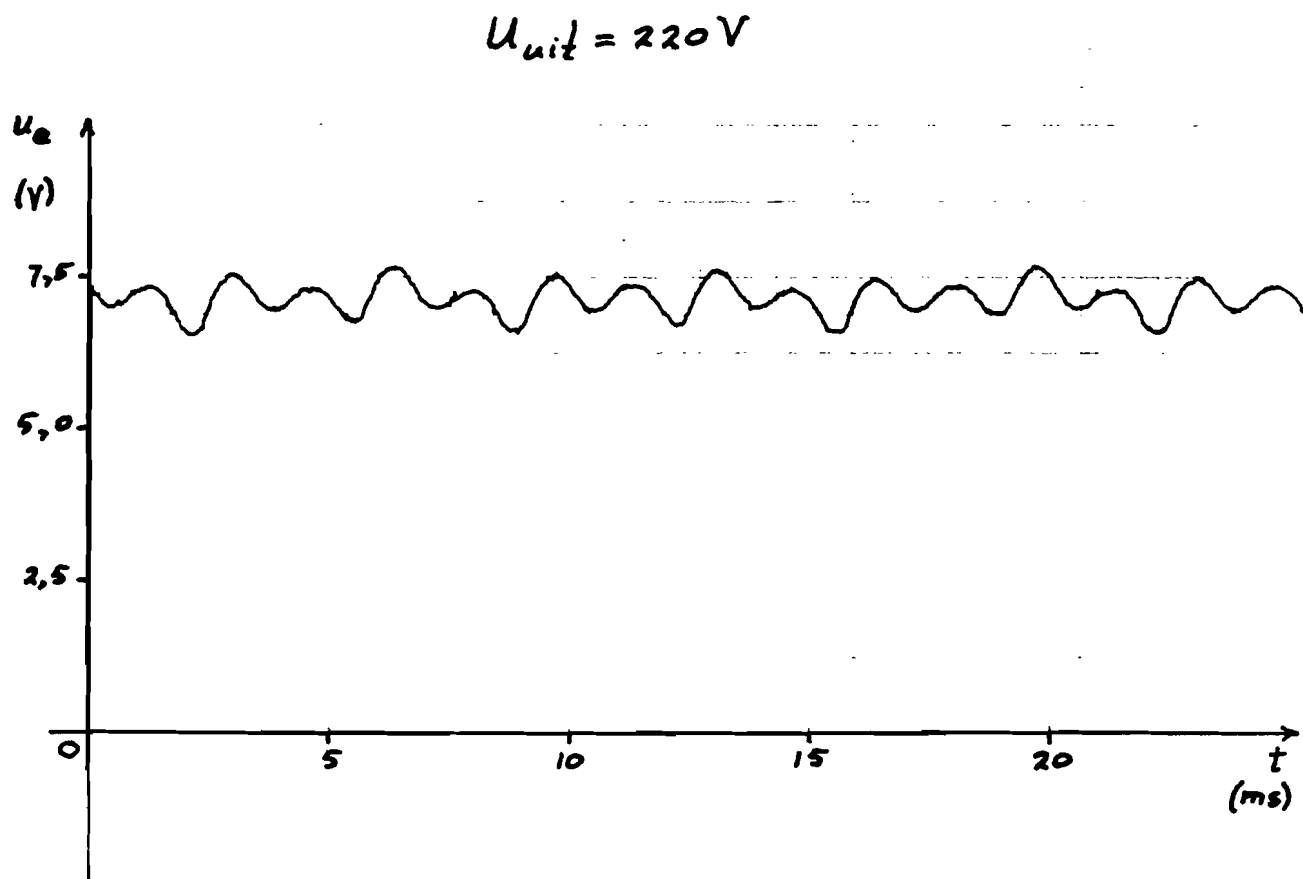
A2, A3, A4, A7, A8, A9 : universele opamp's
 V17, V18, V19, V20, V21, V38 : universele dioden

figuur 7-8: De 12-puls meetgelijkrichter voor het bepalen van de effectieve waarde van de uitgangsspanningen.

De grootte van de rimpel van de 12-puls meetgelijkrichter is vrijwel gelijk aan die van een ideale 6-puls gelijkrichter, waarop wisselspanningen met een ideale sinusvorm aangesloten zijn (de minima in het uitgangssignaal van een ideale 6-puls gelijkrichter zitten nl. 13,3% onder de maxima). De rimpel van het signaal weergegeven in figuur 7-9 bevat echter in tegenstelling tot het uitgangssignaal van een 6-puls gelijkrichter voornamelijk 12-de harmonische en vrijwel geen 6-de harmonische. Er kunnen daardoor veel minder hoge eisen gesteld te worden aan het laagdoorlaat filter tussen de gelijkrichter en de regelaar voor het regelen van de effectieve waarden van de uitgangsspanningen.⁵

Uit figuur 7-9 blijkt bovendien, dat de verhouding tussen weerstanden R_1 en R_4 , die in de praktijk gekozen is (zie vergelijking (7.18)), teveel afwijkt van de theoretisch bepaalde verhouding gegeven in vergelijking (7.14). Hierdoor zijn niet alle maxima, resp. alle minima, gelijk wat hun waarde betreft. Het resultaat is, dat er een 6-de harmonische component ontstaat. Bij betere afregeling van de meetgelijkrichter zal de 6-de harmonische uit het signaal verdwijnen en bovendien zal de grootte van de rimpel afnemen.

⁵Dit filter moet ervoor zorgen, dat de amplituden van de harmonischen in het uitgangssignaal voldoende laag zijn. Als een harmonische een frequentie heeft, die veel groter is dan de maximale frequentie f_M , waarmee de regellus kan regelen, dan mag de amplitude van die harmonische groter zijn, dan wanneer de frequentie van de harmonische dichtbij f_M ligt.

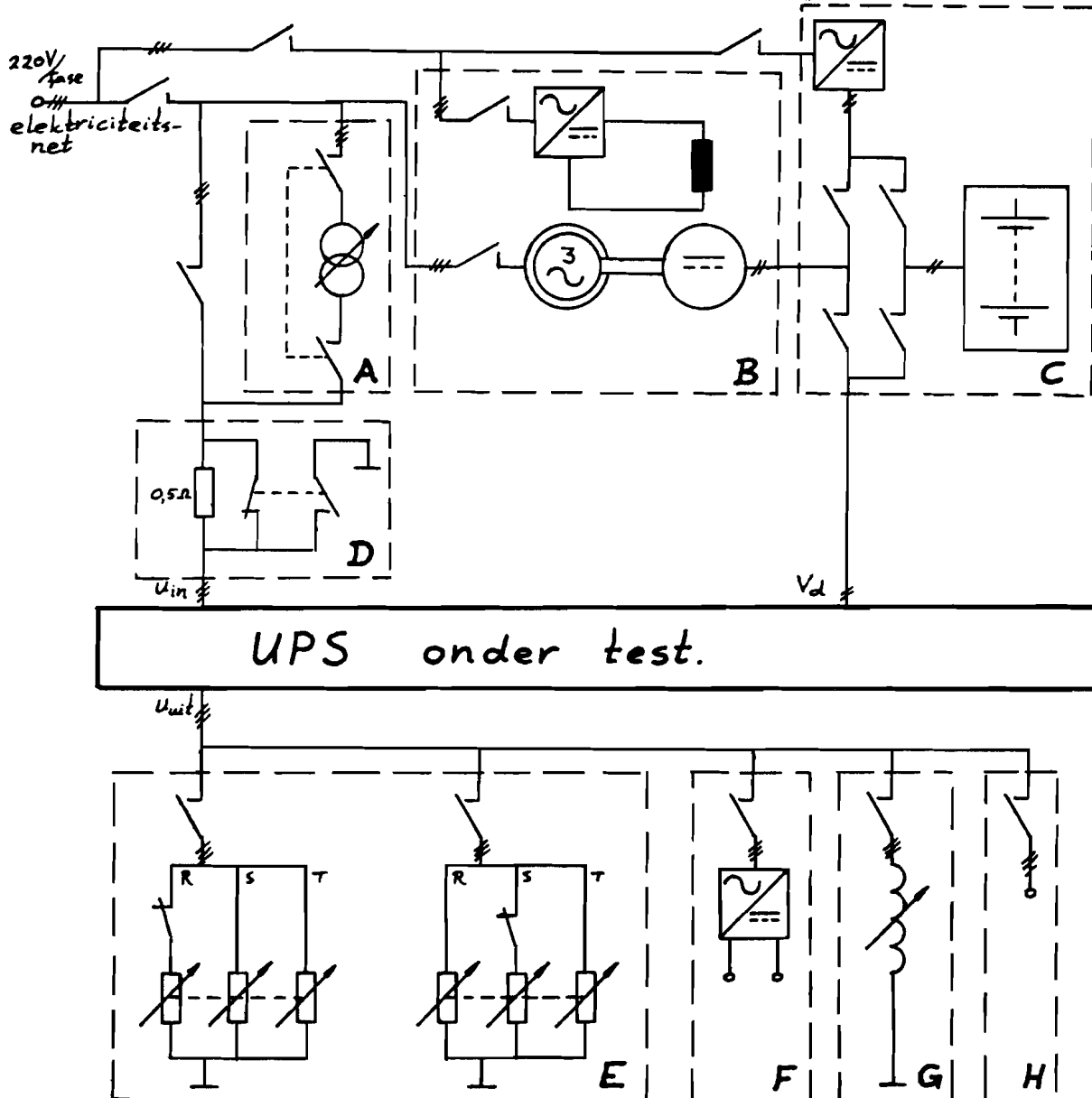


figuur 7-9: Uitgangssignaal van de 12-puls meetgelijkrichter.

7.1.2 Het proefveld.

Tijdens de ontwikkeling van het statische parallel noodstroomstelsel is er een proefveld gebouwd voor het testen van het 75kVA prototype. Dit proefveld was tijdens mijn afstuderen nog beschikbaar. De opbouw van het proefveld is in figuur 7-10 geschetst.

Alle schakelaars in dit proefveld zijn te bedienen vanaf een bedieningspaneel naast het noodstroomstelsel.



figuur 7-10: Opbouw van het proefveld.

Het proefveld bevat de volgende onderdelen (zie figuur 7-10):

- A. Een variac. Hiermee is de effectieve waarde van de ingangsspanningen te verhogen en te verlagen. De variac kan ingesteld worden vanaf het bedieningspaneel met behulp van twee drukknoppen (voor resp. verhogen en verlagen van de ingangsspanningen).
- B. Een combinatie van synchrone machine en gelijkstroom-machine. Als er geen accu beschikbaar is, dan kan hiermee de gelijkspanning, die het noodstroomsysteem nodig is, opgewekt worden. Als er wel een accu is, dan kan met deze twee machines een driefasen net gemaakt worden, dat een willekeurige frequentie heeft. De accu is er echter nooit gekomen, omdat het ontwikkelingsproject gestopt is. Het veld van de gelijkstroommachine wordt opgebouwd met behulp van een gelijkrichter, die gevoed wordt uit het elektriciteitsnet.
- C. De accu met een gelijkrichter voor het laden van de accu.
- D. Twee driefasen schakelaars en per fase een weerstand van $0,5\Omega$ voor het simuleren van een netzijdige kortsluiting. Als de beide schakelaars in de andere stand gezet worden, dan worden de ingangsklemmen van het noodstroomsysteem kortstondig met de nul-geleider doorverbonden. Het noodstroomsysteem detecteert dan een laagohmige netuitval en gaat over op noodstroom bedrijf. Het ingaande net is daarbij via de weerstanden van $0,5\Omega$ met de nul-geleider doorverbonden.

Na korte tijd worden de ingangsklemmen van het noodstroomsysteem van de nul-geleider losgekoppeld en wordt het ingaande net weer direct op de ingang van het noodstroomsysteem aangesloten. Het noodstroomsysteem moet dan op correcte wijze overgaan op normaal bedrijf.

- E. Twee weerstandsbanken. Op een apart bedieningspaneel vlakbij het noodstroomsysteem is voor elke weerstandsbank het per drie fasen opgenomen vermogen in te stellen. Dit gebeurt door per weerstandsbank de volgende gevraagde

vermogens toe te voegen resp. af te schakelen: 1,3kW; 2,4kW; 2,4kW; 6kW; 12kW; 24kW; 24kW (dit zijn de vermogens bij een effectieve fasespanning van 220V). Hiermee is het opgenomen werkzame vermogen in kleine stappen in te stellen tussen 0kW en 72,1kW. Om het noodstroomstelsel asymmetrisch te kunnen belasten, is van de ene weerstandsbank de R-fase los te koppelen en van de andere de S-fase. (Als er slechts twee fasen van een weerstandsbank aangesloten zijn, dan is het totale opgenomen vermogen in te stellen tussen 0kW en $(2/3) \cdot 72,1kW = 48kW$.)

- F. Een niet-lineaire belasting. Dit kan zijn een driefasen 6-puls gelijkrichter of een eenfase gelijkrichter.
- G. Een inductieve belasting. Het gevraagde inductieve blindvermogen is op het bedieningspaneel in te stellen op elke willekeurige waarde tussen ca. 2kVAr en 42kVAr met behulp van twee drukknoppen (nl. één voor het verhogen en één voor het verlagen van het gevraagde inductieve blindvermogen).
- H. Een extra driefasen schakelaar voor het in- en uitschakelen van een andere belasting. Hierop is bijvoorbeeld een 15kW asynchrone machine aangesloten om na te gaan of een reeds nominaal belast noodstroomstelsel (75kVA bij $\cos\phi=0,8$) de aanloopstroom van deze machine nog kan leveren (dit bleek inderdaad mogelijk).

De volgende meetinstrumenten had ik verder tot mijn beschikking:

- Een Norma D5155 driefasen wattmeter, waarmee per fase het werkzame-, blind-, en schijnvermogen te meten is. Met deze meter zijn bovendien de effectieve waarde van de spanningen en stromen te meten.
- Een Norma D5135 wattmeter, waarmee het vermogen en de grootte van spanning en stroom aan de gelijkspanningskant van de invertor gemeten wordt.
- Een Nicolet 4094A digitale oscilloscoop met een minimale bemonsteringstijd van 2ns. Deze oscilloscoop heeft een

ingebouwde 5¼-inch diskdrive, waarmee de gemeten signalen opgeslagen kunnen worden. Achteraf kunnen deze signalen met een x-y schrijver getekend worden.

- Een HAMEG HM 204-2 oscilloscoop met twee kanalen en een bandbreedte van 20MHz.
- Een Fluke 8060A true RMS multimeter met een 4½ digit uitlezing en ingebouwde frequentie-meter.
- Een Fluke 8022B multimeter met een 3½ digit uitlezing.
- Een Fluke 77 autoranging multimeter met een 3½ digit uitlezing.
- Een Fluke 80i-600 stroommeettang met overzetverhouding 1000:1.
- Een HP 3310B functie-generator.

7.2 De meetresultaten.

7.2.1 De metingen in stationaire toestand.

Op de eerste plaats zijn een aantal grootheden in stationaire toestand gemeten. Deze metingen zijn van belang voor het opzetten van het statische model van het noodstroomstelsel en voor het bepalen van de versterkingsfactoren tussen ingangssignalen en uitgangssignalen van de diverse onderdelen. Deze versterkingsfactoren zijn van belang bij het ontwerpen van de regellussen.

De metingen zullen puntsgewijs behandeld worden.

1. De 12-puls meetgelijkrichter.

De meetgelijkrichter (zie fig. 7-8) levert na het eerste orde laagdoorlaatfilter een signaal af met een gelijkspanningscomponent U_e . Deze gelijkspanningscomponent is recht evenredig met de effectieve waarde van de uitgangsspanning U_{uit} .

In tabel 7-1 zijn enkele gemeten waarden van U_e weergegeven als functie van U_{uit} . Het blijkt, dat

$$U_e \approx 0,032 \cdot U_{uit}$$

U_{uit} (V)	U_e (V)
242,1	7,75
221,7	7,14
201,4	6,59

tabel 7-1: U_e gemeten als functie van U_{uit} .

2. De hapbreedte-instelling.

De hapbreedte β wordt bepaald door een gelijkspanning V_β evenredig met de hapbreedte te vergelijken met een driehoekspanning met een grondfrequentie van 300Hz. Uit een blokspanning, die de invertor maakt, wordt vervolgens een hap gehaald, als er op die plaats een hap mag komen en bovendien de momentane waarde van de driehoekspanning lager is, dan de gelijkspanning V_β .

Voor een aantal waarden van de spanning V_β is de effectieve uitgangsspanning U_{uit} gemeten. Het noodstroom-systeem was daarbij onbelast. De gelijkspanning op de invertor was $V_d = 408,3V$. De meetresultaten zijn in tabel 7-2 weergegeven.

Inverter-gelijkspanning: $V_d = 408,3V$	
V_β (V)	U_{uit} (V)
1,748	239,2
2,367	220,0
2,382	219,8
2,621	213,2
2,986	202,1

tabel 7-2: U_{uit} gemeten als functie van V_β .

In hoofdstuk 3 is afgeleid, dat het verband tussen de effectieve invertorspanning en de hapbreedte β gelijk is aan:

$$U = \frac{\sqrt{6} \cdot 4 \cdot U_g \cdot 2 \cdot \sin[(\pi/6) - (\beta/2)]}{N \cdot \pi} \quad (7.19)$$

N: de overzetverhouding van de transformatoren

Voor $0 \leq \beta \leq \pi/3$ ligt de hoek, waarvan de sinus genomen wordt, tussen 0 en $\pi/6$ radialen. Voor deze kleine waarden kan de sinusfunctie door een lineaire functie benaderd worden met een maximale onnauwkeurigheid van 1,1%.

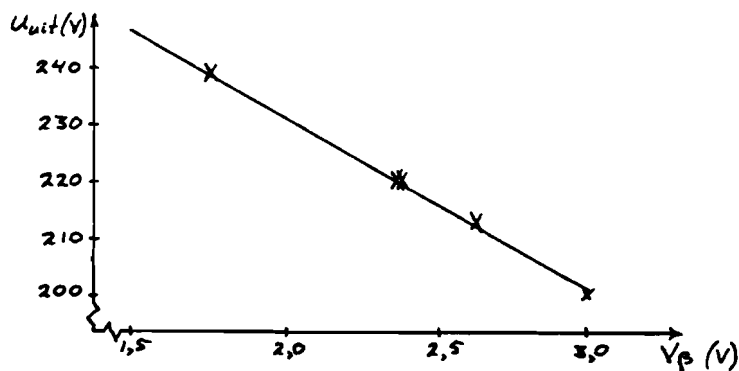
Vergelijking (7.19) wordt dan:

$$U = \frac{\sqrt{6} \cdot 4 \cdot U_g \cdot [1 - (3 \cdot \beta / \pi)]}{N \cdot \pi} \quad (7.20)$$

De effectieve uitgangsspanning U_{uit} als functie van de spanning V_β moet dan ook door een lineaire functie benaderd kunnen worden. Met behulp van de methode der kleinste kwadraten wordt gevonden:

$$U_{uit} = 291,2V - 29,9xV_\beta \quad (7.21)$$

In figuur 7-11 zijn de meetpunten en het verband tussen V_β en U_{uit} volgens vergelijking (7.21) getekend.



figuur 7-11: Het verband tussen V_β en U_{uit} .

3. Het nominale faseverschil α .

Als de effectieve waarden van de ingangsspanningen U_{in} en de uitgangsspanningen U_{uit} 220V zijn en het noodstroom-systeem belast wordt met 75kVA bij $\cos\phi=0,8$ (nominale

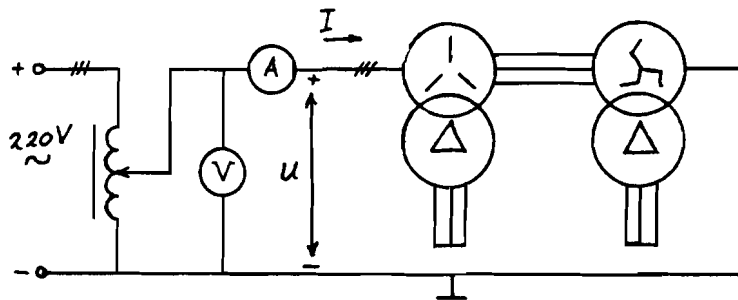
belasting), dan wordt met behulp van een oscilloscoop voor het faseverschil α tussen ingangsspanningen en uitgangsspanningen gemeten: $\alpha = 29,9^\circ$. De spanning per fase over de no-break smoorspoel is dan 113,5V. Ter controle kunnen we uit deze spanning met behulp van de cosinus-regel het faseverschil α bepalen:

$$\alpha = \arccos\{[2 \cdot (220)^2 - (113,5)^2] / [2 \cdot (220)^2]\} \approx 29,9^\circ \quad (7.22)$$

De meetfout bij het bepalen van het faseverschil bij beide methoden is maximaal 1%, zodat we kunnen stellen, dat het faseverschil α bij nominale belasting en $U_{in} = U_{uit} = 220V$ gelijk is aan $30^\circ \pm 1\%$. Hieruit volgt, dat de totale zelfinductie L_t van de no-break smoorspoel inderdaad de berekende waarde van 3,9mH heeft (zie hoofdstuk 3 §3.3.1).

4. De spreidingszelfinductie van de transformatoren.

Met behulp van de meetopstelling getekend in figuur 7-12 zijn de spreidingszelfinducties van de transformatoren in de 12-puls invertor gemeten. De transformatoren zijn aan de kant van de GTO's kortgesloten.



figuur 7-12: Meetopstelling voor het bepalen van de spreidingszelfinducties van de transformatoren in de 12-puls invertor.

De variac wordt zo ingesteld, dat er een wisselstroom met een effectieve waarde van $I = 10A$ gaat lopen. Dit is de maximale stroom, die de variac kan leveren. De frequentie

van de wisselstroom is 50Hz. De effectieve waarde van de spanning over de variac is dan $U = 1,08V$. De stroom ijlt $58,1^\circ$ na op de spanning. Hieruit volgt voor de totale spreidingszelfinductie L_σ :

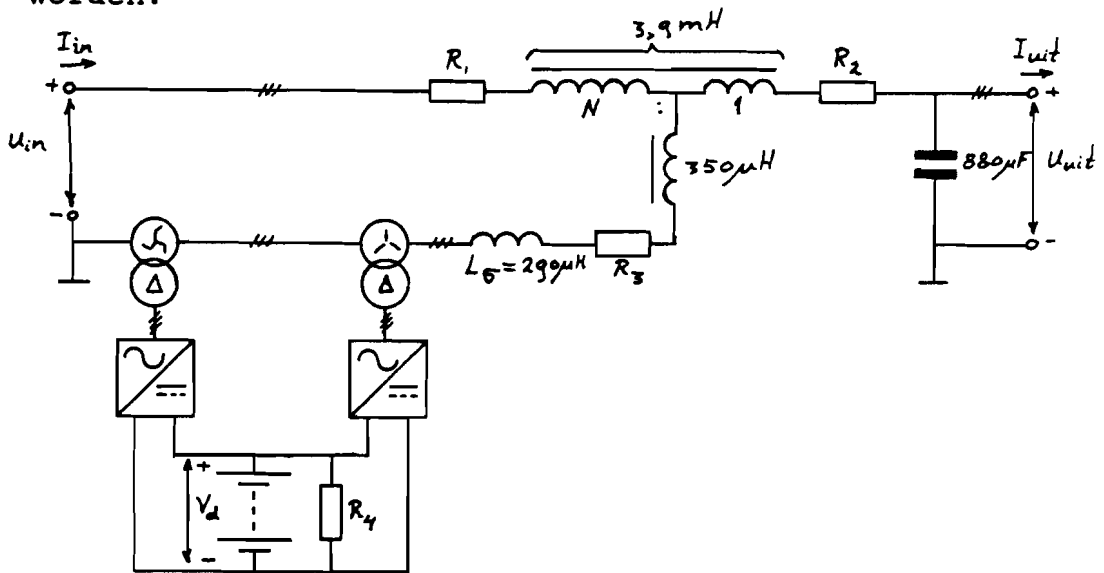
$$\omega \cdot L_\sigma \cdot I^2 = U \cdot I \cdot \sin(58,1^\circ) \quad (7.23)$$

$$L_\sigma \approx 0,29mH \quad (7.24)$$

5. De parasitaire weerstanden.

Er zijn metingen gedaan voor het bepalen van de parasitaire weerstanden, waarmee we de verliezen in het noodstroomstelsel kunnen verdisconteren. In figuur 7-13 is aangegeven, op welke plaatsen deze weerstanden zich bevinden.

In figuur 7-13 is de 12-puls spanningsinverter getekend als twee 6-puls spanningsinvertoren, waarvan de wisselspanningen met behulp van twee transformatoren opgeteld worden.



figuur 7-13: Het schema van het statische noodstroomstelsel inclusief de parasitaire componenten.

METINGEN AAN HET STATISCHE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM

Gemeten zijn de verliezen P_v , als het noodstroomstelsel in noodstroom bedrijf is en belast is met in totaal 3,6kW en 42kVAR_{ind}. De condensatoren aan de uitgang van het noodstroomstelsel nemen 40kVAR capacitef blindvermogen op als de uitgangsspanning 220V is. Dit capaciteve blindvermogen compenseert vrijwel volledig het aan de uitgang opgenomen inductieve blindvermogen. Er wordt bovendien weinig werkzaam vermogen gevraagd. Hieruit volgt, dat er maar weinig stroom door de invertor geleverd wordt: de invertor is vrijwel onbelast. Het werkzame- en blindvermogen, dat uit de no-break smoorspoel komt is resp. 3,6kW en 2kVAR_{ind}. Dit komt overeen met een schijnbaar vermogen van $S = 4,12\text{kVA}$. De uitgangsspanning is 220V, dus de invertor levert per fase een stroom van $I_{inv} = 4,12 \cdot 10^3 \text{VA} / (3 \cdot 220\text{V}) = 6,24\text{A}$.

Verder zijn de verliezen P_v gemeten, als het noodstroomstelsel in noodstroom bedrijf is en belast is met 61kVA, bestaande uit 44kW en 42kVAR_{ind}. Het schijnbare vermogen, dat uit de no-break smoorspoel komt, is dan $S = 44,0\text{kVA}$. De invertor levert dus een stroom $I_{inv} = 66,7\text{A}$ per fase. De resultaten van de metingen zijn weergegeven in tabel 7-3.

	$S = 4,12\text{kVA}$ $I_{inv} = 6,24\text{A}$	$S = 44,0\text{kVA}$ $I_{inv} = 66,7\text{A}$
V_d (V)	P_v (W)	P_v (W)
400	680	3000
425	780	3100
450	810	3200
475	750	3300

tabel 7-3: Het verliesvermogen P_v als functie van de invertorstroom I_{inv} en de spanning V_d .

Voor de verliezen P_v volgt uit figuur 7-13 de volgende formule:

$$P_v = [V_d^2/R_4] + [3 \cdot (R_2 + R_3) \cdot I_{inv}^2] \quad (7.25)$$

De effectieve uitgangsspanning U_{uit} is 220V. De laatste term in vergelijking (7.25) is dus constant.

Als V_d constant is, dan is de eerste term in vergelijking (7.25) ook constant. In dat geval is $R_2 + R_3$ te bepalen. De waarden voor $R_2 + R_3$, die uit de metingen volgen, zijn weergegeven in tabel 7-4.

V_d (V)	$R_2 + R_3$ (Ω)
400	0,175
425	0,175
450	0,181
475	0,193

tabel 7-4: De waarden voor $R_2 + R_3$, die uit de metingen volgen, als functie van de spanning V_d .

We nemen voor $R_2 + R_3$ het gemiddelde van de waarden in tabel 7-4, dus $R_2 + R_3 \approx 0,181\Omega$.

Als $I_{inv} = 6,24A$, dan is de tweede term in vergelijking (7.25) constant. Voor de weerstand R_4 wordt dan met behulp van de methode der kleinste kwadraten gevonden: $R_4 \approx 242\Omega$. Analoog wordt voor $I_{inv} = 66,7A$ $R_4 \approx 219\Omega$ gevonden.

We stellen weerstand R_4 op het gemiddelde van deze twee waarden, dus $R_4 \approx 231\Omega$.

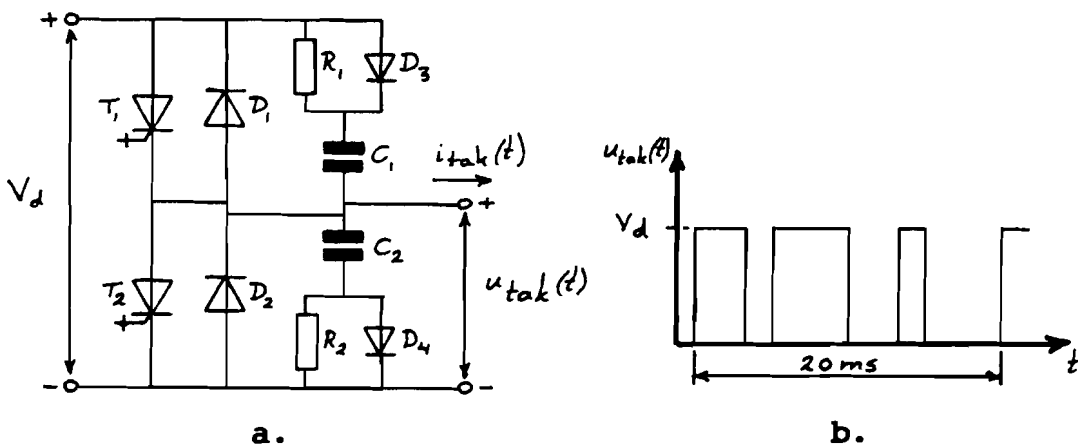
Het vermogen gedissipeerd in weerstand R_4 is voornamelijk het werkzame vermogen, dat door de RC-leden parallel aan de GTO's opgenomen wordt. We zullen nu bepalen hoe groot R_4 is, als we aannemen, dat deze weerstand volledig door de verliezen in de RC-leden bepaald wordt.

In figuur 7-14 a is één tak van een inverter getekend. De spanning $u_{tak}(t)$ in het midden van de tak is weergegeven in figuur 7-14 b. De waarden van de condensatoren en de

weerstanden zijn resp. $C=2\mu\text{F}$ en $R=10\Omega$. Er vindt zes maal per periode van 20ms een commutatie plaats. Daarbij wordt één van beide condensatoren ontladen en de andere opgeladen. Eén van de twee dioden D_3 en D_4 is dan in geleiding.

Als een condensator via een willekeurige weerstand R_x opgeladen wordt van 0V tot V_d vanuit een gelijkspanningsbron met bronspanning V_d , dan gaat daarbij een stroom lopen van:

$$i(t) = (V_d/R_x) \cdot \exp[-t/(R_x \cdot C)] \quad (7.26)$$



figuur 7-14: a: Eén tak van een 6-puls inverter.

b: De spanning $u_{tak}(t)$.

Daarbij wordt er een energie E gedissipeerd, waarvoor geldt:

$$E = \int_0^{\infty} [i(t)]^2 \cdot R_x \cdot dt = (V_d^2/R_x) \int_0^{\infty} \exp(-2 \cdot t/R_x \cdot C) \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 \quad (7.26)$$

Deze energie is onafhankelijk van de weerstand R_x in het circuit. Bij het ontladen van een condensator van V_d wordt een zelfde hoeveelheid energie gedissipeerd. In totaal

wordt tijdens een commutatie dus een energie

$$E_c = 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 = C \cdot V^2 \text{ gedissipeerd.}$$

In elke tak vindt zes maal per periode van 20ms een commutatie plaats. Er zijn zes takken, dus door de RC-leden wordt in totaal een vermogen P_{RC} gedissipeerd, dat gelijk is aan:

$$P_{RC} = (6 \times 6 / 20 \cdot 10^{-3} \text{ s}) \cdot C \cdot V_d^2 \quad (7.28)$$

Hieruit volgt voor de weerstand R_4 :

$$R_4 = (20 \cdot 10^{-3} \text{ s}) / (6 \times 6 \times 2 \cdot 10^{-6} \text{ F}) \approx 278 \Omega \quad (7.29)$$

Uit de metingen is voor R_4 afgeleid: $R_4 \approx 231 \Omega$. Deze waarde komt redelijk overeen met de theoretisch bepaalde waarde. Uit het feit, dat de uit de metingen afgeleide waarde 17% lager is, dan de theoretisch bepaalde waarde, kunnen we concluderen, dat er meer verliezen zijn, dan alleen die in de RC-leden (GTO-verliezen etc.).

6. De verliesweerstand van de no-break smoorspoel.

De ingaande en uitgaande werkzame vermogens zijn gemeten in normaal bedrijf, als er een belasting aangebracht is van 75kVA bij $\cos\phi = 0,8$. Deze werkzame vermogens zijn dan resp.: $P_{in} = 62,4 \text{ kW}$ en $P_{uit} = 60,6 \text{ kW}$. Het werkzame vermogen, dat de gelijkstroommachine aan de inverter levert, is 970W. De gelijkspanning is $V_d = 440 \text{ V}$.

Hieruit volgt voor het in R_4 gedissipeerde vermogen:

$$P_{R5} = (440 \text{ V}^2) / 231 \Omega \approx 838 \text{ W.}$$

Het vermogen, dat de gelijkstroommachine aan de inverter levert, wordt dus voornamelijk in de inverter gedissipeerd. De inverter levert een vermogen van ca. 132W aan de belasting. Dit vermogen is verwaarloosbaar ten opzichte van P_{in} en P_{uit} . We kunnen dan ook de bijdrage van de inverter aan de stromen in het noodstroomsysteem verwaarlozen. De effectieve waarden van de

ingangs- en uitgangsströmen zijn: $I_{in} = I_{uit} = 91A$. Hieruit volgt voor de som van de weerstanden R_1 en R_2 :

$$R_1 + R_2 = (P_{in} - P_{uit}) / (3 \cdot I_{in}^2) \approx 0,072\Omega \quad (7.30)$$

We nemen aan, dat voor de verhouding tussen R_1 en R_2 geldt:

$$R_1 / R_2 = 5 \quad (7.31)$$

waarbij 5 de windingsverhouding is tussen de beide delen van de no-break smoorspoel. In het prototype is $N=5$, dus:

$$R_1 \approx 60m\Omega$$

$$R_2 \approx 12m\Omega \quad (7.32)$$

$$R_3 \approx 169m\Omega$$

7.2.2 Virtuele weerstanden.

Het is bekend, dat er bij thyristor-gelijkrichters een virtuele weerstand aanwezig is. Als we bijvoorbeeld de thyristor-gelijkrichter in figuur 7-15 a beschouwen, dan blijkt, dat deze te vervangen is door een idiële gelijkspanningsbron $U_{G,id}$ in serie met een virtuele weerstand R_v (zie figuur 7-15 b). De grootte van de bronspanning is (zie lit. [1]):

$$U_{G,id} = [3 \cdot \sqrt{6/\pi}] \cdot U \cdot \cos\alpha \quad (7.33)$$

met U : de effectieve fasespanning van het
driefasen net

α : de ontsteekhoek

De grootte van de virtuele weerstand is (zie lit. [1]):

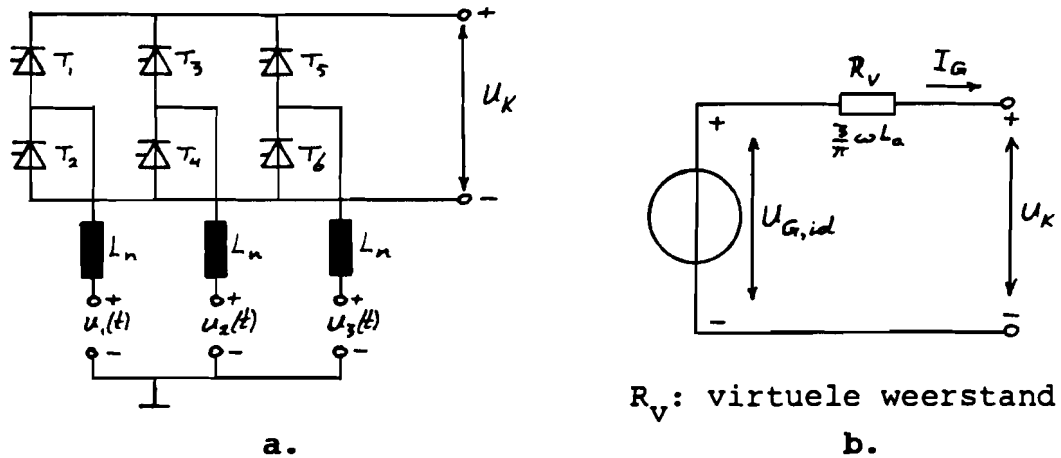
$$R_v = [3/\pi] \cdot \omega \cdot L_n \quad (7.34)$$

De weerstand R_v treedt op, doordat tijdens het commuteren van de stroom in de gelijkrichter tijdelijk twee van de drie fasen via twee smoorspoelen L_n met elkaar verbonden zijn. De smoorspoelen vormen daarbij een inductieve spanningsdeler. Tussen de twee spoelen staat een spanning, die het gemiddelde is van de twee spanningen aan de andere zijden van de spoelen. Dit resulteert aan de gelijkspanningszijde van de gelijkrichter in een tijdelijke daling van de spanning. De tijdsduur van deze spanningsdaling is evenredig met de te commuteren stroom I_G en de zelfinductie L_n van de spoelen. De gelijkspanningscomponent U_K in de klemspanning van de gelijkrichter neemt daardoor ook evenredig met L_n en I_G af. Als er een gelijkstroom I_G loopt, dan is de klemspanning gelijk aan:

$$U_K = U_{G, id} - R_v \cdot I_G \quad (7.35)$$

In de gelijkrichter wordt echter niet een energie $R_v \cdot I_G^2$ gedissipeerd. De spanningsdaling wordt namelijk veroorzaakt, doordat in de zelfinductie L_n , waardoor de stroom voor het commuteren liep, gekoppelde flux zit. Deze flux moet worden afgebroken en in de zelfinductie L_n , waardoor de stroom na het commuteren loopt, opgebouwd worden. Dit heeft aan de gelijkspanningszijde van de gelijkrichter een met de te commuteren stroom evenredige daling van de gelijkspanningscomponent tot gevolg.

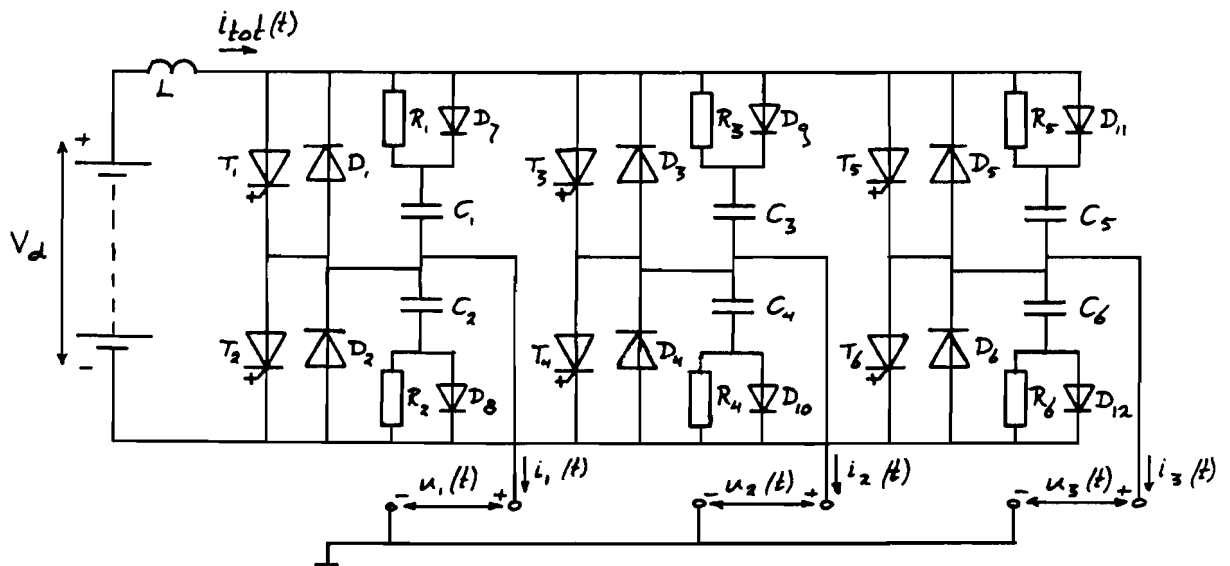
De virtuele weerstand gedraagt zich als een echte weerstand. Deze weerstand zorgt dus bij overgangverschijnselen voor demping en in stationaire toestand voor spanningsdaling evenredig met de stroom I_G . Dat is dan ook de reden, waarom ik onderzocht heb of er in de 12-puls invertor ook virtuele weerstanden aanwezig zijn.



figuur 7-15: a. Thyristor-gelijkrichter.
 b. Vervangingschema van de gelijkrichter.

Het is duidelijk, dat virtuele weerstanden niet te bepalen zijn uit de verliezen, die in de inverter optreden. We zullen daarom eerst nagaan, of er een virtuele weerstand te verwachten is en, zo ja, waar. Vervolgens zal de theorie aan de hand van meetresultaten getoetst worden.

De 12-puls inverter is opgebouwd uit twee 6-puls invertoren. In figuur 7-16 is het schema van één van die 6-puls invertoren getekend. De spanningen $u_1(t)$, $u_2(t)$ en $u_3(t)$ zijn blokspanningen met een hap eruit. De spanningen over de componenten worden aangeduid als bijvoorbeeld V_{T_1} voor de spanning over T_1 . De positieve kant wordt daarbij altijd aangenomen aan de bovenkant van het component in het schema in figuur 7-16 te zitten.



figuur 7-16: Eén van de twee 6-puls invertoren, waaruit de 12-puls inverter opgebouwd is.

De spoel L moet ervoor zorgen, dat bij het inschakelen van een GTO de stroom door die GTO niet te snel toeneemt (zgn. di/dt -spoel). Ten gevolge van deze spoel zullen de flanken van de blokvolven, die de inverter opwekt, schuin worden. Hierdoor nemen de amplituden van enkele hogere harmonischen in de blokvolg af. De amplitude van de grondharmonische zal echter niet veranderen. Deze spoel kan dus geen virtuele weerstand veroorzaken.

Er is geen enkel component, dat in het gebied buiten de commutatie-intervallen een spanningsval evenredig met de belastingsstromen $i_1(t)$, $i_2(t)$ en $i_3(t)$ kan veroorzaken, zonder dat daarbij verliezen optreden. Een virtuele weerstand moet dus zijn oorsprong hebben in effecten, die optreden tijdens de commutatie.

We beschouwen een commutatie in de eerste tak (de tak met T_1 en T_2) van de inverter in figuur 7-16. We gaan ervan uit, dat T_1 gedoofd wordt en T_2 ontstoken wordt. Dit gebeurt niet tegelijk, om te voorkomen, dat ten gevolge van het ontsteken van T_2 T_1 weer in geleiding komt en er kortsluiting ontstaat. De GTO T_1 wordt op tijdstip $t=t_0$ gedoofd. De GTO T_2 wordt op tijdstip $t=t_0+\Delta t$ in geleiding gebracht. Het tijdsinterval Δt

wordt de inter-GTO tijd genoemd. In het 75kVA prototype is de inter-GTO tijd $80\mu\text{s}$.

Als $i_1(t_0)$ positief is, dan zal $i_1(t)$ op tijdstip $t=t_0$ commuteren. Als $i_1(t_0)$ negatief is, dan zal $i_1(t)$ commuteren, zodra T_2 op tijdstip $t=t_0+\Delta t$ gaat geleiden of zodra $i_1(t)$ positief wordt.

De stroom $i_1(t)$ gaat bij het commuteren vrijwel direct door D_2 , resp. T_2 lopen. Er treedt dus geen "spanningsdeuk" op, zoals bij de thyristor-gelijkrichter. De spanning V_{T1} wordt V_d en V_{T2} wordt ca. 0V. Vervolgens moet de spanning V_{C1} over condensator C_1 van 0V naar V_d gaan en de spanning V_{C2} over C_2 van V_d naar 0V gaan. De snelheid, waarmee dit gebeurt, wordt niet beïnvloed door de grootte van $i_1(t)$. Er zal dus geen virtuele weerstand ontstaan ten gevolge van het gedrag van de RC-leden tijdens de commutatie.

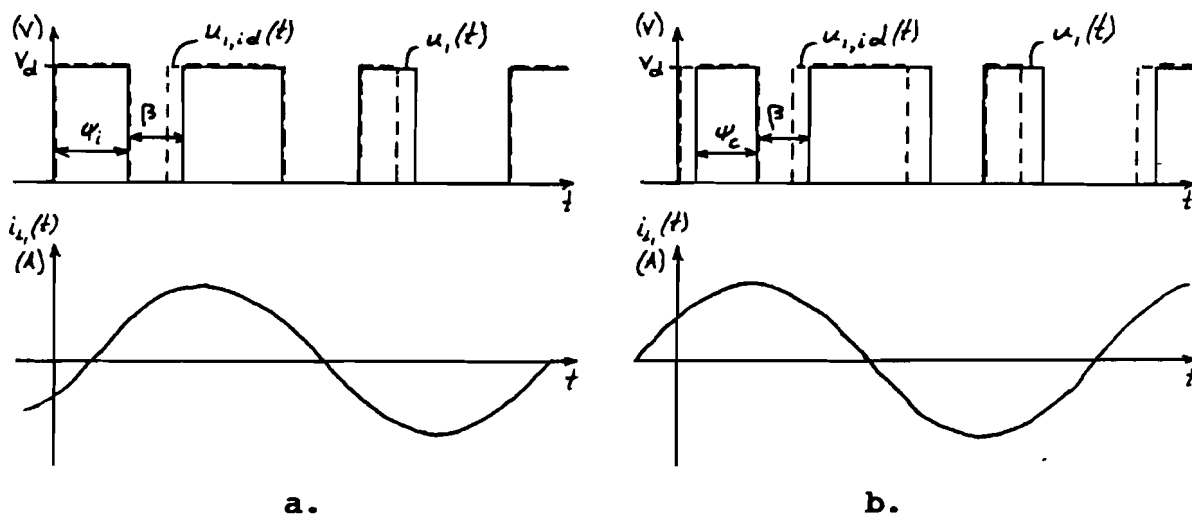
Als laatste mogelijkheid voor het ontstaan van een virtuele weerstand is de invloed van de inter-GTO tijd onderzocht. In figuur 7-17 is $u_1(t)$ en $i_1(t)$ geschetst voor de twee mogelijke situaties, namelijk:

- a. De invertor is inductief belast.
- b. De invertor is capacitief belast.

De grootte van de inter-GTO tijd is sterk overdreven.

In figuur 7-17 is tevens de ideale spanning $u_{1,id}(t)$ getekend, die zou ontstaan als de inter-GTO tijd nul gemaakt kon worden.

Uit figuur 7-17 blijkt, dat de spanningsvorm van $u_1(t)$ op de hap na gelijk is aan die van de ideale spanning $u_{1,id}(t)$. De hapbreedte neemt ten gevolge van de inter-GTO tijd toe met $\omega\Delta t$. Dit leidt niet tot een virtuele weerstand, omdat de toename van de hapbreedte een constante grootte heeft.



figuur 7-17: De spanning $u_1(t)$ en de stroom $i_1(t)$ voor:
 a. een inductief belaste inverter.
 b. een capacitief belaste inverter.

Als de inverter capacitief belast is, dan verschuiven de flanken van de blokgolf (waarbij de hap buiten beschouwing gelaten wordt) over Δt . Dit heeft verder geen invloed op de impedantie van de inverter.⁶

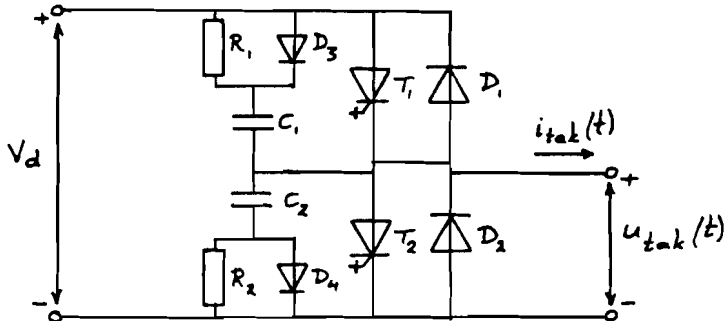
Concluderend kan gezegd worden, dat in een 12-puls inverter geen virtuele weerstanden zijn te verwachten, zoals die bij thyristor-gelijkrichters wel aangetroffen worden.

⁶De plaats van de hap in de blokspanning wordt in figuur 7-17 aangegeven met ψ_i en ψ_c voor een inductief resp. capacitief belaste inverter. De ideale waarde voor ψ_i en ψ_c is 60° , omdat dan de totale harmonische vervorming altijd minimaal is (zie hoofdstuk 3 §3.3.2). Bij inductieve belasting is ψ_i inderdaad gelijk aan 60° . Bij capacitieve belasting wordt er geen correctie toegepast op de invloed van de inter-GTO tijd, zodat ψ_c gelijk is aan $60^\circ - 360^\circ \times (80\mu s / 20ms) = 58,56^\circ$. In theorie is ψ_c dus de totale harmonische vervorming bij capacitieve belasting groter. In de praktijk is dit echter nauwelijks meetbaar.

In de praktijk is dit te controleren door na te gaan, of bij een toename van de belastingsstromen $i_1(t)$, $i_2(t)$ en $i_3(t)$ de vorm van de spanningen $u_1(t)$, $u_2(t)$ en $u_3(t)$ onveranderd blijft. Ik heb dit gedaan, door het 75kVA prototype in noodstroombedrijf achtereenvolgens te belasten met:

1. 0kW en 0kVAr.
2. 2,66kW en 30,5kVAr.
3. 53,5kW en 24,4kVAr.

In elke belastingstoestand heb ik van één tak van de inverter de spanning $u_{\text{tak}}(t)$ en de stroom $i_{\text{tak}}(t)$, zoals aangegeven in figuur 7-18, gemeten.



figuur 7-18: De spanning $u_{\text{tak}}(t)$ en de stroom $i_{\text{tak}}(t)$ in een tak van de 12-puls inverter.

Bij de metingen is de hapbreedte β op een constante waarde ingesteld. Bij de drie genoemde belastingstoestanden zijn de waarden van de gelijkspanning V_d , de effectieve inverter-spanning U_{inv} , de effectieve uitgangsspanning U_{uit} en de effectieve uitgangsstroom I_{uit} respectievelijk:

1. $V_d = 407,5\text{V}$; $U_{\text{inv}} = 210,7\text{V}$; $U_{\text{uit}} = 219,4\text{V}$; $I_{\text{uit}} = 0,0\text{A}$.
2. $V_d = 407,3\text{V}$; $U_{\text{inv}} = 208,0\text{V}$; $U_{\text{uit}} = 208,1\text{V}$; $I_{\text{uit}} = 48,8\text{A}$.
3. $V_d = 400,7\text{V}$; $U_{\text{inv}} = 187,5\text{V}$; $U_{\text{uit}} = 186,0\text{V}$; $I_{\text{uit}} = 105,1\text{A}$.

We zullen nu bepalen, wat de belasting per tak van de 12-puls inverter is. Het aan de uitgang gevraagde werkzamen en blindvermogen is P_{uit} en Q_{uit} . Tussen de inverter en de

uitgang zit per fase een zelfinductie $L = 750\mu\text{H}$ en tussen de uitgang en de nul zit per fase een condensator $C = 880\mu\text{F}$. Er zijn zes takken. Hieruit volgt voor het per tak geleverde werkzame- en blindvermogen P_{tak} en Q_{tak} :

$$P_{\text{tak}} = P_{\text{uit}}/6 \quad (7.36)$$

$$Q_{\text{tak}} = (Q_{\text{uit}} - 3 \cdot \omega \cdot C \cdot U_{\text{uit}}^2 + 3 \cdot \omega \cdot L \cdot I_{\text{inv}}^2)/6 \quad (7.37)$$

waarbij voor I_{inv} geldt:

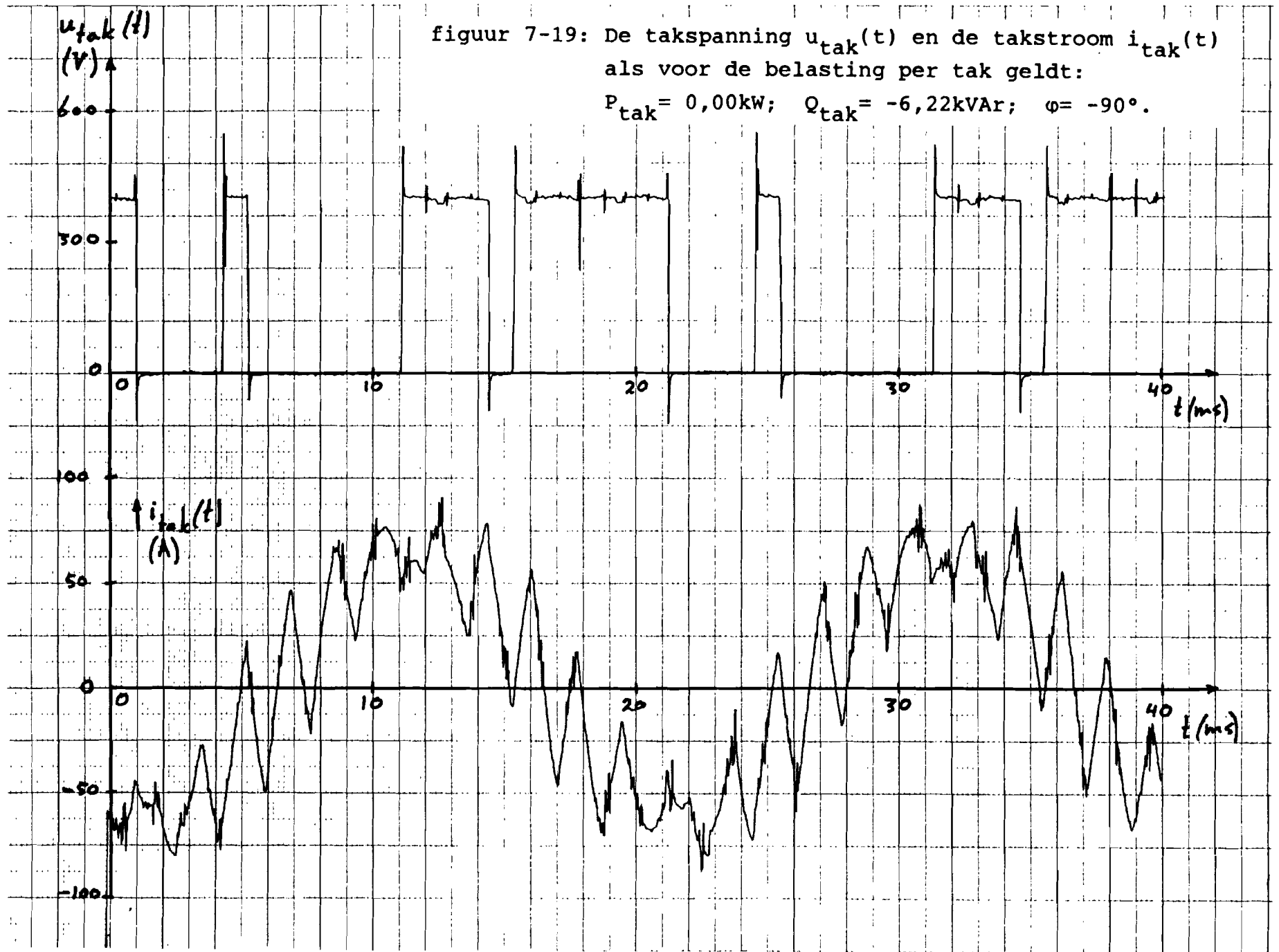
$$I_{\text{inv}} = (\sqrt{[P_{\text{uit}}^2 + (Q_{\text{uit}} - 3 \cdot \omega \cdot C \cdot U_{\text{uit}}^2)^2]}) / (3 \cdot U_{\text{uit}}) \quad (7.38)$$

Voor de genoemde belastingstoestanden geldt dus:

1. $P_{\text{tak}} = 0,00\text{kW}$; $Q_{\text{tak}} = -6,22\text{kVAr}$; $\varphi = -90^\circ$; ($I_{\text{inv}} = 60,7\text{A}$).
2. $P_{\text{tak}} = 0,40\text{kW}$; $Q_{\text{tak}} = -0,89\text{kVAr}$; $\varphi = -66^\circ$; ($I_{\text{inv}} = 9,7\text{A}$).
3. $P_{\text{tak}} = 8,92\text{kW}$; $Q_{\text{tak}} = 0,37\text{kVAr}$; $\varphi = 2,4^\circ$; ($I_{\text{inv}} = 96,2\text{A}$).

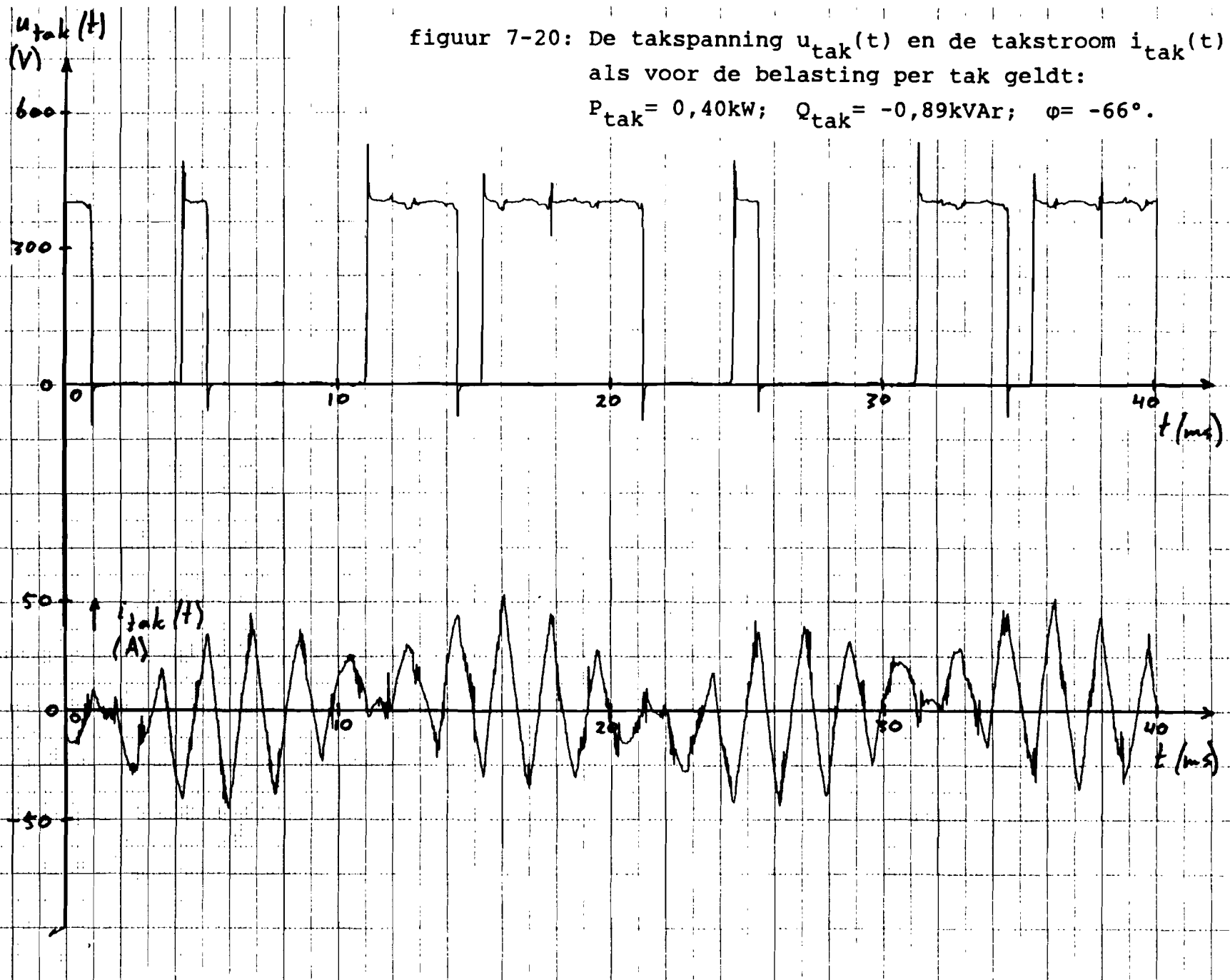
De gemeten takspanning $u_{\text{tak}}(t)$ en takstroom $i_{\text{tak}}(t)$ voor de drie belastingstoestanden zijn weergegeven in figuur 7-19 t/m 7-21. De pieken in u_{tak} worden tijdens het commuteren van GTO's veroorzaakt, doordat de stroom door de aanwezige spreidingszelfinducties snel verandert. De kleine "deuken" in u_{tak} ontstaan door het laden en ontladen van de condensatoren van de RC-leden. De maximale waarde van $u_{\text{tak}}(t)$ is gelijk aan V_d .

De vorm van $u_{\text{tak}}(t)$ blijkt voor alle belastingstoestanden gelijk te zijn. Alleen de maximale waarde van de spanning verschilt, omdat de gelijkspanning V_d niet in alle gevallen gelijk is. We kunnen dus concluderen, dat er inderdaad geen virtuele weerstanden aanwezig zijn.



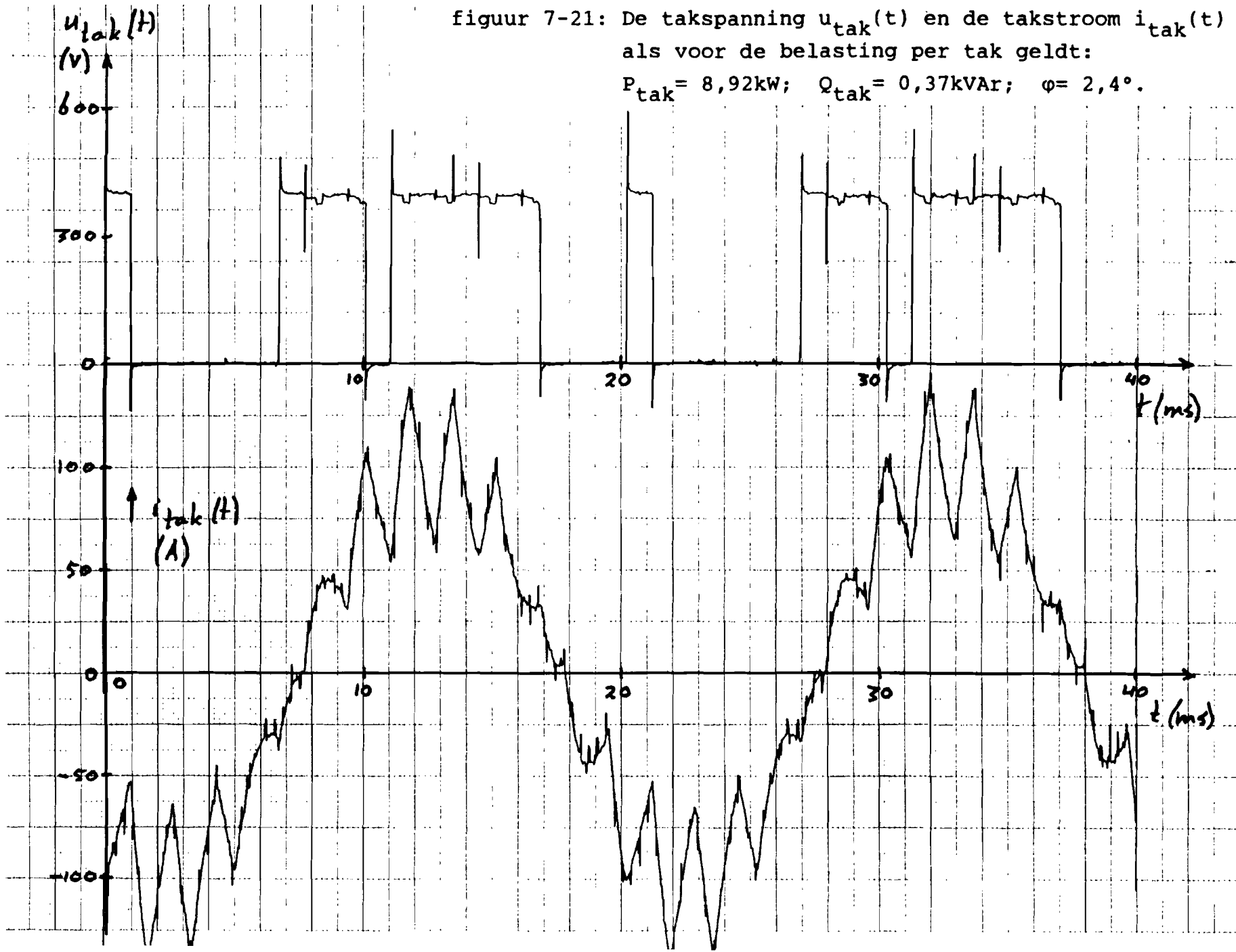
7-34

figuur 7-20: De takspanning $u_{\text{tak}}(t)$ en de takstroom $i_{\text{tak}}(t)$ als voor de belasting per tak geldt:
 $P_{\text{tak}} = 0,40\text{kW}$; $Q_{\text{tak}} = -0,89\text{kVAr}$; $\varphi = -66^\circ$.



7-35

figuur 7-21: De takspanning $u_{\text{tak}}(t)$ en de takstroom $i_{\text{tak}}(t)$ als voor de belasting per tak geldt:
 $P_{\text{tak}} = 8,92\text{kW}$; $Q_{\text{tak}} = 0,37\text{kVAR}$; $\varphi = 2,4^\circ$.



7-36

7.2.2.1 Metingen ter bepaling van de virtuele weerstand.

Aan een 500VA statisch parallel noodstroomstelsel zijn metingen uitgevoerd om de theorie in de vorige paragraaf te verifiëren. Het 500VA noodstroomstelsel is een schaalmodel van het 75kVA statische noodstroomstelsel. De inverter is wat betreft de opbouw gelijk aan die van het 75kVA noodstroomstelsel. Het enige verschil is, dat er FET's gebruikt zijn in plaats van GTO's. Dit maakt voor de werking van de inverter niets uit. Een uitgebreide behandeling van het 500VA noodstroomstelsel is in hoofdstuk 9 te vinden.

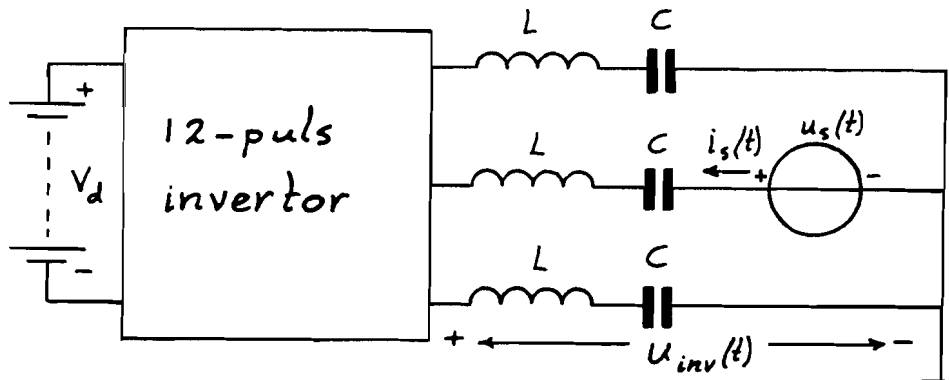
De gebruikte meetopstelling is in figuur 7-22 weergegeven. In dit schema is het deel van het noodstroomstelsel getekend vanaf de inverter tot de uitgang van het noodstroomstelsel. Tussen de nulgeleider en één van de condensatoren aan de uitgang van het noodstroomstelsel is een wisselspanningsbron aangebracht met een spanning:

$$u_s(t) = \sqrt{2} \cdot U_s \cdot \sin(2\pi \cdot f_s \cdot t) \quad (7.39)$$

Deze wisselspanning is afkomstig uit een HP 3580A spectrum analyzer. Om voldoende vermogen te kunnen leveren is een 50W versterker (HP 6824A) gebruikt.

De spectrum analyzer heeft als centrale frequentie van een banddoorlaatfilter aan zijn ingang dezelfde frequentie f_s . Op de ingang van het banddoorlaatfilter wordt een spanning gezet, die evenredig is met de stroom $i_s(t)$. Deze spanning is afkomstig uit een Tektronix P6042 current probe (frequentiebereik: 0Hz tot 50MHz).

De spectrum analyzer bepaalt de amplitude van het signaal, dat uit het banddoorlaatfilter komt.



figuur 7-22: Meetopstelling voor het bepalen van de impedantie van een fase van het statische parallel noodstroomstelsel.

Met deze meetopstelling is de impedantie van de beschouwde fase van het noodstroomstelsel te bepalen. Dit is gedaan voor de volgende gevallen:

1. De inverter werkt en de effectieve waarde van de inverterwisselspanningen is 13V per fase.
2. De inverter werkt, maar de gelijkspanning V_d is 0V. De FET's in de inverter worden dus wel aangestuurd, maar de inverterspanningen zijn 0V.
3. De inverter is uitgezet en de transformatoren van de inverter zijn aan de primaire kant kortgesloten via weerstanden van $0,17\Omega$, ter vervanging van de impedanties van de FET's in ingeschakelde toestand. In dit geval zijn er alleen nog passieve elementen in het circuit, op de bron met spanning $u_s(t)$ na.

De frequentie f_s wordt vervolgens van 0 naar 1kHz geregeld. De effectieve waarde van $u_s(t)$ is $U_s = 1V$.

De foto's in figuur 7-23 laten de resultaten van deze metingen zien.

Langs de horizontale as is de frequentie weergegeven. Deze schaal is lineair.

De effectieve waarde van de gemeten wisselstroom $i_s(t)$ is logaritmisch langs de verticale as weergegeven.

In alle drie de gevallen ontstaat hetzelfde beeld op het scherm van de spectrum analyzer (d.w.z. op pieken bij de 50Hz en de 11-de en de 13-de harmonischen na, die optreden als de invertor werkt en de gelijkspanning V_d ongelijk aan nul is; zie foto 1). Hieruit is te concluderen, dat in de invertor geen virtuele weerstanden optreden.

7.2.2.2 Damping in een op andere wijze gestuurde invertor.

In de praktijk is bij het gebruiken van een andere methode van aansturen van de FET's gebleken, dat er wel een soort virtuele weerstanden optrad. Uitslingerverschijnselen in de stroom, die de invertor leverde bleken namelijk sneller uit te dempen, dan op grond van de verliesweerstand in het circuit te verwachten was.

Dit was de reden, waarom algemeen aangenomen werd, dat spanningsinvertoren, die opgebouwd zijn zoals in figuur 7-16, allemaal virtuele weerstanden bezitten.

Het verschil tussen die invertoren, waarin extra damping optreedt, en de invertor in het 75kVA noodstroomstelsel zit in de manier waarop de effectieve waarde van de invertorspanningen geregeld wordt.

De effectieve waarde van de invertorspanningen in de invertoren, waarbij extra damping optreedt, wordt geregeld, door 12 x in een periode van de wisselspanningen alle

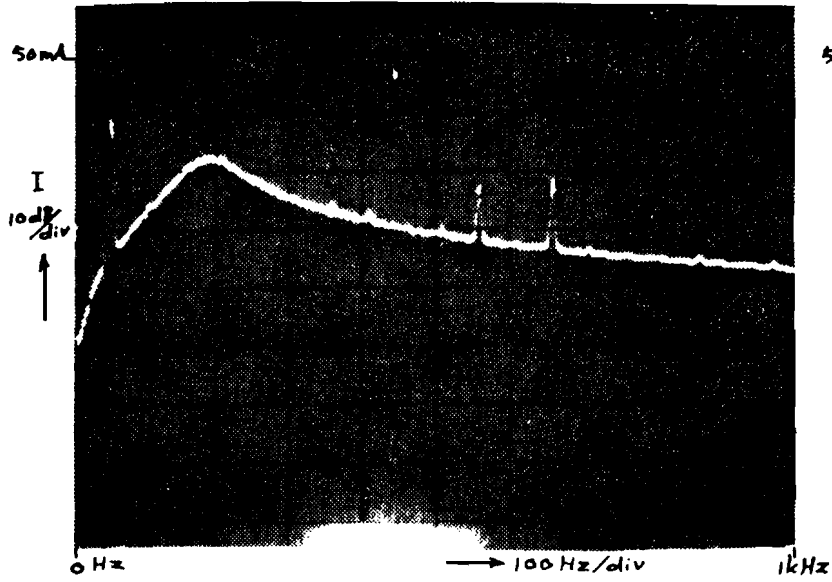


Foto 1: De inverter werkt en $U_{inv} = 13V$

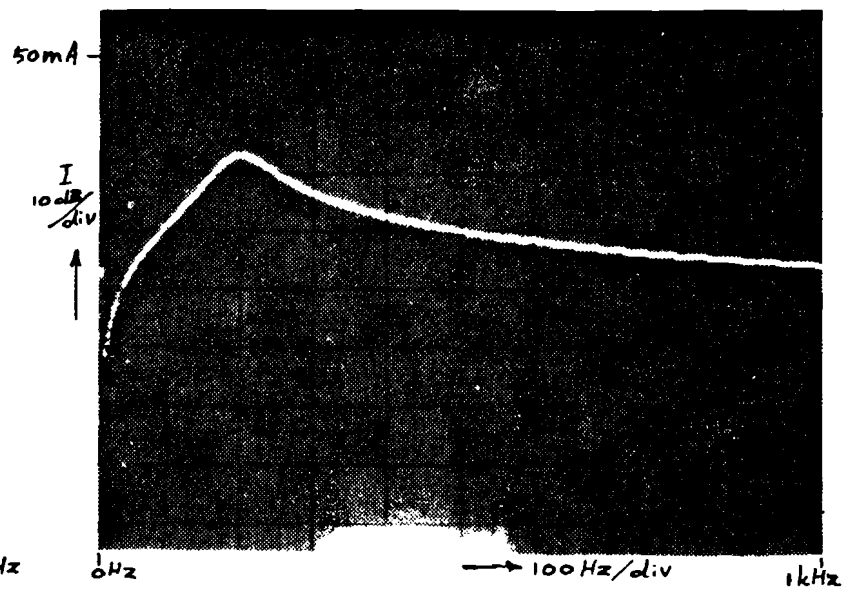


Foto 2: De inverter werkt en $V_d = 0V$,
dus $U_{inv} = 0V$.

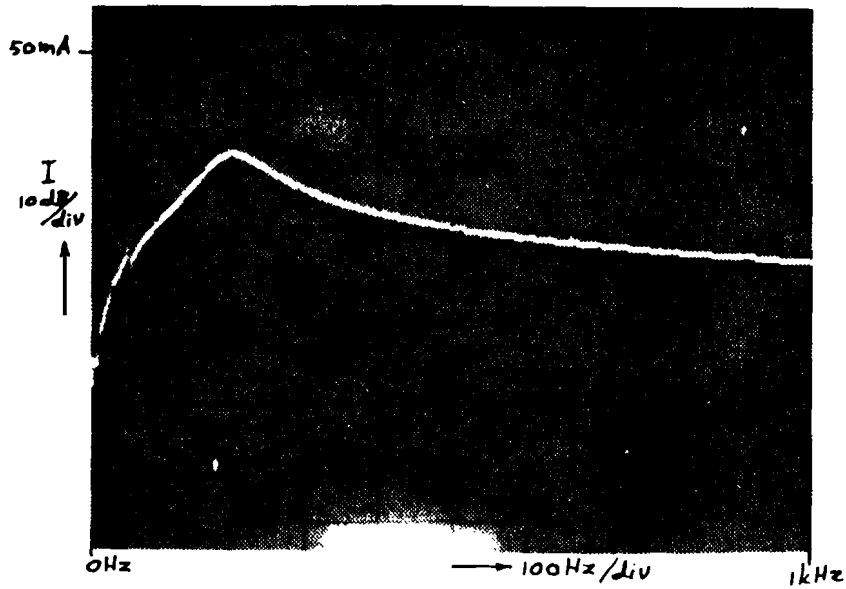


Foto 3: De inverter werkt niet en de
transformatoren zijn aan de
primaire kant via $0,17\Omega$
per fase kortgesloten.

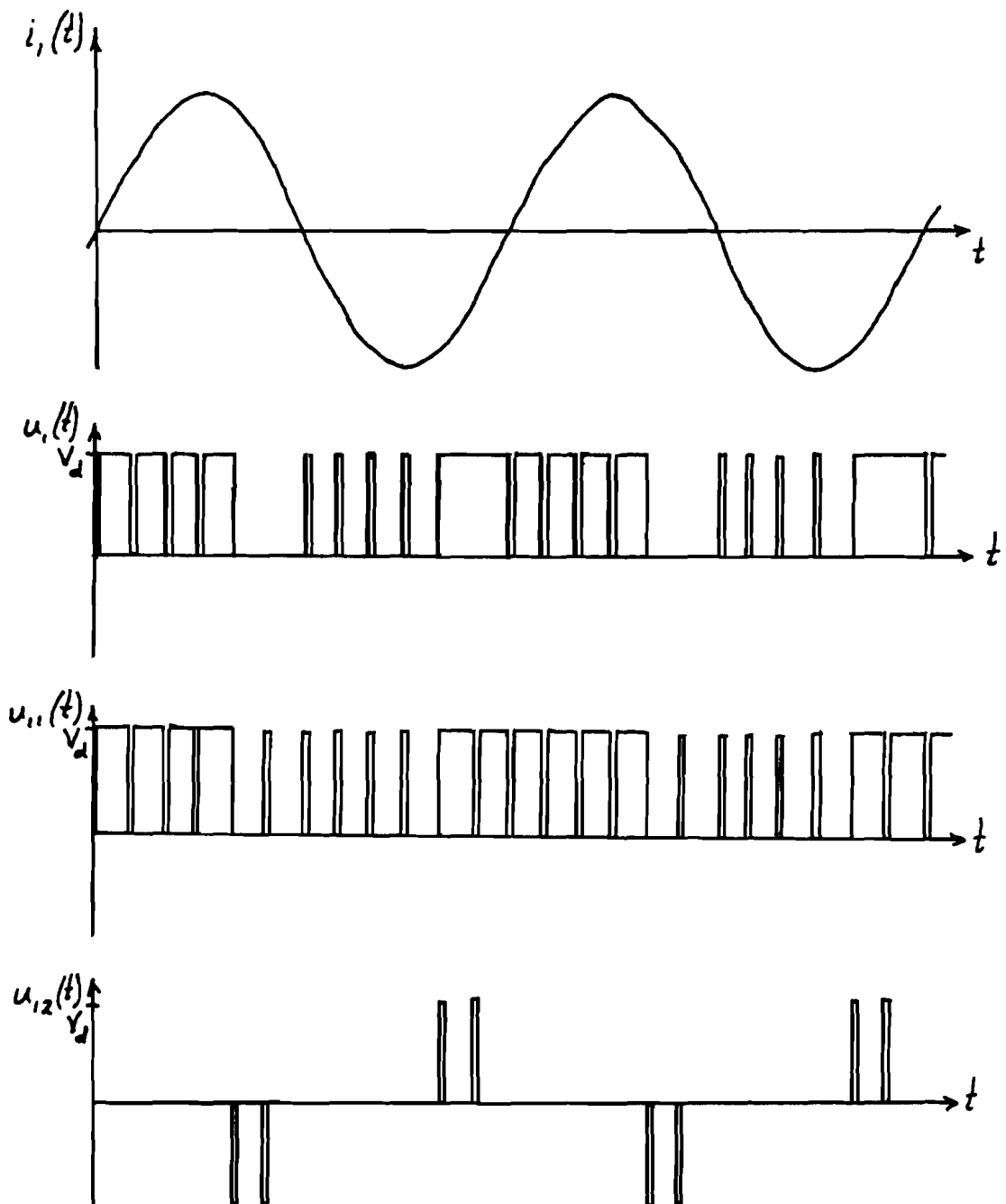
Figuur 7-23: Metingen om te bepalen of er in de inverter,
die in het noodstroomstelsel gebruikt is,
virtuele weerstanden zitten.

FET's gedurende korte tijd uit geleiding te brengen. Tijdens die korte tijd zullen de stromen $i_1(t)$, $i_2(t)$ en $i_3(t)$ in figuur 7-16 via de vrijloopdioden lopen. Afhankelijk van de polariteit lopen deze stromen door de onderste of de bovenste vrijloopdiode. De spanningen $u_1(t)$, $u_2(t)$ en $u_3(t)$ zullen tijdens het vrijlopen altijd een zodanige polariteit hebben, dat er vermogen door de invertor opgenomen wordt. Door de invertor langer te laten vrijlopen, wordt de effectieve waarde van de wisselspanningen lager.

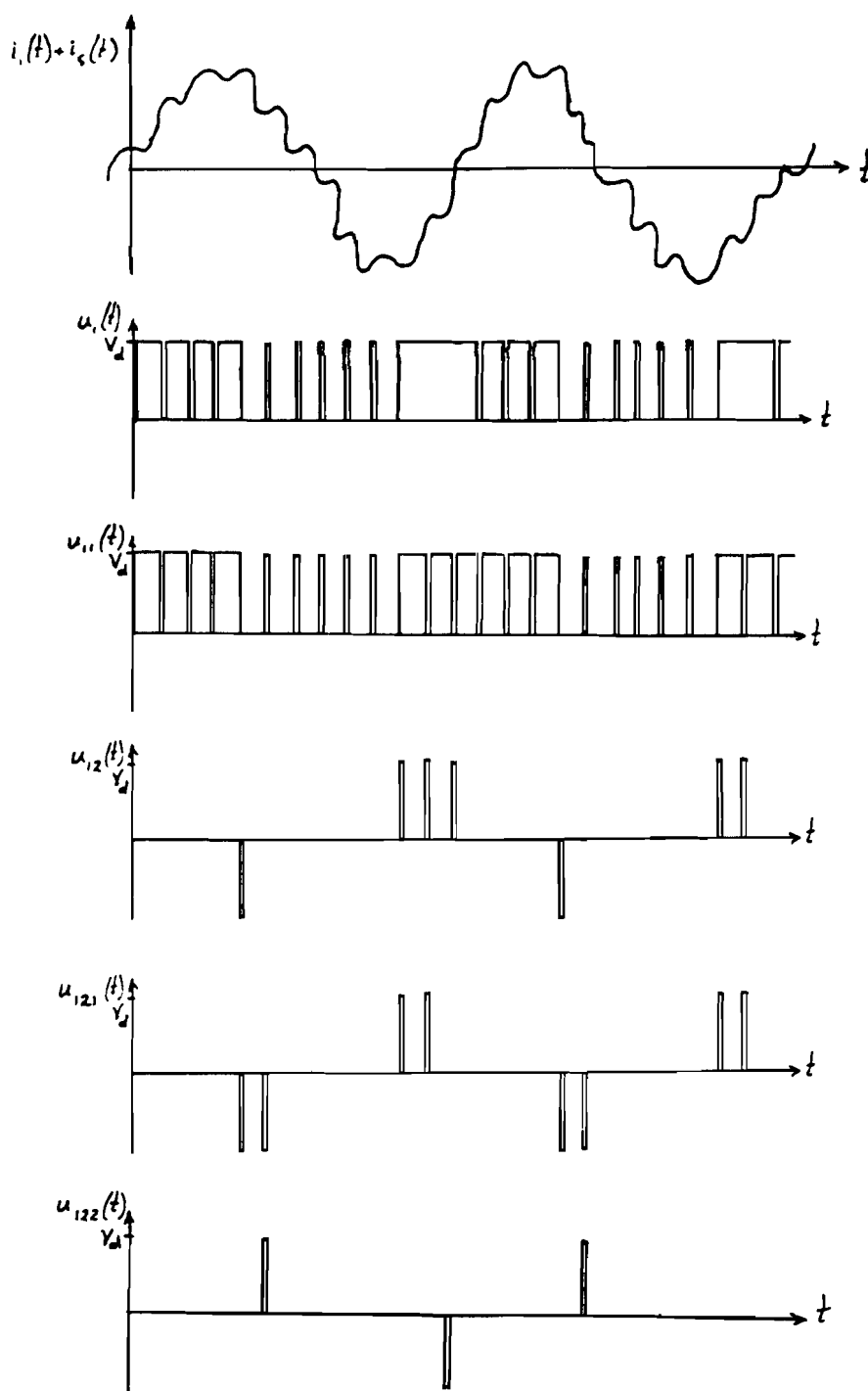
In figuur 7-24 is de stroom $i_1(t)$ en de spanning $u_1(t)$ weergegeven in een willekeurige belastingstoestand van de invertor. De spanning $u_1(t)$ is op te delen in een spanning $u_{11}(t)$, die onafhankelijk is van de polariteit van de stroom $i_1(t)$, en een spanning $u_{12}(t)$, die volledig bepaald wordt door de polariteit van $i_1(t)$. Dit is aangegeven in figuur 7-24.

Het is duidelijk, dat de effectieve waarde van de wisselspanningen niet afneemt, als de effectieve waarde van de wisselspanningen $i_1(t)$ toeneemt. De spanningen $u_{11}(t)$ en $u_{12}(t)$ blijven dan immers gelijk. In dat opzicht is er dus geen virtuele weerstand.

Wel zal er extra demping optreden voor een stroom $i_s(t)$ met een frequentie f_s , die op de stroom $i_1(t)$ gesuperponeerd is. De stroom $i_s(t)$ kan namelijk de polariteit van $i_1(t)$ veranderen. Dit is in figuur 7-25 te zien. Hierdoor verandert de spanning $u_{12}(t)$, zoals in het voorbeeld in figuur 7-25 aangegeven is. De spanning $u_{12}(t)$ is dan weer opgebouwd te beschouwen uit een spanning $u_{121}(t)$, die gelijk is aan $u_{12}(t)$ in figuur 7-24, en een spanning $u_{122}(t)$. De spanning $u_{122}(t)$ is voor een groot deel van de tijd gelijk aan 0V. Als $u_{122}(t)$ ongelijk aan 0V is, dan is de polariteit zodanig, dat er vermogen uit de bron, die de stroom $i_s(t)$ levert, opgenomen wordt.



figuur 7-24: De spanning en stroom in een invertor met een andere spanningsregeling, dan die van het statische noodstroomstelsel.



figuur 7-25: De spanning en stroom in een inverter met een andere spanningsregeling, dan die van het statische noodstroomstelsel, in het geval, dat er een stroom $i_s(t)$ op $i_1(t)$ gesuperponeerd is.

Met andere woorden: $u_{122}(t)$ bevat een wisselspanningscomponent met een frequentie, die gelijk is aan f_s , en waarvan de polariteit zodanig is, dat er vermogen uit de bron, die de stroom $i_s(t)$ levert, opgenomen wordt. De invertor kan dus niet beschouwd worden als een harde bron, die voor frequenties ongelijk aan de frequentie van de blokgolf als kortsluiting gezien kan worden.

Als er uitslingerverschijnselen optreden in het circuit, waarmee de invertor belast wordt, die een stroom $i_s(t)$ tot gevolg hebben, dan zal de beschouwde invertor dus voor extra demping zorgen.

7.2.3 Sprongresponsies.

Het is bekend, dat uit de sprongresponsie van een lineair tijdsonafhankelijk systeem met behulp van Laplace-transformatie de overdrachtsfunctie van het systeem volgt.

In formule:

$$H(p) = \mathcal{L}[h(t)] \quad (7.39)$$

met:

$h(t)$: de responsie van het systeem op een eenheidsstap.

$H(p)$: de overdrachtsfunctie van het systeem in het Laplace-domein.

In hoofdstuk 8 zal blijken, dat het noodstroomstelsel goed door een lineair tijdsonafhankelijk systeem te benaderen is. Er zijn daarom voor het opzetten van een model van het noodstroomstelsel in hoofdstuk 8 en het toetsen van het model aan de praktijk twee soorten stapresponsies gemeten:

1. De responsies op stappen in de amplitude van de invertorspanningen (amplitude-sprongen).

Dit is gedaan door de haptbreedte β sprongsgewijs te veranderen.

2. De responsies op stappen in de belasting van het noodstroomsysteem (belastingssprongen).

Hierbij werd hetzij het werkzame vermogen, hetzij het blindvermogen sprongsgewijs van nul af verhoogd of vanaf een bepaalde waarde op nul gebracht.

Een aantal meetresultaten is in figuren 7-26 t/m 7-37 weergegeven. In alle gevallen is de uitgangsspanning $u_e(t)$ van de 12-puls meetgelijkrichter als functie van de tijd gemeten. In enkele gevallen is tevens de gelijkstroom I_d als functie van de tijd gemeten. De gelijkstroom I_d wordt bepaald met een Hall-effect stroomopnemer in het 75kVA prototype van het statische noodstroomsysteem.

Het tijdstip, waarop de sprong plaatsvindt, is op $t=0$ gesteld.

Bij de metingen van $u_e(t)$ bij een amplitude-sprong is tevens het triggersignaal weergegeven. Dit signaal is afgeleid van de spanningssprong, die op de ingang van de schakeling voor het instellen van de hapbreedte β gezet is.

De verdere gegevens van de meting staan in de figuren 7-26 t/m 7-37 vermeld.

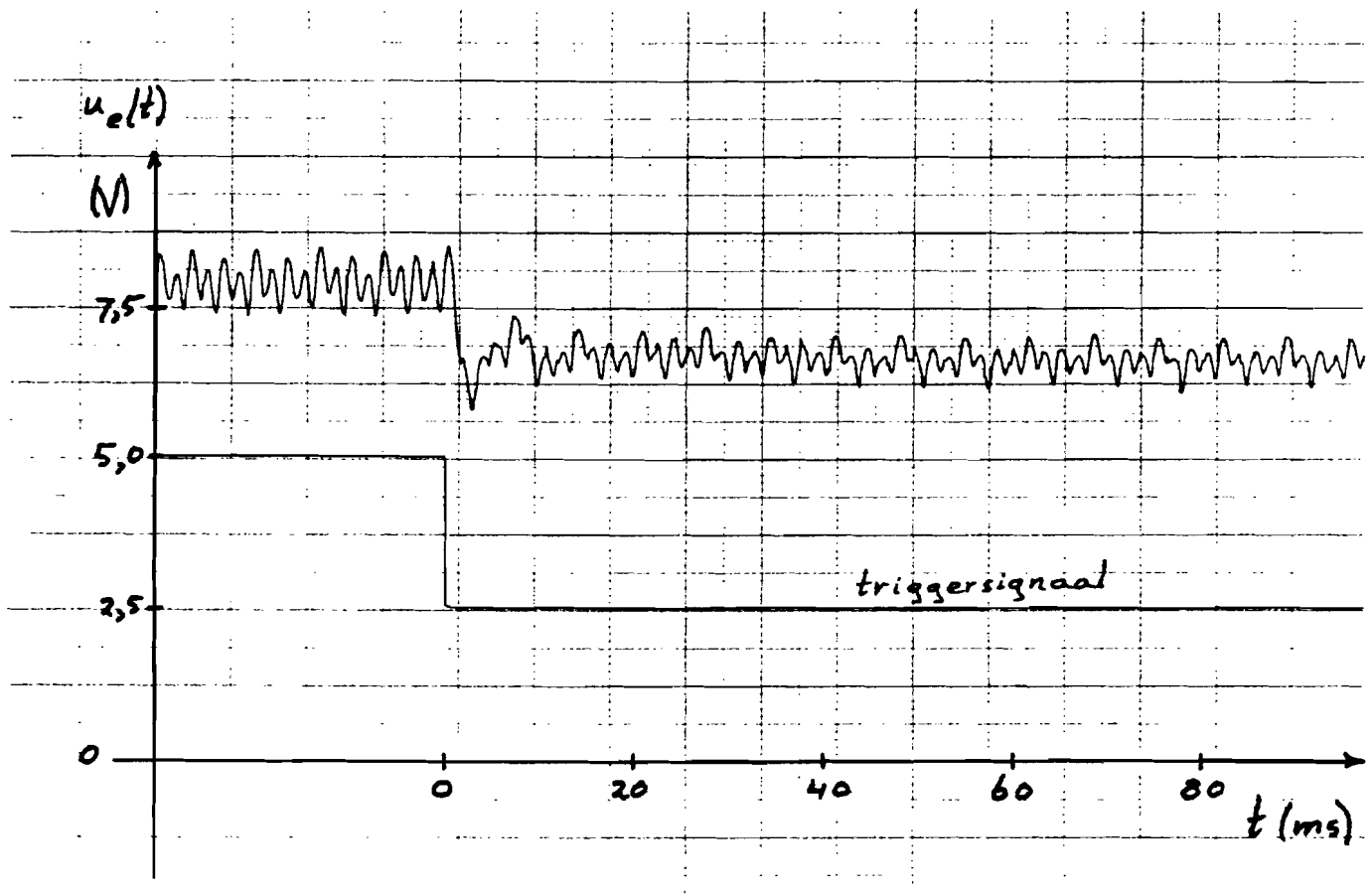
Opvallend is, dat bij de belastingssprongen vaak op tijdstip $t=0$ een piek in $u_e(t)$ optreedt. Deze piek blijkt veroorzaakt te worden, doordat de drie contacten van de driefasen magneetschakelaar, waarmee de belasting in- en afgeschakeld wordt, niet tegelijk sluiten en openen. Bij het inschakelen kan er maximaal een tijd van 5ms verstrijken tussen het sluiten van het eerste contact en het sluiten van het laatste contact. De tijd, die verstrijkt tussen het openen van het eerste en het laatste contact bij het afschakelen van een belasting, is veel korter. De piek in $u_e(t)$ bij het afschakelen van een belasting is daarom minder groot. Bij de amplitude-sprongen treden deze pieken uiteraard niet op.

Als de effectieve waarde van de invertorspanningen sprongsgewijs veranderd worden, dan blijkt, dat de uitgangsspanning snel en met weinig slingeringen deze sprong volgt. Hieruit

is te concluderen, dat de overdrachtsfunctie van de instelling van de hapbreedte naar het uitgangssignaal van de 12-puls gelijkrichter vanaf 0Hz tot een vrij hoge frequentie nagenoeg constant moet zijn.

LITERATUUR

- [1] Leonhard, W., CONTROL OF ELECTRICAL DRIVES,
Springer-Verlag, Berlin, 1985.



figuur 7-26: AMPLITUDE-SPRONG

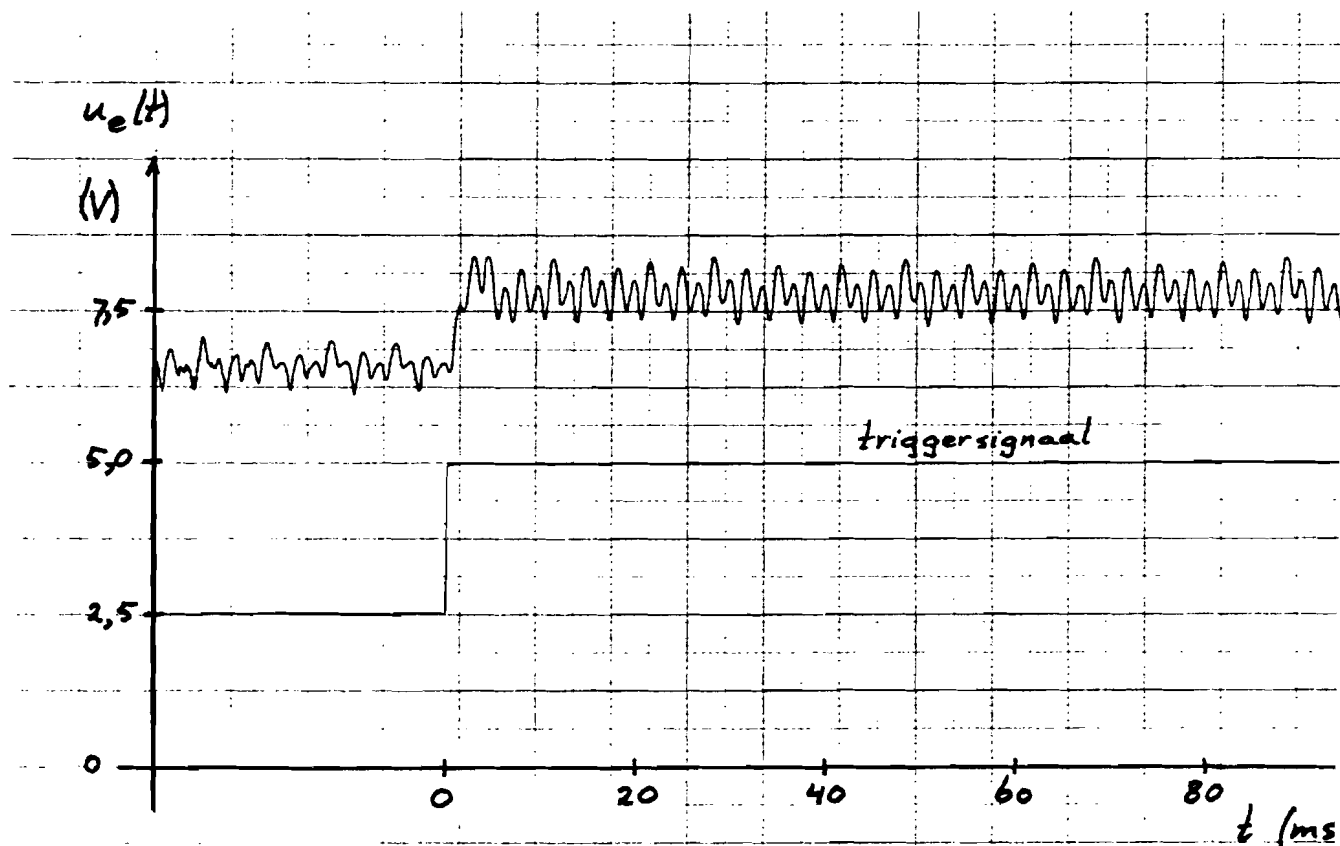
Weergegeven: $u_e(t)$ en het triggersignaal.

Het noodstroomstelsel is onbelast.

$t < 0$: $U_{uit} = 240,0V$; $V_d = 442,0V$.

$t > 0$: $U_{uit} = 199,9V$; $V_d = 442,0V$.

Bemonsteringstijd van de oscilloscoop: $20\mu s$.



figuur 7-27: AMPLITUDE-SPRONG

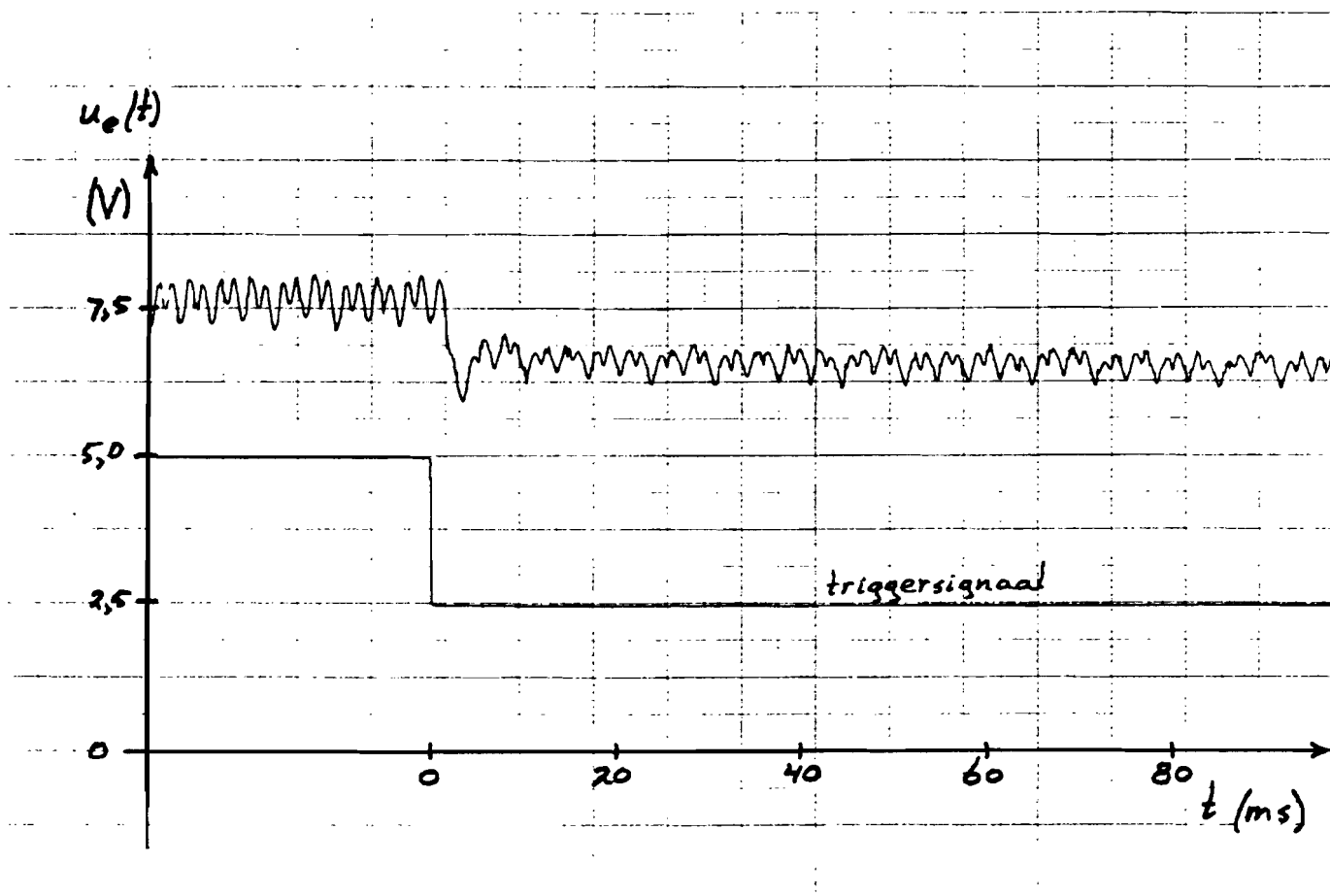
Weergegeven: $u_e(t)$ en het triggersignaal.

Het noodstroomstelsel is onbelast.

$t < 0$: $U_{uit} = 199,9V$; $V_d = 442,0V$.

$t > 0$: $U_{uit} = 240,0V$; $V_d = 442,0V$.

Bemonsteringstijd van de oscilloscoop: $20\mu s$.



figuur 7-28: AMPLITUDE-SPRONG

Weergegeven: $u_e(t)$ en het triggersignaal.

Belasting per fase: $2,02\Omega$.

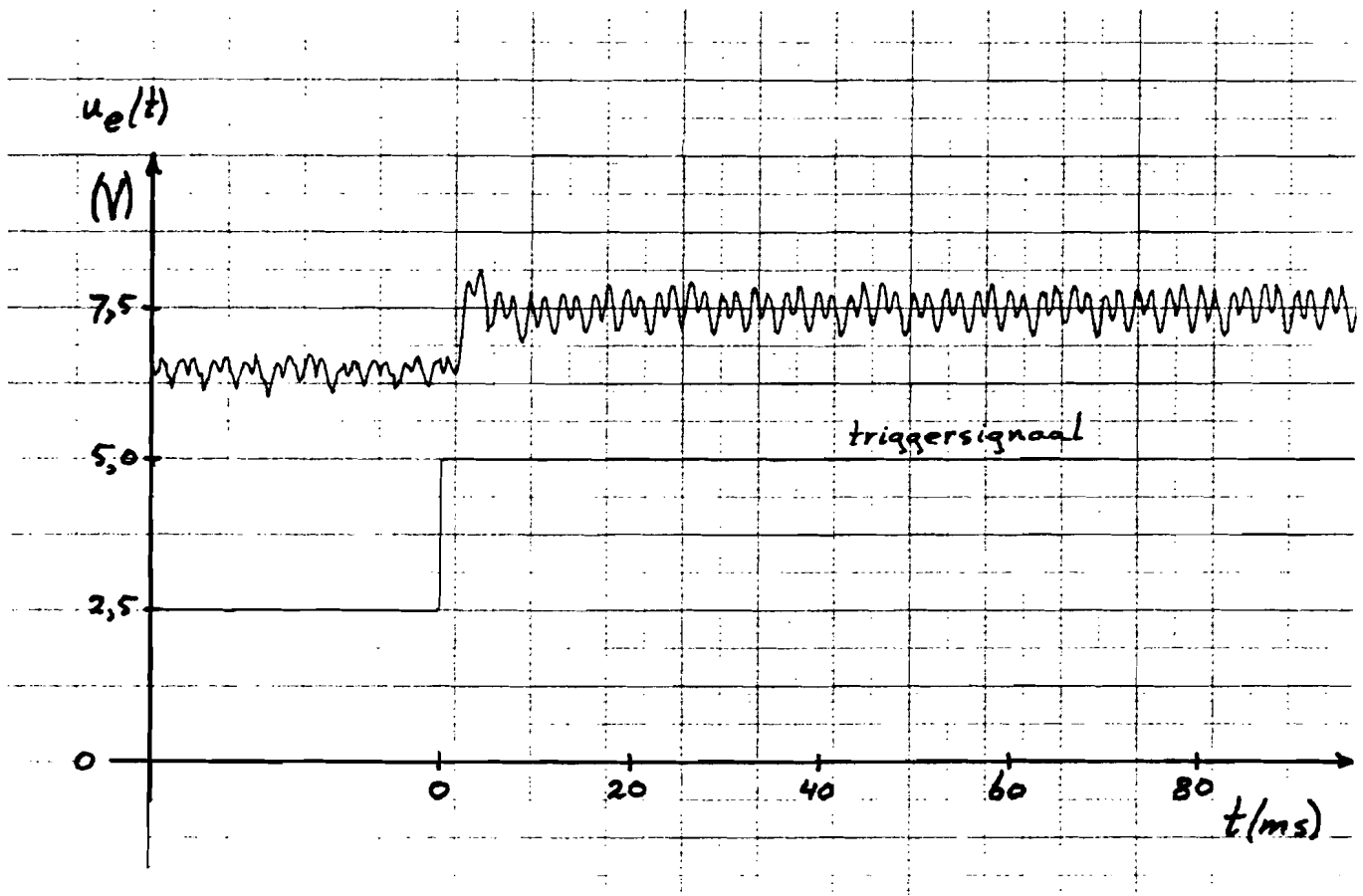
$t < 0$: $U_{uit} = 230,0V$; $I_{uit} = 114,2A$;

$P_{uit} = 78,8kW$; $V_d = 459,8V$.

$t > 0$: $U_{uit} = 193,5V$; $I_{uit} = 96,0A$;

$P_{uit} = 55,7kW$; $V_d = 459,8V$.

Bemonsteringstijd van de oscilloscoop: $20\mu s$.



figuur 7-29: AMPLITUDE-SPRONG

Weergegeven: $u_e(t)$ en het triggersignaal.

Belasting per fase: $2,02\Omega$.

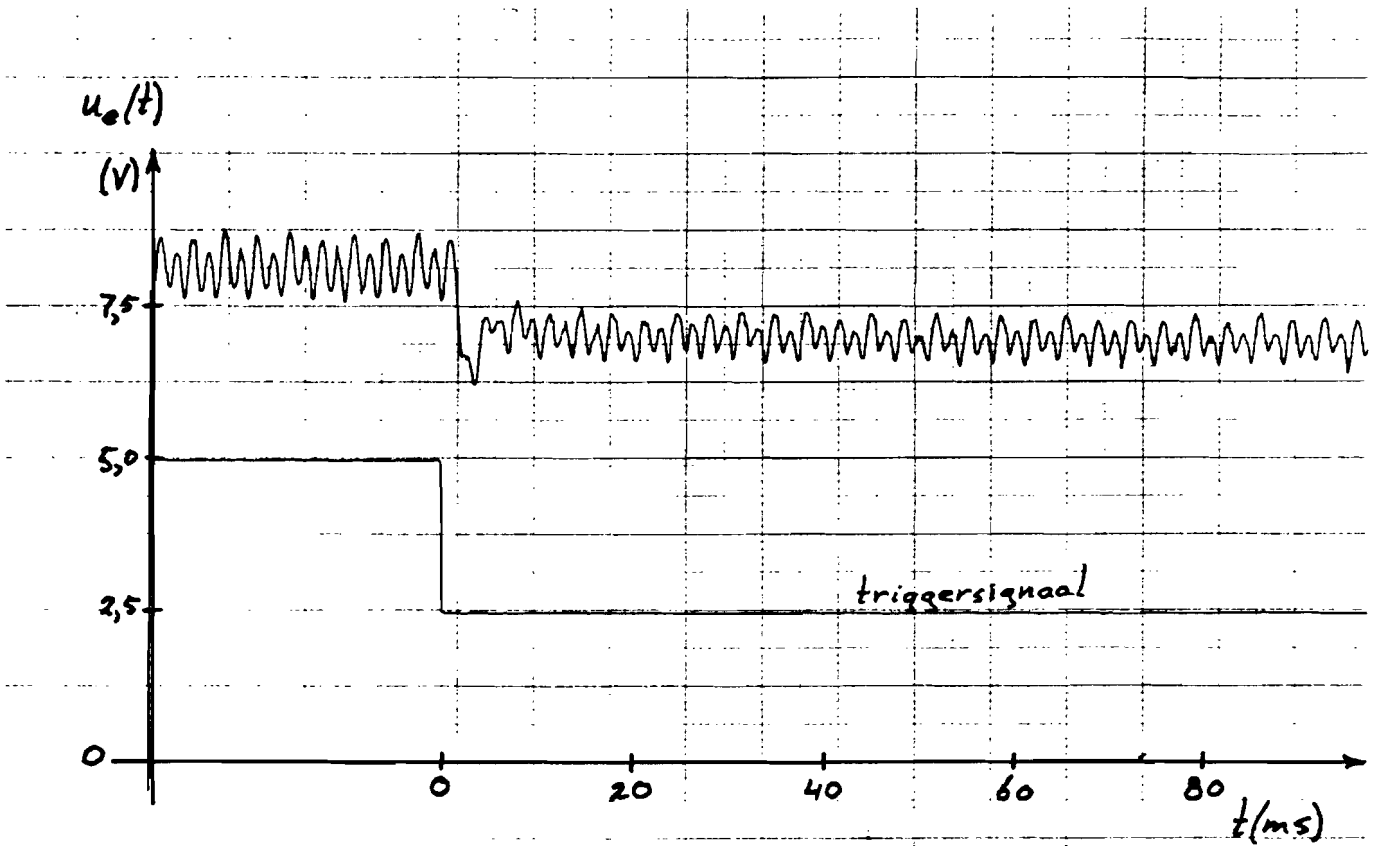
$t < 0$: $U_{uit} = 193,5V$; $I_{uit} = 96,0A$;

$P_{uit} = 55,7kW$; $V_d = 459,8V$.

$t > 0$: $U_{uit} = 230,0V$; $I_{uit} = 114,2A$;

$P_{uit} = 78,8kW$; $V_d = 459,8V$.

Bemonsteringstijd van de oscilloscoop: $20\mu s$.



figuur 7-30: AMPLITUDE-SPRONG

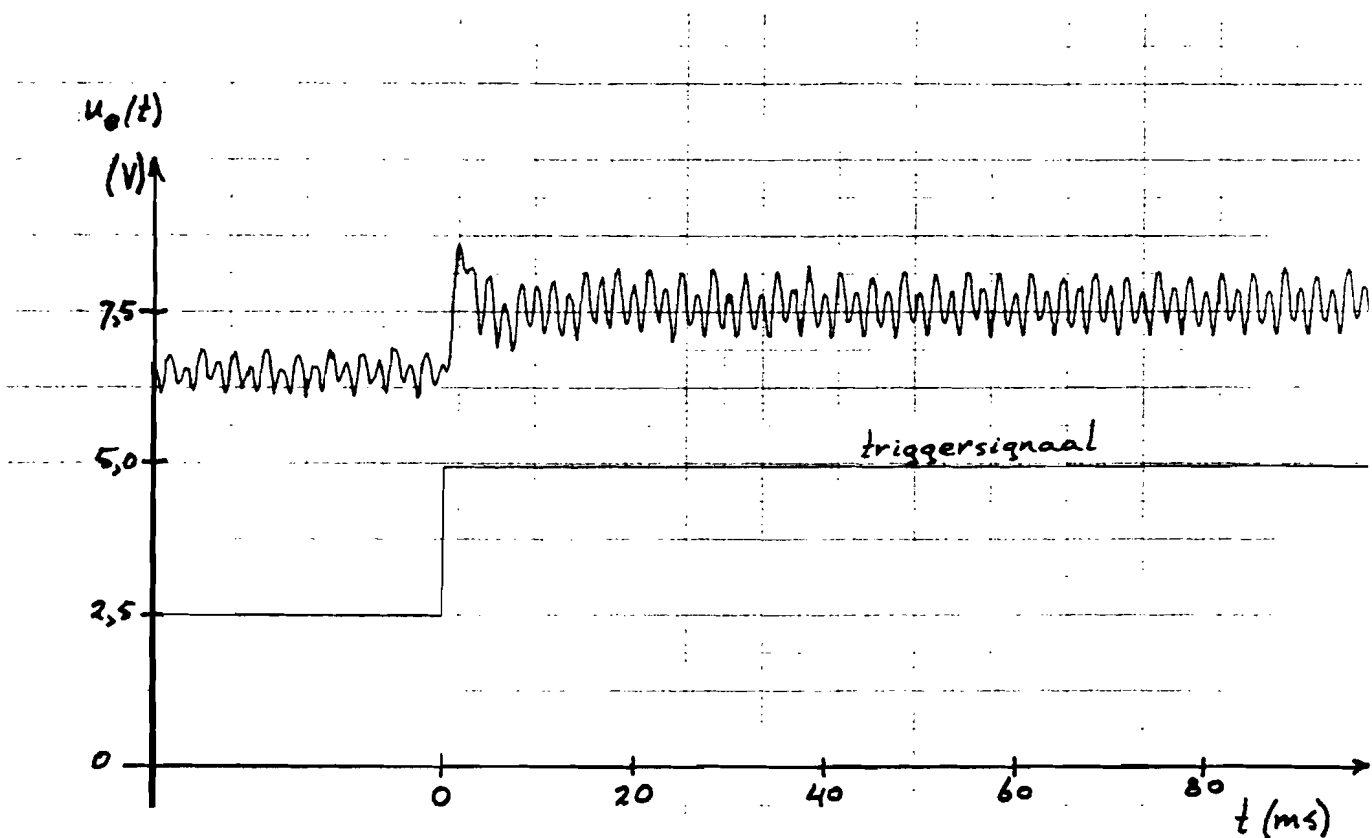
Weergegeven: $u_e(t)$ en het triggersignaal.

Belasting per fase: 11,4mH en 287m Ω in serie.

$t < 0$: $U_{uit} = 240,0V$; $I_{uit} = 66,7A$;
 $P_{uit} = 3,83kW$; $Q_{uit} = 47,9kVAR$;
 $V_d = 470,5V$.

$t > 0$: $U_{uit} = 203,2V$; $I_{uit} = 47,3A$;
 $P_{uit} = 2,52kW$; $Q_{uit} = 28,7kVAR$;
 $V_d = 470,5V$.

Bemonsteringstijd van de oscilloscoop: 20 μs .



figuur 7-31: AMPLITUDE-SPRONG

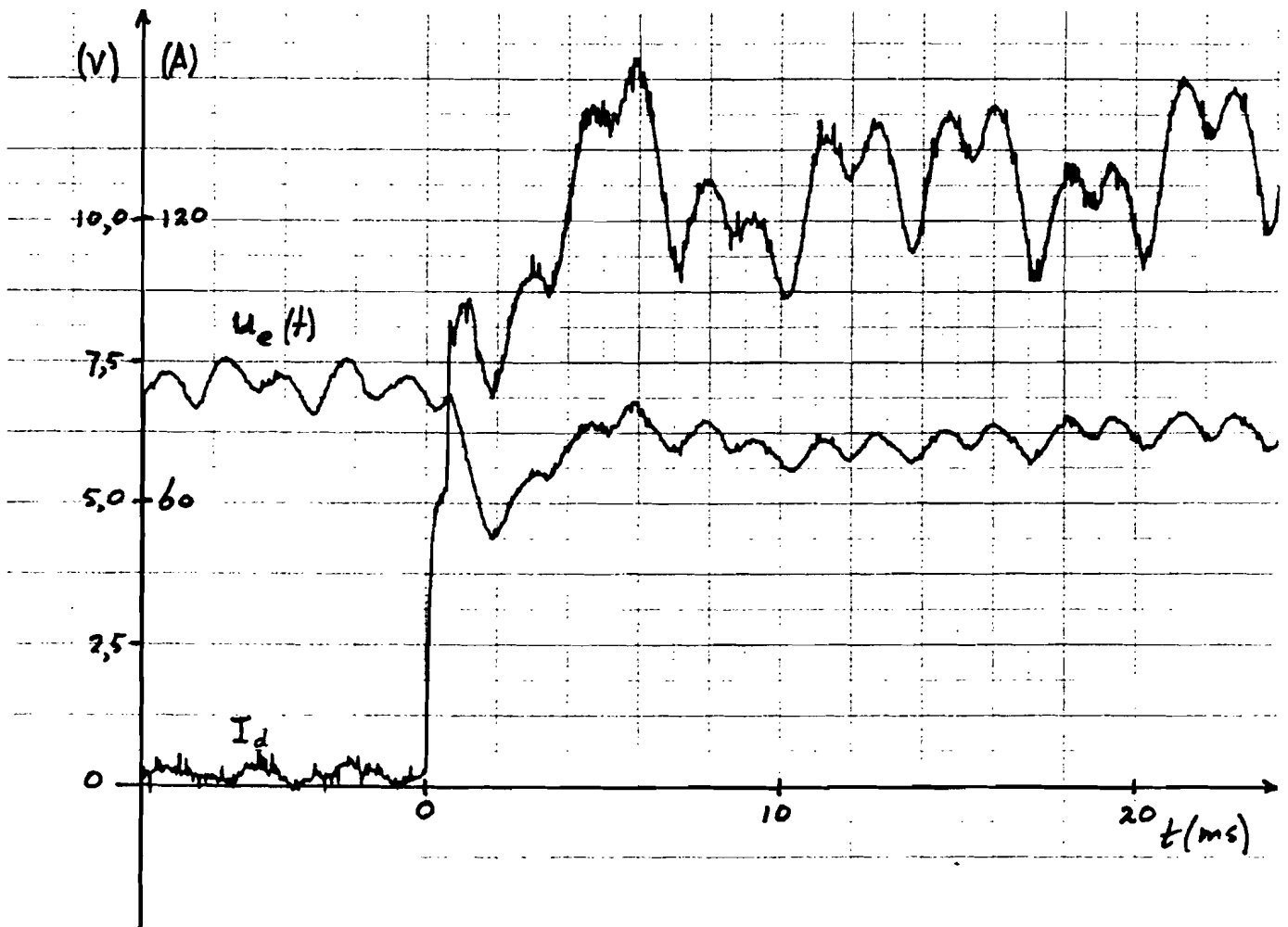
Weergegeven: $u_e(t)$ en het triggersignaal.

Belasting per fase: 11,4mH en 287m Ω in serie.

$t < 0$: $U_{uit} = 203,2V$; $I_{uit} = 47,3A$;
 $P_{uit} = 2,52kW$; $Q_{uit} = 28,7kVAr$;
 $V_d = 470,5V$.

$t > 0$: $U_{uit} = 240,0V$; $I_{uit} = 66,7A$;
 $P_{uit} = 3,83kW$; $Q_{uit} = 47,9kVAr$;
 $V_d = 470,5V$.

Bemonsteringstijd van de oscilloscoop: 20 μs .



figuur 7-32: BELASTINGSSPRONG

Weergegeven: $u_e(t)$ en I_d .

Op $t=0$ wordt per fase $2,02\Omega$ aangebracht.

$t < 0$: $U_{uit} = 220,0V$; $I_{uit} = 0A$;

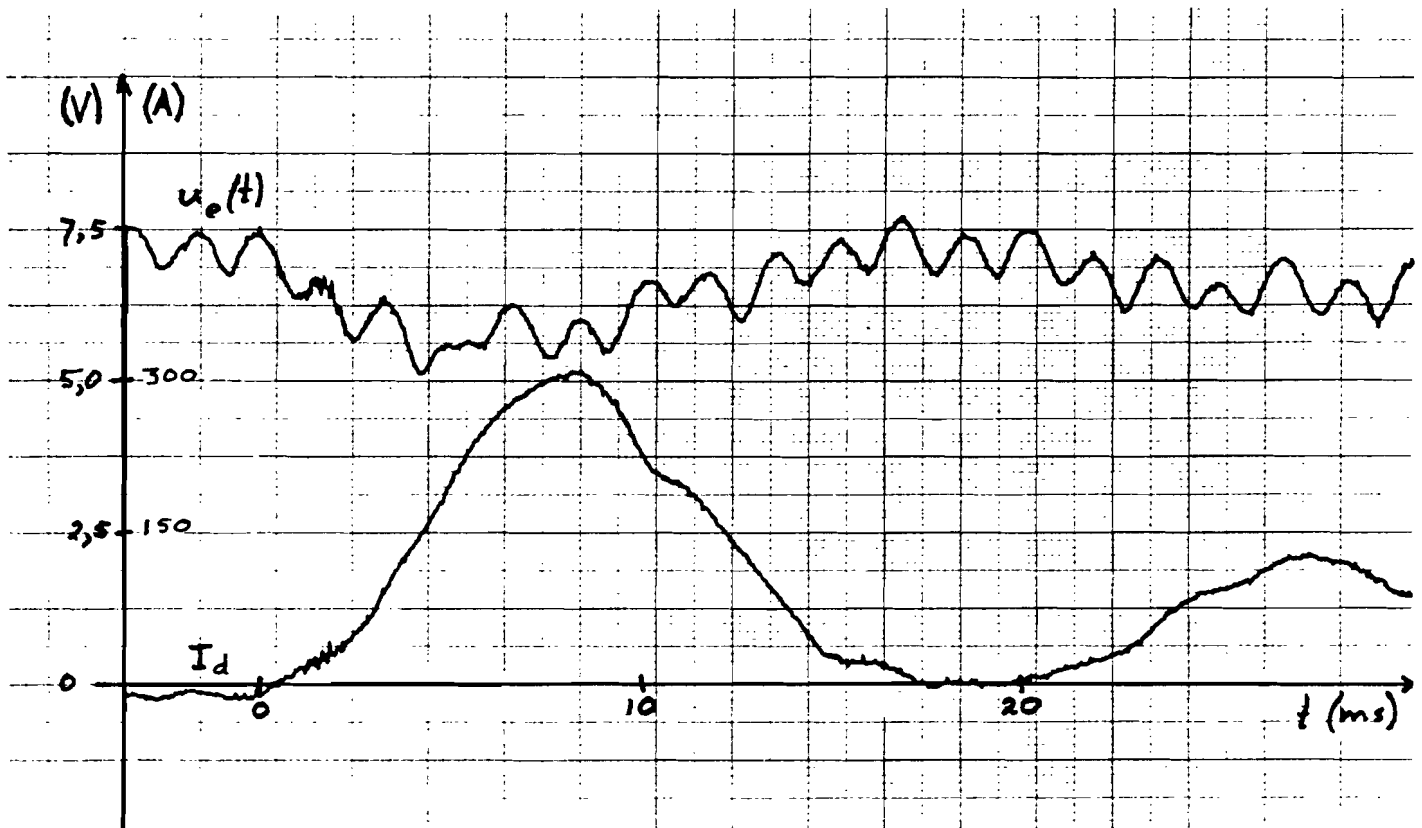
$P_{uit} = 0kW$; $Q_{uit} = 0kVAR$.

$t > 0$: $U_{uit} = 198,8V$; $I_{uit} = 97,9A$;

$P_{uit} = 58,8kW$; $Q_{uit} = 0kVAR$;

$\cos\phi_{uit} = 1,00$.

Bemonsteringstijd van de oscilloscoop: $5\mu s$.



figuur 7-33: BELASTINGSSPRONG

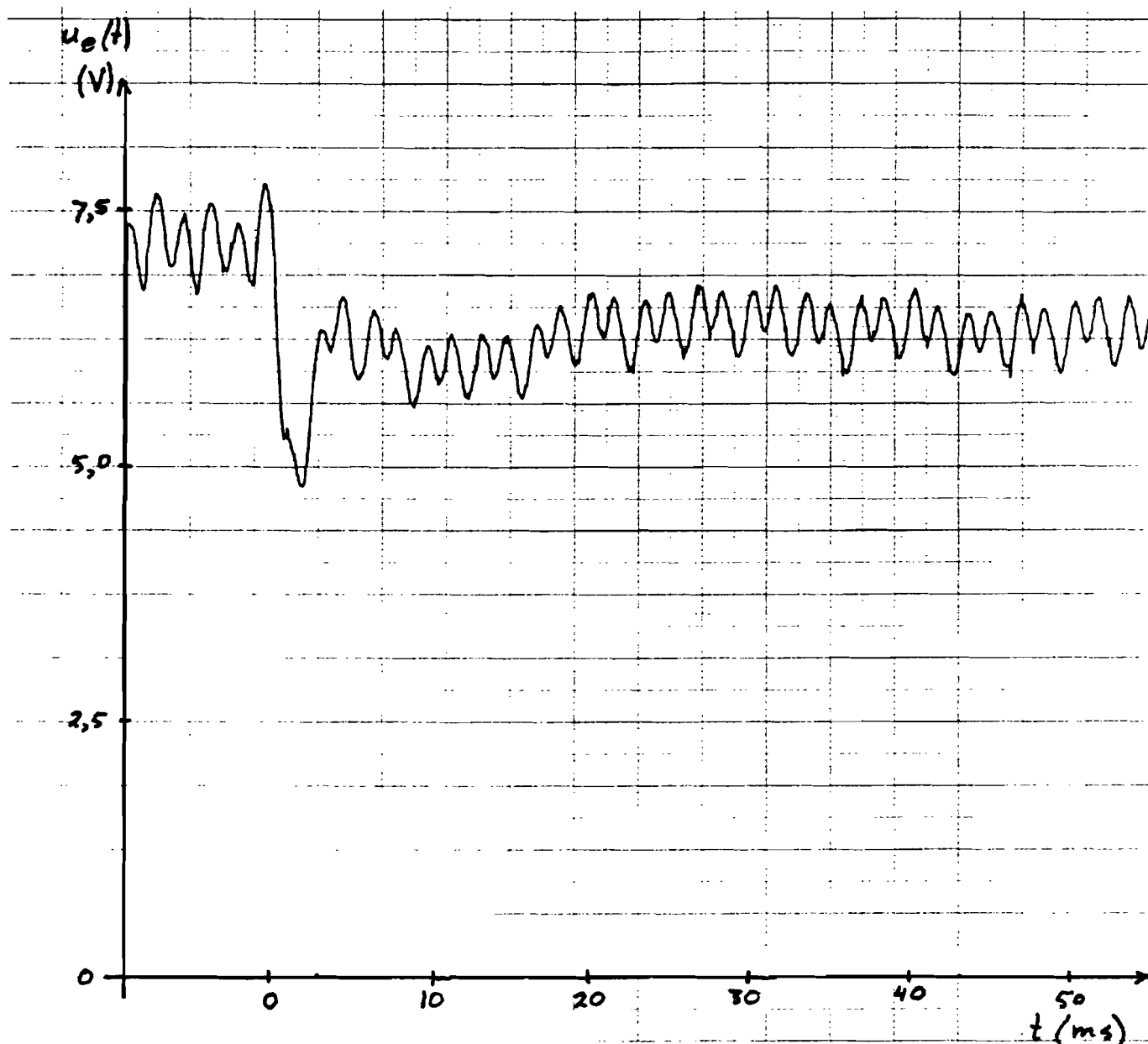
Weergegeven: $u_e(t)$ en I_d .

Op $t=0$ wordt per fase $13,2\text{mH}$ in serie met $371\text{m}\Omega$ aangebracht.

$t < 0$: $U_{\text{uit}} = 220,0\text{V}$; $I_{\text{uit}} = 0\text{A}$;
 $P_{\text{uit}} = 0\text{kW}$; $Q_{\text{uit}} = 0\text{kVAR}$.

$t > 0$: $U_{\text{uit}} = 208,5\text{V}$; $I_{\text{uit}} = 50,0\text{A}$;
 $P_{\text{uit}} = 2,78\text{kW}$; $Q_{\text{uit}} = 31,3\text{kVAR}$;
 $\cos\phi_{\text{uit}} = 0,09$.

Bemonsteringstijd van de oscilloscoop: $5\mu\text{s}$.



figuur 7-34: BELASTINGSSPRONG

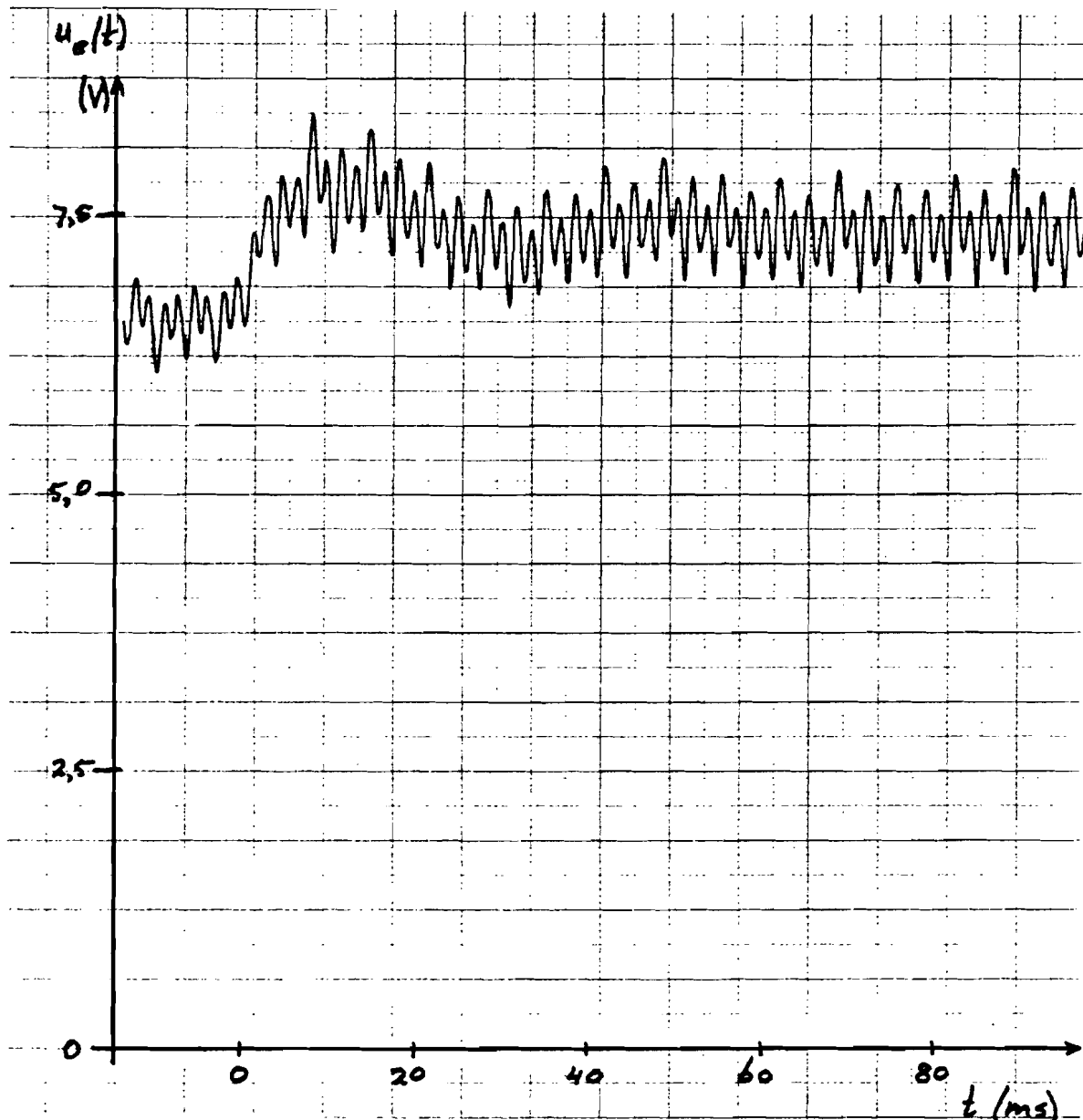
Weergegeven: $u_e(t)$.

Op $t=0$ wordt per fase $2,19\Omega$ aangebracht.

$t < 0$: $U_{uit} = 220,4V$; $I_{uit} = 0A$;
 $P_{uit} = 0kW$; $Q_{uit} = 0kVAR$;
 $V_d = 408,8V$.

$t > 0$: $U_{uit} = 199,3V$; $I_{uit} = 90,6A$;
 $P_{uit} = 54,3kW$; $Q_{uit} = 0kVAR$;
 $V_d = 401,5V$; $\cos\phi_{uit} = 1,00$.

Bemonsteringstijd van de oscilloscoop: $10\mu s$.



figuur 7-35: BELASTINGSSPRONG

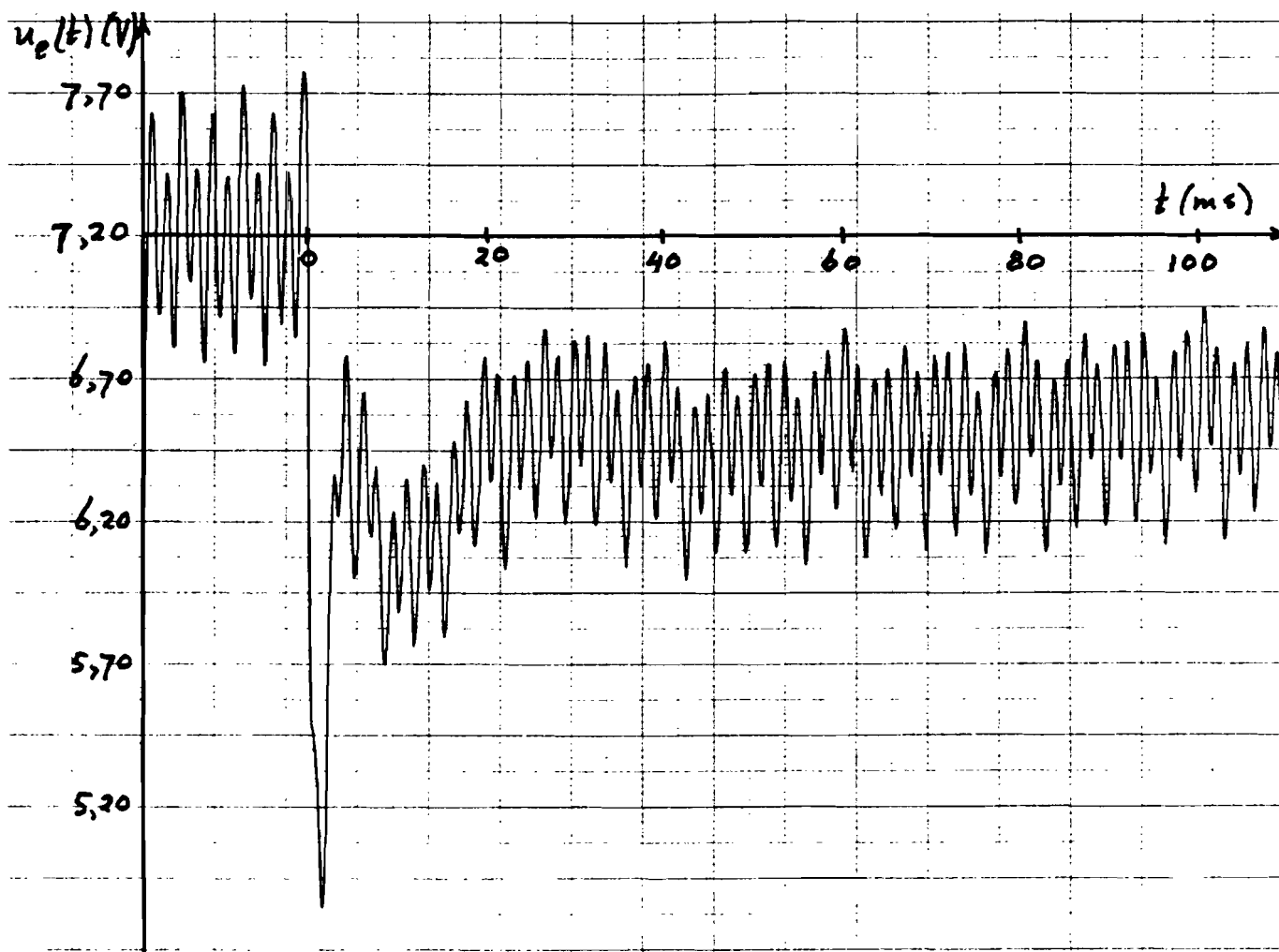
Weergegeven: $u_e(t)$.

Op $t=0$ wordt per fase $2,19\Omega$ afgeschakeld.

$t < 0$: $U_{uit} = 199,3V$; $I_{uit} = 90,6A$;
 $P_{uit} = 54,3kW$; $Q_{uit} = 0kVAR$;
 $V_d = 401,5V$; $\cos\phi_{uit} = 1,00$.

$t > 0$: $U_{uit} = 220,4V$; $I_{uit} = 0A$;
 $P_{uit} = 0kW$; $Q_{uit} = 0kVAR$;
 $V_d = 408,8V$.

Bemonsteringstijd van de oscilloscoop: $20\mu s$.



figuur 7-36: BELASTINGSSPRONG

Weergegeven: $u_e(t)$.

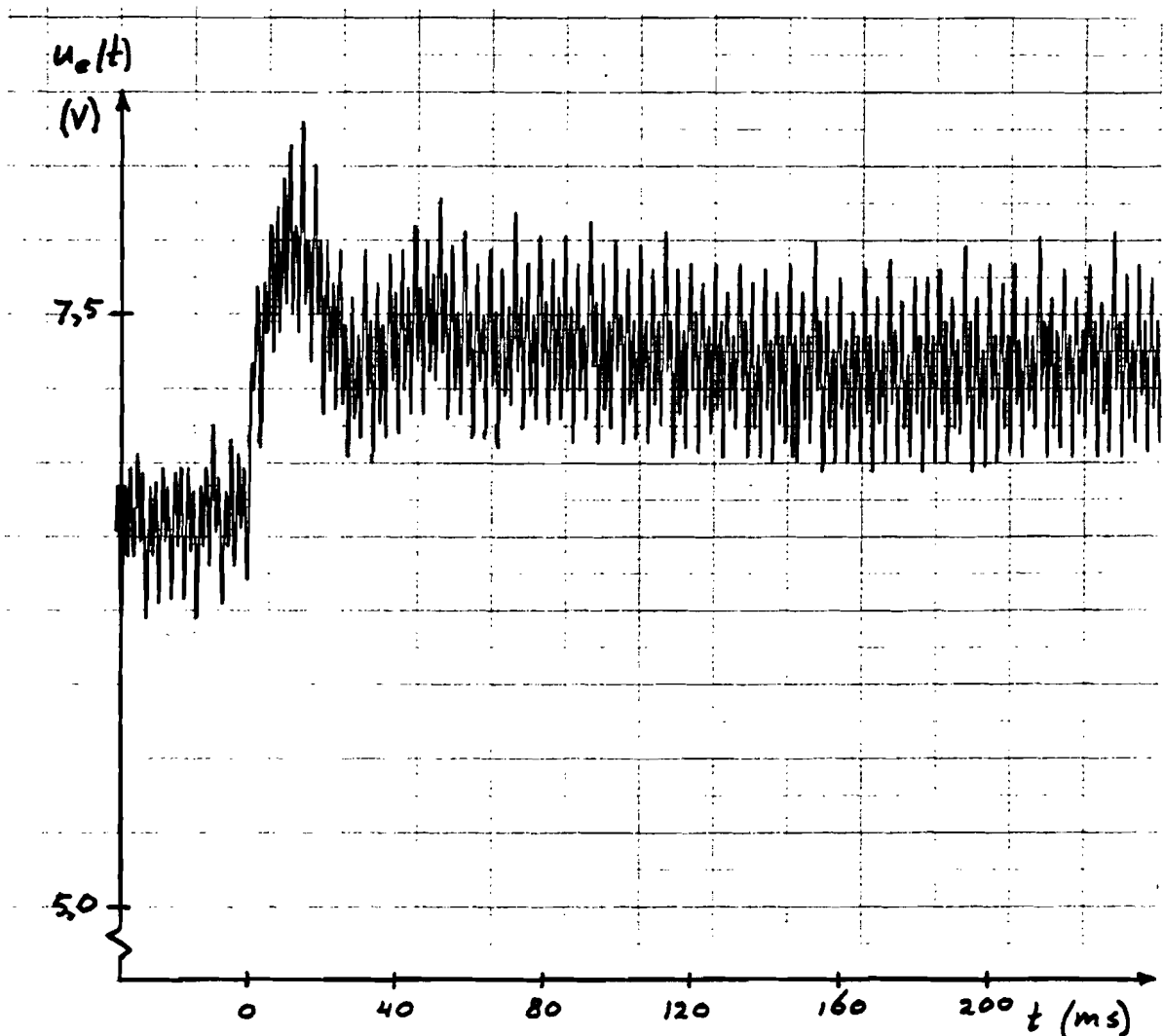
Op $t=0$ wordt per fase $2,19\Omega$ aangebracht.

Om inslinger-verschijnselen goed zichtbaar te maken, is het gemeten signaal verschoven en vergroot weergegeven.

$t < 0$: $U_{uit} = 220,4V$; $I_{uit} = 0A$;
 $P_{uit} = 0kW$; $Q_{uit} = 0kVAR$;
 $V_d = 408,8V$.

$t > 0$: $U_{uit} = 199,3V$; $I_{uit} = 90,6A$;
 $P_{uit} = 54,3kW$; $Q_{uit} = 0kVAR$;
 $V_d = 401,5V$; $\cos\phi_{uit} = 1,00$.

Bemonsteringstijd van de oscilloscoop: $20\mu s$.



figuur 7-37: BELASTINGSSPRONG

Weergegeven: $u_e(t)$.

Op $t=0$ wordt per fase $2,19\Omega$ afgeschakeld.

Om inslinger-verschijnselen goed zichtbaar te maken, is het gemeten signaal verschoven en vergroot weergegeven.

$t < 0$: $U_{uit} = 199,3V$; $I_{uit} = 90,6A$;
 $P_{uit} = 54,3kW$; $Q_{uit} = 0kVAR$;
 $V_d = 401,5V$; $\cos\phi_{uit} = 1,00$.

$t > 0$: $U_{uit} = 220,4V$; $I_{uit} = 0A$;
 $P_{uit} = 0kW$; $Q_{uit} = 0kVAR$;
 $V_d = 408,8V$.

Bemonsteringstijd van de oscilloscoop: $20\mu s$.

8. HET MODEL VAN HET STATISCHE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM.

Om de regellussen voor het verdelen van het gevraagde werkzame vermogen en blindvermogen over meerdere parallel geschakelde noodstroomsystemen te kunnen ontwerpen, is het nodig, dat het gedrag van de noodstroomsystemen bekend is. Er is daarom een model van het statische parallel noodstroom-systeem gemaakt.

Dit model bestaat uit twee delen:

1. Het statische model.
2. Het dynamische model.

Het statische model is nodig om de versterkingsfactoren in de regellussen te bepalen.

Het dynamische model wordt gebruikt om de regellussen zo te ontwerpen, dat ze zowel snel als stabiel zijn.

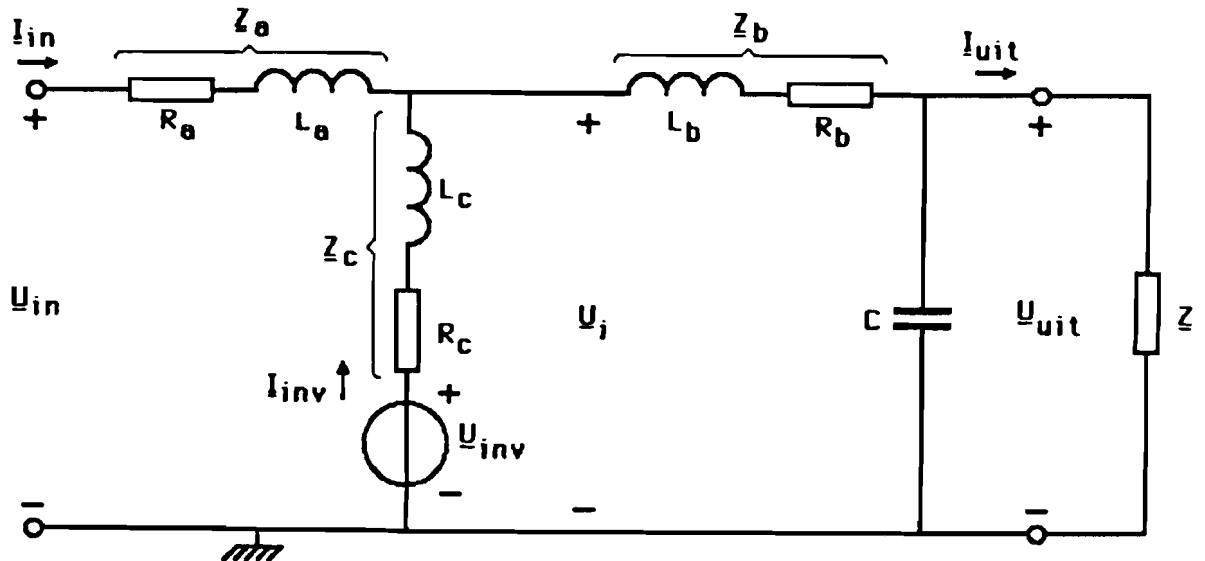
Voordat het statische en het dynamische model behandeld worden, wordt eerst het éénfasig vervangingsschema van het 75kVA noodstroomstelsel bepaald.

8.1 Het éénfasig vervangingsschema.

Het vervangingsschema van het statische parallel noodstroom-systeem inclusief de parasitaire elementen is weergegeven in figuur 8-1.

In dit vervangingsschema is \underline{U}_{inv} de bronspanning van de inverter. De inwendige impedantie van de inverter wordt samen met de overige impedanties tussen de inverter en de aftakking van de no-break smoorspoel door R_C en L_C verdisconteerd.

De waarden van de componenten volgen uit de metingen in hoofdstuk 7.



figuur 8-1: Het ééfasig vervangingschema van het 75kVA noodstroomstelsel.

De totale zelfinductie L_t van de hoofdsmoorspoel is:

$$L_t = 3,9\text{mH} \quad (8.1)$$

De windingsverhouding N is gelijk aan 5. Hieruit volgt met behulp van vergelijking (3.20) voor de zelfinductie L_1 tussen de ingang en de aftakking en de zelfinductie L_2 tussen de aftakking en de uitgang:

$$L_1 = 2,71\text{mH} \quad (8.2)$$

$$L_2 = 108\mu\text{H}$$

Tussen de aftakking en de (harde) inverter zit per fase een zelfinductie van $640\mu\text{H}$ (zie figuur 7-13). Met vergelijkingen (3.28), (3.29) en (3.38) is voor L_a , L_b en L_c afgeleid:

$$L_a = 3,25\text{mH}$$

$$L_b = 650\mu\text{H} \quad (8.3)$$

$$L_c = 100\mu\text{H}$$

De waarden van de weerstanden in figuur 8-1 zijn bepaald uit de metingen aan het 75kVA noodstroomstelsel. De waarden van deze weerstanden zijn (zie hoofdstuk 7 § 7.2.1):

$$R_a = 60\text{m}\Omega$$

$$R_b = 12\text{m}\Omega \quad (8.4)$$

$$R_c = 170\text{m}\Omega$$

De waarde van de condensator C is:

$$C = 880\mu\text{F} \quad (8.5)$$

Om het vervangingsschema eenvoudig te houden, is het volgende gesteld:

1. De zelfinductie L_c is te verwaarlozen ten opzichte van de weerstand R_c ($\omega L_c = 31\text{m}\Omega$). Er is daarom aangenomen, dat de zelfinductie L_{inv} tussen de aftakking en de inverter geheel gecompenseerd wordt door de no-break smoorspoel. Hieruit volgt:

$$L_c = 0 \quad (8.6)$$

In dat geval is L_a de totale zelfinductie tussen de ingang en de inverter:

$$L_a = 3,35\text{mH} \quad (8.7)$$

De zelfinductie L_b is de totale zelfinductie tussen de inverter en de uitgang:

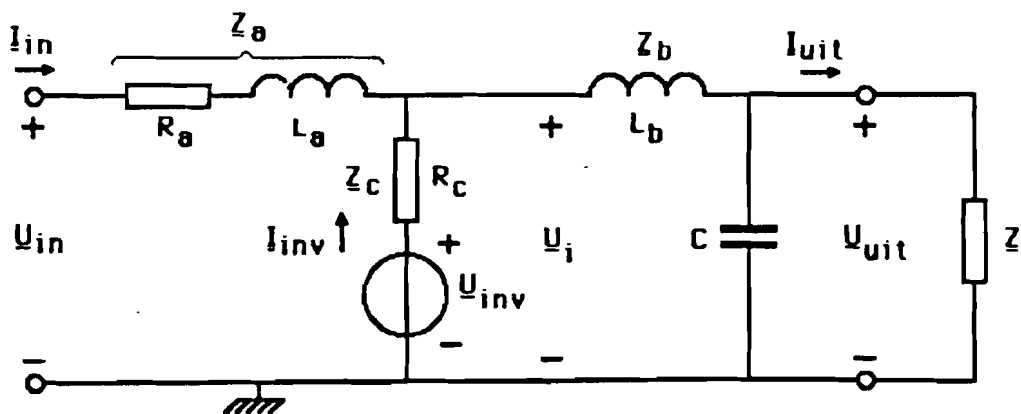
$$L_b = 750 \mu\text{H} \quad (8.8)$$

2. De verliesweerstand R_b van het deel van de no-break smoorspoel tussen de aftakking en de uitgang is te verwaarlozen ten opzichte van de zelfinductie L_b ($\omega L_b = 236 \text{m}\Omega$). De totale weerstand tussen de inverter en de uitgang is daarom geconcentreerd in R_c . De waarden van R_b en R_c zijn dan:

$$R_b = 0 \quad (8.9)$$

$$R_c = 0,181 \Omega$$

Hiermee wordt het éénfasig vervangingsschema gevonden, dat in figuur 8-2 getekend is.



figuur 8-2: Het éénfasig vervangingsschema, waarvan wordt uitgegaan bij het opstellen van een model van het noodstroomstelsel.

8.2 Het statische model.

Het vectordiagram van de spanningen in figuur 8-2 is weergegeven in figuur 8-3.

De complexe effectieve waarden van de spanningen in het vervangingsschema zijn:

$$\underline{U}_{in} = U_N \cdot \exp(j\alpha)$$

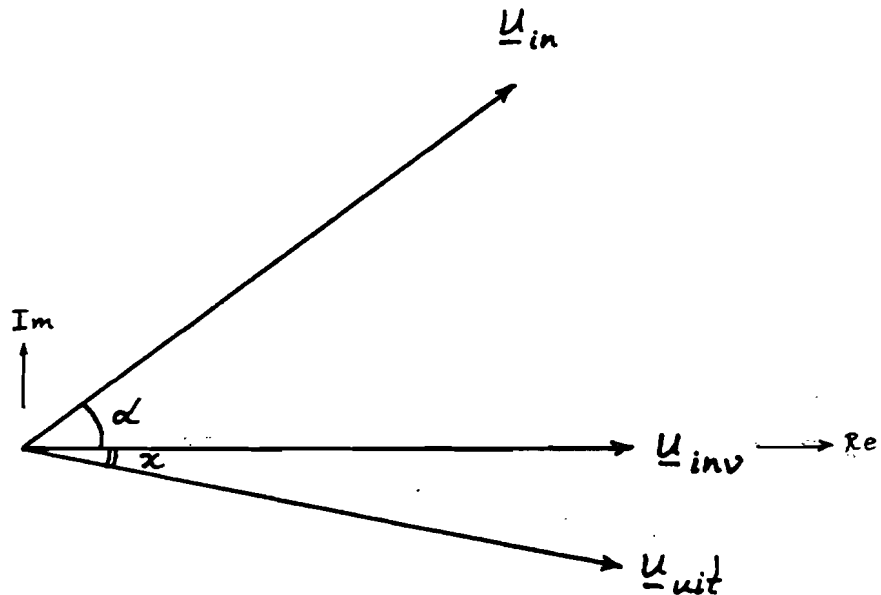
$$\underline{U}_{inv} = a \cdot U_N \tag{8.10}$$

$$\underline{U}_{uit} = U_{uit} \cdot \exp(-j\chi)$$

Hierin is U_N de nominale effectieve waarde per fase aan de ingang (220V). De relatieve effectieve waarde a is gelijk aan $a = U_{inv}/U_{in}$. De hoek α is het faseverschil tussen de ingangsspanningen en de invertorspanningen. De hoek χ is het faseverschil tussen de invertorspanningen en de uitgangsspanningen.

Uitgaande van deze complexe spanningen wordt het statische model van het 75kVA statische noodstroomstelsel opgesteld. Het statische model beschrijft de vermogensverdeling binnen de noodstroomstelsels. Dit wordt gedaan door de complexe vermogens in het noodstroomstelsel te bepalen (zie hoofdstuk 3 paragraaf 3.1).

Er wordt steeds het complexe vermogen per fase beschouwd.



figuur 8-3: Het vectordiagram van de spanningen in één fase van het statische noodstroomstelsel.

De volgende vermogensverdelingen worden bepaald:

1. De vermogensverdeling in normaal bedrijf in een statisch parallel noodstroomstelsel, als er slechts één noodstroomstelsel is.
2. De vermogensverdeling in normaal bedrijf in een statisch parallel noodstroomstelsel, dat onderdeel uitmaakt van een noodstroomvoorziening, die bestaat uit meerdere parallel geschakelde noodstroomsystemen.
3. De vermogensverdeling in noodstroombedrijf in een statisch parallel noodstroomstelsel, dat onderdeel uitmaakt van een noodstroomvoorziening, die bestaat uit meerdere parallel geschakelde noodstroomsystemen.

8.2.1 Eén systeem in normaal bedrijf.

Er wordt een noodstroomvoorziening beschouwd, die bestaat uit één noodstroomsysteem.

Het éénfasig vervangingsschema in figuur 8-2 wordt aan de uitgang belast met een impedantie $\underline{Z} = \underline{Z}_N$. De impedantie \underline{Z}_N is de impedantie, die bij een nominale uitgangsspanning een complex vermogen opneemt ter grootte van het nominale complexe vermogen per fase van het noodstroomsysteem. Het nominale complexe vermogen per fase van het 75kVA noodstroomsysteem is $\underline{S}_N = 20\text{kW} + j15\text{kVAr}$. De nominale $\cos\phi$ is dus 0,8.

Er geldt:

$$\underline{S}_N = P_N + jQ_N = U_N^2 / \underline{Z}_N^* \quad (8.11)$$

De complexe effectieve waarden van de stromen in het noodstroomsysteem zijn als volgt uit de complexe effectieve waarden van de spanningen af te leiden:

$$\underline{I}_{in} = (\underline{U}_{in} - \underline{U}_i) / \underline{Z}_a \quad (8.12)$$

$$\underline{I}_{inv} = (\underline{U}_{inv} - \underline{U}_i) / \underline{Z}_b \quad (8.13)$$

$$\underline{I}_{uit} = [(\underline{U}_i - \underline{U}_{uit}) / \underline{Z}_c] - j\omega C \cdot \underline{U}_{uit} \quad (8.14)$$

Hierbij geldt voor de inwendige spanning \underline{U}_i in het noodstroomsysteem:

$$\begin{aligned} \underline{U}_i &= \underline{Z}_b (\underline{I}_{in} + \underline{I}_{inv}) + \underline{U}_{uit} = \\ &= [\underline{Z}_b / \underline{Z}_a] (\underline{U}_{in} - \underline{U}_i) + [\underline{Z}_b / \underline{Z}_c] (\underline{U}_{inv} - \underline{U}_i) + \underline{U}_{uit} \end{aligned} \quad (8.15)$$

Het verband tussen de inwendige spanning \underline{U}_i en de uitgangsspanning \underline{U}_{uit} is:

$$\underline{U}_{uit} = \underline{U}_i \cdot \frac{Z_N}{Z_b(1+j\omega C \cdot Z_N) + Z_N} = \underline{c} \cdot \underline{U}_i \quad (8.16)$$

Als de waarden van de impedanties van het 75kVA noodstroom-systeem ingevuld worden, dan wordt voor de complexe constante \underline{c} gevonden:

$$\underline{c} = 0,983 - j0,095 \approx 1 \quad (8.17)$$

Hieruit blijkt, dat de uitgangsspanning \underline{U}_{uit} vrijwel gelijk is aan de inwendige spanning \underline{U}_i .

Als \underline{U}_{uit} in vergelijking (8.17) ingevuld wordt in vergelijking (8.16), dan vinden we:

$$[\underline{Z}_a \cdot \underline{Z}_c \cdot (1 - \underline{c}) + \underline{Z}_b \cdot \underline{Z}_c + \underline{Z}_a \cdot \underline{Z}_b] \cdot \underline{U}_i = \underline{Z}_b \cdot \underline{Z}_c \cdot \underline{U}_{in} + \underline{Z}_a \cdot \underline{Z}_b \cdot \underline{U}_{inv} \quad (8.18)$$

Met deze vergelijking is voor het complexe ingaande vermogen af te leiden:¹

$$\begin{aligned} \underline{S}_{in} &= \underline{U}_{in} \cdot \underline{I}_{in}^* = \underline{U}_{in} \cdot \left(\frac{\underline{U}_{in} - \underline{U}_i}{\underline{Z}_a} \right)^* \\ &= \frac{1}{\underline{Z}_a^*} \cdot \left(1 - \frac{\underline{Z}_b^* \cdot \underline{Z}_c^* + \underline{Z}_a^* \cdot \underline{Z}_b^* \cdot a \cdot \exp(ja)}{\underline{Z}_a^* \cdot \underline{Z}_c^* (1 - \underline{c}^*) + \underline{Z}_b^* \cdot \underline{Z}_c^* + \underline{Z}_a^* \cdot \underline{Z}_b^*} \right) U_N^2 \\ &= \frac{\underline{Z}_b^* [1 - a \cdot \exp(ja)] + \underline{Z}_c^* (1 - \underline{c}^*)}{\underline{Z}_b^* (\underline{Z}_a^* + \underline{Z}_c^*) + \underline{Z}_a^* \cdot \underline{Z}_c^* (1 - \underline{c}^*)} \cdot U_N^2 \end{aligned} \quad (8.19)$$

¹Hierbij wordt met * de complex geconjugeerde van een grootte aangeduid.

Analoog volgt voor het complexe invertorvermogen:

$$\begin{aligned} \underline{S}_{inv} &= \underline{U}_{inv} \cdot \underline{I}_{inv}^* = \underline{U}_{inv} \cdot \left(\frac{\underline{U}_{inv} - \underline{U}_i}{\underline{Z}_c} \right)^* \\ &= \frac{\underline{Z}_b^* [a^2 - a \cdot \exp(-j\alpha)] + \underline{Z}_a^* (1 - \underline{c}^*) a^2}{\underline{Z}_b^* (\underline{Z}_a^* + \underline{Z}_c^*) + \underline{Z}_a^* \cdot \underline{Z}_c^* (1 - \underline{c}^*)} \cdot U_N^2 \end{aligned} \quad (8.20)$$

De factor $1 - \underline{c} = 0,017 - j0,095$ in de teller en de noemer van vergelijkingen (8.19) en (8.20) is zeer klein. In de noemer is daardoor de term $\underline{Z}_a^* \cdot \underline{Z}_c^* \cdot (1 - \underline{c}^*)$ ($= 0,023 \cdot \exp(-j2,91)$ voor de 75kVA UPS) verwaarloosbaar ten opzichte van $\underline{Z}_b^* \cdot (\underline{Z}_a^* + \underline{Z}_c^*)$ ($= 0,28 \cdot \exp(-j2,92)$). De fout, die ten gevolge van de verwaarlozing ontstaat, is kleiner dan 8%. In de teller is de term $\underline{Z}_c^* (1 - \underline{c}^*)$ niet te verwaarlozen ten opzichte van de term $\underline{Z}_b^* [1 - a \cdot \exp(j\alpha)]$ resp. de term $\underline{Z}_b^* [a^2 - a \cdot \exp(j\alpha)]$, aangezien deze termen ook zeer klein kunnen worden en voor $a = 1$ en $\alpha = 0$ rad zelfs nul worden. Vergelijking (8.19) is dus met een kleine verwaarlozing te schrijven als:

$$\underline{S}_{in} = \frac{\underline{Z}_b^* [1 - a \cdot \exp(j\alpha)] + \underline{Z}_c^* (1 - \underline{c}^*)}{\underline{Z}_b^* (\underline{Z}_a^* + \underline{Z}_c^*)} \cdot U_N^2 \quad (8.21)$$

Analoog is vergelijking (8.20) te schrijven als:

$$\underline{S}_{inv} = \frac{\underline{Z}_b^* [a^2 - a \cdot \exp(-j\alpha)] + \underline{Z}_a^* (1 - \underline{c}^*) a^2}{\underline{Z}_b^* (\underline{Z}_a^* + \underline{Z}_c^*)} \cdot U_N^2 \quad (8.22)$$

Het is nu mogelijk om weer een netzijdig kortsluitvermogen in te voeren, zoals ook in hoofdstuk 3 § 3.1 gedaan is. Het netzijdige kortsluitvermogen is het complexe vermogen, dat vanuit de invertor richting ingaand net gaat, als het ingaande net kortgesloten is:

$$\underline{S}_{n,k} = U_N^2 / (\underline{Z}_a^* + \underline{Z}_c^*) \quad (8.23)$$

Hiermee zijn vergelijkingen (8.21) en (8.22) te schrijven als respectievelijk:

$$\underline{S}_{in} = \underline{S}_{n,k} [1 - a \cdot \exp(j\alpha) + (1 - \underline{c}^*) \cdot (\underline{Z}_c^* / \underline{Z}_b^*)] \quad (8.24)$$

$$\underline{S}_{inv} = \underline{S}_{n,k} [a^2 - a \cdot \exp(-j\alpha) + a^2 \cdot (1 - \underline{c}^*) \cdot (\underline{Z}_a^* / \underline{Z}_b^*)] \quad (8.25)$$

De grootte van de impedanties in het 75kVA noodstroomstelsel is:

$$\underline{Z}_a = 0,060 + j1,178 \ \Omega$$

$$\underline{Z}_b = j0,236 \ \Omega \quad (8.26)$$

$$\underline{Z}_c = 0,181 \ \Omega$$

Het netzijdig kortsluitvermogen is dan:

$$\underline{S}_{n,k} = 8068 + j39436 \ \text{VA} \quad (8.27)$$

Als we deze waarden invullen in vergelijkingen (8.24) en (8.25) en bovendien normeren op het nominale schijnbare vermogen per fase $S_N = 25 \text{kVA}$, dan krijgen we:

$$\underline{S}_{in} / S_N = (0,33 + j1,70) - a \cdot (0,32 + j1,58) \cdot \exp(j\alpha) \quad (8.28)$$

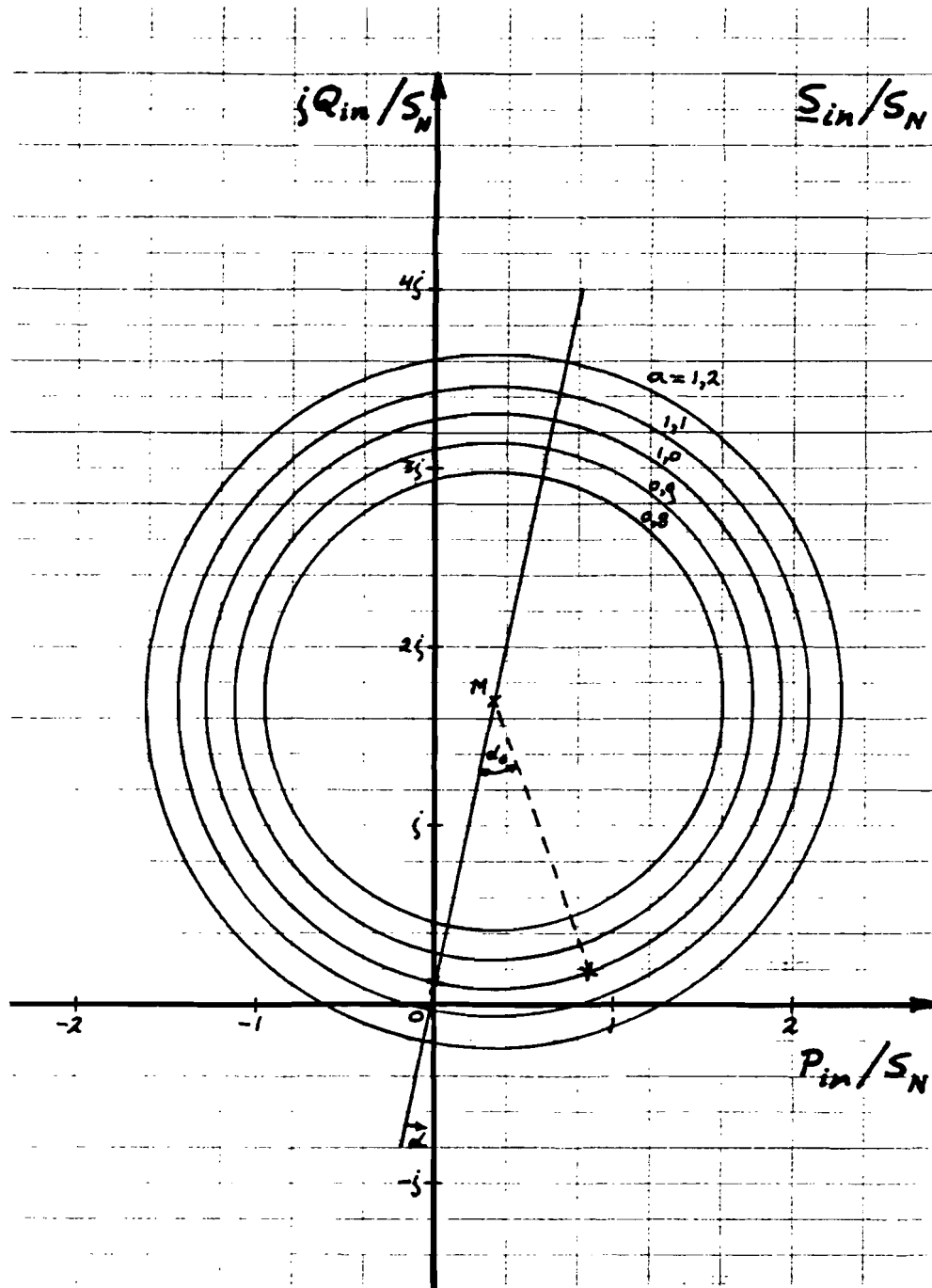
$$\underline{S}_{inv} / S_N = a^2 \cdot (1,10 + j1,60) - a \cdot (0,32 + j1,58) \cdot \exp(-j\alpha) \quad (8.29)$$

De normering heeft als voordeel, dat de conclusies, die uit vergelijkingen (8.28) en (8.29) getrokken worden, ook geldig zijn voor noodstroomssystemen met een ander nominaal vermogen. Bovendien zijn deze vergelijkingen nu gelijk aan de vergelijkingen, die gevonden worden als uitgegaan wordt van de vermogens per drie fasen.

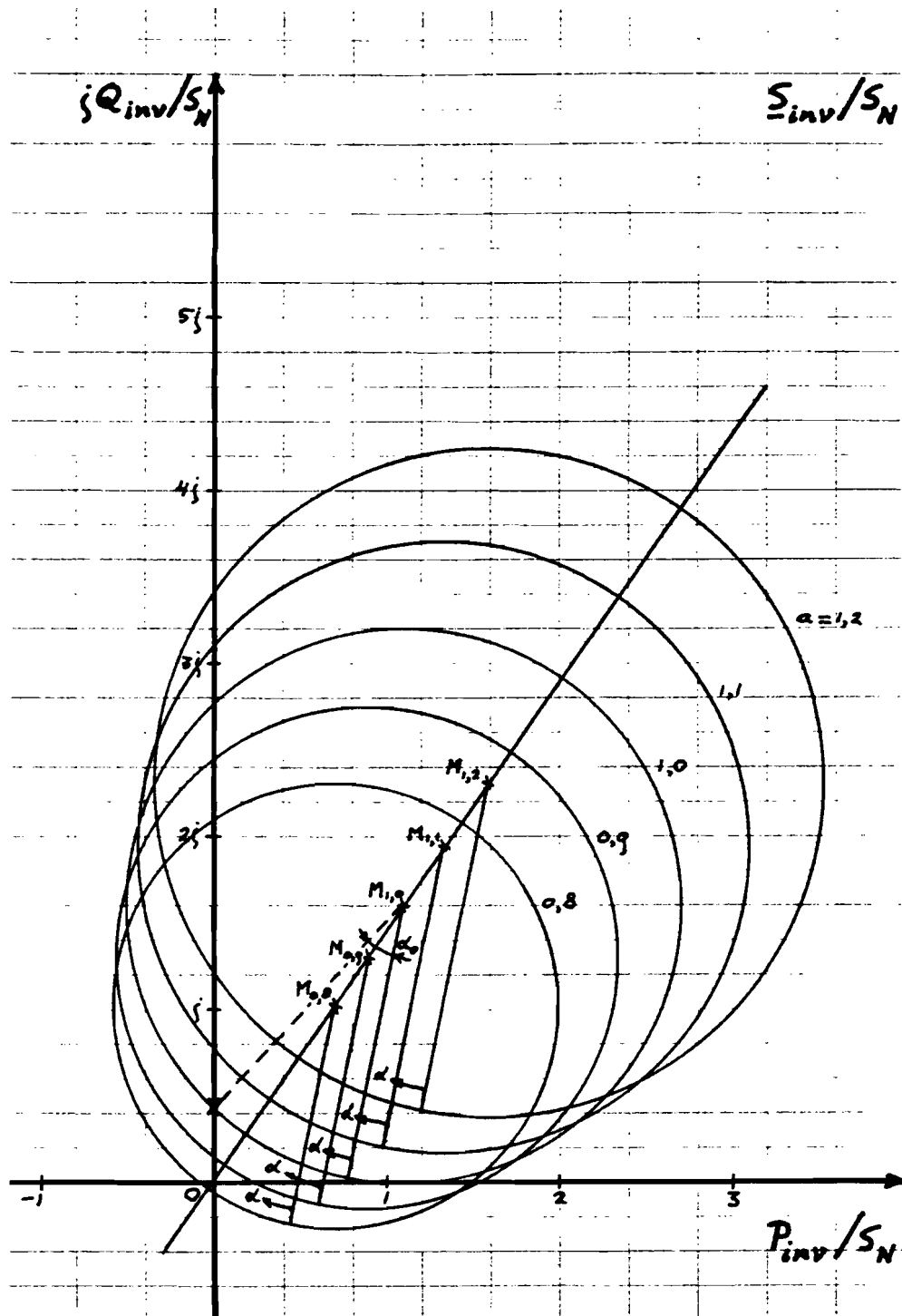
De genormeerde complexe vermogens in vergelijkingen (8.28) en (8.29) zijn weergegeven in de grafieken in resp. figuur 8-4 en figuur 8-5.

Deze grafieken van het 75kVA noodstroomstelsel komen goed overeen met de theoretisch afgeleide grafieken in hoofdstuk 3 § 3.1.1. De conclusies in die paragraaf, die volgen uit de vergelijking met het ideale geval (nl. geen verliesweerstand) blijven daarom ook hier geldig.

Het nominale faseverschil α , waarbij al het werkzame vermogen door het ingaande net geleverd wordt, is aangegeven met α_0 .



figuur 8-4: Het complexe ingaande vermogen als functie van het faseverschil α en de relatieve effectieve waarde a van één noodstroomstelsel in normaal bedrijf.



figuur 8-5: Het complexe invertervermogen als functie van het faseverschil α en de relatieve effectieve waarde a van één noodstroomstelsel in normaal bedrijf.

Er zijn verder de volgende conclusies te trekken:

1. Het noodstroomstelsel voldoet aan de eis, dat het nominale faseverschil α_0 gelijk is aan 30° .
2. Het ingaande blindvermogen is bij constante a voor een faseverschil α tussen 0 en α_0 redelijk constant. Dit wordt veroorzaakt door de verliesweerstand in het noodstroomstelsel. Deze weerstanden hebben namelijk tot gevolg, dat het cirkeldiagram "naar rechts gekanteld" is (zie hoofdstuk 3 § 3.1).
3. Als het faseverschil $\alpha = \alpha_0$ en de relatieve amplitude $a = 1$, dan is het ingaande blindvermogen ca. $0,2 \cdot S_N$. Voor het 75kVA noodstroomstelsel betekent dit per drie fasen een blindvermogen van 15kVAr. Het ingaande werkzame vermogen is $0,87 \cdot S_N$, oftewel 65kW per drie fasen voor het 75kVA noodstroomstelsel. Hieruit volgt, dat de $\cos\phi$ aan de ingang 0,97 is. Dit stemt overeen met de metingen.
4. Als het faseverschil $\alpha = \alpha_0$ en $a = 1$, dan levert de inverter geen werkzaam vermogen. De inverter levert dan echter wel een blindvermogen van ca. $0,4 \cdot S_N$. Dit is per drie fasen een blindvermogen van 30kVAr. Het blindvermogen wordt voornamelijk opgenomen door de no-break smoorspoel. De veronderstelling bij het ontwerpen, dat de condensatoren aan de uitgang er voor zorgen, dat in normaal bedrijf (d.w.z. het net is aanwezig en $\alpha = \alpha_0$, $a = 1$) de inverter vrijwel geen blindvermogen levert, blijkt dus niet juist te zijn. In normaal bedrijf is de inverter niet stroomloos. Het blindvermogen, dat de inverter moet leveren, heeft een 600Hz-component in de accu-stroom tot gevolg. De belangrijkste reden, waarom het nominale blindvermogen met behulp van condensatoren gecompenseerd wordt, is echter, dat in noodstroombedrijf de inverter vrijwel geen

blindvermogen hoeft te leveren. Als het noodstroomstelsel in noodstroombedrijf blindvermogen moet leveren, dan is de effectieve waarde van de invertorstroom groter, dan wanneer er alleen werkzaam vermogen geleverd moet worden. De inverter moet berekend zijn op een stroom die gelijk is aan de netzijdige kortsluitstroom plus de stroom voor de belasting. Door het compenseren van het nominale blindvermogen aan de uitgang kan de inverter voor een lagere maximale stroom gedimensioneerd worden.

5. Als het faseverschil $\alpha = 0^\circ$ en $a=1$, dan levert het ingaande net geen werkzaam vermogen. Al het werkzame vermogen wordt dan dus door de inverter geleverd. Het gevraagde nominale blindvermogen wordt vrijwel volledig door de condensatoren aan de uitgang van het noodstroomstelsel gecompenseerd, waardoor de inverter in dat geval (mits $a=1$) geen blindvermogen hoeft te leveren.
6. Als het faseverschil α rond het nominale faseverschil α_0 ligt, dan hangt de verdeling van het werkzame vermogen over het ingaande net en de inverter voornamelijk af van het faseverschil α . De blindvermogensverdeling wordt in dat geval voornamelijk bepaald door de relatieve effectieve waarde a .

8.2.2 Parallel geschakelde systemen in normaal bedrijf.

Beschouwd wordt de vermogensverdeling binnen één noodstroomstelsel van een noodstroomvoorziening, die bestaat uit n parallel geschakelde noodstroomsystemen.

Hierbij wordt het volgende aangenomen:

1. Het totale door de belasting gevraagde vermogen is zo groot, dat elk van de n noodstroomsystemen nominaal belast is.

2. Het aantal parallel geschakelde noodstroomsystemen is zo groot, dat de effectieve waarde van de uitgangsspanning onafhankelijk beschouwd mag worden van kleine variaties in de effectieve waarde van de invertorspanning van het beschouwde noodstroomstelsel. De uitgangsspanning wordt dus hard verondersteld.

Als er echter minder noodstroomsystemen parallel geschakeld zijn, dan wordt de uitgangsspanning meer beïnvloed door de invertorspanning van één noodstroomstelsel. De invloed van de invertorspanning van één noodstroomstelsel komt dan steeds meer overeen met het in de vorige paragraaf beschouwde geval, dat er slechts één noodstroomstelsel is.

De uitgangsspanning wordt snel harder als er noodstroomsystemen toegevoegd worden. Als er namelijk slechts twee noodstroomsystemen parallel geschakeld zijn, dan is de invloed van de effectieve waarde van de invertorspanning van één noodstroomstelsel op de effectieve waarde van de uitgangsspanning al gehalveerd ten opzichte van het geval, dat er slechts één noodstroomstelsel is. Een noodstroomvoorziening bestaande uit twee noodstroomsystemen ($n=2$) ligt dus wat betreft zijn statische gedrag al midden tussen $n=1$ (1 systeem) en $n=\infty$ (oneindig veel parallel geschakelde systemen).

De aanname, dat de effectieve waarde van de uitgangsspanning vast ligt, geeft dus een goede indruk van de vermogensverdeling in één noodstroomstelsel van n parallel geschakelde noodstroomsystemen.

3. De $n-1$ systemen, die niet beschouwd worden, zijn zo ingesteld, dat de invertoren geen werkzaam vermogen leveren. Het ingaande net levert dus vrijwel het gehele

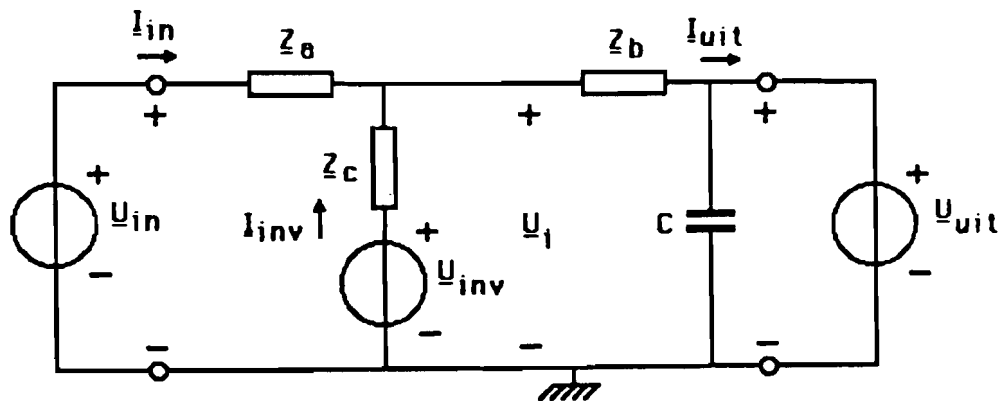
door de belasting gevraagde werkzame vermogen². Het door het ingaande net geleverde complexe vermogen is dus nagenoeg constant. Het is daarom niet interessant om het door het ingaande net geleverde vermogen te bepalen. Er wordt daarom alleen het complexe vermogen berekend, dat door de invertor van het beschouwde noodstroomstelsel geleverd wordt.

In figuur 8-6 is het vervangingsschema van één van de n parallel geschakelde noodstroomstelsels getekend. Voor de spanningen in dit schema geldt:

$$\underline{U}_{in} = U_N \cdot \exp(j\alpha)$$

$$\underline{U}_{inv} = a \cdot U_N \tag{8.30}$$

$$\underline{U}_{uit} = U_N \cdot \exp(-j\lambda)$$



figuur 8-6: Het vervangingsschema van één van de n parallel geschakelde noodstroomstelsels, als de noodstroomvoorziening in normaal bedrijf is.

²Namelijk op het werkzame vermogen na, dat door het beschouwde noodstroomstelsel aan de belasting geleverd wordt.

Elk systeem is nominaal belast, dus het faseverschil $\alpha' = \alpha + \chi$ tussen de ingangsspanning en de uitgangsspanning is gelijk aan $\alpha'_0 = 30^\circ$.

De inwendige spanning \underline{U}_i is gelijk aan:

$$\underline{U}_i = \frac{\underline{U}_{in} \cdot \underline{Z}_b \cdot \underline{Z}_c + \underline{U}_{inv} \cdot \underline{Z}_a \cdot \underline{Z}_b + \underline{U}_{uit} \cdot \underline{Z}_a \cdot \underline{Z}_c}{\underline{Z}_a \cdot \underline{Z}_b + \underline{Z}_b \cdot \underline{Z}_c + \underline{Z}_c \cdot \underline{Z}_a} \quad (8.31)$$

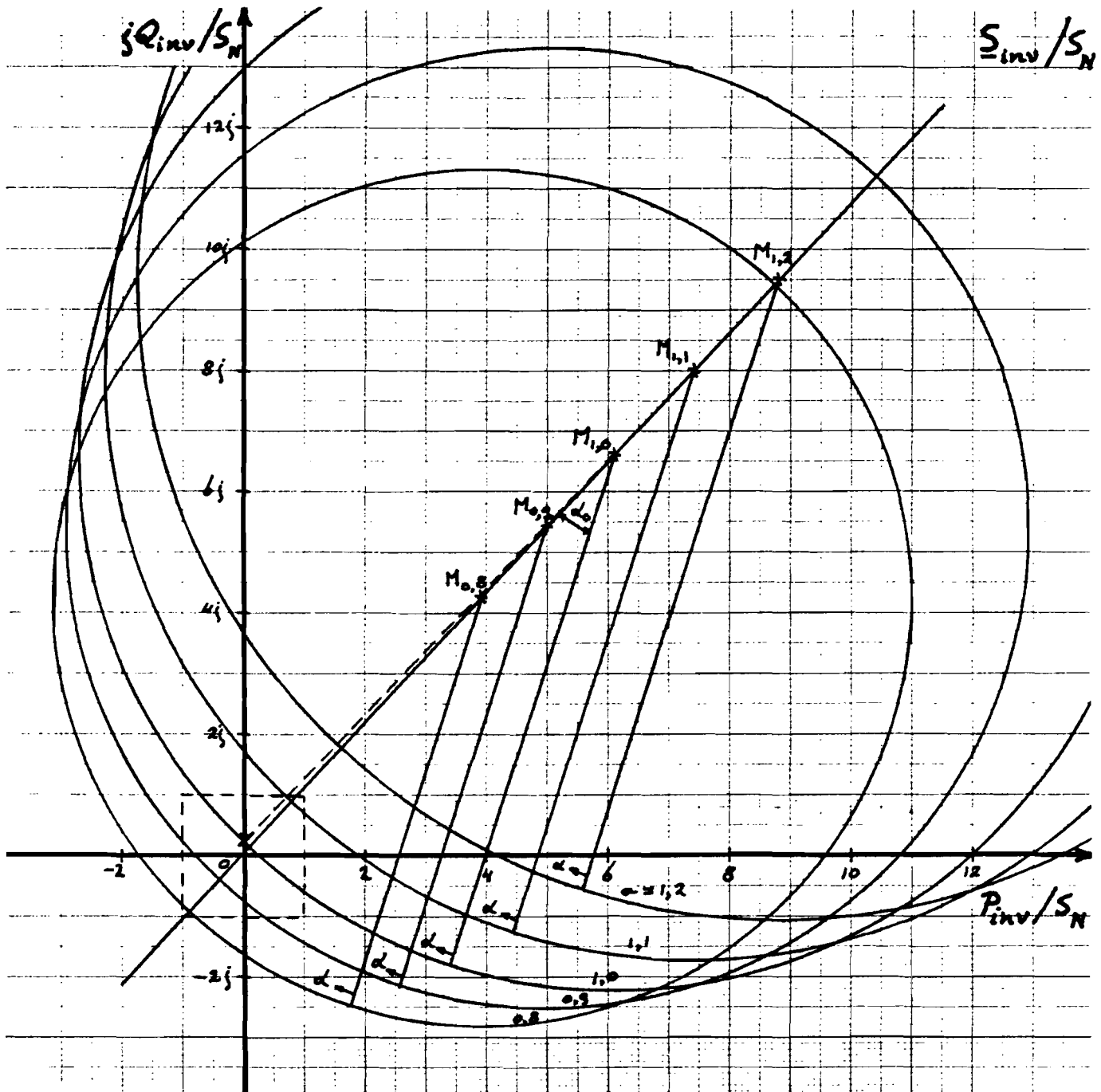
Het complexe invertervermogen is dan:

$$\begin{aligned} \underline{S}_{inv} &= \underline{U}_{inv} \cdot \underline{I}_{inv}^* = \underline{U}_{inv} \cdot \left(\frac{\underline{U}_{inv} - \underline{U}_i}{\underline{Z}_c} \right)^* \\ &= \frac{(\underline{Z}_b^* \cdot \underline{Z}_c^* + \underline{Z}_c^* \cdot \underline{Z}_a^*) \cdot a^2 \cdot U_N^2 - \underline{Z}_b^* \cdot \underline{Z}_c^* \cdot a \cdot U_N^2 \cdot \exp(-j\alpha) - \underline{Z}_c^* \cdot \underline{Z}_a^* \cdot a \cdot U_N^2 \cdot \exp(j\chi)}{\underline{Z}_c^* (\underline{Z}_a^* \cdot \underline{Z}_b^* + \underline{Z}_b^* \cdot \underline{Z}_c^* + \underline{Z}_c^* \cdot \underline{Z}_a^*)} \\ &= \frac{(\underline{Z}_b^* + \underline{Z}_a^*) \cdot a^2 \cdot U_N^2 - \underline{Z}_b^* \cdot a \cdot U_N^2 \cdot \exp(-j\alpha) - \underline{Z}_a^* \cdot a \cdot U_N^2 \cdot \exp(j\alpha'_0) \cdot \exp(-j\alpha)}{\underline{Z}_a^* \cdot \underline{Z}_b^* + \underline{Z}_b^* \cdot \underline{Z}_c^* + \underline{Z}_c^* \cdot \underline{Z}_a^*} \end{aligned} \quad (8.32)$$

Door invullen van de waarden van de impedanties in het 75kVA noodstroomstelsel en normeren op het nominale schijnbare vermogen S_N , wordt de volgende vergelijking voor \underline{S}_{inv}/S_N verkregen:

$$\underline{S}_{inv}/S_N = a^2 \cdot (6,14 + j6,61) - a \cdot \exp(-j\alpha) (2,68 + j8,40) \quad (8.33)$$

In figuur 8-7 is \underline{S}_{inv}/S_N als functie van het faseverschil α en de relatieve effectieve waarde a weergegeven.



figuur 8-7: Het geleverde complexe invertervermogen als functie van het faseverschil α en de relatieve effectieve waarde a van één inverter in een noodstroomvoorziening van n noodstroomsystemen in normaal bedrijf.

Uit deze grafiek zijn de volgende conclusies te trekken voor parallel geschakelde noodstroomsystemen in normaal bedrijf:

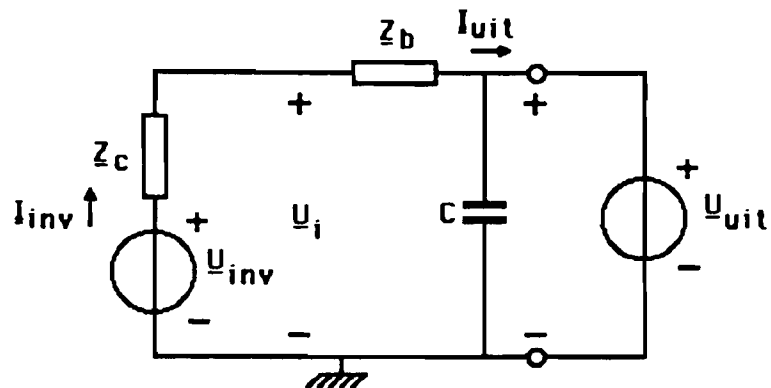
1. Het geleverde werkzame vermogen is afhankelijk van het faseverschil α tussen de ingangsspanning en de invertor-spanning, net als in het geval, waarin er maar één noodstroomstelsel is.
 Ook is het geleverde blindvermogen weer afhankelijk van de relatieve effectieve waarde a .
 De verandering in het geleverde werkzame en blindvermogen ten gevolge van een verandering in het faseverschil en/of de relatieve effectieve waarde is echter veel groter. Dit wordt veroorzaakt, doordat bij een groot aantal parallel geschakelde noodstroomstelsels de uitgangsspanning relatief hard is. De invertor is via Z_c en Z_b op deze harde spanning aangesloten. De impedantie Z_b is ongeveer vijf maal kleiner dan de impedantie Z_a .
2. Als het faseverschil $\alpha = \alpha_0$ en de relatieve effectieve waarde $a = 1$, dan is het door de invertor geleverde werkzame vermogen nul. Het geleverde blindvermogen per drie fasen is 15kVAr. Dit komt overeen met het geleverde werkzame en blindvermogen van één invertor als $\alpha = \alpha_0$ en $a = 1$.
3. Het is mogelijk om de invertor van het beschouwde noodstroomstelsel een binnen bepaalde grenzen instelbare hoeveelheid werkzaam vermogen op te laten nemen onafhankelijk van het feit of de invertoren van de overige noodstroomstelsels vermogen opnemen of leveren. Het is dus mogelijk om elk noodstroomstelsel afzonderlijk de gewenste gelijkstroom in te laten stellen voor het laden of op spanning houden van zijn accu.

8.2.3 Parallel geschakelde systemen in noodstroombedrijf.

Beschouwd wordt de vermogensverdeling binnen één noodstroom-systeem van een noodstroomvoorziening, die bestaat uit n parallel geschakelde noodstroomsystemen.

Er wordt weer vanuit gegaan, dat de uitgangsspanning hard is.

Het schema van het beschouwde noodstroomsysteem is weergegeven in figuur 8-8.



figuur 8-8: Het vervangingsschema van één van de n parallel geschakelde noodstroomsystemen, als de noodstroomvoorziening in noodstroombedrijf is.

Voor de spanningen in het beschouwde noodstroomsysteem geldt:

$$\underline{U}_{inv} = a \cdot U_N \quad (8.34)$$

$$\underline{U}_{uit} = U_N \cdot \exp(-j\chi) \quad (8.35)$$

Hieruit volgt voor het complexe invertorvermogen:

$$\begin{aligned} \underline{S}_{inv} &= \underline{U}_{inv} \cdot \underline{I}_{inv}^* = \underline{U}_{inv} \cdot \left(\frac{\underline{U}_{inv} - \underline{U}_{uit}}{\underline{Z}_b + \underline{Z}_c} \right)^* = \\ &= \frac{a^2 \cdot U_N^2 - a \cdot U_N^2 \cdot \exp(j\chi)}{(\underline{Z}_b + \underline{Z}_c)^*} \end{aligned} \quad (8.36)$$

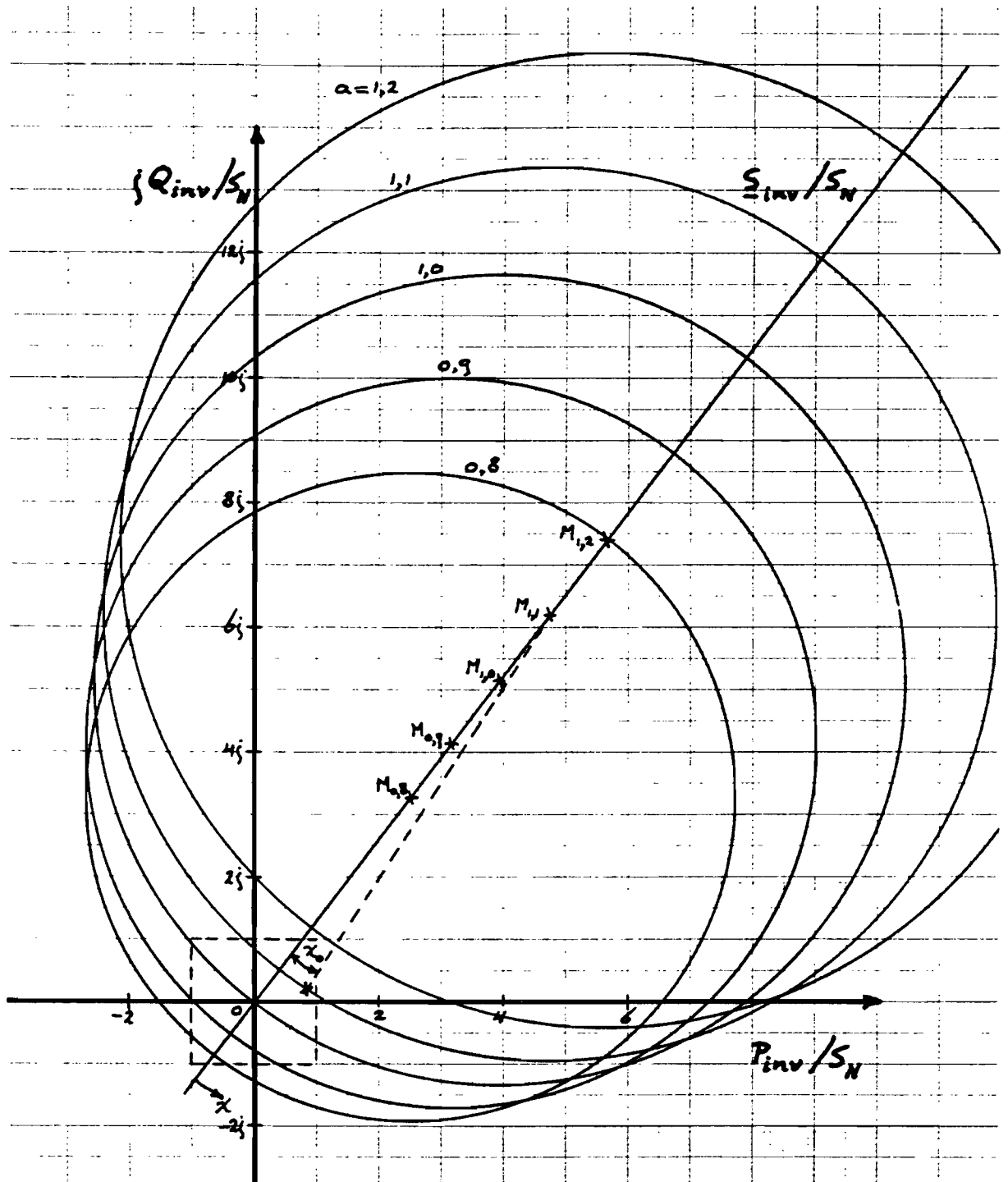
Deze vergelijking kan met behulp van het complexe lastzijdig kortsluitvermogen eenvoudiger geschreven worden. Het complexe lastzijdig kortsluitvermogen is het complexe vermogen, dat de invertor richting uitgaand net levert als de uitgang van het noodstroomstelsel kortgesloten is:

$$\underline{S}_{1,k} = U_N^2 / (\underline{Z}_b^* + \underline{Z}_c^*) \quad (8.37)$$

Hiermee wordt vergelijking (8.36):

$$\underline{S}_{inv} = \underline{S}_{1,k} \cdot [a^2 - a \cdot \exp(j\chi)] \quad (8.38)$$

In figuur 8-9 is \underline{S}_{inv}/S_N als functie van het faseverschil α en de relatieve effectieve waarde a weergegeven.



figuur 8-9: Het geleverde complexe invertervermogen als functie van het faseverschil χ en de relatieve effectieve waarde a van één inverter in een noodstroomvoorziening van n noodstroomsystemen in noodstroombedrijf.

Uit deze grafiek zijn de volgende conclusies te trekken voor n parallel geschakelde noodstroomssystemen in noodstroom-bedrijf:

1. Als het faseverschil χ tussen de invertorspanning en de uitgangsspanning nul is en bovendien de relatieve effectieve waarde $a=1$, dan levert de inverter geen werkzaam en blindvermogen. Dat is logisch, aangezien de invertorspanning wat betreft fase en effectieve waarde gelijk is aan de uitgangsspanning. Er is dus geen spanningsval over $\underline{Z}_b + \underline{Z}_c$ en dus ook geen stroom door $\underline{Z}_b + \underline{Z}_c$.
2. Als de effectieve waarde van de invertorspanningen van alle invertoren gelijk is, dan is de effectieve waarde van de uitgangsspanning is gelijk aan:

$$\underline{U}_{uit} = \underline{U}_{inv} \cdot \frac{\underline{Z}_N}{(\underline{Z}_b + \underline{Z}_c) \cdot (1 + j\omega C \cdot \underline{Z}_N) + \underline{Z}_N} \quad (8.40)$$

Als de waarden van de impedanties ingevuld worden en \underline{U}_{inv} gelijk aan $a \cdot U_N$ gesteld wordt, dan blijkt dat $U_{uit} = U_N$ als $a = 1,1$. Dit komt overeen met de waarde berekend in hoofdstuk 6 § 6.2 voetnoot 2.

Het door de inverter geleverde werkzame vermogen is gelijk aan het nominale werkzame vermogen ($P = P_N = 0,8 \cdot S_N$) als $\chi = \chi_0 = 5,5^\circ$. Dit komt overeen met de waarde berekend in hoofdstuk 6 § 6.2 voetnoot 1.

3. In hoofdstuk 6 § 6.2 is voor het effect van variaties rond de nominale genormeerde waarden van het faseverschil en de effectieve waarde van de invertorspanning U_{inv} op het door de inverter geleverde werkzame vermogen P_{inv} en blindvermogen Q_{inv} afgeleid:

$$\begin{pmatrix} P_{inv}/S_N \\ Q_{inv}/S_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Delta\chi/\chi_N \\ \Delta U_{inv}/U_N \end{pmatrix} = A \cdot \begin{pmatrix} \Delta\chi/\chi_N \\ \Delta U_{inv}/U_N \end{pmatrix}$$

met:

$$A = \begin{pmatrix} 0,88 & 0,80 \\ 0,04 & 9,84 \end{pmatrix} \quad (8.41)$$

Uit figuur 8-9 blijkt duidelijk, dat de coëfficiënten in de matrix A in vergelijking (8.41) niet overeenstemmen met het gedrag van het 75kVA noodstroomstelsel, zoals dat volgt uit vergelijking (8.38). Dit wordt veroorzaakt, doordat in hoofdstuk 6 de verliesweerstand tussen de inverter en de uitgang verwaarloosd is. In de praktijk blijkt deze weerstand niet verwaarloosbaar te zijn. De waarden, die in hoofdstuk 6 uit de theorie volgen, zijn in de praktijk dan ook niet geldig.

Uit vergelijking (8.38) blijkt, dat voor variaties in het faseverschil χ rond $5,5^\circ$ en variaties in de relatieve effectieve waarde a rond 1,1 (zie hoofdstuk 6 § 6.2) in de praktijk de volgende matrix A geldt:

$$A = \begin{pmatrix} 0,58 & 5,26 \\ -0,40 & 5,81 \end{pmatrix} \quad (8.42)$$

De voorwaarde voor een goede werking van de f-P en U-Q regellussen wordt gegeven door vergelijking (6.25):

$$\left| (a_{12} \cdot a_{21}) / (a_{11} \cdot a_{22}) \right| < 1 \quad (8.43)$$

Als de coëfficiënten van de matrix A in vergelijking (8.42) ingevuld worden, dan wordt gevonden:

$$\left| (a_{12} \cdot a_{21}) / (a_{11} \cdot a_{22}) \right| = 0,62 \quad (8.44)$$

Het is dus mogelijk om twee afzonderlijke regellussen te maken, waarbij de ene regellus het werkzame vermogen verdeelt door de frequentie in te stellen en de andere het blindvermogen verdeelt door de uitgangsspanning te variëren.

4. Uit de matrix A in vergelijking (8.42) is op dezelfde manier als in hoofdstuk 6 § 6.6 de maximale fout in de vermogensverdeling te bepalen. We gaan er daarbij vanuit, dat de frequentie en de effectieve waarde met dezelfde nauwkeurigheid in te stellen is.

De richtingscoëfficiënten van de terugkoppelkarakteristieken wordt hierbij weer gesteld op:

$$r_f = -(50,5\text{Hz} - 49,5\text{Hz}) / 60\text{kW} = -16,7 \cdot 10^{-6} \text{ Hz/W} \quad (6.34)$$

$$r_U = -(231\text{V} - 198\text{V}) / 45\text{kVAr} = -733 \cdot 10^{-6} \text{ V/VAr} \quad (6.35)$$

De maximale afwijkingen van het geleverde werkzame en blindvermogen ten opzichte van de waarden bij een evenredige verdeling zijn dan in de praktijk:

$$dP = 60 \text{ W} \quad (8.45)$$

$$dQ = 808 \text{ VAr} \quad (8.46)$$

8.2.4 De wederzijdse beïnvloeding van de regellussen.

Bij het ontwerpen van de regellussen is ervan uitgegaan, dat in de impedantie $\underline{Z}_b + \underline{Z}_c$ het reactieve deel veel groter is dan het resistieve deel. Op grond van deze veronderstelling is in hoofdstuk 6 de wijze van parallel schakelen bepaald. Nadat de regellussen ontworpen en gerealiseerd waren, is bij het testen van de regellussen gebleken, dat de regellussen elkaar merkbaar beïnvloeden (zie hoofdstuk 9 § 9.7.2). Uit metingen, die vervolgens uitgevoerd zijn, is geconstateerd,

dat de verliesweerstand tussen de invertor en de uitgang niet verwaarloosbaar is. Het statische model in dit hoofdstuk is aan de hand van de resultaten van deze metingen aangepast.

Doordat het resistieve deel van de impedantie $Z_b + Z_c$ relatief groot is, is de wederzijdse beïnvloeding tussen de f-P en de U-Q regellus groot. Dit blijkt ook uit vergelijking (8.44). Het gevolg van de wederzijdse beïnvloeding tussen de f-P en de U-Q regellus is, dat bij het sprongsgewijs veranderen van het gevraagde werkzame vermogen in de U-Q regellus een kort durende transiënt optreedt.

De beïnvloeding heeft verder geen effect op de stabiliteit van deze regellussen.

Er kunnen de volgende maatregelen genomen worden om de wederzijdse beïnvloeding van de regellussen te verminderen:

1. De verliesweerstand is voornamelijk afkomstig van de invertor en de transformatoren. Deze weerstand is niet veel kleiner te maken. Het is wel mogelijk om de zelfinductie tussen de invertor en de uitgang te vergroten. Daarbij moet de invertor wel "hard" tussen ingaand net en uitgaand net blijven staan. Het deel van de no-break smoorspoel tussen de invertor en de uitgang moet dan groter worden (zie hoofdstuk 3 § 3.2). De totale zelfinductie van de no-break smoorspoel ligt vast vanwege de eis, dat bij nominale belasting in normaal bedrijf het faseverschil tussen de ingangsspanning en de uitgangsspanning niet groter dan 30° mag zijn. De aftakking van de no-break smoorspoel moet dus dicht bij de ingangszijde van het noodstroomstelsel liggen. Hierdoor neemt het netzijdig kortsluitvermogen toe. De invertor moet dan voor een grotere stroom gedimensioneerd worden. Dit is ongewenst en moet indien mogelijk vermeden worden.

2. Als een relatieve faseverandering van $\Delta\chi/\chi_N$ een verandering van het genormeerde werkzaam en blindvermogen tot gevolg heeft ter grootte van:

$$P_{inv}/S_N = 0,58 \cdot \Delta\chi/\chi_N \quad (8.47)$$

$$Q_{inv}/S_N = -0,40 \cdot \Delta\chi/\chi_N \quad (8.48)$$

dan kan de frequentie beter beïnvloed worden door een combinatie S_f van het gevraagde werkzame vermogen P en het gevraagde blindvermogen Q , die als volgt samengesteld is:

$$S_f = 0,58 \cdot P - 0,40 \cdot Q \quad (8.47)$$

Als S_f toeneemt, dan moet de frequentie dalen. Het zelfde kan gedaan worden met een variabele S_U bij het instellen van de effectieve waarde van de invertorspanning. Voor S_U moet dan gelden:

$$S_U = 5,26 \cdot P + 5,81 \cdot Q \quad (8.48)$$

Als S_f toeneemt, dan moet de frequentie f van de inverter dalen. Als S_U toeneemt, dan moet de effectieve waarde van de invertorspanning dalen. Verder is de werking van de regellussen gelijk aan de werking van de primaire regellussen beschreven in hoofdstuk 6.

8.3 Het dynamische model.

Er is een dynamisch model gemaakt om na te gaan of bij het veranderen van de invertorspanning alle optredende transiënten te verklaren zijn uit het éénfasig vervangings-schema, dat in paragraaf 8.1 afgeleid is.

Het dynamisch model wordt vervolgens gebruikt om de overdrachtsfunctie $H(j\omega)$ af te leiden, die het verband

aangeeft tussen de effectieve waarde van de invertorspanning en de uitgangsspanning (zie hoofdstuk 6 § 6.8). Het ingaand net en het deel tussen ingaand net en inverter is daarom weggelaten.

De opbouw van het dynamische model is weergegeven in figuur 8-10.

Het dynamische gedrag van het noodstroomsysteem is gesimuleerd met behulp van de simulatie-taal PSI. Dit is een programmeertaal, waarmee het gedrag van systemen gesimuleerd kan worden. PSI is ontwikkeld aan de TU Delft.

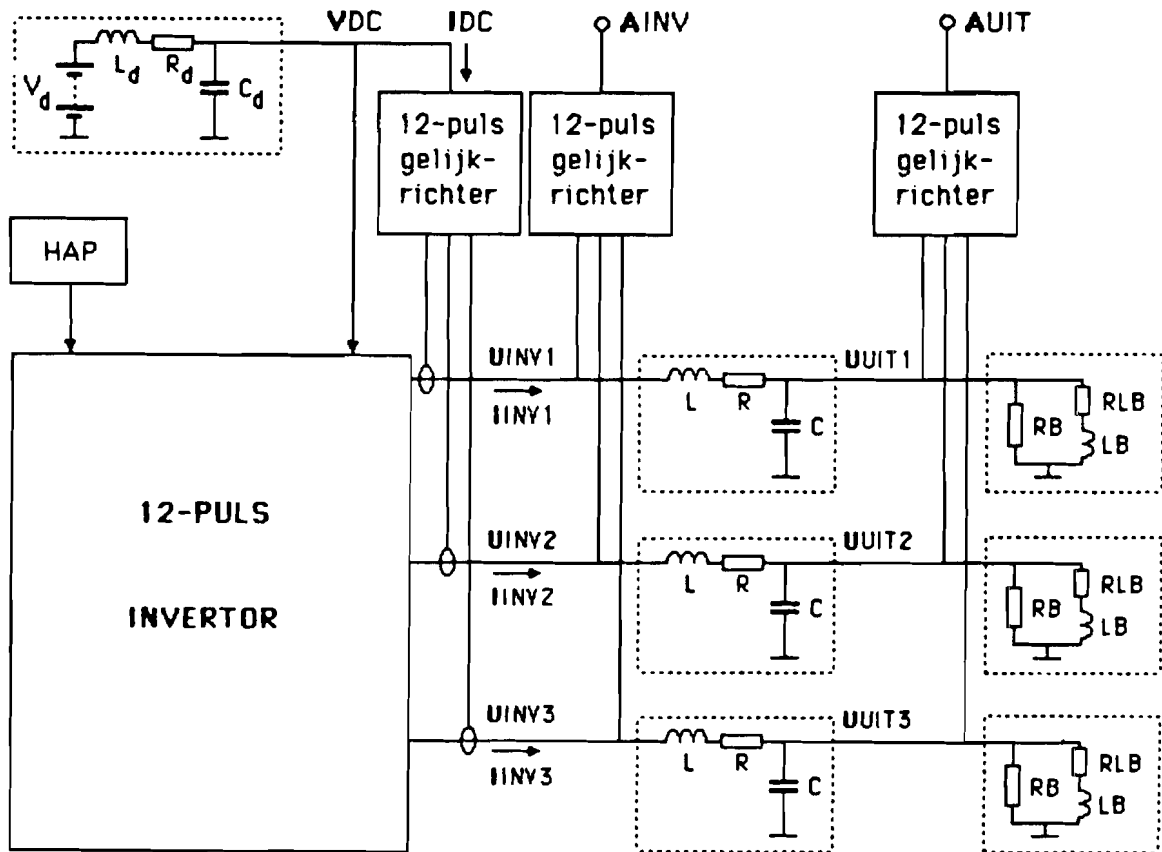
De systemen, die met behulp van PSI gesimuleerd kunnen worden, mogen niet-lineair en tijdvariant zijn. Bovendien mogen de systemen zowel een continu als een discreet verloop van de signalen als functie van de tijd hebben.

De simulatie-taal maakt gebruik van een groot aantal simulatie-blokken. Deze blokken berekenen een waarde van het eigen uitgangssignaal aan de hand van de ingangssignalen en de parameters, die bij dit blok horen.

Een voorbeeld is het INT-blok. Het INT-blok is een integratie-blok. Dit blok heeft één tot drie ingangen, aangeduid met i_1 , i_2 en i_3 . Van de ingangen behoeven i_2 en i_3 niet gebruikt te worden. Daarnaast heeft dit blok twee tot drie parameters, namelijk p_1 , p_2 en p_3 . Voor p_3 heeft geen waarde ingevuld te worden. Als voor p_3 geen waarde wordt ingevuld, dan wordt automatisch $p_3=0$ gesteld. Het verband tussen de ingangssignalen, de parameters en het uitgangssignaal y is:

$$y=p_1+ (p_2x_{i1}+p_3x_{i2}+i_3)dt \quad (8.51)$$

De naam, die aan dit blok meegegeven wordt is meteen de naam van het uitgangssignaal. De naam van het INT-blok is hier dus y . Een beknopte beschrijving van de overige blokken is in bijlage D te vinden.



figuur 8-10: De opbouw van het dynamische model.

De structuur van het model van het noodstroomstelsel in de simulatie-taal PSI is weergegeven in bijlage E. In figuur 8-10 zijn een aantal namen van blokken vermeld, waarvan het uitgangssignaal het signaal op die plaats in het model is. Over het model is het volgende op te merken:

1. De spanningsvorm van de invertorspanningen is in het model zuiver sinusvormig. In werkelijkheid is de spanningsvorm een "trapjeskromme" (zie hoofdstuk 3 figuur 3-25). Met behulp van het LC-filter in elke fase van het noodstroomstelsel worden de hogere harmonischen in deze spanningsvorm verzwakt, zodat de uitgangsspanningen redelijk sinusvormig zijn.
Er is nagegaan of de vorm van de gesimuleerde responsies veranderde, als de spanningsvorm van de invertorspanningen een "trapjeskromme" is. Dit bleek niet zo te zijn. Om het model zo kort en eenvoudig mogelijk te houden, is daarom de spanningsvorm van de invertorspanningen zuiver sinusvormig gemaakt. De simulaties, waarbij de spanningsvorm van de invertorspanningen een "trapjeskromme" is, zijn verder in dit verslag niet opgenomen.

2. De invertorspanningen zijn in het model genormeerd. De amplitude van de genormeerde invertorspanningen zijn in stationaire toestand gelijk aan 1 (dit komt in werkelijkheid overeen met 311V).
De gebruikte normering vereenvoudigt het bepalen van de grootte van de transiënten ten opzichte van de amplitude van de uitgangsspanning.
Bovendien is bij het dynamische model alleen de vorm van de responsies van belang. De vorm van de responsies bepaalt namelijk de tijdconstanten en dempingsconstanten van het systeem. De grootte van de momentane waarden van de signalen volgt uit het statische model.
De tijdsschaal in het model is gelijk aan die bij de metingen.

3. De belasting per fase in het model bestaat uit de elementen, waarvan de overeenkomstige bloknamen in figuur 8-10 weergegeven zijn. De grootte van de impedanties in het model is gelijk aan de grootte van de impedanties in het echte noodstroomstelsel. In het model hebben de blokken RB, LB en RLB dus dezelfde waarden (in resp. Ω , H en Ω) als de overeenkomstige weerstand, zelfinductie en verliesweerstand bij de metingen in de praktijk. Hieruit volgt, dat voor de stromen in het model dezelfde schalingsfactor geldt als voor de spanningen. De waarden van RB, LB, en RLB kunnen naar keuze constant blijven of sprongsgewijs veranderd worden.
4. Er zijn voornamelijk sprongen in de amplitude van de invertorspanningen gesimuleerd, aangezien de overdrachtsfunctie $H(j\omega)$ (zie hoofdstuk 6 figuur 6-7), die uit het dynamische model bepaald wordt, de overdracht geeft van de ingestelde effectieve waarde van de invertorspanningen naar de effectieve waarde van de uitgangsspanningen. Daarnaast zijn enkele belastingssprongen gesimuleerd om na te gaan of het model dan ook hetzelfde gedrag vertoont als het echte noodstroomstelsel. Er zijn geen simulaties gemaakt van het plotseling afschakelen van de belasting. Daarbij worden de responsies in de praktijk namelijk sterk beïnvloed door het gedrag van de magneetschakelaars, waarmee de belasting afgeschakeld wordt.³ Het doel was niet het opstellen van

³Bij het afschakelen van een belasting met een magneetschakelaar ontstaat namelijk in één of meerdere fasen een vlamboog, die na korte tijd dooft. Deze vlambogen kunnen bovendien soms herontsteken en vervolgens weer doven. De vlambogen hebben een dempend effect op de transiënten in de amplitude van de uitgangsspanningen. Het blijkt dan ook, dat door het toevoegen van extra demping in het model bij het afschakelen van een belasting de gesimuleerde responsie (Voetnoot vervolgd)

een dynamisch model van de magneetschakelaars, maar het maken van een dynamisch model van het statische noodstroom-systeem.

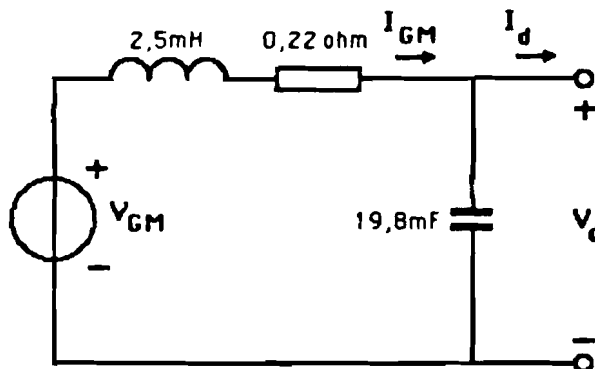
5. De metingen in hoofdstuk 7 § 7.2.3 laten een slingering zien in de gemeten effectieve waarde van de uitgangsspanningen met een kleine amplitude en een frequentie van ca. 25Hz. De slingering treedt met name op bij belastingsprongen (zie bijvoorbeeld hoofdstuk 7 figuur 7-35). Deze slingering was niet te verklaren uit het éénfasig vervangingsschema in figuur 8-2.

Uit metingen, die vervolgens aan het 75kVA noodstroom-systeem uitgevoerd zijn, is gebleken, dat de slingering ontstaat in het gelijkspanningsdeel.

Het 75kVA noodstroomstelsel wordt namelijk aan de gelijkspanningskant gevoed met een gelijkstroommachine. Een gelijkstroomgenerator is te zien als een harde gelijkspanningsbron in serie met een spreidingszelfinductie en een verliesweerstand. Uit de metingen is voor de grootte van de weerstand en de zelfinductie resp. $220\text{m}\Omega$ en $2,5\text{mH}$ gevonden.

Aan de gelijkspanningskant van het noodstroomstelsel zit vlak voor de invertor bovendien een condensator. Deze condensator vangt snelle verandering in de gevraagde gelijkstroom op. De grootte van de condensator is $19,8\text{mF}$. Het vervangingsschema van het gelijkstroomdeel is in figuur 8-11 weergegeven. Het toevoegen van deze schakeling aan het model leverde dezelfde slingering op.

(Voetnoot vervolgd)
overeen komt met de in hoofdstuk 7 gemeten responsie. Deze extra demping is niet nodig in de simulaties, waarbij de belasting sprongsgewijs verhoogd wordt of de amplitude sprongsgewijs veranderd wordt.



figuur 8-11: Het vervangingschema van het gelijkspanningsdeel van het 75kVA noodstroomstelsel.

Als het noodstroomstelsel door een accu gevoed wordt, dan zal de 25Hz-slingering in de gemeten effectieve waarde van de uitgangsspanningen niet optreden. Een accu bevat namelijk geen zelfinductie en weinig weerstand. Een accu benadert dus beter een ideale gelijkspanningsbron, dan een gelijkstroomgenerator.

Er zijn verder geen afwijkingen gevonden van de gesimuleerde responsies ten opzichte van de gemeten responsies, die ontstaan door verschillen tussen het model van het noodstroomstelsel en het echte noodstroomstelsel. Ter illustratie zijn in de figuren 8-12 tot en met 8-21 enkele gesimuleerde responsies weergegeven.

In figuur 8-12 is de amplitude van de spanningen aan de uitgang (AUIT) weergegeven bij een sprong in de amplitude van de genormeerde invertorspanningen van 1 naar 0,85. De amplitude van de genormeerde uitgangsspanningen wordt bepaald met een ideale 12-puls gelijkrichter. Het noodstroomstelsel is in dit geval onbelast.

Tevens is het triggersignaal (TRIGGER) weergegeven. De gesimuleerde amplitude-sprong komt overeen met de gemeten amplitude-sprong weergegeven in hoofdstuk 7 figuur 7-26. Bij het vergelijken van de gesimuleerde responsie met de gemeten responsie valt op, dat ze goed overeenstemmen op een korte afname van de gesimuleerde uitgangsamplitude na. Deze korte afname treedt op circa 10ms na de amplitude-sprong. De korte afname van de uitgangsamplitude treedt bij de metingen ook op, maar verdwijnt in de grootte rimpel van de 12-puls meetgelijkrichter.

In hoofdstuk 7 is geconstateerd, dat de rimpel in het uitgangssignaal van de 12-puls meetgelijkrichter even groot is als die van een ideale 6-puls gelijkrichter. In figuur 8-13 is daarom dezelfde amplitude-sprong gemaakt, maar dan met een ideale 6-puls meetgelijkrichter voor het bepalen van de genormeerde uitgangsamplitude.⁴ Als de responsie in dit geval vergeleken wordt met die in figuur 7-26 van hoofdstuk 7, dan blijkt de vorm overeen te komen. De korte afname van de uitgangsamplitude 10ms na de amplitude-sprong verdwijnt nu in het model ook in de grote rimpel van de meetgelijkrichter.

Figuur 8-14 toont de responsie op een sprong in de genormeerde invertorspanningen van 0,85 naar 1. Dit geval komt overeen met de gemeten responsie, die in figuur 7-27 van hoofdstuk 7 weergegeven is.

⁴De laagste frequentie in de rimpel van deze 6-puls gelijkrichter is 300Hz. De laagste frequentie in de rimpel van een 12-puls gelijkrichter is 600Hz. Dit verschil tussen de 6-puls en de 12-puls gelijkrichter is hier niet van belang, aangezien de gelijkrichters hier alleen worden gebruikt om de grootte van de uitgangsamplitude zichtbaar te maken.

De laagste frequentie in de rimpel van het meetsignaal is wel van belang als het uitgangssignaal van de meetgelijkrichter in een regellus gebruikt wordt. De metingen en de simulaties zijn echter uitgevoerd uitgaande van een open gemaakte spanningsregellus.

Het noodstroomsysteem is onbelast.

Wat betreft het verloop van de gesimuleerde uitgangsamplitude vlak na de amplitude-sprong geldt hetzelfde als bij figuur 8-12.

Figuur 8-15 laat daarom de situatie zien, dat de rimpel van de meetgelijkrichter in het model gelijk is aan die in de praktijk (6-puls i.p.v. 12-puls gelijkrichters).

Figuur 8-16 toont de signalen AUIT en TRIGGER voor een sprong in de genormeerde amplitude van 1 naar 0,85. Hierbij is het noodstroomsysteem belast met $2,02\Omega$ per fase ($RB= 2,02$). Dit komt overeen met de gemeten responsie in figuur 7-28.

Figuur 8-17 laat de responsie op een sprong in de genormeerde amplitude van 0,85 naar 1 zien. Het noodstroomsysteem is daarbij belast met $2,02\Omega$ per fase. Deze simulatie kan vergeleken worden met figuur 7-29.

In figuur 8-18 zijn de signalen AUIT en TRIGGER weergegeven voor een sprong in de genormeerde amplitude van 1 naar 0,85. Hierbij is het noodstroomsysteem per fase belast met $11,4mH$ in serie met $287m\Omega$. Dit geval is vergelijkbaar met figuur 7-30.

Figuur 8-19 laat de responsie zien op een sprong in de genormeerde amplitude van 0,85 naar 1 bij dezelfde belasting als in figuur 8-18. Deze simulatie is vergelijkbaar met de meting weergegeven in figuur 7-31.

In figuur 8-20 is de responsie op een belastingssprong weergegeven. De belasting per fase in het model wordt sprongsgewijs van onbelast op 2Ω per fase gebracht (RB gaat van 0 naar $2,02$). In figuur 8-20 zijn de genormeerde gelijkstroom (IDC) en de amplitude van de genormeerde uitgangsspanningen (AUIT) te zien. Deze simulatie is te vergelijken

met de metingen in figuren 7-32, 7-34 en 7-36 van hoofdstuk 7.

Figuur 8-21 laat de responsie zien op een belastingsprong van onbelast naar een belasting van 13,2mH in serie met 317mΩ per fase. Deze simulatie komt overeen met de meting weergegeven in figuur 7-33. In de simulatie wordt de gelijkstroom na het inschakelen van de belasting twee maal negatief. In de praktijk gebeurt dit niet, omdat de belastingszelfinductie in verzadiging gaat.⁵ Hierdoor treden er inslinger-verschijnselen op, die een gelijkstroomcomponent in de uitgangsströmen van het noodstroomstelsel tot gevolg hebben. Het in verzadiging gaan van een driefasensmoorspoel is echter zeer moeilijk in een model te vatten.⁶

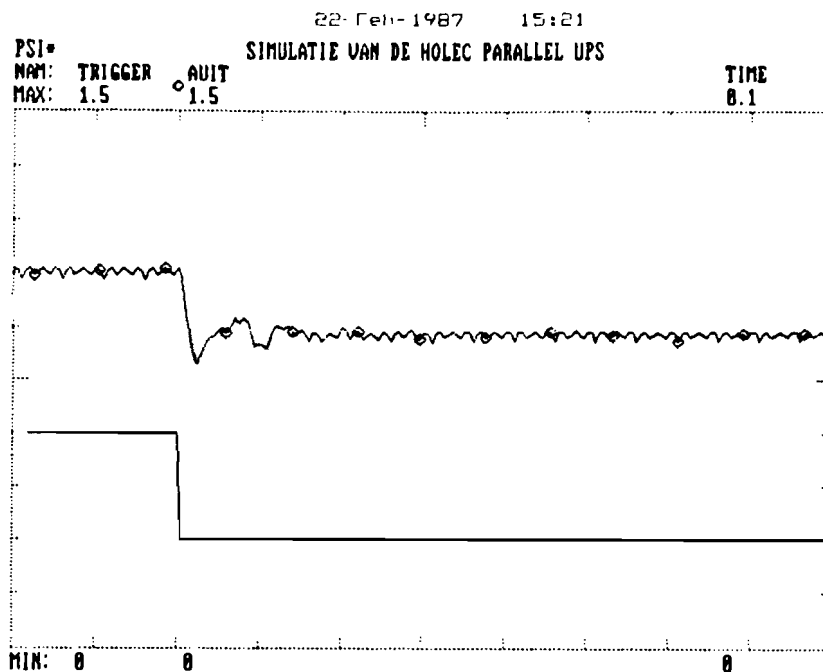
Het doel is een model te maken van het noodstroomstelsel, dus er is verder geen onderzoek gedaan naar de manier waarop een driefasensmoorspoel in verzadiging gaat.

Op de uitdovende gelijkstroomterm na is de vorm van de genormeerde gelijkstroom gelijk aan die van de gemeten gelijkstroom in figuur 7-29.

De vorm van de amplitude van de genormeerde uitgangsspanningen is gelijk aan die van de gemeten amplitude.

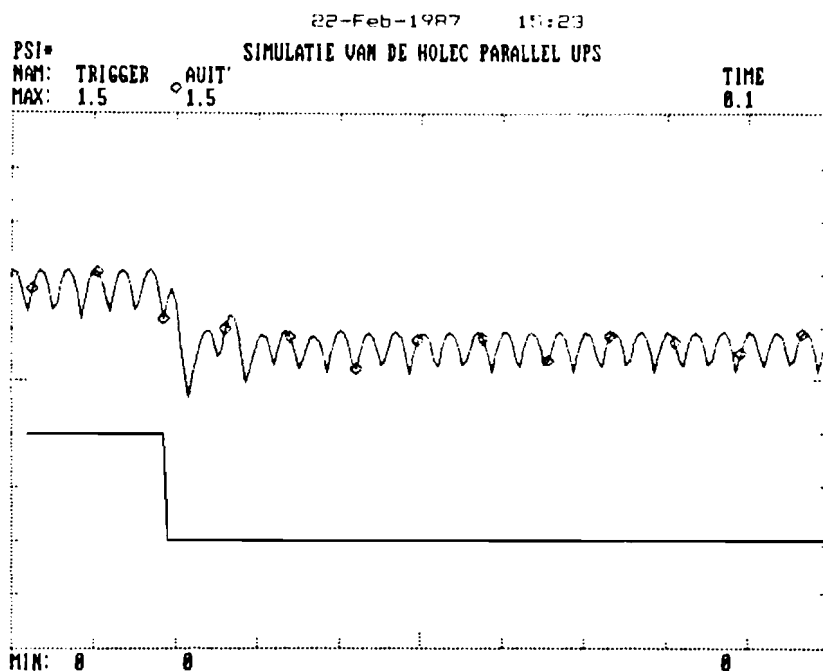
⁵De belastingszelfinductie is de inductie-regelaar, waarmee op het proefveld bij een uitgangsspanning van 220V een belasting tussen 2kVAR en 42kVAR inductief ingesteld kan worden (zie hoofdstuk 7 § 7.1.2).

⁶Een driefasensmoorspoel gebouwd met één ijzeren juk zal namelijk nooit in zijn geheel in verzadiging gaan of uit verzadiging komen. Als het ijzer in één fase van de smoorspoel geheel of gedeeltelijk in verzadiging is, dan heeft dit gevolgen voor de ijzerweg van de flux veroorzaakt door de stromen in de andere fasen. De verschillende fasen zijn dus niet onafhankelijk te beschouwen.



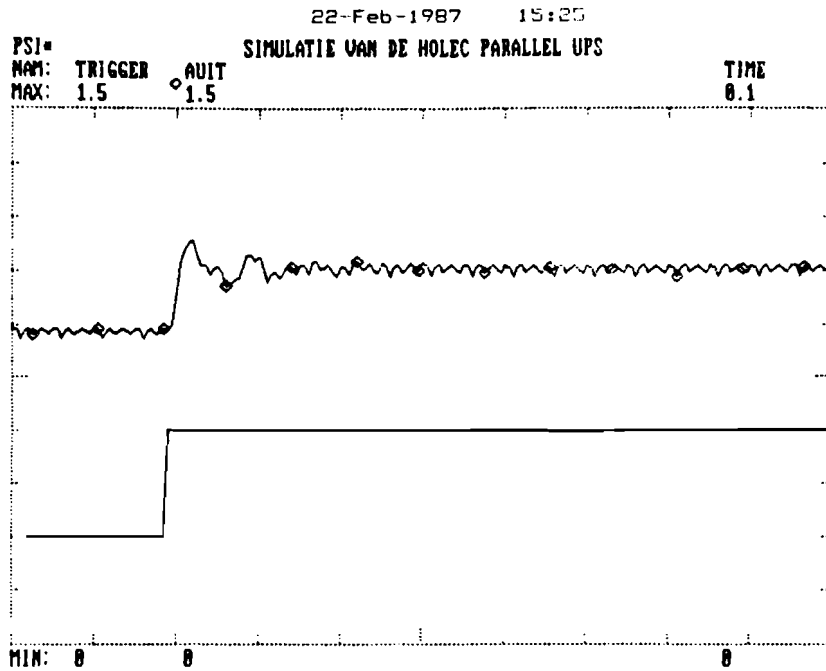
figuur 8-12: AMPLITUDE-SPRONG.

De amplitude van de genormeerde invertor-
 spanningen gaat van 1 naar 0,85.
 Het noodstroomstelsel is onbelast.



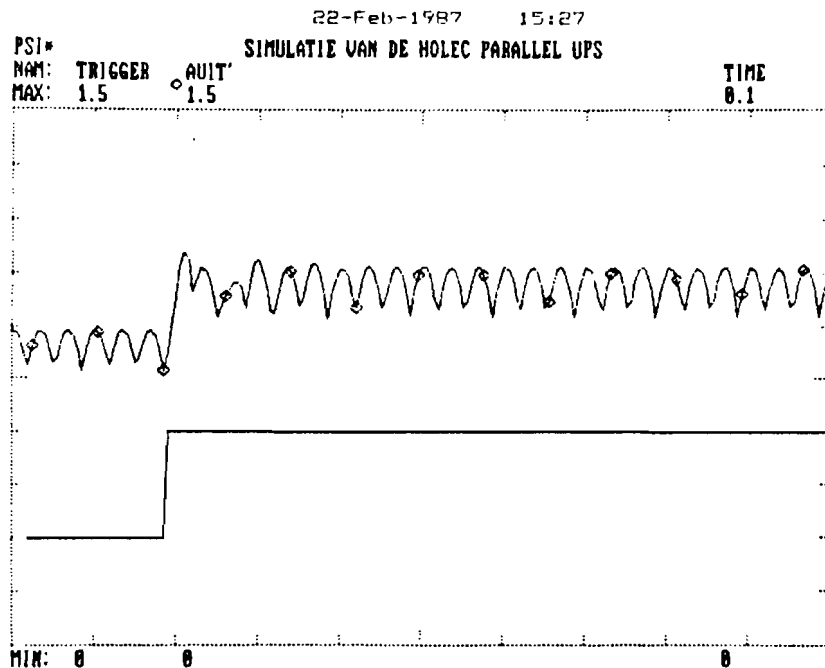
figuur 8-13: AMPLITUDE-SPRONG (6-puls meetgelijkrichter).

De amplitude van de genormeerde invertor-
 spanningen gaat van 1 naar 0,85.
 Het noodstroomstelsel is onbelast.



figuur 8-14: AMPLITUDE-SPRONG.

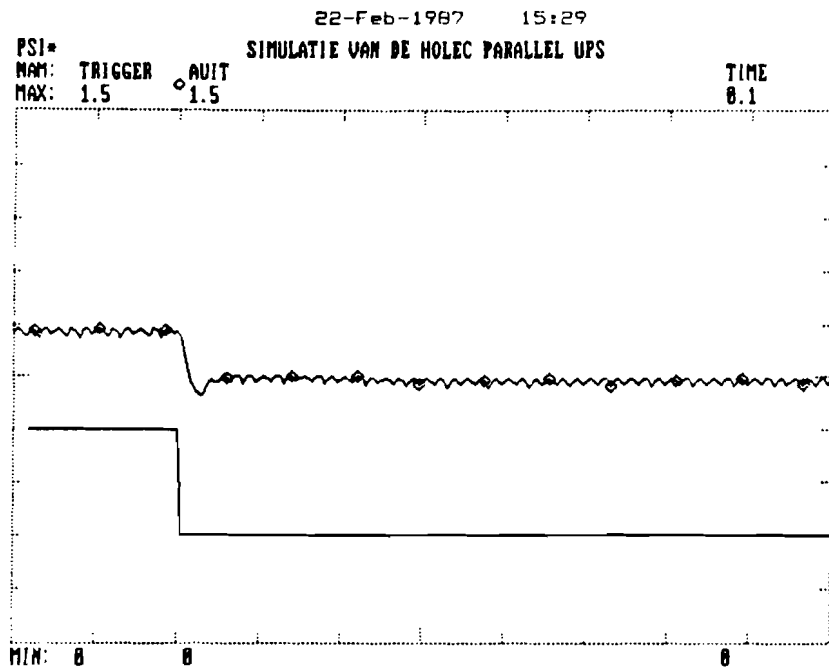
De amplitude van de genormeerde invertor-
spanningen gaat van 0,85 naar 1.
Het noodstroomstelsel is onbelast.



figuur 8-15: AMPLITUDE-SPRONG (6-puls meetgelijkrichter).

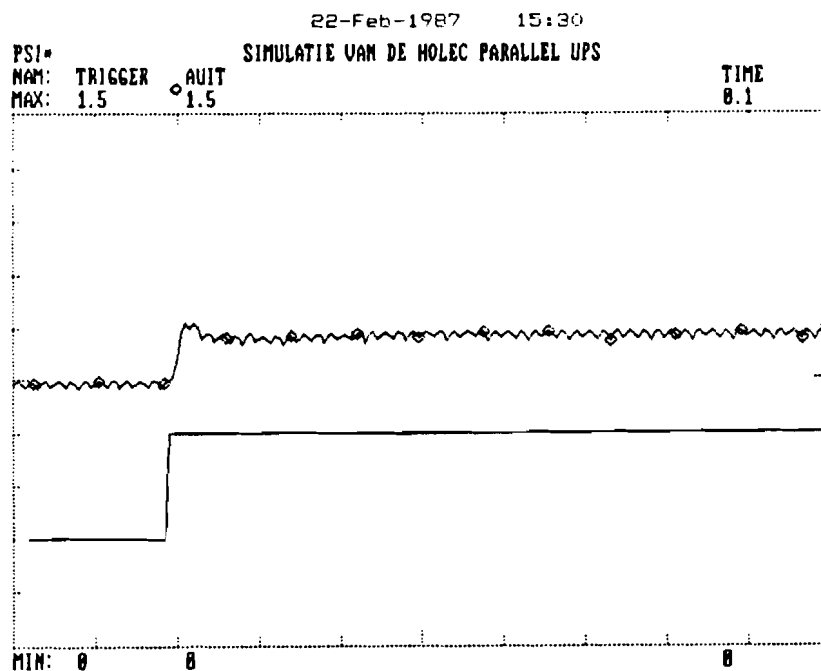
De amplitude van de genormeerde invertor-
spanningen gaat van 0,85 naar 1.
Het noodstroomstelsel is onbelast.

HET MODEL VAN HET STATISCHE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM



figuur 8-16: AMPLITUDE-SPRONG.

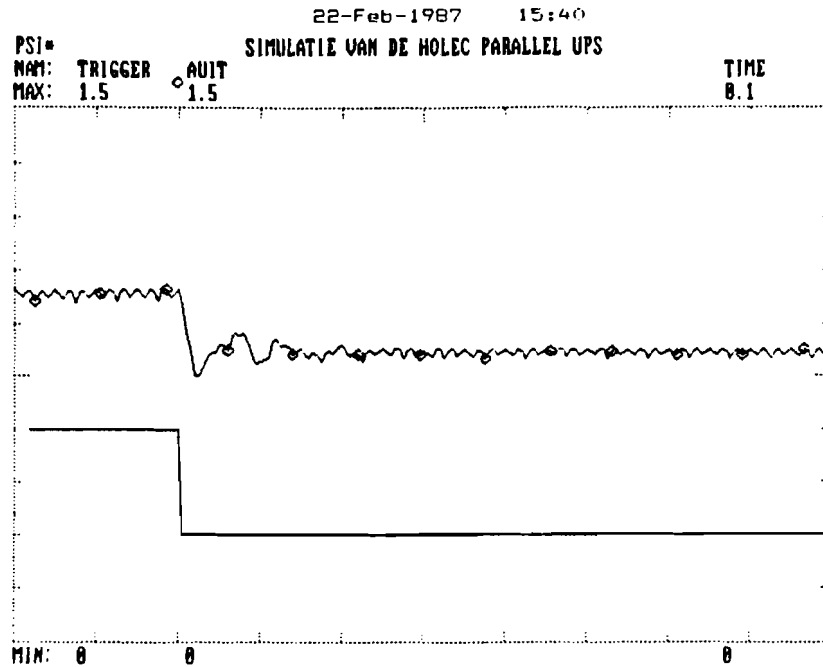
De amplitude van de genormeerde invertor-
spanningen gaat van 1 naar 0,85.
Belasting: $2,02\Omega$ per fase.



figuur 8-17: AMPLITUDE-SPRONG.

De amplitude van de genormeerde invertor-
spanningen gaat van 0,85 naar 1.
Belasting: $2,02\Omega$ per fase.

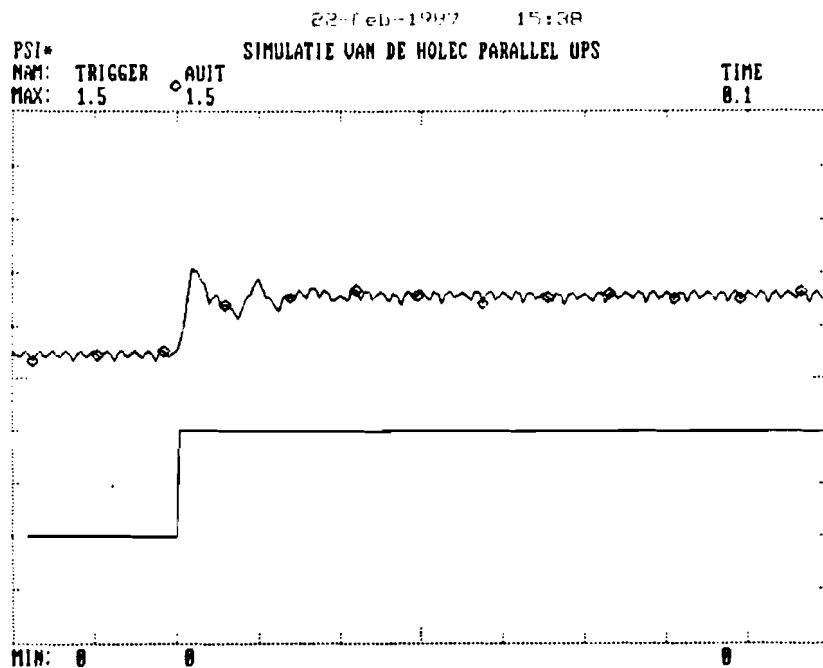
HET MODEL VAN HET STATISCHE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM



figuur 8-18: AMPLITUDE-SPRONG.

De amplitude van de genormeerde invertor-
spanningen gaat van 1 naar 0,85.

Belasting: 11,4mH en 287m Ω in serie per fase.



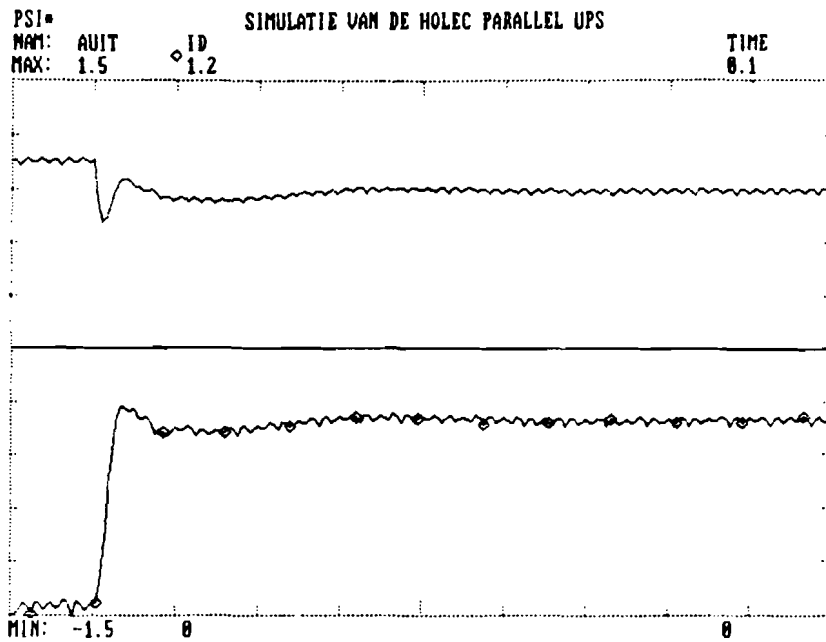
figuur 8-19: AMPLITUDE-SPRONG.

De amplitude van de genormeerde invertor-
spanningen gaat van 0,85 naar 1.

Belasting: 11,4mH en 287m Ω in serie per fase.

HET MODEL VAN HET STATISCHE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM

22-Feb-1987 16:45

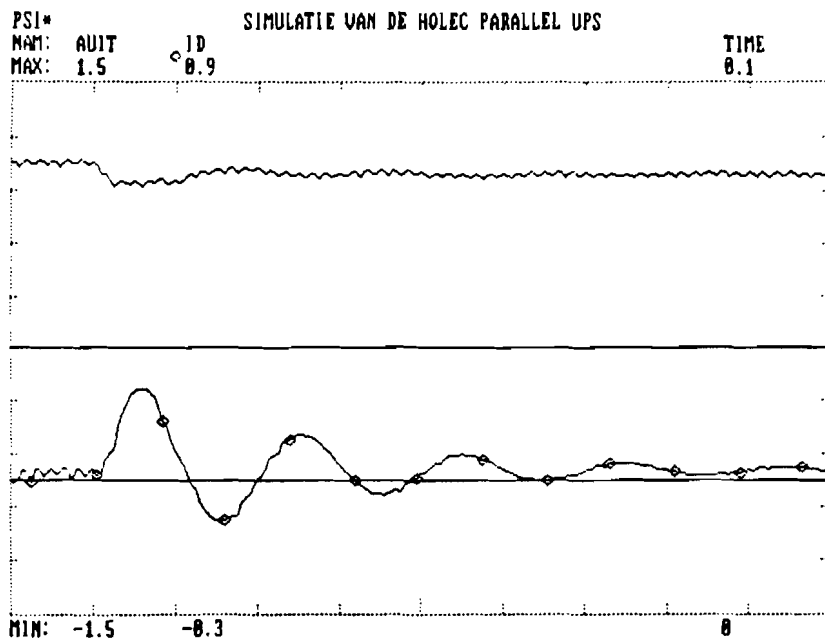


figuur 8-20: BELASTINGSSPRONG.

Van onbelast naar 2Ω per fase.

De amplitude van de genormeerde invertor-
spanningen is 1.

22-Feb-1987 16:37



figuur 8-21: BELASTINGSSPRONG.

Van onbelast naar $13,2\text{mH}$ en $371\text{m}\Omega$ in serie
per fase.

De amplitude van de genormeerde invertor-
spanningen is 1.

Conclusie:

Uit de metingen is een éénfasig vervangingsschema afgeleid voor het noodstroomsysteem inclusief alle parasitaire componenten. Het enige effect, dat niet uit dit vervangings-schema te verklaren is, is een 25Hz-slingering. Deze slingingering blijkt te ontstaan door de parasitaire impedantie van de gelijkstroommachine aan de gelijkspanningszijde van het noodstroomsysteem.

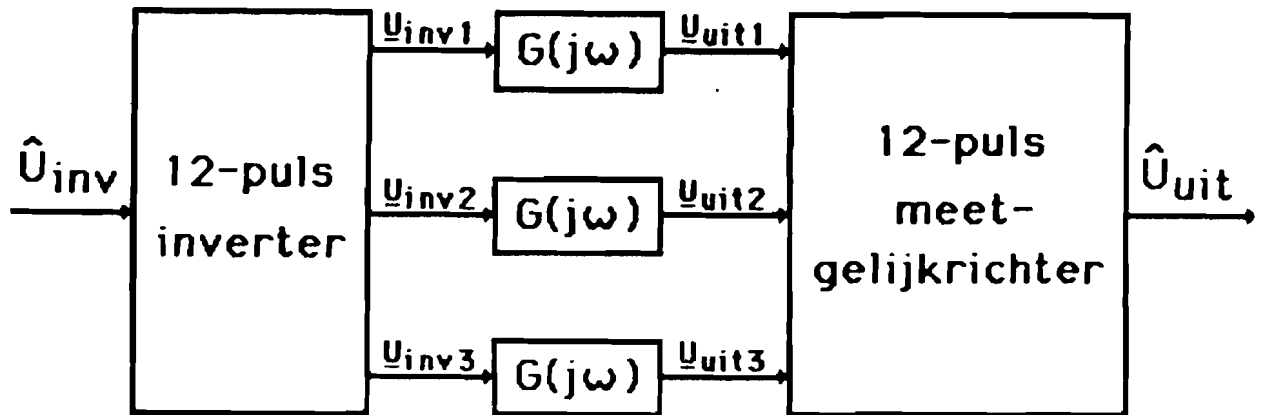
Het noodstroomsysteem is bedoeld om aan de gelijkspanningszijde op een accu aangesloten te worden. Een accu heeft geen spreidingszelfinductie en weinig verliesweerstand. Het bovengenoemde effect mag daarom bij het ontwikkelen van de regellussen voor de vermogensverdeling buiten beschouwing gelaten worden.

Het vervangingsschema in figuur 8-2 kan dus als basis dienen voor het ontwerpen van de regellussen.

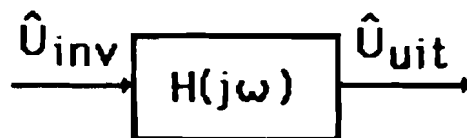
8.4 De spanningsoverdrachtsfunctie.

Uit het vervangingsschema in figuur 8-2 is een overdrachtsfunctie $G(j\omega)$ voor het verband tussen de invertorspanning in één fase en de uitgangsspanning in die fase af te leiden. Het verband tussen de gewenste amplitude van de invertorspanning en de gemeten amplitude van de uitgangsspanning wordt dan bepaald door de ingestelde haptbreedte van de 12-puls inverter, een overdrachtsfunctie $G(j\omega)$ voor elke fase en de 12-puls meetgelijkrichter (zie figuur 8-22). In figuur 6-6 van hoofdstuk 6 komt een overdrachtsfunctie $H(j\omega)$ voor, die het verband geeft tussen de ingestelde amplitude van de invertorspanningen $\sqrt{2} \cdot U_{inv}$ en de gemeten amplitude van de uitgangsspanningen $\sqrt{2} \cdot U_{uit}$ (zie figuur 8-23).

De vraag is nu, of uit de overdrachtsfunctie $G(j\omega)$ in elke fase inderdaad een overdrachtsfunctie $H(j\omega)$ bepaald kan worden.



figuur 8-22: Het verband tussen de amplitude van de ingestelde ingangsspanningen en de amplitude van de gemeten uitgangsspanningen, zoals dat uit $G(j\omega)$ volgt.



figuur 8-23: Het verband tussen de amplitude van de ingestelde ingangsspanningen en de amplitude van de gemeten uitgangsspanningen, zoals dat uit $H(j\omega)$ volgt.

Om na te gaan of deze omzetting mogelijk is, beschouwen we de invertor als een amplitude-modulator en de meetgelijk-richter als een amplitude-demodulator. De invertor levert in één fase een spanning $u(t)$:

$$u(t) = \sqrt{2} \cdot U \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \quad (8.52)$$

waarvan de amplitude $\sqrt{2} \cdot U$ door het instellen van de haptbreedte gevariëert kan worden. De spanningen in de andere twee fasen zijn over resp. $-2\pi/3$ en $2\pi/3$ in fase verschoven. De amplitude van deze spanningen is echter gelijk aan die in vergelijking (8.52).

We beschouwen voorlopig alleen de fase, waarin de invertor-spanning gegeven wordt door vergelijking (8.52).

In hoofdstuk 7 § 7.2.1 is afgeleid, dat het verband tussen de haptbreedte β en de effectieve waarde U van de invertor-spanningen goed te benaderen is door een lineaire functie:

$$U = \frac{\sqrt{6} \cdot 4 \cdot U_g}{N \cdot \pi} \cdot [1 - (3 \cdot \beta / \pi)] \quad (8.53)$$

(de maximale afwijking is 1,1%).

Als de haptbreedte β sinvormig gevariëerd wordt, dan hoort daar dus een sinusvormige variatie van de amplitude van de invertorspanningen bij. De amplitude van de invertorspanningen wordt hierdoor als volgt gevariëerd:

$$U = \sqrt{2} \cdot U = [1 + m \cdot \cos(\omega_m \cdot t)] \cdot U_0 \quad (8.54)$$

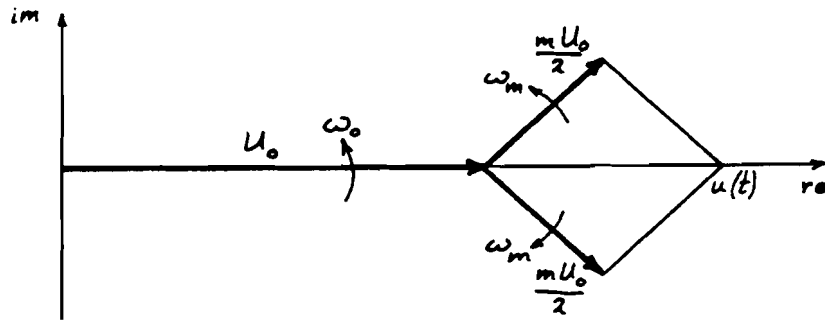
De spanning in de beschouwde fase van de invertor is dan:

$$u(t) = [1 + m \cdot \cos(\omega_m \cdot t)] \cdot U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \quad (8.54)$$

Dit is ook te schrijven als:

$$u(t) = U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + \left(\frac{1}{2} \cdot m \cdot U_0\right) \{ \cos[(\omega_0 + \omega_m)t] + \cos[(\omega_0 - \omega_m)t] \} \quad (8.55)$$

Het vectordiagram, dat hierbij te tekenen is, is weergegeven in figuur 8-24.



figuur 8-24: Het vectordiagram van de in amplitude gemoduleerde invertorspanning $u(t)$.

Vergelijking (8.55) is te schrijven als:

$$u(t) = \text{Re}\{U_0 \cdot \exp(j\omega_0 \cdot t) + \left(\frac{1}{2} \cdot m \cdot U_0\right) \cdot \exp[j(\omega_0 + \omega_m)t] + \left(\frac{1}{2} \cdot m \cdot U_0\right) \cdot \exp[j(\omega_0 - \omega_m)t]\} \quad (8.56)$$

De spanning $u'(t)$ in deze fase aan de uitgangszijde van het noodstroomstelsel is dan:

$$u'(t) = \text{Re}\{U_0 \cdot G[j\omega_0] \cdot \exp(j\omega_0 \cdot t) + \left(\frac{1}{2} \cdot m \cdot U_0\right) \cdot G[j(\omega_0 + \omega_m)] \cdot \exp[j(\omega_0 + \omega_m)t] + \left(\frac{1}{2} \cdot m \cdot U_0\right) \cdot G[j(\omega_0 - \omega_m)] \cdot \exp[j(\omega_0 - \omega_m)t]\} \quad (8.57)$$

Als we stellen:

$$G[j\omega_0] = G_0 \cdot \exp(-j\omega_0) \quad (8.58)$$

dan is uit Vergelijking (8.57) af te leiden:

$$\begin{aligned}
 u'(t) &= \operatorname{Re}\{ (U_0 \cdot G[j\omega_0] \cdot \exp(j\omega_0 \cdot t)) \cdot (1 + \\
 &\quad + (\frac{1}{2} \cdot m) \cdot (G[j(\omega_0 + \omega_m)] / G[j\omega_0]) \cdot \exp[+j\omega_m \cdot t] + \\
 &\quad + (\frac{1}{2} \cdot m) \cdot (G[j(\omega_0 - \omega_m)] / G[j\omega_0]) \cdot \exp[-j\omega_m \cdot t]) \} = \\
 &= U_0 \cdot G_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t - \gamma_0) \cdot \operatorname{Re}\{ (1 + \\
 &\quad + (\frac{1}{2} \cdot m) \cdot (G[j(\omega_0 + \omega_m)] / G[j\omega_0]) \cdot \exp[+j\omega_m \cdot t] + \\
 &\quad + (\frac{1}{2} \cdot m) \cdot (G[j(\omega_0 - \omega_m)] / G[j\omega_0]) \cdot \exp[-j\omega_m \cdot t]) \} + \\
 &\quad U_0 \cdot G_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t - \gamma_0) \cdot \operatorname{Im}\{ (1 + \\
 &\quad + (\frac{1}{2} \cdot m) \cdot (G[j(\omega_0 + \omega_m)] / G[j\omega_0]) \cdot \exp[+j\omega_m \cdot t] + \\
 &\quad + (\frac{1}{2} \cdot m) \cdot (G[j(\omega_0 - \omega_m)] / G[j\omega_0]) \cdot \exp[-j\omega_m \cdot t]) \} = \\
 &= U_0 \cdot G_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t - \gamma_0) \times \\
 &\quad \{ 1 + (\frac{1}{2} \cdot m) \cdot \operatorname{Re}\left(\left[\frac{G[j(\omega_0 + \omega_m)]}{G[j\omega_0]} + \frac{G[j(\omega_0 - \omega_m)]}{G[j\omega_0]} \right] \cdot \exp[j\omega_m \cdot t] \right) \} + \\
 &\quad - U_0 \cdot G_0 \cdot \sin(\omega_0 \cdot t - \gamma_0) \times \\
 &\quad \{ (\frac{1}{2} \cdot m) \cdot \operatorname{Im}\left(\left[\frac{G[j(\omega_0 + \omega_m)]}{G[j\omega_0]} - \frac{G[j(\omega_0 - \omega_m)]}{G[j\omega_0]} \right] \cdot \exp[j\omega_m \cdot t] \right) \} \\
 &\hspace{15em} (8.59)
 \end{aligned}$$

Als geldt:

$$\begin{aligned}
 &\{ (\frac{1}{2} \cdot m) \cdot \operatorname{Im}\left(\left[\frac{G[j(\omega_0 + \omega_m)]}{G[j\omega_0]} - \frac{G[j(\omega_0 - \omega_m)]}{G[j\omega_0]} \right] \cdot \exp[j\omega_m \cdot t] \right) \} \ll \\
 &\{ 1 + (\frac{1}{2} \cdot m) \cdot \operatorname{Re}\left(\left[\frac{G[j(\omega_0 + \omega_m)]}{G[j\omega_0]} + \frac{G[j(\omega_0 - \omega_m)]}{G[j\omega_0]} \right] \cdot \exp[j\omega_m \cdot t] \right) \} \\
 &\hspace{15em} (8.60)
 \end{aligned}$$

dan is het effect van de tweede term in vergelijking (8.59) op de amplitude van het geheel verwaarloosbaar.

Aan deze voorwaarde wordt voldaan als:

$$1. \operatorname{Im}\left(\left[\frac{G[j(\omega_0+\omega_m)]}{G[j\omega_0]} - \frac{G[j(\omega_0-\omega_m)]}{G[j\omega_0]}\right] \cdot \exp[j\omega_m \cdot t]\right) \ll$$

$$\operatorname{Re}\left(\left[\frac{G[j(\omega_0+\omega_m)]}{G[j\omega_0]} + \frac{G[j(\omega_0-\omega_m)]}{G[j\omega_0]}\right] \cdot \exp[j\omega_m \cdot t]\right)$$

(8.61)

$G[j\omega]$ is tot circa 200Hz vrijwel gelijk aan 1, omdat het tweede orde filter tussen de invertor en de uitgang dan pas begint af te vallen. Het imaginaire deel is dan vrijwel nul.

Zolang de modulatie-frequentie dus voldoet aan:

$$0 < \omega_m < 2\pi \cdot 150 \text{ rad/s} \quad (8.62)$$

mag de tweede term in vergelijking (8.59) verwaarloosd worden. Dit is een voldoende voorwaarde voor het kunnen verwaarlozen van de tweede term. Afhankelijk van het verloop van $H(j\omega)$ voor frequenties groter dan 200Hz, is het mogelijk, dat buiten het in vergelijking (8.62) aangegeven frequentiegebied de verwaarlozing nog steeds toegestaan is.

De bandbreedte van de spanningsregelaar is kleiner dan 200Hz, dus binnen het noodstroomsysteem wordt aan deze voorwaarde voldaan.

2. $m \ll 1$, oftewel als de modulatie-diepte klein is.

Bij de spanningsregeling in het statische noodstroom-systeem wordt hieraan altijd voldaan, omdat de effectieve waarde van de uitgangsspanningen altijd rond de 220V ligt.

Aangezien de verwaarlozing van de tweede term in vergelijking (8.59) voor het noodstroomsysteem altijd geoorloofd is, geldt:

$$u'(t) = U_0 \cdot G_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t - \gamma_0) \times \\ \{1 + (\frac{1}{2} \cdot m) \cdot \operatorname{Re} \left(\frac{G[j(\omega_0 + \omega_m)]}{G[j\omega_0]} + \frac{G[j(\omega_0 - \omega_m)]}{G[j\omega_0]} \cdot \exp[j\omega_m \cdot t] \right)\} \quad (8.63)$$

Als we stellen:

$$H(j\omega_m) = \frac{1}{2} G_0 \cdot \frac{G[j(\omega_0 + \omega_m)]}{G[j\omega_0]} + \frac{G[j(\omega_0 - \omega_m)]}{G[j\omega_0]} \quad (8.64)$$

dan is vergelijking (8.63) te schrijven als:

$$u'(t) = U_0 \cdot \cos(\omega_0 \cdot t - \gamma_0) \cdot [G_0 + m \cdot \operatorname{Re}\{H(j\omega_m) \cdot \exp[j\omega_m \cdot t]\}] \quad (8.65)$$

De uitgangsspanning van de beschouwde fase is dus in amplitude gemoduleerd met een signaal $y(t)$ ter grootte van:

$$y(t) = m \cdot \operatorname{Re}\{H(j\omega_m) \cdot \exp[j\omega_m \cdot t]\} \quad (8.66)$$

Dit signaal is gelijk aan het uitgangssignaal van een systeem met een overdrachtsfunctie $H(j\omega_m)$ en een ingangssignaal:

$$x(t) = m \cdot \cos(\omega_m \cdot t) \quad (8.67)$$

De overdrachtsfunctie in de beschouwde fase van de ingestelde amplitude van de invertorspanning naar de gemeten amplitude van de uitgangsspanning is:

$$H(j\omega) = \frac{1}{2} G_0 \cdot \frac{G[j(\omega_0 + \omega)]}{G[j\omega_0]} + \frac{G[j(\omega_0 - \omega)]}{G[j\omega_0]} \quad (8.68)$$

Uit de uitgangsspanning $u'(t)$ is door dubbelzijdig gelijkrichten de responsie $y(t)$ op de variatie $x(t)$ in de ingestelde amplitude U_0 van de invertorspanningen elke 10ms te bepalen. Uit het bemonsteringstheorema volgt, dat de spanningsregellus in dat geval maximaal een bandbreedte van 50Hz kan hebben. In de praktijk ligt de maximaal haalbare bandbreedte dan zelfs ruim onder de 50Hz.

De amplitude van de invertorspanningen wordt echter voor alle fasen tegelijk ingesteld. De amplituden van de uitgangsspanningen veranderen dus voor alle fasen tegelijk en evenveel.

Hieruit volgt, dat de responsie $y(t)$ op de variatie $x(t)$ in de ingestelde amplitude U_0 van de invertorspanningen op elk moment exact te bepalen is, door een "ideale gelijkrichter" te gebruiken.

Een in de praktijk veel toegepaste ideale gelijkrichter maakt bijvoorbeeld gebruik van het construeren van twee vectoren in een meedraaiend stelsel, die loodrecht op elkaar staan (zie figuur 8-25). Het signaal $u_{g,id}(t)$ dat deze ideale gelijkrichter afgeeft, is:

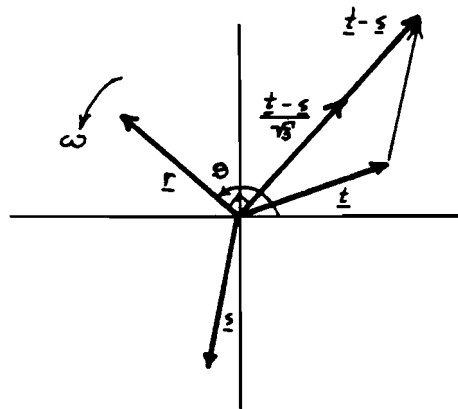
$$u_{g,id}(t) = \sqrt{([u_1'(t)]^2 + [(u_2'(t) - u_3'(t))/\sqrt{3}]^2)} \quad (8.69)$$

waarin $u_1'(t)$, $u_2'(t)$ en $u_3'(t)$ de spanningen van de drie fasen zijn.

Als we het driefasen-systeem in figuur 8-25 beschouwen, dan vinden we:

$$\sqrt{\{[A.\sin(\omega.t+\theta)]^2 + [A.\cos(\omega.t+\theta)]^2\}} = A \quad (8.70)$$

In een driefasen systeem is de amplitude van de spanningen dus op elk moment te bepalen. De meetgelijkrichter hoeft dus geen beperking meer te zijn voor de bandbreedte van de regellussen.



figuur 8-25: Het construeren van twee vectoren, die loodrecht op elkaar staan, in een driefasen stelsel.

In de praktijk kunnen echter al voldoende snel de variaties in de amplitude van de uitgangsspanningen bepaald worden met een "gewone" driefasen (6-puls of 12-puls) meetgelijkrichter. Er is dan een voldoende grote bandbreedte van de spanningsregellus te realiseren.

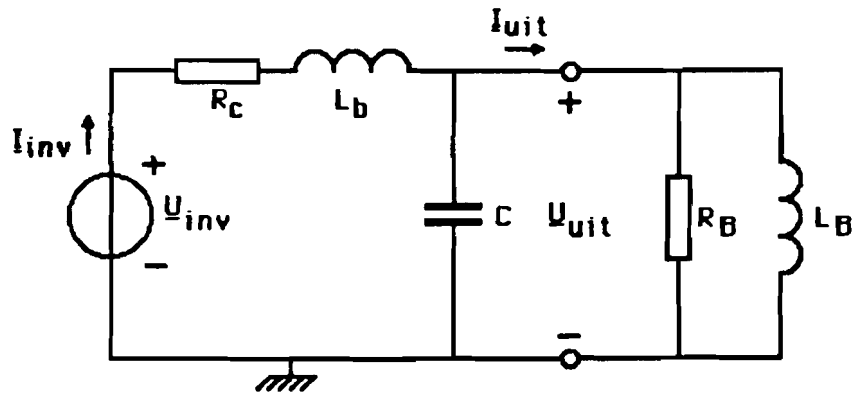
In het statische noodstroomstelsel is een 12-puls meetgelijkrichter toegepast. Met deze meetgelijkrichter is theoretisch een regelbandbreedte van 300Hz mogelijk.

In de praktijk zorgen tijdconstanten en vertragingstijden in de diverse onderdelen van het noodstroomstelsel ervoor, dat de maximaal haalbare bandbreedte geschat wordt op ongeveer 100Hz.

8.4.1 Berekening van de spanningsoverdrachtsfunctie.

In figuur 8-26 is het vervangingsschema weergegeven van de impedanties tussen de inverter en de uitgang van het statische noodstroomstelsel. In dit schema bestaat de belasting uit R_B en L_B .

Uit het vervangingsschema is de overdrachtsfunctie $G(j\omega)$ af te leiden, die het verband geeft tussen de invertorspanning in één van de drie fasen en de bijbehorende uitgangsspanning.



figuur 8-26: Het vervangingsschema van het deel van het noodstroomstelsel tussen inverter en uitgang samen met de belasting.

De volgende overdrachtsfunctie wordt zo gevonden:

$$G(j\omega) = \frac{L_B R_B s}{L_b L_B C R_B s^3 + (R_c L_B C R_B + L_b L_B) s^2 + (L_b R_B + L_B R_B + R_c L_B) s + R_c R_B}$$

waarin:

$$s = j\omega$$

$$L_b = 750 \mu\text{H}$$

$$R_c = 181 \text{ m}\Omega$$

$$C = 880 \mu\text{F}$$

(8.71)

In de overdrachtsfunctie R_B en L_B worden de waarden ingevuld, die in tabel 8-1 vermeld zijn. Alle overige (normale) belastingstoestanden liggen binnen het gebied, dat door deze vier hoekpunten begrensd is.

In deze tabel is tevens het werkzame vermogen, blindvermogen en schijnbaar vermogen aangegeven, dat bij de aangegeven belasting in totaal (dus per drie fasen) door de inverter geleverd wordt.

De overdrachtsfunctie $G(j)$ is te schrijven als:

$$G(j) = \frac{a_0 \cdot s^0 + a_1 \cdot s^1 + \dots + a_i \cdot s^i + \dots + a_n \cdot s^n}{b_0 \cdot s^0 + b_1 \cdot s^1 + \dots + b_j \cdot s^j + \dots + b_m \cdot s^m} \quad (8.72)$$

In tabel 8-2 zijn de coëfficiënten a_i [$i=0\dots n$] en b_j [$j=0\dots m$] van de overdrachtsfunctie $G(j\omega)$ weergegeven voor de belastingstoestanden, die in tabel 8-1 vermeld zijn.

De overdrachtsfunctie per fase $G(j\omega)$ is met behulp van vergelijking (8.68) om te zetten in de overdrachtsfunctie $H(j\omega)$, die de overdracht van de ingestelde invertor-amplitude naar de gemeten uitgangsamplitude geeft.

De overdrachtsfunctie $H(j\omega)$ is te schrijven als:

$$H(j) = A_S \cdot \frac{t_0 \cdot s^0 + t_1 \cdot s^1 + \dots + t_i \cdot s^i + \dots + t_N \cdot s^N}{n_0 \cdot s^0 + n_1 \cdot s^1 + \dots + n_j \cdot s^j + \dots + n_M \cdot s^M} \quad (8.73)$$

Hierin is A_S een schalingsfactor.⁷

Voor deze omzetting is een programma TRANS geschreven. Het programma en de uitvoer voor de beschouwde belastingstoestanden is te vinden in bijlage F.

Het programma genereert de coëfficiënten t_i en n_j en de schalingsfactor A_S . Bovendien wordt de gelijkspanningsversterking A_G berekend. De gelijkspanningsversterking van de overdrachtsfunctie $H(j\omega)$ is gelijk aan de verhouding tussen de amplituden van de uitgangsspanningen en de invertorspanningen. Uit deze gelijkspanningsversterking is dus de

⁷De schalingsfactor wordt zo gekozen, dat de coëfficiënten van de hoogste macht van s in teller en noemer 1 is. Deze schalingsfactor is nodig om de overdrachtsfunctie $H(j\omega)$ te kunnen invoeren in het programma TRIP. Het nut hiervan wordt verderop gedemonstreerd.

HET MODEL VAN HET STATISCHE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM

spanningsval in het noodstroomstelsel tussen inverter en uitgang te bepalen.

De coëfficiënten t_i en n_j en de factoren A_S en A_G voor de beschouwde belastingsfactoren zijn weergegeven in tabel 8-3.

Nr.	R_B (Ω)	L_B (mH)	P_{tot} (kW)	Q_{tot} (kVAr)	S_{tot} (kVA)
1	∞	∞	0	0	0
2	2,4	∞	60	0	60
3	∞	10,2	0	45	45
4	2,4	10,2	60	45	75

tabel 8-1: De belastingstoelstanden, die bij het bepalen van de overdrachtsfuncties beschouwd worden.

Coëf. $G(j)$	Belastingstoelstand nr.			
	1	2	3	4
a_0	1	2,40	0	0
a_1			$10,2 \cdot 10^{-3}$	$24,5 \cdot 10^{-3}$
b_0	1	2,60	0,20	$480 \cdot 10^{-3}$
b_1	$176 \cdot 10^{-6}$	$1,17 \cdot 10^{-3}$	$11,0 \cdot 10^{-3}$	$28,3 \cdot 10^{-3}$
b_2	$660 \cdot 10^{-9}$	$1,58 \cdot 10^{-6}$	$1,80 \cdot 10^{-6}$	$12,0 \cdot 10^{-6}$
b_3			$6,73 \cdot 10^{-9}$	$16,2 \cdot 10^{-9}$

tabel 8-2: De coëfficiënten van de overdrachtsfunctie $G(j\omega)$.

Coëf. H(j)	Belastingstoestand nr.			
	1	2	3	4
t_0	$1,42 \cdot 10^6$	$1,58 \cdot 10^6$	$1,51 \cdot 10^{11}$	$1,64 \cdot 10^{11}$
t_1	$3,04 \cdot 10^2$	$8,35 \cdot 10^2$	$5,56 \cdot 10^7$	$1,08 \cdot 10^8$
t_2	1	1	$1,63 \cdot 10^6$	$1,77 \cdot 10^6$
t_3			$2,62 \cdot 10^2$	$7,93 \cdot 10^2$
t_4			1	1
n_0	$2,10 \cdot 10^{12}$	$2,42 \cdot 10^{12}$	$2,30 \cdot 10^{17}$	$2,72 \cdot 10^{17}$
n_1	$8,61 \cdot 10^8$	$2,58 \cdot 10^9$	$1,70 \cdot 10^{14}$	$3,57 \cdot 10^{14}$
n_2	$3,30 \cdot 10^6$	$4,03 \cdot 10^6$	$2,70 \cdot 10^{12}$	$3,25 \cdot 10^{12}$
n_3	$5,33 \cdot 10^2$	$1,48 \cdot 10^3$	$1,03 \cdot 10^9$	$2,95 \cdot 10^9$
n_4	1	1	$3,62 \cdot 10^6$	$4,35 \cdot 10^6$
n_5			$5,33 \cdot 10^2$	$1,48 \cdot 10^3$
n_6			1	1
A_S	$1,51 \cdot 10^6$	$1,50 \cdot 10^6$	$1,52 \cdot 10^6$	$1,51 \cdot 10^6$
A_G	1,07	0,97	0,99	0,91

tabel 8-3: De coëfficiënten van de overdrachtsfunctie $H(j\omega)$ voor de beschouwde belastings-
toestanden.

8.4.2 Toetsing van de overdrachtsfunctie.

Om na te gaan of de theoretisch bepaalde overdrachtsfunctie $H(j\omega)$ inderdaad de overdracht beschrijft van de ingestelde inverter-amplitude naar de gemeten uitgangsamplitude, zijn een aantal simulaties van amplitudesprongen beschouwd.

De volgende twee soorten simulaties zijn beschouwd:

1. Simulaties van de volledige schakeling.

Het gedrag van de drie fasen wordt afzonderlijk berekend. Hierbij wordt de inverter beschouwd als een driefasen wisselspanningsbron, die sinusvormige spanningen aflevert. De uitgangsspanningen worden op twee manieren gelijkgericht, namelijk met een ideale gelijkrichter en met een 12-puls gelijkrichter.

Voor deze simulatie wordt gebruik gemaakt van het netwerk-simulatieprogramma HICAP (Holec Interactive Circuit Analysis Program). De opbouw van het gesimuleerde netwerk, de brondefinities en de omschrijving van de gelijkrichters zijn in bijlage G te vinden.

2. Simulaties met behulp van de overdrachtsfunctie $H(j\omega)$.

Het gedrag van de totale schakeling wordt met behulp van de overdrachtsfunctie $H(j\omega)$ gesimuleerd. De responsies moeten hierbij overeenkomen met de signalen uit de ideale gelijkrichter in het vorige geval.

Voor deze simulaties is gebruikt van het programma TRIP (TRansformation and Identification Program).

Dit programma kan overdrachtsfuncties, sprongresponsies en frequentie-karakteristieken in elkaar omzetten. De overdrachtsfuncties kunnen daarbij gerepresenteerd worden in de vorm van een polen/nulpunten-diagram, een overdrachtsfunctie met coëfficiënten als in tabel 8-3 of

een matrix. Zowel tijdscontinue als tijdsdiscrete overdrachtsfuncties kunnen beschouwd worden.

De genormeerde amplitude van de invertorspanningen wordt bij de simulaties sprongsgewijs van 0 op 1 gebracht. Het ingangssignaal is dus gelijk aan de sprongfunctie:

$$u(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t \geq 0 \end{cases} \quad (8.74)$$

De modulatie-diepte van de invertorspanningen is dan 100%. Deze amplitude-sprong bevat alle frequenties van 0 Hz tot ∞ . De amplitude van de component met frequentie f volgt uit de Fourier-getransformeerde van de sprongfunctie:

$$U(j2\pi f) = 1/(j2\pi f) \quad (8.75)$$

Het signaal $u(t)$ voldoet dus niet aan de beide voorwaarden in § 8.4, die garanderen dat $H(j\omega)$ de overdracht van de volledige schakeling beschrijft.

De signalen, die binnen het noodstroomstelsel optreden, voldoen wel altijd aan de gestelde voorwaarden.

Hieruit volgt, dat als de beide hierboven beschreven typen simulaties dezelfde responsies laten zien, dit voldoende bewijs is, dat totale schakeling in figuur 8-22 door de overdrachtsfunctie $H(j\omega)$ vervangen mag worden.

In figuren 8-27 t/m 8-30 zijn de simulaties te zien voor de vier beschouwde belastingstoestanden. De simulatie van de volledige schakeling blijkt voor alle belastingstoestanden goed overeen te komen met de simulatie uitgaande van $H(j\omega)$.

In figuren 8-31 t/m 8-34 zijn de frequentie-karakteristieken van $H(j\omega)$ voor de vier belastingstoestanden weergegeven.

Ter illustratie van het verschil tussen de overdrachtsfuncties $G(j\omega)$ en $H(j\omega)$ is in figuur 8-35 de sprongresponsie en de frequentie-karakteristiek van de overdrachtsfunctie $G(j\omega)$ weergegeven voor het geval, dat het noodstroomstelsel belast is met 0kW en 45kVAr.

De frequentie-karakteristieken van $H(j\omega)$ in figuren 8-31 t/m 8-34 blijken allemaal bij ongeveer dezelfde frequentie met een 2-de orde helling af te vallen. Uitgaande van deze frequentie-karakteristieken is er naar een overdrachtsfunctie gezocht, die $H(j\omega)$ voor alle belastingstoestanden goed benadert.

Een overdrachtsfunctie, die wat betreft amplitude- en fase-karakteristiek goed overeenkomt met de frequentie-karakteristieken in figuren 8-31 t/m 8-34 is:

$$H_V(j\omega) = \frac{1,83 \cdot 10^6}{s^2 + 1,00 \cdot 10^3 \cdot s + 1,83 \cdot 10^6} \quad (8.76)$$

Deze vervangende overdrachtsfunctie heeft slechts 2 polen, terwijl $H(j\omega)$ tot 4 nulpunten en 6 polen kan hebben.

De frequentie-karakteristiek van $H_V(j\omega)$ is weergegeven in figuur 8-37.

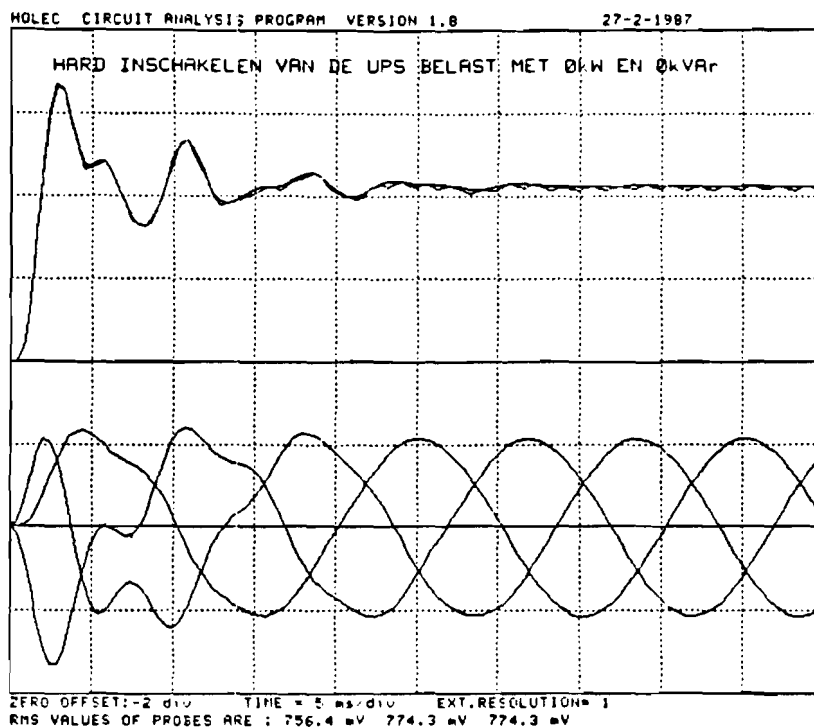
De sprongresponsie is te zien in figuur 8-38.

Het polen en nulpunten diagram is in figuur 8-39 afgebeeld.

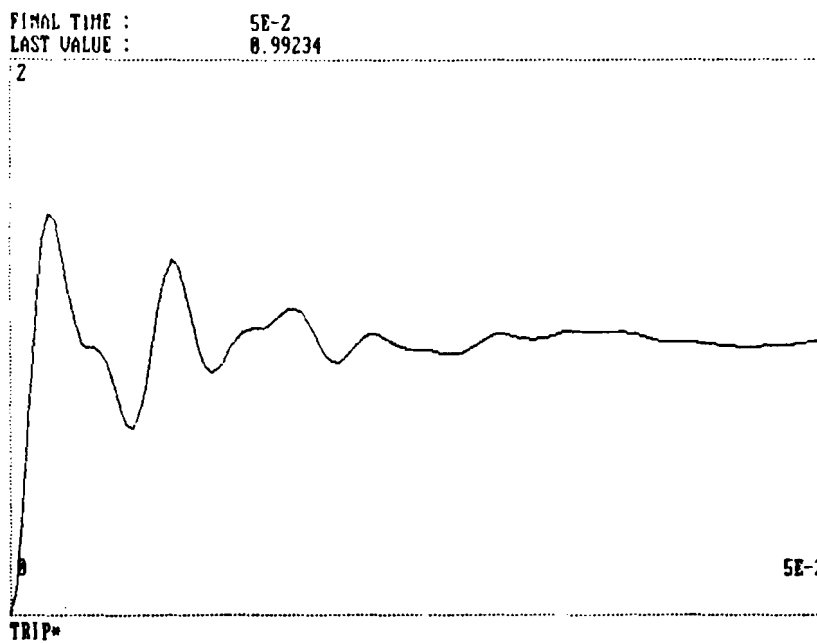
Het -3dB punt in figuur 8-37 ligt op ongeveer 1700rad/s oftewel 270Hz.

De overdrachtsfunctie $H_V(j\omega)$ wordt gebruikt voor het dimensioneren van de regellussen.

HET MODEL VAN HET STATISCHE PARALLELE NOODSTROOMSYSTEEM



a.

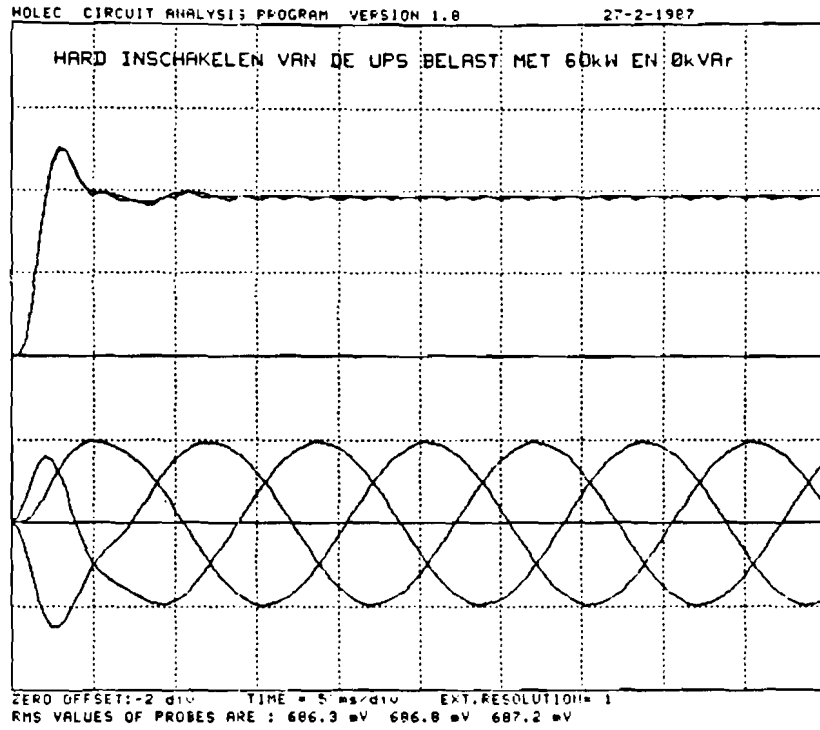


b.

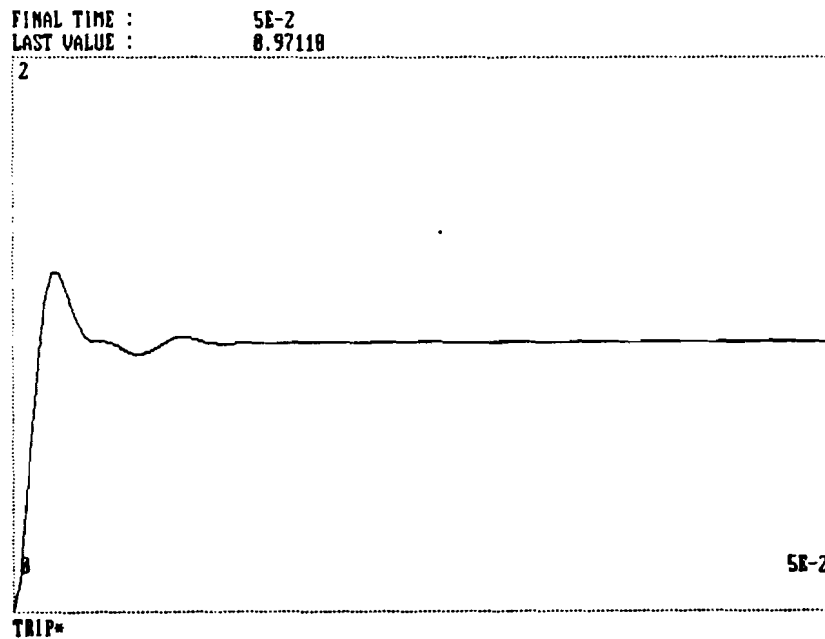
figuur 8-27: Amplitude-stapresponsie van het noodstroom-systeem in onbelaste toestand.

a.: drie fasen gesimuleerd b.: $H(j\omega)$

HET MODEL VAN HET STATISCHE PARALLELE NOODSTROOMSYSTEEM



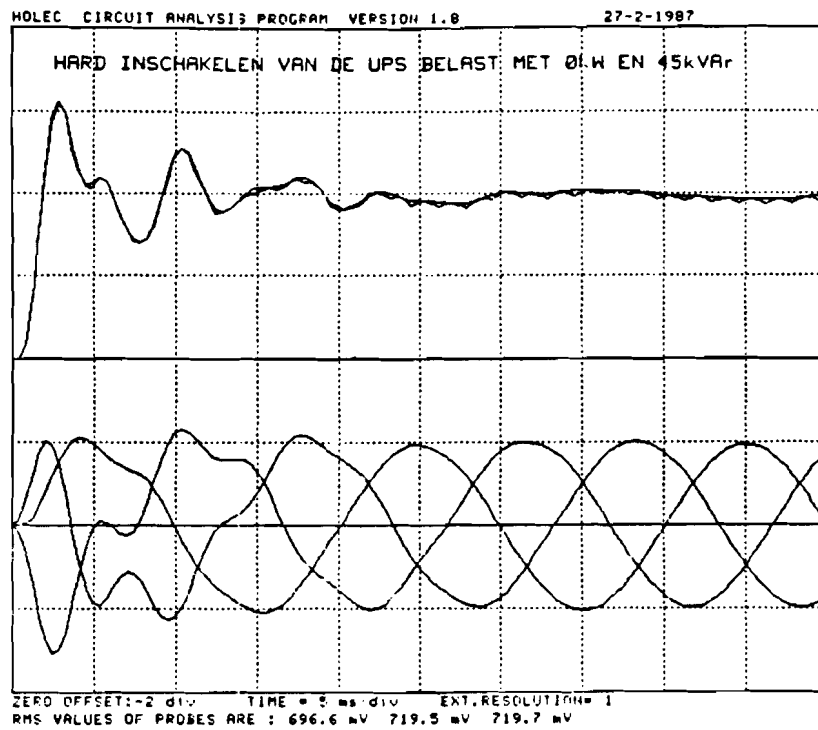
a.



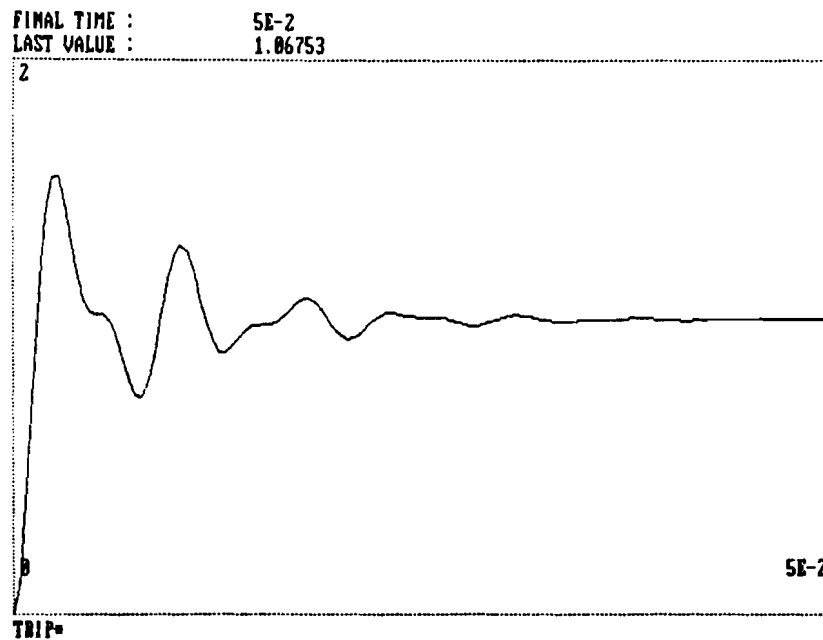
b.

figuur 8-28: Amplitude-stapresponsie van het noodstroom-
systeem belast met 60kW en 0kVAR (S=60VA).
a.: drie fasen gesimuleerd b.: $H(j\omega)$

HET MODEL VAN HET STATISCHE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM



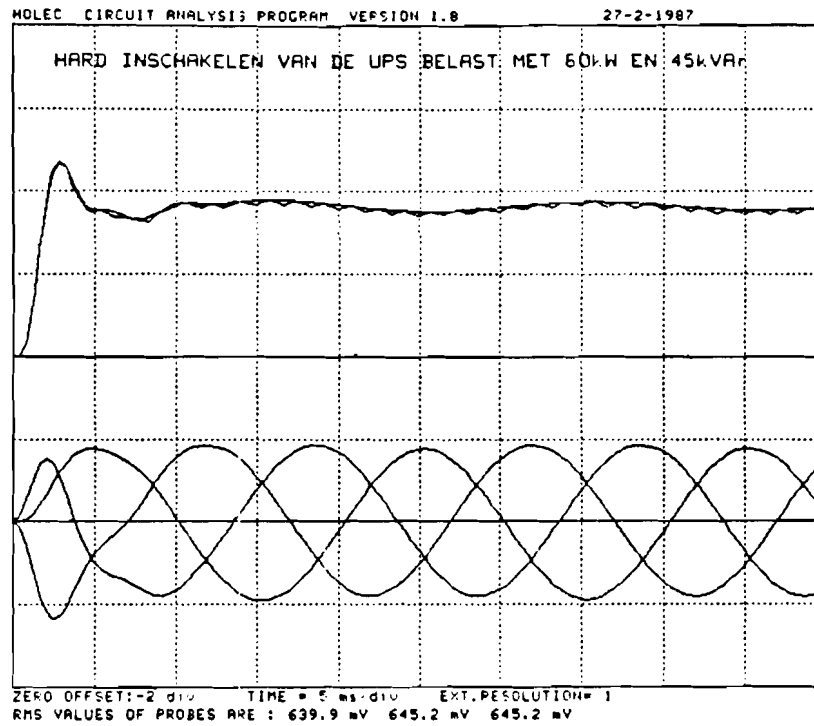
a.



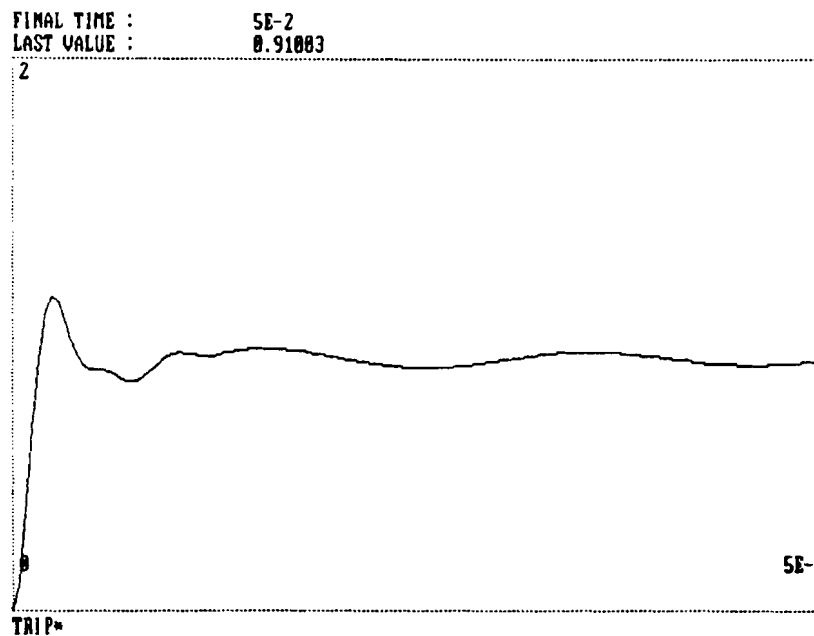
b.

figuur 8-29: Amplitude-stapresponsie van het noodstroom-
systeem belast met 0kW en 45kVAR ($S=45kVA$).
a.: drie fasen gesimuleerd b.: $H(j\omega)$

HET MODEL VAN HET STATISCHE PARALLELE NOODSTROOMSYSTEEM

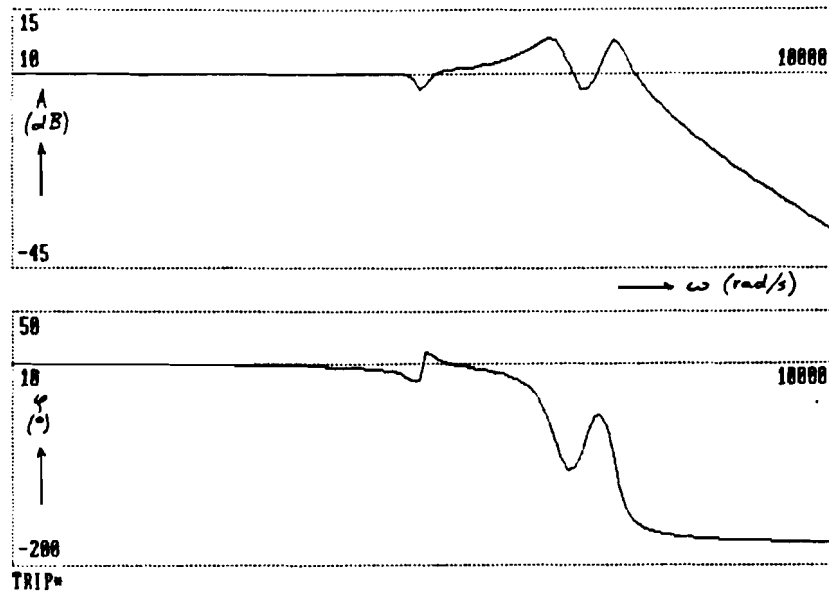


a.

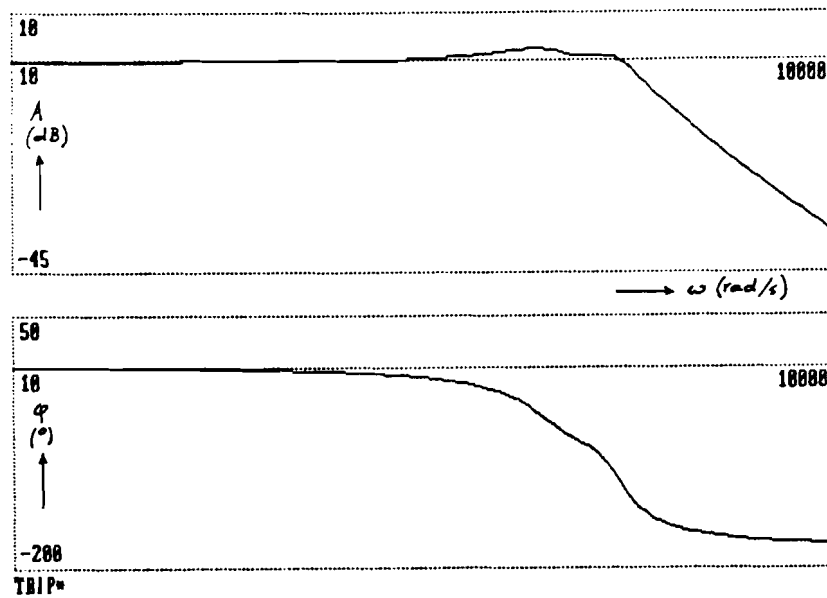


b.

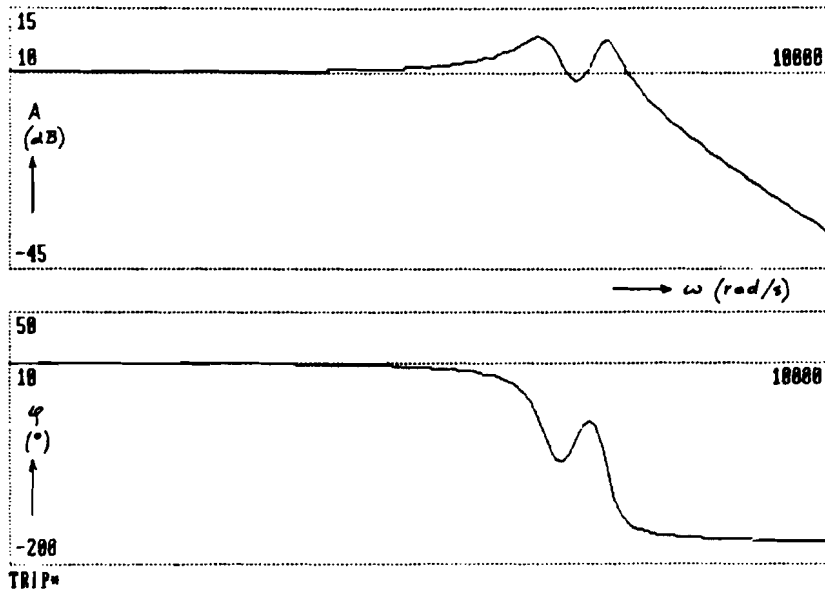
figuur 8-30: Amplitude-stapresponsie van het noodstroom-systeem belast met 60kW en 45kVAR ($S=75kVA$).
a.: drie fasen gesimuleerd b.: $H(j\omega)$



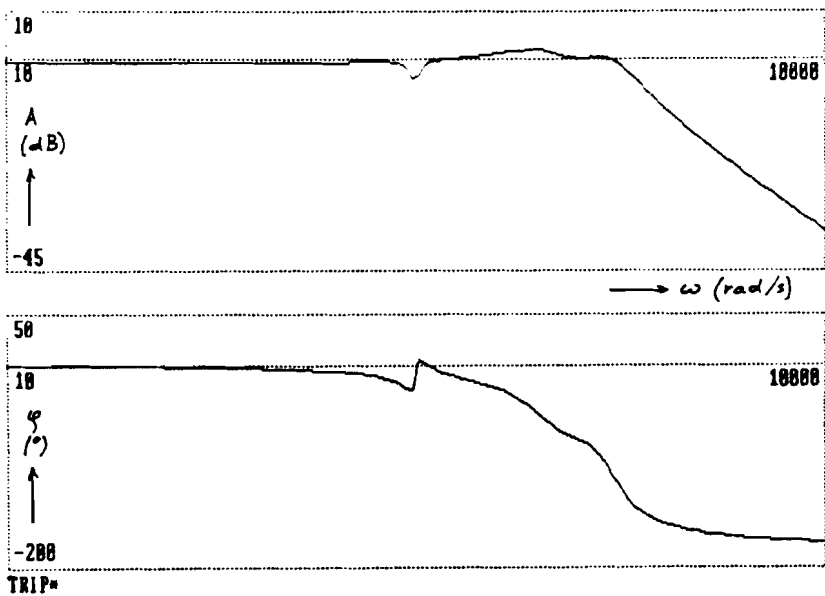
figuur 8-31: Frequentie-karakteristiek van $H(j\omega)$ als het noodstroomstelsel onbelast is.



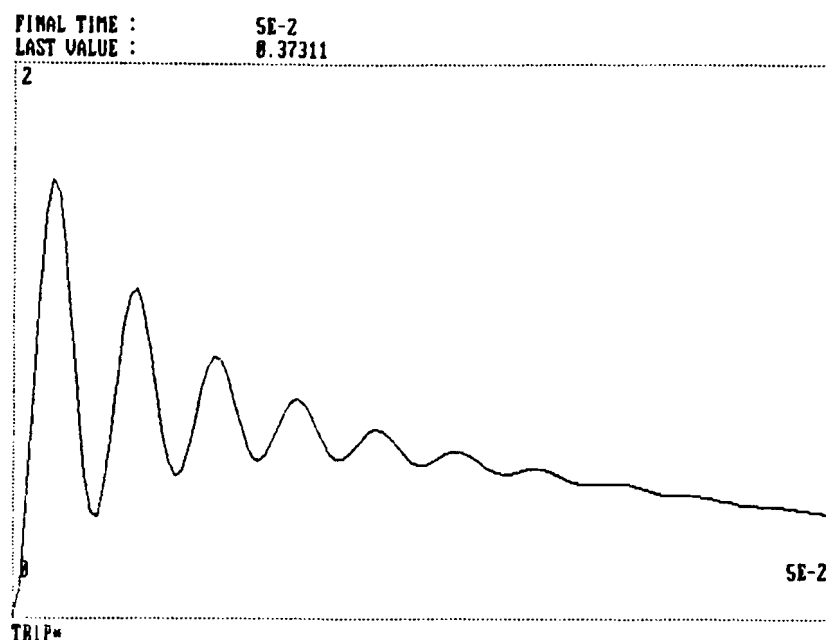
figuur 8-32: Frequentie-karakteristiek van $H(j\omega)$ als het noodstroomstelsel belast is met 60kW en 0kVAr ($S=60VA$).



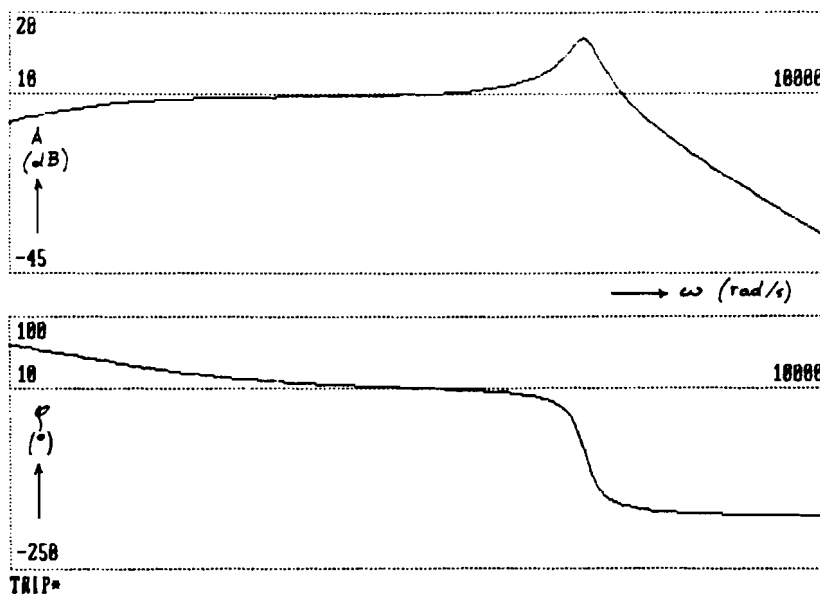
figuur 8-33: Frequentie-karakteristiek van $H(j\omega)$ als het noodstroomstelsel belast is met 0kW en 45kVAr ($S=45\text{kVA}$).



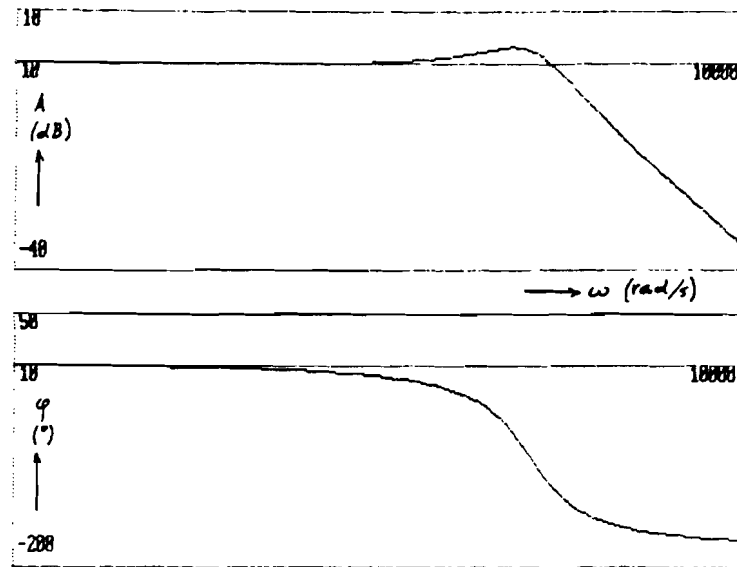
figuur 8-34: Frequentie-karakteristiek van $H(j\omega)$ als het noodstroomstelsel belast is met 60kW en 45kVAr ($S=75\text{kVA}$).



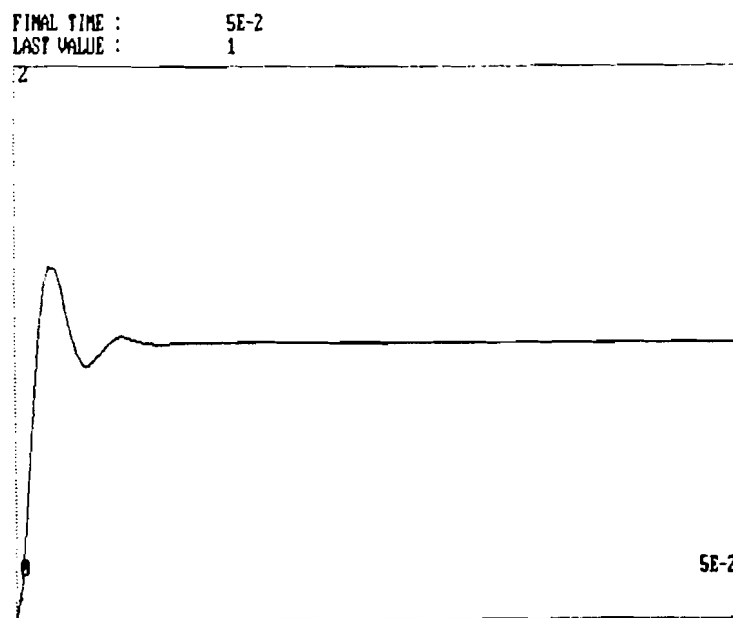
figuur 8-35: De sprongresponsie, die volgt uit $G(j\omega)$ als het noodstroomstelsel belast is met 0kW en 45kVAr.



figuur 8-36: De frequentie-karakteristiek van $G(j\omega)$ als het noodstroomstelsel belast is met 0kW en 45kVAr.

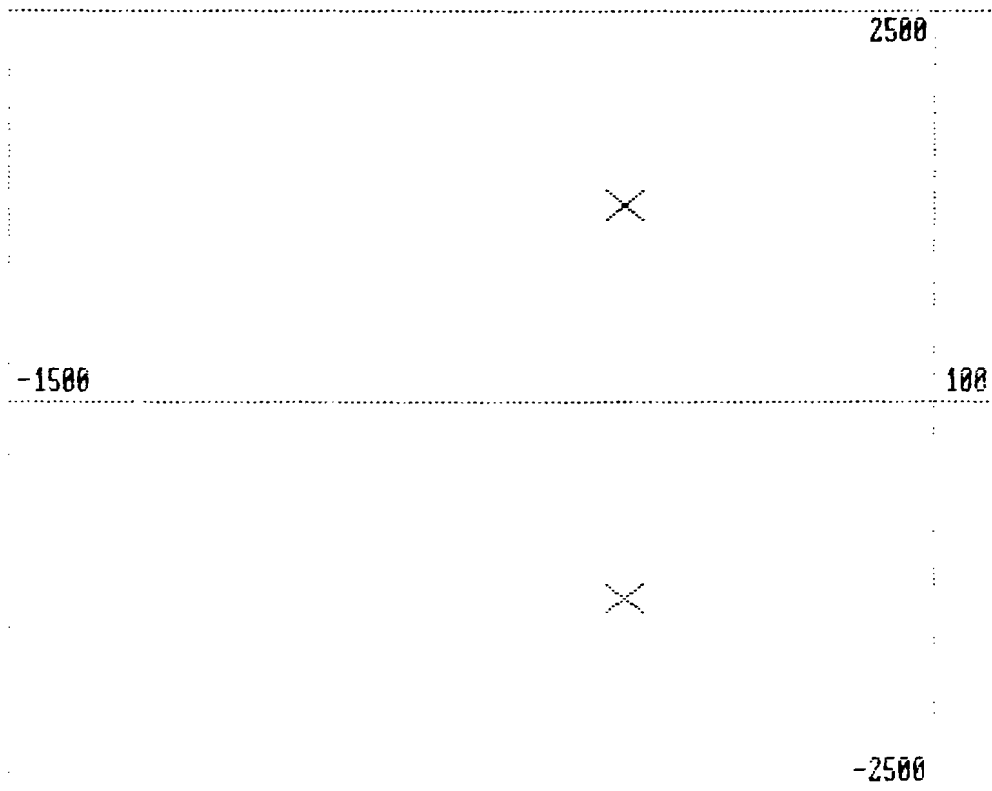


figuur 8-37: De frequentie-karakteristiek van $H_V(j\omega)$.



figuur 8-38: De sprongresponsie, die volgt uit $H_V(j\omega)$.

DC-GAIN : 1
 DEAD TIME : 0



TRIP*

19-Mar-1987 13:49
 Current SS model
 Number of zeros : 0
 Number of poles : 2

	RE	IM
-500.000		1256.70
-500.000		-1256.70

 RL-gain : 1.829295E+06
 DC-gain : 1.00000
 Dead time [Sec] : .000000

figuur 8-39: Het polen en nulpunten diagram van de overdrachtsfunctie $H_V(j\omega)$.

8.5 Dimensionering van de regellussen.

De regellussen voor het verdelen van werkzaam en blindvermogen worden gedimensioneerd aan de hand van de openlus overdrachtsfunctie.

Er wordt uitgegaan van een noodstroomvoorziening, die bestaat uit n noodstroomsystemen. Het gedrag van de regellussen is af te leiden uit de openlus overdracht van één van de noodstroomsystemen.

De openlus overdrachtsfunctie van één noodstroomstelsel is te bepalen, door een kleine variatie ΔP en ΔQ in resp. het geleverde werkzame vermogen en blindvermogen van dit noodstroomstelsel aan te brengen. De overige grootheden in de noodstroomvoorziening worden constant verondersteld.

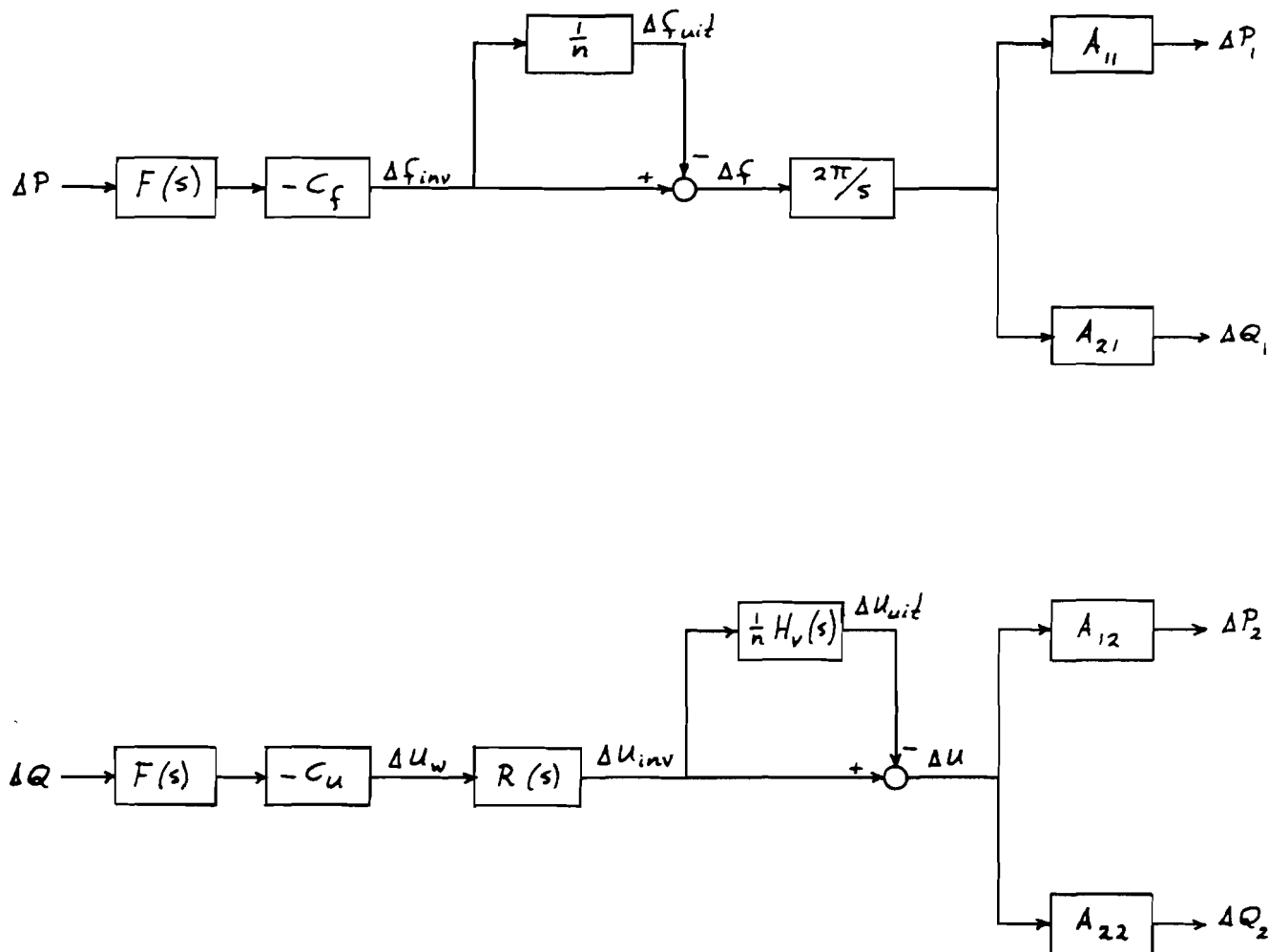
Vervolgens worden de variaties $\Delta P'$ en $\Delta Q'$ in resp. het werkzame vermogen en het blindvermogen bepaald, die veroorzaakt worden door de reactie van de regellussen op de variaties ΔP en ΔQ .

De openlus responsie van de noodstroomvoorziening is de som van een constant deel en een deel ten gevolge van de aangebrachte variaties. Als we het constante deel van de totale responsie aftrekken, dan krijgen we de openlus responsie van de noodstroomvoorziening op de variaties ΔP en ΔQ .

De schema's, die voor de openlus overdrachten uit figuren 6-6 en 6-7 volgen, zijn in figuur 8-40 weergegeven.

Als een variatie ΔP in het geleverde werkzame vermogen beschouwd wordt, dan is $\Delta P' = \Delta P_1 + \Delta P_2$ en $\Delta Q = \Delta Q' = \Delta Q_1 + \Delta Q_2$. Analoog geldt bij het beschouwen van een variatie Q in het geleverde blindvermogen: $\Delta Q' = \Delta Q_1 + \Delta Q_2$ en $\Delta P = \Delta P' = \Delta P_1 + \Delta P_2$.

De variabele s in de overdrachtsfuncties is gelijk aan $j\omega$.



figuur 8-40: Blokdiagrammen van de openlus overdracht van de f-P en de U-Q regellussen.

Met behulp van een meetschakeling worden signalen verkregen, die evenredig zijn met het geleverde werkzame vermogen en blindvermogen. Deze signalen bevatten een rimpel (zie hoofdstuk 9). Deze rimpel wordt verkleind met behulp van een filter met een overdrachtsfunctie $F(s)$. Het filter, dat hiervoor ontwikkeld is, wordt behandeld in hoofdstuk 9 § 9.5.

De overdrachtsfunctie $R(s)$ is de overdrachtsfunctie van de PI-regelaar voor het instellen van de effectieve waarde van de invertorspanningen.

De constanten A_{11} , A_{12} , A_{21} en A_{22} zijn gelijk aan:

$$A_{11} = a_{11} \cdot S_N / \chi_N$$

$$A_{12} = a_{12} \cdot S_N / U_N$$

(8.77)

$$A_{21} = a_{21} \cdot S_N / \chi_N$$

$$A_{22} = a_{22} \cdot S_N / U_N$$

waarbij a_{11} , a_{12} , a_{21} en a_{22} gegeven worden door (8.42).

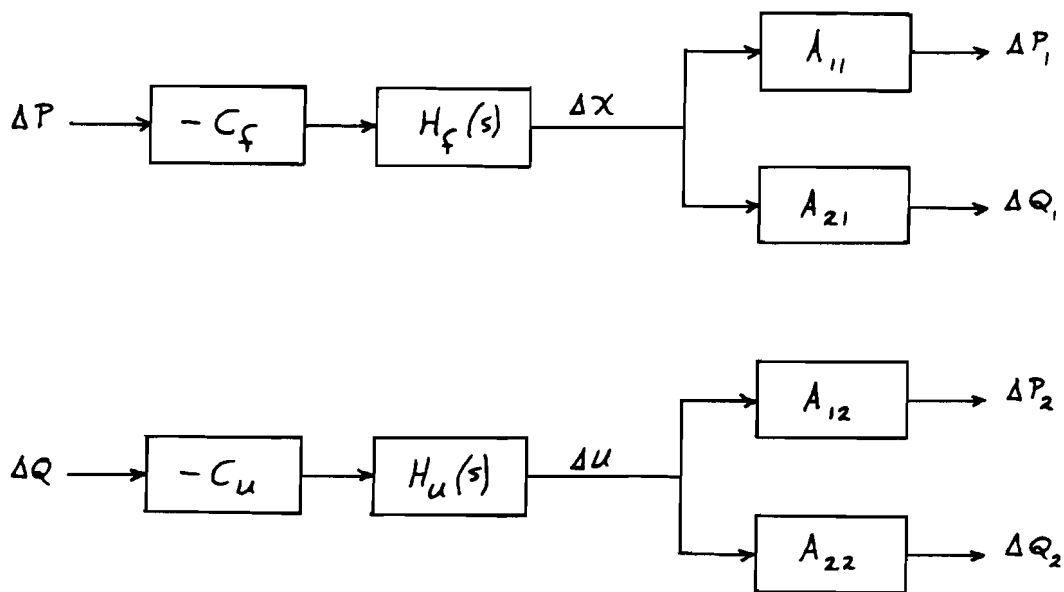
De constanten C_f en C_U geven het verband tussen de gemeten afwijkingen in het geleverde werkzame vermogen resp. blindvermogen en aangebrachte afname van de frequentie en effectieve waarde van de invertorspanningen van het noodstroomstelsel.

Als de volgende overdrachtsfuncties gedefiniëerd worden:

$$H_f(s) = F(s) \cdot [1 - 1/n] \cdot 2\pi/s \quad (8.78)$$

$$H_U(s) = F(s) \cdot R(s) \cdot [1 - (1/n) \cdot H_V(s)] \quad (8.79)$$

dan zijn de schema's in figuur 8-40 te tekenen, zoals in figuur 8-41 te zien is.



figuur 8-41: Blokdiagrammen van de openlus overdracht van de f-P en de U-Q regellussen.

We zullen nu eerst de overdrachtsfuncties $H_f(s)$ en $H_u(s)$ bepalen. Dit wordt gedaan voor de volgende uitersten:

1. Er zijn slechts noodstroomssystemen parallel geschakeld ($n=2$). Dit is het minimale aantal noodstroomssystemen, dat parallel geschakeld kan worden. Een variatie in de frequentie of de effectieve waarde van de invertorspanningen van één van de twee noodstroomssystemen heeft dan een grote invloed op de uitgangsspanningen van de noodstroomvoorziening.
2. Er zijn oneindig veel noodstroomssystemen parallel geschakeld ($n=\infty$). Dit is een theoretische situatie. In dit geval heeft een variatie in de frequentie of de effectieve waarde van de invertorspanningen van één noodstroomstelsel geen invloed op de uitgangsspanningen. De uitgangsspanningen worden volledig bepaald door de

overige noodstroomsystemen. Een variatie in de effectieve waarde en de frequentie van de invertorspanningen heeft dan alleen invloed op het geleverde werkzame en blindvermogen van het betreffende noodstroomstelsel.

Als er n noodstroomsystemen parallel geschakeld worden met $2 < n < \infty$, dan hoort daar een overdrachtsfunctie bij, waarvan de frequentie- en fase-karakteristiek ligt tussen de karakteristieken, die in resp. situatie 1 en 2 gevonden worden.

De frequentie-karakteristieken van de filters worden met behulp van het netwerk-simulatieprogramma HICAP bepaald (zie hoofdstuk 9 § 9.5). Door een aantal punten van de frequentie-karakteristiek in te voeren in het programma TRIP, is de overdrachtsfunctie $F(s)$ te bepalen.

Er wordt de volgende overdrachtsfunctie gevonden:

$$F(s) = 52 \cdot \frac{s^2 + 3,55 \cdot 10^6}{s^3 + 9,55 \cdot 10^2 \cdot s^2 + 6,15 \cdot 10^5 \cdot s + 1,66 \cdot 10^8} \quad (8.80)$$

De frequentie-karakteristieken zijn weergegeven in figuur 8-42. In figuur 8-43 is het polen/nulpunten-diagram te zien.

De overdrachtsfunctie $R(s)$ van de PI-regelaar voor het instellen van de effectieve waarde van de uitgangsspanningen is:

$$R(s) = 0,125 \cdot \frac{s + 1418}{s} \quad (8.81)$$

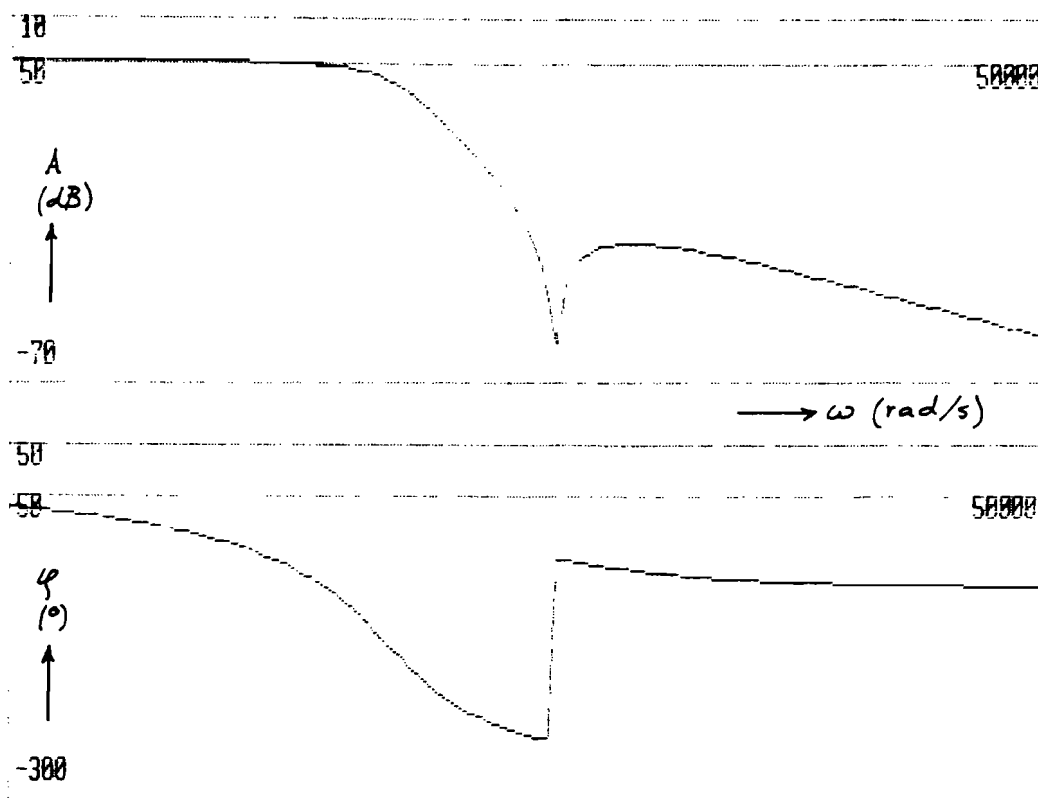
De overdrachtsfunctie $R(s)$ is zo gekozen, dat wordt overgegaan van I-deel naar P-deel bij een frequentie van 225 Hz. Deze frequentie valt ongeveer samen met de kantelfrequentie van de spanningsoverdrachtsfunctie $H_V(s)$. De totale overdrachtsfunctie $R(s) \cdot H_V(s)$ van de gewenste effectieve waarde van de uitgangsspanning naar de werkelijke

waarde heeft daardoor bij elke frequentie minimaal een eerste orde helling. Hiermee wordt een snelle regellus verkregen.

De versterking van de regelaar is in de praktijk bepaald, door deze zo in te stellen, dat de regellus stabiel is en bovendien weinig inslingerverschijnselen heeft.

De frequentie-karakteristiek van de regelaar is weergegeven in figuur 8-44.

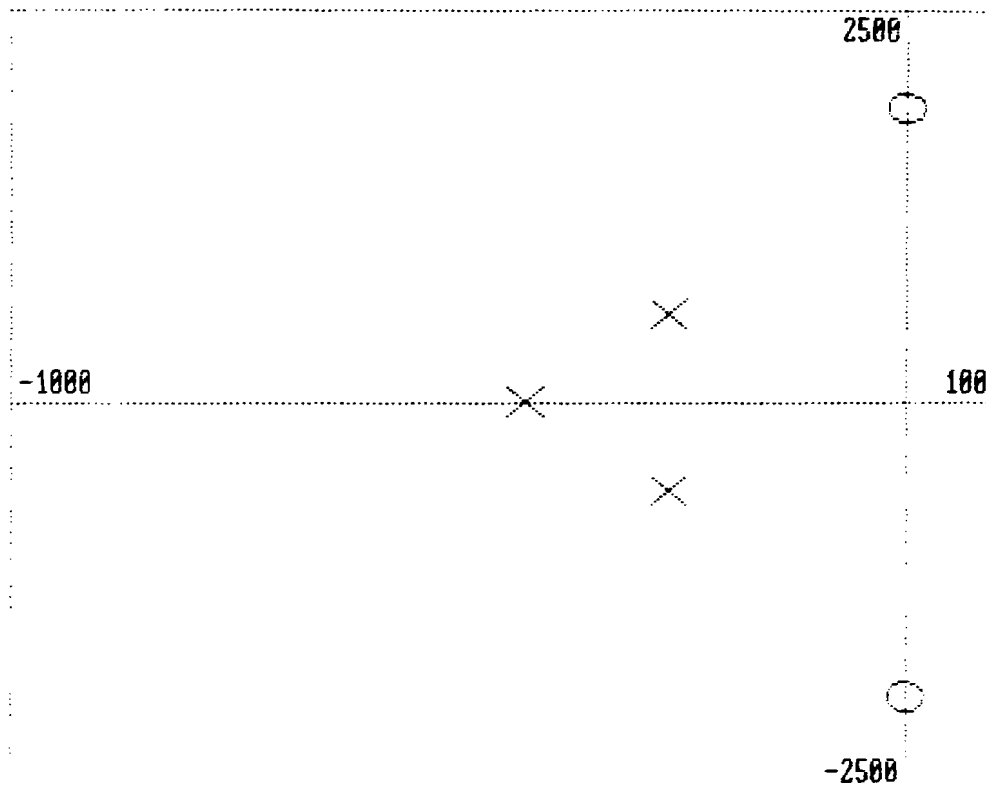
De frequentie-karakteristiek $R(s).H(s)$ van de gewenste effectieve waarde naar de werkelijke effectieve waarde van de uitgangsspanningen is in figuur 8-45.



figuur 8-42: De frequentie-karakteristieken van de gebruikte filters.

HET MODEL VAN HET STATISCHE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM

DC-GAIN : 1.11805
 DEAD TIME : 0



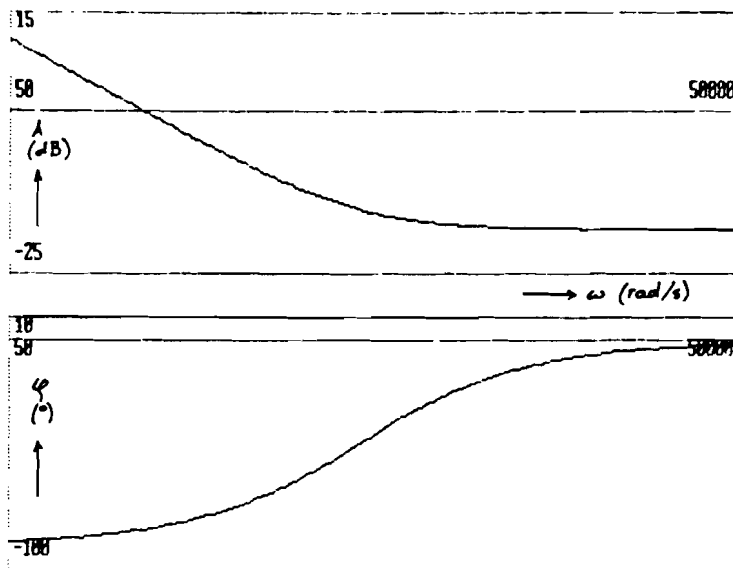
TRIP*

19-Mar-1987 13:45
 Current SS model
 Number of zeros : 2
 RE IM
 .000000 1885.00
 .000000 -1885.00

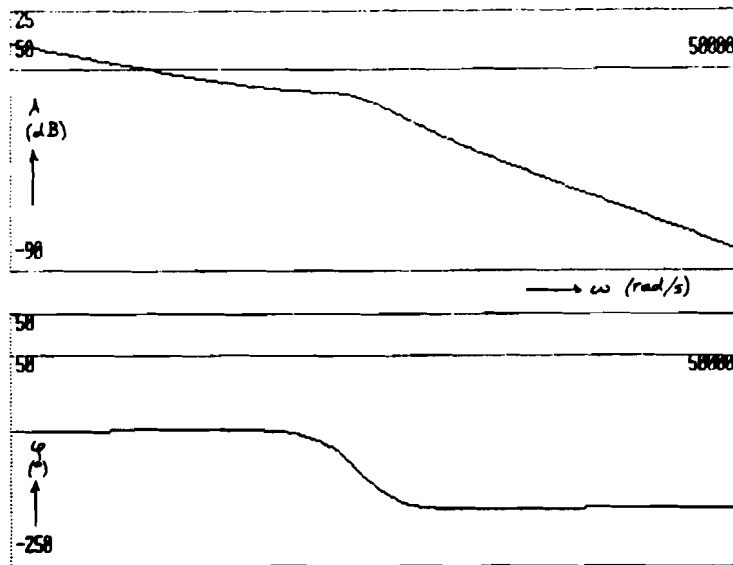
 Number of poles : 3
 RE IM
 -425.229 .000000
 -264.832 565.712
 -264.832 -565.712

 RL-gain : 52.2049
 DC-gain : 1.11805
 Dead time [Sec] : .000000

figuur 8-43: Het polen/nulpunten-diagram van de gebruikte filters.



figuur 8-44: De frequentie-karakteristiek van de regelaar.



figuur 8-45: De frequentie-karakteristiek van $R(s).H(s)$.

Met vergelijkingen (8.78) en (8.79) zijn nu de overdrachtsfuncties $H_f(s)$ en $H_U(s)$ te bepalen. Hierbij is het programma TRIP gebruikt. De resultaten voor $n=2$ en $n=\infty$ zijn weergegeven in figuren 8-46 t/m 8-49.

Uit figuren 8-46 t/m 8-49 blijkt, dat de vorm van de frequentie-karakteristieken in alle gevallen vrijwel gelijk is. Om eenvoudige overdrachtsfuncties te krijgen, worden daarom de overdrachtsfuncties $H_f(s)$ en $H_U(s)$ voor elke n benaderd door resp. $H_f(s)|_{\infty}$ en $30.H_f(s)|_{\infty}$.⁸

Uit figuur 8-41 is voor de totale openlus overdracht $H_P(s)$ van de regellus voor het verdelen van het werkzame vermogen af te leiden:

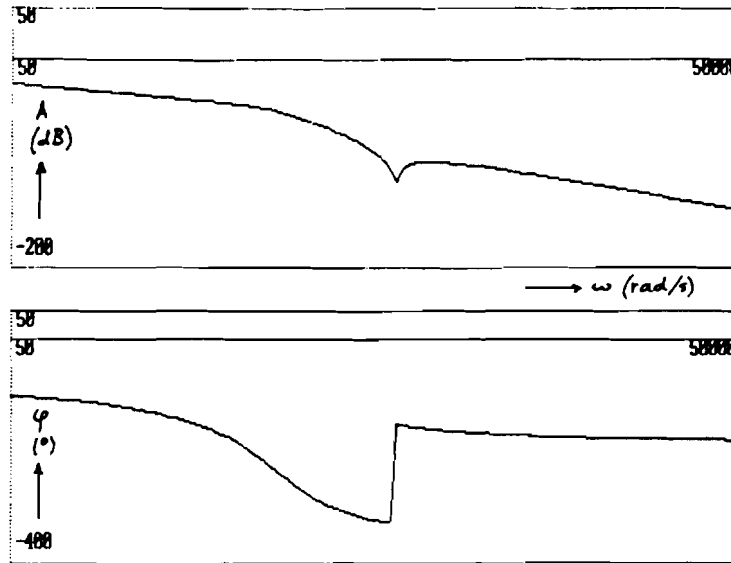
$$H_P = C_f \cdot H_f(s) \cdot \left[A_{11} - A_{21} \cdot \frac{C_U \cdot H_U(s) \cdot A_{12}}{1 + C_U \cdot H_U(s) \cdot A_{22}} \right] \quad (8.82)$$

Analoog volgt voor de totale openlus overdracht $H_Q(s)$ van de regellus voor het verdelen van het blindvermogen:

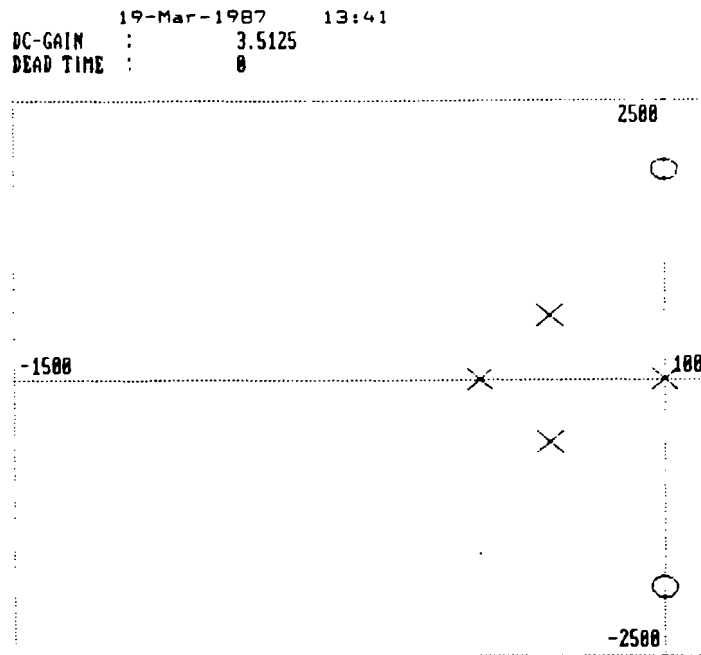
$$H_Q = C_U \cdot H_U(s) \cdot \left[A_{22} - A_{12} \cdot \frac{C_f \cdot H_f(s) \cdot A_{21}}{1 + C_f \cdot H_f(s) \cdot A_{11}} \right] \quad (8.83)$$

Uit vergelijkingen (8.82) en (8.83) blijkt, dat de bandbreedte van de regellussen bepaald wordt door de constanten C_f en C_U . Deze constanten geven de mate aan, waarin resp. de frequentie en de effectieve waarde van de invertorspanningen verlaagd worden bij een toename van resp. werkzaam en blindvermogen.

⁸Hierbij hoort namelijk het eenvoudigste polen/nulpunten-diagram, dus ook de eenvoudigste overdrachtsfunctie.



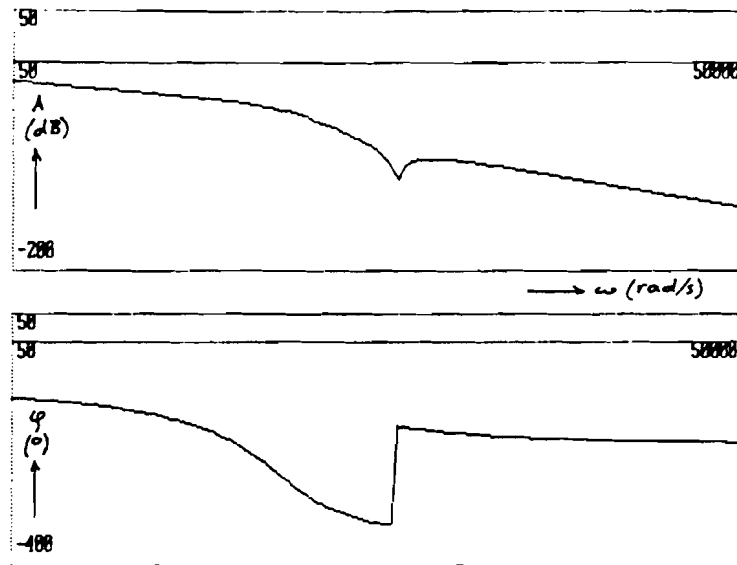
a.



b.

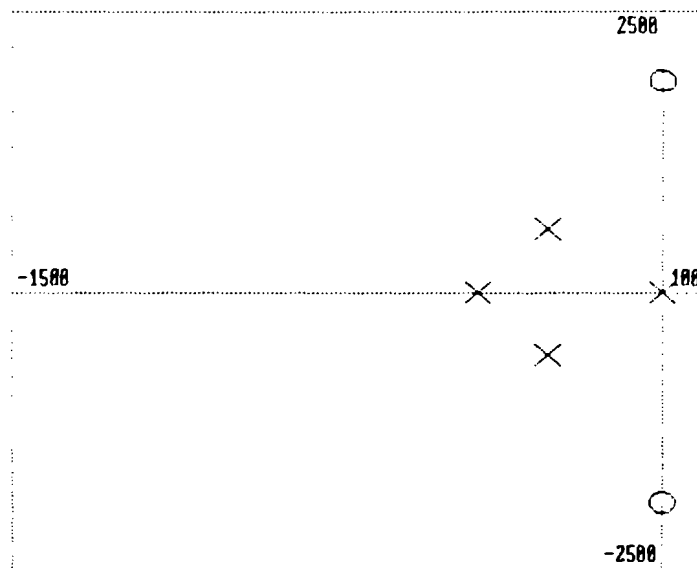
figuur 8-46: De overdrachtsfunctie $H_f(s)$ voor $n=2$.
 a. Frequentie-karakteristiek.
 b. Polen/nulpunten-diagram.

HET MODEL VAN HET STATISCHE PARALLEL NOODSTROOMSYSTEEM



a.

19-Mar-1987 13:37
 DC-GAIN : 7.0249
 DEAD TIME : 0

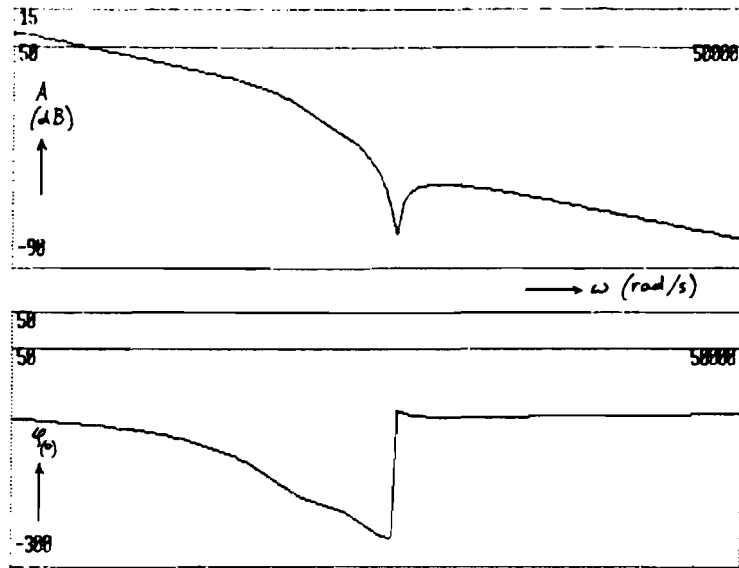


b.

figuur 8-47: De overdrachtsfunctie $H_f(s)$ voor $n=\infty$.

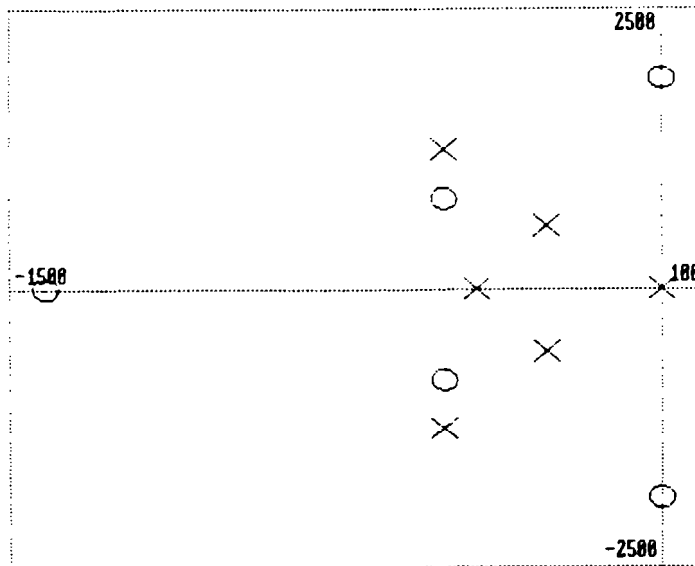
a. Frequentie-karakteristiek.

b. Polen/nulpunten-diagram.



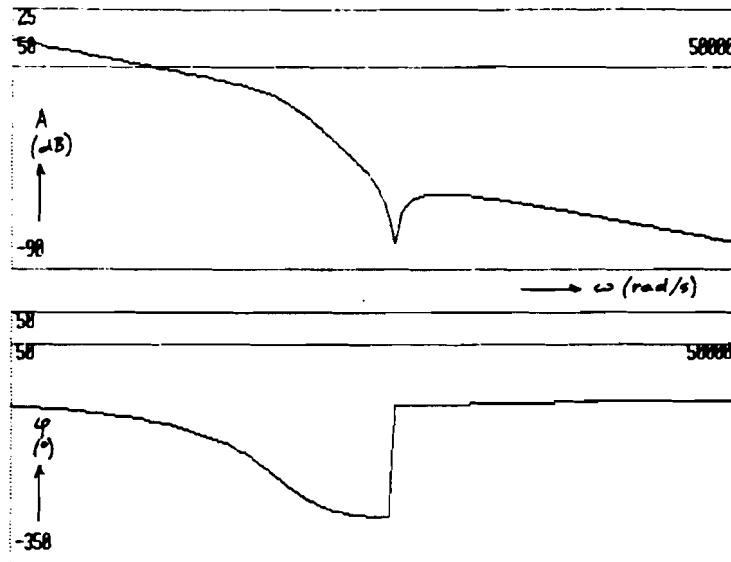
a.

19-Mar-1987 13:33
 DC-GAIN : 99.887
 DEAD TIME : 8



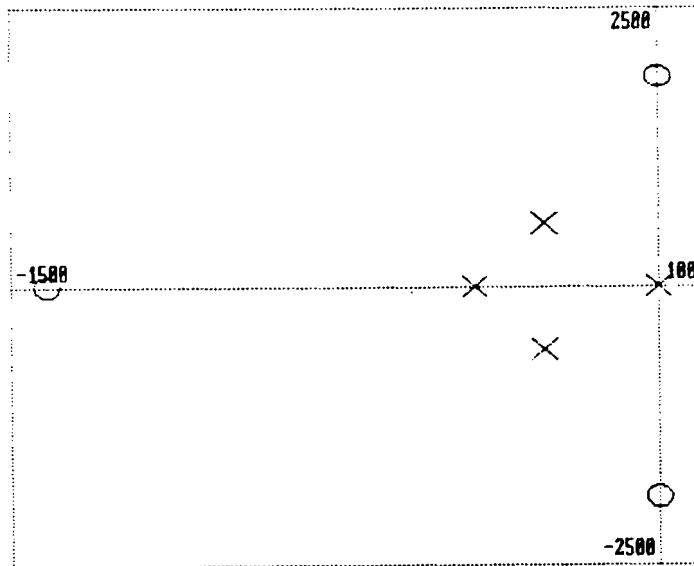
b.

figuur 8-48: De overdrachtsfunctie $H_U(s)$ voor $n=2$.
 a. Frequentie-karakteristiek.
 b. Polen/nulpunten-diagram.



a.

19-Mar-1987 13:27
 DC-GAIN : 198.174
 DEAD TIME : 8



b.

figuur 8-49: De overdrachtsfunctie $H_U(s)$ voor $n=\infty$.
 a. Frequentie-karakteristiek.
 b. Polen/nulpunten-diagram.

Er geldt: hoe groter de waarde van C_f en C_U zijn, hoe groter de bandbreedte van resp. de f-P en de U-Q regellus is.

In hoofdstuk 6 § 6.5 is al gebleken, dat een grotere waarde van deze constanten een grotere nauwkeurigheid bij de vermogensverdeling mogelijk maakt.

De waarden van C_f en C_U worden daarom zo groot gekozen, als de gestelde toleranties toelaten.

De frequentie moet altijd tussen 50Hz-1% en 50Hz+1% liggen, dus:

$$C_f = 1\text{Hz}/20\text{kW} = 5,00 \cdot 10^{-5} \text{ Hz} \cdot \text{W}^{-1} \quad (8.84)$$

De effectieve waarde van de uitgangsspanning moet altijd tussen 220V-5% en 220V+5% liggen, dus:

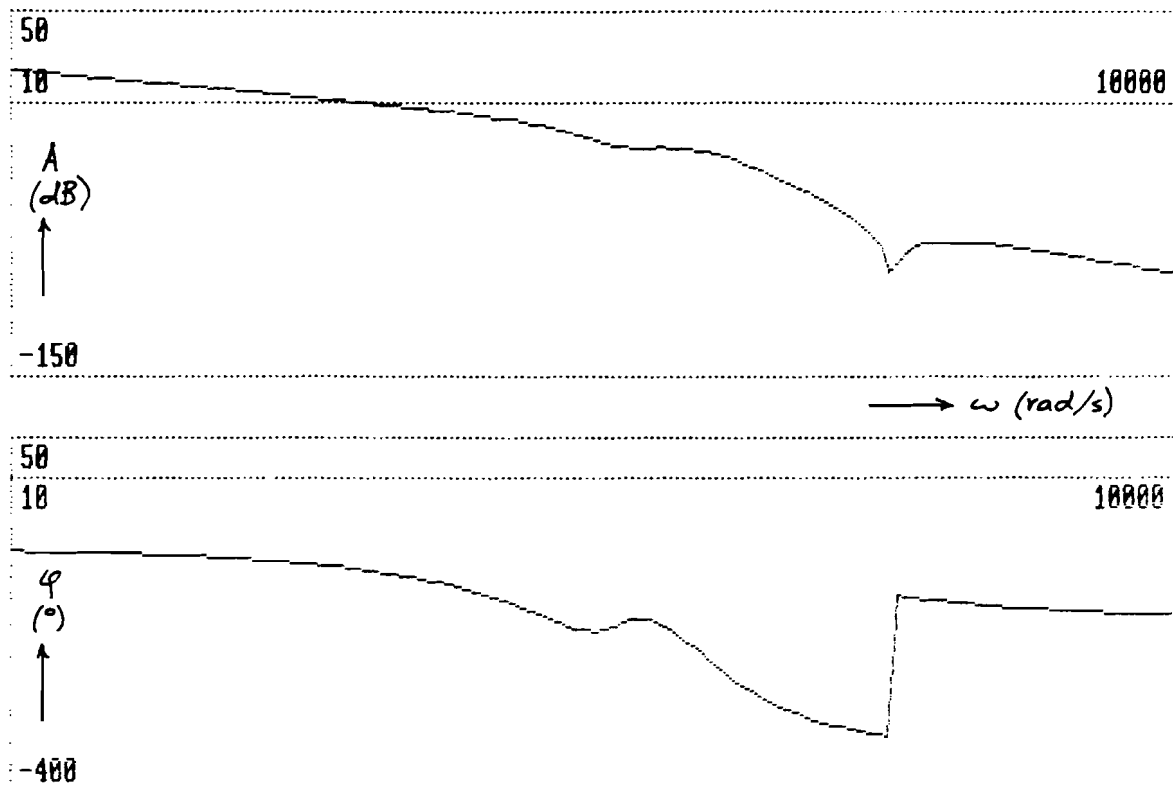
$$C_U = 22\text{V}/15\text{kVAr} = 1,47 \cdot 10^{-3} \text{ A}^{-1} \quad (8.85)$$

Met behulp van het programma TRIP zijn, gebruik makend van vergelijkingen (8.82) en (8.83), de overdrachtsfuncties $H_P(s)$ en $H_Q(s)$ bepaald uit de overdrachtsfuncties $H_f(s)$ en $H_U(s)$.

De resultaten zijn weergegeven in figuren 8-50 en 8-51.

De bandbreedte van de f-P en de U-Q regellussen zijn gelijk aan de frequenties, waar de amplitude-karakteristiek van resp. $H_P(s)$ en $H_Q(s)$ door de 0dB gaat.

De bandbreedte van de f-P regellus is ca. 12Hz. De bandbreedte van de U-Q regellus is ca. 30Hz.

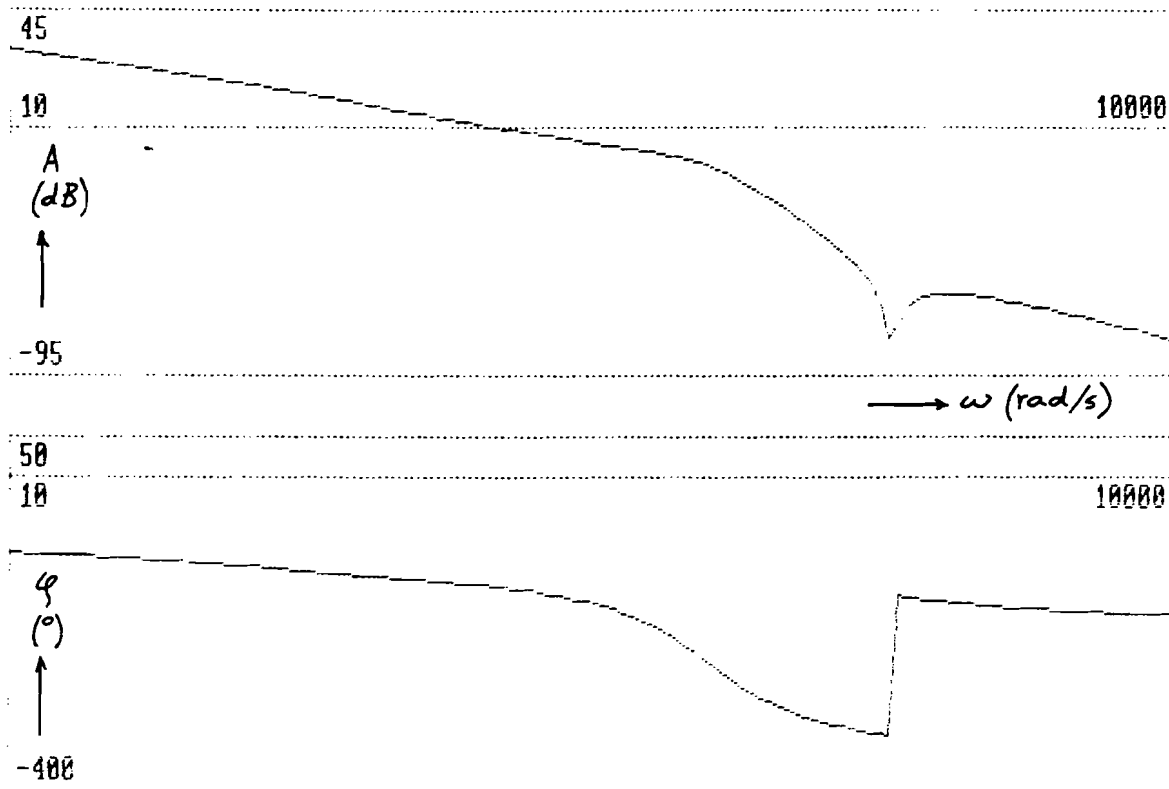


17-Mar-1987 12:34
 Current FR model
 Bode diagram
 External DC-gain : 1.00000
 External dead time [Sec] : .000000
 Total number of samples : 128

Some Frequency Points:

Freq.[Rad/Sec]	Modulus	Argument	[Rad]
50.00	1.645	-1.858	
55.47	1.480	-1.890	
62.07	1.320	-1.929	
69.46	1.176	-1.972	
77.06	1.057	-2.017	
86.23	.9404	-2.072	
96.49	.8354	-2.135	
107.0	.7476	-2.200	
119.8	.6611	-2.279	
134.0	.5822	-2.370	
150.0	.5097	-2.475	

figuur 8-50: De frequentie-karakteristiek van de openlus overdrachtsfunctie $H_p(s)$.



17-Mar-1987 13:52

Current FR model
 Bode diagram
 External DC-gain : 1.00000
 External dead time [Sec] : .000000
 Total number of samples : 128

Some Frequency Points:

Freq. [Rad/Sec]	Modulus	Argument [Rad]
100.0	2.083	-2.244
106.8	1.905	-2.262
114.6	1.730	-2.282
123.0	1.573	-2.302
131.4	1.442	-2.321
141.0	1.313	-2.342
151.4	1.198	-2.364
161.7	1.101	-2.386
173.5	1.007	-2.412
186.3	.9225	-2.440
200.0	.8463	-2.471

figuur 8-51: De frequentie-karakteristiek van de openlus overdrachtsfunctie $H_Q(s)$.

Voor de fasemarge van de f-P en de U-Q regellussen volgt uit figuren 8-50 en 8-51 resp. 64° en 43° . In deze figuren is echter niet de faseverschuiving meegerekend, die veroorzaakt wordt door vertragingstijden. Deze vertragingstijden worden veroorzaakt, doordat de frequentie en de effectieve waarde van de invertorspanningen van de 12-puls invertor slechts eens in de $(20/12)\text{ms} \approx 1,667\text{ms}$ ingesteld kunnen worden. Dit geeft een gemiddelde vertragingstijd in elke regellus van:

$$t_d = 1,667/2 \text{ ms} = 0,833 \text{ ms} \quad (8.86)$$

Door deze vertragingstijd wordt de fasemarge van de f-P regellus:

$$64^\circ - t_d \cdot 12\text{Hz} \cdot 360^\circ = 60^\circ$$

Analoog is de fasemarge van de U-Q regellus:

$$43^\circ - t_d \cdot 30\text{Hz} \cdot 360^\circ = 34^\circ$$

De fasemarges zijn voldoende groot om de inslinger-verschijnselen in de regellussen bij sprongsgewijs veranderen van de belasting van het noodstroomstelsel voldoende te dempen. De fasemarges zijn bovendien zo klein, dat de regellussen voldoende snel reageren.

Door de openlus overdrachtsfuncties terug te koppelen met een terugkoppelfactor van -1 ontstaan de volgende overdrachtsfuncties:

$$T_P(s) = \frac{H_P(s)}{1+H_P(s)} \quad (8.87)$$

$$T_Q(s) = \frac{H_Q(s)}{1+H_Q(s)} \quad (8.88)$$

Deze overdrachtsfuncties geven de responsie van de gesloten regellussen op variaties in parameters van de regellussen (bijvoorbeeld: als de frequentie veranderd wordt, dan geeft $T_p(s)$ als responsie het gemeten werkzame vermogen).

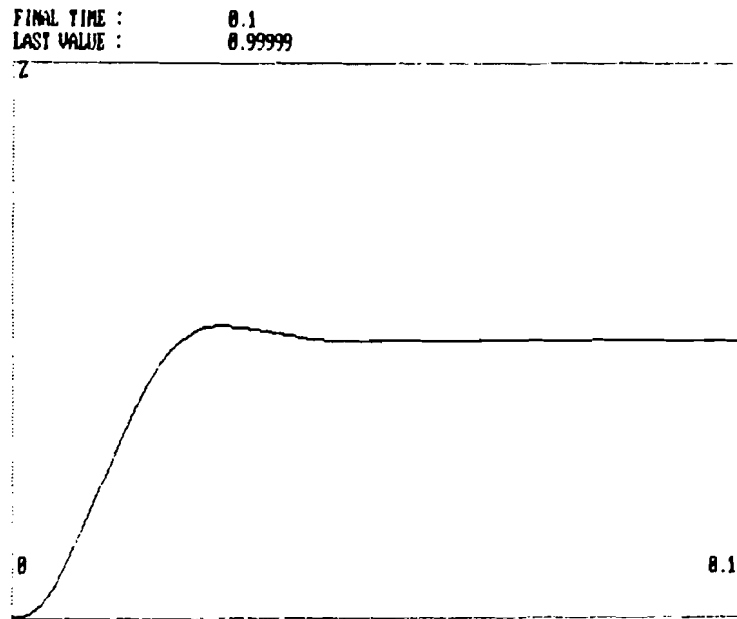
Als de gesloten f-P en U-Q regellussen geëxciteerd worden met een stapfunctie, dan treden de responsies op, die in resp. figuur 8-52 en figuur 8-53 weergegeven zijn. Deze stapresponsies geven een beeld van de snelheid van de regellussen.

De snelheid, waarmee de regellussen reageren is te veranderen door de versterking in de openlus overdrachtsfuncties aan te passen. Door extra versterking toe te voegen neemt de bandbreedte van de regellussen toe en neemt de fasemarge af. De regellussen zullen daardoor sneller reageren, maar tevens zullen de inslingerverschijnselen langzamer uitdempen.

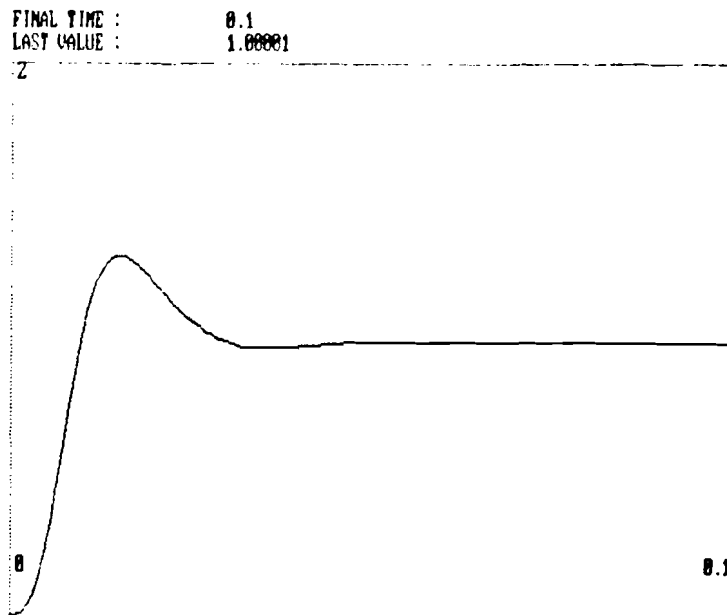
De versterking in de openlus overdrachtsfuncties kan op de volgende manieren veranderd worden:

1. Door het vergroten van de zelfinductie tussen invertor en uitgang van het noodstroomstelsel gaat de openlus versterking omlaag.
2. Door het vergroten van C_f en C_U neemt de openlus versterking toe. Deze factoren zijn echter al maximaal gekozen en kunnen dus alleen verkleind worden.
3. Door het vergroten van de versterking van de PI-regelaar in de U-Q regellus neemt de openlus versterking van deze regellus toe.

Uit de stapresponsies blijkt, dat de regellussen voldoende snel reageren. In de praktijk kan het zelfs nodig zijn, dat de openlus versterking verlaagd moet worden, ten gevolge van extra faseverschuiving.



figuur 8-52: De stapresponsie van $T_p(s)$.



figuur 8-53: De stapresponsie van $T_Q(s)$.

LITERATUUR:

- [1] Bosch, P.P.J. van den, PSI MANUAL, version 6.1, Delft University of Technology, Delft, May 1984.
- [2] Bosch, P.P.J. van den, TRIP MANUAL, version 4.0, Delft University of Technology, Delft, June 1985.

9. DE REGELLUSSEN IN DE PRAKTIJK.

De voor het parallel schakelen benodigde regellussen zijn ingebouwd in een 500VA statisch parallel noodstroomsysteem. Dit noodstroomsysteem is een schaalmodel van het 75kVA prototype.

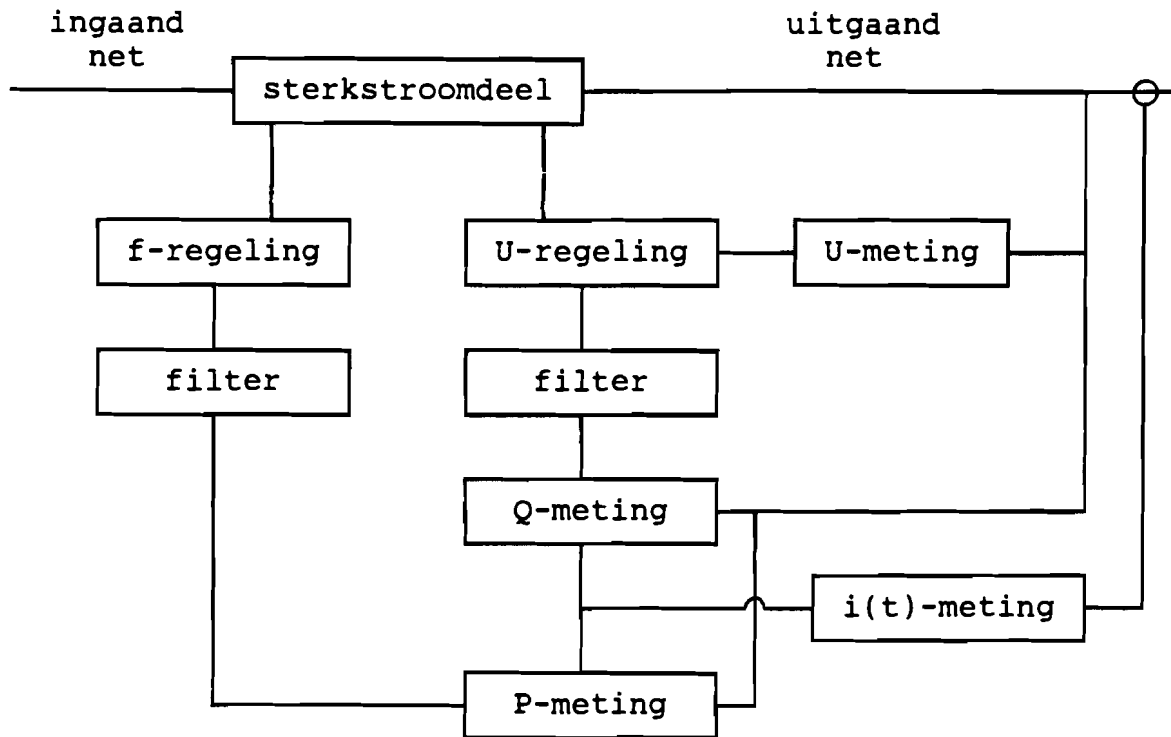
Het 500VA noodstroomsysteem is bij de ontwikkeling gebruikt om de microprocessor-regellussen te ontwikkelen en te testen. Deze regellussen bleken uiteindelijk zonder aanpassen op het 75kVA noodstroomsysteem te werken. Hieruit is af te leiden, dat het 500VA noodstroomsysteem inderdaad hetzelfde reageert als het 75kVA noodstroomsysteem.

Zoals in de vorige hoofdstukken is aangetoond, zijn er per noodstroomsysteem twee regellussen nodig, namelijk:

- Een f-P regellus. Deze regellus laat de uitgangsfrequentie dalen als het door het noodstroomsysteem geleverde werkzame vermogen toeneemt.
- Een U-Q regellus. Deze regellus verlaagt de effectieve waarde van de uitgangsspanning als het noodstroomsysteem meer blindvermogen gaat leveren.

Naast de regelaars voor het instellen van de frequentie en de effectieve waarde van de uitgangsspanningen als functie van het geleverde werkzame en blindvermogen, zijn opnemers nodig voor het bepalen van het geleverde werkzame en blindvermogen. Bovendien moet het noodstroomsysteem zo aangepast worden, dat het instellen van de frequentie en de effectieve waarde mogelijk wordt.

In figuur 9-1 zijn in een blokschema de diverse onderdelen van het noodstroomsysteem inclusief de regellussen aangegeven.



figuur 9-1: Blokschema van het noodstroomstelsel inclusief de f-P en U-Q regellussen.

De volgende onderdelen komen achtereenvolgens ter sprake:

1. Het sterkstroomdeel.

Dit deel bestaat uit de inverter inclusief de stuur-schakeling en de no-break smoorspoelen.

Het sterkstroomdeel was al gebouwd. Er zijn echter wel een aantal wijzigingen in aangebracht.

2. De opnemer voor het bepalen van de effectieve waarde van de uitgangsspanningen (de U-meting).

Deze opnemer is een 12-puls gelijkrichter, die volgens hetzelfde principe werkt als de gelijkrichter in hoofdstuk 7 § 7.1.1.

3. De opnemers voor het meten van de wisselstromen richting verbruiker (de i(t)-meting). Deze stromen worden gemeten om het geleverde werkzame en blindvermogen te kunnen bepalen.

4. De opnemers voor het bepalen van het geleverde werkzame en blindvermogen (de P-meting en de Q-meting).
Deze beide opnemers worden tegelijk behandeld, aangezien de meetmethode voor het bepalen van het werkzame vermogen en het blindvermogen gelijk is.
5. De filters voor het verwijderen van de rimpel van de meetwaarden van de P-meting en de Q-meting. Het zal blijken, dat deze rimpel bij lage waarden van het werkzame vermogen P en het blindvermogen Q groot is ten opzichte van de spanning evenredig met resp. P en Q.
6. De regelaars voor het instellen van de frequentie en de effectieve waarde van de uitgangsspanningen (de f-regeling en de U-regeling).
De frequentie-regelaar variëert de wenswaarde van de frequentie als functie van het gevraagde werkzame vermogen en stelt die frequentie in.
De regelaar voor het instellen van de effectieve waarde bestaat uit twee delen: een deel, dat de effectieve waarde van de uitgangsspanningen naar de gewenste waarde toe regelt, en een deel, dat deze gewenste waarde aanpast als functie van het gevraagde blindvermogen.

9.1 Het sterkstroomdeel.

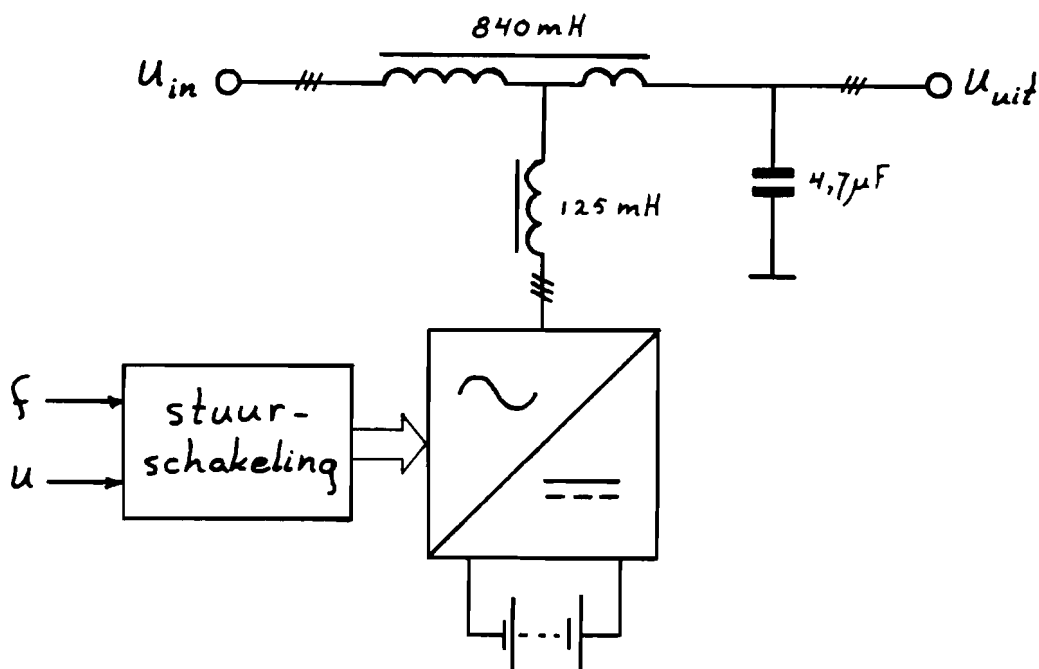
De opbouw van het sterkstroomdeel is weergegeven in figuur 9-2.

9.1.1 De spoelen en condensatoren.

In het schema in figuur 9-2 zijn tevens de waarde van de spoelen en de condensatoren aangegeven.

Er is uitgegaan van de volgende waarden van de spoelen en de condensatoren in het 75kVA prototype:

$$\begin{aligned} L_t &= 4,5\text{mH} \\ L &= 670\mu\text{H} \\ C &= 880\mu\text{H} \end{aligned} \tag{9.1}$$



figuur 9-2: Het sterkstroomdeel.

De verhouding tussen de spoelen in het 500VA noodstroom-systeem en die in het 75kVA prototype is 187:1. In het 500VA schaalmodel is dus het faseverschil tussen de ingangspanningen en de invertorspanningen 30° bij een 187 maal zo lage stroom door de no-break smoorspoel als in het 75kVA

noodstroomsysteem. Het schaalmodel levert in dat geval 400VA.¹

De condensatoren moeten vergeleken met het 75kVA noodstroom-systeem een 187 maal zo klein blindvermogen compenseren en dus 187 maal zo klein zijn. Bovendien blijft de kantel-frequentie van het LC-filter aan de uitgang van het nood-stroomsysteem dan 200Hz.

Hieruit volgt voor de waarden van de spoelen en de conden-satoren in het 500VA schaalmodel:

$$\begin{aligned} L_t &= 4,5\text{mH} \times 187 = 840\text{mH} \\ L &= 670\mu\text{H} \times 187 = 125\text{mH} \\ C &= 880\mu\text{F} / 187 = 4,7\mu\text{F} \end{aligned} \quad (9.2)$$

9.1.2 De invertor.

In de invertor is voor de schakelende elementen gekozen voor FET's met vrijloopdioden in plaats van GTO's met vrijloop-dioden.

Het schema van één van de zes takken van de 12-puls invertor is weergegeven in figuur 9-3.

¹De benaming 500VA schaalmodel duidt op het maximale vermogen, dat de invertor van het schaalmodel kan leveren. Uit de eis, dat het faseverschil tussen ingangsspanningen en uitgangsspanningen niet groter mag zijn dan 30°, volgt dat het nominale vermogen van het schaalmodel 400VA is. Aangezien het maximale invertorvermogen 500VA is, is het schaalmodel in tegenstelling tot het 75kVA prototype niet bestand tegen een netzijdige kortsluiting. De invertorstromen bij een netzijdige kortsluiting zijn namelijk vier maal zo groot is als de nominale waarde (zie hoofdstuk 2 § 2.4)).

De spanning $U_{R,INV}$ wordt aangesloten op de primaire wikkeling van de Dz0 transformator in de 12-puls invertor.

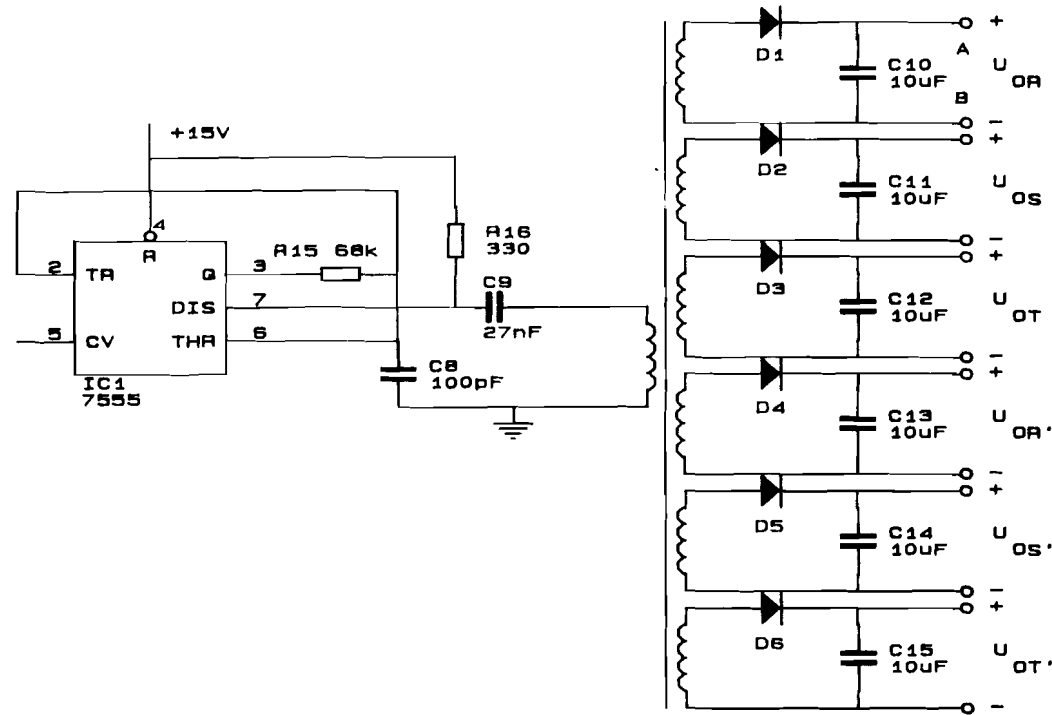
De RC-leden tussen de drain en de source van de FET's beschermen de FET's tegen spanningspieken.

De ontsteekschakeling van de onderste FET wordt direct uit de 15V voeding voor de stuur-, en regelschakelingen gevoed. De source van T2 is dus doorverbonden met de 0V van deze voeding. De spanning tussen de source van T1 en de source van T2 wordt geschakeld van 0V naar V_d en terug. De spanning V_d kan ingesteld worden tot maximaal ca. 80V. De ontsteekschakeling van T1 kan dus niet uit de 15V voeding gevoed worden.

Uit de 15V voeding wordt daarom met behulp van de schakeling in figuur 9-4 een voedingsspanning afgeleid, die tussen A en B gezet wordt. Door IC1 wordt C9 met een frequentie van ca. 23kHz geladen en weer ontladen. De frequentie wordt bepaald door R15 en C8. De transformator T1 heeft primair één wikkeling van 16 windingen en secundair zes wikkelingen van 24 windingen. De spanningen over de zes secundaire wikkelingen worden enkelzijdig gelijkgericht en met behulp van condensatoren afgevlakt. De zo verkregen zes voedingspanningen voeden ieder één van de zes ontsteektrappen van de FET's, die met de drain aan de plus-klem van V_d zitten.

De ontsteeksignalen voor de tak in figuur 9-3 zijn R en \bar{R} . Deze signalen liggen tussen 0V en 15V en zijn elkaars complement.

Als het ontsteeksignaal R hoog is (15V) dan is de LED in de optocoupler OC1 uit. Transistor T5 is dan uit geleiding en T3 is in geleiding. FET T1 is dan uit geleiding. Omgekeerd zal FET T1 in geleiding zijn, als het ontsteeksignaal R laag is.



D1 t/m D6 : universeel

VOEDING BOVENSTE ONTSTEEKSCHAKELINGEN		
Size	Document Number	REV
A		
Date:	April 10, 1987	Sheet of

figuur 9-4: De voeding voor de ontstektrappen van de FET's, die met de drain aan de plus-klem van V_d zitten.

Als FET T1 in geleiding is, dan is FET T2 uit geleiding en omgekeerd, tenzij R en \bar{R} beiden hoog gemaakt worden om de invertor uit te zetten (alle FET's zijn dan uit geleiding). De gebruikte manier van aansturen heeft als voordeel, dat wanneer de ontsteeksignalen wegvallen (bijvoorbeeld ten gevolge van een onderbreking in de draden) de FET's uit geleiding zijn. Het wegvallen van de ontsteeksignalen kan dus niet tot gevolg hebben, dat twee FET's in één tak tegelijk in geleiding zijn, waardoor er een kortsluiting zou ontstaan en de FET's kapot gaan.

9.1.3 Het tegengaan van kortsluiting tijdens de commutatie.

Met behulp van de condensatoren C3 en C4 kan ervoor gezorgd worden, dat de FET's sneller uit geleiding dan in geleiding gaan. Hierdoor kan voorkomen worden, dat tijdens het commuteren gedurende korte tijd de beide FET's van een tak tegelijk in geleiding zijn.

Als namelijk T3 resp. T4 geleiden, dan kunnen C3 resp. C4 zich via deze transistoren snel ontladen, waardoor T1 resp. T2 snel uit geleiding komen. Als T3 resp. T4 sperren, dan worden de condensatoren C3 resp. C4 via R3 resp. R4 geladen. De snelheid, waarmee dit gebeurt wordt door de RC-tijd bepaald.

Het afregelen van de invertor, zodat er tijdens commutaties geen kortsluitstromen meer lopen, wordt gedaan door in elke tak geschikte condensatoren aan te brengen. De condensatoren C3 en C4 kunnen niet te klein zijn, aangezien het inschakelen van een FET voldoende traag moet gebeuren om kortsluitstromen te voorkomen. Aan de andere kant mogen deze condensatoren niet te groot zijn, omdat het in- en uitschakelen van de

FET's snel moet gebeuren om de dissipatie in de FET's te beperken.²

De invertor moet daarom tak voor tak afgeregeld worden. Dit wordt gedaan door met behulp van een stroom-probe de stroom door de tak op een oscilloscoop zichtbaar te maken.

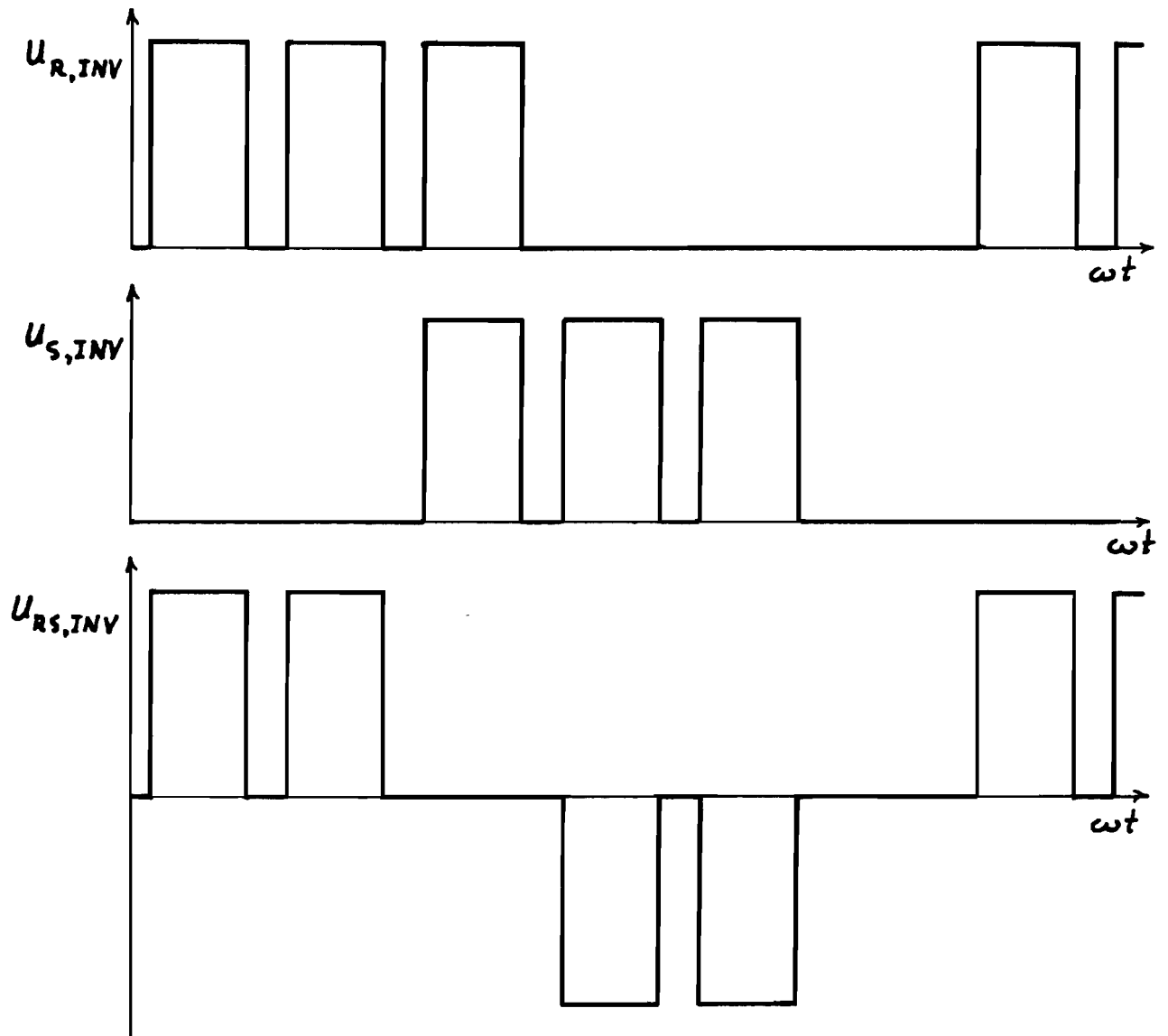
Vervolgens worden voor C3 en C4 zodanige waarden genomen, dat de stroompieken ten gevolge van een tijdelijke kortsluiting niet meer optreden. De waarden van C3 en C4 liggen in de buurt van 100pF.

9.1.4 De stuurschakeling.

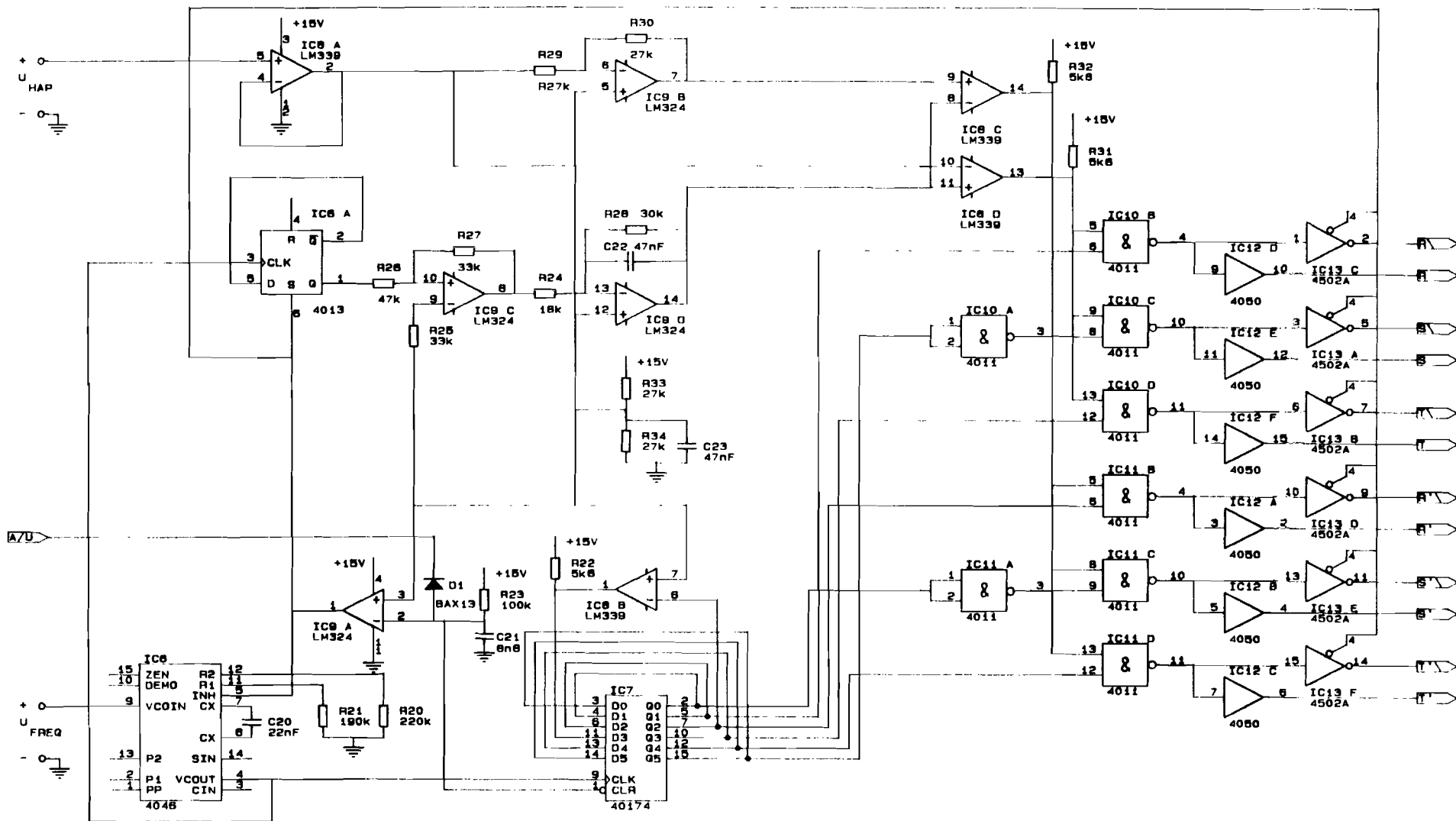
Het schema van de stuurschakeling is weergegeven in figuur 9-6. Deze schakeling wekt blokgolven met haken eruit op (zie figuur 9-5). Deze blokgolven hebben een andere vorm, dan die van het 75kVA noodstroomstelsel. De spanningen, die over de primaire wikkelingen van de transformatoren staan, zijn echter wat de golfvorm betreft exact gelijk aan de overeenkomstige spanningen in het 75kVA noodstroomstelsel (zie hoofdstuk 3 figuur 3-25). Dit is in figuur 9-5 geïllustreerd.

²Als een FET uit geleiding is, dan loopt er geen stroom door. De dissipatie in de FET is dan nul. Als de FET volledig ingeschakeld is, dan loopt er een grote stroom door, maar de drain-source spanning is laag. Hierdoor is ook de dissipatie laag.

Tijdens het in- en uitschakelen loopt er echter een grote stroom door de FET, terwijl tevens de spanning over de FET groot is. Er wordt dan veel vermogen in de FET gedissipeerd. Om te voorkomen, dat de FET hierdoor kapot gaat, moet het in- en uitschakelen zo snel mogelijk gebeuren.



figuur 9-5: De blokgolven met happen eruit, zoals ze door de stuurschakelingen gegenereerd worden, en de spanning over een primaire wikkeling van een transformator.

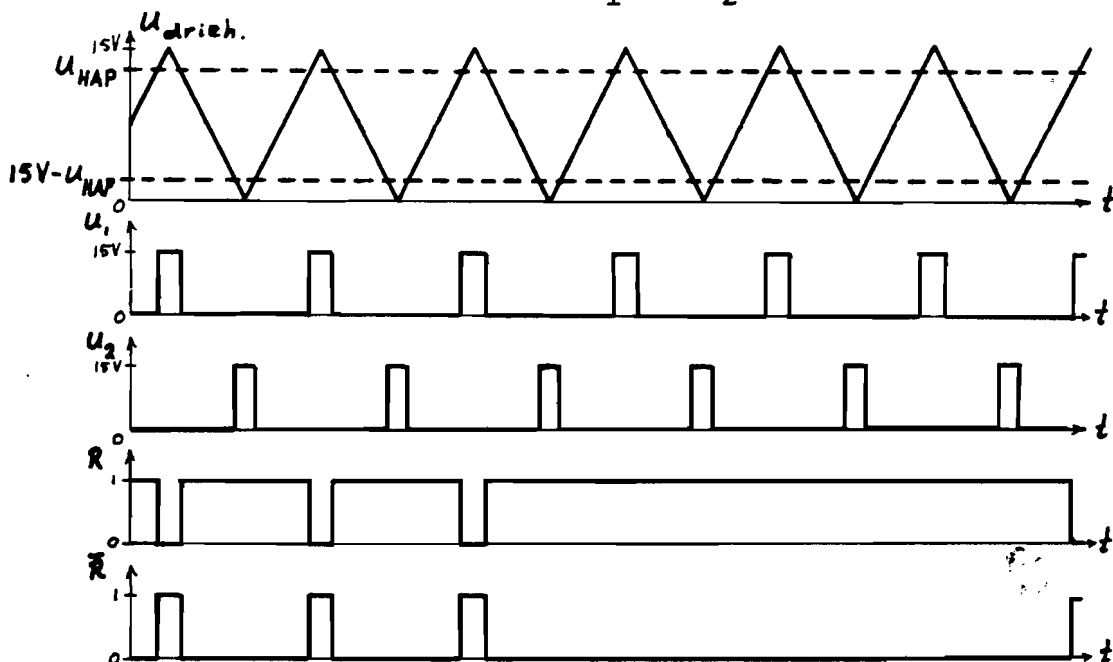


figuur 9-6: De stuurshakeling.

STUURSHAKELING		REV
Size	Document Number	
B		
Date:	April 13, 1987	Sheet ... of

9.1.5 De werking van de stuurschakeling.

De VCO (IC6) is met behulp van C20 en R20 ingesteld op een centrum-frequentie van 600Hz. De verhouding tussen R20 en R21 bepaalt de verhouding f_{\max}/f_{\min} tussen de maximale en de minimale frequentie, die met behulp van de spanning op de ingang VCO_{IN} ingesteld kan worden. Deze verhouding is op twee gesteld, zodat $f_{\min} = 400\text{Hz}$ en $f_{\max} = 800\text{Hz}$. De blokgolf, die door de VCO gegenereerd wordt gaat naar een set/reset flip-flop (IC5). De uitgangsfrequentie van de blokgolf, die uit de flip-flop komt, is de helft van de ingangsfrequentie. Met opamp IC9 C wordt deze blokgolf zoveel versterkt, dat de integrator opgebouwd rond opamp IC9 D een driehoek-spanning afgeeft, dat als uiterste waarden 0V en 15V heeft. De benodigde versterking blijkt 0,7x te zijn. De driehoek-spanning heeft een frequentie van 300Hz. De driehoekspanning wordt door opamp's IC8 C en IC8 D vergeleken met resp. de spanning U_{HAP} en met een spanning, die gelijk is aan $(15V) - U_{HAP}$ (dit is U_{HAP} gespiegeld t.o.v. 7,5V). De uitgangsspanningen van opamp's IC8 D en IC8 C zijn in figuur 9-7 aangegeven met U_1 en U_2 .



figuur 9-7: Enkele spanningen in de stuurschakeling.

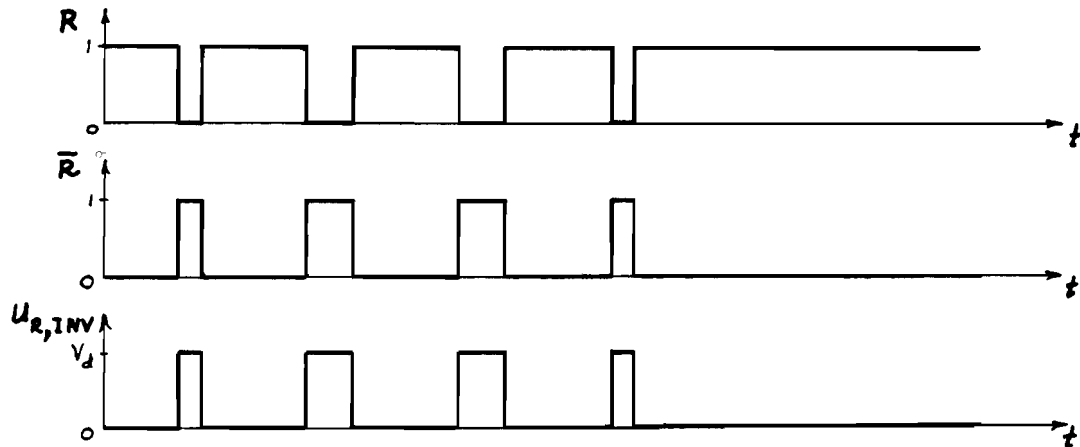
De 6 D flip-flop's (IC7) zijn zo doorverbonden, dat door de uitgangen Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6 "een blok loopt" met een frequentie van 50Hz. Dit is als volgt nader te omschrijven:

Uitgaande van de begintoestand, waarin alle uitgangen 0V zijn (de uitgangen zijn logisch "0"), wordt door opamp IC8 B aan ingang D4 een signaal van 15V (logisch "1") aangeboden. Op elke positief gaande flank wordt het signaal op de ingang van een flip-flop gekopiëerd naar de uitgang. Hierdoor zullen achtereenvolgens de uitgangen Q4, Q5, Q6, Q1, Q2, Q3 van "0" naar "1" gaan. Als uiteindelijk uitgang Q3 "1" wordt, dan zal de uitgang van opamp IC8 B "0" worden. In de zelfde volgorde worden de uitgangen vervolgens "0". Het resultaat is een blok golf, die door de uitgangen heen loopt. Van deze blok golf is een deel ter grootte van een halve periode in de uitgangen Q1 t/m Q6 opgeslagen. De frequentie van de blok golf is dus $600\text{Hz}/(2 \times 6) = 50\text{Hz}$.

De ingangen Q5, Q6, Q1, Q2, Q3 lopen in fase resp. 30° , 60° , 90° , 120° en 150° achter op Q4 als de 50Hz blok golf beschouwd wordt. Uitgaande van de uitgangssignalen van IC7 is het mogelijk om de helft van de happen in de signalen U1 en U2 te onderdrukken. Met behulp van de IC's 10 t/m 13 worden zo spanningen afgeleid, zoals in figuur 9-7 voor uitgangen R en \bar{R} geschetst zijn. Als de resulterende signalen aan de ontsteekschakelingen toegevoegd worden, dan zien de spanningen midden tussen de FET's er uit, zoals in figuur 9-5 voor $U_{R,INV}$ weergegeven is.

De ingang A/U wordt gebruikt om de invertor aan en uit te zetten. Als de spanning op deze ingang 0V is, dan is de uitgang van opamp IC9 A 15V. De VCO staat dan uit, de Q uitgang van set/reset flip-flop is 15V, de uitgangen Q1 t/m Q6 van IC7 zijn 0V en de uitgangen van de tri-state invertor IC13 zijn hoog-ohmig. In dat geval zijn alle FET's uitgeschakeld.

Zodra op de ingang A/U een spanning groter dan 7,5V wordt aangebracht, zal de uitgang van opamp IC9 A enige tijd later 0V worden. De vertragingstijd wordt bepaald door C21 en R23 en heeft tot doel, dat de D flip-flops in IC7 al "vrij gegeven" zijn. Als de VCO begint te werken, dan kunnen deze D flip-flops meteen reageren. Dit is van belang voor het synchroniseren van de signalen U1 en U2 met de signalen op de uitgangen van IC7.



figuur 9-8: De signalen R en \bar{R} en de takspanning $U_{R,INV}$ in het geval, dat de synchronisatie tussen de signalen uit IC5 en IC7 verstoord is.

Een nadeel van deze stuurschakeling is, dat de synchronisatie van de signalen U1 en U2 met de signalen op de uitgangen van IC7 alleen bij het opstarten gebeurt. Als ten gevolge van een stoorsignaal de set/reset flip-flop of IC7 een klokpuls mist of teveel krijgt, dan komen uit IC12 en IC13 de signalen, die in figuur 9-8 voor R en \bar{R} getekend zijn. Dit heeft de eveneens in figuur 9-8 weergegeven takspanning $U_{R,INV}$ tot gevolg. Als een tweede keer een stoorsignaal optreedt, dan ontstaat weer de in figuur 9-5 geschetste takspanning $U_{R,INV}$.

De kans op stoorsignalen is echter zo klein, dat de stuurschakeling voor een laboratorium-opstelling voldoende betrouwbaar is. Als deze stuurschakeling in productie wordt

genomen, dan moet er een schakeling aan toegevoegd worden, die de synchronisatie van IC5 en IC7 controleert en eventueel corrigeert.

9.1.6 De aangebrachte wijzigingen.

Zoals in de inleiding van dit hoofdstuk al vermeld is, was het sterkstroomdeel inclusief de stuurschakeling en de ontsteekschakelingen al gebouwd. Dit geheel vormde het 500VA schaalmodel, dat gebruikt is voor de ontwikkeling van de regellussen voor het 75kVA prototype.

In dit deel zijn echter de volgende wijzigingen aangebracht:

1. De invertor was opgebouwd uit BUZ 20 en BUZ 72 FET's. De BUZ 72 FET's zijn gebruikt, omdat er geen BUZ 20 FET's meer waren.

De BUZ 20 FET schakelt echter veel sneller, omdat zijn ingangscapaciteit kleiner is (zie bijlage B: Gegevens van enkele componenten). Hierdoor ontstonden kortsluitstroompieken, die niet met acceptabele waarden van condensatoren C3 en C4 te verwijderen waren. Als de invertor lang aan stond, dan gingen de FET's hierdoor uiteindelijk kapot. Alle BUZ 20 FET's zijn daarom door BUZ 72 FET's vervangen en de dimensionering van de ontsteekschakelingen is hierop aangepast.

Tot slot zijn de kortsluitstroompieken, die nog optraden vanwege de spreiding in de karakteristieken van de FET's, verwijderd door het aanbrengen van de juiste waarde voor C3 en C4.

2. Bij het variëren van de spanningen U_{HAP} en U_{FREQ} bleken een aantal gelijkspanningsniveaus mee te variëren. Dit is verholpen door het aanbrengen van enkele condensatoren.
3. In de oorspronkelijke stuurschakeling was op R29 voor opamp IC9 B een potentiometer aangesloten om de hapbreedte in te stellen. De impedantie van de potentiometer had tot gevolg, dat de versterker rond opamp IC9 B een

uitgangssignaal afgaf, dat niet exact gelijk was aan $(15V) \cdot U_{HAP}$. Daardoor was de hapbreedte van de twee 6-puls invertoren in de 12-puls invertor niet gelijk. Hierdoor werden de 5-de en 7-de harmonischen niet volledig onderdrukt.

Dit is verholpen door het toevoegen van een versterker opgebouwd rond IC9 A.

4. De blok golf met een frequentie van rond de 600Hz werd uit een blok golf generator gehaald.

Hiervoor in de plaats is een VCO aangebracht, om voor het realiseren van de f-P regeling een blok golf te hebben, die in frequentie te variëren is met behulp van een spanning.

9.1.7 Enkele spanningen in het 500VA schaalmodel.

In figuur 9-9 zijn foto's van oscilloscoop-beelden van enkele spanningen in het 500VA schaalmodel te zien:

Foto 1: Bovenaan is de takspanning U_{TAK} weergegeven.

De gelijkspanning, waarmee de invertor gevoed wordt, is in dit geval 10V.

De spanning onderaan is de spanning over een wikkeling aan de primaire zijde (invertorzijde) van de transformator.

Foto 2: De spanning bovenaan is de fasespanning direct na de transformatoren van de 12-puls invertor. Onderaan is één van de spanningen over de primaire wikkelingen van de transformatoren te zien. De spanningen over de overige primaire wikkelingen hebben dezelfde vorm. Uit deze spanningen wordt met behulp van de twee transformatoren de fasespanning opgebouwd, die bovenaan weergegeven is. Zoals in hoofdstuk 3 § 3.3.2 aangetoond is, bevat deze fasespanning geen

harmonischen van de orde $2n-2$, $3n$ en $(2n-1).6\pm 1$
[$n=1,2,3,\dots$].³

De eerste harmonischen zijn dus de 11-de en de 13-de.

Foto 3: Bovenaan is de fasespanning direct na de invertor te zien. De breedte van de happen is ca. 12° . De spanning onderaan is de fasespanning aan de uitgang van het noodstroomsysteem. Tussen de invertor en de uitgang zit per fase een 2-de orde laagdoorlaatfilter met een kantelfrequentie van 200Hz. Dit filter zorgt ervoor, dat de 11-de en hogere harmonischen zoveel verzwakt worden, dat de uitgangsspanningen minder dan 5% totale harmonische vervorming hebben. De effectieve waarde van de uitgangsspanningen is 40V.

Foto 4: Hier zijn weer de fasespanningen op de plaats van resp. de invertor en de uitgang weergegeven. De hapbreedte is nu echter groter gekozen. De hapbreedte is ca. 40° . De effectieve waarde van de uitgangsspanningen is 20V.

In figuur 9-10 zijn enkele spanningen te zien, die ontstaan als met opzet de synchronisatie tussen IC5 en IC7 verstoord wordt (zie § 9.1.5):

Foto 5: Bovenaan is de spanning U_{TAK} te zien. Onderaan is één van de spanningen over een wikkeling aan de primaire zijde van een transformator weergegeven.

Foto 6: Hier zijn resp. een fasespanning vlak na de invertor en een spanning over een primaire wikkeling te zien.

³ Althans in het ideale geval. In de praktijk ontstaat ten gevolge van onnauwkeurigheden in de ontsteekmomenten van de FET's of GTO's toch iets van deze harmonischen. De amplitude van deze harmonischen is echter veel kleiner dan die van de overige nog aanwezige harmonischen.

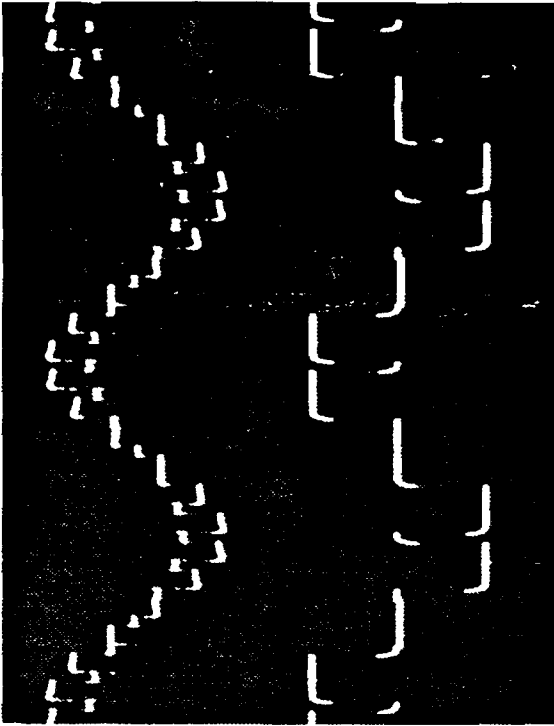


Foto 2.

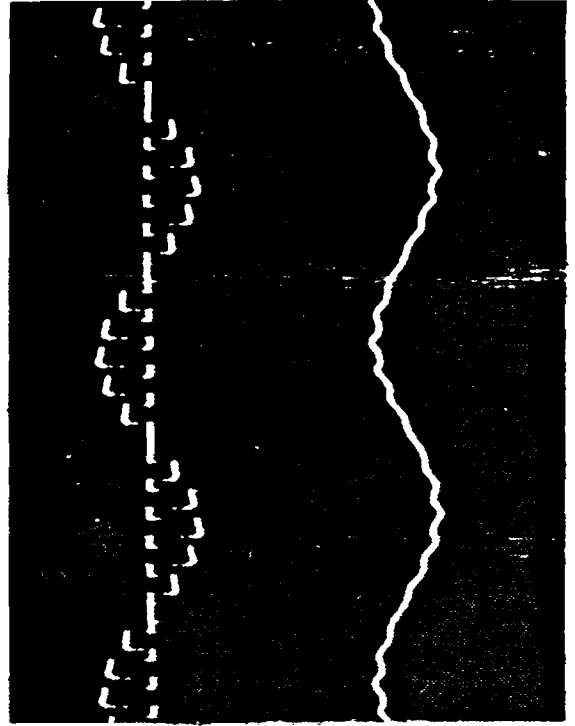


Foto 4.

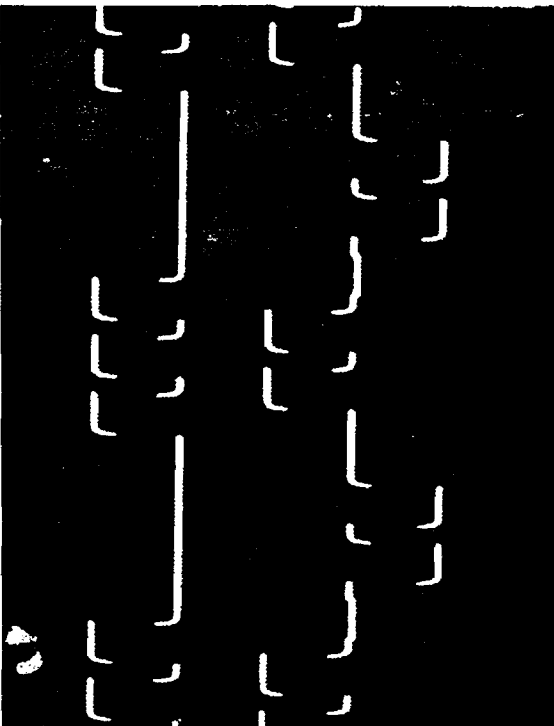


Foto 1.

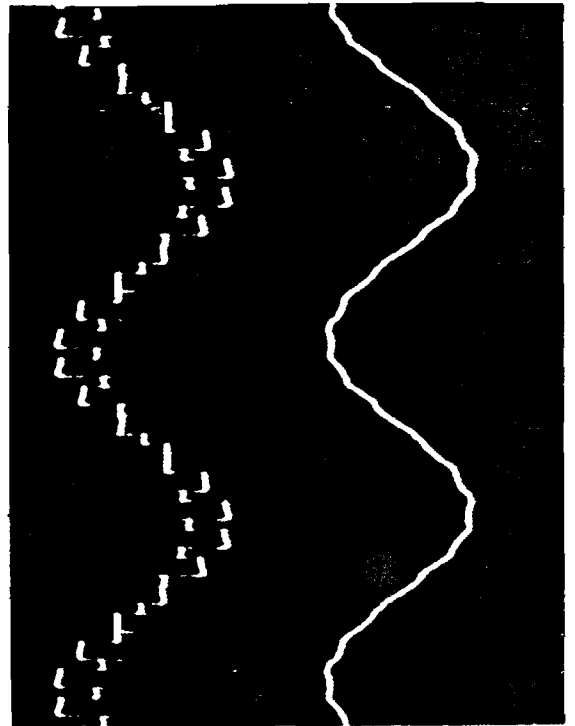


Foto 3.

figuur 9-9: Enkele spanningen in het 500VA schaalmodel.

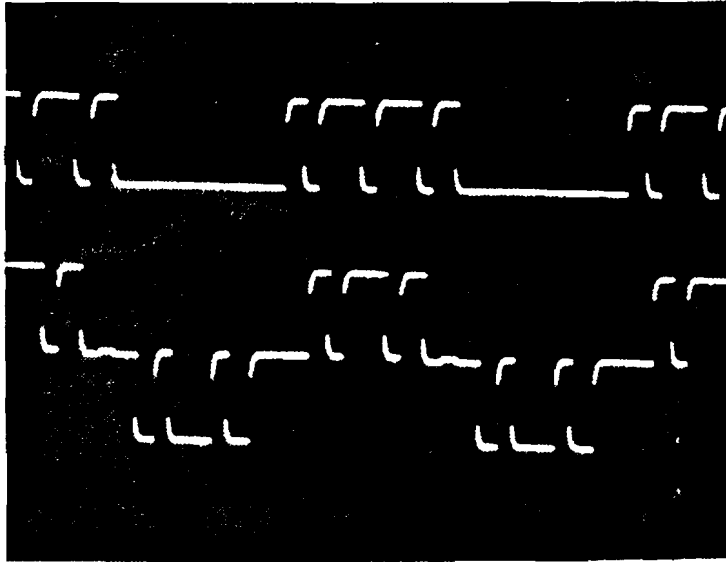


Foto 5.

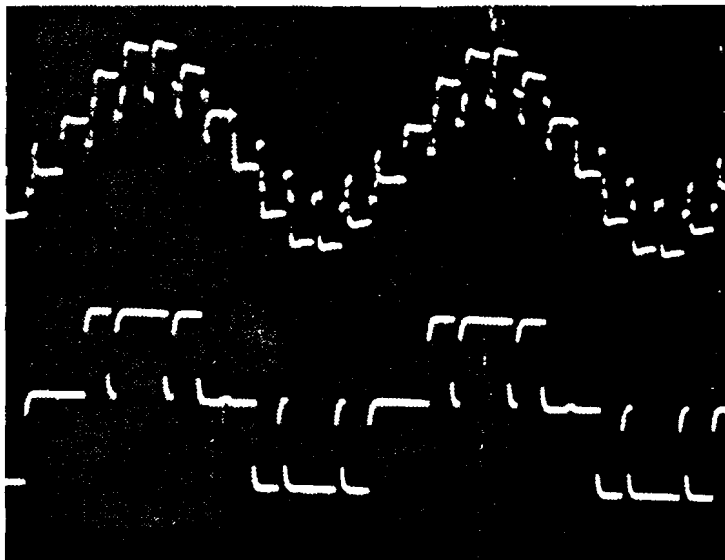


Foto 6.

figuur 9-10: Enkele spanningen in het 500VA schaalmodel, als met opzet de synchronisatie in de stuurschakeling verstoord is.

9.2 Het meten van de uitgangsspanning.

De effectieve waarde van de uitgangsspanning wordt bepaald met de schakeling in figuur 9-11 (de U-meting).

Deze schakeling is al behandeld in hoofdstuk 7 § 7.1.1.

Met behulp van instel-potentiometer P1 wordt de gelijkrichter zo afgeregeld, dat het uitgangssignaal U_E gelijk is aan het signaal van een 12-puls gelijkrichter. De rimpel is dan ca. 8%. Dit is beter dan de rimpel van ca. 13% in hoofdstuk 7.

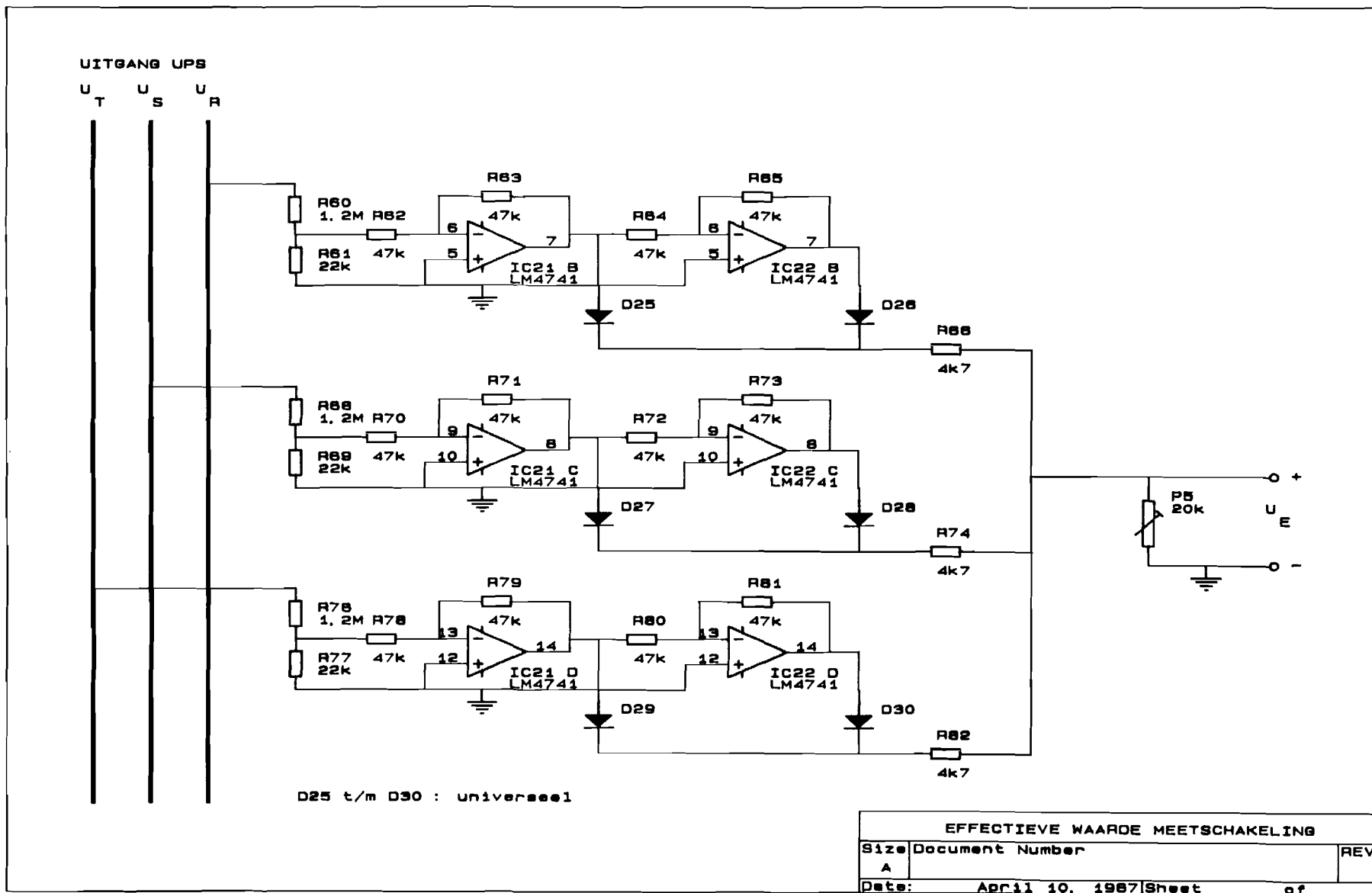
Deze verbetering wordt veroorzaakt door beter afregelen.

De gelijkspanningscomponent van U_E is 2V als de effectieve waarde van de uitgangsspanningen $U_{uit} = 100V$.

De dioden kunnen ook in de terugkoppeling van opamp's opgenomen worden, waardoor de spanningsval van ca. 0,7V over de silicium-dioden gecompenseerd wordt. Hier is dat echter niet nodig, omdat deze schakeling onderdeel uitmaakt van een regellus. In een regellus mag van een gemeten waarde een constante waarde afgetrokken worden, mits de wenswaarde evenveel verlaagd wordt. Hieraan is eenvoudig te voldoen door met behulp van een multimeter de effectieve waarde van de uitgangsspanningen te meten terwijl de wenswaarde ingesteld wordt.⁴

⁴Dit in tegenstelling tot een effectieve waarde meting, die gebruikt wordt om op een draaispoelmeter o.i.d. de gemeten waarde weer te geven. In dat geval is het wel van belang, dat de spanningsval over de dioden gecompenseerd wordt.

Hier gaat het echter alleen om de afwijking van de gemeten waarde ten opzichte van de gewenste waarde.



figuur 9-9: De schakeling voor de U-meting.

9.3 Het meten van de uitgangsstroom.

Voor het bepalen van het geleverde werkzame en blindvermogen moeten de uitgangsstromen gemeten worden. De schakeling voor het meten van deze stromen is weergegeven in figuur 9-12.

Deze schakeling levert de spanningen U_{IR+} , U_{IS+} en U_{IT+} , die recht evenredig zijn met de uitgangsstromen.

Naast deze spanningen worden ook spanningen U_{IR-} , U_{IS-} en U_{IT-} bepaald, waarvoor geldt:

$$U_{IR-} = -U_{IR+}, \quad U_{IS-} = -U_{IS+} \quad \text{en} \quad U_{IT-} = -U_{IT+}.$$

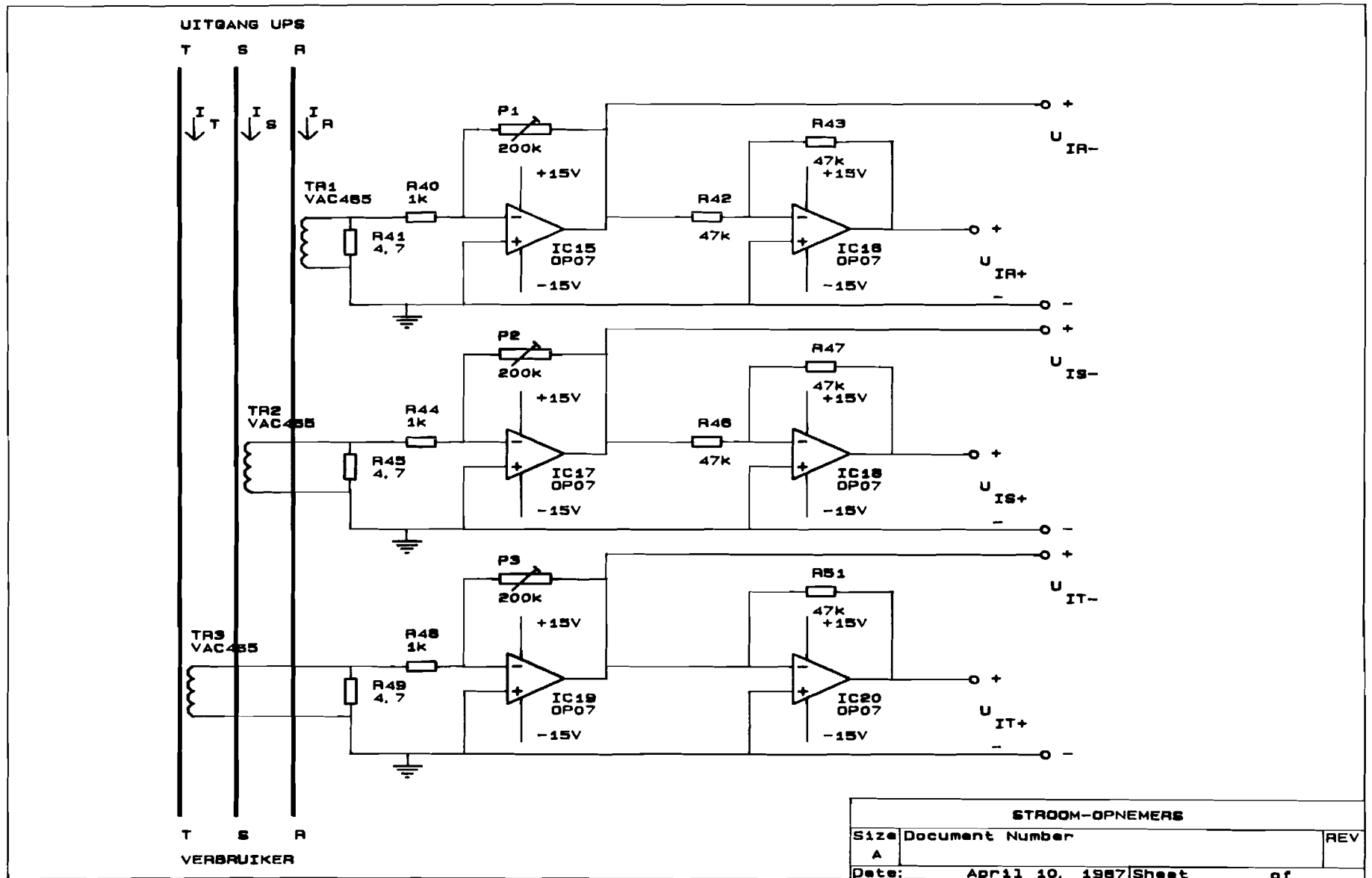
In de volgende paragraaf wordt behandeld, hoe uit deze spanningen het geleverde werkzame en blindvermogen bepaald wordt.

9.4 Het meten van werkzaam en blindvermogen.

Het momentane geleverde werkzame vermogen $p(t)$ is gelijk aan de momentane spanning $u(t)$ vermenigvuldigd met de momentane stroom $i(t)$. Het werzame vermogen P is het gemiddelde van het momentane vermogen $p(t)$ over één of meer hele perioden van de netfrequentie.

In het noodstroomsysteem zorgt een regelaar ervoor, dat de effectieve waarde van de uitgangsspanningen gelijk blijft aan 220V.⁵ Het vermenigvuldigen van spanning en stroom kan dan vervangen worden door zgn. synchroon gelijkrichten van de stroom. Dit zal nu bewezen worden.

⁵Op ten hoogste enkele procenten na ten gevolge van de U-Q regeling, indien er geen secundaire regellus is.



figuur 9-12: De stroom-meetschakeling.

9.4.1 Synchron gelijkrichten.

Onder synchron gelijkrichten van een wisselstroom wordt verstaan:

1. De wisselstroom wordt onveranderd doorgegeven, zolang de bijbehorende wisselspanning positief is.
2. De wisselstroom wordt geïnverteerd doorgegeven, zolang de bijbehorende wisselspanning negatief is.
3. Van het doorgegeven signaal wordt de gelijkstroomcomponent bepaald. Deze component is een maat voor het geleverde werkzame vermogen.

In plaats van de wisselstroom kan ook een spanning evenredig met de wisselstroom genomen worden.

We zullen nu bepalen welk verband er is tussen de gelijkstroomcomponent en het echte werkzame vermogen.

Bij een spanning en een stroom met als effectieve waarde resp. U en I , waartussen een faseverschil φ is, hoort een werkzaam vermogen P , met:

$$P = U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (9.3)$$

De synchrone gelijkrichter geeft een signaal af met een gelijkstroomcomponent I_g :

$$\begin{aligned} I_g &= (2/T) \cdot \int_{\omega t = -\varphi}^{\omega t = \pi - \varphi} \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t) \cdot dt = (1/\pi) \cdot \int_{\omega t = -\varphi}^{\omega t = \pi - \varphi} \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) = \\ &= (2/\pi) \cdot \sqrt{2} \cdot I \cdot \cos \varphi \end{aligned} \quad (9.4)$$

Het uitgangssignaal van de synchrone gelijkrichter is dus voor constante U recht evenredig met het geleverde werkzame vermogen.

Het blindvermogen Q is gelijk aan het gemiddelde van de stroom $i(t)$ over één of meer hele perioden van de netspanning vermenigvuldigd met de spanning $u(t)$ in fase verschoven over $-\pi/2$.

Een gelijkstroomcomponent evenredig met het blindvermogen is dus te verkrijgen, door een tijd $T/4$ later dan bij de synchrone gelijkrichter voor het werkzame vermogen over te gaan van direct doorgeven van de stroom naar geïnverteerd doorgeven en omgekeerd.

Als de stroom van één fase synchroon gelijkgericht wordt, dan is de laagste frequentie in de rimpel de 50Hz-component. Als er een driefasen net is, zoals bij het statische noodstroomsysteem, dan kunnen de synchroon gelijkgerichte stromen van drie fasen opgeteld worden. De laagste frequentie in de rimpel is dan de 300Hz-component. Deze component ligt niet alleen verder van de gelijkstroomcomponent vandaan, waardoor filteren makkelijker wordt, maar bovendien heeft deze component een kleinere amplitude dan de 50Hz component in het vorige geval, waardoor er met een minder snel afvallend filter volstaan kan worden.

9.4.2 De schakeling voor synchroon gelijkrichten.

In figuur 9-13 is de schakeling voor het bepalen van het werkzame en blindvermogen weergegeven.

Met behulp van de CMOS-schakelaars (IC28 t/m IC31) worden de de spanningen U_{IR+} , U_{IS+} , U_{IT+} , U_{IR-} , U_{IS-} en U_{IT-} , die evenredig zijn met resp. $+1x$ en $-1x$ de stromen, gelijkgericht. De maximale voedingsspanning voor de CMOS-schakelaars is 18V. Er wordt daarom voor deze schakelaars met enkele zeners een spanning van +8,2V en -8,2V (in totaal dus 16,4V) van de +15V en -15V afgeleid.

Met de opamp's in IC24 worden blokspanningen gemaakt, die op elk moment dezelfde polariteit hebben als de spanningen van resp. de R-, S- en T-fase van de uitgangsspanningen. De uiterste waarden van deze blokspanningen zijn +15V en -15V. Met IC25 worden tevens de inversen van deze blokspanningen opgewekt.

Hetzelfde wordt voor de gekoppelde spanningen gedaan met de opamp's in IC26 en IC27.

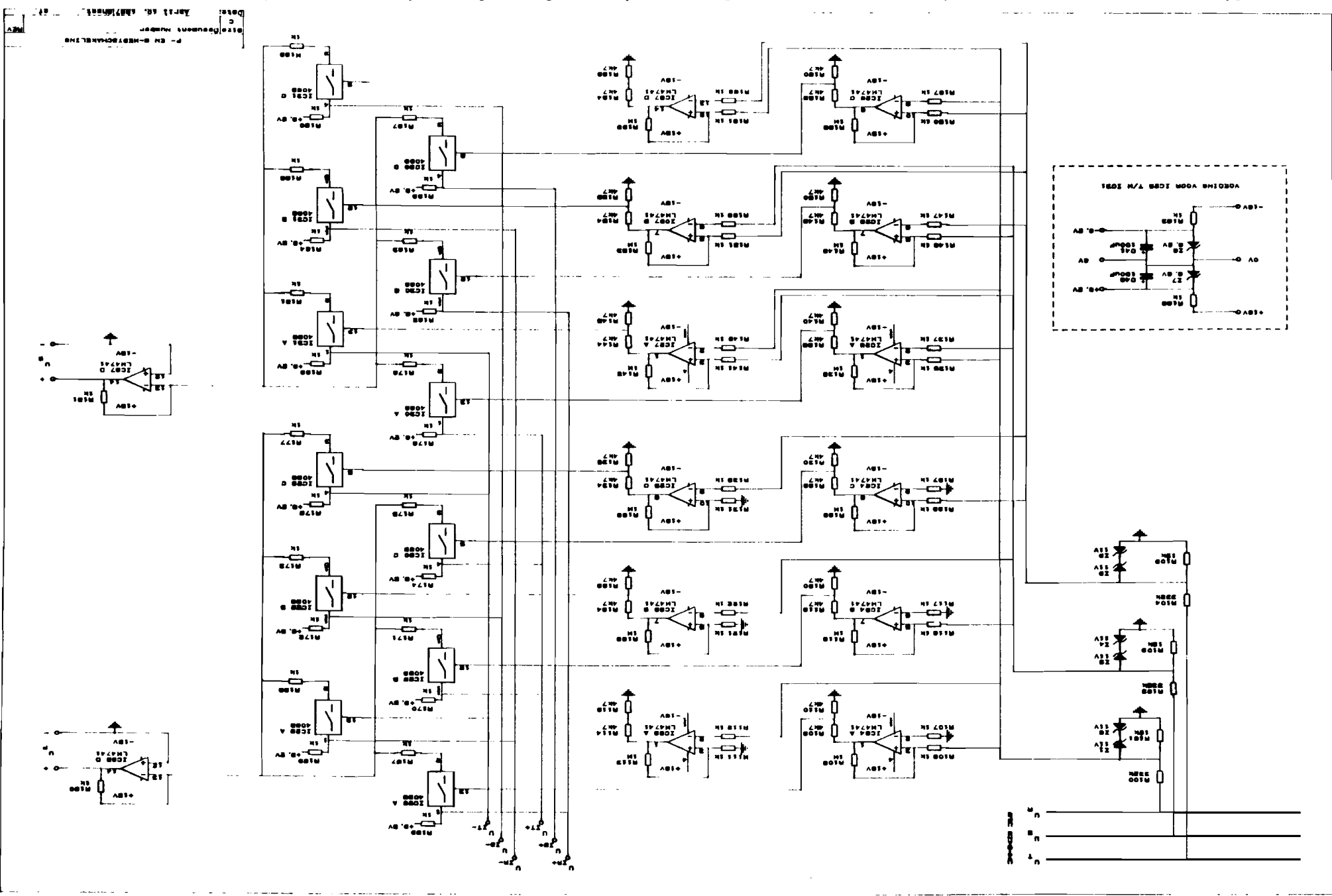
De blokspanningen, die uit de opamps komen, liggen tussen +15V en -15V. Met spanningsdelers worden hiervan blokspanningen gemaakt, die tussen +7,5V en -7,5V liggen. Deze blokspanningen kunnen op de ingangen voor het bedienen van de CMOS-schakelaars gezet worden.

De signalen, die uit de schakelaars komen, worden met de opamps IC26 D en IC27 D opgeteld. Dit levert de spanningen U_P en U_Q .

9.4.3 De rimpel op de meetwaarden.

De gelijkspanningscomponent van de spanningen U_P en U_Q is evenredig met resp. het geleverde werkzame vermogen en het blindvermogen. De spanningen U_P en U_Q bevatten echter ook een rimpelspanning. Als het noodstroomstelsel weinig werkzaam vermogen of blindvermogen levert, dan overheerst de rimpel zo sterk, dat de spanning U_P resp. U_Q niet zonder meer gebruikt kan worden als ingangssignaal voor een regelaar. Dit is in figuur 9-14 is dit met enkele foto's geïllustreerd: Foto 7: Het noodstroomstelsel is belast met 60W en 0VAr. Het bovenste signaal is $-U_Q$ en het onderste $-U_P$. De gelijkspanningscomponent van deze signalen is evenredig met resp. $-Q_{\text{uit}}$ en $-P_{\text{uit}}$. De gelijkspanningscomponent van $-U_Q$ is dus 0V. De gelijkspanningscomponent van $-U_P$ is ca. 4V. (De instelling van de oscilloscoop is 2V/div en 2ms/div.) Het signaal $-U_Q$ bevat alleen rimpelspanning. Ook als aan de uitgang van het noodstroomstelsel blindvermogen opgenomen wordt, zal de top-top waarde van de rimpel in $-U_Q$ veel groter zijn dan de gelijkspanningscomponent, zolang $Q \ll P$ is.

DE REGELUSSEN IN DE PRAKTIJK



Omgekeerd zal de top-top waarde van de rimpel in $-U_p$ veel groter zijn, dan de gelijkspanningscomponent, als $P \ll Q$. Als $Q \ll P$ of als $P \ll Q$, dan is de rimpel in resp. $-U_Q$ of $-U_p$ zo groot, dat met deze signalen geen goede verdeling van werkzaam en blindvermogen over meerdere parallel geschakelde noodstroomsystemen te realiseren is.

Foto 8: Als de signalen $-U_p$ en $-U_Q$ gefilterd worden met een eerste orde filter met een kantelfrequentie van 100Hz, dan ontstaan deze signalen. Deze signalen zijn al veel beter te gebruiken voor het verdelen van het gevraagde werkzame en blindvermogen over meerdere parallel geschakelde noodstroomsystemen. Toch is de rimpel nog zo groot, dat als $Q \ll P$ of $P \ll Q$ een goede verdeling van Q resp. P over de systemen niet mogelijk is. Problemen hiermee hebben zich al eerder voorgedaan bij het parallel schakelen van meerdere energievoorzieningssystemen voor een klein vermogen bij zgn. decentrale energievoorziening.⁶

Zoals al eerder vermeld is, is het noodzakelijk, dat bij kleine energievoorzieningssystemen te allen tijde werkzaam en blindvermogen goed over de verschillende systemen verdeeld wordt.

⁶Met decentrale energievoorziening wordt bedoeld energievoorziening met autonome energievoorzieningssystemen met een laag nominaal vermogen, bijvoorbeeld op kleine eilanden.

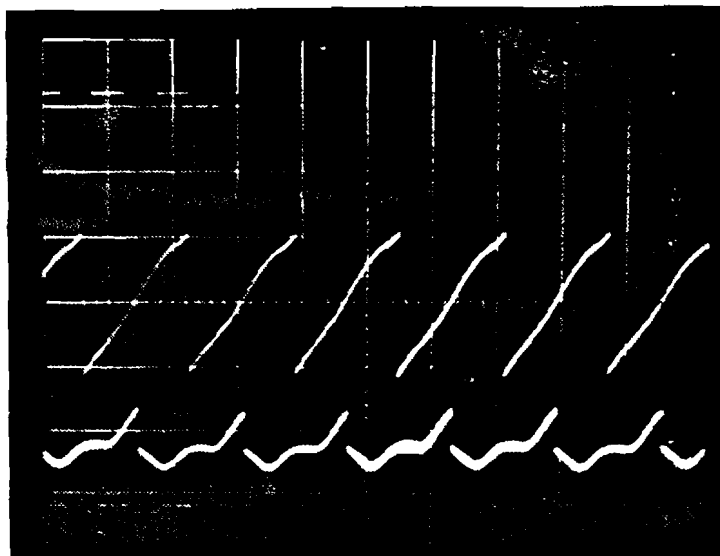


Foto 7.

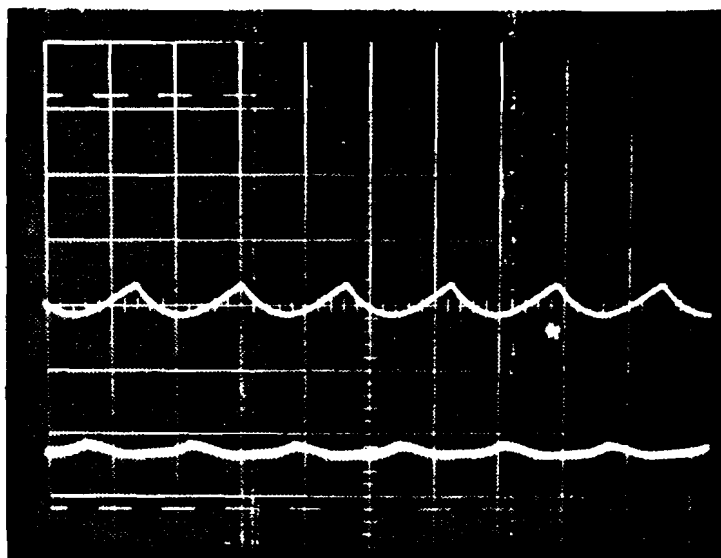


Foto 8.

figuur 9-14: De rimpel op de signalen U_P en U_Q zonder filter en met een eerste orde filter met een kantelfrequentie van 100Hz.

De rimpel op de signalen U_R en U_Q kan nog meer verkleind worden, door een filter te gebruiken, dat sneller afvalt en/of een lagere kantelfrequentie heeft. Het nadeel is echter, dat hierdoor de maximaal haalbare bandbreedte voor de f-P en de U-Q regellus afneemt. In dat geval wordt de verdeling van werkzaam en blindvermogen bij snelle variaties in het gevraagde werkzame en blindvermogen (belastingspieken, e.d.) slechter.

Er worden dus hoge eisen gesteld aan de filters voor het verkleinen van de rimpel op U_P en U_Q . In de volgende paragraaf zal daarom op de filters voor de signalen U_P en U_Q nader ingegaan worden.

9.5 De filters.

Aan de filters voor het verkleinen van de rimpel op U_P en U_Q worden de volgende (strijdige) eisen gesteld:

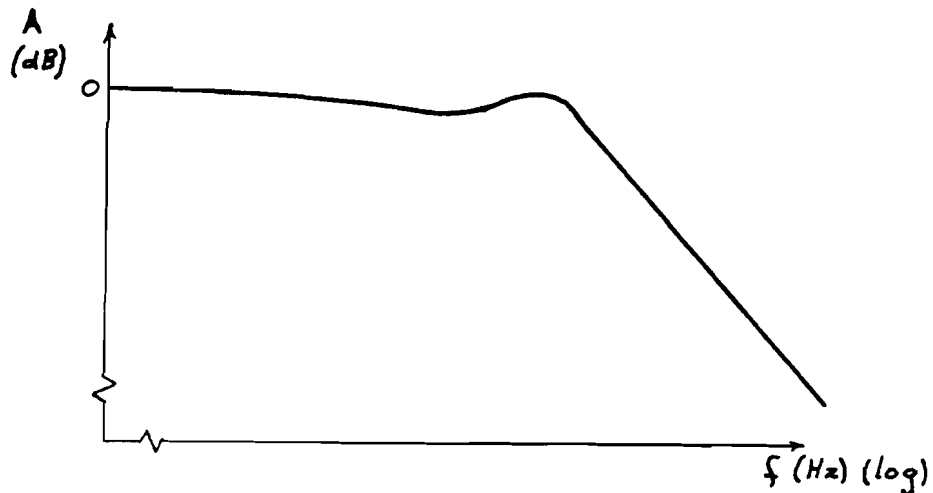
1. De rimpel moet voldoende klein worden.
2. De filters moeten bij lage frequenties weinig faseverschuiving veroorzaken, zodat de bandbreedte van de f-P en de U-Q regellussen voldoende groot gekozen kan worden.

Naast deze eisen, die het ontwerpen van een geschikt filter moeilijker maken, zijn er twee punten te noemen, waar met voordeel gebruik van gemaakt kan worden:

1. Aan de filters wordt niet de eis gesteld, dat vanaf 0 Hz t/m de kantelfrequentie de amplitude-karakteristiek zo vlak mogelijk is. De enige eis, die aan de amplitude-karakteristieken van de filters in de verschillende noodstroomsystemen gesteld wordt, is dat ze gelijk zijn. In dat geval zullen de verschillende noodstroomsystemen namelijk hetzelfde reageren op belastingsvariaties.

Vanwege het ontbreken van deze eis komen snel afvallende filters als het Chebyshev-filter in aanmerking. In figuur 9-15 is de amplitude-karakteristiek van zo'n filter geschetst.

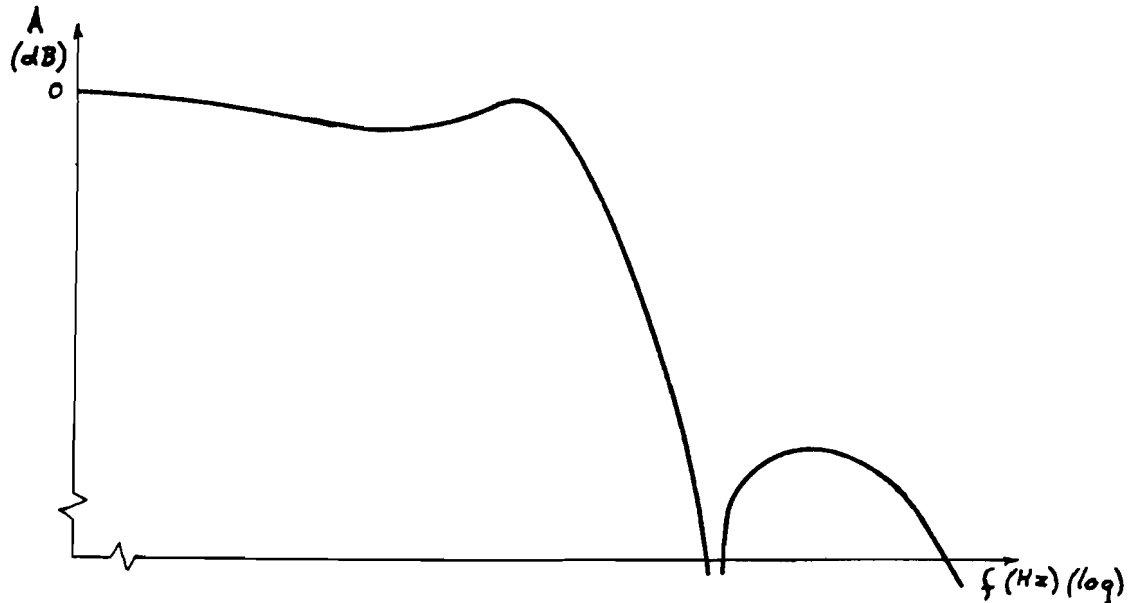
Dit soort filters valt sneller af in ruil voor een minder vlak verloop van de amplitude-karakteristiek in de doorlaatband.



figuur 9-15: De amplitude-karakteristiek van een Chebyshev-filter.

2. De synchrone gelijkrichter is een zes-puls gelijkrichter. Dat betekent, dat de rimpel voornamelijk is opgebouwd uit $n \times 6$ -de harmonischen van de netfrequentie [$n=1,2,3,\dots$]. Van deze harmonischen is de 6-de harmonische het sterkst aanwezig. Bovendien is dit de harmonische, die het dichtst bij de 0Hz ligt en dus het meest hinderlijk is. De 6-de harmonische is volledig te onderdrukken, door in de overdrachtsfunctie van het filter voor die frequentie een nulpunt aan te brengen.

Een combinatie van punt 1 en 2 leidt tot een zgn. elliptisch filter of Cauer-filter. De amplitude-karakteristiek van een derde orde elliptisch filter is in figuur 9-16 geschetst.



figuur 9-16: De amplitude-karakteristiek van een derde orde elliptisch filter.

De eis, die aan een elliptisch filter gesteld wordt, is:

De absolute top-top waarde (dus niet in dB's) van de rimpel in de amplitude-karakteristiek van het doorlaatgebied moet even groot zijn als die van de rimpel in de amplitude-karakteristiek van het sfergebied.

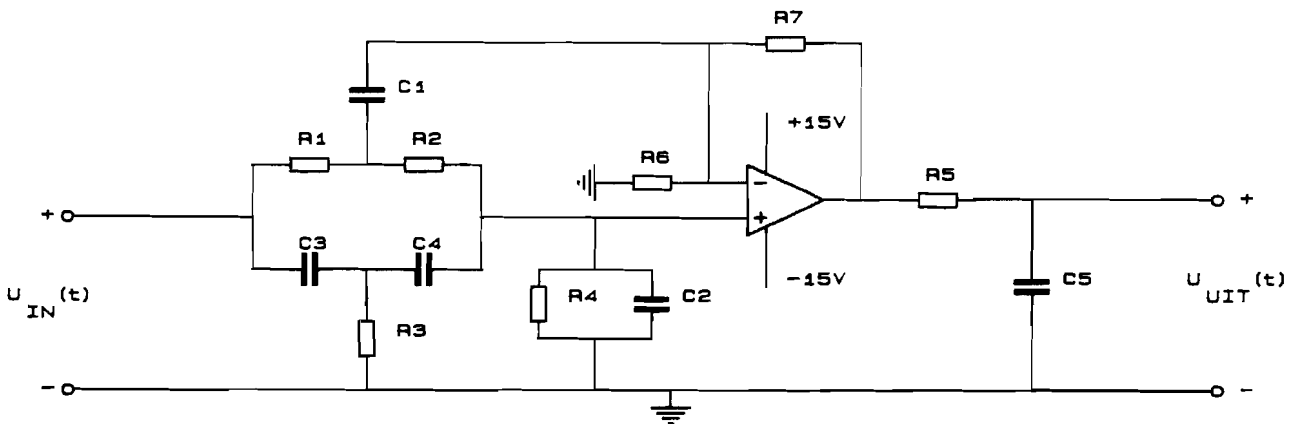
Er is een derde orde elliptisch filter ontworpen met een kantelfrequentie van 100Hz.

Een derde orde elliptisch filter heeft één nulpunt. Dit nulpunt wordt zo geplaatst, dat het samenvalt met de 6-de harmonische van de netfrequentie. Er is uitgegaan van een minimale verzwakking van -39dB in het sfergebied. Dit komt overeen met een maximale versterking van 0,011x in het sfergebied. De minimale versterking in het sfergebied is 0x (nl. voor de 600Hz component), dus de top-top waarde van de rimpel in de amplitude-karakteristiek van het sfergebied is 0,011. In het doorlaatgebied is een gemiddelde versterking van 1x gewenst. De versterking moet in het doorlaatgebied dus tussen 0,989x en 1,011 liggen. Dit komt overeen met $0\text{dB} \pm 0,1\text{dB}$.

De gegevens, waardoor het derde orde elliptisch filter volledig bepaald is, zijn:

- Een kantelfrequentie van 100Hz.
 - Een nulpunt op 600Hz.
 - Een minimale verzwakking in het spergebied van 39dB.
- Hieruit volgt een rimpel van 0,1dB in het doorlaatgebied.

Een schakeling, waarmee een derde orde elliptisch filter te realiseren is, is weergegeven in figuur 9-17. De dimensionering van het filter wordt verder met behulp van tabellen gedaan (zie b.v. lit [1]).



figuur 9-17: De opbouw van het derde orde elliptisch filter.

De amplitude-karakteristiek en de fase-karakteristiek van dit filter zijn weergegeven in resp. figuur 9-18 en figuur 9-19. Hierbij is uitgegaan van ideale componenten. De amplitude-karakteristiek gaat inderdaad bij de 6-de harmonische (300Hz) naar $-\infty$ dB (oftewel 0x versterking). In figuur 9-20 en 9-21 zijn de karakteristieken weergegeven, als weerstanden en condensatoren uit de E12-reeks gebruikt worden, die een tolerantie van resp. 1% en 10% hebben. Uit deze karakteristieken blijkt, dat de 300Hz component minimaal met 47dB verzwakt wordt. De eerst volgende harmonisch is de 12-de (600Hz). Deze component wordt minimaal met 56dB verzwakt.

Uit figuur 9-20 volgt voor de maximale faseverschuiving bij 50Hz maximaal 75° . Om een stabiele regellus te krijgen, die bovendien niet teveel inslingert bij plotselinge variaties van de ingangssignalen, moet de openlusversterking door de 0dB gaan bij een fasemarge van maximaal ca. 20° . Als de faseverschuiving van de rest van de regellus 90° is (zoals in de f-P regellus, waarin de omzetting van een frequentieverschil in een faseverschil evenredig met het geleverde werkzame vermogen overeenkomt met een ideale integrator; zie hoofdstuk 6 figuur 6-5), dan kan de bandbreedte van de regellus vrijwel gelijk aan 50Hz gemaakt worden. Een bandbreedte van exact 50Hz is echter al te veel. Alle signalen, die naar de regelaars toegaan, zullen namelijk, hoewel ze met behulp van 6-puls of 12-puls gelijkrichting verkregen zijn, toch (kleine) 50Hz componenten bevatten vanwege geringe asymmetriën etc. van de schakelingen. Als de bandbreedte van de regellussen 50Hz of meer is, dan zullen de regelaars op deze 50Hz reageren door resp. de frequentie en de effectieve waarde aan de uitgang van het noodstroom-systeem met 50Hz te laten variëren.

DE REGELLUSSEN IN DE PRAKTIJK

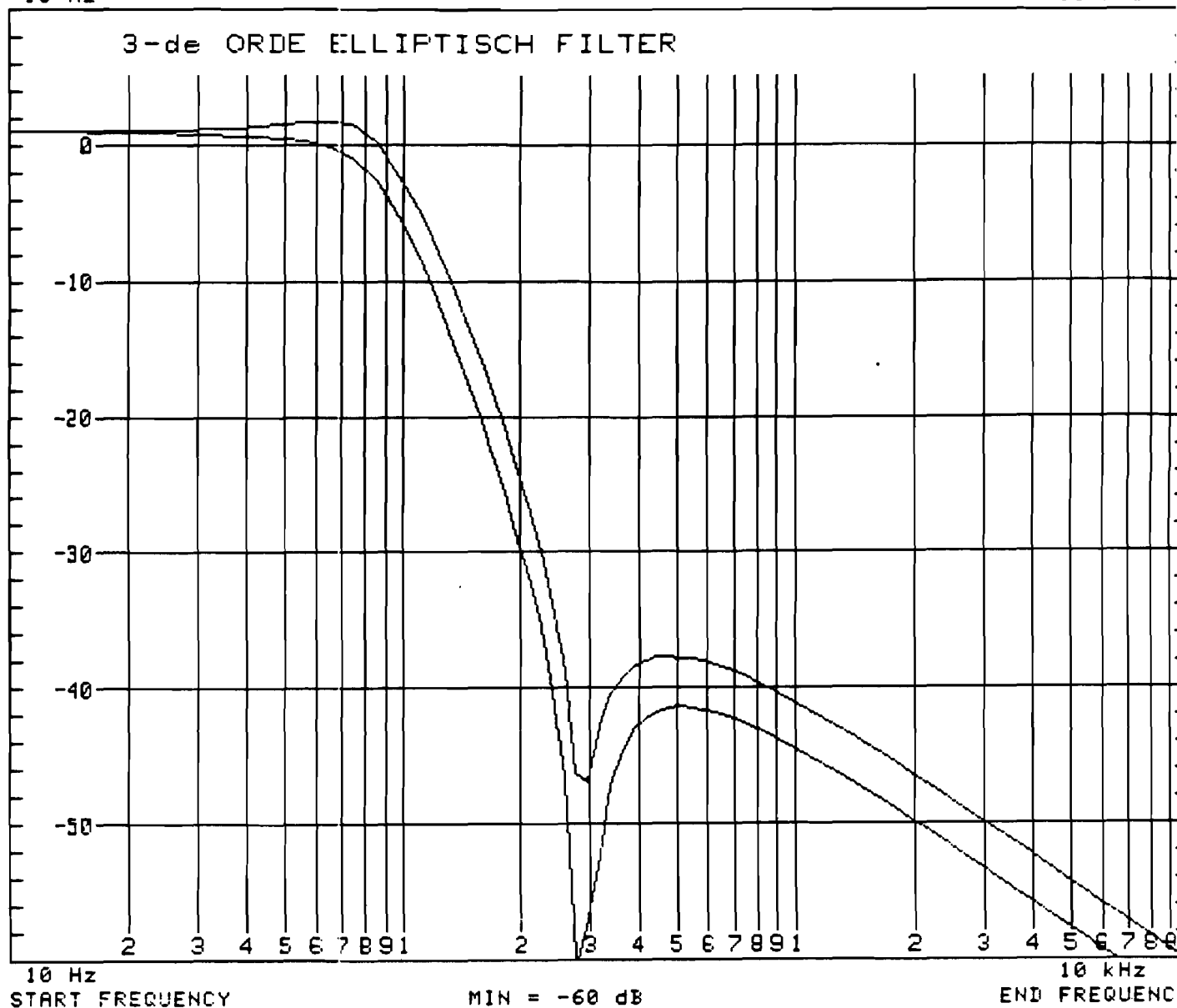
MAGNITUDE PLOT

LOG SWEEP

START FREQUENCY
10 Hz

MAX = 10 dB

END FREQUENCY
10 kHz



INPUT IS NODE 1

OUTPUT IS NODE 7

GROUND IS NODE 0

COMPONENT	VALUE	PERCENT TOLERANCE	NODE CONNECTIONS FROM, TO, (+), (-)			
RESISTOR 1	3.9 kohm	1	1	2		
RESISTOR 2	8.2 kohm	1	2	4		
RESISTOR 3	22 kohm	1	3	0		
RESISTOR 4	100 kohm	1	4	0		
RESISTOR 5	10 kohm	1	6	7		
RESISTOR 6	68 kohm	1	5	0		
RESISTOR 7	18 kohm	1	6	5		
CAPACITOR 1	680 nF	10	6	2		
CAPACITOR 2	150 nF	10	4	0		
CAPACITOR 3	47 nF	10	1	3		
CAPACITOR 4	22 nF	10	3	4		
CAPACITOR 5	220 nF	10	7	0		
SOURCE 1	1 kmho	0	0	6	4	5

figuur 9-20

In figuur 9-22 is het schema van het filter voor de signalen U_P en U_Q getekend.

De foto's in figuur 9-23 demonstreren de werking van het filter.

Foto 9: Resp. de signalen U_P en U_Q , als het 500VA noodstroomsysteem belast wordt met 60W en 0VAR.

Foto 10: De beide signalen, nadat ze gefilterd zijn. De rimpel in de beide signalen bestaat voornamelijk uit een 50Hz-component. De top-top waarde van de rimpel is ongeveer 10mV.

De instelling van de oscilloscoop is: 2V/div en 10ms/div.

9.6 De regelaars.

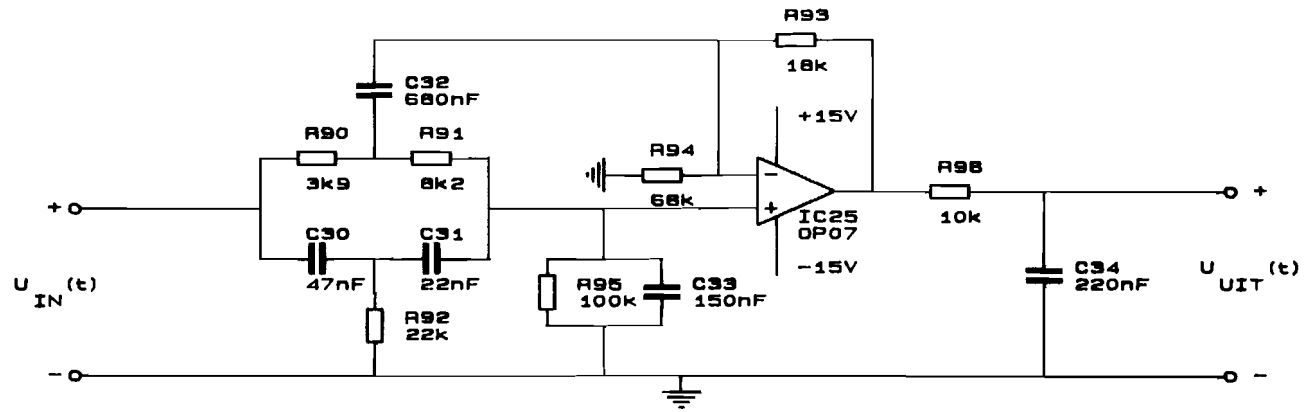
Het schema van de regelaars voor de f-P en de U-Q regellussen is in figuur 9-24 weergegeven.

Met de instel-potentiometers P10 en P11 zijn resp. de frequentie en de effectieve waarde van de uitgangsspanningen in nullast in te stellen.

De frequentie is ingesteld op 50Hz.

De effectieve waarde van de uitgangsspanningen mag elke waarde tot 250V hebben. Er is 100V per fase gekozen (dit rekent makkelijk en de overbelastbaarheid is groter dan wanneer 220V per fase wordt gekozen).

Als het noodstroomsysteem een werkzaam vermogen P en een blindvermogen Q levert, dan wordt met behulp van de opamp's IC35 A en IC35 B de ingestelde frequentie en effectieve waarde van de uitgangsspanningen evenredig met resp. P en Q verlaagd.



3-DE ORDE ELLIPTISCH FILTER		
Size	Document Number	REV
A		
Date:	February 13, 1987	Sheet of

figuur 9-22: Het toegepaste derde-orde elliptisch filter.

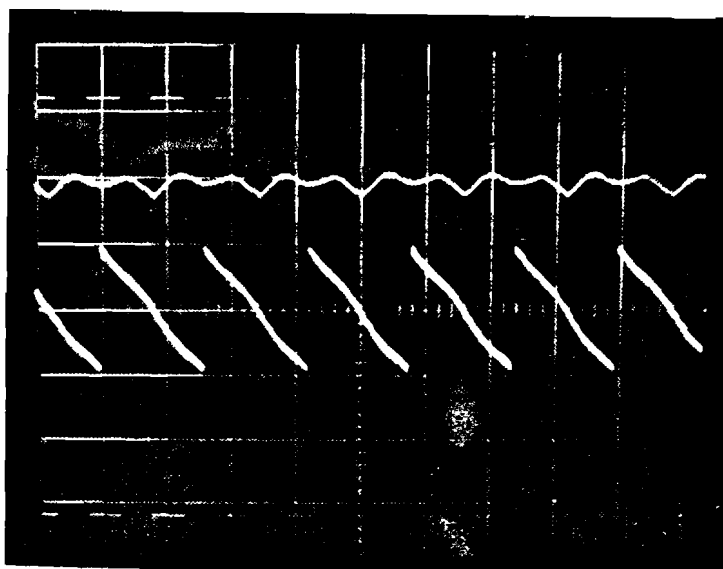


Foto 9.

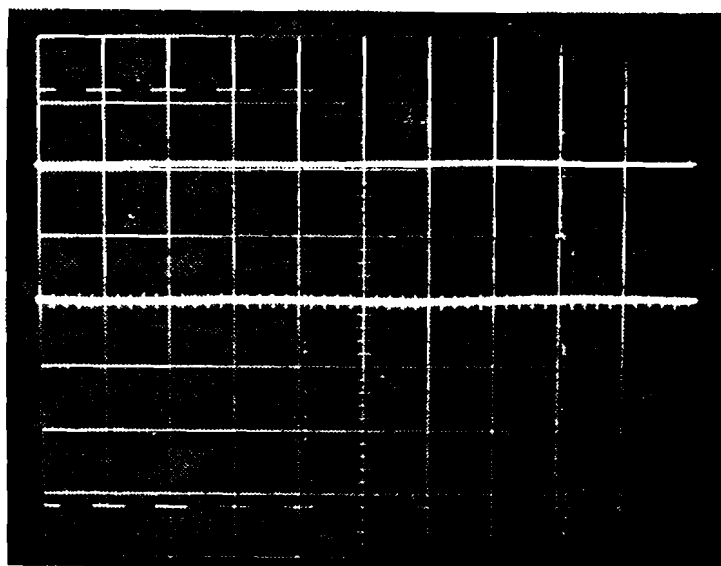


Foto 10.

figuur 9-23: De signalen U_p en U_Q voor en na het derde orde elliptisch filter.

In de f-P regellus is om de volgende redenen geen PID-regelaar opgenomen:

1. Het toevoegen van een frequentie-regelaar heeft geen nut. De uitgangsfrequentie van een noodstroomstelsel is namelijk gelijk aan de frequentie, waarop de invertor ingesteld wordt. Het heeft daarom geen zin om de gemeten uitgangsfrequentie terug te voeren en daarmee de ingestelde frequentie met behulp van een regelaar zo aan te passen, dat de uitgangsfrequentie de gewenste waarde aanneemt. Men kan dan beter direct de invertor op de gewenste frequentie instellen.

2. Het toevoegen van een PID-regelaar op een andere plaats in de f-P regellus is niet nodig, omdat er in principe al een regelaar aanwezig is.

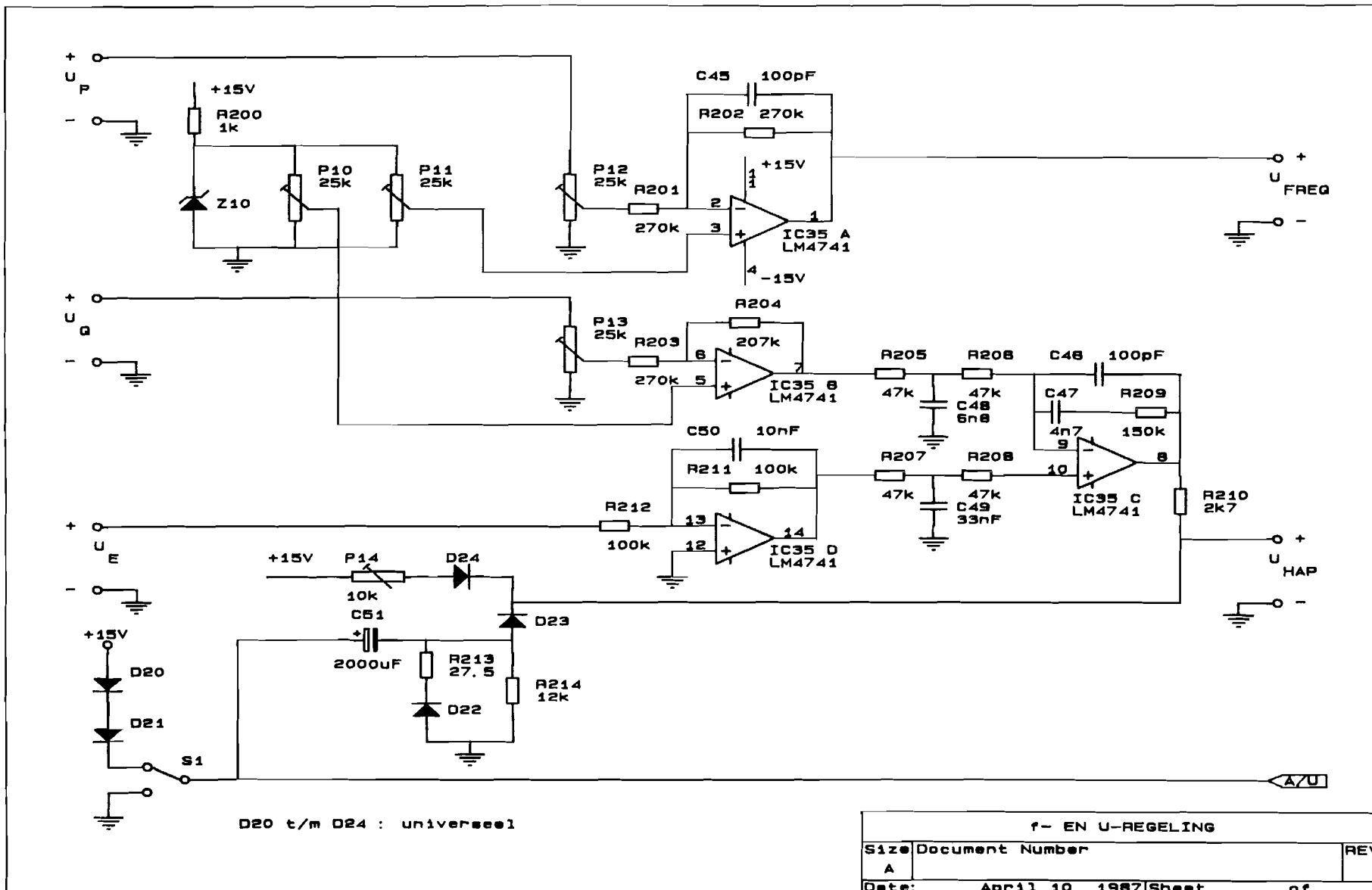
De overdrachtsfunctie van frequentie naar werkzaam vermogen bevat namelijk een ideale integrator. Deze integrator treedt op, omdat het faseverschil (in radialen) tussen de invertorspanningen en de uitgangspanningen de integraal is van de frequentie vermenigvuldigd met 2π (zie hoofdstuk 6 figuur 6-5). Deze integrator neemt de functie van een regelaar over. Aan een regelaar hoort een element vooraf te gaan, dat het verschil tussen de actuele waarde en de wenswaarde van de te regelen grootte bepaald. Deze taak wordt overgenomen door de spoel tussen de invertor en de uitgang van het noodstroomstelsel. Als er een faseverschil is tussen de invertorspanningen van een noodstroomstelsel en die van de overige parallel geschakelde systemen, dan heeft dit een verschil in het geleverde werkzame vermogen tot gevolg. Hieruit volgt met behulp van de terugkoppel-karakteristiek een frequentieverschil, dat het genoemde faseverschil wegregelt.

Aangezien de effectieve waarde van de uitgangsspanningen niet gelijk is aan de effectieve waarde van de invertorspanningen, is er in de U-Q regellus wel een regelaar nodig. Het ingangssignaal van deze regelaar is een spanning evenredig met het verschil tussen de gewenste effectieve waarde en de gemeten effectieve waarde.

De regelaar voor het instellen van de effectieve waarde van de uitgangsspanningen is ontworpen door in het regelcircuit een PID-regelaar aan te brengen, waarvan de tijdconstanten gevariëerd kunnen worden. Hieruit is de PI-regelaar afgeleid, die rond opamp IC35 C opgebouwd is. De overgang van het integrerende deel op het proportionele deel vindt plaats bij een frequentie van 226Hz.

Het gedrag van de f-P en U-Q regellussen in de praktijk wordt in de volgende paragraaf behandeld.

Met schakelaar S1 wordt de invertor aan en uit gezet (zie ook § 9.1.5: De werking van de stuurschakeling). Bij het aanzetten van de invertor wordt er met behulp van C51 voor gezorgd, dat de invertorspanningen vanaf 0V langzaam opgeregeld worden. Hiermee worden in-rush verschijnselen in de transformatoren en spoelen bij het inschakelen van de invertor tegen gegaan.



figuur 9-24: De regeling voor het instellen van de frequentie en de effectieve waarde van de uitgangsspanningen, als functie van het geleverde werkzame en blindvermogen.

Als de invertor aangezet wordt, dan is de spanning over C51 in het begin 0V en U_{HAP} is 13,6V (deze spanning wordt met twee dioden van de +14V afgeleidt). De effectieve waarde van de invertorspanningen is dan 0V. De regelaar wil de spanning U_{HAP} verlagen, waardoor de effectieve waarde van de invertorspanningen toeneemt. De uitgangsspanning van opamp IC35 C is daarom -15V. Condensator C51 wordt via weerstand R210 opgeladen, totdat U_{HAP} zover gedaald is, dat de gewenste effectieve waarde van de invertorspanningen bereikt is. Dit duurt circa 2 seconden. Daarna zorgt de regelaar ervoor, dat de uitgangsspanningen de juiste effectieve waarde blijven houden.

Condensator C51 wordt vervolgens via R214 verder opgeladen, zodat diode D23 gaat sperren. De regelaar wordt dan niet meer beïnvloed door deze condensator.

Als de invertor uitgezet wordt, dan ontlaaft condensator C51 zich in circa 0,15s via weerstand R213.

Als de invertor uit staat, dan wordt een te lage effectieve waarde van de uitgangsspanningen gemeten. De regelaar reageert hierop, door het uitgangssignaal van opamp IC35 C maximaal negatief te maken (nl. -15V). De stuurschakeling kan echter geen negatieve ingangssignalen verdragen, omdat deze gevoed wordt met 0V en +15V. De spanning U_{HAP} mag dus niet negatief worden. Met instel-potentiometer P14 wordt dit voorkomen.

9.7 Het gedrag van de regellussen in de praktijk.

Om na te gaan, hoe de regellussen zich in de praktijk gedragen, zijn er twee soorten metingen gedaan:

1. Metingen om het stationaire gedrag te bepalen.
2. Metingen om het dynamische gedrag te bepalen.

9.7.1 Het stationaire gedrag van de regellussen.

Uit de metingen in stationaire toestand zijn de volgende conclusies te trekken:

1. De signalen U_p en U_Q zijn recht evenredig met het geleverde werkzame vermogen P resp. blindvermogen Q . De grootte van deze signalen is met behulp van de instel-potentiometers P_1 , P_2 , en P_3 afgeregeld op resp. $5V/100W$ en $5V/100VAr_{ind}$.
2. De rimpel op de signalen U_p en U_Q bestaat voornamelijk uit een 50Hz component. De top-top waarde van de rimpel is circa 10mV. Deze rimpel heeft een onnauwkeurigheid in de bepaling van het werkzame resp. blindvermogen tot gevolg van circa 0,2W resp. 0,2VAr. Ten opzichte van het nominale schijnbare vermogen van het schaalmodel (400VA op schaal) betekent dit een onnauwkeurigheid van 0,05%. De 50Hz-component ontstaat door kleine asymmetriën in de totale proefopstelling en kleine onnauwkeurigheden in het bepalen van de ontsteekmomenten van de FET's. Door bij het ontwerpen van de schakelingen hiermee rekening te houden, is de 50Hz-component zo klein mogelijk gemaakt. Het is niet mogelijk om de 50Hz helemaal te laten verdwijnen.
3. Dankzij de grote nauwkeurigheid, waarmee het werkzame vermogen en het blindvermogen gemeten kunnen worden, zijn de minimale waarden van de richtingscoëfficiënten $r_f = df/dP$ en $r_U = dU/dQ$ van de terugkoppel-karakteristieken kleiner te kiezen dan 0,1%. De minimale waarden van $r_f = df/dP$ en $r_U = dU/dQ$ wordt daarom geheel bepaald door de nauwkeurigheid, waarmee de wenswaarden van de frequentie en de effectieve waarde in de parallel geschakelde noodstroomssystemen in te stellen

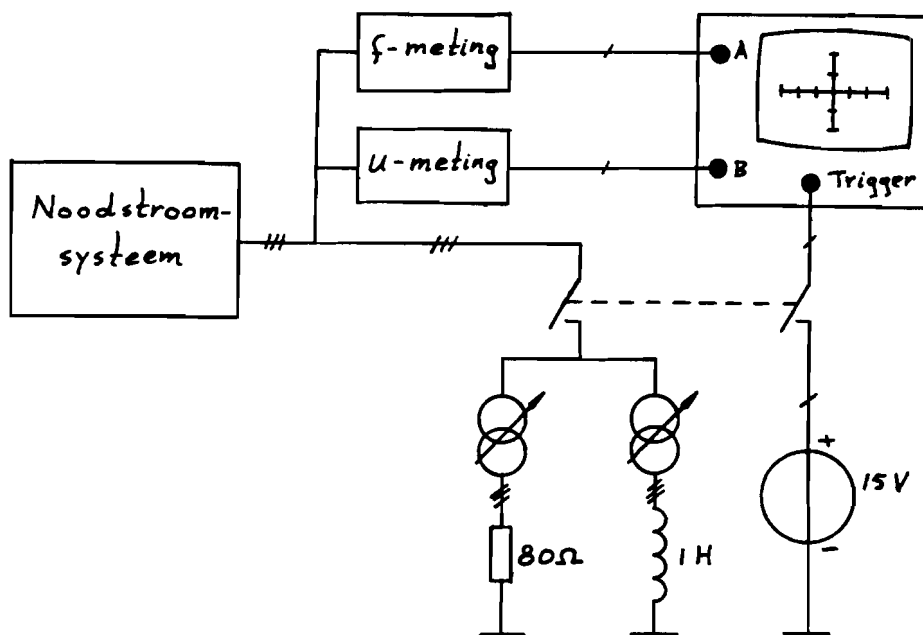
zijn en de maximaal toegestane onbalans in de geleverde vermogens (zie hoofdstuk 6 §6.6).

4. De bandbreedten van de regellussen zijn bepaald, door de wenswaarde met behulp van een toongenerator te laten variëren en daarbij de frequentie te zoeken waarbij het -3dB punt in de amplitude-karakteristiek optreedt. De bandbreedte van de f-P regellus is ca. 25Hz. De bandbreedte van de U-Q regellus is ca. 45Hz.

9.7.2 Het dynamische gedrag van de regellussen.

Het dynamisch gedrag van de regellussen is onderzocht door de belasting van het noodstroomsysteem sprongsgewijs te laten veranderen. De meetopstelling is weergegeven in figuur 9-25 weergegeven.

Met een schakelaar wordt op alle drie de fasen tegelijk een belasting aangesloten of losgekoppeld. Tegelijk hiermee wordt een contact gesloten resp. geopend, waarmee de oscilloscoop een trigger-sigitaal krijgt. De oscilloscoop is een geheugen-oscilloscoop met pre-trigger mogelijkheid, zodat de responsie inclusief een kleine tijd ervoor vastgelegd kunnen worden.



figuur 9-25: De meetopstelling voor het bepalen van het dynamisch gedrag van de regellussen.

Met de oscilloscoop worden de volgende signalen geregistreerd:

1. De frequentie.

De uitgangsfrequentie wordt gemeten met behulp van een binnen Holec ontwikkelde standaard frequentie-metprint (zie bijlage C). Deze print bepaalt de frequentie door de tijd te meten, die verstrijkt tussen twee nuldoorgangen van dezelfde fase. Dit wordt gedaan met alle drie de fasen. De frequentie, waarmee nieuwe meetwaarden worden afgeleverd is dus $6 \times 50 \text{ Hz}$. Elke meetwaarde is echter de gemiddelde frequentie in de afgelopen $1 / (2 \times 50 \text{ Hz}) = 10 \text{ ms}$, omdat steeds de duur van een halve periode van de uitgangsspanning wordt gemeten.

Het signaal, dat van deze print komt en op de oscilloscoop weergegeven wordt, wordt aangeduid met U_F .

2. De effectieve waarde.

De effectieve waarde van de uitgangsspanningen wordt al gemeten ten behoeve van het regelen van de effectieve

waarde van de uitgangsspanningen. Dit meetsignaal U_E wordt op het tweede kanaal van de oscilloscoop aangesloten.

De belasting bestaat uit een variac, waarop aan de secundaire kant weerstanden van 80Ω per fase zijn aangesloten, en een variac, waarop aan de secundaire kant spoelen van $1H$ per fase zijn aangesloten. De spoelen hebben een verliesweerstand van $0,5\Omega$.

Met deze beide variacs is het gevraagde werkzame en blindvermogen op elke gewenste waarde in te stellen.

In onbelaste toestand zijn de frequentie en de effectieve waarde van de uitgangsspanningen resp. $50Hz$ en $100V$.

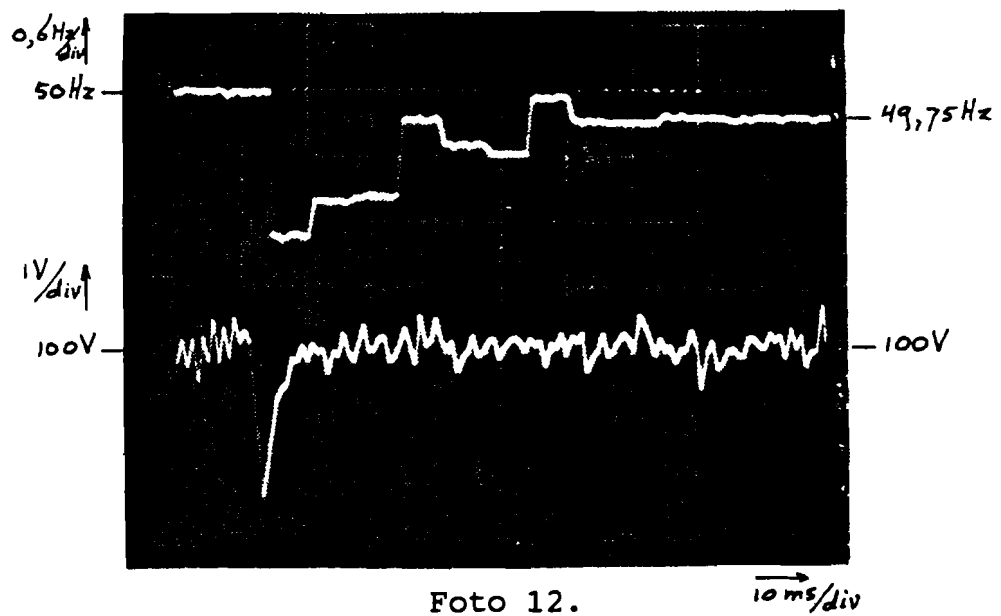
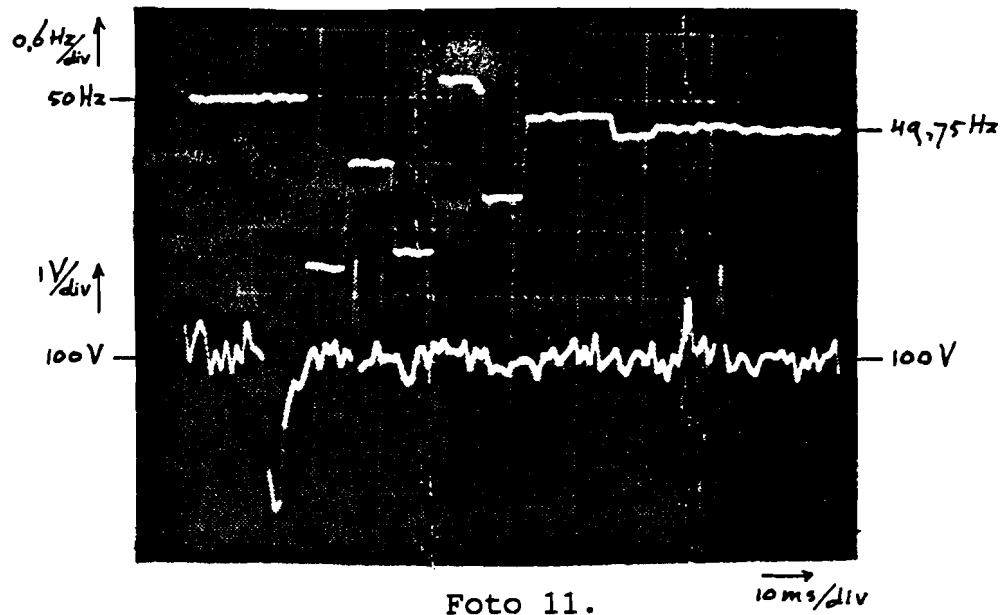
De f - P en de U - Q regellussen zijn zo afgeregeld, dat de frequentie afneemt met $0,25Hz$ per $100W$ en de effectieve waarde met $0,25V$ per $100VA_{r_{ind}}$.

In figuur 9-26 zijn twee foto's weergegeven van U_F (bovenaan) en U_E (onderaan) bij een sprong in de belasting van $0W$ naar $100W$.

De frequentie voor de belastingssprong is $50Hz$. De frequentie is weergegeven in $0,6Hz/div$.

De effectieve waarde van de uitgangsspanningen is voor de belastingssprong $100V$. De effectieve waarde is weergegeven in $1V/div$.

De tijdbasis is ingesteld op $10ms/div$. De belastingssprong vindt plaats na één hokje.



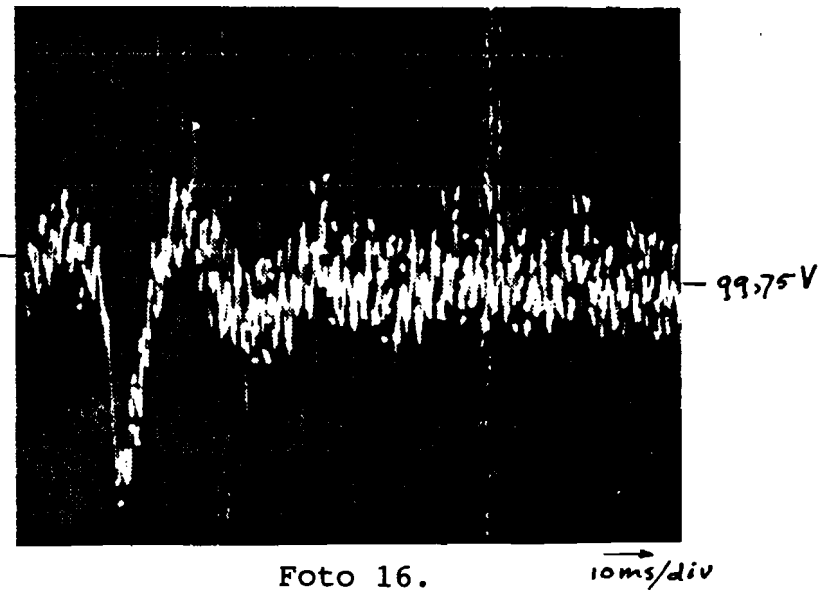
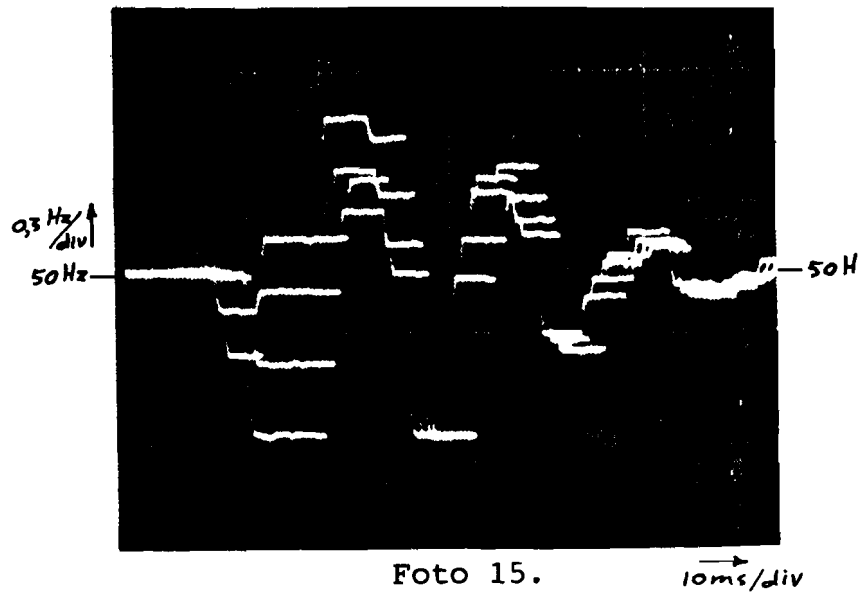
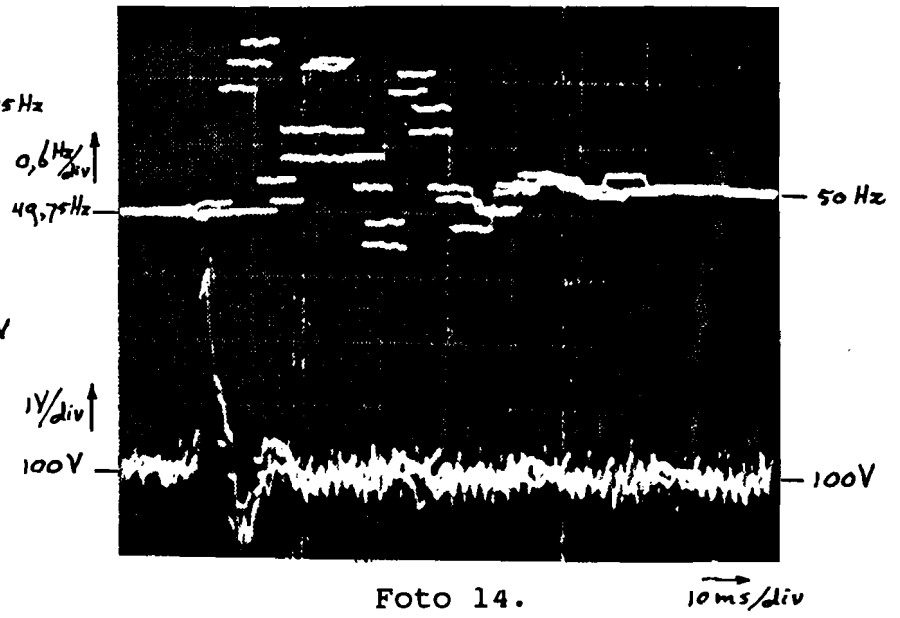
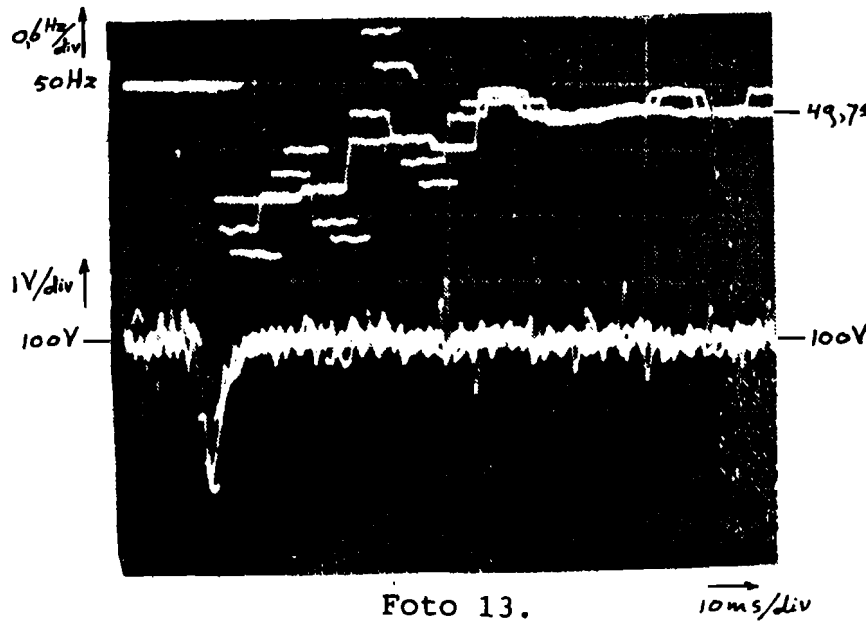
figuur 9-26: De signalen U_F en U_E als de belasting sprongsgewijs van 0W naar 100W gaat.

De vorm van het signaal U_E is op beide foto's vergelijkbaar. De vorm van U_F is op beide foto's echter sterk verschillend. Dit wordt veroorzaakt, doordat slechts eens in de 3,33ms een nieuwe frequentie-metwaarde beschikbaar is.

Door nu een aantal maal een belastingssprong van 0W naar 100W te maken en in het geheugen van de oscilloscoop op te slaan, ontstaat bij het over elkaar afbeelden van de gemeten signalen het beeld weergegeven op foto 13 in figuur 9-27. Het verloop van de frequentie als functie van de tijd is nu veel beter te zien. Ook blijkt, dat alle geregistreeerde signalen U_E vrijwel samenvallen en hetzelfde verlopen. Hieruit volgt, dat het trigger-moment voldoende exact bepaald is ten opzichte van het moment, waarop de belasting toeneemt. Bovendien geeft dit aan, dat uit de verschillende registraties van U_F inderdaad het verloop van de frequentie als functie van de tijd afgeleid kan worden (het noodstroom-systeem reageert namelijk steeds op dezelfde wijze).

Op dezelfde manier wordt bij een sprong in de belasting van 100W naar 0W foto 14 verkregen.

Foto's 15 en 16 laten resp. U_F en U_E zien in het gval, dat het gevraagde blindvermogen sprongvormig van 0Var_{ind} naar $100\text{Var}_{\text{ind}}$ gaat.



figuur 9-27: De signalen U_F en U_E bij enkele belastingsprongen.

Er zijn meerdere responsies op dezelfde sprongen overelkaar afgebeeld.

Uit foto's 13 t/m 16 in figuur 9-27 is het volgende te concluderen:

1. De verandering van de frequentie en de effectieve waarde.

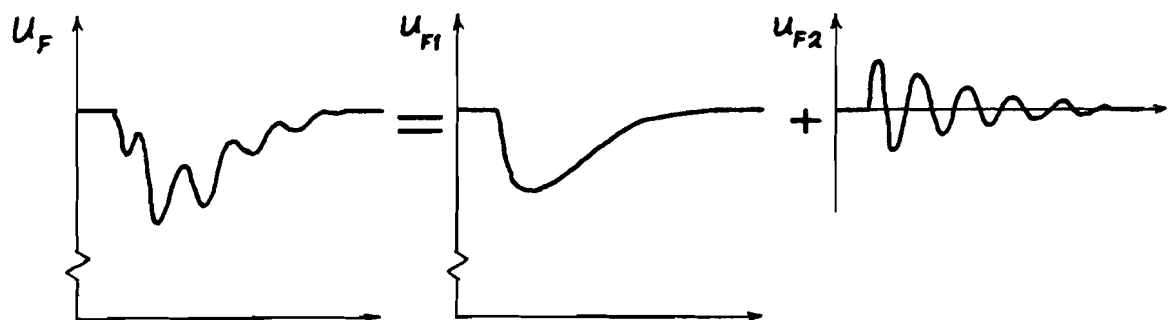
In onbelaste toestand is de frequentie 50Hz en de effectieve waarde van de uitgangsspanningen 100V. Bij een belasting met 100W wordt de frequentie 49,75Hz, dus 0,25Hz lager dan in onbelaste toestand. De effectieve-waarde is, na het uitdoven van de transiënten, weer gelijk aan 100V.

Bij een belasting met 100VAR_{ind} wordt de effectieve waarde 99,75V, dus 0,25V lager dan in onbelaste toestand. De frequentie is, na het uitdoven van de transiënten, weer gelijk aan 50Hz.

Deze waarde komen overeen met de instelling van de regellussen.

2. De transiënten in de frequentie.

De transiënten in de frequentie bevatten twee hoofdcomponenten (zie figuur 9-28): een gedempte slinginging met een frequentie van ongeveer 50Hz en een component zonder slinginging.



figuur 9-28: De componenten, waaruit de transiënt in U_F opgebouwd is.

De slingering in de transiënten is een gevolg van de methode, waarmee de frequentie gemeten wordt. De gebruikte frequentie-maatprint bepaalt namelijk de tijdsduur tussen twee opeenvolgende nuldoorgangen van de spanning in een fase. (Dit wordt voor elke fase afzonderlijk gedaan, zodat er eens in de $10\text{ms}/3 = 3,33\text{ms}$ een meetwaarde beschikbaar is; zie blz. 9-49). Als echter sprongsgewijs de belasting van het noodstroomsysteem veranderd wordt, dan zal er een gelijkspanningscomponent in de uitgangsspanningen optreden (inrush-effect). Hierdoor wordt er om en om een lange en een korte tijd tussen twee nuldoorgangen in een fase gemeten. De slingering in de gemeten transiënten komt dus niet overeen met variaties in de uitgangsfrequentie van het noodstroomsysteem. De component zonder slingering is het deel van het meetsignaal, dat overeenkomt met de momentane uitgangsfrequentie. Uit dit deel blijkt, dat het relatief lang duurt, voordat de uitgangsfrequentie binnen een gebied van enkele procenten rond de eindwaarde komt. Deze snelheid is te vergroten door de bandbreedte van de f-P regellus te vergroten. De fasemarge in de openlus-karakteristiek van de f-P regellus wordt dan kleiner en daardoor wordt de overshoot van de f-P regellus groter. De overshoot van de f-P regellus is al redelijk groot (bij een belastingssprong van 0w naar 100W wordt de frequentie kort na de sprong gelijk aan 49Hz). De bandbreedte van de f-P regellus is daarom niet groter gemaakt.

3. De transiënten in de effectieve waarde.

De maximale verandering van de effectieve waarde van de uitgangsspanningen is 2V. Dit is 2% van de nominale waarde. De duur van de verandering is ongeveer 10ms. Dit is voldoende kort.

De U-Q regellus heeft duidelijk een grotere fasemarge, waardoor er minder slingering optreedt.

Op foto 16 is de daling van de effectieve waarde tengevolge van het aanbrenge van een belasting van 100VAR_{ind} nauwelijks te zien vanwege de rimpel op het signaal. Dit heeft de volgende oorzaken:

- Er zijn vijf responsies over elkaar afgebeeld. Daardoor lijkt de rimpel erg groot.

- Het signaal U_E , dat uit de 12-puls meet-gelijkrichter komt, wordt in de regellus door een eerste orde filter met een kantelfrequentie van 160Hz gefilterd. Om alle variaties in de effectieve waarde te kunnen zien, is voor dit filter gemeten. Het signaal U_E bevat daarom nog een sterke 600Hz-component en hogere harmonischen hiervan. Na het filter is de rimpel ongeveer 5x kleiner.

4. De transiënten in de praktijk.

In de praktijk komen grote sprongvormige veranderingen van de belasting maar weinig voor. Het noodstroomsysteem moet er echter wel op berekend zijn.

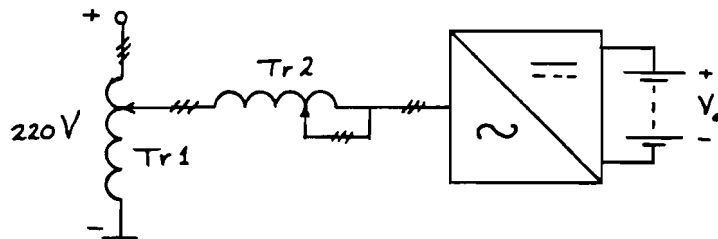
Bij een meer gelijkmatige verandering van het gevraagde vermogen treden minder grote transiënten op. De belastingsprongen laten dus de transiënten zien, die in het slechtste geval optreden.

Uit de gemeten signalen blijkt, dat de wederzijdse beïnvloeding van de regellussen groot is. Een sprong in het gevraagde werkzame heeft een relatief grote transiënt in de effectieve waarde tot gevolg. Evenzo heeft een sprong in het gevraagde blindvermogen een relatief grote transiënt in de uitgangsfrequentie tot gevolg. Dat de wederzijdse beïnvloeding van de beide regellussen groot is, bleek al uit de berekeningen in hoofdstuk 8 (zie § 8.2.3 en § 8.2.4). Ondanks deze wederzijdse beïnvloeding zijn toch stabiele

regellussen te maken. In hoofdstuk 8 § 8.2.4 worden methoden aangegeven om de wederzijdse beïnvloeding te verkleinen.

Als laatste test voor de regellussen is het noodstroomstelsel parallel geschakeld aan het elektriciteitsnet. De opstelling, die daarbij gebruikt is, is weergegeven in figuur 9-28. Er is parallel geschakeld aan het elektriciteitsnet, omdat er geen tweede noodstroomstelsel beschikbaar was.

De effectieve waarde van de netspanning is met de variac Tr1 verlaagd tot 100V per fase. Dit is de fasespanning, waarop het 500VA noodstroomstelsel afgeregeld is.



figuur 9-28: De opstelling voor het parallel schakelen van het 500VA noodstroomstelsel aan het elektriciteitsnet.

De impedantie van de variac Tr2 zorgt ervoor, dat bij het inschakelen van het 500VA noodstroomstelsel geen grote stromen gaan lopen, zolang het noodstroomstelsel nog niet gesynchroniseerd is aan het elektriciteitsnet. Het synchroniseren wordt door de f-P regellus gedaan. Als de frequentie van het noodstroomstelsel namelijk groter is dan

de netfrequentie, dan gaat het noodstroomsysteem in fase voorlopen op het net. Daardoor gaat het noodstroom (meer) werkzaam vermogen leveren aan het net. De f-P regellus zorgt er dan voor, dat de frequentie van het noodstroomsysteem daalt. Uiteindelijk zal het noodstroomsysteem zich op deze manier synchroniseren aan het net.

Het synchroniseren gebeurt door het deel van variac T2, dat tussen het noodstroomsysteem en het net in staat te verkleinen.

De regellussen blijken stabiel te zijn en zich te gedragen, zoals op grond van de theorie te verwachten is. Het vergroten van de referentie-waarde voor de frequentie van het noodstroomsysteem heeft tot gevolg, dat er meer werkzaam vermogen aan het net geleverd wordt. Dit is in overeenstemming met hetgeen in hoofdstuk 6 § 6.5 bepaald is. Evenzo neemt het geleverde blindvermogen toe, als de referentie-waarde voor de effectieve waarde van de uitgangsspanningen verhoogd wordt.

LITERATUUR:

- [1] Williams, A.B., DESIGN ACTIVE ELLIPTIC FILTERS EASILY, Electronic Design 21, October 14, 1971.

10. LITERATUURSTUDIE.

Voor de literatuurstudie is gebruik gemaakt van de bibliotheek van HOLEC in Hengelo en de bibliotheek van de Faculteit Elektrotechniek aan de Technische Universiteit Eindhoven.

Over het parallel noodstroomsysteem zelf is geen literatuur gevonden, aangezien dit type noodstroomsysteem door een patent van HOLEC beschermd wordt. De enige informatie op papier over dit type noodstroomsysteem wordt gevormd door documentatie en schema's, die binnen HOLEC beschikbaar zijn. Deze documentatie en schema's zijn in dit verslag gebruikt als basis voor het beschrijven van het parallel noodstroom-systeem.

Over het parallel schakelen van parallel noodstroomssystemen is dus ook geen literatuur of documentatie te vinden.

Er is tijdens het onderzoek wel wat literatuur gevonden met betrekking tot de volgende onderwerpen:

1. Harmonische vervorming.
2. De wijze van parallel schakelen.
3. Betrouwbaarheid van noodstroomssystemen.
4. Betrouwbaarheid van de elektrische energievoorziening.

De gevonden literatuur is gebruikt in de voorgaande hoofdstukken.

In dit hoofdstuk worden enkele interessante feiten vermeld, die tijdens de literatuurstudie gevonden zijn en niet in de vorige hoofdstukken aan bod gekomen zijn.

De literatuurlijst in bijlage H geeft de omschrijving van alle literatuur, die bij het afstudeer-onderzoek gebruikt

is. De omschrijving van literatuurverwijzingen in dit hoofdstuk zijn in deze bijlage te vinden.

10.1 Harmonische vervorming.

Een statisch noodstroomsysteem injecteert harmonische stromen in het net. Het is daarom interessant om na te gaan, welke waarden van deze stromen nog toelaatbaar geacht worden. Er is daarbij uitgegaan van het rapport "Aanbevelingen voor toelaatbare harmonische stromen bij niet-huishoudelijke toestellen" uitgebracht door de Commissie harmonische componenten (zie lit. [12]).

Hogere harmonische spanningen kunnen de werking van daarvoor gevoelige toestellen hinderen. De commissie harmonische componenten van de VDEN heeft daarom richtlijnen opgesteld, waaraan apparatuur moet voldoen om de netverontreiniging binnen toelaatbare grenzen te houden.

De eerste richtlijnen van deze commissie hebben betrekking op de harmonische spanningen in laagspanningsnetten veroorzaakt door huishoudelijke apparaten (zie lit. [45]). Inmiddels is over dit onderwerp uitgekomen de Europese norm EN 50.006 (zie lit. [46]). Deze norm is vervolgens vervangen door de norm IEC 555 van de International Electrotechnical Commission (zie lit. [47]).

Bepaalde apparaten, met name apparaten met niet-lineaire elementen, produceren hogere harmonische stromen, die in het net worden geïnjecteerd. Over de netimpedanties ontstaan dan hogere harmonische spanningen, die niet alleen bij de gebruiker die de storing veroorzaakt, maar ook bij andere gebruikers en in het net de goede werking van daarvoor gevoelige toestellen kunnen hinderen.

Het is noodzakelijk, dat aan deze hinder grenzen worden gesteld. Dit wordt op het ogenblik gedaan door de

aansluitvoorwaarden van de elektriciteitsbedrijven. Zolang echter concrete richtlijnen ontbreken, kunnen discussies met verbruikers respectievelijk leveranciers van niet-lineaire elementen bevattende toestellen, over wat nog als toelaatbaar is te beschouwen en wat niet, moeilijk tot een bevredigend einde worden gebracht.

De commissie harmonische componenten heeft een rapport "Aanbevelingen voor toelaatbare stromen bij niet-huishoudelijke toestellen" opgesteld met het doel meer duidelijkheid te brengen (zie lit. [12]).

In het rapport CHC 75/10 van de commissie harmonische componenten worden richtlijnen aangegeven voor de toelaatbare grootte van de geïnjecteerde harmonische stromen in het elektriciteitsnet. Er is gekozen voor het begrenzen van de harmonische stromen, omdat de harmonische spanningen, die toestellen in het net injecteren, niet eenduidig bepaald zijn, maar afhangen van de netimpedantie. Aangezien de verbruiker resp. de producent van een toestel geen invloed kan uitoefenen op de netimpedantie, ligt het voor de hand de grootte van de harmonische spanningen te begrenzen door het invoeren van grenswaarden voor de opgewekte harmonische stromen.

Voor de bepaling van deze grenswaarden is uitgegaan van de in de Euronorm EN 50.006 voor huishoudelijke toestellen vastgelegde reeks van toelaatbare harmonische spanningen. Deze reeks is weergegeven in tabel 10-1.

Er zijn toestellen (b.v. choppers), die frequenties genereren die geen veelvoud van 50Hz zijn. Voor de toelaatbare spanning van deze componenten in het net is dezelfde grens van 0,2% gekozen als geldt voor de even harmonischen.

Om vervolgens de nog toelaatbaar te achten harmonische stromen te kunnen afleiden zijn enkele netimpedanties vastgesteld. Daartoe is uitgegaan van in de praktijk zelden onderschreden kortsluitvermogens in de transformatiepunten van het ene naar het andere spanningsniveau.

De gekozen waarden voor deze kortsluitvermogens en de daaruit afgeleide impedanties bij verschillende spanningsniveaus zijn weergegeven in tabel 10-2.

De uit het kortsluitvermogen afgeleide impedantie wordt verondersteld zuiver inductief te zijn.

Uit de maximaal toelaatbare harmonische spanningen in tabel 10-1 en de gekozen waarden van de kortsluitimpedanties op de verschillende spanningsniveaus zijn de maximaal toegestane harmonische stromen voor elk spanningsniveau en elke harmonische af te leiden. De tabel, die hieruit volgt is te vinden in het rapport CHC 75/10 van de commissie harmonische componenten (zie lit. [12]). Voor systemen voor ononderbroken energievoorziening zijn de maximaal toelaatbare harmonische stromen op 380V-niveau van belang. Deze waarden zijn in tabel 10-3 vermeld. De nominale stroom op dit spanningsniveau is ca. 500A.

Het samenstel van capaciteiten en inductiviteiten in een net kan voor een bepaalde harmonische een resonantie-kring vormen. In zo'n geval kunnen beperkte harmonische stroom-injecties aanleiding geven tot aanzienlijke opslinging van de harmonische spanning.

De commissie harmonische componenten is daarbij van oordeel, dat indien de stroom-injecties kleiner zijn dan de aangenomen toelaatbare waarden, de gebruiker in geval van hinder niet door het elektriciteitsbedrijf aansprakelijk kan worden gesteld. Het elektriciteitsbedrijf moet dan zelf maatregelen nemen om die opslinging te vermijden.

Rangnummer harmonische	Toelaatbare spanning (%)
2	0,2
3	0,85
4	0,2
5	0,65
6	0,2
7	0,6
8	0,2
9	0,4
10	0,2
11	0,4
12	0,2
13	0,3
14	0,2
15	0,25
16	0,2
17	0,25
18	0,2
etc.	etc.

tabel 10-1: Maximaal toelaatbare harmonische spanning in procenten van de nominale spanning als functie van het rangnummer van de harmonische.

Spanningsniveau in kV	Kortsluitvermogen in MVA	50Hz-fase-impedantie in ohm	Impedantie op 10kV-niveau in ohm
0,38	4	0,036	25,0
3	30	0,30	3,33
10	100	1,00	1,00
25	400	1,56	0,25
50	400	6,25	0,25
110	800	15,1	0,125
150	1500	15,0	0,067

tabel 10-2: Gekozen waarden voor het kortsluitvermogen en de daaruit afgeleide impedanties op verschillende spanningsniveaus.

Rangnummer harmonische	Toelaatbare stroom in het injectiepunt in ampères
2	6,1
3	17,3
4	3,0
5	7,9
6	2,0
7	5,2
8	1,5
9	2,7
10	1,2
11	2,2
12	1,0
13	1,4
14	0,9
15	1,0
16	0,8
17	0,9

tabel 10-3: Maximaal toelaatbare harmonische stroom als functie van het rangnummer van de harmonische.

De commissie vermeldt tot slot, dat eventueel aan de richtlijnen nog toegevoegd moet worden, dat gelijkrichters met een nominaal vermogen van meer dan 2kW als regel op drie fasen moeten worden aangesloten en dat door toepassing van een transformator een galvanische scheiding tussen distributienet en gelijkstroomketen gewaarborgd moet worden. Deze voorwaarden worden op het ogenblik in de aansluitvoorwaarden van de elektriciteitsbedrijven meestal al gesteld.

Het statische parallel noodstroomstelsel is via een 12-puls inverter en een relatief grote zelfinductie op het elektriciteitsnet aangesloten. De harmonische stromen geïnjecteerd door het 75kVA parallel noodstroomstelsel blijven daardoor onder de in tabel 10-3 vermelde waarden (er wordt ca. 0,5A 11-de en 0,7A 13-de harmonische stroom uit het net opgenomen).

Verder zijn in het beschouwde parallel noodstroomstelsel het distributienet en de gelijkstroomketen galvanisch van elkaar gescheiden.

Het statische serie noodstroomstelsel is via een 6-puls gelijkrichter op het elektriciteitsnet aangesloten. Volgens het rapport CHC 75/10 (zie lit. [12]) mag dan tot maximaal 45kVA zonder speciale voorzieningen uit het net opgenomen worden. Dit betekent, dat voor statische serie noodstroomstelsels met een nominaal vermogen groter dan 45kVA maatregelen getroffen moeten worden om de harmonische stromen te beperken.

Als een galvanische scheiding tussen distributienet en gelijkstroomketen vereist is, dan moet bovendien aan het statische serie noodstroomstelsel een scheidingstransformator toegevoegd worden.

10.2 De methode van parallel schakelen.

Voor de wijze van parallel schakelen van noodstroomstelsels is gekeken naar de methode, die in de elektriciteitsnetten gebruikt wordt om het gevraagde vermogen over de elektriciteitscentrales te verdelen.

Een uitgebreide verhandeling over dit onderwerp is gevonden in een thema-nummer van het tijdschrift Revue Générale de l'Électricité (zie lit. [34] t/m [41]). In dit nummer zijn de primaire en de secundaire regellussen van zowel werkzaam als blindvermogen in Frankrijk beschreven. De regelmethode komen globaal overeen met de in hoofdstuk 6 beschreven methoden.

10.3 Betrouwbaarheid van noodstroomstelsels.

Een grote betrouwbaarheid is de belangrijkste eis, die aan stelsels voor ononderbroken energievoorziening gesteld wordt. Het stelsel heeft immers tot doel het vergroten van

de betrouwbaarheid van de elektrische energievoorziening en moet dus zelf in belangrijke mate betrouwbaarder zijn dan de reeds zeer betrouwbare openbare energievoorziening.

De betrouwbaarheidsbeschouwing van het systeem is dan ook een belangrijk onderdeel van het verslag geworden. De literatuur over betrouwbaarheidsberekeningen is tamelijk beperkt en niet altijd direct toepasbaar op noodstroom-systemen.

De berekeningen, die Merlin Gerin aan haar serie noodstroom-systemen heeft uitgevoerd, zijn theoretisch wel goed, maar de in hun folders gegeven waarden voor de MTBF van de door haar geleverde onderdelen van het systeem zijn om commerciële redenen wel iets overdreven.¹

Betrouwbaarheidsberekeningen aan parallel noodstroomsystemen zijn wel in de HOLEC-folders vermeld, maar de gebruikte berekeningsmethode is fout. In deze folders wordt vermeld, dat als de MTBF van één systeem gelijk is aan $MTBF_1$, de $MTBF_2$ van een noodstroomvoorziening bestaande uit twee noodstroomsystemen waarvan er één redundant is, gelijk is aan:

$$MTBF_2 = [MTBF_1/2]^2 \quad (10.1)$$

Op grond van de volgende twee redenen is direct te zien, dat deze formule fout is:

1. De dimensie van $MTBF_2$ is hier $[s^2]$, i.p.v. $[s]$.
2. De reparatietijd van een defect systeem is niet in de formule terug te vinden, terwijl deze reparatietijd wel

¹De MTBF van een inverter wordt bijvoorbeeld op 5 jaar gesteld, terwijl in de praktijk een MTBF van ca. 2,5 jaar gevonden wordt.

een grote invloed heeft op de betrouwbaarheid van de noodstroomvoorziening.²

Een methode voor het afleiden van de MTBF werd gegeven door prof. dr. F.W. Steutel van de Faculteit Wiskunde en Informatica van de Technische Universiteit Eindhoven. Daarbij is het geval beschouwd, dat er twee noodstroom-systemen zijn, waarvan er één redundant is. De snelle schakelaars zijn buiten beschouwing gelaten. De oplossing van prof. Steutel leidt via een omweg tot dezelfde waarde voor de MTBF, als de oplossing die door mij in dit verslag is gegeven. De methode van prof. Steutel zal gepubliceerd worden in het tijdschrift Statistica Neerlandica (in 1987).

Deze methode is echter alleen bruikbaar voor relatief eenvoudige configuraties van noodstroomvoorzieningen. Voor meer complexe configuraties is de berekeningswijze van prof. Steutel niet praktisch bruikbaar meer en moet de methode vermeld in dit verslag gebruikt worden.

10.4 Betrouwbaarheid van de elektrische energievoorziening.

De maat voor de betrouwbaarheid, die de elektriciteits-bedrijven hanteren is de beschikbaarheid van de elektrische energie bij de gebruiker.

De beschikbaarheid van de elektrische energie is het percentage van de tijd, dat een gebruiker elektrische energie uit het elektriciteitsnet kan onttrekken.

De beschikbaarheid is niet in elk net en op elke plaats even groot.

²Hoe kleiner namelijk de reparatietijd van een noodstroomstelsel is, hoe kleiner de kans is, dat het andere stelsel in de reparatietijd van het ene stelsel defect raakt.

Hoogspanningsnetten hebben bijvoorbeeld geen last van onderbrekingen in de energielevering in laagspanningsnetten. Omgekeerd betekent een onderbreking in een hoogspanningsnet over het algemeen, dat ook over een deel van het laagspanningsnet geen energie meer getransporteerd kan worden. De beschikbaarheid van de elektrische energie is dus in hoogspanningsnetten het hoogst, in middenspanningsnetten lager en in laagspanningsnetten het laagst (zie lit. [2]).

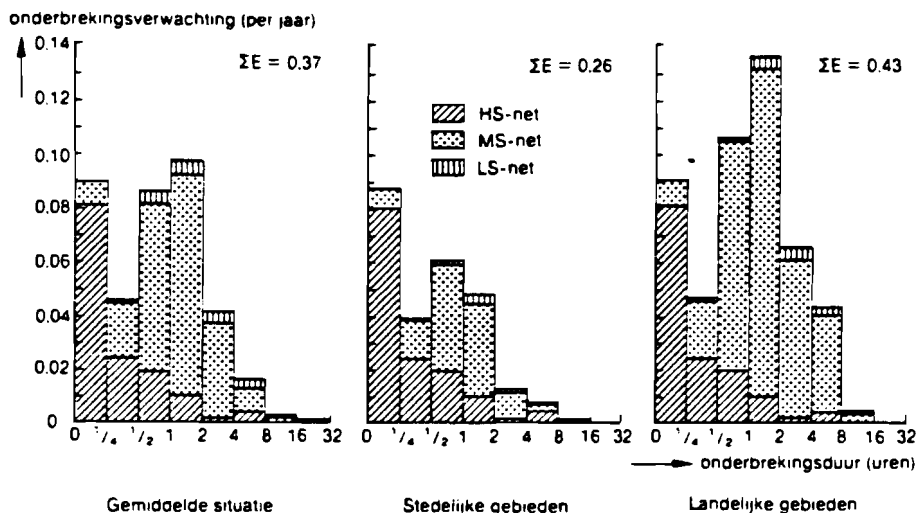
Verder is de beschikbaarheid van de elektrische energie in landelijke gebieden lager dan in stedelijke gebieden (zie lit. [4] en [2]). Dit is voornamelijk het gevolg van de in het algemeen langere en dus kwetsbaardere kabelstrengen in het middenspanningsnet in landelijke gebieden (zie lit. [2]).

In figuur 10-1 is weergegeven de onderbrekingsverwachting per jaar als functie van de onderbrekingsduur in Nederland. De onderbrekingsverwachting in het hoogspannings-, middenspannings- en laagspanningsnet is afzonderlijk aangegeven.

De kritische verbruikers hebben over het algemeen laagspanning nodig voor het voeden van hun apparatuur. Dit is het spanningsniveau, waarop de beschikbaarheid van de elektrische energie het laagst is, tenzij er speciale voorzieningen in de netstructuur aangebracht worden.

Er moet echter wel opgemerkt worden, dat de grafieken in figuur 10-1 gemiddelde waarden laten zien. Een verbruiker, die vlakbij een elektriciteitscentrale zit, heeft over het algemeen een veel grotere beschikbaarheid van de elektrische energie, dan een verbruiker, die ver van de centrale af zit. De noodzaak van het vergroten van de betrouwbaarheid van de elektrische energievoorziening met behulp van noodstroom-systemen is dus sterk afhankelijk van de betrouwbaarheid van

de elektrische energievoorziening op de plaats, waar de gebruiker zich bevindt.



figuur 10-1: De relatie tussen de onderbrekingsverwachting (in aantal maal per jaar) en de onderbrekingsduur (in uren), afhankelijk van het type gebied.

CONCLUSIES

11. CONCLUSIES.

1. Het parallel noodstroomstelsel is technisch gezien superieur aan het serie noodstroomstelsel. (Hoofdstuk 2 § 2.4).
2. Een parallel noodstroomstelsel heeft een 50% grotere MTBF dan een serie noodstroomstelsel. (Hoofdstuk 5 § 5.2).
3. Roterende omvormers vragen meer onderhoud, dan statische omvormers. Daarnaast is de prijs van statische omvormers dalende, terwijl de prijs van roterende omvormers stijgt vanwege het stijgen van de loonkosten in de prijs van een roterende omvormer. De verwachting is dan ook, dat de roterende noodstroomsystemen plaats moeten gaan maken voor statische noodstroomsystemen.
4. Als meerdere noodstroomsystemen zonder redundantie parallel geschakeld worden, dan neemt de betrouwbaarheid van de noodstroomvoorziening snel af. (Hoofdstuk 5 § 5.3.2).
5. Het toevoegen van redundante noodstroomsystemen heeft alleen nut, als de snelle schakelaar bij elk noodstroomstelsel, die het noodstroomstelsel moet kunnen scheiden van de overige in het geval het defect raakt, een grote MTBF heeft. (Hoofdstuk 5 § 5.3.3).
6. Het is aannemelijk, dat wanneer er voldoende noodstroomsystemen parallel geschakeld worden, de invloed van de snelle schakelaars op de MTBF afneemt. Als er namelijk voldoende noodstroomsystemen parallel geschakeld worden, dan kunnen, bij het defect raken van één van de systemen, de overige noodstroomsystemen voldoende wisselstroom

CONCLUSIES

leveren om de last te blijven voeden, terwijl er een kortsluitstroom in de richting van het defecte noodstroomstelsel loopt. Deze kortsluitstroom kan de smeltveiligheden in het defecte noodstroomstelsel laten doorsmelten.

Principiëel is alleen het parallel noodstroomstelsel berekend op het (kortstondig) leveren van tenminste 4,5 maal de nominale uitgangsstroom. Deze afname van de invloed van de MTBF van de snelle schakelaar op de totale MTBF kan dus niet met serie noodstroomsystemen bereikt worden. (Hoofdstuk 5 § 5.4).

7. Het werkzame vermogen, dat een parallel noodstroomstelsel levert, blijkt voornamelijk afhankelijk te zijn van het faseverschil tussen de ingangsspanningen en de invertorspanningen. (Hoofdstuk 3 § 3.1).
8. Het blindvermogen, dat een parallel noodstroomstelsel levert, blijkt voornamelijk afhankelijk te zijn van de verhouding tussen de amplituden van de ingangsspanningen en de invertorspanningen. (Hoofdstuk 3 § 3.1).
9. Het is mogelijk het gevraagde werkzame vermogen evenredig over meerdere parallel geschakelde parallel noodstroomsystemen te verdelen door de frequentie van elk noodstroomstelsel afzonderlijk te laten dalen als het door dat noodstroomstelsel geleverde werkzame vermogen toeneemt. (Hoofdstuk 6 § 6.3).
10. Het is mogelijk het gevraagde blindvermogen evenredig over meerdere parallel geschakelde parallel noodstroomsystemen te verdelen door de effectieve waarde van de uitgangsspanningen van elk noodstroomstelsel te laten dalen als het door dat noodstroomstelsel geleverde blindvermogen toeneemt. (Hoofdstuk 6 § 6.3).

CONCLUSIES

11. Stabiele regellussen voor het verdelen van werkzaam en blindvermogen op de manier, zoals in punten 9 en 10 vermeld is, zijn te realiseren als aan de voorwaarde in vergelijking (6.25) van hoofdstuk 6 voldaan is. Deze voorwaarde is vrijwel gelijk aan de eis, dat de weerstand tussen inverter en uitgang kleiner is, dan de reactantie tussen inverter en uitgang. (Hoofdstuk 8 § 8.2.4).
12. De verliesweerstand van de no-break smoorspoel heeft tot gevolg, dat het ingaaende werkzame vermogen minder afhankelijk is van de relatieve amplitude (= inverterspanning gedeeld door ingangsspanning) dan bij een verliesvrije smoorspoel. Het ingaande blindvermogen wordt minder afhankelijk van het faseverschil tussen ingangsspanning en inverterspanning. Daarentegen worden het werkzame vermogen en het blindvermogen, die de inverter levert, sterker afhankelijk van resp. de relatieve amplitude en dit faseverschil. (Hoofdstuk 3 § 3.1.1).
13. De bandbreedte van de regellus voor het verdelen van het werkzame vermogen in het statische noodstroomstelsel is maximaal 12Hz. De maximale bandbreedte van de regellus voor het verdelen van het blindvermogen is 30Hz. (Hoofdstuk 8 § 8.5).
14. Bij vaststaande toleranties voor de effectieve waarde en de frequentie van de uitgangsspanningen kan met behulp van niet-lineaire terugkoppelkarakteristieken de vermogensverdeling bij een grote belasting van de noodstroomvoorziening verbeterd worden ten koste van de nauwkeurigheid van de verdeling bij lage belasting van het noodstroomstelsel. (Hoofdstuk 6 § 6.5.1).

CONCLUSIES

15. Het effect op de uitgangsfrequentie, zoals veroorzaakt door de regellus voor het verdelen van het werkzame vermogen is met behulp van een centrale regelaar ongedaan te maken. Hierbij hoeft niet centraal het totale gevraagde werkzame vermogen bepaald te worden, zoals voorheen algemeen aangenomen was. Het is voldoende om centraal de frequentie te meten.
Analoog kan met een tweede centrale regelaar het veranderen van de effectieve waarde bij het verdelen van het blindvermogen tegengegaan worden. Het is dan voldoende om de effectieve waarde van de uitgangsspanningen te meten. (Hoofdstuk 6 § 6.1).
16. Aangezien de MTBF van de centrale regelaars niet voldoende groot is om de werking van de noodstroomvoorziening ervan afhankelijk te mogen maken, moeten deze regelaars in principe gemist kunnen worden. Zolang de centrale regelaars werken, kan dan een betere kwaliteit van de uitgangsspanningen gegarandeerd worden. Als de regelaars uitvallen, dan zullen frequentie en effectieve waarde van de uitgangsspanningen dalen, als het geleverde werkzame vermogen resp. het blindvermogen toenemen. Eventueel zou een grotere afwijking van de frequentie resp. effectieve waarde toegestaan kunnen worden, dan in de specificaties vermeld is, indien de centrale regelaars defect zijn, aangezien dit geen normale bedrijfssituatie is. (Hoofdstuk 6 § 6.1).
17. Het statische noodstroomstelsel heeft vanwege het 2-de orde filter aan de uitgang bij sprongvormige belastingsvariatiën een uitslingerfrequentie van ca. 200Hz.
(Hoofdstuk 3 § 3.3.2).
18. Het roterende noodstroomstelsel heeft bij sprongvormige belastingsvariatiën een uitslingerfrequentie van ca.

CONCLUSIES

1,7Hz, vanwege het pendelen van de rotor van de synchrone machine in het statorveld. (Hoofdstuk 4 § 4.2.2).

19. In principe wijkt het roterende parallel noodstroom-systeem niet af van het statische parallel noodstroom-systeem. Er zijn alleen meer en grotere tijdsconstanten in het roterende noodstroomstelsel door de grote zelfinducties en de massa-traagheden. (Hoofdstuk 4 § 4.3).
20. De frequentie van de uitgangsspanningen van het roterende parallel noodstroomstelsel is veel langzamer te variëren dan bij een statisch parallel noodstroomstelsel. Dit geeft echter geen problemen, aangezien bij het parallel schakelen van meerdere roterende noodstroomsystemen gedurende een langere tijd een ongelijke verdeling van het werkzame vermogen toegestaan is. Een roterende omvormer kan namelijk langer en meer overbelast worden, dan een statische omvormer. (Hoofdstuk 4 § 4.3).
21. De effectieve waarde van de uitgangsspanning van een roterend noodstroomstelsel is slechts langzaam in te stellen. Dit wordt gedeeltelijk goed gemaakt door twee effecten, te weten:
 - De wervelstromen, die in de dempingskooi en het rotor-ijzer ontstaan bij een plotselinge verandering in het gevraagde vermogen.
 - De compounding van de synchrone machine.(Hoofdstuk 4 § 4.1.1).
22. Als een noodstroomvoorziening, bestaande uit meerdere noodstroomsystemen parallel geschakeld, in normaal bedrijf is, dan kan toch elk noodstroomstelsel nog afzonderlijk zijn accu-stroom instellen. (Hoofdstuk 8 § 8.2.2).

CONCLUSIES

23. Als de noodstroomvoorziening in by-pass bedrijf is, dan transporteren de noodstroomsystemen geen vermogen meer van ingang naar uitgang om de belasting te voeden. De noodstroomsystemen zullen dan een zodanig faseverschil tussen invertorspanningen en netspanningen instellen, dat de juiste accu-stroom loopt voor het opladen of geladen houden van de accu. De ladingstoestanden van de accu's zullen niet veel van elkaar verschillen, dus tussen de invertorspanningen van de verschillende invertoren zullen vrijwel geen faseverschillen voorkomen. Hieruit volgt, dat vanuit by-pass bedrijf zonder problemen direct op normaal bedrijf overgegaan kan worden (door het openen van de by-pass schakelaar). De belasting zal dan in het begin gevoed worden uit de accu's van de verschillende noodstroomsystemen. Er wordt vervolgens een zodanig faseverschil over de no-break smoorspoelen opgebouwd, dat het volledige gevraagde werkzame vermogen uit het ingaande net wordt opgenomen. Dit komt volledig overeen met het gedrag van één enkel noodstroomsysteem bij het overgaan van by-pass bedrijf op normaal bedrijf.
24. Het is mogelijk om alle noodstroomsystemen aan te sluiten op één accu-batterij. Er moet dan wel voor een evenredige verdeling van het totale vermogen, dat aan de accu geleverd wordt, over de noodstroomsystemen gezorgd worden. Bij het laden van een accu wordt begonnen met stroombegrensd laden. De noodstroomsystemen gedragen zich dan aan de gelijkstroomzijde als een stroombron. Er vindt dan automatisch een evenredige verdeling van het aan de accu geleverde vermogen plaats. Vervolgens wordt er overgegaan op spanningsbegrensd laden (waarbij het niveau van de spanningsbegrenzing verlaagd wordt, als de accu vol is). In dat geval kan er voor een evenredige verdeling van het vermogen gezorgd worden, door het spanningsniveau van een noodstroomsysteem aan de

CONCLUSIES

gelijkspanningszijde te verlagen, als er meer vermogen door dat noodstroomstelsel geleverd wordt.

Voor het aansluiten van meerdere noodstroomsystemen op één accu is een galvanische scheiding aan de wisselspanningszijde tussen de noodstromen onderling nodig om uitwisseling van gelijkstroom aan de wisselspanningszijde tussen de noodstroomsystemen onderling te voorkomen. Aan deze eis is bij parallel noodstroomsystemen automatisch voldaan.

Tot slot moet vermeld worden, dat één accu voor alle noodstroomsystemen een lagere MTBF van de noodstroomvoorziening oplevert, dan een accu voor elk noodstroomstelsel apart.

25. De regellussen voor het parallel schakelen van noodstroomsystemen zijn gebouwd en getest. De regellussen zijn stabiel en gedragen zich, zoals uit de theorie bepaald is. (Hoofdstuk 9).

Bijlage A:
Programma's voor het berekenen
van de relatieve MTBF.


```

10      !
20      !
30      ! RELATIEVE EN ABSOLUTE MTBF ALS FUNCTIE VAN m MET k ALS PARAMETER
40      !
50      !
60      PRINTER IS 0
70      E$=CHR$(27)
80      PRINT E$&"&k1S                                BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN"
90      PRINT E$&"&k0S "
100     PRINTER IS 16
110     Mtbfi=20000
120     Mtrri=20
130     Mtbfs=500000
140     Cn=1
150     INPUT "MTBF 1?",Mtbfi
160     INPUT "MTTR 1?",Mtrri
170     INPUT "MTBF S?",Mtbfs
180     INPUT "CN ?",Cn
190     PLOTTER IS 13,"GRAPHICS"
200     GRAPHICS
210     GCLEAR
220     Xmax=30
230     Ymax=20
240     SCALE -3,Xmax+1,-2,Ymax+2
250     LINE TYPE 1
260     MOVE Xmax+1,0
270     DRAW -1,0
280     MOVE -1.7,-.3
290     LABEL "0"
300     MOVE 0,Ymax+1
310     DRAW 0,-1
320     MOVE -.3,-1.7
330     LABEL "0"
340     FOR I=1 TO Xmax
350     LINE TYPE 1
360     MOVE I,.1
370     DRAW I,-.1
380     H=FRAC(I/2)
390     IF H<>0 THEN GOTO 480
400     LINE TYPE 3
410     MOVE I,Ymax
420     DRAW I,0
430     LINE TYPE 1
440     MOVE I,.2
450     DRAW I,-.3
460     MOVE I-.8,-1
470     LABEL I
480     NEXT I
490     FOR I=1 TO Ymax
500     LINE TYPE 1
510     MOVE .1,I
520     DRAW -.1,I
530     H=FRAC(I/2)
540     IF H<>0 THEN GOTO 630
550     LINE TYPE 3
560     MOVE Xmax,I
570     DRAW 0,I
580     LINE TYPE 1
590     MOVE .2,I
600     DRAW -.3,I
610     MOVE -3,I-.2
620     LABEL I*Cn
630     NEXT I
640     MOVE -2,Ymax+1.5
650     LABEL "RELATIEVE MTBF"
660     MOVE 9.8,18.2

```

```

670 LABEL "MTBF VAN 1 SYSTEEM      =";Mtbf1;"uur"
680 MOVE 9.8,17.2
690 LABEL "MTTR VAN 1 SYSTEEM      =";Mtr1;"uur"
700 MOVE 9.8,16.2
710 LABEL "MTBF VAN 1 SCHAKELAAR =";Mtbfs;"uur"
720 MOVE 25,-2
730 LABEL "m (=n-k)"
740 MOVE 1.2,2.2
750 LABEL "k"
760 LINE TYPE 1
770 Lm=Mtr1/Mtbf1
780 Kk=3
790 G=0
800 FOR K=1 TO Kk
810   Mtbf=0
820   Mtbfo=0
830   Mtbfr=0
840   FOR M=1 TO 30
850     Reken: N=M+K
860     Mtbfo=Mtbfr
870     Mtbfr=0
880     Mtbf=0
890     FOR I=0 TO K
900       Mt=0
910       FOR J=0 TO I
920         C=J
930         GOSUB Combi
940         Mt=Mt+0*Lm^J
950         NEXT J
960         C=N-I
970         GOSUB Combi
980         Mtbf=Mtbf+Mt*Mtbf1/((N-I)*0*Lm^I)
990       NEXT I
1000     Mtbft=1/(1/Mtbf+N/Mtbfs)
1010     Mtbfr=Mtbft/Mtbf1
1020     IF G=1 THEN RETURN
1030     IF Mtbfo=0 THEN GOTO 1440
1040     MOVE M-1,Mtbfo/Cn
1050     DRAW M,Mtbfr/Cn
1060     NEXT M
1070   NEXT K
1080 BEEP
1090 PRINTER IS 0
1100 DUMP GRAPHICS
1110 PRINTER IS 16
1120 EXIT GRAPHICS
1130 GOTO 1220
1140 Combi:  O=1
1150 IF C=0 THEN RETURN
1160 Nn=N
1170 FOR Cc=1 TO C
1180   O=O*Nn/Cc
1190   Nn=Nn-1
1200 NEXT Cc
1210 RETURN
1220 PRINTER IS 0
1230 G=1
1240 IMAGE 7XDD,XXXXDDDD.DDD,XXD.DDE,XXXXDDDD.DDD,XXD.DDE,XXXXDDDD.DDD,XXD.DDE
1250 PRINT " "
1260 PRINT " -----"
-----"

```

```

1270 PRINT "          m      Rel.MTBF      MTBF      Rel.MTBF      MTBF      Rel.MTBF
      MTBF"
1280 PRINT "                (uren)                (uren)
      (uren)"
1290 PRINT "                k=1                k=2                k=
3"
1300 PRINT " -----"
-----"
1310 FOR M=1 TO 20
1320 FOR K=1 TO 3
1330 GOSUB Reken
1340 A(K)=Mtbfr
1350 B(K)=Mtbft
1360 NEXT K
1370 PRINT USING 1240;M,A(1),B(1),A(2),B(2),A(3),B(3)
1380 NEXT M
1390 PRINT "-----"
-----"
1400 PRINT " "
1410 PRINT " "
1420 PRINT " "
1430 END
1440 MOVE M-.4,Mtbfr/Cn+.2
1450 LABEL K
1460 NEXT M

```

```

10      !
20      !
30      ! RELATIEVE MTBF ALS FUNCTIE VAN k MET m ALS PARAMETER
40      !
50      !
50      PRINTER IS 0
70      E$=CHR$(27)
80      PRINT E$&"&k1S          BETROUWBAARHEID VAN NOODSTROOMVOORZIENINGEN"
90      PRINT E$&"&k0S  "
100     PRINTER IS 16
110     Mtbfl=20000
120     Mtrrl=20
130     Mtbfs=500000
140     Cn=1
150     P=3
160     INPUT "MTBF 1?",Mtbfl
170     INPUT "MTTR 1?",Mtrrl
180     INPUT "MTBF S?",Mtbfs
190     INPUT "CN ?",Cn
200     INPUT "P ?",P
210     PLOTTER IS 13,"GRAPHICS"
220     GRAPHICS
230     GCLEAR
240     Xmax=30
250     Ymax=20
260     SCALE -3,Xmax+1,-2,Ymax+2
270     LINE TYPE 1
280     MOVE Xmax+1,0
290     DRAW -1,0
300     MOVE -1.7,-.3
310     LABEL "0"
320     MOVE 0,Ymax+1
330     DRAW 0,-1
340     MOVE -.3,-1.7
350     LABEL "0"
360     FOR I=3 TO Xmax STEP 3
370     LINE TYPE 3
380     MOVE I,Ymax
390     DRAW I,0
400     LINE TYPE 1
410     MOVE I,.2
420     DRAW I,-.3
430     MOVE I-.8,-1
440     LABEL I/3
450     NEXT I
460     FOR I=1 TO Ymax
470     LINE TYPE 1
480     MOVE .1,I
490     DRAW -.1,I
500     H=FRACT(I/2)
510     IF H<>0 THEN GOTO 600
520     LINE TYPE 3
530     MOVE Xmax,I
540     DRAW 0,I
550     LINE TYPE 1
560     MOVE .2,I
570     DRAW -.3,I
580     MOVE -3,I-.2
590     LABEL I*Cn
600     NEXT I
610     MOVE -2,Ymax+1.5
620     LABEL "RELATIEVE MTBF"
630     MOVE 9.6,19.2
640     LABEL "MTBF VAN 1 SYSTEEM      =" ;Mtbfl;"uur"
650     MOVE 9.6,18.2
660     LABEL "MTTR VAN 1 SYSTEEM     =" ;Mtrrl;"uur"

```

```

670 MOVE 9.6,17.2
680 LABEL "MTBF VAN 1 SCHAKELAAR =";Mtbfs;"uur"
690 MOVE 25,-2
700 LABEL "k (=n-m)"
710 MOVE P+.2,19.2
720 LABEL "m"
730 LINE TYPE 1
740 Lm=Mttr1/Mtbf1
750 FOR M=1 TO 3
760 Mtbfo=0
770 Mtbfo=0
780 Mtbfr=0
790 FOR K=0 TO 10
800 N=M+K
810 Mtbfo=Mtbfr
820 Mtbfr=0
830 Mtbfo=0
840 FOR I=0 TO K
850 Mt=0
860 FOR J=0 TO I
870 C=J
880 GOSUB Combi
890 Mt=Mt+0*Lm^J
900 NEXT J
910 C=N-I
920 GOSUB Combi
930 Mtbfo=Mtbfo+Mt*Mtbf1/((N-I)*0*Lm^I)
940 NEXT I
950 Mtbft=1/(1/Mtbfo+N/Mtbfs)
960 IF K=0 THEN Mtbft=Mtbfo
970 Mtbfr=Mtbft/Mtbf1
980 IF K=0 THEN GOTO 1020
990 IF K=1 THEN GOSUB 1180
1000 MOVE (K-1)*3,Mtbfo/Cn
1010 DRAW K*3,Mtbfr/Cn
1020 NEXT K
1030 NEXT M
1040 BEEP
1050 PRINTER IS 0
1060 DUMP GRAPHICS
1070 PRINTER IS 16
1080 EXIT GRAPHICS
1090 END
1100 Combi: 0=1
1110 IF C=0 THEN RETURN
1120 Nn=N
1130 FOR Cc=1 TO C
1140 0=0*Nn/Cc
1150 Nn=Nn-1
1160 NEXT Cc
1170 RETURN
1180 CSIZE 2.5
1190 MOVE P,Mtbfr/Cn+.1
1200 LABEL M
1210 RETURN

```

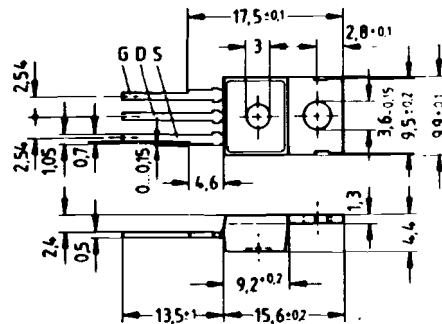
Bijlage B:

Gegevens van enkele belangrijke componenten.

Drain-Source-Spannung $V_{DS} = 100\text{ V}$
 Drain-Gleichstrom $I_D = 12\text{ A}$
 Drain-Source-Einschaltwiderstand $R_{DS(on)} = 0,2\ \Omega$

Ausführung SIPMOS-FET-Leistungstransistor in N-Kanal-Technik
Gehäuse Kunststoffgehäuse 14A3 nach DIN 41869 bzw. nach JEDEC TO 220 AB.
 Der Drainanschluß ist mit dem Montageflansch leitend verbunden.
 Gewicht: ca. 2 g

Typ	Bestellnummer
BUZ 20	C67078-A1302-A2



Absolute Grenzdaten

Drain-Source-Spannung
 Drain-Gate-Spannung, $R_{GS} = 20\text{ k}\Omega$
 Drain-Gleichstrom, $T_C = 55\text{ }^\circ\text{C}$
 Drain-Strom, gepulst, $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$
 Gate-Source-Spannung
 Max. Verlustleistung
 Betriebstemperatur- und Lagertemperaturbereich
 Isolationsprüfspannung ($t = 1\text{ min}$)
 Feuchtklasse (DIN 40040)

V_{DS}	100V
V_{DGR}	100V
I_D	12A
I_{Dpulst}	48A
V_{GS}	±20V
P_D	75W
T_j	-55°C... +150°C
T_{stg}	-
V_{is}	E

Wärmewiderstand

$R_{th,JA}$	≤ 75K/W
$R_{th,JC}$	≤ 1,67K/W

Kenndaten

(bei $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$, wenn nicht anders angegeben)

Statische Werte

Bezeichnung	Symbol	Kennwerte			Einheit	Bedingungen
		min.	typ.	max.		
Drain-Source-Durchbruchspannung	$V_{(BR)DSS}$	100	-	-	V	$V_{GS} = 0\text{ V}$ $I_D = 1\text{ mA}$
Gate-Schwellenspannung	$V_{GS(th)}$	2,1	3,0	4,0		$V_{DS} = V_{GS}$ $I_D = 10\text{ mA}$
Drain-Reststrom	I_{DSS}	-	20	250	μA	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{DS} = 100\text{ V}$ $V_{GS} = 0\text{ V}$
Gate-Source-Leckstrom	I_{GSS}	-	10	100	nA	$V_{GS} = 20\text{ V}$ $V_{DS} = 0\text{ V}$
Drain-Source-Einschaltwiderstand	$R_{DS(on)}$	-	0,15	0,2	Ω	$V_{GS} = 10\text{ V}$ $I_D = 6\text{ A}$

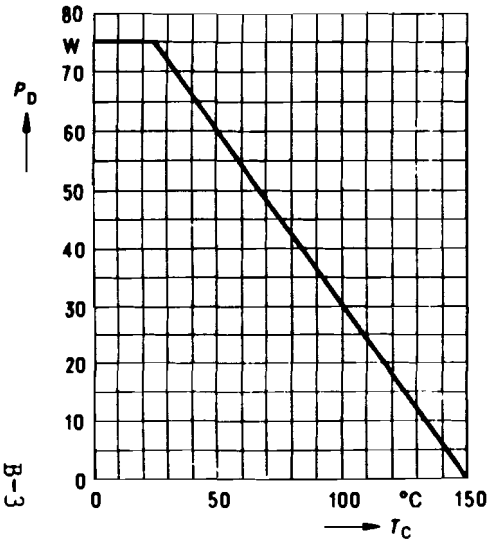
Dynamische Werte

Übertragungsteilheit	g_{fs}	2,7	4,0	-	S	$V_{DS} = 25\text{ V}$ $I_D = 6\text{ A}$
Eingangskapazität	C_{iss}	-	1500	2000	pF	$V_{GS} = 0\text{ V}$ $V_{DS} = 25\text{ V}$
Ausgangskapazität	C_{oss}	-	300	500		$f = 1\text{ MHz}$
Rückwirkkapazität	C_{rsw}	-	80	140		
Einschaltzeit t_{on} ($t_{on} = t_{d(on)} + t_r$)	$t_{d(on)}$	-	30	45	ns	$V_{CC} = 30\text{ V}$ $I_D = 2,9\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ $R_{GS} = 50\ \Omega$
	t_r	-	50	75		
Ausschaltzeit t_{off} ($t_{off} = t_{d(off)} + t_f$)	$t_{d(off)}$	-	110	140		
	t_f	-	60	80		

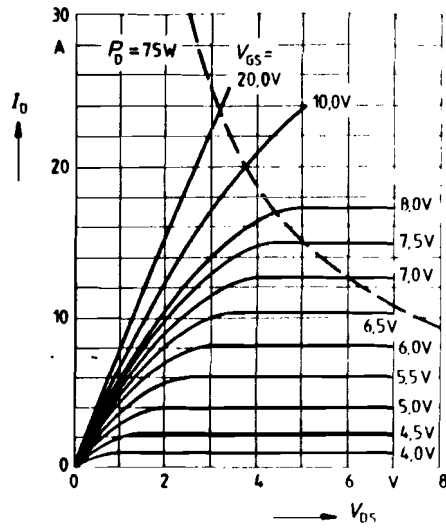
Inversdiode

Gleichstrom	I_{DR}	-	-	12	A	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$
Gleichstrom, gepulst	I_{DRM}	-	-	48		
Durchlaßspannung	V_{SD}	-	1,4	1,8	V	$I_F = 2 \times I_{DR}$ $V_{GS} = 0\text{ V}$, $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$
Sperrverzögerungszeit	t_{rr}	-	200	-	ns	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$
Sperrverzögerungsladung	Q_{rr}	-	1,6	-	μC	$I_F = I_{DR}$ $d_{F(on)} = 100\text{ A}/\mu\text{s}$

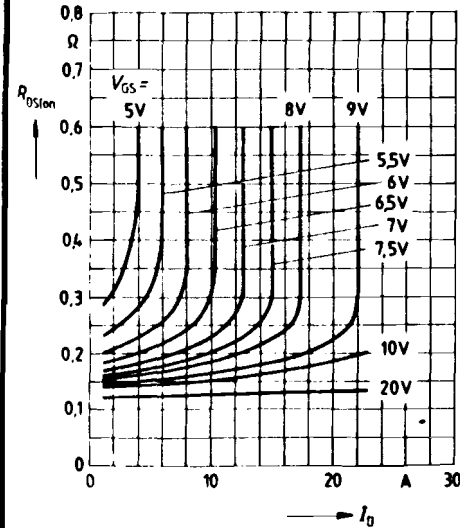
Verlustleistung $P_D = f(T_C)$



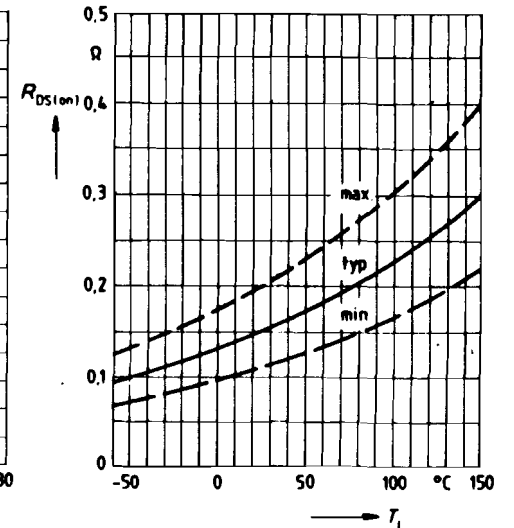
Typ. Ausgangscharakteristik $I_D = f(V_{GS})$
Parameter: 80 μ s-Puls-Test, $T_C = 25^\circ\text{C}$



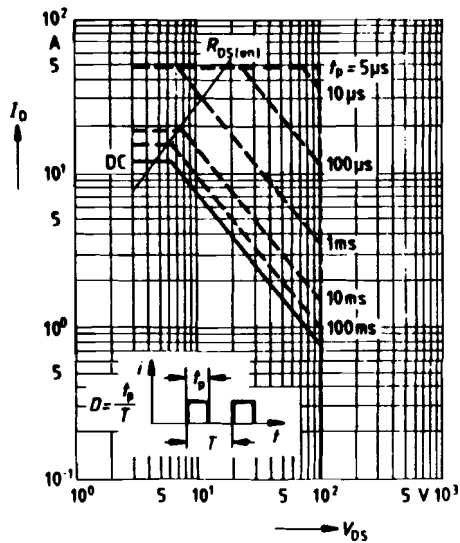
Typ. Einschaltwiderstand $R_{DS(on)} = f(I_D)$
Parameter: V_{GS} ; $T_C = 25^\circ\text{C}$



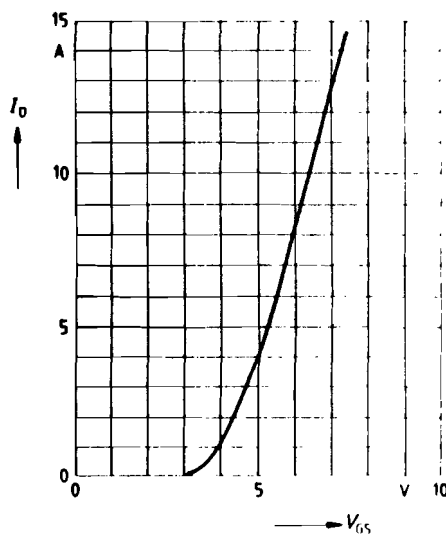
Einschaltwiderstand $R_{DS(on)} = f(T_J)$
(Streuereich)
 $I_D = 6\text{A}$, $V_{GS} = 10\text{V}$



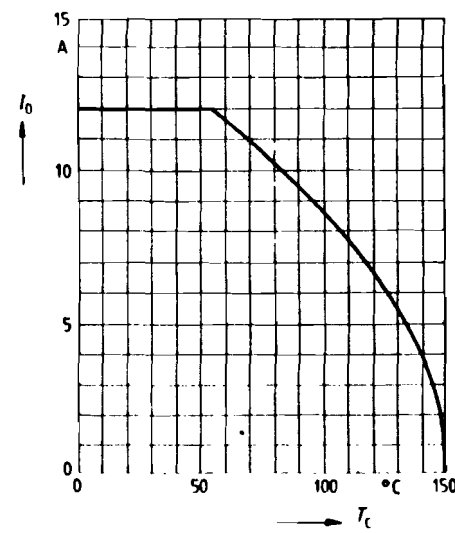
Zul. Betriebsbereich $I_D = f(V_{GS})$
Parameter: $D = 0.01$, $T_C = 25^\circ\text{C}$



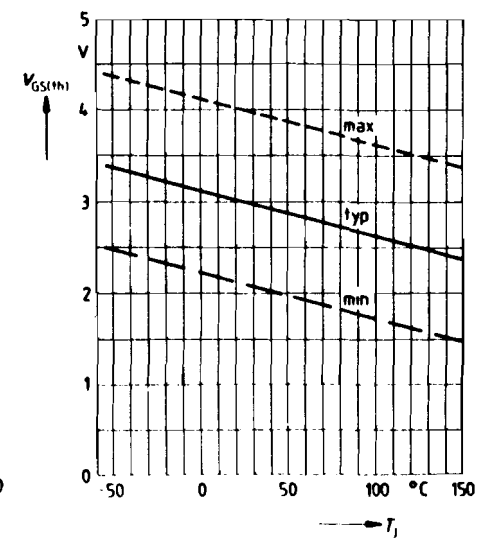
Typ. Übertragungscharakteristik $I_D = f(V_{GS})$
Parameter: 80 μ s-Puls-Test, $V_{DS} = 25\text{V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$



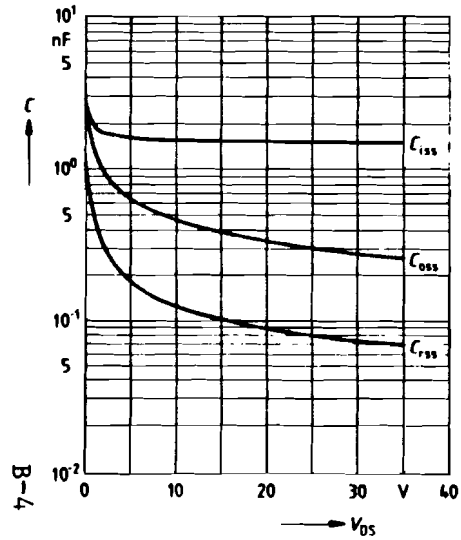
Drainstrom $I_D = f(T_C)$



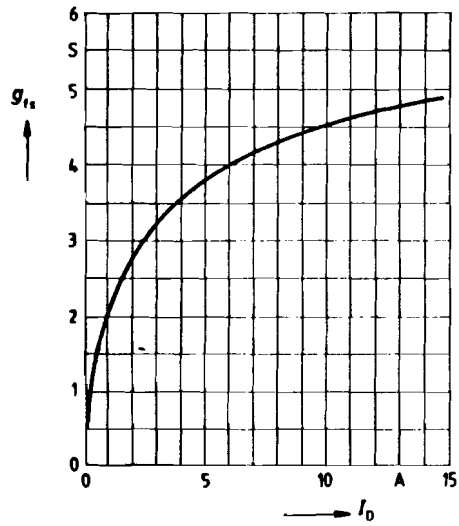
Gate Schwellenspannung $V_{GS(th)} = f(T_J)$
Parameter: $V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 10\text{mA}$



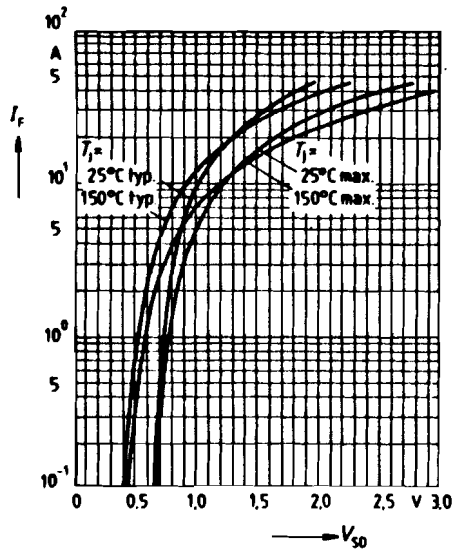
Typ. Kapazitäten $C = f(V_{DS})$
 Parameter: $V_{GS} = 0, f = 1 \text{ MHz}$



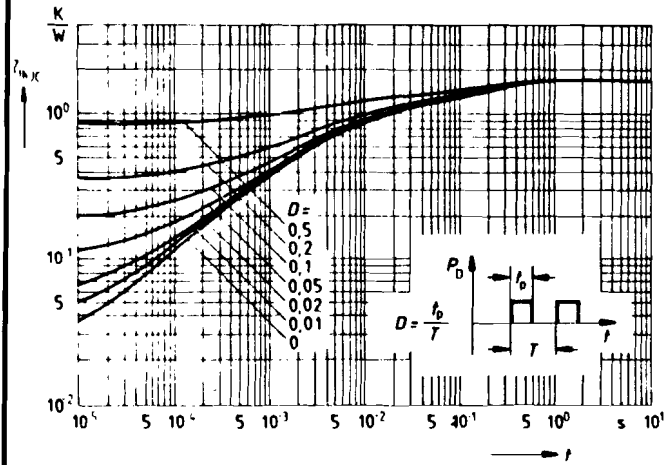
Typ. Übertragungseffektivität $g_{fs} = f(I_D)$
 Parameter: 80 μ s-Puls-Test,
 $V_{DS} = 25V, T_j = 25^\circ C$



Durchschnittliche Inverserdiode $I_F = f(V_{SD})$
 Parameter: $T_i, t_p = 80 \mu s$



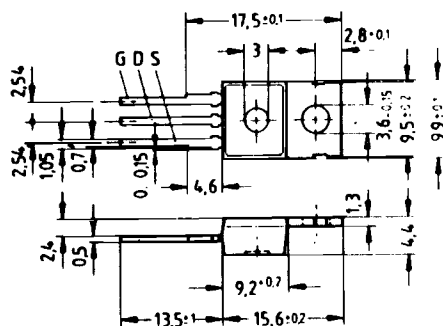
Transienter Wärmewiderstand $Z_{thJC} = f(t)$
 Parameter $D = t_p/T$



Drain-Source-Spannung $V_{DS} = 100\text{ V}$
Drain-Gleichstrom $I_D = 10\text{ A}$
Drain-Source-Einschaltwiderstand $R_{DS(on)} = 0,2\ \Omega$

Ausführung SIPMOS-FET-Leistungstransistor in N-Kanal-Technik
Gehäuse Kunststoffgehäuse 14A3 nach DIN 41869 bzw. nach JEDEC TO 220 AB.
 Der Drainanschluß ist mit dem Montageflansch leitend verbunden.
 Gewicht: ca. 2 g

Typ	Bestellnummer
BUZ 72	C67078-A1313-A2



Absolute Grenzdaten
 Drain-Source-Spannung $V_{DS} = 100\text{ V}$
 Drain-Gate-Spannung, $R_{GS} = 20\text{ k}\Omega$ $V_{DGR} = 100\text{ V}$
 Drain-Gleichstrom, $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $I_D = 10\text{ A}$
 Drain-Strom, gepulst, $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $I_{Dpulst} = 40\text{ A}$
 Gate-Source-Spannung $V_{GS} = \pm 20\text{ V}$
 Max. Verlustleistung $P_D = 40\text{ W}$
 Betriebstemperatur- und Lagertemperaturbereich $T_J = T_{stg} = -55\text{ }^\circ\text{C} \dots +150\text{ }^\circ\text{C}$
 Isolationsprüfspannung ($t = 1\text{ min}$) $V_{is} = -$
 Feuchtklasse (DIN 40040) E

V_{DS}	100V
V_{DGR}	100V
I_D	10A
I_{Dpulst}	40A
V_{GS}	± 20V
P_D	40W
T_J	-55°C... +150°C
T_{stg}	-55°C... +150°C
V_{is}	-
	E

Wärmewiderstand
 $R_{th JA} \leq 75\text{ K/W}$
 $R_{th JC} \leq 3,1\text{ K/W}$

Kenndaten

(bei $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$, wenn nicht anders angegeben)

Statische Werte

Bezeichnung	Symbol	Kennwerte			Einheit	Bedingungen
		min.	typ.	max.		
Drain-Source-Durchbruchspannung	$V_{(BR)DSS}$	50	-	-	V	$V_{GS} = 0\text{ V}$ $I_D = 1\text{ mA}$
Gate-Schwellenspannung	$V_{GS(th)}$	2,1	3,2	4,0		$V_{DS} = V_{GS}$ $I_D = 10\text{ mA}$
Drain-Reststrom	I_{DSS}	-	20	250	μA	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{DS} = 100\text{ V}$ $V_{GS} = 0\text{ V}$
Gate-Source-Leckstrom	I_{GSS}	-	10	100	nA	$V_{GS} = 20\text{ V}$ $V_{DS} = 0\text{ V}$
Drain-Source-Einschaltwiderstand	$R_{DS(on)}$	-	0,17	0,2	Ω	$V_{GS} = 10\text{ V}$ $I_D = 5\text{ A}$

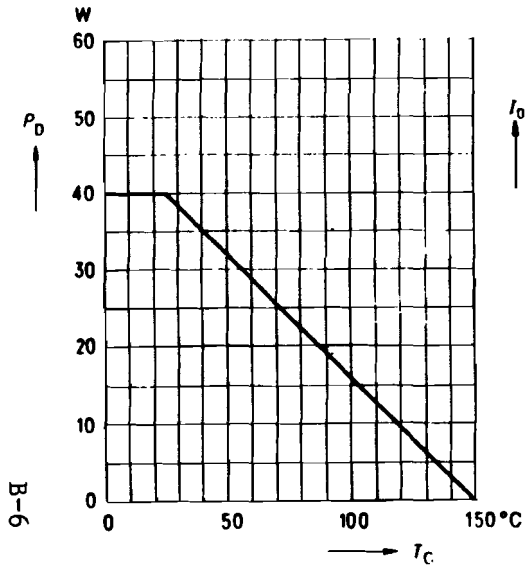
Dynamische Werte

Übertragungsteilheit	g_{fs}	2,7	3,8	-	S	$V_{DS} = 25\text{ V}$ $I_D = 5\text{ A}$
Eingangskapazität	C_{iss}	-	450	600	pF	$V_{GS} = 0\text{ V}$ $V_{DS} = 25\text{ V}$ $f = 1\text{ MHz}$
Ausgangskapazität	C_{oss}	-	150	240		
Rückwirkkapazität	C_{riss}	-	80	130		
Einschaltzeit t_{on} ($t_{on} = t_{d(on)} + t_r$)	$t_{d(on)}$	-	20	30	ns	$V_{CC} = 30\text{ V}$ $I_D = 2,9\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ $R_{GS} = 50\ \Omega$
	t_r	-	45	70		
Ausschaltzeit t_{off} ($t_{off} = t_{d(off)} + t_f$)	$t_{d(off)}$	-	70	90		
	t_f	-	55	70		

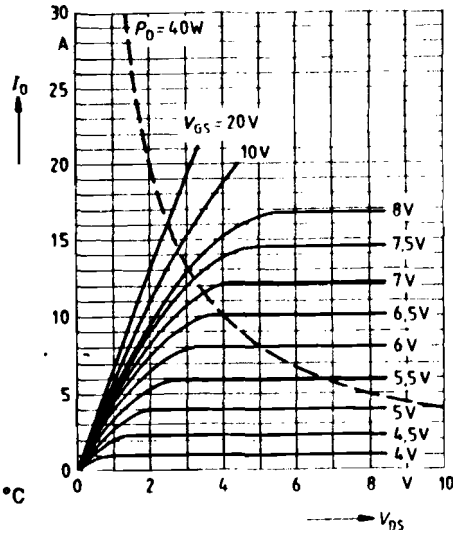
Inversdiode

Gleichstrom	I_{DR}	-	-	10	A	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$
Gleichstrom, gepulst	I_{DRM}	-	-	40		
Durchlaßspannung	V_{SD}	-	1,55	2,1	V	$I_F = 2 \times I_{DR}$ $V_{GS} = 0\text{ V}$, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$
Sperrverzögerungszeit	t_{rr}	-	170	-	ns	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$
Sperrverzögerungsladung	Q_{rr}	-	0,30	-	μC	$I_F = I_{DR}$ $dI_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$

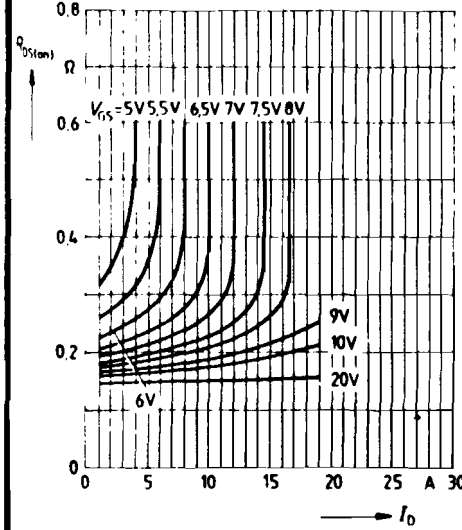
Verlustleistung $P_D = f(T_C)$



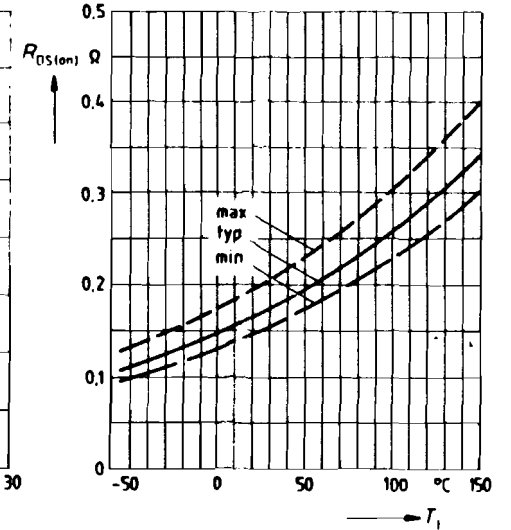
Typ. Ausgangscharakteristik $I_D = f(V_{DS})$
Parameter: 80 μ s-Puls-Test, $T_C = 25^\circ\text{C}$



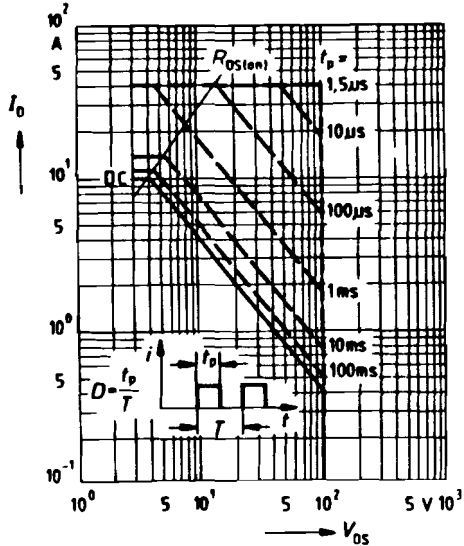
Typ. Einschaltwiderstand $R_{DS(on)} = f(I_D)$
Parameter $V_{GS}, T_C = 25^\circ\text{C}$



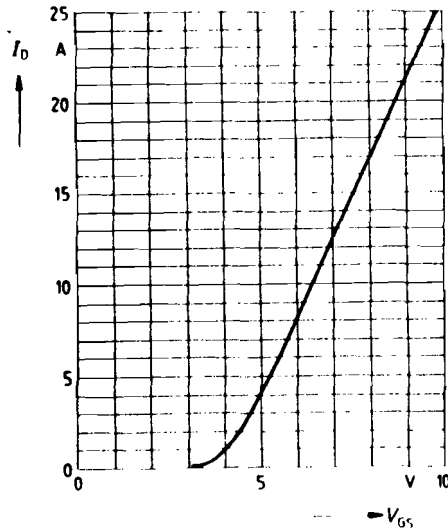
Einschaltwiderstand $R_{DS(on)} = f(T_J)$
(Streubereich)
 $I_D = 5.0\text{A}, V_{GS} = 10\text{V}$



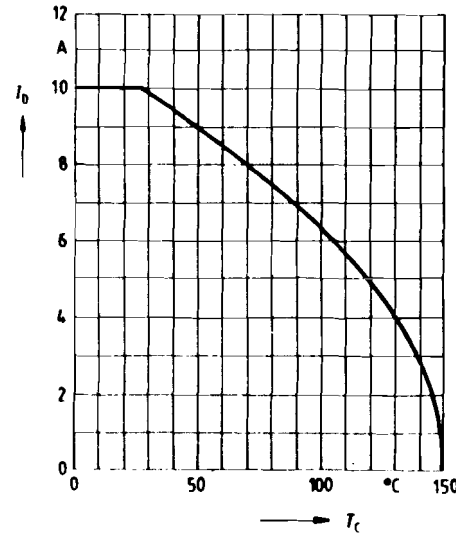
Zul. Betriebsbereich $I_D = f(V_{GS})$
Parameter: $D = 0.01, T_C = 25^\circ\text{C}$



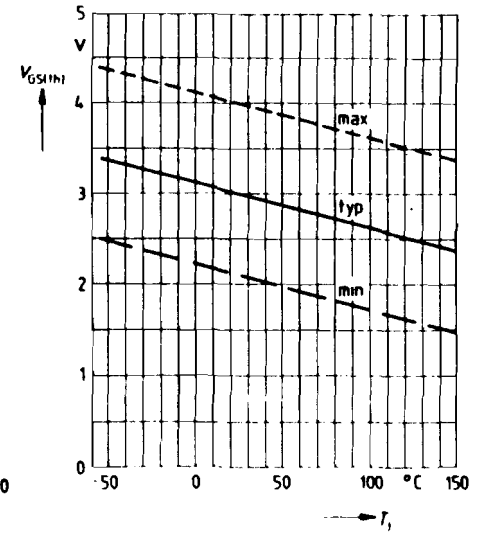
Typ. Übertragungscharakteristik $I_D = f(V_{GS})$
Parameter: 80 μ s-Puls-Test, $V_{DS} = 25\text{V}, T_J = 25^\circ\text{C}$



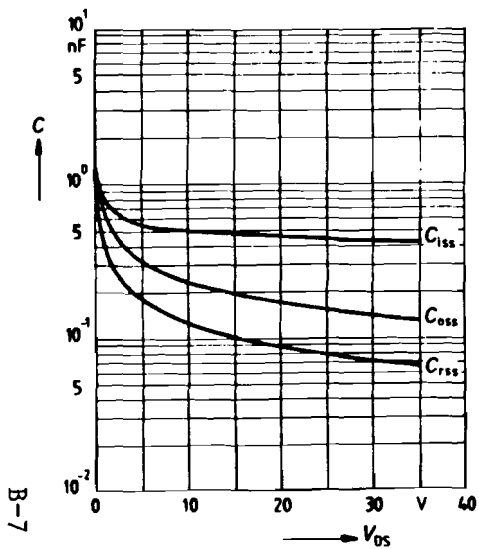
Drainstrom $I_D = f(T_C)$



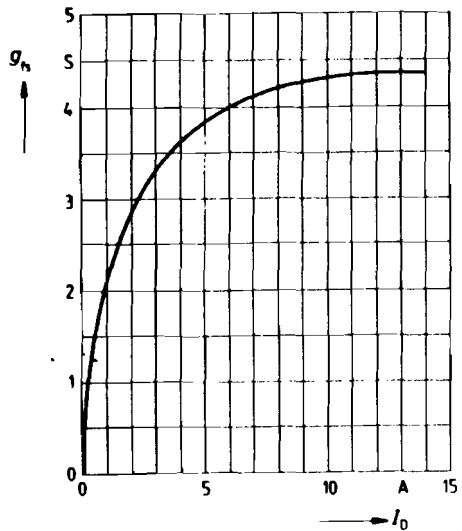
Gate Schwellenspannung $V_{GS(th)} = f(T_J)$
Parameter: $V_{DS} = V_{GS}, I_D = 10\text{mA}$



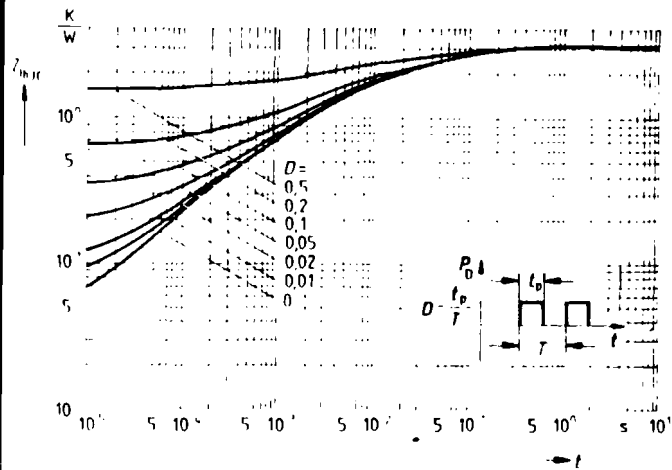
Typ. Kapazitäten $C = f(V_{DS})$
 Parameter: $V_{GS} = 0, f = 1 \text{ MHz}$



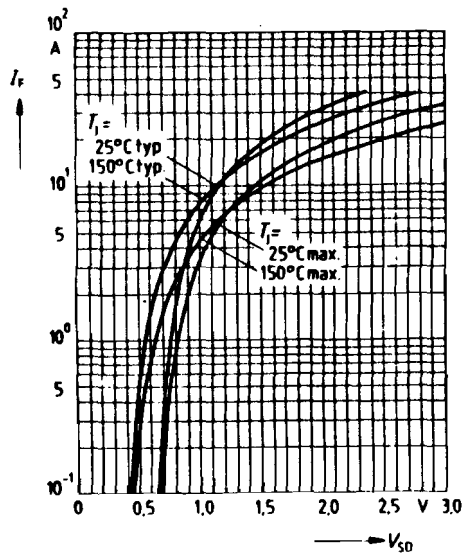
Typ. Übertragungssteifheit $g_h = f(I_D)$
 Parameter: 80 μs -Puls-Test,
 $V_{DS} = 25 \text{ V}, T_j = 25^\circ \text{C}$



Transienter Wärmewiderstand $Z_{thJC} = f(t)$
 Parameter: $D = t_p / T$




Durchlasskennlinie Inverdiode $I_f = f(V_{SD})$
 Parameter: $T_j, t_p = 80 \mu\text{s}$



The optically coupled isolator SFH 600 features a high current transfer ratio and employs a GaAs infrared emitting diode as emitter, which is optically coupled to a silicon planar phototransistor acting as detector. The component is incorporated in a plastic plug-in DIP-6 package.

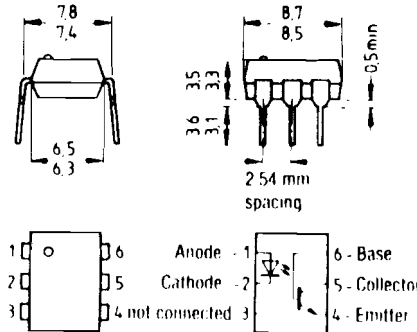
The coupling device is suitable for signal transmission between two electrically separated circuits. The potential difference between the circuits to be coupled is not allowed to exceed the maximum permissible reference voltages.

 (see page 20)

Features

- Isolation test voltage: 2800 V
- High current transfer ratios
 - at 10 mA: 40 ... 320%
 - at 1 mA: 13 ... 90%
- Fast switching times
- Minor CTR degradation, see diagram:
 - minimum current transfer ratio versus time
- 100% burn-in at $I_f = 50$ mA
 - $T_{amb} = 60^\circ\text{C}$, $t = 24$ h
- Field-effect stable by TRIOS¹⁾
- Temperature stable
- Good CTR linearity depending on forward current
- High collector-emitter voltage
 - $V_{CE0} = 70$ V
- Low saturation voltage
- Low coupling capacitance
- External base wiring possible

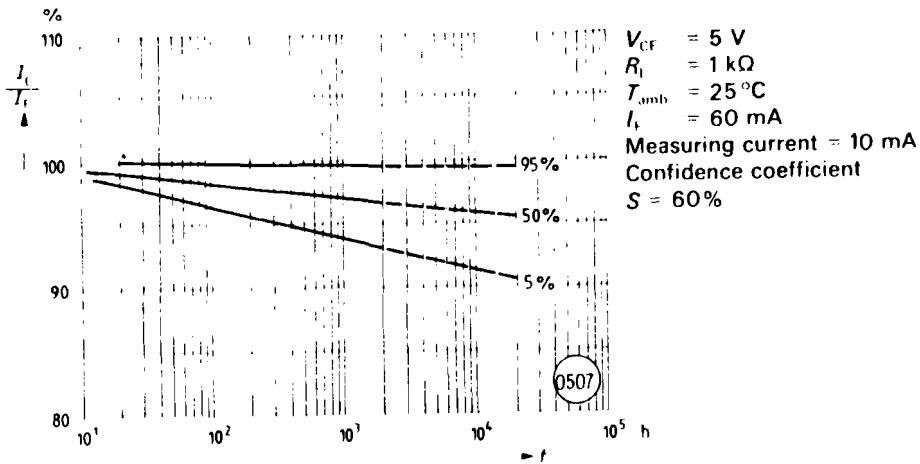
Type	Ordering code
SFH 600-1	Q68000-A7313
SFH 600-1	Q68000-A7314
SFH 600-2	Q68000-A7315
SFH 600-3	Q68000-A7316



Approx. weight 0.7 g
Dimensions in mm

¹⁾ TRIOS - transparent ion screen

Current transfer ratio versus load time



B-8

Maximum ratings

Emitter (GaAs infrared emitter)

Reverse voltage	V_R	6	V
DC forward current	I_F	60	mA
Surge forward current ($t \leq 10 \mu s$)	I_{FSM}	2.5	A
Total power dissipation	P_{tot}	100	mW

Detector (silicon phototransistor)

Collector-emitter voltage	V_{CEO}	70	V
Emitter-base voltage	V_{EBO}	7	V
Collector current	I_C	50	mA
Collector current ($t \leq 1 ms$)	I_{CSM}	100	mA
Total power dissipation	P_{tot}	150	mW

Optocoupler

Storage temperature range	T_{stg}	-55 ... + 150	°C
Ambient temperature range	T_{amb}	-55 ... + 100	°C
Junction temperature	T_J	100	°C
Soldering temperature (max. 10s) ¹⁾	T_s	260	°C
Isolation test voltage ²⁾ between emitter and detector referred to standard climate 23/50 DIN 50014	V_{IO}	2800 min 8.2	Vdc mm
Leakage path Air path		min 7.3	mm

Tracking resistance

in acc. with VDE 0110 § 6, table 3
and DIN 53480/VDE 0303, part 1.
Isolation resistance ($V_{IO} = 500 V$)

KB	≥ 100 (group 3)		
R_{IO}	10^{11}		Ω

Characteristics ($T_{amb} = 25^\circ C$)

Emitter (GaAs infrared emitter)

Forward voltage ($I_F = 60 mA$)	V_F	1.25 (≤ 1.65)	V
Breakdown voltage ($I_R = 10 \mu A$)	BV	30 (≥ 6)	V
Reverse current ($V_R = 6 V$)	I_R	0.01 (≤ 10)	μA
Capacitance ($V_R = 0 V$; $f = 1 MHz$)	C_O	40	pF
Thermal resistance ¹⁾	R_{thJA}	750	K/W

Detector (silicon phototransistor)

Capacitance ($V_{CE} = 5 V$; $f = 1 MHz$)	C_{CE}	5.2	pF
($V_{CB} = 5 V$; $f = 1 MHz$)	C_{CB}	6.5	pF
($V_{EB} = 5 V$; $f = 1 MHz$)	C_{EB}	9.5	pF
Thermal resistance ¹⁾	R_{thJA}	500	K/W

Optocoupler

Collector-emitter saturation voltage ($I_F = 10 mA$; $I_C = 2.5 mA$)	V_{CEsat}	0.25 (≤ 0.4)	V
Coupling capacitance	C_K	0.5	pF

The optocouplers are grouped according to their current transfer ratio I_C/I_F at $V_{CE} = 5 V$, and marked by Arabic numerals.

Group	0	1	2	3	
I_C/I_F ($I_F = 10 mA$)	40 ... 80	63 ... 125	100 ... 200	160 ... 320	%
I_C/I_F ($I_F = 1 mA$)	30 (> 13)	45 (> 22)	70 (> 34)	90 (> 56)	%
Collector-emitter leakage current I_{CED} ($V_{CF} = 10 V$)	2 (≤ 35)	2 (≤ 35)	5 (≤ 35)	5 (≤ 70)	nA

¹⁾ Dip soldering: Insertion depth $\leq 3.6 mm$
²⁾ DC test voltage in accordance with DIN 57 883, edition 6.80

¹⁾ Static air, coupler soldered to PCB or base

Postbus 83
 2100 AB Heemstede
 Kerklaan 9
 2101 HK Heemstede
 Telex 41419
 Telefoon: Verkoop:
 023 - 28 20 19 / 29 26 25
 Inkoop en directie:
 023 - 28 24 42
 Postgros 246438
 Bank: N.M.B., Heemstede
 Rek. no. 67.08.11.033
 K.v.K. no. 21.982

Holec Systemen & Componenten B.V.
 Postbus 23
 7550 AA HENGELO

t.a.v. afdeling Inkoop

VERLEGD SEDELT 1985

ref

onze ref.: dH / dR / PZ datum: 1 mei 1985

nr. de Keyser

Mijne heren,

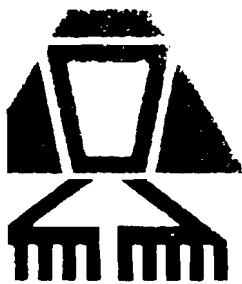
Wij danken u voor uw aanvraag van 22 april 1985, ref. 10/D/76902/002718, naar aanleiding waarvan wij het genoeg hebben u hierbij aan te bieden de levering van :

1 st. Driefasen transformator,
 Primair : 380 Volt in driehoek.
 Secundair 1 : 35 Volt onbelast, in ster met uitgevoerd sterpunt -
 200 VA.
 Secundair 2 : 8 Volt onbelast, in ~~ster~~^Δ met uitgevoerd sterpunt -
 80 VA.
 Met gescheiden wikkelingen, vak. geïmpregneerd, voorzien van
 statisch scherm, in onbeschermd uitvoering met aansluitklemmen.
 Prijs : f 250,00

→ 1 st. Driefasen transformator,
 → Primair : 28 Volt in driehoek.
 Secundair : 210 Volt onbelast, in ster (spoelen niet gekoppeld)
 Vermogen : 280 VA.
 Met gescheiden wikkelingen, vak. geïmpregneerd, voorzien van
 statisch scherm, in onbeschermd uitvoering met aansluitklemmen.
 Prijs : f 225,00

→ 1 st. Driefasen transformator,
 → Primair : 28 Volt in driehoek.
 Secundair : 210 Volt onbelast, in zigzag met uitgevoerd sterpunt.
 Vermogen : 280 VA.
 Met gescheiden wikkelingen, schakeling Dz0, vak. geïmpregneerd,
 voorzien van statisch scherm, in onbeschermd uitvoering met
 aansluitklemmen.
 Prijs : f 255,00

LUXOR



TRANSFORMATORENFABRIEK BV

EEN- EN DRIEFASE(N) TRANSFORMATOREN TOT 500 kVA

Postbus 83
2100 AB Heemstede
Kerklaan 9
2101 HK Heemstede
Telex 41419
Telefoon Verkoop
023 - 28 20 19 / 29 26 25
Inkoop en direktie
023 - 28 24 42
Postgiro 246438
Bank N.M.B., Heemstede
Rek. no. 67.08.11.033
K.v.K. no. 21.982

Holec Systemen & Componenten B.V.
t.a.v. afdeling Inkoop

vervolg aanbieding 1 mei 1985

-2-

onze ref.

datum:

→ 3 st. Eénfase wisselstroomspoelen,
L = 0,84 H (+ 5%)
I = 0,7 Amp (kortstondig 1,2 Amp)
f = 50 Hz.
Met een aftakking op 1/6 van de totale wikkeling.
Vak. geïmpregneerd, in onbeschermd uitvoering met
soldeeraansluitingen.

Prijs : f 80,00

→ 3 st. Eénfase wisselstroomspoelen,
L = 0,12 H (+ 5%)
I = 0,7 Amp.
f = 50 Hz.
Vak. geïmpregneerd, in onbeschermd uitvoering met
soldeeraansluitingen.

Prijs : f 60,00

Prijzen : netto per stuk, exclusief B.T.W.
Levering : af fabriek Heemstede.
Levertijd : circa 4 tot 5 weken.
Betaling : binnen 30 dagen na factuurdatum, netto.

Voor uw opdrachten houden wij ons ten zeerste aanbevolen.

*mondeling toegevoegd
door de koper
op 2 van
11/6/85*

Hoogachtend,
LUXOR TRANSFORMATORENFABRIEK BV

mevr. W. Bisschop - den Hertog, adj.dir.

Vacuum schmelze Stromtransformatoren

Tabelle 1 Wechselstromtransformatoren $f = 50 \text{ Hz}$

ZKB Nr.	$I_{1\text{eff}}/I_{2\text{eff}}$ (A/mA)	$R_B/U_{B\text{eff}}$ (Ω/V)	R_{Cut} (m Ω)	R_{Cull} (Ω)	U_p (kV _{eff})	Durchsteck- öffnung (mm)	Anschluß- schema
475/023-04-N2	1/200	60/12	650	7	1,9	—	B
473/119-52-N2	3/ 10	600/ 6	4,5	66	3,1	—	B ₂
→ 465/407-51-N2	5/ 10	400/ 4	*)	17	3,1	⊙ 9	A
474/104-52-N2	10/ 40	500/20	4	230	3,1	—	B ₉
465/401-03-N2	25/ 20	500/10	*)	52	3,1	⊙ 9	A
465/501-02-N2	50/ 50	200/10	*)	25	1,9	⊙ 13	A
465/601-02-N2	100/100	200/10	*)	35	1,9	⊙ 18	A
468/310-04-N2	100/100	100/10	*)	44	3,1	5,6x3,9	A
465/604-51-N2	250/250	50/12	*)	12,5	3,1	⊙ 18	A
457/131-52-N2	700/700	80/55	*)	9,5	1,9	⊙ 25	A ₀

Tabelle 2 Wechselstromtransformatoren $f \geq 200 \text{ Hz}$

ZKB Nr.	$I_{1\text{eff}}/I_{2\text{eff}}$ (A/mA)	f (kHz)	$R_B/U_{B\text{eff}}$ (Ω/V)	R_{Cut} (m Ω)	R_{Cull} (Ω)	$R_{\text{Cull III}}$ (Ω)	U_p (kV _{eff})	Durchsteck- öffnung (mm)	Anschluß- schema
473/809-01-W	0,6/ 30	0,5	200/ 6	450	120	—	3,1	—	B ₂
418/237-52-U	1/ 10	1,0	500/ 5	*)	3	—	3,1	⊙ 3,3	A
407/353-51-PF	2/ 20	20	100/ 2	2,8	7	7	3,1	—	E
461/109-03-P	2/100	0,4	4/ 0,4	13	0,32	—	0,5	—	B
465/409-51-U	5/ 17	7	2000/35	*)	14,5	—	3,1	⊙ 10,8	A
407/372-51-U	7/ 15	20	1000/15	0,7	45	45	3,1	—	C ₂
473/127-51-W	8/ 80	20	200/16	15	5,5	—	3,8	—	B ₃
465/402-53-W	20/200	30	100/20	*)	1,2	—	3,1	⊙ 9	A
465/408-01-U	30/100	50	50/ 5	*)	10	—	3,1	⊙ 10,8	A
416/343-52-P	50/ 50	0,2	500/25	*)	58	—	3,1	⊙ 4,3	A

In den Tabellen 1 und 2 bedeuten:

$I_{1\text{eff}}$ = Primärer Nennstrom. (Effektivwert). Bei Stromtransformatoren mit einer Durchstecköffnung gilt diese Angabe für einen Durchsteckleiter.
Beim Typ 468/310 ist der Durchsteckleiter u-förmig durch beide Öffnungen zu führen!

$I_{2\text{eff}}$ = Sekundärer Nennstrom (Effektivwert)

f = Arbeitsfrequenz (typischer Wert)

R_B = Bürdenwiderstand (typischer Wert)

$U_{B\text{eff}}$ = Bürdenspannung (Effektivwert)

R_{Cut} = Gleichstromwiderstand der Primärwicklung (Nichtwert bei Raumtemperatur)

$R_{\text{Cull III}}$ = Gleichstromwiderstand einer Sekundärwicklung (Nichtwert bei Raumtemperatur)

U_p = Prüfspannung (Effektivwert) zwischen Primär- und Sekundärwicklung.
Bei Durchstecktransformatoren wird die Prüfspannung zwischen einem unisolierten Durchsteckleiter und der Sekundärwicklung angelegt.

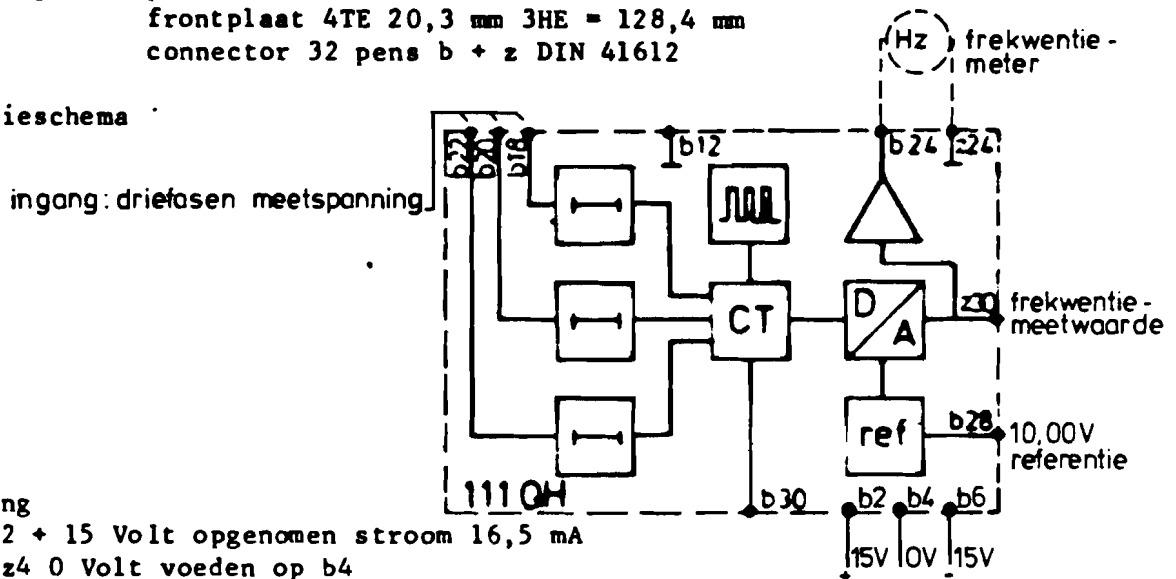
*) = Durchstecköffnung.

Frequentiemeting

Funktie: 3 fase kristal gestuurde frequentiemeting voor 50 of 60 Hz
frequentie band + en - 3% (+ 1,5 Hz)

Afmetingen: print 100 x 160 mm - Eurokaart
frontplaat 4TE 20,3 mm 3HE = 128,4 mm
connector 32 pens b + z DIN 41612

Funktieschema



Voeding

b2, z2 + 15 Volt opgenomen stroom 16,5 mA
b4 - z4 0 Volt voeden op b4
b6 - z6 - 15 Volt opgenomen stroom 9 mA

Ingangen b22, b20 b18 3 fasen voeding
b12 sterpunt

nominale spanning 15 V eff 50 Hz of 60 Hz t.o.v. 0
min. spanning 9 V max. spanning 20 V
max. toegestane hogere harmonischen 15%

Uitgangen

Z30 analoge uitgang frequentiemeting
bij 50 Hz 0 V = 51,50 Hz bij 60 Hz 0 V = 61,80
- 5,00 V = 50,00 Hz - 5 V = 60,00 Hz
- 10,00 V = 48,50 Hz -10 V = 58,20 Hz
resolutie 0,24 pro mille

Calibratie beter dan +/- 1,5 pro mille

Stabilisatie beter dan +/- 1,5 pro mille 0 - 60°C

van de meetband 3 Hz dit is 0,2 pro mille van de frequentie
responstietijd 15 msec.

max. belasting 3 mA

b 28 referentie 10,00 V + 30 mV
temperatuur coëfficiënt 30 ppm/°C
max. belasting 3 mA

b24 - z24 0 - 1 mA voor aansluiting frequentiemeter
ingangs impedantie 250 Ohm van 49 - 51 Hz
of 58,8 - 61,2 Hz. b24 = +.

b30 - b32 puls breedte van de frequentie afwijking
max. belasting 3 mA

temperatuurbereik: - 25° tot + 85°C

vochtigheid: volgens DIN40040 letter E dubbelzijdig gelakt.

Uitgave W6709A mei 1984

KONTROLEBLAD BOUWSTEEN 111 QH

P6888.111

Frequentiemeting

sluit voeding aan

b2 = +15 V - b4 = 0V - b6 = -15 V.

Sluit op b22, b20, b18 een regelbare 3 fase frequentie aan van 15 V
0 aan b12.

Meet op doorverbinding W1 een frequentie van 422, 000 kHz +/- 200 Hz.

Meet op b28 10,00 Volt

Stel de regelbare frequentie in op 50,00 Hz

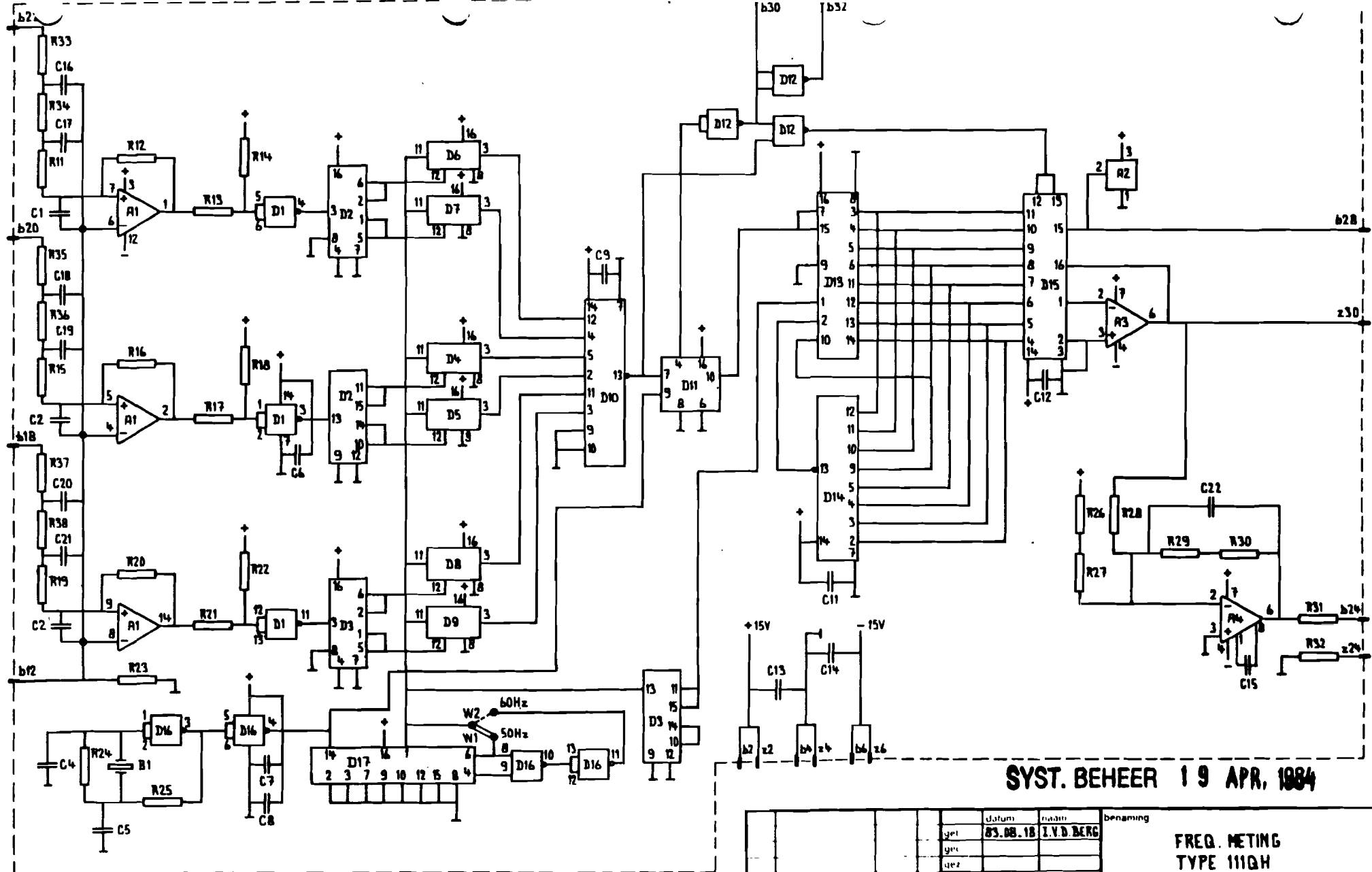
Meet op b30 pulsen van 582 u sec breedte en en frequentie van 150 Hz

Puls afst. 6,7 msec +/- 1 msec.



Meet op uitgang z30 5,00 V

meet op uitgang b24 - z24 0,5 mA ingangsimpedantiemeter 265 Ohm

freq.Hz	pulsen op b30	spanning op z30	stroom op b24 z24
51,00	190 μ sec \pm 10 μ sec	-1,67 V \pm 0,05 V	1 mA \pm 0,05 mA
50,00	582 μ sec \pm 10 μ sec	-5,00 V \pm 0,05 V	0,5 mA \pm 0,05 mA
49,00	990 μ sec \pm 10 μ sec	-8,33 V \pm 0,05 V	0 mA \pm 0,05 mA
48,00	1415 μ sec \pm 10 μ sec	-10,0 V \pm 0,05 V	-0,25 mA \pm 0,05 mA



SYST. BEHEER 19 APR, 1984

		datum	naam	benaming
get	03.08.18		I.V.D. BERG	FREQ. METING
geu				TYPE 111QH
gez				
orde				
opdr				
				tek nr
				SS6888.111
nr	00			
HOLEC MACHINES & SYSTEMEGROEP		HOLLAND		

JR	WK	ORD.	GR	RE	AANTAL	DEF	VERK	ORDER NR	WK R
1 - 3	4 - 8	12			BOUWST.	RES	AFD.	OPDRACHT	STR.
	00001	1			40	49 - 51	52 - 57	58-60	68-70
9 - 11	13 - 18	19-20	21	27	4				73 - 80
									IF 015

pos nr	aantal totaal	maat-eenheid	mag. nr inkoop order	pos	aant / bouwst.	omschrijving	componenten codering
1					1	print layout nr. 6983.0799/6 100x160	
2			67.215		1	frontverb	
3			67.216		1	frontpl incl vng grp 3 HE 4 TE	
4			61.495		1	kont houder 32p z+b	
5			2131.308		2	cil kopschr M2.5x10/10	
6			2211.402		2	moer M2.5	
7			4-812057		1	kenpl opschr: 111QH	
8							
9			66.218		1	I.C. anal LM239D	A 1
10			66.212		1	I.C. anal AD581JH	A 2
11			66.303		1	I.C. anal AD0P07EZ	A 3
12			66.216		1	I.C. anal LM201AH	A 4
13							
14			65.018		9	kond UP 0.1uF 100V	C 1 2 3 16 17 18
15							19 20 21
16			65.152		3	kondker 33pF	C 4 5 15
17			65.333		7	kondker 0.1uF 50V	C 6 7 9 11 12 13
18							14
19			65.042		1	kond UP 1uF 63V	C 22
20			65.043		1	kond fant 6.8uF	C 8
21			66.189		2	I.C. dig. HEF4093BP	D 1 12
22			66.194		2	I.C. dig. CD 4027BF	D 2 3
23			66.223		6	I.C. dig. CD 4060BF	D 4 5 6 7 8 9
24			66.228		1	I.C. dig. CD 4078BF	D 10
25			66.225		1	I.C. dig. CD 4015BF	D 11
26			66.227		1	I.C. dig. CD 4520BF	D 13
27			66.191		1	I.C. dig. CD 4068BF	D 14
28			66.079		1	I.C. dig. AD 7524AD	D 15
29			66.059		1	I.C. dig. CD 4011UBF	D 16
30			66.226		1	I.C. dig. CD 4018BF	D 17
31			66.510		1	kristal 2.532 MC	B 1
32			69.412		9	weerst met flm 12k1	R 11 15 19 33 34 35
33							36 37 38
34			69.504		5	weerst met flm 100k	R 12 16 20 27 28
35			69.404		6	" " " 10k0	R 13 14 17 18 21 22
36			69.204		1	" " " 100R	R 23
37			69.600		1	" " " 1M	R 24
38			69.304		1	" " " 1k0	R 25
39			69.492		1	" " " 82k5	R 26
40			69.512		1	" " " 121k	R 29

tous droits de reproduction réservés

copyright reserved

alle Rechte vorbehalten

alle rechten voorbehouden

get	83/14	naam	CH	benaming	Frequentie-Meting	
gec				type	111QH	
order				stuklijst nr	6888.111	
opdr				blad	2	
HOLEC H					3 bl.	
produktgroep systemen				w i	0	
w i	wijziging	datum	par. vervangt	klant	nr	

Bijlage D:
Blokken en commando's van de
simulatie-taal PSI.

TYPE	INPUT	PARM.	DESCRIPTION
INT	1-3	2-3	$y=p1+INT(p2*i1+p3*i2+i3)$ $y(0)=p1$
INF	1-3	3	$y/u=p2/(s*p3+1)$ $y(0)=p1$
INC	3	2	$y/u=p1+INT(p2*i2)$ $i1<=0-y=i3$ $i1>1-HOLD$
INR	2	3	$y=i2+INT(p2*i1)$ reset each p3 s. $y(0)=p1$
INL	1-3	3	$y=INT(u)$ $p2<=y<=p3$ $y(0)=p1$
PIC	1-3	3	$y/u=p2*(1+1/(s*p3))$ $y(0)=p1+p2*u(0)$
PDC	1-3	3	$y/u=(s*p3+1)/(p2*s*p3+1)$ $y(0)=p1+u(0)/p2$
ZZ1	1-3	2-3	$y(t)=p2*i1(t-T)+p3*i2(t-T)+i3(t-T)$ $y0=p1$
ZZZ	1-3	3	$y(t)=p3*i1(t1)+i2(t1)+i3(t1);t1=t-p2;$
PIZ	2	3	$y/u=p2+p3/(1-z^{-1})$ at $i1>0$ $y(0)=p1+p2*u0$
PDZ	2	3	$y/u=p2+p3*(1-z^{-1})$ at $i1>0$ $u(-T)=p1$
ABS	1-3	1	$y=p1*ABS(u)$
ADC	0	3	$y=p1*ADC(p3) + p2$
ADD	1-3	0	$y=i1+i2+i3$
ALS	2	2	$p1=accuracy;p2=initial$ step for alg.loop
BNG	1-3	3	$y=p1$ if $u<=p3$ else $y=p2$
BLN	1-3	1	for $p1=1,6$ NOT1 AND2 OR3 NAND4 NOR5 XOR6
CON	0	1	$y=p1$
DAC	1-3	3	$DAC(p3)=p1*u$ $-p2<=DAC<=p2$
DIV	2	0	$y=i1/i2$ if $ABS(i2)<E-30$ $y=E30$
DSP	1-3	3	$u<p1$ $y=p3(u-p1)$ $u>p2$ $y=p3(u-p2)$ else $y=0$
EXP	1-3	3	$y=p1*EXP(p2*u),=p1*10^{(p2*u)},=p1* u ^{p2}$
FFL	2	2	$i1=SET$ $i2=RESET$ $y=p2$ if $i1=i2=1$ $y(0)=p1$
FIX	1-3	3	$y=(INTEGER(p1*u+p2))/p3$
FNG	1-3	3	$y=F(u)$ for table p3 for $p1<u<p2$
GAI	1-3	1	$y=p1*u$
HYS	1-3	3	$hys=-p2,p2$ slope= $p3$ $-1<=y<=1$ $y(0)=p1$
LIM	1-3	3	$y=p3*u$ $p1<=y<=p2$
LOG	1-3	3	$p3=1: y=p1*ln p2*u $, $p3=2:y=p1*log p2*u $
MAX	2-3	1	$y=MAX(i2,i3)$ if $i1>0$ save peak $y(0)=p1$
MIN	2-3	1	$y=MIN(i2,i3)$ if $i1>0$ save peak $y(0)=p1$
MUL	1-3	0	$y=i1*i2*i3$
NOI	0	3	$p3=1: uniform(p1-p2)$ $p3=2: normal(p1,p2)$
OF5	1-3	2	$y=p1*(u+p2)$
PDL	1-3	3	$y=p1*u*u*u+p2*u*u+p3*u$
REL	3	0	if $i1<=0$ $y=i2$ else $y=i3$
SIN	1-3	3	$y=SIN(p1*u+p2)$ $p3=1;y=p1*ATAN(u)+p2$ $p3=2$
SPL	2	1	$y(k)=i2(k)$ if $i1>0$ else $y(k-1)$ $y(0)=p1$
SQT	1-3	1	$y=SIGN(u)*p1*SQRT(ABS(u))$
STP	1-3	1	if $i1>=i2$ STOP or if $p1=2$ TIM=0 & RERUN
SUB	2	0	$y=i1-i2$
SUM	1-3	1-3	$y=p1*i1+p2*i2+p3*i3$
TDE	1-3	3	$y(t)=u(t-p2)$ sample at p3 sec. $y(0)=p1$
TIM	1	1	$y=1$ each p1 sec if $i1>0$ else 0
ZST	2	2	store($i1>0$)/set($i2>0$) stor v.i $p1<=i<=p2$
PWM	2	2	if $i1>0$ start pulse:size= $p2$;T=(u/p1)*TIM
DPY	1-3	3	display $y=u$ at (p1,p2) in color mem(p3)
DRW	1-3	1	draw inputs via buffer p1
XX1	0-3	3	NO STANDARD DEFINITION
XX2	0-3	3	NO STANDARD DEFINITION
XX3	0-3	3	NO STANDARD DEFINITION
XX4	0-3	3	NO STANDARD DEFINITION
XX5	0-3	3	NO STANDARD DEFINITION
XX6	0-3	3	NO STANDARD DEFINITION
ALB	1	1	algebraic loop breaker $y(0)=p1$

Definition statements:

DAi x,y text - define text at (x,y) in color mem. i
DBi - define interpolation (0=dot,>0 line type i
DCi,j - define colour j for memory i (i=0 then frame)
DDi - define display mode; 0=all information,
1 no num. info;2 nothing;3 nothing+XA
DE e1,e2- define eps1 and eps2 for variable step
DFi,j - define mem i to be stored in the j-th table
DIi - define i-th integration method
DIC - define initial condition as present output
DLH x - draw/remove a horizontal line at x (x>0/x<0)
DLV x - draw/remove a vertical line at x (-1<x<1)
DMi NAM - define output block NAM for mem. i
DOi - define output mode (-1=table,0=pr.plot,1=XT,2=XY)
DP dp - define print interval dp
DSi n,x - define scaling for memory i (i=A is all)
DSCi - define scaling for i separate areas
DT dt - define integration interval dt
DTT tt - define total simulation time tt

Show commands:

SA - Show actual model in alphabetical block order
SB NAM- Show data of block NAM
SC - Combination command: SI, SS, SM, SN and SH
SF - Show function tables used in present model
SH - Show all optimization data
SI - Show integration data
SM - Show actual model in alphabetical type order
SN - Show actual number of active blocks
SO - Show actual values of all outputs
SQ - Show actual model in calculation order
SS - Show actual scaling and colour of memories
SX - Show actual maxima of this PSI version
SZ - Show all storage variables

Signal show commands of memories:

XA - Show all active memories on display
XP - Show all memories on teletype
XT i - Show memory i; a cursor will appear
XT -i - Same as XT i, but the screen is cleared first
XX - Same as XA, no initialization of screen
XY i,j - Show mem. i vs. mem. j; a cursor will appear
XY i,-j - Same as XY i,j, but the screen is cleared first

Control commands:

C - Continue run; no initialization
CX - Continue append, no init display
CE - Continue endless
R - Start run; init display, TIME and blocks
RX - Run append; init TIME and blocks
RE - Run endless
<rtm> - Break off present run
EXIT - Leave PSI
EMPTY - Clear all data and restart PSI

Model save commands: Mx NAM

MA NAM - Append model NAM to actual model
MD NAM - Delete model NAM
MR NAM - Read model NAM
MS - Show all models stored
MW NAM - Write model NAM
MX NAM - Write model NAM and memories
MZ NAM - Write model NAM and Z-parameters

Function generator commands

F - Function generator table input statement
FD NAM - Delete file NAM
FMi,p,x - Modifies point p of tabel i into x
FRi NAM - Reads table NAM into memory i
FS - Show all files
FWi NAM - Write memory i as FNG-table to file NAM
FXi NAM - Display file NAM on screen in place of mem. i

Miscellaneous commands:

Atext - Put text above each listing/response
L - direct all output to line printer, i.s.o. terminal
N N1 N2- Rename block N1 into N2
PLOT, - Plot the contents of the screen on a printer
? - Show 10 chapters of commands
?i - Show commands of chapter i
?B - Show all blocks available in PSI
?B TYP - Show data concerning blocktype TYP
?F - Show some explanation about function generation

Optimization commands:

H - start optimization
HAi scl- define scaling of parameter i
HC NAM- define criterion as block NAM
HD del- define inital step size del
HE eps- define accuracy eps
HI itr- define number of iterations itr
HNi min- define minimum of parameter i
HPi NAM- define parameter i of NAM
HVi NAM- delete parameter i of NAM
HXi max- define maximum of parameter i

Communication commands:

Zi NAM1,NAM2,i2,NAM3,i3
Zi - delete storage variable i
ZSTO - store storage variables from NAM1
ZSET - set storage variables in i2 of NAM2 and i3 of NAM3
ZD NAM - delete file NAM
ZR NAM - read all storage variables with name NAM
ZS - show all files with storage variables
ZW NAM - write all storage variables with name NAM

Definition commands:

B- Configuration statement
T- Timing data statement
O- Output data statement
P- Parameter statement

Bijlage E:
Structuur van het dynamische model
van het statische noodstroomstelsel
in de simulatie-taal PSI.

SQ

Run: SIMULATIE VAN DE HOLEC PARALLEL UPS

- - STRUCTURE AND PARAMETERS PRESENT MODEL - -

Block	Type	Input1	Input2	Input3	Par1	Par2	Par3
RBVDOOR	CON				500.0		
C	CON				8.8000E-04		
DELAY	CON				1.0000E-02		
RLB	CON				.0000		
RBNA	CON				500.0		
LB	CON				.0000		
HAPVDOOR	CON				.0000		
HAPNA	CON				.0000		
EEN	CON				1.000		
NEG	CON				-1.000		
NUL	CON				.0000		
IDC2	INT	IDC1			1.1835E-06	1.000	
ADC11	DIV	ADC1	LB				
ADC21	MUL	ADC11	RLB				
UUIT3	DIV	ZB3	C				
UUIT1	DIV	ZB1	C				
UUIT2	DIV	ZB2	C				
ADC12	DIV	ADC2	LB				
ADC22	MUL	ADC12	RLB				
VDC	SUM	EEN	IDC1	IDC2	1.000	-35.71	-3143.
TRIG	SUB	TIME	DELAY				
RB	REL	TRIG	RBVDOOR	RBNA			
ZB13	DIV	UUIT3	RB				
ADC13	DIV	ADC3	LB				
ADC23	MUL	ADC13	RLB				
ZB11	DIV	UUIT1	RB				
ZB12	DIV	UUIT2	RB				
HAP	REL	TRIG	HAPVDOOR	HAPNA			
Q11	REL	TRIG	NUL	NUL			
ADC1	INT	ADC21	Q11		.0000	-1.000	1.000
Q12	REL	TRIG	NUL	NUL			
ADC2	INT	ADC22	Q12		.0000	-1.000	1.000
Q13	REL	TRIG	NUL	NUL			
ADC3	INT	ADC23	Q13		.0000	-1.000	1.000
Q21	REL	TRIG	NUL	NUL			
ZB1	INT	ZB11	Q21	IINV1	-5.5575E-05	-1.000	-1.000
Q22	REL	TRIG	NUL	NUL			
ZB2	INT	ZB12	Q22	IINV2	8.3558E-04	-1.000	-1.000
Q23	REL	TRIG	NUL	NUL			
ZB3	INT	ZB13	Q23	IINV3	-7.8000E-04	-1.000	-1.000
SIN1	SIN	TIME			314.2	.0000	1.000
UMAX1	MUL	SIN1	VDC				
SIN2	SIN	TIME			314.2	2.094	1.000
UMAX2	MUL	SIN2	VDC				
SIN3	SIN	TIME			314.2	-2.094	1.000
UMAX3	MUL	SIN3	VDC				
AREL	SUM	HAP	EEN		-1.6667E-02	1.000	
UINV3	MUL	UMAX3	AREL				
UINVABS3	ABS	UINV3			1.000		
UINV1	MUL	UMAX1	AREL				
UINVABS1	ABS	UINV1			1.000		
UINV2	MUL	UMAX2	AREL				
UINVABS2	ABS	UINV2			1.000		
S1	REL	UINV1	NEG	EEN			
IINVS1	MUL	IINV1	S1				
S2	REL	UINV2	NEG	EEN			
IINVS2	MUL	IINV2	S2				
S3	REL	UINV3	NEG	EEN			
IINVS3	MUL	IINV3	S3				
DELTAU1	SUB	UINV1	UUIT1				
IINV1	INT	IINV1	DELTAU1		.2926	-266.7	1333.
DELTAU2	SUB	UINV2	UUIT2				
IINV2	INT	IINV2	DELTAU2		-.1292	-266.7	1333.
DELTAU3	SUB	UINV3	UUIT3				
IINV3	INT	IINV3	DELTAU3		-.1634	-266.7	1333.

*UUG	ALB	UUG			1.344			
*UIG	ALB	UIG			.7281			
T12	MAX	NEG	UINVABS1	*UIG	.7281			
T34	MAX	NEG	UINVABS2	*UIG	.8614			
T56	MAX	NEG	UINVABS3	*UIG	.8615			
DUI1	SUB	T12	*UIG					
DUI2	SUB	T34	*UIG					
DUI3	SUB	T56	*UIG					
IIG	ADD	DUI1	DUI2	DUI3				
UIG	GAI	IIG			2.730			
ITERUIG	ALS	UIG	*UIG		1.0000E-04	1.0000E-03		
AINV	GAI	UIG			1.370			
CTRL2	SUB	UINVABS2	*UIG					
CTRL3	SUB	UINVABS3	*UIG					
CTRL1	SUB	UINVABS1	*UIG					
*IINVG	ALB	IINVG			1.4470E-02			
T12'	REL	CTRL1	*IINVG	IINVS1				
T34'	REL	CTRL2	*IINVG	IINVS2				
T56'	REL	CTRL3	*IINVG	IINVS3				
DII1	SUB	T12'	*IINVG					
DII2	SUB	T34'	*IINVG					
DII3	SUB	T56'	*IINVG					
IG	ADD	DII1	DII2	DII3				
IINVG	GAI	IG			2.730			
ITERIDC	ALS	IINVG	*IINVG		1.0000E-04	1.0000E-03		
UUITG1	SUB	UUIT1	UUIT2					
UUITABS1	ABS	UUITG1			1.000			
DIODE12	MAX	NEG	UUITABS1	*UUG	1.344			
DUU1	SUB	DIODE12	*UUG					
UUITG2	SUB	UUIT2	UUIT3					
UUITABS2	ABS	UUITG2			1.000			
DIODE34	MAX	NEG	UUITABS2	*UUG	1.836			
DUU2	SUB	DIODE34	*UUG					
UUITG3	SUB	UUIT3	UUIT1					
UUITABS3	ABS	UUITG3			1.000			
DIODE56	MAX	NEG	UUITABS3	*UUG	1.344			
DUU3	SUB	DIODE56	*UUG					
IUG	ADD	DUU1	DUU2	DUU3				
UUG	GAI	IUG			2.730			
ITERUUG	ALS	UUG	*UUG		1.0000E-04	1.0000E-03		
AUIT	GAI	UUG			.7910			
TRIGGER	SUM	EEN	HAP		.6000	-3.0000E-02		
AUIT'	SUM	UUITABS1	UUITABS2	UUITABS3	.2890	.2890	.2890	
IDC	GAI	IINVG			1.370			
IDC1	INT	IDC1	IDC2	IDC	4.3544E-05	-88.00	-2.0200E+04	
ID	INF	IDC			2.7155E-02	1.000	1.0000E-03	

Bijlage F:

Het programma TRANS voor het omzetten van
een driefasen-systeem in één overdrachtsfunctie.


```

100 DIM A*(50), B*(50), T*(100), N*(100)
110 LPRINT:LPRINT
120 LPRINT "#####"
130 LPRINT "#"
140 LPRINT "#   OMZETTEN VAN EEN OVERDRACHTSFUNCTIE PER FASE   #"
150 LPRINT "#           NAAR EEN ENKELE OVERDRACHTSFUNCTIE           #"
160 LPRINT "#"
170 LPRINT "#####"
180 LPRINT
190 REM
200 REM ***INVOEREN VAN DE OVERDRACHTSFUNCTIE VAN ELKE FASE***
210 REM
220 PI#=3.141592654#
230 PRINT
240 INPUT"FREQUENTIE VAN DE WISSELSpanNINGEN [Hz]";F#
250 LPRINT
260 LPRINT"FREQUENTIE VAN DE WISSELSpanNINGEN [Hz]";F#
270 WO#=2*PI**F#
280 PRINT
290 INPUT"HOOGSTe MACHT IN HET TELLER-POLYNOM";N%
300 PRINT
310 INPUT"HOOGSTe MACHT IN HET NOEMER-POLYNOM";M%
320 PRINT
330 FOR I%= 0 TO N%
340 PRINT"WAT IS DE WAARDE VAN TELLER-COEFFICIENT A(";I%;")";:INPUT A*(I%)
350 NEXT I%
360 PRINT
370 FOR J%= 0 TO M%
380 PRINT"WAT IS DE WAARDE VAN NOEMER-COEFFICIENT B(";J%;")";:INPUT B*(J%)
390 NEXT J%
400 LPRINT
410 LPRINT "-----"
420 LPRINT
430 LPRINT"OVERDRACHTSFUNCTIE PER FASE:"
440 LPRINT
450 LPRINT"TELLER-COEFFICIENTEN  NOEMER-COEFFICIENTEN"
460 IF N%<M% THEN I%=M% ELSE I%=N%
470 FOR J%= 0 TO I%
480 IF J%<=N% THEN LPRINT"A(";J%;")=";:LPRINT USING "+#.#####";A*(J%);:LPRINT
"   "; ELSE LPRINT "   ";
490 IF J%<=M% THEN LPRINT"B(";J%;")=";:LPRINT USING "+#.#####";B*(J%) ELSE LP
RINT "   "
500 NEXT J%
510 REM
520 REM ***BEREKENEN VAN PHI***
530 REM
540 FOR I%= 0 TO N%
550 IF (I%/2-FIX(I%/2))=0 THEN P1#= P1#+(A*(I%)*((-1)^(I%/2))*(WO#^I%)) ELSE P2#
= P2#+(A*(I%)*((-1)^((I%-1)/2))*(WO#^I%))
560 NEXT I%
570 FOR J%= 0 TO M%
580 IF (J%/2-FIX(J%/2))=0 THEN P3#= P3#+(B*(J%)*((-1)^(J%/2))*(WO#^J%)) ELSE P4#
= P4#+(B*(J%)*((-1)^((J%-1)/2))*(WO#^J%))
590 NEXT J%

```

```

600 IF P1#=0 THEN PHIT#= PI#/2*SGN(P2#) ELSE PHIT#= ATN(P2#/P1#)
610 IF P1#<0 THEN PHIT#= PI#+PHIT#
620 IF P3#=0 THEN PHIN#= PI#/2*SGN(P4#) ELSE PHIN#= ATN(P4#/P3#)
630 IF P3#<0 THEN PHIN#= PI#+PHIN#
640 PHI#= PHIT#-PHIN#
650 LPRINT
660 LPRINT "DE FASE-VERSCHUIVING IS BIJ";F#;"Hz IN ELKE FASE"
670 LPRINT USING "+###.####"; PHI**180/PI#;
680 LPRINT " GRADEN."
690 REM
700 REM ***BEREKENEN VAN DE TELLER-COEFFICIENTEN***
710 REM
720 FOR I%= 0 TO N%
730 FOR J%= 0 TO M%
740 FOR K%= 0 TO I%
750 FOR L%= 0 TO J%
760 GOSUB 1290
770 X%=I%+J%-K%-L%
780 TT#= A#(I%)*B#(J%)*C1#*C2#*(W0#^(K%+L%))
790 IF (I%+L%)/2-FIX((K%+L%)/2)=0 THEN T#(X%)= T#(X%)+TT#*((-1)^L%)*((-1)^((K%+L%)/2))*COS(PHI#) ELSE T#(X%)= T#(X%)+TT#*((-1)^L%)*((-1)^((K%+L%-1)/2+1))*SIN(-PHI#)
800 NEXT L%,K%,J%,I%
810 REM
820 REM ***BEREKENEN VAN DE NOEMER-COEFFICIENTEN***
830 REM
840 FOR I%= 0 TO M%
850 FOR J%= I%+1 TO M%
860 FOR K%= 0 TO I%
870 FOR L%= 0 TO J%
880 IF (K%+L%)/2-FIX((K%+L%)/2)<>0 THEN 920
890 GOSUB 1290
900 X%=I%+J%-K%-L%
910 N#(X%)= N#(X%)+2*B#(I%)*B#(J%)*C1#*C2#*(W0#^(K%+L%))*((-1)^L%)*((-1)^((K%+L%)/2))
920 NEXT L%,K%,J%,I%
930 FOR I%= 0 TO M%
940 FOR K%= 0 TO I%
950 GOSUB 1290
960 N#(2*(I%-K%))= N#(2*(I%-K%))+ (B#(I%)^2)*C1#*(W0#^(2*K%))
970 NEXT K%,I%
980 REM
990 REM ***UITVOER***
1000 REM
1010 LPRINT
1020 LPRINT "-----"
1030 LPRINT
1040 LPRINT "TOTALE OVERDRACHTSFUNCTIE VAN DE DRIE FASEN:"
1050 LPRINT
1060 LPRINT"TELLER-COEFFICIENTEN NOEMER-COEFFICIENTEN"
1070 IF M%+N%<2*M% THEN I%=2*M% ELSE I%=M%+N%
1080 FOR J%= 0 TO I%
1090 IF J%<=M%+N% THEN LPRINT"T(";J%;")="";:LPRINT USING "+#.#####^";T#(J%)/T#(M%+N%);:LPRINT " "; ELSE LPRINT " ";
1100 IF J%<=2*M% THEN LPRINT"N(";J%;")="";:LPRINT USING "+#.#####^";N#(J%)/N#(2*M%) ELSE LPRINT " "
1110 NEXT J%

```

```

1120 LPRINT
1130 LPRINT "SCHALINGSFACTOR:"
1140 LPRINT USING "+#.#####"; T*(M%+N%)/N*(2*M%)
1150 LPRINT
1160 LPRINT "GELIJKSPANNINGSVERSTERKING:"
1170 LPRINT USING "+#.#####"; T*(O)/N*(O)
1180 LPRINT:LPRINT
1190 LPRINT "*****"
1200 PRINT
1210 INPUT "NOG EEN OVERDRACHTSFUNCTIE TRANSFORMEREN";Q$
1220 Q$= LEFT$(Q$,1)
1230 IF Q$="J" OR Q$="Y" THEN 1260
1240 IF Q$<>"N" THEN 1210
1250 END
1260 CLEAR
1270 LPRINT
1280 GOTO 220
1290 REM
1300 REM ***BEREKENEN VAN DE COMBINATIES C1=(I BOVEN K) EN C2=(J BOVEN L)***
1310 REM
1320 C1%=1:C2%=1
1330 IF K%=0 THEN 1370
1340 FOR C%= 1 TO K%
1350 C1%= C1%*(I%+1-C%)/C%
1360 NEXT C%
1370 IF L%=0 THEN RETURN
1380 FOR C%= 1 TO L%
1390 C2%= C2%*(J%+1-C%)/C%
1400 NEXT C%
1410 RETURN

```

```
*****
#
#   OMZETTEN VAN EEN OVERDRACHTSFUNCTIE PER FASE   #
#   NAAR EEN ENKELE OVERDRACHTSFUNCTIE           #
#
*****
```

FREQUENTIE VAN DE WISSELSpanningen [Hz] 50

OVERDRACHTSFUNCTIE PER FASE:

TELLER-COEFFICIENTEN	NOEMER-COEFFICIENTEN
A(0)=+1.0000D+00	B(0)=+1.0000D+00
	B(1)=+1.7600D-04
	B(2)=+6.6000D-07

DE FASE-VERSHUIVING IS BIJ 50 Hz IN ELKE FASE
-3.3848 GRADEN.

TOTALE OVERDRACHTSFUNCTIE VAN DE DRIE FASEN:

TELLER-COEFFICIENTEN	NOEMER-COEFFICIENTEN
T(0)=+1.4214D+06	N(0)=+2.0134D+12
T(1)=+3.0383D+02	N(1)=+8.6072D+08
T(2)=+1.0000D+00	N(2)=+3.2988D+06
	N(3)=+5.3333D+02
	N(4)=+1.0000D+00

SCHALINGSFACTOR:
+1.5125D+06

GELIJKSPANNINGSVERSTERKING:
+1.0678D+00

```
#####  
#  
# OMZETTEN VAN EEN OVERDRACHTSFUNCTIE PER FASE #  
# NAAR EEN ENKELE OVERDRACHTSFUNCTIE #  
# #  
#####
```

FREQUENTIE VAN DE WISSELSpanNINGEN [Hz] 50

OVERDRACHTSFUNCTIE PER FASE:

TELLER-COEFFICIENTEN	NOEMER-COEFFICIENTEN
A(0)=+2.4000D+00	B(0)=+2.6000D+00
	B(1)=+1.1724D-03
	B(2)=+1.5840D-06

DE FASE-VERSHUIVING IS BIJ 50 Hz IN ELKE FASE
-8.5714 GRADEN.

TOTALE OVERDRACHTSFUNCTIE VAN DE DRIE FASEN:

TELLER-COEFFICIENTEN	NOEMER-COEFFICIENTEN
T(0)=+1.5778D+06	N(0)=+2.4340D+12
T(1)=+8.3485D+02	N(1)=+2.5759D+09
T(2)=+1.0000D+00	N(2)=+4.0280D+06
	N(3)=+1.4803D+03
	N(4)=+1.0000D+00

SCHALINGSFACTOR:
+1.4982D+06

GELIJKSPANNINGSVERSTERKING:
+9.7116D-01

#####

```
#####  
#  
# OMZETTEN VAN EEN OVERDRACHTSFUNCTIE PER FASE #  
# NAAR EEN ENKELE OVERDRACHTSFUNCTIE #  
# #  
#####
```

FREQUENTIE VAN DE WISSELSpanNINGEN [Hz] 50

OVERDRACHTSFUNCTIE PER FASE:

TELLER-COEFFICIENTEN	NOEMER-COEFFICIENTEN
A(0)=+0.0000D+00	B(0)=+2.0000D-01
A(1)=+1.0200D-02	B(1)=+1.0950D-02
	B(2)=+1.7952D-06
	B(3)=+6.7320D-09

DE FASE-VERSHUIVING IS BIJ 50 Hz IN ELKE FASE
+0.4046 GRADEN.

TOTALE OVERDRACHTSFUNCTIE VAN DE DRIE FASEN:

TELLER-COEFFICIENTEN	NOEMER-COEFFICIENTEN
T(0)=+1.5080D+11	N(0)=+2.3040D+17
T(1)=+5.5590D+07	N(1)=+1.6987D+14
T(2)=+1.6260D+06	N(2)=+2.7048D+12
T(3)=+2.6223D+02	N(3)=+1.0322D+09
T(4)=+1.0000D+00	N(4)=+3.6203D+06
	N(5)=+5.3333D+02
	N(6)=+1.0000D+00

SCHALINGSFACTOR:
+1.5151D+06

GELIJKSPANNINGSVERSTERKING:
+9.9166D-01

#####

```
#####
#
#   OMZETTEN VAN EEN OVERDRACHTSFUNCTIE PER FASE   #
#   NAAR EEN ENKELE OVERDRACHTSFUNCTIE           #
#
#####
```

FREQUENTIE VAN DE WISSELSpanNINGEN [Hz] 50

OVERDRACHTSFUNCTIE PER FASE:

TELLER-COEFFICIENTEN	NOEMER-COEFFICIENTEN
A(0)=+0.0000D+00	B(0)=+4.8000D-01
A(1)=+2.4480D-02	B(1)=+2.8320D-02
	B(2)=+1.1958D-05
	B(3)=+1.6157D-08

DE FASE-VERSHUIVING IS BIJ 50 Hz IN ELKE FASE
-4.7673 GRADEN.

TOTALE OVERDRACHTSFUNCTIE VAN DE DRIE FASEN:

TELLER-COEFFICIENTEN	NOEMER-COEFFICIENTEN
T(0)=+1.6439D+11	N(0)=+2.7192D+17
T(1)=+1.0793D+08	N(1)=+3.5704D+14
T(2)=+1.7722D+06	N(2)=+3.2536D+12
T(3)=+7.9251D+02	N(3)=+2.9461D+09
T(4)=+1.0000D+00	N(4)=+4.3495D+06
	N(5)=+1.4802D+03
	N(6)=+1.0000D+00

SCHALINGSFACTOR:
+1.5099D+06

GELIJKSPANNINGSVERSTERKING:
+9.1281D-01

```
#####
```

Bijlage G:

**Netwerk en bronbeschrijving van de drie
fasen van het statische noodstroomstelsel
in HICAP.**

27-2-1987

COMPONENT	VALUE		FROM	TO	I/U	START	ACROSS	ELEMENT
10 VOLT.GEN	U(1)	Volt	1	0				
11 VOLT.GEN	U(2)	Volt	2	0				
12 VOLT.GEN	U(3)	Volt	3	0				
7 CAPACITOR	880	uF	7	0	0			
8 CAPACITOR	880	uF	8	0	0			
9 CAPACITOR	880	uF	9	0	0			
1 RESISTOR	200	mOhm	1	4				
2 RESISTOR	200	mOhm	2	5				
3 RESISTOR	200	mOhm	3	6				
16 RESISTOR	2.4	Ohm	7	0				
17 RESISTOR	2.4	Ohm	8	0				
18 RESISTOR	2.4	Ohm	9	0				
4 INDUCTOR	750	uHy	4	7	0			
5 INDUCTOR	750	uHy	5	8	0			
6 INDUCTOR	750	uHy	6	9	0			
19 INDUCTOR	10.2	mHy	7	0	0			
20 INDUCTOR	10.2	mHy	8	0	0			
21 INDUCTOR	10.2	mHy	9	0	0			
13 V PROBE	1	V/div						7
14 V PROBE	1	V/div						8
15 V PROBE	1	V/div						9

```

5000 Qm=1
5010 U(1)=Qm*SIN(360*50*T)
5020 U(2)=Qm*SIN(360*50*T+120)
5030 U(3)=Qm*SIN(360*50*T-120)
5031 Guitd=2*SQR(((Y(1)-Y(2))/SQR(3))^2+Y(3)^2)
5032 Vam(1)=(Y(1)-Y(2))/SQR(3)
5033 Vam(2)=(Y(2)-Y(3))/SQR(3)
5034 Vam(3)=(Y(3)-Y(1))/SQR(3)
5035 Guit1=ABS(Y(1))+ABS(Y(2))+ABS(Y(3))
5036 Guit2=ABS(Vam(1))+ABS(Vam(2))+ABS(Vam(3))
5037 Guit=MAX(Guit1,Guit2)
5190 Switch=Diode
5200 RETURN

```

LITERATUUR:

- [1] N.V. Samenwerkende Elektriciteits-Productiebedrijven, ELEKTRICITEITSPAN EN TOELICHTING 1987/1988, Arnhem, 1983.
- [2] VDEN, OPENBARE NETTEN VOOR ELEKTRICITEITSDISTRIBUTIE, Kluwer, Deventer, 1986.
- [3] Antal, prof. ir. M., ELEKTRICITEITSOPWEKKING, -TRANSMISSIE EN -DISTRIBUTIE, Deel II, collegedictaat, Technische Hogeschool Eindhoven, 1984.
- [4] Schneider, F., NETZSPANNUNGS-AUSFÄLLE UND -EINBRÜCHE, Teil 1, ETZ Bd. 107, Heft 2, 1986.
- [5] Leonhard, W., CONTROL OF ELECTRICAL DRIVES, Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [6] Fink and Beaty, STANDARD HANDBOOK FOR ELECTRICAL ENGINEERS, McGraw-Hill, New York, 1978.
- [7] Gribnau, W.H.J.K., ELEKTRISCHE GEDRAGINGEN VAN WARMTE/ KRACHTINSTALLATIES, PT|ELEKTROTECHNIEK-ELEKTRONICA, jaargang 38, nr. 12, 1983.
- [8] Bajenescu, T.I., ELEKTRONIK UND ZUVERLÄSSIGKEIT, Verlag "Technische Rundschau", Bern, 1979.
- [9] Crellin, G.L., MARKOV ANALYSES OF NUCLEAR PLANT FAILURE DEPENDENCIES, Proceedings annual reliability and maintainability symposium 1979, New York, 1979.

- [10] Bosch, P.P.J. van den, PSI MANUAL, Version 6.1, Delft University of Technology, Delft, May 1984.
- [11] Bosch, P.P.J. van den, TRIP MANUAL, version 4.0, Delft University of Technology, Delft, June 1985.
- [12] VDEN, Commissie harmonische componenten, Werkgroep grote installaties, AANBEVELINGEN VOOR TOELAATBARE HARMONISCHE STROMEN BIJ NIET-HUISHOUDELIJKE TOESTELLEN, rapport, KEMA, Arnhem, juli 1975.
- [13] Bakhuizen, prof. ir. A.J.C., ELEKTRISCHE MACHINES, collegedictaat, Technische Hogeschool Eindhoven, 1986.
- [14] Janssen, prof. dr. ir. J.D., TECHNISCHE MECHANICA VOOR ELEKTROTECHNICI, collegedictaat, Technische Hogeschool Eindhoven, 1965.
- [15] Zeeuw, ir. W.J. de, VERMOGENSELEKTRONICA, collegedictaat, Technische Hogeschool Eindhoven, 1983.
- [16] Williams, A.B., DESIGN ACTIVE ELLIPTIC FILTERS EASILY, Electronic Design 21, October 14, 1971.
- [17] Zach, F., LEISTUNGSELEKTRONIK, Springer-Verlag, New York, 1985.
- [18] Hostetter, G.H., DESIGN OF FEEDBACK CONTROL SYSTEMS, Holt-Saunders, Japan, 1982.
- [19] Kuo, B.C., DIGITAL CONTROL SYSTEMS, Holt-Saunders, Japan, 1981.
- [20] Bracewell, R.N., THE FOURIER TRANSFORM AND ITS APPLICATIONS, McGraw-Hill, Japan, 1978.

- [21] Fegan, G.R., RELIABILITY CALCULATIONS FOR DEPENDENT PLANT FAILURES, IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, No. 7, July 1984.

- [22] Gellings, C., LOAD MANAGEMENT EQUIPMENT RELIABILITY, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, No. 10, October 1985.

- [23] Anderson, P.M., RELIABILITY MODELING OF PROTECTIVE SYSTEMS, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, No. 8, August 1984.

- [24] Clements, K.A., EFFICIENT CALCULATION OF FREQUENCY AND DURATION MODELS FOR LARGE COMPOSITE ELECTRIC GENERATING PLANTS, IEEE Transactions on Power Apparatus and systems, Vol. PAS-104, No. 7, July 1985.

- [25] Power Division of the Institution of Electrical Engineers, SOURCES AND EFFECTS OF POWER SYSTEM DISTURBANCES, IEE, London, 22-24 April 1974.

- [26] The Institution of Electrical Engineers, CONFERENCE ON RELIABILITY IN ELECTRONICS, IEE, London, 10-12 December 1969.

- [27] Moore, G., UPSs FOR THE SMALL BUSINESS, Electronics and Power, London, Vol. 32, No. 6, June 1986.

- [28] Griffith, D., DEVELOPMENT TRENDS IN MEDIUM AND LARGE UPSs, Electronics and Power, London, Vol. 32, No. 6, June 1986.

- [29] Ridout, J., SELECTING THE RIGHT GENERATING SET FOR UPSs, Electronics and Power, London, Vol. 32, No. 6, June 1986.

- [30] Edwin, K.W., DIE ZUVERLAESSIGKEITSBERECHNUNG ALS HILFSMITTEL FUER BAU UND BETRIEB ELEKTRISCHER ENERGIEVERSORGUNGSSYSTEME, Elektrotechnik und Machinebau, Wien, Heft 5, Mai 1984.
- [34] Barret, J.P., NECESSITE DU MAINTIEN DE LA TENSION ET DE LA FREQUENCE DU RESEAU, Revue Générale de l'Electricité, Paris, No. 12, 1985.
- [35] Barret, J.P., LE REGLAGE DE LA TENSION; ASPECTS GENERAUX, Revue Générale de l'Electricité, Paris, No. 12, 1985.
- [36] Hugoud, P., REGULATEURS PRIMAIRES DE TENSION DES GROUPES DE PRODUCTION, Revue Générale de l'Electricité, Paris, No. 12, 1985.
- [37] Cotto, G., LE REGLAGE SECONDAIRE DE TENSION, Revue Générale de l'Electricité, Paris, No. 12, 1985.
- [38] Barret, J., L'ADAPTATION AUTOMATIQUE DE LA PRODUCTION A LA CONSOMMATION; LE REGLAGE DE LA FREQUENCE, Revue Générale de l'Electricité, Paris, No. 12, 1985.
- [39] Mathey, M., LES SYSTEMES DE REGLAGE DES TURBINES A VAPEUR DE GRAND PUISSANCE ALSTHOM, Revue Générale de l'Electricité, Paris, No. 12, 1985.
- [40] Avenier, R., REGULATEURS PRIMAIRES DE VITESSE DES GROUPES HYDRAULIQUES, Revue Générale de l'Electricité, Paris, No. 12, 1985.
- [41] Kowal, J., LE REGLAGE SECONDAIRE FREQUENCE-PUISSANCE; FONCTIONS - PROBLEMES - MISE EN OEUVRE, Revue Générale de l'Electricité, Paris, No. 12, 1985.

- [42] Rod, E., STUDIE UEBER DIE ZUVERLAESSIGKEIT VON ENERGIEERZEUGUNGSANLAGEN IN KANADA, Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, Zürich, No. 10, 24 Mai 1986.
- [43] Desponds, P., LE REGLAGE FREQUENCE-PUISSANCE DES RESEAUX ELECTRIQUES, Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, Zürich, No. 10, 24 mai 1986.
- [44] Birolini, A., ZUVERLAESSIGKEITSSICHERUNG TECHNISCHER SYSTEME, Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, Zürich, No. 7, 12 April 1986.
- [45] VDEN, Commissie harmonische componenten, HET VRAAGSTUK DER HARMONISCHE COMPONENTEN, rapport, KEMA, Arnhem, april 1972.
- [46] EN 50.006, THE LIMITATION OF DISTURBANCES IN ELECTRICITY SUPPLY NETWORKS CAUSED BY DOMESTIC AND SIMILAR APPLIANCES EQUIPED WITH ELECTRONIC DEVICES, juli 1974.
- [47] IEC 555, DISTURBANCES IN SUPPLY SYSTEMS CAUSED BY HOUSEHOLD APPLIANCES AND SIMILAR ELECTRICAL EQUIPMENT, 1982.