

## MASTER

### Kortsluitmotor met elektronische omzetter voor elektrisch remmen en kruipen volgens het ringmodulator principe

Janssen, L.J.M.

*Award date:*  
1973

[Link to publication](#)

#### **Disclaimer**

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

#### **General rights**

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

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

#### **Take down policy**

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

1737 bse



technische hogeschool eindhoven  
afdeling der elektrotechniek - groep elektromechanica

blz 0 van  
rapport nr. EM 73-3

TECHNISCHE HOGESCHOOL  
EINDHOVEN  
STUDIEBIBLIOTHEEK  
ELEKTROTECHNIEK

KORTSLUITMOTOR MET ELEKTRONISCHE  
OMZETTER VOOR ELEKTRISCH REMMEN  
EN KRUIPEN VOLGENS HET RINGMODULATOR  
PRINCIPE.

L.J.M. Janssen.

EM - 73 - 3

Technische Universiteit Eindhoven  
Bibliotheek

dit werk uiterlijk terugbezorgen op laatst gestempelde datum


zk

FA 00015



SUMMARY.

With an electronic cycloconverter some drive problems with two-speed motors can be solved, especially if the lower speed is about one tenth of the higher. In that case a standard squirrel-cage motor can be used.

This report deals with an investigation of the performance of a converter based on the principle of the ringmodulator.

The idea of this converter has been suggested by M. Groenenboom and H.C.J. de Jong of the Holec Group (see Lit.2).

The problem of radio interference caused by the switching of currents has been treated in more detail for which purpose a simulation on the analogue computer has been carried out. The calculations proved to be in fair agreement with the experimental values.

INHOUDSOPGAVE.

	pag.
1. Inleiding.	3
2. Beschrijving van het systeem.	4
3. Metingen aan een proefschakeling.	12
4. Gedetailleerde beschrijving van het vermogensgedeelte.	19
4.1. De afzonderlijke componenten.	19
4.2. Het elektrische vervangingsschema van het vermogensgedeelte.	24
5. De netvervuiling.	26
5.1. Signalering van het probleem.	26
5.2. Theoretische verklaring.	27
5.3. Simulatie op de analoge rekenmachine.	32
6. De stuurschakeling.	43
6.1. Formulering van de eisen.	43
6.2. De opzet van de schakeling.	44
6.3. De realisering.	46
7. Evaluatie.	47
7.1. Conclusies van dit onderzoek.	47
7.2. Aanbevelingen voor verder onderzoek.	47
8. Lijst van gebruikte symbolen.	48
9. Literatuurlijst.	49
Appendix.	51
A.1 Berekening van enkele per unit waarden van induktie motoren.	51
A.2. Symbolen van analoge rekenelementen.	53



## 1. Inleiding.

Voor snel transport en tevens nauwkeurig op de plaats van bestemming afleveren van een last (sorteerinrichtingen, liftkooi) bestaat er de behoefte aan een elektrische machine met twee toerentallen, die ongeveer een factor 10 uit elkaar liggen.

Hiervoor zijn diverse oplossingen mogelijk. Gezien de huidige stand der techniek lijkt een kortsluitmotor met een elektronische omzetter een ideale oplossing, mits deze omzetter eenvoudig en bescheiden van afmetingen is en tevens voldoende bedrijfszeker gemaakt kan worden. Een bestaande, in de Holec groep ontworpen schakeling (L.2), die reeds aan de eisen van eenvoud en bescheiden afmetingen voldoet, vormde de basis voor dit afstudeeronderzoek.

De opdracht was om van de gegeven principeschakeling de werking te doorgronden, om zodoende te kunnen komen tot een goede dimensionering van de schakeling voor gebruik met kortsluitmotoren in het gebied van 0,1 tot 100 kW. Daarom is begonnen met een poging om een globaal inzicht in de werking te verkrijgen. Hierbij kwamen enkele, in eerste instantie secundair lijkende problemen aan het licht. Een daarvan, de netvervuiling veroorzaakt door deze installatie, werd voldoende interessant bevonden om een aanzienlijk gedeelte van de onderzoektijd aan te besteden. Verder is getracht om via simulatie van het elektrische vervangingsschema op de analoge rekenmachine te komen tot een eerste bijdrage aan de dimensioneringsvoorschriften voor de componenten van het vermogensgedeelte.

Er is een praktische uitvoering van de omzetter gerealiseerd voor kleine machines (tot enkele kW). Daarvoor was het nodig om te beschikken over de complete stuurlektronika. Deze is dus ontworpen en in de praktijk gerealiseerd.

## 2. BESCHRIJVING VAN HET SYSTEEM.

Bij het voldoen aan de eis om een elektronische omzetter te konstrueren, die uit het drie-fasen 50 Hz-net een drie-fasen 5Hz spannings-systeem maakt dat geschikt is voor het voeden van een kortsluitmotor, is uitgegaan van het principe van de ringmodulator. Dit principe is bekend uit de telecommunicatie (L.1).

Als men een signaal  $f_1(t) = U \cos \omega_n t$  (fig.2.1) vermenigvuldigt met een schakelsignaal  $f_2(t) = \text{sgn}(\cos \omega_s t)$ , dan levert dit een spectrum van som en verschilfrequenties van  $\omega_n$  en de harmonischen van  $\omega_s$  op.

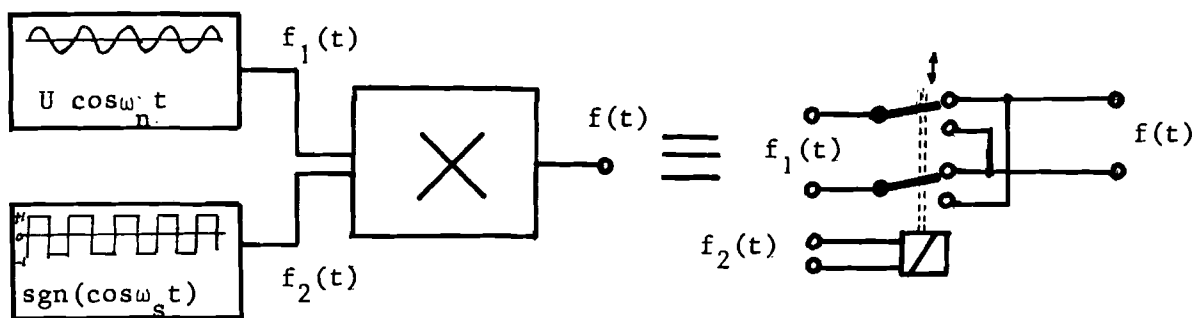


Fig. 2.1 Blokschema en het relaisequivalent van een ringmodulator.

Een en ander wordt duidelijker door de signalen te ontwikkelen in een reeks van Fourier:

Het signaal  $f_1(t)$  heeft slechts één component en wel:

$$f_1(t) = U \cos \omega_n t \quad (2.1)$$

Het schakelsignaal heeft als Fourierreeks:

$$f_2(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \left( \frac{(-1)^n}{2n+1} \cos((2n+1)\omega_s t) \right) \quad (2.2)$$

Hierbij is afgezien van het verschijnsel van Gibbs omdat dit hier niet van belang is.



Aangezien  $f(t)$  het produkt is van  $f_1(t)$  en  $f_2(t)$ , geldt voor de frequentiecomponenten van  $f(t)$ :

$$f(t) = \frac{4}{\pi} U \cos \omega_n t \sum_{n=0}^{\infty} \left( \frac{(-1)^n}{2n+1} \cos((2n+1)\omega_s t) \right) \quad (2.3)$$

Enkele termen uitschrijven levert voor  $n = 0, 1, 2$  :

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{4}{\pi} U \cos(\omega_n t) \left( \cos \omega_s t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_s t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_s t - \dots \right) \\ &= \frac{2}{\pi} \left( U \cos(\omega_n - \omega_s)t + \cos(\omega_n + \omega_s)t - \frac{1}{3} \cos(\omega_n - 3\omega_s)t \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{3} \cos(\omega_n + 3\omega_s)t + \frac{1}{5} \cos(\omega_n - 5\omega_s)t \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{5} \cos(\omega_n + 5\omega_s)t - \dots \right) \quad (2.4) \end{aligned}$$

Zoals uit (2.4) blijkt, ontbreken de termen met  $\omega_n$  en  $\omega_s$ . Als er dus 5 Hz gevraagd wordt voor frequentiesturing van een kortsluitmotor, kan dit gerealiseerd worden door voor  $\omega_s = 90\pi$  of  $110\pi$  ( $\text{sec}^{-1}$ ) te nemen bij  $\omega_n = 100\pi$  ( $\text{sec}^{-1}$ ). Dit komt erop neer dat de 50 Hz netspanning in een ritme van 45 of 55 Hz met 1 en -1 vermenigvuldigd wordt.

Een voordeel van de ringmodulator is tevens dat het vermogen dat uiteindelijk aan de uitgang beschikbaar komt, geheel geleverd wordt door het 50 Hz-net. Het schakelvermogen (= het ontsteekvermogen van bijvoorbeeld de thyristoren) is in de meeste gevallen een te verwaarlozen fractie van het uitgangsvermogen. In drie fasen uitgevoerd ziet het schema van de omzetter eruit als in fig. 2.2.

Door in het ritme van de schakelfrequentie beurtelings bij A en B een sterpunt te maken krijgt de machine afwisselend  $U \cos \omega_n t$  (drie fasen) en  $-U \cos \omega_n t$  aan zijn klemmen toegevoerd.

Voor de spanningen  $U_a$ ,  $U_b$ ,  $U_c$  en  $U_s$  geldt:

$$\begin{aligned} U_a &= U \cos 100\pi t & U_c &= U \cos(100\pi t - \frac{4}{3}\pi) \\ U_b &= U \cos(100\pi t - \frac{2}{3}\pi) & U_s &= \text{sgn}(\cos 90\pi t) \text{ resp. } \text{sgn}(\cos 110\pi t) \end{aligned} \quad (2.5)$$

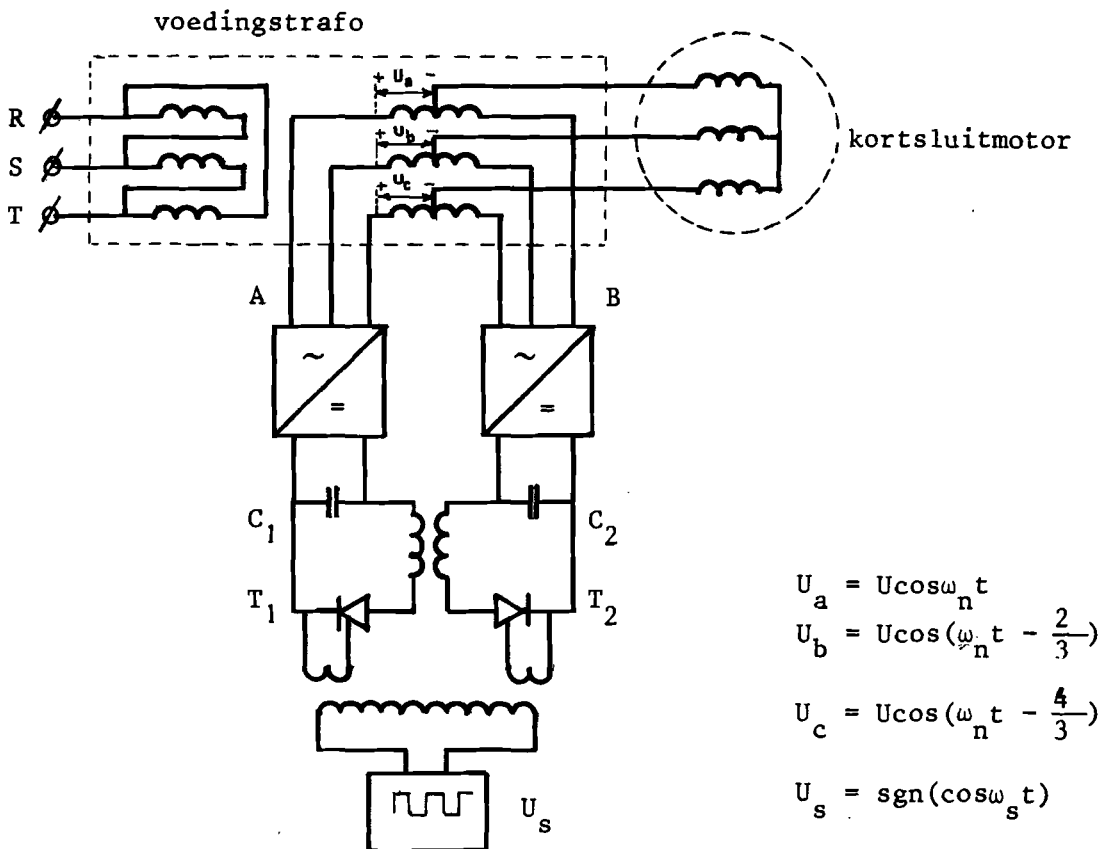


fig. 2.2. Schema van de omzetter (drie-fasen).

Invullen van (2.5) in (2.3) levert voor  $\omega_s = 90$  ( $f_s = 45$  Hz):

$$U_u = \frac{4}{\pi} U \cos 100\pi t \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \frac{(-1)^n}{2n+1} \cos((2n+1) \cdot 90\pi t) \right\}$$

$$U_v = \frac{4}{\pi} U \cos \left( 100\pi t - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \frac{(-1)^n}{2n+1} \cos((2n+1) \cdot 90\pi t) \right\} \quad (2.6)$$

$$U_w = \frac{4}{\pi} U \cos \left( 100\pi t - \frac{4\pi}{3} \right) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \frac{(-1)^n}{2n+1} \cos((2n+1) \cdot 90\pi t) \right\}$$

Uitschrijven van de termen voor  $n = 0, 1, 2$  :

$$U_u = \frac{2}{\pi} U \left\{ \cos(10\pi t) + \cos(190\pi t) - \frac{1}{3} \cos(170\pi t) + \frac{1}{3} \cos(370\pi t) \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \cos(350\pi t) + \frac{1}{5} \cos(550\pi t) \right\}$$





$$U_v = \frac{2}{\pi} U \left\{ \cos(10\pi t - \frac{2}{3}\pi) + \cos(190\pi t - \frac{2}{3}\pi) - \frac{1}{3} \cos(170\pi t + \frac{2}{3}\pi) \right. \\ \left. - \frac{1}{3} \cos(370\pi t - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{5} \cos(350\pi t + \frac{2}{3}\pi) \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \cos(550\pi t - \frac{2}{3}\pi) \right\}$$

$$U_w = \frac{2}{\pi} U \left\{ \cos(10\pi t - \frac{4}{3}\pi) + \cos(190\pi t - \frac{4}{3}\pi) - \frac{1}{3} \cos(170\pi t + \frac{4}{3}\pi) \right. \\ \left. - \frac{1}{3} \cos(370\pi t - \frac{4}{3}\pi) + \frac{1}{5} \cos(350\pi t + \frac{4}{3}\pi) \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \cos(550\pi t - \frac{4}{3}\pi) \right\} \quad (2.7)$$

Analoog voor  $\omega_s = 110\pi$  ( $f_s = 55\text{Hz}$ ):

$$U_u = \frac{2}{\pi} U \left\{ \cos(10\pi t) + \cos(210\pi t) - \frac{1}{3} \cos(230\pi t) - \frac{1}{3} \cos(430\pi t) \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \cos(450\pi t) + \frac{1}{5} \cos(650\pi t) \right\}$$

$$U_v = \frac{2}{\pi} U \left\{ \cos(10\pi t + \frac{2}{3}\pi) + \cos(210\pi t - \frac{2}{3}\pi) - \frac{1}{3} \cos(230\pi t + \frac{2}{3}\pi) \right. \\ \left. - \frac{1}{3} \cos(430\pi t - \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{5} \cos(450\pi t + \frac{2}{3}\pi) + \frac{1}{5} \cos(650\pi t - \frac{2}{3}\pi) \right\} \quad (2.8)$$

$$U_w = \frac{2}{\pi} U \left\{ \cos(10\pi t + \frac{4}{3}\pi) + \cos(210\pi t - \frac{4}{3}\pi) - \frac{1}{3} \cos(230\pi t + \frac{4}{3}\pi) \right. \\ \left. - \frac{1}{3} \cos(430\pi t - \frac{4}{3}\pi) + \frac{1}{5} \cos(450\pi t + \frac{4}{3}\pi) + \frac{1}{5} \cos(650\pi t - \frac{4}{3}\pi) \right\}$$

Ter verduidelijking zijn in fig. 2.3 de fouriercomponenten voor beide schakelfrequenties vectoriëel uitgezet.

Als de omzetter belast wordt met een kortsluitmotor, wijkt de onderlinge verhouding van de amplitudes van de frequentiecomponenten van de stromen sterk af van die van de spanningen. Veronderstelt men nu het gedrag aan de klemmen van de machine als zuiver inductief, dan zijn de impedanties die de verschillende frequentiecomponenten zien, evenredig met de frequentie en derhalve de stromen omgekeerd evenredig daarmee.



Schakelfrequentie 45 Hz

Schakelfreq. 55 Hz.

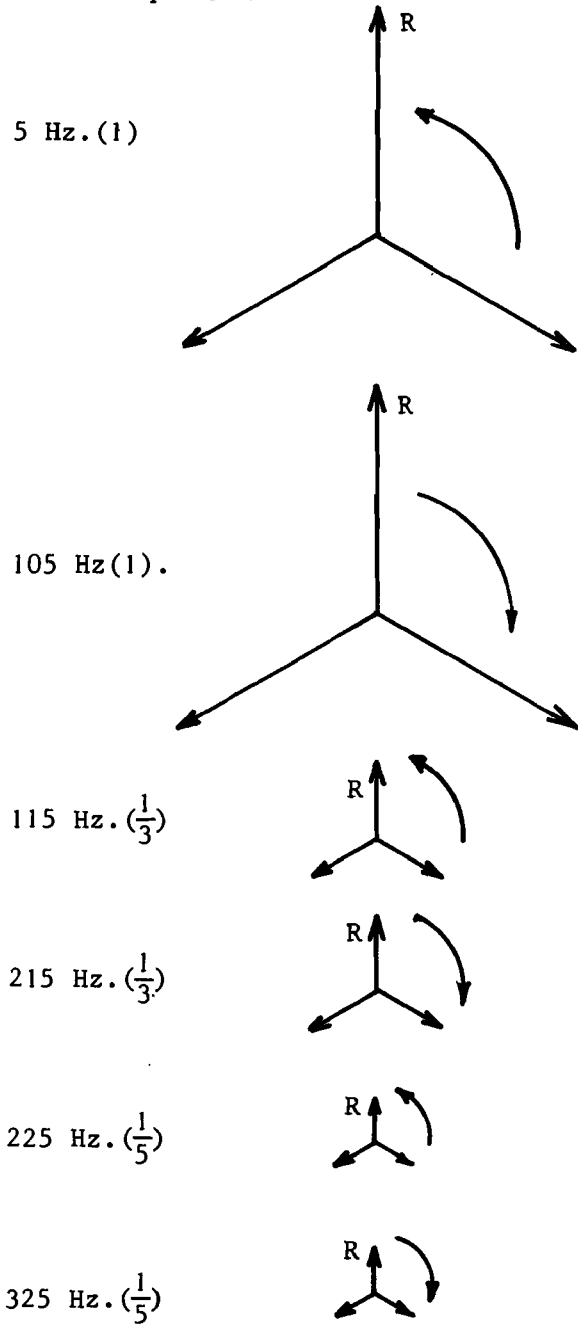
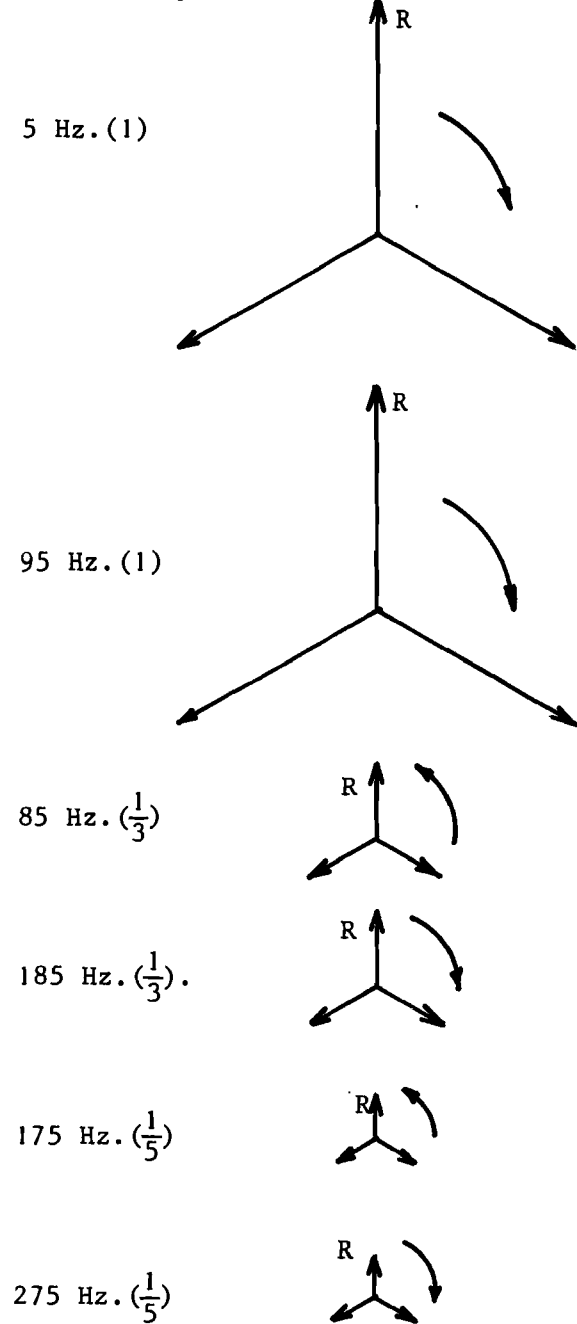


fig.2.3 Vectoriële voorstelling van zes frequentiecomponenten van de uitgangsspanning van de omzetter. De getallen tussen ( ) geven de relatieve amplitude aan. De fasevolgorde wordt aangegeven door de gebogen pijl.



De spanningscomponent met de laagste frequentie zal dus de grootste stroom tot gevolg hebben. Deze stroom zou bij de spanning die bij 50 Hz als nominaal geldt een veelvoud van de nominale stroom bedragen.

Daarom dient de voedingsspanning van de omzetter ook omlaag getransformeerd te worden hetgeen de tweede functie van de voedingstrafo is.

De machine zal dus gaan draaien op een toerental dat overeenkomt met de frequentie en draairichting van het 5 Hz-draaiveld. Voor een machine, die normaal op 50 Hz bedreven wordt, is dit dus op ongeveer 10 % van het nominale toerental. Omdat de machine op 10 % toeren draait, ziet de 5 Hz component van de spanning aan de machineklemmen de normale, bij 5 Hz geldende bedrijfsimpedantie. De componenten met een hogere frequentie zien alle de bij die frequentie geldende kortsluitimpedantie ( $s \approx 1$ ). Zij leveren slechts een bijdrage tot de verwarming van de machine, doch niet tot het koppel.

Ten aanzien van de koeling kan nog worden opgemerkt dat bij machines voor een nominale frequentie van 50 Hz met koeling d.m.v. een ventilator op de as, deze koeling bij 5 Hz bedrijf aanzienlijk minder effectief is geworden. Continubedrijf bij nominaal vermogen is dus niet mogelijk.

#### De commutatie.

Het omschakelen van de situatie (fig.2.2) sterpunt bij A naar de situatie sterpunt bij B geschiedt door een commutatiecircuit dat in fig.2.4 nogmaals is weergegeven.

Een sterpunt bij A of B zou eenvoudig te realiseren zijn door achter de gelijkrichterbrug  $D_1$  t/m  $D_6$  resp.  $D_7$  t/m  $D_{12}$  een schakelaar te openen of te sluiten. Dat het circuit toch gecompliceerder wordt dan alleen een simpele schakelaar komt door het feit dat simpele schakelaars, die voor dit doel geschikt zijn, niet bestaan en we voor het verrichten van deze schakelmanipulaties zijn aangewezen op thyristoren. Deze hebben echter de onpraktische eigenschap dat ze gemakkelijk te ontsteken (= sluiten van de schakelaar) zijn door een stroompuls op de stuur-elektrode, doch om ze te doven (= openen van de schakelaar) is het noodzakelijk dat de aangelegde spanning gedurende enige tijd (grootte orde 100 sec) een tegengestelde polariteit heeft en de stroom nul is. (Zie L3 en L4).

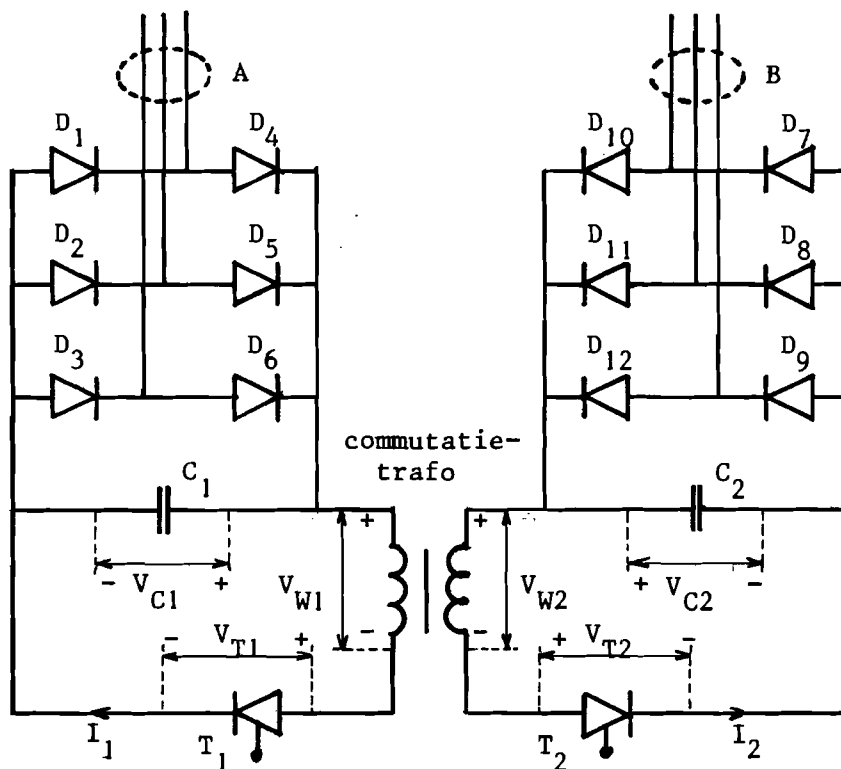


fig.2.4 Het commutatiecircuit.

Omdat het ontoelaatbaar is dat er op de plaatsen A en B tegelijk een sterpunt gemaakt wordt, zou het erg praktisch zijn als het ontsteken van de ene thyristor het doven van de andere tot gevolg zou hebben. Dit wordt gerealiseerd in de schakeling van fig. 2.4:

We gaan uit van de volgende beginsituatie:

- $T_1$  geleidt en voert een stroom  $I_1 = I$
- $V_{T1}$  is positief ( $\approx 0$ )
- $V_{W1} + V_{W2} = 0$  (stationaire toestand)
- $T_2$  spert;  $I_2 = 0$
- $V_{T1} = V_{C1}$

De gelijkrichterbrug  $D_1$  t/m  $D_6$  is dus kortgesloten, hetgeen zich manifesteert als een sterpunt bij A. Doordat er bij A een sterpunt is wordt de diodenbrug  $D_7$  t/m  $D_{12}$  gevoed met de dubbele motorspanning  $2U$  (fig.2.2). De condensator  $C_2$  wordt dan opgeladen tot een spanning  $2U/\sqrt{6}$ .



Indien  $T_2$  ontstoken wordt komt de volle spanning van  $C_2$  over  $W_2$  van de commutatietrafo. Deze wikkeling  $W_2$  heeft een goede koppeling met  $W_1$ , zodat ook hierover nagenoeg de volle spanning van  $C_2$  komt te staan. Aangezien  $V_{C1} = 0$  is  $V_{T1} \approx -V_{C2}$  dus  $T_1$  dooft.  $C_2$  ontlaadt zich via de zelfinductie van de commutatietrafo (globaal gezien) en  $C_1$  wordt opgeladen tot  $2U\sqrt{6}$  omdat nu het sterpunt in B zit. Hiermee hebben we een situatie gekregen die symmetrisch is ten opzichte van de oorspronkelijke situatie. Door  $T_1$  nu weer te ontsteken keren we weer terug naar de begintoestand en er is een commutatiecyclus voltooid. Met de uitdrukking "schakelfrequentie 45 resp. 55Hz" wordt nu bedoeld 45 resp. 55 van zulke cycli per seconde.

De hier toegepaste methode van doven van de thyristoren is de zogenaamde gedwongen direkte commutatie (L8). Gesteld kan worden dat deze methode het minst ongunstig is, vooral door zijn eenvoud. Natuurlijke commutatie is in deze schakeling niet mogelijk omdat achter de gelijkrichtbruggen de spanning nooit nul wordt of van teken omkeert. Ook in principe is in deze schakeling natuurlijke commutatie niet mogelijk omdat we dan aan een schakelfrequentie van 50 Hz gebonden zouden zijn.

Gedwongen indirecte commutatie komt de eenvoud en de bedrijfszekerheid van de schakeling niet ten goede omdat dit een extra stel thyristoren vraagt. Ook is dan het doven van de thyristor achter de ene gelijkrichterbrug niet meer automatisch een gevolg van het ontsteken van de thyristor achter de andere. Een voordeel zou wel zijn dat de commutatietrafo kan verdwijnen, hetgeen bij grotere vermogens een punt van overweging kan zijn, omdat de volle motorstroom door de wikkelingen van deze trafo loopt.



### 3. Metingen aan een proefschakeling.

Teneinde een beter inzicht in de werking van de schakeling te verkrijgen is een proefschakeling opgebouwd volgens het gegeven principeschema. Van enkele componenten was geen waarde bekend, zodat deze ten dele proefondervindelijk bepaald zijn. Ook zijn enkele, niet voor de werking essentiële wijzigingen aangebracht.

De stuurtransformator is vervangen door een geheel elektronische schakeling, welke in hoofdstuk 6 behandeld zal worden. Vóór de voedingstransformatoren is een regeltrafo geschakeld en uiteraard zijn op diverse plaatsen zekeringen aangebracht. Om herontsteking van de thyristoren ten gevolge van een te hoge  $dV/dt$  te voorkomen zijn in één geval ook  $dV/dt$  begrenzendende R-C leden ( $47\Omega - 0,47 \mu F$ ) aangesloten over de thyristoren. Het volledige schema van de proefschakeling is gegeven in fig.

3.1.

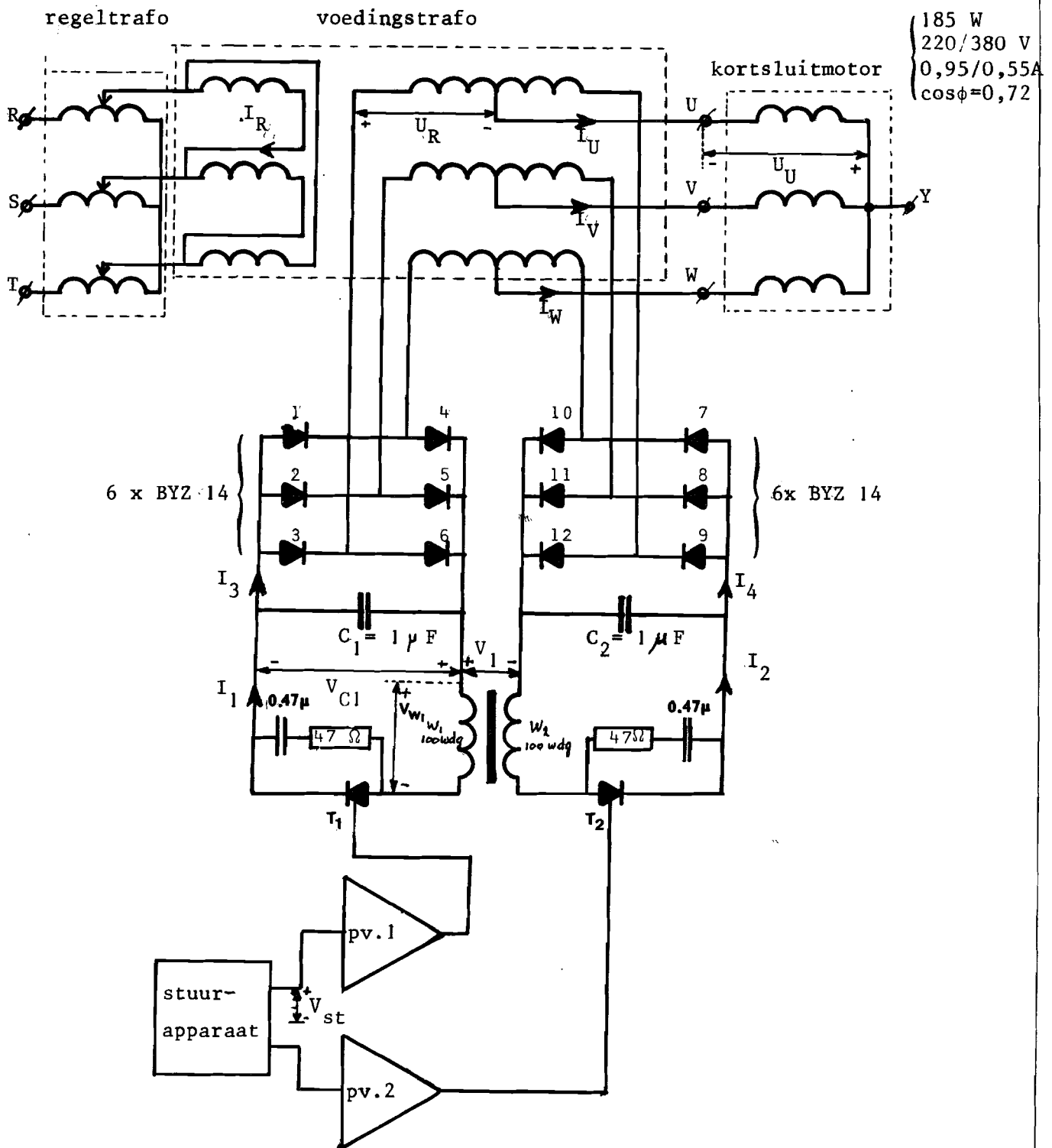


Fig. 3.1 Schema van de proefschakeling.

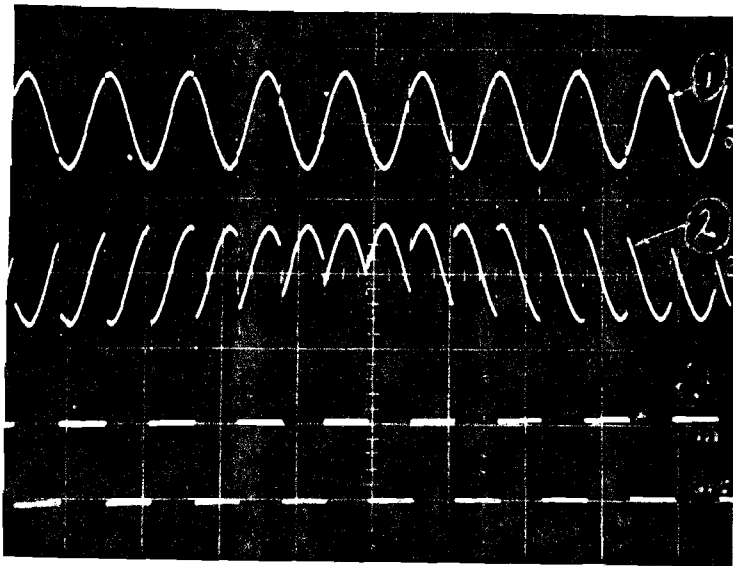


fig.3.2 :schakelfrequentie 45 Hz.

1. Voedingsspanning ( $U_R$ )  
100 V/schaald.
2. Motorspanning U-fase ( $U_{u-y'}$ )  
100 V/schaald.
3. Schakelsignaal thyristor  $T_1$   
Horizontaal 20 msec./schaald.

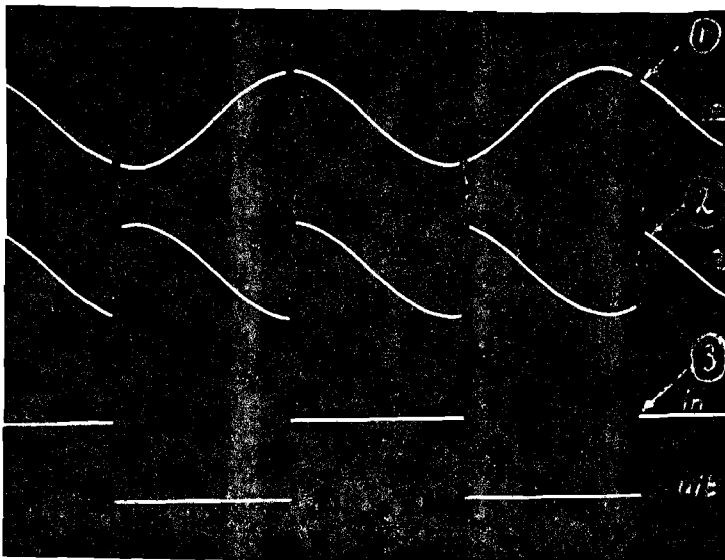


fig.3.3: schakelfrequentie 45 Hz.

Als fig.3.2 maar dan horizontaal  
5 msec./schaaldeel.

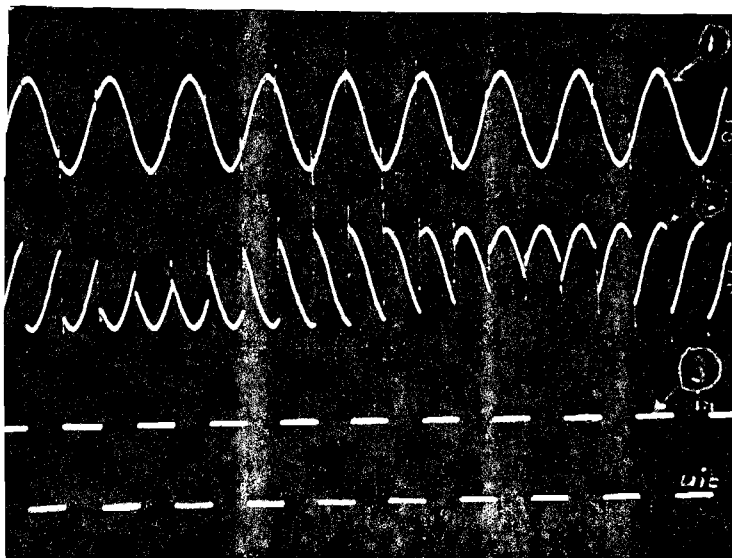


fig.3.4: schakelfrequentie 55 Hz.

1. Voedingsspanning ( $U_R$ ).  
100 V/schaald.
2. Motorspanning U-fase ( $U_{u-y'}$ ).  
100 V/schaaldeel.
3. Schakelsignaal thyristor  $T_1$   
Horizontaal 20 msec./schaaldeel.



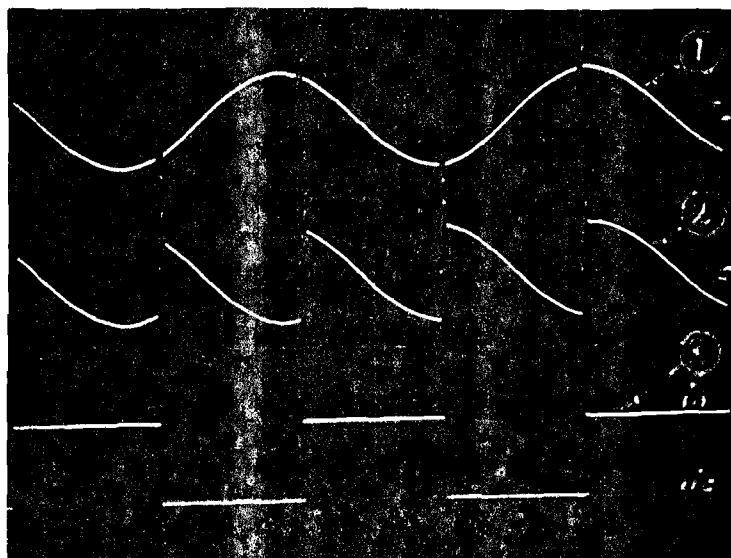


fig.3.5: schakelfrequentie 55 Hz.

1. Voedingsspanning  $U_R$   
100 V/schaald.
2. Motorspanning U-fase ( $U_{u-y'}$ ).  
100 V/schaald.
3. Schakelsignaal thyristor  $T_1$ .

Horizontaal 5 msec./schaald.

Allereerst is m.b.v. de opnamen 3.2 t/m. 3.5 gecontroleerd of de aan de machine aangeboden spanning (op de klemmen U-V-W) overeenstemt met hetgeen men na de theoretische beschrijving van het systeem zou verwachten. De resultaten zien er inderdaad volkomen voorspelbaar uit.

Metingen bij belasting met weerstanden i.p.v. een machine leverden voor de stroom hetzelfde verloop op als voor de spanning, zodat het niet noodzakelijk geacht werd de oscillogrammen hiervan vast te leggen.

Interessant is echter het verloop van een aantal andere stromen:

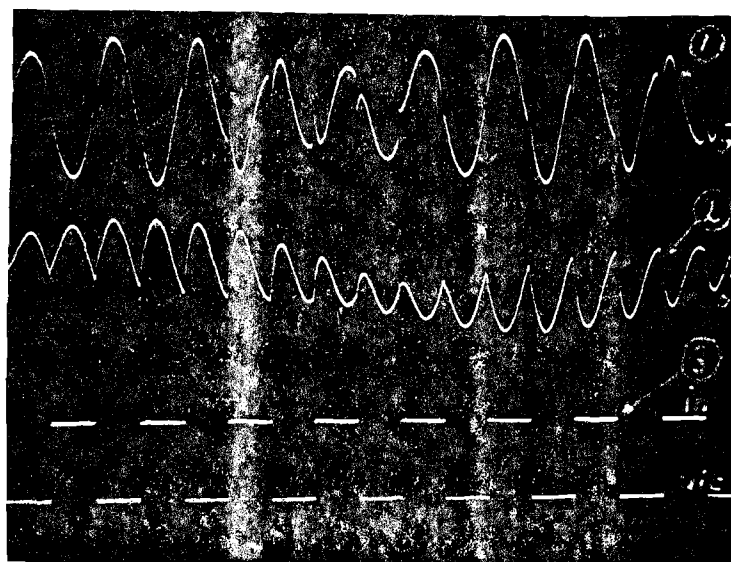


fig.3.6: Schakelfrequentie 45 Hz.

1. Netstroom  $I_R$   
0,2 A/schaald.
2. Motorstroom  $I_U$   
1 A/schaald.
3. Schakelsignaal thyristor  $T_1$ .

Horizontaal 20 msec./schaald.

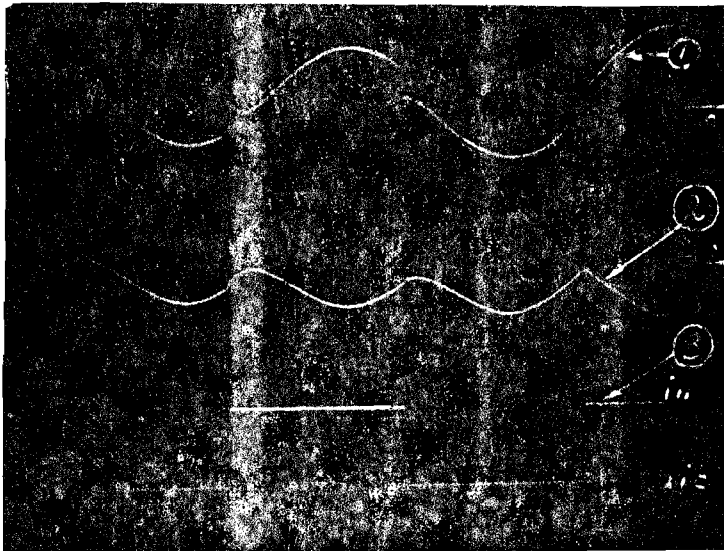


fig.3.7: Schakelfrequentie 45 Hz.

als fig.3.6, maar dan  
horizontaal 5 msec./schaald.

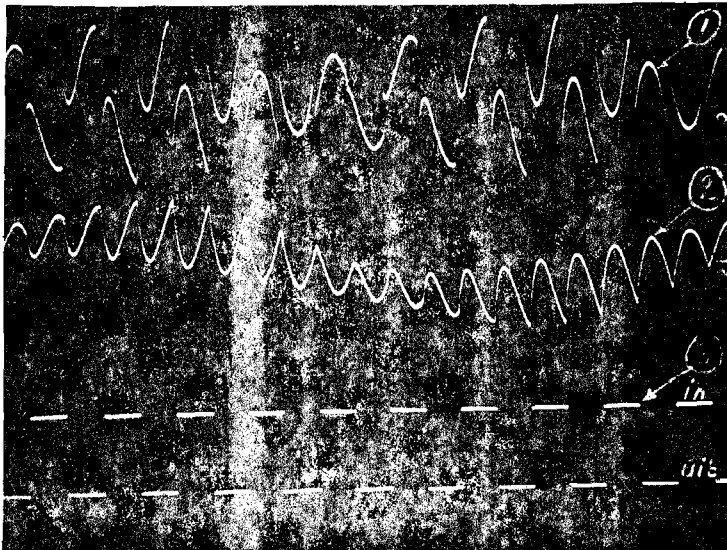


fig.3.8: Schakelfrequentie 55 Hz.

1. Netstroom  $I_R$   
0,2 A/schaald.
2. Motorstroom  $I_U$   
1 A/schaald.
3. Schakelsignaal thyristor  $T_1$

Horizontaal 20 msec./schaald.

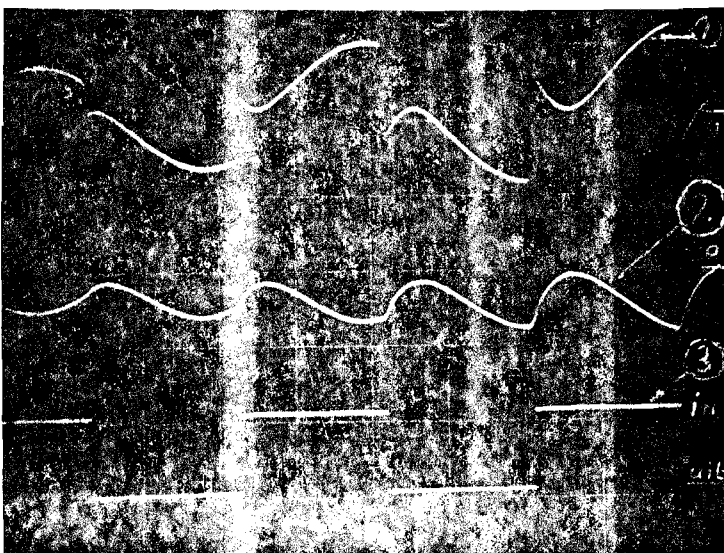


fig.3.9: Schakelfrequentie 55 Hz.

als fig. 3.8, maar dan  
horizontaal 5 msec./schaald.

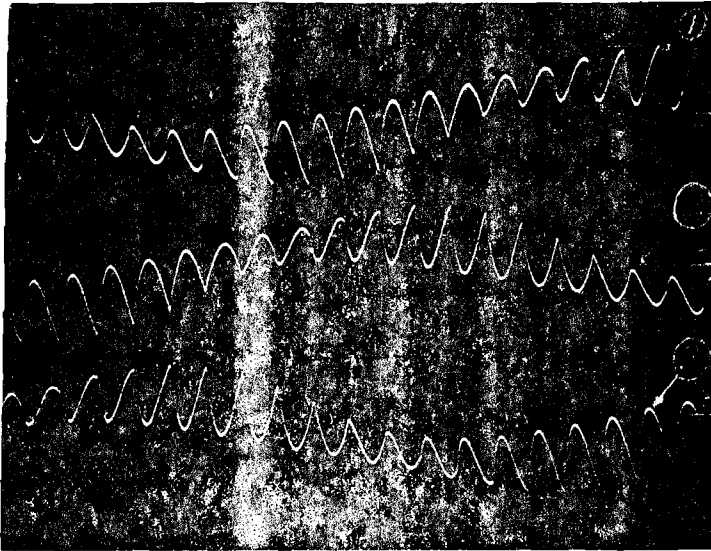


fig.3.10: Schakelfrequentie 55 Hz.

1. Motorstroom  $I_U$   
1 A/schaaldeel.
2. Motorstroom  $I_V$   
1 A/schaaldeel.
3. Motorstroom  $I_V$   
1 A/schaaldeel.

Horizontaal 20 msec./schaaldeel.

Fig. 3.6 t/m. 3.9 geven een duidelijk verschil te zien in het verloop van de netstromen in het geval, waarin de schakelfrequentie 45 Hz. bedraagt en in dat, waarin deze frequentie 55 Hz. is. De sprongen in de netstromen blijken bij 45 Hz. aanzienlijk kleiner te zijn dan bij 55 Hz. Een simpele verklaring hiervoor is niet te geven, vandaar dat hoofdstuk 5 geheel gewijd is aan dit probleem.

In fig. 3.10 zijn de drie motorstromen samen aangegeven om duidelijk te maken dat er ook in de 5 Hz-component een drie-fasen systeem zit.

Van enkele spanningen en stromen in het commutatiecircuit zijn ook opnamen gemaakt (fig. 3.11 t/m. 3.14) teneinde bij een uitgebreide beschrijving van dit gedeelte van het systeem enige ruggesteun te hebben vanuit de praktijk.

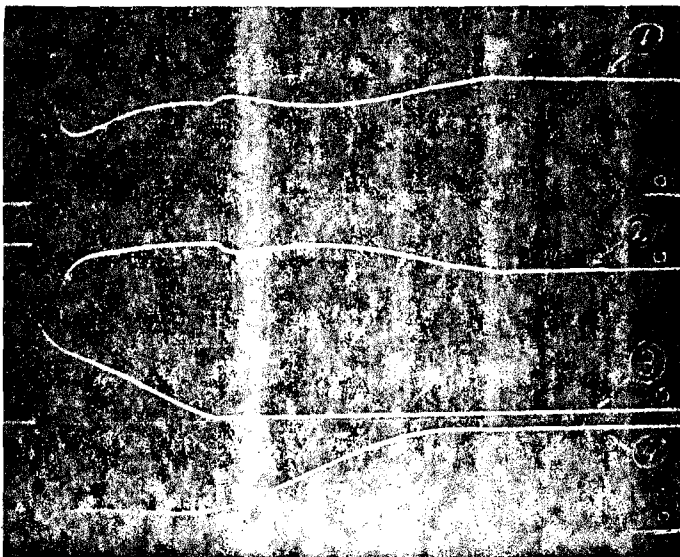


fig. 3.11: Schakelfrequentie 45 Hz.

1. Stroom  $I_2$  na het inschakelen van  $T_2$ ; 1 A/schaaldeel.
2. Stroom  $I_1$  na het inschakelen van  $T_2$ ; 1 A/schaaldeel.
3. Spanning  $V_{W1}$  200 V/schaald.
4. Spanning  $V_{C1}$  200 V/schaald.

Horizontaal 100  $\mu$ sec./schaald.

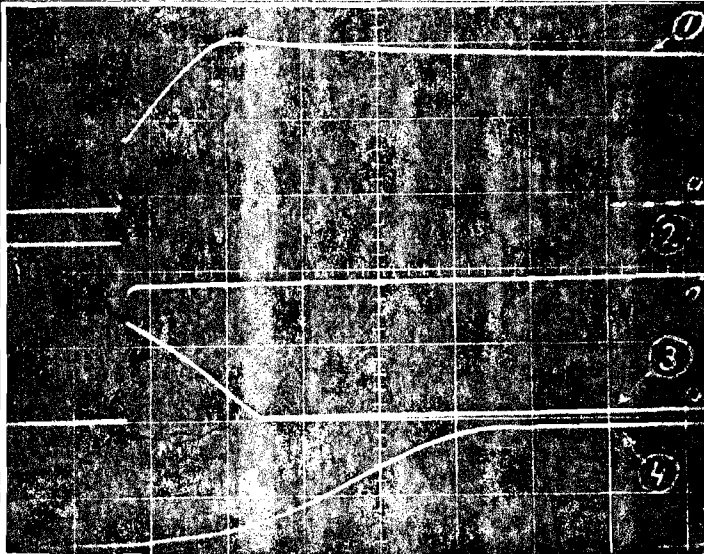


fig. 3.12: als fig. 3.11, maar dan zonder  $dV/dt$ -begrenzer.

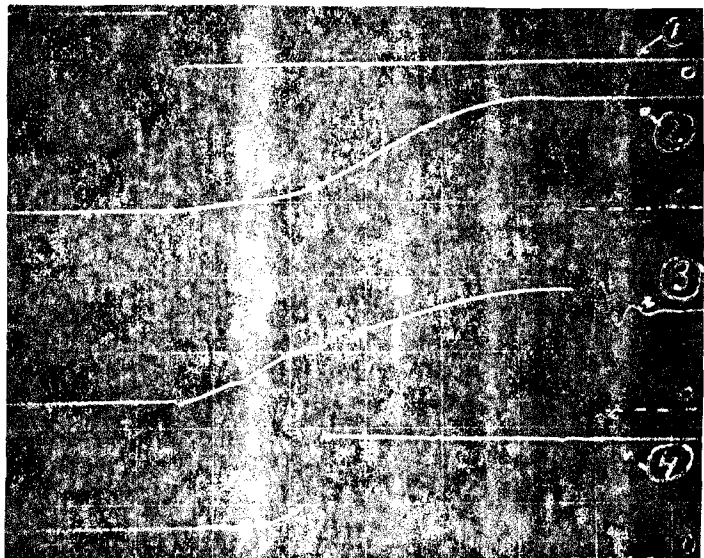


fig.3.13: Schakelfrequentie 45 Hz, zonder  $dV/dt$ -begrenzer.

1.  $I_2$ ; 1 A/schaaldeel.
2.  $V_{C1}$ ; 200 V/schaaldeel.
3.  $I_3$ ; 1 A/schaaldeel.
4.  $I_4$ ; 2 A/schaaldeel.

Horizontaal 100  $\mu$ sec./schaald.

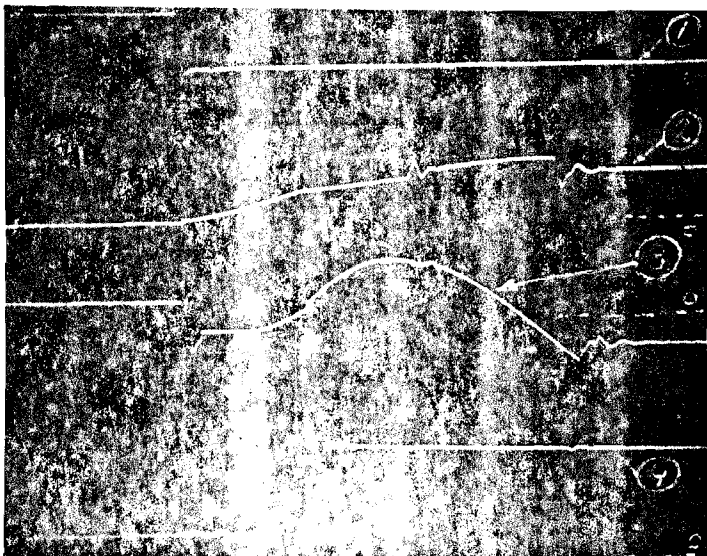


fig.3.14: Schakelfrequentie 45 Hz, zonder  $dV/dt$ -begrenzer.

1.  $I_2$ ; 1 A/schaaldeel.
2.  $V_{C1}$ ; 200 V/schaaldeel.
3.  $V_1$ ; 200 V/schaaldeel.
4.  $I_4$ ; 2 A/schaaldeel.

Horizontaal 100  $\mu$ sec./schaald.

Fig. 3.11 en 3.12 zijn naast elkaar gemaakt om de invloed van de  $dV/dt$ -begrenzer op spanningen en stromen in het commutatiecircuit te bepalen.

#### 4. Gedetailleerde beschrijving van het vermogensgedeelte.

##### 4.1. De afzonderlijke componenten.

In dit hoofdstuk wordt getracht te komen tot een zo eenvoudig mogelijk vervangingsschema van elk van de componenten van het vermogensgedeelte. Hierbij zijn eventuele vereenvoudigingen steeds aangepast aan de toepassing in het totale elektrische vervangingsschema.

##### 4.1.1. Het voedende net.

Als voedend net zal gebruikt worden het 380 V drie-fasen 50 Hz-net. Als de fasespanningen  $U_R$ ,  $U_S$  en  $U_T$  zijn (effectieve waarde 220 V) kan men het spanningssysteem beschrijven met:

$$U_R = U \cos \omega_n t = 220\sqrt{2} \cos 100\pi t$$

$$U_S = U \cos(\omega_n t - \frac{2}{3}\pi) = 220\sqrt{2} \cos(100\pi t - \frac{2}{3}\pi)$$

$$U_T = U \cos(\omega_n t - \frac{4}{3}\pi) = 220\sqrt{2} \cos(100\pi t - \frac{4}{3}\pi)$$

Als elektrisch vervangingsschema geldt dan fig.4.1.

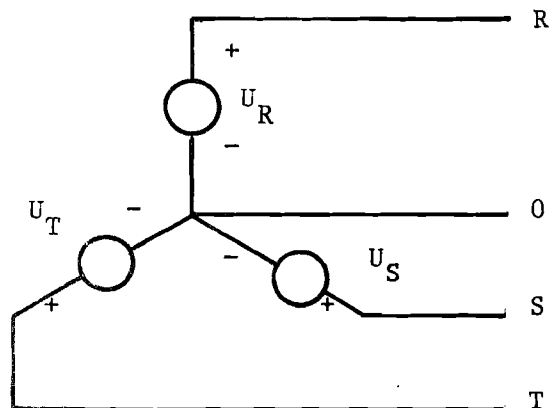


fig. 4.1. Elektrisch vervangingsschema van het voedende net.

#### 4.1.2. De voedingstransformatoren.

Het uitgebreide elektrische vervangingsschema van een éénfase transformator is als in fig.4.2. (afgezien van de galvanische scheiding). Hierin symboliseert  $R_m$  de ijzerverliezen.

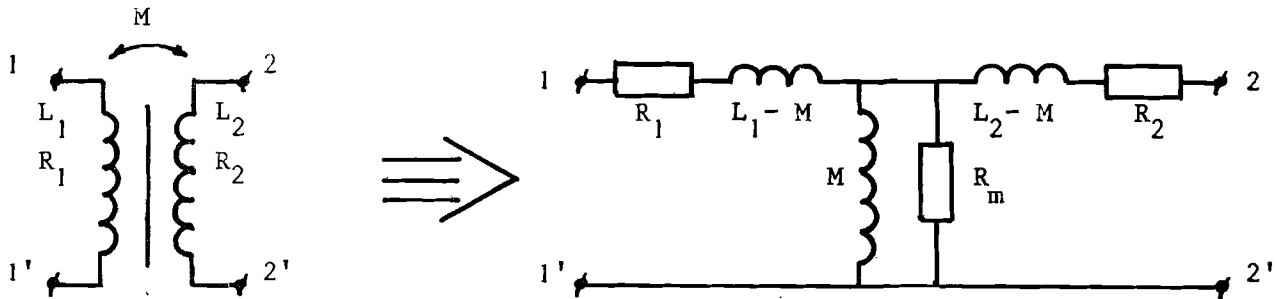


fig. 4.2. Fysisch schema en elektrisch vervangingsschema van een éénfase transformator.

In het onderhavige systeem hebben de toe te passen transformatoren twee identieke secundaire windingen. De transformatieverhouding primair-secundair is  $n:1$ . In fig.4.3. is het vereenvoudigde elektrische vervangingsschema gegeven.

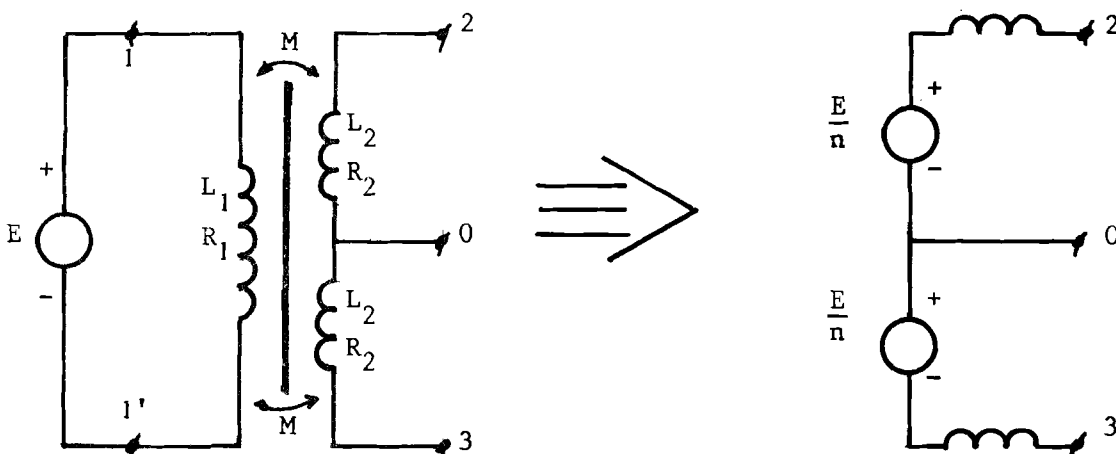


fig. 4.3. Fysisch schema en vereenvoudigd elektrisch vervangingsschema van de combinatie voedingsbron en transformator.

Hierbij is uitgegaan van het feit dat we alleen geïnteresseerd zijn in het gedrag aan de secundaire klemmen als aan de primaire zijde een oneindig sterk net met spanning  $E$  is aangesloten. Tevens zijn wel de koper- en ijzerverliezen verwaarloosd doch niet de spreidingszelfinductie  $L_s$  van de secundaire wikkelingen ten opzichte van de primaire.

#### 4.1.3. De kortsluitmotor.

Het elektrische vervangingschema van de kortsluitmotor is bekend uit de literatuur (L6) en is voor één fase gegeven in fig. 4.4.

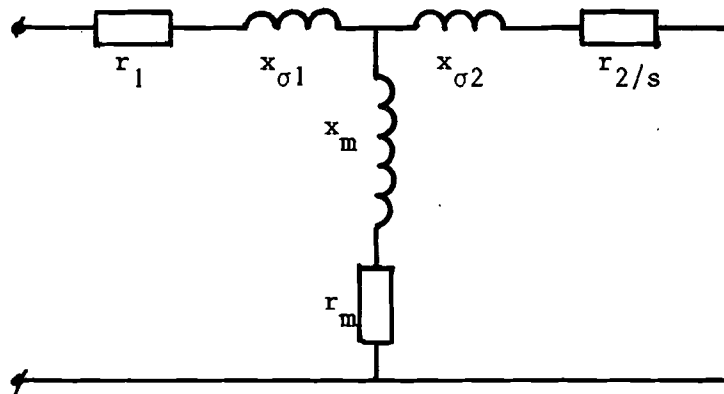


fig. 4.4. Elektrisch vervangingschema van de kortsluitmotor voor één fase.

De kleine letters bij de componenten geven aan dat gewerkt wordt in het "per unit" systeem. Een aantal waarden voor deze componenten worden berekend in de Appendix (1).

Dit vervangingschema geldt slechts voor één frequentie. Nu zijn we echter slechts in twee facetten van de machine geïnteresseerd.

Het eerste is dat van de elektromechanische energie omzetting; m.a.w. het 5 Hz bedrijf van de machine. Hierbij speelt dus het vervangingschema van de machine bij 5 Hz de belangrijkste rol en kan alles, wat spanningscomponenten met een hogere frequentie betreft, als minder ter zake doende nevenwerking worden gezien.

Voor de samenwerking met de omzetter is uit dit vervangingschema alleen nog de relatieve kortsluitimpedantie van belang omdat deze bepaalt hoe sterk de omzetter moet worden overgedimensioneerd om de aan-

loopstromen te kunnen leveren.

Het tweede facet is dat van het elektromagnetisch energiereservoir. Vanuit dit oogpunt bekeken heeft het aansluiten van de machine op de omzetter invloed op de werking hiervan. Het ompolen van de spanningen aan de machineklemmen heeft voor de momentane waarden van de motorstromen geen ander gevolg dan dat deze konstant blijven gedurende het schakelmoment (enkele  $\mu\text{sec.}$ ). Om het schakelgedrag te kunnen beschrijven van de omzetter, als deze is belast met de kortsluitmotor, volstaat het om de machine te vervangen door twee (konstante) stroombronnen. Hierdoor zijn de momentane waarden van de drie motorstromen vastgelegd. Het elektrisch vervangingsschema van de machine, zoals we dat nodig hebben om het schakelgedrag van de omzetter te kunnen verklaren is dan gegeven in fig. 4.5.

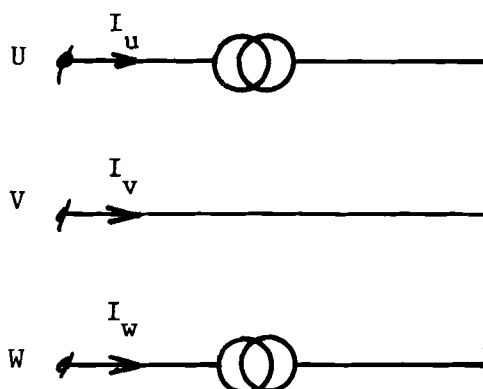


fig. 4.5. Elektrisch vervangingsschema van de kortsluitmotor t.b.v. het schakelgedrag van de omzetter.

#### 4.1.4. De commutatietransformator.

Als elektrisch vervangingsschema geldt natuurlijk dat van fig.4.2, waarin dan weer enkele - nu andere - vereenvoudigingen kunnen worden aangebracht. Deze resulteren in een vervangingsschema als gegeven in fig. 4.6. De weerstanden uit fig.4.2 zijn hier weggelaten omdat ze voor deze transformator geen essentiële rol vervullen.



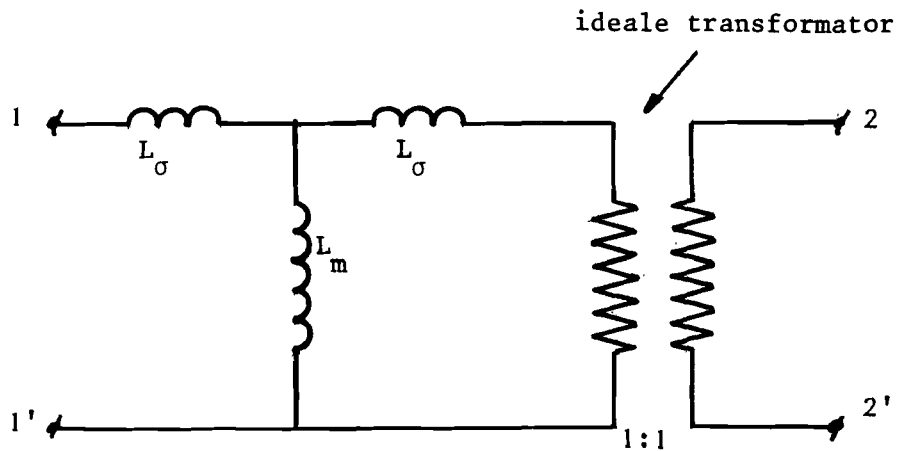


fig. 4.6. Vereenvoudigd elektrisch vervangingschema van de commutatietransformator.

#### 4.1.5. De diodes.

Deze worden in het elektrische vervangingschema voorgesteld als ideale ventielen en in de tekeningen krijgen ze het algemeen gangbare diodesymbool.

#### 4.1.6. De thyristoren.

Een elektrisch vervangingschema van de thyristoren zou kunnen zijn dat van fig. 4.7.

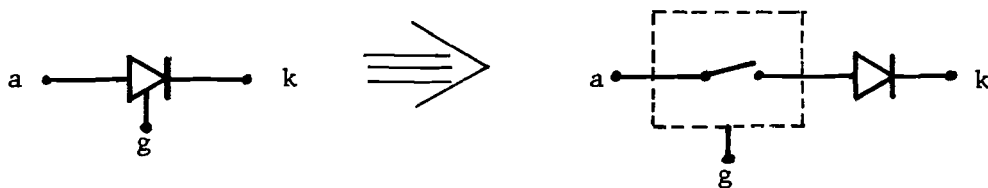


fig. 4.7. Mogelijk elektrisch vervangingschema van een thyristor.

Hierbij dienen dan toch nog de inmiddels bekende thyristoreigenschappen vermeld te worden ( $L_3 - L_4$ ). Daarom zal om praktische redenen het gangbare thyristorsymbool gebruikt worden in de vervangingschema's.

#### 4.1.7. De condensatoren.

Deze worden ideaal verondersteld, althans in het vervangingschema.

#### 4.2. Het elektrische vervangingschema van het vermogensgedeelte.

De afzonderlijke, onder 4.1 gevonden vervangingschema's kunnen worden samengevoegd tot het complete elektrische vervangingschema van het vermogensgedeelte (fig. 4.8.).

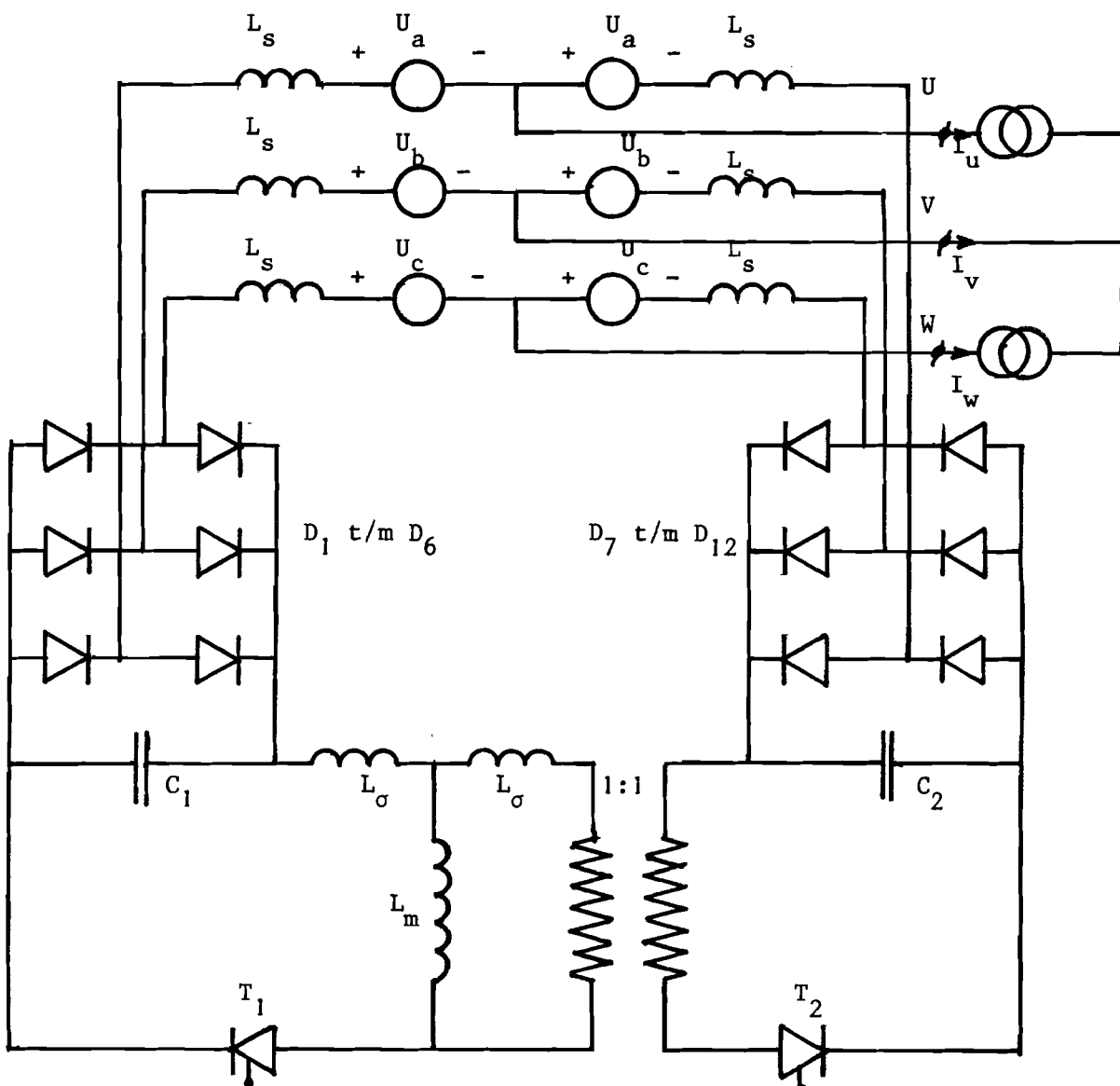


fig.4.8. Elektrisch vervangingschema van het vermogensgedeelte  
betrekkend op het schakelgedrag van de omzetter.

Zoals uit de afleiding reeds blijkt is dit schema alleen geschikt om het schakelgedrag van de omzetter te beschrijven.

Om het stationnaire gedrag van de omzetter en machine te beschrijven dient het vervangingsschema van de machine weer veranderd te worden in dat van fig. 4.4. Nu kan echter de gehele omzetter weer vervangen door een aanzienlijk eenvoudiger vervangingsschema: fig. 4.9.

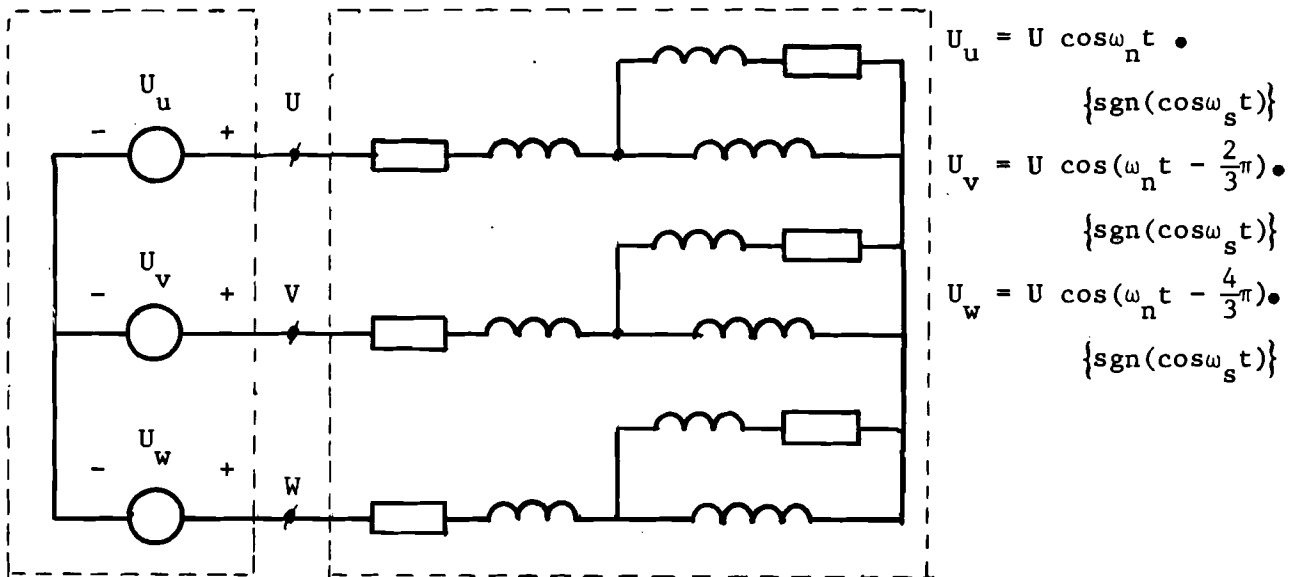


fig. 4.9. Elektrisch vervangingsschema van het vermogensgedeelte betrekking hebbend op het stationnaire gedrag.

Het begrip stationnair gedrag van de machine en omzetter dient hier wat ruimer te worden opgevat dan algemeen gangbaar is. De aanloop van de machine is namelijk hierbij inbegrepen, omdat het begrip niet-stationnair gedrag al gereserveerd was voor het schakelgedrag van de omzetter.

De waarden van de componenten van het vervangingsschema van de machine worden berekend in de Appendix (1).



## 5. De netvervuiling.

### 5.1 De signalering van het probleem.

In hoofdstuk 3 is een verschijnsel aan het licht gekomen, wat voldoende interessant werd bevonden om aan een nader onderzoek te onderwerpen.

De stromen, die de omzetter aan het net onttrekt, blijken in bepaalde gevallen een verloop te hebben, dat sterk afwijkt van de sinusvorm.

Bij weerstandsbelasting verlopen de stromen nagenoeg sinusvormig, afgezien van een zeer korte piek op het schakelmoment. Bij een schakelfrequentie van 45 Hz verschilt bij deze belasting het stroomverloop niet noemenswaard van dat bij 55 Hz.

Echter bij een inductieve belasting door een drie-fasen kortsluitmotor of een drietal smoorspoelen vertoont het verloop van de netstromen duidelijke afwijkingen van de sinusvorm (zie fig.3.6 t/m 3.9). In deze stromen blijken discontinuïteiten te ontstaan die variërend van grootte en teken zijn. Op het eerste gezicht is het moeilijk om hierin enig verband te zien. Bij een nauwkeurig bekijken van de oscillogrammen fig. 3.7 en 3.9 blijken de momenten, waarop deze discontinuïteiten optreden, samen te vallen met de schakelmomenten van de thyristoren.

Een erg opvallend punt is dat deze discontinuïteiten aanzienlijk groter zijn bij een schakelfrequentie van 55 Hz dan bij een frequentie van 45 Hz. Ook zijn er schakelmomenten, zowel bij 55 als bij 45 Hz, waarop geen discontinuïteit optreedt. Als we in een oscillogram de netstroom, de motorstroom en het schakelsignaal opnemen (fig.3.6 t/m 3.9), dan blijkt dat op die schakelmomenten, waarop geen merkbare discontinuïteiten optreden, de waarde van de motorstroom nagenoeg niet van nul verschilt. Bovendien kan gesignaleerd worden, dat bij een schakelfrequentie van 55 Hz de schakelmomenten samenvallen met de lokale extrema, die het verst van de nulwaarde van de motorstroom verwijderd liggen, terwijl bij een schakelfrequentie van 45 Hz deze schakelmomenten samenvallen met die extrema, die het dichtst bij nulwaarde van de motorstromen liggen. (fig. 5.1).

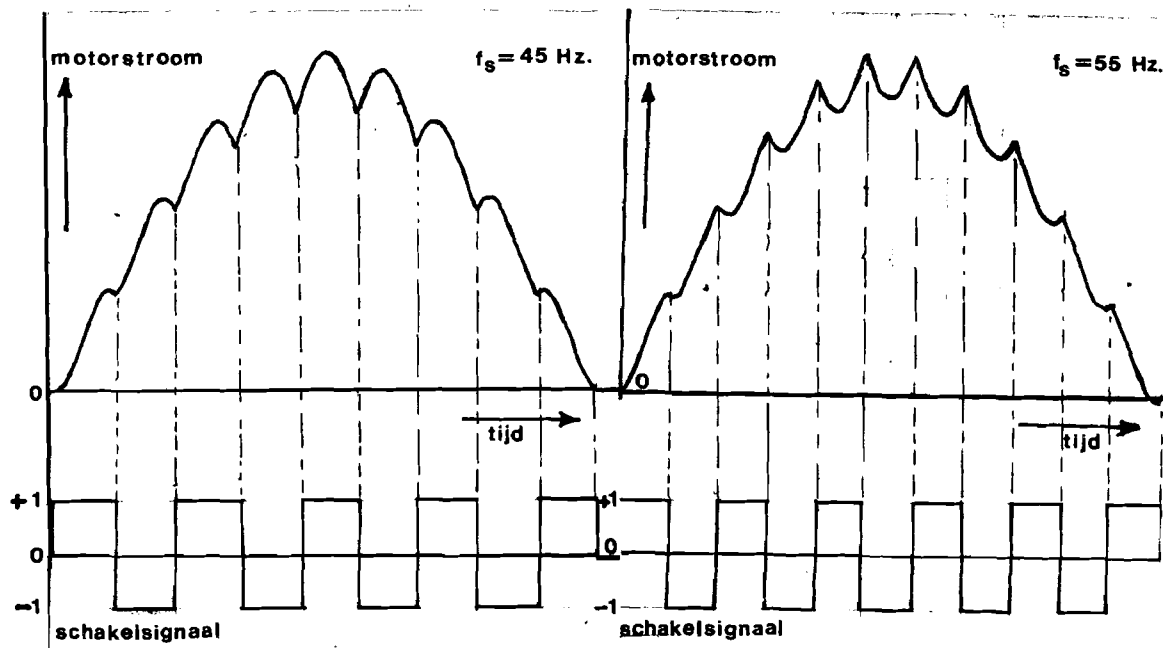


fig. 5.1. Schets van de ligging van de lokale extrema in de motorstromen t.o.v. de schakelmomenten.

## 5.2. Theoretische verklaring

Beschouw de schematische voorstelling van een fase van de voedings-transformator als gegeven in fig. 5.2.

Hierin hebben de wikkelingen 1 en 2 beide  $n_1$  windingen. De wikkeling 3 heeft  $n_2$  windingen. Op het moment van schakelen wordt door de schakelaar S de spanning  $V_L$  van teken omgekeerd; dit gebeurt dus door de zelfinductie en de weerstand van de wikkeling 1 naar 2 om te schakelen.

We kunnen nu twee gevallen onderscheiden :

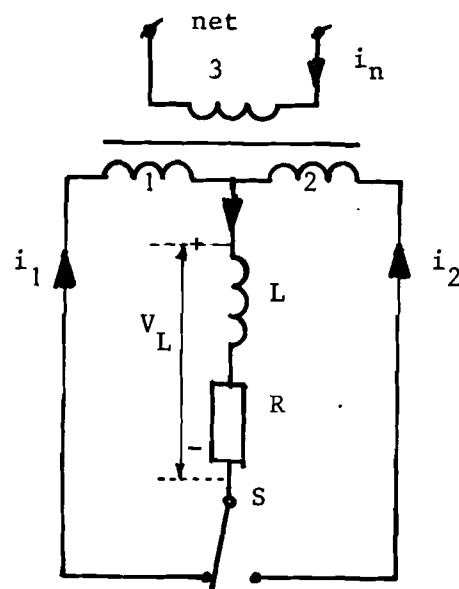


fig. 5.2. Schematische voorstelling van de voedings-transformator met een inductieve belasting.



a. Indien op het moment van schakelen de stroom door de zelfinductie  $i_L = 0$  dan heeft de omschakeling geen gevolg voor de stromen in de transformator. Dat wil zeggen de situatie vlak voor het omschakelen is:

$$i_L = i_1 = i_2 = 0 \quad \text{en} \quad i_n = I_N.$$

Omdat ten gevolge van de zelfinductie de stroom in eerste instantie konstant blijft, is onmiddellijk na de omschakeling de situatie t.a.v. de stroom nog dezelfde.

b. Indien op het moment van omschakeling de stroom  $i_L = I (\neq 0)$ , dan is de situatie vóór de omschakeling :

$$i_L = i_1 = I; \quad i_2 = 0; \quad i_n = I'_N$$

Onmiddellijk na de omschakeling zijn de stromen:

$$i_L = i_2 = I; \quad i_1 = 0; \quad i_n = I''_N$$

De stroom door de zelfinductie is nu konstant gebleven, maar de primaire stroom is wel veranderd.

De situatie gezien vanuit de transformator was namelijk vóór de omschakeling:

primair:  $n_2 I'_N$  ampèrewindingen

secundair  $n_1 I$  ampèrewindingen

na de omschakeling:

primair  $n_2 I''_N$  ampèrewindingen

secundair -  $n_1 I$  ampèrewindingen

Nu is kenmerkend voor een transformator dat de som van primaire en secundaire ampèrewindingen, afgezien van de magnetisering, steeds gelijk aan nul moet zijn. In het secundaire aantal blijkt een discontinuïteit van  $2n_1 I$  ampèrewindingen te zijn opgetreden, dus deze dient te zijn gecompenseerd door een sprong in het primaire aantal. De netstroom vormt dus de sluitpost in de ampèrewindingenbalans van de trafo.

Het spreekt vanzelf dat de discontinuïteit in de netstroom groter is, naar mate de stroom  $i_L$  groter is op het moment van omschakelen. In hoofdstuk 5.1 is reeds gesignaleerd dat er een aanzienlijk verschil in de

grootte van de discontinuïteiten in de stromen bestaat bij schakelfrequenties van 45 en 55 Hz. Ook is er al verband gelegd tussen dit verschijnsel en de ligging t.o.v. de schakelmomenten van de lokale extrema in de motorstromen. Het resterende probleem is nu te verklaren, waarom de momentane waarden van de motorstromen op de schakelmomenten bij 45 Hz essentiëel minder van nul verschillen dan bij 55 Hz.

Hiertoe wordt de schakeling van fig. 5.2 vereenvoudigd (fig. 5.3):

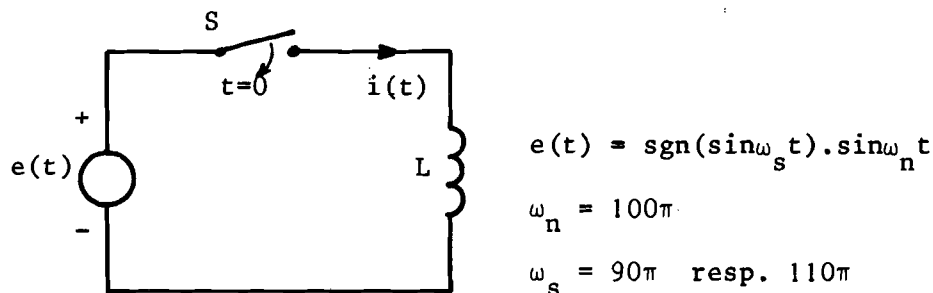


fig. 5.3. Vereenvoudigde schakeling van fig. 5.2.

Neem eerst het geval dat  $\omega_s = 90\pi$  :

Op het tijdstip  $t = 0$  wordt de schakelaar S gesloten en geldt:

$$e(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad ; \quad i(0) = 0. \quad (5.1)$$

De stroom  $i(t)$  zal dus in eerste instantie "cosinusvormig" verlopen. Op het eerste schakelmoment  $t = \tau$  ( $\tau > \frac{1}{100}$  sec.) wisselt de spanning  $\sin \omega_n t$  van teken. Dit heeft tot gevolg dat ook de waarde van  $\frac{di(t)}{dt}$  van teken wisselt. De momentane waarde van  $i(t)$  verandert echter niet vanwege de zelfinductie. De stroom, die juist een lokaal maximum gepasseerd is, en weer aan het afnemen is ( $di/dt < 0$ ) gaat nu weer toenemen, omdat  $di/dt$  van teken gewisseld is (fig. 5.4).

Door deze tekenwisseling treedt er op het schakelmoment een lokaal minimum in de stroom op.

Dit verschijnsel herhaalt zich. Omdat er aanvankelijk tussen twee schakelmomenten een netto stijging van de stroom zit, welke vervolgens overgaat in een netto daling, neemt de stroom globaal gezien de eerste paar perioden toe om een globaal maximum te bereiken en vervolgens na

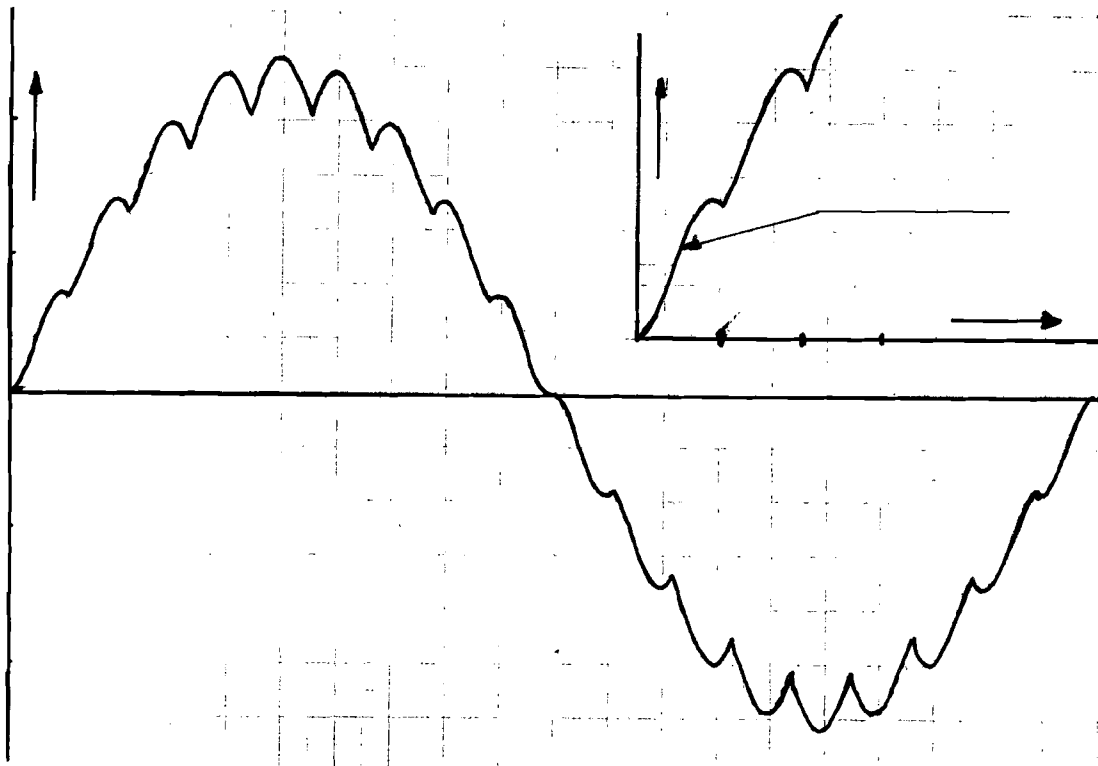


fig. 5.4. Globaal en lokaal verloop van de stroom als functie van de tijd.

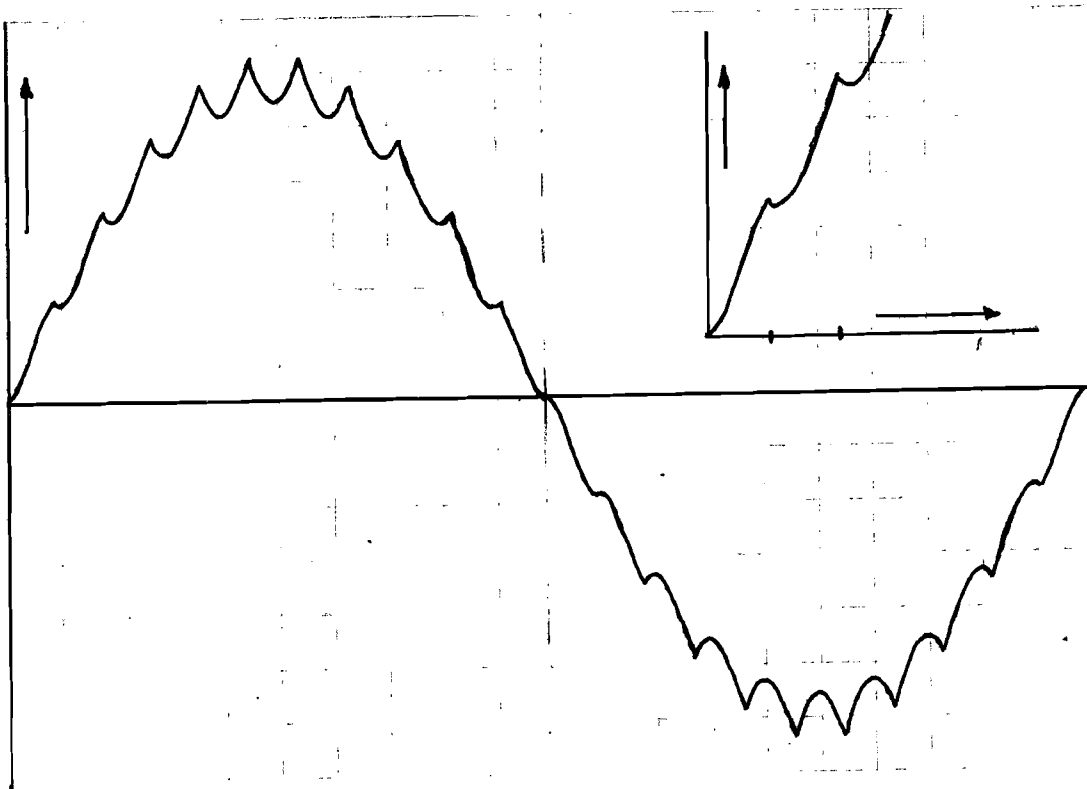


fig. 5.5. Globaal en lokaal verloop van de stroom als functie van de tijd



een zeker aantal perioden aan het globale maximum te komen. Ook dit verschijnsel herhaalt zich en er is duidelijk een periode van 200 msec. (5 Hz.) in te herkennen.

Bij een schakelfrequentie van 55 Hz ( $\omega_s = 110\pi$ ) treedt iets soortgelijks op volgens een geheel analoge redenering, doch hier is de tijd tussen twee schakelmomenten korter dan een halve periode van de 50 Hz-sinus. Dit in tegenstelling tot het 45 Hz geval. Een en ander heeft tot gevolg dat het verloop van de stroom er ietwat anders uitziet (fig.5.5).

Bij beide schakelfrequenties treedt nog een markant verschijnsel op: In het algemeen, als men een spanning, die volgens een sinusfunctie verloopt ( $e = 0$  als  $t = 0$ ), op  $t = 0$  inschakelt op een inductieve belasting, treedt er een sterk overgangsverschijnsel op, terwijl als de spanning volgens een cosinusfunctie verloopt ( $e = e_{\max}$  als  $t = 0$ ), er geen duidelijk overgangsverschijnsel optreedt.

Hier is het schijnbaar juist andersom: Bij inschakelen op de functie  $e(t) = \text{sgn}(\sin\omega_s t)\sin\omega_n t$  treedt geen significant overgangsverschijnsel op, terwijl dit bij  $e(t) = \text{sgn}(\sin\omega_s t)\cos\omega_n t$  wel gebeurt. De verklaring hiervoor is dat de belangrijkste component in de functieomschrijving van  $e(t)$  niet de frequentie  $\omega_n (= 100\pi)$  heeft, maar  $|\omega_n - \omega_s| (= 10\pi)$ . Als met behulp van  $e(t) = \text{sgn}(\sin\omega_s t)\sin\omega_n t$  een spanning met frequentie  $|\omega_n - \omega_s|$  gemaakt wordt, dan blijkt deze te verlopen volgens  $\cos|\omega_n - \omega_s|t$ , terwijl bij  $e(t) = \text{sgn}(\sin\omega_s t)\cos\omega_n t$  het verloop volgens  $\sin|\omega_n - \omega_s|t$  is (fig. 5.6)

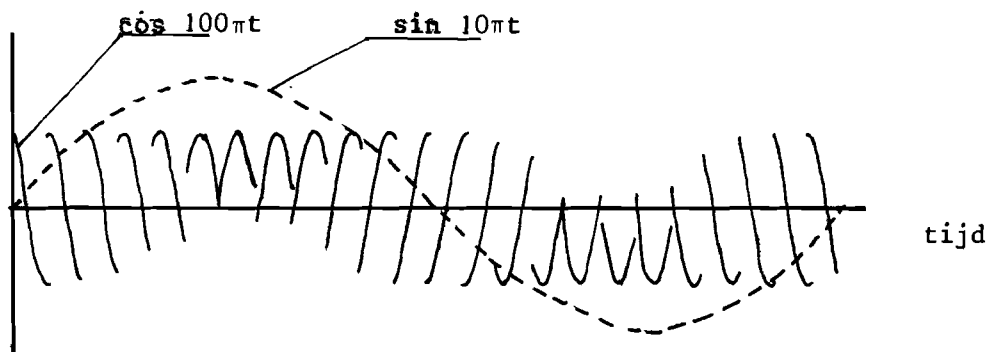


fig. 5.6. Verband tussen de fase van de netspanning en die van de uitgangsspanning.

Wiskundig is de uitgangsstroom bij zuiver inductieve belasting als volgt te berekenen:

$$e(t) = \text{sgn}(\sin \omega_s t) \sin \omega_n t = L \frac{di}{dt}$$

Als  $t = n\tau$  ( $\tau = \frac{\pi}{\omega_s}$ ;  $n = 0, 1, 2, \dots$ ) de schakelmomenten zijn, dan geldt voor  $n\tau < t < (n+1)\tau$ :

$$\begin{aligned} i(t) &= i(0) + \frac{1}{L} \sum_{j=1}^n \left\{ (-1)^{j-1} \int_{x=(j-1)\tau}^{x=j\tau} \sin \omega_n x \, dx \right\} + \frac{1}{L} (-1)^n \int_{x=n\tau}^{x=t} \sin \omega_n x \, dx \quad (5.2) \\ &= i(0) + \frac{1}{\omega_n L} \left[ 1 + 2 \sum_{j=1}^n \left\{ (-1)^j \cos j \omega_n \tau \right\} + (-1)^{n+1} \cos \omega_n t \right] \end{aligned}$$

Hierin is  $i(0)$  de waarde van de stroom  $i(t)$  op tijdstip  $t = 0$ ;

$$\frac{1}{L} \sum_{j=1}^n \left\{ (-1)^{j-1} \int_{x=(j-1)\tau}^{x=j\tau} \sin \omega_n x \, dx \right\}$$

is de waarde van de stroom op het tijdstip  $t = n\tau$ ;  $x$  is een integratievariabele zonder verdere betekenis.

Dit blijkt niet bepaald overzichtelijk te zijn en erg bewerkelijk om met de hand uit te rekenen. Daarom is er nog een simulatie voor de analoge rekenmachine opgezet (hoofdst. 5.3) om de stroomvorm te kunnen berekenen.

### 5.3. Simulatie op de analoge rekenmachine.

In hoofdstuk 5.2 is reeds vermeld dat het erg bewerkelijk is om met de hand te berekenen hoe de schakelmomenten liggen ten opzichte van de lokale extrema van de uitgangsstromen van de omzetter. Daarom is op de analoge rekenmachine de omzetter gesimuleerd met enkele combinaties van weerstand en zelfinductie als belasting om aan te tonen dat het verschil in netvervuiling bij de schakelfrequenties van 45 en 55 Hz inherent is aan het schakelsysteem.

In fig. 5.7 is het blokschema van de simulatie gegeven:

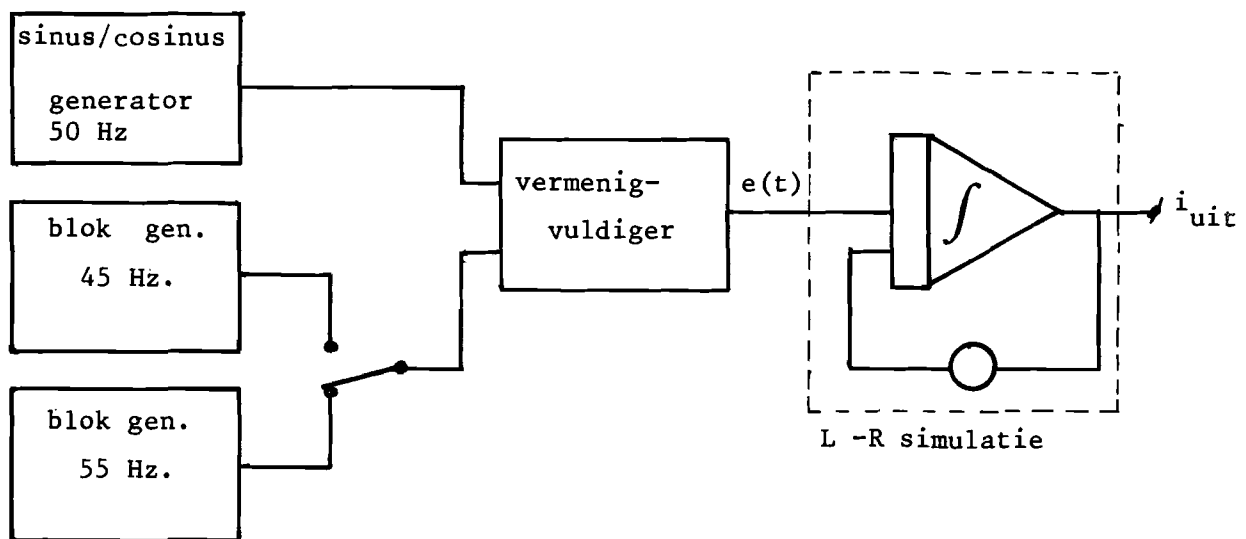


fig. 5.7. Blokschema van de simulatie.

De 50 Hz netspanning wordt in het ritme van de schakelfrequentie vermenigvuldigd met +1 of -1 en het resultaat van deze vermenigvuldiging wordt toegevoerd aan een niet-ideale integrator, voorstellende een simulatie van een L-R serieschakeling.

In fig. 5.8 is het volledige analoge rekenschema gegeven. Dit vraagt wellicht enige toelichting:

Een sinusgenerator met frequentie  $\omega$  wordt geregeerd door de differentiaalvergelijkingen:

$$\ddot{U} = -\omega^2 U \quad \text{of} \quad \frac{d\dot{U}}{dt} = -\omega^2 U \quad (5.3)$$

$$\frac{d\dot{U}}{dt} = \ddot{U} \quad (5.4)$$

$$\frac{dU}{dt} = \dot{U} \quad (5.5)$$

De uitgangsströmen van de omzetter bij belasting met een serieschakeling van een zelfinductie  $L$  en een weerstand  $R$  geven aanleiding tot de differentiaalvergelijking:

$$X = L \frac{di}{dt} + Ri \quad \text{of} \quad -\frac{di}{dt} = \frac{R}{L} i - \frac{X}{L} \quad (5.6)$$

Hierin is  $X$  de uitgangsspanning van de omzetter.

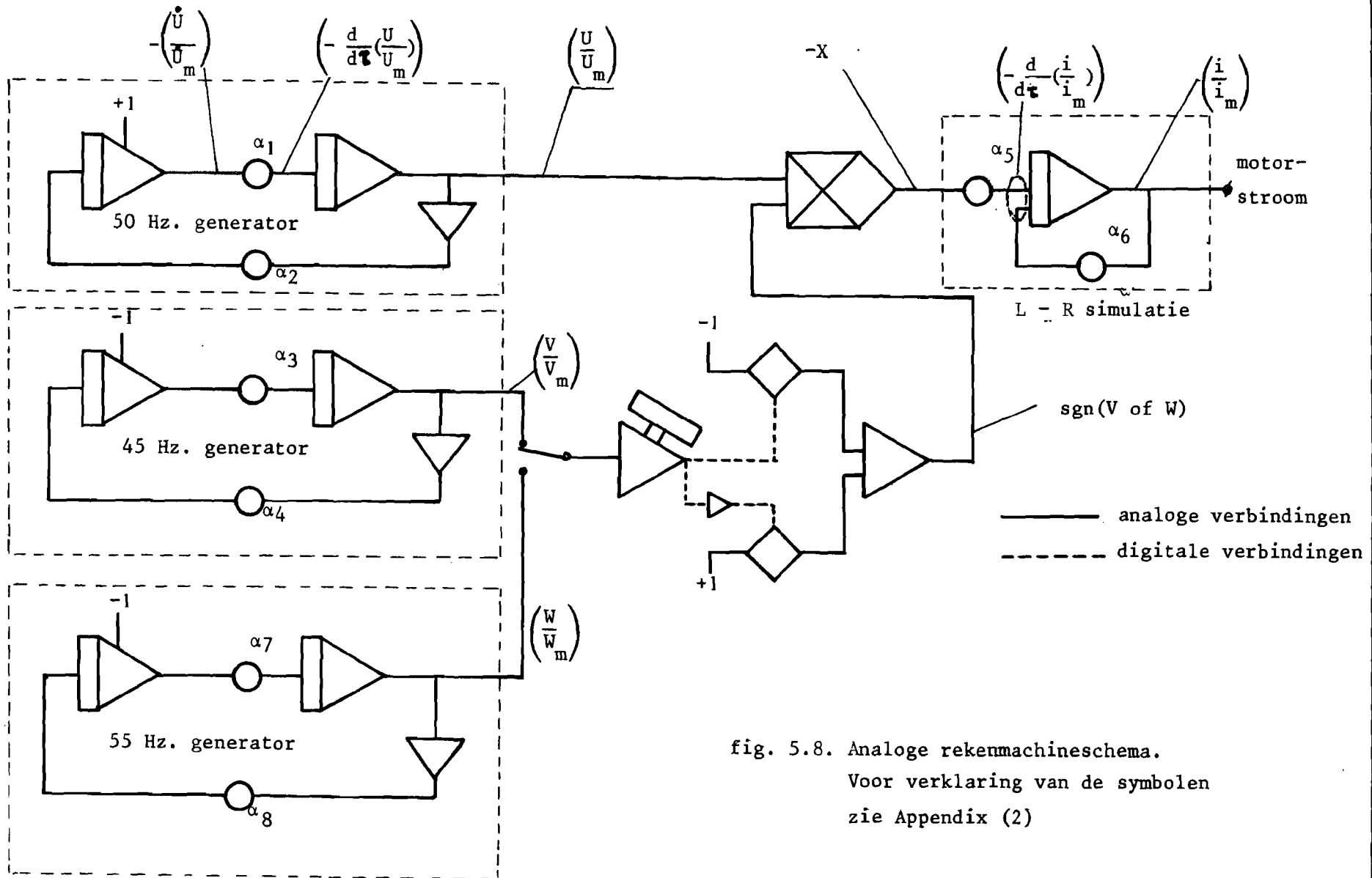


fig. 5.8. Analoge rekenmachineschema.  
Voor verklaring van de symbolen  
zie Appendix (2)



De normering van deze vergelijkingen gebeurt door de werkelijke grootheden te delen door hun maximaal voorkomende waarden:

Stel  $\tau = \beta t$  ( $\tau$  = de machinetijd) dan kunnen de differentiaalvergelijkingen (5.3) t/m (5.6) worden herschreven tot:

$$(5.3) \quad \frac{\ddot{U}}{\dot{U}_m} = -\omega^2 \frac{U}{U_m} \quad (5.7)$$

$$(5.4) \quad \frac{d}{d\tau} \frac{\dot{U}}{\dot{U}_m} = \frac{\ddot{U}_m}{\beta \dot{U}_m} \frac{\dot{U}}{\dot{U}_m} = -\frac{\omega^2 U_m}{\beta \dot{U}_m} \frac{U}{U_m} \quad (5.8)$$

$$(5.5) \quad \frac{d}{d\tau} \frac{U}{U_m} = \frac{\dot{U}_m}{\beta U_m} \frac{\dot{U}}{\dot{U}_m} \quad (5.9)$$

$$(5.6) \quad -\frac{d}{d\tau} \frac{i}{i_m} = \frac{R}{\beta L} \frac{i}{i_m} - \frac{X_m}{\beta L i_m} \frac{X}{X_m} \quad (5.10)$$

Als de effectieve waarde van de uitgangsspanning van de omzetter 80 volt is, worden de in het rekenschema en de vergelijkingen (5.7) t/m (5.10) voorkomende maximale waarden:

$$\left. \begin{aligned} U &= 80 \sqrt{2} \cos 100\pi t & U_m &= 80 \sqrt{2} \\ \dot{U} &= -80 \sqrt{2} \cdot 100\pi \sin 100\pi t & \dot{U}_m &= 100\pi \cdot 80 \sqrt{2} \\ \ddot{U} &= -80 \sqrt{2} \cdot (100\pi)^2 \cos 100\pi t & \ddot{U}_m &= (100\pi)^2 \cdot 80 \sqrt{2} \\ \\ V &= \sin 90\pi t & V_m &= 1 \\ \dot{V} &= 90\pi \cos 90\pi t & \dot{V}_m &= 90\pi \\ \ddot{V} &= -(90\pi)^2 \sin 90\pi t & \ddot{V}_m &= (90\pi)^2 \\ \\ W &= \sin 110\pi t & W_m &= 1 \\ \dot{W} &= 110\pi \cos 110\pi t & \dot{W}_m &= 110\pi \\ \ddot{W} &= -(110\pi)^2 \sin 110\pi t & \ddot{W}_m &= (110\pi)^2 \end{aligned} \right\} \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} X_m &= U_m = 80 \sqrt{2} \\ i_m &= 8 \text{ A (geschat)} \\ L &= 0,5 \text{ H} \\ R &= 15 \Omega \end{aligned}$$



Uit de vergelijkingen (5.7) t/m (5.10) volgen voor de potmeters, met invullen van het in (5.11) gevondene, de volgende waarden:

( $\beta = 1000$  gekozen, omdat dan de meeste waarden van de potmeters tussen 0,1 en 1 liggen)

$$\alpha_1 = \frac{\dot{U}_m}{\beta U_m} = \frac{\pi}{10} \quad ; \quad \alpha_3 = \frac{\dot{V}_m}{\beta V_m} = 0,09\pi$$

$$\alpha_2 = \frac{\omega_n^2 U_m}{\beta \dot{U}_m} = \frac{\pi}{10} \quad ; \quad \alpha_4 = \frac{\omega_{s1}^2 V_m}{\beta \dot{V}_m} = 0,09\pi$$

$$\alpha_5 = \frac{X_m}{\beta Li_m} = 0,02825 \quad (5.12)$$

$$\alpha_6 = \frac{R}{\beta L} = 0,03000 \quad (5.13)$$

$$\alpha_7 = \frac{\dot{W}_m}{\beta W_m} = 0,11\pi \quad ; \quad \alpha_8 = \frac{\omega_{s2}^2 W_m}{\beta \dot{W}_m} = 0,11\pi$$

$\omega_{s1}$  en  $\omega_{s2}$  zijn de beide schakelfrequenties  $90\pi$  en  $110\pi$  ( $\text{sec}^{-1}$ ).

Uit (5.12) en (5.13) blijkt hoe met behulp van de potmeters  $\alpha_5$  en  $\alpha_6$  de verschillende waarden van R en L ingesteld kunnen worden.

In de fig. 5.9 t/m 5.13 zijn een aantal resultaten gegeven van de simulatie. Hieruit komt duidelijk naar voren, hoe de schakelmomenten liggen t.o.v. de lokale extrema van de stroom bij de beide schakelfrequenties. Bij een niet zuiver inductieve belasting treedt bij inschakelen van  $e(t) = \text{sgn}(\sin \omega_s t) \sin \omega_n t$  toch nog een inschakelverschijnsel op omdat we niet op de juiste fase inschakelen. Ten gevolge van de relatief grote waarde van de weerstand R dempt dit verschijnsel echter zeer snel uit. Ter illustratie is in fig 5.13 deze weerstand nog eens een factor 6 verkleind om het inschakel en dempingsverschijnsel beter zichtbaar te maken.

fig. 59

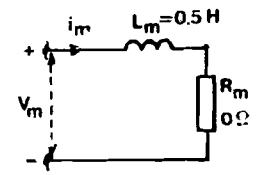
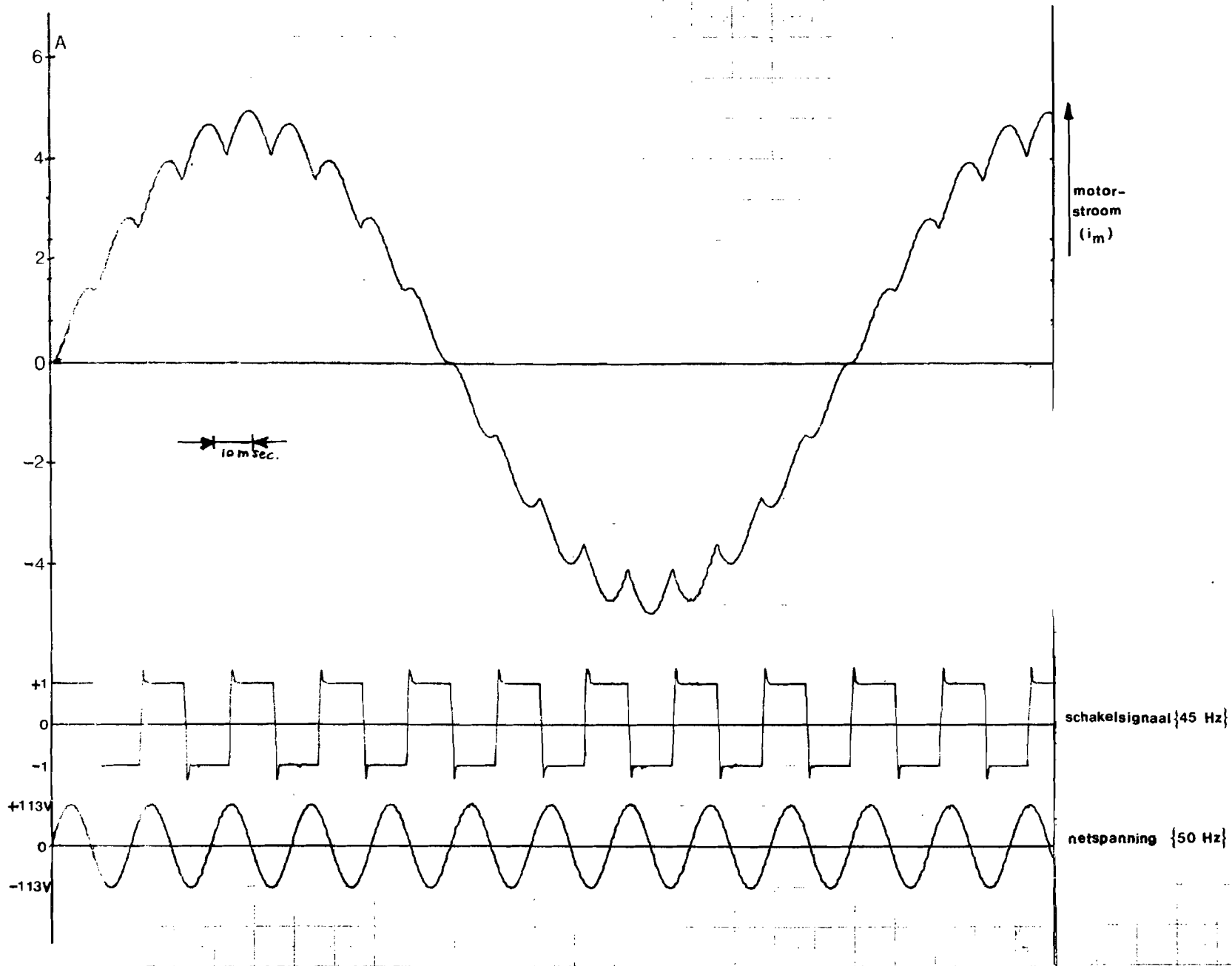
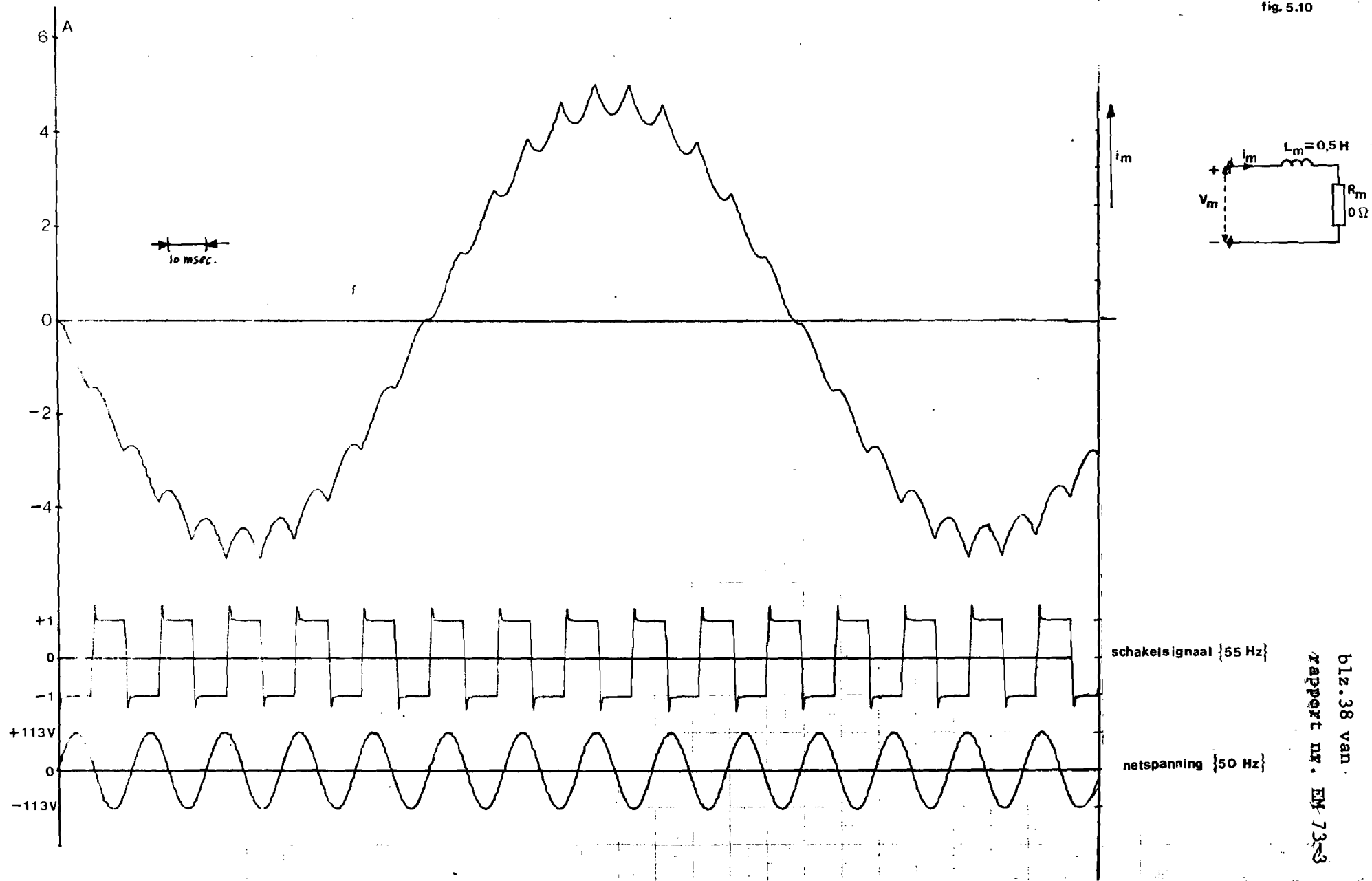


fig. 5.10



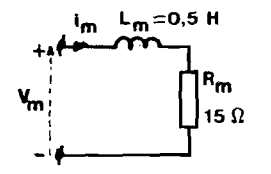
b12.38 van  
rapport nr. EM 73-3



fig.5.11

A  
4  
2  
0  
-2  
-4  
+4  
+1  
0  
-1  
+113V  
0  
-113V

motor-  
stroom

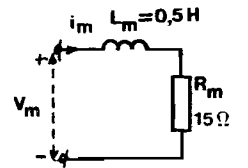
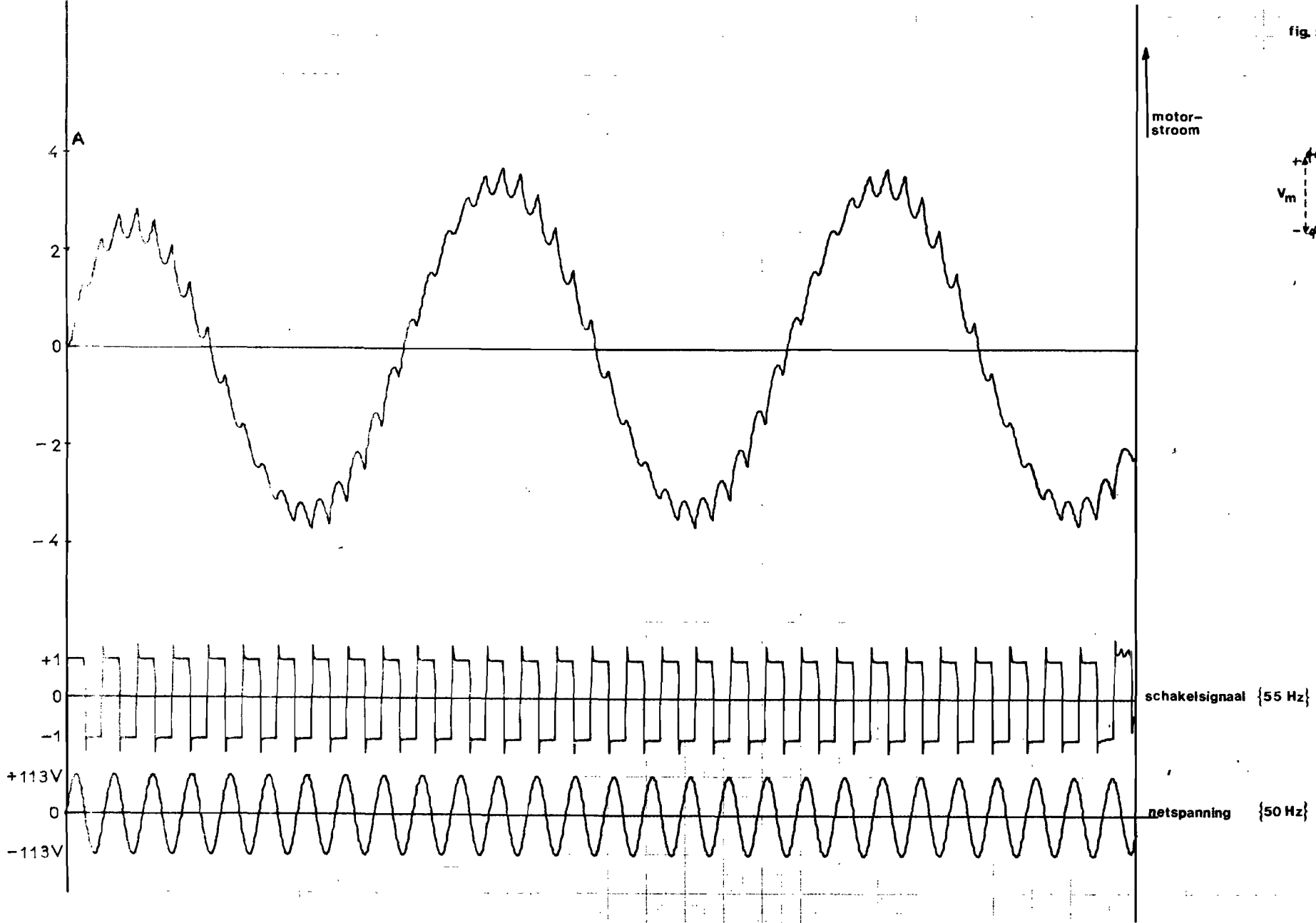


schakelsignaal {45 Hz}

netspanning {50 Hz}

b1z.39 van  
rapport nr. EM 73-3

fig. 5.12



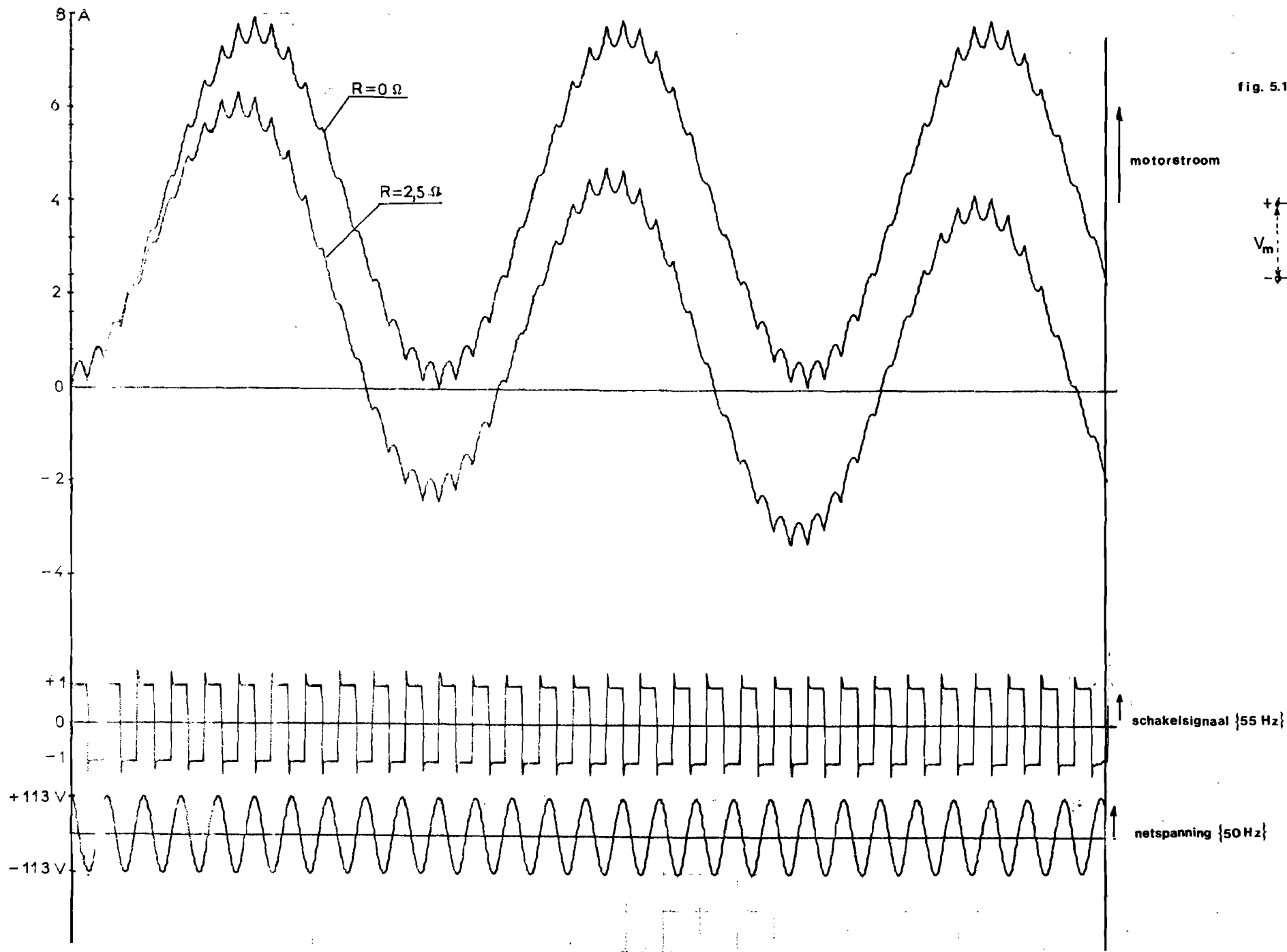
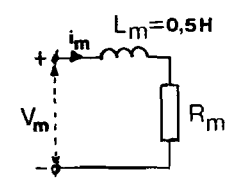


fig. 5.13



blz. 4] van  
 rapport nr. EM 73-3



Met deze simulatie kunnen de problemen rond de netvervuiling als afgesloten en doorgrond worden beschouwd, althans kwalitatief.

Er is nog getracht, het gedeelte, dat op de analoge rekenmachine verwerkt is, ook op de digitale rekenmachine door te rekenen, waarbij de machine dan niet vervangen is door een serieschakeling van een zelf-inductie en een weerstand, maar door een impedantie, die voor elk van de frequenties is aangepast aan de machineïmpedantie voor die frequentie. De resultaten van deze berekeningen zien er niet erg hoopgevend uit. De 5 Hz component en de daarop gesuperponeerde hoogfrequente componenten komen er wel uit, maar van een samenhang tussen de schakelmomenten en de lokale extrema van de stroom is niets te bespeuren. Waarschijnlijk moeten er erg veel ( $\gg 4$ ) componenten meegenomen worden in de berekening en moeten de machineïmpedanties nauwkeuriger bekend zijn, om tot een resultaat te komen dat vergelijkbaar is met dat van de analoge rekenmachine.

Omdat de resultaten van een analoge rekenmachine zeer bevredigend zijn, en de naspeuring van het manco in de digitale benadering nogal tijdrovend is, is het onderzoek in deze richting gestopt.



## 6 De stuurschakeling.

### 6.1 Formulering van de eisen.

De stuurschakeling heeft tot taak om op de juiste momenten ontsteekpulsen voor de thyristoren  $T_1$  en  $T_2$  te verzorgen.

Om een schakelfrequentie  $f_s$  te bewerkstelligen, dienen de thyristoren  $T_1$  en  $T_2$  (fig. 2.2) ontsteekpulsen te krijgen met een herhalingsfrequentie  $f_s$ . Zoals uit hoofdstuk 2 reeds gebleken is, moet  $\frac{1}{2f_s}$  sec.

na een ontsteekpuls voor  $T_1$  een ontsteekpuls voor  $T_2$  komen en omgekeerd.

De herhalingsfrequentie van de ontsteekpulsen moet instelbaar zijn op twee vaste waarden t.w. 45 en 55 Hz. De maximale onnauwkeurigheid mag 0,1 Hz zijn. Omdat de gewenste 5 Hz frequentie van de uitgangsspanning ontstaat uit de verschilfrequentie van 45 resp. 55 Hz met de lichtnetfrequentie van 50 Hz, die ook een tolerantie van  $\pm 0,1$  Hz heeft, hebben we in de 5 Hz component dan toch al 0,2 Hz tolerantie, hetgeen nog juist acceptabel is. Verder dient voor experimentele doeleinden een pulsherhalingsfrequentie beschikbaar te zijn, welke variabel is van 30 tot 70 Hz.

De breedte van de ontsteekpulsen dient minimaal een tiental  $\mu$ sec te zijn en liefst niet veel langer. Dit laatste omdat dan de invloed van storingen het kleinste is. Hier is gekozen voor een pulsbreedte van 30  $\mu$ sec.

Een thyristor heeft erg gunstige schakeleigenschappen (grote  $di/dt$  toelaatbaar) als de stuurstroom een vorm heeft als in fig. 6.1.

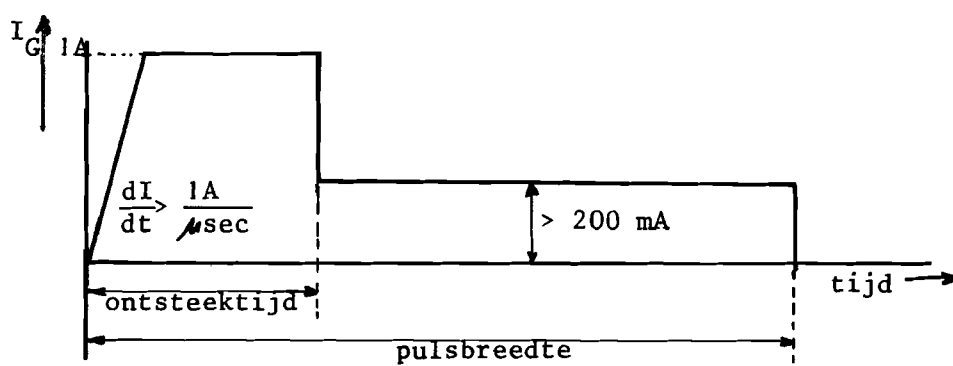


fig. 6.1 Optimale vorm van de gatestroom van de thyristor BTY 99.

Aangezien er tussen de kathodes van de beide thyristoren onderling en t.o.v. aarde erg hoge spanningen optreden, is het tevens noodzakelijk dat uitgangen van de stuurschakeling onderling en t.o.v. rest van deze schakeling galvanisch gescheiden zijn.

## 6.2 De opzet van de schakeling.

Vanuit de eisen, geformuleerd onder hoofdstuk 6.1, kunnen we komen tot de opzet van de stuurschakeling, waarvan het blokschema gegeven is in fig. 6.2.

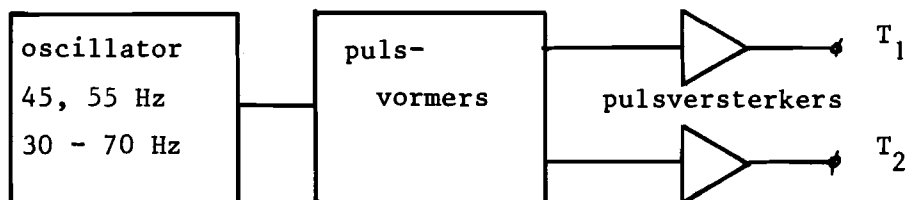


fig. 6.2. Blokschema van de stuurschakeling.

Als oscillator wordt gebruikt een astabiele multivibrator. Om op eenvoudige, doch doeltreffende wijze aan de eis van variabele frequentie te voldoen is gekozen voor het systeem van een oscillator, waarvan tegelijk met de frequentie ook de duty-cycle variëert. Dit is te realiseren met behulp van slechts één variabel element (potmeter). De meest frequentiestabiele (vooral qua temperatuur) vorm van dit type oscillator is die met twee schakeltransistoren (fig. 6.3). Bij de aanvankelijk met inverters uitgeruste schakeling verliep de frequentie zeer sterk met de temperatuur omdat de ingangsweerstand van de poorten zeer sterk temperatuurafhankelijk is.

Door te zorgen dat de oscillatorfrequentie het dubbele is van de gewenste frequentie en deze frequentie met behulp van een flipflop door twee te delen, wordt bereikt dat de duty-cycle bij variabele frequentie toch steeds 0,5 is (symmetrische blokspanning).

Deze symmetrische blokspanning is nodig voor de sturing van de puls-vormers, waarvoor twee one-shot generatoren (monostabiele multivibratoren) gebruikt worden.

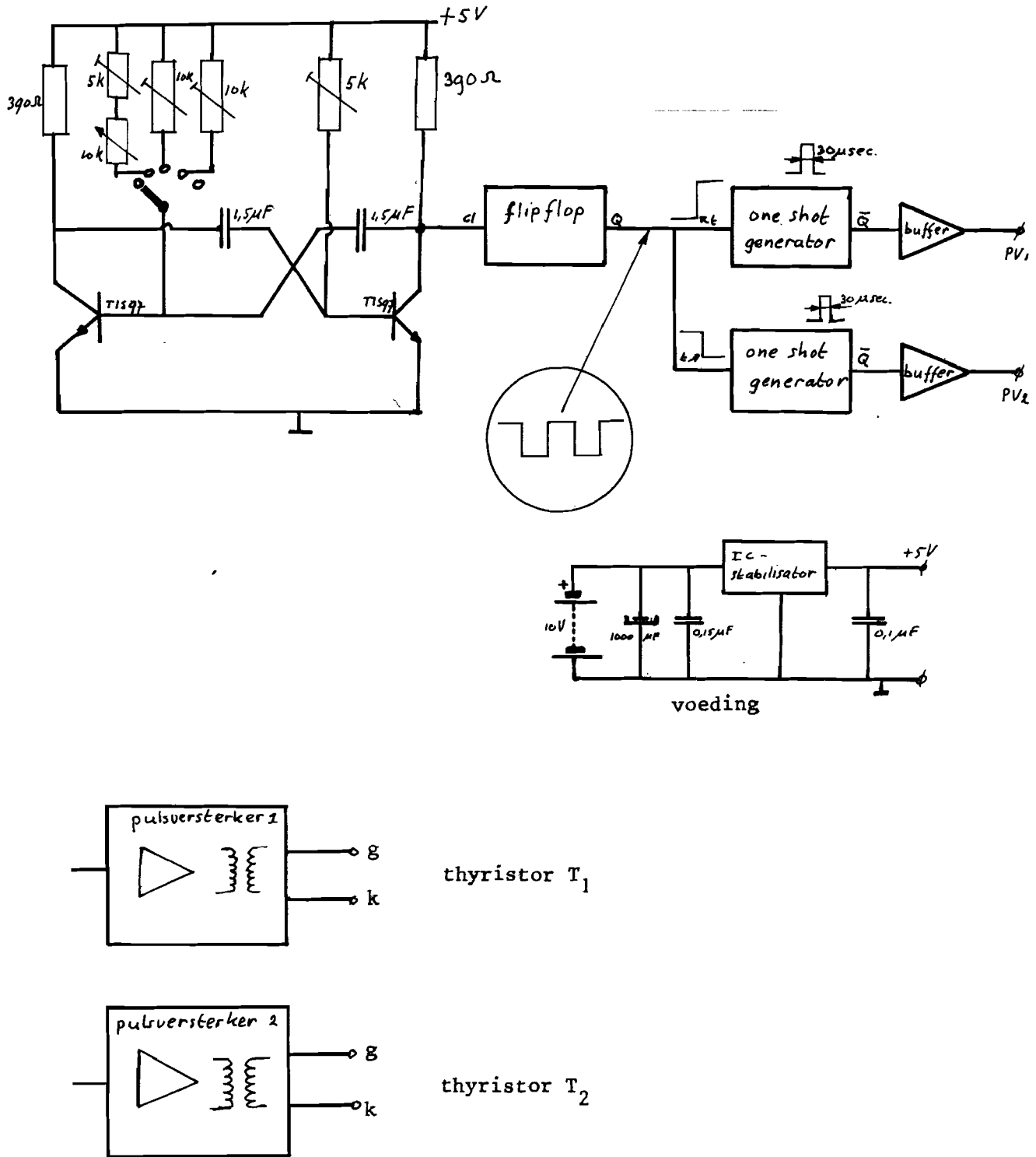


fig. 6.3. Volledig schema van de stuurschakeling.

De ene one-shot generator geeft een puls van  $30 \mu\text{sec}$  af op de opgaande flank van het bloksignaal; de andere wordt getriggerd op de neergaande flank. Omdat de pulsversterkers (beschreven in L11) een erg lage ingangsweerstand hebben, is het nodig om tussen de one shot-generatoren en de pulsversterkers buffers aan te brengen in de vorm van vermogens-NAND-poorten.

De pulsversterkers zijn in de vakgroep EM ontwikkelde standaardexemplaren (L11) Deze hebben elk een eigen voeding. Ze kunnen gestuurd worden door normale, op 5 V werkende logische schakelingen. De ingang is alleen optisch (dus niet galvanisch) gekoppeld met de uitgang.

### 6.3. De realisering.

De stuurschakeling is gebouwd in een 19" rek-kast, waarin de oscillator met pulsvormers en buffers, de pulsversterkers en de voedingen als afzonderlijke insteek-eenheden zijn ingebouwd (fig. 6.4)

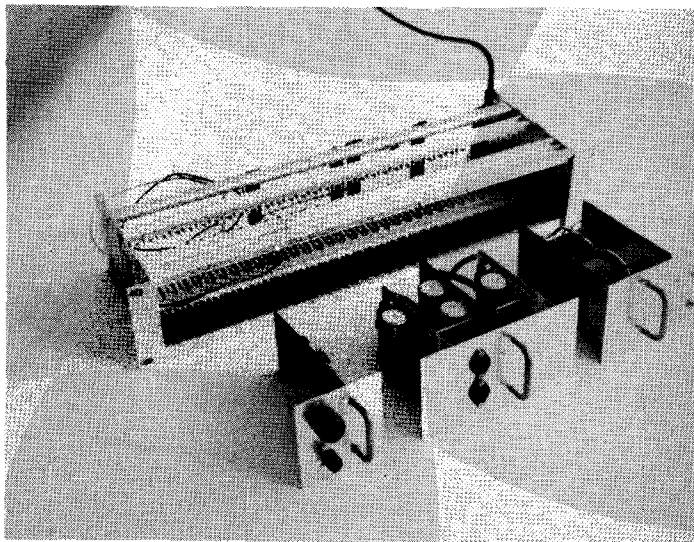


fig. 6.4. Foto van het stuurapparaat.





## 7. Evaluatie.

### 7.1. Conclusies van dit onderzoek.

De keuze tussen een schakelfrequentie van 45 Hz en een van 55 Hz is niet voor de hand liggend; beide hebben voor- en nadelen:

45 Hz heeft als voordeel de geringere netvervuiling en het kelinere commutatievermogen (evenredig met de schakelfrequentie).

Bij 55 Hz zijn de amplituden van de hogere harmonische componenten van de stroom kleiner, zodat minder verwarming van de motor zal optreden.

Vanuit het elektrische vervangingsschema (fig.4.8) kan het gehele schakelgedrag van de omzetter worden gesimuleerd als daarbij wordt uitgegaan van een steeds afnemende vereenvoudiging van dit schema.

### 7.2. Aanbevelingen voor verder onderzoek.

- a. Op de analoge rekenmachine het gehele schakelgedrag van de omzetter simuleren vanuit het elektrische vervangingsschema (fig.4.8).
- b. Het gedrag van een aantal kortsluitmotoren bij 5 Hz voeding aan een nader onderzoek onderwerpen. Vooral metingen ter verificatie van de veronderstelde "per unit" waarden van de componenten van het elektrische vervangingsschema bij deze frequentie.
- c. Een volledig elektronische schakeling ontwerpen ter eventuele vervanging van de voedingstransformatoren.
- d. Een schakeling voor gedwongen indirecte commutatie ontwerpen, vooral voor grotere vermogens.



8. Lijst van symbolen.

$f_s$  = schakelfrequentie in Hz.

$I$  = stroom (konstante waarde)

$i$  = stroom (variabel in de tijd)

(L1) = literatuurplaats nr. 1 (etc.)

$U_a$  }  
 $U_b$  } = voedingsspanningen na de transformator.  
 $U_c$  }

$U_u$  }  
 $U_v$  } = klemspanningen aan de machineklemmen van de omzetter.  
 $U_w$  }

$V$  = spanning (algemeen)

$\alpha_j$  = waarde van de potmeter  $j$  (analoge rekenmachine)

$\beta$  = vertraging- resp. versnellingsfactor (analoge rekenmachine)

$\tau$  = machinetijd (analoge rekenmachine)

$\omega_n$  = netfrequentie in rad./sec.

$\omega_s$  = schakelfrequentie in rad./sec.



9 Literatuurlijst.

- L.1: B van Dijl,  
Telecommunicatie I,  
Collegediktaat THE 1972.
- L.2: M. Groenenboom en H.C.J. de Jong,  
Schleichgangmotor, Bremsmotor und Schleichbremsmotor,  
Holectechniek 3(1973)1.
- L.3: W. schilling,  
Thyristortechnik,  
Munchen Oldenbourg 1968.
- L.4: F.E. Gentry e.a.,  
Semiconductor Controlled Rectifiers,  
Englewood Cliffs Prentice Hall 1964.
- L.5: H.-J. Butterweck,  
Theoretische Elektrotechnik I  
Collegediktaat THE 1971.
- L.6: M. Liwschitz-Garick & C.C. Whipple,  
Alternating Current Machines,  
Van Nostrand New Jersey 1961.
- L.7: T.J. Takeuchi,  
Theory of SCR-Circuit and Application to Motor Control,  
Tokyo Electrical Engineering College Press 1968.
- L.8: A.J.P.M. Verlinden,  
Over chopperschakelingen voor gelijkstroommachines, een  
systematisch onderzoek,  
Afstudeerverslag THE EM-70-12.
- L.9: H.C.J. de Jong,  
De groeiwetten van de kortsluïtmotor,  
Electrotechniek 25(1947) 371..4



L.10: W. Schuisky,

Induktionsmaschinen,

Springer Wenen 1957.

L.11: E.M. Nuyten,

Ontwerp en realisatie van een drie-fasen inverterinstallatie

ten behoeve van frequentiesturing van draaiveldmachines,

Afstudeerverslag THE EM-73-2.



### Appendix.

A.1 Het verloop van enkele per unit waarden van de componenten van het elektrische vervangingschema van normale inductiemotoren. (naar het college van prof. De Jong en L6, L9 en L10).

In het per unit systeem worden alle op de machine betrekking hebbende grootheden gerelateerd aan de nominale waarden. Alle reaktanties en weerstanden worden zo betrokken op de nominale impedantie.

Deze is gedefiniëerd als:

$$Z_{\text{nom}} = \frac{\text{Nominale spanning}}{\text{Nominale stroom}}$$

De waarden van de componenten van het vervangingschema fig.4.4 kunnen dus alle worden uitgedrukt in delen (percentages) van deze nominale impedantie. Uitgaande van een drie-fasen vierpolige machine kunnen we stellen dat in het vermogensgebied van 0,1 tot 100 kW de poolsteek  $\tau_p$  varieert van 0,04 tot 0,25 m. Uit de groeiwetten, die voor inductiemotoren gelden (beschreven in bovengenoemde literatuur), volgen dan voor de per unit waarden van de diverse grootheden:

$$x_m \approx 7 \sqrt{\tau_p} = 1,4 \dots 3,5 \quad (\text{A.1})$$

$$r_m \approx 0,02 \quad (\text{A.2})$$

$$x_{\sigma 1} \approx x_{\sigma 2} \approx 0,1 \quad (\text{A.3})$$

$$r_1 \approx r_2 \approx s \approx \frac{7 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{\tau_p}} = 3,5 \dots 1,4 \cdot 10^{-2} \quad (\text{A.4})$$

Als de machine gevoed wordt met een spanning van een frequentie die afwijkt van de nominale frequentie (meestal 50 Hz), dan zullen de reaktanties, die te schrijven zijn als  $X = \omega L$  evenredig met de frequentie veranderen. Dit geldt uiteraard alleen als de spanning zodanig aan de frequentie wordt aangepast (vooral van belang bij frequenties lager dan de nominale frequentie), dat er geen extra niet-lineaire effecten optreden (verzadiging e.d.).

De ijzerverliezen, bestaande uit hysteres- en wervelstroomverliezen (resp. evenredig met  $f$  en  $f^2$ ) zullen evenredig zijn met  $f^1 \text{ à } 2$ , zodat



voor een frequentie welke een faktor 10 lager is dan de nominale frequentie, deze verliezen een faktor 10 à 100 lager zullen zijn en derhalve nog zeer weinig invloed hebben ( $r_m$  wordt 0,002 à 0,0002).

Als de kortsluitmotor op 10% van het nominale toerental draait, zullen voor de hogere frequenties, die een aantal malen de nominale waarde hebben, de ijzerverliezen eveneens een zeer geringe rol spelen. Voor deze frequenties staat namelijk  $r_m$  en  $x_m$  parallel aan ongeveer de halve kortsluitimpedantie, welke laatste aanzienlijk kleiner is.

De stator en rotor weerstanden (resp.  $r_1$  en  $r_2$ ) zijn onafhankelijk van de frequentie.

Voor de op 5 Hz bedreven machine worden de (A.1) en (A.3) :

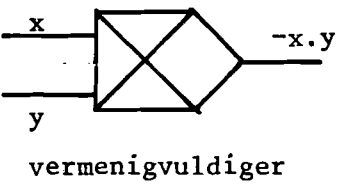
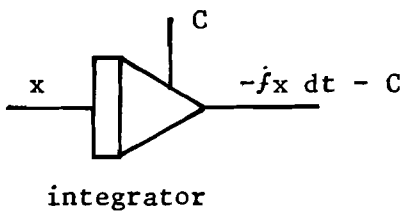
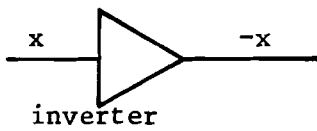
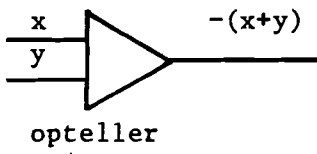
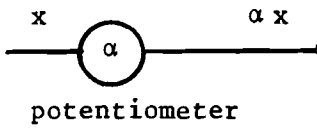
$$x_m = 0,7\sqrt{\tau_p} = 0,14 \dots 0,35 \quad (\text{A.5})$$

$$x_{\sigma 1} \approx x_{\sigma 2} \approx 0,01 \quad (\text{A.6})$$

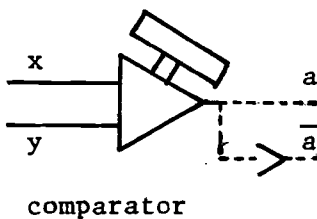
De vergelijkingen (A.2) en (A.4) veranderen niet.

Appendix (2): Symbolen van elementen van de analoge rekenmachine.

Analoge elementen.

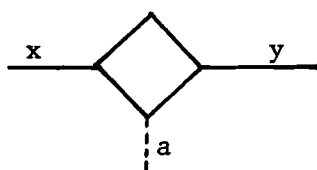


Hybride elementen.



$$x + y > 0 \text{ dan } a = 1$$

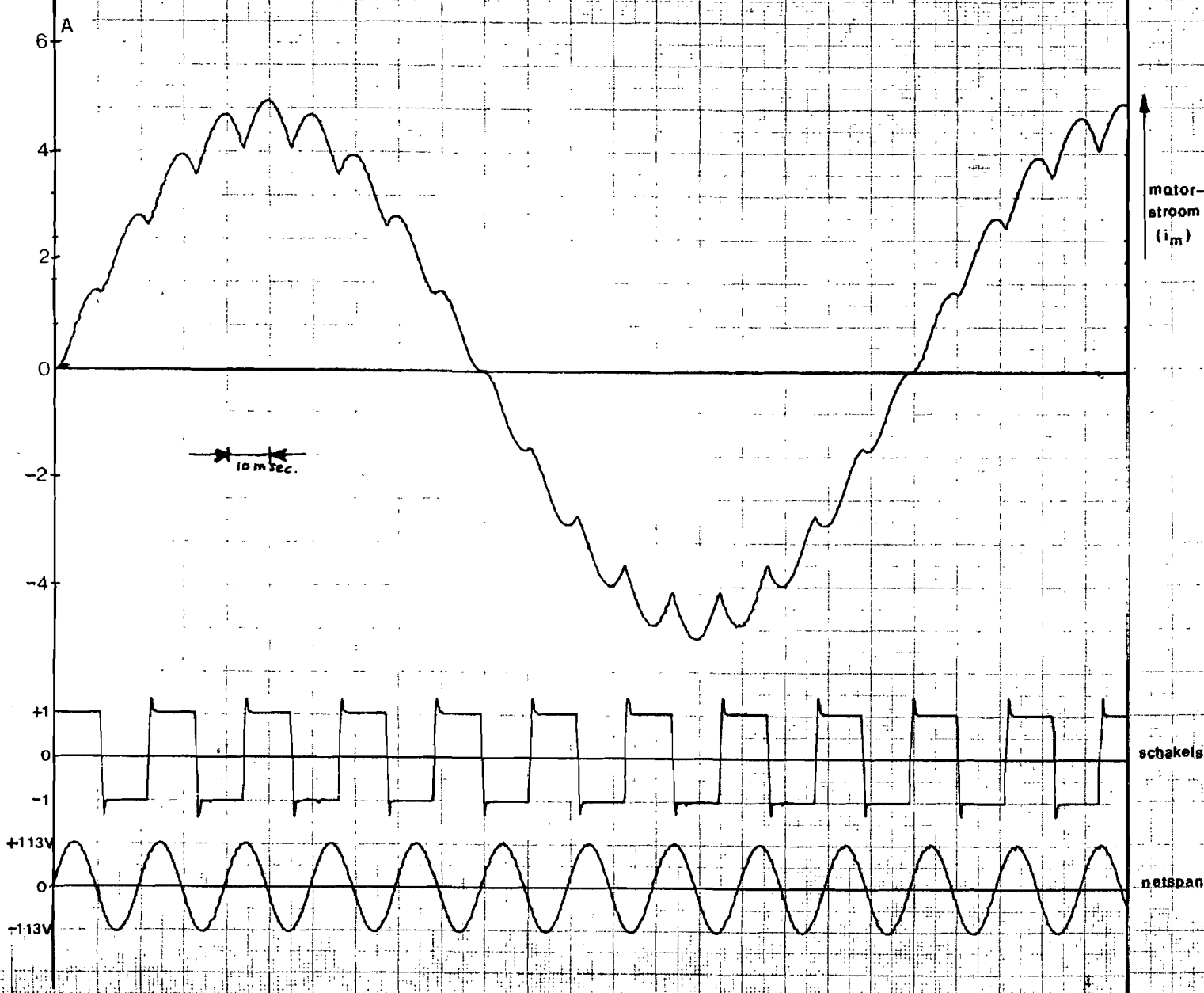
$$x + y < 0 \text{ dan } a = 0$$



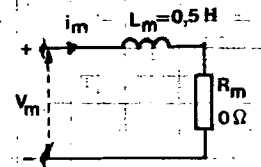
$$\text{als } a = 1 \text{ dan } y = x$$

$$\text{als } a = 0 \text{ dan } y = 0$$

fig. 59



motor-  
stroom  
( $i_m$ )



schakelsignaal {45 Hz}

netspanning {50 Hz}

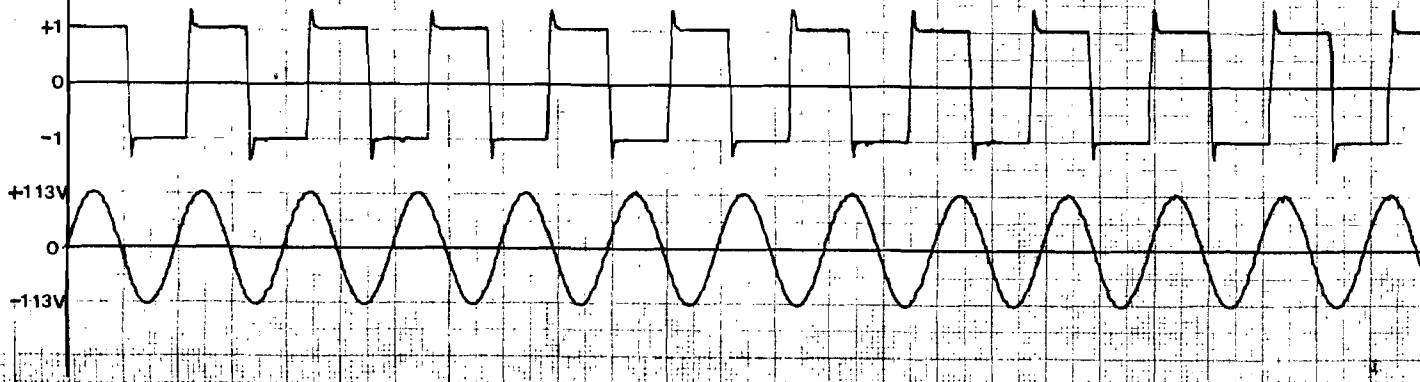
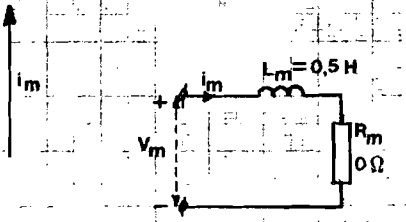
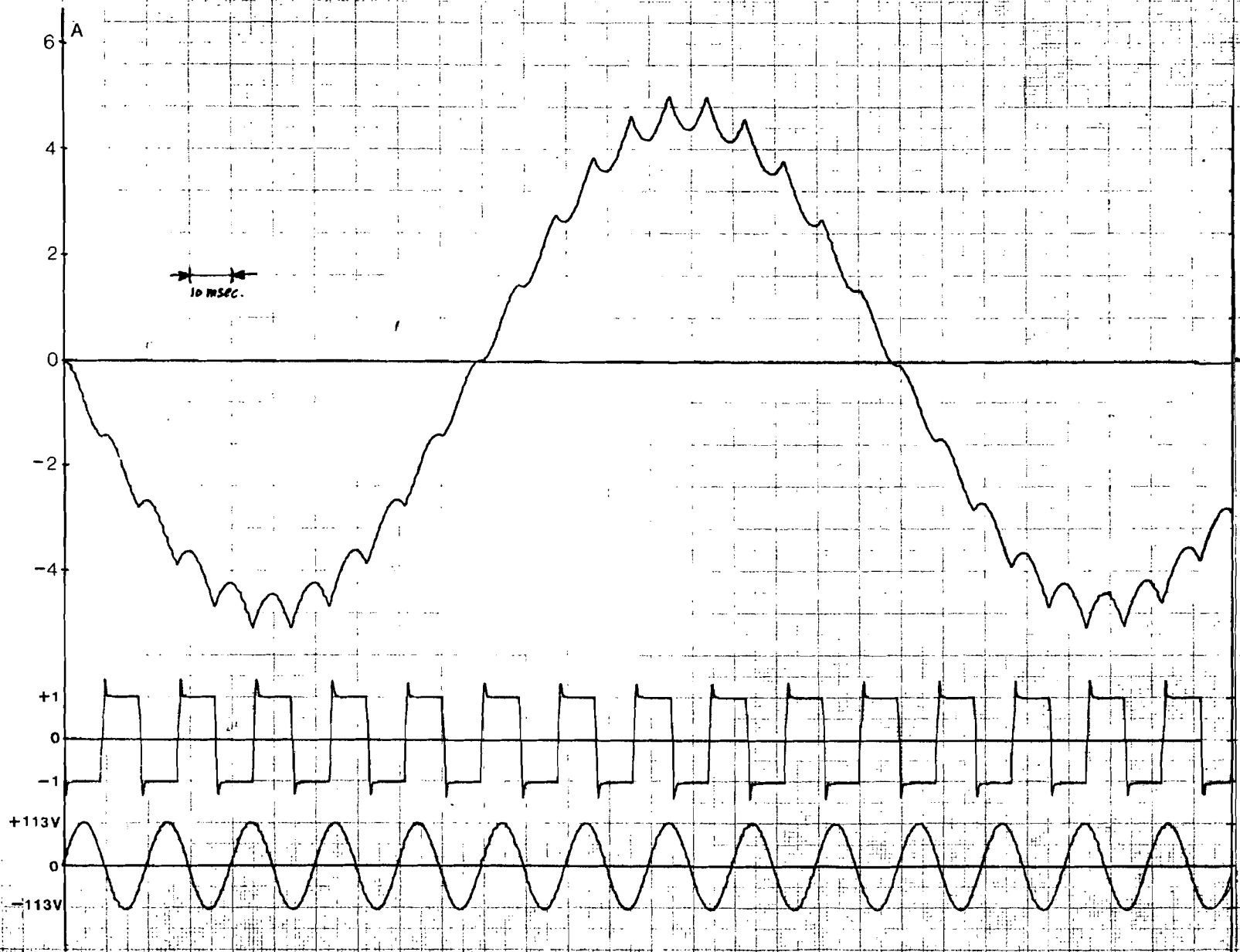




fig. 5.10



schakel signaal { 55 Hz }

netspanning { 50 Hz }

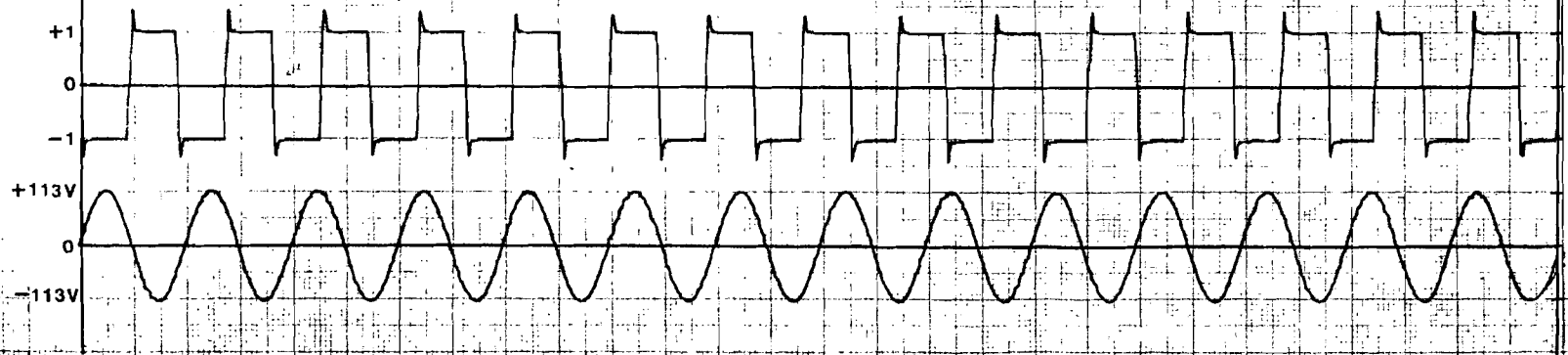


fig. 5.11

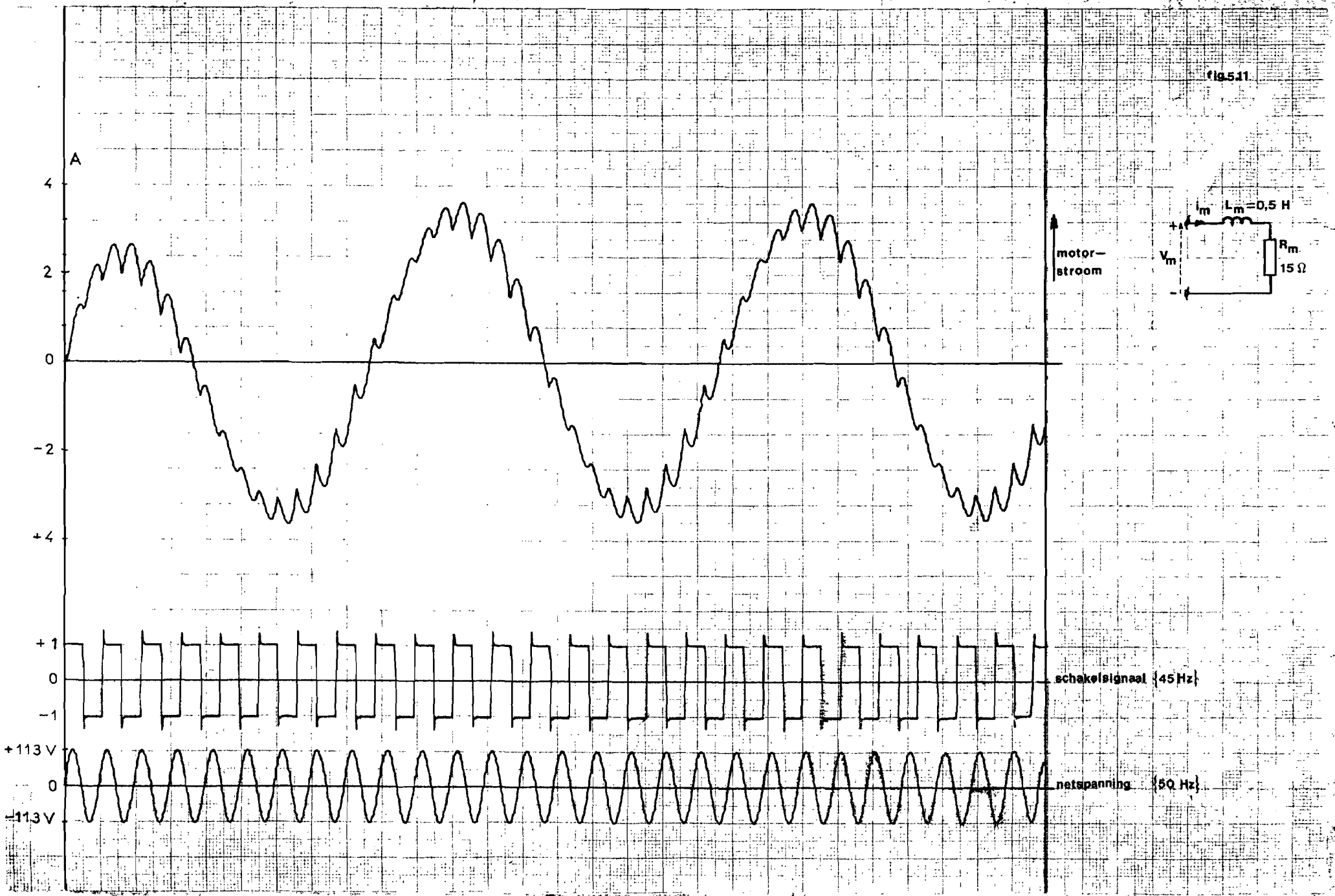
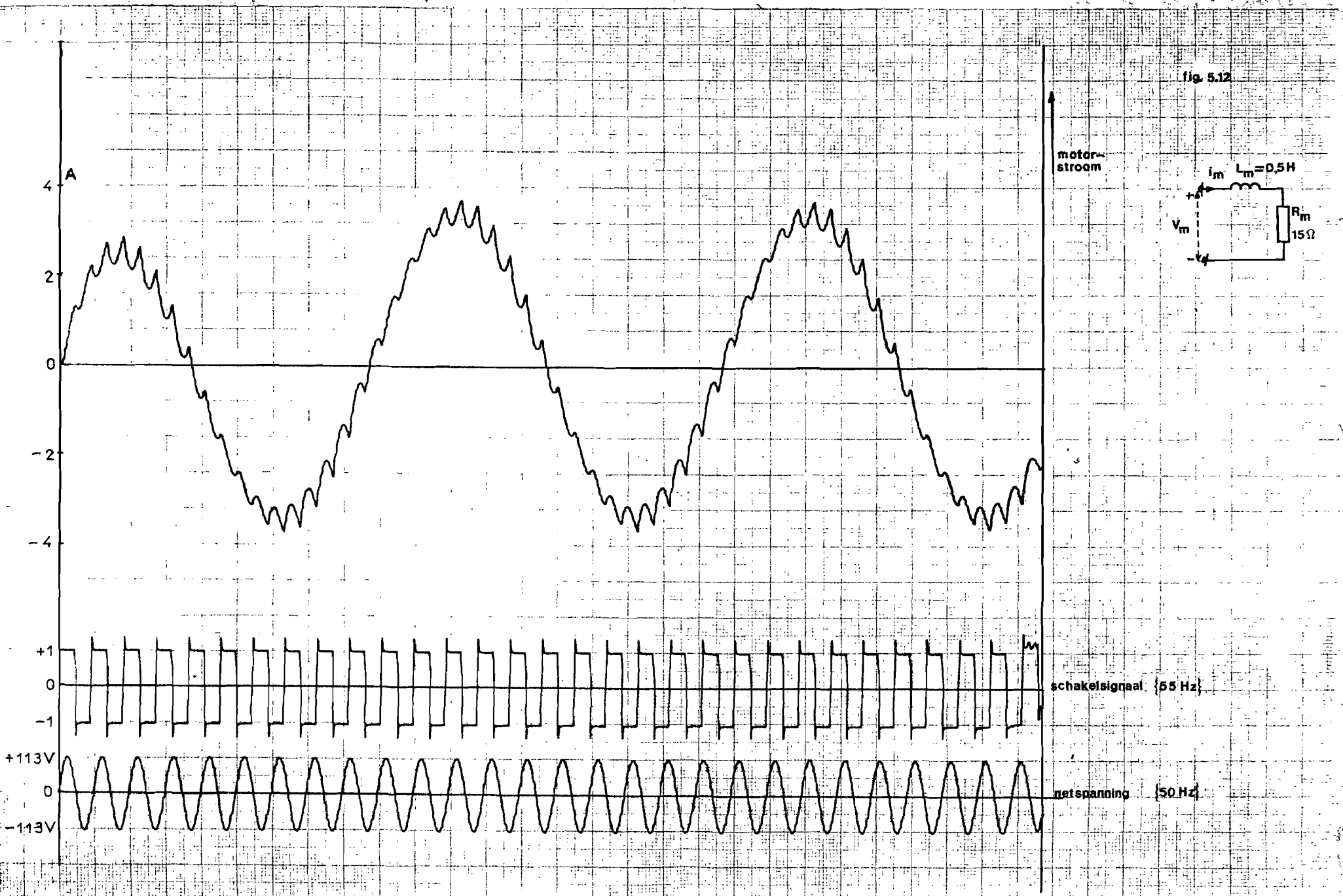
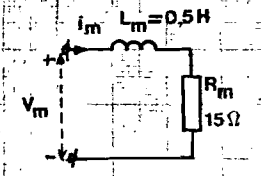


fig. 5.12



motor-  
stroom



schakelsignaal {55 Hz}

netspanning {50 Hz}

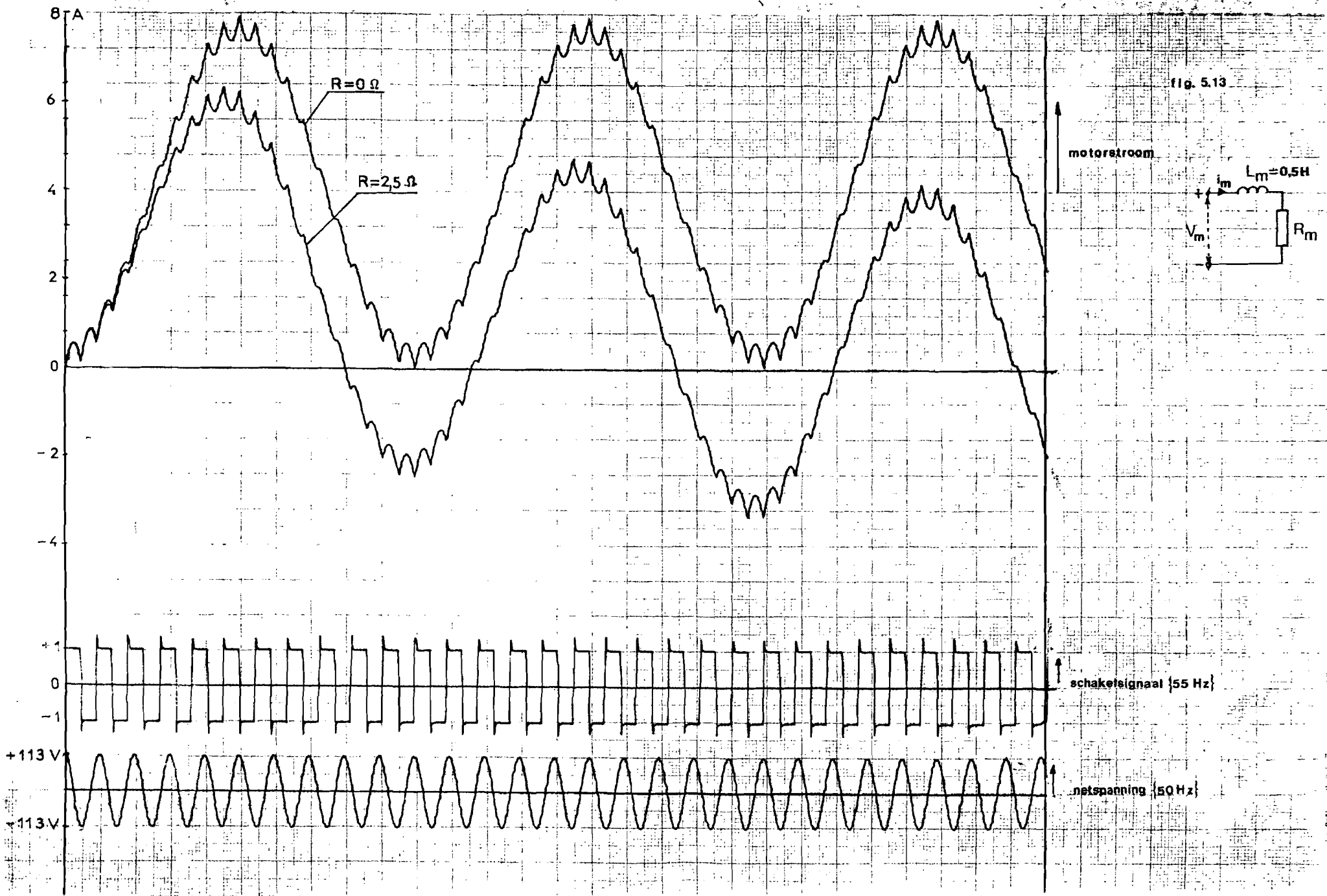


fig. 5.13