

## MASTER

Het ontwerpen, samenstellen en onderzoeken van een aandrijfsysteem bestaande uit een als wisselrichter werkende mutator en een synchrone machine

Oosterheert, J.

*Award date:*  
1979

[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

3074

3074 bse

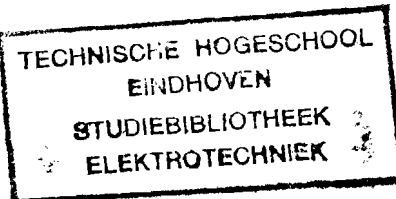
**Technische Hogeschool Eindhoven**

Afdeling der elektrotechniek - Vakgroep elektromechanica

blz. van

rapport nr.

Verslag van het afstudeeronderzoek van J. Oosterheert,  
verricht van 20 februari 1978 tot 4 januari 1979 bij de  
vakgroep Elektromechanica, sectie Vermogenslektronica.



Het ontwerpen, samenstellen en onder-  
zoeken van een aandrijfsysteem be-  
staande uit een als wisselrichter  
werkende mutator en een synchrone  
machine.

J. Oosterheert

EM 79-01

Afstudeeronderzoek o.l.v. : ir. J.A. Schot  
ir. W.J. de Zeeuw



### Summary

In this report is described the research on a system that consist of a rectifier-circuit and a synchronous-machine.

In chapter I is considered the fundamental working of the system and in chapter II the fundamental working is compared with a practical system.

In chapter III is described the electrical steering that is used for the practical system.

It can be concluded that the model of chapter I in the main lines corresponds with the practical system, when the synchronous-machine is used in the lineair area.



### Inleiding

Een van de windmolen-typen welke gebruikt kan worden voor het opwekken van elektrische energie, is een zogenaamde Darrieus-molen. Een Darrieus-molen is een snellopende molen, waarvan de bladen in de vorm van een kettinglijn zijn gebogen om een verticale as. Het aantal bladen is twee of drie.

Om een aantal redenen moet een Darrieus-molen ook aangedreven kunnen worden. Mijn afstudeerwerk heeft zich nu toegespitst op een aandrijfsysteem bestaande uit een als wisselrichter werkende mutator en een synchrone machine. In dit rapport wordt hier verslag van gedaan. Nu kan een dergelijke mutator ook als gelijkrichter werken zodat het mogelijk is met hetzelfde systeem de energiestroom van richting om te keren.

Door deze mutator via een gelijkstroom-tussenkring te koppelen aan een mutator welke ook als gelijk- en wisselrichter kan werken en aan het landelijke elektriciteitsnet verbonden is, is het mogelijk een bijdrage te leveren in de behoefte aan elektrische energie met behulp van een Darrieus-molen.

J. Oosterheert.



<u>Inhoudsopgave</u>	Blz.
I. Principiële werking	I.1.
I.1. Situatie in normaal bedrijf	I.2.
I.1.2. Verloop van de velden	I.9.
I.1.3. Spanningsbetrekkingen	I.12.
I.1.4. Het elektro-magnetisch koppel	I.20.
I.1.5. Energiebeschouwing	I.24.
I.1.6. Het verband tussen de diverse grootheden	I.34.
I.2. Het aanlopen van de machine	I.40.
II. Praktische schakeling	II.1.
II.1. Bepaling $L_s$ m.b.v. stroom-spanningmeting bij 50 Hz.	II.4.
II.2. Bepaling $M$ m.b.v. stroom-spanningmeting bij 50 Hz.	II.5.
II.3. Bepaling $L_{sr}$ m.b.v. stroom-spanningmeting bij 50 Hz.	II.7.
II.4. Bepaling $L_r$ m.b.v. stroom-spanningmeting bij 50 Hz.	II.9.
II.5. Bepaling $L_{sr}$ , $L_{rs}$ via nullastkarakteristieken	II.10.
II.6. Spanning/stroomvormen	II.13.
II.7. Het verband tussen de diverse grootheden	II.17.
II.8. Aanloopmethoden	II.25.
III. Stuuerelektronica	III.1.
III.1. Technische realisatie $\alpha$ -regeling	III.14.
IV. Conclusie	IV.1.
V. Literatuur	V.1.
VI. Bijlagen	VI.1.

**Hoofdstuk I : Principiële werking**

In dit hoofdstuk zal de principiële werking van het te onderzoeken aandrijfsysteem worden beschouwd aan de hand van een sterk vereenvoudigd model voor de synchrone machine.

Het principe kan schematisch als volgt worden weergegeven:

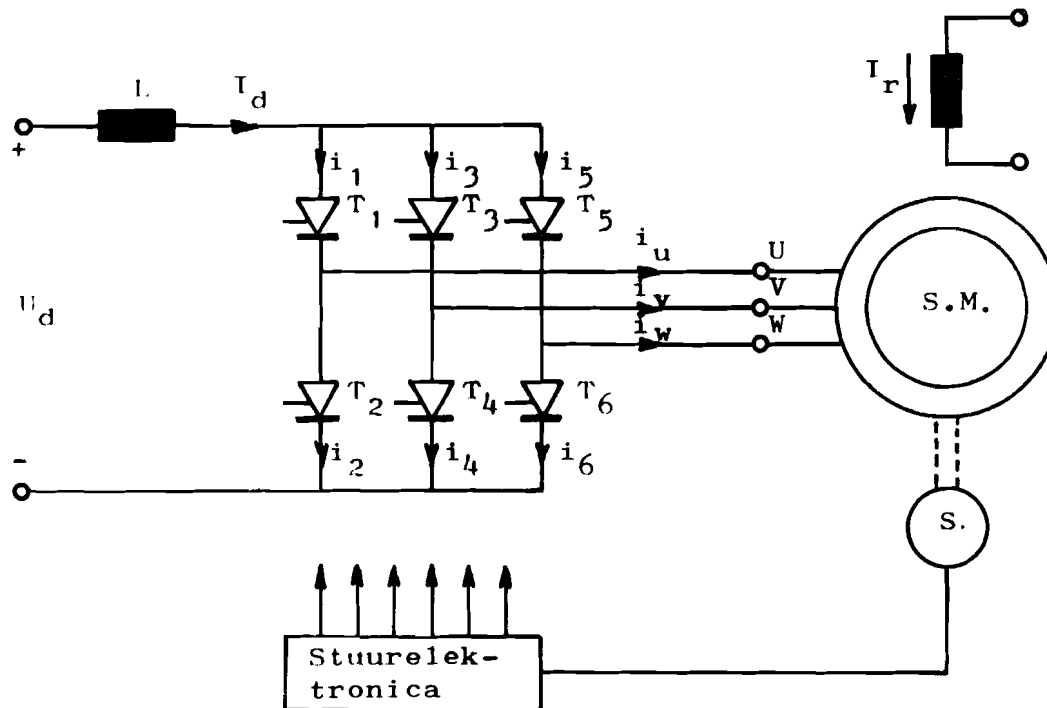


Fig. I.1. Principeschema

De zes thyristoren vormen een zogenaamde stroominverter en hebben de taak de gelijkstroom  $I_d$  zo van de ene statorfase van de synchrone machine (binnenpool-machine) op de andere over te schakelen, dat er globaal een magnetisch draaiveld ontstaat. Dit draaiveld moet synchroon zijn met het rotorveld. Een manier om dit synchronisme te bereiken is het overschakelen van de stroom  $I_d$  afhankelijk te maken van de rotorstand. In dat geval moeten de ontsteekpulsjes voor de thyristoren worden afgeleid van de stand van de machine-as. De hoek tussen rotorveld en statorveld blijft daardoor gemiddeld constant.

Bij stroominvertoren vindt het overschakelen van de stroom steeds plaats tussen twee thyristoren welke op dezelfde gelijk-



stroomrail zijn aangesloten. Voor een goede commutatie is het nodig dat de stroom tijdens het commutatieinterval niet te veel verandert. Om dit te bereiken wordt een smoorspoel in de voedingslijn opgenomen. Tijdens het commutatieinterval zorgt deze er dan voor dat de stroom op voldoende niveau wordt gehouden. Tijdens de commutatie dient het afnemen van de stroom door de te doven thyristor en het toenemen van de stroom door de juist ontstoken thyristor te worden gedreven door een zogenaamde commutatie-spanning. Deze commutatie-spanning wordt geleverd door de synchrone machine daar in de statorwikkelingen door de draaiende en met gelijkstroom bekrachtigde rotorwikkeling wisselspanningen worden geïnduceerd. Het patroon van de ontsteekpulsen voor de thyristoren moet dus ook gebonden zijn aan het spanningsstelsel van de synchrone machine.

Wanneer echter het rotortoerental een bepaalde waarde onderschrijft, wordt de commutatie-spanning te klein. Bij stilstand levert de synchrone machine helemaal geen commutatie-spanning. Ten aanzien van de commutatie kunnen daarom twee gevallen worden onderscheiden:

1. Normale bedrijfssituatie
2. Het aanlopen van de machine

### I.1. Situatie in normaal bedrijf

De synchrone machine levert in de bedrijfssituatie een wisselspanning, die voldoende groot is om de commutatie van de stroom in de invertor te bewerkstelligen. In het nu volgende gedeelte zal de commutatie beschouwd worden waarbij de volgende aannemen worden gedaan:

1. Er wordt volstaan met de vereenvoudigde voorstelling voor de synchrone machine zoals die is weergegeven in figuur I.1.1. op pagina I.3.

Hierbij zijn de wikkelfasen elk aangeduid als een rechthoekig gewikkelde spoel die de stand van de magnetische as, alsmede met de stroom de positieve veldrichting vastlegt.

Verder wordt aangenomen dat de machine zich lineair gedraagt, de luchtspleet constant is en de machine tweepolig is uitgevoerd.

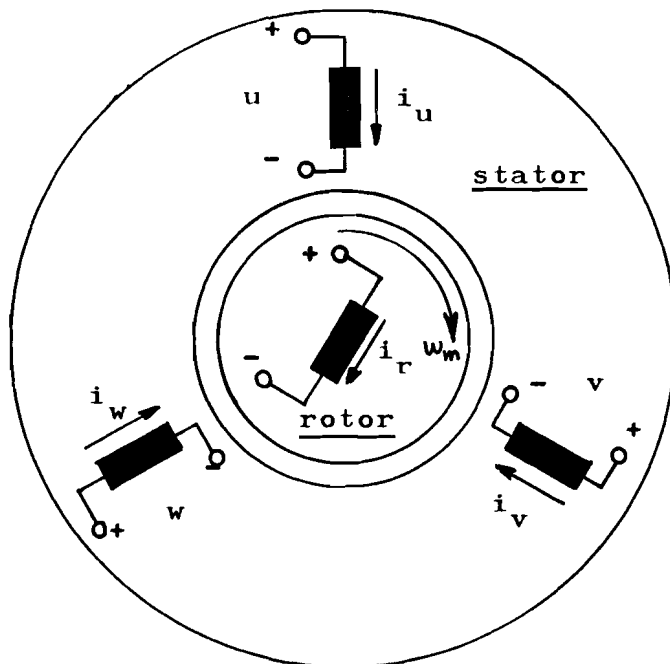
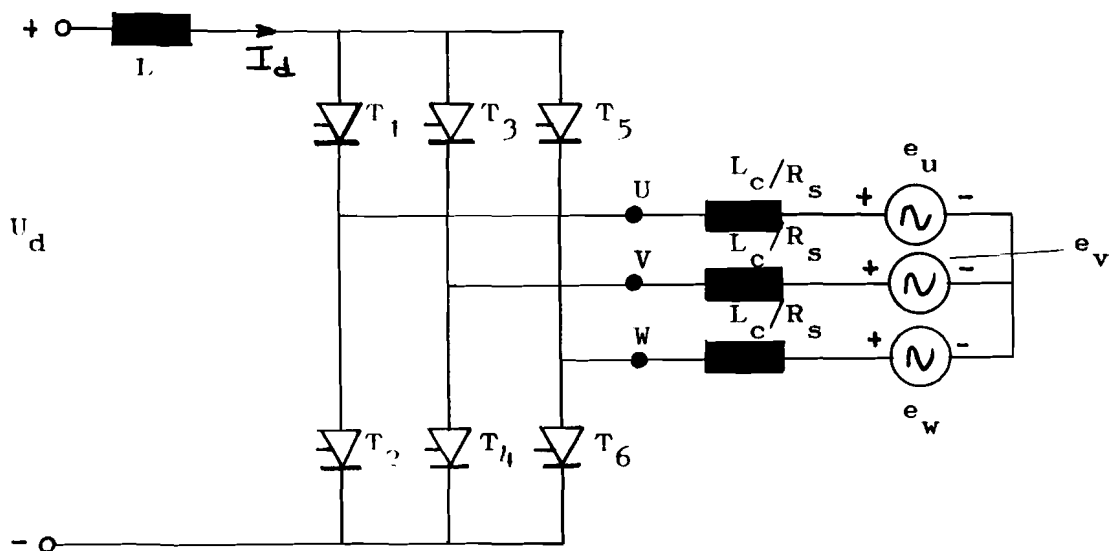


Fig.I.1.1.

Model voor de synchrone machine

2. De rotorwikkeling wordt gevoed uit een gelijkstroombron.
3. De combinatie van  $U_d$  en  $L$  uit figuur I.1. op pagina 1.1. wordt opgevat als een gelijkstroombron.
4. Het rotortoerental is constant.
5. Het volgende vervangingingsschema wordt gehanteerd:







Dat dit vervangingsschema gehanteerd mag worden, zal aangetoond worden in paragraaf I.1.3.

Door de aannamen 2. en 3. zal in de rotorwikkeling geen stroom lopen t.g.v. het statorveld en wanneer er geen commutatie plaatsvindt in de statorwikkelingen geen stroom t.g.v. het rotorveld. Om een globaal draaiveld in de synchrone machine te creëren heeft de stroominverter het volgende schakelpatroon:

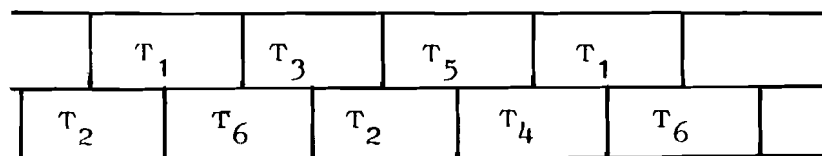


Fig. I.1.3.

Schakelpatroon stroominverter.

Er zal nu een commutatie nader beschouwd worden en wel de commutatie van de stroom  $I_d$  van  $T_1$  naar  $T_3$ .

Vlak voor deze commutatie bestaat de volgende situatie:

$T_1$  en  $T_6$  zijn in geleiding.

Dan is  $i_u = I_d = \text{constant}$

$i_v = 0$

$i_w = -I_d$ .

Het eerste moment waarop  $T_3$  kan worden ontstoken is het moment waarop de spanning over thyristor  $T_3$  positief wordt. Wanneer  $T_1$  en  $T_6$  in geleiding zijn is de spanning  $u_{T_3}$  gelijk aan

$$u_{u-v} = R_s I_d + e_{u-v}.$$

Aangezien in de praktijk  $R_s$  meestal verwaarloosbaar klein is, zal nu in het vervolg de ohmse weerstand  $R_s$  verwaarloosd worden.

De volgende aanname wordt nu gedaan:

5.  $e_{u-v} = \hat{u} \sqrt{3} \sin \omega_e t.$

Hierin is  $\hat{u}$  de topwaarde van de geïnduceerde rotatiespanningen welke t.o.v. het sterpunt van de synchrone machine zijn aangenomen.

Het vroegste moment waarop  $T_3$  kan worden ontstoken ligt nu dus op het tijdstip  $t = 0$ . Het nulpunt van de ontsteekhoek  $\alpha$  van  $T_3$

wordt hier neergelegd. Men noemt dit wel het natuurlijk ontsteekmoment, hetgeen dat moment is waarop automatisch geleiding optreedt als de thyristoren door dioden en de serieschakeling van  $U_d$  en L door een weerstand worden vervangen.

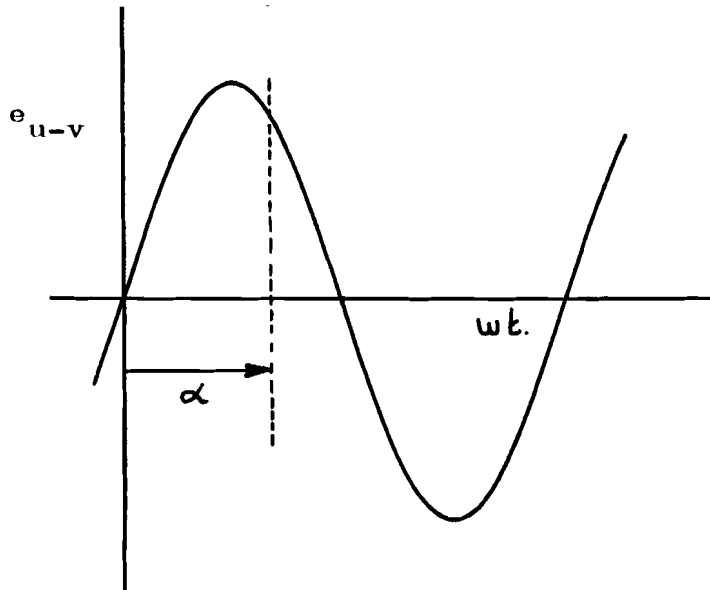
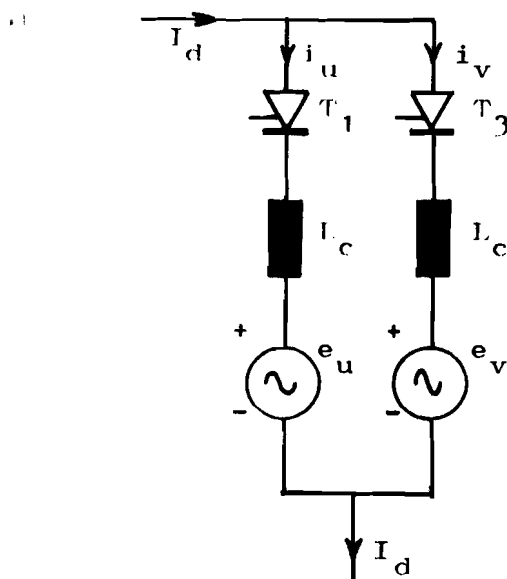


Fig. 1.1.4.  
Orientatie  $\alpha$ .

Voor wat betreft de te beschouwen commutatie kan nu met het volgende schema gewerkt worden.



Er wordt verondersteld dat de doorlaatspanningen van de thyristoren nul zijn.

Fig. 1.1.5.  
Vervangingschema tijdens commutatie



Er geldt nu :

$$i_u + i_v = I_d \quad ( I.1.a )$$

Volgens de tweede wet van Kirchhoff geldt voor de getekende maas van figuur I.1.5. het volgende:

$$L_c \frac{di_u}{dt} - L_c \frac{di_v}{dt} = - e_{u-v} . \quad ( I.1.b )$$

Verder is aangenomen dat

$$e_{u-v} = \hat{u} \sqrt{3} \sin \omega_e t . \quad ( I.1.c )$$

( I.1.a ) en ( I.1.c ) ingevuld in (I.1.b.) levert

$$2 L_c \frac{di_u}{dt} = - \hat{u} \sqrt{3} \sin \omega_e t .$$

Deze uitdrukking heeft de volgende algemene oplossing :

$$i_u = \frac{\hat{u} \sqrt{3}}{2 \omega_e L_c} \cos \omega_e t + C .$$

Op het tijdstip  $t = \alpha / \omega_e$  wordt  $T_3$  in geleiding gebracht. Op dat moment geldt dat  $i_u = I_d$  en  $i_v = 0$  .

Dat betekent dat

$$C = I_d - \frac{\hat{u} \sqrt{3}}{2 \omega_e L_c} \cos \alpha .$$

De volgende betrekkingen gelden nu:

$$\begin{aligned} i_u &= I_d + \frac{\hat{u} \sqrt{3}}{2 \omega_e L_c} ( \cos \omega_e t - \cos \alpha ) \\ i_v &= - \frac{\hat{u} \sqrt{3}}{2 \omega_e L_c} ( \cos \omega_e t - \cos \alpha ) \end{aligned}$$

Op het tijdstip  $t = \frac{\alpha + \mu}{\omega_e}$  komt  $T_1$  uit geleiding. Voor het gemak

wordt gesteld dat  $T_1$  uit geleiding komt als  $i_u = 0$  wordt. Dan volgt

$$\cos(\alpha + \mu) - \cos \alpha = - \frac{I_d 2 \omega_e L_c}{\hat{u} \sqrt{3}}$$

Aan deze uitdrukking is te zien van welke grootheden  $\mu$  ofwel de commutatietijd afhankelijk is.



De stroom  $I_d$  is na het tijdstip  $\frac{\alpha + \mu}{\omega_e}$  gecommuteerd van  $T_1$  naar

$T_3$ . De volgende commutatie zal plaatsvinden in de onderste helft van de brugschakeling en wel die van  $T_6$  naar  $T_2$ . Op analoge wijze is deze commutatie en zijn ook de andere commutaties te beschouwen. Gezien het schakelpatroon van de inverter op pagina I.4. vindt er om de  $60^\circ$  el. een commutatie plaats.

De hier beschouwde stroominverter vertoont veel overeenkomst met een zgn. brugmutator. ( lit. 1, hoofdstuk 3 )

De polariteit van de spanning over de inverter wordt als volgt gekozen

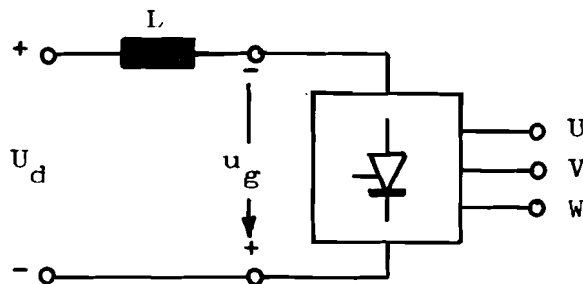


Fig. I.1.6. Polariteit  $u_g$

Hoe ziet nu deze  $u_g$  eruit ?

Als alleen  $T_1$  en  $T_6$  in geleiding zijn geldt volgens de tweede wet van Kirchhoff

$$u_g + u_{u-w} = 0$$

Hieruit volgt

$$u_g = - e_{u-w}$$

Als tijdens het commutatieinterval dat hierop volgt  $T_1$ ,  $T_6$  en  $T_3$  in geleiding zijn geldt

$$u_g + L_c \frac{di_u}{dt} + e_{u-w} - L_c \frac{di_w}{dt} = 0$$

Daar  $i_w$  constant is volgt hieruit

$$u_g = L_c \frac{di_u}{dt} - e_{u-w}$$

Nu is reeds aangetoond dat tijdens het beschouwde commutatieinterval geldt dat

$$L_c \frac{di_u}{dt} = - \frac{e_{u-v}}{2}$$

Dus is

$$u_g = \frac{- e_{u-v}}{2} - e_{v-w} = \frac{e_{w-u}}{2} + \frac{e_{w-v}}{2}$$



Er is aangenomen dat  $e_{u-v} = \hat{u} \sqrt{3} \sin \omega_e t$ .

Dan zijn  $e_{v-w} = \hat{u} \sqrt{3} \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3})$

$e_{w-u} = \hat{u} \sqrt{3} \sin(\omega_e t - \frac{4\pi}{3})$ .

Ofwel  $u_g$  is tijdens het beschouwde commutatieinterval

$$u_g = \frac{3}{2} \hat{u} \cos \omega_e t$$

Na de commutatie van  $T_1$  naar  $T_3$  zijn  $T_3$  en  $T_6$  in geleiding.

Dan wordt  $u_g = -e_{v-w} = -\hat{u} \sqrt{3} \sin(\omega_e t - \frac{2\pi}{3})$ .

Op deze manier is het mogelijk een hele periode te beschouwen.

Voor bijvoorbeeld  $\alpha = 120^\circ$  wordt de volgende figuur verkregen.

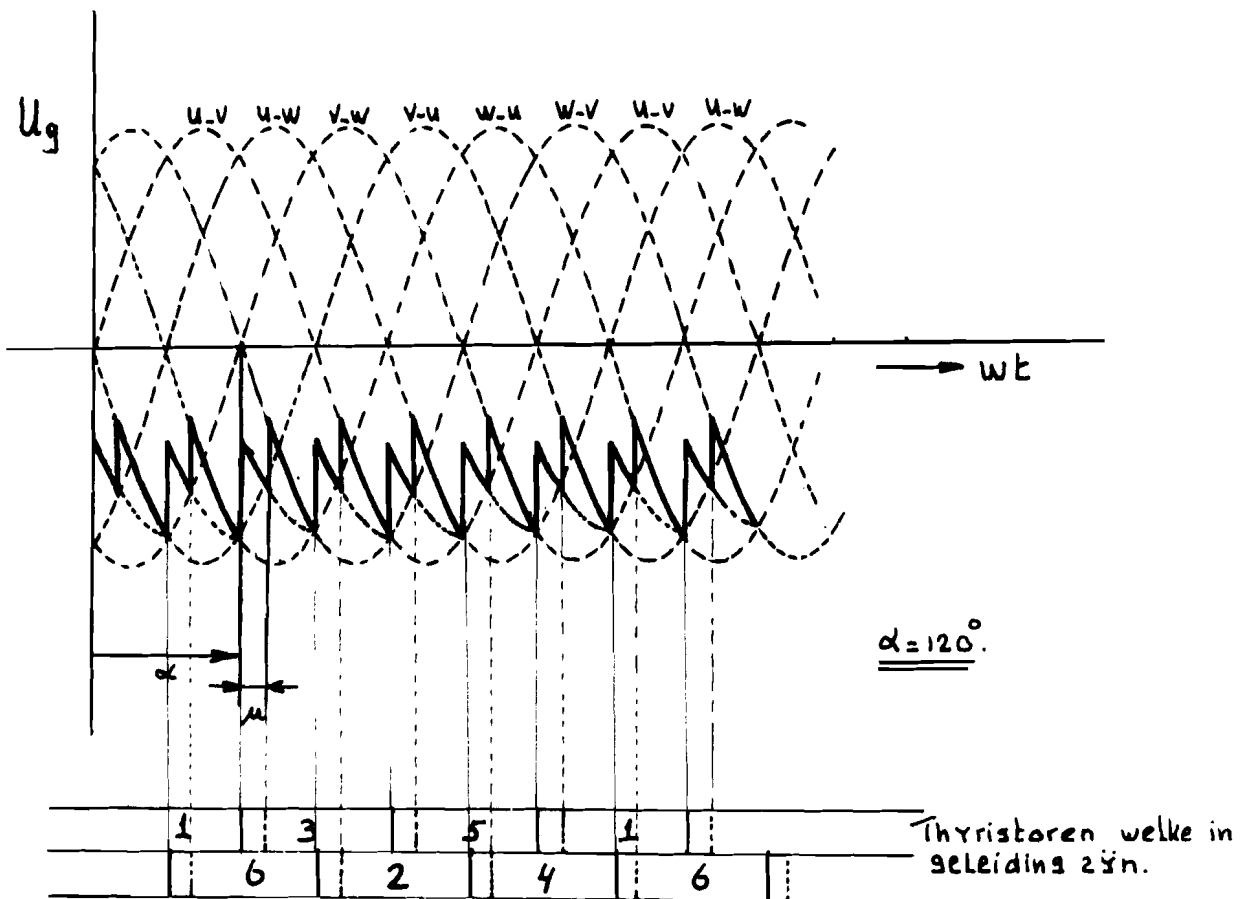


Fig. I.1.7.

Spanningsvorm  $u_g$  bij  $\alpha = 120^\circ$ .

De gemiddelde spanning  $u_{g, gem.}$  bedraagt:

$$\frac{3}{\pi} \left[ \int_{\alpha + \mu - \pi/3}^{\alpha} \hat{u} \sqrt{3} \sin(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}) d(\omega_e t) + \int_{\alpha}^{\alpha + \mu} \frac{3}{2} \hat{u} \cos \omega_e t d(\omega_e t) \right]$$

Dit uitgewerkt levert:

$$u_{g, gem.} = \frac{3}{2} \hat{u} \frac{\sqrt{3}}{\pi} \left[ \cos(\alpha + \mu) + \cos \alpha \right]$$

### I.1.2. Het verloop van de velden

In het nu volgende gedeelte zullen weer de intervallen beschouwd worden waarin respectievelijk  $T_1$  en  $T_6$  en  $T_1, T_6$  en  $T_3$  in geleiding zijn, daar deze intervallen representatief zijn voor respectievelijk een interval zonder commutatie en een interval met commutatie.

#### Interval zonder commutatie

Als  $T_1$  en  $T_6$  in geleiding zijn geldt

$$i_u = I_d = \text{constant},$$

$$i_v = 0,$$

$$i_w = -I_d.$$

Verder wordt de rotorwikkeling gevoed met een gelijkstroom  $I_r$ .

In dit interval staat het veld t.g.v. de statorbeksrichting ruimtelijk stil. Het veld t.g.v. de rotorbeksrichting draait met een hoeksnelheid  $\omega_m$  als aangenomen wordt dat de rotorhoeksnelheid  $\omega_m$  is.

Dit kan als volgt worden weergegeven:

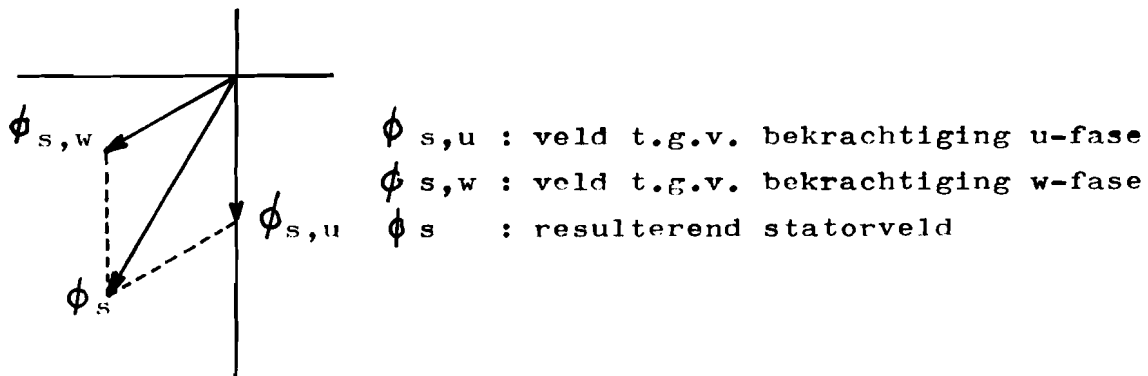


Fig. I.1.2.1.

Ruimtelijke voorstelling statorvelden

In motorbedrijf zal om koppelwerking te krijgen  $\phi_s$  voor moeten liggen op  $\phi_r$ . Nu draait  $\phi_r$  in de tijd en dit kan als volgt worden weergegeven.

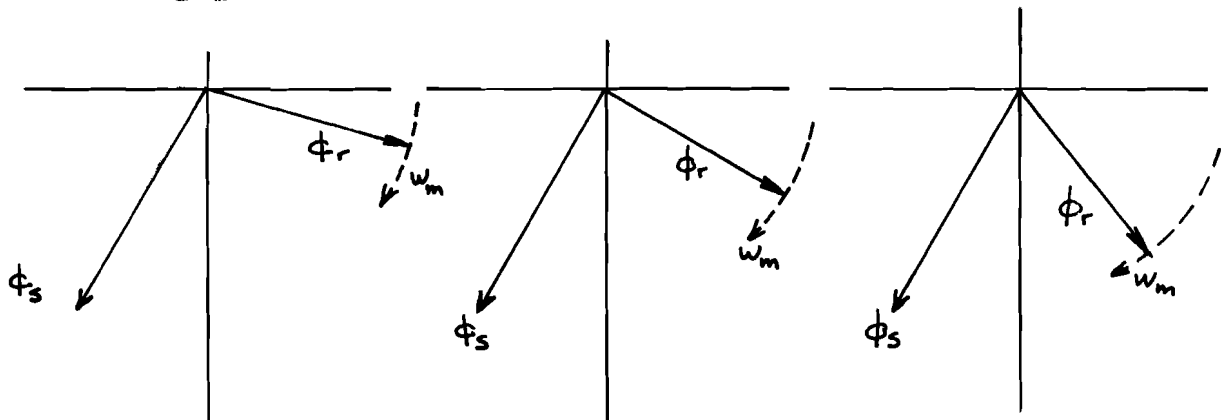


Fig.I.1.2.2.

Ruimtelijke voorstelling van  
stator en rotorveld.

Het veld  $\phi_r$  draait in het interval waarin geen commutatie plaatsvindt met een hoeksnelheid  $\omega_m$  naar het stilstaande veld  $\phi_s$  toe. De hoek waarover in dat interval  $\phi_r$  draait is gelijk aan  $(60 - \mu)^\circ$  el. Hierin is  $\mu$  de zogenaamde overlappingshoek t.g.v. de commutatie.

#### Interval met commutatie

In het interval waarin  $T_1$ ,  $T_6$  en  $T_3$  in geleiding zijn geldt

$$i_u = (1 - a) I_d ,$$

$$i_v = a I_d ,$$

$$i_w = - I_d ,$$

$$i_r = I_r .$$

Hierin is  $a$  een getal tussen 0 en 1. Aan het begin van de commutatie is  $a = 0$  en aan het einde van de commutatie is  $a = 1$ .  $a$  is dus een functie van de tijd.

Voor de statorvelden kan dit als volgt getekend worden:

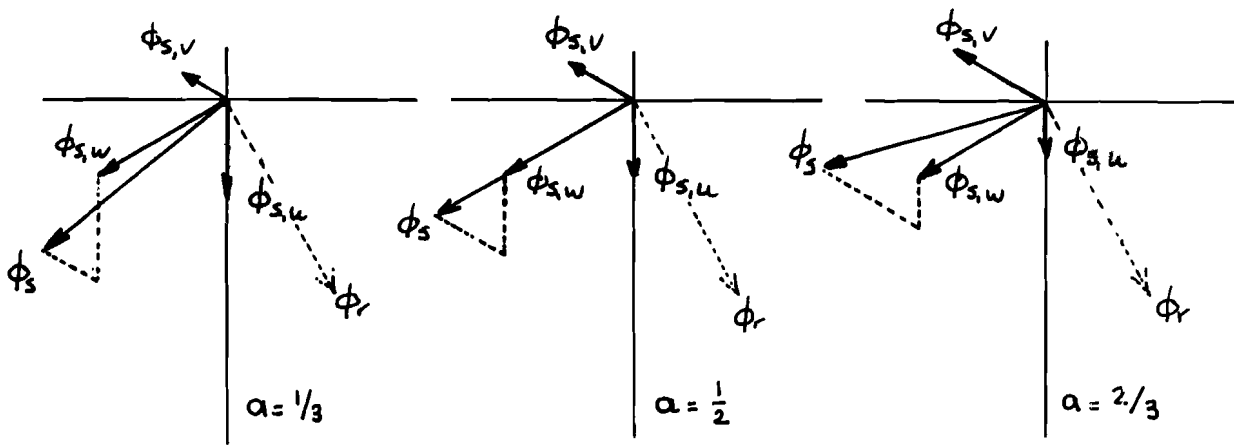


Fig. I.1.2.3.

Ruimtelijke voorstelling statorvelden tijdens commutatie

In motorbedrijf draait de vektor  $\phi_s$  weg van  $\phi_r$  tijdens de commutatieperiode. Wanneer de commutatietijd klein is mag gesteld worden dat  $\phi_r$  ruimtelijk min of meer stilstaat in het commutatie interval.

Het eindpunt van de vektor  $\phi_s$  loopt tijdens de commutatieperiode langs een rechte lijn. Dit zal hieronder bewezen worden.

$$\begin{aligned} \text{Stel } i_u &= (1 - a) I_d & \longrightarrow & \phi_{s,u} = (1 - a) \phi \\ i_v &= a I_d & \longrightarrow & \phi_{s,v} = a \phi \\ i_w &= - I_d & \longrightarrow & \phi_{s,w} = - \phi \end{aligned}$$

De x-coördinaat van  $\phi_s$  is dan :  $-\frac{1}{2} \sqrt{3} \phi - \frac{1}{2} \sqrt{3} a \phi$

De y-coördinaat van  $\phi_s$  is dan :  $\frac{3}{2} \phi (a - 1)$

Uit de x-coördinaat volgt dan

$$a = \frac{-x}{\frac{1}{2} \sqrt{3} \phi} - 1$$

Dit ingevuld in de y-coördinaat levert

$$y = -\sqrt{3} x - 3 \phi.$$

Dit is een rechte lijn onder een hoek van  $-60^\circ$  met x-as.

Een en ander kan ook beschouwd worden t.o.v. de rotor. Er ontstaan dan de volgende figuren



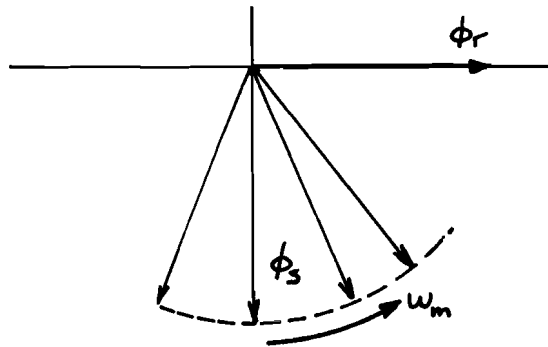


Fig. I.1.2.4

Verloop van de velden t.o.v. rotor  
tijdens commutatie-loze periode

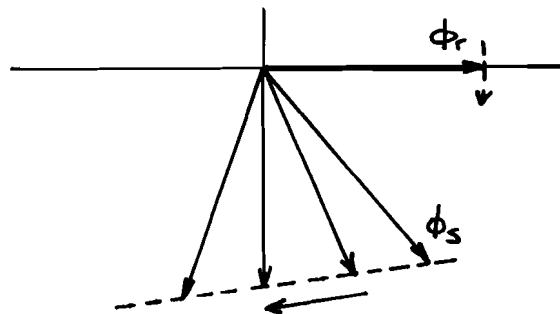


Fig. I.1.2.5

Verloop velden t.o.v rotor  
tijdens de commutatie.

Het blijkt dus dat  $\phi_s$  tijdens de commutatie eerst afneemt en daarna weer toeneemt.

### I.1.3. Spanningsbetrekkingen

Zoals boven reeds is vermeld kan de synchrone machine als volgt schematisch worden weergegeven.

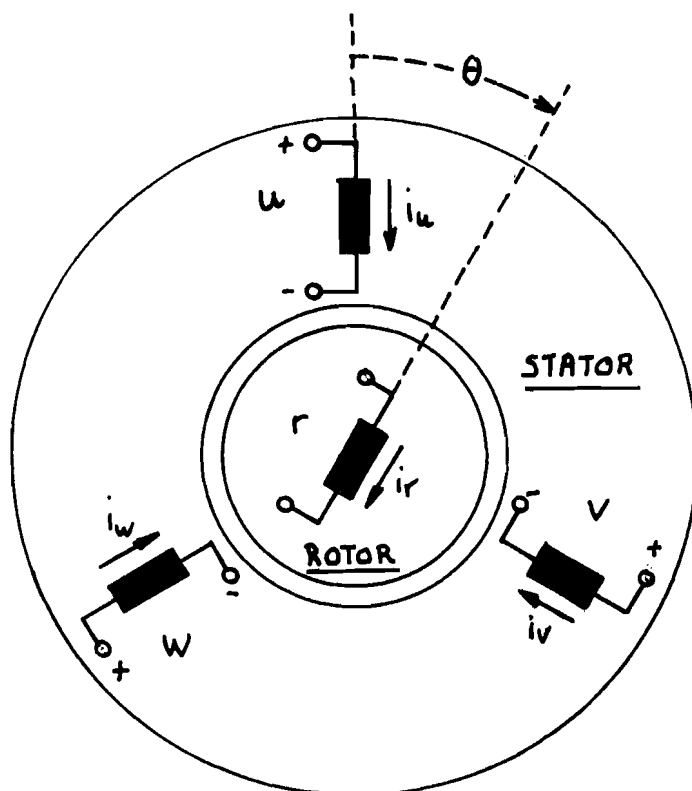


Fig. I.1.3.1.

Schematische voorstelling van  
de synchrone machine.

De positie van het rotorveld t.o.v. de statorvelden wordt aangenomen zoals hieronder is aangegeven.

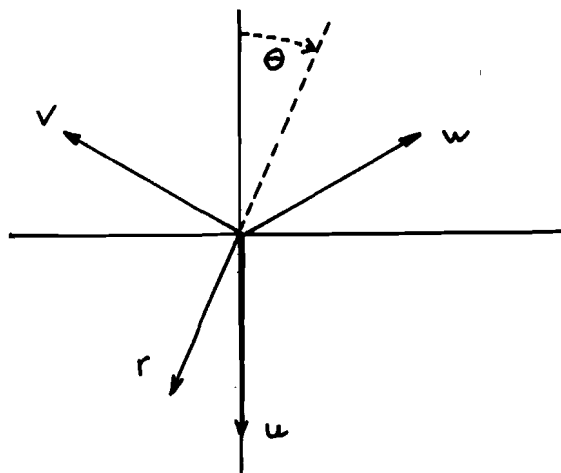


Fig. I.1.3.2.

Oriëntatie rotor t.o.v. stator.

De flux welke gekoppeld is met de wikkelingsfasen kan als volgt beschreven worden:



$$u : L_{u,u} i_u + L_{u,v} i_v + L_{u,w} i_w + L_{u,r} i_r$$

$$v : L_{v,u} i_u + L_{v,v} i_v + L_{v,w} i_w + L_{v,r} i_r$$

$$w : L_{w,u} i_u + L_{w,v} i_v + L_{w,w} i_w + L_{w,r} i_r$$

$$r : L_{r,u} i_u + L_{r,v} i_v + L_{r,w} i_w + L_{r,r} i_r$$

In deze uitdrukkingen is

$L_{u,u}$  = de inductiecoëfficiënt in fase u t.g.v. koppeling met fase u

$L_{u,v}$  = de inductiecoëfficiënt in fase u t.g.v. koppeling met fase v

$L_{u,w}$  = etc.

In matrix-notatie kan dit als volgt worden beschreven:

$$[\phi] = [L][i]$$

Hierin is  $[\phi] = \begin{pmatrix} \phi_u \\ \phi_v \\ \phi_w \\ \phi_r \end{pmatrix}$  waarbij  $\phi_u$  de met fase u gekoppelde flux is  
 $\phi_v$  de met fase v gekoppelde flux is

$[i] = \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \\ i_r \end{pmatrix}$  waarbij  $i_u$  de stroom in fase u is  
 $i_v$  de stroom in fase v is  
etc.

en

$$[L] = \begin{pmatrix} L_{u,u} & L_{u,v} & L_{u,w} & L_{u,r} \\ L_{v,u} & L_{v,v} & L_{v,w} & L_{v,r} \\ L_{w,u} & L_{w,v} & L_{w,w} & L_{w,r} \\ L_{r,u} & L_{r,v} & L_{r,w} & L_{r,r} \end{pmatrix}$$

Op grond van symmetrie kan de L-matrix als volgt worden ingevuld:



$$\begin{pmatrix} L_s & M & M & L_{sr} \cos(\theta) \\ M & L_s & M & L_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M & M & L_s & L_{sr} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta) & L_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & L_r \end{pmatrix}$$

$L_s$  = inductiecoëfficiënt van een statorwikkeling

$M$  = inductiecoëfficiënt t.g.v. de koppeling tussen twee statorwikkelingen

$L_r$  = inductiecoëfficiënt van de rotorwikkeling

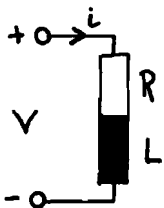
$L_{sr}$  = maximale inductiecoëfficiënt t.g.v. koppeling tussen een statorwikkeling en de rotorwikkeling.

Al deze coëfficiënten kunnen gemeten worden aan de klemmen van de machine.

Er wordt weer uitgegaan van de situatie waarin  $T_1$  en  $T_6$  in geleiding zijn. Voor deze situatie geldt:

$$\begin{aligned} i_u &= I_d & i_r &= I_r \\ i_v &= 0 & \omega_m &= \text{constant} \\ i_w &= -I_d & \theta &= \omega_m t + \theta_o \end{aligned}$$

De volgende spanningsbetrekkingen gelden nu:



$$[v] = [R][i] + D[L][i]$$

$$[v] = \begin{pmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \\ v_r \end{pmatrix}$$

$v_u$  = de spanning op klem u van de synchrone machine t.o.v. het sterpunt

$v_v$  = .....

$v_w$  = .....

$v_r$  = spanning over de rotorfase

Verder is



$$R = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \quad \text{en} \quad D = \frac{d}{dt}$$

Uitwerking van bovenstaande uitdrukkingen levert voor de bovenstaande situatie de volgende betrekkingen op:

$$\begin{aligned} v_u &= I_d R_s - L_{sr} I_r \omega_m \sin(\omega_m t + \theta_0) \\ v_v &= - L_{sr} I_r \omega_m \sin(\omega_m t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ v_w &= - I_d R_s - L_{sr} I_r \omega_m \sin(\omega_m t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}) \\ v_r &= I_r R_r - 3 L_{sr} I_d \omega_m \cos(\omega_m t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned}$$

Op pagina I.4. is aangenomen dat  $e_{u-v} = \hat{u} \sqrt{3} \sin \omega_e t$ .

Dat betekent dat

$$\begin{aligned} e_u &= \hat{u} \sin(\omega_e t - \frac{\pi}{6}) \\ e_v &= \hat{u} \sin(\omega_e t - \frac{5\pi}{6}) \\ e_w &= \hat{u} \sin(\omega_e t - \frac{9\pi}{6}) \end{aligned}$$

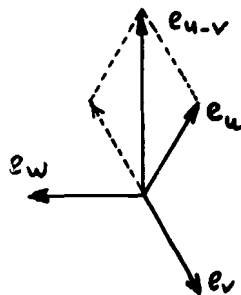


Fig. I.1.3.3.  
Vektordiagram

De machine is tweepolig uitgevoerd, zodat  $\omega_e = \omega_m = \omega$ .  
Boven is aangetoond dat

$$\begin{aligned} v_u &= I_d R_s - L_{sr} I_r \omega_m \sin(\omega_m t + \theta_0) \\ & \quad I_d R_s + L_{sr} I_r \omega_m \sin(\omega_m t + \theta_0 + \pi) \end{aligned}$$



Op pagina I.4. is gesteld dat  $R_s$  verwaarloosd mag worden, zodat de volgende conclusie getrokken kan worden:

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= L_{sr} I_r \omega \\ \theta_0 &= -\frac{7\pi}{6} \end{aligned}$$

#### Interval met commutatie

Na de situatie waarin  $T_1$  en  $T_6$  in geleiding zijn volgt het commutatieinterval waarin  $T_1$ ,  $T_6$  en  $T_3$  in geleiding zijn.

Dan geldt het volgende:

$$\begin{aligned} i_u &= (1 - a) I_d \\ i_v &= a I_d & 0 \leq a \leq 1 ; a = a(t) \\ i_w &= -I_d \\ i_r &= I_r \\ \omega &= \text{constant} \\ \theta &= \omega t - \frac{7\pi}{6} \end{aligned}$$

De spanningsbetrekkingen worden weer beschreven door

$$[v] = [R][i] + D[L][i]$$

Dit uitgewerkt voor deze nieuwe situatie met inachtneming van  $R_s = 0$  levert:

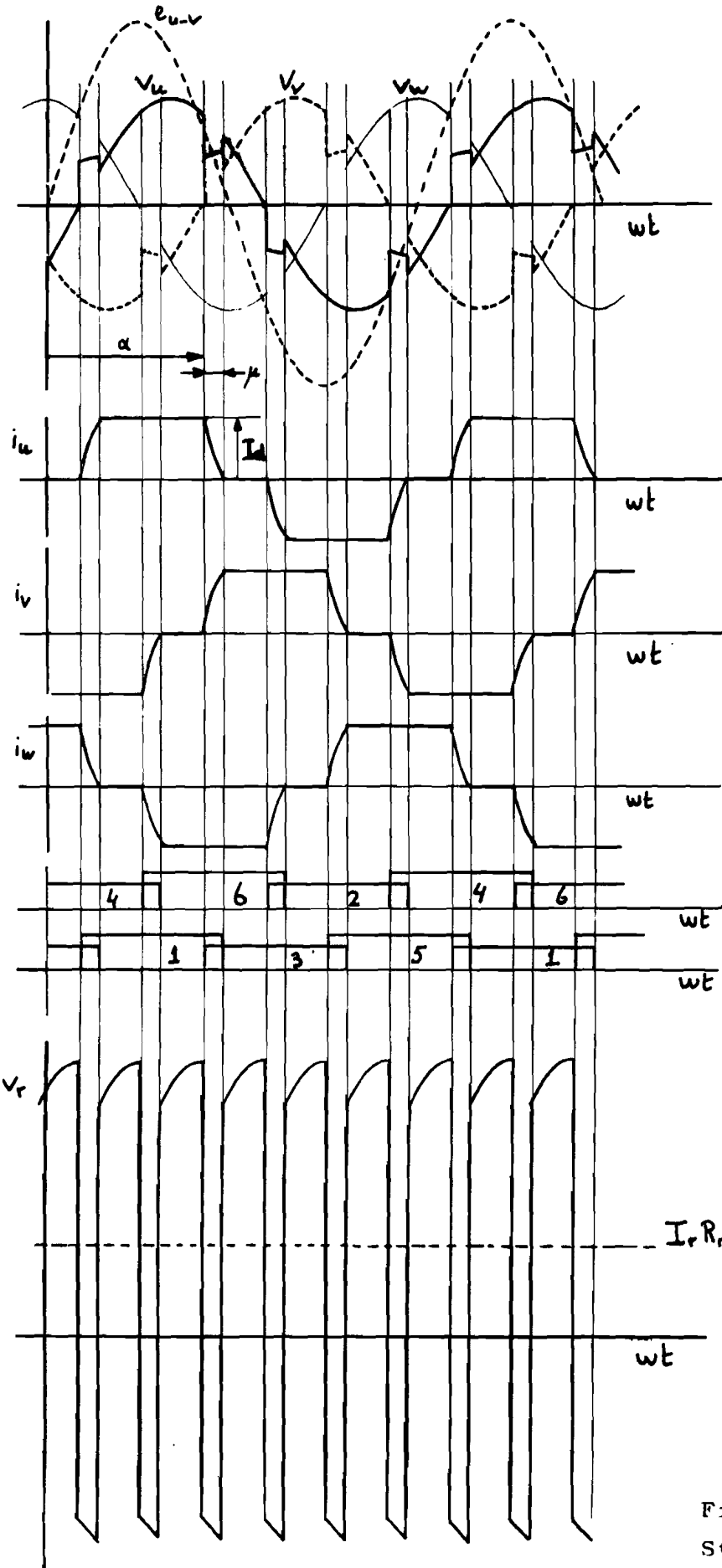
$$v_u = -L_s \frac{d(aI_d)}{dt} + M \frac{d(aI_d)}{dt} + L_{sr} I_r \omega \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$v_v = L_s \frac{d(aI_d)}{dt} - M \frac{d(aI_d)}{dt} + L_{sr} I_r \omega \sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right)$$

$$v_w = \quad \quad \quad + L_{sr} I_r \omega \sin\left(\omega t - \frac{9\pi}{6}\right)$$

$$\begin{aligned} v_r &= I_r R_r - \sqrt{3} L_{sr} I_d \omega \cos\left(\omega t - \frac{11\pi}{6}\right) + \\ &\quad \sqrt{3} L_{sr} (aI_d) \omega \cos\left(\omega t - \frac{9\pi}{6}\right) + \\ &\quad \sqrt{3} L_{sr} \frac{d(aI_d)}{dt} \sin\left(\omega t - \frac{9\pi}{6}\right) . \end{aligned}$$

Op analoge wijze zijn de intervallen te beschouwen welke volgen op bovenstaand interval. Wanneer dit wordt uitgevoerd ontstaan de volgende spannings- en stroomvormen voor  $\alpha = 150^\circ$ .



Thyristoren welke  
in geleiding zijn.

Fig. I.1.3.4  
Stroom/spanningsvormen



Er vindt een herhaling plaats van de twee beschouwde intervallen, hetgeen vooral tot uiting komt in de vorm van  $v_r$ . De beide beschouwde intervallen kunnen daarom als representatief beschouwd worden voor een interval met commutatie en een interval zonder commutatie.

Gezien de vorm van  $v_r$  kan deze spanning ook anders beschreven worden. Daartoe gaan we een  $\omega t'$  definiëren t.o.v. het begin van het commutatie-loze interval.

Het begin van het commutatie-loze interval is vastgelegd door

$$\omega t = \alpha + \mu - \frac{\pi}{3} \pm k \frac{\pi}{3} \quad \text{met } k = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Voor  $v_r$  vinden we dan de volgende uitdrukkingen:

Interval zonder commutatie:

$$v_r = I_r R_r - \sqrt{3} L_{sr} I_d \omega \cos(\omega t' + \alpha + \mu - \frac{\pi}{6})$$

Interval met commutatie

$$v_r = I_r R_r - \sqrt{3} L_{sr} I_d \omega \cos(\omega t' + \alpha + \mu - \frac{\pi}{6}) + \sqrt{3} I_{sr} a I_d \omega \cos(\omega t' + \alpha + \mu + \frac{\pi}{6}) + \sqrt{3} I_{sr} \sin(\omega t' + \alpha + \mu + \frac{\pi}{6}) \frac{d(a I_d)}{dt}$$

Daar tijdens de beschouwde commutatie  $v_u = v_v$  moet het volgende gelden:

$$-(L_s - M) \frac{d(a I_d)}{dt} + L_{sr} I_r \omega \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) =$$

$$(L_s - M) \frac{d(a I_d)}{dt} + L_{sr} I_r \omega \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6})$$

(zie pagina I.17.)

$$\text{Er volgt dat } \frac{d(a I_d)}{dt} = \frac{\sqrt{3} L_{sr} I_r \omega \sin \omega t}{2 (L_s - M)}$$

Nu is  $a I_d = i_v$ . Uit de formule voor  $i_v$  tijdens de beschouwde commutatie, welke is afgeleid op pagina I.4., volgt dat

$$\frac{d(i_v)}{dt} = \frac{\hat{u} \sqrt{3} \sin \omega t}{2 L_c}$$





Nu is aangetoond op pagina I.17. dat  $\hat{u} = L_{sr} I_r \omega$ .

Dat betekent dat  $L_c = L_s - M$ .

Het vervangingsschema van pagina I.3. mag dus gebruikt worden, wanneer uitgegaan wordt van stroombronvoeding voor stator- en rotorwikkelingen.

#### I.1.4. Het elektro-magnetisch koppel

Het elektro-magnetisch koppel kan gevonden worden met behulp van de formule

$$T_e = \frac{\partial W_m'}{\partial \theta}$$

waarin  $W_m'$  = magnetische co-energie in machine

$T_e$  = elektro-magnetisch koppel

(literatuur 2.)

$$\text{Nu is } W_m' = \int_0^{i_u} \phi_u di_u + \int_0^{i_v} \phi_v di_v + \int_0^{i_w} \phi_w di_w + \int_0^{i_r} \phi_r di_r .$$

Hierin is

$$\phi_u = L_{u,u} i_u + L_{u,v} i_v + L_{u,w} i_w + L_{u,r} i_r$$

$$\phi_v = L_{v,u} i_u + L_{v,v} i_v + L_{v,w} i_w + L_{v,r} i_r$$

$$\phi_w = L_{w,u} i_u + L_{w,v} i_v + L_{w,w} i_w + L_{w,r} i_r$$

$$\phi_r = L_{r,u} i_u + L_{r,v} i_v + L_{r,w} i_w + L_{r,r} i_r$$

$W_m'$  is een toestandsgrrootheid. Dat wil zeggen dat de grootte van  $W_m'$  alleen afhankelijk is van de eindwaarde van de variabelen.

De berekening van  $W_m'$  kan daarom als volgt in zijn werk gaan.

Eerst wordt de rotor in de positie  $\theta$  gebracht terwijl de stromen nog nul zijn. Vervolgens worden de stromen na elkaar op hun eindwaarde gebracht terwijl  $\theta$  constant wordt gehouden.

Voor  $W_m'$  volgt :

$$\begin{aligned} W_m' &= \frac{1}{2} L_{u,u} i_u^2 + \\ &L_{v,u} i_u i_v + \frac{1}{2} L_{v,v} i_v^2 + \\ &L_{w,u} i_u i_w + L_{w,v} i_v i_w + \frac{1}{2} L_{w,w} i_w^2 + \\ &L_{r,u} i_u i_r + L_{r,v} i_v i_r + L_{r,w} i_w i_r + \frac{1}{2} L_{r,r} i_r^2 . \end{aligned}$$



In het nu volgende gedeelte zullen de beide representatieve intervallen beschouwd worden.

### Interval zonder commutatie

Het commutatieeloze interval wordt gerepresenteerd door het interval waarin  $T_1$  en  $T_6$  in geleiding zijn.

Voor dat interval geldt:

$$\begin{aligned}i_u &= I_d & i_r &= I_r \\i_v &= 0 & \omega &= \text{constant} \\i_w &= -I_d & \theta &= \omega t - \frac{7\pi}{6} .\end{aligned}$$

Voor  $W_m'$  geldt dan:

$$W_m' = \frac{1}{2} L_{u,u} I_d^2 - L_{w,u} I_d^2 + \frac{1}{2} L_{w,w} I_d^2 - L_{r,w} I_d I_r + \frac{1}{2} L_{r,r} I_r^2 .$$

Verder uitgewerkt levert dit:

$$\begin{aligned}W_m' &= \frac{1}{2} L_s I_d^2 - M I_d^2 + \frac{1}{2} L_s I_d^2 + L_{sr} I_d I_r \cos \theta + \\&\quad - L_{sr} I_d I_r \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} L_{r,r} I_r^2\end{aligned}$$

$$\text{Nu is } T_e = \frac{\partial W_m'}{\partial \theta} .$$

Uitgewerkt levert dit:

$$\begin{aligned}T_e &= -L_{sr} I_d I_r \sin \theta + L_{sr} I_d I_r \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) = \\&\quad -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right).\end{aligned}$$

Verder geldt dat  $\theta = \omega t - \frac{7\pi}{6}$  zodat

$$T_e = -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$T_1$  en  $T_6$  in geleiding

### Interval met commutatie

Vervolgens gaan we nu het commutatieinterval beschouwen. Het commutatieinterval wordt gerepresenteerd door het interval waarin

$T_1$ ,  $T_6$  en  $T_3$  in geleiding zijn.

Voor dat interval geldt:

$$\begin{aligned}i_u &= (1 - a) I_d & i_w &= -I_d \\i_v &= a I_d & i_r &= I_r\end{aligned}$$

Verder geldt in dat interval dat

$$\omega = \text{constant} \quad 0 \leq a \leq 1 ; \quad a = a(t) .$$

$$\theta = \omega t - \frac{7\pi}{6}$$

Nu is  $W_m'$  =

$$\frac{1}{2} L_s (1-a)^2 I_d^2 + M a (1-a) I_d^2 + \frac{1}{2} L_s a^2 I_d^2 +$$

$$- M (1-a) I_d^2 - M a I_d^2 + \frac{1}{2} L_s I_d^2 + L_{sr} (1-a) I_d I_r \cos \theta$$

$$+ L_{sr} a I_d I_r \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - L_{sr} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) I_d I_r + \frac{1}{2} L_r I_r^2 .$$

Daaruit volgt voor  $T_e$ :

$$T_e = -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{3} L_{sr} a I_d I_r \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) .$$

Verder geldt dat  $\theta = \omega t - \frac{7\pi}{6}$  zodat

$$T_e = -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \sqrt{3} L_{sr} a I_d I_r \sin \omega t$$

$T_1$ ,  $T_6$  en  $T_3$  in geleiding

Op analoge wijze kunnen de volgende intervallen beschouwd worden. Wanneer  $\alpha = 150^\circ$  wordt gekozen ziet  $T_e$  als functie van  $\omega t$  er als volgt uit:

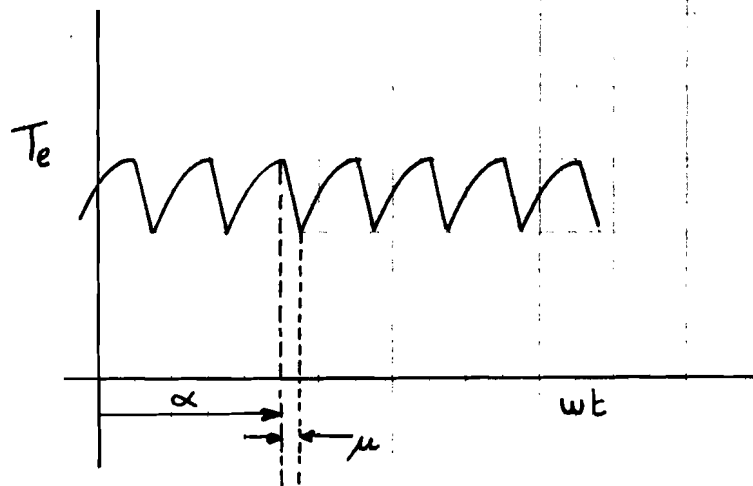


Fig.I.1.4.1. Elektro-magnetisch koppel als functie van  $\omega t$  bij  $\alpha = 150^\circ$



Evenals dat bij de spanning  $v_r$  is gebeurd kunnen we  $T_e$  ook anders beschrijven. Wanneer  $\omega t'$  weer t.o.v. het begin van een commutatie-loos interval gedefinieerd wordt volgt voor  $T_e$  :

Interval zonder commutatie:

$$T_e = -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \cos\left(\omega t' + \alpha + \mu - \frac{\pi}{6}\right).$$

Interval met commutatie:

$$T_e = -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \cos\left(\omega t' + \alpha + \mu - \frac{\pi}{6}\right) + \\ -\sqrt{3} L_{sr} a I_d I_r \sin\left(\omega t' + \alpha + \mu - \frac{\pi}{3}\right).$$

Hoe groot is nu  $T_e$  gemiddeld?

Om  $T_{e,gem.}$  uit te rekenen wordt gebruik gemaakt van de beide representatieve intervallen. Het representatieve commutatie-loze interval ligt tussen de grenzen  $(\alpha + \mu - \pi/3) \leq \omega t \leq \alpha$  en het daarop volgende commutatieinterval tussen de grenzen  $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \mu$ .

$T_{e,gem.}$  wordt nu:

$$\frac{3}{\pi} \left[ \int_{\alpha + \mu - \pi/3}^{\alpha} -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d\omega t + \int_{\alpha}^{\alpha + \mu} \left[ -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) + \sqrt{3} L_{sr} a I_d I_r \sin \omega t \right] d\omega t \right].$$

Door gebruik te maken van

$$1. \quad a I_d = \frac{\hat{u} \sqrt{3}}{2 \omega L_c} (\cos \omega t - \cos \alpha) \quad (\text{pagina I.6.})$$

$$2. \quad -I_d = \frac{\hat{u} \sqrt{3}}{2 \omega L_c} (\cos(\alpha + \mu) - \cos \alpha) \quad (\text{pagina I.6.})$$

volgt voor  $T_{e,gem.}$  :

$$T_{e,gem.} = -\frac{3}{2\pi} \sqrt{3} L_{sr} I_d I_r (\cos(\alpha + \mu) + \cos \alpha).$$

Wanneer  $\mu$  klein is wordt een maximaal gemiddeld koppel verkregen als  $\alpha = 180^\circ$ .

### I.1.5. Energiebeschouwing

In het nu volgende gedeelte zal worden nagegaan hoe de diverse energiestromen zijn van en naar de synchrone machine. Daartoe worden weer de beide representatieve intervallen beschouwd zoals dat reeds in het voorgaande is gebeurd.

Er wordt weer uitgegaan van het vereenvoudigd model van de synchrone machine zoals dat op pagina I.3. is geïntroduceerd en hieronder nogmaals is weergegeven.

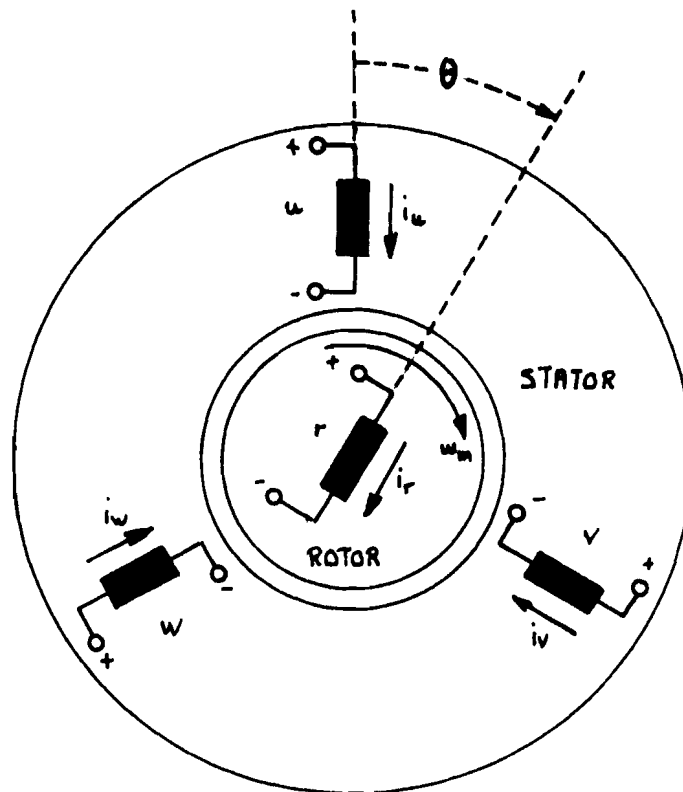


Fig. I.1.5.1.

Schematische voorstelling synchrone machine

Voor het interval waarin  $T_1$  en  $T_6$  in geleiding zijn is op pagina I.16. afgeleid dat

$$\begin{aligned}
 v_u &= I_d R_s - L_{sr} I_r \omega_m \sin(\omega_m t + \theta_0) \\
 v_v &= -L_{sr} I_r \omega_m \sin(\omega_m t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \\
 v_w &= -I_d R_s - L_{sr} I_r \omega_m \sin(\omega_m t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}) \\
 v_r &= I_r R_r - \sqrt{3} L_{sr} I_d \omega_m \cos(\omega_m t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3})
 \end{aligned}$$



Op pagina I.17. is afgeleid dat  $\theta_o = \frac{3\pi}{6}$  en dat  $\omega_m = \omega_e = \omega$ .

Op pagina I.4. is gesteld dat  $R_s$  verwaarloosd mag worden zodat de bovenstaande uitdrukkingen als volgt kunnen worden geschreven:

$$v_u = L_{sr} I_r \omega \sin(\omega t - \frac{\pi}{6})$$

$$v_v = L_{sr} I_r \omega \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6})$$

$$v_w = L_{sr} I_r \omega \sin(\omega t - \frac{9\pi}{6})$$

$$v_r = I_r R_r - \sqrt{3} L_{sr} I_d \omega \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

Op pagina I.21. is afgeleid voor  $T_e$  in het interval waarin  $T_1$  en  $T_6$  in geleiding zijn de volgende uitdrukking:

$$T_e = -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

Verder geldt in het beschouwde interval dat

$$i_u = I_d \quad i_r = I_r$$

$$i_v = 0 \quad \omega = \text{constant.}$$

$$i_w = -I_d$$

In het beschouwde interval worden gedurende een tijdje  $dt$  de volgende elektrische energieën geleverd aan de wikkelingen van de machine:

$$v_u i_u dt = L_{sr} I_d I_r \omega \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) dt \quad (\text{I.1.5.a})$$

$$v_v i_v dt = 0 \quad (\text{I.1.5.b})$$

$$v_w i_w dt = -L_{sr} I_d I_r \omega \sin(\omega t - \frac{9\pi}{6}) dt \quad (\text{I.1.5.c})$$

$$v_r i_r dt = I_r^2 R_r dt - \sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \omega \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) dt \quad (\text{I.1.5.d})$$

Aan de as van de machine wordt gedurende een tijdje  $dt$  de volgende mechanische energie afgegeven.

$$T_e \omega dt = -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \omega \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) dt \quad (\text{I.1.5.e})$$

In het nu volgende gedeelte zal  $R_r$  verwaarloosd worden.

Wanneer de elektrische en mechanische energie positief zijn betekent dat elektrische energie aan de synchrone machine geleverd wordt en dat mechanische energie door de synchrone machine geleverd wordt.



Uit bovenstaande uitdrukkingen blijkt dat de elektrisch toegevoerde energie tweemaal zo groot is als de mechanische geleverde energie, als in aanmerking wordt genomen dat  $I_r^2 R_r dt$  gelijk aan nul is. De elektrisch toegevoerde energie maakt dus geen evenwicht met de mechanische geleverde energie. Dit houdt in dat de magnetische veldenergie in de machine moet veranderen.

De magnetische veldenergie  $W_m$  dient dus met een bedrag  $dW_m$  toe te nemen. Dit bedrag is gelijk aan

$$dW_m = v_u i_u dt + v_w i_w dt + v_r i_r dt - T_e \omega dt = \\ - \sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \omega \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) dt.$$

In een prentje is bovenstaande als volgt weer te geven:

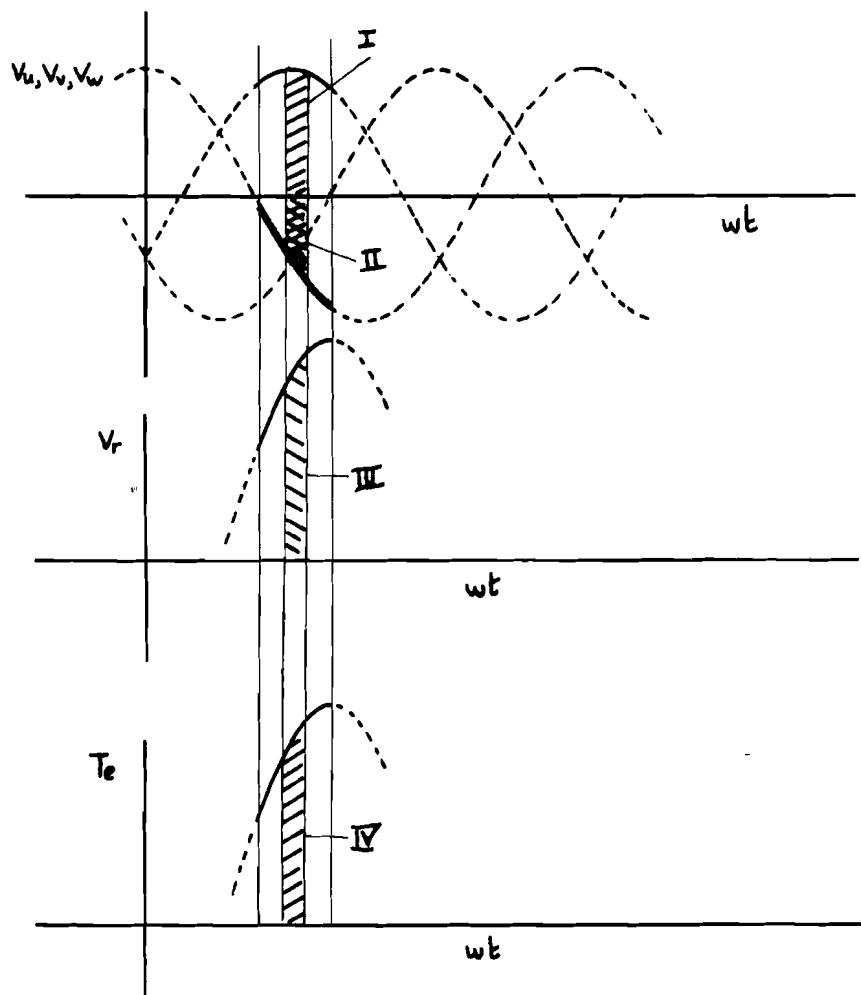


Fig. 1.1.5.2.

Voorstelling energieën



Het gearceerde oppervlak I is evenredig met  $v_u I_d dt$   
 " " oppervlak II " " "  $- v_w I_d dt$   
 " " oppervlak III " " "  $v_r I_r dt$   
 " " oppervlak IV " " "  $T_e \omega dt.$

Daar in de w-fase de stroom voorzien is van een min-teken is oppervlak I + oppervlak II evenredig met de energie welke aan de stator van de synchrone machine door de stroombron  $u_g$  geleverd wordt.

Wanneer de uitdrukkingen (I.1.5.a) t/m (I.1.5.e) geïntegreerd worden over het beschouwde interval, wordt het volgende verkregen.

$$u: \int_{\frac{\alpha + \mu - \pi/3}{\omega}}^{\alpha/\omega} v_u i_u dt = \int_{\alpha + \mu - \pi/3}^{\alpha} L_{sr} I_r I_d \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) d\omega t =$$

$$- L_{sr} I_r I_d ( 2 \sin(\alpha + \frac{\mu}{2} - \frac{\pi}{3}) \sin(\frac{\mu}{2} - \frac{\pi}{6}) ) \quad (I.1.5.a.1)$$

$$v: \int_{t_1}^{t_2} v_v i_v dt = 0 \quad \text{waarbij } t_1 = \frac{\alpha + \mu - \pi/3}{\omega} \quad (I.1.5.b.1)$$

$$t_2 = \frac{\alpha}{\omega}$$

$$w: \int_{t_1}^{t_2} v_w i_w dt = \int_{\alpha + \mu - \pi/3}^{\alpha} - L_{sr} I_d I_r \sin(\omega t - \frac{9\pi}{6}) d\omega t =$$

$$L_{sr} I_d I_r ( 2 \sin(\alpha + \frac{\mu}{2} - \frac{5\pi}{3}) \sin(\frac{\mu}{2} - \frac{\pi}{6}) ) \quad (I.1.5.c.1)$$

$$r: \int_{t_1}^{t_2} v_r i_r dt = \int_{\alpha + \mu - \pi/3}^{\alpha} - \sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) d\omega t =$$

$$\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r ( 2 \cos(\alpha + \frac{\mu}{2}) \sin(\frac{\mu}{2} - \frac{\pi}{6}) ) \quad (I.1.5.d.1)$$

Mechanisch:

$$\int_{t_1}^{t_2} T_e \omega dt = \int_{\alpha + \mu - \pi/3}^{\alpha} - \sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) d\omega t =$$

$$\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r ( 2 \cos(\alpha + \frac{\mu}{2}) \sin(\frac{\mu}{2} - \frac{\pi}{6}) ) \quad (I.1.5.e.1)$$

De beide statorfasen welke hier bekrachtigd worden, worden gevoed uit de stroombron  $u_g$ . Deze stroombron levert:

$$\int_{t_1}^{t_2} v_u i_u dt + \int_{t_1}^{t_2} v_w i_w dt = \sqrt{3} L_{sr} I_d I_r ( 2 \cos(\alpha + \frac{\mu}{2}) \sin(\frac{\mu}{2} - \frac{\pi}{6}) )$$





Het blijkt dus dat bij stroombronvoeding van stator- en rotor-wikkelingen de helft van de toegevoerde elektrische energie om wordt gezet in mechanische energie. De andere helft zorgt voor de verandering van de magnetische veldenergie  $W_m$ .

Voor de verandering van de magnetische veldenergie  $W_m$  met de tijd kan de volgende formule gehanteerd worden.

$$\frac{dW_m}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} \tilde{i} L i \right) = \frac{1}{2} \omega \tilde{i} \frac{dL}{d} i + \tilde{i} L \frac{di}{dt}$$

(literatuur 2.)

In deze formule is  $\tilde{i} = (i_u \ i_v \ i_w \ i_r)$ ,

$$i = \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \\ i_r \end{pmatrix}$$

en  $L$  de  $L$ -matrix van pagina I.15.

De verandering bestaat uit twee bijdragen. De eerste bijdrage houdt verband met de rotatiespanningen en de tweede met de zgn. transformatiespanningen. Daar  $T_e = \frac{\partial W_m}{\partial \theta}$  staat de bijdrage van de rotatiespanningen in rechtstreeks verband met het mechanisch vermogen.

Tijdens het beschouwde interval ( $t_1 \rightarrow t_2$ ) is er geen bijdrage tengevolge van stroomveranderingen, zodat de toename van de magnetische veldenergie  $W_m$  gelijk moet zijn aan de verrichte mechanische arbeid. Dit blijkt ook uit het bovenstaande.

Wanneer  $\alpha$  wordt gekozen in het interval  $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$  is  $dW_m$  in het hier beschouwde interval van  $t_1 \rightarrow t_2$  positief.

Dat betekent dat  $W_m$  in het commutatieinterval wat op boven beschouwd interval volgt, weer met hetzelfde bedrag moet afnemen om continue omzetting van elektrische energie in mechanische energie mogelijk te maken.

#### Interval met commutatie

Het commutatieinterval wat op bovenstaand interval volgt, zal nu nader beschouwd worden.

Tijdens dit interval geldt:

$$i_u = (1 - a) I_d$$



$$i_v = a I_d \quad 0 \leq a \leq 1 \quad ; \quad a = a(t).$$

$$i_w = - I_d$$

$$i_r = I_r$$

$$\omega = \text{constant.}$$

Voor dit commutatieinterval is op pagina I.17. afgeleid dat

$$v_u = - L_s \frac{d(aI_d)}{dt} + M \frac{d(aI_d)}{dt} + L_{sr} I_r \omega \sin(\omega t - \frac{\pi}{6})$$

$$v_v = L_s \frac{d(aI_d)}{dt} - M \frac{d(aI_d)}{dt} + L_{sr} I_r \omega \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6})$$

$$v_w = L_{sr} I_r \omega \sin(\omega t - \frac{3\pi}{6})$$

$$v_r = - \sqrt{3} L_{sr} I_d \omega \cos(\omega t - \frac{11\pi}{6}) + \sqrt{3} L_{sr} (aI_d) \omega \cos(\omega t - \frac{9\pi}{6}) + \sqrt{3} L_{sr} \frac{d(aI_d)}{dt} \sin(\omega t - \frac{9\pi}{6}) .$$

Op pagina I.22. is voor het hier beschouwde commutatieinterval afgeleid dat

$$T_e = - \sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \cos(\omega t + \frac{\pi}{6}) - \sqrt{3} L_{sr} (aI_d) I_r \sin \omega t .$$

Tijdens het hier beschouwde commutatieinterval worden gedurende een tijdje  $dt$  de volgende elektrische energieën geleverd aan de wikkelingen van de machine:

$$u: \quad v_u i_u dt = - (L_s - M)(1 - a) I_d d(aI_d) + \frac{L_{sr} (1 - a) I_d I_r \omega \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) dt}{(I.1.5.a.2)}$$

$$v: \quad v_v i_v dt = (L_s - M) (aI_d) d(aI_d) + \frac{L_{sr} I_r (aI_d) \omega \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) dt}{(I.1.5.b.2)}$$

$$w: \quad v_w i_w dt = - \frac{L_{sr} I_d I_r \omega \sin(\omega t - \frac{3\pi}{6}) dt}{(I.1.5.c.2)}$$

$$r: \quad v_r i_r dt = - \sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \omega \cos(\omega t - \frac{11\pi}{6}) dt + \sqrt{3} L_{sr} (aI_d) I_r \omega \cos(\omega t - \frac{9\pi}{6}) dt + \frac{\sqrt{3} L_{sr} I_r \sin(\omega t - \frac{9\pi}{6}) d(aI_d)}{(I.1.5.d.2)}$$



Aan de as van de synchrone machine wordt gedurende dt de volgende mechanische energie afgegeven:

$$T_e \omega dt = -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \omega \cos(\omega t + \frac{\pi}{6}) dt + \\ -\sqrt{3} L_{sr} I_r (a I_d) \omega \sin(\omega t) dt \quad \text{(I.1.5.e.2)}$$

Ook in dit interval geldt weer dat  $dW_m$  gelijk is aan

$$dW_m = v_u i_u dt + v_v i_v dt + v_w i_w dt + v_r i_r dt - T_e dt.$$

In een prentje is bovenstaande als volgt weer te geven:

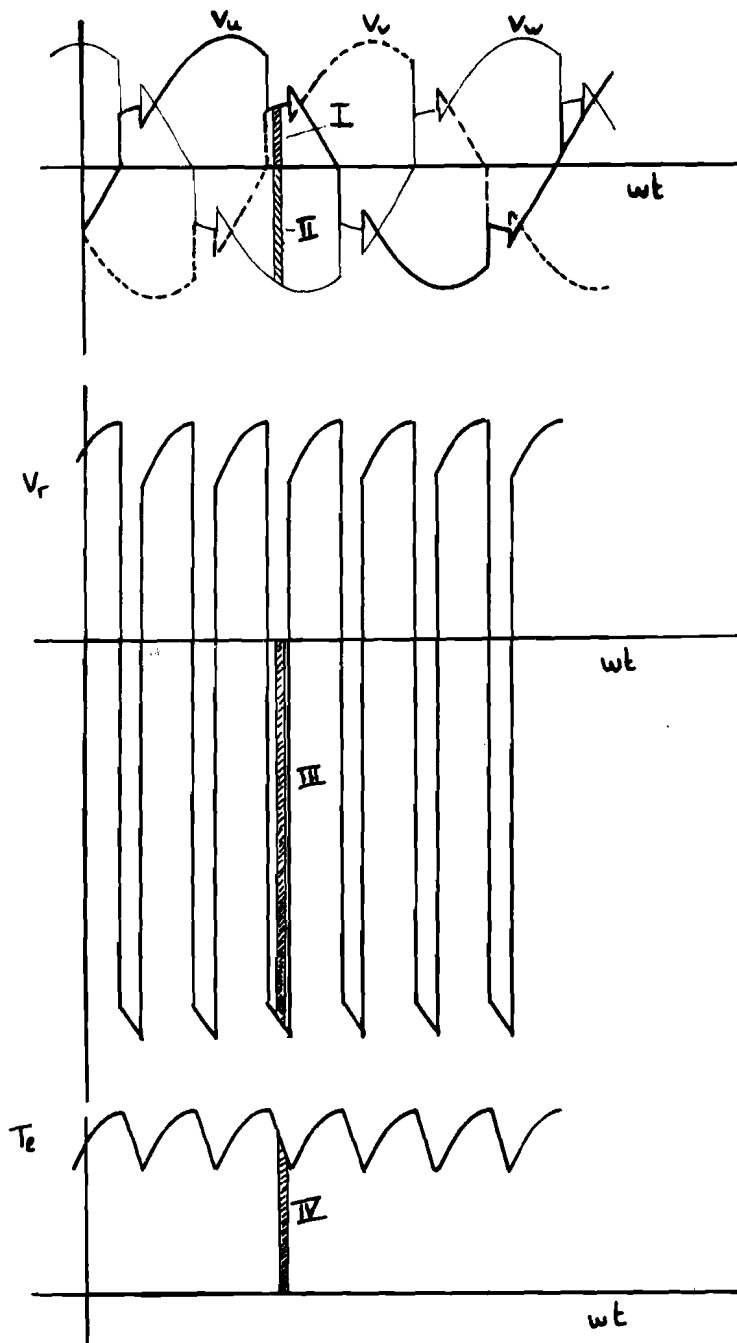


Fig.I.1.5.3.  
Voorstelling ener-  
gieën.



Het gearceerde oppervlak I in figuur I.1.5.3 is evenredig met de energie welke geleverd wordt aan de u- en de v-fase.

Het oppervlak II is evenredig met  $-v_w I_d dt$ .

Het oppervlak III is evenredig met  $v_r I_r dt$ .

Het oppervlak IV is evenredig met  $T_e \omega dt$ .

Het oppervlak I + II is evenredig met de energie welke door de stroombron  $u_g$  aan de statorfasen wordt geleverd.

Wanneer de uitdrukkingen (I.1.5.a.2) t/m (I.1.5.e.2) geïntegreerd worden over het beschouwde interval wordt het volgende verkregen:

$$u: \int_{\frac{\alpha}{\omega}}^{\frac{\alpha+\mu}{\omega}} v_u i_u dt = \int_{\frac{\alpha}{\omega}}^{\frac{\alpha+\mu}{\omega}} \left[ -(L_s - M)(1 - a) I_d \frac{d(aI_d)}{dt} + L_{sr} (1 - a) I_d I_r \omega \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \right] dt .$$

Volgens pagina I.6 is

$$(1 - a) I_d = I_d + \frac{\hat{u} \sqrt{3}}{2\omega L_c} (\cos \omega t - \cos \alpha)$$

$$a I_d = - \frac{\hat{u} \sqrt{3}}{2\omega L_c} (\cos \omega t - \cos \alpha)$$

$$I_d = - \frac{\hat{u} \sqrt{3}}{2\omega L_c} (\cos(\alpha + \mu) - \cos \alpha)$$

Als  $t_2 = \frac{\alpha}{\omega}$  en  $t_3 = \frac{\alpha + \mu}{\omega}$  dan is

$$\int_{t_2}^{t_3} v_u i_u dt = - \frac{1}{2} (L_s - M) I_d^2 + \int_{t_2}^{t_3} e_u i_u dt . \quad \text{(I.1.5.a.3)}$$

$$v: \int_{t_2}^{t_3} v_v i_v dt = \frac{1}{2} (L_s - M) I_d^2 + \int_{t_2}^{t_3} e_v i_v dt . \quad \text{(I.1.5.b.3)}$$

$$w: \int_{t_2}^{t_3} v_w i_w dt = \int_{t_2}^{t_3} e_w i_w dt = - L_{sr} I_d I_r (\sin(\alpha + \mu) - \sin \alpha) \quad \text{(I.1.5.c.3)}$$

$$r: \int_{t_2}^{t_3} v_r i_r dt = - \frac{3}{2} L_{sr} I_d I_r (\sin(\alpha + \mu) - \sin \alpha) + \frac{\sqrt{3}}{2} L_{sr} I_d I_r (\cos(\alpha + \mu) + \cos \alpha) . \quad \text{(I.1.5.d.3)}$$

Mechanisch:

$$\int_{t_2}^{t_3} T_e \omega dt = - \frac{3}{2} L_{sr} I_d I_r (\sin(\alpha + \mu) - \sin \alpha) . \quad \text{(I.1.5.e.3)}$$



De magnetische veldenergie  $W_m$  verandert met een bedrag dat gelijk

$$\int_{t_2}^{t_3} dW_m = \int_{t_2}^{t_3} v_u i_u dt + \int_{t_2}^{t_3} v_v i_v dt + \int_{t_2}^{t_3} v_w i_w dt + \int_{t_2}^{t_3} v_r i_r dt - \int_{t_2}^{t_3} T_e \omega dt.$$

Uitgewerkt levert dit:

$$\int_{t_2}^{t_3} dW_m = -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \left( \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) - \cos\left(\alpha + \mu - \frac{5\pi}{3}\right) \right).$$

Dit bedrag moet gelijk zijn aan  $-\int_{t_1}^{t_2} dW_m$ .

Nu is

$$-\int_{t_1}^{t_2} dW_m = -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \left( 2 \cos\left(\alpha + \frac{\mu}{2}\right) \sin\left(\frac{\mu}{2} - \frac{\pi}{6}\right) \right)$$

$$\int_{t_2}^{t_3} dW_m = -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \left( \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) - \cos\left(\alpha + \mu - \frac{5\pi}{3}\right) \right) =$$

$$-\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \left( 2 \cos\left(\alpha + \frac{\mu}{2}\right) \sin\left(\frac{\mu}{2} - \frac{\pi}{6}\right) \right).$$

Het blijkt dus dat  $W_m$  gemiddeld over beide intervallen constant blijft, waardoor continue omzetting van elektrische in mechanische energie mogelijk is.

Op pagina I.28. is vermeld dat voor de verandering van  $W_m$  met de tijd geldt:

$$\frac{dW_m}{dt} = \frac{1}{2} \omega \tilde{i} \frac{dL}{d} i + \tilde{i} L \frac{di}{dt}.$$

Uitwerking van deze formule voor het interval waarin  $T_1$  en  $T_6$  in geleiding zijn levert:

$$\frac{dW_m}{dt} = -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \omega \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Hieruit volgt:  $dW_m = -\sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \omega \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) dt$ .

Dit stemt overeen met hetgeen boven reeds op pagina I.26. was gevonden.

Uitwerking van de formule voor het commutatieinterval, waarin  $T_1$ ,  $T_6$  en  $T_3$  in geleiding zijn levert:

$$\frac{dW_m}{dt} = - (L_s - M)(1 - a) I_d + (L_s - M)(a I_d) \frac{d(a I_d)}{dt} +$$

$$\sqrt{3} L_{sr} I_r \sin\left(\omega t - \frac{9\pi}{6}\right) \frac{d(a I_d)}{dt} +$$

$$-\sqrt{3} L_{sr} I_r I_d \omega \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) +$$

$$\sqrt{3} L_{sr} I_r (a I_d) \omega \cos\left(\omega t - \frac{9\pi}{6}\right).$$



Hieruit volgt:

$$dW_m = \left[ - (L_s - M)(1 - a) I_d + (L_s - M)(aI_d) + \sqrt{3} L_{sr} I_r \sin(\omega t - \frac{9\pi}{6}) \right] d(aI_d) + \left[ - \sqrt{3} L_{sr} I_r I_d \omega \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \sqrt{3} L_{sr} I_r (aI_d) \omega \cos(\omega t - \frac{9\pi}{6}) \right] dt .$$

Aan de statorwikkelingen wordt volgens pagina I.29. gedurende dt de volgende energieën geleverd tijdens de commutatieperiode:

$$\text{Stator: } \left[ - (L_s - M)(1 - a) I_d + (L_s - M)(aI_d) \right] d(aI_d) + \left[ - \sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \omega \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \sqrt{3} L_{sr} I_r (aI_d) \omega \cos(\omega t - \frac{9\pi}{6}) \right] dt .$$

Aan de rotorwikkeling wordt tijdens de beschouwde commutatie gedurende dt de volgende energie geleverd: (pagina I.29.)

$$\text{Rotor: } \sqrt{3} L_{sr} I_r \sin(\omega t - \frac{9\pi}{6}) d(aI_d) + \left[ - \sqrt{3} L_{sr} I_r I_d \omega \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \sqrt{3} L_{sr} I_r (aI_d) \omega \cos(\omega t - \frac{9\pi}{6}) \right] dt .$$

Aan de as van de synchrone machine wordt tijdens de beschouwde commutatie gedurende dt de volgende mechanische energie afgegeven: (pagina I.30.)

$$\text{Mechanisch: } - \sqrt{3} L_{sr} I_d I_r \omega \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) dt + \sqrt{3} L_{sr} I_r (aI_d) \omega \cos(\omega t - \frac{9\pi}{6}) dt .$$

Uit bovenstaande uitdrukkingen kan de volgende conclusie getrokken worden.

Wanneer er geen commutatie plaatsvindt, wordt  $dW_m$  geleverd door de rotorstroombron, terwijl de mechanische energie  $T_e \omega dt$  geleverd wordt door de statorstroombron  $u_g$ .

Wanneer er commutatie plaatsvindt, wordt het gedeelte van  $dW_m$  dat in het representatieve interval beschreven wordt door



$$\left\{ \sqrt{3} L_{sr} I_r \sin(\omega t - \frac{9\pi}{6}) d(aI_d) + \left[ -\sqrt{3} L_{sr} I_r I_d \omega \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + \sqrt{3} L_{sr} I_r (aI_d) \omega \cos(\omega t - \frac{9\pi}{6}) \right] dt \right\}$$

teruggeleverd aan de rotorstroombron. Het gedeelte dat beschreven wordt door

$$\left\{ \left[ - (L_s - M)(1 - a) I_d + (L_s - M)(aI_d) \right] d(aI_d) \right\}$$

wordt uitgewisseld met de statorstroombron  $u_g$ . Dit komt tot uiting in discontinuïteiten in de spanning  $u_g$  aan de grenzen van het commutatieinterval. De mechanische energie  $T_e \omega dt$  wordt ook tijdens de commutatie geleverd door de statorstroombron  $u_g$ .

### I.1.6. Het verband tussen de diverse grootheden

In het voorgaande is afgeleid dat

$$u_{g,gem.} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \hat{u} (\cos(\alpha + \mu) + \cos \alpha) \quad (\text{pagina I.9.})$$

$$T_{e,gem.} = - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} L_{sr} I_d I_r (\cos(\alpha + \mu) + \cos \alpha) \quad (\text{pag. I.23.})$$

$$\cos(\alpha + \mu) - \cos \alpha = - \frac{I_d 2 \omega_e L_c}{\hat{u} \sqrt{3}} \quad (\text{pagina I.6.})$$

Nu is op pagina I.17. aangetoond dat  $\omega_e = \omega_m = \omega$  en  $\hat{u} = L_{sr} I_r \omega$

Verder is op pagina I.20 afgeleid dat  $L_c = (L_s - M)$ .

Dit ingevuld in bovenstaande uitdrukkingen geeft

$$u_{g,gem.} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} L_{sr} I_r \omega (\cos(\alpha + \mu) + \cos \alpha) \quad \underline{\underline{(I.1.6.a)}}$$

$$T_{e,gem.} = - \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} L_{sr} I_d I_r (\cos(\alpha + \mu) + \cos \alpha) \quad \underline{\underline{(I.1.6.b)}}$$

$$\cos(\alpha + \mu) - \cos \alpha = - \frac{I_d 2 (L_s - M)}{L_{sr} I_r \sqrt{3}} \quad \underline{\underline{(I.1.6.c)}}$$

Nu is  $u_{g,gem.} = -U_d$  zodat uit (I.1.6.a) en (I.1.6.c) het volgende afgeleid kan worden:

$$\omega = \frac{U_d}{- \frac{3\sqrt{3}}{\pi} L_{sr} I_r \cos \alpha + \frac{3}{\pi} I_d (L_s - M)} \quad \underline{\underline{(I.1.6.d)}}$$

Verder is uit (I.1.6.b) en (I.1.6.c) af te leiden dat

$$T_e = - \frac{3\sqrt{3}}{\pi} L_{sr} I_d I_r \cos \alpha + \frac{3}{\pi} I_d^2 (L_s - M) \quad \underline{\underline{(I.1.6.e)}}$$



Er zullen nu achtereenvolgens diverse situaties beschouwd worden.

Situatie I :  $I_r = \text{constant}$ ,  
 $\alpha = \text{constant}$ ,  
het gevraagde koppel is constant,  
 $U_d$  is variabel.

Onder deze condities volgt uit (I.1.6.e) dat  $I_d$  constant is, daar  $T_{e,\text{gem.}}$  evenwicht moet maken met het gevraagde koppel.

Uit (I.1.6.d) volgt dan dat  $w$  recht evenredig is met  $U_d$

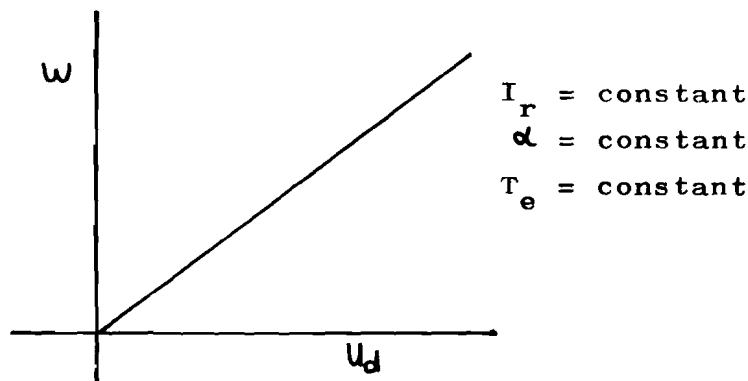


Fig. I.1.6.1.

$$w = f(U_d)$$

Situatie II :  $I_r = \text{constant}$ ,  
 $U_d = \text{constant}$ ,  
 $T_{e,\text{gem.}} = \text{constant}$ ,  
 $\alpha$  is variabel.

Bij  $T_{e,\text{gem.}} = \text{constant}$  is in deze situatie  $I_d$  afhankelijk van  $\alpha$  hetgeen blijkt uit (I.1.6.e). Globaal zal  $I_d$  toenemen wanneer  $\cos \alpha$  toeneemt. Uit (I.1.6.d) is nu niet direkt afleidbaar wat voor invloed dit heeft op de grootte  $w$ .

Uit (I.1.6.a) en (I.1.6.b) is afleidbaar dat

$$T_{e,\text{gem.}} w = U_d I_d$$

Er is gesteld dat  $T_{e,\text{gem.}} = \text{constant}$  en  $U_d = \text{constant}$  zodat onder de gegeven condities  $w$  recht evenredig is met  $I_d$ .





Op pagina I.34. is afgeleid dat

$$\omega = \frac{U_d}{-\frac{3\sqrt{3}}{\pi} L_{sr} I_r \cos \alpha + \frac{3}{\pi} I_d (L_s - M)} \quad (\text{I.1.6.d})$$

Hieruit volgt dat  $-\frac{3\sqrt{3}}{\pi} L_{sr} I_r \cos \alpha = \frac{U_d}{\omega} - \frac{3}{\pi} I_d (L_s - M)$

Met  $\omega = \frac{U_d I_d}{T_{e,gem.}}$  volgt :

$$-\frac{3\sqrt{3}}{\pi} L_{sr} I_r \cos \alpha = \frac{T_{e,gem.}}{I_d} - \frac{3}{\pi} I_d (L_s - M) .$$

Dit is ook als volgt te schrijven:

$$-c_1 \cos \alpha = \frac{c_2}{I_d} - c_3 I_d .$$

$$\text{waarbij } c_1 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} L_{sr} I_r \quad (\text{positief})$$

$$c_2 = T_{e,gem.} \quad (\text{positief})$$

$$c_3 = \frac{3}{\pi} (L_s - M) \quad (\text{positief})$$

Het verband tussen  $\cos \alpha$  en  $I_d$  kan onder de gegeven condities als volgt beschreven worden:

$$\cos \alpha = \frac{-c_2}{c_1} \cdot \frac{1}{I_d} + \frac{c_3}{c_1} I_d .$$

Globaal ziet het verloop er als volgt uit

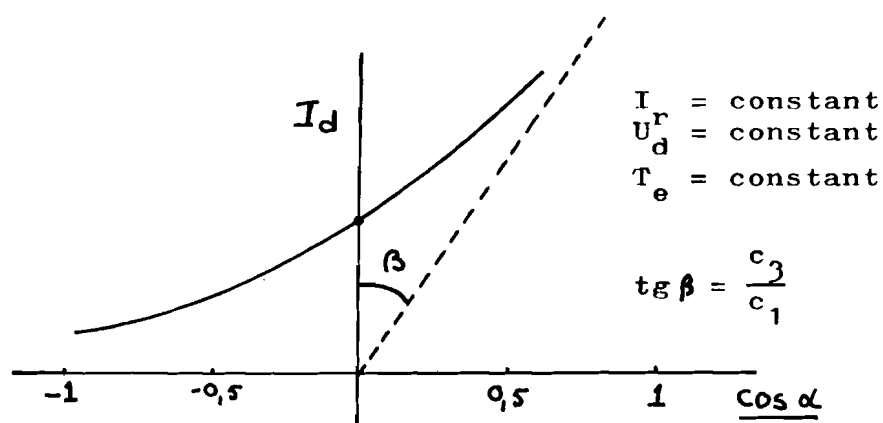


Fig. I.1.6.2

$$I_d = f(\cos \alpha) .$$



Daar  $\omega$  rechtevenredig is met  $I_d$  is het verband tussen  $\omega$  en  $\cos \alpha$  analoog aan het verband tussen  $I_d$  en  $\cos \alpha$ .

Situatie III :  $\alpha = \text{constant}$  ( $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ ),

$$T_{e,\text{gem.}} = \text{constant},$$

$$U_d = \text{constant},$$

$$I_r \text{ is variabel.}$$

Uit (I.1.6.d.) volgt dat

$$-\frac{3\sqrt{3}}{\pi} L_{sr} I_r \cos \alpha = \frac{U_d}{\omega} - \frac{3}{\pi} I_d (L_s - M).$$

Uit  $U_d I_d = T_{e,\text{gem.}} \omega$  volgt dat onder de gegeven condities  $\omega$  rechtevenredig is met  $I_d$ .

$$-\frac{3\sqrt{3}}{\pi} L_{sr} \cos \alpha I_r = \frac{T_{e,\text{gem.}}}{I_d} - \frac{3}{\pi} I_d (L_s - M)$$

Dit is ook als volgt te schrijven:

$$-c_4 I_r = \frac{c_2}{I_d} - c_3 I_d$$

$$\text{waarbij } c_4 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} L_{sr} \cos \alpha$$

$$c_2 = T_{e,\text{gem.}}$$

$$c_3 = \frac{3}{\pi} (L_s - M).$$

$$I_r = \frac{-c_2}{c_4} \cdot \frac{1}{I_d} + \frac{c_3}{c_4} I_d.$$

Wanneer  $90^\circ < \alpha < 180^\circ$  is  $\frac{c_2}{c_4}$  negatief en  $\frac{c_3}{c_4}$  negatief.

Globaal ziet het verloop er dan als volgt uit :

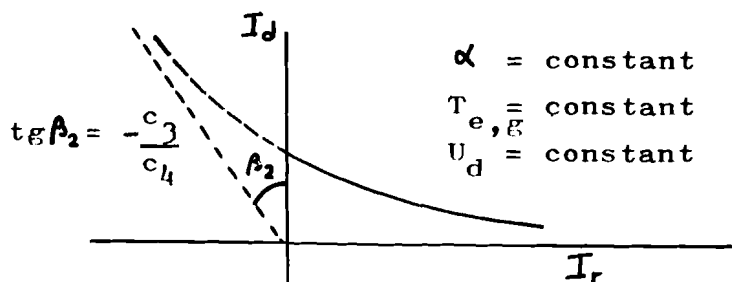


Fig. 1.1.6.3.

$$I_d = f(I_r)$$



Wis evenredig met  $I_d$  zodat het verloop ook representatief is voor  $\omega$  als functie van  $I_r$ .

Situatie IV :  $\alpha = \text{constant}$  ,  
 $I_r = \text{constant}$  ,  
 $U_d = \text{constant}$  ,  
 $T_{e,\text{gem.}}$  is variabel.

Het verband tussen  $T_{e,\text{gem.}}$  en  $I_d$  wordt beschreven door (I.1.6.e)

$$T_{e,\text{gem.}} = \frac{-3\sqrt{3}}{\pi} L_{sr} I_d I_r \cos \alpha + \frac{2}{\pi} I_d^2 (L_s - M) .$$

Globaal ziet het verloop er als volgt uit

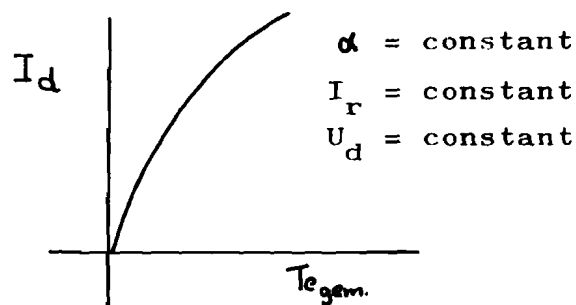


Fig. I.1.6.4.

$$I_d = f(T_{e,\text{gem.}})$$

Uit (I.1.6.a) en (I.1.6.b) is afleidbaar dat  $T_{e,\text{gem.}} \omega = U_d I_d$

Uit (I.1.6.d) is afleidbaar dat

$$I_d = \frac{\pi}{3} \frac{U_d}{\omega(L_s - M)} + \frac{L_{sr} I_r \sqrt{3} \cos \alpha}{(L_s - M)}$$

Deze uitdrukking gecombineerd met  $T_{e,\text{gem.}} \omega = U_d I_d$  levert

$$T_{e,\text{gem.}} = \frac{\pi}{3} \frac{U_d^2}{\omega^2(L_s - M)} + \frac{L_{sr} I_r \sqrt{3} U_d \cos \alpha}{\omega(L_s - M)} .$$

Dit is ook te schrijven als

$$T_{e,\text{gem.}} = \frac{c_5}{\omega^2} + \frac{c_6}{\omega}$$



waarbij  $c_5 = \frac{\pi}{3} \frac{U_d^2}{(L_s - M)}$  (positief)

$$c_6 = \frac{L_{sr} I_r \sqrt{3} U_d \cos \alpha}{(L_s - M)} \quad (\text{negatief}).$$

Globaal ziet het verband tussen  $T_e$  en  $\omega$  er als volgt uit

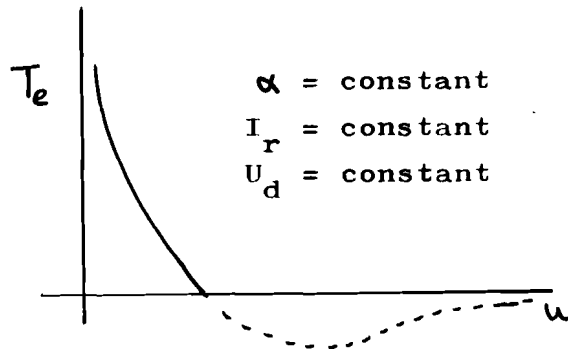


Fig. I.1.6.5

$$\omega = f(T_{e, \text{gem.}})$$

### 1.2. Het aanlopen van de machine

Op pagina I.2. is gesteld dat wanneer het rotortoerental een bepaalde waarde onderschrijft de commutatiespanning welke geleverd wordt door de synchrone machine, te klein wordt. Vanaf stilstand tot dat bepaalde toerental moet ten aanzien van de commutatie hulpmiddelen gebruikt worden.

Schakeling a. (literatuur 1.)

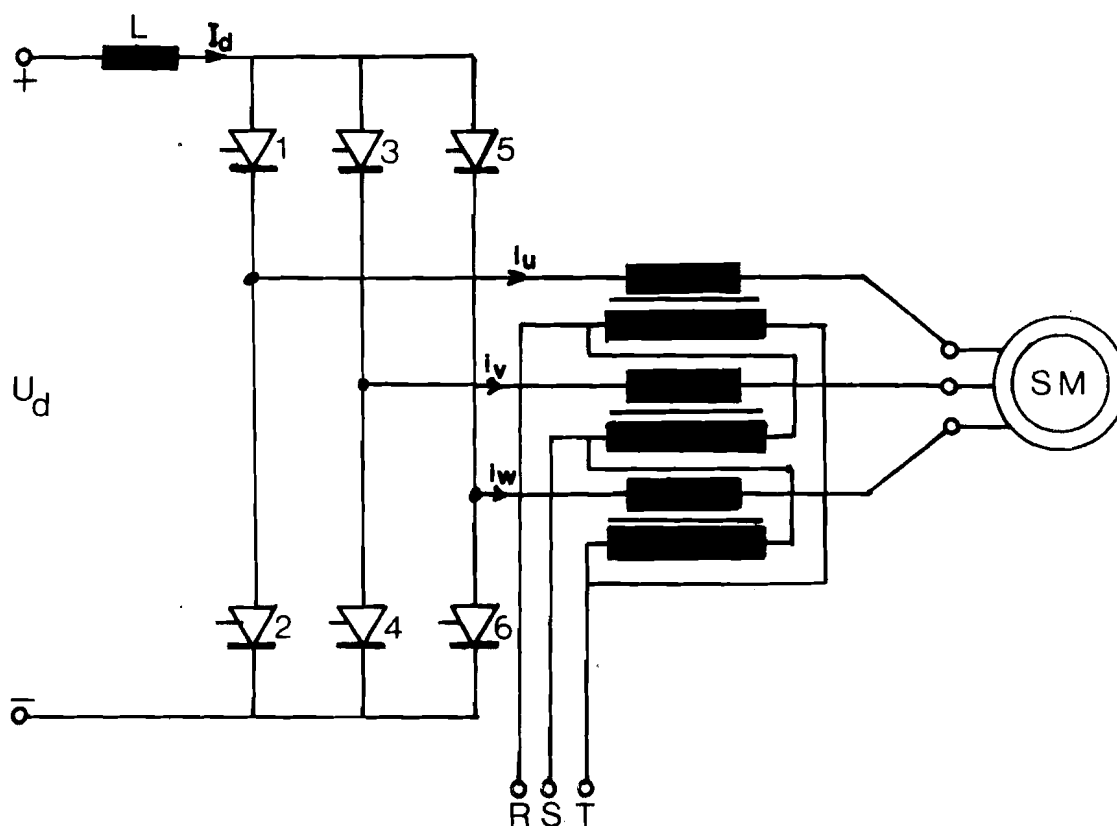


Fig.I.2.1.

Aanloop m.b.v transformator.

Hier verzorgen de tussen de statorwikkelingen en de inverter aangebrachte secundaire wikkelingen van een aan het driefasennet aangesloten transformator geheel of gedeeltelijk de commutatiespanning. Als de machine na de aanloop voldoende spanning opwekt kan dit circuit uitgeschakeld worden en de secundaire wikkelingen worden kortgesloten.

Schakeling b. ( literatuur 1. )

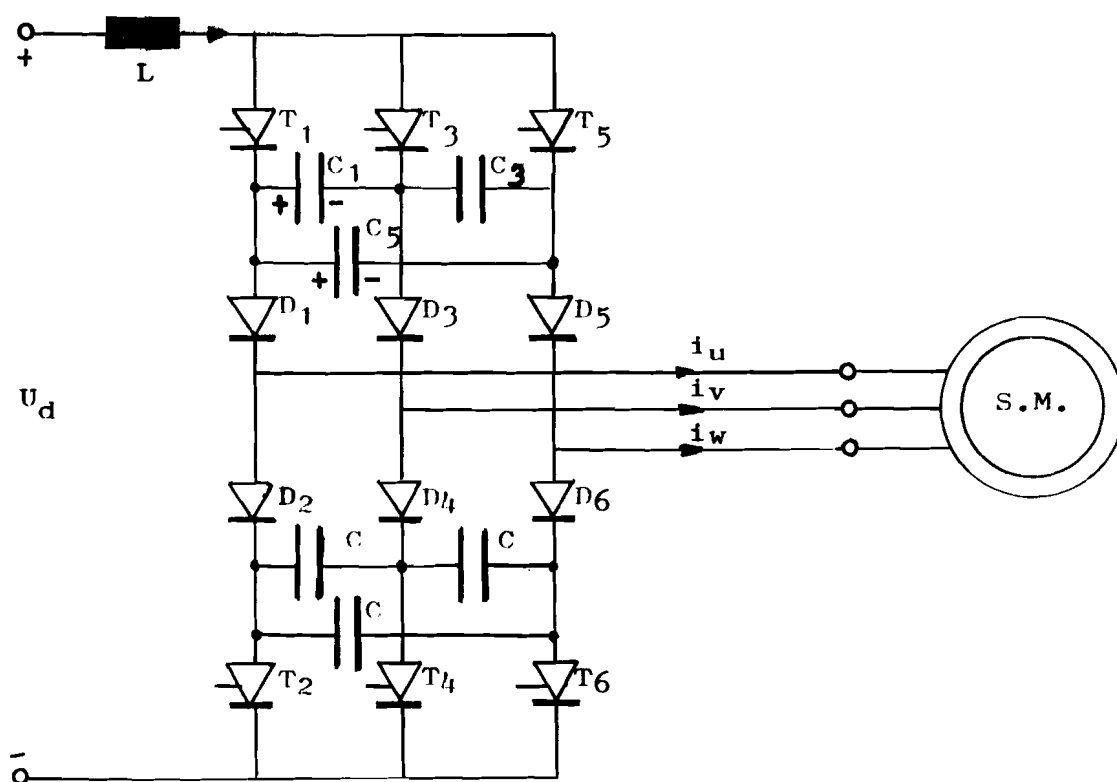


Fig.I.2.2.

Aanloop m.b.v dioden en condensatoren.

In het nu volgende gedeelte zal de commutatie van de stroom  $I_d$  van  $T_1$  naar  $T_3$  beschouwd worden. Voor deze commutatie begint bestaat de volgende situatie:

$T_1$ ,  $D_1$ ,  $T_6$  en  $D_6$  zijn in geleiding, terwijl de condensatoren  $C_1$  en  $C_5$  zijn opgeladen met de aangegeven polariteit.

Zodra  $T_3$  in geleiding wordt gebracht neemt  $T_3$  de stroom  $I_d$  over.  $C_1$  neemt hierbij  $2/3$  van de stroom  $I_d$  over, terwijl het resterende  $1/3$  deel door de serieschakeling van  $C_3$  en  $C_5$  vloeit. De condensatoren worden dus lineair omgeladen tot het moment waarop  $D_3$  in geleiding komt.  $D_3$  komt in geleiding wanneer de spanning over  $D_3$  positief wordt.

De spanning over  $D_3$  is gelijk aan

$$u_{D_3} = e_{u-v} - u_{C_1} \quad (\text{zie fig. I.2.3.})$$

$D_3$  komt dus in geleiding wanneer  $u_{C_1}$  kleiner dan  $e_{u-v}$  wordt.

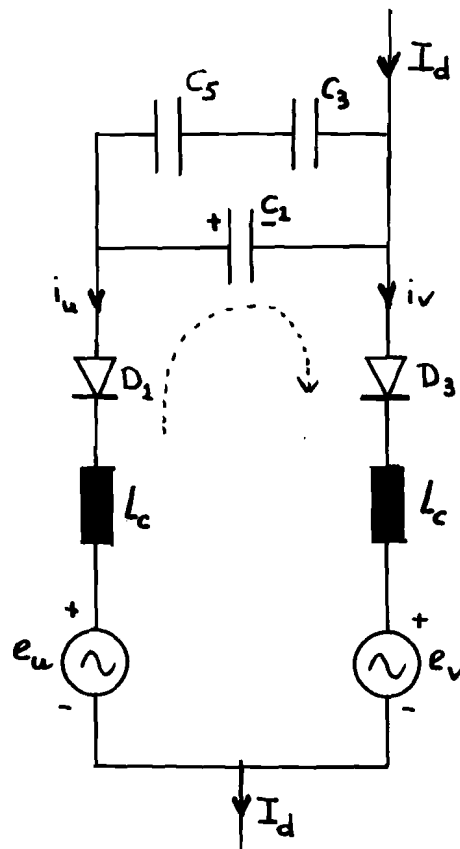


Fig. I.2.3.

Commutatiecircuit

De stroom in de v-fase neemt nu toe, terwijl de stroom in fase u in dezelfde mate afneemt daar  $I_d$  constant is.

De verandering van de stromen  $i_u$  en  $i_v$  voltrekt zich in een slingerkring die gevormd wordt door twee  $L_c$ 's in serie en drie condensatoren welke in driehoek zijn geschakeld (zie fig. I.2.3.).

Voor de maas van figuur I.2.3. kan de volgende differentiaalvergelijking opgesteld worden:

$$2 L_c \frac{3}{2} C \frac{d^2 u_{c1}}{dt^2} + u_{c1} = e_{u-v} = \hat{u} \sqrt{3} \sin \omega t \quad (\text{pag. I.4.})$$

$$3 L_c C \frac{d^2 u_{c1}}{dt^2} + u_{c1} = \hat{u} \sqrt{3} \sin \omega t$$

De oplossing van deze differentiaalvergelijking luidt:

$$u_{c1} = A \sin \frac{t'}{\sqrt{3 L_c C}} + B \cos \frac{t'}{\sqrt{3 L_c C}} + \frac{\hat{u} \sqrt{3} \sin \omega t}{(1 - 3 \omega^2 L_c C)}$$



Hierbij is  $t' = 0$  het moment waarop  $D_3$  in geleiding komt.  
 Uit bovenstaande oplossing volgt voor de stroom door de condensatoren:

$$i_{\frac{3}{2}C} = \frac{\frac{3}{2}C}{\sqrt{3L_c C}} \cdot \left[ A \cos \frac{t'}{\sqrt{3L_c C}} - B \sin \frac{t'}{\sqrt{3L_c C}} \right] + \frac{\frac{3}{2}C \omega \hat{u} \sqrt{3} \cos \omega t}{(1 - 3\omega^2 L_c C)}$$

Voordat  $D_3$  in geleiding komt worden de condensatoren lineair omgeladen. Aangezien dit t.o.v.  $\omega$  snel gebeurt, kan gesteld worden dat  $\omega t' + \alpha = \omega t$ . Op  $t' = 0$  geldt dan dat  $\omega t = \alpha$ .

De randvoorwaarden bij boven vermelde differentiaalvergelijking zijn:

$$u_{c1} \Big|_{t'=0} = U_{c0} = \hat{u} \sqrt{3} \sin \alpha.$$

$$i_{\frac{3}{2}C} \Big|_{t'=0} = -I_d.$$

Op het tijdstip  $t' = 0$  geldt dan

$$U_{c0} = B + \frac{\hat{u} \sqrt{3} \sin \alpha}{(1 - 3\omega^2 L_c C)}$$

Hieruit volgt:

$$B = \hat{u} \sqrt{3} \sin \alpha \left\{ \frac{-3\omega^2 L_c C}{(1 - 3\omega^2 L_c C)} \right\}$$

Verder geldt op  $t' = 0$ :

$$-I_d = \sqrt{\frac{3C}{4L_c}} A + \frac{\frac{3}{2}C \omega \hat{u} \sqrt{3} \cos \alpha}{(1 - 3\omega^2 L_c C)}$$

Hieruit volgt voor A

$$A = -\sqrt{\frac{4L_c}{3C}} I_d - \frac{\sqrt{3L_c C} \omega \hat{u} \sqrt{3} \cos \alpha}{(1 - 3\omega^2 L_c C)}$$

De verandering van de stromen  $i_u$  en  $i_v$  vindt dus plaats met een cirkelfrequentie die gelijk is aan

$$\frac{1}{\sqrt{3L_c C}}$$





Wanneer bij een laag toerental de machinespanning nog klein is of wanneer  $\alpha = 180^\circ$  wordt gekozen, slingeren de condensatorspanningen  $u_{c1}$  en  $u_{c3,c5}$  na het in geleiding komen van  $D_3$  nog maximaal op met een bedrag dat gelijk is aan

$$\sqrt{\frac{4 L_c}{3 C}} I_d .$$

Zodra  $i_u$  nul wordt komt  $D_1$  uit geleiding en is de commutatie ten einde.

Daar de commutatie inductiviteit  $L_c = (L_s - M)$  van de synchrone machine vrij groot is, zal ten aanzien van de dimensionering van de condensatoren in de eerste plaats rekening gehouden moeten worden met de opslingering van de condensatorspanningen en niet met de hersteltijd van de thyristoren.

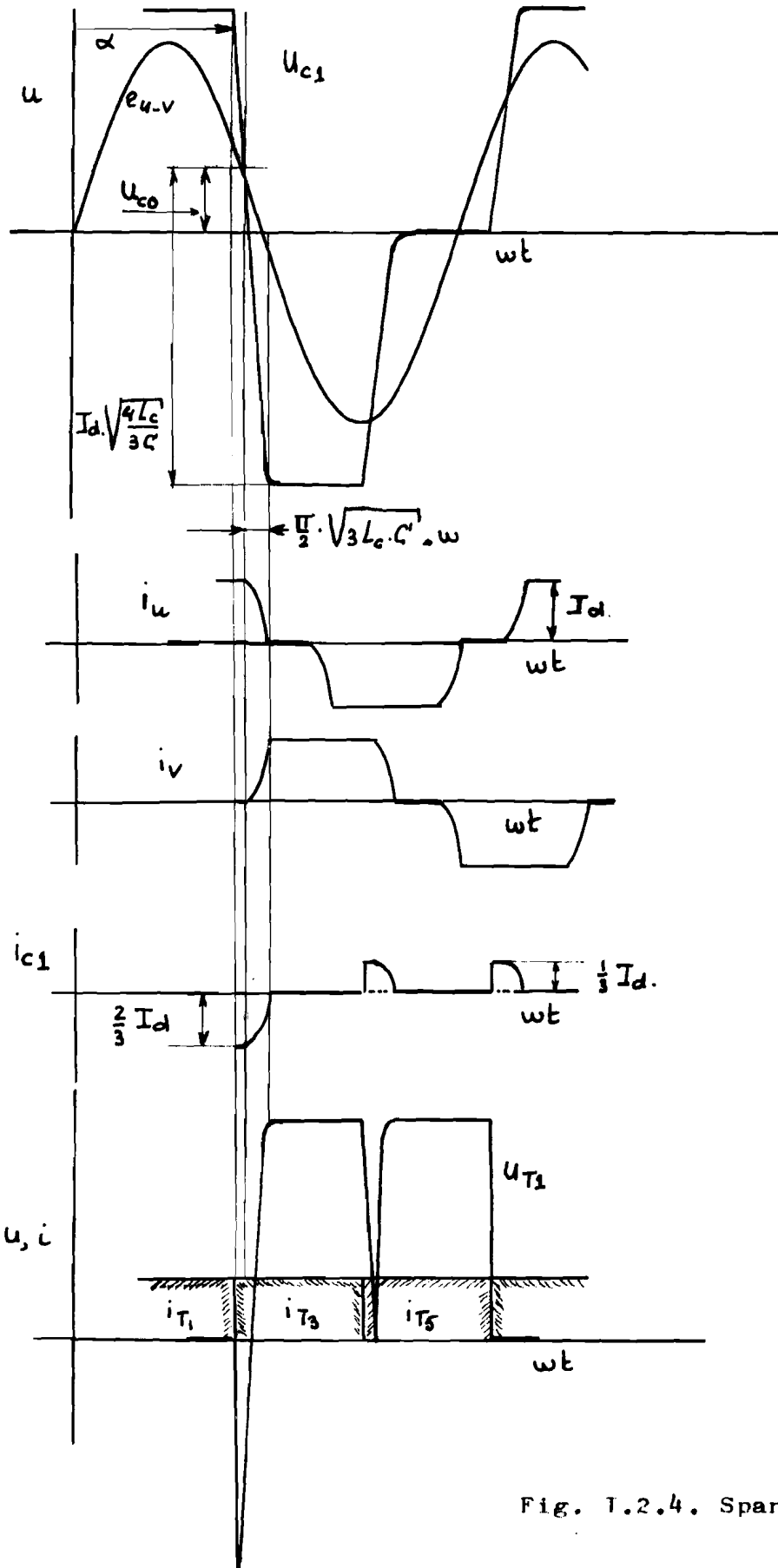


Fig. 1.2.4. Spanning/stroomvormen



Schakeling c. (literatuur 3.)

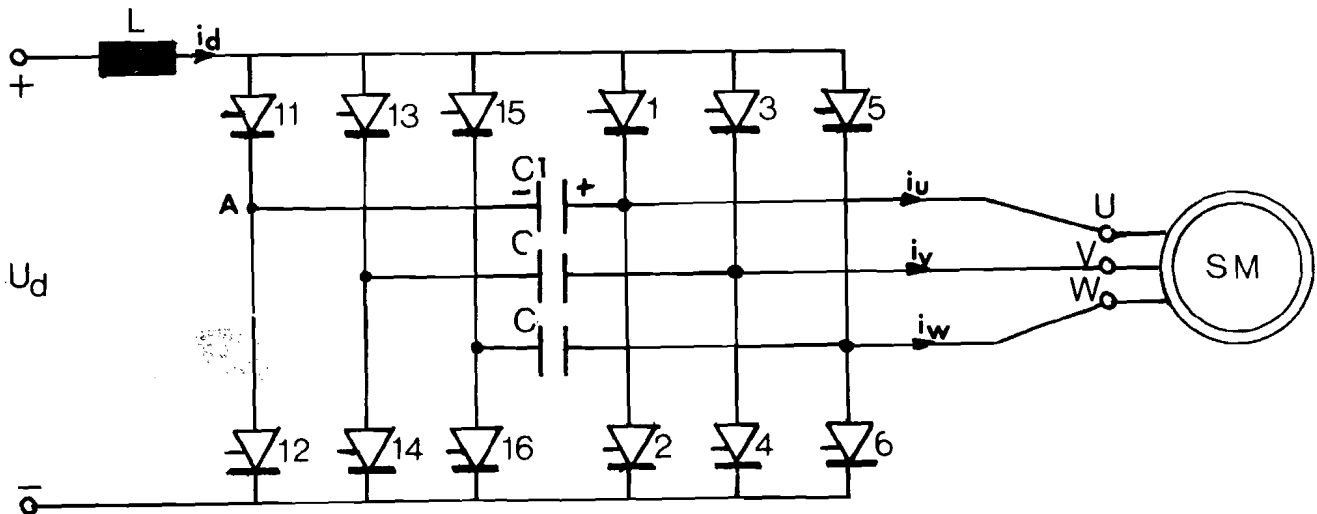


Fig.I.2.5.

Aanloop m.b.v thyristoren en condensatoren

Aan elke hoofdthyristor in de inverter is een doofthyristor en een commutatiecondensator toegevoegd.

Het patroon van de ontsteekpulsen voor de thyristoren in bovenstaande schakeling ziet er als volgt uit:

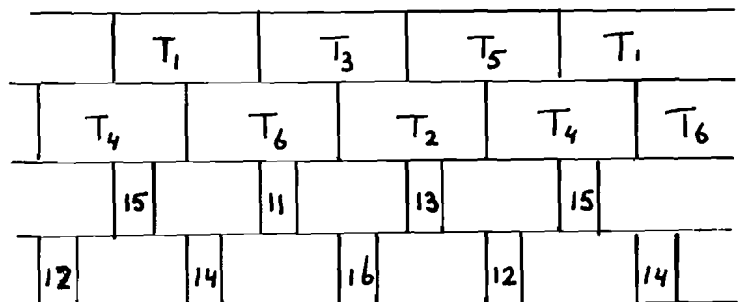


Fig.1.2.6.

Patroon ontsteekpulsen.

Aan de hand van bovenstaand schema zal weer de commutatie beschouwd worden van de stroom  $I_d$  van  $T_1$  naar  $T_3$ .

Voor de te beschouwen commutatie begint zijn  $T_{11}$  en  $T_6$  in geleiding en de condensator  $C_1$  is opgeladen met de aangegeven polariteit. Verder is  $u_{T_{11}} = u_{C_1}$  en  $u_{T_3} = e_{u-v}$  (zie fig. I.2.7.)

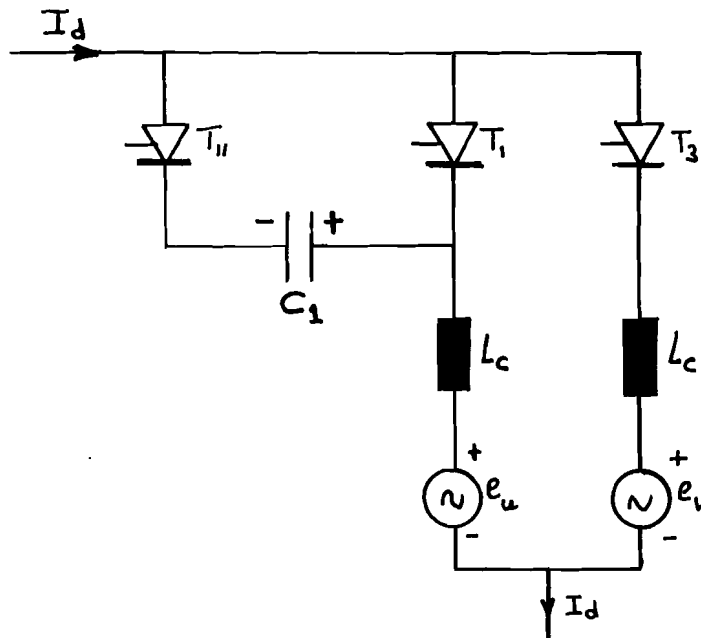


Fig. I.2.7.

Commutatiecircuit

Wanneer nu de ontsteekpulsen worden toegevoerd aan  $T_{11}$  en  $T_3$  komen beide thyristoren in geleiding en zijn twee commutatiespanningen aanwezig,  $u_{C_1}$  en  $e_{u-v}$ .

Daar in de linkermaas van figuur I.2.7. de inductiviteit slechts bestaat uit bedradingsinductiviteit, zal  $u_{C_1}$  de belangrijkste bijdrage leveren in het naar nul brengen van de stroom door  $T_1$ . Er kan gesteld worden dat  $C_1$  zich vrijwel lineair omlaadt. De stroom  $I_d$  commuteert van  $T_1$  naar  $T_{11}$ . Na het uit geleiding komen van  $T_1$  is de volgende slingerkring ontstaan:

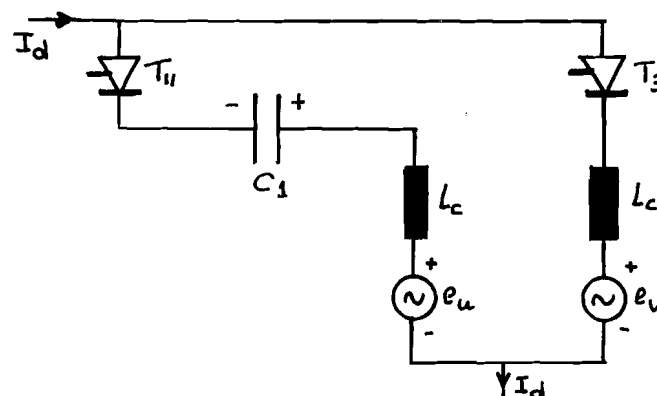


Fig. I.2.8. Slingerkring tijdens commutatie



Deze slingerkring is analoog aan de slingerkring welke reeds onder schakeling b. is beschouwd.

Na het uit geleiding komen van  $T_1$  neemt de stroom in de v-fase toe terwijl de stroom in de u-fase in dezelfde mate afneemt.

De cirkelfrequentie van de verandering is gelijk aan  $\frac{1}{\sqrt{2 L_c C}}$

Wanneer  $i_u$  nul wordt komt  $T_{11}$  uit geleiding. Na het uit geleiding komen van  $T_1$  kan de condensatorspanning  $u_{C_1}$  nog maximaal opslingeren met een bedrag

$$I_d \sqrt{\frac{2 L_c}{C}} \quad (\text{laag toerental of } \alpha = 180^\circ)$$

De polariteit van de condensatorspanning  $u_{C_1}$  is na de beschouwde commutatie geschikt geworden om  $T_2$  te doven.

Ten aanzien van de dimensionering van C geldt hetzelfde als onder schakeling b. is gesteld.

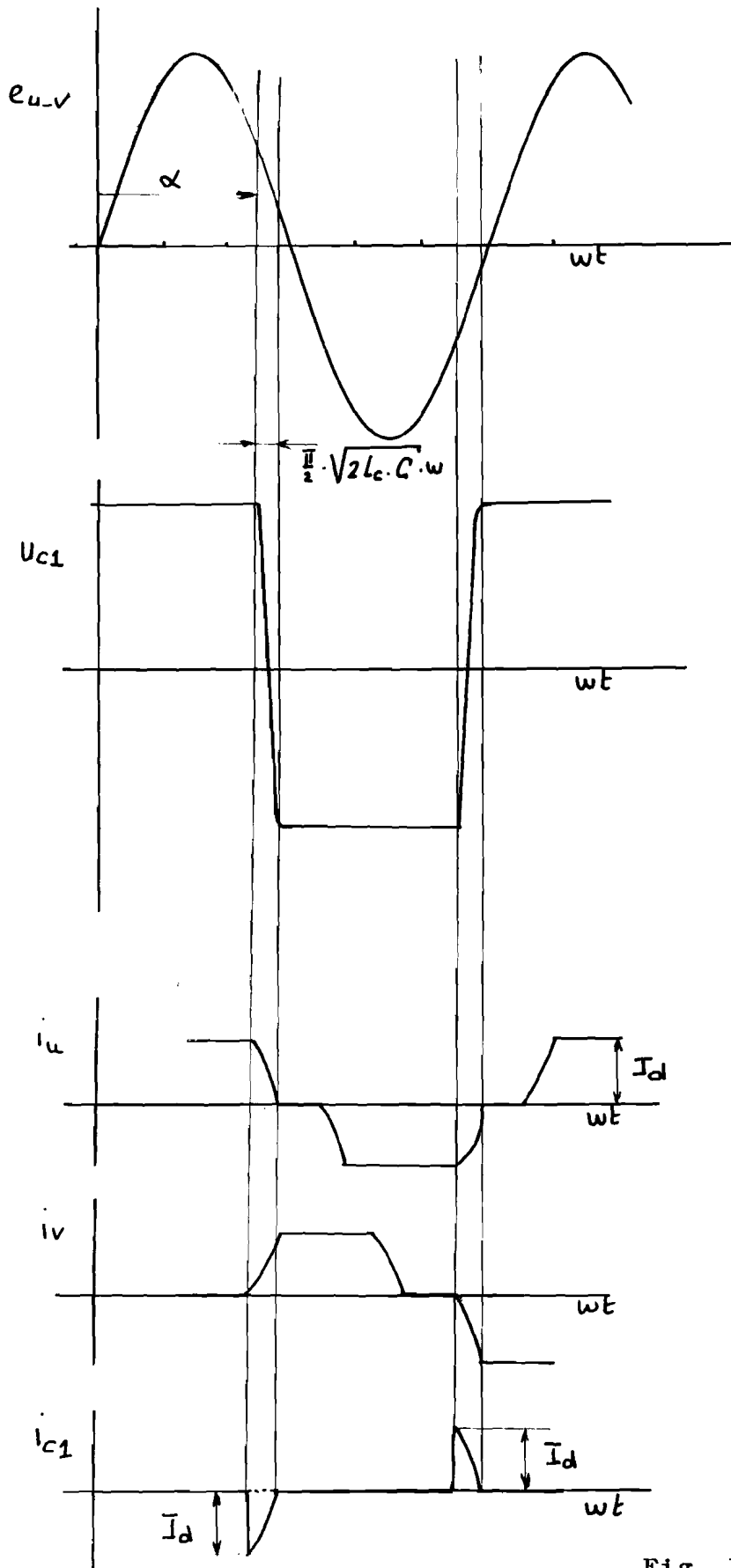


Fig. I.2.9. Spanning/  
stroomvormen



## Hoofdstuk II : Praktische schakeling

In dit hoofdstuk zal worden nagegaan in hoeverre de vereenvoudigde voorstelling van het systeem in de praktijk voldoet.

Er is gebruik gemaakt van de 1,5 kW sleepringmachine van E.M.F. - Dordt: 282 DS - 20/2 , nr 998316.

Enkele gegevens van deze machine zijn:

Aantal poolparen : 1

Stator : 220/380 Volt ; 5,5/3,2 Amp.

Rotor : 110 Volt , 8,5 Amp.

Maximale toerental: 3000 omw/min.

De statorwikkeling van deze machine is uitgevoerd als een tweelaagsdiameterwikkeling, waarbij het begin en het einde van iedere spoel naar buiten is uitgevoerd. Het aantal groeven is 36.

De rotorwikkeling is uitgevoerd als een éénlaagswikkeling waarbij de 3 fasen in ster zijn geschakeld. Het sterpunt is naar buiten gevoerd. Het aantal groeven van de rotor is 24.

Voor meer informatie over deze machine wordt verwezen naar het dossier EM 1113.

De machine is als buitenpoolmachine geschakeld. Dit heeft twee redenen:

1. De statorweerstand is per fase = 5 Ohm.  
De rotorweerstand is per fase = 0,5 Ohm.
2. Het begin en het einde van iedere spoel van de statorwikkeling is naar buiten uitgevoerd. Dit levert een bundel draden op, welke de parasitaire capaciteit van de statorfasen erg vergroot. De statorwikkeling is daardoor minder geschikt om er blokvormige stromen door te sturen.

De statorwikkeling wordt als volgt bekrachtigd:

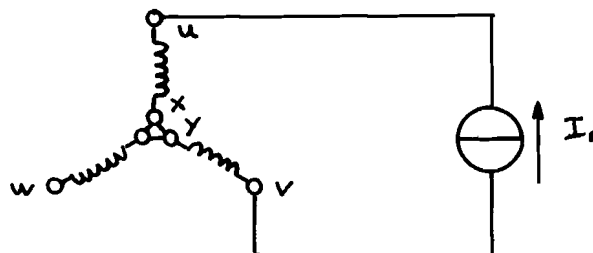


Fig. II.1.

Bekrachtiging stator.



De stroombron wordt gevormd door een spanningsbron waarmee in serie een spoel van 7 H en een regelbare weerstand van 0 - 200 Ohm is opgenomen.

Om verwarring te voorkomen zal de op bovenstaande manier bekrachtigde statorwikkeling fase r genoemd worden en de drie fasen op de rotor de fasen u, v en w.

De volgende praktische schakeling is gerealiseerd:

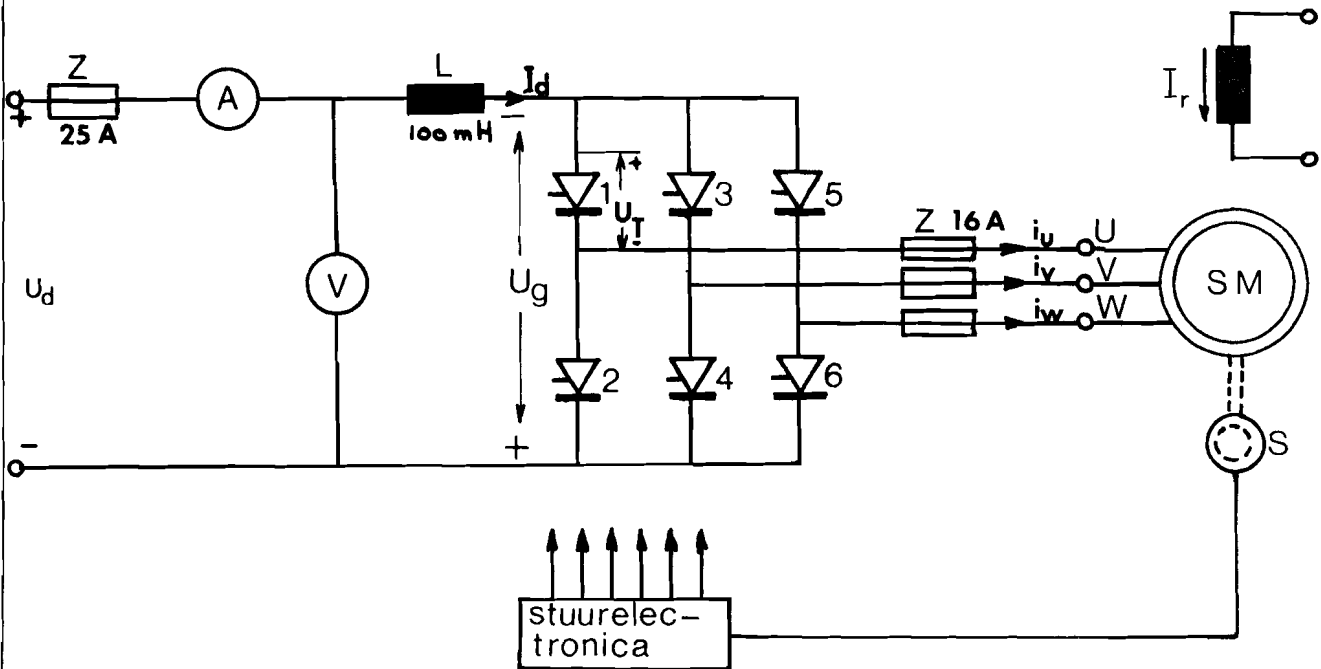


Fig. II.2.

Praktische schakeling

Voor de positiebepaling van de as en de stuelelektronica wordt verwezen naar hoofdstuk III.

De stuurimpulsen dienen als volgt aan de geïnduceerde spanningen gekoppeld te zijn.

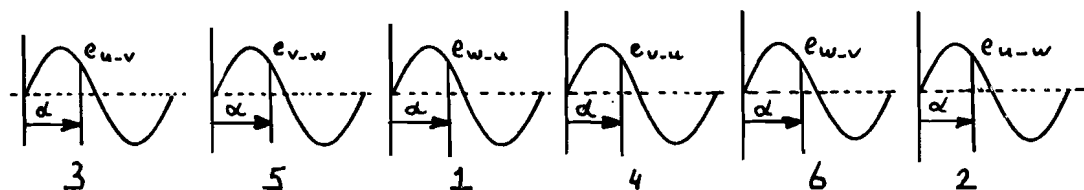


Fig II.3.

Stuurimpulsen t.o.v. geïnduceerde spanningen.



Voor wat betreft de bovengrens van  $\alpha$  dient een veiligheidsmarge te worden aangehouden.

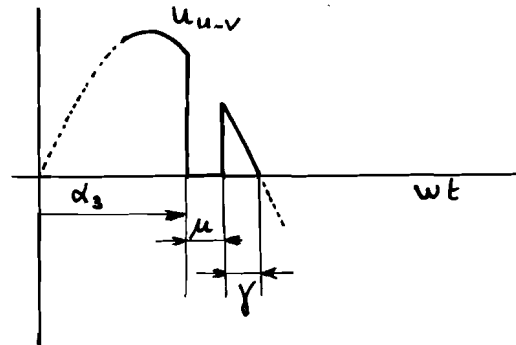


Fig. II.4.

Karakteristieke hoeken.

De hoek  $\alpha$  mag maximaal  $180^\circ - (\mu + \gamma)$  bedragen. Hierin is  $\mu$  de zogenaamde overlappingshoek t.g.v. de commutatie.  $\gamma$  is de hoek welke bepaalt hoe lang  $u_{T_1}$  negatief is nadat  $T_1$  uit geleiding is gekomen. De hoek  $\gamma$  dient nu zo groot te zijn dat  $T_1$  zijn isolerend vermogen weer op kan bouwen.

In motorbedrijf wordt de ondergrens van de ontsteekhoek  $\alpha$  bepaald door

1. maximaal toelaatbare stroom  $I_d$ .
2. maximaal toelaatbare toerental.

Voor het verband tussen  $\cos \alpha$  en  $I_d$  resp.  $\cos \alpha$  en  $\omega$  wordt verwezen naar pagina I.36. waar het verband tussen deze grootheden is afgeleid.

Over de thyristoren zijn R-C-netwerken aangebracht voor overspanningsbeveiliging en voor beveiliging tegen grote spanningssteilheden. Hierbij wordt verwezen naar

Grundlagen der Leistungselektronik von K. Heumann, hfst IV.

( literatuur 13.)

Ter bepaling van de L-matrix van pagina 1.15. zijn de volgende metingen gedaan.



II.1. Bepaling  $L_s$  m.b.v. stroom-spanningsmeting bij 50 Hz.

Schema:

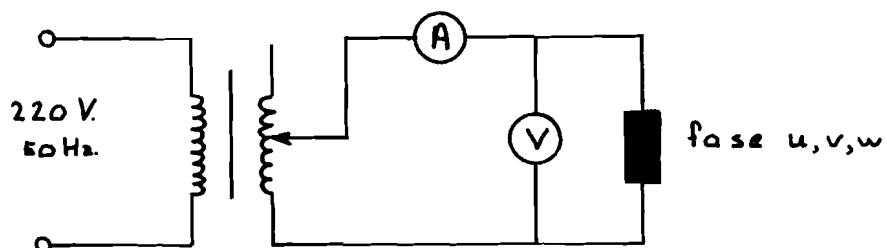
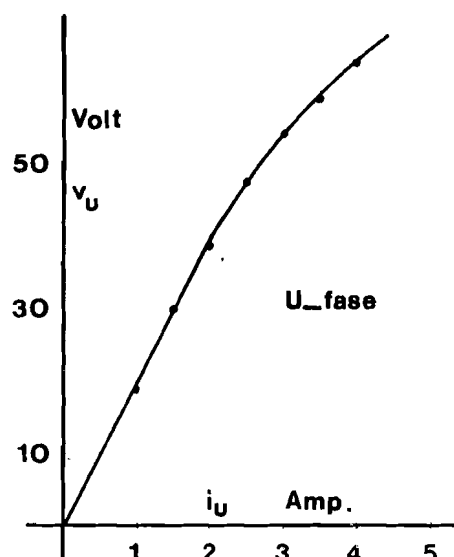


Fig.II.1.1.  
 $L_s$  bepaling.

Resultaten :

u-fase			v-fase			w-fase		
i (A)	v (V)	$L_s$ (H)	i (A)	v (V)	$L_s$ (H)	i (A)	v (V)	$L_s$ (H)
1,0	20	0,064	1,0	20	0,064	1,0	20	0,064
1,5	30	0,064	1,5	30	0,064	1,5	31	0,066
2,0	39	0,062	2,0	40	0,064	2,0	41	0,065
2,5	47	0,060	2,5	49	0,062	2,5	50	0,064
3,0	54	0,057	3,0	58	0,061	3,0	56	0,059
3,5	59	0,054	3,5	63	0,057	3,5	63	0,057
4,0	64	0,050	4,0	69	0,055	4,0	68	0,054

Grafisch weergegeven :



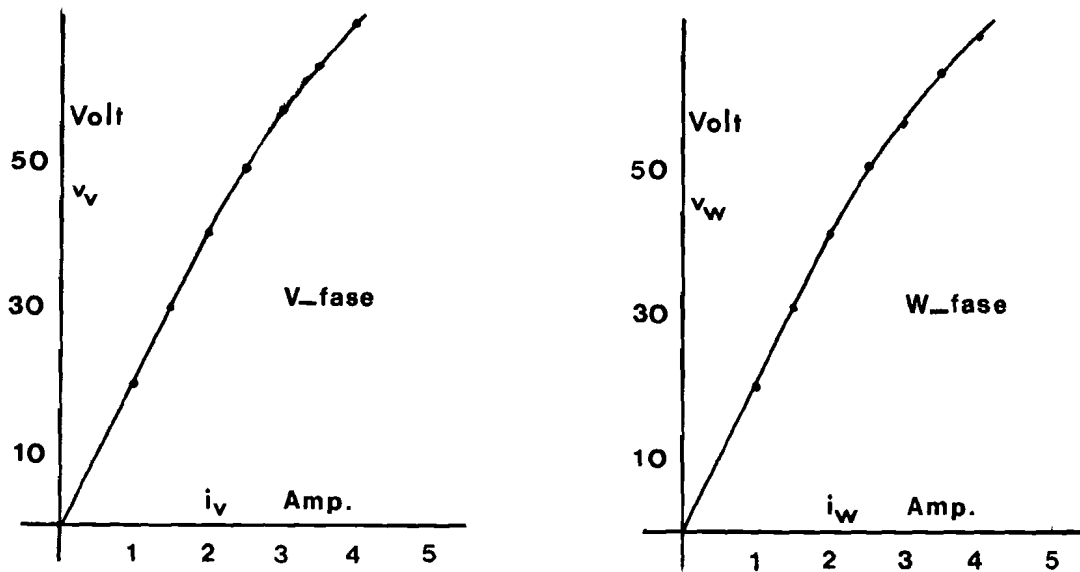


Fig.II.1.2.

i-v-karakteristieken

II.2. : Bepaling M via stroom-spanningsmeting bij 50 Hz.

Schema :

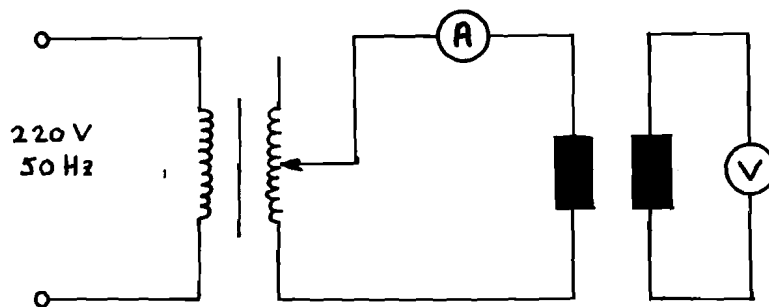


Fig.II.2.1.

M-bepaling



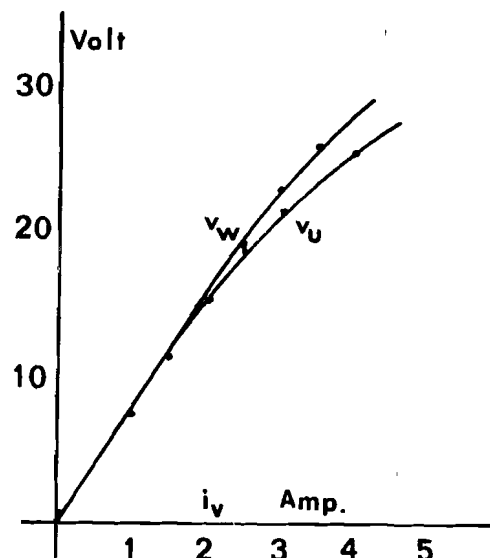
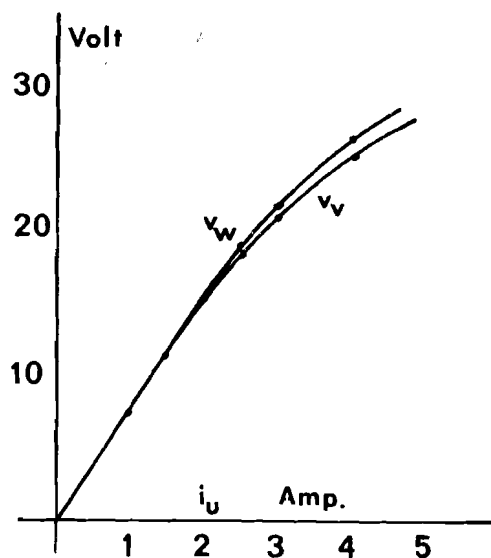
Resultaten:

$i_u$ (A)	$v_v$ (V)	$v_w$ (V)	$i_v$ (A)	$v_u$ (V)	$v_w$ (V)	$i_w$ (A)	$v_u$ (V)	$v_v$ (V)
1,0	7,5	7,5	1,0	7,5	7,5	1,0	7,5	7,5
1,5	11,5	11,7	1,5	11,5	11,7	1,5	11,7	12,0
2,0	15,5	15,7	2,0	15,5	16,0	2,0	16,0	16,0
2,5	18,5	19,0	2,5	19,0	19,7	2,5	19,5	19,5
3,0	21,0	21,5	3,0	21,5	23,0	3,0	22,5	22,5
3,5	23,0	24,0	3,5	23,5	26,0	3,5	25,0	25,0
4,0	25,0	26,0	4,0	25,5	28,0	4,0	26,5	26,5

Dit correspondeert met de volgende waarden voor M (H) :

- 0,024	- 0,024	- 0,024	- 0,024	- 0,024	- 0,024
- 0,024	- 0,025	- 0,024	- 0,025	- 0,025	- 0,025
- 0,025	- 0,025	- 0,025	- 0,025	- 0,025	- 0,025
- 0,023	- 0,024	- 0,024	- 0,025	- 0,025	- 0,025
- 0,022	- 0,023	- 0,023	- 0,024	- 0,024	- 0,024
- 0,020	- 0,021	- 0,020	- 0,022	- 0,021	- 0,021

Grafisch weergegeven:



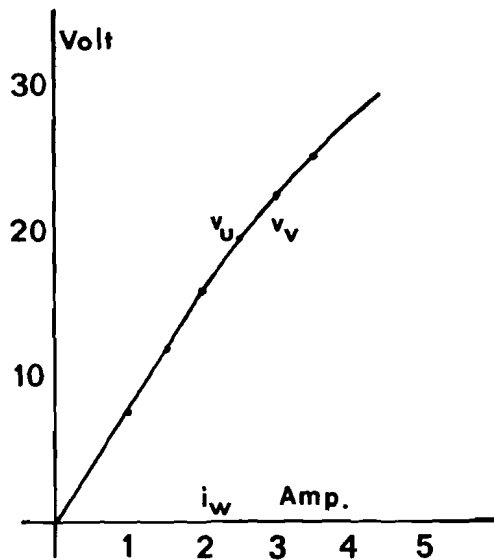


Fig.II.2.2.

$i$ - $v$ -karakteristieken voor de bepaling  $M$ .

II.3. : Bepaling  $L_{sr}$  via stroom-spanningsmeting bij 50 Hz.

Schema:

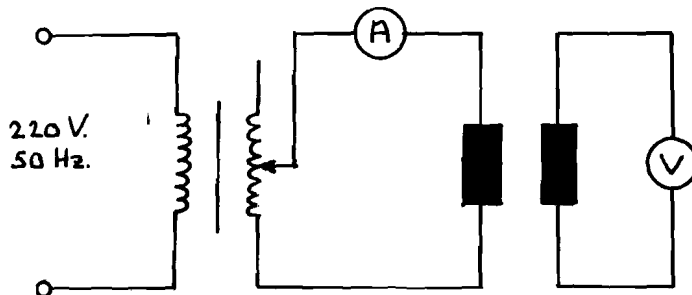


Fig.II.3.1.

Bepaling  $L_{sr}$ .

Bij deze meting wordt de rotor in die positie gebracht waarbij een maximale uitslag op de voltmeter wordt verkregen.



Resultaten :

$i_u$ (A)	$v_r$ (V)	$L_{sr}$ (H)	$i_v$ (A)	$v_r$ (V)	$L_{sr}$ (H)	$i_w$ (A)	$v_r$ (V)	$L_{sr}$ (H)
1,0	100	0,318	1,0	100	0,318	1,0	100	0,318
1,5	155	0,329	1,5	155	0,329	1,5	150	0,329
2,0	205	0,326	2,0	210	0,334	2,0	210	0,334
2,5	250	0,318	2,5	250	0,318	2,5	260	0,331
3,0	280	0,297	3,0	290	0,308	3,0	294	0,312
3,5	310	0,282	3,5	320	0,291	3,5	326	0,296
4,0	340	0,271	4,0	350	0,278	4,0	354	0,282

Grafisch weergegeven:

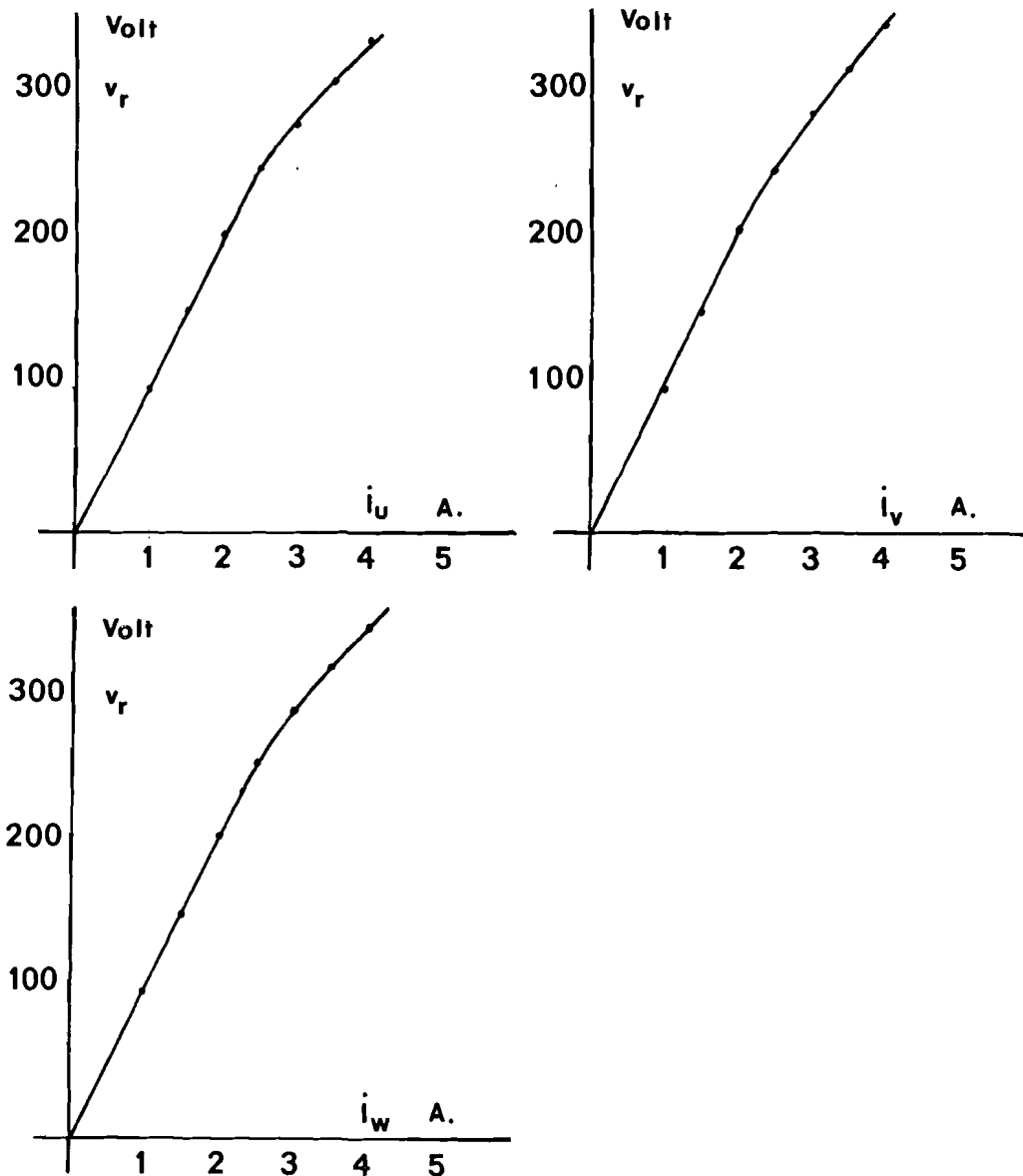
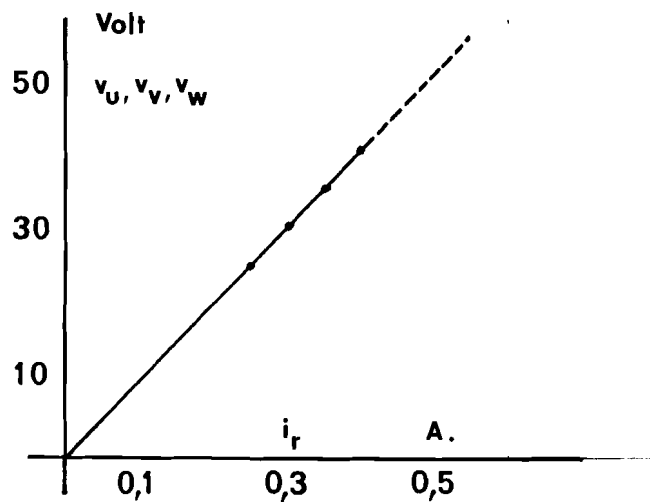


Fig.II.3.2.  $i$ - $v$ -karakteristieken ter bepaling  $L_{sr}$ .



$i_r$ (A)	$v_u$ (V)	$L_{rs}$ (H)	$v_v$ (V)	$L_{rs}$ (H)	$v_w$ (V)	$L_{rs}$ (H)
0,25	26	0,329	26,5	0,336	26,5	0,336
0,30	32	0,338	32	0,338	32	0,338
0,35	37	0,335	37	0,335	37	0,335
0,40	42	0,333	42	0,333	42	0,333

Grafisch weergegeven:



II.4. Bepaling  $L_r$  via stroom-spanningsmeting bij 50 Hz.

Schema:

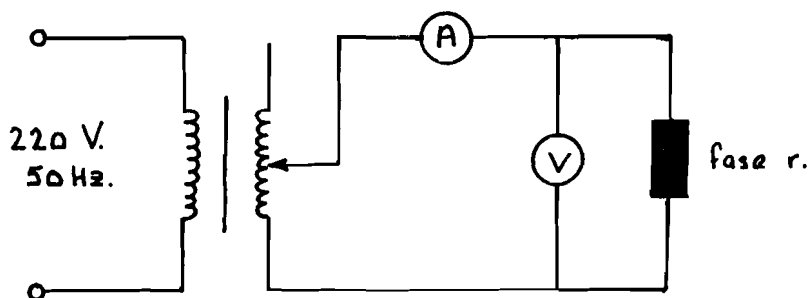


Fig. II.4.1.

Bepaling  $L_r$ .



Resultaten:

$i_r$ (A)	$v_r$ (V)	$L_r$ (H)
0,15	85	1,803
0,20	116	1,845
0,25	147	1,871

Grafisch weergegeven:

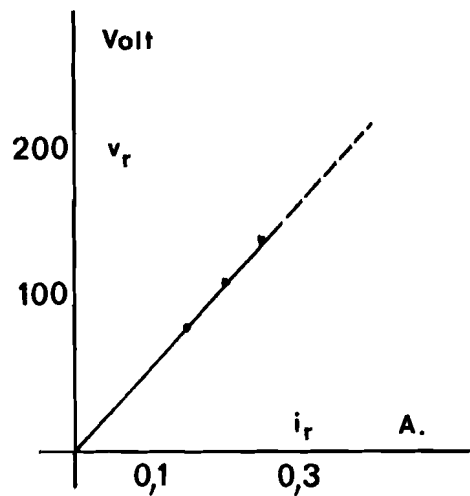


Fig.11.4.2.

$i_r - v_r$  karakteristiek

Daar in de bedrijfssituatie niet met dergelijke kleine stromen wordt gewerkt als dat in de laatste metingen is gedaan, zijn de volgende nullast-karakteristieken opgenomen.

11.5. Bepaling van  $L_{sr}$ ,  $L_{rs}$  via nullast-karakteristieken.

Schema:

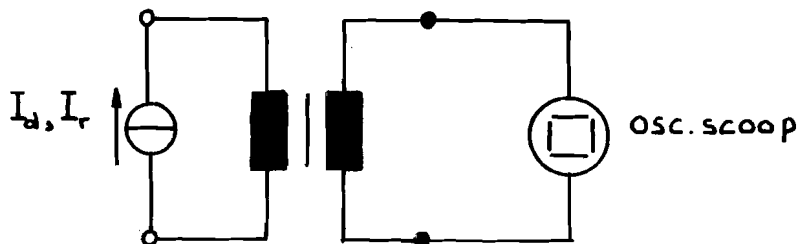


Fig. 11.5.1. Meetschema





Resultaten : (  $\hat{u} \sqrt{3} = L_{sr} I_r \omega \sqrt{3}$  )

$I_r$	n = 1000 o/min.		n = 1500 o/min.		n = 2000 o/min.	
	$\hat{u} \sqrt{3}$ (V)	$L_{rs}$ (H)	$\hat{u} \sqrt{3}$ (V)	$L_{rs}$ (H)	$\hat{u} \sqrt{3}$ (V)	$L_{rs}$ (H)
0,5	31	0,342	46	0,338	62	0,396
1,0	52	0,286	88	0,323	105	0,289
1,5	64	0,235	95	0,232	125	0,229
2,0	70	0,193	105	0,193	140	0,193
2,5	76	0,168	115	0,169	150	0,165
3,0	80	0,147	120	0,147	155	0,142
3,5	85	0,134	125	0,131	160	0,126
4,0	90	0,124	130	0,120	170	0,117

$I_r$	n = 2500 o/min.	
	$\hat{u} \sqrt{3}$ (V)	$L_{rs}$ (H)
0,5	90	0,396
1,0	125	0,275
1,5	155	0,227
2,0	170	0,187
2,5	185	0,163
3,0	190	0,140
3,5	200	0,126
4,0	210	0,116

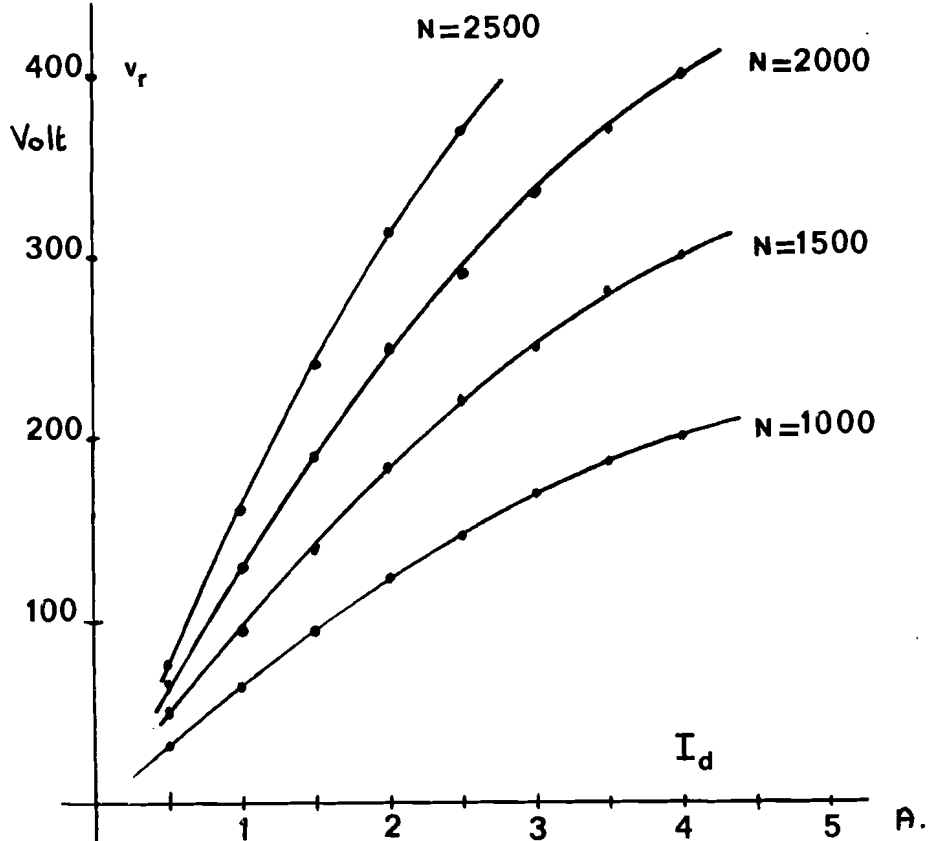
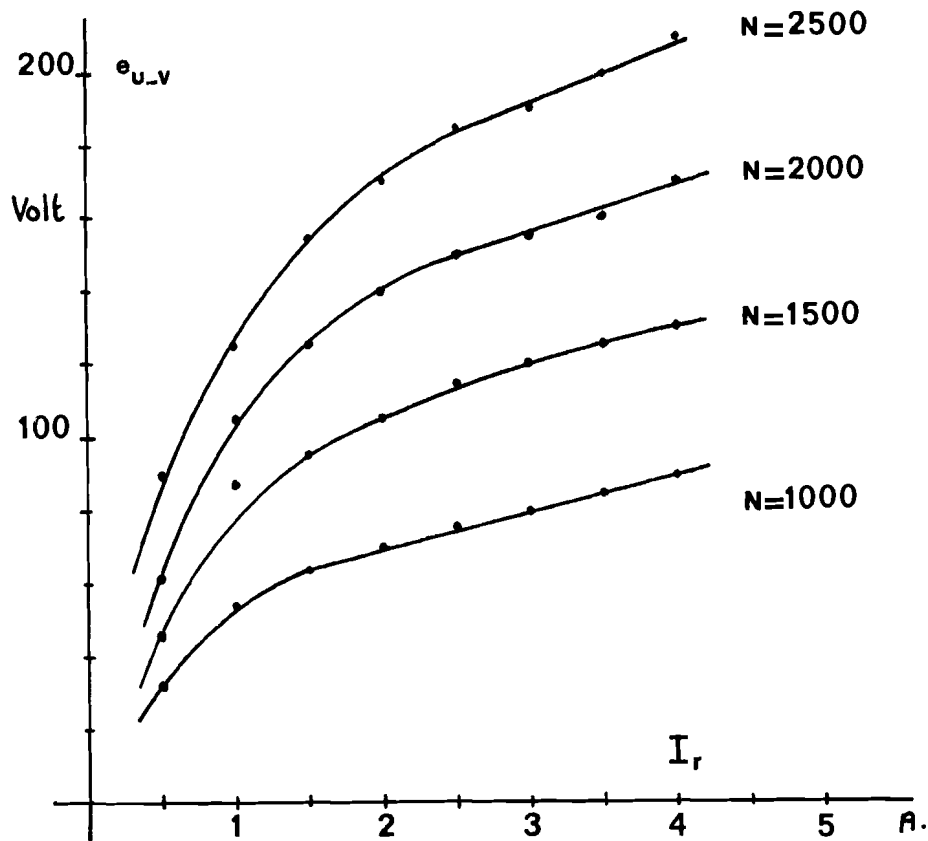
o/min. = aantal omwentelingen per minuut.

Bepaling  $L_{sr}$  : (  $\hat{v}_r = \sqrt{3} L_{sr} I_d \omega$  )

$I_d$	1000 o/min.		1500 o/min.		2000 o/min.		2500 o/min.	
	$\hat{v}_r$ (V)	$L_{sr}$ (H)	$\hat{v}_r$ (V)	$L_{sr}$ (H)	$\hat{v}_r$ (V)	$L_{sr}$ (H)	$\hat{v}_r$ (V)	$L_{sr}$ (H)
0,5	32	0,353	50	0,367	66	0,364	76	0,335
1,0	64	0,353	95	0,349	130	0,358	160	0,353
1,5	95	0,349	140	0,343	190	0,349	240	0,353
2,0	123	0,339	185	0,339	250	0,344	310	0,342
2,5	145	0,320	220	0,323	290	0,319	370	0,326
3,0	170	0,312	250	0,306	335	0,309		
3,5	185	0,291	280	0,294	370	0,291		
4,0	200	0,276	300	0,276	400	0,275		



Grafisch weergegeven:





Het blijkt dat de bekrachtigingswikkeling reeds bij kleine stromen (kleiner dan 1 A) verzadiging geeft.

Tevens blijkt dat bij grotere stromen  $L_{sr} \neq L_{rs}$ . Dit is het gevolg van het feit dat bij overeenkomstige stromen de velden niet overeenkomstig zijn.

### II.6. Spanning/stroomvormen.

De nu volgende spanning/stroomvormen zijn gemeten onder de volgende condities:

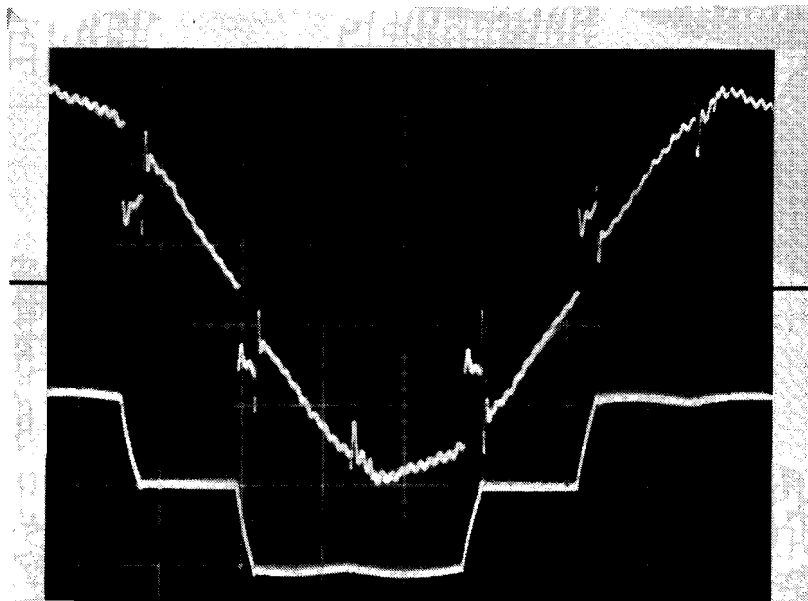
$$U_d = 50 \text{ Volt}$$

$$I_d = 1 \text{ Ampère}$$

$$I_r = 1,4 \text{ Ampère}$$

$$\alpha = 150^\circ$$

In de volgende foto's zijn de diverse stroom- en spanningsvormen weergegeven.



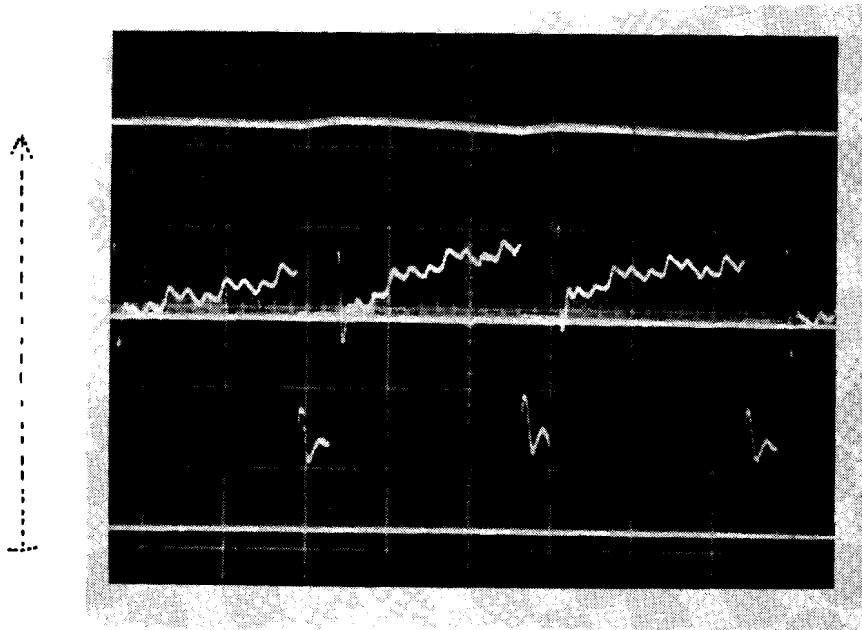
$u_u$  10 Volt/div.  
10 ms/div.

$i_u$  1 A/div.  
10 ms/div.

Fig.II.6.1.

Spanning  $u_u$  t.o.v. sterpunt

Stroom  $i_u$



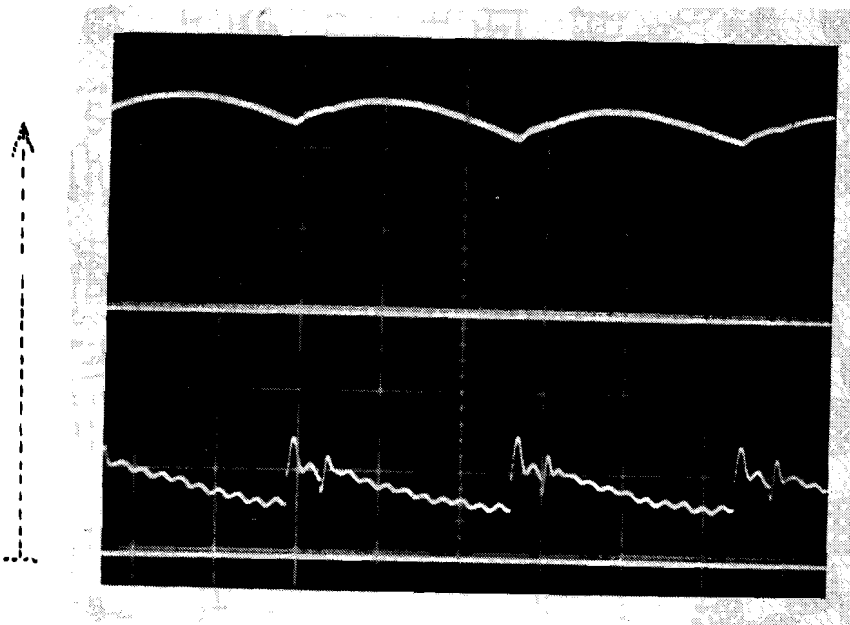
$I_r$  0,5 A/div.  
5 ms/div.

$v_r$  20 Volt/div.  
5 ms/div.

Fig. II.6.2.

Stroom  $I_r$

Spanning  $v_r$  (spanning over bekr.wikkeling)



$I_d$  0,2 A/div.  
5 ms/div.

$u_g$  20 Volt/div.  
5 ms/div.

Fig. II.6.3.

Stroom  $I_d$

Spanning  $u_g$  (spanning over de inverter)



De vormen komen vrij goed overeen met de vormen zoals die zijn weergegeven op pagina I.8. en pagina I. 18. .

Uit bovenstaande foto's blijkt dat de commutatietijd ongeveer 2,5 ms. bedraagt. De periodetijd bedraagt ongeveer 90 ms. .

Dat betekent dat de overlappingshoek  $10^{\circ}$  bedraagt.

Uit 
$$\cos(\alpha + \mu) - \cos \alpha = \frac{-I_d \cdot 2 \cdot \omega L_c}{\hat{u} \sqrt{3}} \quad (\text{pag. I.6.})$$

volgt voor  $L_c$

$$L_c = \frac{(\cos(\alpha + \mu) - \cos \alpha) \hat{u} \sqrt{3}}{-I_d \cdot 2 \cdot \omega}$$

$$= \frac{(\cos 160^{\circ} - \cos 150^{\circ}) 25 \sqrt{3} \cdot 90 \cdot 10^{-3}}{-1 \cdot 2 \cdot 2\pi} = 22,8 \cdot 10^{-3}.$$

Volgens pagina I.20. is  $L_c = L_s - M$ . Volgens de voorgaande meetresultaten ligt  $L_s - M$  in de orde van 90 mH. Dit getal is een factor 4 groter dan de gevonden waarde voor  $L_c$ .

Uit de foto's blijkt

1.  $I_d$  is niet constant tijdens de commutatie.
2.  $I_r$  is niet constant tijdens de commutatie.

Wanneer bijvoorbeeld  $T_1$ ,  $T_6$  en  $T_3$  in geleiding zijn geldt voor  $v_u$  en  $v_v$ :

$$v_u = L_s \frac{di_u}{dt} + M \frac{di_v}{dt} + M \frac{di_w}{dt} - L_{sr} \cos(\omega t - \pi/6) \frac{di_r}{dt} +$$

$$L_{sr} i_r \omega \sin(\omega t - \pi/6).$$

$$v_v = M \frac{di_u}{dt} + L_s \frac{di_v}{dt} + M \frac{di_w}{dt} - L_{sr} \cos(\omega t - \frac{5\pi}{6}) \frac{di_r}{dt} +$$

$$L_{sr} i_r \omega \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}).$$

Tijdens de commutatie geldt  $v_u = v_v$ .

Hieruit volgt

$$(L_s - M) \frac{di_u}{dt} - (L_s - M) \frac{di_v}{dt} = -\sqrt{3} L_{sr} i_r(t) \omega \sin \omega t + \sqrt{3} L_{sr} \cos \omega t \frac{di_r}{dt}.$$

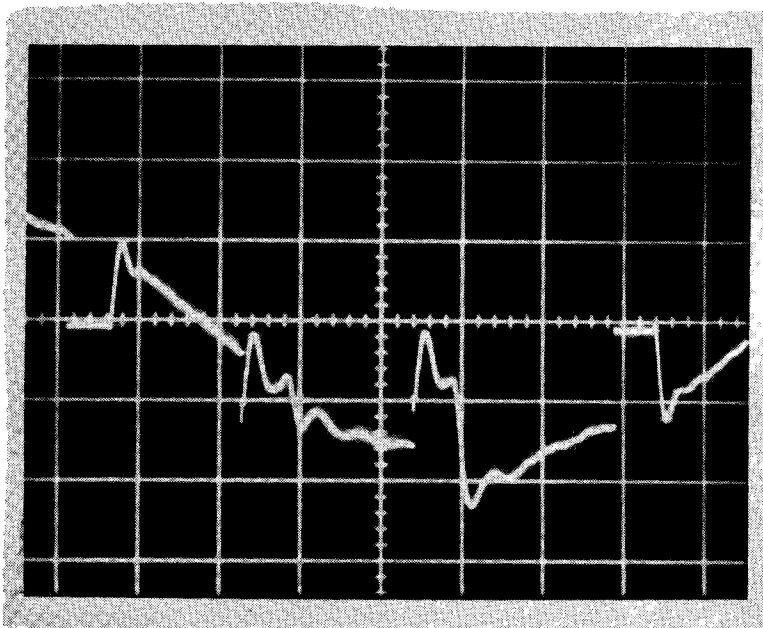
Daar  $\frac{di_u}{dt}$  en  $\frac{di_v}{dt}$  groot zijn t.o.v. de verandering in  $I_d$  mag gesteld worden dat  $\frac{di_u}{dt} = - \frac{di_v}{dt}$ .

Dus volgt :

$$\frac{di_v}{dt} = \frac{\sqrt{3} L_{sr} i_r(t) \omega \sin \omega t}{2 (L_s - M)} - \frac{\sqrt{3} L_{sr} \cos \omega t}{2 (L_s - M)} \cdot \frac{di_r}{dt}$$

Daar  $\alpha$  ligt in het interval  $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ , is de tweede term positief. Dat betekent dat de commutatie sneller zal verlopen t.o.v. het ideale geval. Dit is een van de oorzaken van een afwijkende waarde voor  $L_c$  t.o.v. het ideale geval. Gezien het feit dat de afwijking vrij groot is, kan de oorzaak van een afwijkende waarde niet alleen toegeschreven worden aan het niet geheel constant zijn van de stromen  $I_d$  en  $I_r$ .

Een mogelijke oorzaak zou kunnen zijn het optreden van wervelstromen, welke tijdens het schakelen het veld in de machine beïnvloeden. Wervelstromen kunnen een soortgelijk effect teweegbrengen als een kortgesloten wikkeling. Wat bijvoorbeeld de invloed van een kortgesloten wikkeling is op de commutatietijd is in de volgende twee foto's te zien



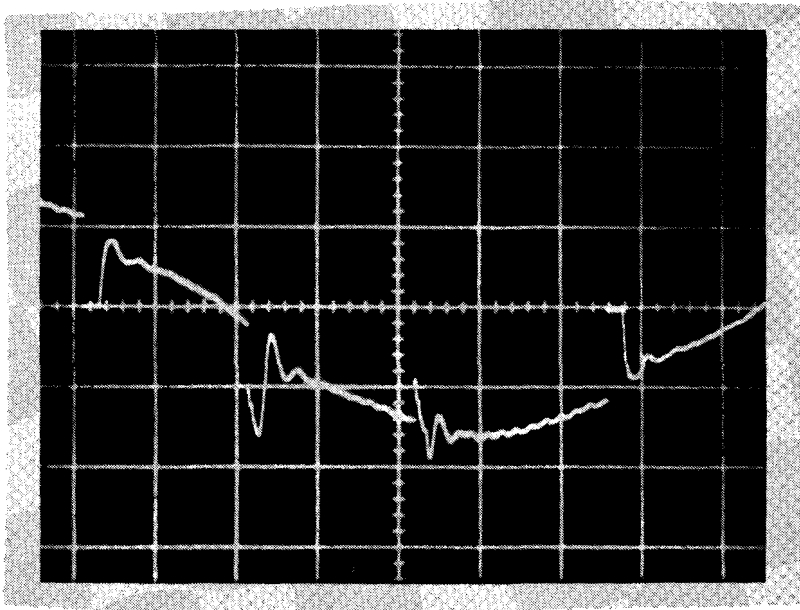
Vert : 100 Volt/div.

Hor. : 2 ms/div.

spanning  $u_{u-v}$

Fig. II.6.4.a.

Spanning  $u_{u-v}$  (geen kortgesl.wikkeling)



Vert. : 100 Volt/div.  
Hor. : 2 ms/div.

Spanning  $u_{u-v}$  .

Fig. II.6.4.b.

Spanning  $u_{u-v}$  ( wel kortgesloten wikkeling)

Het blijkt dus dat de toepassing van een kortgeloten wikkeling een verkleining geeft van de commutatietijd. Het optreden van wervelstromen zou een soortgelijk karakter kunnen hebben als een kortgeloten wikkeling.

## II. 7. Het verband tussen de diverse grootheden.

Situatie I :  $I_r = \text{constant} = 3 \text{ A.}$

$\alpha = \text{constant} = 150^\circ$

het gevraagde koppel is 1,30 Nm

$U_d$  is variabel.

### Meetresultaten:

$U_d$ (V)	T (ms)	$I_r$ (A)	$I_d$ (A)	f (Hz)	$T_e$ (Nm)
50	128	3	1,50	7,8	1,30
60	100	3	1,55	10,0	1,30
70	80	3	1,60	12,5	1,30
80	68	3	1,60	14,7	1,30
90	58	3	1,65	17,2	1,30



$U_d$ (V)	T (ms)	$I_r$ (A)	$I_d$ (A)	f (Hz)	$T_e$ (Nm)
100	51	3	1,65	19,6	1,30
110	46	3	1,70	21,7	1,30
120	40	3	1,70	25,0	1,30
130	37	3	1,70	27,0	1,30
140	34	3	1,70	29,4	1,30
150	31	3	1,70	32,3	1,30

Grafisch weergegeven:

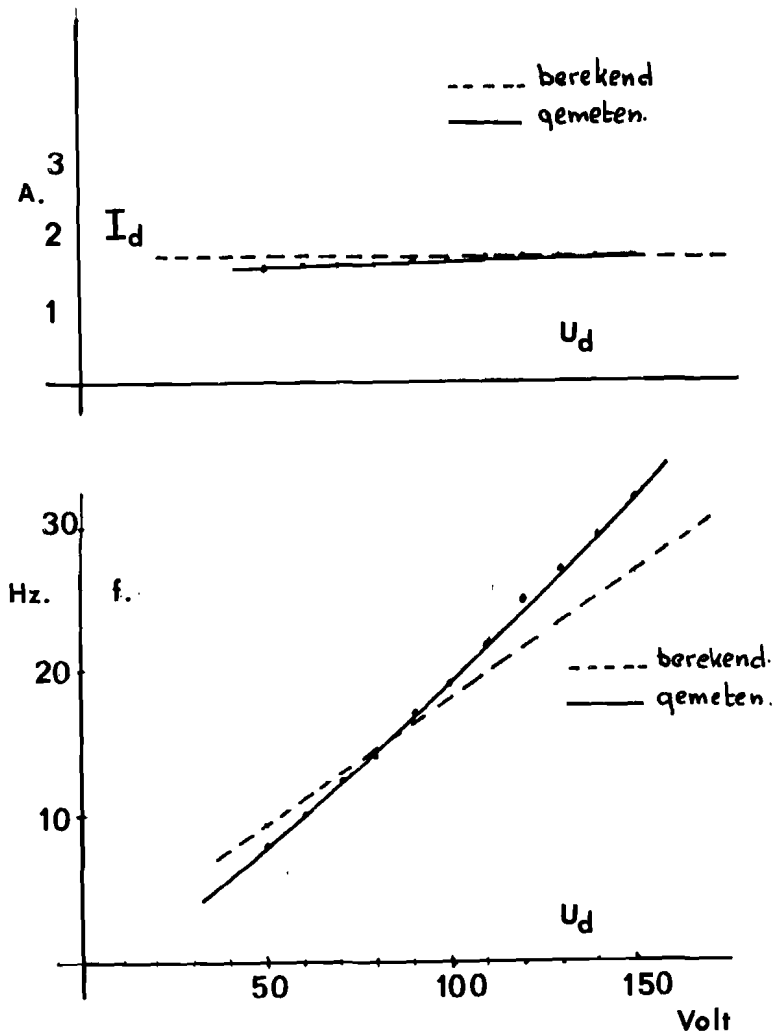


Fig. 11.7.1.

$$I_d = f(U_d)$$

$$f = f(U_d)$$





De gevonden kromme's komen vrij redelijk overeen met de theoretische verwachte kromme's wanneer uitgegaan wordt van

$$\begin{aligned}I_r &= 3 \text{ A}, \\L_{sr} &= 0,20 \text{ H}, \\L_c &= 20 \text{ mH}, \\I_d &= 1,70 \text{ A}.\end{aligned}$$

Situatie II:  $I_r = \text{constant} = 3 \text{ A}.$

$U_d = \text{constant} = 75 \text{ V}.$

het gevraagde koppel is  $1,30 \text{ Nm}.$

$\alpha$  is variabel

### Meetresultaten

$\cos \alpha$	T (ms)	$I_r$ (A)	$I_d$ (A)	$U_d$ (V)	f (Hz)
- 0,88	78	3	1,8	75	13
- 0,71	64	3	1,9	75	16
- 0,67	60	3	2,0	75	17
- 0,54	51	3	2,4	75	20
- 0,45	46	3	2,6	75	22
- 0,35	42	3	2,9	75	24
- 0,31	35	3	3,6	75	29
- 0,19	32	3	3,9	75	31
- 0,10	30	3	4,4	75	33

Grafisch weergegeven:

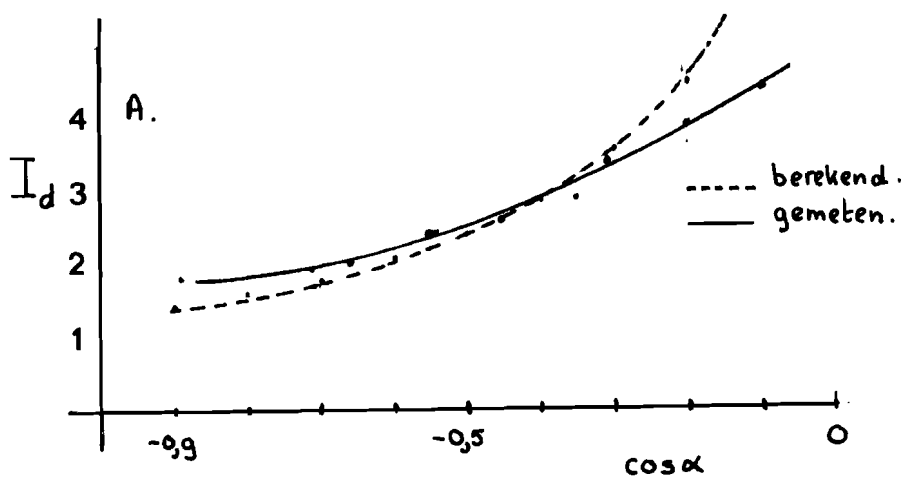


Fig. II.7.2.a.  $I_d = f(\cos \alpha)$

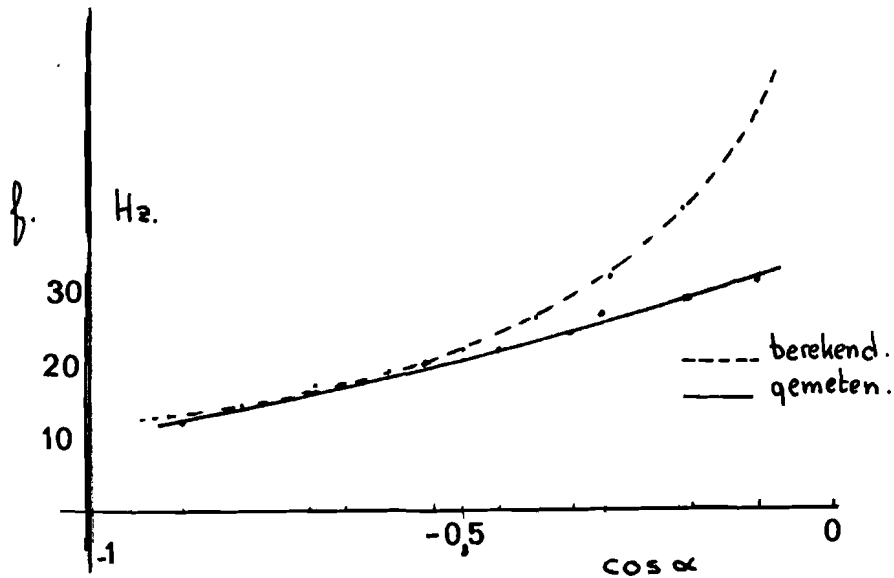


Fig. II.7.2.b.  
 $f = f(\cos \alpha)$ .

Situatie III :  $\alpha = \text{constant} = 150^\circ$   
 $T_e = \text{constant} = 1,30 \text{ Nm.}$   
 $U_d = \text{constant} = 75 \text{ V.}$   
 $I_r$  is variabel

Meetresultaten:

$I_r$ (A)	$T$ (ms)	$I_d$ (A)	$U_d$ (V)	$f$ (Hz)
3,0	74	1,65	75	13,5
2,8	73	1,55	75	13,7
2,6	71	1,50	75	14,0
2,4	68	1,40	75	14,7
2,2	65	1,30	75	15,4
2,0	62	1,20	75	16,1
1,8	59	1,10	75	16,9
1,6	55	1,00	75	18,2
1,4	52	0,95	75	19,2
1,2	48	0,85	75	20,8
1,0	44	0,80	75	22,7



Grafisch weergegeven:

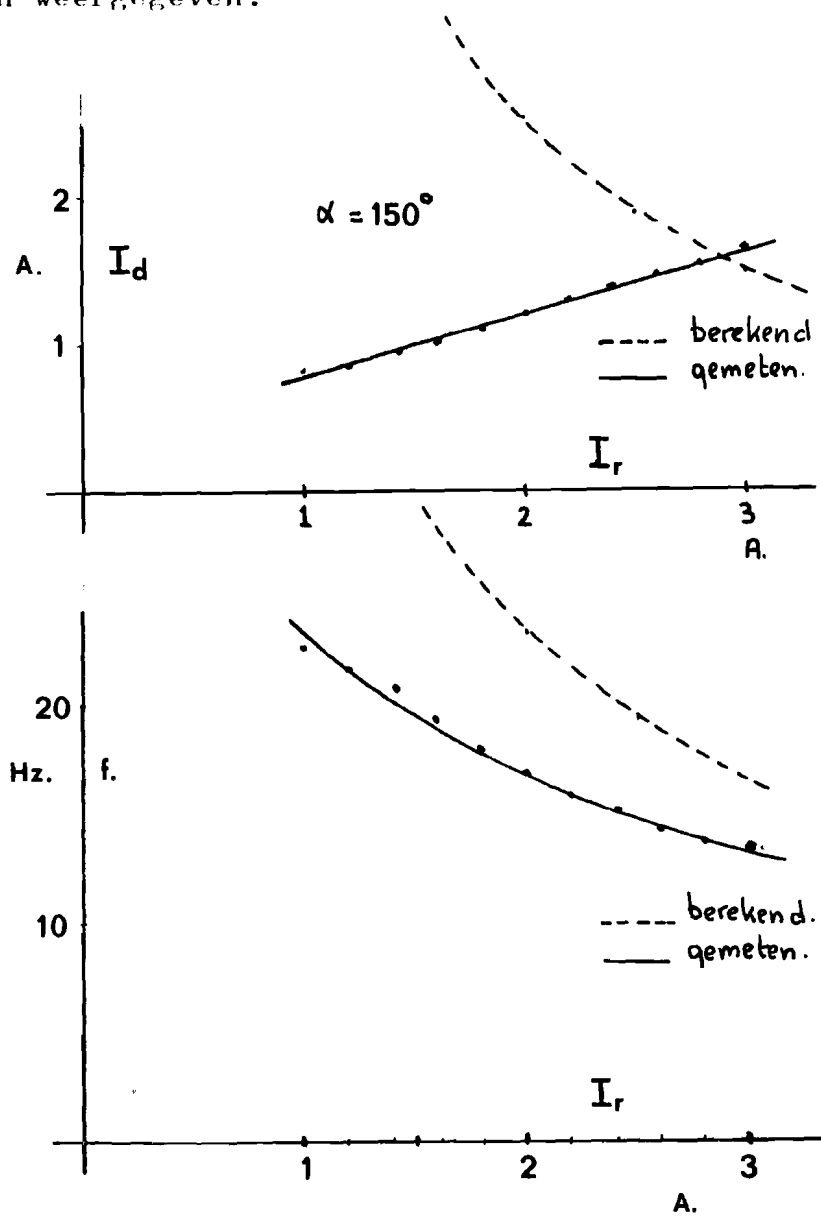


Fig. II.7.3.

$$I_d = f(I_r)$$

$$f = f(I_r)$$



Situatie III :  $\alpha = \text{constant} = 120^\circ$

$T_e = \text{constant} = 1,30 \text{ Nm}$

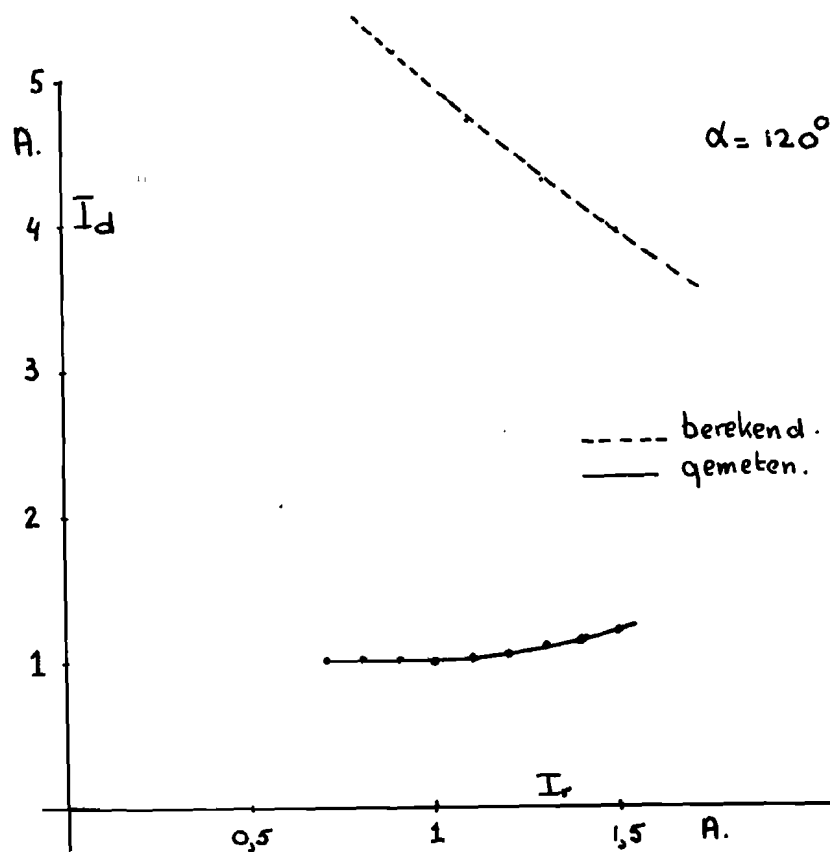
$U_d = \text{constant} = 75 \text{ Volt}$

$I_r$  is variabel

Meetresultaten:

$U_d$ (V)	$I_d$ (A)	$I_r$ (A)	T (ms)	f (Hz)
75	1,20	1,5	38	26,3
75	1,15	1,4	37	27,0
75	1,10	1,3	36	27,7
75	1,05	1,2	35	28,6
75	1,02	1,1	34	29,4
75	1,00	1,0	33	30,3
75	1,00	0,9	31	32,3
75	1,00	0,8	30	33,3
75	1,00	0,7	28	35,7

Grafisch weergegeven:



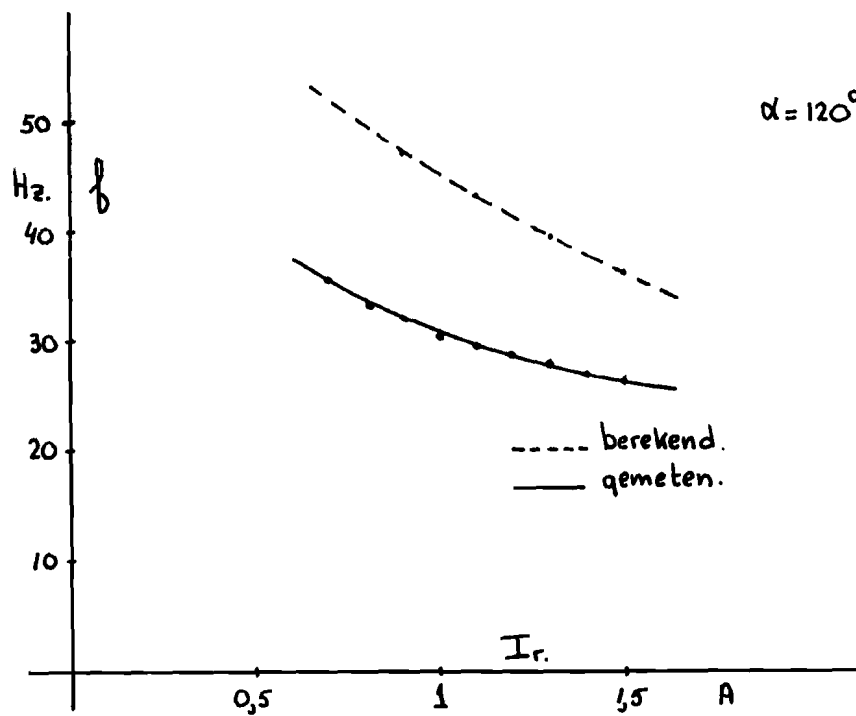


Fig. II.7.4.

$$I_d = f(I_r)$$

$$f = f(I_r)$$

Het gemeten verband tussen  $I_d$  en  $I_r$  wijkt in deze situatie totaal af van het berekende verband. Dit zou een gevolg kunnen zijn van verzadigingsverschijnselen. Dit vereist een nader onderzoek.

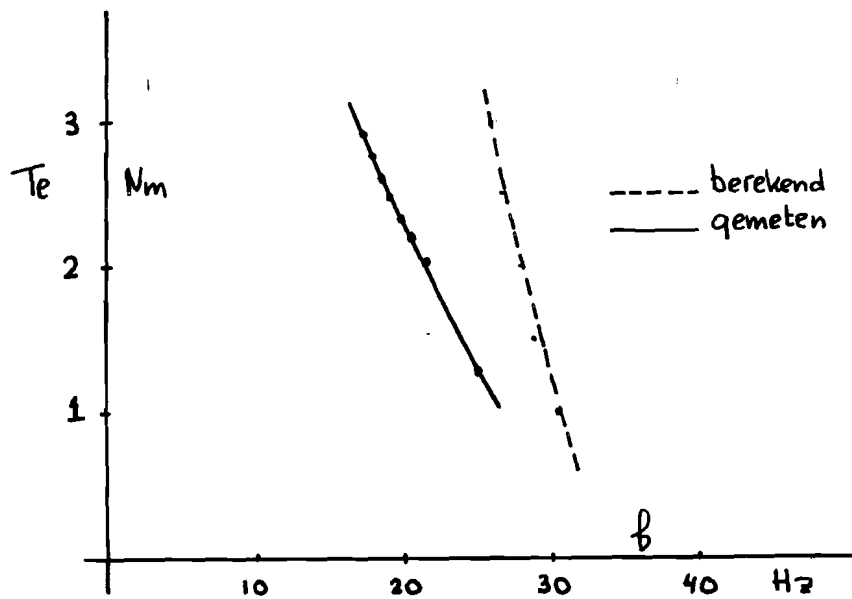
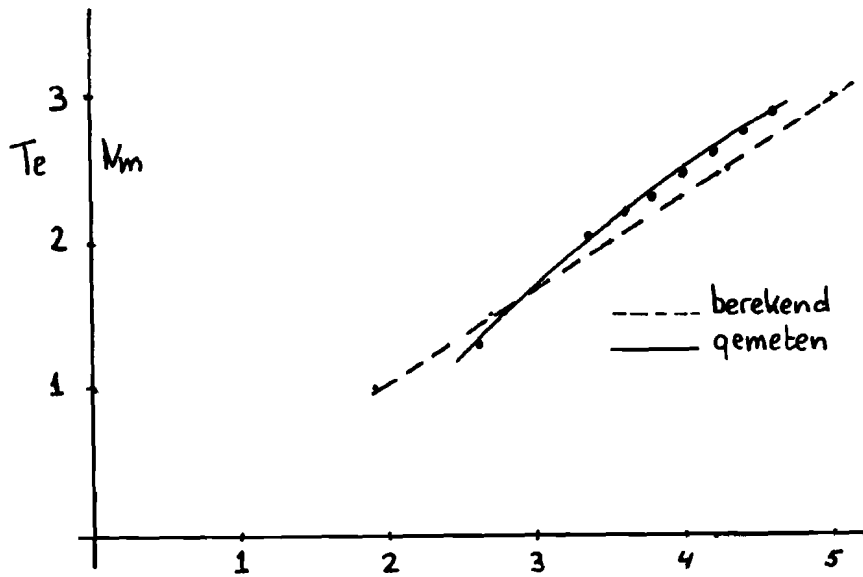
Situatie IV :  $I_r = \text{constant} = 3 \text{ A}$   
 $\alpha = \text{constant} = 120^\circ$   
 $U_d = \text{constant} = 100 \text{ Volt.}$   
 $T_{e,\text{gem.}}$  is variabel.

Meetresultaten:

$T_{e,g}$ (Nm)	$U_d$ (V)	$I_d$ (A)	$T$ (ms)	$f$ (Hz)
1,30	100	2,6	40	25,0
2,05	100	3,4	46	21,7
2,20	100	3,6	48	20,8
2,30	100	3,8	50	20,0
2,45	100	4,0	52	19,2
2,60	100	4,2	54	18,5



$T_{e,g}$ (Nm)	$U_d$ (V)	$I_d$ (A)	$T$ (ms)	$f$ (Hz)
2,75	100	4,40	56	17,8
2,90	100	4,60	58	17,2





## II.8 Aanloopmethoden

### II.8.1. Aanloop met behulp van transformator (zie pagina I.40. ).

Ten aanzien van deze methode de volgende opmerkingen:

1. De secundaire spanning van de trafo moet voldoende groot zijn om dienst te kunnen doen als commutatiespanning.
2. Wanneer de secundaire spanning van de transformator ongeveer in de orde komt van de machinespanning treden er zwevingen op in de fasestromen  $i_u$ ,  $i_v$  en  $i_w$ .  
De transformator moet dan uitgeschakeld worden. Vervolgens moeten dan de secundaire wikkelingen worden kortgesloten.
3. De machine loopt goed aan, wanneer er voor gezorgd wordt dat er geen zwevingen in de stromen op kunnen treden.
4. Deze methode heeft het nadeel dat de uitschakelprocedure vrij omslachtig is.

### II.8.2. Aanloop met behulp van dioden en condensatoren ( zie pagina I.41. )

Ten aanzien van deze aanloopmethode de volgende opmerkingen:

1. Voor C is 25 $\mu$ F gekozen.

Op pagina I.44. is gesteld dat de condensatorspanning op kan slingeren met een bedrag

$$I_d \sqrt{\frac{4 L_c}{3 C}} .$$

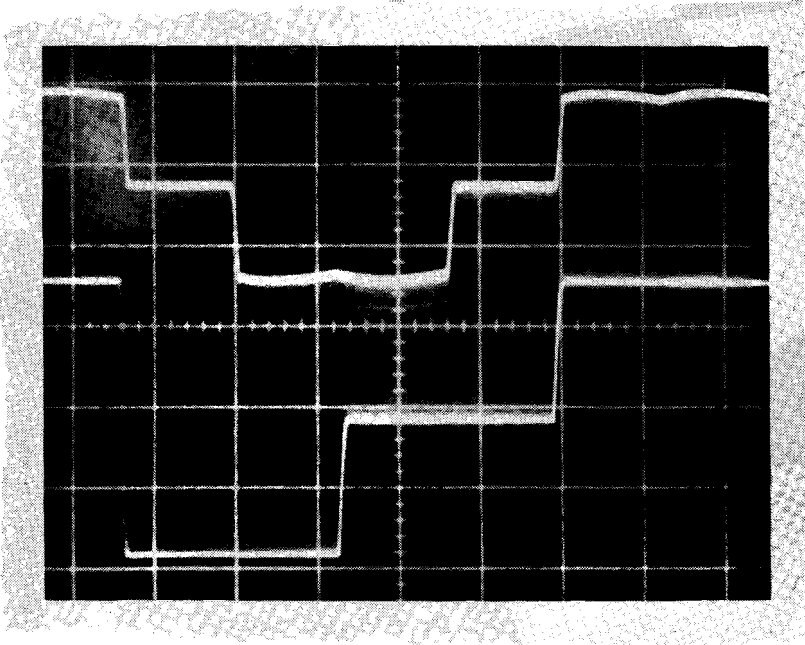
Wanneer we voor  $L_c$  kiezen ( $L_s - M$ ), dan bedraagt  $L_c = 90$  mH.  
Het opslingeren geschiedt dan met een bedrag van

$$I_d \sqrt{\frac{4 \cdot 90 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}} = 69 I_d$$

Wanneer we voor  $L_c$  de gevonden waarde kiezen van pagina II.15.  
 $L_c = 20$  mH dan geschiedt het opslingeren met een bedrag

$$I_d \sqrt{\frac{4 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}} = 32 I_d$$

2. Op de volgende foto zijn weergegeven de fasestroom  $i_u$  en de condensatorspanning  $u_{C_1}$



$i_u$  : 1 A/div.  
20 ms/div.

$u_{C_1}$  : 20 Volt/div.  
20 ms / div.

Fig.II.8.2.1.

Fasestroom  $i_u$

Condensatorspanning  $u_{C_1}$

De foto is genomen onder de volgende condities:

$$U_d = 40 \text{ V.}$$

$$I_r = 2 \text{ A.}$$

$$I_d = 1,8 \text{ A}$$

$$\alpha = 150^\circ$$

Het verloop komt overeen met het verloop zoals dat op pagina I.45. is afgeleid. De opslinging is minder groot dan berekend is.

Op de volgende foto zijn weergegeven de condensatorstroom  $i_{C_1}$  en de spanning over thyristor 1.

De foto is genomen onder de volgende condities:

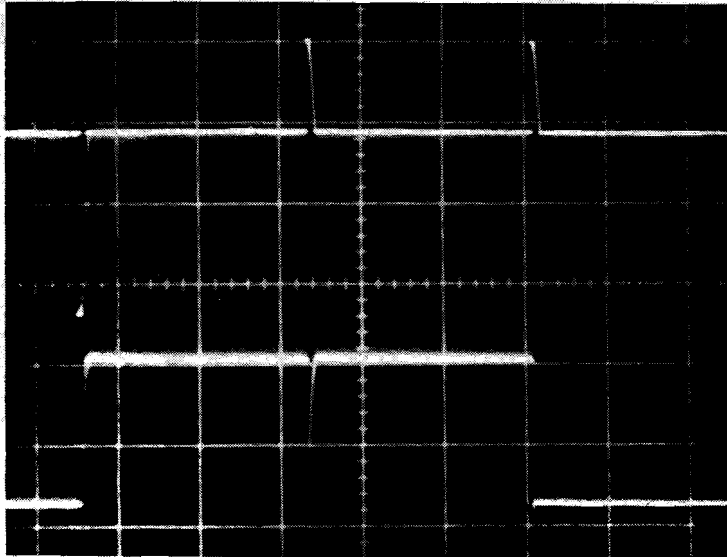
$$U_d = 40 \text{ V.}$$

$$I_r = 2 \text{ A.}$$

$$I_d = 1,8 \text{ A}$$

$$\alpha = 150^\circ$$





$i_{C_1}$  : 0,5 A /div.  
20 ms/div.

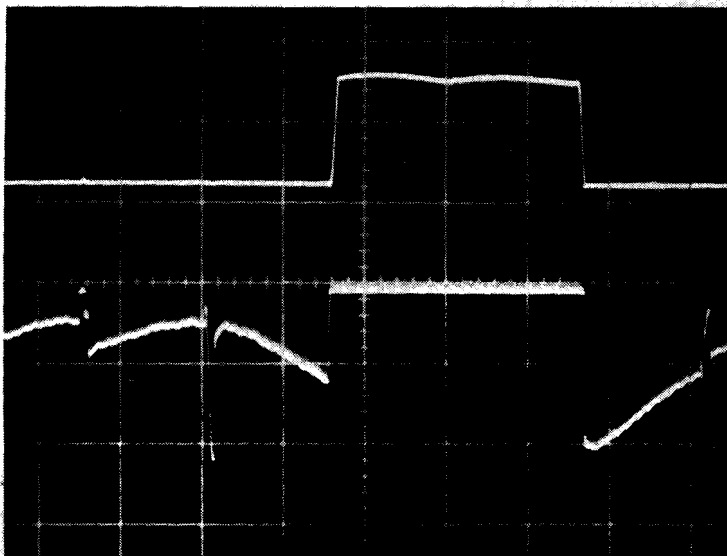
$u_{T_1}$  : 20 Volt/div.  
20 ms/div.

Fig.II.8.2.2.

Condensatorstroom  $i_{C_1}$

Spanning  $u_{T_1}$

Op de volgende foto zijn weergegeven de stroom  $i_{D_1}$  en de spanning  $u_{D_1}$



$i_{D_1}$  : 2 A/div.  
20 ms/div.

$u_{D_1}$  : 20 Volt/div.  
20 ms/div.

Fig. II.8.2.3.

3. Wanneer de machinespanning in de grootte-orde komt van de condensatorspanning kan deze gedwongen commutatie uitgeschakeld worden. Dit vereist nogal wat ingrepen in de schakeling. De condensatoren dienen in dat geval losgenomen te worden en de dioden kunnen kortgesloten worden.

### II.8.3. Aanloop met behulp van thyristoren en condensatoren (zie pagina I.46. )

Ten aanzien van deze methode de volgende opmerkingen:

1. Voor C is 50 uF gekozen.

Op pagina I.48 is gesteld dat de condensatorspanning maximaal kan opslingeren met een bedrag dat gelijk is aan

$$I_d \sqrt{\frac{2 L_c}{C}} .$$

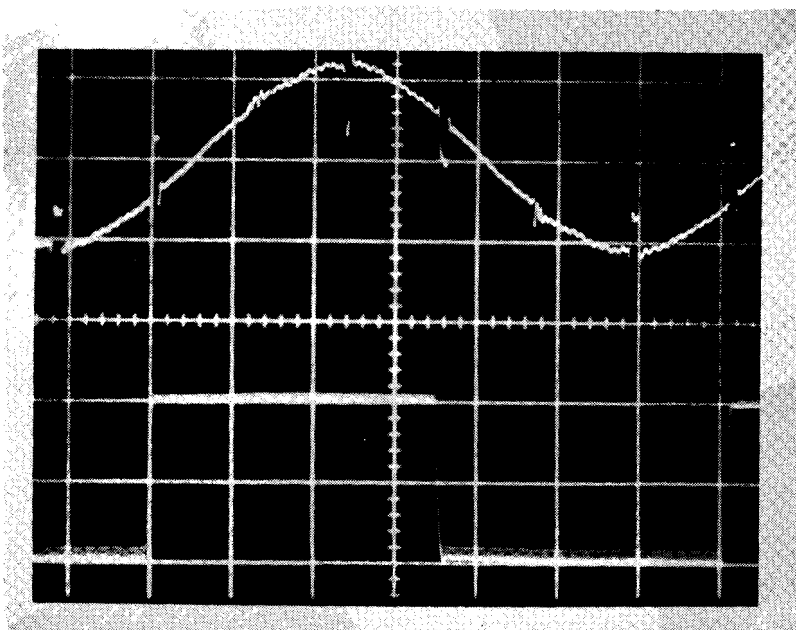
Voor  $L_c = 20 \text{ mH}$

$C = 50 \text{ uF}$

$I_d = 1,8 \text{ A}$

volgt dat de opslinging maximaal 50 volt kan bedragen.

In de volgende foto zijn weergegeven de gekoppelde spanning  $u_{u-v}$  en de condensatorspanning  $u_{C_1}$



$u_{u-v} : 50 \text{ Volt/div.}$   
 $20 \text{ ms / div.}$

$u_{C_1} : 20 \text{ Volt / div.}$   
 $20 \text{ ms / div.}$

Fig. II.8.3.1.

Spanning  $u_{u-v}$  ,  $u_{C_1}$

De foto is genomen onder de volgende condities:

$$U_d = 40 \text{ V}$$

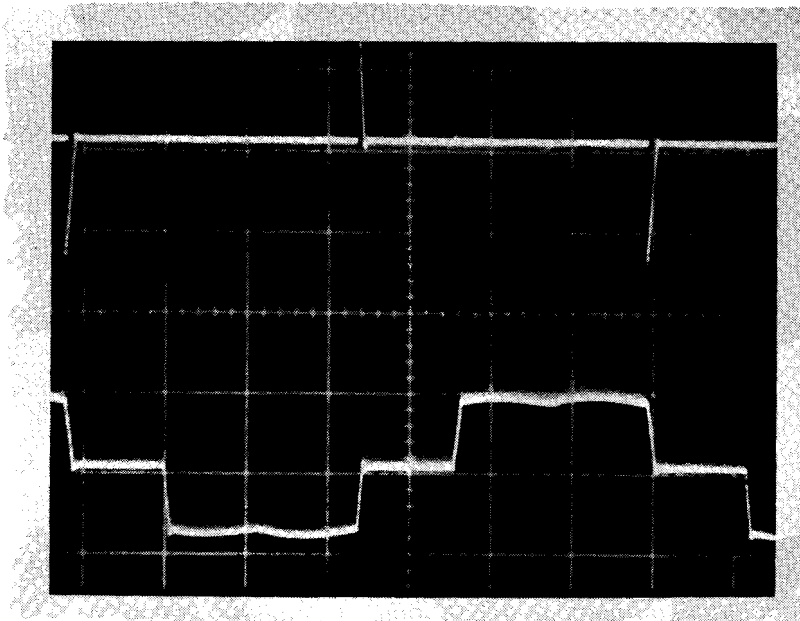
$$I_r = 2 \text{ A.}$$

$$I_d = 1,8 \text{ A}$$

$$\alpha = 150^\circ$$

Ook hier blijkt dat de opslinging gering is, dan is berekend.

Op de volgende foto is de condensatorstroom  $i_{C_1}$  en de fasestroom  $i_u$  weergegeven:



$$i_{C_1} : 1 \text{ A/div.}$$

$$20 \text{ ms/div.}$$

$$i_u : 2 \text{ A /div.}$$

$$20 \text{ ms/div.}$$

Fig. II.8.3.2.

Condensatorstroom  $i_{C_1}$

Fasestroom  $i_u$

2. Het uitschakelen van deze gedwongen commutatie geschiedt door het onderdrukken van de stuurpulsen voor de thyristoren  $T_{11}$  t/m  $T_{16}$ . Voor de elektronica hierbij wordt verwezen naar hoofdstuk III.

Er is gekozen voor de laatste methode, daar de uitschakelprocedure bij deze methode het eenvoudigste is. Daartegenover staat dat het een vrij dure methode is.

### Hoofdstuk III : Stuurelektronica

In het nu volgende hoofdstuk zal de stuurelektronica behandeld worden.

Voor de bepaling van de stand van de machine-as wordt een foto-elektrische methode gebruikt. Deze methode gaat als volgt in zijn werk.

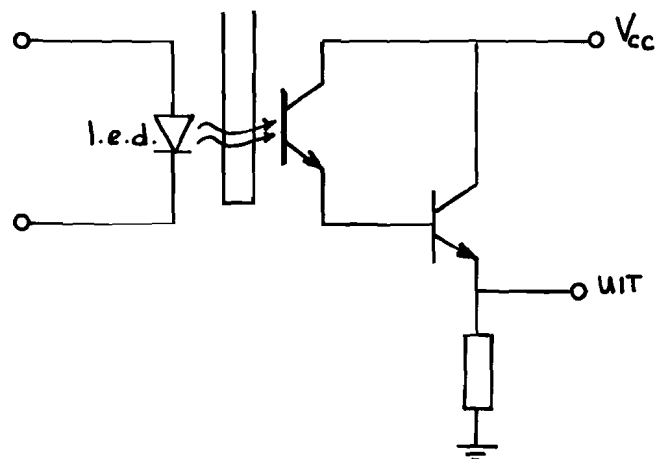


Fig. III.1.

l.e.d. - fototransistor combinatie

Tussen een combinatie van een fototransistor en een l.e.d. (licht-emitting diode) loopt een schijf welke gekoppeld is aan de as van de synchrone machine. In deze schijf is een uitsparing aangebracht waardoor het licht van de l.e.d. op de fototransistor kan vallen.

De thyristoren dienen  $120^\circ$  el. te geleiden. Uitgaande van een tweepolige machine komen deze  $120^\circ$  el. overeen met  $120^\circ$  ruimtelijk. In hoofdstuk I is gesteld dat om de  $60^\circ$  een commutatie dient plaats te vinden. Er dient dus iedere  $60^\circ$  een ontsteekpuls gegenereerd te worden.

Voor de positieopnemer is de configuratie toegepast welke is weergegeven op de volgende pagina in figuur III.2.

Er is om de  $60^\circ$  een combinatie van een l.e.d. en een fototransistor geplaatst, waartussen de schijf doorloopt waarin een uitsparing van  $120^\circ$  is aangebracht. De opnemers zijn op een ring geplaatst welke draaibaar is t.o.v. de as. De totale positieopnemer is daardoor te fixeren t.o.v. een vast punt op de as.

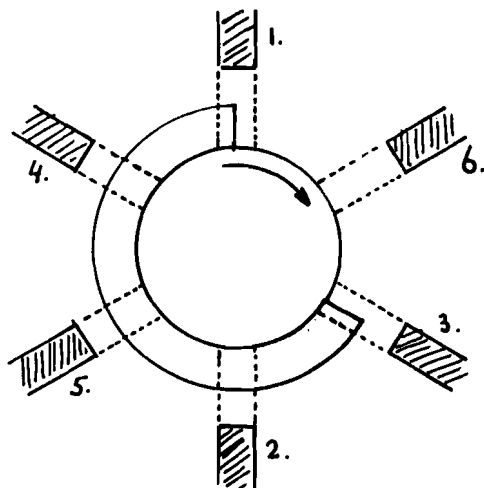


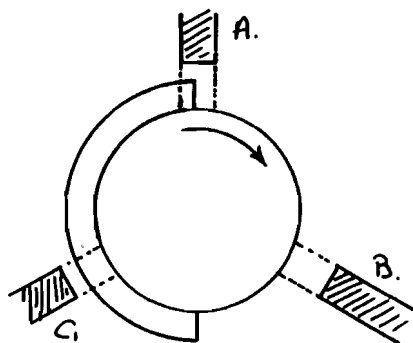
Fig. III.2.  
Positieopnemer.

Hoewel deze configuratie in de praktijk vrijwel geen moeilijkheden heeft opgeleverd, kleven er toch enige bezwaren aan. Aan figuur III.2. is te zien dat de schijf een positie kan innemen, welke een kritische situatie kan opleveren.

De uitgangen van 1. en 3. kunnen beide hoog zijn ofwel beide laag zijn. Wanneer beide uitgangen laag zijn, is alleen de uitgang van 6. hoog. Dat betekent dat dan alleen aan de gate van thyristor 6 een ontsteekpuls wordt toegevoerd.

Wanneer de geschetste situatie bij stilstand zou plaatsvinden betekent dit dat alleen thyristor 6 in geleiding kan komen. Voor het functioneren van het systeem is het echter nodig dat een thyristor in de bovenste helft en een thyristor in de onderste helft van de thyristorbrug in geleiding is.

Een betere configuratie zou de volgende zijn:





In plaats van zes opnemers, drie opnemers toepassen en de uit-sparing in de schijf  $180^\circ$  maken.

Er kan nu geen kritische situatie ontstaan. Er ontstaan in deze configuratie 3 pulsen welke  $120^\circ$  t.o.v. elkaar verschoven zijn en  $180^\circ$  lang zijn.

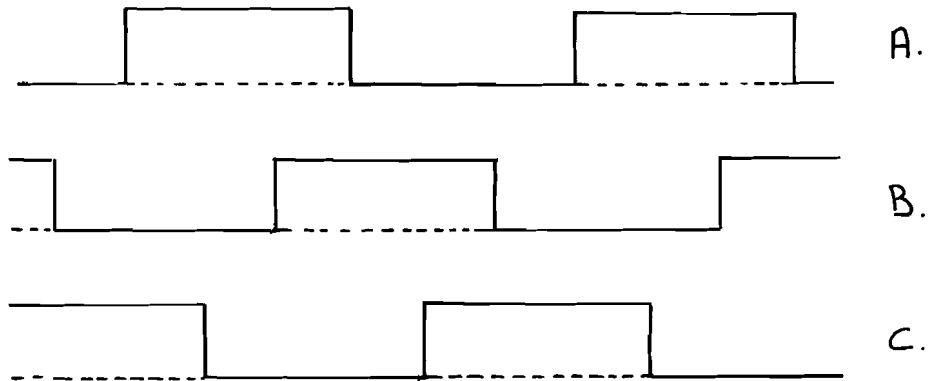


Fig. III.4.

Uitgangssignalen opnemers.

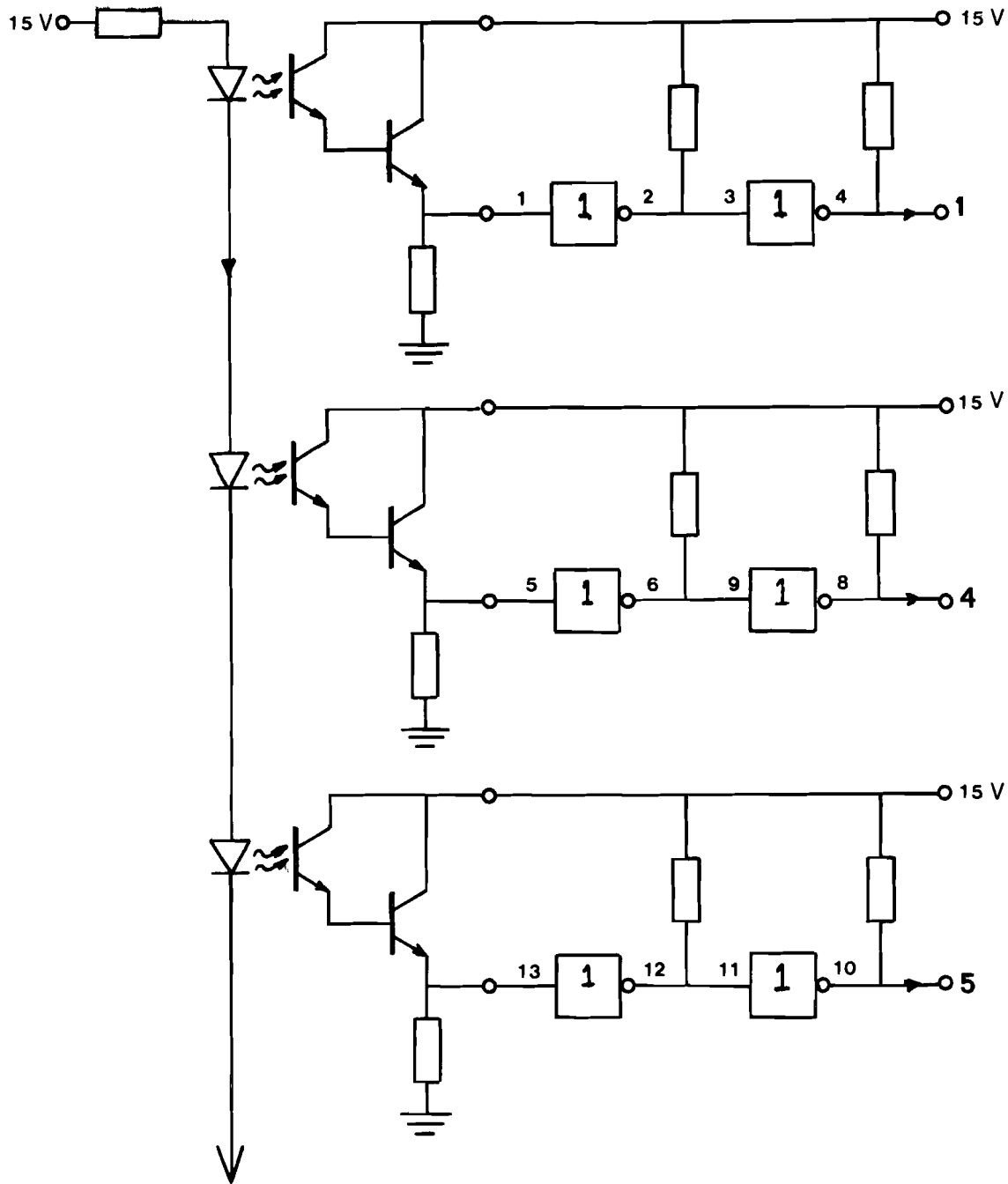
Uit deze 3 signalen kunnen nu de pulsen van  $120^\circ$  gegenereerd worden met behulp van logica-elementen.

Een ander bezwaar van de toegepaste configuratie (fig.III.2.) is, dat hoge eisen aan de constructeur zijn gesteld voor wat betreft de positionering van de 6 opnemers.

Tenslotte kan de toepassing van licht een bezwaar zijn wanneer het systeem toegepast zou moeten worden in een stoffige omgeving.

Op pagina III.4. en III.5. is de positiebepaling volgens de methode van figuur III.2. weergegeven. De zes light-emitting diodes zijn in serie geschakeld. De uitgangen van de fotodarlington's worden elk verbonden met twee in serie staande invertors. Deze twee invertors doen dienst als pulshersteller, daar de flanken van de puls welke geleverd wordt door de fotodarlington niet erg steil is.

Wanneer slechts een constante ontsteekhoek  $\alpha$  vereist is, kan met deze elektronica worden volstaan, wanneer de elektronica voor de gedwongen commutatie bij aanloop buiten beschouwing wordt gelaten.



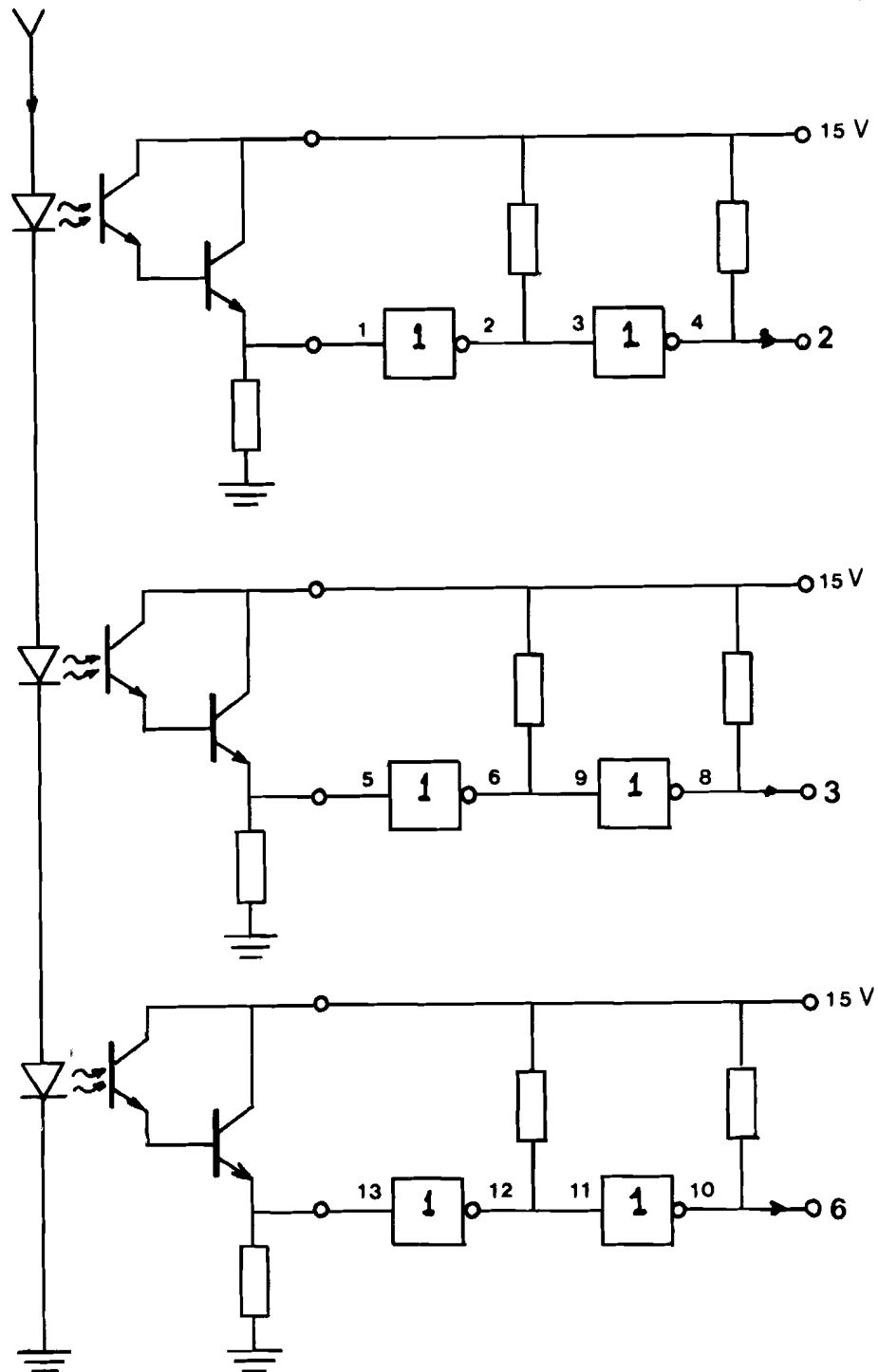


Fig. III.5.  
 Positiebepaling van de as.





Wanneer een variabele ontsteekhoek  $\alpha$  vereist is, moet de elektronica verder uitgebreid worden. De moeilijkheid van een  $\alpha$ -regeling bij het systeem zoals dat beschouwd is in hoofdstuk I is, dat de frequentie van het spanningsstelsel van de synchrone machine variabel is. Dat betekent dat de ontsteekhoek  $\alpha$  niet gekoppeld is en kan worden aan een bepaalde tijd t.o.v. het natuurlijke ontsteekmoment (pagina I.5.) .

Er is een  $\alpha$ -regeling gerealiseerd waarvan het blokschema is weergegeven op pagina III.7.

Er wordt gebruik gemaakt van een drietal getriggerde zaagtandgeneratoren. De helling van de zaagtanden wordt bepaald door een spanning  $U$  welke everedig is met het toerental van de synchrone machine en dus ook met de frequentie van het spanningsstelsel. De zaagtanden worden gestart op de nuldoorgangen van resp.  $e_{u-v}$ ,  $e_{v-w}$  en  $e_{w-u}$ . De pulsen voor de start van de zaagtanden worden afgeleid van de positieopnemer. Deze moet dan op de juiste manier gefixeerd staan t.o.v. de geïnduceerde spanningen  $e_{u-v}$ ,  $e_{v-w}$  en  $e_{w-u}$ . De zaagtanden worden gereset wanneer een bepaald niveau is bereikt. De zaagtandgeneratoren zijn zo gedimensioneerd dat de terugslag plaatsvindt voordat de lengte van  $180^\circ$  is overschreden.

T.o.v. de geïnduceerde spanning  $e_{u-v}$  ziet het desbetreffende zaagtandsignaal er als volgt uit.

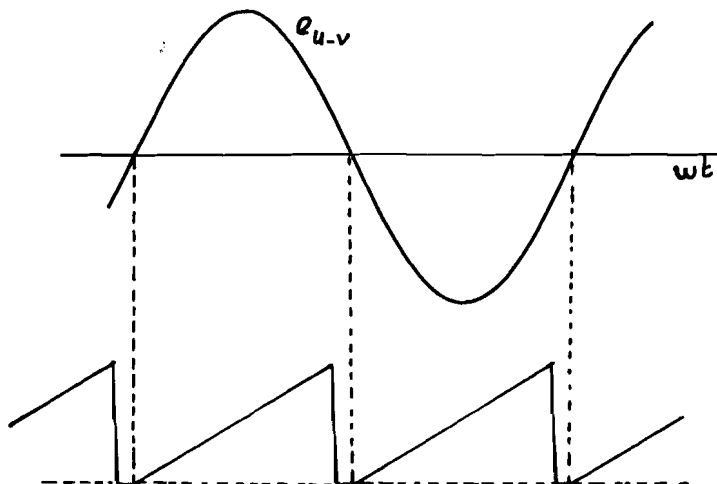


Fig. III.6.

Zaagtandsignaal t.o.v. geïnduceerde spanning.

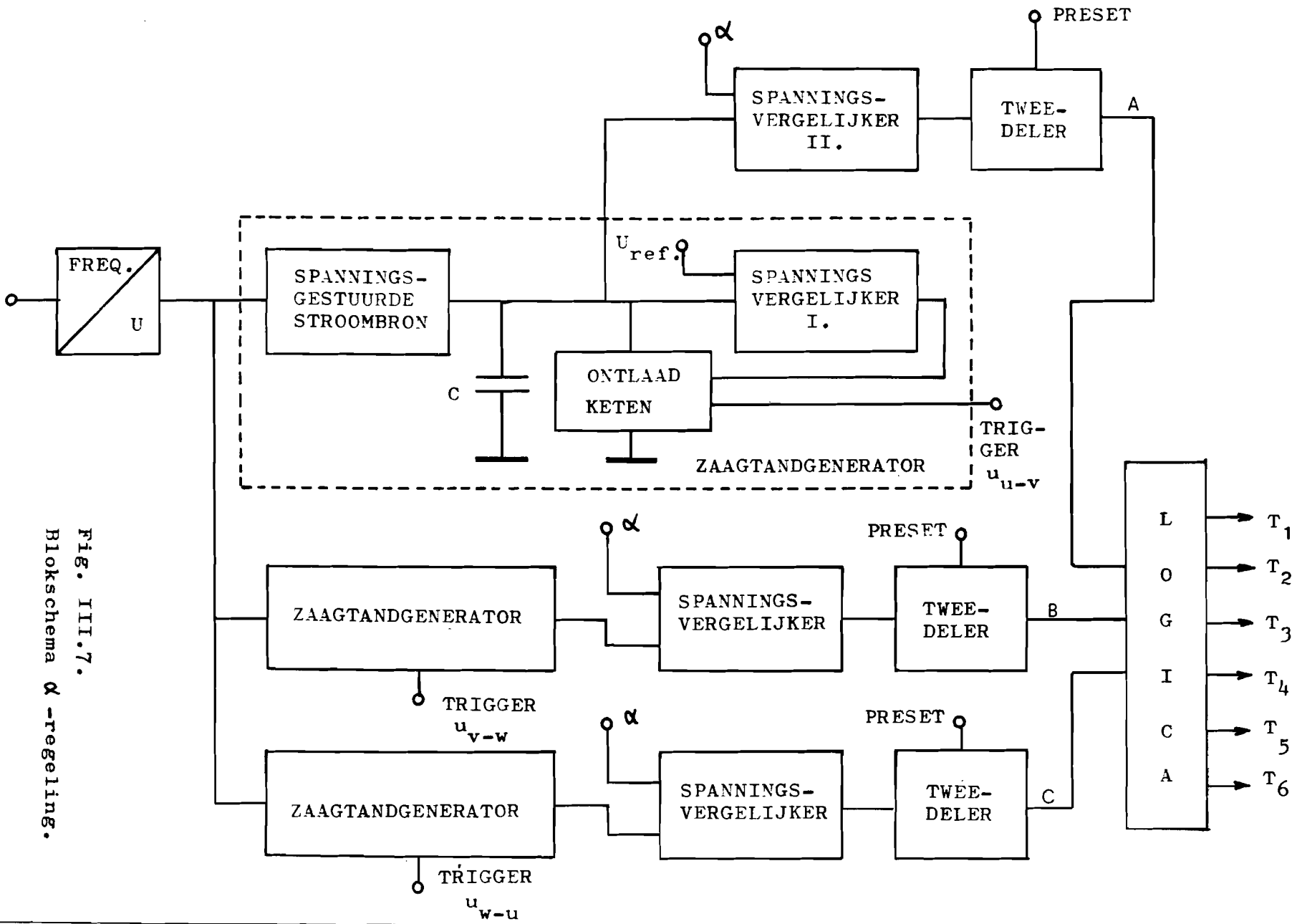


Fig. III.7.  
Blok-schema  $\alpha$ -regeling.



Het zaagtandsignaal wordt vergeleken met een referentiespanning welke een maat is voor de ontsteekhoek  $\alpha$ . Het uitgangssignaal van de spanningsvergelijker wordt naar een tweedeler gevoerd. Daardoor wordt een uitgangssignaal verkregen dat afhankelijk van de hoogte van de referentiespanning, verschoven is t.o.v. de spanning  $e_{u-v}$ .

Daar het zaagtandsignaal een lengte heeft van  $180^\circ$  moet de tweedeler van een preset worden voorzien, daar anders het uitgangssignaal van de tweedeler  $180^\circ$  verschoven kan liggen t.o.v. het gewenste signaal.

T.o.v.  $e_{u-v}$  ontstaan dus de volgende spanningvormen:

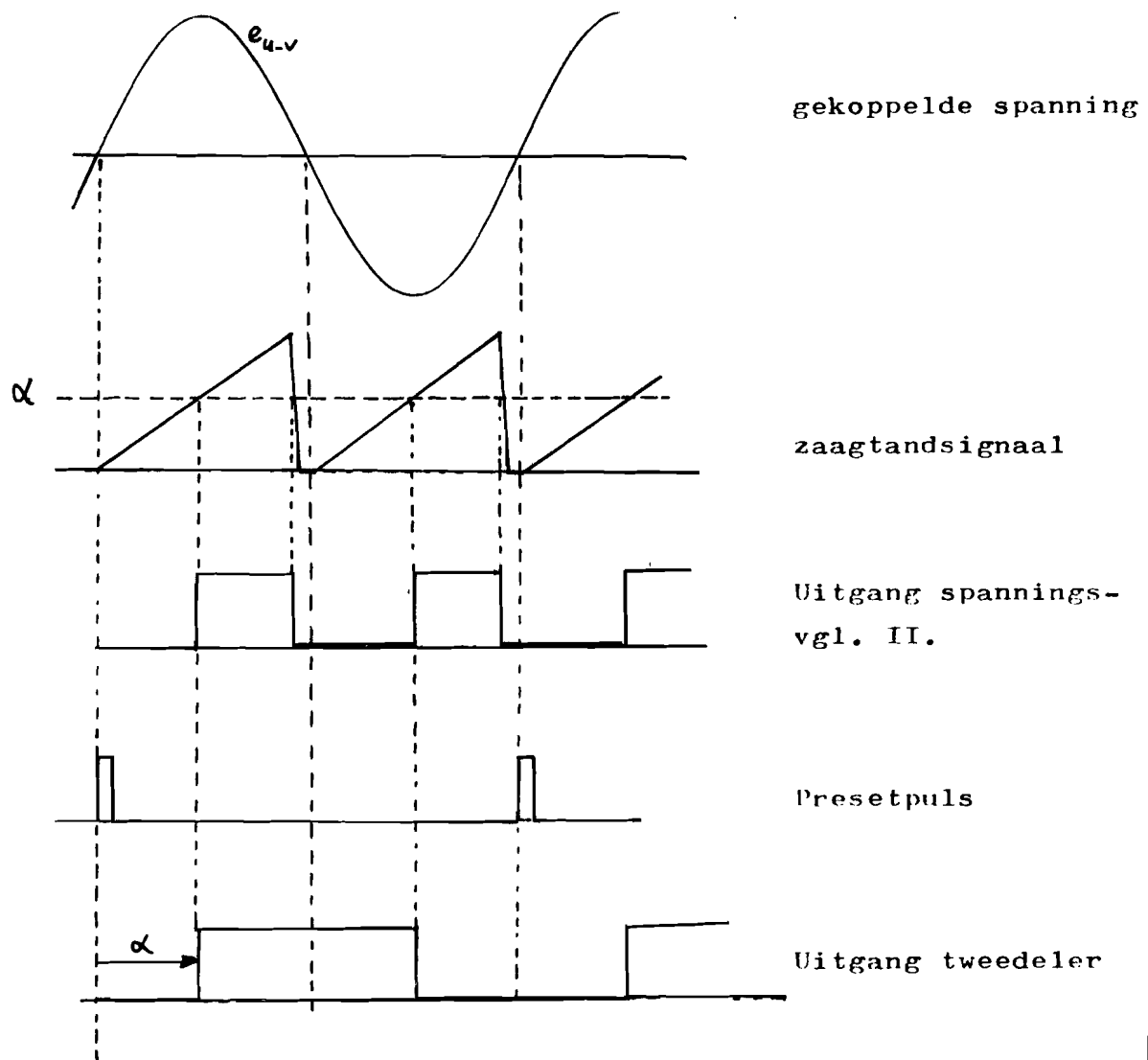


Fig.III.8.

Spanningsvormen bij  $\alpha$ -regeling.



Het gehele systeem levert drie blokvormige signalen met een lengte van  $180^\circ$ , welke t.o.v. elkaar  $120^\circ$  zijn verschoven. Met behulp van logica-elementen kunnen nu de pulsen van  $120^\circ$  gegenereerd worden, welke dan toegevoerd kunnen worden aan de desbetreffende thyristoren.

Dit systeem werkt echter niet wanneer het rotortoerental nul is. Daarom moeten vanaf het toerental nul tot een bepaald toerental waarbij boven beschreven systeem voldoende lineair is, de ontsteekpulsen worden afgeleid van de pulsgever S welke de stand van de as bepaalt.

Dit kan tegelijk gecombineerd worden met de gedwongen commutatie voor de aanloop.

Er is gekozen voor de aanloopmethode van pagina I.46. .

De vorming van de ontsteekpulsen voor  $T_{11}$  t/m  $T_{16}$  is weergegeven op pagina III.11.

De ontsteekpulsen voor  $T_{11}$  t/m  $T_{16}$  worden gegenereerd m.b.v. zes monostabiele multivibratoren. Een dergelijke mono-stabiele multivibrator heeft de volgende gedaante:

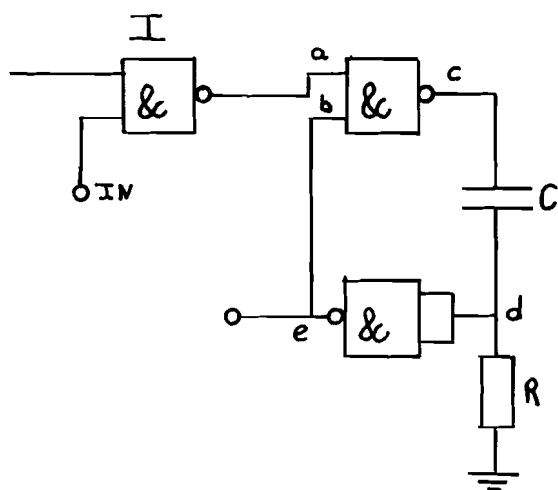


Fig.III.9.

Mono-stabiele multivibrator.

Stabiele toestand :    a = hoog/laag  
                          b = hoog            c = laag  
                          e = hoog            d = laag



Meta-stabiele toestand : a = laag  
b = laag c = hoog  
e = laag d = hoog naar laag

De tijdsduur van de metastabiele toestand wordt bepaald door het produkt R.C .

Om de stuurpulsen voor  $T_{11}$  t/m  $T_{16}$  te kunnen onderdrukken is poort I opgenomen.

Vanaf stilstand tot een bepaald toerental wordt gedwongen commutatie toegepast, terwijl de ontsteekpulsen voor de hoofdthyristoren  $T_1$  t/m  $T_6$  rechtstreeks vanaf de pulsgever S worden betrokken.

Wanneer het rotortoerental een bepaalde waarde heeft bereikt kan de gedwongen commutatie uitgeschakeld worden en kan ook worden overgegaan tot de elektronica waarmee de ontsteekhoek  $\alpha$  gevarieerd kan worden.

Wanneer het onderdrukken van de ontsteekpulsen voor  $T_{11}$  t/m  $T_{16}$  gecombineerd wordt met het overschakelen van vaste  $\alpha$  naar variabele  $\alpha$ , dient men er zeker van te zijn dat  $\alpha$  op een zodanige wijze staat ingesteld dat kippen van de wisselrichter wordt voorkomen ( literatuur 1. ).

Bij aanloop kan bijvoorbeeld gekozen worden voor  $\alpha = 180^\circ$ , hetgeen volgens pagina I.23. een maximaal koppel oplevert. Bij uitgeschakeling van de gedwongen commutatie moet  $\alpha$  dan zover teruggebracht worden dat kippen van de wisselrichter wordt voorkomen. Bij terugschakeling van bijvoorbeeld  $\alpha = 180^\circ$  naar  $\alpha = 150^\circ$  moet men op het moment van terugschakeling bedacht zijn op een toename van de stroom  $I_d$ . Op het moment van terugschakeling kan het toerental constant worden verondersteld. Volgens (I.1.6.d)

$$\omega = \frac{U_d}{-\frac{3\sqrt{3}}{\pi} L_{sr} I_r \cos \alpha + \frac{3}{\pi} I_d (L_s - M)}$$

moet bij  $U_d = \text{constant}$  en  $I_r = \text{constant}$   $I_d$  toenemen. Dat heeft tot gevolg dat  $T_{e, \text{gem.}}$  toeneemt. Als wordt verondersteld dat het gevraagde koppel constant blijft, dan is het evenwicht tussen gevraagd en geleverd koppel niet meer aanwezig. Het toerental zal daarom toenemen. Bij toename van het toerental zal  $I_d$  weer afnemen ( I.1.6.d ). Er zal zich weer een nieuw evenwicht instel-



van Schmitt-trigger (pagina III.12. )

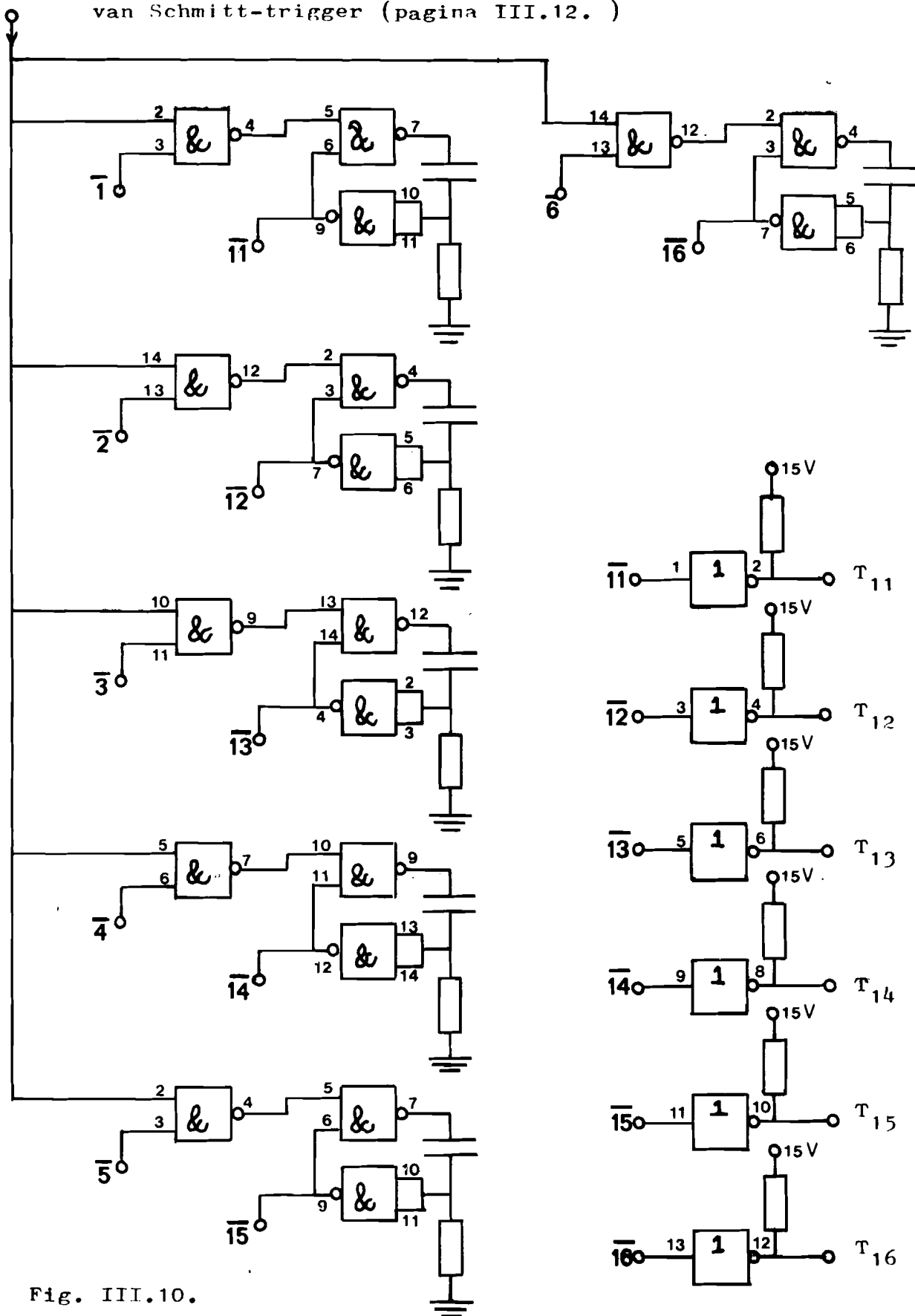


Fig. III.10.

Generatie van ontsteekpul-  
sen voor  $T_{11}$  t/m  $T_{16}$  .

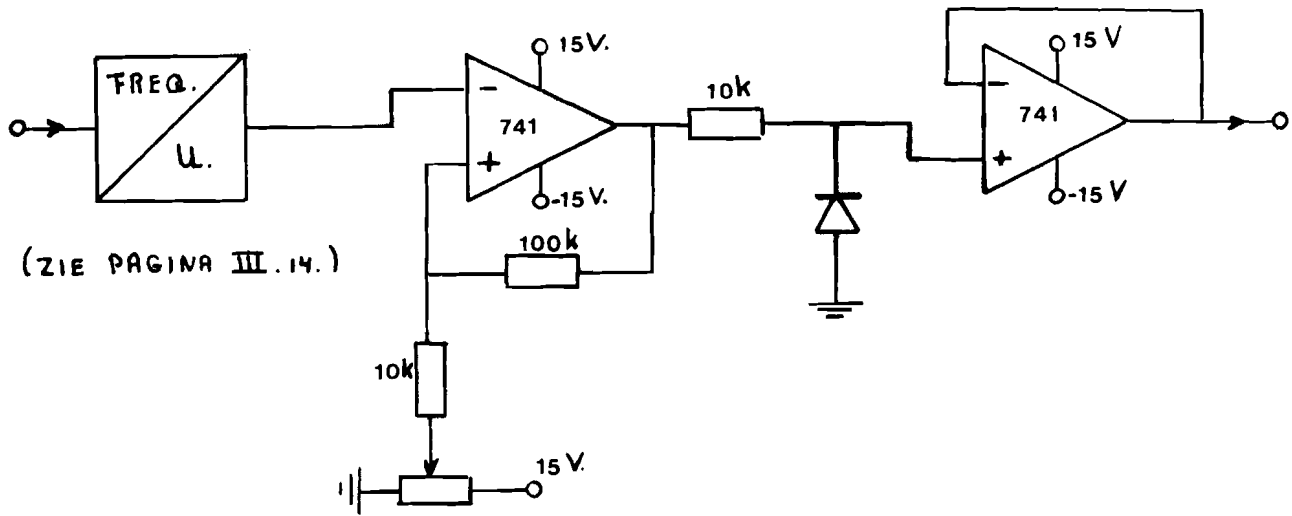


Fig. III.11.  
Schmitt-trigger.

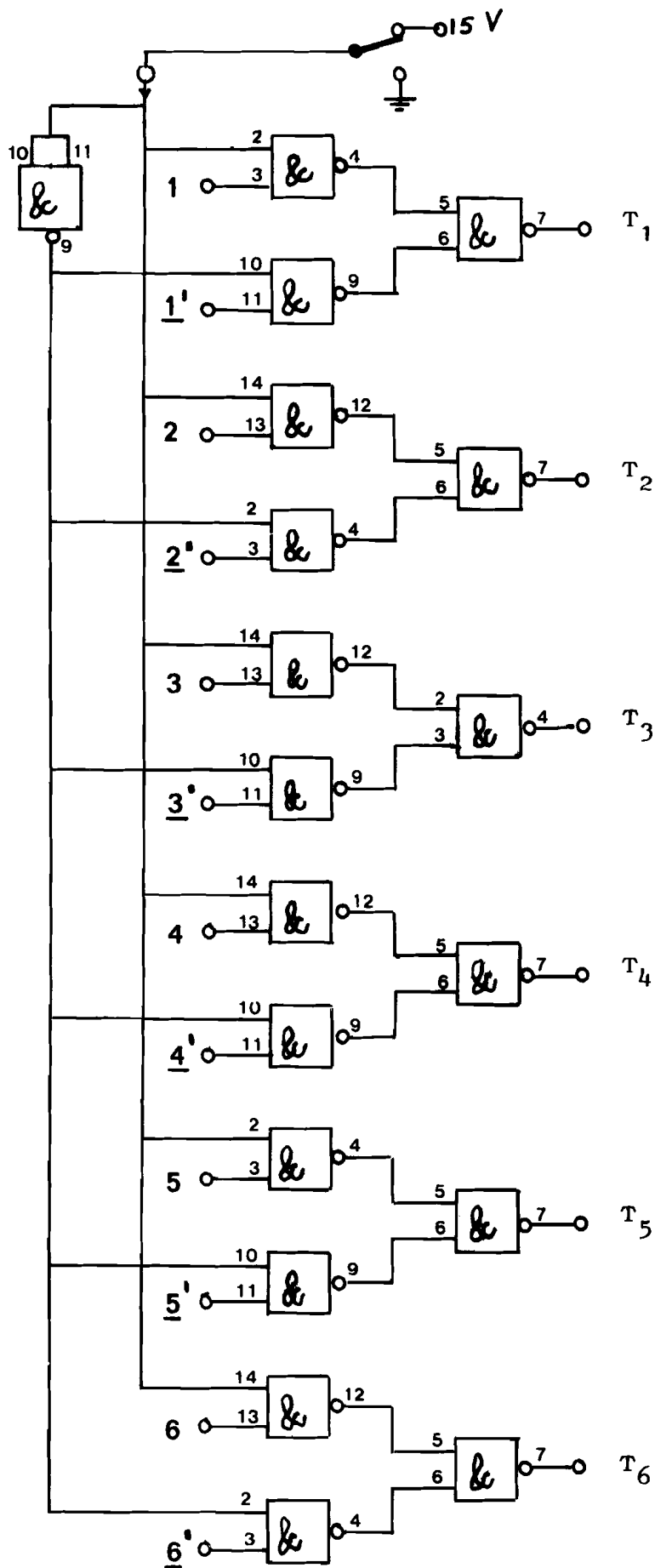


Fig. III.12.

Overschakeling van  
vaste  $\alpha$  naar varia-  
bele  $\alpha$ .



len bij een hoger toerental. De  $\frac{di}{dt}$  zal op het moment van terugschakeling worden beperkt door de commutatiespoel L.

### III.1. Technische realisatie $\alpha$ -regeling.

#### III.1.1. Frequentie-spanningsomzetter (literatuur 12.)

In plaats van een moeilijk te plaatsen tacho-generator is gebruik gemaakt van de volgende frequentie-spanningsomzetter.

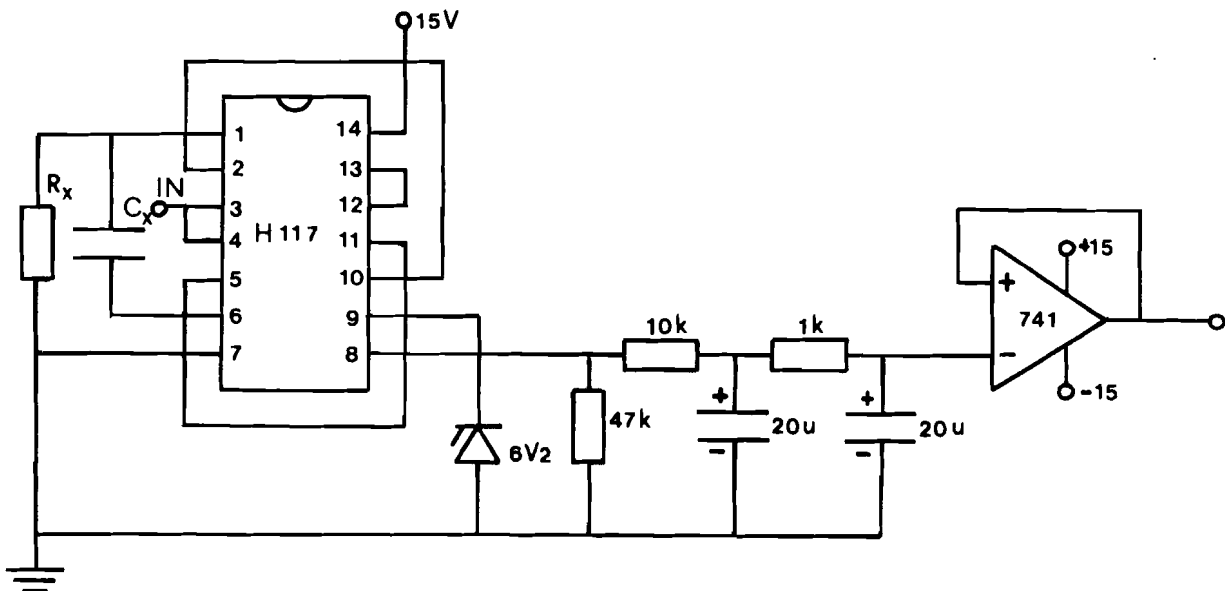


Fig.III.1.1.1.

Frequentie-spanningsomzetter

De frequentie-spanningsomzetter is een monostabiele multivibrator gevolgd door een integrator welke bestaat uit een R-C - netwerk. De uitgang van de H-117 is via een zenerdiode aan aarde verbonden om de amplitude van de uitgangspuls op een constante waarde te houden.

De gemiddelde uitgangsspanning van de integrator bedraagt

$$V = 6,5 D \cdot f \quad \text{met } D = R_x \cdot C_x \cdot 0,8 .$$

$$f = \text{frequentie} .$$

$R_x$  en  $C_x$  dienen afgestemd te worden op het frequentiebereik dat



gebruikt wordt. Het frequentiebereik bedraagt 0 - 50 Hz. Voor de dimensionering is uitgegaan van  $f_{max.} = 60$  Hz.

Dan is  $V = 6,5 D \cdot 60 = 390 D$

Stel dat V bij 60 Hz. 6 volt bedraagt ( 1 volt per 10 Hz)

dan is

$$390 D = 6 \text{ Volt .}$$

Hieruit volgt dat

$$D = 0,015$$

Voor D geldt

$$D = 0,8 \cdot R_x \cdot C_x$$

Het produkt  $R_x \cdot C_x$  bedraagt dan  $R_x \cdot C_x = 19 \cdot 10^{-3}$ . Gekozen is

voor  $R_x = 200 \text{ k}\Omega$ ,

$$C_x = 0,1 \text{ }\mu\text{F.}$$

Teruggerekend levert dit voor de uitgangsspanning van de integrator  $v = 1,04 \cdot f$ .

De integrator wordt gevolgd door een spanningsvolger om deze frequentie-spanningsomzetter te kunnen belasten.

### III.1.2. Spanningsgestuurde stroombron

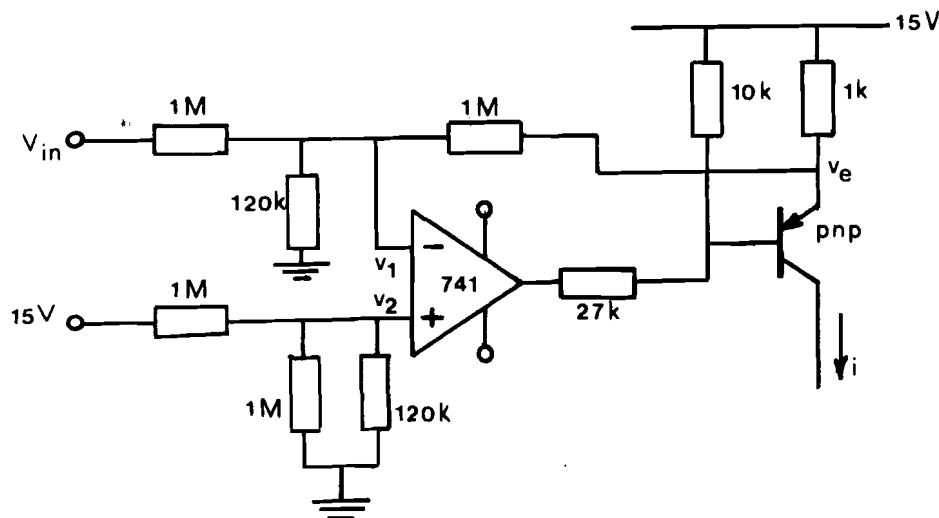


Fig. III.1.2.1.

Spanningsgestuurde stroombron

Vanwege de grote versterking van de op.amp. 741 mag gesteld worden dat

$$v_1 = v_2$$



Dus geldt

$$\frac{(v_{in} + v_e) \cdot (1M // 120k)}{(1M + (1M // 120k))} = \frac{15 (1M // 120k)}{(1M + (1M // 120k))}$$

( // parallel ) .

Hieruit volgt dat

$$v_{in} + v_e = 15 \quad \text{ofwel} \quad v_e = 15 - v_{in} .$$

Wanneer we de bijdrage van de basisstroom van de transistor verwaarlozen geldt :

$$i = \frac{15 - v_e}{1k} = \frac{15 - 15 + v_{in}}{1k} = \frac{v_{in}}{1k} \text{ A.}$$

Dus als  $v_{in} = 1$  Volt dan is  $i = 1$  mA,

$v_{in} = 2$  Volt dan is  $i = 2$  mA .

etc.

### III.1.3. C + ontladketen + spanningsvergelijker I

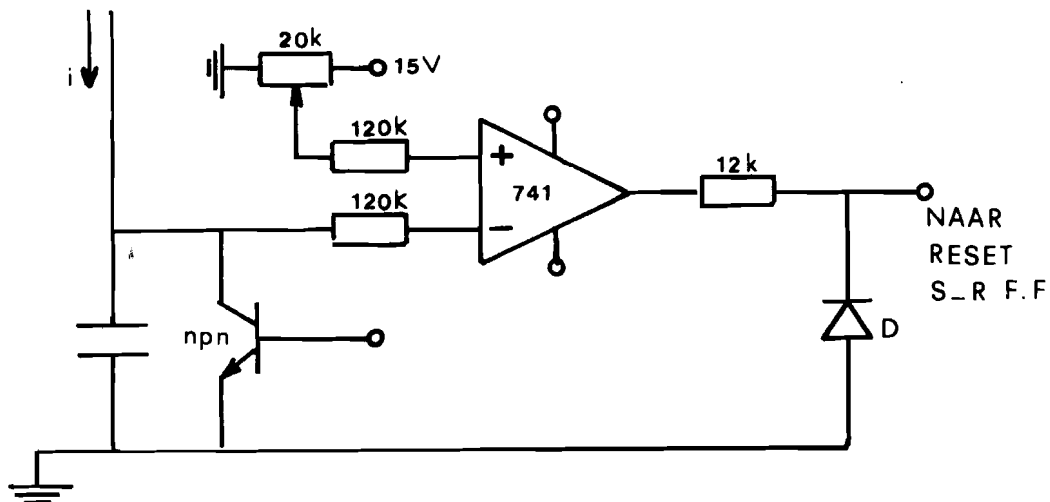


Fig. III.1.3.1.

C + ontladketen + spanningsvgl.

De ontladketen wordt gevormd door een n.p.n.transistor welke gestuurd wordt door een S-R-flip-flop. Spanningsvergelijker I wordt gevormd door een operationele versterker.

Er is boven reeds vermeld dat ongeveer 1 Volt overeenkomt met



10 Hz. De periodetijd van het zaagtandsignaal moet bij 10 Hz. de volgende waarde bezitten:

$$\frac{100}{2} \text{ ms} = 50 \text{ ms.}$$

Tevens komt 1 Volt overeen met 1 mA van de spanningsgestuurde stroombron.

De spanning op de condensator loopt lineair op. Dat betekent dat

$$C \cdot U_c = I \cdot t \quad .$$

Bij 10 Hz bedraagt de periodetijd van het zaagtandsignaal 50 ms. Dus wanneer  $U_c$  maximaal 10 Volt wordt gekozen bedraagt C

$$C = \frac{50 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-3}}{10} = 5 \cdot 10^{-6} = 5 \text{ uF.}$$

Er is gekozen voor 2 condensatoren van 2u2 parallel. Met behulp van de potentiometer van 20 kOhm kan nu de gewenste referentiewaarde gekozen worden.

De uitgang van de spanningsvergelijker wordt toegevoerd aan de reset-ingang van de S-R-flip-flop.

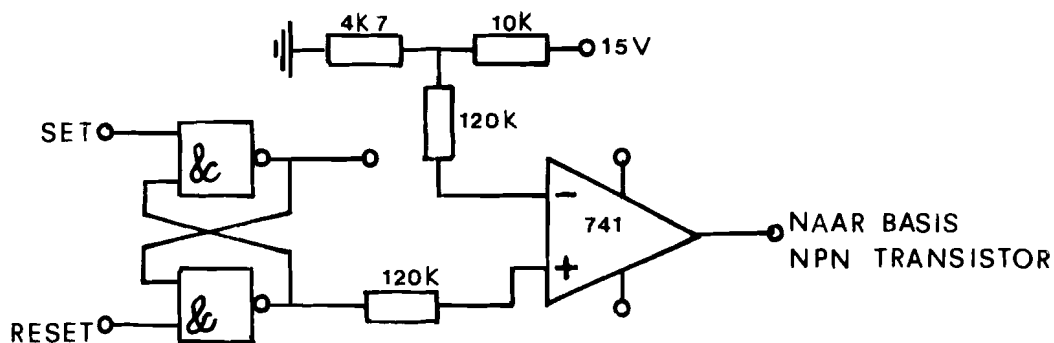


Fig. III.1.3.2.  
S-R-flip-flop

De flip-flop wordt geset op de nuldoorgang van de betreffende spanning door gebruik te maken van twee pulsen van de pulsgever S welke met de betreffende nuldoorgangen corresponderen.

Deze twee pulsen worden toegevoerd aan een NAND-poort welke gekoppeld is aan een mono-stabiele multivibrator

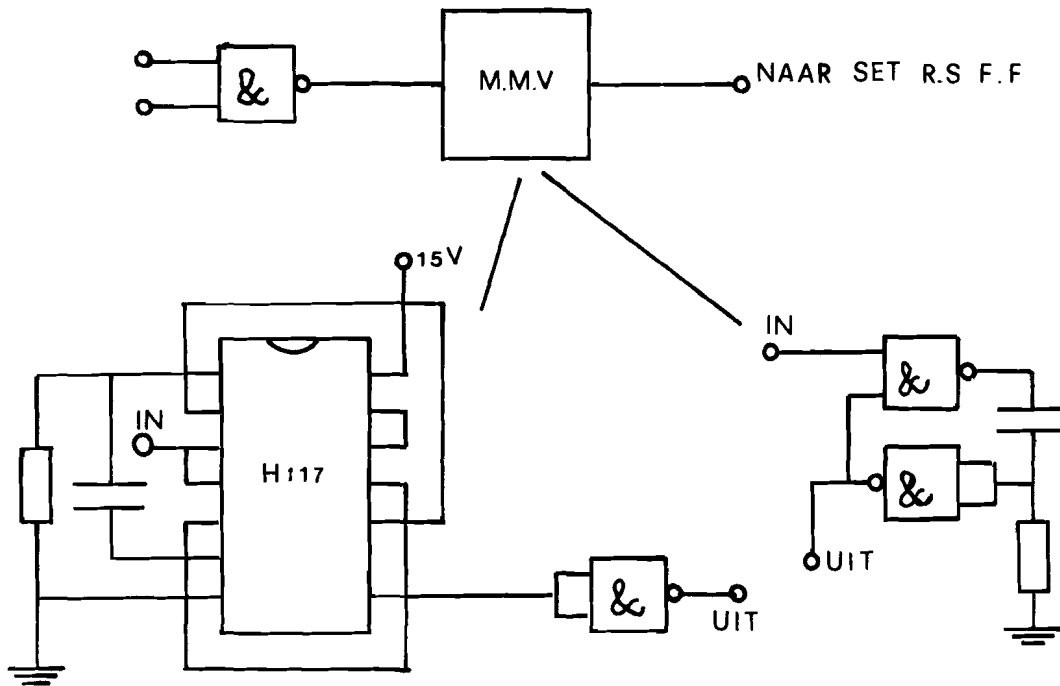


Fig.III.1.3.3.  
Vorming trigger-pulsen.

#### III.1.4. Spanningsvergelijker II + tweedeler

Op de volgende pagina is het schema weergegeven in figuur III.1.4.1. De spanningsvergelijker II wordt gevormd door een operationele versterker, welke gevolgd wordt door een NAND-poort welke geschakeld is inverter. Dit is gedaan vanwege het feit dat de op.amp. 741 niet snel genoeg schakelt. De inverter doet dus dienst als pulshersteller.

De tweedeler wordt gevormd door een J-K-flip-flop welke een reset- en een preset-ingang bezit. Door de J-ingang en de K-ingang aan de voedingsspanning te leggen en te sturen op de clock-ingang, werkt deze flip-flop als tweedeler.

Door te sturen op de  $C_d$ -ingang, wordt ervoor gezorgd dat de tweedeler steeds in de juiste stand staat.

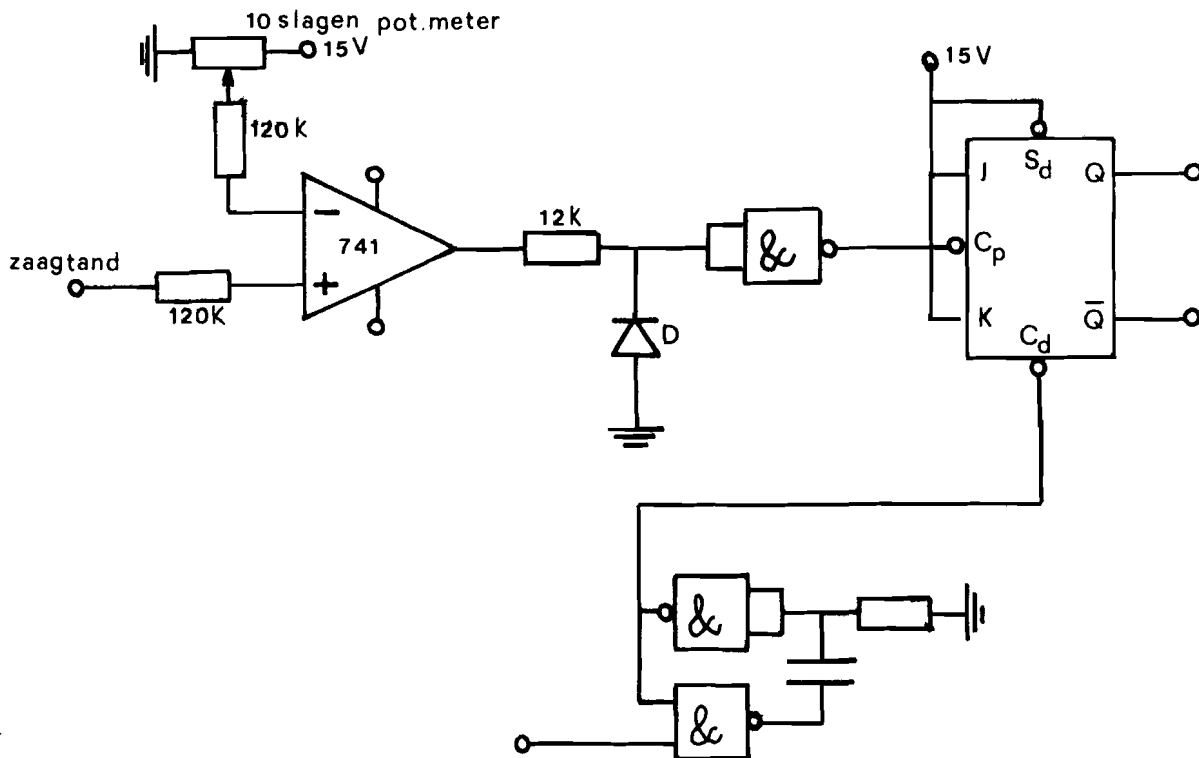


Fig. III.1.4.1.

Spanningsvergelijker II + tweedeler

Zoals op pagina III.9. is gesteld levert het hele systeem 3 blok-  
vormige signalen van  $180^\circ$  welke  $120^\circ$  t.o.v. elkaar zijn verscho-  
ven. Met behulp van de volgende logica worden de zes pulsen ge-  
genereerd welke  $120^\circ$  lang zijn.

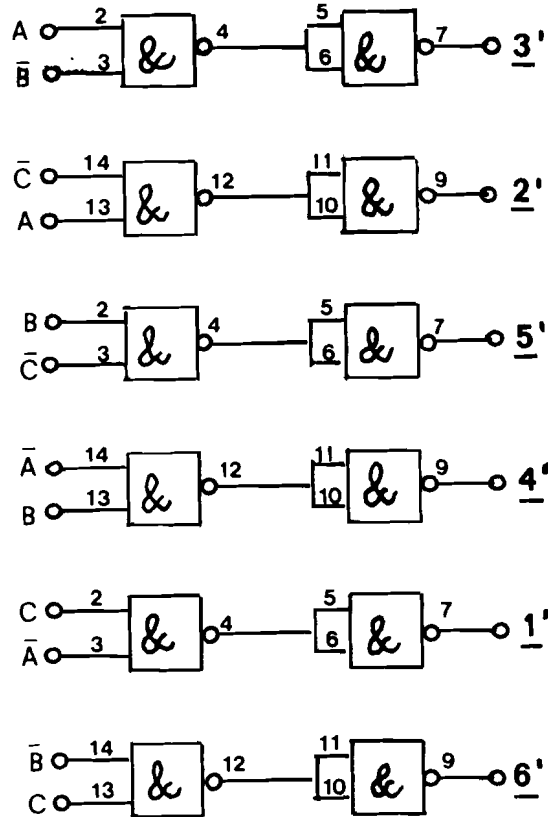


Fig. III.1.4.2

Logica voor vorming ontsteekpulsen

Hoofdstuk IV : Conclusie

Het systeem is onderzocht met behulp van stroomsturing voor stator- en rotorwikkelingen. Hoewel in de praktijk geen echte stroombronnen zijn toegepast, voldoet het theoretische model in grote lijnen wanneer de machine niet verzadigd is.

Ten aanzien van de bepaling van de commutatieinduktiviteit en ten aanzien van het verband tussen  $I_d$  en  $I_r$  (pagina II.20 t/m pagina II.23 ) voldoet het model niet. Deze twee aspecten zullen nader onderzocht dienen te worden.

De commutatietijd wordt bepaald door de impedantie welke aan de klemmen van de machine wordt gezien. Deze impedantie is afhankelijk van de manier van sturing en het al of niet aanwezig zijn van een kortgesloten wikkeling in de machine.

In het onderzoek is gebruik gemaakt van een machine met constante luchtspleet. Tevens is geen kortgesloten wikkeling toegepast.

Bij zuivere stroombronvoeding van stator- en rotorwikkelingen wordt de impedantie in theorie bepaald door de hoofdveldinduktiviteit en de inductiviteit welke bepaald wordt door de koppeling tussen twee fasen. Globaal wordt de impedantie bepaald door 1,5 maal de hoofdveldinduktiviteit. Dit houdt in dat in geval van stroomsturing een erg grote commutatietijd wordt verkregen, hetgeen ongunstig is voor het regelbereik van het systeem. De commutatietijd kan zo groot worden dat dubbele commutatie kan optreden. Dit heeft tot gevolg dat de wisselrichter kipt.

De commutatietijd kan verkort worden door het toepassen van een kortgesloten wikkeling, daar in dat geval het veld in de machine zich kan aanpassen. Voor wat betreft de commutatietijd is het gunstig een kortgesloten wikkeling toe te passen.

Bij stroomsturing van de bekrachtigingswikkeling treden tijdens de commutatie grote transformatiespanningen op. Hoe geringer de commutatietijd is, des te groter worden deze transformatiespanningen. Op grond van de grote commutatietijd en het optreden van grote transformatiespanningen is het dus niet erg praktisch stroomsturing toe te passen voor de bekrachtigingswikkeling.

Op grond van de verbanden welke tussen de diverse grootheden zijn gevonden, is het systeem vergelijkbaar met een gelijkstroemma-  
chine.





Hoofdstuk V : Literatuur

1. Dictaat vermogenselektronica dictaatnr. 5.011  
door  
ir. P van Oosterhoudt  
ir. W.J. de Zeeuw
2. Dictaat Elektromechanica II  
door  
Prof. Dr. Ir. J.G. Niesten.
3. Die Synchronmaschine als selbstgesteuerter Stromrichter-motor.  
Von Dieter Köllensperger.  
Siemens-Zeitschrift 41 (1967) .
4. Maschinengeführter Umrichter zur Drehzahlregelung von  
Synchronmaschinen.  
Reinhardt Saupe und Kurt Senger.  
Techn. Mitt. AEG-Telefunken 67 (1977)
5. Umrichtergespeiste Synchronmaschinen .  
Günter Gölz und Peter Grumbrecht  
Techn. Mitt. AEG-Telefunken 63 (1973)
6. Umrichter für Drehstromantriebe.  
Hans Joachim Nitschke und Ulrich Putz  
Techn. Mitt. AEG-Telefunken 67 (1977)
7. Untersuchung des Betriebsverhalten der stromrichtergespeisten  
Synchronmaschine am Praxisbezogenen Rechenmodell.  
Jürgen Pannicke , Günter Gölz.  
Wiss. Ber. AEG-Telefunken 51 (1978) 1
8. Einfluss der Reaktanzen und der Erregung stromrichtergespeister  
eigengetakteter Synchronmaschinen auf Betriebsverhalten und  
Ausnutzung des gesamten Antriebs.  
Von Gerhard Nagel  
Siemens-Zeitschrift 45 (1971) Heft 12



9. Über neue Betriebsarten der Stromrichtermaschine synchroner Bauart.

Günter Götz, Peter Grumbrecht und Frank Hentschel.

Wiss. Ber. AEG-Telefunken 48 (1975) 4

10. Theory of the three phase salient pole type generator with bridge rectified output. Part I + II .

Paul W. Franklin

AIEE Trans.-Power App. Syst. (1972) pag. 1960 - 1975.

11. A new dynamic model of rectified output AC-generators.

H. Buyse , M.S. Garrido .

Electric machines and Electromechanics (1978)

Nr. 3 pag. 89 - 99.

12. High Level Logic

Applications Handbook.

13. Grundlagen der Leistungselektronik von K. Heumann.

Teubner Studienbücher.

14. Digitale Zündwinkelsteuerung für eine Drehstrombrücke zum Betrieb an Netzen mit starken Frequenz- und Spannungsschwankungen.

Von Dietrich Herrmann.

ETZ.-A Bd 94 (1973) Heft 1

# Monsanto

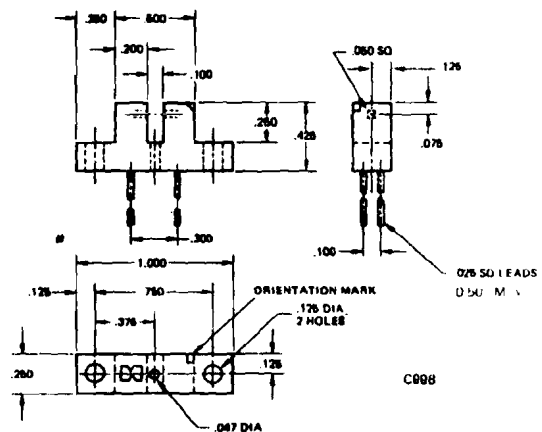
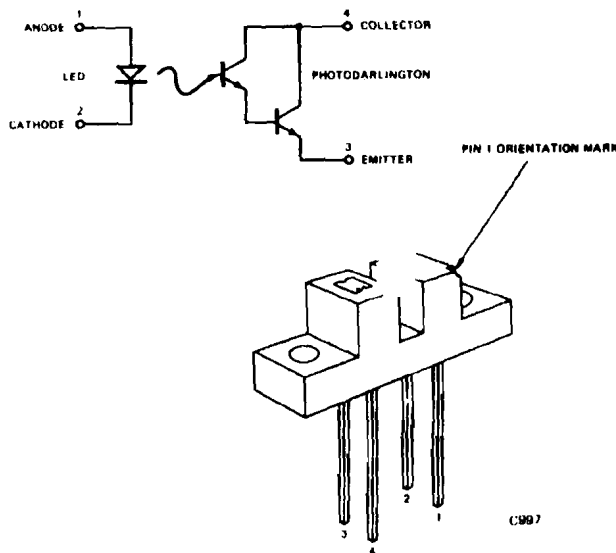
## SLOTTED OPTICAL LIMIT SWITCH

MCA8  
MCA81

### PRODUCT DESCRIPTION

The MCA8 optical limit switch focuses light from a GaAs infrared light emitting diode onto a silicon photodarlington. Both semiconductor chips face each other across an air gap. The MCA8 senses a moving object that passes through the air gap. Output current will directly operate a TTL Schmidt trigger.

### PACKAGE DIMENSIONS



All dimensions are in inches.  
Active area of LED is .015 DIA.  
Active area of PhotoDarlington is .010 x .020

### FEATURES

- High Sensitivity permits direct interface with TTL logic.
- Modular construction permits low cost package modification to suit any application.
- Recessed detector provides a high signal to noise ratio in ambient light.
- Plugs into standard DIP socket.
- Multiple flat reference surfaces allow precise mechanical alignment of the optical beam.
- Absence of lensing provides position sensitivity down to 0.020" between full on and full off.
- Solid copper lead-frame provides excellent heat sinking and highest reliability for the LED.
- One piece construction of the emitter and detector components provides excellent moisture resistance, immunity from thermal shocks, high and low temperature stability, and protection from shock and vibration.
- MCA8 has the highest gain, while the MCA81 has the fastest speed.

### APPLICATIONS

- Optical shaft position and velocity monitor using a digitally encoded disk mounted on a shaft.
- Optical sensing of holes in paper, paper tape, IBM card, or magnetic tape.
- Optical sensing of marks on paper, paper tape, or IBM card.
- End of tape sensor using a transparent section of tape, a reflective strip on the tape, or a hole in the tape.
- End of film sensor for films not affected by infra-red light.
- Limit switch for mechanical travel such as cam switches, pressure switches, machine tool limit switches, foot pedal switches, safety interlock switches.
- Edge sensor for sheet materials such as paper, plastic film, fabric, foil, newsprint, belt sanders, reproduction paper.
- Fiber continuity monitor for fibers such as yarn, wire, thread.
- Fluid volume monitor by sensing turbine vanes passing through the slot.
- Liquid level detector of an opaque liquid.

# MCA8 MCA81

## ELECTRO-OPTICAL CHARACTERISTICS (25°C Free Air Temperature Unless Otherwise Specified)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	MIN. -2σ	TYP.	+2σ	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
<b>INPUT DIODE</b>							
Forward Voltage	$V_F$	1.2	1.25	1.3	1.5	V	$I_F = 60 \text{ mA}$
Forward Voltage Temp. Coef.			-1.8			mV/°C	
Reverse Breakdown Voltage	$BV_R$	3.0	3	5.5	8	V	$I_R = 10 \mu\text{A}$
Reverse Leakage Current			.01		10	$\mu\text{A}$	$V_R = 3 \text{ V}$
Junction Capacitance		90	105	160		pF	$V_F = 0$
Peak Emission Wavelength	$\lambda_{\text{peak}}$		0.90			$\mu$	
Spectral half-power width			$\pm 0.02$			$\mu$	
<b>OUTPUT DARLINGTON-MCA8</b>							
Saturation Voltage	$V_{CE(\text{SAT})}$		0.8		1.0	V	$I_C = 2 \text{ mA}, I_F = 16 \text{ mA}$ (Note 1)
Collector Breakdown Voltage	$BV_{CEO}$	30	55			V	$I_C = 1 \text{ mA}, I_F = 0$ (Note 1)
Emitter Breakdown Voltage	$BV_{EBO}$	5	7			V	$I_C = 100 \mu\text{A}, I_F = 0$ (Note 2)
Dark Current -MCA8	$I_{CEO}$		5		100	nA	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_F = 0$ (Note 1)
Ambient Leakage Current			20	50		$\mu\text{A}$	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_F = 0$ (Note 2)
Rise Time	$t_r$	.8	2.3	3		ms	$V_{CE} = 5 \text{ V}, R_L = 1 \text{ K}\Omega$
Fall Time	$t_f$	.4	1.7	2.5		ms	$V_{CE} = 5 \text{ V}, R_L = 1 \text{ K}\Omega$
Turn-on Time	$t_{\text{ON}}$	.2	.3	.5		ms	$I_F = 12 \text{ mA}, \text{FIG 12}$
Turn-off Time	$t_{\text{OFF}}$	.3	1.0	1.5		ms	$I_F = 12 \text{ mA}, \text{FIG 12}$
Current Transfer Ratio	CTR	12	30			%	$I_F = 16 \text{ mA}, V_{CE} = 5 \text{ V}$
<b>OUTPUT DARLINGTON-MCA81</b>							
Saturation Voltage	$V_{CE(\text{SAT})}$		0.8		1.0	V	$I_C = 1.6 \text{ mA}, I_F = 50 \text{ mA}$ (Note 1)
Collector Breakdown Voltage	$BV_{CEO}$	30	55			V	$I_C = 1 \text{ mA}, I_F = 0$ (Note 1)
Emitter Breakdown Voltage	$BV_{EBO}$	5	7			V	$I_C = 100 \mu\text{A}, I_F = 0$ (Note 2)
Dark Current	$I_{CEO}$		5		100	nA	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_F = 0$ (Note 1)
Ambient Leakage Current			2	6		$\mu\text{A}$	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_F = 0$ (Note 2)
Rise Time	$t_r$	.2	.36	.8		ms	$V_{CE} = 5 \text{ V}, R_L = 1 \text{ K}\Omega$
Fall Time	$t_f$	.16	.3	.6		ms	$V_{CE} = 5 \text{ V}, R_L = 1 \text{ K}\Omega$
Turn-on Time	$t_{\text{ON}}$	.1	.15	.2		ms	$I_F = 40 \text{ mA}, \text{FIG 12}$
Turn-off Time	$t_{\text{OFF}}$	.1	.2	.4		ms	$I_F = 40 \text{ mA}, \text{FIG 12}$
Current Transfer Ratio	CTR	2	8	12		%	$I_F = 16 \text{ mA}, V_{CE} = 5 \text{ V}$

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Storage Temperature Range. . . . . -65°C to +150°C  
 Operating Temperature Range. . . . . -55°C to +100°C  
 Lead Temp. (Soldering, 10sec). . . . . 260°C  
 Total Power Diss. @ 25°C Free  
     Air Temperature . . . . . 275 mW  
     Derate Linearly to 100°C ( $\theta_{JA}$ ). . . . . 3.7 mW/°C  
 Input to Output Isolation Voltage . . . . . 1500 VAC

### Input Diode

Forward DC Current . . . . . 60 mA  
 Reverse DC Current . . . . . 4 mA  
 Peak Forward Current  
     (1  $\mu\text{s}$  pulse, 300 pps) . . . . . 3.0 A

### Output Darlington

Collector-Emitter Voltage . . . . . 30 V  
 Collector-Base Voltage . . . . . 30 V  
 Emitter-Base Voltage . . . . . 6 V  
 Collector Current . . . . . 100 mA

## TYPICAL ELECTRO-OPTICAL CHARACTERISTIC CURVES

(25°C Free Air Temperature Unless Otherwise Specified)

(see Note 4)

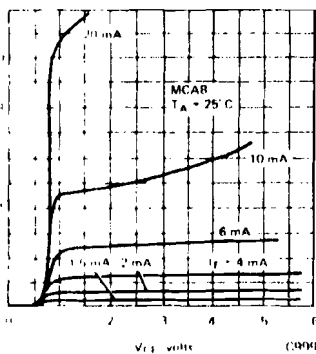


Figure 1 Collector Current vs. Collector Voltage

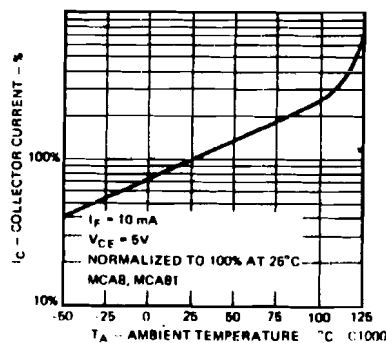


Figure 2 Collector Current vs. Ambient Temperature

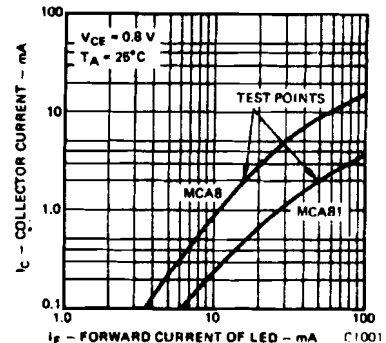


Figure 3 Collector Current vs. LED Current

TYPICAL ELECTRO-OPTICAL CHARACTERISTIC CURVES (CONT.)

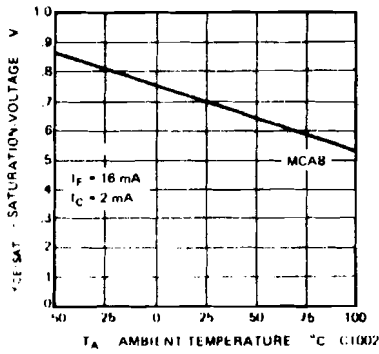


Figure 4 Saturation Voltage vs. Temperature

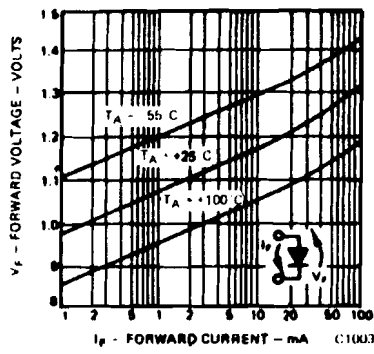


Figure 5 Forward Voltage vs. Forward Current

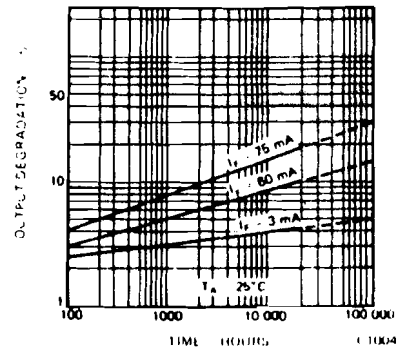


Figure 6 Lifetime vs. Forward Current

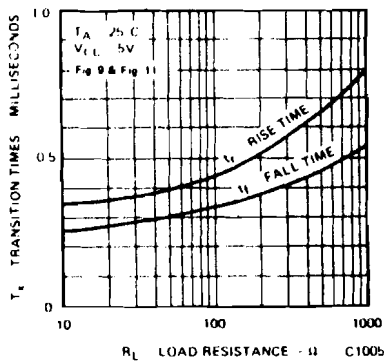


Figure 7 Non-Saturated Rise and Fall Times vs. Load Resistance

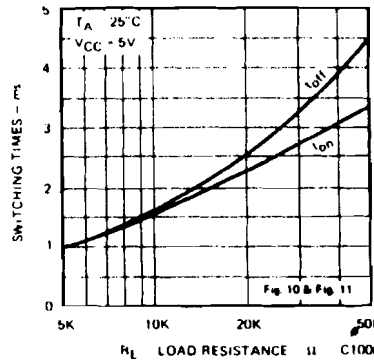


Figure 8 Saturated Switching Times vs. Load Resistance

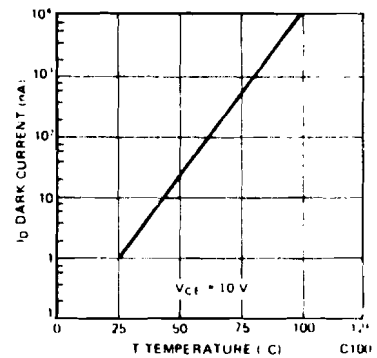


Figure 9 Dark Current vs. Temperature

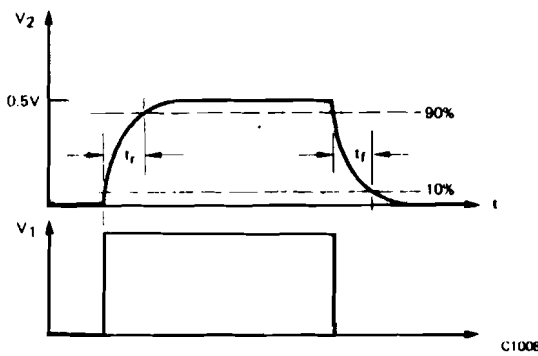


Figure 10 Non-Saturated Switching Waveforms

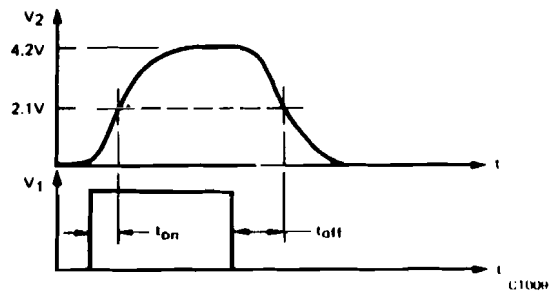


Figure 11 Saturated Switching Waveforms

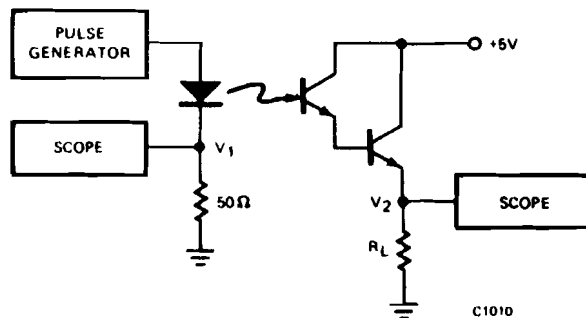


Figure 12 Circuit for Testing Switching Parameters

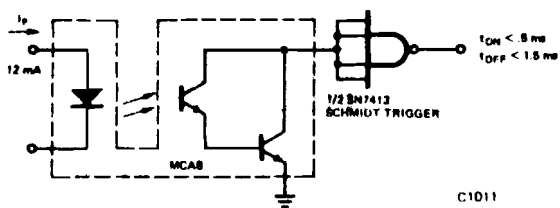


Figure 12 Driving a TTL Schmidt Trigger

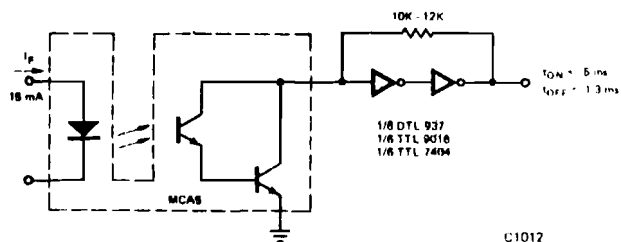


Figure 13 Driving Two Hex Inverters

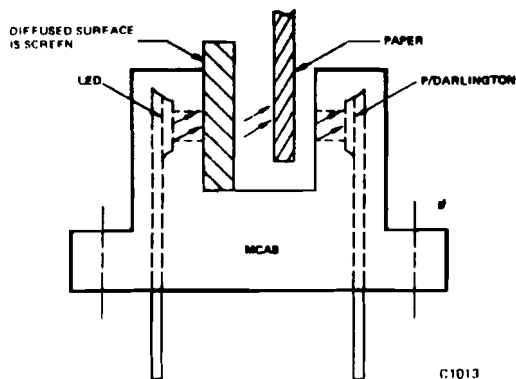


Figure 14 Detecting Paper by using a Lens Screen

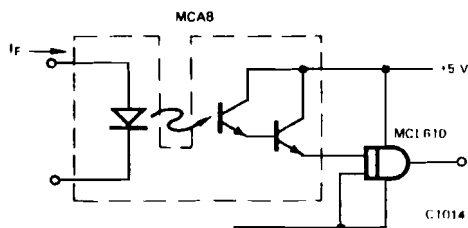


Figure 15 TTL Logic Interface

### DETECTING PAPER BY USING A LENS SCREEN

Infrared light tends to go right through paper, making detection very difficult. For instance, one sheet of white 20# bond paper has an ON/OFF ratio of 1.5 to 1. This ratio can be greatly increased by diffusing the light from the LED prior to striking the paper. A piece of paper used as a diffusant increases the ON/OFF ratio to 5:1. For best results, use a plexiglas lens screen, No. LS85PL 1/16, made by Polacoat, 9750 Conklin Road, Cincinnati, Ohio 45242. This screen transmits 90% of the original light, yet increases the ON/OFF ratio to 16:1 for 20# bond paper, and 60:1 for a manila card.

### NOTES:

1. Measured with radiation flux intensity of less than  $0.1 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  (dark condition) over the spectrum from 0.1 micron to 1.5 microns.
2. Measured at typical factory ambient of 150 foot-candles (150 lamberts per square foot).
3. See Application Note AN507.
4. Typical CTR 50%.

## 2. High level logic

### 2.1 The HLL family

The HLL family currently consists of 19 elements, allowing the flexibility of design required by the most modern industrial control systems.

The common fundamental characteristic of all the elements in the family is high noise immunity, allowing them to be used effectively in very noisy environments (electrical or magnetic).

The second characteristic - of equal importance - is the wide range of supply voltages over which the devices will operate, so allowing poorly stabilized supplies to be used without affecting the correct functioning of the system.

Other characteristics of the family that are of interest are: high fan-out (25, worst case) and compatibility with DTL (diode - transistor - logic), TTL (transistor-transistor-logic) and MOS (metal-oxide-semiconductor).

The family includes elements with passive pull-up output stages allowing the wired OR connection, with considerable saving of the number of elements needed for various functions.

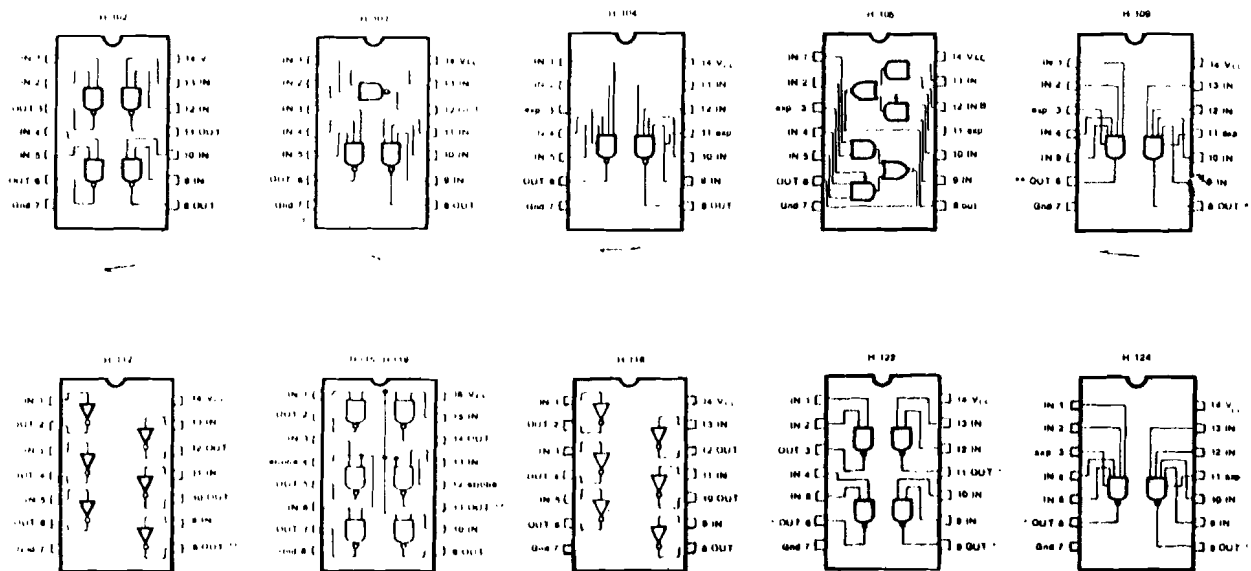
### 2.2 The elements

There are five basic groups of elements within the HLL family.

#### Gates with active or passive pull-up:

- H 102 quad 2-input with active pull-up (NAND)
- H 103 triple 3-input with active pull-up (NAND)
- H 104 dual 4-input expandable with active pull-up (NAND)
- H 105 expandable dual 2-wide 2-input (AND - OR - INVERT)
- H 109 dual 4-input expandable power with open collector output (AND)
- H 112 HEX inverter with open collector output
- H 115 strobed HEX inverter with open collector
- H 118 HEX inverter with active pull-up
- H 119 strobed HEX inverter with active pull-up output
- H 122 quad 2-input with passive pull-up (NAND)
- H 124 dual 4-input expandable with passive pull-up (NAND)

Logic diagrams with pin connections for the various HLL gates are shown in fig. 2.2-1.

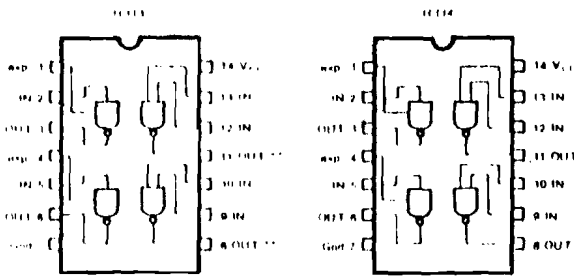


\* Passive output pull-up    \*\* Open collector output (Asterisks do not refer to H 119)

Fig. 2.2 - 1

**Interface elements:**

- H 113 quad high-to-low level converter
- H 114 quad low-to-high level converter



\*\* Open collector output

Fig. 2.2-2

Fig. 2.2-2 shows logic diagrams of these devices, and it will be seen that each has two gates with expandable input.

**Memory elements:**

- H 110 dual J-K flip-flop with asynchronous preset capability
- H 111 dual J-K flip-flop with asynchronous reset and preset capability.

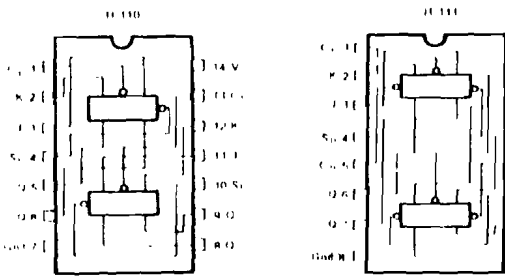


Fig. 2.2-3

**Monostable element:**

- H 117 one-shot multivibrator

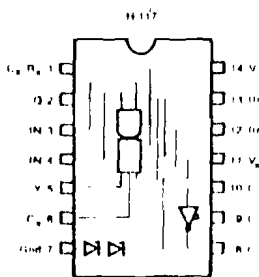


Fig. 2.2-4

**Complex elements:**

- H 156 synchronous binary counter with asynchronous preset and reset capability
- H 157 synchronous decimal counter with asynchronous preset and reset capability
- H 158 BCD to decimal decoder, nixie driver

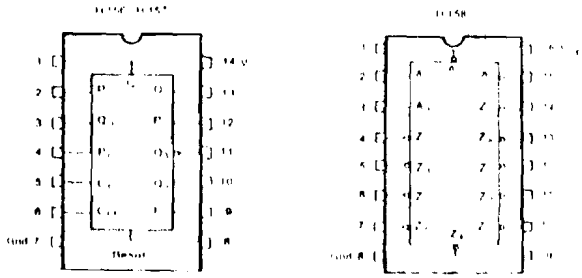


Fig. 2.2-5

**2.3 Operation of the HLL gate**

The diagram common to all the gates in the HLL family is shown in fig. 2.3-1.

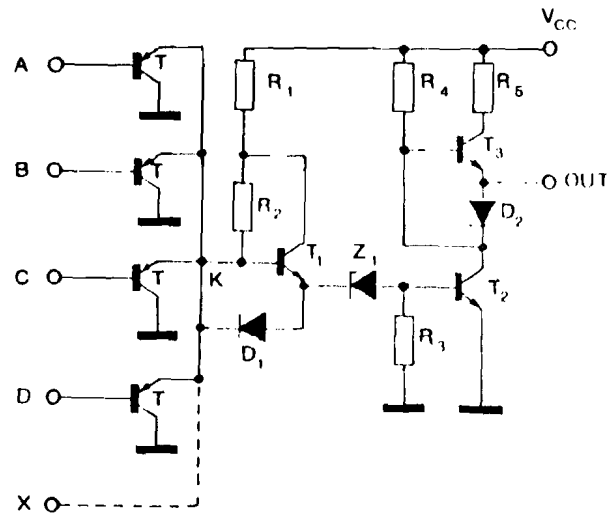


Fig. 2.3-1 (a) Schematic diagram of HLL gate with active pull-up output

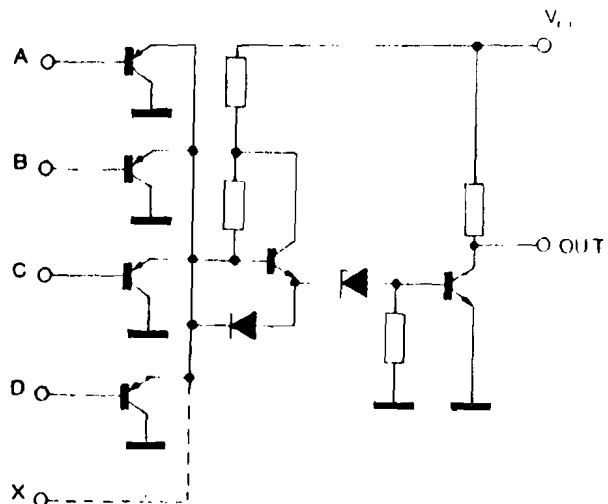


Fig. 2.3-1 (b) Schematic diagram of HLL gate with passive pull-up output