

MASTER

Het berekenen en meten van trilkoppels aan een ondersynchrone kaskadeschakeling

Pulle, D.W.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

100

4008



ARL
79
ELE

TECHNISCHE HOOGESCHOOL
EINDHOVEN
STUDIEBIBLIOTHEEK
ELEKTROTECHNIEK

AFSTUDEERVERSLAG

Het berekenen en meten van trilkoppels
aan een ondersynchrone kaskadeschakeling.

EM 79-13

D.W.J. Pulle

Docent : Lector ir. J.A. Schot.

Mentor : ir. P.A.F.M. Goemans

mei 1979.



Summary.

Speed control of an induction motor can be realised by influencing the rectified rotor voltage of the machine with an α -controlled line commutated convertor.

However, in that case torque components occur that pulsate at multiples of six times the slip frequency. From earlier publications it became clear that there exists some uncertainty about the values this pulsating torque may reach.

While one theory concludes to pulsations with a magnitude in the order of the rated torque at the slip of $s=1/6$, other theories contradict such severe pulsations.

Up to now experimental evidence concerning the magnitude of these pulsating torque components was not given due to a number of parasitic effects occurring in rotating electrical machines.

This report, based on the publications mentioned earlier, gives an approximate and exact theory on the subject of torque pulsations in an induction motor with a rectifier in the rotor circuit.

In fact using the approximation theory, calculations show a severe pulsation at slip $=1/6$, while using the exact theory, calculations hardly show any significant change of the torque pulsation amplitude at this significant slip value.

Besides these calculations a method of torque measurement especially suited for measuring torque pulsations is introduced.

The torque measurement is done in the following way:

The currents in stator and rotor circuits of the rotating induction motor are measured while the machine and the power electronics are operating under normal conditions, and recorded as a function of the angular rotor position. The information thus obtained may be used on the stalled induction motor; the rotor is brought into a fixed angular position and direct currents are fed into the stator and rotor circuits of the machine, according to the registered values. The shaft of the stalled machine is connected to a high quality stationary torque measuring device. The torque measurement as described above is of course still affected by some parasitic effects, but compared with more conventional methods a reduction of these effects can be achieved.

↓



Inhoudsopgave.

Summary	2.
1.1. Inleiding	5.
1.2. Aard van het onderzoek	5.
1.3. De ondersynchrone cascade schakeling	6.
1.4. Model	15.
2.0. Berekening van trilkoppels	16.
2.1. Algemene berekeningsmethode (benadering)	17.
2.1.1. Machine-vergelijkingen/model O.S.K.	18.
2.1.2. Rotorstroomvorm	19.
2.1.3. Fourier analyse	20.
2.1.4. Spanningsvoeding statorzijde	22.
2.1.5. Statorstroom componenten	25.
2.1.6. Koppel componenten	30.
2.2. Toepassing van de theorie: rotorstroomvorm volgens Schönfeld.	39.
2.2.1. Resultaten van de berekeningen	41.
2.3. Toepassing van de theorie: rotorstroomvorm volgens Kleinrath	44.
2.3.1. Berekening van de ontbrekende beginvoorwaarden	55.
2.3.1.1. Schatting van de beginvoorwaarden	58.
2.3.2. Resultaten van de berekeningen	60.
2.4. Samenvatting van de onderzochte berekeningsmethoden	73.
3.0. Meting van trilkoppels	74.
3.1. Principe van de meting	74.
3.2. Blokschema van de opstelling	75.
3.2.1. O.S.K. schakeling	78.
3.2.2. Belasting	79.
3.2.3. Dataverwerkingssysteem	84.
3.2.4. Digitaal-analoog convertors	112.
3.2.5. Koppel dataverwerkingssysteem	113.
4.0. Meetresultaten	122.
5.0. Aanbevelingen m.b.t. het onderzoek	133.
6.0. Conclusie	135.
Appendix:	
7.1. Transformatie bewegingsvergelijkingen naar willekeurig coördinatenstelsel	136.
7.2. Berekening coëfficiënten A_1, B_1, A_2, B_2	148.
7.3. Berekening fase verschil tussen rotorspanning (grondharmonische) en rotorstroom (grondharmonische)	150.



7.4.Computer programma's	155.
7.5.Componenten specificaties	170.
7.6.Print-opbouw	189.
8.0.Literatuur opgave	195.
Lijst van gebruikte symbolen	196.



I.1 inleiding.

In een bepaald type elektrische aandrijving met regelbaar toerental wordt gebruik gemaakt van een asynchrone machine met sleepringanker, waarbij het rotorvermogen via een gelijkrichter en wisselrichter wordt teruggeleid in het voedende net. In vakringen is enige ongerustheid ontstaan over de mogelijke ernstige gevolgen van trilkoppels die kunnen optreden bij de bedoelde aandrijving die wordt aangeduid als "ondersynchrone kaskade"(O.S.K). De trilkoppels bij de O.S.K. worden veroorzaakt door bovenharmonische stromen in stator en rotor van de aandrijfmachine, als gevolg van terugwerking van de gelijkrichter en de wisselrichter op de machine. De bezorgdheid over trilkoppels in de O.S.K. vindt voedsel in enkele (elkaar tegensprekende) publicaties waarin methodes worden aangegeven voor het berekenen van deze koppelslingeringen, die onder omstandigheden zeer grote waarden zouden kunnen aannemen.

Het onderzoek waarvan hier verslag wordt gedaan, is uitgevoerd in antwoord op een vraag die door HOLEC, fabrikant van o.a. elektrische aandrijvingen, aan de vakgroep Elektromechanica werd gesteld. Op zijn beurt was aan HOLEC om een dergelijk onderzoek gevraagd door een afnemer van enkele O.S.K.'s van middelgroot vermogen.

Bij de vakgroep was dit probleem uit de industriële praktijk des te méér welkom, omdat het de mogelijkheid biedt om een eerder geconcipieerde methode voor het meten van koppelslingeringen in een moeilijk geval aan de praktijk te toetsen.

I.2 aard van het onderzoek.

Zoals uit het voorgaande verwacht mag worden bestaat het onderzoek uit twee delen.

Te weten:

- a. theoretische deel.
- b. praktische/meettechnische deel.

ad a.

Uit de publicaties L(1), L(2), kunnen we concluderen dat de daarin beschreven berekeningen aangaande pendelkoppels zijn gebaseerd op een aanname t.a.v. de rotorstroomvorm en op spanningsvoeding aan de statorzijde.



Een en ander zal nader worden toegelicht. Naast deze berekeningsmethoden die gebaseerd zijn op het numeriek oplossen van vergelijkingen, is het ook mogelijk om de koppelamplitude te bepalen d.m.v. analoge simulatie. Men kan hierbij denken aan het simuleren van de asynchrone machine, met aan de rotorzijde een gelijkrichter, waarbij de wisselrichter in de eerste instantie niet in de simulatie wordt betrokken. Een deel van dit onderzoek is reeds uitgevoerd (L5): een simulatie echter van de O.S.K. in zijn geheel (met wisselrichter) nog niet.

ad b.

Extreme waarden van de trilkoppelamplitude, waarvan in de literatuur sprake is, zijn niet geverifieerd d.m.v. metingen. Als belangrijkste reden is hiervoor aangevoerd dat het als gevolg van storende trillingen niet mogelijk is voldoende nauwkeurig te meten. De meetmethoden die werden toegepast zijn veelal gebaseerd op het meten van de hoekversnelling, waaruit met inachtneming van het traagheids moment van de machine (met belasting), het koppel kan worden bepaald. De meetmethode die bij dit onderzoek wordt benut berust op het meten van koppels aan de stilstaande machine. De verwachting is dat storende factoren hierbij in geringere mate zullen optreden.

1.3 de ondersynchrone cascade schakeling.

Het vermogen dat een asynchrone machine uit het net opneemt wordt, in afhankelijk van de hoeksnelheid, slechts ten dele omgezet in mechanische energie:

$$P_{e,s} - P_{d,s} = P_g = P_{em} + P_{e,r}$$

waarin:

$$P_{em} = T_c \dot{\theta} = (1-s) P_g$$

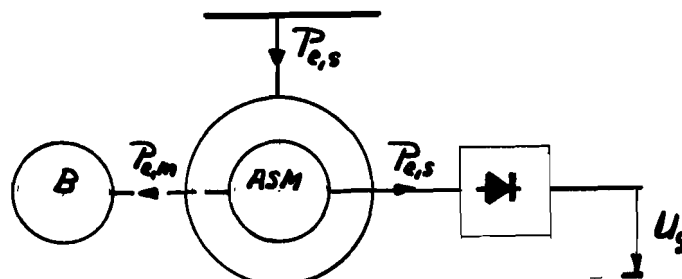
$$P_{e,r} = s P_g \quad (\text{z.g. slipvermogen})$$

$$(1-s) = \frac{p\omega_m}{\omega_s}$$

Bij benadering geldt:

$$P_{e,r} = s P_{e,s} \quad ; \quad P_{d,s} \ll P_{e,s}$$

Een fraktie $(1-s)$ van het door de machine opgenomen vermogen wordt omgezet in mechanische energie. De resterende fraktie (s) wordt in de vorm van elektrisch vermogen aan de rotor toegevoerd. In aandrijvingen met een vast toerental kiest men s zodanig klein dat het vermogen $P_{e,s}$ zonder enig bezwaar in rotor weerstanden kan worden gedissipeerd. Indien men het toerental over een aanzienlijk gebied wenst te variëren, kan de fraktie s zodanig groot worden dat het voordelig is het slipvermogen $P_{e,s}$ via sleepringen aan de rotor te onttrekken en elders nuttig te gebruiken. Schakelingen waarmee dit procedé wordt uitgevoerd, worden "cascadeschakelingen" genoemd. Het principe van een cascadeschakeling is weergegeven in figuur I.



ASM=asynchrone machine

B=belasting

Figuur I.

Hierin is een asynchrone machine (ASM) weergegeven, waarvan de rotorwikkeling via sleepringen is aangesloten op een gelijkrichter.

Westellen dat bij $\omega_m = 0$ (stilstaande machine) de gelijkgerichte rotorklemspanning de grootte U_{g0} heeft; bij draaiende machine is de rotorklemspanning bij benadering sU_{g0} .

Hieruit volgt dat toerentalregeling van de ASM in principe mogelijk is door aan de gelijkspanningszijde van de gelijkrichter een gelijkspanning (U_T) met variabele grootte aan te bieden.

Er ontstaat dan evenwicht bij een zodanige waarde van ω_m en dus van s , dat:

$$U_T = s U_{g0}$$

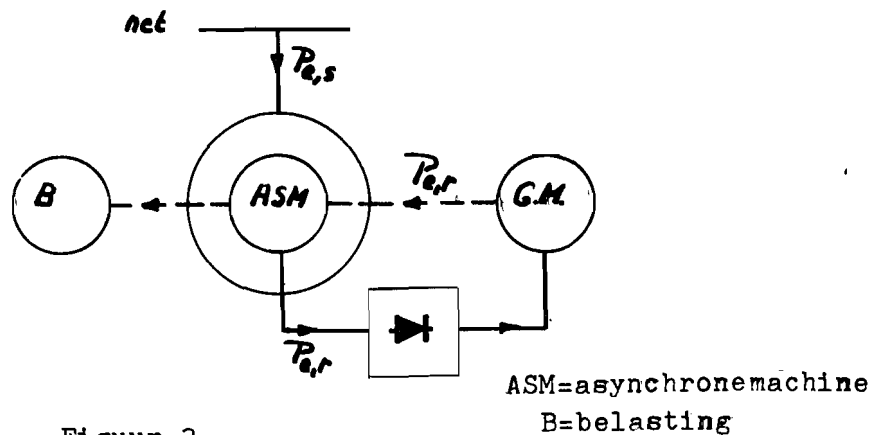
De tegenspanning U_T kan afkomstig zijn van een wisselrichter of van een gelijkstroommotor. Bij uitvoering met een gelijkstroommotor dient onderscheid te worden gemaakt tussen:

- a. motor die mechanisch is gekoppeld met de ASM z.g. draai-stroom-gelijkstroom-cascade (Krämer cascade).
- b. motor die niet mechanisch gekoppeld is met de ASM maar met een draaistroom-generator, z.g. draaistroom-gelijkstroom-draaistroom cascade (Scherbius cascade). Deze cascade is in feite de voorloper van de O.S.K. met wisselrichter.

Beide uitvoeringsvormen worden toegelicht waarbij in ad b een eerste uitdrukking voor de rotorstroom vorm zal worden afgeleid. Dit laatste heeft als doel de problematiek in te leiden die in een later stadium bij de meer exacte berekeningen aan de orde zal komen.

ad a. de Krämer cascade.

Figuur 2 geeft de opbouw weer.



Figuur 2.

In de ASM wordt opgewekt (P_{wrijving} verwaarloosd)

$$P_{em} = (1-s)P_g.$$

Verwaarlozen we eveneens $P_{d,s}$ dan volgt:

$$P_{em} = (1-s)P_{e,s}.$$

Dit is tevens het asvermogen wanneer het slipvermogen niet nuttig wordt gebruikt.

In de Krämer-cascade (figuur 2) wordt het slipvermogen ook op de as over gebracht. P_{as} wordt nu:

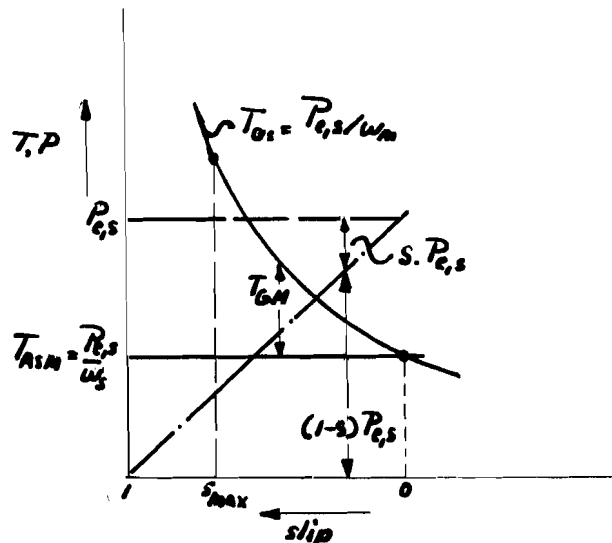
$$P_{as} = P_{em} + P_{e,r} = P_{e,s}$$

Afgezien van relatief verwaarloosbare ohmse verliezen en wrijving komt het door de ASM uit het net opgenomen vermogen geheel ten goede aan de belasting (B).

Er is m.a.w. sprake van een verliesvrije regeling van het toerental. De invloed van de gelijkstroom machine in de Krämer-cascade kan worden geïllustreerd aan de hand van het volgende voorbeeld.

Stel $P_{tot} = P_{as}$ constant. Dit betekent dat het vermogen dat as door de belasting wordt gevraagd onafhankelijk is van het toerental.

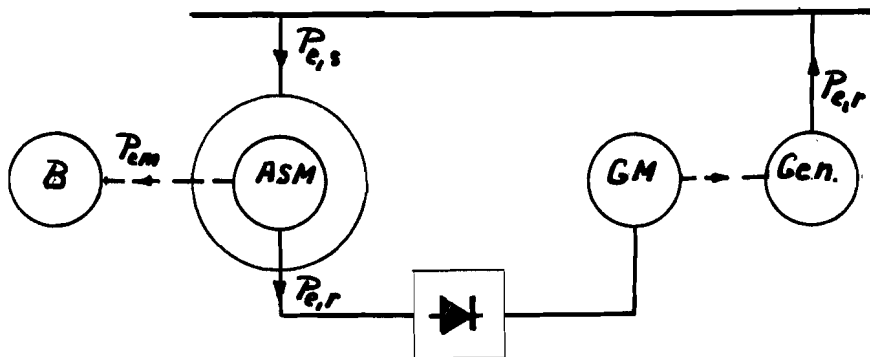
In figuur 3 wordt de koppel/vermogens-bijdrage voor de ASM resp. GM als functie van de slip weergegeven.



Figuur 3.

Uitgaande van figuur 3 kunnen we opmerken dat de koppelbijdrage van GM aan het askoppel bij lagere toerentallen groter wordt. Tenslotte kunnen we opmerken dat de grootte van de gelijkstroom-machine (qua vermogen) wordt bepaald door het gewenste toerental-bereik ($0 < s < s_{max}$).

ad b. de Scherbius-cascade.
Figuur 4 geeft de opbouw weer.



Figuur 4.

Deze cascade heeft in tegenstelling tot de Kramer-cascade geen mechanische koppeling van de gelijkstroom-machine met de ASM. Om enig inzicht te geven in de werking van deze cascade wordt de vermogens-uitwisseling bestudeerd voor twee verschillende belastings-condities. Te weten:

- b.1 T_{as} evenredig met het toerental.
- b.2 T_{as} evenredig met het (toerental)².

Overigens kunnen we opmerken dat de uitdrukkingen zoals deze zullen worden afgeleid ook van toepassing zijn op de Kramer-cascade.

ad b.1.
Dat het koppel evenredig is met $(1-s)$ impliceert:

$$P_{e,s} = P_g = (1-s) P_{max}$$

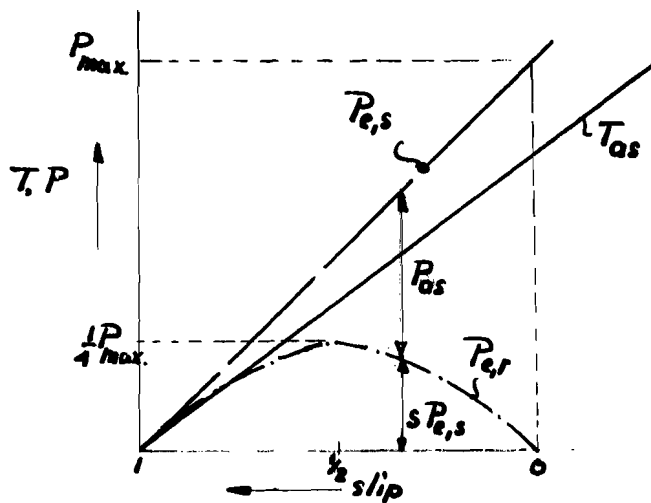
met:

$$P_{max} = P_{e,s} |_{s=0}$$

Het slipvermogen $P_{e,r}$ is derhalve:

$$P_{e,r} = s P_{e,s} = s(1-s) P_{max}$$

Het maximum in het slipvermogen wordt bereikt voor $s = \frac{1}{2}$; bij deze slipwaarde wordt $\frac{1}{4} P_{max}$ teruggeleverd in het net, indien we de ohmse verliezen in de rotor van de ASM en de verliezen in GM en Gen. mogen verwaarlozen. Een en ander wordt in figuur 5 weergegeven.



Figuur 5.

ad b.2.

Dat het koppel evenredig is met het (toerental)² impliceert:

$$P_{e,s} = P_g = (1-s)^2 P_{max}$$

met:

$$P_{max} = P_{e,s} |_{s=0}$$

Het slipvermogen $P_{e,r}$ is nu:

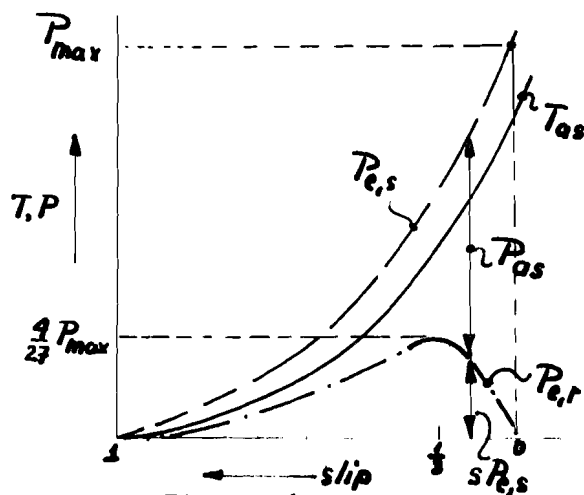
$$P_{e,r} = s P_g = s(1-s)^2 P_{max}$$

$P_{e,r(max)}$ wordt nu bereikt voor $s = \frac{1}{3}$; bij deze slipwaarde wordt

$$P_{e,r(max)} = \frac{4}{27} P_{max}$$

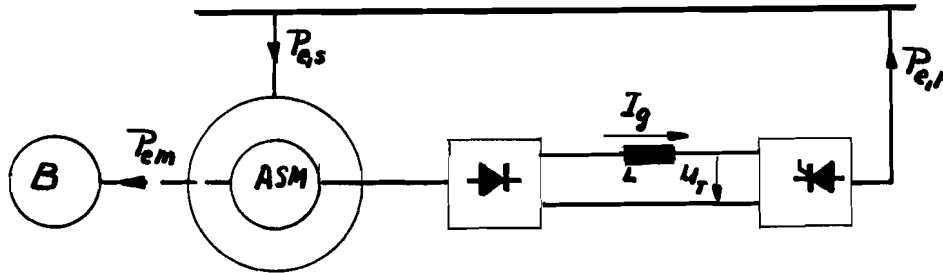
teruggeleverd.

Figuur 6 geeft dit weer.



Figuur 6.

De komst van de thyristor heeft er toegeleid dat de gelijkstroom- en wisselstroom-generator konden worden vervangen door een statische wisselrichter waarvan de tegenspanning U_T kan worden gevarieerd door de ontstekhoek van de thyristoren te veranderen. Figuur 7 geeft het principeschema weer.



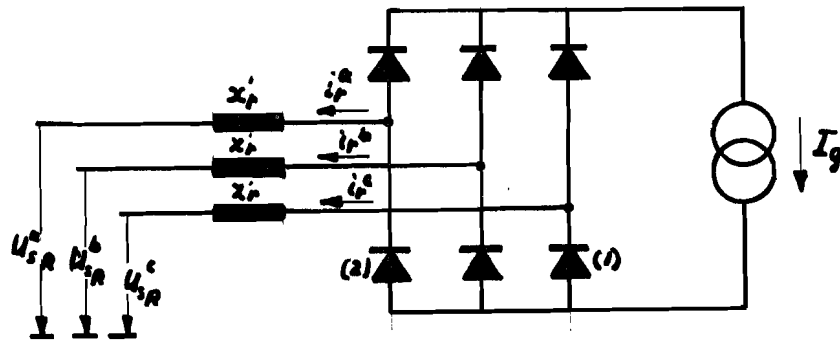
Figuur 7.

Om de rotorstroom-functie gedurende één periode plausibel te maken, wordt een eenvoudig rekenmodel gegeven waarmee de vorm (van de rotorstroom) kan worden bepaald.

Daartoe wordt uitgaande van figuur 7 de ASM voorgesteld door drie spannings-bronnen waarbij met elke bron een reactantie ter grootte van x_r in serie staat. T.a.v. de spanningsbronnen kan worden opgemerkt dat dit de rotorgetransformeerde fasespanningen U_{ra}^a , U_{ra}^b , U_{ra}^c zijn, terwijl de reactantie samengesteld is uit de rotorreactantie en de naar de rotor getransformeerde statorreactantie. (omdat sprake is van een symmetrisch systeem kunnen de wederzijdse inducties verwerkt worden in de genoemde inducties) Volledigheidshalve kunnen we nog opmerken dat de weerstand van de machine wordt verwaarloosd.

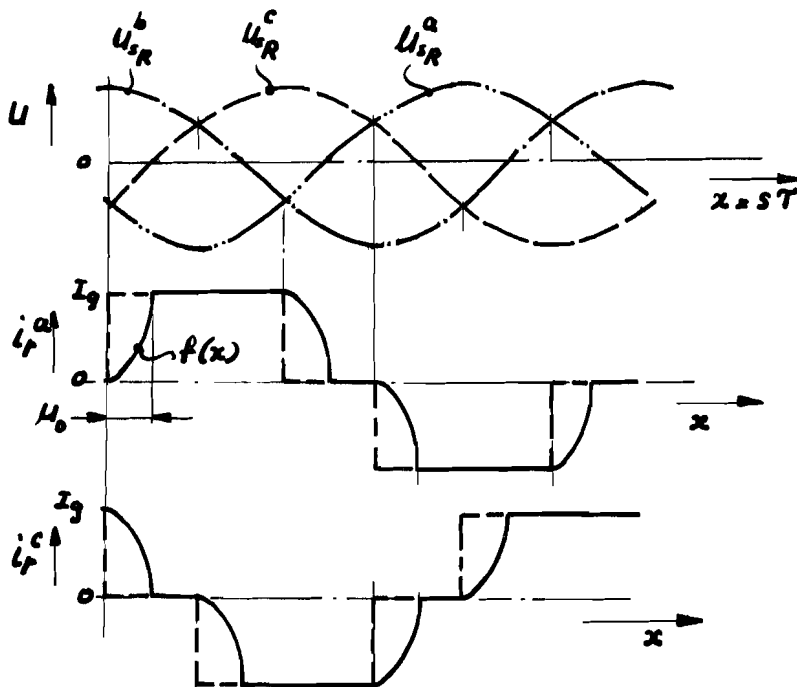
Wat de combinatie van wisselrichter en smoorspoel betreft veronderstellen we dat de reactantie van de smoorspoel zeer groot is. Dit houdt in dat de genoemde combinatie kan worden vervangen door een stroombron. Het reken-model dat nu is ontstaan, blijkt zeer bruikbaar te zijn om tot een eerste oplossing van de rotorstroom te komen.

Figuur 9 geeft het model weer.



Figuur 9.

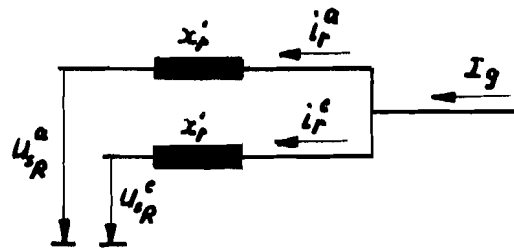
Uitgaande van de fasespanningen $U_{sR}^a, U_{sR}^b, U_{sR}^c$ kan de rotorstroomvorm m.b.v. figuur 9 worden bepaald. Immers op elk tijdstip zijn de spanningen (aangeboden aan de gelijkrichter) bekend en kan men, m.b.v. bovenstaand figuur nagaan welke diodes van de gelijkrichter in geleiding moeten zijn. Figuur 10 geeft de op deze wijze gevonden stromen weer.



Figuur 10.

In figuur IO is gestippeld aangegeven hoe de ideale rotorstroom zou zijn indien geen reactantie aanwezig zou zijn. In werkelijkheid is deze er wel waardoor de commutatie enige tijd duurt, hetgeen betekent dat in het eenvoudigste geval drie diodes in geleiding zijn (enkelvoudige commutatie).

Een benadering van $f(x)$ kan nu worden gevonden door het commutatie-circuit (tijdens commutatie van (1) en (2)) in beschouwing te nemen. Figuur II geeft dit circuit weer.



Figuur II.

Gezien de keuze van het tijdstip $t=0$, volgt uit figuur IO voor U_{sR}^a, U_{sR}^c :

$$U_{sR}^a = \hat{U} \cos\left(x - \frac{\pi}{3}\right)$$

$$U_{sR}^c = \hat{U} \cos\left(x - \frac{2\pi}{3}\right)$$

Uit figuur II volgt:

$$-U_{sR}^a - s x_r^i \frac{d i_r^a}{dx} + s x_r^i \frac{d i_r^c}{dx} + U_{sR}^c = 0$$

ofwel:

$$s x_r^i \frac{d i_r^c}{dx} - s x_r^i \frac{d i_r^a}{dx} = U_{sR}^c - U_{sR}^a.$$

Substitutie van:

$$\frac{d i_r^c}{dx} = -\frac{d i_r^a}{dx} \quad (\text{immers } i_r^a + i_r^c = I_g)$$

geeft een eerste orde differentiaal-vergelijking in i_r^a met randvoorwaarde:

$$i_r^a(0) = 0$$



De op te lossen D.V. is:

$$2x_r' s \frac{di_r^a}{dx} = U_{sR}^c - U_{sR}^a$$

waarin:

$$U_{sR}^c - U_{sR}^a = \sqrt{3} \hat{U} \sin x.$$

Gedurende de commutatie-periode met lengte μ geldt als oplossing van deze D.V.:

$$i_r^a = f(x) = \frac{\sqrt{3} \hat{U}}{2x_r' s} (1 - \cos x)$$

Volledigheidshalve merken we op dat t.g.v. de eerder gedane aanname van $I_e = \text{constant}$, ook de vorm van de afnemende stroom (in absolute zin) tijdens commutatie bekend is, waaruit de belangrijke conclusie kan worden getrokken dat door bepaling van $f(x)$ (figuur 10) de rotorstroomvorm in zijn geheel is bepaald.

I.4 Model.

De berekeningsmethode zoals deze zal worden opgesteld is gebaseerd op een aantal aannamen t.a.v. de verschillende componenten waaruit de O.S.K. is opgebouwd te weten:

- a. asynchrone machine
- b. gelijkrichter
- c. wisselrichter.

ad a.

Van de asynchrone machine met sleepring-anker veronderstellen we dat deze is voorzien van een sinusvormige koperbelegging op rotor en stator. T.a.v. het ijzer veronderstellen we een lineair gedrag: dus geen hysteresé en geen verzadigings-effecten.

ad b.

De diodes waaruit de brug is opgebouwd worden als ideaal beschouwd. D.w.z. een doorlaatweerstand gelijk aan nul, een sperweerstand die oneindig groot is.

ad c.

De wisselrichter tezamen met de smoorspoel (L) wordt in zijn geheel gezien als een ideale stroombron. Dit betekent dat een eventuele terugwerking van de wisselrichter naar de asynchrone machine niet in het model is opgenomen.



2.0 berekenen van trilkoppels.

Algemene beschouwing:

De berekenmethode is ontstaan na kennisneming van de berekeningen door Schönfeld(L1) en Kleinrath(L2). De rekenmethodes zoals deze uit eerdere publicaties volgen hebben een gemeenschappelijke basis, namelijk:

- a. spanningsvoeding aan de statorzijde.
- b. opgedrukte stroomvorm in de rotor.
- c. model van O.S.K. volgens(I.4).(inleiding)

Reeds in de inleiding is gewezen op de typische vorm van de rotorstroom. De achtergrond hiervan is dat het verschil in de berekeningsmethode juist betrekking heeft op een verschil in de aanwezig veronderstelde resp. berekende rotorstroomvorm.

Met name de rotorstroomvorm tijdens commutatie is van bepalende invloed bij berekeningen van trilkoppels. In het vervolg wordt deze rotorstroom aangegeven met:

$$f(x), \text{ met } x = sT = s\omega_r t$$

Het blijkt mogelijk te zijn een algemene theorie voor het berekenen van trilkoppels op te stellen waarin $f(x)$ aanvankelijk nog niet nader hoeft te worden gespecificeerd. Door substitutie van de rotorstroomvorm zoals aangenomen door Kleinrath resp. Schönfeld kunnen de belangrijkste koppelcomponenten worden bepaald, zoals de auteurs ze elk volgens hun eigen opvattingen zouden vinden. De opbouw van dit hoofdstuk is dan ook:

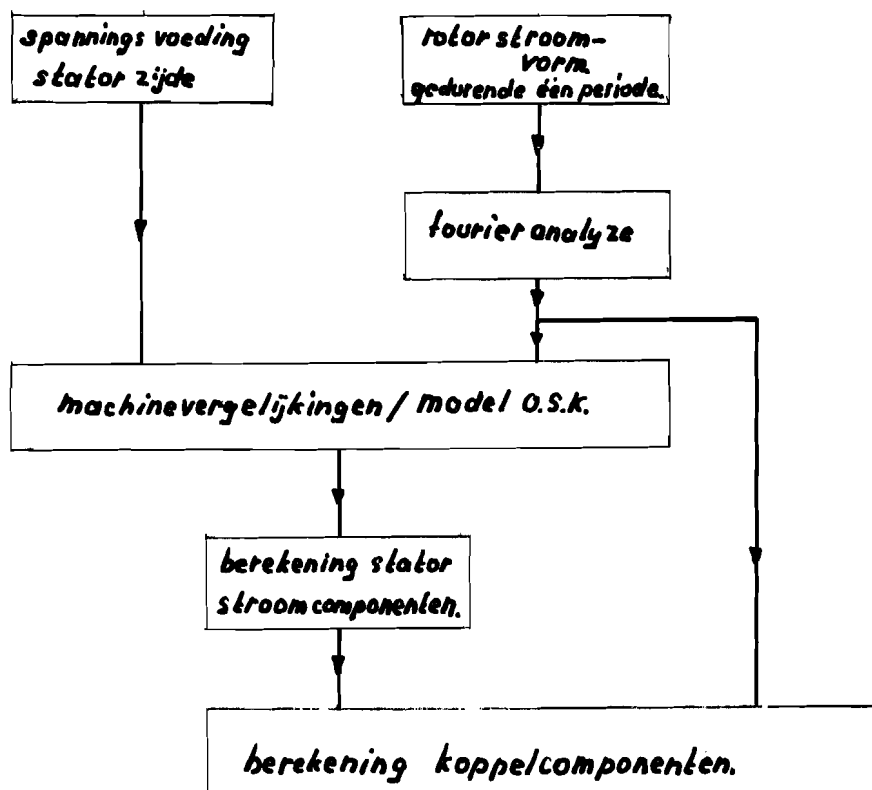
- 2.1. algemene methode voor het berekenen van trilkoppels.
- 2.2. toepassing van theorie:
rotorstroomvorm volgens Schönfeld.
- 2.3. toepassing van theorie:
rotorstroomvorm volgens Kleinrath.

In alle gevallen zal worden aangegeven in hoeverre de theorie zoals deze wordt beschreven, afwijkingen vertoont met eerdere publicaties op dit gebied, waarbij ook zal worden ingegaan op de oorzaak van deze verschillen.

2.I. algemene berekeningsmethode (benadering).

Zoals reeds is vermeld zijn de uitgangspunten: de ingevoerde ~~wrm~~ van de rotorstroom tijdens een commutatie ($f(x)$) en spanningsvoeding van gegeven grootte in de stator.

Met behulp van de machinevergelijkingen (zie appendix 7.I) kunnen de nog ontbrekende grootheden worden bepaald. Uitgaande van de berekende en gegeven grootheden kunnen de koppelcomponenten worden berekend. Figuur I geeft de berekeningsmethode schematisch weer.



Figuur I.

Uitgaande van figuur 1, worden achtereenvolgens toegelicht:

- 2.I.1. machinevergelijkingen/model O.S.K.
- 2.I.2. rotorstroomvorm.
- 2.I.3. fourieranalyse.
- 2.I.4. spannings voeding van stator.
- 2.I.5. berekening van statorstroomcomponenten.
- 2.I.6. berekening van koppelcomponenten.

2.I.1. machineverg./model O.S.K.

In de appendix is aangegeven hoe de machinevergelijkingen hun ontstaan vinden. Volledigheidshalve worden deze nogmaals gegeven:

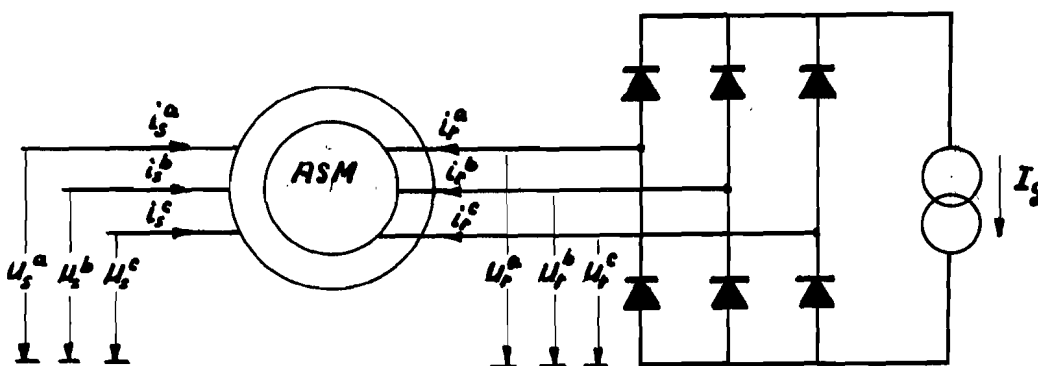
$$\underline{U}_{sR} = \underline{i}_{sR} R_s + \omega_s \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{sR} + j(1-s) \omega_s \underline{\phi}_{sR} \quad (1.1)$$

$$\underline{U}_r = \underline{i}_r R_r + \omega_s \frac{d}{dt} \underline{\phi}_r \quad (1.2)$$

$$\omega_s \underline{\phi}_{sR} = \underline{i}_{sR} X_s + \underline{i}_r X_{rs} \quad (1.3)$$

$$\omega_s \underline{\phi}_r = \underline{i}_{sR} X_{rs} + \underline{i}_r X_r \quad (1.4)$$

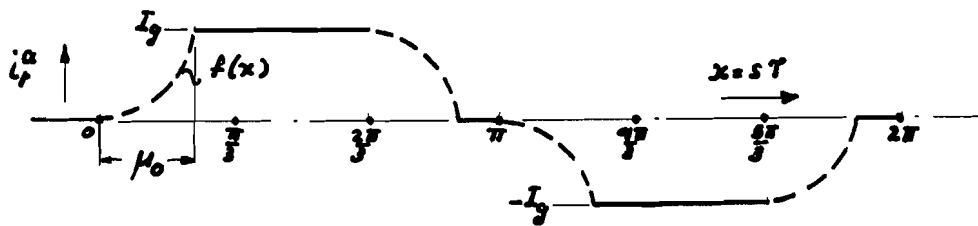
Een model van de O.S.K. dat in overeenstemming is met de tekenconventie van de machinevergelijkingen en dat bij de berekeningen zal worden gehanteerd, is weergegeven in figuur 2.



Figuur 2.

2.1.2. rotorstroomvorm.

Reeds in de inleiding is m.b.v. een spanning/stroom-tijddiagram een plausible rotorstroomvorm weergegeven. Bij de berekeningen wordt uitgegaan van de rotorstroom i_r^a , het moment waarop de drijvende spanning voor i_r^a positief wordt (aanvang van de commutatie) wordt aangeduid met $sT=0$.
Figuur 3 geeft de rotorstroomvorm weer.



Figuur 3.

Volledigheidshalve merken we op dat $f(x)$ de rotorstroomfunctie volledig bepaalt. De wiskundige notatie voor $i_r^a(x)$ is nu:

$$i_r^a(x) = U_1(x) I_g \quad (0 < x < \mu_0)$$

$$i_r^a(x) = U_1(x - \mu_0) I_g \quad (\mu_0 \leq x \leq \frac{2\pi}{3})$$

$$i_r^a(x) = U_1(x - \frac{2\pi}{3}) (I_g - f(x - \frac{2\pi}{3})) \quad (\frac{2\pi}{3} < x < \frac{2\pi}{3} + \mu_0)$$

$$i_r^a(x) = 0 \quad (\frac{2\pi}{3} + \mu_0 \leq x \leq \pi)$$

$$i_r^a(x) = U_1(x - \pi) (-f(x - \pi)) \quad (\pi < x < \pi + \mu_0)$$

$$i_r^a(x) = U_1(x - (\pi + \mu_0)) (-I_g) \quad (\pi + \mu_0 \leq x \leq \frac{5\pi}{3})$$

$$i_r^a(x) = U_1(x - \frac{5\pi}{3}) (f(x - \frac{5\pi}{3}) - I_g) \quad (\frac{5\pi}{3} < x < \frac{5\pi}{3} + \mu_0)$$

$$i_r^a(x) = 0 \quad (\frac{5\pi}{3} + \mu_0 \leq x \leq 2\pi)$$

$U_1(x)$ is de eenheids-stapfunctie.



2.1.3. fourier analyse.

M.b.v. fourieranalyse kunnen de fouriercoëfficiënten van de rotorstroom worden berekend. De fasestromen worden gegeven in de vorm:

$$i_r^a(x) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos nx + b_n \sin nx) \quad (1.1)$$

$$i_r^b(x) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n(x - \frac{2\pi}{3}) + b_n \sin n(x - \frac{2\pi}{3})) \quad (1.2)$$

$$i_r^c(x) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n(x - \frac{4\pi}{3}) + b_n \sin n(x - \frac{4\pi}{3})) \quad (1.3)$$

waarbij de fouriercoëff. a_n, b_n volgen uit:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_r^a(x) \cos nx \, dx \quad (1.4)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_r^a(x) \sin nx \, dx \quad (1.5)$$

Aangezien de vectornotatie wordt gehanteerd is het wenselijk dat een vectoriële uitdrukking voor de rotorstroom wordt bepaald. Deze volgt na invoering van de e-machtnotatie. Voor (I.I) is dit aangegeven.

$$\begin{aligned} i_r^a(x) &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n}{2} (e^{jnx} + e^{-jnx}) - j \frac{b_n}{2} (e^{jnx} - e^{-jnx}) \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{jnx}}{2} (a_n - j b_n) + \frac{e^{-jnx}}{2} (a_n + j b_n), \end{aligned}$$

Invoering van een complexe fouriercoëff. c_n van de vorm:

$$c_n = a_n + j b_n, \quad c_n^* = a_n - j b_n,$$

geeft

$$i_r^a(x) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} (c_n^* e^{jnx} + c_n e^{-jnx}). \quad (1.10)$$

De twee overige fasestromen volgen na invoering van de faseverschuiving ($\frac{2\pi}{3}$).



Substitutie van de momentane fasestroom-grootheden in:

$$i_r = \frac{2}{3} (i_r^a(x) + a i_r^b(x) + a^2 i_r^c(x))$$

geeft:

$$i_r = \frac{2}{3} \sum_{n=1}^{\infty} (c_n^* e^{jn\pi} + c_n e^{-jn\pi}) + e^{j\frac{2\pi}{3}} (c_n^* e^{jn(x-\frac{2\pi}{3})} + c_n e^{-jn(x-\frac{2\pi}{3})}) + e^{j\frac{4\pi}{3}} (c_n^* e^{jn(x-\frac{4\pi}{3})} + c_n e^{-jn(x-\frac{4\pi}{3})}),$$

ofwel na uitwerking:

$$i_r = c_1^* e^{jx} + c_5 e^{-j5x} + c_7^* e^{j7x} + \dots$$

Normering van de fouriercoëff. c_n, c_n^* op de fouriercoëff. t.g.v. de grond-harm. geeft:

$$i_r = c_1^* (h_1 e^{jx} + h_5 e^{-j5x} + h_7 e^{j7x} + \dots) \quad (2.1)$$

met:

$$h_1 = 1; h_5 = \frac{c_5}{c_1^*}; h_7 = \frac{c_7^*}{c_1^*}.$$

Een meer algemene uitdrukking voor (2.1) is nu:

$$i_r = c_1^* \sum_q h_{1/q} e^{jqx} \quad (2.2)$$

waarbij:

$$q = 6\lambda + 1; \lambda = 0, 1, 3, \dots$$

Rekening houdend met een nog te kiezen rotorstroom-vorm $f(x)$, is het tijdstip ($x=0$) zo gekozen dat daardoor complexe fouriercoëfficiënten ontstaan. Schönfeld heeft voor zijn berekeningen het tijdstip ($x=0$) anders gekozen en wel zodanig dat de fouriercoëff. reëel zijn, d.w.z. $b_n=0$.

Een ander verschil met Schönfeld's rekenwerk is de keuze van het coördinatenstelsel: Schönfeld gebruikt een stelsel dat synchroon met het grondharmonische draaiveld roteert, terwijl hier een stelsel wordt gehanteerd dat synchroon met de rotor draait.



2.I.4. spanningsvoeding statorzijde.

De fasespanningen aan de statorzijde worden sinusvormig verondersteld en kunnen worden beschreven met:

$$U_s^a(\tau) = \hat{U}_s \cos(\tau + \rho)$$

$$U_s^b(\tau) = \hat{U}_s \cos(\tau + \rho - \frac{2\pi}{3})$$

$$U_s^c(\tau) = \hat{U}_s \cos(\tau + \rho - \frac{4\pi}{3})$$

waarbij ρ nog moet worden berekend.

Deze aanname van zuiver sinusvormige fasespanningen bij gegeven zuiver sinusvormige lijnspanningen is onder bepaalde voorwaarden juist. Deze voorwaarden worden nu nader toegelicht.

Wanneer we uitgaan van een, geïdealiseerde machine, hetgeen hier het geval is, verschillen de fasespanningen onderling alleen door een faseverschil van ($\frac{2\pi}{3}$) radialen.

Elk van deze spanningen voldoet nu aan de volgende relatie, die volgt uit de Fourier-theorie:

$$U_f = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\tau + b_n \sin n\tau) \quad (1.1)$$

De coëfficiënten a_n en b_n kunnen worden gevonden door gebruik te maken van hetgeen bekend is over de lijnspanningen (U_l).

De lijnspanning is gekoppeld met twee fasespanningen volgens de betrekking:

$$U_l = U_f - U_f(\tau - \frac{2\pi}{3}) \quad (1.2)$$

Stellen we nu de lijnspanning gegeven volgens:

$$U_l = \hat{U} \sin(\tau - \frac{\pi}{6}), \quad (1.3)$$

dan zijn na substitutie van (1.3), (1.2) in (1.1) de coëfficiënten in principe bepaald.

Uitwerking geeft:

$$\hat{U} \sin(\tau - \frac{\pi}{6}) = -2 \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n(\tau - \frac{\pi}{6}) \sin n\frac{\pi}{3} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(\tau - \frac{\pi}{6}) n \sin n\frac{\pi}{3} \quad (1.4)$$

Gelijkstelling van sinus en cosinustermen voor elk ranggetal geeft t.a.v. de cosinustermen:

$$b_n = 0$$



Gelijkstelling van de sinustermen geeft t.a.v.
 $n=1$:

$$a_1 = -\frac{\hat{U}}{2 \sin \frac{\pi}{3}}$$

voor $n \neq 1$ volgt:

$$a_n \sin n \frac{\pi}{3} = 0$$

Aan deze relatie kan op twee manieren worden voldaan,
te weten:

a. $a_n \neq 0$,

waaruit volgt dat:

$$n \frac{\pi}{3} = k \pi \quad ; \quad k=1, 2, 3, \dots$$

hetgeen U_f componenten oplevert met

$$n = 3, 6, 9, \dots$$

b. $a_n = 0$,

waaruit volgt dat U_f -componenten met

$$n = 2, 4, 5, 7, 8, \dots$$

niet kunnen optreden.

Uit deze beschouwingen blijkt dat behalve de grondharm.
van U_f (a_1) ook componenten kunnen bestaan met een
drievoud van de netfrequentie.

Deze z.g. homopolaire componenten kunnen echter
alleen afkomstig zijn van de rotor. Bij een ideale
machine echter kunnen dergelijke componenten, indien
zij al in de rotor aanwezig zouden zijn, niet in de
stator worden geïnduceerd. In het geval van een niet-
ideale machine, kunnen deze componenten zelfs niet in de
rotor optreden wanneer de rotor in ster is geschakeld,
zoals hier het geval is. Als enige component resteert
dus de grondharmonische.

De vector voorstelling van de statorspanning
volgt uit:

$$\underline{U}_s = \frac{2}{3} (U_s^a + U_s^b \underline{a} + U_s^c \underline{a}^2).$$



substitutie van de fase grootheden geeft:

$$\underline{U}_s = \hat{U}_s e^{j(\tau + \rho)} \quad (9.1)$$

zoals reeds is vermeld, wordt gebruik gemaakt van een synchroon met de rotor roterend coördinatenstelsel, hetgeen leidt tot de uitdrukking:

$$\underline{U}_{sR} = \hat{U}_s e^{j(\rho - \theta_0)} e^{js\tau},$$

ofwel:

$$\underline{U}_{sR} = \underline{U}_{sR}(0) e^{jx}. \quad (9.2)$$

—



2.1.5. statorstroom componenten.

De berekening van de stromen in de stator valt uiteen in twee delen, namelijk:

- a. berekening van de grondharmonische component.
- b. berekening van de bovenharmonische componenten.

ad a.

Bij de berekening maken we gebruik van de eerder gevonden betrekkingen (2.2) & (4.2) voor \underline{i}_r en \underline{U}_{sR} . M.b.v. de machinevergelijkingen kan de nog onbekende grootheid:

$$\underline{U}_{sR}(0) = U_d(0) + j U_q(0)$$

worden berekend. Daarna kan de grondharmonische statorstroom component

$$\underline{i}_{sR} = \underline{i}_{sR}(0) e^{jx}; \quad \frac{d\underline{i}_{sR}}{dt} = js \underline{i}_{sR}$$

worden berekend. Uitgangs gegevens voor deze berekening zijn, de grondharmonische component van de rotorstroom, welke volgt uit (2.2):

$$\underline{i}_r = \underline{c}_r e^{jx} = (a_r - jb_r) e^{jx}; \quad \frac{d\underline{i}_r}{dt} = js \underline{i}_r$$

en de statorspanning, die uitsluitend bestaat uit een grondharmonische component,

$$\underline{U}_{sR} = U_{sR}(0) e^{jx}$$

In eerste instantie wordt een uitdrukking bepaald voor de rotorspanning (\underline{U}_r).

Daartoe maken we gebruik van de machinevergelijkingen (in het vervolg afgekort met m.v.) (I.2) en (I.4):

$$\underline{U}_r = R_r \underline{i}_r + js (\underline{i}_{sR} X_{sr} + \underline{i}_r X_r)$$

ofwel:

$$\underline{U}_r = \underline{i}_r (R_r + js X_r) + js \underline{i}_{sR} X_{sr} \quad (5.1)$$

Uit m.v. (I.1) en (I.3) volgt:

$$\underline{U}_{sR} = R_s \underline{i}_{sR} + j (\underline{i}_{sR} X_s + \underline{i}_r X_{sr}),$$

ofwel:

$$\underline{U}_{sR} = \underline{i}_{sR} (R_s + j X_s) + j \underline{i}_r X_{sr}$$



Indien we veronderstellen dat,

$$R_s \ll X_s,$$

hetgeen meestal juist is, kan een vereenvoudigde uitdrukking voor de statorstroom worden gevonden, namelijk:

$$\underline{i}_{sR} = \frac{U_{sR} - jX_{sr} \underline{i}_r}{jX_s}.$$

Substitutie in (5.1) geeft:

$$\underline{U}_r = \underline{i}_r (R_r + jsX_r) + s \frac{X_{sr}}{X_s} U_{sR} - js \frac{X_{sr}^2}{X_s} \underline{i}_r,$$

ofwel:

$$\underline{U}_r = \underline{i}_r (R_r + jsX_r \sigma) + s \frac{X_{sr}}{X_s} U_{sR}.$$

Substitutie van \underline{i}_r, U_{sR} geeft t.a.v. de reële en imaginaire delen ten tijde $t=0, c.q. x=0$:

$$\underline{U}_r(0) = U_D(0) + jU_Q(0) = (a_r - jb_r) (R_r + jsX_r \sigma) + s \frac{X_{sr}}{X_s} (U_D(0) + jU_Q(0)).$$

Gelijkstelling van de reële delen geeft:

$$U_D(0) = a_r R_r + sb_r X_r \sigma + s \frac{X_{sr}}{X_s} U_D(0).$$

Gelijkstelling van de imaginaire delen geeft:

$$U_Q(0) = a_r s X_r \sigma - b_r R_r + s \frac{X_{sr}}{X_s} U_Q(0).$$

Hiermee is $\underline{U}_r(0)$ bepaald, indien we $U_D(0), U_Q(0)$ als bekend veronderstellen. De laatst genoemde grootheden laten zich bepalen door uit te gaan van het belangrijke gegeven dat de grondharmonische componenten van rotorspanning en rotorstroom nagenoeg in tegen fase zijn voor kleine commutatie tijden (in de appendix 7.3 wordt dit nader toegelicht). Dit betekent (t.a.v. de grondharmonischen):

$$\text{argument } \underline{i}_r = -\text{argument } \underline{U}_r$$



Uitwerking van deze relatie m.b.v. de eerder gevonden grootheden, geeft de uitdrukking:

$$\frac{b_1}{a_1} = \frac{a_1 s X_r \sigma - L_r R_r + s X_{sr} / X_s U_q(0)}{a_1 R_r + s b_1 X_r \sigma + s X_{sr} / X_s U_d(0)}$$

ofwel:

$$U_q(0) = \frac{2 a_1 b_1 R_r + s b_1^2 X_r \sigma - a_1^2 s X_r \sigma + s b_1 X_{sr} / X_s U_d(0)}{s a_1 X_{sr} / X_s}$$

Stellen we gemakshalve:

$$\alpha = \frac{(a_1^2 - b_1^2) s X_r \sigma - 2 a_1 b_1 R_r}{s a_1 X_{sr} / X_s}$$

dan volgt:

$$U_q(0) = -\alpha + \frac{b_1}{a_1} U_d(0) \quad (5.2)$$

Hieruit kan $U_q(0)$ worden geëlimineerd, door gebruik te maken van de relatie:

$$\hat{U}_s^2 = (U_d(0))^2 + (U_q(0))^2$$

\hat{U}_s is immers bekend omdat de stator gevoed wordt uit spanningsbronnen.

Substitutie in (5.2) geeft:

$$(U_d(0))^2 \left(1 + \left(\frac{b_1}{a_1}\right)^2\right) - U_d(0) 2\alpha \frac{b_1}{a_1} - (\hat{U}_s^2 - \alpha^2) = 0$$

Deze vierkantsvergelijking heeft twee oplossingen waarvan er één niet voldoet, omdat

$$U_{sr}^u(0) = U_d(0) < 0,$$

hetgeen in te zien is m.b.v. figuur IO.

De oplossing voor $U_d(0)$ is derhalve:

$$U_d(0) = \frac{2\alpha \frac{b_1}{a_1} - \sqrt{(2\alpha \frac{b_1}{a_1})^2 + 4 \left(1 + \left(\frac{b_1}{a_1}\right)^2\right) (\hat{U}_s^2 - \alpha^2)}}{2 \left(1 + \left(\frac{b_1}{a_1}\right)^2\right)}$$



Hiermee zijn alle grondharmonischen bepaald, immers $U_q(0)$ volgt uit (5.2) terwijl de statorstroom volgt uit de eerder gevonden betrekking:

$$\underline{i}_{sR}(0) = i_d(0) + j i_q(0) = \frac{U_d(0) + j U_q(0) - j X_{sr} a_1 - X_{sr} b_1}{j X_s} .$$

Gelijkstelling van de imaginaire en reële delen geeft:

$$\begin{aligned} i_d(0) &= \frac{U_q(0)}{X_s} - \frac{X_{sr}}{X_s} a_1 \\ i_q(0) &= -\frac{U_d(0)}{X_s} + \frac{X_{sr}}{X_s} b_1 . \end{aligned}$$

De tijdafhankelijke grootheid is nu:

$$\underline{i}_{sR} = \underline{i}_{sR}(0) e^{jx} .$$

ad b.

Bij de berekening van de bovenharmonische statorstroom componenten maken we wederom gebruik van de betrekking (2.2), welke nu wordt gegeven door:

$$\underline{i}_r = \underline{i}_r^* \sum_{q \neq 1} \frac{h_{1q}}{|q|} e^{jqx} \quad q = \pm 6\lambda + 1 .$$

Aangezien in de statorspanning geen bovenharmonische componenten aanwezig zijn, kan t.a.v. de componenten waarvoor $q \neq 1$, geschreven worden:

$$\underline{u}_{sR} = 0 .$$

We merken op dat de statorstroom in dit geval volledig wordt bepaald door de rotorstroom. We kunnen dan ook verwachten dat de oplossingen die worden gevonden door gebruik te maken van de machinevergelijkingen de vorm hebben:

$$\begin{aligned} \underline{i}_{sR} &= \underline{i}_{sR}(0) e^{jqx} \\ \underline{\phi}_{sR} &= \underline{\phi}_{sR}(0) e^{jqx} ; \quad \frac{d\underline{\phi}_{sR}}{dt} = jq s \underline{\phi}_{sR} \end{aligned}$$



Substitutie van bovengenoemde betrekkingen in m.v. (I.I) geeft:

$$0 = R_s \underline{i}_{sR} + j q s \omega_s \phi_{sR} + j (1-s) \omega_s \phi_{sR},$$

ofwel:

$$0 = \underline{i}_{sR} R_s + j \phi_{sR} (1+s(q-1)) \omega_s.$$

Substitutie van m.v. (I.3) geeft:

$$0 = \underline{i}_{sR} (R_s + j X_s (1+s(q-1))) + j \underline{i}_r X_{sr} (1+s(q-1)),$$

ofwel:

$$\underline{i}_{sR} = \frac{-\underline{i}_r j X_{sr} (1+s(q-1))}{R_s + j X_s (1+s(q-1))}$$

substitutie van de bovenharmonische componenten van \underline{i}_r geeft uiteindelijk:

$$\underline{i}_{sR} = -\underline{c}_r^* \sum_{q \neq 1}^q \frac{j X_{sr} h_{1/q} (1+s(q-1)) e^{jqx}}{R_s + j X_s (1+s(q-1))}.$$

Gezien de aard van de noemer, kan R_s in dit geval niet worden verwaarloosd. Dit in tegenstelling met ad a.



2.1.6. Koppel-componenten.

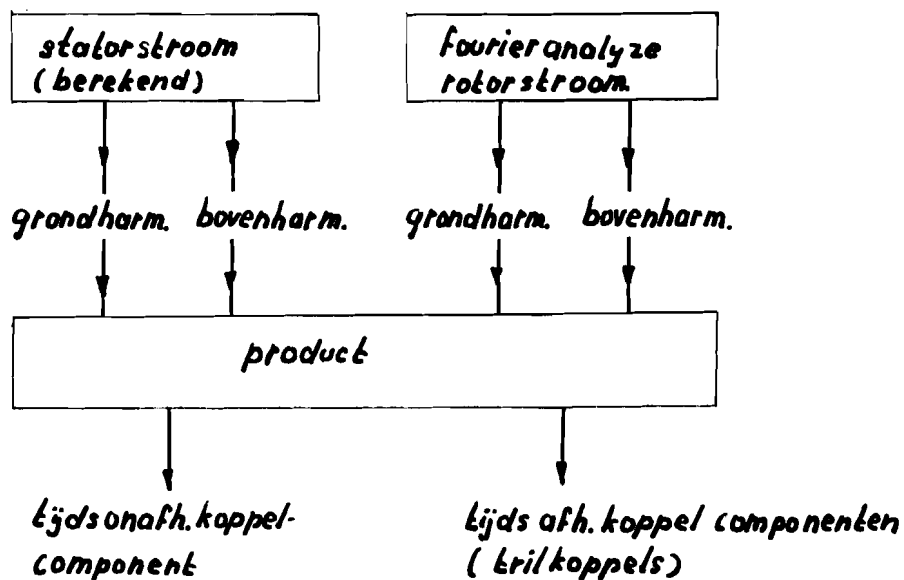
In de voorgaande alinea's is aangegeven hoe de stroomcomponenten (grond-enbovenharmonische) kunnen worden berekend. Het koppel kan worden bepaald door gebruik te maken van de relatie (zie appendix)

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{X_{\mu}}{\omega_s} p \operatorname{Im} i_r^* i_s \quad (6.1)$$

Men constateert dat in (6.1) het product van statorstroom en rotorstroom voorkomt; dit heeft als consequentie dat het koppel bestaat uit:

- a. een tijdsonafhankelijke component.
- b. tijdafhankelijke componenten.

Het voorgaande wordt verduidelijkt m.b.v. figuur 2.



Figuur 2.



ad a.
de tijdsafhankelijke component zijnde de belangrijkste component, wordt gevormd door de grondharmonische van de rotorstroom:

$$\underline{i}_r = \underline{c}_r^* e^{jx}$$

en de grondharmonische van de statorstroom:

$$\underline{i}_{sR} = \underline{i}_{sR}(0) e^{jx}$$

Substitutie in de koppelvergelijking (6.I) geeft:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{X_{sr}}{\omega_s} \operatorname{Im} (\underline{c}_r e^{-jx} \cdot \underline{i}_{sR}(0) e^{jx}),$$

ofwel na uitwerking imaginaire deel:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{X_{sr}}{\omega_s} (a_1 i_q(0) + b_1 i_d(0)),$$

welke betrekking inderdaad tijdsafhankelijk is.

ad b.
de tijdsafhankelijke componenten van het koppel, de z.g. trilkoppels worden gevormd door producten van:

1. statorstroom grondharm. met rotorstroombovenharm.
2. rotorstroom grondharm. met statorstroombovenharm.
3. statorstroom bovenharm. met rotorstroombovenharm.

hetgeen ook geïllustreerd is in figuur 2.

De berekeningen zijn er op gericht een uitdrukking te vinden voor de amplitude van deze trilkoppels als functie van de slip.

Het zal blijken dat de producten (1) en (2) hierbij een beslissende rol spelen.

In b.1. t/m b.3. worden de boven genoemde producten nader uitgewerkt.

b.1.

dit product wordt gevormd door de statorgrondharmonische:

$$\underline{i}_{sR} = \underline{i}_{sR}(0) e^{jx}$$

en de rotorbovenharmonische:

$$\underline{i}_r = \underline{c}_r^* \sum_{q \neq 1} h_{1/q} e^{jqx}$$

substitutie in de koppelvergelijking (6.1) geeft:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{\chi_{sr}}{\omega_s} \operatorname{Im} \left(\underline{c}_1 \sum_{q=1}^q \frac{h_{1q}^*}{q+1} \underline{i}_{sR}(\omega) e^{-j(q-1)x} \right). \quad (6.2)$$

De frequentie van deze koppelcomponent volgt na substitutie van:

$$q = \pm 6\lambda + 1; \quad \lambda = 1, 2, 3, \dots$$

in de exponent van de "e" macht, hetgeen geeft:

$$e^{\pm j6\lambda x}$$

m.a.w. een frequentie van:

$$f_k = 6f_r; 12f_r; 18f_r, \dots, \text{ waarbij } f_r = \text{rotor frequentie.}$$

Met behulp van (6.1) kunnen alle amplituden met bovengenoemde frequentie worden berekend.

Aangezien de berekening van de amplitude voor elk van deze componenten op een zelfde manier verloopt, beperk ik mij tot het berekenen van de grootste component, namelijk die met de frequentie:

$$f_k = 6f_r.$$

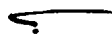
Dit betekent dat de koppel amplitude t.g.v. de 5de en 7de rotorstroomharmonische wordt berekend, d.w.z. sommatie van (6.2) voor:

$$q = -5, 7$$

waarbij de tekens in bovenstaande gegevens aanduiden dat het draaiveld van de 5de harmonische in de negatieve richting roteert, en dat van de 7de harmonische in de positieve richting.

Uitwerking van (6.2) geeft nu:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{\chi_{sr}}{\omega_s} \operatorname{Im} \left[\underline{c}_1 \underline{i}_{sR}(\omega) \left(\underline{h}_5^* e^{j6x} + \underline{h}_7^* e^{-j6x} \right) \right]. \quad (6.3)$$





b.2.

dit product wordt gevormd door de grondharmonische van de rotorstroom:

$$\underline{i}_r = \underline{c}_1^* e^{jx}$$

en de statorstroombovenharmonischen:

$$\underline{i}_{sR} = -\underline{c}_1^* \sum_{q \neq 1} \frac{j \chi_{sr} h_{1q} (1+s(q-1)) e^{jqx}}{R_s + j \chi_s (1+s(q-1))}$$

Substitutie in de koppelvergelijking (6.1) geeft:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{\chi_{sr}}{\omega_s} \operatorname{Im} \left[-\underline{c}_1 \underline{c}_1^* \frac{\chi_{sr}}{\chi_s} r_s^{-1} \sum_{q \neq 1} \frac{j h_{1q} (1+s(q-1)) e^{j(q-1)x}}{(1+j r_s^{-1} (1+s(q-1)))} \right]. \quad (6.4)$$

Beperken we ons overeenkomstig hetgeen in (b.1) is aangegeven, tot de sommatie van (6.4) voor:

$$q = -5,7$$

dan volgt voor het koppel:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{\chi_{sr}}{\omega_s} \operatorname{Im} \left[-\underline{c}_1 \underline{c}_1^* \frac{\chi_{sr}}{\chi_s} \left(\frac{j r_s^{-1} h_5 (1-6s)}{(1+j r_s^{-1} (1-6s))} e^{-j6x} - \frac{\underline{c}_1 \underline{c}_1^* \chi_{sr}}{\chi_s} \left(\frac{j r_s^{-1} h_7 (1+6s)}{(1+j r_s^{-1} (1+6s))} e^{j6x} \right) \right) \right]. \quad (6.5)$$



b.3.

dit product wordt gegeven door de bovenharmonische componenten in de rotorstroom:

$$i_r = c_i^* \sum_{q \neq 1} h_{|q|} e^{jqx} \quad \text{met } q = \pm 6\lambda + 1; \lambda = 1, 2, 3, \dots$$

en de bovenharmonischen componenten in de statorstroom:

$$i_{sr} = -c_i^* \sum_{p \neq 1} \frac{jX_{sr} h_{|p|} (1+s(p-1)) e^{jp x}}{(R_s + jX_s (1+s(p-1)))}$$

met $p = \pm 6\delta + 1$

$\delta = 1, 2, 3, \dots$

Substitutie van deze stroomcomponenten in de koppelvergelijking (6.1) geeft:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{X_{sr}}{\omega_s} \operatorname{Im} \left[-c_i^* \frac{X_{sr}}{X_s} j r_s^{-1} \sum_q h_{|q|}^* e^{-jqx} \sum_p e^{jp x} \frac{(1+s(p-1)) h_{|p|}}{(1+r_s^{-1}(1+s(p-1)))} \right], \quad (6.6)$$

afhankelijk van de waarden van p en q is deze koppelcomponent constant of tijdsafhankelijk.

Wederom kunnen we verwijzen naar (b.1) waarin is gesteld dat alleen de koppelcomponent met frequentie:

$$f_k = 6f_r$$

in beschouwing wordt genomen. Op grond van (6.6) ontstaan termen die het product:

$$h_{|p|} \cdot h_{|q|}^*$$

bevatten; hierin moet tenminste $|p|$ of $|q|$ groter dan 5 of 7 zijn. We kunnen daaruit concluderen dat de amplitude van het betreffende trikkoppel klein zal zijn in vergelijking met de trikkoppels volgens (b.1) en (b.2).

In de verdere berekeningen wordt dan ook de bijdrage volgens (b.3) verwaarloosd.



Rekening houdend met wat er in de vorige alinea is gesteld kan de koppelamplitude worden berekend door sommatie van de vergelijkingen (6.3) en (6.4), dit geeft:

$$T_{e6} = \frac{3}{2} p \frac{\chi_{sr}}{\omega_s} \operatorname{Im} \left[(C_1 \cdot i_{sR}(0) h_s^* - C_1 C_1^* \left(\frac{\chi_{sr}}{\chi_s} \right) \frac{j r_s^{-1} h_s (1+bs)}{(1+j r_s^{-1}(1+bs))}) e^{j6x} \right. \\ \left. + (C_1 i_{sR}(0) h_s^* - C_1 C_1^* \left(\frac{\chi_{sr}}{\chi_s} \right) \frac{j r_s^{-1} h_s (1-bs)}{(1+j r_s^{-1}(1-bs))}) e^{-j6x} \right]. \quad (6.7)$$

Deze uitdrukking kan ook in de volgende vorm worden gegeven:

$$T_{e6} = \frac{3}{2} p \frac{\chi_{sr}}{\omega_s} \operatorname{Im} \left[(A_1 + jB_1) e^{j6x} + (A_2 + jB_2) e^{-j6x} \right] \quad (6.8)$$

waarin de coëfficiënten:

$$A_1, B_1, A_2, B_2$$

nog nader moeten worden bepaald. De amplitude volgt nu uit (6.8) welke wordt genormeerd op het koppel:

$$T_n = \frac{U_n \cdot I_n}{\left(\frac{\omega_s}{p} \right)}$$

dit leidt tot de uitdrukking:

$$\frac{\hat{T}_{e6}}{T_n} = \frac{3}{2} p \frac{\chi_{sr}}{\omega_s} \sqrt{(B_1 + B_2)^2 + (A_1 - A_2)^2}. \quad (6.9)$$

Voor een gedetailleerde berekening van de coëfficiënten volgens (6.8) wordt verwezen naar appendix 7.2.

We volstaan hier met het geven van de resultaten van deze berekeningen.

Coefficiënten volgens vergelijking (6.8):

$$A_1 = \frac{a_1 (i_d(0)w_5 + i_q(0)z_5) - b_1 (i_q(0)w_5 - i_d(0)z_5) - (a_1^2 + b_1^2) r_s^{-1} (\chi_{sr} / \chi_s) (1 + bs) (r_s^{-1} w_7 (1 + bs) - z_7)}{1 + (r_s^{-1} (1 + bs))^2}$$

$$B_1 = \frac{b_1 (i_d(0)w_5 + i_q(0)z_5) + a_1 (i_q(0)w_5 - i_d(0)z_5) - (a_1^2 + b_1^2) r_s^{-1} (\chi_{sr} / \chi_s) (1 + bs) (r_s^{-1} z_7 (1 + bs) + w_7)}{1 + (r_s^{-1} (1 + bs))^2}$$

$$A_2 = \frac{a_1 (i_d(0)w_7 + i_q(0)z_7) - b_1 (i_q(0)w_7 - i_d(0)z_7) - (a_1^2 + b_1^2) r_s^{-1} (\chi_{sr} / \chi_s) (1 - bs) (r_s^{-1} w_5 (1 - bs) - z_5)}{1 + (r_s^{-1} (1 - bs))^2}$$

$$B_2 = \frac{b_1 (i_d(0)w_7 + i_q(0)z_7) + a_1 (i_q(0)w_7 - i_d(0)z_7) - (a_1^2 + b_1^2) r_s^{-1} (\chi_{sr} / \chi_s) (1 - bs) (z_5 r_s^{-1} (1 - bs) + w_5)}{1 + (r_s^{-1} (1 - bs))^2}$$





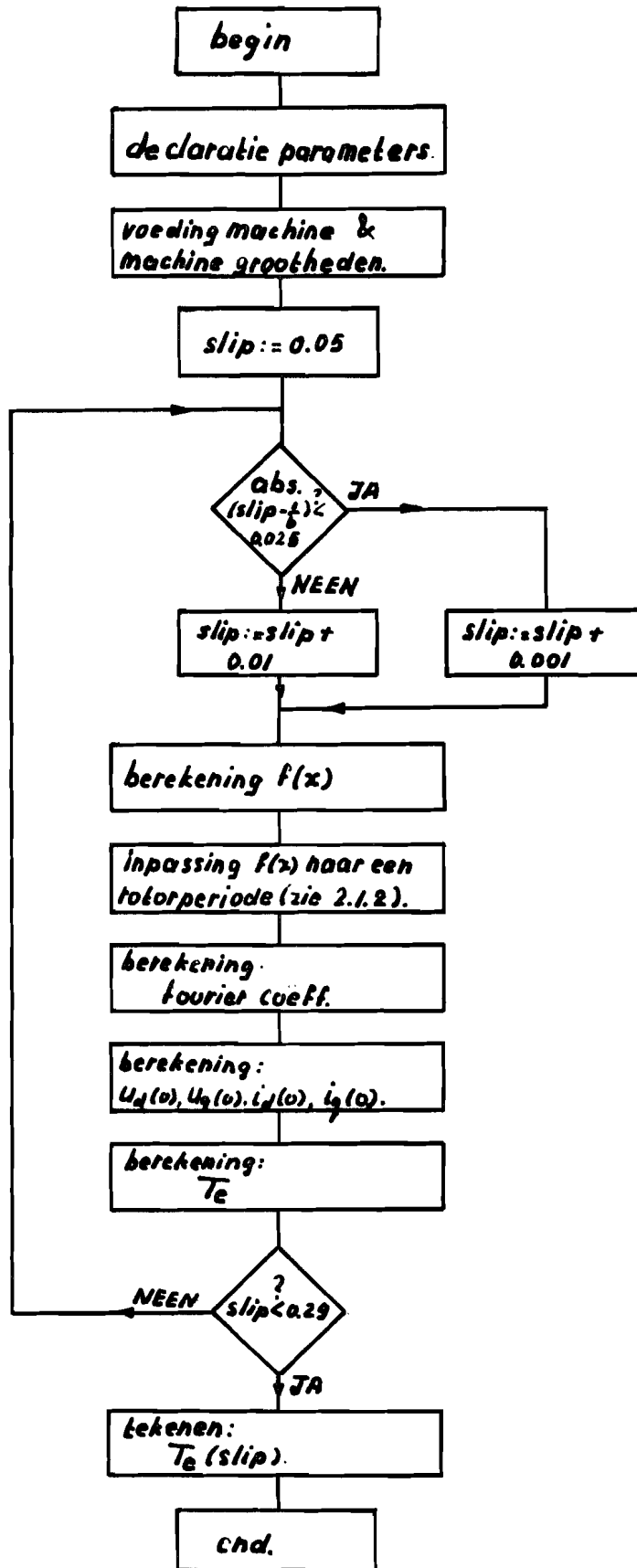
De koppelberekening zoals deze hier is gegeven, heeft in vergelijking met de in (L1) vervatte berekeningsmethode een algemeen karakter.

De belangrijkste reden voor het universeler opzetten van de koppelberekeningsmethode, is de wens om in de berekeningen een willekeurige rotorstroomfunctie ($f(x)$) in te kunnen voeren.

Met het oog op verder rekenwerk waarbij gebruik is gemaakt van de computer, is het nuttig om een blokstructuur aan te geven, die ten grondslag ligt aan het programma. Uitgaande van deze blokstructuur kan de koppelslip functie worden berekend, indien de eerder genoemde functie ($f(x)$) gegeven is.

In figuur 4 is de blokstructuur weergegeven.

←



figuur 4.

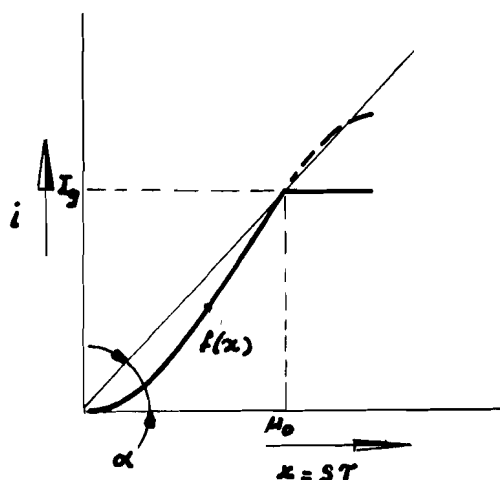
2.2 Toepassing van de theorie: rotorstroomvorm volgens Schönfeld.

In de inleiding is aangegeven hoe de rotorstroomvorm gedurende één periode zijn oorsprong vindt.

Uit deze beschouwing bleek dat de rotorstroomfunctie (gedurende één periode) wordt beheerst door de grootte van de stroombron (I_g) en de rotorfunctie ($f(x)$), waarbij als eerste benadering voor deze functie werd bepaald:

$$f(x) = \frac{\sqrt{3} \hat{U}_1}{2s x_T} (1 - \cos x) = \frac{I_g}{(1 - \cos \mu_0)} (1 - \cos x).$$

Deze functie is in figuur 1 weergegeven.



Figuur 1.

Men kan echter een nog eenvoudiger benadering voor ($f(x)$) nemen, namelijk:

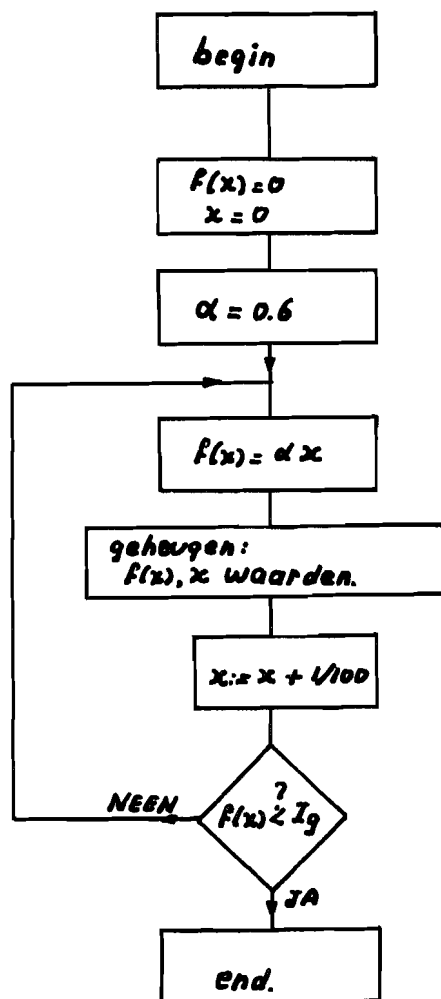
$$f(x) = \frac{I_g}{\mu_0} = \alpha x,$$

waarbij de richtingscoëfficiënt (α) van deze lineaire functie nog moet worden gekozen. Deze benadering is eveneens in figuur 1 aangegeven.

In de theorie zoals door Schönfeld is aangedragen wordt de richtingscoëfficiënt (α) constant genomen, onafhankelijk van de grootte van de slip. Deze benadering heeft een belangrijke vereenvoudiging van de berekeningen tot gevolg, immers door een geschikte keuze van het aanvangstijdstip ($x=0$) worden de fouriercoëfficiënten reëel en laten zij zich eenvoudig analytisch berekenen.



De lineaire benadering van $f(x)$ kan eenvoudig in de blokstructuur van figuur 4 (2.0) worden ingepast. M.b.v. een standaard computer-procedure is het mogelijk de fourier-coëfficiënten van een gegeven functie te bepalen; daartoe dienen de functiewaarden van $f(x)$ gegeven te worden voor een verzameling aequidistante waarden van x , over het hele geldigheidsgebied van $f(x)$. De structuur voor de $f(x)$ berekening is weergegeven in figuur 2.



Figuur 2.



2.2.I Resultaten van de berekeningen.

De waarde van de berekenings-methode zoals deze is aangegeven wordt mede bepaald door de mate waarin de resultaten kunnen worden getoetst aan de werkelijkheid. Het streven is dan ook door metingen de resultaten te verifiëren. Daarvoor is een machine beschikbaar met de volgende gegevens.

Statorzijde: (sterschakeling)

$$380 \text{ V}; 22.5 \text{ A}; 11 \text{ kW}; \cos \varphi = 0.85;$$

$$n = 1440 \text{ omw/min bij } f = 50 \text{ Hz } (p = 2).$$

Rotorzijde:

$$246 \text{ V}; 28 \text{ A}.$$

Door meting bepaalde machine-parameters;

$$X_s = 17.91 \Omega; X_r = 8.48 \Omega; X_{sr} = 11.62 \Omega; \delta = 0.11;$$

$$R_s = 0.24 \Omega; R_r = 0.15 \Omega.$$

Door de machine uit het net te voeden is de stator voeding bepaald, het blijft dan nog mogelijk de grootte van I_g te kiezen. Een geschikte keuze hiervoor (zoals later zal blijken) is;

$$I_g = 0.8 I_{\text{nom.}} = 20 \text{ A}.$$

Naast het verifiëren van de resultaten d.m.v. metingen, is het ook nuttig de theorie te vergelijken met die van Kleinrath. In zijn theoretische verhandeling wordt gebruik gemaakt van een machine met afwijkende machine-parameters (althans t.o.v. de T.H.E. machine);

$$X_s = X_r = 50.67 \Omega; X_{sr} = 48.98 \Omega; \delta = 0.07;$$

$$R_s = 0.34 \Omega; R_r = 0.51 \Omega,$$

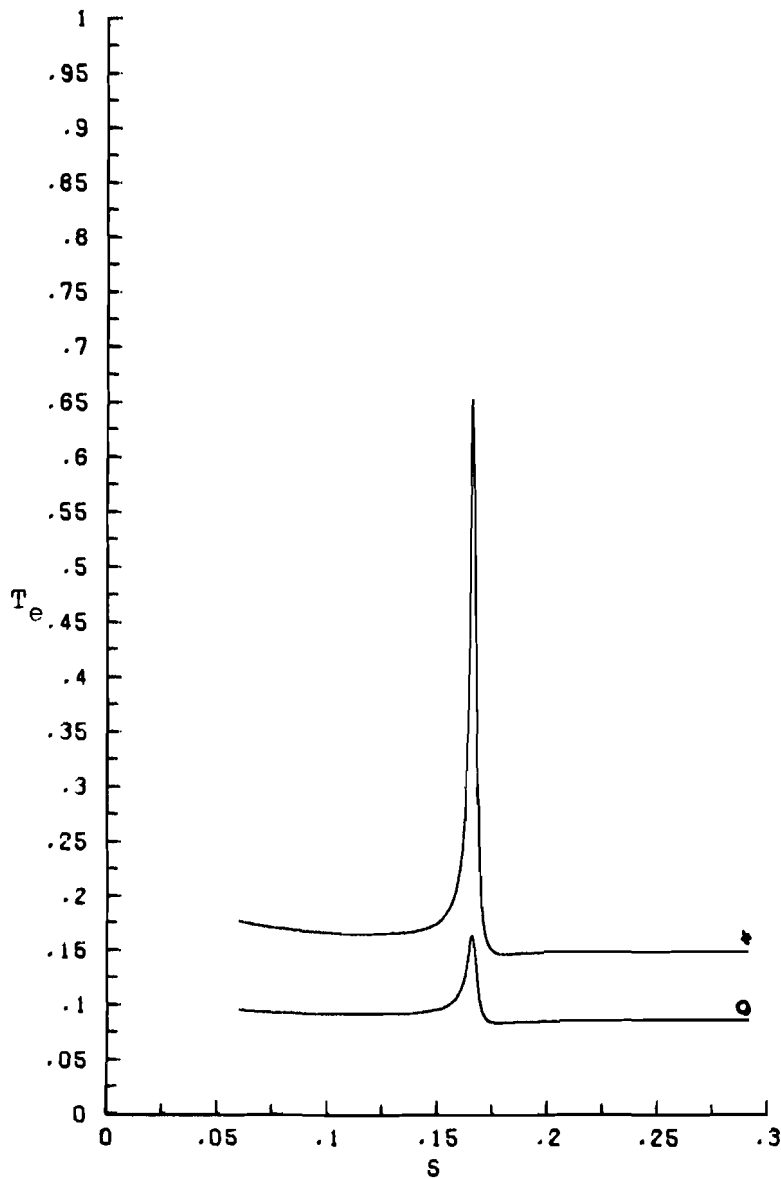
met stroom I_g :

$$I_g = 0.8 I_{\text{nom.}}$$

De beide boven genoemde gegevens zullen worden benut voor het berekenen van de koppel-slipfunctie.

De omzetting van de blokstructuur (volgens figuur 4(2.0)), met daarin opgenomen de $f(x)$ -benadering (figuur 2), naar een computer-programma wordt niet behandeld daar de programmatuur die hieraan ten grondslag ligt afhankelijk is van de gebruikte computer.

Wel is volledigheidshalve in de appendix het gebruikte programma alsmede een symbolen "vertaling" van computer-grootheden naar berekenings-grootheden opgenomen. We beperken ons derhalve tot de resultaten van de berekeningen, zoals weergegeven in figuur 3.



* Kleinrath-machine.
 o T.H.E.-machine.

Figuur 3.



Hierin is de op T_n genormeerde koppel-slipfunctie van zowel de "T.H.E.-machine" als de "Kleinrath-machine" weergegeven. Het valt op dat bij slip= $1/6$ een maximum optreedt.

Met name bij de laatstgenoemde machine zou sprake zijn van een koppeltrilling (met een frequentie van 50 Hz) waarvan de trillings-amplitude die van het nominale koppel benadert. Indien we veronderstellen dat de benadering van de rotorfunctie $f(x)$ correct is, is er reden tot verontrusting. Deze kritieke slipwaarde ligt immers normaal gesproken in het toerenregelgebied van de O.S.K.

~



2.3 Toepassing van de theorie: rotorstroomvorm volgens Kleinrath.

Substitutie van een lineaire rotorstroom functie ($f(x)$) in de algemene koppel-berekening (2.0) heeft, onder de gegeven omstandigheden, een maximum van de koppel-amplitude tot gevolg.

De vraag dringt zich op of deze lineaire benadering verantwoord is. Een antwoord op die vraag kunnen we geven als de werkelijke rotorstroom ($f(x)$) is berekend. Een poging daartoe is ondernomen door Kleinrath (L2). Hij concludeerde dat de lineaire-rotorstroom-benadering juist voor de kritieke slip-waarde (slip = 1/6) incorrect moest zijn. Het spreekt voor zich dat daardoor ook het maximum in de koppel-slipfunctie ter discussie staat.

In dit hoofdstuk wordt een berekenings-methode gegeven die tot doel heeft de werkelijke rotorstroom-vorm tijdens commutatie te berekenen. Is deze eenmaal bepaald dan kan deze op gelijke wijze als bij de lineaire benadering worden ingevoegd in de blok-structuur van figuur 4 (2.0), of het koppel kan direct m.b.v. relatie (6.1) worden berekend.

Basis voor de berekening zijn de machine-vergelijkingen volgens (2.1.1). We kunnen dit stelsel differentiaal-vergelijkingen bij gegeven randvoorwaarden oplossen, waarmee het verloop van stromen en spanningen in de machine, inclusief $f(x)$ is bepaald. Als "referentie-rotorstroom" bij de berekeningen is steeds i_r^a gebruikt. Voor het bepalen van de juiste rotorstroom nemen we daarentegen i_r^c als referentie, omdat daardoor een vereenvoudiging in de differentiaal-vergelijkingen blijkt op te treden. Omdat de vorm van i_r^a en i_r^c natuurlijk dezelfde is, kan de voor i_r^c berekende $f(x)$ zonder meer worden toegepast op i_r^a in de koppelberekening. Na deze inleiding wordt de berekening van $f(x)$ beschreven. Daartoe gebruiken we wederom de machine-vergelijkingen, welke hier terwille van de overzichtelijkheid nogmaals worden gegeven.



$$\underline{U}_s = \underline{i}_s R_s + \omega_s \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{sR} + j(1-s) \omega_s \underline{\phi}_{sR} \quad (1.1)$$

$$\underline{U}_r = \underline{i}_r R_r + \omega_s \frac{d}{dt} \underline{\phi}_r \quad (1.2)$$

$$\omega_s \underline{\phi}_{sR} = \underline{i}_s X_s + \underline{i}_r X_{rs} \quad (1.3)$$

$$\omega_s \underline{\phi}_r = \underline{i}_s X_{sr} + \underline{i}_r X_r \quad (1.4)$$

$$\text{met } T = \omega_s t.$$

Om dit stelsel differentiaal-vergelijkingen op te lossen is het nuttig om achtereenvolgens de machine-vergelijkingen (I.1), (I.2) nader uit te werken, door substitutie van (I.3), (I.4) in (I.1), (I.2) en vervolgens het reële en imaginaire deel van de vergelijkingen te bepalen. Uitwerking van (I.1) op de aangegeven wijze geeft;

$$\begin{aligned} U_d + jU_q = R_s (i_d + j i_q) + \frac{d}{dt} [(i_d + j i_q) X_s + (i_D + j i_Q) X_{sr}] \\ + j(1-s) [(i_d + j i_q) X_s + (i_D + j i_Q) X_{sr}]. \end{aligned}$$

Gelijkstelling van de reële delen geeft;

$$U_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} i_d X_s + X_{sr} \frac{d i_D}{dt} - (1-s) X_s i_q - (1-s) X_{sr} i_Q,$$

ofwel;

$$X_s \frac{d}{dt} i_d + X_{sr} \frac{d}{dt} i_D = U_d - R_s i_d + (1-s) X_s i_q + (1-s) X_{sr} i_Q. \quad (2.3.1)$$

Gelijkstelling van de imaginaire delen geeft;

$$U_q = R_s i_q + X_s \frac{d}{dt} i_q + X_{sr} \frac{d}{dt} i_Q + X_s (1-s) i_d + (1-s) X_{sr} i_D,$$

ofwel;

$$X_s \frac{d}{dt} i_q + X_{sr} \frac{d}{dt} i_Q = U_q - R_s i_q - X_s (1-s) i_d - (1-s) X_{sr} i_D. \quad (2.3.2)$$

Uitwerking van (1.2) geeft aanleiding tot;

$$U_D + j U_Q = R_r (i_D + j i_Q) + \frac{d}{dT} [(i_D + j i_Q) X_{sr} + (i_D + j i_Q) X_r].$$

Gelijkstelling van de reële delen geeft;

$$U_D = R_r i_D + X_{sr} \frac{d}{dT} i_D + X_r \frac{d}{dT} i_D,$$

ofwel;

$$X_{sr} \frac{d}{dT} i_D + X_r \frac{d}{dT} i_D = U_D - R_r i_D. \quad (2.3.3)$$

Gelijkstelling van de imaginaire delen geeft;

$$U_Q = R_r i_Q + X_{sr} \frac{d}{dT} i_Q + X_r \frac{d}{dT} i_Q,$$

ofwel;

$$X_{sr} \frac{d}{dT} i_Q + X_r \frac{d}{dT} i_Q = U_Q - R_r i_Q. \quad (2.3.4)$$

De vergelijkingen (2.3.3) t/m (2.3.4) kunnen worden genoteerd in een matrix vorm.

Teneinde het vergelijken van de rotorstroomvorm bij verschillende waarden van de slip te vergemakkelijken is de tijds grootte $T = \omega_s t$ vervangen door $x = sT = s\omega_s t$. Het invoeren van deze tijdsnormering heeft slechts geringe wijzigingen in de gedaanten van de vergelijkingen ten gevolge.

Hierna wordt steeds de nieuwe tijds grootte x gehanteerd.

Om eenvoudiger met de vergelijkingen te kunnen werken, vooral t.b.v. het computer-programma is het wenselijk de matrix vergelijking in een "geveegde" vorm te hanteren.

machine vergelijkingen in matrix vorm.

in niet geveegde vorm:

$$s \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} X_s & \cdot & X_{sr} & \cdot \\ \cdot & X_s & \cdot & X_{sr} \\ X_{sr} & \cdot & X_r & \cdot \\ \cdot & X_{sr} & \cdot & X_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & 1 & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & 1 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_D \\ U_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R_s & (1-s)X_s & \cdot & (1-s)X_{sr} \\ -(1-s)X_s & -R_s & -(1-s)X_{sr} & \cdot \\ \cdot & \cdot & -R_r & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & -R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

ofwel in geveegde vorm:

$$s(X_s X_r - X_{sr}^2) \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} 1 & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & 1 & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & 1 & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_r & \cdot & -X_{sr} & \cdot \\ \cdot & X_r & \cdot & -X_{sr} \\ -X_{sr} & \cdot & X_s & \cdot \\ \cdot & -X_{sr} & \cdot & X_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_D \\ U_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R_s X_r & (1-s)X_s X_r & R_r X_{sr} & (1-s)X_{sr} X_r \\ -(1-s)X_s X_r & -R_s X_r & -(1-s)X_{sr} X_r & R_r X_{sr} \\ R_s X_{sr} & -(1-s)X_s X_{sr} & -R_r X_s & -(1-s)X_{sr}^2 \\ (1-s)X_{sr} X_s & R_s X_{sr} & (1-s)X_{sr}^2 & -R_r X_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.5)$$



De geveegde matrix vergelijking (2.5) verkregen uit de machine-vergelijkingen vormt de basis van de oplossing.

Om nu tot een volledige oplossing van de matrix-vergelijkingen te komen, kunnen we gebruik maken van het O.S.K. model volgens figuur 2(2.I.I) en het gegeven dat aan de statorzijde de machine met een zuiver sinusvormig spannings-stelsel wordt gevoed (2.I.4).

T.a.v. deze spannings-voeding kunnen we opmerken dat reeds een uitdrukking voor de spanning (in vector-vorm) is bepaald; na invoering van de gewijzigde tijdnormering vinden we:

$$\underline{U}_{sR} = \underline{U}_{sR}(0) e^{jx} \quad (2.3.5)$$

Waarbij voor het tijdstip ($x=0$) wordt gekozen, het moment waarop de commutatie van i_r^c en i_r^b begint. Uitwerking van (2.3.5) teneinde de reële en imaginaire delen te bepalen geeft:

$$\underline{U}_{sR} = U_d + jU_q = (U_d(0) + jU_q(0)) (\cos x + j \sin x).$$

Gelijkstelling van de reële delen geeft:

$$U_d = U_d(0) \cos x - U_q(0) \sin x, \quad (2.3.6)$$

terwijl gelijkstelling van de imaginaire delen oplevert:

$$U_q = U_q(0) \cos x + U_d(0) \sin x. \quad (2.3.7)$$

Hiermee is de excitatie (U_d, U_q) van het systeem dat beschreven wordt door de machine-vergelijkingen in (d,q)-notatie, in principe vastgelegd. Om de responsie (i_d, i_q, i_D, i_Q) te kunnen berekenen is daarnaast nog nodig dat de beginvoorwaarden ($U_d(0), U_q(0), i_d(0), i_q(0)$) worden bepaald.

De manier waarop dit mogelijk is wordt duidelijk na bestudering van het gedrag van het gebruikte O.S.K. model (figuur 2(2.I.I)) gedurende een tweetal cyclus delen:

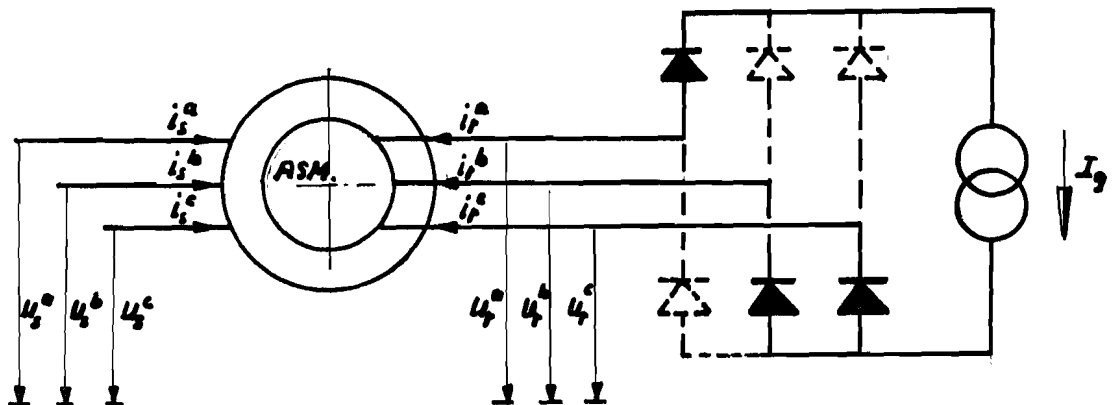
a. commutatie van i_r^b en i_r^c .

b. periode tussen het einde van de ene en het begin van de volgende commutatie.

Het komt er op neer dat het gedrag van het O.S.K. model gedurende een volledige cyclus ($1/6$ rotorperiode) wordt bestudeerd. Het zal blijken dat juist de periodiciteit van wezenlijk belang is om tot een sluitend stelsel randvoorwaarden te komen, waarmee de matrix vergelijking kan worden opgelost.

ad a.

In figuur 1 is het O.S.K. model weergegeven. Daarin is duidelijk aangegeven welke dioden tijdens commutatie in geleiding zijn.



Figuur 1.

Uitgaande van figuur 1 kunnen een aantal randvoorwaarden (gelet op de keuze van het tijdstip $x=0$) worden bepaald. De gevonden randvoorwaarden kunnen dan, na bewerking met een drie fase-twee fase transformatie, worden gebruikt om de matrix-vergelijking op te lossen.

Voor het tijdstip ($x=0$) vinden we:

$$i_r^c = 0 ; i_r^b = I_g ; i_r^a = -I_g$$

en voor de afgeleiden:

$$\frac{di_r^a}{dx} = \frac{di_r^b}{dx} = \frac{di_r^c}{dx} = 0.$$



N.B. als gevolg van de rotor weerstand ligt het tijdstip ($x=0$) eerder, in vergelijking met de eerste inleidende berekeningen waarbij in het commutatie circuit alleen inductiviteiten voor kwamen en het tijdstip ($x=0$) bepaald werd, door het gelijk worden van twee spanningen (zie figuur 10-inleiding).

Na drie fase-twee fase transformatie kunnen de randvoorwaarden worden geschreven in de vorm:

$$i_D = i_r^a = -I_g,$$

welke voorwaarde overigens gedurende de gehele commutatie correct is.

$$i_D(0) = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_r^b(0) - i_r^c(0)) = \frac{I_g}{\sqrt{3}};$$

$$\left(\frac{di_D}{dx}\right)_{x=0} = 0; \quad \left(\frac{di_D}{dx}\right)_{x=0} = 0.$$

Tijdens commutatie ($0 \leq x \leq \mu_0$) veroorzaken de commuterende diodes een directe kortsluiting van de fasen U_r^b en U_r^c .

Dit leidt tot de voorwaarde:

$$U_r^c = U_r^b,$$

ofwel na drie fase-twee fase transformatie:

$$U_D = 0.$$

Hetgeen een vereenvoudiging van de matrix(2.5) geeft. Vandaar dan ook de keuze om i_r^c i.p.v. i_r^a te berekenen. De rotorstroomvorm wordt gegeven door de relatie:

$$i_r^c = (i_D(0) - i_D) \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}, \quad (2.38)$$

waarbij gebruik is gemaakt van het gegeven:

$$i_r^b + i_r^c = I_g.$$



Uitgaande van de randvoorwaarden die uit het model volgen, kan de randvoorwaarde $U_q(0)$ nog worden gevonden indien we tevens gebruik maken van de matrix-vergelijking (2.5). Daartoe gaan we uit van de vierde rij van deze matrix voor het tijdstip $x=0$.
Substitutie van:

$$\left(\frac{di_q}{dx}\right)_{x=0} = 0$$

in de vierde rij geeft een uitdrukking voor $U_q(0)$, uitgedrukt in de nog te bepalen randvoorwaarden $i_d(0)$ en $i_q(0)$.
Uitwerking geeft:

$$-X_{sr} U_q(0) + (1-s) X_{sr} X_s i_d(0) + R_s X_{sr} i_q(0) + (1-s) X_{sr}^2 i_D(0) - R_r X_s i_q(0) = 0,$$

ofwel:

$$U_q(0) = (1-s) X_s i_d(0) + R_s i_q(0) + (1-s) X_{sr} i_D(0) - R_r \frac{X_s}{X_{sr}} i_q(0).$$

Aangezien we met spanningsvoeding van de stator te doen hebben (2.1.4), kunnen we nu ook $U_d(0)$ bepalen immers:

$$\hat{U}_s^2 = (U_d(0))^2 + (U_q(0))^2.$$

Waarbij de stator-fase-amplitude wordt gegeven door (\hat{U}_s) . Het teken van $U_d(0)$ is positief hetgeen duidelijk gemaakt kan worden aan de hand van figuur 10 (inleiding) en de relatie:

$$U_d(0) = Re \underline{U}_{sr}(0) = U_{sr}^a(0).$$

In figuur 10 is daartoe naast de rotorstroom i_r^a ook i_r^c opgenomen.

N.B.

Tijdstip $x=0$ is verplaatst!

Voor $U_d(0)$ vinden we derhalve:

$$U_d(0) = +\sqrt{\hat{U}_s^2 - (U_q(0))^2}.$$

Men verdere vereenvoudiging van de matrix kan plaats vinden dank zij het feit dat i_D en diens afgeleide bekend is.

Uitwerking van de differentiaal vergelijking in de derde rij van de matrix (2.5) levert een uitdrukking voor U_D op:

$$-X_{sr} U_d + X_s U_D + R_s X_{sr} i_d - (1-s) X_s X_{sr} i_q - R_r X_s i_D - (1-s) X_{sr}^2 i_Q = 0 ,$$

ofwel:

$$U_D = \frac{X_{sr}}{X_s} U_d - R_s \frac{X_{sr}}{X_s} i_d + (1-s) X_{sr} i_q + R_r i_D + (1-s) \frac{X_{sr}^2}{X_s} i_Q .$$

Zoals is gebleken levert het model een aantal randvoorwaarden op, zodat slechts twee onbepaalde grootheden overblijven namelijk:

$$i_d(0); i_q(0) .$$

De matrix-vergelijking die nu moet worden opgelost is, op deze twee beginvoorwaarden na, volledig bepaald. De vereenvoudigde matrix-vergelijking in de vorm zoals deze ook bij de berekeningen zal worden gehanteerd is nu:

$$\frac{d}{dx} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_Q \end{bmatrix} = \frac{1}{s(X_s X_r - X_{sr}^2)} \begin{bmatrix} U_d X_r - U_D X_{sr} - i_d R_s X_r + i_q (1-s) X_s X_r + i_D R_r X_{sr} + i_Q (1-s) X_{sr} X_r \\ U_q X_r - i_d (1-s) X_s X_r - i_q R_s X_r - i_D (1-s) X_r X_{sr} + i_Q R_r X_{sr} \\ -U_q X_{sr} + i_d (1-s) X_{sr} X_s + i_q R_s X_{sr} + i_D (1-s) X_{sr}^2 - i_Q R_r X_s \end{bmatrix} .$$

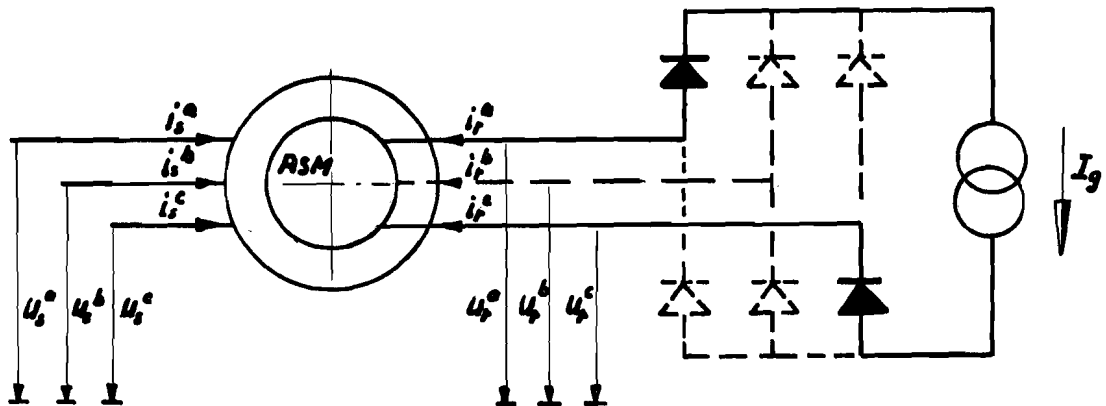
Deze matrix-vergelijking is ook bepaald door Kleinrath, zij het in een andere (niet geveegde) vorm. Van wezenlijk belang is nu het bepalen van de nog ontbrekende beginvoorwaarden. Het zal blijken dat deze volgen uit de eerder genoemde periodiciteit van de commutatie.

ad b.

De noodzaak van het vinden van een matrix waarmee de statorstroom componenten (i_d, i_q) ook gedurende de periode tussen twee commutaties kunnen worden berekend, houdt verband met de wens de statorstroom (i_{SR}) gedurende de gehele cyclus te kunnen bepalen. Het zal blijken dat dit leidt tot een oplossing van de nog onbekende randvoorwaarde ($i_{SR}(0)$).

Als uitgangspunt voor het vinden van de gevraagde matrix fungeert wederom de matrix-vergelijking (2.5). We kunnen m.b.v. het O.S.K. model (getekend in deze situatie) een aantal voorwaarden afleiden die resulteren in een vereenvoudigde matrix.

In figuur 2 is het O.S.K. model weergegeven. We zien hieruit dat nu slechts twee diodes in geleiding zijn. Dit betekent dat er nu géén sprake is van een fase kortsluiting en dat derhalve U_Q nu ongelijk aan nul is.



Figuur 2.

In deze periode blijken de volgende voorwaarden te gelden (zie figuur 2):

$$i_r^c = I_g ; i_r^a = -I_g ; i_r^b = 0$$

en

$$\frac{di_r^a}{dx} = \frac{di_r^b}{dx} = \frac{di_r^c}{dx} = 0 .$$



Na een drie fase-twee fase transformatie van deze voorwaarden vinden we:

$$i_D = -I_g; i_Q = -i_Q(0)$$

en

$$\frac{di_D}{dx} = 0; \frac{di_Q}{dx} = 0.$$

Met behulp van deze voorwaarden kunnen wederom de rotorspannings componenten (U_D, U_Q) worden uitgedrukt in de overige spannings/stroom componenten. Een uitdrukking voor (U_D) is reeds eerder gevonden daar deze volgt uit de rotorstroom-component (i_D) en diens afgeleide, welke beiden zoals reeds is vermeld, niet veranderen in de cyclus. Voor de rotorspannings-component (U_Q) kan een uitdrukking worden gevonden indien we de rotorstroom-component (i_Q) en diens afgeleide invoeren in de matrix (2.5). We vinden dan:

$$U_Q = \frac{\chi_{sr}}{\chi_s} U_g - (1-s)\chi_{sr} i_d - R_s \frac{\chi_{sr}}{\chi_s} i_g - (1-s) \frac{\chi_{sr}^2}{\chi_s} i_D + R_r i_Q$$

De matrix die "resteert" is nu van de vorm:

$$\frac{d}{dx} \begin{bmatrix} i_d \\ i_g \end{bmatrix} = \frac{1}{s(\chi_s \chi_r - \chi_{sr}^2)} \begin{bmatrix} \chi_r U_d - \chi_{sr} U_D - R_s \chi_r i_d + i_g (1-s) \chi_s \chi_r + i_D R_r \chi_{sr} + i_Q (1-s) \chi_{sr} \chi_r \\ \chi_r U_g - \chi_{sr} U_Q - (1-s) \chi_s \chi_r i_d - i_g R_s \chi_r - i_D (1-s) \chi_r \chi_{sr} + i_Q R_r \chi_{sr} \end{bmatrix}$$

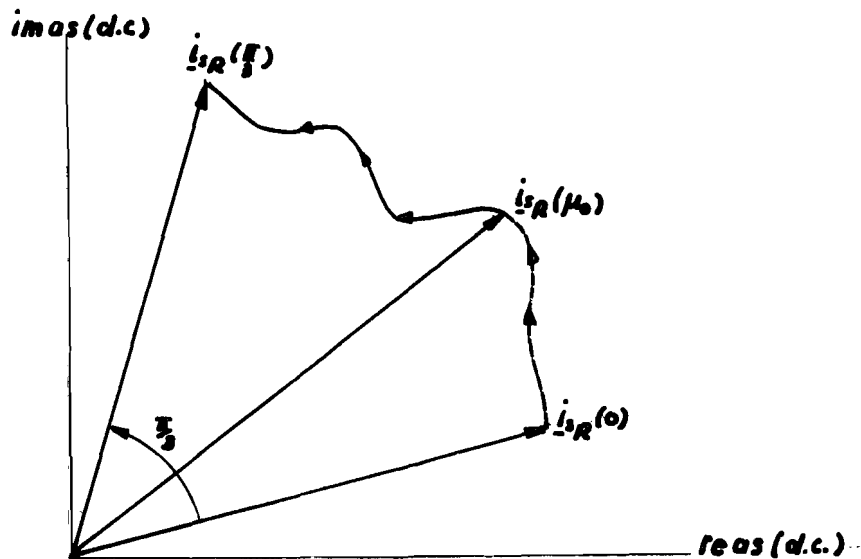
Welke vorm zal worden gehanteerd t.b.v. de berekeningen.

←

2.3.I. Berekening van de ontbrekende
beginvoorwaarden.

Om nu de rotorstroomvorm ($f(x)$) te kunnen bepalen dienen de nog resterende beginvoorwaarden te worden opgelost.

Daartoe maken we gebruik van de periodiciteit van de commutatie. We hebben te doen met een zes-fasige gelijkrichter, wat betekent dat steeds na $\pi/6$ rotorperiode (één cyclus) een volledig gelijkwaardige situatie ontstaat. Met name voor de statorstroom (i_{SR}) kunnen we dit illustreren.



Figuur 3.

Stellen we in eerste instantie dat de randvoorwaarde ($i_{SR}(0)$) is gegeven in figuur 3, dan kunnen we ook een mogelijk verloop voor de statorstroom gedurende de gehele cyclus aangeven. T.a.v. ($i_{SR}(x)$) merken we het volgende op:

- gedurende de periode van $x=0$ tot $x=\mu_0$ (d.w.z. $i_{SR}(0) \rightarrow i_{SR}(\mu_0)$) wordt $i_{SR}(x)$ bepaald door de matrix-vergelijking volgens ad a.(2.3).
- gedurende de periode van $x=\mu_0$ tot $x=\pi/3$ (d.w.z. $i_{SR}(\mu_0) \rightarrow i_{SR}(\pi/3)$) wordt $i_{SR}(x)$ bepaald door de matrix-vergelijking volgens ad b.(2.3).

-i.v.m. de periodiciteit van het verschijnsel kunnen we noteren:

$$i_{sR}(\frac{T}{3}) = i_{sR}(0) e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.3.9)$$

Het zal duidelijk zijn dat deze betrekking de mogelijkheid geeft om $(i_{sR}(0))$ te bepalen.

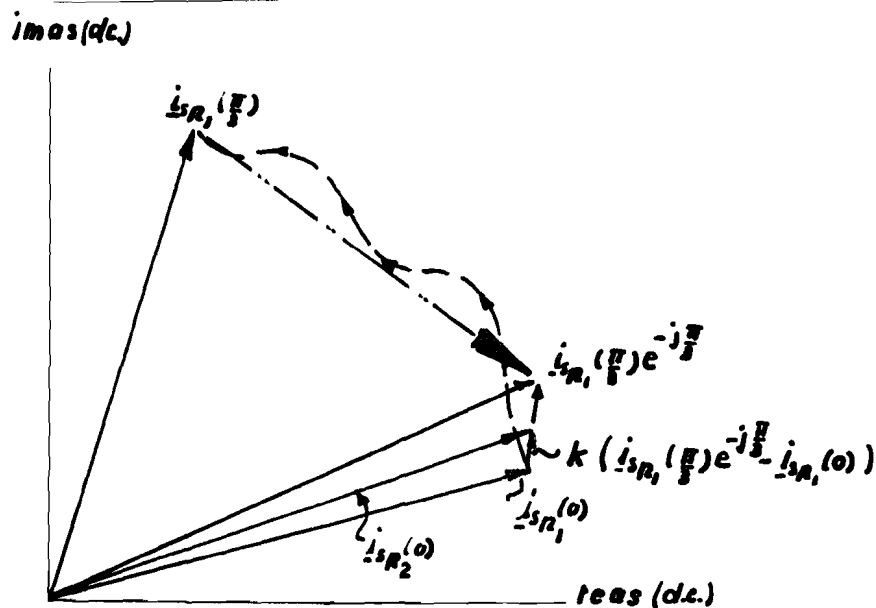
Om nu tot een oplossing van $(i_{sR}(0))$ te komen, kunnen we gebruik maken van een recursieve-methode, waarbij wel een eerste schatting voor $(i_{sR}(0))$ moet zijn gedaan.

Bij de oplossing maken we gebruik van de volgende betrekking:

$$i_{sR_{n+1}}(0) = i_{sR_n}(0) + k \left(i_{sR_n}(\frac{T}{3}) e^{-j\frac{2\pi}{3}} - i_{sR_n}(0) \right), \quad (2.3.10)$$

waarbij (k) een relaxatie factor is, waarvoor de waarde $1/2$ een goed convergerend rekenproces blijkt op te leveren.

Deze betrekking lichten we nader toe m.b.v. figuur 4, waarin de relatie (2.3.10) voor één stap is afgebeeld.



Figuur 4.



Stel nu dat als schatting voor de beginvoorwaarde is gevonden:

$$\underline{i}_{SR}(0),$$

dan kunnen we m.b.v. het ontwikkelde rekenmodel

$$\underline{i}_{SR}(\pi/3)$$

berekenen. Door nu gebruik te maken van de betrekking (2.3.9) kan nu een nieuwe

$$\underline{i}_{SR}(0) = \underline{i}_{SR} e^{j\pi/3}$$

waarde worden gevonden, waarbij we als start-waarde voor de volgende rekenslag gebruik maken van een tussen-waarde

$$\underline{i}_{SR}(0),$$

die o.a. bepaald wordt door de grootte van de relaxatie factor.

—
.



2.3.I.I. Schatting van de beginvoorwaarden.

Als schatting voor de beginvoorwaarde $\underline{i}_{sR}(0)$ kunnen we gebruik maken van de machine- \bar{R} vergelijkingen (I.1), (I.3) en de eerder afgeleide betrekkingen voor $\underline{U}_q(0), \underline{U}_d(0)$. Veronderstellen we nu $\underline{\phi}_{sR}$ als zuiver sinusvormig dan kunnen we hiervoor $\underline{\phi}_{sR}$ noteren:

$$\underline{\phi}_{sR} = \underline{\phi}_{sR}(0) e^{j\omega t}$$

met afgeleide:

$$\frac{d}{dt} \underline{\phi}_{sR} = j\omega \underline{\phi}_{sR}$$

Verwaarlozen we nu tevens de statorweerstand R_s dan volgt na substitutie van de gevonden betrekkingen in de machine-vergelijking (I.1):

$$\underline{U}_{sR} = j\omega_s \underline{\phi}_{sR}$$

Uitwerking van deze relatie door substitutie van de machine-vergelijking (I.3) voor $t=0$ geeft:

$$-j(\underline{U}_d(0) + j\underline{U}_q(0)) = \underline{i}_d(0)\bar{X}_s + \underline{i}_D(0)\bar{X}_{sr} + j(\underline{i}_q(0)\bar{X}_s + \underline{i}_Q(0)\bar{X}_{sr})$$

ofwel t.a.v. het reële deel:

$$\underline{i}_d(0) = \frac{\underline{U}_q(0)}{\bar{X}_s} - \underline{i}_D(0) \frac{\bar{X}_{sr}}{\bar{X}_s}$$

en voor het imaginaire deel:

$$\underline{i}_q(0) = -\frac{\underline{U}_d(0)}{\bar{X}_s} - \underline{i}_Q(0) \frac{\bar{X}_{sr}}{\bar{X}_s}$$



Daarmee liggen nu ook $U_q(0)$ en $U_d(0)$ vast. Deze verschijnen na substitutie van de gevonden (benaderde) beginvoorwaarden in de eerder afgeleide betrekkingen voor $U_q(0)$ en $U_d(0)$ (ad a (2.3)).
We vinden dan:

$$U_q(0) = -i_q(0) R_f \frac{x_s}{s x_{sr}} ;$$

$$U_d(0) = \sqrt{\hat{u}_s^2 - (U_q(0))^2} ;$$

waarmee de beginvoorwaarden volledig zijn bepaald.





2.3.2 Resultaten van de berekeningen.

Uitgaande van de in de vorige alinea beschreven rekenmethode zijn alle stroom-spanningsgrootheden binnen het model gedurende één cyclus ($1/6$ rotorperiode) volledig bepaald.

We kunnen nu het trilkoppel berekenen op twee manieren, namelijk:

- a. berekenen van de rotorstroom tijdens commutatie en deze rotorstroomvorm invoeren in de theorie volgens hoofdstuk 2.1. Hierbij merken we op dat deze theorie slechts een benadering is, en wel voornamelijk omdat de rotorstroom (grondharmonische) in fase met de rotorspanning (grondharmonische) wordt verondersteld.
- b. directe berekening van het trilkoppel door gebruikmaking van betrekking (6.1), waarmee het "volledige" koppel (de som van alle koppelcomponenten) wordt berekend.

Een koppel berekening volgens zowel ad a als ad b is nuttig om een aantal redenen, te weten:

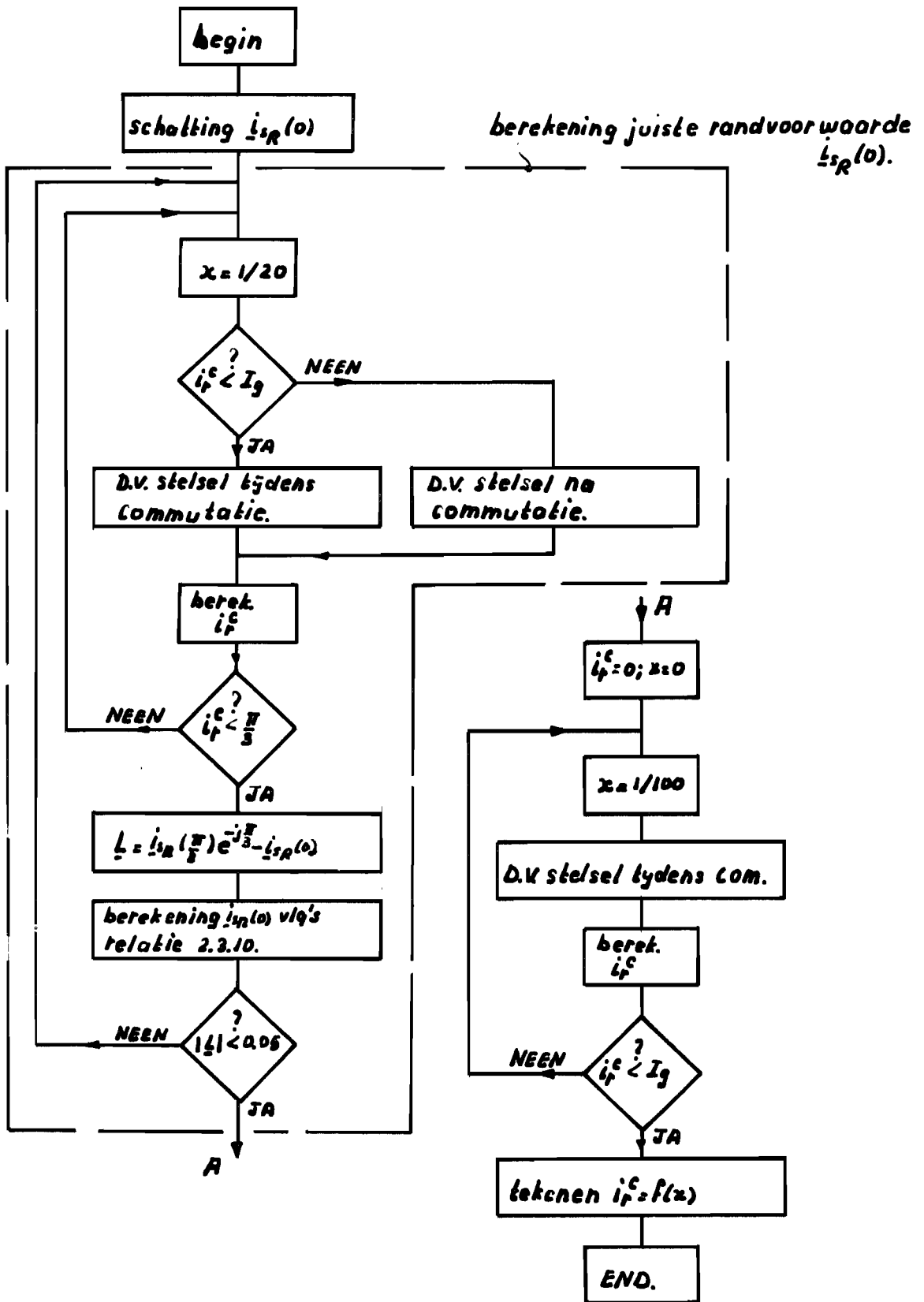
1. door berekening van de werkelijke rotorstroomvorm kan worden vastgesteld in hoeverre de benadering met een lineaire stroomvorm als juist mag worden beschouwd.
2. het resultaat van de koppel berekeningen met gebruikmaking van de echte rotorstroomvorm kan worden vergeleken met het resultaat wanneer een lineaire stroomvorm is ingevoerd (figuur 3 (2.2.1)).
3. vergelijking van de koppel-slipfuncties volgens ad a en ad b geeft een indicatie omtrent de juistheid van de benadering zoals deze in ad a is gedaan.

ad a.

In hoofdstuk (2.3) is aangegeven hoe o.a. de werkelijke rotorstroomvorm kan worden berekend.

Deze berekening wordt nu uitgevoerd wederom voor de twee eerder genoemde machines teneinde de resultaten onderling te kunnen vergelijken. Op gelijke wijze als bij hoofdstuk (2.2) wordt ook nu een blokstructuur gegeven die als basis fungeert voor het computerprogramma dat overigens niet wordt behandeld om eerder genoemde redenen.

Figuur 5 geeft de structuur weer.



Figuur 5.

Deze blokstructuur bestaat, zoals verwacht mocht worden, uit twee delen namelijk:
 het berekenen van de juiste beginvoorwaarde ($\underline{i}_{SR}(0)$)
 en de berekening van de rotorstroom functie $f(x)$ t.b.v. de koppelbereken methode volgens (2.1).

De blokstructuur wordt toegelicht aan de hand van figuur 4.

In eerste instantie moet een schatting worden gegeven voor de beginvoorwaarde ($\underline{i}_{SR}(0)$). Reeds in hoofdstuk (2.3.1.1) is aangegeven op R welke wijze deze wordt gevonden. Uitgaande van deze schatting wordt de eindwaarde ($\underline{i}_{SR}(\frac{\pi}{3})$) berekend, door gebruik te maken van het juiste D.V. stelsel, waarbij het tijdstip van omschakeling nauwkeurig m.b.v. een nulzoek-procedure wordt berekend. Als criterium voor het bereiken van de juiste beginvoorwaarde wordt de modulus van (\underline{L}) zijnde:

$$\underline{L} = | \underline{i}_{SR}(\frac{\pi}{3}) e^{-j\frac{\pi}{3}} - \underline{i}_{SR}(0) |$$

genomen. Theoretisch gezien is de juiste beginvoorwaarde gevonden wanneer de modulus van (\underline{L}) gelijk aan nul wordt. Bij de berekening wordt een minimumwaarde gekozen afhankelijk van de gewenste nauwkeurigheid van de berekening.

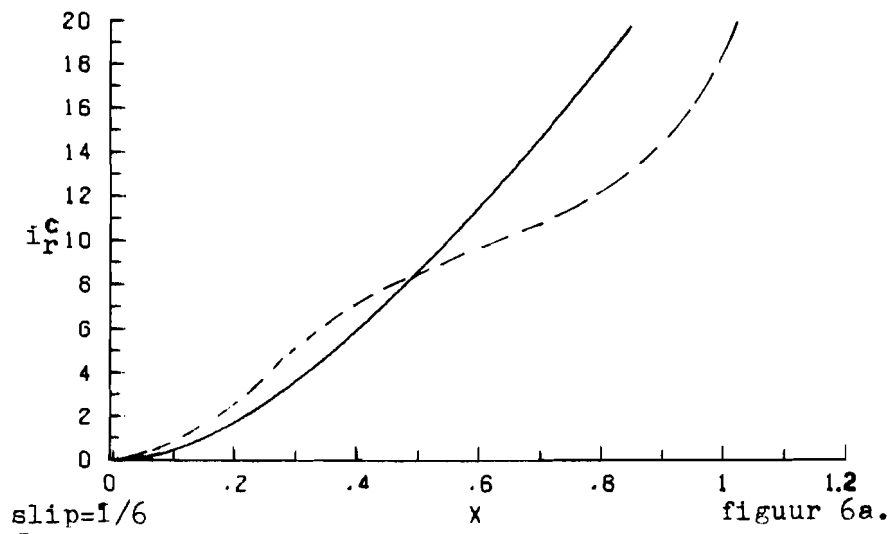
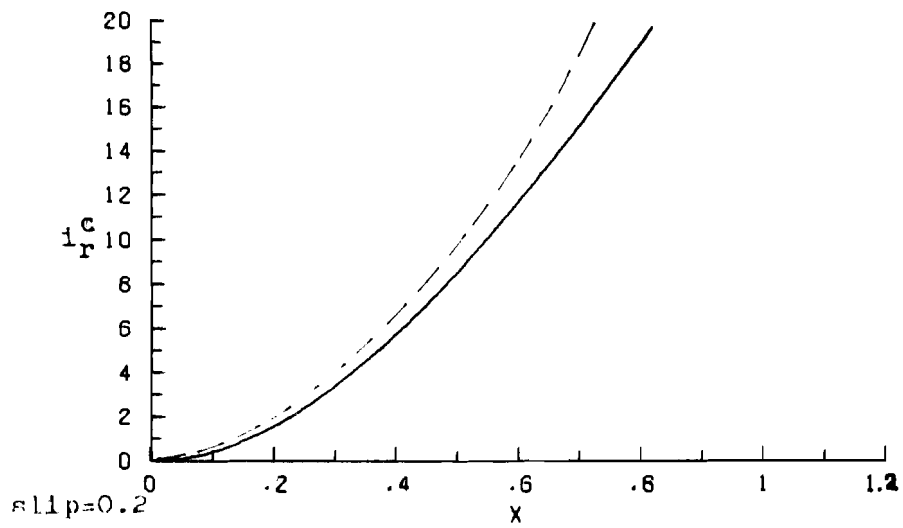
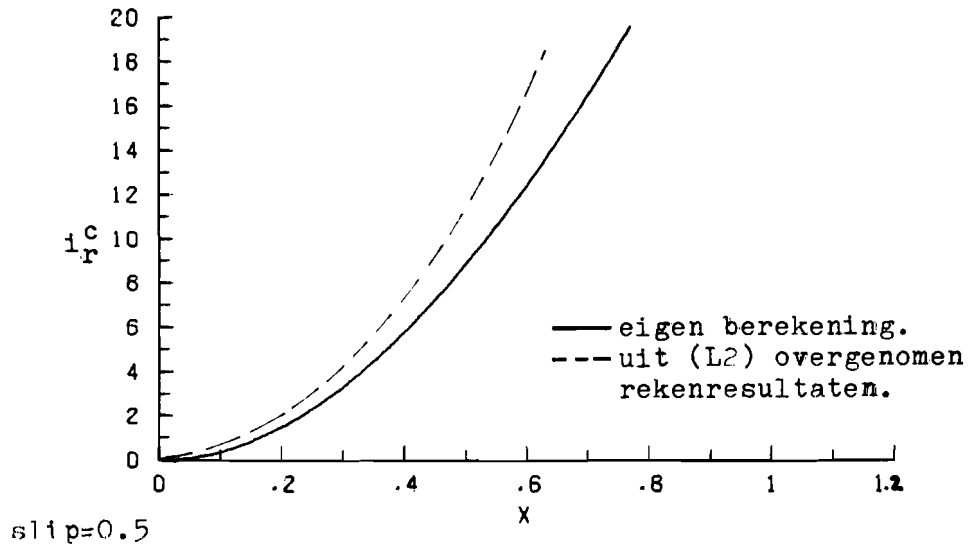
Na het berekenen van een betere benadering voor de beginvoorwaarde uitgaande van de relatie (2.3.10) wordt onderzocht of aan het reeds eerder genoemde criterium is voldaan. Is dit niet het geval dan wordt het proces herhaald. Wanneer nu de juiste beginvoorwaarde is gevonden wordt de berekening van de rotorstroom tijdens commutatie nog eenmaal uitgevoerd, zij het met een kleinere stapgrootte ($\Delta x = 1/100$). De resultaten van de berekening worden achtereenvolgens gebruikt voor vergelijking met de werkelijke gemeten rotorstroom-functie tijdens commutatie en voor het berekenen van de trilkoppelslipfunctie. Om de eerder genoemde vergelijking van de rotorstroomfunctie mogelijk te maken, is de berekening uitgevoerd voor een vijftal slipwaarden, voor zowel de eerder genoemde "Kleinrath-machine" als de "T.H.E.-machine".

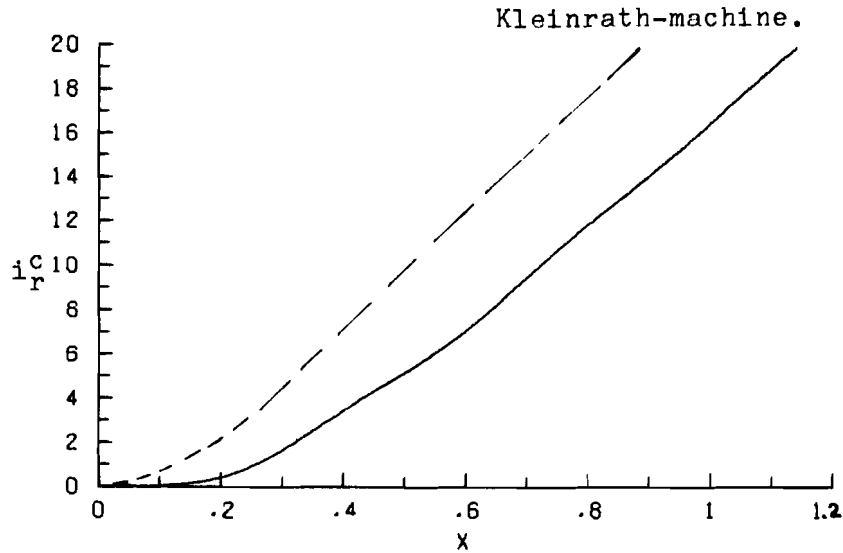
De resultaten van de berekeningen worden grafisch weergegeven. Figuren 6a en 6b geven het resultaat weer voor de "Kleinrath-machine".

Het bijbehorende computer programma is opgenomen in appendix 7.4.



Kleinrath-machine.

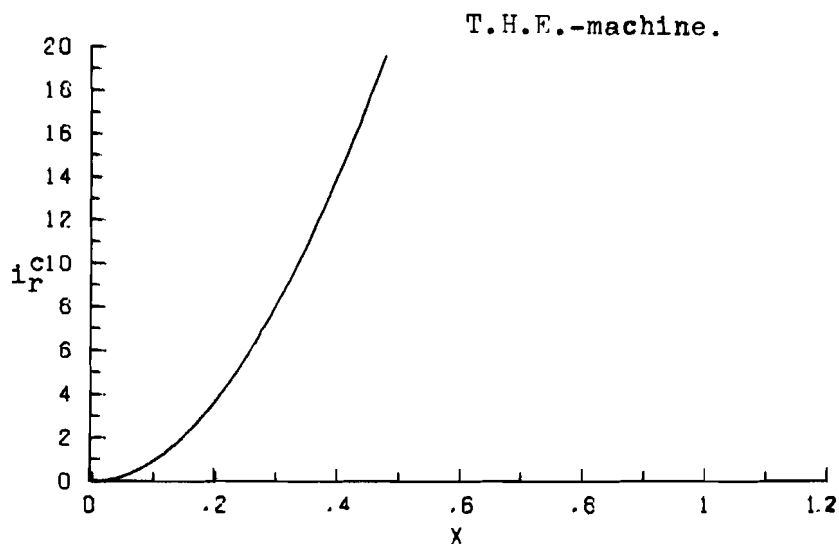




slip=0.05

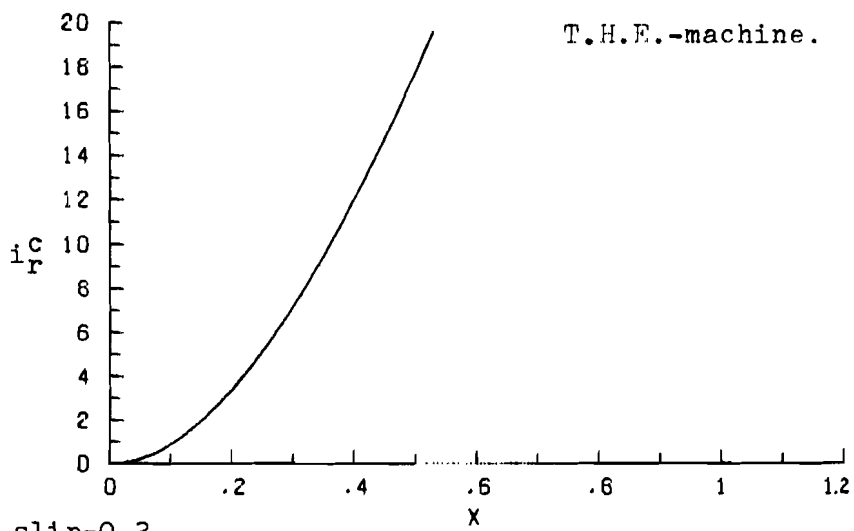
figuur 6b.

In figuur 6 is eveneens (gestippeld) de door Kleinrath berekende rotorstroomvorm aangegeven. Een vergelijking van beide functies leert ons dat de volgens (3.2) berekende functie een langere commutatietijd heeft. Voor slip=0.05 is de commutatietijd zelfs groter dan $\frac{1}{2}$ radiaal, hetgeen volgens het rekenmodel niet toelaatbaar is (we veronderstellen dat bij de commutatie drie diodes betrokken zijn). In de figuren 7a en 7b zijn de berekeningsresultaten van de "T.H.E.-machine" weergegeven. Deze resultaten worden in een later stadium vergeleken met de gemeten rotorstroom-functies.

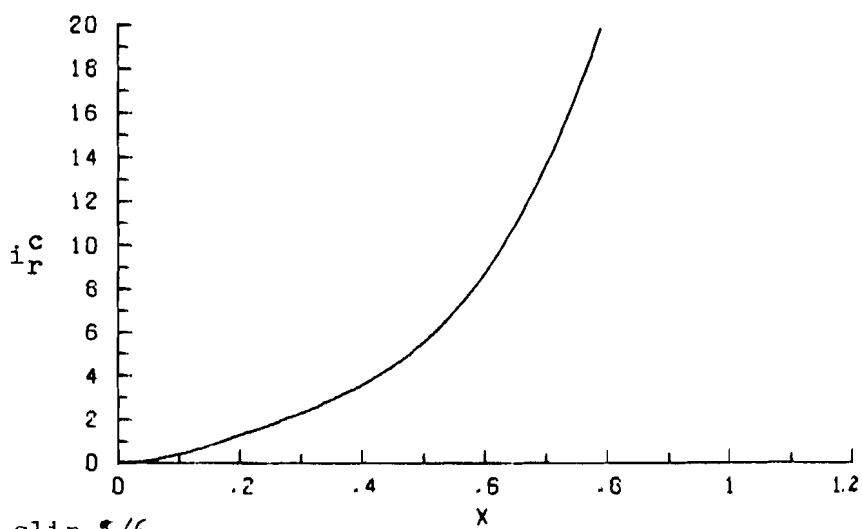


slip=0.5

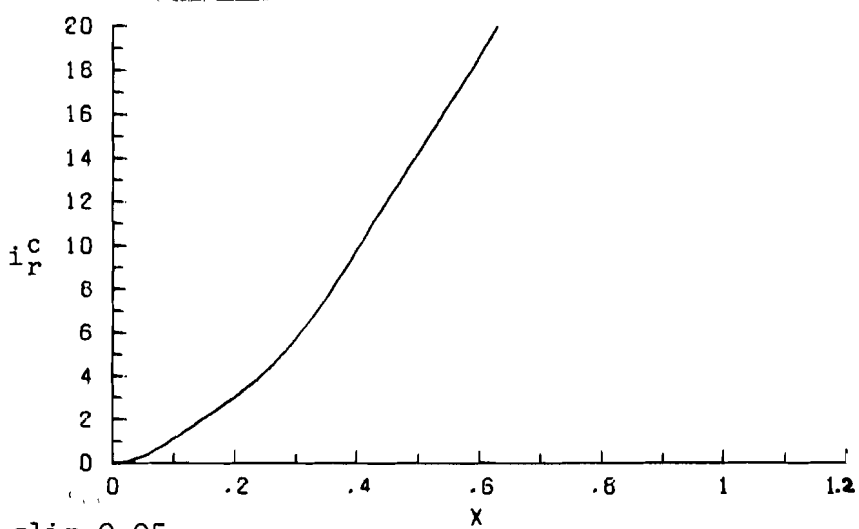
figuur 7a.



slip=0.2



slip=1/6



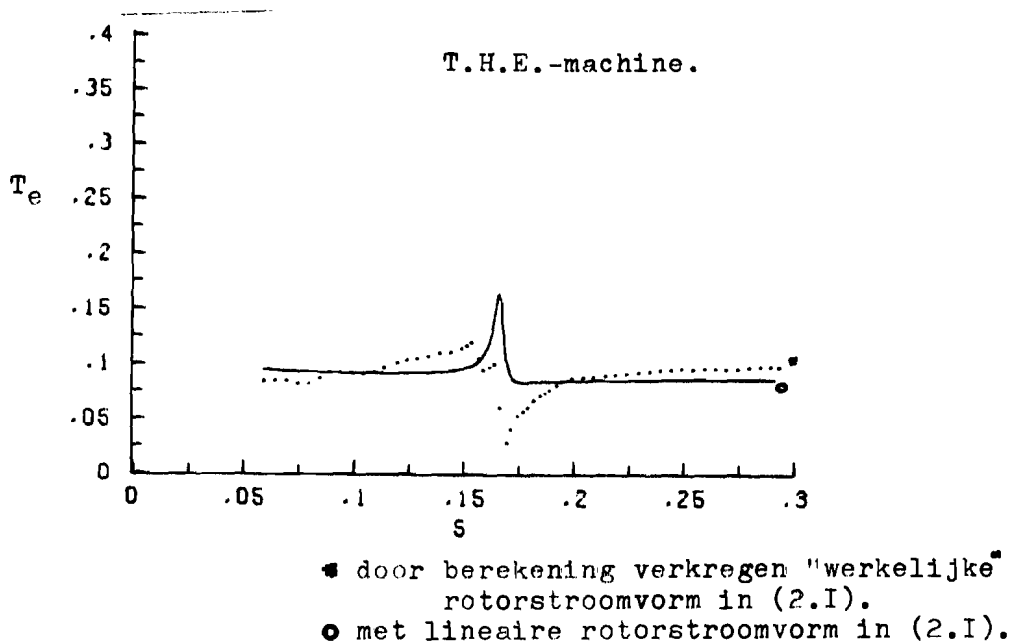
slip=0.05

Figuur 7b.

Beschouwing van figuur 7 leert ons dat naast de eerder gesignaleerde toename van de commutatieduur bij lagere slipwaarden, bij $s = 1/6$ de commutatieduur aanzienlijk langer wordt dan bij overige slipwaarden. Van een wezenlijke vormverandering, zoals deze door Kleinrath is berekend, is hier echter geen sprake.

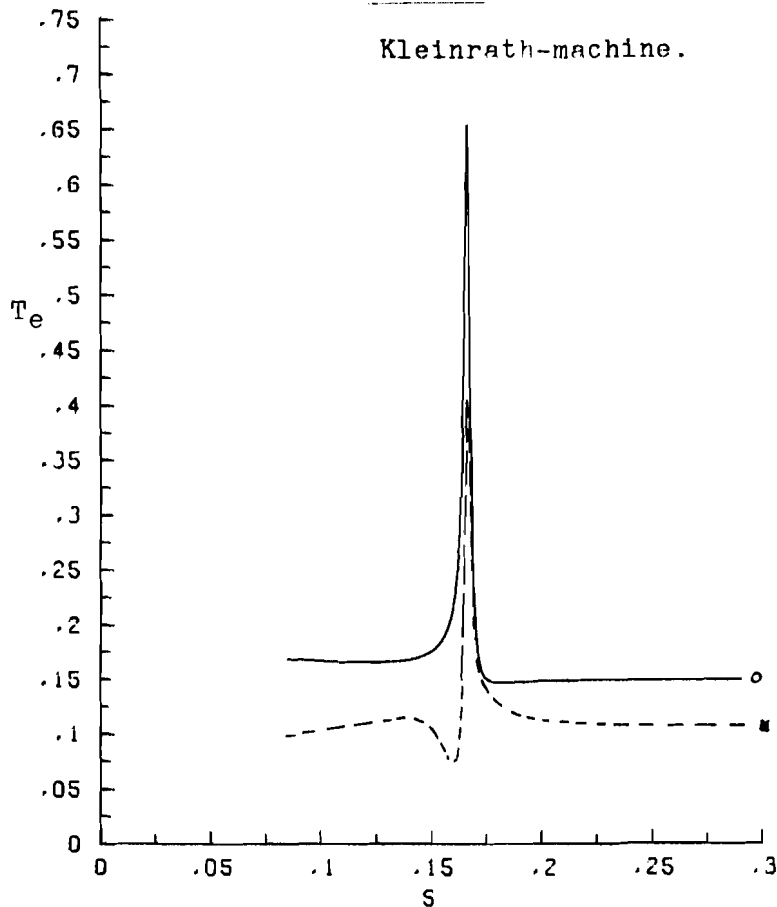
Overigens kunnen we constateren dat een lineaire slip onafhankelijke benadering van de rotorstroomfunctie, geenszins voldoet. Met name bij $s = 1/6$ is de afwijking tussen de door berekening verkregen "werkelijke" en benaderde stroomvorm zeer groot.

Behalve voor het grafisch weergeven van de rotorstroomfunctie worden de resultaten ook gebruikt voor de trilkoppel berekening volgens (2.1). Daartoe kunnen we geheel analoog aan (2.2) de blokstructuur volgens figuur 5 invoegen in de structuur volgens figuur 4 (2.1). Deze berekening van de trilkoppel-slipfunctie is wederom uitgevoerd voor twee machines. Figuur 8 geeft het resultaat weer voor de "T.H.E.-machine", terwijl in de appendix het bijbehorende computer programma is opgenomen.



Figuur 8.

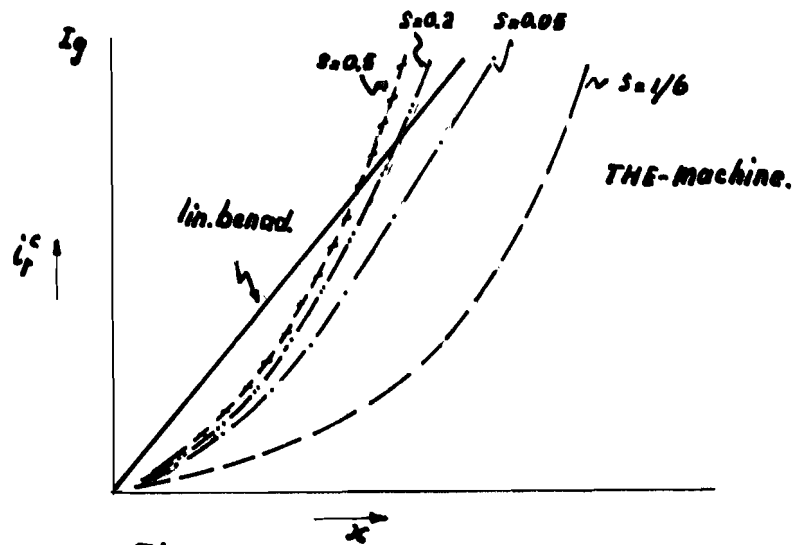
Hierin is zowel de koppel-slipfunctie met lineaire benadering van de rotorstroom als de koppel-slipfunctie met door berekening verkregen "werkelijke" rotorstroom weergegeven. Opvallend is dat bij slip= $\frac{1}{6}$ nu geen sprake is van een maximum in de koppel-amplitude. Dat de amplitude juist voor slipwaarden rond slip= $\frac{1}{6}$ aan verandering onderhevig is was voorspelbaar, daar de vorm van de rotorstroom zich in dit gebied wijzigt. Het resultaat van de koppel-berekening met de "Kleinrath-machine" is weergegeven in figuur 9.



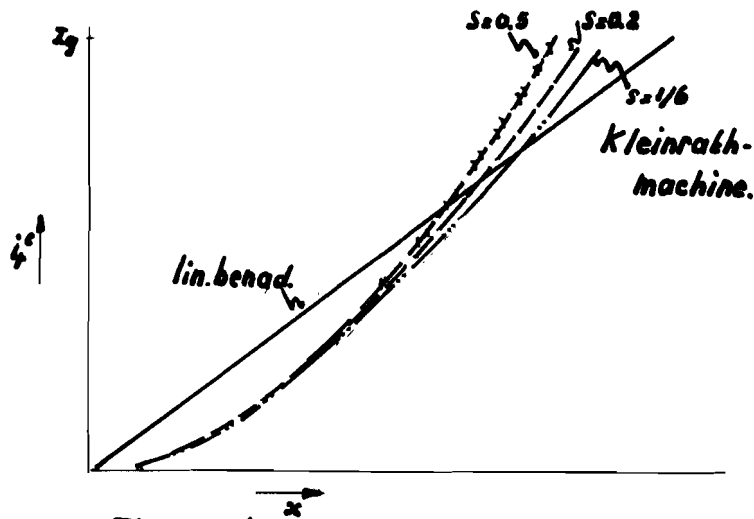
door berekening verkregen "werkelijke"
rotorstroomvorm in (2.1).
met lineaire rotorstroomvorm in (2.1).

Figuur 9.

Vergelijking van de koppel-slipfuncties geeft in beide gevallen een soort gelijke piek te zien. Dit was ook te verwachten daar de berekende rotorstroomvorm tijdens commutatie, bij gebruik making van de machine-parameters van Kleinrath geen noemenswaardige vorm afwijking bij verschillende slipwaarden rond slip= $\frac{1}{6}$ te zien geeft. Dit kunnen we illustreren m.b.v. de figuren 10a en 10b.



Figuur 10a.



Figuur 10b.

Hierin worden de reeds eerder berekende rotorstroomfuncties (tijdens commutatie) vergeleken met een lineaire benadering van de rotorstroomvorm voor zowel de "Kleinrath-machine" als de "T.H.E.-machine". Het valt op dat bij de "Kleinrath-machine"(figuur 10b) de berekende rotorstroomvorm bij slip= $1/6$ inderdaad weinig afwijkt t.o.v. die bij de overige aangegeven slipwaarden; dit in tegenstelling tot de "T.H.E.-machine" (figuur 10a).

ad b.

Zoals reeds eerder is toegelicht is de koppelberekening volgens (2.1) slechts een benadering; om echter na te gaan in hoeverre de volgens die methode bepaalde trijkoppel-slipfunctie daardoor onjuist is, wordt ter vergelijking de trijkoppel-amplitude m.b.v. de theorie uit hoofdstuk (2.3) berekend.

Dit is mogelijk daar in (2.3) gedurende één cyclus ($1/6$ rotor-periode) alle stromen worden berekend. Door gebruik te maken van de relatie (6.1):

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{\chi_{sr}}{\omega_s} \operatorname{Im}(\underline{i}_{sR} \cdot \underline{i}_r^*),$$

kan het koppel worden berekend. Uitwerking t.a.v. de reële, imaginaire stroom componenten geeft:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{\chi_{sr}}{\omega_s} (i_q i_D - i_d i_Q).$$

Aangezien de berekening wordt uitgevoerd over een traject van $\frac{2\pi}{3}$ radialen (één cyclus) is het nuttig de voor ons interessante trijkoppel component (T_{e6}) te schrijven als:

$$T_{e6} = a_6 \cos 6x + b_6 \sin 6x,$$

met:

$$0 \leq x \leq \pi/3,$$

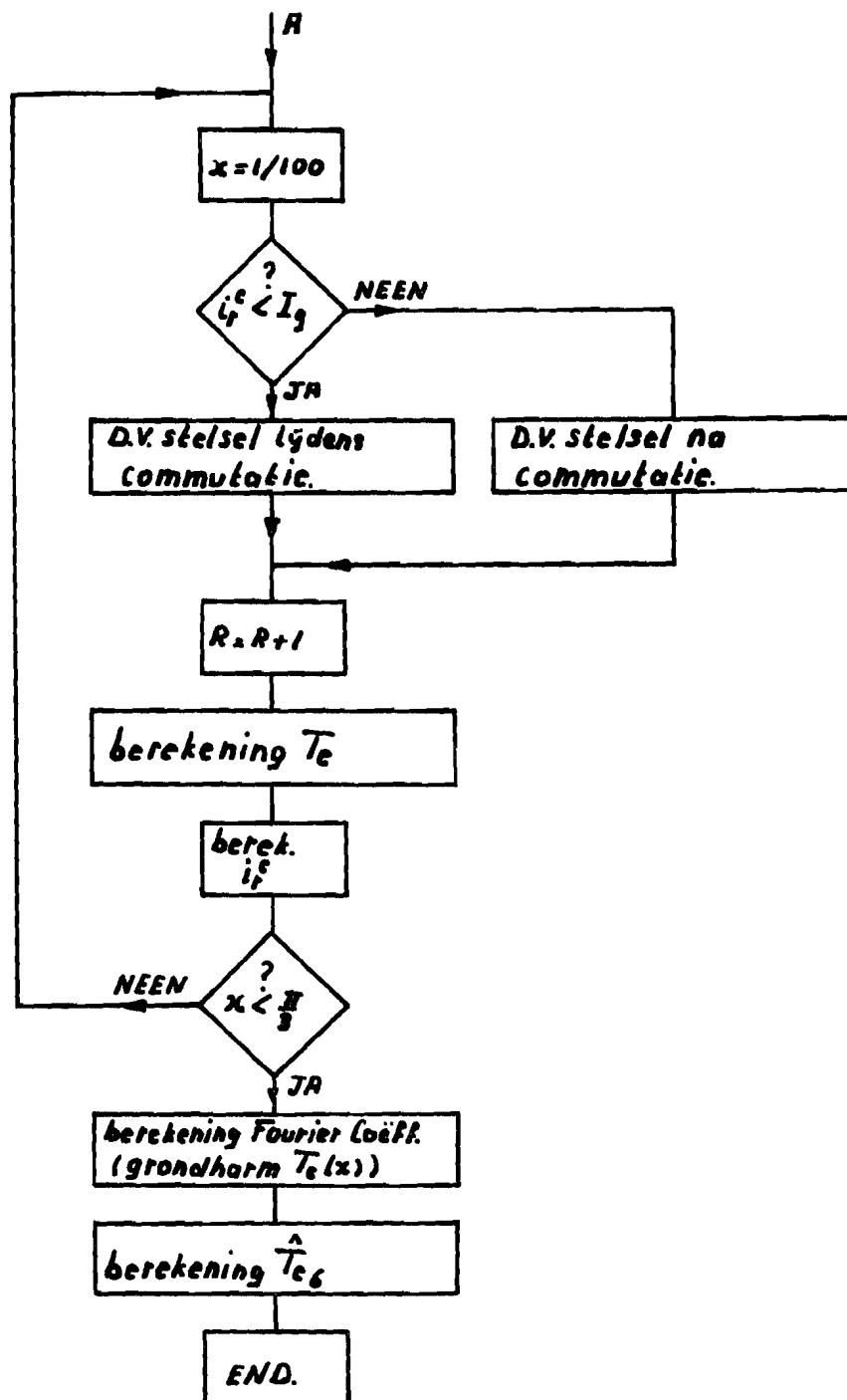
waarin a_6, b_6 de zesde harmonische fourier-coëfficiënten zijn. De amplitude van (T_{e6}) wordt nu gegeven door:

$$\hat{T}_{e6} = \sqrt{a_6^2 + b_6^2}.$$

hetgeen we normeren op:

$$T_n = \frac{U_n I_n}{\omega_s / p}.$$

Het blokschema dat ten grondslag ligt aan het computer-programma is in grote lijnen gelijk aan dat van figuur 5, met dit verschil dat in plaats van i_r^c , nu T_e wordt berekend. Het blokschema volgens figuur 5 wijzigt zich dan ook vanaf punt "A". Figuur 11 geeft dit gewijzigde deel weer.



Figuur 11.

Figuur 1f spreekt voor zich; alleen merken we op dat hierin de grondharmonische fourier-coëfficiënten van het koppel worden berekend.

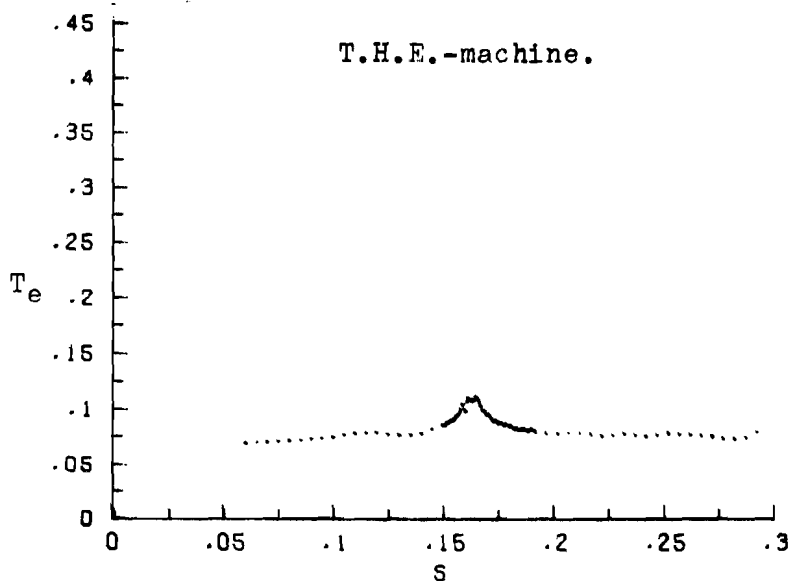
Dit volgt uit de periode-duur van de berekening; deze bedraagt immers $(\pi/3)$ radialen.

De fourier-procedure gebruikt deze periode om de gewenste coëfficiënten te bepalen. Dit betekent dat dan inderdaad (voor de procedure) de grondharmonische componenten van het koppel moeten worden bepaald. Deze komt dus qua frequentie overeen met het zesvoud van de frequentie van de grondharmonische van de rotorstroom.

Door gebruik te maken van de (met figuur 1f) gewijzigde blokstructuur volgens figuur 5 kan weer de koppelslipfunctie worden berekend. Deze berekeningen zijn uitgevoerd voor de twee eerdergenoemde machines om een vergelijking met de trijkoppel-slip functies volgens de figuren 8 en 9 mogelijk te maken.

De resultaten van deze berekeningen zijn weergegeven in de figuren 12a en 12b.

Het bijbehorende computer programma is opgenomen in appendix 7.4.



Figuur 12a.

Vergelijking van figuur 8 (met de werkelijke stroomvorm ingevoerd in de benaderde koppelsberekening volgens (2.1)) met figuur 12a geeft een behoorlijke afwijking rond $s=1/6$ aan.

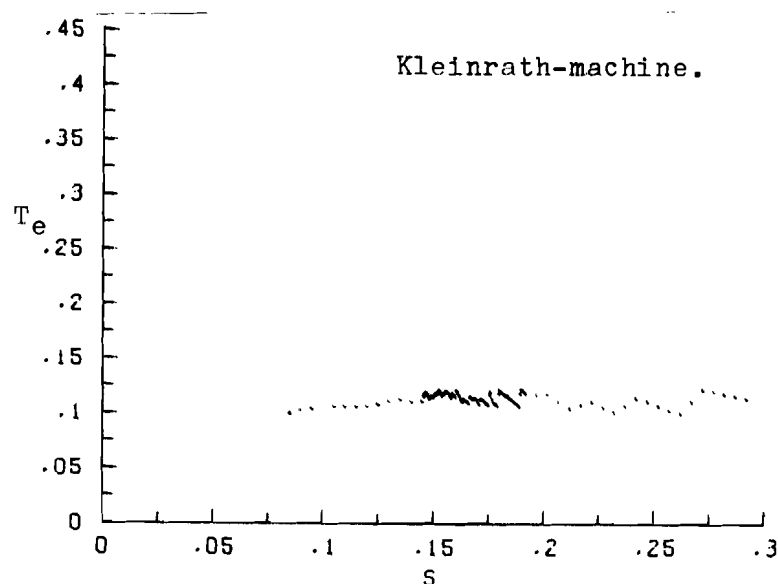
Aangezien bij de berekening volgens (2.3) geen enkele benadering is toegepast om tot de gewenste trijkoppel-component te komen mogen we veronderstellen dat het berekenings resultaat volgens figuur 12a correct is.

Daarentegen zijn bij de berekening volgens (2.1) wel een aantal benaderingen gedaan waarvan het effect anders dan met een tweede exacte koppelberekeningsmethode moeilijk kon worden afgeschat.

Op basis van de gevonden verschillen tussen de twee genoemde berekenings methoden concluderen we dat de bij de berekenings methode (2.1) toegepaste benaderingen tot een onjuist resultaat leiden.

Het is dan ook zo dat voor een vergelijking tussen de nog te meten koppel-slipfunctie en de berekende koppel-slipfunctie, de theorie volgens (2.3) moet worden toegepast (met de daaruit volgende directe koppel berekening).

Het resultaat van de directe koppel-berekening voor de "Kleinrath-machine" is nu:



Figuur 12b.

Vergelijking van bovenstaande koppel-slipfunctie, met die volgens figuur 9, geeft vooral rond slip= $\frac{1}{6}$ een grote afwijking te zien. Om redenen genoemd bij de explicatie van figuur 12a, mogen we stellen dat het resultaat volgens figuur 12b als correct mag worden beschouwd. Het resultaat van deze berekening (t.a.v. de koppel-slipfunctie) stemt overeen met de conclusie volgens Kleinrath. Merkwaardig hierbij is dat bij de berekening volgens Kleinrath de rotor-stroomvorm bij slip= $\frac{1}{6}$ juist een grote wijziging ondervindt, terwijl zoals is gebleken uit de voorgaande beschouwingen dit niet steeds het geval is.

Nu de koppel-slipfuncties berekend zijn, is de volgende stap het verifiëren van de berekening d.m.v. koppel-metingen. Een volgend deel van het verslag geeft aan (voor de "T.H.E.-machine") hoe dit kan worden gerealiseerd.



2.4 Samenvatting van de onderzochte berekenings- methoden.

Alvorens de wijze van trilkoppel-meting aan de orde te stellen is het nuttig de onderzochte rekenmethoden met hun resultaten te rangschikken.

De berekenings methode volgens (2.1) is algemeen in die zin dat een willekeurige rotorstroomvorm tijdens commutatie in deze rekenmethode kan worden gesubstitueerd. Niettemin is deze methode op zich een benadering, om de volgende redenen:

- bij de berekening van de statorstroom (grondharmonische) wordt $R_S \ll X_S$ gekozen.
- de rotorstroom grondharmonische wordt verondersteld in fase te zijn met de rotorspannings grondharmonische (zie appendix 7.3).
- de trilkoppel bijdrage van het product: hogere harmonische rotorstroom met hogere harmonische statorstroom wordt verwaarloosd.

Naast deze wijze van koppel-berekening wordt in (2.3) een theorie gegeven waarmee alle stromen worden bepaald waarna hiermee ook de koppel-tijdfunctie exact kan worden berekend. De resultaten van de berekeningen worden op twee manieren benut:

- de exacte rotorstroomvorm kan worden gesubstitueerd in de benaderings theorie om trilkoppels te berekenen (2.1). De aldus berekende koppel-slipfunctie kan worden vergeleken met de berekende koppel-slipfunctie (volgens de benaderings theorie) in het geval een benaderde rotorstroomvorm wordt aangenomen.
- door uit te gaan van de exact berekende stromen kan de (exacte) koppel-tijdfunctie worden berekend, waaruit m.b.v. fourier-analyse de belangrijkste trilkoppel-component wordt bepaald (2.3.2 ad b). Uitvoering van deze berekening voor een aantal slipwaarden geeft dan de koppel-slipfunctie.

Samenvattend kunnen we concluderen dat drie koppel-slipfuncties zijn berekend, voor twee machines. Waarbij het resultaat volgens:

- figuur 3(2.2.1) gebruik maakt van de benaderings theorie met een benaderde rotorstroomvorm.
- figuren 8,9(2.3.2) gebruik maakt van de benaderings theorie met een exact berekende rotorstroomvorm.
- figuren 12a,12b(2.3.2) gebruik maakt van een exacte koppel berekening met exact berekende stromen.



3.0 Meting van trilkoppels.

3.1. Principe van de meting.

De meeste koppel meetmethoden hebben tot doel de belangrijkste koppel-component namelijk; de tijd-onafhankelijke component te meten.

Stellen we ons tot taak om het trilkoppel te meten, dan moet worden gezocht naar een nauwkeurigere meetmethode om koppels te meten, omdat mag worden verwacht dat de amplitude van deze trilkoppels kleiner zal zijn dan de tijd-onafhankelijke component.

Pogingen tot nu toe gedaan om deze koppels te meten zijn als gevolg van een aantal storende invloeden mislukt. Alleen al terwille van een vergelijking met de berekening, is het echter van belang deze trilkoppels te meten.

Er wordt nu een meet-methode gegeven waarvan betere resultaten worden verwacht doordat het koppel in in tegenstelling tot meer gebruikelijke methoden, bij stilstand wordt gemeten.

De meting wordt uitgevoerd in twee stappen.

Eerst wordt een z.g. "dynamische" meting uitgevoerd: dit houdt in dit geval in dat tijdens deze meting de rotor/stator stromen in relatie tot de rotor-positie gedurende een rotor periode worden geregistreerd. Daarna wordt de machine uitgeschakeld en wordt een tweede z.g. "statische" meting uitgevoerd.

Daarbij wordt de rotor in een bepaalde positie geplaatst en de as geblokkeerd, waarbij tussen de as en de blokkeer-inrichting een koppel-opnemer is geplaatst. Indien nu de rotor en statorstromen behorend bij deze rotor-positie, worden toegevoerd aan de machine is in principe voor de motor ten aanzien van magnetische velden en stromen een volledig gelijkwaardige situatie aanwezig als bij de "dynamische" meting. We mogen dan ook verwachten dat het zelfde elektrodynamische koppel optreedt als bij de "dynamische" meting, met dien verstande dat nu de storende invloeden (o.a. trillen van de machine/belastings combinatie) kleiner zullen zijn.

Deze "statische" meting wordt nu herhaald voor alle rotor-posities waarvoor de stromen werden geregistreerd gedurende een rotorperiode van de "dynamische" meting.

Volledigheidshalve wijzen we er op dat bij het uitvoeren van de genoemde twee typen metingen, in de machine, niet exact dezelfde condities heersen. Met name de invloed van wervelstromen (die afwezig zijn bij stilstand) moeten aanleiding geven tot een koppel-verschil tussen beide metingen. Op grond van ervaring weten we echter dat de bijdrage tot de koppel-vorming gering is in vergelijking met de te meten koppeltrillingen. We verwachten daarom dat m.b.v. deze meet-methode de trilkoppels voldoende nauwkeurig kunnen worden gemeten.



3.2 Blokschema van de opstelling.

Uitgaande van het blokschema volgens figuur 1 wordt de meetmethode in detail besproken. Daartoe wordt in de nu volgende alinea's elk van de omliggende blokken toegelicht.

Daarbij wordt steeds van elk blok een basis-schema (blokschematisch) gegeven in combinatie met het corresponderende "timing diagram". De daarin voorkomende signalen stemmen overeen met die welke in de werkelijke schakeling optreden. De realisatie van het basisschema wordt na uitleg gegeven. Componenten die voorkomen in de schakelingen die niet opgenomen zijn in de voorraadlijst van het E-magazijn (T.H.E), alsmede de "layout" van de printen zijn weergegeven in appendix 7.5 respectievelijk appendix 7.6.

Uitgaande van figuur 1 en van hetgeen reeds naar voren is gebracht in hoofdstuk (3.1) wordt de meetmethode nader toegelicht. We maken daarbij onderscheid tussen twee modes te weten:

- a. dynamische meting.
- b. statische meting.

ad a.

Bij de dynamische meting (schakelaars a_1, a_2 in de getekende stand) is de A.S.M. aan de statorzijde gekoppeld met het net en aan de rotorzijde met de gelijkrichter. Hiermee is een O.S.K. schakeling verkregen die nagenoeg overeenkomt met het model dat bij de berekening wordt toegepast.

Gekoppeld met de as is de belasting waarvan in deze meetmode alleen de belastingsmachine wordt gebruikt om het toerental in te stellen. De koppelmeter, met blokkeer-inrichting (onderdeel uitmakend van het blok "belasting") heeft bij deze meting geen functie.*

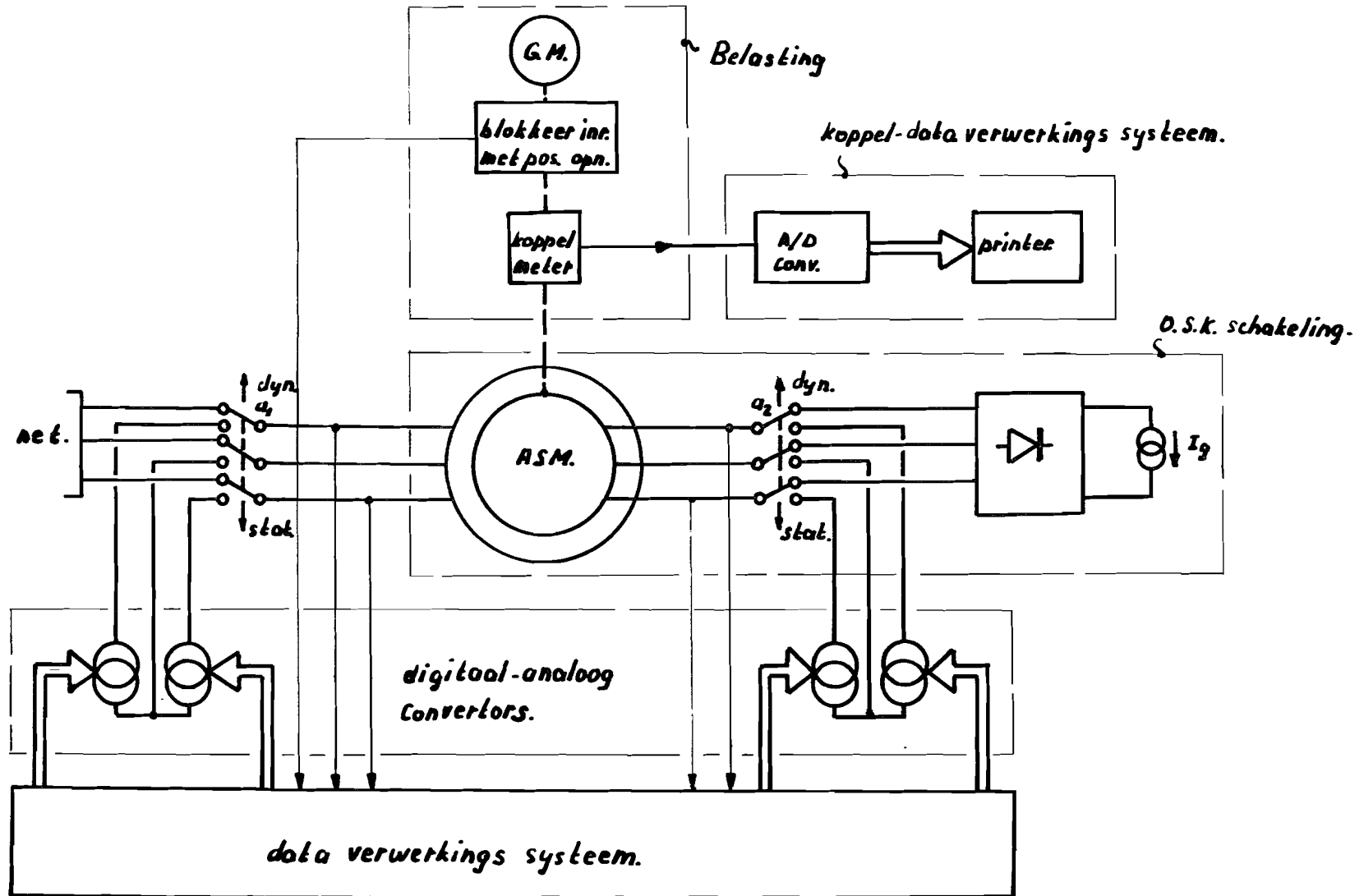
Echter zowel bij de statische als de dynamische meting worden de rotor-positie signalen (afkomstig van de positie-opnemer) gebruikt door het dataverwerkingssysteem.

Na inschakelen van de machine worden gedurende één rotorperiode, de stromen in relatie tot de bijbehorende rotorpositie verwerkt door het dataverwerkingssysteem.

De keuze van de meetduur (één rotorperiode) houdt verband met het gemakkelijk kunnen verwerken van de koppelmeet-resultaten verkregen bij de statische meting.

*

Het verdient uiteraard wel aanbeveling om in aansluiting op de dynamische meting m.b.v. de koppelmeter de grootte van de gemiddelde waarde van het koppel te meten. Deze grootte kan t.z.t. worden vergeleken met de overeenkomstige waarde die verkregen wordt bij de statische meting.



figuur 1.



Aangezien er geen vaste koppeling bestaat tussen de rotorpositie en b.v. de nuldoorgangen van de rotorstroom (het is immers een asynchrone-machine) wordt deze meting uitgevoerd in twee etappes, te weten:

- a1. meting van de periodeduur van de rotorstroom.
- a2. registratie van de stromen door het data-verwerkingssysteem.

ad a1.

De omschakeling naar deze meting gebeurt binnen het dataverwerkingssysteem.

De meting van de rotorstroomperiode gebeurt digitaal; daartoe wordt door het dataverwerkingssysteem het aantal bemonsterings-tijdstippen van de stromen gedurende één rotorperiode geteld en opgeslagen in een geheugen. Deze stand kan ook aangegeven worden door het "display".

ad a2.

Deze meting registreert de stromen gedurende één rotorperiode. Daar deze stromen in relatie moeten staan met de rotorpositie, wordt met de meting gewacht totdat de rotor in een vooraf afgesproken positie staat. Is deze positie bereikt dan begint de registratie van de stromen.

De duur van de meting wordt indirect bepaald door de rotorstroom-periodeduur; we gebruiken namelijk i.p.v. de "directe" rotorperiodeduur het aantal bemonsteringstijdstippen gedurende één periode. Dit kan indien we veronderstellen dat geen toerenfluctuaties optreden tussen de twee opeenvolgende metingen a1, a2.

Deze wijze van periodeduur meting is nodig omdat ook voor de statische meting de rotorperiode bepaald moet zijn.

ad b.

Bij de statische meting wordt de A.S.M. gekoppeld met de digitaal-analoog convertors. Dat hier volstaan kan worden met vier i.p.v. zes convertors volgt uit het in ster geschakeld zijn van rotorfasen en statorfasen. Deze D.A. convertors worden gestuurd door het dataverwerkingssysteem. Dit systeem begint vanuit het geheugen data te genereren (t.b.v. de D.A. convertors) vanaf het moment dat de rotor in een vooraf gekozen positie staat.

Bij elke verdraaiing over 5° van de rotor worden nu vier stroomwaarden (in binaire vorm) gegenereerd. Bij elke rotorpositie wordt na het genereren van de juiste stroomwaarden, de rotor geblokkeerd, waarna de D.A. convertors worden ingeschakeld.

Elk van deze D.A. convertors levert dan een stroom die overeenkomt met de aangeboden (digitale) stroomwaarde. Als alle stromen op hun eindwaarde zijn, kan het koppel worden gemeten.



Dit gebeurt door de koppelmeter die een spanning levert, welke een maat is voor het gemeten koppel. Deze spanning wordt na analoog-digitaal conversie op een ponsband geregistreerd.

Vervolgens worden de D.A. convertors uitgeschakeld en kan het meetproces worden herhaald voor de volgende rotor-positie.

De totale duur van de meting wordt bepaald door het aantal in het geheugen opgeslagen bemonsterings-tijdstippen gedurende één rotorperiode.

Nu de wijze van meten is toegelicht kunnen de in figuur 1 voorkomende blokken afzonderlijk worden toegelicht. Het verloop van dit hoofdstuk is dan ook als volgt:

3.2.1.O.S.K. schakeling.

3.2.2.Belasting.

3.2.3.Dataverwerkingssysteem.

3.2.4.Digitaal-analoog convertors.

3.2.5.Koppel-dataverwerkingssysteem.

3.2.1.O.S.K. schakeling.

Het functioneren alsmede de opbouw is reeds in het voorgaande uitvoerig aan de orde gekomen.

We geven nu achtereenvolgens de gebruikte componenten van de O.S.K. schakeling aan:

a.A.S.M.

De kenplaat gegevens als mede de gemeten machine-parameters van de asynchrone machine zijn reeds eerder in dit verslag opgenomen, namelijk in hoofdstuk (2.2.1).

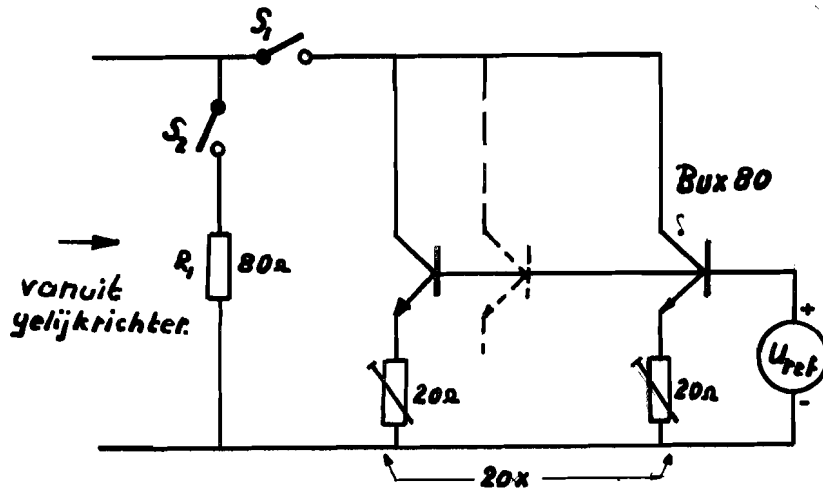
b.Gelijkrichter.

De driefasen-brug gelijkrichter is opgebouwd met diodes van het type:

BBCDS110-11A.

c.Stroombron.

Als benadering voor de in de berekeningen als ideaal veronderstelde stroombron is gebruik gemaakt van de volgende schakeling:



Figuur 2.

Naast de stroombron is ook in figuur 2 een weerstand (R_f) opgenomen die wordt gebruikt bij het inschakelen van de O.S.K. schakeling.

De stroominstelling van de stroombron wordt geregeld m.b.v. de spanningsbron (U_{ref}). Ter beveiliging van de transistoren wordt aanvankelijk bij aanloop van de A.S.M., alleen schakelaar (S_2) ingeschakeld zodat de gelijkrichter via de weerstand (R_f) is kortgesloten. Wanneer het toerental binnen het meetgebied $0.3 < s < 0.1$ is aangeland, wordt schakelaar (S_1) gesloten. Vervolgens wordt de stroom door de stroombron opgevoerd, waarna (S_2) wordt geopend en de gelijkrichter alleen is aangesloten op de stroombron.

3.2.2. Belasting.

Het blok aangegeven in figuur 1 bestaat uit de volgende componenten:

- a. belastings-machine.
- b. blokkeer-inrichting met positie opnemer.
- c. koppelmeter.

ad a.

De belastingsmachine is een gelijkstroom machine met de volgende gegevens:

"Smit Slikkerveer" N^o48442.

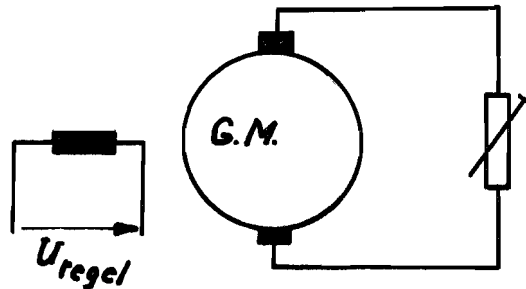
Type: G 24/12.

220 V; 54.5 A.

$n = 1500$ omw/min.

Bekrachtiging: 220 V; 1.2 A.

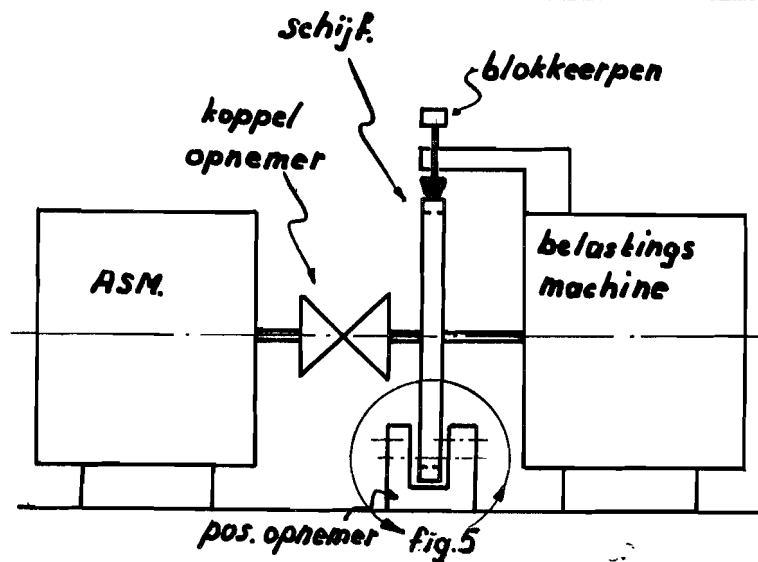
Teneinde het toerental van de A.S.M. te kunnen regelen wordt veldregeling toegepast op de als generator geschakelde en met een variabele weerstand afgesloten belastingsmachine. Figuur 3 geeft de schakeling weer.



Figuur 3.

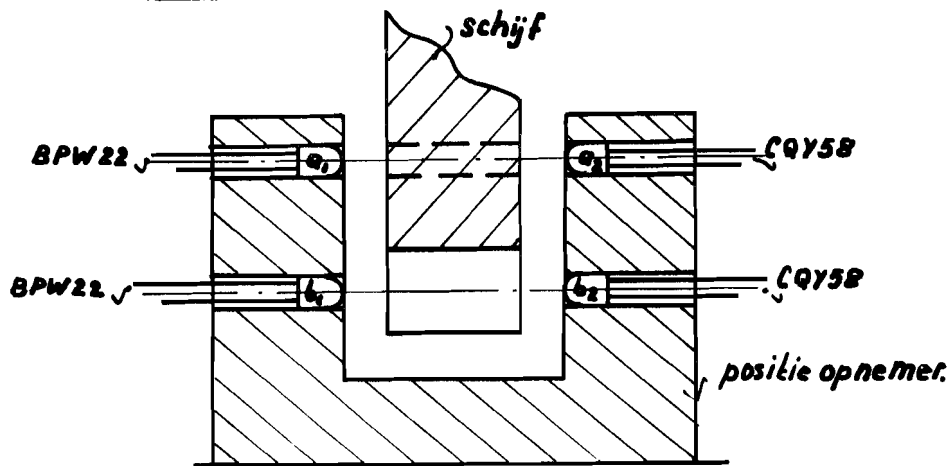
ad b.

Teneinde de as van de A.S.M. te kunnen blokkeren is op de as van de belastingsmachine een schijf gemonteerd, die voorzien is van een 72-tal tanden. Tussen deze schijf en het aseinde van de A.S.M. is een koppelopnemer zo goed mogelijk spelingsvrij gemonteerd. Figuur 4 geeft een en ander weer.



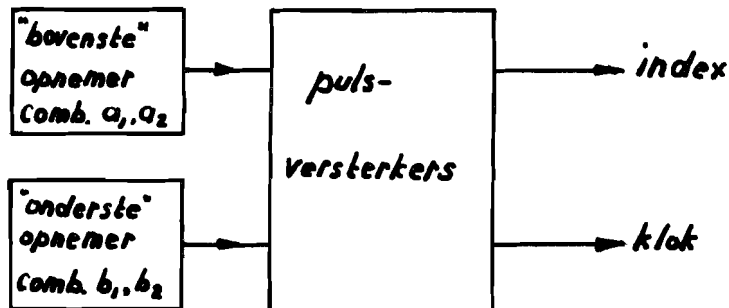
Figuur 4.

Zoals blijkt uit figuur 4 heeft de schijf een tweeledige functie, namelijk; het blokkeren van de as (hetgeen gerealiseerd wordt m.b.v. de blokkeerpen) en het meten van de rotorpositie. Dit laatste wordt gedaan in combinatie met de positie opnemer. De combinatie schijf/positie opnemer is weergegeven in figuur 5.



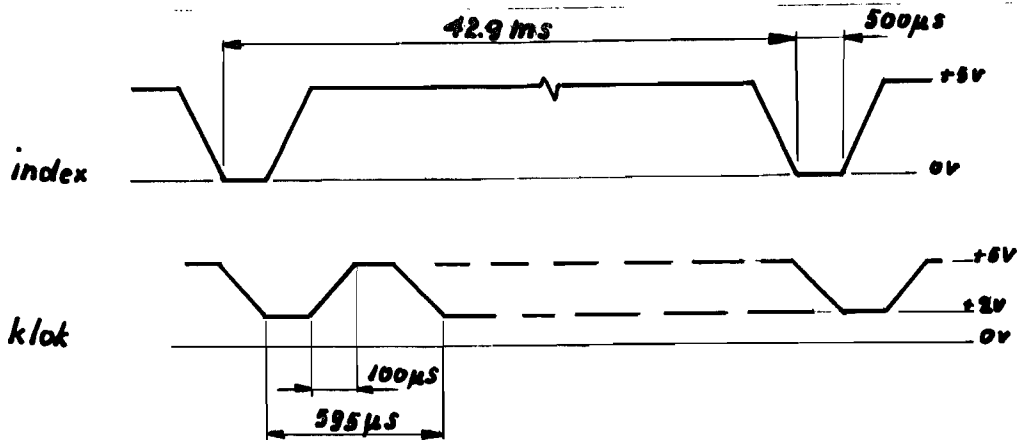
Figuur 5.

Deze positie opnemer maakt gebruik van twee Led/fotodiode combinaties (werkend in het infrarood gebied). De "bovenste" opnemer combinatie (a_1, a_2) wordt benut voor het genereren van de z.g. index-puls. Daartoe is in de schijf één gat (gestippeld in figuur 5 aangegeven) aanwezig. Dit betekent dat éénmaal per omwenteling één puls wordt afgegeven. De "onderste" opnemer combinatie (b_1, b_2) wordt gebruikt voor het genereren van de z.g. klok puls, in een aantal van 72 pulsen per omwenteling. Figuur 6 geeft het blokschema weer.



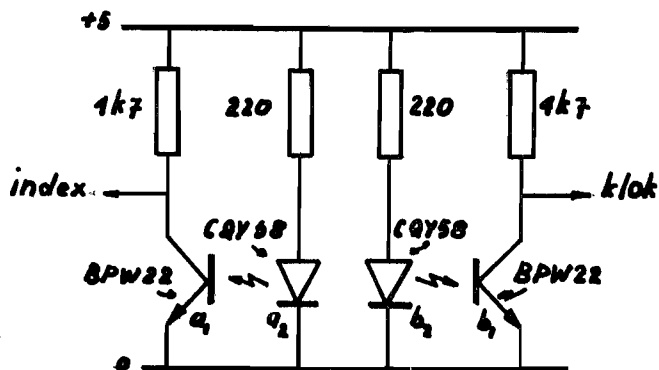
Figuur 6.

Het "timing" diagram van figuur 6 is weergegeven in figuur 7.
Als voorbeeld is hier een toerental van 1400 omw/min. gekozen.



Figuur 7.

M.b.v. de index/klok signalen is de rotorpositie volledig bepaald.
Het bij figuur 6 behorende schema is weergegeven in figuur 8.



Figuur 8.



ad c.

Aangezien bij een aantal discrete rotorstanden, de bijbehorende stromen worden gegenereerd (statische meting) is het van belang dat bij blokkering van de schijf in een van deze rotorstanden, de positie van de rotor van de A.S.M. zich niet wijzigt bij het opdrukken van de eerder genoemde stromen. De toegepaste opnemer heeft slechts een zeer geringe as verdraaiing nodig ($\leq 0.2^\circ$) om het koppel te kunnen meten. De gebruikte opnemer is van het type:

Dr. Staiger Mohilo & Co.

Type: JT 20 R1/100 Nm.

en levert in combinatie met een bijgeleverde modulator/demodulator een spanning die evenredig is met het aangebrachte koppel.

3.2.3. Dataverwerkingsysteem.

Dit systeem heeft een aantal functies, te weten:

1. registratie van de meettijd (één periode van de rotorstroom).
2. opslag in het geheugen van de stromen ($i_s^a, i_s^b, i_r^a, i_r^b$) in digitale vorm als functie van de rotorpositie (dynamische meting).
3. sturing van de D.A. convertors met informatie verkregen uit het geheugen (statische meting).

Het algemene blokschema van dit systeem is aangegeven in figuur 9. Aan de hand van dit schema wordt eerst een globale uitleg gegeven.

Daarna wordt deze uitleg meer fundamenteel m.b.v. een "timing diagram" herhaalt. Vervolgens worden een aantal blokken waaronder:

- meetduureenheid.
- sturingseenheid A.
- sturingseenheid B.
- code-converter.

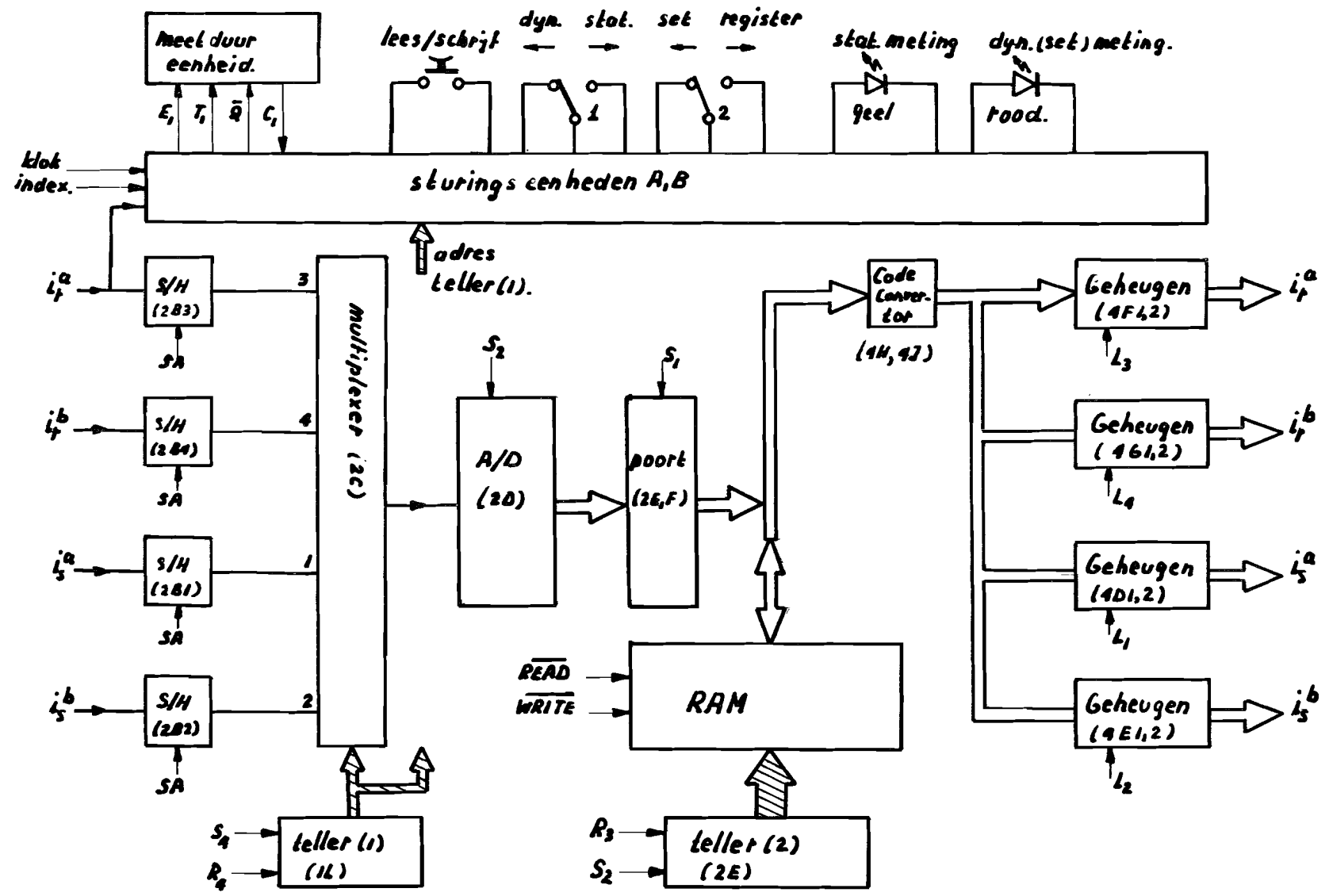
nader toegelicht. Daarbij gebruiken we wederom een "timing diagram" met dien verstande dat nu de wijze waarop de signalen in dit diagram hun oorsprong vinden wordt toegelicht. De signalen voorkomend in een "timing diagram" kunnen worden terug gevonden in de werkelijke schemas die aan het slot van dit hoofdstuk worden gegeven.

Reeds bij de algemene beschrijving van het meet-systeem is een en ander over de meetduur (namelijk één rotorperiode) gezegd; bij deze algemene verhandeling volstaan we met het noemen van de meetduureenheid die tot taak heeft de meetduur in de vorm van een aantal rotorposities (bemonster-tijdstippen bij de dynamische meting) te registreren. Bij een verdere uiteenzetting is het nuttig onderscheid te maken tussen de twee eerdergenoemde meetmethodes, namelijk:

- a. dynamische meting.
- b. statische meting.

ad a.

Bij de dynamische meting worden de stromen ($i_s^a, i_s^b, i_r^a, i_r^b$) in analoge vorm aan het dataverwerkingsysteem aangeboden. Deze worden dan door dit systeem geregistreerd in een bestuurbaar geheugen (RAM).



figuur 9



Het aantal in digitale vorm opgeslagen stroomwaarden wordt bepaald door de rotorstroom periodeduur. Gezien de beperkte grootte van het geheugen kunnen maximaal 512 rotorstanden worden gemeten. Dit komt overeen met een onderste slipgrens van $s=0.07$.

Daar gelijktijdig alle stromen als functie van de rotorstand moeten worden geregistreerd, worden op elk bemonsterings tijdstip (opgaande flank van de klok puls), vier stromen tegelijk bemonsterd d.m.v. vier "sample and hold" schakelingen.

Tussen het genoemde tijdstip en het volgende tijdstip (tijds verschil wordt bepaald door de tijd nodig voor een hoekverdraaiing van 5° van de rotor) moet de volgende procedure worden uitgevoerd.

Als eerste stap wordt de bemonsterde i_s^a waarde via de multiplexer aangeboden aan de A.D. convertor, die het analoge signaal digitaliseert. Deze digitale informatie (data) wordt daarna via de poortschakeling aangeboden aan het geheugen dat deze informatie inleest. Vervolgens wordt het adres van de RAM met één verhoogd middels adres-teller (2). Daarna wordt het adres van teller (1) met één opgehoogd (tot een maximum van vier) hetgeen betekent dat de i_s^b bemonsterings-waarde wordt aangeboden. Op eenzelfde wijze als in het voorgaande is i_s^b toegelicht worden nu achtereenvolgens de i_s^b, i_r^a, i_r^b waarden ingelezen in het geheugen.

Op een volgend bemonsterings tijdstip (rotor over 5° gedraaid) wordt de gehele procedure herhaald totdat het aantal bemonsterde tijdstippen overeenkomt met het aantal dat werd geregistreerd in de meetduur-eenheid.

ad b.

Bij de statische meting wordt de informatie vanuit het geheugen overgebracht naar vier z.g. buffer-geheugens. Hierbij wordt de D.A. convertor output geblokkeerd d.m.v. de poortschakeling.

Tussen de buffergeheugens en de RAM is een code-convertor opgenomen die de digitale informatie codeert naar een voor dit doel beter bruikbare code.

Tussen twee opeenvolgende rotorposities wordt de RAM vier keer uitgelezen. Bij de eerste uitlezing wordt de digitale informatie overeenkomend met de i_s^a stroomwaarde overgebracht naar het corresponderende buffergeheugen. Vervolgens wordt het adres van de RAM met één verhoogd d.m.v. de adres-teller (2) waarna de volgende stroomwaarde wordt uitgelezen. Het proces zoals hier is beschreven herhaalt zich voor de drie overige waarden in de volgorde i_s^b, i_r^a, i_r^b . Bij een volgende rotorpositie worden weer vier stroomwaarden uitgelezen, dit proces herhaalt zich totdat het aantal "verwerkte" rotorposities overeenkomt met het aantal geregistreerde rotorposities in de meetduureenheid.



Na deze algemene toelichting aangaande de werking van het dataverwerkingssysteem wordt nu aan de hand van twee "timing" diagrammen (de figuren 10 en 11) de werking in detail toegelicht. Daarbij maken wederom onderscheid tussen:

- a. dynamische meting (registratie van de stromen).
- b. statische meting.

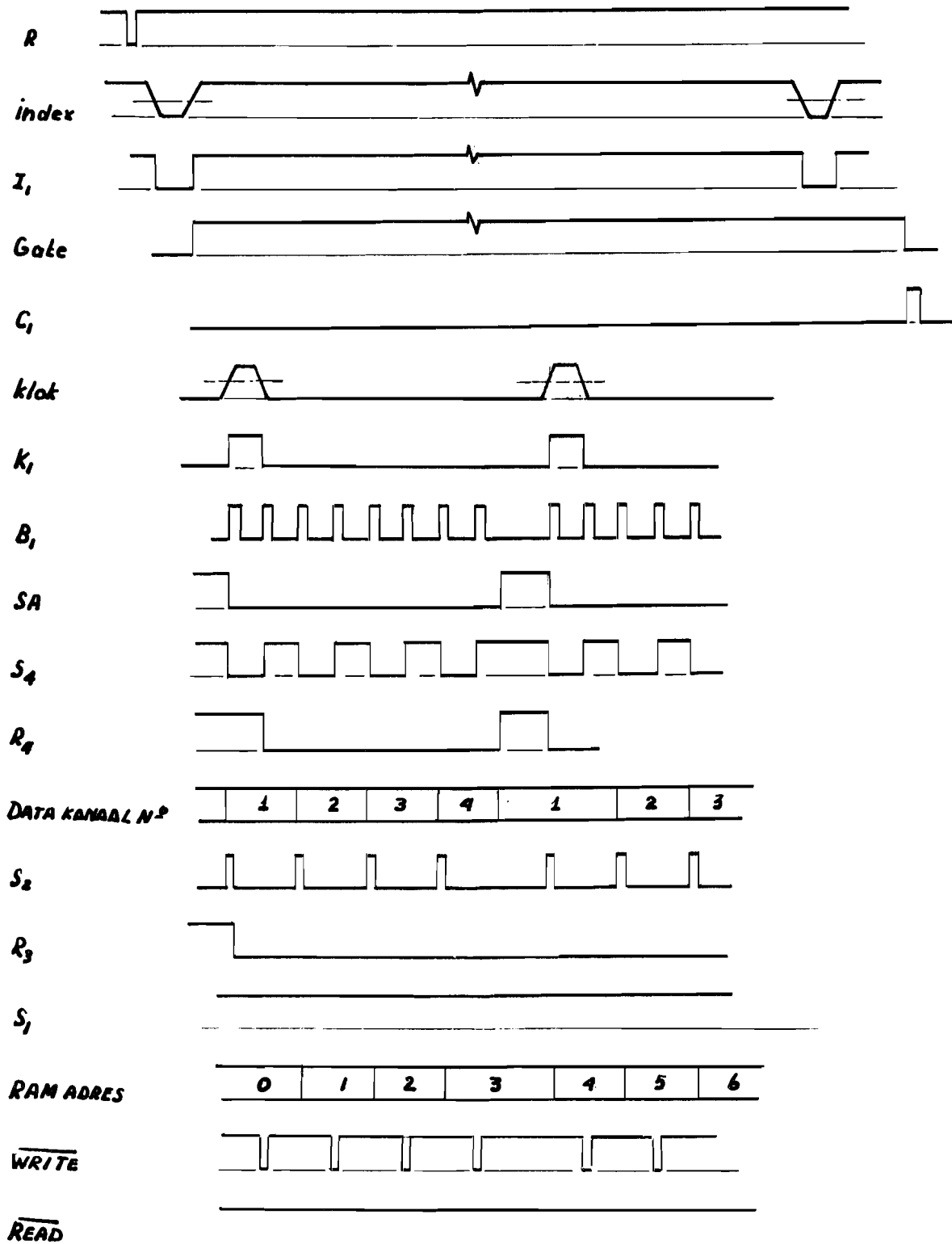
ad a.

We veronderstellen hierbij dat de registratie van het aantal rotorstanden in één rotorstroomperiode d.m.v. de meetduureenheid is uitgevoerd.

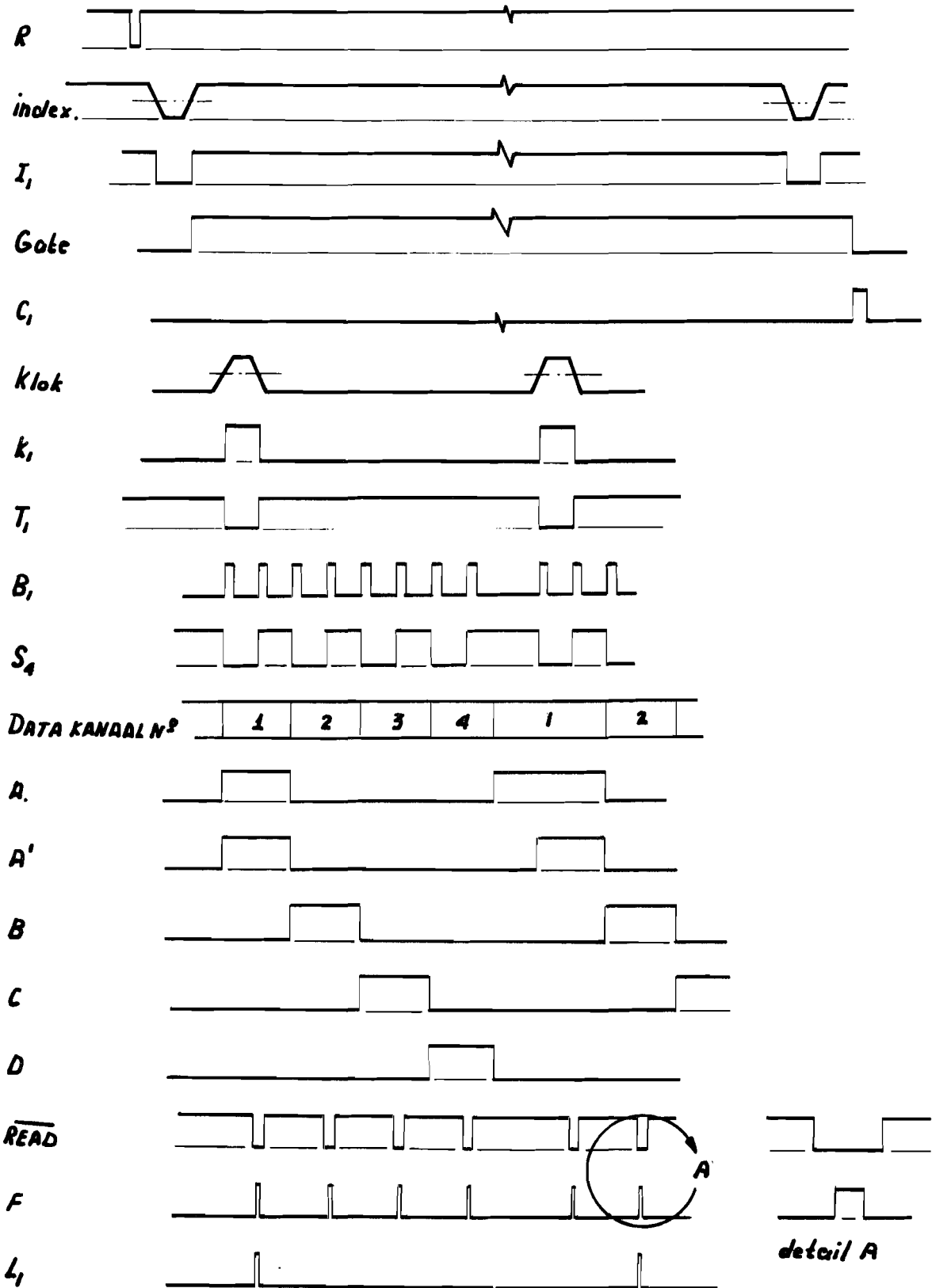
Bij deze meting dient schakelaar (1) in de "dynamische" stand (gele Led uit) en schakelaar (2) in de "registratie" stand (rode Led uit) te staan. De registratie van de stromen als functie van de rotorstand wordt ingeleid door indrukken van de "lees/schrijf" toets, waardoor (R) tijdelijk "laag" wordt. Bij de eerst volgende index puls en het daarmee corresponderende (I_1) signaal, wordt op de opgaande flank van dit signaal de meting gestart door het "hoog" worden van het (Gate) signaal. De meting eindigt op de opgaande flank van het (C_1) signaal. Gedurende de meettijd wordt het (K_1) signaal dat correspondeert met het klok signaal doorgelaten naar de logica (stuureenheden A, B).

Op de opgaande flank van het (K_1) signaal wordt (B_1) gegenereerd. Zoals blijkt uit figuur 10 worden op elke opgaande flank van het (K_1) signaal, acht pulsen gegenereerd. Deze vormen de basis van de sturing. Op de neergaande flank van (T_1) worden de "sample and hold" schakelingen d.m.v. het (SA) signaal omgeschakeld van de "sample" mode naar de "hold" mode. Gedurende de "hold" mode moeten de stroomwaarden worden opgeslagen in het geheugen. Daartoe moeten de bemonsterde stroomwaarden via de multiplexer aan de A.D. convertor één voor één worden aangeboden. Deze multiplexer wordt gestuurd door de teller (1) die op zijn beurt weer door de signalen (S_4), (R_4) wordt gestuurd. Als (R_4) "hoog" is staat teller (1) in de nul stand en wordt het bemonsterde i_s^a signaal aangeboden aan de A.D. convertor. Wanneer (R_4) "laag" is wordt op de eerst volgende neergaande flank van (S_4), de stand van teller (1) met één verhoogd hetgeen betekent dat datakanaal nummer 2 is geselecteerd.

Veronderstellen we nu dat b.v. datakanaal nummer 1 is geselecteerd dan begint de A.D. conversie (van het i_s^a signaal) op de neergaande flank van (S_2). Naast deze conversie wordt (S_2) ook gebruikt voor het ophogen van de RAM adres teller.



figuur 10.



figuur 11.



Bij aanvang van de meting is door toedoen van (R_3) welke "hoog" is tot aan de eerste neergaande flank van (S_2) (gerekend vanaf het tijdstip dat het gate signaal "hoog" is) de teller (2) in de nul stand, d.w.z. het RAM adres is nul. Na A.D. conversie en selectie van het juiste RAM adres wordt door het tijdelijk "laag" worden van het WRITE signaal de digitale informatie ingelezen in de RAM.

Deze cyclus herhaalt zich op elke neergaande flank van (S_4), hetgeen betekent dat alle vier bemonsterde stroomwaarden (die corresponderen met één rotorstand) worden opgeslagen in de RAM. Het READ signaal blijft bij deze meting "hoog" wat betekent dat de RAM niet kan worden uitgelezen. Ook het (S_1) signaal blijft "hoog" waardoor de poortschakeling de informatie van de A.D. convertor doorlaat.

ad b.

Bij de toelichting wordt gebruik gemaakt van het "timing diagram" volgens figuur 11. Voordat deze meting kan worden uitgevoerd, moet schakelaar (1) in de "statische" stand (gele Led aan) worden geplaatst. De schakelaar (2) blijft in de "registratie" stand (rode Led uit).

Na indrukken van de "lees/schrijf" toets wordt bij het bereiken van de eerst volgende opgaande flank van het (I_1) signaal, de meting gestart door het "hoog" worden van het (Gate) signaal. Op eenzelfde wijze als bij de dynamische meting wordt de meting beëindigd op de opgaande flank van het (C_1) signaal.

Bij aanvang van de meting ((Gate) signaal wordt "hoog") wordt het klok signaal (K_1) doorgelaten naar de logica. Deze van (K_1) afgeleide klok, het (T_1) signaal, speelt een centrale rol bij de besturing van het systeem. We gaan nu uit van de situatie dat na indrukken van de "lees/schrijf" toets, de rotor wordt verdraaid (voorlopig nog met de hand) tot de eerste rotorstand, overeenkomend met de eerste neergaande flank van (T_1), wordt bereikt. Deze rotorstand is dus de eerste positie waarbij de stroomwaarden moeten worden uitgelezen. Dit wordt nu als volgt uitgevoerd:

Op de neergaande flank van (T_1) wordt op gelijke wijze als bij de vorige meting het (B_1) signaal gegenereerd, dat op zijn beurt o.a. de adres teller van de multiplexer stuurt, waarmee het datakanaal nummer bepaald is.

De binaire informatie corresponderend met het datakanaal nummer wordt toegevoerd aan de stuur-eenheden A en B. Deze genereren de stuursignalen (A' , B , C , D) waarbij (A') is afgeleid uit het (A) signaal.



Op de opgaande flank van (S_4) wordt het ($\overline{\text{READ}}$) signaal tijdelijk "laag"; dit betekent dat de digitale informatie overeenkomend met het RAM adres nul (10-talig stelsel) en dus ook corresponderend met de i_s^a stroomwaarde, wordt aangeboden aan de buffergeheugens.

De informatie vanuit de RAM blijft aanwezig gedurende de tijd dat het ($\overline{\text{READ}}$) signaal "laag" is.

Aangezien een zekere accestijd in acht moet worden genomen (tijd nodig tussen lees commando en geldig worden van de uit te lezen data is de accestijd) wordt de informatie pas overgenomen door het corresponderende buffergeheugen wanneer (F) "hoog" wordt. Dit is aangegeven in detail A (figuur 11).

De selectie van het juiste buffergeheugen gebeurt door de stuursignalen (L_1, L_2, L_3, L_4). Bij het "hoog" worden van één van deze signalen wordt het bijbehorende buffergeheugen geselecteerd. De stuursignalen voor deze geheugens worden d.m.v. de logica gerealiseerd, door steeds de juiste combinatie van (F) met één van de signalen (A', B, C, D) te kiezen; dit geeft de vereiste stuursignalen (L_1, L_2, L_3, L_4). Het ($\overline{\text{WRITE}}$) signaal is bij deze meting "hoog", hetgeen betekent dat geen informatie door de RAM kan worden opgenomen. Overigens kan de informatie vanuit de A.D. convertor, in deze meetmode de RAM niet bereiken daar d.m.v. de poortschakeling deze weg is geblokkeerd.

Op gelijke wijze als in het voorgaande is beschreven worden de drie overige buffergeheugens met data vanuit de RAM ingelezen.

Resumerend kunnen we zeggen dat op elke opgaande flank van (K_1) (binnen de meetperiode) steeds vier digitale stroomwaarden (die corresponderen met de juiste rotorstand) worden uitgelezen uit de RAM.

Deze informatie wordt dan ingelezen in het betreffende buffergeheugen, dat gekoppeld is met een D.A. stroom convertor.

Alvorens verder in te gaan op de wijze waarop de signalen in een "timing diagram" tot stand komen, wordt eerst de meetduur-eenheid toegelicht aan de hand van de figuren 12 en 13.

Voordat de registratie van stromen plaats vindt wordt, zoals reeds eerder naar voren is gekomen, een z.g. dynamische tijdmeting uitgevoerd. Deze meting heeft tot doel het aantal rotorposities in één rotorstroomperiode te registreren.

Daartoe wordt uit het i_r^a signaal de grondharmonische gefilterd (m.b.v. een R,C netwerk). Dit gefilterde signaal wordt toegevoerd aan een comparator die is ingesteld op een referentie niveau (U_{ref}).



Het uitgangssignaal (i_{r1}^a) van de comparator (logisch signaal) wordt door de logica benut voor de periode meting.

Voordat deze meting kan worden uitgevoerd moet schakelaar (1) in de "set" stand (rode Led aan) en schakelaar (2) in de "dynamische" stand (gele Led uit) worden geplaatst. Na indrukken van de "lees/schrijf" toets wordt (R) tijdelijk "laag". Bij de eerst volgende opgaande flank van (i_{r1}^a) wordt (E_1) "hoog", hetgeen betekent dat de meting is gestart. De meting wordt beëindigd door de volgende opgaande flank van (i_{r1}^a) die bewerkstelligt dat (E_1) weer "laag" wordt.

Bij het "hoog" worden van (E_1) wordt de klok (K_1) zowel doorgelaten naar de logica als naar de meetduur-eenheid. De teller die door (R) in de begin stand is geplaatst telt nu het aantal neergaande flanken van de doorgelaten klok (T_1).

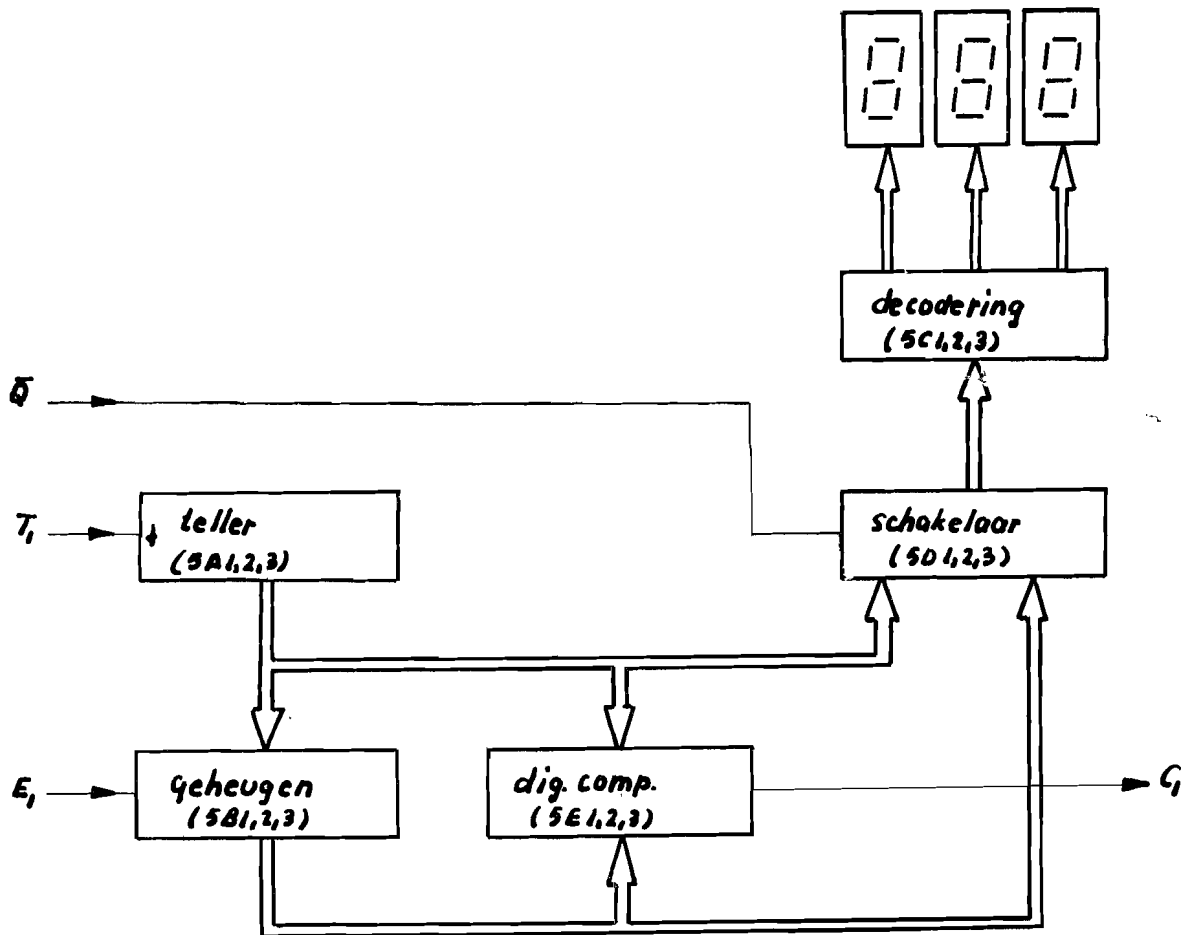
Deze tellerstand wordt aangeboden aan het geheugen dat deze informatie overneemt gedurende het "hoog" zijn van (E_1).

Na het beëindigen van de meting wordt (E_1) "laag" waardoor in het geheugen de laatste tellerstand bewaard blijft. Deze geheugen-inhoud wordt via de digitale schakelaar aangeboden aan het "display" dat na decodering het aantal rotorposities in een rotorperiode aangeeft.

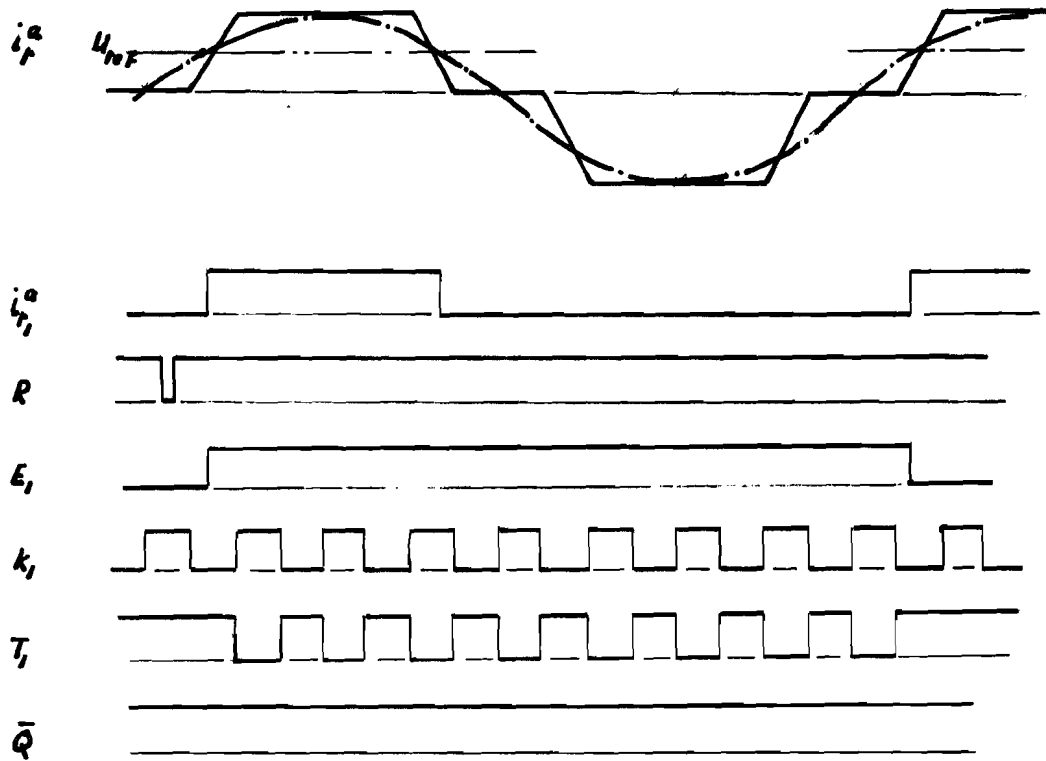
Bij een "registratie" meting of "statische" meting wordt de geregistreeerde tellerstand gebruikt als referentie voor de twee laatst genoemde metingen. Wanneer de schakelaar (1) niet in de "set" stand staat (rode Led uit) wordt zowel bij de dynamische als de statische meting het aantal (T_1) pulsen d.m.v. een digitale comparator vergeleken met de geheugen inhoud.

Hierbij geeft het "display" voordurend de tellerstand aan (daar (\bar{Q}) "laag" is wordt de digitale schakelaar omgeschakeld naar de teller).

Men kan derhalve nagaan hoeveel rotorposities van de meting zijn doorlopen. Wordt nu de tellerstand gelijk aan de geheugenstand dan wordt (C_1) tijdelijk "hoog" en de meting beëindigd wordt.



Figuur 12



Figuur 13.



Achtereenvolgens worden nu de stuureenheden A en B toegelicht aan de hand van de figuren 14 en 15. Daarbij maken we tevens gebruik van de figuren 10 en 11.

We merken op dat de componenten van de blokschema's zijn voorzien van cijfer/letter combinatie(s). Het cijfer geeft aan op welke print de desbetreffende component moet worden gezocht, terwijl de letter, zonedig ook gevolgd door een cijfer aangeeft om welk I.C. het gaat.

Overigens kan een component opgebouwd zijn uit meerdere I.C.'s.

In de registratie mode (dus (\bar{Q}) "laag", schakelaar (2) in de stand "registratie") wordt de meetduur bepaald door het (Gate) signaal van FF-3A.

Dit (Gate) signaal is het resultaat van de volgende handelingen:

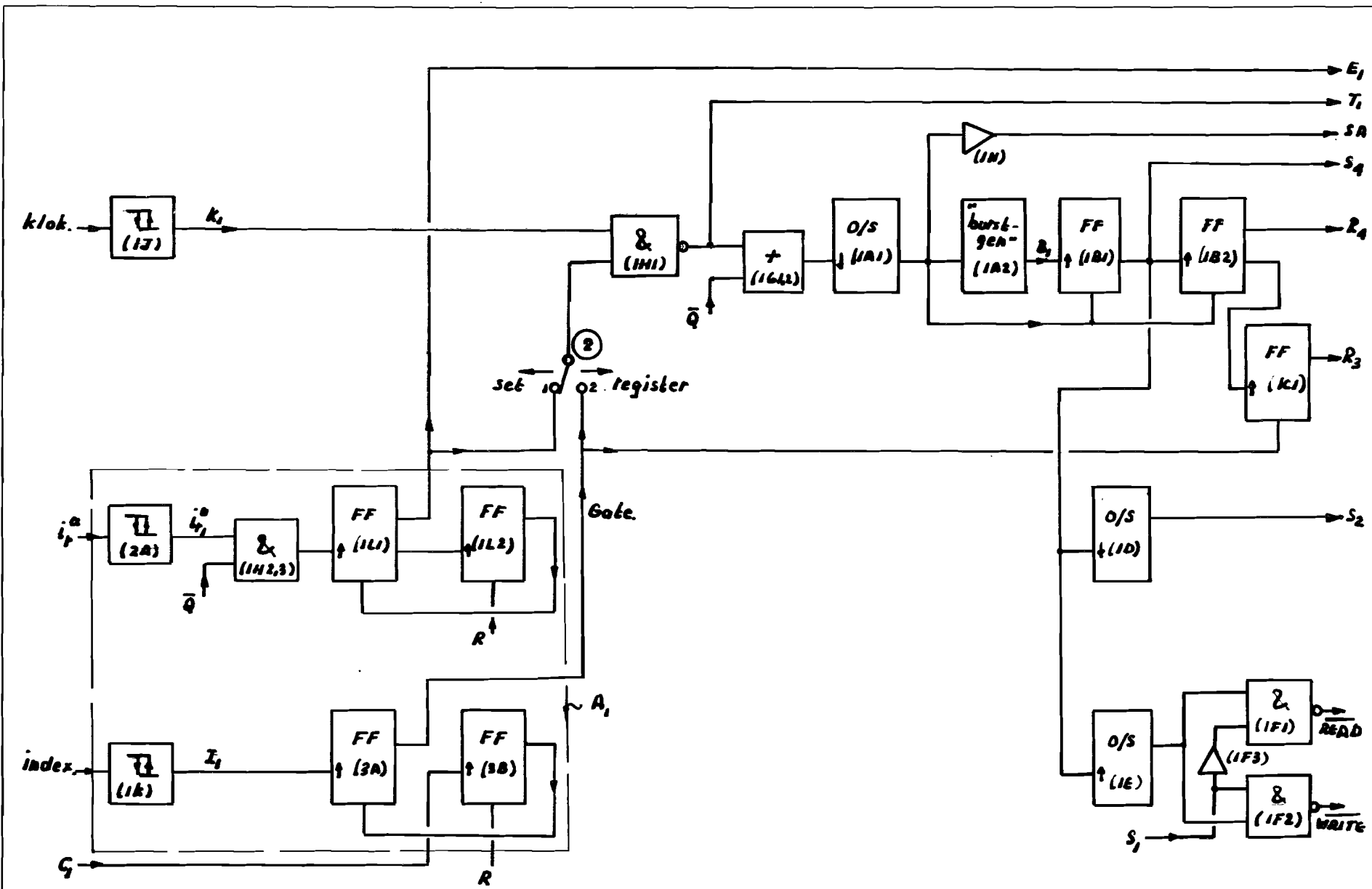
Bij het indrukken van de "lees/schrijf" toets wordt (R) tijdelijk "laag"; daardoor wordt de uitgang van FF-3B "hoog" en wordt FF-3A vrijgegeven.

Bij de eerstvolgende opgaande flank van (I_1), wordt de uitgang van FF-3A "hoog" en de meting wordt gestart. Het (I_1) signaal is afkomstig van de comparator 1K die wordt aangestuurd door het (index) signaal. Is het einde van de meting bereikt dan wordt op de opgaande flank van (C_1) de uitgang van FF-3B "laag" waardoor ook de uitgang van FF-3A (het (Gate) signaal) "laag" wordt.

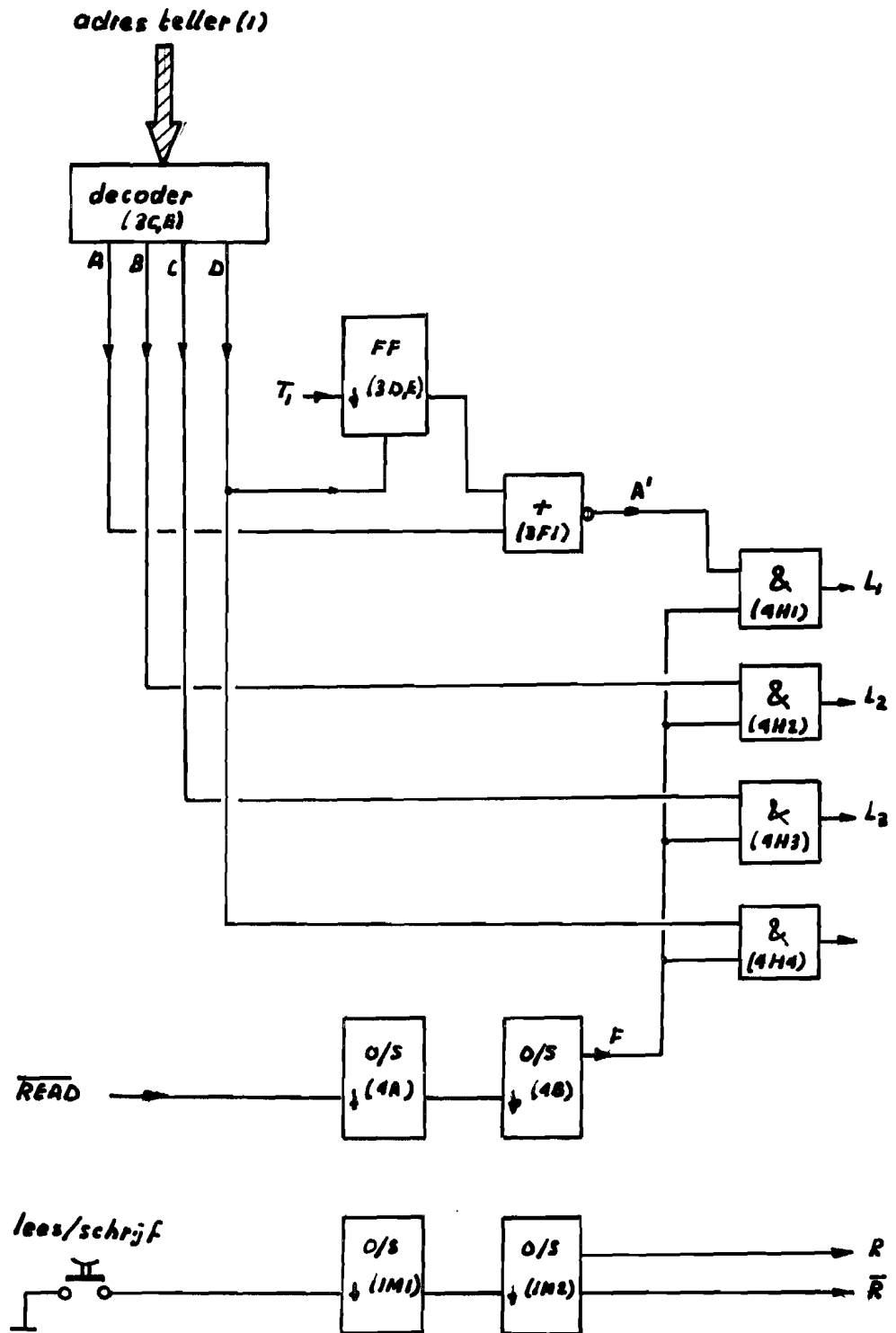
Bij "hoog" worden van het (Gate) signaal wordt het van de klok afgeleide (K_1) signaal (zij het geïnverteerd) door gelaten (via NAND 1H1) naar de rest van de logica. Aangezien (\bar{Q}) "laag" is wordt op de neergaande flank van (T_1) de O/S-1A1 gestart, hetgeen via de inverter 1N resulteert in het "laag" worden van het (SA) signaal.

Door het "laag" worden van dit signaal, wordt de "burst-generator" 1A2 gestart en worden de FF's 1B1, 1B2 vrijgegeven. De puls duur van O/S-1A1 is zodanig gekozen dat de "burst-generator" 8 pulsen aflevert ((B_1) signaal). Op de opgaande flank van de eerste (B_1) puls, wordt de uitgang van FF-1B1 steeds omgeschakeld (FF-1B1 is een tweedeler). Bij het vrijgeven van deze FF was de uitgang "hoog", d.w.z. bij de eerste (B_1) puls wordt de uitgang "laag". Op deze wijze ontstaat het (S_4) signaal.

Het is van belang dat de teller (1) van de multiplexer pas op de tweede neergaande flank van (S_4) begint te tellen, immers eerst moet het i_s^a signaal corresponderend met het multiplex adres nul worden verwerkt.



figuur 14.



Figuur 15.



Dit wordt gerealiseerd door de teller d.m.v. het "hoog" houden van (R_4), in de nul stand te blokkeren. Dit (R_4) signaal is bij het vrijgeven van FF-1B2 "hoog". Pas op de opgaande flank van (S_4) wordt (R_4) "laag" en de teller kan dus pas bij de tweede neergaande flank van (S_4) met tellen beginnen. Het geïnverteerde (R_4) signaal wordt in samenhang met het (Gate) signaal gebruikt om de RAM adres teller al dan niet te blokkeren. Om er voor te zorgen dat de eerste bemonsterde stroomwaarde van de meting op het adres nul wordt geplaatst moet de teller (2) pas met tellen beginnen nadat de eerste (S_2) puls is overgeslagen. Dit wordt gerealiseerd door FF-1C1 vrij te geven wanneer het (Gate) signaal "hoog" wordt. Dan is de uitgang van FF-1C1 "hoog". Op de eerste opgaande flank van (R_4) wordt (R_3) "laag". Deze blijft verder gedurende de hele meting in deze toestand. Op de neergaande flank van (S_4) wordt d.m.v. O/S-1D het (S_2) signaal gegenereerd, dat wordt gebruikt voor de RAM teller (2) en de start voor de A.D. conversie. Het enige verschil t.a.v. het functioneren van de stuur-eenheid A (zoals in het voorgaande is beschreven) in de statische of dynamische meetmode vindt plaats in de selectie van nandpoort 1F1 of 1F2. Op de opgaande flank van (S_4) wordt door O/S-1E een puls afgegeven die afhankelijk van de statische/dynamische selectie deze puls geïnverteerd doorgeeft aan de 1F1 of 1F2 uitgang. Bij de statische meting is (S_1) "laag" en is de nand 1F1 actief. Indien schakelaar (2) in de "set" stand wordt geplaatst is (\bar{Q}) "hoog" waardoor een deel van de logica geblokkeerd wordt. In deze mode wordt door de stuur-eenheid A een aantal stuursignalen (volgens figuur 13) voor de meetduur-eenheid gegenereerd. Daartoe wordt het gefilterde i_r^a signaal aangeboden aan de comparator 2A. Aangezien (\bar{Q}) "hoog" is wordt dit signaal toegelaten tot FF-1L1. Bij indrukken van de "lees/schrijf" toets wordt (R) tijdelijk "laag" waardoor de uitgang van FF-1L2 "hoog" wordt zodat FF-1L1 vrijgegeven wordt. Op de eerst volgende opgaande flank van (i_{r1}^a) wordt het (E_1) signaal "hoog". Aangezien FF-1L1 als tweedeler is geschakeld wordt op de tweede opgaande flank van (i_{r1}^a) het (E_1) signaal weer "laag". De niveau omschakeling van (F_1) resulteert in het "laag" worden van de FF-1L2 uitgang, waardoor FF-1L1 verder uitgeschakeld is. De "set" meting is hiermee beëindigd.

Bij de toelichting op sturings-eenheid B maken we gebruik van figuur 11. Daarin komen een aantal signalen voor die gegenereerd worden door de A-eenheid. Echter een aantal is afkomstig van de B-eenheid.

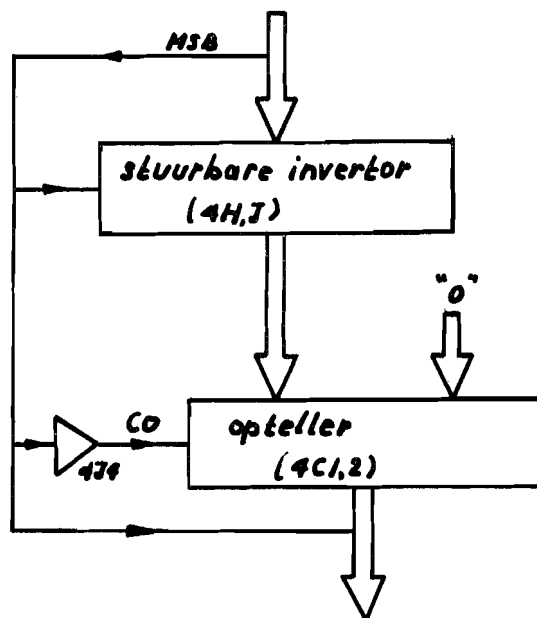
Om de buffergeheugens op een juiste manier in te lezen wordt het multiplexer adres aangeboden aan de decoder 3C,E. Afhankelijk van het datakanaal nummer wordt één van de decoder uitgangen (A,B,C,D) gedurende één (S_4) periode "hoog". Zoals blijkt uit figuur 11 is alleen de tijdsduur van (A) langer dan één (S_4) periode. Door nu gebruik te maken van het (D) en (T_1) signaal wordt via FF-3D,E en de OR-3F1 poort het signaal (A') gemaakt.

De signalen (A',B,C,D) worden benut voor de selectie van het juiste geheugen. Op de neergaande flank van het (READ) signaal wordt via O/S-4A (die een vertraging introduceert om de accestijd van de RAM te "compenseren") het signaal (F) gegenereerd. Dit signaal wordt aangeboden aan vier AND poorten. Afhankelijk van het "hoog" zijn van (A',B,C,D) wordt het (F) signaal doorgelaten naar een geheugen. Hiermee zijn ook de stuursignalen (L_1, L_2, L_3, L_4) verklaard.

Het reset-sig-naal (R) dat al meerdere malen ter sprake is gekomen wordt gegenereerd door indrukken van de "lees/schrijf" toets.

Daardoor wordt O/S-1M1 gestart, die een lange pulsduur heeft om eventuele gevolgen van denderen van de druktoets te elimineren. Op de neergaande flank van O/S-1M1 wordt via O/S-1M2 een korte reset-puls (R) gegenereerd, die fungeert als systeem reset.

Als laatste onderdeel uit figuur 9, dat nog niet is toegelicht wordt nu de code-converter behandeld. Daarbij maken we gebruik van figuur 16.



Figuur 16.



Doel van de data conversie is om het A.D. convertor signaal, van een geïnverteerde twee-complement code, om te zetten naar een sign-magnitude code.

Deze code kan dan eenvoudig worden benut voor de D.A. stroomconvertors.

Het is nuttig onderscheid te maken tussen de decodering van positieve en negatieve spanningen.

Veronderstellen we nu dat een positieve spanning aanwezig is op de A.D. convertor ingang die b.v. overeenkomt met de binaire waarde:

00001010 (9 in 10-tallig stelsel),

dan wordt door de A.D. convertor de geïnverteerde binaire waarde afgegeven.

Dus in dit geval:

11110101.

Dit signaal moet worden gedecodeerd naar een sign-magnitude code waarbij het meest significante bit (MSB) het teken aangeeft. (MSB "hoog" dan een positief getal). De overige bits geven de amplitude aan in de vorm van een binair getal.

De decodering van positieve getallen bestaat dus uit het inverteren van de aangeboden data met uitzondering van het meest significante bit.

Dit wordt gerealiseerd door een stuurbare invertor die inverteert als MSB "hoog" is.

De data uit deze stuurbare invertor wordt aangeboden aan een opteller die in dit geval het getal:

0000000.

bij de data optelt, aangezien het (CO) signaal (geïnverteerde MSB) "laag" is.

Het gedecodeerde signaal is nu van de vorm:

00001010.

In het geval van een negatieve spanning die b.v. overeenkomt met de binaire waarde (in absolute zin) van:

00001010,

wordt de twee-complement voorstelling hiervan gevonden na inverteren en optellen van "1".

Dit geeft in dit geval:

11110110



De A.D. convertor geeft de geïnverteerde twee-complements voorstelling.
In dit geval dus:

00001001.

Decodering in dit geval geeft voor het MSB "0", terwijl nu de bestuurbare invertor niet invertteert. Aangezien nu (CO) "hoog" is, wordt bij de data afkomstig van de invertor het getal:

0000001

opgeteld. Het gedecodeerde getal is nu:

00001010

waarmee de code-convertor is verklaard.

Nu de werking van het dataverwerkingsysteem is toegelicht kunnen de schema's worden gegeven.

We merken hierbij op dat de signalen voorkomend in de schema's corresponderen met die welke in de blokschema's en "timing" diagrammen gegeven zijn. Het voordeel van deze handelwijze is dat de overgang van blokschema naar "werkelijk" schema miniem is. Wel is het zo dat een blokschema in werkelijkheid opgebouwd kan zijn uit meerdere componenten verdeelt over een aantal prints. Voorkomende verbindingen tussen prints worden als volgt aangegeven in een schema:



De hier aangegeven doorverbinding is van print (4), connector aansluiting (20a) naar print (3), connector aansluiting (21c).

Een uitzondering op deze nummering van print aansluitingen wordt aangetroffen bij de geheugen print. Deze print, afkomstig van de Vakgroep "digitale technieken", heeft behalve een "eigen" voeding van +8 V, ook een aparte nummering van de aansluitingen. Deze bestaat uit een letter-cijfer combinatie waarbij de letter een (a) of (b) kan zijn. Een aanduiding met (a) duidt op een aansluiting aan de soldeerzijde van de print.



Het gehele dataverwerkingssysteem is ondergebracht op een zestal print-platen, die corresponderen met een aantal schema's.

Aan elk van deze schema's wordt een figuur nummer toegekend.

Het verband tussen figuur nummer en blokschema component(en) is nu:

figuur 17:A.D.convertor,multiplexer,teller(1),
"sample and hold" schakelingen.

Blokschema:figuur 9.

figuur 18:RAM.

figuur 19:RAM (aansluitingen),teller(2).

Blokschema:figuur 9.

figuur 20:Codeconvertor.

Blokschema:figuur 16.

figuur 21:Geheugens.

Blokschema:figuur 9.

figuren 22,23:Sturings eenheid A.

Blokschema:figuur 14.

figuur 24:Sturings eenheid B.

Blokschema:figuur 15.

figuur 25:Meetduur eenheid.

Blokschema:figuur 12.

Vooruitlopend op de schema's merken we op dat:

-bij elk I.C. de aansluitingen zijn gegeven.

-er onderscheid moet worden gemaakt tussen een

"analoge nul" A(0) en een "digitale nul" D(0)

in het systeem.Dit om interferentie tussen de

0 V van de logica en 0 V van de analoge schakelingen

tot een minimum te beperken.Op een centraalpunt

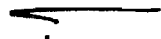
zijn deze 0 V lijnen doorverbonden.

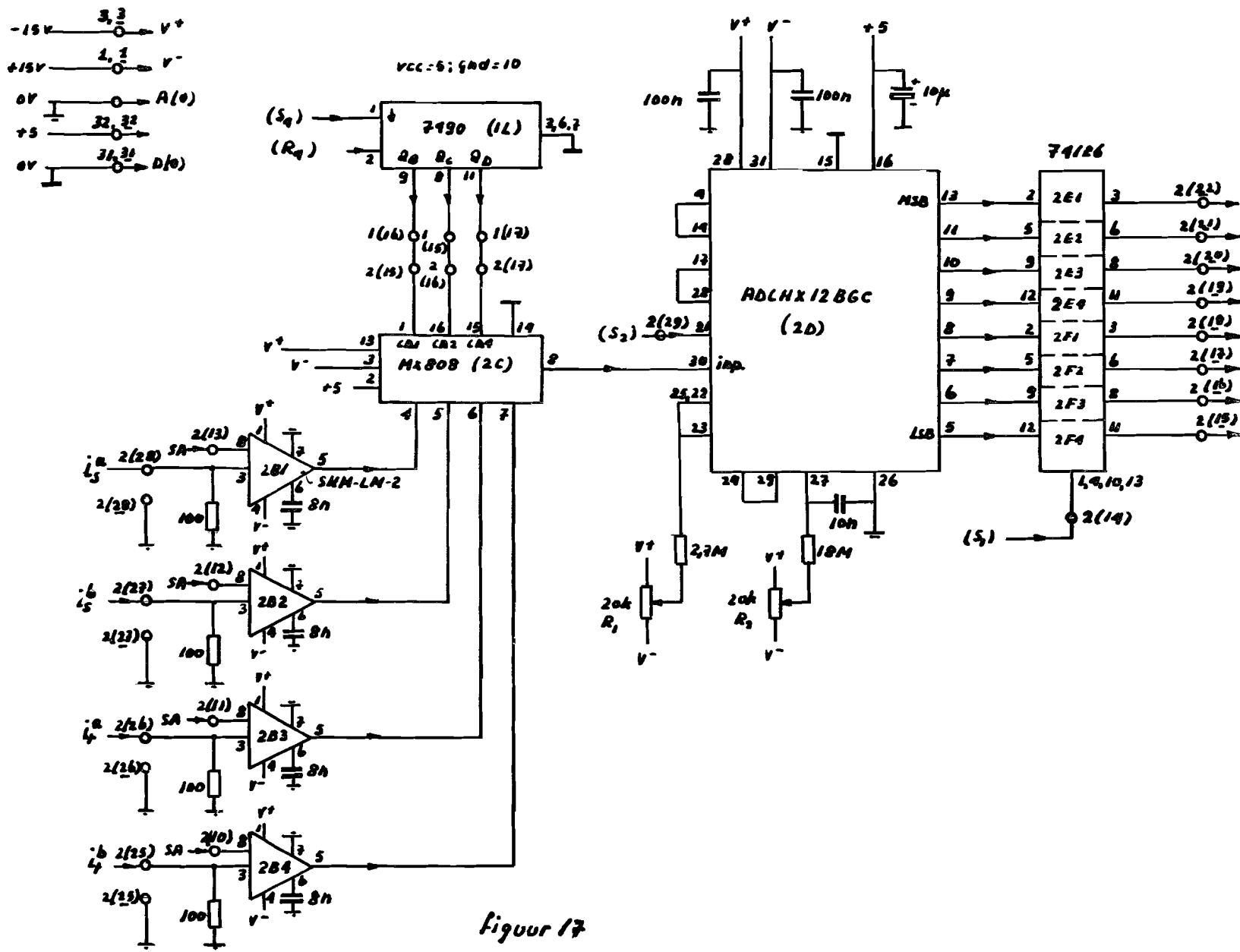
-van elke print,in appendix 7.6 een "print layout"

wordt gegeven.Daarmee kan elke component die

voorkomt in een schema worden "teruggevonden" op

de print.





Figuur 17

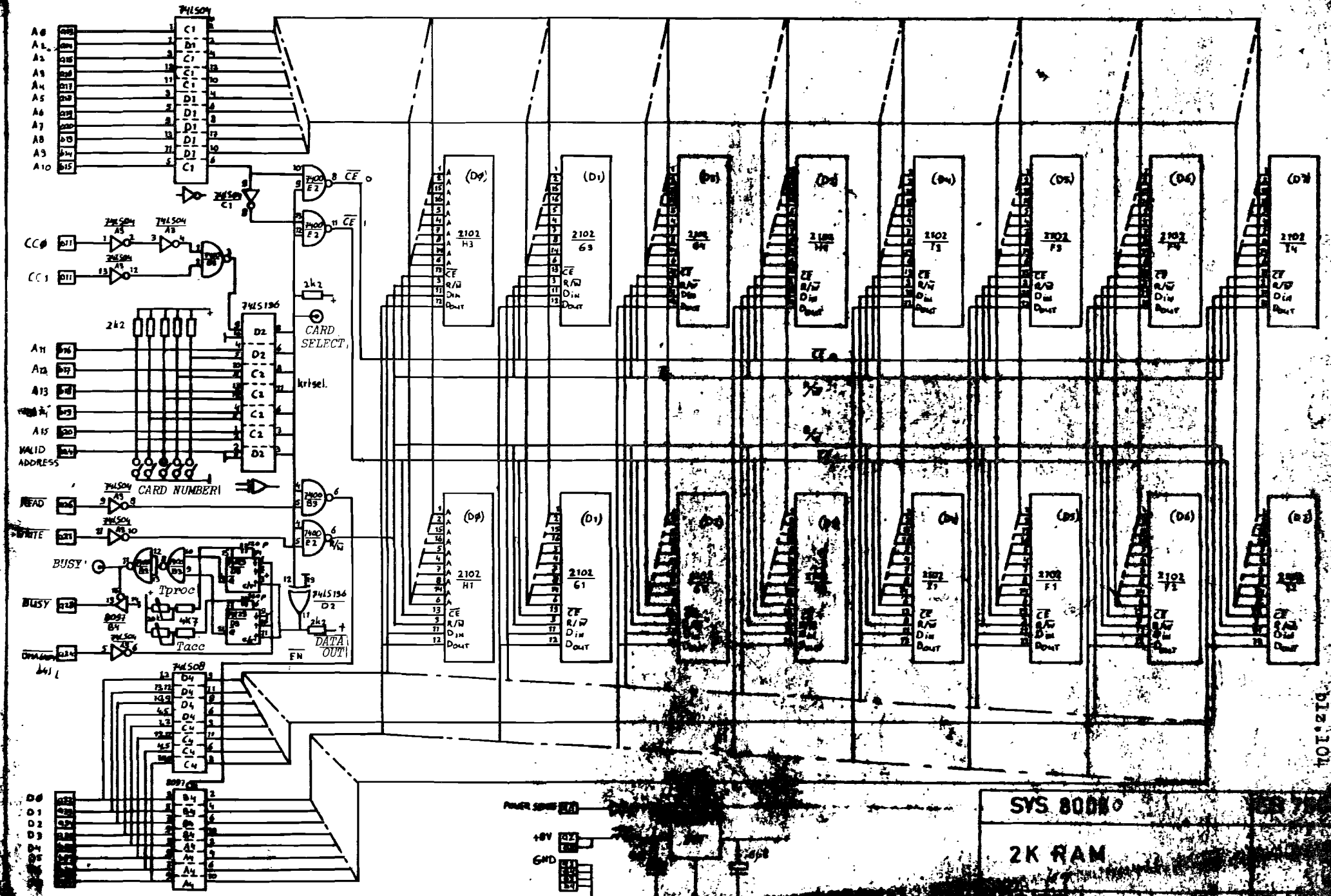
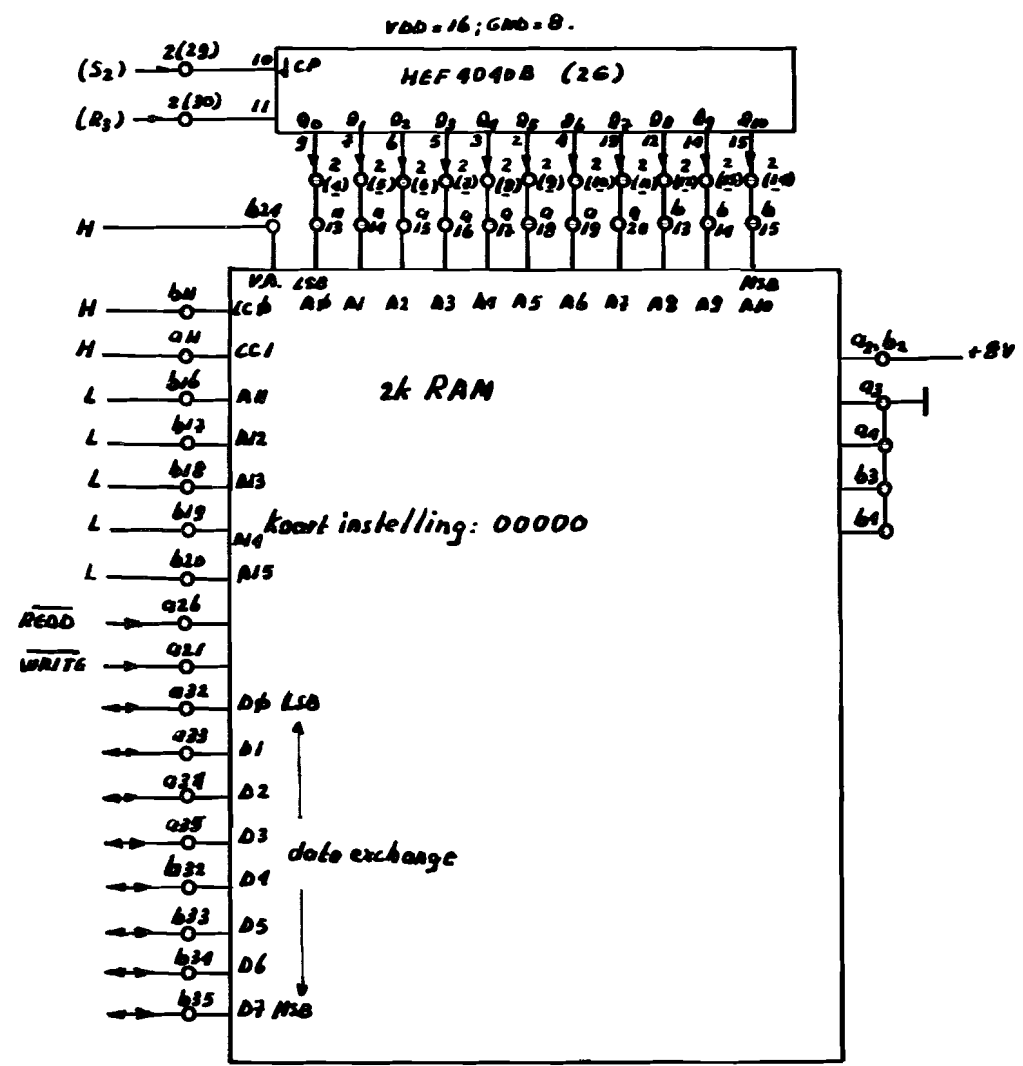


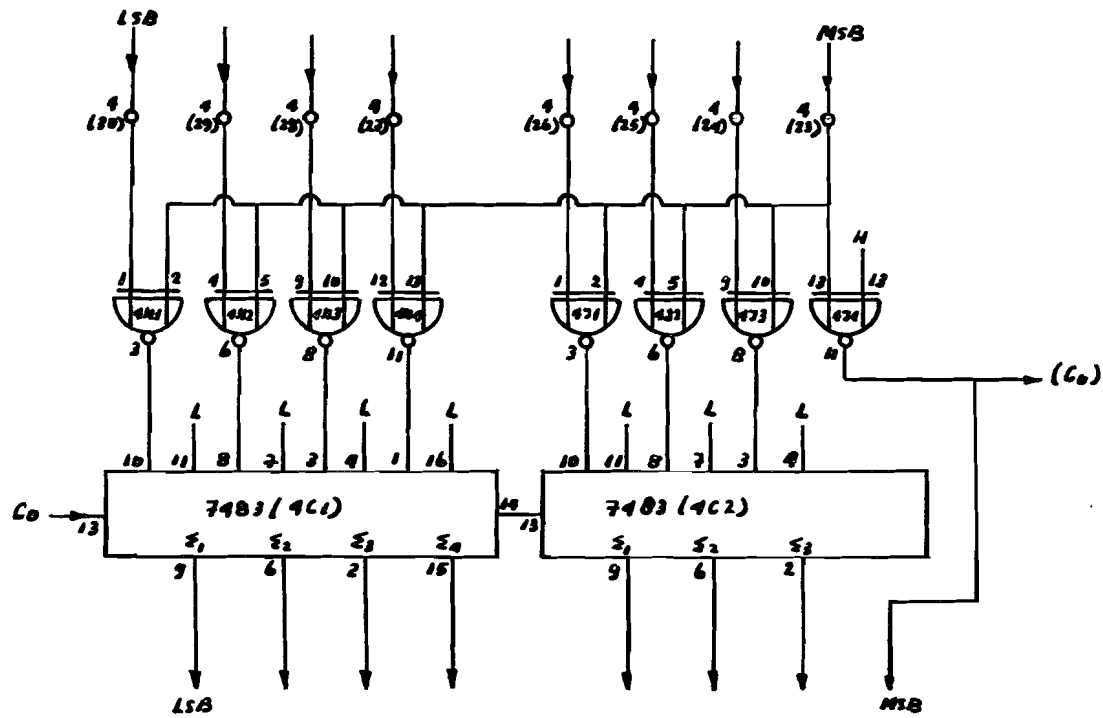
Figure 18

pic.101



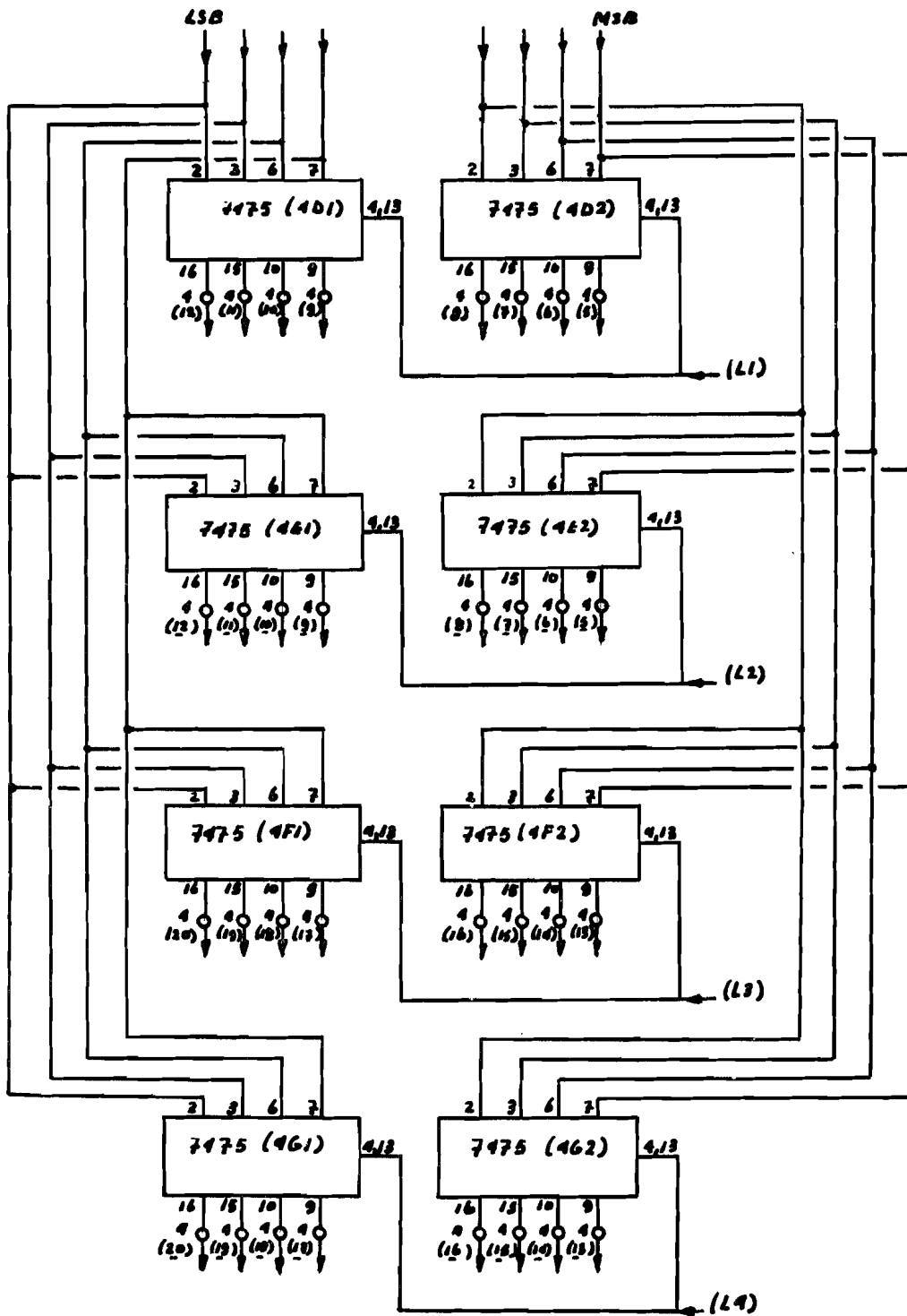
* H = +5; L = 0V

Figuur 19

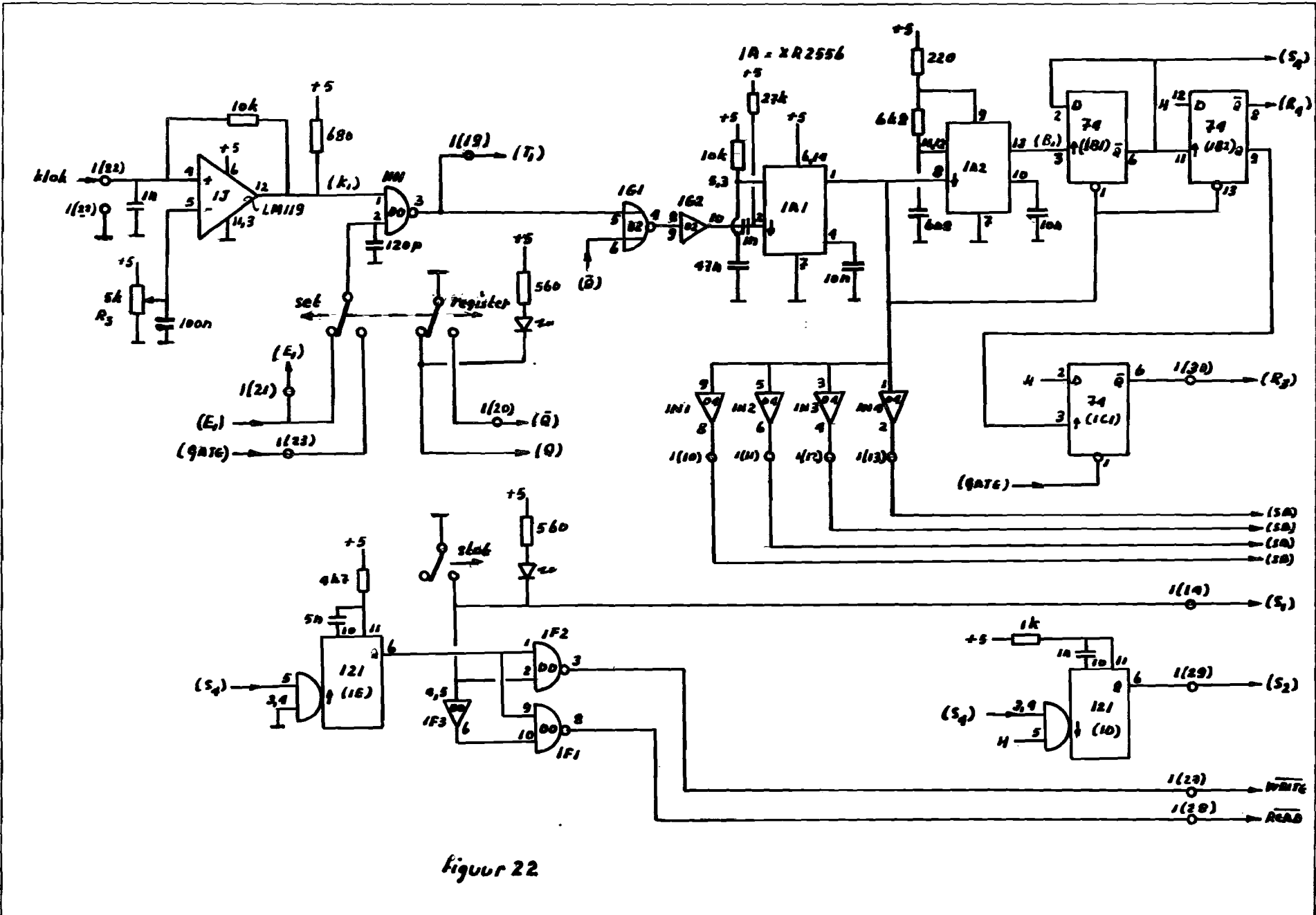


4M, J - 7406

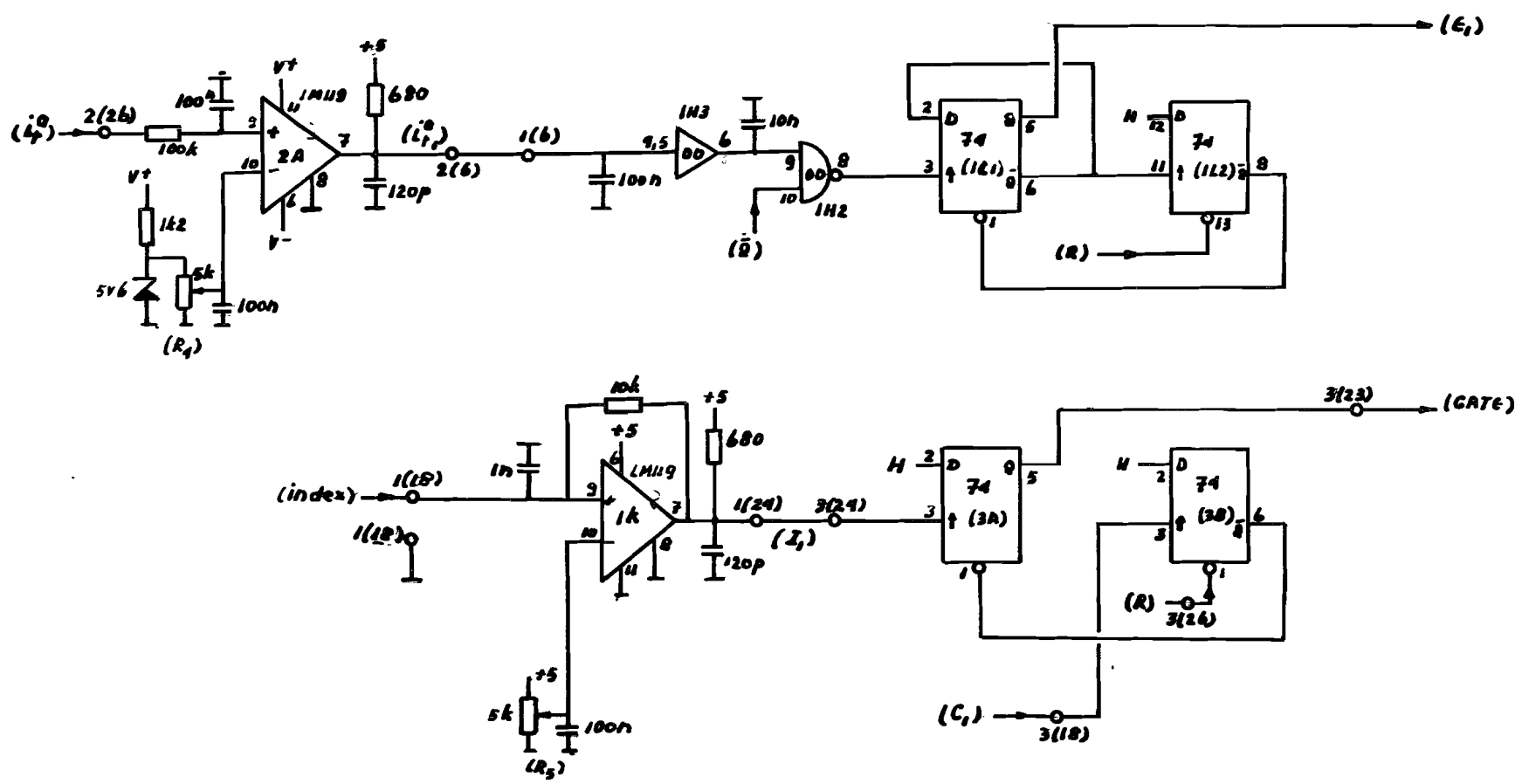
figuur 20



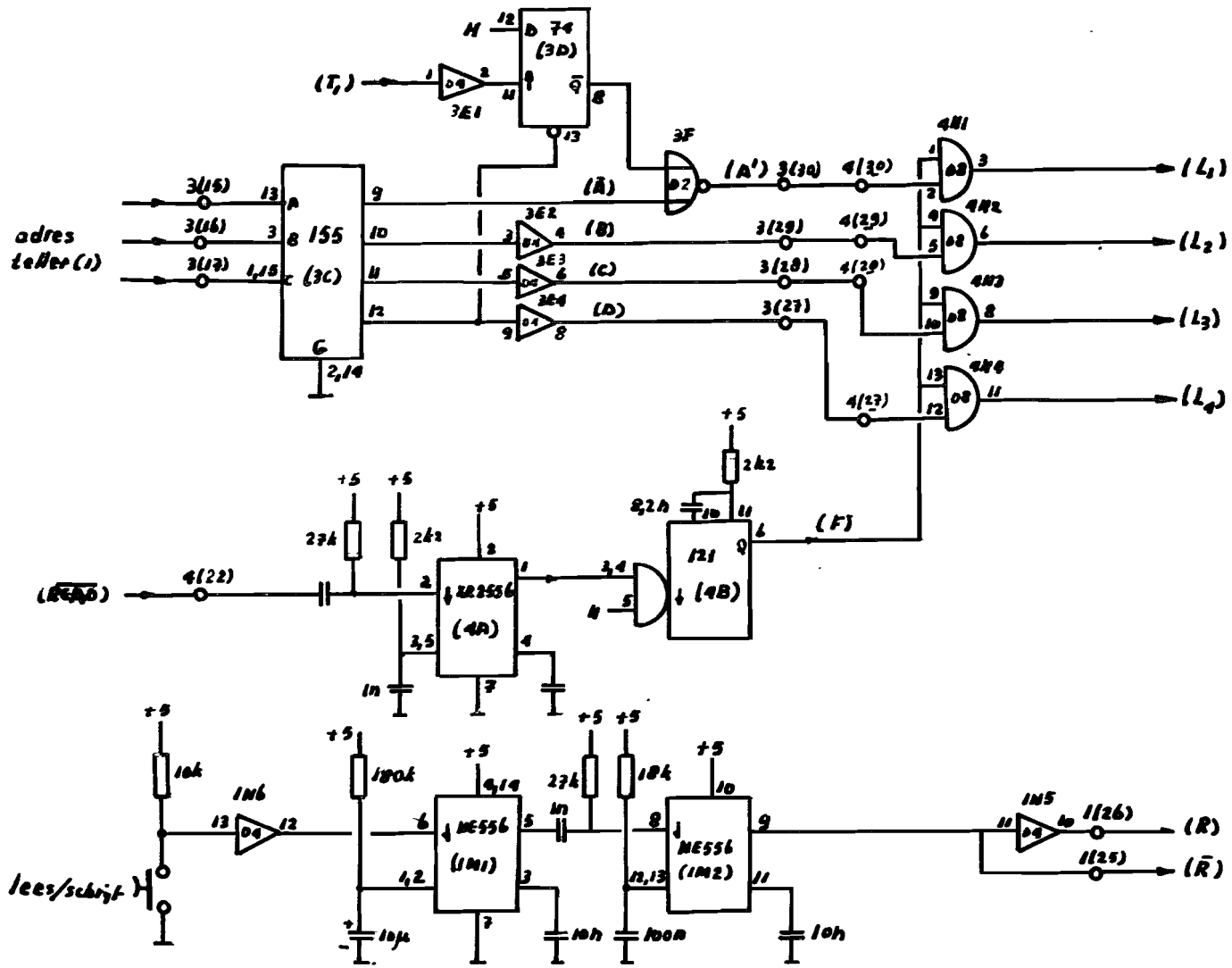
Figuur 21.



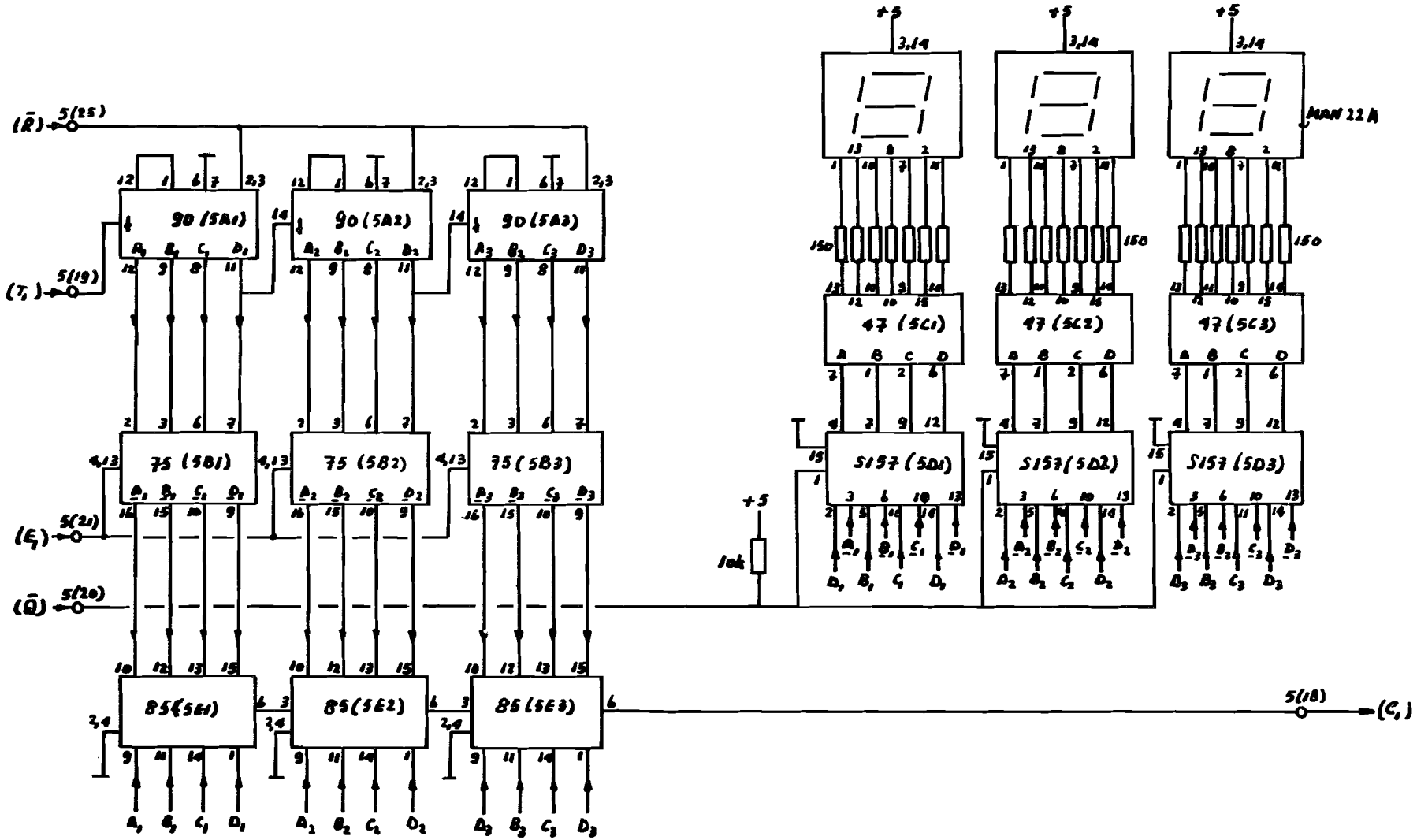
figuur 22



Figuur 23



figuur 24



Figuur 25

3.2.4. De digitaal-analoog convertors.

Deze hebben tot taak om de asynchrone machine bij de z.g. statische meting te sturen (zie figuur 1). Daartoe worden bij elke gemeten rotorpositie door het dataverwerkingssysteem vier corresponderende stroomwaarden (in digitale vorm) gegenereerd.

De informatie (data) die aangeboden wordt aan een D.A.convertor, staat in een sign-magnitude codering. Door dimensionering van de A.D. convertor schakeling (in het dataverwerkingssysteem) komt de maximale binaire waarde namelijk:

01111111,

overeen met een stroomwaarde (aan één ingang van het dataverwerkingssysteem) van:

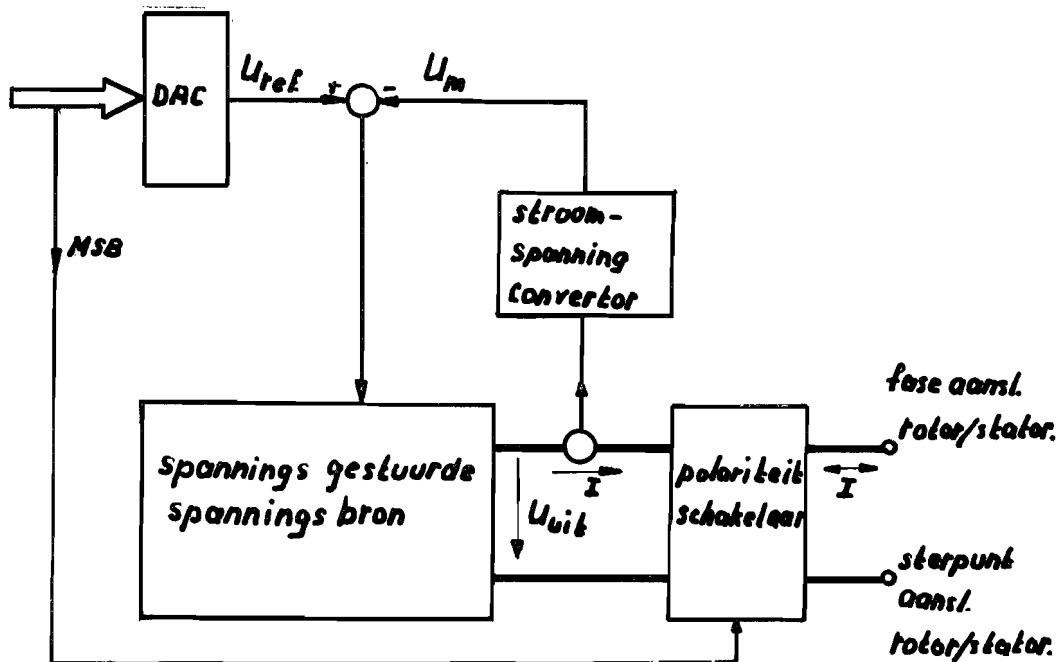
$25 \cdot 25 / 2^7$ A.

Dit betekent dat bij aansturing van een D.A.convertor met de maximale (binaire) waarde, een stroom van bovengenoemde grootte moet worden gegenereerd. We merken hierbij op dat de stroomrichting (van/naar A.S.M.) wordt bepaald door het MSB van de aangeboden data. De realisatie van een D.A.convertor kan op een aantal manieren worden uitgevoerd. Twee manieren worden nu toegelicht, te weten:

- a. Teruggekoppelde spanningsbron.
- b. Directe stroomsturing.

ad a.

Het principe van deze conversie is weergegeven in figuur 26.



Figuur 26.



Bij deze conversie methode wordt de data (uitgezonderd het MSB) aangeboden aan een D.A.convertor, die afhankelijk van de binaire waarde een spanning (U_{ref}) afgeeft.

Deze spanning wordt vergeleken met een gemeten spanning (U_m) die een maat is voor de stroom (I) die door de spannings gestuurde spanningsbron wordt geleverd. Door het in de spanningsbron opgenomen regelsysteem wordt de uitgangsspanning (U_{uit}) zodanig geregeld dat de waarde van de referentiespanning overeenkomt met de gemeten spanning. Het MSB (teken van de stroom) schakelt de polariteits schakelaar in de juiste stand.

ad b.

Een veel directere stroom conversie is aangegeven in figuur 27.

Hierbij wordt gebruik gemaakt van een zevental stroombronnen die door de data (uitgezonderd het MSB) afhankelijk van de binaire waarde worden ingeschakeld. Het MSB stuurt de polariteits schakelaar. Daarbij wordt (1) of (2) met de fase aansluiting doorverbonden (tegelijk wordt dan natuurlijk (2) of (1) met de sterpuntsaansluiting doorverbonden). Een consequentie van dit schakelen van de uitgangslijnen is dat de D.A.convertor moet zijn voorzien van een "eigen" voeding (U_p).

Hierbij moet de stuurlogica behorend bij het data-verwerkingssysteem en de A.D.convertors galvanisch gescheiden zijn. Deze scheiding kan tot stand worden gebracht met opto-koppelaars of relais.

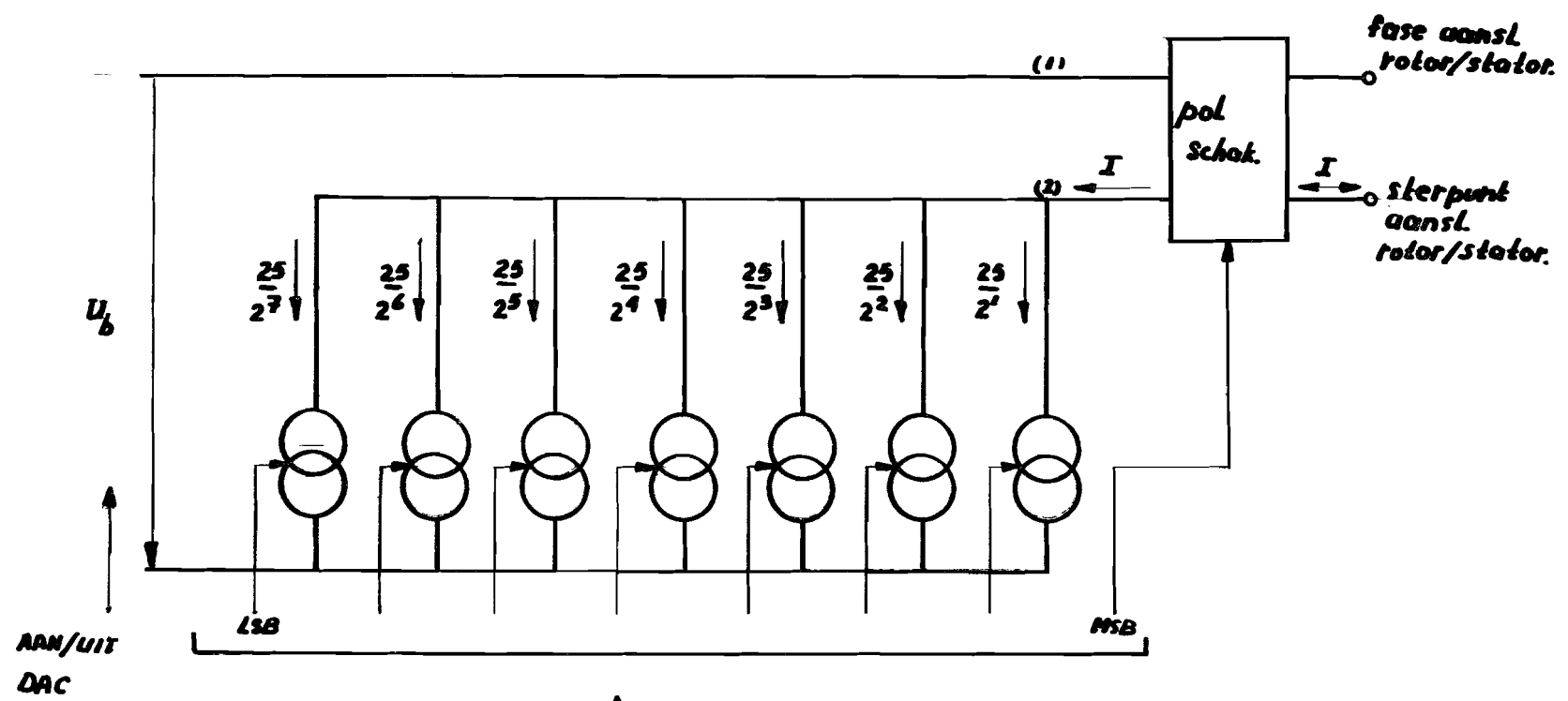
Tenslotte merken we op dat elke convertor voorzien is van een aan/uit schakelaar die d.m.v. het "aan/uit DAC" signaal vanuit de logica kan worden gestuurd. De reden hiervoor is dat de D.A.convertors pas actief mogen worden nadat de juiste data is gegenereerd en de rotor is geblokkeerd. Daarna pas worden m.b.v. een "koppel meet" toets de D.A.convertors geactiveerd gedurende de koppel meettijd.

Een en ander wordt in (3.2.5) nog nader toegelicht.

3.2.5. Koppel dataverwerkingssysteem.

Doel van de gehele meetmethode is het meten van het koppel als functie van de rotorstand gedurende één periode van de rotorstroom.

Het ligt voor de hand dat het resultaat van de koppelmeting bij elke "meet" positie op een of andere wijze moet worden geregistreerd. Dit kan worden gerealiseerd door gelijktijdig de meet resultaten toe te voeren aan een schrijver en aan een bandponser.



figuur 27





Het gebruik van een schrijver (x-y recorder) is nuttig om een directe controle op het functioneren van het gehele meetsysteem mogelijk te maken, terwijl verwerking van de meetresultaten m.b.v. een ponsband de mogelijkheid biedt om de resultaten door de computer te laten analyseren.

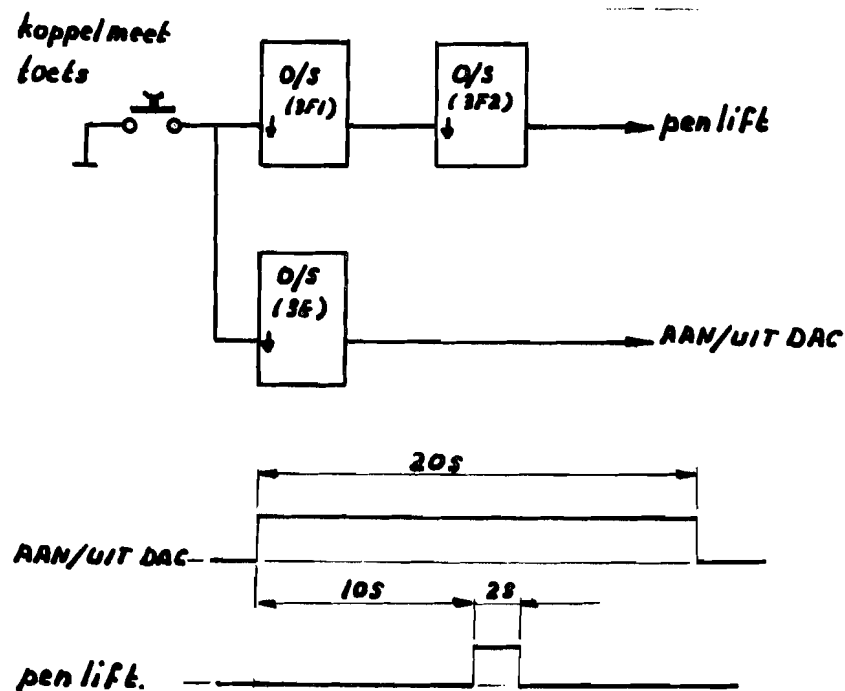
De registratie van de koppelmeetwaarde vindt plaats nadat de D.A.convertors zijn geactiveerd en de D.A.convertor stromen hun eindwaarden hebben bereikt. Daarna worden de convertors weer uitgeschakeld. Het is van belang de inschakeltijd van de convertors kort te houden i.v.m. onvoldoende koeling van de geblokkeerde machine.

Achtereenvolgens worden de genoemde registratie methodes nader toegelicht.

a.verwerking van de meetresultaten m.b.v. een schrijver. Het is hierbij nuttig gebruik te maken van een x-y recorder die voorzien is van een z.g. penlift functie die extern kan worden gestuurd.

Aangezien het koppelmeetsignaal in de vorm van een analoge spanning beschikbaar is kan dit direct op de y-ingang van de recorder worden geplaatst.

De penlift sturing alsmede de sturing van de DAC aan/uit schakelaars wordt toegelicht m.b.v. figuur 28.



Figuur 28.



Bij indrukken van de "koppelmeet" toets worden zowel O/S-3F1 als O/S-3E geactiveerd. Dit heeft tot gevolg dat het (aan/uit DAC) signaal "hoog" wordt en de D.A. convertors worden geactiveerd. Na een zodanige tijd (nu ingesteld op 10 sec) dat de D.A. stromen huneindwaarde zeker hebben bereikt wordt het (pen lift) signaal "hoog" waarna de koppelmeetwaarde door de schrijver wordt geregistreerd.

Het werkelijke schema is weergegeven in figuur 29.

De wijze waarop de x-sturing voor de x-y recorder tot stand komt wordt toegelicht aan de hand van het blokschema volgens figuur 30a en het "timing diagram" volgens figuur 30b.

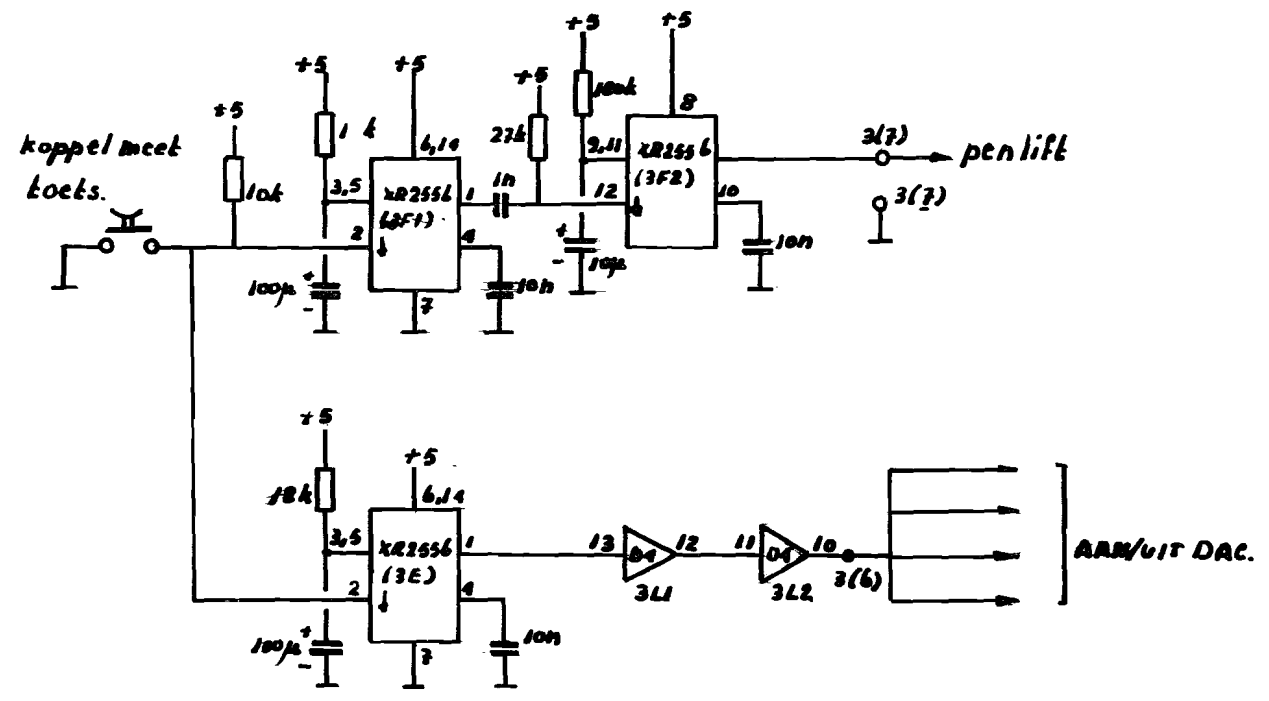
Bij indrukken van de "lees/schrijf" toets wordt de meting gestart door het tijdelijk "laag" worden van (R). Dit heeft tot gevolg dat de binaire teller (in de 3G,3F3 eenheid) in de nul stand wordt geplaatst, en de schakelaar (S) via FF-3H,3F2 in de stand (1). Bij het "hoog" worden van het (Gate) signaal, begint de binaire teller (T_1) pulsen te tellen. Door de teller inhoud aan te bieden aan een D.A. convertor, verandert de uitgangsspanning van deze convertor ($U_{D/A}$) stapsgewijze (de spanningsverandering komt overeen met de verandering van 1 LSB) bij elke (T_1) puls.

De 3G,3F3 eenheid is dus in feite een trapspannings generator die gestuurd wordt door (T_1) pulsen. Aangezien we te maken hebben met een acht bit binaire teller wordt de uitgangsspanning ($U_{D/A}$) na de 256-ste puls weer laag. Dit is dan ook de reden dat het ($U_{D/A}$) signaal ongeschikt is voor de x-sturing van de schrijvers, immers het aantal (T_1) pulsen kan maximaal 512 zijn (beperking door de geheugencapaciteit van de RAM).

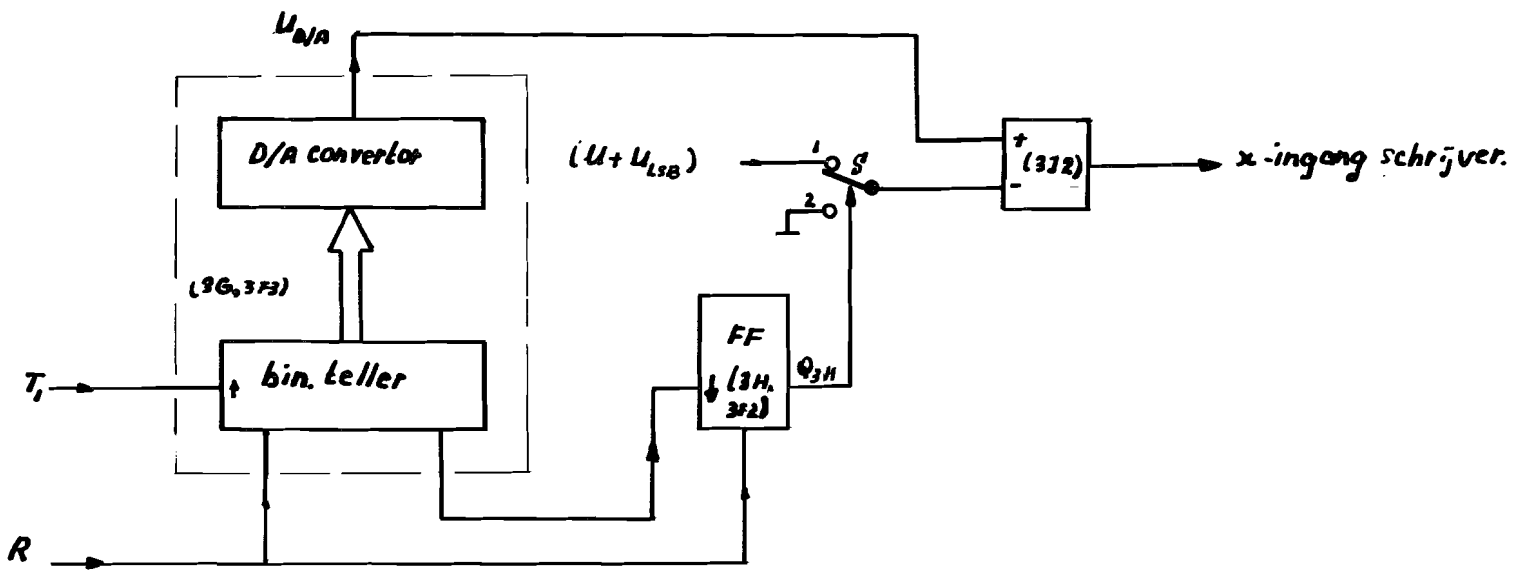
Door gebruik te maken van de opteller 3J2 die vanaf de aanvang van de meting tot aan de 256-ste (T_1) puls, bij het ($U_{D/A}$) signaal een spanning van $-(U+U_{LSB})$ optelt, wordt een signaal verkregen dat wel geschikt is voor de sturing van de schrijver.

Hiermee is nu een trapspannings generator gerealiseerd die bruikbaar is voor maximaal 512 (T_1) pulsen. Het werkelijke schema van de x-sturing is aangegeven in figuur 31.

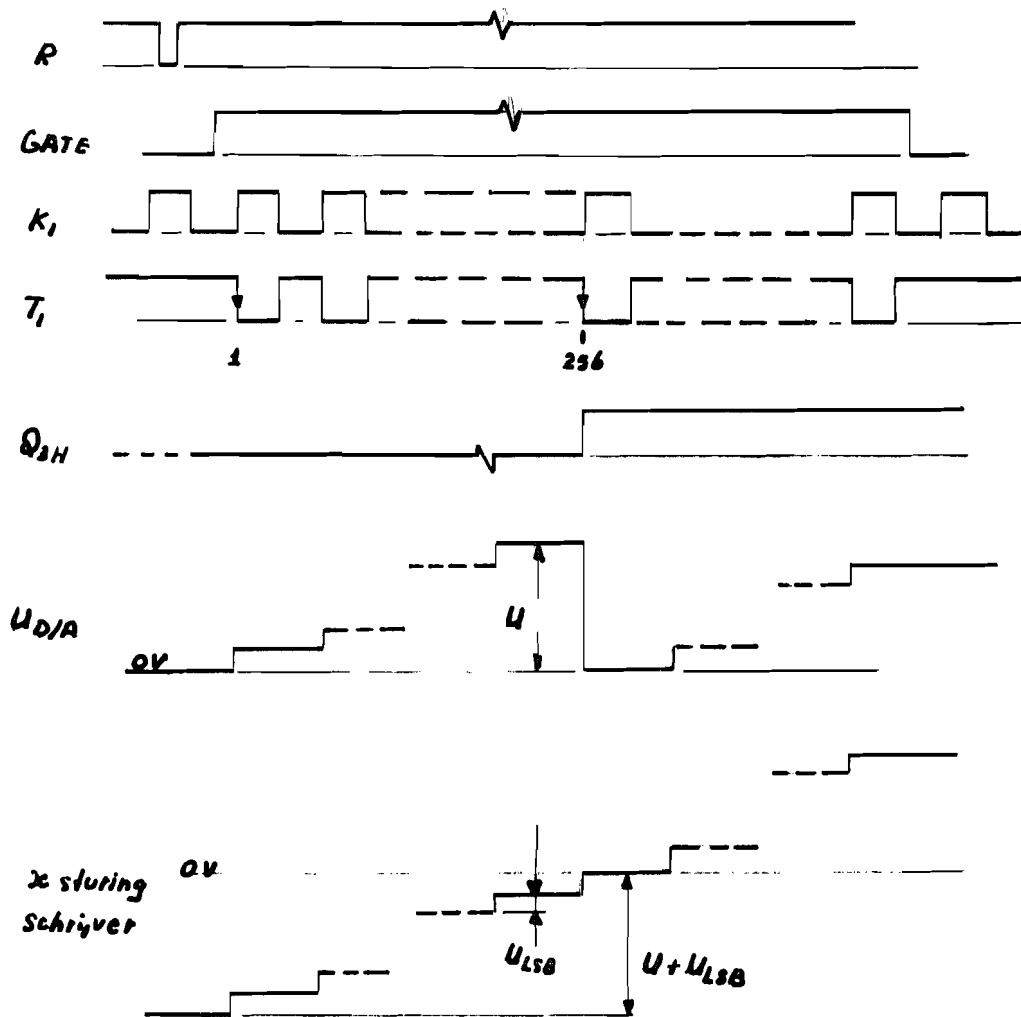
Overigens wordt de x-sturing ook benut voor het testen van de dataverwerkings eenheid.



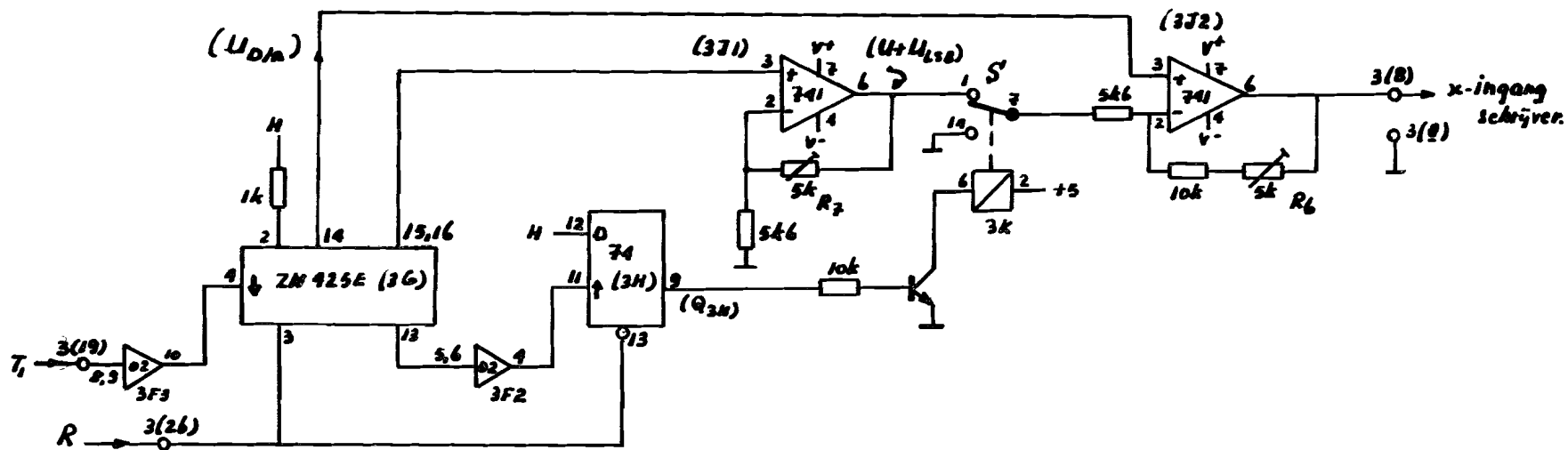
figuur 29.



figuur 30 a.



Figuur 30b.



figuur 31.



b.de verwerking van het analoge meetsignaal m.b.v. een bandponser betekent dat analoog-digitaal conversie van het signaal moet plaats vinden. Uitgaande van de stuursignalen volgens figuur 28 kunnen langs eenvoudige weg de vereiste signalen voor de A.D.convertor (een A/D "start conversie" signaal) en bandponser worden gerealiseerd.

Tot besluit van deze beschrijving van de koppelmeetmethode merken we op dat het bij deze methode toegepaste (ontwikkelde) dataverwerkingssysteem algemeen bruikbaar is in die gevallen waar meer analoge signalen gelijktijdig moeten worden geregistreerd. Wel is het leerzaam om de sturing van het systeem in de toekomst te realiseren m.b.v. een microprocessor, waardoor het systeem beter hanteerbaar wordt.

We merken t.a.v. de realisatie van de gehele koppelmeetmethode op dat de werkzaamheden beperkt zijn gebleven tot het dataverwerkingssysteem. De laatste twee onderdelen welke zijn aangegeven in (3.2.4) en (3.2.5) moeten nog worden uitgevoerd. Dit is dan ook de reden dat schema's die betrekking hebben op deze delen voor een deel ontbreken.

✓

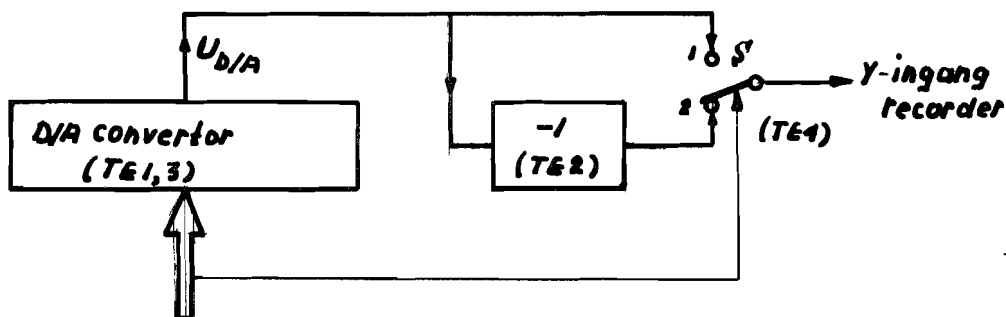
4.0. Meetresultaten.

De meetschakeling is nog niet voltooid, met dien verstande dat resultaten beperkt blijven tot het testen van de schakeling volgens figuur 1 (3.2); dit is de geplande meetschakeling minus de D.A. convertors en het koppel dataverwerkingssysteem.

Teneinde het systeem onder deze condities te beproeven is een z.g. D.A "test" schakeling gebouwd die de plaats van de D.A. convertors inneemt. Nadat eerst een dynamische meting uitgevoerd is (dus een "set" meting gevolgd door een "registratie" meting) kunnen de gemeten stroomwaarden m.b.v. een schrijver worden geregistreerd tijdens een simulatie van de statische meting. Daarbij maken we gebruik van de x-sturing van de schrijver beschreven in (3.2.5). De binaire stroomwaarde na D.A. conversie, wordt benut voor de y-sturing van de recorder. Het verschil tussen de echte statische meting en de test meting is dat de binaire informatie in het eerste geval naar de D.A. stroomconvertors wordt gevoerd en in het andere naar de schrijver.

In één figuur kunnen de stromen als functie van de rotorpositie gedurende één rotorstroomperiode worden geregistreerd door de statische meting vier keer uittevoeren.

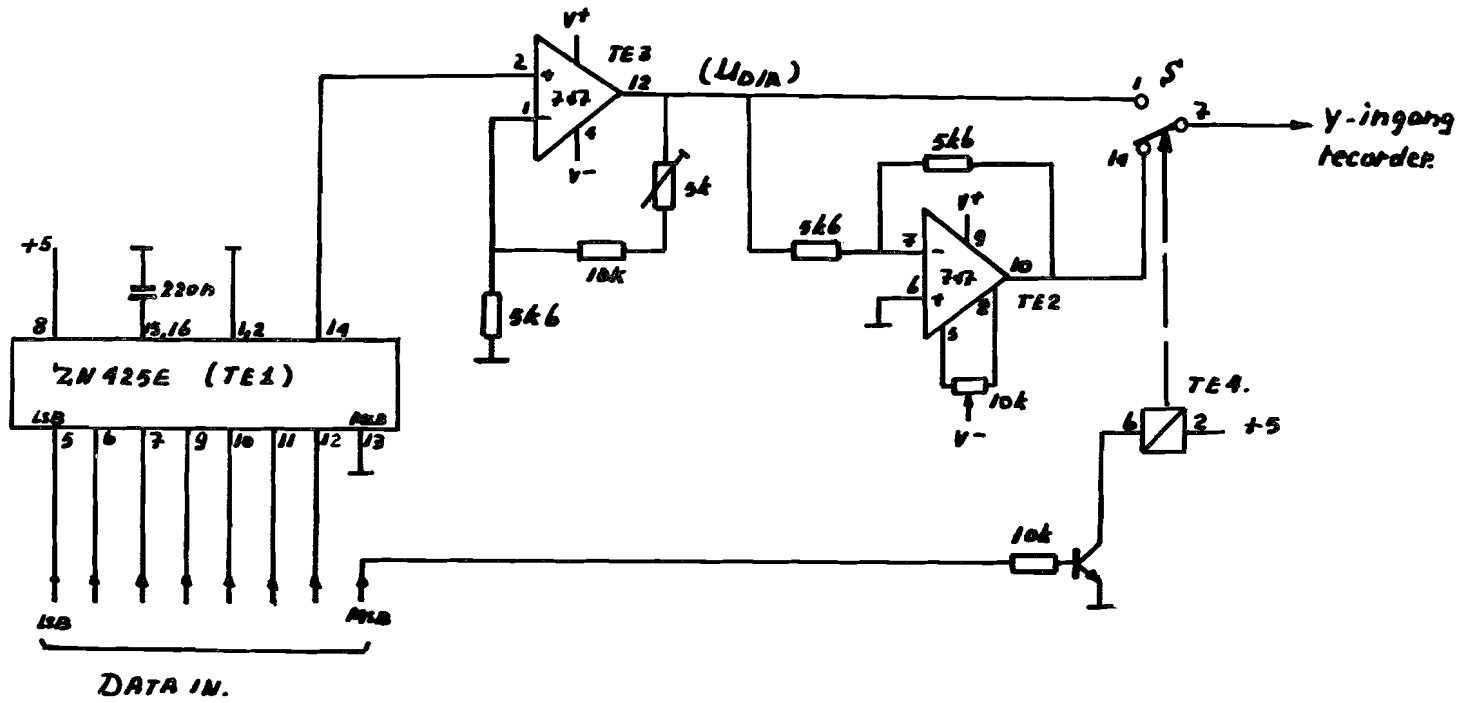
De voor dit doel ontwikkelde "test" schakeling wordt nu toegelicht m.b.v. figuur 1. Het werkelijke schema van deze "test" schakeling is weergegeven in figuur 2.



Figuur 1.

De data afkomstig van een buffergeheugen (figuur 9 (3.2.3)) wordt (uitgezonderd het MSB) aangeboden aan de D.A. convertor TE1,3.

De grootte van de uitgangsspanning ($U_{D/A}$) wordt bepaald door de binaire waarde van de aangeboden data.



figuur 2



Afhankelijk van het teken van het MSP wordt de y-ingang van de recorder, naar de (U_T/A) of de geïnverteerde (U_D/A) spanning geschakeld (MSP= '1', dan schakelaar S in stand 1).

De beproeving van het systeem wordt gedaan door de ASM op te nemen in de volgende schakelingen:

1. ASM aan rotorzijde afgesloten met weerstanden.
2. ASM opgenomen in O.S.K. schakeling.

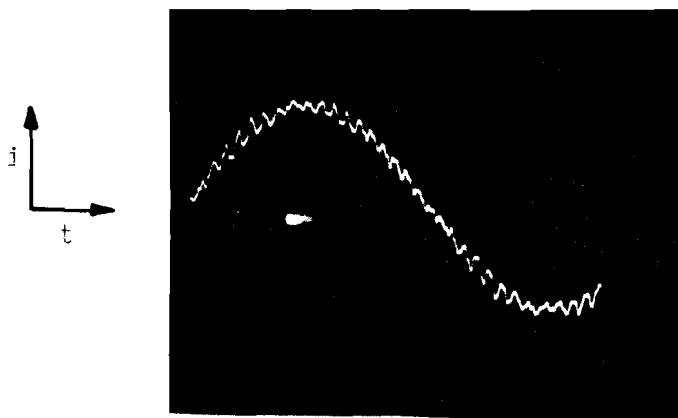
ad 1.

Daartoe worden in figuur 1 (3.2.) de rotoraansluitingen van de ASM i.p.v. naar de gelijkrichter, naar drie in stergeschakelde rotorweerstanden (elk 1Ω) gebracht.

Door het uitvoeren van de reeds eerder beschreven procedure worden de stator/rotor stromen door het dataverwerkingssysteem geregistreerd.

Tijdens een z.g. statische meting wordt dan door gebruik te maken van een x-y recorder het geheugen uitgelezen. De figuren 3a en 3b geven het resultaat van deze meting weer. Hierbij is in figuur 3a slechts één rotor-resp. stator stroom weergegeven om de stroomvorm beter tot uiting te laten komen.

We vergelijken nu de rotorstroom verkregen m.b.v. het dataverwerkingssysteem met de fotografische opname volgens onderstaand figuur,

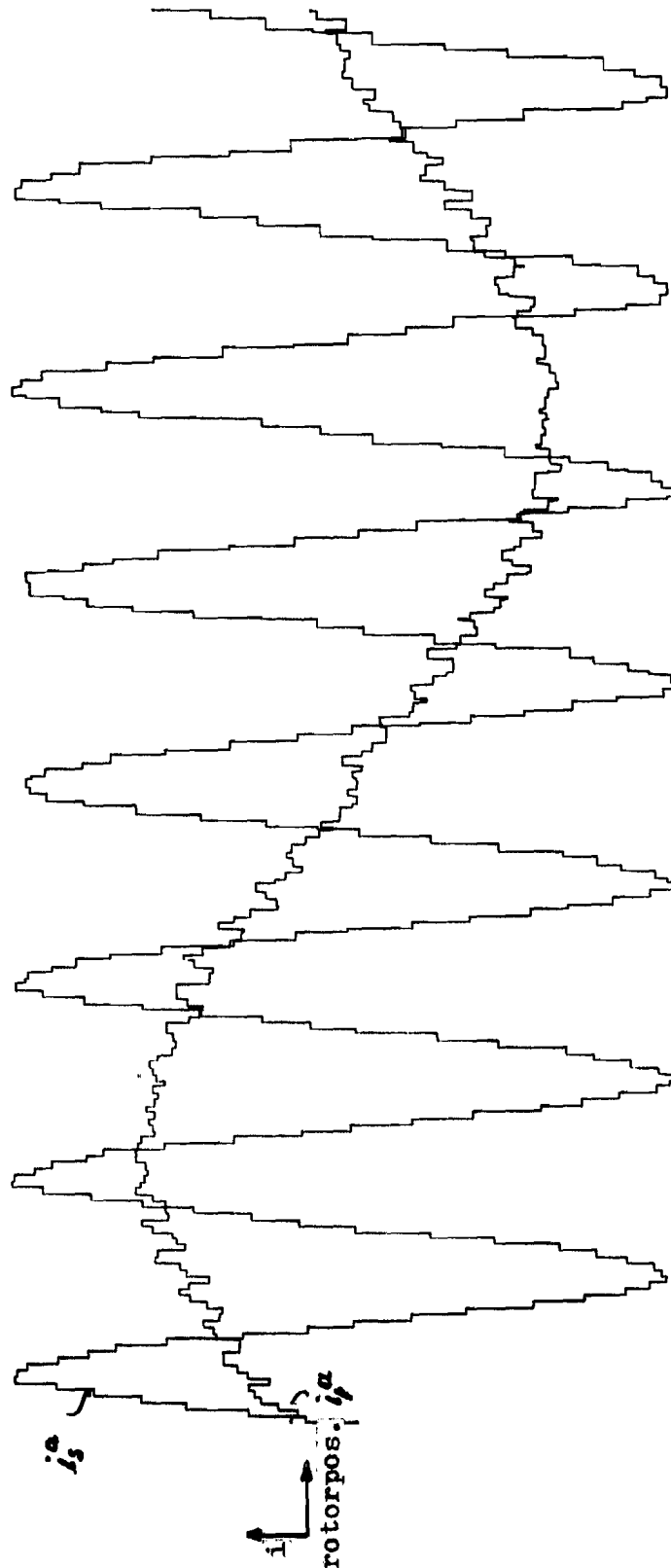


slip 0.14.

en konkluderen dat het "onlossend vermogen" van het systeem, bepaald door de resolutie van de A.D. convertor, voldoende is.

Figuur 3b geeft alle vier stromen weer, waaruit duidelijk de onderlinge faserelatie tussen statorstromen en rotorstromen naar voren komt. Overigens is in beide figuren (3a, 3b) duidelijk de invloed van de signaalquantisering te zien.

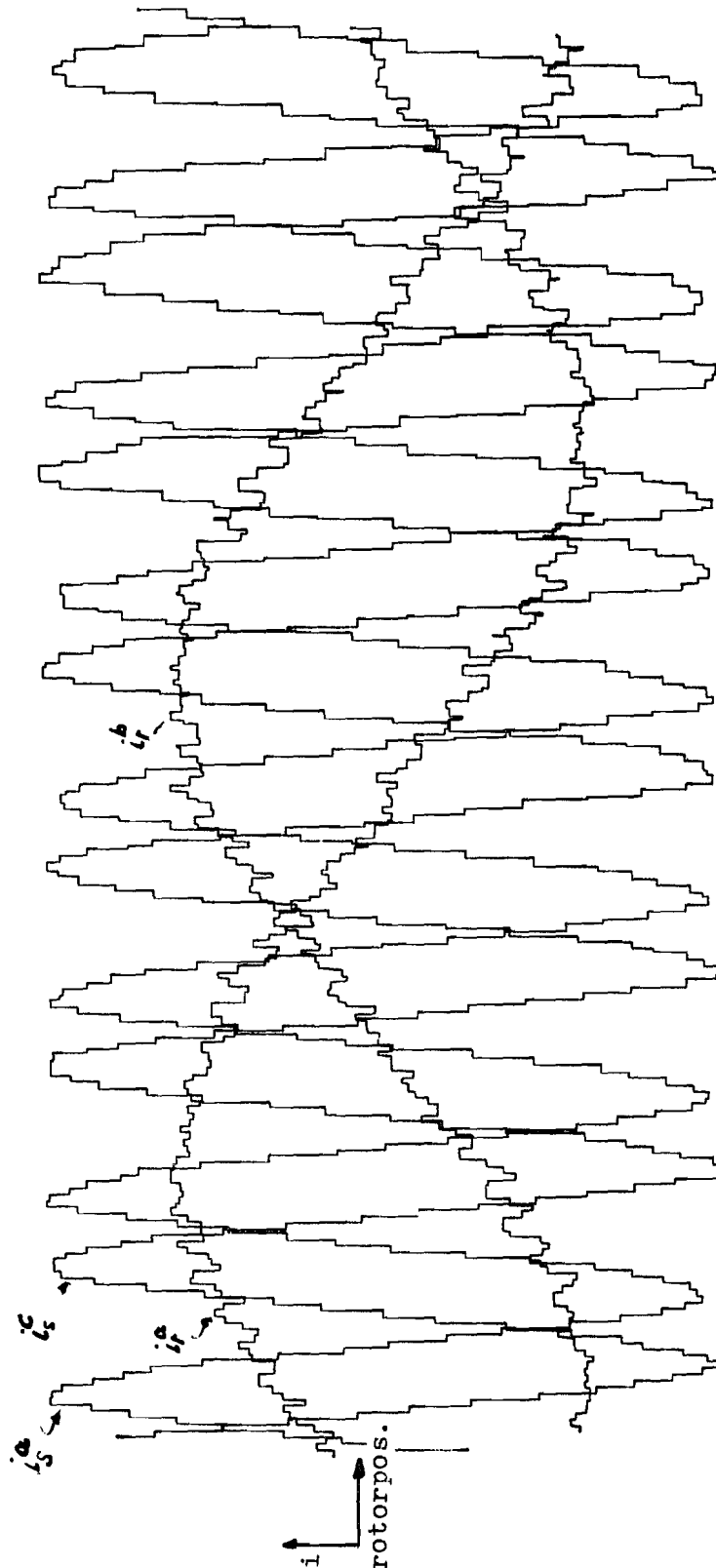
Rotor/statorstromen gemeten met het dataverwerkingssysteem.



figuur 3 a

slip = 0.14

Rotor/statorstromen gemeten met het
dataverwerkingsysteem.



figuur 3b

Slip = 0.19



Bij deze meting zijn bij de (dynamische) stroomregistratie 225 rotorposities in een rotorstroomperiode gemeten.

Uitgaande van de relatie:

$$\text{slip} = \frac{36}{36 + N},$$

met:

N=aantal gemeten rotorposities in een rotorstroomperiode, kan de corresponderende slipwaarde worden berekend.

In dit geval is de meting uitgevoerd bij slip=0.14.

ad 2.

In ad 1 heeft de afsluiting van de ASM met rotorweerstand tot doel gehad om de goede werking van het dataverwerkingssysteem te illustreren. In deze paragraaf wordt de schakeling volgens figuur 1 (3.2.) gebruikt om de rotorstroomvorm voor een drietal slipwaarden te registreren d.m.v. een x-y recorder en deze vervolgens te vergelijken met de berekeningsresultaten. Daarbij wordt de machine belast volgens de condities overeenkomend met die aangenomen bij de berekeningen.

In de figuren 4a,b,c is het resultaat van deze metingen weergegeven. Hierbij is in elk figuur de slipwaarde aangegeven waarbij de meting is uitgevoerd. Ter vergelijking zijn ook nu weer de fotografische opnamen corresponderend met de figuren 4a,b,c weergegeven in de figuren 4d,e,f.

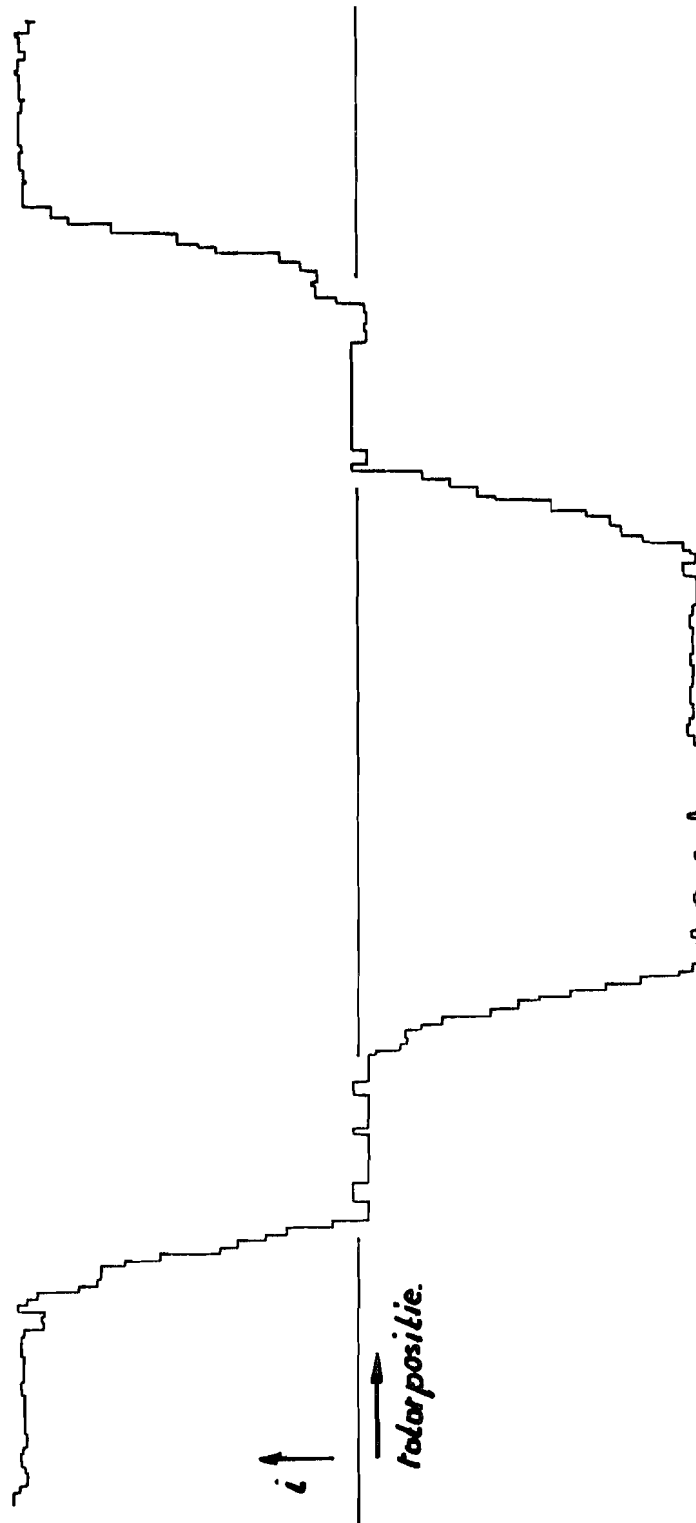
De slingeringen die voorkomen in de figuren 4a,b,c en 4d,e,f hebben een asynchroon karakter. Derhalve kunnen er verschillen optreden tussen de genoemde figuren als gevolg van verschillende opname tijdstippen.

Om een betere vergelijking van de resultaten volgens de figuren 4a,b,c onderling mogelijk te maken zijn deze figuren genormeerd op een gelijke maximale x-uitwijking van de schrijver. Een kwalitatieve beschouwing van de resultaten leert dat bij slip=1/6 de rotorstroom tijdens commutatie aanmerkelijk verandert in vergelijking met de twee andere metingen voor slipwaarden boven en onder slip=1/6.

Dit is in overeenstemming met het berekende resultaat volgens figuur 7b (2.3.2).



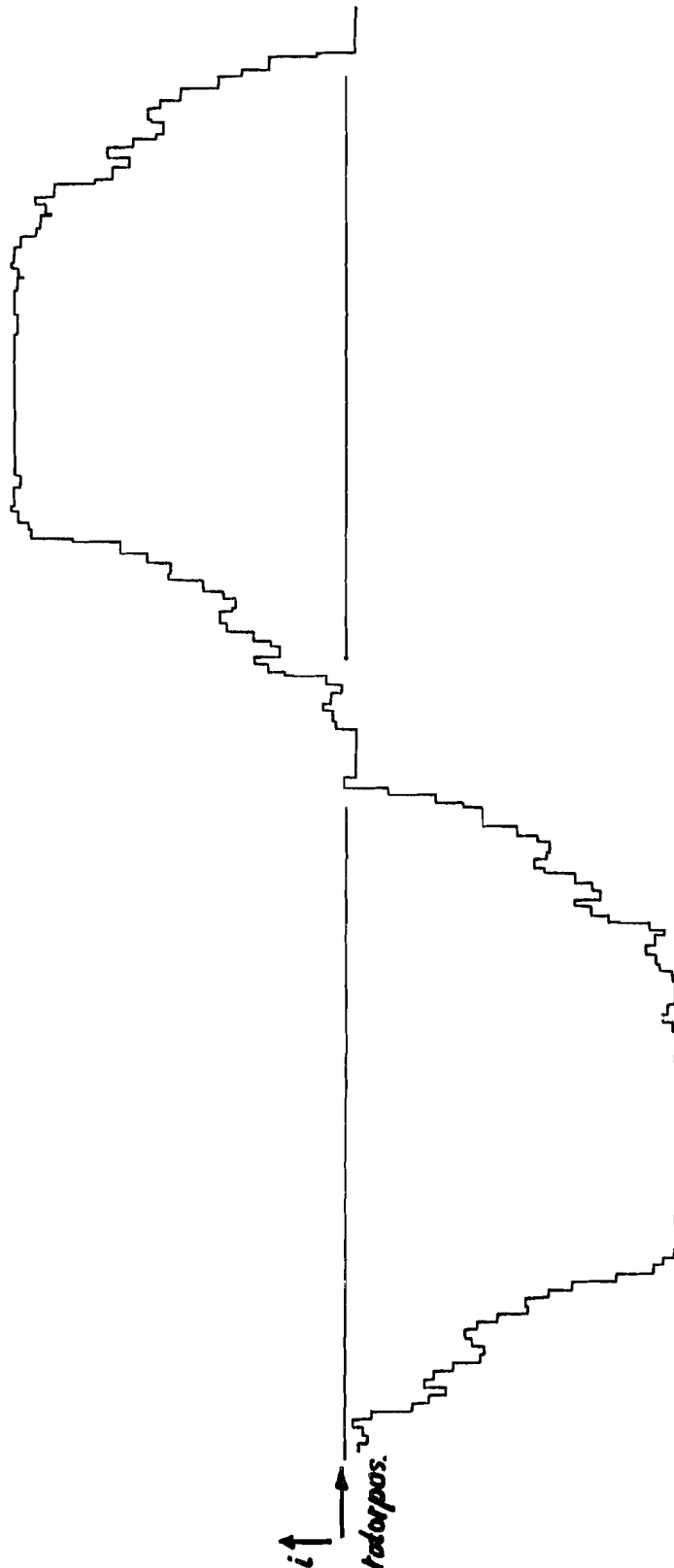
Rotorstroom gemeten met het
dataverwerkingssysteem.



figuur 4 a

slip = 0.135

Rotorstroom gemeten met het
dataverwerkingssysteem.



Figuur 4b

slip = 1/6

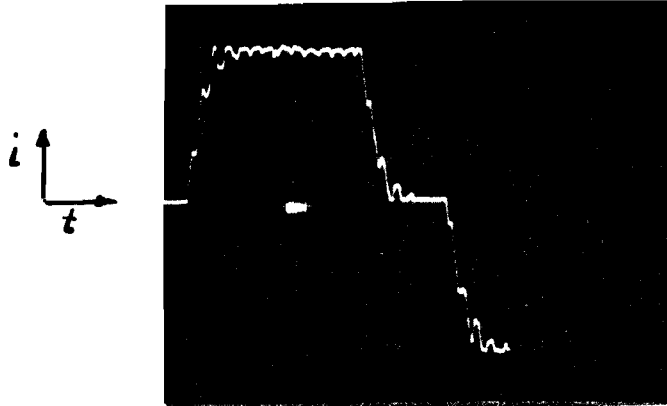
Rotorstroom gemeten met het
dataverwerkingssysteem.



Figuur 4c.

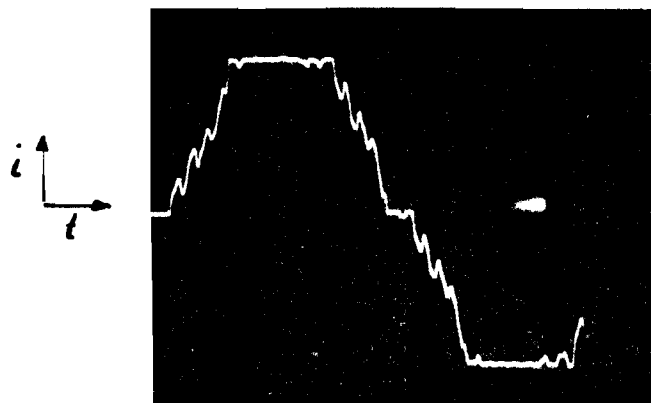
slip = 0.195

Fotografische opnamen rotorstroom.



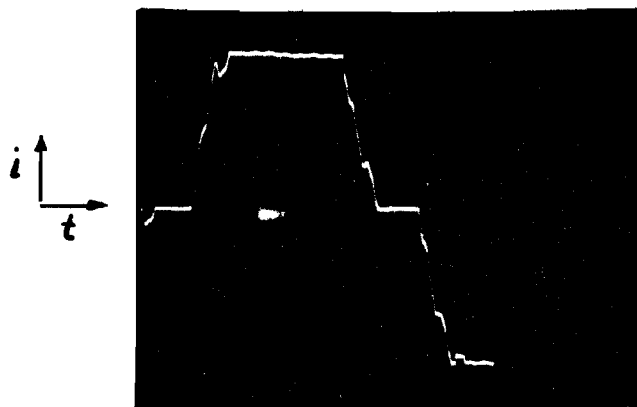
slip = 0.135

figuur 4d



slip = 1/6

figuur 4e



slip = 0.195

figuur 4f.



Opvallend is dat o.a. tijdens commutatie de rotorstroomvorm een eerder genoemde slingering vertoont die niet in het resultaat van de berekening naar voren is gekomen. Vooral bij slip=1/6 (figuur 4b,e) is deze slingering goed waarneembaar.

Een eerste onderzoek heeft uitgewezen dat hiervoor twee oorzaken aan te geven zijn namelijk:

- de invloed van een niet zuiver sinusvormige statorvoeding. Met name de aanwezigheid van een 5-de en 7-de harmonische in de lijnspanning.
- de invloed van de machine-vertanding.

Tenslotte merken we op dat de invloed van het toerental duidelijk waarneembaar is in de resultaten volgens de figuren 4a,b,c, in de vorm van een verandering van het aantal bemonsteringen in een rotorstroomperiode.



5.0. Aanbevelingen met betrekking tot het
onderzoek.

We maken hierbij onderscheid tussen de:

- a. theoretische aspecten.
- b. praktische aspecten.

ad a.

De differentiaalvergelijkingen (2.4 en 2.5 in hoofdstuk 2.3) die de rotor/statorstromen beschrijven tijdens commutatie en daarbuiten zijn numeriek opgelost met gebruikmaking van de methode Runge Kutta.

Doordat twee beginvoorwaarden impliciet zijn gegeven is het noodzakelijk om de differentiaalvergelijkingen een groot aantal malen op te lossen teneinde de twee genoemde beginvoorwaarden met voldoende nauwkeurigheid te bepalen.

Willen we bovendien de koppel-slipfunctie berekenen dan moeten de bovenste geschetste berekeningen voor een groot aantal slipwaarden worden uitgevoerd.

Kleinrath daarintegen heeft de differentiaalvergelijkingen opgelost via Laplace transformatie. Daardoor ontstaat een lineair stelsel vergelijkingen waaruit de onbekenden stromen expliciet m.b.v. de regel van Kramer kunnen worden bepaald. Terugtransformatie geeft dan de betreffende tijd-functies in de vorm van een aantal transcendente functies. De hierin voorkomende coëfficiënten moeten hierbij numeriek worden bepaald.

Gezien het feit dat het resultaat van deze berekeningswijze afwijkt van de resultaten van de genoemde berekeningsmethode (vergelijk gestippelde kromme met niet gestippelde kromme in de figuren 6a, 6b in hoofdstuk 2.3.2) is het nuttig deze berekeningen nader uit te werken.

We merken op dat ook bij deze berekeningsmethode op eenzelfde wijze als bij "onze" berekeningen de twee ontbrekende beginvoorwaarden moeten worden bepaald.

ad b.

De koppelmetering m.b.v. de ontwikkelde meetopstelling kan pas worden uitgevoerd indien de in (3.2.4), (3.2.5) aangegeven onderdelen zijn gerealiseerd.

Is dit eenmaal gedaan dan kan de zesde harmonische van het koppel door gebruik te maken van de computer worden berekend. Door uitvoering van deze meting voor een aantal slipwaarden wordt een koppel-slipfunctie verkregen die kan worden vergeleken met de berekende functie volgens figuur 12a (2.3.2).



De fysische achtergrond van een langer wordende commutatie tijd, zoals deze is berekend en gemeten, is vooral nog niet geheel duidelijk.

Een mogelijke verklaring wordt gezocht in het gedrag van de 5-de harmonische van de rotorstroom die juist bij slip= $1/6$ een t.o.v. de stator stilstaand veld geeft.

Meer inzicht in deze problematiek kan worden verkregen door de amplitude van de 5-de harmonische van de rotorstroom als functie van de slip te berekenen en te meten.

Ook is het nuttig om m.b.v. fourier-analyse de stator/rotorstroom componenten te bepalen en m.b.v. deze componenten de trikkoppels te berekenen. Deze indirecte koppelberekeningsmethode heeft als voordeel dat de trikkoppel componenten duidelijk in verband kunnen worden gebracht met de "drijvende" stroom componenten.

Tenslotte kunnen we de trikkoppelamplitude in relatie tot de machine-parameters onderzoeken om tot een sluitende fysische interpretatie te komen.

Een aspect dat tot nu toe niet ter sprake is gekomen is de invloed van de smoorspoel in de O.S.K. schakeling. Dit komt er op neer dat de vraag moet worden gesteld in hoeverre het gerechtvaardigd is om de wisselrichter (met smoorspoel) te vervangen door een stroombron. Om deze vraag te kunnen beantwoorden is door Holec een wisselrichter ter beschikking gesteld, waardoor het mogelijk wordt de eerder genoemde koppelmeetresultaten (ad b) te vergelijken met de meetresultaten in het geval een wisselrichter is opgenomen in de schakeling.

Tenslotte merken we op dat bij metingen verricht aan de O.S.K. een duidelijke instabiliteit in het toerental bereik van $1255 < n < 1285$ waarneembaar is. Het blijkt namelijk niet mogelijk te zijn het toerental van de ASM, door wijzigen van de veldbekrachtiging van de belastingsmachine in te stellen in dit toeren gebied.

Het valt te bezien of na vervanging van de stroombron door de wisselrichter de O.S.K. wel in het genoemde toeren gebied kan functioneren. We dienen hierbij namelijk te bedenken dat de regeling van de O.S.K. met wisselrichter is gebaseerd op het vergelijken van het werkelijke toerental met een "ingesteld" toerental. Een afwijking tussen beide toerentalen heeft een verandering van de ontsteekhoek van de wisselrichter tot gevolg.

Door de GM op te nemen in een Ward-Leonard schakeling kan een "steile" belastingskarakteristiek van de GM worden verkregen zodat mag worden verwacht dat ook het toerengebied van $1255 < n < 1285$ stabiel kan worden bedreven.

←



6.0 Conclusie.

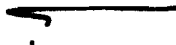
Met behulp van de ontwikkelde berekeningsmethode kunnen naast het tijdonafhankelijke koppel ook de optredende trikkoppel-componenten worden berekend.

Gezien het feit dat de koppelmeetopstelling nog niet is voltooid, kan in dit stadium van het onderzoek nog geen uitspraak worden gedaan aangaande de resultaten van de koppelmeting.

Vergelijking van meet en rekenresultaten zijn op dit moment dus nog niet mogelijk. Wel was het mogelijk om de berekende rotorstroomvorm (tijdens commutatie) te vergelijken met de door meting verkregen rotorstroomvorm.

Dit bleek bij de toegepaste machine goed overeen te komen.

Een eerste voorzichtige conclusie is dat de berekeningsmethode aangegeven in (2.3) als betrouwbaar mag worden beschouwd.





Appendix.

7.1

Transformatie van de bewegingsvergelijkingen naar een willekeurig coördinatenstelsel.

Deze appendix heeft tot doel de lezer beter te informeren omtrent de wijze waarop de machinevergelijkingen hun oorsprong vinden. Daarbij is het nuttig gebruik te maken van vectornotatie.

Deze notatie-vorm maakt het immers mogelijk om op eenvoudige wijze een geschikte keuze t.a.v. het coördinatenstelsel uit te werken. Een en ander zal nader worden toegelicht.

Indien de koperbelegging van een elektrische machine met drie fasen als enkelvoudig harmonisch langs de omtrek verdeeld mag worden beschouwd, kan de resulterende (\underline{B}) vector worden bepaald door sommatie van de afzonderlijke velden der verschillende fasen. Immers elke fase geeft een enkelvoudig (B) veld; sommatie van de drie fasen geeft een veld waarvan de grootte wordt gegeven door de modulus van de (\underline{B}) vector en de richting door het argument van de (\underline{B}) vector. T.g.v. de ruimtelijk symmetrische ligging van de wikkelingen kan de resulterende (\underline{B}) vector (vector in het complexe vlak, waarbij de reële as samenvalt met de as van de "a" spoel) worden voorgesteld door:

$$\underline{B} = \frac{2}{3} (B^a + B^b e^{j\frac{2\pi}{3}} + B^c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (1.1)$$

waarbij B^a de inductie t.g.v. stator- of rotor-spoel "a"-excitatie, is in het hart van die spoel.

Uitgaande van (1.1) kan men analoge betrekkingen opstellen voor spanning, stroom en flux. T.a.v. de stroomvector (\underline{i}) vinden we dan:

$$\underline{i} = \frac{2}{3} (i^a + i^b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i^c e^{j\frac{4\pi}{3}}); \quad (2.1)$$

schrijven we gemakshalve:

$$e^{j\frac{2\pi}{3}} = \underline{a},$$

dan volgt voor (\underline{i}):

$$\underline{i} = \frac{2}{3} (i^a + i^b \underline{a} + i^c \underline{a}^2). \quad (2.1a)$$

Indien voldaan is aan de voorwaarde:

$$i^a + i^b + i^c = 0, \quad (2.2)$$

hetgeen het geval is (sterschakeling rotor en stator met niet uitgevoerd sterpunt) kunnen de fasestromen

worden berekend met de betrekkingen:

$$\begin{aligned} i^a &= Re \underline{i} \\ i^b &= Re \underline{i} \underline{a}^2 \\ i^c &= Re \underline{i} \underline{a}. \end{aligned}$$

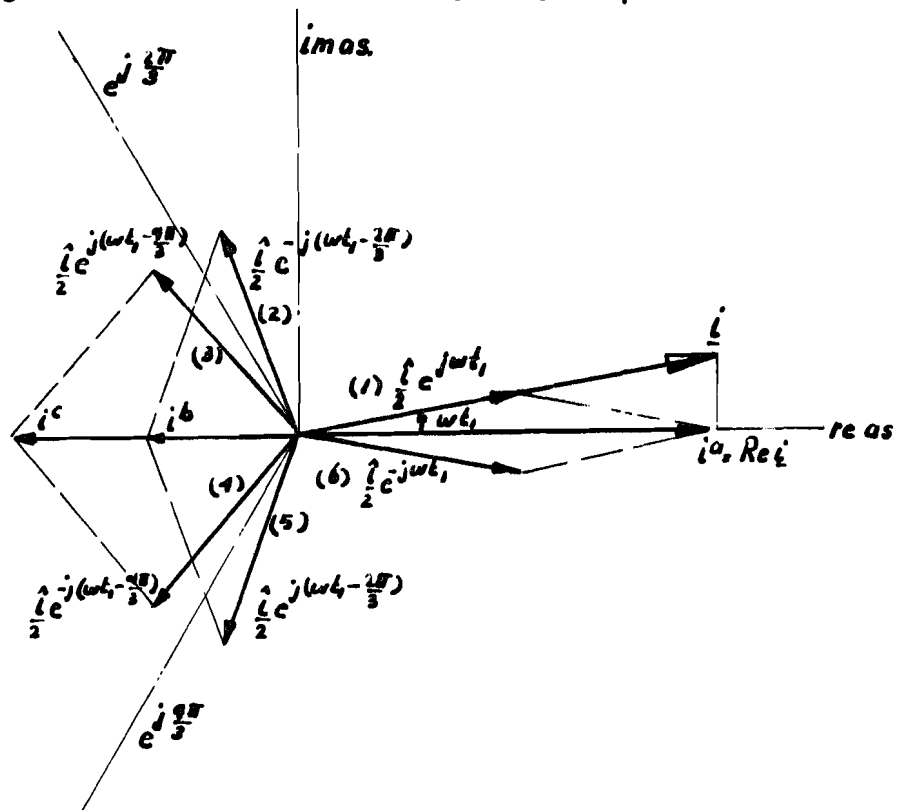
Het tot stand komen van b.v. de stroomvector (\underline{i}) kan uitgaande van de betrekkingen (2.1), (2.2) aan de hand van een voorbeeld worden toegelicht.

Stel dat gegeven is:

$$\begin{aligned} i^a(t) &= \hat{i} \cos \omega t = \frac{\hat{i}}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \\ i^b(t) &= \hat{i} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) = \frac{\hat{i}}{2} (e^{j(\omega t - \frac{2\pi}{3})} + e^{-j(\omega t - \frac{2\pi}{3})}) \\ i^c(t) &= \hat{i} \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) = \frac{\hat{i}}{2} (e^{j(\omega t - \frac{4\pi}{3})} + e^{-j(\omega t - \frac{4\pi}{3})}) \end{aligned}$$

Dit stelsel kan grafisch worden weergegeven (ruimtelijke ligging van de wikkelingen is nog buiten beschouwing gelaten).

Figuur I geeft dit weer voor het tijdstip $t=t_1$.



Figuur I.



Uitgaande van figuur I kunnen de fasestromen worden voorgesteld door:

$$i^a = (1) + (6)$$

$$i^b = (5) + (2)$$

$$i^c = (3) + (4) .$$

Betrekken we in figuur I ook de ruimtelijke ligging van de spoelen door gebruik te maken van betrekking(2.I), dan volgt:

$$\underline{i} = \frac{2}{3} \left((1) + (6) + (5)\underline{a} + (2)\underline{a} + (3)\underline{a}^2 + (4)\underline{a}^2 \right) .$$

Dit geeft juist:

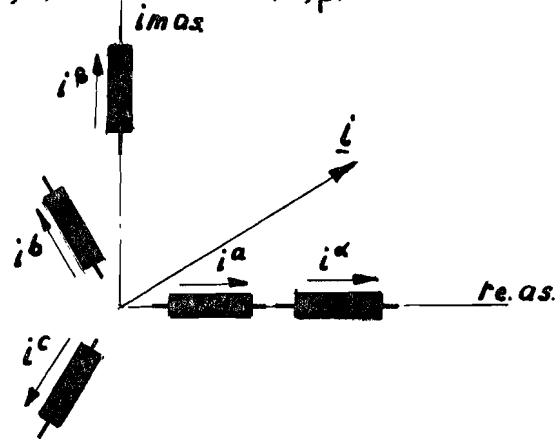
$$\underline{i} = \hat{i}_c^{j\omega t} ,$$

aangezien

$$(2)\underline{a} + (4)\underline{a}^2 + (6) = 0 .$$

Zoals aan het begin reeds is opgemerkt kunnen m.b.v. de vectornotatie de noodzakelijke transformaties eenvoudig worden bepaald. Een aantal hiervan wordt toegelicht.

I. driefase(a,b,c) → tweefase(α,β).



Figuur 2.

Uitgaande van figuur 2 kunnen i^α, i^β worden bepaald, immers:

$$\underline{i} = i^\alpha + j i^\beta$$

ofwel met gebruikmaking van (2.1):

$$i^\alpha = \text{Re } \underline{i} = \frac{2}{3} \text{Re} (i^a + i^b (-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}) + i^c (-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}))$$

$$i^\alpha = \frac{2}{3} (i^a - \frac{1}{2} i^b - \frac{1}{2} i^c);$$

op gelijke wijze kan i^β worden berekend:

$$i^\beta = \frac{2}{3} (\frac{\sqrt{3}}{2} i^b - \frac{\sqrt{3}}{2} i^c),$$

in matrix notatie:

$$\begin{bmatrix} i^\alpha \\ i^\beta \\ - \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ - & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ - & - & - \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i^a \\ i^b \\ i^c \end{bmatrix}.$$

N.B. Om hetzelfde veld te krijgen moet het aantal windingen

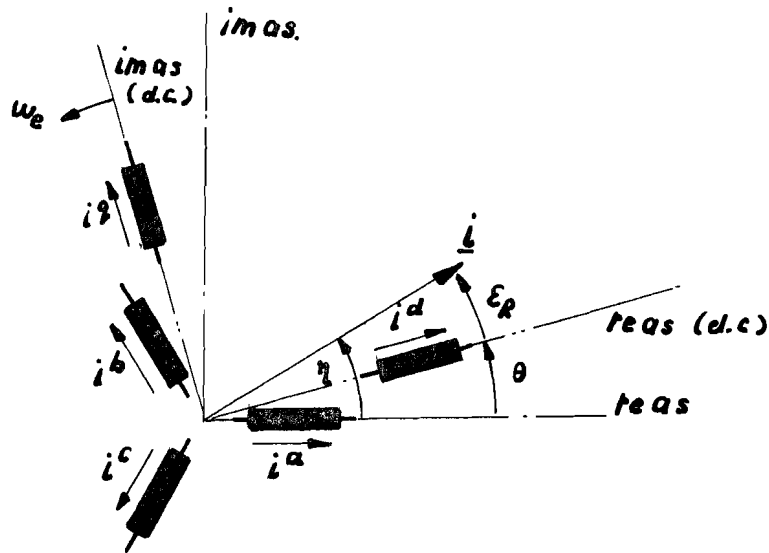
van de semi-vierfasige machine $\frac{2}{3}$ maal zo groot worden genomen als bij de equivalente driefasige machine.

2. driefase(a,b,c) \rightarrow tweefase(d,q).

Coördinaten stelsel verbonden met de rotor.

Toepassing: transformatie stator-grootheden \rightarrow rotor.

d.c.=draaiend coörd.stelsel



Figuur 3.

Stellen we:

$$\omega_e = p \omega_m$$

met:

p=poolpaartal

ω_m =mechanische rotorhoeksnelheid

ω_e =electrische rotorhoeksnelheid

θ =rotorpositie in electrische radialen

dan roteert het coördinatenstelsel (d.c) met hoeksnelheid ω_e . Transformatie van de vector (\underline{i}), uit een "vast" coördinaten stelsel naar een draaiend stelsel volgt uit figuur 3.

Stel gegeven:

$$\underline{i} = \hat{i} e^{j\eta}$$

met:

$$\eta = \epsilon_R + \theta ; \theta = \omega_e t + \theta_0, \text{ dan}$$

volgt:

$$\underline{i} = \hat{i} e^{j(\epsilon_R + \theta)} = \hat{i} e^{j\epsilon_R} e^{j\theta} = \hat{i}_R e^{j\theta},$$



waarbij de index (R) aangeeft dat de vector is bepaald t.o.v. een roterend coördinaten stelsel.

Uitgaande van:

$$\underline{i}_R = \underline{i} e^{-j\theta} = i^d + j i^q$$

volgt na substitutie van (2.1) en gelijkstelling van reële en imaginaire delen:

$$i^d = \operatorname{Re} \underline{i}_R = \operatorname{Re} \left(\frac{2}{3} (i^a e^{-j\theta} + i^b e^{j\theta} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i^c e^{-j\theta} e^{j\frac{4\pi}{3}}) \right)$$

Een gelijke bewerking levert een uitdrukking voor i^q op. In matrix notatie geeft dit:

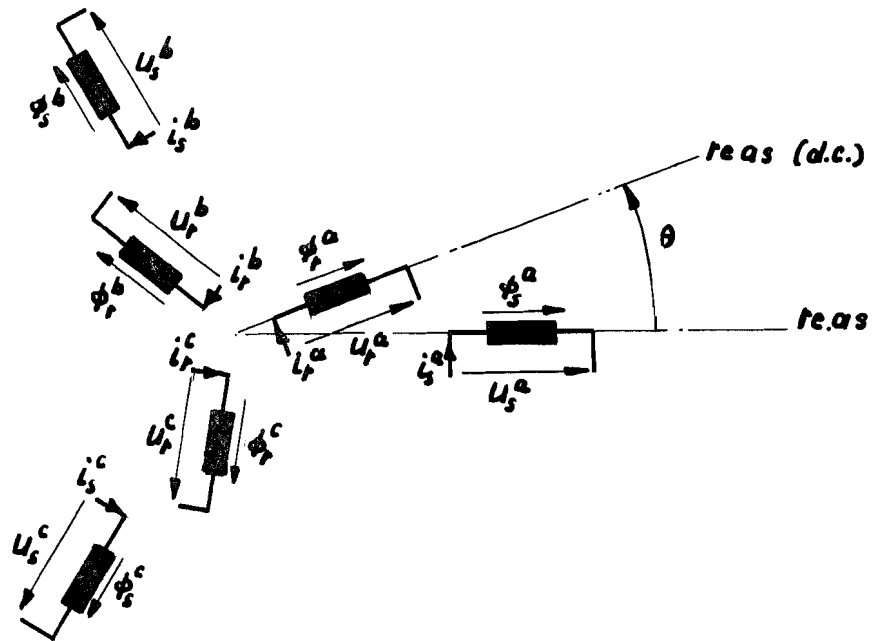
$$\begin{bmatrix} i^d \\ i^q \\ - \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ - & - & - \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i^a \\ i^b \\ i^c \end{bmatrix}$$

Alvorens over te gaan tot coördinaten-transformatie van de bewegingsvergelijkingen, is het nuttig de machine-grootheden te betrekken in de vectoriële notatie.

a. Berekening van de vervangende rotor/stator zelfinductie (L_r, L_s).

Daarbij wordt gebruik gemaakt van de teken conventie volgens figuur 4.

afspraak notatie: $\overset{+}{\text{---}} \overset{U}{\text{---}} \text{---} \overset{-}{\text{---}}$



Figuur 4.

Een uitdrukking voor de gekoppelde flux ϕ_s^a volgt uit figuur 4:

(voor $i_r^a = i_r^b = i_r^c = 0$)

$$\phi_s^a = i_s^a l_s + i_s^b \hat{l}_{s,h} \cos \frac{2\pi}{3} + i_s^c \hat{l}_{s,h} \cos \frac{4\pi}{3};$$

m.b.v. de betrekking (2.2) volgt:

$$\phi_s^a = i_s^a \left(l_s + \frac{1}{2} \hat{l}_{s,h} \right);$$



met:

$$L_{sr} = \frac{3}{2} \hat{L}_{sr}$$

Op gelijke wijze kan ook een uitdrukking voor ϕ_r worden bepaald.

$$\phi_r = \underline{i}_r L_r + \underline{i}_s L_{rs} e^{-j\theta} \quad (3.2)$$

met:

$$L_{sr} = L_{rs}$$

substitutie van:

$$L_s = \hat{L}_{s,h} + L_{s,\sigma}$$

geeft:

$$\phi_s^a = i_s^a (L_{s,\sigma} + \frac{3}{2} \hat{L}_{s,h}) = i_s^a (L_{s,\sigma} + L_{s,h});$$

met:

$$L_{s,h} = \frac{3}{2} \hat{L}_{s,h}; \quad L_s = L_{s,\sigma} + L_{s,h}$$

vinden we tenslotte:

$$\phi_s^a = i_s^a L_s.$$

Op gelijke wijze kunnen we ook ϕ_s^b, ϕ_s^c bepalen.
In vectornotatie komen we dan tot de uitdrukking:

$$\underline{\phi}_s = \frac{2}{3} (\phi_s^a + \phi_s^b \underline{a} + \phi_s^c \underline{a}^2);$$

met gebruikmaking van (2.1) volgt:

$$\underline{\phi}_s = \underline{i}_s L_s.$$

De afleiding voor de vectorieële notatie van de gekoppelde flux in de rotor t.g.v. de rotorstromen ($i_s^a = i_s^b = i_s^c = 0$) is analoog en heeft als resultaat:

$$\underline{\phi}_r = \underline{i}_r L_r$$

b. Berekening van de vervangende coëff. van wederkerige inductie.

Daarbij kunnen we wederom gebruik maken van figuur 4 en berekenen we (ϕ_s^a) waarbij nu ook de terugwerking van de rotorstromen in de berekening wordt betrokken.

$$\phi_s^a = i_s^a L_s + i_r^a \hat{L}_{sr} \cos \theta + i_r^b \hat{L}_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + i_r^c \hat{L}_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3})$$

volledigheidshalve worden ook ϕ_s^b, ϕ_s^c gegeven.

$$\phi_s^b = i_s^b L_s + i_r^a \hat{L}_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + i_r^b \hat{L}_{sr} \cos \theta + i_r^c \hat{L}_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3})$$

$$\phi_s^c = i_s^c L_s + i_r^a \hat{L}_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) + i_r^b \hat{L}_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + i_r^c \hat{L}_{sr} \cos \theta$$

Door gebruik te maken van de e-macht notatie in bovenstaande uitdrukkingen volgt na uitwerking van ϕ_s^a :

$$\underline{\phi}_s = \underline{i}_s L_s + \underline{i}_r L_{sr} e^{j\theta} \quad (3.1)$$

De vectornotatie-vorm voor de spanningsvergelijkingen kunnen worden afgeleid uit de momentane betrekkingen :

$$\begin{aligned} U_s^a &= i_s^a R_s + \frac{d}{dt} \phi_s^a \\ U_s^b &= i_s^b R_s + \frac{d}{dt} \phi_s^b \\ U_s^c &= i_s^c R_s + \frac{d}{dt} \phi_s^c ; \end{aligned}$$

invoering van de ruimtelijke ligging van de spoelen geeft de vectornotatie vorm:

$$\underline{U}_s = \underline{i}_s R_s + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_s ; \quad (3.3)$$

op gelijke wijze kan ook een uitdrukking voor \underline{U}_r worden bepaald.

$$\underline{U}_r = \underline{i}_r R_r + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_r \quad (3.4)$$

We dienen ons te realiseren dat de gevonden betrekkingen (3.1) t/m (3.4) tijd-afhankelijk zijn, waarbij de beide betrekkingen (3.1), (3.3) gerelateerd zijn aan een vast (stilstaand) coördinatenstelsel en de betrekkingen voor de rotor (3.2), (3.4) aan een draaiend (met hoek snelheid ω_e) coördinatenstelsel. Het is wenselijk om ook (3.1), (3.3) te relateren aan dit draaiend coördinatenstelsel. Daarbij kunnen we gebruik maken van de reeds eerder gegeven transformatie (ad.2).

Daaruit volgt:

$$\underline{U}_{sR} = \underline{U}_s e^{-j\theta} ; \underline{\phi}_s = \underline{\phi}_{sR} e^{j\theta} ; \theta = \omega_e t + \theta_0 ;$$

substitutie in (3.1), (3.3) geeft:

$$\underline{U}_s e^{-j\theta} = \underline{i}_s e^{-j\theta} R_s + e^{-j\theta} \frac{d}{dt} (\underline{\phi}_{sR} e^{j\theta}) ;$$

uitwerking $\frac{d}{dt}$ term geeft:

$$\frac{d}{dt} (\underline{\phi}_{sR} e^{j\theta}) = j \underline{\phi}_{sR} e^{j\theta} \omega_e + e^{j\theta} \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{sR}$$

ofwel:

$$\underline{U}_{sR} = \underline{i}_{sR} R_s + j \omega_e \underline{\phi}_{sR} + \frac{d}{dt} \underline{\phi}_{sR} \quad (3.3a)$$

$$\underline{\phi}_{sR} = \underline{i}_{sR} L_s + \underline{i}_r L_{sr} . \quad (3.1a)$$



Het is nuttig i.v.m. computer, berekeningen, de gevonden betrekkingen te normeren.
Onder invoering van:

$$T = \omega_s t, \quad \omega_s = \text{hoek freq. net.}$$

$$\frac{\omega_e}{\omega_s} = (1-s); \quad \frac{\omega_r}{\omega_s} = s;$$

$X_s = \omega_s L_s; X_r = \omega_s L_r; X_{sr} = \omega_s L_{sr}; G = 1 - X_{sr} X_{rs} / X_r X_s$
volgt voor de genormeerde betrekkingen:

$$\underline{U}_{sR} = \underline{i}_{sR} R_s + j \omega_s (1-s) \underline{\phi}_{sR} + \omega_s \frac{d}{dT} \underline{\phi}_{sR} \quad (4.1)$$

$$\underline{U}_r = \underline{i}_r R_r + \omega_s \frac{d}{dT} \underline{\phi}_r \quad (4.2)$$

$$\omega_s \underline{\phi}_{sR} = \underline{i}_{sR} X_s + \underline{i}_r X_{sr} \quad (4.3)$$

$$\omega_s \underline{\phi}_r = \underline{i}_r X_r + \underline{i}_{sR} X_{sr}. \quad (4.4)$$

Tenslotte is het nuttig om een uitdrukking te bepalen voor het koppel (T_e).

Deze uitdrukking laat zich vinden door uit te gaan van de vermogensbalans van de machine. Daartoe moet eerst een uitdrukking voor het momentane vermogen ($p(t)$) worden bepaald. Dit blijkt gelijk te zijn aan:

$$p(t) = \frac{3}{2} \operatorname{Re} (\underline{U} \underline{i}^*) \quad * (\text{toegevoegd complex})$$

hetgeen kan worden geverifieerd door substitutie van de betrekkingen:

$$\underline{U} = \frac{2}{3} (U^a + U^b \underline{a} + U^c \underline{a}^2); \quad \underline{i}^* = \frac{2}{3} (i^a + i^b \underline{a}^2 + i^c \underline{a});$$

$$i^a + i^b + i^c = 0$$

Voor het totale elektrische vermogen (p_{tot}) volgt:

$$P_{\text{tot}} = P_s + P_r = \frac{3}{2} \operatorname{Re} (\underline{U}_{sR} \underline{i}_{sR}^* + \underline{U}_r \underline{i}_r^*);$$

substitutie van:

$$\underline{U}_{sR} = \underline{i}_{sR} R_s + j(1-s) [\underline{i}_{sR} X_s + \underline{i}_r X_{sr}] + \frac{d}{dT} (\underline{i}_{sR} X_s + \underline{i}_r X_{sr})$$



en

$$\underline{U}_r = \underline{i}_r R_r + \frac{d}{dT} (\underline{i}_{sR} X_{sr} + \underline{i}_r X_r)$$

geeft:

$$P_{\text{tot}} = \frac{3}{2} \text{Re} \left[\underline{i}_{sR} \underline{i}_{sR}^* R_s + j(1-s) \underline{i}_{sR} \underline{i}_{sR}^* X_s + j(1-s) \underline{i}_{sR} \underline{i}_r X_{sr} \right. \\ \left. + \underline{i}_{sR}^* \frac{d}{dT} \underline{i}_{sR} X_s + X_{sr} \underline{i}_{sR}^* \frac{d}{dT} \underline{i}_r \right. \\ \left. + \underline{i}_r \underline{i}_r^* R_r + X_{sr} \underline{i}_r^* \frac{d}{dT} \underline{i}_{sR} + X_r \underline{i}_r^* \frac{d}{dT} \underline{i}_r \right];$$

uitwerking van de energiebalans geeft de componenten:

$$\frac{3}{2} (R_s \underline{i}_{sR} \underline{i}_{sR}^* + R_r \underline{i}_r \underline{i}_r^*)$$

=dissipatie in weerstanden

$$\frac{3}{2} \text{Re} \left(s \underline{i}_{sR}^* \frac{d}{dT} \underline{i}_{sR} + X_r \underline{i}_r^* \frac{d}{dT} \underline{i}_r + X_{sr} \left(\underline{i}_{sR}^* \frac{d}{dT} \underline{i}_r + \underline{i}_r^* \frac{d}{dT} \underline{i}_{sR} \right) \right)$$

=toename van magn. veld-
energie per eenheid van
tijd.

Er resteert:

$$\frac{3}{2} \text{Re} j(1-s) \underline{i}_{sR} \underline{i}_r X_{sr} = -\frac{3}{2} X_{sr} \text{Im} (1-s) \underline{i}_{sR} \underline{i}_r = \frac{3}{2} X_{sr} (1-s) \text{Im} (\underline{i}_{sR} \underline{i}_r^*)$$

welk vermogen wordt omgezet in mechanische vorm
(afgegeven vermogen). Aangezien het afgegeven vermogen
gelijk is aan:

$$T_e \omega_m = T_e (1-s) \frac{\omega_s}{p} = \frac{3}{2} (1-s) X_{sr} \text{Im} (\underline{i}_{sR} \underline{i}_r^*)$$

geldt:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{X_{sr}}{\omega_s} \text{Im} (\underline{i}_{sR} \underline{i}_r^*) .$$

=====

Appendix.

7.2

Berekening coëfficiënten A_1, B_1, A_2, B_2 .

Deze volgen door gelijkstelling van de complexe grootheden uit de vergelijkingen (6.7) en (6.8).

Daartoe is het noodzakelijk dat de complexe grootheden uit vergelijking (6.7) nader worden uitgewerkt, hetgeen betekent dat de er in voorkomende complexe factoren moeten worden bepaald.

Deze zijn reeds in hoofdstuk 2 bepaald, maar worden hier nogmaals gegeven (althans die factoren welke hier van belang zijn).

$$\underline{c}_1 = a_1 + j b_1 ;$$

$$\underline{h}_5^* = w_5 - j z_5 ;$$

waarbij w_5, z_5 volgen uit:

$$\underline{h}_5 = \frac{\underline{c}_5}{\underline{c}_1^*} = \frac{a_5 + j b_5}{a_1 - j b_1} = \frac{(a_5 a_1 - b_5 b_1) + j (a_5 b_1 + b_5 a_1)}{a_1^2 + b_1^2} .$$

Gelijkstelling van de reële en imaginaire delen geeft:

$$w_5 = \frac{a_5 a_1 - b_5 b_1}{a_1^2 + b_1^2} ; z_5 = \frac{a_5 b_1 + a_1 b_5}{a_1^2 + b_1^2} ;$$

$$\underline{h}_7 = w_7 + j z_7$$

waarbij w_7, z_7 op gelijke wijze als bij (\underline{h}_5^*) kunnen worden berekend. Dit geeft:

$$w_7 = \frac{a_1 a_7 + b_1 b_7}{a_1^2 + b_1^2} ; z_7 = \frac{b_1 a_7 - a_1 b_7}{a_1^2 + b_1^2} ;$$

$$\underline{i}_{sR}(0) = i_d(0) + j i_q(0) .$$

Uitwerking van de gelijkheid:

$$\underline{c}_1 \underline{i}_{sR}(0) \underline{h}_5^* - \underline{c}_1 \underline{c}_5^* \frac{\chi_{sr}}{s} \frac{j r_s^{-1} \underline{h}_7 (1 + b s)}{(1 + j r_s^{-1} (1 + b s))} \equiv A_1 + j B_1 ,$$

geeft de coëfficiënten A_1, B_1 .



Evenzo volgen uit de gelijkheid:

$$\underline{C}_1 \underline{I}_{SR}(0) \underline{h}_2^* - \underline{C}_1 \underline{C}_1^* \frac{\underline{X}_{S1}}{X_s} \frac{j \underline{r}_s^{-1} \underline{h}_s (1 - bs)}{(1 + j \underline{r}_s^{-1} (1 - bs))} \equiv A_2 + j B_2,$$

de coëfficiënten A_2, B_2 .

!

Appendix.

7.3.

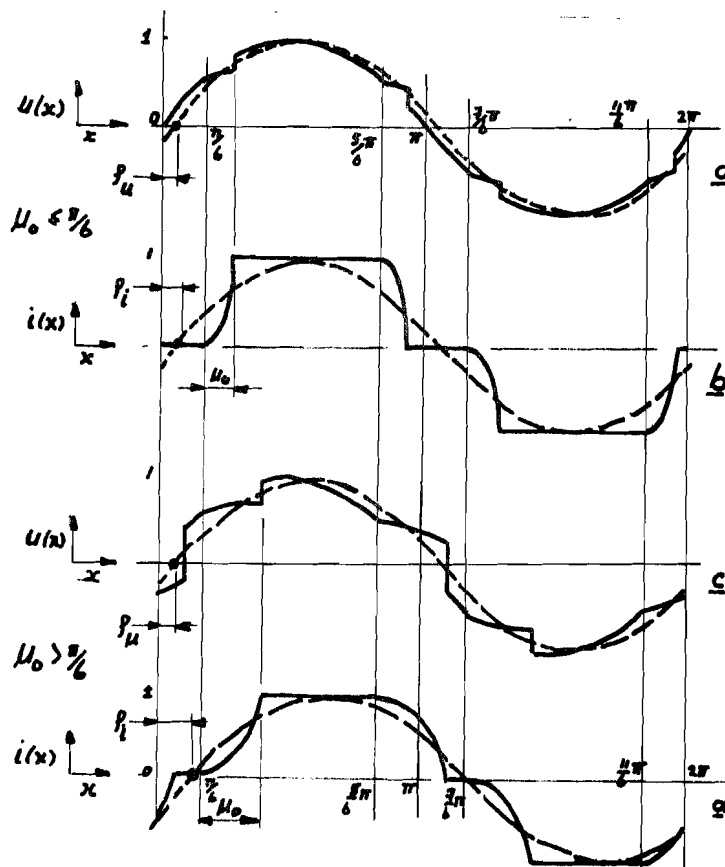
Teneinde de grond-harmonische randvoorwaarden van $U_d(0)$ en $U_q(0)$ te kunnen bepalen is gesteld dat de grondharmonische van de rotorstroom (in vectorieële vorm) bij benadering in fase (eigenlijk in tegen fase) is met de grondharmonische van de rotorspanning (in vectorieële vorm).

De grootte van het fase verschil tussen de genoemde vectoren wordt nu berekend m.b.v. een geïdealiseerd rekenmodel dat reeds in de inleiding is gegeven (figuur 9).

Daar dit faseverschil direct aan de fase-spanning en fase-stroom ontleend kan worden, berekenen we nu de fase verschuivingen alsmede het fase verschil tussen de grondharmonischen van rotor spanning en-stroom, als functie van de commutatieduur (u_0).

We merken hierbij op dat de faseverschuiving van de grondharmonischen van spanning en-stroom worden gerelateerd aan de grondharmonischen van spanning en-stroom in het geval dat de commutatie ideaal is ($u_0=0$).

Een viertal typische rotorspanning/stroom krommen zijn weergegeven in figuur 1.



Figuur 1.



In figuur 1 is onderscheid gemaakt tussen een commutatieduur $u_0 \leq \frac{\pi}{6}$ (figuren 1a,b) en een commutatieduur $u_0 > \frac{\pi}{6}$ (figuren 1c,d).

Van de aangegeven spanning/stroom functies moeten nu de grondharmonischen (gestippeld aangegeven in figuur 1) worden berekend.

Aangezien de functies spiegelsymmetrie vertonen rond $x = \pi$, kunnen we volstaan met het definiëren van de functies $u(x), i(x)$ voor een halve periode namelijk van $x=0$ tot $x=\pi$.

Overeenkomstig figuur 1 maken we bij het definiëren van de functies onderscheid tussen:

a. commutatieduur $u_0 \leq \frac{\pi}{6}$.

b. commutatieduur $u_0 > \frac{\pi}{6}$.

ad a.

Achtereenvolgens worden de $u(x), i(x)$ functies behorend bij figuur 1a,b nader gedefinieerd voor een interval van $\frac{\pi}{6}$ radialen.

$u(x)$:

$$u(x) = \sin x \quad 0 \leq x \leq \frac{\pi}{6}; \quad \frac{\pi}{6} + \mu_0 \leq x \leq \frac{5}{6}\pi.$$

$$u(x) = -\frac{\sin(x - \frac{2\pi}{3})}{2} \quad \frac{\pi}{6} < x < \frac{\pi}{6} + \mu_0.$$

$$u(x) = \frac{\sin(x - \frac{\pi}{3})}{2} \quad \frac{5\pi}{6} < x < \frac{5\pi}{6} + \mu_0.$$

$i(x)$:

$$i(x) = 0 \quad 0 \leq x \leq \frac{\pi}{6}; \quad \frac{5\pi}{6} + \mu_0 \leq x \leq \pi.$$

$$i(x) = \frac{1 - \cos(x - \frac{\pi}{6})}{1 - \cos \mu_0} \quad \frac{\pi}{6} < x < \frac{\pi}{6} + \mu_0.$$

$$i(x) = 1 \quad \frac{\pi}{6} + \mu_0 \leq x \leq \frac{5\pi}{6}.$$

$$i(x) = \frac{\cos(x - \frac{5}{6}\pi) - \cos \mu_0}{1 - \cos \mu_0} \quad \frac{5\pi}{6} < x < \frac{5\pi}{6} + \mu_0.$$



ad b.

Uitgaande van de figuren 1c,d worden nu de functies $u(x), i(x)$ uitgewerkt in het geval de commutatieduur $u_0 > \frac{\pi}{3}$.

 $u(x):$

$$u(x) = \frac{\sin(x - \frac{\pi}{6})}{2} \quad 0 \leq x \leq \mu_0 - \frac{\pi}{6}; \frac{5\pi}{6} < x \leq \pi.$$

$$u(x) = \sin x \quad \mu_0 - \frac{\pi}{6} \leq x \leq \frac{\pi}{6}; \frac{\pi}{6} + \mu_0 \leq x \leq \frac{5\pi}{6}.$$

$$u(x) = -\frac{\sin(x - \frac{2\pi}{3})}{2} \quad \frac{\pi}{6} < x < \frac{\pi}{6} + \mu_0.$$

 $i(x):$

$$i(x) = \frac{-(\cos(x + \frac{\pi}{6}) - \cos \mu_0)}{(1 - \cos \mu_0)} \quad 0 \leq x < (\mu_0 - \frac{\pi}{6}).$$

$$i(x) = 0 \quad \mu_0 - \frac{\pi}{6} \leq x \leq \frac{\pi}{6}.$$

$$i(x) = \frac{1 - \cos(x - \frac{\pi}{6})}{1 - \cos \mu_0} \quad \frac{\pi}{6} < x < \frac{\pi}{6} + \mu_0.$$

$$i(x) = 1 \quad \frac{\pi}{6} + \mu_0 \leq x \leq \frac{5\pi}{6}.$$

$$i(x) = \frac{\cos(x - \frac{5\pi}{6}) - \cos \mu_0}{1 - \cos \mu_0} \quad \frac{5\pi}{6} < x \leq \pi.$$

Nu de functies $u(x), i(x)$ zijn gedefinieerd, kunnen we m.b.v. fourier analyse de faseverschuivingen van spanning respectievelijk stroom grondharmonische:

$$\varphi_u \cdot \varphi_i$$

alsmede het faseverschil:

$$\varphi_0 = \varphi_i - \varphi_u$$

bepalen voor een commutatieduur van:

$$0 < u_0 < \frac{\pi}{3}.$$



Hierbij is het nuttig de functies $u(x), i(x)$ aldus te schrijven:

$$u(x) = a_{\mu} \cos x + b_{\mu} \sin x ;$$

$$i(x) = a_i \cos x + b_i \sin x .$$

Stellen we nu:

$$\tan \varphi_{\mu} = \frac{a_{\mu}}{b_{\mu}} ; \tan \varphi_i = \frac{a_i}{b_i} ,$$

dan kunnen we $u(x), i(x)$ ook schrijven als:

$$u(x) = C_{\mu} \sin(x + \varphi_{\mu}) ;$$

$$i(x) = C_i \sin(x + \varphi_i) ,$$

met:

$$C_{\mu} = \frac{a_{\mu}}{\sin \varphi_{\mu}} ; C_i = \frac{a_i}{\sin \varphi_i} .$$

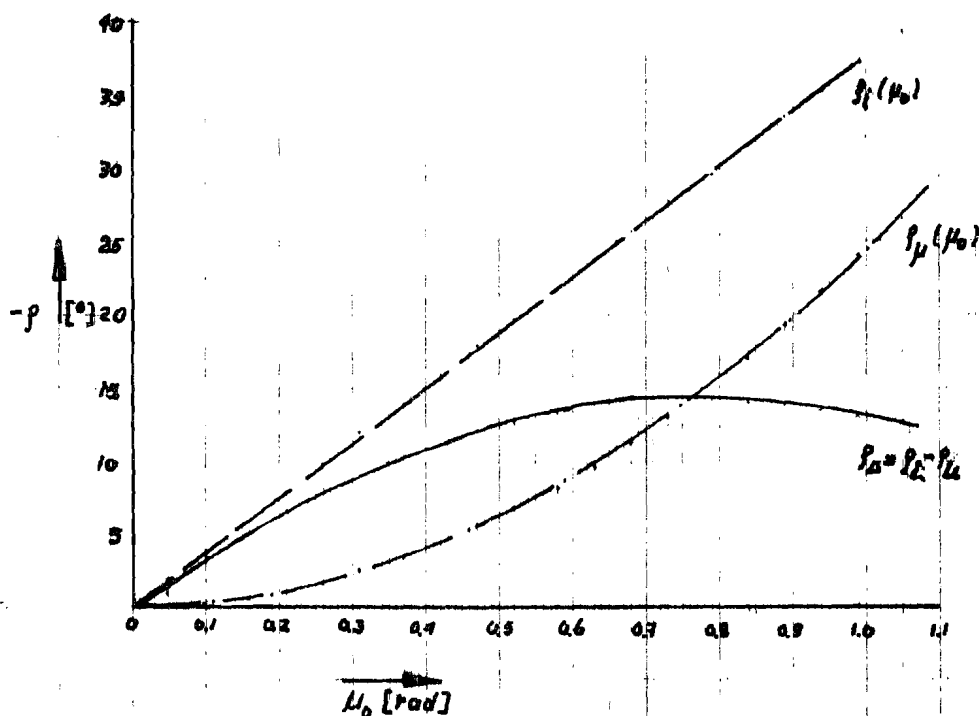
Door nu gebruik te maken van de onderstaande betrekkingen:

$$a_{\mu,i} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(x) \cos x \, dx ;$$

$$b_{\mu,i} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(x) \sin x \, dx ,$$

waarin voor $f(x)$ de $u(x)$ of $i(x)$ functie moet worden gesubstitueerd, alnaar de te berekenen coëfficiënt, kunnen de gevraagde faseverschuivingen worden berekend.

Deze berekeningen zijn uitgevoerd m.b.v. de computer. We volstaan hier met het geven van de resultaten (zie figuur ?).



Figuur 2.

In figuur 2 zijn de faseverschuivingen van de grondharmonischen van rotorspanning en-stroom alsmede het faseverschil aangegeven als functie van de commutatieduur u_0 .

Uitgaande van figuur 2 kunnen we concluderen dat de aanname;grondharmonische rotorstroom in fase met de grondharmonische rotorspanning alleen correct is voor $u_0=0$.



Appendix.

7.4.

Teneinde de computer programma's beter te kunnen volgen worden de parameters in deze programma's "vertaald" naar de in de berekeningen toegepaste grootheden.

Hierbij beperken we ons tot de belangrijkste parameters. Aan het slot van deze paragraaf wordt het verband tussen blokstructuur en programma nummers aangegeven.

Vertaling van de programma symbolen naar berekenings symbolen:

$$A=i_d(0); B=i_q(0).$$

$$AT=i_d(0), (\text{grondharmonische}); BT=i_q(0), (\text{grondharmonische}).$$

$$ALP=\infty$$

$$AEE=A_1$$

$$ATW=A_2$$

$$BEE=B_1$$

$$BTW=B_2$$

$$C(1)=a_1; C(2)=b_1; C(3)=a_5; C(4)=b_5; C(5)=a_7; C(6)=b_7.$$

$$UDT=U_d(0), (\text{grondharmonische}).$$

$$UQT=U_q(0), (\text{ " " }).$$

$$US=U^s$$

$$UQO=U_q^s(0)$$

$$UDO=U_d(0)$$

$$UDS=U_d$$

$$UQS=U_q$$

$$UDR=U_D$$

$$UQR=U_Q$$

$$PHI=\pi$$

$$PO=p$$

$$RS=R_S$$

$$RR=R_r$$

$$RSME=r_S^{-1}$$

$$S(1)=w_5; S(2)=z_5; S(3)=w_7; S(4)=z_7.$$

$$TN=T_{\text{norm}}$$

$$TE=T_e$$

$$IG=I_g$$

$$IRC=i_r^c$$

$$ID=i_D$$

$$IQO=i_Q(0)$$



$$\begin{aligned} WS &= \omega_s \\ WM &= \omega_m \\ WR &= \omega_r \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X &= x \\ XS &= X_s \\ XR &= X_r \\ XSR &= X_{sr} \end{aligned}$$

$$Y(1) = i_d; Y(2) = i_q; Y(3) = i_Q$$

$$ZIG = 4.$$

Zoals reeds werd opgemerkt zijn de programma's die voorkomen in deze paragraaf genummerd. Achtereenvolgens worden nu bij alle programma nummers de corresponderende blokschema's gegeven.

Programma nummer 1 = figuur 4(2.0), figuur 2(2.2.1).
Programma nummer 2 = figuur 5(2.3.2).
Programma nummer 3 = figuur 4(2.0), figuur 5(2.3.2).
Programma nummer 4 = figuur 6(2.3.2), figuur 11(2.3.2).



```

* BEGIN *
* FILE * INPUT, OUTPUT;
* FILE * OFAWING;
* IMAGE * IM;
* REAL * ALPHA, X, XN, IG, IRC, SLIP, WS, WM, WR, PHI, TSON,
ALP, XS, XR, XSR, ZIG, AT, BT, UDT, UQT, US, AEE, ATW, BEE, BTW, PQ, UN, IN, RSNE, RS, RR,
TN, M, A, B, BFG, ID, UGD, UDO, UDS, UDR, UOS, IQO, H, AA, BB, AM, BM, INT, L, UQR, O;
* INTEGER * R, T, J, SOM, E, I, K;
* REAL * * ARRAY * C(1:6), U(1:3), SE(1:4), V, W, VV(0:650), F(0:600),
Y, AE, RE(1:3), Z, DC(1:4);

* REAL * * PROCEDURE * P;
  * BEGIN *
  UQO := A * XS * WM * BFG * RS + ID * WM * XSR - IQO * XS * RR / XSR;
  UDO := + SQRT(US ** 2 - UQO ** 2);
  UDS := UDO * COS(X) - UQO * SIN(X);
  UOS := UDO * SIN(X) + UQO * COS(X);
  UDR := UDS * XSR / XS - Y(1) * RS * XSR / XS + Y(2) * WM * XSR + ID * RR + Y(3) * WM * XSR * XSR / XS;
  P := * IF * I = 1 * THEN *
  (UDS * XR - UDR * XSR - Y(1) * RS * XR + Y(2) * WM * XS * XR + ID * RR * XSR
  + Y(3) * WM * XSR * XR) / (ZIG * XS * XR * SLIP);
  * ELSE * * IF * I = 2 * THEN *
  (UOS * XR - Y(1) * XS * XR * WM - Y(2) * RS * XR - ID * WM * XSR * XR
  + Y(3) * RR * XSR) / (ZIG * XS * XR * SLIP);
  * ELSE *
  (-UOS * XSR + Y(1) * XSR * XS * WM + Y(2) * RS * XSR - ID * WM * XSR * XSR
  - Y(3) * RR * XS) / (ZIG * XS * XR * SLIP);
  * END *;

* REAL * * PROCEDURE * Q;
  * BEGIN *
  UDS := UDO * COS(X) - UQO * SIN(X);
  UOS := UDO * SIN(X) + UQO * COS(X);
  UDR := UDS * XSR / XS - Y(1) * RS * XSR / XS + Y(2) * WM * XSR + ID * RR + Y(3) * WM * XSR * XSR / XS;
  UQR := UOS * XSR / XS - Y(1) * XSR * WM - Y(2) * RS * XSR / XS - ID * WM * XSR * XSR / XS + Y(3) * RR;
  Q := * IF * I = 1 * THEN *
  (UDS * XR - UDR * XSR - Y(1) * RS * XR + Y(2) * WM * XS * XR + ID * RR * XSR
  + Y(3) * WM * XSR * XR) / (ZIG * XS * XR * SLIP);
  * ELSE *
  (UOS * XR - UQR * XSR - Y(1) * XS * XR * WM - Y(2) * RS * XR - ID * WM * XSR * XR
  + Y(3) * RR * XSR) / (ZIG * XS * XR * SLIP);
  * END *;

* REAL * * PROCEDURE * FN(X); * VALUE * X; * REAL * X;
* BEGIN *
  Y(1) := Z(1); Y(2) := Z(2); Y(3) := Z(3);
  D := X - Z(4); H := D / 4;
  RK1N(3, P, X, Y, I, D, H, AE, RE, M);
  IRC := (IQO - Y(3)) * SQRT(3) / 2;
  FN := IRC - IG;
* END *;

```

```

*BEGIN*
FOURIERCOEF(600*F,1,C[1],C[2]);
FOURIERCOEF(600*F,5,C[3],C[4]);
FOURIERCOEF(600*F,7,C[5],C[6]);
S[1]:=(C[1]+C[3]-C[2]+C[4])/(C[1]**2+C[2]**2);
S[2]:=(C[1]+C[4]+C[2]+C[3])/(C[1]**2+C[2]**2);
S[3]:=(C[1]+C[5]+C[2]+C[6])/(C[1]**2+C[2]**2);
S[4]:=-(C[1]+C[6]-C[2]+C[5])/(C[1]**2+C[2]**2);
ALP:=(C[1]**2-C[2]**2)*SLIP*XR*ZIG-2*C[1]*C[2]*RR/(SLIP+C[1]*XSR/XS);
UDT:=(+2*ALP*C[2]/C[1]
      -SQRT((2*ALP+C[2]/C[1])**2+4*(1+(C[2]/C[1])**2)
      *(US**2-ALP**2)))/(2*(1+(C[2]/C[1])**2));
UQT:=-ALP+(C[2]/C[1])*UDT;
AT:=UQT/XS-XSR*C[1]/XS;
BT:=-UDT/XS+XSR*C[2]/XS;
AEE:=C[1]*(AT*S[1]+BT*S[2])-C[2]*(BT*S[1]-S[2]*AT)
      -((C[1]**2+C[2]**2)*(XSR/XS)*
      (S[3]*(RSME*(1+6*SLIP))**2-S[4]*RSME*(1+6*SLIP)))/
      (1+(RSME*(1+6*SLIP))**2);
BEE:=C[2]*(AT*S[1]+BT*S[2])+C[1]*(BT*S[1]-S[2]*AT)
      -((C[1]**2+C[2]**2)*(XSR/XS)*
      (S[3]*RSME*(1+6*SLIP)+S[4]*(RSME*(1+6*SLIP))**2))/
      (1+(RSME*(1+6*SLIP))**2);
ATW:=C[1]*(AT*S[3]+BT*S[4])-C[2]*(BT*S[3]-S[4]*AT)
      -((C[1]**2+C[2]**2)*(XSR/XS)*
      (S[1]*(RSME*(1-6*SLIP))**2-S[2]*RSME*(1-6*SLIP)))/
      (1+(RSME*(1-6*SLIP))**2);
BTW:=C[2]*(AT*S[3]+BT*S[4])+C[1]*(BT*S[3]-S[4]*AT)
      -((C[1]**2+C[2]**2)*(XSR/XS)*
      (S[1]*RSME*(1-6*SLIP)+S[2]*(RSME*(1-6*SLIP))**2))/
      (1+(RSME*(1-6*SLIP))**2);
TE:=3*PO*XSR/(WS*TN*2)*SQRT((BEE+BTW)**2+(AEE-ATW)**2);
*END*

PHI:=4*ARCTAN(1);
UN:=380;IN:=22.5;
WS:=100*PHI;
PO:=2;TN:=UN*IN/(WS/PO);
US:=220*SQRT(2);
IG:=20;ID:=-IG;IQ0:=IG/SQRT(3);
*WHILE*NOT*READ(INPUT,/,XS,XR,XSR,ZIG,RS,RR)*DO*
*BEGIN*
WRITE(OUTPUT,</,6(F5.2,X5)>,XS,XR,XSR,ZIG,RS,RR);
RSME:=XS/RS;
*FOR*I:=1,2,3*DO*
*BEGIN*
AEC[I]:=2-4;REC[I]:=2-3;
*END*
SLIP:=0.05;E:=0;

*WHILE*SLIP<0.29*DO*
*BEGIN*
*IF*ABS(SLIP-1/6)>0.025*THEN*SLIP:=SLIP+0.01
*ELSE*SLIP:=SLIP+0.0001;
E:=E+1;
V[E]:=SLIP;
WR:=SLIP;WM:=(1-SLIP);

R:=0;Y:=0;IRC:=0;X:=0;F[1]:=0;

```

```

VVER:=1-IRC;
ALPHA:=IG/0.60;
*WHILE*IRC<IG*DO*
*BEGIN*
  R:=R+1;
  X:=X+1/100;
  IRC:=ALPHA*X;
  VVER:=VVER+IRC;
*END*;

SOM:=R;
*IF*IRC>IG*THEN*SOM:=R-1;
*FOR*T:=1*STEP*1*UNTIL*SOM*DO*
*BEGIN*R:=T;F(T):=VVER;*END*;
*FOR*T:=SOM+1*STEP*1*UNTIL*200*DO*
F(T):=IG;
R:=0;
*FOR*T:=201*STEP*1*UNTIL*200+SOM*DO*
*BEGIN*R:=R+1;F(T):=(IG-VVER);*END*;
*FOR*T:=201+SOM*STEP*1*UNTIL*300*DO*
F(T):=0;
R:=0;
*FOR*T:=301*STEP*1*UNTIL*300+SOM*DO*
*BEGIN*R:=R+1;F(T):=-VVER;*END*;
*FOR*T:=301+SOM*STEP*1*UNTIL*500*DO*
F(T):=-IG;
R:=0;
*FOR*T:=501*STEP*1*UNTIL*500+SOM*DO*
*BEGIN*R:=R+1;F(T):=-(IG-VVER);*END*;
*FOR*T:=501+SOM*STEP*1*UNTIL*600*DO*
F(T):=0;
W(E):=TE;
*END*;
*FOR*J:=1*STEP*1*UNTIL*E*DO*
  WRITE(OUTPUT, </,F8.4,X5,F8.3>,V[J],W[J]);
WRITE(OUTPUT SKIP(1));
AXIS COMPLETE(IN,2,2,11,2,12,0,0,0.3,'TRUE','FALSE',0.21,('S'));
AXIS COMPLETE(IN,2,17,2,2,40,0,1.0,0,'FALSE','TRUE',0.21,('TE'));
OPENMAP1(IN,0,0,0.3,0,0,1.0,2,2,11,2,2,17);
CURVE1(IN,J,1,E,V[J],W[J],1);
CLOSEMAP(IN);
DRAWIMAGE(DRAWING,IN,0,0,12,18);
SKIPPAPER(DRAWING);
*END*;
*END*.

```

```

=====
ERRORS DETECTED = 0.
SEGMENTS = 17. TOTAL SEGMENT SIZE = 658 WORDS. CORE ESTIMATE = 5439 WORDS. S
E = 157 CARDS, 2264 SYNTACTIC ITEMS, 30 DISK SEGMENTS.
E NAME: (U122055342)PULLE. 87700 CODE GENERATED.
I TIME = 18.927 SECONDS ELAPSED; 1.658 SECONDS PROCESSING; 4.680 SECONDS I/O.
=====

```


BURROUGHS B7700 BEATHE COMPILER, VERSION 2.8.000, WEDNESDAY, 03/21/7

P U L L E
= = = = =

```
'BEGIN'
  'FILE' 'OUTPUT';
  'FILE' 'DRAWING';
  'IMAGE' 'IM';
  'REAL' 'X, Y, A, BF, BG, PHI, WS, IG, US, RS, FR, XS, XR, XSR, ZIC, SLTP
, WM, WR, IC, UQQ, UDD, UDS, UDR, UQS, IQQ, H, QQ, ISA, IRC, AA, AW, BW, AWS, BWS, BFG,
INT, L, IQSD, IQSO, B, UGR, URA, USA, ALPHA, UOW, UQSD, UOB, IDS, F, G, C, BB;
  'INTEGER' 'I, J, K, T, R, SOM';
  'INTEGER' ' ' ARRAY' 'TF, TG, TD[0:50, 0:50];
  'REAL' ' ' ARRAY' 'Y, AE, RE, U[1:3], Z, O[1:4], V, W[0:150], V'[0:150];

  'REAL' ' ' PROCEDURE' 'P;
    'BEGIN'
      UGU := A * XS * WM + BFG * RS + ID * WM * XSR - IGD * XS * RR / XSR;
```

```

UDU:=+SQRT(US**2-UQC**2);
UDS:=UDC*COS(X)-UQD*SIN(X);
UCS:=UDC*SIN(X)+UQD*COS(X);
UDR:=UCS*XSR/XS-Y[1]*RS*XSR/XS+Y[2]*WM*XSR+ID*RR+Y[3]*WM*XSR*XSR/XS;
P:='IF' I=1 'THEN'
(UDS*XR-UDR*XSR-Y[1]*RS*XR+Y[2]*WM*XS*XR+ID*RR*XS+
+Y[3]*WM*XSR*XR)/(ZIG*XS*XR*SLIP)
'ELSE' 'IF' I=2 'THEN'
(UQS*XR-Y[1]*XS*XR*WM-Y[2]*RS*XR-ID*WM*XSR*XR
+Y[3]*RR*XSR)/(ZIG*XS*XR*SLIP)
'ELSE'
(-UQS*XSR+Y[1]*XSR*XS*WM+Y[2]*RS*XSR+ID*WM*XSR*XS+
-Y[3]*RR*XS)/(ZIG*XS*XR*SLIP);
'END';

```

```

'REAL' 'PROCEDURE' Q;
'BEGIN'
UDS:=UDC*COS(X)-UQD*SIN(X);
UCS:=UDC*SIN(X)+UQD*COS(X);
UDR:=UDS*XSR/XS-Y[1]*RS*XSR/XS+Y[2]*WM*XSR+ID*RR+Y[3]*WM*XSR*XSR/XS;
UQR:=UQS*XSR/XS-Y[1]*XSR*WM-Y[2]*RS*XSR/XS-ID*WM*XSR*XSR/XS+Y[3]*RR;
Q:='IF' I=1 'THEN'
(UDS*XR-UDR*XSR-Y[1]*RS*XR+Y[2]*WM*XS*XR+ID*RR*XS+
+Y[3]*WM*XSR*XR)/(ZIG*XS*XR*SLIP)
'ELSE'
(UQS*XR-UQR*XSR-Y[1]*XS*XR*WM-Y[2]*RS*XR-ID*WM*XSR*XR
+Y[3]*RR*XSR)/(ZIG*XS*XR*SLIP);
'END';

```

```

'REAL' 'PROCEDURE' FN(X); 'VALUE' X; 'REAL' X;
'BEGIN'
Y[1]:=Z[1]; Y[2]:=7[2]; Y[3]:=7[3];
D:=X-Z[4]; H:=D/4;
RK1N(3,P,X,Y,I,D,H,AE,RE,M);
IRC:=(IQU-Y[3])*SQRT(3)/2;
FN:=IRC-IG;
'END';

```

```

PHI:=4*ARCTAN(1);
US:=220*SQRT(2);
WS:=100*PHI;
IG:=20; IU:=-IG; IQD:=IG/SQRT(3);
XS:=17.91; XR:=8.48; XSR:=11.62; ZIG:=0.11; RS:=0.24; RR:=9.15;
'FOR' I:=1,2,3 'DO'
'BEGIN'
AELI:=3-4; RELI:=4-3;
'END';
O[1]:=0.5; O[2]:=0.2; O[3]:=1/6; O[4]:=0.05;
'FOR' J:=1 'STEP' 1 'UNTIL' 4 'DO'
'BEGIN'
SLIP:=O[J];
WM:=(1-SLIP); WR:=SLIP;
WRITE(OUTPUT,</,X5,"SLIP=",F5.3,>/>,SLIP);
L:=1; INT:=0.5;
UQC:=-IQD*RR*XS/(XSR*SLIP);
UDC:=SQRT(US**2-UQD**2);
A:=UQC/XS-ID*XSR/XS;
B:=-UDC/XS-IQD*XSR/XS;
K:=-1;
'WHILE' L>0.95 'DO'

```

```

'BEGIN'
K:=K+1;
'IF'K>100'THEN'ALARM('NOZERO');
  Y[1]:=A;Y[2]:=B;Y[3]:=I00;
  BFG:=B;
D:=1/20;H:=D/4;
X:=0;IRC:=0;UQR:=0;
'WHILE'(IRC-IG)<0'DO'
'BEGIN'
  Z[1]:=Y[1];Z[2]:=Y[2];Z[3]:=Y[3];Z[4]:=X;
  RK1N(3,P,X,Y,I,D,H,AE,RE,M);
  IRC:=(I00-Y[3])*SQRT(3)/2;
'END';
AA:=Z[4];BB:=X;
ZERCINAB(FN(X),X,AA,BR,C-4,D-5);
D:=PHI/3-X;H:=D/4;
RK1N(2,G,X,Y,I,D,H,AE,RE,M);
AW:=(Y[1]+Y[2]*SQRT(3))/2;
BW:=(Y[2]-Y[1]*SQRT(3))/2;
L:=SQRT((AW-A)**2+(BW-B)**2);
A:=A+INT*(AW-A);
B:=B+INT*(BW-B);
'END';
D:=0.01;H:=D/4;
R:=0;
X:=0;IRC:=0;
VV[R]:=IRC;V[R]:=X;
UQR:=0;
Y[1]:=A;Y[2]:=B;Y[3]:=I00;BFG:=B;
'WHILE'IRC<IG'DO'
'BEGIN'
  R:=R+1;
  RK1N(3,P,X,Y,I,D,H,AE,RE,M);
  IRC:=(I00-Y[3])*SQRT(3)/2;
  VV[R]:=IRC;V[R]:=X;
'END';
SOM:=R;
'IF'IRC>IG'THEN'SOM:=R-1;
'FOR'R:=0'STEP'1'UNTIL'SOM'DO'
WRITE(OUTPUT,</,F7.5,X5,F8.3>,V[R],VV[R]);
AXIS COMPLETE(IM,2,2,12,2,12,0,0,1.2,'TRUE','FALSE',0.21,'('X')');
AXIS COMPLETE(IM,2,8,?,2,20,0,20.0,0,'FALSE','TRUE',0.21,'('IRC')');
OPENMAP1(IM,0,0,1.2,0,0,20.0,2,2,12,2,2,8);
CURVE1(IM,R,0,SOM,V[R],VV[R],1);
CLOSEMAP(IM);
DRAWIMAGE(DRAWING,IP,0,0,12,18);
SKIPPAPER(DRAWING);
CLEARIMAGE(IM);
'END';
'END'.

```

=====

IS PROGRAM IS NOT EXECUTABLE BECAUSE OF COMPILING FOR SYNTAX ONLY. *****

RS DETECTED = 0.

ENTS = 16. TOTAL SEGMENT SIZE = 470 WCROS. CORE ESTIMATE = 3238 WORDS. STACK
124 CARDS, 1543 SYNTACTIC ITEMS, 22 DISK SEGMENTS.

AME: PULLE. B7700 CODE GENERATED.

ME = 25.226 SECONDS ELAPSED; 1.331 SECONDS PROCESSING; 3.825 SECONDS I/O.

=====

P U L L E

= = = = =

```

* BEGIN
  * FILE * OUTPUT;
  * FILE * DRAWING;
  * IMAGE * IM;
  * REAL * ALPHA, X, XN, IG, IRC, SLIP, WS, WM, WR, PHI, TSON,
  ALP, XS, XR, XSR, ZIG, AT, BT, UDT, UQT, US, AEE, ATW, BEE, BTW, PO, UN, IN, RSME, RS, RF,
  TN, M, A, B, BFG, ID, UGO, UDO, UDS, UDR, UQS, IQO, H, AA, BB, AW, BW, INT, L, UQR, D;
  * INTEGER * R, T, J, SOM, E, I, K;
  * REAL * * ARRAY * C[1:6], U[1:3], S[1:4], V, W, VV[0:650], F[0:600],
    Y, AE, RE[1:3], Z, O[1:4];

  * REAL * * PROCEDURE * F;
    * BEGIN
      UGO := A * XS * WM + BFG * RS + ID * WM * XSR - IQO * XS * RR / XSR;
      UDO := +SQRT(US ** 2 - UGO ** 2);
      UDS := UDO * COS(X) - UGO * SIN(X);
      UQS := UDO * SIN(X) + UGO * COS(X);
      UDR := UDS * XSR / XS - Y[1] * RS * XSR / XS + Y[2] * WM * XSR + ID * RR + Y[3] * WM * XSR * XSR / XS;
      P := * IF * I = 1 * THEN *
      (UDS * XR - UDR * XSR - Y[1] * RS * XR + Y[2] * WM * XS * XR + ID * RR * XSR
      + Y[3] * WM * XSR * XR) / (ZIG * XS * XR * SLIP)
      * ELSE * * IF * I = 2 * THEN *
      (UQS * XR - Y[1] * XS * XR * WM - Y[2] * RS * XR - ID * WM * XSR * XR
      + Y[3] * RR * XSR) / (ZIG * XS * XR * SLIP)
      * ELSE *
      (-UQS * XSR + Y[1] * XSR * XS * WM + Y[2] * RS * XSR + ID * WM * XSR * XSR
      - Y[3] * RR * XS) / (ZIG * XS * XR * SLIP);
    * END *;

  * REAL * * PROCEDURE * G;
    * BEGIN
      UDS := UDO * COS(X) - UGO * SIN(X);
      UQS := UDO * SIN(X) + UGO * COS(X);
      UDR := UDS * XSR / XS - Y[1] * RS * XSR / XS + Y[2] * WM * XSR + ID * RR + Y[3] * WM * XSR * XSR / XS;
      UQR := UQS * XSR / XS - Y[1] * XSR * WM - Y[2] * RS * XSR / XS - ID * WM * XSR * XSR / XS + Y[3] * RR;
      Q := * IF * I = 1 * THEN *
      (UDS * XR - UDR * XSR - Y[1] * RS * XR + Y[2] * WM * XS * XR + ID * RR * XSR
      + Y[3] * WM * XSR * XR) / (ZIG * XS * XR * SLIP)
      * ELSE *
      (UQS * XR - UQR * XSR - Y[1] * XS * XR * WM - Y[2] * RS * XR - ID * WM * XSR * XR
      + Y[3] * RR * XSR) / (ZIG * XS * XR * SLIP);
    * END *;

  * REAL * * PROCEDURE * FN(X); * VALUE * X; * REAL * X;
  * BEGIN
    Y[1] := Z[1]; Y[2] := Z[2]; Y[3] := Z[3];
    D := X - Z[4]; H := D / 4;
    RK1N(3, P, X, Y, I, D, H, AE, RE, M);
    IRC := (IQO - Y[3]) * SQRT(3) / 2;
    FA := IRC - IG;
  * END *;

```

```

*REAL**PROCEDURE*TE;
*BEGIN*
FOURIERCOEF(600,F,1,C[1],C[2]);
FOURIERCOEF(600,F,5,C[3],C[4]);
FOURIERCOEF(600,F,7,C[5],C[6]);
S[1]:=(C[1]*C[3]-C[2]*C[4])/(C[1]**2+C[2]**2);
S[2]:=(C[1]*C[4]+C[2]*C[3])/(C[1]**2+C[2]**2);
S[3]:=(C[1]*C[5]+C[2]*C[6])/(C[1]**2+C[2]**2);
S[4]:=-((C[1]*C[6]-C[2]*C[5])/(C[1]**2+C[2]**2);
ALP:=((C[1]**2-C[2]**2)*SLIP*XR*ZIG-2*C[1]*C[2]*RR)/(SLIP*C[1]*XSF/XS);
UDT:=((2*ALP*C[2]/C[1]
      -SQRT((2*ALP*C[2]/C[1])**2+4*(1+(C[2]/C[1])**2)
      *(US**2-ALP**2)))/(2*(1+(C[2]/C[1])**2));
UQT:=-ALP+(C[2]/C[1])*UDT;
AT:=UQT/XS-XSR*C[1]/XS;
BT:=-UDT/XS+XSR*C[2]/XS;
AEE:=C[1]*(AT*S[1]+BT*S[2])-C[2]*(BT*S[1]-S[2]*AT)
      -((C[1]**2+C[2]**2)*(XSR/XS)*
      (S[3]*(RSME*(1+6*SLIP))**2-S[4]*RSME*(1+6*SLIP)))/
      (1+(RSME*(1+6*SLIP))**2);
BEE:=C[2]*(AT*S[1]+BT*S[2])+C[1]*(BT*S[1]-S[2]*AT)
      -((C[1]**2+C[2]**2)*(XSR/XS)*
      (S[3]*RSME*(1+6*SLIP)+S[4]*(RSME*(1+6*SLIP))**2))/
      (1+(RSME*(1+6*SLIP))**2);
ATW:=C[1]*(AT*S[3]+BT*S[4])-C[2]*(BT*S[3]-S[4]*AT)
      -((C[1]**2+C[2]**2)*(XSR/XS)*
      (S[1]*(RSME*(1-6*SLIP))**2-S[2]*RSME*(1-6*SLIP)))/
      (1+(RSME*(1-6*SLIP))**2);
BTW:=C[2]*(AT*S[3]+BT*S[4])+C[1]*(BT*S[3]-S[4]*AT)
      -((C[1]**2+C[2]**2)*(XSR/XS)*
      (S[1]*RSME*(1-6*SLIP)+S[2]*(RSME*(1-6*SLIP))**2))/
      (1+(RSME*(1-6*SLIP))**2);
TE:=3*PO*XSR/(WS*TN**2)*SQRT((BEE+BTW)**2+(AEE-ATW)**2);
*END*

PHI:=4*ARCTAN(1);
UN:=380;IN:=22.5;
NS:=100*PHI;
PO:=2;TN:=UN*IN/(NS/PO);
US:=220*SQRT(2);
IG:=20;IO:=-IG;IQ0:=IG/SQRT(3);
XS:=17.91;XR:=8.48;XSR:=11.62;ZIG:=0.11;RS:=0.24;RR:=0.15;
RSME:=XS/RS;
*FOR*I:=1,2,3*DO*
*BEGIN*
AEC[I]:=2-4;REC[I]:=2-3;
*END*
SLIP:=0.05;E:=0;

*WHILE*SLIP<0.29*DO*
*BEGIN*
*IF*ABS(SLIP-1/6)>0.025*THEN*SLIP:=SLIP+0.01
*ELSE*SLIP:=SLIP+0.005;
E:=E+1;
VE:=SLIP;
WR:=SLIP;WH:=(1-SLIP);

E:=1;INT:=0.5;
UQ0:=-IQ0*RR*XS/(XSR*SLIP);
UQD:=SQRT(US**2-UQ0**2);

```

```

A:=UQC/XS-ID*XSR/XS;
B:=-UDQ/XS-IQD*XSR/XS;
K:=-1;
*WHILE'L>0.05'DO*
*BEGIN*
K:=K+1;
*IF'K>100'THEN'ALARM('NOZERO');
  Y[1]:=A;Y[2]:=B;Y[3]:=IQD;
  BFG:=B;
D:=1/20;H:=D/4;
X:=0;IRC:=0;UQR:=0;
*WHILE'(IRC-IG)<0'DO*
*BEGIN*
  Z[1]:=Y[1];Z[2]:=Y[2];Z[3]:=Y[3];Z[4]:=X;
  RKIN(3,P,X,Y,I,D,H,AE,RE,M);
  IRC:=(IQD-Y[3])*SQRT(3)/2;
*END*;
AA:=Z[4];BB:=X;
ZERDINAB(FN(X),X,AA,BB,2-4,2-5);
D:=PHI/3-X;H:=D/4;
RKIN(2,Q,X,Y,I,D,H,AE,RE,M);
AW:=(Y[1]+Y[2]*SQRT(3))/2;
BW:=(Y[2]-Y[1]-SQRT(3))/2;
L:=SQRT((AW-A)**2+(BW-B)**2);
A:=A+INT*(AW-A);
B:=B+INT*(BW-B);
*END*;
D:=0.01;H:=D/4;
R:=0;T:=0;
F[T]:=0;
X:=0;IRC:=0;
VVER]:=IRC;
UQR:=0;
Y[1]:=A;Y[2]:=B;Y[3]:=IQD;BFG:=B;
*WHILE'IRC<IG'DO*
*BEGIN*
  R:=R+1;
  RKIN(3,P,X,Y,I,D,H,AE,RE,M);
  IRC:=(IQD-Y[3])*SQRT(3)/2;
  VVER]:=IRC;
*END*;

SOM:=R;
*IF'IRC>IG'THEN'SOM:=R-1;
*FOR'T:=1'STEP'1'UNTIL'SOM'DO*
*BEGIN'R:=T;F[T]:=VVER];*END*;
*FOR'T:=SOM+1'STEP'1'UNTIL'200'DO*
F[T]:=IG;
R:=0;
*FOR'T:=201'STEP'1'UNTIL'200+SOM'DO*
*BEGIN'R:=R+1;F[T]:=(IG-VVER)];*END*;
*FOR'T:=201+SOM'STEP'1'UNTIL'300'DO*
F[T]:=0;
R:=0;
*FOR'T:=301'STEP'1'UNTIL'300+SOM'DO*
*BEGIN'R:=R+1;F[T]:=-VVER];*END*;
*FOR'T:=301+SOM'STEP'1'UNTIL'500'DO*
F[T]:=-IG;
R:=0;
*FOR'T:=501'STEP'1'UNTIL'500+SOM'DO*

```

```

*BEGIN*R:=R+1;F(T):=-(IG-VV(R));*END*;
*FOR*T:=501+SDM*STEP*1*UNTIL*600*DO*
F(T):=0;
W(E):=TE;
*END*;
*FOR*J:=1*STEP*1*UNTIL*E*DO*
  WRITE(OUTPUT,</,F8.4,X5,F8.3>,V(J),W(J));
  AXIS COMPLETE(IM,2,2,11,2,12,0,0,0.3,'TRUE','FALSE',0.21,('(S)'));
  AXIS COMPLETE(IM,2,17,2,2,40,0,1,0,0,'FALSE','TRUE',0.21,('(TE)'));
  OPENMAP1(IM,0,0,0.3,0,0,1.0,2,2,11,2,2,17);
  CURVE1(IM,J,1,E,V(J),W(J),2);
  CLOSEMAP(IM);
  DRAWIMAGE(DRAWING,IM,0,0,12,18);
*END*.

```

```

=====
  ERRORS DETECTED = 0.
  SEGMENTS = 16.  TOTAL SEGMENT SIZE = 701 WORDS.  CORE ESTIMATE = 5480 WORDS.
  IZE = 186 CARDS, 2610 SYNTACTIC ITEMS, 30 DISK SEGMENTS.
  FILE NAME: (U12205S342)PULLE. B7700 CODE GENERATED.
  RUN TIME = 17.215 SECONDS ELAPSED;  1.948 SECONDS PROCESSING;  5.400 SECONDS I/O
=====

```

P U L L E

* * * * *

```

*BEGIN*
  *FILE* OUTPUT;
  *FILE* DRAWING;
  *IMAGE* IM;
  *REAL* ALPHA, X, XN, IG, IRC, SLIP, WS, WM, WR, PHI, TSON,
  ALP, XS, XR, XSR, ZIG, AT, BT, UDT, UQT, US, AEE, ATH, BEE, BTW, PO, UN, IN, RSME, RS, RR,
  TN, M, A, B, BFG, ID, UQO, UDO, UDS, UDR, UQS, IQO, H, AA, BB, AN, BW, INT, L, UQR, D, TE;
  *INTEGER* R, T, J, SOR, E, I, K;
  *REAL** ARRAY* C[1:6], UC[1:3], SE[1:4], V, W, VV[0:650], F[0:600],
  Y, AE, RE[1:3], Z, O[1:4];

*REAL** PROCEDURE* P;
  *BEGIN*
  UQO:=A*XS*WM+BFG*RS+ID*WM*XSR-IQO*XS*RR/XSR;
  UDO:=+SQRT(US**2-UQO**2);
  UDS:=UDO*COS(X)-UQO*SIN(X);
  UQS:=UDO*SIN(X)+UQO*COS(X);
  UDR:=UDS*XSR/XS-Y[1]*RS*XSR/XS+Y[2]*WM*XSR+ID*RR+Y[3]*WM*XSR*XSR/XS;
  P:=*IF* I=1* THEN*
  (UDS*XR-UDR*XSR-Y[1]*RS*XR+Y[2]*WM*XS*XR+ID*RR*XSR
  +Y[3]*WM*XSR*XR)/(ZIG*XS*XR*SLIP)
  *ELSE** IF* I=2* THEN*
  (UQS*XR-Y[1]*XS*XR-WM-Y[2]*RS*XR-ID*WM*XSR*XR
  +Y[3]*RR*XSR)/(ZIG*XS*XR*SLIP)
  *ELSE*
  (-UQS*XSR+Y[1]*XSR*XS+WM+Y[2]*RS*XSR+ID*WM*XSR*XSR
  -Y[3]*RR*XS)/(ZIG*XS*XR*SLIP);
  *END*;

*REAL** PROCEDURE* Q;
  *BEGIN*
  UDS:=UDO*COS(X)-UQO*SIN(X);
  UQS:=UDO*SIN(X)+UQO*COS(X);
  UDR:=UDS*XSR/XS-Y[1]*RS*XSR/XS+Y[2]*WM*XSR+ID*RR+Y[3]*WM*XSR*XSR/XS;
  UQR:=UQS*XSR/XS-Y[1]*XSR*WM-Y[2]*RS*XSR/XS-ID*WM*XSR*XSR/XS+Y[3]*RR;
  Q:=*IF* I=1* THEN*
  (UDS*XR-UDR*XSR-Y[1]*RS*XR+Y[2]*WM*XS*XR+ID*RR*XSR
  +Y[3]*WM*XSR*XR)/(ZIG*XS*XR*SLIP)
  *ELSE*
  (UQS*XR-UQR*XSR-Y[1]*XS*XR-WM-Y[2]*RS*XR-ID*WM*XSR*XR
  +Y[3]*RR*XSR)/(ZIG*XS*XR*SLIP);
  *END*;

*REAL** PROCEDURE* FN(X); *VALUE* X; *REAL* X;
  *BEGIN*
  Y[1]:=Z[1]; Y[2]:=Z[2]; Y[3]:=Z[3];
  D:=X-Z[4]; H:=D/4;
  RK1N(3, P, X, Y, I, D, H, AE, RE, M);
  IRC:=(IQO-Y[3])*SQRT(3)/2;
  FN:=IRC-IG;
  *END*;

```



```

PHI:=4*ARCTAN(1);
UN:=380;IN:=22.5;
WS:=100*PHI;
PO:=2;TN:=UN*IN/(WS/PO);
US:=220*SQRT(2);
IG:=20;ID:=-IG;IQ0:=IG/SQRT(3);
XS:=17.91;XR:=8.48;XSR:=11.62;ZIG:=0.11;RS:=0.24;RR:=0.15;
RSME:=XS/RS;
  'FOR' I:=1,2,3'DO'
  'BEGIN'
AE[I]:=2-4;RE[I]:=2-3;
  'END';
SLIP:=0.05;E:=0;

'WHILE' SLIP<0.29'DO'
'BEGIN'
'IF' ABS(SLIP-1/6)>0.025'THEN' SLIP:=SLIP+0.01
'ELSE' SLIP:=SLIP+0.001;
E:=E+1;
VEI:=SLIP;
WR:=SLIP;WH:=(1-SLIP);

L:=1;INT:=0.5;
UQ0:=-IG0*RR*XS/(XSR*SLIP);
UDO:=SQRT(US**2-UQ0**2);
A:=UQ0/XS-ID*XSR/XS;
B:=-UDO/XS-IQ0*XSR/XS;
K:=-1;
'WHILE' L>0.05'DO'
'BEGIN'
K:=K+1;
'IF' K>100'THEN' ALARM('(*NOZERO*)');
  Y[1]:=A;Y[2]:=B;Y[3]:=IQ0;
  BFG:=B;
D:=1/20;H:=D/4;
X:=0;IRC:=0;UQR:=0;
'WHILE' (IRC-IG)<0'DO'
'BEGIN'
  Z[1]:=Y[1];Z[2]:=Y[2];Z[3]:=Y[3];Z[4]:=X;
  RK1N(3,P,X,Y,I,D,H,AE,RE,M);
  IRC:=(IQ0-Y[3])*SQRT(3)/2;
'END';
AA:=Z[4];BB:=X;
ZEROINAB(FN(X),X,AA,BB,2-4,2-5);
D:=PHI/3-X;H:=D/4;
RK1N(2,G,X,Y,I,D,H,AE,RE,M);
AW:=(Y[1]+Y[2]*SQRT(3))/2;
BW:=(Y[2]-Y[1]*SQRT(3))/2;
L:=SQRT((AW-A)**2+(BW-B)**2);
A:=A+INT*(AW-A);
B:=B+INT*(BW-B);
'END';
D:=0.01;H:=D/4;
R:=0;T:=0;
F[T]:=0;
X:=0;IRC:=0;
V[ER]:=IRC;
UQR:=0;
Y[1]:=A;Y[2]:=B;Y[3]:=IQ0;BFG:=B;

```

```

F(R):=3/2*PO*XSR/WS*(Y(2)*ID-Y(3)*Y(1));
*WHILE*X<PHI/3*00*
*BEGIN*
  R:=R+1;
  *IF*IRC<IG*THEN*
  RK1N(3,P,X,Y,I,D,H,AE,RE,M)
  *ELSE*
  *BEGIN*
    Y(3):=-IQO;
    RK1N(2,Q,X,Y,I,D,H,AE,RE,M);
  *END*
  IRC:=(IQO-Y(3))*SQRT(3)/2;
  FIR):=3/2*PO*XSR/WS*(Y(2)*ID-Y(3)*Y(1));

```

```

*END*;
FOURIERCOEF(R,F,1,C(1),C(2));
W(E):=TE:=(SQRT(C(1)**2+C(2)**2))/TN;
*END*;
*FOR*J:=1*STEP*1*UNTIL*E*DO*
  WRITE(OUTPUT,</,F8.4,X5,F8.3>,V(J),W(J));
  AXIS COMPLETE(IM,2,2,11,2,12,0,0,0.3,*TRUE*,*FALSE*,0.21,('(S)'));
  AXIS COMPLETE(IM,2,17,2,2,40,0,1.0,0,*FALSE*,*TRUE*,0.21,('(TE)'));
  OPENMAP1(IM,0,0,0.3,0,0,1.0,2,2,11,2,2,17);
  CURVE1(IM,J,1,E,V(J),W(J),2);
  CLOSEMAP(IM);
  DRAWIMAGE(DRAWING,IM,0,0,12,18);
*END*.

```

```

=====
ERRORS DETECTED = 0.
SEGMENTS = 16. TOTAL SEGMENT SIZE = 493 WORDS. CORE ESTIMATE = 5269 WORDS.
IZE = 138 CARDS, 1685 SYNTACTIC ITEMS, 23 DISK SEGMENTS.
FILE NAME: (U12205S342)PULLE. 87700 CODE GENERATED.
ON TIME = 102.919 SECONDS ELAPSED; 1.451 SECONDS PROCESSING; 4.050 SECONDS I/
=====

```



Appendix.
7.5

Specificaties van de gebruikte componenten.
In deze appendix worden de specificaties gegeven
van die componenten die niet voorkomen in de
T.H.E. magazijn boeken.

Vooraf bij uitbreiding of wijzigingen van het
dataverwerkingsysteem kunnen deze specificaties
van nut zijn.



CQY58

GaAs LIGHT EMITTING DIODE

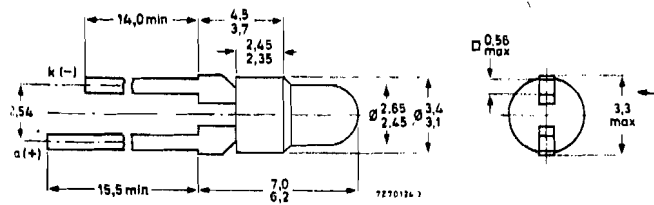
Diffused planar gallium arsenide light emitting diode intended for optical coupling and encoding. It emits radiation in the near infrared when forward biased. Red epoxy resin envelope with lens. Combination with phototransistor BPW22 is recommended.

QUICK REFERENCE DATA

Continuous reverse voltage	V_R	max.	2 V
Forward current (d.c.)	I_F	max.	50 mA
Total power dissipation up to $T_{amb} = 25^\circ C$	P_{tot}	max.	75 mW
Radiant output power at $I_F = 20$ mA	ϕ_e	typ.	500 μW
Radiant intensity (on-axis) at $I_F = 20$ mA	I_e	-	400 $\mu W/ster$
Wavelength at peak emission	λ_{pk}	typ.	875 nm
Thermal resistance from junction to ambient	$R_{th j-a}$	-	1 $^\circ C/mW$

MECHANICAL DATA SOD-53D

Dimensions in mm



March 1978

CQY58

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC134)

Voltage

Continuous reverse voltage V_R max. 2 V

Current

Forward current (d.c.) I_F max. 50 mA

Forward current (peak value)
 $t_p = 10 \mu s; \delta = 0.01$ I_{FM} max. 200 mA

Temperature

Storage temperature T_{stg} -55 to +100 °C

Junction temperature T_j max. 100 °C

Lead soldering temperature
> 3 mm from the body: $t_{sld} < 7_s$ T_{sld} max. 230 °C

Power dissipation

Total power dissipation up to $T_{amb} = 25$ °C,
device mounted on printed-circuit board P_{tot} max. 75 mW

THERMAL RESISTANCE

From junction to ambient,
device mounted on printed-circuit board $R_{th j-a} = 1$ °C/mW

CQY58

CHARACTERISTICS

$T_j = 25$ °C unless otherwise specified

Forward voltage

$I_F = 20$ mA V_F typ. 1.2 V
< 1.5 V

Reverse current

$V_R = 2$ V I_R < 100 μ A

Diode capacitance

$V_R = 0; f = 1$ MHz C_d typ. 80 pF

Total radiant power

$I_F = 20$ mA P_{oe} typ. 500 μ W

Radiant intensity (on-axis)

$I_F = 20$ mA I_e < 400 μ W/sr
typ. 800 μ W/sr

Wavelength at peak emission

λ_{pk} typ. 675 nm

Bandwidth at half height

$B_{50\%}$ typ. 50 nm

Beamwidth between half-intensity directions

$\theta_{50\%}$ typ. 16°

Switching times

$I_{F on} = 50$ mA; $t_p = 100$ ns; $f = 100$ kHz

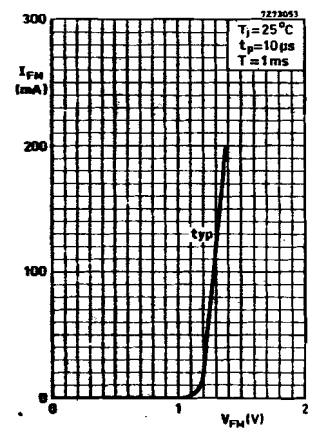
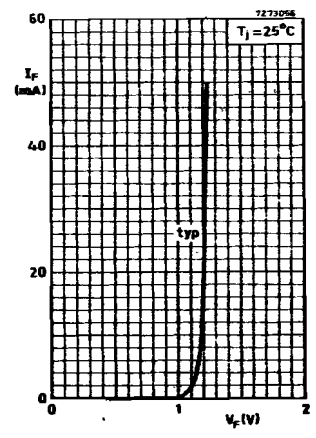
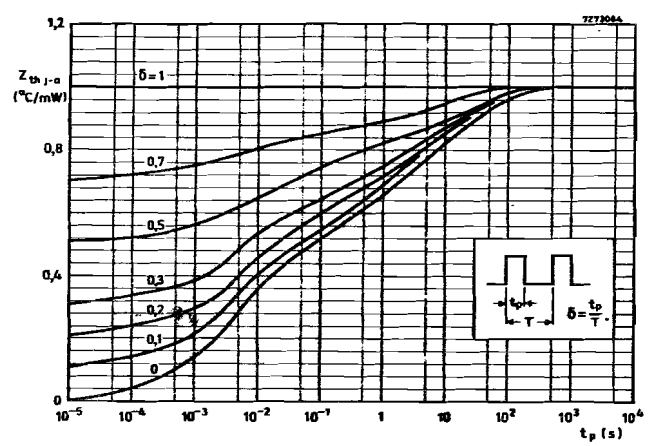
Light rise time t_r typ. 20 ns

Light fall time t_f typ. 20 ns



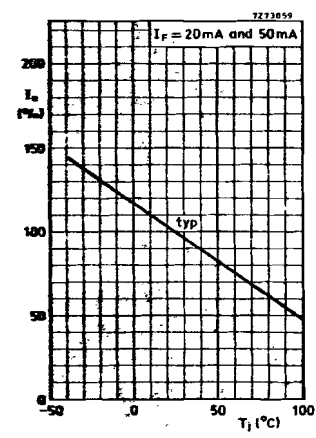
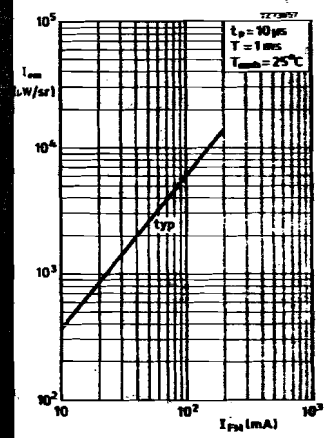
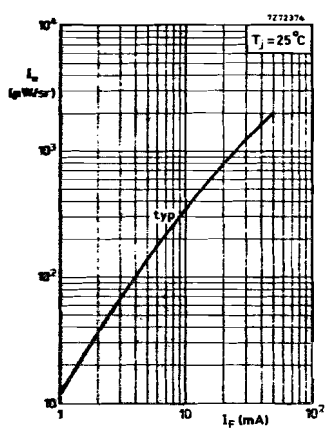
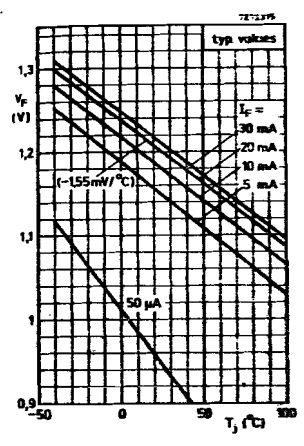


CQY58



April 1976

CQY58



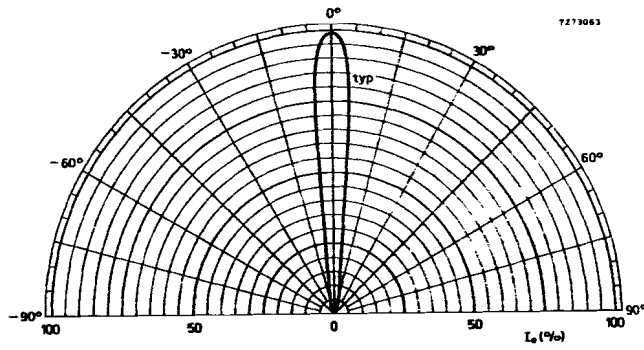
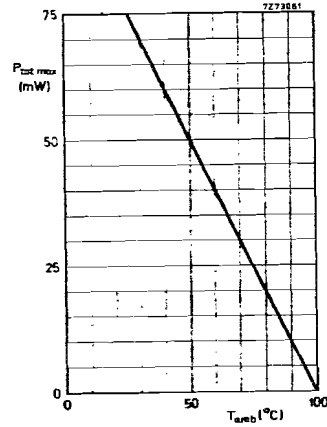
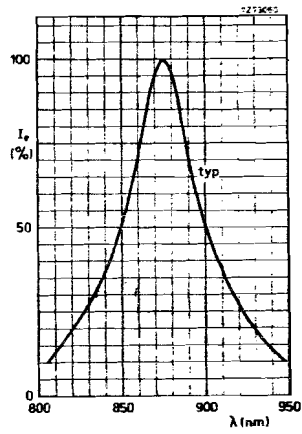
April 1976

4

5



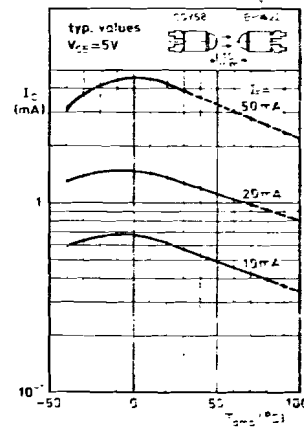
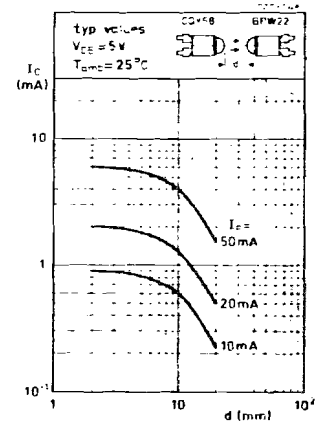
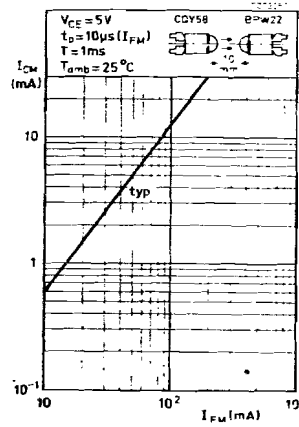
CQY58



6

June 1974

CQY58



June 1975

7



BPW22

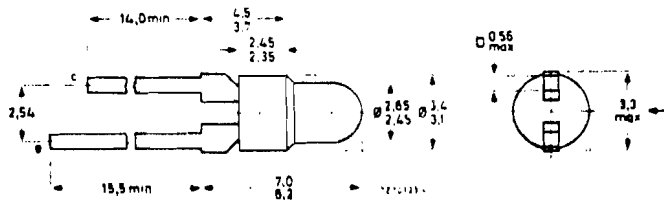
SILICON PHOTOTRANSISTOR

N-P-N silicon phototransistor in epoxy resin encapsulation intended to be used in combination with the Infrared LED QY5e. The base is inaccessible.

QUICK REFERENCE DATA			
Collector-emitter voltage	V_{CE}	max.	30 V
Collector current (d.c.)	I_C	max.	25 mA
Total power dissipation up to $T_{amb} = 25^\circ C$	P_{tot}	max.	50 mW
Collector dark current $V_{CE} = 20 V, E = 0$	$I_{C(DK)}$		100 nA
Collector light current $V_{CE} = 5 V, P_e = 5 mW, \lambda_{pk} = 875 nm$	$I_{C(FOLL)}$	\approx	6 mA
Wavelength at peak response	λ_{pk}	typ.	800 nm

MECHANICAL DATA SOD-53D

Dimensions in mm



BPW22

RATINGS Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

Voltage

Collector-emitter voltage	V_{CE0}	max.	30 V
Emitter-collector voltage	V_{E00}	max.	5 V

Current

Collector current (d.c.)	I_C	max.	25 mA
Collector current (peak value)	I_{CM}	max.	50 mA

Power dissipation

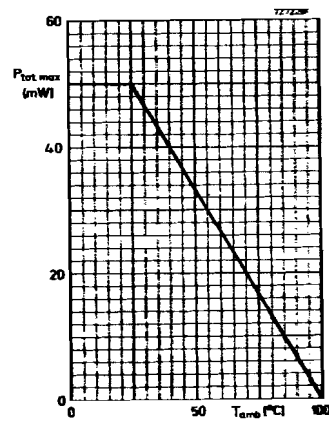
Total power dissipation up to $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}	max.	50 mW
--	-----------	------	-------

Temperature

Storage temperature	T_{stg}	-55 to +100	$^\circ\text{C}$
Junction temperature	T_j	max.	100 $^\circ\text{C}$
Lead soldering temperature > 3 mm from the body; $t_{sld} < 7$ s	T_{sld}	max.	230 $^\circ\text{C}$

THERMAL RESISTANCE

From junction to ambient,
device mounted on printed-circuit board $R_{th\ j-a} = 1,5\ ^\circ\text{C}/\text{mW}$



BPW22

$T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

CHARACTERISTICS

Collector dark current

$V_{CE} = 20$ V; $E = 0$	$I_{CE0(D)}$	<	100 nA
--------------------------	--------------	---	--------

Collector light current

$V_{CE} = 5$ V; $E_e = 5$ mW/cm ² ; $\lambda_{pk} = 675$ nm ¹⁾	$I_{CE0(L)}$	>	6 mA
	typ.		15 mA

Collector-emitter saturation voltage

$I_C = 4$ mA; $E_e = 5$ mW/cm ² ; $\lambda_{pk} = 675$ nm ¹⁾	V_{CEsat}	<	0,4 V
--	-------------	---	-------

Wavelength at peak response

λ_{pk}	typ.	800 nm
----------------	------	--------

Bandwidth at half height

$B_{50\%}$	typ.	400 nm
------------	------	--------

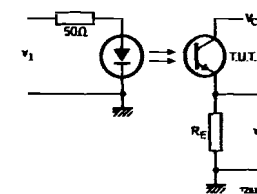
Beamwidth between half sensitivity directions

$\alpha_{50\%}$	typ.	10°
-----------------	------	------------

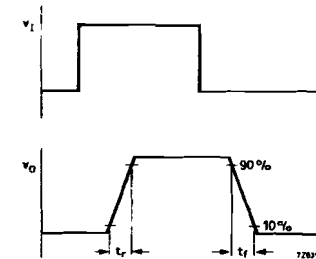
Switching times (circuit below)

$I_{Con} = 1$ mA; $V_{CC} = 20$ V; $R_E = 1$ k Ω ; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$

Rise time	t_r	typ.	7,5 μs
Fall time	t_f	typ.	7,5 μs

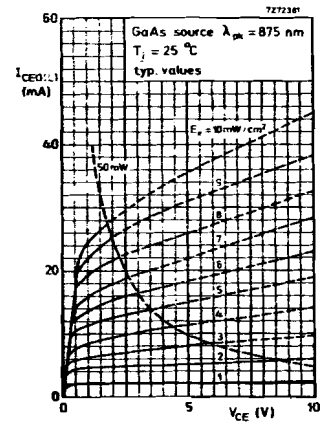
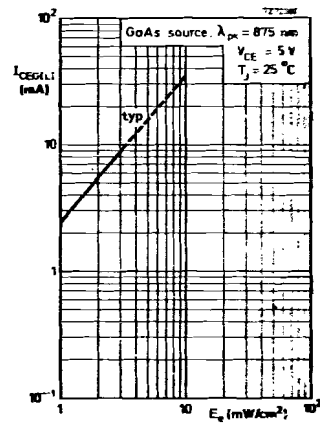
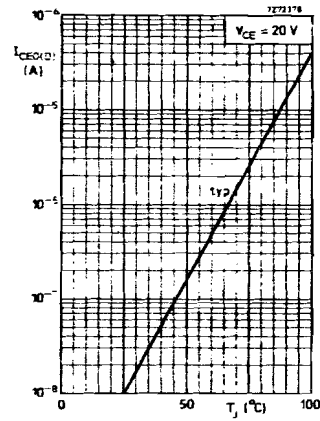
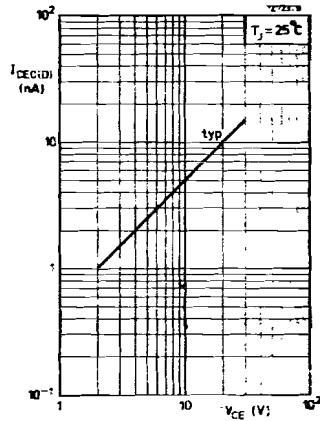


LED = CQY58
T. U. T. = BPW22

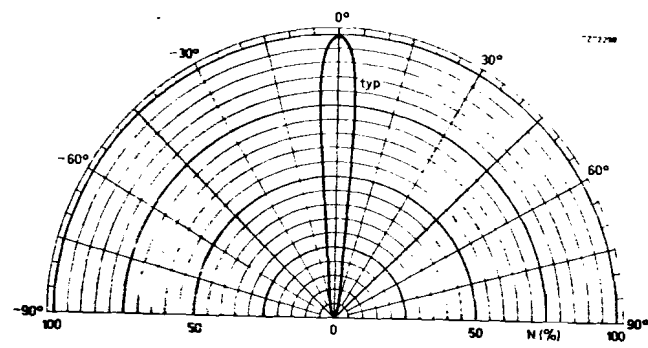
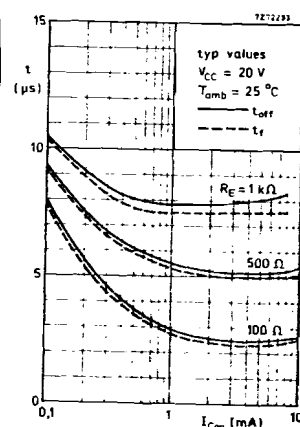
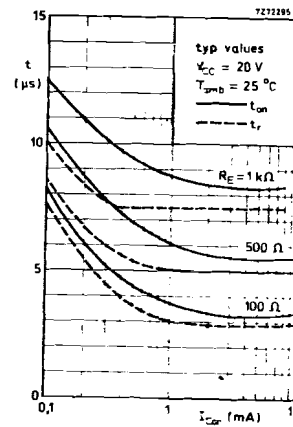


¹⁾ Measured with pulsed GaAs light source.

BPW22

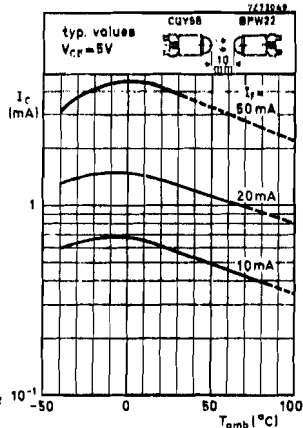
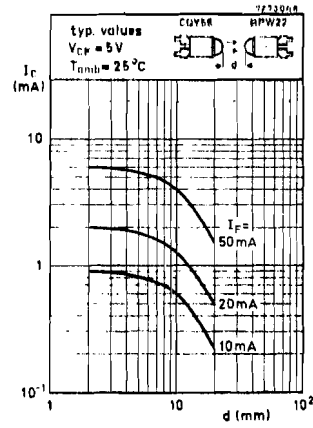
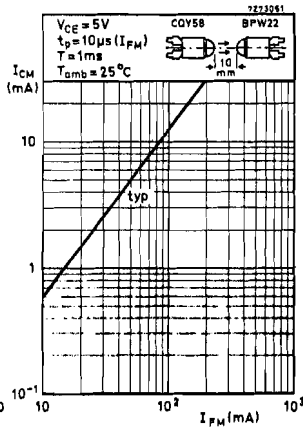
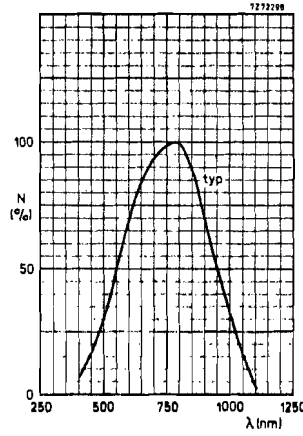


BPW22





BPW22





LOW COST MONOLITHIC SAMPLE-HOLD

MODEL SHM-LM-2

FEATURES

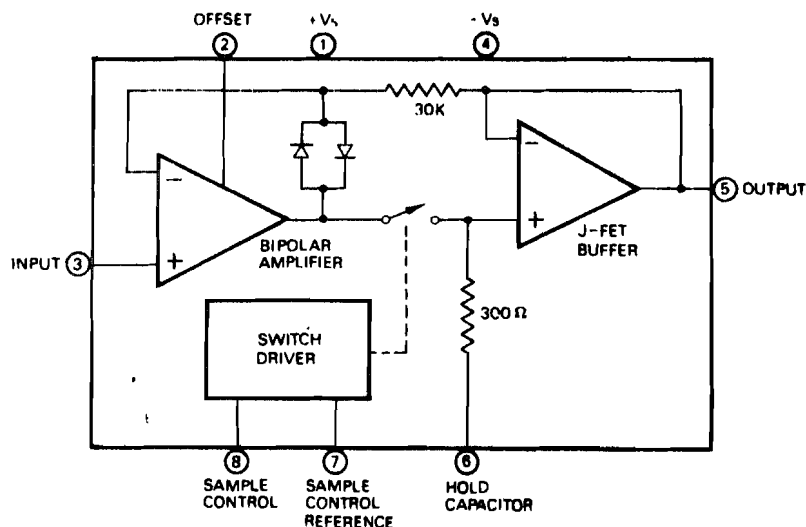
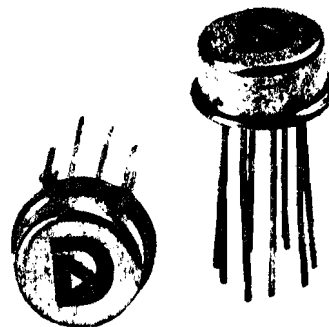
- ▶ 5 μ sec. Acquisition Time
- ▶ .01% Gain Accuracy
- ▶ TTL/CMOS Logic Compatible
- ▶ $\pm 5V$ to $\pm 18V$ Supplies
- ▶ TO-99 Package
- ▶ Low Cost - \$7.95

GENERAL DESCRIPTION

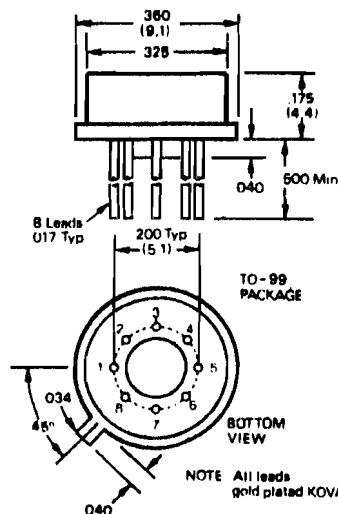
The SHM-LM-2 is a low cost monolithic sample-hold circuit with excellent performance features. It is self-contained requiring only an external hold capacitor with the value selected by the user for desired speed and accuracy characteristics. Acquisition time is 6 μ sec. for a 10V change to .01% using a 1000pF capacitor and 25 μ sec. using a .01 μ F capacitor. It is 5 μ sec. and 20 μ sec. respectively for a 10V change to 0.1%. This device is internally configured as a unity gain follower with a gain error of less than .01% in the sample mode.

The circuit consists of a bipolar input amplifier, a low leakage electronic switch, and an FET output amplifier. The monolithic fabrication process combines P channel junction FET's with bipolar transistors to achieve a low noise, high input impedance output amplifier. Other important specifications include 10^{10} ohms input impedance and 1 MHz bandwidth. Aperture time is less than 100 nsec. and hold mode feed-through is less than .005%. Hold mode droop is 200 μ V/msec. max. with a 1000pF hold capacitor and 20 μ V/msec. max. with a .01 μ F capacitor. The SHM-LM-2 can operate over a power supply range of $\pm 5V$ to $\pm 18V$.

Applications include sampling for A/D conversion, deglitching circuits, automatic zeroing circuits, and analog demultiplexing circuits. It is recommended that the holding capacitor (C_H) be a teflon, polystyrene, or polypropylene type for best results. Operating temperature range is 0°C to 70°C.



MECHANICAL DIMENSIONS INCHES (MM)



INPUT/OUTPUT CONNECTIONS

PIN	FUNCTION
1	+ POWER SUPPLY
2	OFFSET ADJUST
3	INPUT
4	- POWER SUPPLY
5	OUTPUT
6	HOLD CAPACITOR (C_H)
7	SAMPLE CONTROL REF.
8	SAMPLE CONTROL

SPECIFICATIONS(Typical at 25°C, ±15V supplies and $C_H = .01 \mu F$ unless otherwise stated)**INPUTS**

Input Voltage Range	±11.5V min.
Input Overvoltage, no damage	± Supply
Input Impedance	10^{10} ohms
Input Bias Current	10 nA typ., 50 nA max.
Sample Control	TTL or CMOS
Sample Control Input Current ¹	10 μA max.

OUTPUT

Output Voltage Range	±11.5V min.
Output Current, S.C. protected	±5 mA
Output Impedance	0.5 ohm

PERFORMANCE

Gain	+1,000, +0, -.01%
Output Offset Voltage, adj. to zero	±7 mV max.
Sample to Hold Offset	2.5 mV max.
Hold Mode Feedthrough	.01% max.
Power Supply Rejection Ratio	80 dB min.
Output Noise, hold mode (10Hz-100kHz)	8.5 μV RMS
Hold Mode Droop, $C_H = 1000 \text{ pF}$	200 μV /msec. max.
$C_H = .01 \mu F$	20 μV /msec. max.

DYNAMIC RESPONSE

Acquisition Time ² to 0.1%, $C_H = 1000 \text{ pF}$	5 $\mu\text{sec.}$
$C_H = .01 \mu F$	20 $\mu\text{sec.}$
Acquisition Time ² to .01%, $C_H = 1000 \text{ pF}$	6 $\mu\text{sec.}$
$C_H = .01 \mu F$	25 $\mu\text{sec.}$
Aperture Delay Time	100 nsec.
Hold Mode Settling Time ³	800 nsec.
Bandwidth, sample mode, -3 dB	1 MHz

POWER REQUIREMENT

Voltage, rated performance	±15VDC
Voltage Range, operating	±5V to ±18VDC
Quiescent Current	8 mA

PHYSICAL-ENVIRONMENT

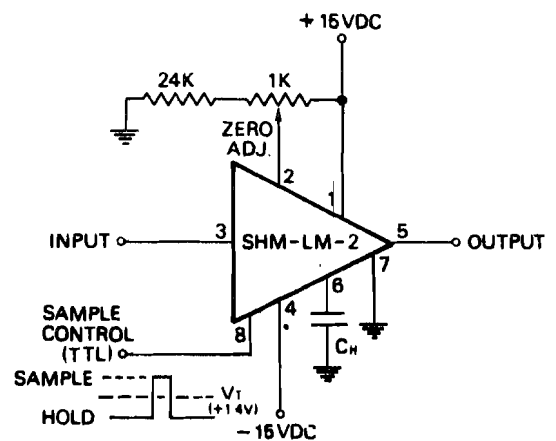
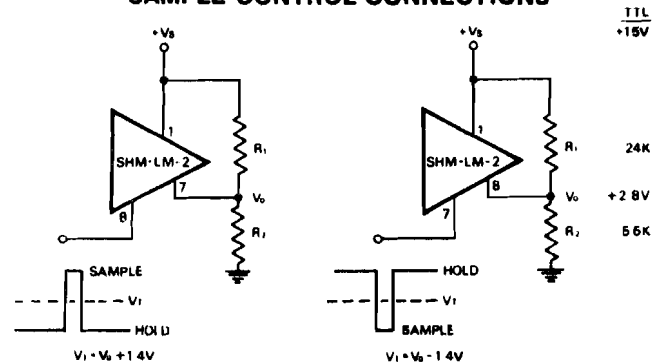
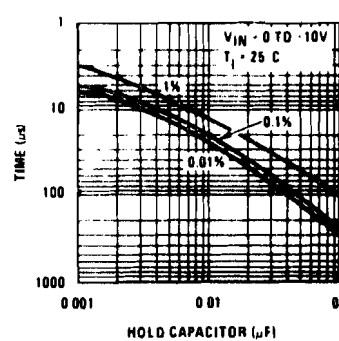
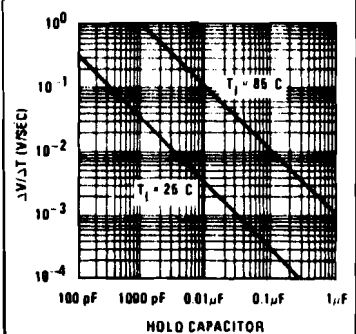
Operating Temperature Range	0°C to 70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Case	8 pin TO-99

- NOTES:**
- For either Sample Control or Sample Control Reference inputs
 - For 10V change
 - The time for the output to settle within 1 mV of final value after the logic command to switch into hold mode.

ORDERING INFORMATION

Price (1-9)	\$7.95
Trimming Potentiometer, TP1K	\$3.00

THE SHM-LM-2 IS COVERED BY GSA CONTRACT

CONNECTION DIAGRAM**SAMPLE-CONTROL CONNECTIONS****ACQUISITION TIME****HOLD MODE DROOP****TECHNICAL NOTES**

- The sample to hold offset can be adversely affected by stray capacitive coupling from input sample control signals to the hold capacitor. It is recommended that a guard ring connected to the output be put around pin 6 in a circuit board layout in order to minimize this effect.
- For various types of logic inputs the logic threshold (V_T) is set by two biasing resistors as shown in the diagram. Inverted or non-inverted pulses may be used by using either pin 7 or pin 8 as the sample control input.

Printed in U.S.A. Copyright © 1978 Datel Systems Inc. All rights reserved

DATTEL

SYSTEMS, INC. 1020 TURNPIKE STREET, CANTON, MASS. 02021/

TEL: (617) 828-8000 / TWX: 710-348-0135 / TELEX: 924461
 (714) 835-2751
 (408) 733-2424
 (213) 933-7256
 (301) 840-3490

PRICES AND SPECIFICATIONS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE

11/78 BULLETIN NO SLM-J10611



4, 8, AND 16 CHANNEL CMOS MULTIPLEXERS

MX SERIES

FEATURES

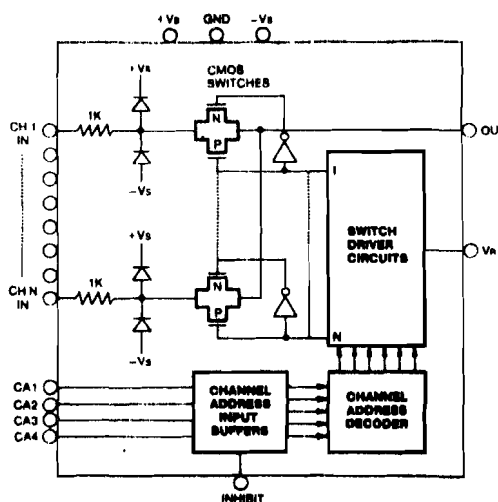
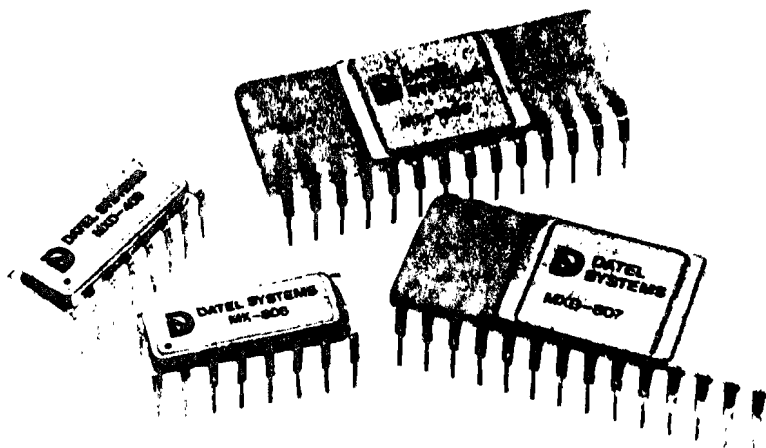
- ▶ Dielectrically Isolated CMOS
- ▶ Break-Before-Make Switching
- ▶ Single-Ended and Differential
- ▶ Overvoltage Protection
- ▶ DTL/TTL/CMOS Compatible
- ▶ 7.5 mW Standby Power

GENERAL DESCRIPTION

The MX series analog multiplexers are 4, 8, and 16 channel monolithic devices manufactured with a dielectrically isolated complementary MOS process. The circuits incorporate analog and digital input protection which protects the units from both overvoltage and loss of power. The digital inputs are DTL/TTL/CMOS compatible and address the proper channel by means of a 2, 3, or 4 bit binary code. An inhibit input enables or disables the entire device and thus permits expansion of the number of channels by using several devices together. Another important feature of these multiplexers is the use of break-before-make switching to insure that no two channels are ever momentarily shorted together.

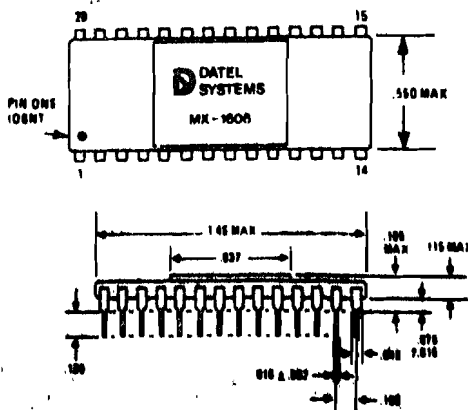
Transfer accuracies of .01% can be achieved at channel sampling rates up to 200 kHz and over $\pm 10V$ signal ranges. These multiplexers are ideal for multi-channel data acquisition systems where the multiplexer operates into a high impedance load such as a sample-hold, buffer amplifier, or instrumentation amplifier. Channel ON resistance is typically 1.5K at 25°C and is less than 2K over the operating temperature range.

Power consumption is only 7.5 mW at standby and 15 mW at 100 kHz switching rate. Power supply range is $\pm 5V$ to $\pm 20V$. The devices are packaged in 16 pin or 28 pin DIP's and operate over the 0°C to 70°C temperature range.

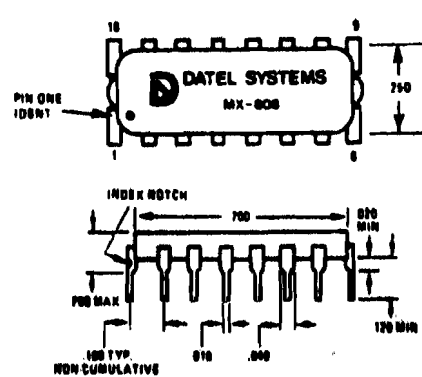


MECHANICAL DIMENSIONS (INCHES)

MX-1606, MXD-807
28 Pin DIP



MX-808, MXD-409
16 Pin DIP



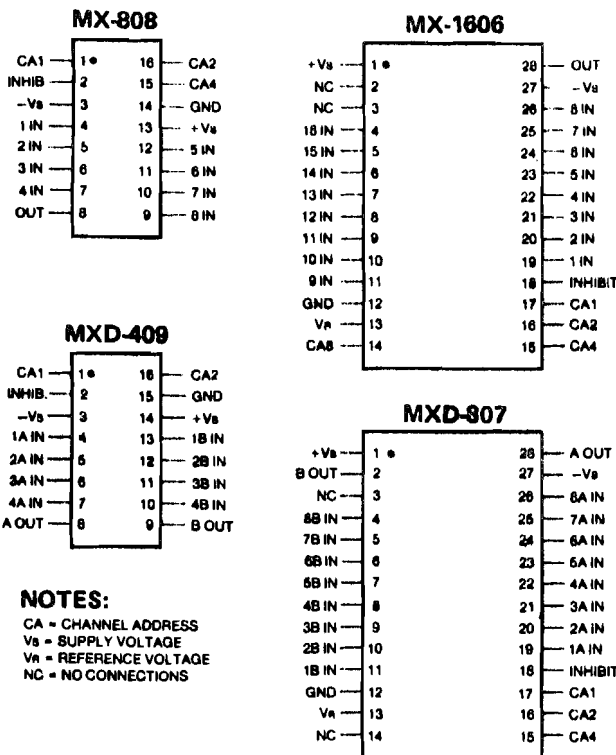
SPECIFICATIONS, Typical at 25°C, ±15V supplies, R source < 1K, unless otherwise noted.

	MX-808	MX-1606	MXD-409	MXD-807
ANALOG INPUTS				
Number of Channels	8	16	4	8
Type	Single End.	Single End.	Differential	Differential
Input Voltage Range	±15V	±15V	±15V	±15V
Input Overvoltage, max.	± V _s +20V	± V _s +20V	± V _s +20V	± V _s +20V
Channel ON Resistance	1.5K	1.5K	1.5K	1.5K
Channel ON Resistance, max., 0 to 70°C	2.0K	2.0K	2.0K	2.0K
Channel OFF Input Leakage	30 pA	30 pA	30 pA	30 pA
Channel OFF Output Leakage	1.0 nA	1.0 nA	1.0 nA	1.0 nA
Channel ON Leakage	100 pA	100 pA	100 pA	100 pA
Channel OFF Input Capacitance	5 pF	5 pF	5 pF	5 pF
Channel OFF Output Capacitance	25 pF	50 pF	12 pF	25 pF
DIGITAL INPUTS¹				
Logic "0" Threshold, max.	+0.8V	+0.8V	+0.8V	+0.8V
Logic "1" Threshold, min. (TTL) ²	+4.0V	+4.0V	+4.0V	+4.0V
Logic "1" Threshold, min. (CMOS) ³	+6.0V	+6.0V	—	—
Input Current, max., high or low	5 μA	5 μA	5 μA	5 μA
Channel Address Coding	3 Bits	4 Bits	2 Bits	3 Bits
Channel Inhibit, all channels OFF	Logic "0"	Logic "0"	Logic "0"	Logic "0"
PERFORMANCE				
Transfer Error, max.	.01%	.01%	.01%	.01%
Crosstalk, 10 kHz	-86 dB	-86 dB	-86 dB	-86 dB
Common Mode Rejection	—	—	120 dB	120 dB
Settling Time, 20V step to 0.1%	2 μsec.	2 μsec.	2 μsec.	2 μsec.
Settling Time, 20V step to .01%	5 μsec.	5 μsec.	5 μsec.	5 μsec.
Turn ON Time	500 nsec.	500 nsec.	500 nsec.	500 nsec.
Turn OFF Time	300 nsec.	300 nsec.	300 nsec.	300 nsec.
Break Before Make Delay	80 nsec.	80 nsec.	80 nsec.	80 nsec.
Inhibit/Enable Delay	300 nsec.	300 nsec.	300 nsec.	300 nsec.
POWER REQUIREMENT				
Rated Power Supply Voltage	±15 VDC	±15 VDC	±15 VDC	±15 VDC
Power Supply Voltage Range	±5 to ±20V	±5 to ±20V	±5 to ±20V	±5 to ±20V
Quiescent Current, max.	+5, -2mA	+5, -2mA	+5, -2mA	+5, -2mA
Power Consumption, 10 kHz sampling	7.5 mW	7.5 mW	7.5 mW	7.5 mW
PHYSICAL-ENVIRONMENTAL				
Operating Temperature Range	0 to 70°C	0 to 70°C	0 to 70°C	0 to 70°C
Storage Temperature Range	-65 to +150°C	-65 to +150°C	-65 to +150°C	-65 to +150°C
Package	16 Pin DIP	28 Pin DIP	16 Pin DIP	28 Pin DIP
Package Dissipation, max.	725 mW	1200 mW	725 mW	1200 mW
PRICE (1-9)	\$14.00	\$34.00	\$14.00	\$34.00

- NOTES: 1. The digital inputs are the channel address inputs and the inhibit input.
2. To drive from DTL/TTL circuits 1K pull-up resistors to +5V are recommended.
With models MX-1606 and MXD-807 pin 13 should be left open.
3. For a +6.0V threshold with models MX-1606 and MXD-807 pin 13 is connected to +10V.

These Multiplexers are covered by GSA Contract.

PIN CONNECTIONS



NOTES:
 CA = CHANNEL ADDRESS
 V_s = SUPPLY VOLTAGE
 V_R = REFERENCE VOLTAGE
 NC = NO CONNECTIONS

CHANNEL ADDRESSING

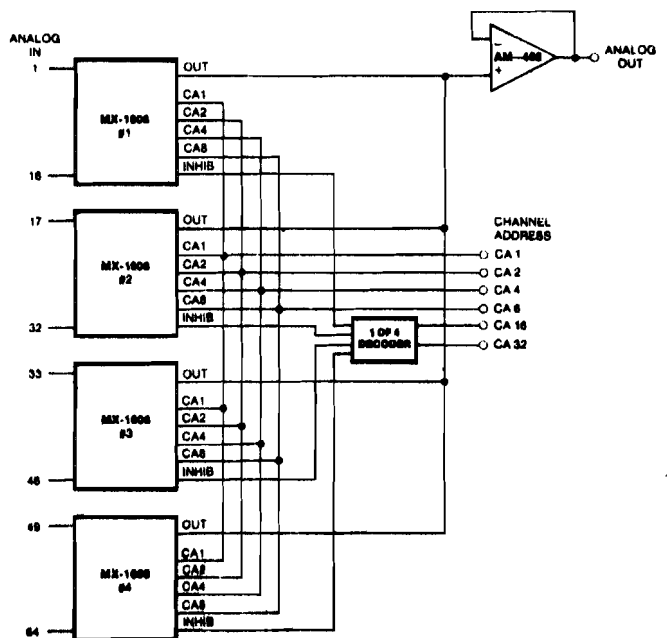
MX-1606						MX-808, MXD-807				
B	4	2	1	INHIB.	ON CHANNEL	4	2	1	INHIB.	ON CHANNEL
X	X	X	X	0	NONE	X	X	X	0	NONE
0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1
0	0	0	1	1	2	0	0	1	1	2
0	0	1	0	1	3	0	1	0	1	3
0	0	1	1	1	4	0	1	1	1	4
0	1	0	0	1	5	1	0	0	1	5
0	1	0	1	1	6	1	0	1	1	6
0	1	1	0	1	7	1	1	0	1	7
0	1	1	1	1	8	1	1	1	1	8
1	0	0	0	1	9					
1	0	0	1	1	10					
1	0	1	0	1	11					
1	0	1	1	1	12					
1	1	0	0	1	13					
1	1	0	1	1	14					
1	1	1	0	1	15					
1	1	1	1	1	16					

MXD-409			
2	1	INHIB.	ON CHANNEL
X	X	0	NONE
0	0	1	1
0	1	1	2
1	0	1	3
1	1	1	4

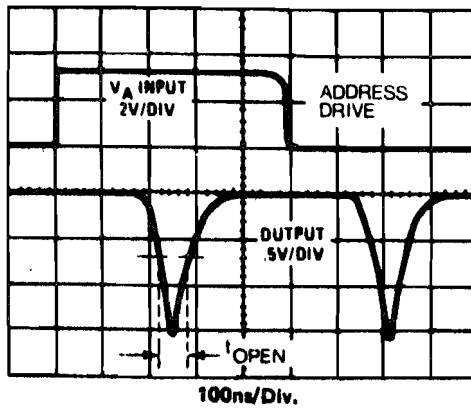
TECHNICAL NOTES

1. The transfer accuracy of these multiplexers depends on both the source resistance and the load resistance. With zero source resistance, and assuming 2K ohms max. channel ON resistance, the load impedance should be at least 20 megohms to achieve .01% accuracy. In practice it is recommended that a load impedance of at least 100 megohms be used to minimize errors. This can be done by using a good high gain, high CMR operational amplifier as a buffer (such as Datel's AM-462). Source resistance should be kept as low as possible so that accuracy is not affected; less than 1K ohms is recommended. Higher source resistance, in addition to affecting accuracy, will degrade the settling time of the multiplexer.
2. For differential operation two buffer amplifiers or a good quality instrumentation amplifier (such as Datel's AM-201) should be used. To maintain high CMR, source impedance unbalance should be kept to a minimum, the highest possible load impedance should be used, and an amplifier with high CMR should be chosen.
3. The maximum analog input overvoltage for these models is $\pm |V_s + 20V|$. Maximum logic input overvoltage is $\pm |V_s + 4V|$.
4. Channel expansion is accomplished by use of the inhibit input of the multiplexer. A logic "0" on this input disables the multiplexer. The expansion technique shown in the diagram to the right applies to all of the multiplexer models.
5. The reference terminal (V_R) sets the noise immunity level of the input logic for models MX-1606 and MXD-807. In most cases this terminal is left open (TTL inputs). For higher level inputs (+6V min.) this terminal should be connected to +10V. When addressing from DTL/TTL logic it is recommended that 1K ohm pull-up resistors to the +5V supply be used.

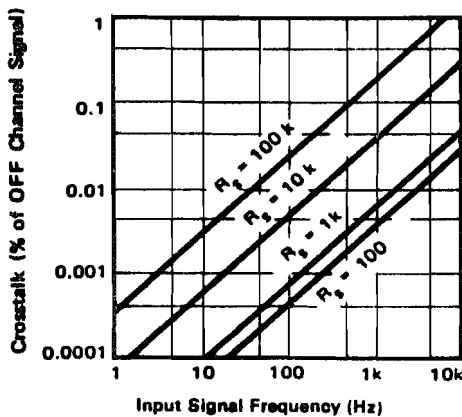
EXPANSION TO 64 CHANNELS



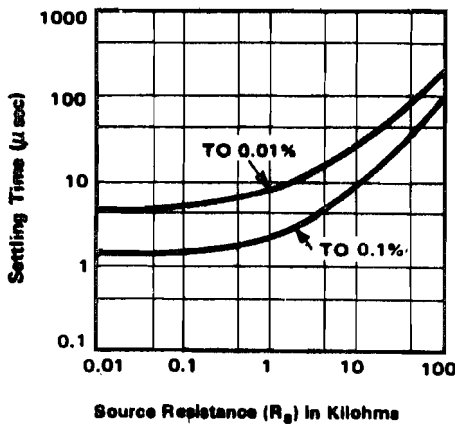
BREAK-BEFORE-MAKE DELAY (T_{OPEN})



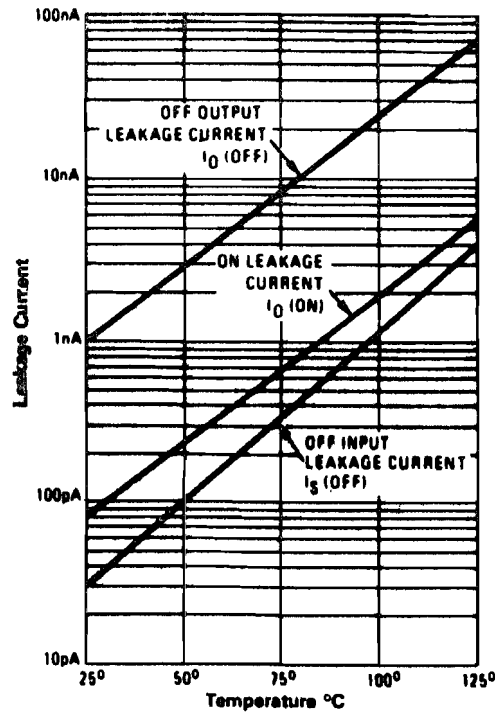
CROSSTALK VS. FREQUENCY OF INPUT SIGNAL



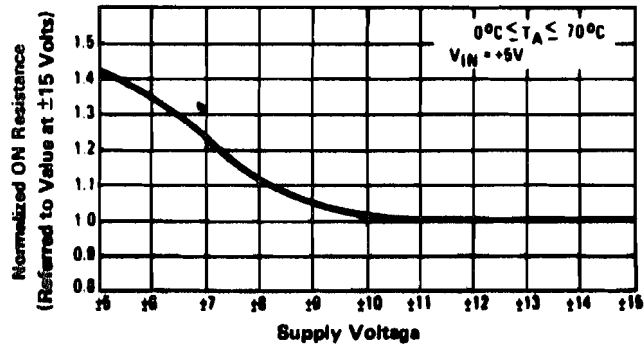
SETTLING TIME VS. SOURCE RESISTANCE (R_S)



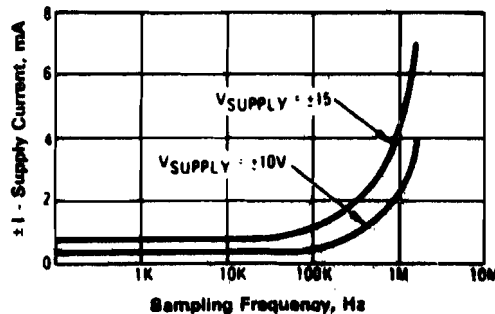
LEAKAGE CURRENT VS. TEMP.



ON RESISTANCE VS. SUPPLY VOLTAGE



SUPPLY CURRENT VS. SAMPLING FREQUENCY



Printed in U.S.A. Copyright © 1976 Datel Systems Inc. All rights reserved

DATTEL

SYSTEMS, INC. 1020 TURNPIKE STREET, CANTON, MASS. 02021 / TEL. (617) 828-8000 / TWX: 710-348-0136 / TELEX: 924481

(714) 835-2751
(408) 733-2424
(213) 933-7256
(301) 840-9490

DES AND SPECIFICATIONS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE

9/76 - BULLETIN LGRDN10609



LOW COST, 12 BIT HYBRID ANALOG TO DIGITAL CONVERTERS

ADC-HX, ADC-HZ SERIES

FEATURES

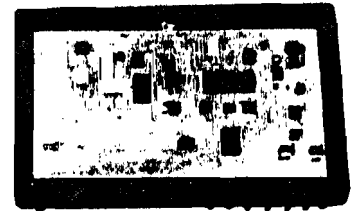
- ▶ 12 Bit Resolution
- ▶ 8 or 20µSec. Conversion
- ▶ Programmable Ranges
- ▶ Internal Buffer Amp.
- ▶ Short Cycle Capability
- ▶ Glass or Metal Package

GENERAL DESCRIPTION

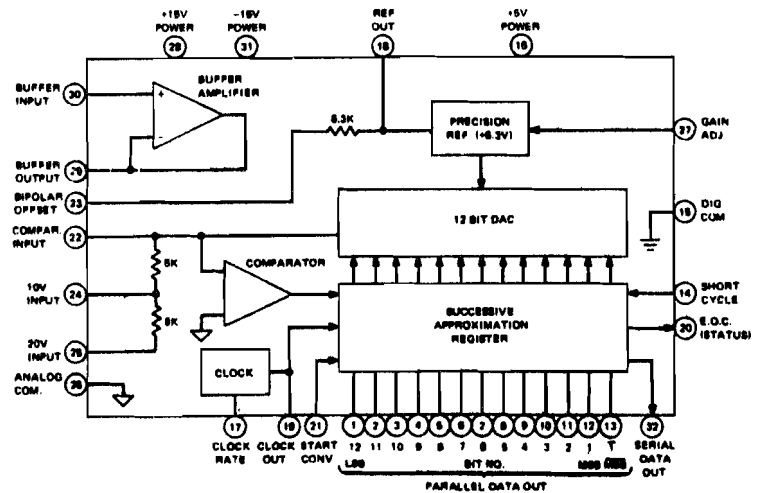
The ADC-HX12B and ADC-HZ12B are self-contained, high performance, 12 bit A/D converters manufactured with thin-film hybrid technology. They use the successive approximation conversion technique to achieve a 12 bit conversion in 20 and 8 microseconds respectively. Five input voltage ranges are programmable by external pin connection: 0 to +5V, 0 to +10V, ±2.5V, ±5V, and ±10V. An internal buffer amplifier is also provided for applications where 100 megohm input impedance is required.

These converters utilize a fast 12 bit DAC consisting of tightly matched monolithic quad current switches, a stable nichrome thin-film resistor network, and a precision zener reference source. The circuit also contains a fast monolithic comparator, a monolithic 12 bit successive approximation register, a clock, and a monolithic buffer amplifier. The thin-film resistor network is functionally trimmed by a laser to precisely set the 8-4-2-1 current weighting in the quad current switches. The close tracking of the thin-film resistor and quad current switches result in a differential nonlinearity tempco of only ±2ppm/°C. Gain tempco is ±20ppm/°C maximum.

Both models have identical operation except for conversion speed. They can be short-cycled to give faster conversion in lower resolution applications. Use of the internal buffer amplifier increases conversion time by 3 sec., the settling time of the amplifier. Output coding is complementary binary, complementary offset binary, or complementary 2's complement. Serial data is also brought out. The package is a 32 pin hermetically sealed glass or metal case. Eight different models are offered covering the operating temperature ranges of 0 to 70°C, -25 to +85°C, and -55 to +100°C.

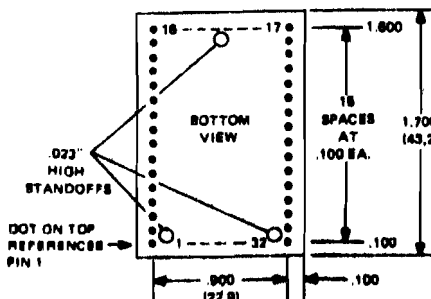
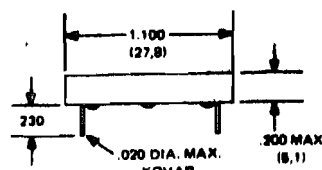


(ACTUAL SIZE)

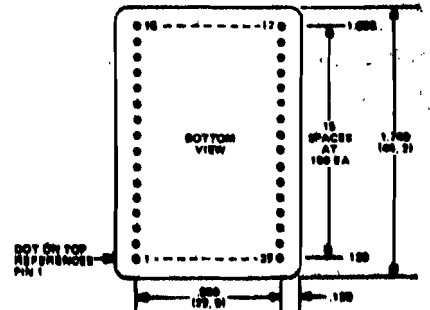
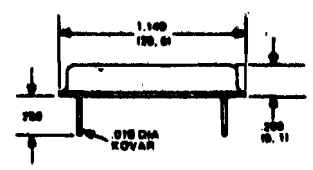


MECHANICAL DIMENSIONS - INCHES (MM)

GLASS PACKAGE



METAL PACKAGE



NOTE: .100 INCH = 2.5mm

Typical at 25°C, ±15V and +5V supplies unless otherwise noted)

TECHNICAL NOTES

INPUTS	ADC-HX12B	ADC-HZ12B
	Analog Input Range, unipolar Analog Input Range, bipolar Input Impedance Input Impedance with Buffer Input Bias Current of Buffer Input Overvoltage Start Conversion	0 to +5V, 0 to +10V FS ±2.5V, ±5V, ±10V FS 2.5K (0 to +5V, ±2.5V) 5K (0 to +10V, ±5V) 10K (±10V) 100 Megohms 125nA typ., 250nA max. ±15V 2V min. to 5.5V max. positive pulse with duration of 100nsec. min. Rise and fall times < 30nsec. Logic "1" to "0" transition resets converter and initiates next conversion. Loading: 1 TTL load
OUTPUTS	12 parallel lines of data held until next conversion command. VOUT ("0") < +0.4V VOUT ("1") > +2.4V Complementary Binary Complementary Offset Binary Complementary Two's Complement NRZ successive decision pulses out, MSB first. Compl. Binary or Compl. Offset Binary Coding Conversion status signal. Output is logic "1" during reset and conversion and logic "0" when conversion complete. Train of positive going +5V 100nsec. pulses. 600 kHz for ADC-HX12B and 1.5MHz for ADC-HZ12B (pin 17 grounded).	
	Resolution Nonlinearity Differential Nonlinearity Gain Error, before adjustment Zero Error, unipolar, before adj. Offset Error, bipolar, before adj. Temp. Coeff. of Gain Temp. Coeff. of Zero, unipolar Temp. Coeff. of Offset, bipolar Diff. Nonlinearity Tempo. Missing Codes Conversion Time ² , 12 bits 10 bits ⁴ 8 bits ⁴ Buffer Settling Time, 10V step Power Supply Rejection	12 bits (1 part in 4096) ±1/2 LSB max. ±1/2 LSB max. ±0.1% ±.05% of FSR ³ ±0.1% of FSR ³ ±20ppm/°C max. ±5ppm/°C of FSR max. ³ ±10ppm/°C of FSR max. ³ ±2ppm/°C of FSR ³ Over oper. temp. range 20 μsec. max. 8.0 μsec. max. 15 μsec. max. 6.0 μsec. max. 10 μsec. max. 4.0 μsec. max. 3.0 μsec. to .01% .002% / % Supply max.
POWER REQUIREMENT	+15VDC ±0.5V @ 55mA -15VDC ±0.5V @ 45mA +5VDC ±0.25 @ 100mA	
PHYSICAL-ENVIRONMENTAL	Operating Temperature Range Storage Temperature Range Package Size Package Type Weight	
0 to 70°C, -25 to +85°C, or -55 to +100°C -65°C to +150°C 1.70 X 1.10 X 0.2 inches (Glass) 1.74 X 1.14 X 0.2 inches (Metal) Hermetically sealed glass or metal Kovar 0.42 oz. (glass), 0.53 oz. (metal)		
NOTES:	All digital outputs can drive 2 TTL loads. Without buffer amplifier used. FSR is full scale range and is 10V for 0 to +10V or ±5V input and 20V for ±10V input. Short cycled operation.	

1. It is recommended that the ±15V power input pins both be bypassed to ground with a .01μF ceramic capacitor in parallel with a 1μF electrolytic capacitor and the +5V power input pin be bypassed to ground with a 10μF electrolytic capacitor as shown in the connection diagrams. In addition, pin 27 should be bypassed to ground with a .01μF ceramic capacitor. These precautions will assure noise free operation of the converter.
2. Digital Common (pin 15) and Analog Common (pin 26) are not connected together internally, and therefore must be connected as directly as possible externally. It is recommended that a ground plane be run underneath the case between the two commons. Analog ground and ±15V power ground should be run to pin 26 whereas digital ground and +5V ground should be run to pin 15.
3. External adjustment of zero or offset and gain are provided for by trimming potentiometers connected as shown in the connection diagrams. The potentiometer values can be between 10K and 100K ohms and should be 100ppm/°C cermet types (such as Datal Systems TP series). The adjustment range is ±0.2% of FSR for zero or offset and ±0.3% for gain. The trimming pots should be located as close as possible to the converter to avoid noise pickup. In some cases, for example 8 bit short-cycled operation, external adjustment may not be necessary.
4. Short cycled operation results in shorter conversion times where the conversion can be truncated to less than 12 bits. This is done by connecting pin 14 to the output bit following the last bit desired. For example for an 8 bit conversion, pin 14 is connected to bit 9 output. Maximum conversion times are given for short-cycled conversions of 8 or 10 bits. In these two cases the clock rate is also speeded up by connecting the clock rate adjust (pin 17) to +5V (10 bits) or +15V (8 bits). The clock rate should not be arbitrarily speeded up to exceed the maximum conversion rate at a given resolution, however, or missing codes will result.
5. Note that output coding is complementary coding. For unipolar operation it is complementary binary and for bipolar operation it is complementary offset binary or complementary 2's complement. In cases where bipolar coding of offset binary or 2's complement is required, this can be achieved by inverting the analog input to the converter (using an op amp connected for gain of -1.0000). The converter is then calibrated so that -FS analog input gives an output code of 0000 0000 0000, and +FS-1LSB gives 1111 1111 1111.
6. These converters dissipate approximately 2 watts of power. The case to ambient thermal resistance is approximately 25°C per watt. For ambient temperatures above 50°C, care should be taken not to restrict air circulation in the vicinity of the converter.

ORDERING INFORMATION

MODEL	TEMP. RANGE	CASE
ADC-HX12BGC	0 to 70C	GLASS
ADC-HX12BMC	0 to 70C	METAL
ADC-HX12BMR	-25 to +85C	METAL
ADC-HX12BMM	-55 to 100C	METAL
ADC-HZ12BGC	0 to 70C	GLASS
ADC-HZ12BMC	0 to 70C	METAL
ADC-HZ12BMR	-25 to +85C	METAL
ADC-HZ12BMM	-55 to 100C	METAL

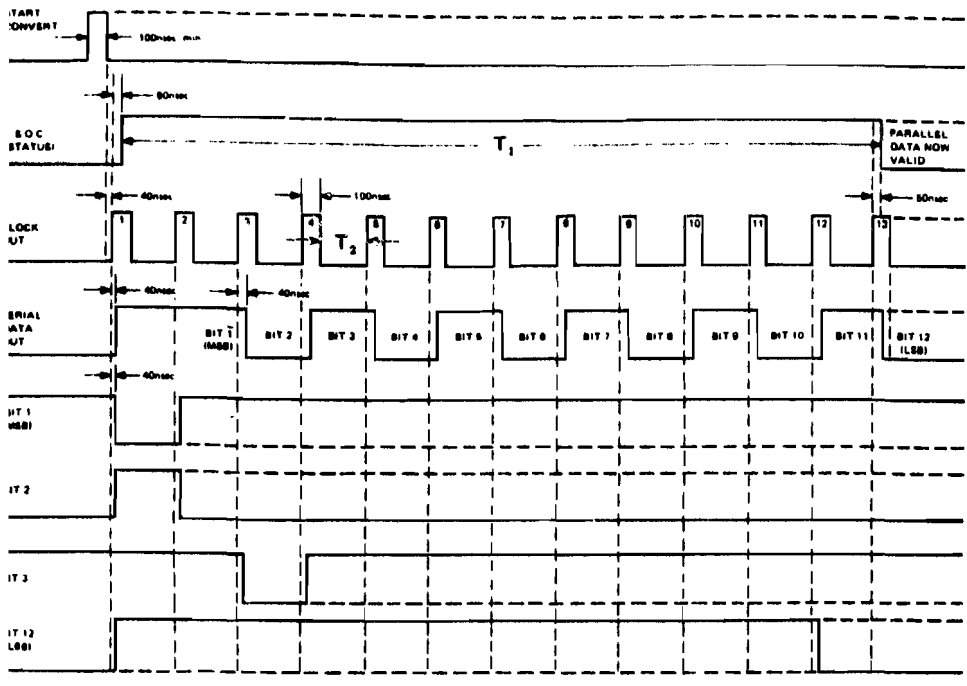
Mating Socket: DILS-2 (2/converter)

Trimming Potentiometers: TP2K, TP5K, TP10K, TP20K, TP50K or TP100K

THESE CONVERTERS ARE COVERED UNDER GSA CONTRACT

TIMING AND CONNECTION DIAGRAMS

TIMING DIAGRAM FOR ADC HX12B, ADC HZ12B OUTPUT: 0101010101

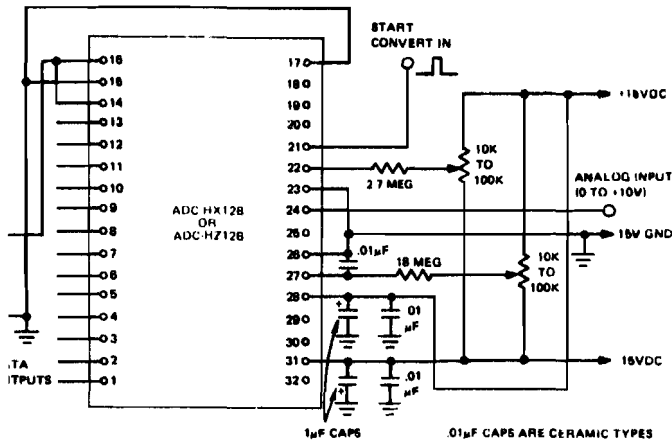


INPUT/OUTPUT CONNECTIONS

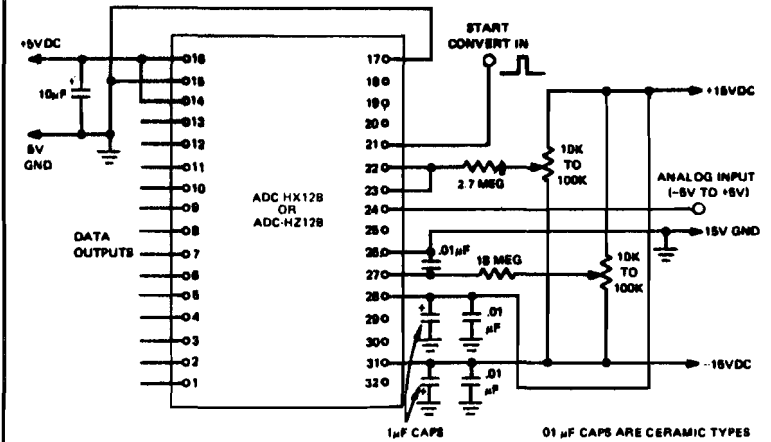
PIN	FUNCTION	PIN	FUNCTION
1	BIT 12 OUT (LSB)	17	CLOCK RATE
2	BIT 11 OUT	18	REF. OUT
3	BIT 10 OUT	19	CLOCK OUT
4	BIT 9 OUT	20	E.O.C. (STATUS)
5	BIT 8 OUT	21	START CONVERT
6	BIT 7 OUT	22	COMPAR. INPUT
7	BIT 6 OUT	23	BIPOLAR OFFSET
8	BIT 5 OUT	24	10V INPUT
9	BIT 4 OUT	25	20V INPUT
10	BIT 3 OUT	26	ANALOG COM.
11	BIT 2 OUT	27	GAIN ADJUST
12	BIT 1 OUT (MSB)	28	+15V POWER
13	BIT 1 OUT (MSB)	29	BUFFER OUTPUT
14	SHORT CYCLE	30	BUFFER INPUT
15	DIGITAL COM.	31	-15V POWER
16	+5V POWER	32	SERIAL OUTPUT

	ADC-HX12B	ADC-HZ12B
T_1	20 μ sec.	8.0 μ sec.
T_2	1.56 μ sec.	0.56 μ sec.

UNIPOLAR OPERATION, 0 TO +10V



BIPOLAR OPERATION, -5V TO +5V



CODING TABLES

UNIPOLAR OPERATION

INPUT RANGE		COMP. BINARY CODING		
0 TO +10V	0 TO +5V	MSB	LSB	
+9.9976V	+4.9988V	0000	0000	0000
+8.7500	+4.3750	0001	1111	1111
+7.5000	+3.7500	0011	1111	1111
+5.0000	+2.5000	0111	1111	1111
+2.5000	+1.2500	1011	1111	1111
+1.2500	+0.6250	1101	1111	1111
+0.0024	+0.0012	1111	1111	1110
0.0000	0.0000	1111	1111	1111

BIPOLAR OPERATION

INPUT VOLTAGE RANGE			COMP. OFFSET BINARY		COMP. TWO'S COMPLEMENT	
$\pm 10V$	$\pm 5V$	$\pm 2.5V$	MSB	LSB	MSB	LSB
+9.9951V	+4.9976V	+2.4988V	0000	0000	0000	0000
+7.5000	+3.7500	+1.8750	0001	1111	1111	1111
+5.0000	+2.5000	+1.2500	0011	1111	1111	1111
0.0000	0.0000	0.0000	0111	1111	1111	1111
-5.0000	-2.5000	-1.2500	1011	1111	1111	1111
-7.5000	-3.7500	-1.8750	1101	1111	1111	1111
-9.9951	-4.9976	-2.4988	1111	1111	1110	1110
-10.0000	-5.0000	-2.5000	1111	1111	1111	1111

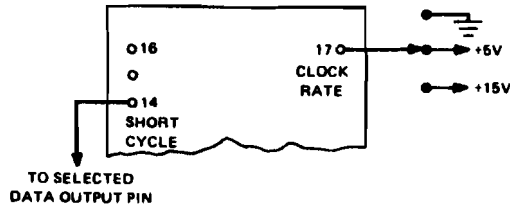
CONNECTIONS AND CALIBRATION

INPUT CONNECTIONS

INPUT VOLT. RANGE	WITHOUT BUFFER			WITH BUFFER			
	INPUT PIN	CONNECT THESE PINS TOGETHER		INPUT PIN	CONNECT THESE PINS TOGETHER		
0 TO +5V	24	22 & 25	23 & 26	30	22 & 25	23 & 26	29 & 24
0 TO +10V	24	—	23 & 26	30	—	23 & 26	29 & 24
±2.5V	24	22 & 25	23 & 22	30	22 & 25	23 & 22	29 & 24
±5V	24	—	23 & 22	30	—	23 & 22	29 & 24
±10V	25	—	23 & 22	30	—	23 & 22	29 & 25

SHORT CYCLE OPERATION

CONNECTIONS



CLOCK RATE VS. VOLTAGE

PIN 17 VOLTAGE	CLOCK RATE	
	ADC-HX12B	ADC-HZ12B
0V	600 kHz	1.5MHz
+5V	720 kHz	1.8MHz
+15V	880 kHz	2.2MHz

8, 10, & 12 BIT CONVERSION

RESOLUTION	12 BITS	10 BITS	8 BITS
ADC-HX12B CONV. TIME	20 μ sec.	15 μ sec.	10 μ sec.
ADC-HZ12B CONV. TIME	8 μ sec.	6 μ sec.	4 μ sec.
CONNECT THESE PINS TOGETHER	17 & 15	17 & 16	17 & 28
	14 & 16	14 & 2	14 & 4

PIN 14 CONNECTION

RES. (BITS)	PIN 14 TO	RES. (BITS)	PIN 14 TO
1	PIN 11	7	PIN 5
2	PIN 10	8	PIN 4
3	PIN 9	9	PIN 3
4	PIN 8	10	PIN 2
5	PIN 7	11	PIN 1
6	PIN 6	12	PIN 16

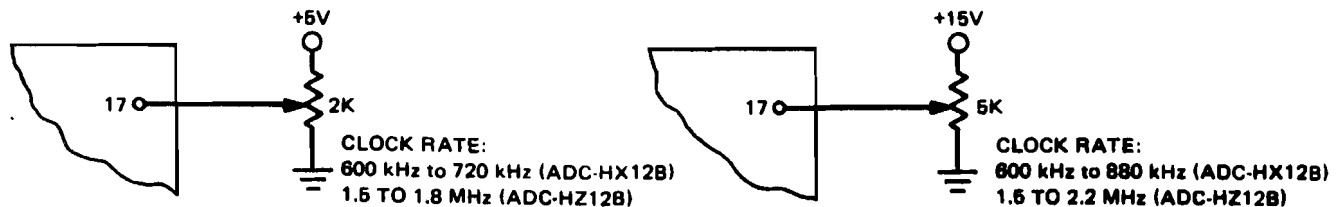
CALIBRATION PROCEDURE

1. Connect converter as shown in the Standard Connection diagrams. Use the Input Connection Table for the desired input voltage range and input impedance. Apply Start Convert pulses of 100 nsec. minimum duration to pin 21. The spacing of the pulses should be no less than the maximum conversion time.
2. **Zero and Offset Adjustments**
Apply a precision voltage reference source between the selected analog input and ground. Adjust the output of the reference source to the value shown in the Calibration Table for the unipolar zero adjustment (zero + $\frac{1}{2}$ LSB) or the bipolar offset adjustment ($-FS + \frac{1}{2}$ LSB). Adjust the trimming potentiometer so that the output code flickers equally between 1111 1111 1111 and 1111 1111 1110.
3. **Full Scale Adjustment**
Change the output of the precision voltage reference source to the value shown in the Calibration Table for the unipolar or bipolar gain adjustment ($+FS - 1\frac{1}{2}$ LSB). Adjust the gain trimming potentiometer so that the output code flickers equally between 0000 0000 0001 and 0000 0000 0000.

CALIBRATION TABLE

UNIPOLAR RANGE	ADJUST.	INPUT VOLTAGE
0 TO +5V	ZERO	+0.6 mV
	GAIN	+4.9982V
0 TO +10V	ZERO	+1.2 mV
	GAIN	+9.9963V
BIPOLAR RANGE		
±2.5V	OFFSET	-2.4984V
	GAIN	+2.4982V
±5V	OFFSET	-4.9988V
	GAIN	+4.9963V
±10V	OFFSET	-9.9976V
	GAIN	+9.9927V

EXTERNAL CLOCK RATE ADJUSTMENT



1020 TURNPIKE STREET, CANTON, MASS. 02021 / TEL. (617) 828-8000 / TWX: 710-348-0135 / TELEX: 924461
 Santa Ana, CA (714) 835-2751, (L.A.) (213) 933-7256 • Sunnyvale, CA (408) 733-2424 • Gaithersburg, MD (301) 840-9490 • Houston, TX (713) 932-1130
 OVERSEAS: DATEL (UK) LTD—TEL: ANDOVER (0264) 51055 • DATEL SYSTEMS SARL 620-08-74 • DATELEK SYSTEMS GmbH (089) 78-40-45

Printed in U.S.A. Copyright © 1977 Datel Systems Inc. All rights reserved

PRICES AND SPECIFICATIONS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE

10/77 BULLETIN AHZAJ10710



Appendix.

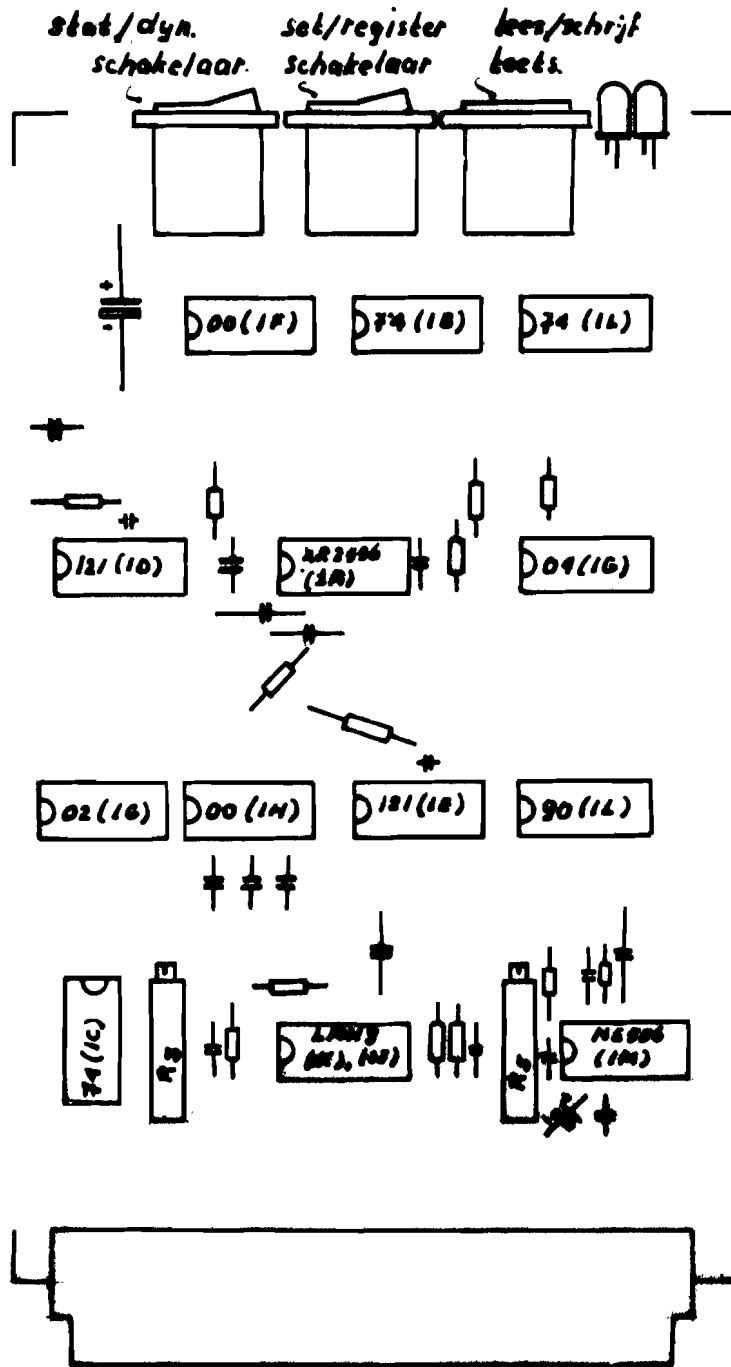
7.6.

Printopbouw.

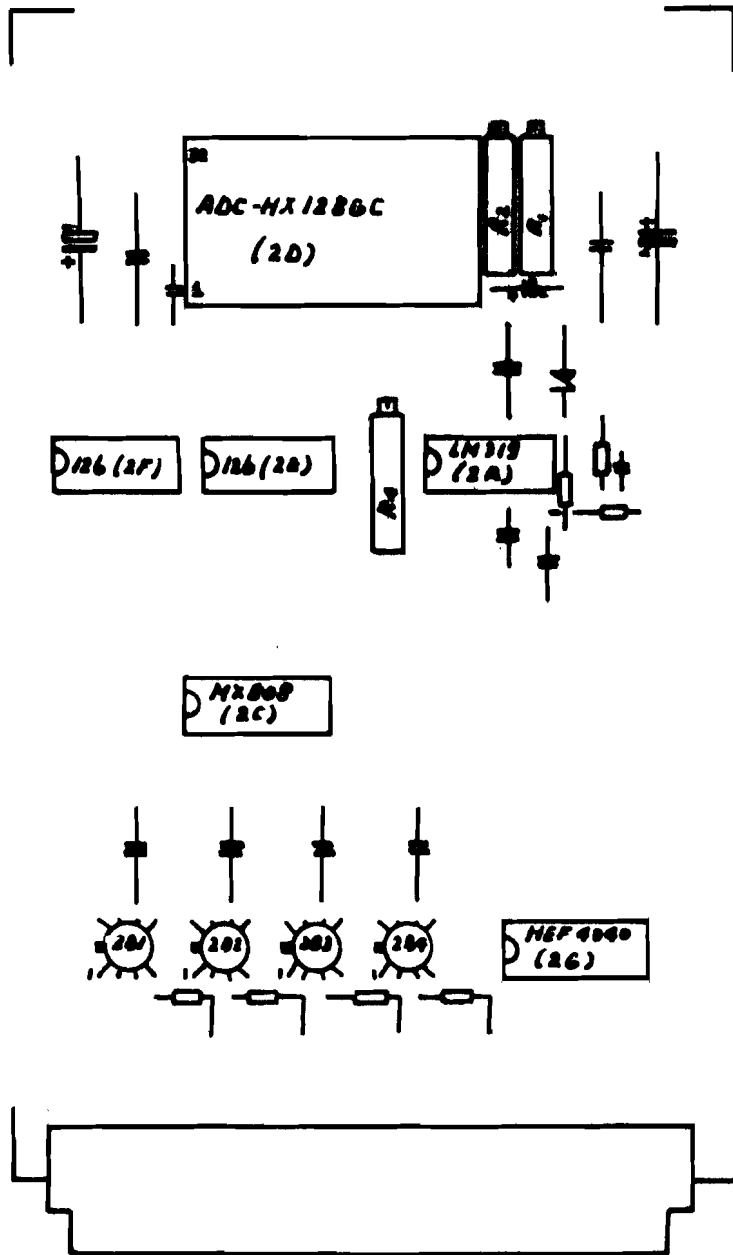
Om een betere relatie tussen schema's en printopbouw tot stand te brengen, is van de vijf ontwikkelde printen een z.g. print-layout gegeven.

De zesde print, namelijk de "RAM" print, is hierbij niet opgenomen daar deze "compleet" ter beschikking is gesteld. Overigens is bij deze print ook de I.C. positie (figuur 18(3.2.3)) aangegeven m.b.v. een letter-cijfer codering.

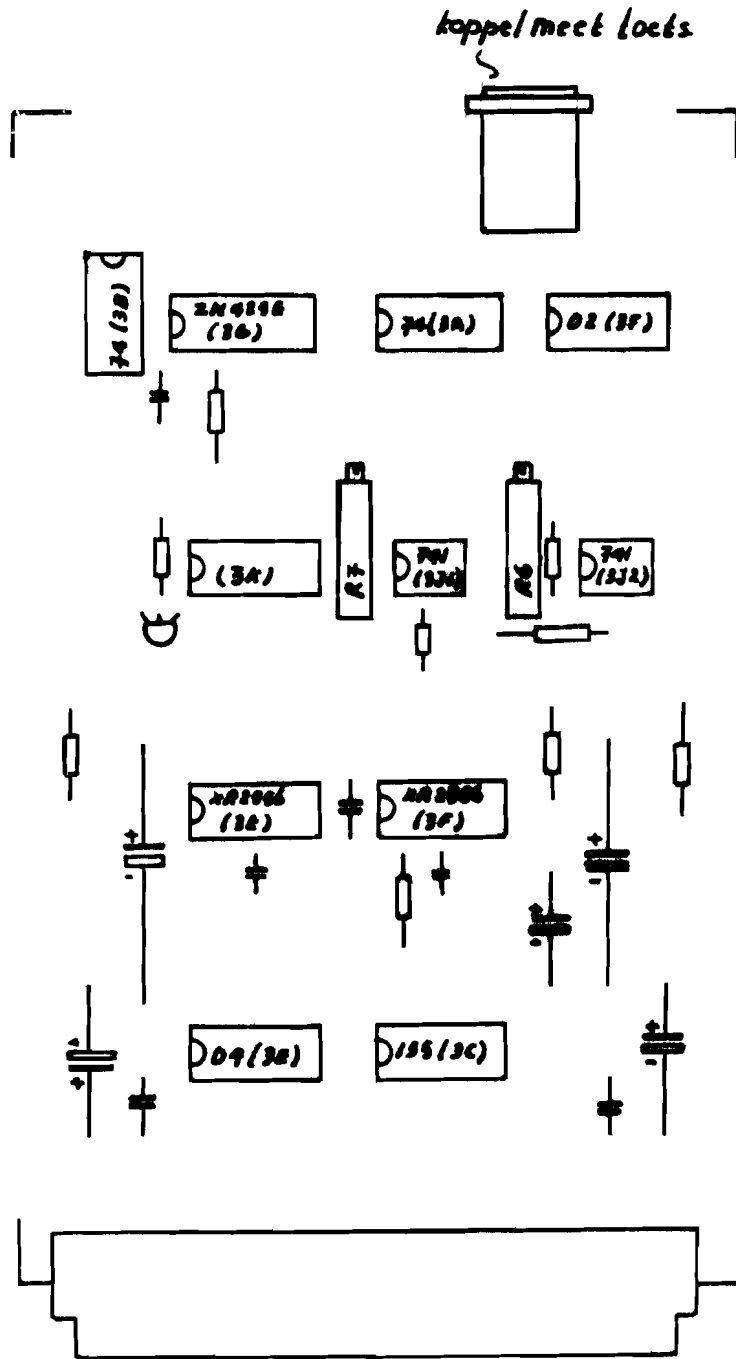
—



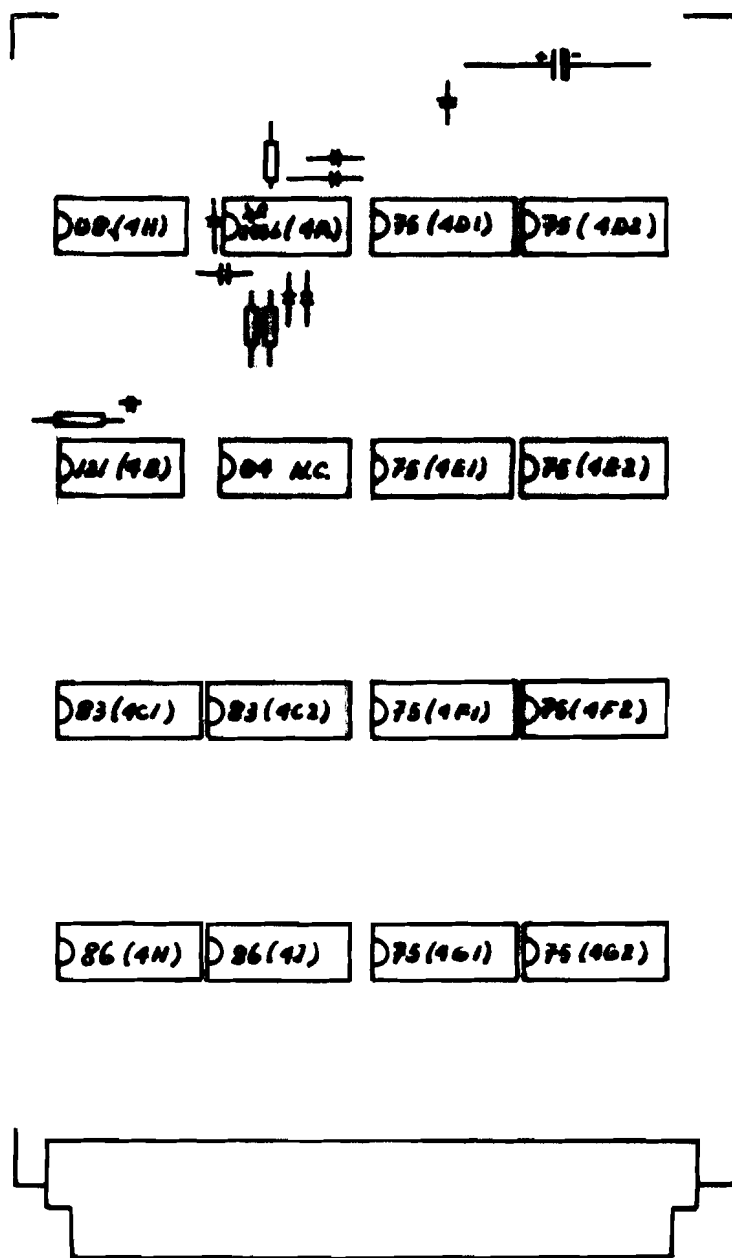
Print N° 1



Print N°2



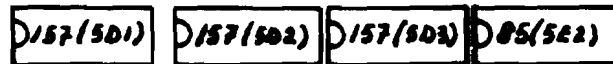
print N° 3



print N° 4.



display



print N°5.



8.0.Literatuur opgave.

- (1) Schönfeld R.:
Die Pendelmomente der untersynchrone
Strom-richter-kaskade.
Mittlg. aus dem Inst.f.Elektr.Maschinen
und Antriebe der TU Dresden (10.4.1967),s 237-256.
- (2) Kleinrath H.:
Pendelmomente der untersynchrone Strom-
richter-kaskade beim Slupf $s=1/6$.
ETZ-A 98 (1977),s 115 (Forschungsdienst Nr.1/77).
- (3) Meyer M.:
über die untersynchrone Stromrichter-kaskade.
ETZ-A 82 (1961),s 589-596.
- (4) Albrecht S. und Gahleitner A.:
Bemessung des Drehstrom-Asynchron motors
in einer untersynchrone Stromrichter-kaskade.
Siemens z.40 (1966),s 139-146.
- (5) Vroegindewey A.:
Onderzoek van regelbare elektrische
overbrengingen t.b.v. een stadsautobus.
THE,EM 78-14.



Lijst van gebruikte symbolen.

- a = reële deel van een fourier coëfficiënt.
ASM = asynchrone machine.
- P = magnetische inductie.
b = imaginaire deel van een fourier coëfficiënt.
- c = fourier coëfficiënt.
- f = frequentie.
- h = genormeerde fourier coëfficiënt.
- i = stroom.
 I_g = gelijkstroom door stroombron.
- $l_{s,r}$ = inductiviteit van één stator/rotor fasewikkeling.
 $l_{s,rh}$ = hoofdw waarde van de inductiviteit van één stator/rotor fasewikkeling.
- $L_{s,r}$ = spreidings inductiviteit van stator/rotor fasewikkeling.
 $L_{s,rh}$ = vervangende hoofd inductiviteit van stator/rotor wikkeling.
- \hat{l}_{sr} = wederkerige inductiviteit tussen een rotor en stator fasewikkeling wanneer beider assen in elkaars verlengde liggen.
- L_{sr} = vervangende wederkerige inductiviteit tussen rotor en stator wikkeling.
- θ = rotorpositie in elektrische radialen.
- p = aantal polen.
p(t) = momentaan vermogen.
 $P_{d,r}$ = slipvermogen.
 P_g = luchtspleetvermogen.
 $P_{es,r}$ = toegevoerd vermogen aan stator/rotor zijde.
 $P_{ds,r}$ = in stator/rotor gedissipeerde vermogen.
 P_{em} = electromagnetische vermogen.
 P_{as} = asvermogen.
- ϕ = magnetische flux.
- R = weerstand.
 r_s = genormeerde weerstand.
- s = slip.
- t = tijd.
 τ = genormeerde tijd ($\tau = \omega_s t$).
x = genormeerde tijd ($x = s\tau = s\omega_s t$).



- T_c =koppel van elektromagnetische oorsprong.
 T_n =koppel waarop genormeerd wordt.
- d =lekfactor van Behn-Eschenburg.
- U =spanning.
 U_l =lijnspanning van het net.
 u_0 =commutatatie duur.
- ω =hoekfrequentie.
 ω_e =elektrische hoekfrequentie van de rotorspanning/stroom.
 ω_m =mechanische hoeksnelheid van de rotor.
 ω_s =hoekfrequentie van het net.
 w =reële deel van een genormeerde fourier coëfficiënt.
- X =reactantie.
- z =imaginaire deel van een genormeerde fourier coëfficiënt.

n, p, q, λ, d =ranggetallen.

Gebruikte indexering.

- a =m.b.t. de a-fase.
 b =m.b.t. de b-fase.
 c =m.b.t. de c-fase.
- α =in de reële as.
 β =in de imaginaire as.
 D, d =in de reële as (draaiend coördinaten stelsel).
 Q, q =in de imaginaire as (draaiend coördinaten stelsel).
- R =vector die gerelateerd is aan draaiend coördinaten stelsel.
 s =stator.
 r =rotor.
- $1, 2, 3, \dots$ rangnummer van fourier coëfficiënt.



Gebruikte tekens.

\underline{x} = complexe grootheid x .

\hat{x} = amplitude van x .

$\frac{dx}{dt}$ = eerste afgeleide van x naar de tijd.

$x(t)$ = grootheid x , die een functie is van de tijd.

$x(0)$ = grootheid x op tijdstip $t=0$.

$x_{D,Q}$ = reële/imaginaire component van rotorgrootheid x .

$x_{d,q}$ = reële/imaginaire component van een statorgrootheid x ,
welke is getransformeerd naar een op de rotor
betrokken coördinaten stelsel.

✓