

MASTER

Onderzoek voor de realisatie van een adaptief regelsysteem

van Ravenzwaaij, E.T.

Award date:
1970

[Link to publication](#)

Disclaimer

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

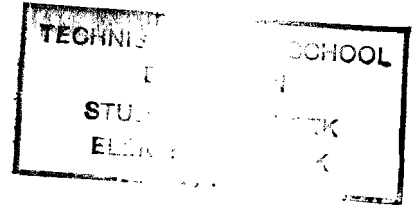
General rights

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

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

Take down policy

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



AFDELING DER ELEKTROTECHNIEK
TECHNISCHE HOGESCHOOL
EINDHOVEN.

Groep Meten en Regelen
Onderzoek voor de realisatie van
een adaptief regelsysteem.

E.T. van Ravenzwaaij.

Rapport van het afstudeerwerk
uitgevoerd van september 1969 tot juni 1970
in opdracht van prof.dr.ir.P.Eykhoff
onder leiding van ir.H.H. van de Ven.

Samenvatting.

Het onderzoek is een aanzet tot het opbouwen van een adaptief regelsysteem voor experimentele doeleinden. Hierbij is een synthese tot stand gekomen van algemene begrippen en theorie op het gebied van de adaptieve regelsystemen en bekende parameterschattingstechnieken. Dit afstudeeronderzoek heeft zich voornamelijk toegespitst op het schatten van de parameters van een thyristor-gestuurde gelijkstroommachine. Hierbij is gebruik gemaakt van de resultaten van vorige afstudeeronderzoeken op het gebied van de parameterschatting (lit.20). Onderzocht zijn de problemen die zich voordoen bij het realiseren van de schatting met behulp van analoge elementen zoals inverters, vermenigvuldigers en integratoren. De meeste problemen ontstonden bij het nauwkeurig afregelen van de schakelingen en het aanpassen van het schattingsnetwerk aan de signalen beschikbaar aan de in- en uitgang van het proces gevormd door de motor met sturing.

<u>Inhoudsopgave</u>	pag.
Samenvatting	2
Lijst van gebruikte symbolen	4
Inleiding	5
<u>Hoofdstuk 1: De theorie.</u>	10
1.1 Het regelsysteem	10
1.2 Werking van de thyristorgestuurde gelijkstroommotor en bepaling van de overdrachtsfunctie $H(p)$.	12
1.3 Theorie van het symmetrisch optimum en de berekening van de optimale regelparameters.	23
1.4 Het schatten van de procesparameters.	29
<u>Hoofdstuk 2: Instrumentatie.</u>	37
2.1 Schatting aan gesimuleerde opstelling.	37
Literatuuropgave	49
Bijlagen 1 t/m 6	

Lijst van gebruikte symbolen

$x(t)$	ingangssignaal van proces
$y(t)$	uitgangssignaal van proces
n_s	instelwaarde ingangssignaal proces
V, τ	parameters van de regelaar
K, T	procesparameters
T, σ	parameters gelijkstroommotor
n	stoorsignaal
$e(t)$	foutsignaal
L	belasting door gekoppelde motor
N	motortoerental
\bar{X}	vermenigvuldiger
Z	off-set-regelingen
A, B	te schatten parameters
a, b	geschatte parameters

Inleiding.

De opdracht ontstond door het bezoek van een aantal personen van de groep meten en regelen aan de Interkama (meet- en regeltechniek) in Düsseldorf in november 1968.

Op deze tentoonstelling was een adaptief regelsysteem gerealiseerd. De opstelling was de realisatie van het werk van G. Rumold en W. Speth. De theoretische achtergrond werd geleverd door enige artikelen van P.C. Parks en J. Maršík (IFAC, Praag, 12-17 juni 1967).

Het betrof hier de realisatie van een systeem, bestaande uit een teruggekoppeld 2^e orde proces met een PI-regelaar, dat adaptief geregeld werd.

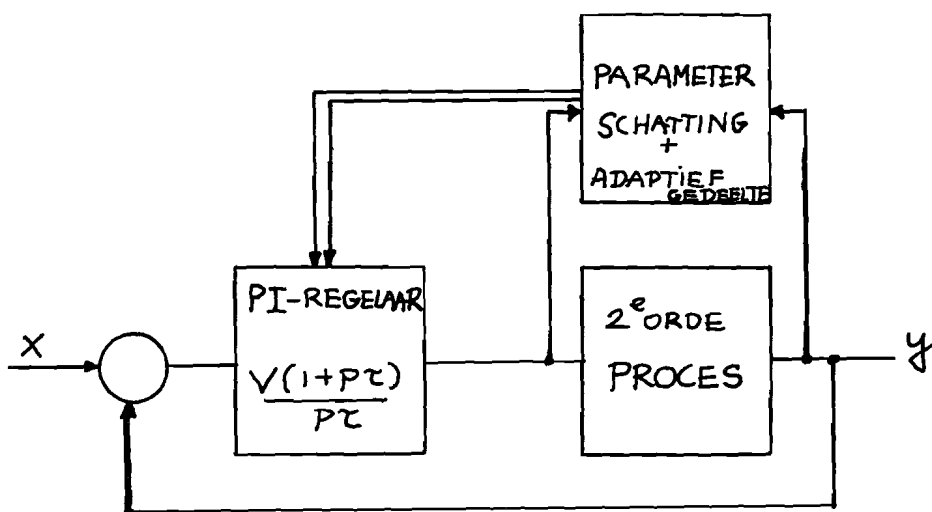


fig. I

In verscheidene industrieën (1) is een dergelijk proces te vinden in de vorm van een thyristor gestuurde gelijkstroom-aandrijving (voor toerentalregeling).

Voorbeeld: In de papier- en textielindustrie. Bij gebruik van lopende bandsystemen zonder einde treedt vaak het probleem op het relatieve gelijklopen van twee op elkaar volgende aandrijfgroepen te regelen. Om het breken of opgevouwen worden van het te verwerken materiaal te verhinderen (bijv. papier, textiel

of kunststof) worden aan de nauwkeurigheid en de dynamische eigenschappen van de regeling hogere eisen gesteld. Als het materiaal dat bewerkt wordt aan processen onderworpen wordt die een wisselende lengte van de baan bewerkstelligen dan zorgt men bijv. voor een zogenaamde doorhang. Men regelt dan vaak tussen de beide aandrijfgroepen via de doorhang een der toerentallen.

Zo'n regeling ziet er dan als volgt uit:

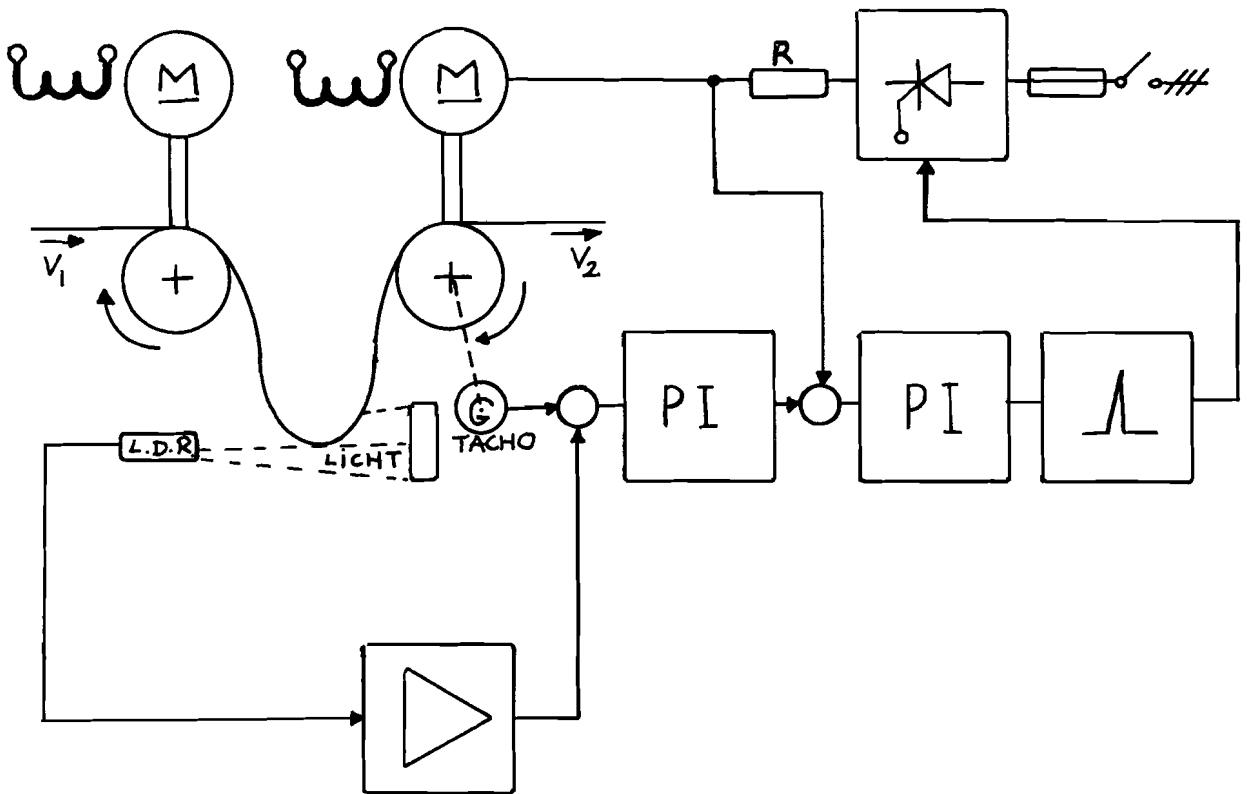


fig. 2

Dit schema wordt nader besproken in hoofdstuk I.

Het is duidelijk dat we de regeling graag zodanig willen hebben dat het systeem optimaal (volgens een bepaald criterium) regeert op stapvormige veranderingen in n_s , de instelwaarde. Volgens het nader te bespreken criterium van Kessler-Whiteley (dit is een voorschrift voor de vorm van de gewenste stapres-

ponisie) zijn er optimale waarden te berekenen voor de instelling van de regelparameters V en τ als de regelaar voorgesteld kan worden door $V \left(\frac{1+p\tau}{p\tau} \right)$ (PI- regelaar)(lit.2).

Vereist is dan echter dat de procesparameters bekend zijn.

Dit is de eerste moeilijkheid. Het meten van de procesparameters is bij een thyristor gestuurde gelijkstroomaandrijving moeilijk continu te verrichten.

De tweede moeilijkheid is dat de procesparameters gedurende het in bedrijf zijn niet constant zullen zijn.

Een oplossing voor de eerste moeilijkheid is de parameters te schatten volgens een bepaalde methode.

Een oplossing voor het tweede probleem is het systeem adaptief te maken. Allereerst wordt nu ingegaan op het adaptief regelen daar bij dit onderzoek het zwaartepunt op het adaptieve aspect zal liggen.

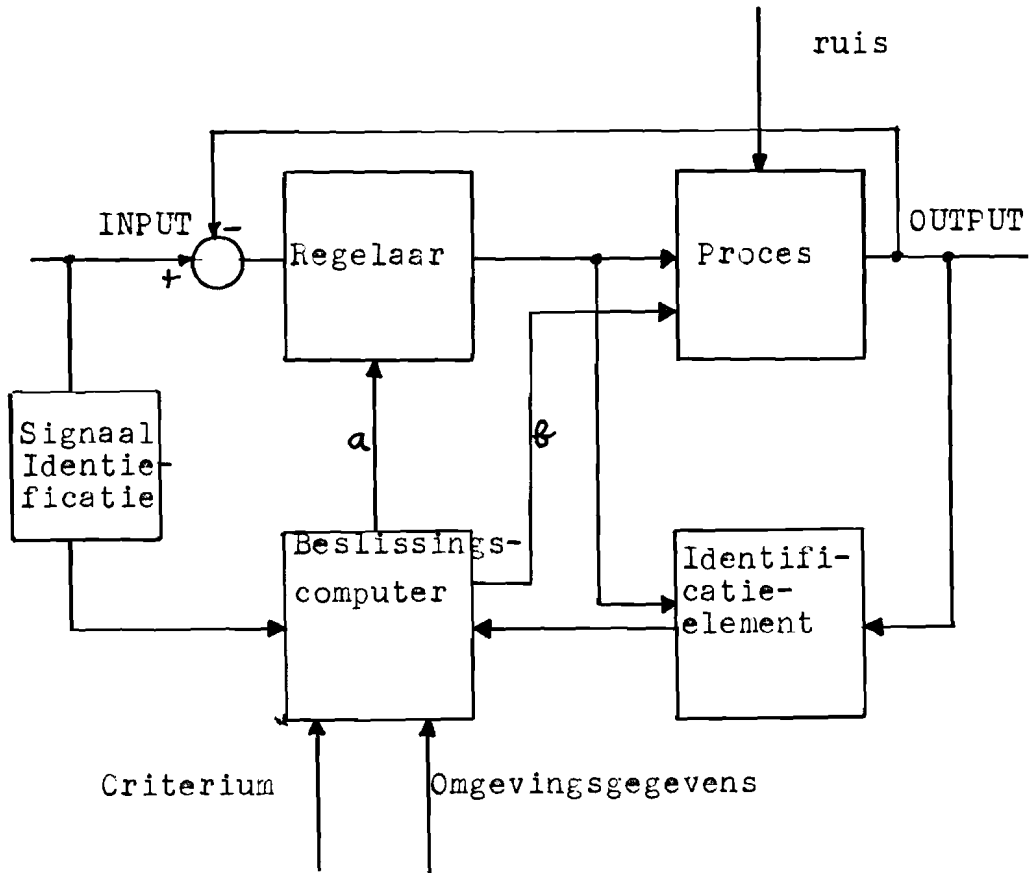
Het niet constant zijn van de procesparameters geeft onzekerheid die in klassieke regelsystemen gewoonlijk wordt verminderd door het principe van de terugkoppeling toe te passen. Dit voldoet zolang de relatieve parameter-veranderingen binnen bepaalde grenzen blijven. We gaan er nu van uit dat dit in ons geval niet zo is. In de proef-opstelling zullen we er voor moeten zorgen dat de parameter-veranderingen groot zijn zodat terugkoppeling niet meer voldoet.

Adaptief regelen is een oplossing. Een goede definitie van het begrip adaptief is moeilijk te geven daar dit in de regel-literatuur een nogal subjectieve zaak is.

Een vrij ruime definitie wordt gegeven door J.G. Truxal (lit. 3):

Een adaptief systeem is een regelsysteem waarin de dynamische eigenschappen van de regelaar doelbewust zo ontworpen zijn dat ze te variëren zijn in overeenstemming met onvoorspelbare variaties van de toestandsvariabelen van het proces.

Het fundamentele adaptieve systeem in aansluiting op de definitie ziet er dan als volgt uit:



Algemeen schema van een adaptief regelsysteem.

fig. 3

De procesparameters worden bepaald (geschat), de inputsignalen worden gekarakteriseerd en de beslissingscomputer selecteert de regelgrootheden welke voldoen aan het criterium gedurende het optreden van variaties van de procesparameters.

Een analoge definitie wordt gegeven door V.I. Tchinaev (lit.22): Een auto-adaptief systeem is een systeem dat de eigenschap bezit de karakteristieken of de structuur van het variabele gedeelte van de regelaar te kunnen wijzigen tijdens het in bedrijf zijn, waarbij dan aan een bepaald criterium voldaan wordt. De procesparameters mogen hierbij onderhevig zijn aan stochastische externe invloeden.

Er zijn twee belangrijke onderdelen te onderscheiden bij een adaptief regelsysteem:

1. Het deel dat informatie verstrekt afhankelijk van de omgevingscondities en het proces (identificatieelement).
2. Het uitvoerende deel. Dit berekent de uit te voeren actie op de regelaar (bij dit onderzoek toegepast) of op het proces zelf (perturbation systems, lit.5).

De verschillende functieblokken worden nu nader besproken.

1. De beslissingscomputer. Deze berekent of houdt in het geheugen het criterium volgens welk het systeem optimaal werkt. Verder bepaalt dit element uit de gegevens die het verkrijgt van de identifier en de signaal-en omgevingsinformatie de uit te voeren actie. Het is dus te verdelen in een logisch deel en een uitvoerend deel.
2. Het identificatieelement. Dit moet gegevens verzamelen over de dynamische eigenschappen van het proces door middel van schatting of meting.

De schatting kan zijn :a. totaal: men bepaalt karakteristieken zoals impulsresponsie, overdrachtsfunctie of frequentiekarakteristieken in amplitude en fase (Bode).

b. partiëel: men bepaalt een karakteristiek van hogere orde of een factor zoals snelheid, oscillatie enz.

Bij dit onderzoek worden de coëfficiënten van de differentiaalvergelijking die de overdracht bepaalt geschat.

3. Signaalidentificatie. Hierin wordt de aard van de ingangssignalen geanalyseerd en doorgegeven aan de beslissingscomputer. Het kan zijn dat men bij verschillende ingangssignalen ook verschillende criteria gebruikt.

4. De regelaar moet bestaan uit variabele elementen.

Het bij dit onderzoek gebruikte systeem is sterk vereenvoudigd. De computer is gereduceerd tot een analogo reken-netwerk. De signaalidentifier is niet aanwezig.

Verder is de verbinding aangegeven met b (wel bij perturbation systems) weggelaten. (zie fig.3 en 4.)

Het identificatieelement bestaat hier uit een parameterschatting-netwerk dat moet kunnen schatten onder bepaalde voorwaarden n.l. 1. Er mogen geen testsignalen gebruikt worden. 2. De schatting moet snel gebeuren. De gebruikte methode is de z.g. "equation error method". Het proces moet daartoe lineair zijn en slechts langzaam met de tijd variëren. Bij dit onderzoek is getracht het hele systeem op te zetten met behulp van analoge elementen.

De beslissingscomputer is hier een analoge schakeling waarin het criterium van Kessler ingebouwd is en die continu de aanpassing van de regelparameters verzorgt. De signaalidentificator is niet aanwezig. Het resulterende systeem ziet er nu als volgt uit:

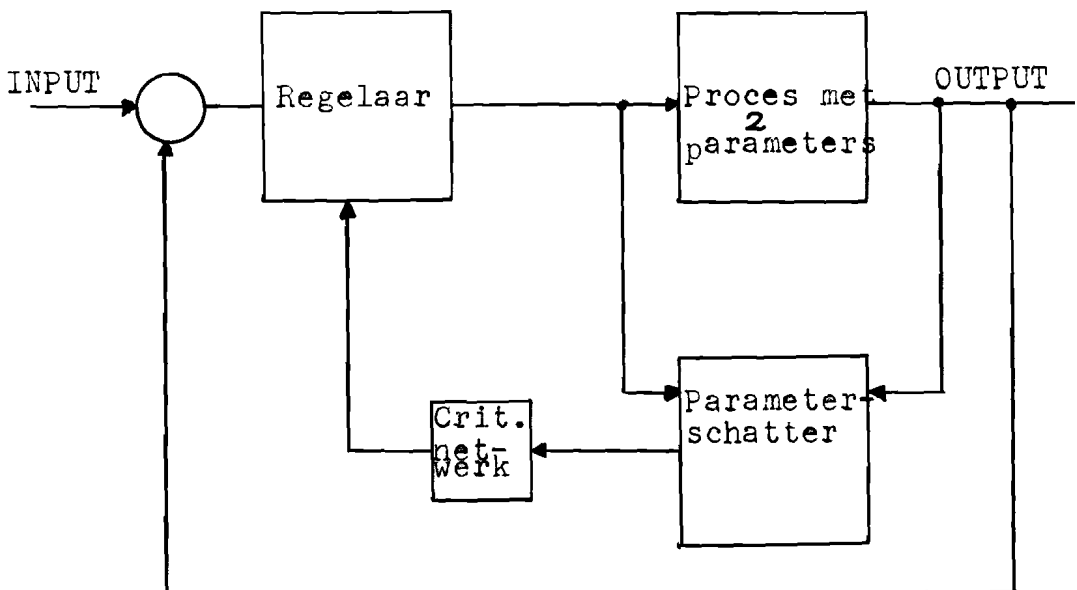


fig. 4

Hoofdstuk 1.

De theorie.

1.1. Het regelsysteem.

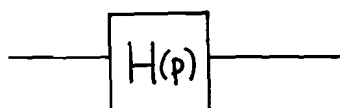
Het systeem (dat geregeld moet worden) bestaat uit een proces, een PI-regelaar en parameterschattingsnetwerk.

Het doel van de regeling is op stapvormige ingangssignalen zo on-
vervormd mogelijke uitgangssignalen te verkrijgen.

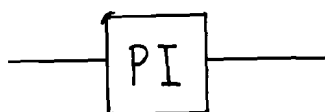
Het proces bestaat uit een thyristorstuureenheid en een gelijk-
stroommotor (compoundschakeling).

De overdrachtsfunctie ziet er als volgt uit:

$$H(p) = \frac{1}{(1+p\sigma)pT} = \frac{Y(p)}{X(p)}$$

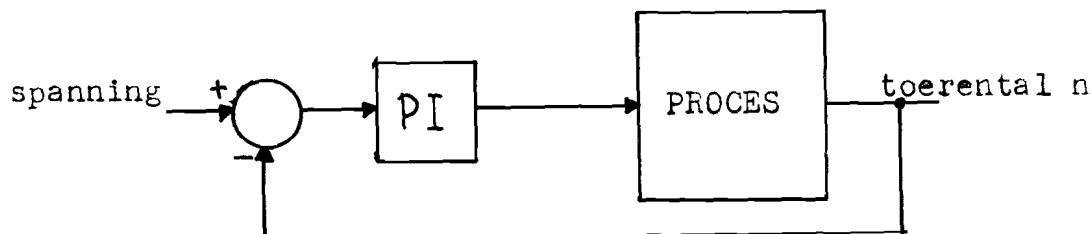


met σ en T als onbekende parameters. ($H(p)$ wordt in 1.1.berekend)
We gaan ervan uit dat σ en T niet of moeilijk direct meetbaar
zijn. Dit proces kan geschikt geregeld worden met een PI-regelaar.



$$R(p) = \frac{V(1+p\tau)}{p\tau}$$

Het proces bevat een integrerende term. Het is daarom noodzake-
lijk een terugkoppeling aan te brengen. Het systeem ziet er dan
als volgt uit:



Volgens een bepaald criterium (lit.4) zijn dan de waarden van
V en τ uit te drukken in σ en T en bij deze waarden werkt het
systeem dan optimaal volgens dat criterium.

Zoals reeds uit de inleiding bleek zijn de procesparameters niet als constanten te beschouwen en wordt daarom de parameterschatter ingeschakeld.

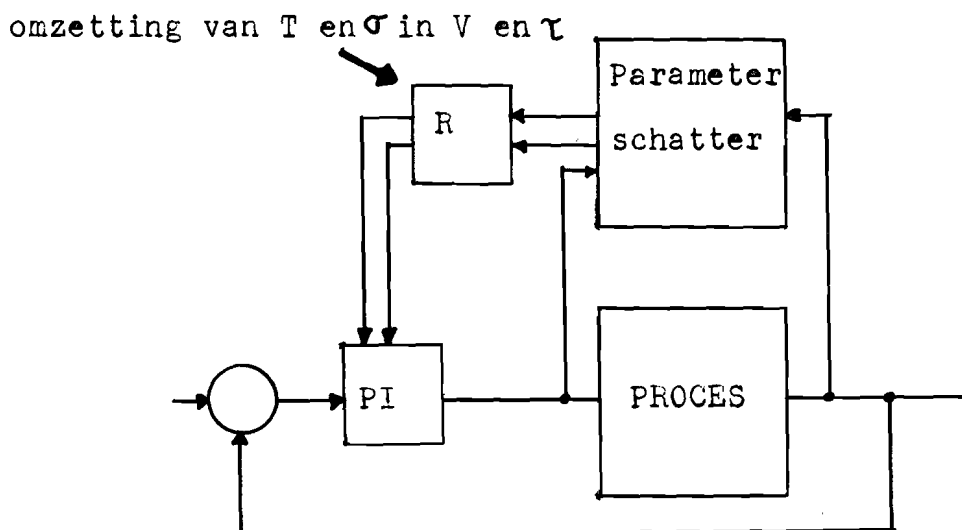


fig. 5

via het netwerk R worden de geschatte procesparameters omgezet in de juiste regel-parameters.

De volgende punten moeten dus goed in het oog worden gehouden.

1. De procesparameters zijn niet meetbaar daarom moet parameterschatting worden toegepast.
2. Aan het optimaliseringsvoorschrift voor de regelaar moet steeds worden voldaan.
3. De schatting moet snel gebeuren.
4. De schatting moet plaats vinden gedurende het normale bedrijf van het systeem. Er mogen dus geen testsignalen gebruikt worden.
5. De geschatte parameters moeten nog worden omgezet in de regelparameters. Dit gebeurt in het netwerk R.
6. Het optimaliseren heeft alleen betrekking op de responsie

van het systeem op stapvormige ingangssignalen. Dit houdt in dat het systeem niet optimaal is voor stapvormige belastingvariaties. (lit.7)

Vanuit het gezichtspunt van de regeling van groepen papiermachines is dat te aanvaarden.

1.2. Werking van de thyristorgestuurde gelijkstroommotor en bepaling van de overdrachtsfunctie $H(p)$.

Het proces bestaat uit een gelijkstroommotor merk Thrige.

De aansluitingen zijn gemaakt volgens het schema:

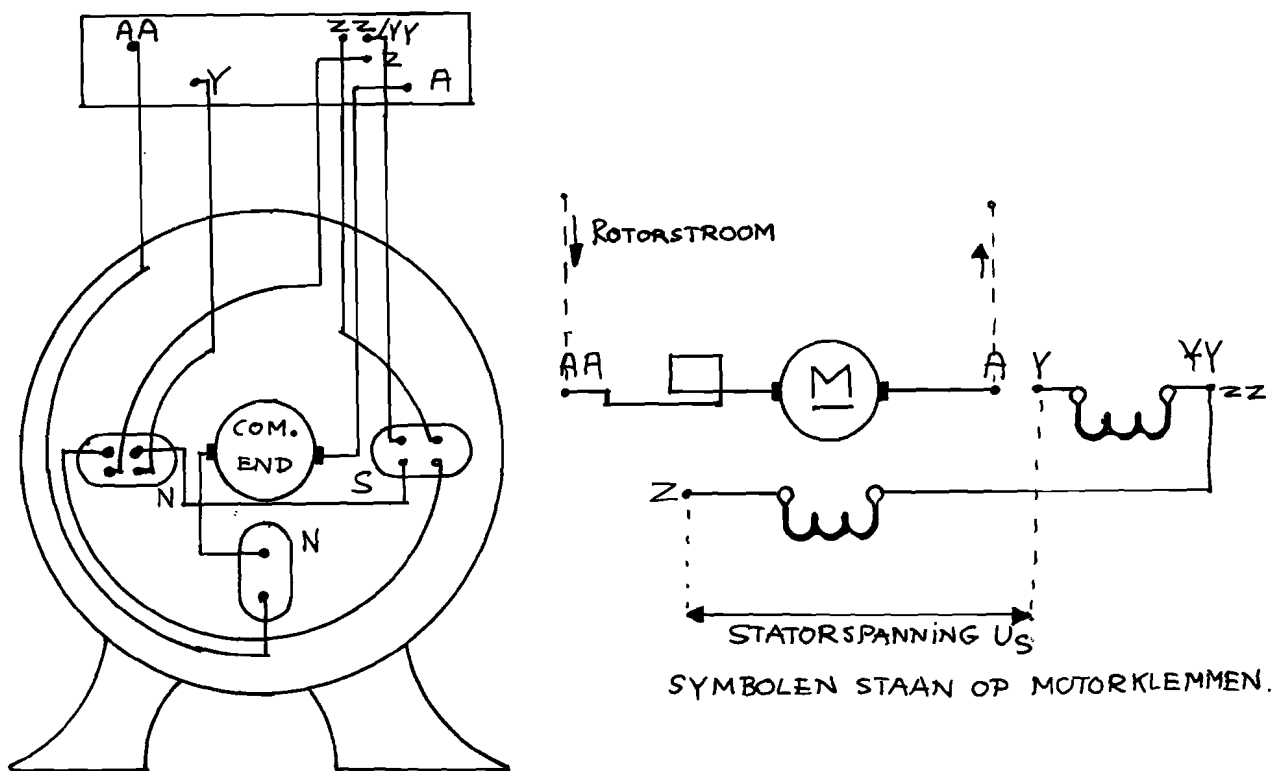


fig. 6

Als energiebron wordt gebruikt een Simoreg stuureenheid, merk Siemens. (lit. 6.)

Deze stuureenheid berust op het gebruik van thyristoren die het voordeel hebben de sturing op een vrij efficiënte manier te verwezenlijken. (lit.23) (minder energieverliezen).

De stuureenheid met motor is op te vatten als een spanningsbron aangesloten op een weerstand, zelfinductie en gelijkspanningsbron.

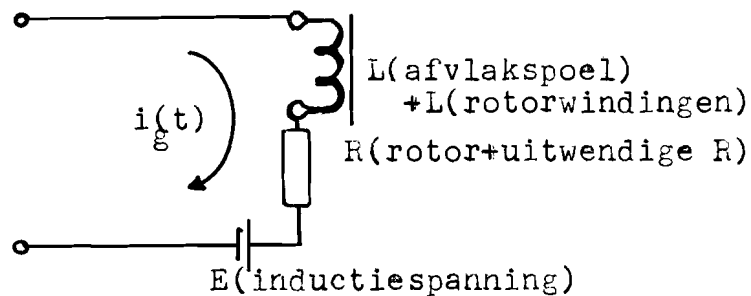


fig. 7

Het geheel ziet er schematisch als volgt uit:

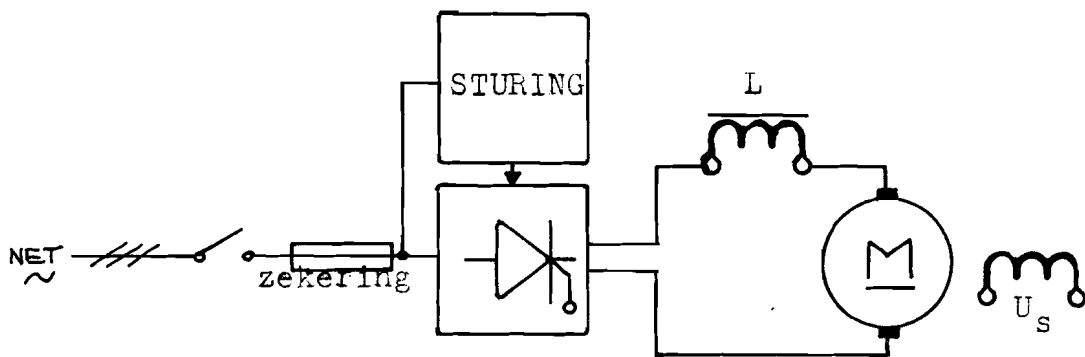


fig. 8

De stromen zijn piekvormig en moeten door de spoel L nog worden afgevlakt.

$L = 34,5 \text{ mH}$. (lit. 19)

Nu een nadere uitleg van de werking van de thyristorsturing.

Door het toevoeren van een stroompuls aan de poort van een thyristor (zie tek.9) kan deze geleidend gemaakt worden.

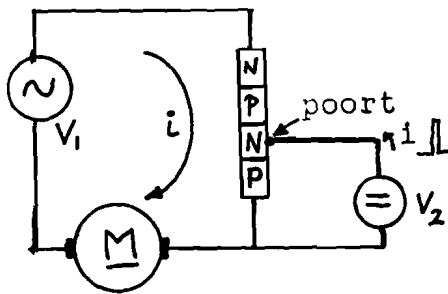


fig. 9
principieschema thyristorsturing.

De thyristorkarakteristiek ziet er als volgt uit:

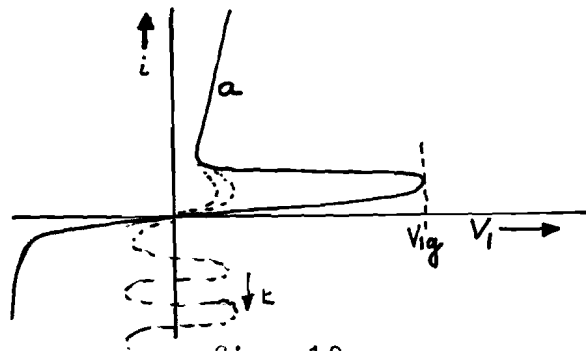


fig. 10
I,V-karakteristiek van een thyristor.

Als we een stroompuls in de poort sturen hoeft V_1 niet tot V_{1g} verhoogd te worden om in gebied a terecht te komen. Als V_1 dan negatief wordt, wordt de thyristor weer niet geleidend. Het tijdstip waarop de stroompuls op de poort komt bepaalt dus welk gedeelte van V_1 doorgelaten wordt. Dit is het principe van de faseaansnijding.

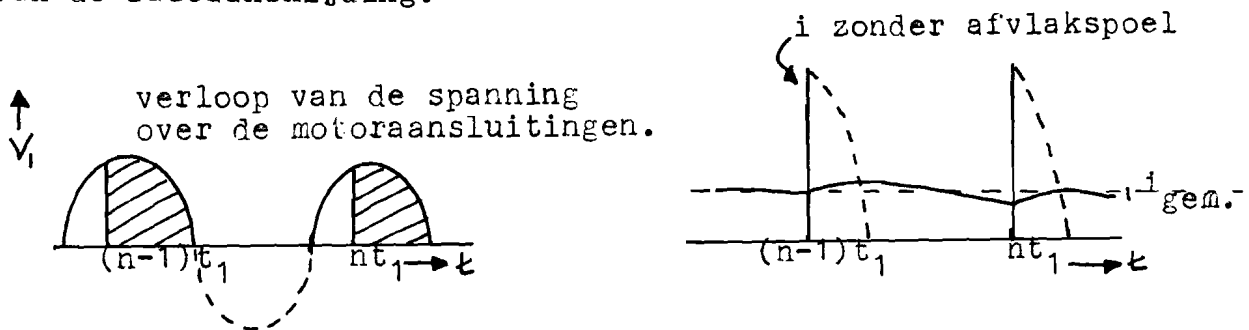


fig. 11

De gemiddelde waarde van i_g na afvlakking met een spoel is te regelen met amplitude van $\sqrt{2}$ en aldus het totale vermogen dat voor de motor beschikbaar is.

Gebruikte thyristoren: BSt H 0590 (45 A, 350 V) vermogens-thyristor.

Voor de vorming van de benodigde stroompulsen op het juiste tijdstip is de volgende schakeling gebruikt in de Simoregeenheid:

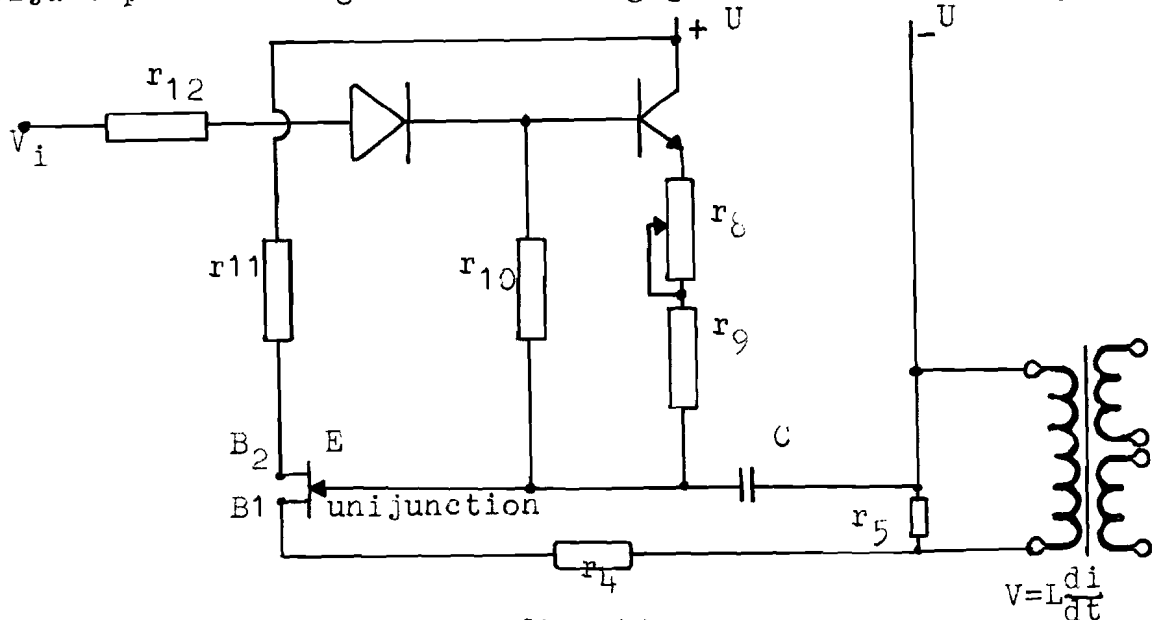


fig. 12

Schakeling van de pulsvormer in de Simoregeenheid.

De condensator C wordt steeds opgeladen via r_9 , r_8 en r_{ce} (weerstand tussen emitter en collector). De weerstand r_{ce} is een functie van de basisstroom i_b en dus ook van de spanning V_i .

De spanning over de condensator ziet er als volgt uit:

$$V_c = V_o (1 - e^{-R C t}) \text{ met } R = R(V_i)$$

Dit opladen gaat door totdat de spanning U de waarde heeft bereikt waarbij de unijunction geleidend wordt.

Door variatie van V_i is dus R en daarmee de oplaadtijd van de condensator te variëren.

De unijunction werkt hierbij als een schakelaar.

Het bovenstaande schema kan aldus vervangen worden door:

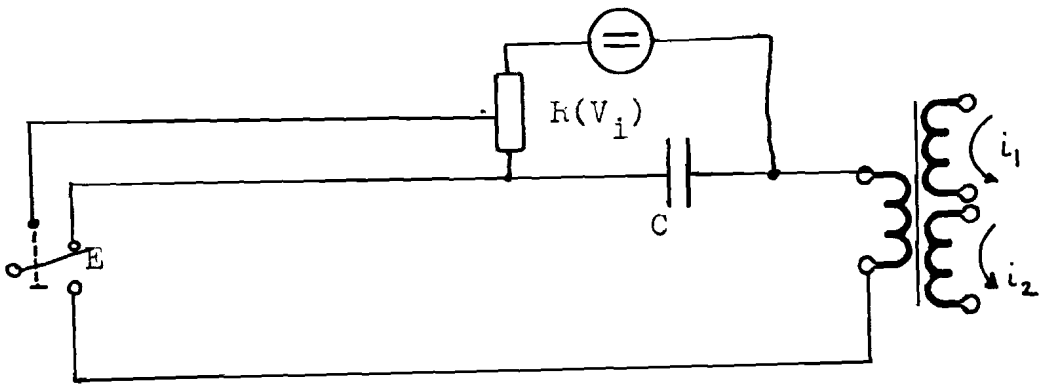


fig. 13

Vervangingschema van pulsformer.

Door de schakelaar E wordt de C beurtelings opgeladen en ontladen waarbij de stroompuls door de transformator T wordt doorgegeven aan de thyristorpoort.

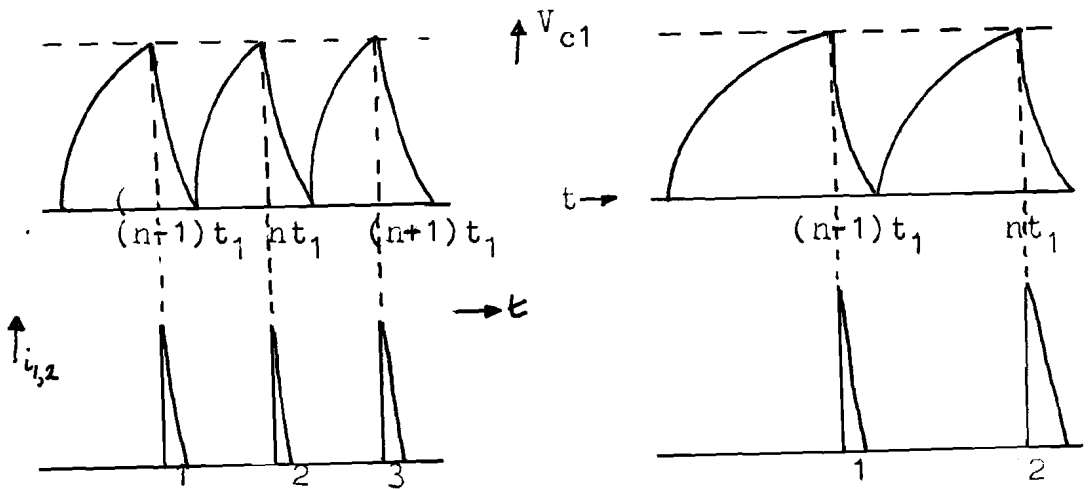


fig. 14

Verloop van de spanning over C en het verloop van $i_{1,2}$. De helling van de oplaadkarakteristiek wordt bepaald door de RC-tijd.

De stuur eenheid wordt behoed voor te grote spanningen door een diode n17 die de V_i begrenst. De puls wordt iedere halve golflengte herhaald.

Gehele schema van de Simoregeenheid (lit. 6) zie blz. 17

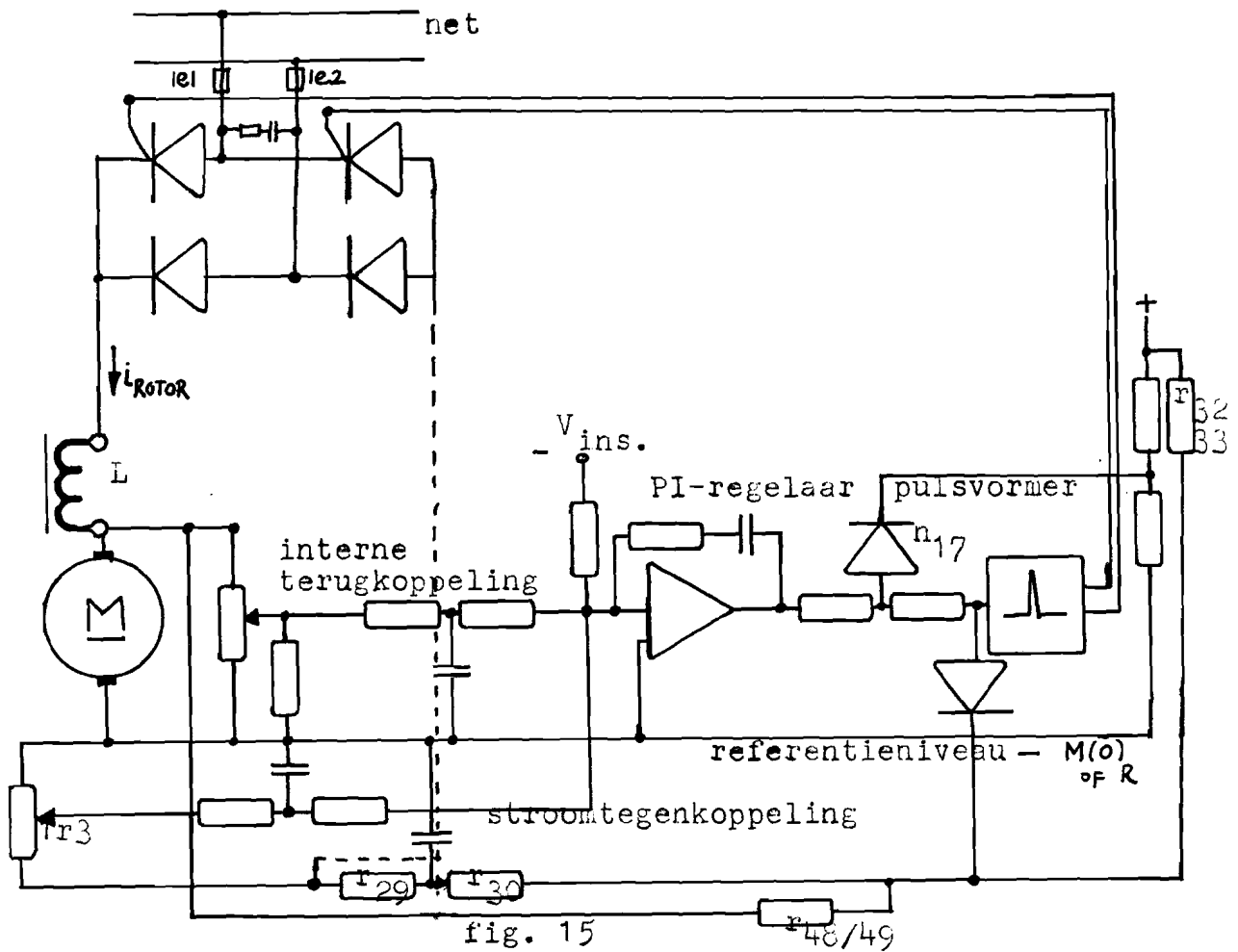


fig. 15
Schema van de Simoregeenheid.

Dit is een toerentalregeling met terugkoppeling van de rotorspanning die evenredig is met het toerental n .

Speciale voorzieningen:

a) de stroombegrenzing. Via $r_{48/49}$ en $r_{32/33}$ wordt de kathode van de diode N_{12} op ongeveer 6 V t.o.v. $M(0)$ gehouden.

Wordt de rotorstroom groter dan wordt de spanning over r_3 groter en via $r_{29/30}$ wordt de kathode-spanning op de diode lager tot deze gaat geleiden en zo de spanning aan de ingang van de stuureenheid begrenst.

b) $1e1$ en $1e2$ zijn zeer snelle Silizedzekeringen voor max. 35A.

c) de I-R-compensatie. Via de weerstand r_{13} wordt aan de instelwaarde $V_{ins.}$ nog een grootheid toegevoegd (U_s).

De uitgangsspanning van het apparaat neemt toe met de belasting. Het toerental van de aangesloten motor blijft dan onafhankelijk van de belastingsstroom.

De motor wordt geregeld met een PI-regelaar. Er is een PI-regelaar gekozen om de dempingsfactor van het teruggekoppelde systeem te kunnen beïnvloeden.

Dit blijkt uit de volgende berekening:

De overdracht van het systeem in fig. 16 wordt bij een P-regeling

$$\frac{y'(p)}{x(p)} = p^2 \frac{V}{T\sigma + pT + V} = \frac{V'}{(p+p_1)(p+p_2)}$$

Als $X(p)$ een stapvorming signaal is, is de responsie

$$y(p) = \frac{A}{p} + \frac{B}{p+p_1} + \frac{C}{p+p_2}$$
$$\text{met } p_{1,2} = \frac{-T \pm \sqrt{T^2 - 4V'\sigma T}}{2\sigma T}$$

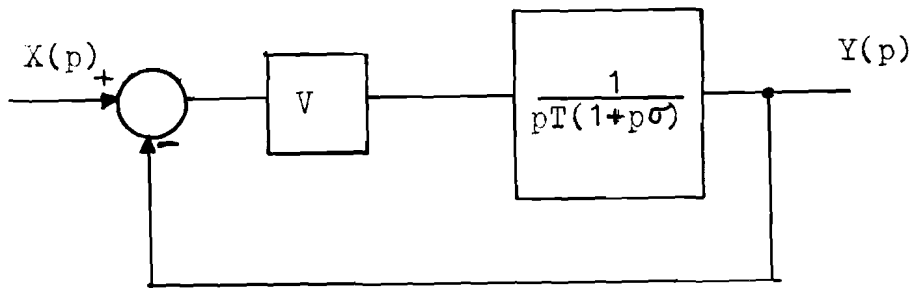


fig. 16

Voor $T^2 - 4V'\sigma T < 0$ is dit een stap met daarop gesuperponeerd een gedempte sinus.

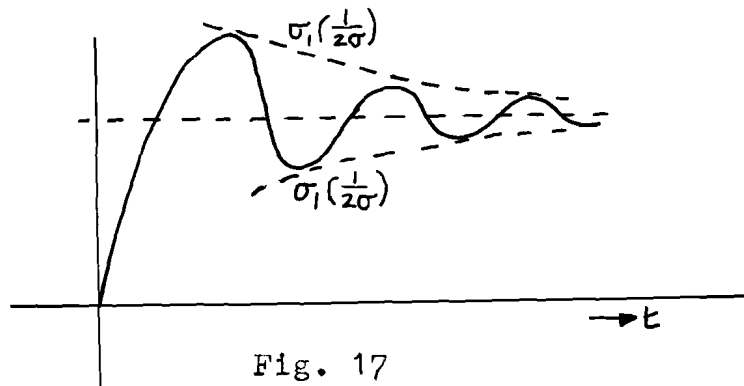
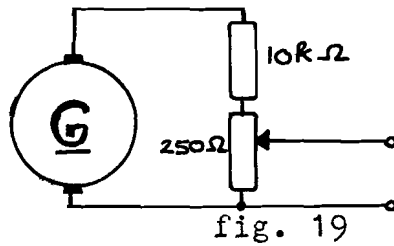
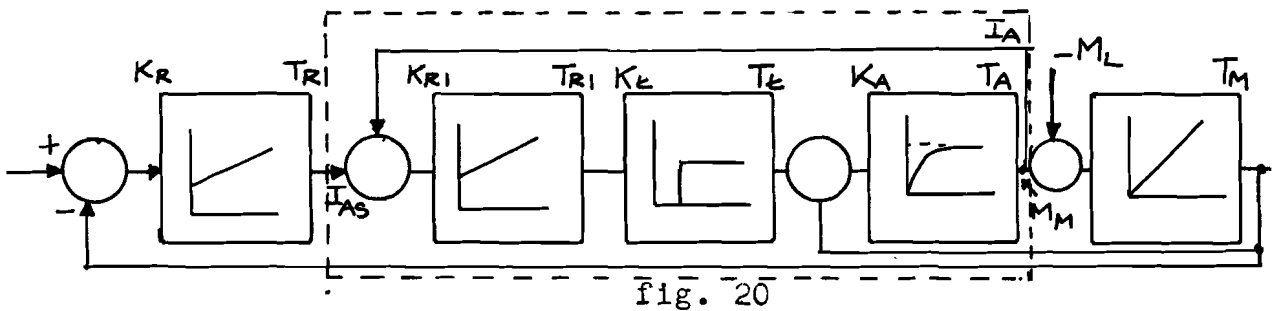


Fig. 17

Voor een nauwkeurige instelling is dan nodig $10\text{ k}\Omega$ met een potmeter van 250Ω in serie.



Afleiding van de overdrachtsfunctie van dit proces.
Een thyristorgestuurde gelijkstroommachine voor de regeling van een toerental is gewoonlijk voor te stellen door het volgende blokschema (lit. 9)



Blokschema van de toerentalregeling van fig.16.

M_1 is de belasting (koppel), N_m het toerental (spanning).
Het omstippelde gedeelte bevindt zich in de Simoregstuureenheid.

Het systeem bestaat uit de volgende lussen.

1. een e.m.k. lus
2. een ankerstroomlus
3. een toerental lus

De stroomregeling is sneller dan de spanningsregeling via de e.m.k.-lus daarom wordt de e.m.k.-lus bij dynamische beschouwingen meestal verwaarloosd.

N_s is de ingestelde spanningswaarde die het gewenste toerental voorstelt. N_m is het aanwezige toerental door de tachogenerator in de vorm van een spanning aangeboden. $N_s - N_m = E$, wordt als ingangssignaal genomen voor de PI-regelaar.

De uitgang I_{as} van deze regelaar wordt aan de Simoreg aangeboden.

De tweede lus heeft als uitgang de rotorstroom en als ingang $I_{as} - I_a$.
 Het systeem is nu te vereenvoudigen met behulp van de volgende beschouwingen.
 Neem eerst de stroomlus apart:

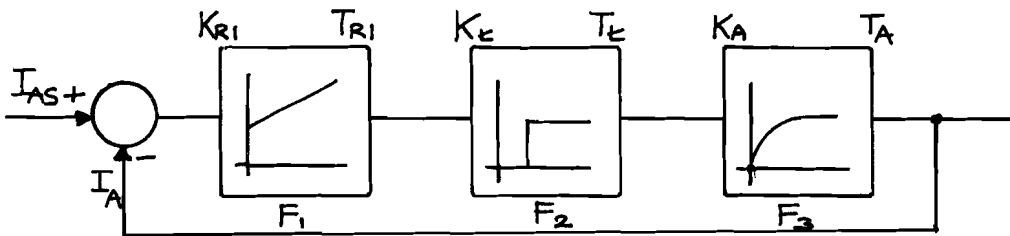


fig. 21

De overdracht is

$$g_1 = \frac{F_1 F_2 F_3}{1 + F_1 F_2 F_3}$$

met $F_1 = \frac{K_{R1}(1+pT_{R1})}{pT_{R1}}$

$$F_2 = K_t \cdot e^{-pT_t}$$

$$F_3 = \frac{K_A}{1+pT_A}$$

Benader de e-macht met een 1⁰ orde proces via:

$$\frac{1}{e^{pT_t}} = \frac{1}{1+pT_t+p^2 \frac{T_t^2}{2!} + \dots} \approx \frac{1}{1+pT_t}$$

dit is te doen als we er van uitgaan dat de optredende frequenties laag zijn.

Hiermede wordt $g_1 := \frac{\frac{K(1+pT_{R1})}{pT_{R1}} \cdot \frac{1}{(1+pT_A)(1+pT_t)}}{\frac{1+K(1+pT_{R1})}{pT_{R1}} \cdot \frac{1}{(1+pT_A)(1+pT_t)}}$

$$= \frac{K(1+pT_{R1})}{pT_{R1}(1+pT_A)(1+pT_t)+K(1+pT_{R1})}$$

Kies nu $T_{FI} = T_A$ en deel teller en noemer door $1+pT_A$. Hierdoor wordt door de PI-stroomregelaar de orde beperkt.

$$G_1 = \frac{1}{\frac{pT_A}{K}(1+pT_t)+1} = \frac{1}{p^2 T_{Kt} T_{Kt} + \frac{pT_A}{K} + 1}$$

$$\frac{1}{(1+pT_t)} \cdot \frac{1}{\frac{pT_A}{K} + \left(\frac{1}{pT_t+1}\right)}$$

Veronderstel verder dat $T_t \ll 1$ en $T_t \ll \frac{T_A}{K}$, dan gaan de volgende betrekkingen op:

$$\frac{1}{pT_t+1} \approx 1-pT_t$$

$$\frac{1}{(1+pT_t)} \cdot \frac{1}{\frac{p(T_A-T_t)}{K}} \approx \frac{1}{(1+pT_t) \cdot (1+p\frac{T_A}{K})}$$

Het hele systeem ziet er nu in nietteruggekoppelde toestand als volgt uit:

$$\left[\frac{K(1+pT_R)}{pT_R} \right] \left[\frac{1}{1+p\frac{T_A}{K}} \cdot \frac{1}{1+pT_t} \cdot \frac{1}{pT_M} \right]$$

In 1.3. zal blijken dat de tijdconstanten $\frac{T_A}{K}$ en T_t opgesteld mogen worden tot één tijdconstante (dit als $\frac{T_A}{K}$ en T_t veel kleiner zijn dan T_m). $\frac{T_A}{K} + T_t = T_s$

De resulterende procesoverdrachtsfunctie is nu:

$$F_0(p) = \frac{1}{1+pT_s} \cdot \frac{1}{pT_M}$$

Er zijn methodes om T_s en T_m rechtstreeks te meten uit de responsie op een stapfunctie van het teruggekoppelde systeem. Meten aan het niet-teruggekoppelde systeem is niet mogelijk gebleken bij dit systeem wegens het niet omkeerbaar zijn van de stroom.

Bij de voorgaande berekeningen is een aantal vereenvoudigingen doorgevoerd. Of het werkelijke proces precies een 2^e orde proces blijkt te zijn zal blijken uit de resultaten van de parameterschatting.

Resultaat in blokschema:

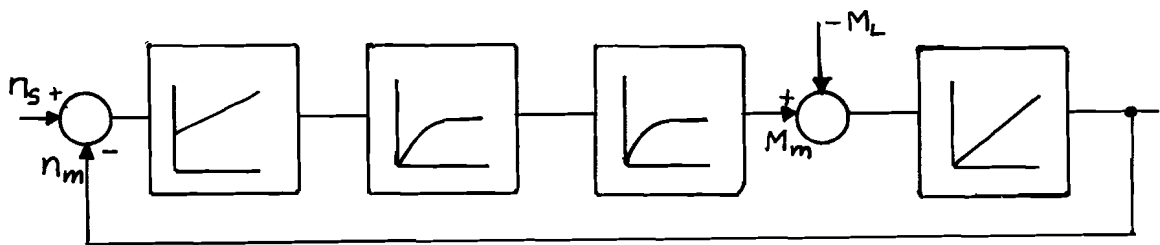


fig. 22

1.3. Theorie van het symmetrisch optimum en de berekening van de optimale regelparameters.

De situatie is nu zodanig dat het in 1.2. beschouwde proces meestal deel uitmaakt van een groter geheel (zoals besproken in de inleiding), waarbij het geregeld wordt door bijv. een procesrekenmachine. We gaan er nu voorlopig van uit dat het proces gevormd door de machine met sturing zo goed mogelijk dient te reageren op de stuursignalen die uitgaan van de procesrekenmachine. Zo goed mogelijk betekent dan dat de responsie van het systeem op stapvormige ingangssignalen zo veel mogelijk weer een stap dient te zijn.

Het criterium van Whitely-Kessler.

Dit criterium is gekozen omdat het een resultaat oplevert dat ligt tussen dat van twee andere bekende criteria n.l. het lineaire criterium en het kwadratische criterium (LIT. 2 en 4)

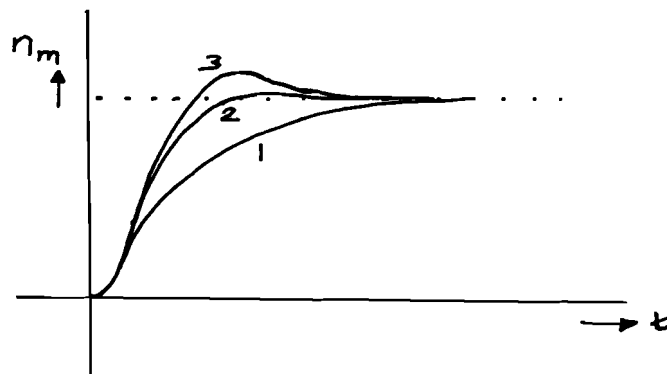


fig. 23

In de figuur hoort 3 bij het kwadratische criterium

De figuur geeft een stapresponsie van een 2^e orde systeem. 1 en 3 leveren respectievelijk te sterk gedempte en te zwak gedempte regelingen op. (lit. 16) (über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise Teil IIIC. Kessler Regelungstechnik 3. Jahrgang 1955 Heft 2. - 40).

Het criterium van Whiteley is te verduidelijken aan de hand van het volgende plaatje:

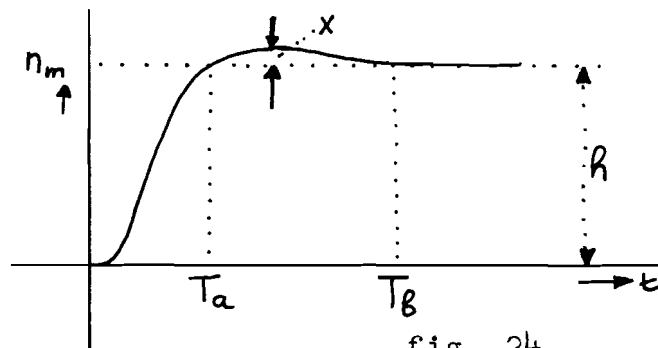


fig. 24

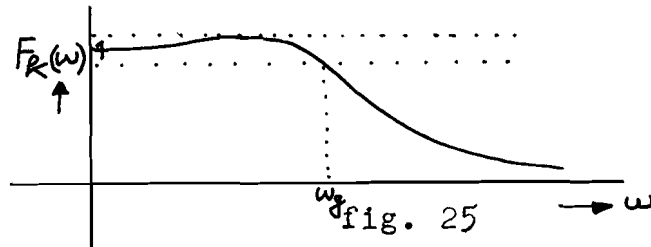
Hierin is een mogelijke stapresponsie geschetst van het te onderzoeken systeem. Nu moet volgens het criterium:

- a. $x < 5\%$ van de totale h zijn.
- b. T_a en T_b zo klein mogelijk zijn.

Iedere regeling die aan a. en b. voldoet noemen we optimaal in de zin van Whiteley.

Voor een meer mathematische uitleg van dit criterium gaan we

een voorwaarde opstellen voor de getransformeerde van het teruggekoppelde systeem $F_k(p)$. De eis is dat in een zo groot mogelijk frequentiegebied $F_k(p) \approx 1$ is. $F_k(p) \doteq f(k)$. Technisch wordt dit een laagdoorlaatfilter waarvan we de grensfrequentie zo groot mogelijk proberen te krijgen.



De eis wordt nu voor $\omega \rightarrow 0$ $F_k(\omega) \rightarrow 1$
 en $\frac{d^n F_k(\omega)}{d\omega^n} \rightarrow 0$ voor $\omega \rightarrow 0$ $n = 1, 2, \dots$

Het is duidelijk dat $F_k(\omega)$ zo lang mogelijk 1 blijft als zoveel mogelijk afgeleiden naar 0 gaan voor $\omega \rightarrow 0$.

We kunnen ook bekijken:

$$H(\omega^2) = F_k^2(\omega) = F_k(j\omega) F_k(-j\omega)$$

stel $x = \omega^2$

$$\frac{d^\lambda H(x)}{dx^\lambda} \rightarrow 0 \quad \lambda = 1, 2, \dots$$

Toepassing op een regelaar met algemene gedaante:

$$F_R(p) = \frac{a_0 + a_1 p + \dots + a_k p^k}{2p}$$

en een proces met algemene gedaante:

$$F_{PR}(p) = \frac{1}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots}$$

Stel $\alpha(p) = \sum_0^k a_n p^n$ en $\beta(p) = \sum_0^{\infty} b_n p^n$.

Het open systeem is dan : $F(p) = \frac{\alpha(p)}{2p\beta(p)}$

het teruggekoppelde systeem: $F_k(p) = \frac{1}{1 + \frac{2p\beta(p)}{\alpha(p)}}$

$H(x)$ wordt $F_k(j\omega) \cdot F_k(-j\omega) =$

$$= \frac{1}{1+h(\omega^2)} \quad \text{met } h(\omega^2) = \frac{4\Delta(\omega^2)}{\alpha(j\omega) \cdot \alpha(-j\omega)}$$

$$\Delta(\omega^2) = \omega^2 \beta(j\omega) \cdot \beta(-j\omega) + \frac{1}{2} [j\omega \beta(j\omega) \cdot \alpha(-j\omega) - j\omega \beta(-j\omega) \cdot \alpha(j\omega)]$$

Voor $\Delta(\omega^2)$ is nu te schrijven de reeks:

$$\Delta(\omega^2) = \sum_{\lambda=0}^{\infty} (-1)^{\lambda+1} \cdot \delta_{\lambda} \cdot \omega^{2\lambda}$$

met $\delta_{\lambda} = \sum_{i=0}^{2\lambda+1} (-1)^i \cdot b_i \cdot \gamma_{2\lambda-i-1}$

$n \geq 1 \quad \gamma_n = a_n + b_{n-1}$

$n=0 \quad \gamma_0 = a_0$

De optimaliseringsvoorwaarden voor de functie $h(\omega^2)$ volgen uit die voor $H(\omega^2)$.

$$\omega \rightarrow 0 \quad \frac{d^{\lambda} h(\omega^2)}{d(\omega^2)^{\lambda}} \rightarrow 0 \quad \lambda=0,1,\dots$$

Omdat $p \rightarrow 0$ bezit $\alpha(p)$ geen nulpunt.

Het blijkt dan dat een voorwaarde om aan het criterium te voldoen is dat

$$\delta_k = 0 \quad \text{voor } \lambda=1,2,\dots,k+1$$

Deze voorwaarden leveren een aantal vergelijkingen waaruit de waarden van a_k te berekenen zijn als functie van b_i

(procesparameters).

De vergelijkingen: $\sum_{i=0}^{2\lambda-1} (-1)^i b_i (a_{2\lambda-i-1} + b_{2\lambda-i-2}) = 0 \quad \lambda=1,2,\dots,k+1$

Dit is uitgerekend voor het algemene geval. In het onderhavige geval met een PI-regelaar $\frac{(a_0 + a_1 p)}{2p}$ is na enig rekenwerk een voorwaarde op te stellen die het gewenste resultaat oplevert.

Uit de vergelijking $\frac{d^{\lambda} h(\omega^2)}{d(\omega^2)^{\lambda}} = 0$ volgt dat in de noemer van $F_k(p) \cdot F_k(-p)$ de coëfficiënten van p^2 en p^4 nul moeten zijn. $F_k(p) \cdot F_k(-p)$ moet dus uitgerekend worden voor het geval van een 2^e orde proces met een PI-regelaar.

De overdrachtsfunctie van het proces is

$$F_{PR}(p) = \frac{1}{pT(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}$$

hierin is T een grote tijdconstante en τ_1 en τ_2 zijn kleine tijdconstanten.

De overdracht van de regelaar is $\frac{V(1+p\tau)}{p\tau}$

$$F_o(p) = F_{PR}(p) \cdot F_R(p) = \frac{V(1+p\tau)}{pT \cdot p\tau(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}$$

stel $A = \frac{T\tau}{V}$

$F_k(p)$ is de overdracht van het teruggekoppelde systeem:

$$= \frac{\frac{1+p\tau}{p^2 A(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}}{1 + \frac{1+p\tau}{p^2 A(1+p\tau_1)(1+p\tau_2)}} = \frac{1+p\tau}{p^2 A(1+p\tau_1)(1+p\tau_2) + 1+p\tau}$$

en

$$F_k(-p) = \frac{1-p\tau}{c+d} = \frac{1-p\tau}{p^2 A(1-p\tau_1)(1-p\tau_2) + 1-p\tau}$$

$$F_k(p) \cdot F_k(-p) = \frac{1-p^2\tau^2}{(a+b) \cdot (c+d)}$$

Dit uitwerken geeft in de noemer een polynoom in p met 22 termen. Als we hier de coëfficiënten van p^2 en p^4 uithalen en nulstellen levert dat de volgende relaties op:

- (1) $A^2 + 2A\tau_1\tau_2 - 2A\tau_1\tau - 2A\tau_2\tau = 0$
- (2) $2A - \tau^2 = 0$

De term in (1) met $\tau_1\tau_2$ is te verwaarlozen (τ_1 en τ_2 zijn klein).

Dan is het resultaat:

$$A^2 - 2\tau(\tau_1 + \tau_2) = 0 \quad \tau_1 \text{ en } \tau_2$$

op te tellen. In deze beschouwing kunnen we steeds de som van de kleine tijdconstanten nemen.

Verder volgen uit deze twee relaties de voorwaarden voor de optimale regelparameters. Stel $\sigma = \tau_1 + \tau_2$ dan volgt:

$\tau = 4\sigma$ <p>en $V = \frac{T}{2\sigma}$</p>

De regelparameters moeten dus zo ingesteld worden dat aan de relaties (a) is voldaan, dan is tevens aan het criterium dat opgesteld is voldaan (ZIE VB. BIJLAGE 6).

Het is nu duidelijk dat de procesparameterwaarden continu ter

beschikking moeten zijn om aan ons doel te beantwoorden.

$$F_k(p) = \frac{1+pT}{1+pT+p^2AT+p^3AT^2}$$

$$= \frac{1+p^4T}{1+p^4T+p^2AT+p^3AT^2}$$

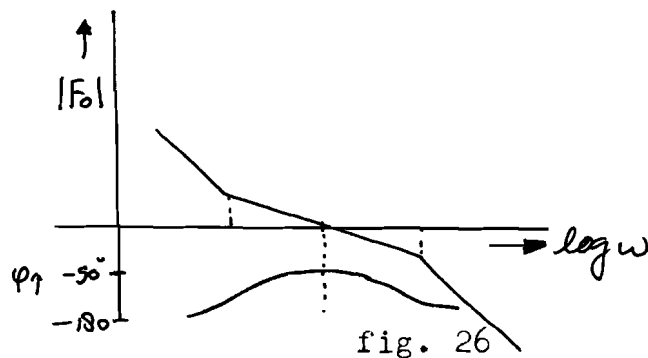
met $q=2p$

$$F_k(q) = \frac{1+2q}{1+2q+2q^2+q^3}$$

met als eigenschap $F_k(q)+F_k(\frac{1}{q})=1$ en $F_o(q) \cdot F_o(\frac{1}{q})=1$

F_o is het niet teruggekoppelde systeem.

dat een Bode diagram oplevert dat er als volgt uitziet:



Vanwege deze symmetrie wordt deze theorie de theorie van het symmetrisch optimum genoemd.

Het systeem wordt zelf-adaptief gemaakt door de resultaten van de parameterschatting via een netwerk waarin de berekende verhouding tussen regel- en procesparameters geïnstrumenteerd is naar de regelaar te voeren.

Dit ziet er dan als volgt uit:

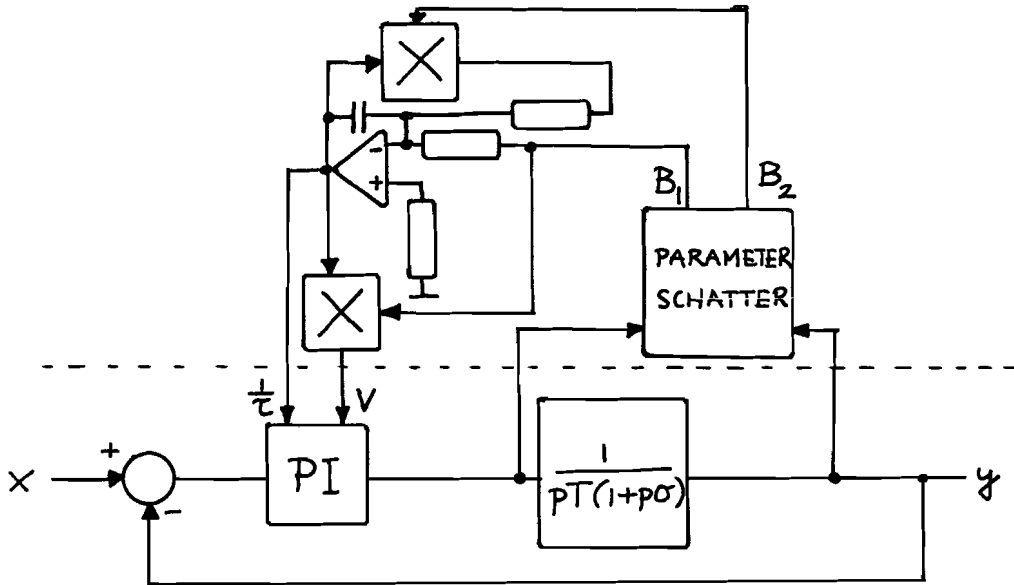


fig. 27

Boven de stippellijn bevindt zich het adaptieve gedeelte.

$$B_1 = T \quad B_2 = \sigma T \quad \tau = 4 \frac{B_2}{B_1}$$

$$V = \frac{B_1^2}{2B_2}$$

Dit is geïnstrumenteerd.

1.4. Het schatten van de procesparameters.

Voor de schatting van de parameters van het proces wordt gebruik gemaakt van een schattingstechniek die in de groep Meten en Regelen reeds onderzocht is (lit. 17). (equation error method) Van het proces waaraan geschat moet worden is in 1.2. de overdrachtsfunctie reeds afgeleid.

De structuur is dus bekend.

De instrumentatieklasse die gekozen is, is de instrumentatie van een fysisch model, waarbij de responsie van het model die van het proces zo goed mogelijk dient te benaderen door middel van automatische regeling van de modelparameters. (impliciet-mathematische methode).

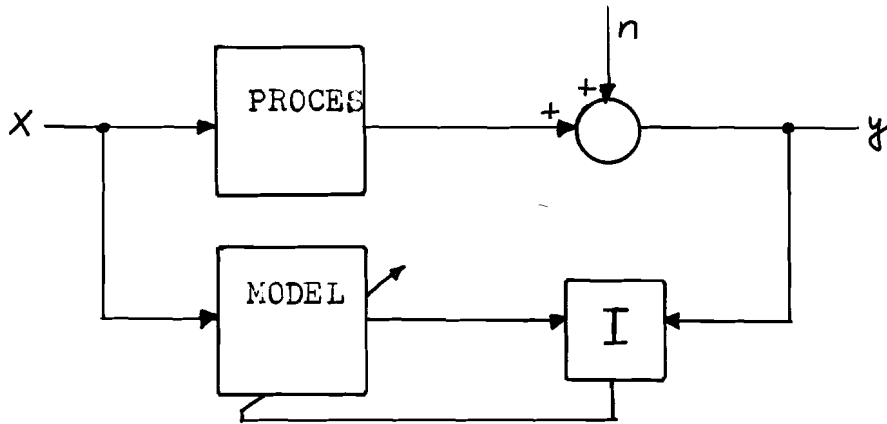


fig. 28
model parallel

Berekening model:

$$F(p) = \frac{1}{pA + p^2B}$$

Het proces wordt voorgesteld door

Te schatten zijn de parameters A en B . Hiertoe wordt een model in serie met het proces gezet (compensatie).

$$e(p) = X(p) \cdot F(p) \cdot M(p) - X(p)$$

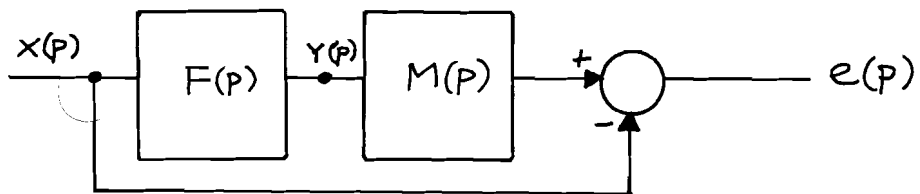


fig. 29

Een ideaal model zou zijn $pA + p^2B$, maar dit is technisch moeilijk realiseerbaar wegens de differentiërende elementen die nodig zijn.

Een model van de vorm $\frac{pA + p^2B}{N(p)}$ met een juiste orde van de noemer is wel realiseerbaar.

Dit leidt tot het resultaat:

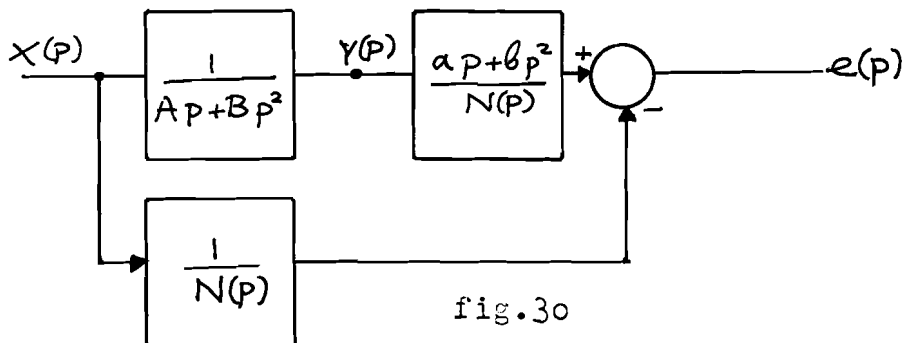


fig. 30

Door het juiste afregelen van $M(p)$ is de fout e volgens een bepaald criterium minimaal te maken, waarbij dan $A=a$ en $B=b$ in het ideale geval.

In dit geval doet zich nog een complicatie voor doordat bij de responsie $Y(p)$ van $X(p)$ op $F(p)$ nog een term komt, namelijk de niet te meten belasting. Ter compensatie hiervan wordt een derde parameter bijgeteld.

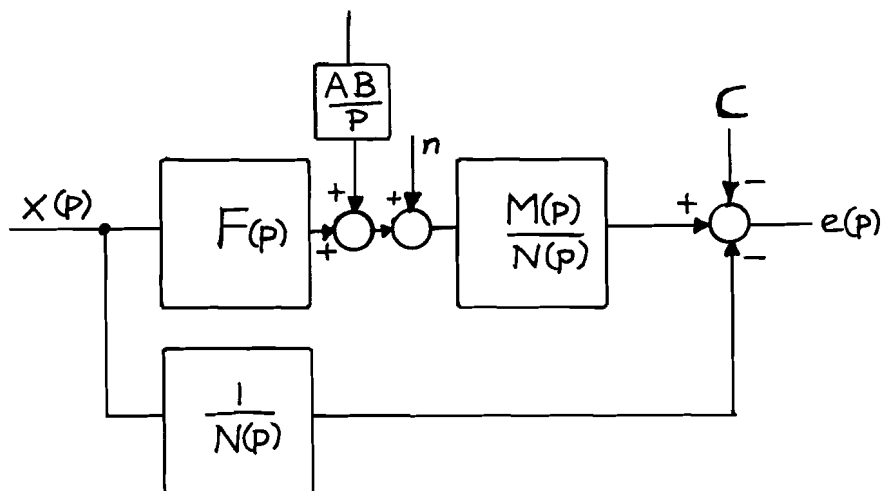


fig. 31

Uit de schatting zal blijken of de voorstelling van het proces door het berekende tweede orde proces juist is. Eerst zal namelijk geschat worden aan een proces dat exact 2^e orde is met parameters die de echte procesparameters van de motor benaderen.

Indien het 2^e orde model een benadering is zal er een zekere fout voorkomen.

Als criterium is gekozen het minimaliseren van de even functie $E = e^2 (a, b, c, n, t)$.

De parameters a, b, c van het model moeten automatisch naar de juiste waarde geregeld worden. Dit gebeurt met de gradiëntenmethode (steepest descent).

Hiervoor geldt:

$$\frac{\partial E}{\partial B_1} = -k_1 \frac{dB_1}{dt}$$

$$e(t) \cdot \frac{\partial e(t)}{\partial B_1} = -\frac{k_1}{2} \frac{dB_1}{dt}$$

$$\frac{\partial E}{\partial B_2} = -k_2 \frac{dB_2}{dt}$$

$$e(t) \cdot \frac{\partial e(t)}{\partial B_2} = -\frac{k_2}{2} \frac{dB_2}{dt}$$

$$\frac{\partial E}{\partial B_3} = -k_3 \frac{dB_3}{dt}$$

$$e(t) \cdot \frac{\partial e(t)}{\partial B_3} = -\frac{k_3}{2} \frac{dB_3}{dt}$$

Voor het vinden van het netwerk berekenen we

$$e(p) = \frac{Y(p)}{N(p)} \cdot \left[\frac{pB_1 + p^2 B_2}{pA_1 + p^2 A_2} \right] + \frac{L(p)}{N(p)} \cdot \frac{pB_1 + p^2 B_2}{pA_1} + \frac{B_3}{p}$$

Hieruit zijn de afgeleiden te berekenen,

Er geldt

$$\frac{\partial e(t)}{\partial B_i} \stackrel{\bullet}{=} \frac{\partial E(p)}{\partial B_i}$$

$$\frac{\partial e(p)}{\partial B_1} = \frac{X(p) \cdot p}{N(p)}$$

$$\frac{\partial e(p)}{\partial B_2} = \frac{X(p) \cdot p^2}{N(p)}$$

$$\frac{\partial e(p)}{\partial B_3} = \frac{1}{p}$$

Deze termen zijn te verkrijgen uit het volgende netwerk:

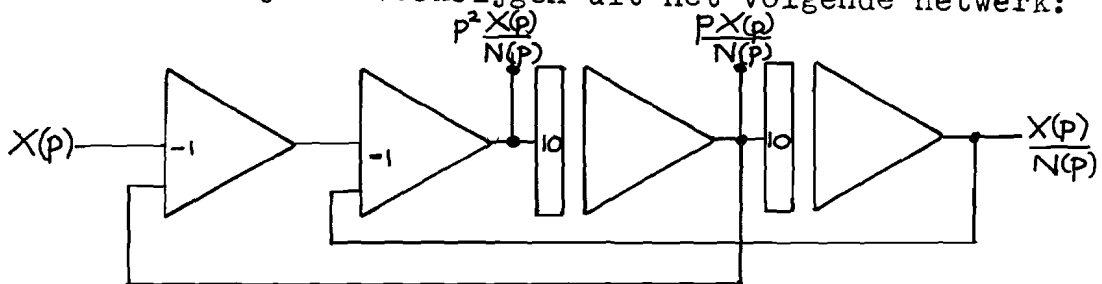
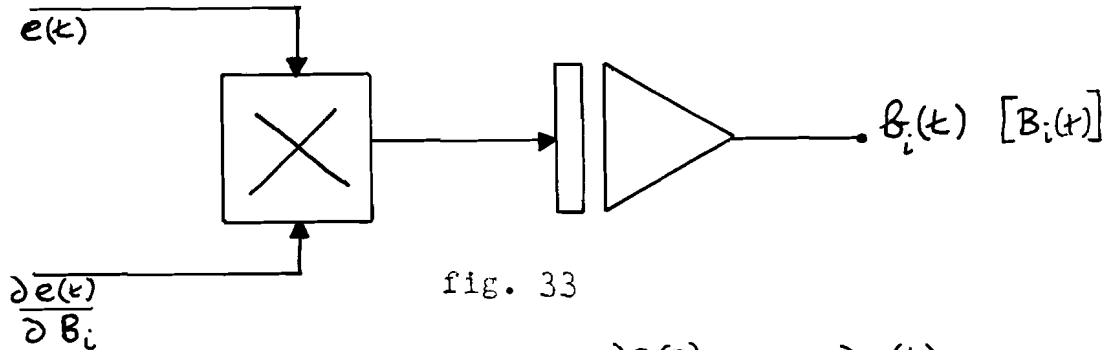


fig. 32

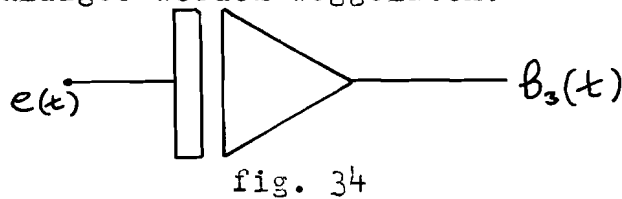
De B_i zijn nu te berekenen uit:

$$B_i(t) = -k_i \int_0^t e \frac{\partial e}{\partial B_i} dt + B_i(0), \quad i=1,2,3.$$

Deze B_i zijn dan te verkrijgen door e en $\frac{\partial e}{\partial B_i}$ te vermenigvuldigen en daarna te integreren.



evenzo voor $i=3$, maar aangezien $\frac{\partial e(p)}{\partial B_3} = \frac{1}{p}$ is $\frac{\partial e(t)}{\partial B_3} = 1$ en kan de vermenigvuldiger worden weggelaten.



Nu hebben we B_1 , B_2 gevonden. Deze factoren worden vermenigvuldigd met resp. $\frac{X(p) \cdot p}{N(p)}$ en $\frac{X(p) \cdot p^2}{N(p)}$

Dat geeft $X(p) \cdot \frac{pB_1 + p^2B_2}{N(p)}$ met $N(p) = p^2 + 10p + 100$

Dit is precies het variabele filter waarvan werd uitgegaan. Het gehele procesparameterschattingsnetwerk ziet er nu als volgt uit: zie blz. 34.

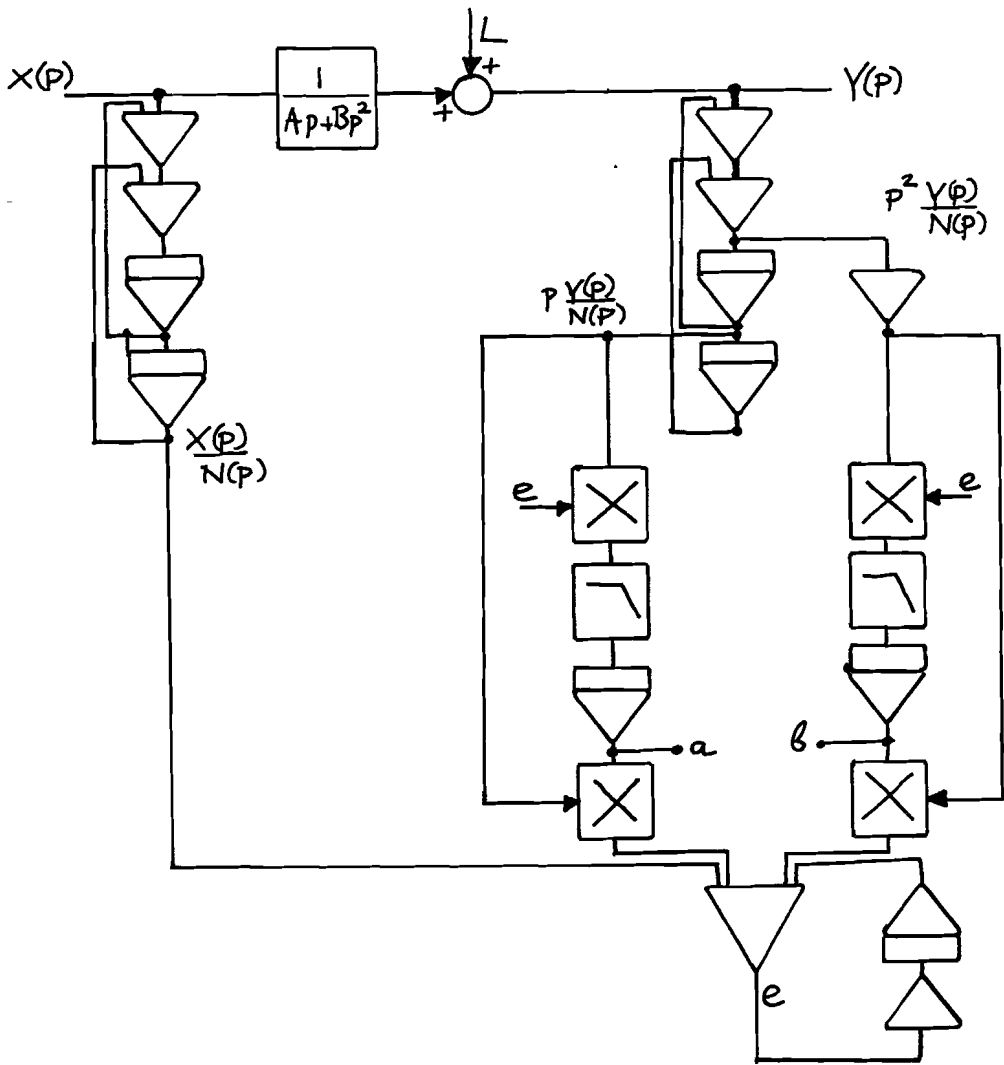


fig. 35

Als extra elementen zijn er nog 2 laagdoorlaatfilters in de schakeling opgenomen. Het doel hiervan zal blijken uit de volgende beschouwing over het verloop in de tijd van de parameters a en b .

De fout e ziet er in het tijddomein als volgt uit:

$$e(t) = a\dot{u} + b\ddot{u} + c - \frac{\dot{x}}{N}(t) + \frac{\dot{L} + \ddot{L}}{L_1}$$

met $\frac{\dot{y}}{N} \equiv \dot{u}$, $\frac{\ddot{y}}{N} \equiv \ddot{u}$ en $\frac{y}{N}(t) = u$ $\frac{x}{N}(t) = A\frac{\dot{y}}{N}(t) + B\frac{\ddot{y}}{N}(t) = A\dot{u} + B\ddot{u}$

Dit invullen in de formule voor e (t) geeft

$$e(t) = (a-A)\dot{u} + (b-B)\ddot{u} + (c-L_1)$$

$$\dot{a} = -k_1 e \frac{\partial e}{\partial a} \quad \dot{b} = -k_2 e \frac{\partial e}{\partial b} \quad \dot{c} = -k_3 e \frac{\partial e}{\partial c} \quad (\text{volgens steepest descent})$$

differentiëren van e (t) naar respectievelijk a, b en c geeft:

$$\frac{\partial e}{\partial a} = \dot{u} \quad \frac{\partial e}{\partial b} = \ddot{u} \quad \frac{\partial e}{\partial c} = 1$$

substitutie in a, b en c heeft als resultaat:

$$\dot{a} = -k_1(a-A)\dot{u}^2 - k_1(b-B)\dot{u}\ddot{u} - k_1(c-L_1)\dot{u}$$

$$\dot{b} = -k_2(a-A)\dot{u}\ddot{u} - k_2(b-B)\ddot{u}^2 - k_2(c-L_1)\dot{u}$$

$$\dot{c} = -k_3(a-A)\dot{u} - k_3(b-B)\ddot{u} - k_3(c-L_1)$$

in matrixvorm:
$$\begin{pmatrix} -\frac{1}{k_1}\dot{a} \\ -\frac{1}{k_2}\dot{b} \\ -\frac{1}{k_3}\dot{c} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{u}^2 & \dot{u}\ddot{u} & \dot{u} \\ \dot{u}\ddot{u} & \ddot{u}^2 & \ddot{u} \\ \dot{u} & \ddot{u} & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a-A \\ b-B \\ c-L_1 \end{pmatrix}$$

Dit stelsel differentiaalvergelijkingen moet worden opgelost om het verloop van $a(t)$, $b(t)$ en $c(t)$ te vinden.

Wegens de niet-lineaire vorm levert dit moeilijkheden op.

Om toch enigszins een inzicht te verkrijgen kunnen we de volgende berekeningen benutten.

Schrijf de differentiaalvergelijking als volgt op:

$$\dot{a}(t) + f(t) \cdot a(t) = g(t)$$

met $f(t) = \dot{u}^2$ en $g(t) = -A\dot{u}^2 + (b-B)\dot{u}\ddot{u} + (c-L_1)\dot{u}$

stel $a(t) = p(t) \cdot q(t)$, dit in $\dot{a}(t) \rightarrow$

$$\dot{p}q + p\dot{q} + f \cdot pq = g$$

$$q(\dot{p} + fp) + p\dot{q} = g$$

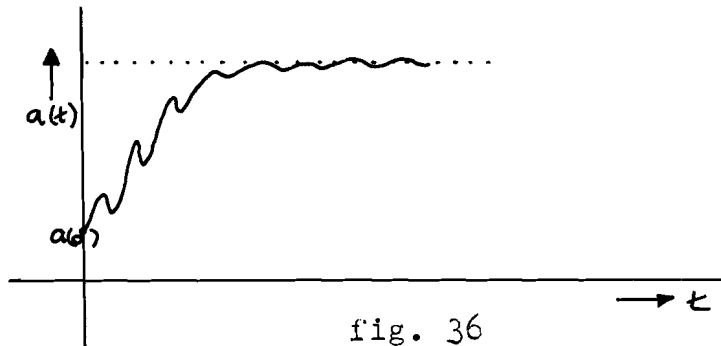
Stel $\dot{p} + fp = 0$ Dit levert een oplossing $p(\tau) = e^{-\int_0^t f(\tau) d\tau}$ met weglating van eventuele constante.

dan $p\dot{q} = g$ en $q = \int_0^t g(\tau) \cdot e^{\int_0^\tau f d\tau} d\tau$
 $a = pq$ wordt nu $(e^{-\int_0^t \dot{u}^2 d\tau}) \cdot \int_0^t g(\tau) \cdot e^{\int_0^\tau \dot{u}^2 d\tau} d\tau$

Hieruit is op te maken dat de snelheid van de regeling beïnvloed zal worden door de term \dot{u}^2 . Verder komen er (als men bijv. $u = A \sin \omega t$ neemt) via $\dot{u}\ddot{u}$ termen die de dubbele frequentie bevatten.

Om de dubbele frequenties te onderdrukken (en eventuele storingssignalen van hogere frequentie) worden de laagdoorlaatfilters gebruikt.

Uit de afstudeerverslagen van Driessen, Willemse en Krutzen blijkt dat de parameters inderdaad volgens een e-macht met daarop gesuperponeerd een sinusvormig — signaal naar hun eindwaarde gaan.



Van deze kennis is gebruik gemaakt bij de instrumentatie van de parameterschattingsschakeling.

Hoofdstuk 2. INSTRUMENTATIE

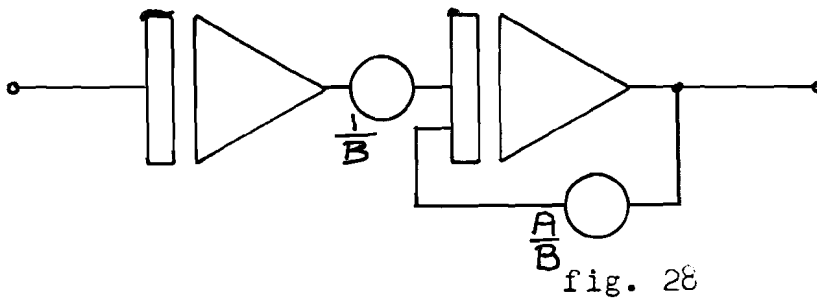
Het schatten van de benodigde procesparameters.

2.1. Schatting aan gesimuleerde opstelling.

De opzet is een model van het proces te maken en aan de hand van dit model de parameterschattingsapparaten af te regelen. Het model wordt gesimuleerd op een analoge rekenmachine. De overdrachtsfunctie van het proces is voor te stellen door

$$F(p) = \frac{1}{Ap^2 + Bp}$$

Dit ziet er op de analoge rekenmachine als volgt uit.



Een dergelijk proces levert in niet-teruggekoppelde toestand een responsie $y(p) = \frac{a}{p} + \frac{b}{p^2} + \frac{c}{p+p_1}$. Hierin zit een term $\frac{b}{p^2}$ die aanleiding geeft tot een rampfunctie. De uitgangsspanning is door de gebruikte apparatuur echter beperkt tot 10 volt.

Metingen aan het niet-teruggekoppelde systeem worden hierdoor bemoeilijkt. Bij de motor zou deze rampfunctie een toenemend toerental veroorzaken. Dit wordt echter begrensd door de ingebouwde stroombegrenzing.

De metingen worden om deze redenen dan ook steeds verricht aan het teruggekoppelde proces (model).

Ter vereenvoudiging is begonnen met een P-regeling in de terugkoppellus.

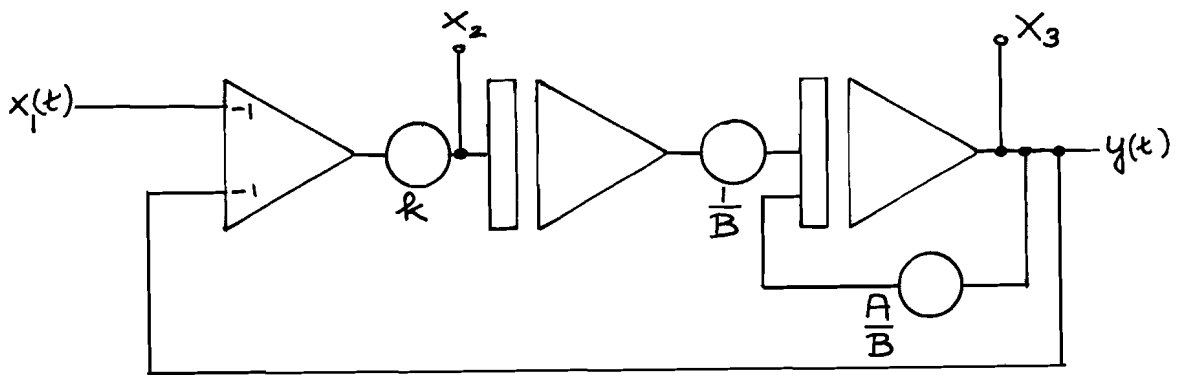


fig. 29

Zoals reeds besproken is worden er bij de schatting geen specifieke testsignalen gebruikt. Het signaal X_2 dat op punt 2 verschijnt gedurende het normale bedrijf moet voldoende zijn om de schatting te kunnen uitvoeren.

X_2 volgt uit $X_1(t)$. Bij de proefopstelling is zoveel mogelijk de realistische situatie nagebootst waarbij op punt 1 een gelijkspanningssignaal met daarop gesuperponeerd stapvormige veranderingen optreden.

Dit signaal is hieronder afgebeeld.

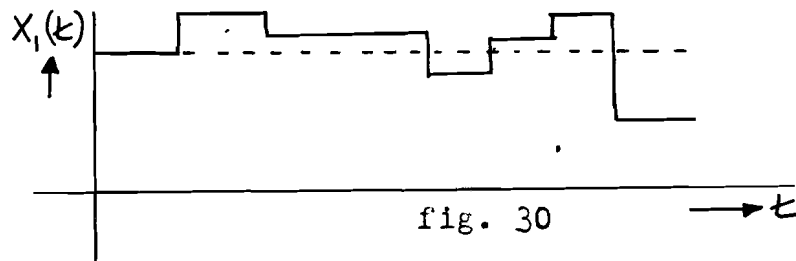


fig. 30

Ter vereenvoudiging is bij het onderzoek gewerkt met periodieke stapvormige veranderingen rond hetzelfde niveau.

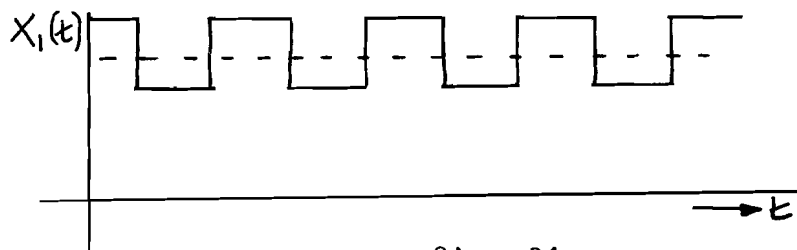


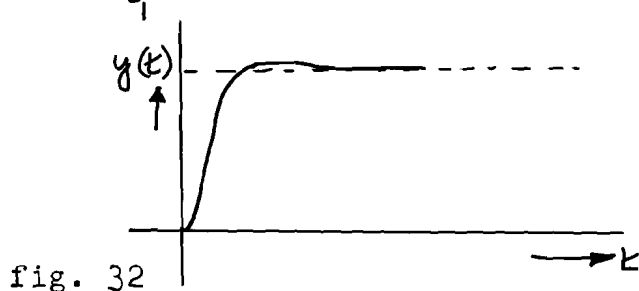
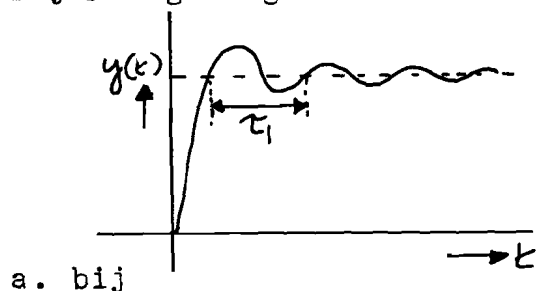
fig. 31

Het is eenvoudig uit te rekenen hoe het signaal er op de punten

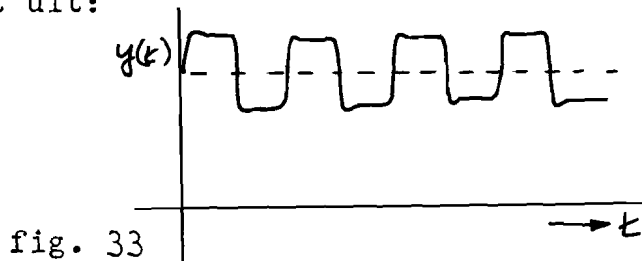
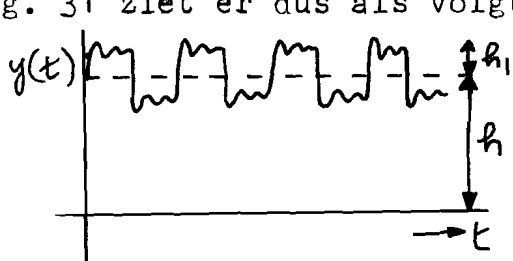
2 en 3 uitziet. (zie blz. 32)

Op punt 3 heeft het signaal de volgende gedaante: (stapresponsie van systeem getekend voor PI-regeling.)

Bij P-regeling is alleen de afstand τ_1 te beïnvloeden.



Het signaal dat het resultaat is van het signaal getekend in fig. 31 ziet er dus als volgt uit:



Deze gegevens zijn van belang voor de dimensionering en de opbouw van de parameterschattingsapparatuur.

Het signaal $y(t)$ vormt het ingangssignaal voor het filter dat de noemer vormt met de afgeleiden van y , namelijk $\dot{u} = \frac{\dot{y}}{N}$, $\ddot{u} = \frac{\ddot{y}}{N}$

Het is voor de snelheid van de parameterschatting van belang zoals reeds bleek dat \dot{u} en \ddot{u} zo groot mogelijk zijn. Dit is bij de gebruikte instrumentatie 10 volt.

Achter de uitgangen van het noemerfilter moeten dus versterkers geplaatst worden. (zie fig. 34)

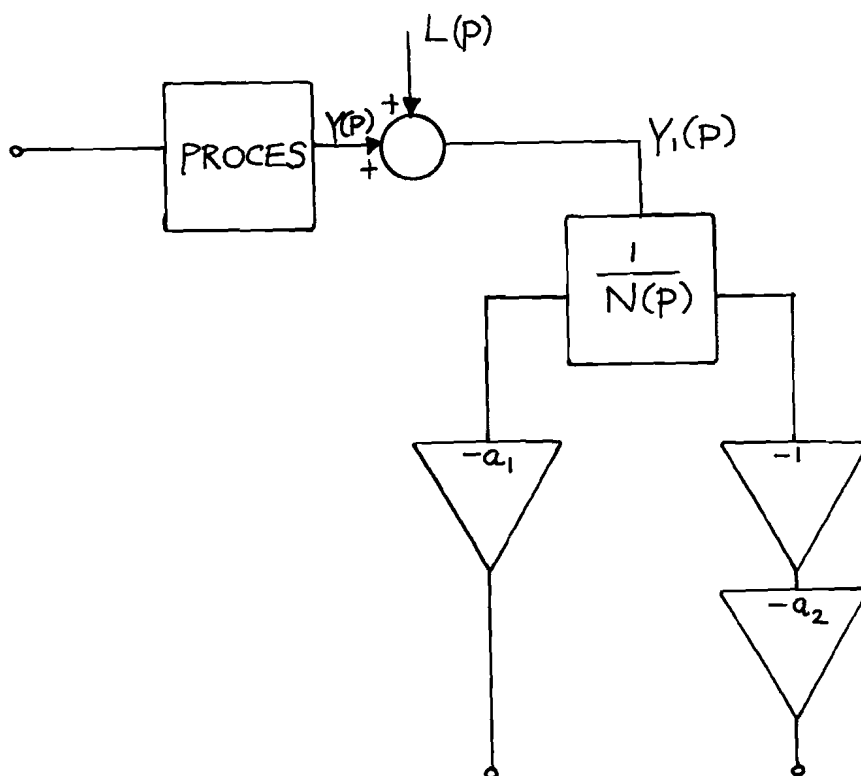


fig. 34

De extra inverter (zie 34) dient om aan beide uitgangen hetzelfde teken te verkrijgen.

Bij deze schakeling doen zich twee problemen voor.

1. Alleen de veranderingen rond het gelijkspanningsniveau h (zie fig. 33. a.) leveren de benodigde informatie. Als nu de amplitude h_1 van de stap erg klein is t.o.v. h is het nuttig om $y_1(p)$ reeds te versterken. Dit is niet mogelijk als bijv. $h = 9$ volt en $h_1 = 0,09$ volt vanwege de 10 volt-grens. Wel is het mogelijk eerst het gelijkspanningsniveau weg te filteren en dan h_1 te versterken. (zie hiervoor ook blz 42)
2. Door de aanwezigheid van de belastingsgrootte $L(p)$ is de amplitude van h_1 niet te voorspellen zodat de maximale waarden van de versterkingsfactoren a_1 en a_2 niet van tevoren ingesteld kunnen worden.

Bij een gesimuleerde opstelling is dit geen probleem daar we dan $L(p)$ nul kunnen nemen en de procesparameters met enkele potentiometers kunnen variëren (zie fig. 29).

Bepaling van de waarden in volt van de geschatte procesparameters. (in de waarde van parameter c zijn we niet geïnteresseerd.)

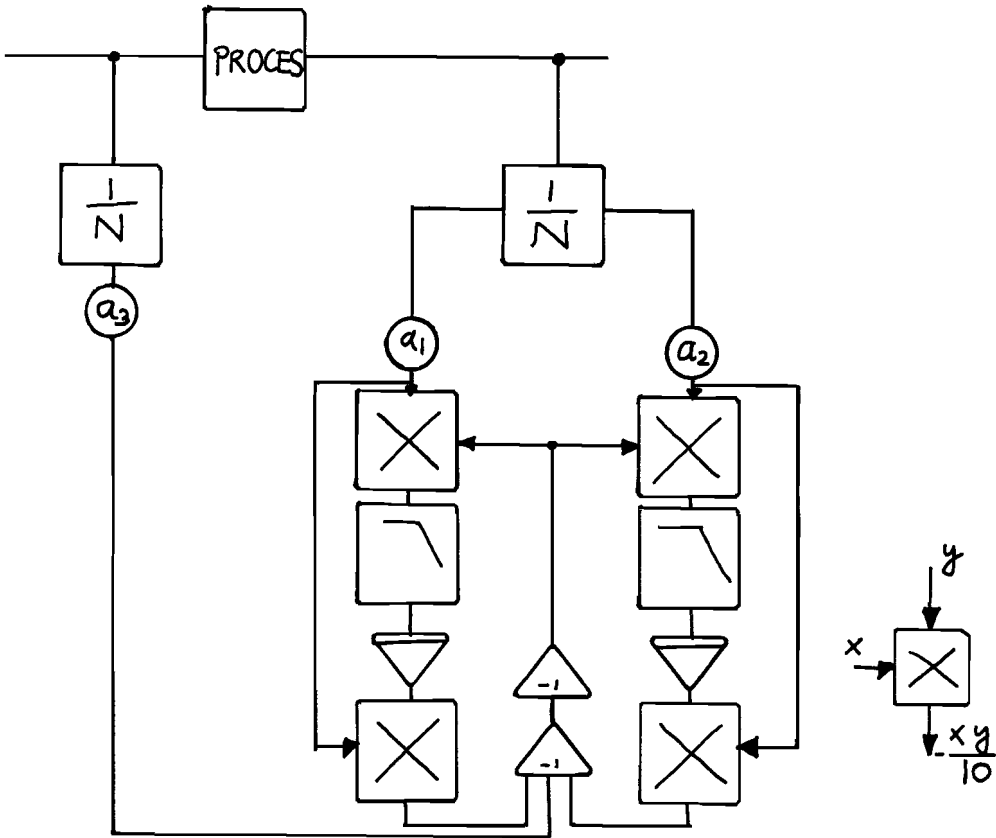


fig. 35a

Uit figuur 35 a,b volgt voor $e = \frac{a_1 p y a}{10N} + \frac{a_2 p^2 y b}{10N} - \frac{a_3 x}{N^3}$

met $X=y(ap^2+bp)$

Bij een goede regeling gaat e naar nul, dan

$$0 = \left(\frac{a_1 p y a}{10N} - \frac{y A p a_3}{N} \right) + \left(\frac{a_2 y p^2 b}{10N} - \frac{a_3 y p^2 B}{N} \right)$$

met als resultaat:

$$a = \frac{10 a_3 A}{a_1} \quad b = \frac{10 a_3 B}{a_2}$$

a_1 en a_2 moesten zo groot mogelijk zijn. De waarden van A en B zijn klein. Uit metingen aan de motor bleken er waarden van

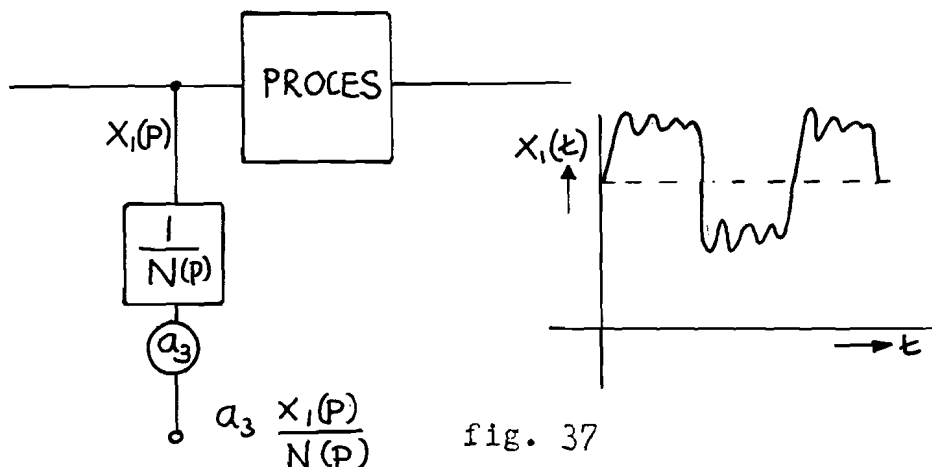
resp. 0,3 sec en 0,06 sec op te treden,

In verband met de nauwkeurigheid is het noodzakelijk voor a en b grotere waarden te verkrijgen. Bijv. tussen 5 en 10 volt.

In de PI-regelaar is het mogelijk deze grote waarden weer met een zodanige factor te vermenigvuldigen dat de tijdconstantes weer de juiste waarden hebben.

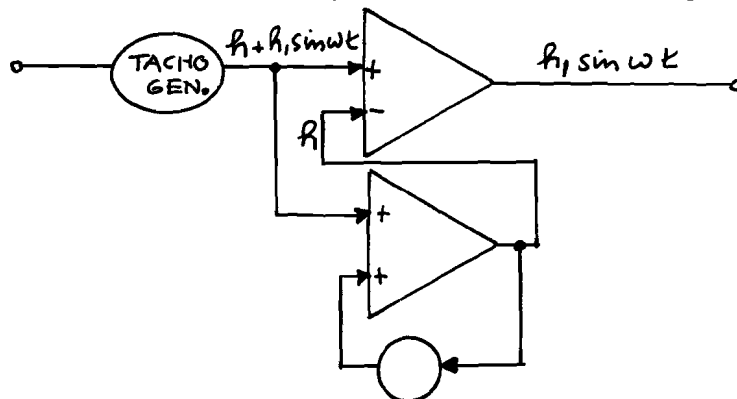
Uit de formules voor a en b blijkt dat de factor a_3 zo groot mogelijk moet worden om uit a en b redelijke waarden te krijgen. a_1 en a_2 zouden klein moeten zijn, maar dat werkt dan weer nadelig op de regelsnelheid zoals we reeds zagen.

Het versterken van de waarden a en b door middel van de factor a_3 werpt weer problemen op door de aanwezigheid van het gelijkspanningsniveau in hetingangssignaal van het proces.



Dit is weer dezelfde moeilijkheid als bij het andere noemerfilter.

Een filter dat het gelijkspanningssignaal wegfiltert is bijv.



Het voordeel van dit filter is dat er geen fasedraaiing optreedt.

Het afregelen van de gebruikte schattingsapparatuur.

Om te controleren of de combinatie van noemerfilters, vermenigvuldigers (lit. 20) en integrator met laagdoorlaatfilter werkt is de volgende schakeling opgezet:

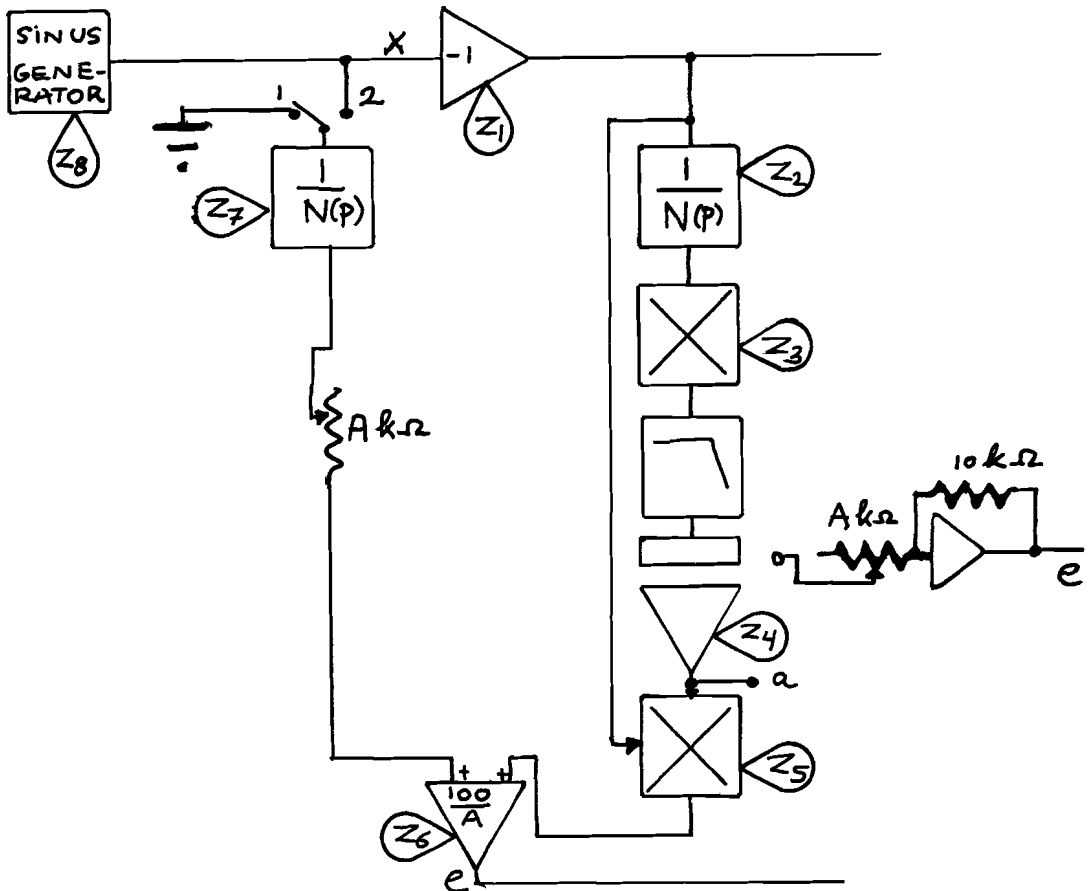


fig. 39

De waarde van a volgt uit
$$e = \frac{a(X)}{10} - \frac{10kX}{Ak}$$
 met $a = \frac{100}{A}$ (A in $k\Omega$).

Van alle elementen is eerst de off-set spanning nul gemaakt met behulp van de off-set-regelingen Z_1 .

Als nu de schakelaar in stand 1 wordt geplaatst moet a naar nul geregeld worden.

De spanning ongelijk nul die overblijft achter de integrator wordt veroorzaakt door de gezamenlijke overblijvende off-set-

spanningen. α -offset is naar nul te regelen door de offsetregeling Z_3 van de vermenigvuldiger (grobe regeling) en Z_4 van de integrator (fijne regeling).

Als dan de schakelaar weer in de stand 2 gezet wordt levert de spanning a precies de waarde $\frac{100}{A}$ die op minder dan 1% nauwkeurig is.

Vervolgens is een dergelijke opzet toegepast voor het afregelen van de schattingsapparatuur voor het 2^e orde proces.

Vermeld moet nog worden dat het 2^e orde proces op de analoge rekenmachine zoveel mogelijk gelijk gemaakt is aan dat van de motor met sturing.

Hiertoe is eerst een stapresponsie bepaald van de motor met P-regeling (zie grafiek 1).

Uit deze figuur zijn de waarden van G en T globaal te bepalen (lit. 20). Deze waarden zijn ingesteld op de rekenmachine en leverden een responsie op die behoorlijk in de buurt ligt van die van de motor. (zie grafiek 2).

Voor de bespreking van de verschillen zie blz. 46.

De testopstelling wordt geleidelijk opgebouwd. Als eerste de volgende schakeling:

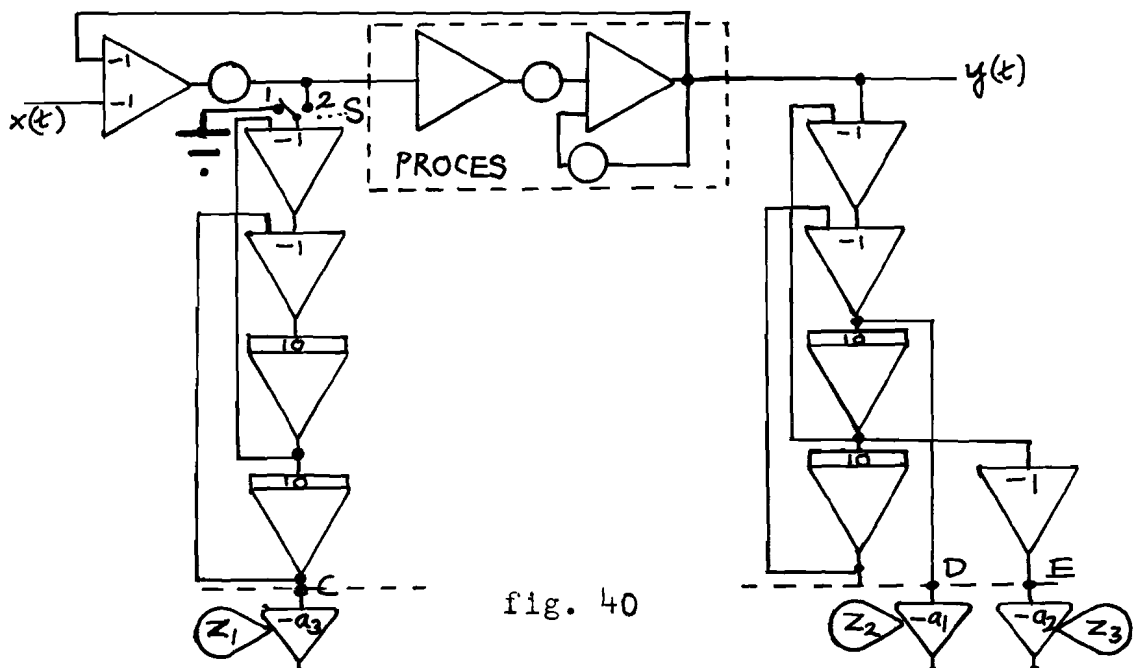


fig. 40

De schakelaar S in stand 2 en vervolgens de spanning $x(t)$ aarde. Met de off-set regelingen Z_1 de spanningen op c , d en e nul maken. Deze off-set spanningen zijn kleiner dan 1 mV

te maken.

Aan c, d en e wordt nu de rest van de schakeling aangesloten (zie fig. 41).

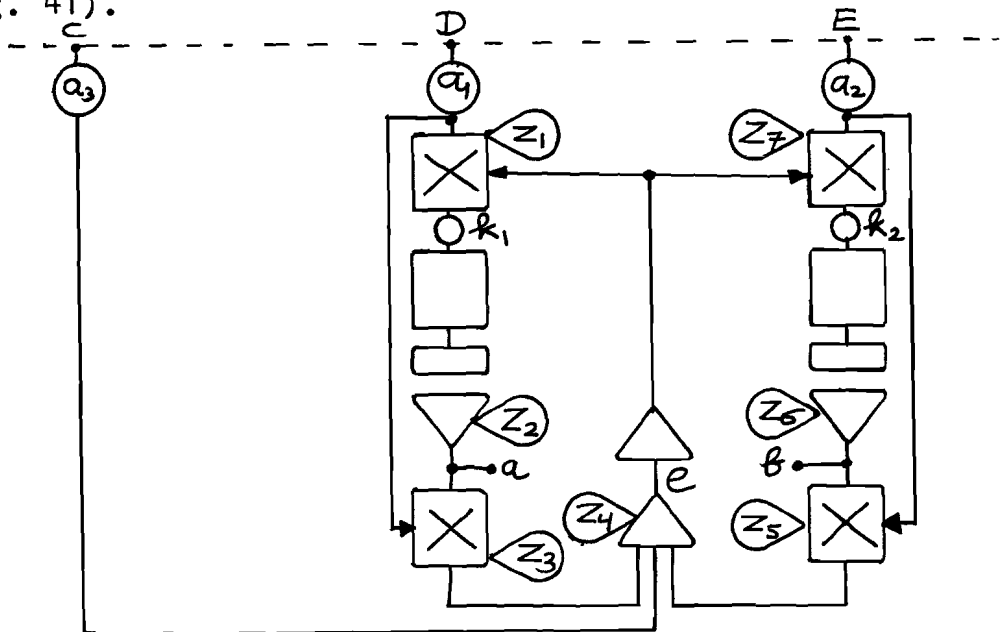


fig. 41

De schakelaar S wordt nu in de stand 1 gezet en a en b moeten dan een spanning nul opleveren. Met de off-set-regelingen, Z_1 , Z_3 , Z_7 en Z_5 is een fijne afregeling te verkrijgen. De afregeling is nu veel moeilijker dan bij de vorige opstelling voor één parameter omdat er interactie optreedt tussen de twee parameters.

Vervolgens de schakelaar S weer in stand 2. De spanningen a en b geven nu de geschatte parameters zo nauwkeurig mogelijk weer (zie grafiek 3).

De schatting geschiedt in 5 à 15 sec. Deze tijd is te beïnvloeden met de k-factoren in de regellussen.

De te gebruiken laagdoorlaatfilters zijn te berekenen uit de volgende schakeling en uit de gegevens verkregen over de motor in verband met de te onderdrukken frequenties. Deze zijn $\geq 0,5$ Hz.

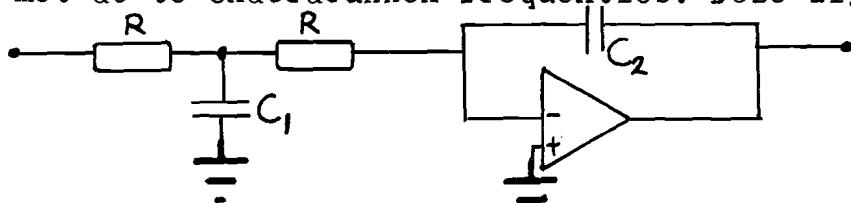


fig. 42

Het feit dat de 2^e weerstand k tevens ingangsweerstand is van de integrator en de RC-tijd van het filter bepaalt, geeft moeilijkheden als we de integratieconstante willen veranderen. Het kan daarom nuttig zijn de laagdoorlaatfilters buiten het netwerk aan te brengen bijv. voor de ingangen van de PI-regelaar. De resultaten van de schatting zijn te zien in grafiek De nauwkeurigheid is 5 %.

De schattingsapparatuur is nu te gebruiken om de parameters van de motor te gaan schatten. Hierbij doen zich de moeilijkheden voor die reeds besproken zijn zoals de signaalniveau's en maximaal maken van

Een nieuwe moeilijkheid is dat de stuureenheid een referentieniveau R heeft dat niet aan aarde gelegd kan worden (zie fig.15) Alle apparatuur dient daarom vrij van aarde gelegd te worden en als referentie R te krijgen.

Metingen kunnen alleen verricht worden met apparatuur met een differentiaalingang.

Om te controleren of de berekende regelaarparameters inderdaad de optimale systeemresponsie veroorzaken zijn deze waarden ingesteld en is de responsie opgenomen. Daarna is bij een aantal andere waarden van V en τ de responsie eveneens opgenomen. (zie grafiek 4).

Het resultaat geeft inderdaad de meest gunstige responsie voor de V_{opt} en τ_{opt} die berekend zijn.

Tenslotte dient nog besproken te worden het verschil in stapresponsie van de motor en een ideaal 2^e orde proces.

Geheel gelijk zullen de responsies waarschijnlijk nooit zijn vanwege de toegepaste benaderingen in 1.2.

Een tweede oorzaak is het niet-omkeerbaar zijn van de stroom. Door de constructie van de Simoregeenheid is het bij een stap op de ingang

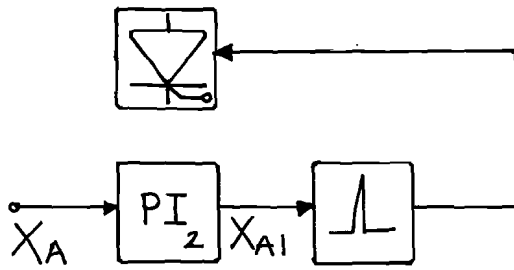


fig. 43

mogelijk dat het signaal X_a vóór de tweede PI-regelaar positief wordt, hierdoor wordt X_{a1} negatief en dit betekent dat de pulsformer voor de thyristor ontsteking geen pulsen afgeeft, waardoor de rotorstroom nul wordt. De machine bevindt zich dan in een toestand van vrijlopen (geen aandrijvend koppel) Dit is te zien in grafiek 5.

De responsie is hierdoor een vervormde sinus geworden die een fout in de schattingsuitkomsten zal veroorzaken.

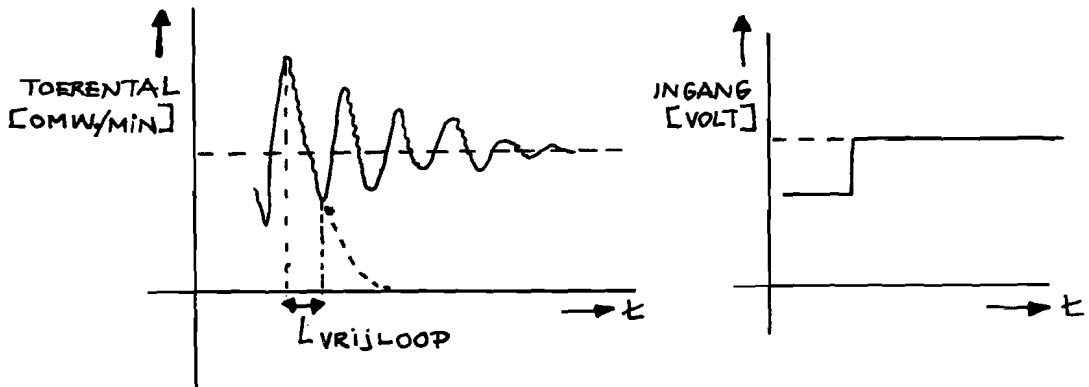


fig. 44

Een remedie tegen dit verschijnsel is het toepassen van een sinusvormig signaal met een zeer lage frequentie zodat de motor sneller is dan dit signaal en gedwongen wordt dit te volgen. Tevens moet dan de amplitude van dat sinusvormig signaal niet te groot zijn om het positief worden van het signaal voor de 2^e PI-regelaar te vermijden.

Dit is echter alleen voor experimentele doeleinden te gebruiken. Voor normaal bedrijf bestaat een oplossing in het gebruik van een schakelaar die elektronisch bediend wordt door het teken van X_{A1} en afhankelijk daarvan overschakelt op een andere groep thyristoren zodat de rotorstroom omgekeerd kan worden.

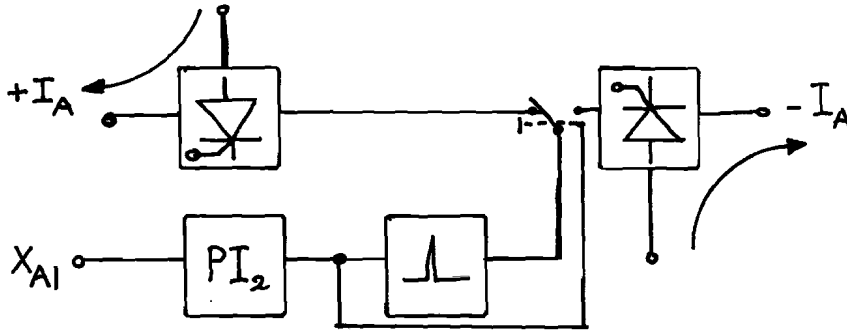


fig. 45

Dit is met de Simoregeenheid niet mogelijk.

Er zijn verschillende methodes voor de omkering o.a. via de zojuist besproken stroomomkering, maar ook door middel van statorveldomkering.

Wijziging van de parameters en van de belasting . De parameters van de motor zijn te wijzigen door het gebruik van een tweede gelijkstroommotor die via een elektomagnetische koppeling met de eerste motor verbonden is. De mate van koppeling is te regelen met een instelknop. Hierdoor kan het traagheidsmoment van het geheel gevarieerd worden. De koppeling werkt namelijk als een mechanische transformator, waardoor het traagheidsmoment van de tweede machine wordt overgebracht volgens waarin N_1 het toerental van machine 1 is en N_2 dat van machine 2.

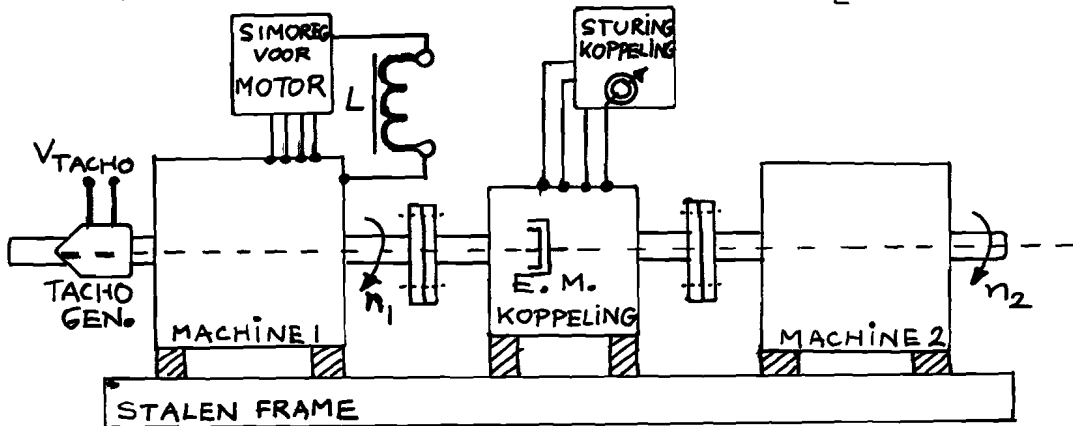


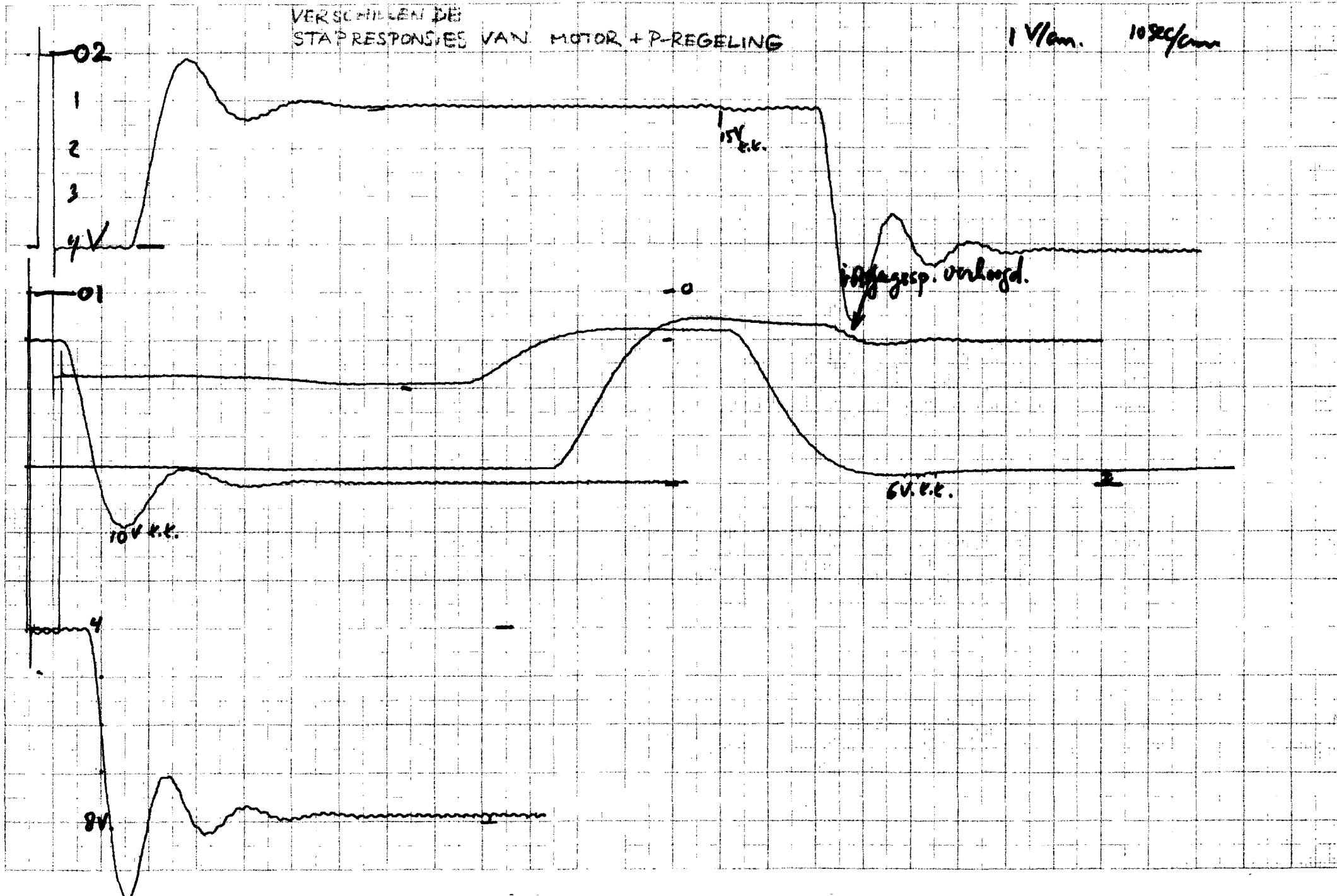
fig. 46

- 1 A. Buxbaum. Regelung von Stromrichterantrieben bei lückendem und nichtlückendem Ankerstrom.
Technische Mitteilungen AEG-Telefunken, Nr. 6 , Berlin 1969.
- 2 C. Kessler. Das symmetrische Optimum Teil II.
Heft 12 (6. Jahrgang 1958). Regelungstechnik.
- 3 J.G. Truxal. Theory of self-adjusting systems.
IFAC-Basel 1963 (blz. 386).
- 4 C. Kessler. Das symmetrische Optimum Teil I.
Heft. 11 (6. Jahrgang 1958) Regelungstechnik.
- 5 D. Bell and A.W.J. Griffin. Modern control theory and computing.
Mc Graw-Hill, London.
- 6 Montage-und Betriebsanleitung Simoreg-thyristorgeräte für
Gleichstromantriebe Nr. 426/7009 (Siemens).
- 7 A. Buxbaum. Das Einschwingverhalten drehzahl geregelter
Gleichstromantriebe bei Sollwert-und Laststößen.
Technische Mitteilungen AEG-Telefunken 6, Berlin 1969.
- 9 C. Kessler. Ein Beitrag zur Theorie mehrschleifiger Regelungen.
Heft 8 (8. Jahrgang 1960) Regelungstechnik.
- 10 Tachogenerator Evershed. Description Section 6, sheet 3.
Publication Evershed Nr. 3/350.
- 11 C. Kessler. Die optimale Einstellung des Reglers nach dem
Betragsoptimum. Teil III.
Heft 2(3. Jahrgang 1955) Regelungstechnik.
- 12 Gerhard Rumold und Winfried Speth. Selbstanpassender PI-Regler.
Heft 9. Seite 765/768. Siemens Zeitschrift 42/1968.
- 13 W. Speth. Simple method for the rapid self-adaption of
automatic controllers in drive applications.
IFAC, Warschau 16-21 june 1969 technical session 50.
- 14 Das Problem der Rückführung bei elektronischen Regelverstärkern.
Heft 1 (3. Jahrgang 1955) Regelungstechnik Teil II.

- 15 Donalson and Kishi. Review of adaptive control system theories and techniques.
- 16 C. Kessler. Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise.
Heft 2-40. (3. Jahrgang 1955) Regelungstechnik.
- 17 J.P.M. Driessen. Procesparameterschatting; het schatten van de tijdsafhankelijke coëfficiënten in de overdrachtsfunctie $H(s) = \frac{a_0 + a_1 s}{1 + b_1 s + b_2 s^2}$. T.H. Eindhoven. Oktober 1965. Afstudeer-verslag.
- 18 F.C. Parks. Stability problems of model-reference and identification systems.
IFAC, Praag 12-17 juni 1967.
- 19 F. Last. Onderzoek naar de stabiliteit en responsie van een stroomregelsysteem, waarin een m-pulsige thyristorgelijkrichtschakeling is opgenomen.
T.H. Eindhoven. Stagerapport januari 1969.
- 20 J.P.H. Willemsen. Parameterschatting: modelafregeling.
T.H. Eindhoven. Afstudeerrapport juni 1969.
- 21 D. Ströle. Adaptivsysteme der elektrischen antriebstechnik.
ETZ-A Band 88(1967) Heft 7.
- 22 V.I. Tchinaev. Theory of self-adjusting control systems.
- 23 G. Dorfmeister und B. Jorde. Leistungselektronik in der Papierindustrie. Technische Mitteilungen AEG-Telefunken 8, Berlin 1968.
- 24 Quick-response adaptive identification.
J. Marsik. IFAC, Praag 1967.

VERSCHILLENDE
STAPRESPONSIES VAN MOTOR + P-REGELING

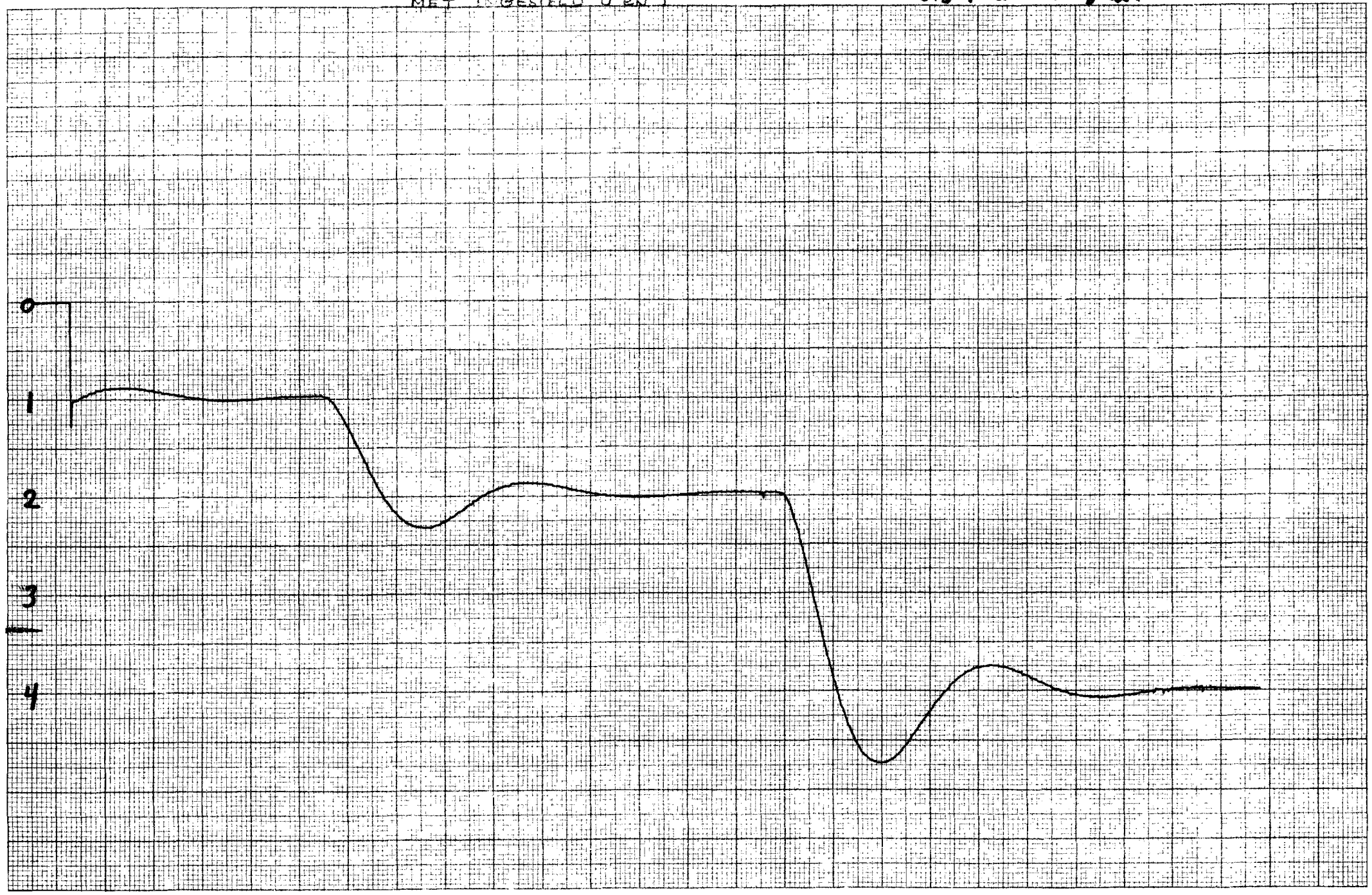
1 V/cm. 10 SEC/CM



STAPRESPONSIE VAN MODEL + F-REGELING
MET INGESTELD 0.2N.T

0.5V/cm 54cf/cm.

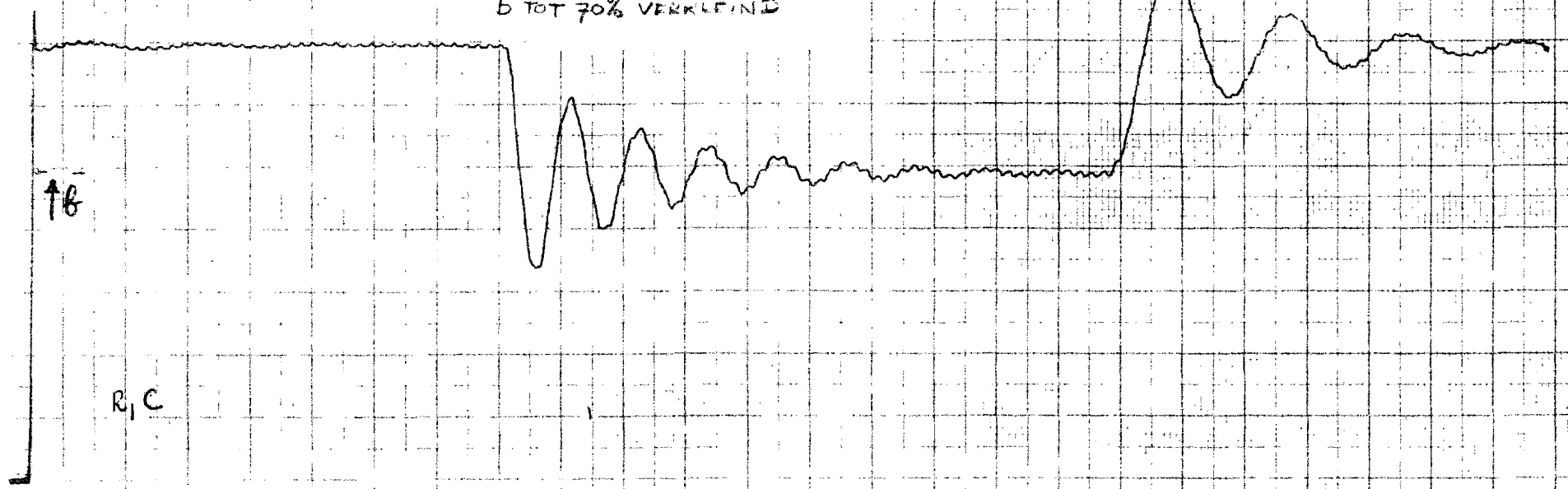
GRAFIEK 2



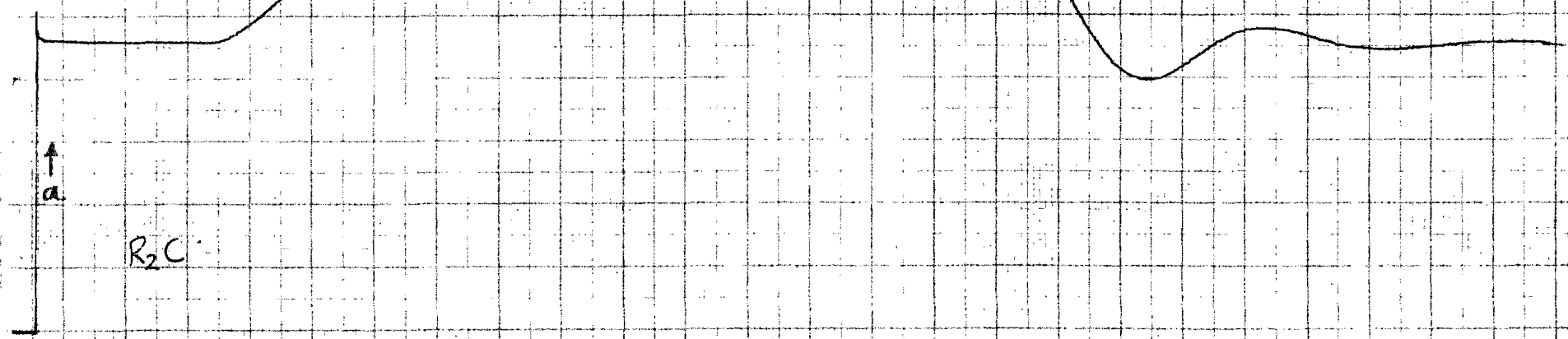
GRAFEK 3

1 V/cm 5 ns/cm

b TOT 70% VERKLEIND

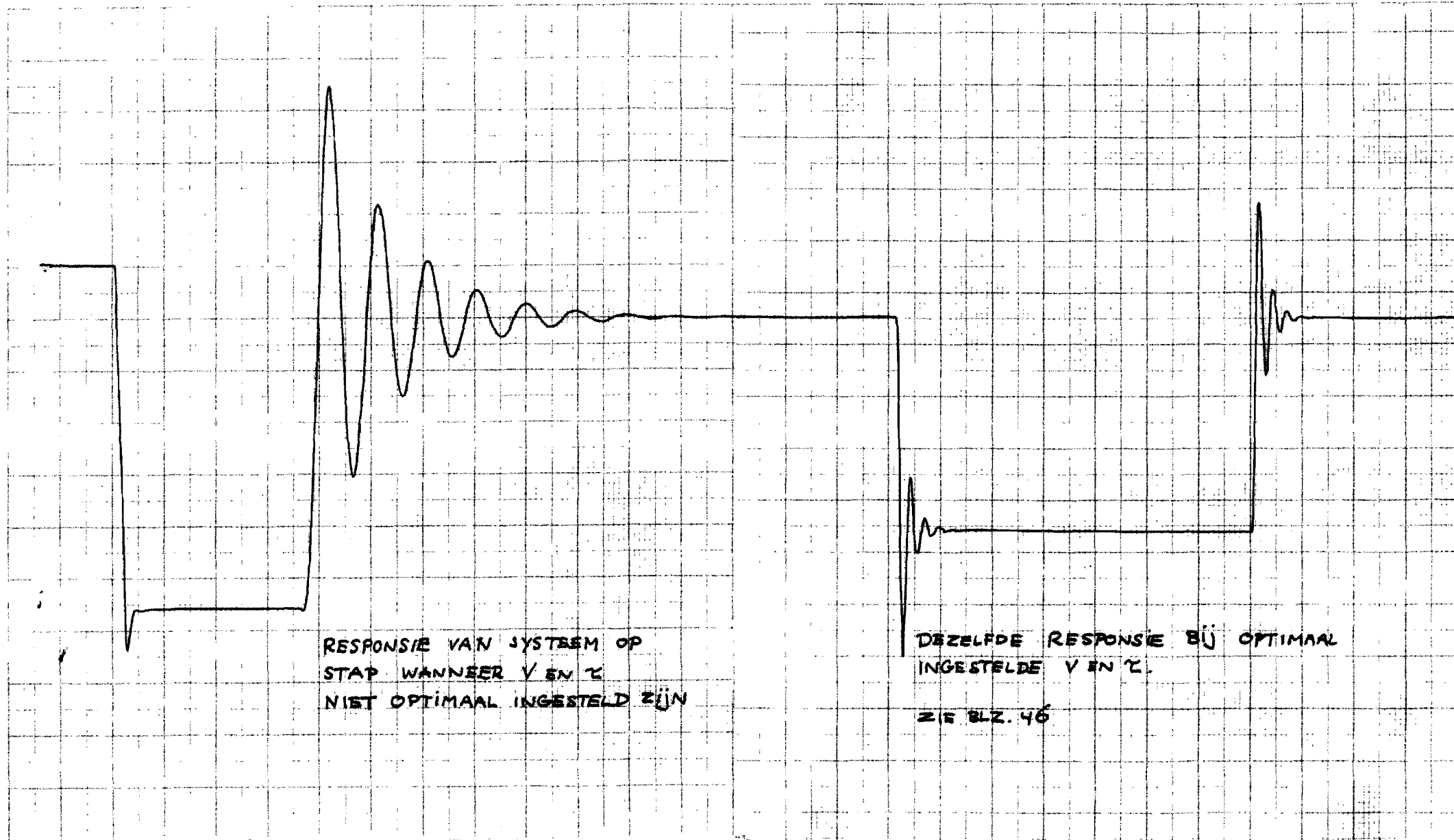


R₁C



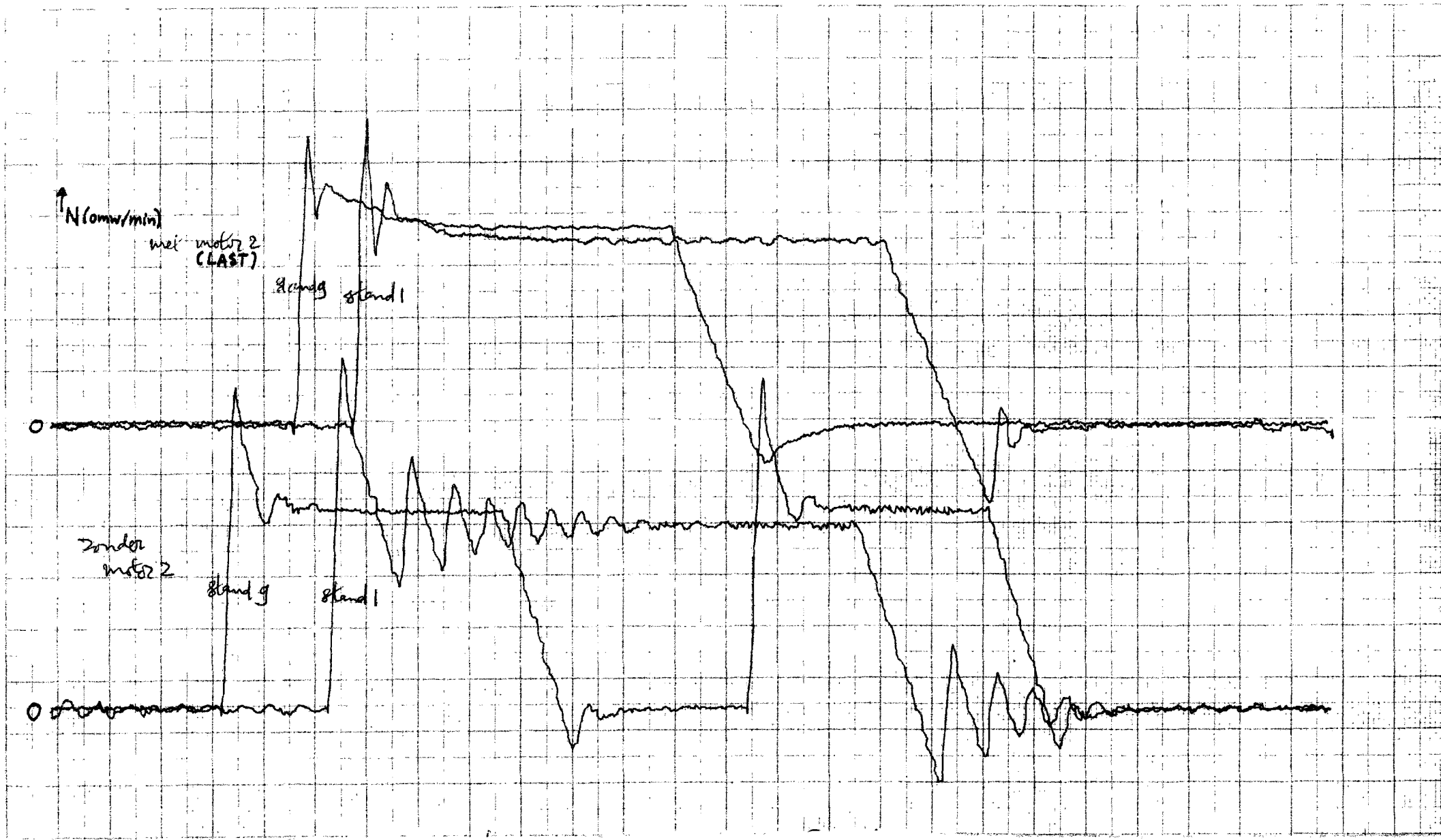
R₂C

GRAFIEK ④



1V/cm 1sec/cm

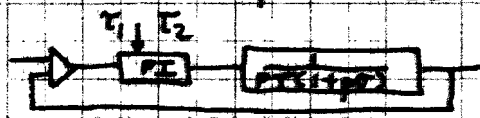
STAPRESPONSIE VAN MOTOR + PREGELING



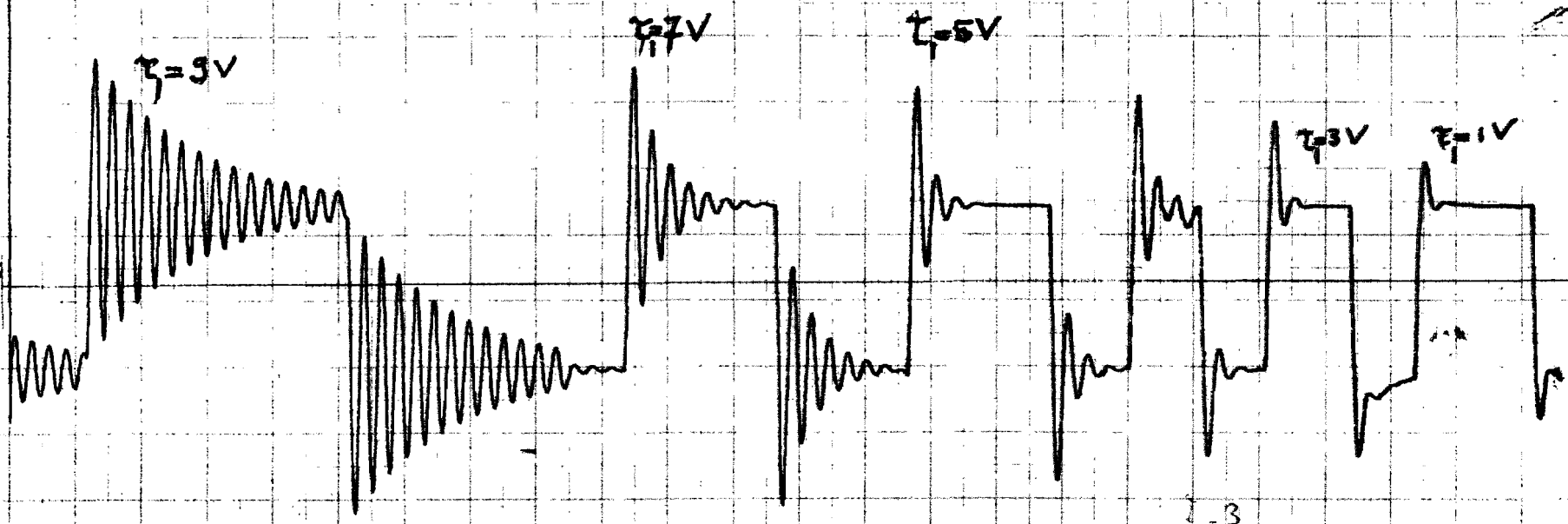
0 Volt

GRAFIEK 6

RESPONSIE VAN EEN PROCES MET PI-REGELAAR OP STAPPEN WAARSIJ T_i DE INTEGRATIE CONSTATIE GEVARIËERD WORDT



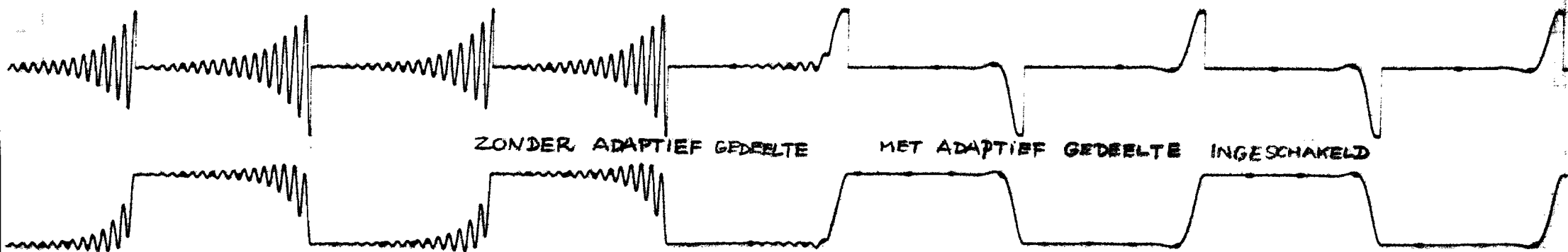
GELIJKSPANNING NIVEAU



35353

35353

7 ←



VOORBEELD VAN DE STAP RESPONSIE VAN EEN 2^o ORDE SYSTEEM MET EN ZONDER ADAPTIEVE REGELING
ZOALS DIT GETOOND WERD OP DE INTERKAMA 1968 TE DÜSSELDORF