

CODEN: LUTFD2/(TFRT-5325)/1-090/(1985)

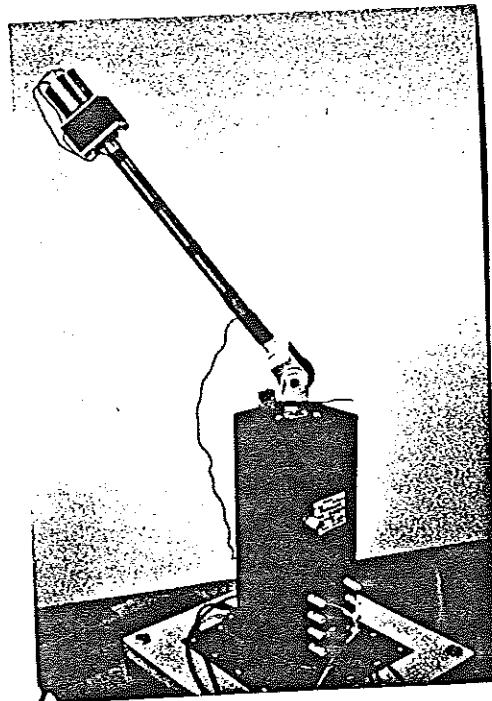
KONSTRUKTION AV EN ROBOTARM MED ADAPTIV REGLERING

ANDERS NILSSON
KJELL PETERSSON

INSTITUTIONEN FÖR REGLERTEKNIK
LUNDS TEKNISKA HÖGSKOLA
JULI 1985

TILLHÖR REFERENSBIBLIOOTEKET
UTLÄNNAS EJ

LUND INSTITUTE OF TECHNOLOGY DEPARTMENT OF AUTOMATIC CONTROL Box 118 S 221 00 Lund Sweden		Document name Report
		Date of issue July 1985
		Document number CODEN:LUTFD2/(TFRT-5325)/1-090/(1985)
Author(s) NILSSON Anders PETERSSON Kjell		Supervisor Tore Hägglund
		Sponsoring organization
Title and subtitle KONSTRUKTION AV EN ROBOTARM MED ADAPTIV REGLERING. (CONSTRUCTION OF A ROBOTARM WITH ADAPTIVE CONTROL)		
Abstract Different ways to control a robotarm with considerably varying moment of inertia have been studied. A mechanical model of a robotarm with continuously varying moment of inertia, where the quote between the highest and lowest inertia is 50, has been constructed. Simulations of conventional- and adaptive methods to control the arm have been made. Refering to the simulation results, an adaptive MIT-regulator in analogous technology has been designed. Practical tests prove that the MIT-regulator is capable to handle the varying moment of inertia.		
Key words		
Classification system and/or index terms (if any)		
Supplementary bibliographical information		
ISSN and key title		ISBN
Language Swedish	Number of pages 90	Recipient's notes
Security classification		



Mekanisk modell av en robotarm med tillhörande drivdon. Tröghetsmomentet varieras genom att pendelns vinkel till horisontalplanet ändras.

SAMMANFATTNING

Olika sätt att reglera en modell av en robotarm med starkt varierande massströghetsmoment har studerats. Eftersom förhållandet mellan största och minsta masströghetsmoment är av storleksordningen 50, är en fast inställd regulator oanvändbar.

Betoningen på reglering gör att alternativet överdimensionerade eller kraftigt nedväxlade drivdon ej behandlas.

Ett krav att kunna bygga regulatorn i analog teknik fanns från början. Simuleringar har därför utförts på fast inställda PID-, kaskadkopplade PI-P- och PID-P-, samt adaptiva Gain-scheduling- och MIT-regulatorer.

Av simuleringsutvärderingen framkom att MIT-regulatorn var lämpligast att utveckla. Gain-scheduling-regulatorn bortföll genom det ursprungliga kravet att ej mäta och/eller beräkna masströghetsmomentet. De övriga bortföll genom sämre funktion än MIT-regulatorn.

En mekanisk modell av en robotarm med möjlighet att reglera masströghetsmomentet faktorn 50 samt en adaptiv MIT-regulator i analog teknik har konstruerats och byggs.

Provning av processen gav en reglering i överensstämmelse med tidigare simulering, med undantag av längre inlärningstid.

Inlärningstiden på 1 till 5 stegsvar, gör att MIT-regulatorn ej lämpar sig för robottillämpningar där masströghetsmomentet ändras kraftigt mellan varje hanteringsuppgift. I annat fall kan den utgöra ett alternativ till gängse metoder.

INNEHALLSFÖRTECKNING

Sida :

• Förord	1
• Inledning	3
• Diskussion kring reglerproblemet	5
• Bestämning av masströghetsmomentet J	12
• Växellåda mellan drivmotor och robotarm	16
• Modellbygge ; likströmsmotor	18
• Bestämning av slutna systemets överföringsfunktion	22
• Jämförelse mellan digital- och analog regulatoruppbryggnad	25
• Adapteringens placering , modellbygge	26
• Motivering till MIT-adapteringens placering	29
• Simulering	30
- Simnonprogram	
- Simuleringsresultat	
- Utvärdering av simulering	
• Tillverkning av processmodell	55
• Ändlägesbrytare	57
• Styrning av vinkeln θ	58
• Konstruktion och tillverkning av MIT-regeln	59
• Konstruktion och tillverkning av referensmodellen	61
• Konstruktion och tillverkning av MIT-regel-styrda P-regulatorn	64
• Konstruktion och tillverkning av PID-regulatorn	66
• Effektförstärkare och encoder	68
• Anpassning mellan reglersystem och process	70
• Provning och injustering av elektronik	71
• Provning av verlig process	73
• Jämförelse mellan verlig process och simuleringsprocess	74
• Utvärdering	76
• Felorsaker	77
• Slutsummering	78
• Referenser	79
• Bilagor	80

FÖRORD

En robots gripdon griper om ett föremål som har en viss massa och förflyttar föremålet runt en tänkt vertikal linje. Nästa gång griper gripdonet om ett annat föremål med en annan massa och förflyttar det på motsvarande sätt. I ett tredje fall griper gripdonet om ett föremål med samma massa som i föregående fall, men förflyttningen sker med annolunda radie till den tänkta vertikallinjen.

Detta är tre exempel på typfall hur masströghetsmomentet J varierar med avseende på den vertikala axeln. Denna typ av variation i masströghetsmoment uppkommer givetvis vid alla rotationer av axlar på roboten, men för enkelhetens skull behandlas här endast rörelsen kring den vertikala axeln .

Om man låter gripdonet gripa om ett föremål med armen i horisontalplanet och låter roboten rotera kring den vertikala axeln och jämför med samma förutsättningar förutom att armen nu är i vertikalläge, så inser man att masströghetsmomentet varierar mycket kraftigt. En snabb uppskattnings ger att masströghetsmomentet varierar med en faktor av storleksordningen 50-100.

Denna stora förstärkningsvariation kan ställa till problem vid reglering av roboten. En vanlig PID-regulator kan ej göra ett gott arbete om förstärkningen varierar med en faktor större än 2-5 .

Vårt arbete består i att bygga en modell av robotarmen, simulera en adaptiv regulator på dator samt förverkliga en regulator som på acceptabelt sätt kan reglera modellens rotationsrörelse.

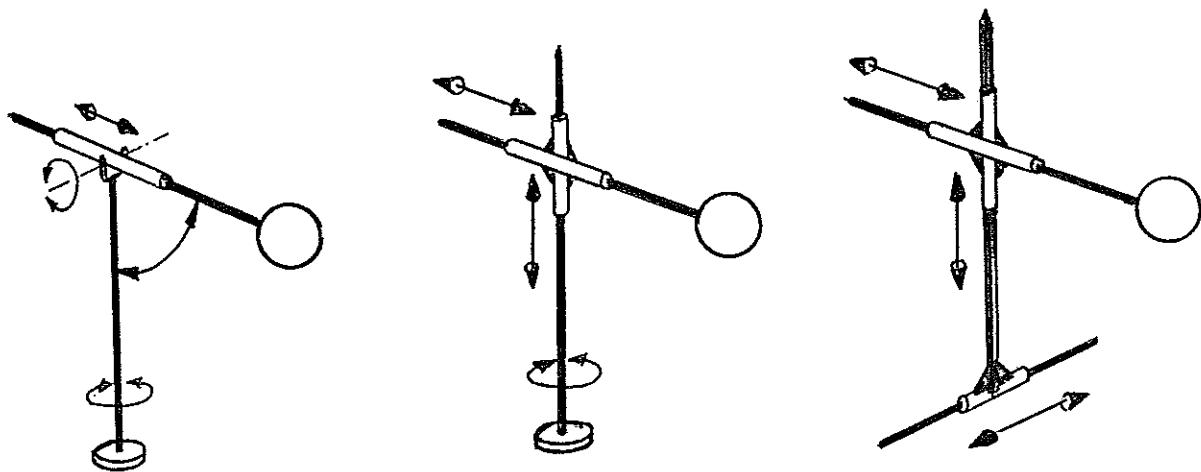
Vi vill alltså att om man ger modellen ett steg, så skall stegsvaret från modellen se ut på samma sätt oberoende av om armen står i horisontalläge, vertikalläge eller intar något annat mellanläge .

Vi vill också att stegsvaret från modellen skall uppnå ett snyggt insvängningsförlopp, dvs att insvängningen mot steget blir snabb och att inga eller få små överslängar inträffar .

Slutligen vill vi här varmt tacka vår handledare Tore Hägglund, som har varit till oförglömlig hjälp . Vi vill även tacka institutionens tekniker Rolf Braun som har hjälpt oss med många praktiska delar . Vidare vill vi tacka Sjögren och Strömberg på Maskinkonstruktion som har gett oss råd vid tillverkningen av modellen samt att vi fick tillgång till Maskinkonstruktions verkstad för tillverkningen av modellen .

INLEDNING

De industrirobotar som används idag, arbetar med vissa undantag enligt ett av nedan beskrivna koordinatsystem.



Sfäriska koordinater

Cylindriska koordinater

Rätvinkliga koordinater

För en industrirobot som arbetar med sfäriska- eller cylinderkoordinater, uppstår en kraftig variation av tröghetsmomentet vid rotation kring z-axeln. Denna variation orsakas huvudsakligen av tvonne faktorer:

- 1: Varierande massor hos de hanterade objekten.
- 2: Varierande vinklar mellan robotens armar, dvs radievariation.

I föreliggande rapport behandlas enbart sätt att klara av ett varierande tröghetsmoment vid rotation kring z-axeln. Även då rätvinkliga koordinatsystem används, förekommer motsvarande variation i tröghetskraft vid linjära translationsrörelser. Erhållna resultat är emellertid användbara även i detta fall, efter en viss modifikation av processens rörelseekvationer.

Ett trivialt sätt att lösa problemet är naturligtvis att utrusta roboten med så kraftiga drivdon, att den med lätthet klarar av önskade prestanda i det mest belastande driftsfallet. Ett annat tillvägagångssätt är att förse drivdonen med en växel med utväxlingen n . Om robotens tröghetsmoment kring z-axeln är J_z , "upplever" då drivdonet endast tröghetsmomentet J_z/n^2 .

De båda beskrivna tillvägagångssätten att bemästra ett varierande tröghetsmoment används i stor utsträckning i dagens robotkonstruktioner, som nämnts. Följden blir att onödigt kraftiga (läs tunga, energikrävande och dyra) drivdon väljs för drift av rotationen kring z-axeln.

Ett tredje sätt slutligen att få ett jämnt beteende på rotationsrörelsen är att ha en variabel förstärkare till drivdonet, som anpassas efter de yttre driftsbetingelserna.

De två tidigare nämnda orsakerna till varierande tröghetsmoment (varierande massa och radie till massan), kan förslagsvis behandlas enligt följande sätt:

1: Varierande massa hos objektet kan, om massan kan mätas, ligga till grund för variation av förstärkningen till drivdonet, s.k. gain-scheduling. Massan kan tänkas mätas på ett av följande sätt:

- 1: Objektet vägs på väg, eller har i förväg känd massa innan det greppas av roboten.
- 2: Objektet vägs i samband med greppandet, t.ex. genom att mäta töjningen som objektet orsakar i en viss del av robotarmen, och "bakvägen" beräkna dess massa.
- 3: Objektets massa uppskattas indirekt genom att "känna av" hur mycket tröghetsmomentet har ändrats.

Det primära målet är dock ej att känna objektets massa, utan att kompencera med ökad förstärkning för det av massan orsakade ökade tröghetsmomentet.

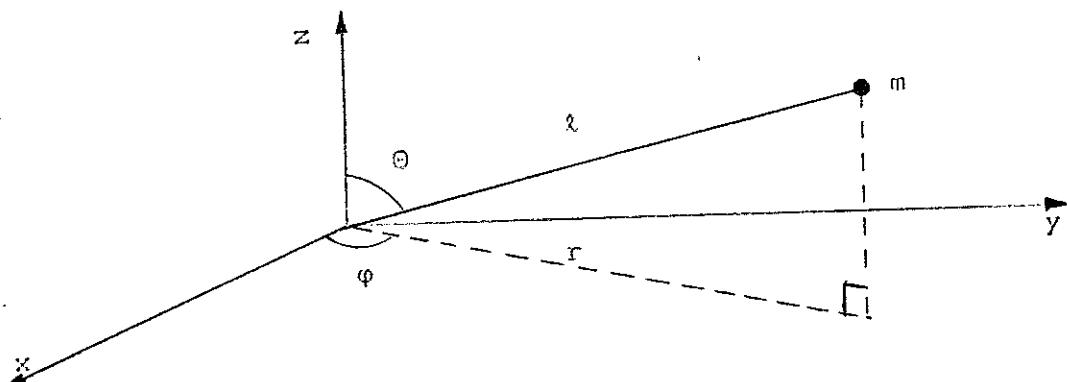
2: Varierande geometrisk konfiguration hos roboten är lätt att kompencera förstärkningen efter, då man för positioneringens skull ändå måste mäta vinklarna mellan robotens armar.

I denna rapport koncentreras fortsättningsvis helt på den ovan beskrivna metoden att skatta massan, genom att "känna av" den av massan orsakade variationen i tröghetsmoment. Detta görs genom att använda en adaptiv regulator, där den verkliga processen har att efterlikna en given processmodell så väl som möjligt. Fölsamheten åstadkommes genom att variera förstärkningen kontinuerligt, för att få minsta möjliga fel mellan veriktig process och den i regulatorn föreskrivna processmodellen.

DISKUSSION KRING REGLERPROBLEMET

Ett gripdon som sitter på en robotarm griper efter ett föremål. Gripdonet förflyttar föremålet genom att robotarmen vrider runt samt att robotarmens inbördes vinklar ändras.

En enkel principskiss visas nedan:



Om vi ändrar vinkelns θ så kommer masströghetsmomentet J med avseende på z -axeln att ändras högst betydligt.

Antag att vi vrider med en momentgivande motor med axel parallell med z -axeln.

Då gäller följande:

$$J \cdot \frac{d^2\varphi}{dt^2} = M_F + M_E$$

där

M_F = Friktionsmomentet

M_E = Drivande moment

Vi antager att vi får M_E från en strömåterkopplad motor

Inför :

M_A = Armens massa

M_R = Rotorns + fundamentets massa

M_L = Lastens massa

Masströghetsmomentet J_Z för arm , fundament och last blir då :

$$J_Z = (M_A + M_R + M_L) \cdot r^2 + M_L \cdot l^2 \cdot \sin^2 \theta + M_A \cdot \frac{l^2}{3} \cdot \sin^2 \theta$$

Där:

r = minsta effektivradie i xy-planet av arm , fundament , last etc .

l = längden av robotarmen

Antag följande :

$$M_A = M_L = M_R = M$$

$$l = 10 \cdot r$$

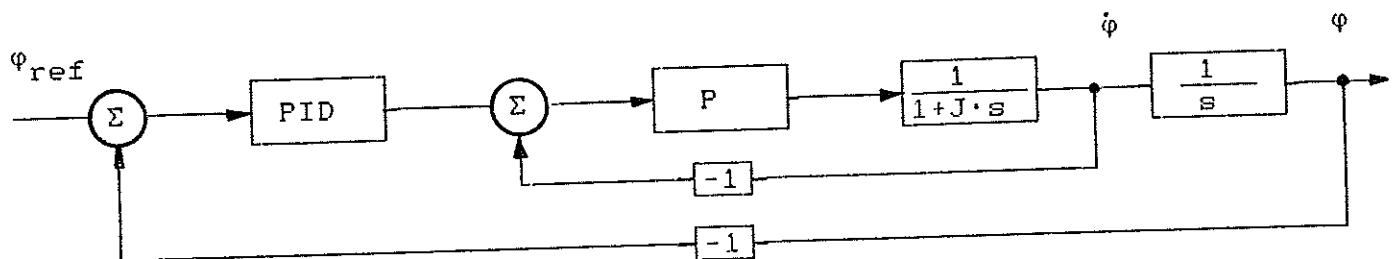
Vi får då :

$$\frac{J_Z \text{ max}}{J_Z \text{ min}} = \frac{409}{9} \approx 45$$

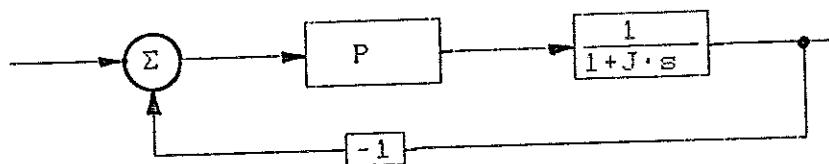
När vi ändrar vinkelns θ får vi alltså en stor förstärkningsvariation . En vanlig PID-regulator skulle ej kunna klara en så stor variation i förstärkningen . För att lösa detta problem kan man gå tillväga på olika sätt .

Stark återkoppling av innerloop

Man använder sig av en kaskadkopplad regulator enligt nedan :



Om vi koncentrerar oss på innerloopen så får vi följande :



Vi får överföringsfunktionen $G_I(s)$.

$$G_I(s) = \frac{K/(J \cdot s)}{1+K/(J \cdot s)} = \frac{1}{1+s \cdot J/K}$$

Ur detta framkommer att om vi gör en snabb återkoppling i innerloopen (K stort) blir $G_I(s) \approx 1$. Vi har fått ett system som är okänsligt för parametervariationer .

För ytterloopen blir det sedan mycket enkelt att reglera innerloopens överföringsfunktion . Det som talar emot denna lösning är att systemet ej fungerar om tidsfördröjning finns i systemet . Vi får även mycket stor och ojämnn styrsignal till motorn . Här finns det alltså risk för att styrignalen bottnar vilket begränsar förstärkningen K . Ett mindre K innebär att innerloopens överföringsfunktion ej är $G_I(s) \approx 1$, utan kommer att variera .

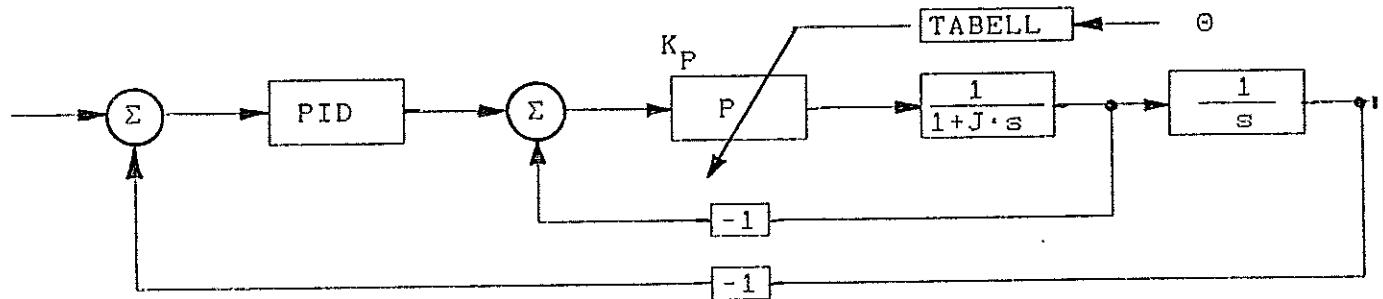
Stark stegmotor

Det enklaste men kanske dyraste metoden att lösa problemet med varierande masströghetsmoment är att göra en stabil, robust mekanisk dimensionering med stora stegmotorer för positioneringen.

Denna metod ger stor överdimensionering av systemet varvid kostnadskravet spricker. Man kan även tänka sig att om positioneringsmotorn stannas alltför snabbt så kan själva armkonstruktionen få ett rent mekaniskt insvängningsförflyttning, istället för att insvängningen sker med motorn.

Gain scheduling

Detta är en typ av tabellmetod.



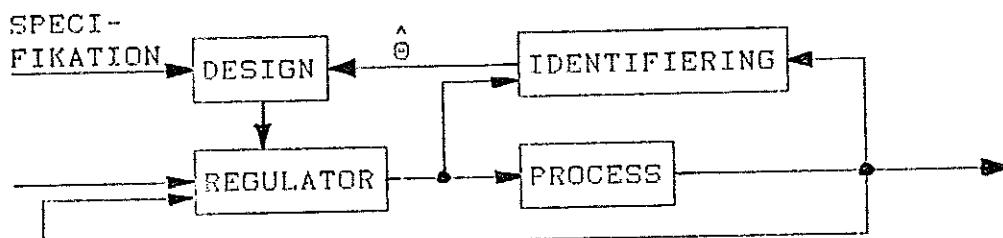
Man måste alltså mäta vinkeln Θ . Man går därefter in i en tabell och får fram en förstärkningsparameter K_p . Med denna förstärkningsparameter ändrar man sedan regulatorn. Man kan välja mellan att variera parametrarna i innerloopen eller i ytterloopen. Vi har valt att låta variera parametern K_p i innerloopen, ty på detta sätt kommer vi närmare huvudproblemet, dvs variation i processens överföringsfunktion.

Tabellen tages fram på följande sätt:

Man låter vinkeln Θ anta olika värden. För varje värde på Θ ställer man in ett lämpligt värde på K_p . Detta värde förs sedan in i tabellen. Proceduren upprepas ett antal gånger. När man sedan använder regulatorn får man för varje Θ ett lämpligt K_p .

Det som talar emot denna typ av metod är att det inte alltid är möjligt att mäta Θ , ej heller då masströghetsmomentet ej enbart ändras beroende på vinkeln Θ . Detta är fallet om lastens massa inte är konstant. Dessutom är gain-scheduling en öppen styrning, varför mycket arbete måste läggas ned på att bestämma processens överföringsfunktion exakt.

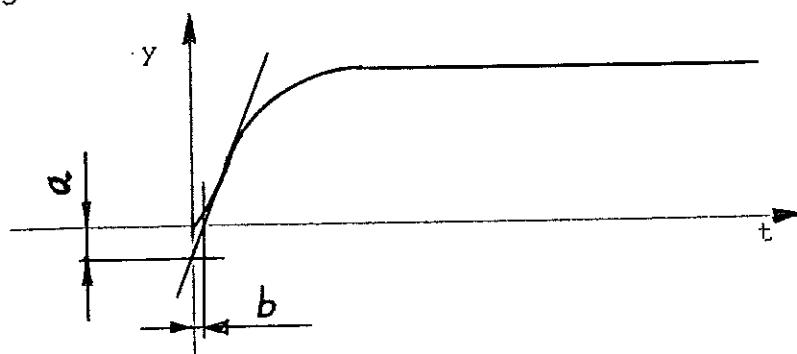
Självinställande regulator



En regulator påverkar en process. Utsignalerna från regulatorn och processen går till en identifierare. Ut från identifieraren får man ett antal skattade parametrar som kännetecknar processen. Dessa parametrar sänds till en designer som med någon specifikation ger regulatorn lämpliga parametrar. Identifieringen av processen, som är den stora biten kan göras på olika sätt.

• Transientanalys

Man låter processen påverkas av en puls, eller bättre: ett steg. Därefter tittar man på svaret ut från processen. Parameterinställning kan sedan göras mha tex Ziegler-Nichols metod.



Regulator	<u>K</u>	<u>T_i</u>	<u>T_d</u>
P :	$1/a$		
PI :	$0.9/a$	$3 \cdot b$	
PID:	$1.2/a$	$2 \cdot b$	$b/2$

• Frekvensanalys

$$\sin(\omega \cdot t) \rightarrow \boxed{G(s)} \rightarrow A \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi)$$

$$A = |G(i\omega)|$$

$$\varphi = \arg(G(i\omega))$$

Vi kan alltså bestämma bodediagram och nyqvistdiagram genom att variera frekvensen på insignalen .

• Parameterskattning

1: Ansätt modellen

$$y(t) + a \cdot y(t-1) = b \cdot u(t-1) + e(t)$$

där

e är felet .

2: Minimera

$$V = \sum e_k^2$$

med avseende på a och b .

Detta kan t.ex. göras med minsta kvadratmetoden eller med Maximum-Likelihood .

Vi kan skatta parametrarna θ och göra design-beräkningar under varje samplingsintervall .

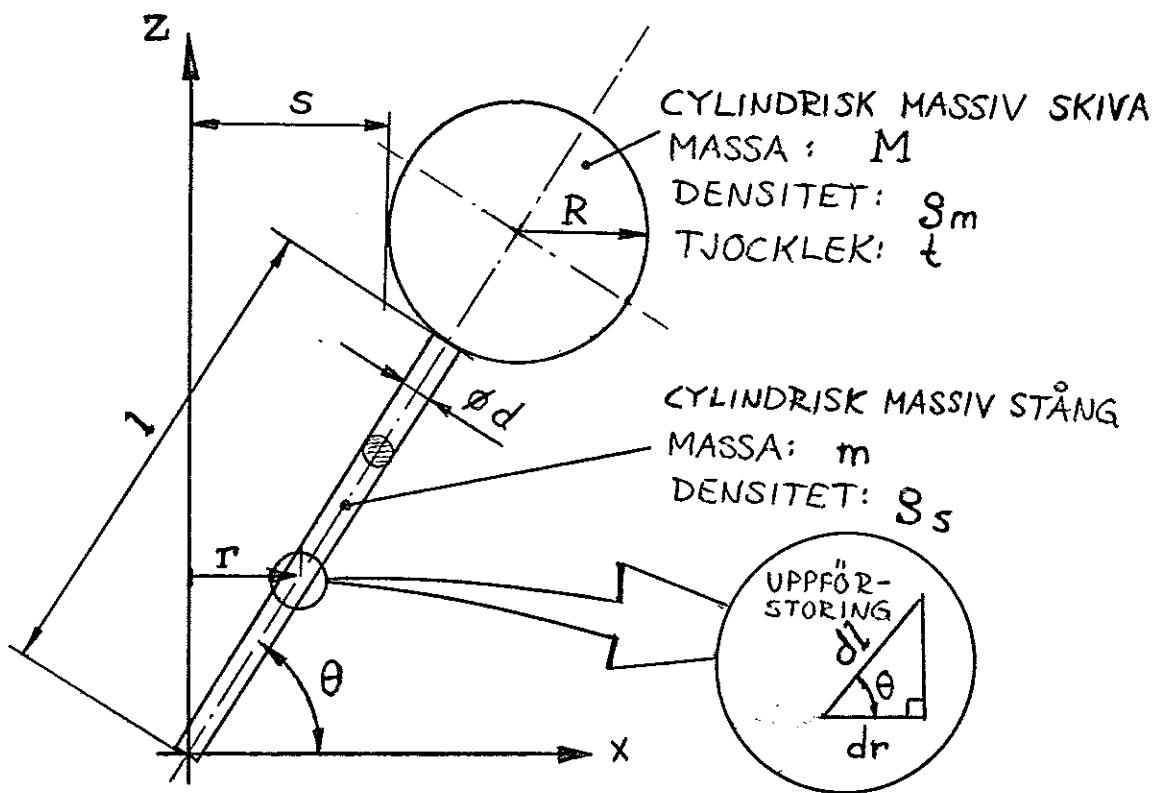
Detta är alltså en tidsdiskret regulator och därför krävs det någon form av datorutrustning . Då identifieringen av processen är mycket arbetskrävande passar denna typ av regulator bäst på långsamma processer .

BESTÄMNING AV MASSTRÖGHETSMOMENTET $J=J(\theta)$

Definition av masströghetsmomentet:

$$J = \int r^2 \cdot dm$$

Betrakta en cylindrisk stång med en skiva i ytter spetsen och vridbar kring vinkelns θ enligt figuren nedan.



Om $dl \ll l$ och $dr \ll R$ gäller följande härledda formel för tröghetsmomentet $J(\theta)$:

Ur den uppförstorade figuren följer det geometriska sambandet:

$$dl \cdot \cos \theta = dr \quad \Rightarrow \quad dl = \frac{dr}{\cos \theta}$$

Definitionen av J och geometriska samband i figuren ger därvid:

$$J_z = \int r^2 \cdot dm = \underbrace{\int_0^{s+2R} r^2 \cdot e_s \cdot \frac{\pi \cdot d^2}{4} \cdot \frac{1}{\cos \theta} \cdot dr}_{I_1} + \underbrace{\int_s^{s+2R} r^2 \cdot e_m \cdot dr \cdot 2 \cdot \sqrt{R^2 - (R-(r-s))^2} \cdot t}_{I_2}$$

$$I_1 = e_s \cdot \frac{\pi \cdot d^2}{4} \cdot \frac{1}{\cos \theta} \cdot \left[\frac{r^3}{3} \right]_0^{s+2R} = e_s \cdot \frac{\pi \cdot d^2}{4} \cdot 1 \cdot \frac{1^2 \cdot \cos^2 \theta}{3} = \frac{m \cdot l^2 \cdot \cos^2 \theta}{3}$$

$$I_2 = 2 \cdot e_m \cdot t \cdot \int_s^{s+2R} r^2 \cdot \sqrt{R^2 - (R-(r-s))^2} \cdot dr = 2 \cdot e_m \cdot t \cdot I_3$$

Inför variabelsubstitutionen: $x = R - (r-s) = R - r + s \Rightarrow \begin{cases} r = R + s - x \\ dr = - dx \end{cases}$

De nya integrationsgränserna blir:

$$\Rightarrow I_3 = \int_{-R}^R (R+s-x)^2 \cdot \sqrt{R^2-x^2} \cdot (-dx) = \int_{-R}^R (R+s-x)^2 \cdot \sqrt{R^2-x^2} \cdot dx$$

Inför ånyo en variabelsubstitution, nämligen:

$$\begin{cases} x = R \cdot \sin \alpha \\ dx = R \cdot \cos \alpha \cdot d\alpha \\ \alpha = \arcsin \frac{x}{R} \end{cases}$$

De nya integrationsgränserna blir:

$$\begin{cases} -R \rightarrow \arcsin -1 = -\pi/2 \\ R \rightarrow \arcsin 1 = \pi/2 \end{cases}$$

$$\Rightarrow I_3 = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} (R+s-R \cdot \sin \alpha)^2 \cdot R \cdot \sqrt{1 - \sin^2 \alpha} \cdot R \cdot \cos \alpha \cdot d\alpha =$$

$$\begin{aligned}
 & \int_{-\pi/2}^{\pi/2} (R \cdot (1 - \sin \alpha) + s)^2 \cdot \cos^2 \alpha \cdot d\alpha = \\
 & = R^2 \cdot \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos^2 \alpha \cdot d\alpha + 2 \cdot R^4 \cdot \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sin \alpha \cdot \cos^2 \alpha \cdot d\alpha + \\
 & + R^4 \cdot \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sin^2 \alpha \cdot \cos^2 \alpha \cdot d\alpha + 2 \cdot R^3 \cdot s \cdot \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos^2 \alpha \cdot d\alpha - \\
 & - 2 \cdot R^3 \cdot s \cdot \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sin \alpha \cdot \cos^2 \alpha \cdot d\alpha + R^2 \cdot s^2 \cdot \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos^2 \alpha \cdot d\alpha
 \end{aligned}$$

Där:

$$\begin{aligned}
 \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos^2 \alpha \cdot d\alpha &= \frac{\pi}{2} \\
 \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sin \alpha \cdot \cos^2 \alpha \cdot d\alpha &= 0 \\
 \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sin^2 \alpha \cdot \cos^2 \alpha \cdot d\alpha &= \frac{\pi}{8}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_3 &= R^4 \cdot \frac{\pi}{2} - 2 \cdot R^4 \cdot 0 + R^4 \cdot \frac{\pi}{8} + 2 \cdot R^3 \cdot s \cdot \frac{\pi}{2} - 2 \cdot R^3 \cdot s \cdot 0 + R^2 \cdot s^2 \cdot \frac{\pi}{2} = \\
 &= \frac{\pi}{8} \cdot R^2 \cdot (5 \cdot R^2 + 8 \cdot R \cdot s + 4 \cdot s^2)
 \end{aligned}$$

Nu kan alltså tröghetsmomentet skrivas:

$$\left. \begin{aligned} J_z &= \frac{m \cdot l^2 \cdot \cos^2 \theta}{3} + 2 \cdot \rho_m \cdot t \cdot I_3 = \\ &= \frac{m \cdot l^2 \cdot \cos^2 \theta}{3} + \frac{\pi}{4} \cdot R^2 \cdot \rho_m \cdot t \cdot (5 \cdot R^2 + 8 \cdot R \cdot s + 4 \cdot s^2) \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

Pendelskivans massa $M = \pi \cdot R^2 \cdot t \cdot \rho_m$

$$\Rightarrow J_z = \frac{m \cdot l^2 \cdot \cos^2 \theta}{3} + \frac{M}{4} \cdot (5 \cdot R^2 + 8 \cdot R \cdot s + 4 \cdot s^2)$$

Geometrisk betraktelse ger $s = (1 + R) \cdot \cos \theta - R$

$$\begin{aligned} \Rightarrow J_z &= \frac{m \cdot l^2 \cdot \cos^2 \theta}{3} + \frac{M}{4} \cdot (5 \cdot R^2 + 8 \cdot R \cdot (1 + R) \cdot \cos \theta - 8 \cdot R^2 + \\ &+ 4 \cdot (1 + R)^2 \cdot \cos^2 \theta - 8 \cdot R \cdot (1 + R) \cdot \cos \theta + 4 \cdot R^2) = \\ &= \frac{m \cdot l^2 \cdot \cos^2 \theta}{3} + \frac{M}{4} \cdot (R^2 + 4 \cdot (1 + R)^2 \cdot \cos^2 \theta) \end{aligned}$$

Nu har således ett uttryck för pendelns tröghetsmoment J_z som funktion av utslagsvinkeln θ framtagits. Det lyder:

$$J_{z, \text{pendel}} = \frac{m \cdot l^2 \cdot \cos^2 \theta}{3} + M \cdot \left((1 + R)^2 \cdot \cos^2 \theta + \frac{R^2}{4} \right)$$

Observera att uttrycket endast gäller om $d \ll R$ och $d \ll 1$.

Det totala tröghetsmomentet kring z-axeln kan därvid skrivas:

$$J_{z, \text{total}} = J_{z, \text{pendel}} + J_{z, \text{drivdon}}$$

där $J_{z, \text{drivdon}}$ är en konstant term, bestående av bidrag från drivmotor, tachometer och lägesgivare.

VÄXELLÅDA MELLAN DRIVMOTOR OCH ROBOTARM

Utgå från rörelse-ekvationen för motoraxeln:

$$J_m = \frac{d^2\Theta_m}{dt^2} = M_e - M_s$$

där:

Θ_m = rotorvinkeln (läget)

M_e = drivande elektriska momentet

M_s = mekaniska belastningsmomentet

J_m = tröghetsmomentet för rotorn

Lasten är kopplad till motorn via en växellåda. För enkelhets skull antages att den kan beskrivas som två kugghjul. Kopplingen mellan motor och last kan beskrivas med en kraft F. Sett från motorn blir belastningsmomentet:

$$M_s = F \cdot r$$

där:

F = kraften

r = radien i växellådans lilla hjul

Rörelseekvationen för lasten lyder:

$$J_\lambda = \frac{d^2\Theta_\lambda}{dt^2} = F \cdot n \cdot r$$

där:

$F =$ kraften

$n \cdot r =$ radien i växellådans stora hjul

$J_l =$ robotarmens masströghetsmoment

$\Theta_l =$ robotarmens vinkel

Vinkelhastighetsförhållandet mellan motor och last blir:

$$\frac{d\Theta_l}{dt} = \frac{1}{n} \cdot \frac{d\Theta_m}{dt}$$

Elimineras kraften F ur uttrycken ovan fås följande ekvation:

$$(J_m + \frac{J_l}{n^2}) \cdot \frac{d^2\Theta_m}{dt^2} = M_e$$

Härav framgår att om man låter utväxlingen n vara stor, kommer lastens påverkan på det totala masströghetsmomentet att vara försumbar. Man får alltså ett väsentligen konstant masströghetsmoment. Förstärkningen i processen är ungefärligen konstant, och en ordinär PID-regulator kan med gott resultat sköta om regleringen. Nackdelen med denna metod är att då utväxlingen n är stor, fås en långsam process. Dessutom är de flesta växellådor tunga, utrymmeskrävande och inte minst dyra.

MODELLBYGGE ; LIKSTRÖMSMOTOR

Momentjämvikt ger :

$$J \cdot \theta = M$$

$$\text{där } M = M_E + M_S$$

Beteckningar :

θ = den vinkel som motoraxeln vrider

J = tröghetsmomentet hos motorn med tillbehör

M = verkande momentet

M_E = elektriska krafters moment

M_S = störmoment från belastning

Biot-Savarts lag ger :

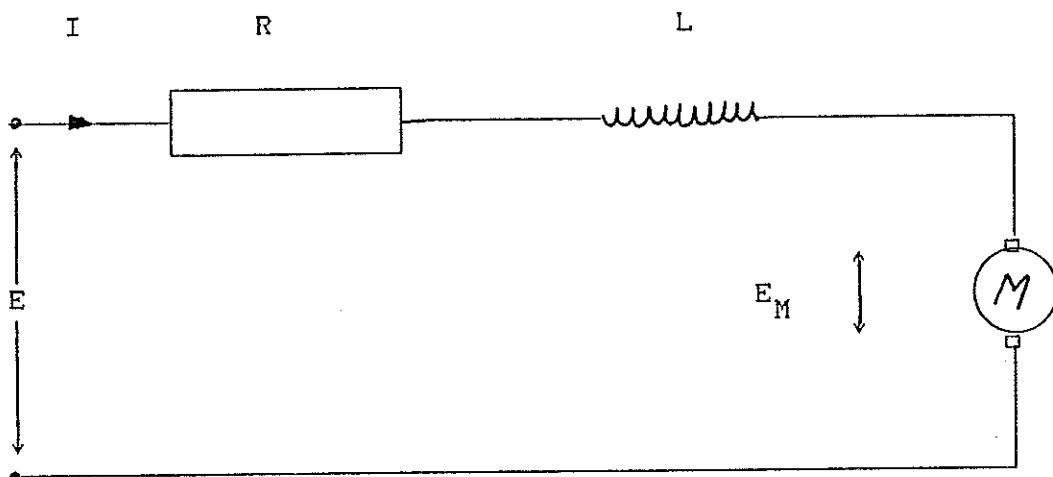
$$F = B \cdot I \cdot L \quad \Rightarrow \quad M_E = B \cdot I \cdot L \cdot r = K_m \cdot I$$

där

K_m = motorns momentkonstant

I = strömmen genom motorn

Alltså : Vi måste ange strömmen I .



Ekvation för strömkretsen :

$$E = R \cdot I + L \cdot \frac{dI}{dt} + E_M$$

där

R = ankarresistansen

L = ankarinduktansen

E_M = inducerad mot-emk

$$E_M = B \cdot r \cdot L \cdot \frac{d\theta}{dt} = K_m \cdot \frac{d\theta}{dt}$$

$$\frac{dEM}{dt} = K_m \cdot \frac{d^2\theta}{dt^2} = \frac{K_m^2}{J} \cdot I + \frac{K_m}{J} \cdot M_S$$

Tillståndsvär :

$$\begin{cases} X_1 = I \\ X_2 = E_M \\ X_3 = \theta \end{cases}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ -\frac{Km^2}{J} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{Km} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{Km}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E \\ M_S \end{bmatrix}$$

$$y = \theta = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix}$$

Överföringsfunktionen :

$$\Theta(s) = \frac{\frac{Km}{(J \cdot L)}}{s \cdot (s^2 + \frac{R}{L} \cdot s + \frac{Km^2}{J \cdot L})} \cdot E(s) + \frac{(s + \frac{R}{L})/J}{s \cdot (s^2 + \frac{R}{L} \cdot s + \frac{Km^2}{J \cdot L})} \cdot M_S(s)$$

Antag att :

$$(s + q_1) \cdot (s + q_2) = s^2 + (q_1 + q_2) \cdot s + q_1 \cdot q_2$$

Om $q_1 \gg q_2$ så kan vi göra följande approximation :

$$(s + q_1) \cdot (s + q_2) \approx s^2 + q_1 \cdot s + q_1 \cdot q_2$$

I vårt fall

$$(s^2 + \frac{R}{L} \cdot s + \frac{Km^2}{J \cdot L}) \approx (s + \frac{R}{L}) \cdot (s + \frac{Km^2}{J \cdot R})$$

Servomotorns elektriska tidskonstant

$$\tau_e = \frac{L}{R}$$

Servomotorns mekaniska tidskonstant

$$\tau_m = \frac{J \cdot R}{K_m^2}$$

Eftersom brytpunkten motsvarande τ_e ligger i så höga frekvensområden, kan vi försumma denna.

Vi får då :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{K_m^2}{J \cdot R} & 0 \\ \frac{1}{K_m} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_m^2}{J \cdot R} & \frac{K_m}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E \\ M_S \end{bmatrix} \\ y = \theta &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

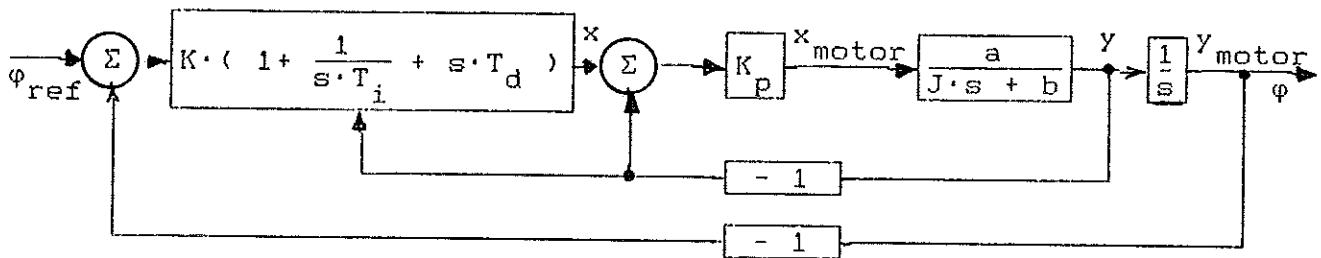
där X_1 är E_M och X_2 är ϕ .

Den förenklade motorn kan skrivas :

$$\theta(s) = \frac{1/K_m}{s \cdot (1 + s \cdot \tau_m)} \cdot E(s) + \frac{R/K_m^2}{s \cdot (1 + s \cdot \tau_m)} \cdot M_S(s)$$

BESTÄMNING AV SLUTNA SYSTEMETS ÖVERFÖRINGSFUNKTION

Nedanstående figur visar processen med P-reglering av inre- och PID-reglering av yttre loopen. Slutna systemets överföringsfunktion påverkas ej av ev. tillkommande gain-scheduler eller referensmodell med MIT-regel.



Är det tillräckligt att ha adaptiv reglering på förstärkningen av motorns insignal i hastighetsloopen? Ovanstående blockschema visar principen för den föreslagna uppbyggnaden av reglersystemet vid adaptiv MIT-reglering.

Motormodellens överföringsfunktion skrives:

$$G_{motor}(s) = \frac{\frac{K_m}{J \cdot R_m}}{s + \frac{K_m^2}{J \cdot R_m}} \cdot \frac{1}{s} = \frac{a}{J \cdot s + b} \cdot \frac{1}{s} = \frac{y_{motor}}{x_{motor}}$$

$$\text{Där: } a = \frac{K_m}{R_m} \quad \text{samt} \quad b = \frac{K_m^2}{R_m}$$

Överföringsfunktionen för hastighetsloopen, med beteckningar enligt figuren ovan, blir:

$$y = \frac{\frac{K_p \cdot a}{J \cdot s + b} \cdot x}{1 + \frac{K_p \cdot a}{J \cdot s + b}} = \frac{K_p \cdot a}{J \cdot s + b + K_p \cdot a} \cdot x = G_\omega(s) \cdot x$$

Observera att $J = J(\theta)$.

Härav framgår även att: $\lim_{K_p \rightarrow +\infty} G_\omega(s) = 1$

Överföringsfunktionen för lägesloopen, med beteckningar enligt figuren ovan, blir:

$$\varphi = \frac{K \cdot (1 + \frac{1}{s \cdot T_i} + s \cdot T_d) \cdot G_\omega(s) \cdot \frac{1}{s}}{1 + K \cdot (1 + \frac{1}{s \cdot T_i} + s \cdot T_d) \cdot G_\omega(s) \cdot \frac{1}{s}} \cdot \varphi_{ref} = G_\varphi(s) \cdot \varphi_{ref}$$

$$\Rightarrow G_\varphi(s) = \frac{K \cdot (1 + s \cdot T_i + s^2 \cdot T_i \cdot T_d) \cdot K_p \cdot a}{s \cdot T_i \cdot (J \cdot s + b + K_p \cdot a) \cdot s + K \cdot (1 + s \cdot T_i + s^2 \cdot T_i \cdot T_d) \cdot K_p \cdot a} =$$

$$= \frac{s^2 \cdot K \cdot K_p \cdot a \cdot T_i \cdot T_d + s \cdot K \cdot K_p \cdot a \cdot T_i + K \cdot K_p \cdot a}{s^3 \cdot J \cdot T_i + s^2 \cdot T_i \cdot (b + K_p \cdot a) \cdot K \cdot K_p \cdot a \cdot T_i \cdot T_d + s \cdot K \cdot K_p \cdot a \cdot T_i + K \cdot K_p \cdot a} =$$

$$= \frac{s^2 \cdot T_i \cdot T_d + s \cdot T_i + 1}{s^3 \cdot \frac{J \cdot T_i}{K \cdot K_p \cdot a} + s^2 \cdot T_i^2 \cdot T_d \cdot (b + K_p \cdot a) + s \cdot T_i + 1} = G_\varphi(s)$$

Ur ovanstående form på $G_\phi(s)$ framgår att om den variabla förstärkningen K_p ändras proportionellt med tröghetsmomentet J , blir faktorn framför s^3 i nämnaren konstant. Dock kommer faktorn framför s^2 att variera med K_p .

Hur stor blir denna variation?

För den aktuella motorn Philips 4322 010 78013 gäller:

$$a = \frac{K_m}{R_m} = \frac{0.094}{7.8} = 0.012$$

$$b = \frac{K_m^2}{R_m} = \frac{0.094^2}{7.8} = 0.0011$$

Eftersom $a \gg b$ kommer variationen av K_p att verka kraftigt i faktorn framför s^2 i nämnaren. En motor med $K_m \gg 1$ vore i detta hänseende önskvärd. Simulering och praktisk provning visar emellertid senare att $G_\phi(s)$ blir väsentligen konstant under de gränser mellan vilka J tillåts variera.

JÄMFÖRELSE MELLAN DIGITAL- OCH ANALOG REGULATORUPPBYGGNAD

Vi väljer att bygga med analoga komponenter för att, i vårt fall, vinna fördelar gentemot samplade datorstyrda regulatorer.

Fördelarna med analog teknik är:

- 1: Snabbheten i systemet ökar då sampling alltid innebär en tidsfördröjning.
- 2: Kostnaden för erforderliga komponenter är endast en bråkdel av vad en användbar mikrodator med nödvändig kringutrustning skulle kostat, som hade varit tillräckligt snabb för att reglera systemet i diskret tid.

Den analoga teknikens nackdelar kan sammanfattas i tre punkter:

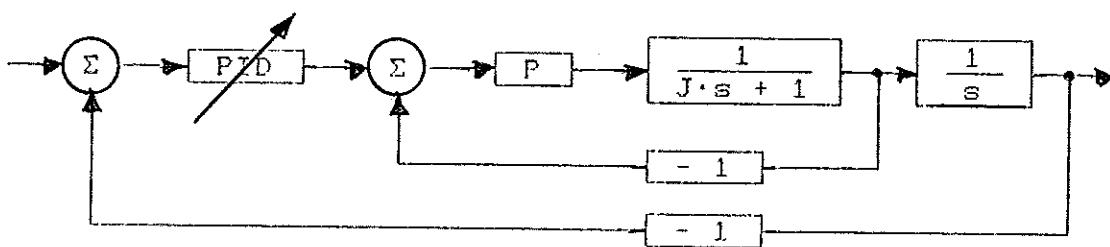
- 1: Endast enkla styrlagar lämpar sig för adaptiva regulatorer, då beräkningsmässigt komplicerade uttryck snabbt växer i komplexitet rent hårdvarumässigt. Dessutom är det svårt att spara gamla tillstånd.
- 2: Eftersom en komponent alltid uppvisar ett fel kring $\pm 10\%$, är det omöjligt att få den exakthet i beräkningarna som digital teknik hade givit. Dessutom driver komponenterna och varierar med temperatur etc.
- 3: Då det normala spänningintervallet i en analog krets är $\pm 10\text{ V}$, måste alla mellanresultat skalias för att undvika att komponenterna bottnar. Med digital teknik är det emellertid tillräckligt att skala slutresultatet.

Trots nyss nämnda nackdelar anses fördelarna hos analog teknik uppväga dessa. Beslutet blir alltså att regulatorn bygges i analog teknik.

ADAPTERINGENS PLACERING, MODELLBYGGE

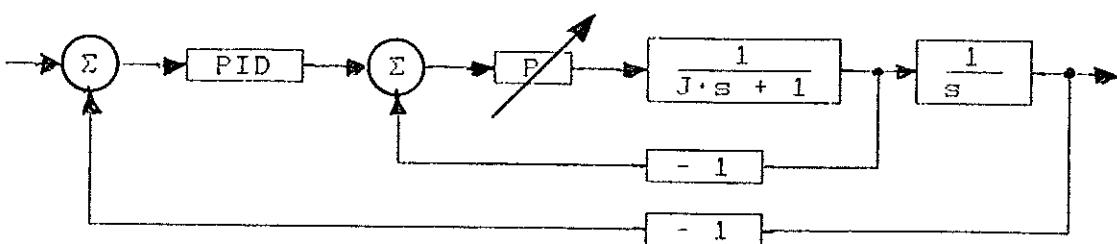
Antag att vi har tillgång till en kaskadkopplad regulator. Vi kan då välja mellan att låta ändra på hastighetsloopens- eller lägesloopens regulatorparametrar efterhand som masströghetsmomentet varierar. Vilket alternativ som bör väljas finns det olika åsikter om.

- 1: Ändring av regulatorparametrarna i lägesloopen:



Genom att låta förstärkningen i den inre hastighetsregulatorn vara stor, får man den återkopplade överföringsfunktionen att approximativt vara konstant, trots att masströghetsmomentet J varierar kraftigt. På grund av den höga förstärkningen i innerloopen, blir dessvärre signalen till motorn väldigt slängig och orolig. Detta kan till viss del avhjälpas med ett lågpassfilter innan motorn. Exceptionellt stora insignaler till motorn kan också befaras, vilket ökar det mekaniska slitaget och medför problem med bottnande förstärkare. Hög förstärkning kan, som bekant, i "olyckliga" fall leda till att systemet självsvänger. Det starkaste argumentet för denna variant är att adaptiviteten verkar på den reglerade parametern, i detta fall vinkeln. Därigenom bortfaller behovet av att manuellt ställa in en yttre PID-regulator.

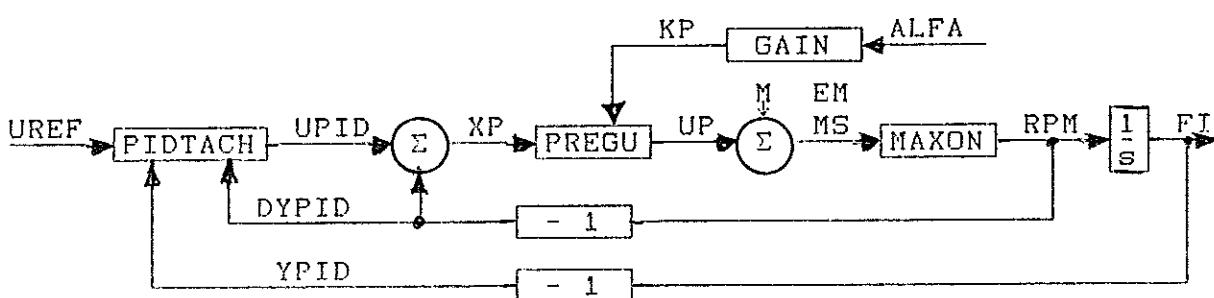
- 2: Ändring av regulatorparametrarna i hastighetsloopen:



Genom att ändra förstärkningsparametern i innerloopen, kommer man närmare det ursprungliga reglerproblemet, nämligen att masströghetsmomentet J varierar. På detta kan man kompencering för variationen i J ske på ett mera direkt sätt. Förstärkningen i innerloopen anpassas efter behov. Storleken på förstärkningen hålls på så låg nivå som möjligt med hänsyn till önskade prestanda. Därigenom kan det förväntas betydligt jämnare och "snyggare" insignaler till drivmotorn.

Vi har valt att simulera två skilda typer av adaptiva regulatorer. Båda verkar på innerloopen.

Gain-scheduling

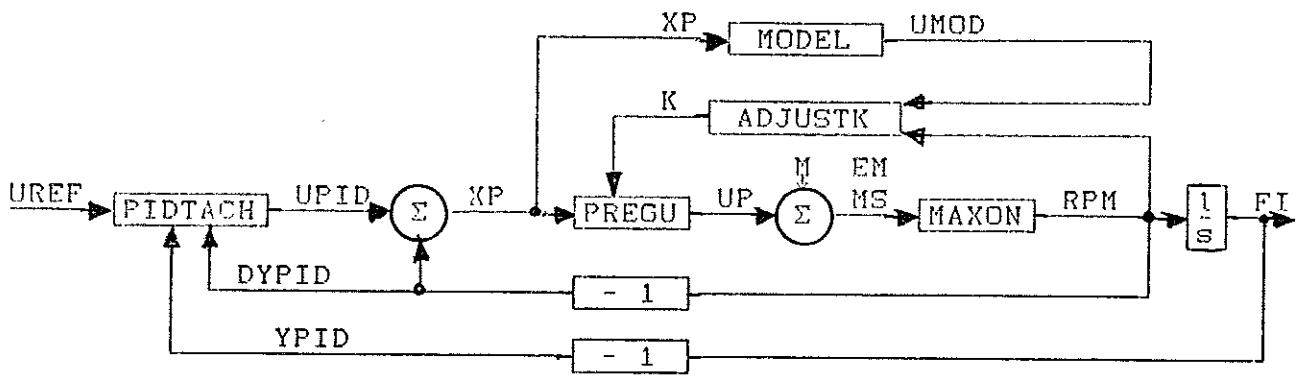


ALFA är samma vinkel som θ .

M är ett störmoment som är satt till noll i all simulering.

Gain-scheduling räknas ej till de strikt adaptiva regulatorerna, eftersom parameterjusteringen sker helt öppet utan någon form av återkoppling. Gain-scheduling kräver att man känner processens dynamik väldigt väl. I detta fall förutsättes att man kan mäta vinkeln mellan horisontalplanet och robotarmen, θ . Utgående från värdet på θ beräknas sedan en lämplig förstärkning K_p genom interpolation i tabell eller funktionsberäkning.

Model Reference Adaptive System ~ MRAS



ALFA är samma vinkel som θ .

M är ett störmoment som är satt till noll i all simulering.

En rent adaptiv metod, modellreferensmetoden MRAS, har även simulerats. Insignalen får här dels passera den verkliga processen, dels en modell av processen med önskvärd överföringsfunktion. Svaret från de båda processerna jämfördes genom att differensen mellan processmodellens svar och den verkliga processens svar integreras i tiden och styr den inre loopens förstärkning K_p . Som styrlag används MIT-regeln, dvs:

$$\frac{dK_p}{dt} = -k \cdot e \cdot \frac{de}{dK_p}$$

där:

e = differensen mellan modellens utsignal och den verkliga processens utsignal.

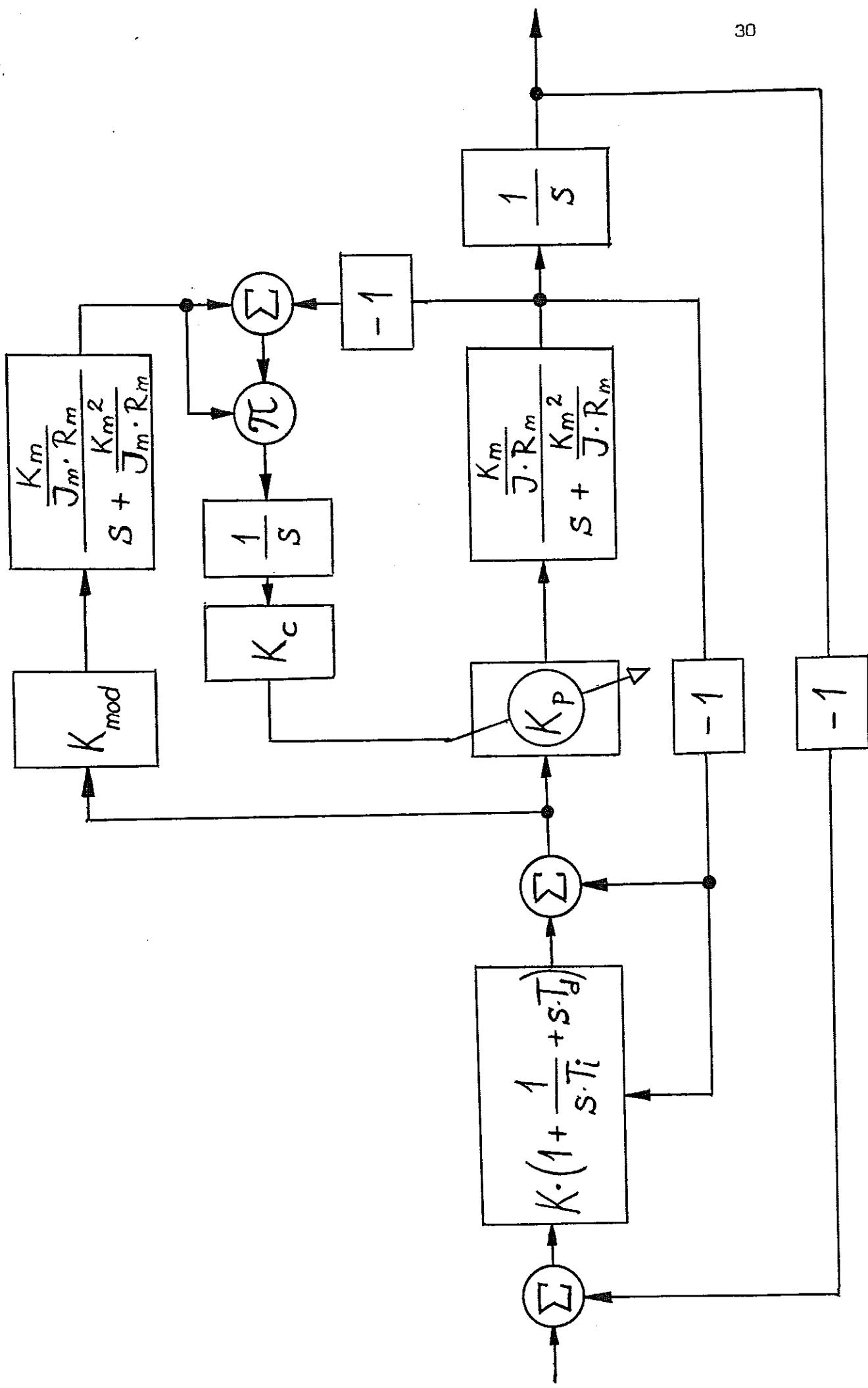
k = proportionalitetskonstant för tidsderivatan på K_p . Anger ändringshastigheten.

MOTIVERING TILL MIT-ADAPTERINGENS PLACERING

Figuren på följande sida visar hur den valda varianten på adaptiv reglering enligt MIT-regeln är utformad. Adaptering sker endast på den inre hastighetsloopen. Anledningen till denna lösning är att det är i den inre loopen som variationen i tröghetsmoment primärt verkar. Idén är således att eliminera variationen så nära källan som möjligt.

I den yttre lägesloopen används en konventionell PID-regulator. Då MIT-regulatorn verkar på hastighetsloopen upplevs denna som en approximativt konstant överföringsfunktion sett från lägesloopen. Med god approximation, bättre ju större K_p är, kan man påstå att PID-regulatorn reglerar på en enkel integrator, vilket den är känd för att göra med gott resultat.

Man kan dock hävda att en adaptiv reglering på lägesloopen vore bättre, eftersom man då har adaptering på den storhet man primärt är intresserad av. I sådant fall hade man inte behövt ställa in PID-regulatorn i lägesloopen manuellt. Dock blir detta uppbyggnadssätt mer komplicerat rent hårdvarumässigt, eftersom det är förutsatt att reglerkretsen skall byggas med analoga komponenter. Vad som ytterligare talar emot adaptering i lägesloopen är, som tidigare nämnts, att man bör eliminera variationen så nära dess källa som möjligt. Då felet orsakas av variation i tröghetsmomentet, som i sin tur inverkar primärt på vinkelaccelerationen (vid konstant tillgängligt drivmoment), ter det sig sålunda fördelaktigare att eliminera felet i hastigheten, som innebär enkel integration-, än i läget, vilket innebär dubbel integration av accelerationen.



SIMULERING

- Simnonprogram
- Simuleringsresultat
- Utvärdering av simulerings

```
CONNECTING SYSTEM SCHED2
"Simulation of a Gain-scheduling regulator.
"The Gain-scheduler is adjusting KP in the inner loop.
TIME TID
UREFPID[PIDTACH]=UREF
UREF=U0+V*TID*EX
U0:1
V:0
EX:1
YPID[PIDTACH]=FI[MAXON]
DYPID[PIDTACH]=RPM[MAXON]
KPID[PIDTACH]=K1
K1:3
TIPID[PIDTACH]=TI
TI:1
TDPID[PIDTACH]=TD
TD:1
XP[PREGU]=UPID[PIDTACH]-RPM[MAXON]
KP[PREGU]=IF K[GAIN]<KMAX THEN K[GAIN] ELSE KMAX
KMAX:100
ALFA[GAIN]=A
A:0
EM[MAXON]=UP[PREGU]
MS[MAXON]=M
M:0
JMOTOR[MAXON]=J[GAIN]
Y=FI[MAXON]
END
```

```
CONTINUOUS SYSTEM GAIN
"Simulation of a gain-scheduler.
INPUT ALFA
OUTPUT K J
J=IF ALFA<90 THEN JO+JZ*(COS(ALFA*.01745329252))↑2 ELSE JO
K=KO*(J/JO)↑E
JZ:.2
JO=JZ/KVOT
KVOT:20
KO:.5
E:1
END
```

CONTINUOUS SYSTEM MAXON
"Simulation of a servoengine MAXON-DC (Philips 4322 010 78013).
INPUT EM MS JMOTOR
OUTPUT RPM FI
STATE X1 X2
DER DX1 DX2
DX1=(EM-XONE)*KM*KM/JM/R+KM/JM*MS
DX2=XONE/KM
XONE=IF X1>X1MAX THEN X1MAX ELSE IF X1<-X1MAX THEN X1 ELSE -X1MAX
RPM=DX2
FI=X2
JM=JMOTOR+JOWN
JOWN=.0000214
KM=.094
R:7.8
X1MAX:40
END

```
CONTINUOUS SYSTEM PIDTACH
"Simulation of an ordinary PID-regulator with tachometersignal.
INPUT UREFPID YPID DYPID KPID TIPID TDPIID
OUTPUT UPID
STATE XO
DER DXO
UPID=KPID*((UREFPID-YPID)+XO/TIPID-DYPID*TDPIID)
DXO=IF INTLIMIT(.5 THEN UREFPID-YPID ELSE DXOLIM
DXOLIM=IF ABS(UPID-UREFPID)>(1-LIMIT)*UREFPID THEN 0 ELSE UREFPID-YPID
LIMIT:.8
"Limit gives the starting point for the integrator.
INTLIMIT:0
"Intlimit is a logical variable. 1 means a delayed integrator, 0 a normal PIE
END
```

CONTINUOUS SYSTEM PREGU
"Simulation of an ordinary variable gain proportional regulator.
"Written by Anders Nilsson.
INPUT XP KP
OUTPUT UP
UP=XP*KP
END

```

CONNECTING SYSTEM MIT
"Simulation of an adaptive regulator using the MIT-rule.
TIME TID
UREF=IF SQ>0 THEN AMPL/2*SIGN(SIN(W*TID))+AMPL/2 ELSE U0+V*TID*EX
SQ:=1
U0:=1
V:=0
EX:=1
AMPL:=1
W:,.3141592654
"Determination of the moment of inertia for a given angle alfa.
J=IF A<90 THEN J0+JZ*(COS(A*.01745329252))↑2 ELSE J0
A=IF TID<22 THEN AMIN ELSE AMAX
AMIN:=0
AMAX:=90
J0:,.0004
JZ:,.02
UREFPID[PIDTACH]:=UREF
YPID[PIDTACH]:=FI[MAXON]
DYPID[PIDTACH]:=RPM[MAXON]
KPID[PIDTACH]:=K1
K1:=3
TIPID[PIDTACH]:=TI
TI:=10.
TDPID[PIDTACH]:=TD
TD:=1
XP[PREGUI]:=UPIDE[PIDTACH]-RPM[MAXON]
KP[PREGUI]:=IF KADJUSTK1 < KMAX THEN KADJUSTK1 ELSE KMAX
KMAX:=100
EM[MAXON]:=UP[PREGUI]
MS[MAXON]:=M
M:=0
JMOTOR[MAXON]:=J
Y:=FI[MAXON]
UREFMOD[MODEL]:=UPIDE[PIDTACH]-RPM[MAXON]
JMOD[MODEL]:=JREF
"JREF is the specified J which places the pole in the desired point.
JREF:,.0038
KMOD[MODEL]:=K2
K2:=1
DFIM[ADJUSTK]=UMOD[MODEL]
E[ADJUSTK]=UMOD[MODEL]-RPM[MAXON]
C[ADJUSTK]=KC
"KC is the factor in the MIT-rule.
KC:,.05
END

```

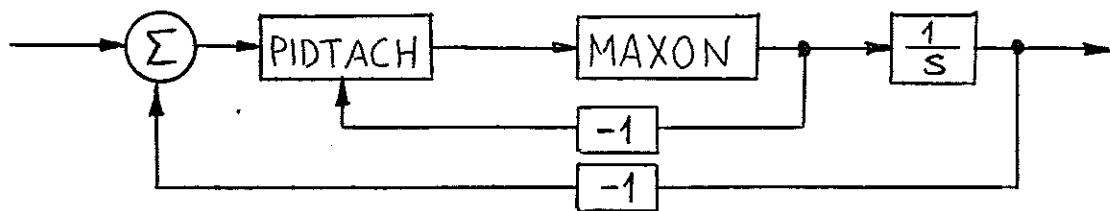
CONTINUOUS SYSTEM MAXON
"Simulation of a servoengine MAXON-DC (Philips 4322 010 78013).
INPUT EM MS JMOTOR
OUTPUT RPM FI
STATE X1 X2
DER DX1 DX2
 $DX1 = (EM - XONE) * KM * KM / JM / R + KM / JM * MS$
 $DX2 = XONE / KM$
 $XONE = IF X1 > X1MAX THEN X1MAX ELSE IF X1 < -X1MAX THEN X1 ELSE -X1MAX$
RPM=DX2
FI=X2
JM=JMOTOR+JOWN
JOWN=.0000214
KM:.094
R:7.8
X1MAX:40
END

CONTINUOUS SYSTEM MODEL
"Simulation of a model of the Philips engine used in the robot.
INPUT UREFMOD JMOD KMOD
OUTPUT UMOD
STATE X1
DER DX1
 $DX_1 = KM/JMOD/RMOD * (UREFMOD*KMOD - KM*X1)$
UMOD=X1
KM=.094
RMOD=7.8
END

```
CONTINUOUS SYSTEM PIDTACH
"Simulation of an ordinary PID-regulator with tachometersignal.
INPUT UREFPID YPID DYPID KPID TIPID TDPIID
OUTPUT UPID
STATE XO
DER DXO
UPID=KPID*((UREFPID-YPID)+XO/TIPID-DYPID*TDPIID)
DXO=IF INTLIMIT<.5 THEN UREFPID-YPID ELSE DXOLIM
DXOLIM=IF ABS(UPID-UREFPID)>(1-LIMIT)*UREFPID THEN 0 ELSE UREFPID-YPID
LIMIT=.8
"Limit gives the starting point for the integrator.
INTLIMIT:0
"Intlimit is a logical variable. 1 means a delayed integrator, 0 a normal
END
```

```
CONTINUOUS SYSTEM PREGU
"Simulation of an ordinary variable gain proportional regulator.
"Written by Anders Nilsson.
INPUT XP KP
OUTPUT UP
UP=XP*KP
END
```

```
CONTINUOUS SYSTEM ADJUSTK  
"Simulation of the adjusting link used in the MIT-rule.  
INPUT DFIM E C  
OUTPUT K  
STATE X1  
DER DX1  
DX1=C*DFIM*E  
K=X1  
END
```



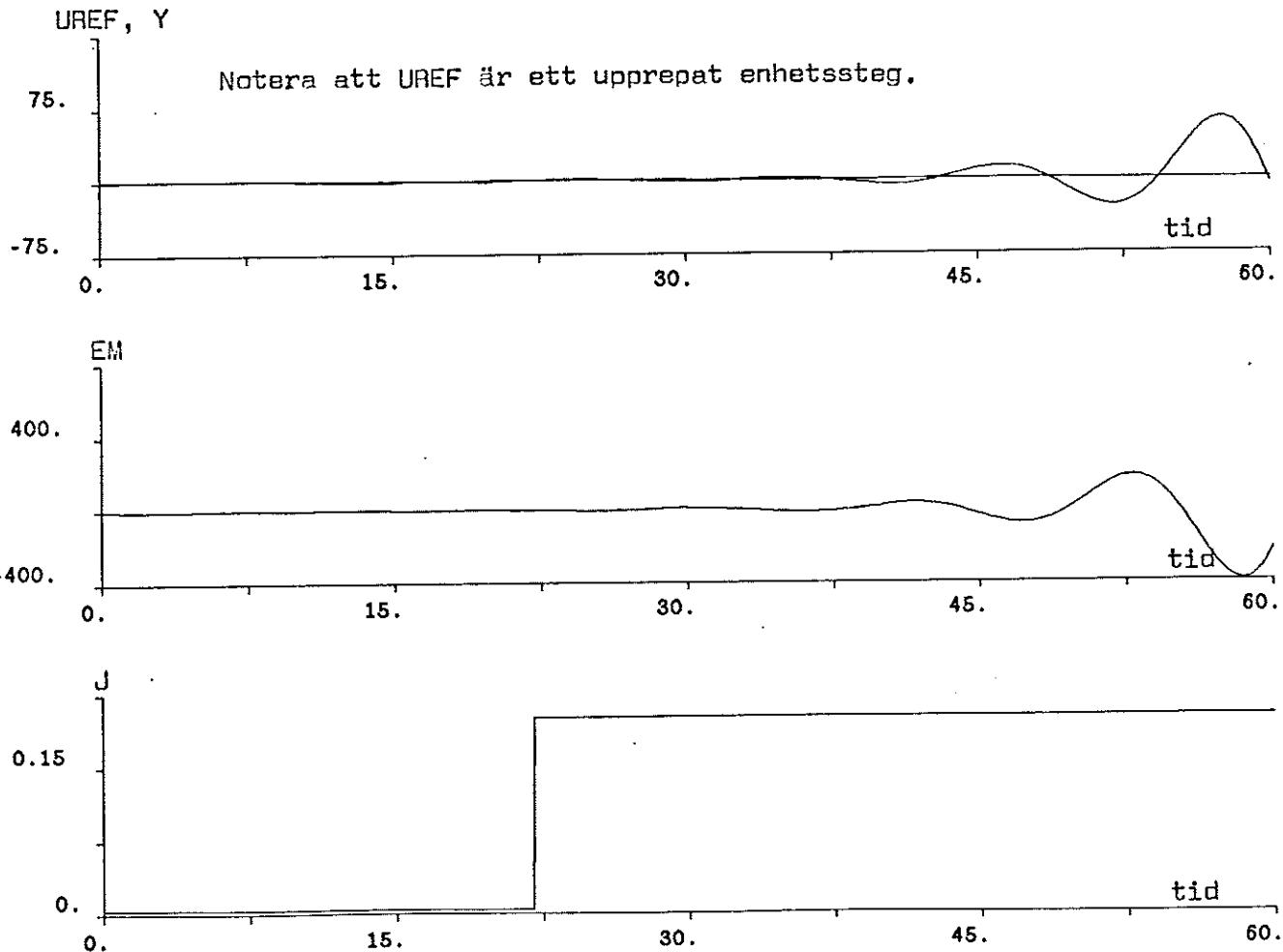
Konventionell PID-reglering med konstanta regulatorparametrar.

Språngvis ökning av J . $J_{\max} = 50 \cdot J_{\min}$.

Instabilt system vid stort tröghetsmoment.

8.07.31 - 17:46:53 nr: 5
HCOPY "Konstant PID-reglering. Plot * uref y * em * jmotor"

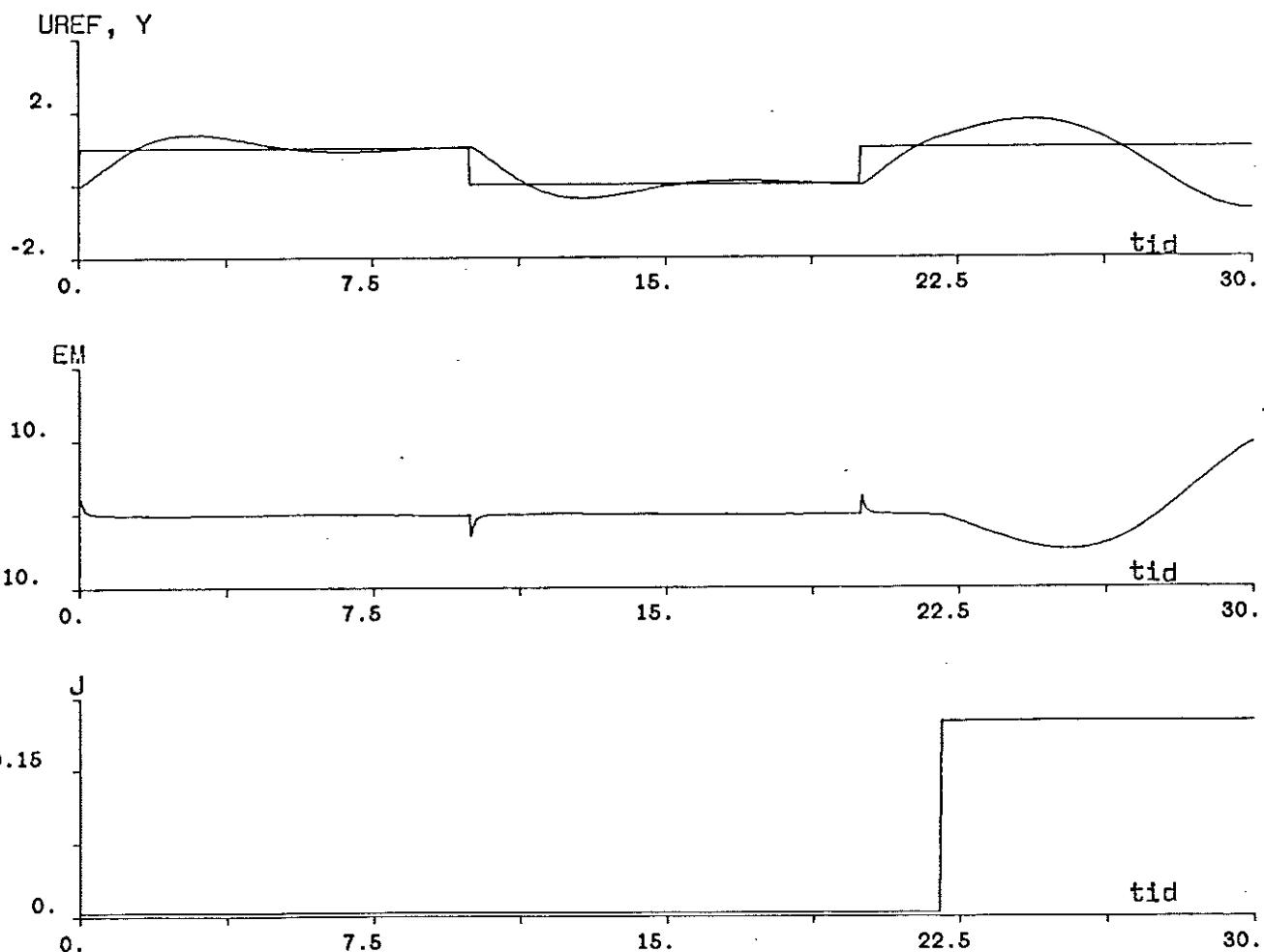
$K_1 = 5 \quad T_I = 2 \quad T_D = 0.1$

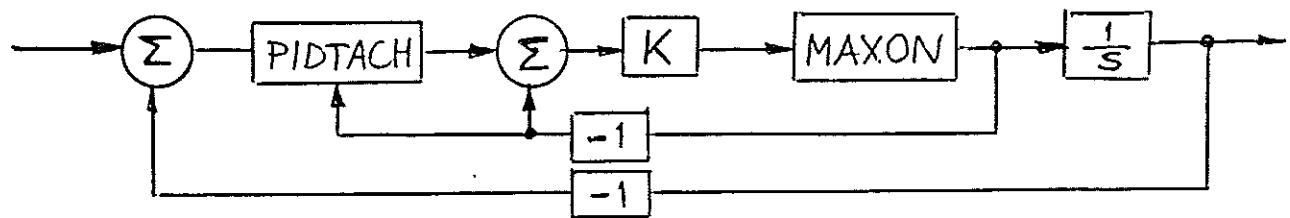


...forts /

Konventionell PID-reglering med konstanta regulatorparametrar.
Systemet stabilt vid små tröghetsmoment.

00.07.31 - 17:49:20 nr: 6
hcopy "Konstant PID-reglering. Plot * uref y * em * jmotor

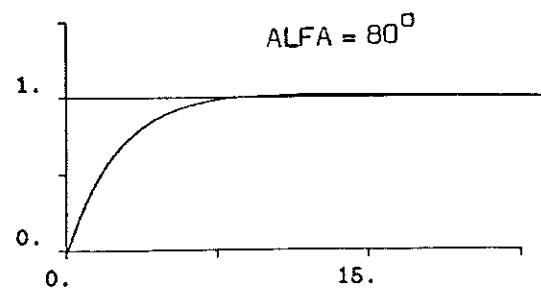
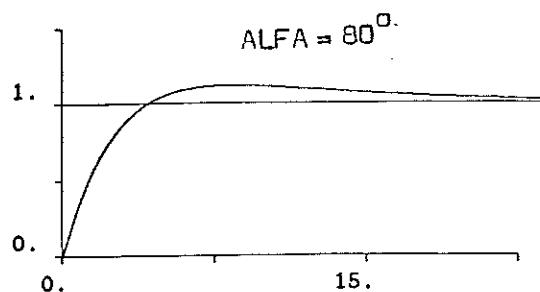
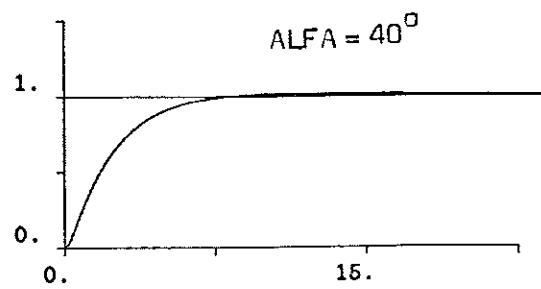
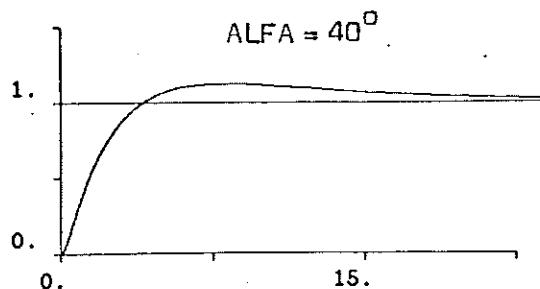
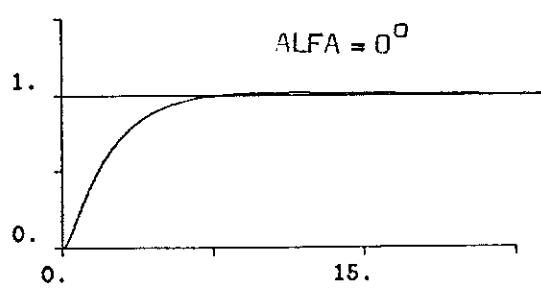
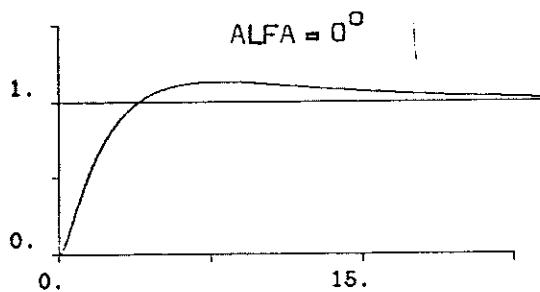




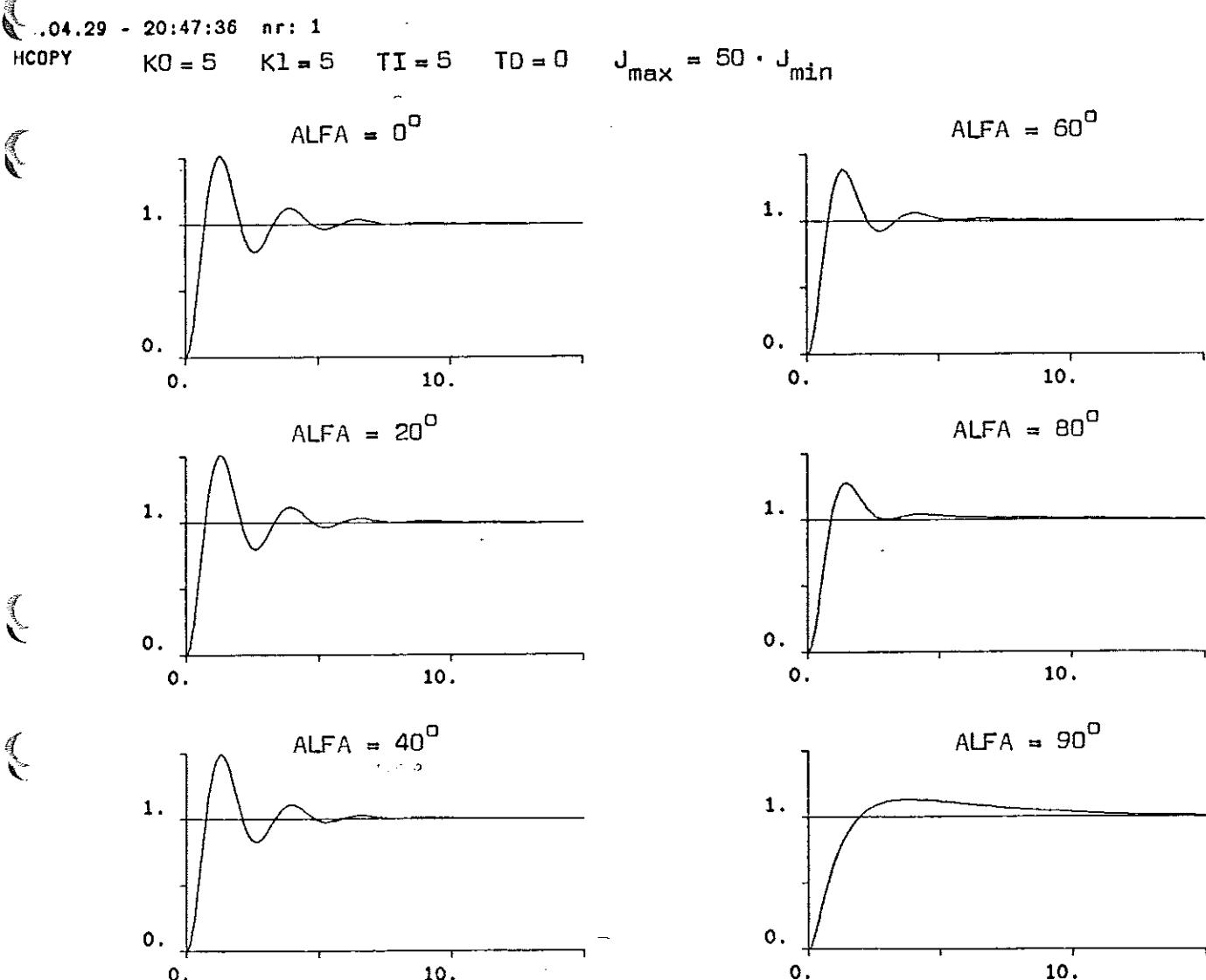
Hög konstant förstärkning i inre loopen. Konventionell PID-reglering av ytterloopen. $J_{\max} = 35 \cdot J_{\min}$.

$$K = 50 \quad K_1 = 2 \quad TI = 5 \quad TD = 0,5$$

$$K = 50 \quad K_1 = 3 \quad TI = 10 \quad TD = 1$$



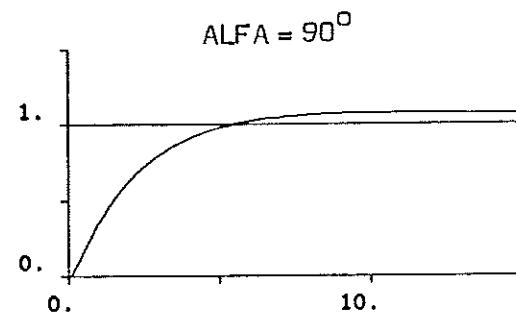
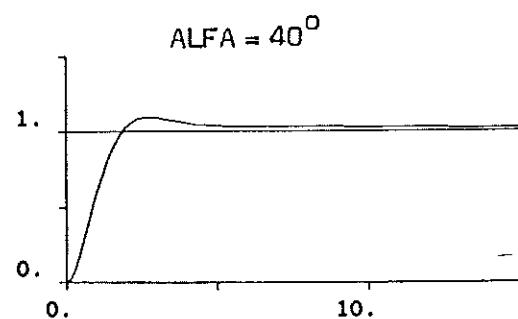
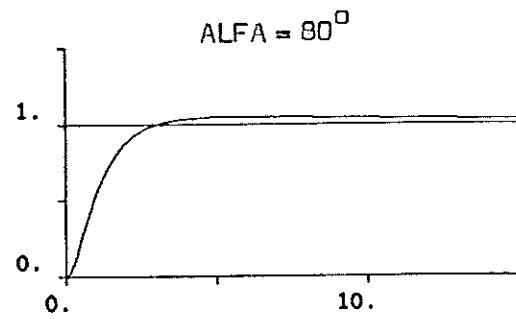
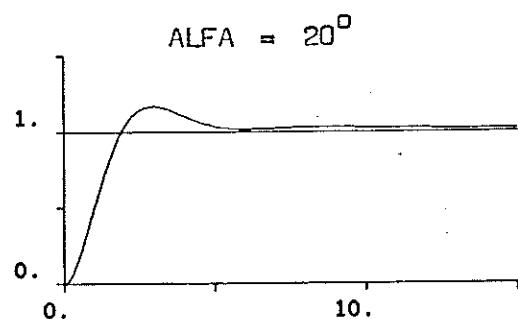
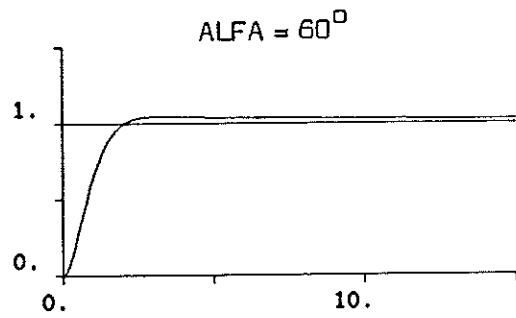
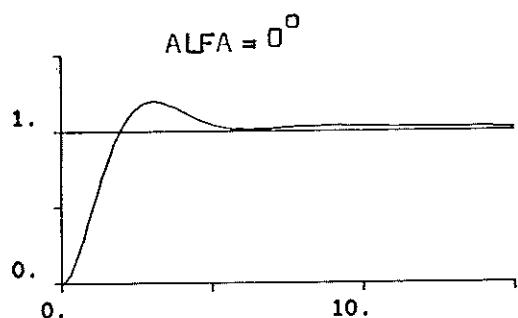
Gain-scheduling med adaption på innerloopens P-regulator.
 Ytterloopen regleras av en PI-regulator.



Gain-scheduling med adaption på innerloopens P-regulator.

Ytterloopen regleras med en PID-regulator.

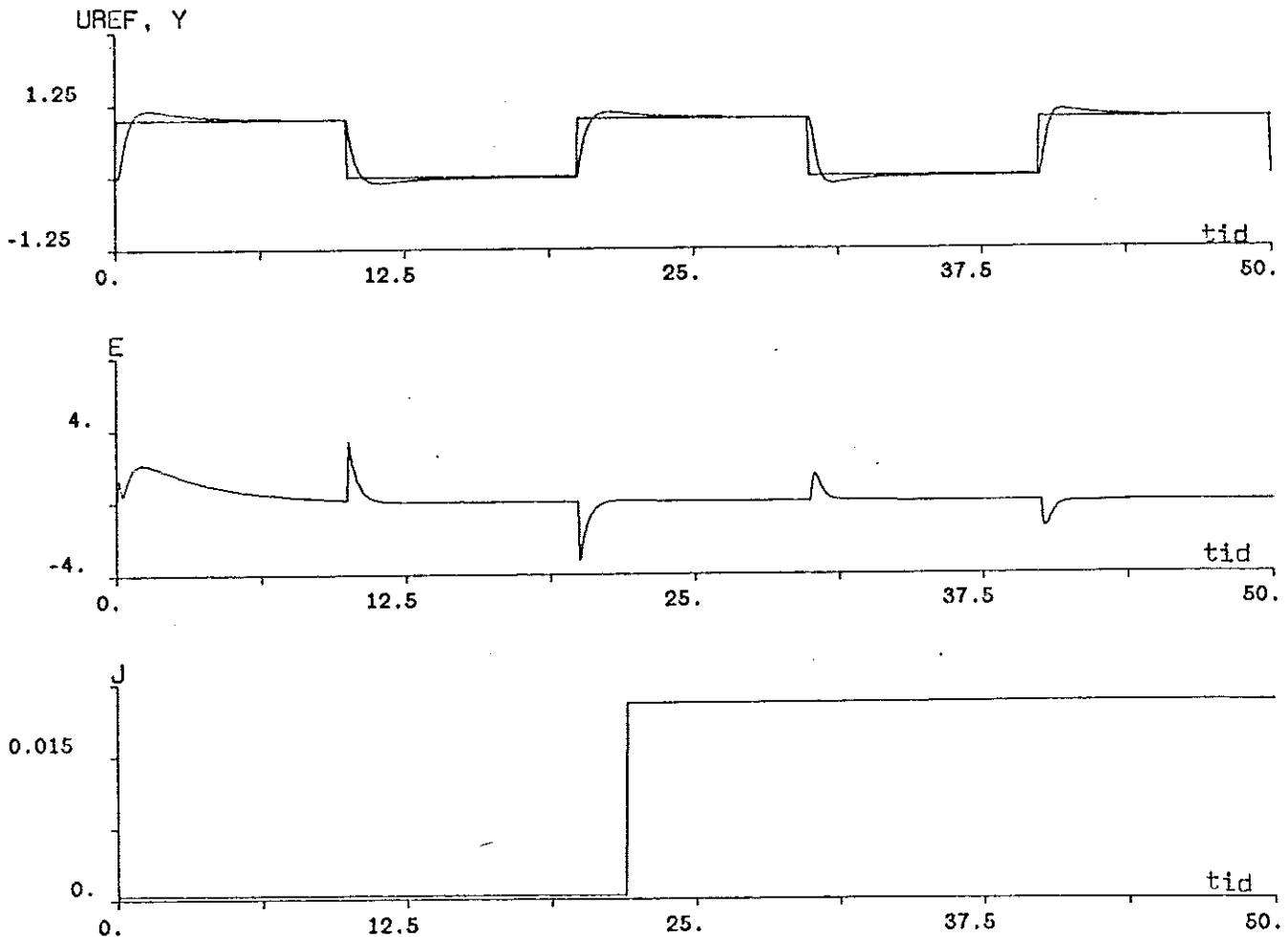
13.04.29 - 21:53:26 nr: 3
 COPY $K_0 = 5 \quad K_1 = 3 \quad TI = 20 \quad TD = 0.5 \quad J_{\max} = 50 \cdot J_{\min}$



MIT-regeln med adaption på innerloopens P-regulator.

Språngvis ändring av masströghetsmomentet J . $J_{\max} = 50 \cdot J_{\min}$.

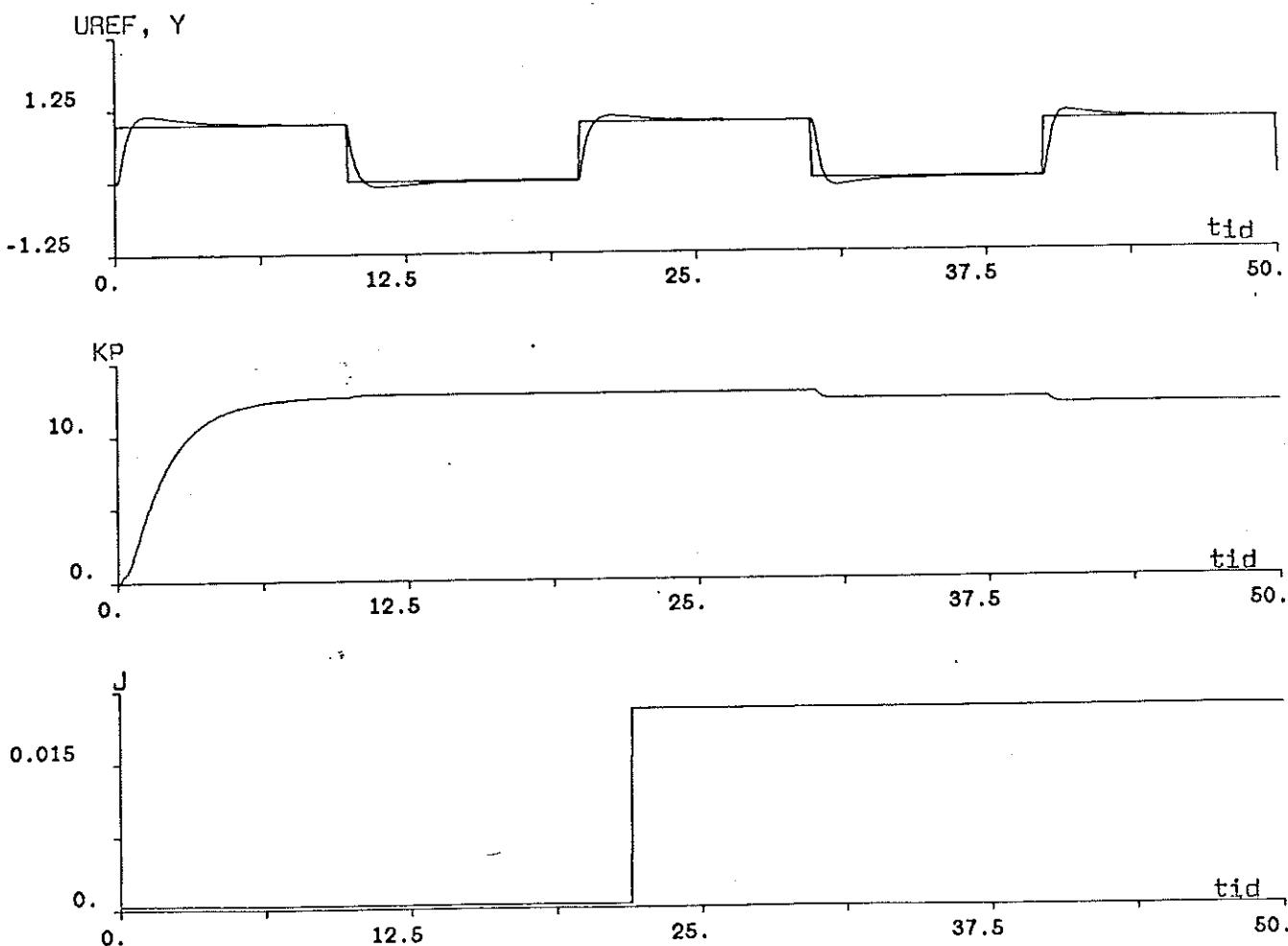
.07.30 - 19:44:01 nr: 1
 hcopy "MIT-regeln K1=5 K2=1 TI=2 TD=0.1 KC=1 A variabel plot * uref y * e * j



...forts /

MIT-regeln med adaption på innerloopens P-regulator.

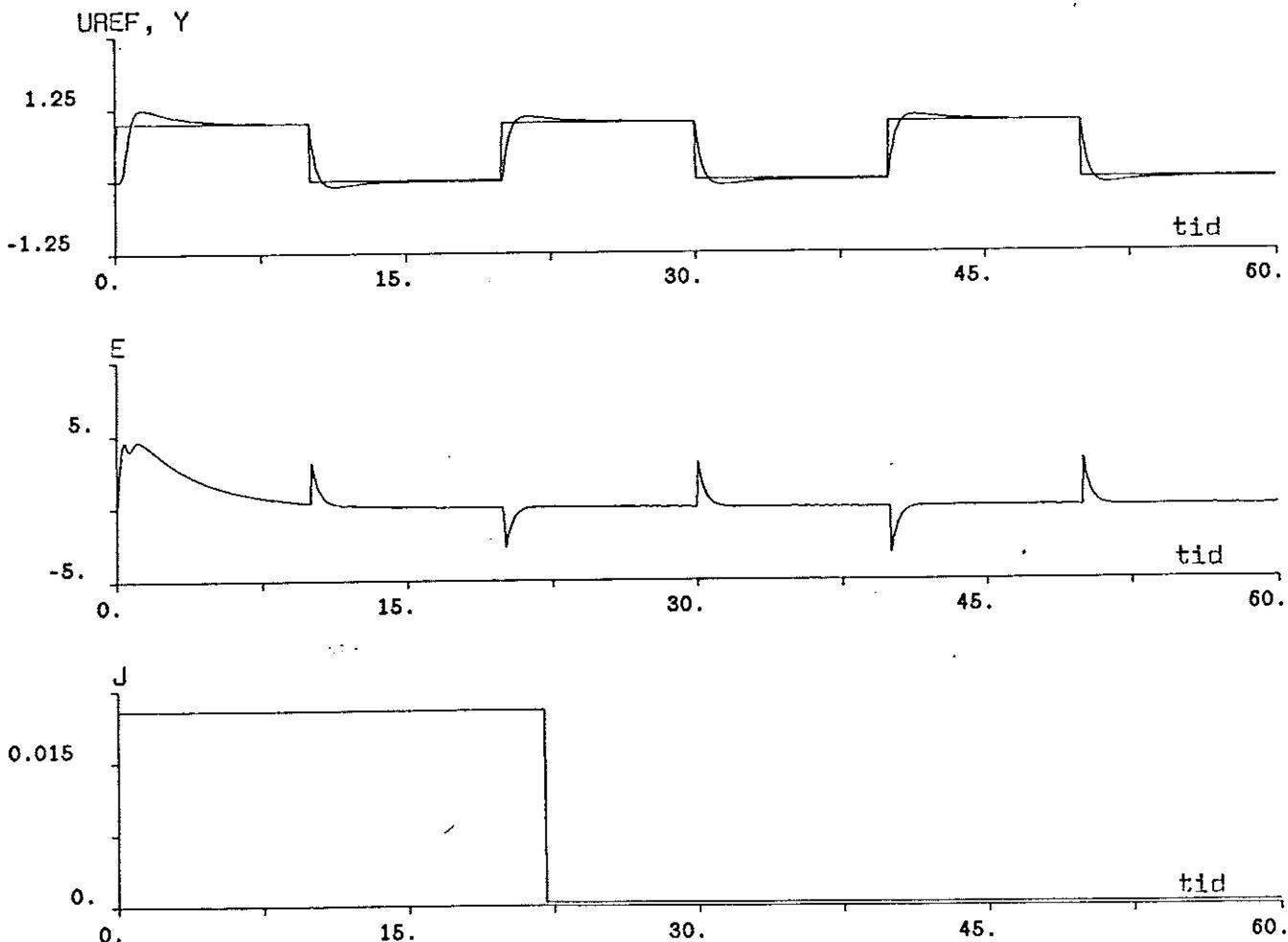
.07.30 - 19:45:20 nr: 3
hcopy "...forts plot * uref y * kp * j



...forts /

Mit-regeln med adaption på innerloopens P-regulator.
Språngvis minskning av J, i stället för, som i före-
gående simulering, språngvis ökning.

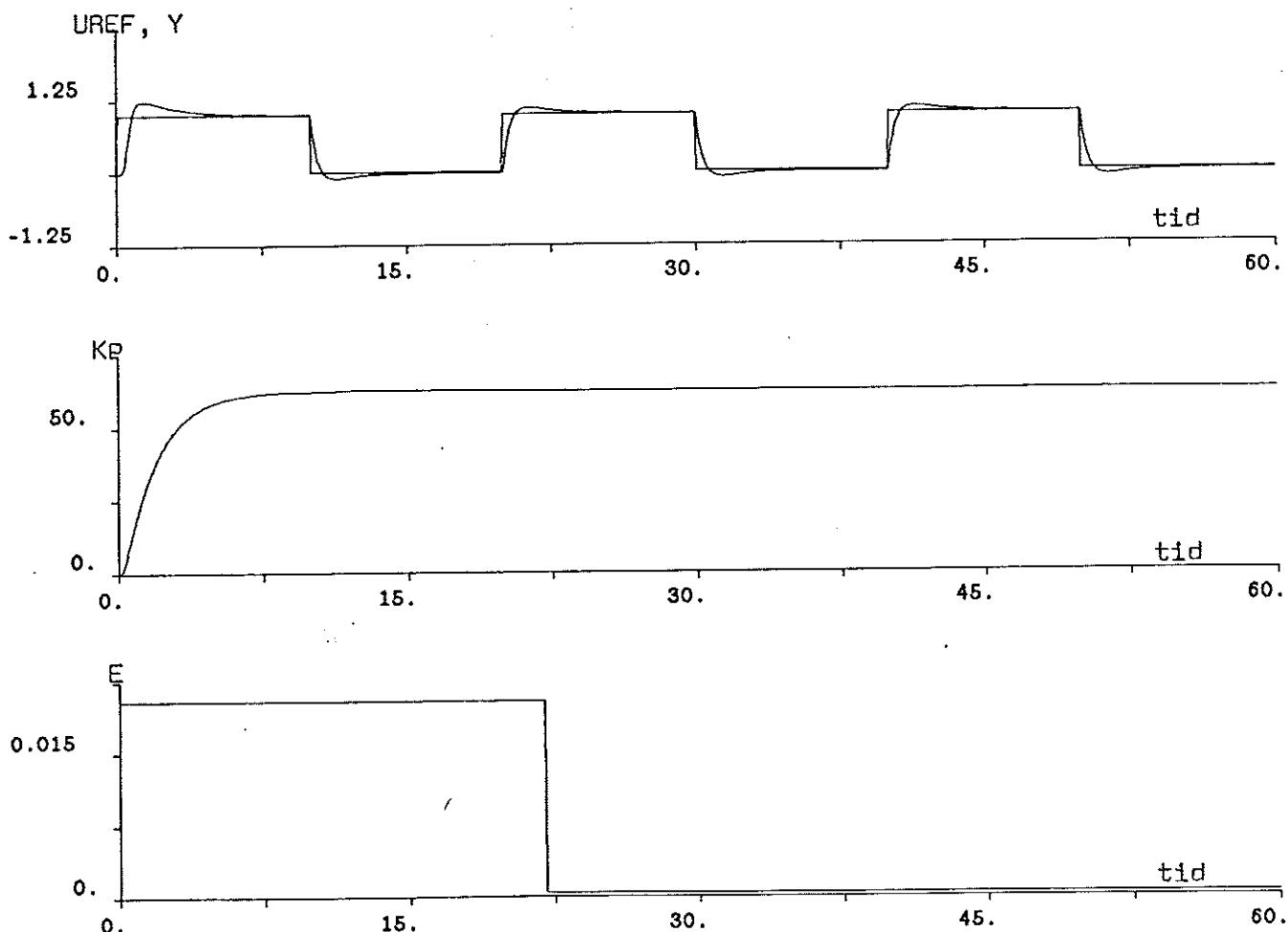
60.07.30 - 20:04:52 nr: 5
hcopy "...forts plot * uref y * e * j



...forts /

MIT-regeln med adaption på innerloopens P-regulator.

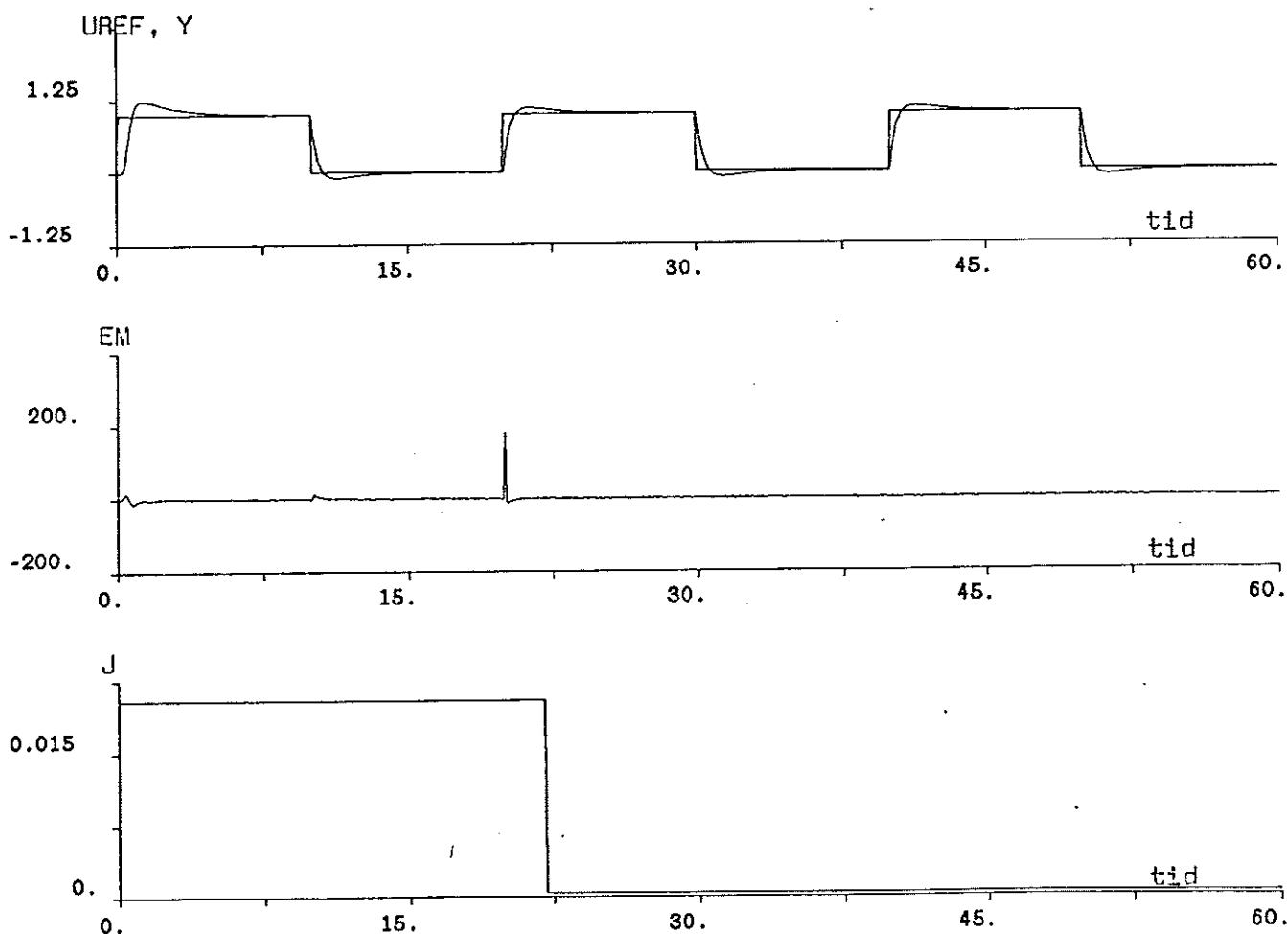
6.07.30 - 20:06:52 nr: 9
hcopy *plot * uref y * kp * j



...forts /

MIT-regeln med adaption på innerloopens P-regulator.

85.07.30 - 20:06:11 nr: 7
:py "...forts plot * uref y * em * j



Utvärdering av simulerings

Utgående från simuleringsresultaten skall den lämpligaste regulatorkonfigurationen utvärderas.

Konventionell PID-reglering

Med konventionell PID-reglering finns ingen möjlighet att ställa in regulatorparametrarna så att en tillfredsställande reglering uppnås i hela intervallet av J . Av simuleringen framgår att med ett parameterval som ger hyfsad reglering för masströghetsmomentet $J = J_{\min}$, blir processen instabil då $J = J_{\max}$.

Den slutna processens överföringsfunktion blir:

$$G(s) = \frac{K \cdot (1 + \frac{1}{s \cdot T_i} + s \cdot T_d) \cdot \frac{a}{J \cdot s + b} \cdot \frac{1}{s}}{1 + K \cdot (1 + \frac{1}{s \cdot T_i} + s \cdot T_d) \cdot \frac{a}{J \cdot s + b} \cdot \frac{1}{s}} = \dots$$

$$\dots = \frac{s^2 \cdot T_i \cdot T_d + s \cdot T_i + 1}{s^3 \cdot \frac{T_i}{K \cdot a} \cdot J + s^2 \cdot T_i \cdot (\frac{b}{K \cdot a} + T_d) + s \cdot T_i + 1}$$

Enbart en PID-reglering är alltså ej tillräcklig, eftersom variationen i J direkt inverkar på faktorn framför s^3 , den mest dominanta termen.

Hastighetsåterkoppling med hög förstärkning

Med en inre reglerloop med P-reglering och hög förstärkning K , minskar, som tidigare nämnts, dynamikens inverkan i hastighetsloopen påtagligt, ty:

$$\lim_{K \rightarrow +\infty} \frac{K \cdot \frac{a}{J \cdot s + b}}{1 + K \cdot \frac{a}{J \cdot s + b}} = \lim_{K \rightarrow +\infty} G_\omega(s) = 1$$

Regleringen med PID-regulator i ytterloopen blir acceptabel. Dock bör man observera, vilket simuleringen ej visar, att insignalen till motorn kan bli mycket stor.

Gain-scheduling

På sidan 23 visas att om den inre P-regulators förstärkning varierar proportionellt med masströghetsmomentet J , kommer faktorn framför s^3 i $G_\phi(s)$ att vara konstant. Vid gain-scheduling förutsättes att vinkeln θ (kallad ALFA i simnonprogrammen) kan mäts. J beräknas därefter enligt formeln på sidan 15. Förstärkningen KP uppdateras kontinuerligt.

Regleringen med PI-regulator i ytterloopen blir av naturliga skäl slängig, eftersom en stor integratorterm endast kan minska genom ett översläng.

Regleringen med PID-regulator i ytterloopen blir dock användbar.

Adaptiv MIT-regulator

MIT-regulatorn bygger också på principen att variera KP proportionellt med J . Till skillnad från gain-schedulern fordrar dock MIT-regulatorn att tröghetsmomentet varierar betydligt längsammare än övriga regulatorparametrar. Den kompencerar dock för variation av J oberoende av bakomliggande orsak.

Regleringen får anses fullt tillfredställande. Stegsvarens utseende påverkas knappast av variationen i masströghetsmoment. En trevlig effekt är att då initialvärdet på J är stort, växer KP sig så stor att vi hamnar i fallet kraftig hastighetsåterkoppling. $G_\omega(s)$ blir därmed okänslig för variation av J . En verklig förstärkare bottnar dock långt tidigare.

Av simuleringen att döma blir den adaptiva regleringen mest givande att bygga vidare på.

TILLVERKNING AV PROCESSMODELL

Då svårigheter att inom rimlig tid få modellen tillverkad på verkstaden hos Institutionen för hållfasthetsslära LTH uppstod, åtog vi oss att tillverka processmodellen på egen hand. Detta var möjligt tack vare att Institutionen för maskinkonstruktion LTH ställde sin verkstad till vårt förfogande.

Erforderligt material såsom aluminiumstänger, mässingsrör, tunnplåt, axlar, kullager samt kuggväxlar anförskaffades av skilda leverantörer. Övrig utrustning såsom drivmotor för positionering, tachometer, encoder samt drivmotor för att ställa armvinkeln θ , fanns i lager hos Rolf Braun. En ny växellåda fick emellertid anförskaffas till armvinkelmotorn, då den befintliga gav ett alltför lågt vridmoment.

Nedan beskrives den mekaniska tillverkningen kortfattat:

Två byglar tillverkades genom att bocka aluminiumplåt i ett bockningsverktyg. I byglarna borrades och brotschades hål för montering av kullager. Lagren limmades fast med Loctite. Infästningen av drivmotorns axel krävde en förstärkning, vilken bestod i en svarvad aluminiumhylsa som limmades och skruvades på plats.

Armvinkelmotorn krävde en fästplatta, vilken utfördes i aluminiumplåt. Pendelarmen utfördes av ett mässingsrör, vilket försågs med invändiga lager av nylon. I dessa lager löper den genomgående drivaxeln från armvinkelmotorn till 90°-växeln. Denna axel tillverkades av massiv mässing. Efter den första monteringen uppstod hållfasthetsproblem i limfogarna till pendelarmen, varför dessa försågs med svarvade aluminiumförstärkningar. Syftet med dessa var att öka limarean. Förstärkningarna visade sig ha avsedd verkan.

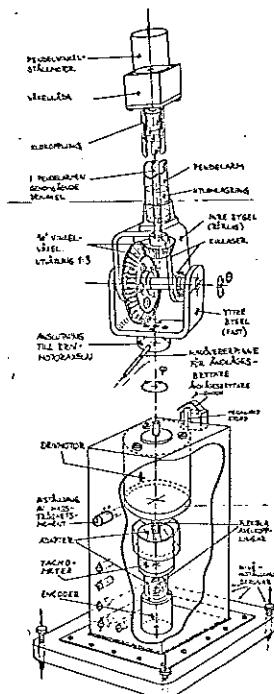
För att tillåta vinkelfel försågs armvinkelmotorn med en klokoppling. Kopplingen svarvades till passform i röret och försågs med ett nytt mellanstycke. För att säkra axelns läge i lagren låstes den med sprintar.

Chassit MIG-svetsades av 1 mm stålplåt. Spackling och slipning av detsamma följe därpå. För att sammanfoga drivmotor, tachometer och encoder (i nämnd ordning) till en enhet fordrades två stycken svarvade adapterhylsor. Materialet var nylon.

Efter lackering av chassit samt borstning och polering av aluminiumdelarna följe montering och anslutning av elektriska förbindelser. Samtliga elektriska förbindelser mynnar ut i banankontaktshylsor.

Processmodellen försågs även med en μ -switch för att få en ändlägesbrytare. En mekanisk stoppanordning krävdes också, vilken bestod i en bult med en i armen fastskruvad stopp-pinne. Stopp-pinnen är bockad så att den tillåter viss fjädring.

Nedan visas en sprängskiss av processmodellen:



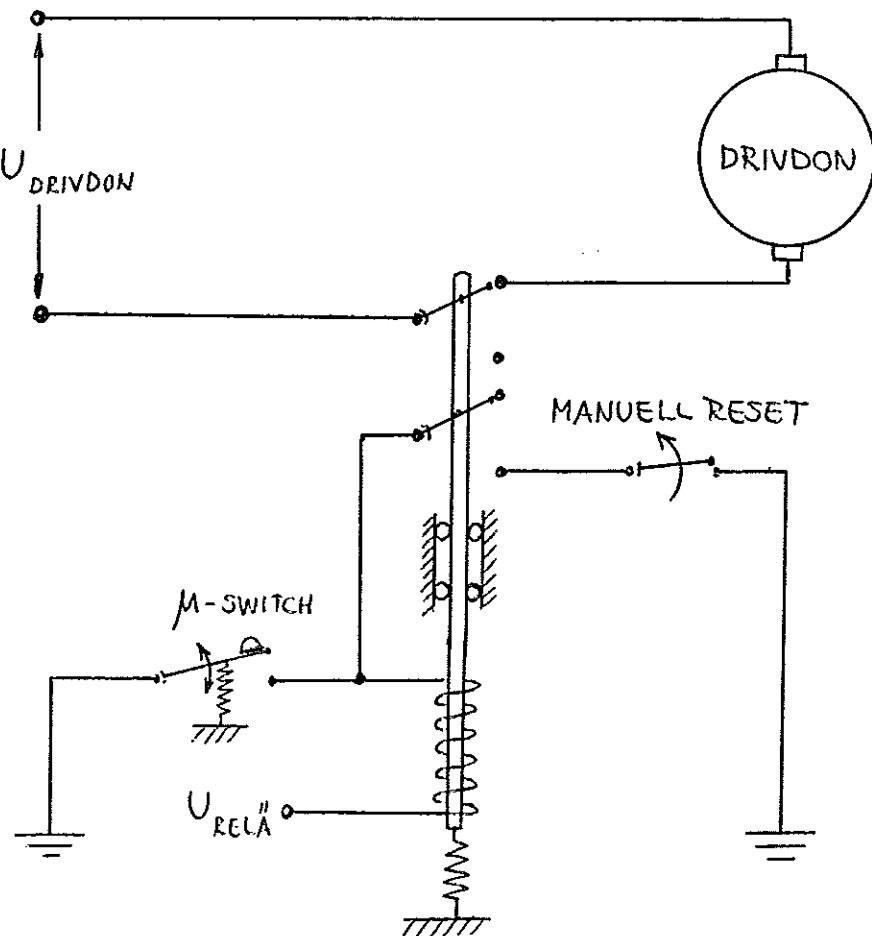
ÄNDLÄGESBRYTARE

För att undvika skador på processmodellen vid icke avsedda insignaler till drivmotorn, förses motoraxeln med en utstående arm vilken påverkar en μ -switch i ändlägena. Efter att μ -switchen har aktiverats, stoppas även rörelsen upp av ett rent mekaniskt stopp.

μ -switchen påverkar ett relä, vilket i sin tur bryter strömmen på effektförstärkarens ingång. Reläet styr två separata strömställare, varav den andra sluter en hållkrets. För att återställa reläet krävs därför att en reset-strömställare aktiveras, vilket bryter hållkretsens ström.

Notera att reläet måste bryta strömmen till motorn då reläet är strömlöst. I annat fall sluter reläet motorns strömkrets om man slår av reläspänningen innan motorspänningen. Detta kan få icke önskade konsekvenser.

Ändlägesbrytarens mekaniska och elektriska konstruktion framgår av nedanstående figur:

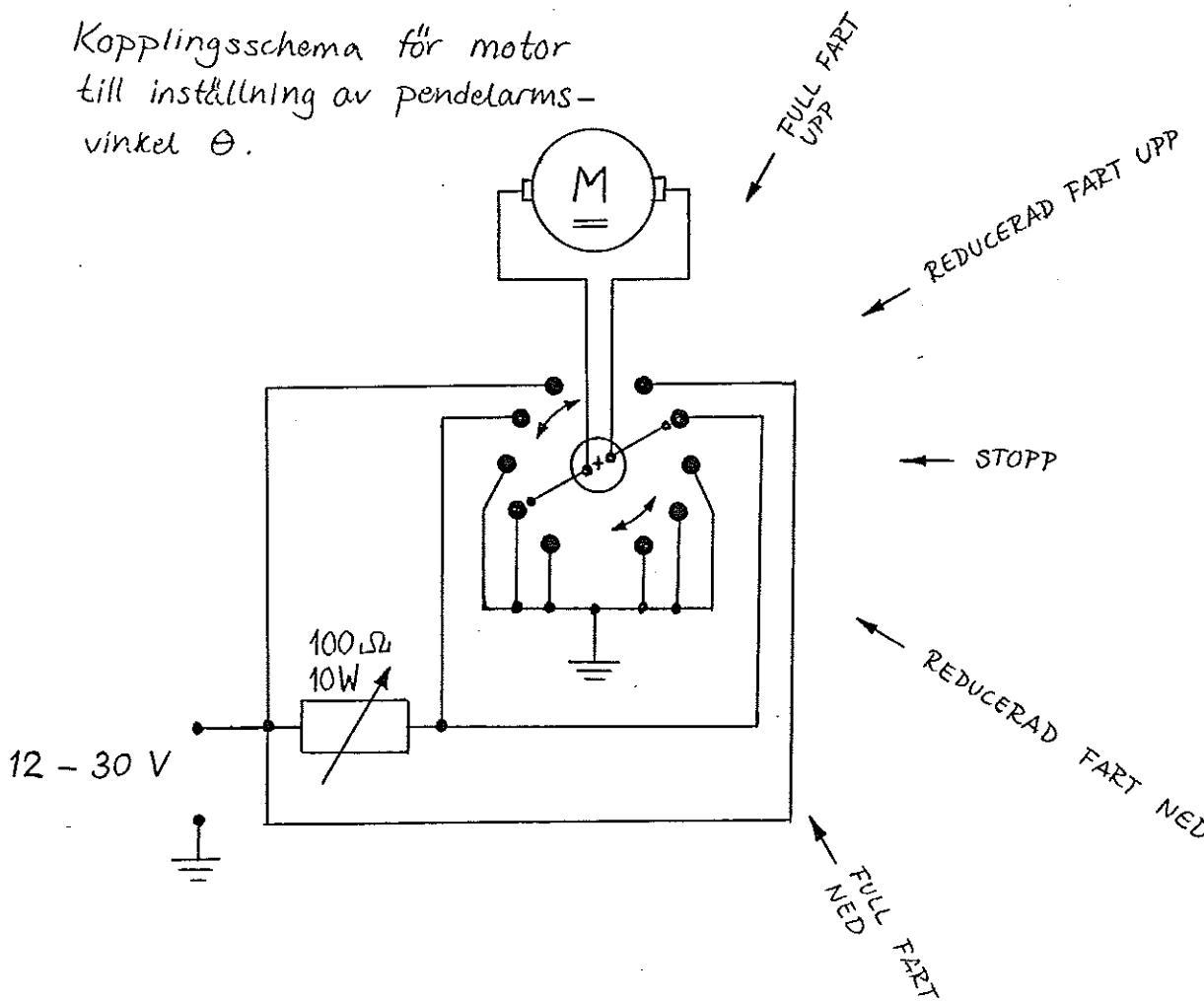


STYRNING AV VINKELN θ

Pendelvinkeln θ styrs av en nedväxlad permanentmagnetmotor. Utväxlingen av motorn är vald så att det tar ca 3 s att vrida pendelarmen mellan ytterlägerna. Motorn skall ha drivspänningen 30 V.

Nedanstående figur visar hur den elektriska uppkopplingen kring en 2-polig 5-lägesomkopplare är gjord. Potentiometern ger möjlighet att välja krypfart i de inre "snäppen".

Kopplingsschema för motor till inställning av pendelarmsvinkel θ .



KONSTRUKTION OCH TILLVERKNING AV MIT-REGELN

MIT-regeln har att uppfylla överföringsfunktionen:

$$\frac{K_p}{10} = K_c \cdot \int_0^t e_m \cdot \dot{\phi}_m \cdot dt ; \quad e_m = \dot{\phi}_m - \dot{\phi}$$

där:

K_p = Den till P-regulatorn ingående förstärkningen

K_c = Proportionalitetskonstant

$\dot{\phi}_m$ = Utsignalen från referensmodellen

$\dot{\phi}$ = Utsignalen från processen

e_m = Differensen mellan referensmodellens- och processens svar

Resetknappen är till för att efterlikna Simmon's "INIT...:0".

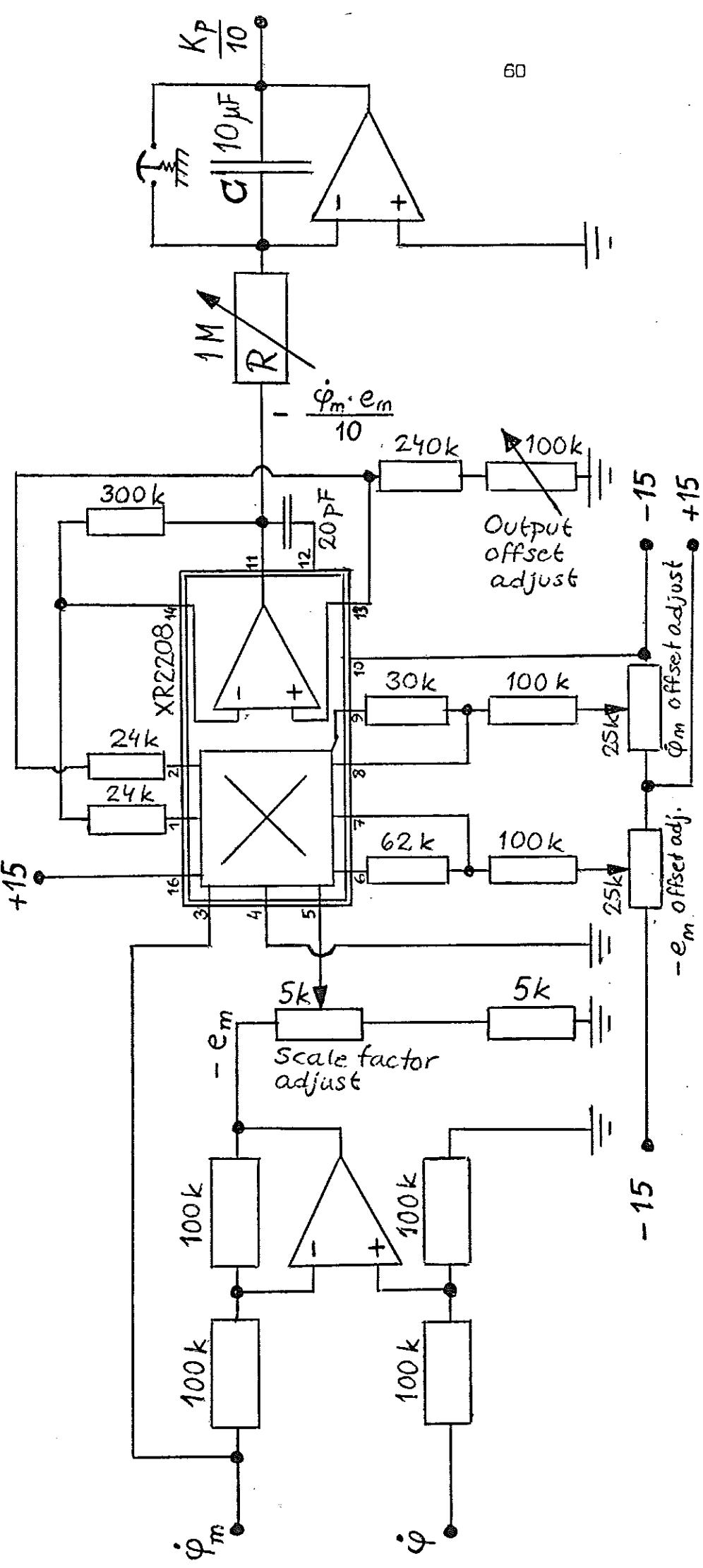
Motstanden har valts så att:

$$K_c \in [0.1, +\infty[$$

MIT-regeln bygges upp kring en 14-pinnars IC-krets LM 324, innehållande fyra separata operationsförstärkare. För kopplingsschema hänvisas till nästa sida.

$$\frac{1}{10} \cdot K_P = K_c \cdot \int_0^t e_m \cdot \dot{\varphi}_m \cdot dt ; \quad e_m = \dot{\varphi}_m - \dot{\varphi}$$

$$K_c = \frac{1}{RC} ; \quad K_c \in [0.1, +\infty]$$



KONSTRUKTION OCH TILLVERKNING AV REFERENSMODELLEN

Referensmodellen har att uppfylla överföringsfunktionen:

$$G_{\varphi, \text{ modell}}(s) = K_{\text{mod}} \cdot \frac{\frac{K_m}{J_m \cdot R_m}}{s + \frac{K_m^2}{J_m \cdot R_m}}$$

där:

K_{mod} = Den förvalda förstärkning som önskas i innerloopen. Processen kommer att sträva efter den snabbhet som K_{mod} föreskriver.

K_m = Drivmotorns momentkonstant, här 0.094 Nm/A

R_m = Drivmotorns klämresistans, här 7.8 Ω

J_m = Det tröghetsmoment som den verkliga processen har i det driftsläge vars beteende önskas i hela prestandaenvelopen. Om man vill att beteendet skall bli oberoende av pendelvinkeln, måste man välja $J_m \geq J_z$, total, verklig process. I annat fall kommer man att kräva mer av den verkliga processen än vad den kan prestera.

I detta fall valdes $J_m = 0.05 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$. Detta ger ett beteende som är av samma snabbhet som drivmotorn kan presta vid maximalt tröghetsmoment och vid ca 90 % av maximalt tillåten effekt. Med detta val av J_m hamnar polen hos $G_{\varphi, \text{ modell}}(s)$ i punkten - 0.02.

Referensmodellen byggdes upp kring en 14-pinnars IC-krets LM 324, innehållande fyra separata operationsförstärkare. För kopplingsschema hänvisas till nästa sida.

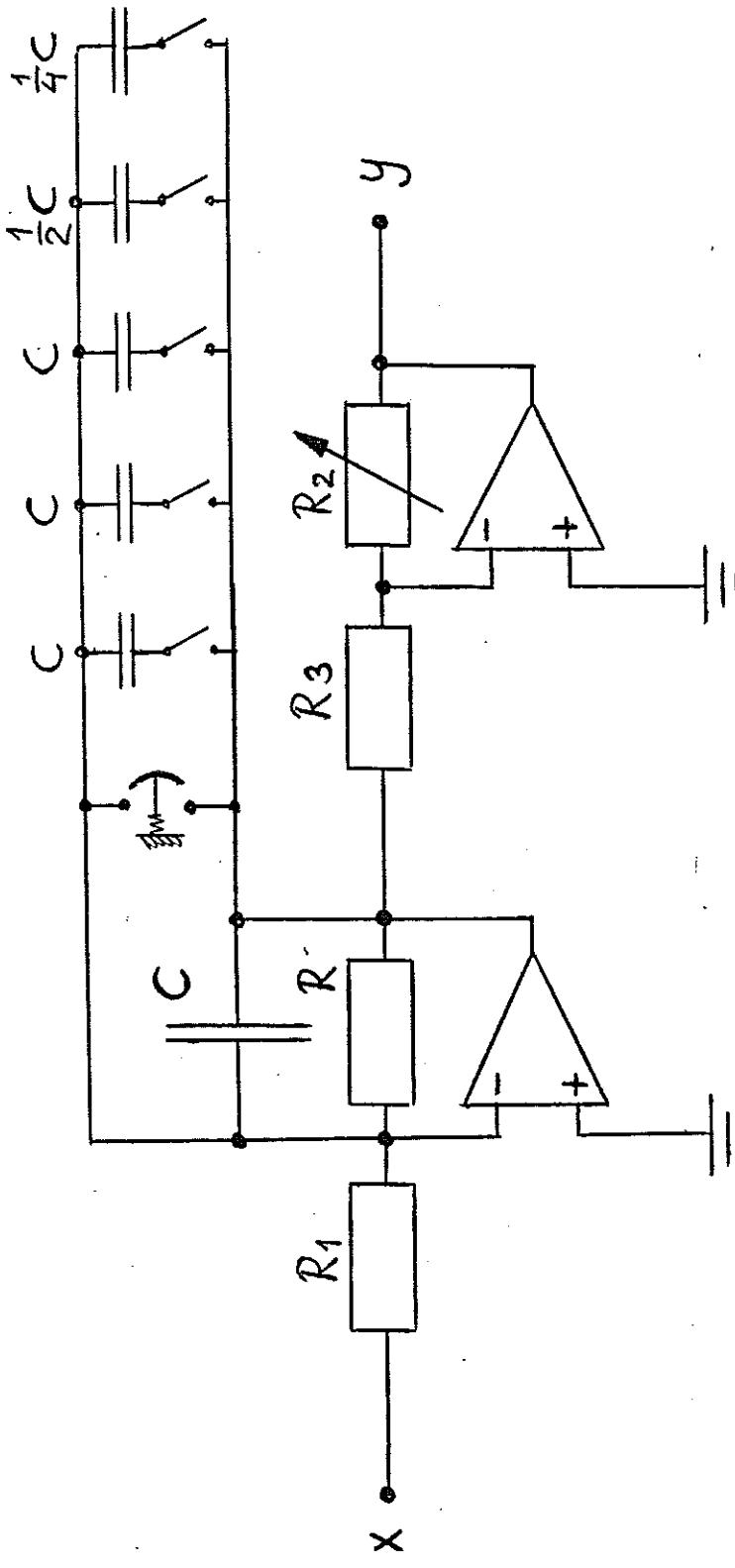
Kondensatorbatteriet ger möjlighet att koppla in ytterligare kondensatorer för att öka tidskonstanten. Anledningen till att tidskonstanten $R \cdot C$ varieras med C och inte, vilket vore enklare, med R , är att R samtidigt påverkar den statiska förstärkningen. Reset-knappen över kondensatorbatteriet är till för att efterlikna Simmon's "INIT ...:0".

Motständen har valts så att:

$$K_{\text{mod.}} \in [0, 10]$$

Referensmodellen är uppbyggd på ett s.k experimentkort, där komponenterna fästes i ett antal parallella ledare utan lödanslutning. På samma experimentkort återfinnes också, inbördes isolerade, PID-regulatorn och MIT-regeln.

$$y = \frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{R}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + R \cdot C \cdot s} \cdot x = \frac{K_{mod}}{K_m} \cdot \frac{1}{1 + \frac{J_m \cdot R_m}{K_m^2 \cdot s}} \cdot x$$



$$\begin{aligned} R &= 1,766 \text{ M} & R_2 &= 10 \mu\text{F} \\ R_1 &= 166 \text{ k} & R_3 &= 1 \text{ k} \end{aligned}$$

$$C = 10 \mu\text{F}$$

$$\Rightarrow K_{mod} \in [10, 10]$$

KONSTRUKTION OCH TILLVERKNING AV MIT-REGEL-STYRDA P-REGULATORN

P-regulatorn har att uppfylla överföringsfunktionen:

$$u = K_p \cdot y$$

där K_p är den av MIT-regeln uträknade förstärkningen.

Dessutom måste en effektförstärkare ingå. Drivmotorn kräver 62 W medan de använda multiplikatorerna XR 2208 endast får belastas med 625 mW på utgången. Effekten måste sålunda förstärkas med faktorn $62 / 0.625 = 100$.

En lämplig effektförstärkare fanns tillgänglig med följande data:

$$U_{ut} \in [-25, 25] \text{ V}$$

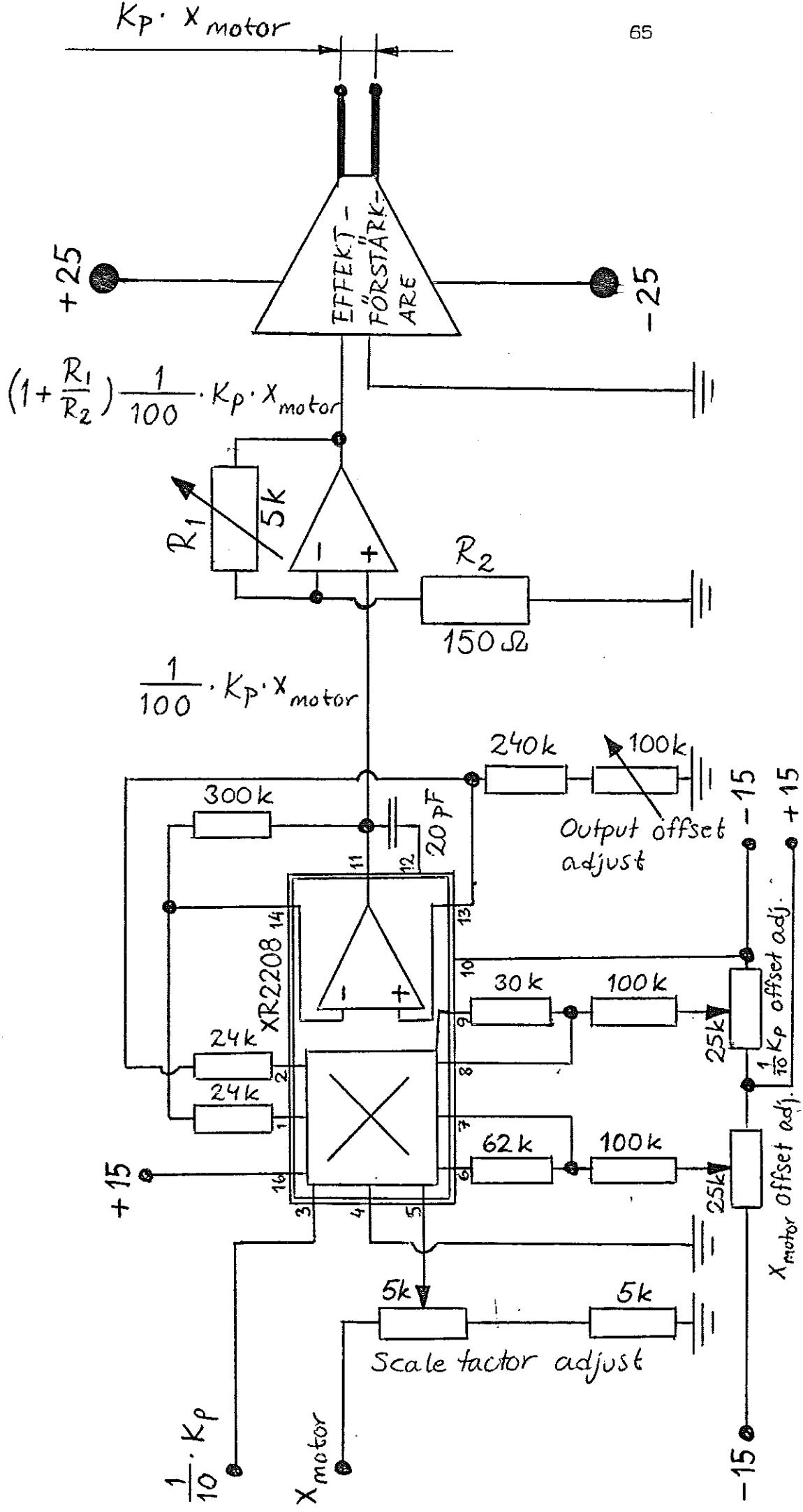
$$I_{ut} \in [-4, 4] \text{ A}$$

Regulatorn byggdes upp kring en 16-pinnars IC-krets XR 2208, innehållande en multiplikator och en operationsförstärkare. XR 2208 har två ingångar X och Y för spänningar i intervallet ± 10 V. På utgången fås signalen $X \cdot Y / 10$ V med tecknen. Till XR 2208 tillkommer fyra justerkretsar för "scale factor adjust", "X offset adjust", "Y offset adjust" samt "output offset adjust".

För att hamna inom lämpliga spänningssnivåer, har ingången till effektförstärkaren försetts med en icke-inverterande förstärkare. Den ger valfri förstärkning i intervallet 1 - 30.

Regulatorn, exklusive effektförstärkaren, är uppbyggd på ett s.k. experimentkort, där komponenterna fästes i ett antal parallella ledare med lödanslutning. Isolering längs ledarna uppnås genom att man, med ett $\phi 3.5$ mm borrh, borrar bort kopparfolien. Effektförstärkaren finns som ett kort i en s.k. rack.

$K_p \cdot X_{motor}$ med effektförstärkning



KONSTRUKTION OCH TILLVERKNING AV PID-REGULATORN

PID-regulatorn har att uppfylla överföringsfunktionen:

$$u = K \cdot \left(e + \frac{1}{T_i} \cdot \int e \cdot dt - T_d \cdot \frac{dy}{dt} \right); \quad e = u_r - y$$

Ingen anordning är här vidtagen för att undvika att integratortermen växer och orsakar slängighet (s.k. "anti reset windup"). Att utföra nämnda finess med analog teknik, kräver en i detta sammanhang onödigt komplicerad tillsts. I stället får man med hjälp av mätningar i representativa driftspunkter och lämpliga val av K och T_i , förvissa sig om att integratoren icke mättas.

PID-regulatorn kräver att tidsderivatan av y kan mäts, eftersom ingen rekonstruktion av densamma utföres av regulatorn.

Regulatorn byggdes upp kring en 14-pinnars IC-krets LM 324, innehållande fyra separata operationsförstärkare. För kopplingsschema hänvisas till nästa sida. Reset-knappen är avsedd för nollställning av integratortermen, vilket kan vara önskvärt framförallt vid uppstart av systemet.

Kondensator och motstånd har valts så att:

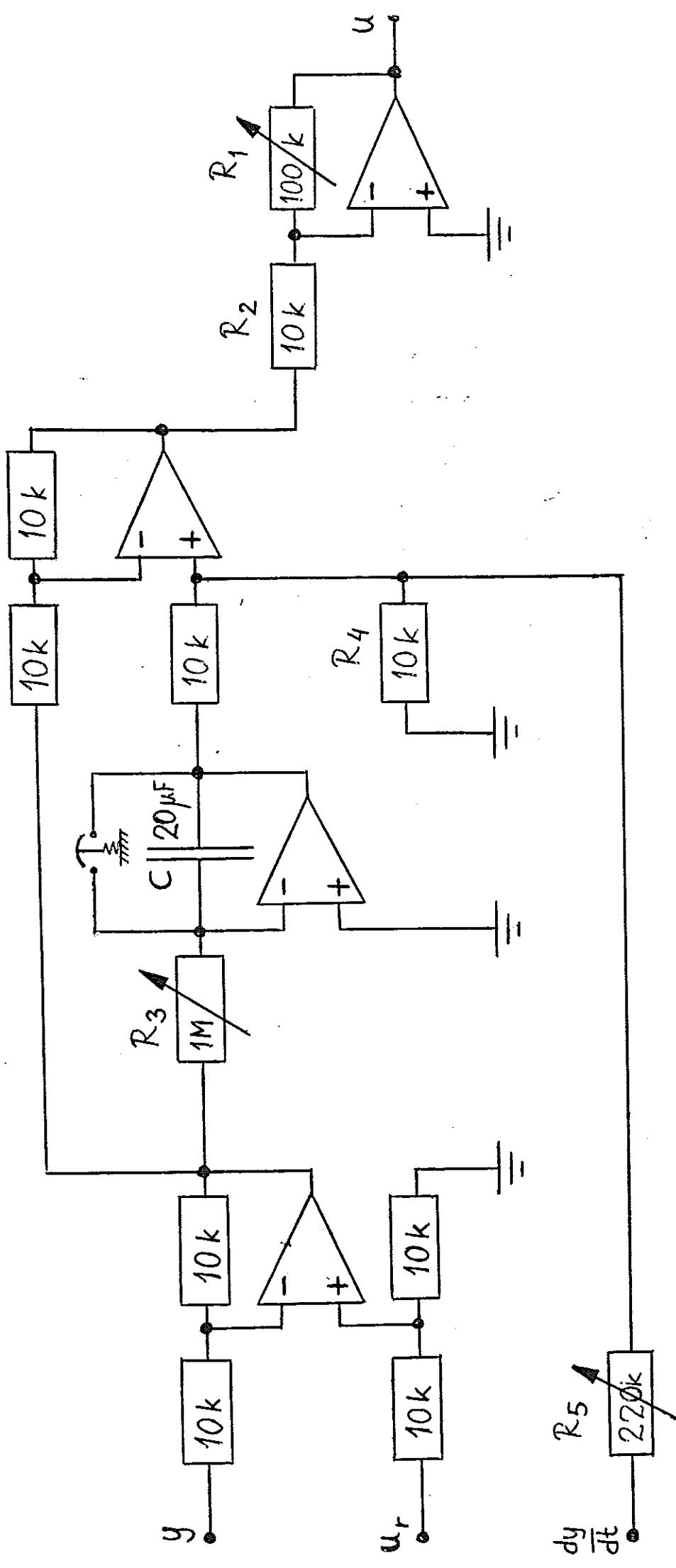
$$K \in [0, 10]$$

$$T_i \in]0, 20]$$

$$T_d \in [0.03, 10]$$

Regulatorn är uppbyggd på ett s.k. experimentkort, där komponenterna fästes i ett antal parallella ledare utan lödanslutning. På samma experimentkort återfinnes också, inbördes isolerade, referensmodellen och MIT-regeln.

$$u = K \cdot (e + \frac{1}{\tau_i} \int e \cdot dt - T_d \cdot \frac{dy}{dt}) ; \quad e = u_r - y$$



$$T_d = \frac{R_4}{R_5}$$

$$\tau_i = R_3 \cdot C$$

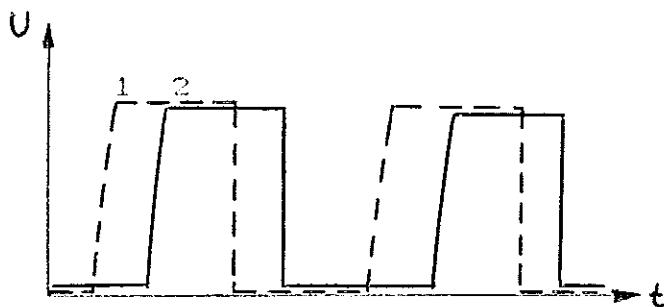
$$K = \frac{R_1}{R_2}$$

EFFEKTFÖRSTÄRKARE OCH ENCODER

För att driva drivmotorn krävs det en spänning och ström av storleksordningen 20 - 40 V resp. 1 - 1.5 A . Utsignalen från den sista multiplikatorn lämnar en maxspänning av 10 V resp. en maxström av 60 mA. Mellan multiplikatorn och drivmotorn måste vi alltså använda en effektförstärkare . På institutionen fanns en effektförstärkare som lämnade en maxspänning på ± 25 V och en maxström på 4 A . Då den för närvarande inte användes till något annat ändamål fick vi tillgång till densamma .

För att kunna mäta drivmotorns vridningsvinkel använde vi oss av en encoder. Denna encoder ger som utsignal två signaler . När encodern vrider i vänstervarv kommer signal nr 1 före signal nr 2 , tvärtom för högervarv .

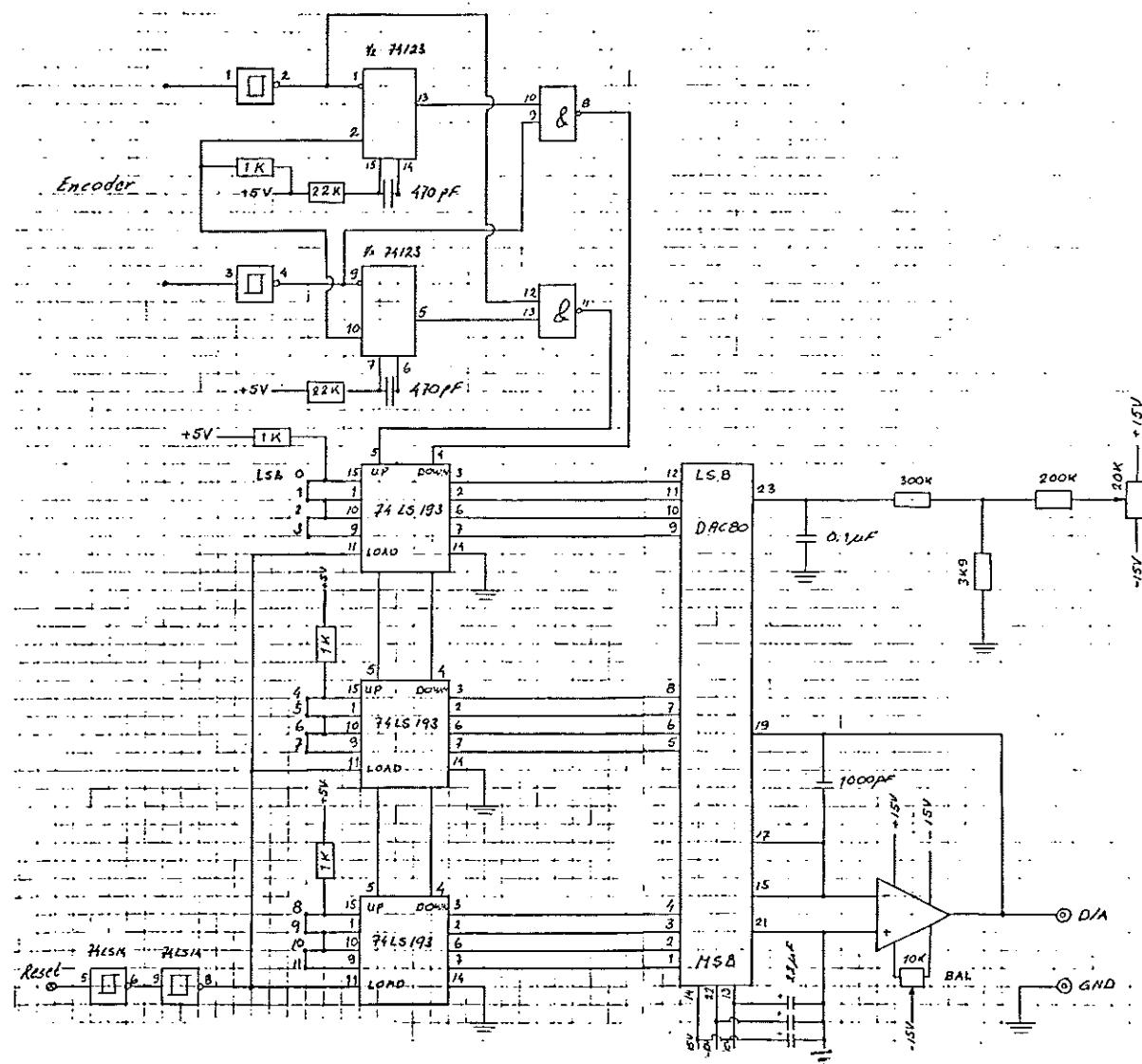
Signalernas utseende visas nedan. Fasföljden beror på rotationsriktningen.



För att kunna använda signalerna måste dessa triggas , detta göres mha Smith-trigger 74LS14 .

Man måste kunna skilja på vänstervarv och högervarv . Detta kan man göra genom att skicka signalerna 1&2 till monostabila vippor kopplade enligt kopplingsschema (se nedan) . Ut från vipporna får vi två signaler ; för vänstervarv resp. högervarv . Om man roterar encodern ett varv får man ut 1000 pulser . Vi skickar signalerna från vipporna till en upp- och nedräknare som innehåller minst 10 bitar . Utsignalen från räknaren skickar vi vidare till en 10-bitars D/A-omvandlare för omvandling till analog utsignal . Vi justerar balansomställd så att ett varv på encodern motsvarar ± 10 V från D/A-omvandlaren .

Här följer ett kopplingsschema över omvandlingen av den digitala signalen från encodern till analog spänning .



ANPASSNING MELLAN REGLERSYSTEM OCH PROCESS

Linjäriteten hos IC-kretsarna är ej tillräcklig vid spänningar $> 10 \text{ V}$, varför standarden förespråkar intervallet $|U| \leq 10 \text{ V}$.

Anpassning av tachometersignalen

Vid de låga rotationshastigheter som är aktuella hos drivmotorn, lämnar tachometern en utspänning under 0.5 V. Därför försågs utgången med en inverterande förstärkarkoppling med förstärkning med faktorn 0 \dots 50. Signalens tecken återställdes enkelt genom att skifta tachometerns anslutningskontakter.

Anpassning av encoder-signalen

Encoderns pulstal är 1000 pulser/varv. Dessa upp/nedräknas i en 12 bitars binärräknare. Det erhöllna binära talet omvandlas sedan kontinuerligt i en 10 bitars DA-omvandlare. I denna tillämpning önskas $\pm 170^\circ$ motsvaras av $\pm 10 \text{ V}$. För detta ändamål krävs en variabel förstärkare, vilken byggs upp kring en återkopplad operationsförstärkare.

PROVNING OCH INJUSTERING AV ELEKTRONIK

All egenhändigt konstruerad och tillverkad elektronik provades varje enhet för sig. Nedan följer en beskrivning av tillvägagångssättet:

Multiplikatorerna XR 2208

Multiplikatorerna försågs med vardera fyra ytterre justerkretsar. De injusterades enligt följande:

- 1: Ingångarna X och Y jordades. "Output offset adjust" justerades tills utgången Z = 0.
- 2: Ingång X jordades. Ingång Y matades med sinusformad växelspanning med amplitud 10 V och frekvens 50 Hz. Genom att betrakta utgången Z på oscilloskop, justerades "Y offset adjust" tills inverkan på Z blev så liten som möjligt.
- 3: Samma som pkt 2 men X och Y skiftade plats.
- 4: Upprepning av pkt 1.
- 5: Ingångarna X och Y matades med +10 V. "Scale factor adjust" justerades tills utgången Z = 10 V.

Under köringarna noterades en icke försumbar drift hos XR 2208-kretsarna orsakad av bl.a. temperaturvariation och variation i matningsspänningen.

Referensmodellen

Tidskonstanten för referensmodellen uppmättes på oscilloskop, genom att som insignal ha en fyrkantsvåg. Den specificerade tidskonstanten, $\tau_p = 17 \text{ s}$, uppnåddes.

MIT-regeln

Genom att mata ingångarna $\dot{\phi}_{in}$ och $\dot{\phi}$ med kända spänningar och mäta utsignalen, kunde dess avsedda funktion verifieras. Vidare observerades att ett litet offset-fel i multiplikatorn medförde att integratoren gick mot bottning, trots att $e_m = 0$.

PID-regulatorn

Funktionen fastställdes först i samband med hela processens intrimmning.

P-regulatorn

Multiplikatorn injusterades enligt ovan. Linjärheten hos effektförstärkaren kontrollerades. Den visade sig vara tillfredsställande. Dock uppvisade effektförstärkaren ett offsetfel. För att åtgärda detta fick en spänning $U_{komp} = + 0.30$ V adderas till insignalen.

PROVNING AV VERKLIG PROCESS

Vår provutrustning är inhyst i institutionen för reglertekniks verkstad , till Rolf Brauns stora glädje (förtret?) . Vi provade tre olika regulatorer på processmodellen ; dels den adaptiva regulatorn enligt MIT-regeln , en kaskadkopplad regulator med hög förstärkning i innerloopen samt en ren PID-regulator . För varje regulator justerade vi in PID-regulatorns parametrar så att vi fick ett så bra stegsvar som möjligt , dvs ökade förstärkningen K för att få ökad snabbhet , minskade integraltiden Ti för att få mindre stationärt fel samt ökade derivatiden Td för att få minskad översläng .

Den första regulator vi provade var den rena PID-regulatorn . Diagram från provkörningen finns i bilaga 1 . Vi ställde modellens arm i vertikalläge , därefter skickade vi en fyrkantsvåg som insignal till regulatorn .Regulatorns parametrar justerades . Sedan lät vi sänka modellens arm kontinuerligt så att den så småningom kom att inta horisontalläge . Modellens utsignal visas i bilagan .

Sedan följde prov med den kaskadkopplade regulatorn . Diagram från provet finns i bilaga 2 . I motsats till föregående regulator ställde vi armen i horisontalläge , en fyrkantsvåg som insignal samt justering av regulatorns parametrar . Sedan höjde vi armen kontinuerligt så att den strax därefter kom att inta vertikalläge . Modellens utsignal visas i bilaga .

Slutligen följde provkörning av den adaptiva regulatorn . Diagram från provet visas i bilaga 3 . Även här ställde vi armen i horisontalläge . Därefter en fyrkantsvåg som insignal samt justering av regulatorparametrar . Armen höjdes kontinuerligt så att den efter ett tag kom att inta vertikalläge . Modellens utsignal visas i bilaga .

JÄMFÖRELSE MELLAN VERKLIG PROCESS OCH SIMULERINGSPROCESS

En helt korrekt jämförelse mellan verklig och simulerad process är ej möjlig att göra. Detta beroende på att vi har svårt att skatta den verkliga regulatorns parametrar rätt. Vi kan endast uppskatta i vilket område parametrarna ligger i. Visserligen kan vi få en god uppfattning om parametrarna genom att med universalinstrument mäta upp motstånd, kondensatorer mm. Avvikelse genom yttre förhållanden såsom temperatur, fuktighet osv. , vilket ger upphov till drift i komponenter, påverkar komparationen.

Vidare är motorns överföringsfunktion approximerad till andra ordningens system. Detta inverkar givetvis på jämförelsen, men med exakt hur mycket är svårt att svara på. Vi är inte ute efter att få fram den exakta jämförelsen utan vi vill endast få fram tendenser.

Jämförelse ; enkel PID-regulator

I den verkliga processen ser vi att om vi ändrar masströghetsmomentet J från J_{min} till J_{max} så får vi, från att ha givit ett snyggt stegsvar, en slängig utsignal. Simuleringsresultaten visar oss att om vi ändrar J från J_{min} till J_{max} så får vi ett instabilt system. Insignalen till motorn får efter en tids simulerings mycket stora värden. I verkligheten skulle elektroniken bottna.

Jämförelse ; kaskadkopplad regulator med hög hastighetsåterkoppling

I den verkliga processen får vi en viss översläng då J är lika med J_{max} . När J är lika med J_{min} ett ganska fint stegsvar, men insignalen är orolig beroende på den höga hastighetsåterkopplingen. Brum uppstod i drivmotorn till följd av detta. I simuleringen får vi även här tendenser till översläng då J är stort. Då J är litet får vi ett snyggt stegsvar.

Jämförelse ; adaptiv MIT-regulator

I den verkliga processen har vi ett snyggt stegsvar då J är stort . En stegändring av J inträffar. Utsignalen från regulatorn blir nu orolig, men efterhand som regulatorn får tid att lära sig de nya förhållandena så blir stegsvaret bättre. Efter en stund har vi åter samma utseende på stegsvaret men nu för ett litet J . När regulatorn har lärt sig de nya förhållandena så har vi en lugn insignal till drivmotorn. Simuleringen visar tendenser på motsvarande stegsvar. Dock lär sig den simulerade regulatorn de nya förhållandena snabbare än vad den verkliga regulatorn gjorde.

UTVÄRDERING

För reglering av en robotarm som arbetar inom områden med hög arbetstakt, tex inom tillverkningsindustrin, krävs att armen har snabba och precisa rörelse med små eller inga överslängar. En enkel PID-regulator skulle inte ha några möjligheter att klara av uppgiften pga stor variation i masströghetsmomentet J . En kaskadkopplad regulator med hög hastighetsåterkoppling klarar av regleringen bättre, men man måste vara observant på den ryckiga insignalen till drivmotorn. Den adaptiva regulatorn klarar bra av den stora variationen i J . Dock måste regulatorn disponera viss tid för att lära sig de nya tillstånden. Denna tid finns oftast inte, ej heller kan man rna med att samma rörelse upprepas flera gånger vilket är en förutsättning för att adapteringen skall fungera.

Ett specialfall är om man på något sätt kan mäta J . Vi kan sedan använda en tabellmetod tex gain-scheduling för att snabbt få fram de nya regulatorparametrarna för de ändrade driftsförhållandena. Problemet med denna metod är svårigheten att mäta J .

Man kan även påverka variationen i J , detta görs som tidigare omtalats genom att använda en växellåda mellan motor och robotarm. Detta påverkar förhållandena för regulatorn som får en enklare reglering. Vi får dock en betydligt försämrad snabbhet i systemet.

FELORSAKER

Orsaker till varför avvikelser mellan simulering och provning av verlig process förekommer kan tänkas vara:

- 1: Approximation av drivmotorns överföringsfunktion till ett andra ordningens system. Inte ens den på sidan 20 framtagna överföringsfunktionen till drivmotorn av tredje ordningen, tar hänsyn till effekter som dämpning och lagringsfriktion.
- 2: Vid stora accelerationer kan en viss torsionsfjädring förekomma i de slangar som förbindrar drivmotorns axel med tachometerns- och encoderns axlar. Detta skapar en tidsfördröjning i hastighets- och läges-återkopplingen.
- 3: De elektriska komponenterna har endast ett approximativt linjärt beteende, varför den verkliga processen avviker från simuleringen.
- 4: Mätning i operationsförstärkare, multiplikatorer och effektförstärkare vid för höga spänningar. Detta skapar icke linjära fenomen.
- 5: Variation i symmetrin kring noll hos matningsspänningen till IC-kretsarna. Speciellt multiplikatorerna är känsliga för detta.
- 6: Icke önskvärda resonanssvängningar och förstärkt brus kan skapa störningar. Av denna anledning är ingången till effektförstärkaren försedd med ett lågpassfilter med brytfrekvens $f_{br} = 20$ Hz.
- 7: Utväxlingen av pendelarmens ställmotor har ett visst glapp. Detta kan skapa svängningar speciellt då $\theta = 90^\circ$, eftersom en liten vinkeländring av pendeln i detta läge ger en relativt sett stor variation av masströghetsmomentet. Centrifugalkraften gör att den av glappet orsakade vinkeländringen kan bli av storleksordningen $\pm 5^\circ$.

SLUTSUMMERING

En adaptiv regulator enligt MIT-regeln är ej lämplig att användas på en robotarm. Detta pga att det krävs ett antal insignalér och en viss tid innan adapteringen har lärt sig de nya förhållandena som uppkommer då masströghetsmomentet J ändras. Att dessa insignalér och denna tid finns kan man ej alltid förutsätta. Det är möjligt att det finns någon regulator med annan adaptiv reglerlag som är snabbare och alltså bättre skulle klara av förutsättningarna.

MIT-regulatorn passar bättre in på tillämpningar där man tillåter viss inlärningstid.

REFERENSER

K. J. Åström Reglerteori

K. J. Åström Theory and applications of adaptive control - A survey

K. J. Åström
B. Wittenmark Computer controlled systems - Theory and design

K. J. Åström Simple self tuners 1. Inst. för reglerteknik, LTH 1979.

BILAGOR

Bilaga 1
PID-regula
 $K_p = 1$

Graph showing the relationship between θ and K_p .

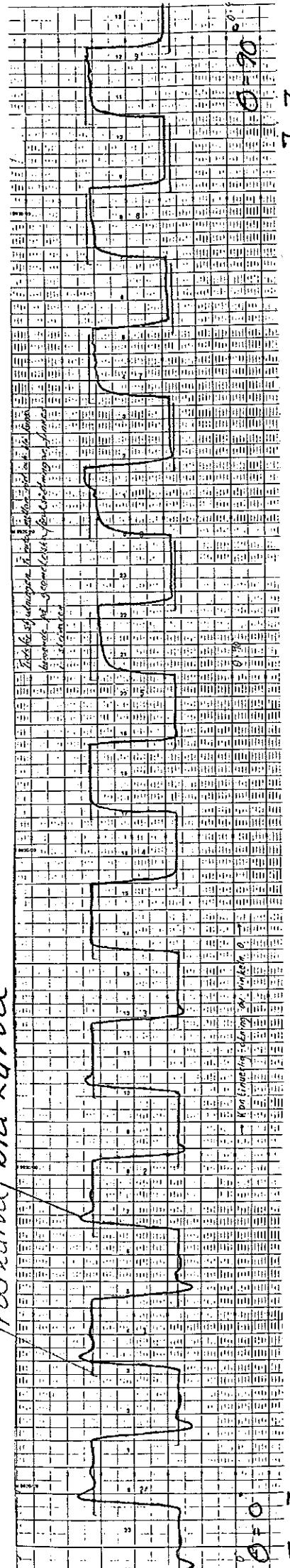
The x-axis is labeled θ (0 to 90°) and the y-axis is labeled $K_p \approx 1$ to 100.

The curve starts at $(0, 1)$, dips to a minimum around $\theta = 20^\circ$, rises to a peak around $\theta = 60^\circ$, and then decreases towards 1 as θ approaches 90° .

Annotations:

- $\theta = 0^\circ$ at the top right
- $\theta = 90^\circ$ at the bottom right
- $K_p \approx 1$ at the bottom left
- J_{max} at the top right

insignal utsignal
rootkurva/bla-kurva



J = J_c

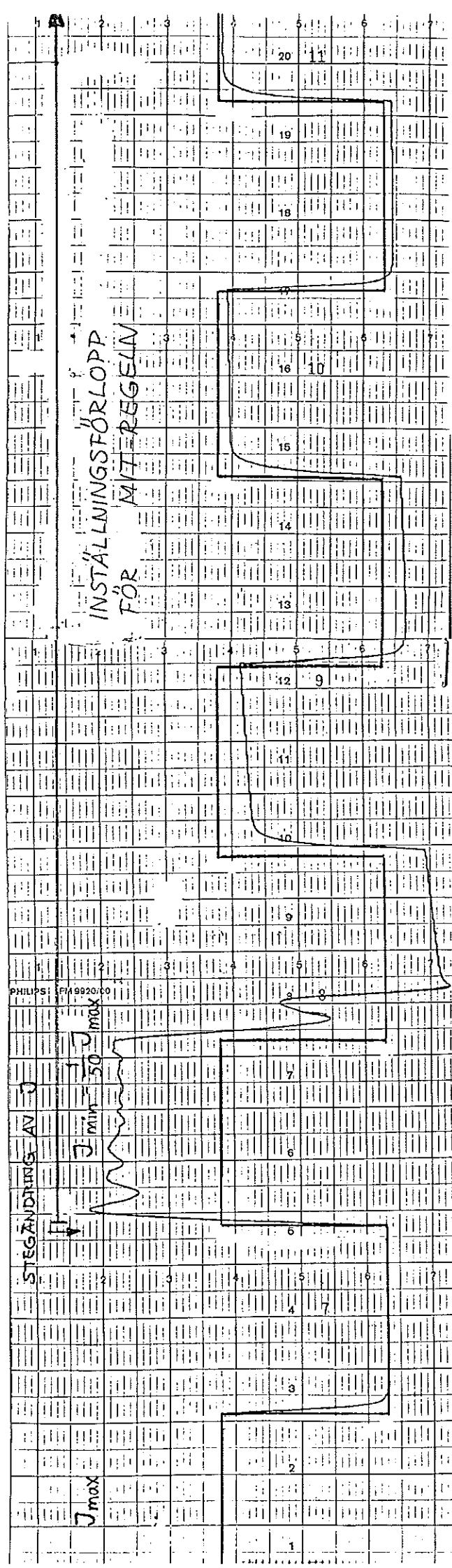
J = J_{max}

J = J_{min}

Bilaga 2
PID-regulator

K_p >> 1

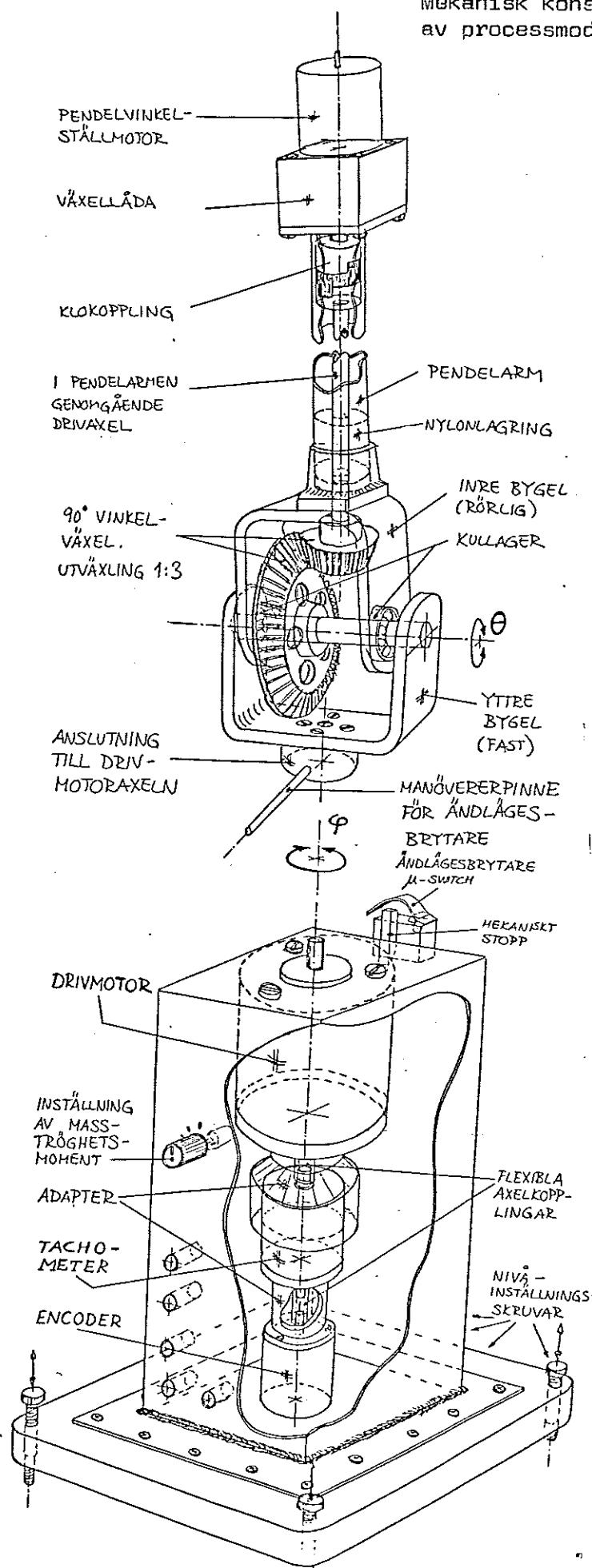
Bilaga 3 Adaptiv regulator



Här syns tydligt
inlärningsförloppet
hos den adaptiva
MIT-regulatorn
då masströghetsmomentet
J ändras.
(Här: $J_{\max} = 50 \cdot J_{\min}$)

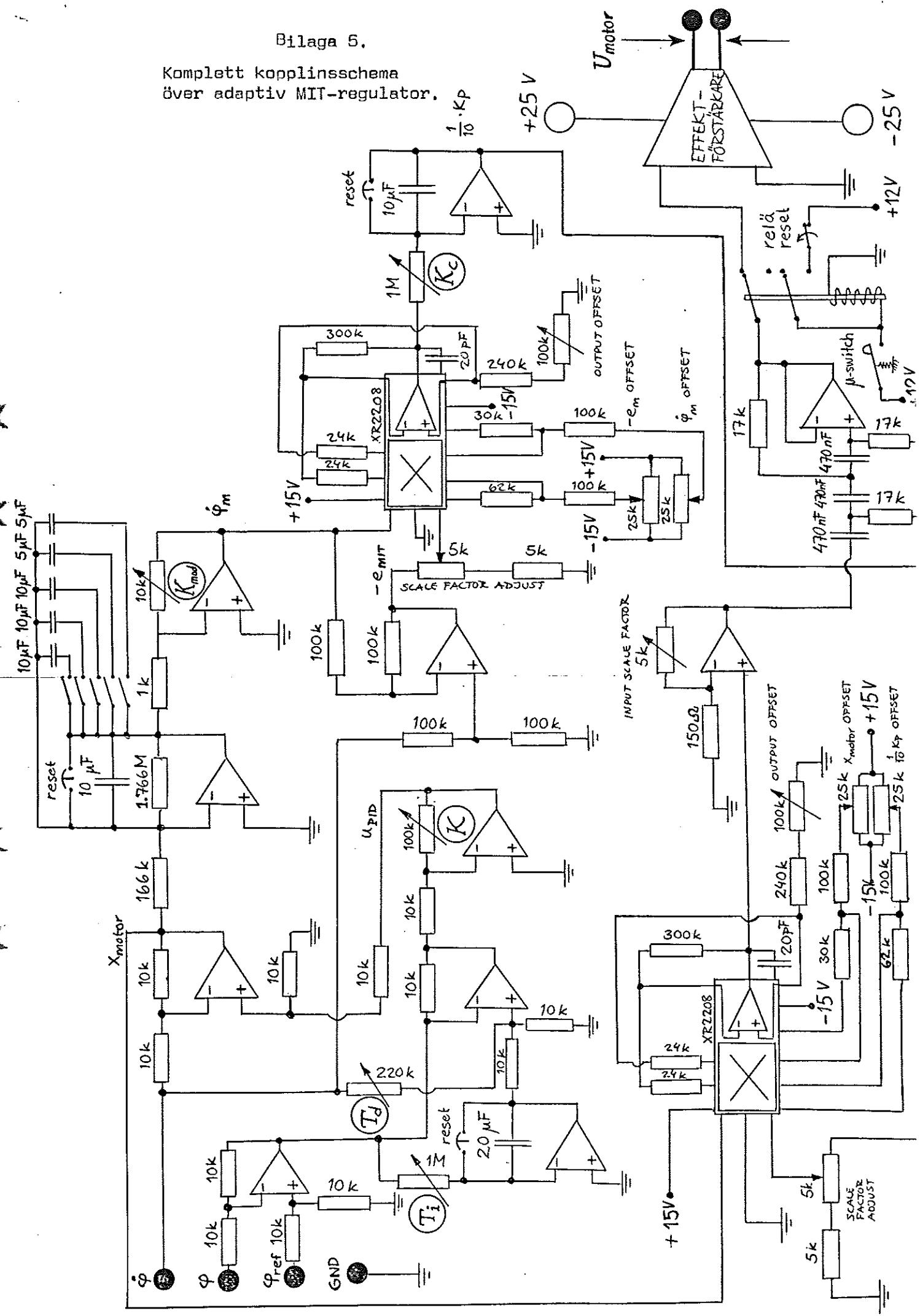
Bilaga 4.

Mekanisk konstruktion
av processmodellen.



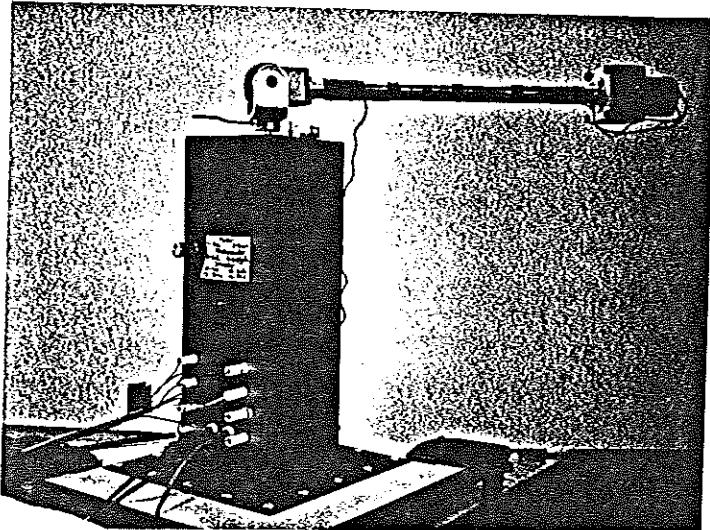
Bilaga 5.

Komplettskopplingsschema
över adaptiv MIT-regulator.



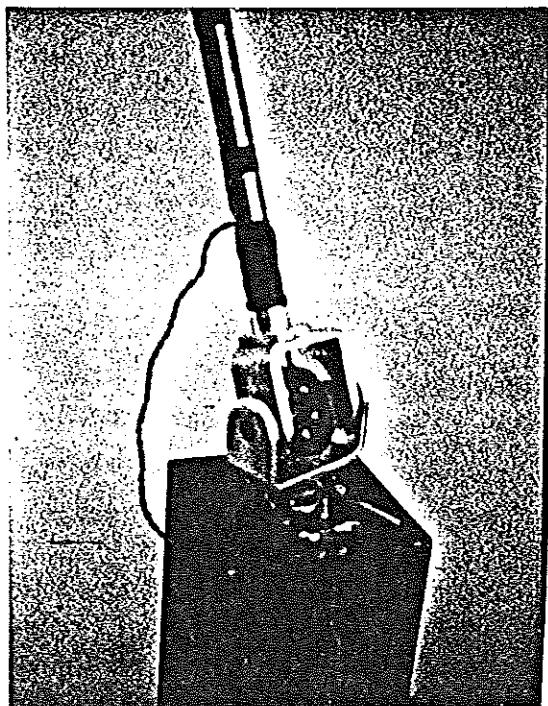
Bilaga 6

Fotografier



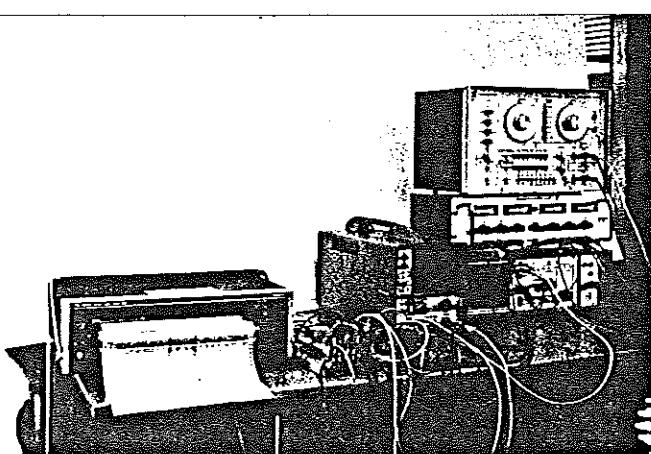
Den mekaniska delen av processen.

Översiktsbild.



Pendelled med vinkelväxel.

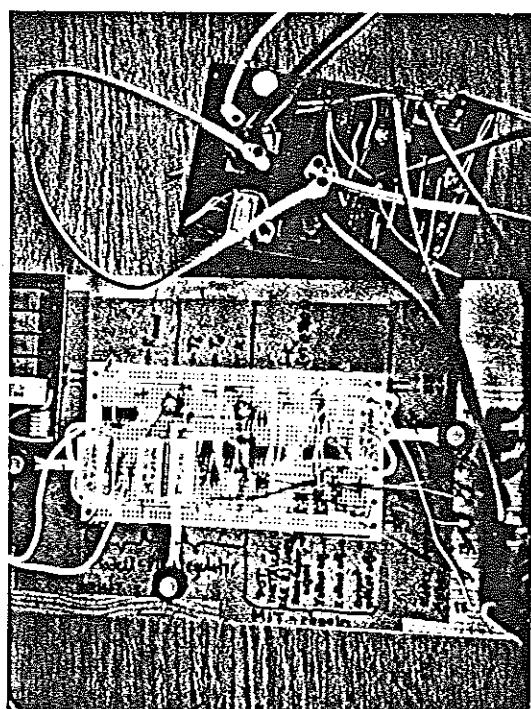
Ändlägesbrytare med stoppinne.



Den elektriska delen av processen.

Från vänster syns: skrivare, regler-

krets, oscilloskop, funktionsgenerator för φ_{ref} , spänningsaggregat samt rack innehållande effektförstärkare, tachometerförstärkare och encodersignalens omvandlingskrets.



De s.k. experimentkorten.

Övre: MIT-regel-styrda P-regulatorn exkl. effektförstärkare.

Nedre: Referensmodell, PID-regulator, MIT-regeln.

