

ANALYS AV MARGOLIS LEONDES
ADAPTIVA REGLERSYSTEM

HANS SKOOG

Rapport RE - 21 okt. 1967

Några olika adaptiva reglersystem

av

Hans Skoog.

Innehållsförteckning.

Kapitel I Inledning.

I: 1 Definition.

2. Exempel på metoder att eliminera omgivningens inverkan.
 - a. Eliminering med hjälp av hög förstärkning.
 - b. Sperry Själv-adaptiva kontrollsystem.
 - c. Minneapolis - Honeywells system.
 - d. M.J.T - metoden.
 - e. Margolis - Leondes system
 - f. "Liapounov redesign" (ent. P.C. Parks)

Kapitel II Margolis - Leondes system.

II: 1. Inledning.

2. Justeringslogikens uppbyggnad.
3. Applicering på modell av fysikalisk process.
4. Undersökning av LM egenstaper (på analogi-maskin)
5. Stabilitetsanalys [med $f(e, \dot{e} \dots) = e^2$] av följeservo.
6. Stabilitetsanalys [med $f(e, \dot{e} \dots) = (e + q\dot{e} + r\ddot{e})^2$] av följeservo.

Kapitel III "Liapunov redesign" (enl. P.C. Parks)

- III: 1. Exempel (ett andra ordningens system)
2. När går det att undvika användningen av $\dot{e}, \ddot{e} \dots$?
3. Applicering på modell av fysikalisk process.
4. Kommentarer

Appendix.

Kapitel I.

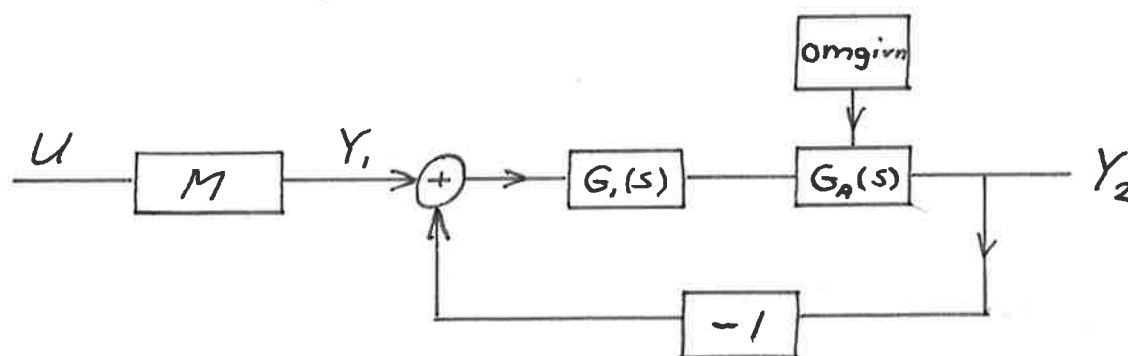
I:1

Definition: Med ett adaptivt regelsystem menas ett system, som kan ändra sina parametrar genom att inom systemet mäta, lösa ut och utföra en justering för att anpassa sig efter av omgivningen ändrade parametervärden.

Exempel: Vid styrning av flygplan i varierande hastighet och höjd ger ett visst roderutslag ej samma ändring av färdriktningen i olika situationer. Med ett adaptivt regelsystem kan man eliminera omgivningens (här bl.a. hastigheten och höjden) inverkan, så att ett roderutslag alltid ger samma verkan. (eller eventuellt annan önskad verkan).

I:2 Exempel på metoder att eliminera omgivningens inverkan.

a. Eliminering med hjälp av hög förstärkning.



M = Modellfilter

G_A = Reglerat element.

Fig. 1.

Y_1 är den önskade utsignalen på reglersystemet.
Fig. 1 ger:

$$\frac{Y_2}{Y_1} = \frac{G_1 G_A}{1 + G_1 G_A}$$

Man vill att $\frac{G_1 G_A}{1 + G_1 G_A}$ skall vara ≈ 1 ,

dvs. $Y_2 = Y_1 = Y$

Detta fås om $G_1(s) \cdot G_A(s) \gg 1$.

Vidare gäller:

$$\frac{Y_2}{\text{störning}} = \frac{G_A}{1 + G_1 G_A} \approx \frac{1}{G_1} \quad \text{om } G_1 G_A \gg 1.$$

Det verkar som problemet endast är att få förstärkningen (G_1) tillräckligt stor! Insignalen på modellen ger den önskade utsignalen, ty loopen är överföringsmässigt ≈ 1 om G_1 ger hög förstärkning. Störningarna från omgivningen kommer samtidigt att inverka mycket lite.

Allt skulle fungera bra om man kan ha hög förstärkning och samtidigt få systemet stabilt! Stabiliteten måste alltså undersökas och den ger en övre gräns för G_1 's förstärkning.

b. Sperry Själv-Adaptiva Kontrollsystem.

Detta system ger så hög förstärkning som är möjlig med bibehållen stabilitet. Principen är

att man skickar in en "liten" puls på systemet och räknar antalet övergångar den ger upphov till. Om det blir många övergångar betyder det att systemet ligger nära stabilitetsgränsen och en justeringslogik sänker förstärkningen (G_1) något. Vid få övergångar ökas förstärkningen (G_1) istället. Se fig. 2.

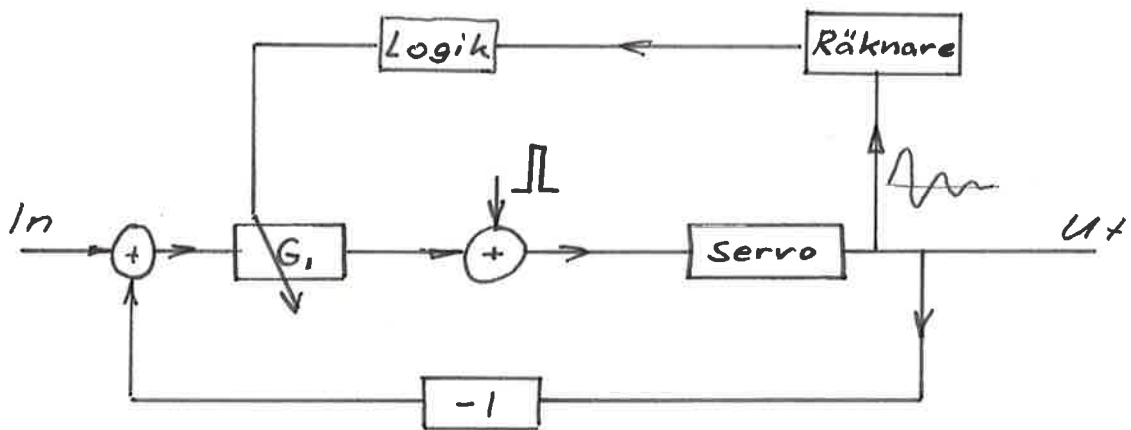


Fig. 2

c. Minneapolis - Honeywell's system.

Den stora förstärkningen har åstadkommits med hjälp av ett relä. Reläet är följt av en limiter vilket medför att små signaler får hög förstärkning och stora signaler lägre. (se fig 3)
 Det kan visas att detta system alltid är stabilt.
 (Se närmare examens arbete av Rolf Syding LTH)

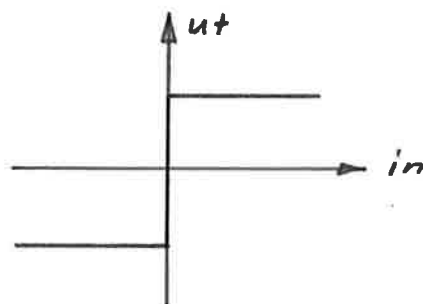
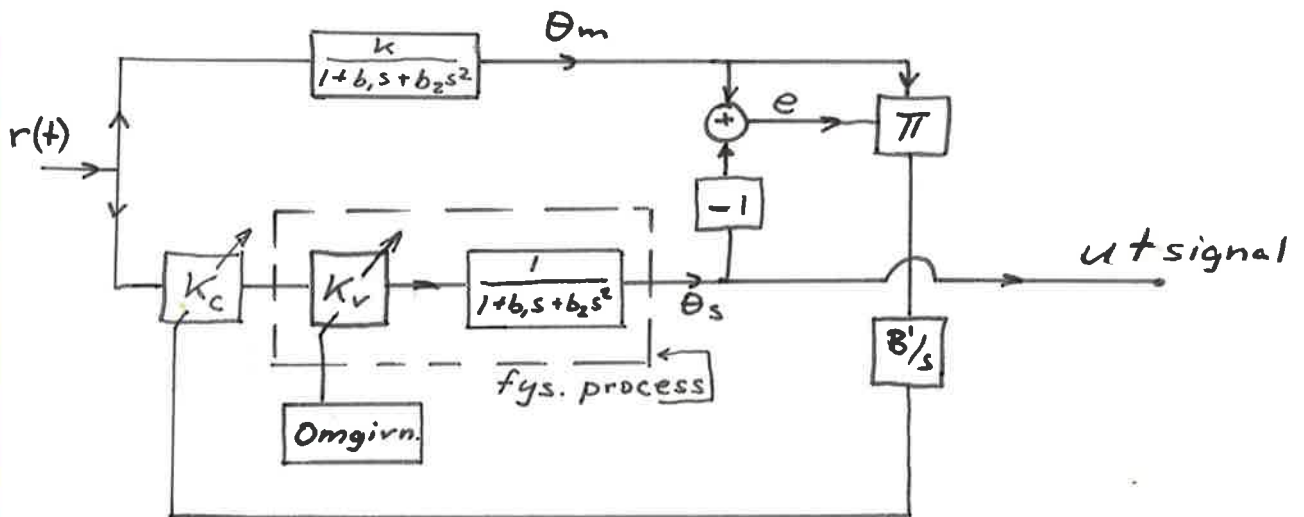


Fig 3.

d. M.I.T. metoden.

M.I.T. - metoden justerar förstärkningen så att ett felkriterium blir uppfyllt, den arbetar alltså efter en annan princip än de förut beskrivna.



$\frac{k}{1+b_1s+b_2s^2}$ = modell med önsket värde på $k_c \cdot k_v$

$r(t)$ = styrsignal

Fig. 4.

M.I.T. regeln är baserad på minimering av $\int e^2 dt$ som ger $K_c = -Be \frac{de}{dK_c} = -\frac{B}{2} \frac{de^2}{dK_c}$

K_c ändras tydligen så att e^2 hela tiden minskas.

I fig. 4 är ett andra ordningens system uppritat, vi skall titta lite närmare på systemets stabilitet.

Ur fig 4 fås

$$\begin{cases} b_2 \ddot{e} + b_1 \dot{e} + e = (K - K_v K_c) r(t) \\ \dot{K}_c = B' e \Theta_m \\ b_2 \ddot{\Theta}_m + b_1 \dot{\Theta}_m + \Theta_m = K r(t) \end{cases}$$

Antag att $r(t) = R = \text{konstant}$.

Och att jämviktsläget är

$$\Theta_m = KR$$

$$\Theta_s = K_v K_c (0)$$

$$\left. \begin{array}{l} \Theta_m = KR \\ \Theta_s = K_v K_c (0) \end{array} \right\} \Rightarrow$$

$$b_2 \ddot{e} + b_1 \dot{e} + e = - (K_v R) (B' e KR) \iff$$

$$b_2 \ddot{e} + b_1 \dot{e} + e + K K_v B' R^2 e = 0$$

Routh-Hurwitz test ger stabilitetsvillkoret:

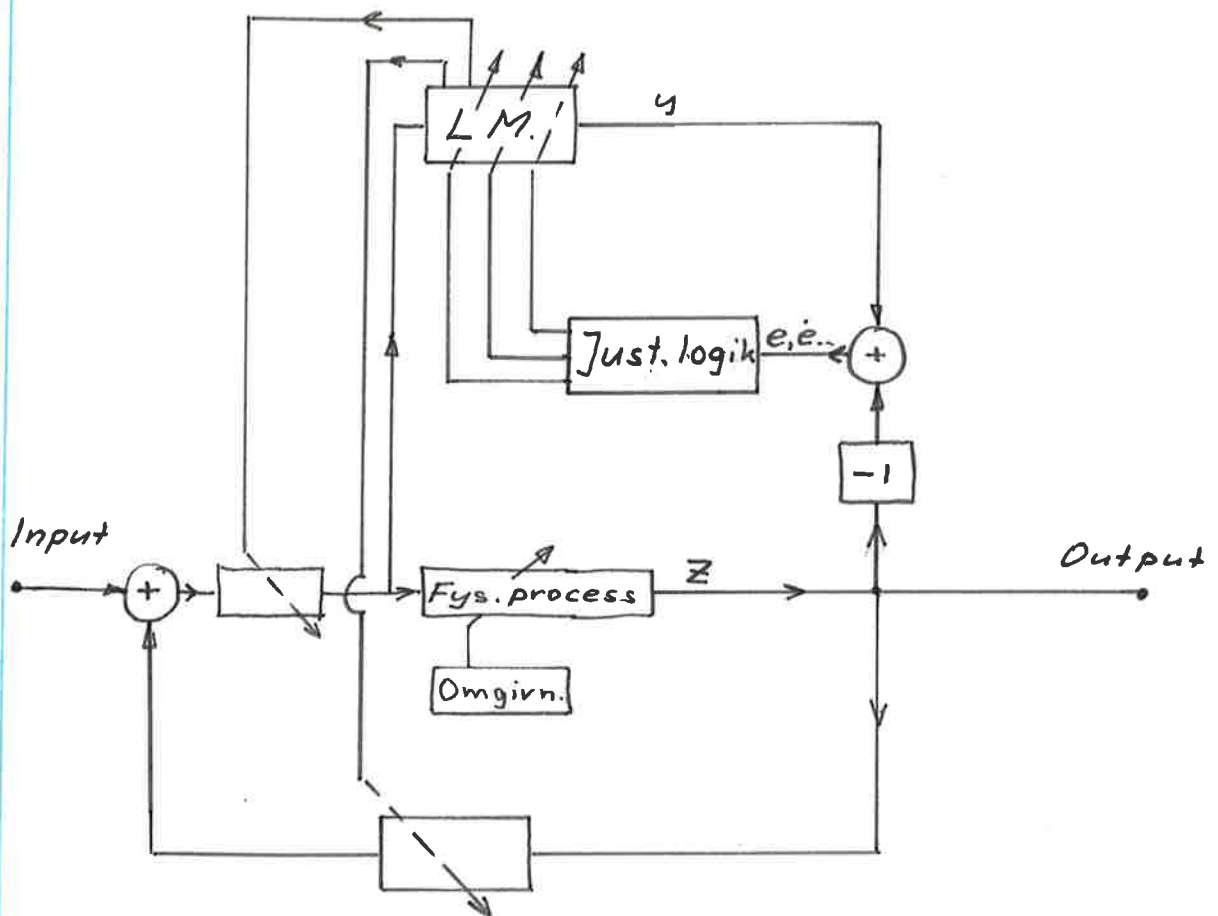
$$K K_v B' R^2 < \frac{b_1}{b_2}$$

Av detta exempel kan man se att M.I.T.-system leder till svåra stabilitetsanalyser (speciellt om $r(t)$ ej är konstant).

e. Margolis - Leondes system.

Margolis - Leondes system liknar mycket det förut beskrivna M.I.T.-systemet och kan väl sägas vara en vidareutveckling av detta.

Funktions sättet är i korthet följande: Man låter samma signal, som går in på den fysikaliska processen (t.ex. en autopilot), gå in på en s.k. "lärande modell". De båda utsignalerna jämföres, felet (e) och ev. dess tidsderivator (\dot{e} , \ddot{e} ...) införes i en justerande logik, som ändrar parameter värdena i den "lärande modellen" på sådant sätt att en given felfunktion minskar. Man kan använda många olika typer av felfunktioner, men här användes $f(e, \dot{e}, \ddot{e}, \dots) = (e + q\dot{e} + r\ddot{e} \dots)$ där e är skillnaden mellan de båda utsignalerna och q och r är viktskoefficienten. Då man känner parametrarna i den "lärande modellen" låter man en justeringslogik reglera modell, återkoppling och förstärkning så att systemet uppför sig optimalt i någon mening. (Se fig. 5.)



LM = Lärande modell

Fig 5

Margolis - Leondes system (liksom M.I.T.-metoden) fordrar en stabilitets undersökning, som för ett godtyckligt $m(t)$. Kan vara mycket svår att genomföra.

f. Liapunov redesign (enl. P.C. Parks.)

En alternativ metod till de tidigare nämnda "modellreferensmetoderna", som fordrade komplicerade stabilitetsanalyser, är Liapunov metoden. Denna garanterar stabilitet för alla insignaler, tillåter hög förstärkning i de adaptiva återkopplingarna och medför också ofta förenkling av dessa. Principen är i korthet att man bildar en funktion V

$$V = Q + \lambda x^2 \geq 0 \text{ för } \|e, \dot{e}, \dots, x\| \neq 0$$

där Q är en kvadratisk form av felet och dess derivator,

$$x = K - K_v \cdot K_c \quad (\Rightarrow \dot{x} = -K_v K_c) \quad (\text{Def i fig 4.})$$

och $\lambda = \text{godtycklig konstant} > 0$.

$$\text{Bildra } \frac{dV}{dt} = \dot{Q} + 2\lambda x \dot{x} = \dot{Q} - 2\lambda x K_v K_c.$$

Genom att reglera K_c på sådant sätt att $\frac{dV}{dt}$ blir neg. semidefinit fås att $x=0$ blir en stabil lösning till systemet. Problemet är nu hur vi skall reglera K_c för att få detta uppfyllt. Mer om detta följer i kap III

Kapitel II.

Margolis - Leondes system.

II:1

Inledning.

Den principiella uppbyggnaden framgår av fig. 5. Man antar att den fysikaliska processen kan beskrivas av en lineär differentialekv. och därav följer att även den lärande modellen (LM) bör ha samma utseende. Omgivningen påverkar utseendet på den fysikaliska processen. Med hjälp av en justeringslogik önskar vi anpassa LM efter den fysikaliska processen så att båda uppför sig på samma sätt. Låt oss undersöka hur vi skall bygga upp justeringslogiken.

II:2

Justeringslogikens uppbyggnad.

Parametrarna i den lärande modellen (LM) skall ändras av justeringslogiken så att modellen uppför sig som processen. Den fysikaliska processen kan beskrivas av en linjär differentialekvation med tidsberoende koefficienter.

$$\textcircled{1} \quad \sum_{i=0}^n a_i(t) \frac{d^i z}{dt^i} = \sum_{i=0}^m b_i(t) \frac{d^i m(t)}{dt^i} \quad m < n$$

Den "lärande modellen" kommer att vara en uppkoppling på analogmaskin eller en i systemet inbyggd "datamaskin", som ger en

ekvation av samma form som (1)

$$\textcircled{2} \quad \sum_{i=0}^{n'} \alpha_i \frac{d^i y}{dt^i} = \sum_{i=0}^{m'} \beta_i \frac{d^i m(t)}{dt^i} \quad m' < n'$$

Om $n = n'$ och $m = m'$ kommer α_i och β_i att justeras mot a_i resp. b_i .

I ett allmänt fall är systemet kanske ej linjära men här begränsas studierna till linjära differentialekvationer. Om $n \neq n'$ och $m \neq m'$ så är alltid $n > n'$ och $m > m'$. Om den "lärande modellen" är av lägre ordning än den fysikaliska processen kommer dock ej $\alpha_i \rightarrow a_i$ och $\beta_i \rightarrow b_i$. I följande diskussion kommer dock den "lärande modellen" och den fysikaliska processen att vara av samma ordning. Parametrarna justeras efter följande regel: (jämför M.I.T.-regeln.)

$$\textcircled{3} \quad \frac{d\alpha_j}{dt} = -K \frac{\partial f(e, \dot{e}, \ddot{e}, \dots)}{\partial \alpha_j}$$

I ett system med $n+m$ parametrar fås $n+m$ ekvationer av typ 3. Det är viktigt att den använda följfunktionens har ett minimum då α_i och β_i antar önskade värden.

Det inses lätt att

$$(4) \quad f(e, \dot{e}, \ddot{e}) = (e + q\dot{e} + r\ddot{e} \dots)^2$$

uppfyllt detta krav.

Felfunktionens partiella derivator med avseende på de $n+m$ parametrarna kan inte fås i verklig tid, fy tiden kan ej hållas konstant. Vi måste därför approximera.

Derivering av ekv. 4. med avseende på α_j ger.

$$(5) \quad \frac{\partial f}{\partial \alpha_j} = 2(e + q\dot{e} + r\ddot{e} \dots) \left(\frac{\partial y}{\partial \alpha_j} + q \frac{\partial \dot{y}}{\partial \alpha_j} + r \frac{\partial \ddot{y}}{\partial \alpha_j} \dots \right)$$

Under förutsättning att den fysikaliska processen ändrar sig långsamt i jämförelse med justeringshastigheten.

$$\text{Dvs.} \quad \frac{\partial z}{\partial \alpha_j} = \frac{\partial z'}{\partial \alpha_j} = \dots = 0$$

En approximation av $\frac{\partial y}{\partial \alpha_j}$, $\frac{\partial \dot{y}}{\partial \alpha_j}$, \dots , $\frac{\partial y}{\partial \beta_k}$, \dots

erhålles genom att derivera ekv. 2 med avseende på α_j

$$(6) \quad \frac{\partial \left[\sum \alpha_i \frac{d^i y}{dt^i} = \sum \beta_i \frac{d^i m}{dt^i} \right]}{\partial \alpha_j} = \sum_{i=0}^n \left[\alpha_i \frac{d^i u_j}{dt^i} \right] + 1 \cdot \frac{d^j y}{dt^j} = 0$$

$$\text{där } u_j = \frac{\partial y}{\partial \alpha_j}$$

och

⑦

$$\frac{\partial \left[\frac{d^2 m}{dt^2} \right]}{\partial \beta_x} = \sum_0^n \alpha_i \frac{d^i v_x}{dt^i} = \frac{d^2 m}{dt^2}$$

$$\text{där } v_x = \frac{\partial y}{\partial \beta_x}$$

Ur ekv. 6+7 fås $\frac{\partial y}{\partial \alpha_j}$, $\frac{\partial \dot{y}}{\partial \alpha_j}$... och

$\frac{\partial y}{\partial \beta_x}$, $\frac{\partial \dot{y}}{\partial \beta_x}$... Varpå logiken kan kopplas

upp. (se vidare följande modell av fysikalisk process.)

II:3

Applicering på modell av fysikalisk process.

Vi skall undersöka en modell av en tänkt fysikalisk process enligt fig. 6

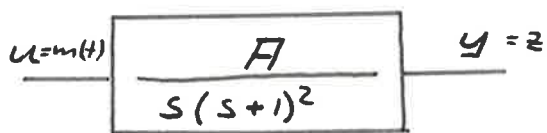


fig. 6.

A kan variera en faktor 10 i vardera riktningen. Det är önskvärt att hålla utsignalen (y) så lik insignalen som möjligt, därför återkopplas systemet på vanligt sätt enligt fig 7.

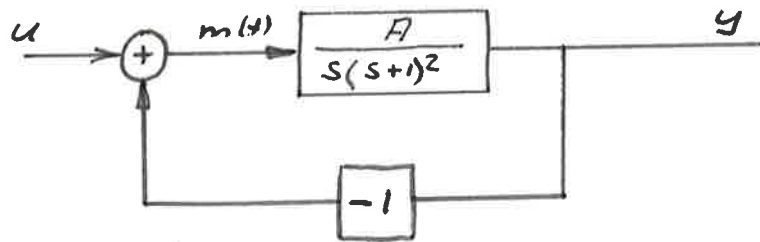


fig. 7.

Systemet blir stabilt för $0 \leq A < 2$, vilket t. ex framgår av rotort kurvan enligt fig 8

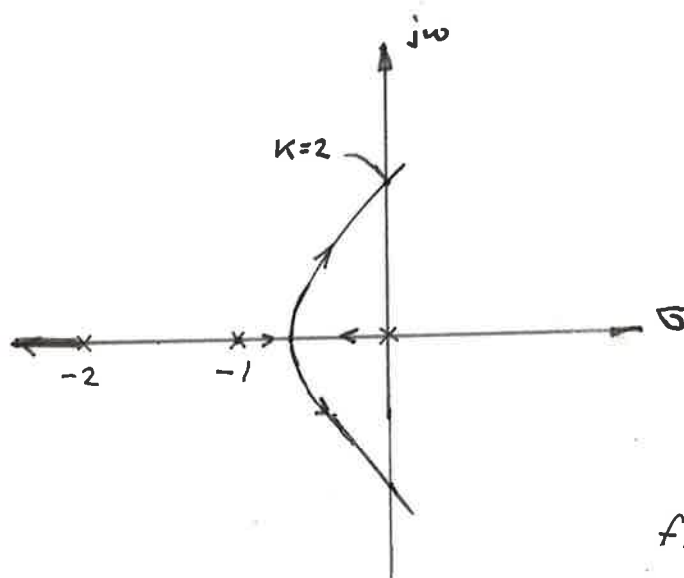


fig 8.

Detta bekräffas också av undersökning på analogmaskin enligt diagram 1.

Om brus tänkes komma in i systemet enligt fig 9.

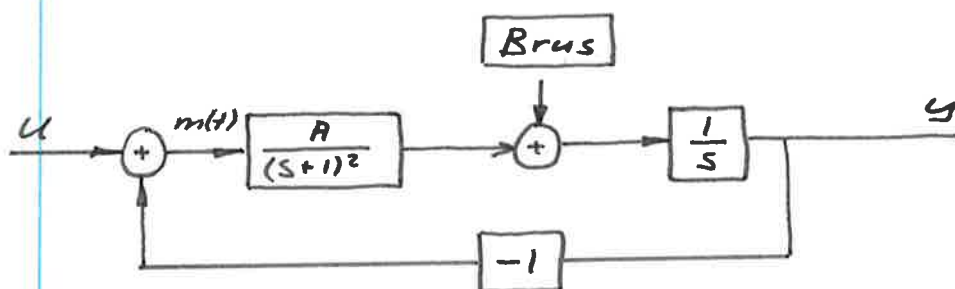


fig 9.

finner man att utsignalens varians blir:

$$E\{y^2\} = \frac{2+3A}{2A(2-A)} = f(A)$$

Denna funktion har minimum då $A = \frac{2}{3} \approx 0,667$
 $\Rightarrow f_{\min} = 2,25$ Se fig 10.

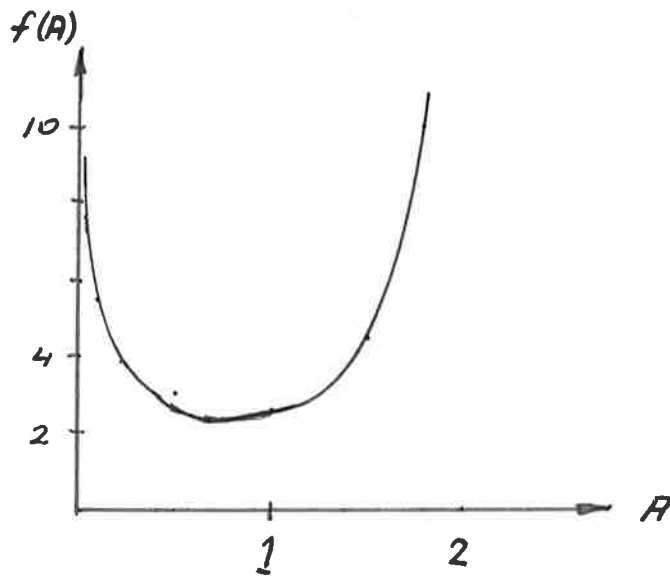


fig 10.

Det är möjligt att välja A så att systemet blir stabilt trots en variation med en faktor 10 i vardera riktningen. Välj t. ex $A = 0,19$, som ger att A varierar mellan 1,9 och 0,019. Som framgår av fig 10 kommer utsignalens varians då tidvis att bli stor. Det förefaller således attraktivt att ha ett system som automatiskt skulle kunna anpassa förstärkningen så att man i samtliga fall skulle ligga nära det optimala värdet $A = 0,667$.

Vi skall här försöka få en anpassning av A med hjälp av Margolis och Leondes metod. Vid beräkningarna bortser vi från bruset.

Den fysikaliska processen enligt fig 6 kan omstrivas

$$\textcircled{8} \quad \ddot{z} + 2\dot{z} + z = A m(t)$$

Dvs. i ekv. 1 blir $a_0 = 0, a_1 = 1, a_2 = 2, a_3 = 1$
 $b_0 = A$

Lärande modellen antages också vara av 3:e ordningen enligt fig 11.

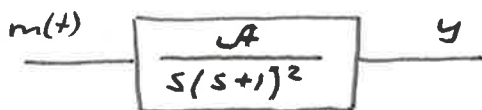


fig 11

$$\textcircled{9} \quad \text{fig 11} \Leftrightarrow \ddot{y} + 2\dot{y} + y = A m(t)$$

Dvs i ekv. 2 blir $\alpha_0 = 0, \alpha_1 = 1, \alpha_2 = 2, \alpha_3 = 1$
 $\beta_0 = A$

Den parameter som kan ändras av omgivningen är alltså b_0 och β_0 skall justeras.

Justeringen skall ske enligt ekv. 3

$$(10) \quad \frac{d\beta_0}{dt} = \frac{dJ}{dt} = -k \frac{df(e, \dot{e}, \ddot{e} \dots)}{d\beta_0}$$

Vi antar att e , \dot{e} och \ddot{e} är tillgängliga för mätning och använder fel funktionen

$$(11) \quad f(e, \dot{e} \dots) = (e + g\dot{e} + r\ddot{e})^2$$

$$e = y - z \Rightarrow \dot{e} = \dot{y} - \dot{z} \Rightarrow \ddot{e} = \ddot{y} - \ddot{z}$$

Ekv 10 och 11 ger

$$(12) \quad \frac{dJ}{dt} = -2k(e + g\dot{e} + r\ddot{e})(v_0 + g\dot{v}_0 + r\ddot{v}_0)$$

$$\text{Där } v_0 = \frac{dy}{d\beta_0} = \frac{\partial y}{\partial \beta_0} \quad (\text{jfr ekv 7})$$

$$(13) \quad \text{Ekv 7 ger } \alpha_0 v_0 + \alpha_1 \dot{v}_0 + \alpha_2 \ddot{v}_0 + \alpha_3 \ddot{\ddot{v}}_0 = m(t)$$

Eller med insatta värden: ($v_0 = v$)

$$(14) \quad \ddot{v} + 2\dot{v} + v = m(t) \Leftrightarrow$$

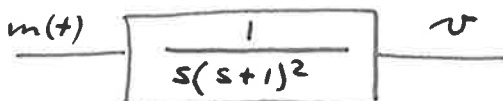


fig 12

II:4 Undersökning av LM egenskaper (på analogmaskin)

Då vi nu känner justeringslogikens samtliga komponenter, kan vi bygga upp vårt adaptiva system på analogmaskin enligt figur 13. Jämför fig 5.

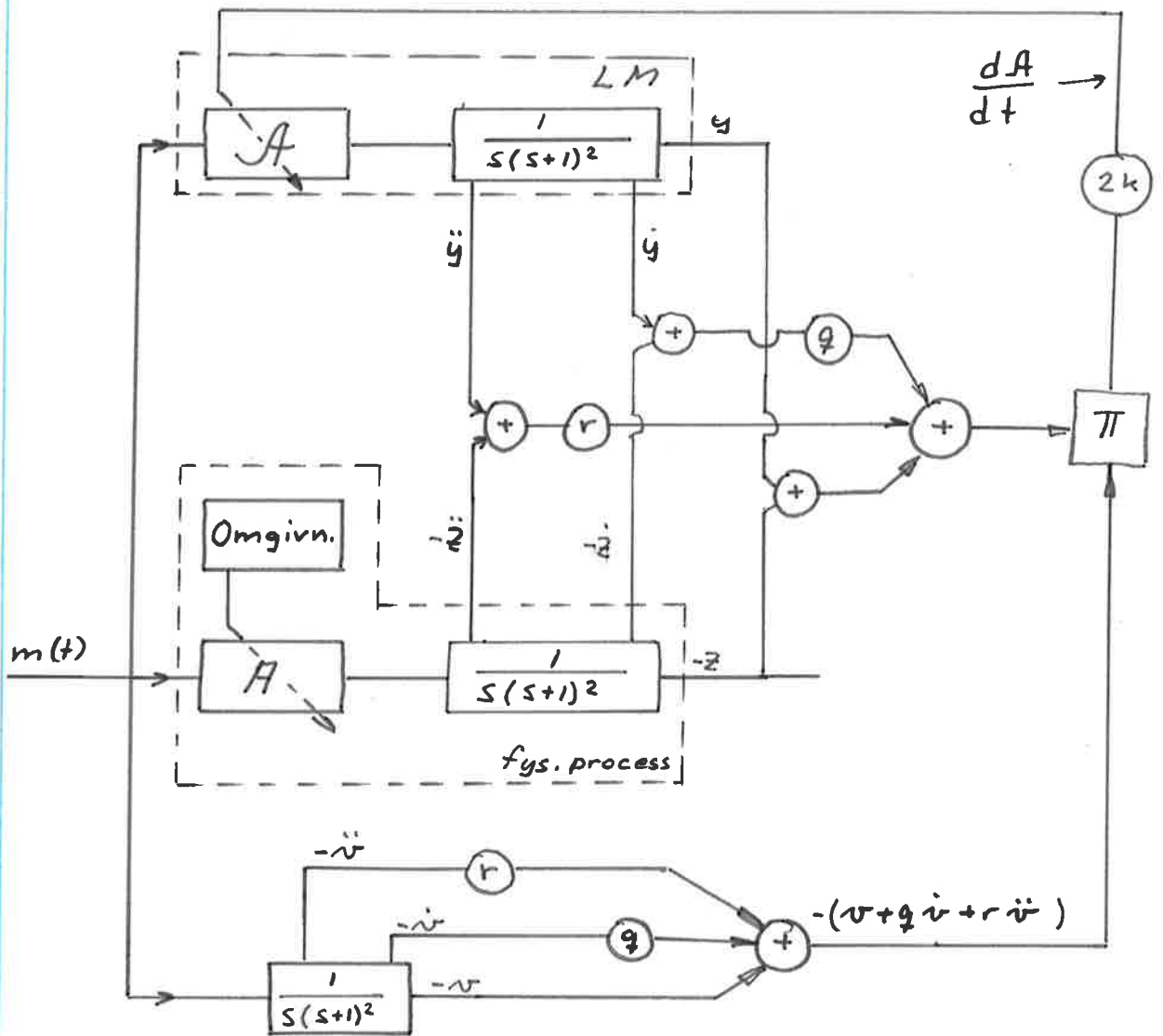


fig 13

Närmast gäller det att bestämma lämpliga värden på k , g och r så att justeringslogiken fungerar bra.

I diagram 2 upptogs justeringsförloppet för fixt $k (= 0,05)$ och $g=r$ varierades. A sattes ^{till} $1,00$ och $A(t=0)$ till $0,667$.

Av kurvorna framgår bl.a.:

1) om $g=r \geq 2$ så är insvängningsförloppet hela tiden stabilt.

2) då $g=r < 1,5$ är förloppet först instabilt men blir senare stabilt.

D.v.s. för $k=0,05$ bör $g=r$ väljas > 2

Då det är föga troligt att man har utsignalens 2:a derivata tillgänglig för mätning på en fysikalisk process (och då den är svår att rekonstruera), vore det bra om vi kunde sätta $r=0$.

I diagram 3 hölls därför $g = \text{konstant} = 4$ och endast r varierades. Det visade sig att

3) r måste väljas större än 2 då $g=4$.

Om r valdes < 2 startade först ett stabilt förlopp men efter en stund blev systemet instabilt. (Se spec. kurvan längst ner i diagram 3). Som ett lämpligt värde valdes $g=4$, $r=4$ för att man ej skulle ligga för nära de funna stabilitetsgränserna.

I diagram 4 undersöktes hur k inverkar på justeringsförloppet. Någon inverkan på stabiliteten kunde ej upptäckas då k låg i intervallet $0,005 - 15$. Då k är stor sker insvängningen med högre frekvens och man får fler överslängar än vid litet k .

Diagram 5 visar justeringsförloppet vid olika A -värden då $A(t=0) = 0,667$ för $k=0,05$ och $g=r=4$. Man kan avläsa överslängan till $\approx 60\%$ och insvängningstid (för $p=0,05$) till ≈ 8 sek.

Enligt förutsättningarna skall A ändra sig långsamt i förhållande till insvängningshastigheten. I diagram 5 ändras A med ett steg från $0,667$ till ett nytt värde. I en fysikalisk process ändrar sig A succesivt, där gjordes försök med en mer realistisk ändring av A . Diagram 6 visar ett sådant försök. Något som inverkade på tidigare undersökningsresultat kom ej fram.

Sammanfattning: Med konstant insignal $[m(t)]$ har experimentellt undersökts vilka värden på g, r och k , som är lämpliga för att få ett önskat justeringsförlopp.

Att tänka sig konstant insignal $[m(t)]$ vid ett återkopplat följeservo är dock helt

orealistiskt, mera likt verkligheten vore en dämpad sinussvängning eller något liknande. De problem med stabiliteten som uppkom vid återkopplat system enligt fig 14 var därför ej oväntade. Varken med u lika med steg eller sinussignal kunde systemet fås stabilt. Vi skall därför undersöka stabiliteten analytiskt.

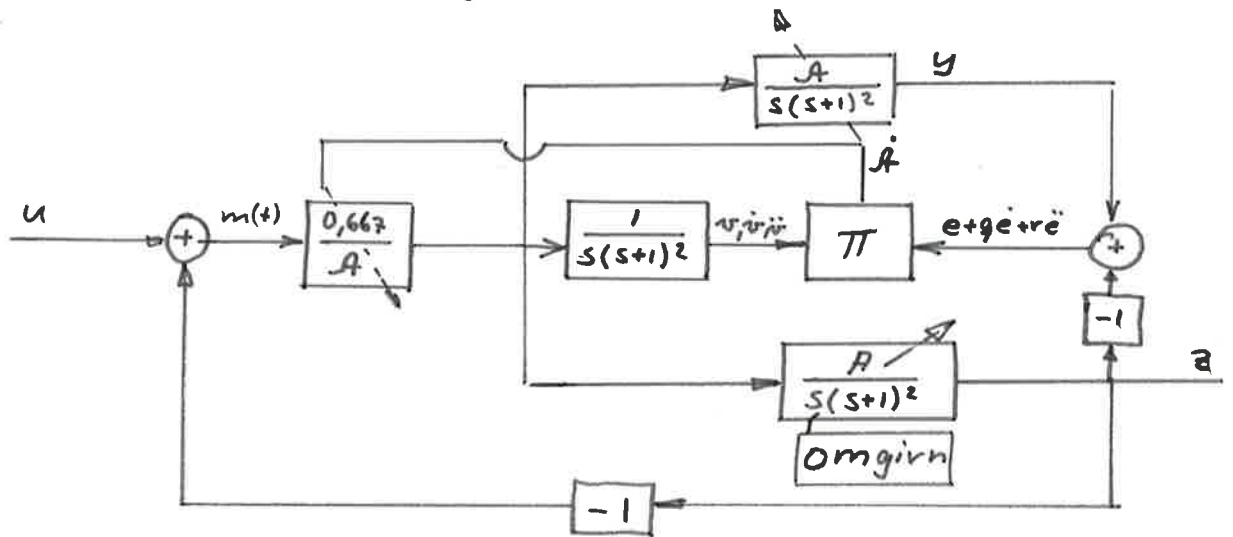


fig 14

II:5

Stabilitetsanalys [med $f(e, \dot{e}, \dots) = e^2$] av följeservo.

För enkelhets skull sätter vi först

$$q=r=0 \Rightarrow f(e, \dot{e}, \dots) = e^2,$$

$$\text{Då } e = y - z \text{ ger ekv (9) - ekv (8)}$$

$$(15) \quad \ddot{e} + 2\dot{e} + e = (A - R) m(t)$$

$$(16) \quad \dot{A} = -k \frac{\partial f(e, \dot{e}, \dots)}{\partial A} = -2ke v. \quad (16) \text{ fås ur ekv (12)}$$

$$(17) \quad \ddot{v} + 2\dot{v} + v = m(t)$$

ekv 15, 16, 17 bestämmer justeringsförloppet.

Antag för enkelhets skull att $m(t) = \text{konstant} = M$.

Derivering av ekv 15 ger då, om $\frac{\partial A}{\partial t}$ anses vara noll, (Dvs att det fysikaliska systemet ändrar förstärkningen A mycket långsamt i förhållande till justeringshastigheten.)

$$(18) \quad \ddot{e} + 2\dot{e} + e = \dot{A} \cdot M = -2kMe \cdot v$$

Undersök jämviktsläget $e=0$ och $\dot{v}=M$

Jämviktsläge ty $e=0 \Rightarrow \dot{A}=0$, Det är en

intressant punkt ty $e=0 \Rightarrow \dot{e}=0 = \ddot{e} = \ddot{e} = e \left. \vphantom{\begin{matrix} \dot{e}=0 \\ \ddot{e}=0 \\ \ddot{e}=0 \\ e=0 \end{matrix}} \right\} \Rightarrow A-A=0$
 $M \neq 0$

Sätt $\dot{v} = \psi \Rightarrow$ ekv 17 övergår till

$\ddot{\psi} + 2\dot{\psi} + \psi = M$ som har en stabil lösning

$\psi = M = \dot{v} \Rightarrow v = C_0 + Mt$.

Ekv 18 blir nu efter omskrivning

$$(19) \quad \ddot{e} + 2\dot{e} + e + C_1 e = 0 ; \text{ där } C_1 = 2kM[C_0 + Mt]$$

Att ekv 19 är instabil för alla k, M och t visas enkelt genom Routh-Hurwitz test.

Routh's tabla för ekv 19 blir

1	1	C_1
2	0	0
1	C_1	
$-2C_1$	0	
C_1		

Om C_1 är positiv eller negativ är utan betydelse, det blir en teckenväxling \Rightarrow ekv 19 har en rot i HHP, dvs den är instabil. Resultatet är helt i överensstämmelse med de experimentella försöken i II:4.

II:6 Stabilitetsanalys [med $(e, \dot{e}, \dots) = (e + q\dot{e} + r\ddot{e})^2$] av följeservo.

Som tidigare fås med $m(t) = M$

$$\begin{cases} \ddot{e} + 2\dot{e} + e = (A - A)M \\ \ddot{v} + 2\dot{v} + v = M \\ \text{ekv 16} \Rightarrow \dot{A} = -2k(e + q\dot{e} + r\ddot{e})(v + q\dot{v} + r\ddot{v}) \end{cases}$$

Samma jämviktsläge som tidigare undersökes

$$\text{dvs } e=0 \Rightarrow \begin{cases} \dot{A} = 0 \\ A - A = 0 \end{cases} \quad \dot{v} = M \Rightarrow v = C_0 + M \cdot t$$

antag $C_0 = 0$ (Det är ej nödvändigt men det förenklar räkningarna.)

Derivering av ekv 15 och insättning ger:

$$\ddot{e} + 2\dot{e} + e + 2k(e + q\dot{e} + r\ddot{e})(v + q\dot{v} + r\ddot{v})M = 0$$

$$\textcircled{20} \Leftrightarrow \ddot{e} + 2\dot{e} + \underbrace{\left[1 + 2kM^2r(t+q) \right]}_U \ddot{e} + \left[2kM^2q(t+q) \right] \dot{e} + \left[2kM^2(t+q) \right] e = 0$$

Lösningens stabilitet undersökes med hjälp av Routh's tabla

1	$1 + ru$	u
2	$q \cdot u$	0
$1 + ru - \frac{q \cdot u}{2}$	u	
$q \cdot u - \frac{2u}{1 + ru - \frac{q \cdot u}{2}}$	0	
u		

Ingen teckenväxling \Leftrightarrow

(21) $u > 0$ för alla t .

(22) $1 + r \cdot u - \frac{q \cdot u}{2} > 0$

(23) $q \cdot u - \frac{2u}{1 + r \cdot u - \frac{1}{2} q \cdot u} > 0$

Ekv 21 $\Rightarrow 2kM^2(q+t) > 0 \Rightarrow k > 0$

Ekv 22 $\Rightarrow 2 + 2r[2kM^2(q+t)] > q[2kM^2(q+t)]$

$\Leftrightarrow 2 + (2r - q)[2kM^2(q+t)] > 0$

Villkoret gäller för alla t om $2r \geq q$,
men om $2r < q$ infinner sig med tiden
instabilitet.

$$\text{Ekv 23} \Rightarrow q > \frac{2}{1+r \cdot u - \frac{q \cdot u}{2}} \quad (+y \quad u > 0)$$

Om vi antar att villkoret i ekv. 22. är uppfyllt fås

$$2q + 2qr \cdot u - q^2 u > 4$$

$$q \left[2 + (2r - q)u \right] > 4$$

$> 0 \Rightarrow \underline{q > 0} \text{ då } 2r \gg q \Rightarrow \underline{r > 0}$

Antag att $q = r$ följande villkor fås då

$$q^2 \cdot [2 + M^2(1+q)] + 2q > 4$$

$$\text{Sätt } 2kM^2 = 2 \cdot 0,05 \cdot 1^2 = 0,10$$

(= de värden som finns i diagram 2)

Detta ger

$$y = q^3 + q^2 t + 20q - 40 > 0$$

Dvs om $y > 0$

så är lösningen stabil.

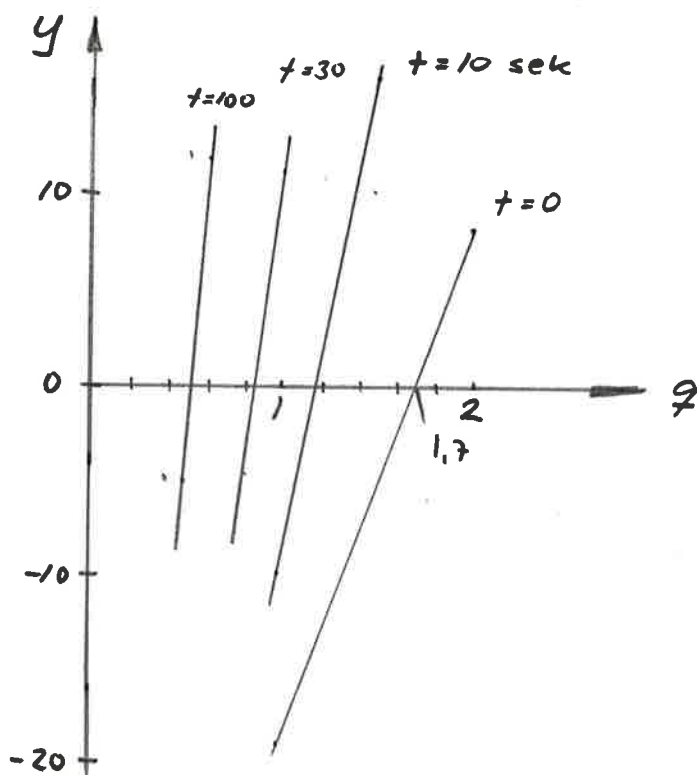


fig 15

Av fig 15 framgår att då $q=r$ väljes mindre 1,7 (för $2kM^2 = 0,10$) blir justeringsförloppet först instabilt men efter en stund stabilt.

Om man vill ha ett stabilt justeringsförlopp för alla t bör $q=r$ väljas större än 1,7.

Sammanfattning:

$$\left\{ \begin{array}{l} q > 0 \\ r > 0 \\ 2r \geq q \\ \text{om } r=q \text{ och } 2kM^2 = 0,100 \Rightarrow q > 1,7. \end{array} \right. \quad m(t) = \text{konstant} = M.$$

En jämförelse med experimenten på analogi-maskin visar att dessa bekräftar ovan funna stabilitetsvillkor. Speciellt villkoret $2r \geq q$ framgår av diagram 3. Resultatet redovisat i fig 15 överensstämmer med diagram 2.

Analysen är genomförd med $m(t) = \text{konstant}$, att genomföra den med ett mer realistiskt värde på $m(t)$ (t.ex. en dämpad sinussignal) låter sig inte göras så lätt. Därför kan vi inte bestämma stabilitetsvillkoren analytiskt för det återkopplade systemet enligt fig 14.

Experimentellt kunde det återkopplade systemet ej fås stabilt som tidigare nämnts. Det är troligt att Margolis-Leondes metod i detta fall är instabil, även om det inte har gått att analytiskt bekräfta misstanken. I litteraturen beskrivna adaptiva system lösta med Margolis-Leondes metod behandlar justering i nämnaren hos överföringsfunktion av typ:

$$\frac{b_0 + b_1 s + \dots}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots}$$

Någon beskrivning där man använt Margolis-Leondes metod för jämkning av b_0 , som fallet varit här, har jag ej kunnat finna. Det är kanske inte så underligt då den i detta speciella fall mycket liknar modellreferensmetoden, men är mer komplicerad än denna. (D.v.s fordrar fler komponenter för uppbyggnad av justeringslogiken.)

Kapitel III

Liapunov redesign (enl. P.C. Parks)

III:1 Ex.: Vi har tidigare sett hur man angriper ett 2:a ordningens system med M.I.T.-metoden för att anpassa förstärkningen. Se fig 4. Systemet enl. fig 4 är dock inte alltid stabilt. Vi skall här istället se hur man kan använda Liapunovteori för uppbyggnad av justeringslogiken.

Ur fig 4 fås ekv.:

$$\begin{cases} b_2 \ddot{e} + b_1 \dot{e} + e = x r(t) \\ x = k - k_v k_c \\ \dot{x} = -k_v k_c \quad (\text{där } k_v > 0 \text{ och ändrar sig} \\ \text{långsamt i förhållande till } k_c) \end{cases}$$

Bilde funktion (Liapunov-)

$$V = Q + \lambda x^2 \quad (\geq 0)$$

där Q är en kvadratisk form i e och \dot{e} och λ är en godtycklig konstant större än noll.

Parks föreslår att man väljer

$$Q = \frac{b_1}{b_2^2} e^2 + \frac{b_1}{b_2} \dot{e}^2$$

(ty detta val ger ett enkelt uttryck på $\frac{dV}{dt}$)

Man får då

$$\frac{dV}{dt} = \dot{Q} + 2\lambda x \dot{x} =$$

$$= -2 \left(\frac{b_1}{b_2} \right)^2 \dot{e}^2 + 2 \frac{b_1}{b_2} \dot{e} \times r(t) + 2\lambda x \dot{x}$$

Om $\dot{x} = -K_v K_c = -\frac{b_1}{\lambda b_2} \dot{e} \times r(t)$, se över -
går $\frac{dV}{dt}$ till:

$$\frac{dV}{dt} = -2 \left(\frac{b_1}{b_2} \right)^2 \dot{e}^2$$

Vi har tydligen att

V pos. definit

$\frac{dV}{dt}$ neg. semidefinit

$V \rightarrow \infty$ då $\|e, \dot{e}, x\| \rightarrow \infty$

Systemet är stabilt men ej asymptotiskt stabilt. De praktiska konsekvenserna av detta blir att x och e ej går mot noll för vissa insignaler, som kanske önskas.

Detta inses lätt ty om vi väljer $r(t) = 1$ dvs ett steg. Medför detta

$$\dot{x} = -K_v K_c = -\frac{b_1}{\lambda b_2} \dot{e} \cdot 1 \Rightarrow$$

$$K_c = \frac{b_1}{K_v \lambda b_2} e \quad \text{om } e(0) = 0$$

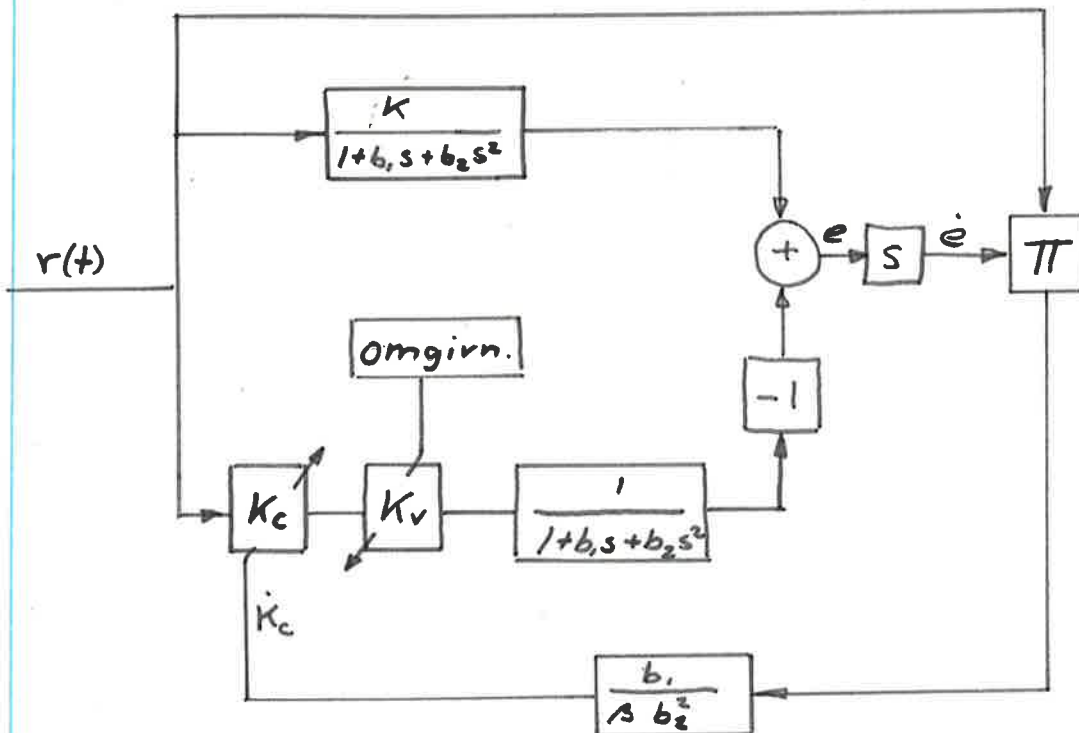
Antag att k_v (som ej är känd) $\neq K$
 då medför detta att

$$x_{ss} = e_{ss} = K_{css} \left(\frac{K_v \lambda b_2^2}{b_1} \right)$$

($e_{ss} = e$ steady-state)

Detta kan dock undvikas om man gör ett annat (och bättre) val av Q , så att $\frac{dv}{dt}$ innehåller både e och \dot{e} .

För de flesta insignaler fungerar systemet på önskat sätt och kopplingsschemat blir som fig 16.



$$\beta = \lambda K_v > 0$$

fig 16

Vi ser att den adaptiva regleringen (i fig 16) innehåller felets derivata. Det är inte alltid man har derivatan tillgänglig för mätning och att rekonstruera den medför ofta praktiska svårigheter. Låt oss därför undersöka under vilka förhållande man inte behöver använda felets derivator i justeringslogiken.

Allmänt gäller att den fysikaliska processen har överföringsekvationen $K_N \frac{q(s)}{p(s)}$, där $p(s)$ har gradtalet n och q $n-1$ eller lägre. Systemekvationerna kan då skrivas som

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \vdots \\ \dot{e}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_n \end{bmatrix} + x \cdot r(t) \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \vdots \\ C_n \end{bmatrix}$$

$$(x = K - K_N K_C)$$

$$\begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \\ \ddot{e} \\ \vdots \end{bmatrix}$$

Om $p(s) = a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots + s^n$ fås

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -a_0 & -a_1 & \dots & -a_{n-1} & 0 \end{bmatrix}$$

Sök nu en Liapunovfunktion

$$V = e^T P e + \lambda x^2 \quad (P \text{ symmetrisk}) \Rightarrow$$

$$\frac{dV}{dt} = e^T (PA + A^T P) e + 2e^T P C x r(t) + 2\lambda x \dot{x}$$

Om nu $PC = \begin{bmatrix} M \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$ så behöver \dot{x} endast

innehålla e och inte några derivator av e . Kalmans lemma (vid behandling av Luré problem*) ger oss ett villkor, som måste vara uppfyllt för att detta skall vara möjligt. Om $\frac{q(s)}{p(s)}$ är en positiv reell funktion, dvs

$$\operatorname{Re} \left[\frac{q(i\omega)}{p(i\omega)} \right] \geq 0 \quad \forall \omega$$

så kan man hitta ett sådant P så att

$$PC = \begin{bmatrix} M \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{och därigenom undvika}$$

derivatorna i justeringslogiken.

Låt oss undersöka vårt förste exempel

$$\frac{q(s)}{p(s)} = \frac{1}{1 + b_1 s + b_2 s^2}$$

$$\operatorname{Re} \left[\frac{1}{1 - b_2 \omega^2 + i b_1 \omega} \right] = \frac{1 - b_2 \omega^2}{(1 - b_2 \omega^2)^2 + b_1^2 \omega^2} \neq 0 \quad \text{för något } \omega$$

* Se punkt 4 i litt. förteckn.

om $b_2 \neq 0$

D.v.s. någon justeringslogik utan felets derivata går ej att konstruera enligt denna metod.

Sammanfattning: Med Liapounovteori kan man dimensionera adaptiva regler-system. I de fall då $\frac{q(s)}{p(s)}$ är en pos. reell funktion kan justeringslogiken byggas upp utan att man behöver använda felets derivator.

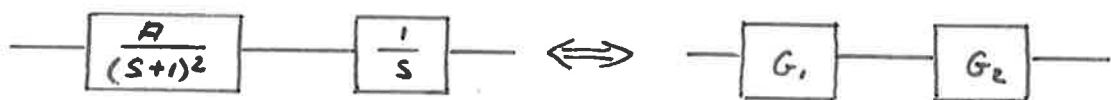
III:3

Applicering på modell av fysikalisk process

Låt oss se på samma exempel som finns behandlat i kap III:3.



Vi antar för enkelhets skull att vår fysikaliska process kan delas upp



Den del av processen, som kan påverkas av omgivningen är G_1 . G_1 förses därför med adaptiv reglering. Då G_2 är ett andra ordningens system kan resultaten från

kap. III:1 överförs direkt. Vi får då följande ekvationsystem.

$$\begin{cases} \ddot{e} + 2\dot{e} + e = x \cdot r(t) \\ x = K - K_v \cdot K_c = 0,667 - A \cdot K_c \quad (+y \text{ vi önskar att } \\ \dot{x} = -A K_c \quad \quad \quad A = 0,667, \text{ se fig 10}) \end{cases}$$

Med det val av Q som Parks föreslår fås

$$\begin{aligned} Q &= 2e^2 + 2\dot{e}^2 && \text{och därmed} \\ V &= 2e^2 + 2\dot{e}^2 + \lambda x^2 && (\lambda > 0) \end{aligned}$$

Man får då

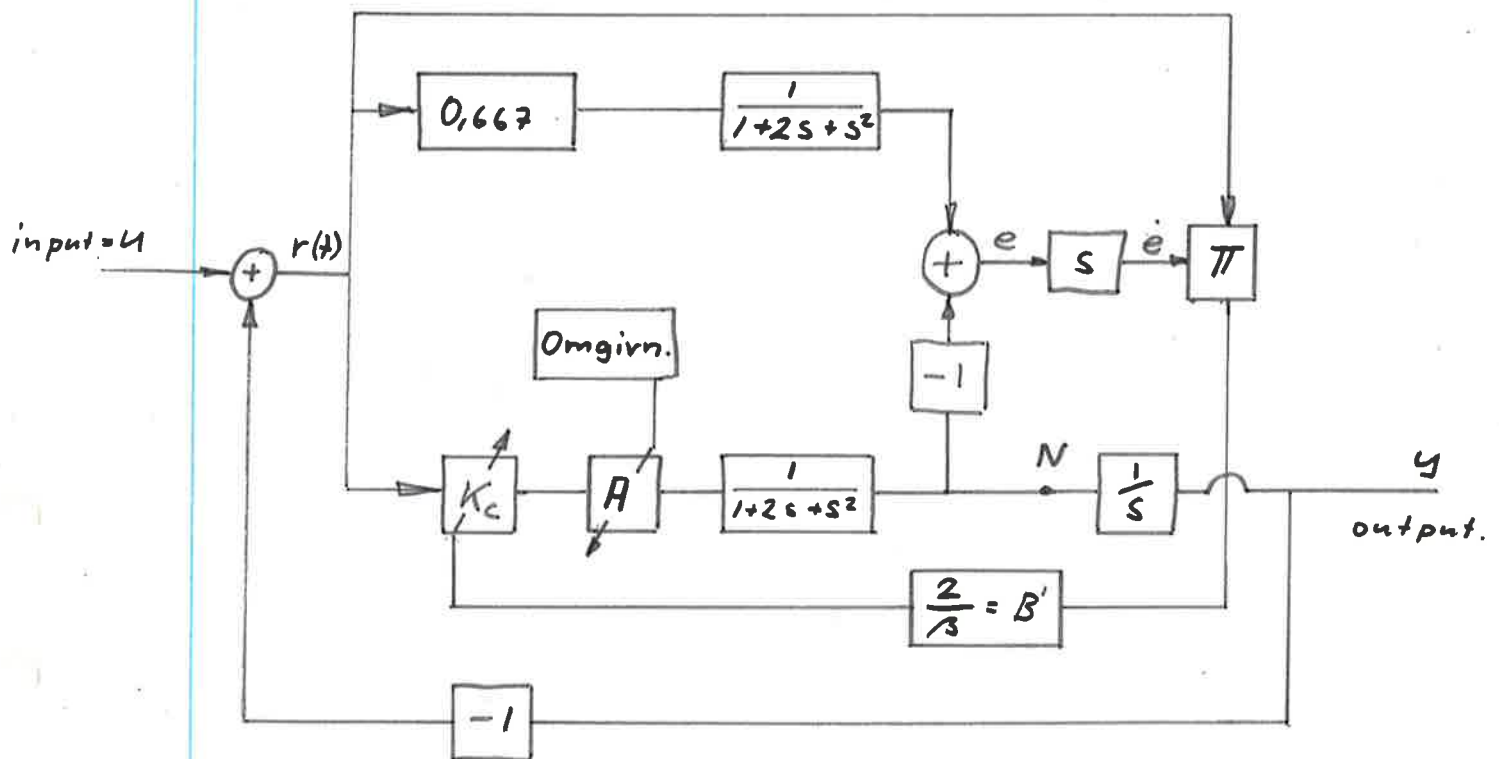
$$\frac{dV}{dt} = -8\dot{e}^2 + 4\dot{e} \cdot x \cdot r(t) + 2\lambda x \dot{x}$$

Om $\dot{x} = -A \cdot K_c = -\frac{2}{\lambda} \dot{e} r(t)$, så blir

$$\frac{dV}{dt} = -8\dot{e}^2$$

Kopplingsschemat för det återkopplade systemet blir då enligt fig 17.

För att närmare undersöka hur den adaptiva regleringen fungerade, kopplades systemet enligt fig. 17 upp på analogi-maskin.



$$\beta = \lambda \cdot A$$

fig 17

Med $r(t)$ lika med ett steg så vet vi sedan tidigare att justeringen K_c inte fungerar som önskas. Vid undersökningen av vilket värde på B' som kunde vara lämpligt, valdes därför $r(t)$ till en sinussignal.

Med $K_v = 2,00 \cdot 0,667$ togs $K_c = f(t)$ upp för några olika värden på B' , se diagram 7. Det framgår att B' bör väljas till 1,0 - 2,0. Vi är intresserade av hur uppkopplingen enligt fig 17 fungerar som följeservo, $r(t)$ kommer då att bli $u-y$, dvs reglerfelet. Under tiden som följeservot arbetar ändras $A (= K_v = x \cdot 0,667)$ av omgivningen.

Samtidigt önskar vi att K_c skall justeras av logiken på ett sådant sätt att $K_c \cdot K_v = K = 0,667$.

] diagram 8 - visas resultat från körningar på analogmaskin, där följande signaler är registrerade (i nämnd ordning)

insignal (=input) : signal som skall följas av servot.

utsignal (=output) : signal man får ut från servot.

K_c : Man önskar att $K_c \cdot A = 0,667$,
om $A = x \cdot 0,667 \Rightarrow K_c \cdot x = 1,00$

$r(t)$: reglerfel

\dot{e} : $\dot{e} \cdot r(t) \cdot B' = K_c$

x : $x \cdot 0,667 = A =$ den parameter som ändras av omgivningen.

] diagram 8 varierar x ($x \cdot 0,667 = A$) mellan 0,5 och 8 samtidigt som man "styr" följerservot med insignalen, $B' = 1,0$. Man iaktar, att då $r(t) = 0$, sker som väntat ingen ändring av K_c . Diagram 9 visar samma som diagram 8 men x varierar mellan 0,1 och 2,0. Ett intressant fenomen kan iakttagas i tidsintervallet 110-140 sek. Utsignalen, $r(t)$ och \dot{e} får plötsligt ett instabilt förlopp.

Förklaringen till detta är att $A \cdot K_c$ är större än 2, dvs vårt följeservo är instabilt. Se till exempel vid $t=130$ sek, då är $K_c=3,0$ och $x=1,6 \Rightarrow$ kretsförstärkningen $= 3 \cdot 1,6 \cdot 0,667 = 3,2 > 2$. Resultatet av denna instabilitet blir att K_c justeras mycket snabbt till rätt värde, ty instabilitet $\Rightarrow r(t)$ blir stor $\Rightarrow \dot{e}$ blir stor (~~ty~~ $K_c \cdot A \neq 0,667$) $\Rightarrow r(t) \cdot \dot{e}$ blir stor $\Rightarrow K_c$ blir stor, dvs snabb injustering av K_c och instabiliteten försvinner. Störning i någon form kommer alltid in i en fysikalisk process. För att undersöka hur systemet påverkas av dessa adderas vitt brus ($V_{\text{err}}=0,5V$) till signalen i punkt N på fig 17. Resultatet finns redovisat i diagram 10. Störningen medför att $r(t)$ inte blir lika med noll under någon längre tid, som fallet ibland var utan brus (i diagram 8-9), därför justeras K_c kontinuerligt. Se t.ex. vid $t=30-50$ s och $380-420$ s.

Ursprungliga tanken var att man med adaptiv reglering skulle få utsignalens varians så liten som möjligt (då insignal=0), trots att A varierar av omgivningen. Man bör då fortsätta med att undersöka vilket värde på B' , som ger lägst varians

för en lämplig variationsbild av A och sedan jämföra resultatet med vad man får utan adaptiv reglering. Körningar av samma typ som i diagram 8-10 gjordes för några olika värden på B' , men att direkt ur dessa diagram bestämma vilket B' som ger lägst varians går inte.

III:4 Kommenter: Vi har här sett hur man med hjälp av Liapunovteori kan bygga upp logik för adaptiv reglering. Under vissa förhållanden innehåller logiken endast felet och ej dess tidsderivata. Man kan också gå andra hållet och fråga: Kan man påverka överföringsfunktionen för den fysikaliska processen så att logiken endast behöver innehålla felet?

Appendix.

Diagram.

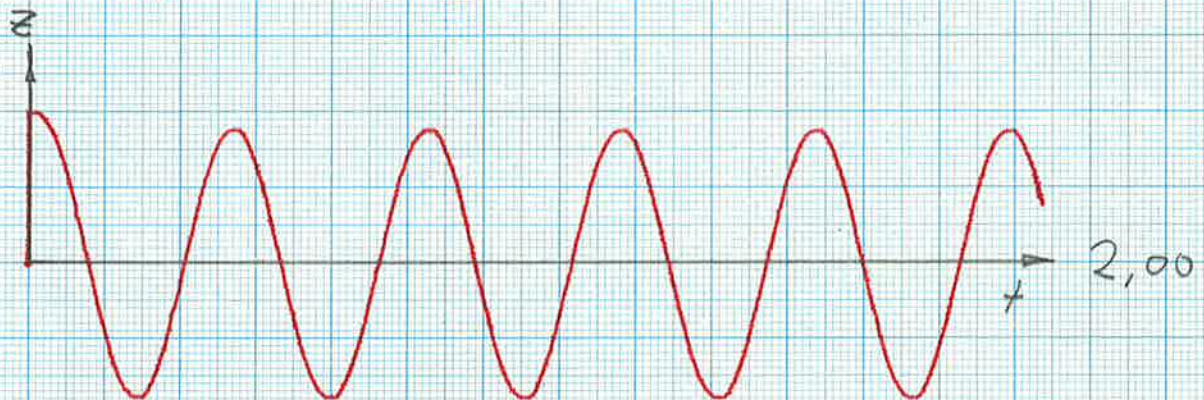
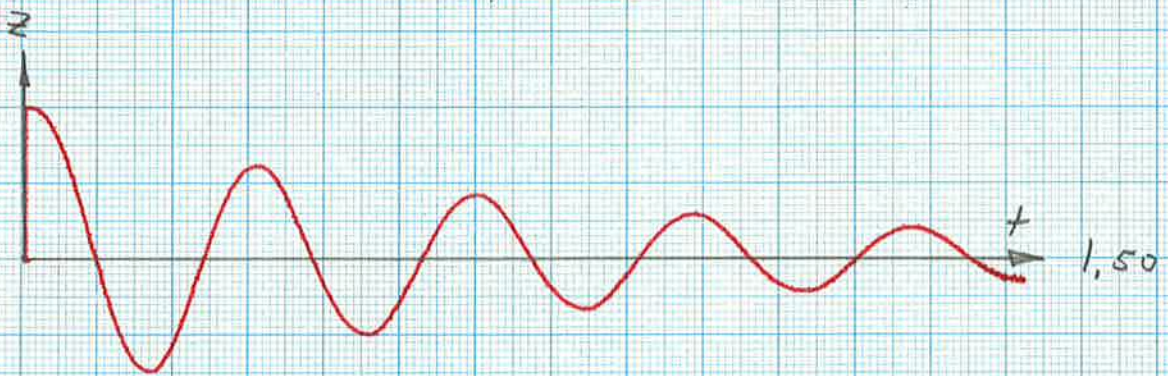
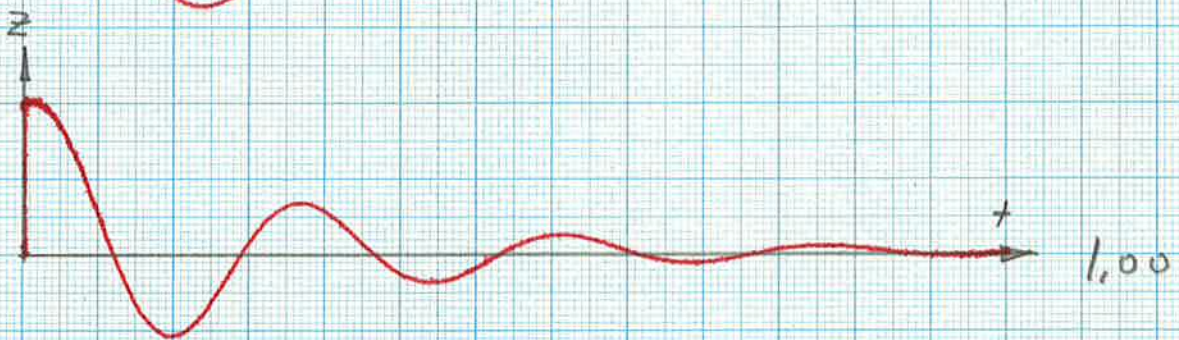
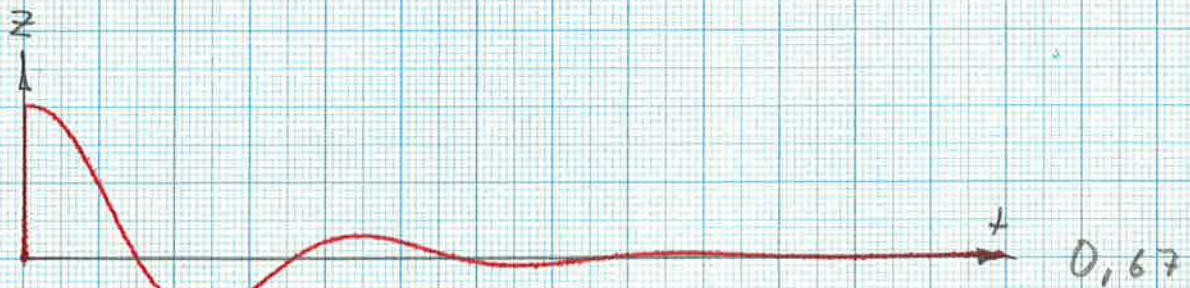
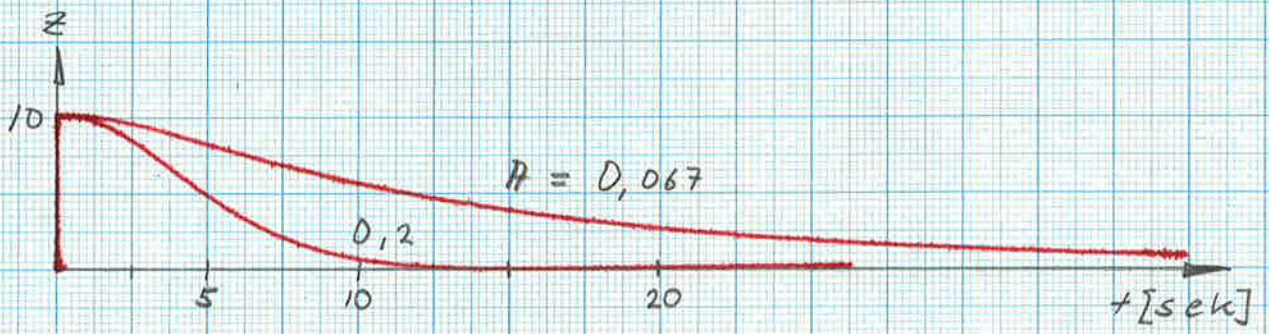
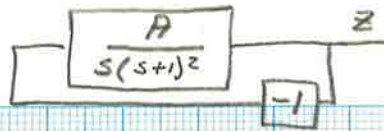
Kopplingschema

Litteratur för teckning.

$Z = f(t)$; R parameter

diagram 1

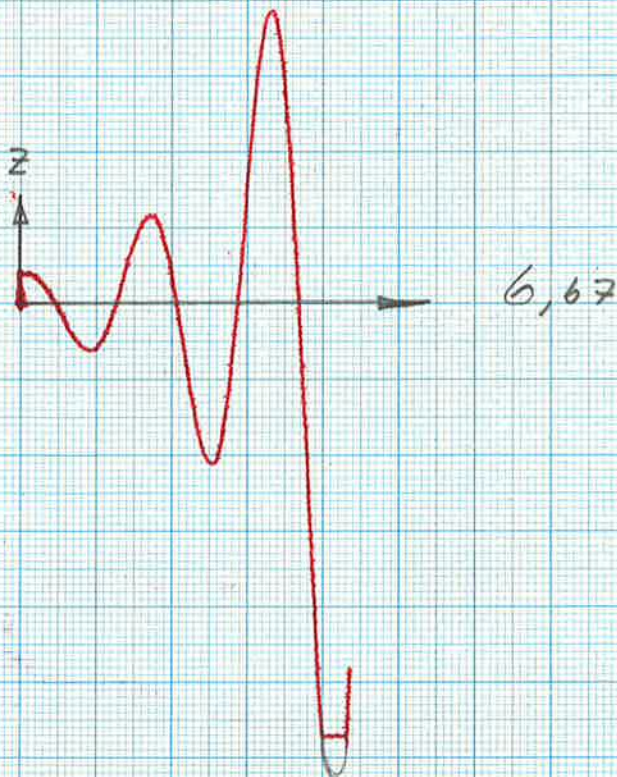
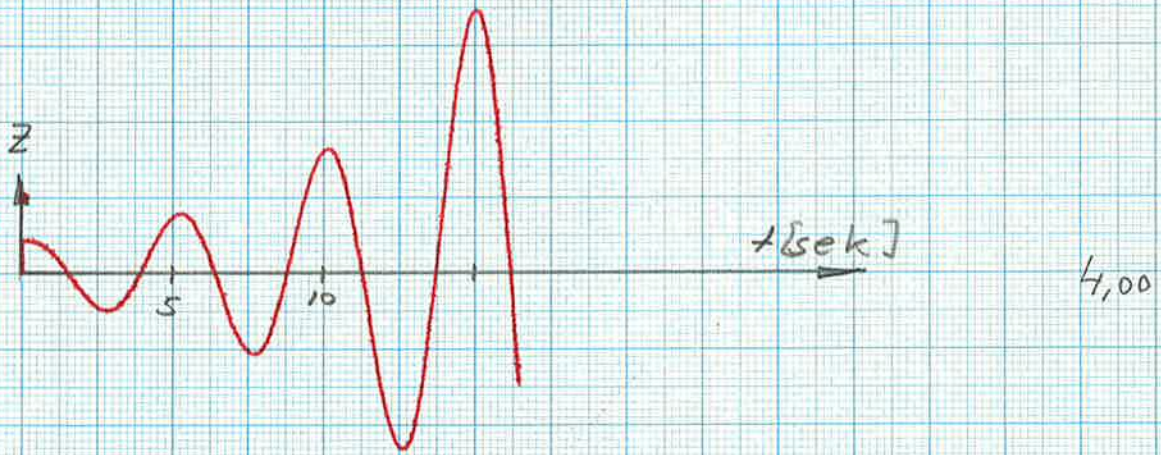
sid 1



Se föregående sida.

diagram 1

sid 2



$$A = f(A)$$

$$A(0) = 0,667$$

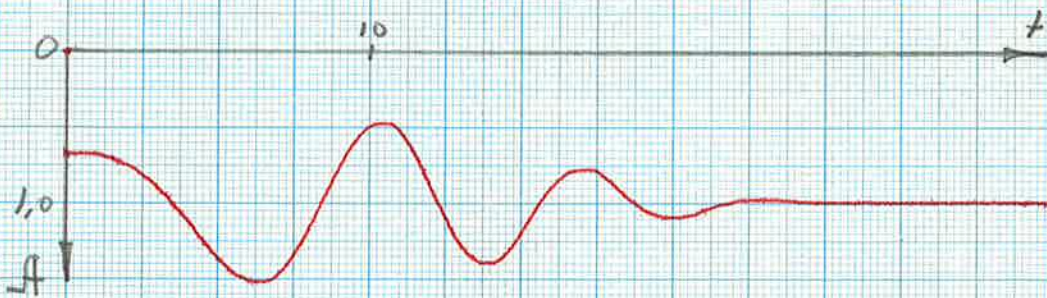
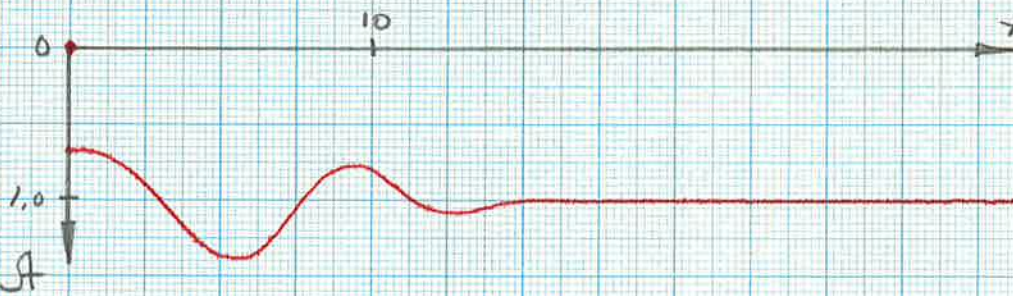
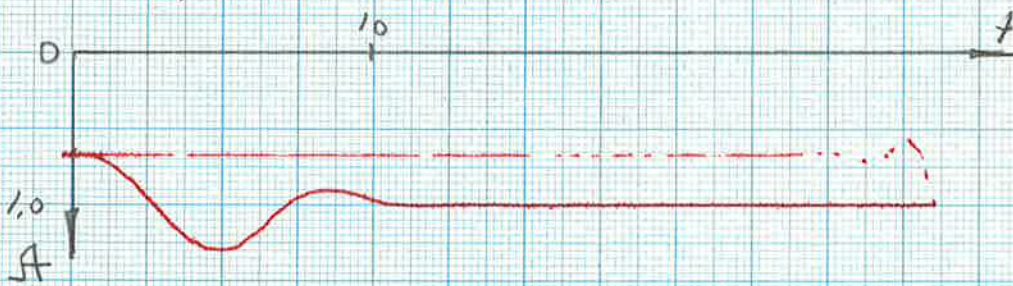
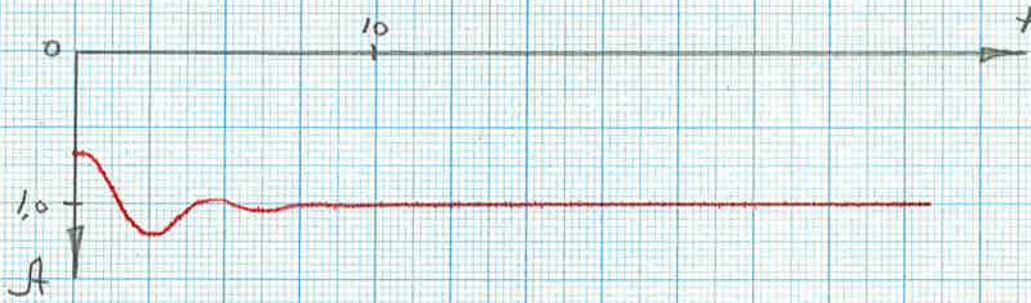
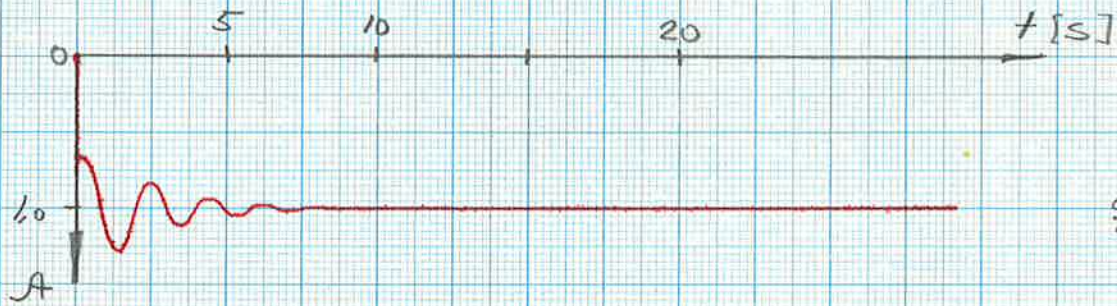
diagram 2

$$m(t) = M = 1,00$$

$q = r$ parameter

$$k = 0,05$$

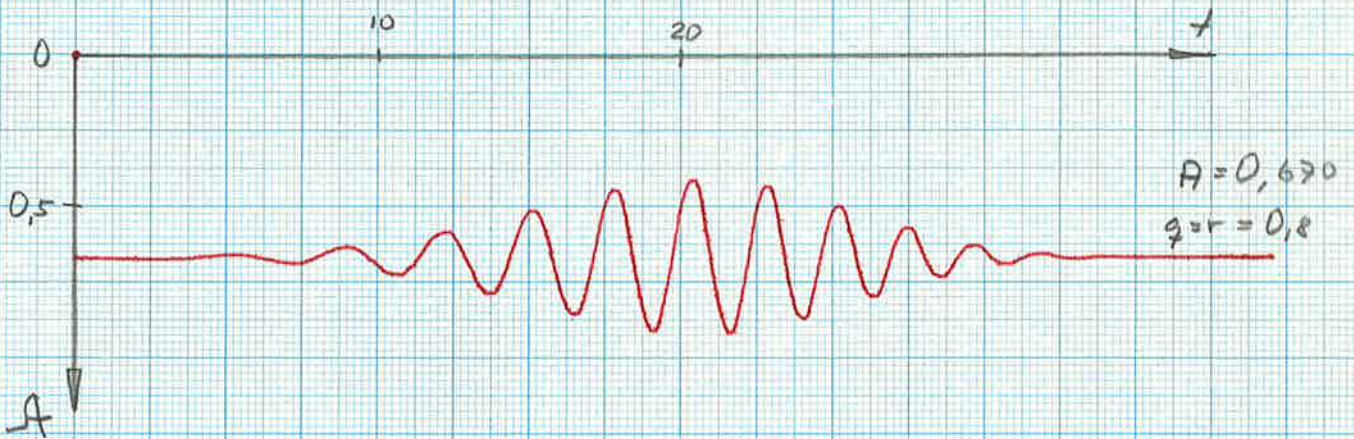
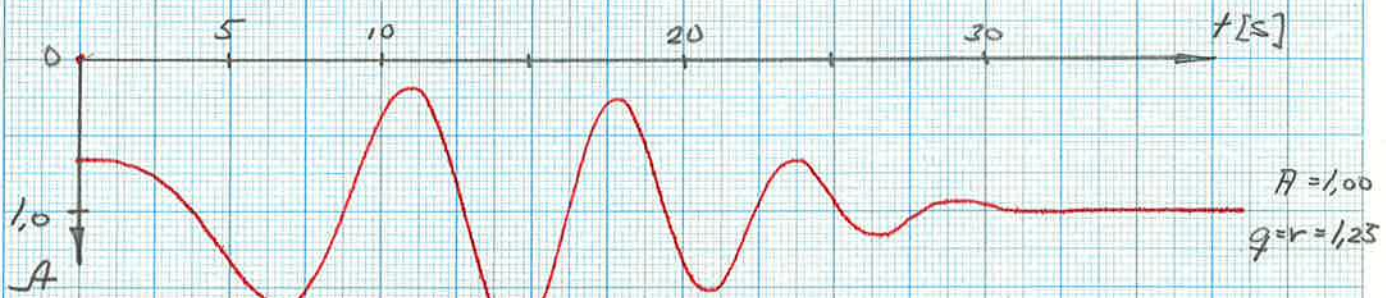
sid 1.



$A = f(t)$
(Se föreg. sida)

diagram 2

sid 2



$$A = f(t)$$

$$A(0) = 0,667$$

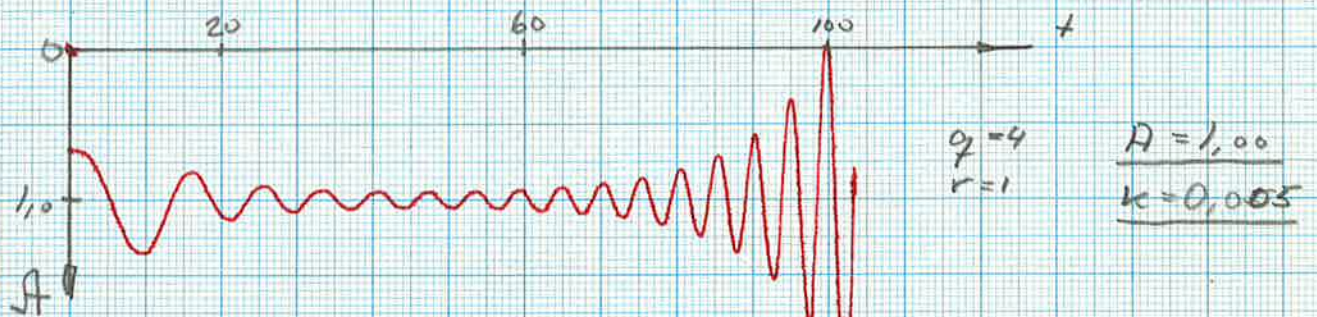
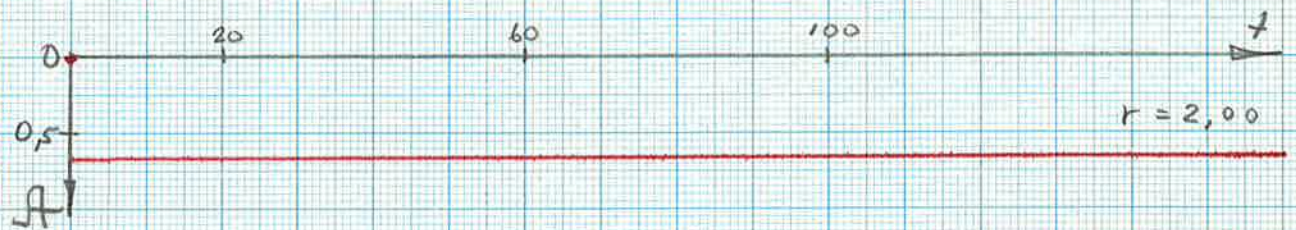
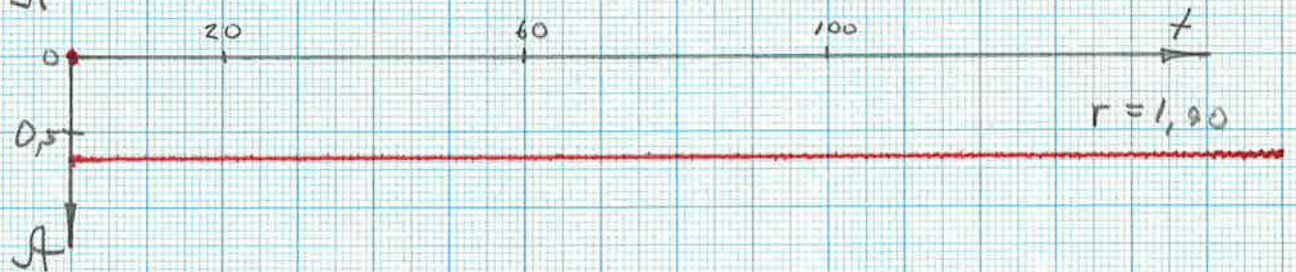
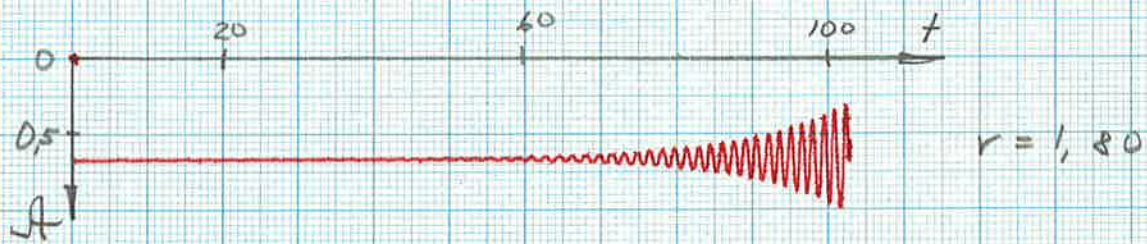
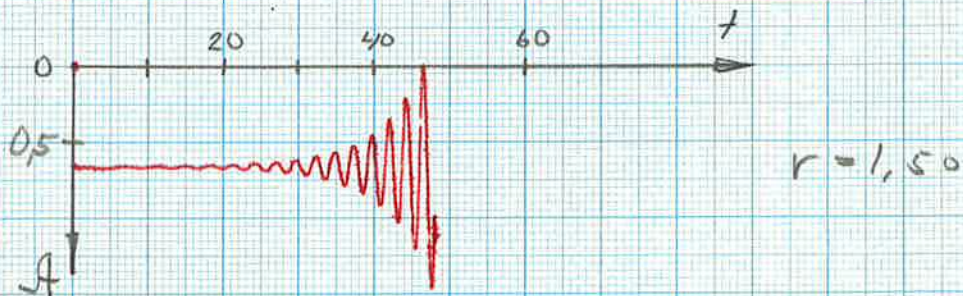
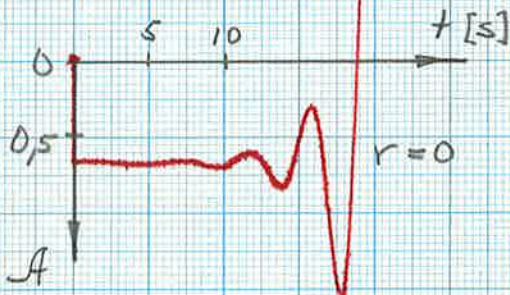
diagram 3

$$m(t) = M = 1,00$$

$$A = 0,670$$

 $q = 4$; r parameter

$$k = 0,05$$



$$A = f(t)$$

$$m(t) = M = 1,00$$

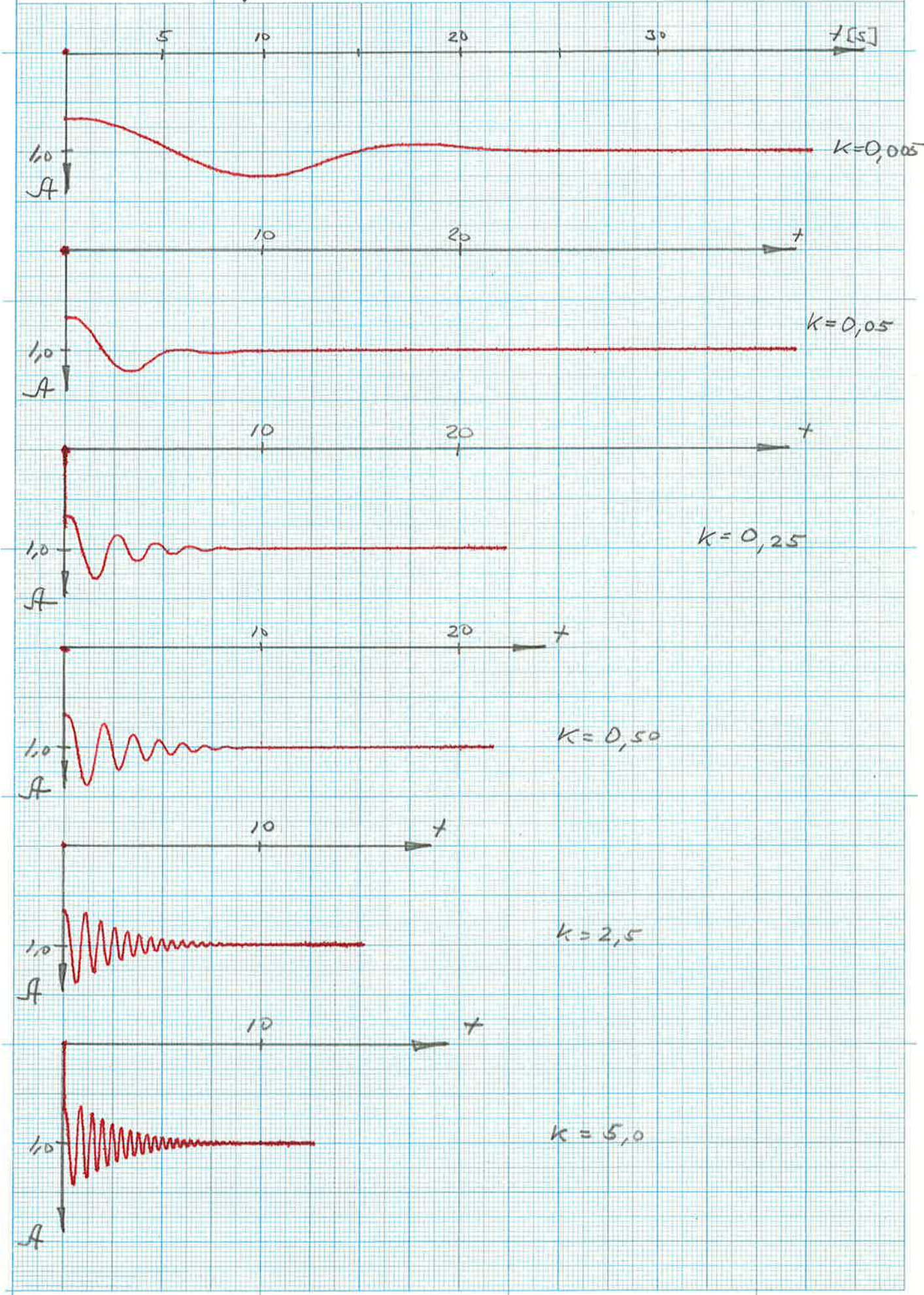
$$g = r = 4$$

$$A(0) = 0,667$$

$$A = 1,00$$

k parameter

diagram 4



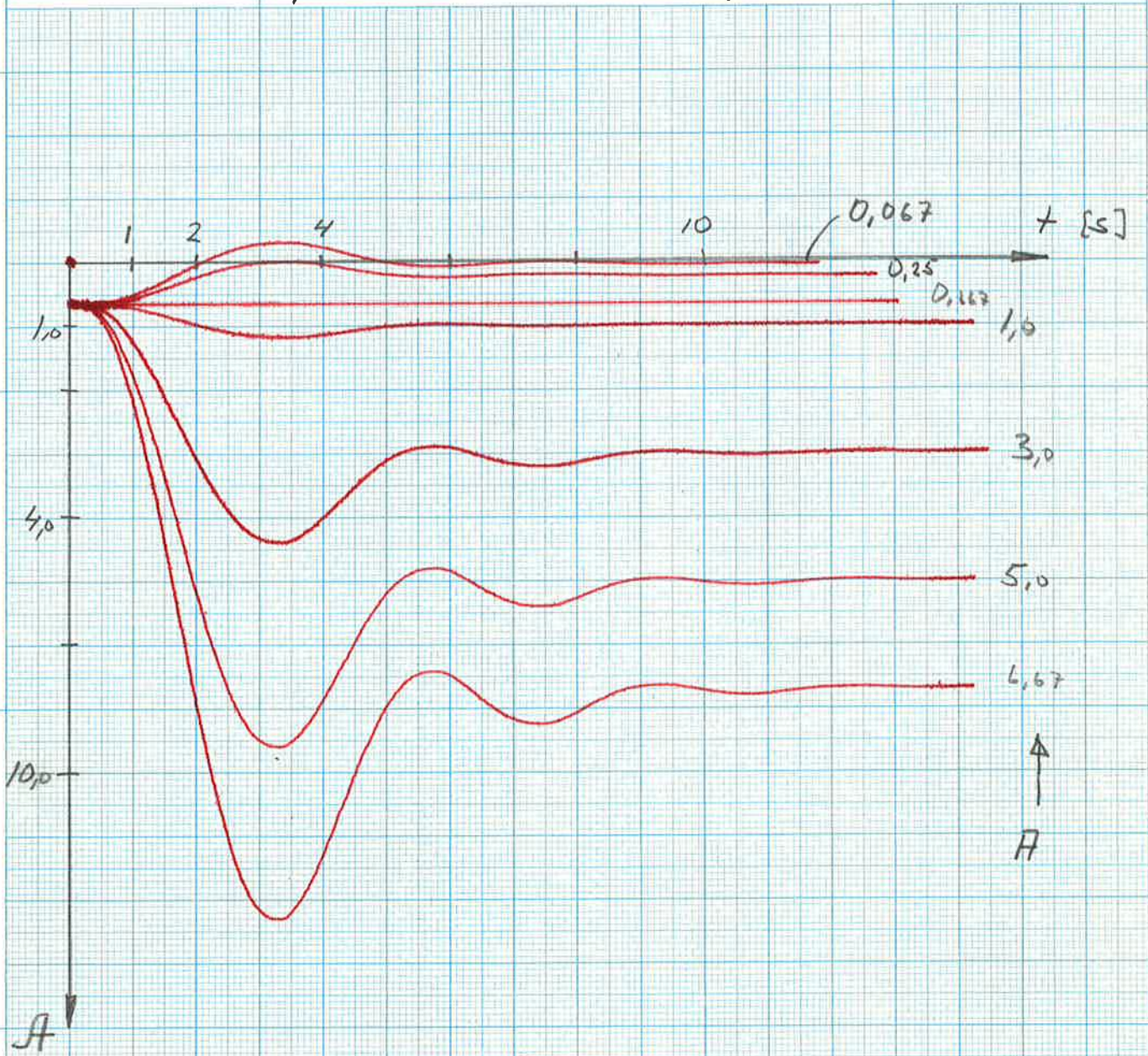
$$A = f(t)$$

diagram 5

$$m(t) = M = 1,00$$

$$q = r = 4 \quad k = 0,05$$

A parameter



$$A = f(t)$$

A varieras

diagram 6

$$q = r = 4 \quad k = 0,04$$

$$m(t) = 1,00 \text{ V}$$

diagram 6

$q = r = 4$
 $k = 0,04$
 $m(t) = 1,00 \text{ V}$

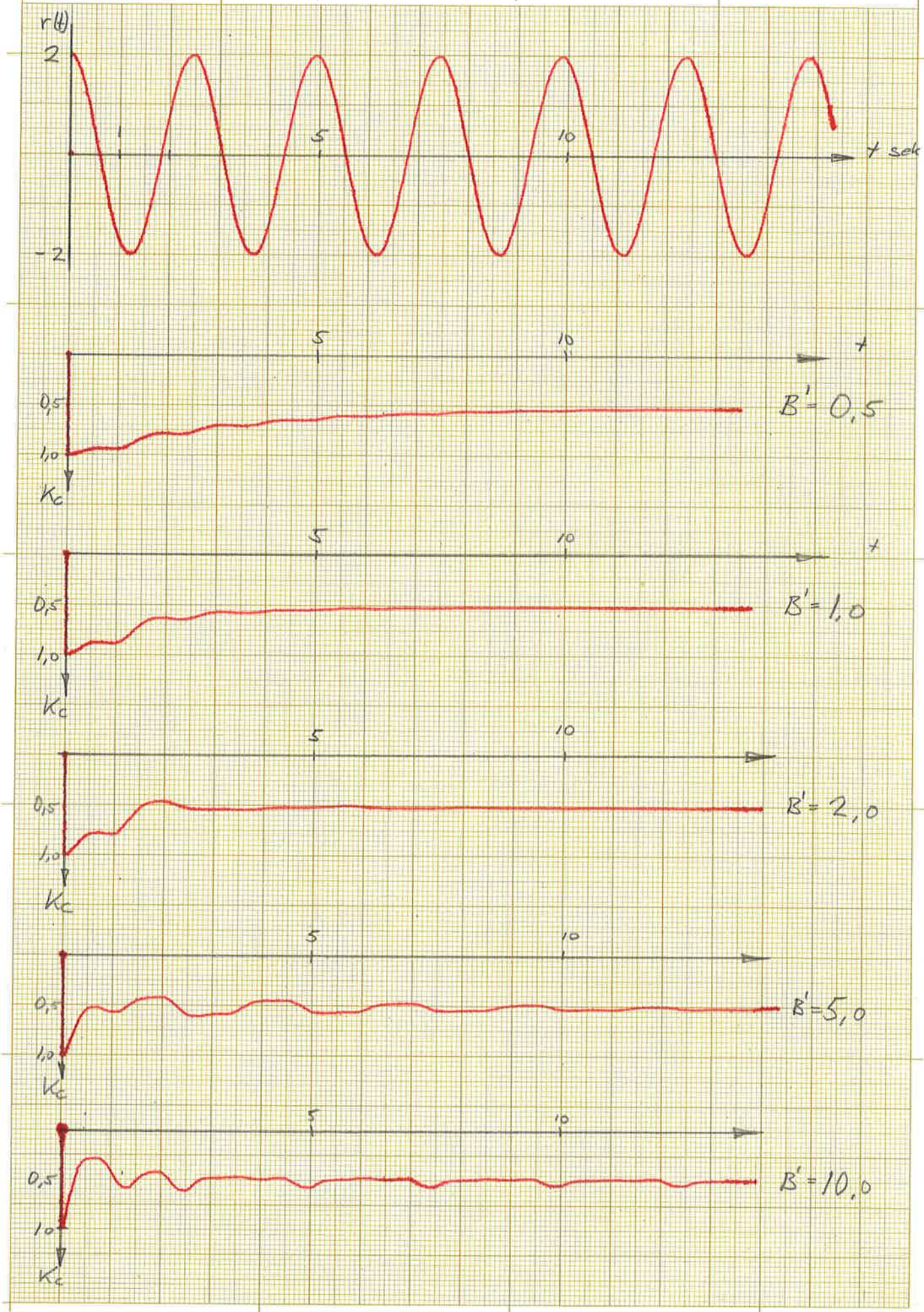


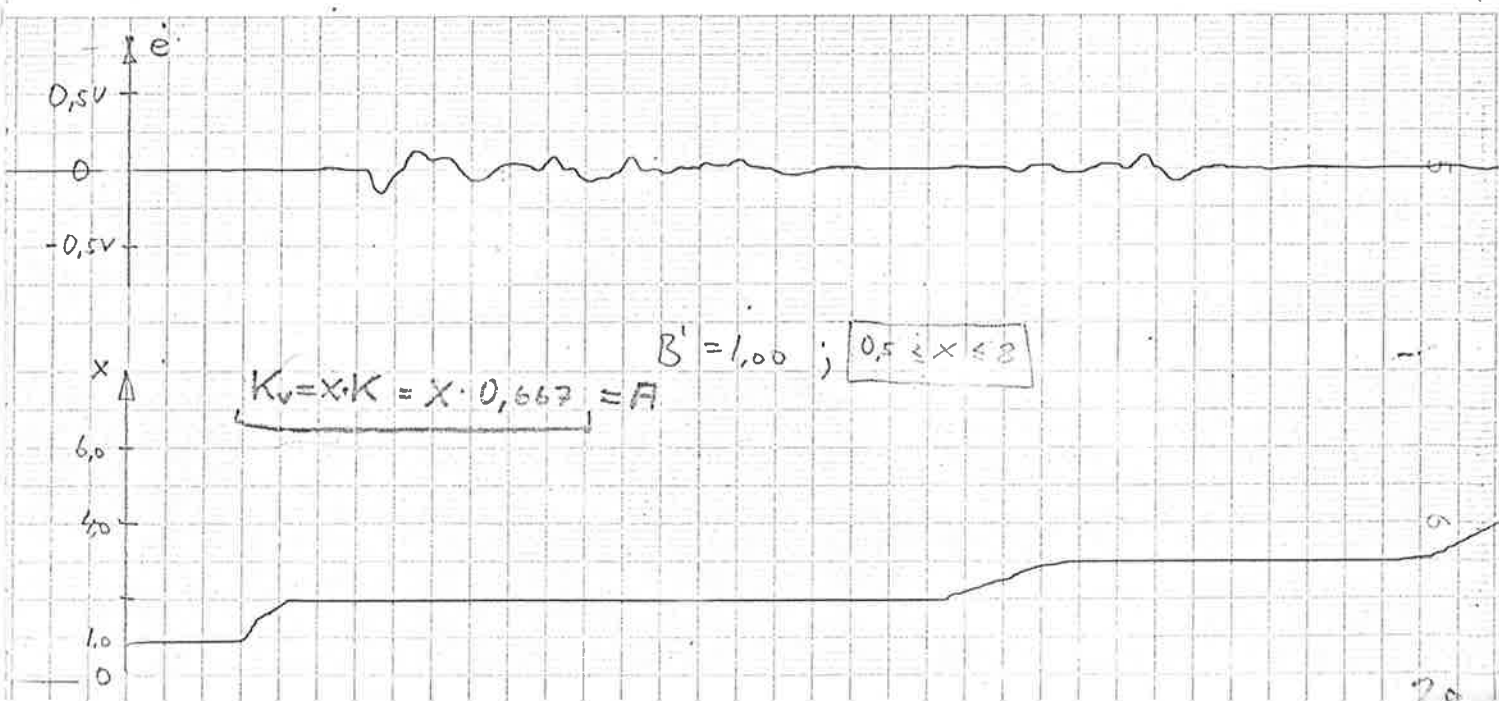
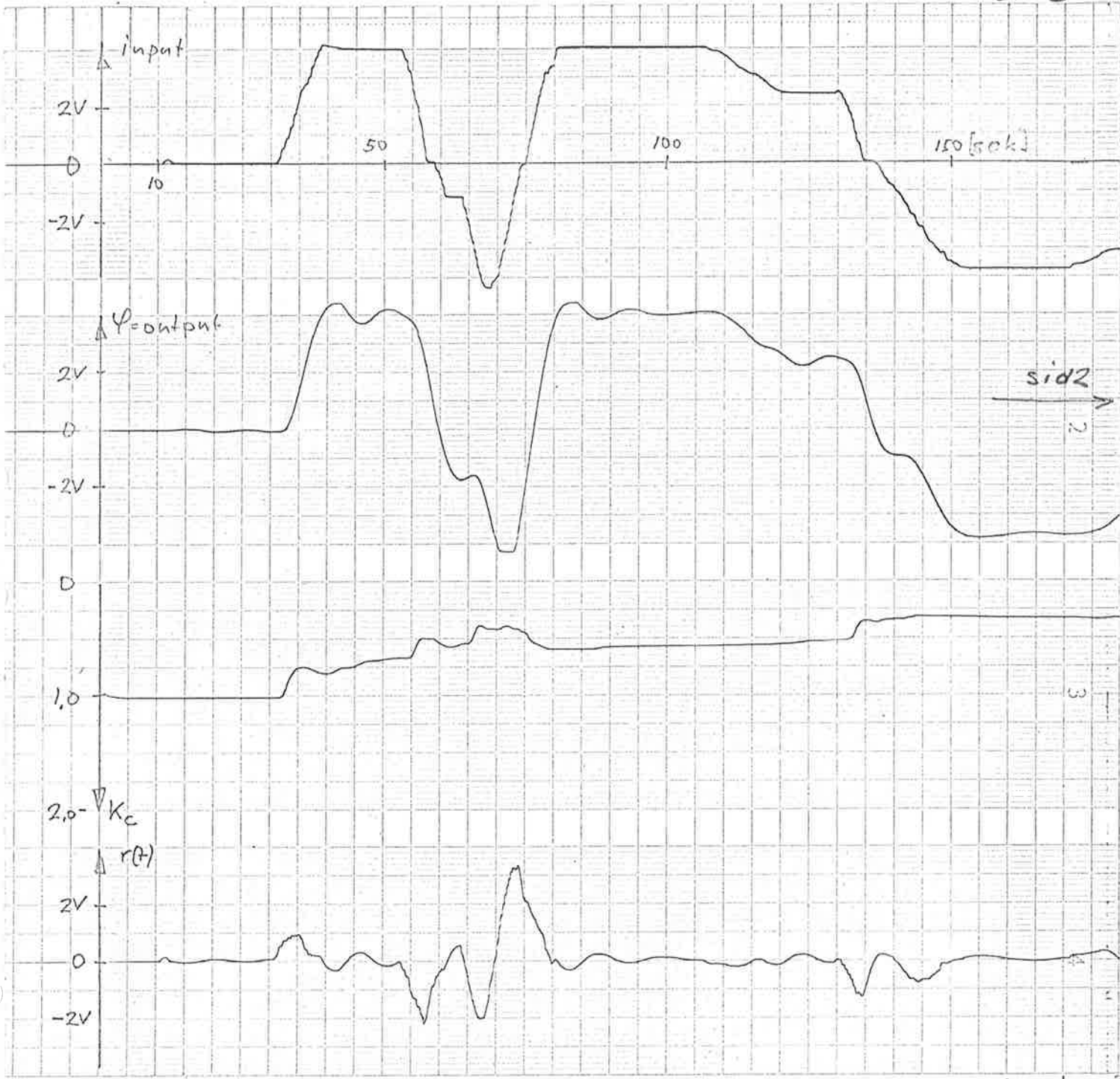
$r(t)$ sinussignal

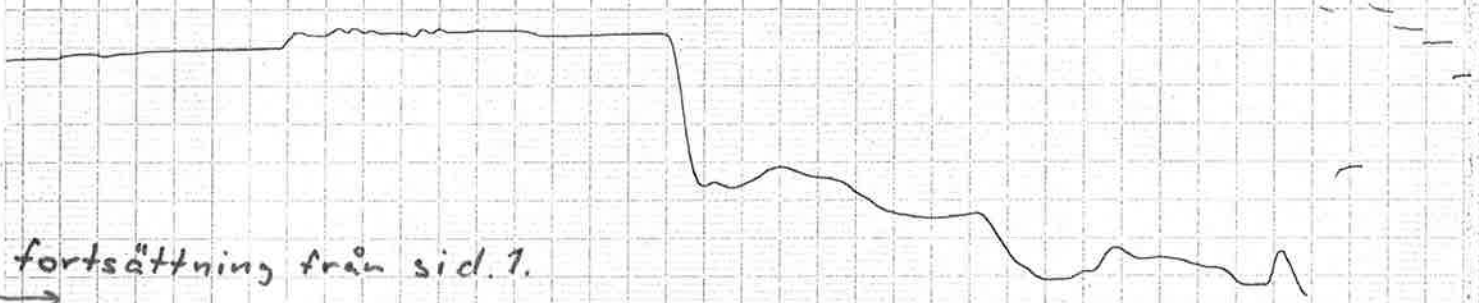
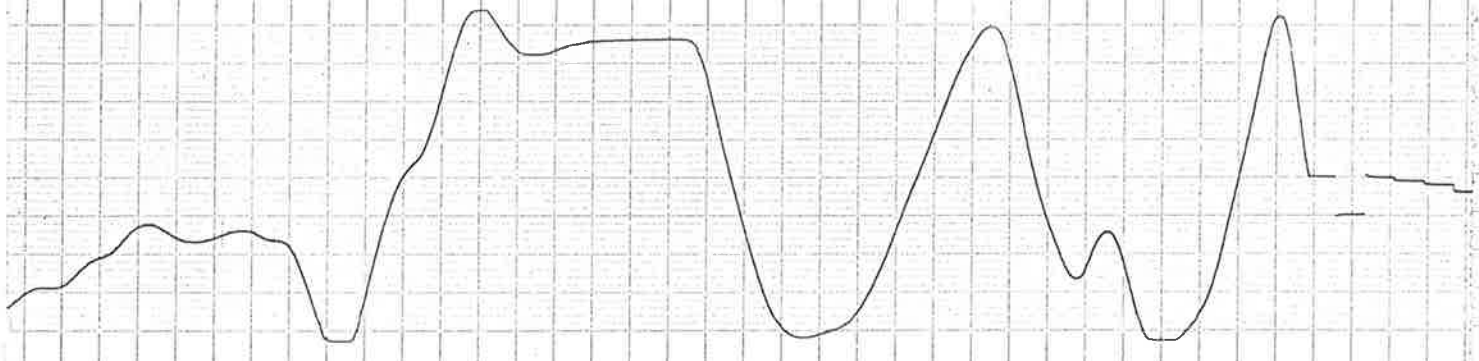
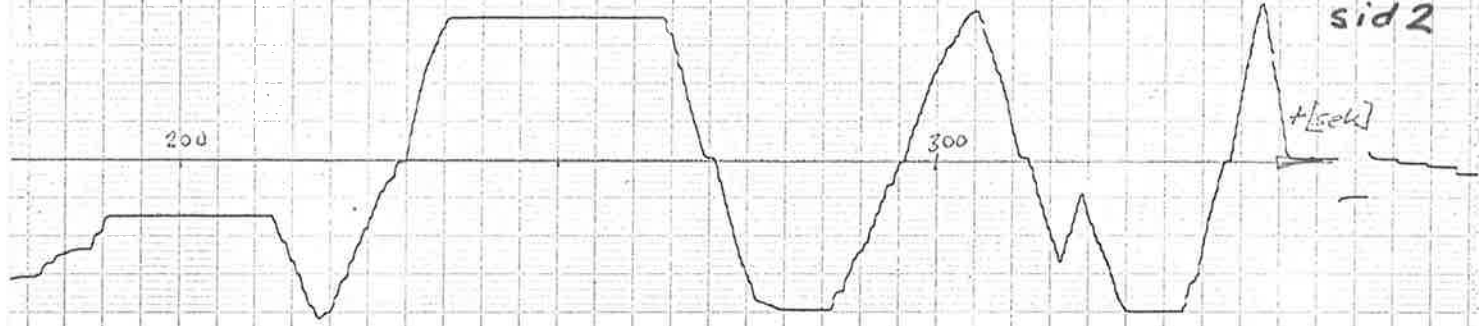
diagram 7.

$K_c = f(H)$

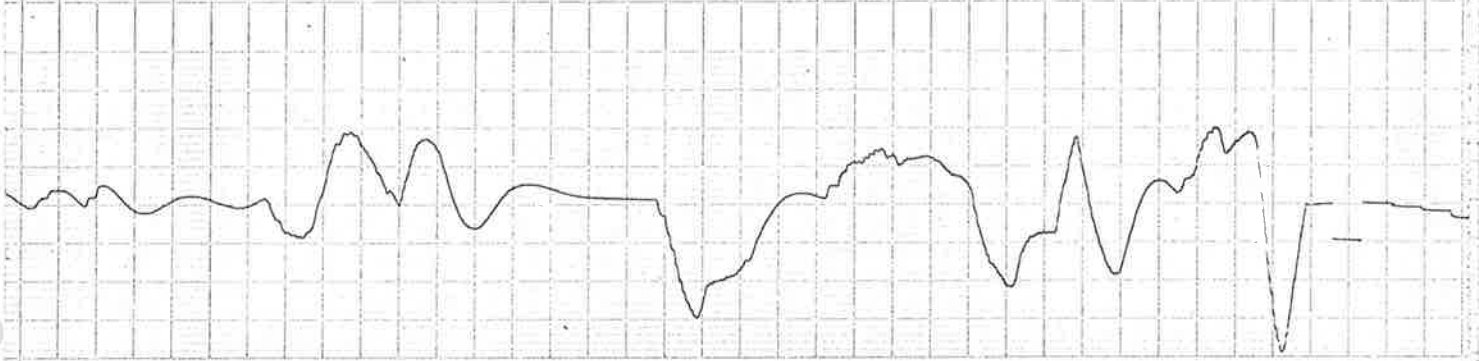
B' parameter ; $K_v = 2,0 \cdot 0,667$







fortsättning från sid. 1.
→



2
1 3

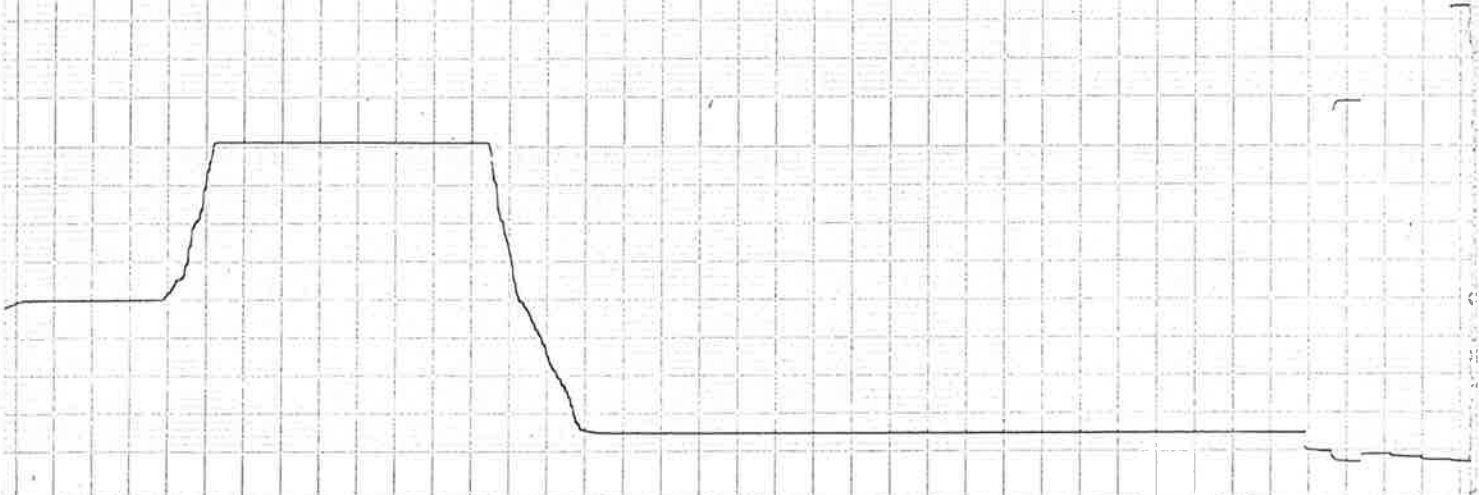
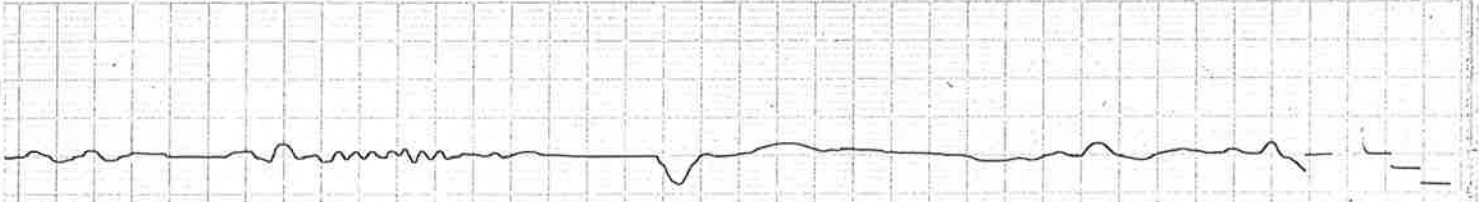
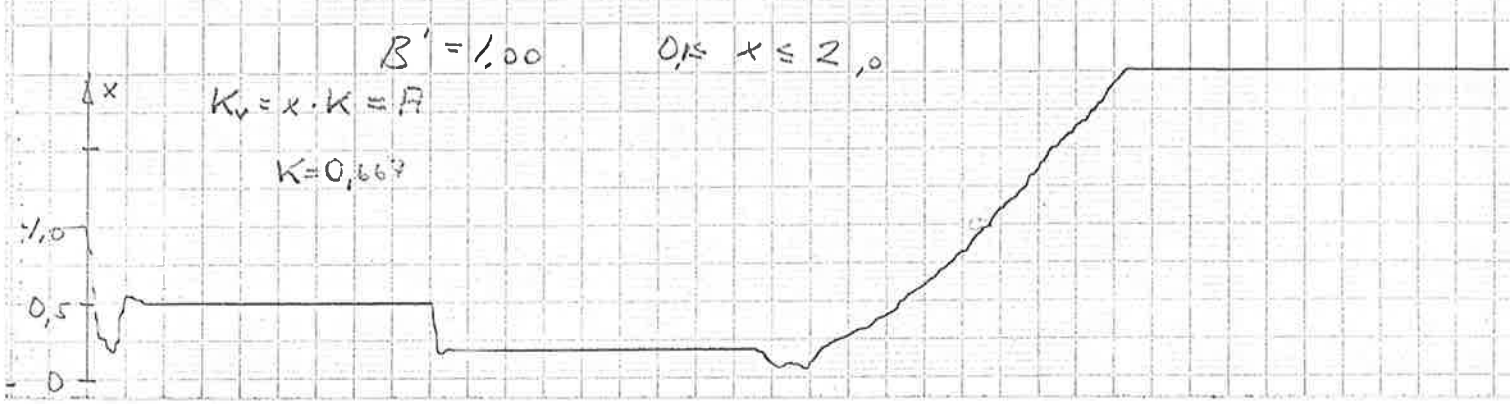
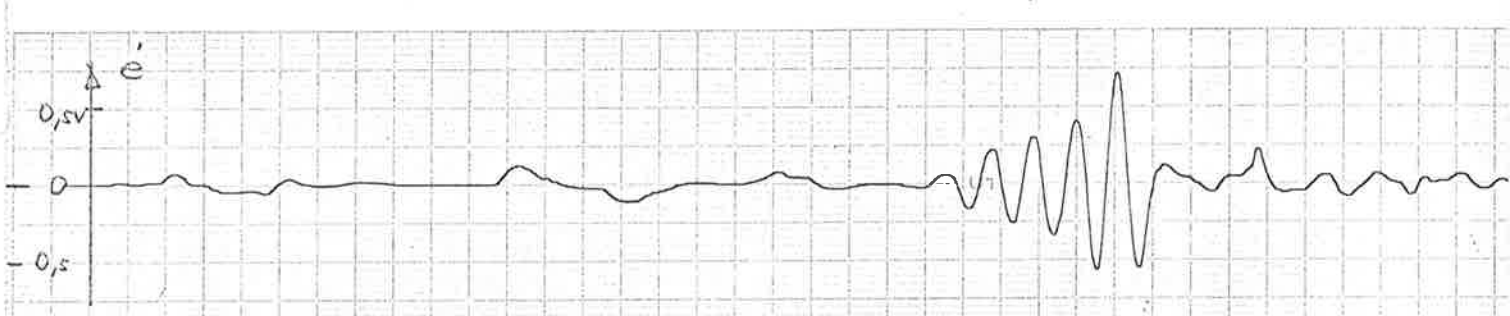
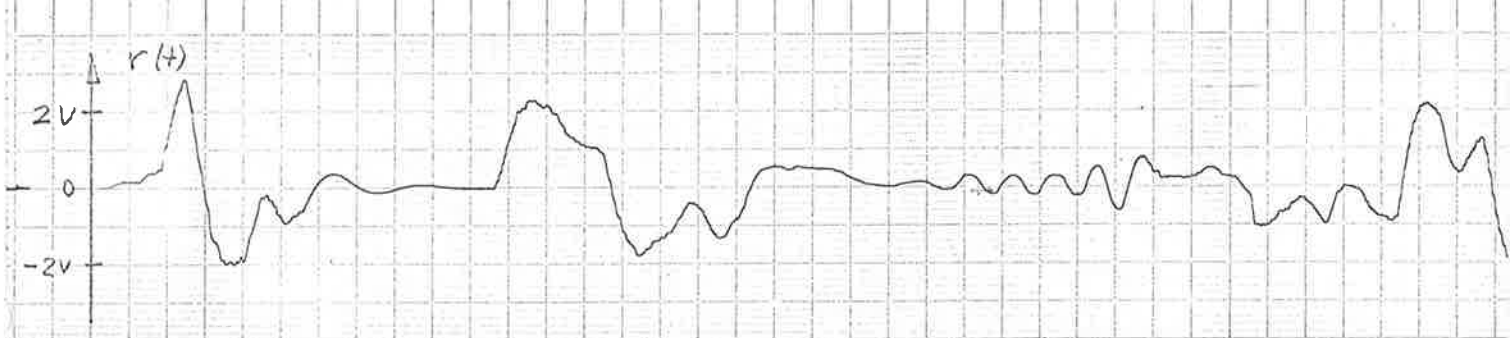
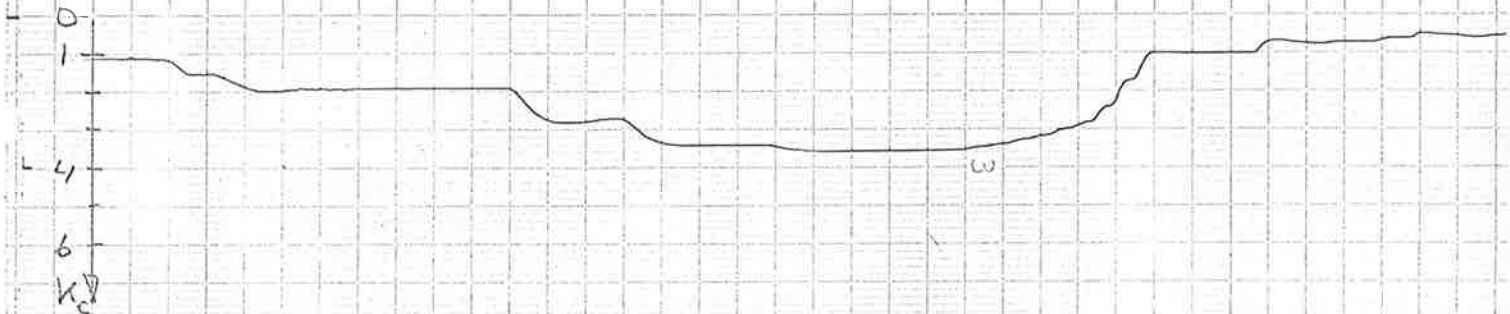
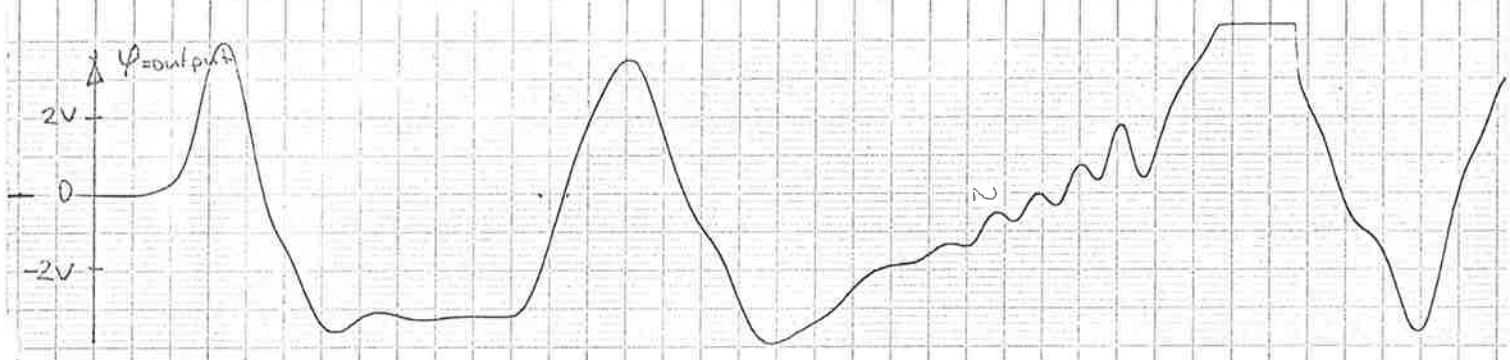
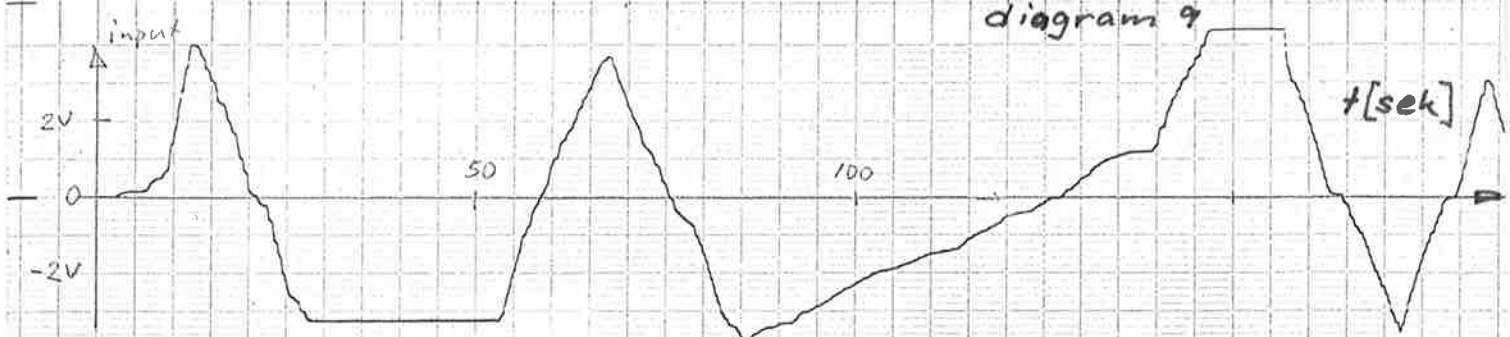


diagram 9



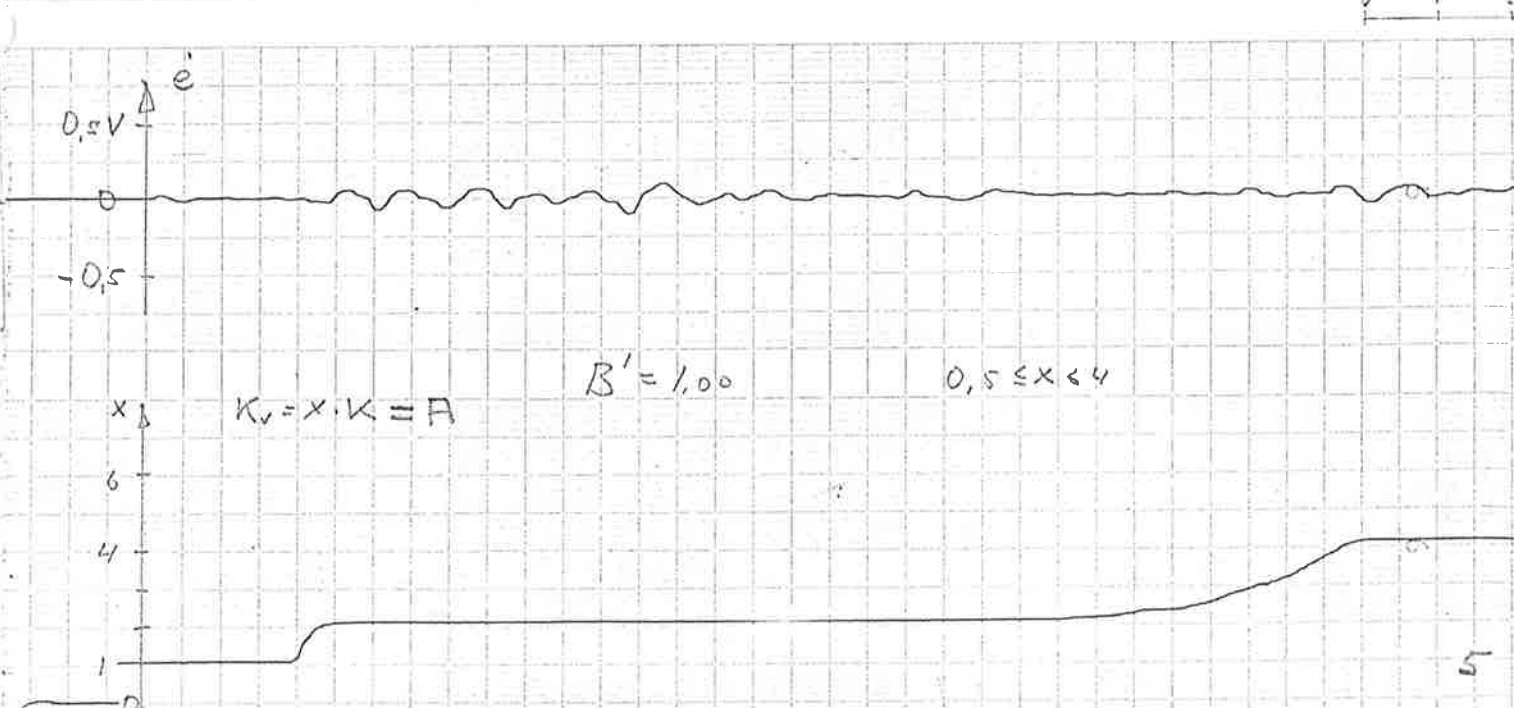
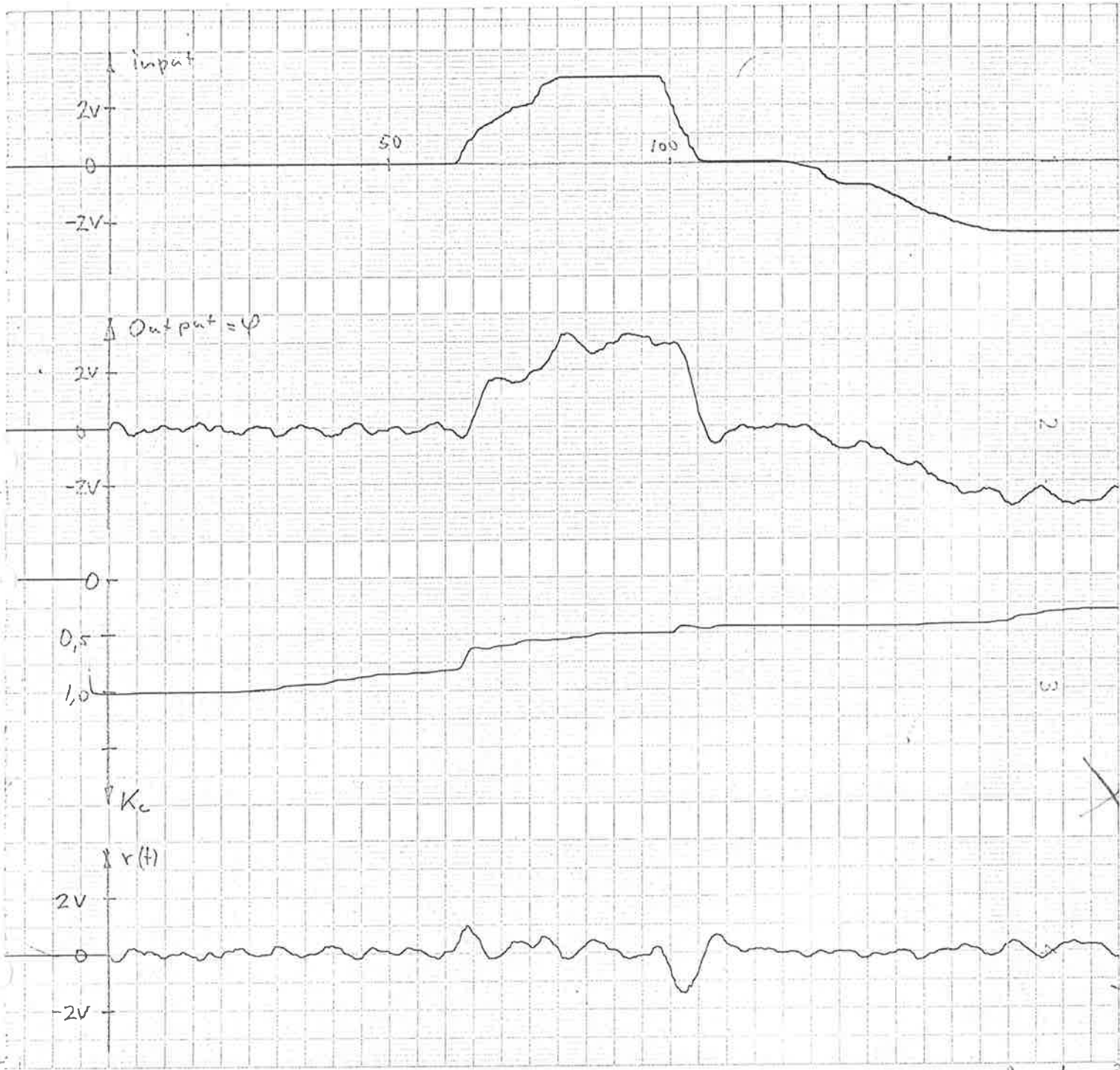


Diagram 10
sid 2

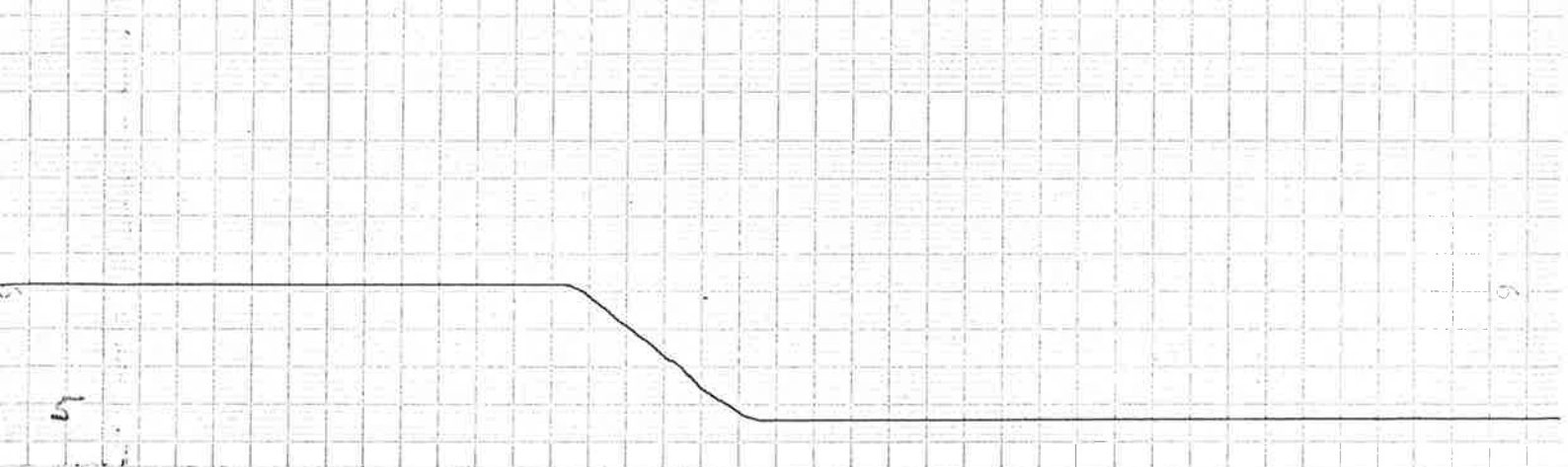
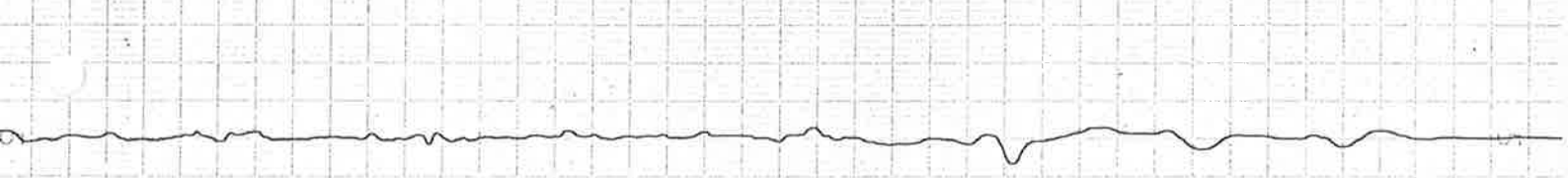
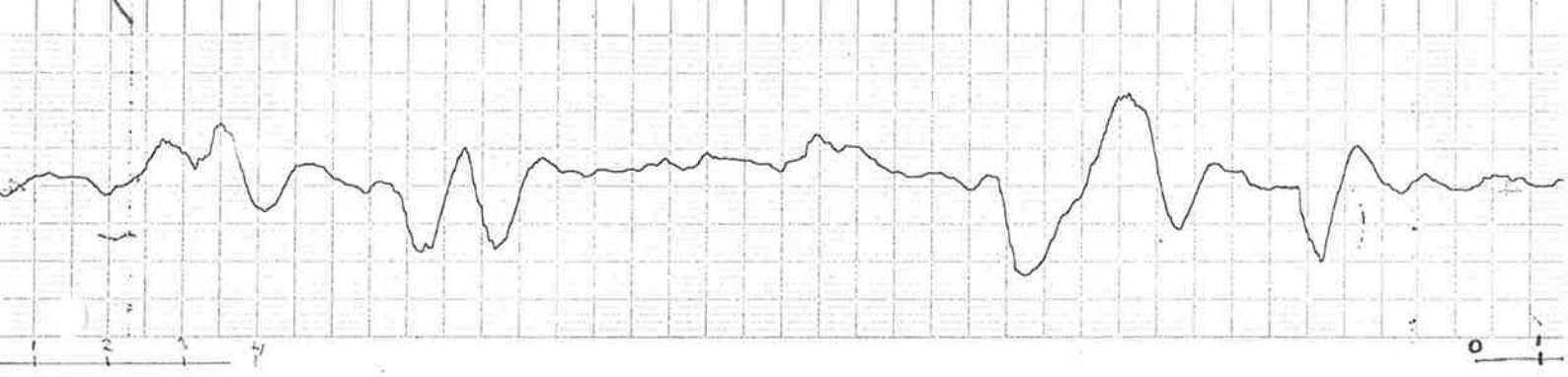
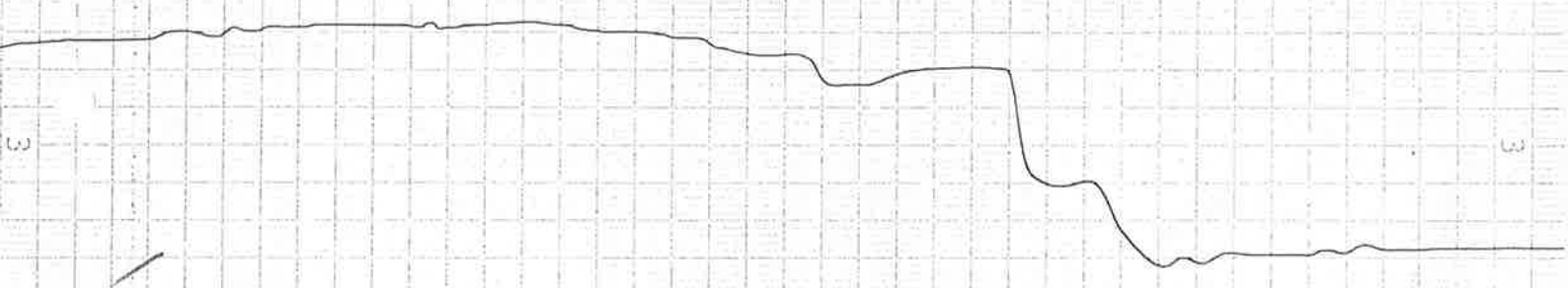
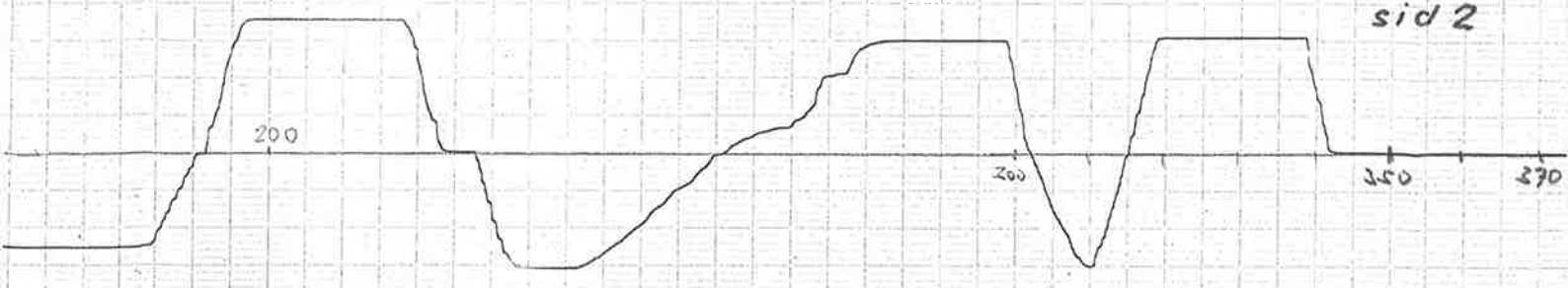
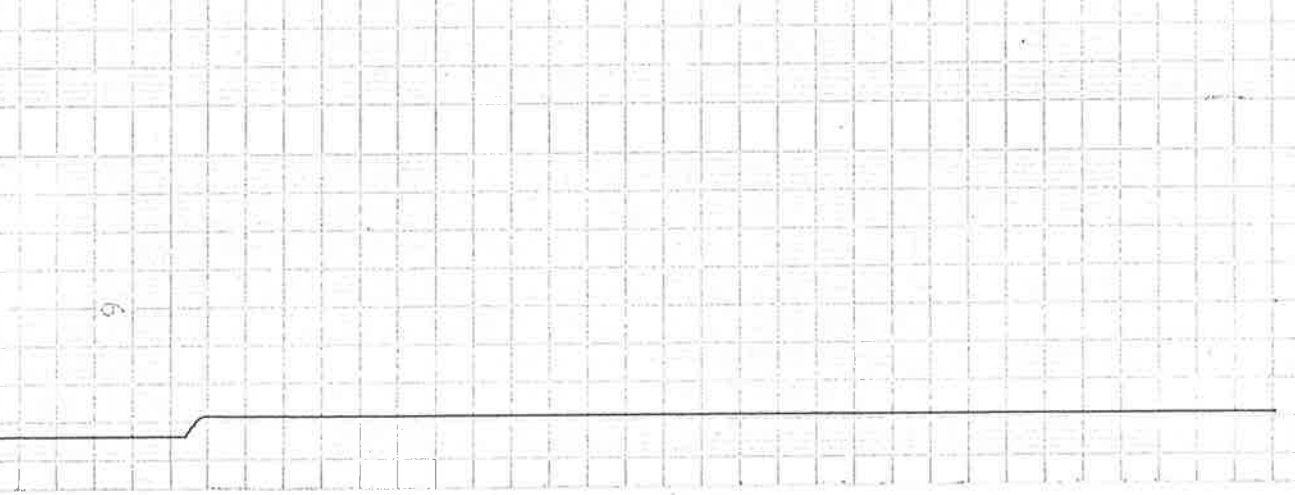
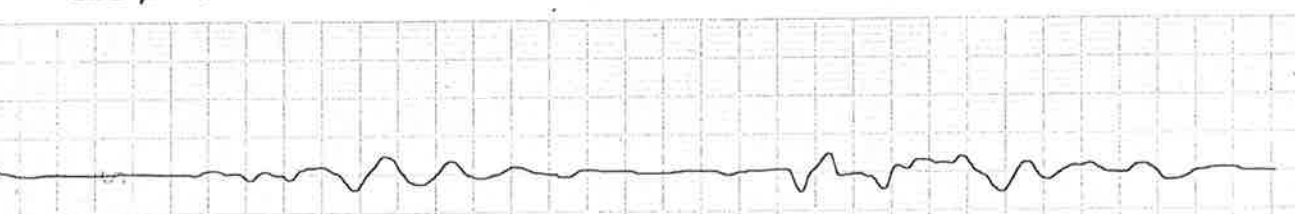
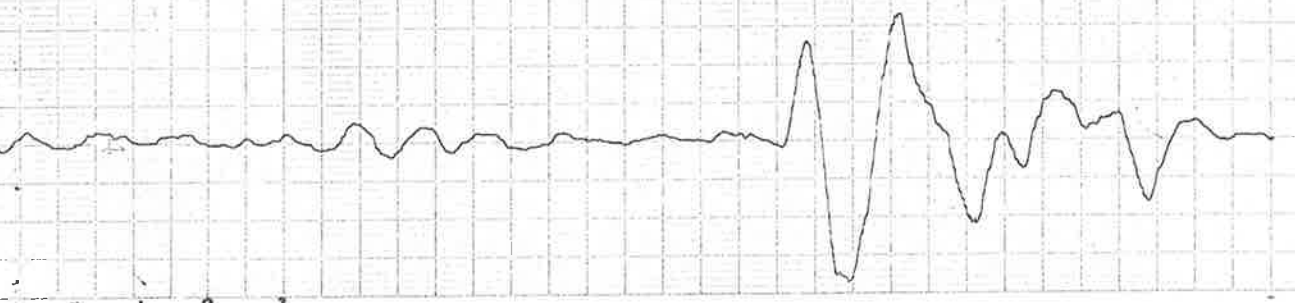
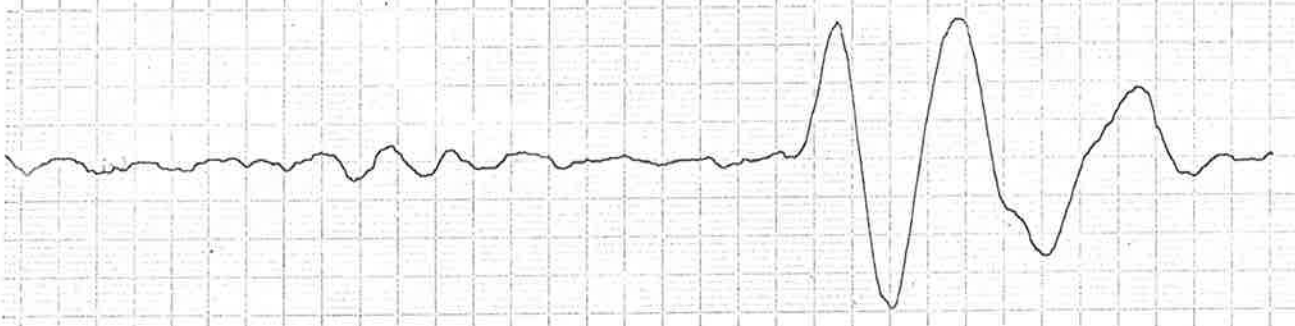
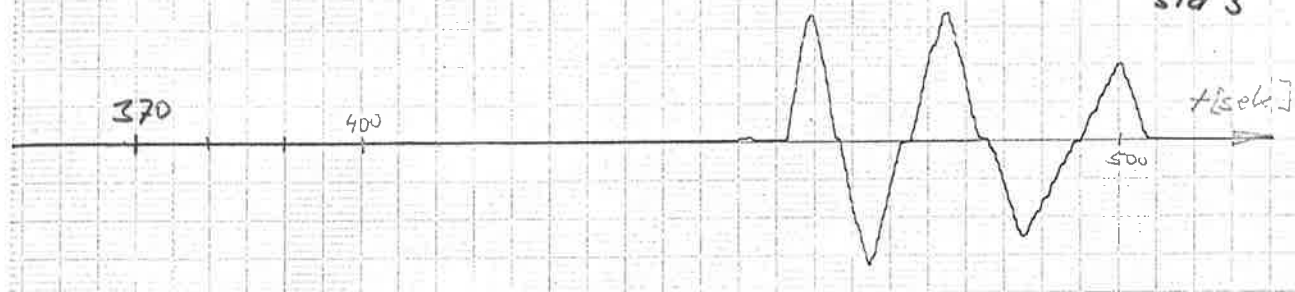


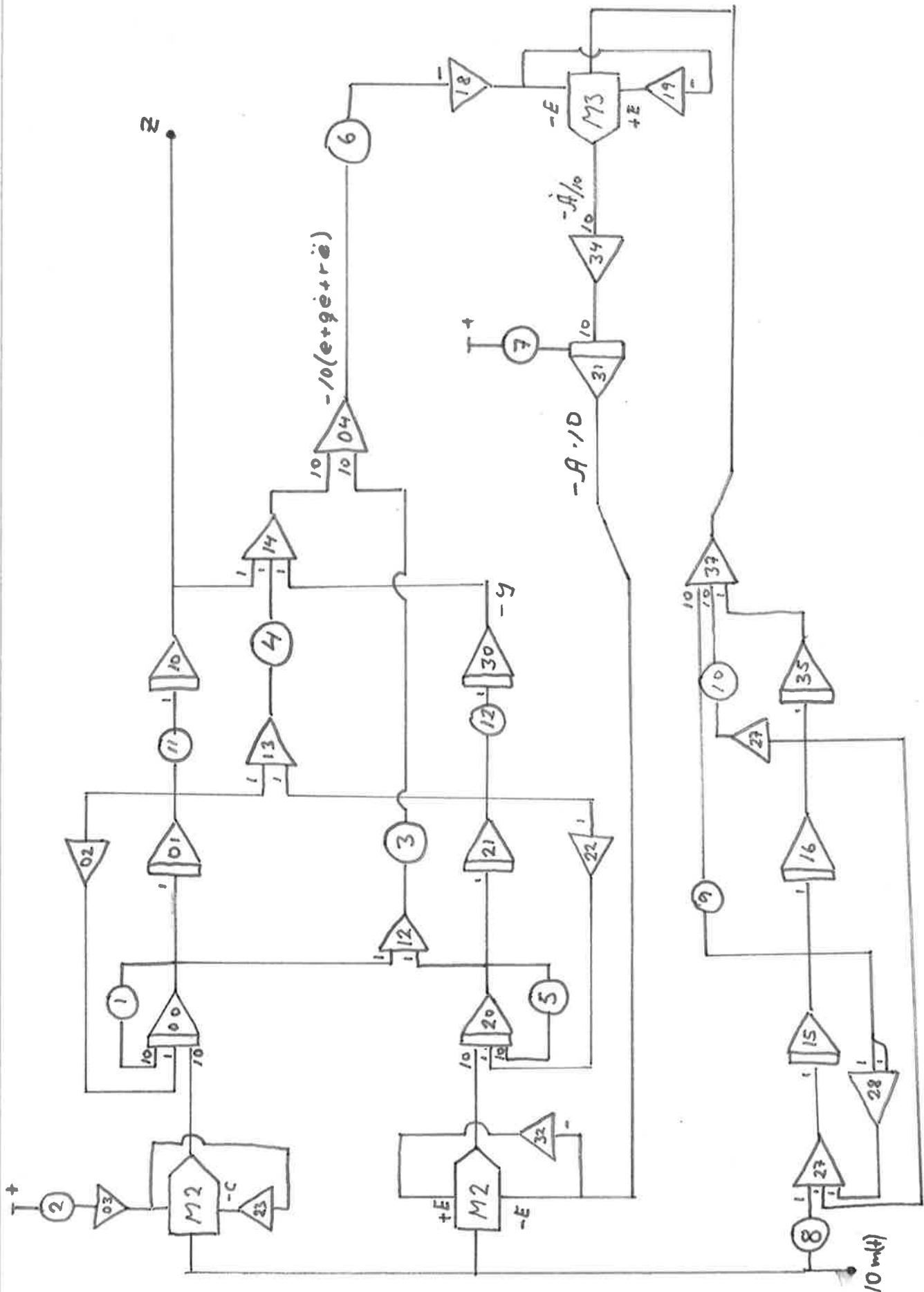
diagram 10
sid 3



0 1 2 3

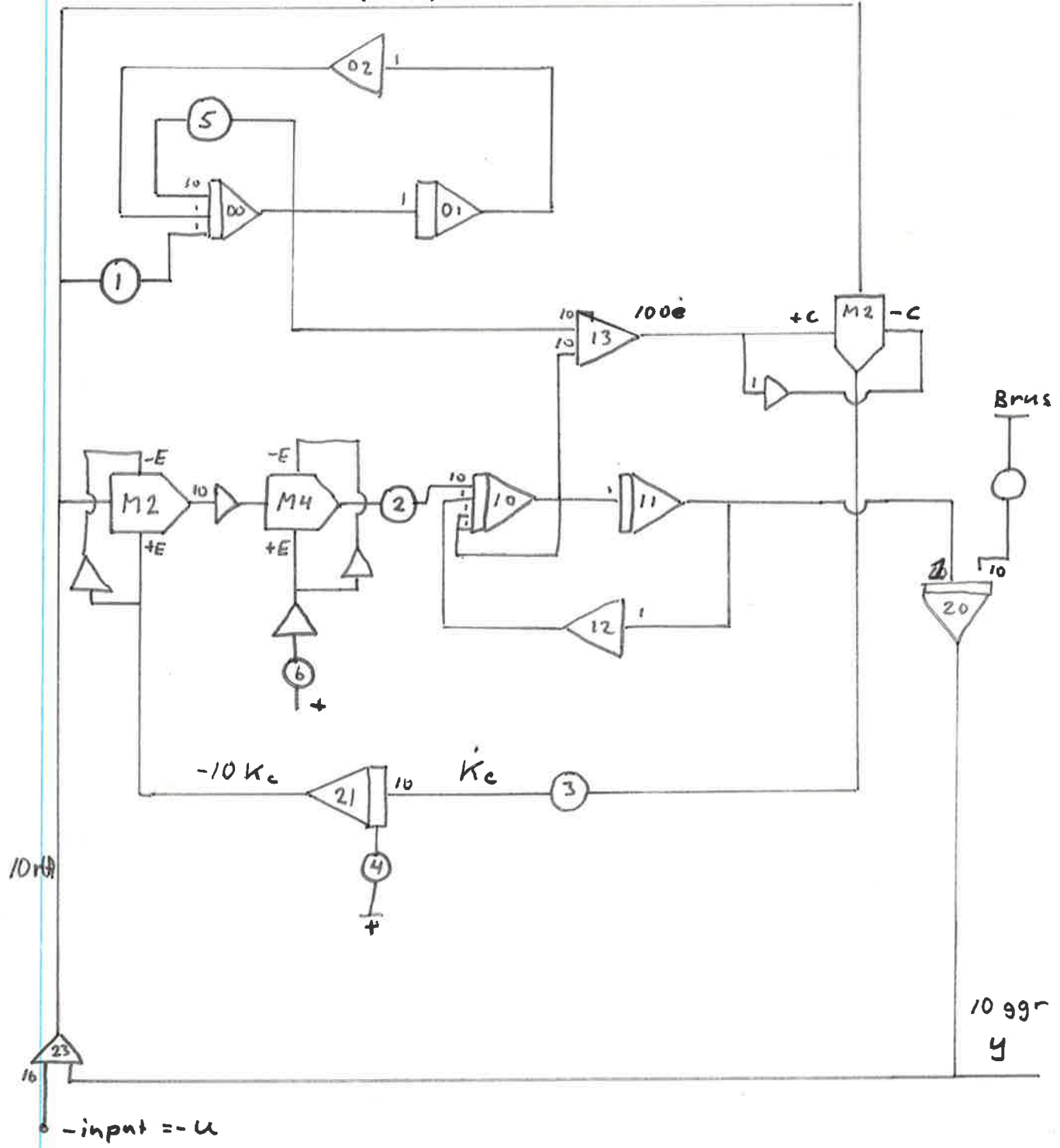
5

Kopplingschema enligt fig 13.
 (Margolis - Leondes metod)



Potentiometerlista			
Nr (Tex. 2)	Namn (Tex. Q01)	Funktion (Tex. K ₀)	Värde
1	P00		0,2000
2	P04	$\frac{A}{10}$	
3	Q12	$\frac{r}{10}$	
4	Q13	$\frac{g}{10}$	
5	P20		0,200
6	Q04	2k	
7	P31	$\frac{A(0)}{10}$	
8	Q27		0,100
9	Q36	$\frac{r}{10}$	
10	P29	$\frac{g}{10}$	
11	Q10		0,100
12	Q30		0,1000

Kopplingschema enligt fig 17 (Liapunov metoden)



Litteraturförteckning

- 1) Proceedings of the Self-adaptive Flight Control System.
P. C. Gregory (1959)
- 2) Artiklar från IFAC kongresser av Margolis-Leondes och Kokotovic.
- 3) Artiklar i "IEEE transactions on automatic control" juli 66 och juni 67.
P. C Parks resp. R.V. Monopoli
- 4) R.E Kalman, "Liapunov functions for the problem of Luré in automatic control"
(Proc. Nat'l Acad. Sci. vol 49 sid 201-205)



UUB-66-101

24.1.66 Blad 1

Föreläsningar i Mät- och Databehandlingssystem 37.

Kursdel E

SAABS AUTOMATISKA PROVUTVÄRDERINGSCENTRAL

S A P U C

Elektroniksystem och metoder

Kompendium

av

Gunnar Hermanson

Innehåll

1. Inledning
2. SAPUC:s principiella funktion och plats i dataflödet
3. Bandspelaren
4. Dataformat
5. Datamaskin
6. Omvandlingsprocessen i SAPUC
 - 6.1 Allmänt
 - 6.2 Analogdata
 - 6.3 Tiddata
 - 6.4 Digitaldata
 - 6.5 Kontroll och övervakning av överföringsprocessen
7. Övrig utrustning i SAPUC
 - 7.1 Plotter
 - 7.2 Effektspektrumanalysator
 - 7.3 Fristående utrustning för oscillogramutskrift
8. Felbidrag
 - 8.1 Allmänt
 - 8.2 Analoga data
 - 8.3 Digitala data
 - 8.4 Samplings- och filtreringsfel
 - 8.5 Fel vid plottning
 - 8.6 Systematiska och icke systematiska fel
9. Slutord

1. Inledning

Med tilltagande komplexitet hos det moderna flygplanet och dess system har vid utprovningen kraven på mätteknik och databehandling av mätdata skärpts.

Ökade datamängder, vidgade krav på matematisk behandling av mätdata samt önskemål om snabb återmatning till mätbeställaren har lett fram till kombinationen registrering av mätdata på magnetband och fortsatt behandling av dessa i datamaskin.

Magnetbandregistrering medger nämligen att data på elektronisk väg, snabbt och utan att mänskliga aktiviteter ingår i processen, kan göras läsbara för en datamaskin. I en sådan kan sedan en rationell databehandling äga rum och utmatning kan ske till snabba presentationsdon som åskådliggör resultaten i form av tabeller, diagram o.dyl. Tidigare använd registreringsapparatur, såsom kamerapaneler och oscillografer har samtliga fordrat en tidsödande läsprocedur med behov av mänsklig arbetsinsats för läsning och fortsatt beräkningsarbete.

Det är just den ovan antydda snabba översättningen och anpassningen av magnetbandregistrerade mätdata till datamaskinläsbart språk som är SAPUC:s huvudsakliga uppgift. SAPUC är en förkortning för Saabs Automatiska Provutvärderingscentral.

Främst är systemet avsett att betjäna utprovningen av fpl 37 men även robotutprovning bör kunna utnyttja SAPUC, liksom externa kunder med omfattande mätbehov, såsom medicinsk forskning och skeppsbyggeri.

2. SAPUC:s principiella funktion och plats i dataflödet.

Mätsystemet som producerar det magnetband som vi kallar mätbandet, utnyttjar en mängd olika moduleringsförfaranden och koder för att på ett optimalt sätt möjliggöra transport och lagring av mätdatainformation. Man säger att dessa metoder ger upphov till data i skilda format.

I SAPUC omvandlas och anpassas alla de olika dataformat som förekommer på mätbandet till datamaskinens eget format och lagras i detta format på ett nytt magnetband, kallat databandet. (Fig. 1 illustrerar det sagda och följande resonemang.)

Man har nu gjort mätdata tillgängliga för en synnerligen omfattande bearbetningsprocedur i datamaskin.

Denna fortsatta process innehåller många självständiga led som vart och ett utgör antingen en kontroll, reduktion, omredigering eller matematisk bearbetning av data eller en kombination av en eller flera av dessa behandlingar.

Det första ledet har databandet som input och producerar ett nytt band som sedan utgör ingående data för nästa process o.s.v.

De första delprocedurerna utföres i en relativt liten datamaskin, vilken f.ö. ingår i själva omvandlingsutrustningen, men så småningom överflyttas databehandlingen till en maskin med större kapacitet i vilken huvuddelen av databearbetningen äger rum.

Här och där utefter processvägen önskar man presentera en del av datamängden. Resultaten kan ta formen av korta besked, tabeller och diagram, de senare presenterade med hjälp av en s.k. plotter.

De olika delprocesserna styrs av program som tillförs datamaskinen. Smärre variationer i programmen kan göras med hjälp av inmatade parametrar och varje process kontrolleras genom larmutskrifter, som möjliggör en fortlöpande uppföljning av datas kvalitet.

Programmen finns i allmänhet lagrade på magnetband och kan därmed mycket snabbt läsas in av datamaskinen. Parametrar tillföres stansade på håltremsor som läses av datamaskinen, och larmutskrifter stansas av maskinen på håltremsa; vid mindre omfattning skrivs kommentarer på datamaskinens skrivmaskin.

Karakteristiskt för hela denna väldiga process är den hastighet med vilken databehandlingen sker. Några exempel;

Omvandlingen av mätbandets information och skrivning på databand sker med en hastighet av c:a 8000 data/s. Inläsning från ett databand till datamaskinen sker maximalt med 12.000 data/s. Vid databehandlingen kan drygt 100.000 additioner utföras på en sekund.

Parallellt med omvandlingen av mätbandets information göres en utskrift på oscillograf av ett fåtal mätstorheter. Studier av denna utskrift läggs till grund för den fortsatta databehandlingen.

Fristående i förhållande till det tidigare nämnda systemet finns en utrustning för, låt oss säga, en mera manuell extraktion av data i begränsad omfattning från mätbandet med presentationsmöjligheter för de flesta datatyper på oscillograf och/eller på oscillogram.

En oscillograf ritlar mätstorheter som funktion av tiden på ett fotografiskt papper. Ett oscilloscop åskådliggör ett eller två förlopp momentant på en fluorescerande skärm.

Till denna utrustning kan också räknas ett fristående system för effektspektrumanalys av stationära vibrationsförlopp.

3. Bandspelaren

Registrering på magnetband bygger på att ett tunt band belagt med magnetiserbart material får passera förbi ett s.k. magnethuvuds tunna spalt, där det magnetiserande fältet varierar i takt med den storhet man önskar registrera. Det förbipasserande bandet erhåller en permanent magnetisering som är en funktion av den momentana fältstyrkan vid passagen.

Vid avspelning föres bandet på nytt förbi en spalt i ett huvud. Från huvudet erhålles därvid spänningar som står i proportion till de därvid alstrade flödesvariationerna, mot flödets derivata.

Om avspelningshuvudet inte känner någon ändring i flödet erhålles ingen utsignal från huvudet, varav följer att man inte kan spela in konstanta nivåer på detta sätt. Man tillgriper då vanligtvis en metod, kallad frekvensmodulering, förkortat FM.

Vid frekvensmodulering använder man sig i mätsystemet av en modulator, som omvandlar mätsignalen till en mot denna proportionellt varierande frekvens hos en växelspanning, som inspelas på bandet. (Se fig. 2).

Vid avspelningen tillförs FM-signalen en diskriminator, som utför en jämförd med modulatern omvänd procedur, nämligen omvandling av frekvensvariationerna till en mot dessa proportionell spänning. (Se fig. 3).

Frekvensvariationerna äger rum inom ett avgränsat område, vars mittpunkt benämnes centerfrekvens. Maximala frekvensavvikelsen benämnes deviation och anges ofta i procent av centerfrekvensen. (Se fig. 2).

Ökande centerfrekvens och deviation medför båda att högre frekvenser hos mätsignalen kan överföras.

I mätbandspelaren används ett 1 tum brett magnetband på vilket 14 olika spår kan magnetiseras.

Magnetbandet kan föras förbi huvudet med olika noggrant bestämda hastigheter, varvid gäller att högre bandhastigheter ger möjlighet att registrera större informationsmängd per tidsenhet - grovt sett högre frekvenser hos de signaler som spelas in.

4. Dataformat

Skilda krav på t.ex. övre gränshfrekvens och noggrannhet i registreringen kräver att mätdata registreras i olika dataformat.

Man kan indela dessa i två stora huvudgrupper, nämligen analoga och digitala data.

Vid analoga dataformat representeras mätstorheter av en mot denna proportionell elektrisk spänning (fig. 4.) då den tillföres mätsystemet samt efter avspelning och demodulering av signalen från mätbandet. Vid digitala dataformat, däremot, omvandlas den fysikaliska mätstorhetens momentana värde till en följd av elektriska pulser. (Fig. 4). Pulsföljdens sammansättning definierar mätstorhetens numeriska värde som ett binärt tal.

På de fjorton spår som magnetiseras på bandet kan en större informationsmängd rymmas än en mätkanal i allmänhet kräver. Man har då några olika möjligheter att lagra flera mätkanaler på samma spår. (Observera skillnaden mellan kanal och spår).

Med analoga data kan man göra en frekvensuppdelning eller en tidsuppdelning.

Frekvensuppdelning innebär att frekvensmodulerade kanaler med väl åtskilda deviationsområden läggs i en rad utefter en tänkt frekvensaxel inom det område som bandspelaren förmår överföra (Se fig. 5). Man kallar en sådan samling frekvensmodulerade kanaler för ett frekvensmultiplex. Med hjälp av elektriska filter kan man vid avspelning av ett spår innehållande ett multiplex separera de olika kanalerna och demodulera dem var för sig.

Tidsuppdelning (fig. 6) kan åskådliggöras med bilden av en roterande omkopplare med vilken man känner av - samplar - den ena mätstorheten efter den andra och i tidsföljd tillför dessa registreringsystemets modulator och bandspelare. Höjden hos varje puls är här tillordnad respektive mätstorhets värde i samplingsögonblicket. Mellan varje puls återgår man till en konstant nivå lägre än alla pelarna för att möjliggöra syn-

kronisering av utvärderingsutrustningen. Av samma anledning återkommer en puls längre än de övriga, kallad storsynkspuls, en gång per omkopplaryarv.

En mätstorhet som samplas måste, för att sedan kunna reproduceras korrekt avkännas oftare ju snabbare mätstorheten varierar. En teoretisk övre gräns för frekvensinnehållet i informationen är halva den frekvens med vilken kanalen samplas. Av praktiska skäl väljer man emellertid ett förhållande mellan samplingsfrekvens och högsta informationsfrekvens om 5:1.

Om man i tidsmultiplex vill sampla någon kanal med en högre frekvens än omkopplarens varvtal, så kan detta åstadkommas genom att kanalen ansluts till flera segment fördelade kring kommutatorns "omkrets". Metoden kallas superomkoppling. Vid subomkoppling, fig. 7, ansluter man till en av en huvudomkopplares kontakter utgången från en subomkopplare som framstegas ett segment för varje varv hos huvudomkopplaren. På detta sätt kan ett antal kanaler med långsamt varierande signaler överföras via ett enda segment på huvudomkopplaren.

De tidsuppdelade kanalerna säges bilda ett tidsmultiplex och moduleringsmetoden benämnes pulsamplitudmodulering, förkortat PAM. PAM-pulståget har en viktig roll i SAPUC, som senare skall visas.

Flera digitala datakanaler kan sammanföras till ett bandspår genom tidsuppdelning på liknande sätt som visats för pulsamplitudmodulering. Skillnaden är att varje puls i PAM-tåget har ersatts med en pulskombination som definierar ett binärt tal. Metoden kallas ofta pulskodmodulering, förkortat PCM efter det engelska uttrycket.

Tidsinformationen intar en särställning bland digitaldata. SAPUC har utrustats för behandling av en amerikansk standardtidkod, benämnd IRIG-B. I en speciell pulskod anger denna tiden i sekunder räknat från dygnets början, förutom i dagar, timmar, minuter och sekunder från årets början i en något annorlunda kod. Tidkoden är överlagrad på en mycket frekvensnoggrann 1000 Hz - signal, och ur denna kan SAPUC även extrahera millisekundinformation.

5. Datamaskinen

Tidigare har nämnts att en datamaskin deltar i överföringsprocessen och sedan användes vid den fortsatta databehandlingen. Ett ytligt studium av datamaskinens fundamentala uppbyggnad och egenskaper är på sin plats innan överföringsprocessen genomgås. Det sagda är tillämpligt på datamaskinen DATASAAB D21.

Datamaskinen utför endast elementära matematiska operationer. Data utgöres av binära tal, ord, om max. 24 binära siffror (bitar). Maskinens rykte om att kunna "tänka" härör förmodligen från dess förmåga att välja bland flera fortsatta beräkningsgångar som följd av ett framräknat resultat- men samtliga beräkningar som skall göras och hur valet skall ske måste korrekt ha angivits för maskinen i det program som tillförs den, och som steg för steg styr dess arbete. Maskinen gör dock sina elementära uppgifter ytterst snabbt och felfritt och dessa egenskaper är de avgörande.

De val av fortsatt beräkningsgång som ovan nämnts utgöres i datamaskinen av ett villkorligt hopp till en angiven plats i programmen, i st. f. normal fortsättning med nästa order. Villkoret kan t.ex. vara att talet är negativt.

Datamaskinen består av en centralenhet i vilken beräkningsarbetet utföres samt ett antal yttre enheter med vilka centralenheten kan kommunicera. Se fig. 8. Via de yttre enheterna slussas och lagras program, data och beräkningsresultatet mellan yttervärlden och centralenheten.

Centralenheten består av en minnesenhet, en aritmetisk enhet samt en styrenhet. (Se fig. 9.) I minnesenheten lagras program, data och resultat och är därifrån tillgängliga för den aritmetiska enheten i vilken operationerna på data utföres.

Mellan minnesenhet och aritmetisk enhet överföres data på några få milliondels sekunder och av liknande och något större storleksordning är den tid som erfordras för de olika operationerna.

Överföringen av data samt operationerna i den aritmetiska enheten dirigeras av styrenheten, som matar sig själv med order efter order från det i minnesenheten lagrade programmet.

De yttre enheterna består bl.a. av bandminne, remsstans, remsläsare, radskrivare och skrivmaskin.

Bandminnet lagrar information på magnetband. Data kan snabbt (ca 12000 ord/s) läsas in till resp. skrivas ut från minnesenheten.

Remsstansen skriver information från centralenheten i form av hålkombinationer på en pappersremsa och remsläsaren känner av hålremsans kod och tillför denna centralenheten. Överföringen äger rum med hastigheten max 150 tecken/s resp. max. 500 tecken/s.

Radskrivaren användes för att skriva ut information från minnesenheten på A4-papper. Radskrivaren ställer samtidigt in samtliga tecken i en hel rad på pappret varefter samtidigt tryckning sker. På detta sätt kan 15 rader/s med mera än 130 tecken per rad skrivas.

Skrivmaskinen skriver max 10 tecken/s av minnesenhetens innehåll.

I jämförelse med centralenheten är samtliga yttre enheter mycket långsamma. Avbrottssystemet i D21 medger att den snabba centralenheten utför databehandling mellan kommunikationstillfällena med de yttre enheterna. Då en sådan är färdig att kommunicera med centralenheten avger den en s.k. avbrottssignal till denna. Vid kommunikation mellan snabba enheter (ex.vis bandminne) och centralenheten användes ordavbrottssignal. Centralenheten fullbordar då den operation som just pågår, varefter dataöverföring äger rum direkt mellan minnesenheten och den enhet som pockade på uppmärksamhet. Därefter fortsätter centralenheten med sitt program.

S.k. programavbrottssignaler från en yttre enhet ger upphov till ett hopp till en förutbestämd plats i programmet, varvid godtyckliga programmerade åtgärder kan vidtagas som en följd av att signalen avgivits, såsom t.ex. dataöverföring mellan aritmetiska enheten och relativt långsamma yttre enheter (ex.vis remsläsaren). Återhopp sker vanligen därefter.



Det program som datamaskinen arbetar med består liksom data av ord om 24 binära siffror, som kan delas upp i order- och adressdel. Orderdelen anger vad som skall utföras på innehållet i t.ex. den minnescell som anges i adressdelen.

Ett program på datamaskinens eget språk, maskinkod, är besvärligt att skriva och svårläst.

Av denna anledning har man konstruerat programmeringsspråk, i vilket operationerna betecknas på ett sätt som ger associationer till operationen, och adresserna av programmeraren kan ges godtyckliga namn. Dessutom tillfogas ofta sammansatta operationer, som underlättar programmeringen, och In- och utmatning administreras med minsta möjliga programmerarinsats.

Datamaskinen översätter själv det på detta sätt skrivna programmet till maskinkod med hjälp av ett översättningsprogram, kallat kompilatorn.

Den datamaskin, vanligen kallad D21-10 som deltar i omvandlingsprocessen i SAPUC och som sedan användes vid de första leden av den följande databehandlingen är relativt liten. Dess minne rymmer drygt 16.000 ord och den har fyra bandminnen, remsläsare, remsstans och skrivmaskin.

Den större datamaskinen, kallad D21-3, i vilken resterande databehandling äger rum har 32000 ords minne, åtta bandminnen samt förutom remsutrustning och skrivmaskin även en radskrivare.

6. Omvandlingsprocessen i SAPUC.

6.1 Allmänt

Omvandlingen av de olika dataformaten till datamaskinens kod utföres av ett omfattande elektroniskt system som i trängre bemärkelse utgör SAPUC - Saabs Automatiska Provtvärderingscentral.

Systemet kan för överblickens skull uppdelas i tre stora delar:

- a) Avspelings- och demoduleringsdel
- b) Anpassningsdel
- c) Datamaskin

Avspelnings- och demoduleringsdelen ombesörjer grovt sett att data återställs till det utseende de hade då de lämnade givaren, d.v.s. den enhet i mätsystemet som omvandlar den fysikaliska mätstorheten till en elektrisk spänning i analogfallet och en pulskombination i digitalfallet.

I anpassningsdelen sker själva omvandlingen samt urvalet och dirigeringen av data.

Den sålunda behandlade informationen tillföres datamaskinen, som själv aktivt deltar i och indirekt styr överföringsprocessen, samtidigt som den producerar databandet.

För att följa mätdatas vägar genom SAPUC börjar vi vid mätbandsspelaren, i vilket det av mätutrustningen producerade mätbandet placeras.

De svaga signalerna i bandspelarens huvuden förstärks i avspelningsförstärkare varefter de alltefter typ tillföres skilda demodulatorer, Analoga signaler, digital information och tiddata undergår skilda processer och vi skall nu följa deras vägar.

6.2 Analogdata

Analogdata, erhållna från FM-bredbandkanaler (en FM-BB-kanal har stor kapacitet och upptar ensam ett bandspår) frekvensmultiplex och tidsmultiplex förekommer efter den ovan nämnda demoduleringen separerade på var sin diskriminatorutgång. (Se fig. 10). Signalerna på dessa tillföres var sin s.k. grind, som är en elektronisk enhet, vilken i princip fungerar som en strömbrytare som kan slås till ett kort ögonblick.

Vid grindarnas ingångar står alltså ständigt signaler och "knacker på". Efter ett adresseringsförfarande som senare skall bedrivas kan man göra en godtycklig grind ledande, varvid signalen på den tillföres en Analog-Digital-omvandlare (ADC), till vilken samtliga grindutgångar kopplats. (Se fig. 10).

Analog-Digitalomvandlaren förvandlar varje gång den får en digitaliseringsorder den momentana spänningen på ingången till ett motsvarande binärt tal som tillfälligt lagras i omvandlarens utregister.

Analog-digitalomvandlarens ord innehåller endast 11 binära siffror (bitar) medan D 21 som nämnts arbetar med ordlängden 24 bitar.

Man har därför sammanfört grindarna i två lika stora grupper som matar en ADC vardera. Man öppnar alltså samtidigt en grind i vardera gruppen och beordrar därefter samtidigt båda analog-digitalomvandlarna att digitalisera. De båda ADC-orden inläses samtidigt efter fullbordad digitalisering och lagras med två ord i varje cell i datamaskinens minne. Inläsningen sker via en digital grind av en anledning som senare kommer att anges.

Sekvensen grindöppning, digitalisering och inläsning till datamaskinen styrs med hjälp av pulser från den s.k. synkgeneratoren. Denna styrs i sin tur av PAM-tåget via pulsselektorn som alstrar ordsynkpulser (en per pelare) och storsynkpulser (en per omkopplarsvarv) ur PAM-tåget.

För varje ordsynk alstrar synkgeneratoren ett valbart antal (1-8 st) digitaliseringssekvenser av den typ som nämnts ovan, ungefär lika fördelade i tidsintervallet mellan två ordsynkar. (Se fig. 11).

Slutet på varje digitaliseringssekvens utgöres av två tätt på varandra följande ordavbrottssignaler till datamaskinen, varav den första ger upphov till inläsning av de två digitaliserade mätvärdena.

För att åskådliggöra lagringsproceduren i datamaskinens minne har i fig. 11 som exempel fyra digitaliseringssekvenser per ordavbrott inritats. Data lagras i två alternerande inläsningsareor i minnet där cellerna i vårt resonemang kan tänkas vara arrangerade som anges i fig. 12.

Den första raden i inläsningsarean fylls med de fyra dataord som är en följd av ordavbrotten efter första ordsynken o.s.v.

Storsynkpulserna utgör gränser för de inlästa datablocken. Varje storsynk ger nämligen upphov till en programavbrottssignal från synkgeneratoren. Av denna avbrottssignal följer ett hopp till en programdel som bl.a. ombesörjer byte till ett annat, identiskt inläsningsområde i minnet. I detta nya inläsningsområde byggs successivt ett nytt datablock upp. Samtidigt påbörjas bearbetningen av innehållet i den nyss fyllda inläsningsarean. Denna skall vid nästa programavbrott vara beredd att ta emot ett nytt datablock. En växling mellan de två inläsningsområdena sker på detta sätt vid varje storsynk/programavbrott.

Efter den nyss nämnda bearbetningen av datablocken skrivs de på band-databandet skapas - på ett av datamaskinens bandminnen, grovt sett i samma takt som inläsningen sker.

Genom att inläsningsögonblicken via PAM-tåget styrs från mätbandet uppnås en god reprocedurbarhet för överföringsprocessen. Vidare kan tidsrelationerna upprätthållas mellan ev. upprepade genomspelningar av samma mätband, vid vilka skilda mätkanalgrupper överföres.

Den huvudsakliga orsaken till PAM-styrningen är emellertid att metoden p.g.a. synkronismen möjliggör exakt en digitalisering av varje PAM-puls.

Om ett mätsystem icke utnyttjar pulsamplitudmodulering så kan för styrning av SAPUC en inspelning i efterhand göras av ett så att säga artificiellt PAM-tåg på ett ledigt bandspår. I annat fall får SAPUC styras med en med bandet asynkron pulsgenerator som simulerar ett PAM-tåg. De tidigare nämnda kraven på reproducerbarhet och tidsrelationer mellan skilda överföringar får i så fall släppas.

Några funktioner hos synkgeneratoren, förutom dem som redan nämnts, bör anges. Enheten utövar en ständig kontroll av det inkommande pulstågets kvalitet och genererar digitaliseringssekvenser även om PAM-pulståget är förvridet eller inkommer oregelbundet som t.ex. vid tillfälliga signalbortfall. Synkgeneratoren märker därvid även data med en etta i en viss position i det inlästa ordet. Märkningarna utgör en varning att data kan vara avlästa vid ej förväntad tidpunkt och även vara felplacerade inom datablocket.

Grindvalproceduren har hittills avsiktligt förbigåtts men skall nu behandlas.

Genom grindvalet disponeras datablocken d.v.s. varje ord i dessa tillordnas en viss mätkanal.

Tidigare har nämnts att varje digitaliseringssekvens avslutades med två ordavbrottssignaler varav den första initierade inläsning av dataord. Den andra avbrottssignalen ger upphov till skrivning av ett adressord från minnet till det s.k. kontrollregistret ^{x)} förkortat KR. (Se fig. 10). Från KR adresseras en grind i vardera av de två grindgrupperna och de öppnas sedan med hjälp av de pulser som inleder varje digitaliseringssekvens. Med hjälp av KR-ordet adresseras även digitalgrinden mellan ADC och datamaskin.

x) Ett register är i detta sammanhang en elektronisk enhet som används för att tillfälligt lagra binär information.

I en komponent i överföringsprogrammet kallat kontrollregister-blocket, KR-blocket, har varje ord i datablocket sin motsvarighet i form av ett KR-ord, som vart och ett normalt bl.a. innehåller adresser till ett grindpar. (Se fig. 13). Efter varje datainläsning utmatas alltså ett nytt KR-ord till kontrollregistret och vid programavbrott börjar man på nytt från första ordet i KR-blocket. Samplingsfrekvensen för varje mätkanal bestäms av det antal gånger adressen till motsvarande analoggrind med jämna mellanrum återkommer i KR-blocket. Då PAM-tågets information skall läsas in till D21 kommer adressen till motsvarande grind att uppta en kolumn i KR-blocket.

KR-blocket komponeras av speciella datamaskinprogram som har flygprovprogrammets uppgifter om önskade mätkanaler och deras samplingsfrekvenser som underlag.

Den användning av KR som här skisserats medger en snabb omställning av systemet för betjäning av skilda mätobjekt. Denna snabba omDispositionering för annat mätsystems konfiguration understöds genom att man i SAPUC har ett programmerbart kopplingsbord, över vilket informationen på resp. bandspår efter förstärkning kopplas till sina diskriminatorer o.s.v. Kopplingsbordets programmerade platta bytes på ett ögonblick vid växling av mätobjekt.

Ett andra programmerbart kopplingsbord används för att koppla om synkgenerator och övrig utrustning. Även det i varje diskriminator inbyggda filter, som uppåt begränsar frekvensen hos den utgående mätinformationen, måste växlas då samplingsfrekvensen hos den efterföljande grinden ändras. Det är nämligen mycket viktigt att frekvenskomponenter i den till grindarna förda informationen, som är av högre frekvens än halva samplingsfrekvensen, effektivt filtreras bort. En följd av alla samplingsprocesser - och observera att alla kontinuerliga kanaler samplas in i datamaskinen - en följd av sådana processer är alltså, att frekvenskomponenter i den samplade informationen som är högre än halva samplingsfrekvensen kommer att återfinnas som falska frekvenskomponenter i spektrum nedanför halva samplingsfrekvensen och där är omöjlig att skilja från "äkta" frekvenskomponenter. Det engelska uttrycket för detta fenomen är "aliasing", d.v.s. en frekvenskomponent uppträder i en annans skepnad.

6.3 Tiddata

Tidkoden, som tidigare omnämnts, föres efter avspelning och demodulering till Inenheten för Tiddata, INTID, (fig. 14) som under kontroll bearbetar koden och ständigt håller den aktuell på två olika register. Det ena innehåller tiden i sekunder räknat från dygnets början, det andra innehåller millisekundinformation.

Den kontroll som enheten utövar resulterar i att data märks i en viss position i det inlästa tidordet då tidkoden kan misstänkas vara felaktig.

Tiddata inropas till D21 av samma avbrottssignal som gör upphov till inläsning av ADC-orden. Av denna anledning adresseras grindarna mellan de två tidregistren och datamaskinen via KR på samma sätt som grinden efter analogdigitalomvandlaren.

Genom att tiddatainropen till D21 styrs på liknande sätt som analogdatainropen kan tiddata ges en godtycklig placering bland analogdata inom datablocket. P.g.a. att tidsintervallen mellan två konsekutiva datainläsningar är noggrant kända, kan man med hjälp av de i datablocket insprängda tidsangivelserna räkna fram tidpunkten för varje enskild mätdatasampling.

6.4 Digitaldata

Vid bandinspelning av digitaldata svarar varje etta i ett binärt tal vanligtvis mot en växling av magnetiseringsriktning på bandet. Efter avspelning och förstärkning av signalen från huvudet erhålles mot växlingarna svarande pulser.

Digitaldata kan ha olika format och en del av dessa utnyttjar flera spår. I SAPUC accepteras högst tre spår. Pulserna på dessa spår tillföres Inenheten för Digitaldata, INDID, (fig. 15) där speciella kretsar avgör huruvida etta eller nolla föreligger.

Under kontroll av datakvaliteten ställer INDID upp den binära informationen i ett register som kan avkännas av datamaskinen. Om synkfel, databortfall och felaktiga ordlängder detekteras märks data på samma sätt som förut nämnts för övriga datatyper.

Inenheten för Digitaldata avger till datamaskinen egna ord och programavbrottssignaler för varje ord- resp. storsynk i digitaldataflödet. Digitaldatablock byggs upp i två egna alternerande inläsningsareor på samma sätt som tidigare beskrivits för analogdata.

Inläsningen av digitala data försiggår alltså helt asynkront med analogdatainropen. Något enkelt tidssamband behöver ej existera mellan de båda datatyperna, även om det mätsystem, vars data utvärderas, stundom skapar ett sådant.

Man erhåller en tidreferens till de digitala datablocken genom att vid varje programavbrott från INDID - d.v.s. då ett digitaldatablock fullbordats - överföringsprogrammet avkänner och lagrar information om vilket ord i analogdatablocket som är under inläsning. Den uppgiften kan senare, i kombination med kännedom om intervallen mellan digitaldatainropen och tidberäkningsmetoden i analogdatablocket användas för beräkning av läsögonblicket för varje enskilt digitalt mätvärde.

6.5 Kontroll och övervakning av överföringsprocessen

I den mindre datamaskinen i SAPUC har två s.k. administrationsregister inbyggts. De används för beordring och övervakning av övrig utrustning i överföringssystemet centralt från datamaskinen.

Så t.ex. kan man genom att skriva i vissa positioner i ett administrationsregister inhibera eller släppa fram avbrottssignalerna efter önskan. Genom att överföringsprogrammen på detta sätt kan dirigeras avbrottssignalerna försäkras man sig mot ur datamaskinens synpunkt icke önskade störningar om t.ex. intrimning av överföringsutrustningen pågår medan konventionell databearbetning utföres i datamaskinen. De signaler från för varje överföringsprogram specifika positioner i administrationsregistret, som släpper fram avbrottssignalerna, får pas-

sera via unika uppkopplingskombinationer i de två programmerbara kopplingsborden. Detta har till följd att överföringsprocessen icke startar om programplattor tillhörande annat överföringsprogram av misstag inkopplats.

I ett av administrationsregistrena kan även information från yttre enheter införas till centralenheten, vilket möjliggör övervakning av överföringsystemet från D21.

På överföringsystemets manöverbord finns tablåer som utvisar tidkodens tidangivelse och avspeland bandmängd; synkgeneratorns och INDID:s funktion övervakas med hjälp av visarinstrument. Vidare finns ett oscilloscop på vilket viktiga mätkanaler kan hållas under kontinuerlig uppsikt under överföringen.

Lampsignaler visar när överföringsprocessen startats av överföringsprogrammet via administrationsregistret.

Samtidigt som data märks som följd av fel utgår ett larm dels via manöverbordets högtalare i form av en kort tonstöt per märkning (gemensam för alla olika märkningar), dels genom att en specifik lampa tänds som anger huruvida felet härrör från synkgenerator, INTID eller INDID. Det korta tonstöterna ger genom sin relativa förekomst operatören en uppfattning om dataöverföringens kvalitet, medan lampvarningen, som lyser c:a 1 sekund vid larm möjliggör lokalisering av felet.

Via samma förstärkare och högtalare som märkbetslarmet utnyttjas kan flygförarens tal avlyssnas under överföringen.

7. Övrig utrustning i SAPUC

7.1 Plotter

Med hjälp av en plotter kan framräknade data och resultat presenteras grafiskt i form av diagram, försedda med koordinataxlar och behövlig text.

Slutligt val av plottertyp har ännu ej gjorts då detta skrives, men meningen är att datamaskinen, laddad med ett speciellt plottingsprogram, skall utvälja de data som önskas plottade och producera ett speciellt databand, kallat plotterband, innehållande all information till plottern som behövs för framställning av de önskade diagrammen. Plotterbandet placeras i plotterns egen bandspelare varpå plottern ritar diagram efter diagram på en pappersrulle.

7.2 Effektspektrumanalysator

För analys av stationära vibrationsförlopp finnes en utrustning i SAPUC, kallad DE-18. Systemet arbetar helt vid sidan av den överföringsprocess som tidigare beskrivits.

Data avspelade från band tillföres i tidsföljd en rad bandpassfilter. Ett bandpassfilter släpper igenom frekvenser inom ett smalt frekvensområde, passbandet, och spärrar övriga högre och lägre frekvenskomponenter med succesivt stigande bandpassfrekvenser. Varje bandpassfilter följs av kretsar som förstärker signalen, kvadrerar den och bildar medelvärde. Efter denna behandling digitaliseras de analoga signalerna med hjälp av en analog-digitalomvandlare som i tur och ordning med hjälp av reläer kopplas till utgången på varje kanal. De digitaliserade värdena, som alltså vart och ett representerar medeleffekten inom en liten del av spektrum, stansas på hållremsa.

Samplingen av samtliga kanaler representerande resp. frekvenskomponent i spektrum försiggår under en relativt lång tid, varav kravet att vibrationsförloppet skall vara stationärt.

Hålremsan från DE-18 kan inläsas till datamaskin, där vidarebearbetning äger rum (se fig. 1).

7.3 Fristående utrustning för oscillogramutskrift

Uppteckning på oscillogram av frekvensmodulerade och huvudomkopplade kanaler skall i mindre omfattning kunna utföras på ett fristående system, innehållande en bandspelare, diskriminatorer, dekommutator och oscillograf.

Dekommutatorn utför omvända proceduren mot omkopplarens, nämligen urval och presentation i kontinuerlig analogform av en eller flera kanaler i ett tidsmultiplex.

Det bör observeras att digitaldata och subkommuterade analogdata icke kan behandlas i denna utrustning. Dessa datatyper kan presenteras först efter intagning och behandling i datamaskinen.

8. Felbidrag

8.1 Allmänt

Alla mätstorheter, i vilket dataformat de än registreras, tillföres fel på sin väg f.o.m. givare och fram till utskrivet resultat. En fundamental skillnad föreligger emellertid mellan analoga och digitala data, beträffande de felbidrag som introduceras i mätsystem, bandlagringsprocess och utvärderingssystem.

Brus och störningar på den analoga signalen liksom förvrängningar, orsakade av olinearitet o.dyl. i förstärkare, förändrar nämligen den analoga signalens innebörd. Sådana faktorer förändrar däremot svårigen en digital signal, som ju består av puls eller icke puls.

Nedan studeras några av de fel som påföres mätsignalerna i utvärderingssystemet.

8.2 Analoga data

I bandspelaren ger mekaniska ofullkomligheter i bandtransporten samt friktionsfenomen mellan band och framdrivningsmekanism upphov till små hastighetsvariationer vid bandets passage förbi huvudet. Vid frekvensmodulation ger det s.k. fladdret upphov till frekvensvariationer i den avspelade signalen, vilka efter diskriminering kommer att ge störningar i form av en på mätinformationen överlagrad bild av hastighetsvariationerna.

Ju mindre deviation mätkanalen utnyttjar, desto större blir känsligheten för hastighetsvariationerna och f.ö. även andra störningar. FM-bredbandkanalerna med i allmänhet $\pm 40\%$ deviation är därför mindre utsatta än frekvensmultiplexens kanaler, vilka vanligen endast devieras $\pm 7,5\%$.

I ledningarna som överför mätsignalerna adderas vidare störningar genom s.k. överhörning från närliggande ledningar och det arbetande elektroniska systemet. Det tillkommande bruset är av storleksordningen å två tusendelar av full mätkanalsutstyrning.

Vid frekvensmodulering introducerar både modulator och diskriminator brus, olinearitet och drift. Diskriminatorns brusbidrag ligger c:a 500 ggr under mätvärdets maxutslag.

Två slag av olinearitet kan särskiljas, nämligen statisk och dynamisk. Den statiska olineariteten, som uppmätes vid konstanta eller nästan konstanta signalnivåer, yttrar sig i en avvikelse från perfekt linjär omvandling mellan frekvens och utspänning. Diskriminatorerna ger en avvikelse av mindre än $\pm 0,1$ % från bästa räta linje.

Den dynamiska olineariteten yttrar sig som en harmonisk distorsion, d.v.s. som en förvrängning hos en perfekt sinusformad signal, så att den utgående reproduktionen av denna kommer att innehålla övertoner. Den harmoniska distorsionen anges som övertonernas procentuella andel av grundtonen och uppgår till c:a 1 % hos diskriminatorerna.

Drift, en långsam nivåglidning hos mätsignalen, är obetydlig i hela utvärderingssystemet och får än mindre betydelse p.g.a. de ofta återkommande normaliseringsreferenserna.

Grindarna introducerar ett sammanlagt fel om mindre än $\pm 0,1$ % av fullt utslag vid låga frekvenser hos mätvärdet. Vid ökande mätsignalfrekvens ökar överhörningen mellan de olika kanalerna i grindsystemet.

Analog-digitalomvandlaren tillför mycket små fel i form av olinearitet (c:a $\pm 0,007$ %) o.dyl. men ger genom omvandlingen av kontinuerliga spänningar till diskreta, digitala mätetal ett s.k. kvantiseringsfel. Detta fel är c:a $\pm 0,03$ % av analogdigitalomvandlarens hela mätområde.

Tidsmultiplexet överföres med hjälp av en FM-breddbandkanal och får vid god överföringskvalitet ungefär samma felbidrag som en sådan. För att förbättra ett brusigt PAM-tåg har man möjlighet att med hjälp av dekommutatören integrera varje datapuls m.a.p. tiden under ett noggrant bestämt tidsintervall, varvid det integrerade värdet blir proportionellt mot pulsens höjd (mätvärdet) och har ett starkt minskat

brusinnehåll. Själva signalbehandlingen vid integrationen är emellertid i sig själv en felfaktor, varför proceduren kan göra mera skada än nytta om signalkvaliteten efter diskriminering är god.

8.3 Digitala data

De digitala signalerna är som nämnts icke på samma sätt utsatta för förvrängningar vid överföringen. De påverkas emellertid av obetydliga skador på magnetbandets skikt och smuts på bandspelarens huvuden. Felet yttrar sig som en ovanlig men statistiskt fullt mätbar förekomst av bortfall av siffror i de binära talen.

Genom val av ett gott magnetband och noggrann rengöring av bandtransport och magnet huvuden, eftersträvar man att hålla felförekomsten vid nivån 1 på 10^5 å 1 på 10^6 . Vid höga packningstätheter hos den digitala informationen på band d.v.s. då växlingarna i magnetiseringsriktning närmas till varandra, accentueras de nämnda problemen.

Detta beror delvis på att de avspelade pulserna gradvis flyter i och släcker ut varandra, varvid svårigheterna blir allt större att avgöra om etta eller nolla föreligger.

8.4 Samplings- och filtreringsfel

Tidigare har i samband med samplingsprocessen berörts de möjligheter till fel i form av "aliasing" som kan uppstå vid ofullständig filtrering av informationsfrekvenser högre än halva samplingsfrekvensen. Ideala elektriska filter kan ej realiseras, som med perfekt återgivning nedanför halva samplingsfrekvensen filtrerar frekvenser ovanför denna. Inom det s.k. passbandet får man för frekvenser som närmar sig dess övre gräns en gradvis ökad dämpning, samtidigt som dessa frekvenskomponenter fördröjs i förhållande till lägre frekvenser. Den sistnämnda s.k. fasvridningen ger upphov till en felaktig återgivning av en komplex kurvform.

Man har genom att välja förhållandet 5:1 mellan samplingsfrekvens och högsta informationsfrekvens kunnat åstadkomma en acceptabel kompromiss mellan fel i amplitud- och fasåtergivning och det mot dessa felkomponenter kontroversiella "aliasing"-fenomenet.

Samplings- och filtreringsfelen drabbar samtliga signaler som behandlas i SAPUC; från början kontinuerliga signaler samplas i överföringsprocessen och analoga och digitala tidsuppdelade signaler har samplats redan i mätsystemet.

8.5 Fel vid plottning

Vid presentation på plotter erhålles ett kvantiseringsfel - förutom avläsningsfelet - av liknande slag som uppkommer i digitaliseringsproceduren.

Felet uppkommer p.g.a. att plotterns penna rör sig i små steg om c:a 0,25 mm i de två axelriktningarna utefter papperet.

Genom lämplig skalning kan dock kvantiseringsfelet göras obetydligt.

8.6 Systematiska och icke systematiska fel

Vissa feltyper, såsom olinearitet och filtrens dämpning, kan förutsägas och uppmätas. Möjligheter finnes härigenom att i hög grad kompensera dem i den efterföljande databehandlingen. Fel av denna typ benämnes systematiska.

Fel av typen brus och störningar t.ex. kan icke förutsägas till sin momentana storlek och kan därmed icke heller kompenseras. Sådana fel benämnes icke systematiska och ger mätvärdet en resterande osäkerhet, sedan en teoretiskt perfekt kompensering av de systematiska felen utförts.

9. Slutord

I det föregående har gjorts ett försök att beskriva den apparatur som bildar SAPUC-systemet samt de metoder och den teknik som möjliggör utnyttjandet av detta.

Det för SAPUC karakteristiska samspelet mellan datamaskin och övrig utrustning ger systemet en fundamental flexibilitet, som medger en smidig anpassning av utrustningen till skiftande mätsystemtyper och förändringar i dessas disposition.

Möjligheterna att ändra och utöka datamaskinens bearbetnings-, manövrerings- och övervakningsuppgifter, är uppenbara.

Här återstår endast att betona att det elektroniska systemet endast är ett verktyg, för vars utnyttjande ett programsystem av betydande omfattning fordras. Beskrivningen av detta ingår ej i målsättningen för denna skrift.

Avslutningsvis bör dock betonas det integrerade datasystemets inneboende möjligheter till ett rationellt tillvaratagande av varje mätbeställares önskemål om bearbetning och presentation av sina mätdata.

S A P U C

Elektroniksystem och metoder

Figurbilaga

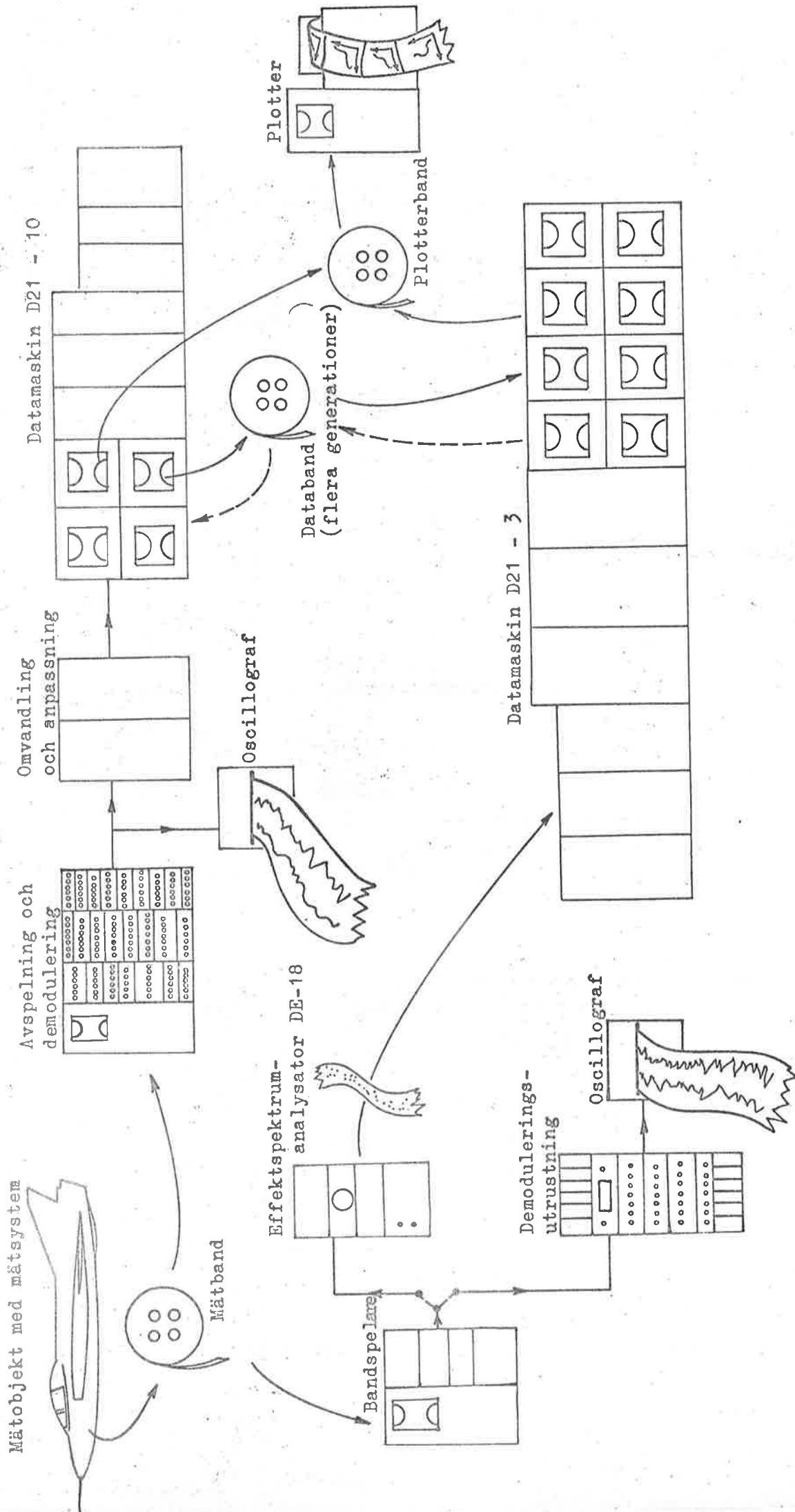


Fig. 1 Dataflöde

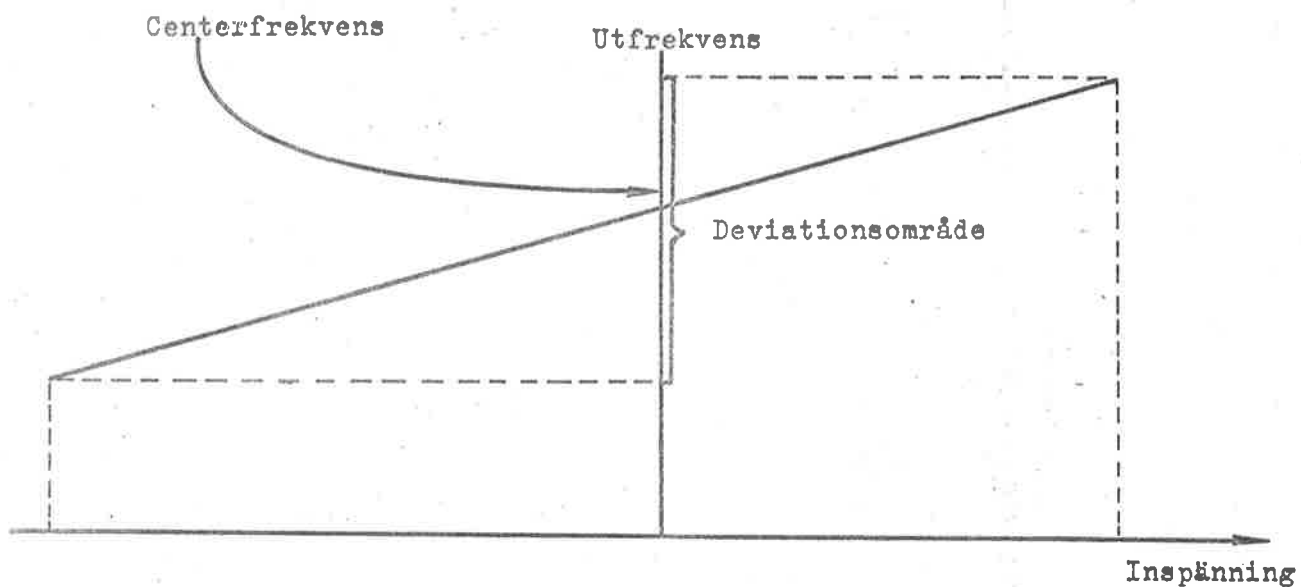
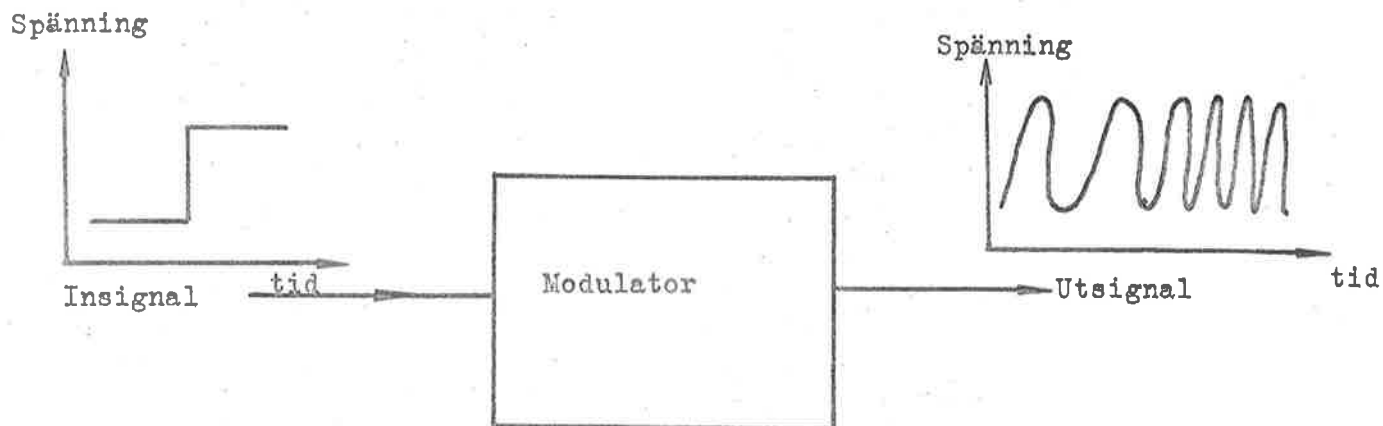


Fig. 2. Frekvensmodulering

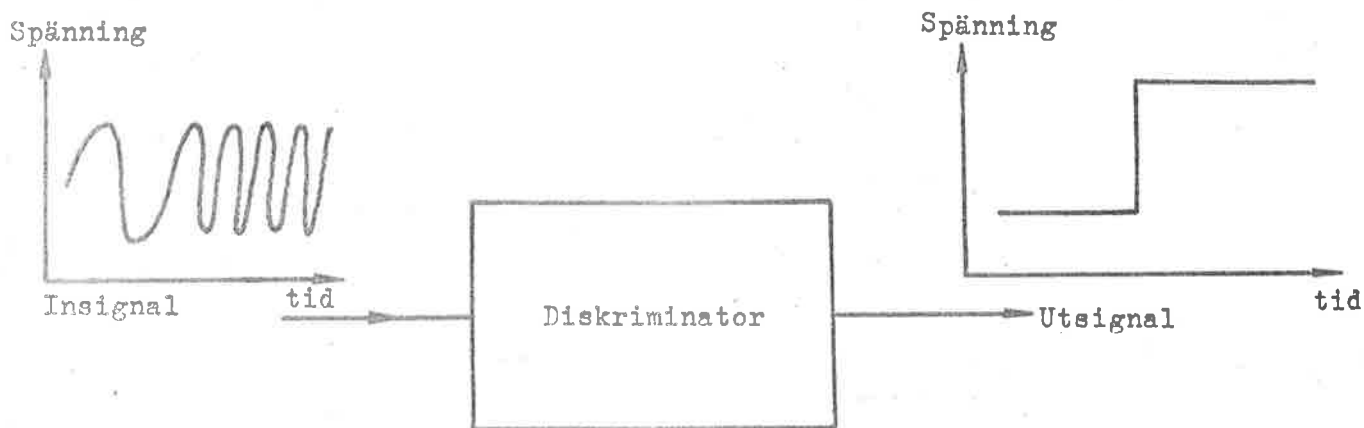


Fig. 3. Demodulering

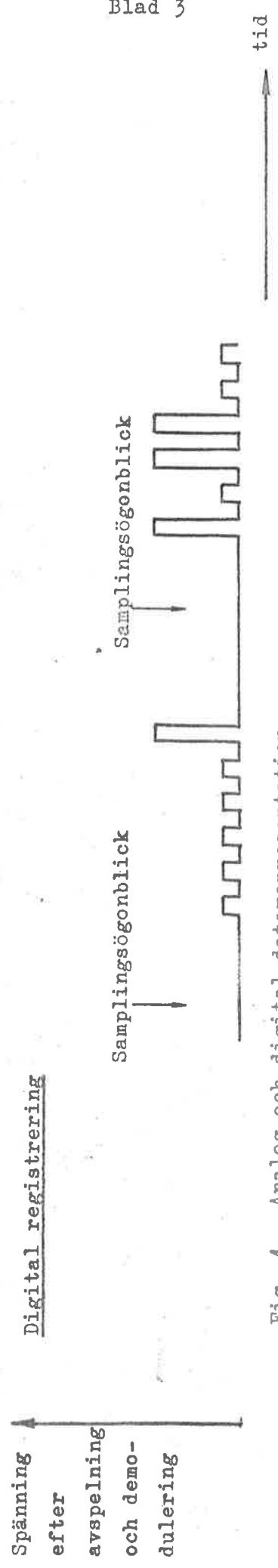
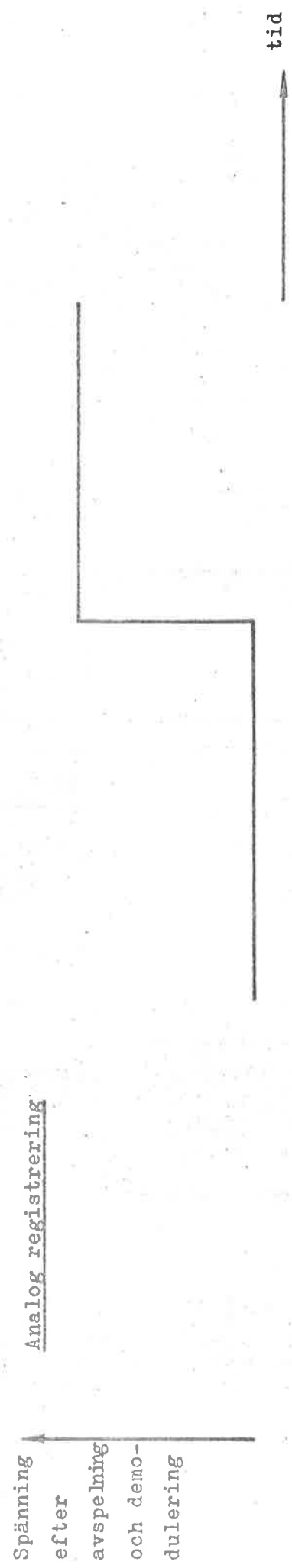
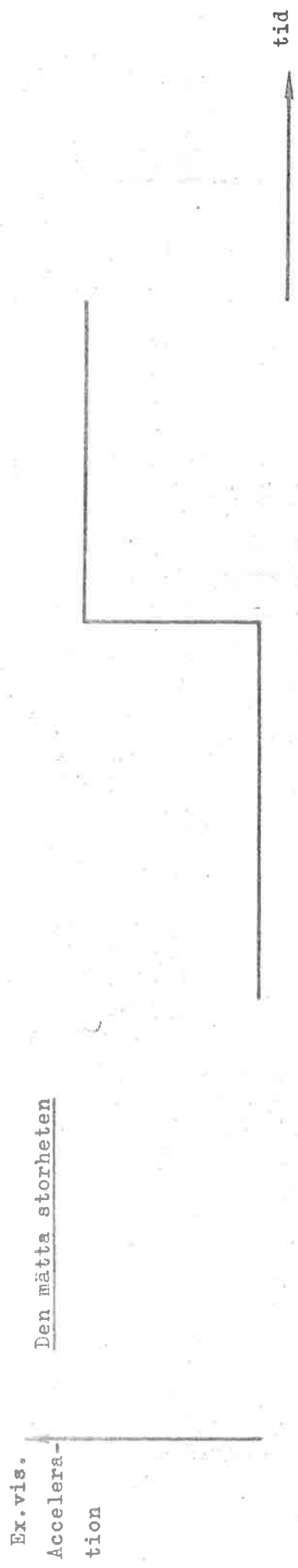


Fig. 4. Analog och digital datarepresentation

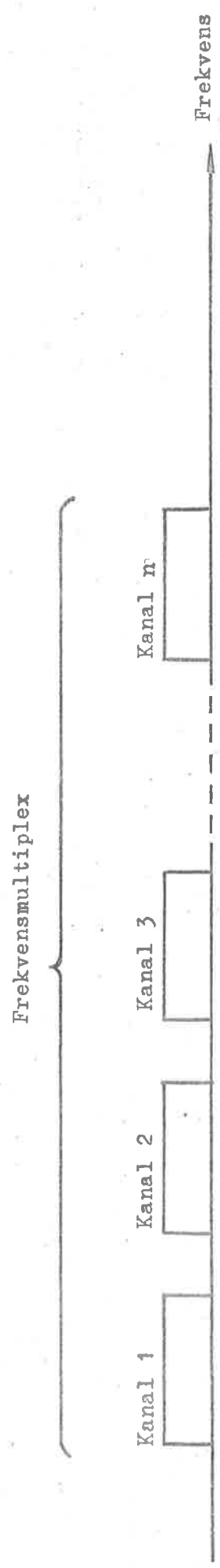


Fig. 5. Frekvensuppdelning

Tidsuppdelning.

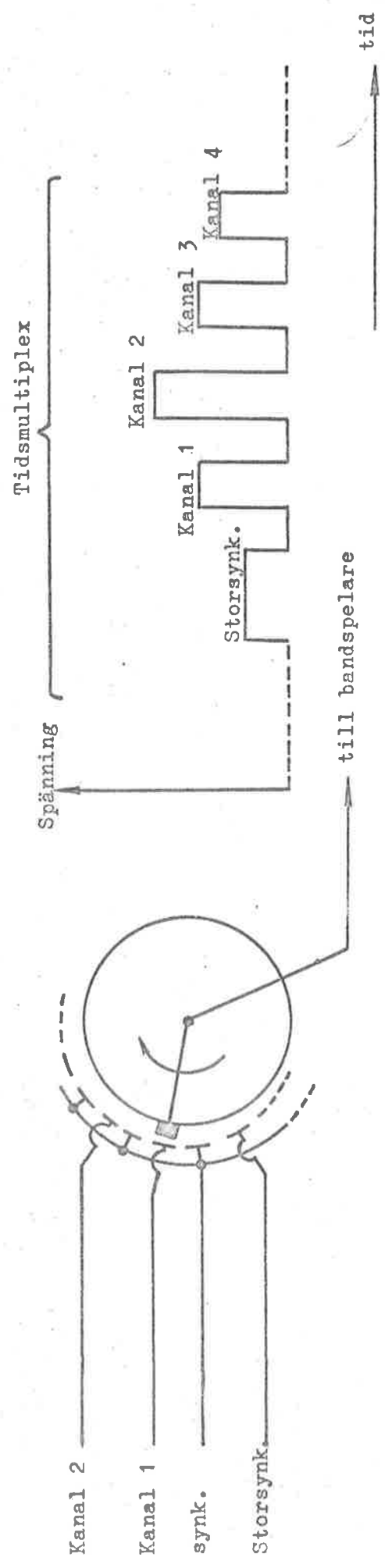
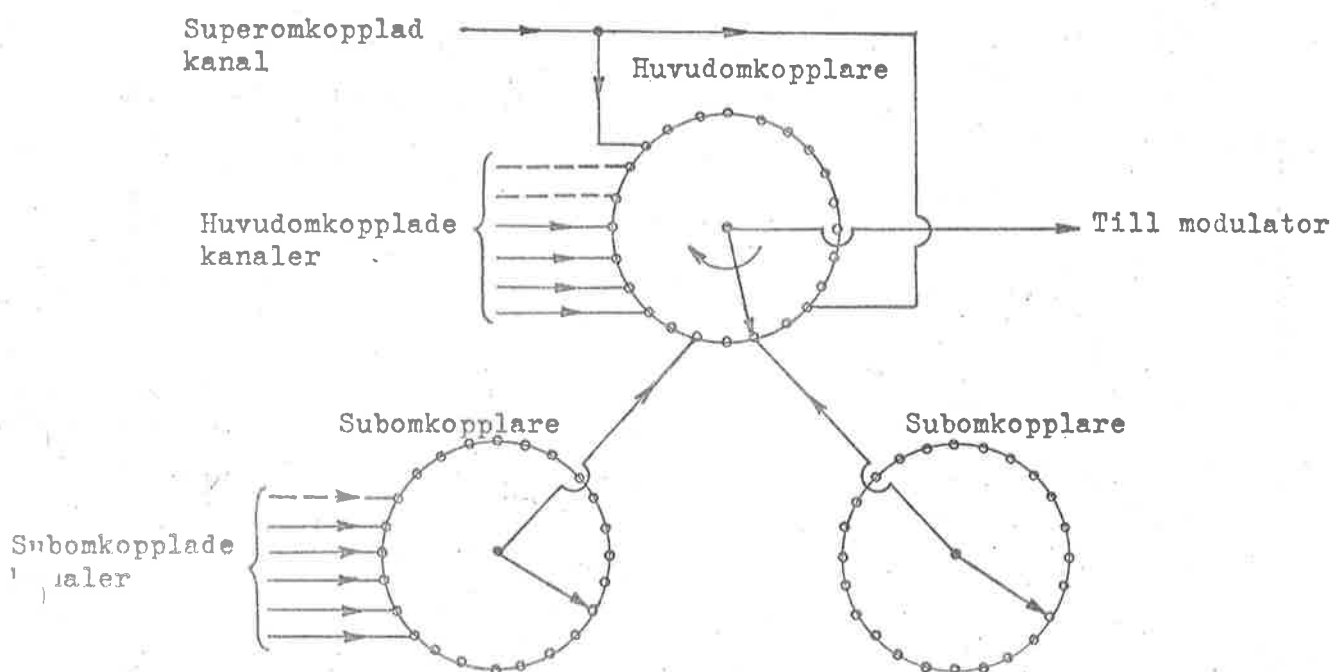


Fig. 6. Tidsuppdelning



Exempel på samplingsfrekvenser o. dyl.

Huvudomkopplare:

Kanalantal: 40 st.

Varvtal = samplingsfrekvens för huvudomkopplad kanal: 25 sps.

Subomkopplare:

Kanalantal: 25 st.

Varvtal = samplingsfrekvens för subomkopplad kanal: 1 sps.

Superomkopplade kanalens samplingsfrekvens: 50 sps.

Fig. 7. Sub- och superomkoppling.

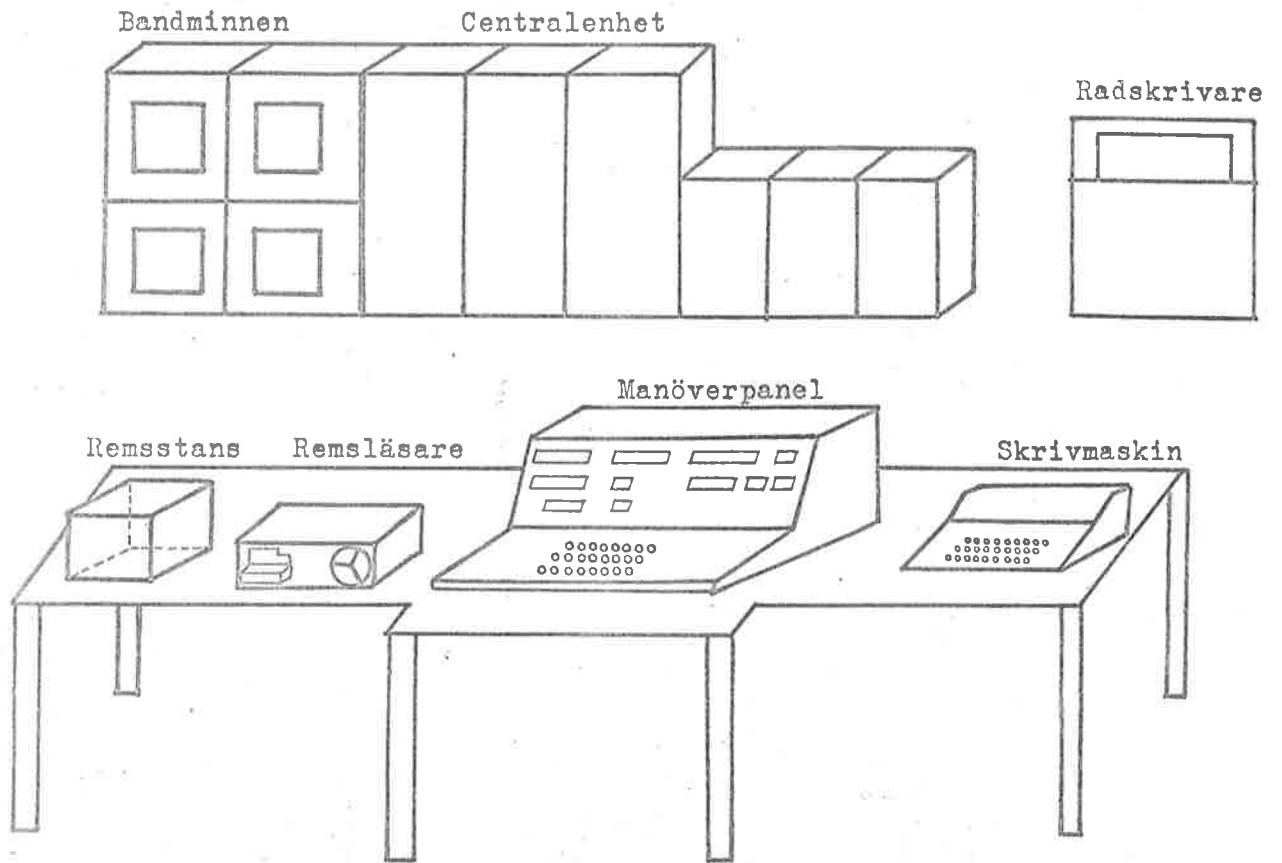


Fig. 8. Datamaskin med centralenhet och yttre enheter.

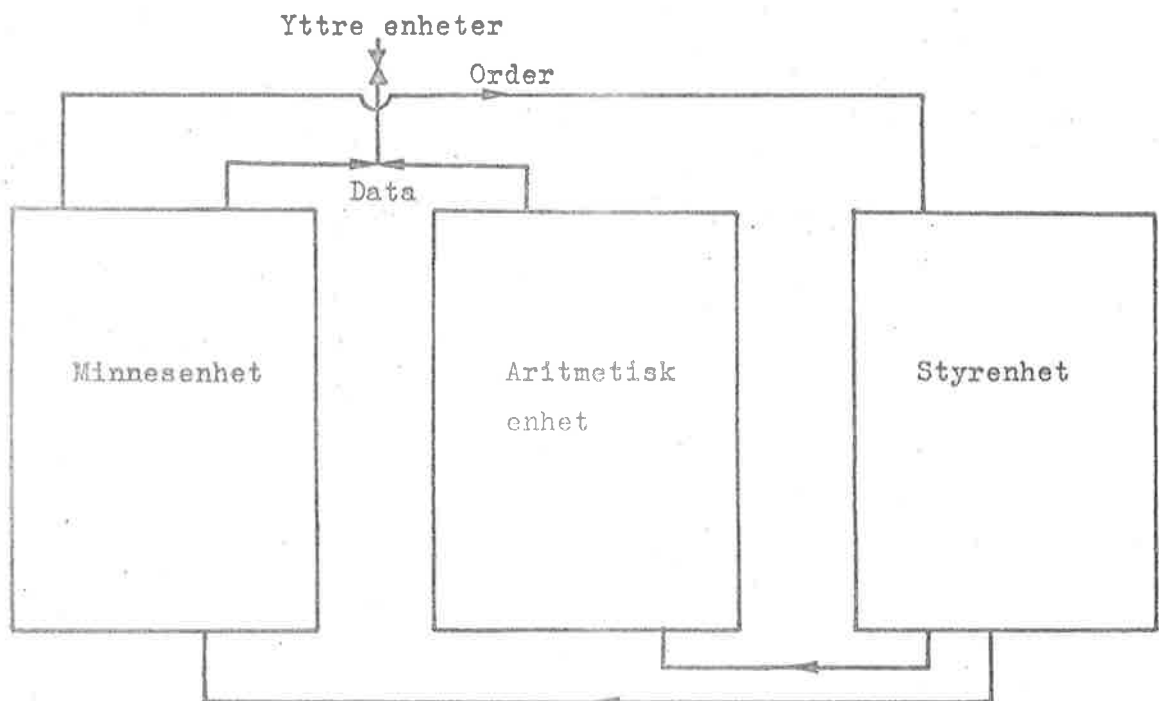


Fig. 9. Datamaskinens centralenhet

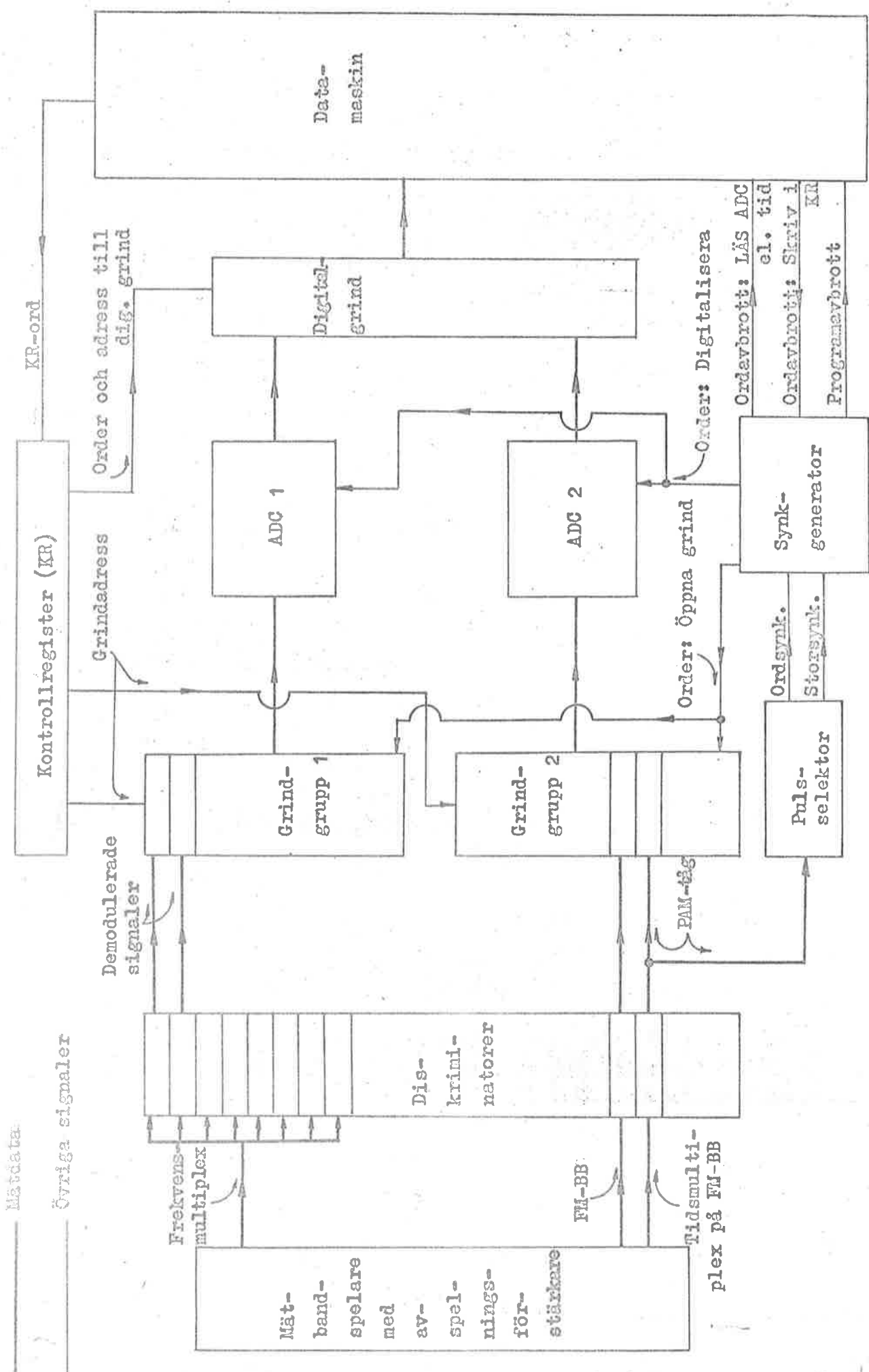


Fig. 10. Analoga datas behandling

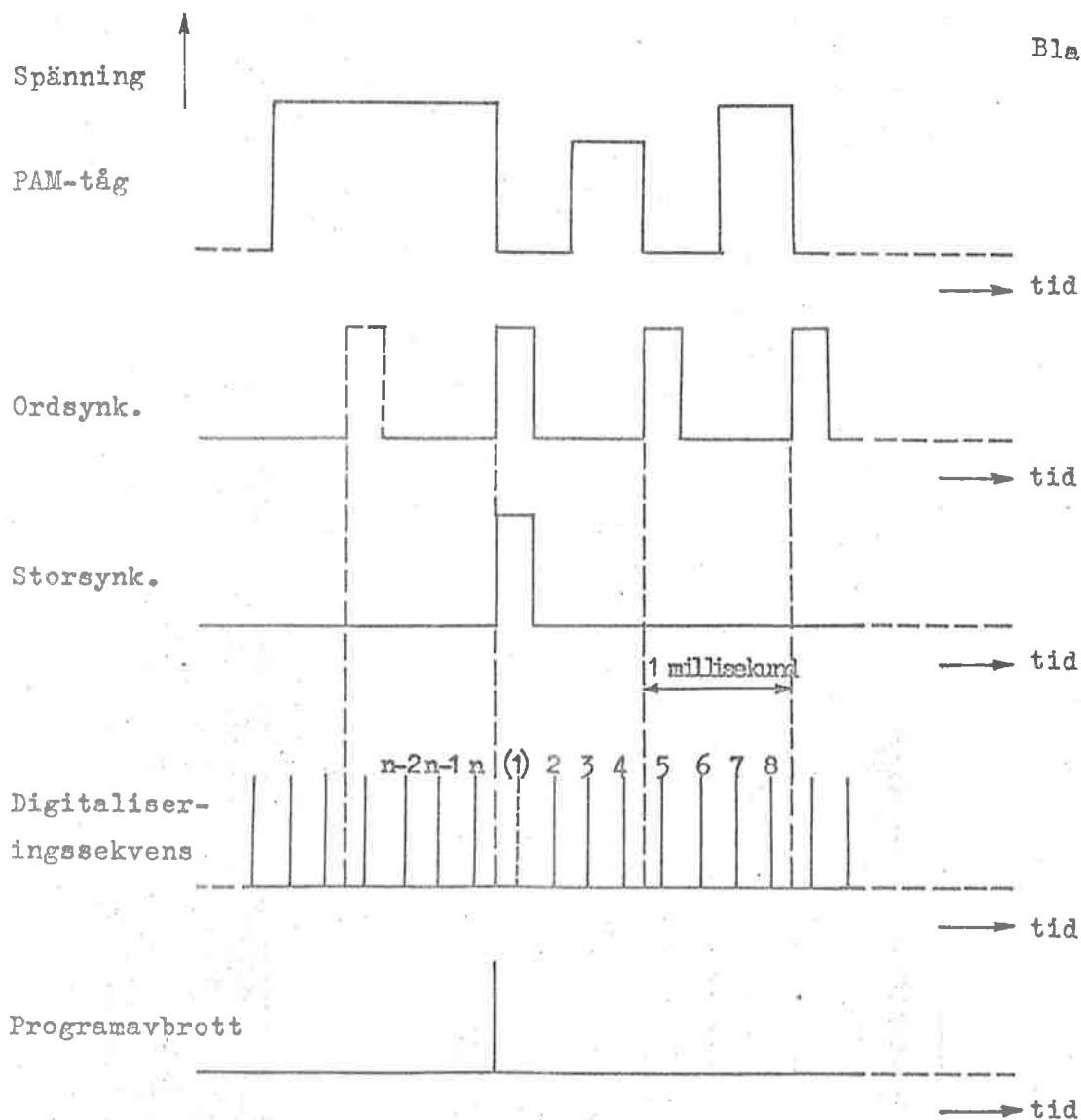


Fig. 11. Pulser till och från synkgeneratorn (exempel)
 (Sekvens 1 inhiberas för att datamaskinen skall hinna med
 administrationen efter programavbrott).

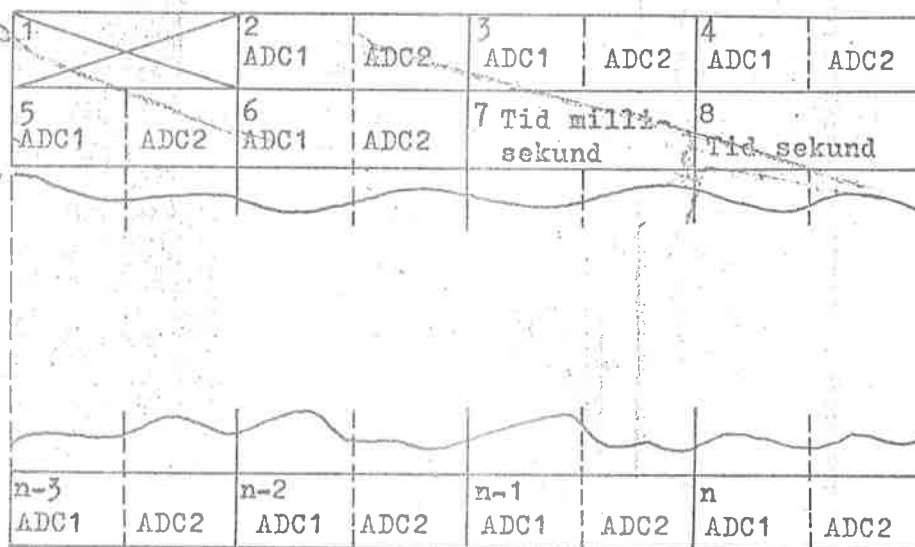


Fig. 12. Inläsningsarea i datamaskinens minne.

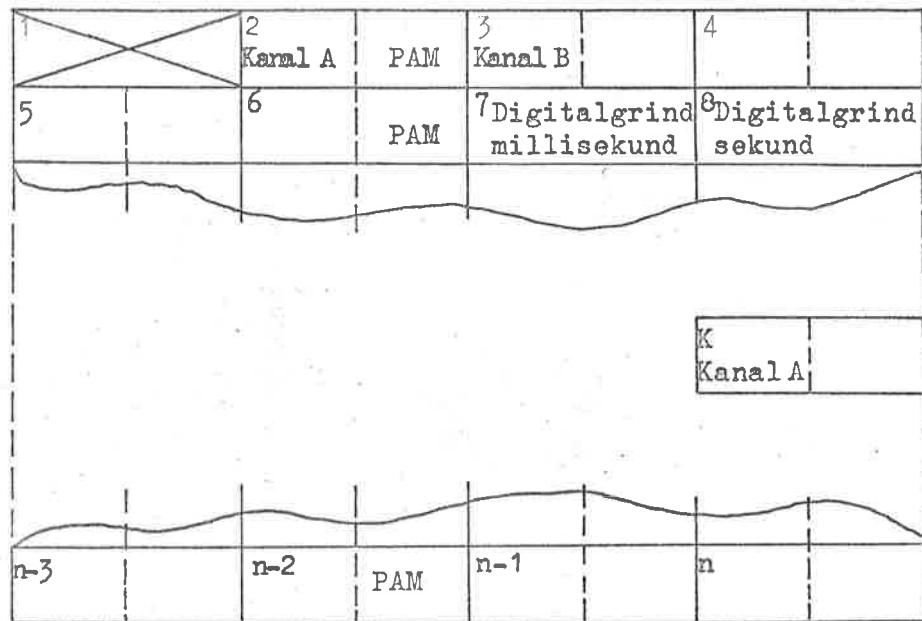


Fig. 13. KR-block. Kanal A samplas två gånger per omkopplrarvarv, kanal B en gång. Varje datapuls i PAM-tåget samplas en gång.

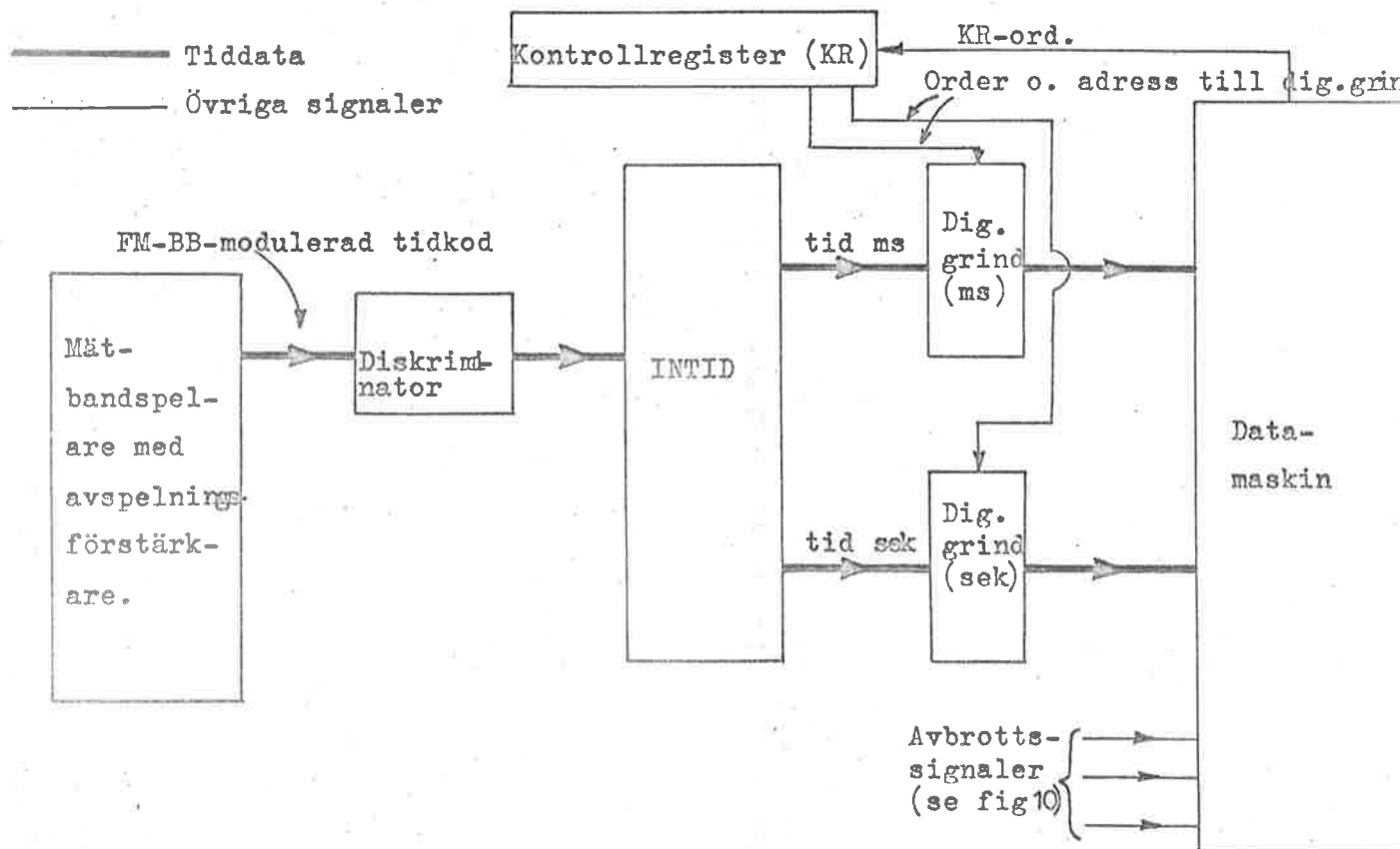


Fig. 14. Tiddatas behandling

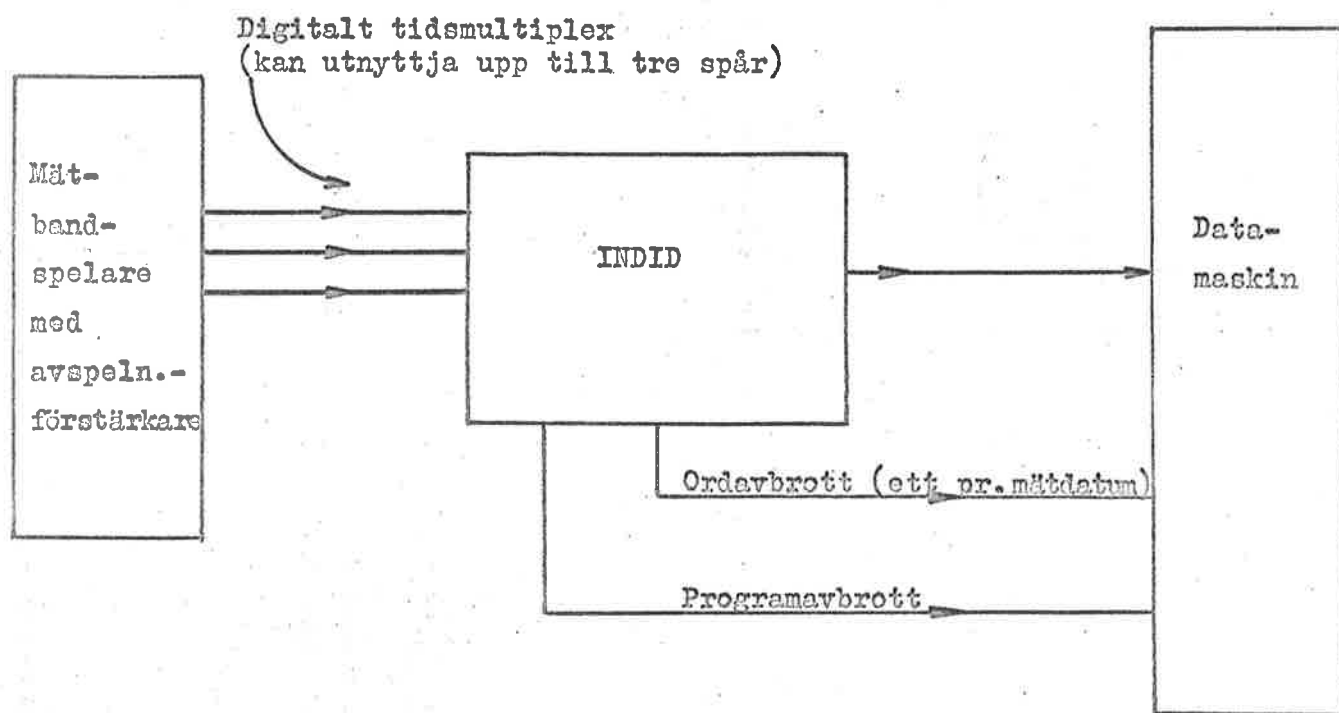


Fig. 15. Digitaldatas behandling.