

UNDERSÖKNING AV HONEYWELLS
ADAPTIVA REGLERSYSTEM

ROLF SYDING

Rapport RE - 20 sept. 1967

UNDERSÖKNING AV HONEYWELLS ADAPTIVA REGLERSYSTEM.

(Examensarbete i reglerteknik)

ROLF SYDING

INNEHÅLLSFÖRTECKNING

Kap.

- 1 Problemställning

- 2-1 Reläkompensering
- 2-2 Undersökning av självsvängning
- 2-3 Insignal-utsignalsamband

- 3-1 Inverkan av stokastisk störning
 - Okompenserad krets
 - Reläkompenserad krets
- 3-2 Mätning av spridning
- 3-3 Uppskattning av mättid
- 3-4 Utförda mätningar
- 3-5 Sammanfattning av Kap. 3

- 4-1 Modellreferensmetoden
- 4-2 Val av modell
- 4-3 Den av Minneapolis-Honeywell föreslagna metoden tillämpad på det givna problemet.
- 4-4 Resultat

- 5 Litteraturförteckning

Appendix

- A-1 Diagram

- A-2 Schema för uppkoppling på analogmaskin.

Kap 1

Problemställning

Givet ett dynamiskt system enligt nedanstående blockschema.

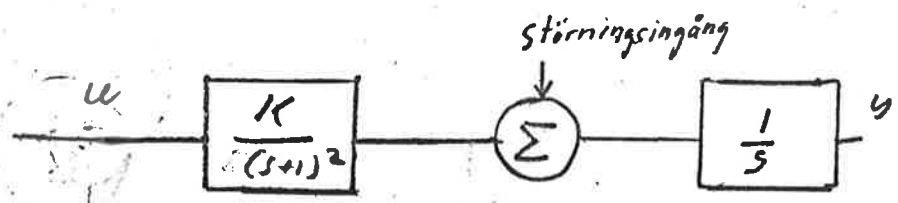


Fig 1

Förstärkningsparametern K varierar på ett okänt sätt en faktor 10 uppåt och nedåt.

Systemet regleras först med återkoppling på vanligt sätt (kallas nedan givet system eller okompenserat system) enligt fig 2.

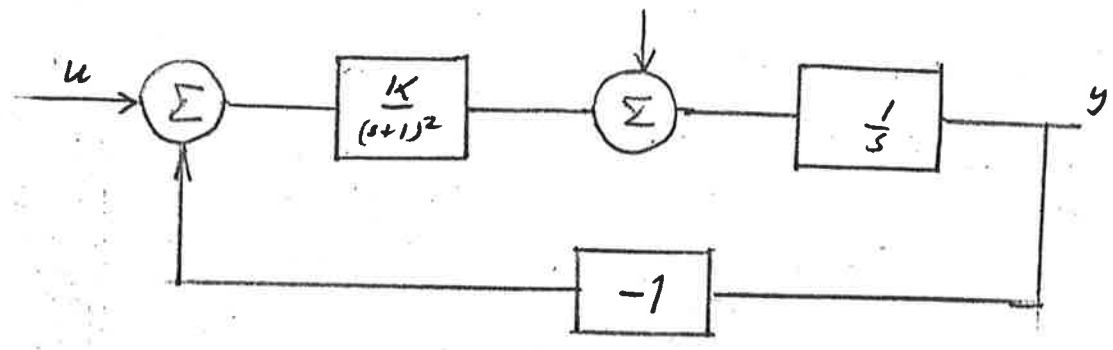


Fig 2

Stabilitet för återkopplat system

Undersökning av stabilitet utföres enligt

Routh - Hurwitz metod:

$$s^3 + 2s^2 + s + K = 0$$

$$\left. \begin{array}{cc} 1 & 1 \\ 2 & K \\ 1 - \frac{K}{2} & 0 \\ K & 0 \end{array} \right\} \begin{array}{l} K < 2 \\ K > 0 \end{array}$$

Stabilitetsområdet för det återkopplade systemet är således $0 < K < 2$, vilket även framgår av rotorten i diagram 1.

Det är ingen inskränkning att antaga att K_{nom} är mindre än 0.2 eftersom det går att sätta in en valfri förstärkning före K , som sedan räknas in. Här gäller således asymptotisk stabilitet (Lyapunov)

Då K ligger i närheten av 2 oscillerar emellan-tid systemet vilket inte är önskvärt i tex. en autopilot. Om K däremot ligger nära 0

gäller att systemets stegsvan är långsamt.

Parameter variationen har således en

ogynnsam inverkan på systemets uppförande vid s. p. deterministiska insig-naler.

En annan nackdel, som parameter-variationen medför, är att spridningen i

utsignalen vid störning = vitt båndbegränsat brus = n kan antaga stora värden. Nedanstående figur visar blockskema för situationen.

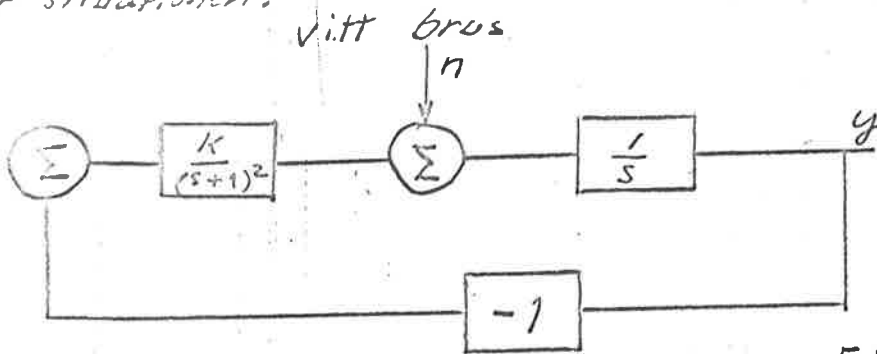


Fig 3

Beräkning av spridningen i utsignalen

$$\phi_y = G(i\omega) G(-i\omega) \phi_n$$

där

$$G(s) = \frac{(s+1)^2}{s(s+1)^2 + K}$$

och

$$\phi_n = N = \text{konstant.} \quad (\text{V}^2/\text{Hz})$$

Då fås

$$\sigma^2 = r(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi_y(\omega) d\omega = N \cdot \frac{3K+2}{2K(2-K)}$$

Spridningen beror således av K och antagen

stora värden vid K i närheten av 0 och 2.

Om vi vill minimera spridningens max belopp

dä $K = K_{nom} \cdot 10^{\pm 1}$ gäller att

5

$$\sigma^2(K_{nom}=0.1) = \sigma^2(K_{nom}=10)$$

ger bästa värdet på K_{nom} . Insättning ovan

ger $K_{nom} = 0.192$ och σ^2 kommer att

variera från $2.25 N$ till $25 N$.

Det givna problemet sönderfaller således i två delar;

1) försöka eliminera den oönskade inverkan

förstärkningsparametern har på systemets leffförande
vid deterministiskt styrsignal och

rispridningen i utsignalen vid brusstyrning.

2) Sådär som $\int \dots$

I examensarbetet undersöks hurvida
det givna problemet kan attackeras med

användning av reläkompensering enligt

Horowitz.

2-1 Reläkompensering

Honeywells metod går ut på att

koppla in ett ideellt relä (

enligt nedan:

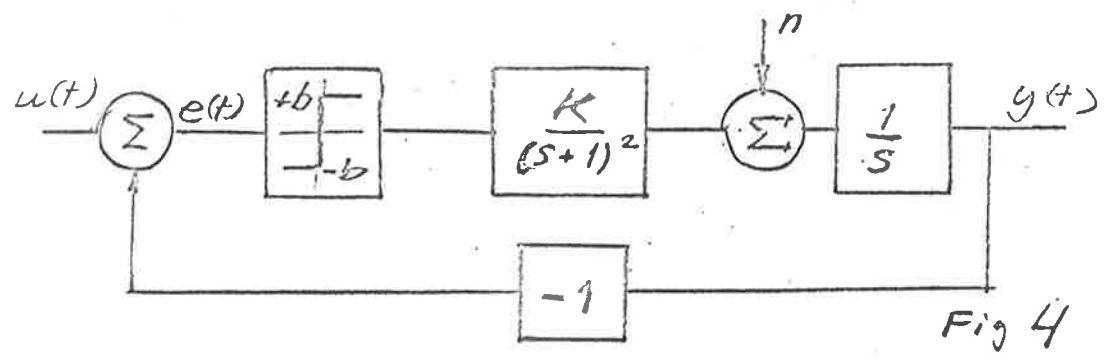


Fig 4

$$\text{Reläts utsignal} = \begin{cases} +b & e > 0 \\ -b & e < 0 \end{cases}$$

2-2 Undersökning av självvämning

Då ingen insignal verkar på systemet kommer kretsen att själv svänga med en bestämd frekvens och amplitud enligt nedanstående.

Antag $e(t) = a \sin \omega t$. Beskrivande

funktion för relä är då $Y_N = \frac{4b}{\pi a}$ (Reell!)

Men $Y_L = \frac{K}{i\omega(i\omega+1)^2}$ vänt reell för $\omega = 1$.

Av $Y_N Y_L = -1$ ~~uttryck~~

$$Y_L(1) = -\frac{K}{2}$$

fås då $\frac{2bK}{\pi a} = 1$ och $a = \frac{2bK}{\pi}$

Kretsen själv svänger således med frekvensen 1 rad/s och amplituden $\frac{2bK}{\pi}$.

Systemet ovan har simulerats på analogmaskin varvid nedanstående värden kunnat verifieras med god noggrannhet. Det framgår även av denna simulering att systemet snabbt går in i limitcykel från start. Se diagram 2-4.

Tabell

K	y
0.0192	0.14 [*]
0.192	1.36
1.92	13.6

*) Vardet avser halvt peak-to-peak värdet. Elpftagningen på diagram 2c är asymmetrisk med avseende på nollinjen. Förskjutningen är ca. 0.03 V. Denna oönskade likspänningsnivå kan skyllas på analogmaskinens begränsade noggrannhet.

Utsignal - utsignalsamband

Antag att ett steg verkar på ingången till systemet i fig.4. Då $u(t)$ är positiv och växande kommer samma att gälla $e(t)$ i första ögonblick, eftersom y till en början är 0. Relät ger då en utsignal $+b$ som verkar på $K/s(s+1)^2$. För små t gäller att detta stegsvar är prop. mot t^3 . För stora t gäller att utsignalen prop. t . Tydligt växer y . Då minskar e och byter till slut tecken. Varvid relät slår om och ger en utsignal $-b$. Utsignalen kommer då att minska tills e åter byter tecken. På detta sätt kommer utsignalen att försöka följa insignalen. Reläts tillstånd som funktion av felets tecken framgår av diagram 21.

Ett annat försök för utvärdera inverkan av reläkompenseringen har också utförts. K varierades som en avklippt triangelvåg mellan 0.02 och 2, varvid en sinussignal av låg amplitud, 1V, skickades in via störningsingången, se fig.4. Resultat enligt diagram 3. Kommentär till resultatet i diagram 3:

- 3a visar hur K varierades med tiden.
- 3b visar den använda störningen, en sinussignal med amplituden 1 V.
- 3c visar hur det okompenserade systemet reagerar på störningen. Det framgår därav, att för små K förmår systemet inte dämpa ut störningen.
- 3d visar limit cycle oscillations, då reläts utsignal har amplituden 11,16 V. (Se även sid 11)
- 3e visar att även reläsystemet har svårt att dämpa ut störningen då K är liten. Vid sinusstörning med den använda frekvensen, 0.050 rad/s innebär reläkompenseringen ingen fördel.

~~I 3~~ 3-1. Stokastisk störning

9

Låt oss först undersöka vilken
inverkan reläkompresseringen har
på spridningen i utsignalen

vid brusstörning, då först k har konstant värde

Som störning användes vitt

bandbegränsat brus. Om spektral-

tätheten är $N \text{ V}^2/\text{radts}^2\text{Hz}$ gäller enligt

tidigare
$$\sigma^2 = N \frac{2+3K}{2K(2-K)}$$

$\sigma^2 = \sigma^2(K)$ återfinnas i diagram 4.

Spridningen i utsignalen hos det

linjära systemet kan approximativt

beräknas enligt följande ⁵⁾:

Stokastisk beskrivande funktion (Random input describing function) = κ

Antag att insignal-utsignalsambandet för en olinjäritet (här: ett relä) kan beskrivas av en ren förstärkning κ vid normalfördelad stokastisk process på ingången. Då gäller:

$$e(t) = y(t) - \kappa u(t)$$

$$e^2(t) = y^2(t) - 2\kappa y(t)u(t) + \kappa^2 u^2(t)$$

$$\begin{aligned} \overline{e^2(t)} &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \left[\int_0^T y^2 dt - 2\kappa \int_0^T y u dt + \kappa^2 \int_0^T u^2 dt \right] = \\ &= \overline{y^2(t)} - 2\kappa \overline{u(t)y(t)} + \kappa^2 \overline{u^2(t)} \end{aligned}$$

κ -värdet kan nu utvärderas med kännedom om att κ -värdet skall ge den bästa approximationen av den verkliga utsignalen i medelkvadratmening.

$$\frac{d\overline{e^2}}{d\kappa} = -2\overline{uy} + 2\kappa\overline{u^2} = 0$$

$$\kappa = \frac{\overline{uy}}{\overline{u^2}}$$

Ofta gäller att ut- och insignalen ^{kan anses vara} en ergodisk process. Då är tidsmedelvärdena lika med ensemblemedelvärdena. Dvs. :

$$\begin{aligned} \kappa &= \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} u f(u) p(u) du}{\int_{-\infty}^{+\infty} u^2 p(u) du}, \text{ där } p(u) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} \\ &\text{och } f(u) = \begin{cases} +b & u > 0 \\ -b & u < 0 \end{cases} \\ \kappa &= \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{b}{\sigma} \end{aligned}$$

Om K ersättes med $K_{\text{tot}} = \kappa K$ gäller

$$\sigma^2 = N \frac{2 + 3K_{\text{tot}}}{2K_{\text{tot}}(2 - K_{\text{tot}})}$$

Inför $\lambda = \frac{V}{\sqrt{N}}$ och $A = \sqrt{\frac{1}{N}} \cdot K$.

$$\text{Då fås } X = \frac{2 + 3 \frac{A}{\lambda}}{4 \frac{A}{\lambda} - 2 \frac{A^2}{\lambda^2}}$$

$$X = \frac{1 + A^2 + \sqrt{1 + 14A^2 + A^4}}{4A}$$

Som resultat fås:

$$\sigma^2 = N \cdot \left[\frac{1 + A^2 + \sqrt{1 + 14A^2 + A^4}}{4A} \right]^2$$

Denna funktion, $\sigma^2 = \sigma^2(K)$, finns avbildad i diagram 5.

Låt oss söka minimum av σ^2 map. A. Man får:

$$\sigma_{\min}^2 = \sigma^2(A=1) = \frac{1}{N} \cdot 2.25 N$$

Om σ_{\min}^2 skall inträffa för $K = K_{\text{nom}} = 0.192$ väljes

$$b = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{1}{0.192} = 11.16$$

I detta fall är således utsignalen från reläet antingen $+11.16V$ eller $-11.16V$.

Utsignalens spridning för olika K-värden

kan då beräknas. Även Detta samband,

$\sigma^2 = \sigma^2(K)$, återfinnes i diagram 4.

Jämförelse med motsvarande samband

för det okompenserade systemet ger

att spridningen är mindre för

K i intervallet $0.02 - 0.4$, samt

$K > 1.92$. För övrigt är det

okompenserade systemet bättre.

Av ovanstående framgår att man måste känna spektraltätheten hos det vita bandbegränsade bruset, ^{för att kunna beräkna $\sigma^2 = \sigma^2(k)$.} Vitt brus är en stokastisk process där spridningen är oändlig. Varje realisering innebär bandbegränsning, ~~varvid~~ ^{den} spridningen blir ändlig.

Antag $\sigma_n^2 =$ spridningen hos det vita bandbegränsade bruset.

Då gäller:

$$\begin{aligned} r_n(0) = \sigma_n^2 &= \int_{-\infty}^{+\infty} \phi_n(\omega) d\omega = \\ &= \int_{-\omega_0}^{+\omega_0} N d\omega = 2\omega_0 N \quad (\omega_0 = \text{bandgräns}) \end{aligned}$$

$$\text{Men } \sigma_n^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_0^T n^2(t) dt$$

$$\text{Varur } N \approx \frac{1}{2\omega_0 T} \int_0^T n^2(t) dt$$

Fig. 4 visar principiellt hur mätningen utföres.

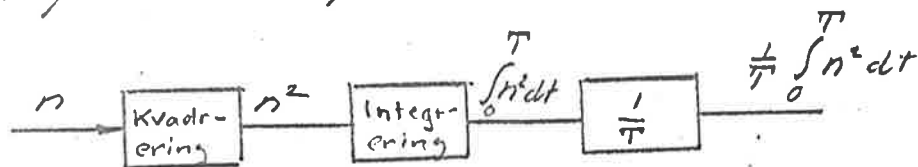


Fig 4

Med hjälp av analogmaskin har denna mätning utförts. Koppling enligt appendix A-3. Resultat $N = 2.28 \text{ V}^2/\text{Hz} = 0.363 \text{ V}^2/\text{rad/s}$ ($\sigma^2 \approx 160$) Se diagram 6

En osökt frågeställning är hur länge man skall mäta för att med viss sannolikhet få en given noggrannhet i resultatet.

Beteckna $r(t)$ = matematisk förväntan av kvadraten på skattningen av spridningen

Först beräknas spridningen i mätningen av σ_n^2 . Vi söker alltså $r(t)$.

$$r(t) + r_n^2(t) = E \left\{ \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} n^2 dt \right]^2 \right\} =$$

$$= \frac{1}{\pi^2} E \left\{ \int_0^{\pi} n^2(t) dt \int_0^{\pi} n^2(s) ds \right\} =$$

$$= \frac{1}{\pi^2} E \iint_{00}^{\pi\pi} n^2(t) n^2(s) dt ds = \frac{1}{\pi^2} \int_0^{\pi} \int_0^{\pi} E \{ n^2(t) n^2(s) \} dt ds =$$

$$= \frac{1}{\pi^2} \int_0^{\pi} \int_0^{\pi} \{ 2 r_n^2(t-s) + r_n^2(0) \} dt ds \quad +y$$

$$E(x_1, x_2, x_3, x_4) = E(x_1, x_2) E(x_3, x_4) + E(x_1, x_3) E(x_2, x_4) + E(x_1, x_4) E(x_2, x_3)$$

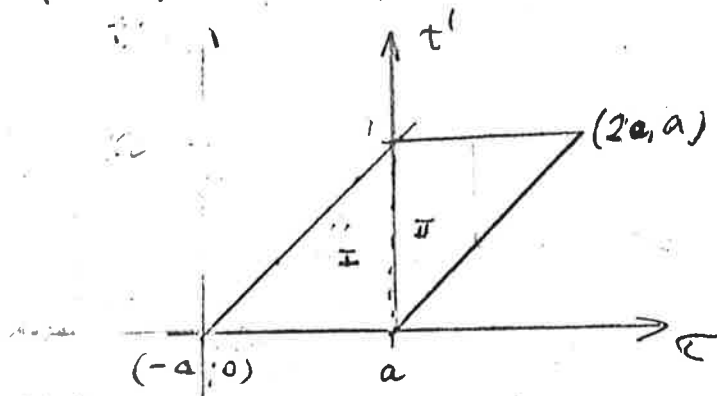
$$\begin{cases} x_1 = x_3 \\ x_2 = x_4 \end{cases}$$

$$E \{ x_1^2 x_2^2 \} = [E x_1^2] \cdot [E x_2^2] + 2 [E x_1 x_2]^2 = r_n^2(0) + 2 r_n^2(t-s)$$

$$r(t) = \frac{1}{\pi^2} \iint_{00}^{\pi\pi} r_n^2(t-s) dt ds = \frac{4}{\pi^2} \int_0^{\pi} (\pi - \tau) r_n^2(\tau) d\tau$$

$$\text{Men } \int_0^a \int_0^a f(t-s) dt ds = \left[\begin{array}{l} t-s=\tau \\ t=t' \end{array} \right] = \iint_{\Omega} f(\tau) dt' d\tau =$$

Där Ω framgår av figur nedan:



Figur 3

$$= \int_{-a}^0 d\tau f(\tau) \int_0^{a+\tau} dt' + \int_0^a d\tau f(\tau) \int_{\tau}^a dt' = \int_{-a}^0 (a+\tau) f(\tau) d\tau +$$

$$+ \int_0^a (a-\tau) f(\tau) d\tau = a \int_{-a}^a f(\tau) d\tau - 2 \int_0^a \tau f(\tau) d\tau =$$

$$= 2 \left[a \int_0^a f(\tau) d\tau - \int_0^a \tau f(\tau) d\tau \right] \cdot$$

Härav

$$r(\omega) = \frac{4}{\pi^2} \left[\pi \int_0^T r_n^2(\tau) d\tau - \int_0^T \tau r_n^2(\tau) d\tau \right]$$

Uppskattning av mätvidden för mätning
av spridning i utrymme, okompenserat
system

Beräkna först kovariansfunktionen $r_n(\tau)$.

$$r_n(\tau) \approx N \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{i\omega\tau} (1-i\omega)^2 (1+i\omega)^2 d\omega}{(i\omega (1+i\omega)^2 + k) (-i\omega (1-i\omega)^2 + k)} =$$

$$= 2\pi i N \cdot \sum_{\text{ö.H.}} \text{Res} \quad [\text{Approx: } \omega_0 = \infty.]$$

Räkningarna utföres för $k = 0,02$ = värsta fall.

$$s^3 + 2s^2 + s + 0,02 = 0$$

$s_1 = -0,021$	} $\omega_1 = 0,021 i$	} = Samtliga poler i ö.H.	
$s_2 = -0,864$			$\omega_2 = 0,864 i$
$s_3 = -1,138$			$\omega_3 = 1,138 i$

ω_1 kommer att dominera kraftigt

varför $r_n(\tau) \approx 350 \cdot e^{-0,021 i \tau}$

3-4 Utförda mätningar

Ett antal mätningar har utförts för att verifiera sambandet $\sigma^2 = \sigma^2(K)$, dels för okompenserat, dels för kompenserat system. K har valts till 1.92, 0.192, och 0.0192. Funktionssambanden $\sigma^2 = \sigma^2(K)$ enligt diagram 4 har då kunnat verifieras med några procents noggrannhet. Utsignalerna från systemet finns redovisat i diagram 12-13. Då emellertid mätliden bör vara mycket lång torde diagram 14-15 ge en bättre bild av utsignalens tidsberoende.

För att exemplifiera ^{inverkan av} K 's variation har en yttre spänningsgenerator fått slynna en servomultiplikator M_i analogmaskinert varvid K har varierat som en "öveklippt" triangelvåg, med möjligt att läsa ett visst ^{kvärdet} utsignalens utseende vid brusstörning.

okomp. resp. komp system återfinns i diagram 16-17. Nederst

i dessa diagram finns inlagt K 's ⁵ ¹⁰ simultana variation. Max- och ^{minvärdet} ^{värde} hölls i ca 200 sec varvid

Systemet hann stabilisera sig rätt bra vid

max- och min-värde, men av diagrammet

framgår tydligt att det dröjer bortåt 100 s

innan en ändring av K ger utslag i utsignalen.

Systemet är således långsamt. Skillnaden i

spridning för de två K är förenat svårare

att uttala sig om med hjälp av blotta ögat.

3-5 SAMMANFATTNING.

Sammanfattningsvis kan emellertid

sees att relationssystemet är inverterat

tydligt på spridningen i utspjället inom

ett visst variationsområde.

Den största resultatet av detta för K -värdet

0.8, då spridningen kan jämföras

med ett värde i I-området $0.4 \pm 0.1 = 0.9$

inom det relationssystemet som är närliggande

eftersom spridningen i utspjället är något

större för det relationssystemet.

Är för det utspjället något större.

Om K 's variationsområde utsträcker

framgår av diagram 4 att det relation-

systemet får lägre spridning

med ett relativt stort

område. Eftersom diagram 4 är ritad i log-skala

gäller det ju att förändra K på samma

hörn med en horisontell linje, vars längd

bestämmer av variationens områdes storlek. Max-värderna

vid variationens områdes gränser minimeras då.

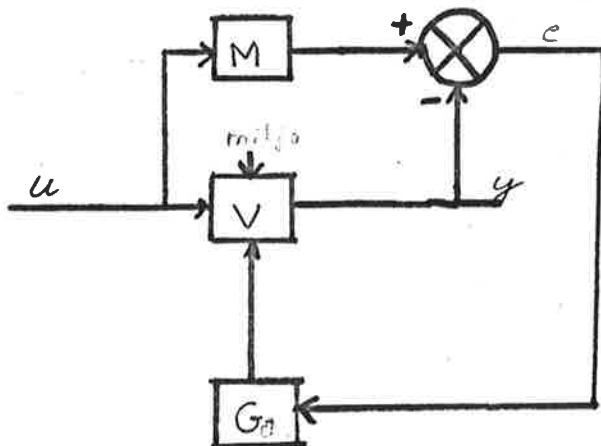
4-1

Modellreferensmetoden

Den andra delen av problemet har som syfte att söka ^{få systemet att själv} eliminera den

ogynnsamma inverkan förstärkningsparameterns variation medför. Det system som

då uppkommer sägs vara underkastat adaptiv kontroll



M = MODELL

V = VERKLIGT SYSTEM

 G_0 = ADAPTIV REGULATOR

Fig. 6.

Ovanstående figur visar ett ofta ^{jämvänt} blockschema för adaptiv reglering. Det verkliga systemet påverkas av miljön och därav orsakade variationer avslöjas genom att jämföra utsignalen från V med utsignalen från M. Felet e skickas in på den adaptiva regulatorn G , vars utsignal får påverka V så att någon slags kompensation erhålles. ~~XXXXXXXX~~ Fig. 6. kan ritas om enligt Fig. 7. :

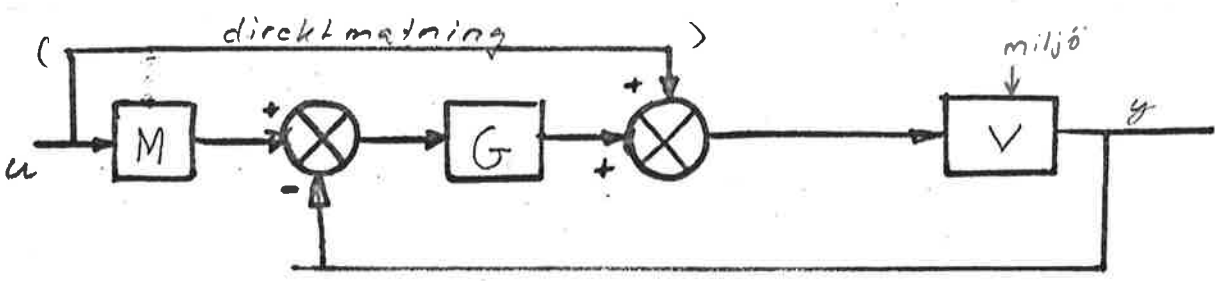


Fig. 7.

Om G är linjär fås överföringsfunktionen

$$\frac{Y}{U} = \frac{1 + MG_0}{1 + VG_0} \quad V \begin{cases} M \text{ då } |G_0| \text{ är stor} \\ V \text{ då } |G_0| \text{ är liten.} \end{cases}$$

Krav på stabilitet ger en övre gräns för $|G_0|$, såvida man inte inför en begränsare (limiter) efter G_0 . Oändligt hög förstärkning samt begränsad utsignal karakteriserar ett idealt relä.

Ofta slopas direktmatningen i fig. 7 då den inverkar föga vid stora G_0 . Då fås överföringsfunktionen:

$$\frac{Y}{U} = M \frac{GV}{1 + G_0V} \quad \begin{matrix} M \text{ vid stora } |G_0| \\ MG_0V \text{ vid små } |G_0| \end{matrix}$$

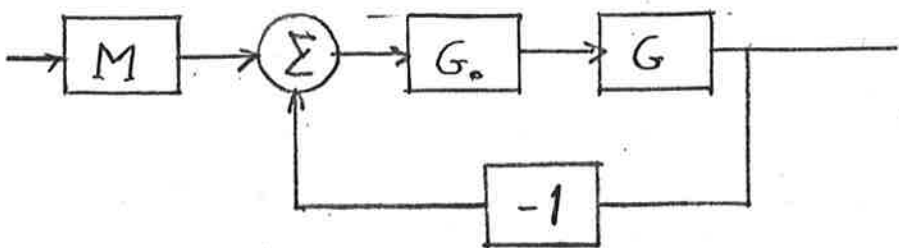


Fig 8

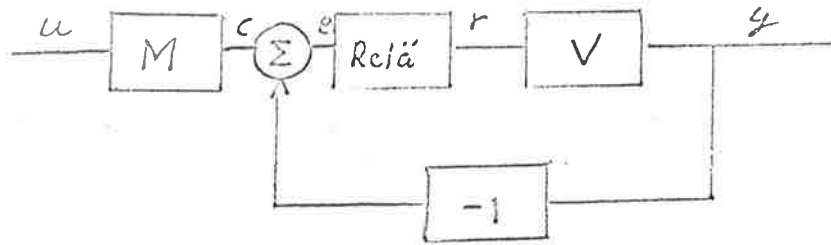


Fig 9

Då totala överföringsfunktionen $G = \frac{Y}{U}$ vid små fel $e(t)$ approximativt $= M$ gäller det att välja M efter de önskemål vi har på insignal-utsignalsambandet.

Som testmodell har för enkelhetens skull valts:

$$M(s) = \frac{0.67}{s(s+1)^2 + 0.67}$$

Stegsvaret får då ca. 38% översläng.

Stegsvaret blir långsammare om man minskar K , samtidigt som oscillationernas amplitud ökar om K ökas. Värdet $K = \frac{0.67}{0.50}$ är att

beträkta som en kompromiss i det fall att modellen är fastlagd så när som på en bestämning av K .

Den av Minneapolis-Honeywell föreslagna metoden går ut på att realisera blocket G_0 i fig. 8 ovan med en reläkrets enligt fig.9 :

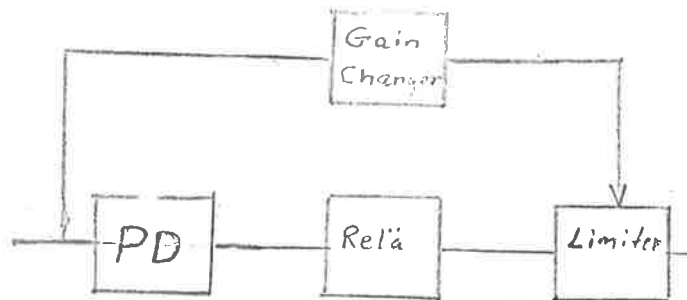


Fig 10

För relät gäller

$$r(t) = \begin{cases} +b & \text{då } e > 0 \\ -b & \text{då } e < 0 \end{cases}$$

Relät kan sägas orsaka en förstärkning av insignalen $= b/e$. Vid stora felsignaler e är "förstärkningen" låg. För att öka förstärkningen måste b ökas. Då ökar emellertid även självsvängningarnas amplitud. Utsignalen blir mer oscillativ. Diagram 19 visar stegsvaret reläkompenserad krets. På andra sidan, väljes b liten uppfylles ej modellreferensmetodens villkor. Stegsvaret för reläkompenserad krets då b valts liten framgår av diagram 20. Stigtiden i utsignalen är ca. 15 s, vilket ej är tillfredsställande.

Honeywell föreslår en variabel amplitud ut från relät med hjälp av en förstärkningsväxlare (gain changer). Vid stora fel är utsignalen från relät så stor som möjligt medan vid små fel utsignalen från relät är liten så att oscillationerna i systemets utsignal ej inverkar menligt. Detta åstadkommes genom att reläts mittkontakt förses med en spänning A_1 om felets kvadrat $e^2 < E_0^2$, med en spänning $(A_2 - A_1)e^{-t/T}$ om $e^2 > E_0^2$.

Hur detta åstadkommes framgår av fig. 11. Framför relät har placerats en proportionell + deriverande länk för att relät snabbare skall "slå om" då en felsignal uppkommer. Något dither, dvs. högfrekvent sinusspänning, har ej använts. Dess funktion finns beskriven tex. i ref. 6.

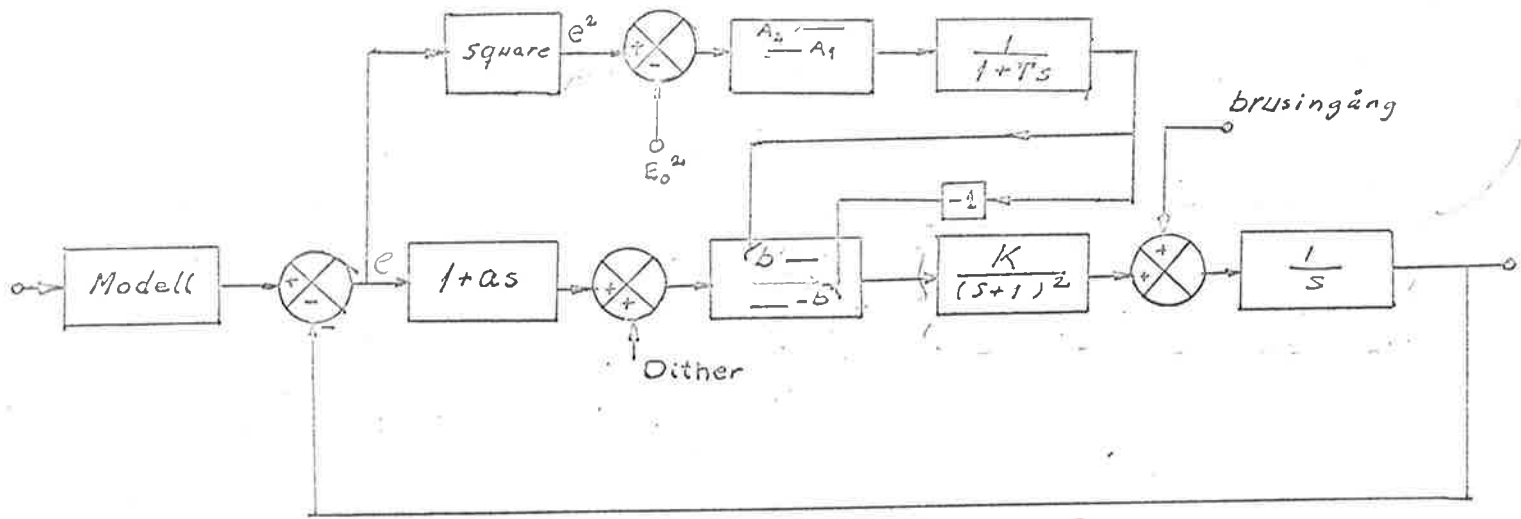


Fig 11

Parametervärde:

$$E_0^2 = 1V$$

$$A_1 = 4V$$

$$A_2 = 200V$$

$$T = 1s$$

Då fås

$$4 \leq |b| \leq 200 \quad (V)$$

$$K = K_{nom} \cdot 10^{\pm 1}$$

$$a = 0.2$$

Inget dither har använts

De parametervärden, som valts, har erhållits genom
upprepade körningar på analogismaskin. Resultaten
redovisas i diagram 21-25.

Diagram kommentar

Diagram 21-23 betygsen, den använda metoden
med hjälp av analogismaskin

5

Diagram 21 visar överst en upptagning av det önskade stegsvaret, dvs. stegsvaret från modellen. Underst redovisar stegsvaret, dels då $K=0.01$ (långsamt system), dels då $K=1$ (oscillativt system).

Diagram 22 visar hur T utvärderas. I övre kurvan är $T=10s$. Detta medför att stegsvaret blir för långsamt för små K . - Det tar alltför lång tid att uppnå erforderlig förstärkning i kretsen. I nedre kurvan visar hur stegsvaret förbättras genom att välja $T=1s$. Mindre T har ej använts bl.a. beroende på att systemet självt innehåller tidskonstanten kring 1 sek.

Diagram 23 visar hur resultatet av stegsvarsanalysen beror av olika E_0^2 "cut-off spänningar", E_0^2 (se fig 44). E_0^2 avgör väsentligen endast insvängningsförloppet. För små värden ger för stora självsvängningar i utsignalen. Ett lämpligt val är $E_0^2 = 1V$.

Diagram 24 visar hur "gain-changerna" arbetas vid små K ingripser således "gain-changerna" mer än vid stora K -värden.

Diagram 25, slutligen, visar en mer verktygsorienterad test.

K varierades manuellt med hjälp av en potentiometer så snabbt som möjligt från $K = 0.1$ till $K = 10$. Insignalen på modellen erhöles från en triangelvåggenerator. Kurva 2 och 3 jämföres. Fellet är skillnaden mellan utsignalen och det önskade svaret. I detta fall erhöles ett nöjaktigt resultat. Redovinnings arbetsätt är framgår av fig 5 och 6. Se även fig 11.

Sammanfattning

Den i examensarbetet behandlade metoden för adaptiv styrning kan, som framgår ovan, i vissa fall användas på ett meningsfullt sätt. En nacktid är lagtiden ngt för lång i förhållande till vad som krävs i många praktiska fall. Man kan således vänta sig att manuell styrning ger ungefär likvärdiga resultat.

5

Referenser

- 1. L. Jägersand: Automatisk adaption i modellreferenssystem. Examensarbete i regleringsteknik, CTH, 1963
- 2. J. Andersson: Dimensioneringsexempel på användning av ett relä som automatisk parameterregulator i en styrautomat. Examensarbete, SAAB, 1961
- 3. J. Andersson: Optimering av direktmatning i ett modellreferenssystem. SAAB rapport 1963

4. *Blake Lock:*
Automatic control of Aircraft and Missiles

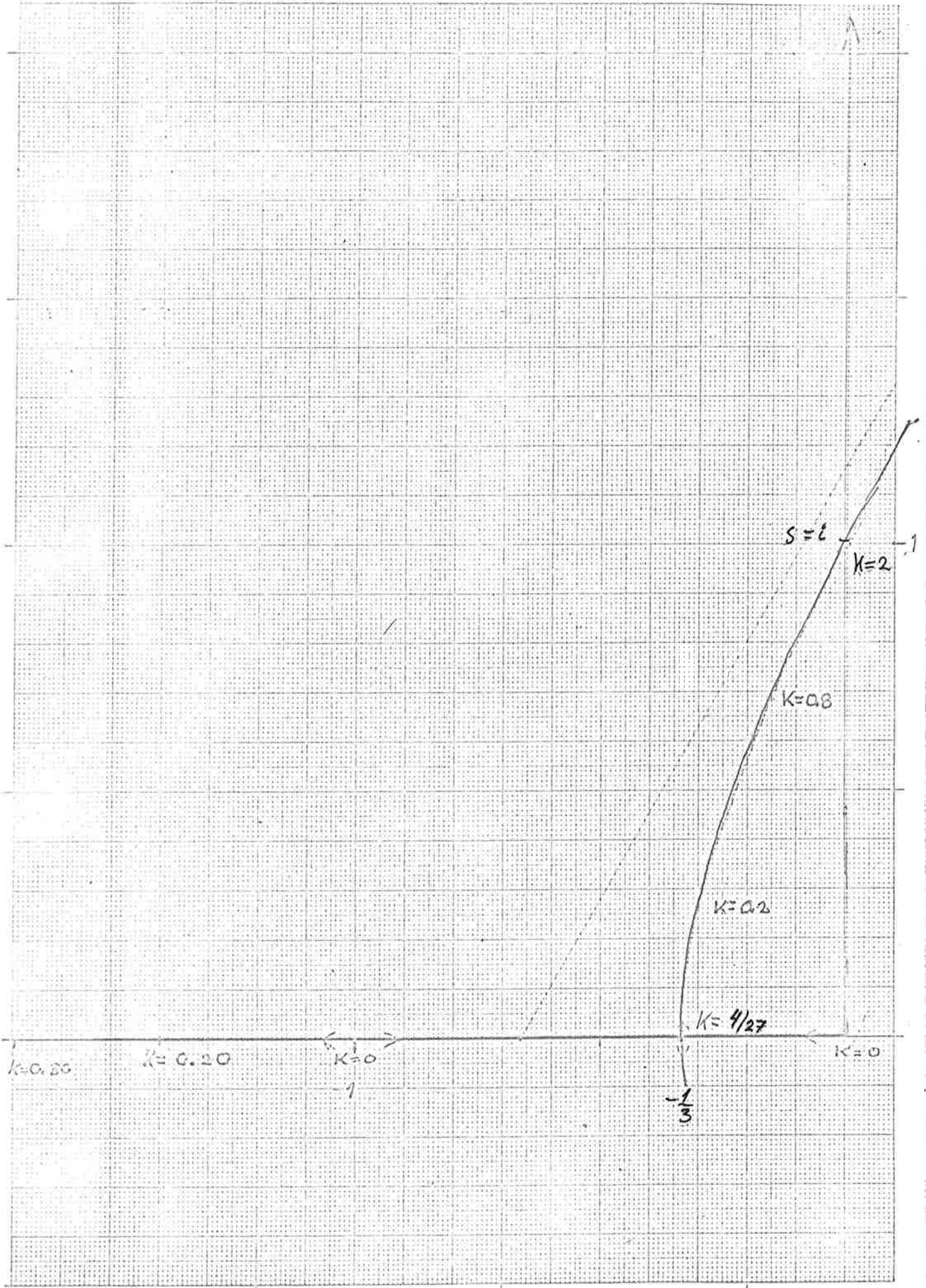
5. { Grassian - McPhee
Analysis of non-linear control systems

6. Mishkin - Brown, "Adaptive Control Systems"

APPENDIX-1 : DIAGRAM

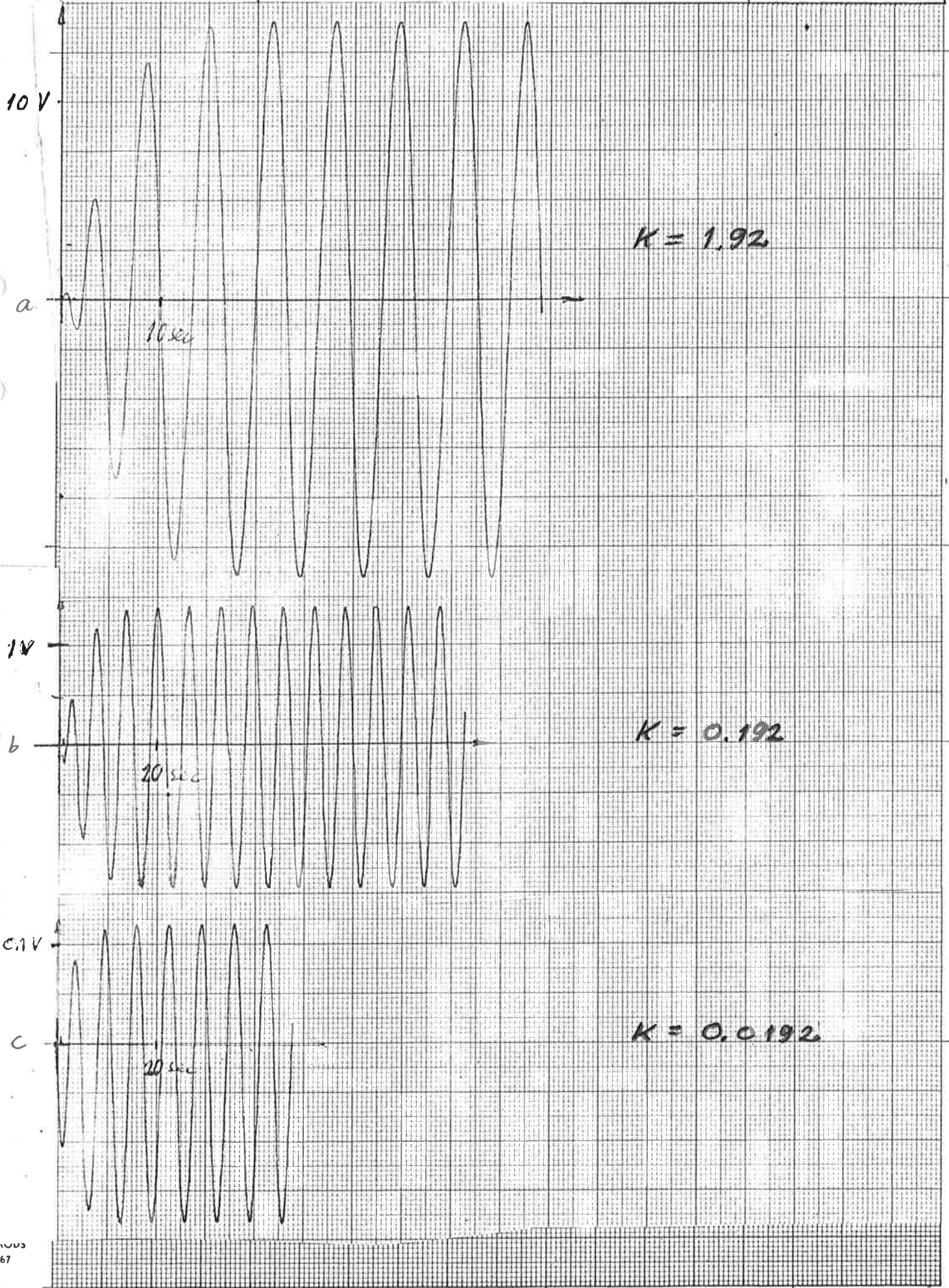
Rooter för ekvationen
 $s^3 + 2s^2 + s + K = 0$

DIAGRAM 1



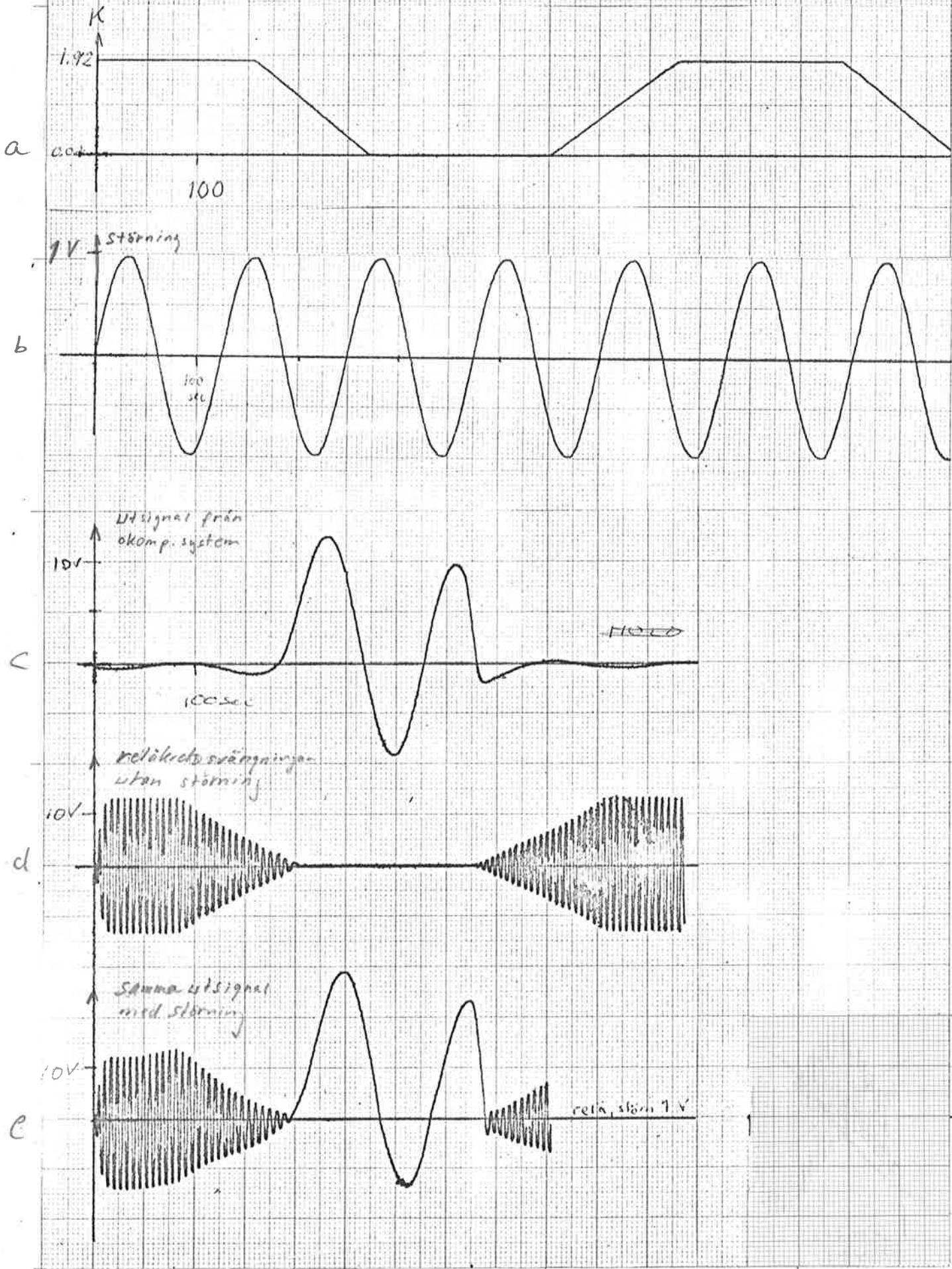
Utsignalen från självsvängande
reläkrets för olika parameter-
värden

DIAGRAM 2



JÄMFÖRELSE AV SINUSSTÖRNINGENS
INVERKAN PÅ DELS O KOMPENSERAT
SYSTEM, DELS RELÄKOMPENSERAT SYSTEM.

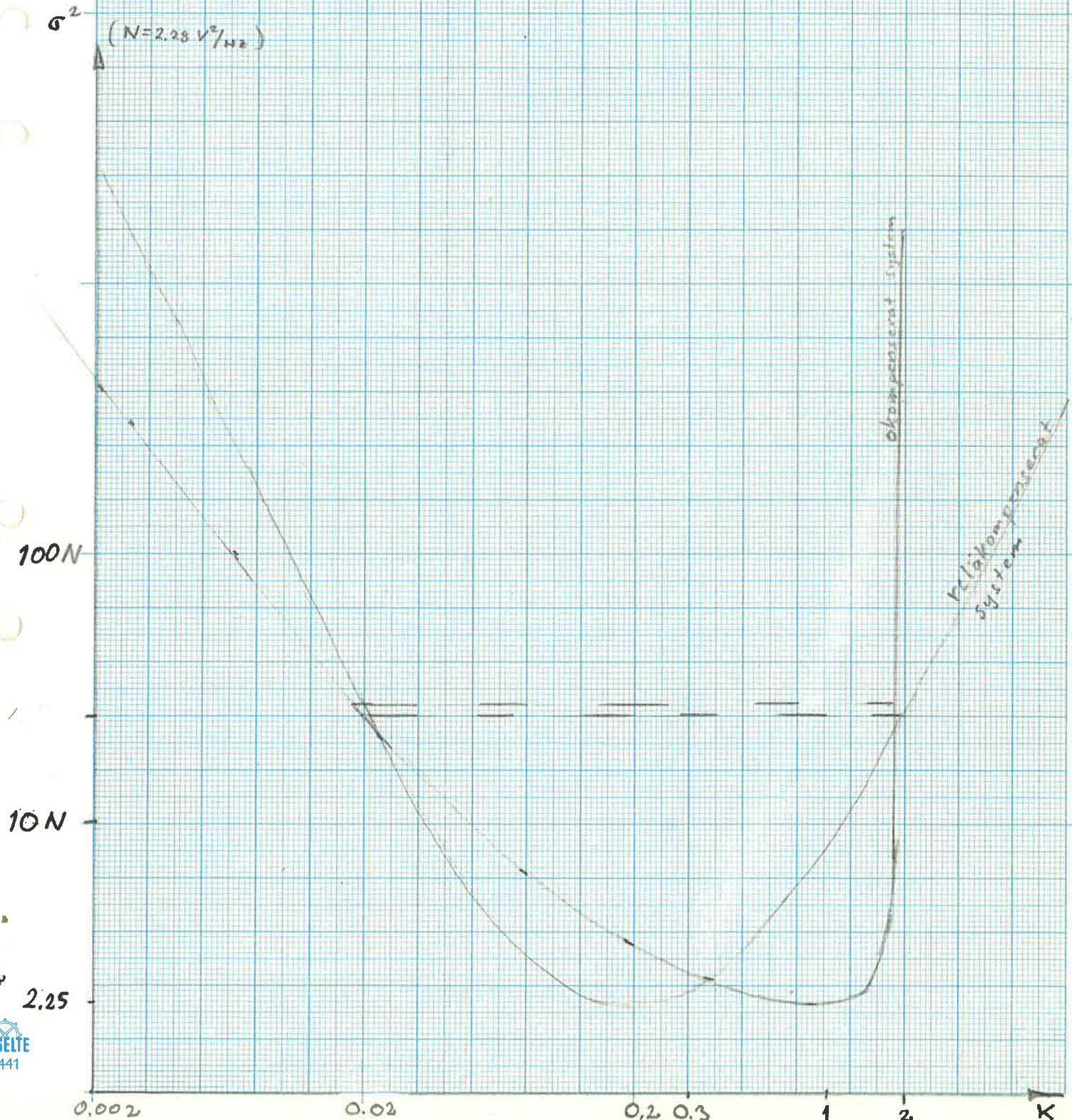
DIAGRAM 3



ESSELTE 4441

Teoretiska kurvor för
 $\sigma^2 = \sigma^2(K)$, dels för okompenserat
 system, dels för reläkompenserat system.

DIAGRAM 4

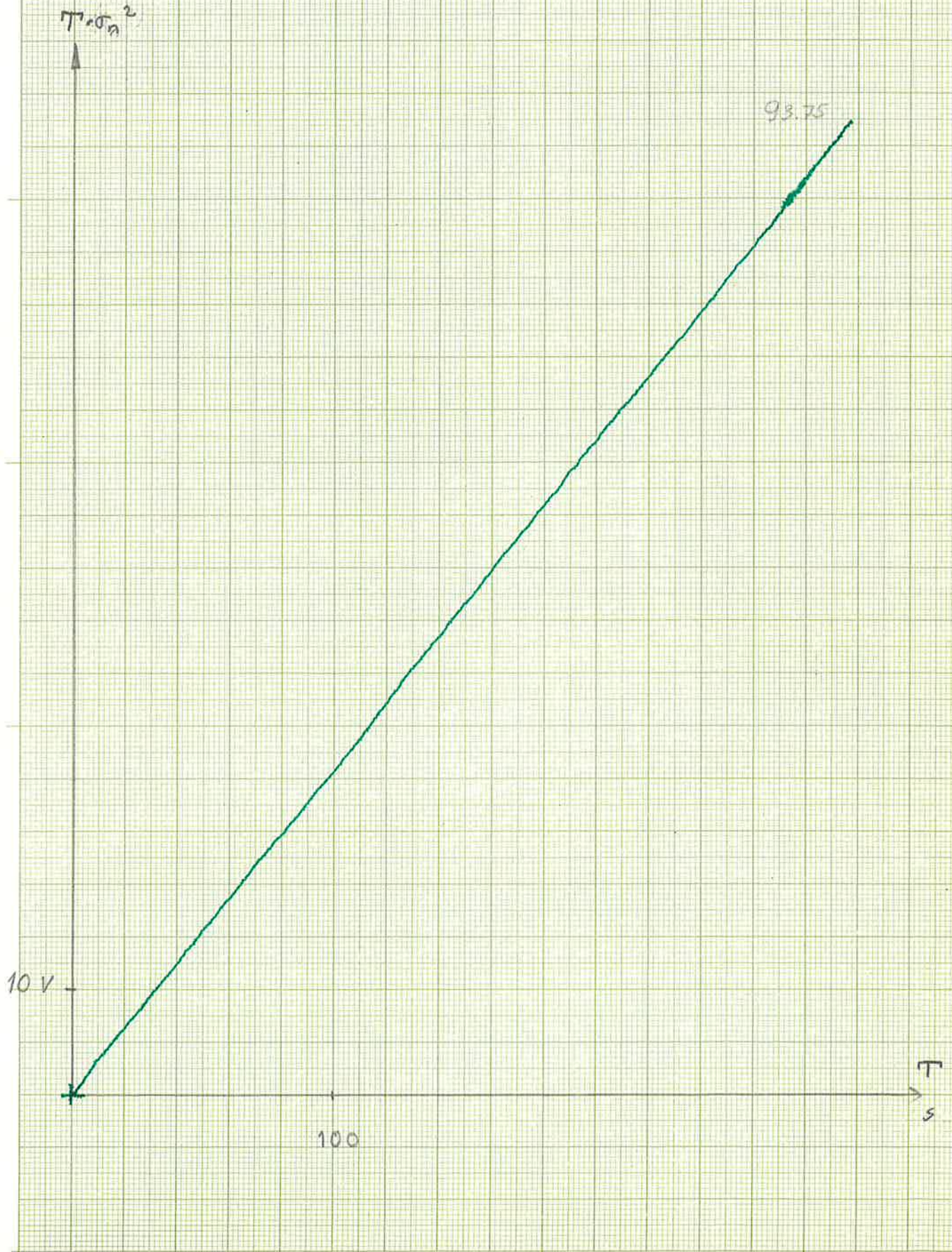


SIS 732501 - 514 A4 - 1 x 1 mm

ESSELTE
4441

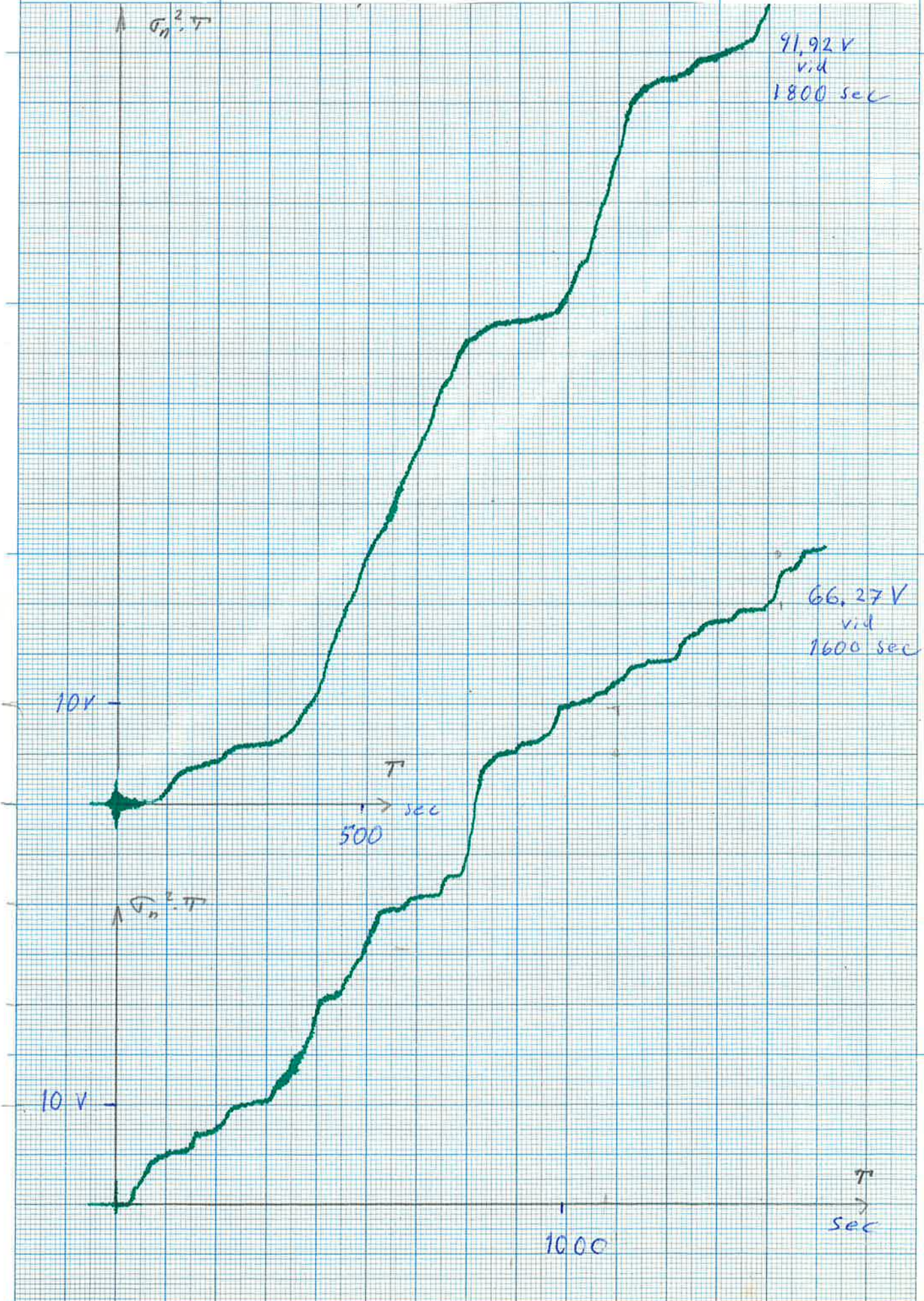
Mätning av spektral-
fätheten för det vita band-
begränsade bruset

DIAGRAM 6



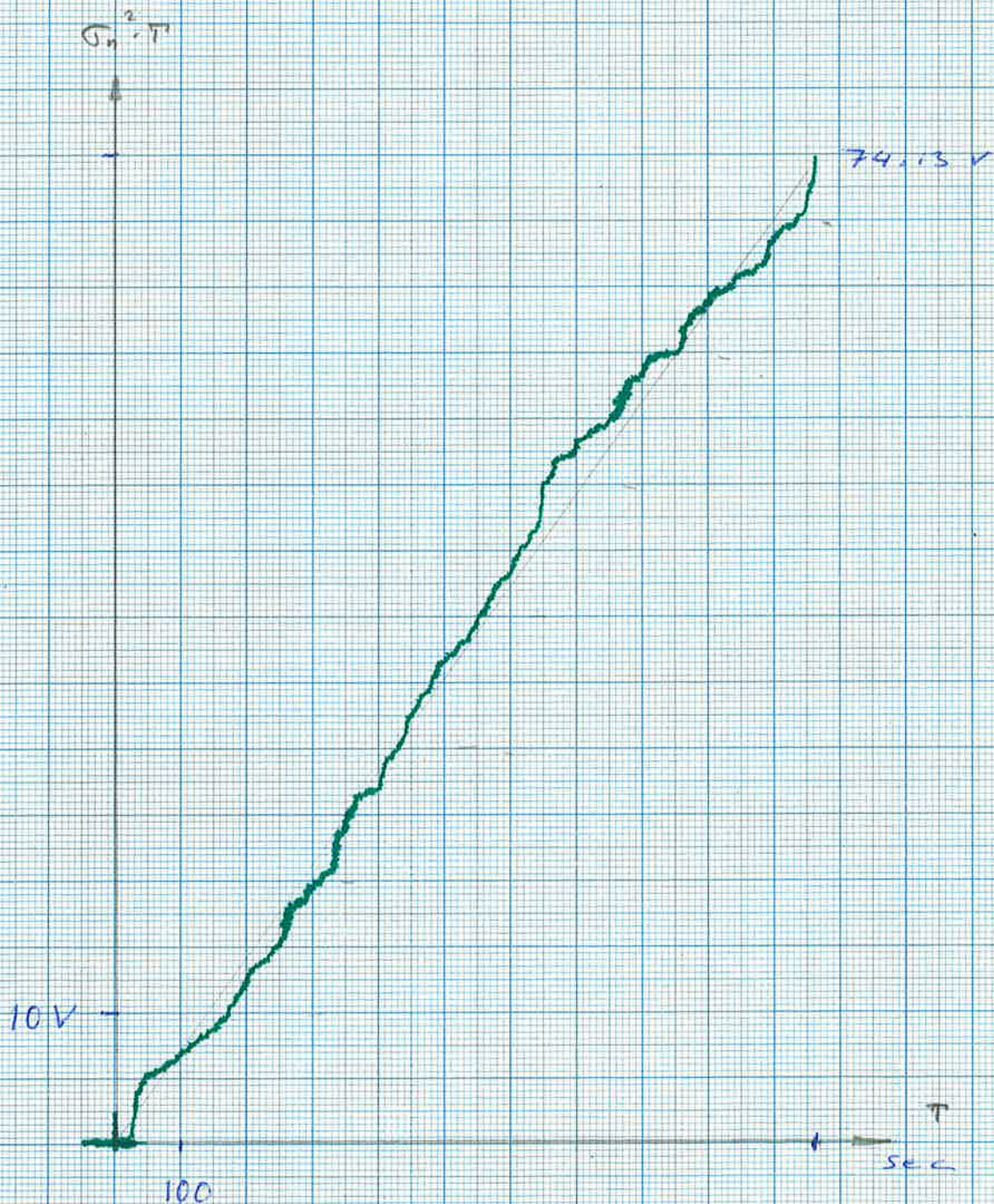
MÄTNING AV SPRIDNING I UTSIGNALEN
FRÅN OKOMPENSERAT SYSTEM.
ÖVERST: $K = 1.92$
UNDERST: $K = 0.0192$

DIAGRAM 7



Mätning av spridning i
utsignalen från
Okompenserat system med
 $K = 1.92$

DIAGRAM 8



MÄTNING AV SPÄNNING I UTGÅN-
NALEN FRÅN OKOMPENSERAT SYSTEM.
 $K = 0.0768$

DIAGRAM 9

68



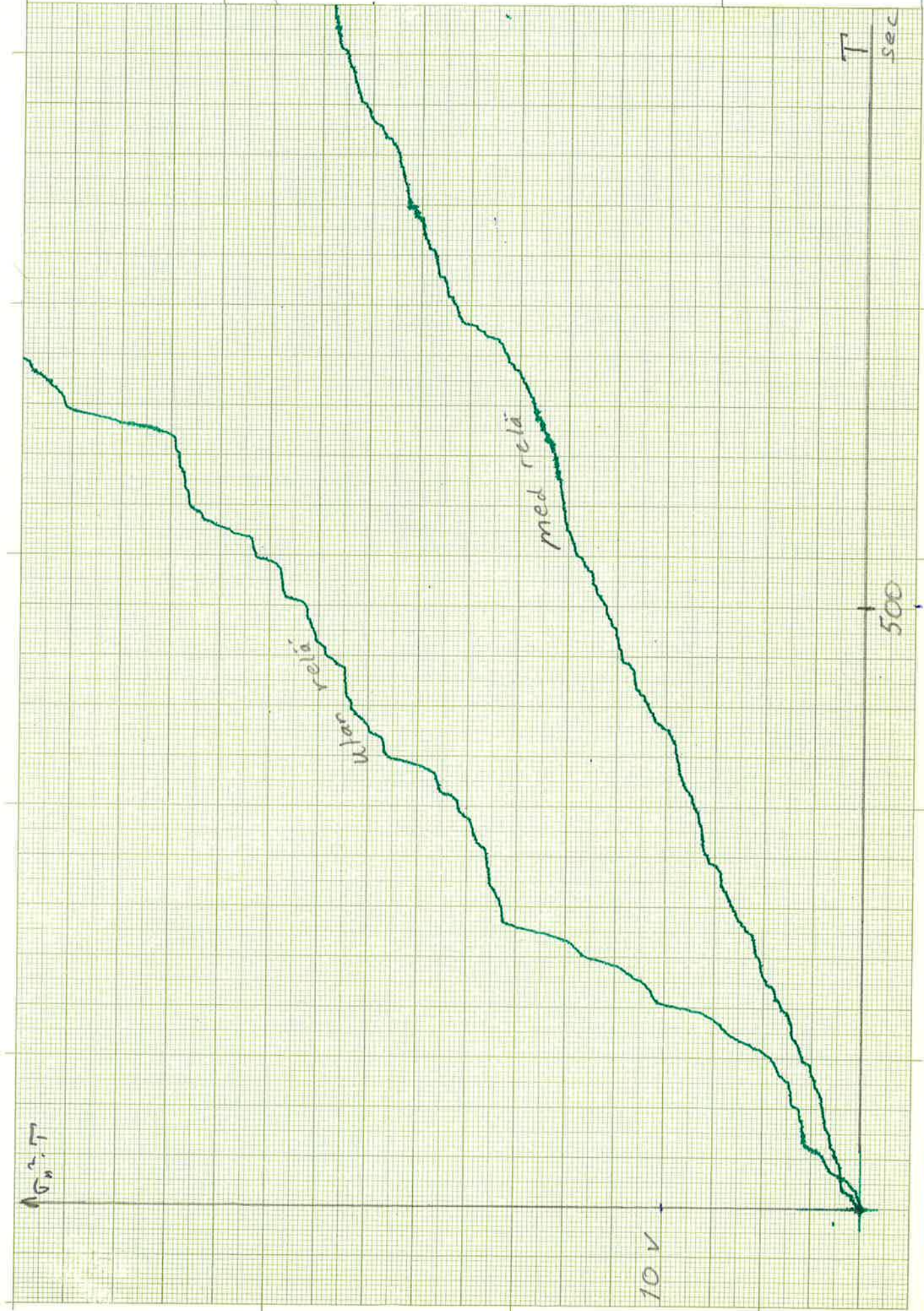
31/8

1967

MÄTNING AV SPRIDNING I UTSIGNAL-
ALEN FRÅN DELS ODKOMPENSERAD KRETS
DELS RELÄKOMPENSERAD KRETS.

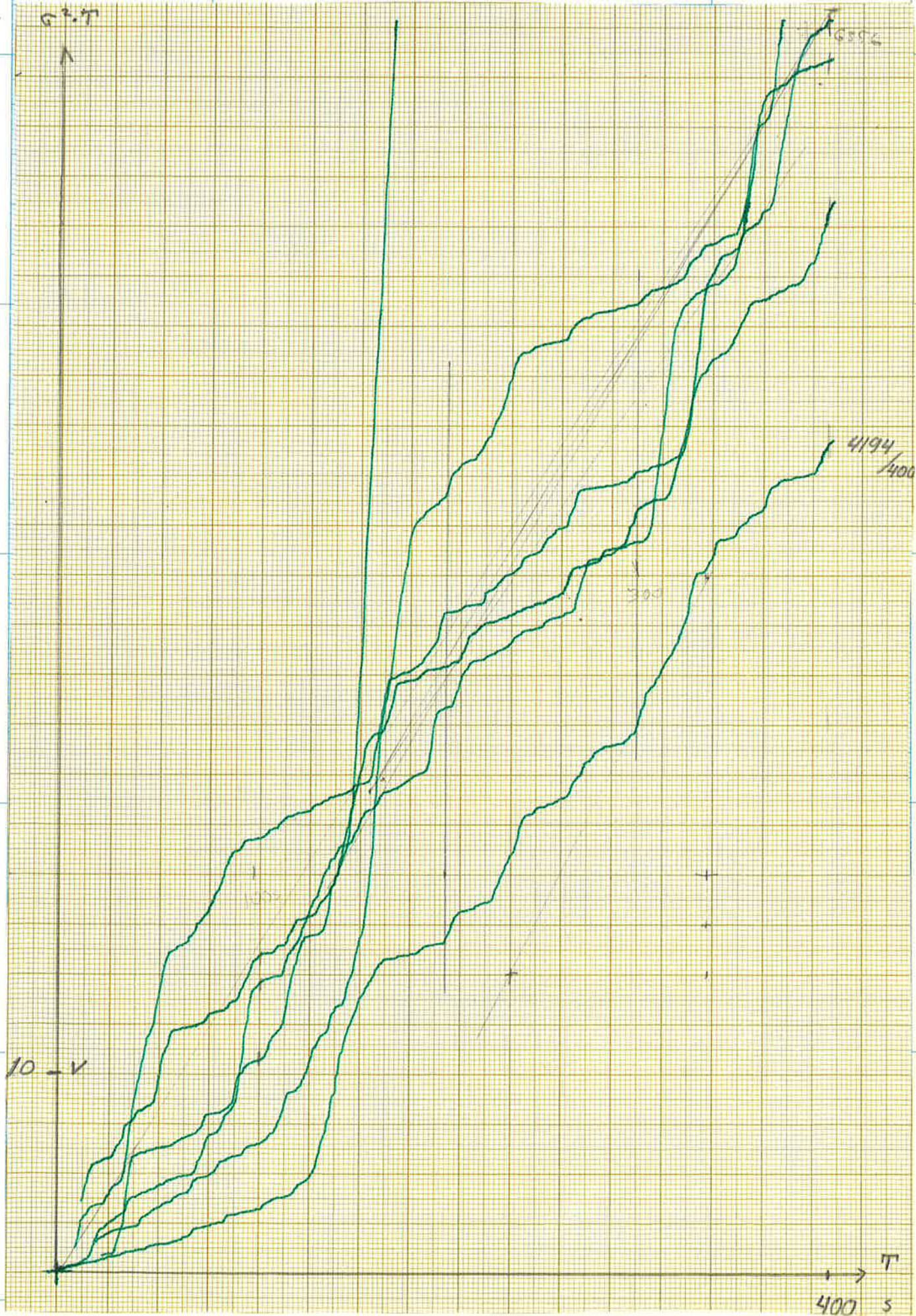
$K=0.0768$

DIAGRAM 10



MÄTNING AV SPRIDNING I
UTSIGNALEN FRÅN RELÄ-
KOMPENDERAD KRETS.

DIAGRAM 11



Utsignalen vid brusgång

DIAGRAM 2

$K = 0,192$

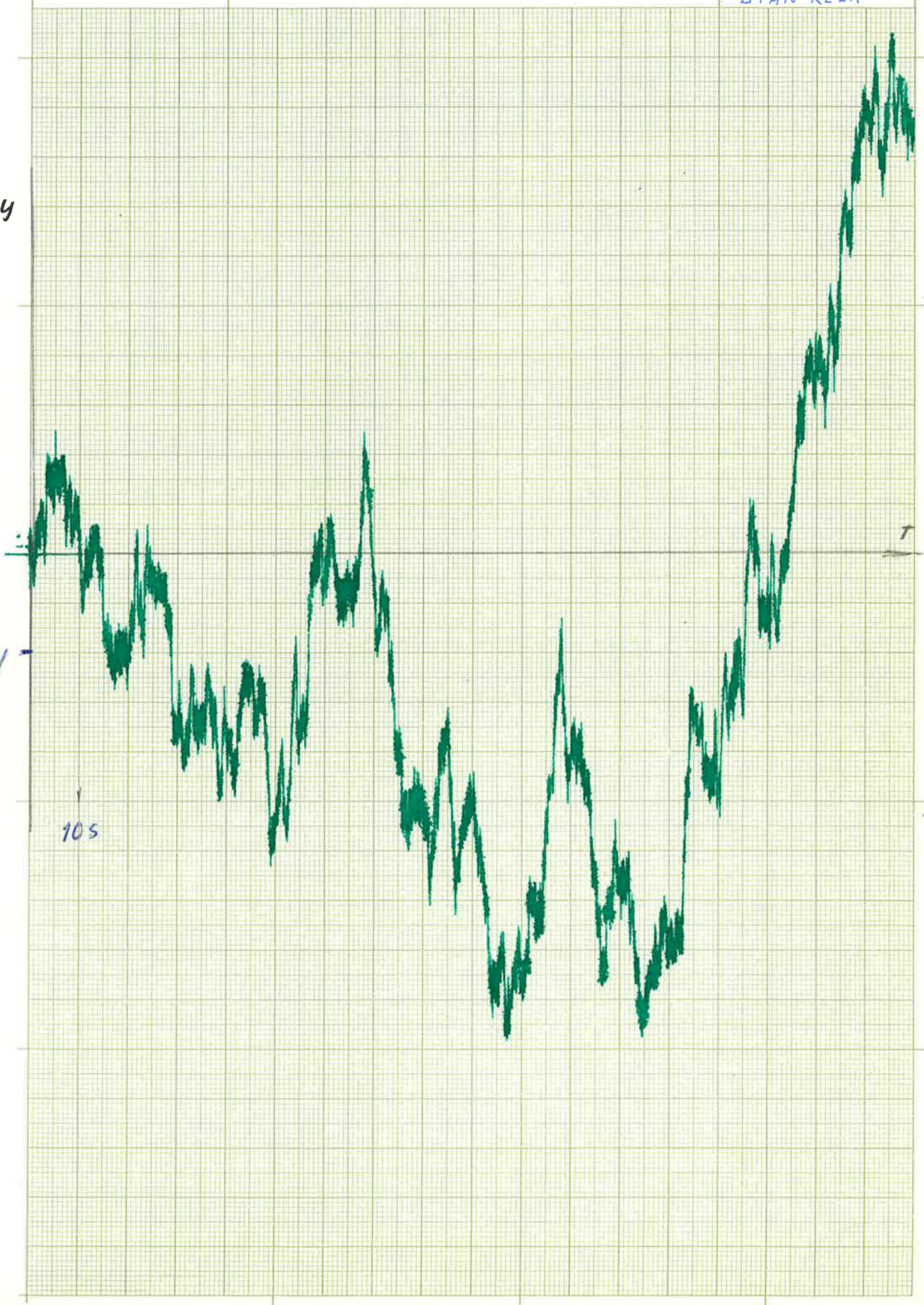
UTAN RELÄ

U

T

-10V

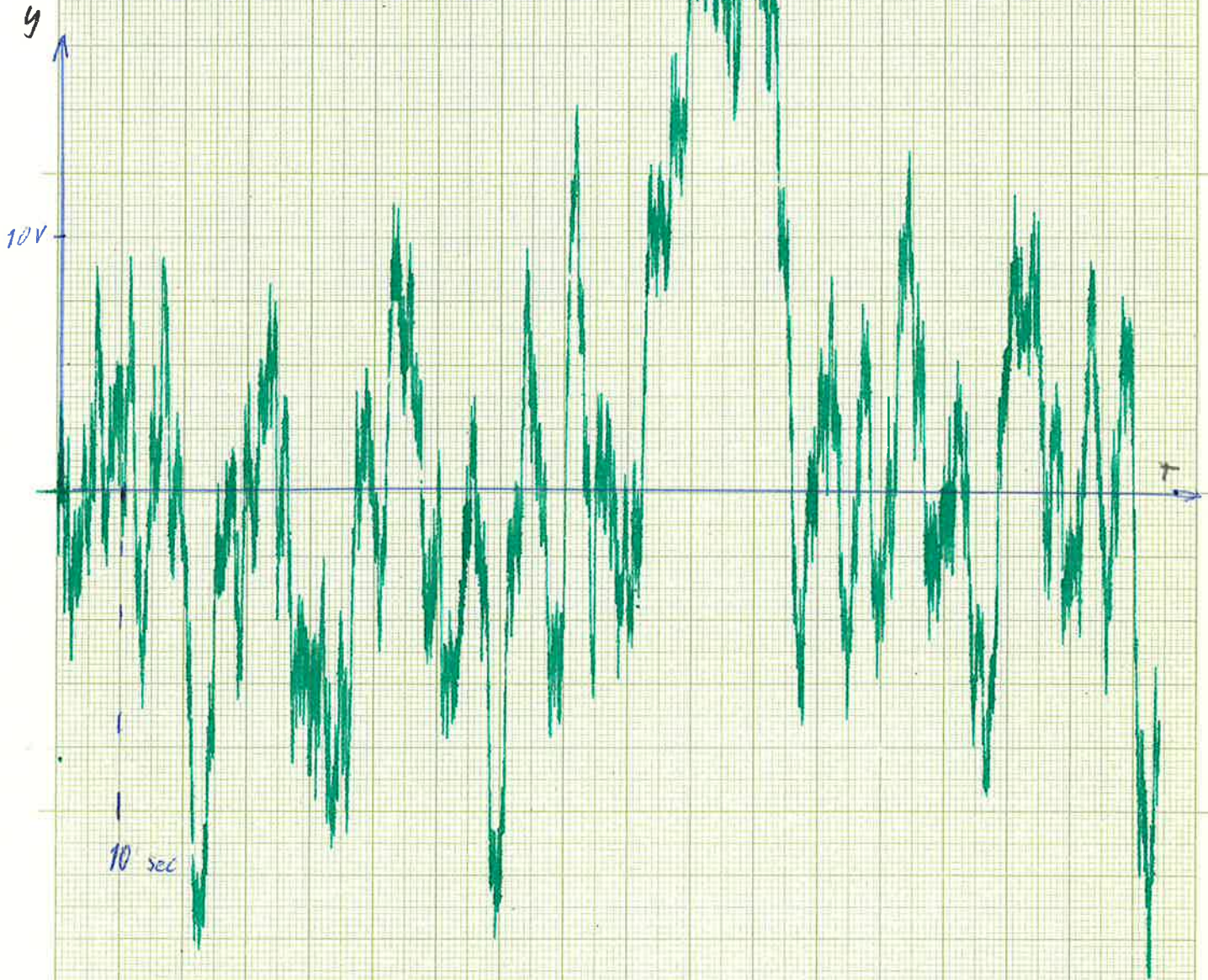
10S



Ltsignal vid brömsingång

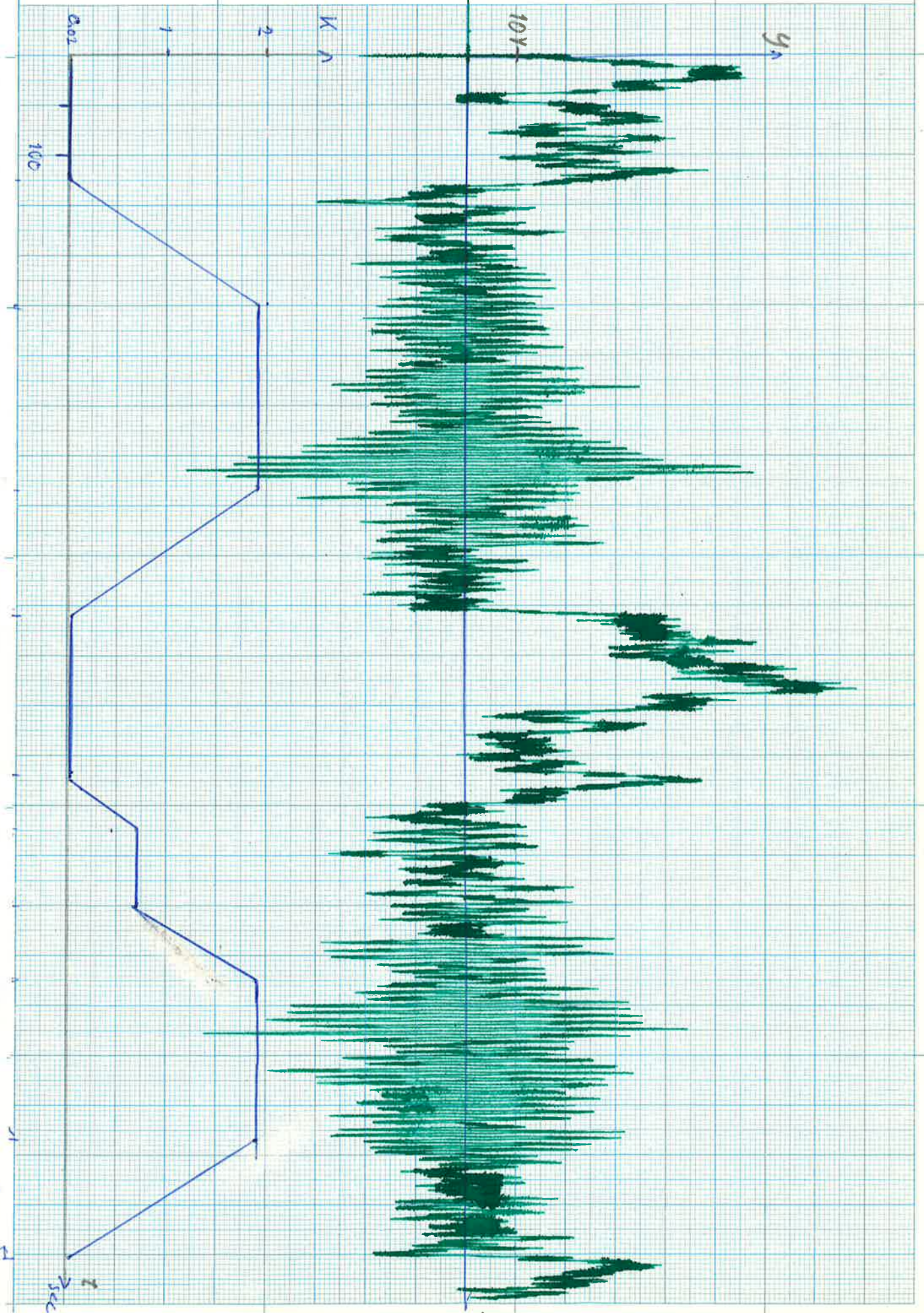
DIAGRAM 13

Reläkrets
 $K = 0.192$



Lt signalen vid brörsingång
samt
Variation av K med tiden.

DIAGRAM 16

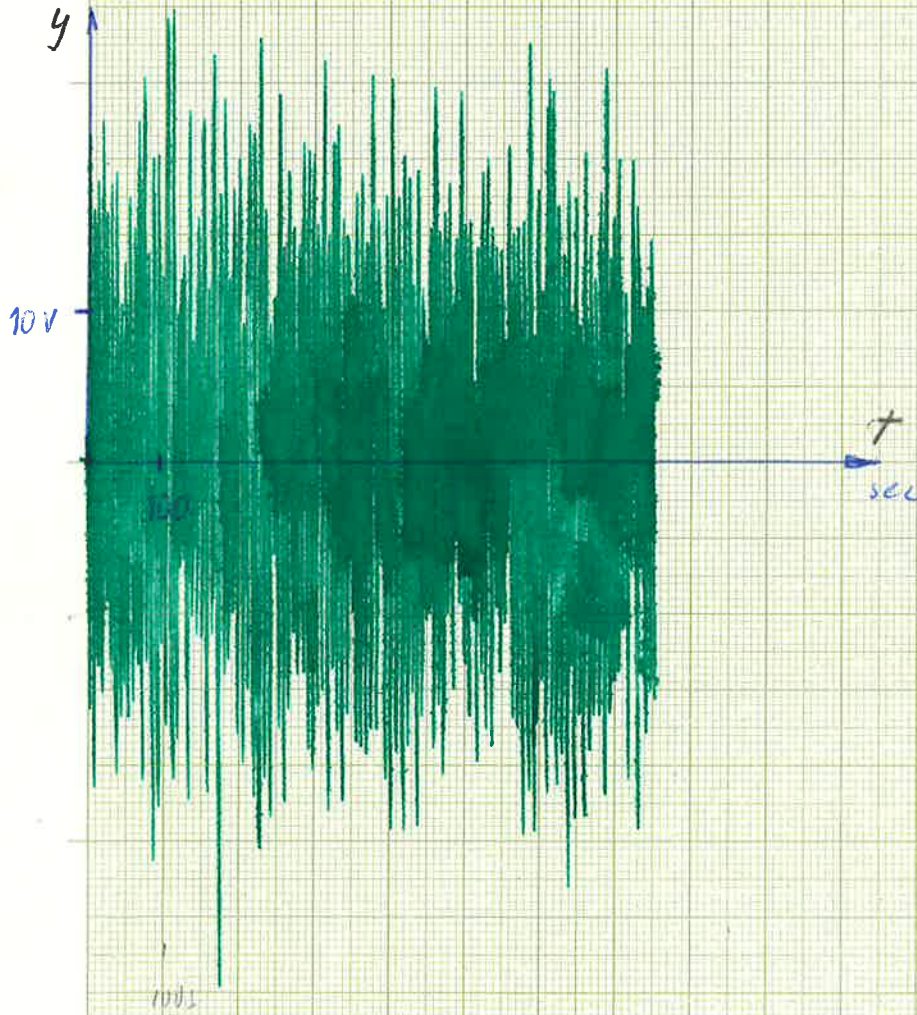


Ltsignalen vid brusstörning

Diagram 74

Relärets

$K = 1,92$



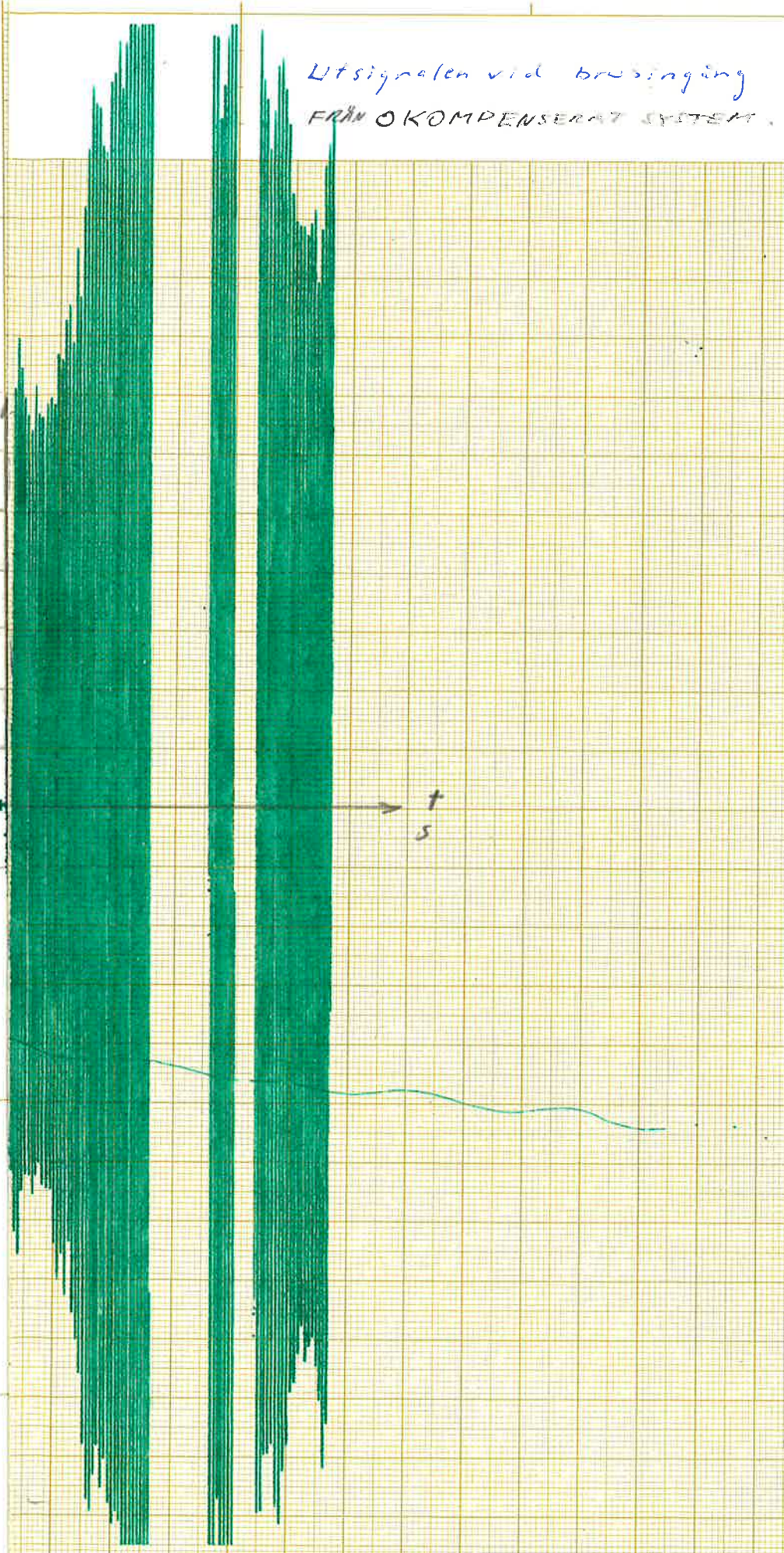
Ltsignalen vid brusgång
FRÅN OKOMPENSERAT SYSTEM.

$K = 1.92$

y

-10V

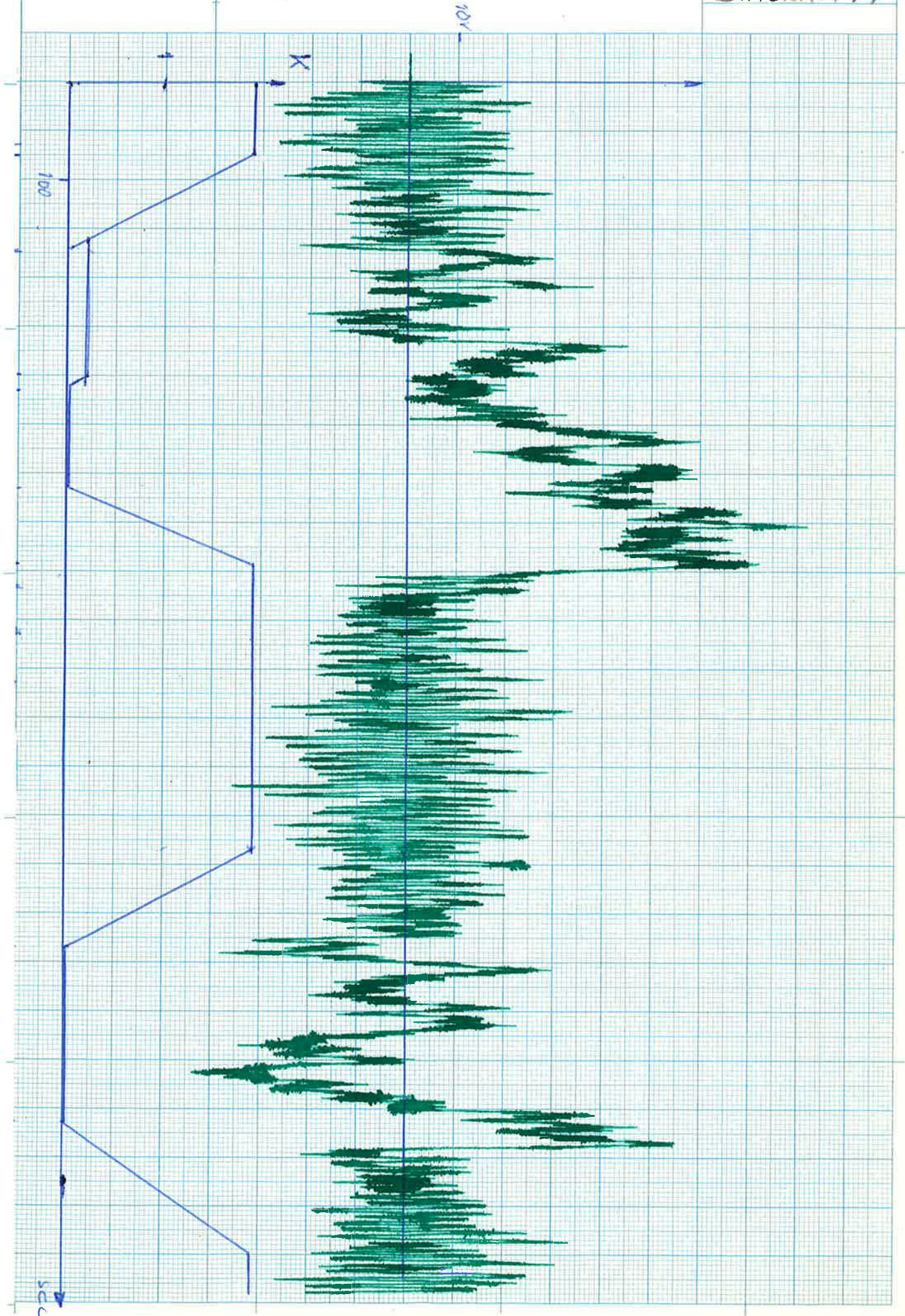
t
s



Litsignalen vid brusstörning
K varierar

Med relä 15

DIAGRAM 17

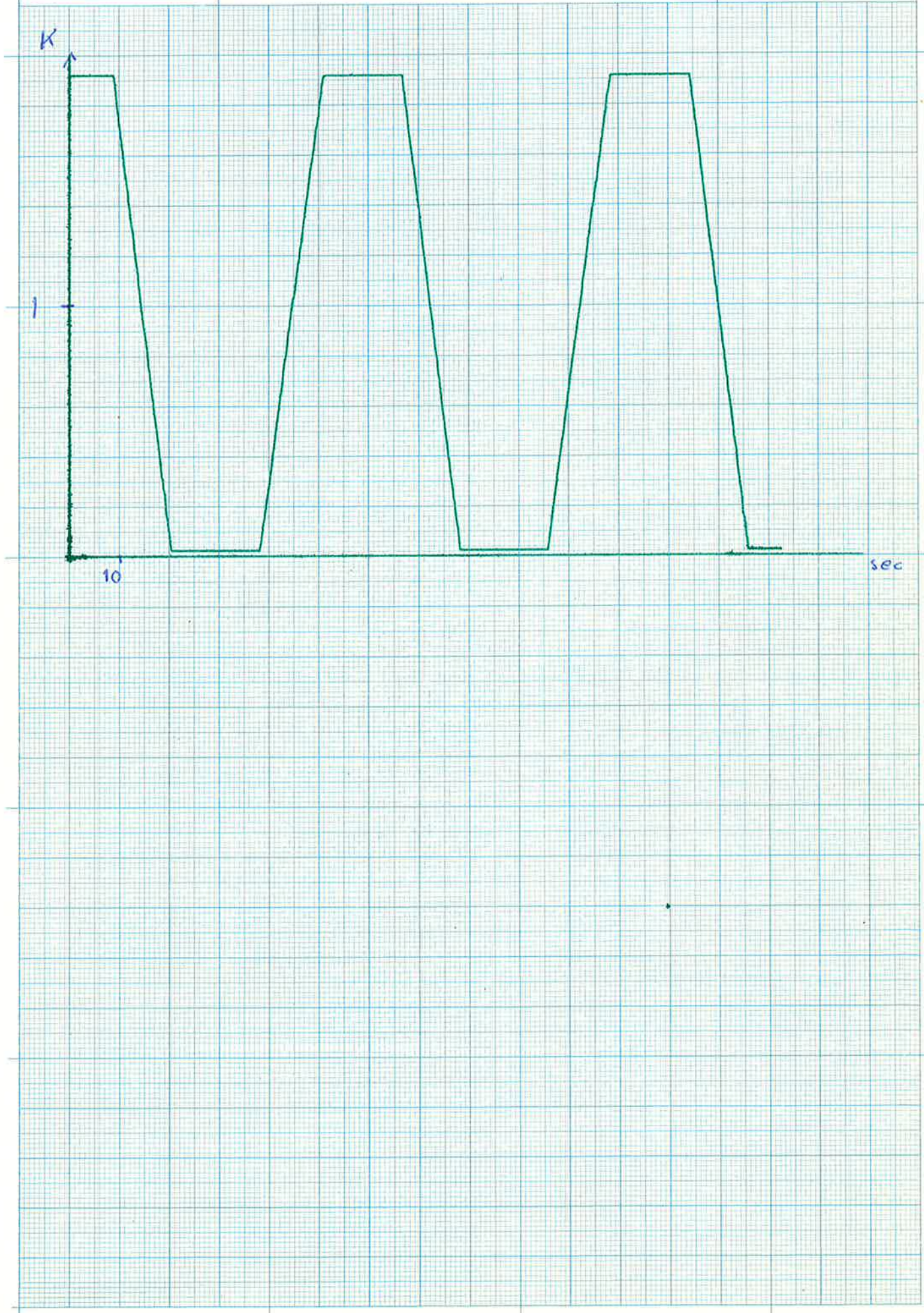


3

Kontroll av K's variation

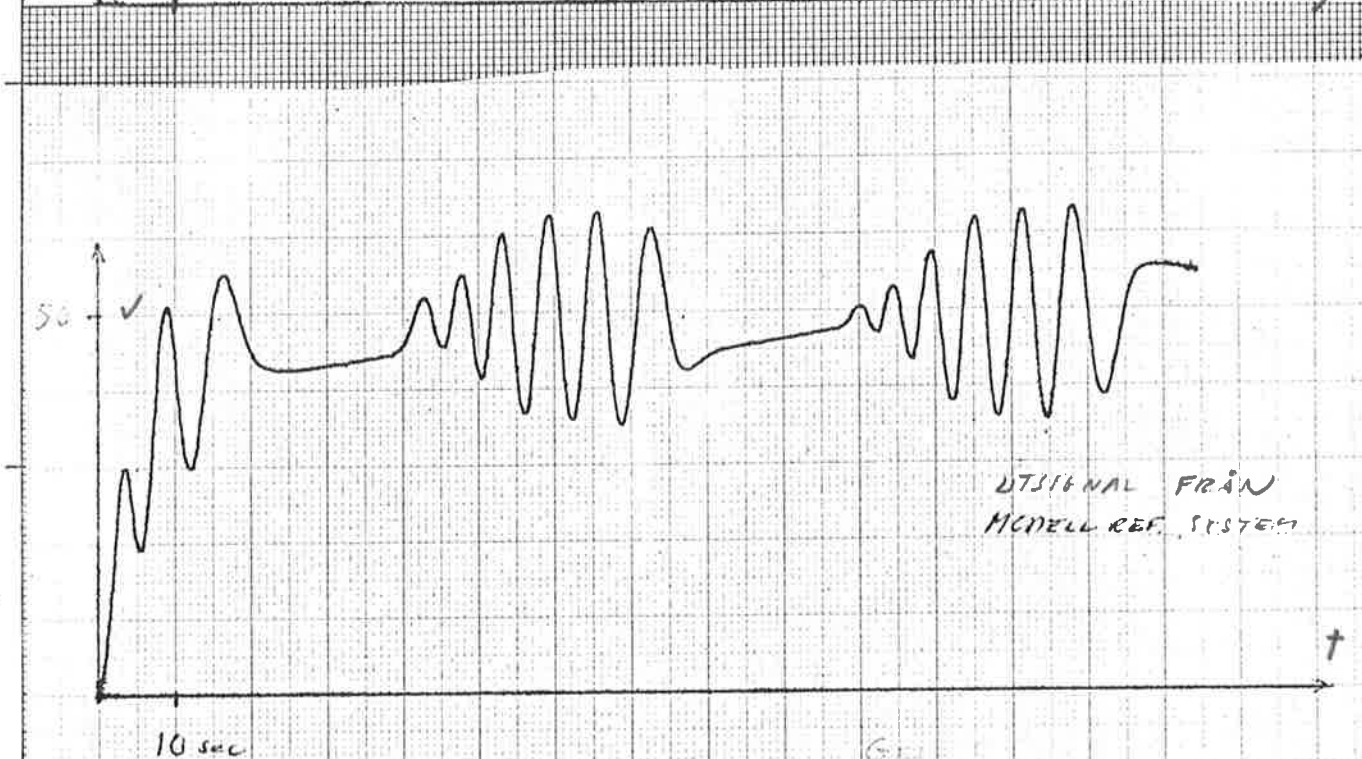
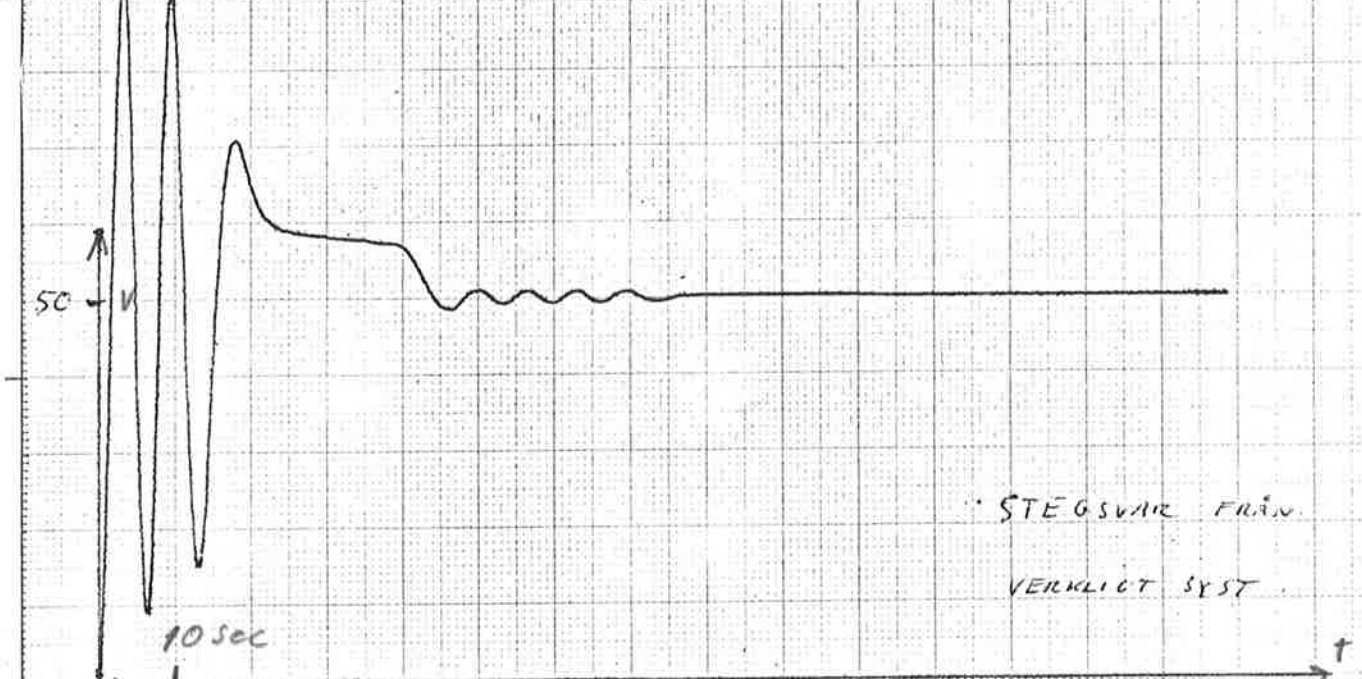
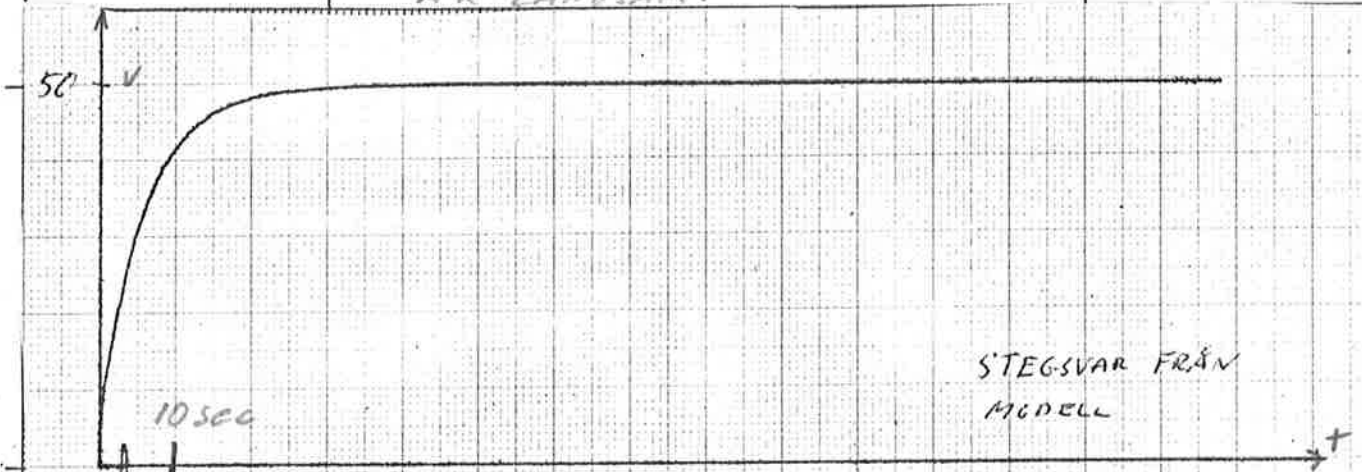
27/9 23

DIAGRAM 18

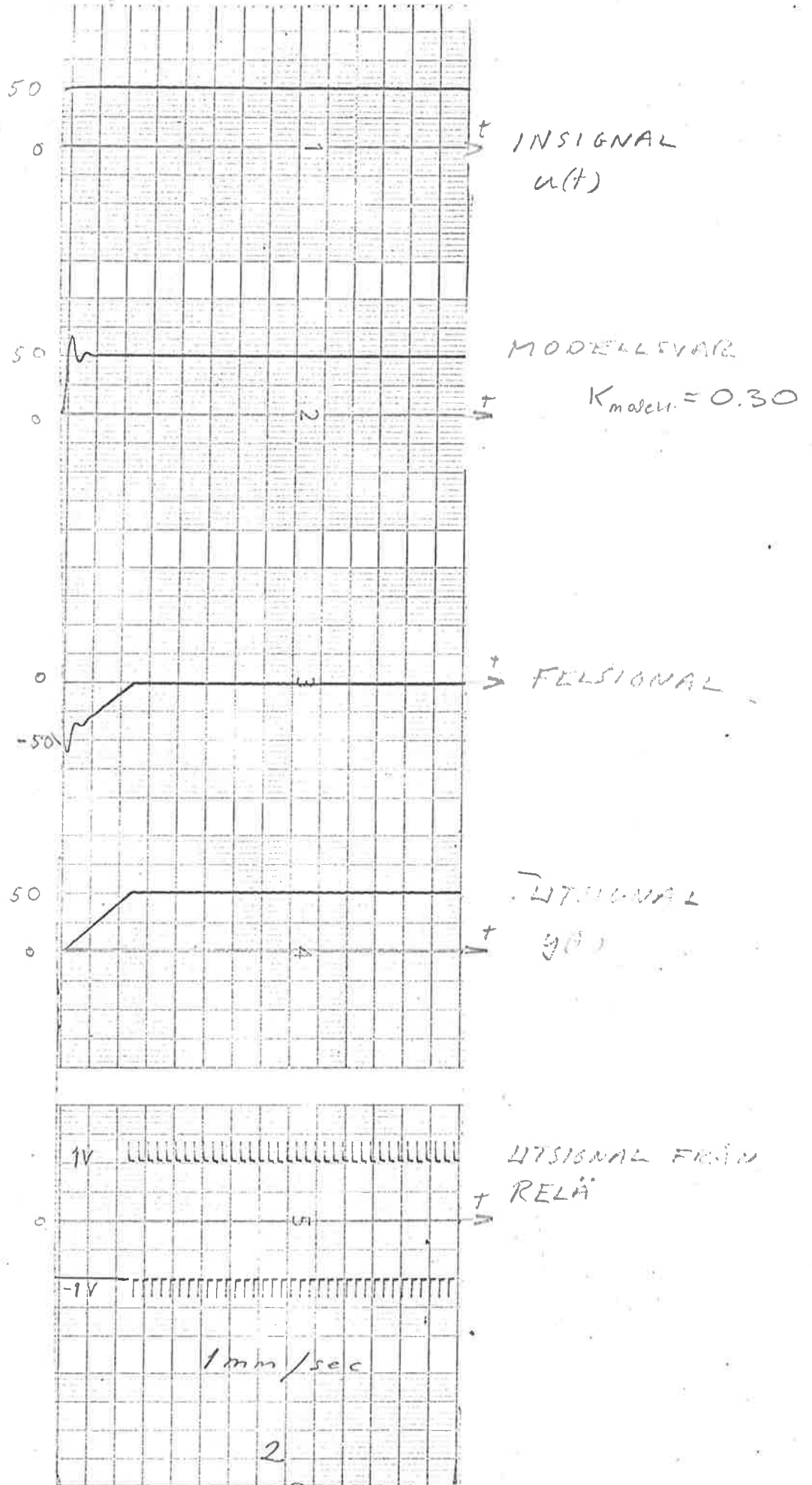


MODELLREFERENS DÅ
UTSIGNALEN FRÅN RELÄT
ÄR FÖR STOR OCH MODELLEN
ÄR LÅNGSAM.

DIAGRAM 19



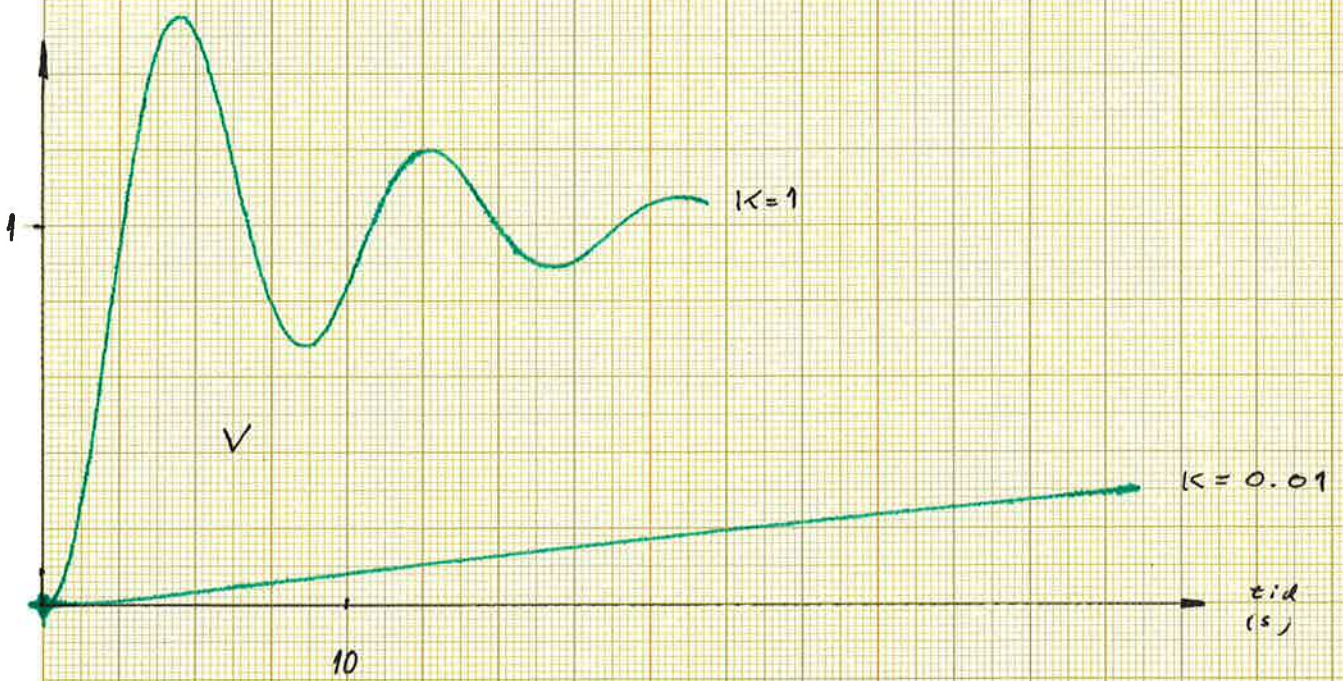
Olika signaler vid modell-
referens. Steg 50V in på
modellen. DIAGRAM 20



Stegsvar. Överst önskat

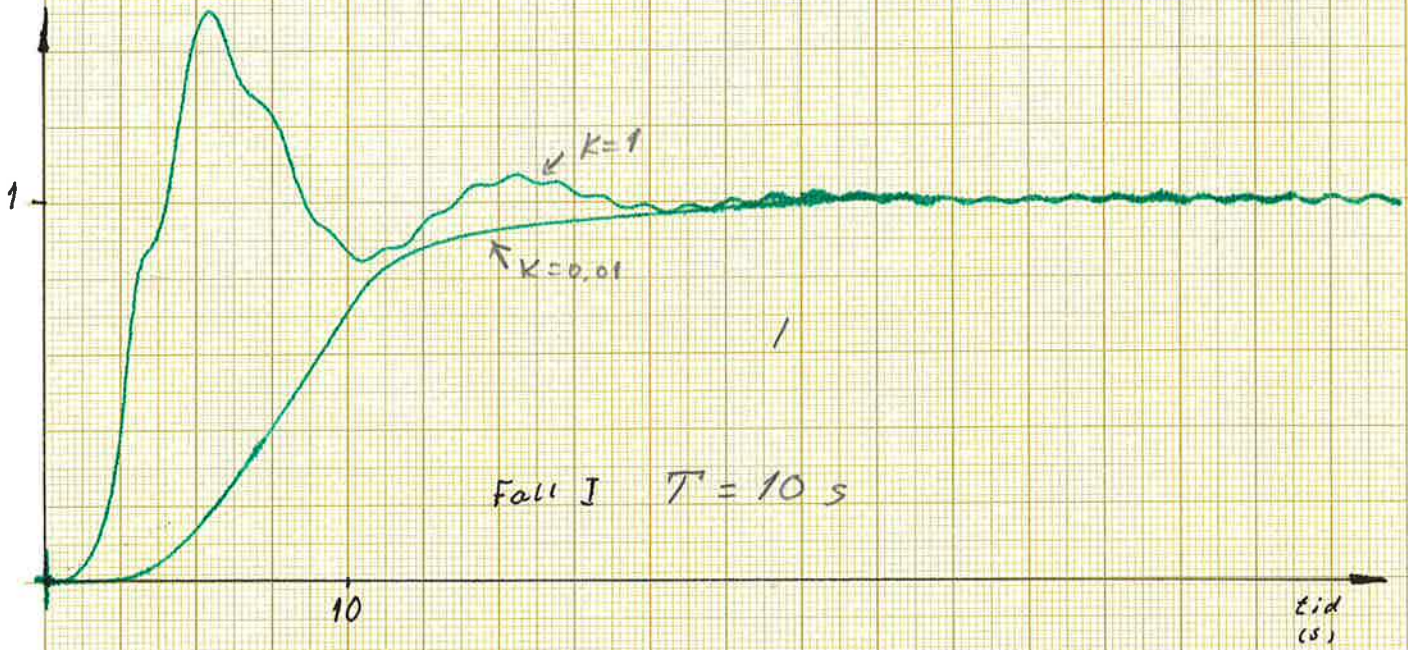
DIAGRAM 21.

stegsvar underst från verkligt syst.

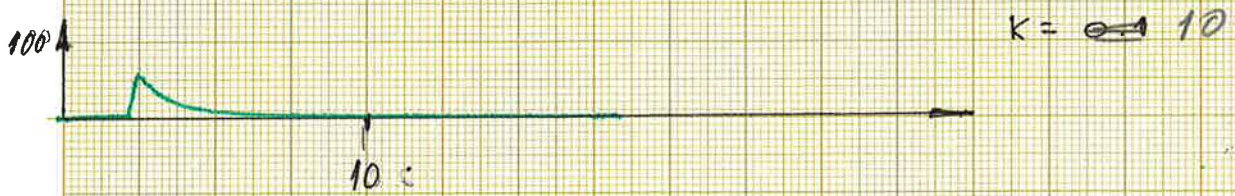
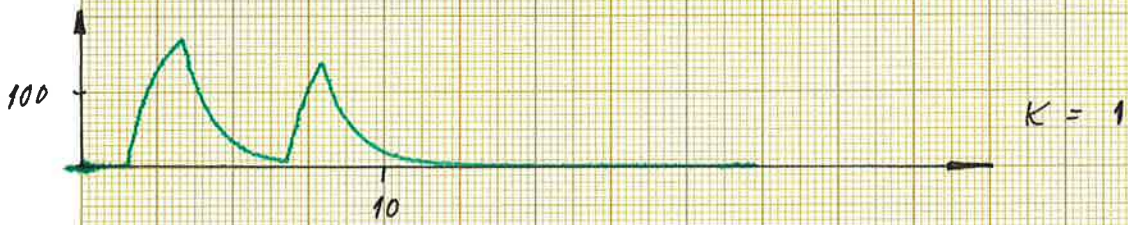
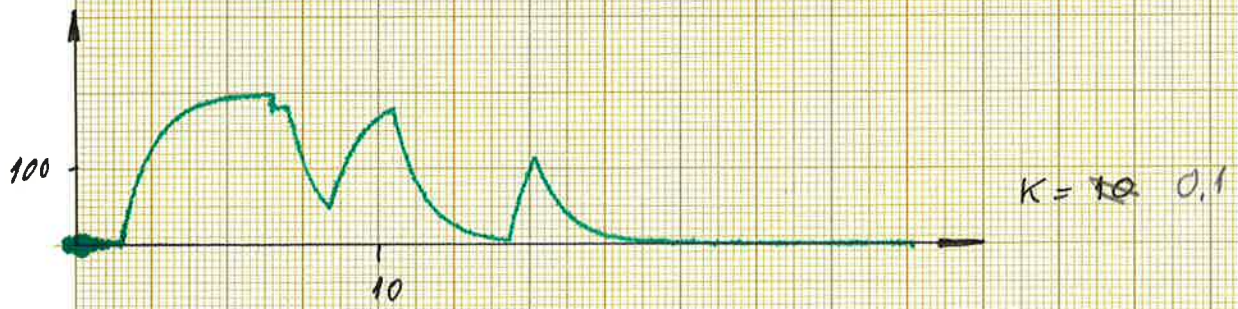


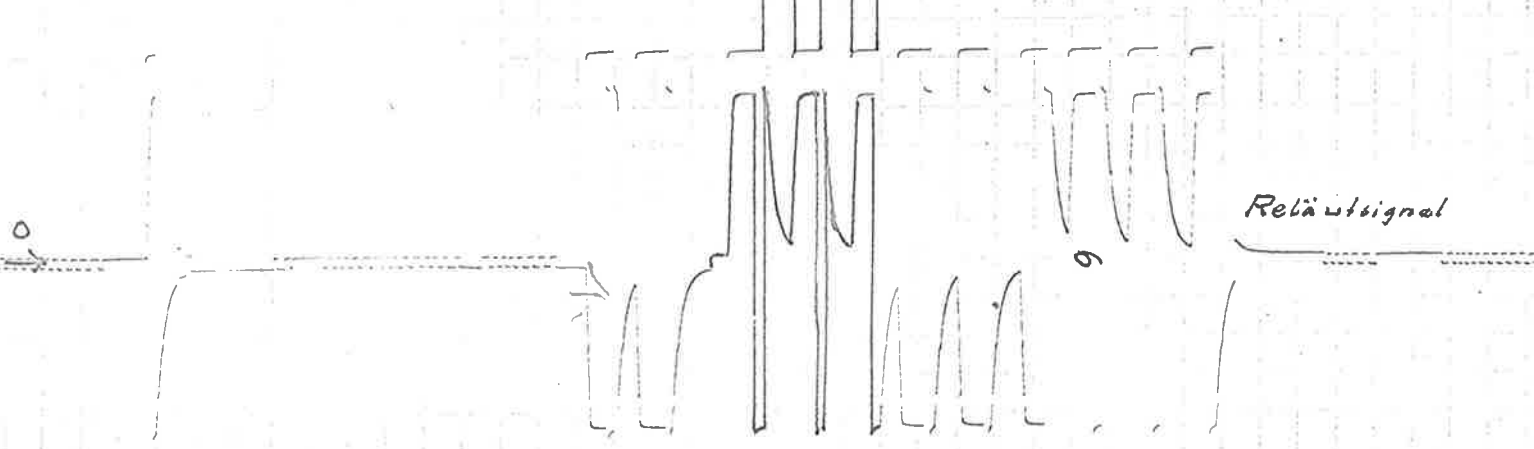
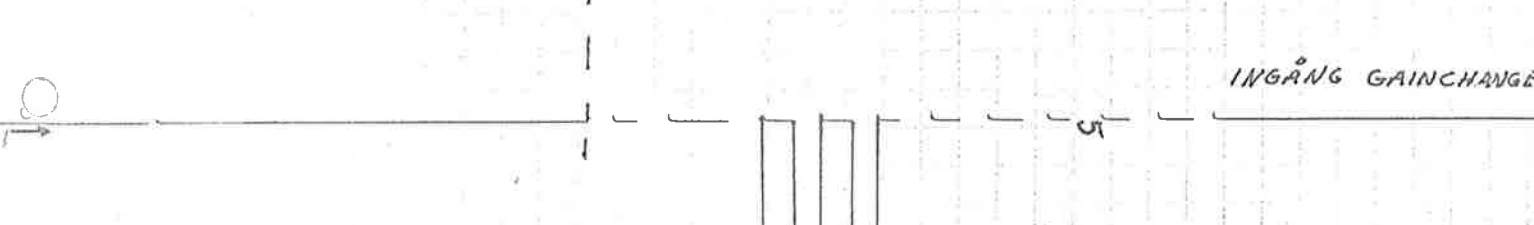
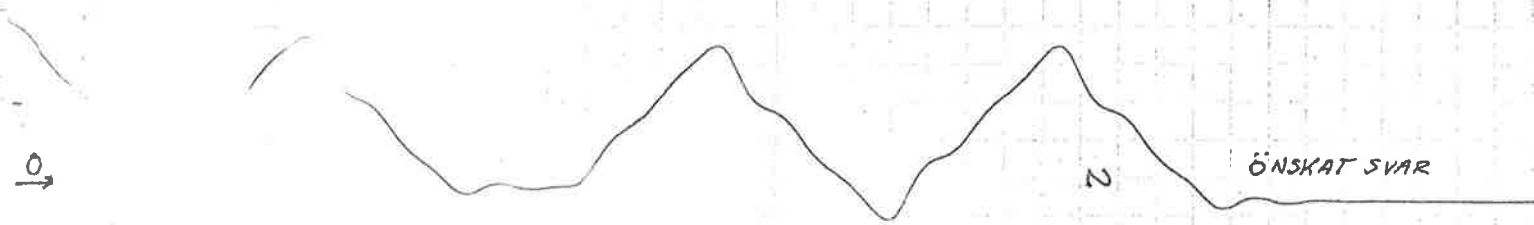
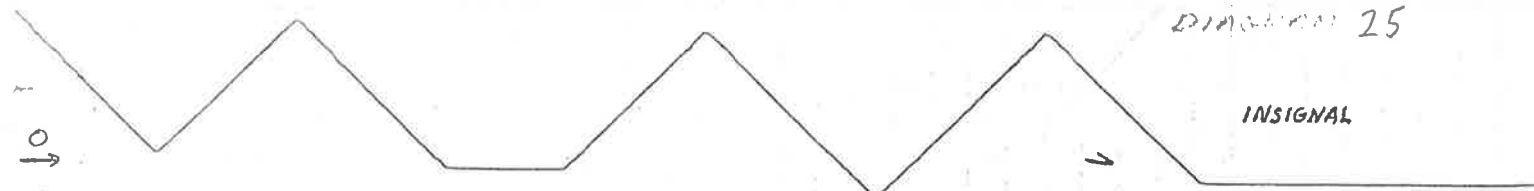
Stegsvar från adaptivt kontrollerat system. Förstärkningsparametern $K = 0.01$ och 100 . Två fall. $E_0 = 1V$

DIAGRAM 22



GAIN CHANGER





Alla skalor vertikalt
 5V/mm utom 6 : 10V/mm

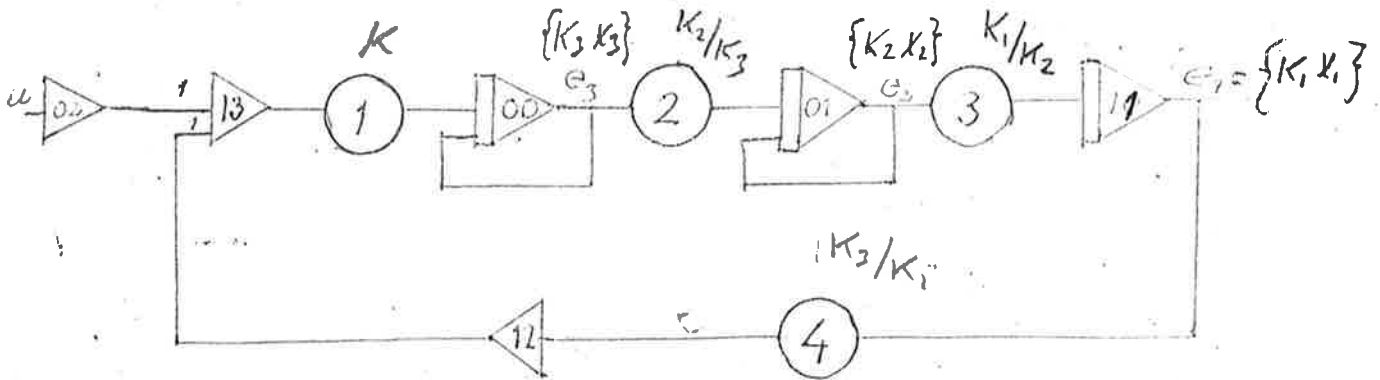
APPENDIX-2 : KOPPLINGSSHEMA

~~A-1~~

~~A-1~~

DET GIVNA SYSTEMET

Skalning.



□ Potentiometrarna 2, 3 och 4 kan enligt utförda försök med fördel ställas på 1.

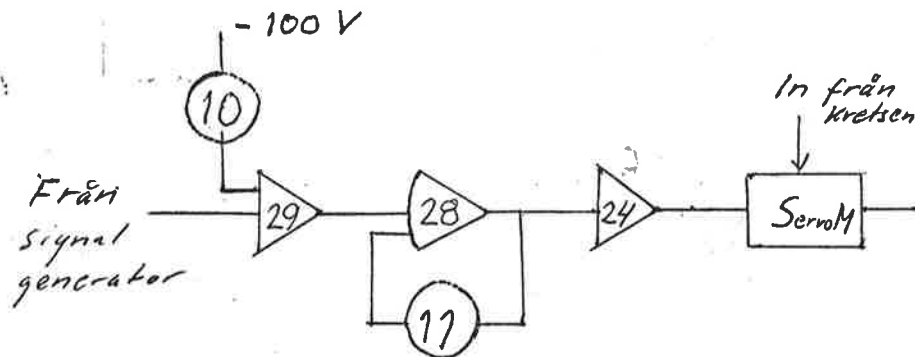
Potentiometerlista

1	Q13	0.0192 , 0.1920 samt 0.1920 med 10-ingång.
2	P07	1.0000
3	Q00	1.0000
4	Q12	1.0000
5	Q04	var
6	Q06	0.0050
7	P15	var
8	P19	0.1000
9	Q25	0.1000

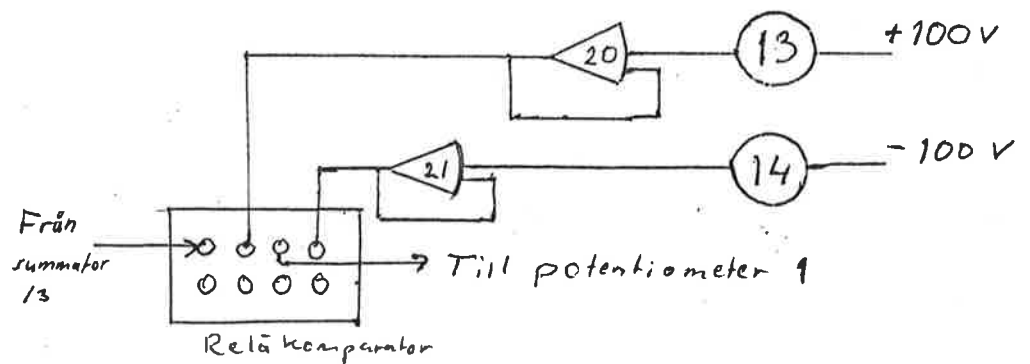
-00000-

Variation av K

För att K skall variera en 10-faktor åt vardera hållet användes en signalgenerator , som lämnar en avklippt triangelvåg med medelvärdet 0 och amplituden $\pm 20V$. Till denna signal adderas en konstant signal och multipliceras en faktor varefter resultatet får styra servomotorn i en servomultiplikator .Den fasta ingången på servomultiplikatorn matas från kretsen .



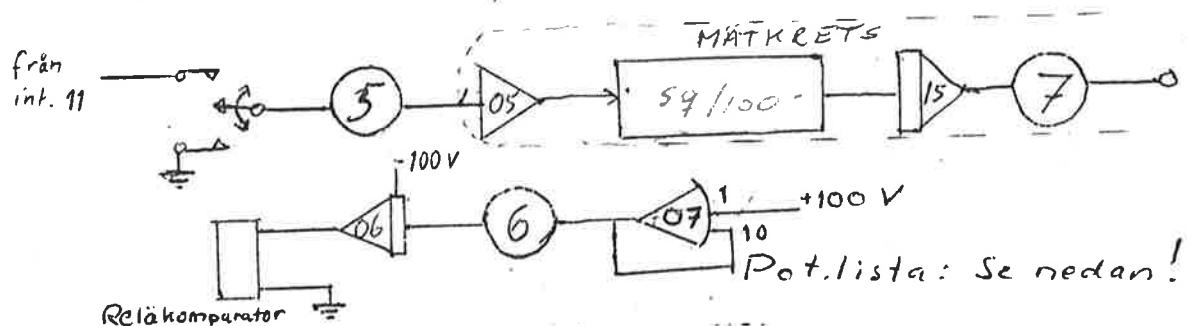
Det reläkomparerade systemet innehåller en ideell olineäritet, som ganska väl realiseras på analogi-maskin med reläkomparator. Brytaren i relät har emellertid en benägenhet att bränna fast vid överbelastning, varför en ren förstärkare med förstärkningen 1 placeras framför ingången på brytaren. Se figur!



För komplett ~~XXIX~~ kopplingsschema hänvisas till avsnitt A-4

Med reläkretsen utföres undersökning av självsvängningar (inget brus) samt mätning av spridningen i utsignalen vid brusstörning.

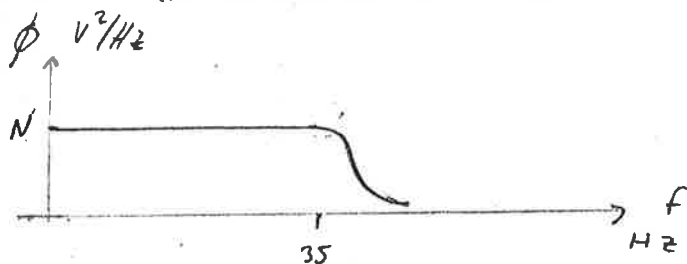
Utsignalen fås från integrator 11. Vid mätning av spridningen i utsignalen är det praktiskt att ha en automatisk brytare som bryter efter mättidens slut. Detta åstadkommes med nedanstående koppling:



A-3 MÄTNING AV SPRIDNING

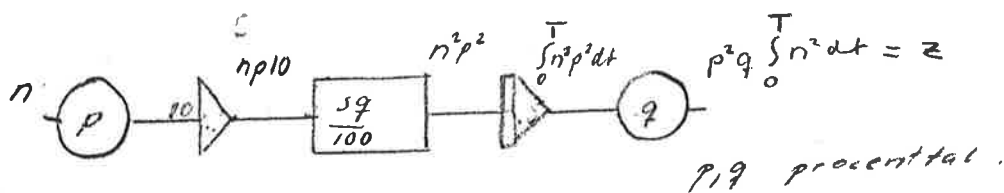
Nödvändigt brus levereras från en i analogmaskinen inbyggd brusgenerator.

Spektraltätheten av det vita bandbegränsade bruset framgår av nedanstående figur:



Konstanten N kan justeras till max. $4 \text{ V}^2/\text{Hz}$.

N måste således bestämmas och detta utföres genom mätning av spridningen:



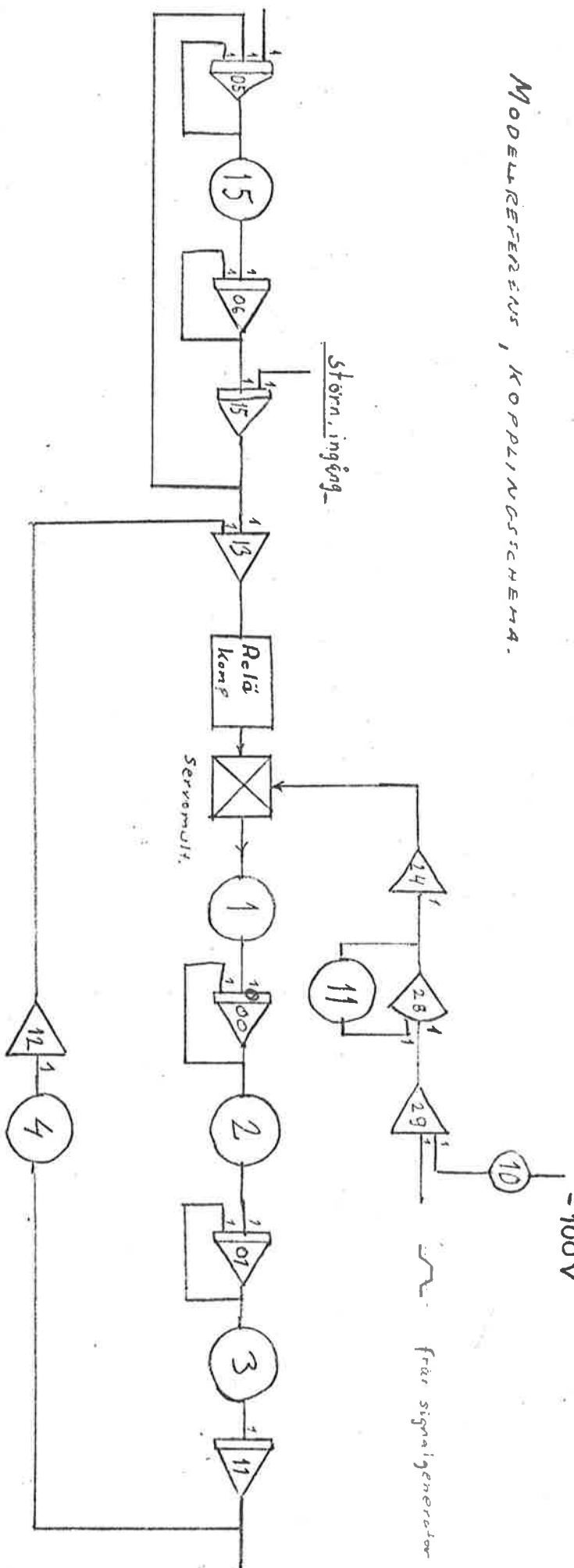
$$\sigma_n^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi(\omega) d\omega \approx N \int_{-2\pi \cdot 35}^{+2\pi \cdot 35} d\omega = 140\pi N$$

$$N = \frac{\sigma_n^2}{140\pi} \quad \text{Men} \quad \sigma_n^2 = \frac{1}{T} \int_0^T n^2 dt$$

$$N = \frac{1}{140\pi T} \int_0^T n^2 dt = \frac{1}{140\pi T} \cdot \frac{1}{p^2 q} \cdot z$$

Lådan "sq/100" symboliserar kvadferingsenheten på analogmaskinen. Denna ger emellertid märkbart fel resultat då inspänningen understiger 8 volt, varför mätsignalen måste förstärkas före kvadreringen.

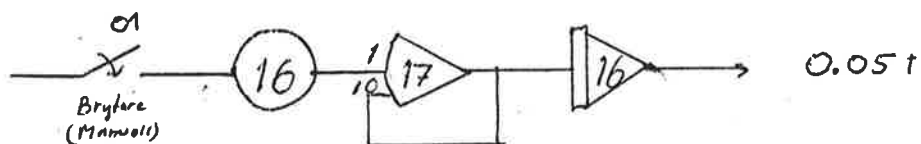
MODELLREFERENS, KOPPLINGSKEMMA.



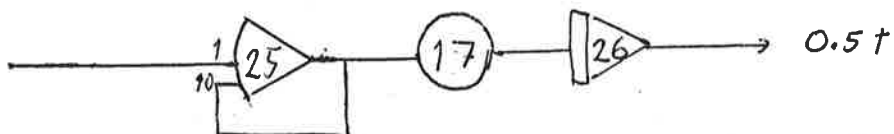
Pot. lista

1	Q13	0.2000
2	P00	1
3	Q00	1
4	Q12	1
10	P29	0.2042
11	Q28	0.4160
12	Q19	0.3333
13	Q20	0.1116 resp 0.0100
14	Q21	0.1116 resp 0.0100
15	Q05	0.6667
5	Q07	—
6	Q08	0.0050
7	Q09	—

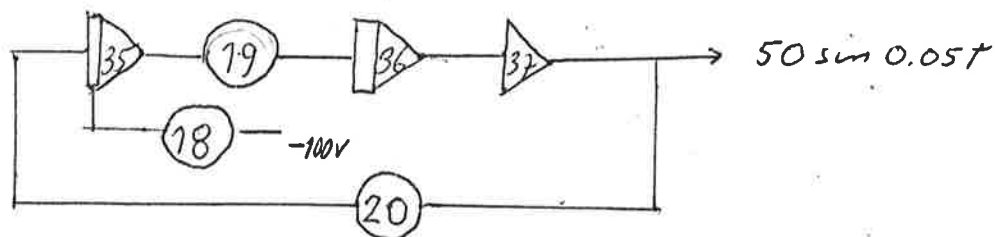
Tidaxeln åstadkommes av en rampspänning kopplad till skrivarens x-ingång. Rampen bildas vid integration av en konstant signal:



Ännu en ramp behövs som insignal:



I något fall behövs en sinussignal:



Potentiometerlista

16	Q17	0.0050
17	Q27	0.0500
18	P35	0.5000
19	Q35	0.0500
20	Q37	0.0500