

ANALOGISIMULERING AV HONEYWELLS OCH
GENERAL ELECTRICS ADAPTIVA SYSTEM

ROY SOGNDAL

Rapport RE - 26

april 1968

ANALOGISIMULERING AV HONEYWELLS OCH
GE:s ADAPTIVA SYSTEM

Examensarbete i Regleringsteknik, LTH 1968

av

R Sogndal

ANALOGISIMULERING AV HONEYWELLS OCH

GE:s ADAPTIVA SYSTEM

R Sogndal , LTH 1968

Abstract

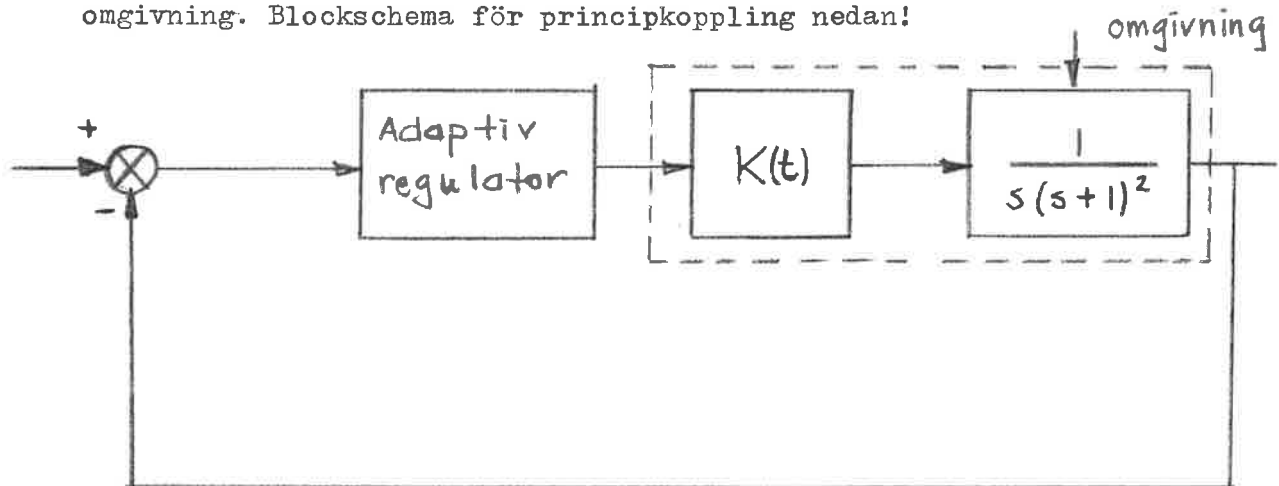
Föreliggande examensarbete omfattar beskrivningar och provkörningar på analogmaskin av några moderna adaptiva system av Minneapolis-Honeywell och General Electric. I arbetets senare del jämföres också adaptiv och manuell reglering.

De adaptiva systemen ovan konstruerades ursprungligen för flygplan och är således ganska speciella, men de beskrivningar som här ges behandlar endast de saker som är av principiellt reglertekniskt intresse.

Den praktiska tillämpningen utformades så att styrmetoderna användes på ett enkelt, linjärt, tidsinvariant system av tredje ordningen

$\frac{1}{s(s+1)^2}$, vilket utsattes för störningar i form av brus från en

omgivning. Blockschemata för principkoppling nedan!



Blocket i mitten visar en tidsvariabel faktor. Betraktas detta och det sista blocket som enhet erhålles ett tidsvariabelt system, vars förstärkningsparameter varierar som funktion av tiden. Andra fall då flera systemparametrar är tidsvarianta har icke studerats i detta examensarbete.

Första blocket består av den adaptiva regulatorn, en " gain-changer ", som till uppgift har att motverka ändringar i systemet. Den verkställande delen i gain-changern av MH-typ är ett relä, medan den i GE-fallet är en multiplikator eller en potentiometer. Apparaturen i

övrigt som användes i de olika försöken innehöll de enklaste av analogmaskinkomponenterna såsom integratorer, summatorer, potentiometrar, reläer samt multiplikatorer. Enda utomstående del var en signalgenerator med vars hjälp förstärkningen $K(t)$ kunde varieras på olika sätt.

Under körningarna studerades systemets uppträdande för vanliga insignaler : steg och sinusvåg samt brus. De senare körningarna jämfördes med helt manuell styrning vilken åstadkoms med hjälp av oscilloskop, operatör och styrspak. Detaljer i denna styrform har behandlats i examensarbete av Borisson, LTH 1968.

Jämförelsestudierna gav till resultat att endast en av de betraktade adaptiva metoderna var användbar nämligen Minneapolis-Honeywell, det enkla men samtidigt snabba reläsystemet. Den enkla variant av General-
Electrics adaptiva system som här har provats visade sig vara så långsam att den i jämförelse med MH var helt underlägsen.

Det komponentfattigaste av de tre studerade systemen, det manuella, fungerade vid brusförsöken ganska bra och i några fall minst lika bra som Minneapolis-Honeywell.

Innehåll

Referenser

- 1 Inledning
Introduktion till adaptiva system.

- 2 Minneapolis-Honeywell
 - 2.1. Modellreferensmetoden 1
 - 2.2. Modellreferensmetoden 1 på analogmaskin.
 - 2.3. Modellreferensmetoden 2

- 3 General Electric
 - 3.1 General Electric Self Adaptive Control System,
(GESAC)
 - 3.2 GESAC på analogmaskin.

- 4 Brusstudier med olika styrningar
Jämförelse mellan adaptiv och manuell styrning.

- 5 Sammanfattning och Resultat

Siffrorna inom parentes invid figurerna anger från vilken referens respektive figur är hämtad.

Referenser

- (1) Blakelock:
Automatic Control of Aircraft and Missiles.
- (2) Mishkin & Braun:
Adaptive Control Systems.
- (3) Eveleigh:
Adaptive Control and Optimization Techniques.
- (4) Farr, Hoffman & Cooper:
ASD Technical Report 61-81
- (5) Gregory:
WADC Technical Report 59-49 Astia Document
AD 209389
- (6) Bailey:
Development & Flight Test of Adaptive Controls
for the X-15.
- (7) Taylor & Adkins:
Adaptive Control and the X-15.
- (8) General Electric Company:
Self-Adaptive Control System
Evaluation on X-15 Simulator.
- (9) WADD TR-60-651 Part V
- (10) Syding:
Examensarbete i Regleringsteknik LTH 1967

1. Inledning

Ett system som ändras under olika förhållanden kan man i princip styra som man önskar, om man ständigt har kontroll över vad som sker. Inom den moderna flygtekniken t.ex., där man strävar efter allt högre hastigheter och högre höjder, krävs för korrekt styrning ganska omfattande kontroll- och reglerutrustning.

Den fortsatta framställningen har som utgångspunkt de problem som sammanhänger med reglering av flygplan, eftersom de moderna adaptiva systemen främst konstruerades för just flygplan, där snabb reglering krävs för de snabba förlopp som skiftande flygfaser medför. Låt ett flygplan beskrivas med en överföringsfunktion (utförlig behandling i ref.(1)). Under olika flygfaser, "flight conditions", varierar denna överföringsfunktion som följd av variation i förstärkning, dämpning och frekvens. Det inses då att rötterna till systemets karakteristiska ekvation ändras samt att poler och nollställen i rotorten ändrar lägen. De storheter som främst bestämmer dessa ändringar är planets hastighet och höjd (eg. dynamiskt tryck, beroende på atmosfärens täthet på olika höjder).

Emellertid inträffar även andra störningar i systemet: vindbyar och dylikt som rubbar inställda roderlägen och därmed kursen. Dessa störningar från omgivningen regleras med återkoppling på vanligt sätt, men för de tidigare störningarna, som ändrar själva systemet, måste andra åtgärder vidtagas.

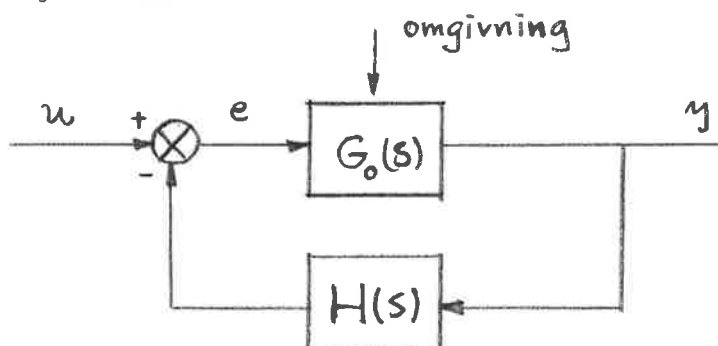
Tidigare reglerades systemändringarna med hjälp av Mach-tal och höjd, varvid fixa program (konstruerade som funktioner av dessa storheter) justerade systemparametrarna till lämpliga värden.

Men från olika synpunkter sett var sådana system olämpliga: de krävde mycken utrustning och lång tid gick åt för att konstruera beteenet, vilket skedde under talrika och dyrbara provflygningar, simuleringar såväl som verkliga.

Emellertid borde systemet, utan all information om aktuella flygdata, kunna styras och anpassas till variationer i flight conditions, ansåg forskarna, och med denna utgångspunkt arbetar de nuvarande adaptiva systemen.

Efter ett symposium 1949 vid Wright Patterson Air Force Base i USA, publicerades en WADC Technical Report vari ett adaptivt system av ovanstående slag, "self adaptive system", definierades som ett system " which has the capability of changing its parameters through an internal process of measurement, evaluation, and adjustment to adapt to a changing environment, either external or internal, to the vehicle under control".

Betrakta ett vanligt återkopplat system där en omgivning hela tiden stör systemet.



Överföringsfunktionen för det återkopplade systemet :

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s) \cdot H(s)}$$

Låt förstärkningen i öppna systemet vara mycket stor. $G_o(s) \cdot H(s)$ blir då mycket större än 1 varvid $G(s)$ övergår till approximativt $\frac{1}{H(s)}$. Om $H(s) = 1$ blir alltså utsignalen=insignalen.

Ovan nämndes att $G_o(s)$ - parametrarna (flygplanet) ändrades vid olika flight conditions. För att erhålla ut-insignalsambandet= 1 måste även då kravet på hög förstärkning stå fast, trots att den höga förstärkningens värde skiftar, eftersom polerna och nollställena inbördes skiftar lägen i rotorten. Den höga förstärkningen väljes naturligt-vis på sådan nivå att systemet inte blir instabilt.

En lösning är att låta en förstärkningsändrare, en "gain-changer", gripa in vid varje ändring i parametrarna och reglera förstärkningen upp eller ner till det lämpligt höga värdet.

I det följande skall redogöras för hur olika fabrikanter tänkt sig gain-changern utformad.

Examensarbetet omfattar först litteraturstudier för beskrivning av de olika systemen och därefter dessa studier omsatta i praktiska försök på systemet $\frac{K(t)}{s(s+1)^2}$.

Kapitel 2 beskriver två system av Minneapolis-Honeywell. Det enklaste av dessa har kopplats upp på analogmaskin, studerats ingående och jämförts med manuell reglering. Detta redovisas i Kap. 2 och 4 resp.

Kapitel 3 omfattar redogörelse för General Electric's system, som något förenklat också körts på analogmaskin.

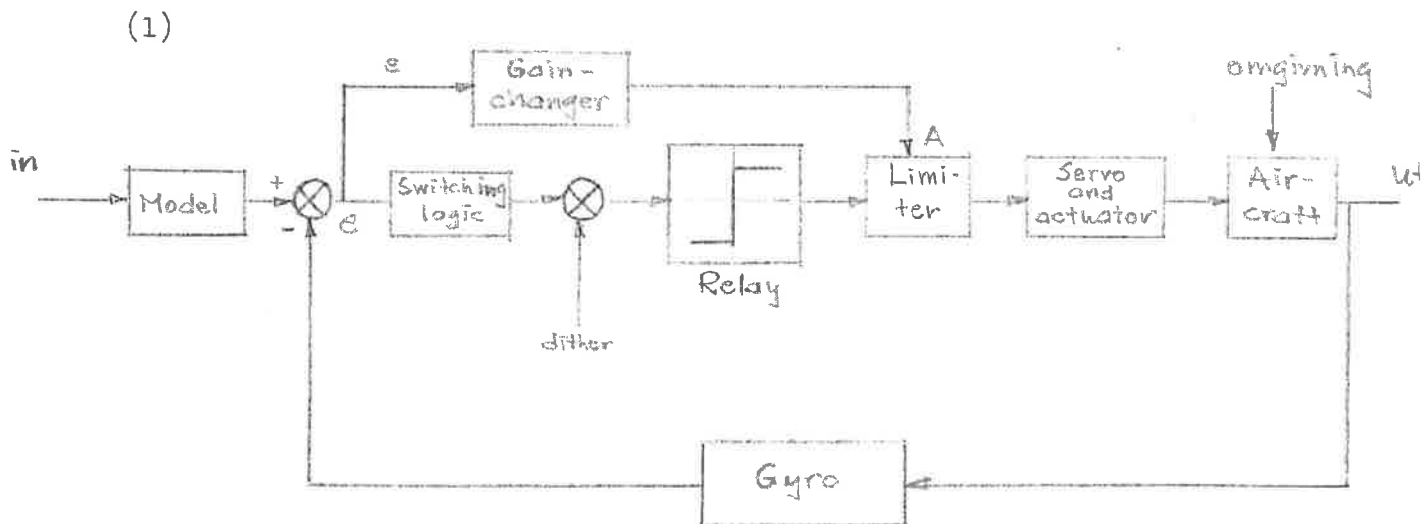
En avslutande del, Kap. 5, visar en jämförelse mellan de olika systemen, med utgångspunkt från de praktiska försöken.

2. Minneapolis-Honeywell

2.1. Modellreferensmetoden 1

Det av Minneapolis-Honeywell konstruerade modellreferenssystemet består egentligen av två: ett som fungerar som modell styrande ett annat vilket utsättes för störningar utifrån. De är nästan identiska och modellen kan sägas utgöra det ideala systemet (t.ex. ett flygplan). Om nu modellens svar på en insignal är det svar vi vill att det verkliga systemet skall ha, borde naturligtvis detta system följa modellen, trots omgivningen.

Nedan visas det första av modellref.-systemen. Det användes vid försöken med Lockheed F-94C i USA och visade sig fungera på ett tillfredsställande sätt.

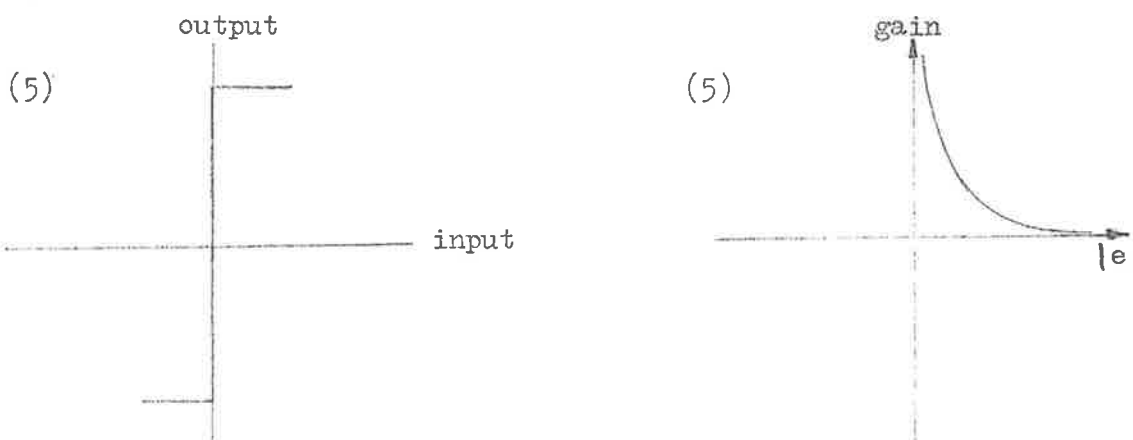


Gain-changer operation

$$A = \begin{cases} A_1 & \text{om } |e| > B \\ A_2 + (A_1 - A_2) e^{-\frac{t}{T}} & \text{om } |e| < B \end{cases}$$

A_1, A_2, B, T fixa värden.

För att få förstärkningen i öppna systemet tillräckligt hög (se inledn.) användes relä med olika spänningar beroende på felet e 's storlek. En möjlighet är att jämföra e med ett givet värde B som visas i figuren. Gain-changern ger därefter limitern värdena efter passage av en fördröjningsenhet som förhindrar att sprången i reläspänningen direkt går ut i kretsen. Reläkaraktistiken och förstärkningen i reläet som funktion av insignalen:



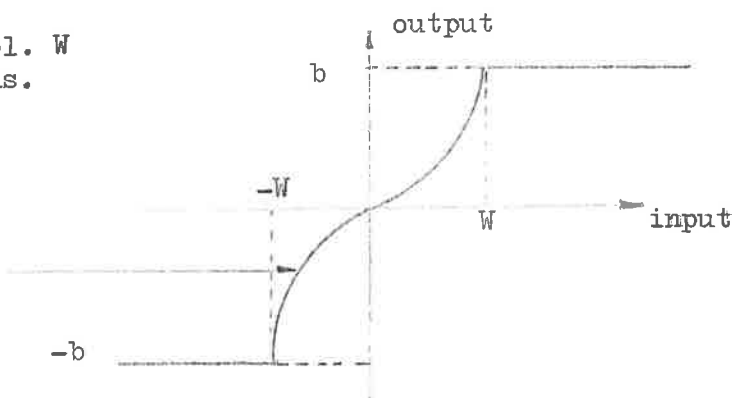
Som figuren visar, ändrar reläet automatiskt förstärkningen i kretsen. Vid stora insignaler blir förstärkningen liten och kretsens totala förstärkning minskar. Om denna blir mindre än den önskade höga först. i kretsen, måste då reläets utsignal bli större. Av denna anledning finns det olika relänivåer. Switching logic är en koppling som skyndar på felet t.ex. $1 + a s$ (prop. + deriverande).

Dither på reläingången jämnar ut reläkaraktistiken enl. fig.

Dither: sinus m. ampl. W
hög frekvens.

(1)

$$\frac{2b}{\pi} \arcsin \left(\frac{\text{input}}{W} \right)$$



Som dithertid brukar användas sinus med hög frekvens. Reläet kan inte följa denna snabba signal utan det ger utsignal som fig.

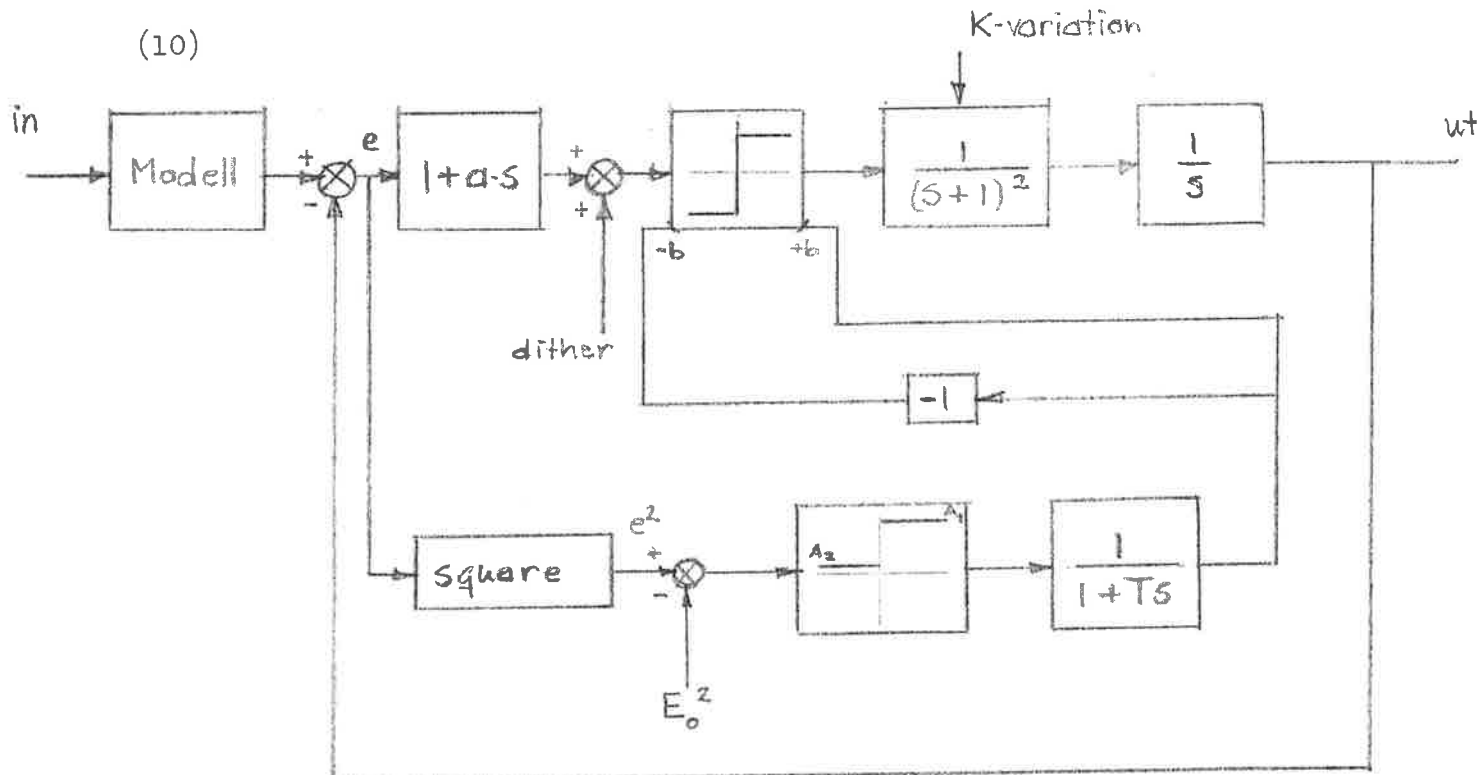
En grundligare undersökning av de olika komponenternas funktion har gjorts och redogörelse för detta ges i avsnitt 2.2. i samband med uppkopplingen på analogmaskin.

2.2. Minneapolis-Honeywell på analogmaskin.

Modellreferensmetoden 1.

Systemet som undersöktes var det enkla $\frac{K}{s(s+1)^2}$. Störningen som påverkade systemet åstadkoms genom att K varierades.

Systemet i sin helhet med gain-changer:



De ingående komponenterna behandlas nedan, först var för sig och sedan sammankopplade i systemet. Kopplingscheman bifogade!

Modell

Efter tidigare försök med systemet sattes modellens förstärkning 0.67.

K-variation

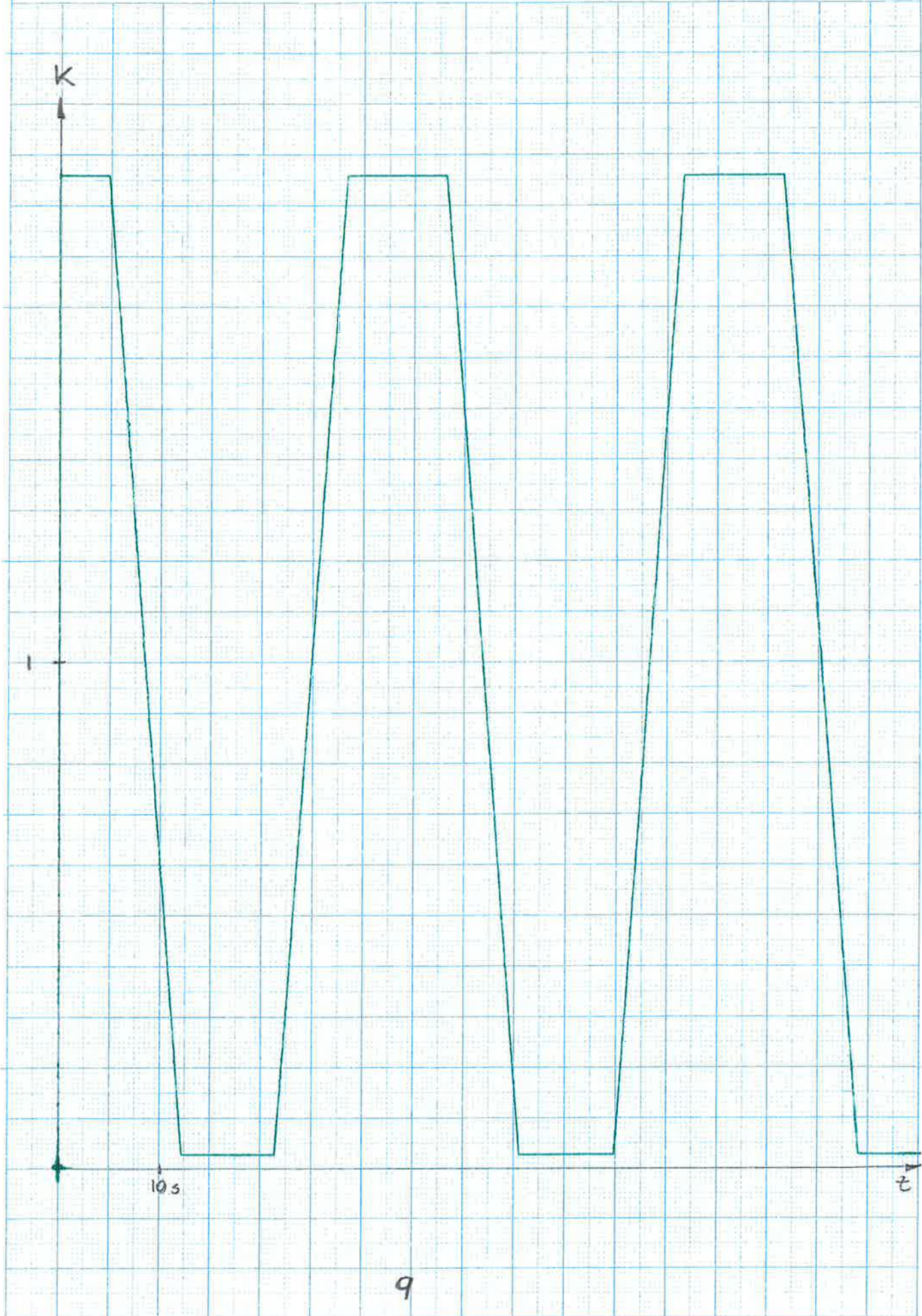
K varierades bl.a. med hjälp av en avklippt triangelvåg från signalgenerator. Kontroll av K-variation: diagram 1.

1 + a s

Med denna komponent kännes även felets derivator av och medför bättre följsamhet. Kontroll av derivering: diagram 2.

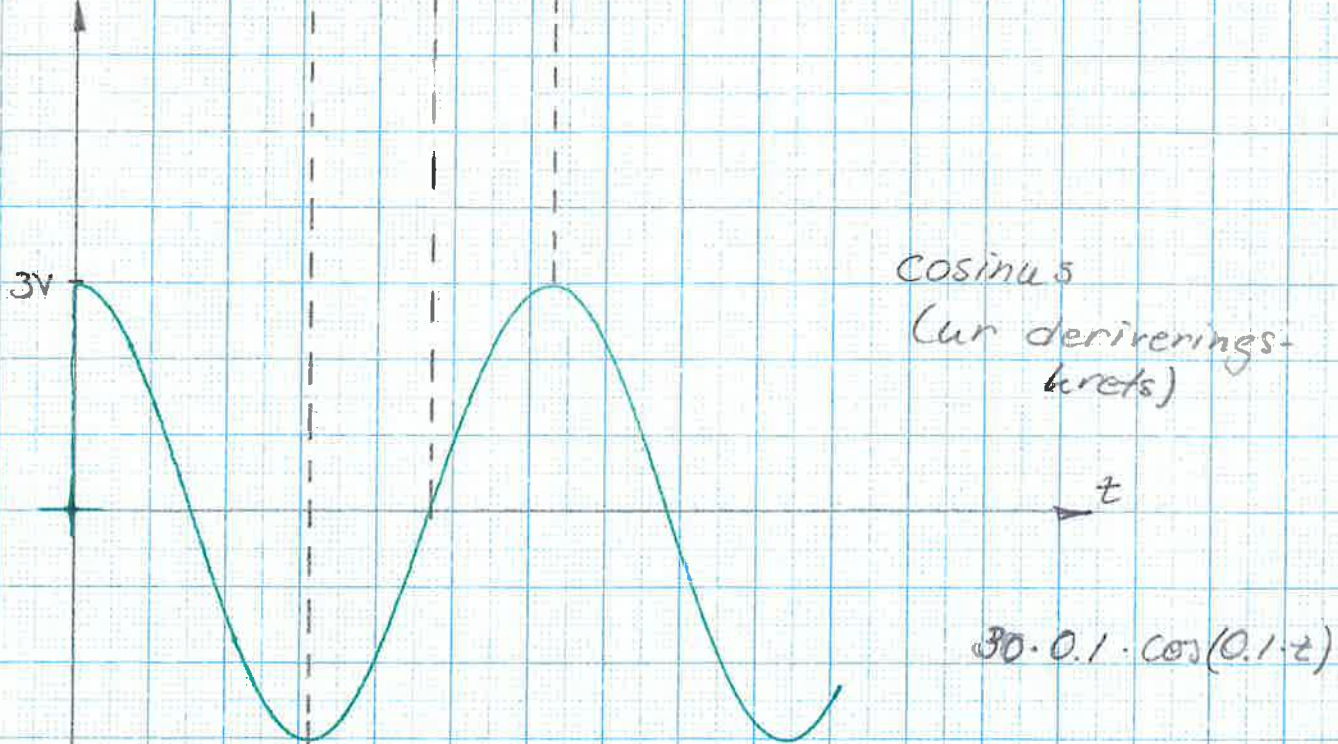
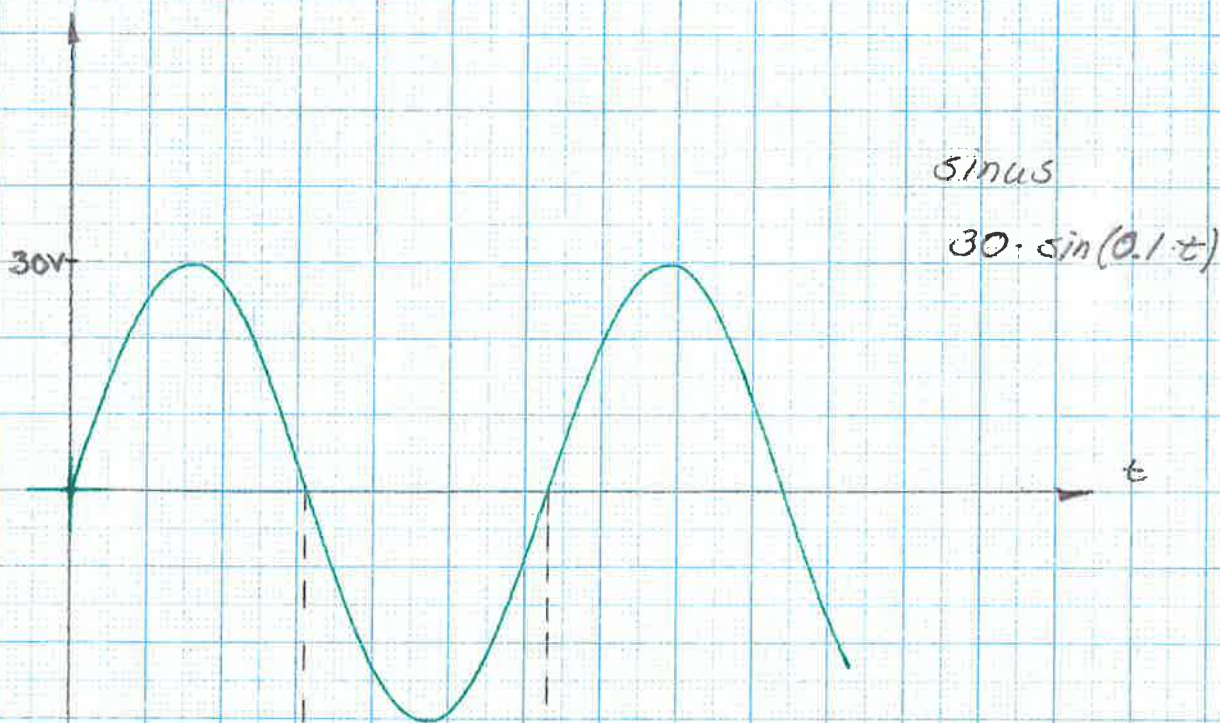
Kontroll av förstärknings-
variationen genom
servomultiplikatorn.

Diagram 2:1



Kontroll av sinus krets
och derivations krets
enl. kopplingschema

Diagram 2:2



Dither

Utjämnas reläkaraktistiken med dither (högfrekvent sinus) fås den mer lineär och på så sätt slipper man så mycket som möjligt ifrån limit cycle oscillationer (se Olinjära System, Reglerings-teknik FK) vid mindre fel. Diagram 3 visar reläets utgång med dither och positiv resp. negativ ramp på ingången. Toppen strax innan den konstanta utspänningen ökar med högre frekvens och minskar med lägre, då dock oscillationerna vid uppgången till reläspänningen blir mer framträdande.

Vid provkörningar med och utan dither märktes ingen skillnad i resultatet. Inget dither har använts i de fortsatta försöken. En utjämning av reläkaraktistiken har på sätt och vis redan åstadkommit i det att fördröjningskretsen i gain-changerloopen är inkopplad. Detta kan ses i kurvorna där gain-changeroperationen har registrerats.

Gain-changer

Operationen styrs som schemat visar av felets kvadrat jämfört med en referensspänning, vilken således utgör gränsen vid växlingen mellan spänningarna A_2 och A_1 . Dessa spänningar bestämmer förstärkningen i reläet enligt bifogad figur. Fördröjningskretsen har tidigare redogjorts för.

De värden som ges i den bifogade potentiometerlistan har erhållits från Sydings tidigare körningar. Emellertid visade systemets uppförande att dessa värden inte fungerade tillfredsställande. De justerades då upp eller ner vid körningarna tills bästa resultat erhöles.

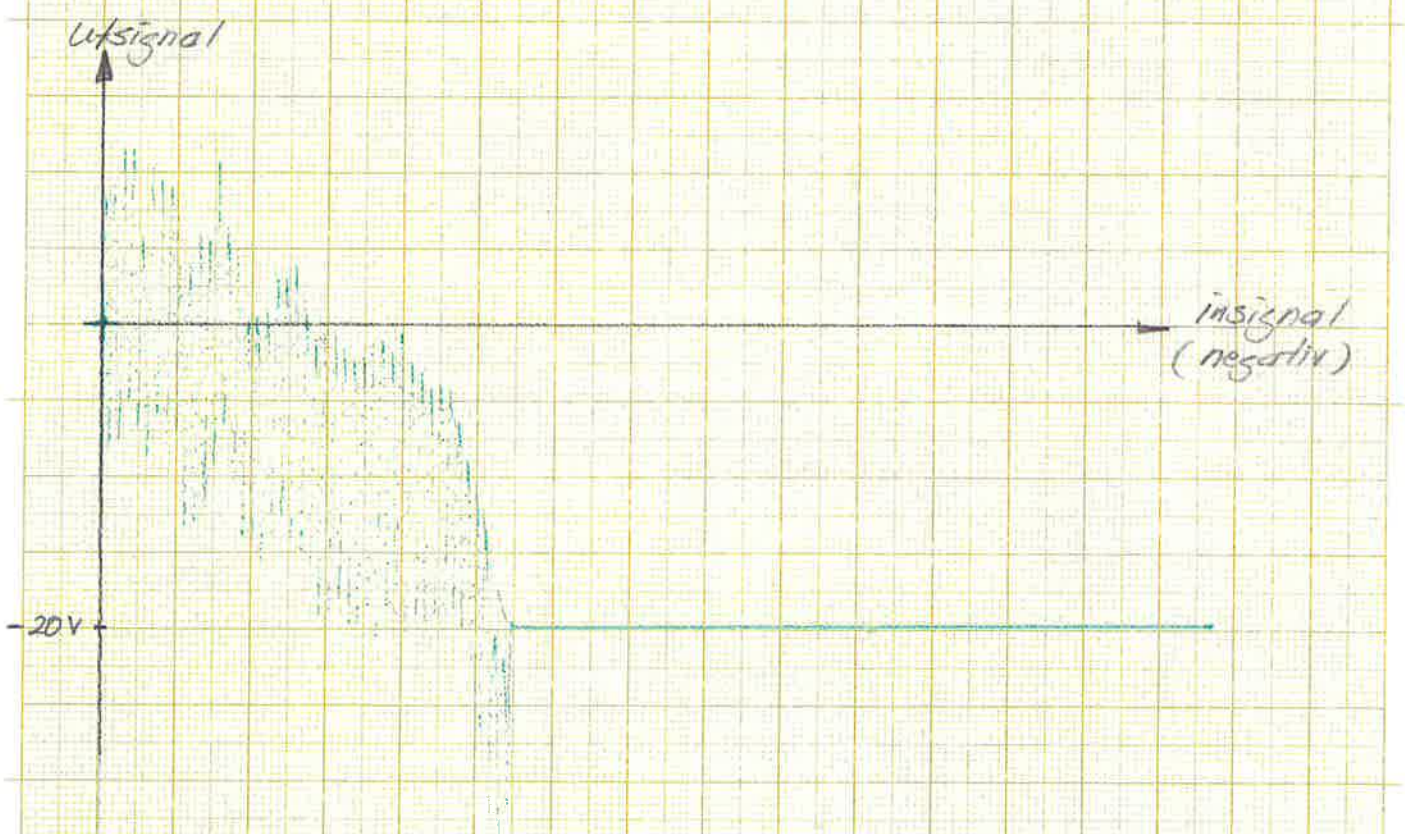
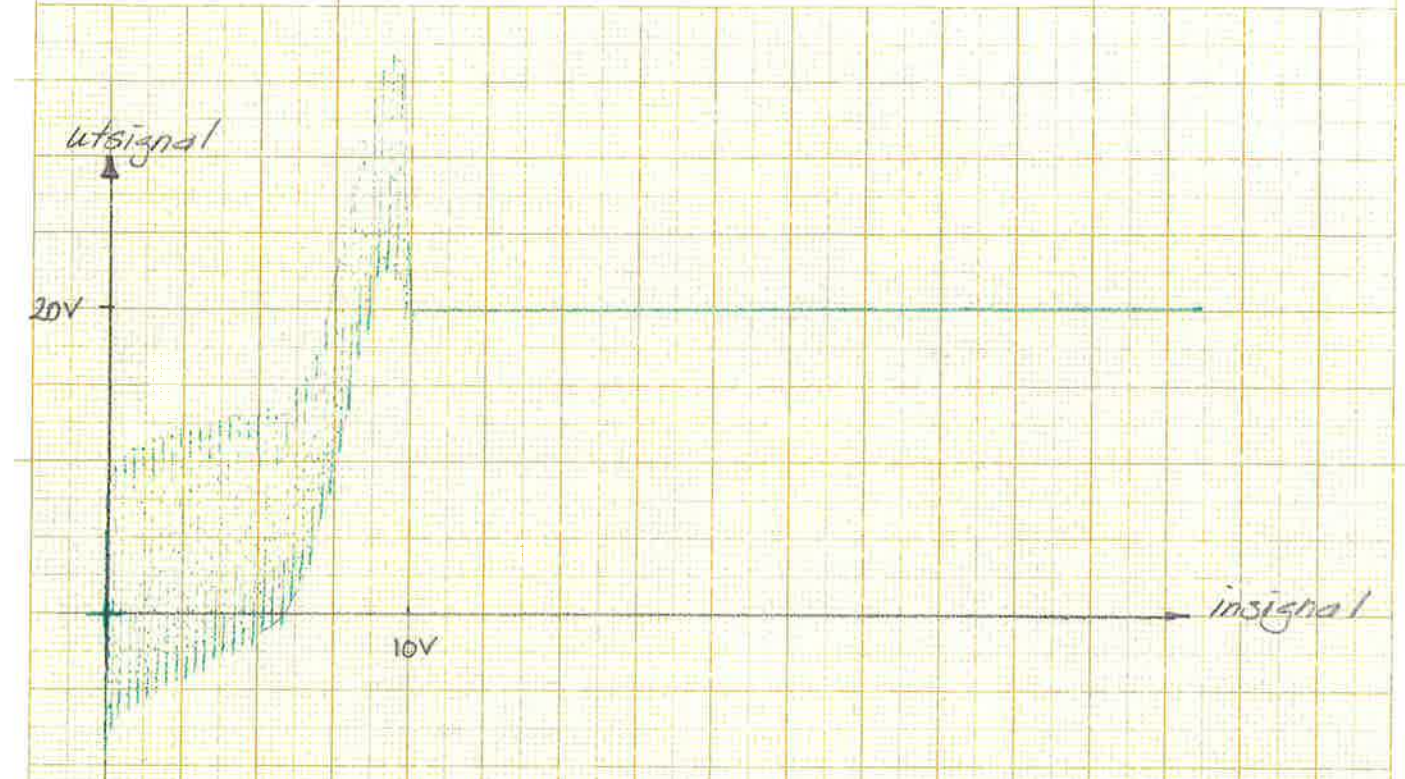
I kretsen $1 + a \cdot s$ varierades a till värdet 0.8. Vid lägre värden hade deriveringen ytterst ringa inverkan och kretsen uppträdde alltså endast som proportionell och var för långsam. Vid högre värden visade sig deriveringen dominera med starka fluktuationer som följde. Relävärdena A_1 och A_2 gavs som 100 resp. 4 V i Sydings försök. Det senare värdet bibehölls medan det förra ändrades till 50 V, ty högre spänningar medförde instabilitetstendenser vilka förstörde felet och förlängde insvängningstiden. Värden mindre än 50 V hade

nackdelen att de gav lägre förstärkning och därmed sämre följsamhet.

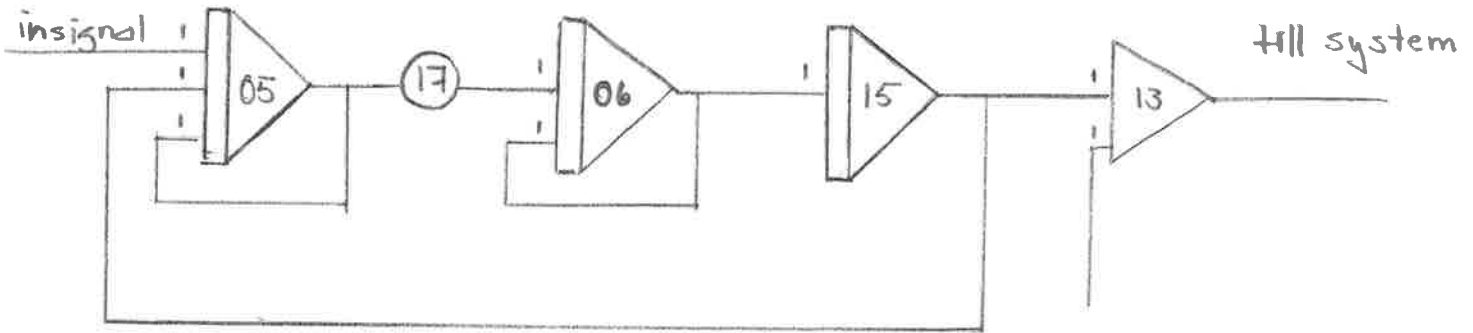
Högt värde på den variabla förstärkningen gav endast små fel och $A_2=4$ V medförde bäst resultat. Lägre spänningar 1-2 V gjorde systemets följsamhet sämre ty totala systemförstärkningen minskade och gav större fel. Högre värden än 4 V ökade förstärkningen alltför mycket för de små felen som önskades, felen blev större och följsamheten sämre även i dessa fall.

Sinuskällor på relä-
ingång 2000 Hz ampl. 10V

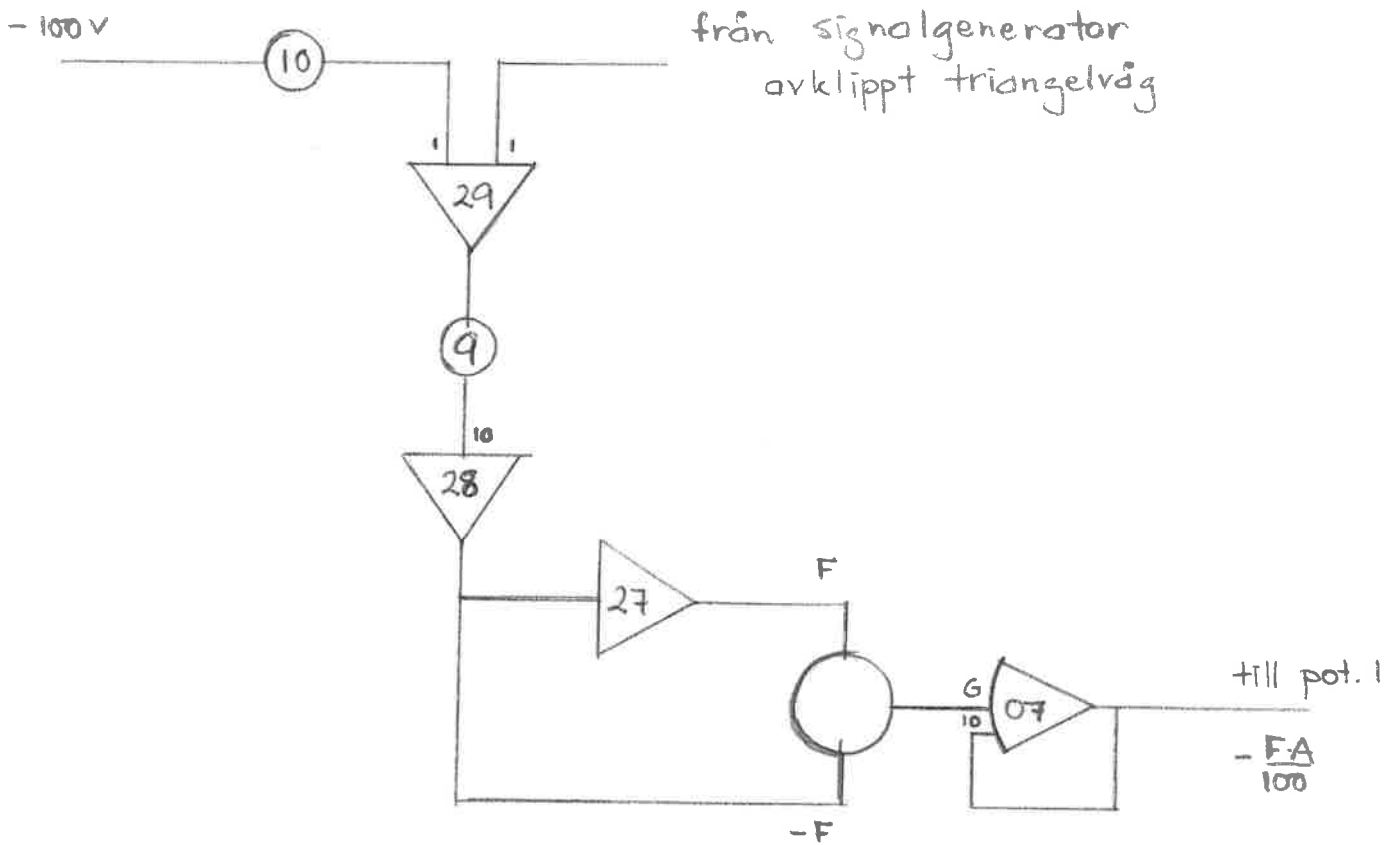
Diagram 2:3



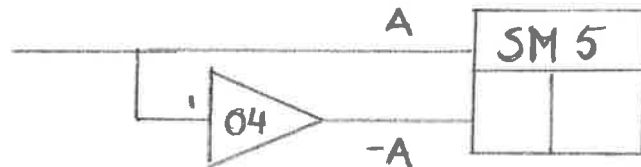
Modell.



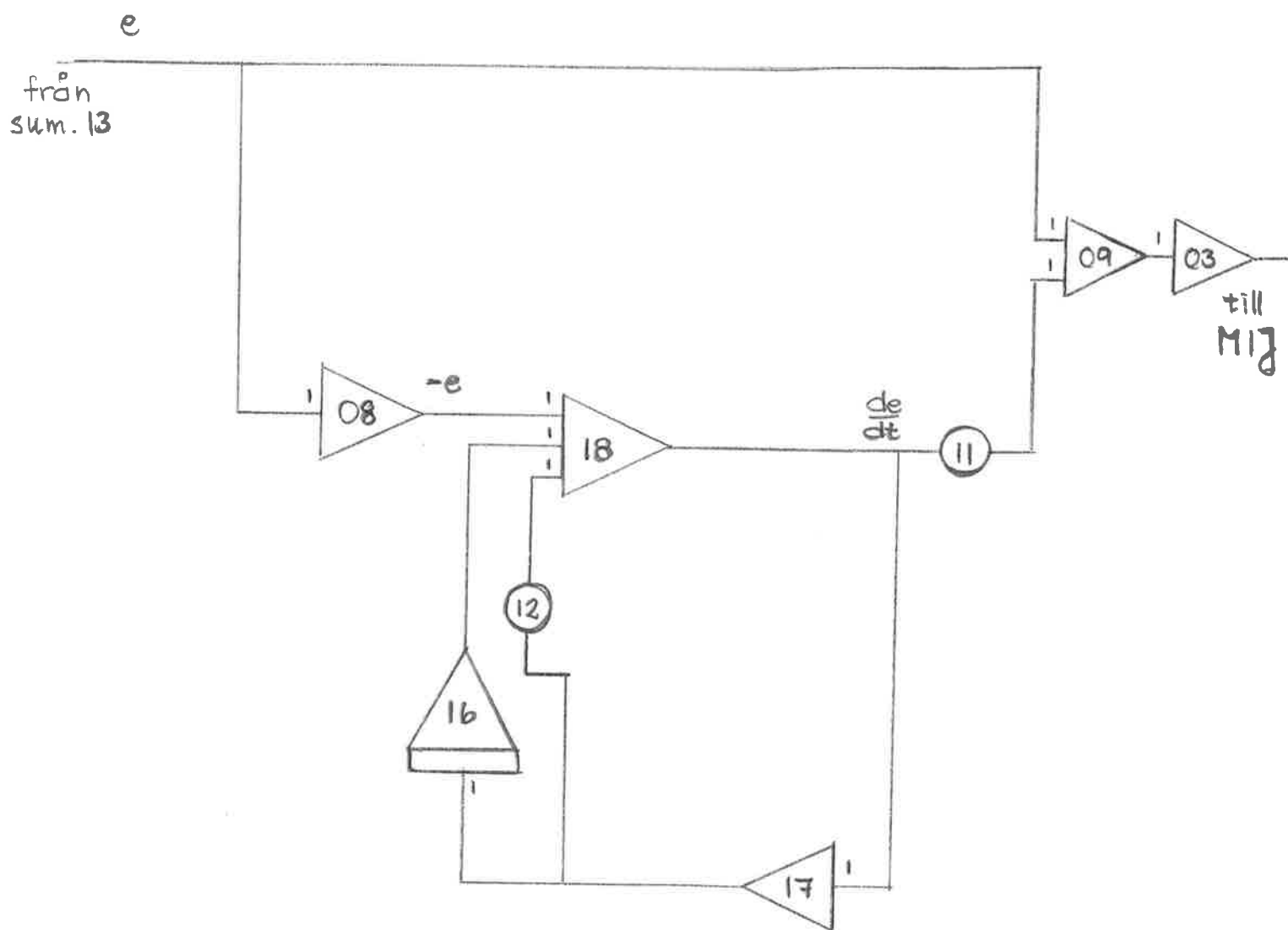
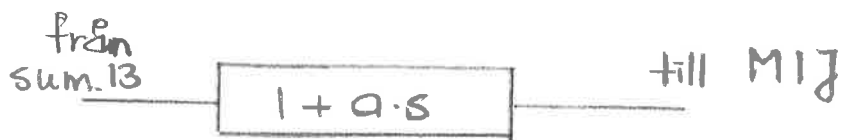
K-variation.



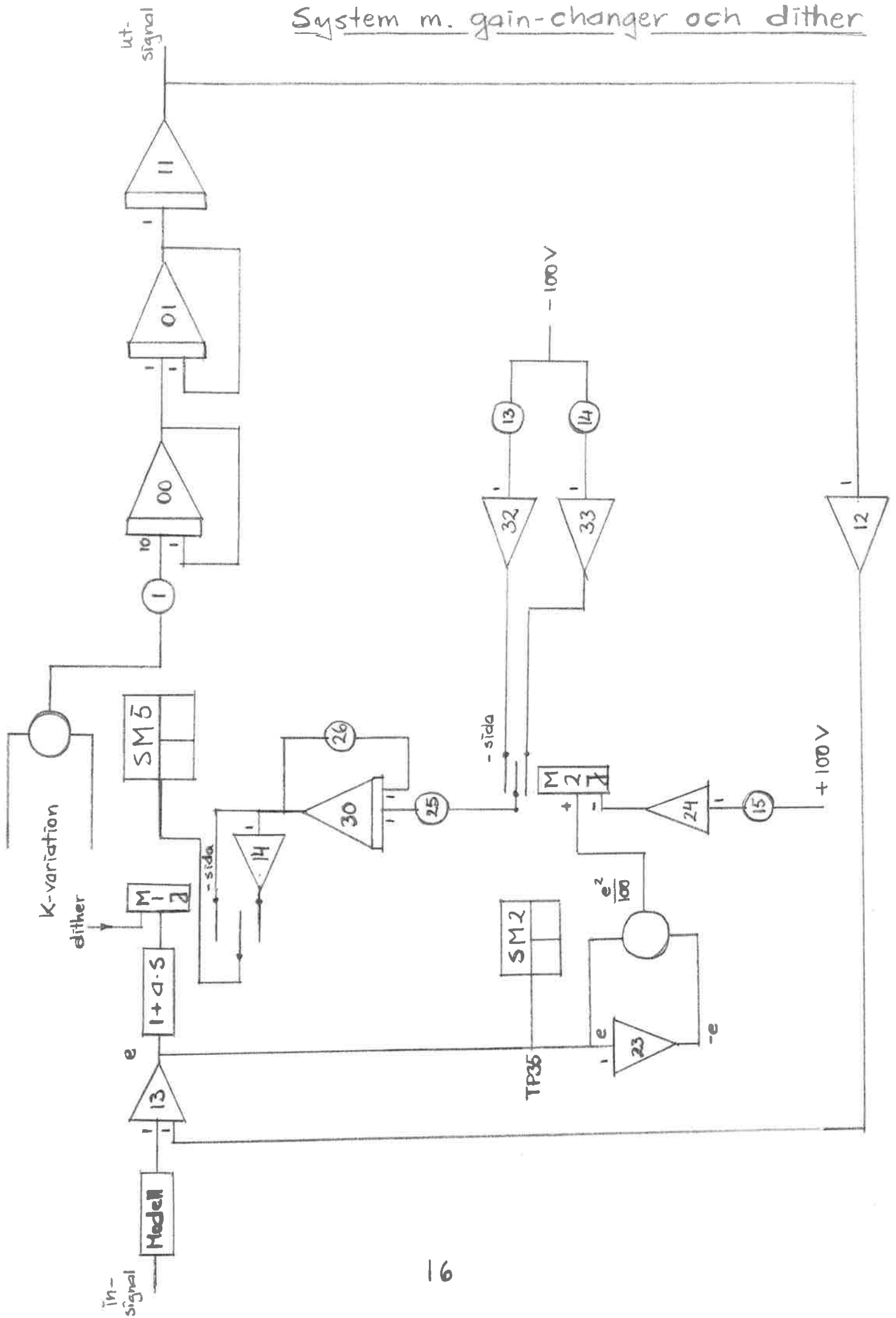
från MIJ



Deriveringskrets för snabbare reaktion i systemet.



System m. gain-changer och dither

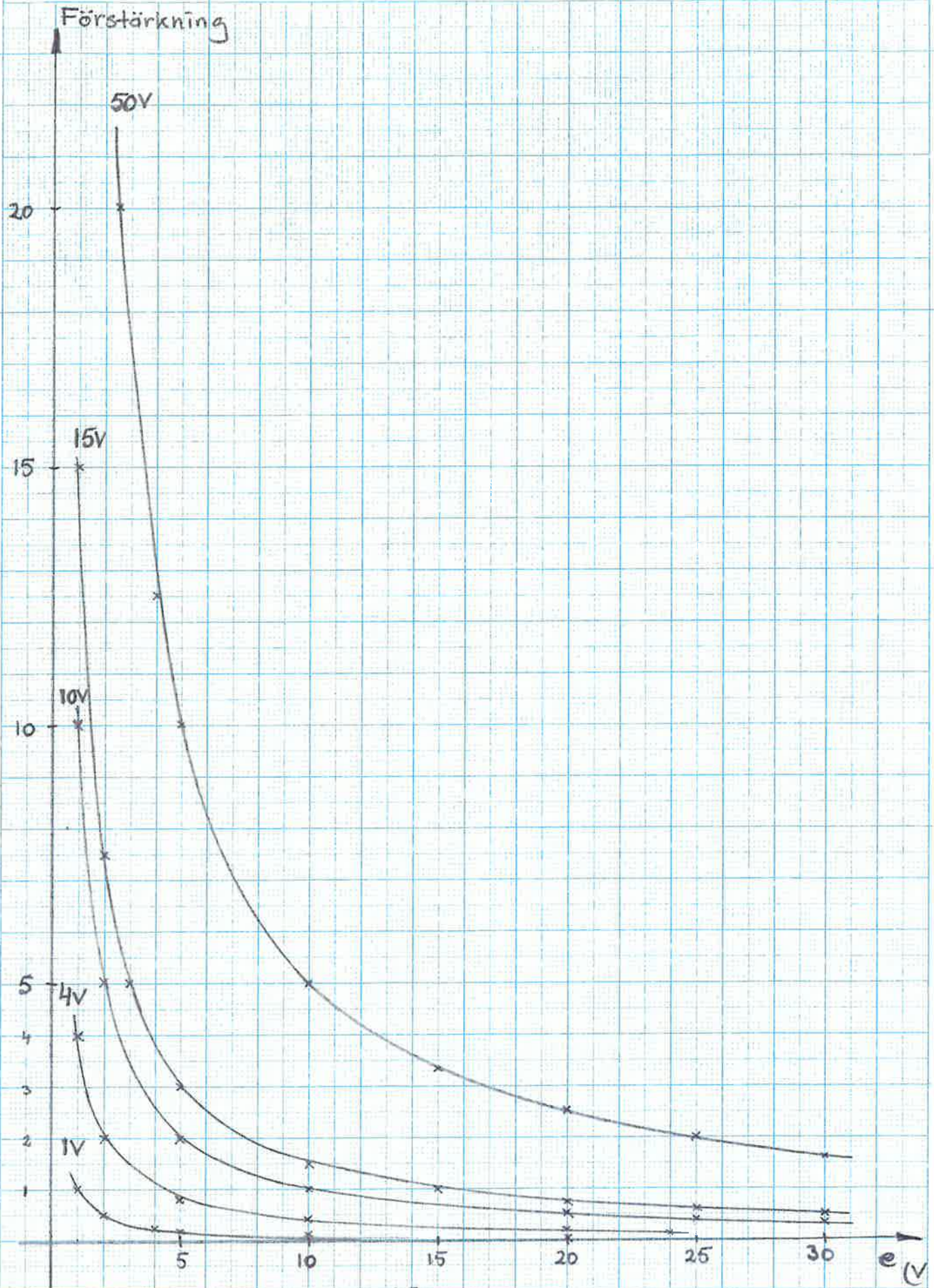


| Potentiometerlista | | | |
|--------------------|--------------------|------------------------|---------------|
| Nr (Pos. 2) | Namn (Pos. 001) | Funktion (Tec. Nr.) | Värde |
| 1 | Q13 | Verkl. system | 0.2000 |
| 2 | | | |
| 3 | | | |
| 4 | | | |
| 5 | Q20 | sinus- koppl. | 0.3000 (var.) |
| 6 | Q25 | — — — | 0.1000 |
| 7 | P19 | — — — | 0.1000 |
| 8 | Q02 | insignal steg | Varierande |
| 9 | Q29 | K- variation | 0.2400 |
| 10 | P29 | — — — | 0.2040 |
| 11 | Q09 | deri- vering | 0.2000 |
| 12 | Q17 | — — — | 0.9500 |
| 13 | Q32 | Gain- changer | 0.0400 |
| 14 | Q33 | — — — | 1.0000 |
| 15 | Q24 | — — — | 0.0100 |

Potentiometerlista

| Nr (Tav. Nr.) | Namn (Tav. Q01) | Funktion (Tav. K ₂) | Värde |
|------------------|--------------------|------------------------------------|--------|
| 16 | Q10 | svep | 0.0100 |
| 17 | P05 | modell | 0.6667 |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| 25 | P30 | För- dröjning | 1.0000 |
| 26 | P31 | — — | 1.0000 |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |

Förstärkning i ett relä
som funktion av insignalen
för olika reläspänningar.



Systemets uppförande

Från Sydings tidigare arbete har erhållits värdena i potentiometerlistan. Om dessa värden modifierats under olika försök anges detta i kommentarerna till diagrammen.

Av det återkopplade systemets överföringsfunktion $G(s) = \frac{K}{s(s+1)^2 + K}$

inses, med rotort eller på annat sätt, att instabilitetsgränsen inträffar för $K=2$. För att få ut-insignalförhållandet $=1$ bör förstärkningen vara stor, i princip oändligt stor. Med hänsyn till instabilitetsgränsen borde systemet arbeta med K -värden mindre än 2, värden som i jämförelse med det oändligt stora ger en dålig approximation av $G(s)=1$.

Systemets uppförande vid instabila K -värden har studerats och det visar sig fungera ganska bra. En redogörelse härför ges i samband med kommentarerna till diagrammen.

Diagram 4-5 : Med fast reläspänning visas stegsvar för olika K och Limit cycle oscillationer, som är typiska för reläkretsar.

Diagram 6-7 : Sinusvariation av K ; K översteg instabilitetsvärdet 2 varvid ganska bra följdning erhöles. Reläspänning ± 50 V max., tidskonstanten i fördröjningskretsen = 2, derivatans koeff. 0.8 i st.f. 0,2 .

Diagram 8-9 : K -variation med avklippt triangelvåg $0.5 < K < 10$, och $0.05 < K < 10$. En yttre störning i form av brus inlagd innan sista integrationen. I övrigt värden som Diagram 6-7 .

Följdning av relativt enkla signaler visas i diagrammen: sinus- och manuellt varierad signal. Tillfredsställande reproduktion av modellsvaret erhålles.

Som diagrammen visar överskrider systemförstärkningen värdet 2 vid små felsignaler och stora K -värden, utan att systemet blir instabilt. Betrakta t.ex. $K=36$! Karakteristiska ekvationens komplexa rötter blir då $s = 1 \pm j\sqrt{8}$. Det höga K -värdet ger bättre överföringsfunktion än $K=2$, och då tiden under vilken e tenderar att växa är kort samt då reläet reducerar förstärkningen vid växande e regleras instabiliteten på ett tillfredsställande sätt.

Reläkompenserat system

Stegsvär 5V

Fast relä ±1V

Diagram 2.4

5V

$K = 0.0192$

5V

$K = 0.1920$

10s

5V

$K = 1.920$

Reläkomparerat system.
Stegsvar 5V

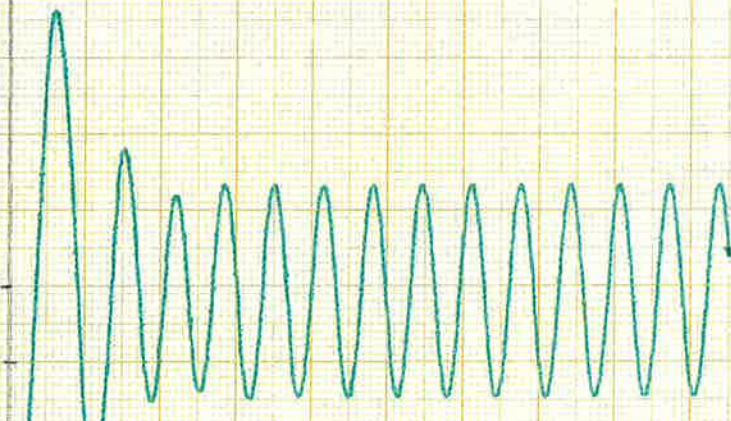
Fäst relä ±11V Diagram 2:5

5V



$$K = 0.0192$$

5V

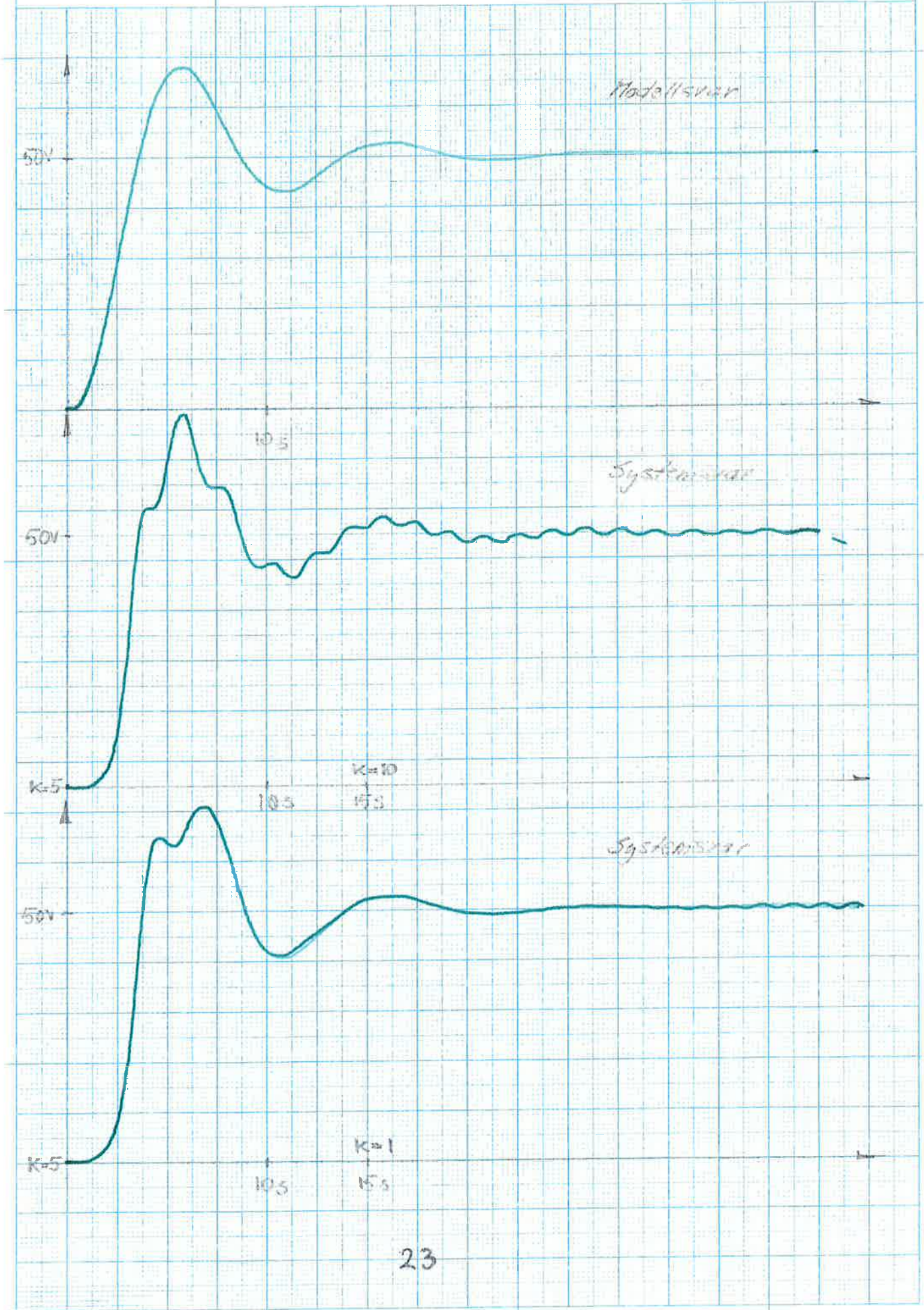


$$K = 0.1920$$

K simuvarierad $1 \leq K \leq 10$

Stegsvan 50 V

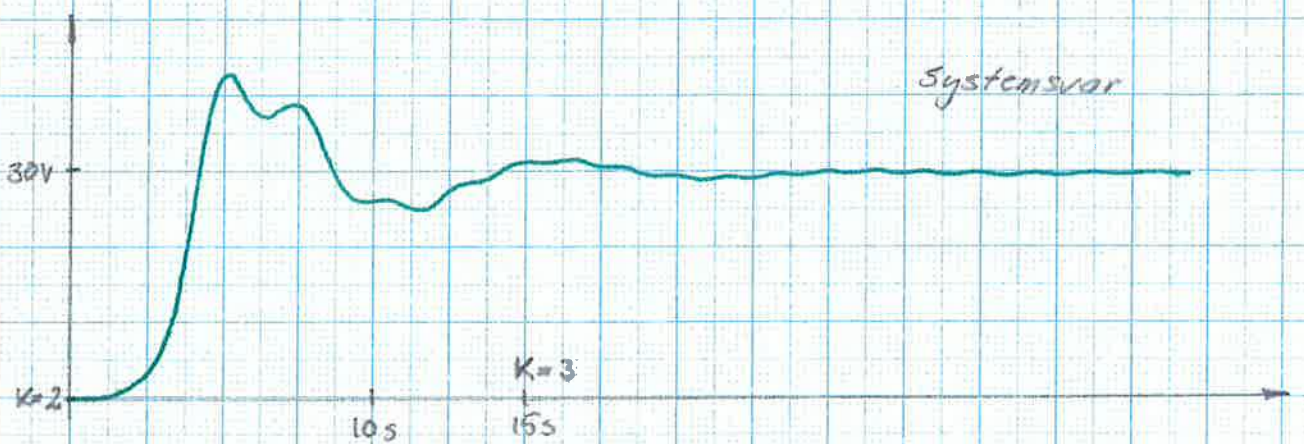
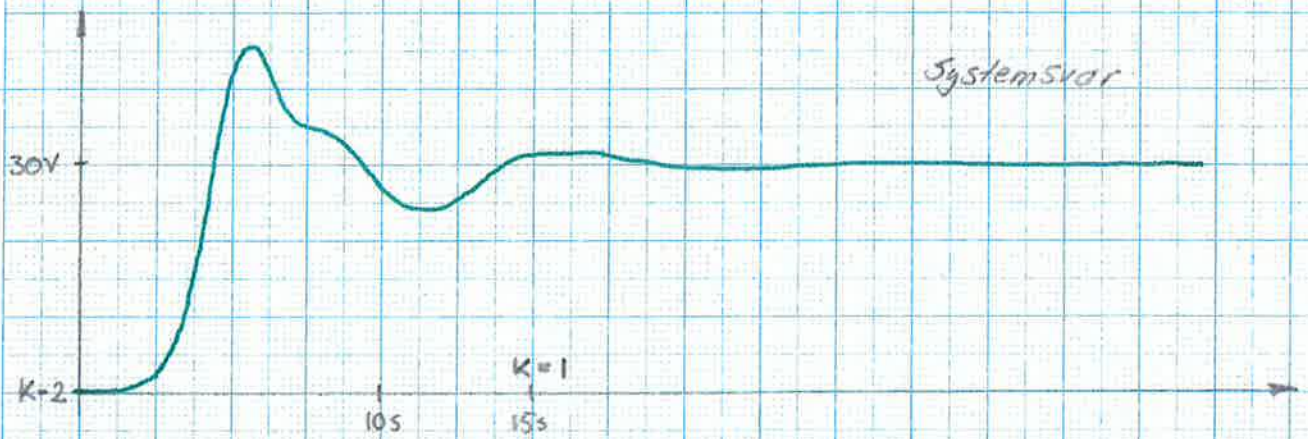
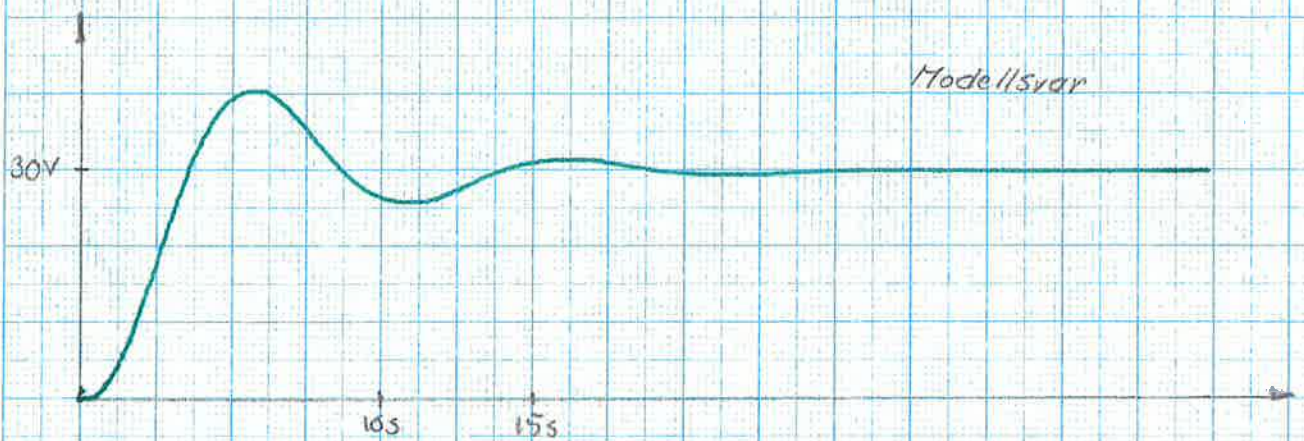
Diagram 2:6

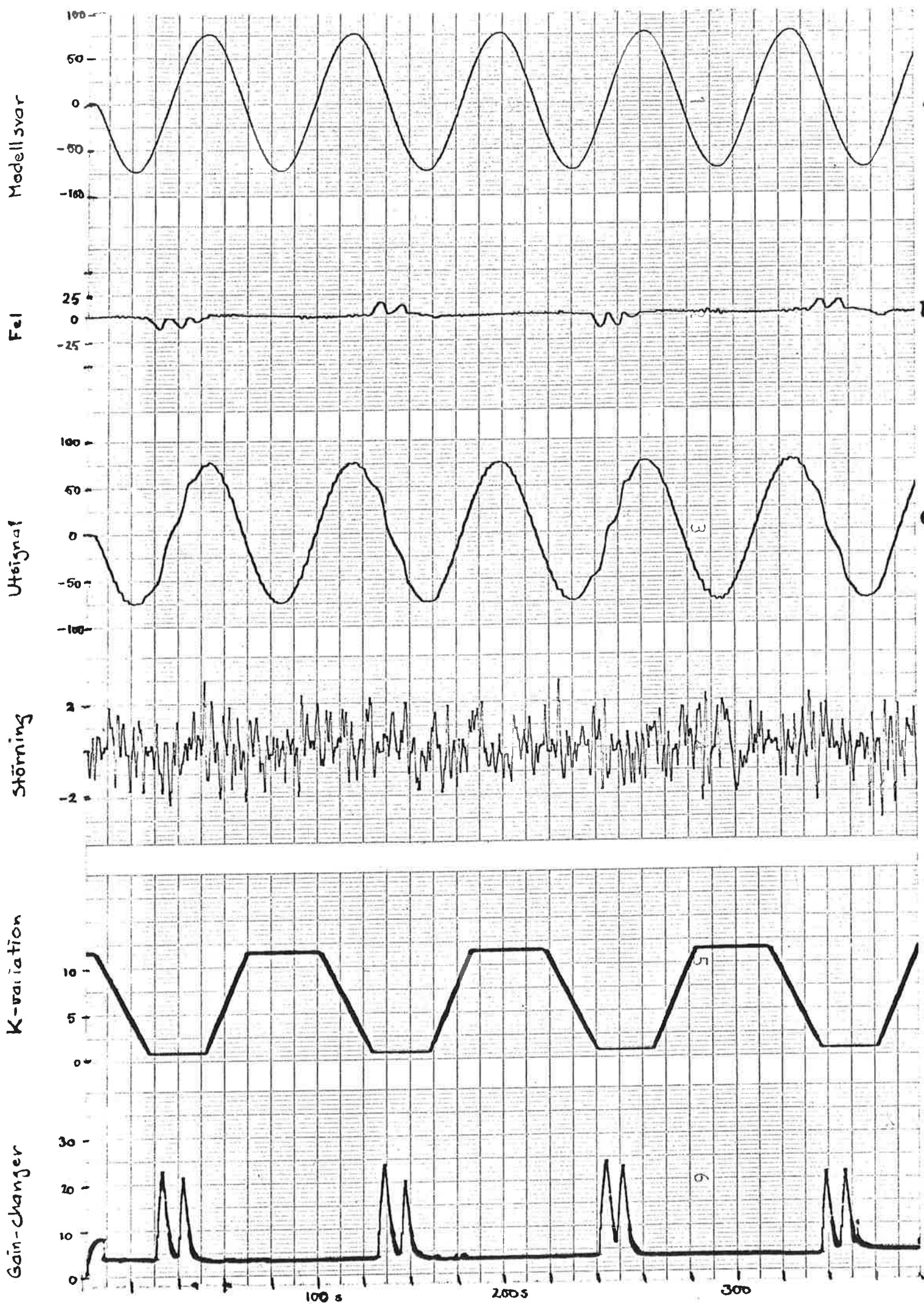


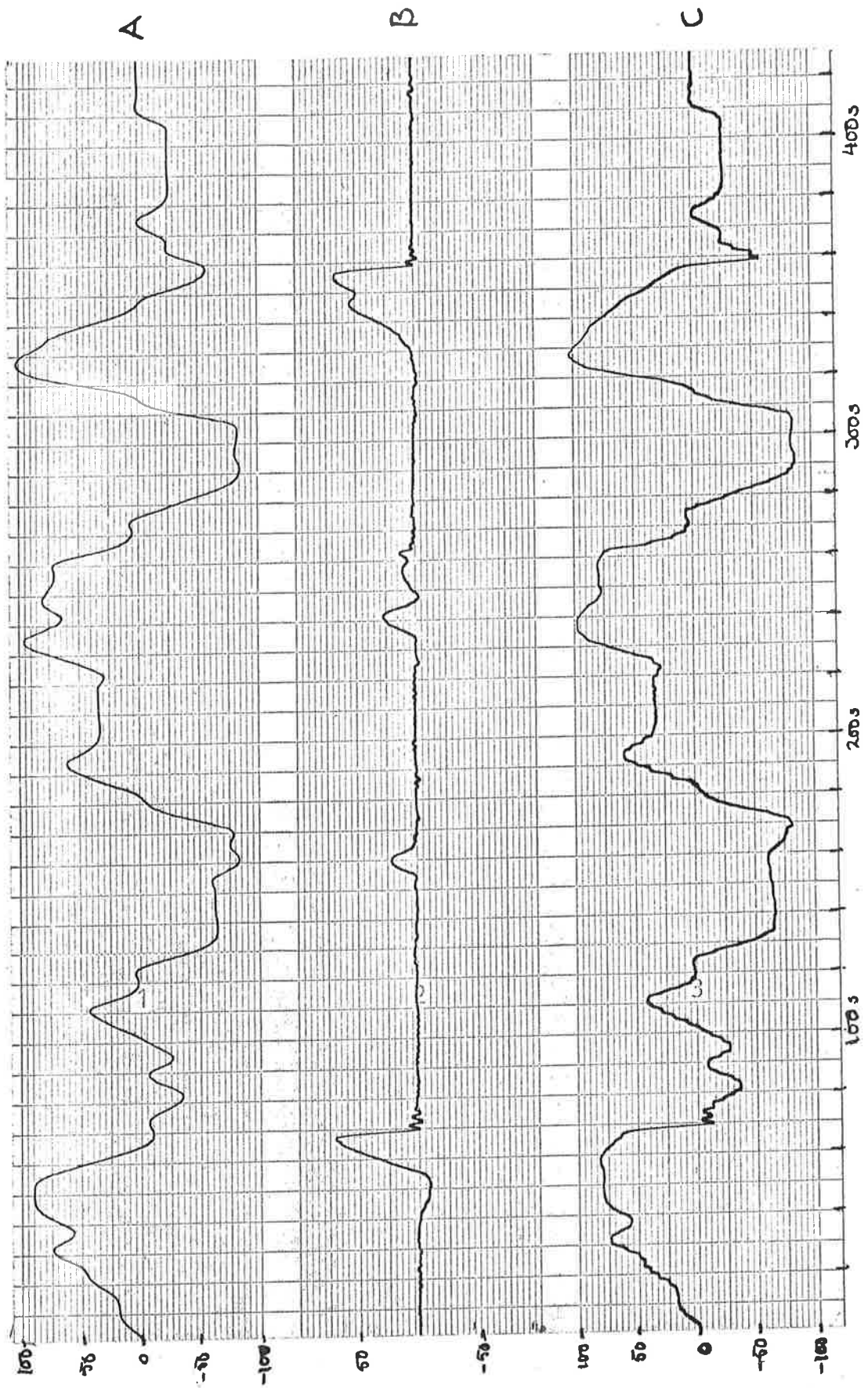
K sinusvarierad $1 \leq K \leq 3$

Stegsvar 30V

Diagram 2:7







A : modellsvär C : utsignal E : K-variation
 B : fel D : störning F : gain-changer

Diagram 2:9, a

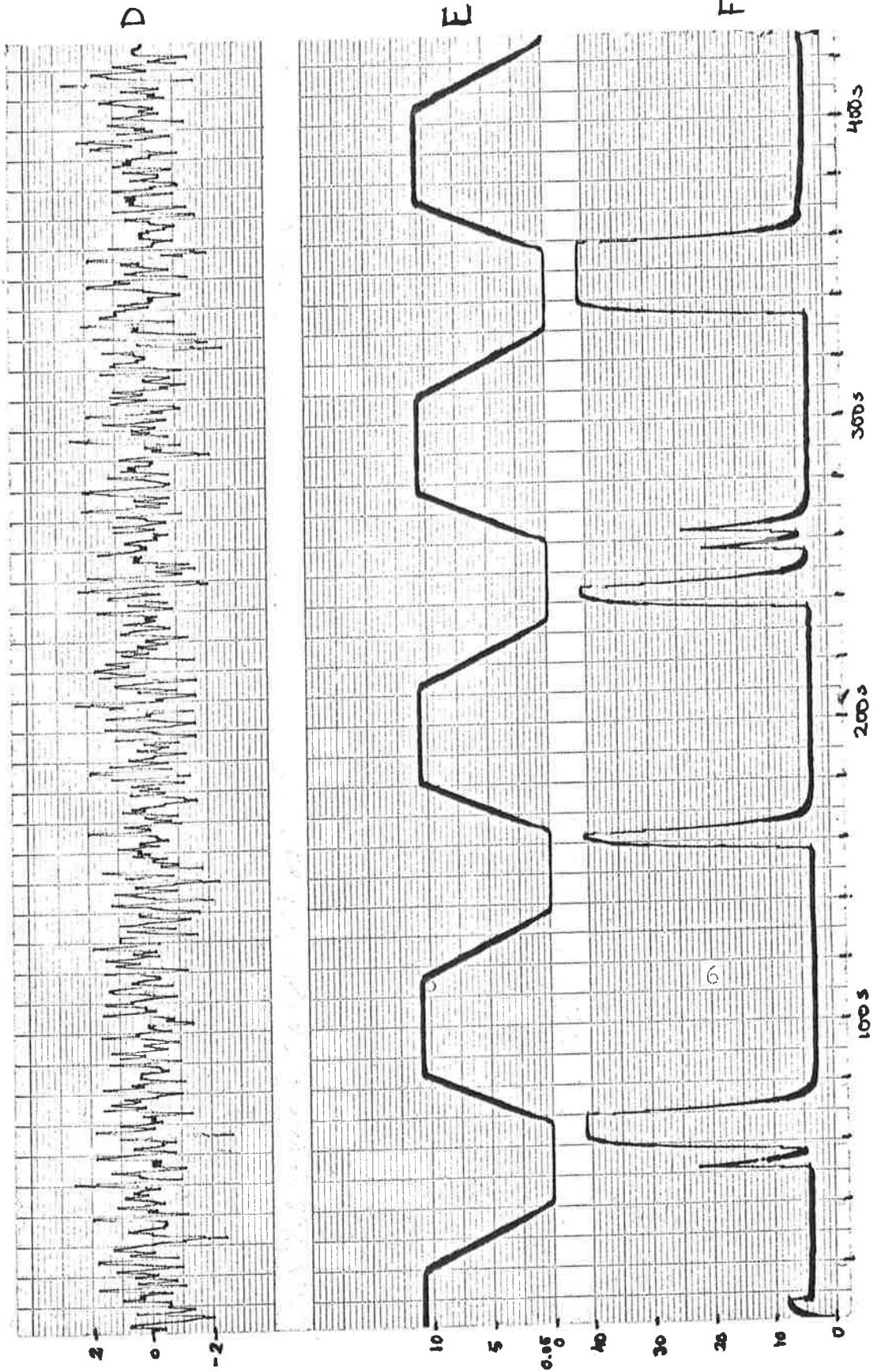
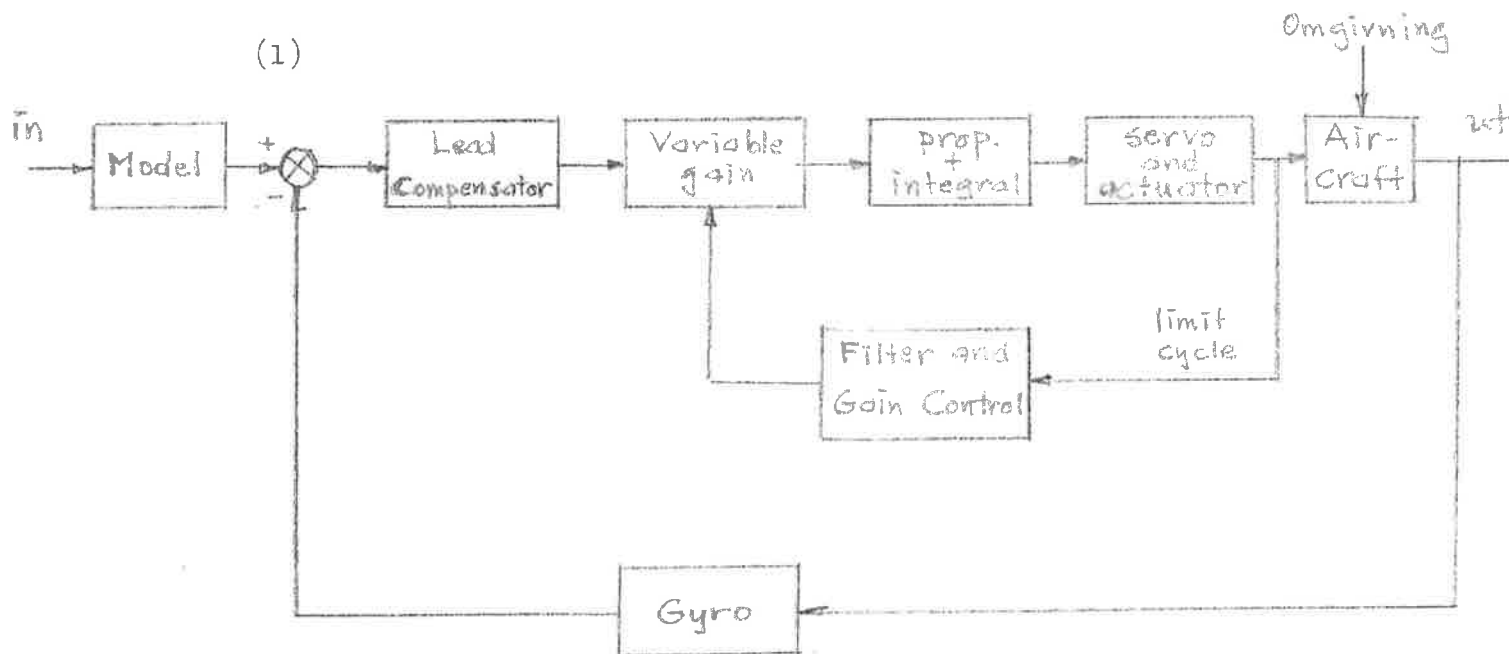


Diagram 2:9, b

2.3. Modellreferensmetoden 2

Ett modernare Minneapolis-Honeywell-system än det föregående är MH-90, som förbättrades till MH-96, det system som användes vid försöken med X-15 i USA i början av sextiotalet. Systemen skiljer sig från det första MH-systemet i stort sett endast genom gain-changer-operationen.



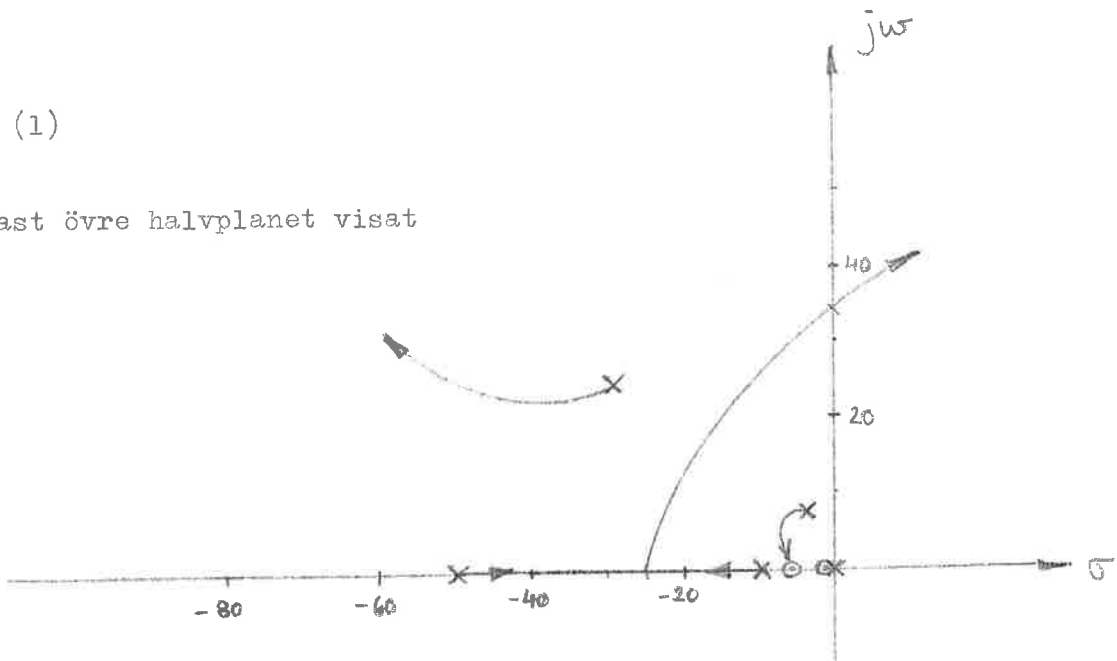
MH-90 (96)

Gain-changern har som i förra systemet uppgift att hålla förstärkningen vid högt värde för att eliminera omgivningens inverkan. Med rotortskissen på nästa sida förklaras g-c-beteendet. Den gren som korsar imaginära axeln är dominerande i frekvensavseende och är på grund av detta den viktiga i detta system. Instabilitetsgränsen, skärningspunkten med imaginära axeln, bestämmer förstärkningens maximala värde.

I denna punkt råkar vi dessutom ut för den mest högfrekventa signalen, här kallad "limit cycle". Frekvensen bestäms och hålls relativt konstant av nätet i Lead Compensator. Servosignalen går igenom ett bandpassfilter (passage för den ideala limit-cycle-frekvensen), likriktas och amplituden jämföres med en "set point" amplitud för limit cycle.

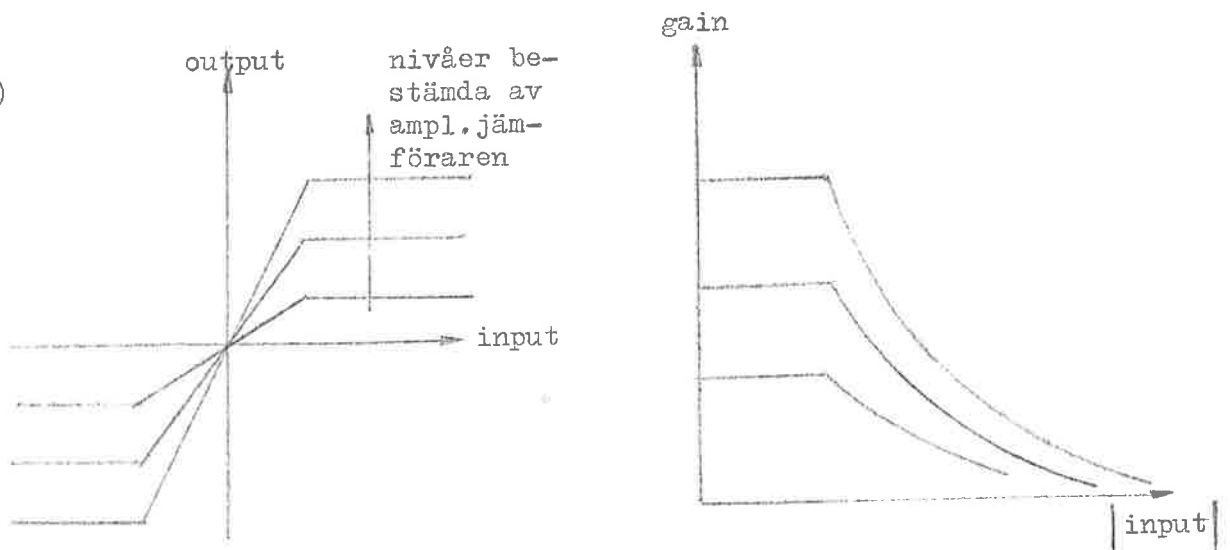
(1)

Endast övre halvplanet visat



Skillnaden mellan dessa får sedan styra förstärkningsvariatorn, som i likhet med systemet i 2.1. består av ett relä. Detta relä är emellertid mer modifierat och har en karakteristik enl. fig.

(5)



För små fel, som systemet helst skall arbeta med, ser vi att förstärkningen är konstant (lineär karakteristik). Denna gain-changer med flera relänivåer arbetar med mindre språng än den i 2.1. och följer kretsens förstärkningsvariationer bättre.

3. General Electric

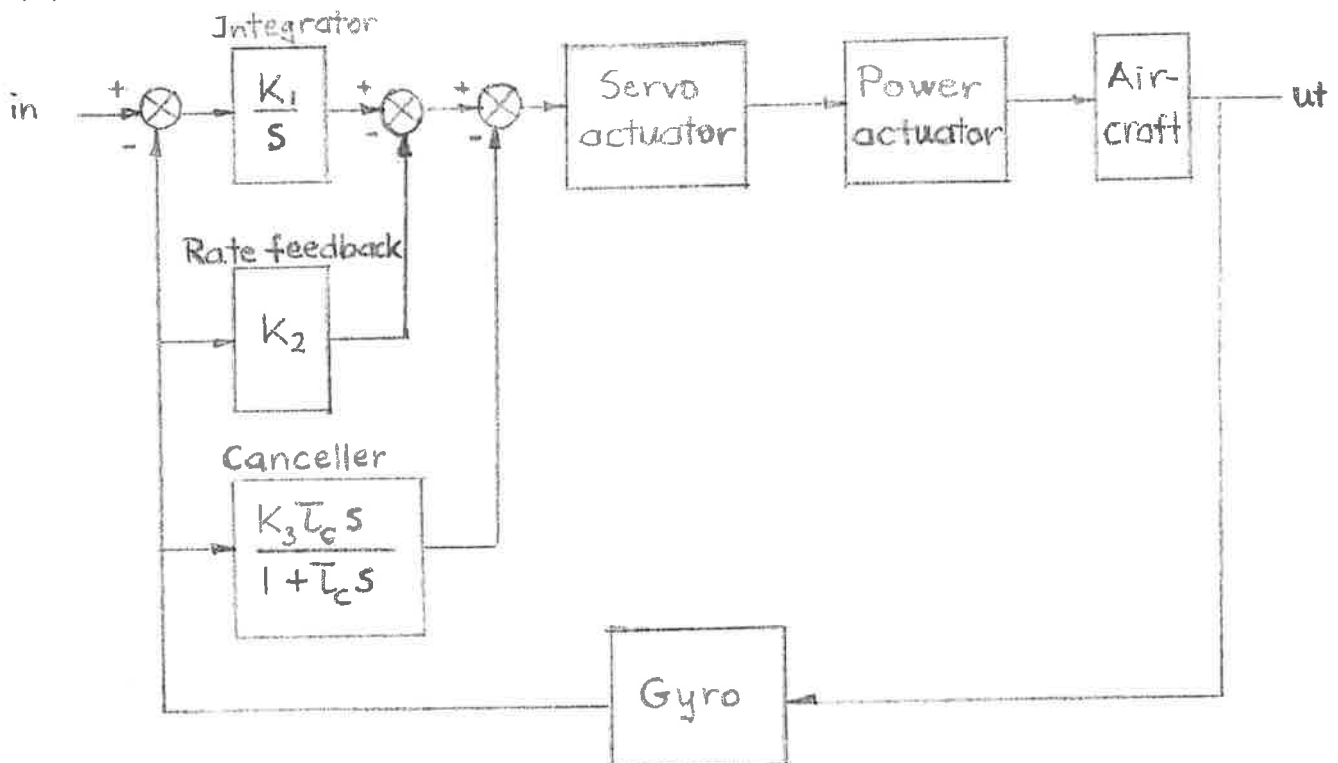
3.1. GESAC

System med fast förstärkning.

General Electric Self Adaptive Control System (GESAC) använder sig inte av någon yttre modell som de båda föregående systemen av Honeywell gör.

Ett GE-system med fast hög förstärkning i framkretsön visas i fig.

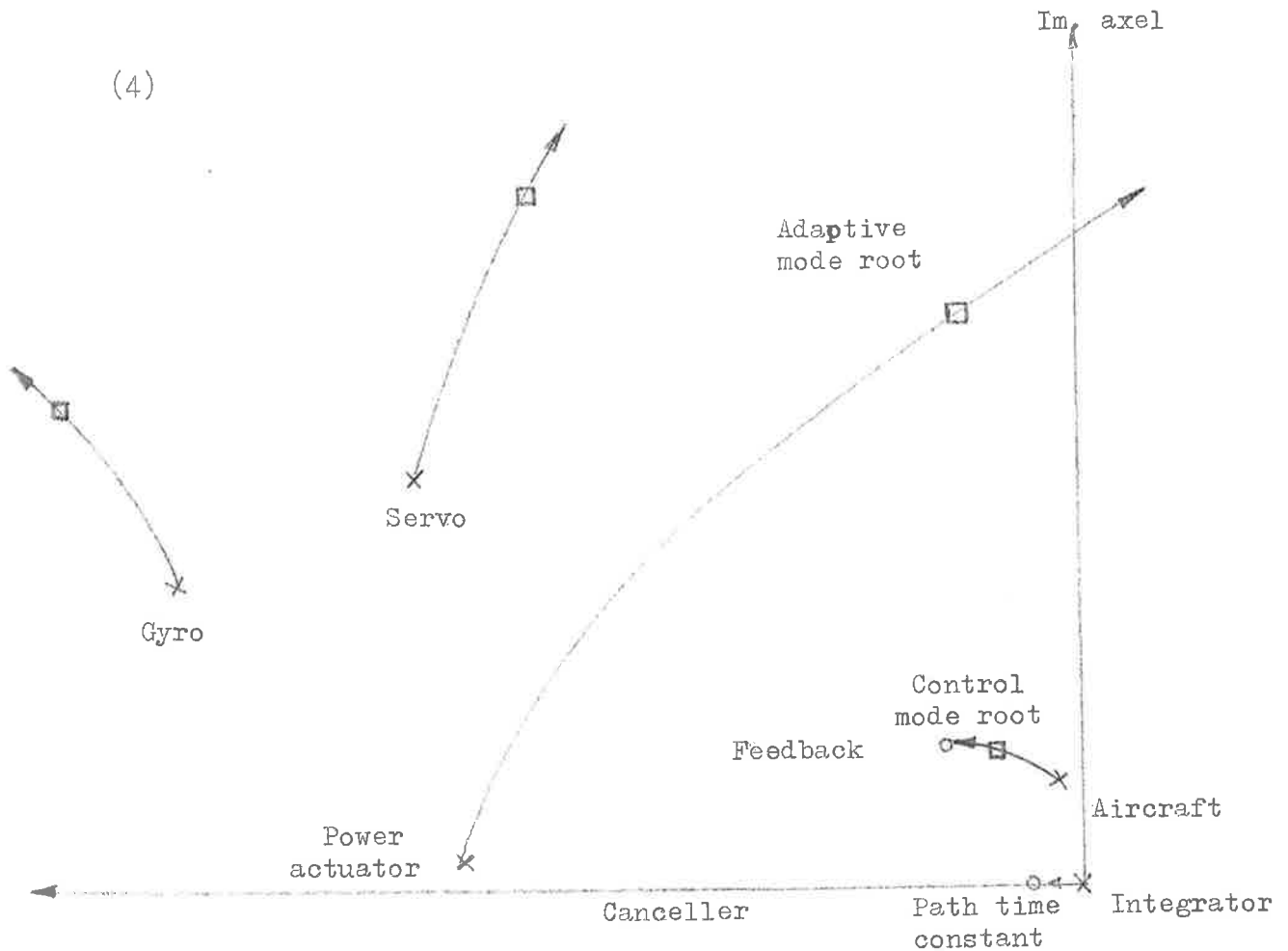
(4)



I stället för modellen är alltså insatt en integrator i framkretsen och återkoppling från gyrot. Insignalen går direkt in på systemet.

Rotorten för systemet skisserad i fig. nedan. Adaptive och Control mode är definitions mässigt rotortgrenarna associerade med Power actuator- och Aircraftpolerna resp. Under olika flygförhållanden förflyttas Aircraftpolen medan Power actuatorpolen ligger stilla. Aircraftpolen terminerar dock i det konstanta feedback-nollstället.

(4)

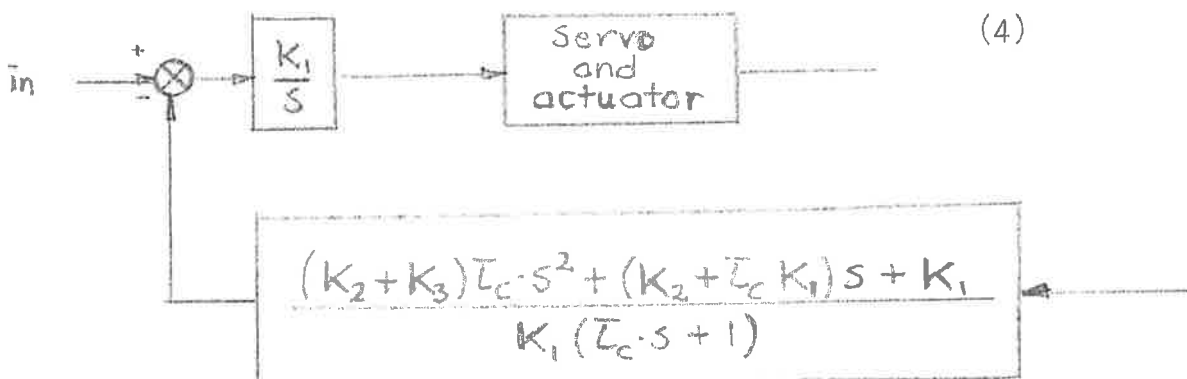


(Endast övre halvplanet)

Då Adaptive mode är den klart dominerande grenen i frekvensavseende och då skillnaderna i egenfrekvenser är stor (Servo och Gyro över 100 rad/sek, Power actuator 20-30 rad/sek) kan systemets uppförande klarläggas även om Servo- och Gyrogrenarna försummas.

Kvadraterna markerar där förstärkningen är så hög som erfordras för eliminering av yttre störningar, med hänsyn till instabilitetsgränsen: skärningen med imaginära axeln.

Överföringsfunktionen bestäms då (enl. inledn.) av återkopplingen och därmed av parametrarna K_1 , K_2 , K_3 och T_c , som väljes lämpliga för erhållande av invariant svar. Återkopplingen kan alltså sägas utgöra invers modell (modell: jfr. Honeywell). En omvandling av återkopplingen ger en åskådligare bild av den inversa modellen:



(4)

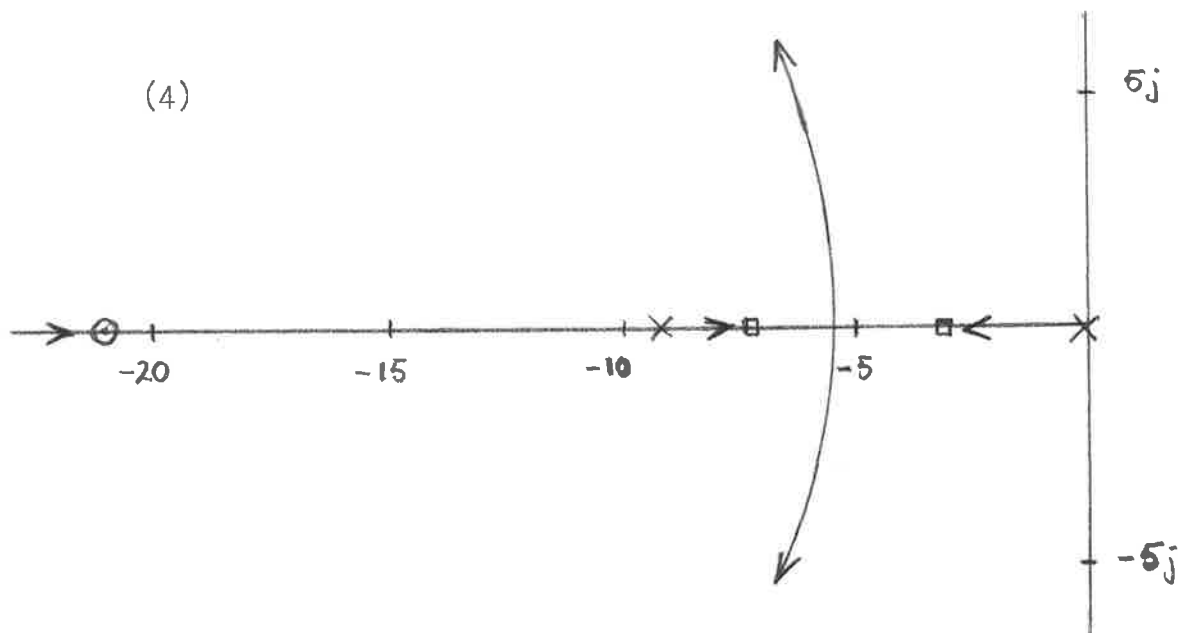
Inversen av denna återkoppling liknar nu mer den modell man gjort sig en föreställning om jämfört med Minneapolis-Honeywell.

Återkopplingsnollställena

$$(K_2 + K_3) \bar{\tau}_c s^2 + (K_2 + \bar{\tau}_c K_1) s + K_1 = 0$$

Rotortstudier bestämmer härefter parametrarnas olika beroende och värden. Ex. funktion av K_1

$$K_1 \frac{(\bar{\tau}_c s + 1)}{(\bar{\tau}_c (K_2 + K_3) s + K_2) s} = -1$$



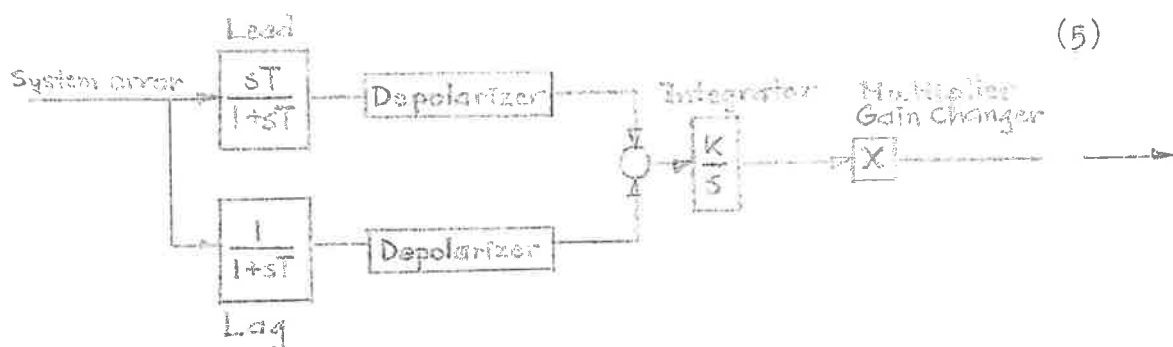
$$K_1 \cdot 0.55 \frac{s+21}{(s+9.23) \cdot s} = -1$$

System med Gain-changer.

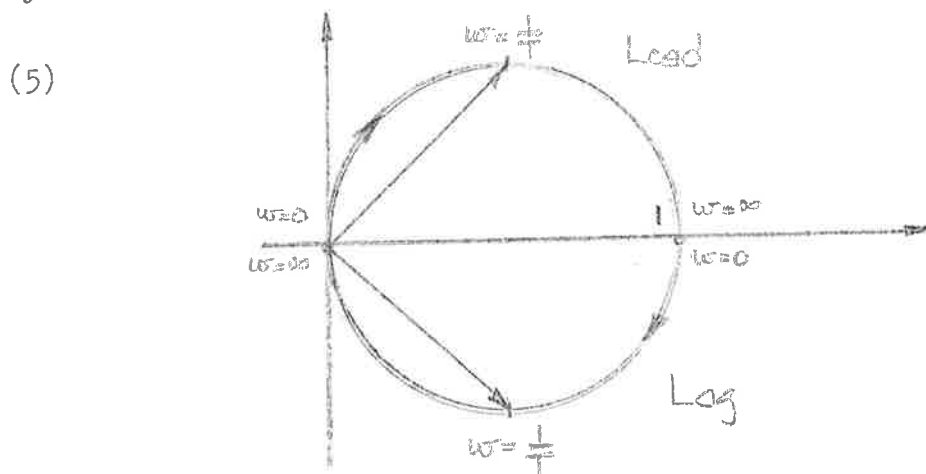
Uppgiften för systemet är att trots ändringar i flygförhållandena hålla förstärkningen vid så hög nivå som möjligt för att erhålla så bra invariant svar som möjligt.

Tidigare har sagts att Adaptive mode root ligger i stort sett stilla under skiftande "flight conditions". Se rotort ovan! Lämpligt är då att betrakta frekvensen i närheten av markerat område på Adaptive mode grenen och sträva efter att bibehålla denna frekvens och därmed den önskade höga förstärkningen.

Gain-changern kan då fungera på sådant sätt att den mäter frekvensavvikelsen och sedan styr kretsens förstärkning med denna avvikelse. Den första frekvensdetektorn som General Electric provade visas i fig.



Konstanten T väljes som inversen av den vinkelfrekvens vi vill att systemet skall arbeta med. Lead och Lag i komplexa talplanet:



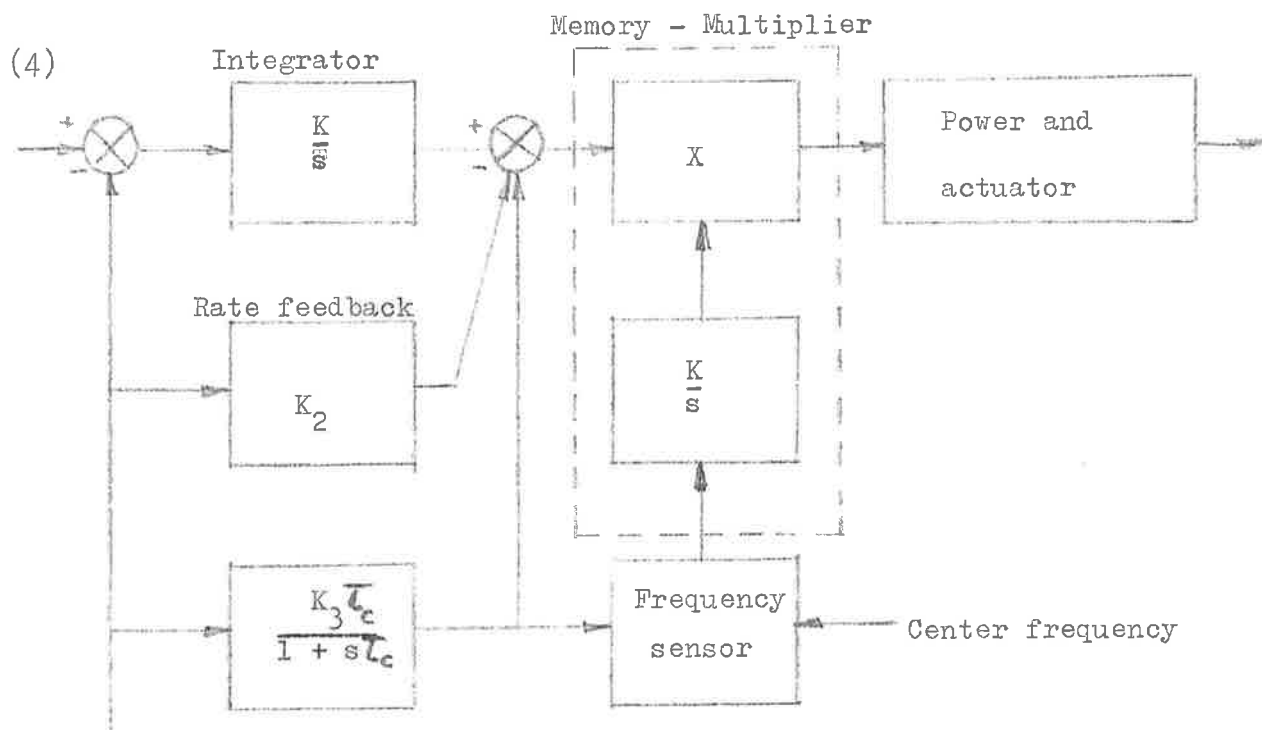
Vid frekvensen $\frac{1}{T}$ är absolutvärdena lika. Vid frekvenser $> \frac{1}{T}$ är $|Lead| > |Lag|$. Rotorten visar då att förstärkningen måste minskas; omvänt om frekvensen $< \frac{1}{T}$.

Om Depolarizer ger ut absolutvärdena kan detektorn klara av både positiva och negativa fel.

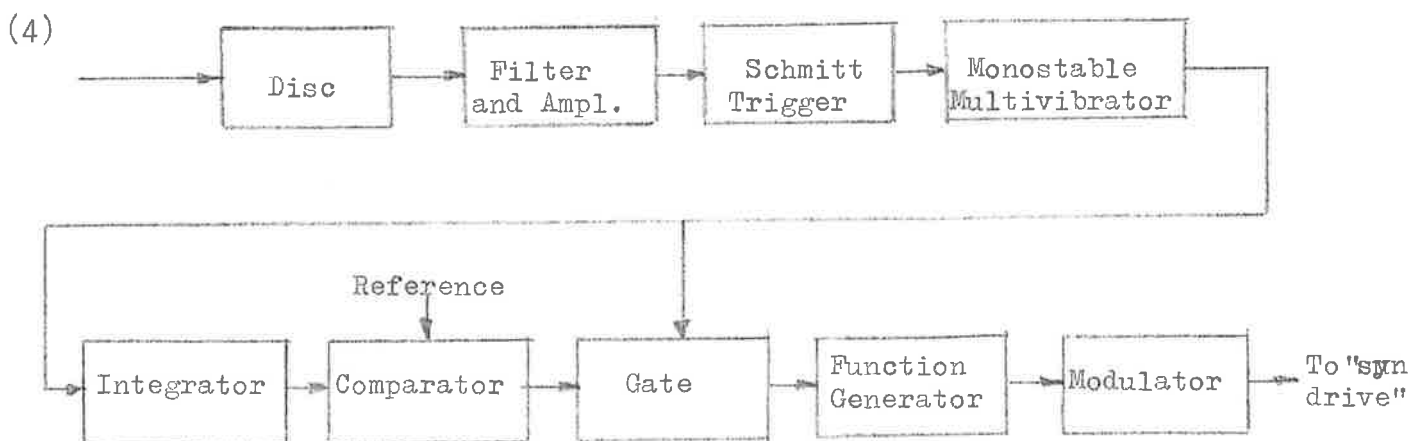
Förstärkningsändringen kommer till stånd om skillnaden mellan Lead och Lag går in i integratorn och därifrån in på kretsen via en multiplikator. Systemet kört på analogmaskin redovisas i 3.2.

GESAC system för X-15.

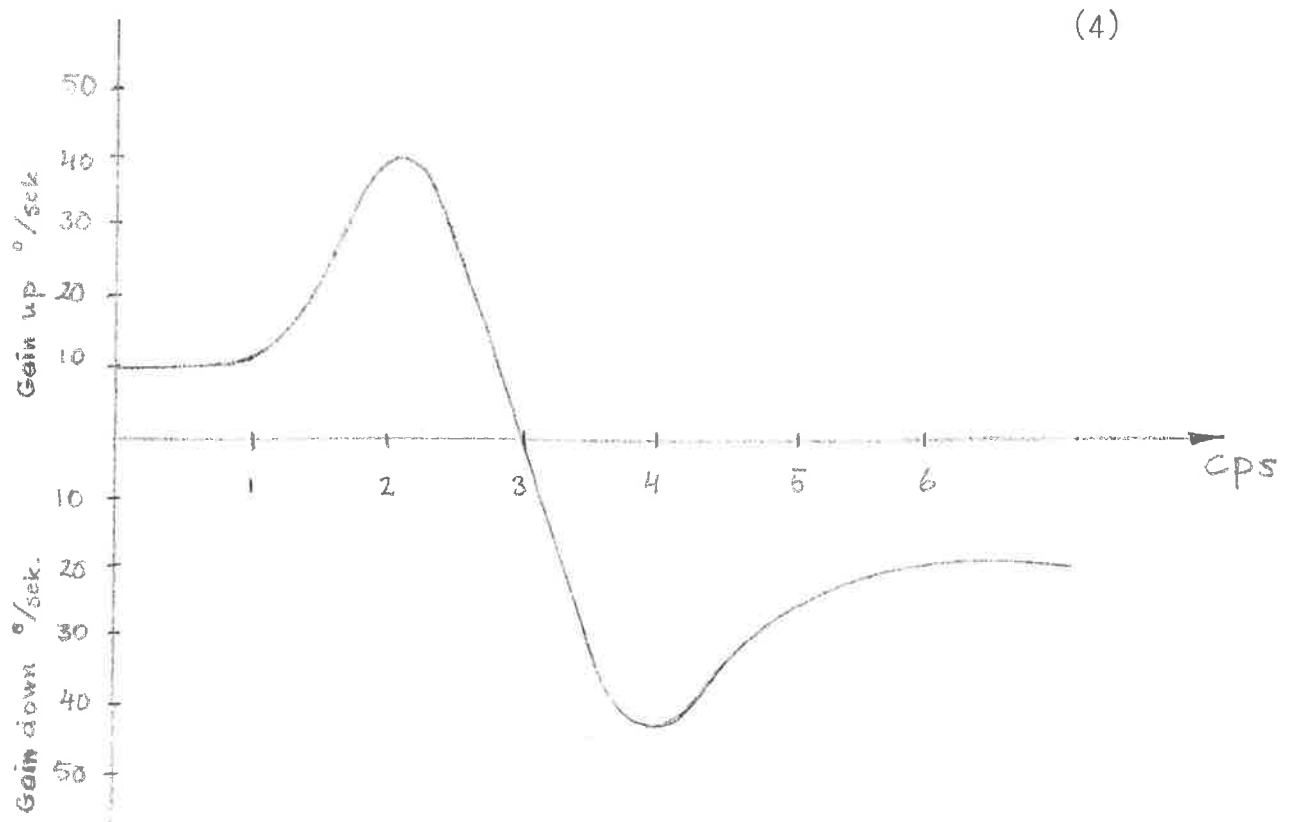
Det GE-system som utarbetades för X-15 är av något mer komplicerat slag än det tidigare beskrivna. Gain-changern inkopplad i kretsen:



Frequency sensor känner av skillnaden mellan den önskade frekvensen, Center frequency, och den verkliga samt låter denna skillnad justera förstärkningen. Blockschemata för detektorn:



Förstärkningsändringen som funktion av frekvensen visas nedan :



För en mer ingående behandling av gain-changersystemet hänvisas till ref. (4).

3.2. GESAC på analogmaskin

Systemet kopplades upp enligt den beskrivna enkla varianten av GESAC. $\frac{K}{s(s+1)^2}$ var som vanligt det system vars K varierades. Detta skedde med en krets ekvivalent med den i fallet Minneapolis-Honeywell. Kopplingsscheman för återkopplingen och gain-changern bifogade!

Återkoppling

Konstanternas värden beräknades utgående från de av General Electric rekommenderade och med hänsyn till vårt systems speciella egenskaper : instabilitetsgräns vid låg vinkelfrekvens och låg förstärkning.

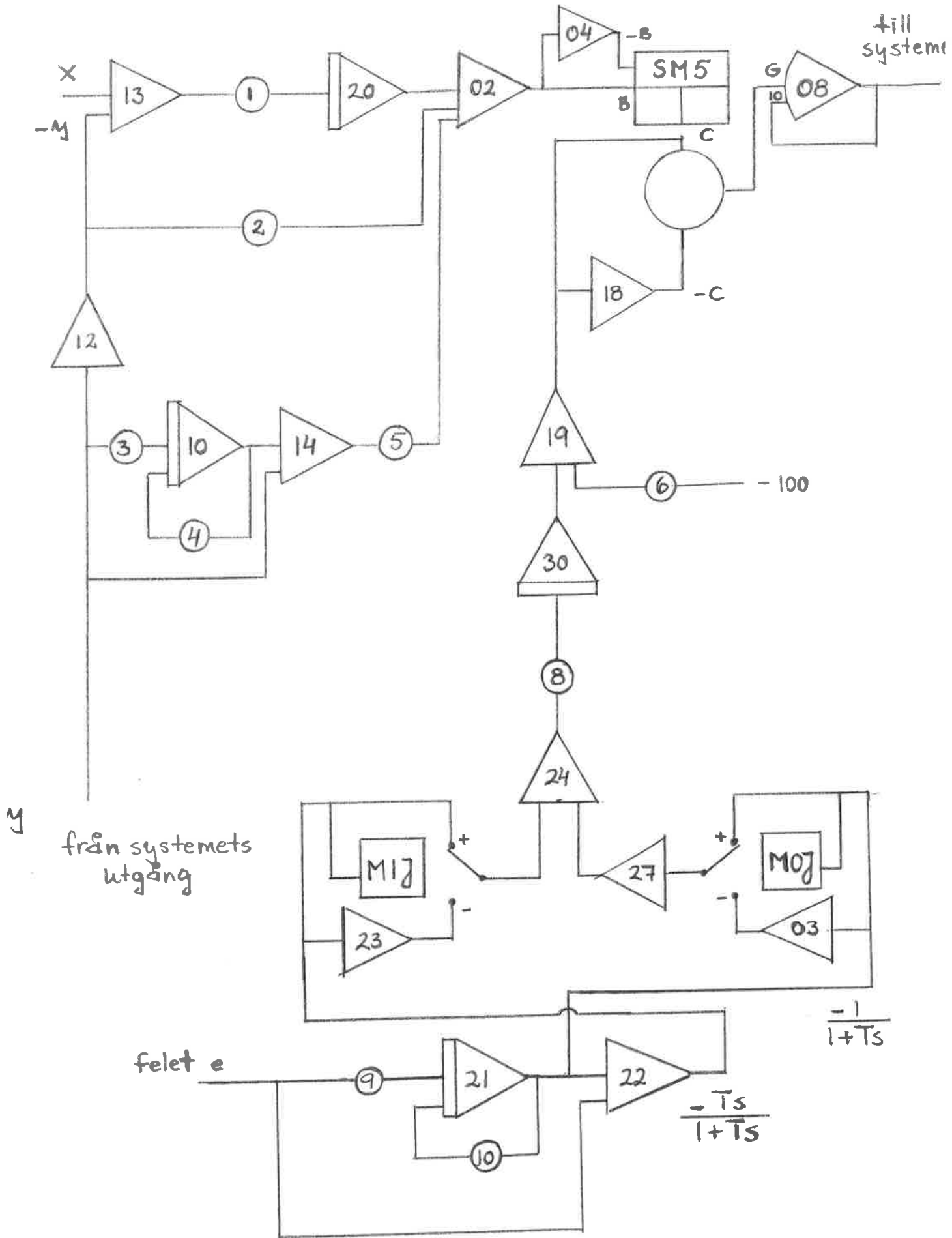
Gain-changer

Felet efter återkopplingen leddes in i Lead-Lag-krets och därefter vidare till reläkretsar som gav ut insignalernas absolutvärden. Dessa subtraherades och skillnadens integral summerad med en referensspänning styrde förstärkningen i systemet.

Systemets uppförande

Den bifogade rotorten visar inom vilket område ω skall hålla sig för att i enlighet med GESAC just underskrida instabilitetsgränsen och därmed ge systemet högsta möjliga förstärkning. Tag $\omega = 0.85$. K blir då ungefär 1, ett värde som i hög grad skiljer sig från det ideala värdet vi eftersträvar (oändligt) för att erhålla invariant svar, endast bestämt av återkopplingen. Då K varierar mellan de tidigare använda värdena 0.1 och 10, kommer ω att variera mellan 0 och 1.8 rad./sek . Jämfört med GESAC-värdena är t.ex. Centerfrekvensen (jämförelsefrekvensen = den önskade frekvensen) c:a 25 ggr. större än den centerfrekvens som vårt enkla system arbetar med och alltså är periodtiden 25 ggr. kortare. Två viktiga egenskaper hos det ursprungliga adaptiva systemet har sålunda förlorats : snabbheten och den höga förstärkningen. Försök har gjorts med både fasta och varierande K-värden (avklippt triangelvåg) . Redogörelser och kommentarer ges i samband med diagrampresentationen.

Återkoppling och gain-changer



Potentiometerlista

| Nr (Tav. 2) | Namn (Tav. Q01) | Funktion (Tav. K ₂) | Värde |
|----------------|--------------------|------------------------------------|------------|
| 1 | P13 | Integro- tor K ₁ | 0.1600 |
| 2 | P12 | Feed- back K ₂ | 0.5000 |
| 3 | P11 | — — $\frac{1}{s}$ | 0.0850 |
| 4 | P10 | — — $\frac{1}{s}$ | 0.0850 |
| 5 | P14 | — — K ₃ | 0.5000 |
| 6 | Q19 | Gain- changer | 0.1000 |
| 7 | P29 | K- variation | varierande |
| 8 | Q30 | Gain- changer K | 0.1500 |
| 9 | P21 | — — $\frac{1}{s}$ | 0.8500 |
| 10 | Q21 | — — $\frac{1}{s}$ | 0.8500 |
| 11 | P05 | svcp | 0.0100 |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |

Roots for equation

$$s^3 + 2.5s^2 + 5s + K = 0$$

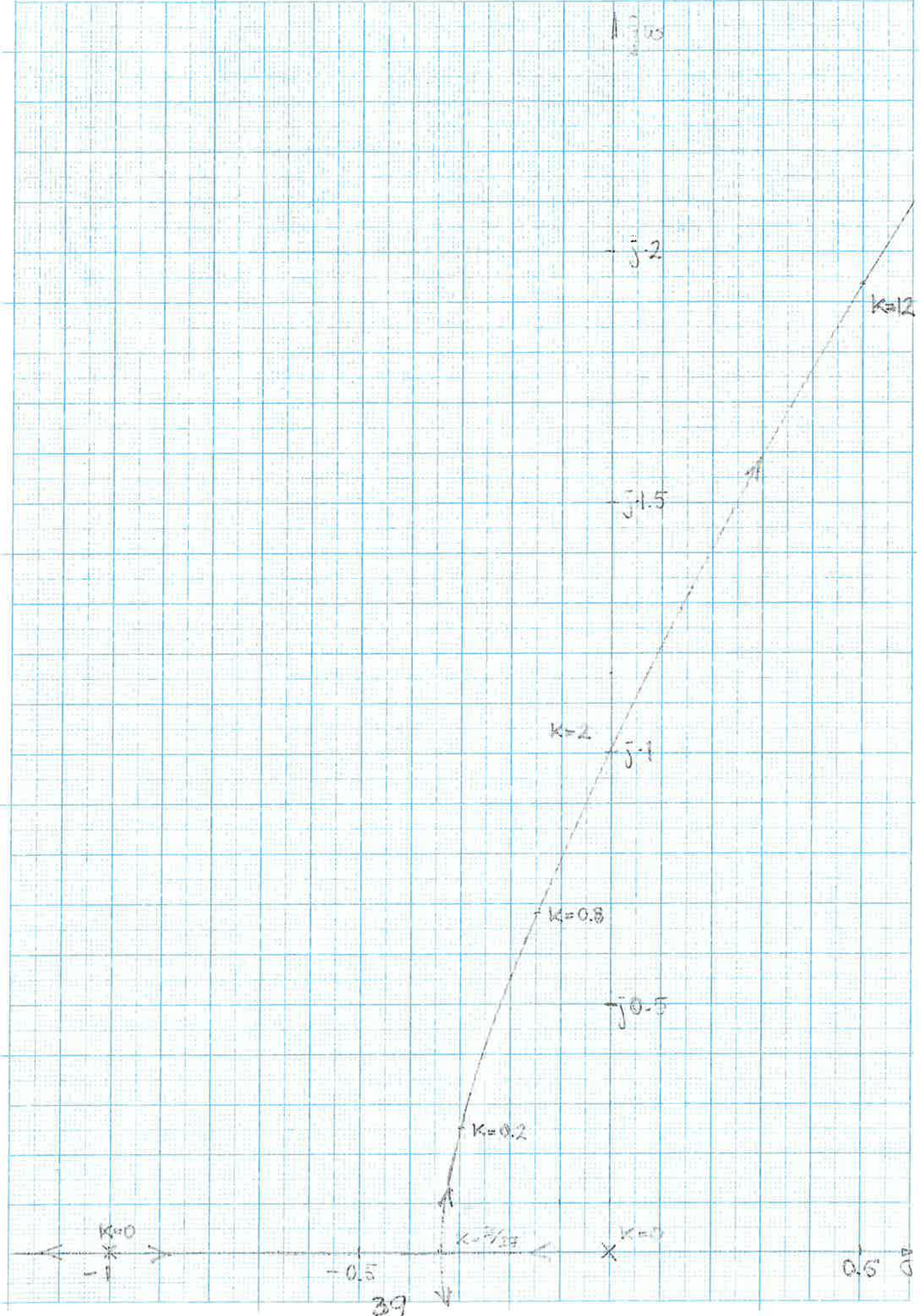


Diagram 1 : Kontroll av skillnaden mellan Lead och Lag vid olika frekvenser. I diagrammet ses att kretsarna för tidskonstanten $T=1$ ger ut lika stora signaler $10/\sqrt{2}$ V.

Diagram 2 : Önskat stegsvar vid högsta icke instabila förstärkning $K=1.96$. Under visas stegsvar vid instabilt K -värde utan gain-changer.

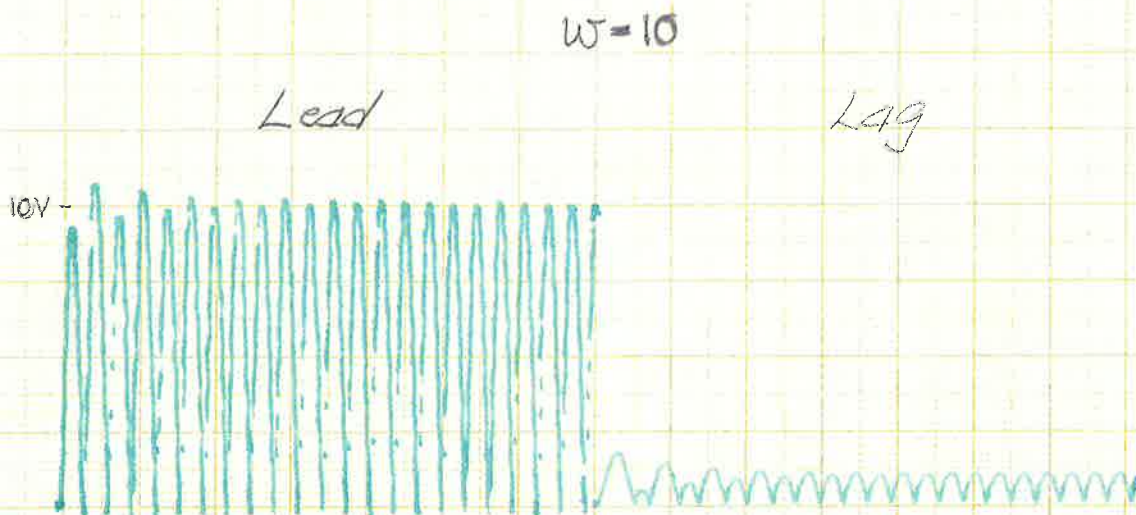
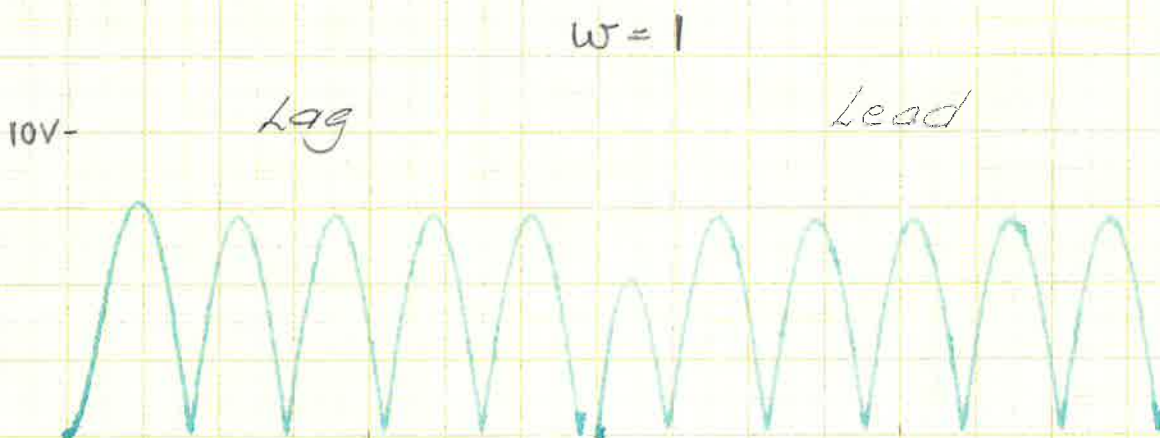
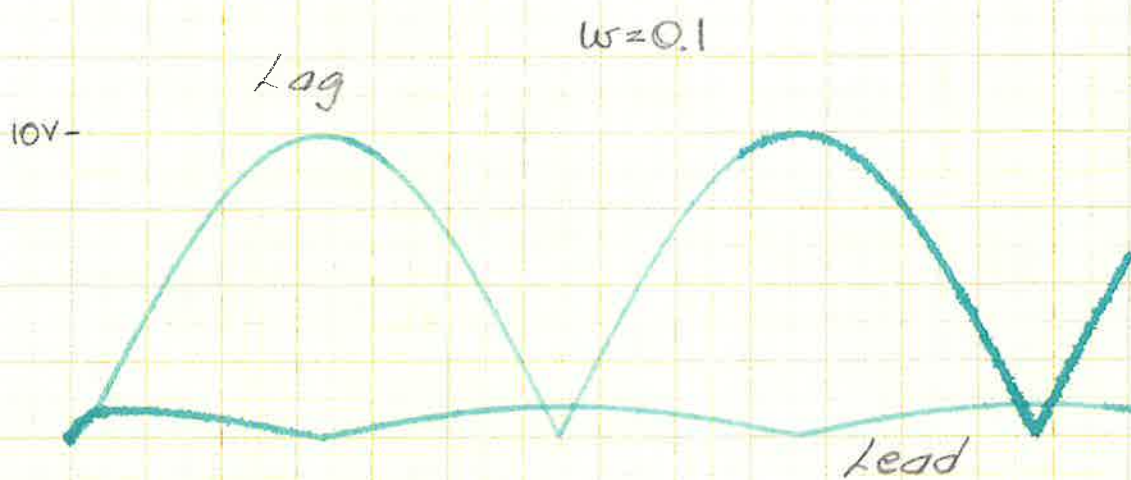
Diagram 3 : Illustration av systemets långsamhet. Tiden tills gain-changern stabiliserat sig vid $K=3.9$ är mer än 50 sek. och då antar den värdet 0.2 vilket medför total systemförstärkning 0.8 . Frekvensen under insvängningsförloppet ändrar sig runt den önskade varvid gain-changerförstärkningen får det taggiga utseendet. Då förstärkningen nått minimum 0.2 finns inget fel kvar och på grund därav ger gain-changern ytterst liten reaktion.

Andra körningar med t.ex. sinusföljning vid olika frekvenser ger ytterligare belägg för systemets oförmåga att snabbt anpassa sig. Instabilitetstendenser klaras dock av (efter lång tid), men utsignalen skiljer sig markant från den önskade.

Sammanfattningsvis kan alltså sägas att systemet med utseende som ovan: inversa modellens utformning och gain-changer-konstruktion, inte uppför sig på ett tillfredsställande sätt. En möjlighet att få bukt med det långsamma gain-changer-beteendet skulle kanske kunna vara att sätta in en switch av någon relättyp. De moderna GE-systemen använder nämligen som switch potentiometrar med olinjari-teter, vilket medför förstärkningsvariation enligt den skiss som gavs i samband med systembeskrivningen.

Kontroll av Lead och Lag vid olika frekvenser

Diagram 3:1

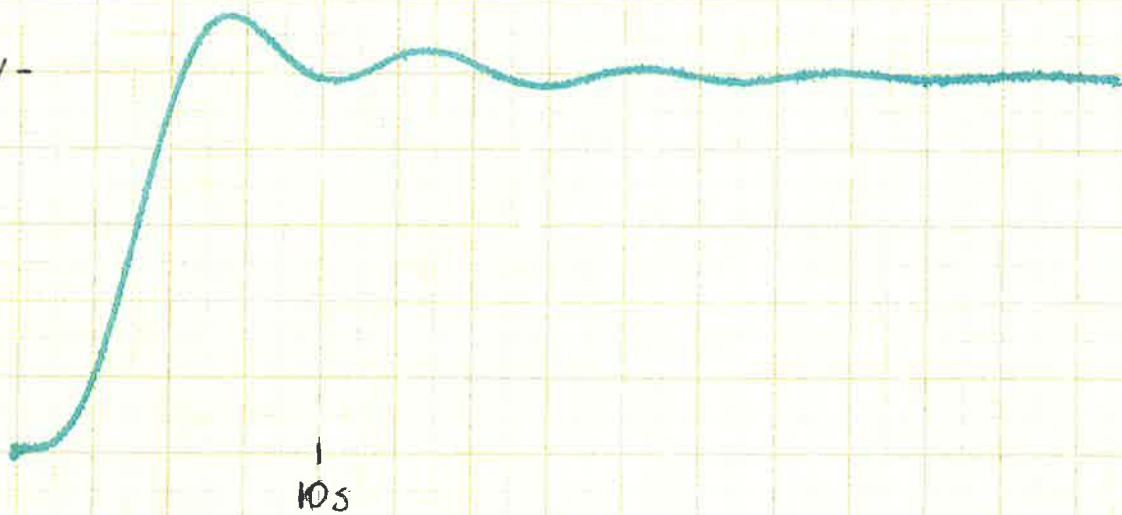


Stegsvar 50V
 $K=1.96$ överst
 $K=5$ underst

Diagram 3:2

Normalt stegsvar = önskat

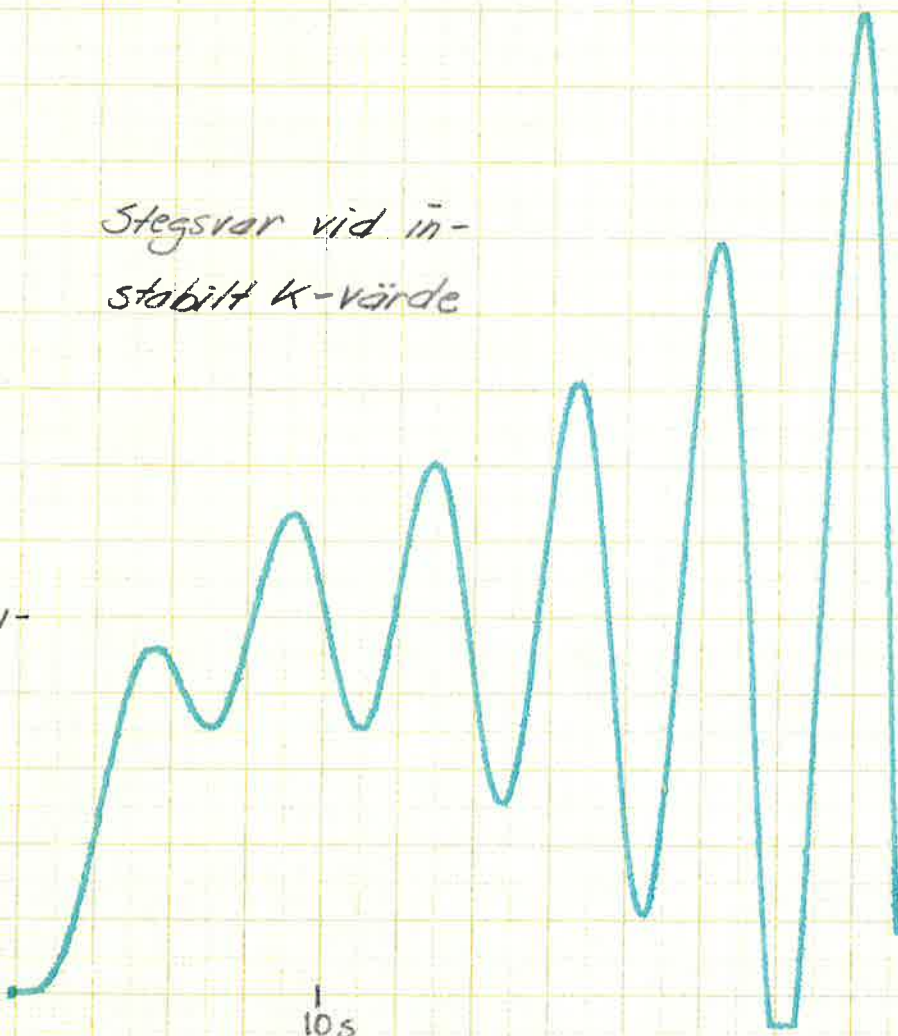
50V -



10s

Stegsvar vid in-
stabilit K-värde

50V -



10s

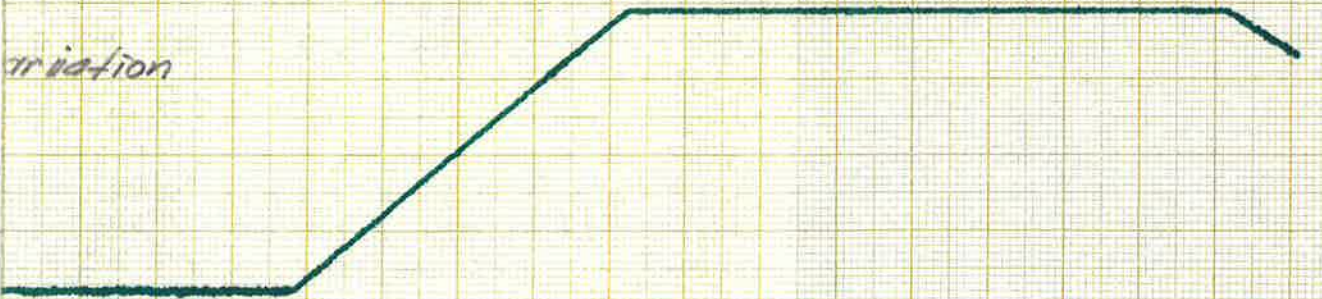
Stegsvar 20 V :
olika punkter i systemet

Diagram 3:3

listsvor



variation

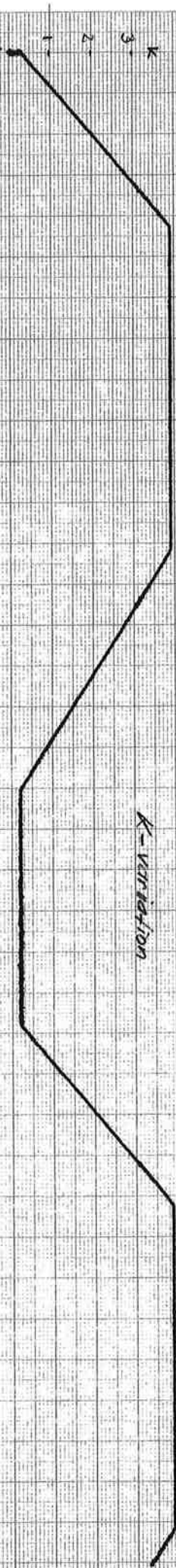
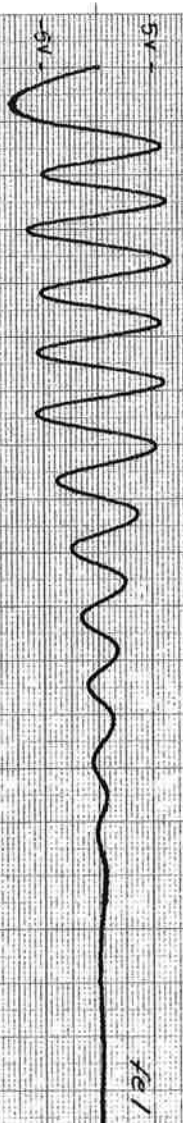
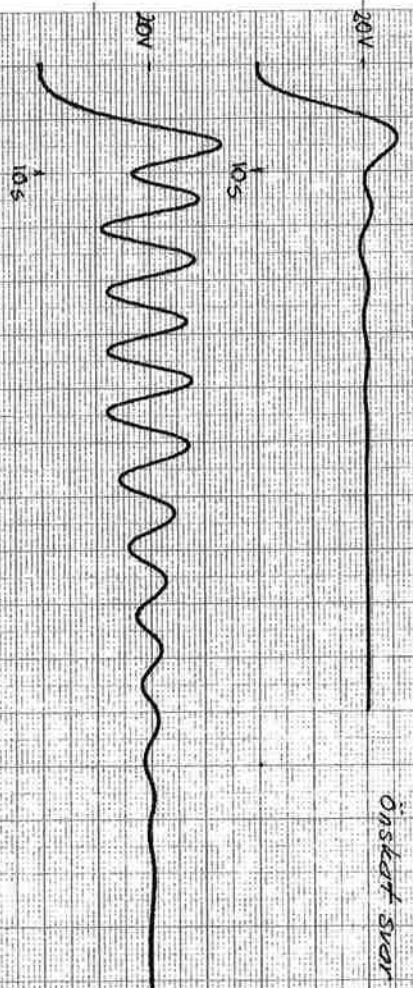


changer



Stegsvar 20V :
olika punkter i systemet

Diagram 3:3



4. Brusstudier med olika styrningar

Brus har i dessa försök tjänstgjort dels som störning och dels som insignal. Analogmaskinens brusgenerator ger emellertid ut brus med större bandbredd än nödvändigt, varför ett filter (bifogat) användes till att nedbringa ω till 1 resp. 3 .

De tidigare styrsystemen har vid dessa körningar jämförts med ett nytt, nämligen manuell styrning. I ett examensarbete parallellt med detta har den manuella styrningen studerats ingående , varför endast principen redovisas här.

Betrakta analogikopplingen av Honeywellsystemet! Koppla ifrån modell och gain-changer och låt insignalen gå direkt in på sum.13. Felsignalen från denna ledes in på en oscilloskopskärm där den av operatören jämföres med en fix nollsignal. Avvikelsen från denna motarbetas av en manuell signal in på systemet, förmedlad via en på institutionen konstruerad styrspak. Sålunda, enda förbindelsen mellan återkopplingen och systemet är operatören.

Jämförelsen mellan de olika systemen sker på basis av felets avvikelse från noll. En objektiv och enkel metod att göra detta på är att registrera $\int e^2 dt$ under ett relativt långt tidsintervall, 350 sek., så att K-variationen sker med ganska många perioder. Denna variation inskränktes till att ske sinusformigt mellan 1 och 3, samt mellan 1 och 10 .

Diagram 1 : K-variationens period och amplitud samt utseendet hos det använda bruset.

Diagram 2-3 : Endast återkopplat system klarar inte att följa brus på ingången. Felet är hela tiden stort och följaktligen blir integralen starkt växande.

Diagram 4-5 : Kurvorna visar det fall då brus släpptes in på systemets ingång och reproducerades på utgången.

Diagram 6-7 : Samma förutsättning som Diagram 4-5 , men med manuell styrning.

Diagram 8-9 : Brus som störning adderades direkt in på sista integratorn. Ingen insignal användes och alltså eftersträvas utsignalen noll trots störningen.

Diagram 10-11 : Samma förutsättning som Diagram 8-9 , men med manuell styrning.

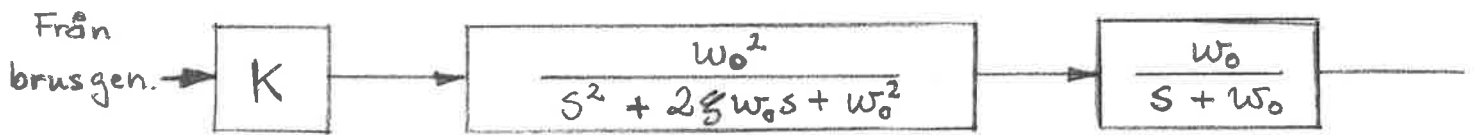
Diagram 12-15 : Kurvor upptagna i olika punkter i systemet under styrning med gain-changer. Observera de låga värdena på felet vid hög förstärkning ; se tidigare i MH-kopplingen om instabila K-värden.

Någon exakt jämförelse mellan den adaptiva och den manuella styrningen är svår att göra då insignalen skiftar utseende i varje försök. Vissa saker kan dock sägas utgående från de registrerade körningarna.

Det adaptivt kontrollerade systemet tycks klara av stora förstärkningsvariationer bättre än det manuella, både vid brusingång och brusstörning. I det förra fallet blir integralens värde mätt vid 350 sek. mer än dubbelt så stort för den manuella som för den adaptiva styrningen. Förklaringen ses i Diagram 13 och 15 : små fel vid hög förstärkning. För en inblick i den manuella styrningens problem hänvisas till examensarbete av Borisson, LTH 1968.

Vid små K-variationer ger de båda styrmetoderna ungefär samma resultat ; i fallet Brusstörning är den manuella t.o.m. något bättre.

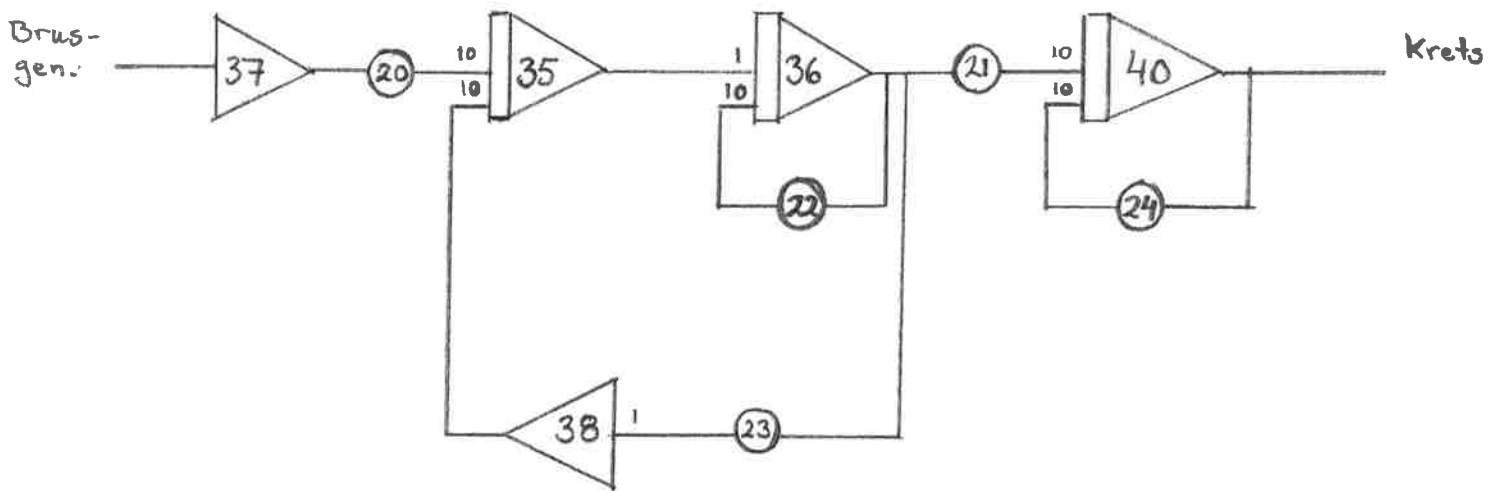
Filtrering av brus



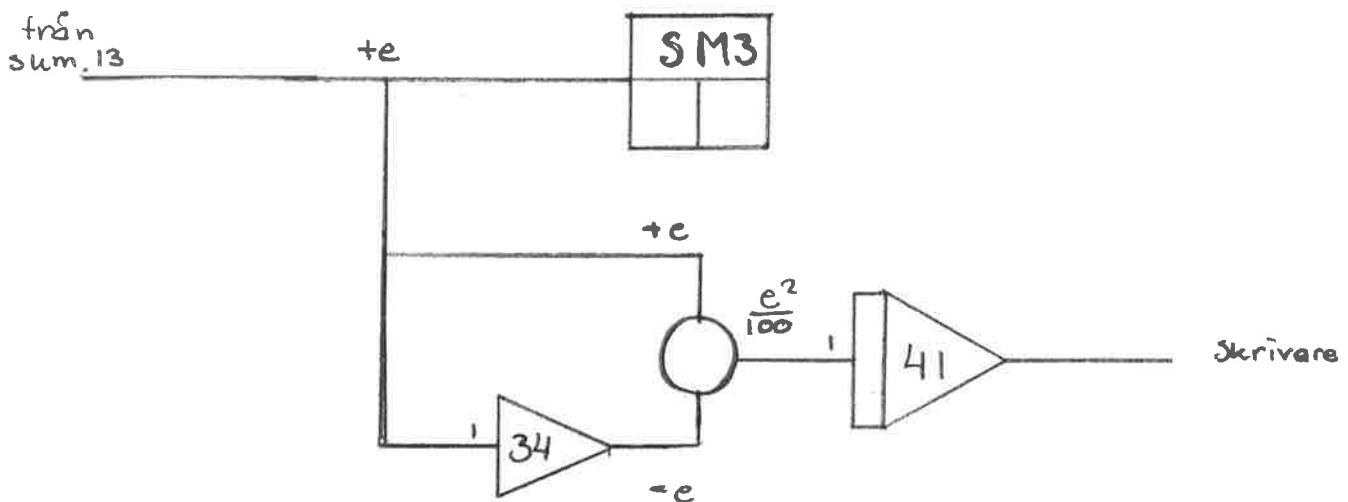
ζ dämpn. konst. = 0.4

$\omega_0 = 1 \quad 3$

$K = 1 \quad 0.65$



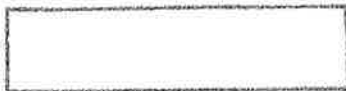
Registrering av felets kvadrat.





Potentiometerlista

| Nr (Tex. Nr.) | Namn (Tex. Q01) | Funktion (Tex. Nr.) | Värde | |
|------------------|--------------------|------------------------|-------------------|-------------------|
| 1 | Q13 | verkl. syst. | 1.0000 | |
| 2 | | | | |
| 3 | | | | |
| 4 | | | | |
| 5 | Q20 | sinus- koppl. | Stort K 0.4500 | Litet K 0.1000 |
| 6 | Q25 | — " — | 0.1000 | 0.1000 |
| 7 | P19 | — " — | 0.1000 | 0.1000 |
| 8 | Q02 | | | |
| 9 | Q29 | | | |
| 10 | P29 | K- variation | Stort K 0.5500 | Litet K 0.2000 |
| 11 | Q09 | deri- vering | 0.8000 | |
| 12 | Q17 | deri- vering | 0.9500 | |
| 13 | Q32 | Gain- changer | 0.0400 | |
| 14 | Q33 | — " — | 0.5000 | |
| 15 | Q24 | — " — | 0.1000 | |

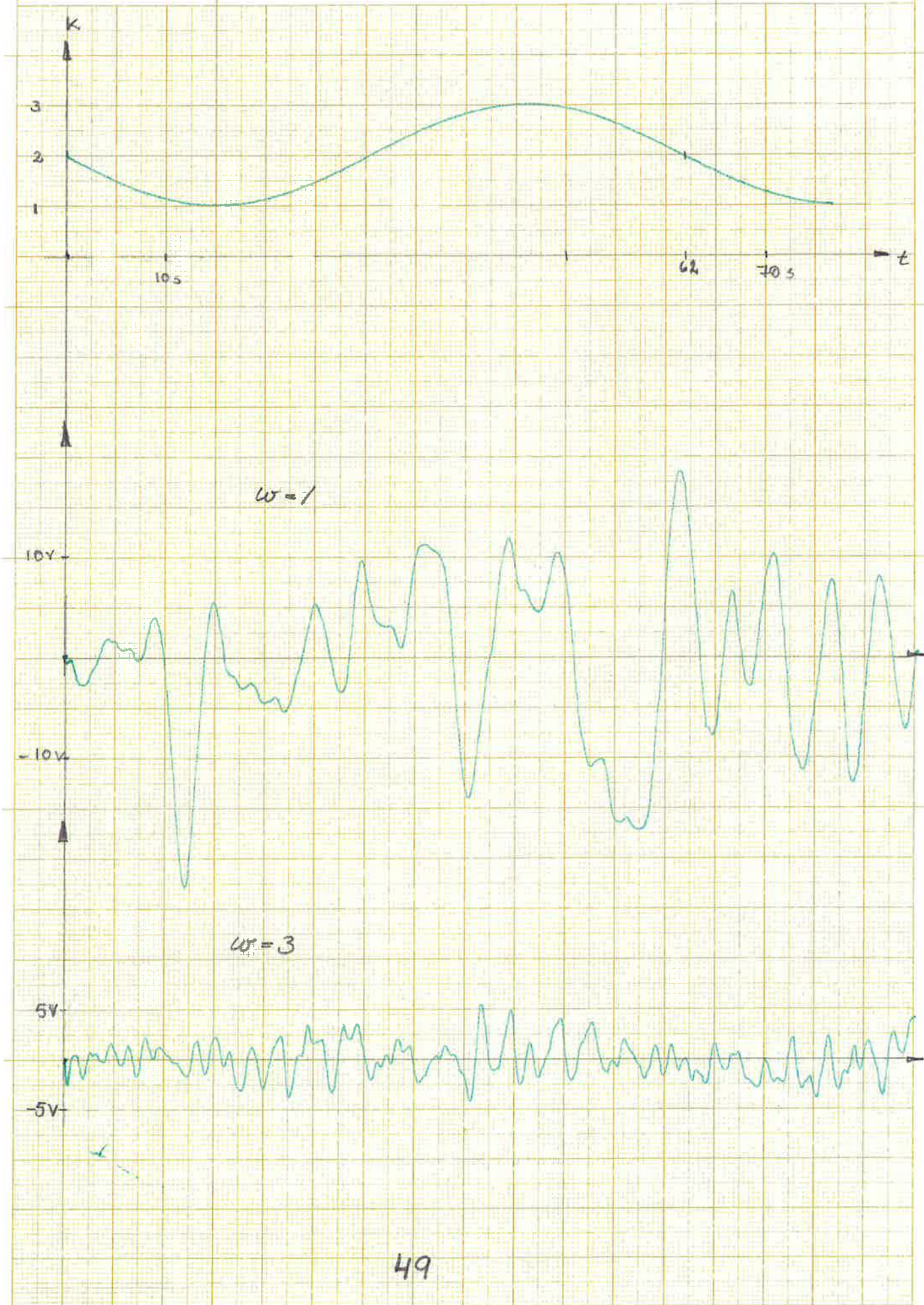


Potentiometerlista

| Nr (Tex. Nr.) | Namn (Tex. Q01) | Funktion (Tex. Nr.) | Värde | |
|------------------|--------------------|------------------------|-------------------|-----------------|
| 16 | Q10 | svcp | 0.0100 | |
| 17 | | | | |
| 18 | | | | |
| 19 | P37 | Brus- filter | $\omega_0 = 1$ | $\omega_0 = 3$ |
| 20 | P37 | $K \cdot \omega_0^2$ | 1.0000 | 0.5850 |
| 21 | Q35 | ω_0 | 0.1000 | 0.3000 |
| 22 | P36 | $2g \omega_0$ | 0.0800 | 0.2400 |
| 23 | Q36 | ω_0^2 | 0.1000 | 0.9000 |
| 24 | P40 | ω_0 | 0.1000 | 0.3000 |
| 25 | P30 | Tids- konstant | 0.5000 | $(\frac{1}{T})$ |
| 26 | P31 | -u- | 0.5000 | $(\frac{1}{T})$ |
| | | | | |
| | | | | |
| | | | | |
| | | | | |

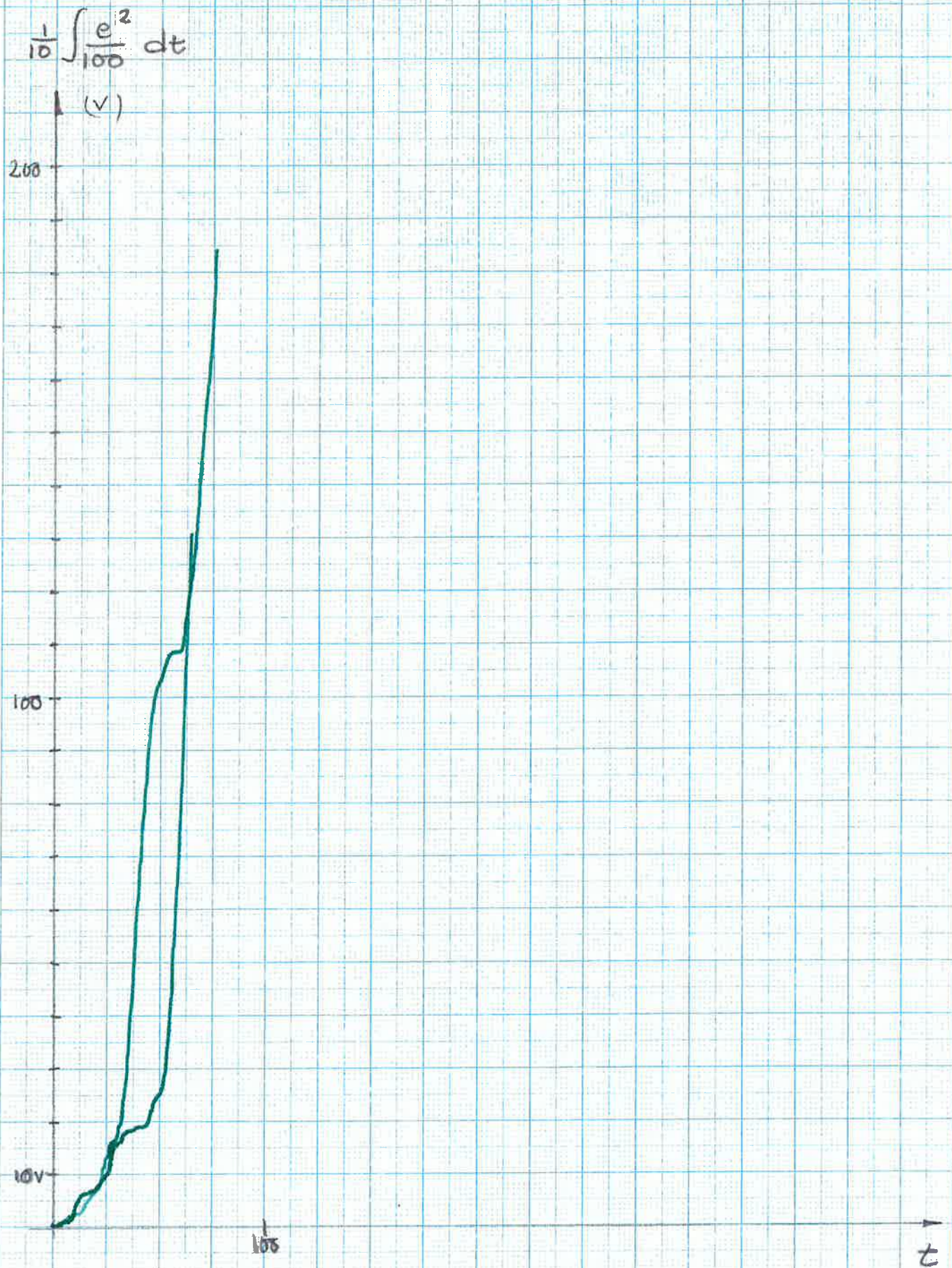
Studium av K -variation
samt brus med mindre
och större bandbredd.

Diagram 4:1



System utan gain-changer
Brusingång $1 \leq k \leq 3$; $\omega = 1$

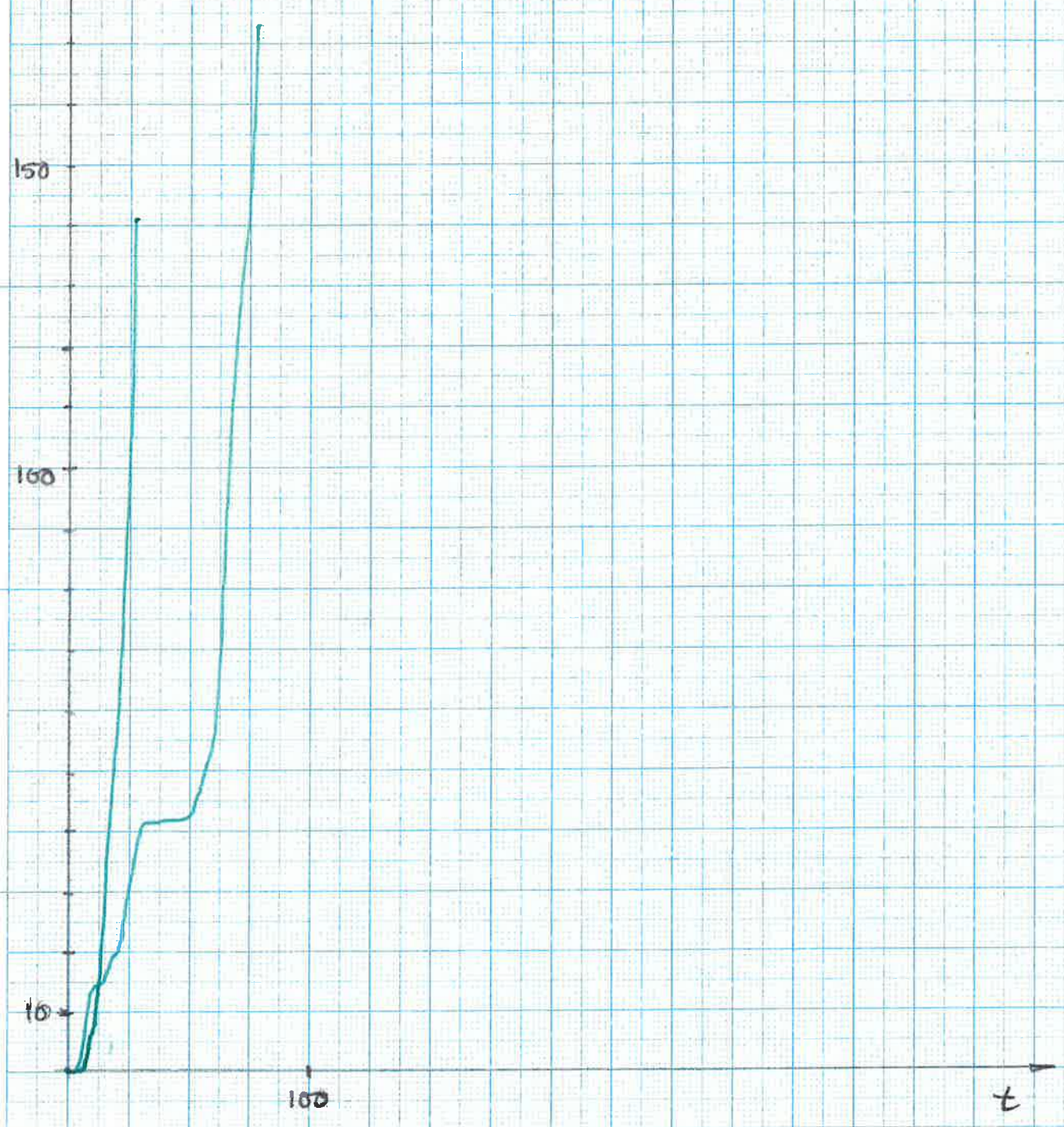
Diagram 4.2



System utan gain-changer
Brusingång $1 \leq K \leq 10$; $\omega = 1$ Diagram 4.3

$$\frac{1}{10} \int \frac{e^2}{100} dt$$

(V)



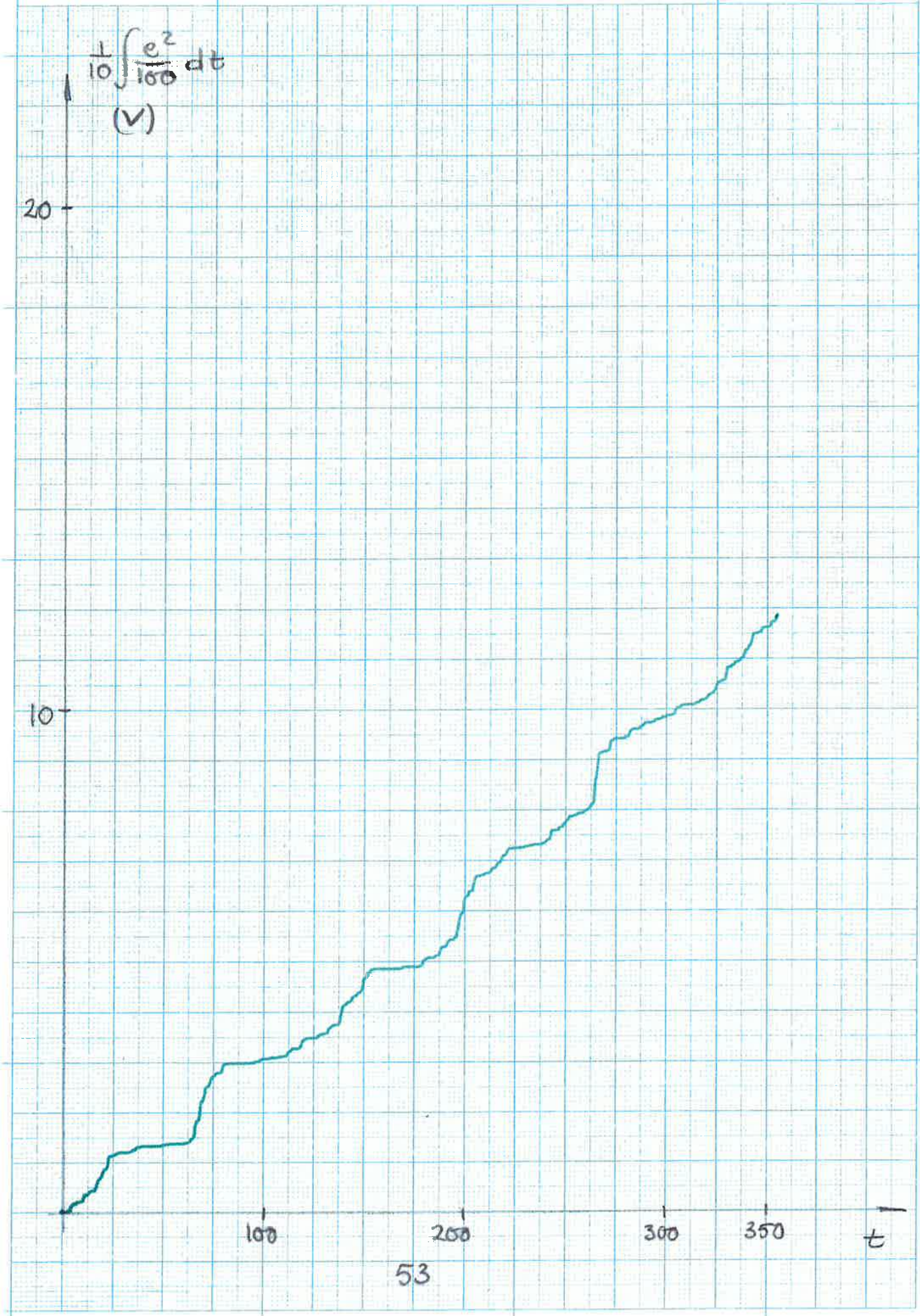
System med gain-changer
Brusingång $1 \leq k \leq 3$; $\omega = 1$

Diagram 4:4



System med gain-changer

Brusingång $1 \leq K \leq 10$; $\omega = 1$ Diagram 4:5



Manuell styrning

Diagram 4.6

Brusingång $1 \leq k \leq 3$; $\omega_0 = 1$

$$\int \frac{e^2}{1000} dt$$

(V)

30

25

20

15

10

5

100

200

300

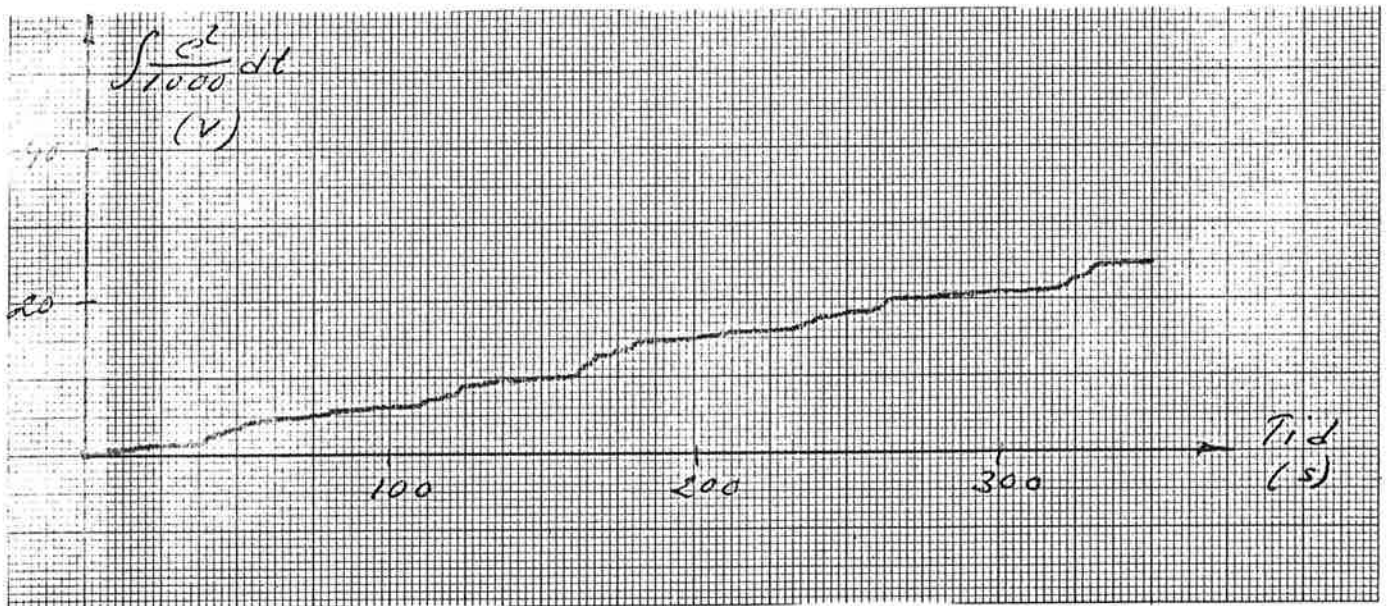
Tid (s)

54

Manuell styrning

$$1 \leq K \leq 10 ; \omega_0 = 1 \text{ rad/s}$$

Brusingång



System med gain-changer
Brusstörning $1 \leq k \leq 3$; $W=1$

Diagram 4:8

$$\frac{1}{10} \int_{100}^{t} e^2 dt$$

(V)

30

20

10

100

200

300

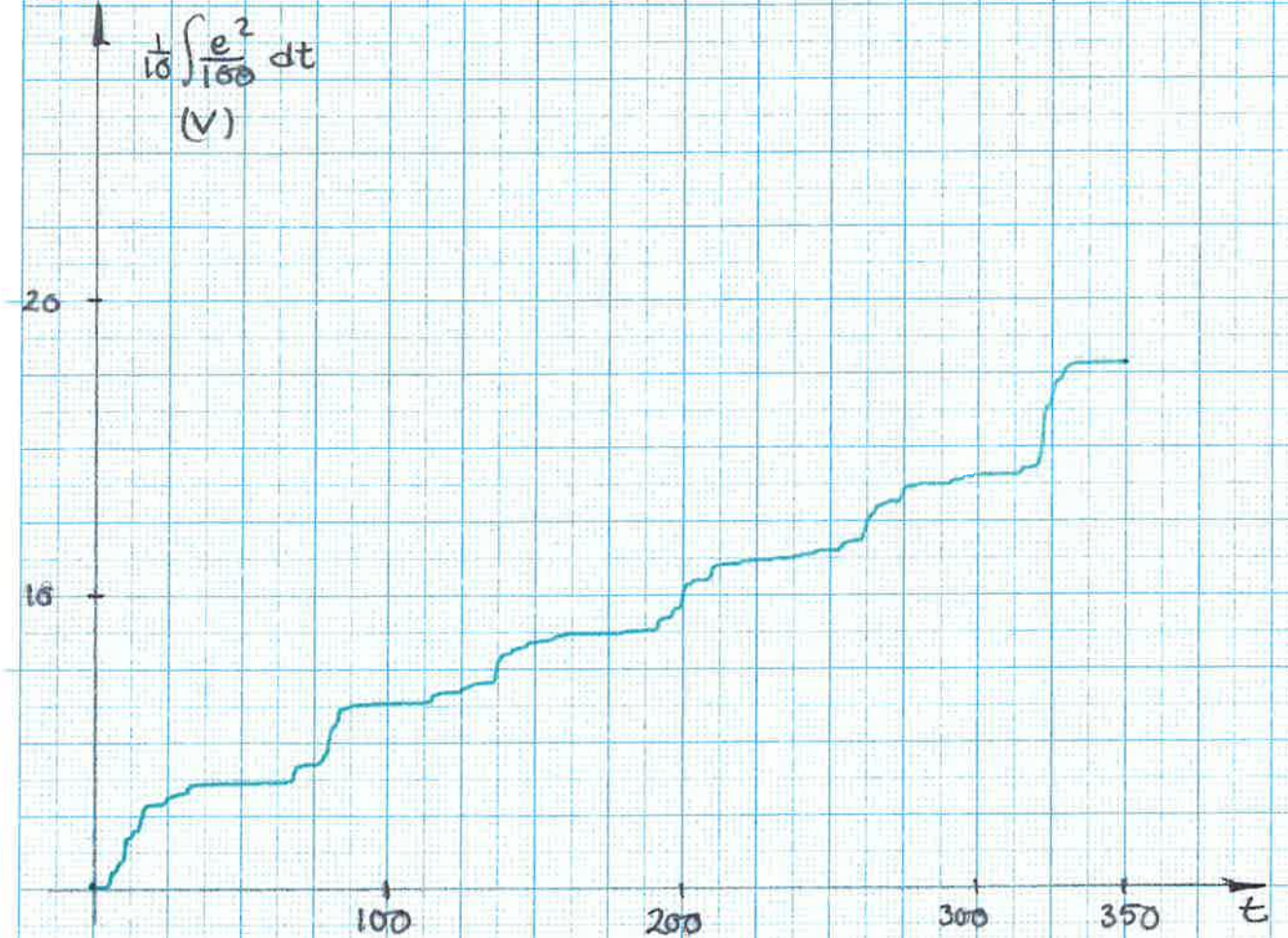
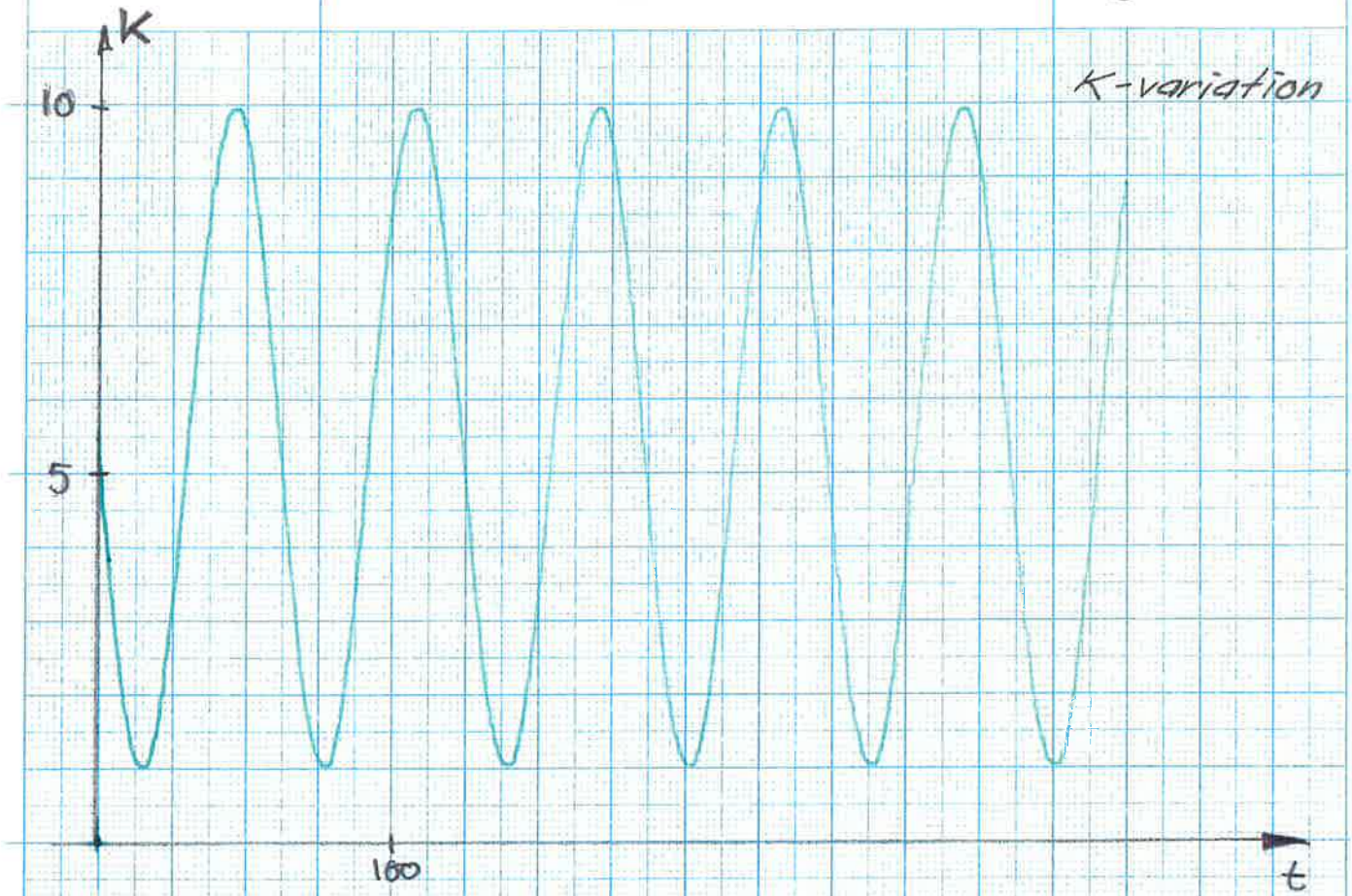
350

t

56



System med gain-changer
 Brusstörning $1 \leq k \leq 10$; $\omega = 1$ Diagram 4:9



Manuell styrning

$\omega_0 = 1 \text{ rad/s}$

Brusstörning

a. $1 \leq K \leq 3$

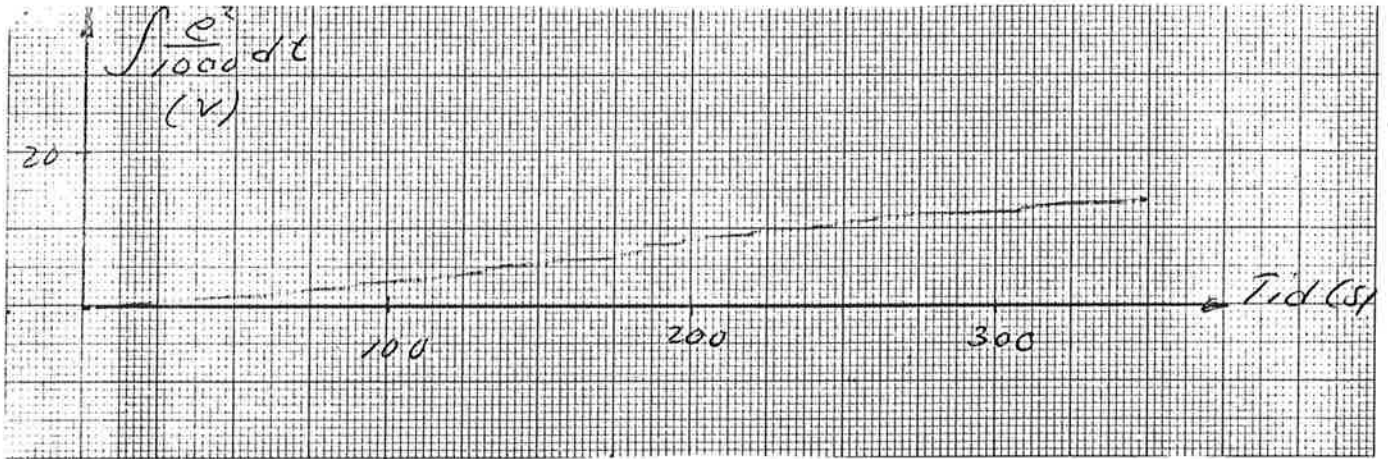
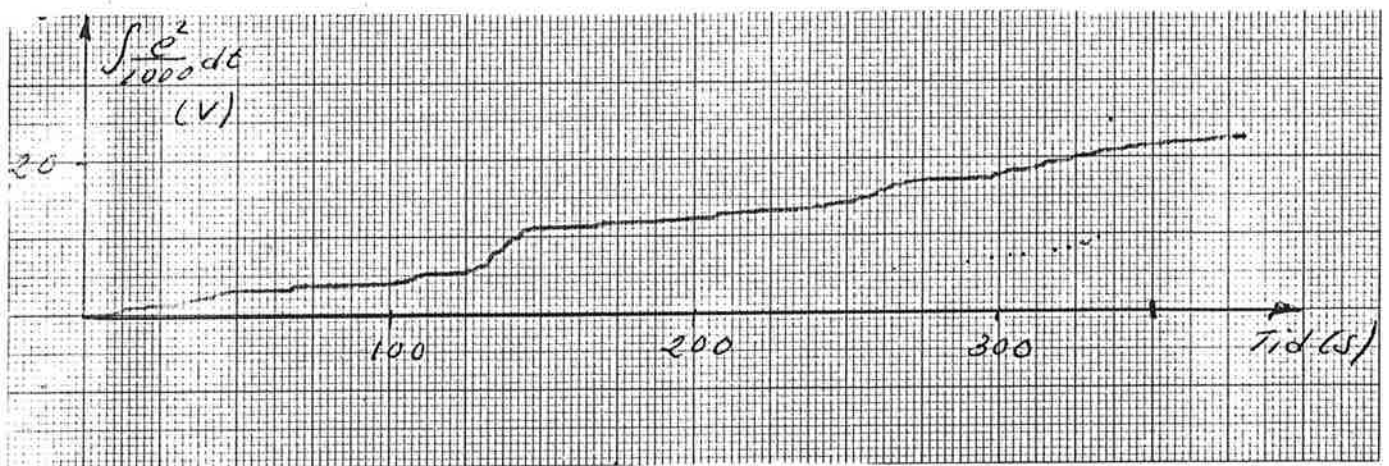
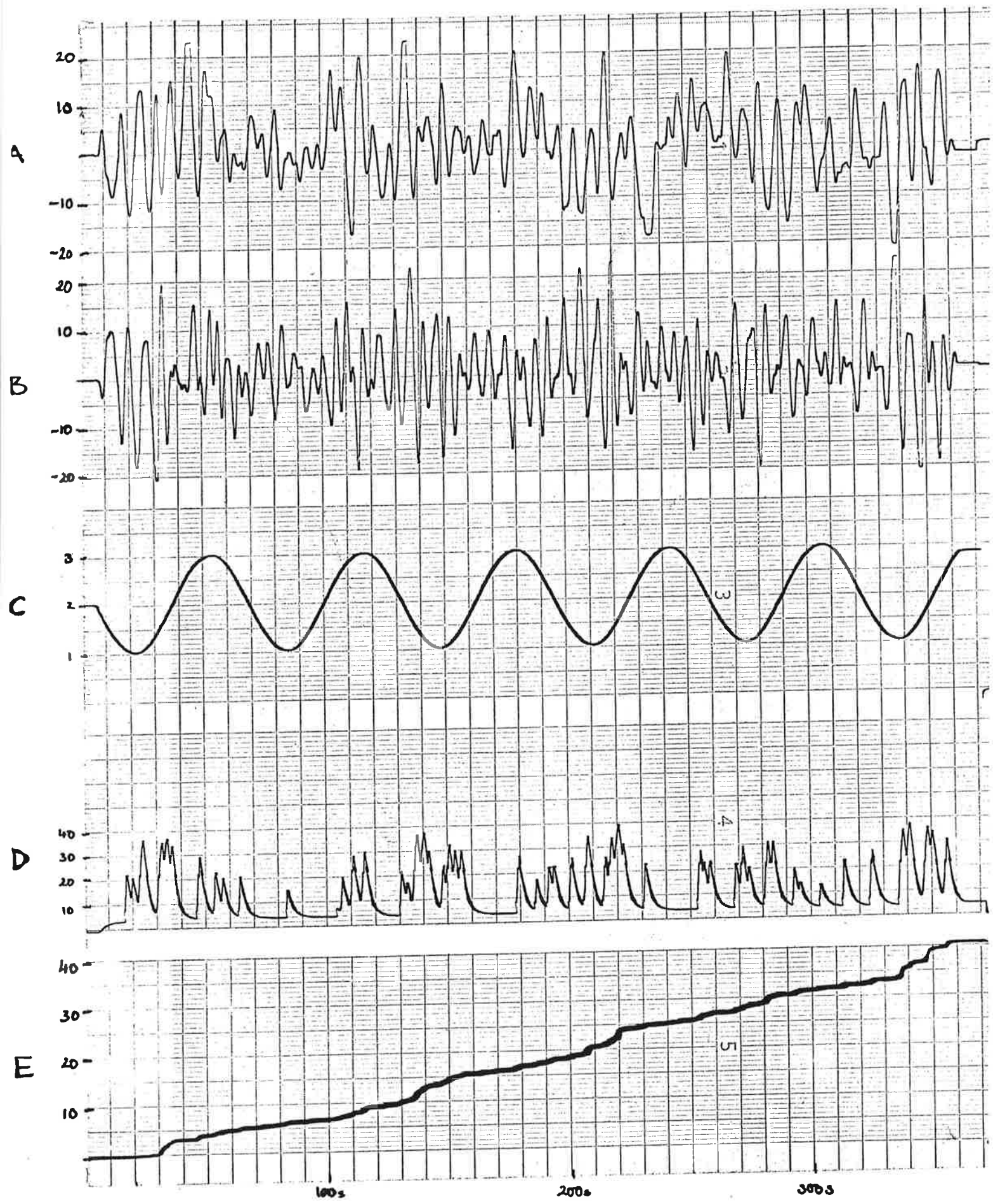


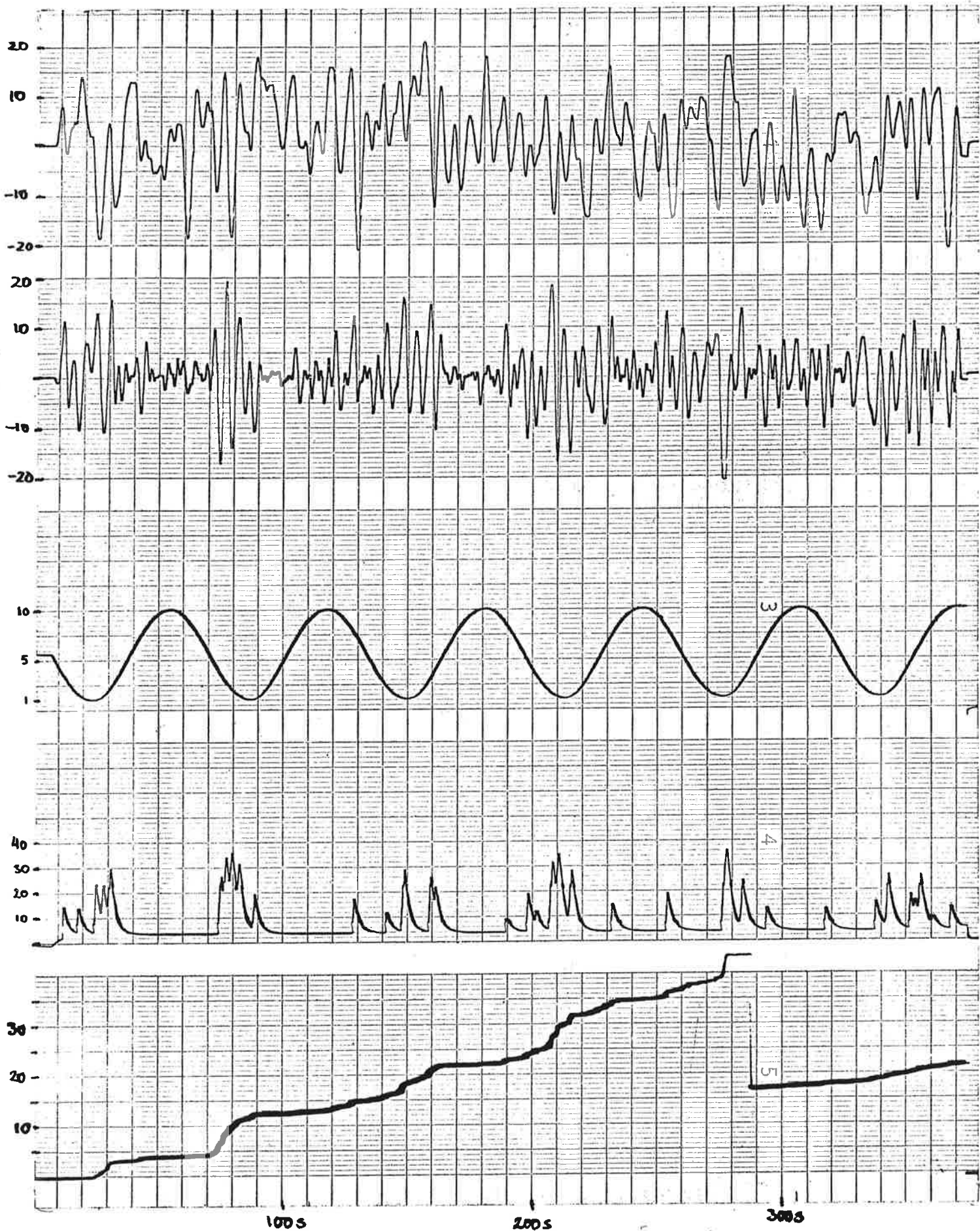
Diagram 4:11

b. $1 \leq K \leq 10$



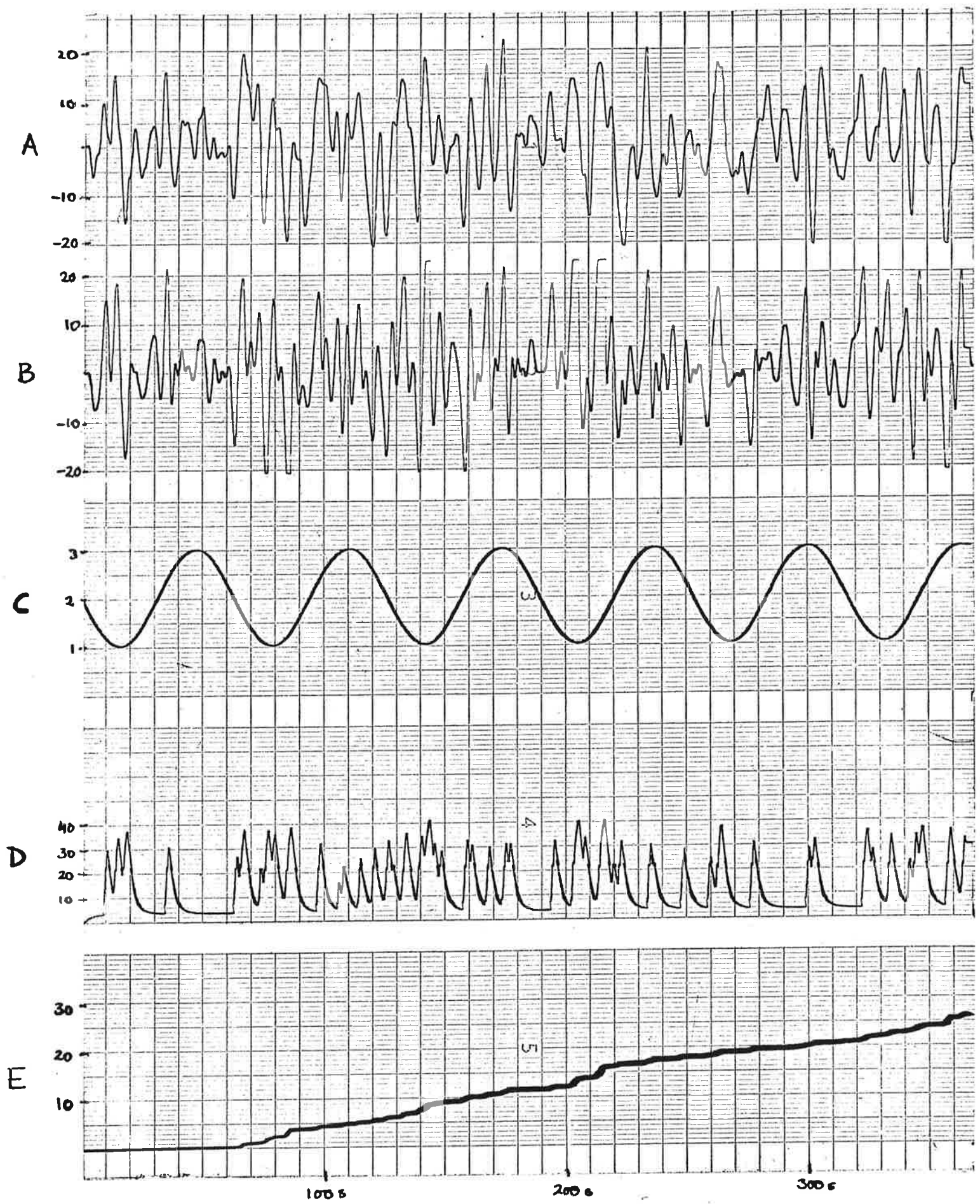


A: Brusingsång D: Gain-changer
 B: Fel E: $\int \frac{e^2}{1000} dt$
 C: K-variation

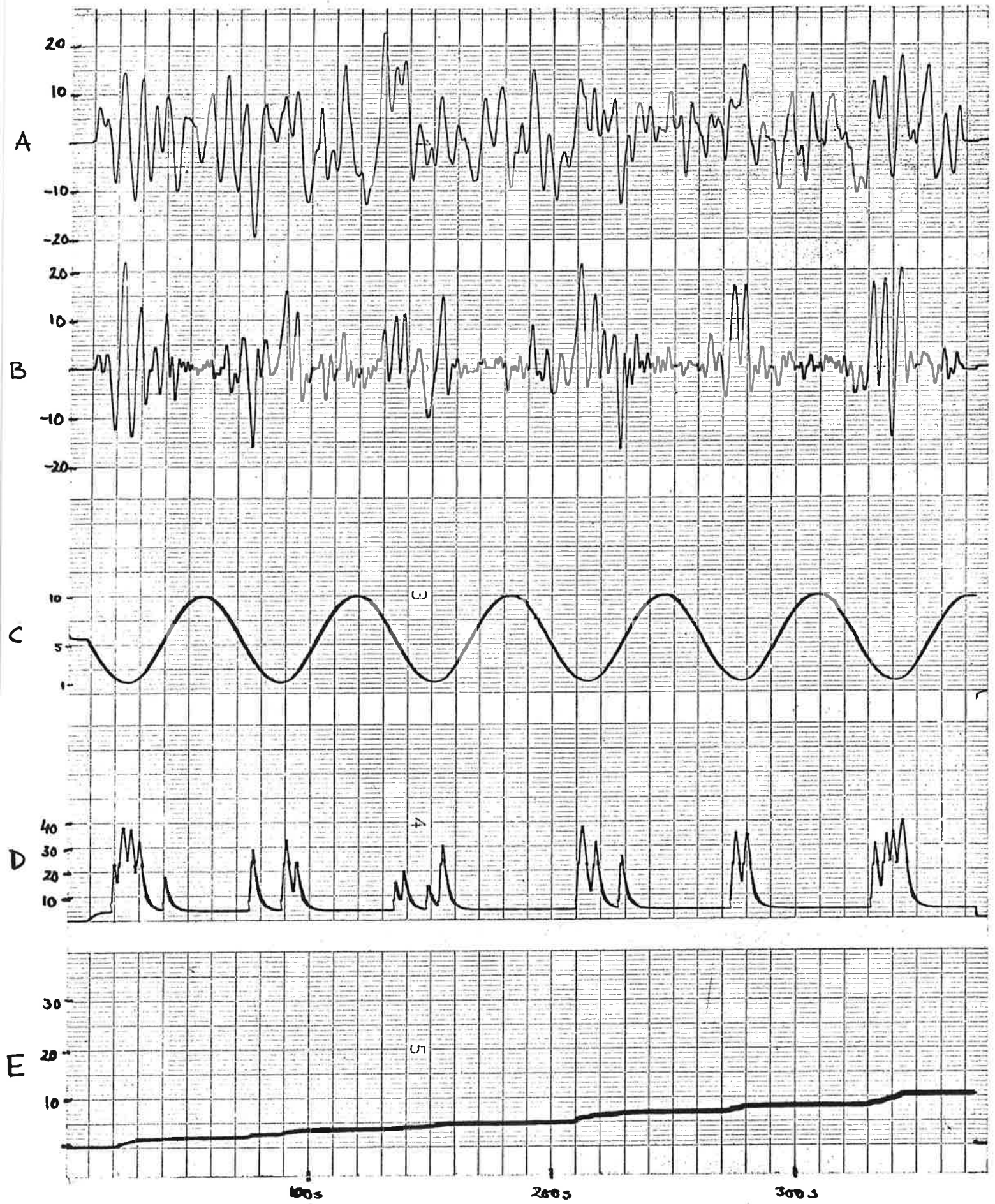


A
 B
 C
 D
 E

} se Diagram 4:12



A: Brusstörning
 B: Fel = utsignal
 C } se Diagram 4:12
 D }
 E }

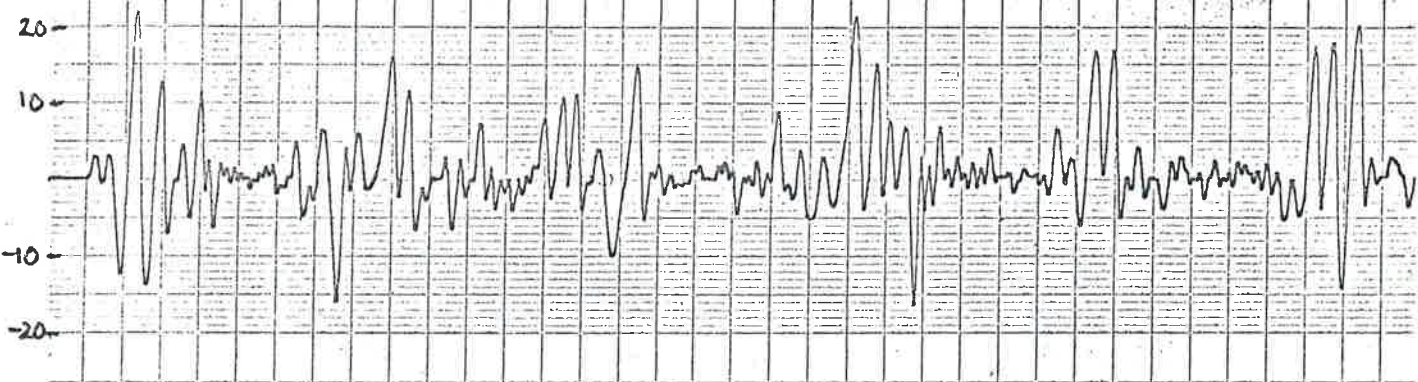


A : Brusstörning
 B : Fel - utsignal
 C }
 D } se Diagram 4:12
 E }

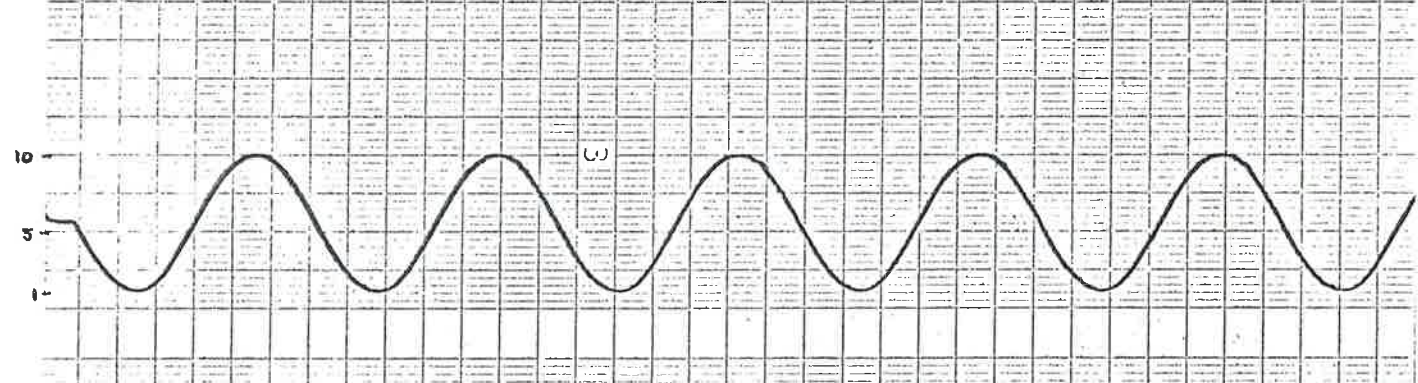
a.



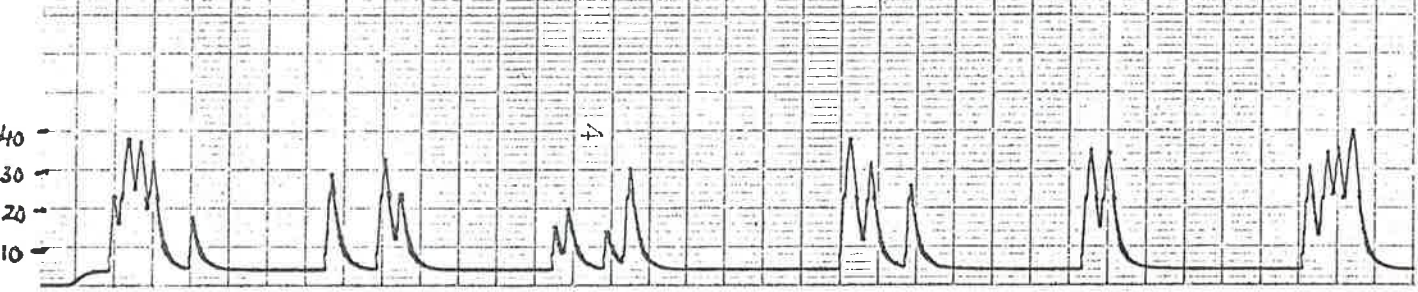
b.



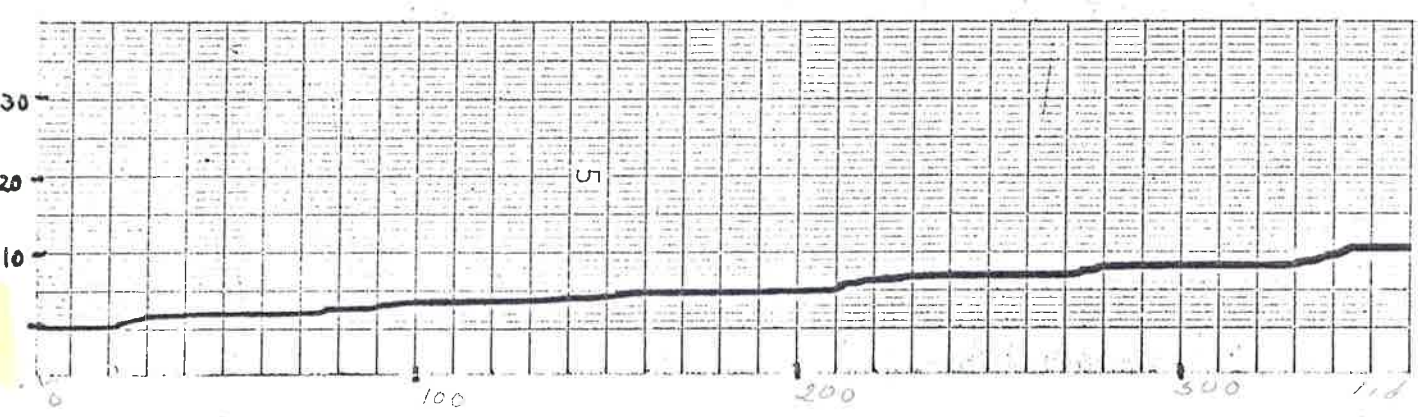
c.



d.



e.



5. Sammanfattning och Resultat

Med hjälp av de gjorda körningarna på analogmaskin kan de tre olika styrsystemens användbarhet i vårt speciella fall jämföras.

General Electrics system fungerar då i jämförelse med Minneapolis-Honeywells klart otillfredsställande. Det skall emellertid tilläggas att GE-systemet utgör en omodifierad principkoppling till den gain-changer som efter vidareutveckling provades vid X-15-försöken och vilken tidigare skisserats. Uppkopplingstekniska svårigheter gör att detta senare system inte kan jämföras med MH vilket också är en principkoppling, men till skillnad från GE har det provflugits och fungerat utmärkt i flygplanet F-94 C . Skillnaden mellan systemens uppträdande kan ses i Diagram 2:6, 2:7, 3:3 . Då förstärkningen inte varierar riktigt på samma sätt i alla fallen kan ingen strikt jämförelse göras, men man kan få en uppfattning om inställningstidens storlek för resp. system ty dessa tider överensstämmer ungefär med de som observerats i andra körningar (icke bifogade). Tiden tills gain-changern stabiliserats är för MH ungefär 10 sek. och för GE ungefär 50 sek. Då GESAC visar långsamt beteende i samtliga studerade fall tas det inte med vid bruskörningarna.

Komplexiteten hos de tre provade systemen kan man till viss del få en föreställning om vid betraktandet av nedanstående tabell som anger antalet av samtliga komponenter som erfordras i paneluppkopplingarna, utom de som utnyttjas för signalgenerering och registrering.

| | MH | GESAC | Manuell |
|-----------------|---------|--------|---------|
| Integratorer | 8 (2) | 7 (2) | 6 (0) |
| Summatorer | 17 (10) | 18 (7) | |
| Potentiometrar | 11 (7) | 12 (4) | |
| Reläer | 2 (2) | 2 (2) | |
| Multiplikatorer | 2 (1) | 2 (1) | (1) |
| Oscilloskop | - | - | 1 (1) |
| Styrspak | - | - | 1 (1) |

Siffrorna inom parentes anger antalet komponenter som ingår i själva gain-changern. Observera att deriveringskretsen ingår i MH-systemets gain-changer.

Tabellen visar att MH och GESAC kräver ungefär samma utrustning medan den Manuella styrningen behöver i särklass minst antal komponenter. Enkelheten till trots kan denna i brusförsöken väl hävda sig i jämförelse med MH.

Följande tabell har konstruerats med hjälp av diagrammen 4:4--4:10 och den visar värdet av $\frac{1}{10} \int \frac{e^2}{100} dt$ efter tiden 350 sek.

| | MH adaptiv | Manuell | |
|--------------|--------------------|---------|---|
| Brusingång | $1 \leq K \leq 3$ | 20 V | a |
| | $1 \leq K \leq 10$ | 11 V | b |
| Brusstörning | $1 \leq K \leq 3$ | 21 V | c |
| | $1 \leq K \leq 10$ | 18 V | d |

Någon trend kan knappast utläsas därtill är försöken för få, men vissa likheter och skillnader går att iakttaga. För små förstärkningsvariationer verkar systemen ungefär likvärdiga, men för stora tycks det adaptiva vara bättre. I fallet b är det adaptiva värdet t.o.m. mindre än hälften av det manuella. Att MH-styrningen fungerar bra vid stora K-värden kan ses i Diagram 4:13 och 4:15. Förklaringen till det relativt sett sämre manuella resultatet kan vara att operatören vid högt K har svårigheter med instabilitet varvid det krävs kraftigare manövrering med efterföljande större fluktuationer.

Intrycket från resultaten blir att MH-systemet ger den bästa adaptiva styrningen och troligen är det också bättre än den manuella styrningen. Den enkla och samtidigt snabba relätekniken håller även andra än Minneapolis-Honeywell idag på att vidareutveckla, vilket visar att denna teknik är mycket användbar och värd att studeras i mer komplicerade fall än de som här behandlats.