

TFRT-5030

PROJEKTERING AV APPARAT FÖR PROCESS -
IDENTIFIERING MED HJÄLP AV PSEUDOSLUMTAL

ANDERS NILSSON

Rapport RE - 30 juni 1968

TILLHÖR REFERENSBIBLIOTEKET
UTLÄNAS EJ

Propaganda av apparat för presidentkandidatens
med hjälp av præsidentkandidat.

Skinnarskole

av

Anders Nilsson

Test 40 Diagrammen:

Diagram 1: System 1 unterteilt mit 3-Bit in
zwei Register.

Diagram 2: System 2 unterteilt mit 3-Bit in
zwei Register.

Diagram 3: System 3 unterteilt mit 3-Bit in
zwei Register.

Diagram 4: System 4 unterteilt mit 3-Bit in
zwei Register.

Diagram 5: System 5 unterteilt mit 3-Bit in
zwei Register.

Diagram 6: System 5 unterteilt mit 3-Bit in
zwei Register.

Diagram 7: System 1 unterteilt mit 3 5-Bit in
zwei Register.

Diagram 8: System 7 unterteilt mit 5-Bit in
zwei Register.

Diagram 9: System 4 unterteilt mit 5-Bit in
zwei Register.

Diagram 10: System 5 unterteilt mit 5-Bit in
zwei Register.

Samhällspsykiatri

Kap 1. Inledning

Kap 2. Korrelationsanalys

Kap 3. Precedensuppklassificering

3.1. Precedensuppklassificering av precedensuppklassificering

3.2. Precedensuppklassificering av precedensuppklassificering

Kap 4. 4.1. Apparatens uppbyggnad. Beskrivning.

4.2. De olika blockens funktion.

Kap 5. Projektivering av de olika blocken.

Kap 6. Provering

Kap 7. Konstruktion och konstruktivitet.

7.1 Konstruktion

7.2 Konstruktivitet.

Kap 8. Sammanfattning. Summary.

Referenser

Kap 1. Inledning

Metoderna för arbete är att projektera en apparat för bestämning av ett systems dynamiska egenskaper. Ett systems dynamik kan presenteras på olika sätt, som systemets överföringsfunktion eller som dessas deplektationsform, viktfunktioner. Projektningen av en apparat som beräknar systemets viktfunktioner.

Det sätt att identifiera ett systems dynamik är att sätta in en signal på systemet och ~~titulera~~ observera utgående utgång. Sålrigt konin för korrelationsanalys enheter man genom att korrelera ett systems utgång med dess insignal, då insignalen är vitt brus, systemets viktfunktion. Denna metod kan utnyttas om man använder en pseudostumplosvibrans som exciterande signal. Den linära pseudostumplosvibransens auto-korrelationsfunktion har nämligen ett spektrum som kan göras guldtydligt brätt genom att välja uträknas tillräckligt lång. Signalen kommer därigenom att vara ett begränsat frekvensband likna vitt brus. Då alla system har begränsad bandbredd innebär detta även begränsning. Skillnaden kan dessutom genereras enkelt enkelt.

Projektningen av en apparat som används en pseudostumplosvibrans som exciterande signal och

There has been no further information ~~received~~ ^{and} ~~from~~ ^{the} ~~author~~ ^{author}
concerning the matter.

Kap 2. Korrelationsanalys.

Teori för korrelationsanalys är behandlad i referens 1, 2, 3, 4, 5, 6 och 7.

Antaget ett system med insignalen $x(t)$, utsignalen $y(t)$ och övertförelsefunktionen $h(t)$:

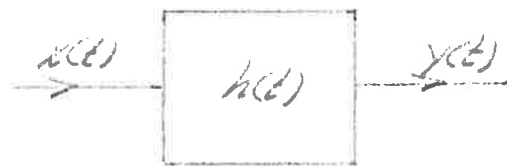


Fig 2.1

Läsom visas i referens 1 för $y(t)$ vid $t=T$
så $y(T) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) x(T-t) dt$ (2.1)

Det tidigare förhållande existerar enligt referens 2
så kan korskorrelationsfunktionen R_{xy} för insignal-utsignal
och autokorrelationsfunktionen R_{xx} för insignalen:

$$R_{xy}(T) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) R_{xx}(T-t) dt \quad (2.2)$$

insignalen är vitt brus innebär detta att
 $R_{xx}(T-t)$ är lika med 1 för $T=t$ och 0 annars.
För vitt brus får alltså:

$$R_{xy}(T) = h(T) \quad (2.3)$$

$$R_{xy} \text{ definieras. } R_{xy}(T) = E(x(t-T)y(t)). \quad (2.4)$$

Om $x(t)$ är en ergodisk process får

$$E(x(t-T)y(t)) = \lim_{A \rightarrow \infty} \frac{1}{2A} \int_{-A}^A x(t-T)y(t) dt \quad (2.5)$$

* Följande inlägget:

in d. s. s. framgår att den måbländesblände
 följaktligen betänks konst. R₁(T), des konst. h(T).
 att på h(T) skall såväl utryckets värde
 som uttrycket i. sid 49.

Kap 3. Pseudostumpolskoden

Teori för pseudostumpolskoden är behandlad i referenserna 1, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 och 10.

3.1 Generering av pseudostumpolskoden.

Pseudostumpolskoden kan genereras i form av en maximumlängdskod med hjälp av ett återkopplat skiftregister.

För att studera principen betraktas vi följande binära lineära rekursivfilter:

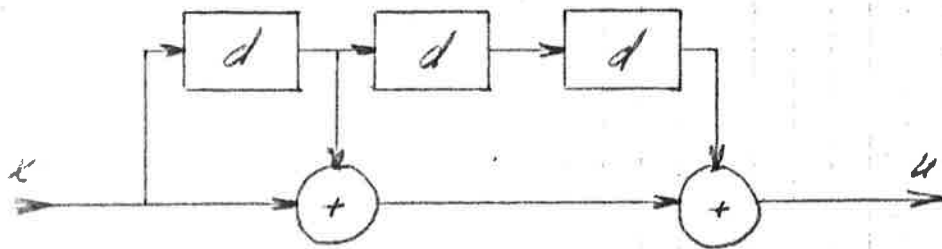


Fig 3.1

d betecknar fördröjningsoperatör och $+$ betecknar en additionsgrind som utför addition modulo 2. Filterets beteende kan beskrivas med hjälp av en linjär operatoralgebra bestående av addition modulo 2 och fördröjningsoperatören d definierad enligt $dx = x(t-1)$. Se referens 10. Filteret i fig 3.1 kan på detta sätt beskrivas enligt:

$$u = x + dx + d^3x = (1 + d + d^3)x \quad (3.1)$$

$$\text{Filterets transmissionskoefficient } \frac{u}{x} = 1 + d + d^3 = d^0 + d + d^3. \quad (3.2)$$

Ingångssekvensen 0000... ger utgångssekvensen 0000... Det finns emellertid ytterligare en sekvens, inledningssekvensen S_0 , som ger utgångssekvensen 0000.....

$$S = (1 + d + d^3) S_0 \quad \text{ger}$$

$$S_0 = (d + d^3) S_0 \quad (3.3)$$

Man kan välja de tre första siffrorna i S_0 på $2^3 - 1$ olika sätt, om man undantar 000, som ger den triviala nollsekvensen. Hur man väljer siffrorna är annars godtyckligt. Skratimen ger sedan successivt de fjoljande siffrorna i S_0 .

Skatimen upprepar sig periodiskt efter 7 siffror.

I perioden kan man finna var och en av de 2^3 tuplerna utom 000. S_0 är därför den enda från 0 skilda nollsekvensen till det givna nätet.

En nollsekvens till ett skatimenät med n element, som på detta sätt innehåller alla de 2^n n -tuplerna utom 00...0 säges vara av maximal längd. Den kallas maximumlängd-nollsekvens.

Genom att ändra pilriktningen i den ursprungliga lösningen i fig 3.1 får vi ett återkopplat nät, se fig 3.2, som beskrivs av skratimen

$$u + d^3 x + dx = x \quad (3.4)$$

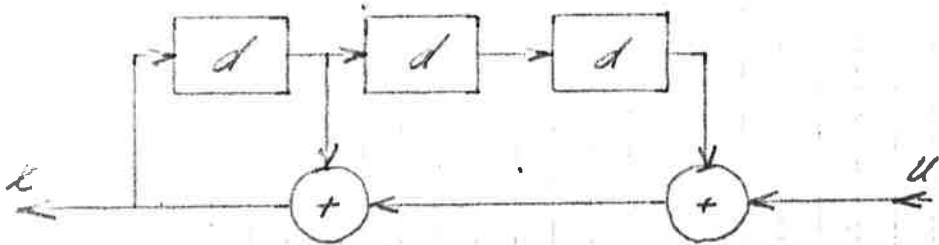


Fig 3.2

$$u=0 \text{ ger } x = dx + d^3x = (d+d^3)x \quad (3.5)$$

Kälet kan sädes generera en maximumlängd-nollsekvens då insignalen är 0.

Polynomiet $1+d+d^3$ som bestämmer nollsekvensen kallas jillets karakteristiska polynom.

Allmänt gäller för ett binärt, lineärt, återkopplat skiftnett, att dess karakteristiska polynom måste vara primitivt modulo 2 för att jillet skall ge en maximumlängdnollsekvens. Detta innebär:

- polynomiet ger ej att faktorisera.
- polynomiet (av grad n) är ej en faktor av d^k+1 för något $k < 2^n-1$.

Tabeller över primitiva polynom upp till grad 30 finns i referens 9.

Vi ser således att vi med hjälp av ett återkopplat skiftnett kan generera den signal vi önskar.

Såligt vad som tidigare konstaterats kan denna metod användas för att undersöka system med

bestämd bredd. För att avgöra hur denna bredd bestäms bestäms registrets längd och hur systemets övre gränzfrekvens bestäms den klockfrekvens som skiftar registret skall registrets spektrala egenskaper undersökas.

3.2 Pseudoternära sekvensers spektrum.

Autokorrelationsfunktionen för en maximumlängdsekvens har enligt referens 7 följande utseende:

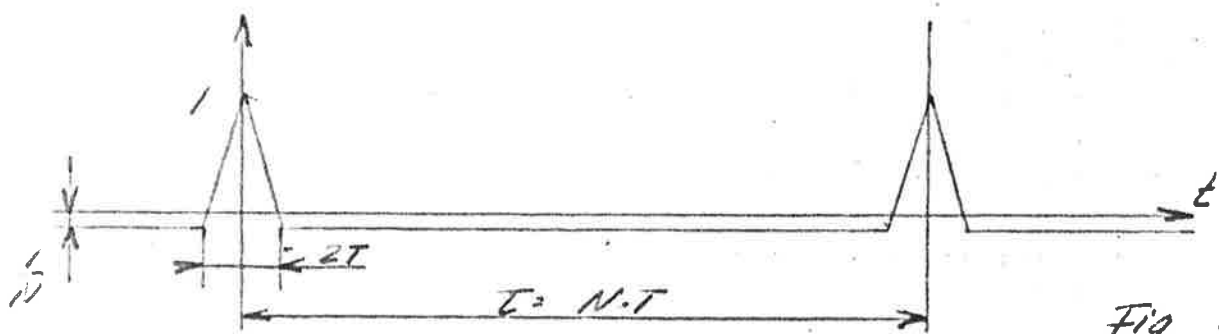


Fig 3.3

$$\left. \begin{aligned} R_{xx}(t) &= 1 - \frac{N+1}{N} \left| \frac{t}{T} \right| & |t| < T \\ R_{xx}(t) &= -\frac{1}{N} & T < |t| < (N-1)T \end{aligned} \right\} (3.6)$$

Låt skiftregistret ha längden n bitar och låt synkroniseringsklockan ha frekvensen f pulser/sek.

Sevens längd blir då $N = 2^n - 1$ och tiden mellan skiftpulserna $T = \frac{1}{f}$.

Tiden mellan pulserna i autokorrelationsfunktionen $T = \frac{N}{f} = N \cdot T$

Vid undersökningen av autokorrelationsfunktionens
 reella egenskaper gör vi följande approximation
 för att underlätta räkningarna: N är stort.
 Approximationen medför att autokorrelations-
 funktionen får följande utseende:

$$\left. \begin{aligned} R_{xx}(t) &= 1 - \frac{|t|}{T} & |t| < T \\ R_{xx}(t) &= 0 & T < |t| < (N-1)T \end{aligned} \right\} (3.7)$$

Approximationen innebär att vi i spektrum har
 förlorat en komponent med frekvensen 0. Eftersom
 autokorrelationsfunktionens medelvärde är 0 ska
 denna komponent ej finnas med varför vi, då
 vi har bestämt spektrum för den approximerade
 signalen, genom att ta bort denna komponent,
 får det riktiga spektrum.

Den approximerade funktionens spektrum.
 Eftersom funktionen är periodisk kan den
 utvecklas i Fourierrekkor.

$$R'_{xx}(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \quad (3.8)$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R'_{xx}(t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R'_{xx}(t) \cos n\omega_0 t dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R'_{xx}(t) \sin n\omega_0 t dt$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$$

Eftersom funktionen är symmetrisk får vi endast cosinustermen och en konstant term.

$$a_0 = \frac{2}{NT} \int_{-T}^T \left(1 - \left|\frac{t}{T}\right|\right) dt = \frac{2}{N}$$

$$a_n = \frac{2}{NT} \int_{-T}^T \left(1 - \left|\frac{t}{T}\right|\right) \cos n\omega_0 t dt =$$

$$= \frac{2}{NT} \left[\int_{-T}^0 \left(1 + \frac{t}{T}\right) \cos n\omega_0 t dt + \int_0^T \left(1 - \frac{t}{T}\right) \cos n\omega_0 t dt \right] =$$

$$= \frac{2}{NT} \left[\int_{-T}^T \cos n\omega_0 t dt - \frac{2}{T} \int_0^T t \cos n\omega_0 t dt \right] =$$

$$= \frac{2}{NT} \left[\frac{\sin n\omega_0 t}{n\omega_0} \right]_{-T}^T - \frac{4}{NT^2} \left[t \frac{\sin n\omega_0 t}{n\omega_0} \right]_0^T - \int_0^T \frac{\sin n\omega_0 t}{n\omega_0} dt$$

$$= \frac{4}{NT} \frac{\sin n\omega_0 T}{n\omega_0} - \frac{4}{NT^2} T \frac{\sin n\omega_0 T}{n\omega_0} - \frac{4}{NT^2} \left[\frac{\cos n\omega_0 t}{n^2\omega_0^2} \right]_0^T =$$

$$= -\frac{4}{NT^2} \frac{\cos n\omega_0 T}{n^2\omega_0^2} + \frac{4}{NT^2 n^2\omega_0^2} = \frac{2}{NT} \cdot \frac{2}{T(n\omega_0)^2} (1 - \cos n\omega_0 T) \quad (3.9)$$

~~Skilj ut alla termer i (3.9)~~

~~och skriv ut dem i (3.9)~~

Vi ser att spektrum består av linjer på avståndet $\omega_0 = \frac{2\pi}{NT}$ från varandra och med amplituden lika med a_n , där n anger linjens ordningsnummer.

Rxx:s spektrum får vi genom att beräknat varje linje med ordningsnummer 0.

Autokorrelationsfunktionens spektrum visas i figur 3.4.

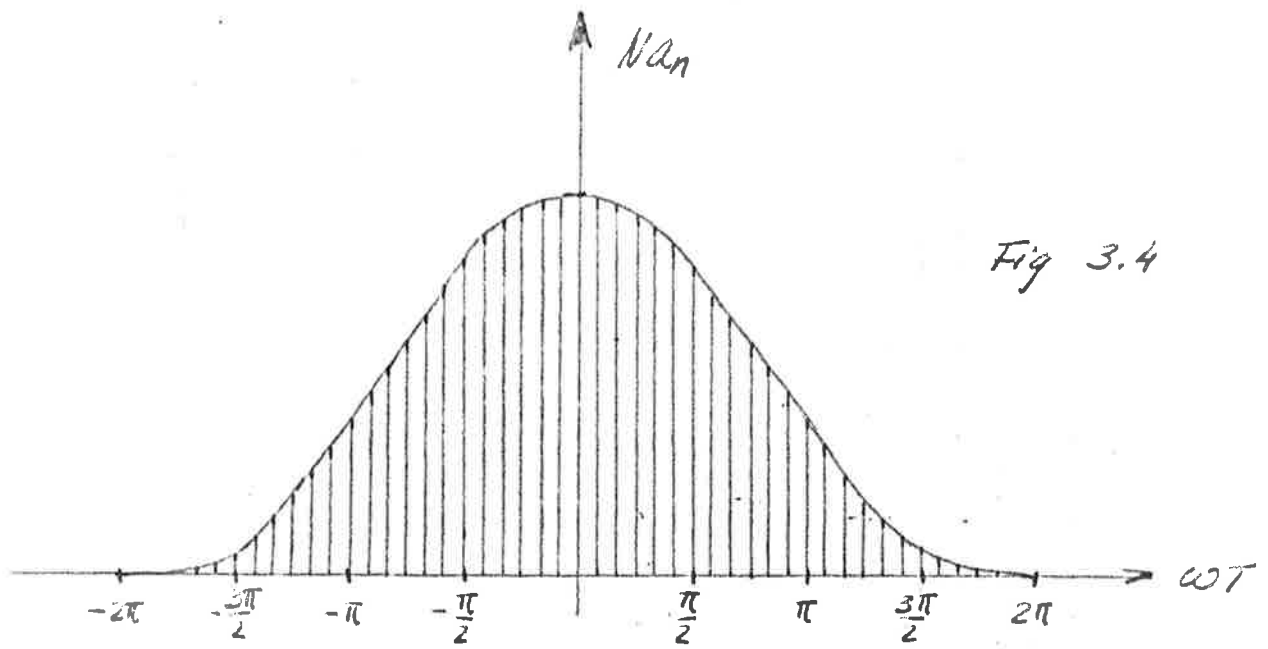


Fig 3.4

I området $0 < \omega T < 2\pi$ består spektrum av N ekvidistanta linjer.

Vi ser ur figuren att för $\omega T = \frac{\pi}{2}$ har intensiteten sjunkit till ca 80 % av sitt maximumvärde.

Om vi låter detta värde beteckna spektrumets övre gränshöjden får vi denna till $f_1 = \frac{1}{4}$.

Om vi undersöker ett system med övre gränshöjden f_0 skall vi således välja sändningsklockfrekvensen $f = 4f_0$.

Avståndet mellan linjerna ω_0 bestäms av sändarens periodtid.

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{NT} = \frac{2\pi f}{N}$$

Den första linjen i spektrum får vi således vid frekvensen $f_0 = \frac{f}{N}$. Detta innebär att frekvenslöslighet hos det testade systemet för frekvenser under f_0 ej kan undersökas. Autokorrelationsfunktionens spektrum har alltså även en

under frekvensgräns. Vi gör följande definition:
Övre gränshurvaen $f_2 = 2f_0 = \frac{2f}{N}$.

Förhållandet mellan övre och under gränshurvaen
är således $\frac{N}{2}$.

Vi kan således bestämma viktfunktionen för
ett system med frekvensupplösningen "log $\frac{N}{2}$ "
åtkänt.

För en frekvensupplösning på 1 dekad förbrukas
ett register med längden 5 bitar, för 2 dekader
förbrukas längden 8 bitar och för 3 dekader förbrukas
11 bitars längd.

Fördelen med ett långt register är således
god upplösning, nackdelen är lång underöve-
ringstid.

I tabell 1 redovisas ~~beräkningarna~~ ^{beräkningss-}
tiden då viktfunktionen beräknas i samtliga
möjliga punkter, des N stycken.

f_0 Hz	f Hz	1 dekad	2 dekader	3 dekader
100	400	2,4 sek	2,7 min	2,9 tim
10	40	24 sek	27 min	29 tim
1	4	4 min	4,5 tim	12 dygn

Tabell 1.

För att få den ~~totala~~ totala undersökningstiden
 skall ett tillägg göras motsvarande tiden
 för vare administration i undersökningsskapparna
 Detta tillägg är för upplösningen 1 dekad 32 To,
 för 2 dekader 256 To och för 3 dekader 2048 To,
 där To är en tidseinheit som dels beror på
 klockfrekvensen, dels på i apparaten ingående
 komponenter. Storleken av To kommer att
 diskuteras i samband med apparatens skapande.
 Tillägget blir, då vi har kort beräkningstid, av
 väsentlig betydelse och blir, då vi har lång
 beräkningstid, försumbart.

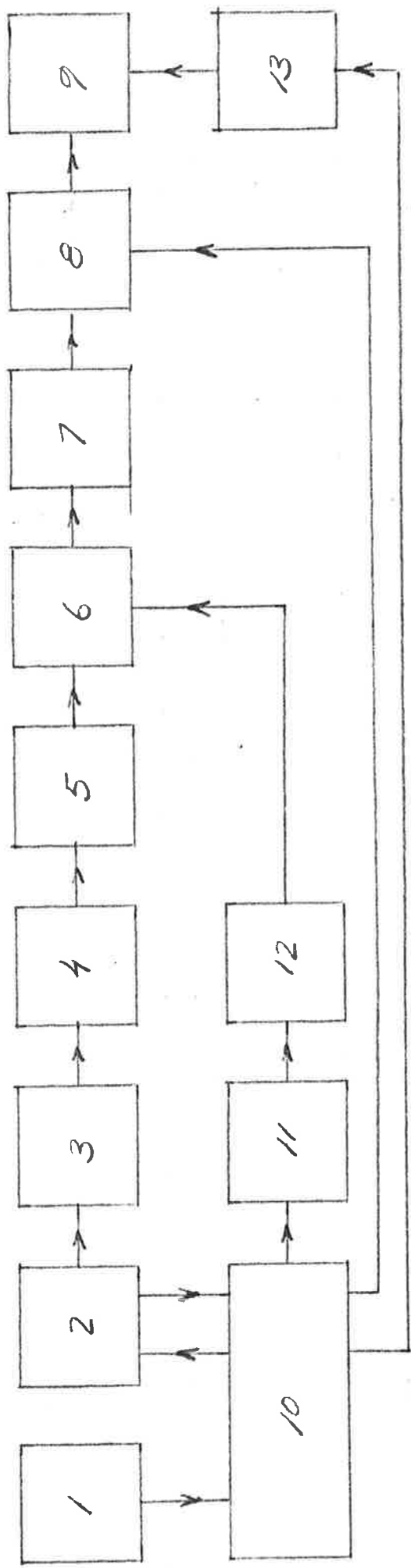


Fig 4.1

1. Pulsgenerator
2. Skiftregister
3. Anpassningskrets
4. System under test
5. Anpassningskrets
6. Multiplikator
7. Anpassningskrets
8. Interpretator. Samplings- och hållkrets
9. xy-skriver
10. Skynhet
11. Skiftregister
12. Anpassningskrets
13. Tidssrep.

4.2. De olika blockens funktion.

Block 1. Pulsgenerators.

Pulsgenerators uppgift är att generera mjukmiseringsklockpulser till apparaten. Dessas huvudsakliga uppgift är att skifta skiftregistren. Pulsfrekvensen bestäms därpå, som visats i kap 3.2, av det undersökta systemets övre gränshetsvärde. ~~Ullt tillstånd~~
 Pulsgenerators skall därpå konstrueras så att frekvensen kan varieras. Lämpliga frekvenser framgår av tabell 2.

System övre gränshetsvärde	Pulsfrekvens
100 (Hz)	400 (Hz)
30	120
10	40
3	12
1	4
0,3	1,2

Tabell 2

Öftersom de system som skall undersökas är relativt långsamma och ej borde ha gränshetsvärden över 100 Hz är högre frekvenser än 400 Hz ej aktuella.

Block 2 och 11. Återkopplade skifregister för generering av maximumlängdnotiser.

Register 2 genererar ingångssignaler till systemet i biter. Register 11 genererar samtidigt de inkompta notiserna som jäms för korrektionen. När jämförelsen är ordnad bekrävs i samband med funktionstestningen av skifregisteren.

Apparaten skall utformas så att man kan studera ett system, med en upplösning på 1 eller alternativt 2 dekader. En undersökning med en frekvensupplösning på 1 dekad ger en ~~gott~~ uppfattning om systemets ^{egenskaper}, samtidigt som man får kort undersökningstid. Vid noggrannare undersökning ~~skall man använda sig av~~ ^{för man} användas med en upplösning på 2 dekader. Samtidigt får man emellertid en avsevärt längre undersökningstid. Att studera systemet med större upplösning skulle ta mycket lång tid, åtminstone i de fall vi har att göra med långsamma system, och det vinst vi skulle göra i information om systemet motiveras inte en så omfattande undersökning.

Såväl undersökningen i kap 3.2 skall vi få att få en upplösning på 1 resp. 2 dekader vilja skifregistrets längd till 5 resp 8 biter.

För att få en billig och enkel omkoppling är det mest värt att man kan förvandla 8-bitars-registret till ett 5-bitars-register. Detta kan åstadkommas genom att koppla bort 3 bitar. Detta kan åstadkommas genom att 8-bitars-registret återkopplas med det karakteristiska polynomet $d^0 = d^2 + d^5 + d^6 + d^8$ som enligt referens 9 är primitivt. Då de tre sista bitarna kopplas bort får vi ett 5-bitars register som är återkopplat med polynomet $d^0 = d^2 + d^5$. Även detta polynom är primitivt och för även 5-bitars-registret genererar en maximumlängdskedans.

På register 2 ställer vi dessutom kravet att det, då det genomsläppta hela skeden, ges en signal ut på en särskild utgång.

Block 10 Styrenhet

Styrenhetens uppgift är att styra apparatens verksamhet. Vid start skall den låta samtliga block anta utgångsläget. Under undersökningens gång skall den, då viktfunktionens värde i en punkt är beräknad, ^{läsa} registrera detta och ge order om undersökning av nästa punkt.

För att kunna fullgöra sin uppgift skall styrenheten ha följande funktion:

A. Vid start skall klockpulvorna till skiffregistren spöras under en kort tid. Under denna tid skall:

1. Båda skiffregistren nollställas.
2. Integratorn och tillräppet nollställas.
3. Sampelpulven inhiberas.

B. Då register 2 genomlöpt hela sekvensen ges det en signal till styrenheten. Styrenheten skall då utföra följande:

1. En klockpuls till register 11 inhiberas. Denna klockpuls skall stega fram register 2 ett steg. Genom detta arrangemang förblir register 11 i jämhållande till register 2 en tidpunkt för varje helt genomlöst sekvens. Samtidigt skall samplings- och hållkretsen lösas av integratorn.
2. Därefter skall klockpulvorna till båda

släppregistern öppnas under den tid som tillåts för nedstämning av integratorm. Då integratorm är nedställd släpps åter pulsen från till båda registren.

Block 6. Analog multiplikator.

Multiplikatorm skall med hjälp multiplicera signalen ut från systemet med den periodiska signal som genereras av register 11.

Block 8. Integrator och samplings- och hållrets.

Integratorms uppgift är att integrera resultatet från multiplikatorm. Då integratorm får en nedstämningssignal skall den nedställas.

Samplingskretsen skall läsa av integratorm då den får en samplingsignal. Hållkretsen skall registrera det senaste värdet.

Block 9. xy-skrivare.

På xy-skrivaren skall resultatet av undersökningen registreras.

Block 13. Tillsynsrapport.

Skiljestrifheten skall vara sådan att svärets slutpunkt efter varje undersökning är densamma, oberoende av skiffregistrets längd och klokfrekvensen. Sväret skall nedsläpas då det får en nöretättningsgrad från skiljestrifheten.

Block 3, 5, 7 och 12. Anpassningskretsar.

Anpassningskretsarnas uppgift är att anpassa signalnivåerna mellan de olika blocken och mellan apparaten och systemet som undersöker.

För att kunna säga något om dessa kretsars uppgift måste därjämte först signalnivåerna inom de olika blocken bestämmas.

Om systemet som skall undersökas ej är specificerat görs följande godtyckliga val: Insignalen till systemet skall ha nivåer ± 10 V. $+10$ V skall representera en etta och -10 V skall representera en nolla.

Om skiljestrifheten och skiffregistret innehåller integrerade kretsar som arbeta med signalnivåerna 3V och 0V måste blocken 1, 2, 10 och 11 arbeta med dessa signalnivåer. Den högre spänningen representerar en etta och den lägre en nolla.

Vilket signalnivå som den analoga multiplexeren
 arbetar med beror på konstruktionen av denna.
 För en konstruktion som bygger på MOS-Trans-
 istorer måste spänningen vara mindre än 0,2 V,
 Se referens . För block 6 bestäms vi därför
 följande signalnivåer: $\pm 0,1$ V.

Block 8, integratorn och samplings- och hållkretsen,
 kräver vi som basignalnivåer ha 1 V.

Följande anpassningar måste således göras:

Block 3 skall lägga signalen från skiftregistret 2
 symmetriskt kring 0 V och förstärka
 den till ± 10 V.

Block 5 skall sänka signalnivån från systemet
 till $\frac{1}{100}$.

Block 7 skall förstärka signalen 10 ggr. Detta
 kan göras i samband med integratorn.

Block 12 skall lägga signalen från skiftregistret
 11 symmetriskt kring 0 V och sänka
 den till $\pm 0,1$ V.

Kap 5. Projekterings av de olika blocken.

För att prova konstruktionen skall en modell av apparaten byggas upp med hjälp av analogmaskin och digitalbygglåda. Projekteringen avser i första hand denna ^{modell}. Då apparaten skall byggas tillkommer endast mindre modifieringar, beroende på de användbara komponenternas data, att bli nödvändiga. Dessutom tillkommer konstruktion av subgenerators och multiplikator. Vid konstruktionen jäms dessa fördela och tillgängliga på digitalbygglådan resp. analogmaskinen. Modellen projekteras för endast en klockförelösare. Synchronisering till flera klockförelösare är redan lätt att göra.

Block 1, 2, 10 och 11 skall byggas upp på digitalbygglådan, övriga på analogmaskinen.

Pulsgenerator.

Pulsgeneratorn på digitaltryckslådan utnyttjas.
Avståndet mellan pulserna vid produktions-
hastigheten sättes till 150 ms. Klodan skall således
arbeta med 6,7 Hz. Vi kan således undersöka
systemet ~~med~~ med den övre gränshastigheten
1,7 Hz.

Block 2 nr 11

Aterkopplade skiftheregister för generering av maximumlängdordskvenser. Se fig 5.1.

Med bytarna i de lägen, som visas i fig 5.1, är registret ett 8-bitars skiftheregister återkopplat med det karakteristiska polynomet $d^0 = d^2 + d^5 + d^6 + d^8$. Då bytarnas lägen ändras enligt pilarna får ett 5-bitars skiftheregister återkopplat med $d^0 = d^2 + d^5$.

Den del av registret, som är betecknad med A, skall endast ingå i register 2. Detta kombinatoriska nät ger signal ut endast då samtliga rippor står i läge 1, dvs en gång per genomsnittet sekvens. Denna signal utnyttjas i skedenheten för att starta ett fjärrinriktningsförlopp.

Registret skiftas genom klodsignaler som löpp in till samtliga rippor.

Registret nollställs genom att alla ripporna sätts på 1.

Följande beteckningar används:

- a. Utgång
- b. Inverterad utgång
- c. Utgång från det kombinatoriska nätet A

- d. Wechselwirkungen
- e. Notwendigkeit

0, 0

0, 1

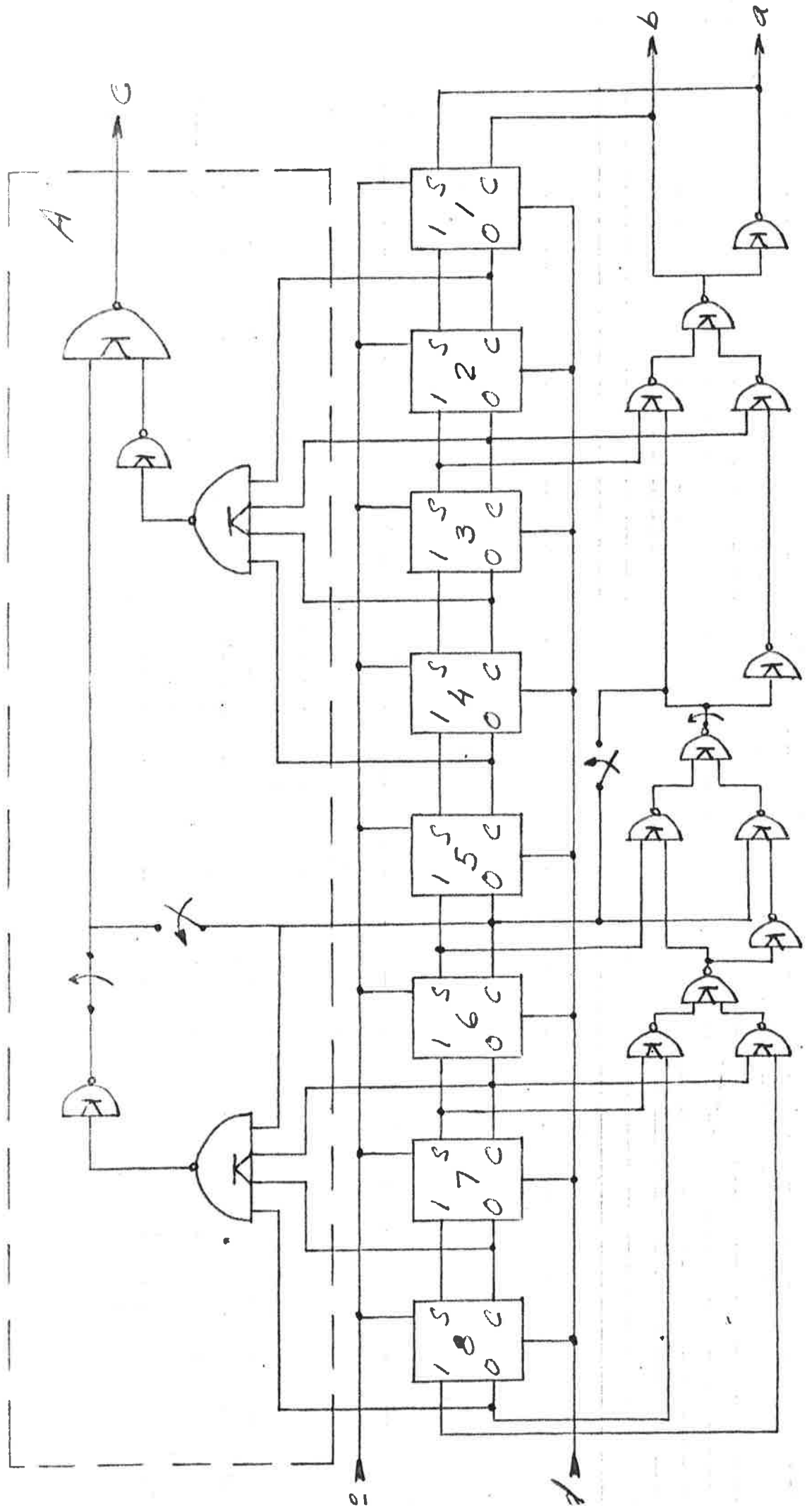


Fig 5.1

Block 10

Skrenket ~~ti set skiftpåskedagarna~~ Se fig 5.2.

Skrenketea fungerar på följande sätt (jämför de krav som ställs på den i kap 4):

1. Startförloppet.

Vid start sätts den bistabila rippan B1 i läge 1.

Grund G1 som spärrats av B1 öppnas därvid.

Sambtidigt frigges den monostabila rippan M^{III}

som ger en puls med längden 620 ms. Denna

puls har följande uppgifter:

1. Grund G1 stängs under startförloppet.

2. Skiftpistolen nollställs.

3. Svaret nollställs genom en positiv nollställ-
ningspuls på utgång h.

Sekundärt utföras följande:

Då skiftpistolen nollställs får vi en puls ut från

c-utgången på register 2. Denna puls friggar

de monostabila ripporna M^{IV} som ger en puls

med längden 200 ms och M^V som ger en puls

med längden 260 ms. ~~Den~~

M^{IV}'s puls, som är ~~en~~ kvävd för samplings-

reläet; skall under startförloppet stoppas. Detta

sker i grund G2.

Då M^V's puls är slut friggar den ripporna

M^{II}, M^{III} och M^{IV} ~~III~~ som nollställer inleddningen

Mv II:s puls är 1000 ms lång och dess uppgift är att skapa grundlåg under nedställningsförloppet. Mv E:s puls är 800 ms och den skall bli integratorns klockrelä, som stoppar integrationen under nedställningsförloppet. Mv III:s puls är 700 ms och det är denna puls som drar nedställningsreläet, och således nedställer integratorn. Signalerna under startförloppet är uppriktade i fig. 5.3.

2 Fördröjningsförloppet.

Da hela sekvensen genomläpts skall indikatoren läsas av och noteras. Om korrelationen skett med fördröjningen T , skall nästa punkt undersökas med fördröjningen $T+1$. Des register II skall fördröjas ytterligare ett steg i förhållande till register 2.

En att fullgöra dessa uppgifter fungerar schematiken på följande sätt:

Da hela sekvensen genomläpts får vi en signal ut från C-utgången på register 2.

Den här signalen trigger de monostabila ripporna $MV II$ och $MV I$

$MV IV$ ger en puls ut på utgång F med längden 200 ms. Den här puls aktiverar compteren som läses av indikatoren.

$MV I$ ger en puls med längden 260 ms. Den här puls har två uppgifter. Den startar den grund 63 på en klochpuls. Genom detta anpassning fördröjs register II ytterligare ett steg i förhållande till register 2. Den startar den notstältningsförloppet 60 ms efter det samplingsförloppet är avslutat. Detta sker genom att den trigger ripporna $MV E$, $MV II$ och $MV VI$. Notstältningsförloppet är kopplat i samband med startförloppet.

Da hela programmet är genomgått börjar

Signalerna under fördjupningsfölloppet är upp-
rikade i fig 5.4

3. Diskussion av tiden för start- och fördjupnings-
~~förloppet~~ följloppen.

I samband med diskussionen av undersök-
ningstiden nämndes att vi får ett tidstillägg
för våra administration i undersökningsapparaterna.
Detta tidstillägg motsvarar tiden för start-
och fördjupningsfölloppen. Eftersom fördjupnings-
fölloppet upprepas en gång per genomlöst
rekord blir antalet fördjupningsföllopp lika med
antalet möjliga fördjupningar vid en fullständig
undersökning. Om startfölloppet tar tiden T_1 , och
fördjupningsfölloppet tiden T_0 så blir alltså tillägget
vid upplösningen i dekad $31 T_0 + T_1 = 32 T_0$, vid
2 dekader $255 T_0 + T_1 = 256 T_0$ och vid 3 dekader
 $2047 T_0 + T_1 = 2048 T_0$, eftersom $T_1 = T_0$.

Tiden T_0 kan uppdelas i ~~2~~ delar fördjupnings-
tiden, som bestäms av klochpulsvärdet, delar
redställtningstiden, som bestäms av redställt-
ningsretäets egenskaper och av interpretorns
tidskonstant. Fördjupningstiden är approximativt
lika med avståndet mellan klochpulserna. I
detta fall 260 ms, dvs ¹¹⁰~~260~~ ms längre än puls-
avståndet, för att säkert inhibera en puls, och
för att få en marginal mellan samplingsen, som

ca 200 ms och nedställningen. I detta sammanhang skall påpekas att samplingsrelat T_s vara snabbt och hållretens bildskrivart relaterat till, så att samplingsen hinna äga rum under här-
 för avsedd tid. Vid provkonstruktionen användes ett relä med drifttiden 0,5 ms och fullslutet 0,2 ms. Minimal tid för sampling var i strömbildningen 1 ms.

För nedställningen användes i analogmaskinen betydliga reläer, som var relativt långsamma. Eftersom bildskrivart var av storleksordningen 1 sek. tog nedställningen 1 sek.

Totala pådrifningstiden vid provkonstruktionen blev således $T_0 = 1,26$ sek.

På samma sätt ges $T_1 = 1,26$ sek.

Se fig 5.3 och 5.4.

Följande beteckningar användes:

- f. Samplingsignaler
- g. Signal till integratorns hållrelä.
- h. Nedställningssignal till avspet
- k. Signal till integratorns nedställningsrelä.
- a₁. Signal till system under test.
- a₂. Signal till multiplikatorn.

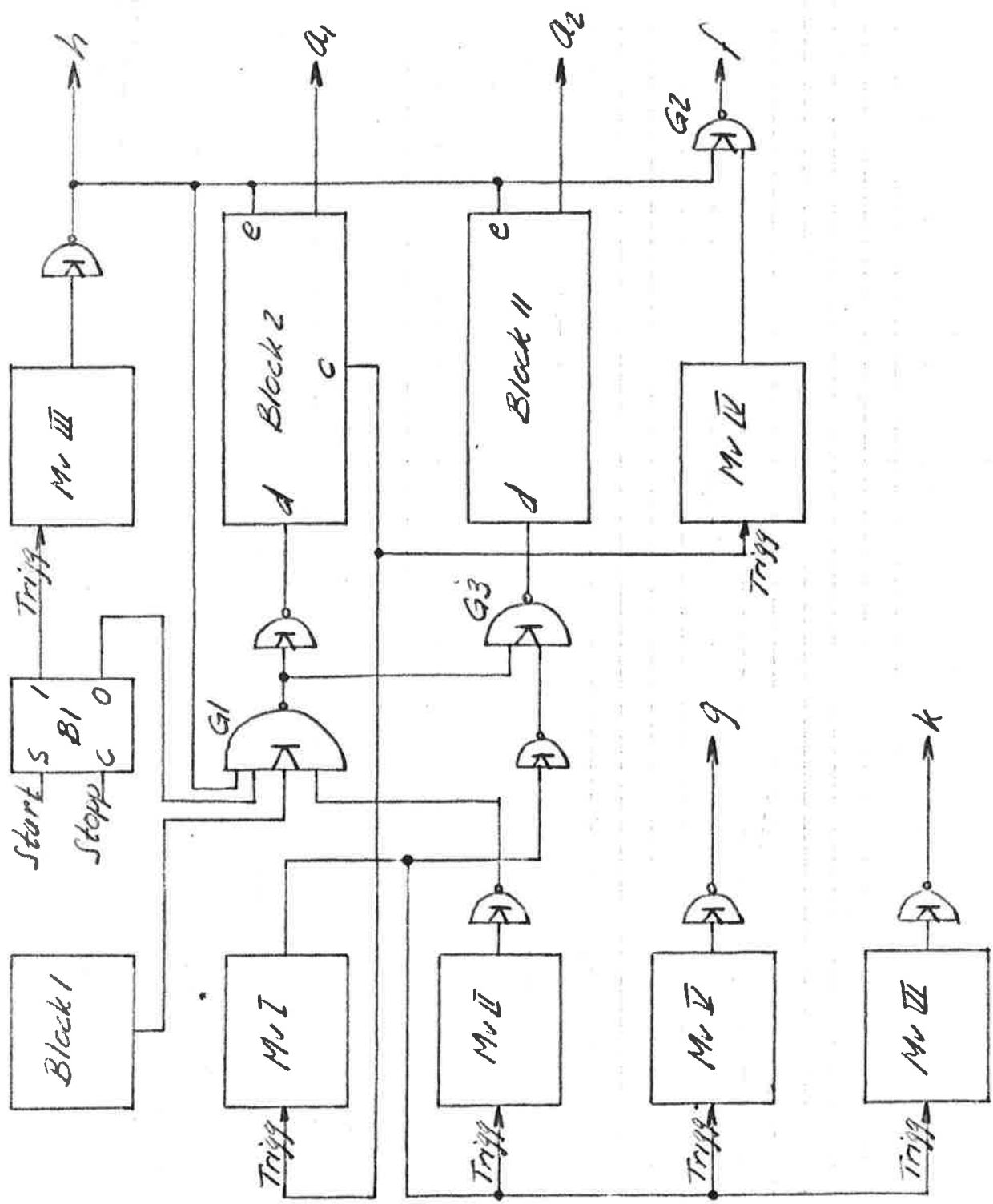


Fig 5.2

Fig 5.3 Signalema under startfiloppet.

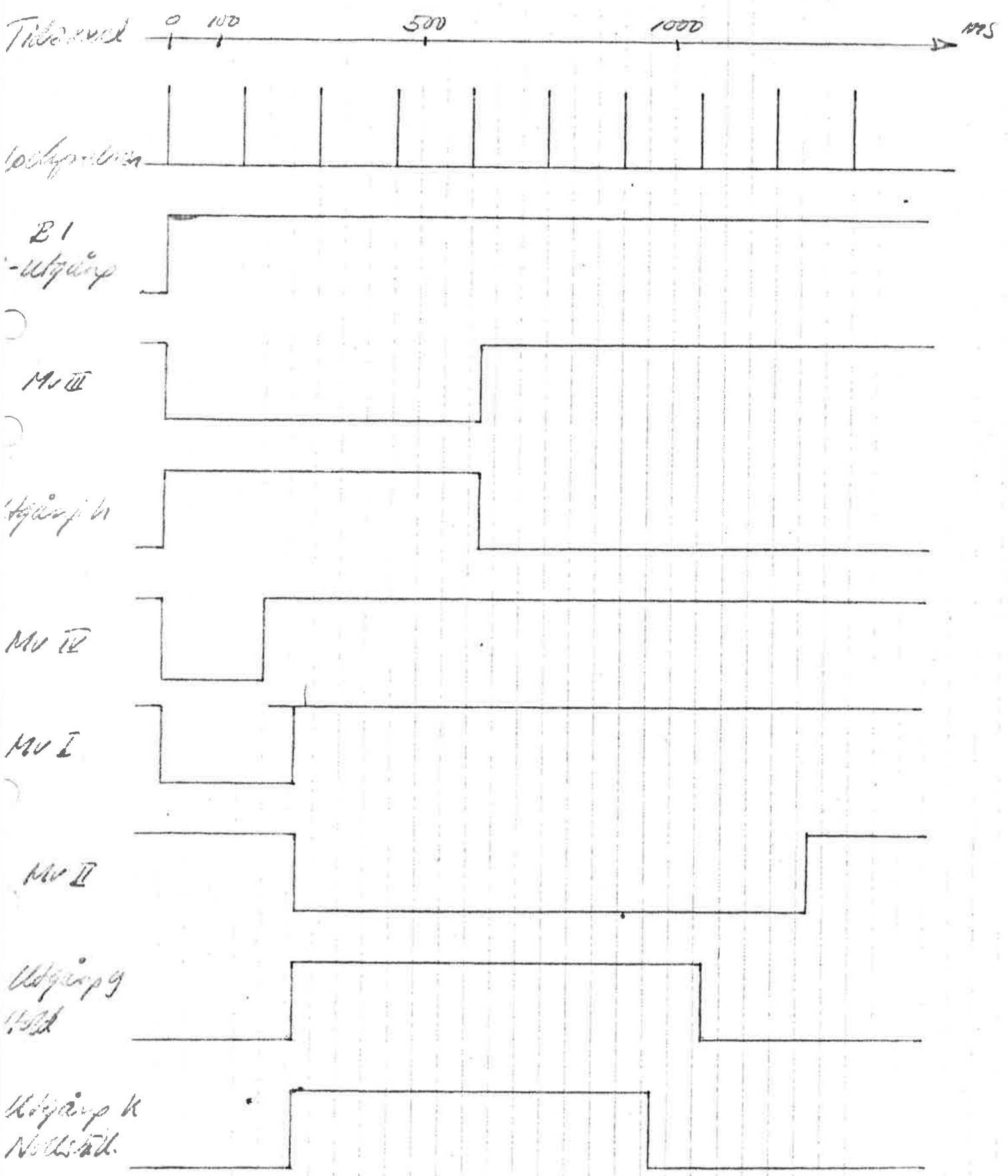
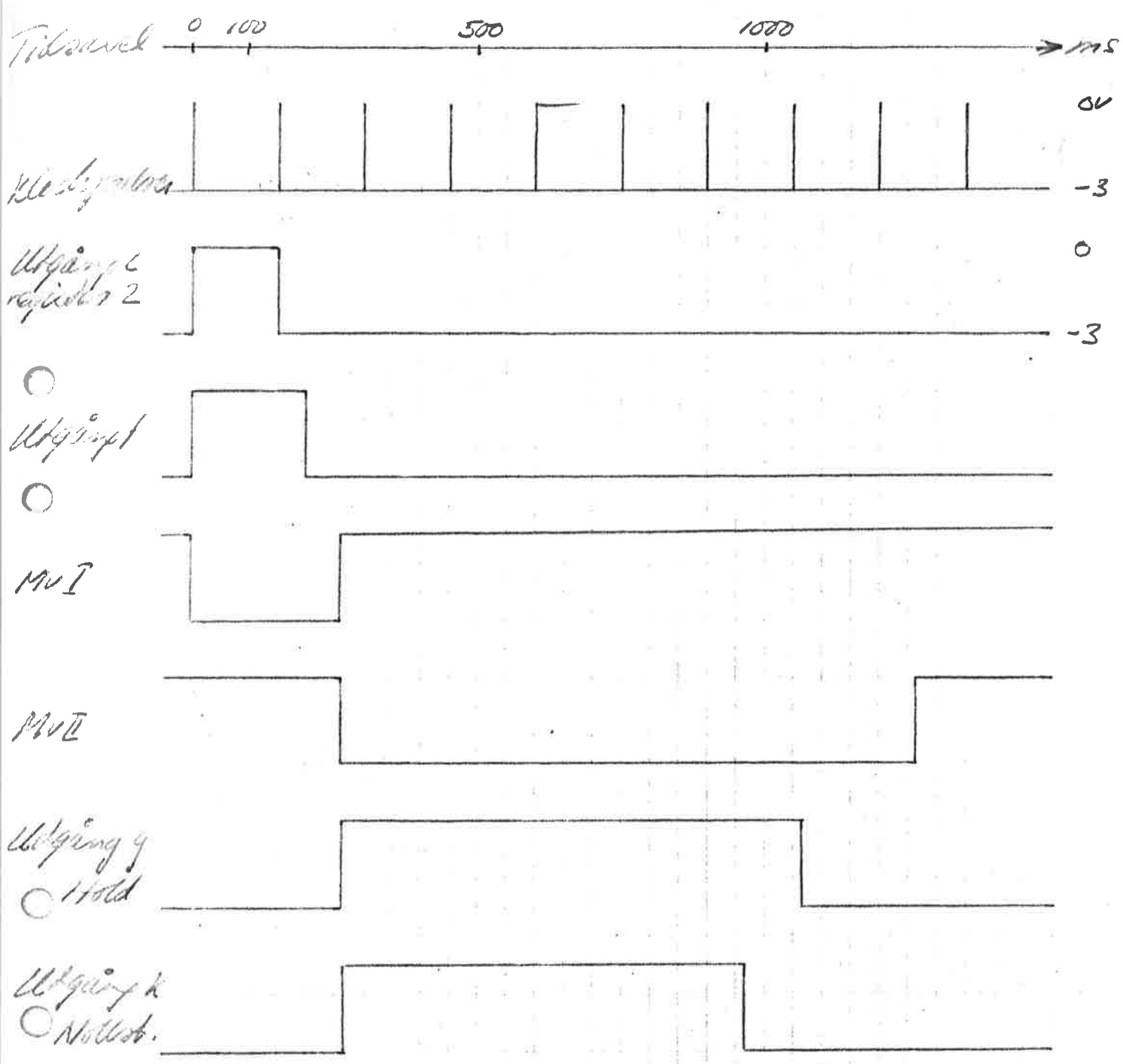


Fig 54 Signalerna under föräringstidlaget.



Block 6

Analog multiplikator

Vid produktstruktionen skall en elektronisk kvadrant square multiplikator på analogi-maskinen utnyttjas.

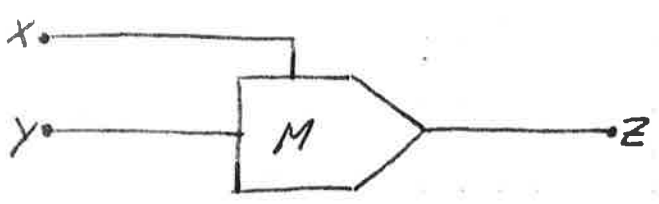


Fig 5.5

$$z = \frac{xy}{ref} = \frac{xy}{100}$$

Block 8

Integrator. Samplings- och hållkrets.

Uppbyggnad på analogi-maskinen:

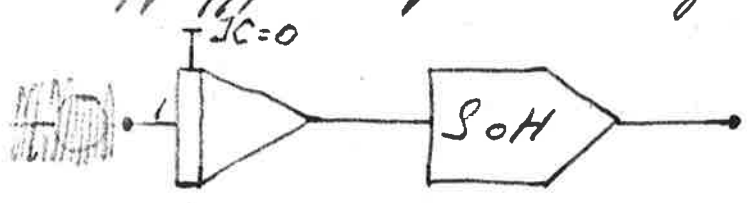


Fig 5.6

Integratorns nollställning skall styras av styrenheten. För att se hur detta skall ske skall vi se närmare på integratorns uppbyggnad, se fig 5.7.

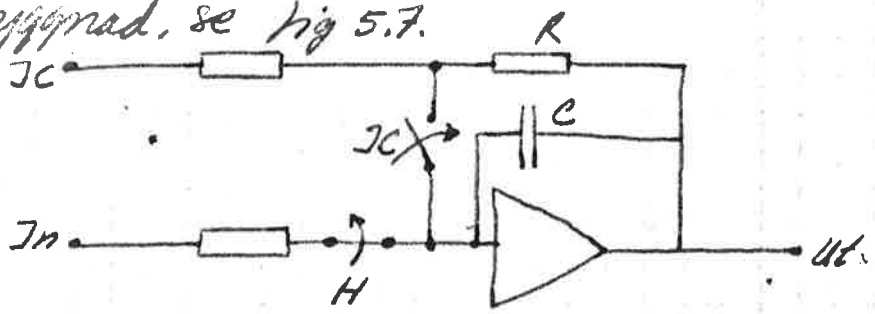


Fig 5.7

Resetställningen sker genom att holdreläet H, som
 styr bort insignalen, duss, och genom att
 resetställningsreläet Jc lägger in resetställnings-
 spänningen Jc. Jc-reläet skall vara draget
 så länge ett kondensatorn C hinna ladda ut
 sig. Utladdningstiden bestäms av hållmotståndet
 Rc, som är 1 sek. 700 ms visade sig vara
 tillräckligt. Holdreläet bör vara aktiverat något
 längre än Jc-reläet för att förhindra transienta
 störningar. Vi läter det vara draget 800 ms.

Reläerna, som är inbyggda i analogmaskinen,
 har följande egenskaper:

Resistans 5,5 kΩ. Dragtid 40 ms.

Falltid 130 ms. Dragspänningen skall ha ett
 utloende enligt fig 5.8

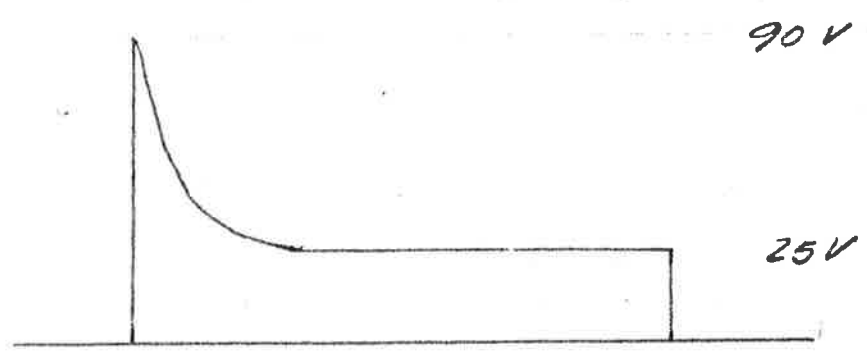


Fig 5.8.

H- och Jc-reläerna skall styras av pulser
 från utgångarna g resp. k på styrkretsen.
 För att få rätt form, ~~alla~~ ^{alla nivåer} strökar på
 pulserna användes en uppbyggning på
 analogmaskinen enligt fig 5.9

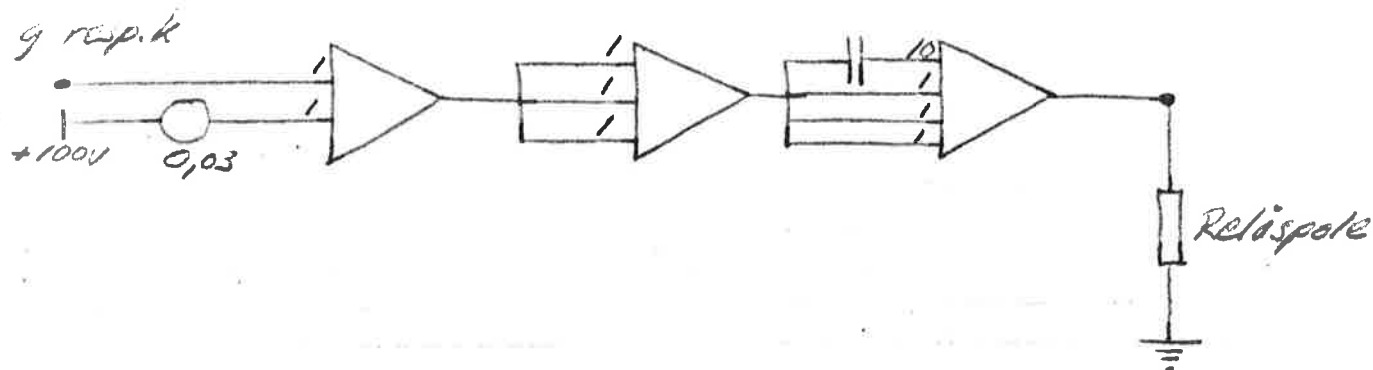


Fig 5.9.

Första förstärkarens uppgift är att ändra signalens nivå så att den normala utspänningen blir 0 V. Övriga förstärkare förstärker pulsen. Kondensatorn ingår i en återkopplingslänk som ger den höga spänningen i pulsens början. Reläspolen finns tillgänglig på inkopplingspanelen på analoqimaskinens panel.

Uppbyggnaden av I-OH-kretsen framgår av fig 5.10.

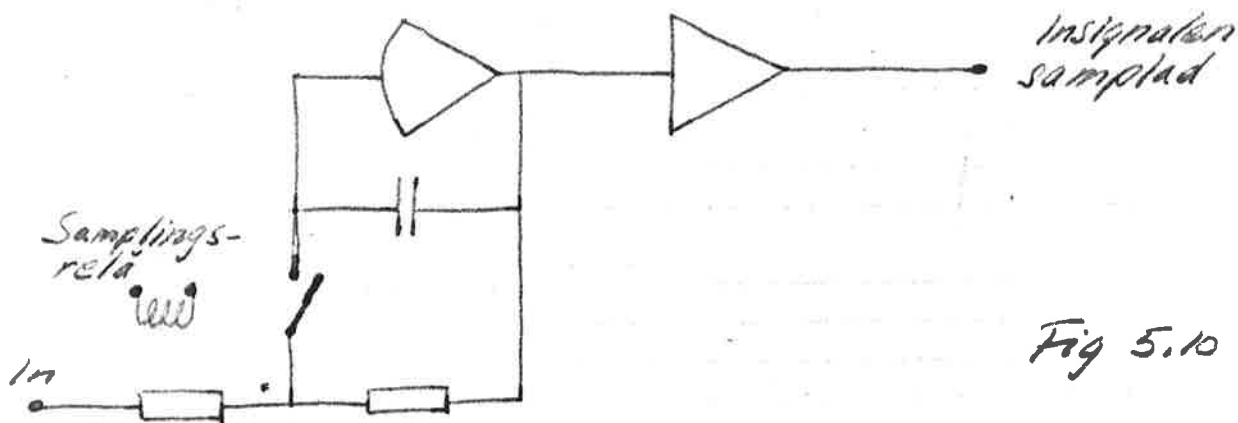


Fig 5.10

Samplaren skall sampla då det kommer en puls från utgång f på skruvsketen.

Samplingsreläets egenskaper: Resistans 1 kΩ.

Dragspänning 15V. Dragtid 0,4-0,6 ms. Falltid 0,2ms.

För att få rätt strökt och nivå på pulsen användes ~~förstärkaren~~ en upphoppkrets på analogi-maskinen sål. fig 5.11. Ytterst förstärkaren inte får belastas med mindre än 4 kΩ kopplas ett 4 kΩ-s motstånd i serie med reläspolen.

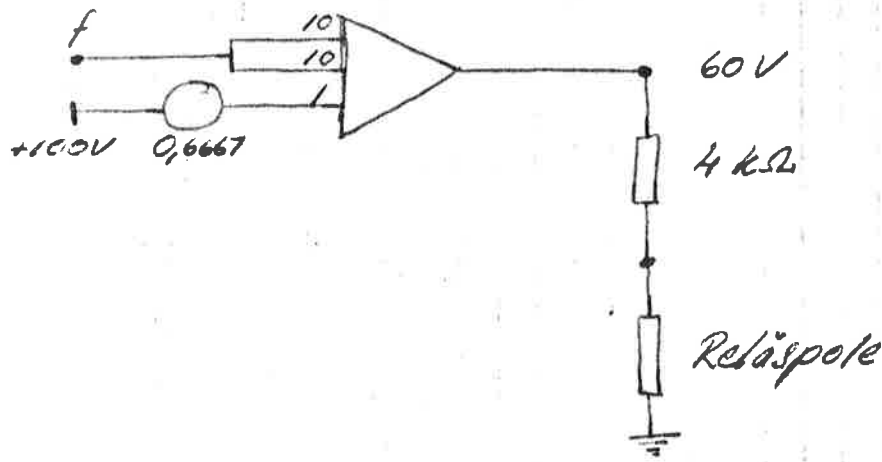


Fig 5.11.

Samplingspulserns längd är 200 ms.

Integrator för generering av tidsoverens till ny-skivaren

ett enkelt sätt att få exaktare punkter, oberoende av klockfrekvensen, är att låta integratorn stega sig fram lika mycket efter varje sampling. Detta kan åstadkommas genom att låta den puls som driver nollställningsreläet samtidigt vara ingångssignal till övergeneratoren. Vid konstruktionen visade sig denna metod emellertid vara svår att utnyttja p.g.a. ~~ett~~ ^{en} relativt kraftig drift i integratorn orsakad av att nollställningsspänningen var svår att hålla exakt nog mellan pulserna.

I stället användes en konstant spänning som ingångssignal till integratorn. Vid konstruktionen nollställdes svaret iakt av styreaktoren utan genom det naturliga nollställningen på analogmaskinen. Se fig 5.12

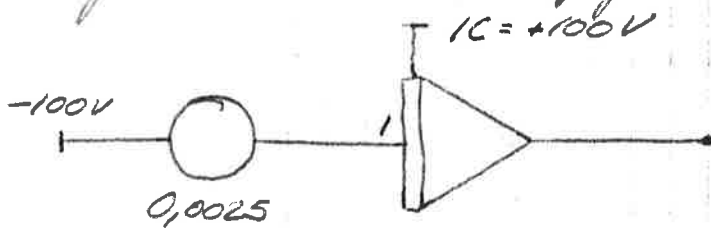


Fig 5.12.

Genom att ge integratorn begynnelsevärdet -100V kan svaret fördubblas.

Block 3, 5, 7 och 12

Anpassningskretsar.

I samband med provningen av komponenterna med hjälp av analogmätmaskin och digitaltryckläsa skall något annorlunda signalnivåer, än de som föreskrivs i kap 4, användas, p.g.a. de ingående komponenternas egenskaper.

Följande signalnivåer användes:

Block	1	2	10	11	Digitalnivåer:	0 V	-3V
	4					$\pm 50 V$	
	6					$\pm 50 V$	
	8						12,5 V

För Anpassningskretsarna med följande detta:

- Block 3 Funktion enl. kap 4 med undantag för att signalen skall förstärkas till $\pm 50V$
- 5 Utgåva
- 7 ~~7~~ Produkten delas i multiplikatorn med 10 varför Anpassningskretsen skall halvera signalen.
- 12 $\pm 50 V$ istället för $\pm 0,1 V$.

Block 3 och 12 blir identiska. Se fig 5.13.

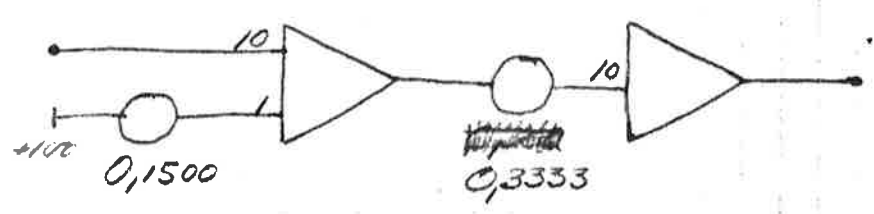


Fig 5.13

Block 7 består endast av en potentiometer
inställd på 0,5000.

Den sammansättning av vad som skall byggas
upp på analogmaskinen visas i fig 5.14.

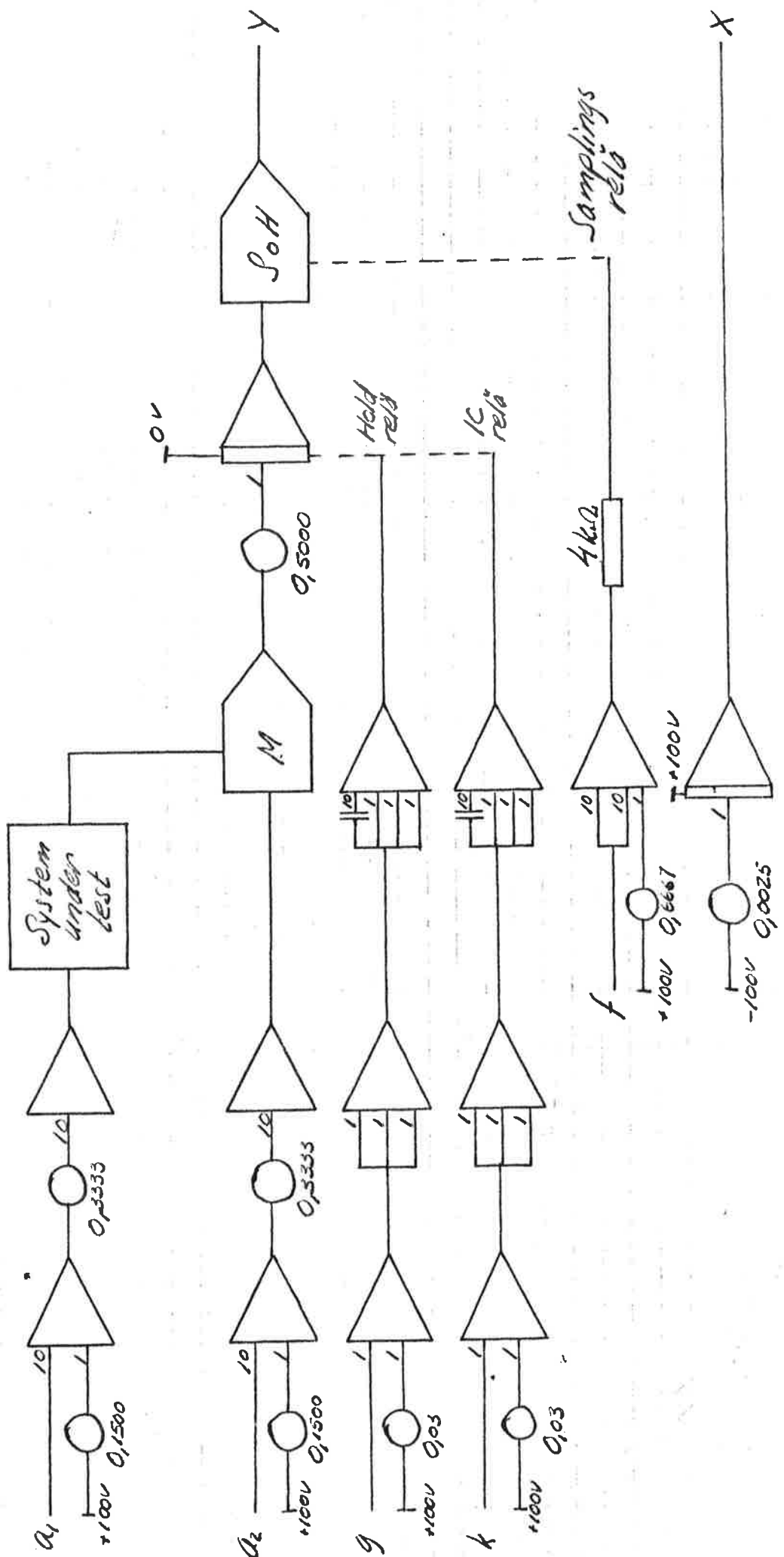



Fig 5.14

Kap 6. Provering

Efter uppbyggnad av apparaten på analogmaskin och digitalbygglåda enligt kopplingschema i Kap 5 provas konstruktionen genom att låta apparaten analysera några kända system.

För proveringen  utvaldes följande system som kopplades upp på analogmaskinen:

1. $G_1(s) = \frac{1}{1+s}$ med viktfunktionen $h_1(t) = e^{-t}$
Uppkopplas enligt fig 6.1.

2. $G_2(s) = \frac{1}{s(1+s)}$ med viktfunktionen $h_2(t) = 1 - e^{-t}$
Uppkopplas enligt fig 6.2.

3. $G_3(s) = \frac{1}{(s+1)^2}$ med viktfunktionen $h_3(t) = t \cdot e^{-t}$
Uppkopplas enligt fig 6.3.

4. $G_4(s) = \frac{2}{4 + (s+0,3)^2}$ med viktfunktionen $h_4(t) = e^{-0,3t} \cdot \sin 2t$.
Uppkopplas enligt fig 6.4.

5. $G_5(s) = \frac{3}{9 + (s+0,6)^2}$ med viktfunktionen
 $h_5(t) = e^{-0,6t} \sin 3t$. Uppkopplas enligt
fig 6.5.

Proveringen skall utföras dels med användande av 8-bitars skiftregister, dels med användande av 5-bitars. För att lättare kunna analysera resultatet låter vi skrivaren penna endast sätta en punkt för varje sampling.

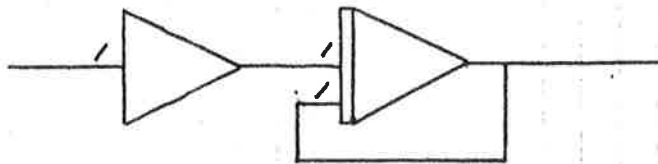


Fig 6.1

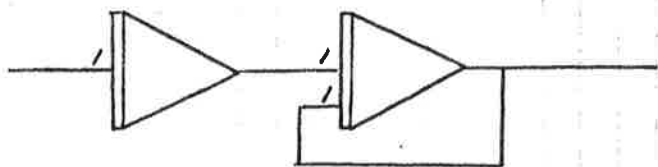


Fig 6.2

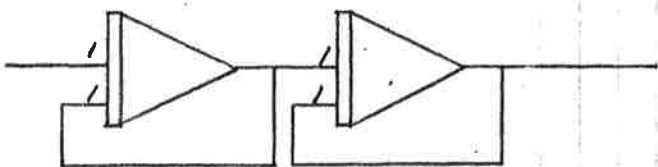


Fig 6.3

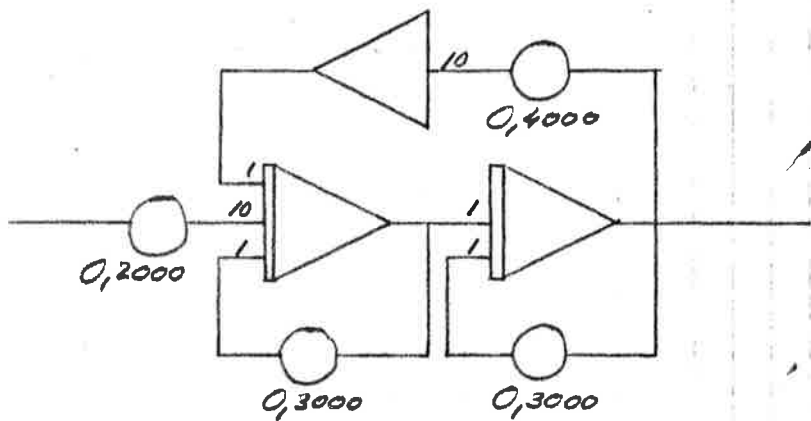


Fig 6.4

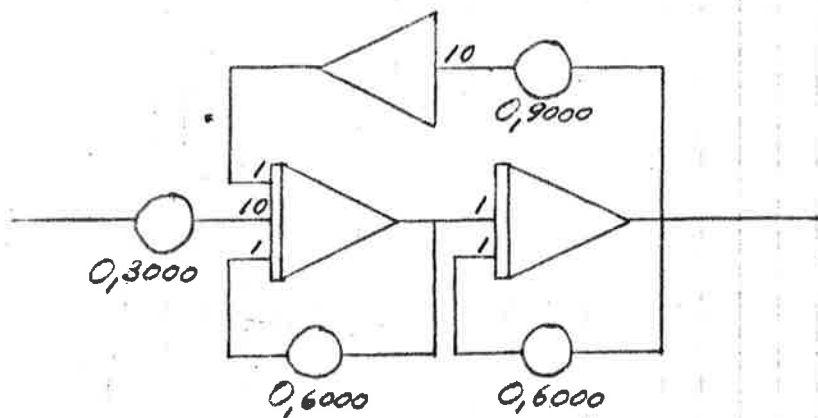


Fig 6.5

De första proven utfördes med 8-bitars skifregister. Resultaten av dessa avvek på ett karaktäristiskt sätt från vad vi väntat oss. Särskilt märkligt föreställde detta då system 2 undersöktes. I stället för att för strö t anta ett konstant värde blev viktfunktionen en ramp. Av detta kan vi dra slutsatsen att den första integratorn fick ett konstant bidrag för varje grannlöst ochvens. Det att vi har en bias. Denna beror på att integratorn ej har medelvärdet 0, vilket har flera orsaker:

1. Antalet ettor i insignalen = antalet nollor + 1.
2. Det är svårt att ställa in så att insignalen blir helt symmetrisk kring nollnivån.
3. Det största bidraget för biasen under fördröjningsförloppet, då insignalens värde är konstant under en längre tid. Detta värde är detsamma under varje fördröjningsförlopp och dess bidrag kompenseras ej av pseudostumpförloppet. Biasen för alltid ett positivt bidrag.

Problemet att eliminera biasen kan lösas på några olika sätt:

1. Genom att justera insignalens nollnivå så att insignalen får medelvärdet 0. Nollnivåjustering skulle emellertid införa ett fel i den beräknade viktfunktionen och är därför mindre lämplig.

- 10
2. Den tåmligaste metoden att eliminera biasen vid en praktisk konstruktion är att komprimera in den vid integrationen efter multiplikation. Detta sker genom att till integratorns insignal addera en konstant spänning. Injusteringen av denna spänning kan enkelt bli beaktlig.
 3. Vid undersökning av system, som simuleras på analogmaskin, har man ytterligare en möjlighet att eliminera biasen. Genom att nollställa alla integratorer i systemet efter varje genomsnitt sekvens försvinner den ackumulerade effekten fullständigt. Denna metod har utnyttjats vid provningen. Samma signaler som nollställer apparatens integratorer kan jätt nollställa det undersökta systemets integratorer.

Prov med 8-bitars skifregister.

Resultatet av undersökningen av de fem systemen återfinnes i diagram 1-5. Punkterna i diagrammen är de av apparaten beräknade värdena. Vid tolkning av resultaten uppställer sig två problem.

1. att fastlägga nollnivån.
2. att normera kurvan.

För att närmare studera det första problemet skall vi se på ekvation 2.2. där vi integrerar över en hel sekvens.

$$R_{xy}(T) = \int_0^T h(t) R_{xx}(T-t) dt. \tag{6.1}$$

Denna integral kan approximeras med summan

$$R_{xy}(kT) = \sum_{n=0}^{k-1} h(nT) R_{xx}(kT-nT) T \tag{6.2}$$

Med $T=1$ får

$$R_{xy}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) R_{xx}(k-n) = h_k - \frac{1}{N} \sum_{\substack{n+k \\ n=0}}^{N-1} h_n \tag{6.3}$$

$$\text{eftersom } R_{xx}(j) = \begin{cases} 1 & \text{f\u00f6r } j=0 \\ -\frac{1}{N} & \text{f\u00f6r } j \neq 0 \end{cases}$$

Som vi ser kommer summan $-\frac{1}{N} \sum_{\substack{n+k \\ n=0}}^{N-1} h_n$ att fr\u00f6skj\u00e4la v\u00e4rden. Summan varierar n\u00e5got f\u00f6r olika $k:n$, men variationen \u00e4r i de flesta fall s\u00e5 liten att summan kan betraktas som konstant. Summan \u00e4r olika stor f\u00f6r olika system. $-\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} R_{xy}$ \u00e4r en god uppsk\u00e4tning av summan.

~~F\u00f6r att studera det andra problemet skall vi betrakta de signalniv\u00e5er som approximeras av en med. Inriktningen har f\u00f6ljande niv\u00e5er: $1 = 50V$, $0 = -50V$. Eftersom multiplikatorn delas med 100 kommer efter samma 1.1 att v\u00e4rdet av niv\u00e5er 25V. Block 7, en potentiometer, delas med 2 och vid ing\u00e5ngen till integratorn har 1.1 v\u00e4rdet 12,5V.~~

Beträffande det andra problemet så visar

~~Vid korrelationskoefficienten $R_{xy} = 1$ skulle integrationsvärdet
för en genomsnittlig sekund ha värdet $12,5 \cdot 0,15$
 $\cdot 2,55 = 480$ Vs. Detta värde skulle således användas
vid namning av uttrycken kurvan. Förelagda ritning
visar samtidigt att $R_{xy} = 1$ i praktiken mot-
svaras av 62,5 Vs, vilket värde alltså användes
vid namning. Jfr. kap. 2.~~

Med hänsyn till hur dessa figurer är de kinetiska
riktfunktionerna för respektive system inlagda
i diagram 1-5. Som vi ser för vi en mycket
god överensstämmelse mellan de kinetiska
kurvorna och de av apparaten tecknade.

I samband med diagram 4 och 5 kan det vara
värt att notera, att för att få rätt periodtid-
tingas man att antaga att avståndet mellan
samplingpunkterna var 157 ms. Även om
inställningen skedde med hjälp av oscilloskop
är emellertid ett fel på 5% inte omöjligt.

I kap. 3.2. diskuterades hur de undersökta systemens
frekvensegenskaper bestämde apparatens synkron-
iseringsklockfrekvens. I kap. 5 konstaterades att
den vid provningen använda frekvensen tillät
undersökning av system med övre gränshfrekven-
ser 1,7 Hz. För att närmare studera detta behåller
vi diagram 4 och 5. System 4 och 5 svänger

med frekvenserna 0,32 Hz resp 0,48 Hz. Som vi ser är det inga problem att undersöka dessa system. Vi ser dessutom att då frekvensen ökar blir antalet beräknade punkter per period mindre. Det är detta förhållande som är begränsande.

För ett system, som svänger med frekvensen 1,2 Hz, får man endast 4 samplingspunkter per period, vilket får betraktas som det minsta antal, som jämförande går det möjligt att korrelatera svängningen. Den i kap. 3.2. gjorda bedömningen, att blockfrekvensen bör väljas till $f = 4 \cdot f_0$, är således även praktiskt verifierad. Möjligen skulle den väljas något högre.

I diagram 1-5 har skrivarens penna endast fått sätta en punkt för varje sampling. Som jämförelse har även en kurva tagits upp, för system 5, där skrivarens penna fått följa papperet hela tiden. Denna kurva återfinnes i diagram 6.

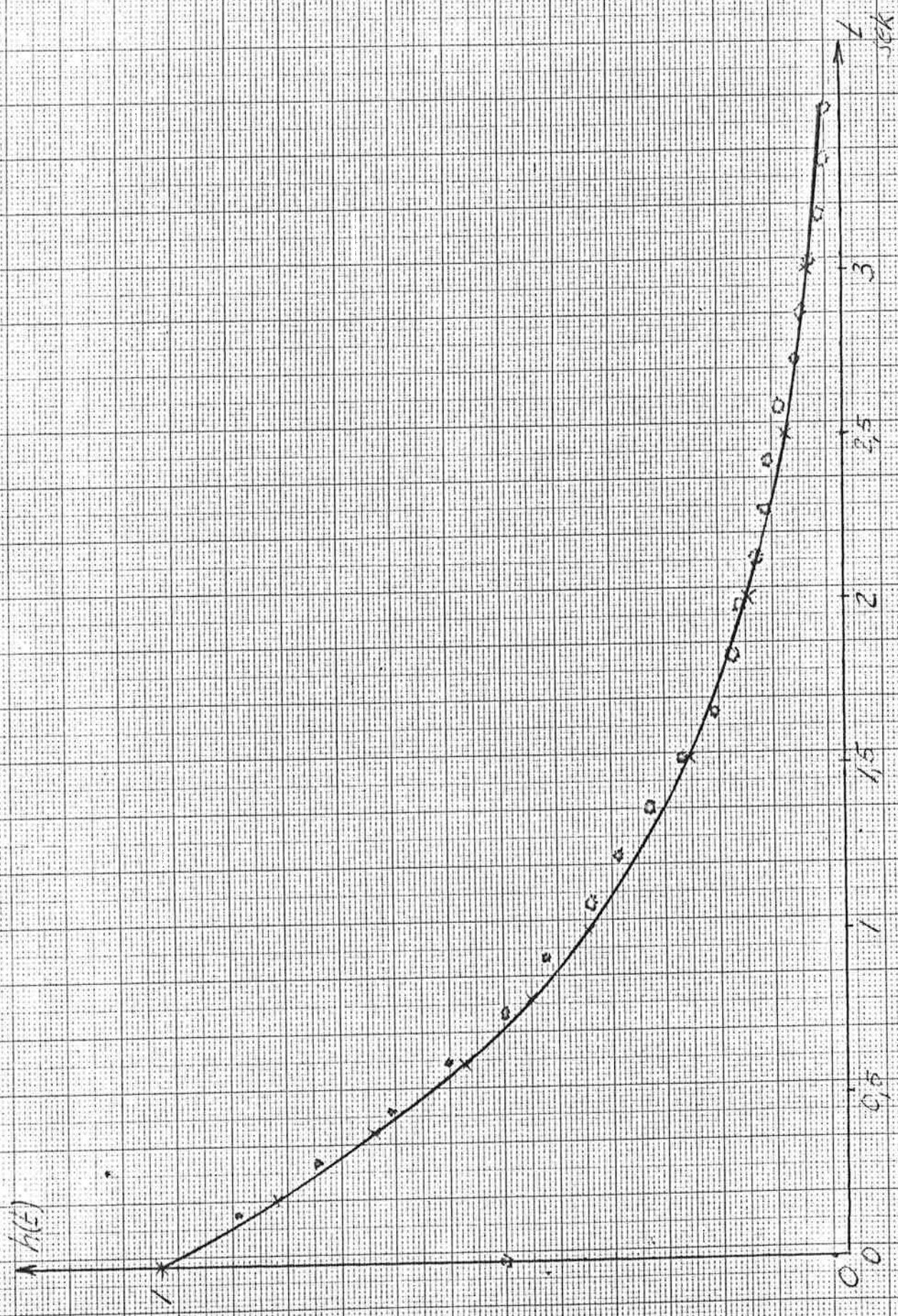
Prov med 5-bitars skiftregister.

Suligt vad som konstaterades i kap. 3 ger en undersökning med hjälp av ett 5-bitars skiftregister en betydligt sämre frekvensupplösning. För att beläsa detta togs viktfunktionerna för system 1, 3, 4 och 5 upp, med hjälp av 5-bitars-register. Resultatet är redovisat i diagram 7-10, som kan jämföras med diagram 1, 3, 4 och 5. Punkterna upprisas,

Som vi ser, en mycket stor spridning, vilket
 beror på att korrelationen i varje punkt är
 utförd under en relativt kort tid. Förutom en
 sämre frekvensupplösning får vi således även
 sämre noggrannhet i de beräknade punkterna,
 varpå resultatet ej kan läggas till grund för en
 noggrannare bedömning av det undersökta
 systemets egenskaper. Däremot ger undersökningen
 en uppfattning om vilken typ av system vi kan
 att gå med.

Sammanfattningsvis kan således sägas att
 mellan 5-bitars registret är blivit otillräckligt
 vid de flesta undersökningarna, 8-bitarsregistret
 ger fullt tillfredsställande resultat.

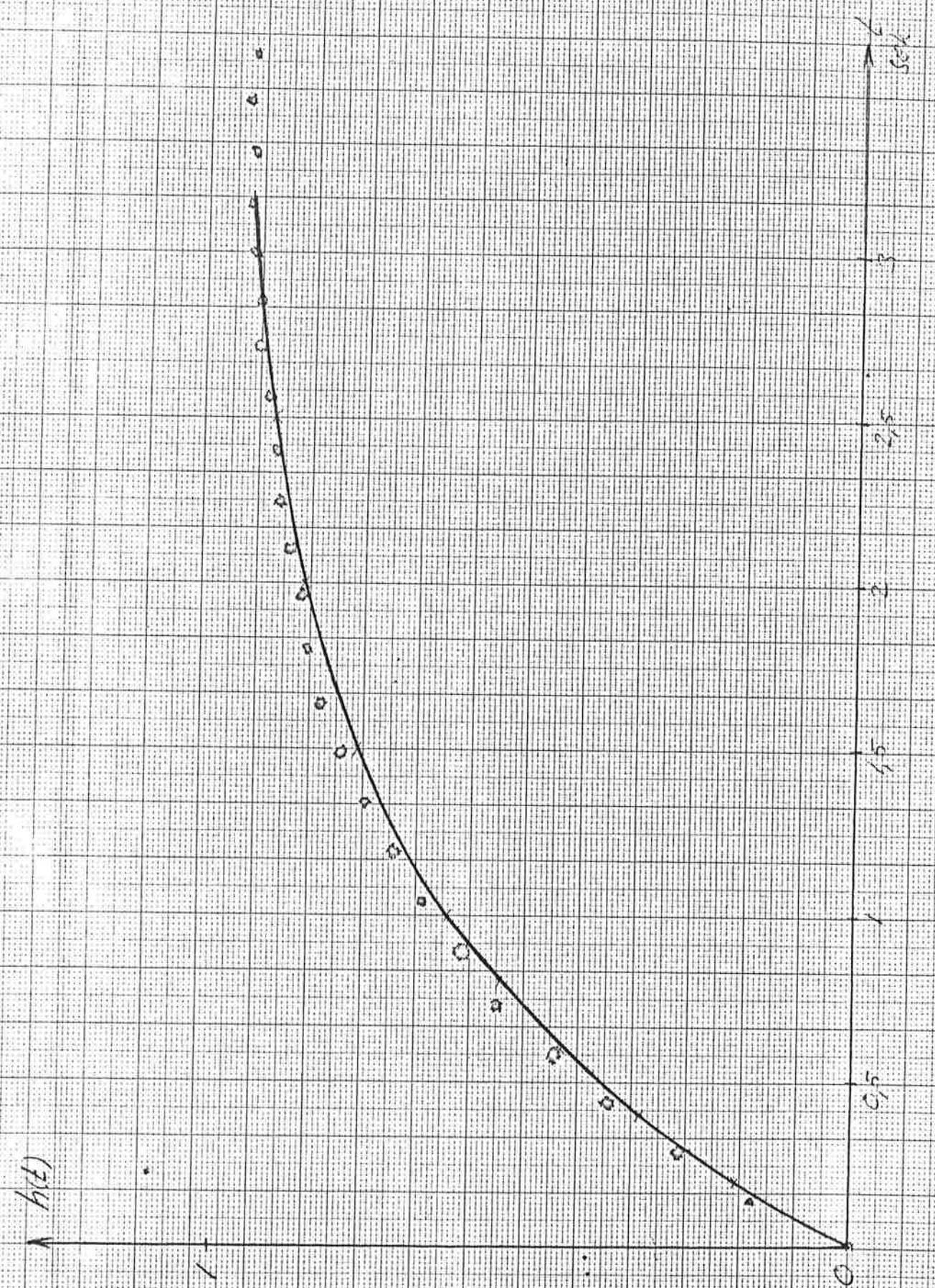
1.000 m

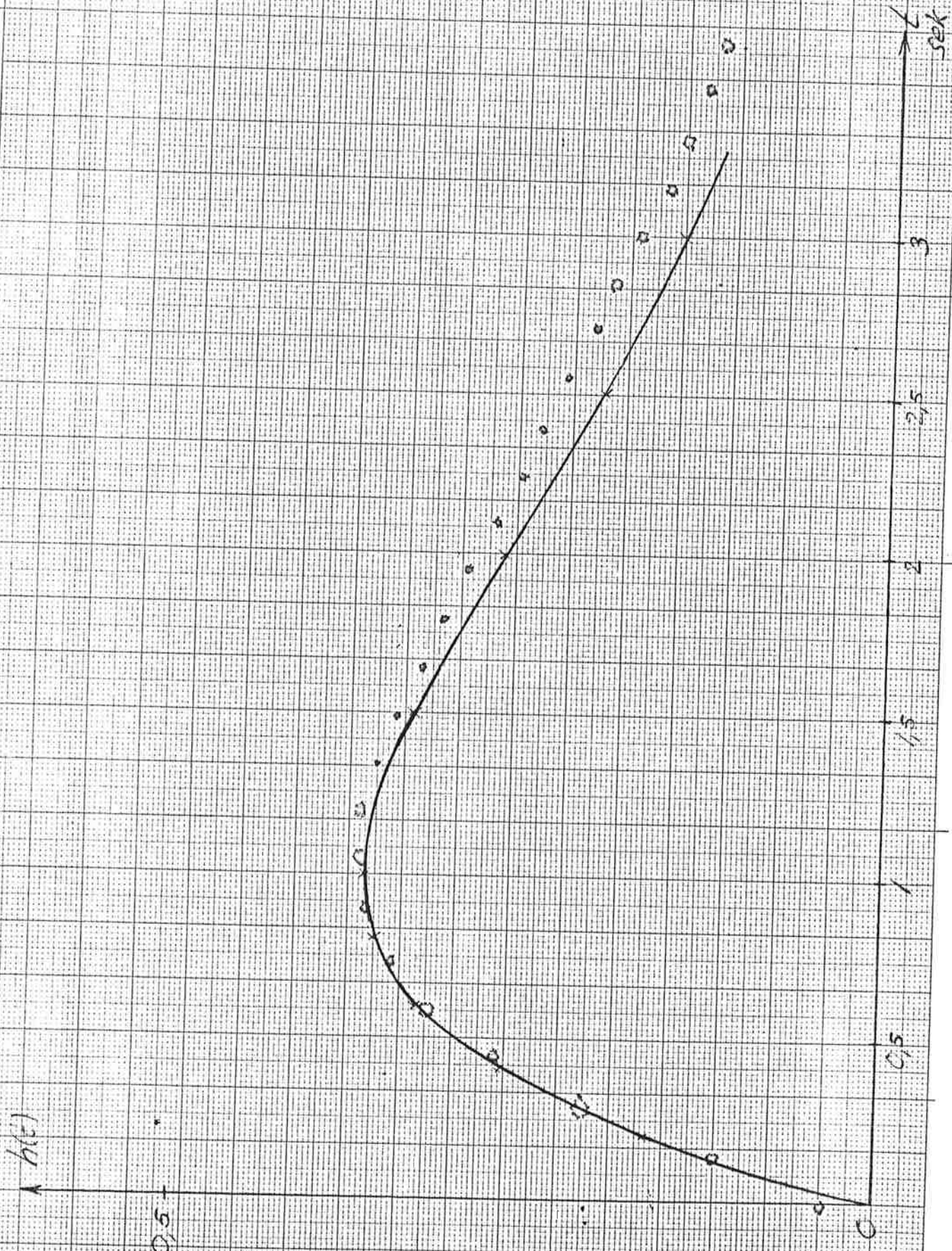


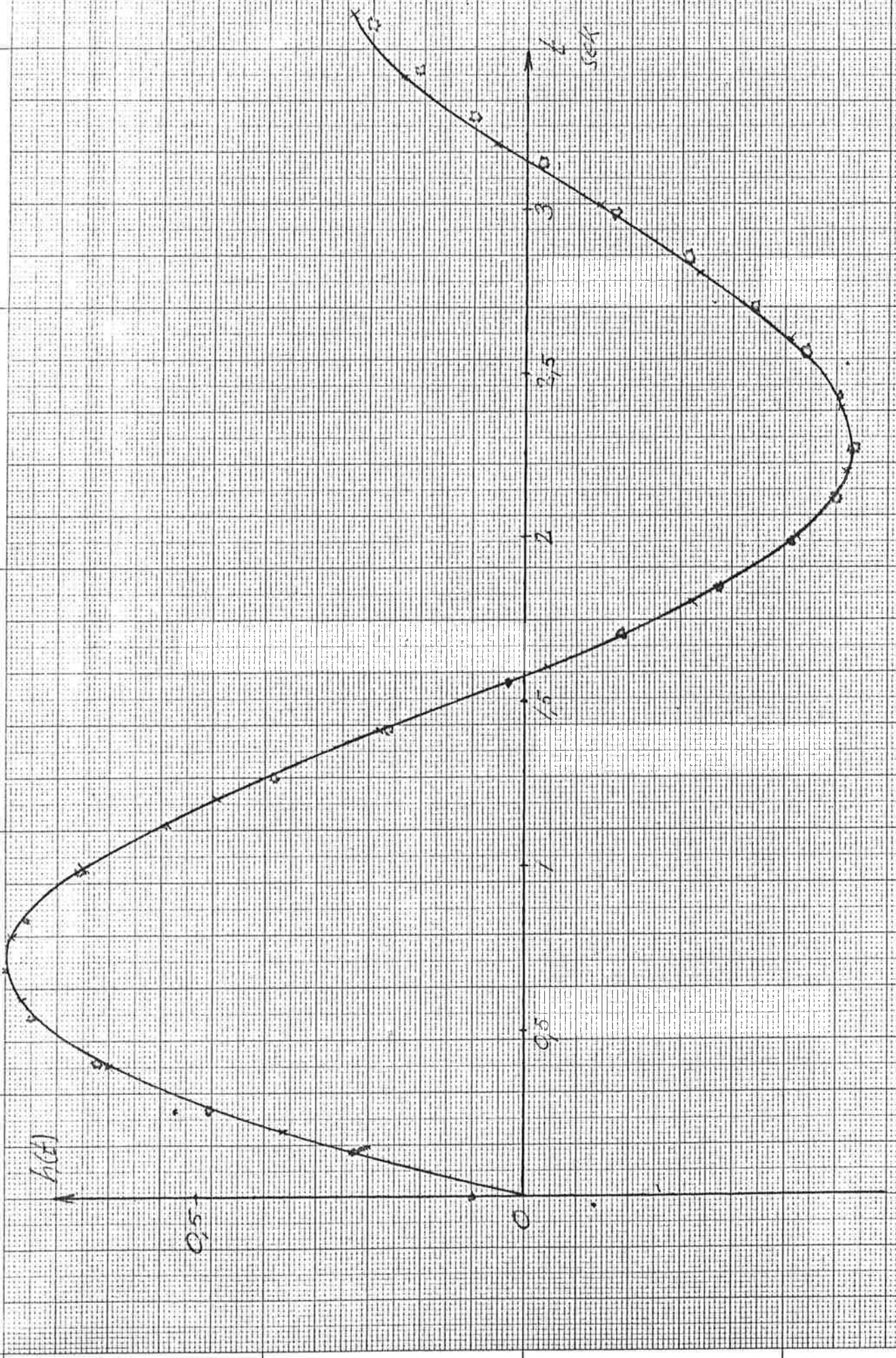
05 05

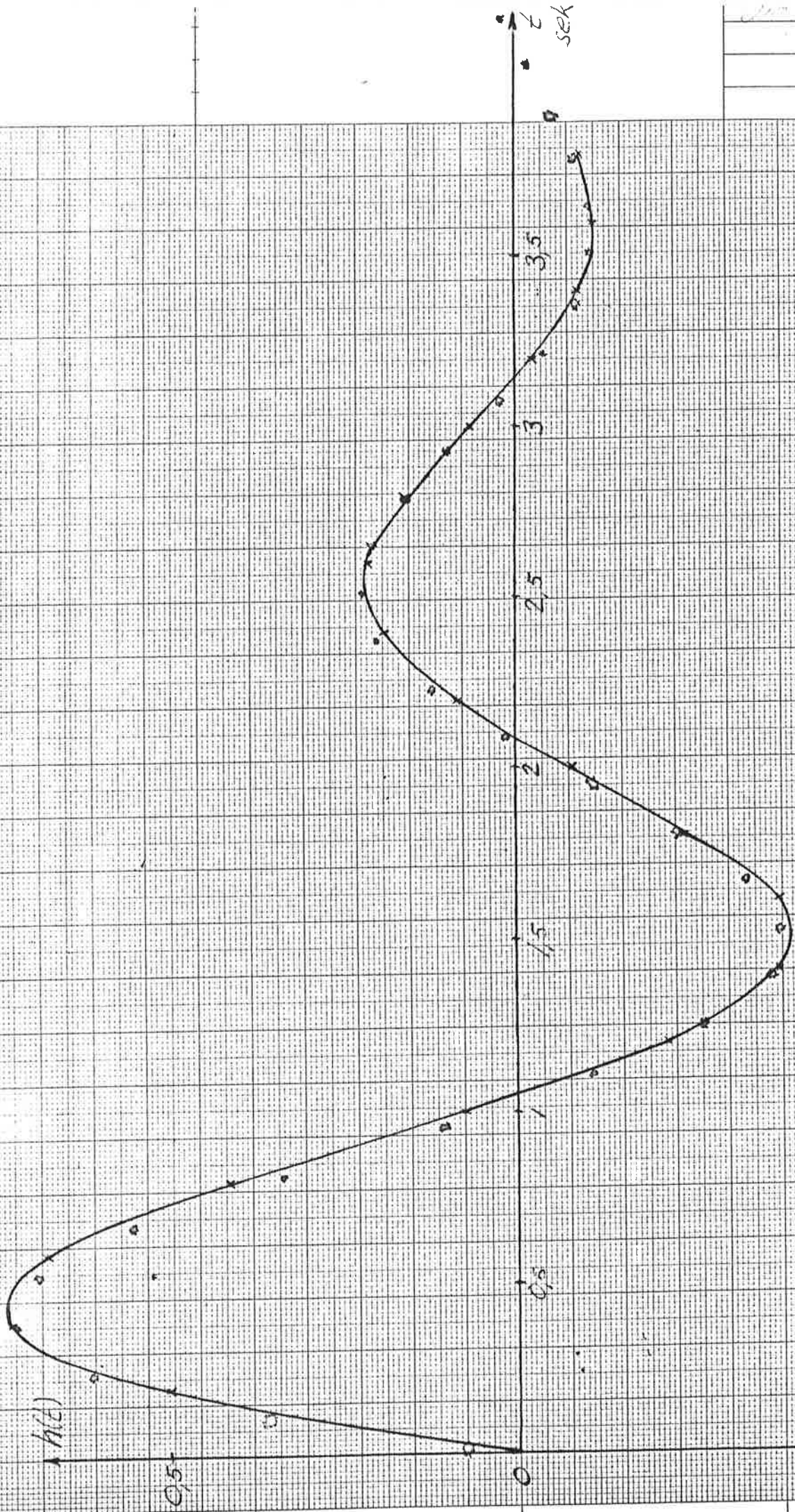
Scale 1:1000

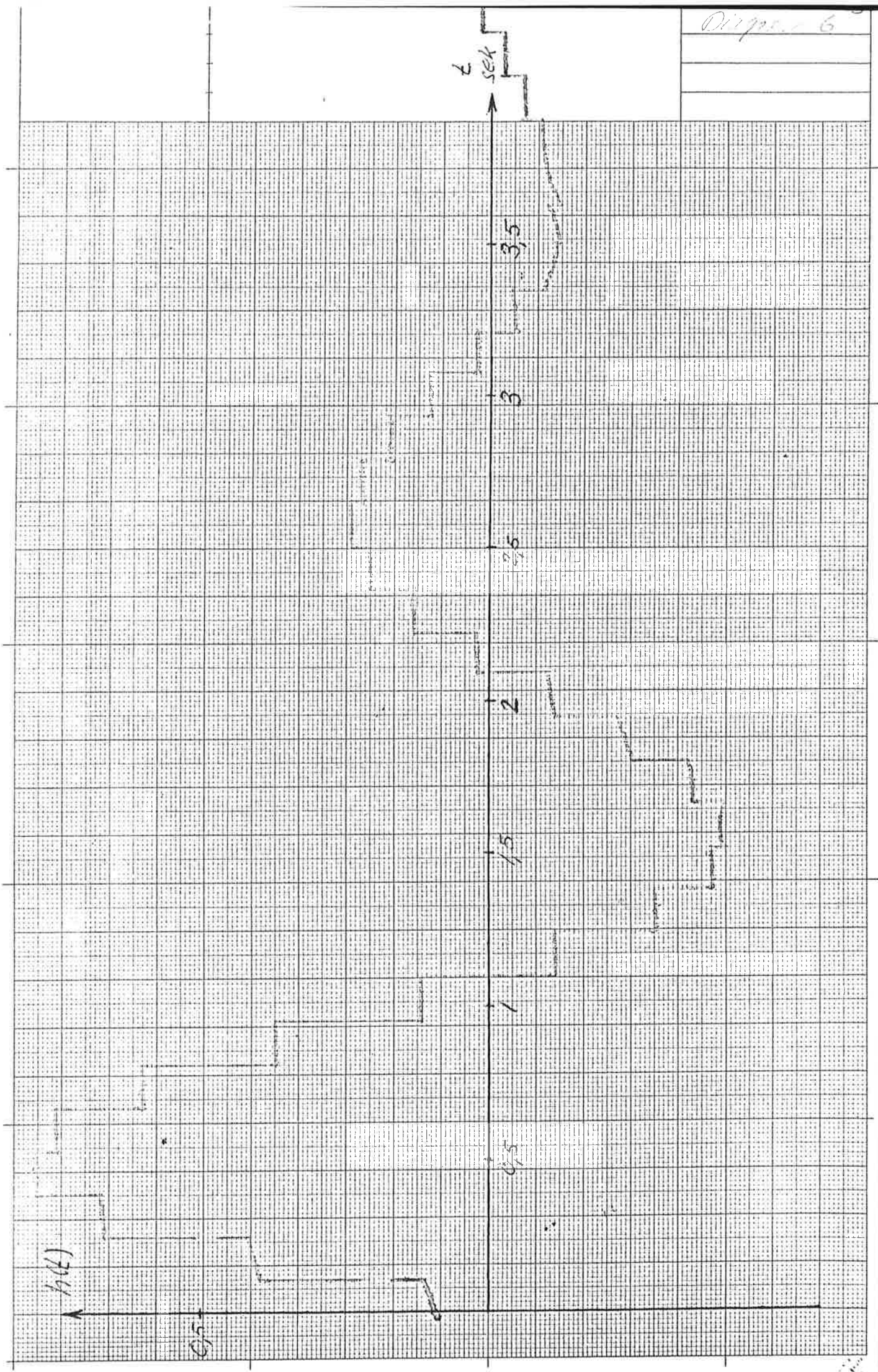
SELTE
4441

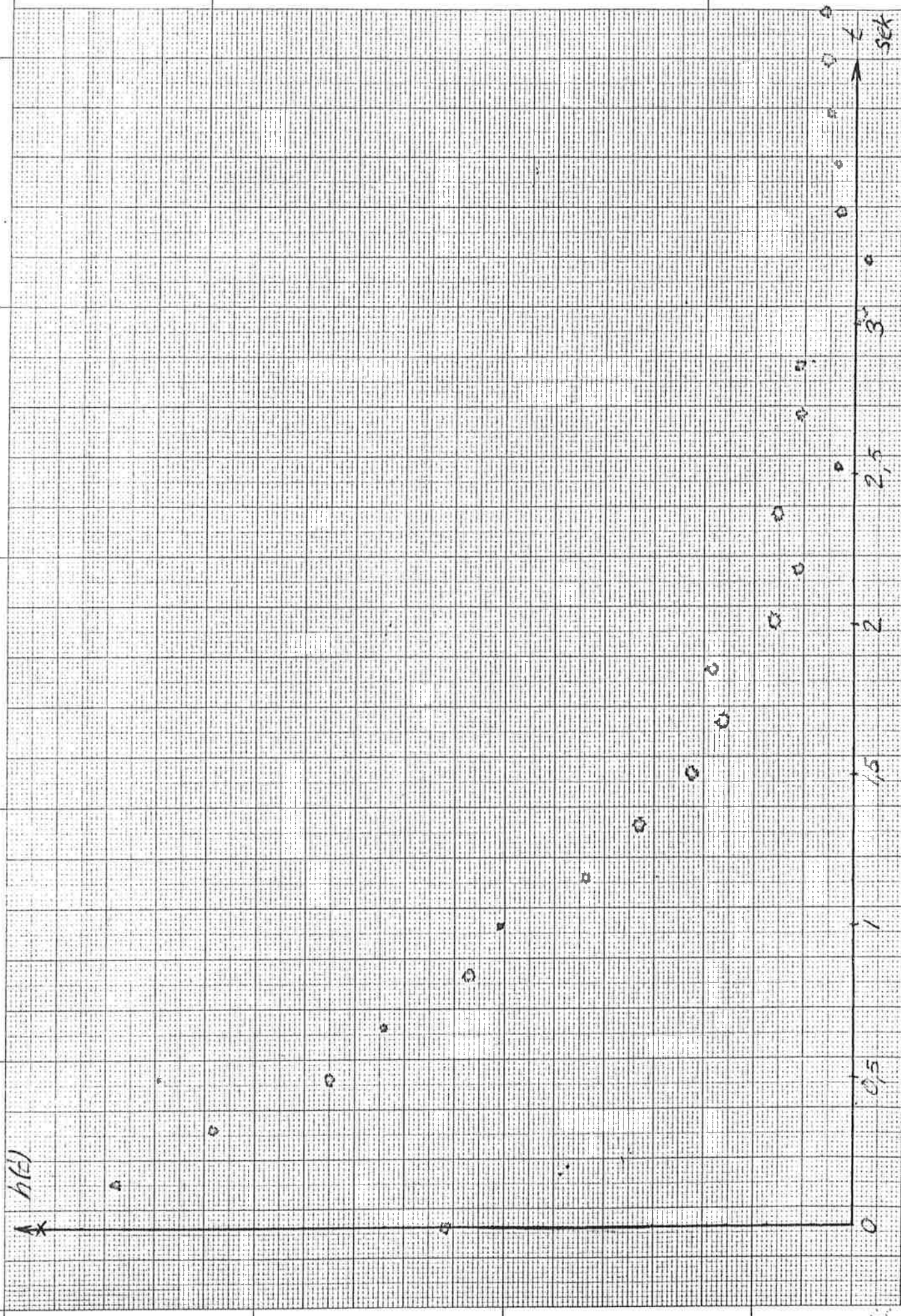












Handwritten notes in the top right corner, possibly including a date or page number.

SEA

3

2.5

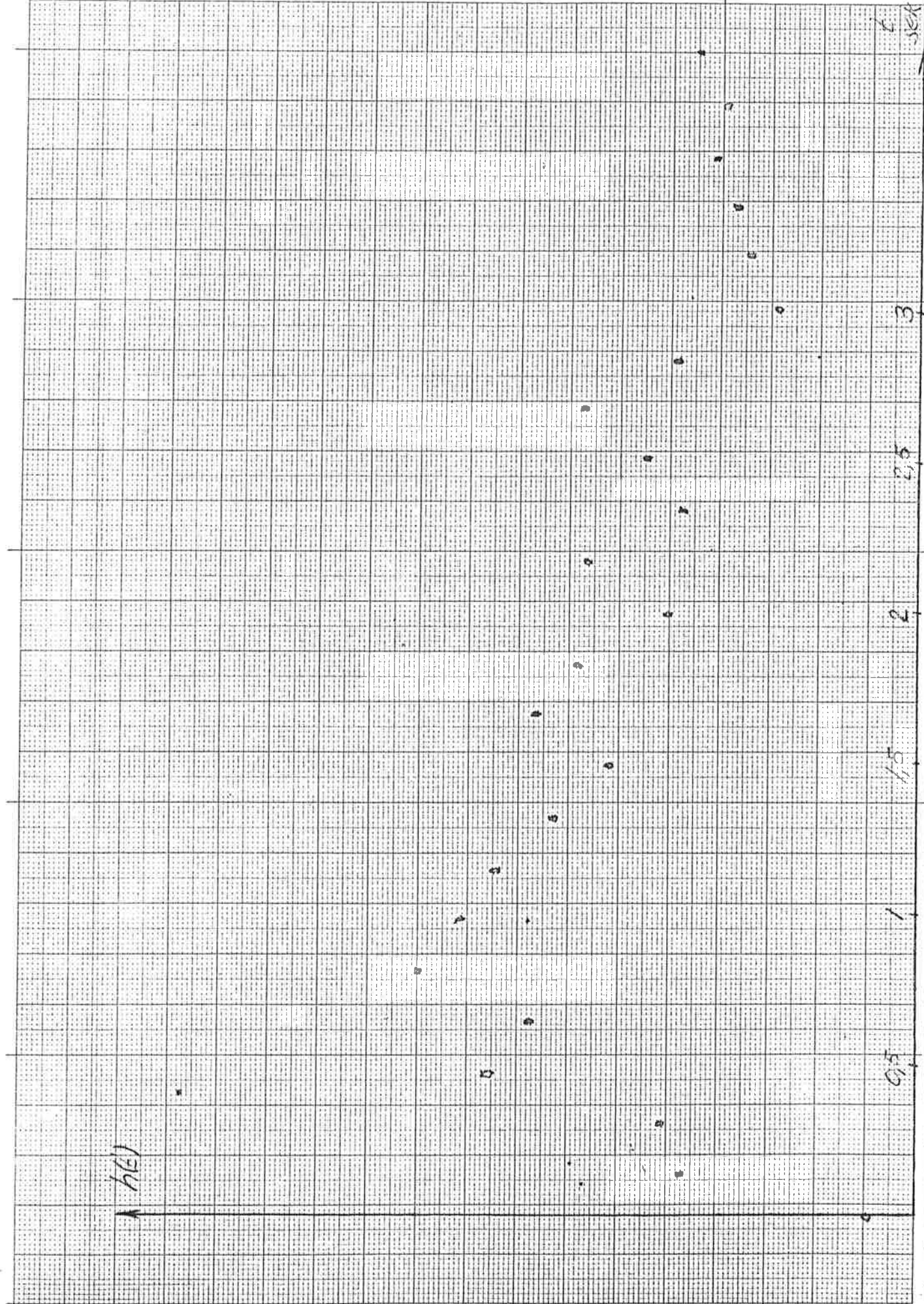
2

1.5

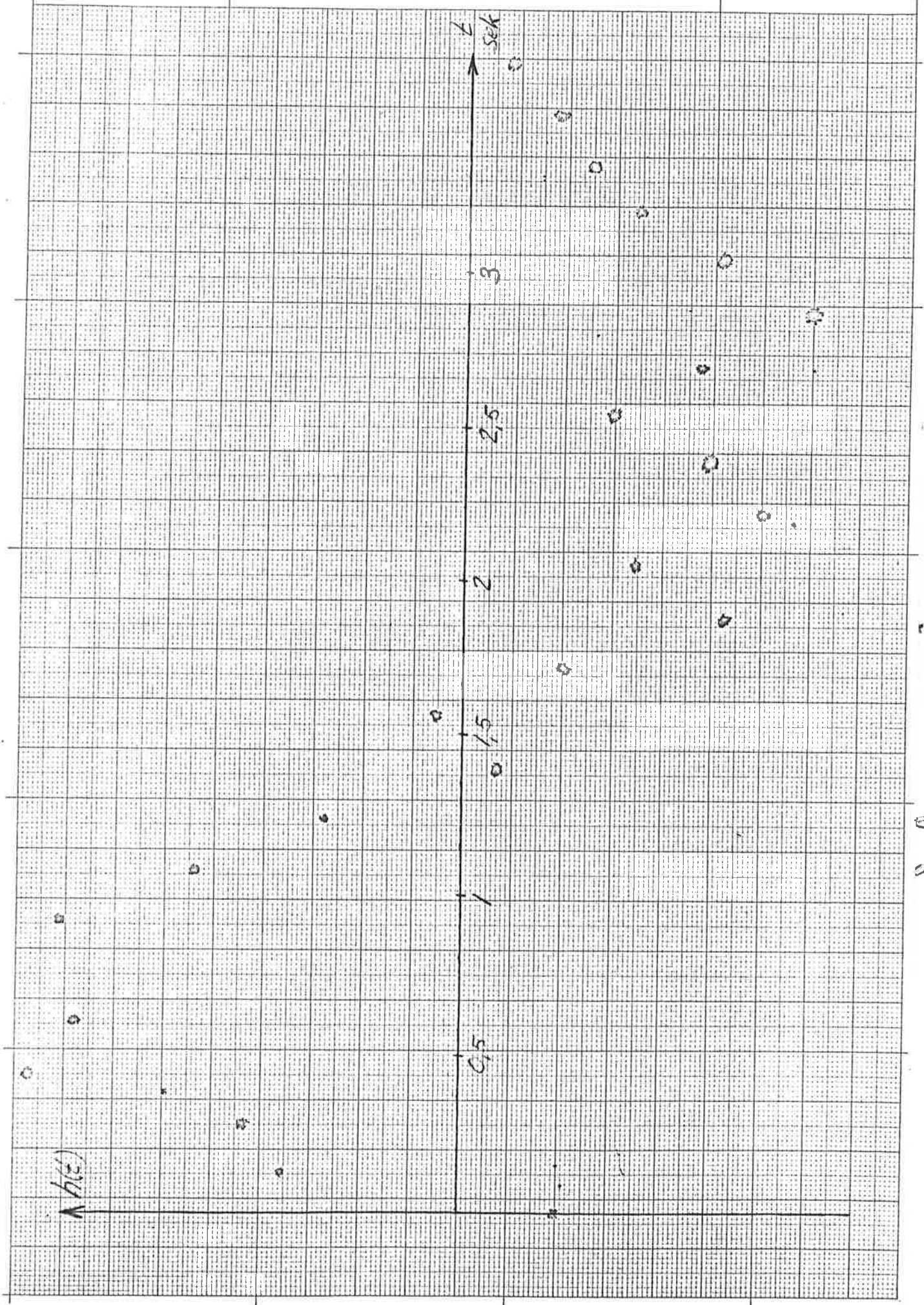
1

0.5

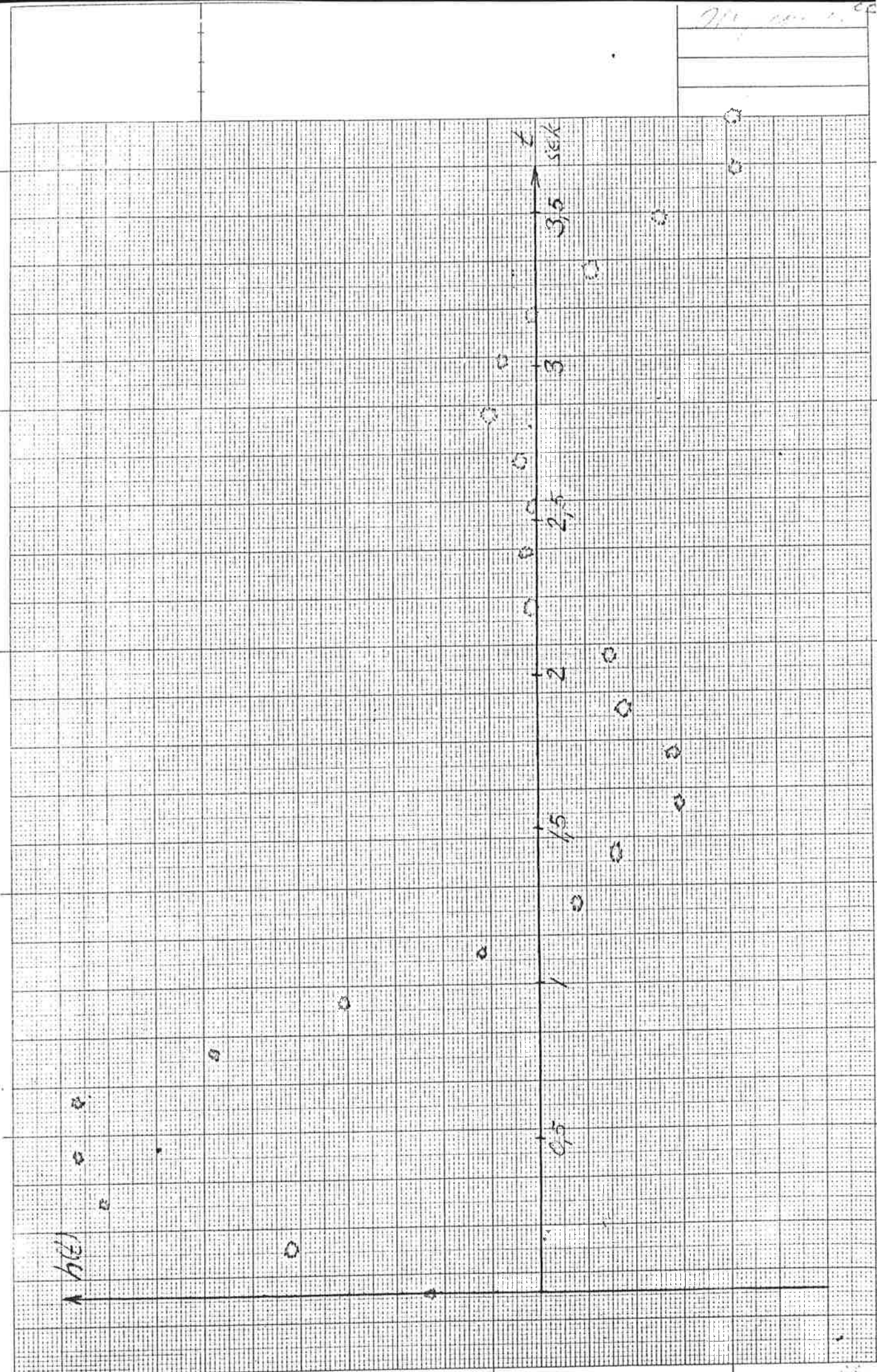
h(t)



TE



№ 100. 1. 00



Kap 7. Konstruktion och kostnadskalkyl.

7.1 Konstruktion.

Den konstruktion av processidentifikationen kan göras direkt med projekteringen som grundval. För alla digitala kretsar, som ingår i skripteten och skiftregistren användes med fridol inlagrade kretsar. Som pulsgenerator kan en astabil trippa användas. Den konstrueras lämpligen så att frekvensen kan ändras stegvis. En konstruktion av en analog \log -kvadrant multiplikator med MOS-FET-tristor hänvisas till referens 15, där denna är beskriven. Integratorn, samplings- och hållkretsen och sveppgeneratorn byggs upp på samma sätt som motsvarande kretsar i analogmaskinen. I hållkretsen borde emellertid den avslutande delkretsändaren vara nödvändig och kan utelämnas. Operationsförstärkare till dessa kretsar kan köpas färdiga. Konstruktionerna av anpassningskretsarna får ägnas speciell uppmärksamhet. Deras konstruktion beskrivs nämligen till stor del på i övriga block ingående komponenter.

7.2. Kostnadskalkyl.

Prisuppgifterna avse billigare fabrikat, omedelbara inga högre krav ställs på komponenternas frekvensegenskaper och allmänna prestanda.

J de jse prinduppgifter ej finns tillgängliga har en uppskattning gjorts.

Integrerade kretsar:

9.2	bistabila rippor	9.14 =	126 kr
2.2	4-input NOR-gates	2.7 =	14 kr
9.4	2-input NOR-gates	9.7 =	63 kr
6	monostabila rippor	6.10 =	60 kr

Operationsförstärkare	3.50 =	150 kr
Analog multiplikator		75 kr
Repareringskretsar		200 kr
		<hr/>
		688 kr

Med hänsyn tagen till chassi, monteringskost, i listan ej upptagna elektriska komponenter o.dyl, till marginal för oförädlade kostnader, men ej till arbetskostnader, kan man säga att kostnaden för att bygga apparaten belöper sig till ca 1000 kr.

Kap 8 Sammanfattning

Det sätt att bestämma ett systems dynamiska egenskaper är att använda vitt brus som ingångssignal till systemet och att bestämma korrelationsrelationen mellan systemets utgång och följande versioner av insignalen. Inligt teorin för korrelationsanalys är den beräknade korrelationsrelationen lika med systemets viddfunktion i en punkt som motsvarar följningsringen.

Vitt brus är emellertid svårt att realisera praktiskt och svårt att följa. Den binära pseudo-slumpstallssekvensen, som enkelt kan genereras i form av en maximumlängdskedans med hjälp av ett återkopplat skiftregister, har ~~en~~ en autokorrelationsfunktion, vars spektrum inom ett begränsat frekvensband är konstant. Signalen kommer därigenom att inom detta band likna vitt brus.

Processidentifikationen har ett återkopplat 8-bitars skiftregister som genererar en binär pseudo-slumpstallssekvens med längden 255 som ingångssignal till systemet. Följande versioner av sekvensen genereras av ett identiskt register som går festsinkret i förhållande till det första. Korrelationsrelationen bildas av en analog fyr-kanaligt multiplikator, vilket

av en medelvärdesbildande integrator. Efter denna finns en samplings- och hållrets, som läser av det beräknade värdet efter varje genomsnittsbildning. Resultatet presenteras på en xy-skärm. För att automatisera hela beräkningen ingår en skenhet vars uppgift är att vid beräkningens början starta registren, och efter varje beräknat värde avläsa detta och ställa om apparaten för beräkning av viktfunktionens värde i nästa punkt. Detta sker genom att skiftregistret, som genererar fördröjda adresser, justerats ytterligare ett steg, vilket sker genom att en skiftpulstill detta register inhiberas.

Första provet visar att överensstämmelsen mellan av processidentifikationen beräknade värden och teoretiska värden på viktfunktionen är mycket god.

Summary

A way to determine a system's dynamic characteristics is to use white noise as input-signal to the system and compute the crosscorrelation between the output-signal of the system and delayed versions of the input-signal. According to the theory of correlation analysis the computed crosscorrelation is equal to the weight function of the system in a point corresponding to the delay. White noise, however, is difficult to generate practically and is difficult to delay. The binary pseudo-random sequence, which simply can be generated as a null sequence of maximum length by a feedback shift register, has an autocorrelation function with a spectrum, which, within a limited frequency-band, is constant. The signal, therefore, ~~is~~ looks, within this band, like white noise.

The process identifier has a feedback 8-bit shift register which generates a binary pseudo-random sequence with the length 255, as input-signal to the system under test. Delayed versions of the sequence are generated by an identical register which works displaced

in relation to the first. The crosscorrelation is formed by a quarter square multiplier followed by a mean value forming integrator. This integrator is followed by a sample-and-hold unit which reads the computed value after every completed sequence. The result is presented by an xy-writer. In order to make the whole computation of the weight function automatic a control unit at the beginning of the computation sets the registers to zero, and after every ~~sequence~~ completed computation of the value in one point reads it and arrange the identifier for computing the value of the weight function in the next point. This is done by delaying the second register one position more by inhibiting one shift-pulse to it.

Experiments which are made with a model of the process identifier show that the agreement between ~~the~~ ^{the} identifier computed weight function and the theoretical weight function is very good.

References.

1. Wintzou, J.O.: Identifiering av processdynamik med korrelationsanalys då insignalen är en halvsekvens av maximum längd (PRBS)
2. Åström, K.J.: Reglerteknik, stokastiska system. Föreläsningar i Reglerteknik för teknisk skola. LTH VT 1967.
3. Huges, M.T.G. and Norton, A.R.M.: The measurement of control system characteristics by means of a cross-correlator. Proc. IEE, 1962, 109B.
4. Pseudo Random Binary Codes and Impulse Response Determination. Blackman, Lubatronic PM, Imperial College, January 1966.
5. Briggs, P.A.N., Godfrey, K.R., Hammond, P.H.: Estimation of process dynamic characteristics by correlation methods using pseudo random signals. IFAC Symposium, juni 1967 3.10.
6. Hawkerigg, A.D.G. and Norton, A.R.M.: Application of crosscorrelation equipment to linear-system identification. Proc. IEE, Vol. 112, No 12, December 1965.
7. Briggs, P.A.N., Hammond, P.H., Huges, M.T.G. and Plumb, G.O.: Correlation analysis of process dynamics using pseudo-random.

binary test permutations. Proc. Inst. Mech. Engrs.
Vol. 179, part 3H, pp 37-51, 1965.

8. Godfrey, K.R., Everett, D. and Bryant, P.R.:
Input-transducer error in binary cross-
correlation experiments - 2. Proc. IEE, Vol. 113,
No 1, January 1966.
9. Peterson, W.W.: Error correcting codes.
Massachusetts Inst. Technol. Press and John
Wiley & Sons, 1961, New York.
10. Löfgren, Lars: Automatik, del 2, Skrivensät.
Föreläsningar vid LTH höstterminen 1965.
11. Zierler, N.: Linear recurring sequences.
Journal of Soc. Ind. Appl. Math. 1959, 7,
p. 31.
12. Stephenson, Barbara W.: Digital logic
Laboratory. Digital Equipment Corporation,
Maynard, Massachusetts.
13. The Digital logic Handbook. Digital
Equipment Corporation, Maynard, Massachusetts.
14. Häggman, Börje: Kompendium i analogimaskin
Referat teknik, LTH, ht 1967.
15. Rydbeck, Nils: Analog pp-kvadrant
multiplikator med MOS-transistorer,
Tekniska Högskolan i Lund, Inst. för tele-
transmissionsteori, Rapport 1/68.