

TFRT-5122

FREKVENSPANALYS

Conny Persson

TILLHÖR REFERENSBIBLIOTEKET

UTLÅNAS EJ

RE - 122 januari 1973

ABSTRACT

This report describes a group of programs, with which the transfer function of an external system can be determined using frequency response analysis. The problems which appear when a computer is used as a frequency response analyser are also treated.

The programs are written for the process computer PDP-15 at the Division of Automatic control, Lund Institute of Technology. The computer is equipped with the real time system RSX-15 and has an interface making it possible to connect the computer to external processes. The programming language is FORTRAN.

Examples are given which show the applicability of the method. The systems are partly simulated on an analog computer and partly two laboratory processes have been used.

FÖRORD.

Detta examensarbete innehåller ett programpaket, med vilket ett yttre systems överföringsfunktion kan bestämmas med hjälp av frekvensanalys. Dessutom behandlas de problem som uppstår vid frekvensanalys med en dator.

Programpaketet är skrivet för processdatorn PDP-15 på Institutionen för Reglerteknik Tekniska Högskolan Lund. Denna dator är utrustad med reelltidssystemet RSX-15 och interface. Samtliga program är skrivna i FORTRAN. Metodens användbarhet demonstreras dels på system som simulerats på analogmaskin och dels på två laboratorieprocesser.

INNEHÅLLSFÖRTECKNING.

	sid
1. Inledning	1
2. Frekvensanalys	2
2.1 Allmänt	2
2.2 Eliminering av störningar	4
3. Frekvensanalys med dator	9
3.1 Allmän metodbeskrivning	9
3.2 Fourierserietveckling av styckvis konstant sinussignal	11
3.3 Kontinuerligt filter med styckvis konstant sinussignal	14
3.4 Jämförelse mellan kontinuerligt och samplat filter	17
3.5 Analog lågpåsfiltrering	19
3.6 Sammanfattning av metoden	23
4. Programpaket för frekvensanalys	25
4.1 Allmänt	25
4.2 Beskrivning av kommandon	29
4.3 Guide	34
5. Exempel	35
5.1 System på analogmaskin	36
5.2 Elektrisk motor	49
5.3 Värmestaven	51

1. INLEDNING.

Syftet med detta examensarbete är att skriva ett programpaket, som bestämmer överföringsfunktionen för ett yttre system med hjälp av frekvensanalys. Programmen är skrivna för processdatorn PDP-15 på Institutionen för Reglerteknik Tekniska Högskolan Lund. Denna processdator är utrustad med reelltidssystemet RSX-15 och interface. Datorn skall via detta interface ställa ut en sinussignal som insignal till det betraktade systemet och samtidigt mäta systemets utsignal. Ur dessa mätvärden skall sedan systemets överföringsfunktion beräknas.

I kapitel 2 behandlas allmän frekvensanalys och en mätmetod som effektivt eliminerar störningar. Problemen som uppstår då denna mätmetod realiserar på en dator behandlas i kapitel 3. Programmens uppbyggnad och kommandon beskrivs i kapitel 4. Slutligen redogöres i kapitel 5 mätresultat som erhållits vid mätningar på olika system.

2. FREKVENSPANALYS.

2.1 ALLMÄNT.

Betrakta ett system $S = S(A, B, C, D)$ med systemekvationen

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t)$$

Den allmänna lösningen till denna systemekvation är

$$y(t) = y_H(t) + y_P(t)$$

där y_H är den homogena och y_P den partikulära lösningen.

Om systemet är stabilt, dvs att samtliga egenvärden till matrisen A har negativ realdel, kommer den homogena lösningen att konvergera mot noll då t växer. Detta betyder att den allmänna lösningen konvergera mot partikulärlösningen, som enligt Reglerteori (Åström K J, 1968) har formen

$$y_P(t) = u_0 |G(i\omega)| \sin(\omega t + \arg G(i\omega))$$

då insignalen är en sinusfunktion

$$u(t) = u_0 \sin(\omega t)$$

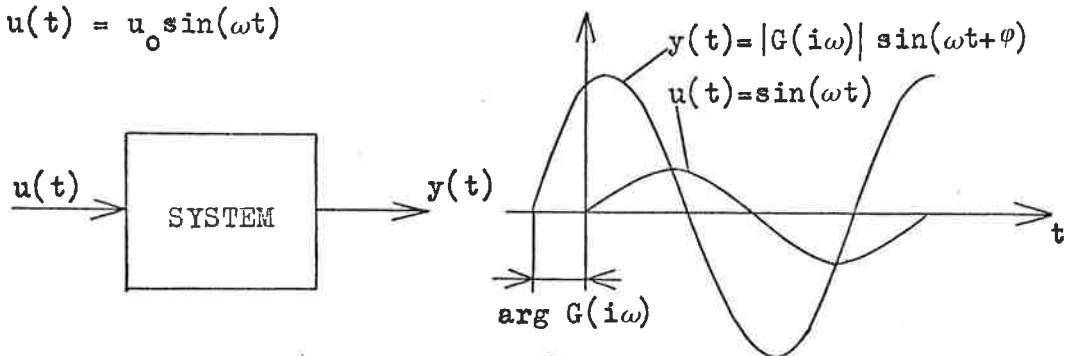


Fig. 2.1

Genom att bilda kvoten mellan utsignalens och insignalens amplituder erhålles överföringsfunktionens belopp $G(i\omega)$, och dess argument $\arg G(i\omega)$ fås genom att bestämma utsignalens fasläge i förhållande till insignalens.

Denna metod att bestämma överföringsfunktionen för ett stabilt linjärt system kallas frekvensanalys.

Fördelar med frekvensanalys är att resultaten erhålles direkt utan svårare beräkningar.

Nackdelarna är att metoden endast kan användas på stabila system och att den är tidskrävande vid låga frekvenser.

2.2 ELIMINERING AV STÖRNINGAR.

Den konventionella metoden för frekvensanalys är att mäta amplituder och fasskillnader med hjälp av signalgenerator och oscilloskop. Denna metod medger dock dålig noggrannhet, speciellt om systemet är utsatt för störningar.

Ett sätt att öka noggrannheten och eliminera störningar är att filtrera ut den sinuskomponent i utsignalen som har samma frekvens som insignalen.

Den metod som användes i detta examensarbete visas i fig. 2.2

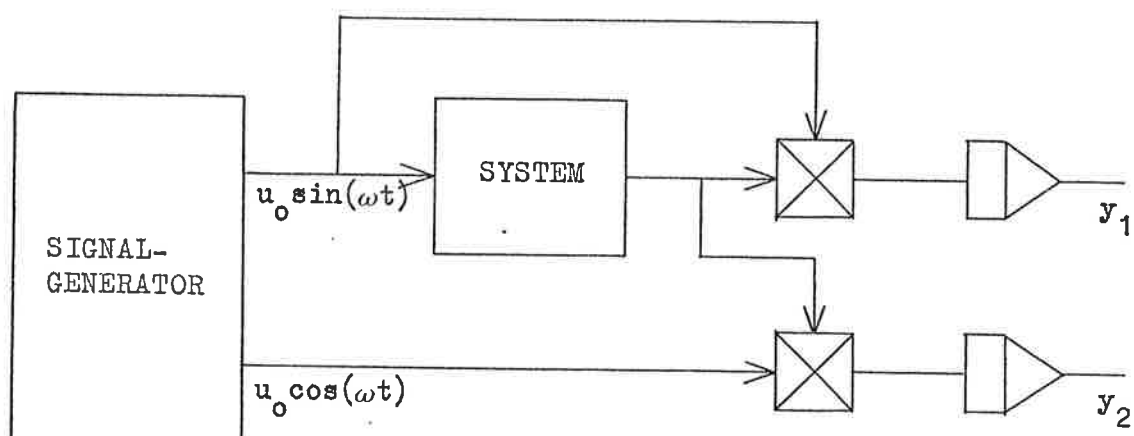


Fig. 2.2

Från signalgeneratorn erhålles synkroniserade sinus- och cosinussignaler, vilka multipliceras med utsignalen från systemet och integreras.

Utsignalerna från integratorerna blir

$$y_1 = \int_0^T y(t) u_0 \sin(\omega t) dt$$

$$y_2 = \int_0^T y(t) u_0 \cos(\omega t) dt$$

Om vi bortser från störningar fås

$$y(t) = y_0 \sin(\omega t + \varphi)$$

Detta ger

$$\begin{aligned} y_1 &= \int_0^T y_0 \sin(\omega t + \varphi) u_0 \sin(\omega t) dt = \\ &= \frac{T y_0 u_0}{2} \cos(\varphi) - \frac{y_0 u_0}{2} \int_0^T \cos(2\omega t + \varphi) dt \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} y_2 &= \int_0^T y_0 \sin(\omega t + \varphi) u_0 \cos(\omega t) dt = \\ &= \frac{T y_0 u_0}{2} \sin(\varphi) - \frac{y_0 u_0}{2} \int_0^T \sin(2\omega t + \varphi) dt \end{aligned}$$

Om nu ωT är en multipel av π får vi

$$y_1 = \frac{y_0 u_0}{2} T \cos(\varphi) \quad \omega T = n\pi$$

$$y_2 = \frac{y_0 u_0}{2} T \sin(\varphi) \quad \omega T = n\pi$$

Ur dessa ekvationer fås slutligen

$$|G(i\omega)| = \frac{y_0}{u_0} = \frac{2}{u_0^2 T} \sqrt{y_1^2 + y_2^2}$$

$$\arg G(i\omega) = \varphi = \arctan(y_2/y_1)$$

Med denna frekvens analysator kan man effektivt eliminera störningar. För att genomföra analysen betraktas först egen- skaperna hos operationen

$$y = \int_0^T u(t) \sin(\omega_0 t) dt$$

Betrakta y som utsignalen och u som insignalen till det linjära filtret

$$y(t) = \int_{t-T}^t u(s) \sin(\omega_0(t-s)) ds$$

Filtrets viktfunction är alltså

$$h(t) = \begin{cases} \sin(\omega_0 t) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & t > T \end{cases}$$

För att nu bestämma överföringsfunktionen $G(s)$ till detta filter, beräknas först överföringsfunktionen $G_1(s)$ till ett filter med viktfunctionen

$$h_1(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T \\ 0 & t > T \end{cases}$$

Genom att utnyttja formeln för translation i s -planet och formeln

$$\sin(\omega t) = \frac{1}{2i} \left[e^{i\omega t} - e^{-i\omega t} \right]$$

erhålles

$$G(s) = \frac{1}{2i} [G_1(s + i\omega_0) - G_1(s - i\omega_0)]$$

Överföringsfunktionen $G_1(s)$ fås genom att Laplacetransformera $h_1(t)$

$$\begin{aligned} G_1(s) &= \int_0^{\infty} e^{-st} h_1(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T e^{-st} dt = \\ &= \frac{1 - e^{-sT}}{sT} = 2e^{-\frac{1}{2}sT} \frac{\sinh(\frac{1}{2}sT)}{sT} \end{aligned}$$

Beloppet av överföringsfunktionen blir

$$|G_1(i\omega)| = \left| e^{-\frac{1}{2}i\omega T} \frac{\sinh(\frac{1}{2}i\omega T)}{\frac{1}{2}i\omega T} \right| = \left| \frac{\sin(\frac{1}{2}\omega T)}{\frac{1}{2}\omega T} \right|$$

Beloppskurvan visas i fig. 2.3

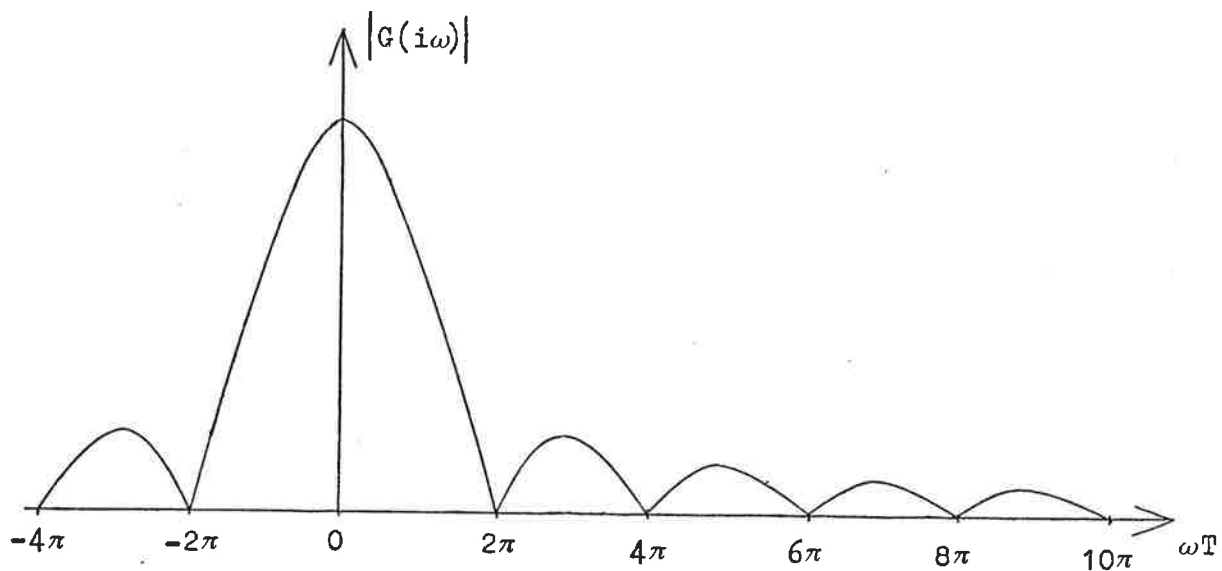


Fig. 2.3

För att illustrera filtrets effektivitet, antages att systemets utsignal $y(t)$ innehåller förutom den nyttiga signalen vitt brus med spektraltätheten Φ_0 . Utsignalerna från integratorerna kommer att innehålla ett fel, som är en stokastisk variabel med medelvärdet noll och variansen

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \Phi_0 \int_{-\infty}^{\infty} |G(i\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{4} \Phi_0 \int_{-\infty}^{\infty} |G_1(i\omega + i\omega_0) - G_1(i\omega - i\omega_0)|^2 d\omega \leq \\ &\leq \Phi_0 \int_{-\infty}^{\infty} |G_1(i\omega + i\omega_0)|^2 d\omega = \Phi_0 \int_{-\infty}^{\infty} |G_1(i\omega)|^2 d\omega = \\ &= \Phi_0 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^2\left(\frac{\omega T}{2}\right)}{\left[\frac{\omega T}{2}\right]^2} d\omega = \frac{2\pi\Phi_0}{T} \end{aligned}$$

Variansen minskar således som $1/T$ då T ökar.

Genom att betrakta beloppsskurvan ser man att bandbredden för filtret är proportionell mot $1/T$, och kan alltså göras godtyckligt liten genom att öka mättiden T .

3. FREKVENSPANALYS MED DATOR.

3.1 ALLMÄN METODBESKRIVNING.

Meningen är att med frekvensanalys bestämma överföringsfunktionen för ett system, som är anslutet till processdatorn PDP-15. Denna dator är utrustad med ett reelltidssystemet RSX-15 och interface. Det är via detta interface som datorn kan ställa ut och läsa in signaler.

I detta fall skall en sinussignal utställas som insignal till det betraktade systemet, samtidigt som systemets utsignal inläses.

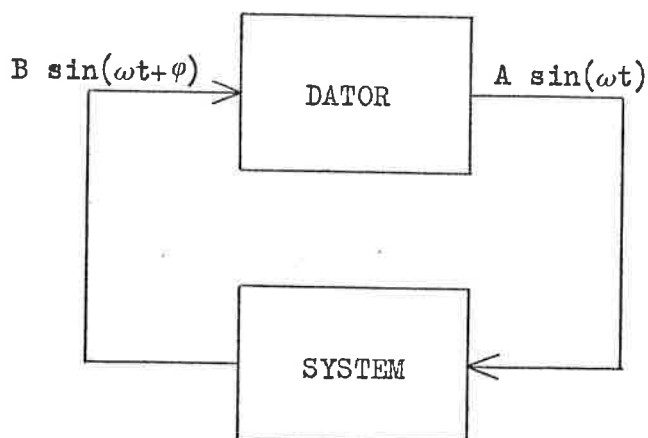
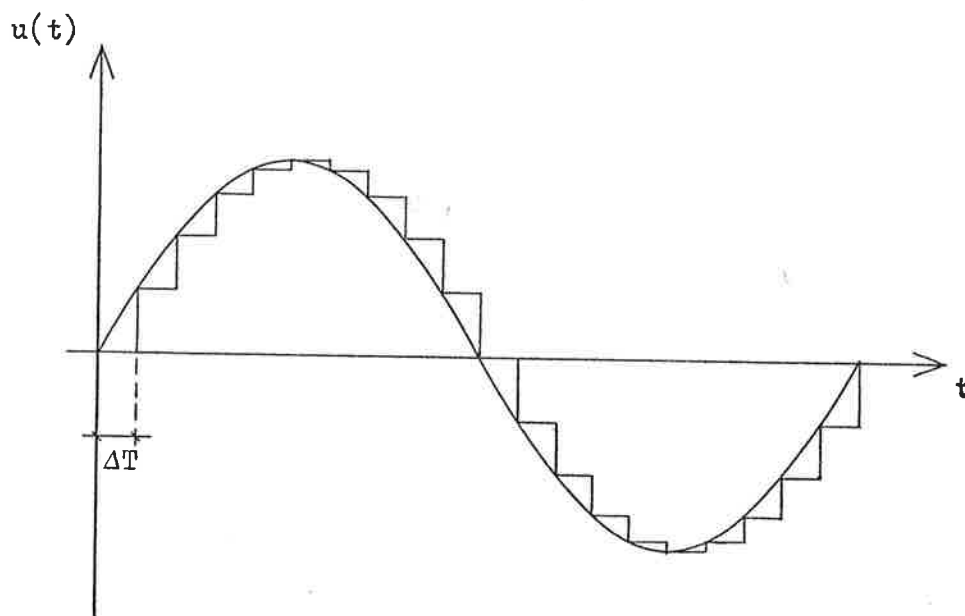


Fig. 3.1

Eftersom ut- och inmatning endast sker vid varje samplingsögonblick kommer den utställda signalen att bli en approximation av en sinussignal.

Ett exempel på denna styckvis konstanta signal visas i fig. 3.2



ΔT = samplingsintervallets längd.

Fig. 3.2

Då mätningen alltid sker över ett jämnt antal perioder, för att bibehålla filtrets goda egenskaper, måste periodtiden vara en jämn multipel av samplingsintervallets längd.

Frågan är emellertid hur många konstanta intervall som erfordras per period (hur stort $T/\Delta T$) för att slutresultatet skall bli acceptabelt.

3.2 FOURIERSERIEUTVECKLING AV STYCKVIS KONSTANT SINUSSIGNAL.

Genom att fourierserieutveckla den styckvis konstanta signalen, kan dess frekvensspektrum bestämmas.

Formlerna för fourierserieutveckling lyder

$$T(z) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(nz) + b_n \sin(nz))$$

där

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(z) \cos(nz) dz$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(z) \sin(nz) dz$$

I detta fall blir

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\omega\Delta T} 0 \cos(nz) dz + \int_{\omega\Delta T}^{2\omega\Delta T} \sin(\omega\Delta T) \cos(nz) dz + \right. \\ &+ \dots + \left. \int_{\omega(T-\Delta T)}^{\omega T} \sin(\omega(T-\Delta T)) \cos(nz) dz \right] = \\ &= \frac{1}{\pi} \sum_{k=0}^{\frac{T}{\Delta T}-1} \left[\sin(k\omega\Delta T) \int_{k\omega\Delta T}^{(k+1)\omega\Delta T} \cos(nz) dz \right] = \\ &= \frac{1}{\pi} \sum_{k=0}^{\frac{T}{\Delta T}-1} \left[\sin(k\omega\Delta T) \left[\frac{\sin(n(k+1)\omega\Delta T)}{n} - \frac{\sin(nk\omega\Delta T)}{n} \right] \right] \end{aligned}$$

På motsvarande sätt fås b_n

$$b_n = \frac{1}{\pi} \sum_{k=0}^{\frac{T}{\Delta T}-1} \left[\sin(k \omega \Delta T) \int_{k\omega\Delta T}^{(k+1)\omega\Delta T} \sin(nz) dz \right] =$$

$$= \frac{1}{\pi} \sum_{k=0}^{\frac{T}{\Delta T}-1} \left[\sin(k \omega \Delta T) \left[\frac{\cos(n k \omega \Delta T) - \cos(n(k+1)\omega\Delta T)}{n} \right] \right]$$

Genom att beräkna a_n och b_n för olika värden på $T/\Delta T$, kan grundtonens och övertonernas amplituder och vinkelfrekvenser beräknas ur

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$\omega_n = n \omega_0$$

där ω_0 är grundtonens vinkelfrekvens.

Frekvensspektrumet för den styckvis konstanta signalen med dels 10 konstanta intervall, dels 20 visas i fig 3.3

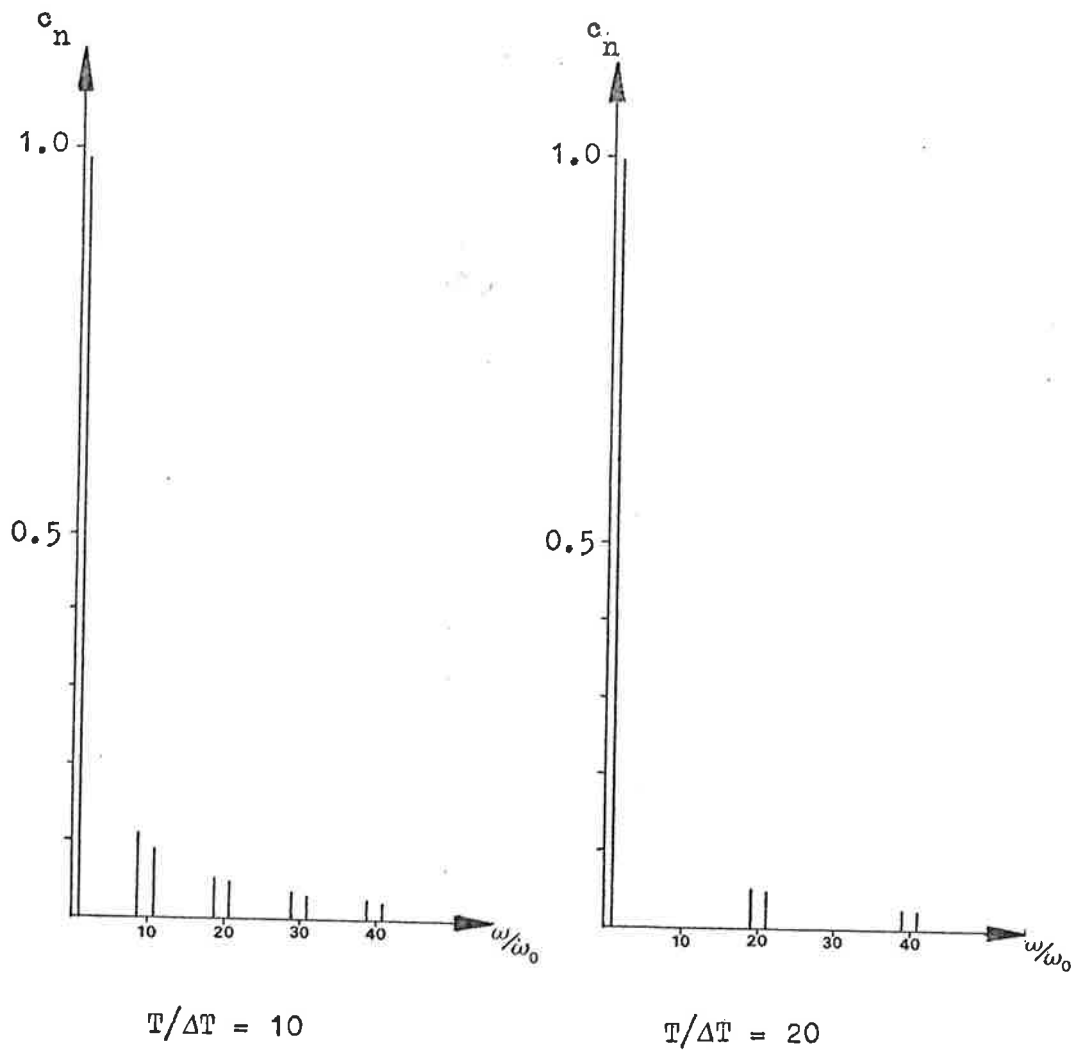


Fig 3.3 Frekvensspektrum för den styckvis konstanta signalen.

3.3 KONTINUERLIGT FILTER MED STYCKVIS KONSTANT SINUSSIGNAL.

I föregående kapitel gjordes en analys av det kontinuerliga filtret med rena sinussignaler. Den verkliga situationen är nu att vi istället har ett digitalt filter med styckvis konstanta signaler. Att göra en fullständig analys skulle kräva mycket räknearbete och att slutresultatet skulle bli överskådligt är tvivelaktigt. Istället genomföres analysen för ett kontinuerligt filter med styckvis konstanta signaler och sedan göres en uppskattning av hur det digitala filtret påverkar slutresultatet.

Den styckvis konstanta signalen skrives som en fourierserie

$$T(t) = \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t))$$

På motsvarande sätt betraktas egenskaperna hos operationen

$$y = \int_0^T u(t) \left(\sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t)) \right) dt$$

Detta göres genom att betrakta y som utsignalen och u som insignalen till det linjära filtret

$$y(t) = \int_{t-T}^t u(s) \left(\sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_0(t-s)) + b_k \sin(k\omega_0(t-s))] \right) ds$$

Viktfunktionen för filtret är alltså

$$h(t) = \begin{cases} \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t)) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & t > T \end{cases}$$

För ett filter med viktfunktionen

$$h_1(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T \\ 0 & t > T \end{cases}$$

blir enligt tidigare överföringsfunktionen

$$G_1(s) = 2e^{-\frac{1}{2}sT} \frac{\sinh(\frac{1}{2}sT)}{sT}$$

Utnyttjas formeln för translation i s-planet och Eulers formler

$$\cos(\omega_0 t) = \frac{1}{2} \left(e^{i\omega_0 t} + e^{-i\omega_0 t} \right)$$

$$\sin(\omega_0 t) = \frac{1}{2i} \left(e^{i\omega_0 t} - e^{-i\omega_0 t} \right)$$

erhålles

$$G(s) = \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{2} a_k [G_1(s-ik\omega_0) + G_1(s+ik\omega_0)] + \frac{1}{2i} b_k [G_1(s-ik\omega_0) - G_1(s+ik\omega_0)] \right)$$

I föregående kapitel visades beloppsskurvan för $G_1(i\omega)$.

Ur ovanstående formel för överföringsfunktionen ses, att samtliga övertoner liksom grundvågen kommer att passera filtret men att förhållandet mellan överföringsfunktionens belopp för en överton och för grundvågen är ungefär detsamma som förhållandet mellan deras amplituder.

Tages som exempel en signal med tio konstanta intervall per period, vilkens största överton har en amplitud som är cirka 10% av grundvågens (se frekvensspektrum i fig. 3.3) kommer övertone-ns inverkan på slutresultatet att bli cirka 1%.

3.4 JÄMFÖRELSE MELLAN KONTINUERLIGT OCH SAMPLAT FILTER.

För att påvisa en väsentlig skillnad hos de båda filtertyperna, antages att insignalen till filtren består av en ^{d/}grundvåg plus en överton, se fig. 3.4

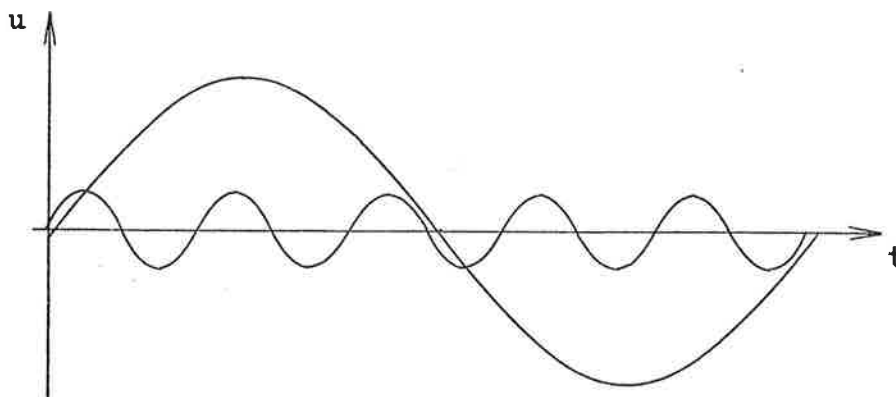


Fig. 3.4

Alltså

$$u(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + A_1 \sin(5\omega_0 t + \varphi_1)$$

I det kontinuerliga fallet blir utsignalen hos den ena integratorn vid integration över en hel grundvågsperiod

$$\begin{aligned} y_1 &= \int_0^{2\pi/\omega_0} [A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + A_1 \sin(5\omega_0 t + \varphi_1)] \sin(\omega_0 t) dt = \\ &= \int_0^{2\pi/\omega_0} A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\omega_0 t) dt + \\ &+ \int_0^{2\pi/\omega_0} A_1 \sin(5\omega_0 t + \varphi_1) \sin(\omega_0 t) dt = \end{aligned}$$

$$= \int_0^{2\pi/\omega_0} A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) \sin(\omega_0 t) dt$$

Övertoner med frekvenser som är jämna multiplar av grundvågens frekvens, har således ingen inverkan på resultatet då integrationen sker över ett jämnt antal perioder.

I det samplade fallet fås för motsvarande storhet då samplingsintervallens längd är en tiondel av grundvågens periodtid

$$\begin{aligned} Y_1 &= \sum_{T=\Delta T}^{10\Delta T} (A_0 \sin(\omega_0 T + \varphi_0) + A_1 \sin(5\omega_0 T + \varphi_1)) \sin(\omega_0 T) = \\ &= \sum_{T=\Delta T}^{10\Delta T} A_0 \sin(\omega_0 T + \varphi_0) \sin(\omega_0 T) + \\ &+ \sum_{T=\Delta T}^{10\Delta T} A_1 \sin(5\omega_0 T + \varphi_1) \sin(\omega_0 T) \end{aligned}$$

Den sista summan i ovanstående uttryck är generellt skild från noll och således ger övertonen ett inte önskat bidrag till slutresultatet. Denna felterm minskar då antalet samplingsintervall per period ökar och då övertonens amplitud minskar. Detta skulle innebära att mätresultatens tillförlitlighet ökar vid lägre frekvenser.

Vid experimentella mätningar bestyrktes detta och fel uppemot 10% erhöles vid de lägsta frekvenserna.

3.5 ANALOG LÅGPASSFILTRERING.

Ett sätt att uppnå bättre noggrannhet är att låta den utställda signalen passera ett lågpasfilter, så dimensionerat att övertonerna dämpas kraftigt. Se fig. 3.5

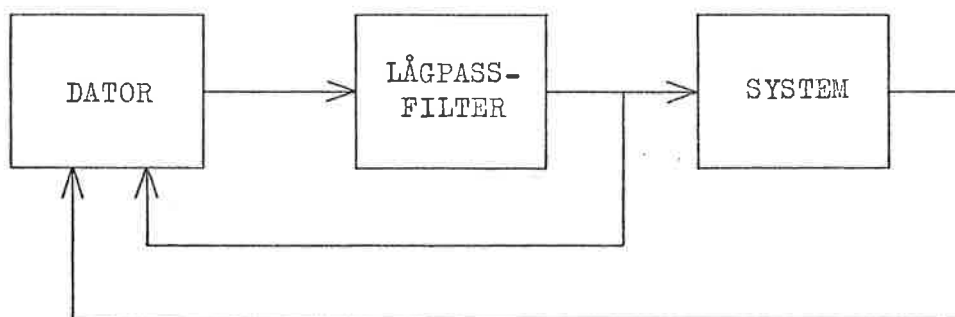


Fig. 3.5

Genom att mäta upp överföringsfunktionen för dels lågpasfiltret, dels för lågpasfiltret plus systemet fås systemets överföringsfunktion som

$$G_S(i\omega) = \frac{G_T(i\omega)}{G_F(i\omega)}$$

$$\arg G_S(i\omega) = \arg G_T(i\omega) - \arg G_F(i\omega)$$

där $G_T(i\omega)$ = lågpasfiltrets + systemets överföringsfunktion

$G_S(i\omega)$ = systemets överföringsfunktion

$G_F(i\omega)$ = lågpasfiltrets överföringsfunktion

Nedanstående tabell visar uppmätta värden med och utan lågpasfilter på ett känt system.

f (Hz)	TEORETISKA VÄRDEN		UTAN FILTER		MED FILTER	
	G	arg G°	Δ G	Δarg G°	Δ G	Δarg G°
0.45	0.963	-15.6	0.001	-0.9	0.004	-0.2
0.71	0.913	-24.2	0.002	-1.7	0.006	-0.0
1.11	0.820	-34.9	0.003	-2.6	0.007	-0.2
1.78	0.665	-48.2	0.005	-3.4	0.008	-0.4
2.78	0.449	-60.0	0.008	-4.6	0.006	-0.5
4.55	0.331	-70.6	0.005	-8.5	0.005	-0.2
5.00	0.302	-72.0	0.002	-9.6	0.004	-0.3

Tabell 3.1

Vid mätningar på system med frekvenser över 0.5 Hz rekommenderas användning av lågpasfilter för att mätresultaten skall bli tillförlitliga.

Det använda lågpasfiltret är av andra ordningen med en brytfrekvens vid cirka 10 Hz.

Dess överföringsfunktion är

$$G_F(s) = - \frac{1}{1 + \sqrt{2} RCs + (RCs)^2}$$

och kopplingsschemat visas i fig. 3.6

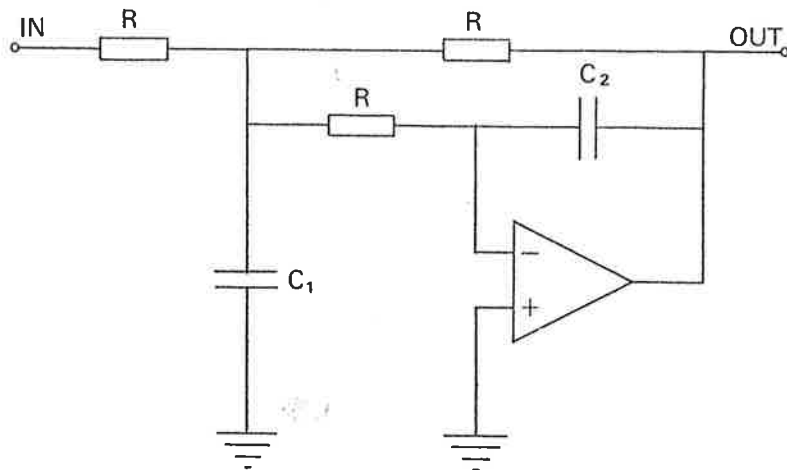


Fig. 3.6 Kopplingschema för lågpasfilter.

$$R = 33 \text{ k}\Omega \quad C_1 = \frac{3C}{2} = 1 \text{ }\mu\text{F} \quad C_2 = \frac{2C}{3} = 0.22 \text{ }\mu\text{F}$$

Inkoppling av lågpasfilter och system till interfacet vid mätning visas i fig. 3.7

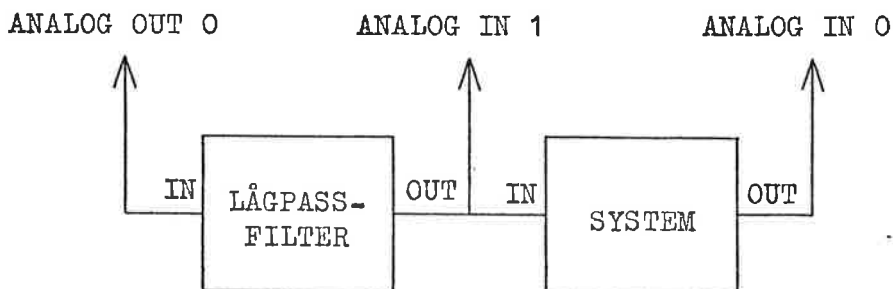


Fig. 3.7

Sker mätning vid så pass låga frekvenser att lågpasfiltret är obehövt ($f < 0.1 \text{ Hz}$) blir inkopplingen enligt fig. 3.8

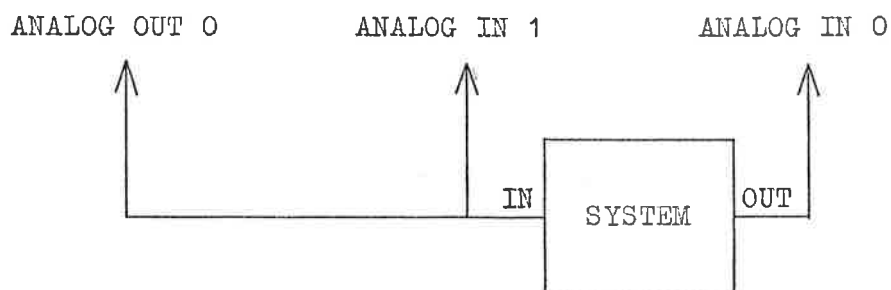


Fig. 3.8

Givetvis kan ett alternativt lågpasfilter användas om man beaktar att mätresultatets noggrannhet beror till stor del på hur distortionsfri sinussignalen är efter lågpasfiltret.

3.6 SAMMANFATTNING AV METODEN.

I detta avsnitt följer en kortfattad beskrivning av den slutliga metoden som användes.

Datorn ställer ut den styckvis konstanta sinussignalen, som får passera lågpasfiltret innan den appliceras på det betraktade systemet. Bestämmer att tio konstanta intervall per period är minimum för den utställda signalen, kommer den övre frekvensgränsen vid vilken en mätning kan ske att bli

$$f_2 = \frac{1}{10 \Delta T} = \frac{1}{10 \cdot 0.02} = 5 \text{ Hz}$$

eftersom $\Delta T = 0.02$ är den minsta samplingstiden på den tillgängliga datorn.

Signalerna efter lågpasfiltret och systemet läses in och multipliceras med dels en sinus- dels en cosinussignal, som är synkroniserade med den utställda signalen. De erhållna värdena summeras upp i var sin summa.

$$S1 = S1 + YS * \text{SIN}(OM T) * \Delta T$$

$$S2 = S2 + YS * \text{COS}(OM T) * \Delta T$$

$$S3 = S3 + YF * \text{SIN}(OM T) * \Delta T$$

$$S4 = S4 + YF * \text{COS}(OM T) * \Delta T$$

där YS är signalen efter systemet och YF efter lågpasfiltret.

Systemets överföringsfunktion fås sedan slutligen som

$$G_S(i\omega) = \sqrt{\frac{S_1^2 + S_2^2}{S_3^2 + S_4^2}}$$

$$\arg G_S(i\omega) = \arctan\left(\frac{S_2}{S_1}\right) - \arctan\left(\frac{S_4}{S_3}\right)$$

4. PROGRAMPAKET FÖR FREKVENSPANALYS.

4.1 ALLMÄNT.

Programpaketet består av två större delar, tasks, TASK FREQ och TASK FILT, som i sin tur är uppbyggda av ett antal subrutiner. Dessutom utnyttjas systemrutinen ALIO, som sköter analog och digital in/utmatning från interfacet. Analoga insignaler avläses, skalas, förvandlas till reella tal och lagras i blocket COMMON (se program.hb.). Beräknade utsignaler hämtas från blocket COMMON, skalas och förvandlas till volt. ALIO kan även sätta igång exekveringen av en task, om taskens namn placeras i blocket COMMON.

TASK FREQ, som är den större av dem, exekverar i avdelningen PUSER medan TASK FILT exekverar i PPRUS och ALIO i PIRUS (se program.hb.).

TASK FREQ är uppbyggd av huvudprogrammet MAIN, som är resident i kärnminnet, plus nio subrutiner som var för sig utgör en länk.

TASK FILT består endast av ett program.

Taskens uppbyggnad och hur dessa är sammankopplade till varandra visas i fig. 4.1

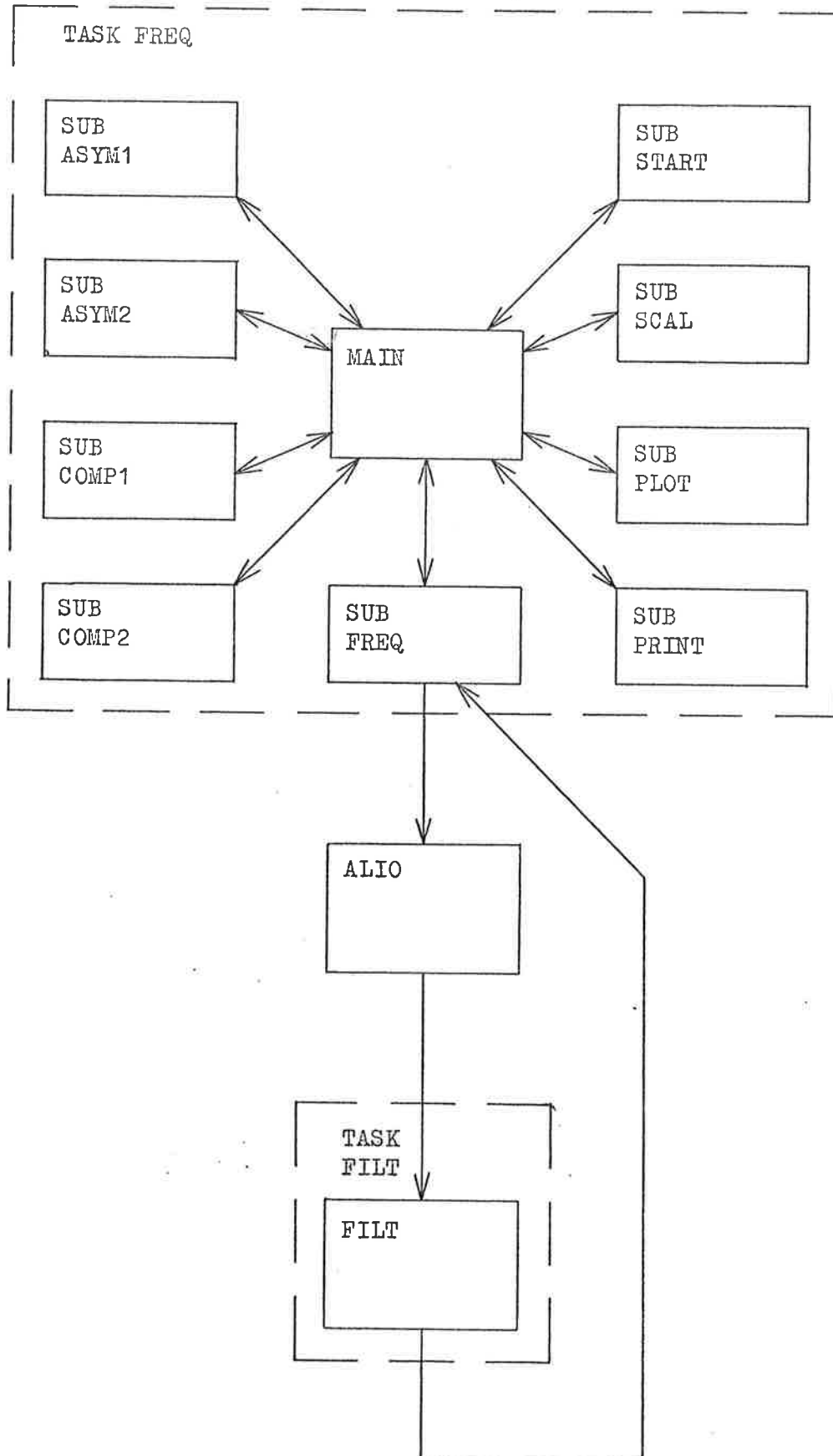


Fig. 4.1 Taskens sammankoppling och uppbyggnad.

Huvudprincipen för en mätning är att man genom kommandon bestämmer

Vinkelfrekvensgränser

Antal mätpunkter

Amplitud

Mättid

Transienttid (den tid insignalen påverkar systemet innan mätningen påbörjas)

TASK FREQ bestämmer sedan första frekvensen och begär en periodisk återkommande exekvering av ALIO med periodtiden 1 tick (=20 ms). Varje gång ALIO exekveras, startar den exekveringen av TASK FILT.

Under transienttiden beräknar TASK FILT endast utsignalens värde medan under mättiden även de två insignalerna bearbetas.

När mätningen är klar stoppas exekveringen av ALIO och TASK FILT beräknar $G(i\omega)$ och $\arg G(i\omega)$ för denna frekvens med hjälp av de resultat som erhöles under mättiden.

Därefter plottas resultatet på displayen och lagras av TASK FREQ.

En ny frekvens bestäms och en ny periodisk exekvering av ALIO sätts igång.

Detta upprepas tills mätning skett vid alla frekvenser.

Skulle något resultat under mätningen hamna utanför diagrammet på bildskärmen, modifieras diagramaxlarnas skalor så att även detta hamnar innanför. Däremot om det uppmätta beloppet av överföringsfunktionen skulle bli noll avbryts plottningen medan mätningen fortsätter.

Har ett sådant avbrott inträffat kan slutresultatet endast fås som utskrift på radskrivaren.

När en mätning är klar och man erhållit ett komplett bodediagram på displayen, kan man med olika kommandon lägga in asymptoter eller valfri överföringsfunktion för jämförelse i detta diagram. Utskrift av slutresultatet på radskrivaren kan också erhållas genom ett kommando.

4.2 BESKRIVNING AV KOMMANDON.

Generellt gäller att alla kommandon avslutas med ett Carriage RETURN (;) och att eventuella argument åtskiljs med ett eller flera blancktecken (_). Argument inom hakparanteser ([]) är valfria.

FREQ - med detta kommando bestäms begynnelse- och slutvinkelfrekvens och antal mätpunkter per dekad. Vinkelfrekvensgränserna modifieras dock till närmast undre standardvinkelfrekvens. Standardvinkelfrekvenserna består av 20 vinkelfrekvenser per dekad, så utvalda att de av-satta på logaritmisk skala bildar ekvidistanta punkter.

FORM: FREQ_OMG(1)_OMG(2)_ND;

EXEMPEL: FREQ 0.1 10. 5

CHAN - med detta kommando kan man ändra antalet perioder mätningen skall ske, amplituden på utsignalen och transienttiden. Sättes antalet mätperioder till noll erhålles nedanstående antal mätperioder (STANDARD).

$OMG \leq 0.6284$	NP = 1
$0.6284 < OMG \leq 1.2568$	NP = 3
$1.2568 < OMG \leq 3.1420$	NP = 5
$3.1420 < OMG \leq 6.2840$	NP = 10
$6.2840 < OMG$	NP = 20

```
FORM: CHAN_AA_XX[_AA_XX[   ]];
```

AA

AM = amplitud

TT = transienttid

NP = antal mätperioder

EXEMPEL: CHAN NP 8 TT 20.

CHAN AM 2.

EXEC - med detta kommando påbörjas mätningen. Resultatet plottas på displayen under mätningen, men plottningen avbryts om beloppet av överföringsfunktionen skulle bli noll.

```
FORM: EXEC;
```

PLOT - med detta kommando kan man ändra axelskalorna på bode-diagrammet.

```
FORM: PLOT_AAA_MIN_MAX[_AAA_MIN_MAX[   ]];
```

AAA

OMG = vinkelfrekvensskalan (log)

AMP = beloppskalan (dlog)

ARG = argumentskalan (grader)

EXEMPEL: PLOT OMG -0.1 1. ARG -90. 45.

PLOT AMP -0.5 0.5

PRIN - med detta kommando erhålles mätresultatet som utskrift på radskrivaren.

```
FORM: PRIN;
```

ASYM - med detta kommando hamnar man i ASYM där man har möjlighet att rita in önskade asymptoter i bodediagrammet.

Överföringsfunktionen tänkes angiven på formen

$$G(s) = K \frac{\left(1 + \frac{s}{b_1}\right) \dots \left(1 + \frac{s}{b_m}\right)}{\left(1 + \frac{s}{a_1}\right) \dots \left(1 + \frac{s}{a_n}\right)}$$

FORM: ASYM;

I ASYM kan följande kommandon begäras

NEW - med detta kommando inläses och uppritas önskade asymptoter. Brytpunkterna anges som brytvinkelfrekvens och lutningsändring.

```
EXEMPEL: >ASYM
          ASYM START
          >NEW
          GAIN
          #1.4
          NUMBER OF BREAKPOINTS
          #3
          BP 1
          #1. -1
          BP 2
          #2. 1
          LP 3
          #3. -1
```

CHAN - med detta kommando kan man ändra förstärkningen eller en brytvinkelfrekvens med dess lutningsändring.

```
EXEMPEL: CHAN GAIN 1.3
          CHAN BP 2 0.9 -2
```

Med ett Carriage RETURN erhålles upplottning av asymptoter med senast givna värden.

EXIT - med detta kommando lämnar man ASYM.

COMP - med detta kommando hamnar man i COMP där man har möjlighet att rita in en önskad överföringsfunktion i bodediagrammet för att jämföra den med mätresultatet. Överföringsfunktionen tänkes angiven på formen

$$G(s) = K \frac{(s + z_1) \dots (s + z_m)}{(s + p_1) \dots (s + p_n)}$$

FORM: COMP;

I COMP kan följande kommando begäras

NEW - med detta kommando inläses och uppritas den önskade överföringsfunktionen.

```

EXEMPEL: > COMP
          COMP START
          > NEW
          GAIN
          #4.5
          NUMBER OF POLES
          #2
          POLES RE IM
          P 1
          #-2.2 1.
          P 2
          #-2.2 -1.
          NUMBER OF ZEROS.
          #1
          ZEROS RE IM
          Z 1
          #-2. 3.

```

CHAN - med detta kommando kan man ändra förstärkningen eller en pol eller ett nollställe.

```

EXEMPEL: CHAN GAIN 2.1
          CHAN P 2 -1.3 0.
          CHAN Z 3 -1.9 2.3

```

Med ett Carriage RETURN erhålles upplottning av överföringsfunktionen med senast givna värden.

EXIT - med detta commando lämnar man COMP.

STOP - med detta kommando lämnar man programmen för frekvens-
analys och med kommandot CTRL C är monitorn i RSX-15
tillgänglig.

FORM: STOP;

4.3 GUIDE.

Vid mätningar på system skall proportionell mode och mätområdet 10V vid analog inläsning användas. Den logiska ingången nr 16 på interfacet skall sättas .TRUE..

UPPSTARTNING

1. Placera DEC-tapen på station 1.
2. Ladda in TASK FREQ och TASK FILT med MCR-rutinen INSTALL.
3. Placera FILT i REQNM 1 i blocket COMMON.
4. Tilldela teletypen TTØ de logiska nummren 8 och 9.
5. Gör ett REQUEST på TASK FREQ och avsluta detta kommando med ALT MODE.

Uppstartningen är nu klar och önskade kommandon kan begäras. Den normala gången för igångsättning av första mätningen är följande

1. Bestäm vinkelfrekvensgränser och antal mätpunkter med kommandot FREQ.
2. Bestäm amplitud, transienttid och antal mätperioder med kommandot CHAN.
3. Sätt igång mätningen med kommandot EXEC.

Nedan följer ett exempel på uppstartning och igångsättning av

första mätningen.

```

LCR>INS FREQ
LCR>INS FILT
LCR>SET REQNM 1 FILT
  OLD VALUE: NONE
LCR>REA 8 TT 20
LCR>REA 9 TT 20
LCR>SAVE
LCR>REQ FREQ
FREQUENCY ANALYSIS
START
>FREQ 1. 10. 4
>CHAN AN. 8. TT 20. NF
>EXEC

```

5. EXEMPEL.

I detta kapitel redovisas mätresultat som erhållits vid mätningar på olika system.

Följande system har uppmätts

System uppkopplade på analogmaskin

Elektrisk motor

Värmestav

Värmestaven är ett exempel som visar mätmetodens noggrannhet.

5.1 SYSTEM PÅ ANALOGMASKIN.

Exempel 1.

Det första systemet som uppmättes hade överföringsfunktionen

$$G(s) = \frac{4}{s + 2}$$

Följande kommando begärdes (se beskrivn. av kommando)

FREQ 0.24 24. 4

CHAN TT 15. NP 0 AM 2.

Fig 5.1 visar det erhållna bodediagrammet. Beloppskurvan är försedd med kvadrater och argumentkurvan med ringar.

I fig 5.2 har den teoretiska överföringsfunktionens asymptoter inritats och i fig 5.3 har även de teoretiska värdena på överföringsfunktionen inritats som jämförelse. Den teoretiska beloppskurvan är försedd med trianglar och den teoretiska argumentskurvan med plus-tecken.

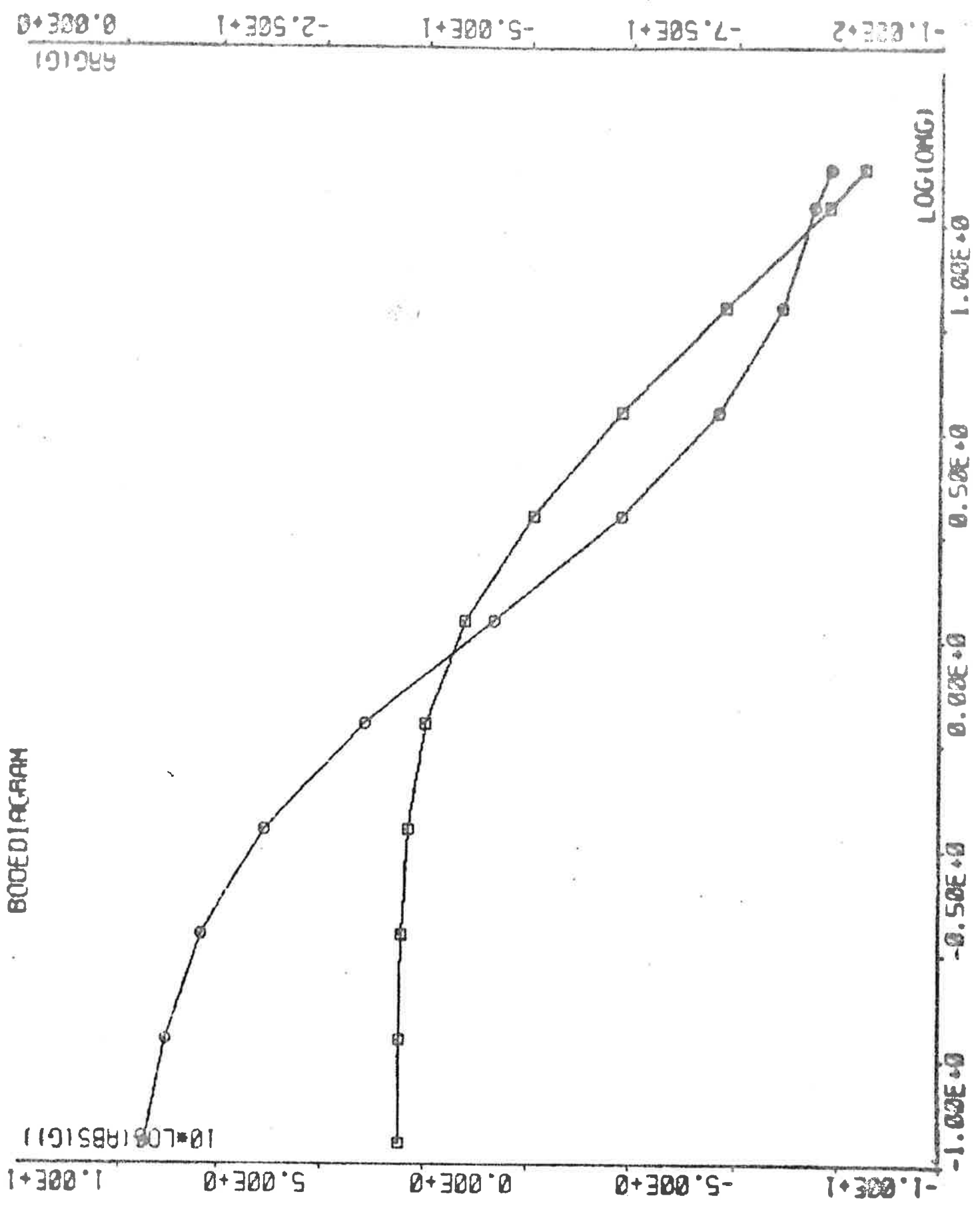


Fig. 5.1 Uppmätt överföringsfunktion för systemet $G(s) = \frac{4}{s+2}$

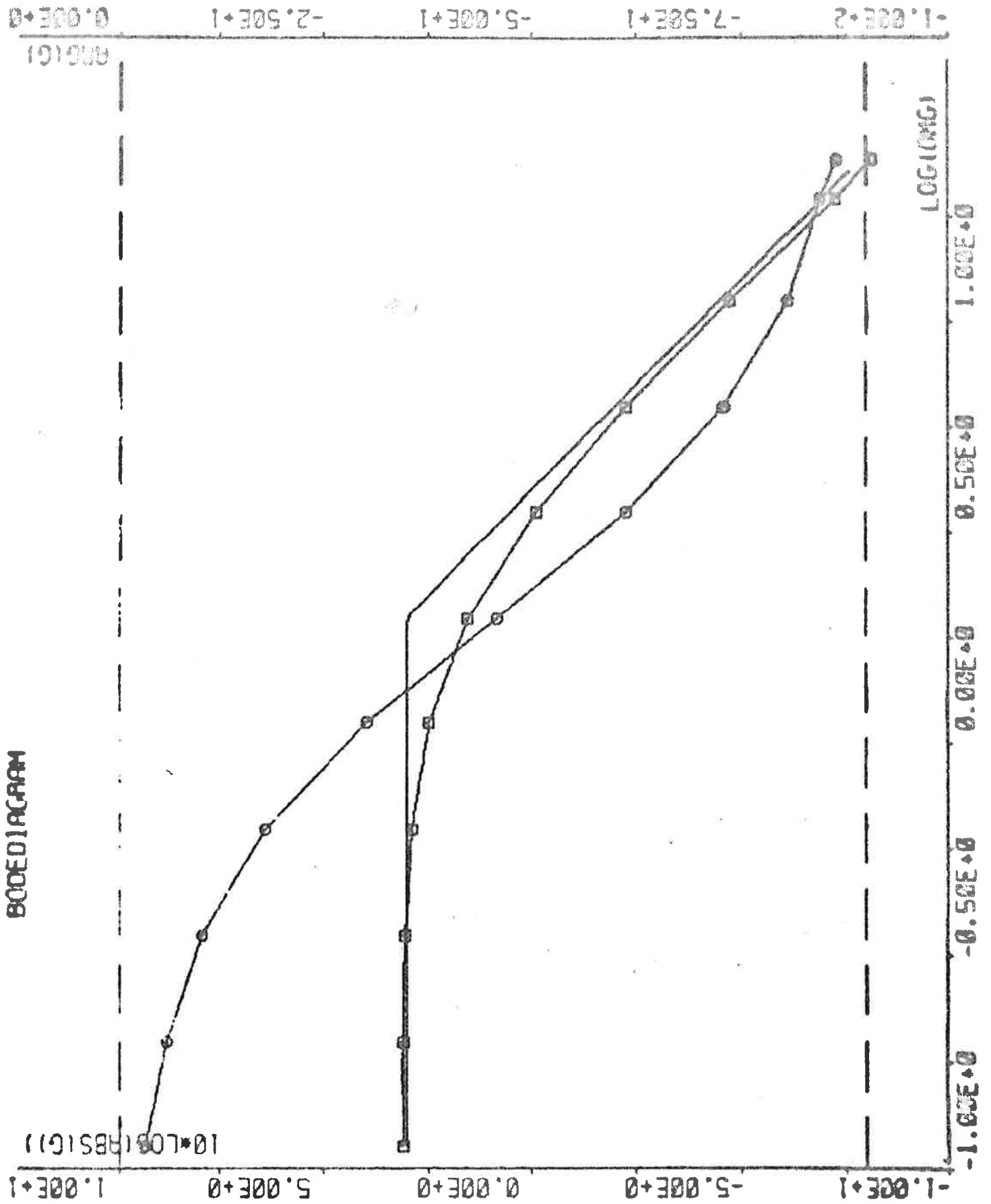


Fig. 5.2 Uppmätt överföringsfunktion för systemet $G(s) = \frac{4}{s+2}$

plus asymptoter.

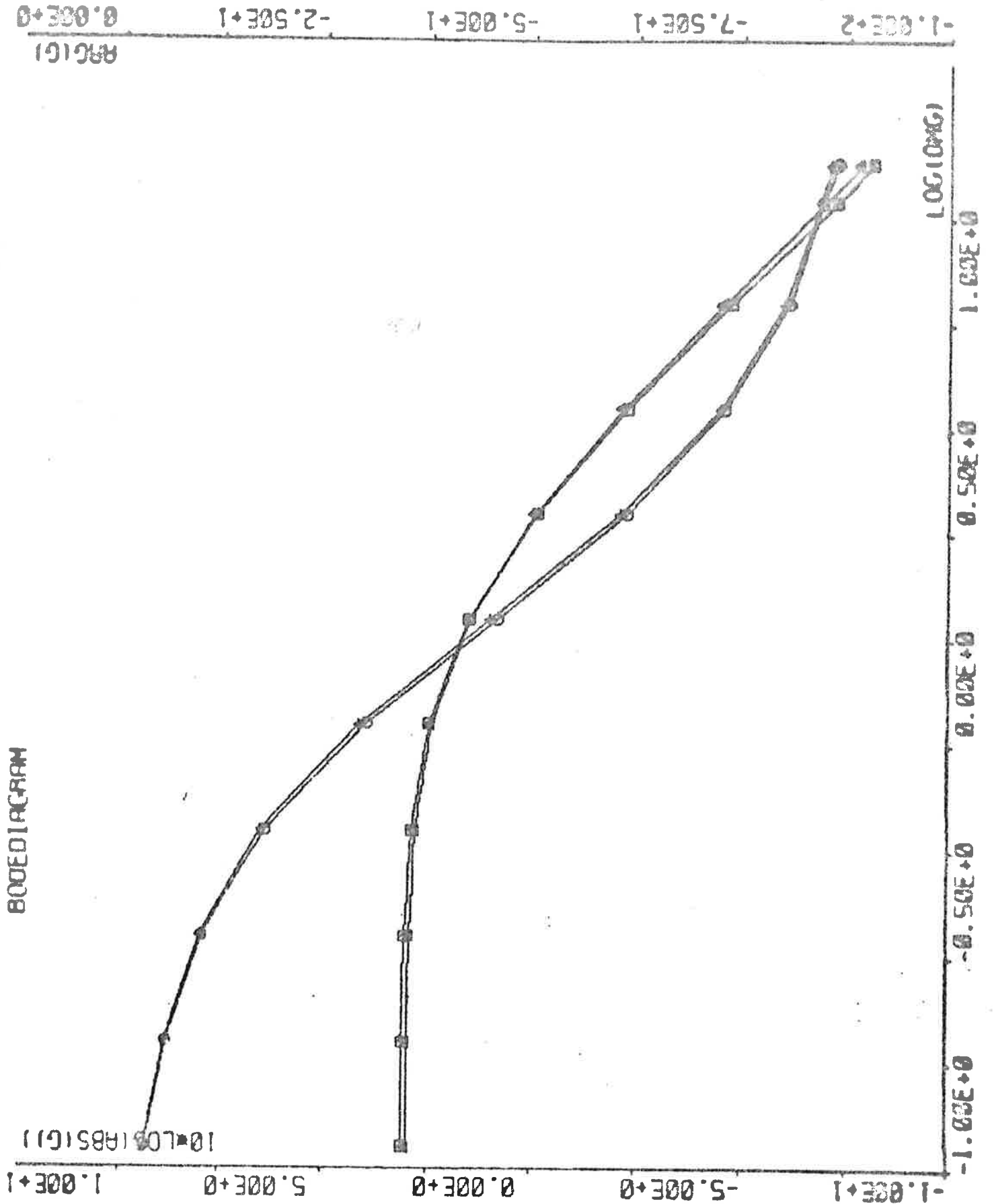


Fig. 5.3 Uppmätt överföringsfunktion för systemet $G(s) = \frac{4}{s+2}$ plus den teoretiska överföringsfunktionen.

Exempel 2.

Det andra systemet som uppmättes hade överföringsfunktionen

$$G(s) = \frac{2}{s^2 + 0.2s + 1}$$

Följande kommando begärdes

```
FREQ 0.24 31.5 5
```

```
CHAN TT 20. NP 0 AM 1.
```

Fig 5.4 visar det erhållna bodediagrammet.

Resonanstoppen önskades studeras närmare och ett nytt kommando begärdes

```
FREQ 0.65 1.6 20
```

Resultatet visas i fig 5.5 och i tabell 5.1

Diagramaxlarnas skalor i fig 5.5 har modifierats med kommandot PLOT så att dessa överensstämmer med de i fig 5.4

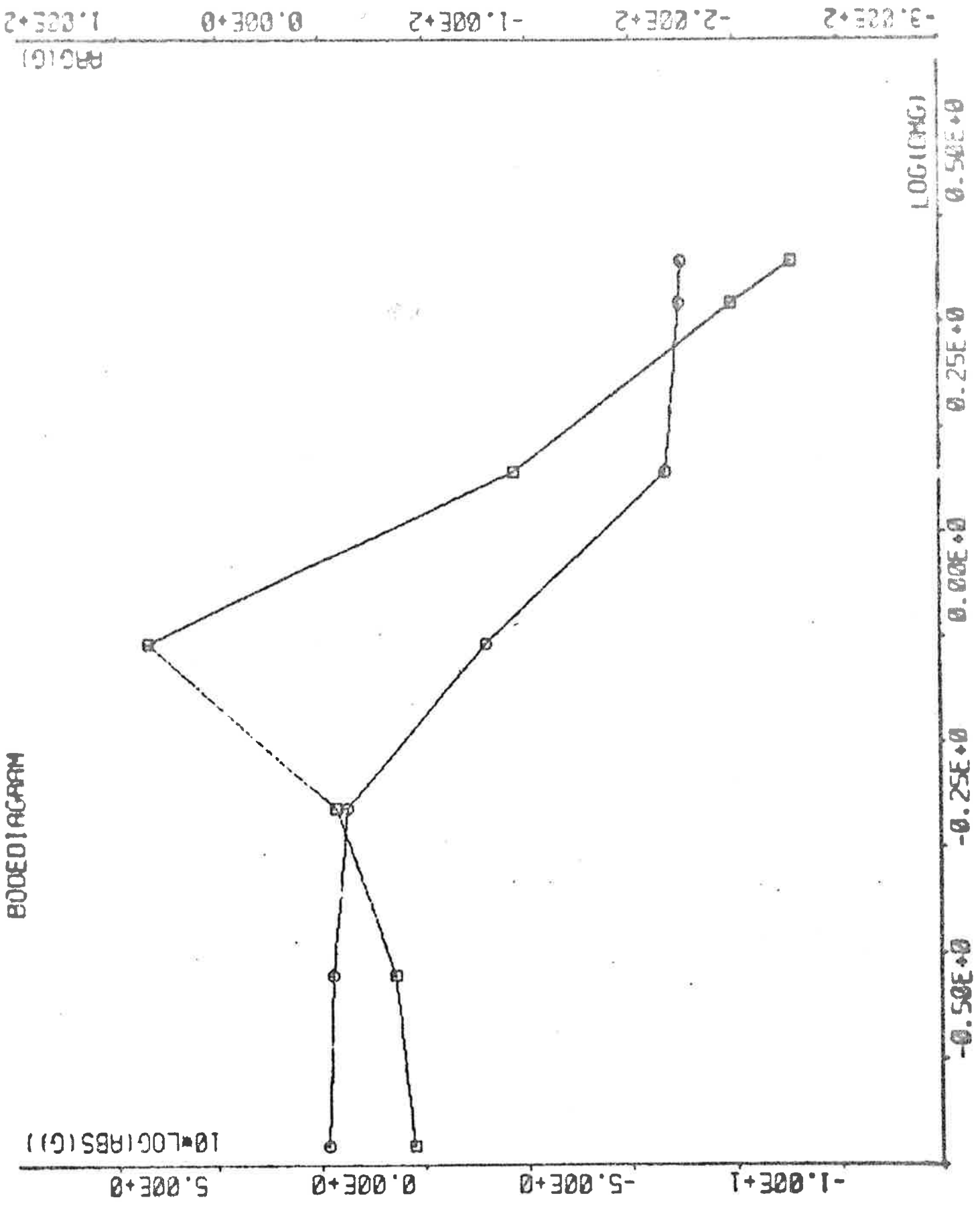


Fig. 5.4 Uppmätt överföringsfunktion för systemet

$$G(s) = \frac{2}{s^2 + 0.2s + 1}$$

FREQUENCY ANALYSIS

AMPLITUDE VOLT
1.000000E+00

TRANSIENT TIME SEC
2.000000E+01

MEASUREMENT TIME PERIOD(S)
STANDARD

FREQ RAD	AMP RATIO	ARGUMENT
6.283185E-01	1.679873E+00	-1.402612E+01
6.981317E-01	1.895723E+00	-1.610216E+01
7.853981E-01	2.402980E+00	-2.273206E+01
8.975978E-01	3.783747E+00	-4.498016E+01
9.817477E-01	4.652189E+00	-7.993219E+01
1.121997E+00	2.909429E+00	-1.409221E+02
1.256637E+00	1.626859E+00	-1.536816E+02
1.427996E+00	9.148758E-01	-1.636410E+02
1.570796E+00	6.636592E-01	-1.670843E+02

Tabell 5.1

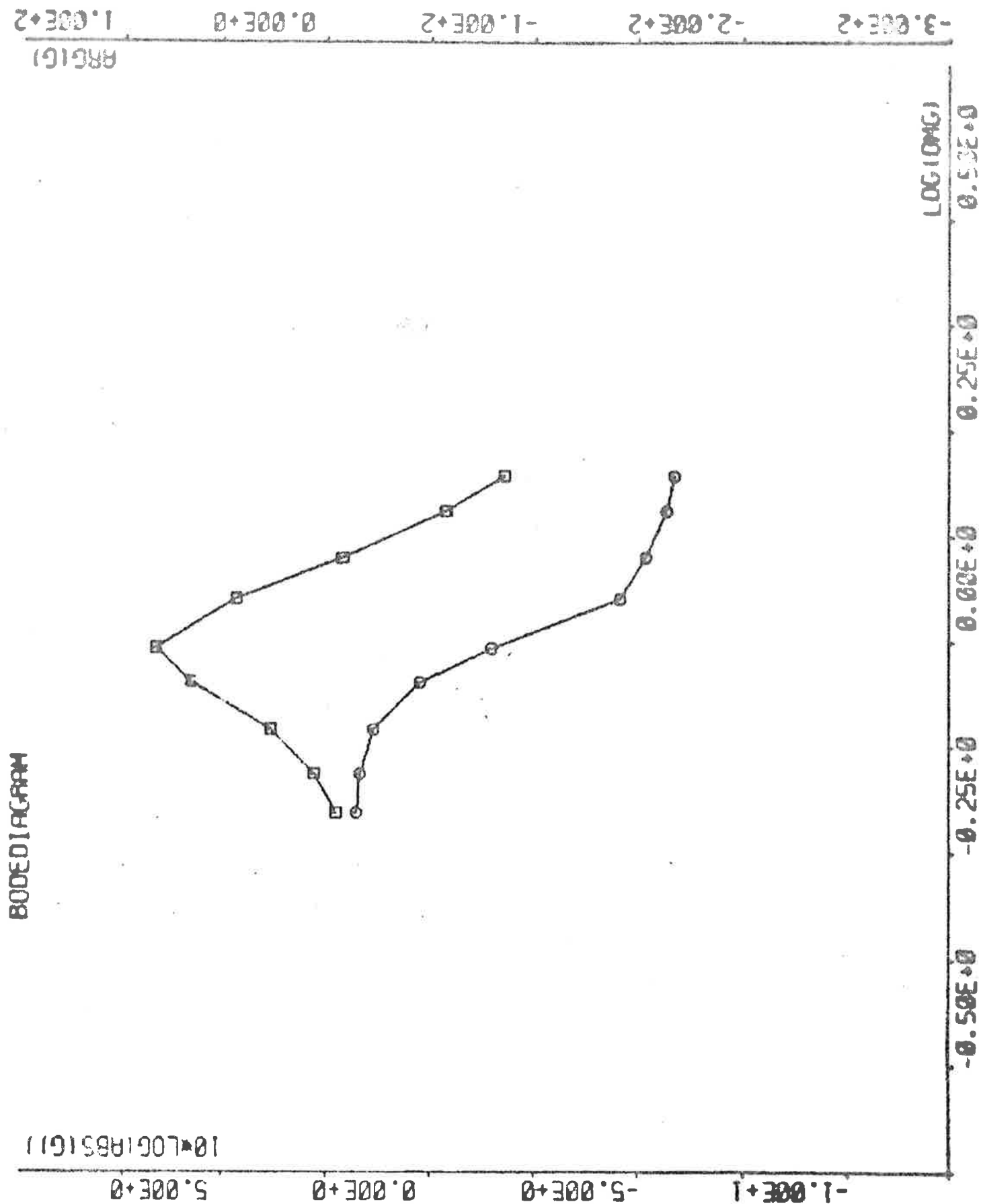


Fig. 5.5 Uppmätt överföringsfunktion för systemet

$$G(s) = \frac{2}{s^2 + 0.2s + 1}$$

Exempel 3.

Det tredje systemet som uppmättes var ett icke minimum-fas med överföringsfunktionen

$$G(s) = \frac{1 - s}{1 + s}$$

Följande kommando begärdes

FREQ 0.1 25. 4

CHAN TT 20. NP 0 AM 2.

Resultatet visas i fig. 5.6

Studerar beloppsskurvan i fig. 5.6 ser man att den avviker något från den teoretiska, som är $G_{\text{TEOR}}(s) = 1$.

Detta beror på svårigheterna att göra exakta inställningar på analogmaskinens potentiometrar. Om man genom kommandot COMP lägger in överföringsfunktionen

$$G_1(s) = \frac{0.95 - s}{1 + s}$$

blir resultatet enligt fig. 5.7

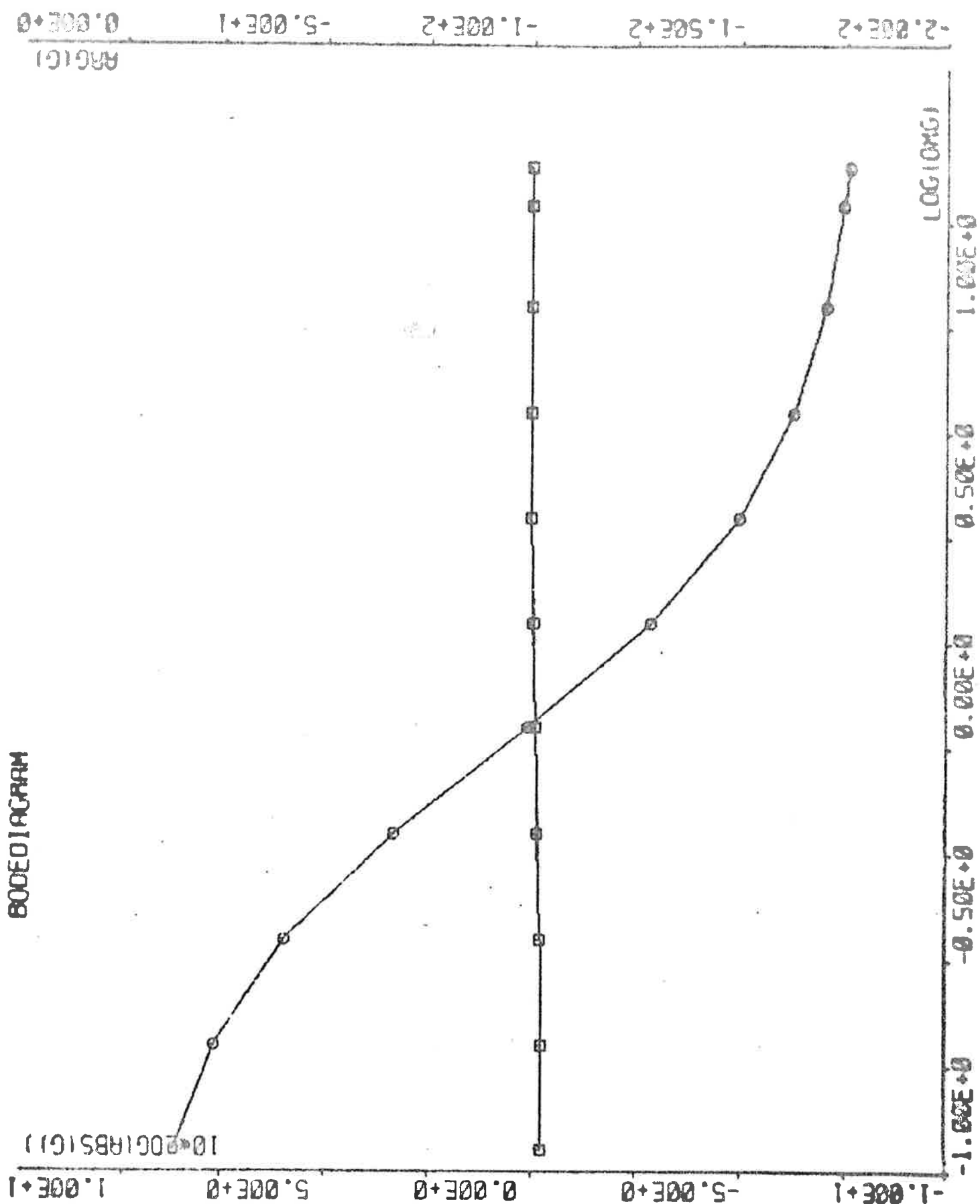


Fig. 5.6 Uppmätt överföringsfunktion för systemet $G(s) = \frac{1-s}{1+s}$

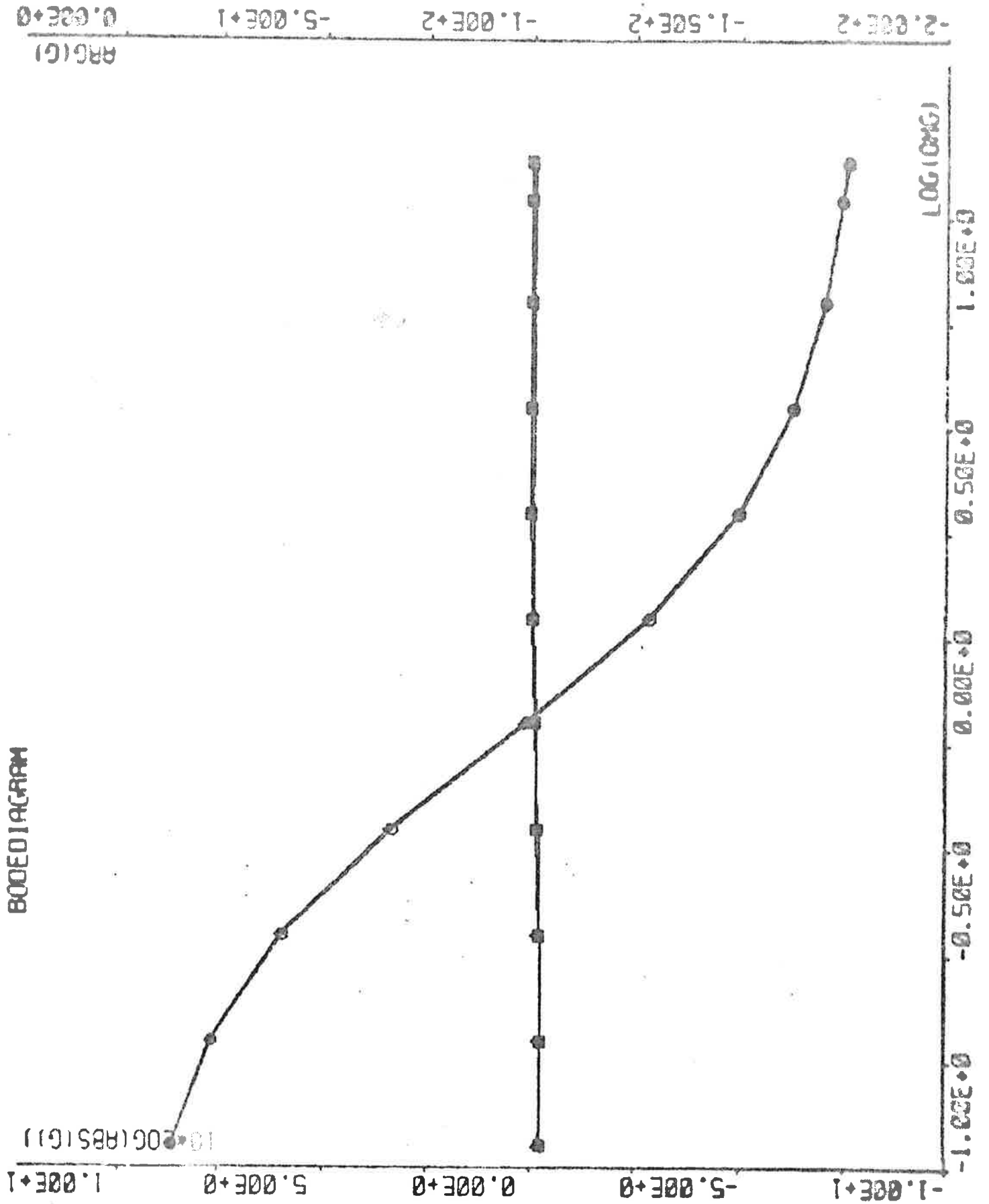


Fig. 5.7 Uppmätt överföringsfunktion för systemet $G(s) = \frac{1-s}{1+s}$
 och teoretisk för systemet $G_1(s) = \frac{0.95-s}{1+s}$

Exempel 4.

Det fjärde systemet som uppmättes hade överföringsfunktionen

$$G(s) = \frac{s + 2}{(s + 1)(s + 5)}$$

Följande kommando begärdes

FREQ 0.2 20. 4

CHAN TT 15. NP 0 AM 8.

Resultatet visas i fig. 5.8

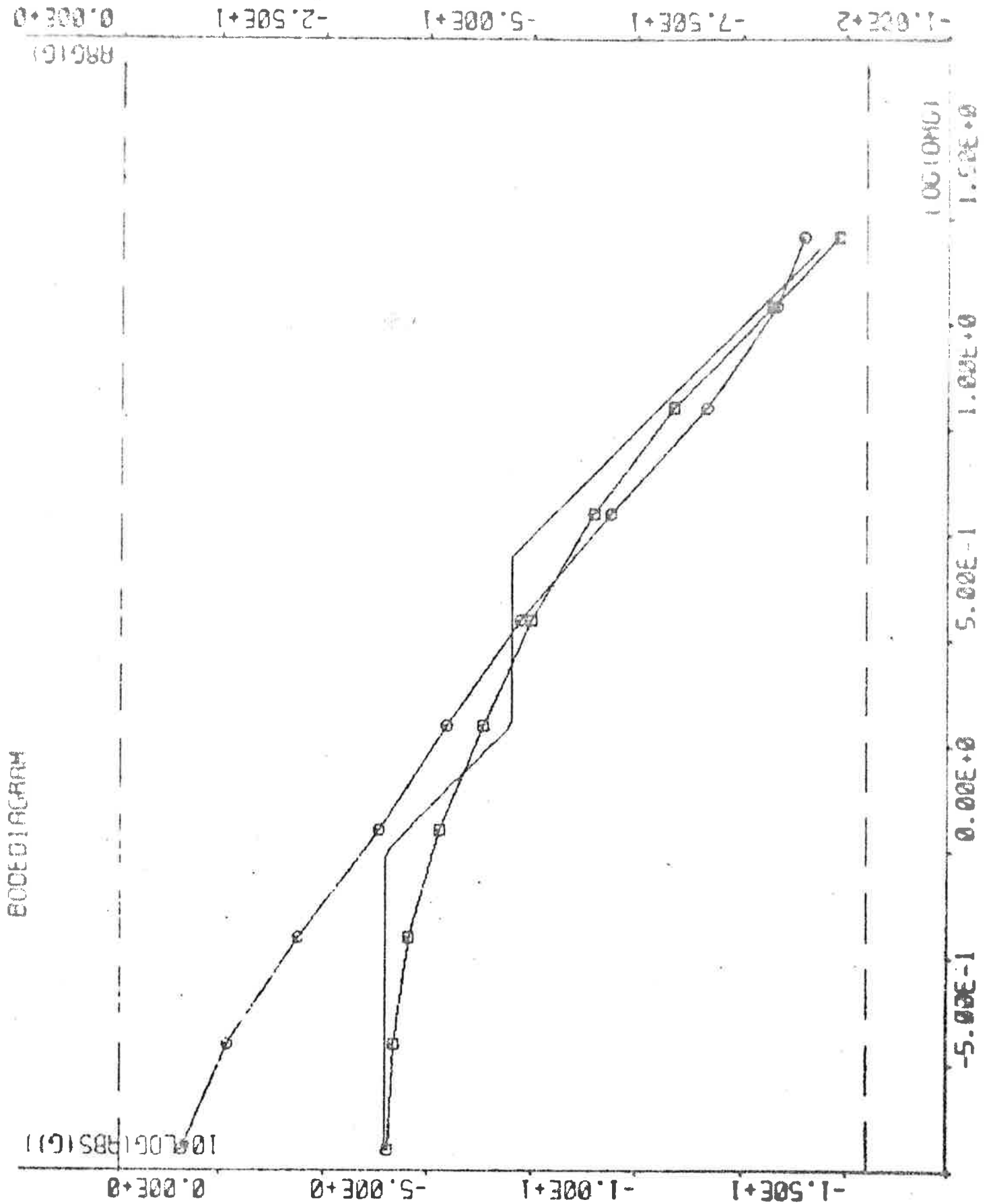


Fig. 5.8 Uppmått överföringsfunktion för systemet

$$G(s) = \frac{s + 2}{(s + 1)(s + 5)} \text{ plus asymptoter.}$$

5.2 ELEKTRISK MOTOR.

I fig. 5.9 visas blockschemat för mätupställningen.

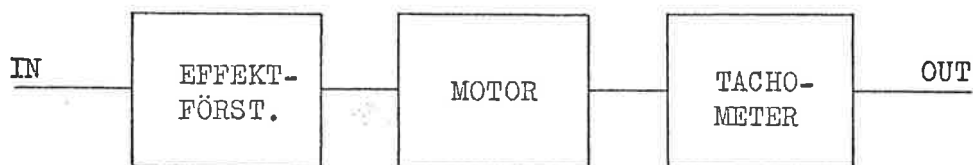


Fig. 5.9

Effektförstärkarens förstärkning kan varieras och har valts till 5 (se lab.handledn. Analys och syntes på elektriskt servosystem).

Följande kommando begärdes

FREQ 0.7 31.5 4

CHAN TT 15. NP 0 AM 1.

Resultatet visas i fig. 5.10 där även asymptoter inlagts med en brytvinkelfrekvens vid 9.2 rad/sek och lutningen -1

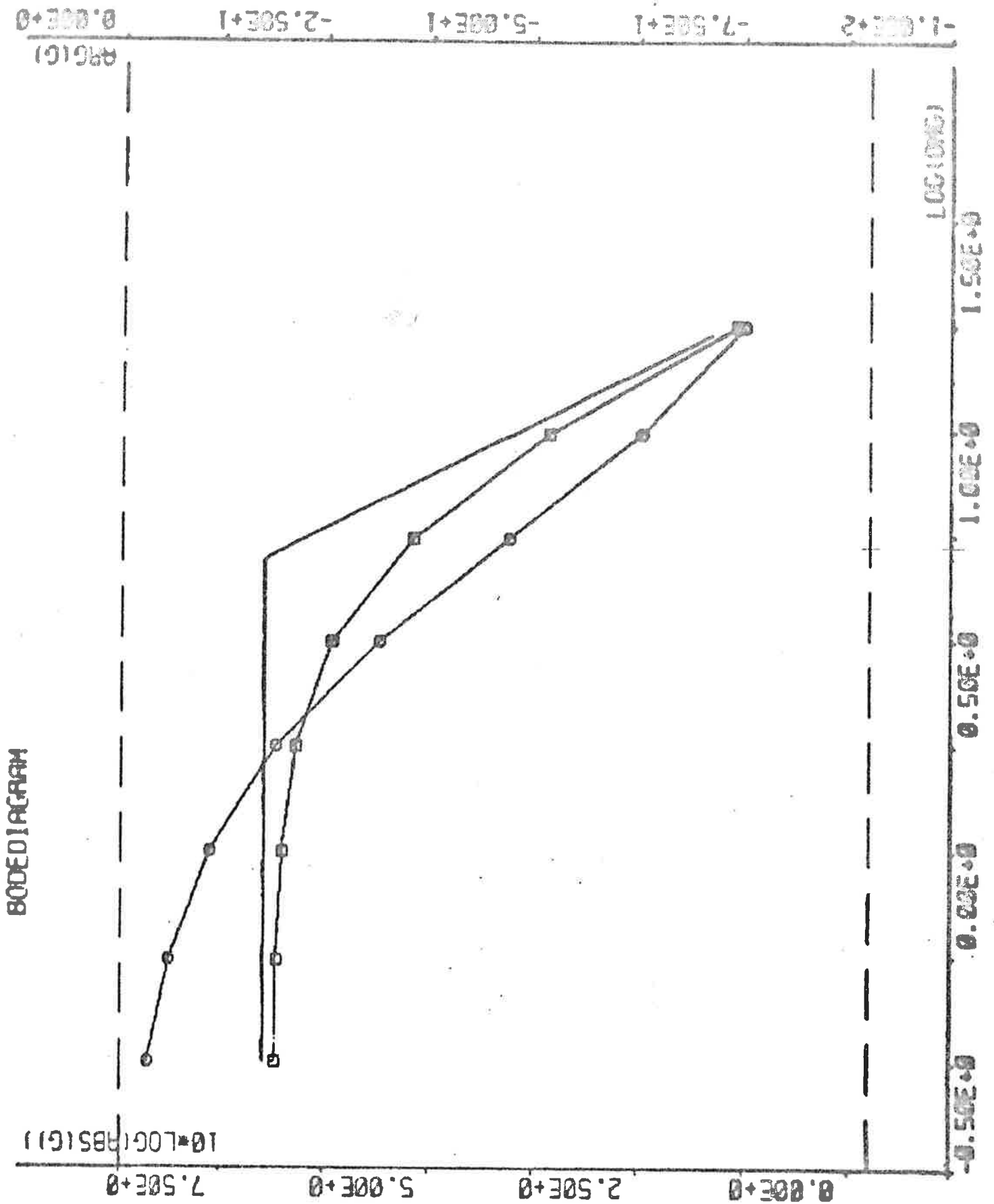


Fig. 5.9 Uppmått överföringsfunktion för motor med asymptoter inlagda.

5.3 VÄRMESTAVEN.

På Institutionen för Reglerteknik finns en värmestav, med vilken värmediffusionshastigheten i koppar kan bestämmas. Värmestaven består av en kopparstav, väl isolerad från omgivningen och försedd med Peltier element i båda ändar, med vilka ändtemperaturerna kan varieras. Längs med staven finns värmedetektorer.

Ett sätt att bestämma värmediffusionshastigheten är att skicka in en sinussignal på det ena Peltier elementet, så att värmeprofilen i staven blir en dämpad sinusfunktion, och mäta fasskillnaden hos denna mellan två punkter.

Följande värden användes vid mätningen

Amplitud = 2.3 V

Transienttid = 50 min

Antal mätperioder = 10

Mätfrekvensens periodtid = 60 sek

Resultatet redovisas nedan och som jämförelse har angivits ett värde som erhållits med maximum likelihood metoden och som har en noggrannhet på 0.01%

FREKVENSPANALYS

MAXIMUM LIKELIHOOD METODEN

1.1943

1.1957

radianer

Med denna mätmetod har man fått en noggrannhet på fasbestämningen som är jämförbar med tidigare använda mätmetoder.

Anmärkningsvärt är också den tidsbesparing som erhålles med denna metod. Vid transienttider på 15 min och mättider på 5 min, dvs total mättid på 20 min erhöles mycket goda resultat, medan man vid tidigare mätmetoder hade transienttider på 120 min för att resultaten skulle bli tillförlitliga.