

CODEN: LUTFD2/(TFRT-5388)/1-80/(1988)

Studie av regulatorer för elektrohydrauliska lägesservon

Göran Göransson

Institutionen för Reglerteknik
Lunds Tekniska Högskola
Oktober 1988

Department of Automatic Control Lund Institute of Technology P.O. Box 118 S-221 00 Lund Sweden		<i>Document name</i> Master Thesis	
		<i>Date of issue</i> October 1988	
		<i>Document Number</i> CODEN: LUTFD2/(TFRT-5388)/1-80/(1988)	
<i>Author(s)</i> Göran Göransson		<i>Supervisor</i> Folke Wörn, Rolf Johansson	
		<i>Sponsoring organisation</i>	
<i>Title and subtitle</i> Studie av regulatorer för elektrohydrauliska lägesservon. (A Study of Regulators for Electrohydraulic Position Servos).			
<i>Abstract</i> <p>The purpose of this thesis has been to study different types of control strategies for an Electrohydraulic position servo in a Fuel metering valve. The Servo needs a high accuracy and fast response controller. Nonlinearities cause the system dynamics to vary with different operating conditions. A mathematical model implemented in the simulation tool ACSL is used in design and analysis. The System is analyzed and the existing P-controller is found to be insufficient in accuracy. Design and analysis of analog PID-controllers and lead-lag filters are described and solutions to avoid reset windup and reduce sensitivity for variation in the system dynamic are proposed. Two analog controllers based on a PID-controller and a lead-lag filter fulfil the performance specifications. Further a discussion is made over possibilities and difficulties with discrete controllers and methods based on a combination of analog and discrete technics.</p>			
<i>Key words</i>			
<i>Classification system and/or index terms (if any)</i>			
<i>Supplementary bibliographical information</i>			
<i>ISSN and key title</i>			<i>ISBN</i>
<i>Language</i> Swedish	<i>Number of pages</i> 80	<i>Recipient's notes</i>	
<i>Security classification</i>			

The report may be ordered from the Department of Automatic Control or borrowed through the University Library 2, Box 1010, S-221 03 Lund, Sweden, Telex: 33248 lubbis lund.

Sammanfattning

Syftet med detta examensarbete har varit att studera olika reglerstrategier för ett elektrohydrauliskt lägeservo i en bränsledoserventil. Servot ställer höga krav på noggrannhet och snabbhet hos regulatorn. Olinjäriteter medför att systemets dynamik varierar med olika driftfall. Vid dimensionering och analys används en matematisk modell av bränsledoserventilen som simuleras i simuleringsverktyget ACSL. Systemet analyseras och den befintliga P-regulatorn befinns ha för dålig noggrannhet. Arbetet redogör för dimensionering och analys av analoga PID-regulatorer och faskompensering. Lösningar för att förhindra integratoruppvridning och känslighet för dynamikvariationer föreslås. Två analoga regulatorer, en baserad på PID-regulering och en på faskompensering uppfyller kravspecifikationen. Dessutom diskuteras möjligheter och svårigheter med diskret reglering och metoder som kombinerar analog och diskret teknik.

Förord

Detta examensarbete har utförts av Göran Göransson under sommaren 1988 på uppdrag av **Volvo Flygmotor**. Arbetet utfördes mestadels på **Volvo Flygmotor** avdelning 314 men handledning och andra resurser har även nyttjats vid Institutionen för reglerteknik vid Lunds tekniska högskola.

Ett stort tack till mina handledare Folke Wärm vid **Volvo Flygmotor** och Rolf Johansson vid Institutionen för reglerteknik. Tack även till övrig personal vid **Volvo Flygmotor** avdelning 314 och Institutionen för reglerteknik. Tack också till Teknolog Lars Sundström för hjälp med framställandet av bilderna till denna rapport.

Innehållsförteckning

1. Inledning
2. Bränsledoserventil
 - 2.1 Utseende och funktion
 - 2.2 Mätgivare och styrdator
 - 2.3 Matematisk modell
3. Simulering av bränsledoserventil i ACSL
 - 3.2 Driftfall
 - 3.3 Störningar
 - 3.4 Utskrifter
4. Analys av bränsledoserventil med P-regulator
 - 4.1 P-regulator och statistiskt fel
 - 4.2 Simulering av system med P-regulator
 - 4.3 Poler och stabilitet
 - 4.4 Linjäriserade tillståndsekvationer och överföringsfunktion
 - 4.5 Bodediagram
 - 4.7 Utvärdering av bränsledoserventil med P-regulator
5. Kravspecifikation på regulator
6. Regulatorstrategier
 - 6.1 Analoga regulatorer
 - 6.1.1 PI-regulator

6.1.2 PID-regulator

6.1.3 Integratoruppvridning

6.1.4 Simulering av system med PID-regulator

6.1.5 Faskompensering

6.1.6 Simulering av system med faskompensering

6.1.7 Framkoppling

6.1.8 Jämförelse mellan system med PID-regulator och faskompensering

6.2 Diskreta regulatorer

6.2.1 Konventionella diskreta regulatorer

6.2.2 Adaptiva regulatorer

6.3 Hybridregulatorer

Referenser

Bilagor

A. Blockschema över den matematiska modellen av bränsledoserventilen

B. Kort om ACSL

C. Simuleringar av system med P-regulator

D. Beräkning av överföringsfunktionen från tillståndsekvationerna

E. Bodediagram

F. Simuleringar av system med PID-regulator

G. Simuleringar av system med faskompensering

H. Simuleringar av system med hybridregulatorer

1. Inledning

Detta arbete har gått ut på att dimensionera en regulator till ett elektrohydrauliskt lägesservo i en bränsledoserventil. Bränsledoserventilen styr exempelvis bränsleflödet från bränsletanken och bränslepumpen till brännkammaren i en motor. De tekniska data som används i detta arbete gäller för en doserventil avsedd att sitta i en rammotor. Elektrohydrauliska servon är vanligt förekommande som ställdon även i andra sammanhang. Arbetet har därför också en mer generell målsättning att studera olika reglerstrategier för elektrohydrauliska servon.

På regulatorn ställs i denna tillämpningen höga krav på noggrannhet och snabbhet. Noggrannheten krävs därför att det även finns andra felkällor i systemet som gör att noggrannheten redan ligger på marginalen för det tillåtna. Snabbheten är en nödvändighet för den typ av motor som doserventilen sitter i.

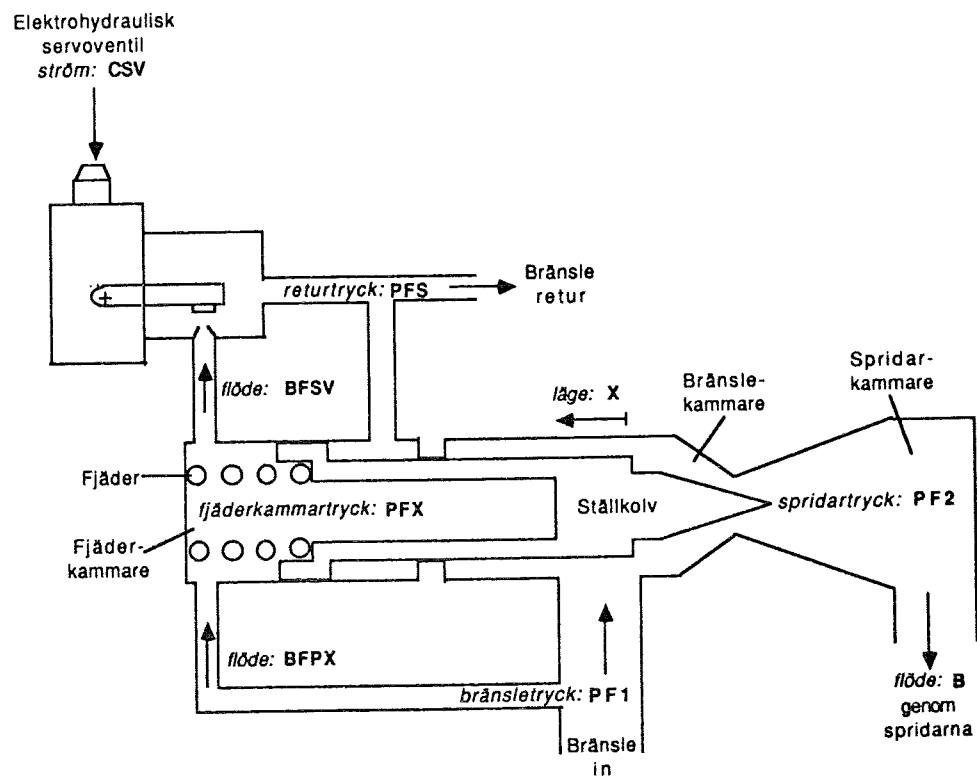
Den nuvarande regleringen sker med en enkel P-regulator där förstärkningen begränsas av stabilitetsmarginalerna. Ett system med P-regulator får alltid ett statistiskt fel vars storlek är beroende av förstärkningen. I vissa fall som i rammotorn blir förstärkningen så låg att noggrannhetskraven inte uppfylls. Det behövs alltså någon form av regulator som minskar de statistiska felen och fel orsakade av störningar.

Rapporten börjar i kapitel 2 med en genomgång av bränsledoserventilens utseende, funktion och modell. I kapitel 3 redogörs för hur systemet simuleras i simuleringsverktyget **ACSL**. I kapitel 4 analyseras doserventilen dels som enskilt system dels med P-regulator. I kapitel 5 redogörs för en kravspecifikation som används vid dimensionering och utvärdering av nya regulatorer. I kapitel 6.1 provas olika analoga reglerstrategier som utvärderas i kapitel 6.1.8. I kapitel 6.2 diskuteras möjligheter och svårigheter med diskret reglering. I kapitel 6.3 diskuteras användningen av analog P-regulering tillsammans med olika former av diskret justering för att undvika statistiska fel.

2. Bränsledoserventil

2.1 Utseende och funktion

I figur 2.1 finns en skiss av bränsledoserventilen med beteckning på de viktigaste delarna och storheterna utsatta. En kort beskrivning av dess funktion följer nedan.



Figur 2.1 Bränsledoserventilen med en del viktiga delar och storheter markerade.

Bränslet matas från bränslepumpen med ett tryck **PF1** in i bränslekammaren. Härifrån strömmar bränslet via doserventilen ut i spridarkammaren där det uppstår ett tryck **PF2**. Bränslet går sedan via spridarna ut till brännkammaren. Spridartrycket **PF2** är en funktion av flödet **B** genom spridarna. Eftersom doserventilen är av typen kaviterande venturi som har mottrycket lika med ångtrycket, vilket i är försumbart vid sidan av **PF1**, bestäms storleken på flödet av ställkolvens läge **X** och av trycket **PF1**.

Ställkolvens läge beror på kraftbalansen. Från ena sidan har vi krafter beroende på bränsletrycken i spridar-, bränsle- och returkamrarna. Från andra sidan kommer en kraft från fjädern och en från trycket **PFX** i fjäderkammaren. Krafterna från väsketrycken är proportionella mot expanderingsytan. Spridartrycket **PF2**'s kraftverkan är pga ångbildning reducerat med en faktor 0.7. Eftersom spridar- och bränslekammartrycken verkar på areor som är beroende av läget blir kraftbalansen lägesberoende.

Trycket i fjäderkammaren byggs upp av flödesbalansen mellan flödena **BFPX**, **BFSV** och ställkolvens rörelse. Flödet **BFPX** mellan bränsle- och fjäderkamrarna beror på tryckskillnaden och förbindelsens dimensioner. Dimensionen karakteriseras med flödestalet **FPX** som har enheten $\frac{kg/s}{\sqrt{Pa}}$. Flödet är alltså proportionellt mot roten ur tryckskillnaden. Flödet **BFSV** från fjäderkammaren genom servoventilen beror dels på skillnaden mellan **PFX** trycket och returtrycket **PFS** dels på servoventilens läge. Läget eller öppningen bestämmer flödestalet **FSV** mellan fjäderkammaren och bränsletanken där bränslet går i retur.

Med servoventilen finns nu en möjlighet att styra ställkolvens läge. Genom att öppna servoventilen ökas utflödet och trycket faller i fjäderkammaren. Därmed dras ställkolven mot fjäderkammaren och ökat **X** varvid doserventilen öppnas. På motsvarande sätt stängs doserventilen när servoventilen stängs.

Servoventilen styrs med en styrström **CSV** som är direkt proportionell mot flödestalet **FSV**. Störningar kan uppstå som nollskift eller sk offset på detta samband. En ändring av temperaturen eller en acceleration av systemet med doserventilen medför att storleken på nollskiftet ändras. Flödestalet är i verkligheten inte enbart beroende på styrströmmen. Trycket före och efter servoventilen påverkar också sambandet mellan styrström och flödestal.

2.2 Mätgivare och Styr dator

Tre storheter mäts under drift. Dessa är bränsletrycket **PF1**, returtrycket **PFS** och ställkolvens läge **X**. De båda trycken avläses av styrdatorn med frekvensen 100Hz och används för att räkna ut vilken lägesreferens **XREF** som skall ges till doserventilens regulator. Detta innebär att lägesreferensen uppdateras med 100Hz. Ställkolvens läge, vars mätvärde kallas **XSC**, används i den analoga regulatorn men kan också avläsas av styrdatorn för att användas vid eventuell digital reglering. Även här är samplingsfrekvensen 100Hz.

2.3 Matematisk modell

För att få insikt i hur doserventilen uppträder i olika driftsituationer och för att kunna utvärdera olika regulatorstrategier har Volvo Flygmotor tagit fram en matematisk modell. Modellen bygger på att beskriva dynamiska förlopp med tidskontinuerliga differentialekvationer. Modellen har sedan implementerats i ett simuleringspråk **ACSL** där modellens uppträdande

beräknas. Tillvägagångssättet vid simulering redovisas noggrannare i kapitel 3.

I den matematiska modellen av bränsledoserventilen kan fem huvudblock särskiljas ur dynamiken.

Regulatorn som bestämmer styrsignalen ur felet **ERROR**. Regulatorstrategier kan väljas efter önskemål. Drivsteget som driver styrströmmen **CSV** approximeras med en första ordningens differentialekvation med tidskonstanten **TCSV**.

Servoventilen. Ventilklassen och därmed flödestalet **FSV**:s samband med styrströmmen **CSV** approximeras med en första ordningens differentialekvation med tidskonstanten **TSV** och förstärkningen **FSVG**.

Flödesbalansen i fjäderkammaren bestämmer tryckförändringen. Genom integration av förändringen **PFXD** fås trycket **PFX**.

Kraftbalansen bestämmer den resulterande kraften på ställkolven. Med kolvmassa **MPIST** ger det kända sambandet $F = MPIST * XDD$ fås accelerationen **XDD**. Integrering två gånger ger sedan ställkolvens läge.

Mätgivarens dynamik approximeras med en första ordningens differentialekvation med tidskonstanten **TXSC**.

Regulatorns drivsteg, lägesmätaren och servoventilen har alla karakteriserats med en första ordningens differentialekvation. Om x är insignal och y är utsignal ser differentialekvationen ut som:

$$T\dot{y} = Kx - y \quad (1)$$

Där K är förstärkningen och T tidskonstanten. Stegsvaret för detta system är av typen.

$$y(t) = K * (1 - e^{-t/T}) \quad (2)$$

Vilket kan jämföras med integratoruppladdning. I regulatorn och lägesmätaren är det just strökapacitanser som skall laddas upp medan det i servoventilen även är ventilklassens mekaniska tröghet som inverkar. En riktigare modell av ventilklassens insvängning vore en andra ordningens differentialekvation där även översläng och insvängningsrippel kan modelleras. Test med simuleringar visade dock inga skillnader i resultaten så enklaste modellen fick duga.

Med Laplaceoperatoren s går det att skriva ekvation 1 som:

$$Y = \frac{K}{1 + Ts} * X \quad (3)$$

Tidskonstanten T medför en reell pol i punkten $1/T$. Tidskonstanterna och polerna för komponenterna ovan redovisas i *tabell 2.2*.

Tabell 2.2	Komponent	Tidskonstant	pol
	Drivsteg	TCSV=0.2ms	-5000
	Lägesmätare	TXSC=0.5ms	-2000
	Servoventil	TSV=1.5ms	-666.7

I *bilaga A* ses hela den modellerade dynamiken beskriven i ett blockschema där s står för laplace operatoren. Regulatorn i detta schema är en proportionell regulator (P-regulator) dvs styrsignalen är en förstärkning av skillnaden mellan önskat och mätt läge. En guidning runt *bilaga A* följer här. Längst till vänster matas referensflödet **BPR** in och omvandlas med hjälp av mätt bränslekammartryck och retturtryck till ett referensläge **XREF**.

In till Regulatorn kommer felet **ERROR** som är skillnaden mellan lägesreferensen **XREF** och mätt läge **XSC**. Felet förstärks och drivstegets karakteristik modelleras. Sedan adderas en grundström **CSVZ** som bestämmer arbetspunkten. Grundströmmen och arbetspunkten behandlas mer i kapitel 4.1.

Störningarna adderas också till här precis innan servoventilen. De har lagts in innan servoventilen därför att de skall påverkas av dynamiken. Eftersom det är ventilklaffens tröghet som skapar dynamiken måste en störning som verkar på klaffen även påverkas av dess dynamik.

Servoventilen karakteriseras med ovan nämnda överföringsfunktion och producerar flödestalet **FSV**.

Flödesbalansen i fjäderkammaren är nästa steg i schemat. Storheterna **BFPX** och **BFSV** är flödena till och från fjäderkammaren. Dessa är olinjärt kopplade till trycket **PFX** genom rotuttrycken. **BSP** är det pseudoflöde som kolvens rörelse ger upphov till. Flödena normeras och integreras till fjäderkamartrycket **PFX**.

Nästa steg blir kraftbalansen mellan sju krafter. Från fjädersidan verkar krafterna:

FSP Fjäderkraften

FPPX som beror på att trycket **PFX** multipliceras med den kolvytan **APH** som trycket verkar på.

Från andra sidan verkar krafterna:

FPPS som kommer av returtrycket och ställkolvsytan (**APH-APR**). **APR** är ställkolvens tvärsnittsytta **APR** i bränslekammaren.

FPF1 beror på bränslekammartrycket **PF1** och den lägesberoende exponeringsytan. Eftersom ytan **APINT** är tvärsnittsytan av ställkolvens spets och läget varierar mellan 0 och 10mm blir uttrycket för exponeringsytan som finns i bränslekammaren (**APR-APINT(1-100X)**).

FPF2 beror på spridarkammartrycket **PF2** och den yta $100X \cdot APINT$ av kolven som finns ute i spridarkammaren. Inverkan reduceras dock av viss ångbildning med en faktor 0.7. Eftersom trycket **PF2** också är lägesberoende blir kraften **FPF2** indirekt kvadratisk beroende på läget vilket gör lägesåterkopplingen olinjär.

FB kommer från det utströmmande bränslets friktionskraft mot ställkolvens spets. Eftersom flödet är lägesberoende blir kraften **FB** därmed också lägesberoende.

FFRIC slutligen beror på kolvens friktion mot huset.

Kraftresultaten normeras med kolvmassan och integreras till lägesderivatan **XD** och läget **X**.

Mätgivaren har överföringsfunktion enligt ovan och producerar mätta läget **XSC**.

Flödet **B** syns inte i modellschemat men det är direkt proportionellt mot läget genom formeln:

$$B = X \cdot FVENTG\sqrt{PF1}$$

För att studera bränsledoserventilens funktion är det lättast att titta på lägesreferensen och läget istället för flödesreferensen **BPR** och flödet **B** eftersom dessa skalas med tryck som varierar med driftfall.

3. Simulering av bränsledoserventil i ACSL

3.1 ACSL

ACSL är ett simuleringsspråk dvs ett programmeringsspråk som är specialgjort för att beräkna och utvärdera uppförandet av kontinuerliga system beskrivna av tidsberoende differentialekvationer. Den matematiska modellen av bränsledoserventilen som beskrevs i kapitel 2 finns implementerad i ett ACSL program. En programbeskrivning och simuleringinstruktioner för detta programmet finns i *bilaga B*. Där finns också en liten beskrivning om språket och dess finesser.

3.2 Driftfall

För att testa doserventilens och regulatorernas uppträdande vid olika driftsituationer och lättare kunna göra jämförelser fastställdes två olika driftfall. Dessa kallas fantasifullt nog driftfall 1 och driftfall 2. De skiljer väsentligen på två tryck, nämligen bränsletrycket **PF1** och returtrycket **PFS**. Ändringarna gör att det skiljer nästan en tiopotens på lägesreferensen **XREF** mellan de båda driftfallen.

För att ytterligare förenkla jämförelsen valdes ett standardreferenssteg för varje driftfall. I driftfall 1 sker steget från **XREF=9** → 4.5mm och i driftfall 2 från **XREF=1.26** → 0.63mm.

Dessutom ingick det i författarens uppgift att vid ACSL simuleringar möjliggöra en referensändring i form av en ramp. Eftersom lägesreferensen ändras med 100Hz sker detta som en trappstegsramp. Vid simulering användes samma start och slutvärden som i standardstegen ovan.

3.3 Störningar

För att utvärdera störningskänsligheten programmerade författaren in störningsmöjligheter som nollskift i sambandet mellan styrströmmen **CSV** och servoventilens flödestal **FSV**.

- Temperaturstörningen läggs på som ett konstant nollskift eftersom temperaturen ändras så långsamt i förhållande till signalerna.
- Accelerationen antas öka linjärt och når sitt maximum efter 0.12s. Nollskiftet ökar därför linjärt under samma tidsrymd.
- Variation i fjäderkammарtrycket **PFX** ger ett nollskift proportionellt mot avvikelserna från ett designtryck **PFX0**.

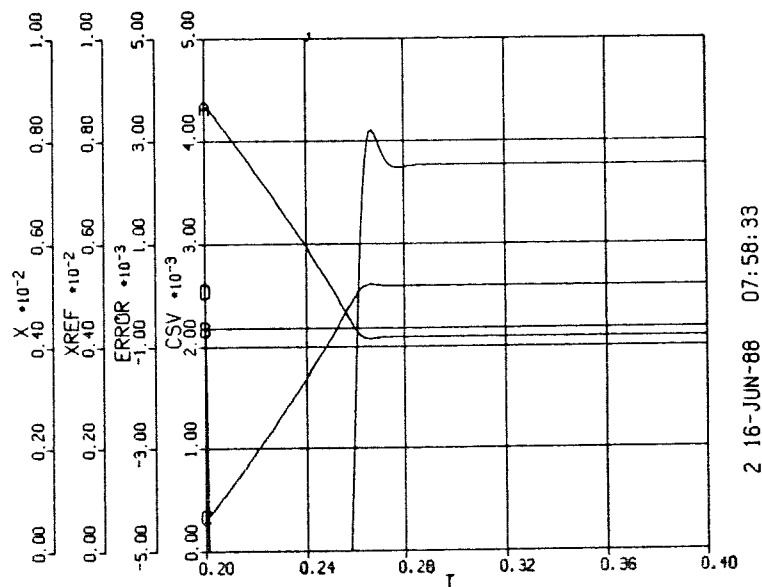
- Eftersom returtrycket är konstant i driftfallen blir dess störinverkan på servovalven konstant i varje driftfall. Dvs dess inverkan blir då samma som temperaturens och finns därför inte implementerad som en speciell störning.

Storlek och utseende på störningarna redovisas i tabell 3.1.

tabell 3.1 Anledning till nollskift	Storlek	Utseende
Temperaturvariation	max $\pm 5\%$	Konstant
Acceleration av doservalv	max $\pm 10\%$	Ramp
PFX variation	4%/5MPa	Varierar med PFX trycket
PFS variation	3%/1.4MPa	Ej realiserad använd temperatur störning

3.4 Utskrifter

Standardutskriften visar fyra signaler under 0.2s. I figur 3.2 visas ett exempel på en sådan plot av signalerna för doservalv med P-regulator. Signalernas betydelse och märkning är listade i tabell 3.3.



Figur 3.2 En typisk plot av några viktiga signaler i doservalven. Signalernas betydelse och märkning beskrivs i tabell 3.3.

tabell 3.3 Fysikalisk signal	Beteckning i program	Märkning i plot	Signaltyp
läge	X	A	Utsignal
lägereferens	XREF	B	Referens
lägesfel	ERROR	C	Fel
styrström	CSV	D	Styrsignal

4. Analys av bränsledoserventil med P-regulator

4.1 P-regulator och statistiskt fel

Det befintliga styrsystemet till bränsledoserventilen består av en analog P-regulator. Styrsignalen ges då av en förstärkning av felet mellan önskat och mätt läge. Förstärkningen är i denna regulatorn $K=10$ gånger och dynamiken i regulatorns drivsteg approximeras med en först ordningens differentialekvation med tidskonstanten $T_{CSV}=0.2\text{ms}$. Problemet med P-regulatorer i allmänhet är att för låg förstärkning leder till stora statistiska fel. Intuitivt förstås detta om man tänker på att det måste finnas en styrsignal för att driva systemet från jämviktpunkten. Denna styrsignal uppstår genom att vi har ett fel som förstärks K gånger. Därför vi måste ha ett fel för att driva systemet från jämviktpunkten. Felet blir beroende av hur långt från jämviktpunkten vi vill ligga och hur stor förstärkningen är. Till en viss del går det att reducera felet genom att flytta jämviktpunkten vilket också görs i detta systemet. Det är därför det adderas en grundström $CSVZ$ till styrsignalen CSV som gör att arbetspunkten i driftfall 1 hamnar runt 9mm.

Problem fås också om det kommer in störningar som t ex nollskift i flödet genom servoventilen. Då kommer regulatorn inte att kunna reglera bort detta helt. Ett räkneexempel visar på hur stora felen teoretiskt kan bli i bränsledoserventilen. Om nollskiften i *tabell 3.1* adderas i statistisk mening, dvs kvadratrotten ur kvadratsumman, fås sammanlagda flödesfelet i servoventilen till $\sqrt{10+5+4+3} \approx 12\%$ av maximala flödestalet. Eftersom styrströmmen är proportionell mot flödestalet motsvarar detta 12% fel i strömmen. Max effektiv styrström är 10mA vilket ger 1.2mA felström. Eftersom förstärkningen i regulatorn är 10 gånger krävs ett fel på 0.12mm för att driva fram denna ström. I driftfall 2 har vi slutligen en lägesreferens på 0.63mm vilket innebär ett lägesfel på $(0.12/0.63)*100 \approx 20\%$.

4.2 Simuleringar av system med P-regulator

Resultatutskrifterna från simuleringarna återfinns i *bilaga C*. De simuleringar som redovisas är en del standardfall vilka finns uppskrivna i *tabell 4.1*.

<i>tabell 4.1</i>	<i>Driftfall 1</i>		<i>läges-</i> <i>referens</i>	<i>Driftfall 2</i>	
	<i>sidnr.</i>	<i>studie</i>		<i>sidnr.</i>	<i>läges-</i> <i>referens</i>
	C.1	steg	9→4.5mm	C.6	1.26→0.63mm
	C.2	steg	4.5→9mm	C.7	0.63→1.26mm
	C.3	ramp	9→4.5mm	C.8	1.26→0.63mm
	C.4	10% acc. störning	9mm		
	C.5	4% PFX- störning	9→4.5mm	C.9	1.26→0.63mm
		12% ramp- störning		C.10	0.63mm

En del kommentarer till simuleringarna kan vara till hjälp att tolka resultaten. C.1,C.2,C.6 och C.7 visar standardstegen i de båda driftfallen. En flyktig granskning ger att systemet verkar stabilt och väl dämpat. Att systemet är olika snabbt beroende om referensen ökas eller minskas beror på att styrsignalen CSV bottnar. En mer oroande detalj noteras i t ex C.1 där referensen minskas från 9 till 4.5mm. Styrströmmen börjar på ca 2mA, sjunker sedan till bottenläget för att till sist stiga och stabiliseras på ca 3.3mA. Detta verkar ju mystiskt att styrsignalen först sjunker för att sedan stabilisera sig på ett högre värde. Anledningen är att kraftbalansen på kolven ändras beroende på läget vilket kommer att beröras mer senare.

Det stationära felet observeras i alla utskrifter utom C.2 eftersom vi då ligger på arbetspunkten. Speciellt vid jämförelser av simuleringar med och utan störningar syns att det stationära felet ökat. I C.10 som visar en linjär ökning av störningen från 0 till 12% syns att felet växer från 0.28mm till 0.4mm. Det extra felet pga nollskift blir $(0.40-0.28)/0.63 \approx 20\%$ vilket förutsades i räkningarna ovan. Det maximala statistiska felet fås i C.6 och är 0.28mm eller $0.28/0.63 \approx 20\%$.

Dynamiska störning i C.5 och C.9 som beror på tryckvariation i servoventilen har ingen större synlig inverkan på doserventilens insvängningsförlopp.

4.3 Poler och stabilitet

I ACSL finns även programvara att beräkna poler till ett system. I Tabell 4.2 redogörs för öppna systemets poler och i tabell 4.3 redogörs för slutna systemets poler.

Tabell 4.2		Öppna systemets poler				
pol nr.	driftfall 1	XREF=9mm		driftfall 1	XREF=4.5mm	
	reella			reella		
(1)	8.4			7.3		
(2)	-666.7			-666.7		
(3)	-2000.0			-2000.0		
(4)	-5000.0			-5000.0		
		imaginära		imaginära		
		frekvens	dämpning	frekvens	dämpning	
(5,6)	6027		0.033	6053		0.032
pol nr.	driftfall 2	XREF=1.26mm		driftfall 2	XREF=0.63mm	
	reella			reella		
(1)	3.1			3.0		
(2)	-666.5			-666.5		
(3)	-2000.0			-2000.0		
(4)	-5000.0			-5000.0		

	imaginära		imaginära	
	frekvens	dämpning	frekvens	dämpning
(5,6)	6173	0.040	6176	0.041

Öppna systemet är tydligen instabilt, dessutom ändras polerna beroende på driftfall och ställkolvens läge. För att identifiera polerna tar vi hjälp av *tabell 2.3* som innehåller vissa komponenters poler. Jämförelse ger att servoventilen bidrar med pol (2) i -666.7, lägesmätaren ger pol (3) i -2000 och drivsteget ger pol (4) i -5000. De tre kvarvarande polerna beror alltså på flödes- och kraftbalanserna. Eftersom ställkolvens rörelse X_D ingår i flödesbalansen är dessa balanser beroende av varandra. Om fjäderkammarmartrycket P_{FX} , som är resultatet av flödesbalansen, låses vid ett fast värde ger dock polanalysen en vink om sambandet. De två imaginära högfrekventa polerna (5,6) ligger då kvar på ungefär samma värde som tidigare. Samtidigt som den instabila polen (1) försvinner. Vilket tyder på att pol (5,6) beror på kraftbalansen. Om istället ställkolvens läge låses försvinner de imaginära polerna (5,6) men även den instabila polen (1) påverkas kraftigt. Detta tyder då på att den instabila polen (1) beror både av flödes- och kraftbalansen.

Tabell 4.3

Slutna systemets poler

pol nr.	driftfall 1 $X_{REF}=9\text{mm}$		driftfall 1 $X_{REF}=4.5\text{mm}$		
	reella		reella		
(1)	-2193		-2167		
(2)	-4981		-4984		
		imaginära		imaginära	
		frekvens	dämpning	frekvens	dämpning
(3,4)		425.1	0.56	393	0.64
(5,6)		6029	0.033	6054	0.033
pol nr.	driftfall 2 $X_{REF}=1.26\text{mm}$		driftfall 2 $X_{REF}=0.63\text{mm}$		
	reella		reella		
(1)	-2101		-2099		
(2)	-4991		-4991		
		imaginära		imaginära	
		frekvens	dämpning	frekvens	dämpning
(3,4)		299.0	0.95	296.2	0.96
(5,6)		6174	0.040	6177	0.041

Det slutna systemet är stabilt men dämpningen i driftfall 1 är lite för låg. Detta överensstämmer med simuleringarna som i *bilaga C.2* visar den sämre dämpningen som en översläng vid insvängningen.

Lite förvånande visar det slutna systemets poler större variation med lägesändring än det öppna systemet. Förklaringen ligger i att det är öppna systemets statiska förstärkningen som ändras med läget vilket vid återkoppling kommer att påverka polerna. Antag att systemets överföringsfunktion består av täljarpolynomet $A(s)$, nämnarpolynomet $B(s)$ och statiska förstärkningen F . Proportionell återkoppling med förstärkningen K medför att den slutna överföringsfunktionen ser ut som nedan.

$$\frac{K * F * \frac{A(s)}{B(s)}}{1 + K * F * \frac{A(s)}{B(s)}} = \frac{K * F * A(s)}{B(s) + K * F * A(s)}$$

Här syns att nollställena och statiska förstärkningen inverkar på polerna vid återkoppling. I det slutna systemet känns dock polerna (1),(2) och (5,6) igen som härstammade från lägesgivaren, drivsteget och kraftbalansen. Den nya dubbelpolen (3,4) består av en sammansmältning av polerna som berodde på flödesbalansen och servoventilen. Denna pol dominerar det dynamiska beteendet kring den punkt där polanalysen utförts.

En annan intressant sak att studera med polanalysen är vid vilken förstärkning som slutna systemet blir instabilt. Trial and error ger i driftfall 1 förstärkning på $K_c \approx 55$ och i driftfall 2 förstärkning $K_c \approx 120$. Vid båda fallen ligger svängningsfrekvensen på $f_0 \approx 150\text{Hz}$.

Med polanalysen går det även att studera systemets känslighet för parametervariationer. Det noteras då att små ändringar i lägesgivaren och drivstegets korta tidskonstanter inte påverkar mer än sina egna poler(1) och (2). Inte förrän när tidskonstanterna närmar sig ventilservots 0.0015s medför de att dämpningen i den lågfrekventa dubbelpolen (3,4) blir dålig. Ventilservot tidskonstant har större betydelse på både snabbhet och dämpning av dubbelpolen (3,4). Ett snabbare ventilservo medför ett snabbare och bättre dämpat system. Det finns dock andra fysiska egenheter som begränsar doserventilens snabbhet. Exempel på detta är det långsamma förloppet att strypa doserventilen i driftfall 1 (se bilaga C.1). Långsamheten beror där på att styrsignalen bottnar dvs att servoventilen stängs. Ökningen av trycket PFX bestäms då enbart av tryckskillnaden mot bränsletrycket PF1.

Den dynamiska störningens inverkan på polerna studeras i tabell 4.4. Den pålagda störningen är det nollskift i sambandet mellan styrströmmen CSV och flödestalet FSV som varierar med fjäderkammertrycket PFX. Detta medför att ventilservot ändrar karakteristik. Flödestalet sätts att ändras 4% per 5MPa:s ändring i trycket PFX.

tabell 4.4 poler slutna systemet med PFX störning

pol nr.	driftfall 1 XREF=9mm		driftfall 2 XREF=0.63mm	
	reella		reella	
(1)	-2193		-2099	
(2)	-4981		-4991	
	imaginära		imaginära	
	frekvens	dämpning	frekvens	dämpning
(3,4)	423.3	0.57	296.0	0.96
(5,6)	6067	0.033	6178	0.041

Genom jämförelse med värdena för polerna i motsvarande driftfall utan störning (se tabell 4.2) ses att skillnaden är obetydlig jämfört med polvandringen pga lägesändring och driftfallsändring. Därför behöver inte denna störning beaktas speciellt vid dimensionering av andra regulatorer.

4.4 Linjäriserade tillståndsekvationer och överföringsfunktion

Tillståndsekvationerna är ett sätt att på matrisform beskriva ett system bestämt av differentialekvationer. Om u är insignaler, y utsignaler och x tillstånd för systemet kan det skrivas:

$$\dot{x} = A x + B u$$

$$y = C x$$

eller med Laplaceoperatoren s

$$x s = A x + B u$$

$$y = C x$$

Med ACSL är det möjligt att genom numeriska beräkningar bestämma den linjäriserade tillståndsekvationen för det slutna systemet. Matriserna får det principiella utseendet nedan.

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 & a_{15} & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 & 0 & a_{26} \\ 0 & 0 & a_{33} & 0 & 0 & a_{36} \\ 0 & 0 & a_{43} & a_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{54} & a_{55} & 0 \\ 0 & a_{62} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$B = (0 \quad 0 \quad 0 \quad b_4 \quad 0 \quad 0)^T$$

$$C = (0 \quad 0 \quad c_3 \quad 0 \quad 0 \quad 0)$$

Det öppna systemet har liknande matriser. Det är endast parametern a_{43} som försvinner då.

En del av dessa parametrar varierar med driftfall och läge eftersom de är linjäriseringar av olinjära samband. De parametrar som beskriver linjära samband som t ex drivsteget och servoventilen är dock konstanta. Med dessa konstanter utskrivna i matriserna ser de ut som nedan.

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & 4.9 \cdot 10^9 & 0 & 0 & a_{15} & 0 \\ -7.9 \cdot 10^{-3} & -250 & 0 & 0 & 0 & a_{26} \\ 0 & 0 & -2000 & 0 & 0 & 2000 \\ 0 & 0 & -5000 & -5000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6666.7 & -666.7 & 0 \\ 0 & 1.0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$B = (0 \quad 0 \quad 0 \quad 5000 \quad 0 \quad 0)^T$$

$$C = (0 \quad 0 \quad 1.0 \quad 0 \quad 0 \quad 0)$$

De parametrar som varierar har värden enligt tabell 4.5.

tabell 4.5	driftfall	läge	a_{11}	a_{15}	a_{26}
	1	XREF=9mm	-134.0	$-1.41 \cdot 10^{11}$	$2.28 \cdot 10^6$
	1	XREF=4.5mm	-135.5	$-1.20 \cdot 10^{11}$	$1.96 \cdot 10^6$
	2	XREF=1.26mm	-240.7	$-0.698 \cdot 10^{11}$	$0.498 \cdot 10^6$
	2	XREF=0.63mm	-247.3	$-0.685 \cdot 10^{11}$	$0.469 \cdot 10^6$

Alla tillstånd i x -matrisen motsvarar inte exakt något tillstånd i den matematiska modellen. De är dock proportionella mot något tillstånd i modellen. Vilka tillstånd i x -matrisen som motsvarar tillstånden i modellen, går genom lite pusslande att reda ut.

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{pmatrix} \sim \begin{pmatrix} \text{PFX:Fjäderkamartryck} \\ \text{XD:Lägesderivata} \\ \text{XSC:Mätt läge} \\ \text{CSV:Styrström} \\ \text{FSV:Flödestal} \\ \text{X:Läge} \end{pmatrix}$$

$$u = (u_1) \sim (XREF)$$

Genom dessa ekvationer fås en bra inblick i hur de olika tillstånden påverkar varandra. Varje rad i A -matrisen beskriver ett sådant samband, speciellt tydligt syns vilka förändringar som uppstår pga ändringar av driftfall och läge. Flödesbalansen som resulterar i fjäderkamartrycket **PFX** beskrivs av rad 1. Förändringar av trycket bestäms av trycket själv, lägesderivatan **XD** och flödestalet **FSV** från servoventilen. Att ett tillstånd påverkar sin egen derivata är ett uttryck för den fördröjning som finns vid ändring av tillståndet. De faktorer som ändrar grad av påverkan är **PFX** trycket och flödestalet **FSV**. En jämförelse med *bilaga A* visar att det skett en linjärisering av den olinjära återkopplingen av **PFX**-trycket.

Kraftbalansen som resulterar i lägesaccelerationen beskrivs av rad 2. Accelerationen bestäms av fjäderkamartrycket **PFX**, lägesderivatan **XD** och läget **X**. Lägets inverkan varierar eftersom det sker en linjärisering av det kvadratiske förhållandet mellan läge och kraft som råder pga spridartrycket **PF2**:s kraftverkan på ställkolven.

Mätgivarens karakteristik beskrivs av rad 3. De numeriska värdena igenkänns som inverterade tidskonstanten $1/\text{TXSC}=1/0.0005=2000$.

Drivstegets karakteristik beskrivs av rad 4 i A -matrisen och B -matrisen. Styrströmmen **CSV** bestäms av skillnaden mellan mätt läge **XSC** och lägesreferensen **XREF**. I öppna systemet försvinner inverkan av mätta läget eftersom återkopplingen bryts. Det motsvaras av att parametern a_{43} blir 0. De numeriska värdena igenkänns som inversen av drivstegets tidskonstant, $1/\text{TCSV}=1/0.0002=5000$.

Servoventilens karakteristik beskrivs av rad 5. Invertering av servoventilens tidskonstant ger värdet $1/\text{TSV}=1/0.0015=666.7$. Detta värde är lika med parametern a_{55} men parametern a_{54} är tio gånger större. Det är regulatorförstärkningen **K** som dyker upp här. Att den kommer in här beror på det sätt som tillstånden väljs i **ACSL**.

Sista raden uttrycker bara att läget **X**:s derivata är lika med storheten **XD**.

Matrisen C ger uttrycket för utsignalen som funktion av tillstånden i x -matrisen. Eftersom C -matrisen endast innehåller ett element c_3 innebär

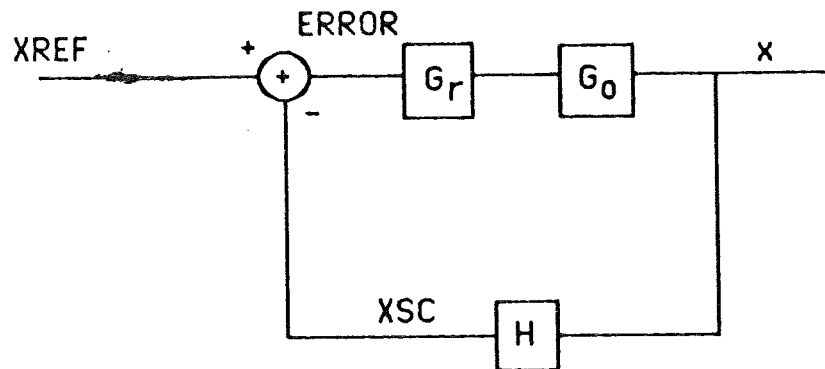
det att utsignalen är $x_3 = \mathbf{XSC}$.

Med tillståndsmatriserna går det att beräkna överföringsfunktionen enligt formeln:

$$G = C(sI - A)^{-1}B$$

Det är emellertid ganska jobbigt att invertera en 6×6 matris för hand. Program finns som gör dessa beräkningar t ex **MATLAB**. Detta program består av en mängd numeriska beräkningsalgoritmer samlade i ett användarvänligt skal. Något sådant program finns dock inte på **Volvo Flygmotor**. Eftersom matriserna är glesa går det istället relativt lätt att ur ekvations-systemet lösa ut $\mathbf{XSC} = x_3$ som funktion av $\mathbf{U} = \mathbf{XREF}$. Räkningarna för framtagandet av öppna systemets överföringsfunktion finns redovisade i *bilaga D*. Resultatet blir:

$$x_3 = \frac{a_{15}a_{21}a_{36}a_{54}b_4}{(s^3 - (a_{11} + a_{22})s^2 + (a_{11}a_{22} - a_{21}a_{12} - a_{26})s + a_{11}a_{26})(s - a_{33})(s - a_{44})(s - a_{55})} u_1$$



Figur 4.6 Blockschema över systemet med bränsleventil G_0 , regulator G_r och lägesgivare H .

Systemet kan beskrivas enligt *figur 4.6*. Med dessa beteckningar kan öppna systemets överföringsfunktion skrivas $G_r G_0 H$ där G_r är regulatorns, G_0 doserventilens och H mätgivarens överföringsfunktioner. Identifiering ger:

$$G_r = \frac{a_{54}}{a_{55}} \quad H = \frac{a_{36}}{s - a_{33}}$$

$$G_0 = \frac{a_{15}a_{21}a_{55}b_4}{(s^3 - (a_{11} + a_{22})s^2 + (a_{11}a_{22} - a_{21}a_{12} - a_{26})s + a_{11}a_{26})(s - a_{33})(s - a_{44})(s - a_{55})}$$

Polerna i överföringsfunktionen för öppna systemet är lätta att identifiera. $(s - a_{33})$ ger mätgivarens pol, $(s - a_{44})$ ger drivstegets pol, $(s - a_{55})$ ger servoventilens pol och $(s^3 - (a_{11} + a_{22})s^2 + (a_{11}a_{22} - a_{21}a_{12} - a_{26})s + a_{11}a_{26})$ ger polerna från kraft- och flödesbalanserna.

Slutna systemets överföringsfunktion fås enklast genom uttrycket:

$$G_s = \frac{G_r G_0}{1 + H G_r G_0} = \frac{a_{15} a_{21} a_{54} b_4 (s - a_{33})}{(s^3 - (a_{11} + a_{22})s^2 + (a_{11} a_{22} - a_{21} a_{12} - a_{26})s + a_{11} a_{26})(s - a_{33})(s - a_{44})(s - a_{55}) + a_{15} a_{21} a_{36} a_{54} b_4}$$

Med beräkningar av G_s utgående från slutna systemets tillståndsekvationer blir termen b_4 i nämnaren utbytt mot $-a_{43}$. Eftersom dessa är lika gör det inget vilket som används. Räkningarna är dock enklare med uttrycket ovan.

Det syns i slutna systemets överföringsfunktion varför dess poler varierar mer än öppna systemets poler. Parametrarna a_{15} och a_{21} som varierar med driftfall och läge, påverkar i det slutna systemet polernas placering. I öppna systemet däremot återfinns dessa parametrar endast i täljaren.

4.5 Bodediagram

Överföringsfunktionen och ett ACSL-program gör det möjligt att beräkna bodediagrammen för det linjäriserade systemet. Amplitudförstärkningen och fasförskjutningen bestäms då som funktion av frekvensen. Kurvorna ritas ut med linjär skala för fasförskjutningen medan logaritmisk skala används för förstärkning och frekvens. Utskrifterna finns i *bilaga E*.

Bilaga E.1-E.8 visar öppna systemets Bodediagram. Diagrammen för de olika driftfallen och lägesreferenser har likartade utseenden. Driftfall 2 har dock generellt tidigare nedbrytning av amplitudkurvan. Det överensstämmer med polanalysen som visade att minsta polen i driftfall 2 var mindre än i driftfall 1. Även värdena för nedbrytningen stämmer bra. I driftfall 1 och $X_{REF}=9\text{mm}$ (*bilaga E.1*) ligger minsta polen i 8.4 vilket motsvarar $8.4 / 2\pi \approx 1.3\text{Hz}$. Vid denna frekvens är förstärkningen ca 25. Den statiska förstärkningen ca 35 ger en relativ dämpning på $25/35=0.71 \approx \sqrt{2}$ vilket stämmer med teorin för dämpning vid brytfrekvensen. Att faskurvan börjar vid -180° beror på den instabila polen som gör statiska förstärkningen negativ. Vid högre frekvenser kring 1000Hz börjar det hända en del konstigheter framkallade av de högfrekventa polerna. Detta har ingen praktisk betydelse för den verkliga ventilen eftersom dessa frekvenser dämpas ut.

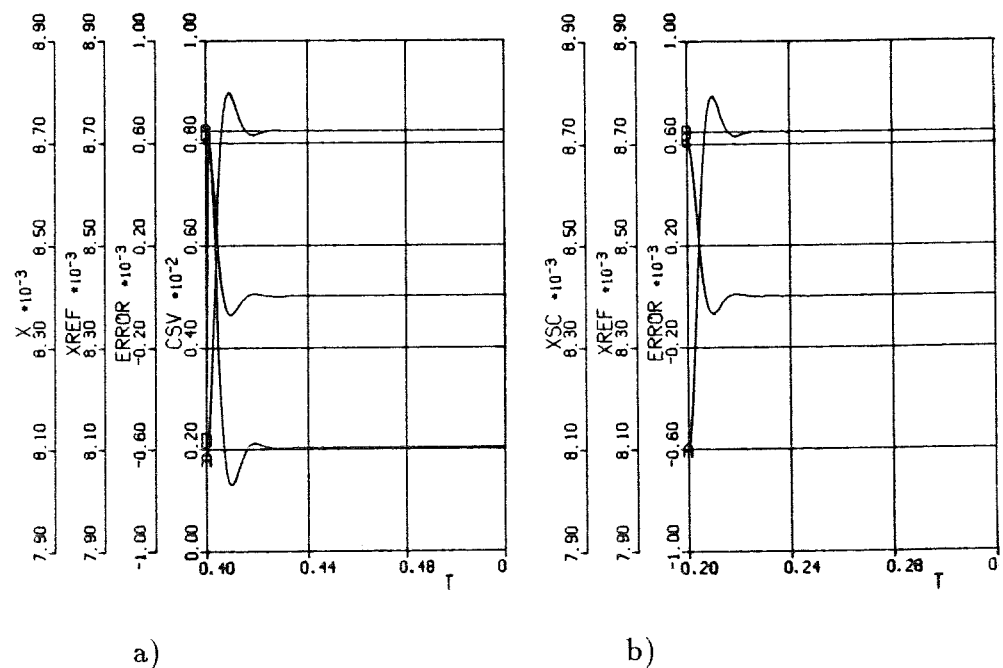
Större betydelse har amplitudmarginal A_m och fasmarginal φ_m som kan fås ur öppna systemets Bodediagram. Fasmarginalen bestäms vid den högsta frekvens då förstärkningen är ett. Denna frekvens kallas skärningsfrekvens f_c . Fasmarginalen är då marginalen mellan fasförskjutningen och 180° vid denna frekvens f_c . Amplitudmarginalen fås vid den frekvens då fasförskjutningen för första gången är -180° och fasförskjutningen ökar. Amplitudmarginalen är inversen av förstärkningen vid denna frekvens. Amplitudmarginalen blir på detta sätt $A_m=5$ resp. 11 ggr för driftfall 1 och 2. Vid polanalysen blev slutna systemen instabila vid 55 resp 120 ggr återkopplingsförstärkning. Eftersom Bodediagrammen är beräknade med 10 ggr förstärkning stämmer resultaten bra överens. Fasmarginalen blir

med definitionen ovan $\varphi_m=50$ resp. 70° vid skärningsfrekvenserna $\omega_c=45$ resp. 25Hz eller $\omega_c=280$ resp. 160 radianer per sekund.

Bilaga E9-16 visar Bodediagram för systemet slutet med P-regulator och 10 ggr förstärkning. Även här uppvisar diagrammen stora likheter. I driftfall 2 bryter även här förstärkningskurvan ner tidigare än driftfall 1. Precis som polanalysen tydde på sker också en viss förskjutning av brytpunkten mellan olika referenslägen under samma driftfall. Tydligast syns det i driftfall 1 i *bilaga E.9 och 11*. Faskurvan börjar i 0° eftersom polerna blivit stabila genom återkopplingen. Värt att notera är att fasmarginalen vid låga frekvenser är god så det finns tydlig utrymme för ett faskompenserande nät.

4.6 Jämförelse mellan linjäriserade modeller och simuleringsmodell

De linjäriserade tillståndsekvationerna visar på ett lättanalyserat sätt systemets egenskaper. Dessa egenskaper gäller dock endast i närheten av den punkt där linjäriseringen skett. Det visades i *tabell 4.5* hur tillståndsekvationernas parametrar ändras kraftigt med driftfall och läge. Simuleringar med små referensändringar visar trots det på god överensstämmelse mellan linjäriseringen och simuleringsmodellen. En sådan jämförelse syns i *figur 4.7*.



Figur 4.7 Stegsvär på referensändring $X_{\text{REF}}=8.1 \rightarrow 8.7$ mm i driftfall 1.
 a) Simuleringsmodell enl kap 2
 b) Linjäriserad modell med överföringsfunktion enligt kap 4.4.
 Linjärisering gjord vid $X \approx 9$ mm.

Vid simuleringar i kapitel 4.2 noterades att styrsignalen betedde sig underligt. I det dynamiska skedet betyder en sänkning av styrströmmen **CSV** att läget **X** sänks. Däremot är det tvärtom för den styrström som behövs för att upprätthålla den statiska balansen på ställkolven. Ett lägre läge **X** innebär då att det krävs en större styrström **CSV**. Detta beror på den förändring av kraftbalansen som skett med lägesändringen. Intuitivt kan det förklaras med de två lägesberoende krafterna som verkar på ställkolvens spets. Krafterna är dels bränstetrycket **PF1** och dels spridartrycket **PF2**. Vid ett lågt värde på läget kommer en större del av kolven att påverkas av det lägre trycket **PF2**. Därför krävs det ett mindre mottryck **PFX** från fjäderkammaren för att upprätthålla balansen. Ett mindre tryck **PFX** fås genom att öppna servoventilen mer dvs att öka styrströmmen **CSV**. Effekten förstärks dessutom av att trycket **PF2** minskar med läget. Vilken styrström som krävs för att upprätthålla kolvens läge i olika driftfall och läge redovisas i tabell 4.8.

tabell 4.8	Driftfall	Styrström CSV	läge X
	1	$2.03 \cdot 10^{-3}$	$8.73 \cdot 10^{-3}$
	1	$3.25 \cdot 10^{-3}$	$4.24 \cdot 10^{-3}$
	2	$4.72 \cdot 10^{-3}$	$9.98 \cdot 10^{-4}$
	2	$4.86 \cdot 10^{-3}$	$3.51 \cdot 10^{-4}$

En annan orsak till skillnaden mellan linjäriserade modellen och simuleringssmodellen är begränsningar av signaler. Tydligast syns detta när flödestalet **FSV** begränsas pga servoventilens fysiska egenskaper. Denna begränsning är orsaken till att ställkolven ibland stängs och öppnas med olika hastighet.

De linjäriserade modellerna är trots avvikelserna utmärkta hjälpmedel vid utvärdering av systemet och vid dimensionering av nya regulatorer. Det gäller dock att beakta linjäriseringarnas och simuleringssmodellens begränsningar.

4.7 Utvärdering av Bränsledoserventil med P-regulator

Den stora nackdelen med P-regulatorn är det stora statiska felet som följer av den låga förstärkningen som måste till för att garantera stabilitet. Som mest var felet över 40% av lägesreferensen. Till viss del går det att minska detta felet genom att höja grundströmmen **CSVZ**, då kommer emellertid felet att öka i andra driftfall. Att tänka på vid dimensioneringen av grundströmmen är att arbetspunkten flyttas med driftfallen. På grund av ändrad kraftbalans på ställkolven kommer arbetspunkten med samma grundström, att vara högre i driftfall 2 än i driftfall 1.

Till statiska felet kommer fel från störningar som inte heller regleras bort helt. Ett nollskift på 12% i servoventilen ger ett fel på 0.12mm eller 20% av lägsta lägesreferensen.

De dynamiska egenskaperna ändras med driftfall och läge. Speciellt märks det på systemets dämpning som i driftfall 1 är runt 0.6 medan det i driftfall 2 uppgår till hela 0.9.

Snabbheten räknat efter de linjäriserade modellernas minsta poler är tillräcklig i alla fallen. Det är de fysiska egenheterna i doserventilen som begränsar snabbheten.

Systemets känslighet för små variationer i förstärkning och dynamik i regulatorn och drivsteget är liten. Inte heller mätgivarens karakteristik har någon större betydelse för doserventilens uppträdande. Det är istället servventilen och de geometriska egenskaperna i doserventilen som bestämmer dess uppträdande.

5. Kravspecifikation på regulator

P-regulatorn har som utreddes i förra kapitlet ett stationärt fel. Trots att felet minskas med justering av arbetspunkten räcker noggrannheten inte till. Speciellt som störningar och nollskift inte regleras bort kan felet bli stort. Kravet på noggrannheten på ställkolvens läge är satt till 0.2%FS. Dvs att felet inte får överstiga 0.2% av ställkolvens slaglängden 10 mm. I absoluta tal innebär detta en noggrannhet på 0.02mm. Anledningen till ett så hårt krav är att det redan finns så stora felkällor i systemet. Bl a finns en osäkerhet mellan inställda läget på ställkolven och bränsleflödet ur doserventilen.

För att uppnå denna noggrannhet går det dock inte att göra systemet alltför långsamt. Insvängningstiden får vara maximalt 0.08s. Tiden räknas från det referenssignalen ändrats tills läget håller sig inom 10% felmarginal från referensläget.

På grund av krav på lägsta tillåtna flöden får inte överslängen av lägessignalen överstiga 10%.

Kravet på insvängningstid och översläng kan överföras till ett andra ordningens system med överföringsfunktion:

$$\frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\omega_0\xi s + \omega_0^2}$$

Enligt K J Åströms Reglerteknik har ett andra ordningens system översläng M.

$$M = \exp(-\pi\xi/\sqrt{1-\xi^2})$$

och insvängningstid T_s till 5% nivå.

$$T_s = \frac{3}{\omega_0\xi} \quad 0 \leq \xi \leq 0.9$$

Översläng på 10% eller $M=0.1$ ger.

$$\xi = \sqrt{\frac{1}{1 + (\pi/\ln M)^2}} \approx 0.59$$

och med insvängningstid $T_s=0.08s$ blir.

$$\omega_0 = \frac{3}{T_s\xi} \approx 63$$

Väljs ett hårdare krav på dämpningen sjunker dock kravet på egenfrekvensen ω_0 . Vid önskad dämpning $\xi=0.8$ blir $\omega_0 \approx 47$.

För ett första ordningens system med överföringsfunktion:

$$\frac{a}{s+a}$$

ger K J Åströms Reglerteknik och kravet på invängningstiden $T_s=0.08$ att.

$$a = \frac{3}{T_s} \approx 40$$

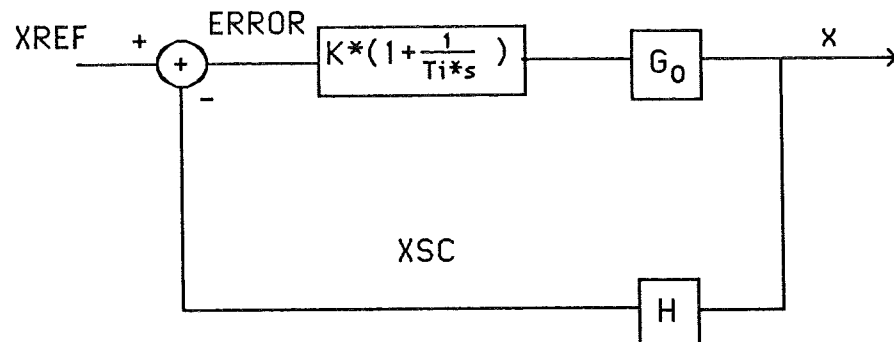
Slutligen finns ett önskemål om att använda analog slutning av systemet för att inte belasta datorn med för mycket beräkningsarbete och signalbehandling.

6. Regulatorstrategier

6.1 Analoga regulatorer

6.1.1 PI-regulator

Den naturliga lösningen när det blir för stora statiska fel med proportionell reglering är att införa en integrerande del dvs använda en PI-regulator enl figur 6.1.



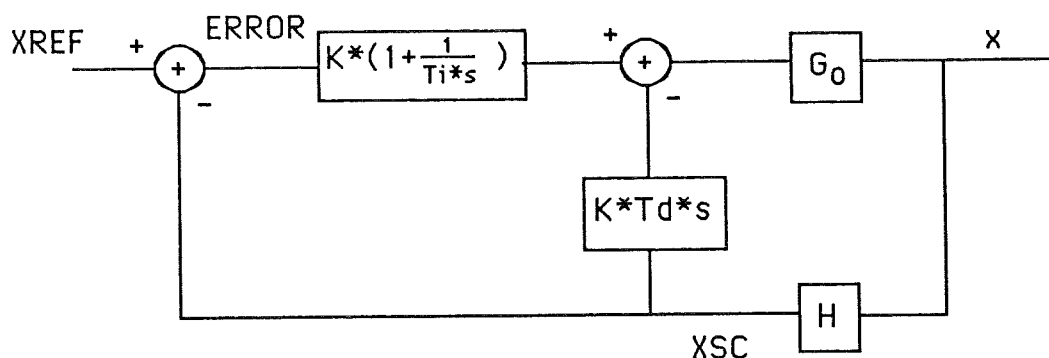
Figur 6.1 Blockschemat över system med PI-regulator.

Integrering av felet innebär att det statiska felet försvinner. Med förstärkningsfaktorn T_i går det att bestämma integrationshastigheten så att felet försvinner snabbt men utan att påverka de dynamiska egenskaperna i systemet. Ziegler-Nichols metod är en dimensioneringsmetod som finns beskriven i K J Åströms bok Reglerteknik. Metoden anger ungefärliga värden på förstärkningarna K och T_i utifrån kritiska förstärkningen K_c och svängningsperioden T_0 . Tumregeln för PI-regulatorn säger att $K=0.45K_c$ och $T_i=T_0/1.2$. I kapitel 4.3 redogjordes för hur dessa parametrar togs fram med polanalys på det P-reglerade systemet. Resultatet blev i driftfall 1 $K_c=55$ och $T_0=1/150$, för driftfall 2 $K_c=120$ och $T_0=1/150$. Redan här inses svårigheten med att reglera ett system med varierande karakteristika eftersom dimensioneringsmetoden leder till två olika värden på regulatorförstärkningen $K=25$ resp. 55 . Integrationsförstärkningen rekommenderas däremot enhälligt $T_i=1/(150 \cdot 1.2)=0.005$. Dessa värden är endast utgångsvärde för vidare analys t ex genom polanalys. I polanalysen bestäms snabbhet och dämpning lätt genom att titta på den eller de dominerande polerna och jämföra dessa med kraven i kapitel 5. En dubbelpol bör ha minst egenfrekvensen $\omega_0=60$ och dämpningen $\xi=0.59$ och en enkelpol bör vara minst i -40 . Vid sådan analys visar det sig mycket svårt att med samma regulatorparametrar uppfylla kraven på snabbhet och dämpning för båda driftfallen. För att göra det än värre inverkar även ställkolvens läge på dämpningen och snabbheten.

Polanalysen ger ett system med förstärkning på $K=10$ och $T_i=0.01$. Dessa värden är en kompromiss som ger hyfsat resultat i båda driftfallen. Dämpningen är dock ganska låg $\xi \approx 0.5$ i båda driftfallen. Snabbheten är i alla fall tillräcklig i båda fallen, $\omega_0 = 340$ respektive $\omega_0 = 150$.

6.1.2 PID-Regulator

Ett sätt att försöka öka dämpningen är att även införa en deriverande del dvs använda en PID-regulator enligt figur 6.2.



Figur 6.2 Blockschemat över system med PID-regulator.

Den deriverande delen medför en viss återhållsamhet i styrsignalen då ställkolven är i rörelse. Detta sker genom att när ställkolven rör sig pga ökad styrsignal, ökar lägesderivatan vilket medför en minskning av styrsignalen. För att det skall fungera ställs krav på liten tidsfördröjning och rätt dimensionering av deriveringsförstärkningen T_d .

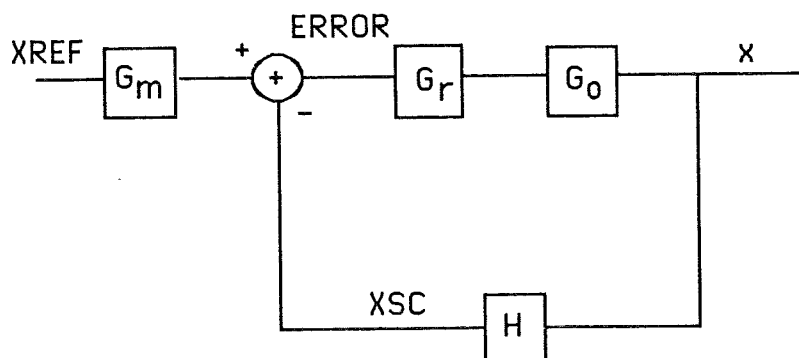
Ziegler-Nichols ger vägledning till dimensionering också här. Förslaget är $K=0.6K_c \approx 30$, $T_i=T_0/2 \approx 0.003$ och $T_d=T_0/8 \approx 0.001$. K_c och T_0 bestäms med polanalys enligt kap 4.3. Riktvärdena antyder att förstärkningen bör höjas lite jämfört med PI-regulatorn. Detta kan ske tack vare den dämpande verkan som derivatadeln ger.

Med polanalys bestäms en regulator till $K=15$, $T_i=0.01$ resp. $T_d=0.001$. I jämförelse med PI-regulatorn blir dämpningen i driftfall 1 betydligt bättre på bekostnad av lite snabbhet, reell pol i $a=-180$ och $\xi=0.78$. I driftfall 2 ökar både dämpning och snabbhet till $\omega_0=170$ och $\xi=0.63$. Att både snabbhet och dämpning förbättras i driftfall 2 verkar underligt. Förklaringen ligger i att höjningen av förstärkningen ökar snabbheten samtidigt ökar den deriverande delen dämpningen.

6.1.3 Integratoruppvridding

Vid simuleringar av system med integratorverkan blir ibland resultaten mycket deprimerande, se *bilaga F.1*. Detta beror på integratoruppvridding eller på engelska "Reset windup". Det uppstår då styrsignalen bottenar, i detta fallet servoventilen stängs eller öppnas helt. Då fortsätter integratorn att växa utan att få respons för sin större signal. När sedan felet växlar tecken tar det lång tid innan integratorsignalen sjunkit till en nivå då servoventilen börjar öppnas eller stängas.

Hur skall detta undvikas. Två principer är tänkbara. Antingen ordnas så att styrsignalen aldrig bottenar eller så stängs integreringen av då styrsignalen bottenar. Den första principen kan ordnas genom begränsningar på referenssignalen t ex genom filtrering. En möjlighet är ett filter som modellerar det önskade systemsvaret ur referenssignalen. Referenssignalen filtrerad av den önskade överföringsfunktionen G_m styr alltså systemet enligt *figur 6.3*.



Figur 6.3 Blockschemat över system med referensfilter G_m och regulator G_r .

För att inte göra systemet onödigt långsamt kan istället filtret dimensioneras efter systemets snabbhet. För att hindra styrsignalen från att bottena måste modellen vara långsammare än systemet. I doserventilen som är olika snabb i olika driftfall och lägesändringar, innebär det att anpassningen av modellen måste ske efter det långsammaste fallet. Om målsättningen är att optimera snabbheten för alla driftfall är detta inte så lyckat men i andra tillämpningar är det kanske en fördel att få samma snabbhet i alla driftfall. Långsammaste fallet för doserventilen är driftfall 1 då $X_{REF}=9 \rightarrow 4.5\text{mm}$ se *bilaga C.1*. Detta är också det mest kritiska fallet med avseende på insvängningstid. Insvängningstiden är då ca 0.07s. För ett andra ordningens system med dämpning $\xi=0.8$ motsvarar det en egenfrekvens $\omega_0=53$ enligt K J Åströms Reglerteknik (se även kapitel 5 i denna rapport).

Detta system blir dock känsligt då systemet bitvis kan vara långsammare än filtret. Genom att stänga av integrationen under tiden referenssignalen rör sig mot önskade referensen minskas denna känslighet. Detta är möjligt genom att vikta integrationen med derivatan av den filtrerade referenssignalen. Med T_v som viktfaktor och $XREFSD$ som den filtrerade referenssignalens derivata ser integrationen av felet **ERROR** ut som:

$$\int_{t_0}^{t_1} \frac{ERROR}{1 + T_v * XREFSD} dt$$

filtret G_m kan därigenom snabbas upp till frekvensen $\omega_0=60$.

Signalen $XREFSD$ kan för att underlätta implementeringen och minska störkänsligheten beräknas utan att derivata någon signal. Om $XREF$ är referenssignalen och $XREFS$ är den filtrerade referenssignalen går det att skriva:

$$XREFS = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\omega_0\xi s + \omega_0^2} XREF$$

$$XREFS * s^2 + XREFS * 2\omega_0\xi + XREFS * \omega_0^2 = XREF * \omega_0^2$$

Eftersom $XREFSD = XREFD * s$ kan uttrycket skrivas som:

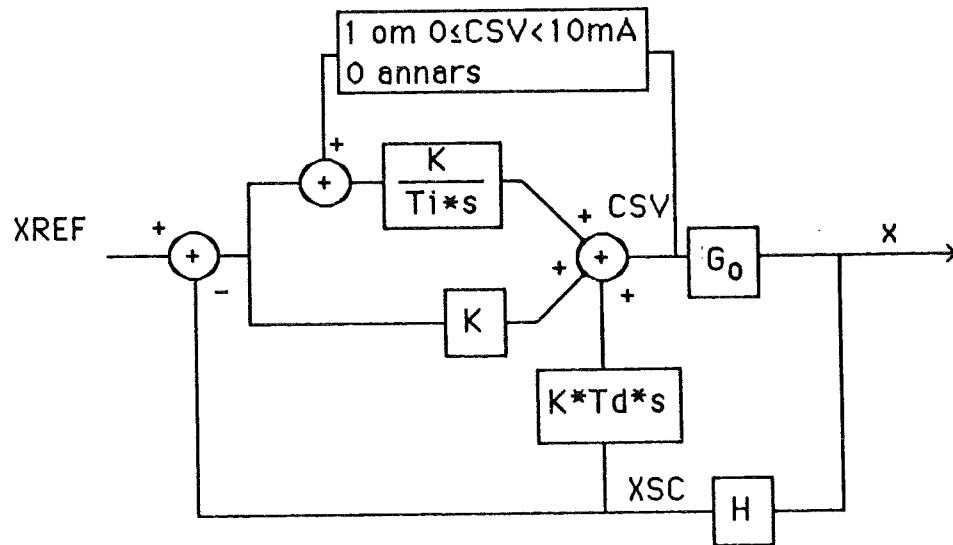
$$XREFSD = \int_{t_0}^t (XREF * \omega_0^2 - XREFSD * 2\omega_0\xi - XREFS * \omega_0^2) dt$$

$$XREFS = \int_{t_0}^t XREFSD dt$$

Då systemet är dåligt dämpat vid högre frekvenser än filtret G_m 's genomsläppsfrekvenser har filtreringen av referenssignalen en annan positiv inverkan genom att filtret dämpar excitationen av dessa frekvenser. Störningar påverkas dock inte av filtret så en noggrann dimensionering för att undvika dåligt dämpade poler är ändå nödvändig. Stora störningarna kan även tänkas medföra att integratorn vrids upp. I doserventilen skulle det dock i det känsligaste fallet driftfall 1 $XREF=9\text{mm}$ betyda att störningen motsvarade hela styrsignalen $CSV=2\text{mA}$. Eftersom maximala effektiva styrströmmen är 10mA skulle det betyda en störning på 20% av maximala styrströmmen.

Den andra principen att förhindra integratoruppvridning genom att stänga av integreringen då styrsignalen bottenar, gör att det blir en villkorsstyrd integrering. Styrströmmen CSV bestämmer då när integrering skall avbrytas se *figur 6.4*.

Detta medför ibland att systemet blir bättre än väntat. När styrsignalen inte bottenar som t ex i driftfall 2 med referenssänkning $XREF=1.26 \rightarrow 0.63\text{mm}$ (se *bilaga F.5*), fortgår integreringen under hela insvängningsförloppet. Det medför att det blir överslängar på utsignalen om systemet inte är överkritiskt dämpat. I driftfall 1 då lägesreferensen sänks



Figur 6.4 Blockschema över system med avstängning av integrationen i regulatoren då styrsignalen CSV bottenar.

från $X_{REF}=9 \rightarrow 4.5\text{mm}$ (se bilaga F.1), bottenar däremot styrströmmen omedelbart efter referensändringen varför ingen integrering sker förrän styrströmmen åter ökar. Det innebär att när kolven närmar sig referensläget är integratorsignalen kvar på ungefär samma nivå som innan referensändringen. Därifrån kan den snabbt svänga in mot rätt värde utan några större överslängar.

I fallet med villkorlig integrering är det också bra att införa ett filter G_m som filtrerar referenssignalen. Det har en positiv inverkan på insvängningsförloppets dämpning (se bilaga F.6).

6.1.4 Simulering av system med PID-regulator

En del simuleringar av doserventilen med PID-regulator redovisas i bilaga F. Innehållsförteckning över bilaga F finns i tabell 6.5

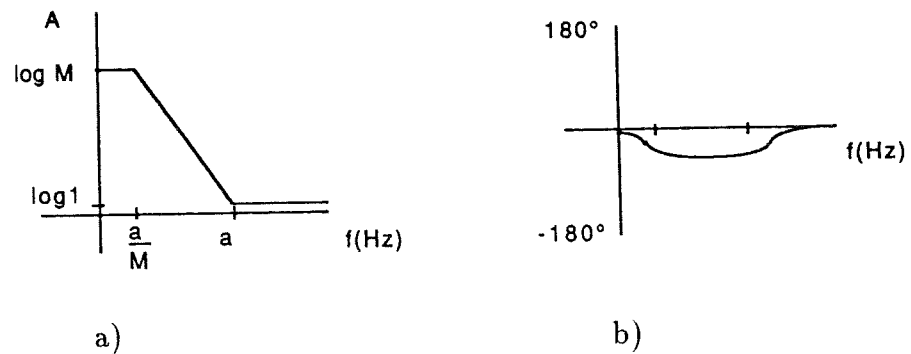
tabell 6.5	Sidnr.	Driftfall	Lägesreferens	
	F.1	1	$9 \rightarrow 4.5\text{mm}$	
	F.2	1	$9 \rightarrow 4.5\text{mm}$	referensfilter, viktad integr.
	F.3	2	$1.26 \rightarrow 0.63\text{mm}$	referensfilter, viktad integr.
	F.4	1	$9 \rightarrow 4.5\text{mm}$	integratorbegr.
	F.5	1	$1.26 \rightarrow 0.63\text{mm}$	integratorbegr.
	F.6	2	$1.26 \rightarrow 0.63\text{mm}$	referensfilter, integratorbegr.

6.1.5 Faskompensering

En annan strategi för att förbättra prestandan på befintliga system är att använda faskompenserande nät. I detta fallet har systemet tillfrädställande dynamiska prestanda men för stort statistiskt fel. Just ett sådant fall där ett fasretarderande nät kan hjälpa till. Principen är att i serie med den proportionella regulatören lägga ett filter med hög förstärkning vid låga frekvenser och ingen förstärkning vid höga frekvenser. Förstärkningen med en faktor M vid låga frekvenser innebär att statistiska felet minskar med samma faktor. Det fasretarderande nätet har överföringsfunktionen:

$$G_I(s) = \frac{s+a}{s+a/M} = M * \frac{1+s/a}{1+sM/a}$$

med bodediagram enligt figur 6.6.



Figur 6.6 Amplituddiagram a och fasdiagram b för det fasretarderande filtret $\frac{s+a}{s+a/m}$.

I fasdiagrammet syns att det fasretarderande nätet påverkar fasen upp till en bit över brytfrekvensen a . Vid dimensionering av filtret gäller det att anpassa brytfrekvensen så att fasmarginalen på systemet inte störs. Fasmarginalen φ_m bestämdes i kapitel 4.6 för det öppna systemet vid skärningsfrekvensen ω_c . Brytfrekvensen a måste alltså läggas en bit under skärningsfrekvensen ω_c . I driftfall 1 är $\omega_c=280$ och $\varphi_m=50^\circ$ medan i driftfall 2 är $\omega_c=160$ och $\varphi_m=70^\circ$. Skärningsfrekvensen är lägst i driftfall 2 så filtret borde då dimensioneras efter detta ω_c men eftersom fasmarginalen är stor gör det inget om den sänks lite genom att dimensionera efter driftfall 1. Rekommendationerna i K J Åström Reglerteknik säger att $a=0.1\omega_c=0.1*280\approx 30$. Rekommendationerna säger även att dimensioneringen bör testas med simuleringar eller praktiska tester eftersom det är svårt att beräkna dämpning och snabbhet för system med faskompenserande nätet. Vid sådana simuleringar visade det sig bra att höja brytfrekvensen ända till $a=40$. Därigenom ökades tidskonstanten i filtrets nämnare så att statistiska felet minskades snabbare. Effekten av för liten

tidskonstant ses i *bilaga G.2*, brytfrekvensen $a=20$ medför långsam insvängning. I *bilaga G.3* har brytfrekvensen ökat till $a=40$, vilket medför snabbare insvängning. I samtliga simuleringar har förstärkningen varit $M=10$. Detta medför att felen kommer att sjunka till en tiondel mot vad de var i P-regulatorn. Det maximala felet pga störningar var för P-regulatorn 20%. Det minskar alltså till 2% med detta faskompenserande nätet. Det maximala felet som behövdes för att styra ställkolven från sin arbetspunkt minskar på samma sätt från 40% till 4%. Dessa felen uppstod vid lägesreferensen $X_{REF} = 0.63\text{mm}$. Med noggrannhetskrav på 0.02mm tillåts det alltså $0.02/0.63 \approx 3.2\%$. Noggrannhetskraven är alltså inte uppfyllda med denna förstärkning på det fasretarderande filtret. Det går att minska felet genom att öka grundströmmen $CSVZ$ men arbetspunkten hamnar då nära $X = 0.63\text{mm}$. Förstärkningen går dock att höja till $M = 20$ utan att simuleringsresultaten ändras, förutom att statiska felet minskar.

Vid simuleringar uppstår även här problem med uppvridning av den integrerande delen av filtret dvs nämnaren. Ett exempel visas i *bilaga G.1*. I kapitlet 6.1.3 om integratoruppvridning nämndes att uppvridning kan förhindras genom att avbryta integrering då styrsignalen bottnar. Detta går också att göra i detta fallet. Börja med att dela upp filtret i två delar:

$$G_I(s) = \frac{M}{1 + s M/a} * \frac{1 + s/a}{1 + T_I s}$$

Där T_I väljs så att den extra polen inte påverkar filtret i de intressanta frekvensområdena. Skriv om första delen av filtret:

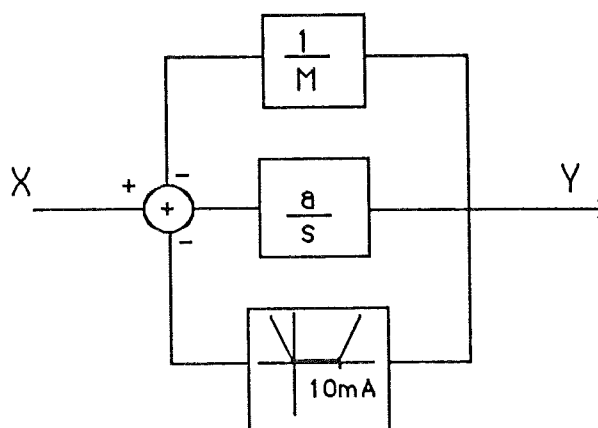
$$Y = \frac{M}{1 + s M/a} * X$$

$$Y + Y * s \frac{M}{a} = M * X$$

$$Y = \int_{t_0}^{t_1} (X - Y/M) a dt$$

Integralen och därmed utsignalen Y kan begränsas genom kraftig återkoppling av den signaldel som ligger utanför det önskade signalområdet. Metoden illustreras i *figur 6.7*. I doserventilen får styrsignalen CSV inte understiga 0 eller överstiga maximala effektiva styrströmmen 10mA.

Den integrerande delen av filtret är nu begränsat men den andra deriverande delen kan fortfarande medföra att styrsignalen överstiger botteningsnivån. Speciellt då referenssignalen ändras snabbt eller då integratorn begränsas innebär det spikar i styrsignalen. Det medför inte några kvardröjande effekter i regulatorn men integratorer i systemet kan laddas upp. Ett enkelt sätt att jämna till styrsignalen är att filtrera referenssignalen med ett filter G_m vilket beskrivs i kapitel 6.1.3 och *figur 6.3*. En jämförelse mellan ett system med och utan referensfiltrering kan göras i *bilaga G.4* och *bilaga G.5*. Ett annat sätt att begränsa spikarna är enkel begränsning av styrsignalen.



Figur 6.7 Återkoppling för att förhindra integratoruppvidning. Den del av utsignalen φ som ligger utanför signalområdet återkopplas kraftigt.

6.1.6 Simuleringar av system med faskompensering

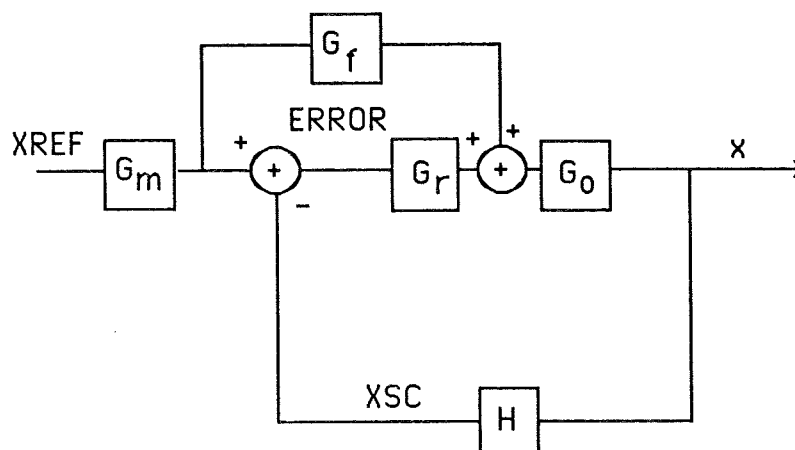
En del simuleringar av doserventilen med fasretarderande nät redovisas i *bilaga G*. Filtrering av referenssignalen skett i bilG.2-G.4. Filtervärdena $\omega_0=60$ och $\xi=0.8$ har använts i samtliga dessa fall. Innehållet i *bilaga G* redovisas i *tabell 6.8*.

tabell 6.8	Sidnr.	Driftfall	Lägesreferens	Brytfr.	
	G.1	1	9→4.5mm	a=40	
	G.2	1	9→4.5mm	a=20	integratorbegr. och referensfilter
	G.3	1	9→4.5mm	a=40	integratorbegr. och referensfilter
	G.4	2	1.26→0.63mm	a=40	integratorbegr. och referensfilter
	G.5	2	1.26→0.63mm	a=40	integratorbegr.

6.1.7 Framkoppling

Ett sätt att förbättra egenskaperna hos en regulator kan vara att införa framkoppling av referenssignalen enligt *figur 6.9*. Framkopplingens överföringsfunktion G_f görs då så lik inversen av processens överföringsfunktion $1/G_0$ som möjligt. Meningen är att regulatorn bara skall behöva reglera bort skillnaden mellan dessa. Speciellt fruktbart kan detta vara tillsammans med faskompensering.

I doserventilens fall blir det svårigheter med olinjäriteterna som ger systemet skiftande karakteristik. Speciellt illa är den styrström som behövs i



Figur 6.9 Framkoppling av referenssignalen XREF.

doserventilens statistiska läge. En approximation av systemets linjära dynamiska egenskaper innebär att framkopplingsignalen minskar med minskad referenssignal. I den simulerade doserventilen sågs i kapitel 4.1 *bilaga C.1*, att statistiska styrsignalen ökade med minskat läge. Att införa en framkoppling med så felaktiga statistiska egenskaper snarare ökar kraven på regulatorn istället för att minska dem. Att ur driftfall och läge beräkna och framkoppla den statistiska styrströmmen visade sig leda till väldigt komplicerade räkningar.

6.1.8 Jämförelse mellan system med PID-regulator och faskompensering

Vid dimensionering av de analoga regulatorerna ovan har framgått att faskompenseringen är lättare att dimensionera för detta system. Faskompensering är mindre känslig för ändrade driftfall eftersom fasmarginalen φ_m ökar då skärningsfrekvensen ω_c minskar mellan driftfall 1 och driftfall 2.

PI-regulatorns dämpning ökar genom att införa en deriverande del, dvs använda en PID-regulator. Denna har dock fortfarande något dålig dämpning i driftfall 2. PID-regulatorn visar dessutom stor känslighet för variation i regulatorns parametrar vilket gör den svårdimensionerad.

Den rena integrationen av felet som sker i PID-regulatorn medför att det inte blir något statiskt fel pga störningar eller för att ställkolven ligger utanför arbetspunkten. Det faskompenserade systemet däremot minskar endast felet med samma faktor som förstärkningen för det faskompenserade nätet vid låga frekvenser. Vid dimensioneringen visades att förstärkningsfaktorn bör vara minst $M=20$ för att uppfylla kravspecifikationen utan att flytta arbetspunkten onödigt långt.

Överslängar är för båda reglerstrategierna något stora i driftfall 2. Det går dock för båda regulatorerna att åtgärda med filtrering av referenssignalen. Filtret gör referensändringen långsammare så att regulatorernas långsamma integrerande delar hinner med. Det ställs i doserventilen extra stora krav på integratorernas snabbhet eftersom integrationen i det dynamiska skedet sker åt motsatt håll mot ändringen av integratorns statiska värde före och efter referensändringen. Störningar i den elektrohydrauliska servoventilen filtreras inte i referensfiltret men de verkar heller inte på den statiska styrsignal på det sätt som skapar stora överslängar.

Integratoruppvridning sker i båda regulatorerna. Sättet att förhindra uppvridning vid faskompensering och PID-regulering med avstängning av integratorn då styrsignalen bottenar, ger likartade lösningar. I båda fallen gäller det att mäta styrsignalen och logiskt bestämma en återkopplingsignal. De har därför samma svårighetsgrad vad gäller realisering. Den andra metoden att förhindra integratoruppvridning vid PID-reglering är svårare att realisera. Metoden gick ut på referensfiltrering och viktad integration. Felet **ERROR** divideras då med den filtrerade referenssignalens derivata **XREFSD** enligt formeln:

$$\int_{t_0}^{t_1} \frac{ERROR}{1 + Tv * XREFSD} dt$$

Den divisione med en varierande nämnare är svår att realisera. Metoden har även de nackdelarna att regleringen blir onödigt långsam och att störningar kan leda till integratoruppvridning. Dessa nackdelar gör denna metoden mindre attraktiv.

I valet mellan de båda andra analoga regulatorerna måste även hänsyn tas till hur väl den verkliga doserventilen överensstämmer med simuleringsmodellen. Parametrarna i PID-regulatorn måste antagligen trimmas på nytt i den verkliga doserventilen för att få ett bra uppträdande. Faskompenseringen är däremot mer förlåtande för skillnader mellan modell och verklighet.

Valet står alltså mellan den lugnare och robustare faskompenseringen som ger ett litet statistiskt fel och den svängigare och mer svårdimensionerade PID-regulatorn som inte ger några statistiska fel.

6.2 Diskreta regulatorer

6.2.1 Konventionella diskreta regulatorer

I kravspecifikationen för regulatorn i detta arbete framställdes önskemål om analog slutning. En diskussion om diskreta reglerstrategier är ändå intressant.

Att använda diskreta PID-regulatorer kräver hög samplingsfrekvens. Enligt Åström och Wittenmarks Computer Controlled System anges tumregeln $f_s = 1/h = 20/T_0 \rightarrow 100/T_0 = 3 \rightarrow 15\text{kHz}$. Där T_0 (se kapitel 4.3) är svängningstiden för det P-reglerade systemet som ligger på stabilitetsgränsen. Den nuvarande samplingsfrekvensen $f_s = 100\text{Hz}$ är alltså alldeles för liten för denna typ av reglering.

Diskreta reglerstrategier som bygger på tillståndsmodeller kräver lägre samplingsfrekvens. Den bestäms av det önskade uppträdandet av systemet. I kapitel 5 översattes kravspecifikationen till ett andra ordningens system med $\omega_0 = 60$ och $\xi = 0.6$. I Åström och Wittenmarks Computer Controlled System anges hur lämplig samplingsfrekvens beräknas med hjälp av parametern N . Den beräknas enligt formeln:

$$N = \frac{2\pi}{\omega_0 h \sqrt{1 - \xi^2}}$$

N bör väljas till ca 20. Det ger för doserventilen $f_s = 1/h \approx 160$. Önskemål om snabbare system medför krav på snabbare samplingsfrekvens men önskemål om bättre dämpning ger långsammare samplingsfrekvens så detta värdet verkar vara lämpligt. Den nuvarande samplingsfrekvensen på 100 Hz är alltså i underkant.

Vad är då fördelarna med diskret reglering som kan motivera den högre samplingsfrekvensen. En stor fördel är att det är lättare att kontrollera om styrsignalen bottnar och vidta lämpliga åtgärder. Vid dimensionering uppstår liksom i analoga fallet, svårigheter genom att systemets dynamik varierar med driftfall och läge. I det diskreta fallet finns dock större möjligheter att variera regulatorn under drift.

Nackdelen med diskret reglering är beräkningsarbetet som kan belasta styrdatoren.

6.2.2 Adaptiva regulatorer

Adaptiv reglering innebär att regulatorn skattar en modell av systemet och därur beräknar en lämplig styrsignal. Detta låter som lösningen på doserventilens reglerproblem men det finns dock vissa begränsningar på de adaptiva regulatorernas kapacitet. Doserventilen beskrivs med en sjätte ordningens modell. Det innebär många parametrar att skatta och därmed större osäkerhet. Modellen går dock att reducera till att bara omfatta de

dominerande parametrarna. En större begränsning hos de adaptiva regulatorerna är att de bygger på en långsam ändring av systemets dynamik i förhållande till signalerna. Detta gäller inte doserventilen där dynamiken ändras med ställkolvens läge. Regulatorn får då svårt att skatta en modell genom att använda in- och utsignalerna eftersom systemets dynamik ändras med insignalen.

6.3 Hybridregulatorer

I den med denna typ av regulatorer var att använda en analog P-regulator med en diskret justering av referensvärdet som kompensation mot P-regulatorns statistiska fel. Önskemålet var att kunna beräkna den styrström som behövs i varje driftfall och läge. Alltså en form av diskret framkoppling. Dessa räkningar visade sig dock vara mycket komplicerade. Istället föreföll det sig naturligt att mäta det statistiska felet och därur bestämma justeringen av referensvärdet. Detta kan göras som en diskret integration då ställkolven uppnått statisk jämvikt. Problemet är då att bestämma när integrationen skall ske. En liten lägesderivata visar på att ställkolven rör sig litet och kanske snart befinner sig i jämvikt. Derivatans enklare approximeras som lägeskillnaden mellan två sampel. Det är dock svårt att bestämma om systemet fortfarande svänger in sig eller om lägesignalen ändras pga störningar. Dessutom sker det ofta små referensändringar när bränsletrycket och returtrycket ändras vilket medför att ställkolven inte är helt stilla.

Från denna typ av referensjustering är steget inte långt till att använda diskret integration tillsammans med analog P-regulator även under insvängningsförloppet. Den diskreta integreringen gör det lätt att undvika integratoruppridning men den låga samplingsfrekvensen gör integratorn långsam vilket medför stora överslängar. Med en högre samplingsfrekvens fås en snabbare integrator men problem kan istället fås med stabiliteten.

Försök gjordes med en styrsignal som bestod av en analog felsignalen **ERROR** adderat med den diskreta integratorsignalen **ERRINT**. Vid varje samplingstillfälle uppdateras integratorsignalen till $ERRINT = ERRINT + ERROR$. Restriktioner på när uppdateringen fick ske infördes för att undvika integratoruppridning och överslängar. Simuleringarna visade på bättre resultat desto större restriktionerna var. I *bilaga H.1* visas uppförandet av doserventilen med en analog P-regulator och en diskret integratordel som inte uppdateras om det skulle leda till att styrsignalen bottnade. Lägesignalen visar en stor översläng eftersom en uppdatering av integratorsignalen sker då felet fortfarande är stort. I *bilaga H.2* visas stegväret från ett system där det dessutom är inlagt en fördröjning så att uppdatering inte heller sker samplet efter uppdateringen begränsades enligt ovan. Härmed försvinner överslängen i och med att integrering inte sker förrän felet är väldigt litet.

Detta exempel belyser problemet med denna typ av regulator. Eftersom samplingsfrekvensen är så låg blir integratorn långsam. Integration då felet är stort innebär därmed stora överslängar. Det går att begränsa integreringen och därigenom överslängarna med villkor men det är svårt att

finna generella regler som fungerar i alla möjliga fall.

Referenser

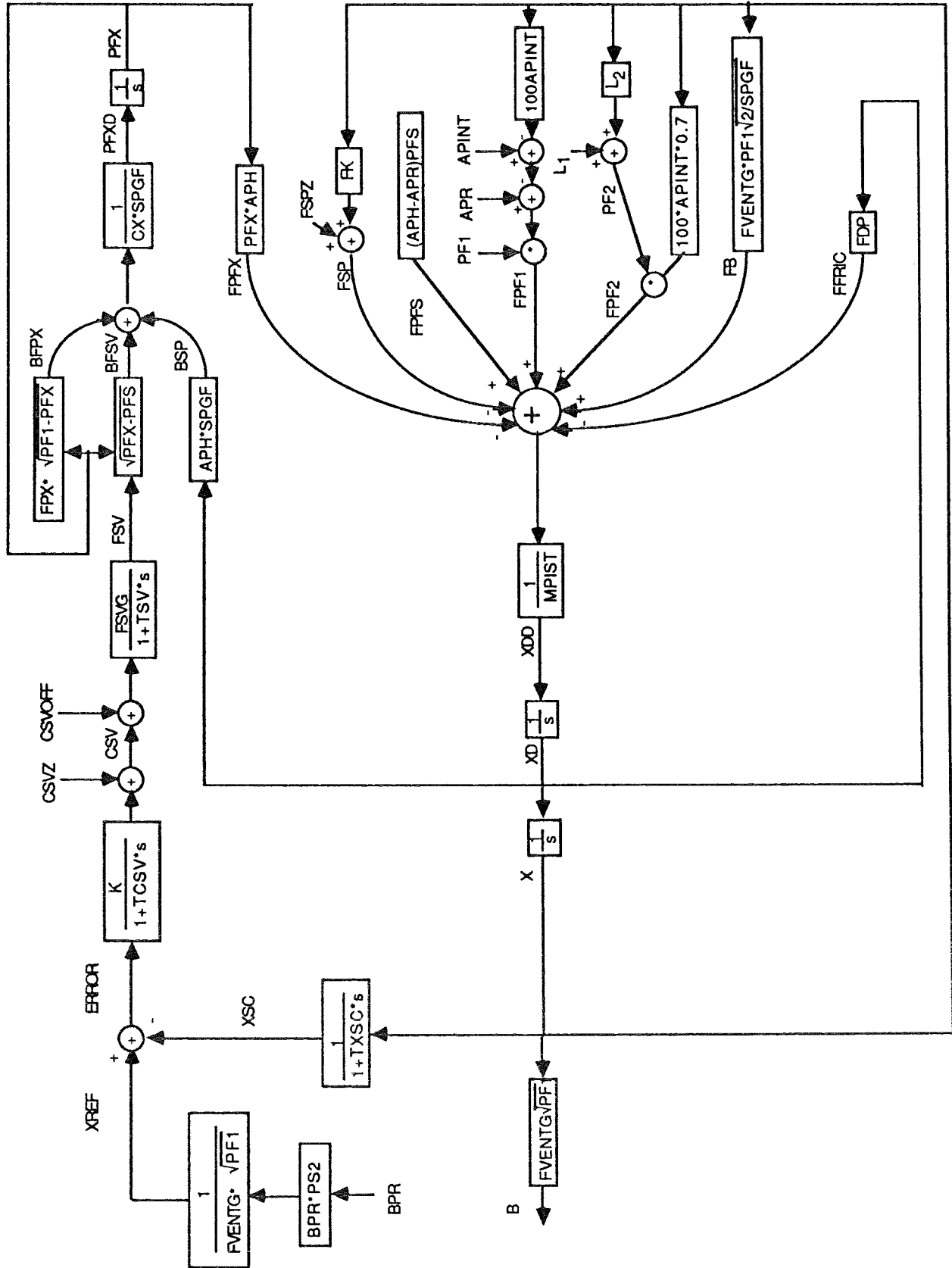
K J Åström
Reglerteknik

K J Åström, B Wittenmark
Computer Controlled Systems

K J Åström, B Wittenmark
Adaptive Control

ACSL Reference Manual

Blockschema över den matematiska modellen av bränsleventilen.



114

Bilaga B. Kort om ACSL

Simuleringspråket ACSL beräknar uppträdandet av ett system beskrivet med tidsberoende differentialekvationer. Differentialekvationerna beräknas numeriskt enligt någon integrationsalgoritm. Vid simuleringar i detta arbete har använts Gear's Stiff metod med variabel steglängd och ordning.

De analyser som utförts på systemet är att beräkna polerna och de linjäriserade tillståndsekvationerna. Dessa beräknas med hjälp av Jacobianen som beräknas enligt formeln:

$$X_i = F_i(X_1, X_2, \dots, X_j, \dots)$$

$$\frac{\partial(F_i)}{\partial(X_j)} = \frac{F_i(\dots, X_j + dX_j, \dots) - F_i(\dots, X - dX_j, \dots)}{2dX_j}$$

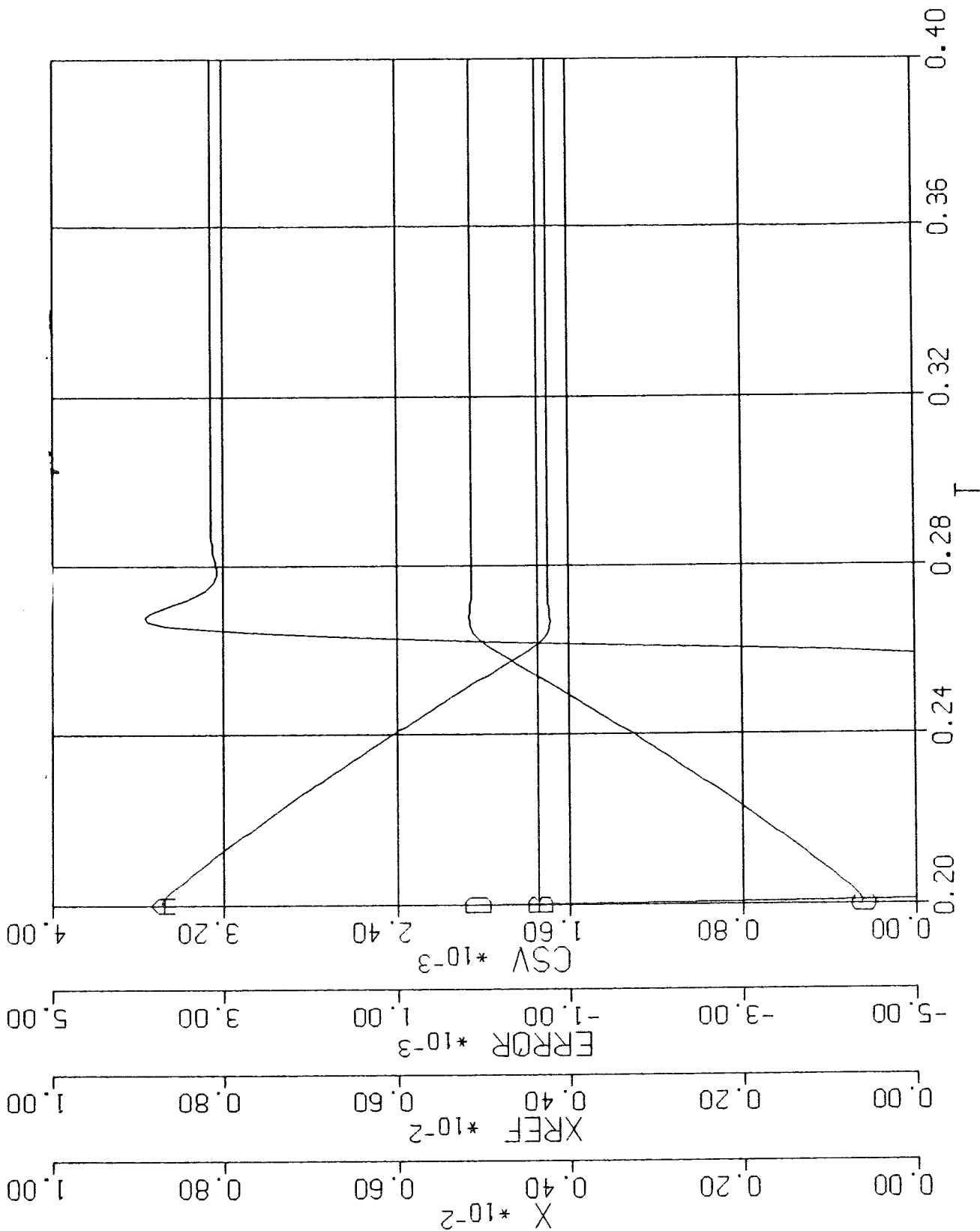
Där X_j är ett tillstånd i systemet. Formeln innebär intuitivt att programmet skakar på ett tillstånd och ser hur det förändrar systemets tillstånd. För att analysera speciella tillstånds inverkan på systemet går det att frysa ett eller flera tillstånd vid beräkningen av Jacobianen. På så sätt inverkar inte de frysta tillstånden på analysen.

För att analysera det instabila öppna systemet i ett önskat läge låter man det stabila slutna systemet svänga in sig till detta läget. Därefter bryts återkopplingen med att nollställa en variabel i återkopplingsberäkningen.

Vid framtagandet av Bodediagrammen har använts ett ACSL program skrivet av Olle Johansson vid Volvo Flygmotor avdelning 314. Från öppna systemets överföringsfunktion beräknar programmet amplitud- och fasdiagram för öppna och slutna systemet.

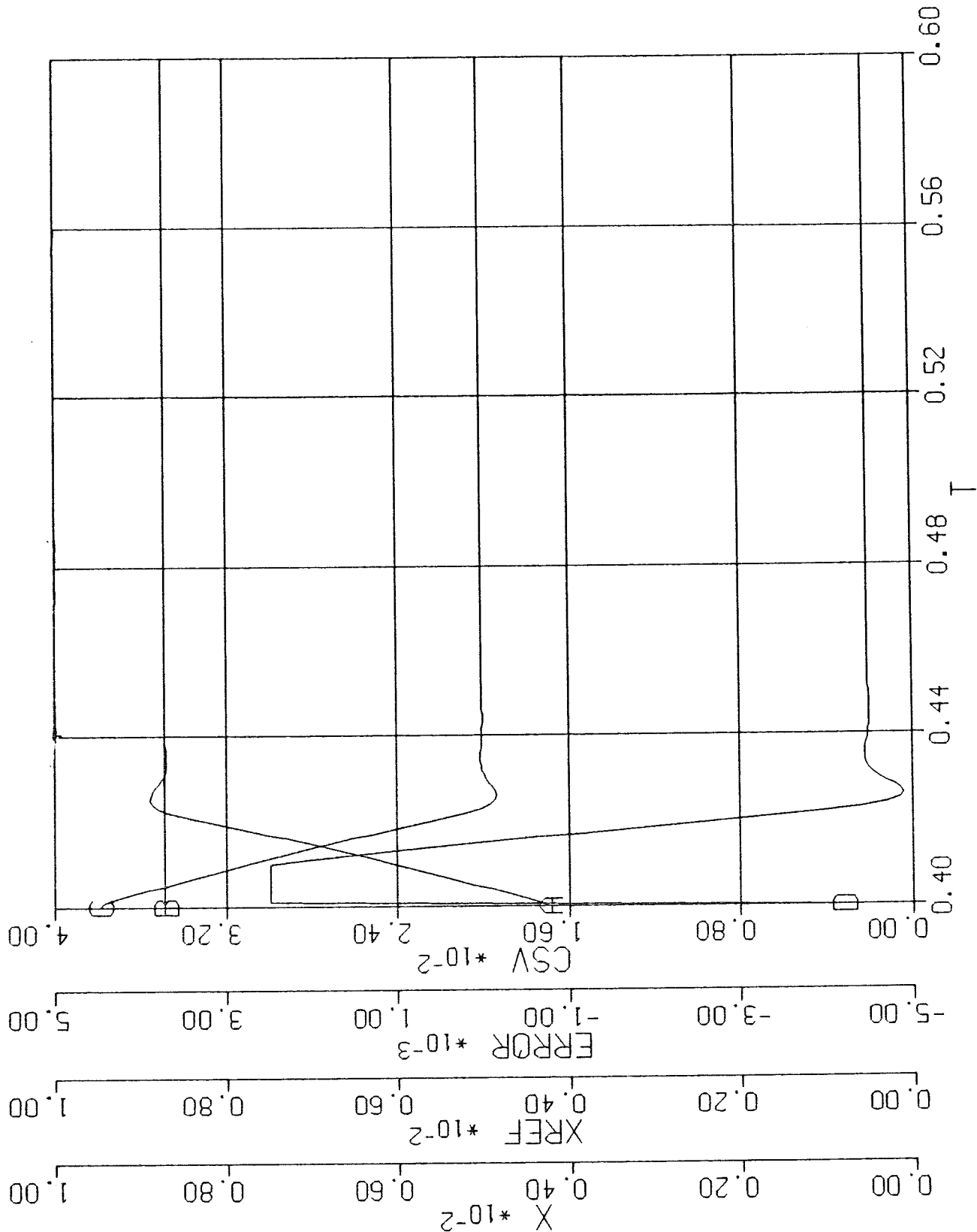
P-regulator, K=10
 Driftfall 1, Stegsvar
 XREF= 9,0 → 4,5 mm

2 13-JUN-88 12:49:05



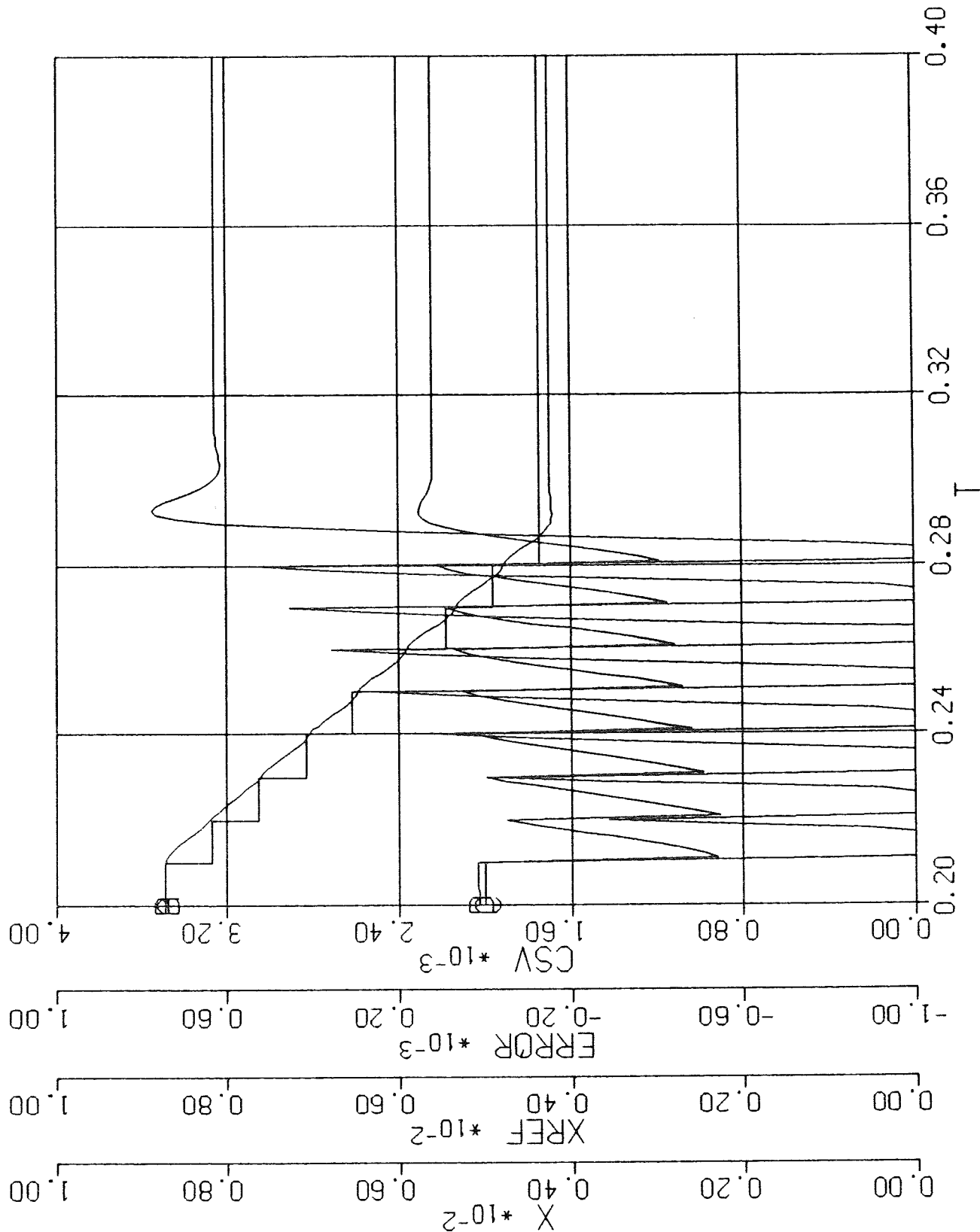
P-regulator ,K=10
Driftfall 1, Stegsvar
XREF = 4,5 → 9,0 mm

4 13-JUN-88 12:49:05



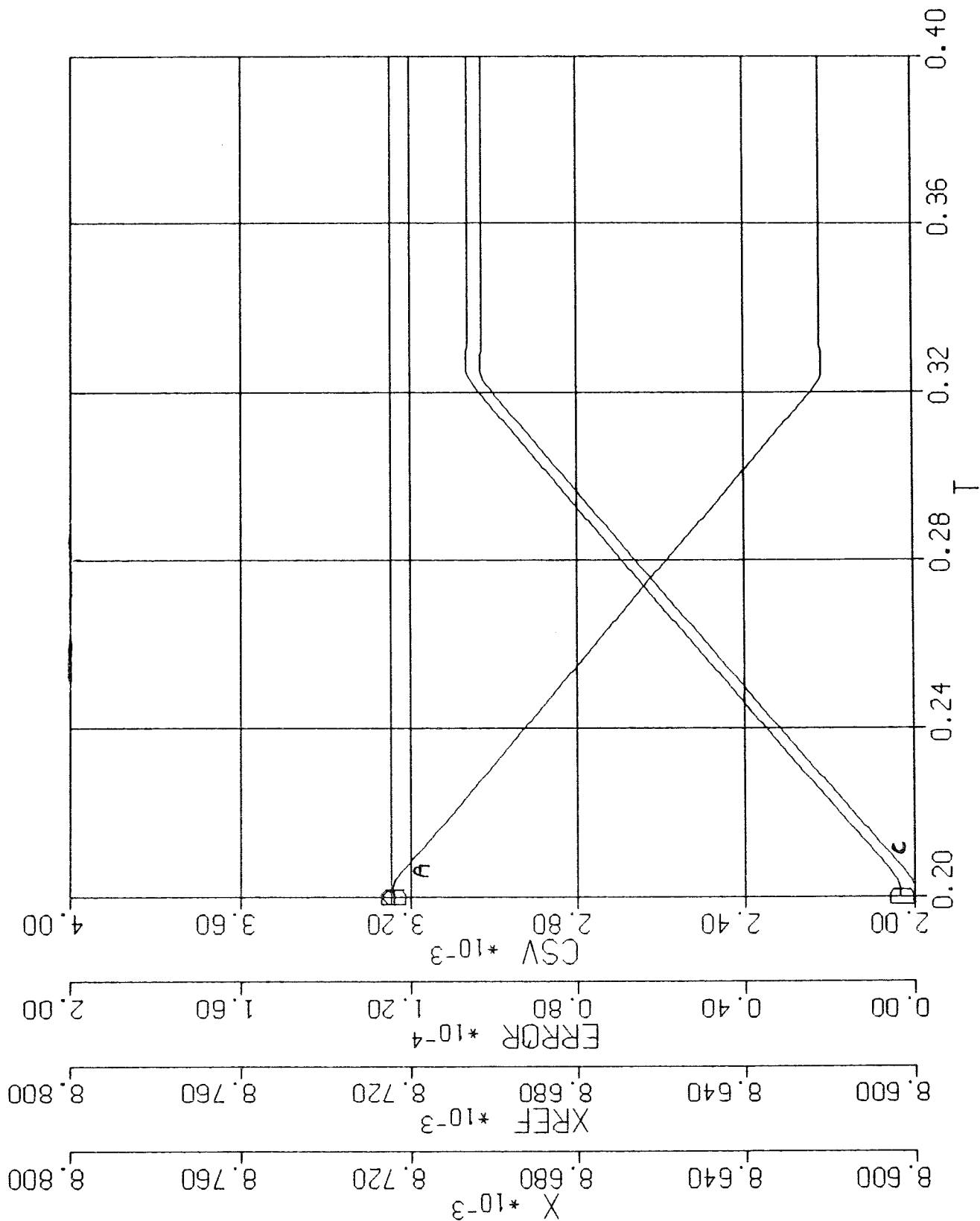
P-regulator, K=10
Driftfall 1, Stegsvär
XREF = 9,0 → 4,5 mm

2 20-SEP-88 12:42:55



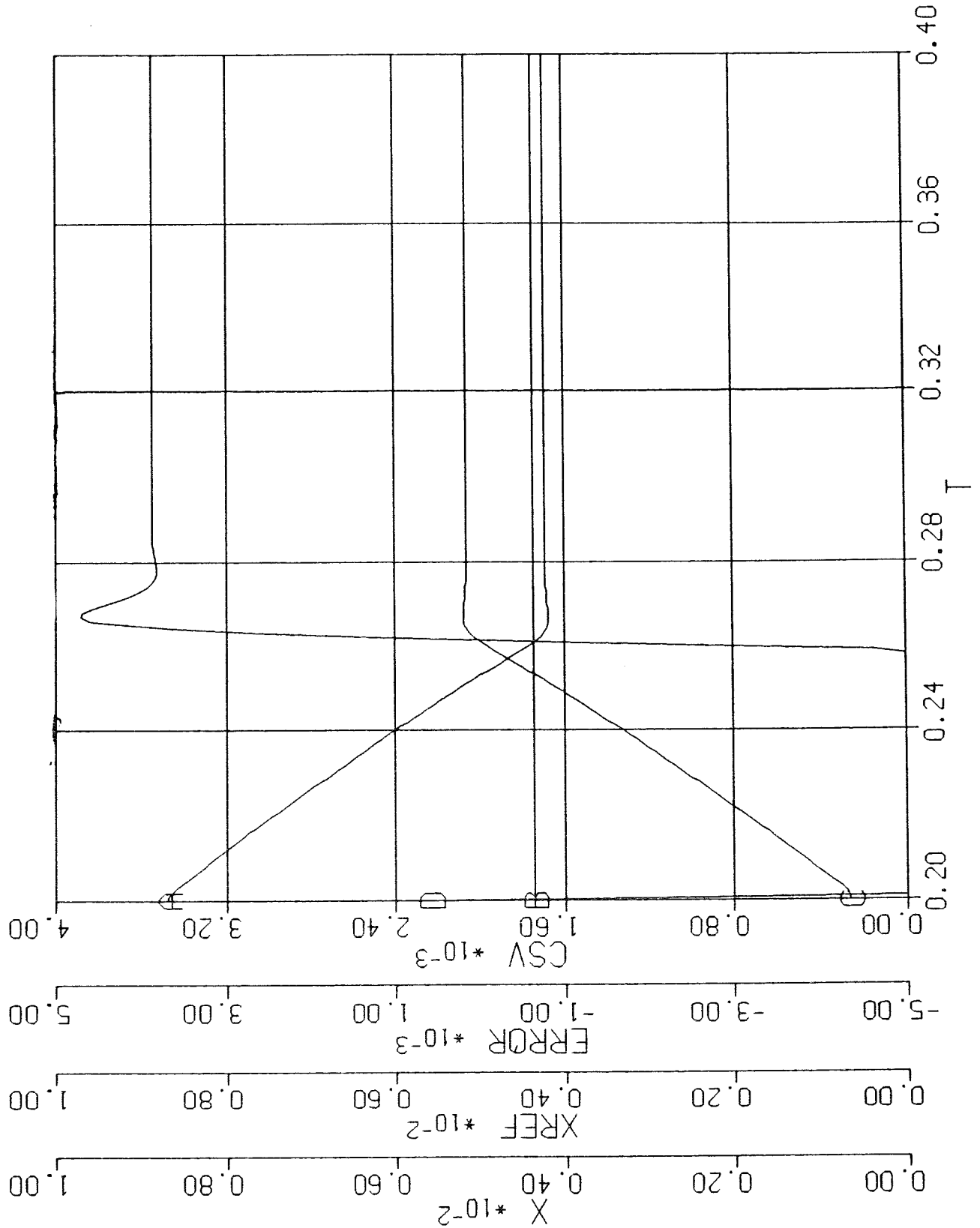
P-regulator, K=10
Driftfall 1, Accelerationsstörning
XREF = 9.0 mm

2 16-JUN-88 08:39:26



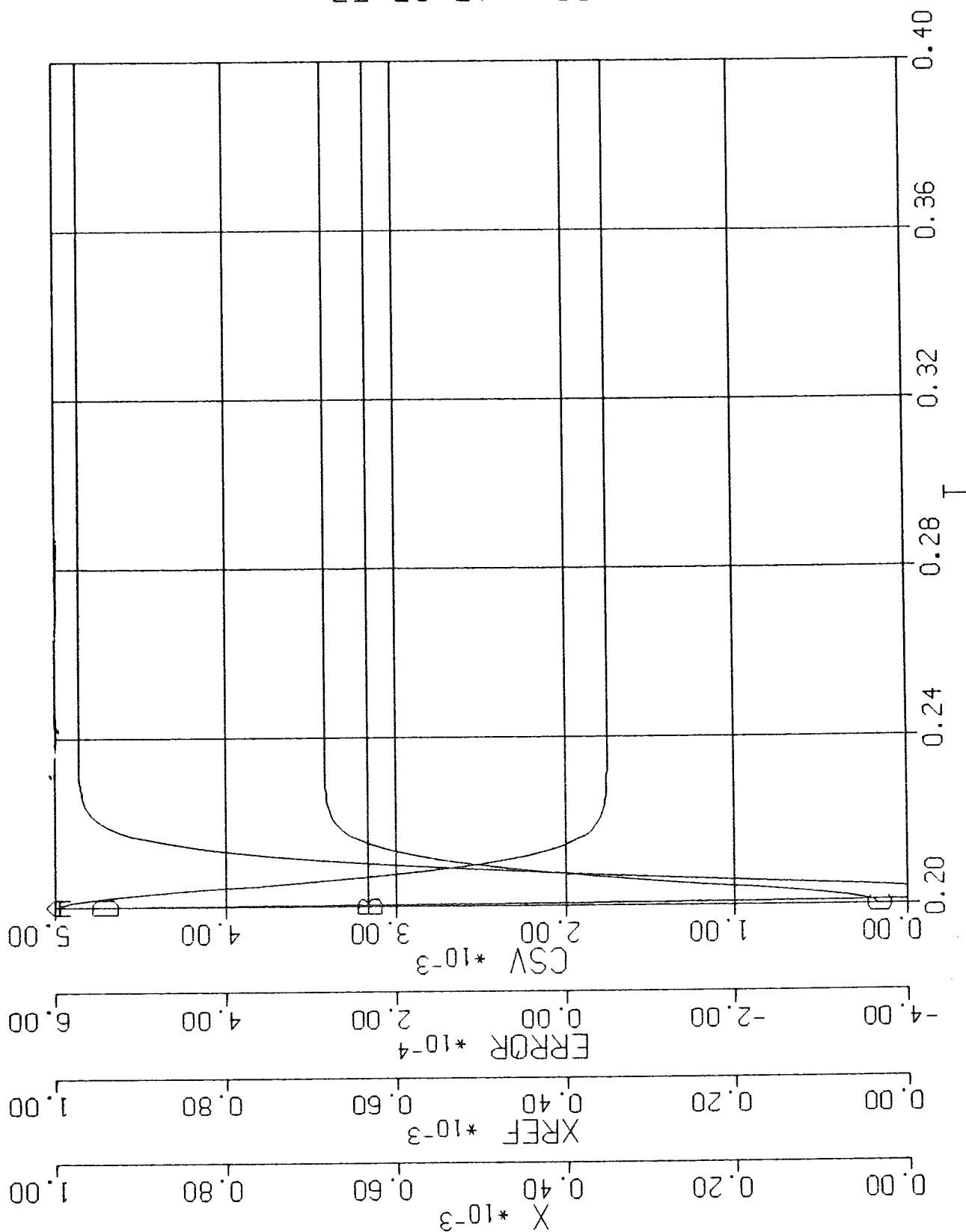
P-regulator, K=10
Driftfall 1, Stegsvär med PFX-störning
4% max FSV
XREF = 9,0 → 4,5 mm

5 16-JUN-88 10:08:31



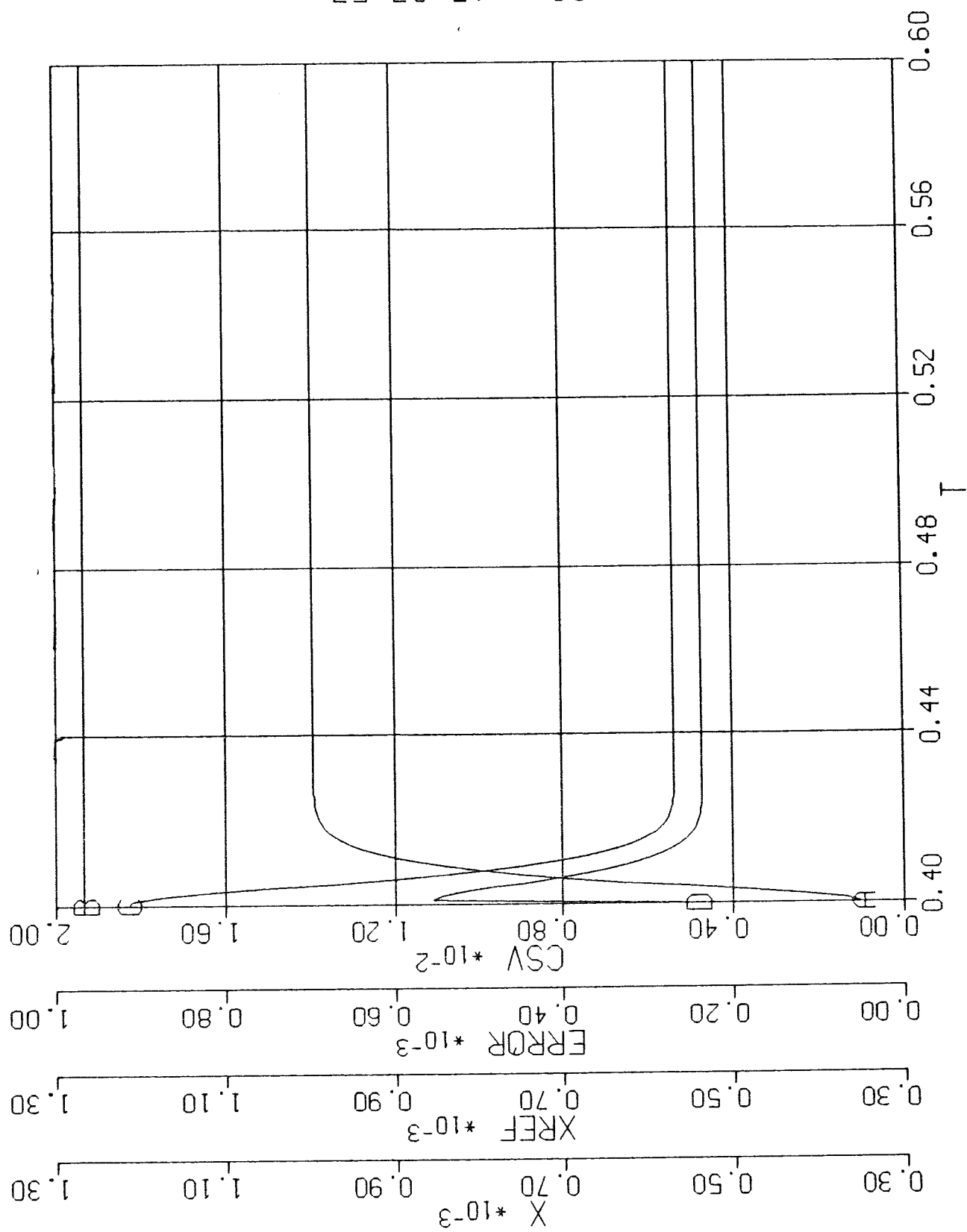
P-regulator, K=10
 Driftfall 2, Stegsvär
 XREF = 1,26 → 0,63 mm

2 14-JUN-88 15:07:57



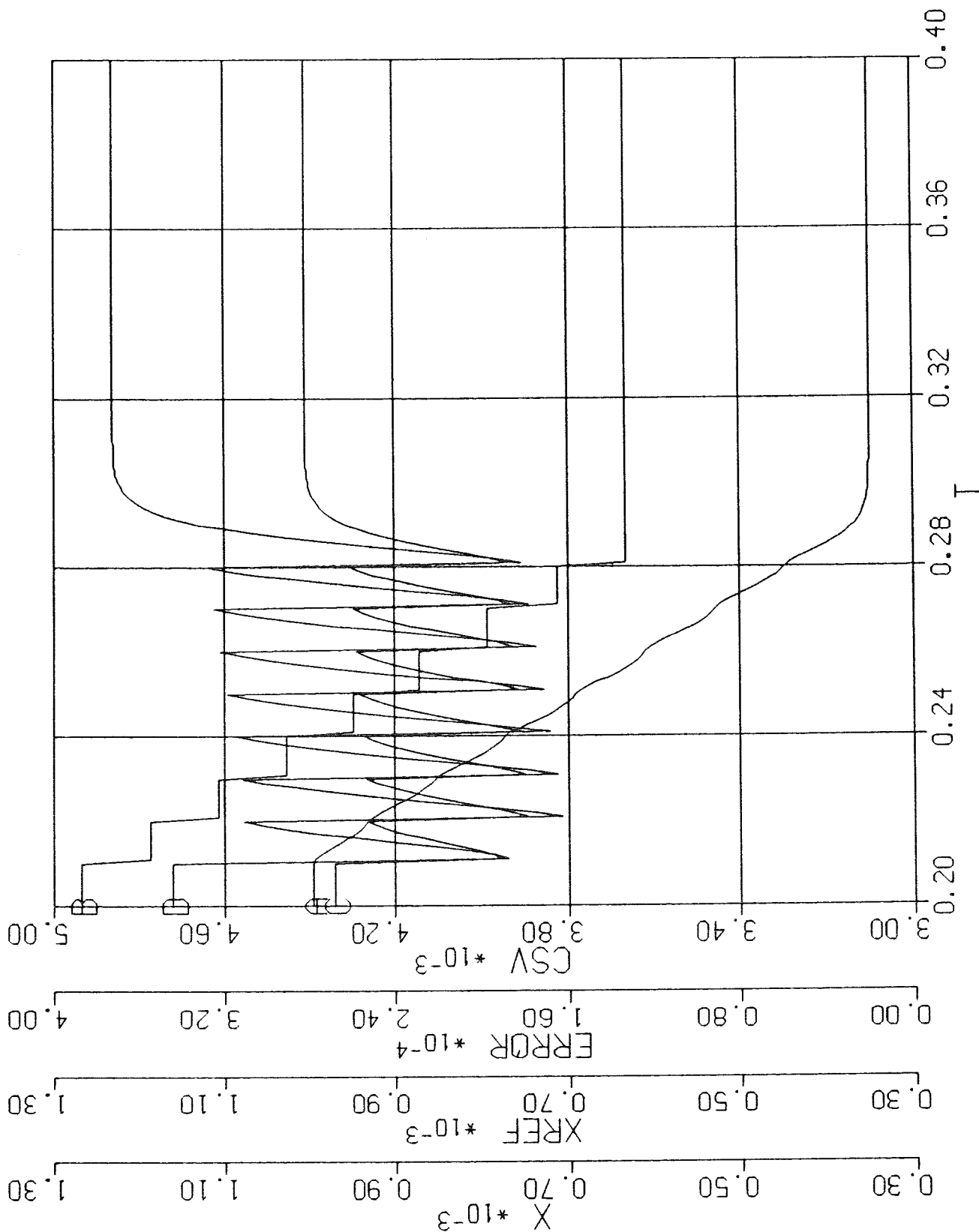
P-regulator, K=10
 Driftfall 2, Stegsvär
 XREF = 0,63 → 1,26 mm

4 14-JUN-88 15:07:57



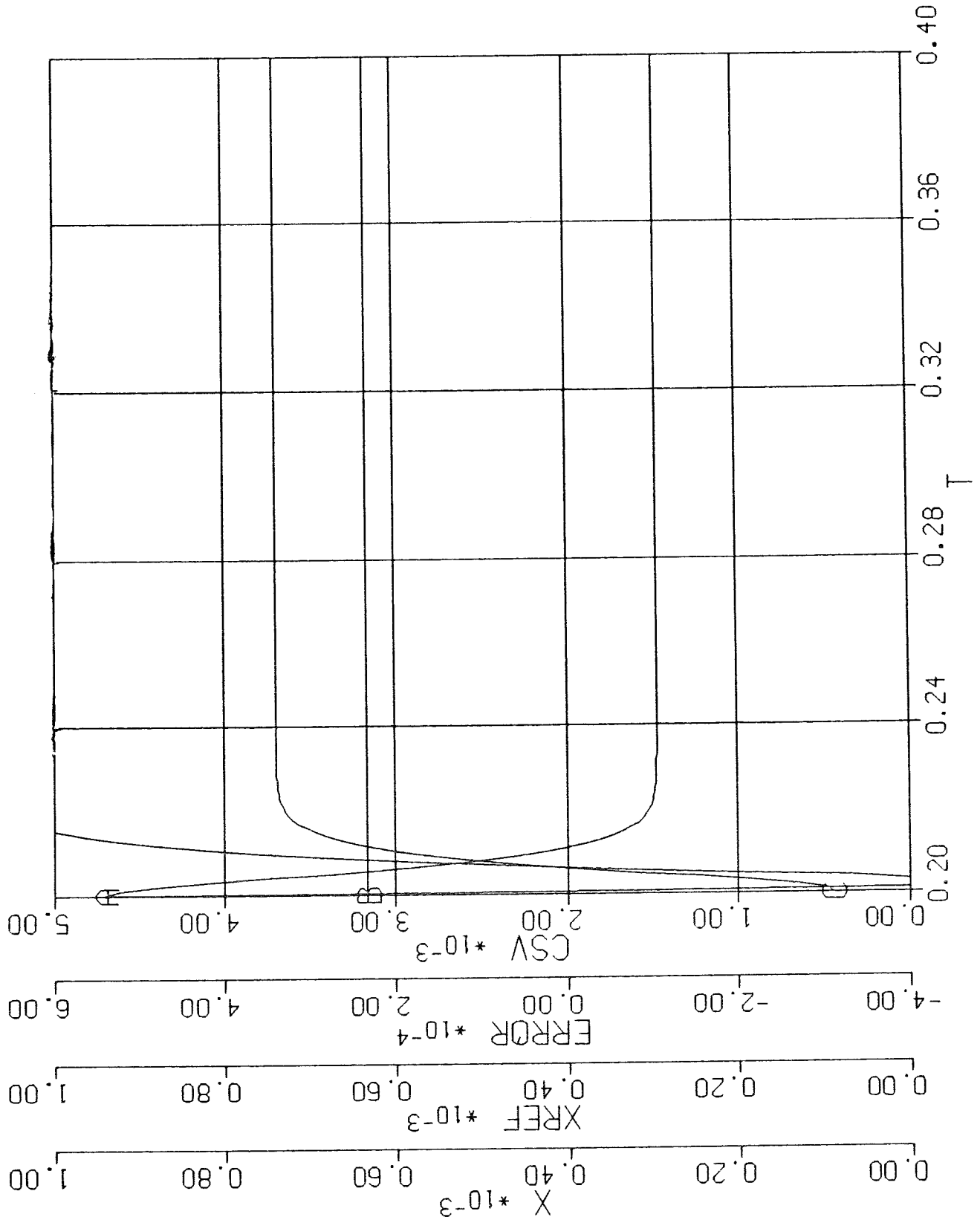
P-regulator, K=10
 Driftfall 2, Referensramp
 XREF = 1,26 → 0,63 mm

11 20-SEP-88 10:48:25



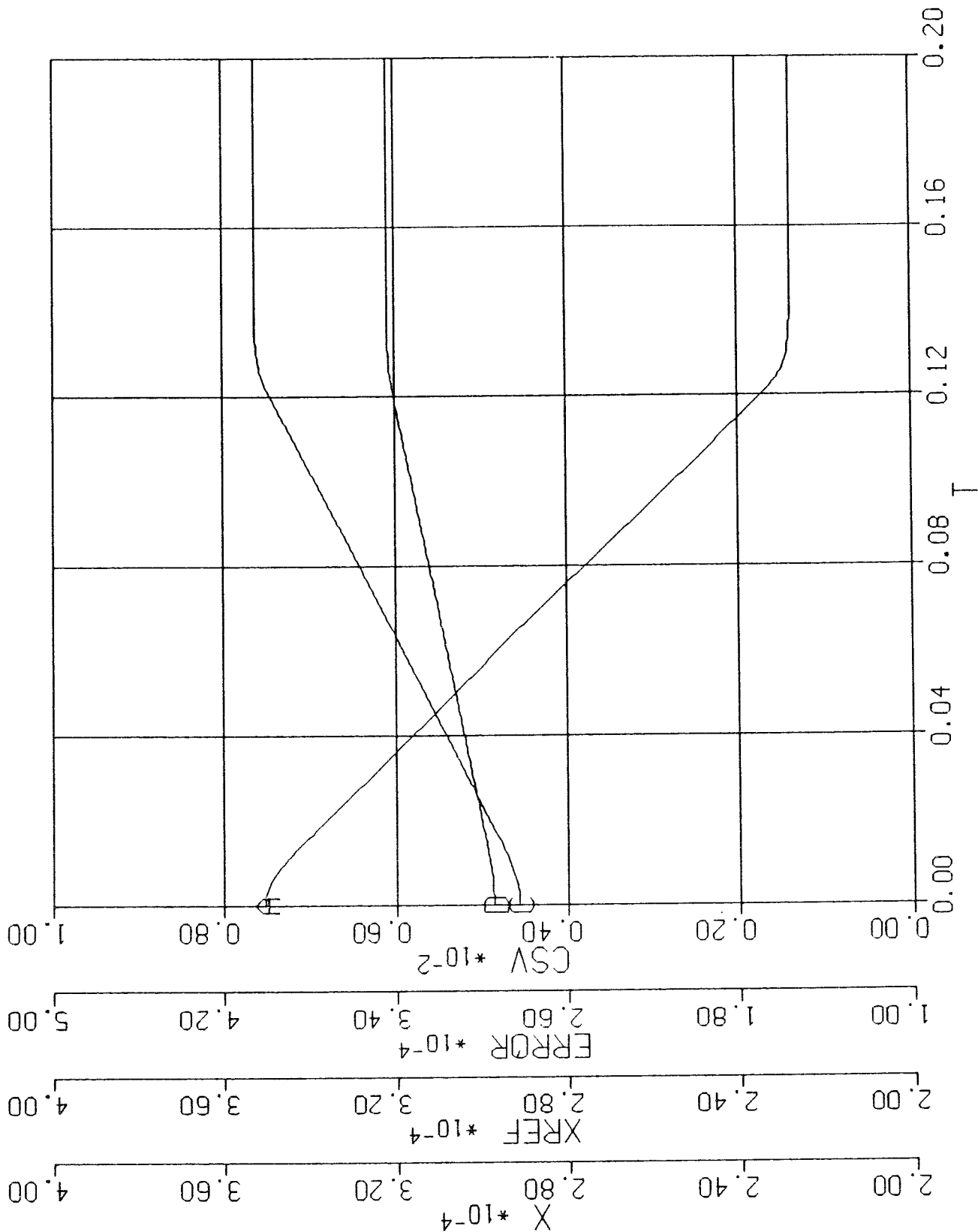
P-regulator, K=10
Driftfall 2, Stegsvär med PFX-störning
4% max FSV
XREF = 1,26 → 0,63 mm

9 16-JUN-88 10:08:31



P-regulator, K=10
Driftfall 2, Störning 0 -> 12% max FSV
XREF = 0,63 mm

3 8-SEP-88 19:25:19



Beräkning av överföringsfunktionen från tillståndsekvationerna

$$xs = Ax + Bu$$

$$y = cx$$

$$sx_1 = a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + a_{15}x_5 \quad (1)$$

$$sx_2 = a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + a_{26}x_6 \quad (2)$$

$$sx_3 = a_{33}x_3 + a_{36}x_6 \quad (3)$$

$$sx_4 = a_{44}x_4 + b_4u_1 \quad (4)$$

$$sx_5 = a_{54}x_4 + a_{55}x_5 \quad (5)$$

$$sx_6 = x_2 \quad (6)$$

$$(4) \quad x_4 = \frac{b_4}{s - a_{44}}u \quad (7)$$

$$(7), (5) \quad x_5 = \frac{a_{54}}{s - a_{55}}x_4 = \frac{a_{54}b_4}{(s - a_{44})(s - a_{55})} \quad (8)$$

$$(1), (8) \quad x_1 = \frac{a_{12}}{s - a_{11}}x_2 + \frac{a_{15}a_{54}b_4}{(s - a_{11})(s - a_{44})(s - a_{55})} \quad (9)$$

$$(2), (6), (9) \quad x_2 = \frac{a_{15}a_{21}a_{54}b_4}{\left(s - a_{22} - \frac{a_{21}a_{12}}{s - a_{11}} - \frac{a_{26}}{s}\right)(s - a_{11})(s - a_{44})(s - a_{55})}u_1 =$$

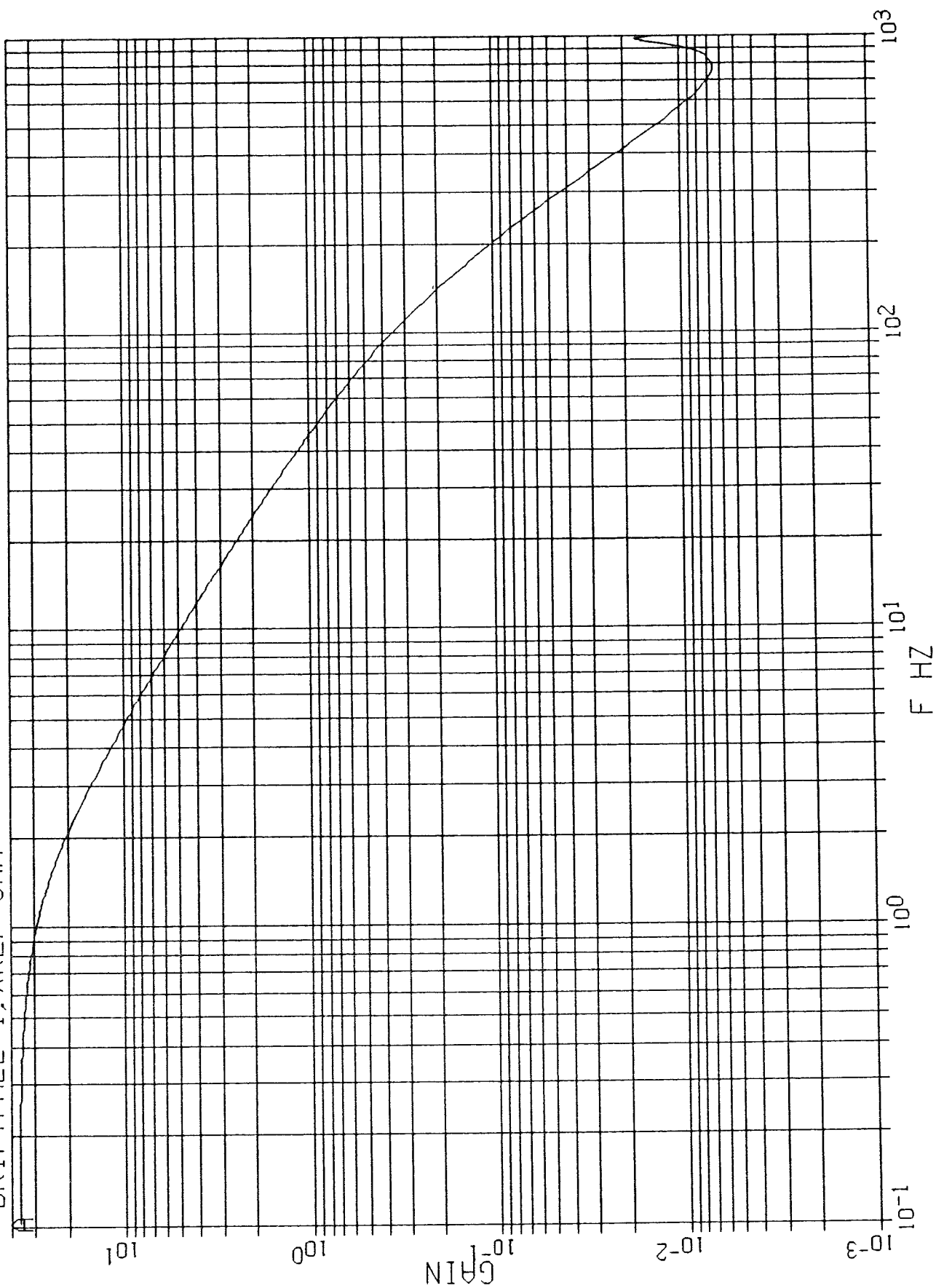
$$= \frac{a_{15}a_{21}a_{54}b_4s}{(s^3 - (a_{11} + a_{22})s^2 + (a_{11}a_{22} - a_{21}a_{12} - a_{26})s + a_{11}a_{26})(s - a_{44})(s - a_{55})} \quad (10)$$

$$(3), (10) \quad x_3 = \frac{a_{36}}{s(s - a_{33})}x_2 =$$

$$= \frac{a_{15}a_{21}a_{36}a_{54}b_4}{(s^3 - (a_{11} + a_{22})s^2 + (a_{11}a_{22} - a_{21}a_{12} - a_{26})s + a_{11}a_{26})(s - a_{33})(s - a_{44})(s - a_{55})}u_1 \quad (11)$$

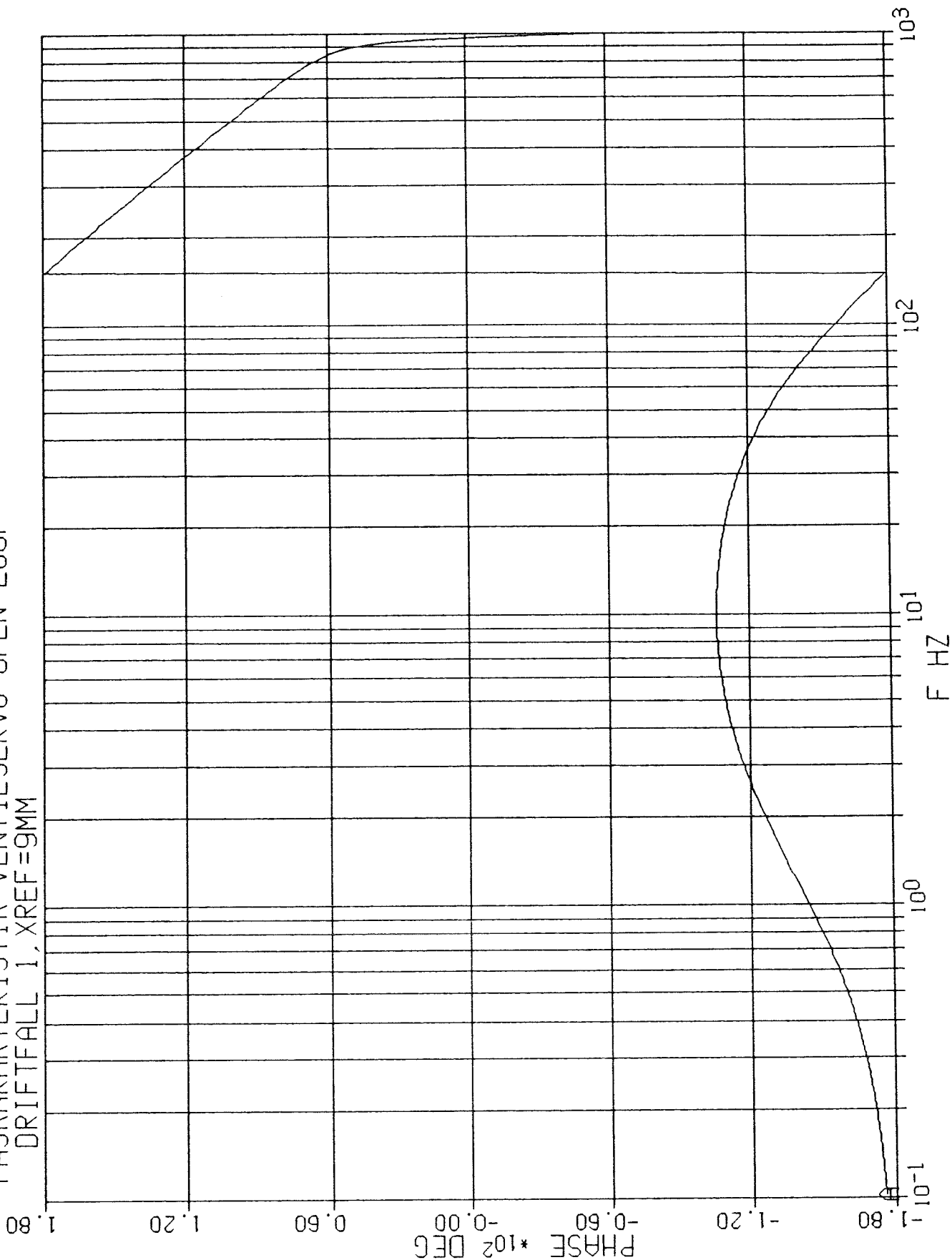
3 16-SEP-88 17:31:09

AMPLITUDKAR. VENTILSERVO OPEN LOOP
DRIFTFALL 1, XREF=9MM



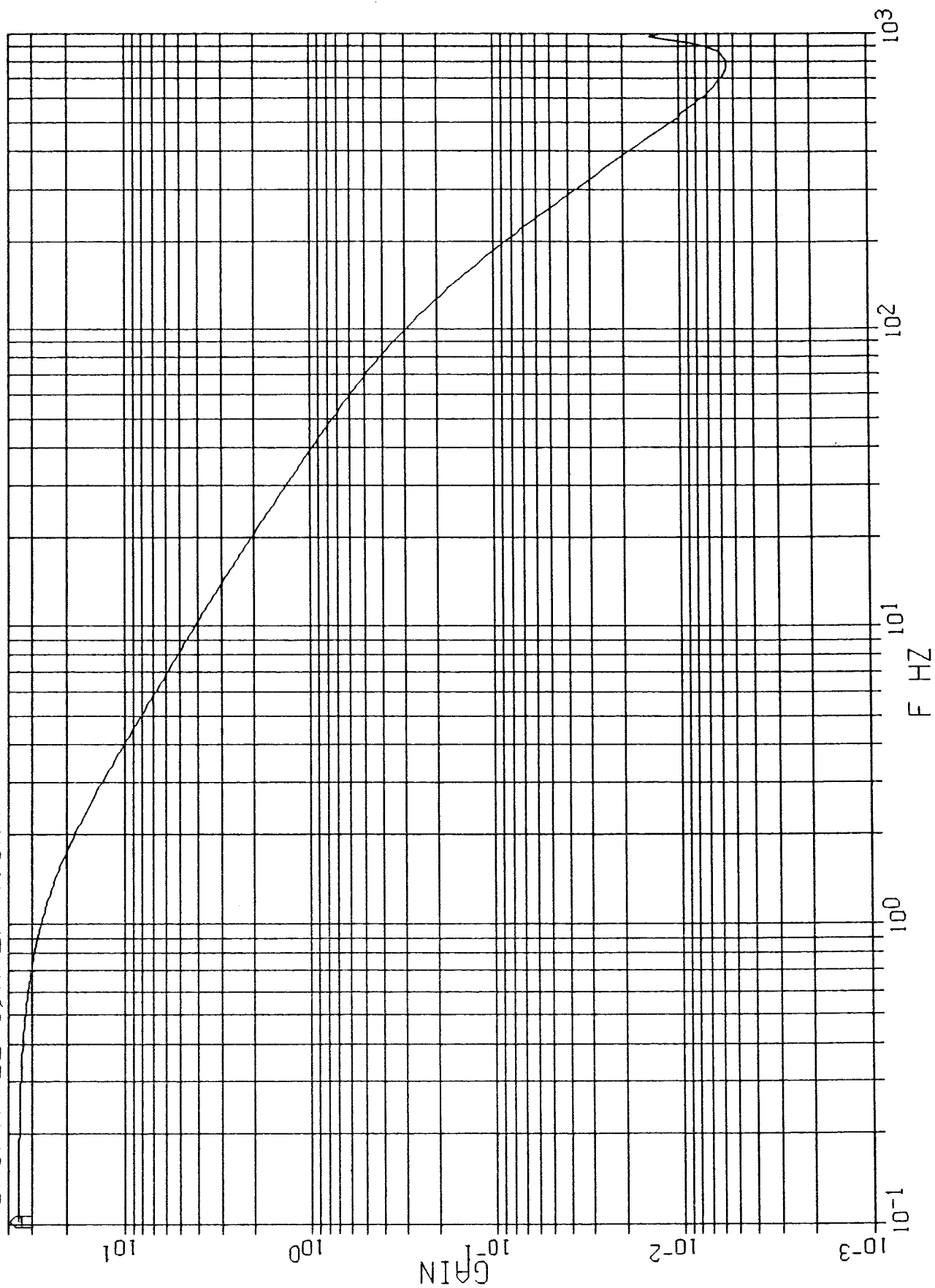
4 16-SEP-88 17:31:09

FASKARAKTERISTIK VENTILSERVO OPEN LOOP
DRIFTFALL 1, XREF=9MM



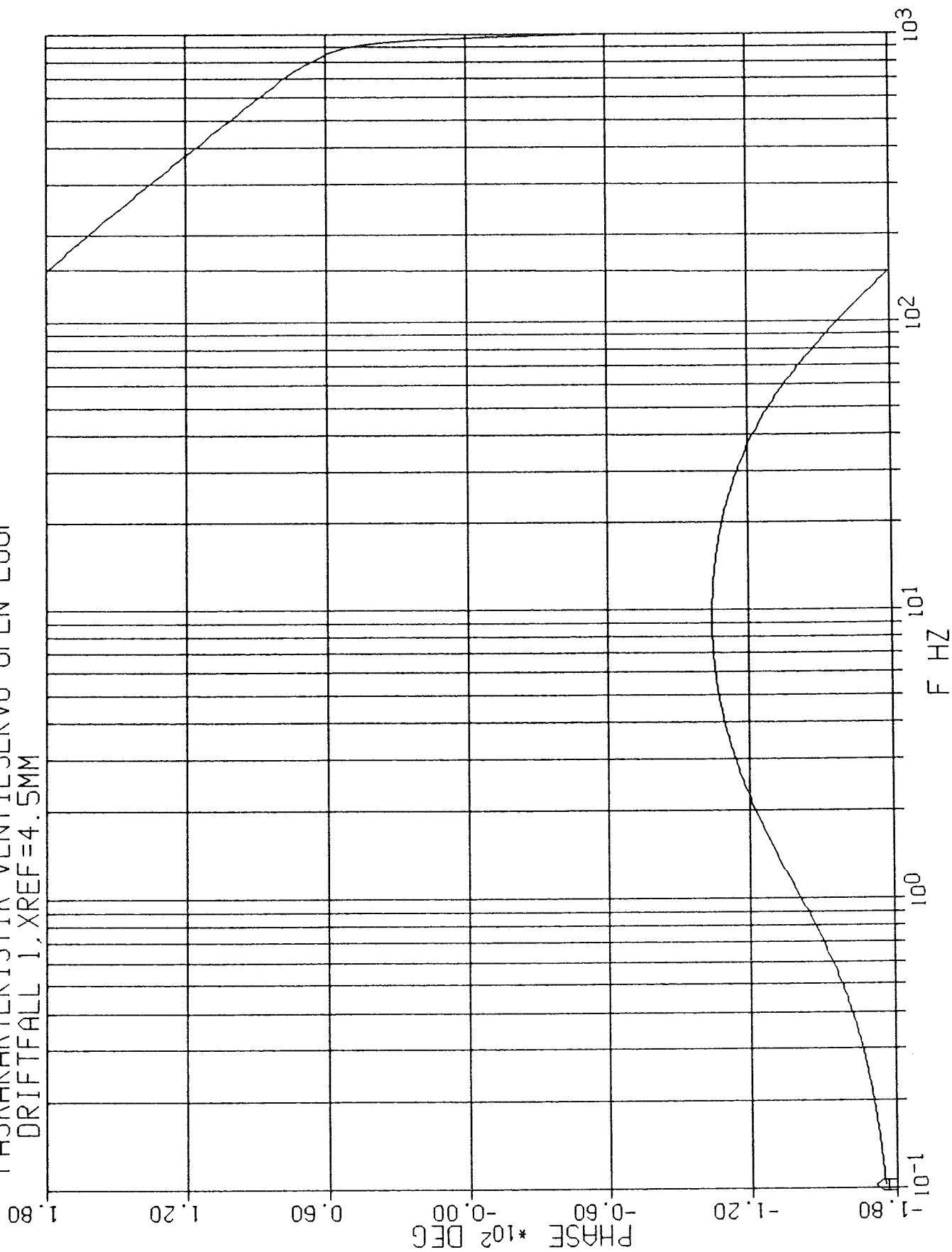
3 16-SEP-88 17:20:07

AMPLITUDKAR. VENTILSERVO OPEN LOOP
DRIFTFALL 1, XREF=4.5MM

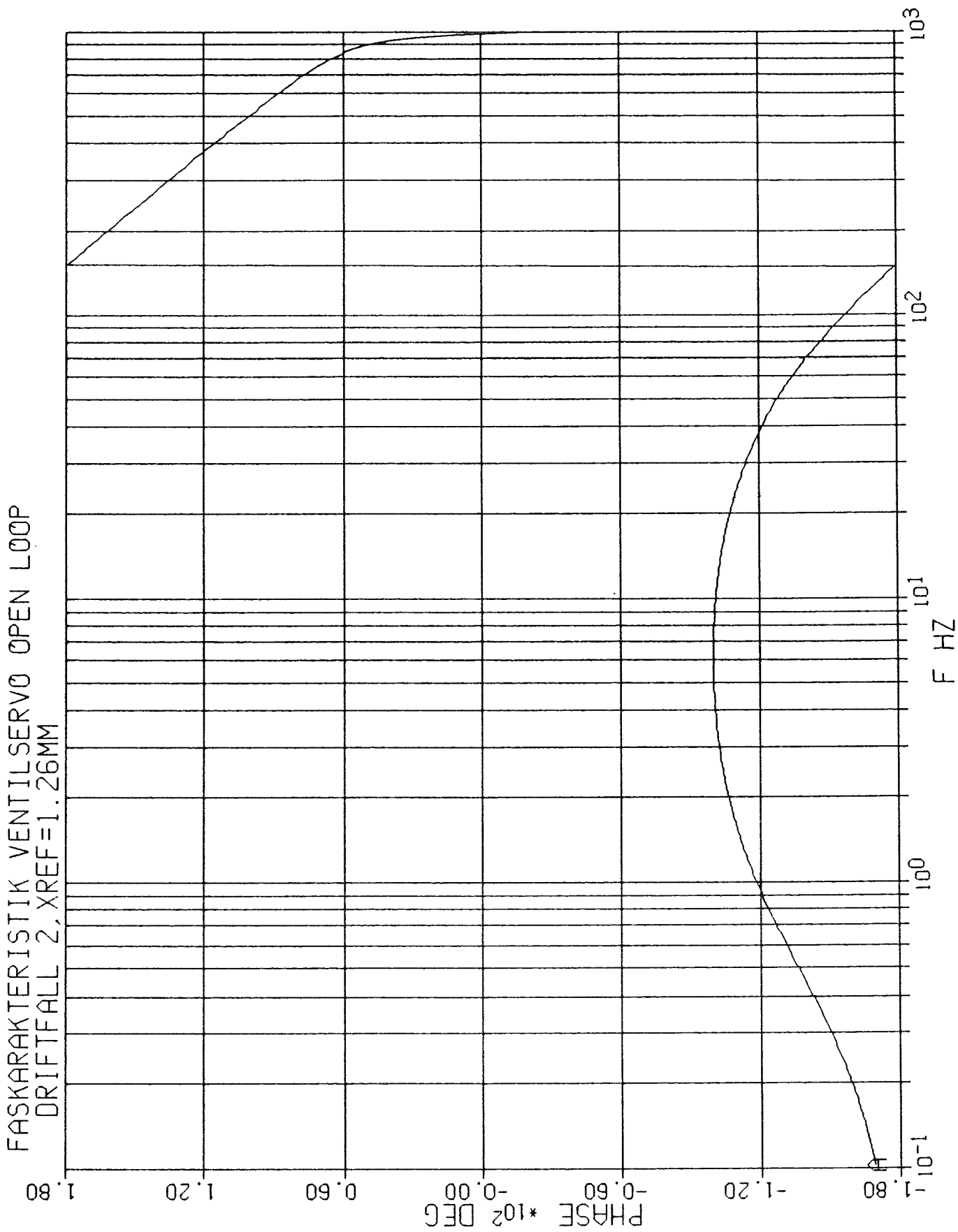


4 16-SEP-88 17:20:07

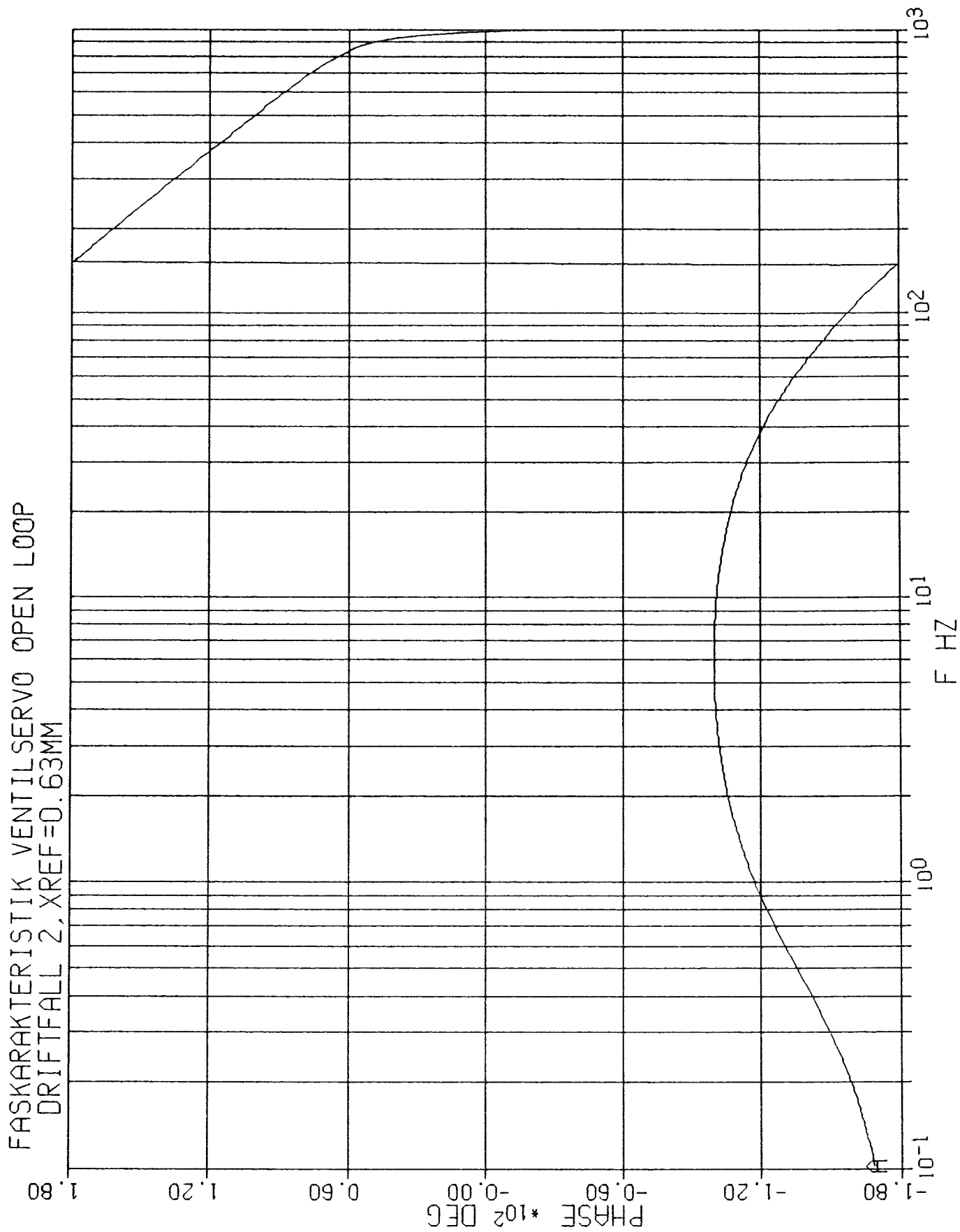
FASKARAKTERISTIK VENTILSERVO OPEN LOOP
DRIFTFALL 1, XREF=4.5MM



4 16-SEP-88 17:25:05

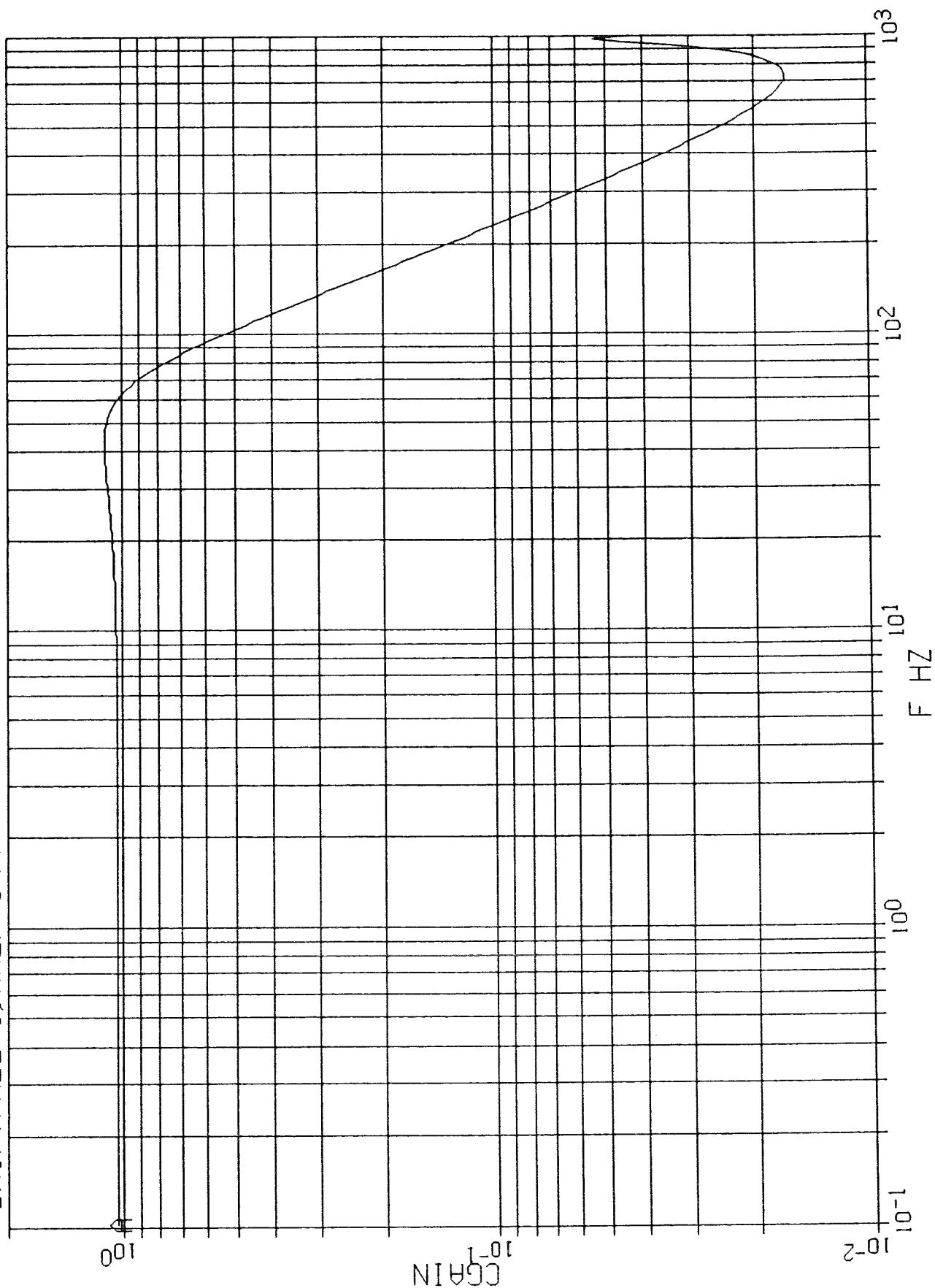


4 16-SEP-88 17:28:01



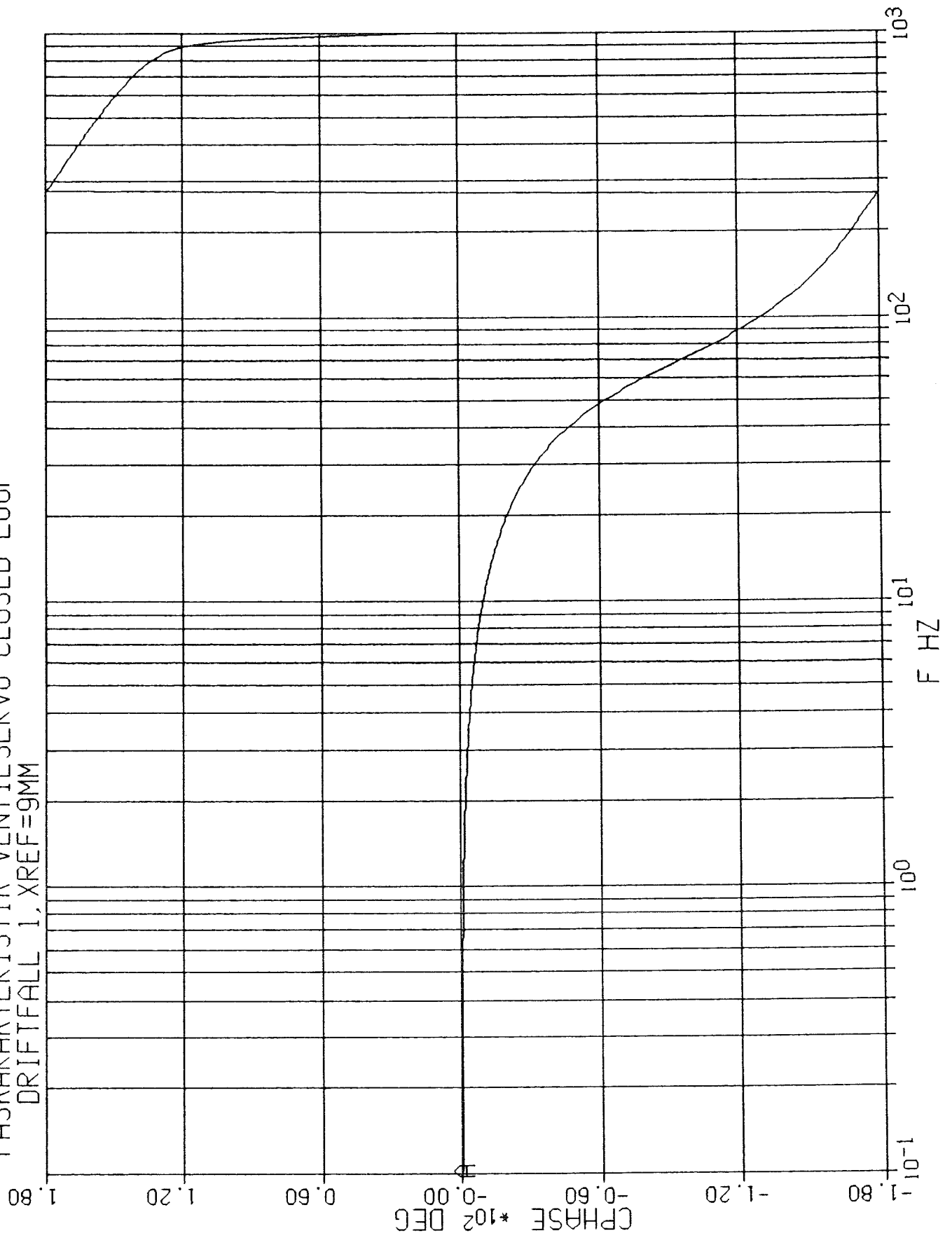
1 16-SEP-88 17:51:55

AMPLITUDKAR. VENTILSERVO CLOSED LOOP
DRIFTFALL 1, XREF=9MM



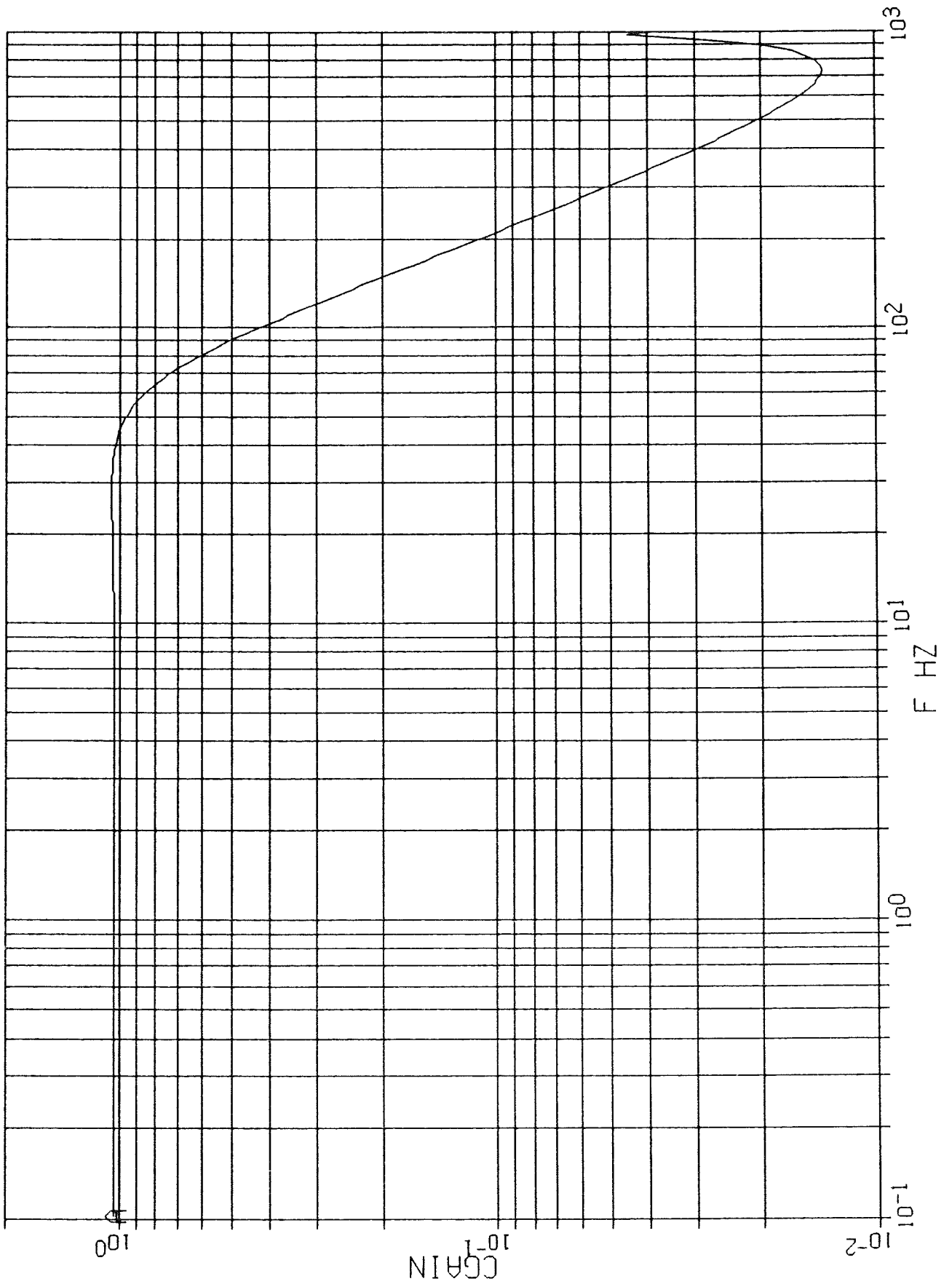
2 16-SEP-88 17:51:55

FASKARAKTERISTIK VENTILSERVO CLOSED LOOP
DRIFTFALL 1, XREF=9MM



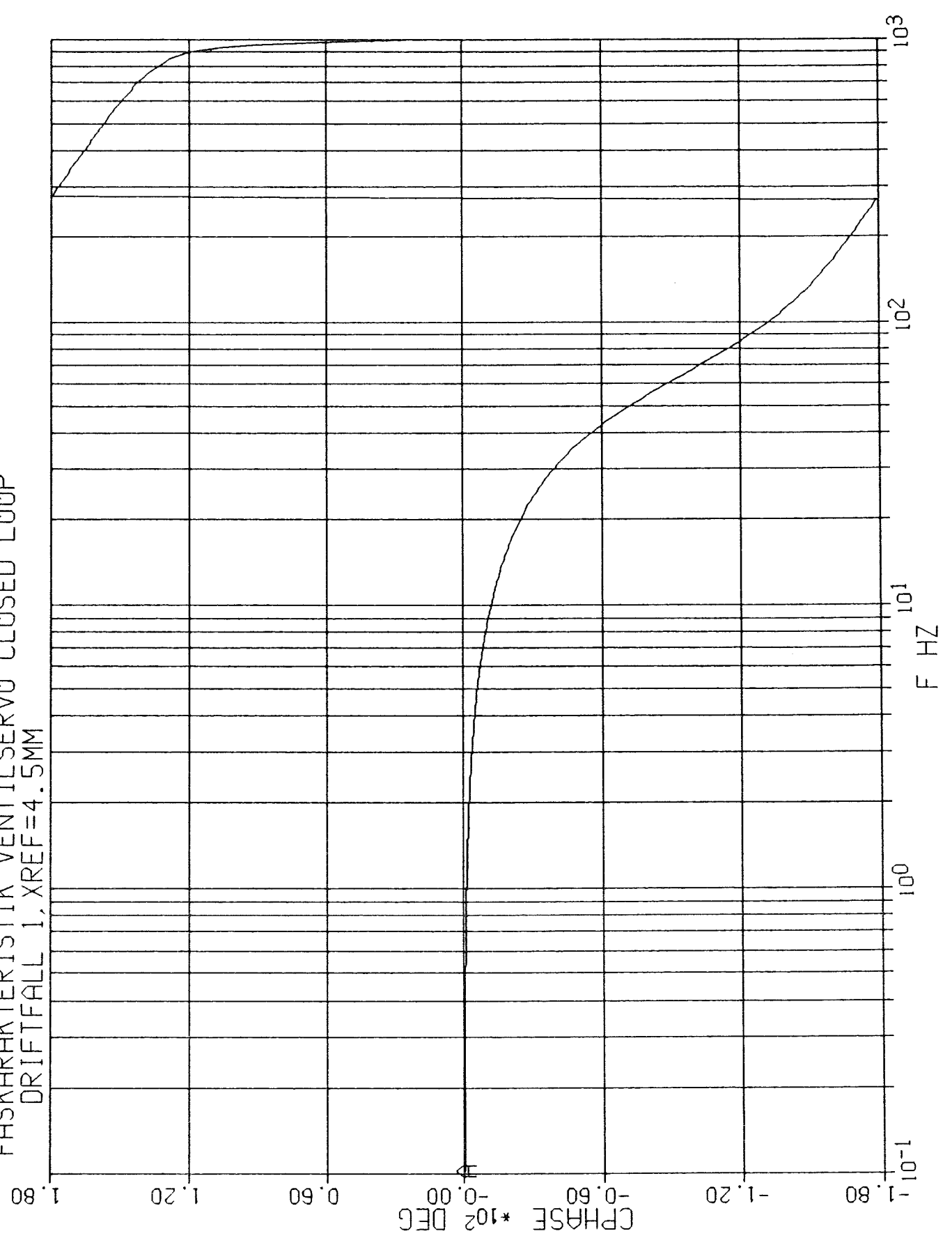
1 16-SEP-88 17:52:33

AMPLITUDKAR. VENTILSERVO CLOSED LOOP
DRIFTFALL 1, XREF=4.5MM



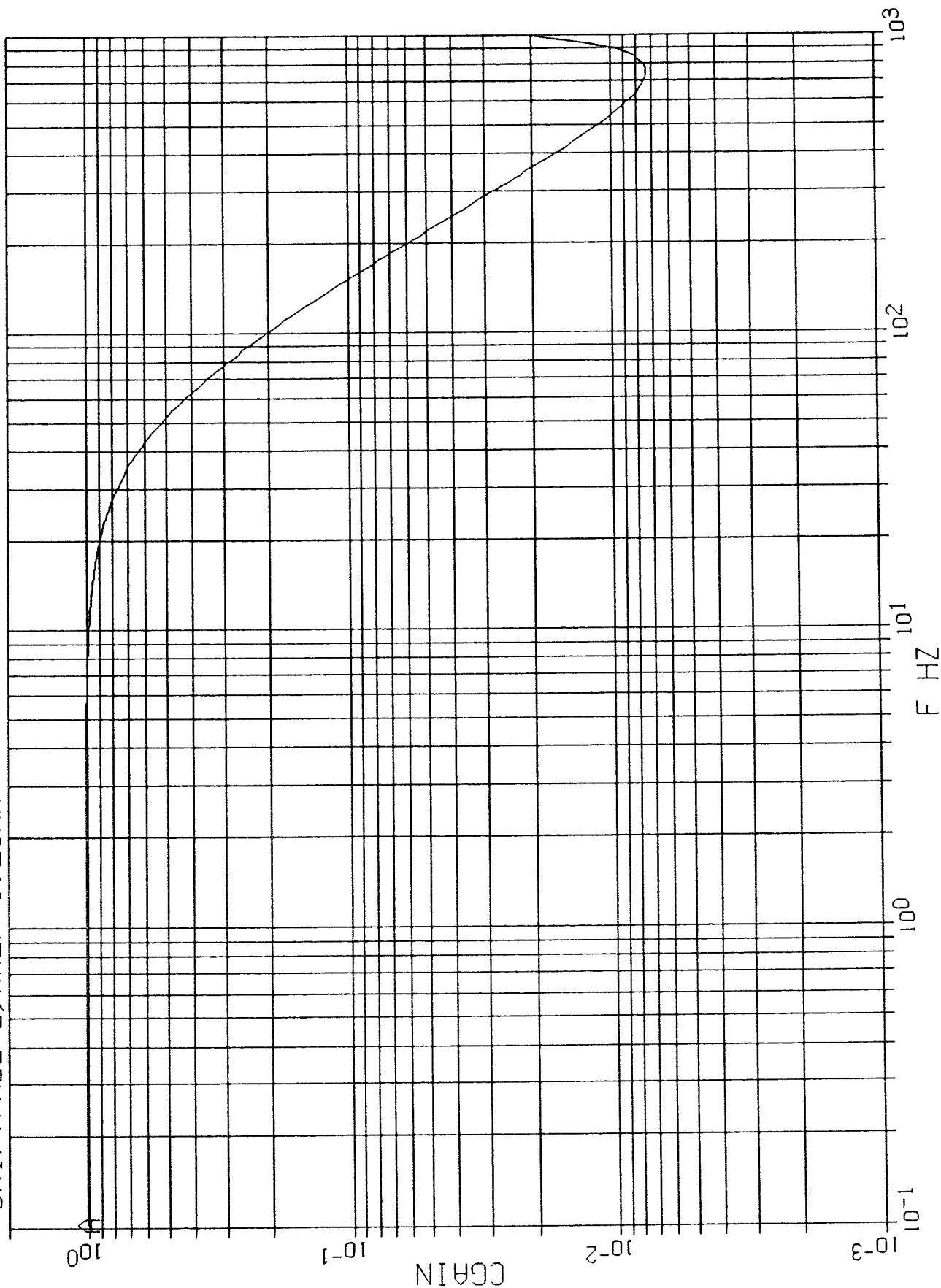
2 16-SEP-88 17:52:33

FASKARAKTERISTIK VENTILSERVO CLOSED LOOP
DRIFTFALL 1, XREF=4.5MM



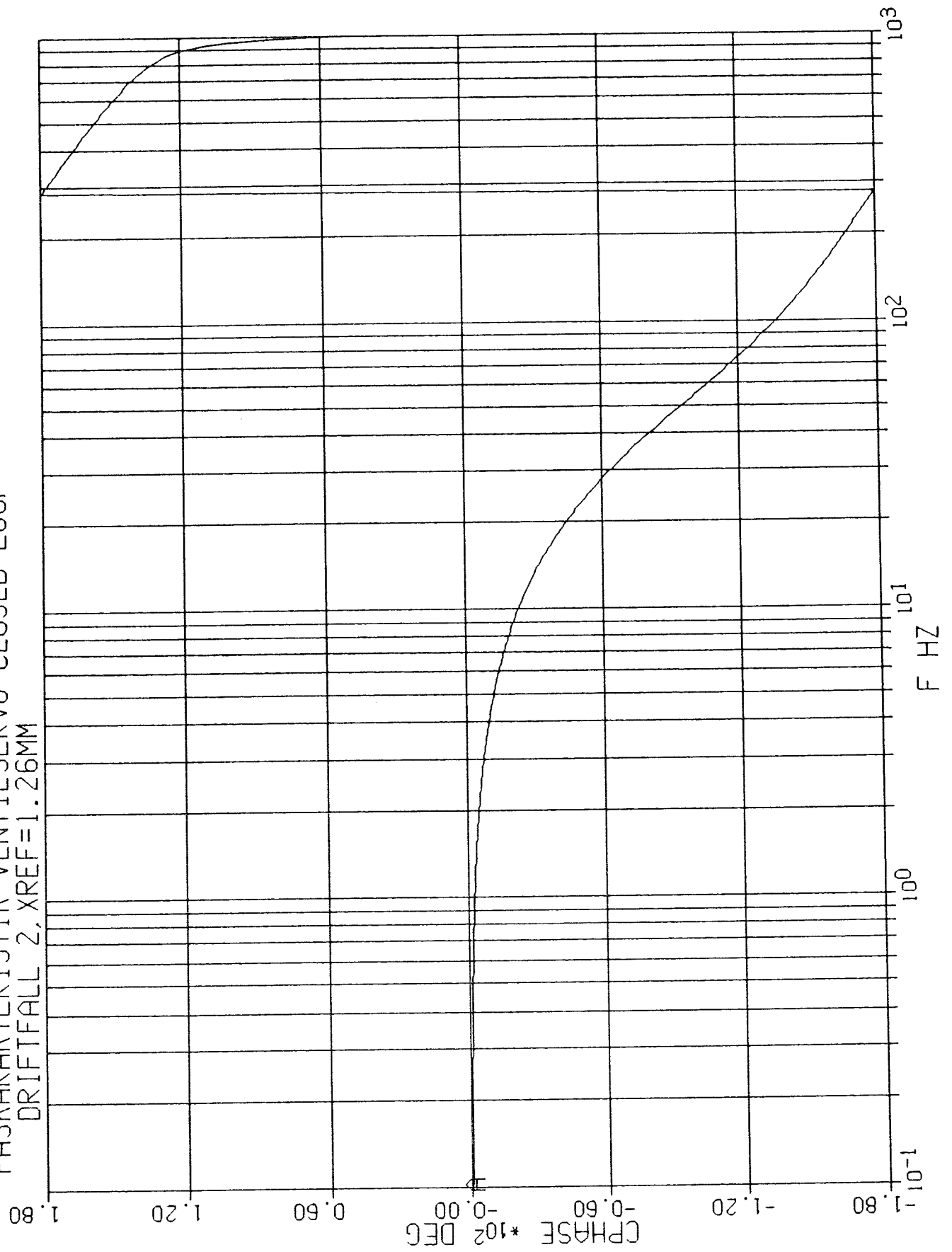
1 16-SEP-88 17:53:25

AMPLITUDKAR. VENTILSERVO CLOSED LOOP
DRIFTFALL 2, XREF=1.26MM



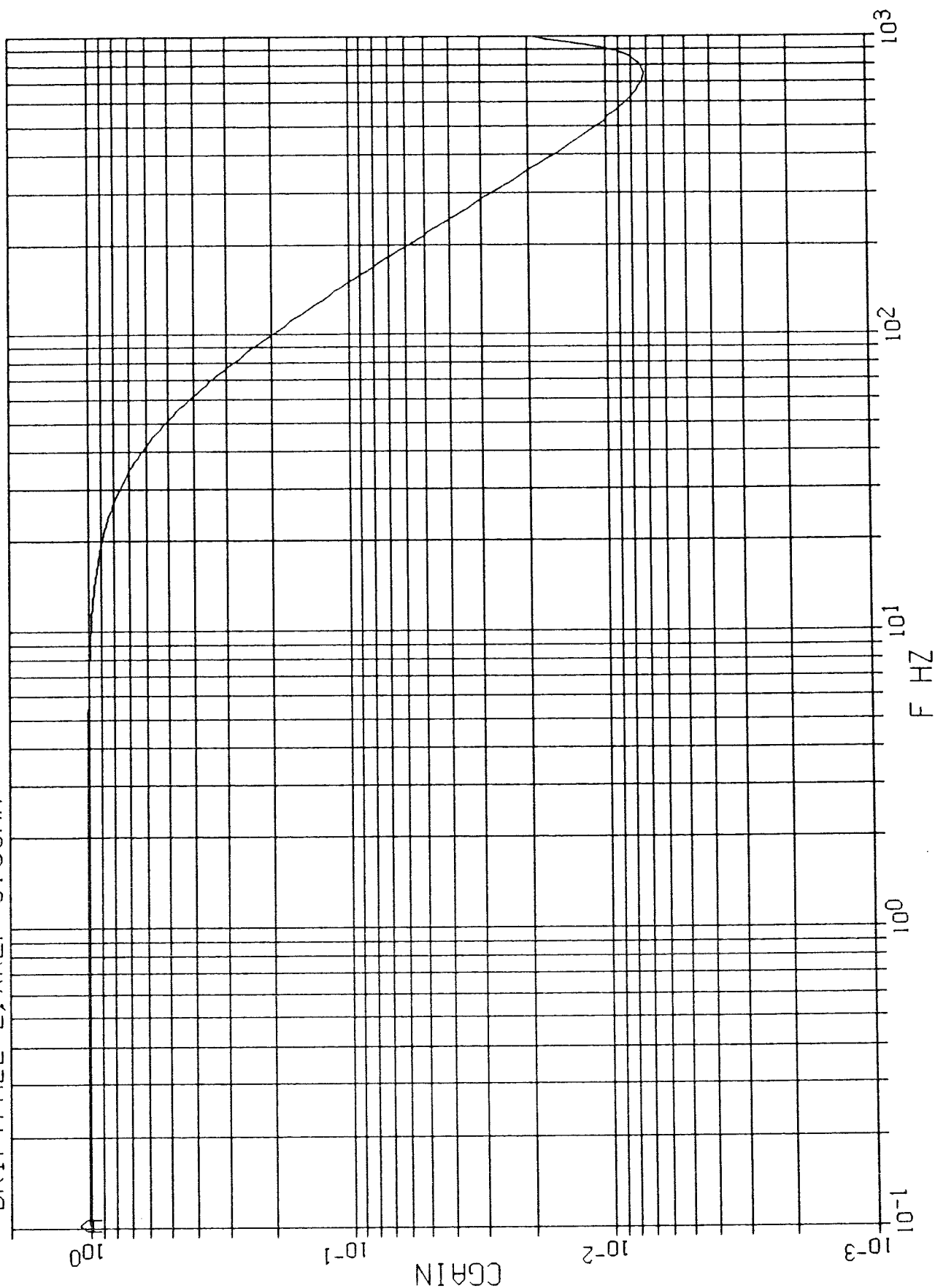
2 16-SEP-88 17:53:25

FASKARAKTERISTIK VENTILSERVO CLOSED LOOP
DRIFTFALL 2, XREF=1.26MM



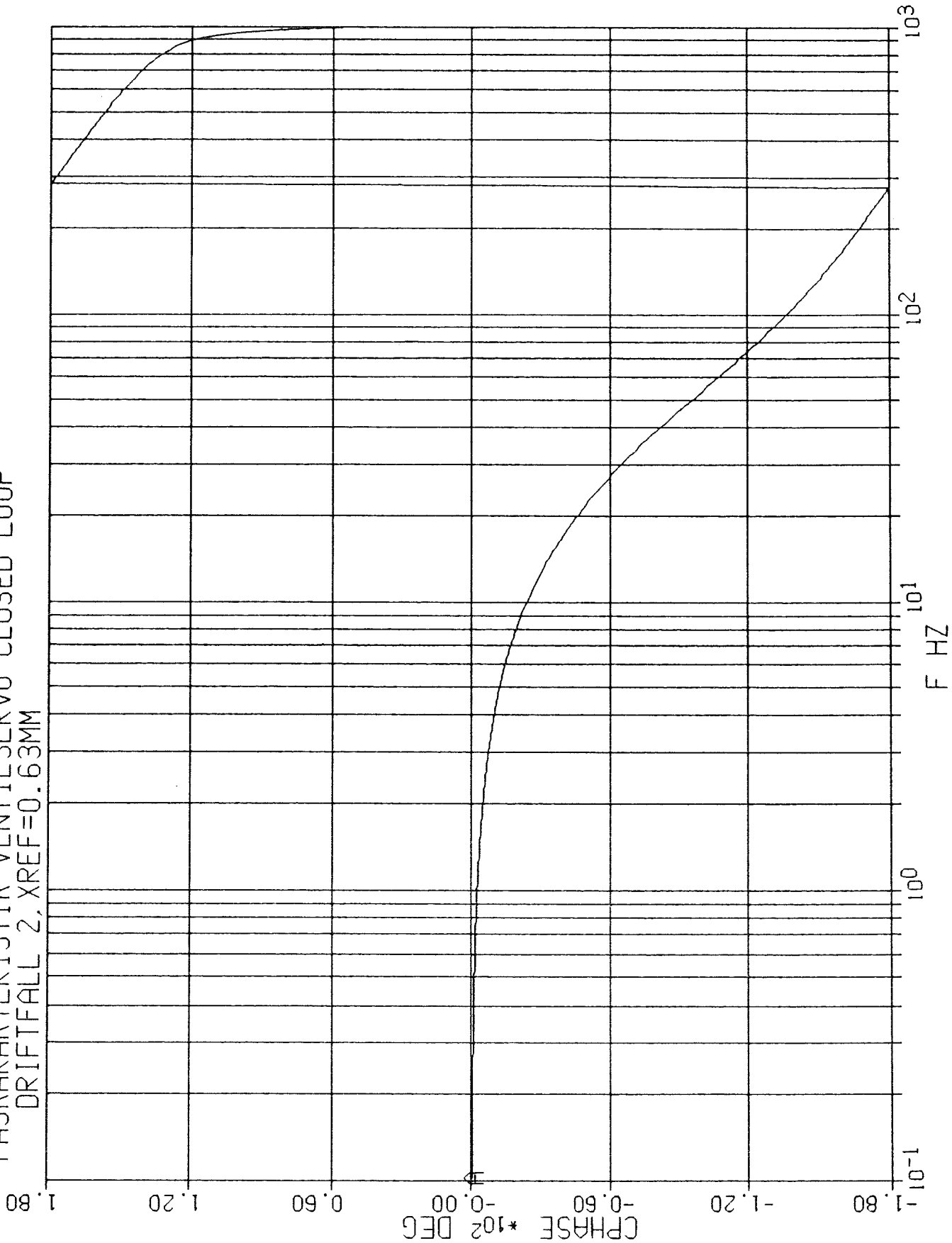
1 16-SEP-88 17:53:57

AMPLITUDKAR. VENTILSERVO CLOSED LOOP
DRIFTFALL 2, XREF=0.63MM



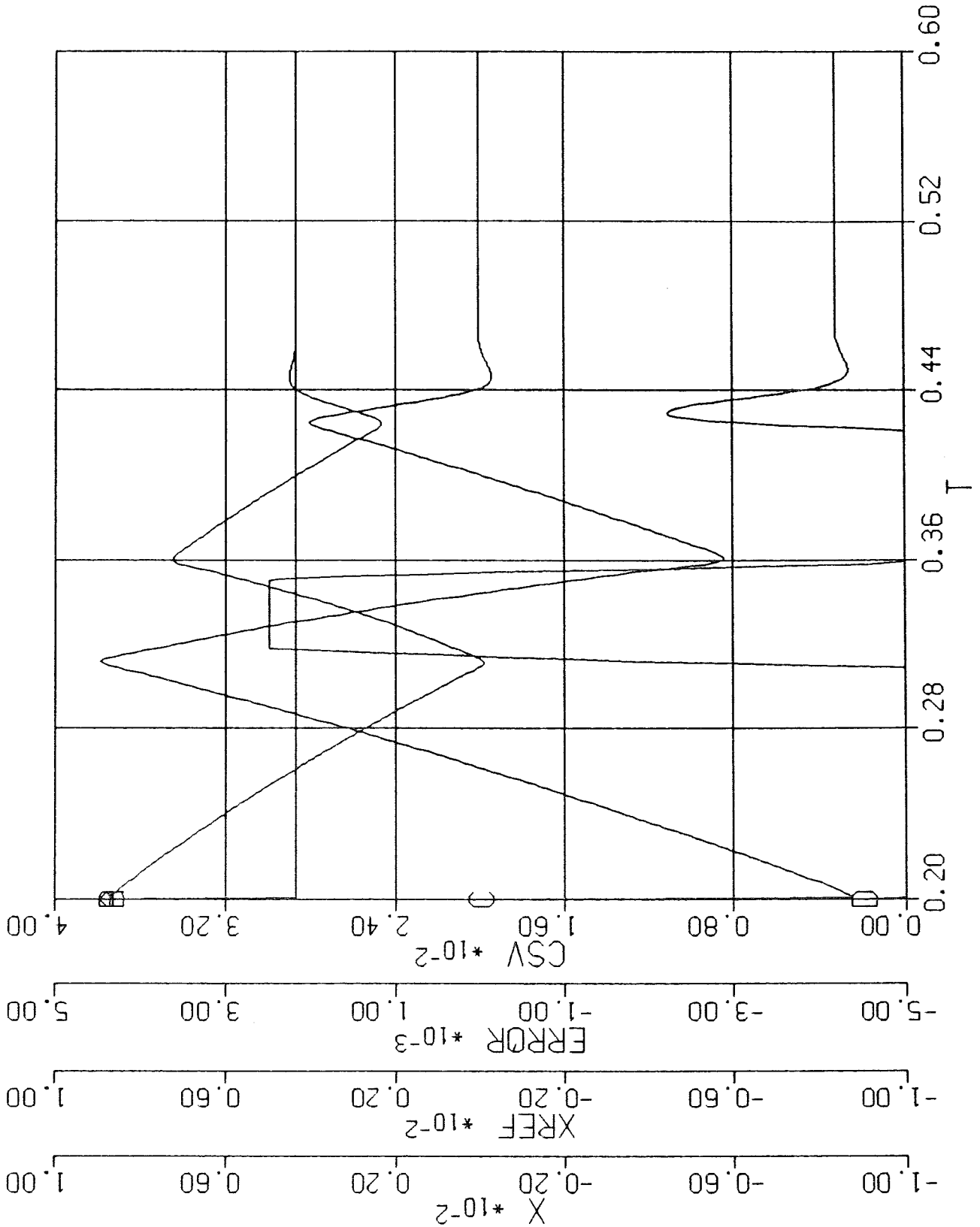
2 16-SEP-88 17:53:57

FASKARAKTERISTIK VENTILSERVO CLOSED LOOP
DRIFTFALL 2, XREF=0.63MM



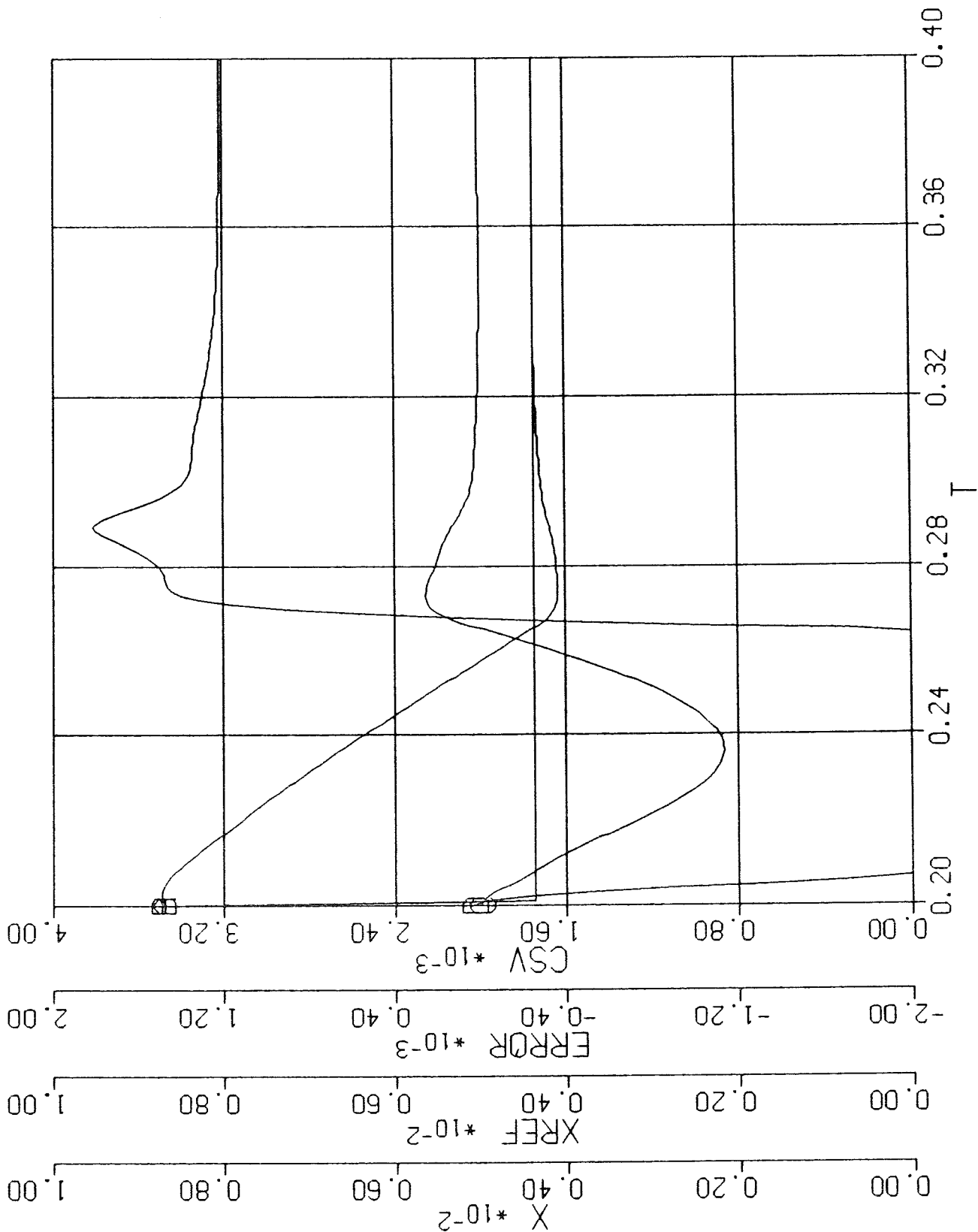
PID-regulator, $K=15$, $T_i=0.01$, $T_D=0.001$
 Driftfall 1, Stegsvär
 $X_{REF} = 9 \rightarrow 4,5 \text{ mm}$

5 20-SEP-88 15:19:52



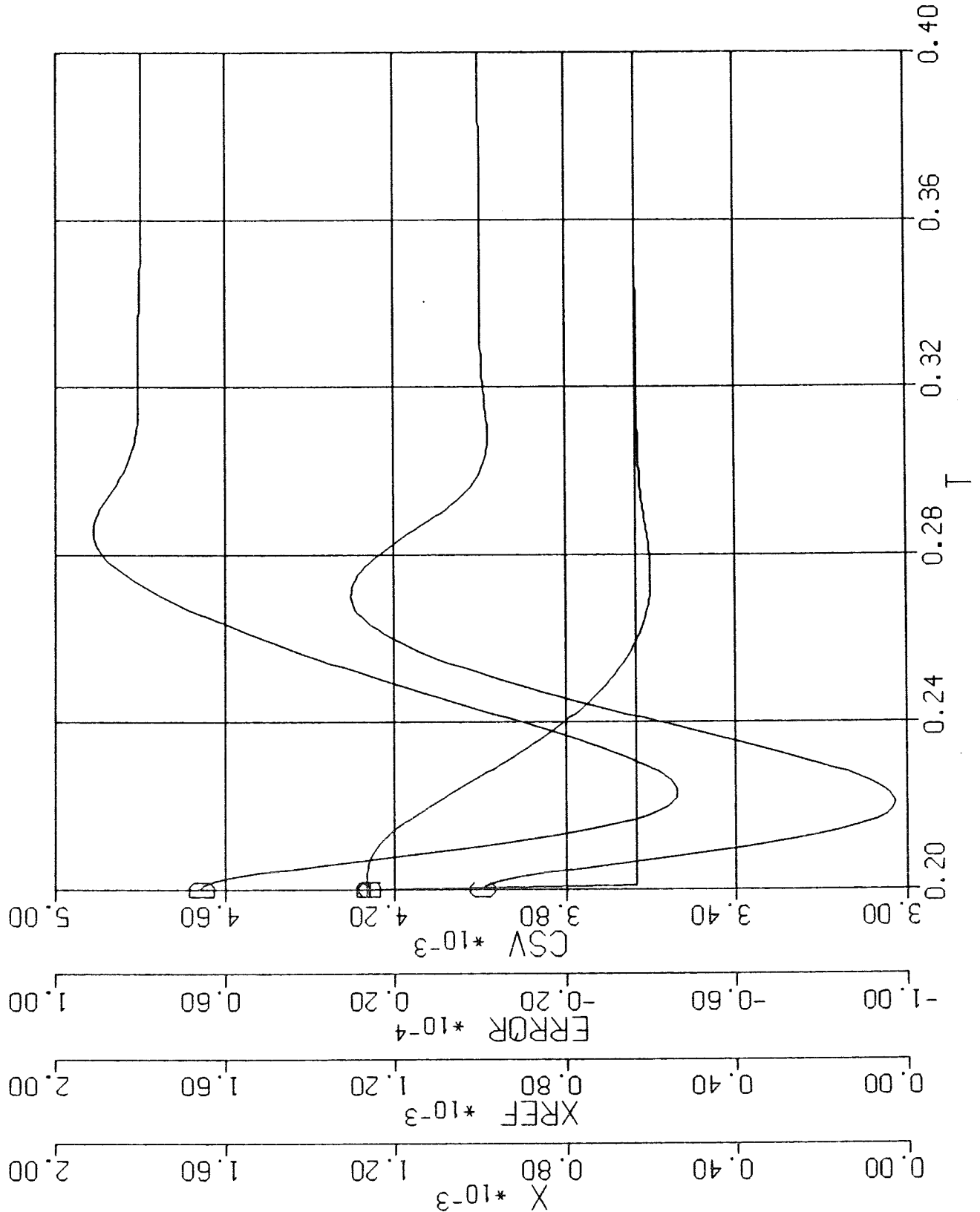
PID-regulator, $K=10$, $T_i=0.01$, $T_D=0.001$
 Referensfilter, $\omega=60$, $\xi=0,8$
 Viktad integration $T_V=500$
 Driftfall 1, Stegsvär
 $X_{REF} = 9,0 \rightarrow 4,5$ mm

2 20-SEP-88 15:25:26



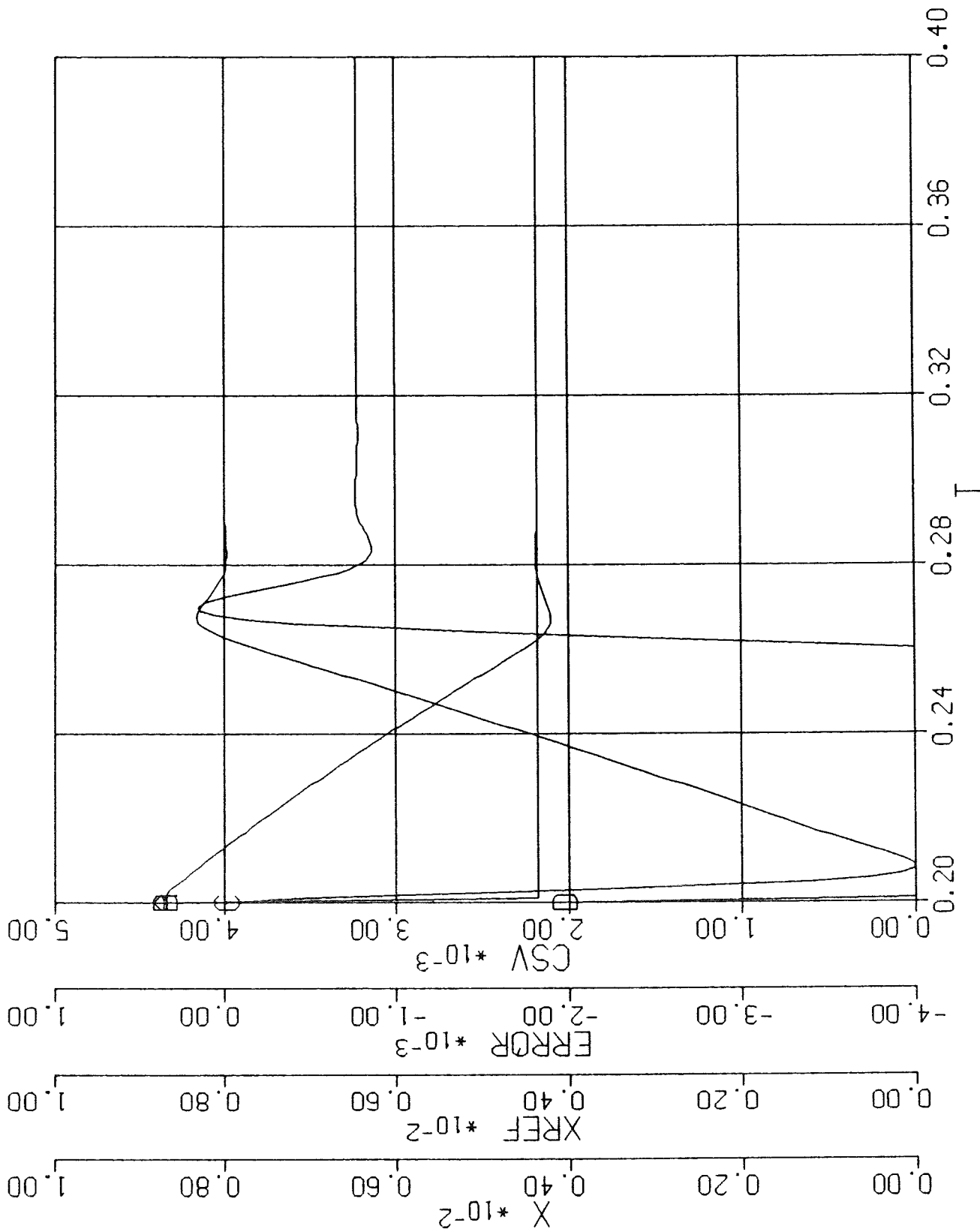
PID-regulator, $K=15$, $T_i=0.01$, $T_D=0.001$
 Referensfilter, $\omega=60$, $\xi=0.8$
 Viktad integration $T_v=500$
 Driftfall 2, Stegsvar
 $X_{REF} = 1,26 \rightarrow 0,63 \text{ mm}$

5 20-SEP-88 15:25:26



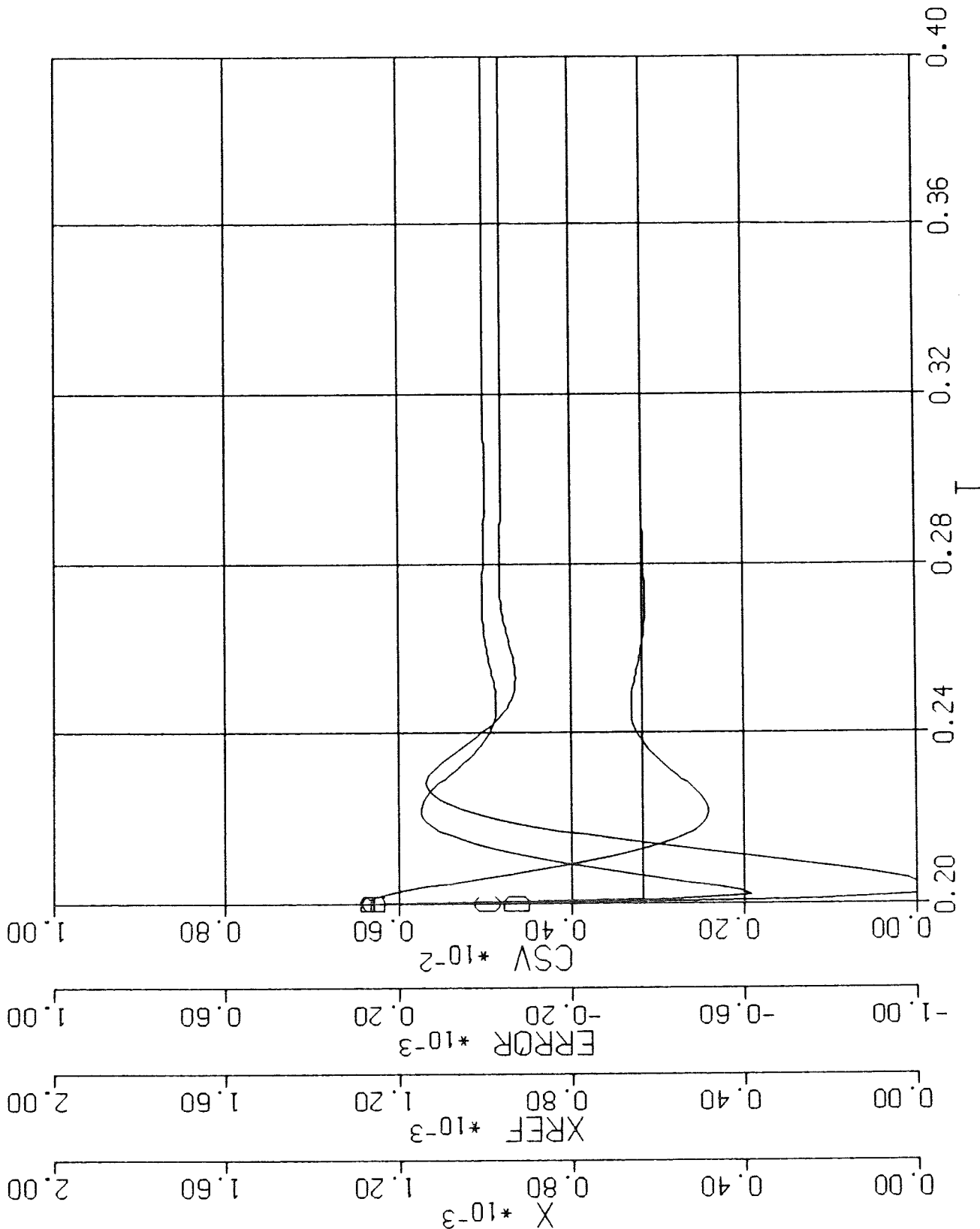
PID-regulator, $K=15$, $T_i=0.01$, $T_D=0.001$
 Villkorlig integration
 Driftfall 1, Stegsvär
 $X_{REF} = 9,0 \rightarrow 4,5$ mm

3 20-SEP-88 16:08:17



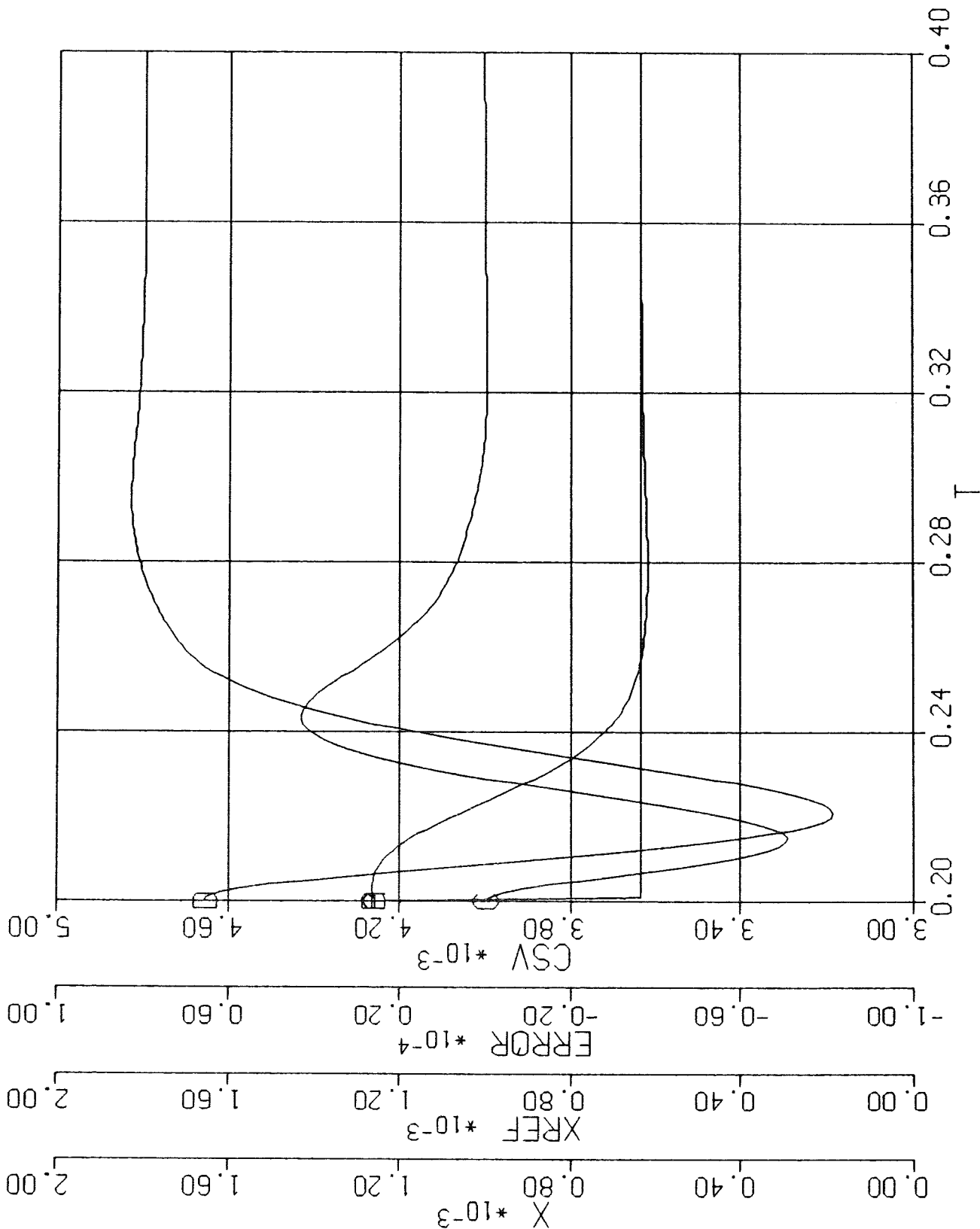
PID-regulator, K=15, Ti=0.01, TD=0.001
Villkorlig integration
Driftfall 2, Stegsvär
XREF = 1,26 → 0,63 mm

6 22-SEP-88 10:17:31



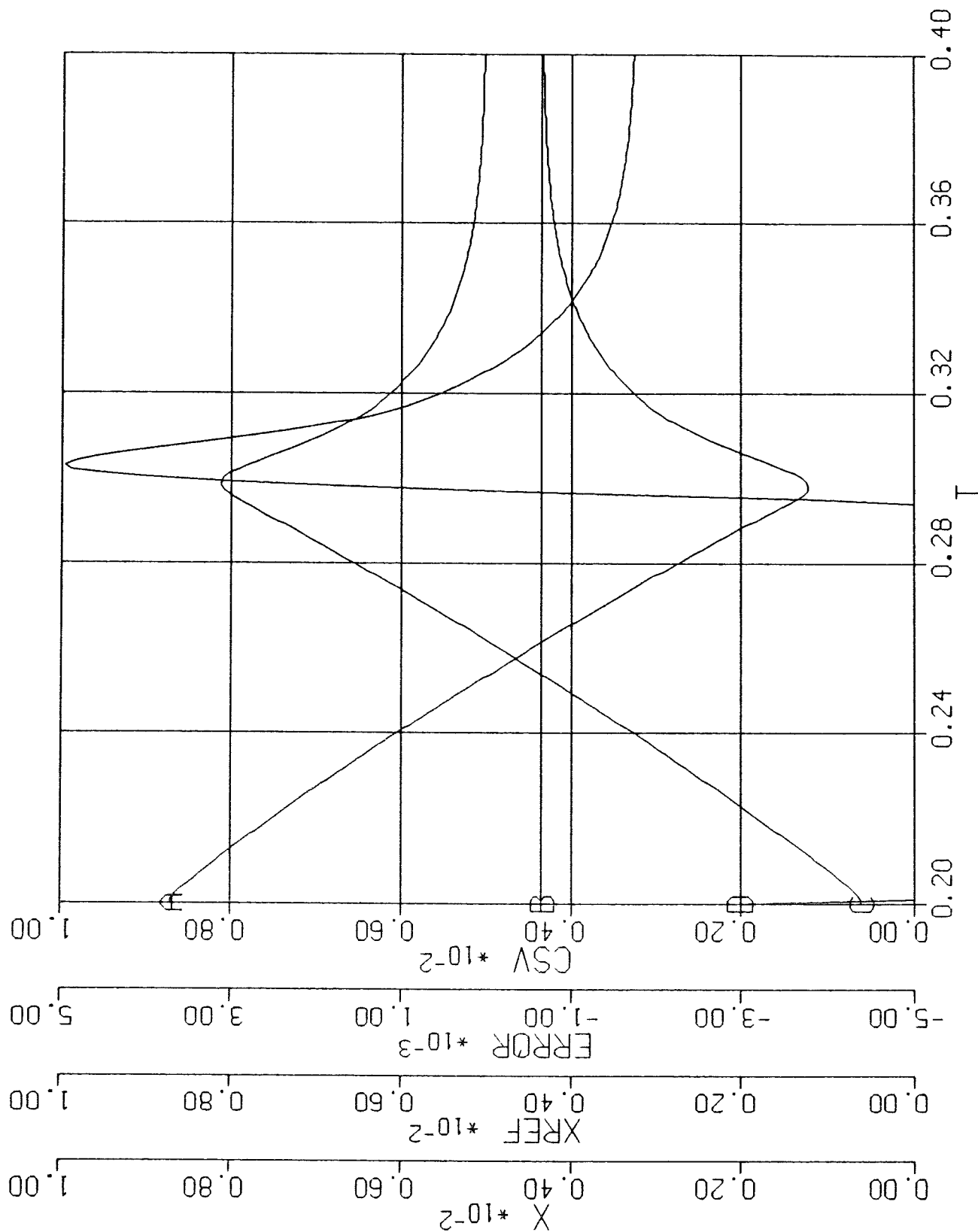
PID-regulator, $K=15$, $T_i=0.01$, $T_D=0.001$
 Villkorlig integration
 Referensfilter, $\omega=80$, $\xi=0,8$
 Driftfall 2, Stegsvär
 $X_{REF} = 1,26 \rightarrow 0,63 \text{ mm}$

3 22-SEP-88 10:17:31



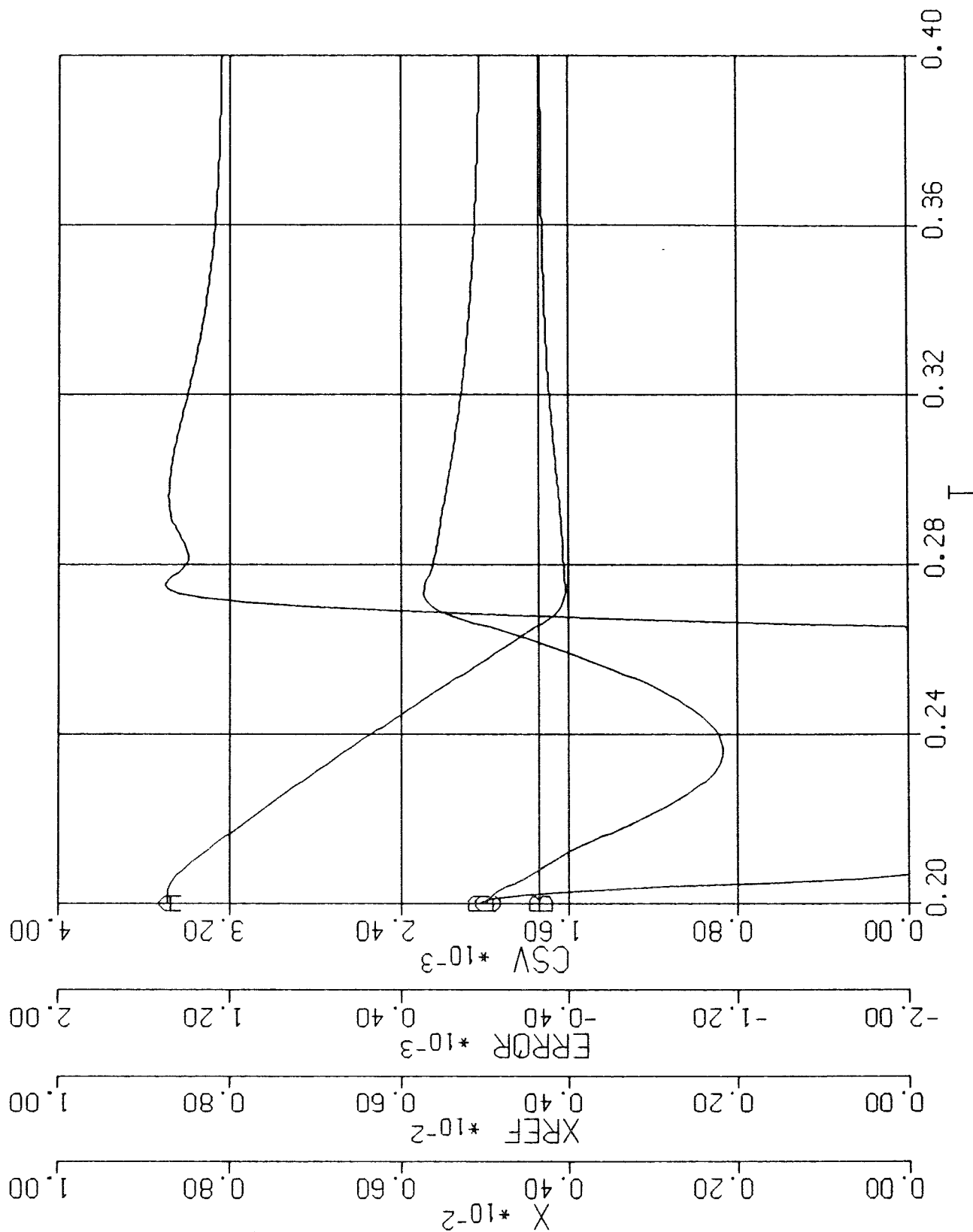
P-regulator, K=10
Faskompensering, M=10, a=40
Driftfall 1, Stegsvär
XREF = 9,0 → 4,5 mm

9 15-SEP-88 10:07:00



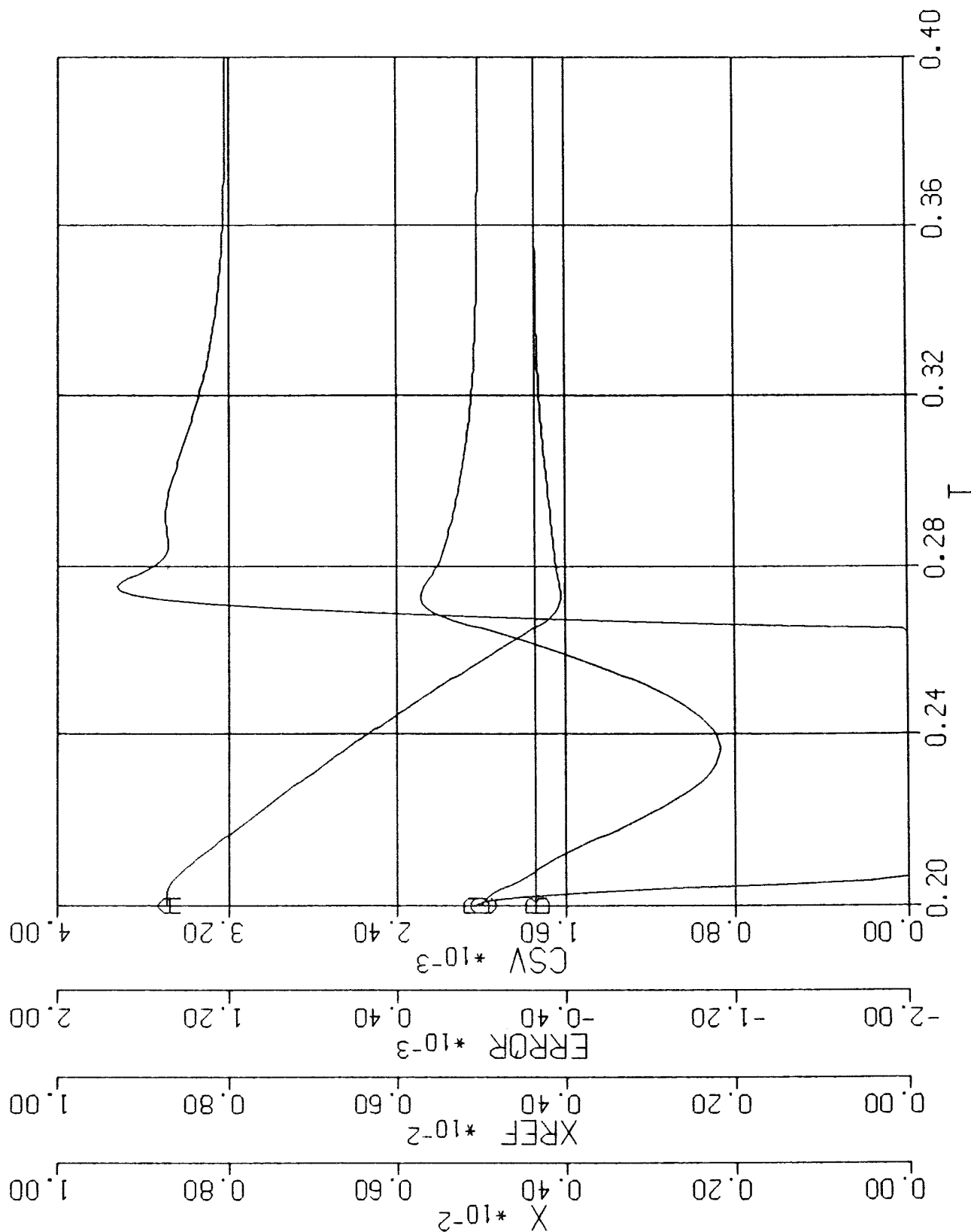
P-regulator, $K=10$
 Faskompensering, $M=10$, $a=20$
 Integratorbegränsning
 Referensfilter, $\omega=60$, $\xi=0,8$
 Driftfall 1, Stegsvär
 $X_{REF} = 9,0 \rightarrow 4,5 \text{ mm}$

4 22-SEP-88 09:27:58



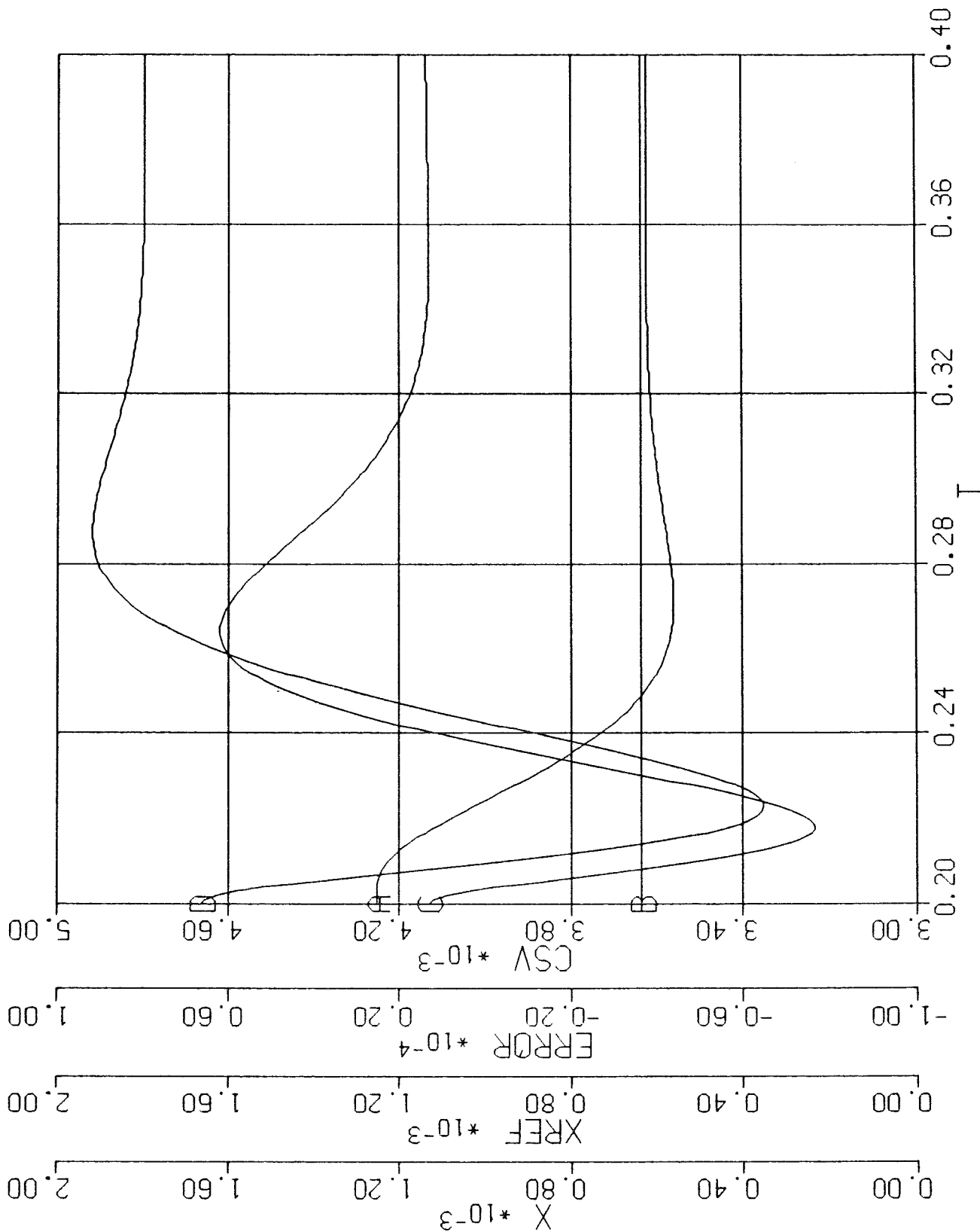
P-regulator, $K=10$
 Faskompensering, $M=10$, $a=20$
 Integratorbegränsning
 Referensfilter, $\omega=60$, $\xi=0,8$
 Driftfall 1, Stegsvär
 $X_{REF} = 9,0 \rightarrow 4,5 \text{ mm}$

2 22-SEP-88 09:27:58



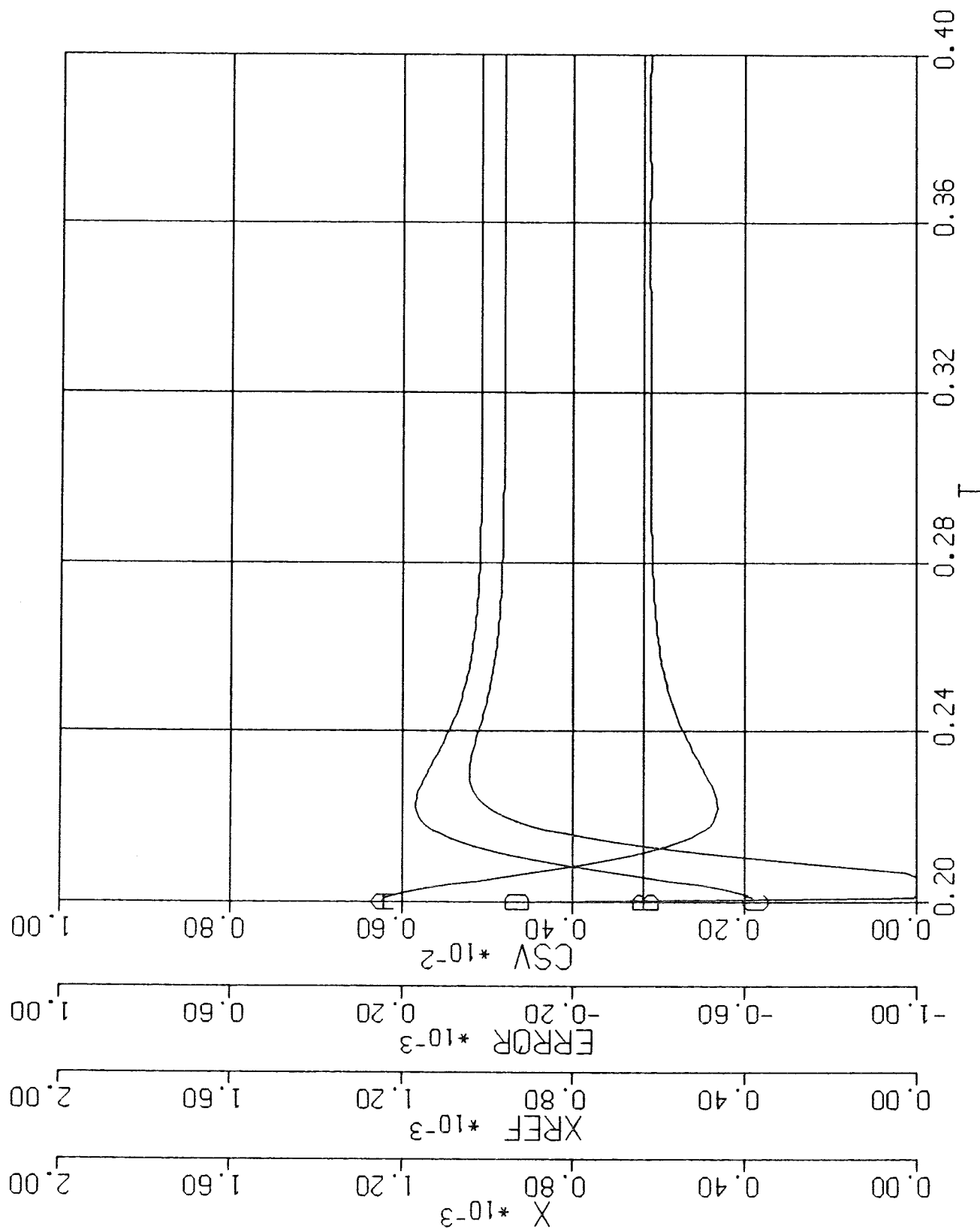
P-regulator, $K=10$
 Faskompensering, $M=10$, $a=40$
 Integratorbegränsning
 Referensfilter, $\omega=60$, $\xi=0,8$
 Driftfall 2, Stegsvär
 $X_{REF} = 1,26 \rightarrow 0,63 \text{ mm}$

7 15-SEP-88 10:16:59



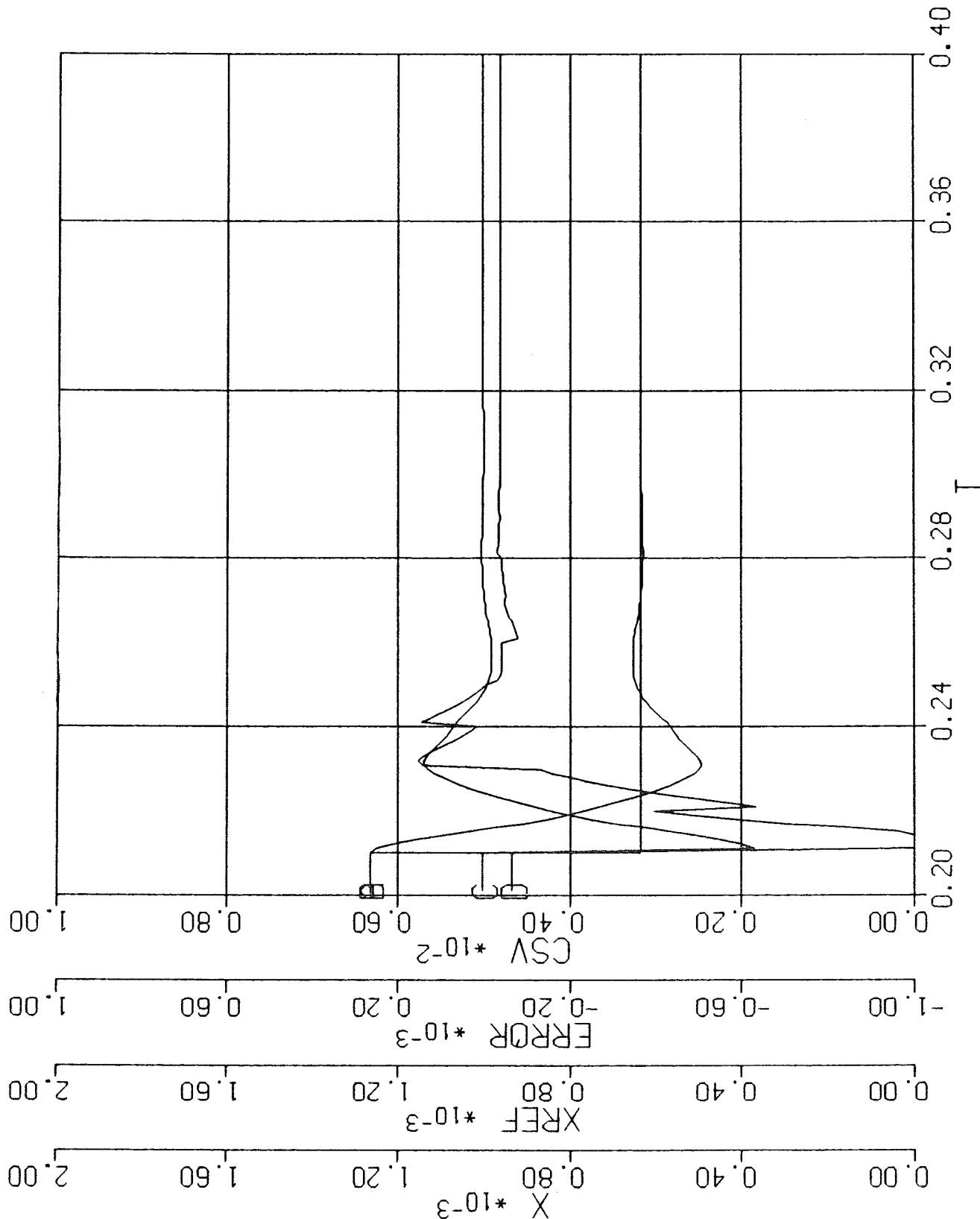
P-regulator, $K=10$
 Faskompensering, $M=10$, $a=40$
 Integratorbegränsning
 Driftfall 2, Stegsvär
 $X_{REF} = 1,26 \rightarrow 0,63 \text{ mm}$

4 21-SEP-88 18:50:04



Hybridregulator
 Analog P-regulator, K=10
 Diskret integrering
 Begränsning: ingen integration då det
 skulle innebära bottning av styrsignalen
 Driftfall 2, Stegsvär
 XREF = 1,26 → 0,63 mm

2 3-AUG-88 15:43:36



Hybridregulator
 Analog P-regulator, K=10
 Diskret integrering
 Begränsning: ingen integration då det
 skulle innebära bottning av styrsignalen
 Ej heller någon integration samplingen
 efter denna begränsning
 Driftfall 2, Stegsvvar
 XREF = 1,26 → 0,63 mm

2 3-AUG-88 16:21:41

