

TFRT-5049

EXPERIMENTELL UTPROVNING AV ELEKTRO -
MEKANISKT SERVOSYSTEM

LENNART HUGOSSON

Rapport RE - 49 mars 1969

TILLHÖR REFERENSBIBLIOTEKET
UTLÄNAD EJ

- 7 -

E X P E R I M E N T E L L U T P R O V N I N G A V E L E K T R O-
H Y D R A U L I S K T S E R V O S Y S T E M

Syfte.

Förcliggande examensarbete avser att göra förbättringar på och mäta genom ett likspänningsservosystem, delvis utvecklat av Per Almgren och Hans Skoog, samt att utpröva lämpliga kompenseringenät för detsamma. Servosystemet skall användas vid en laboration i allmänna kurser i regleringsteknik..

1. I N L E D N I N G

Nedan härledes först överföringsfunktionen för en ankarstyrd motor, varafter systemets blockschema presenteras och teorin för det enkelt återkopplade, tachofiterkopplade samt kaskadkompenserade systemet genomgås. Därefter beskrivs de olika enheterna i blockschemat och diskuteras valet av motor, vinkelgivare och växel m.m. Slutligen redogörs för mätningarna på systemet och jämfördes med eventuella teoretiskt beräknade värden samt görs en sammanfattning av systemets prestanda.

ANSV. HANDELDÖRSE: K.-J. ÅSTRÖM

1. INLEDNING	1
2. TEORI.....	2
2.1. Virkning av motorns överföringsfunktion.....	2
2.2. Öppna servosystemets överföringsfunktion.....	4
2.3. Överföringsfunktionen för återkopplade system, Förbättring av systemets snabbhet och störstyrhet genom tachometeråterkoppl- ing.....	6
2.4. Kaskadkomponering.....	13
3. BESKRIVNING AV DE OLIKA FYSISKALISKA ENHETerna I SERVOSYSTEMET.....	18
3.1. Styrsignalgivaren.....	18
3.2. Differensbildaren.....	18
3.3. Kompenseringsnätet.....	18
3.4. Effektförstärkaren.....	19
3.5. Val av motorenhet och växel.....	19
3.6. Vinkelgivaren.....	23
3.7. Tachometergenerator.....	25
4. MÄTTNINGAR PÅ SYSTEMET.....	26
4.1. Mätningar på öppet system.....	26
4.2. Mätningar på enkelt återkopplade och tachoåterkopplade system.....	27
4.3. Mätningar på kaskadkomponerade system.....	28
5. SAMMANFATTING AV SYSTEMETS PRESTERADE	31

EXPERIMENTAL DESIGN OF AN ELECTRO-

Mechanical Servomechanism.

The purpose with this examination work is to develop an experimental D.C.-servomechanism, and to determine suitable electrical compensating networks for the system. The servomechanism shall be used for laboratory-works in the topic of linear control systems in order to demonstrate the practical availability of feed-back and compensating principles, that can be obtained from linear theory.

In the following the specific units of the servomechanism are described briefly.

The principle element of the system is a D.C.-micromotor using core-permanentmagnet and armature without iron. The transfer function from input-bias to output-angle is;

$$G_m(s) = \frac{K_m}{s(Ts + 1)}$$

The motor, which is driven from a power amplifier, drives a capacitive angle-measuring unit and a tachogenerator. The outputs of these can be connected with the -inputs of an operational amplifier. The input-bias of the system is applied on a +input of this amplifier, whose output is connected with another operational amplifier. In this the feed-back-networks are changable, in order to allow realization of different compensating networks. The output is connected with the power amplifier.

If the system has only proportional feed-back, it has the following characteristical specifications:

Rise-time of the step-response: $t_r = 0,086$ s.

Run-over " " " : $M = 26\%$.

Static error for a ramp-input of $u(t) = 2,2t$: $e = 0,14$ V.

Within those limitations of linear theory, that can be defined by the conditions of saturation phenomena and friction in the servomechanism, one can obtain the following improvements for the system:

By feeding back the tacho-bias and changing the loop gain one can reduce t_r to about 0,043 s, having $M \leq 25\%$. Moreover it is possible to increase the static stiffness of the system against a constant disturbing torque acting at the motor pinion, about five times.

By using a compensation with a lead-lag-network in the operational amplifier one can obtain the same results. Moreover, the static error of the ramp-response can be reduced at about five times.

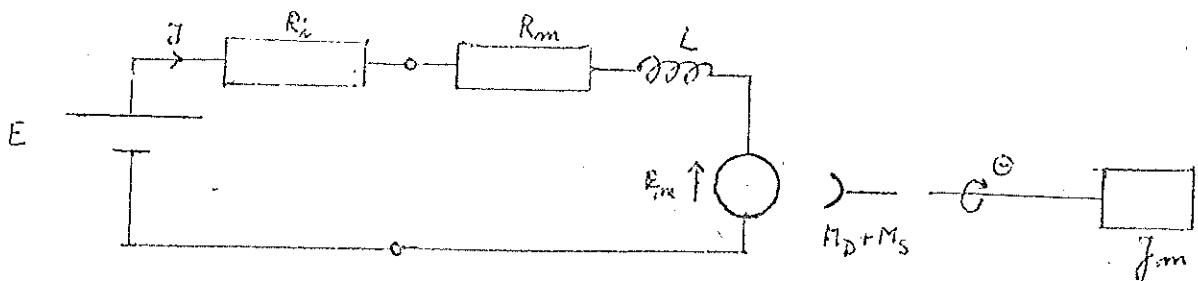
As a summary one can say, that the system complies with those demands of accuracy and possibilities of compensation, that one must require, especially as the servomechanism has been built up with rather cheap components.

6. REFERENSER	32
7. DIAGRAMBILAGA	33

2. TEORI

2.1. Härledning av motorns överföringsfunktion

Motorn är en ankarstyrd likströmsgenerator med permanentmagnet. För en sådan gäller enligt fig:



Här är E = spänningskällans emk.

R_i = " " " inre resistans

R_m = motorns resistans

L_m = " " induktans

E_m = " " motomk.

M_D = i motorn utvecklat drivmoment

M_B = belastningsmomentet (störmomentet)

J_m = motorns tröghetsmoment

θ = motoraxelns vridningsvinkel

Ur figuren erhålls följande ekvationer:

$$\left\{ \begin{array}{l} E = I(R_i + R_m) + L \frac{dI}{dt} + E_m \\ E_m = k_1 \theta \\ J_m \frac{d^2\theta}{dt^2} = M_D + M_B \end{array} \right.$$

$$M_D = B l r I = k_2 I$$

där k_1 = konst.

B = flödestätheten

l = effektiva ledningslängden

r = medelavståndet lindning-axel

k_2 = konst.

Laplacetransformering ger:

$$\left\{ \begin{array}{l} E(s) = I(s)(R_i + R_m) + L s I(s) + E_m(s) \\ E_m(s) = k_1 s \theta(s) \\ J_m s^2 \theta(s) = M_D(s) + M_B(s) \\ M_D(s) = k_2 I(s) \end{array} \right.$$

Eliminering av $E_m(s)$ och $I(s)$ ger

$$E(s) = \frac{M_D(s)}{k_2} / (R_i + R_m) + L s / + k_1 s \theta(s)$$

$$J_m s^2 \theta = M_D(s) + M_B(s) \quad \text{varur } M_D(s) \text{ olimineras:}$$

$$E(s) = \frac{1}{k_2} (J_m s^2 \Theta(s) - H_B(s)) (R_i + R_m + Ls) + k_1 s \theta(s)$$

$$E(s) = \Theta(s) \left[\frac{1}{k_2} J_m s^2 (R_i + R_m + Ls) + k_1 s \right] \approx \frac{H_B(s)}{k_2} (R_i + R_m + Ls)$$

$$\Theta(s) = \frac{1}{s \left[\frac{J_m}{k_2} Ls^2 + \frac{J_m}{k_2} (R_i + R_m) s + k_1 \right]} E(s) + \frac{\frac{R_i + R_m}{Ls}}{s \left[\frac{J_m}{k_2} Ls^2 + \frac{J_m}{k_2} (R_i + R_m) s + k_1 \right] k_2} H_B(s)$$

Sätt $R_m + R_i = R_T$ och upp dela nämnaren i faktorer!

$$s^2 + \frac{R_T}{L} s + \frac{k_1 k_2}{J_m L} = 0$$

$$s_{1,2} = -\frac{R_T}{2L} \pm \sqrt{1 - \frac{4L^2 k_1 k_2}{R_T^2 J_m}}$$

Här är $L \approx 10^{-3}$ (H)

$$k_1 \approx 10^{-2} (\text{V}_s/\text{rad})$$

$$k_2 \approx 10^{-2} (\text{Nm/A})$$

$$R_T^2 \approx 10^2 (\Omega^2)$$

$$J_m \approx 10^{-7} (\text{kgm}^2)$$

Då är $\frac{4Lk_1 k_2}{R_T^2 J_m} \approx 10^{-2} \ll 1$, varför man kan serieutveckla roten och

$$s_{1,2} \approx -\frac{R_T}{2L} \pm \left(1 - \frac{2Lk_1 k_2}{R_T^2 J_m} \right) = \begin{cases} -\frac{k_1 k_2}{R_T J_m} \\ -\frac{R_T}{L} + \frac{k_1 k_2}{R_T J_m} - \frac{R_T}{L} \end{cases}$$

Alltca blir:

$$\Theta(s) = \frac{\frac{k_2}{J_m L} E(s)}{s(s + \frac{k_1 k_2}{R_T J_m})(s + \frac{R_T}{L})} + \frac{(R_T + Ls) \frac{1}{J_m L} H_B(s)}{s(s + \frac{k_1 k_2}{R_T J_m})(s + \frac{R_T}{L})} \quad (1)$$

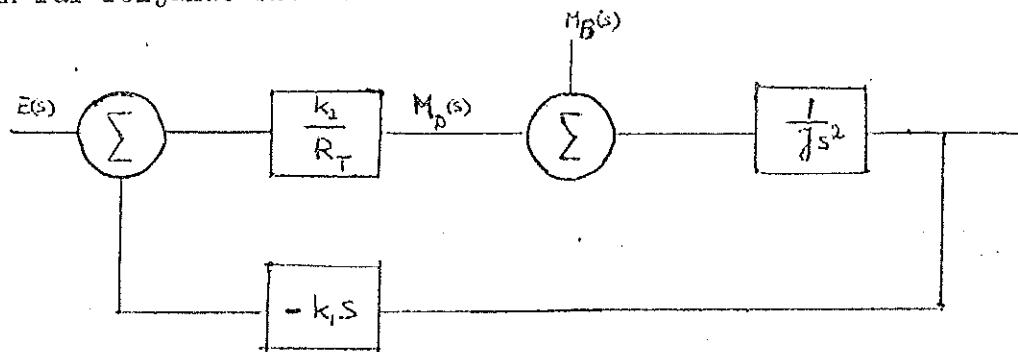
$$\Theta(s) = \frac{\frac{1}{k_1} E(s)}{s(T_m s + 1)(T_e s + 1)} + \frac{\frac{1}{k_1 k_2} (R_T + Ls) E_B(s)}{s(T_m s + 1)(T_e s + 1)} \quad (2)$$

$$\text{där } T_m = \frac{R_T J_m}{k_1 k_2} \quad T_e = \frac{L}{R_T}$$

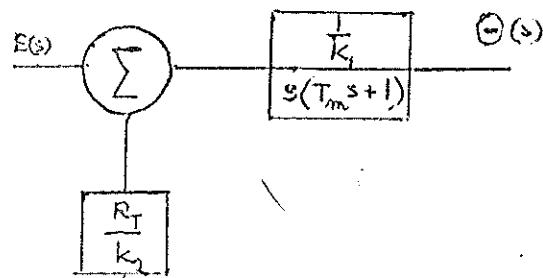
Antas nu att $T_e \ll T_m$, så att T_e kan försummas (och att L är litet så att $R_T + Ls \approx R_T$) erhålls

$$\Theta(s) = \frac{\frac{1}{k_1} E(s)}{s(T_m s + 1)} + \frac{\frac{R_T}{k_1 k_2} E_B(s)}{s(T_m s + 1)} \quad (3)$$

Han får följande blockschema för motorn:

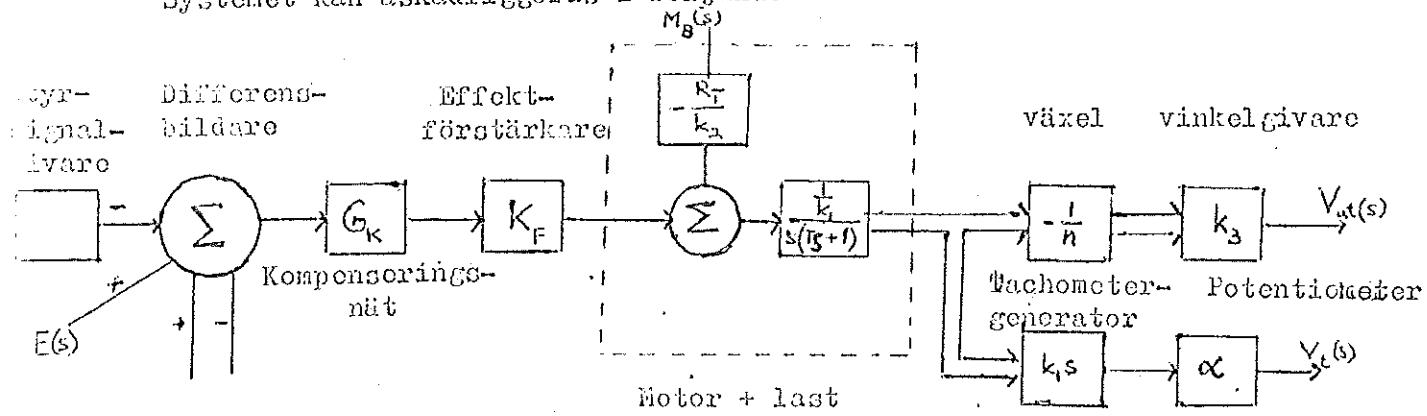


eller förenklat:



2.2 Öppna servosystemets överföringsfunktion

Systemet kan åskådliggöras i följande blockschema:



Här ges endast de approximativa överföringsfunktionerna för de olika blocken.

För de mera exakta redogöres i avsnitt 3.

Styrsignalgivaren ger en referenssignal proportionell mot vridningsvinkeln på en ratt.

Differensbildaren har överföringsfunktionen $\frac{1}{s}$.

För det "okompenserade" systemet är $G = -1$.

Effektförstärkarens överföringsfunktion är K_F , där $K_F = \text{positiv konstant}$.

Motorn är mekaniskt direkt förbunden med en maskin av samma slag, som fungerar som tachometergenerator. Tröghetsmomentet för kombinationen blir $J' = 2 J_m$,

varför T_m i ekvationen (3) skall ersättas med $T' = 2 T_m$. Motorn driver vinkelgivaren via en främkopplingsbar växel. När denna är tillkopplad ökar det till motoraxeln reducerade tröghetsmomentet ytterligare, så att tidskonstanten för motor + last blir T och överföringsfunktionen $\frac{1}{s(Ts + 1)}$.

$$\theta(s) = \frac{k_1}{s(Ts + 1)} E(s) + \frac{\frac{R_T}{k_2}}{s(Ts + 1)} H_B(s)$$

(4)

Nodväxlingen är n gånger och vinkelgivaren har förstärkningen k_3 V/rad

Tachometern har överföringsfunktionen från vridningsvinkel θ till utspänning V_{ot}

$$V_{ot}(s) = k_3 s \theta(s) \quad (5)$$

Tachometerpotentiometern reducerar utspänningen med faktorn α , dvs

$$V_t(s) = \alpha V_{ot} \quad (6)$$

Om referenssignalen sättes lika med noll och de två minusingångarna jordas (spänningon = 0), samt $G_k = -1$ erhålls ur schemat:

$$V_{ut}(s) = \frac{(-1) K_F \frac{1}{k_1} (-\frac{1}{n}) k_3 E(s)}{s(Ts + 1)} + \frac{(-1) \frac{R_T}{k_1 k_2} (-\frac{1}{n}) k_3 H_B(s)}{s(Ts + 1)} \quad \text{dvs}$$

$$V_{ut}(s) = \frac{K_F \frac{k_3}{k_1 n} E(s)}{s(Ts + 1)} + \frac{\frac{R_T}{k_2} \frac{k_3}{k_1 n} H_B(s)}{s(Ts + 1)} \quad (7)$$

För tachometersignalen gäller:

$$V_t(s) = \frac{(-1) K_F \alpha E(s)}{Ts + 1} + \frac{(-1) \frac{R_T}{k_2} \alpha H_B(s)}{Ts + 1} \quad (8)$$

Sättes $v_t(s) = 0$ så $v_{ut}(s)$ erhålls

$$D' = - \frac{k_1 n}{k_3} \quad (9)$$

och

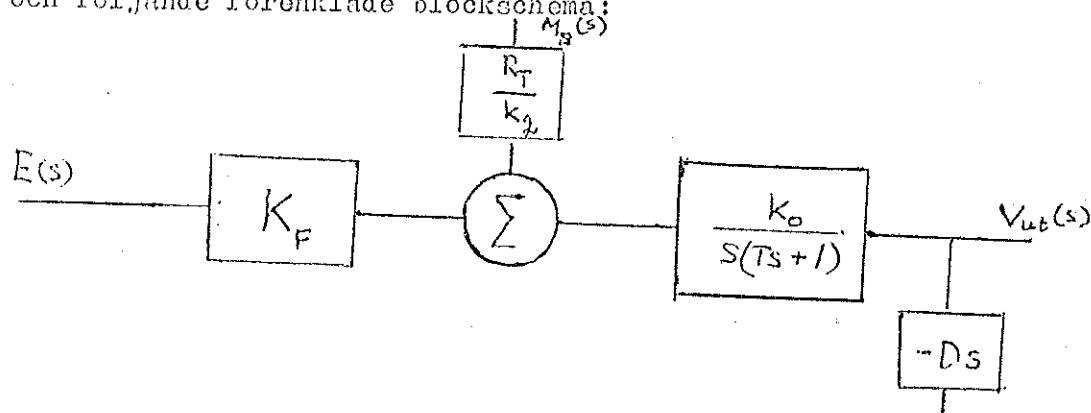
$$v_t(s) = - \frac{d \cdot k_1 n}{k_3} \cdot s \cdot v_{ut}(s) = - D s v_{ut} \quad (10)$$

Införes $K_o = \frac{k_3}{n \cdot k_1}$; och $K = K_o K_F$ (11)

erhålls:

$$v_{ut}(s) = \frac{K_E(s)}{s(Ts + 1)} + \frac{\frac{R_T}{k_2} K_o M_B(s)}{s(Ts + 1)} \quad (12)$$

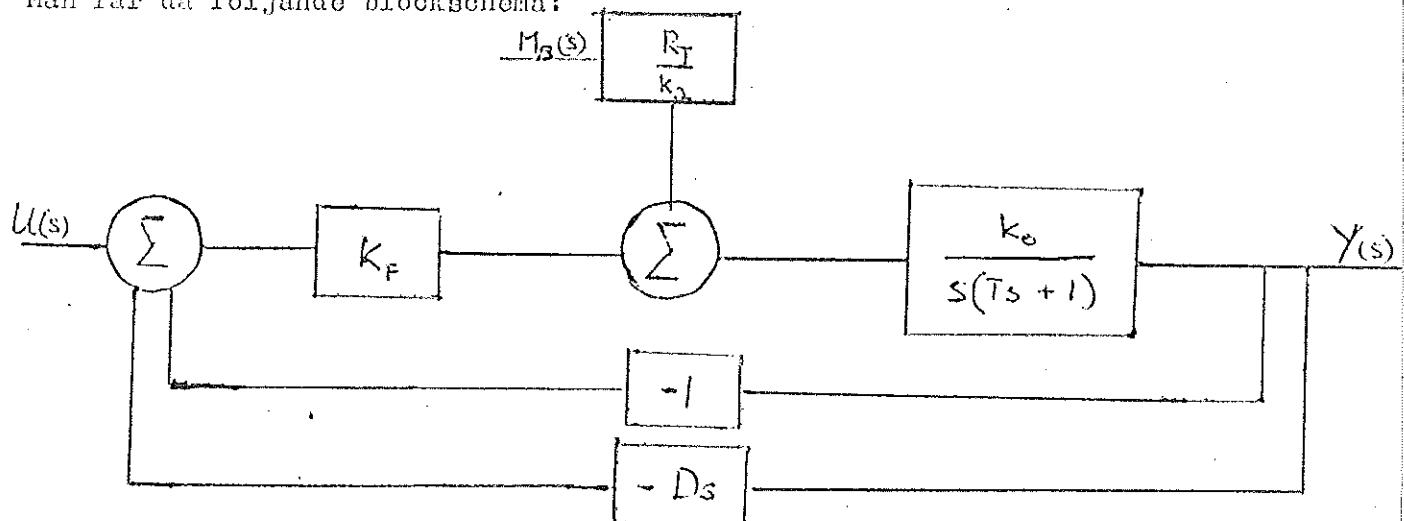
och följande förenklade blockschema:



2.3. Överföringsfunktionen för återkopplade system. Förbättring av systemets snabbhet och störstyrhet genom tachometeråterkoppling.

Systemet återkopplas genom att vinkelgivarens utgång förbindes med ingången på differensbildaren, och utgången på tachopotentiometern kopplas till en av inläggarna. Systemet är då enkelt återkopplat om potentiometern är urvriden ($D = 0$); i annat fall tachometeråterkopplat.

Han får då följande blockschema:



Med beteckningar enligt schemat erhålls:

$$Y(s) = \left[(U(s) - Y(s) - DsY(s)) K_F + \frac{R_T}{K_2} E_B(s) \right] \frac{K_O}{s(Ts+1)}$$

$$Y(s) = \frac{\frac{K_O K_F}{Ts^2 + s(K_O K_F D + 1) + K_O K_F}}{U(s)} + \frac{\frac{R_T K_O}{K_2}}{\frac{Ts^2 + s(K_O K_F D + 1) + K_O K_F}{Ts^2 + s(K_O K_F D + 1) + K_O K_F}} E_B(s) \quad (13)$$

Om $D = 0$ fås

$$Y(s) = \frac{\frac{K_O K_F}{Ts^2 + s + K_O K_F}}{U(s)} + \frac{\frac{R_T K_O}{K_2} \cdot \frac{J}{k_2}}{\frac{Ts^2 + s + K_O K_F}{Ts^2 + s + K_O K_F}} E_B(s) \quad (13)$$

$$E(s) = U(s) - Y(s) = \frac{\frac{Ts^2 + (K_O K_F D + 1)s}{Ts^2 + s(K_O K_F D + 1) + K_O K_F}}{U(s) - \frac{\frac{R_T K_O}{K_2}}{\frac{Ts^2 + s(K_O K_F D + 1) + K_O K_F}{Ts^2 + s(K_O K_F D + 1) + K_O K_F}} E_B(s)}$$

Serieutveckla för små s !

$$E(s) = (c_0 + c_1 s + \dots) U(s) + (c_0 + c_1 s + \dots) E_B(s) = \left[(D + \frac{1}{K_O K_F}) s + \dots \right] U(s) + \dots$$

$$+ \left[- \frac{R_T}{K_2 K_F} + \frac{R_T}{K_2} \left(\frac{D}{K_F} + \frac{1}{K_O K_F^2} \right) s + \dots \right] E_B(s) \quad (14)$$

För $D = 0$ fås:

$$E(s) = \left[\frac{1}{K_O K_F} s + \dots \right] U(s) + \left[- \frac{R_T}{K_2 K_F} + \frac{R_T}{K_2 K_O K_F^2} s + \dots \right] E_B(s) \quad (14')$$

c_0 och c_1 blir alltså oförändrade = 0 vid tachometersterkopplingen, medan c_1 ökar med D .

Eftersom systemet endast är av andra ordningen kan stegetsvaret liksom döttagstid och översläp beräknas analytiskt

Antag först att $E_B = 0$ och att $U(s) = \frac{A}{S}$, $K_O K_F = K$

Då får:

$$Y(s) = \frac{AK}{S[Ts^2 + (KD+1)s + K]} \quad (15)$$

Faktorering av nämnaren ger:

$$Ts^2 + (KD+1)s+K = T(s+a+ib)(s+a-ib)$$

där,

$$\left\{ \begin{array}{l} a = \frac{KD+1}{2T} \\ b = \sqrt{\frac{K}{T} - \frac{(KD+1)^2}{4T^2}} ; \quad a^2 + b^2 = \frac{K}{T} \end{array} \right. \quad (16)$$

Genom partialbråkuppdelning erhålls

$$Y(s) = A \left[\frac{a^2 + b^2}{s^2 + 2as + a^2 + b^2} \right]$$

Ur transformtabell fås

$$y(t) = A \left[1 - \frac{\frac{K}{b}}{b} e^{-at} \sin bt - e^{-at} \cos bt \right] \quad (17)$$

Om b är imaginärt är $ib = \beta$ reellt blir

$$y(t) = A \left[i + \frac{a-\beta}{2\beta} e^{-(a+\beta)t} - \frac{a+\beta}{2\beta} e^{-(a-\beta)t} \right] \quad (17')$$

Betrakta $M(t) = y(t) - A$

$$M(t) = -e^{-at} \left(\frac{a}{b} \sin bt + \cos bt \right)$$

$$\begin{aligned} \frac{dM(t)}{dt} &= -e^{-at} \left(\frac{a}{b} b \cos bt - b \sin bt - \frac{a^2}{b} \sin bt - a \cos bt \right) = \\ &= \left(b + \frac{a^2}{b} \right) e^{-at} \sin bt \end{aligned}$$

$$\frac{dM(t)}{dt} = 0 \Leftrightarrow bt_m = n\pi ; \quad n=0,1,2,\dots$$

Första max. för $n=1 \Rightarrow$

Överslängen =

$$M(t)_{\max} = M = e^{-\frac{a\pi}{b}} \quad (18)$$

$$\text{Stigtiden } t_x \text{ definieras enligt } t_x = \frac{\Lambda}{\dot{y}(t)}_{\max} \quad (19)$$

(där max. avser det första maximivärdet räknat från $t=0$)

Maximera:

$$\dot{y}(t) = \Lambda \left(b + \frac{a^2}{b} \right) e^{-at} \sin bt$$

$$\ddot{y}(t) = \Lambda \left(b + \frac{a^2}{b} \right) e^{-at} (b \cos bt - a \sin bt)$$

$$\dot{y}(t) = 0 \Leftrightarrow \operatorname{tg} bt_0 = \frac{b}{a} ; \quad t_0 = \frac{1}{b} \arctg \frac{b}{a}$$

$$\Leftrightarrow \sin bt_0 = \frac{b}{\sqrt{a^2+b^2}}$$

$$t_x = \frac{\frac{a}{b} \arctg \frac{b}{a}}{\sqrt{a^2+b^2}} \quad (20)$$

För det aktuella systemet gäller speciellt: $T=0,1$ s, $K_0=9,36 \text{ s}^{-1}$
 Inställes effektförstärkaren på $K_F=4$ erhålls $K=4 \cdot 9,36 \text{ s}^{-1} = 37,5 \text{ s}^{-1}$.
 med dessa värden och med systemet enkelt återkopplat ($D=0$) erhålls genom
 insättning i (16):

$$a = 5 \text{ s}^{-1}$$

$$b = 18,7 \text{ s}$$

(detta system benämnes i fortsättningen det "okompenserade" systemet)
 Insättning i (18) resp. (20) ger

$$M = 43\%$$

$$t_x = 0,072 \text{ s}$$

Vidare fås ur (14')

$$e_1 = 0,027 \text{ s}$$

Antag nu att man vill förbättra systemets prestanda, och att speciellt
 följande krav önskas uppfyllda :

$$1/ \quad M \leq 25\% \quad (21)$$

$$2/ \quad t_x \leq 0,036 \text{ s} \quad (22)$$

$$3/ \quad e_1 \leq 0,006 \text{ s} \quad (23)$$

Ned hjälp av (18) och (20) erhålls då

$$e = \frac{ab}{D} \leq 0,25 \quad (24)$$

$$\frac{\frac{a}{b} \arctg \frac{b}{a}}{\sqrt{a^2 + b^2}} \leq 0,036 \quad (25)$$

Vidare fås ur (14)

$$e_1 = D + \frac{1}{k} \leq 0,06$$

insättes D och $\frac{1}{k}$ enligt (16) erhålls

$$e_1 = \frac{2a}{a^2 + b^2} \leq 0,006 \quad (26)$$

Villkoren 1/ 2/ 3/ kan således överföras i villkor på läget hos systemets poler. Problemet blir då att välja K och D så att a och b uppfyller villkoren. Denna underlättas om man ritar rotorten för systemet då K och D varierar.

Enligt (13) är (då $K=K_0 K_F$) :

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

Betrakta först D som fixt och rita rotorten för ekvationen då K varierar

$$Ts^2 + (KD+1)s + K = 0 \quad (27)$$

dvs.

$$1 + \frac{KD(s+\frac{1}{D})}{s(s+\frac{1}{T})} = 0 \quad (28)$$

Genom att lösa (27) erhålls polerna direkt:

$$s_{1,2} = -\frac{KD+1}{2T} \pm i\sqrt{\frac{K}{T} - \frac{(KD+1)^2}{4T^2}}$$

som för D=0 övergår i

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2T} \pm i\sqrt{\frac{K}{T} - \frac{1}{4T^2}}$$

Sätt

$$s_{1,2} = -a \pm ib = x \pm iy \quad (29)$$

Nan erhåller då för D=0:

$$\begin{cases} x = -\frac{1}{2T} \\ y = \pm \sqrt{\frac{K}{T} - \frac{1}{4T^2}} \end{cases}$$

För $K \leq \frac{1}{4T}$ erhålls endast reella poler. Rotortkurvorna börjar i (0.0) och

$$(-\frac{1}{T}, 0)$$

För $D \neq 0$ erhålls om K elimineras: $x^2 + y^2 = -\frac{2x}{D} - \frac{1}{TD}$ eller

$(x + \frac{1}{D})^2 + y^2 = \frac{1}{D^2} - \frac{1}{TD}$, som är ekvationen för en cirkel med medelpunkt i $(-\frac{1}{D}, 0)$ och radien $\sqrt{\frac{1}{D^2} - \frac{1}{TD}}$

Cirkeln skär reella axeln i

$$x = \begin{cases} -\frac{1}{D} + \sqrt{\frac{1}{D^2} - \frac{1}{TD}} \\ -\frac{1}{D} - \sqrt{\frac{1}{D^2} - \frac{1}{TD}} \end{cases}$$

Om $D > T$ får endast reella poler. Av (28) framgår att rotortkurvorna börjar i $(0,0)$ och $(-\frac{1}{T}, 0)$ och slutar i $\frac{1}{D}$ respektive $-\infty$

I diagram 1 har ritats rotortkurvor för olika i diagrammet markerade värden på D då $T = 0,1$ s. Speciellt har markerats kurvan för $D = 0,04$

Betrakta nu K som fixt och rita rotorten för (27) då D varierar!

Ur (27) erhålls:

$$L + \frac{\frac{KD}{T} s}{(s + \frac{1}{2T} - i(\frac{K}{T} - \frac{1}{4T^2})) (s + \frac{1}{2T} + i(\frac{K}{T} - \frac{1}{4T^2}))} = 0 \quad (30)$$

Av (30) framgår att kurvorna förväxande D börjar i $s = -\frac{1}{2T} \pm i\sqrt{\frac{K}{T} - \frac{1}{4T^2}}$

och slutar i $s = (0,0)$ och $s = -\infty$

Ur (27) och (29) erhålls om D elimineras:

$$x^2 + y^2 = \left(\sqrt{\frac{K}{T}}\right)^2 \quad (31)$$

Rotortkurvorna då D varierar är (om $K > \frac{1}{4T}$) alltså cirklar med medelpunkt i origo och radie $\sqrt{\frac{K}{T}}$. Dessa ritas in i diagrammet för olika K-värden, då $T = 0,1$ s

Betrakta nu åter sambanden (18), (20) och (28)

Med $\begin{cases} a = -x \\ b = y \end{cases}$ erhålls
 $\text{H}_c = e^{\frac{i}{T} \arctan(\frac{y}{x})}$ (18)

$$t_r = \tan^{-1} \frac{y}{x} \cdot \frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2}} \quad (20')$$

$$e_1 = -\frac{2x}{x^2 + y^2} \quad (26')$$

För fixa värden på vänsterleden ger ovanstående ekvationer kurvor i (x, y) -planet.
(18') är en rät linje:

$$y = \frac{\pi x}{\log \frac{K_o}{D}}$$

$$(26') \text{ kan skrivas om: } x^2 + \frac{2}{e_1} x + \frac{1}{e_1^2} - y^2 = \frac{1}{e_1^2}$$

$$\left(x + \frac{1}{e_1} \right)^2 + y^2 = \frac{1}{e_1^2} \quad \text{som är en cirkel med medelpunkt i}$$

$$\left(-\frac{1}{e_1}, 0 \right) \text{ och radie } \frac{1}{e_1}$$

Kurvorna (18') (20') och (26') ritas in i diagram 1 för olika värden på K_o, t_x och e_1 .

Man kan nu ur diagram (1) enkelt uppskatta stigtiden och överslängen hos det tachometerkopplade systemets stegsvar. Vidare kan utläsas felkoefficienten e_1 . Speciellt ser man att man för att uppfylla (21) och (22) bör välja

$$K \approx 225, \quad D \approx 0,013$$

För detta val blir $e_1 \approx 0,017$. För att uppfylla även (23) måste man välja $D \approx 0,005$
 $K \approx 2300$

Undersök nu även värdet på styvhetskoefficienten C_o införd i (14).

Ned $K = K_o K_F$ blir

$$C_o = - \frac{R_T K_o}{k_2 K}$$

$$K = 37,5, \quad D=0 \Rightarrow e_1 = \frac{1}{K} = \frac{1}{37,5} = 0,027 \text{ s}$$

$$C_o = - \frac{R_T K_o}{k_2} \cdot 0,027$$

$$K = 225, \quad D = 0,013 \Rightarrow$$

$$\begin{cases} e_1 = 0,017 \\ C_o = - \frac{R_T K_o}{k_2} \cdot \frac{1}{225} = - \frac{R_T K_o}{k_2} \cdot 0,0047 \end{cases}$$

dvs. $|C_o|$ minskar ≈ 6 ggr

e_1 " " $\approx 1,6$ ggr

Ned $K = 2300, \quad D=0,005$ fås

$$e_1 \approx 0,006$$

$$C_o \approx - \frac{R_T K_o}{k_2} \cdot \frac{1}{2300}$$

$$\begin{aligned} &\text{dvs } e_1 \text{ minskar } \approx 4,6 \text{ ggr} \\ &|C_o| \text{ " " } \approx 6,2 \text{ ggr} \end{aligned}$$

Tachomotoråterkopplingen är således mycket användbar för förbättring av systemets stabilitet vid hög förstärkning, därigenom systemet även kan göras snabbare. Styvheten mot stegstörningar kan väsentligt förbättras, medan man endast kan uppnå liten minskning av hastighetsfelet.

Genom att välja K och D kan man i princip placera systemets poler godtyckligt i ortsdiagrammet till vänster om linjen $x = -\frac{1}{2T}$

2.4. Kaskadkompensering

a/ uppsnabbing

Utgå från samma system som i 2.3. med $D = 0$

Sök en seriekompenseringslänk med vars hjälp man kan uppfylla villkoren (21) och (22) i avsnitt 2.3.

För systemet gäller $t_r \sim \frac{1}{\omega_B}$, där ω_B = systemets bandbredd. (Se t.ex. ref. [2] exempel 4:1.5) Se även diagram (20).

Bandbredden hos systemet kan ökas genom att öka förstärkningen i effektförstärkaren, men detta medför ökad översläng (se diagram 1).

I diagram (2) har ritats Bodediagram för $G_o = \frac{37,5}{s(0,1s + 1)}$

Man ser att en ökning av förstärkningen medför minskning av fasmarginalen. För att bekvämt bestämma bandbredden hos det återkopplade systemet ritas Nicholsdiagram för G_o (diagram 3). Ur diagram (3) och (2) avläses bandbredden till 27 rad/s

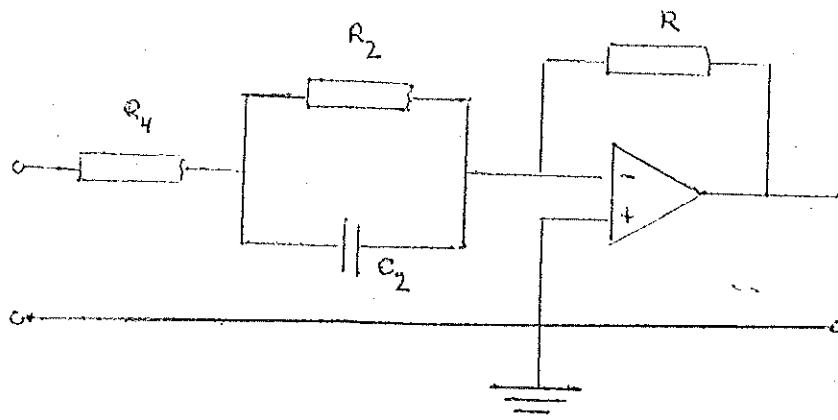
Snabbenheten kan ökas med ett fasavancerande nät $G(s) = N \frac{s+b}{s+Nb}$

(Se ref. [2] ex. 5:3.2 och ref [3])

För att uppfylla villkor (22) måste systemets bandbredd fördubblas. Detta medför att kurvan i Nicholsdiagrammet måste flyttas upp ca 6 rutor motsvarande en ökning av förstärkningen på 4 gånger. Detta uppnås genom att välja $N = 4$. För att begränsa överslängen till 25% hos det kompenserade systemet bör fasmarginalen vara $\approx 40^\circ$. Eftersom fasmarginalen hos systemet när förstärkningen ökats 4 gånger blir 15° krävs en fasavancering på 25° hos kompenseringslänken vid skärfrekvensen $\omega_o = 36$ rad/s.

Man får ekvationen $\arg \frac{s+b}{s+4b} = 25$ varur fås $b \approx 6$. Detta nät ger en fasavancering på ungefär 19° och en förstärkning på 3,7 gånger vid $\omega = 54$ rad/s. Man ser då i Nicholsdiagrammet att kurvan måste flyttas upp ytterligare ungefär en ruta för att säkert få $\omega_B \geq 54$. Välj därför $N=4,8$

Nätet kan realiseras med följande koppling. (Se ref. [1] sid 220)



$$G_K(s) = -K \frac{s+b}{s+bi}$$

$$K = R/R_4 ; \quad bi = 1 + R_2/R_4 ; \quad b = 1/R_2 C_2$$

$$\text{Välj } C_2 = 1 \mu F$$

$$R_2 = 180 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 47 \text{ k}\Omega$$

$$R = 220 \text{ k}\Omega$$

Detta ger $b = 5,6$

$$bi = 4,8$$

$$K_F \text{ skall ställas in på 4,1}$$

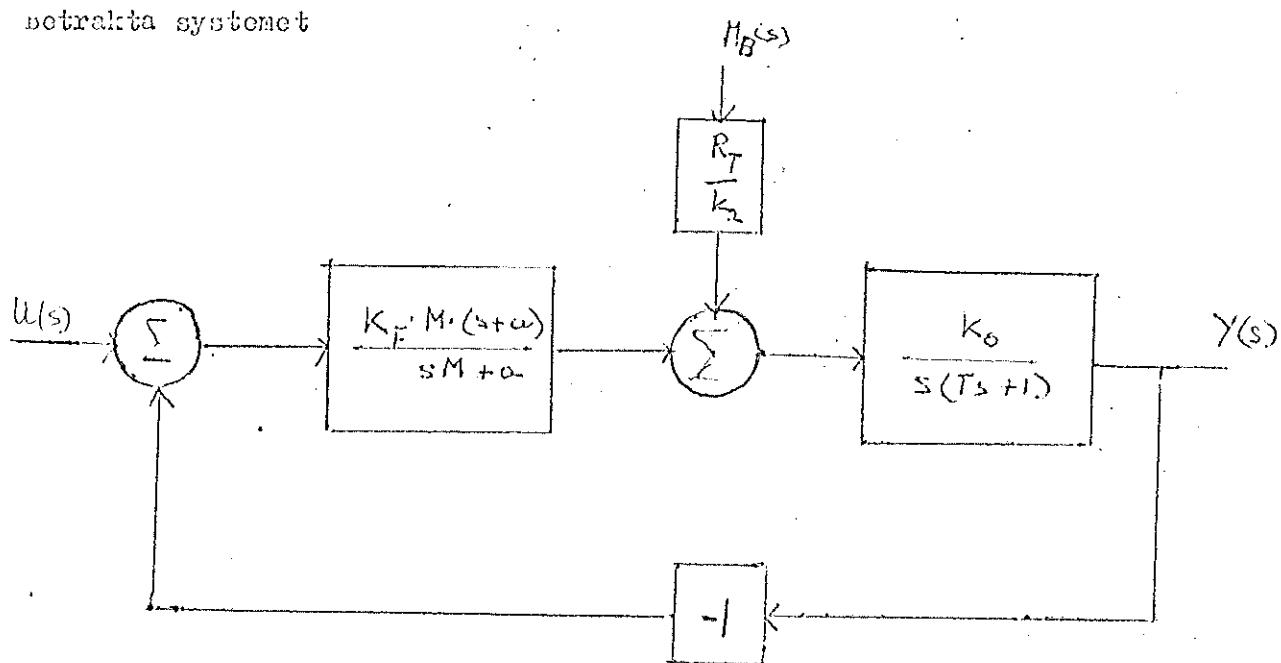
I diagram (4) ses rotation för systemet $G_{ok} = \frac{(s+5,6) K}{s(s+27)(0,1s+1)}$

b/ minskning av statiska hastighetsfelet och förbättring av styvheten mot störmoment

För att uppfylla villkor (23) i avsnitt 2.3 kan man öka förstärkningen, eftersom man har $e_1 = \frac{1}{K}$ (se 2.3), men som nämnts tidigare kommer stabiliteten hos detta system kraftigt försämras.

Hastighetsfelet kan även minskas genom seriekomponering med ett fasretarderande nät.

Betrakta systemet



Ur blockschemat får

$$\begin{aligned}
 Y(s) &= \frac{\frac{K_o K_F}{1 + \frac{K_o K_F H(s+a)}{s(Hs+a)(Ts+1)}} U(s)}{1 + \frac{\frac{R_T K_o}{K_o H(s+a)} B}{1 + \frac{K_o K_F H(s+a)}{s(Hs+a)(Ts+1)}}} = \\
 &= \frac{\frac{K_F K_o H(s+a)}{Hs^3 + (H+aT)s^2 + (K_F K_o H+a)s + K_F K_o Ha} U(s)}{Hs^3 + (H+aT)s^2 + (K_F K_o H+a)s + K_F K_o Ha} + \\
 &\quad + \frac{\frac{R_T K_o}{K_2} (Hs+a) M_B(s)}{Hs^3 + (H+aT)s^2 + (K_F K_o H+a)s + K_F K_o Ha}
 \end{aligned}$$

$$E(s) = U(s) - Y(s) = \frac{(Hs^3 + (H+aT)s^2 + as)}{Hs^3 + (H+aT)s^2 + (K_F K_o H+a)s + K_F K_o Ha} U(s)$$

$$= \frac{\frac{K_F K_o}{K_2} (Hs+a)}{Hs^3 + (H+aT)s^2 + (K_F K_o H+a)s + K_F K_o Ha} M_B(s) = (e_0 + e_1 s + \dots) U(s) + (e_0 + \dots) M_B(s)$$

$$\text{Identifiering ger } e_0 = 0 ; e_1 = \frac{1}{K_F K_o H} = \frac{I}{KH}$$

$$e_0 = -\frac{R_T}{K_2 K_F H}$$

Nästet $G_K(s) = \frac{H(s+a)}{Hs+a}$ reducerar således både statiska hastighetsfelet som statiska störmomentfelet H gänger.

Om a väljs så litet att fasmarginalen ej påverkas, blir kompenseringen emellertid mycket långsam, vilket framgår av rotorten i diagram 5. För att snabbt göra systemet styvare är därför tachometeråterkopplingen att föredra.

hos det okompenserade systemet var $e_1 = \frac{1}{37,5} s = 0,027 s$

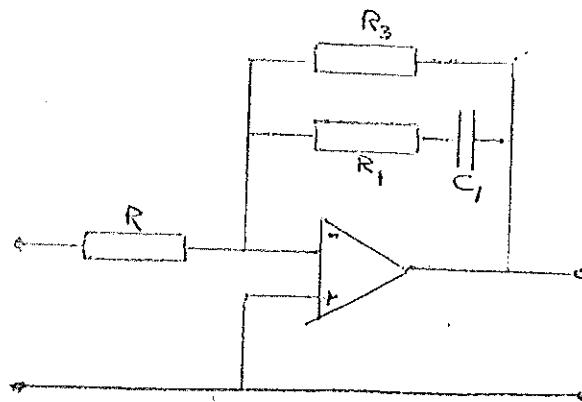
I villkor (23) krävdes $e_1 = 0,006 s$. Man bör alltså välja $H = \frac{0,027}{0,006} = 4,5$.

Eftersom kompenderingen nättot är fasretarderande, kommer fasmarginalen och därmed stabiliteten att försärras. Antag nu att fasmarginalen ej får minska med mer än $\approx 8^\circ$. Då $\sigma_c = 18$ (Se diagram 1) får man villkoret

$$\arg \frac{18j + a}{4,5 \cdot 18j + a} \geq -8^\circ$$

vilket ger $a \leq 3$ rad/s; Välj alltså $a = 3$ rad/s

Nästet $G_K(s) = -\frac{s+a}{sH+a}$ kan realiseras med följande koppling (Se ref. [1] sid 219)



$$a = 1/R_1 C_1, \quad H = 1 + R_3/R_1, \quad K = R_3/R \quad \text{och} \quad \text{Välj } C_1 = 1 \mu\text{F}, \quad R_1 = 330 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 1,2H\Omega; \quad R = 270 \text{ k}\Omega$$

Man får då $G_K(s) = 4,5 \frac{s+3}{4,6s+3}$ (K_F skall ställas på 4,1)

Rotorten för Systemet $G_{OK} = \frac{K(s+3)}{s(4,6s+3)(0,1s+1)}$ ses i diagram 5/

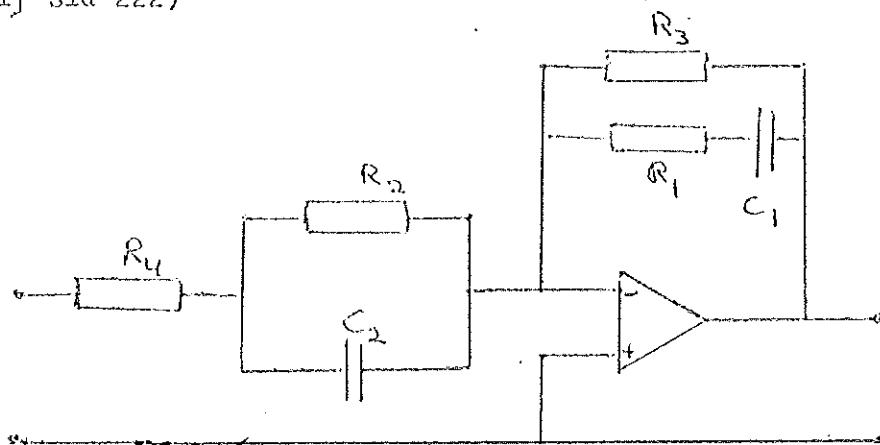
c/ Bemödlig minskning av stigtid, översläng och hastighetsfel samt förbättring av styvheten mot störmoment.

Eftersom superpositionsprincipen gäller för linjära system, kan de i a/ och b/ erhållne förbättringarna uppnås genom kaskadkompensering med ett lead-lag-nät, som utgör produkten av de två tidigare kompenseringarna.

$$G_K(s) = - \frac{(s+a)(s+b)}{(sH+a)(s+bH)}$$

Rätet $G_K(s) = - K \frac{(s+a)(s+b)}{(sH+a)(s+bH)}$ kan realiseras med följande koppling:

(Se ref. [1] sid 222)



$$a = \frac{1}{R_1 C_1} ; \quad b = \frac{1}{R_2 C_2} ; \quad K = 1 + R_2/R_1 ; \quad H = 1 + R_4/R_3 ; \quad K = R_3/R_4$$

Välj $C_1 = 1 \mu F$; $C_2 = 1 \mu F$; $R_1 = 330 \Omega$; $R_2 = 180 k\Omega$; $R_3 = 1,2 M\Omega$; $R_4 = 47 k\Omega$.

Detta ger $K = 25,5$; K_p skall då ställas in på 3,5.

I diagram 6 ritas roteringen för systemet

$$G_{ok} = \frac{K(s+3)(s+5,6)}{s(4,6s+3)(s+27)(0,1s+1)}$$

3. BESKRIVNING AV DE OLIKA FYSIKALISKA EMIGTERNA I SERVOSYSTEMET.

För att göra systemet så överskådligt som möjligt är de olika blocken separata uppbyggda (med undantag för styrsignalgivaren, som är inbyggd i samma låda som differensbildaren) på en platta och ordnade efter blockschemat i avsnitt 2.2. Signalmässigt är blocken förbundna med lösa sladdar mot banankontakter, så att mätningar enkelt kan göras på varje block för sig.

Elektronikenheterna i systemet är transistoriseraade och drivs av ett stabiliserat spänningssaggregat, som ger maximalt 1 ampere. Spänningen skall vara $\pm 15 \text{ V}$.

3.1 Styrsignalgivaren består av en potentiometer kompletterad med en emitterföljare (se kopplingsschema i diagram 7). Utspänningen från denna kan varieras mellan $\pm 5\text{V}$.

3.2. Differensbildaren är uppbyggd med hjälp av en operationsförstärkare av typ Amelco 809 C (E). (Förstärkning c:a 40000 gånger). Se kopplingsschema i diagram 8. Kopplingens inimpedans $\approx 100 \text{ k}\Omega$ och utimpedans $\leq 100 \Omega$. Kondensatorerna i återkopplingenätet syftar till att dämpa högfrekventa störsättningar.

Man får två plus- och två minusingångar med överföringsfunktionen

$$G_D = \pm \frac{1}{1 + \frac{s}{10000}}$$

Denna överföringsfunktion erhålls endast om ingångarna matas från en spänningskälla med låg utimpedans (därför emitterföljaren i styrsignalgivaren).
Ingångar som ej användes skall jordas.

3.3 Komponeringsnätet är likaledes realisering med hjälp av en Amelco 809 C(E). Se kopplingsschema i diagram 9. Man får överföringsfunktionen $G_K = - \frac{z_2}{z_1}$, om z_2 är sådan att kondensatorn på 200 pF kan försummas. Utelämnas kondensatorn kan vid viss belastningsimpedans högfrekventa svängningar uppstå i kopplingen när z_2 är en ren resistans och $\left| \frac{z_2}{z_1} \right|$ är stort. Man bör sträva efter att i kopplingen välja $z_2 \approx 1 \text{ M}\Omega$.

då i annat fall driften hos operationsförstärkaren börjar bli märkbar. Dessutom fås p.g.a. kondensatorn en extra tidskonstant. Exempelvis fås om $z_2 = 10 \text{ k}\Omega$ överföringsfunktionen:

$$G_K = - \frac{10 \text{ k}\Omega}{z_1 \left(1 + \frac{s}{500} \right)}$$

-69-

3.4. Bifel-förstärkaren (kopplingen angiven av Per Almgren) är en spänningssmotskopplad likspänningförstärkare uppbyggd med komplementära transistorer (Se kopplingsсхема i diagram 10) Förstärkningen kan varieras mellan 0 och 10 gånger. Utspänningen mellan ± 12 V. Utimpedansen varierar något med förstärkningen K_F . Vid mätning erhölls:

$$R_{ut}(1) \approx 0,8 \Omega$$

$$R_{ut}(2) \approx 1,1 \Omega$$

$$R_{ut}(4) \approx 1,2 \Omega$$

Ingångsimpedansen varierar mellan $10 \text{ k}\Omega$ vid $K_F = 0$ och $\approx 5\text{k}\Omega$ vid max. belastning. Normalt gäller att $V_{ut} = K_F V_{in}$. Innan transistorerna uppnått rätt arbetstemperatur uppträder emeklertid en olinjäritet av typ dödzon i origo. Förstärkaren skall därför vara påslagen ungefär 10 minuter innan man börjar mäta på systemet. Vidare bör temperaturen i rummet vara $\approx 20^\circ\text{C}$. Man bör även se till att effektförstärkaren ej överstyr vilket inträffar om $0,1 K_F V_{in} > \text{ca } 4V$

3.5. Val av motorenhet och växel

a/ Allmänt om motorn

Motorn har valts med tanke på att kunna drivas av en transistorförstärkare och att strömflödsgången för hela systemet maximalt får uppgå till 1 A. Lämpligt är också att inte behöva ha högre matningsspänning till effektförstärkaren, då man annars måste ordna med stabilisering för försörjning av dessa. Matningsspänningen har därför fixerats till ± 15 V, vilket med den förut beskrivna effektförstärkaren ger en drivspänning för motorn på $0 - \pm 12$ V med en inre resistans på $0,8-1,2 \Omega$. Motorströmmen måste begränsas till maximalt 0,8 A. Delikatströmsmotorer som kan komma ifråga vid dessa spänningar och strömmar är små permanentmagnetmotorer. Sådana finns även i utförande med järnfri lindning, rörlig i ett luftgap mellan en inge permanentmagnetkärna och ett yttre hölje av mjuk järn, som tjänar som återledning för det magnetiska flödet. Genom att linda tråden på ett speciellt sätt, s.k. "skewwinding" (system Faulhaber) uppnås stor effektiv ledningslängd i förhållande till lindningens vikt, varjämte lindningens mekaniska hållfasthet blir god, vilket medför att rotorns tröghetsmoment kan göras litet. Axeln och kollektorn kan också göras små, vilket medför att friktionsmomentet blir lågt. Eftersom lindningen är tunn blir värmebortledningen god, varför strömstyrkan/ mm^2 lindning kan vara högre än i lindningarna av konventionellt slag. P.g. härav kan dimensionerna hos motorn göras mycket små i förhållande till effekt och startmoment. (Den i systemet använda har diametern 15 mm och längden 24 mm). Motorn har valts ur en katalog från den tyska firman Faulhaber, i Sverige representerad av ingenjörsfirman LeoBab, Bromma.

Det är önskvärt att $R_i \ll R_m$ och att $\frac{\Delta R_i}{R_i + R_H}$ är litet, I annat fall blir effektförlusten onödigt stor i effektförstärkaren; resp. variationerna hos motorns tidskonstant med R_i och därmed förstärkningen, blir ej försumbara.

$$\text{då enligt 2.1. } T_m = \frac{(R_L + R_m) J_m}{k_1 k_2} .$$

Vidare bör motorn ha så stort startmoment som möjligt, P.g.a. dessa krav kvarstår bland de i katalogen representerade typerna två som de lämpligaste. Katalogdata för dessa presenteras nedan, (Pris 35 kr)

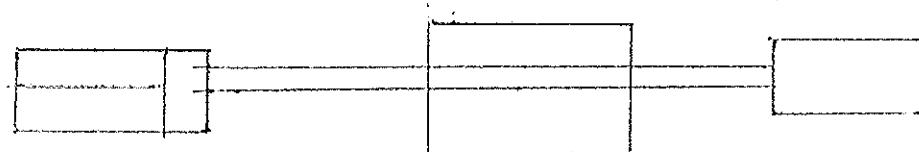
Typ	232/006	250/007
Resistans	71 Ω	20 Ω
Märkspänning	12 V	6 V
Tomgångsvärtal	9100 r/min	10700 r/min
Startmoment	21 cemp	15,50 cemp
Frikitionsmoment	0,38 cemp	0,42 cemp
Specifikt moment	127 cemp/A	53,20 cemp/A
Kax, verkningsgrad	80%	70%
Tröghetsmoment	$8,96 \cdot 10^{-4}$ cemp s^2	$4 \cdot 10^{-4}$ cemp s^2
Starttidskonstant	$24 \cdot 10^{-3}$ s	$29 \cdot 10^{-3}$ s

På basis av resonemanget ovan borde man välja typ 232/006. Denna motor har också prövats på systemet. Den var försedd med inbyggd växel med nedväxling 15:1, och drov vinkelgivaren via denna.

b/ anbringande av vinkelgivare och tachogenerator. Växel

Det är uppenbart att valet av motor intill beror av valet av vinkelgivare, tachogenerator och växel, och vice versa. I det föreliggande systemet har först byggts en vinkelgivare (se nästa avsnitt), varefter prövats olika kombinationer av motor + växel. Då vinkelgivaren har stort tröghetsmoment i förhållande till nämnda motorer, kan den ej drivas direkt från motoraxeln. Förstärkningen hos motor + vinkelgivare skulle då också bli för hög (se nedan!) varjämte friktionsmomentet skulle öka kraftigt.

I en första version prövades ett arrangemang enligt nedanstående skiss:



Motor+växel 15:1

Vinkelgivare

Tachogenerator

Tachogeneratoren var av samma slag som motorn, dock utan växel. Detta system hade flera brister. En är att genom nedväxlingen tachosignalen blir av samma storleksordning som kollektorripllet och mera lågfrekventa störspänningar, som uppkommer genom den av växeln orsakade ojämna gången, vilket gjorde mätningar av denna

signal svåra utan filter och omöjliggjorda tachoåterkoppling. Dessutom visade sig glappet i växeln störande. I diagram 11 ses ett Bode diagram uppmätt för kombination enligt ovan. Vid återkoppling uppträddes redan vid ganska låg förstärkning grävessvängningar, och vid högre förstärkning blev systemet instabilt. Påkänningen på växeln vid sådana svängningar är stor, och efter en tids prov brast också en axel i dönsamma.

För att undvika nämnda olägenheter måste tachogeneratorn kopplas direkt till motoraxeln och vinkelgivaren drivas via en växel av bättre kvalitet. Då en kugghjul med dessa krav på låg friktion och litet glapp ej kan byggas med standardkugghjul, och därfor skulle bli alltför dyr, prövades en enklare och billig lösning. På axeln till vinkelgivaren monterades ett stort gummiklätt hjul av den typ som fungerar som mellanhjul i bandspelare. Detta drivs av en friktionsrulle på sammanbindningsaxeln mellan motor och tachogenerator. I det förstående systemet är rullens diameter 4 mm och hjulet 67 mm. Utväxlingen är 16.8:1. Nackdelarna hos en sådan växel är uppenbara. Man får antingen risk för slirning eller en ganska kraftig friktion. Anläggningstrycket mellan rulle och hjul måste väljas med tanke på det maximala vridmomentet, som skall överföras från motoraxeln till vinkelgivaren. Detta moment bestäms bl.a. av tröghetsmomentet hos vinkelgivarrotorn med drivhjulet. Hos det förstående systemet är detta tröghetsmoment stort, vilket är en nackdel. Vid höga frekvenser kan elasticiteten hos gummit bli märkbar (se diagram 16)

Fordelarna är dels det billiga priset, dels frånvaron av glapp, som medför god stabilitet hos det återkopplade systemet. Växeln arbetar väl upp till c:a 80 rad/s. Tonfrekvenser dämpas, vilket är en fördel, då påkänningen på motoraxeln (som endast har diametern 0,6 mm i lagren) därigenom blir mindre.

c/ val av motor med hänsyn till 3.5 a/ och 3.5 b/

I avsnitt 2.2 härleddes nedanstående överföringsfunktion för det öppna systemet:

$$V_{ut}(s) = \frac{K_E(s)}{s(Ts+1)} + \frac{\frac{R_T}{K_2} \cdot K_o \cdot H_B(s)}{s(Ts+1)} \quad \text{där } K = K_F K_o \quad \text{och} \quad K_o = \frac{k_3}{nk_1}; \quad T = \frac{R_T \cdot J}{k_1 k_2}$$

För det återkopplade systemet härleddes i 2.3 folkoeficienterna:

$$c_1 = \frac{1}{K} \quad \text{och} \quad c_o = -\frac{R_T}{k_2 K_F}$$

Om man ska kunna försumma friktionsmomentet måste $\left| \frac{c_o \cdot E_B}{B} \right|$ göras så litet som möjligt. Dertills från friktionen hos växel och vinkelgivare erhålls med insatta katalogdata enligt 3.5c/ för motor + tachometer följande värden för de två typerna:

1250/007)	1230/006)
$E_B c_o = \frac{2 \cdot 0,42 \cdot 21}{53,20 \cdot K_F} = \frac{0,33}{K_F} \text{ V}$	$E_B c_o = \frac{2 \cdot 0,38 \cdot 72}{127 \cdot K_F} = \frac{0,43}{K_F} \text{ V}$

För att få samma friktionsfel måste man alltså välja ett något större värde på K_F om den högohmiga motorn användes, Värdena på K och T i resonemanget om uppsnabning i avsnitt 2 är baserade på systemet ned den lågohmiga motorn. För att kunna snabba upp systemet 2 gånger näste K_F ökas 4-5 gånger. Om motorn utbytes mot den högohmiga blir T för detta system ungefär av samma storleksordning som tidigare. Då kan samma resonemang tillämpas, och man finner att K_F även för detta system näste öka 4-5 gånger, då det okompenserade systemet har samma K värde i båda fallen. Om n och k_3 är lika i båda fallen finner man för K_o

[250/007]

$$K_o = \frac{k_3}{nk_1} = \frac{k_3}{n \cdot 4,7 \cdot 10^{-3}} ;$$

(uppmätta värden på k_1)

[230/006]

$$K_o = \frac{k_3}{n \cdot 10 \cdot 10^{-3}}$$

Om K_F och k_3 sättes lika i båda fallen måste man alltså för att få samma $K = K_o K_F$ minska utväxlingen till ungefär $n/2 : 1$ för den högohmiga motorn. Detta medför också ökad friktion, varför friktionsfelet blir avsevärt större om denna motor användes,

Enligt 3.4 kan förstärkaren maximalt ge ± 12 V. Om $K_F = 20$ kan insignalen sändes vara högst 0,6 V, innan mätning uppträder. Det okompenserade systemet med $K = 37,5$ i avsnitt 2 svarar mot $K_F = 4$. Om stegsignalen på ingången på det uppsnabbade återkopplade systemet överstiger $\pm 0,6$ V erhålls alltså mätning i förstärkaren. Mätningsspänningen till motorn blir till en början ± 12 V vilket innebär överbelastning, då märkspänningen är 6 V. Denna överbelastning utgör emellertid ingen risk för motorn, då den är kortvarig.

På basis av resonemanget ovan valdes alltså typ 250/007. Om förstärkaren hade givit ± 20 V hade dock den högohmiga motorn varit att förodras.

I 2.1 härledes för motorn:

$$\Theta(s) = \frac{\frac{1}{k_1} \cdot E(s)}{s(\frac{R_T J_m}{k_1 k_2} s + 1)(\frac{L}{R_T} s + 1)} + \frac{\frac{1}{k_1 k_2} (R_T + L s) E_B(s)}{s(\frac{R_T J_m}{k_1 k_2} s + 1)(\frac{L}{R_T} s + 1)}$$

Här är $k_1 = 4,7 \cdot 10^{-3}$ Vs/rad (uppmätt)

$k_2 = 5,22 \cdot 10^{-3}$ Nm/A (kataloguppgift)

$J_m = 3,9 \cdot 10^{-8}$ kgm² " " " "

$L \approx 2 \cdot 10^{-3}$ H (uppmätt)

$R_m = 18,8 \Omega$ (uppmätt)

$R_i \approx 1,2 \Omega$ (uppmätt)

Insättning ger :

$$\theta(s) = \frac{213 E(s)}{s(\frac{s}{32} + 1)(\frac{s}{10000} + 1)} + \frac{4,1 \cdot 10^4 (20 + 2 \cdot 10^{-3}s)}{s(\frac{s}{32} + 1)(\frac{s}{10000} + 1)} M_B(s) \quad (1)$$

och om L försummas

$$\theta(s) = \frac{213 E(s)}{s(\frac{s}{32} + 1)} + \frac{8,2 \cdot 10^5}{s(\frac{s}{32} + 1)} M_B(s) \quad (2)$$

3.6. Vinkelgivaren

a/ Allmänt om vinkelgivare

Det är önskvärt att ha en vinkelgivare, som så litet som möjligt påverkar systemets dynamik. Vidare bör utspänningen kunna variera inom ett stort område, utan att förstärkningen $K_0 = \frac{k_3}{nk_1}$ blif för stor. Ett rimligt värde för detta system är $K_0 = 8 \sim 10s^{-1}$ alltså $\frac{k_3}{n} \approx 10k_1$. Med $k_1 = 5 \cdot 10^{-3}V/s/rad$ och $n=1$ erhålls $k_3 \approx 0,05 V/rad$. Om vinkelgivaren är linjär för ett varv kan således utspänningar variera endast $2\pi \cdot 0,05 V \approx 0,3V$. För att systemet skall vara lämpligt för laborationsändamål krävs minst 3V, gärna 8-10V. Detta för att på det återkopplade systemet kunna skicka in en tillräckligt stor rampsignal för att lätt kunna mäta och komponera hastighetsfelet. Vid litet värde på A kommer friktionsfelet $\frac{A}{B} c_0$ att dominera över hastighetsfelet $\frac{A}{K}$. Man måste alltså använda triangolväg med stor amplitud för att få stort A, även om frekvensen är låg. Således måste antingen en växel användas eller också en mångvarvig vinkelgivare. Olägenheterha med en växel har redan berörts. I marknaden förekommer flervarvspotentiometrar, men de har för stort friktionsmoment och vidare är rotationen begränsad till det linjära området, vilket hindrar mätningar på det öppna systemet.

b/ Begkrivning av systemets vinkelgivare

Denna vinkelgivare har konstruerats av Per Almgren. Den drivs som nämnts i 3.5 b/ av en växel med nedväxlingen 16:8 gånger. Det vinkelkännande elementet består av en kapacitansgivare. Denna är uppbyggd av två vridkondensatorer, där kapacitansen varieras genom att plexiglasplattor beroende på vinkeln utfyller större eller mindre del av mellanrummet mellan kondensatorplattorna. Plexiglasplattorna är utformade så att förhållandet mellan kapacitancerna hos de båda

kondensatorerna varierar linjärt med vridningsvinkelns. Genom arrangemanget med plexiglasplattorna blir strömkapacitanserna oberoende av vridningsvinkelns, vilket är viktigt då kondensatorkapacitansen är små (5-20 pF). Kondensatorerna ingår i en astabil vippa (Se kopplingsschema i diagram 12). Denna ger ett pulståg, där pulsförhållandet mellan positiva och negativa pulser är proportionellt mot förhållandet mellan kapacitanserna. Vippan är kopplad till en emittorföljare. Pulståget filtreras över kondensatoren på 10 000 pF och motsändet 82 k Ω , varigenom på utgången erhålls en likspänning proportionell mot vinkelns. Det linjära området utgör $\approx 1,87$ dvs. $\approx 325^\circ$

Överföringsfunktionen anges till:

$$G_V = \frac{0,74}{\left(1 + \frac{s}{2000}\right)^2} \text{ V/rad.}$$

där $k_3 = 0,74$ V/rad har uppmäts, medan faktorn $\frac{1}{\left(1 + \frac{s}{2000}\right)^2}$ ej har

kunnat verifieras genom mätning, utan har räknats fram av konstruktören.

Utspänningen kan varieras inom ett område på ± 2 V

Utspänningen är känslig för variationer i matningspänningen. Om matningspänningen är $\begin{cases} +15 + \Delta V_m \\ -15 \end{cases}$ får utspänningen $V_V = V_{vo} + 3\Delta V_m$. Detta ger sig i det återkopplade systemet till känna som en "tagg" i början på stegeväret.

Við maximal driftsbelastning har uppmäts en spänningsvariation hos aggregatet på $\approx 0,03$ V. Detta ger en "tagg" på $\approx 0,1$ V hos stegeväret, vilket ej är försumbart, då steghöjden är 0,6 V. Se även Bodediagrammet (17). Kurvorna har tagits upp med $12 V_{pp}$ på motorringången, dels med $V_{vo}, \Delta V_v > 0$ (övre kurvan)

och dels med $V_{vo}, \Delta V_v < 0$ (undre kurvan)

(Teckonändringen åstadkommes genom att skifta polaritet på motorringången)

Bodediagrammet (16) har uppmäts med insignalen $5V_{pp}$ och $V_{vo}, \Delta V_v < 0$

Av ovanstående framgår att noggrannheten hos spänningsaggregatet är mycket väsentlig. Brusnivån hos vinkelgivaren ligger på c:a 0,01 V_{pp}.

3.6 c/ alternativ_vinkelgivare

Som framgått av 3.5 b/ och 3.6 b/ har den använda kombinationen växel-vinkelgivare flera olägenheter. Därför har även prövats en specialbyggd mikrofrikionspotentiometer. (frikionsmomentet mindre än hög ovan beskrivna motorer), Resistansenelementet består av en motståndstråd på en cylinder av plexiglas (diameter c:a 3 mm). Cylindern tjänar även som förbindningsaxel mellan motor och tachometregenerator. Matningspänningen tillförs med släpkontakter vid ändarna på cylindern. Utspänningen tas via en släpkontakt utformad så att den följer motståndstråden vid rotationen. 40-50 varv kan erhållas. För att få tillräcklig

förströmning utan att behöva använda alltför tunn tråd kan potentiometern kompletteras med en operationsförstärkare. De på systemet i följande avsnitt beskrivna mätningar har emellertid gjorts med kapacitansvinkelgivaren, då ännu endast en provisorisk version av potentiometern här byggts.

3.7 Tachometer/generatorn

Tachometern har valts ur samma katalog som motorn. Man bör här ställa kraven:

- 1/ Stor utspänning i förhållande till varvtalet (stort k_1)
- 2/ Färre sektoner i kollektorn (för att begränsa ripplet)
- 3/ Litet törehetsmoment i förhållande till motorn
- 4/ Litet friktionsmoment

Vid jämförelse med katalogdata valdes som tachometer en maskin av samma typ som motorn, alltså typ 250/007

Denna har överföringsfunktionen $\frac{V_{ot}(s)}{\varnothing(s)} = k_1 s \downarrow$. (Se diagram 18)

Till tachometern har kopplats en potentiometer på $10 \text{ k}\Omega$, för att kunna erhålla variabel återkoppling. Potentiometer har parallellkopplats med en kondensator på $1 \mu\text{F}$, för att dämpa ripplet. Man får då överföringsfunktionen

$$\frac{V_t(s)}{\varnothing(s)} = \frac{10 k_1 s}{1 + \frac{1}{50000} s}$$

4. HÄFTNINGAR PÅ SYSTEMET

4.1. Mätningar på öppet system

Bodediagram har upptagits för överföringsfunktionen för motor+tachometergenerator, dels obelastad, dels med vinkelgivaren tillkopplad. Insignal 10 V_{pp} . Tachometer-signalens fas och amplitud mättes med oscilloskop.

I diagram 13, 14 och 15 ses de erhållna kurvorna. Diagram 13 avser motor + tachometer. Diagram 14 och 15 avser motor + tachometer med vinkelgivaren tillkopplad. Ur diagram 13 avläses $T = \frac{1}{20} \text{ s}$ och ur diagram 14 $T = \frac{1}{10} \text{ s}$. Skillnaden beror på att systemet belastas med vinkelgivarens tröghetsmoment. Om detta är J_v så gäller (se rcf [A]) $J = J_{\text{motor}} + J_{\text{tacho}} + \frac{J_v}{n^2} = 2J_m + \frac{J_v}{n^2}$

I 3.2 erhölls $T_m = \frac{1}{32} \text{ s}$ vilket ger $T = \frac{1}{16} \text{ s}$. Doskrepansen i förhållande till det i Bodediagrammet avlästa värdet torde förklaras av fel i kataloguppgiften för motorns tröghetsmoment, som endast angivits med en siffras noggrannhet. Beräknas tröghetsmomentet ur den i diagrammet avlästa tidskonstanten erhålls $2J_m = 2 \cdot 3,1 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$ i stället för angivna $2 \cdot 4 \cdot 10^{-4} \text{ cm} \cdot \text{ps}^2 = 2 \cdot 3,9 \cdot 10^{-8} \text{ kgm}^2$.

Ur T enligt diagram 13 kan J bestämmas på samma sätt. Man får $J = 12 \cdot 10^{-8} \text{ kgm}^2$. Ur detta beräknas med $2J_m = 6,2 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$ och $n = 16,8$

$$J_v \approx 1,7 \cdot 10^{-5} \text{ kgm}^2$$

I svenitt 2.1 erhölls för motor + tachometer:

$$v_{\text{tacho}} = \frac{E(s)}{1 + T's} + \frac{\frac{T}{k_2} H_B(s)}{1 + T's}$$

Man ser i diagrammet att den statiska förstärkningen ej är 1. Avvikelsen är störst i diagram 14-15. Denna fel, som beror på att $H_B \neq 0$, blir större då mätningen görs med liten insignal, eftersom H_B är tämligen oberoende av vinkelhastigheten. Vid högre frekvenser (se diagram 13 och 15) är avvikelsen från de teoretiska kurvorna avsevärd. Toppen i amplitudkurvan i diagram 13 vid $\approx 3000 \text{ rad/s}$ beror på mekanisk resonans i motoraxeln. I diagram 15 tillkommer resonans p.g.s. gummaiväxelns elasticitet och slirning. För frekvenser under 300 rad/s följer dock kurvan väl den teoretiska.

Diagram 16 visar ett Bodediagram upptaget från vinkelgivaren med in-signal 5 V_{pp} på motorn. Man kan där endast mäta över ett litet frekvensintervall. Vid höga frekvenser blir signalen av samma storleksordning som bruset. Man ser emellertid i diagrammet att dämpning börjar inträda vid 70 rad/s. Fasmarginen är positiv för alla frekvenser där mätning kunnat ske.

Diagram 17 har redan berörts i 3.6 b/. Om man tänker sig ett medelvärde mellan de båda kurvorna, som skulle svara mot att mätningsspänningen är konstant, får man fas och amplitudkurvor som ganska väl följer de teoretiska. Statiska förstärkningen för det sammankopplade öppna systemet bestämmes ej ur Bodediagrammen, då man här får in friktionsmomentet, som är obekant, utan genom mätning av förstärkningen hos varje block. I det föregående erhölls $K = K_F K_o$, där

$$K_o = \frac{k_3}{nk_1}$$

Genom direkt varvräkning erhölls $n=16,8$. Med kännedom om n mättes k_3 genom att driva vinkelgivaren med konstant varvtal och observera den erhållna sägtandspänningen på oscilloskop. Varvtalet bestämmes enklast om man som svepsignal använder en triangolvåg från en signalgenerator där frekvensen kan varieras och avläsas. När frekvensen inställs så att man på skärmen ser en stillastående bild av en hel period av sägtandspänningen, överensstämmer vinkelgivarens frekvens med frekvensen. k_3 färs sedan som lutningen hos den linjära delen av sägtandspänningen. På detta sätt erhölls $k_3 = 0,74 \text{ V/rad}$. k_1 bestämmes genom mätning av tachospänningen vid olika konstanta varvtal på motorn, där varvtalet mättes med samma metod som ovan. Se diagram (18). Ur diagrammet erhälles

$$k_1 = 0,47 \cdot 10^{-3} \text{ Vs/rad}$$

$$\text{Genom insättning erhälles } K_o = 9,36 \text{ s}^{-1}.$$

För tachosignalen gäller enligt 2: (10)

$$V_t(s) = -Ds V_{ut}(s); \text{ där } D = \frac{nk_1 n}{k_3};$$

Insättning av ovanstående värden gör $D = 0,106 \text{ A/s}$.

4.2. Mätningar på enkelt återkopplade och tachoåterkopplade system.

Insignal: fyrkantvåg $0,6 \text{ V}_{op}$ $0,5-1 \text{ Hz}$. Stigtid och översläng hos stegsvaret mättes vid olika värden på K och D . Resultatet framgår av diagram 18 där även motsvarande teoretiska kurvor ritats in (Jfr även rotorten i diagram 4). Vid höga K värden blir den tidigare nämnda "taggen" i början på stegsvaret av betydelse, varför de i diagrammet inprickade värdena är medelvärdet av mätningar gjorda med systemet kopplat dels & att spänningsändringen hos vinkelgivaren vid steget början minskar felspänningen, dels så att det omvända gäller. I första fallet blir stigtiden mindre än i det senare. Skillnaden för stigtiden uppmättes till ca $0,015$ sek vid $K_F Z_15$. Höggrannheten vid dessa mätningar kan uppskattas till $\mp 0,003$ s.

Av diagram 18 framgår emellertid att avvikelsen från den teoretiska kurvan är störst vid låga K -värden, för att sedan nå ett minimum vid den strökade linjen i diagrammet, till höger om denna ökar avståndet mellan kurvorna åter. Linjen anger när mätning börjar inträda i förstärkaren.

Att avvikelsen från det teoretiska värdet näste vara större vid låg förstärkning framgår genom nedanstående grovt approximativa resonansmäng.

Ur 2.3: (13) erhälles

$$Y(s) = \frac{K_o K_F}{Ts^2 + s(K_o K_F D + 1) + K_o K_F} \cdot \left[U(s) + K_B(s) \cdot \frac{R_p}{K_Z K_F} \right]$$

Då $U(s) = \frac{A}{s}$ och om $E_B(s)$ approximeras med ett steg $E_B(s) = -\frac{R_p}{s}$ erhälles

enligt 2.3: (17)

$$y(t) = \left(A - \frac{E_B K_T}{k_2 K_F} \right) \left(1 - \frac{a}{b} e^{-at} \sin bt - e^{-at} \cos bt \right)$$

Stigtiden definieras som : $t_p = \overline{\frac{A}{y'(t)}}_{\max}$

Härnär kommer att innehålla faktorn $\left(A - \frac{E_B R_T}{k_2 K_F} \right)$ som blir liten om

K_F är lågt

Av diagram 19 framgår att stigtiden kan minskas till hälften och översläng- en samtidigt göras mindre än 25 % genom att välja $D \approx 0,013$ och $K \approx 190 G^2$

Detta K -värde är mindre än det i diagram 1 erhållna värde $K=225$.

Att så blir fallet följer också av resonanshantget ovan om stödmomentets inverkan.

För det enkelt återkopplade systemet mättes även bandbredden, genom att som in-signal använda en sinussignal med konstant amplitud och variabel frekvens och observera utsignalen på oscilloskop. Bandbredden erhålls då som den frekvens då förhållandet mellan utsignalens och insignalens amplituder minskat till $\frac{1}{\sqrt{2}}$.

I diagram 20 har plottats stigtiden mot inverterade bandbredden. Man ser att sambandet är approximativt linjärt.

Hos stegeväret kan även uppträda ett statiskt fel. Detta bestäms enligt 2:(14) av $|e| \leq |e_d| \frac{R_T}{B_2}$, där $e_d = \frac{E_T}{K_F}$; $|e_d|$ kan uppskattas genom att mäta vilken

stegehöjd man minst måste ha på ingången, för att systemet skall börja röra sig. Mätning gav följande uppskattning av statiska felet : $|e| \leq \frac{0,4}{K_F}$ volt

Mätningar gjordes även på rampväret hos det tachoåterkopplade systemet för samma D-värden som i mätningen ovan och med K_F varierande mellan 2 och 100.

Insignal: triangolvåg 3,6 V_{pp}, 0,4 Hz vilket ger $V_{in} = 2,88$ t

I diagram 21 har ritats statiska hastighetsfelet som funktion av $1/K_F$, liksom det teoretiska felet då $B_2 = 0$. Skillnaden mellan kurvorna utgör friktionsfelet.

Ur diagrammet avläses då $\frac{R_T}{B_2} = 0,37$ V svarende mot ett friktionsmoment

$$[M_B] = 0,97 \cdot 10^{-4} \text{ Nm}$$

4.3 Mätningar på kompenserade system

a/ Fasavancerande kompensering.

Stigtid, översläng och bandbredd för det enligt 2.4.a/ kompenserade systemet mättes. Nedan anges också motsvarande för det okompenserade systemet. För att kunna jämföra med teoretiska värden på stigtid och översläng gjordes även simulerings på analogimaskin av de båda systemen (då $K_B(s) = 0$). Resultatet framgår av nedanstående uppställning:

Okompenserat system

$$G_o = \frac{37,5}{s(0,1s+1)}$$

	obs.värde	teor.värde (analogimaskin)
Stiftid	0,086 s	0,074 s
Översläng	26%	43%
Bandbredd	24 rad/s	27 rad/s

Kompenserat system

$$G_{ok} = \frac{37,5 \cdot 4,6(s+5,6)}{s(s+27)(0,1s+1)} ; K_F = 4,1$$

	obs.värde	teor.värde (analogimaskin)
Stiftid	0,041 s	0,038 s
Översläng	20%	22%
Bandbredd	55 rad/s	56 rad/s

Kan ses att stiftiden hos det fysikaliska systemets stegevar blir mindre än hälften av motsvarande för det okompenserade.

För det analogimaskinsimulerade systemet blir minskningen ej fullt hälften, trots att bandbredden något mer än fördubblas. Detta kan tjäna som belysning av att den omvänta proportioneliteten mellan stiftid och bandbredd för detta system endast är approximativ.

Beträffande störmomentets inverkan gäller samma approximativa resonemang, som i 4.2.

Genom friktionmomentet införes i systemet en icke-linjär dämpning, som vid lågt värde på förstärkningsparametern kommer att dominera över den linjära dämpningen. Detta ger sig till känna som en kraftig minskning av överslängen vid låg förstärkning.

4.3 b/ fasretarderande komponering

Minskning av hastighetsfelet enligt 2.4 b/ gav nedanstående nätvärden med insignalen 3,6 V_{pp}, 0,3 Hz; V_{in}(s) = 2,16 t

$$G_o = \frac{37,5}{s(0,1s+1)}$$

Statiska

	Okompenserat
hastighetsfelet :	0,14 V
Stiftid :	0,086 sek
Bandbredd :	24 rad/s
Översläng :	26 %
Teor. hastighetsfele	0,058 V
Friktionsfel:	0,082V

$$G_{ok} = \frac{37,5 \cdot 4,6(s+3)}{s(4,6s+3)(0,1s+1)} ; K_F = 4,1$$

Kan ses att stiftid och bandbredd endast påverkas i ringa grad av denna komponering, medan överslängen ökar till följd av försämringen av fasmarginalen. Statiska hastighetsfelet minskar $\frac{0,14}{0,03} = 4,7$ gånger. Friktionsfelet erhålls som skillnaden mellan den uppmätta felspanningen och den ur $c = A \cdot c_1$ beräknade.

Man ser att friktionsfelet vid denna insignal är större än det teoretiska hastighetsfelet, men att både felspänningarna minskas 4,6 gånger i överensstämelse med teorin i 2.4.b/

4.3 c/ faseavancerande_och_fasretarderande_kompensering

Kombinationen av föregående kompenseringar enligt 2.4 c/ gav, med samma insignaler som tidigare, följande resultat

	Otkompenserat system	Komponerat system
$G_o = \frac{37,5}{s(0,1s+1)}$		$G_{ok} = \frac{27,5 \cdot 4,8 \cdot 4,6 (s+5,6)(s+3)}{s(s+27)(4,6s+3)(0,1s+1)} ; K_F = 3,5$
Stigtid:	0,086 s	0,040 s.
Bandbredd:	24 rad/s	56 rad/s
Översättning:	26 %	23 %
Stat.		
Hastighetsfelet:	0,14 V	0,03 V

Vid jämförelse med värdena enligt a/ och b/ ses, att stigtid, bandbredd och översättning är i stort sett desamma som i a/ medan statiska noggrannheten blir den samma som i b/.

5. S E R V O S Y S T E M E T S P R E S T A K I D A

I det föregående har servosystemet behandlats som ett linjärt, dynamiskt system med två insignalor, dels den på ingången pålagda elektriska spänningen, dels ett störmoment som tänkes verka på motoraxeln. Då inget yttre belastningsmoment anbringas, består störmomentet av ett friktionsmoment, som motverkar motorns rotation. Denna insignal blir således beroende av systemets tillstånd, varför i praktiken systemet är linjärt endast i den mån friktionsmomentet kan försummas eller att betraktas som oberoende av den på ingången pålagda signalen.

För att beräkna systemets statiska noggrannhet är emellertid betraktelsesättet ovan användbart, liksom för att grovt förklara hur stegeväret avviker från den linjära motsvarigheten.

Då avsikten med servosystemet är att praktiskt kunna demonstrera användbarheten av den linjära teorin och de återkopplings och kompenseringssprinciper som behandlas i den allmänna kurser i regleringsteknik, kan avvikelserna emellertid inte enbart ses som en nackdel hos systemet, eftersom alla praktiska system är mer eller mindre olinjära.

Den linjära approximationen blir bättre om produkten av insignal och kretsförstärkning kan göras stor. Denna begränsas uppåt av att mätning inträder i systemets elektronik. Nedåt begränsas insignal och förstärkning av mätmöjligheterna och av friktionen.

Om man vid en laboration med främst skall kunna använda den linjära teorin för kompensering på systemet måste hänsyn tas till dessa begränsningar. Med hänsyn här till gäller för systemet följande data och kompenseringsmöjligheter. Systemet kan följa insignaler inom ett intervall av maximalt 4 V.

Med tachoåterkoppling kan stigtiden hos stegeväret minskas till hälften, samtidigt som översläingen kan begränsas till 25%. Systemets statiska noggrannhet med avseende på stegstörmoment kan samtidigt fördubblas.

Genom kaskadkompensering kan samma förbättringar erkillas på stegeväret. Dessutom kan statiska noggrannheten med avseende på felet vid rampinsignal fördubblas.

Dessa resultat får enses ge belägg för att systemet skall kunna användas för sitt ändamål.

6. REFERENSER

1. K.J. Åström : Reglerteori
Lund 1968
2. Exempelsoinling i Reglerteknik Ak 1968
3. Lab.P.K. Reglerteknik Ak. Htl1968
4. James, H.H., Webb and Phillips, R.S. "Theory of Servomechanisms", McGraw-Hill, New York 1947

Z. DIAKIRAKI LAGA

Rötordiagram för $s^2 + 10(KD+1)s + 10K = 0$
 då Koch D varierar. Samband mel- Diagram 1
 Ian stiftid, översläng och felkoeffi-
 cient och systemets poler.

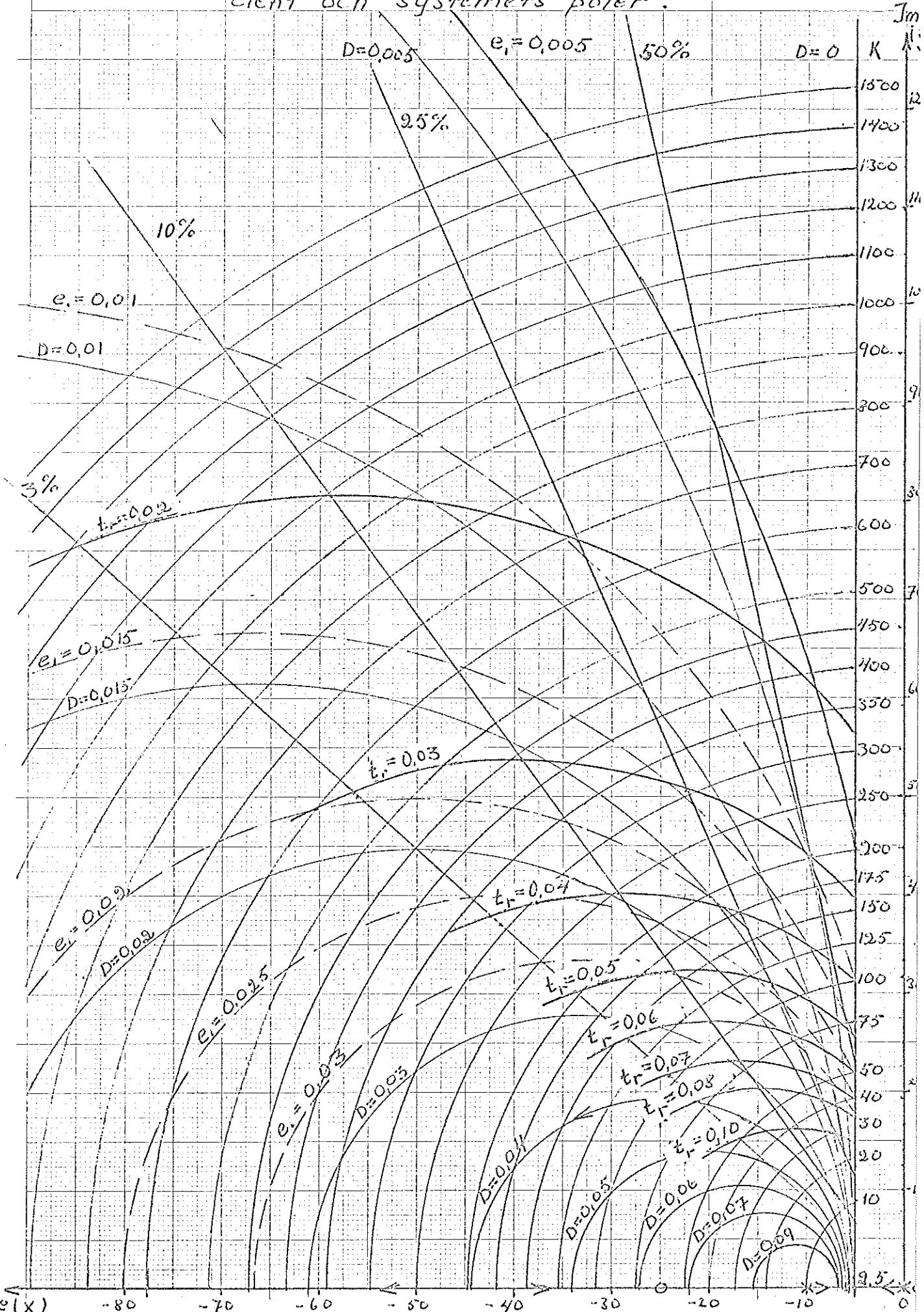
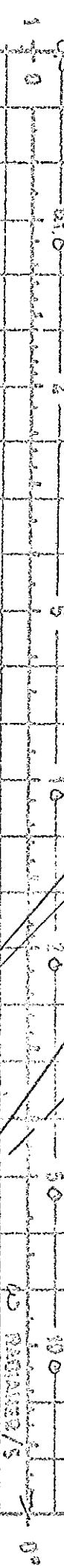


Diagram 2

Nödelningsplan för systemen

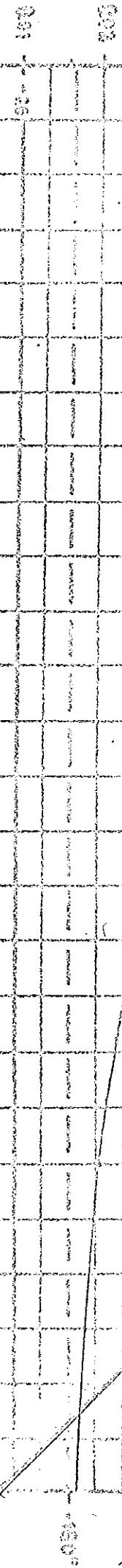
$$G(s) = \frac{37,5}{s(0,1s+1)}$$

$$G = \frac{1,5(s+4s)}{s(s+0,1)(0,1s+1)}$$



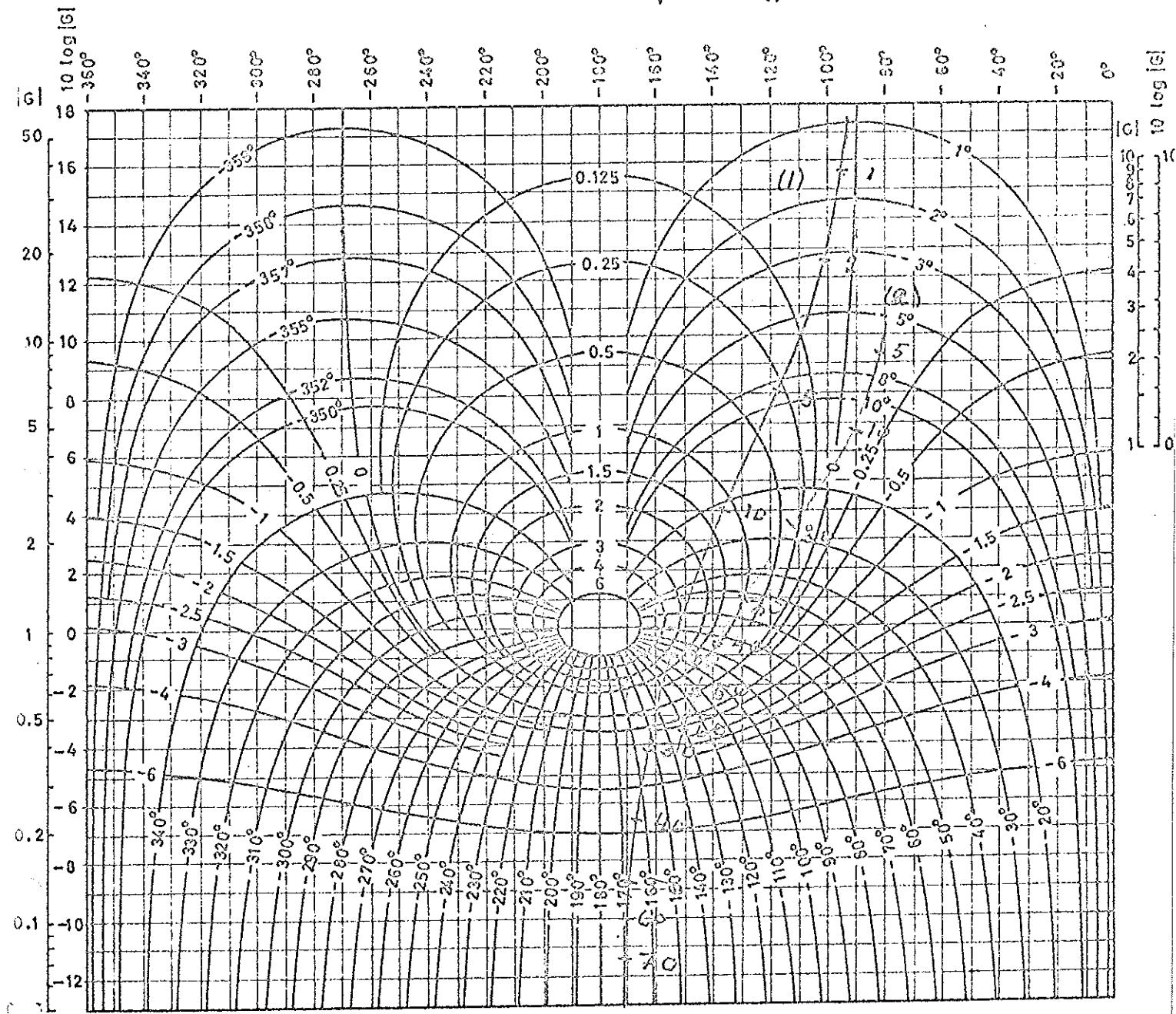
$$G(j\omega) = 19_{\text{ok}}$$

$$\arg G(s) = \arg G(j\omega)$$



-33 -
Nichols diagram för (1) $G_0 = \frac{37.5}{s(0.1s+1)}$ Diagram 3

$$\text{och } (2) \quad G_{0k} = \frac{4.8(s+4.8) \cdot 37.5}{s(0.1s+1)}$$



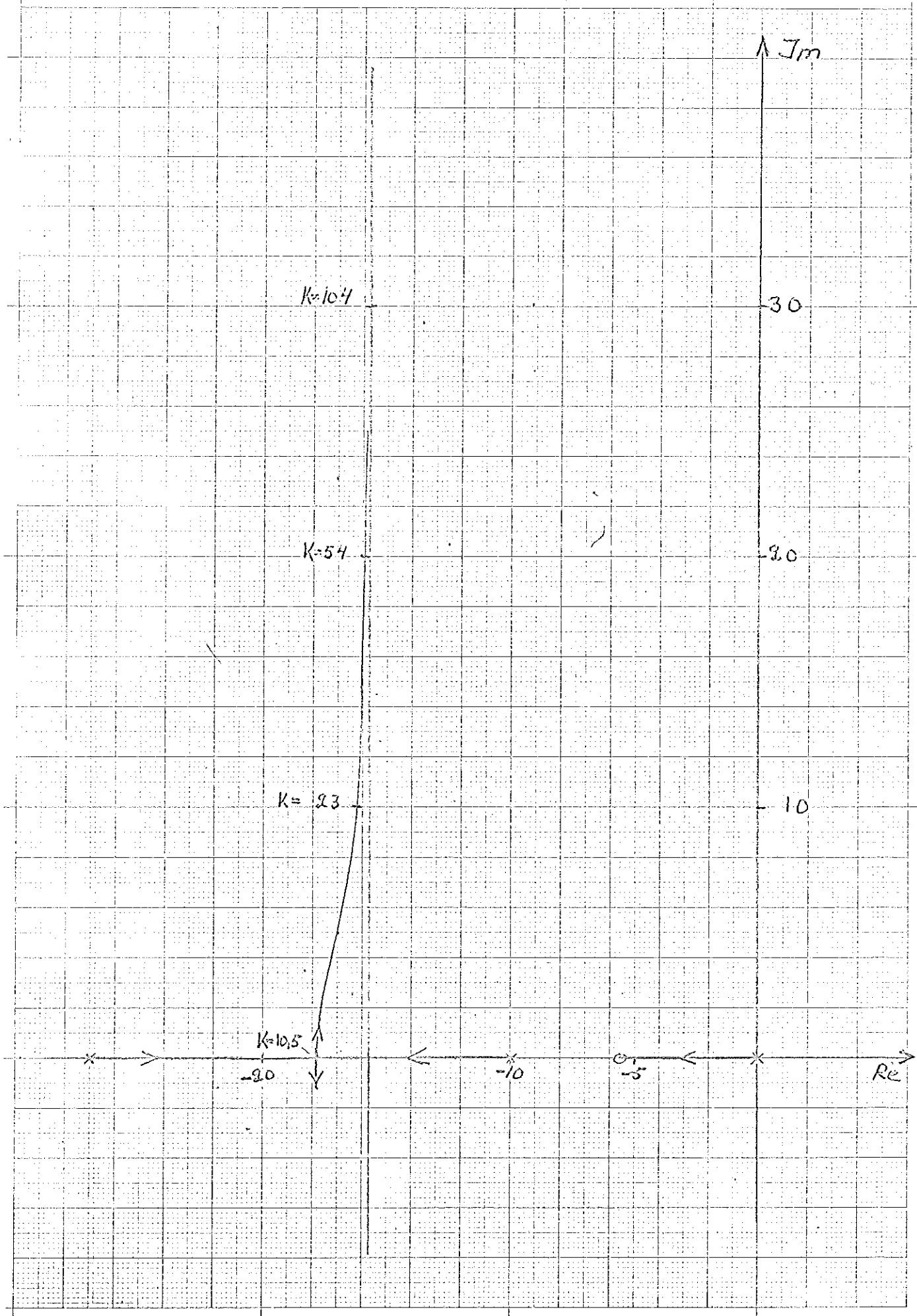
Kurvskara för konstant $\left| \frac{G}{1+G} \right|$ graderad i $10^{10} \log \left| \frac{G}{1+G} \right|$

Kurvskara för konstant fas för $\frac{G}{1+G}$

- 37 -
Rotordiagramm für

$$G_{0K} = \frac{K(s+5,6)}{s(s+27)(0,1s+1)}$$

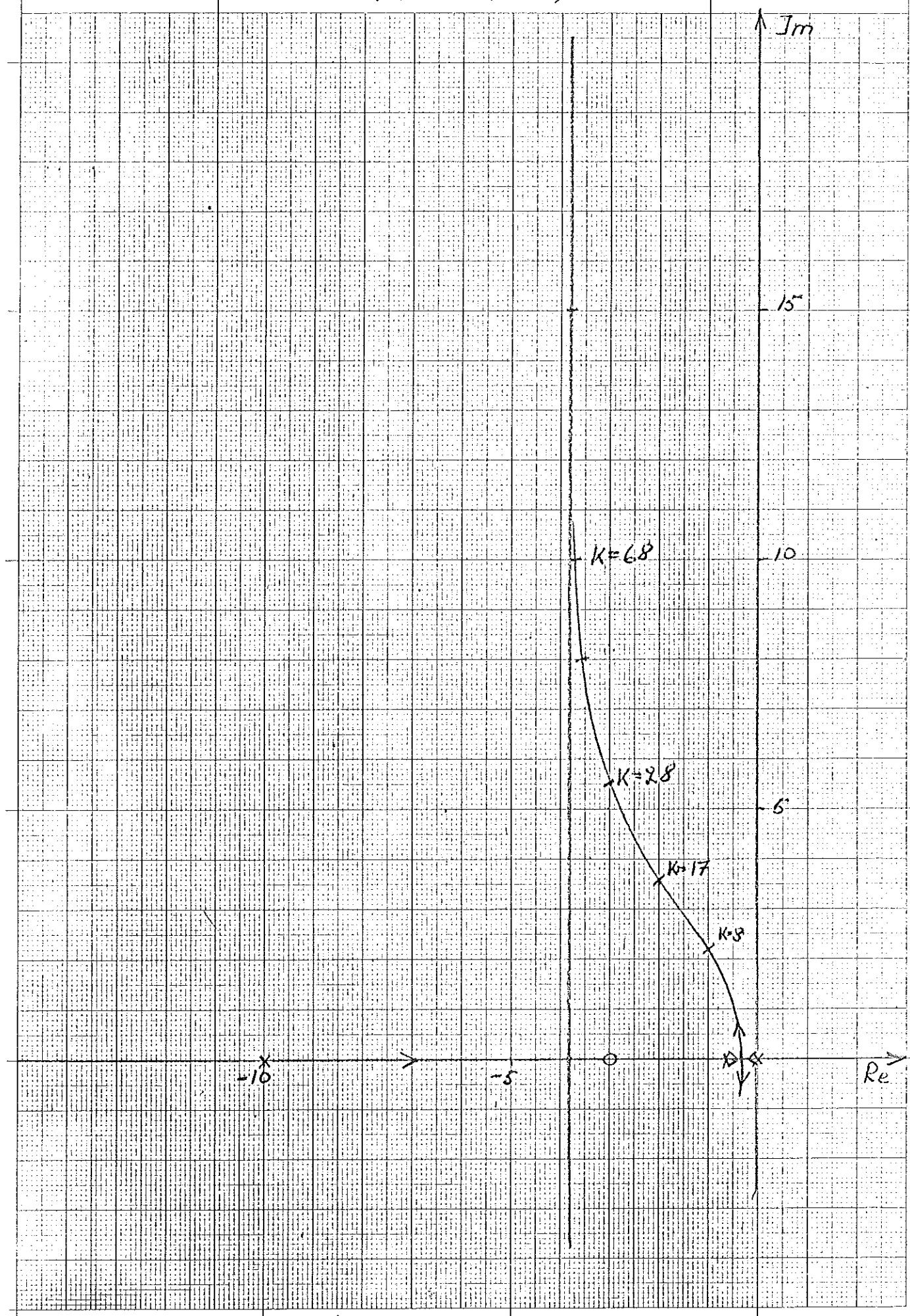
Diagram 4



Rotortdiagramm für

$$G_{\text{EV}} = \frac{K(s+3)}{s(4,6s+3)(0,1s+1)}$$

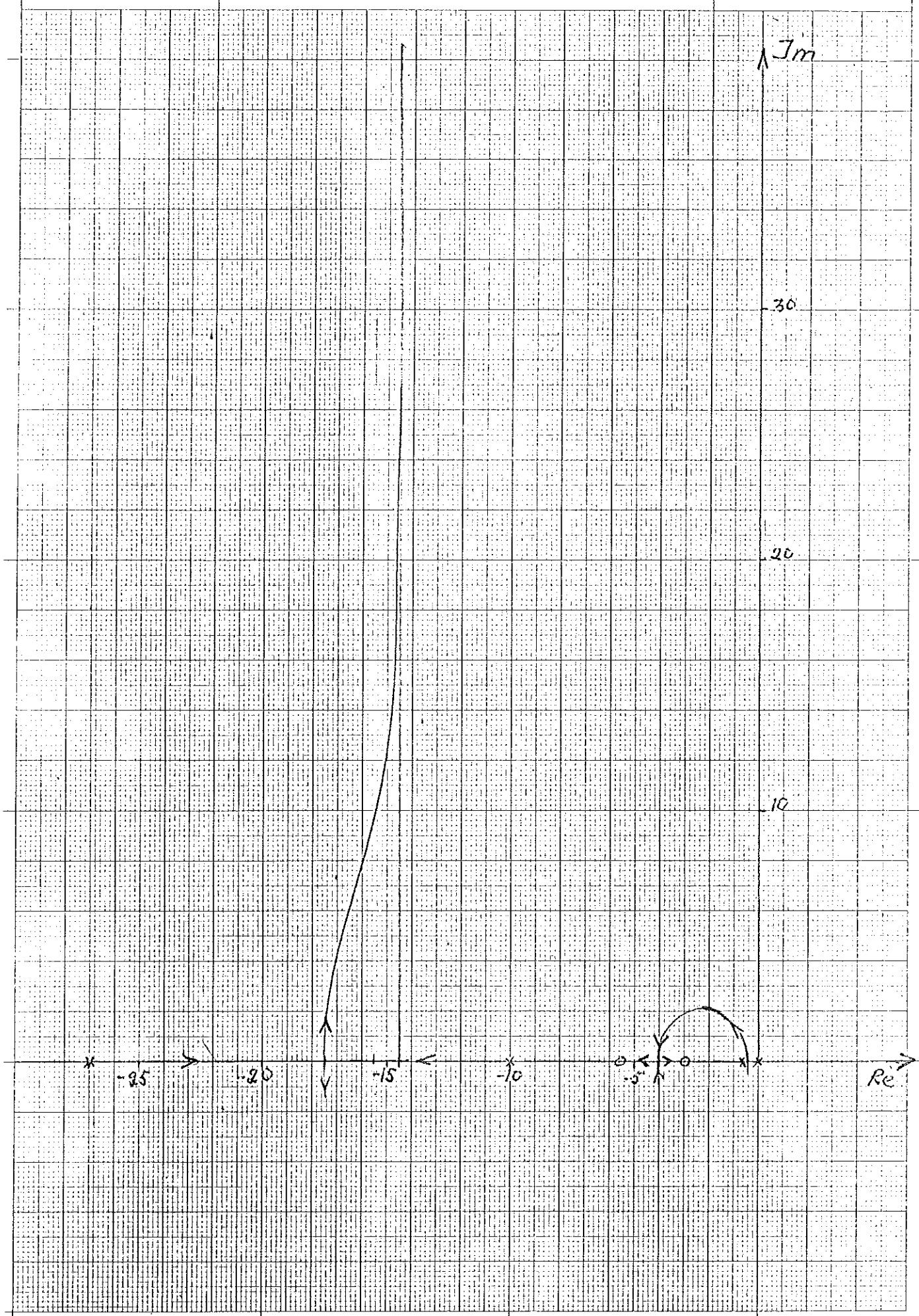
Diagramm 5

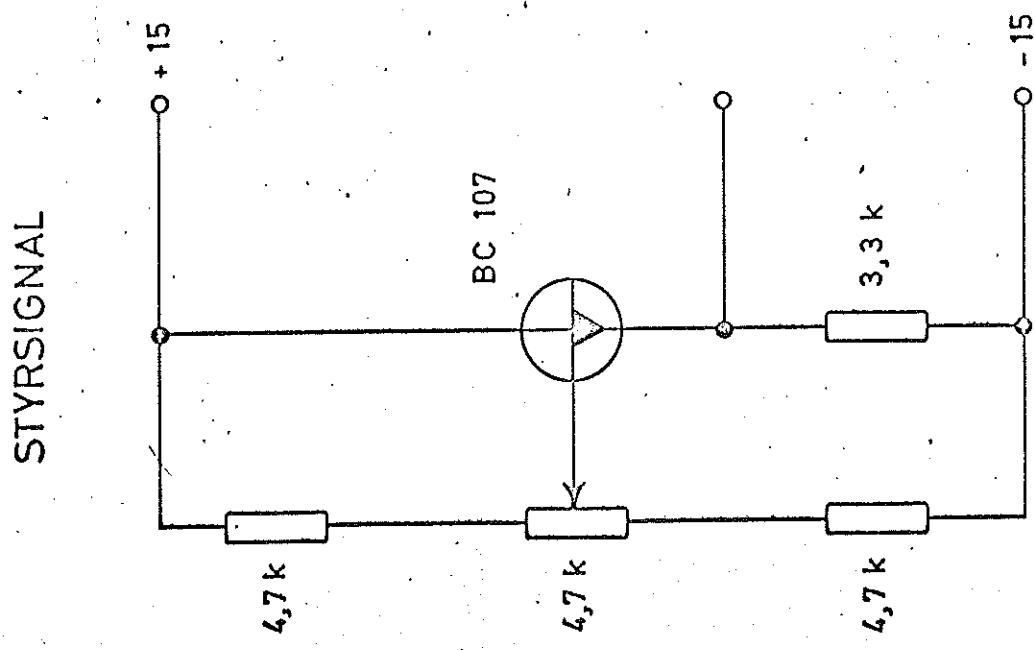


Rotordiagramm för

$$G_{OK} = \frac{K(s+3)(s+5,6)}{s(4,6s+3)(s+27)(0,1s+1)}$$

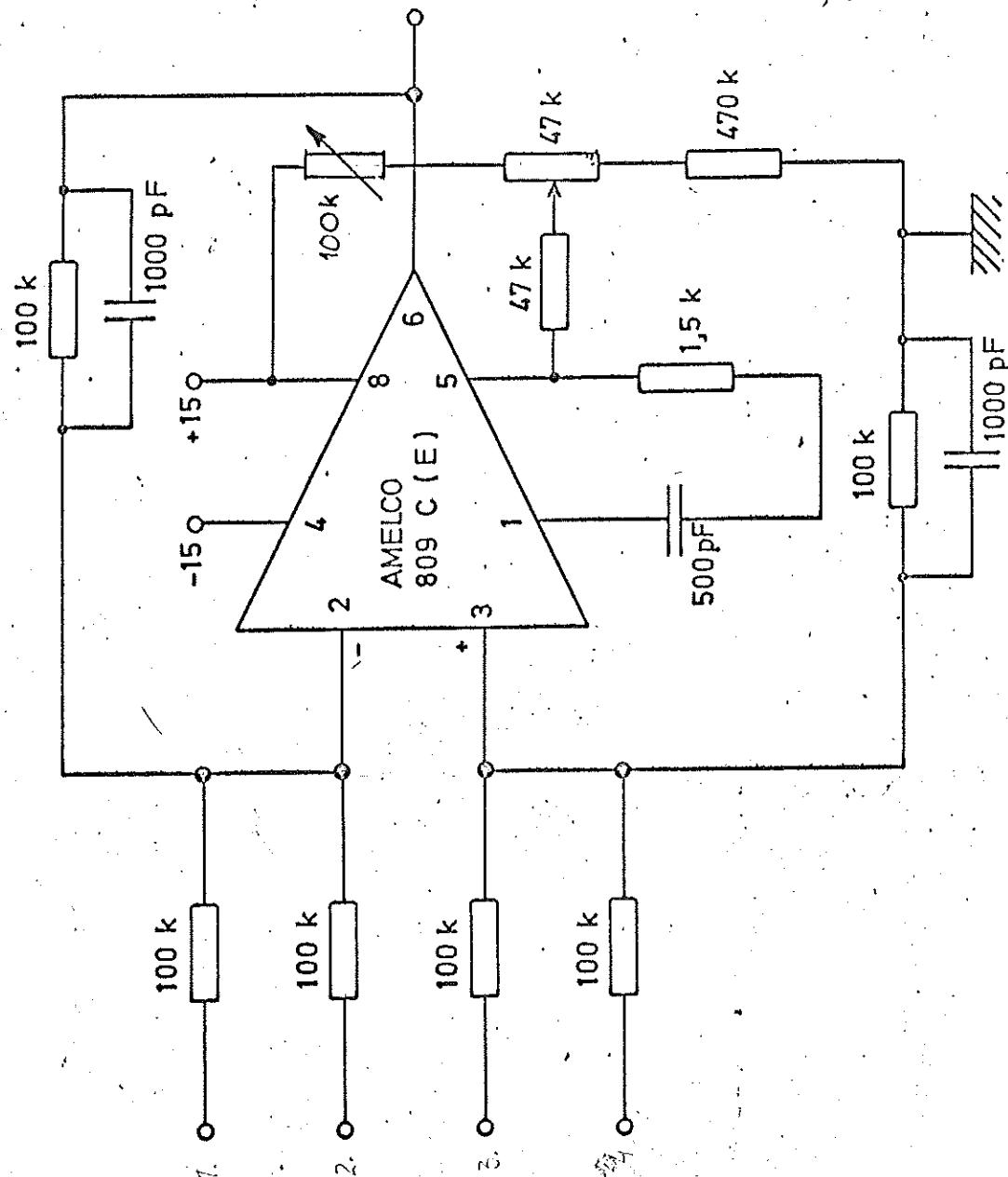
Diagram 6





DIFFERENSBILDARE

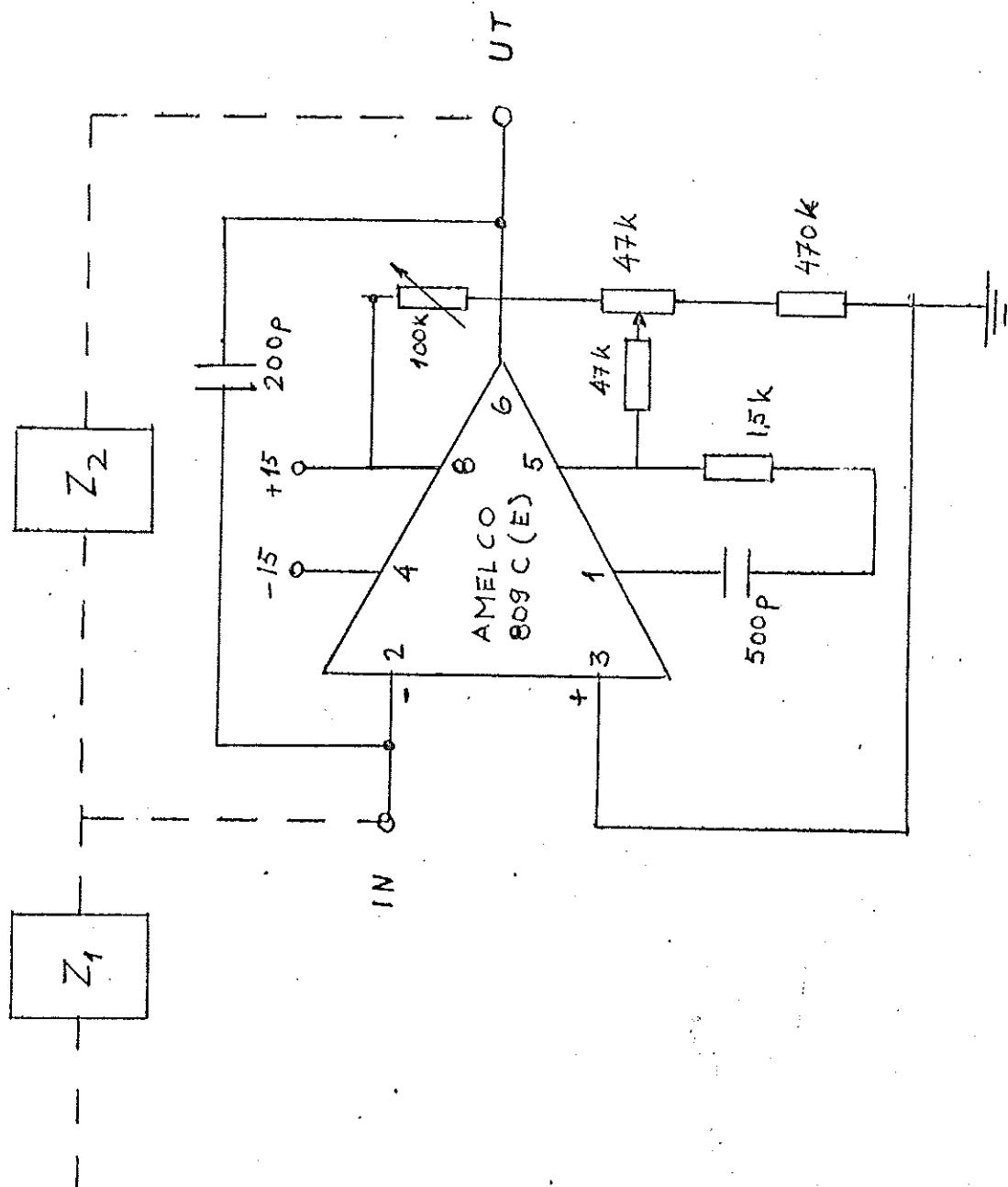
Diagram 8



KOMPENSERINGSNÄT

- 42 -

Diagram 9



EFFEKT FÖRSTÄRKARE

- 43 -

Diagram 10

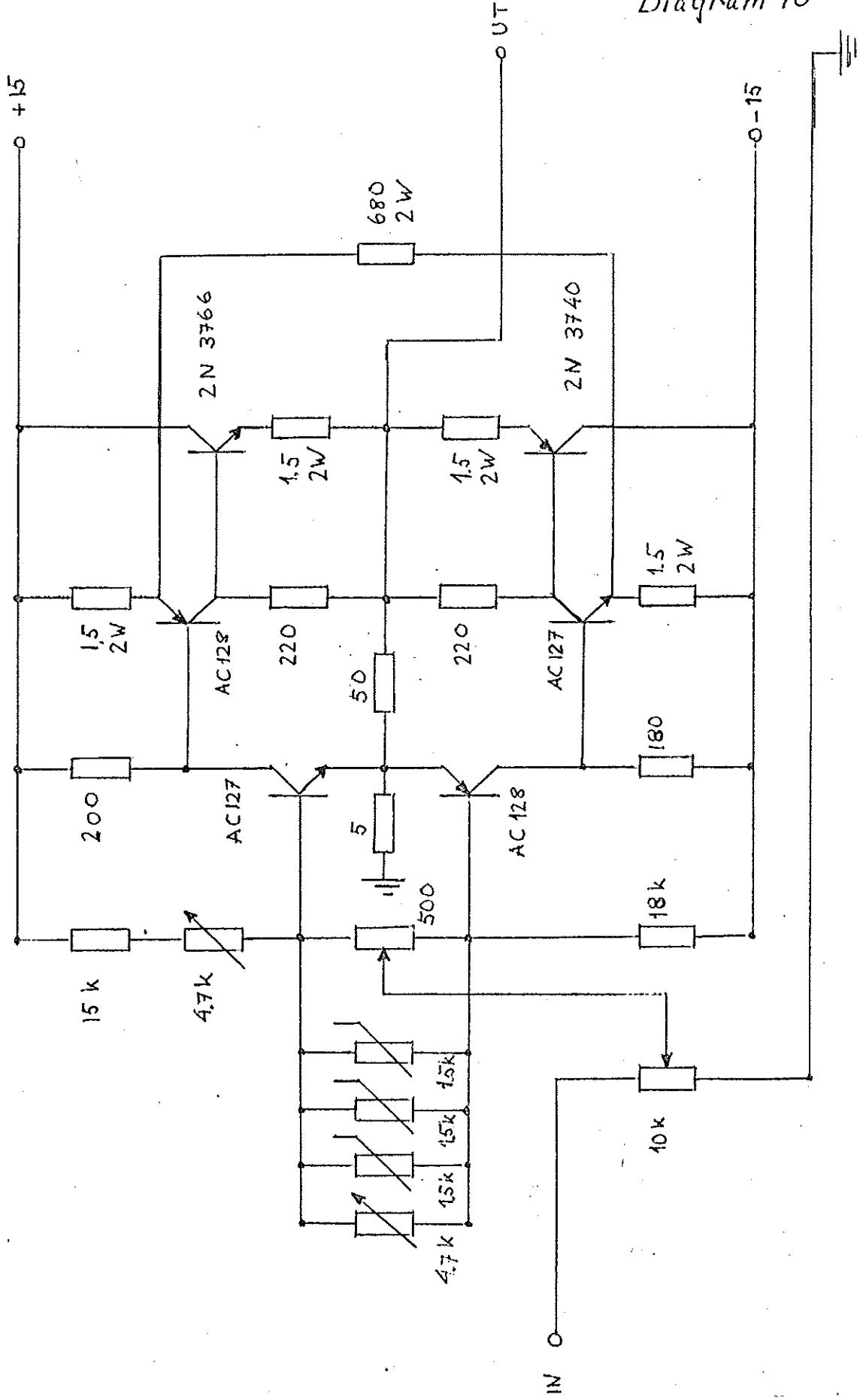
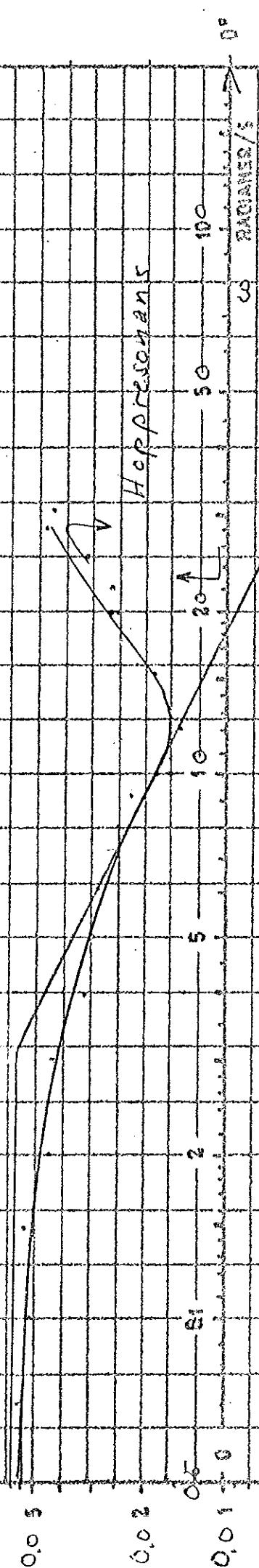
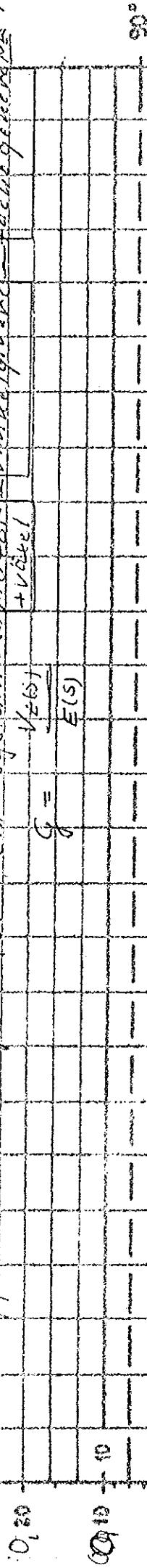


Diagramm 11

40103151

Upprikt Bodediagram för det systemet E(s) med en virtuell given feedbacksignál

$$G = \frac{E(s)}{E(s)}$$



-44°

0°

-90°

-180°

VINKELGIVARE

- 45 -

Diagram 12

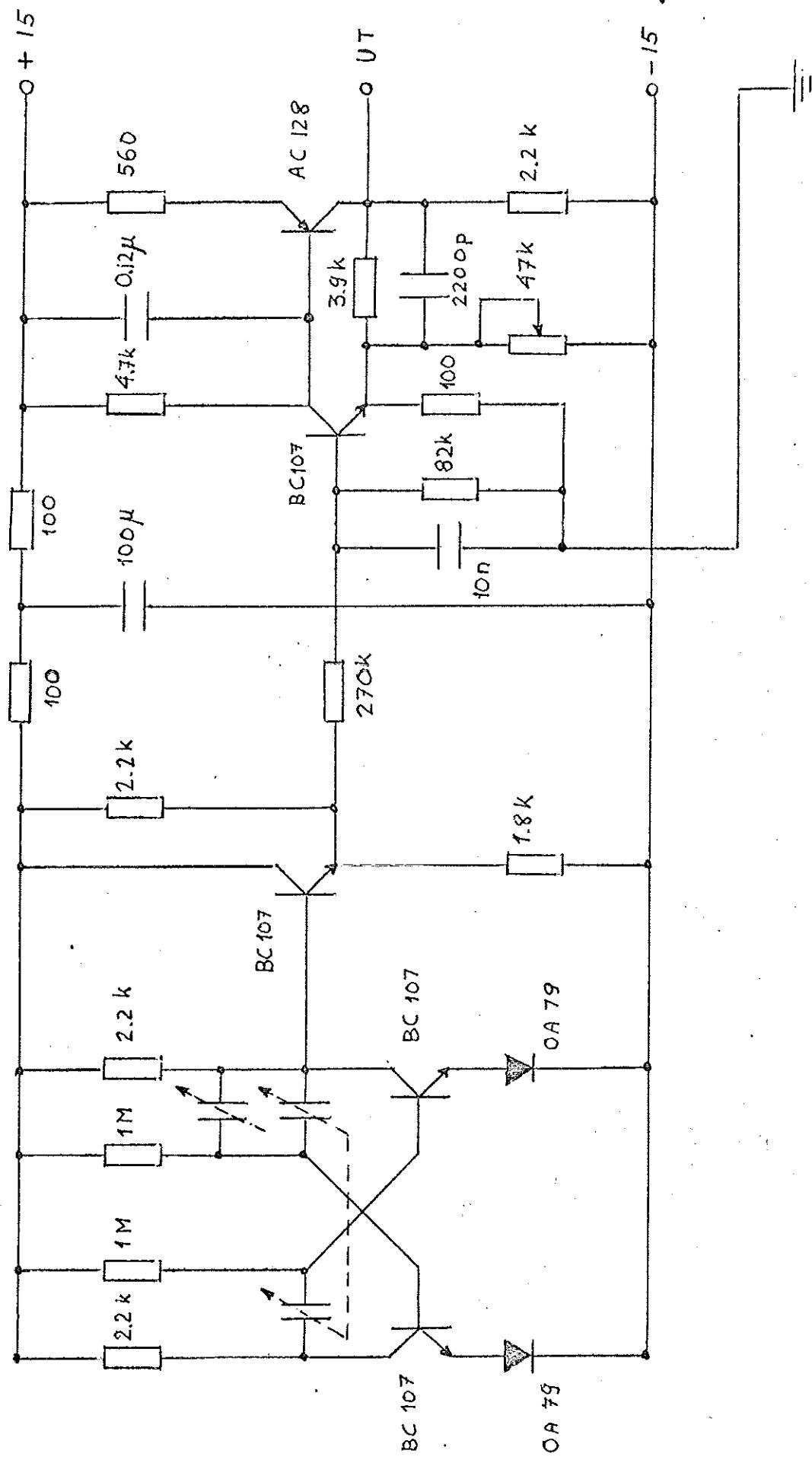
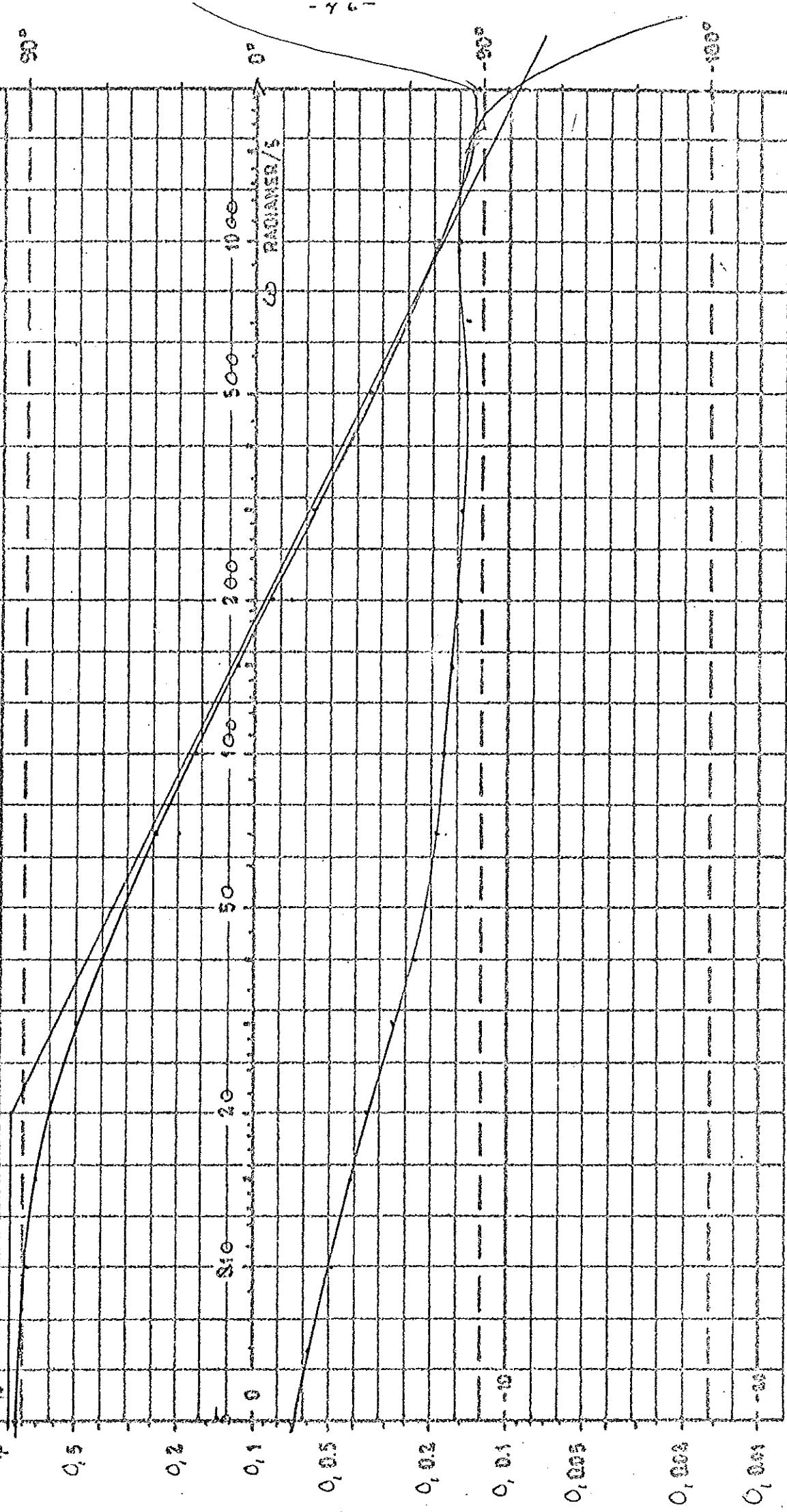


Diagramm 13

Uppmittt Bodediagramm für
 $V_0^2(s) = F(s)$
 (Motat + deceleration; mit ad techoutgängen)



10:10 + 10 DECLESSE = 20 DECLESSE = 230 NEPER

INSTITUTIONEN FÜR GESELLSCHAFTSTECHNIK LUDWIG

-1300

-1300

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

003

-47-

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

240°

270°

300°

330°

360°

0°

30°

60°

90°

120°

150°

180°

210°

Diagramm 15

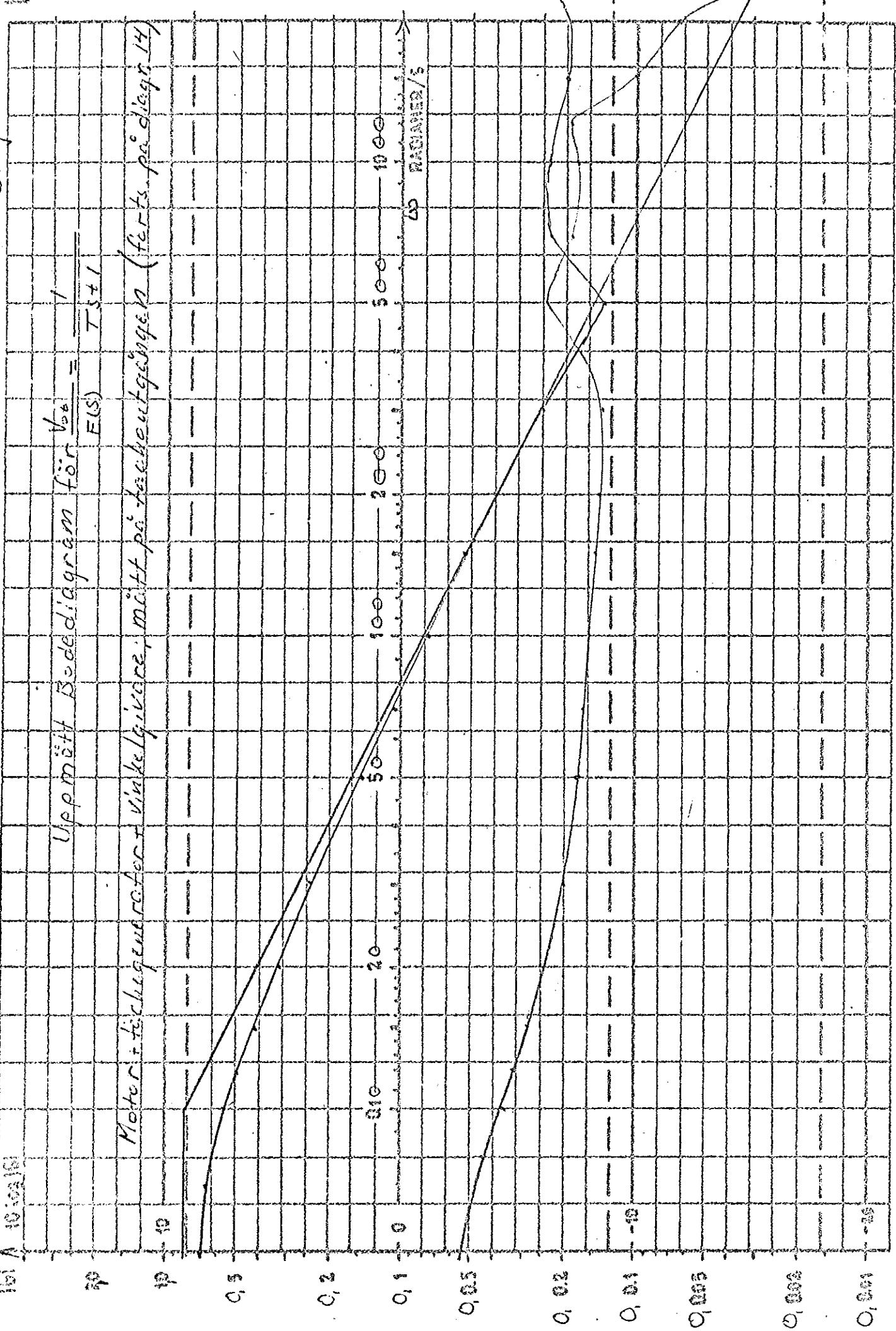


Diagram 16

Motor + hochgezartert
+ Vierkellinse; mit passiver/
Givaren (Linienschiff)

$$\text{Zinssignal: } \epsilon_{pp} = S \cdot V$$

Uppdrift Block drogramm für

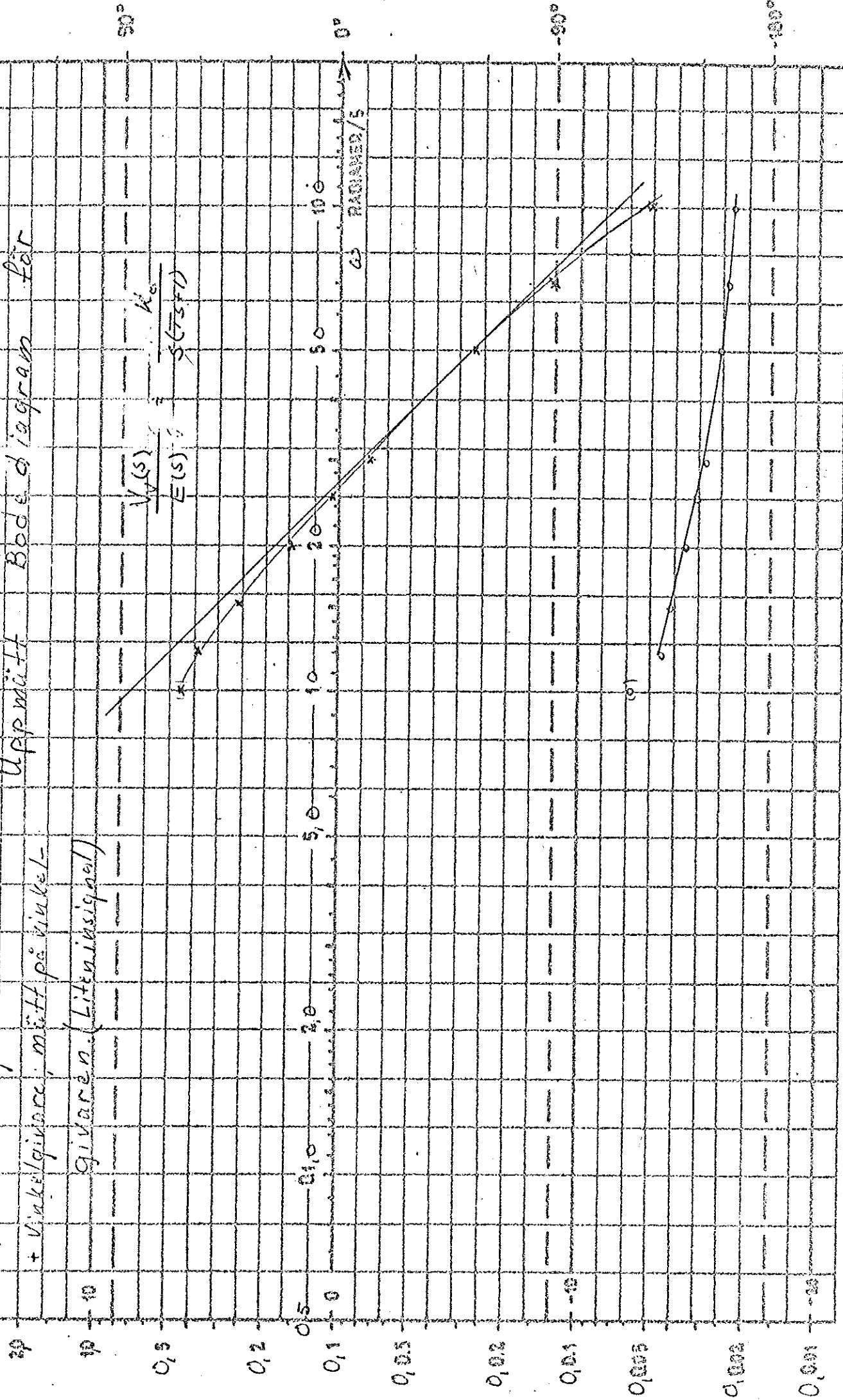
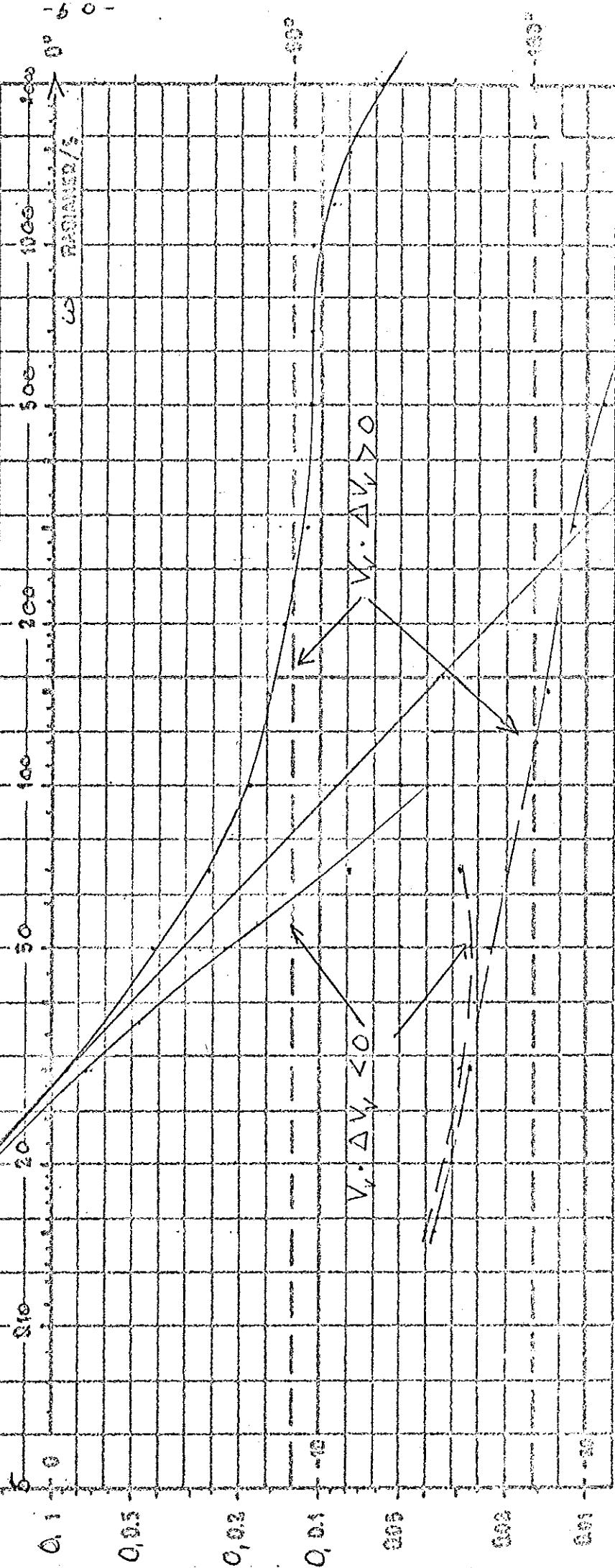


Diagramm F

$$\text{Uppnätt Bode diagram för } \frac{V(s)}{E(s)} = \frac{K_0}{S(Ts+1)}$$

$$\text{Insignal: } e = 12 \text{ V}_P$$

Match + färdigadmat + vi hela givne; matte till del 1 -
givneum (Start i original)

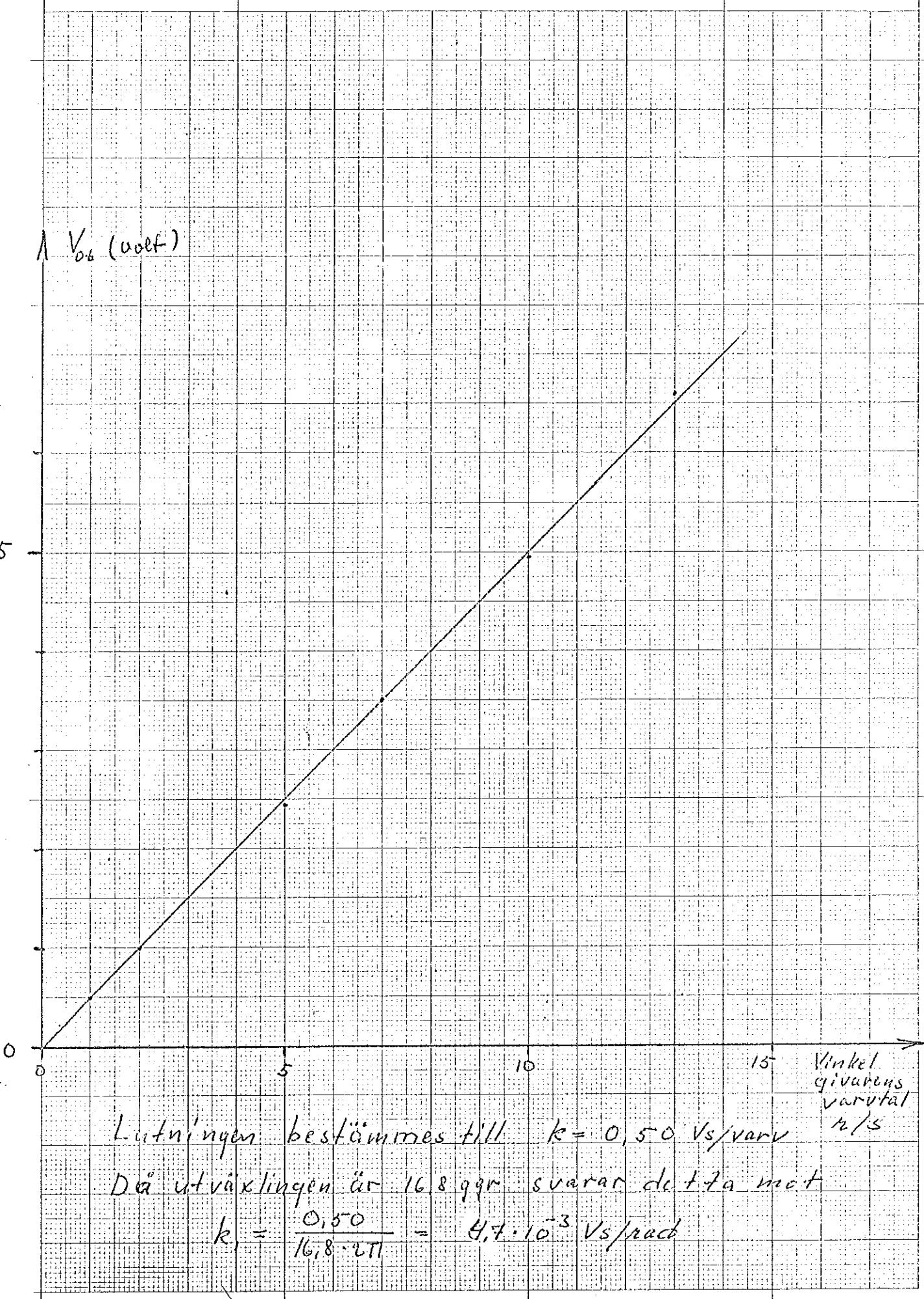


Vi ska få detaljer om 20 DECIBEL = 0,30 HERTZ

INSTANTANÉE FREQUENCY IN Hz.

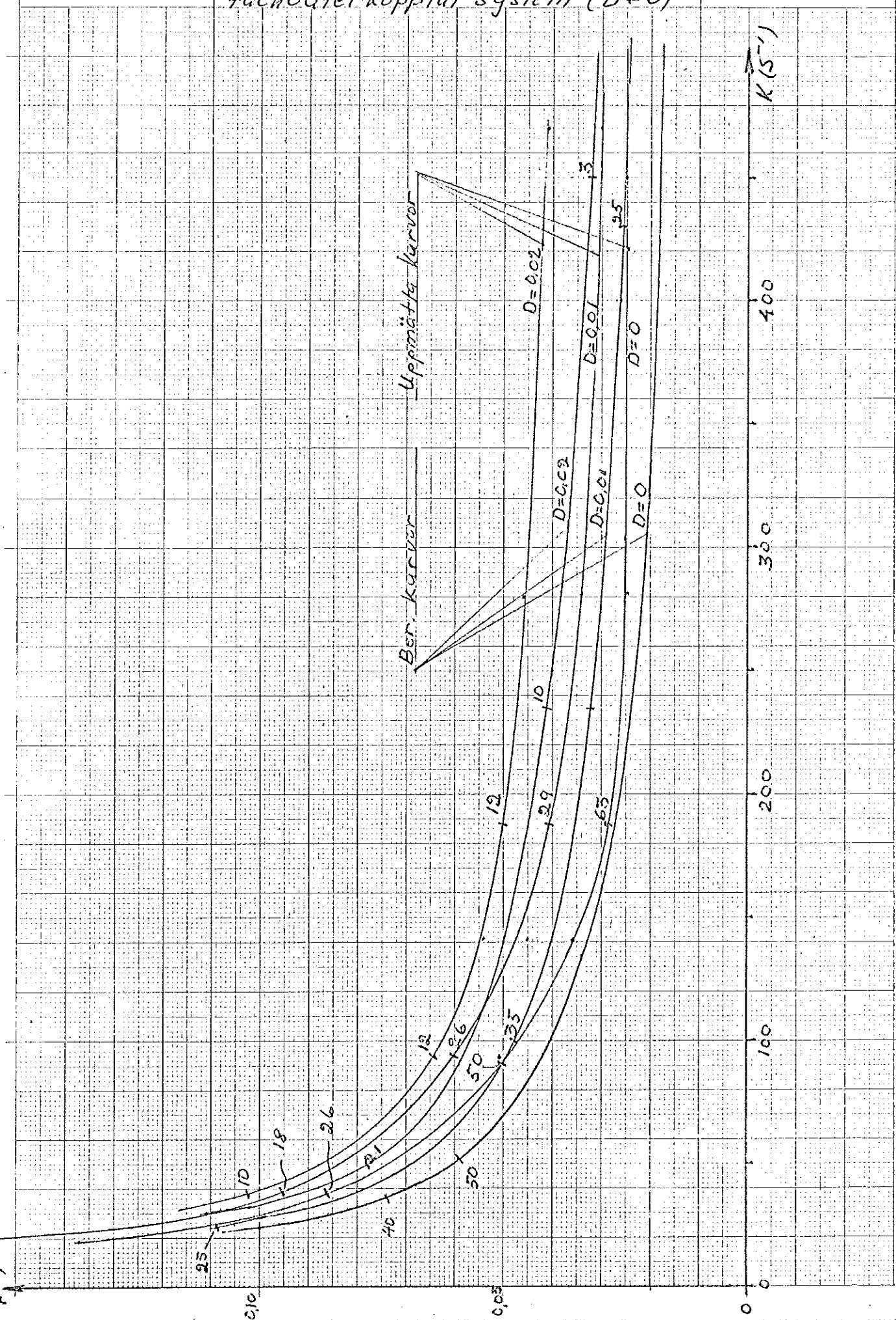
Tachospänningen som funktion
av varvtale t

Diagram 18



Stigtid och översläng hos stegvaret för enkelt återkopplat ($D=0$) och fachåterkopplat system ($D \neq 0$)

Diagram 19



Stigtiden plottad mot bandbredden hos det enkelt återkopplade systemmet

Diagram 20

t sek

0,15

0,10

0,05

0

0,01

0,02

0,03

0,04

0,05

0,06

0,07

0,08

 $\frac{1}{\omega_B}$ sek/m

Statiskt hastighetsfel vid
varierande förstärkning och olika
värden på tachoåterkopplingen D

Diagram 21

