

TECHNISCHE UNIVERSITÄT WIEN

DIPLOMARBEIT

Identifikation und Simulation von Trommelmotorregelkreisen auf PC

Ausgeführt am Institut für:

Elektrische Regelungstechnik

der Technischen Universität Wien

unter der Anleitung von:

O.Univ.-Prof. Dipl.-Ing.Dr.techn. A. Weinmann
Dipl.-Ing.Dr.techn. E. Stefanich
Univ.-Ass. Dipl.-Ing. W. Haager
Univ.-Ass. Dipl.-Ing.Dr.techn. H. Lederer

durch

Klikovits Peter

Burggasse 2
A-7011 Siegendorf

Wien, am 24. März 1988
Datum

Klikovits Peter
Unterschrift

TECHNISCHE UNIVERSITÄT WIEN

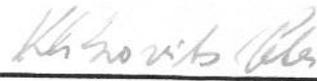
Ich habe zur Kenntnis genommen, daß ich zur Drucklegung meiner Arbeit unter der Bezeichnung

DIPLOMARBEIT

nur mit Bewilligung des Betreuers diese Arbeit (§ 8 Abs. 2 des Bundesgesetzes über technische Studienrichtungen) berechtigt bin.

Ich versichere, daß ich meine Diplomarbeit nach den anerkannten Grundsätzen für wissenschaftliche Abhandlungen selbstständig ausgeführt und alle verwendeten Hilfsmittel, insbesondere die zugrunde gelegte Literatur, genannt habe.

Wien, am 18. März 1988



Unterschrift

Aufgabenstellung

Die Standardmeßmethoden zur Ermittlung der regelungstechnischen Eigenschaften der Trommelmotorservoplatine eines Videorekordes, sollen auf einem PC simuliert werden.

Zu den Standardmeßmethoden gehören:

Sprungantwort des Trommelmotorregelkreises
Elektrische Störungsunterdrückungsfunktion
Mechanische Störungsunterdrückungsfunktion

Nach der Aufarbeitung der bereits bestehenden Studien sind die bis jetzt festgestellten Parameter durch verschiedene Identifikationsverfahren zu überprüfen, bzw. neu zu ermitteln. Danach ist ein Modell auf Basis regelungstechnischer Blockschaltbilder zu erstellen. Anschließend soll mit Zuhilfenahme des Simulationspakets ACSL, das Modell auf einem PC abgesetzt werden. Die Ergebnisse sind mit den meßtechnischen Daten einer Servoplatine der Laufwerksgruppe Charly in Übereinstimmung zu bringen. Die Diplomarbeit wurde im Zusammenarbeit mit der Österreichischen Philips Industrie GmbH - Videowerk abgewickelt.

Um langwierige Testserien zu umgehen, wäre ein lauffähiges Simulationsmodell des Trommelmotorregelkreises im Videorecorder erwünschenswert, da dadurch Vorentscheidungen bezüglich der regelungstechnischen Eigenschaften getroffen werden können.

Erläuterung zur Problemstellung

Bei den drei erwähnten Standardmeßmethoden handelt es sich, aus regelungstechnischer Sicht, um folgenden Sachverhalt:

Bei der Sprungantwort des Trommelmotorregelkreises versteht man die Meßung am Kopfkreis der Servoplatine, bei der ein Drehmomentensprung in der Belastung des Trommelmotors durch eine Wirbelstrombremse aufgeprägt wird. Gemessen bzw. simuliert wird die dazugehörige Drehzahl- und Phasenabweichung der Trommel.

Die elektrische Störungsunterdrückungsfunktion stellt im wesentlichen das Polynom $1/(1+Fo)$ dar. Bei der Messung wird die Stellspannung des Trommelmotors gestört und der Frequenzgang der Störungsunterdrückungsfunktion gemessen.

Die mechanische Störungsunterdrückungsfunktion, auch Momentensensitivitätsfunktion genannt, gibt Auskunft über den Frequenzgang von Drehzahlschwankungen zufolge Drehmomentenstörungen. Über eine Wirbelstrombremse, die der Trommel aufgesetzt ist, wird eine Laststörung vorgenommen und die Übertragungsfunktion w_m/m_m gemessen.

Mein besonderer Dank, für die zahlreichen Hilfen und lehrreichen Unterweisungen in der industriellen Meß- und Schaltungstechnik, gilt dem Herrn:

Dipl.-Ing.Dr.techn. E. Stefanich (Philips - VTR Development)

Weiters:

Dipl.-Ing. F. Kuchar (Philips - Tapeelektronik)
Rat Dipl.-Ing.Dr.techn. G. Doblinger (TU Wien - Inst. f.
Nachrichtentechnik)
Ing. K. Zeinhofer und F. Karl (beide Philips - Kopflabor)

Für manchen fruchtenden Gedanken, in zwanglos geführten Fachgesprächen, möchte ich meinen Studienkollegen:

Peter Grubmair
Ernst Bauer

danken.

Für die mühevollen Ausarbeitung und die bereitwillige Hilfe bei der Dokumentation der Diplomarbeit, möchte ich meinen Freundinnen:

Gabriela Löbl
Claudia Schrodtt

danken.

Nicht zuletzt möchte ich meinen Eltern dafür danken, daß sie mir dieses Studium ermöglicht haben.

INHALTSVERZEICHNIS

| | | |
|---------|--|-----|
| 0. | Aufgabe..... | III |
| 0.1 | Ergebnisse Identifikation..... | 1 |
| 0.2 | Zusammenfassung Simulation..... | 7 |
| 0.3 | Zusammenfassung Kommutierung..... | 10 |
| 0.4 | Zeichenerklärung..... | 11 |
| 1. | Theorie..... | 13 |
| 1.1 | Blockschaltung..... | 13 |
| 1.2 | Identifikation..... | 13 |
| 1.2.1 | Korrelationsmeßmethode..... | 13 |
| 1.3 | Allgem. Untersuchungsmethoden..... | 14 |
| 1.3.1 | Stabilität mittels Bodediagramm..... | 15 |
| 1.3.1.1 | Bodediagramm allgem. Zusammenhänge..... | 15 |
| 1.3.1.2 | Phasenminimum-Beziehung..... | 15 |
| 1.3.1.3 | Stabilitätsuntersuchung im Bodediagramm..... | 15 |
| 1.3.2 | Stabilität nach Nyquist..... | 16 |
| 1.3.2.1 | Nyquist-Kriterium in techn. Anwendung..... | 16 |
| 1.3.3 | Das Wurzelortsverfahren..... | 17 |
| 2. | Identifikation..... | 19 |
| 2.1 | Allgemeines..... | 19 |
| 2.1.1 | Öffnen des Phasenkreises..... | 19 |
| 2.2 | Die Summierstelle / Einspeisen der Rauschspannung..... | 20 |
| 2.3 | Die Regelstrecke - der Scannermotor..... | 22 |
| 2.3.1 | Meßschaltung z. Ermittlung von T_{mech} u. $k_e \cdot \Phi$ | 23 |
| 2.3.2 | Meßaufbau..... | 24 |
| 2.3.3 | Meßschaltung zur Ermittlung der dynamisch wirksamen Ankerimpedanz..... | 30 |
| 2.3.4 | Bestimmung der dynamisch wirksamen wirksamen Ankerinduktivität..... | 31 |
| 2.3.5 | Meßschaltung zur Ermittlung von $k_m \cdot \Phi$ | 33 |
| 2.3.6 | Meßschaltung zur Ermittlung von θ | 34 |
| 2.3.7 | Bemerkung zur Identifikation vom Scannermotor | 34 |
| 2.4 | Das Stellglied - UDAC mit analoger Nachverarbeitung..... | 34 |
| 2.4.1 | Berechnung der frequenzunabhängigen Gesamtverstärkung..... | 37 |
| 2.5 | Der Regelalgorithmus..... | 38 |
| 2.6 | Vorentwurf mit dem Bodediagramm..... | 40 |
| 2.7 | Vorentwurf mit der Wurzelortskurve..... | 41 |
| 3. | Simulation..... | 44 |
| 3.1 | Simulation der Sprungantwort des Kopfservos.. | 44 |
| 3.1.1 | Blockschaltbild des in der Simulation abgesetzten Modells für die Sprungantwort des Kopfservos. | 44 |

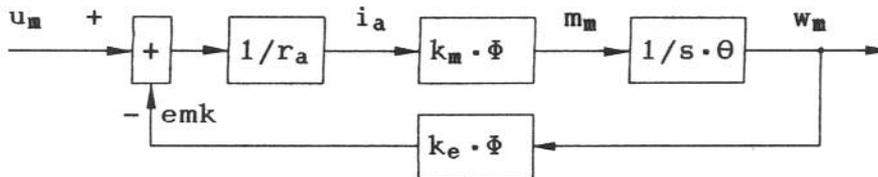
| | | |
|-------|---|----|
| 3.1.2 | Ergebnis: Sprungantwort des Kopfservos..... | 45 |
| 3.1.3 | Granulargrenzyklen..... | 47 |
| 3.2 | Simulation der elektr. Störungsunterdrückungsfunktion des Kopfservos..... | 50 |
| 3.2.1 | Blockschaltbild des in der Simulation abgesetzten Modells für die elektr. Störungsunterdrückungsfunktion..... | 50 |
| 3.2.2 | Ergebnis: elektr. Störungsunterdrückungsfunktion des Kopfservos..... | 51 |
| 3.3 | Simulation der mech. Störungsunterdrückungsfunktion des Kopfservos (Momentensensitivität)..... | 53 |
| 3.3.1 | Blockschaltbild des in der Simulation abgesetzten Modells für die Momentensensitivitätsfunktion | 53 |
| 3.3.2 | Ergebnis: mech. Störungsunterdrückungsfunktion | 54 |
| 3.4 | Erweiterungs- bzw. Änderungsmöglichkeiten.... | 55 |
| 4. | Kommutierung..... | 56 |
| 4.1 | Ermittlung des theoretisch günstigen Strangstromes..... | 56 |
| 4.2 | Phasenfolgelöschung..... | 58 |
| 4.2.1 | Einfache Phasenfolgelöschung..... | 58 |
| 4.2.2 | Anwendung auf die Kommutierung im Scannermotor..... | 59 |
| 5. | Simulation mit dem Programmpaket ACSL..... | 61 |
| 5.1 | Kurzbeschreibung von ACSL..... | 61 |
| 6. | Programmbeschreibung..... | 65 |
| 6.1 | Vorgangsweise zur Ermittlung der Sprungantwort des Kopfservos..... | 65 |
| 6.2 | Initial Section von SPRUNG.CSL..... | 65 |
| 6.3 | Dynamic Section von SPRUNG.CSL..... | 65 |
| 6.4 | Discrete Section Regler..... | 66 |
| 6.4.1 | Ermittlung der Differenzzeit zum Takt durch Newton-Iteration und Absetzen des Regelalgorithmus..... | 66 |
| 6.5 | Beschreibung von Derivative Section MODEL.... | 72 |
| 6.6 | Beschreibung der Terminal Section und der Fortransubroutinen..... | 73 |
| 6.7 | Beschreibung der Programme STOER_M.CSL und STOER_E.CSL..... | 73 |
| 6.7.1 | Allgemeine Vorgangsweise..... | 73 |
| 6.7.2 | Beschreibung der Discrete Section Regler von STOER_M.CSL und STOER_E.CSL..... | 74 |
| 6.7.3 | Beschreibung der Discrete Section BODE..... | 74 |
| 6.7.4 | Beschreibung der Derivative Section MODEL.... | 77 |
| 6.8 | Allgem. Vorgangsweise bei der Neuentwicklung von ACSL-Programmen..... | 78 |

| | | |
|-------|--|-----|
| 7. | Programmausdrücke..... | 80 |
| 7.1 | Program Sprungantwort Kopfservo SPRUNG.CSL... | 80 |
| 7.2 | Program Stoerungsunterdrückung Kopfservo STOER_E.CSL..... | 86 |
| 7.3 | Program Stoerungsunterdrückung Kopfservo STOER_M.CSL..... | 93 |
| 8. | Kommandfile zu ACSL-Programmen..... | 100 |
| 8.1 | Kommandfile zu SPRUNG.CSL..... | 100 |
| 8.1.1 | SPRUNG.CMD für die Sprungantwort des Kopfservos..... | 100 |
| 8.1.2 | SPRUNG1.CMD für die Granulargrenzzyklen..... | 101 |
| 8.2 | Kommandfile zu STOER_E.CSL..... | 101 |
| 8.3 | Kommandfile zu STOER_M.CSL..... | 102 |
| | Literaturverzeichnis..... | 103 |

Zusammenfassung

0.1 Ergebnisse der Identifikation:

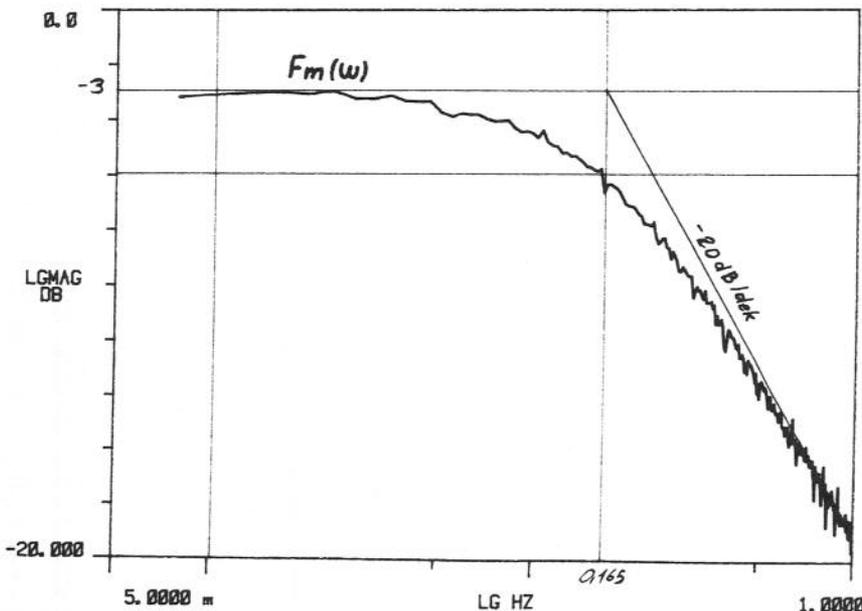
a) Lineares Ersatzschaltbild für Trommelmotor



Bemerkenswert ist die Beziehung $k_e = 2 \cdot k_m$, die durch die Halbwellensteuerung zustande kommt. Beim klassischen DC-Motor gilt $k_e = k_m$ (siehe Kapitel 2).

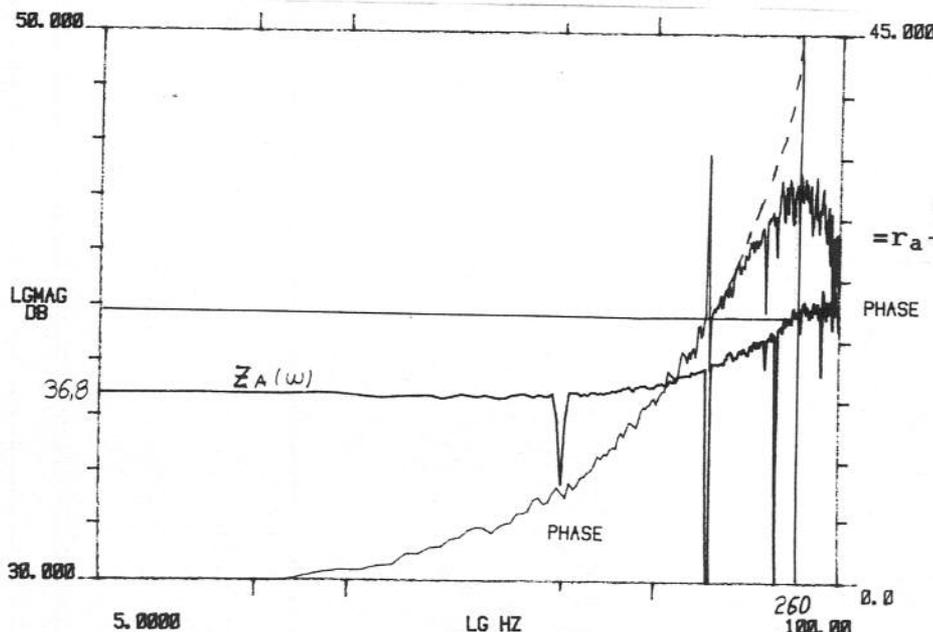
$$T_{mech} = r_a \cdot \theta / (k_e \cdot \Phi \cdot k_m \cdot \Phi) = 0,929 \text{ s (0,96 s gemessen)}$$

$$T_{elektr} = r_a / l_a = 612 \mu\text{s} \quad k_e \cdot \Phi = 4,56 \text{E-2Vs/rad} \quad r_a = 13,9 \Omega \quad l_a = 8,5 \text{ mH}$$



$$F_m(s) = \frac{w_m}{u_m} = \frac{1}{k_e \cdot \Phi \cdot s \cdot T_{mech} + 1}$$

=> $k_e \cdot \Phi$
=> T_{mech}



statt $1/r_a$
 $1/(r_a + s \cdot l_a)$ einsetzen =>

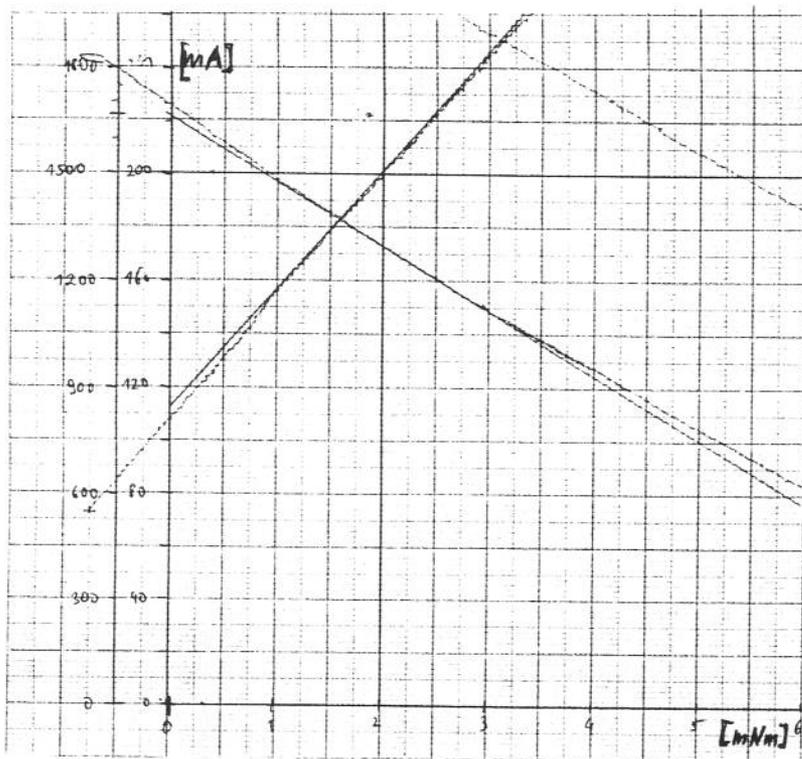
$$Z_m(s) = \frac{u_m}{i_a}(s) = \frac{r_a}{(1 + s \cdot T_{mech})(1 + s \cdot l_a / r_a)}$$

=> r_a
=> $l_a = r_a \cdot T_{elektr}$

$k_m \cdot \Phi$ und θ wurden aus bereits bestehenden Messungen ermittelt bzw. geprüft.

$k_m \cdot \Phi = 2,28E-2 \text{ Nm/A}$ ($2,25E-2 \text{ Nm/A}$ gemessen) $\theta = 69,5E-6 \text{ kgm}^2$

Drehmomentenmeßbrücke $M_a(I_a)$ mit $M_{Nenn} = 2 \text{ mNm} \Rightarrow k_m \cdot \Phi =$

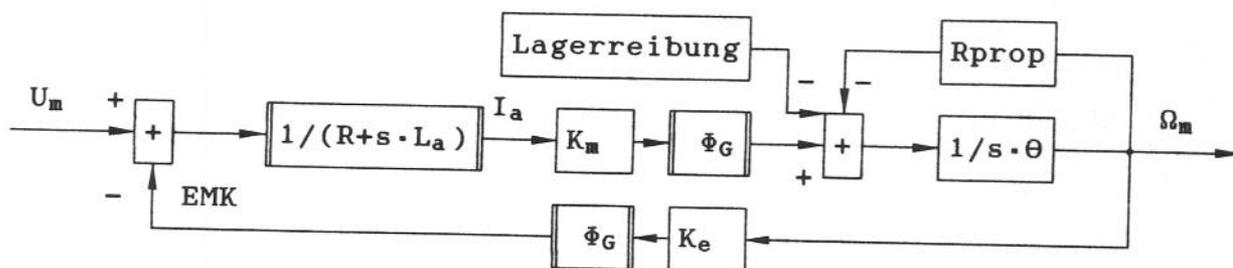


Aus der Steigung der Kennlinie $M_a(I_a)$ bei Nennlast ergibt sich $k_m \cdot \Phi$.

Das Trägheitsmoment θ wurde nach der Trifilarmessmethode ermittelt.

b) Motor Großsignal Ersatzschaltbild

Großsignalersatzschaltbild vom Trommelmotor:



K_e , R , L_a , $\Phi_G(H)$... nicht linear, und von Kleinsignalparameter unterschiedlich.

Nicht lineare Operation durch Multiplikation mit Fluß Φ_G .

Gute Linearität zeigt K_m .

Wurde nicht näher untersucht.

c) Stellglied

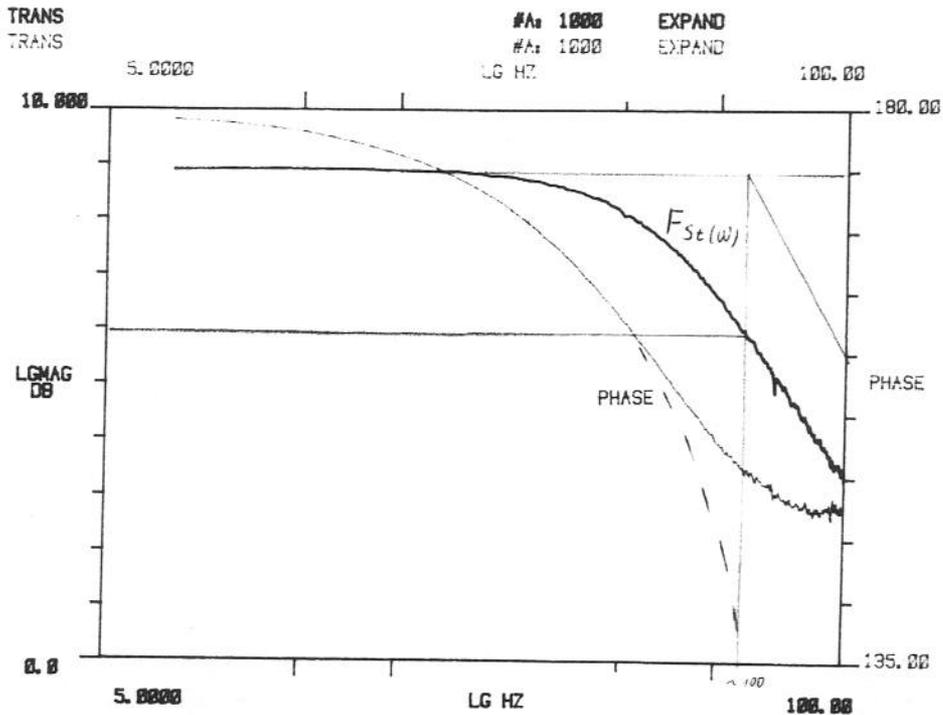
Stellglied wurde als P-Regler in der Simulation angenommen.
 Nur bei der Ermittlung der Sprungantwort als PT_1 .

Verstärkung $k_{phi} = 13.5V / 2 \cdot 10^{-6}s = 206.0E-6 V/LSB(\mu s)$

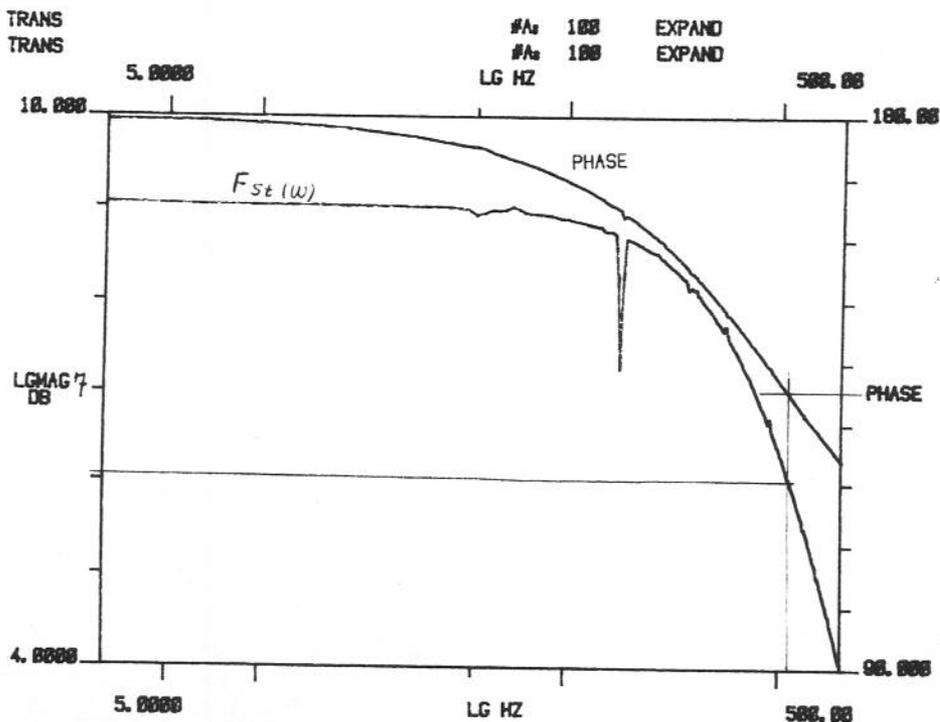
Koherente Einheit für die Verstärkung $K_R = k_{phi}/\omega_0 = 1,3114 V/rad$

Knickfrequenz bei Belastung mit Motor $f_{gst} = 100Hz$

Knickfrequenz bei Belastung mit Widerstand 330Ω $f_{gst} = 520Hz$



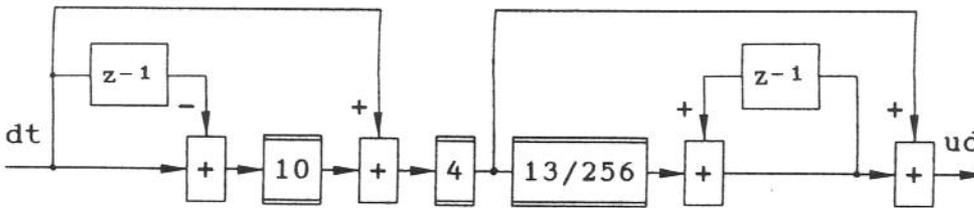
Bodediagramm: Stellglied mit Motor als Last



Bodediagramm: Stellglied mit 330Ω Widerstand als Last

d) Regler

Übertragungsfunktion wurde aus dem Programmlisting ermittelt
 Folgende Ersatzschaltung kann angegeben werden.



$$F_{Reg}(z) := \frac{2959 z^2 - 5506 z + 2560}{64 z(z - 1)} \cdot k_{\phi}$$

$$F_{Reg}(z) = \frac{2959 (z-0.9516511)(z-0.9091117)}{64 z(z - 1)} \cdot k_{\phi}$$

Pole $p_1 = 0$, $p_2 = 1$
 Nullst. $n_1 = 0.9516511$, $n_2 = 0.9091117$
 $k_{\phi} = 1,3114 \text{ V/rad} = 206 \text{ V/sAbweichung}$

$F_{Reg}(s) = k_R \cdot (1 + T_D \cdot s + 1/(s \cdot T_I))$
 (quasikontinuierlicher Regler gilt für $T \ll T_{Stör}$)

$T_I = 0.5938462$
 $T_D = 0.1326425$
 $k_R = 7,909 \text{ V/rad} = 1242,43 \text{ V/sAbweichung}$

$$F_{Reg}(s) = T_D \cdot \frac{(s + 5)(s + 2.5390621)}{s} \cdot k_R$$

Pole $p_1 = 0$
 Nullst. $n_1 = -5$, $n_2 = -2.5390621$

$$F_{Reg}(w) = \frac{13 (w + 0.0476191)(w + 0.0247619)}{128 (w + 1)w} \cdot k_{\phi}$$

Pole $p_1 = 0$, $p_2 = -1$
 Nullst. $n_1 = -0.0476191$, $n_2 = -0.0247619$
 $k_{\phi} = 1,3114 \text{ V/rad} = 206 \text{ V/sAbweichung}$

e) Bodediagramm und Wurzelortskurve

$$F_M(s) = \frac{1}{k_e \cdot \Phi} \cdot \frac{1}{1+s \cdot T_{mech}} = \frac{w_M(s)}{u_M(s)}$$

$$F_M(z) = \frac{1}{k_e \cdot \Phi \cdot T_{mech}} \cdot \frac{z}{z - e^{-T/T_{mech}}}$$

$$F_m(w) = \frac{1}{k_e \cdot \Phi \cdot T_{\text{mech}}} \cdot \frac{1+w}{w \cdot (1-e^{-T/T_{\text{mech}}})}$$

$$\frac{1}{s} \xrightarrow{z} \frac{z}{z-1}; \quad \frac{1}{s} \xrightarrow{w} \frac{1+w}{2w}; \quad G_{H_0}(s) = \frac{1-e^{-sT}}{s}; \quad G_{H_0}(z) = 1$$

$S(s) = F_m(s)/s$ Streckenübertragungsfunktion

$$S(s) = \frac{1}{k_e \cdot \Phi} \cdot \frac{1}{s \cdot (1+s \cdot T_{\text{mech}})}$$

$$S(z) = \frac{T_{\text{mech}} \cdot K_1}{k_e \cdot \Phi} \cdot \frac{z + (K_2/K_1)}{(z-1)(z-e^{-T/T_{\text{mech}}})} = ((F_m(s)/s) \cdot G_{H_0})(z)$$

$$S(z) = \frac{T_{\text{mech}} \cdot K_2}{e^{-T/T_{\text{mech}}} \cdot k_e \cdot \Phi} \cdot \frac{z \cdot (K_1/K_2) + 1}{(z-1)(z/e^{-T/T_{\text{mech}}} - 1)}$$

Pole $p_3 = 1$, $p_4 = 0.9782402$

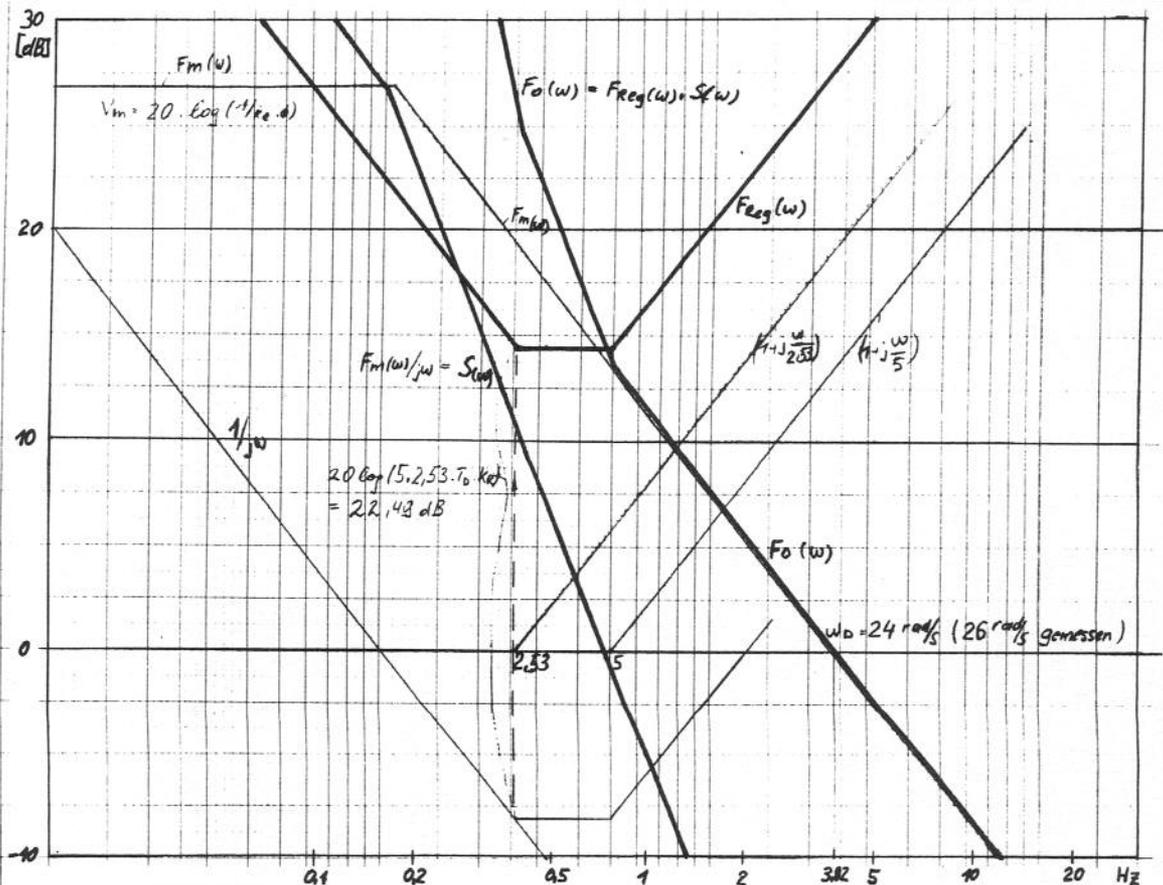
Nullst. $n_3 = -K_2/K_1$

$$K_1 = (T/T_{\text{mech}}) - 1 + e^{-T/T_{\text{mech}}} = 2,155147 \cdot 10^{-4}$$

$$K_2 = 1 - ((T/T_{\text{mech}}) \cdot e^{-T/T_{\text{mech}}}) - e^{-T/T_{\text{mech}}} = 2,140232 \cdot 10^{-4}$$

$$S(w) = \frac{T_{\text{mech}} \cdot (K_1 - K_2)}{k_e \cdot \Phi \cdot 2 \cdot (1 + e^{-T/T_{\text{mech}}})} \cdot \frac{(w + (K_1 + K_2)/(K_1 - K_2))(1-w)}{w \cdot (w + ((1 - e^{-T/T_{\text{mech}}})/(1 + e^{-T/T_{\text{mech}}}))}$$

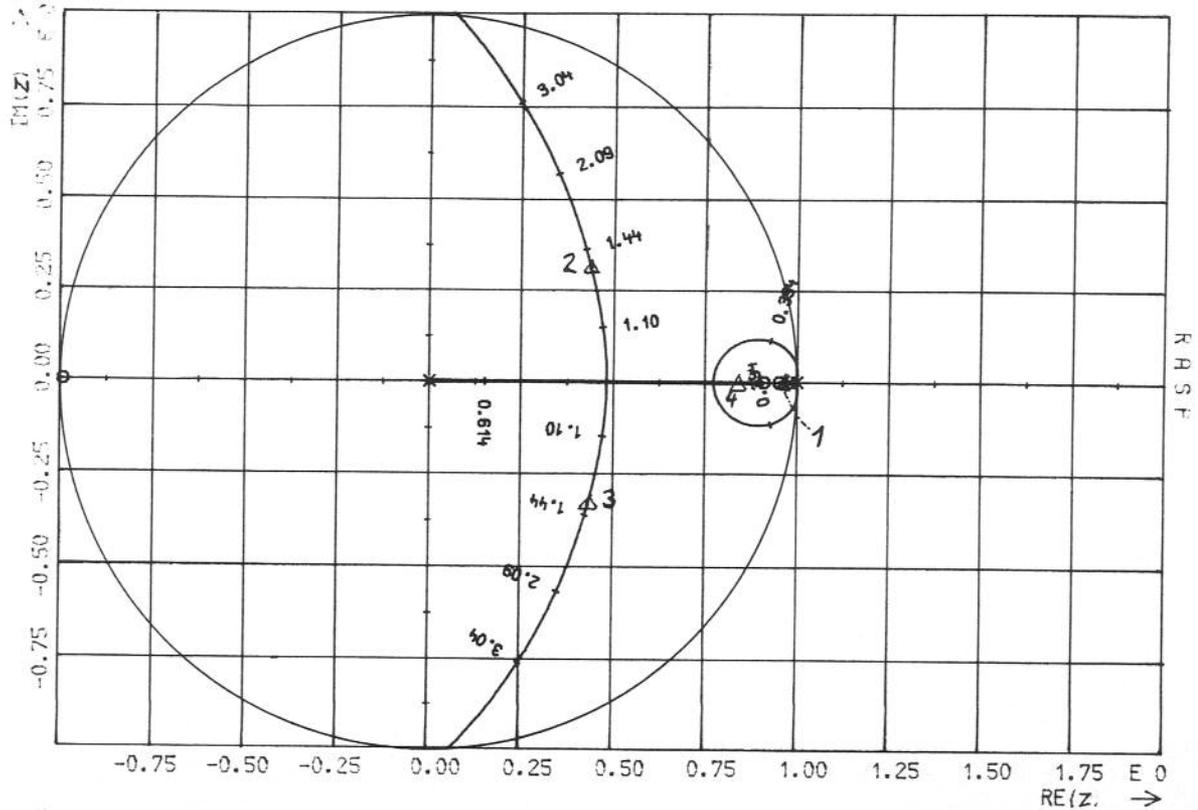
Bodediag. mit äquivalentem Regler $F_{\text{Reg}}(s)$ für den Frequenzbereich



Ausdruck der Wurzelortskurve

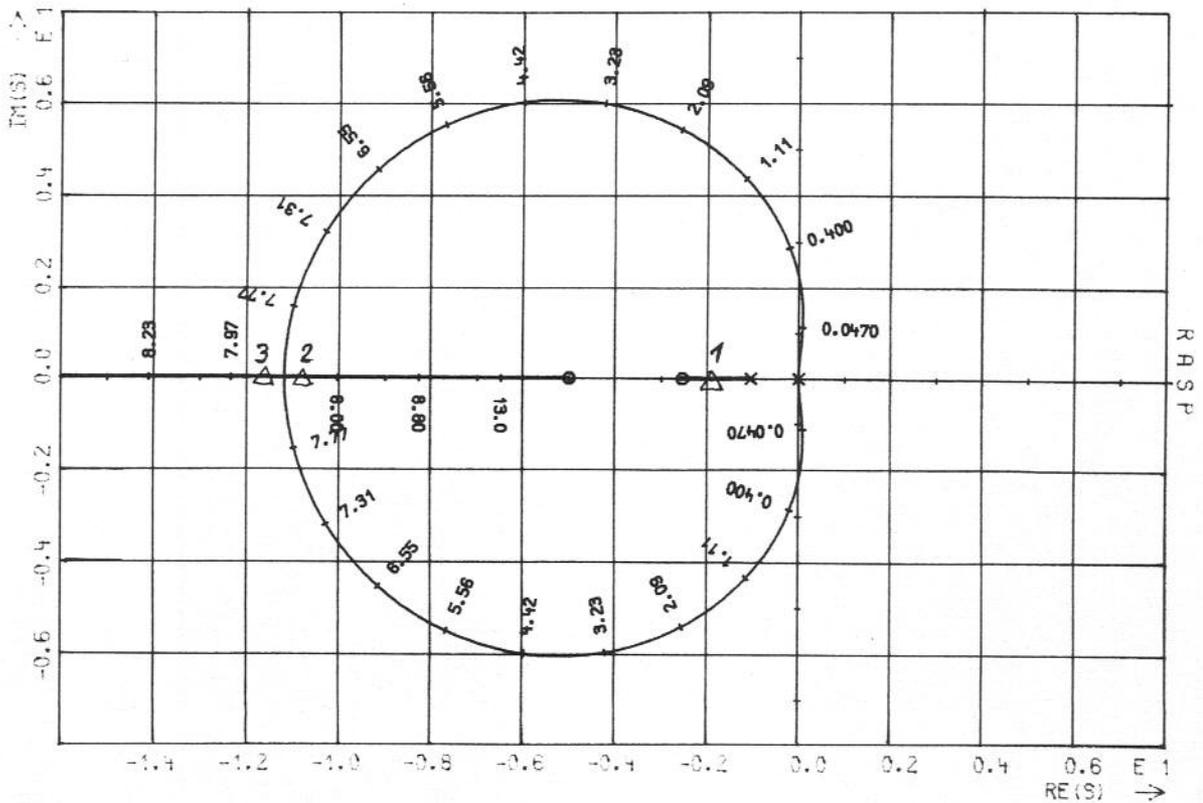
charakteristische Gleichung ... $1 + F_{Reg}(z) \cdot S(z) = 0$

Eingestellte Reglerverstärkung für z-Bereich $K_R = 1,311 \text{ V/rad}$



charakteristische Gleichung ... $1 + F_{Reg}(s) \cdot S(s) = 0$

Eingestellte Reglerverstärkung für s-Bereich $K_R = 7,91 \text{ V/rad}$



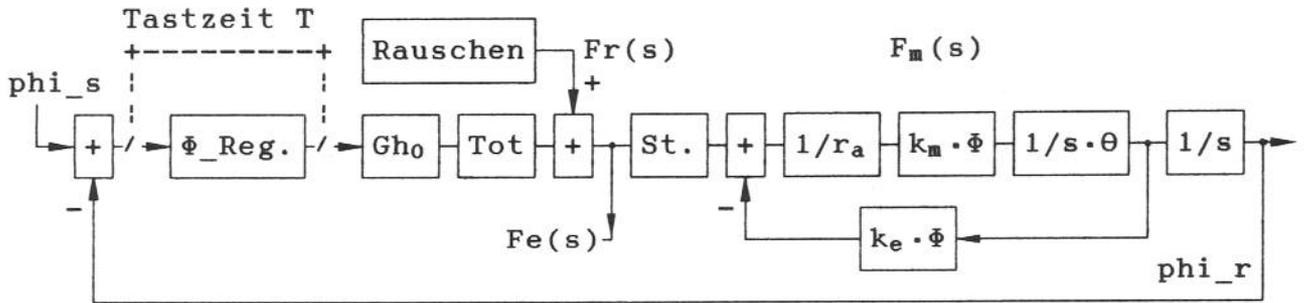
0.2 Ergebnisse der Simulation:

Verwendete Ersatzschaltung bei elektrischer Störungsunterdrückung:

Linearisiert für elektrische Störungsunterdrückung: $F_e(s)/F_r(s)$

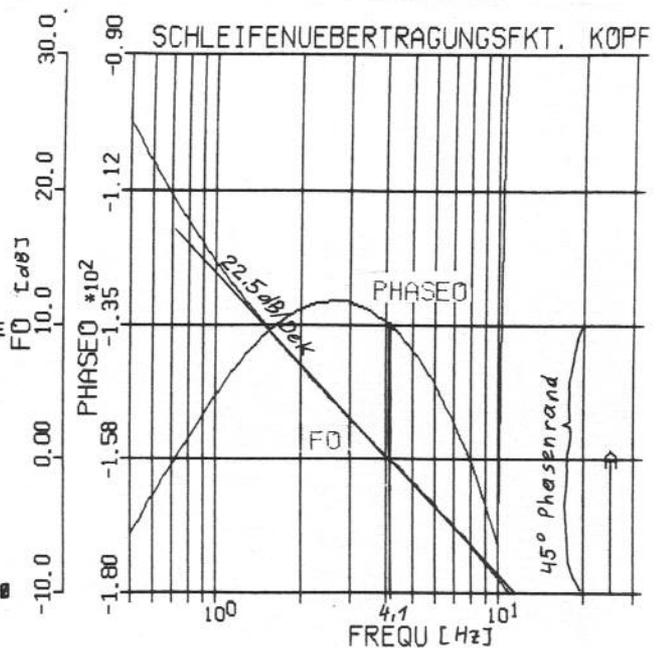
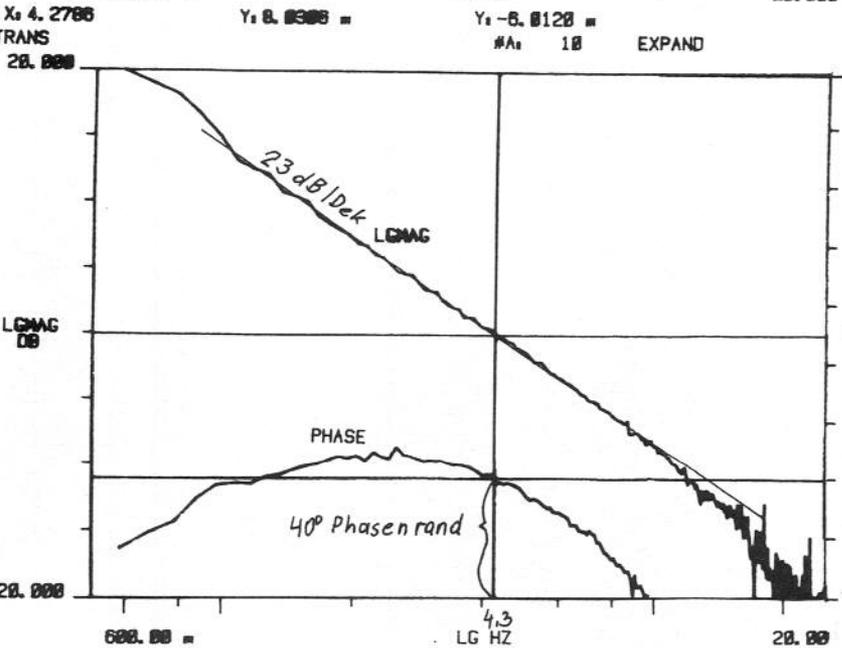
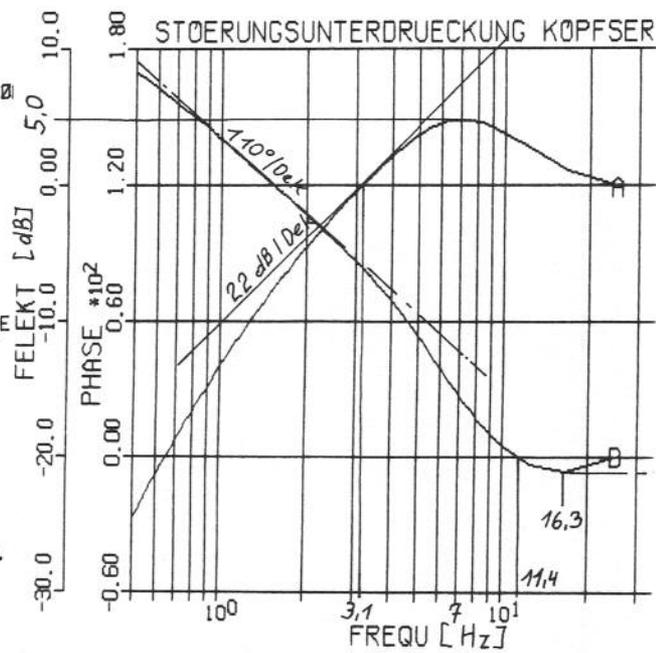
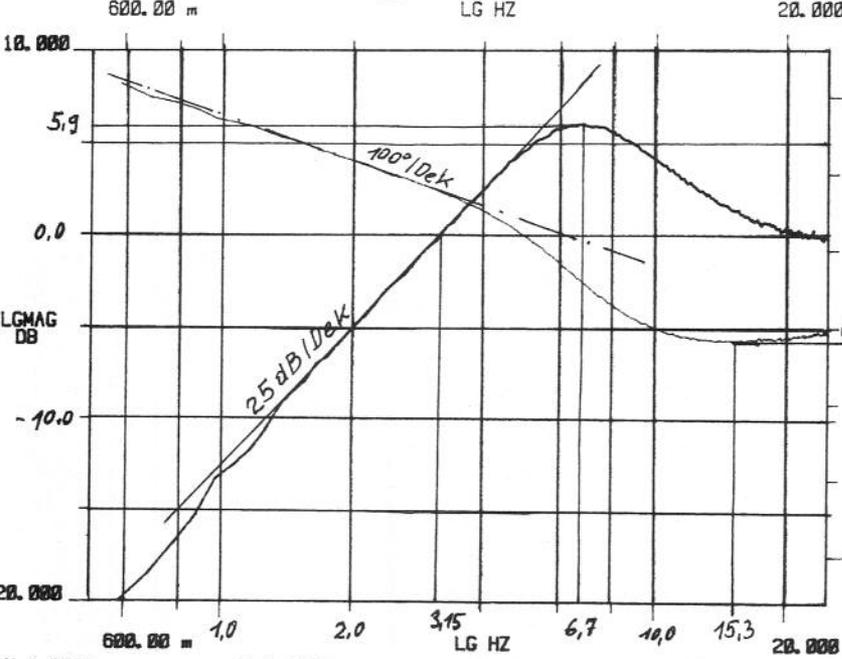
$F_e(s)/F_r(s) = 1/(1+F_o(s))$

Die Schleifenübertragungsfkt. F_o wird aus $F_r(s)/F_e(s) - 1$ ermittelt
Nur Keinsignal- und Störungsrechnung.

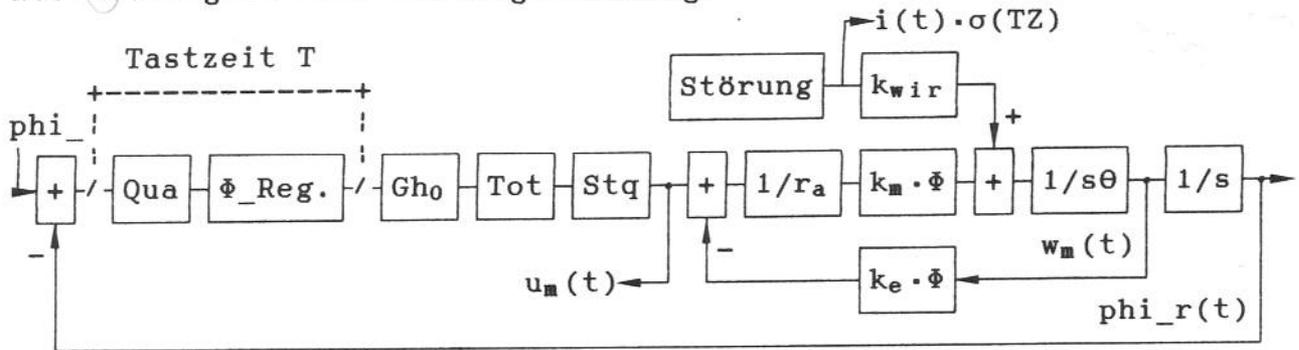


gemessen:

simuliert:



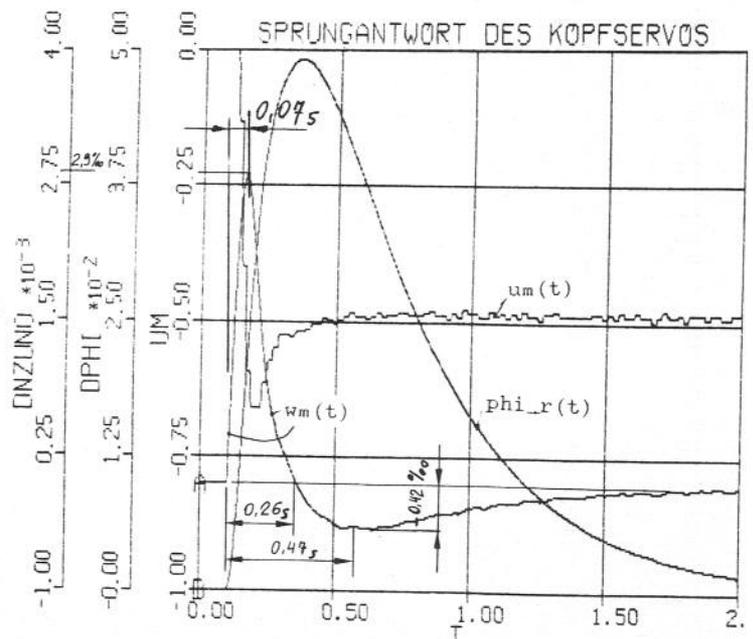
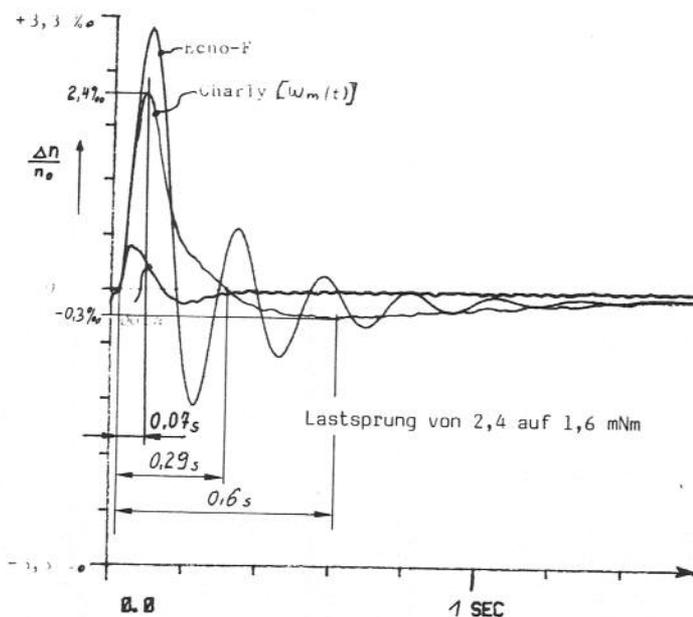
Verwendete Ersatzschaltung bei Simulation der Sprungantwort:
 Schaltung für Momentensprung $i(t) \cdot k_{wir} \cdot \sigma(TZ)$:
 Ermittelt wurden: $w_m(t)/w_0$, $\phi_r(t)$, $u_m(t)$
 Nur Keinsignal- und Störungsrechnung.



Bemerkenswert ist die Schwingung mit geringer Amplitude, die dem Gleichspannungswert der Motorspannung, überlagert ist. Es handelt sich dabei um einen Granulargrenzyklus, der hauptsächlich durch die Quantisierung der Zeitbasis vom μC , auf eine $1\mu s$, zu Stande kommt. Da die Kommutierungsspannungsspitzen vom Motor von der Simulation ausgeschaltet sind ist dieser Effekt gut beobachtbar, obwohl er durch Messung nicht bzw. schwer erfassbar ist. Mit steigender Verstärkung des Reglers tritt diese störende Auswirkung der Zeitauflösung immer mehr zu Tage. (genaue Abhandlung Kapitel 3.1.3)

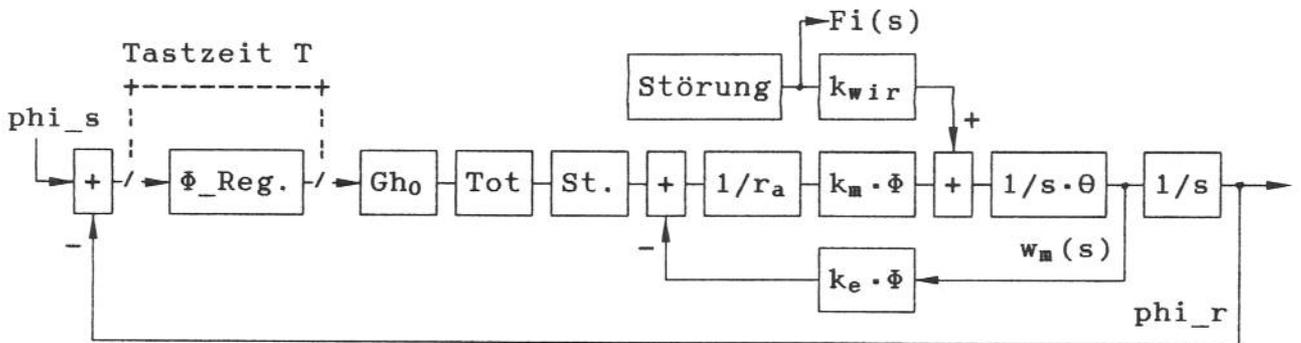
gemessen:

simuliert:



Verwendete Ersatzschaltung mechanischer Unterdrückung:

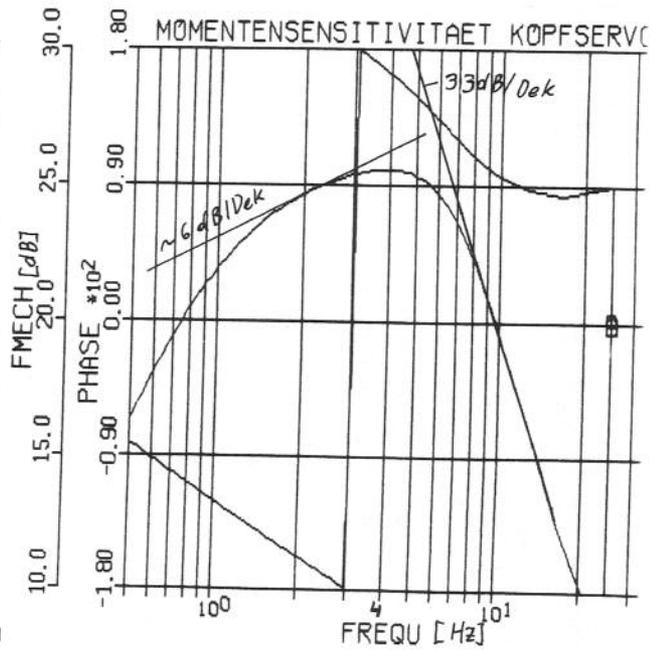
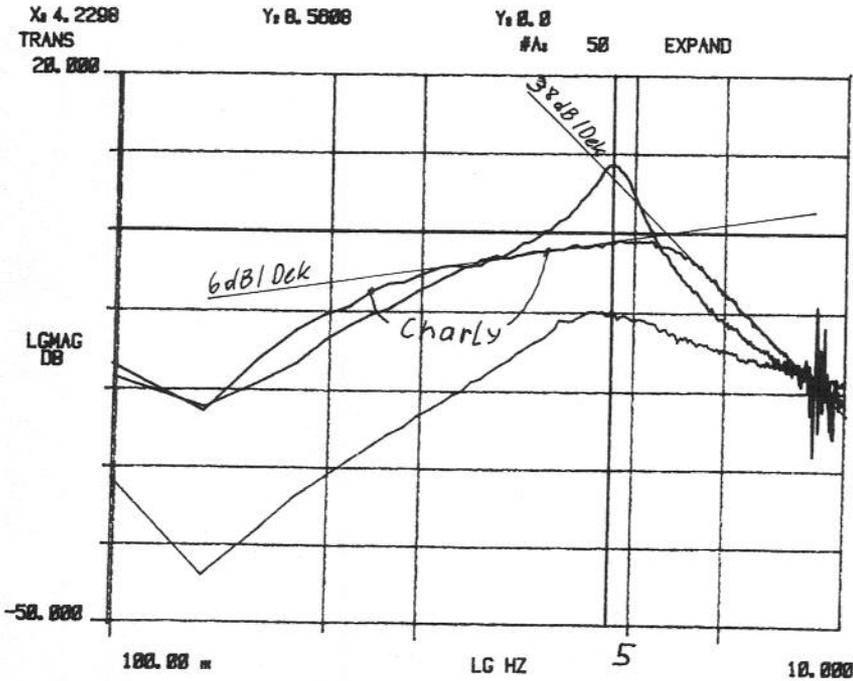
Linearisiert für mechanische Störungsunterdrückung: $w_m(s)/F_i(s)$
 Nur Keinsignal- und Störungsrechnung.



gemessen:

simuliert:

Verstärkung unkalibriert

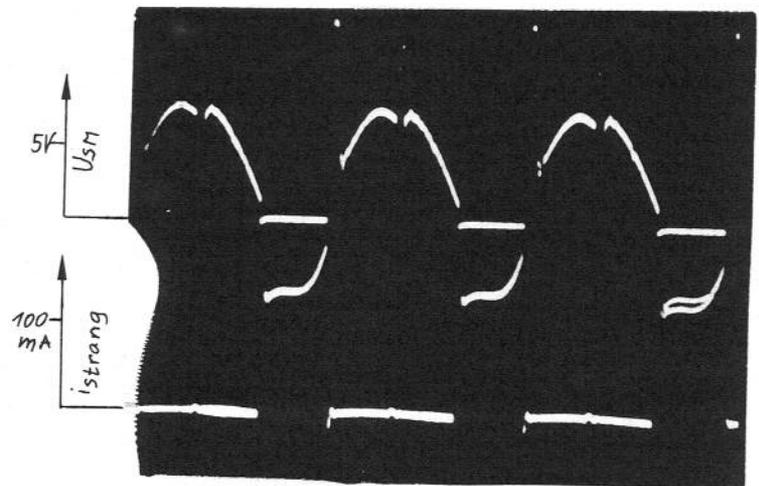
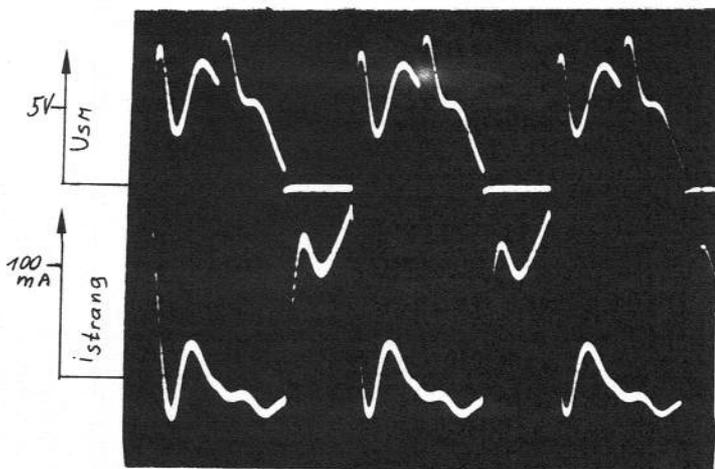
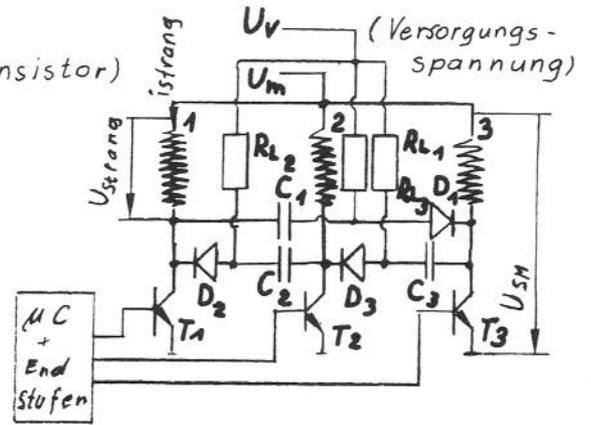
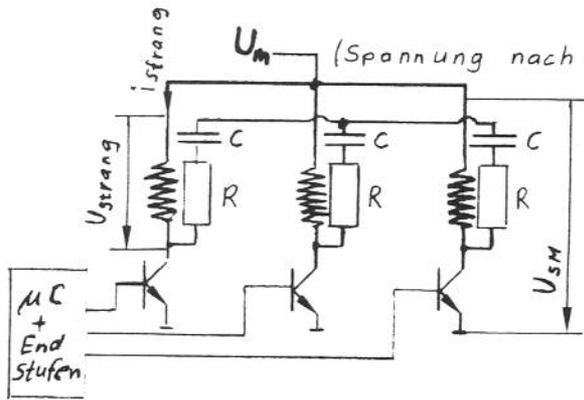


Ergebnisse der Kommutierung:

Verbesserung des Strombildes in der "stromlosen Schaltphase" des Stranges durch Phasenfolgelöschung.
 Ob sich eine Verbesserung des Eigenwobbels des Scannermotor ergibt müsst noch geprüft werden.

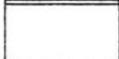
bisher

mit Phasenfolgelöschung



0.4

Zeichenerklärung

-  Stellt einen regelungstechnischen Block dar.
-  Summierstelle, wenn nicht anders gekennzeichnet erfolgt die Einkopplung positiv.
-  Symbolisiert ein nichtlineares Element
-  Symbolisiert ein Multiplizierer
-  Symbolisiert ein Verzögerungselement um T
- Symbolisiert die Signalflußrichtung im Blockschaltbild
- Φ_{Reg} ...Regelalgorithmus im μC für die Phasenabweichung. Entspricht F_{Reg}
- μC Microcontroller 8031
- Gh_0 Halteglied 1.Ordnung $Gh_0(s)=(1-es^T)/s$
- TotTotzeit wegen Rechen- und Ausgabeverzögerung (1.4ms)
- St.Stellglied als P-Regler
- StqStellglied als PT_1 -Regler mit 100 Hz Grenzfrequenz und bewusst geringerer Auflösung (14 statt 16 Bit)
- Qua Quantisierer - Zeitbasis des internen Timers ist $1\mu s$
- r_a differenziell wirksamer Ankerwiderstand
 $r_a = 13.9\Omega$
- k_m differenziell wirksame Ankerstromkonstante
 $k_m = 2.28E-2 \text{ Nm/A}$
- k_e differenziell wirksame Ankerspannungskonstante
 $k_e = 4.56E-2 \text{ Vs}$
- k_{wir} differenziell wirksame Stromkonstante der Wirbelstrombremse [$2.667E-2 \text{ Nm/A}$]
- w_m gestörte Winkelgeschwindigkeit des Rotor, dh. Abweichung von der Nenndrehzahl w_0
- w_0 Nennwinkelgeschwindigkeit vom Trommelmotor $50 \cdot \pi \text{ rad/s}$
- i_a gestörter Ankerstrom - Kleinsignal
- m_m gestörtes Motormoment, dh. beschleunigendes bzw verzögerndes Drehmoment
- u_m gestörte Motorsp., dh. Abweichung von Nennspannung
- emk differenziell wirksame elektromotorische Kraft.
- Φ differenziell wirksamer magnetischer Fluß
- Φ_G Großsignal wirksamer magnetischer Fluß
- θ Massenträgheitsmoment aller rotierenden Teile
 $\theta = 69.5E-6 \text{ kgm}^2$
- skomplexe Frequenz $s=\sigma+jw$
- zVariable bei Z-Transformation $z=es^T$
- wWinkelgeschwindigkeit der Störung. Frequenzvariable im Bodediagramm
- wVariable bei W-Transf. $z=(1+w)/(1-w)$; $w=(1-z)/(1+z)$
- w_d Durchtrittsfrequenz im Bodediagramm (0-dB Linie)
- ϕ_s Sollphase durch μC vorgegeben. $\phi_s=0$ Störungsrech.

ϕ_r Regelphase, entspricht der Abweichung des Scanners
 $s_{\text{Abweichung}}$ Stellt die Differenzzeit (Abweichung) zum quarzge-
 steuerten Takt des μC dar. Kohärentes Maß ist die
 Phasenabweichung im Bogenmaß $\text{rad} = s_{\text{Abweichung}}/\omega_0$
 rad Phasenabweichung des Rotors $\text{rad} = s_{\text{Abweichung}}/\omega_0$
 Rauschen .. Digitales weißes Rauschen vom Analysator
 Störung .. Digitales weißes Stromrauschen für Wirbelstrombremse
 bzw. ein Stromsprung bei Analyse der Sprungantwort
 R Bei Gleichstrom wirksamer Ankerwiderstand
 I_a Ankerstrom Großsignal
 M_a Drehmoment Großsignal
 M_m Großsignal Motormoment
 $M_{m\text{Nenn}}$... Motornennmoment = 2mNm (bei ω_0)
 K_m Großsignal wirksame Ankerstromkonstante
 K_e Großsignal wirksame Ankerspannungskonstante
 Ω_m Winkelgeschwindigkeit des Rotor = $\omega_0 + \omega_m$
 R_{prop} Geschwindigkeits proportionale Reibung
 U_m Motorspannung
 EMK Elektromotorische Kraft. Nichtlinearer Zusammenhang
 von Ω_m und EMK (Abweichung vom klassischen DC-Motor)
 $F_{\text{Reg}}(\)$.. Übertragungsfkt. der Reglers
 $F_m(\)$ Übertragungsfkt des Trommelmotors
 $S(\)$ Übertragungsfkt. der Regelstrecke = F_m/s
 $F_{\text{st}}(\)$.. Übertragungsfkt. des Stellglieds
 $F_o(\)$ Übertragungsfkt der Schleife
 $1/s(\)$... Übertragungsfkt. eines Integrators
 T Abtastzeit 20ms $T = 2 \cdot \pi / (\omega_0 \cdot \text{PPU})$
 $T_{\text{stör}}$ Periodendauer der eingekoppelten Störfrequenz
 PPU Anzahl der Ermittlungen der Phasenabw. pro Umdrehung
 T_{mech} mechanische Zeitkonstante der Scannermotors
 $T_{\text{mech}} = r_a \cdot \theta / (k_m \cdot \Phi \cdot k_e \cdot \Phi) = 0.929\text{ s}$ (0.96 s gemessen)
 T_{elekt} ... elektrische Zeitkonstante vom Trommelmotor
 $T_{\text{elekt}} = I_a / r_a = 612\mu\text{s}$
 l_a differenziell wirksame Ankerinduktivität
 $l_a = 8,5\text{ mH}$
 T_s Zeitkonstante des Stellglieds
 $T_s = 1,6\text{ ms}$
 $p_{1,2}$, Wurzeln des Nennerpolynoms vom Regler oder Strecke
 $n_{1,2}$, Wurzeln des Zählerspolynoms vom Regler oder Strecke
 dt Differenzzeit zum Takt vom μC als Binärwert
 ud Stellspannung für Scannermotor zum UDAC als Binärwert
 $d\Phi$ Differenzphase zur Sollphase
 k_{ϕ} Ges. Verstärkung vom Stellglied = 1.31 V/rad
 $= 206.0\text{ V}/s_{\text{Abweichung}}$
 (UDAC + analoge Nachverarbeitung)
 k_R Ges. Verstärkung vom Stellglied bei äquivalenten
 analogen Regler $k_R = 7,909\text{ V/rad} = 1242,43\text{ V}/s_{\text{Abweichung}}$
 (UDAC + analoge Nachverarbeitung)
 V_m Verstärkung Scannermotor = $21.93\text{ 1/Vs} = 1/k_e \cdot \Phi$
 k_{ss} Verstärkungsfaktor der Stromzange
 $k_{F/v}$ Verstärkungsfaktor des Frequenz-Spannungs Konverters
 k_{off} Verstärkungsfaktor der Offsetanpaßstufe
 k_{oszi} Verstärkungsfaktor des Oszilloskopverstärkers
 $\sigma(\text{TZ})$ Sprungfunktion ist für $t < \text{TZ} = 0$ und für $t \geq \text{TZ} = 1$
 \Rightarrow daraus folgt oder daraus kann errechnet werden.

1. Theorie

1.1. Blockschaltung

Die Wahl der funktionellen Abgrenzung der regelungstechnischen Baugruppen hat nach dem Gesichtspunkt der Steuerbarkeit /1/ zu erfolgen. Ferner müssen die Zustände der regelungstechnischen Baugruppen durch Meßung vollständig bestimmbar sein /1/ (Beobachtbarkeit).

Weiters soll zwischen den Elementen der Blockkette keine Rückwirkung bestehen. Im untersuchten Modell ist diese Rückwirkungsfreiheit von Stellgliederausgang und Regelstreckeeingang (Motor) nicht vollständig gewährleistet.

Für Entkopplung sollte gelten: Ri-Ausgang \ll als Ri-Eingang

Der relativ niedrige dynamische Innenwiderstand des Motors (13,9 Ohm) verschlechtert dieses Verhältnis sehr.

Dieser Sachverhalt tritt vor allem bei großen Aussteuerungen zutage. Der Umstand liegt in der Tatsache des Strombedarfs und der Speicherladung des Längstransistors und der daraus resultierende dynamische Innenwiderstand des Stellglieds (Abhilfe andere Basisansteuerung). Doch bei Kleinsignalaussteuerung können Stellglied und Motor als entkoppelt betrachtet werden.

1.2. Identifikationsmethoden

1.2.1 Korrelationsmessmethode /2/

Zur Identifikation wird dem Eingangssignal $u(t)$ ein nicht korreliertes Rauschen $v(t)$ überlagert. Der Ausgang und die zugehörigen Korrelationsfunktionen lauten bei $v = 0$

$$x(t) = \int_0^{\infty} g(\alpha) \cdot u(t-\alpha) d\alpha + \int_0^{\infty} g(\alpha) \cdot v(t-\alpha) d\alpha \quad (1.1)$$

$$R_{vx}(\tau) = \int_0^{\infty} g(\alpha) \cdot R_{vu}(\tau-\alpha) d\alpha + \int_0^{\infty} g(\alpha) \cdot R_{vv}(\tau-\alpha) d\alpha \quad (1.2)$$

Wegen Unkorreliertheit von v mit u folgt: $R_{vu}(\tau-\alpha) = 0$

$$R_{vx}(\tau) = \int_0^{\infty} g(\alpha) \cdot R_{vv}(\tau-\alpha) d\alpha \quad (1.3)$$

und

$$G(j\omega) = \frac{S_{vx}(j\omega)}{S_{vv}(j\omega)} \quad (1.4)$$

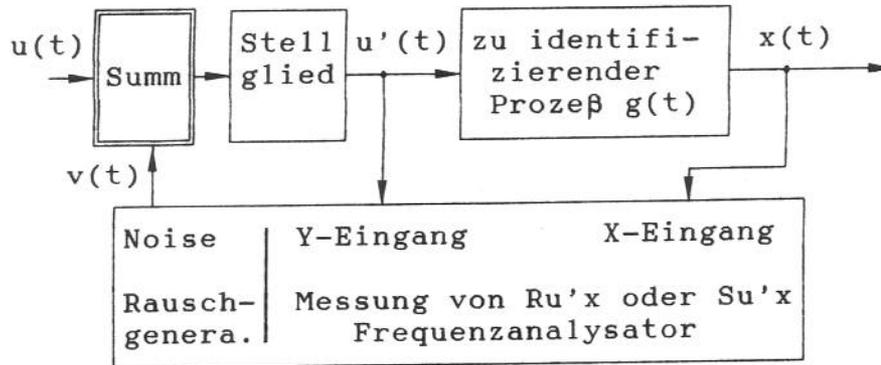


Bild: 1.1

Bei der Messung im Videorekorder ist eine sinnvolle Einspeisung des Rauschsignals nur vor dem Stellglied möglich. Es wird nicht das Rauschsignal selbst zum Y-Eingang des Analysators geführt, sondern erst nach dem Stellglied (Bild 1.1). Es muß daher sichergestellt sein, daß das Stellglied in dem untersuchten Frequenzbereich eine gleichmäßige Durchlasskennlinie hat. Da nur bis max. 25Hz sinnvolle Messungen durchgeführt werden und das Stellglied ein PT1 mit 100Hz Grenzfrequenz ist, kann die Annahme der Unkorreliertheit von $v(t)$ und $u(t)$ für den industriellen Bedarf als sinnvoll betrachtet werden. Anderenfalls muß $S_{u'u'}(j\omega)$ ermittelt und in Rechnung gestellt werden.

Die Unkorreliertheit von v und u ist unbedingt erforderlich, da sonst Fehlmessungen zustande kommen (siehe Kapitel Identifikation). Dies ist eine große Einschränkung, die im untersuchten Fall Eingriffe in die Schaltung erfordern, d.h. es darf keine Rückkopplung von x auf u vorhanden sein. Daher muß der Phasenkreis geöffnet werden.

Als Rauschquelle wird, für den betrachteten Frequenzbereich, weißes Rauschen genommen. $S_{vv}(w)$ ist für weißes Rauschen gleich 1. Der Analysator von HP stellt bereits eine digitale Rauschquelle zur Verfügung. Digitales Rauschen entspricht sehr gut weißem Rauschen.

Der Vorteil dieses Verfahrens liegt darin, daß der Betrieb des zu identifizierenden Prozesses bei dieser Messung nicht gestört wird. Ein weiterer Vorteil ist, daß die Kleinsignalparameter um den Betriebspunkt ermittelt werden, die nicht gleich den Großsignalparametern sind (siehe Ergebnisse der Identifikation).

1.3 Allgemeine Untersuchungsmethoden

Von der Unzahl der Stabilitätskriterien, sind für diese Untersuchung folgende drei von Interesse.

- a.) Bodediagramm (Phasen- und Amplitudenrand)
- b.) Stabilität nach Nyquist
- c.) Wurzelortungsverfahren

1.3.1 Stabilitätsuntersuchung mittels Bodediagramm

1.3.1.1 Bodediagramm - allgemeine Zusammenhänge

Der Frequenzgang einer Übertragungsfunktion wird im Bodediagramm nach Betrag und Phase über der Frequenz ω bzw. Hz aufgetragen. Um bei Serienschaltung *) mehrerer Frequenzgänge eine einfache Produktbildung zu erreichen, wird der Betrag stets logarithmisch und die Phase linear aufgetragen. Um überschaubare Diagramme zu erhalten wird die Frequenz logarithmisch aufgetragen. Dadurch ergeben sich einfache Neigungbeziehungen für Terme die sich in Potenzen von ω ausdrücken lassen, zB: Integrator = $1/j\omega$, -90° Phase, Neigung in Bodediagramm -20dB/dek .

Üblich sind Polynonzüge, die den Frequenzgang annähern. An den Knickpunkten des Polygonzuges; den sogenannten Grenzfrequenzen, beträgt der Fehler max 3dB.

Die Abweichung entsteht dadurch, daß bei der Grenzfrequenz der Betrag von Real- und Imaginärteil gleich groß ist, und die Phase auf der 1. oder 2. Mediane liegt.

Dieser Sachverhalt kann auch als Definition der Grenzfrequenz dienen, da diese Tatsache leicht meßtechnisch erfaßbar ist.

Daher gilt bei der Grenzfrequenz :

$$10 \log_{10} |1/(\text{Realteil} + j \cdot \text{Imaginärteil})| = -3,0103\text{dB}$$

Die Abweichung der Frequenzkennlinie vom Knickzug wird größer als 3dB wenn zwei oder mehrere Grenzfrequenzen nahe beieinander liegen.

1.3.1.2 Phasenminimumbeziehung /1/

Als Ergebnis der Phasenminimumbeziehung wird in /1/ folgender Zusammenhang aufgezeigt.

Die Phase wird aus der geometrischen Neigung der Amplituden-Frequenzkennlinie, multipliziert mit einer Wertungsfunktion bestimmt.

Vereinfacht gesagt entspricht ein Abfall (Anstieg) von je 20dB/De kade einem Phasenschub von -90° (90°).

Als Voraussetzung muß gelten, daß keine Singularitäten in der rechten Halbebene vorhanden sind. Alle Systeme die diese Voraussetzung erfüllen werden Phasenminimumsysteme genannt.

1.3.1.3 Stabilitätsuntersuchung im Bodediagramm

Vom technischen Interesse ist die Phasenreserve (Phasenrand) der Schleifenübertragungsfunktion bis zum Erreichen der Schließbedingung, bei der das rückgekoppelte Signal phasen- und amplitudengleich mit der erzwungenen Erregung ist. Zunächst wird die Schleifenübertragungsfunktion aus dem Bodeknickzügen für den

*) Eine Parallelschaltung von Elementen mit einer rationalen Funktion in s , kann durch Partialbruchzerlegung in eine Serienschaltung umgewandelt werden.

Regler und die Strecke gebildet bzw. gemessen. Der Phasenschub beim 0-dB Durchtritt der Schleifenübertragungsfunktion wird zu Ermittlung der Phasenreserve auf $-\pi$ herangezogen. Diese Phasenreserve ist ein Maß für die Stabilität des Regelkreises.

1.3.2 Stabilitätskriterium nach Nyquist /1/

Da sowohl bei der elektrischen Störungunterdrückungsfunktion $(1/1+F_o)$, sowie bei der mechanischen Störungunterdrückungsfunktion $(F'/1+F_o)$ im Nenner der gleiche Term, das sogenannte charakteristische Polynom, auftritt liegt er nahe dieses Polynom näher zu untersuchen.

Neben den allgemeinen theoretischen Überlegungen ist zu prüfen ob alle Lösungen von $1+F_o = 0$ in der linken s-Halbebene liegen. Das Nyquistkriterium gibt darauf eine graphisch topologische Antwort. Es ist nur die Schleifenübertragungsfunktion F_o vonnöten. In dieser Untersuchung mußte F_o durch Identifikation der einzelnen in Serie geschalteten Elementen gemessen werden.

Das Kriterium baut auf den Satz von Cauchy (Satz vom logarithmischen Residuum) auf. Die genaue Ableitung ist in der Fachliteratur nachzulesen /1/.

1.3.2.1 Nyquistkriterium in technischer Anwendung

Die Anzahl der Nullstellen N minus der Polstellen P von $1+F_o(s)$ in der rechten s-Halbebene (rechte s-Halbebene von imaginären Achse eingeschlossen) läßt sich durch die Zahl der Umläufe U von $1+F_o(j\omega)$ um den Ursprung ermitteln $U=N-P$. Wobei $1+F_o(j\omega)$ aus einer konformen Abbildung von $1+F_o(s)$ längs der imaginären Achse hervorgeht.

Für Stabilität muß gelten, daß keine Nullstellen von $1+F_o(j\omega)$ auftreten.

Die Stabilitätsbedingung lautet sodann: $N=0$ oder $U=-P$

Dieses Kriterium läßt sich auch gut auf instabile Strecken anwenden (großer Vorteil). Bei stabilen Strecken gilt, daß F_o keine Pole P in der rechten s-Halbebene hat. Somit gilt $P=0$ und das Stabilitätskriterium nach Nyquist vereinfacht sich zu $U=0$.

In der Praxis verwendet man nicht den Ursprung als Umlaufpunkt, sondern versetzt das Koordinatenkreuz um 1 nach rechts und zählt die Umläufe von $F_o(j\omega)$ (Frequenzgangsortskurve) um den Punkt $(-1, j0)$, dem sogenannten Nyquistpunkt.

Die Stabilitätsbedingung nach Nyquist lautet resultierend:
Die Zahl der Umläufe U der vollständigen Frequenzgangsortskurve $F_o(j\omega)$ um den Nyquistpunkt muß identisch sein mit der negativen Anzahl $-P$ der instabilen Polstellen von $F_o(s)$. Für stabile Schleifen ($P=0$) vereinfacht sich diese Bedingung auf Umlaufzahl $U=0$.

1.3.3 Das Wurzelortsverfahren /1/

Das Wurzelortsverfahren läßt dynamische Kenngrößen des betriebsfertigen Regelkreises in Abhängigkeit eines Parameter, vorzugsweise der Reglerverstärkung, erkennen.

Dies liefert ein sehr anschauliches Bild für den Entwurf von Regelkreisen. Das Wurzelortsverfahren ist ausgehend von $F_0(s)$ der geometrische Ort der Lösungen der charakteristischen Gleichung in der s -Ebene.

$$1 + R(s, \text{parameter}) \cdot S(s) = 0 \quad (1.5)$$

Obwohl es sich beim Wurzelortsverfahren um den geometrischen Ort der Polstellen des betriebsfertigen Regelkreises handelt, benötigt man zur Darstellung der Wurzelortskurve nur die Pol- Nullstellenverteilung der Schleife $F_0(s)$ (wichtiger Vorteil).

Wichtigste Erkenntnisse aus der Wurzelortskurve sind:

- .) Parametereinstellung für Stabilität
- .) Abschätzung des Dämpfungsfaktors
- .) Überschwingweite
- .) Anregelzeit
- .) Abschätzung des Stellenergieaufwands
- .) Schwingfrequenz des Ausgleichvorgangs

Genaue Einzelheiten über topologische Merkgeln und über Konstruktionsverfahren sind in der einschlägigen Literatur nachzulesen /1/

Aus der sogenannten Argumentsbeziehung lassen sich Suchverfahren entwickeln, die die computerunterstützte Konstruktion der Wurzelortskurve ermöglichen.

Der allererste Vorentwurf von Videokopfkreisen sollte mit Hilfe der Wurzelortskurve geschehen, und anschließend mit den entwickelten Programmen in Zeit- bzw. Frequenzbereich überprüft werden.

In der vorliegenden Studie handelt es sich um einen abtastenden Regelkreis, daher ist die charakteristische Gleichung im z -Beich zu ermitteln und weiter zu verwenden.

Die Vorgangsweise ist wie folgt:

Bolckschaltorientiertes Aufzeichnen des Regelkreis.

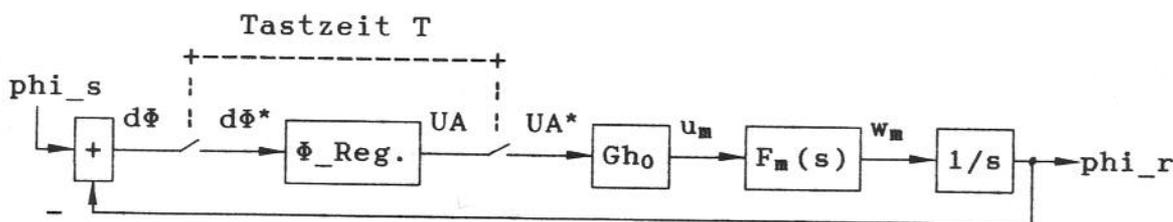


Bild: 1.2

Unter Berücksichtigung des Übertragungsverhaltens eines getasteten Signals durch ein kontinuierliches System erhält man folgende Beziehungen:

$$\begin{aligned} d\Phi &= \phi_s - \phi_r \implies d\Phi^* = \phi_s^* - \phi_r^* \\ UA &= d\Phi^* \cdot \Phi_{\text{Reg}}(s) \implies UA^* = d\Phi^* \cdot \Phi_{\text{Reg}}(s)^* \\ \phi_r &= UA^* \cdot Gh_0 \cdot F_m(s) \cdot 1/s \implies \phi_r^* = UA^* \cdot (Gh_0 \cdot F_m(s) \cdot 1/s)^* \end{aligned}$$

Das Gleichungssystem nach ϕ_r^*/ϕ_s^* aufgelöst und unter der Berücksichtigung, daß gilt $F(s)^*=F(z)$, ergibt sich:

$$\frac{\phi_r(z)}{\phi_s(z)} = \frac{\Phi_{\text{Reg}}(z) \cdot (Gh_0 \cdot F_m(s) \cdot 1/s)(z)}{1 + \Phi_{\text{Reg}}(z) \cdot (Gh_0 \cdot F_m(s) \cdot 1/s)(z)} \quad (1.6)$$

Es ist nun ersichtlich, daß das charakteristische Polynom $1 + \Phi_{\text{Reg}}(z) \cdot (Gh_0 \cdot F_m(s) \cdot 1/s)(z)$ zu untersuchen ist.

Die z-Transformierte von $(Gh_0 \cdot F_m(s) \cdot 1/s)$ kann aus Tabellen entnommen oder rechnerisch über Partialbrüche ermittelt werden. Bei ähnlicher Vorgangsweise im s-Bereich mit dem äquivalenten Regler ergibt sich die charakteristische Gleichung zu:

$$1 + \Phi_{\text{Reg}}(s) \cdot F_m(s)/s. \quad (1.7)$$

Zu beachten ist, daß nun in der z-Ebene das Gebiet für Stabilität das Innere des Einheitskreises ist, welcher eine Abbildung der linken s-Halbebene darstellt, die durch die Transformation $z=e^{sT}$ hervorgegangen ist. Eine eindeutige Abbildung ist nur im sogenannten Komplementärstreifen zulässig /2/. Durch ungenaue Abschätzung der Differenzialquotienten durch Differenzenquotienten kann sich das Gebiet der Stabilität verändern /3/. Diese ungenaue Abschätzung wird in den Programmen mit einer Iteration der Zeitabweichung (Phasenabweichung) zum Takt möglichst gering gehalten. Durch eine bilineare Transformation $z=1+w/(1-w)$ wird eine konforme Abbildung in den sogenannten w-Bereich erzielt, welche den Umfang des Einheitskreises in der z-Ebene auf die imaginäre Achse in der w-Ebene abbildet. Dabei ist der ursprüngliche Frequenzbereich aus der s-Ebene von $1/2T$ bis $-1/2T$ auf den Bereich π bis $-\pi$ am Einheitskreis im z-Bereich abgebildet worden und der Einheitskreis wiederum auf die gesamte imaginäre Achse des w-Bereichs. Die Verzerrung der Frequenzachse vom s-Bereich in den w-Bereich ist mit der Beziehung $v=\Omega_v \cdot \tan(w \cdot T/2)$ zu ermitteln /3/.

Wobei: v Frequenzvariable im w-Bereich
 Ω_v Mittenfrequenz meist gleich 1
 w Frequenzvariable in s-Bereich
 T Abtastzeit

Da die Verzerrung der Frequenzachse im technisch interessanten Bereich $(1/10 \cdot T)$ für die Schleifenübertragungsfunktion ca. 15% beträgt, wird das Bodediagramm nur für den s-Bereich erstellt (mit $s = jw$).

2. Identifikation

2.1 Allgemeines:

Als schwierigste Aufgabe der Simulation erweist sich im allgemeinen eine geeignete Modellbildung, die die gewünschten Effekte der Wirklichkeit widerspiegeln soll. Dabei ist stets darauf zu achten, daß nur sovieler physikalische, elektrische bzw. mechanische Eigenschaften in ein Modell aufgenommen werden, die erforderlich sind, um die Zusammenwirkung als Ganzes zu gewährleisten. Die Hervorhebung der gewünschten Effekte soll dabei sichergestellt sein. Ein unabdingbare Voraussetzung ist die Kenntnis der physikalischen Zusammenhänge des Modells durch zuverlässige Identifikation. Als sehr wirksame Methode hat sich die Korrelationsmeßmethode erwiesen, siehe Kapitel Theorie.

2.1.1 Öffnen des Phasenkreises

In diesem Zusammenhang wird nochmals in Erinnerung gerufen, daß die Unkorreliertheit vom Rauschsignal $v(t)$ und dem Stellsignal $u(t)$ erforderlich ist (siehe Theorie Kapitel 1.2.1 Korrelationsmeßmethode). Diese Gegebenheit muß durch schaltungstechnische Eingriffe erzwungen werden. Im Prinzip laufen sie alle auf die Tatsache heraus, daß der Phasenkreis an einer geeigneten Stelle geöffnet werden muß, sodaß die Kleinsignaldaten im Betriebspunkt gemessen werden können.

Folgende schaltungstechnische Maßnahmen haben sich zur Öffnung des Phasenkreises als geeignet erwiesen :

a) Anhalten der seriellen Schnittstelle bei der Übertragung von binärem Pulsbreitenmuster vom μC an den UDAC.

Schaltung:

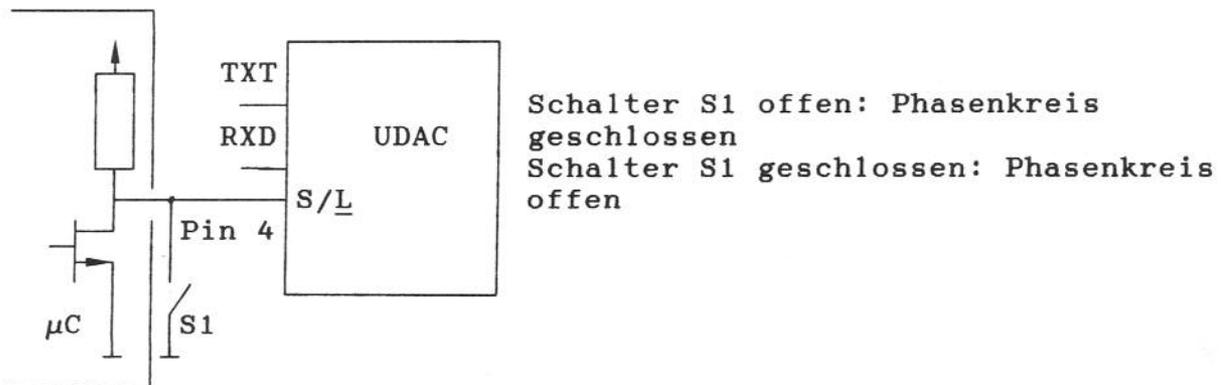


Bild: 2.1 Anhalten der seriellen Schnittstelle

Da der μC interne Pull-up Widerstände hat und der Ausgangstransistor eines Ports gegen Maße kurz geschlossen werden kann, ist diese Schaltungsanordnung bedenkenlos zu verwenden.

Will man Betriebsparameter mit eingelegtem Band messen, muß die serielle Schnittstelle aktiv bleiben, da über diese die Regelung

des Bandservos erfolgt. Daher ist die folgende Möglichkeit zur Öffnung des Phasenkreises empfehlenswerter.

b) Ansteuerung des Stellglieds über ein Netzgerät.

Schaltung:

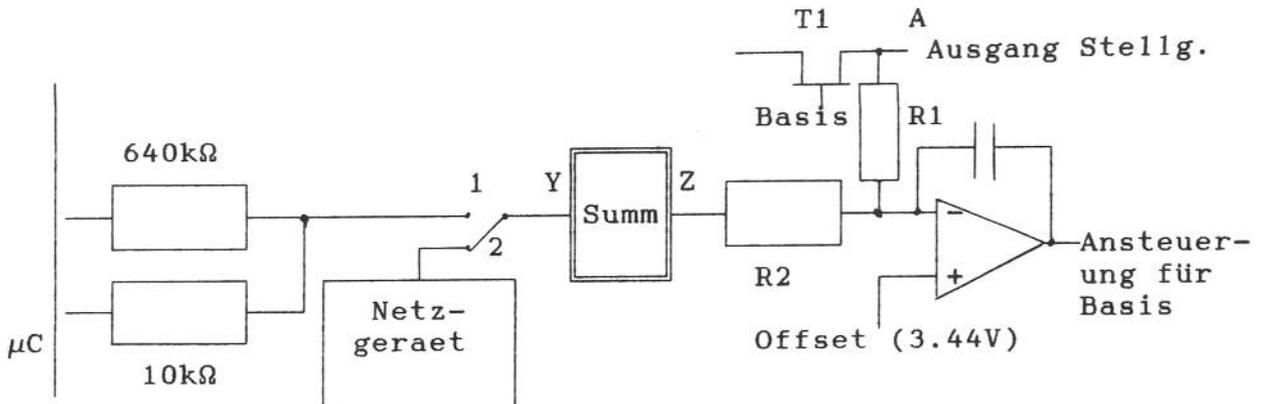


Bild: 2.2 Öffnen des Phasenkreises mit Netzgerät

Schalterstellung 1: Phasenkreis geschlossen
 Schalterstellung 2: Phasenkreis geöffnet

Die Motordrehzahl wird vom Netzgerät gesteuert. Es ist auch denkbar, daß die Auftrennung des Regelkreises an der Stelle A erfolgt und das ganze Stellglied durch ein Netzgerät ersetzt wird. Diese Methode schaltet aber die Sättigungseffekte des Transistors T1, bei der Ansteuerung des Motors aus und gibt die tatsächlichen Verhältnisse nicht wider.

c) Reduktion der Schleifenverstärkung

Eine Reduktion der Schleifenverstärkung kann durch die Widerstände R1/R2 vorgenommen werden. Durch geeignetes Erhöhen der Offsetspannung U_{off} in Bild 2.2 kann man wieder Nenndrehzahl des Motors erreichen. Der Phasenkreis bleibt dabei geschlossen. Dadurch wird bei jeder Messung der störende Faktor $1/(1+(F_o/k))$ mitgemessen.

k...Faktor zur Reduktion der Schleifenverstärkung

Die Erfahrung zeigt, das ein Meßfehler bis zu 4 dB auftreten kann.

2.2. Die Summierstelle - Einspeisen der Rauschspannung

Um Betriebsparameter im Videorecorder selbst messen zu können, wurde eine eigene Summierstelle gebaut, die durch die Single-Supply-Spannung 5V vom Videorecorder versorgt werden kann. Andererseits soll eine AC-mäßige Einkopplung der Rauschspannung möglich sein, und trotzdem Korrelationsmessungen bis 5 mHz zulässig sein.

Die in der Applikationsnote von HP*) vorgeschlagene Summierstelle erfüllt diese Forderung nicht, aber sie kann einfach adaptiert werden.

Schaltung:

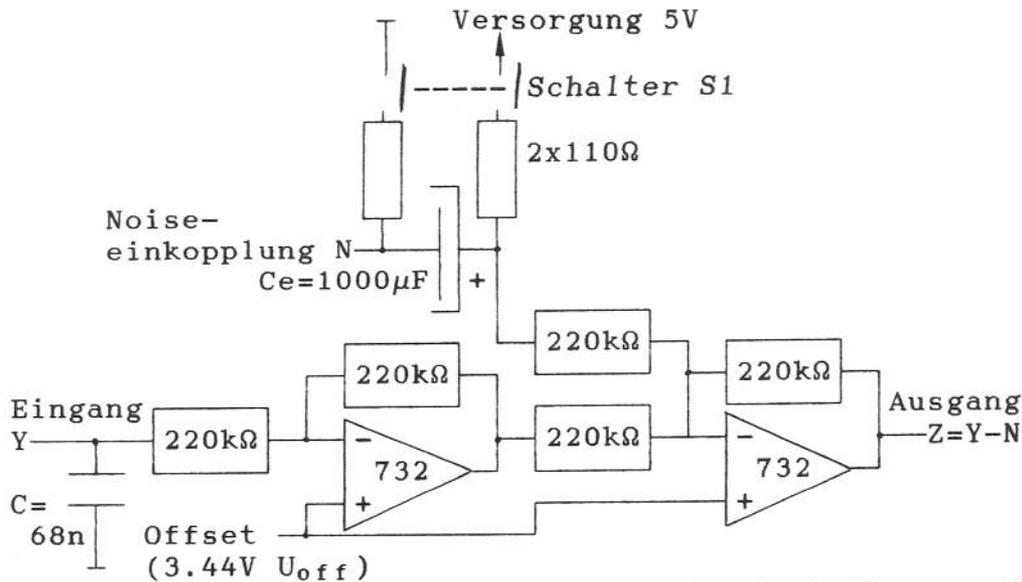


Bild: 2.3 Die Summierstelle (Schaltungsaufbau)

Der Schalter S1 und die 110Ω Widerstände stellen die Schnellladeschaltung für den sehr großen Koppelkondensator C_e dar. Der Schalter S1 muß ca. 1 Min. geschlossen sein, um den Koppelkondensator auf Betriebsspannung zu laden. Die untere Grenzfrequenz der AC-Einkopplung für das Rauschsignal liegt bei 0,5 mHz, d.h. die Phasendrehung bei 5 mHz beträgt nur mehr $-5,7^\circ$ und bei der Grenzfrequenz vom Motor nur mehr $-0,17^\circ$.

Ein Meßfehler ist durch die AC-Einkopplung nicht zu erwarten. Der Kondensator C in Bild 2.3 ist zur Glättung der Pulsbreite des Stellsignals notwendig. Die Wiederholfrequenz der Pulsbreite ist ungefähr 23 kHz, es muß nun sichergestellt werden, daß die Grenzfrequenz des Tiefpasses $1/(R_{UDAC} \cdot C)$ keinen dynamischen Einfluß auf den Regelkreis hat.

Mit $R_{UDAC}=10k\Omega$ und $1/(R_{UDAC} \cdot C) = 1/10 \cdot 10^3 \cdot 68 \cdot 10^{-9} = 1470 \text{ rad/sec}$ ist dieser Einfluß zu vernachlässigen und eine gute Glättung des 23 kHz Signals am Eingang ist gewährleistet. Der Umstand, daß das Rauschsignal invertiert eingekoppelt wird, wirkt sich nicht auf das Vorzeichen (Phase) der Übertragungsfunktion auf. Nur wenn das Rauschsignal direkt zum Meßeingang des Frequenzanalysators geleitet wird, ändert sich das Vorzeichen der Übertragungsfunktion. Das bedeutet, daß die Phase um 180° gedreht werden muß.

Diese Summierstelle wurde bei allen Korrelationsmessungen verwendet.

*) Applikation Note HP-Digital-Signal-Analyzer 240.1

2.3. Die Regelstrecke - der Scannermotor

Nach der klassischen Kommutator-Bürstengleichstrommaschine sind folgende Grundgleichungen bekannt:

$$U_a(t) = U_e(t) + R_A \cdot I_A(t) + L_A \cdot d/dt(I_A(t)) \quad (2.1)$$

$$U_e(t) = K_e \cdot \Phi_g(t) \cdot \Omega_m(t) \quad (2.2)$$

$$M_m(t) = K_m \cdot \Phi_g(t) \cdot I_A(t) \quad (2.3)$$

$$M_m(t) - M_L(t) = \Theta \cdot d/dt(\Omega_m(t)) \quad (2.4)$$

Daraus entsteht folgendes regelungstechnische Blockschaltbild:

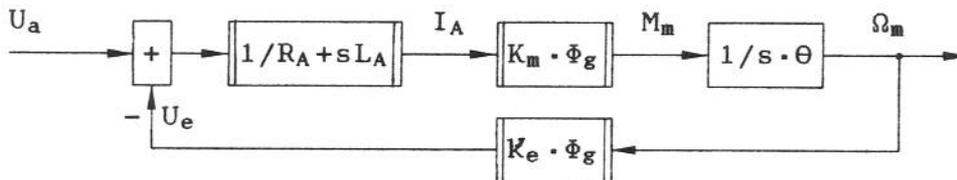


Bild: 2.4 Großsignalersatzschaltbild Trommelmotor

Die Ersatzschaltung hat sich durch vielfache Messungen als haltbar erwiesen. Es konnten sogar ein Parameter unberücksichtigt bleiben, ohne die gewünschte Aussagekraft der Simulation zu beeinträchtigen. Wie in den nachfolgenden Meßergebnissen ersichtlich ist, liegt die mechanische Zeitkonstante bei $T_{mech} = 0.96$ s und die elektrische Zeitkonstante T_{elektr} in der Gegend von 1 ms. Daher wurde der Einfluß der magnetischen Trägheit des Motors vernachlässigt. Der Fehler der bei der Störungsunterdrückungsfunktion gemacht wird, ist nicht sehr groß, da die Phasendrehung durch das PT_1 der elektrischen Zeitkonstante, am Rande des simulierten Frequenzbandes bei 25 Hz, nicht $>$ als 2° ist.

Es kann daher folgendes linearisiertes Ersatzschaltbild für den Trommelmotor angegeben werden, welches bei der Simulation verwendet wurde:

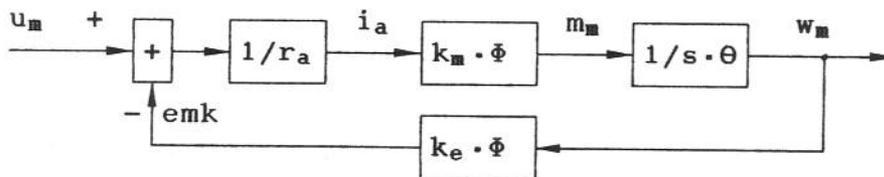
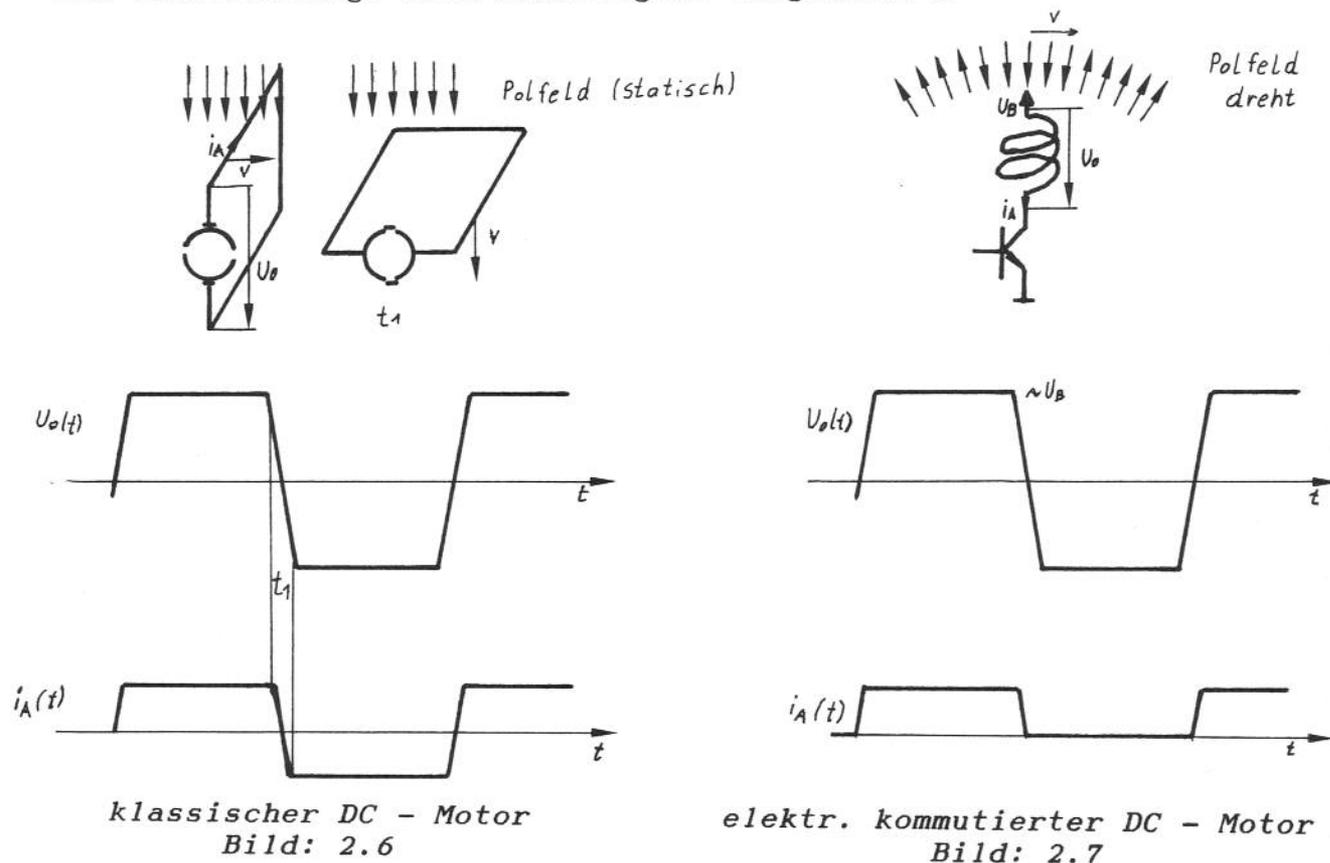


Bild: 2.5 Kleinsignalersatzschaltbild Trommelmotor

Als sehr wichtige Einschränkung bei der Verwendung des Ersatzschaltbildes ist zu vermerken, daß es sich bei den angegebenen Parametern um Kleinsignalparameter im Nennbetriebspunkt des Motors handelt. Als unrichtig hat sich die Annahme erwiesen, die leicht zu messenden Gleichstromparameter (Gleichstromwiderstand einer Spule, Gegen-EMK bei Leerlauf) den Kleinsignalparametern im Betriebspunkt gleichzusetzen. Dieser Umstand wird leicht ersichtlich, wenn man die Konstruktion des Motors näher betrachtet.

Die Rollen von Anker und Stator werden vertauscht. Die Kommutierung geschieht im Stator. Die Kommutatorbürsten des klassischen DC-Motors werden durch Transistoren ersetzt. Die einzelnen Spulen sind durch RC-Entlastungsnetzwerke gekoppelt und haben, zur Verminderung der Kommutierungsgeräusche, Freilaufdioden. Vor allem die letzten beiden Umstände bewirken, daß der dynamisch wirksame Ankerwiderstand, um mehr als einen Faktor 2 vom Gleichstromwiderstand abweicht. Noch ein sehr interessantes Ergebnis der Identifikation hat die besondere Konstruktion der Halbwellensteuerung gebracht. Dadurch, daß der Stromfluß nur in eine Richtung der Spule möglich ist, beschränkt sich die momentenbildende Wirkung des Stromes nur auf die positive Halbperiode der Spannung. Die Folge davon ist die Beziehung der Halbwellensteuerung $k_e = 2 \cdot k_m$. Die momentenbildende Wirkung des Stromes ist beim klassischen DC-Motor oder bei Vollwellensteuerung auf beide Halbwellen der Spannung aufgeteilt. Daher gilt bei klassischen DC-Motoren und bei Vollwellensteuerung $k_e = k_m$.

Die Zusammenhänge sind nachfolgend dargestellt:



2.3.1. Meßschaltungen zur Ermittlung von T_{mech} und $k_e \cdot \Phi$

Wie aus Bild 2.5 ersichtlich läßt sich die mechanische Zeitkonstante des Motors aus der Übertragungsfunktion

$$\frac{w_m(s)}{u_m(s)} = \frac{(1/r_a) \cdot k_m \cdot \Phi \cdot (1/s\theta)}{1 + (1/r_a) \cdot k_m \cdot \Phi \cdot k_e \cdot \Phi \cdot (1/s\theta)} =$$

$$= \frac{1}{k_e \cdot \Phi} \cdot \frac{1}{1+s \cdot (r_a \cdot \theta / (k_m \cdot \Phi \cdot k_e \cdot \Phi))} \quad (2.5)$$

ermitteln. Es gilt daher:(in Klammer die gemessen Werte)

$$T_{mech} = \frac{r_a \cdot \theta}{k_m \cdot \Phi \cdot k_e \cdot \Phi} = (0,96s) \quad (2.6)$$

$$V_m = \frac{1}{k_e \cdot \Phi} = (21,93 \text{ 1/Vs}) \quad (2.7)$$

Durch die Messung von $w_m/u_m(s)$ erhält man neben den Motorparametern auch eine Redundanz in der mechanischen Zeitkonstante. Wenn es gelingt die einzelnen Parameter, die die mech. Zeitkonstante bestimmen, durch verschiedene Meßverfahren zu ermitteln, und sie ergeben wiederum die mech. Zeitkonstante, so können die Meßergebnisse mit großer Sicherheit als richtig betrachtet werden.

Diese Übereinstimmung der Parameter sollte unbedingt überprüft werden um Fehlsimulationen zu umgehen.

Zu bemerken ist, daß bei der Messung von $w_m/u_m(s)$ keine Korreliertheit vom Rauschsignal zum Stellsignal besteht, da die interne Rückkopplung der EMK innerhalb der Meßstrecke liegt.

2.3.2. Meßaufbau

Es wurden drei verschiedene Meßaufbauten zur Ermittlung der Motorparameter verwendet:

a.) Aufbau mit dem Prüfstand für Wobbelmessungen und mit der Bremsscheibe der Wirbelstrombremse als Kopfscheibe Bild 2.8. Die Nennbelastung wird durch den Lastmomentensimulator aufgebracht.

b.) Direkte Messung im Videorekorder mit umgebauter Summierstelle und eingelegtem Band nach Bild 2.2. und 2.10

c.) Zur besseren Übereinstimmung der Ergebnisse wurde auch eine einfache statische Messung von $U_m(\Omega_m)$ durchgeführt. Aus der Steigung im Betriebspunkt kann $k_e \cdot \Phi$ ermittelt werden.

Die Meßergebnisse der Meßmethoden stimmten gut überein bis auf geringfügige Abweichungen in der mech. Zeitkonstante.

Meßaufbau zu a.) Ermittlung von T_{mech} und $k_e \cdot \Phi$

Motorversorgung

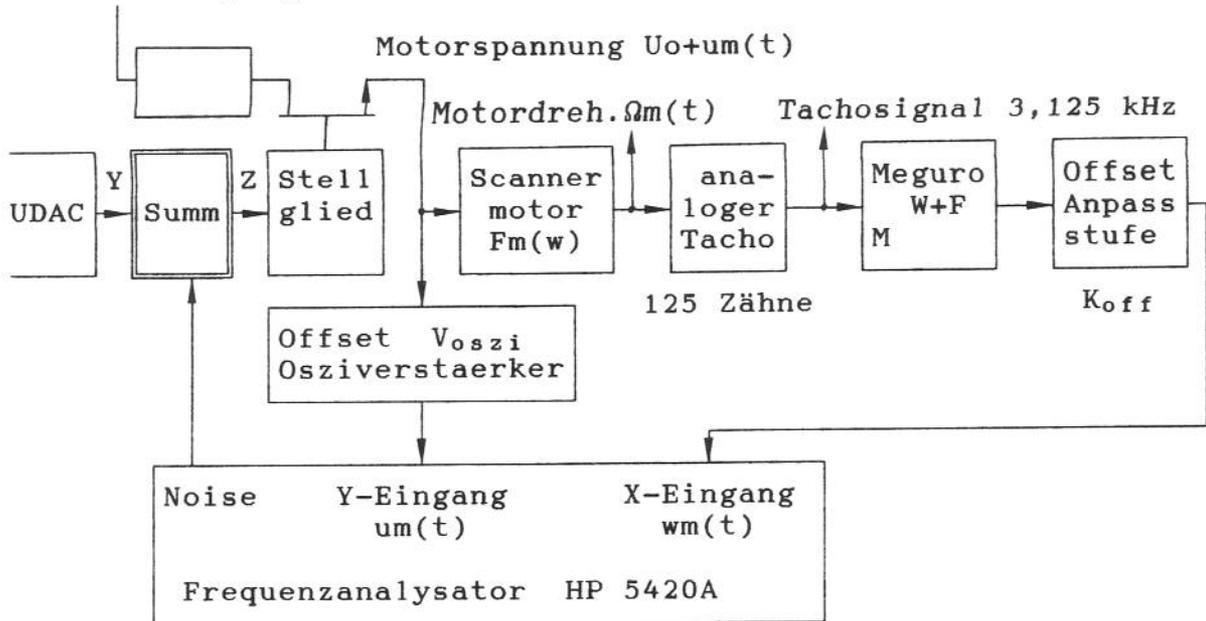


Bild: 2.8

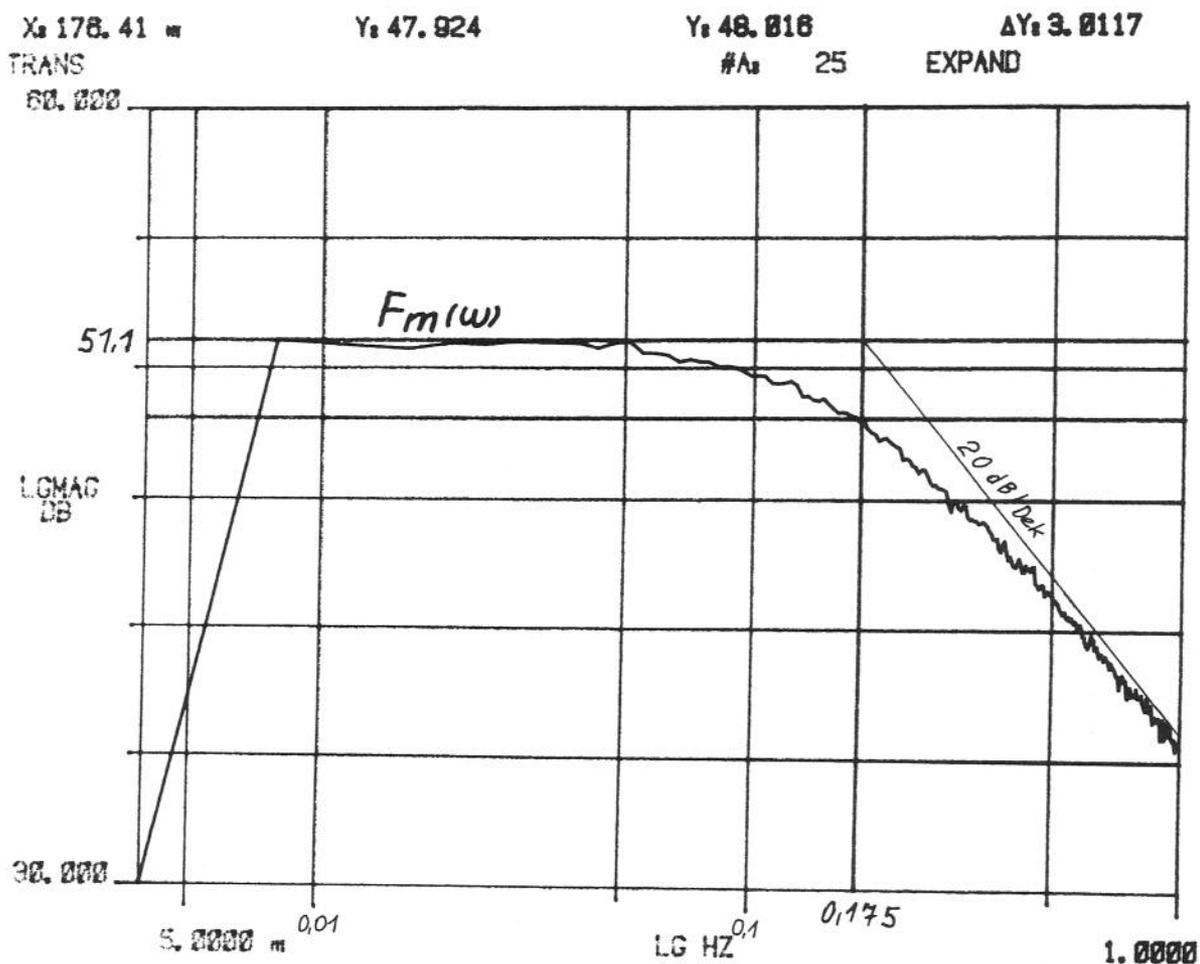
Meßergebnisse zu a.) T_{mech} und $k_e \cdot \Phi$

Rechnung: $T_{\text{mech}} = 1/2\pi \cdot f_{\text{mech}} = 0,91\text{s}$

$$\frac{X}{Y} = \frac{K_{\text{off}} \cdot 125 \cdot w_m}{V_{\text{oszi}} \cdot u_m} \Rightarrow \frac{w_m}{u_m} = \frac{0,11 \cdot 2\pi \cdot 50}{125 \cdot 4,8} \cdot \frac{X}{Y} \quad (2.8)$$

$$\text{für } \frac{X}{Y}(w=0) = 51,1\text{dB} \Rightarrow \frac{1}{k_e \cdot \Phi} = 20,67 \text{ [Vs/rad]} \quad (2.9)$$

$V_{\text{oszi}} = 0,11 \text{ [V/V]} \quad K_{\text{off}} = 20,67 \text{ [Vs/rad]}$



a.) Bild: 2.9 Bodediagramm $F_m(w)$ nach a)

Meßaufbau zu b.) Ermittlung von T_{mech} und $k_e \cdot \Phi$

Motorversorgung

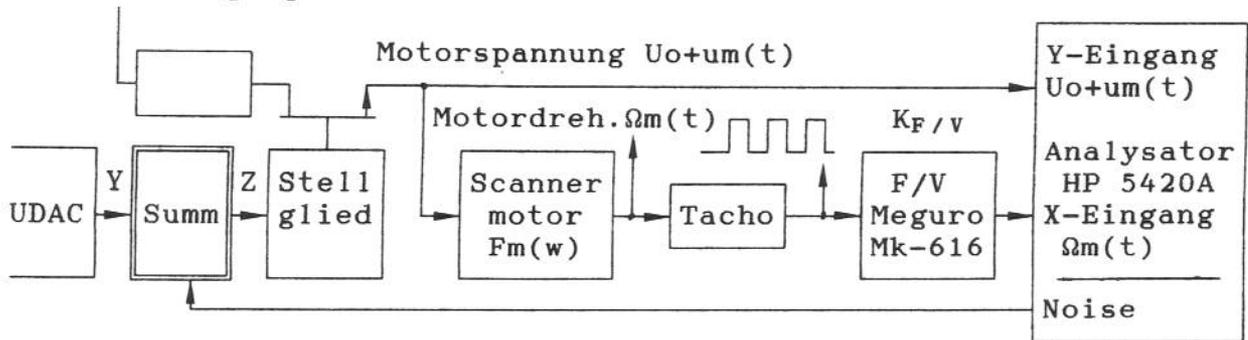


Bild: 2.10

Meßergebnisse zu b.)

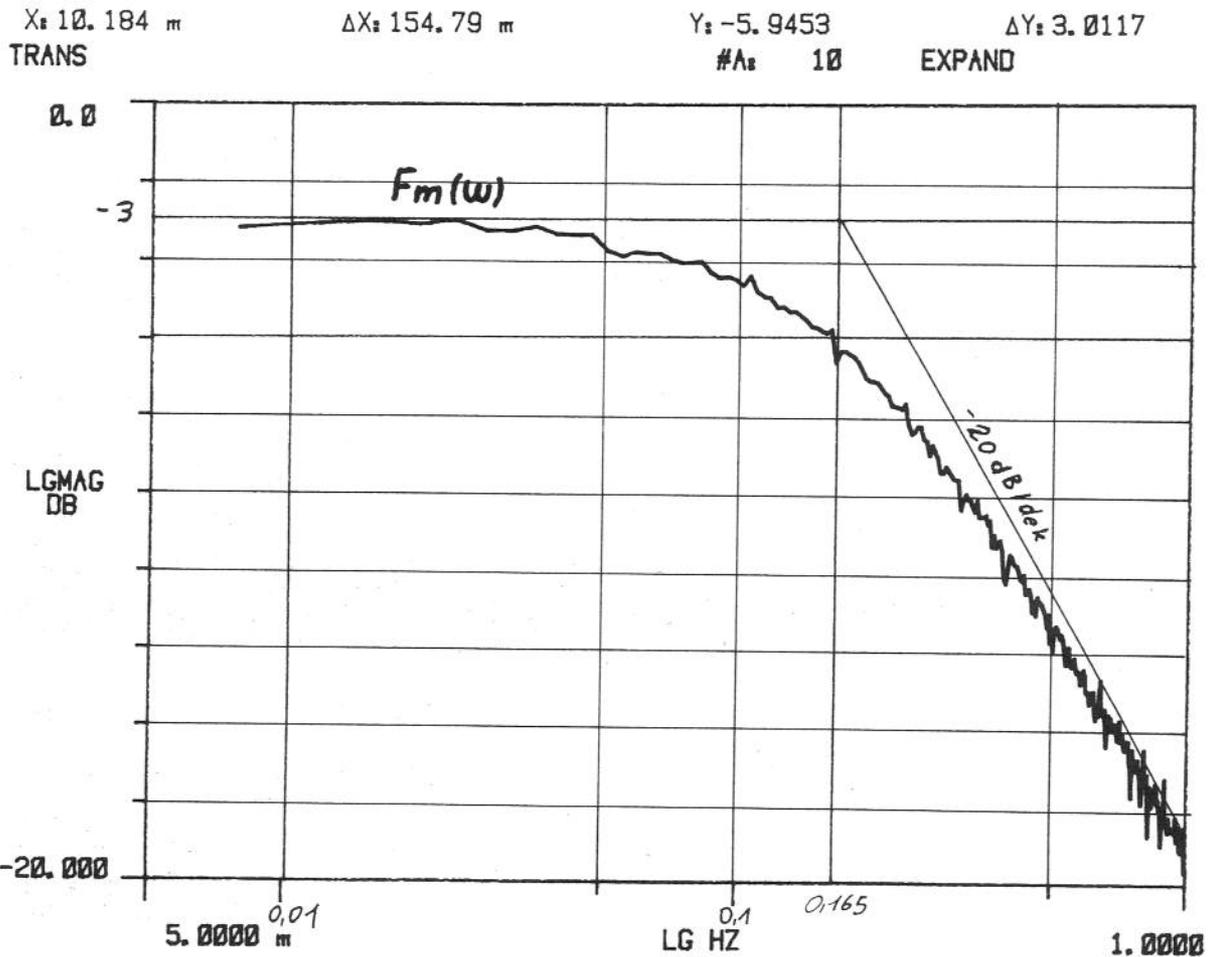
Rechnung: $T_{\text{mech}} = 1/2\pi \cdot f_{\text{mech}} = 0,96 \text{ s}$

$$\frac{X}{Y} = \frac{K_{F/V} \cdot 18 \cdot w_m}{u_m} \Rightarrow \frac{w_m}{u_m} = \frac{1}{K_{F/V} \cdot 18} \cdot \frac{X}{Y} \quad (2.10)$$

für $-(w \equiv 0) = -3\text{dB} \Rightarrow \frac{1}{k_e \cdot \Phi} = 24,7 \text{ [Vs/rad]}$ (2.11)

$K_{F/V} = 0,01/2\pi \text{ [Vs/rad]}$

b



b.)Bild: 2.11 Bodediagramm $F_m(\omega)$ nach b)

Dadurch, daß die Identifikation bis ca. 5mHz erfolgte, dauerte ein Meßzyklus zur Ermittlung der Übertragungsfunktion $w_m(s)/u_m(s)$ über 20 min. Wobei eine 10 malige Wiederholung des Frequenzdurchlaufs, zur Mittelung des Ergebnisses, als eher niedrig gewählt wurde. Bei dementsprechend genauerer Messung, muß mit einer proportional höheren Meßdauer gerechnet werden. Ohne eingelegtem Band ist die Messung praktisch nicht durchzuführen, da die automatische Time-out-schaltung die Messung stört.

Meßaufbau zu c.) Ermittlung von $k_e \cdot \Phi$ aus der statischen Kennlinie $U_m(\Omega_m)$

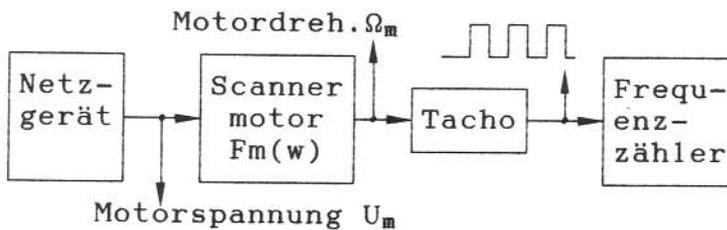


Bild: 2.12 Meßaufbau für Kennlinie $U_m(\Omega_m)$

Die Motorversorgung wurde abgehängt und mit einem Netzgerät verbunden. Die Kommutierung des Scannermotors war natürlich noch aktiv. Durch die Aussteuerung des Netzgerätes konnte die äussere Kennlinie $U_m(\Omega_m)$ (Großsignal) ermittelt werden.

Meßergebnisse zu c.)

siehe Bild 2.13 $U_m(\Omega_m)$

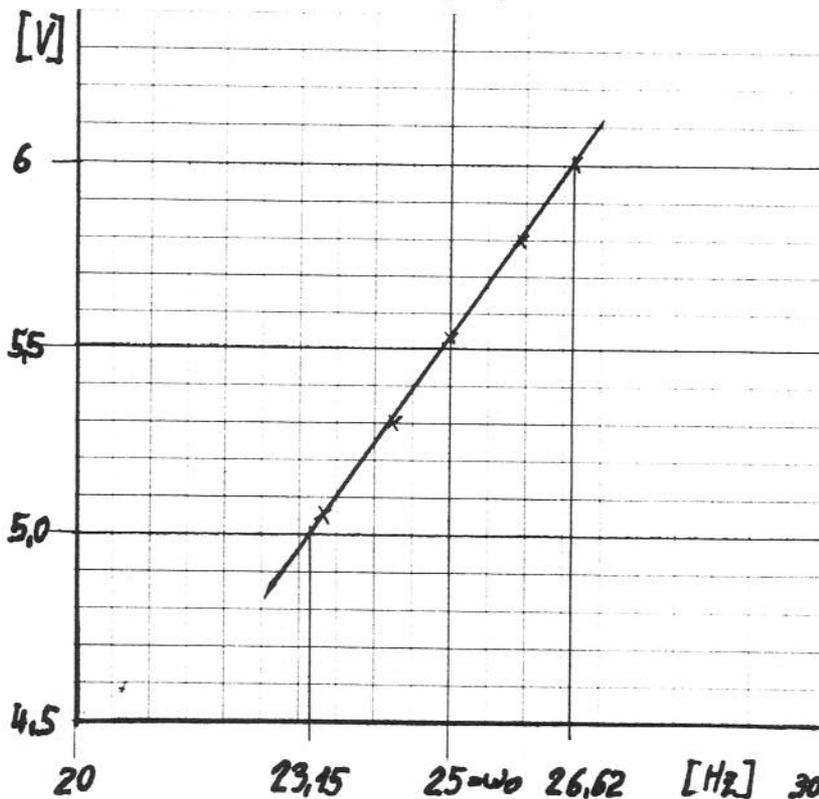


Bild: 2.13 Motorfrequenz $f_m(U_m)$

Rechnung:

$$k_e \cdot \Phi = \frac{\Delta u_m}{\Delta \omega_m} = \frac{6 - 5}{2\pi \cdot (26,62 - 23,15)} = 0,0456 \text{ [Vs/rad]}$$

2.3.3. Meßschaltung zur Ermittlung vom dynamisch wirksamen Ankerimpedanz $Z_A(s) = r_a + s \cdot l_a$

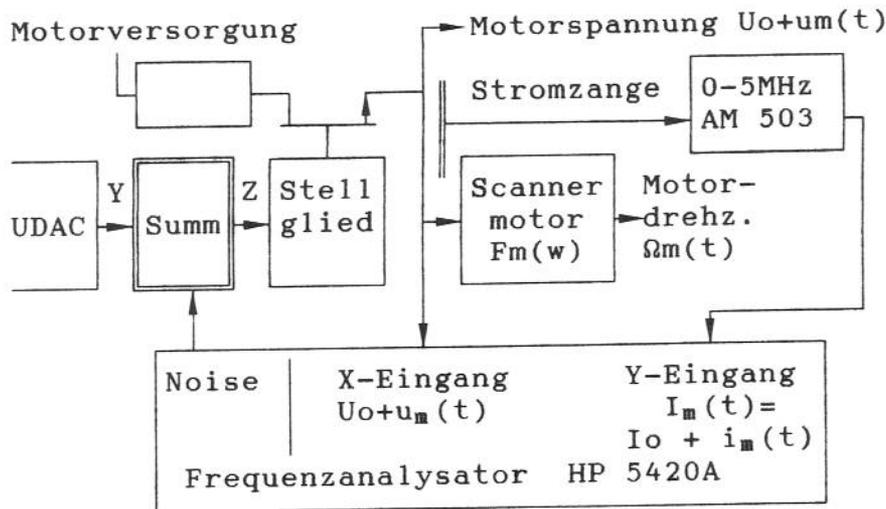
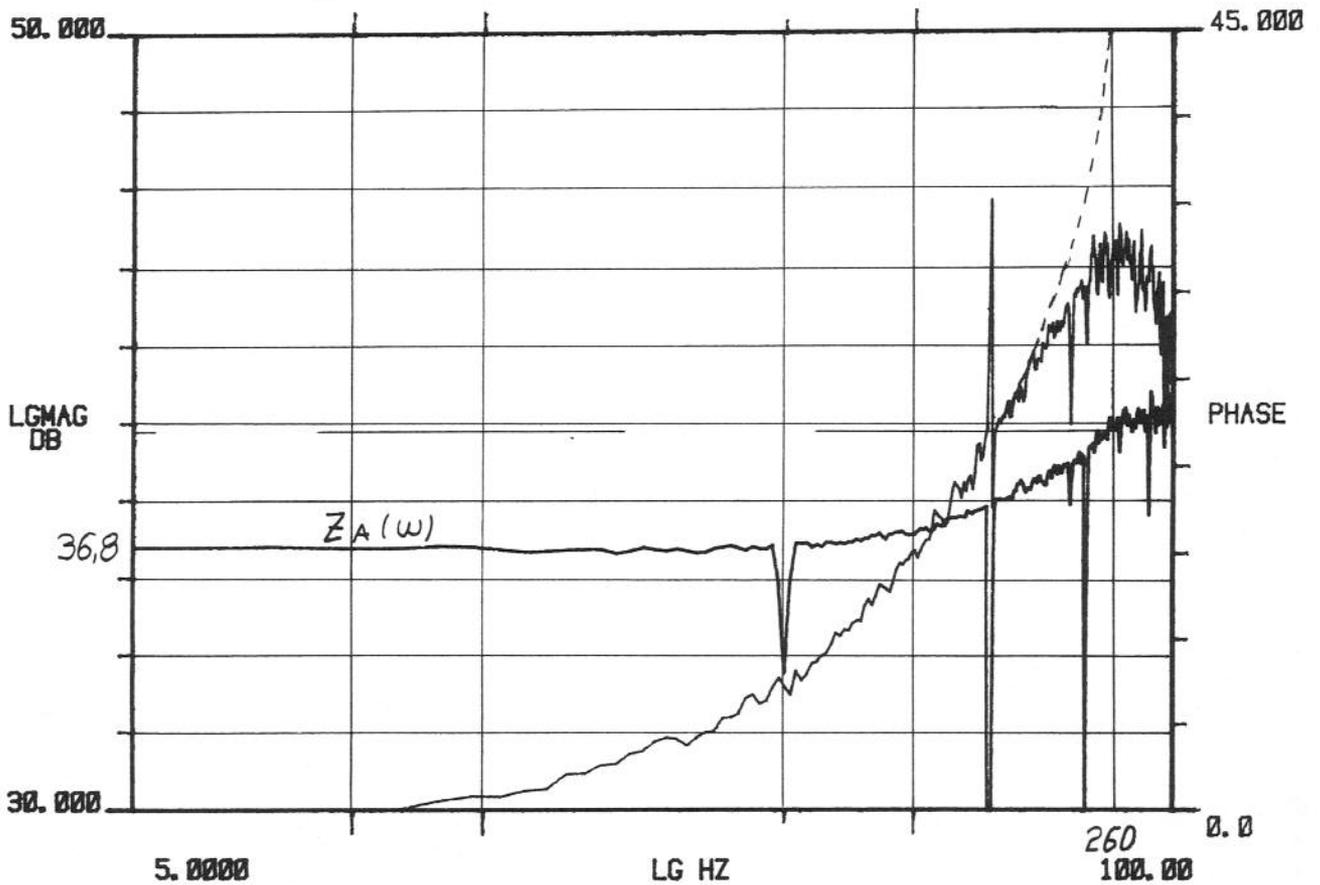


Bild: 2.14

Meßergebnisse zu Ankerimpedanz $Z_A(s)$:

$$k_{ss} = 1/5 [V/A]$$

Rechnung: $\frac{X}{Y} = \frac{u_m}{k_{ss} \cdot i_m} \Rightarrow \frac{u_m}{i_m} (\omega \approx 0) = r_a = \frac{X}{Y} (\omega \approx 0) \cdot k_{ss} \Rightarrow r_a = 13,9 \Omega$



$Z_A(s)$ Bild: 2.15 Ankerimpedanz $Z_A(w)$

2.3.4 Bestimmung der dyn. wirksamen Ankerinduktivität

Die Übertragungsfunktion Ankerstrom zu Ankerspannung ergibt sich zu: (aus Bild 2.5)

$$\frac{i_m(s)}{u_m(s)} = \frac{1}{r_a} \cdot \frac{1}{1+k_m \cdot \Phi \cdot k_e \cdot \Phi \cdot (1/s\theta r_a)} = \frac{1}{r_a} \cdot \frac{s \cdot T_{mech}}{1+s \cdot T_{mech}} \quad (2.12)$$

Der Anstieg ab 250 Hz in Bild 2.15 ist durch die dynamisch wirksame Ankerinduktivität l_a erklärbar. Bei Berücksichtigung der Ankerinduktivität sieht das Bolckschaltbild für den Trommelmotor folgend aus:

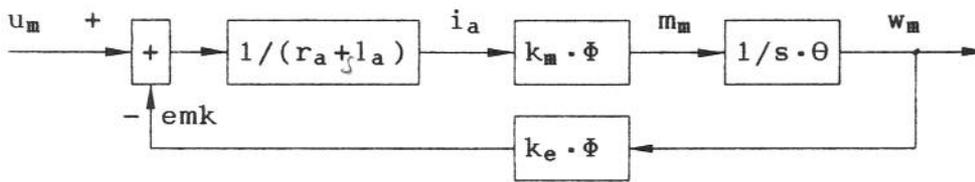


Bild: 2.16 Trommelmotorblockschaltbild mit Ankerinduktivität

Somit lautet die Übertragungsfunktion:

$$\frac{i_m(s)}{u_m(s)} = \frac{1}{r_a + s l_a} \cdot \frac{1}{1+k_m \cdot \Phi \cdot k_e \cdot \Phi \cdot (1/s\theta \cdot (r_a + s l_a))} \quad (2.14)$$

$$= \frac{1}{r_a} \cdot \frac{s \cdot T_{mech}}{1+s \cdot T_{mech} + s^2 (l_a \cdot \theta / (k_m \cdot \Phi \cdot k_e \cdot \Phi))} \quad (2.15)$$

Die Wurzeln des Nennerpolynoms sind:

$$s_{1,2} = \frac{-r_a \pm \sqrt{r_a^2 - 4 \cdot l_a \cdot k_m \cdot \Phi \cdot k_e \cdot \Phi / \theta}}{2 l_a} \quad (2.16)$$

Es gelingt auch die Darstellung mit 2 entkoppelten Tiefpässen. Die Übertragungsfunktion ergibt sich zu:

$$\frac{i_m(s)}{u_m(s)} = \frac{1}{r_a} \cdot \frac{s \cdot T_{mech} \cdot k_m \cdot \Phi \cdot k_e \cdot \Phi}{l_a \cdot \theta \cdot (s + (r_a + \sqrt{r_a^2 - konst}) / 2 l_a) (s + (r_a - \sqrt{r_a^2 - konst}) / 2 l_a)} \quad (2.17)$$

$$konst = 4 \cdot l_a \cdot k_m \cdot \Phi \cdot k_e \cdot \Phi / \theta \quad (2.18)$$

umgeformt ergibt sich:

$$\frac{i_m(s)}{u_m(s)} = \frac{1}{r_a} \cdot \frac{s \cdot T_{\text{mech}}}{\left(\frac{s \cdot 2 \cdot l_a}{r_a \cdot (1 - \sqrt{1 - \text{konst2}'})} + 1 \right) \left(\frac{s \cdot 2 \cdot l_a}{r_a \cdot (1 + \sqrt{1 - \text{konst2}'})} + 1 \right)} \quad (2.19)$$

$$\text{konst2} = 4 \cdot l_a \cdot k_m \cdot \Phi \cdot k_e \cdot \Phi / (\Theta \cdot r_a^2) \quad (2.20)$$

Den Wurzelterm kann man bei Annahme $r_a \gg l_a$ als einen Fehlerterm behandeln, der ungefähr den Wert 1 hat. Die Wurzel kann Reihenentwickelt werden.

$$\sqrt{1 - (4 \cdot l_a \cdot k_m \cdot \Phi \cdot k_e \cdot \Phi / (\Theta \cdot r_a^2))} = \sqrt{1 - 4 \cdot l_a / (T_{\text{mech}} \cdot r_a)} = 1 - \frac{1}{2} \cdot (4 \cdot l_a / (T_{\text{mech}} \cdot r_a)) = 1 - (2l_a / r_a) \cdot (1 / T_{\text{mech}})$$

Dann ergibt sich:

$$\frac{i_m(s)}{u_m(s)} = \frac{1}{r_a} \cdot \frac{s \cdot T_{\text{mech}}}{(1 + s \cdot T_{\text{mech}}) \left(1 + \frac{s \cdot T_{\text{mech}}}{(r_a \cdot T_{\text{mech}} / l_a) - 1} \right)} \quad (2.21)$$

weiter vereinfacht für $r_a \gg l_a \Rightarrow r_a \cdot T_{\text{mech}} / l_a \gg 1$

$$\frac{i_m(s)}{u_m(s)} = \frac{1}{r_a} \cdot \frac{s \cdot T_{\text{mech}}}{(1 + s \cdot T_{\text{mech}}) (1 + s \cdot l_a / r_a)} \quad (2.22)$$

mit l_a / r_a als elektrische Zeitkonstante T_{elektr} .

Zusammenfassend heißt das, auf die Anwendung des Scannermotors: Die Verstärkung aus der Übertragungsfunktion $i_m(s)/u_m(s)$ im Frequenzbereich zwischen $1/T_{\text{mech}}$ und $1/T_{\text{elektr}}$ entspricht dem Kehrwert des dynamisch wirksamen Ankerwiderstandes r_a . Gemessen wurde $u_m(s)/i_m(s)$ daher entspricht die Verstärkung gleich dem dynamisch wirksamen Ankerwiderstand. Die Eckfrequenz bei 260 Hz entspricht der elektrischen Zeitkonstante T_{elektr} .

$$T_{\text{elektr}} = l_a / r_a \quad (2.23)$$

Es folgt:

$$l_a / r_a = 1 / (2 \cdot \pi \cdot 260) \Rightarrow l_a = r_a / (2 \cdot \pi \cdot 260) = 8.26 \text{ mH} \quad (2.24)$$

Die Annahme $r_a \gg l_a$ ist daher gerechtfertigt. Der bei der Linearisierung des Fehlerterms begangene Fehler ist mit:

$$\frac{1}{2} \cdot \left\{ \left[1 + \sqrt{1 - (4 \cdot l_a \cdot k_m \cdot \Phi \cdot k_e \cdot \Phi / (\Theta \cdot r_a^2))} \right] \cdot \left(T_{\text{mech}} / (T_{\text{mech}} - (l_a / r_a)) \right) \right\}$$

(prozentuelle Abweichung von 1) abzuschätzen.

Eingesetzt ergibt sich ein Fehler von weniger als 5%, der bei der relativ hohen Meßunschärfe völlig belanglos ist.

2.3.5. Messung zur Ermittlung von $k_m \cdot \Phi$

Auf einer Momentenmeßbrücke wurde der funktionale Zusammenhang von Ankerstrom $I_m(M_m)$ Motormoment M_m ermittelt. Dabei ist zu beachten, daß die Motordrehzahl immer der Nenndrehzahl bei Normalbetrieb entspricht, da sonst nicht die richtigen Kleinsignaldaten ermittelt werden. Bei Motornennmoment $M_{mNenn} = 2 \text{ mNm}$

Meßergebnis für $I_m(M_m)$: $k_m = \frac{290 - 113}{4} = 44,25 \text{ [A/Nm]} \quad (2.25)$

siehe Bild 2.17

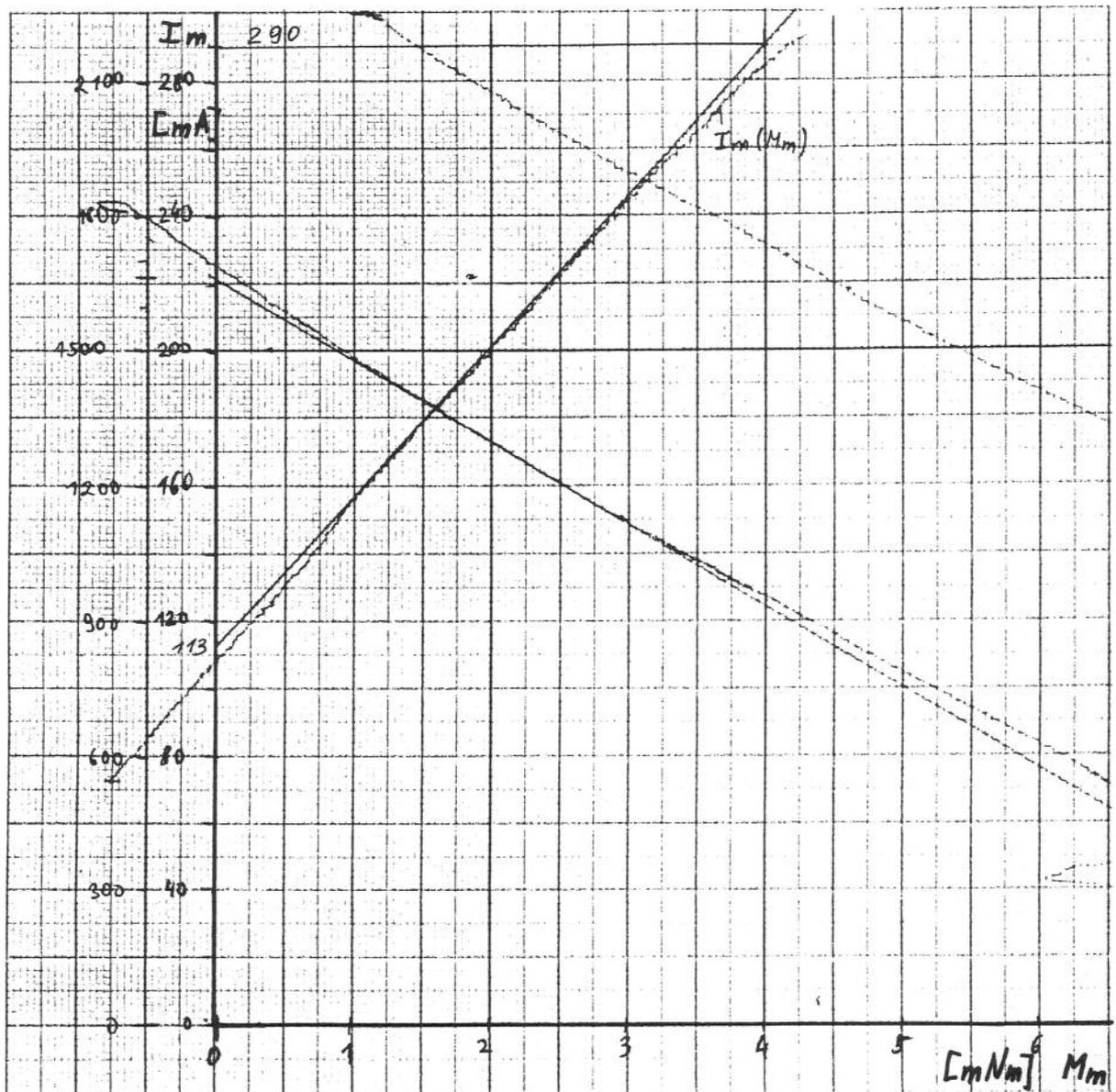


Bild: 2.17 Ankerstrom als Funktion des Motormoments bei Nenndrehzahl

2.3.6. Messung zur Ermittlung des Trägheitsmomentes θ vom Rotor

Das Trägheitsmoment θ wurde in einer Vorrichtung zur experimentellen Bestimmung von Trägheitsmomenten ermittelt. Der genaue Messungsaufbau kann im tech. Bericht WDR 74-83-142 nachgeschlagen werden. Als Prüfling wurde der gesammte Rotor (Kopfscheibe + Anker) des Trommelmotors eingespannt. Nach zweimaligem Messen hat sich ein Trägheitsmoment θ von $69,5 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$ ergeben.

2.3.7. Bemerkungen zur Identifikation vom Scannermotor

Die Meßergebnisse stimmen gut überein bis auf geringfügige Abweichungen in der mechanischen Zeitkonstante. Diese Parameterschwankungen können durch unterschiedliche Meßbedingungen hervorgerufen worden sein.

Weiters zeigt es sich, daß die Bandreibung praktisch das Streckenverhalten des Scannermotors nicht beeinflusst. Es konnte bei eingeletem Band keine Veränderung der Zeitkonstanten und der Verstärkungen festgestellt werden. Dieser Umstand ist sehr nützlich, da die beiden Servokreise, vom Kopfmotor und vom Bandtransport als entkoppelt behandelt werden können.

Wenn bei späteren Identifikationen weitere Übertragungsfunktion von Interesse sind, muß steht darauf geachtet werden, daß die Voraussetzungen der Korrelationsmeßmethode nicht verletzt werden. D.h. bei Vorhandensein von Signalrückkopplungen, die signalflußmäßig vor die Meßgrößenerfassung für die Eingangsgröße des Prozesses reichen, muß geprüft werden, in welchem Frequenzbereich eine gültige Aussage getroffen werden kann (siehe Kap. 1.2.1). Für technische Belange kann angenommen werden, daß für diese Meßanordnung die Korrelationsmeßmethode ab dem Frequenzbereich $10/T_{\text{mech}}$ aussagekräftige Werte liefert. Daher ist die Übertragungsfunktion $w_m(s)/i_m(s)$ nicht von Interesse, da der aussagekräftige Teil der Frequenzgangskurve im verbotenen Frequenzbereich $10/T_{\text{mech}}$ liegt. Bei Messungen wo die Signalrückkopplungen innerhalb der Meßstrecke liegen, d.h. signalflußmäßig nach der Störeinkopplung, ist die untere Grenzfrequenz nur von der Art der Störeinkopplung (AC bzw. DC-mäßig) und von der Meßgenauigkeit abhängig. Dies trifft bei der Messung w_m/u_m zu.

2.4. Das Stellglied - UDAC mit analoger Nachverarbeitung

Beim Stellglied handelt es sich um eine Verbindung von Analog- und Digitalschaltungstechnik. Trotzdem kann es bis auf geringfügige Fehler, durch die Rechenzeit, als ein quasianaloges Schaltelement behandelt werden. Die durch die Rechen- und Ausgabezeit entstehende Totzeit (1.4 ms) ist zwar simuliert worden, doch hat es sich gezeigt, daß Sie geringen Einfluß auf die Simulationsergebnisse hat. Der Phasenfehler bzw. der zusätzliche Phasenschub durch die Totzeit $e\text{-streck}$ kann im Mittel mit $-w \cdot T_{\text{rech}}/2$ abgeschätzt werden. Eingesetzt bei der höchsten Störfrequenz (25Hz) ergibt sich ein beträchtlicher Phasenschub von -0.11 bzw. $-6,3^\circ$. Bei der Durchtrittsfrequenz der Schleifenübertragungsfunktion F_0 beträgt der Phasenschub durch die Totzeit $-1,1^\circ$. Eine leicht steuerungsabhängige Verstärkung wurde festgestellt, was auf

leichte Nichtlinearität hinweist, die bei abtastenden Regelkreisen üblich ist. Durch die Identifikation konnte nur die Eckfrequenz der analogen Nachverarbeitung ermittelt werden. Die Verstärkung kann rechnerisch ermittelt werden.

Schaltung: (Zur Ermittlung der Eckfrequenz des analogen Endverstärkers)

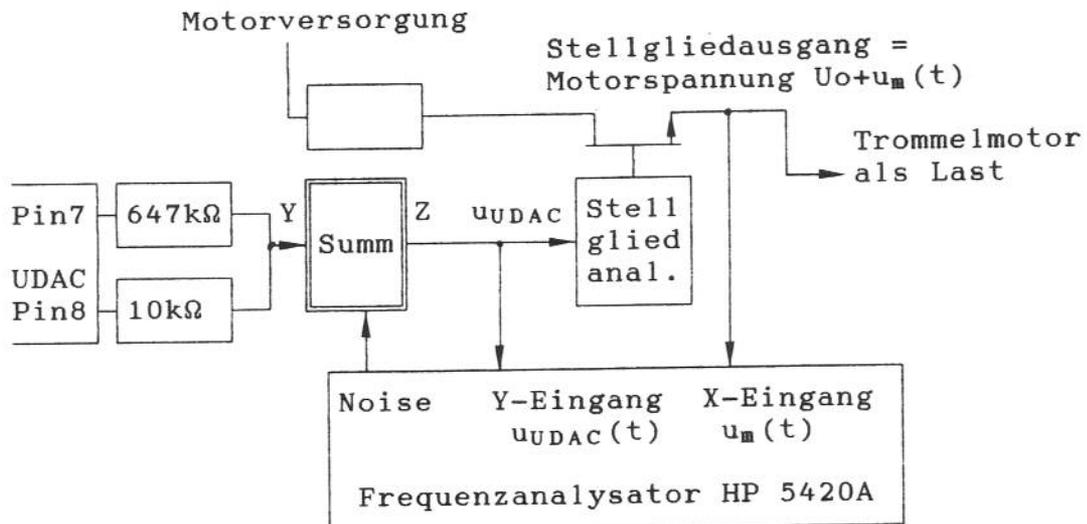


Bild: 2.18

Dabei wurden unterschiedliche Ergebnisse ermittelt, bei Belastung mit dem Motor selbst oder mit einem Widerstand der ähnliche Stromverhältnisse erzwingt. Es ergaben sich starke Unterschiede in den Eckfrequenzen.

Wenn der Motor abgeklemmt wird, und ein 330Ω Widerstand als Last genommen wird, stellte sich eine ungewöhnlich hohe Eckfrequenz von 540 Hz ein, mit reinem PT1-Verhalten.

Bei Belastung durch den Motor wurde kein reines PT1-Verhalten gemessen. Es kommt noch eine phasenrückdrehende Komponente dazu. (siehe Bild 2.19). Diese Komponente wurde nicht berücksichtigt. Nur bei der Simulation der Sprungantwort ist das Stellglied als PT1 mit einer Eckfrequenz von 100Hz angenommen. Bei der Simulation der Störungsunterdrückungen wird das Stellglied durch ein P-Verhalten approximiert, dadurch wird Simulationzeit gespart ohne Verlust der Aussagekraft der Simulation.

Ergebnis - Bodediagramm des analogen Endverstärkers:

Analoge Nachverarbeitung ist kein reines PT₁ - siehe Phase

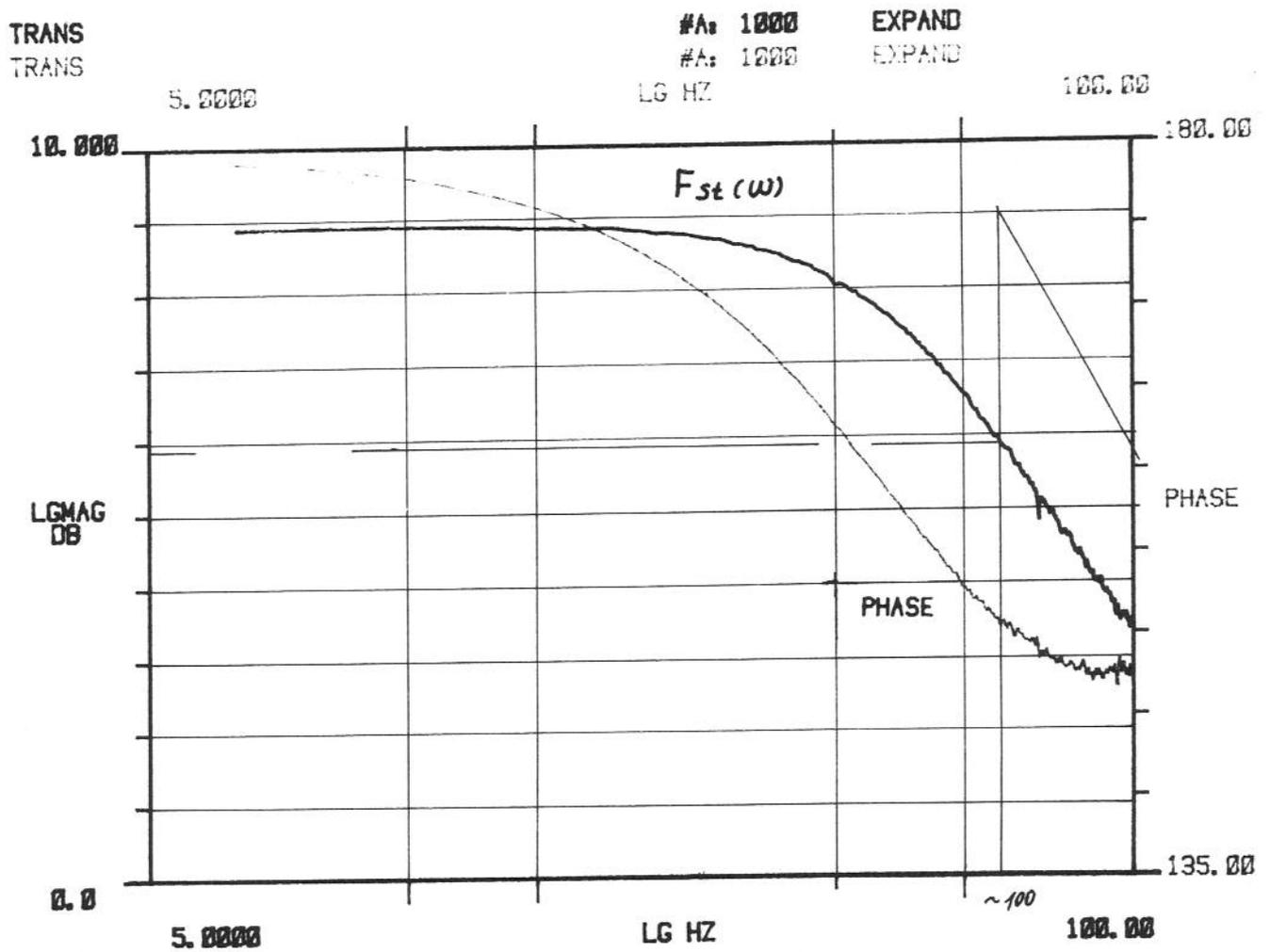


Bild: 2.19 Bodediagramm analog. Nachverarbeitung

Diese Vernachlässigung ergibt einen Fehler der nicht besonders gut abgeschätzt werden kann, da nach Bild 2.19 die Phasendrehung bei 25Hz -9° beträgt, aber das verwendete PT1 eine Phasendrehung von -14° bei der entsprechenden Frequenz hat. Dieser Phasenfehler kann durch Anpassung des Amplitudengangs mit Elementen höherer Ordnung reduziert werden, z.B.: das Stellglied als ein PDT₂-Element mit drei Eckfrequenzen. Zu beachten ist, daß der Aufwand aber beachtlich steigt. Die Ergebnisse haben diesen Schritt nicht als notwendig erscheinen lassen. Ein einsichtiger Grund für die Abweichung vom PT1-Verhalten konnte nicht gefunden werden.

2.4.1 Berechnung der frequenzunabhängigen Gesamtverstärkung

Als frequenzunabhängige Gesamtverstärkung vom UDAC+analoger Nachverarbeitung kann ein kohärenter Faktor Volt/rad oder Volt/LSB oder ein Wert Volt/s_{Abweichung} angegeben werden. Wobei s_{Abweichung} die Zeit in Sekunden angibt, von der die Phase der Trommelscheibe von der Sollphase abweicht.

Der UDAC kann den Duty-Faktor des pulsbreitenmodulierten Ausgangssignals mit 16 Bit quantisieren. Wenn in den beiden Ausgaberegistern (Pin 7+8), je 8 Bit breit, der Hexerdezimalwert FF steht ist das nachgeschaltete Stellglied voll in eine Grenzlage angesteuert. Analoge Überlegung für den Hexerdezimalwert 00.

Gemessen wurden folgende Grenzausschläge:(bei abgeklemmten Motor)

Bei FFFFh -0,8V
 Bei 0000h 12,5V

Die Ausgangsspannung des Stellglieds von -0,8V konnte natürlich nicht gemessen werden, da eine positive Versorgungsspannung nicht negative Werte ergeben kann. Dieser Wert wurde interpoliert, durch kontinuierliches angesteuern des Stellglieds mit einem Netzgerät bis an die Aussteuergrenze.

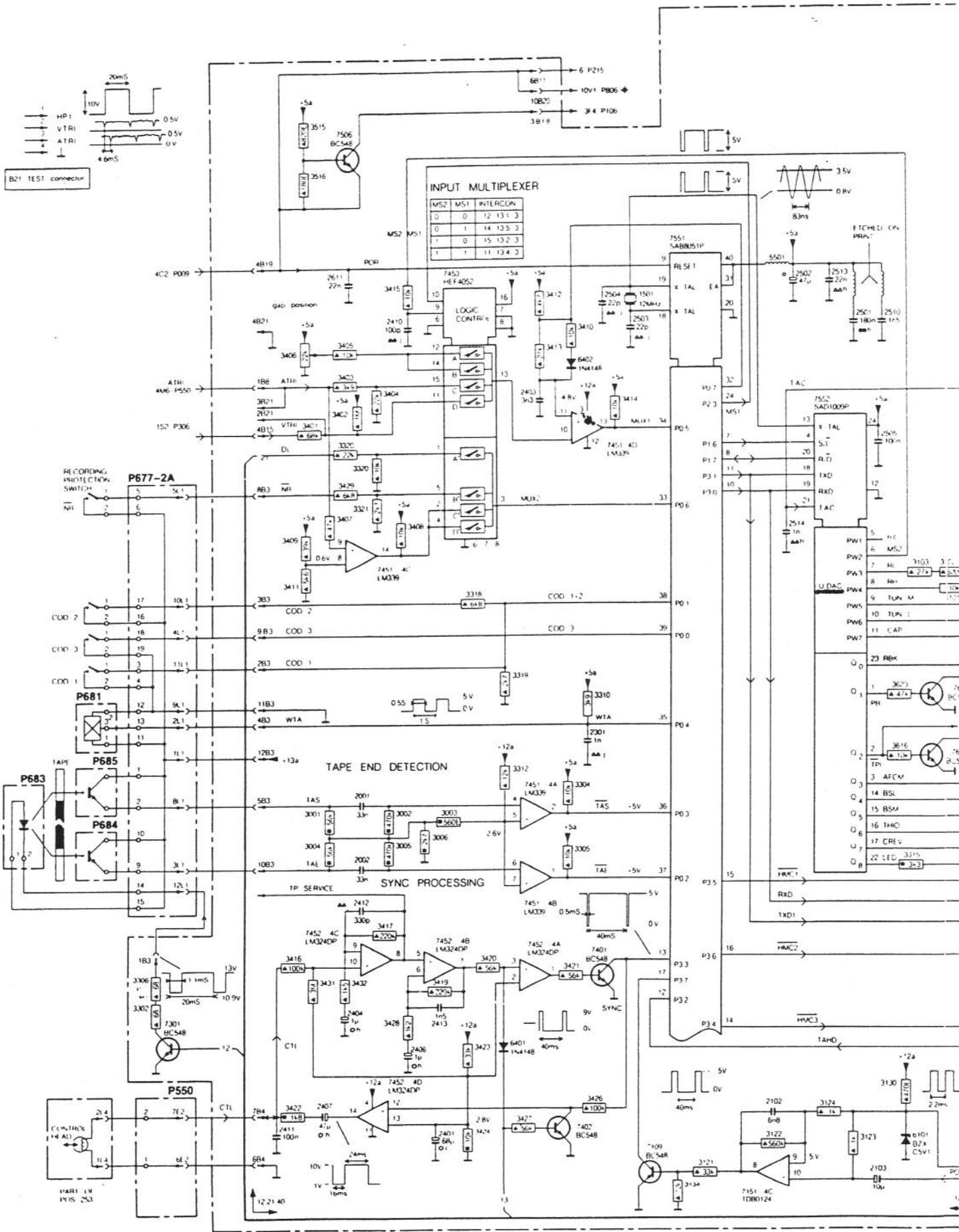
Die Schaltungsanordnung entspricht der Bild 2.2 bei Schalterstellung 2.

Sättigungseffekte der Transistoren können bei der statischen Messung unberücksichtigt bleiben, da die Widerstände R₁/R₂ die Verstärkungsverhältnisse bei kleinen wie bei großen Aussteuerungen festlegen. Der nachgeschaltete OP in Bild 2.2 und in Schaltplan dient im wesentlichen als Abgleichstufe, damit sich die Stromverhältnisse in R₁/R₂ so einstellen, daß am invertierenden Eingang des OP's die Offsetspannung U_{off} von 3,44 anliegt.(nicht 3,25 V wie im Schaltplan angegeben)

Daraus ergibt sich die Verstärkung k_{phi} für das Stellglied.

$$k_{\phi} = (12,5 - (-0,8)) / 2^{16} = 13,3 / 2^{16} = 206E-6 \text{ V/LSB}$$

Die Aussteuerung des Stellglieds kann auch errechnet werden. Nach dem Schaltplan für die Servoplatine liegt als Offsetspannung am nichtinvertierenden Eingang des Stellglieds einer Spannung U_{off} von:



Schaltplan Kopf- u. Band servo

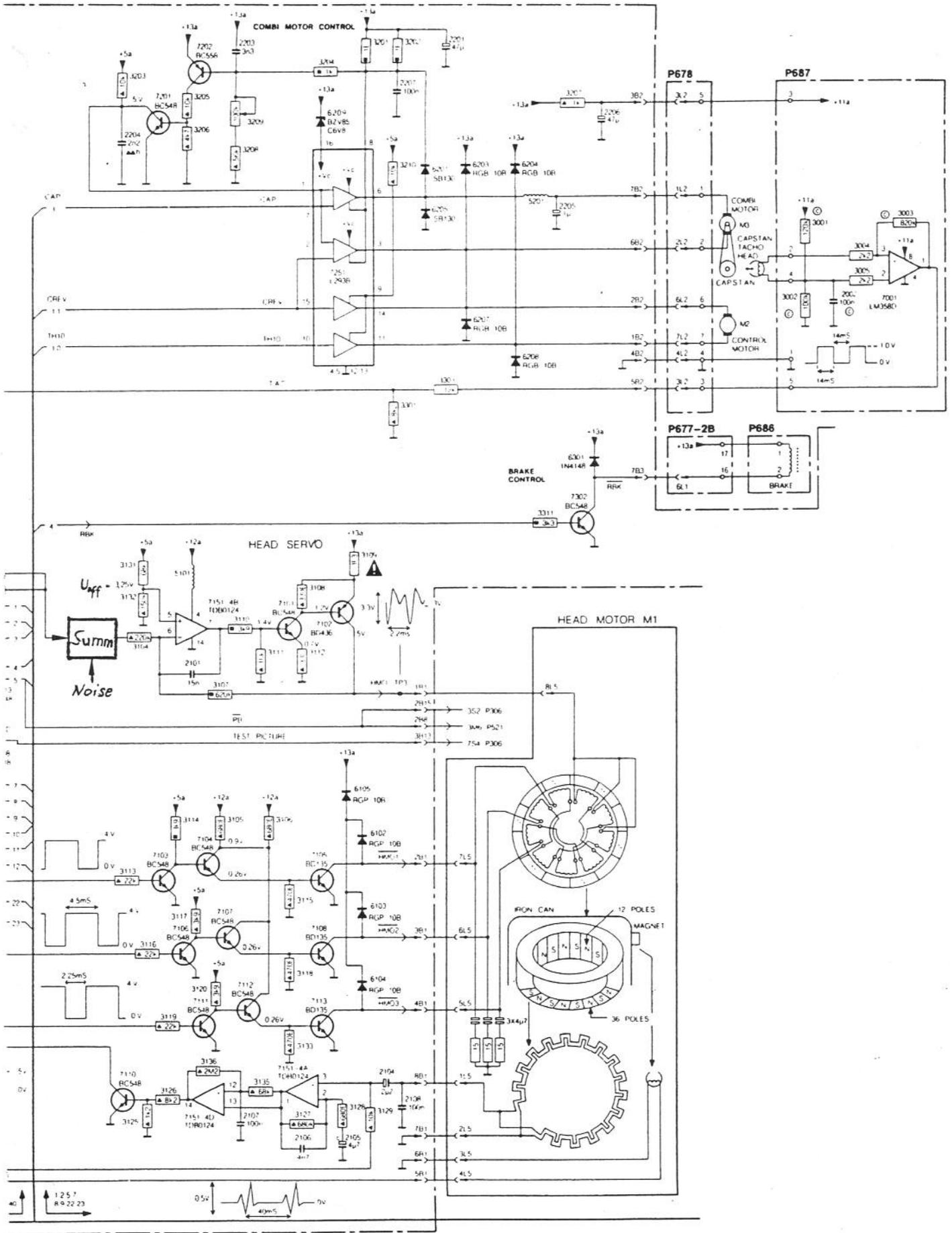


Fig. 6-5

$$U_{off} = 5V \cdot 150 / (150 + 68) = 3,44V \text{ an.}$$

Somit liegt bei 0V Ansteuerung der Pin 7+8 vom UDAC am Ausgang des Stellglieds die Spannung $U_{st}(0V) = (620 + 220 + 9,8) \cdot (U_{off} - 0V) / (220 + 9,8)$

$$U_{st}(0V) = 12,719V \text{ an.}$$

Bei Ansteuerung mit 5V liegt an Ausgang des Stellg. die Spannung:

$$U_{st}(5V) = -0,768V \text{ an.}$$

Daraus folgt: $k_{phi} = 205,8E-6 \text{ V/LSB}$

2.5 Der Regelalgorithmus

Da es sich um einen Digitalregler handelt konnte die Transferfunktion einfach aus dem Listing des Programms entnommen werden. Es wurden folgende Zusammenhänge ermittelt:

$$D_Teil = (t_{NEU} - t_{ALT}) \cdot 10 \quad (2.26)$$

$$PD_Teil = (D_Teil + t_{NEU}) \cdot 4 \quad (2.27)$$

$$Int_{NEU} = Int_{ALT} + (PD_Teil \cdot 13/256) \quad (2.28)$$

$$AUSGABE = Int_{NEU} + PD_Teil \quad (2.29)$$

t_{NEU} = Differenzzeit zum Takt beim jetzigen Abtastschritt

t_{ALT} = Differenzzeit zum Takt beim letzten Abtastschritt

D_Teil = Differenzialteil

PD_Teil = Proportionalteil und Differenzialteil

Int_{NEU} = Aufsummierte Abweichung des PD_Teil beim jetzigen Abtastschritt.

$AUSGABE$ = Binär codiertes Puls/Breiten-Verhältnis für den UDAC (16 Bit breit)

Es kann folgende Ersatzschaltung angegeben werden:

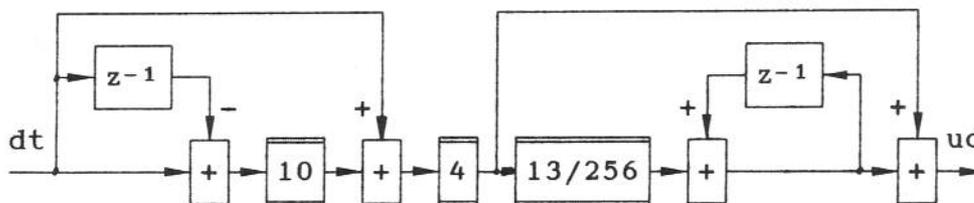


Bild: 2.20 Reglerersatzschaltung

Aus Bild 2.20 läßt sich die Übertragungsfunktion im z-Bereich ermitteln.

$$ud/dt(z) = (((1 - z^{-1}) \cdot 10) + 1) \cdot 4 \cdot ((13/256) \cdot (1/(1 - z^{-1})) + 1)$$

Nach einer Zwischenrechnung ergibt sich:

$$F_{Reg}(z) = \frac{2959 z^2 - 5506 z + 2560}{64 z(z - 1)} \cdot k_{phi} \quad (2.30)$$

$$F_{\text{Reg}}(z) = \frac{2959 (z-0.9516511)(z-0.9091117)}{64 z(z-1)} \cdot k_{\text{phi}} \quad (2.31)$$

Pole $p_1 = 0$, $p_2 = 1$
 Nullst. $n_1 = 0.9516511$, $n_2 = 0.9091117$
 $k_{\text{phi}} = 1.311 \text{ V/rad} = 206 \text{ V/sAbweichung}$

Mit Transformationsbeziehung $z=(1+w)/(1-w)$ kann man die Übertragungsfunktion im w -Bereich angeben:

$$F_{\text{Reg}}(w) = \frac{13 (w + 0.0476191)(w + 0.0247619)}{128 (w + 1)w} \cdot k_{\text{phi}} \quad (2.32)$$

Pole $p_1 = 0$, $p_2 = -1$
 Nullst. $n_1 = -0.0476191$, $n_2 = -0.0247619$
 $k_{\text{phi}} = 1.311 \text{ V/rad} = 206 \text{ V/sAbweichung}$

Aus der Beziehung die für analoge PID-Regler bekannt sind, läßt sich ein äquivalenter PID-Regler im s -Bereich angeben:

$$F_{\text{Reg}}(s) = k_R \cdot (1 + T_D \cdot s + 1/(s \cdot T_I)) \quad (2.33)$$

Unter der Voraussetzung $T \ll$ größte Zeitkonstante kann, nach /4/ ein analoger Ersatzregler angegeben werden.

Durch Ersetzen der Differentialquotienten mit Differenzenquotienten erhält man folgende Beziehung:

$$F_{\text{Reg}}(z) = k_{\text{phi}} \cdot \left(\frac{40 \cdot T \cdot (1-z^{-1})}{T} + \frac{4 \cdot 13 / (256 \cdot T) \cdot (T / (1-z^{-1}))}{4 + 40 \cdot 13 / 256} \right) + \quad (2.34)$$

Nach Herausheben des Terms $4 + 40 \cdot 13 / 256$ erhält man die oben genannte Gestalt für $F_{\text{Reg}}(s)$.
 Der Ausdruck $(1-z^{-1})/T$ entspricht dem Differenzoperator s .
 Der Ausdruck $T/(1-z^{-1})$ entspricht dem Integrationsoperator $1/s$.

Danach lassen sich T_I, T_D, k_R berechnen:

$$T_I = 1 / (4 \cdot K \cdot T \cdot (40 \cdot K + 4)) = 0.5938462 \quad (2.35)$$

$$T_D = 40 \cdot T / (40 \cdot K + 4) = 0.1326425 \quad (2.36)$$

$$k_R = 206 \cdot (40 \cdot K + 4) = 7.9095 \text{ V/rad} = 1242,43 \text{ V/sAbweichung} \quad (2.37)$$

Wobei $K = 13/256$ ist.

Durch Ermittlung der Zählernullstellen läßt sich folgende Form des Reglers im s -Bereich angeben:

$$F_{\text{Reg}}(s) = T_D \cdot \frac{(s + 5)(s + 2.5390621)}{s} \cdot k_R \quad (2.38)$$

Pole $p_1 = 0$
 Nullst. $n_1 = -5$, $n_2 = -2.5390621$
 $k_R = 7.9095 \text{ V/rad} = 1242,43 \text{ V/sAbweichung}$

2.6 Vorentwurf mit dem Bodediagramm

Nun kann auch ein Bodeknickzug angegeben werden ($s=j\omega$).

Von $F_{Reg}(s)$, $F_m(s)$, $S(s)$, $F_o(s)$:

Durchtrittsfrequenz $\omega_d = 3,82\text{Hz}$ (4,28Hz gemessen)

Natürlich ist für Neuentwürfe der umgekehrte bisherige beschriebene Weg, empfehlenswert. Der Vorentwurf kann mit dem quasikontinuierlichen Regler im Analogbereich geschehen. Dabei können alle bekannten Entwurfskriterien, wie symmetrisches Optimum, D-Kompensation und Phasenrand in die Überlegung eingehen.

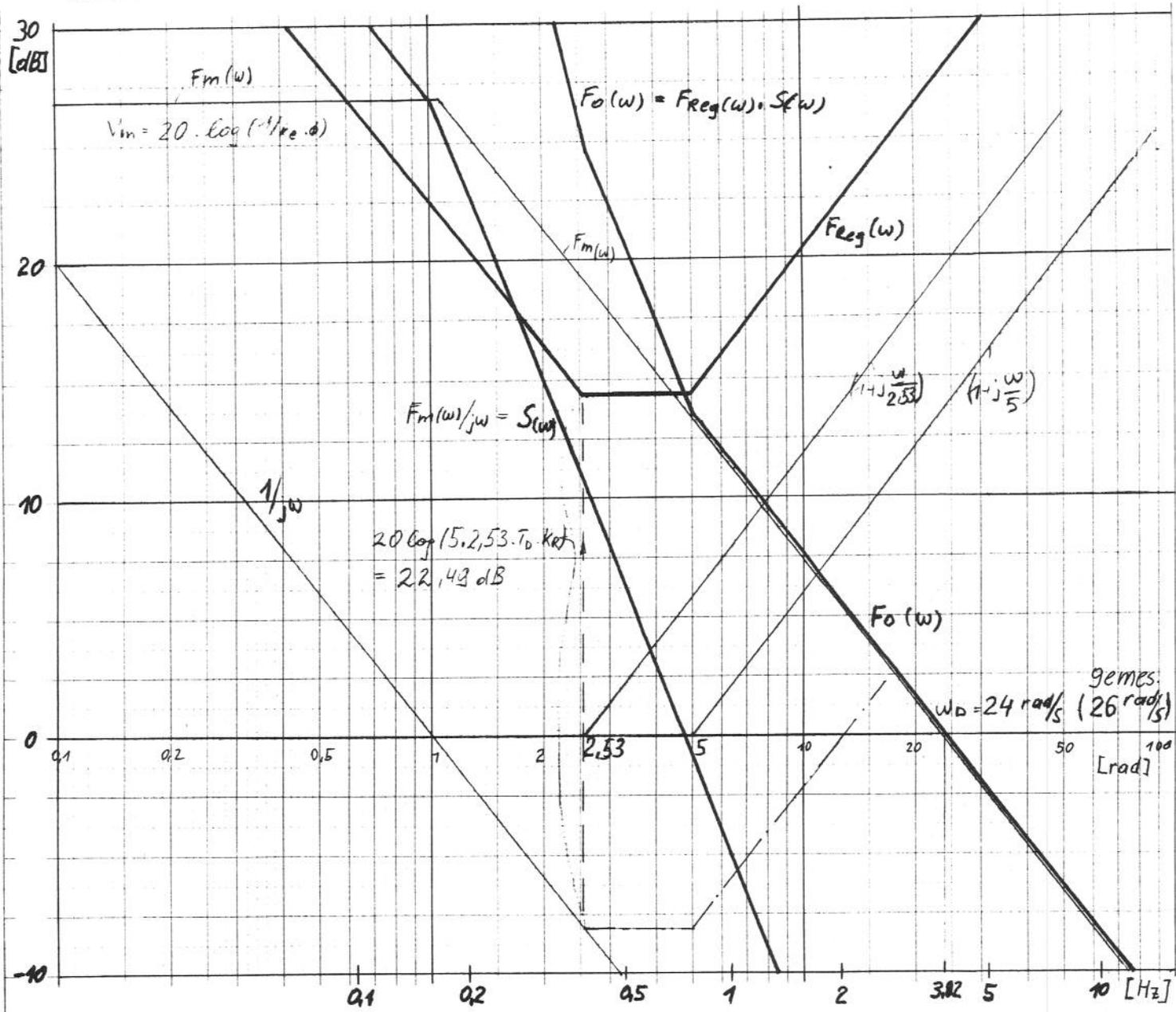


Bild: 2.21 Bodediagramm - Trommelmotorkopfservo mit quasikontinuierlichem PID-Regler

2.7 Vorentwurf mit der Wurzelortskurve

Sehr aussagekräftige Entwürfe können mit Hilfe des Wurzelortsverfahren gemacht werden. Wie in den vorangegangenen Unterkapiteln 2.5 bis 2.6 erläutert wurde kann die Wurzelortskurve sowohl im s-Bereich als auch im z-Bereich gezeichnet werden.

Beim Entwurf mit dem Wurzelortsverfahren ist darauf zu achten, daß immer die richtige charakteristische Gleichung genommen wird. Im s-Bereich ist es einfach, da der Regelkreis wie ein Standardregelkreis nach Bild 2.22 aufgebaut ist.

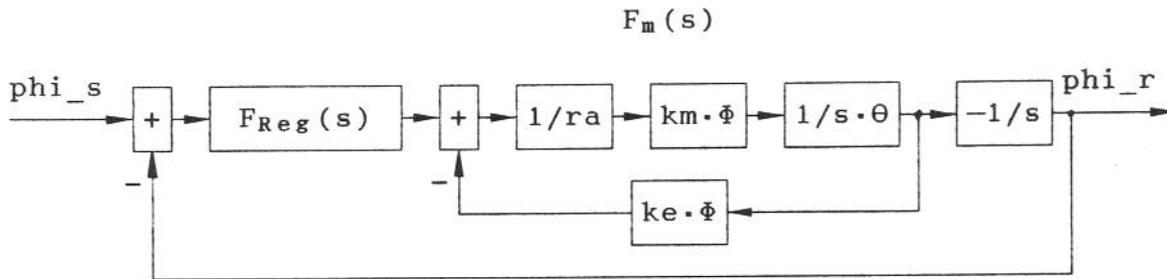
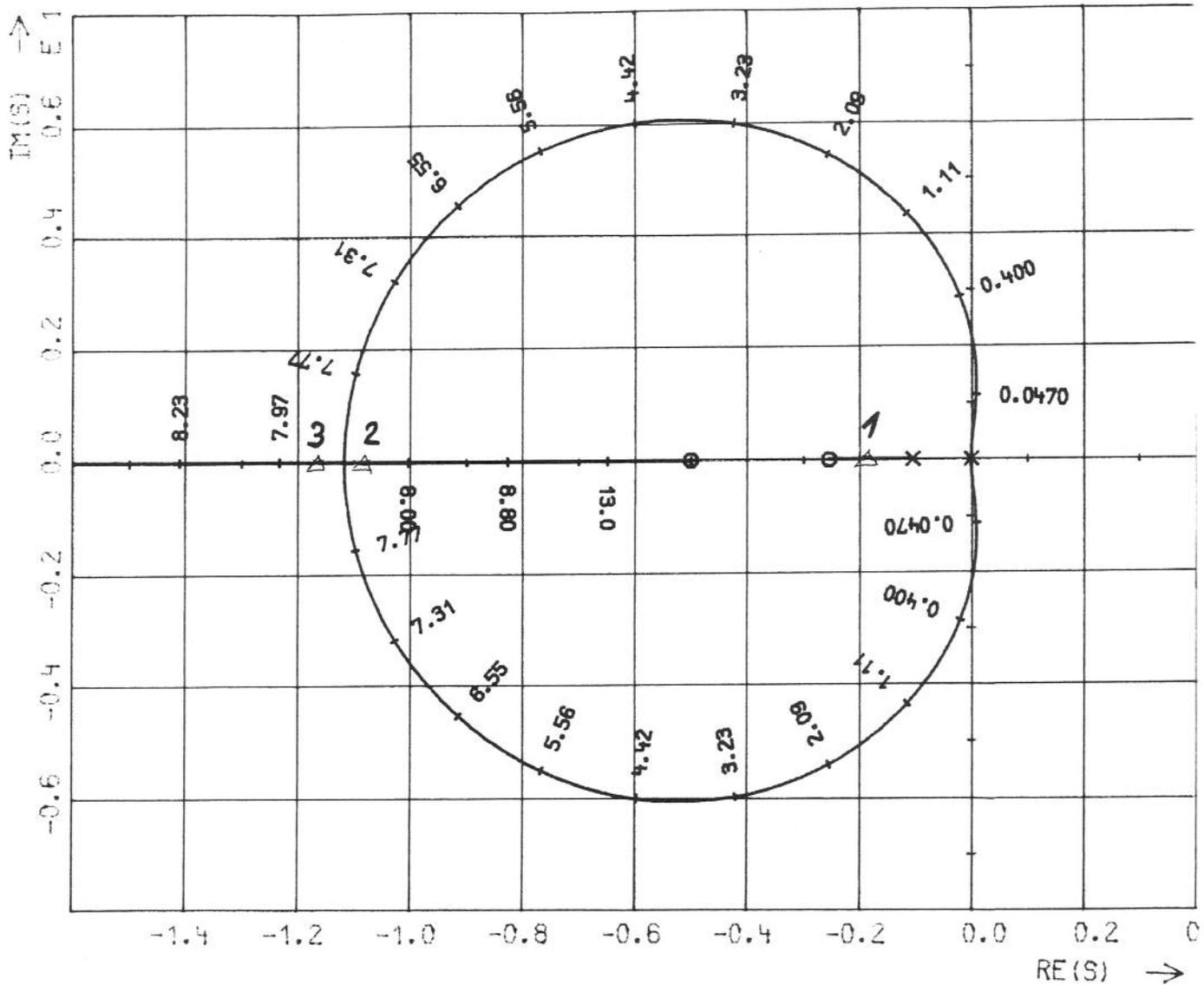


Bild: 2.22 Regelkreis mit quasikontinuierlichem Regler

Wie man leicht nachrechnen kann ist die charakteristische Gleichung im s-Bereich gleich:

$$1 + F_{\text{Reg}}(s) \cdot F_m(s)/s = 0 \quad (\text{siehe Bild 2.22 und 2.23}) \quad (2.39)$$

Als sehr wichtige Anmerkung, muß folgende Tatsache berücksichtigt werden. Bei $F_{\text{Reg}}(s)$ handelt es sich um einen quasikontinuierlichen Regler im Frequenzbereich, der unter der Voraussetzung $T \ll T_{\text{dom}}$ und $T \ll T_{\text{stör}}$ angesetzt werden konnte. T_{dom} ist die dominierende Zeitkonstante, die die freie Systembewegung repräsentiert. Weiters leiten die kleinen Zeitkonstanten, die hochfrequenten (25Hz) erzwungenen Schwingungen der Störung besser durch. Diese mit kleiner Periodendauer auftretenden Störungen müssen jedoch noch von der abtastenden Regelung erfasst werden. So ist die Voraussetzung $T \ll T_{\text{stör}}$ auf die Ungleichung $T \ll T_{\text{sys}}$ zu reduzieren, wobei T_{sys} der Systembewegung der kleinsten Zeitkonstante entspricht. Wenn die Pole auf der reellen Achse mit steigender Verstärkung nach links wandern, ist die Voraussetzung T sehr viel kleiner als die kleinste Zeitkonstante immer schlechter erfüllt. Dadurch kommt es zu einem abweichenden Verhalten der beiden Wurzelortskurven vom s-Bereich und z-Bereich für Pole mit kleiner Zeitkonstante. In einem Zeitkonstantenbereich von $-1/(10 \cdot T) = -5 \text{ s}^{-1}$ für die Pole des geschlossenen Regelkreises, kann die Wurzelortskurve im s-Bereich als repräsentativ betrachtet werden.

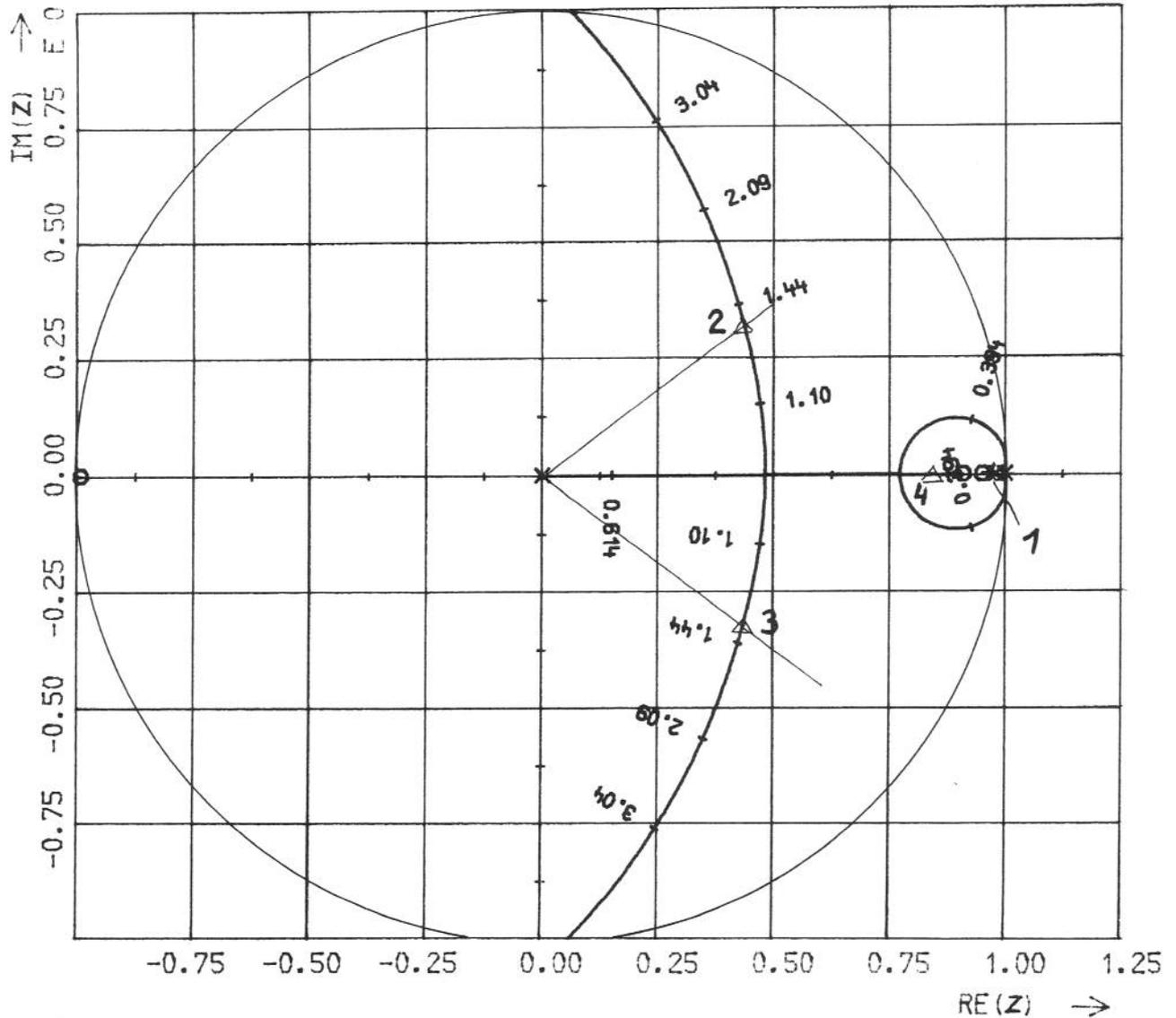


WOK
 S-BEREICH
 $k_R = 7.91 \text{ V/RAD}$ mit 3 Polstellen

Bild:2.23 Wurzelortskurve nach der Reglerverstärkung k_R im s-Bereich. Pole mit jetziger Verstärkung von:
 $k_R = 7,91 \text{ V/rad}$

Die charakteristische Gleichung für den z-Bereich ist wie im Kapitel Theorie 1.3.3, ermittelt worden. Sie ergibt sich daher zu:

$$1 + F_{reg}(z) \cdot (G_{h0} \cdot F_m(s)/s)(z) = 0 \quad (\text{siehe Bild 2.24}) \quad (2.40)$$



WOK
 Z-BEREICH
 KPHI=1.311 V/RAD mit 4 Polstellen

Bild: 2.24 Wurzelortskurve nach der Reglerverstärkung k_{ϕ} im z-Bereich. Pole mit jetziger Verstärkung von: $k_{\phi} = 1.311 \text{ V/rad}$

3. Simulation

Nachdem die wichtigsten Motorparameter durch Identifikation bestimmt wurden, und das linearisierte Modell des Kopfservos in den verschiedenen ACSL-Programmen abgesetzt wurde, kann man an das erste Mal an eine aussagekräftige Simulation denken. Eine bedenkenlos Verwendung der entwickelten Simulationsprogramme kann zu trügerischen Fehlsimulationen führen. Sehr wichtig ist eine vernünftige Wahl der Steuerungsparameter der Integratoren wie z.B. max. Schrittweite (wird im Programm mit ausreichender Sicherheit vorgewählt), Integrationsalgorithmus, Fehlerschranken der Integratoren unter Berücksichtigung von sprungförmiger Erregung des Systems. Andererseits solle der Regelkreis nicht mit realitätsfernen Parametereinstellungen so beeinflusst werden, daß Quantisierungseffekte verwischt bzw. hervorgehoben werden.

3.1 Simulation der Sprungantwort des Kopfservos

3.1.1 Blockschaltbild des in der Simulation abgesetzten Modells für die Sprungantwort des Kopfservos

Schaltung für Momentensprung $i(t) \cdot k_{wir} \cdot \sigma(TZ)$:
 Ermittelt wurden: $u_m(t)$, $w_m(t)/w_0$, $\phi_r(t)$
 Nur Keinsignal- und Störungsrechnung.

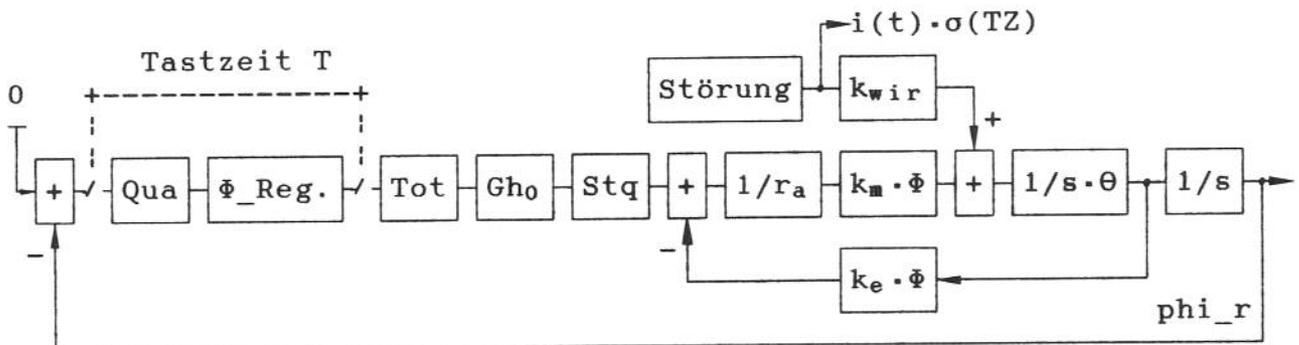


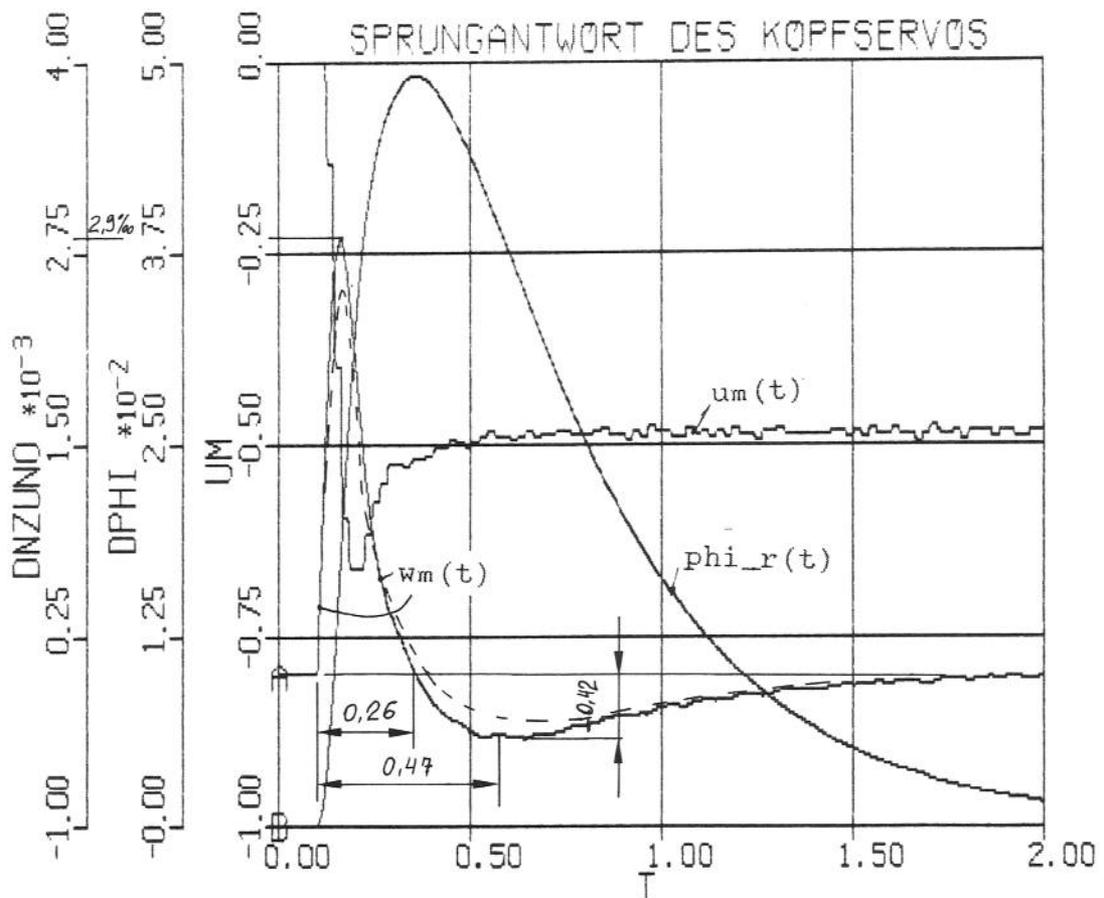
Bild: 3.1 Modellschaltbild für die Simulation der Sprungantwort des Kopfservos

| | |
|--------------|---|
| Qua | Quantisierer-Zeitauflösung der Phasenabweichung $1\mu s$ |
| $\Phi_Reg.$ | Regelalgorithmus wie im μC für die Phasenabweichung |
| Tot | Totzeit wegen Rechen- und Ausgabeverzögerung (1.4ms) |
| Gh_0 | Halteglied 1.Ordnung $Gh_0(s) = (1 - e^{-sT})/s$ |
| Störung | Stromsprung bei der Analyse der Sprungantwort |
| Stq | Stellglied als PT1-Regler mit $f_{grenz} = 100$ Hz und mit bewußt reduzierter Auflösung (14 statt 16 bit) |
| Restliche | Zeichen siehe Zeichenerklärung |

3.1.2 Ergebnis: Sprungantwort des Kopfservos

durchgezogene Linie (simuliert)
 strichlierte Linie (gemessen)
 siehe Bild: 3.2

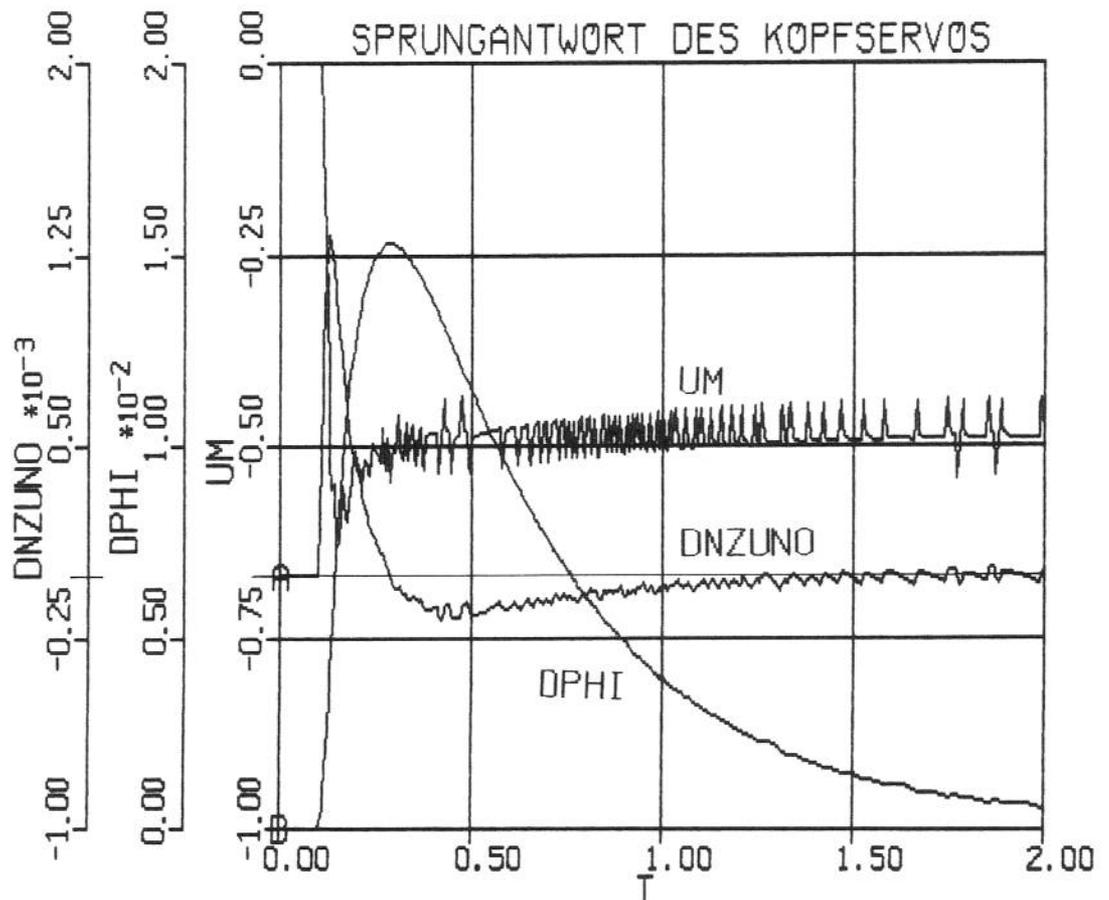
Einflüsse durch Kommutierung, wie Spannungsspitzen und Stromschwingungen in den Schaltpausen, sind in der Motorspannung nicht enthalten. Diese Einflüsse sind schaltungstechnischer Natur und für die Aussage irrelevant. Eine wesentlich interessantere Erscheinung kommt dadurch zum Vorschein, daß diese Einflüsse ausgeschaltet werden. Die dem Gleichspannungswert der Motorspannung überlagerte Schwingung ist durch die Quantisierung der Zeitbasis auf $1\mu\text{s}$ zustande gekommen. Es handelt sich dabei um einen sogenannten Granulargrenzyklus./5/



Sprungantwort des Kopfservos
 Drehzahlabweichung, Phasenabweichung, Motorspannung
 PPU=2, DTEIL=10, DPTEIL=4, SKAL=13, BASIS=1.0E-6, AUFL=14
 Bild: 3.2

Es wurden auch andere Servos simuliert, mit anderen Reglerparametern. (siehe Bild 3.3)

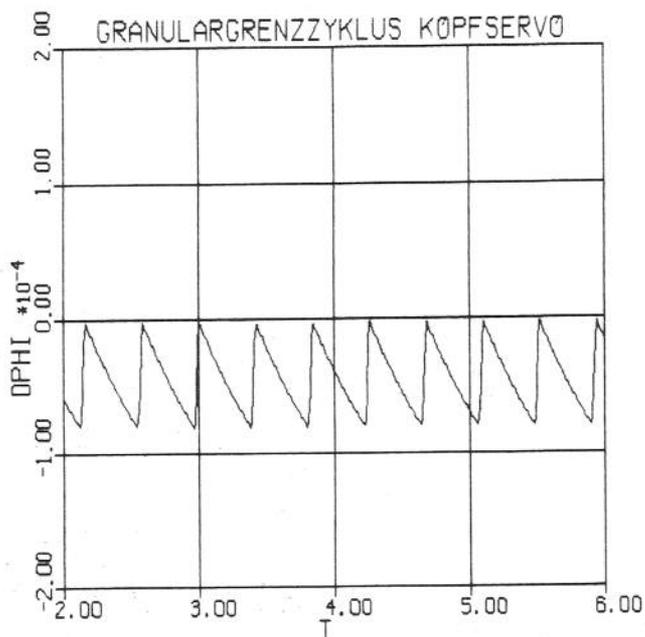
Bei diesem Beispiel ist die Auswirkung des Granulargrenzyklus deutlich zu erkennen. Ein einsichtiger Grund dafür ist, daß die Phasenabweichung 6 mal pro Periode gemessen wird, und dadurch das relative Verhältnis von der Zeitbasis $1\mu\text{s}$ zur Meßdauer schlechter ist als bei 2PPU-Lösungen.



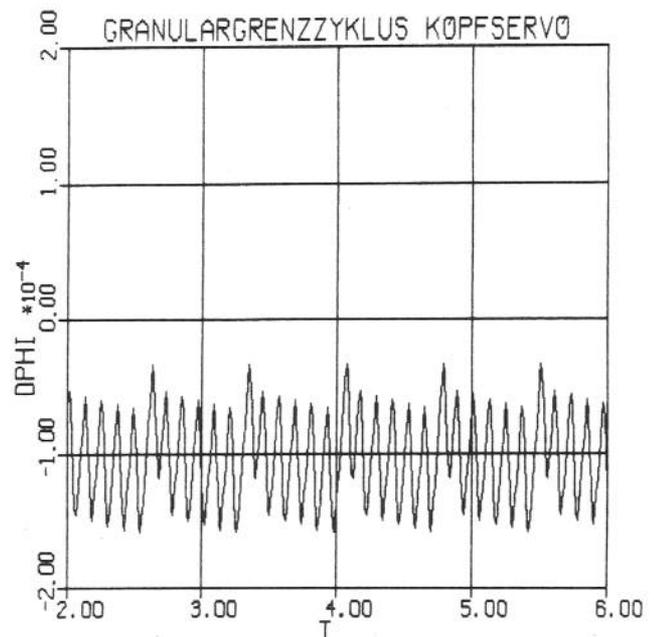
Sprungantwort des Kopfservos
Drehzahlabweichung, Phasenabweichung, Motorspannung
PPU=6, DTEIL=16, DPTEIL=16, SKAL=4, BASIS=1.0E-6, AUFL=14
Bild: 3.3

3.1.3 Granulargrenzyklen

Die wesentlichen Einflußgrößen auf Frequenz und Amplitude des Granulargrenzyklus (siehe Bild: 3.4 bis 3.7) sind die Zeitbasis des μC , die gewählte Rundungskennlinie, die Auflösung und Verstärkung des Stellglieds und wie genau die gemessene Tachoflanke der Winkellage der Kopfscheibe entspricht (Tachojitter). Die letztgenannte Einflußgröße ist vor allem auf Tachofehler zurückzuführen. Die Ursache für ungenügendes Sync-Alinement ist in diesen Granulargrenzyklen zu suchen. Aus der Nachrichtentechnik sind sogenannte Wellendigitalfilter /7/ bekannt, die eine Granulargrenzyklenfreiheit garantieren, selbst bei geschlossenem Regelkreis. Ob der Regelkreis Granulargrenzyklenfrei wird, wenn man den Regler nach dem Konzept der Wellendigitalfilter entwirft, ist nicht näher untersucht worden. Einige typische Granulargrenzyklen sind im folgenden angeführt. (siehe auch nächste Seite)



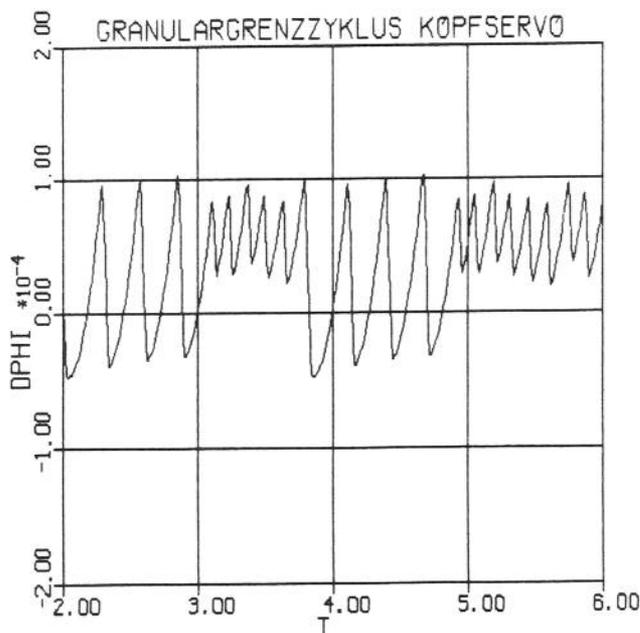
BASIS= 1 μ s AUFL=14
Bild: 3.4



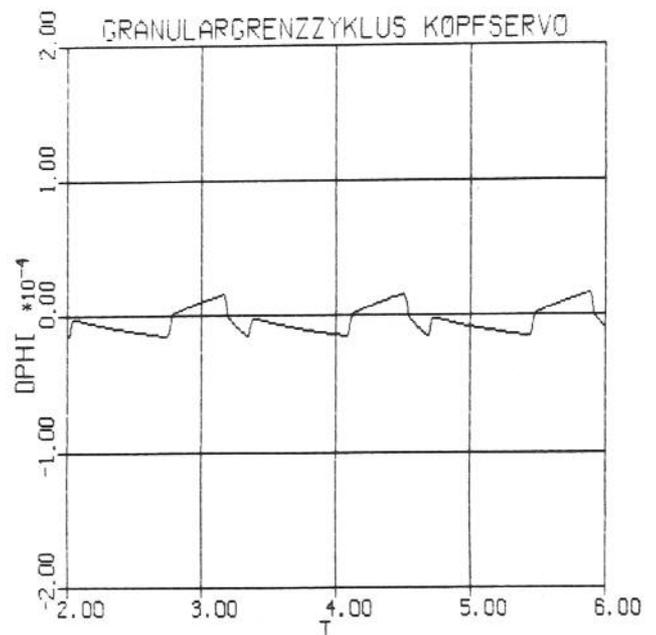
BASIS= 1 μ s AUFL=15
Bild: 3.5

Es gibt eine Unzahl von Granulargrenzyklen, die alle eine leicht unterschiedliche Form haben. Versuchssimulationen haben gezeigt, daß für jede Änderung der Anfangsbedingung (Störung des Systems) andere Granulargrenzyklen auftreten können. Für manche Anfangsbedingungen gibt es sogar keine Granulargrenzyklen. Jedoch kann gesagt werden, daß mit höherer Auflösung der Zeitbasis des μC 's die maximal beobachtete Amplitude des Granulargrenzyklus kleiner wird. In Abbildung 3.6 und 3.7 sind typische Granulargrenzyklen für $1\mu\text{s}$ und 200ns Zeitbasis dargestellt. Die Verbesserung ist offensichtlich. Anzumerken ist, daß in der Realität sicher größere Granulargrenzyklen auftreten, da folgende Einflußgrößen **nicht** in die Simulation aufgenommen wurden:

- .) Tachojitter
- .) Periodische Störung durch Eintauchen der Videoköpfe ins Band. Entspricht einer 25Hz Störung. Mehr als 2PPU -Lösungen können diese Störung besser auflösen, daher werden Sync-alignmentfehler weniger groß sein.



BASIS= $1\mu\text{s}$ AUFL=16
Bild: 3.6



BASIS= $0,2\mu\text{s}$ AUFL= 14
Bild: 3.7

Wie bereits bestehende Untersuchungen über Zeitauflösung des μC 's und die Spannungsauflösung des UDAC's zeigen, ist die dominierende Einflußgröße die Zeitbasis des μC 's. Die 16 Bit Auflösung der Stellspannung scheint ausreichend zu sein (siehe Bild 3.9). Eine wirksame Bekämpfung dieser Granulargrenzyklen, ist offensichtlich nur durch eine kleinere Zeitbasis des μC 's zu erwirken. (siehe Bild 3.8)

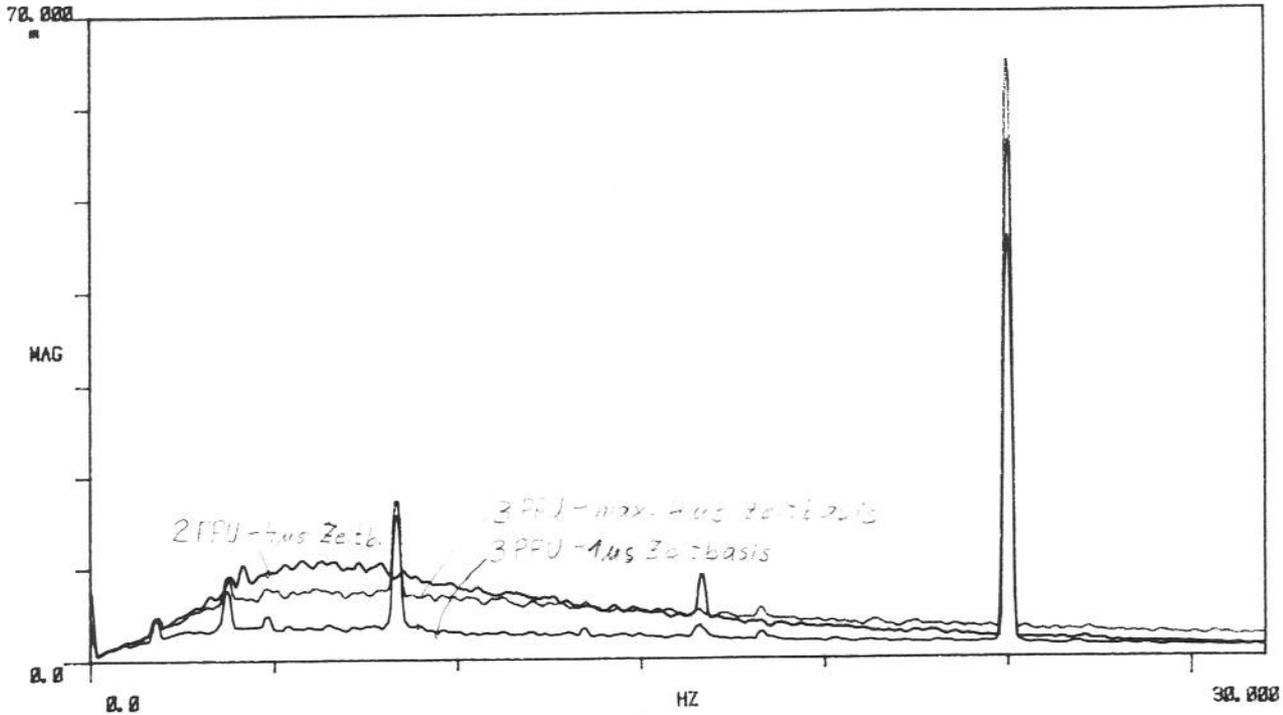


Bild: 3.8 Frequenzanalyse des Eigenwobbels bei verschiedenen Zeitbasen

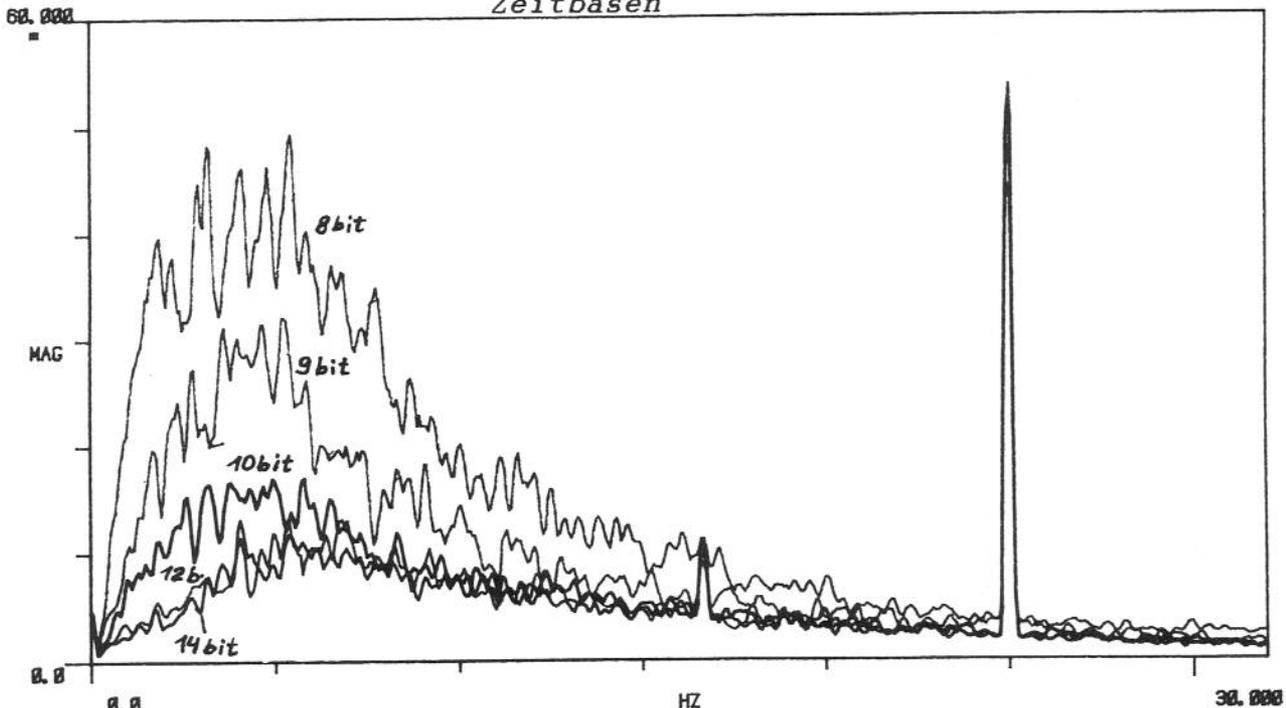


Bild: 3.9 Frequenzanalyse des Eigenwobbels bei verschiedener Auflösung des UDAC's

3.2 Simulation der elektr. Störungsunterdrückungsfunktion des Kopfservos

3.2.1 Blockschaltbild des in der Simulation abgesetzten Modells für die elektr. Störungsunterdrückungsfunktion

Linearisiertes Modell für elektrische Störungsunterdrückung:
 $Fe(s)/Fr(s) = 1/(1+Fo(s))$
 Nur Keinsignal- und Störungsrechnung.
 Bei der Simulation verwendete Gesamtschaltung:

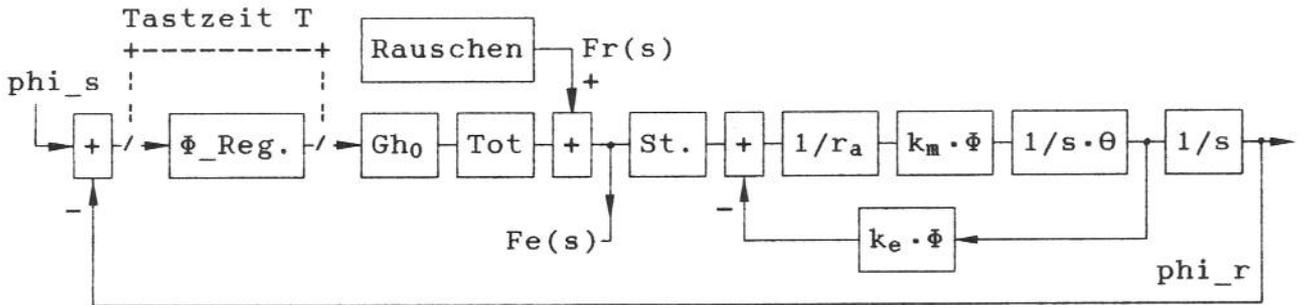


Bild: 3.10 Modelschaltbild für die Simulation der elektrischen Störungsunterdrückung des Kopfservos

St. Stellglied als P-Regler
 Restliche Zeichen siehe Zeichenerklärung

Eine Quantisierung der Zeit- und Stellspannungsauflösung ist nicht vorgenommen worden, da dadurch die Rechenzeit sehr in Mitleidenschaft gezogen wird und bei großer Aussteuerung der Störgröße diese Effekte keine Rolle spielen.

Die Höhe der Aussteuerung der sinusförmigen Störgröße soll der tatsächlich bei der Messung auftretenden physikalischen Größe nahekommen.

3.2.2 Ergebnis: elektrische Störungsunterdrückungsfunktion des Kopfservos

Störungsunterdrückungsfunktion siehe Bild: 3.9
 durchgezogene Linie (simuliert) strichlierte Linie (gemessen)

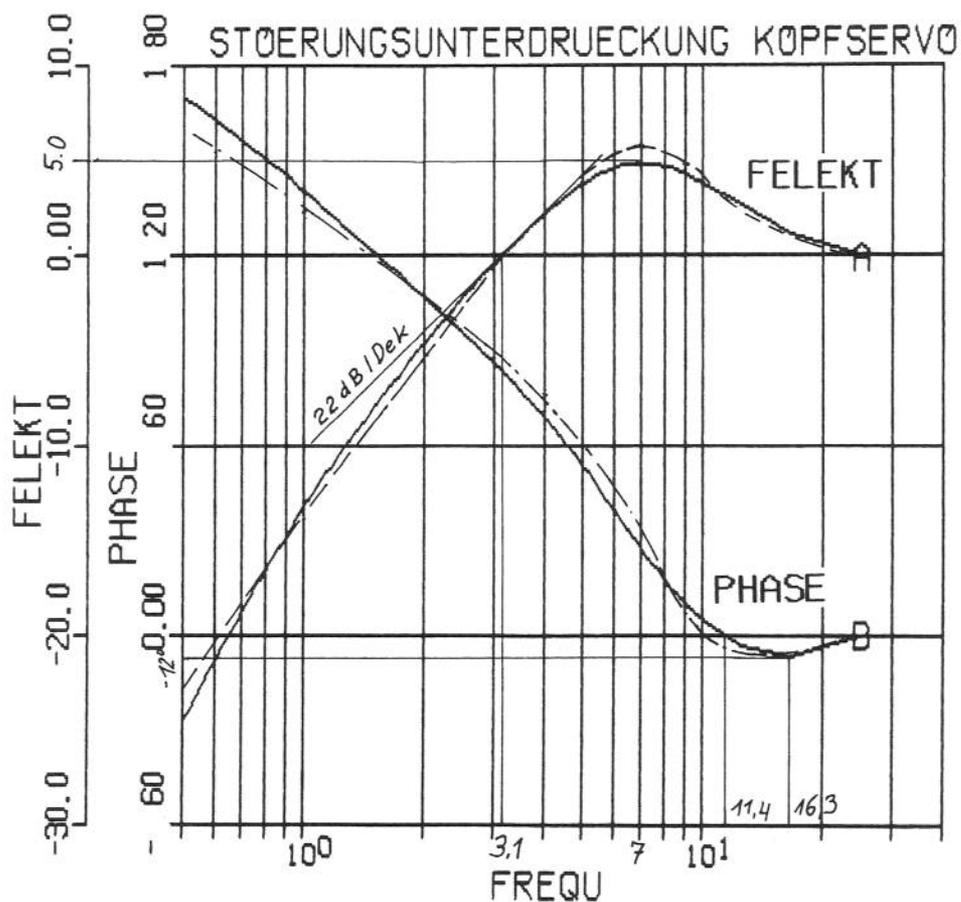


Bild: 3.11 Störungsunterdrückungsfunktion elektrisch

Die Schleifenübertragungsfunktion F_0 siehe Bild: 3.12 kann aus der elektrischen Störungsunterdrückungsfunktion errechnet werden.

Daraus kann ein wichtiges Gütekriterium für Stabilität ermittelt werden: Der Phasenrand.

Phasenrand: 45° simuliert

40° gemessen

durchgezogene Linie (simuliert)

strichlierte Linie (gemessen)

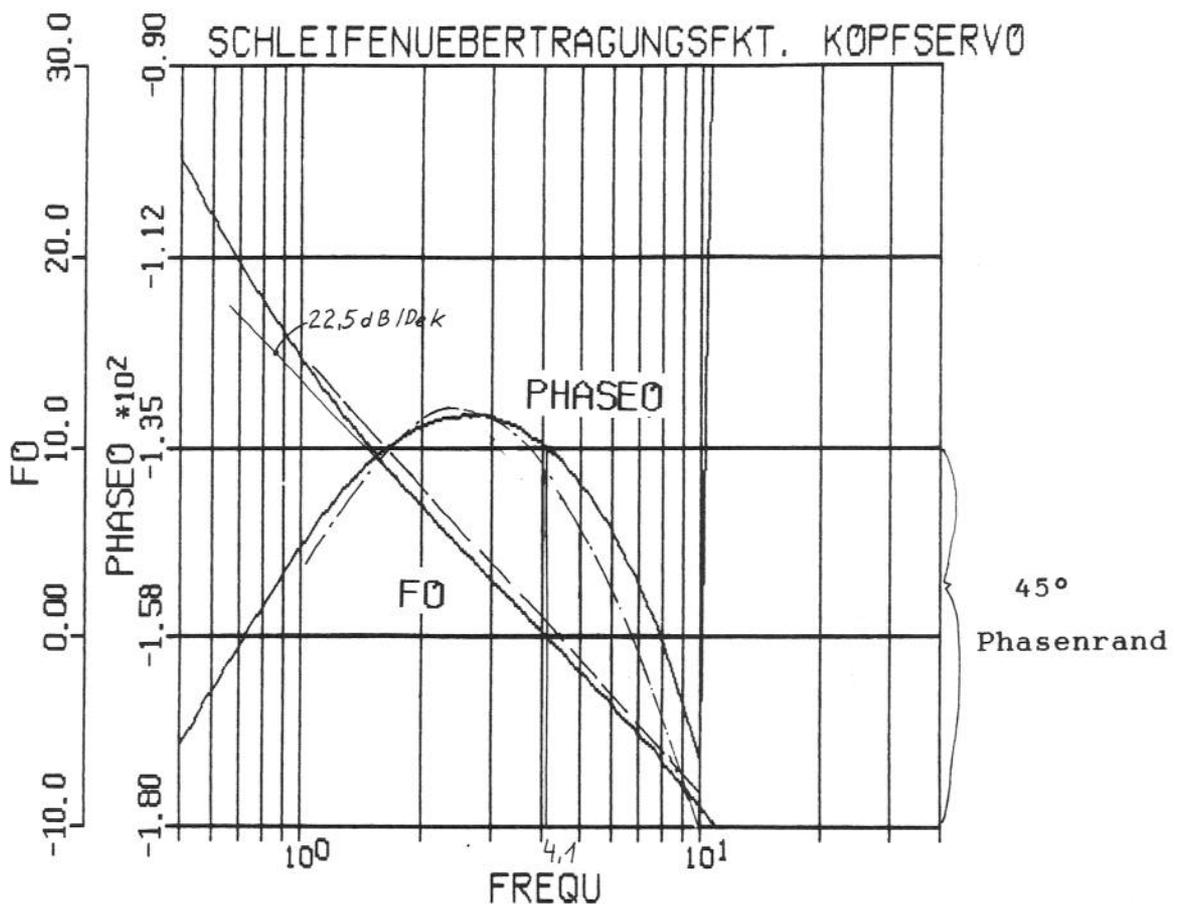


Bild: 3.12 Schleifenübertragungsfunktion $F_0(\omega)$

3.3 Simulation der mech. Störungsunterdrückungsfunktion des Kopfservos (Momentensensitivität)

3.3.1 Blockschaltbild des in der Simulation abgesetzten Modells für die Momentensensitivitätsfunktion

Linearisiert für mechanische Störungsunterdrückung: $w_m(s)/F_i(s)$
 Nur Keinsignal- und Störungsrechnung.

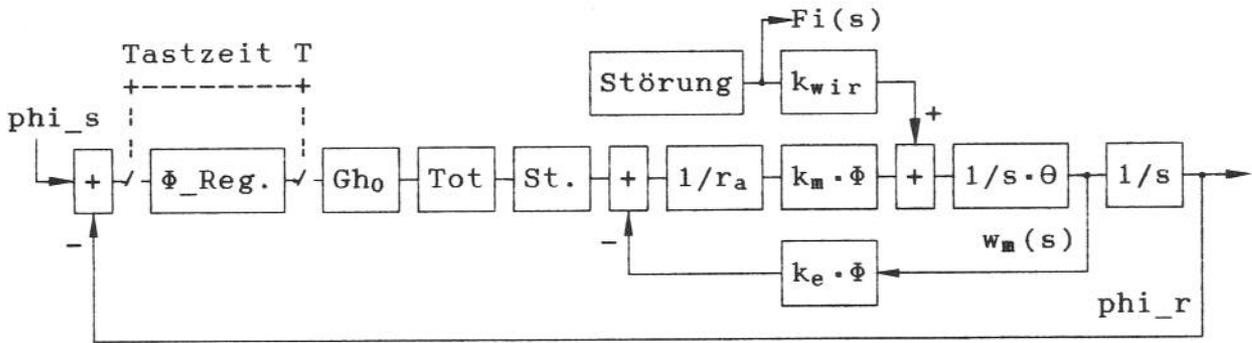


Bild: 3.13 Modellschaltbild für die Simulation der mechanischen Störungsunterdrückung des Kopfservos

St. Stellglied als P-Regler
 Restliche Zeichen siehe Zeichenerklärung

Eine Quantisierung der Zeit- und Stellspannungsauflösung ist nicht vorgenommen worden, da dadurch die Rechenzeit sehr in Mitleidenschaft gezogen wird und bei großer Aussteuerung der Störgröße diese Effekte keine Rolle spielen.

Die Höhe der Aussteuerung der sinusförmigen Störgröße soll der tatsächlich bei der Messung auftretenden physikalischen Größe nahekommen.

3.3.2 Ergebnis: mechanische Störungsunterdrückungsfunktion des Kopfservos

Momentensensitivitätsfunktion siehe Bild: 3.14

durchgezogene Linie (simuliert)
strichlierte Linie (gemessen)

Die Verstärkung ist unkalibriert, da der Verstärkungsfaktor des Drehmomentenaufnehmers nicht ermittelt wurde. Dadurch sind nur die Knickfrequenzen und Steigungen im Bodediagramm typisch für das System. Der simulierte Phasengang kann auch als typisch betrachtet werden.

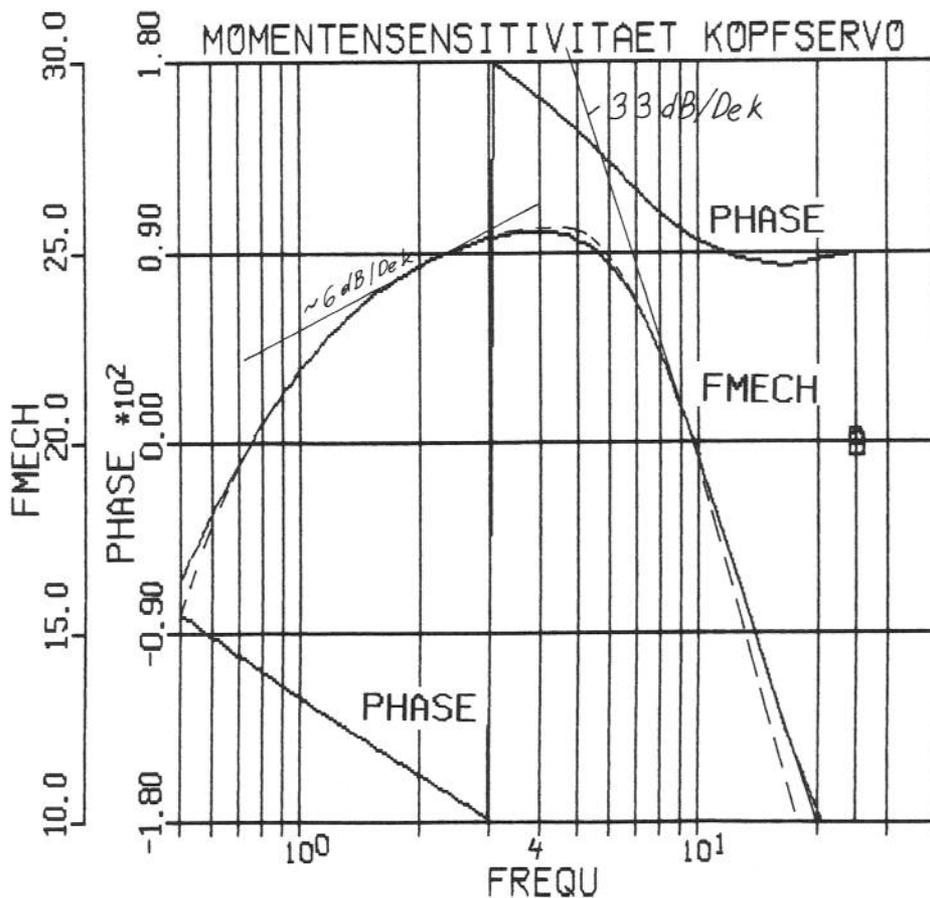


Bild: 3.14 Momentensensitivitätsfunktion

3.4 Erweiterungs- bzw. Änderungsmöglichkeit der Simulation

Folgende Variablen können während der Simulation gesetzt werden, um allfällige neue Servokreise zu simulieren. In den Kammern stehen die Defaultwerte dieser Variablen.

| | | |
|-------|----------|--|
| PPU | (2) | Phasenmessungen pro Motorumdrehung |
| TRECH | (1.4E-3) | Ausgabeverzögerung der neuen Stellgröße in s (Totzeit) |

Reglerkenngrößen:

| | | |
|--------|---------|--|
| DTEIL | (10.0) | Verstärkung für D-Teil des Reglers |
| DPTEIL | (4.0) | Verstärkung für D und P-Teil des Reglers |
| SKAL | (13.0) | Skalierung und Verstärkung für I-Teil |
| kphi | (206.0) | Frequenzunabhängige Gesamtverstärkung des Reglers in V/sAbweichung |

Stellgliedkenngrößen:(nur bei der Sprungantwort)

| | | |
|--------|----------|------------------------------------|
| TSTELL | (1.6E-3) | Zeitkonstante des Stellglieds in s |
|--------|----------|------------------------------------|

Trommelmotorkenngrößen:

| | | |
|--------|------------|---|
| THETA | (69.5E-6) | Massenträgheitsmoment aller rotierenden Teile des Trommelmotors in kgm^2 |
| RANKER | (13.9) | Dynamisch wirksamer Ankerwiderstand in Ω |
| KM | (2.285E-2) | Motorstromkonstante in Nm/A |
| KE | (4.57E-2) | Motorspannungskonstante in Vs/rad |

Bei der Simulation der Sprungantwort des Kopfservos können noch folgende Parameter vorgewählt werden um Quantisierungseffekte wie Wobbel und Sync-alignment darzustellen.

| | | |
|-------|----------|---|
| BASIS | (1.0E-6) | Zeitbasis des μC (1 Instructioncycle) in s |
| AUFL | (14 Bit) | Auflösung der Stellspannung durch den UDAC |

Auswahl der Rundungsbehandlung siehe Kapitel 6.4.1

Tachoungenauigkeiten sind in den momentan vorhandenen Programmen nicht enthalten, können aber bei Bedarf aufgenommen werden. Um die Einflußgrößen auf die Quantisierungseffekte einzelnen studieren zu können, wird es ratsam sein, die Programmgestaltung so zu wählen, daß sich die Parameter(Einflußgrößen) durch logische Variablen ein- und ausschalten lassen und dadurch nicht gegenseitig beeinträchtigen.

4. Kommutierung

Der Aufbau von elektronisch kommutierten DC-Motoren entspricht dem Aufbau von Synchronmaschinen mit Permanent-erregung. Nur durch die polradlageabhängige Kommutierung wird Gleichstrommotor-Verhalten erzeugt.

Da die Leerlaufspannung an den offenen Strängen sinusförmig ist, kann man annehmen, daß der Aufbau eher einer Vollpolmaschine entspricht.

4.1. Ermittlung des theoretisch günstigen Strangstromes

Als Grundlage dient die Abhandlung aus dem Skriptum /8/ "Betrieb elektrischer Maschinen I und II".

Die starke zeitliche Abnahme des Polradwinkels während der stromführenden Phase eines Stranges, läßt es besser erscheinen, wenn die ideale Stromform durch folgende Überlegung ermittelt wird.

Die Kraftwirkung auf einen Leiter, der sich im B-Feld des Permanentmagneten bewegt, ist:

$$F_L = (I_s \cdot B_p) \cdot l \quad (4.1)$$

I_s Strangstrom
 B_p Polfeld
 l wirksame
 Leiterlänge

Dies gilt auch bei den geometrischen Besonderheiten von Nutbreite und Polform (siehe BEM I, Seite 3, /8/).

Die Leerlaufklemmenspannung ist sinusförmig, daher ist auch die Leerlaufinduktion sinusförmig. Durch die relativ großen Luftwege, über die sich der Fluß schließen muß, ist das Eisen noch linear.

Das entwickelte innere Moment M_I ist durch die Lorenzkraft F_L und den Radius des Kraftwirkungspunktes r_i bestimmt. Um möglichst niedrigen Eigenwobbel des Scannermotors zu erreichen sollte gelten:

$$M_I = I_s \cdot B_p \cdot l \cdot r_i = \text{konstant} \quad (4.2)$$

Da U_s und somit B_p eine sinusförmige Funktion ist, sollte I_s während der stromleitenden Phase eine 1/Sinusfunktion sein (siehe Abb 4.1). Nachteil bzw. Schwäche dieser Überlegung ist, daß I_A nicht rückwirkungsfrei auf B_p ist. Aus den Strombildern ist ersichtlich, daß diese ideale Form des Stromes nicht erreichbar ist. Jedoch kann durch ein zeitliches Voreilen der Tachoflanke die tatsächliche Stromform an die ideale angenähert werden.

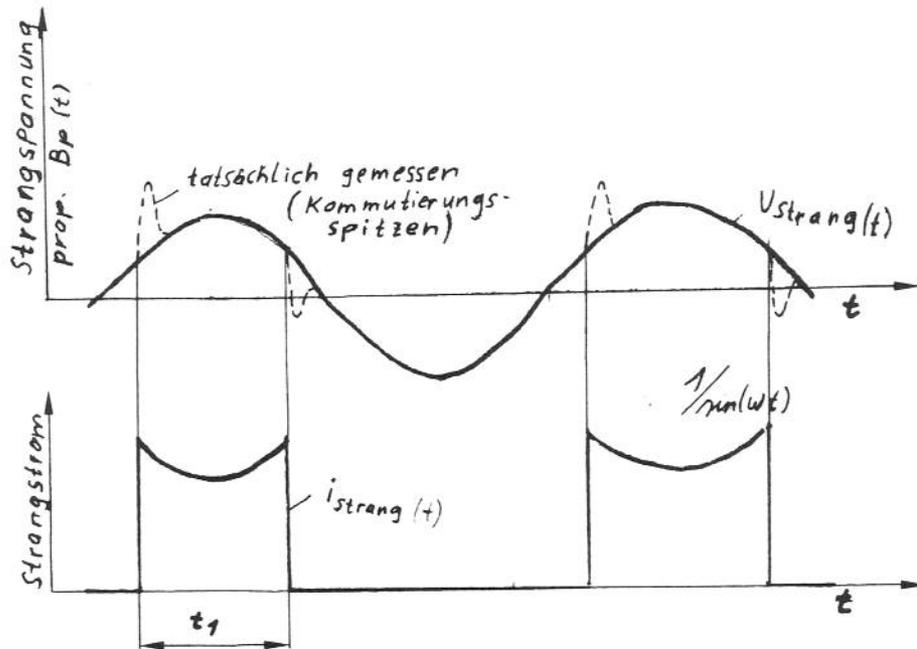


Bild: 4.1 Ideale Stromform eines Stranges und die dazugehörige Strangspannung (ideal)

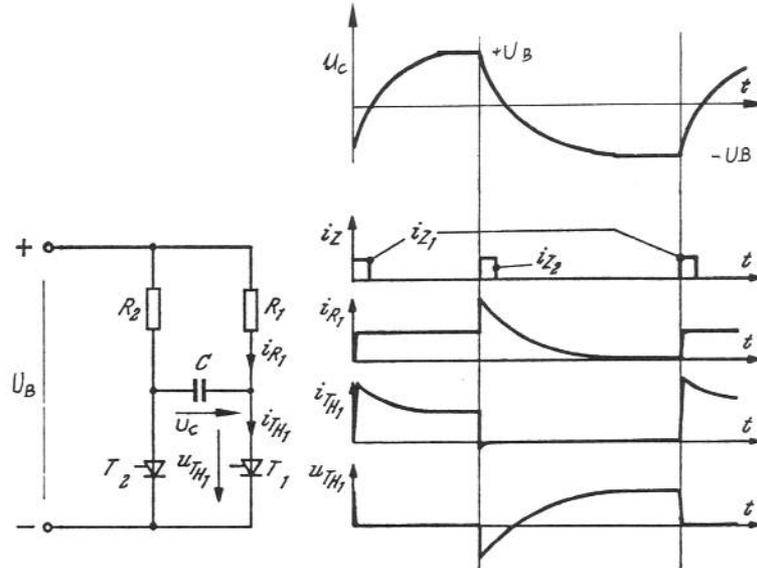
Ein zeitliches Voreilen der Tachoflanke ist durch ein Verdrehen des Tachos erreichbar. Dabei ist zu beachten, daß 1 Grad elektrisch = $1/p$ Grad mechanisch entspricht. Durch Meßreihen müßte noch geprüft werden, welche Voreilung des Tachos am günstigsten ist.

Sehr wichtig ist dabei zu vermerken, daß jeder Stromfluß ausserhalb der Stromleitphase eine störende Pendelung des Momentenverlaufs ergibt. Dieser störende Einfluß ist bei den momentanen Strombildern durch eine sogenannte Phasenfolgelöschung zu beseitigen.

4.2. Phasenfolgelöschung

4.2.1. Einfache Phasenfolgelöschung /9/

Schaltung:



Löschung durch Stromübergabe zwischen zwei Lastkreisen

Bild: 4.2

Erläuterung:

Wenn T_1 leitet, und T_2 zündet wird der Strom aus Zweig 1 gelöscht und von T_2 übernommen (kommutiert). Die genaue Beschreibung der Kommutierung, dieser aus der Leistungselektronik stammenden Schaltung ist im Buch "Leistungselektronik" /9/ nachzulesen.

4.2.2. Anwendung auf die Kommutierung in Scannermotor

Bei der momentanen Schaltung wird die Stromübernahme durch eine gedämpfte LC-Schwingung erreicht, was zu störendem Stromfluß in den Schaltphasen führt (Rüttelmomente). Mit der Phasenfolgelöschung ist dieser Nachteil zu beseitigt, und es kann eine besonders gute Stromübernahme trotz niedriger Kommutierungsgeräusche erfolgen. Ob die dadurch erzeugte Stromform der idealen anzupassen ist, muß noch durch genaue Versuchsreihen in Bezug auf Wobbelverbesserung untersucht werden.

momentane Schaltung:

mit Phasenfolgelöschung:

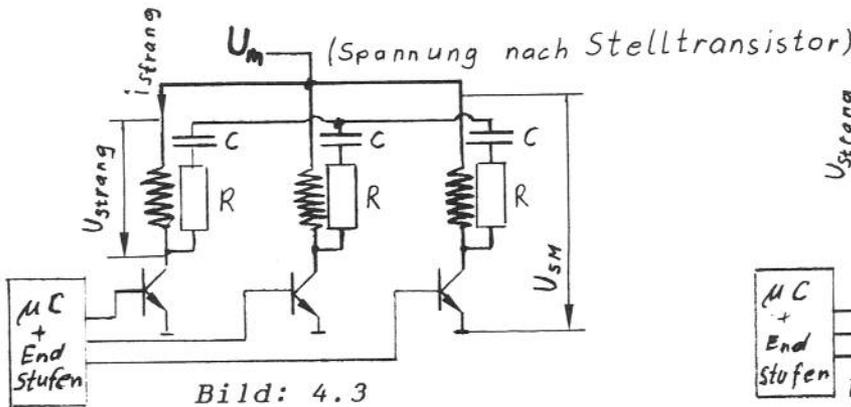


Bild: 4.3
 $R = 15\Omega$
 $C = 4\mu7$

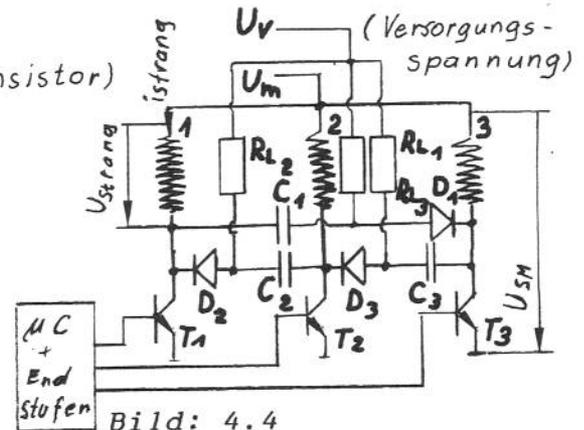


Bild: 4.4
 $RL = 4700\Omega$
 $C = 4\mu7$
 $D \dots RGP 10G$

Obere Bilder Strangspannung gegen Masse
 Untere Bilder Strangstrom I_a

Gute Anpassung an ideale Stromform, aber störende Stromschwingungen

Schlechte Anpassung an ideale Stromform, aber keine Stromschwingungen

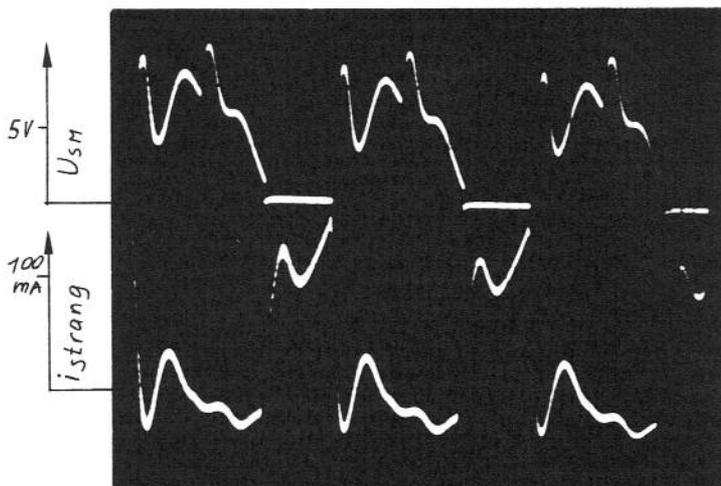


Bild: 4.5 jetziger Stand

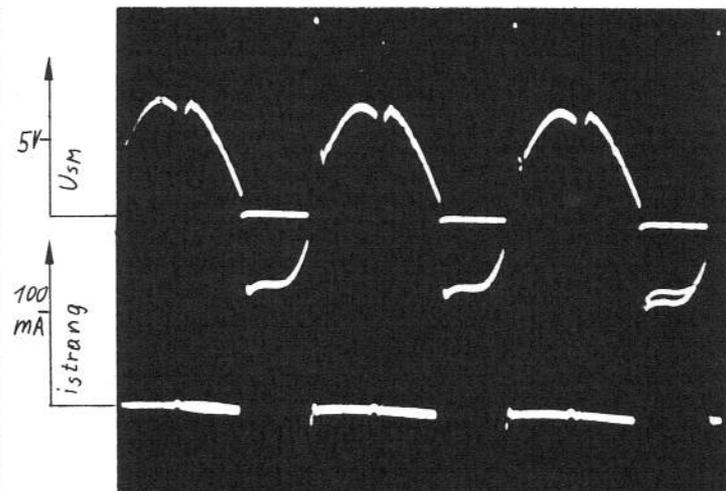


Bild: 4.6 Phasenlöschung

Erläuterung der Schaltung:

Transistor T_1 sei in seiner stromführenden Phase t_1 und gegen Ende der stromführenden Phase ist der Kondensator C_1 auf richtige Löschpolarität geladen. Wenn T_3 schaltet, kann sich der Strom durch die Spule 1 in den Kondensator C_1 entladen (Stromkreis über Versorgung geschlossen). Der Strom im Zweig der Spule 3 kommutiert auf ohne den störenden Stromschwingungen in den Schaltphasen. Die Größe der Löschspannung ist nicht sehr wesentlich, sondern das Verhältnis von L/C bestimmt hauptsächlich die Dauer des Umschwingens. Die Diode D_1 verhindert einen Stromfluß in negativer Richtung, dadurch wird eine ständige L/C -Schwingung unterdrückt. Der Ladewiderstand R_L ladet den Kondensator wieder auf richtige Umschwingpolarität auf.

Folge der Phasenlöschung:



Ein großer Vorteil dieser Schaltung ist, daß das Umschwingen fast ungedämpft, abgesehen von der Diode, vor sich geht. (bisher mit Widerständen bedämpft)

Ein Nachteil sind die größeren Kommutierungsgeräusche, die jedoch durch die Freilaufdioden bedämpft werden. Geräuschmessungen wurden nicht vorgenommen.

5. Simulation mit dem Programmpaket ACSL

5.1 Beschreibung von ACSL

Die Simulation von physikalischen Systemen wird als Standardhilfsmittel in der Abschätzung vom dynamischen Verhalten benutzt. Das Simulationspaket ACSL (Advanced Continuous Simulation Language) ist speziell für die Verwendung und Modellierung von Systemen entwickelt worden, die mit zeitabhängigen nicht linearen Differenzialgleichungen, bzw. Übertragungsfunktionen beschrieben werden.

Hervorzuheben sind die Eigenschaften:

- .) Leichte Funktionbildung
- .) Leichte Absetzung von komplizierten Modellen
- .) Unabhängige Vorgabe der Fehlerschranken für die einzelnen Integratoren im Modell.
- .) Bereitstellung von Plot- und Printoptionen.
- .) Freie und anwenderfreundliche Eingabe von Parametern.
- .) Viele simulationsorientierte Operationen
z.B.: Zeitverzögerung, analog und digital
- .) Sortieren der Statements und Zuordnen von Pseudovariablen ermöglicht die Verarbeitung von implizierten Strukturen

Das Herzstück des Simulationpakets ACSL bildet die Integrationsroutine, durch die man einfach Zustandsvariablen miteinander verkoppeln kann. Der allg. Programmaufbau ist in Bild 5.1 dargestellt.

```

PROGRAM
  INITIAL
    } Statements performed before the run begins. State variables do not contain
    } the initial conditions yet.
  END
  DYNAMIC
    DERIVATIVE
      } Statements needed to calculate derivatives of each INTEG
      } statement. The dynamic model.
    END
    DISCRETE
      } Statements executed periodically.
    END
  } Statements executed every communication interval.
END
  TERMINAL
    } Statements executed when the termination condition TERMT becomes
    } true.
  END
END

```

Bild : 5.1 Allgemeiner Programmaufbau

Der Programmfluß ist mit den Steuermechanismen dargestellt.

in Bild 5.2

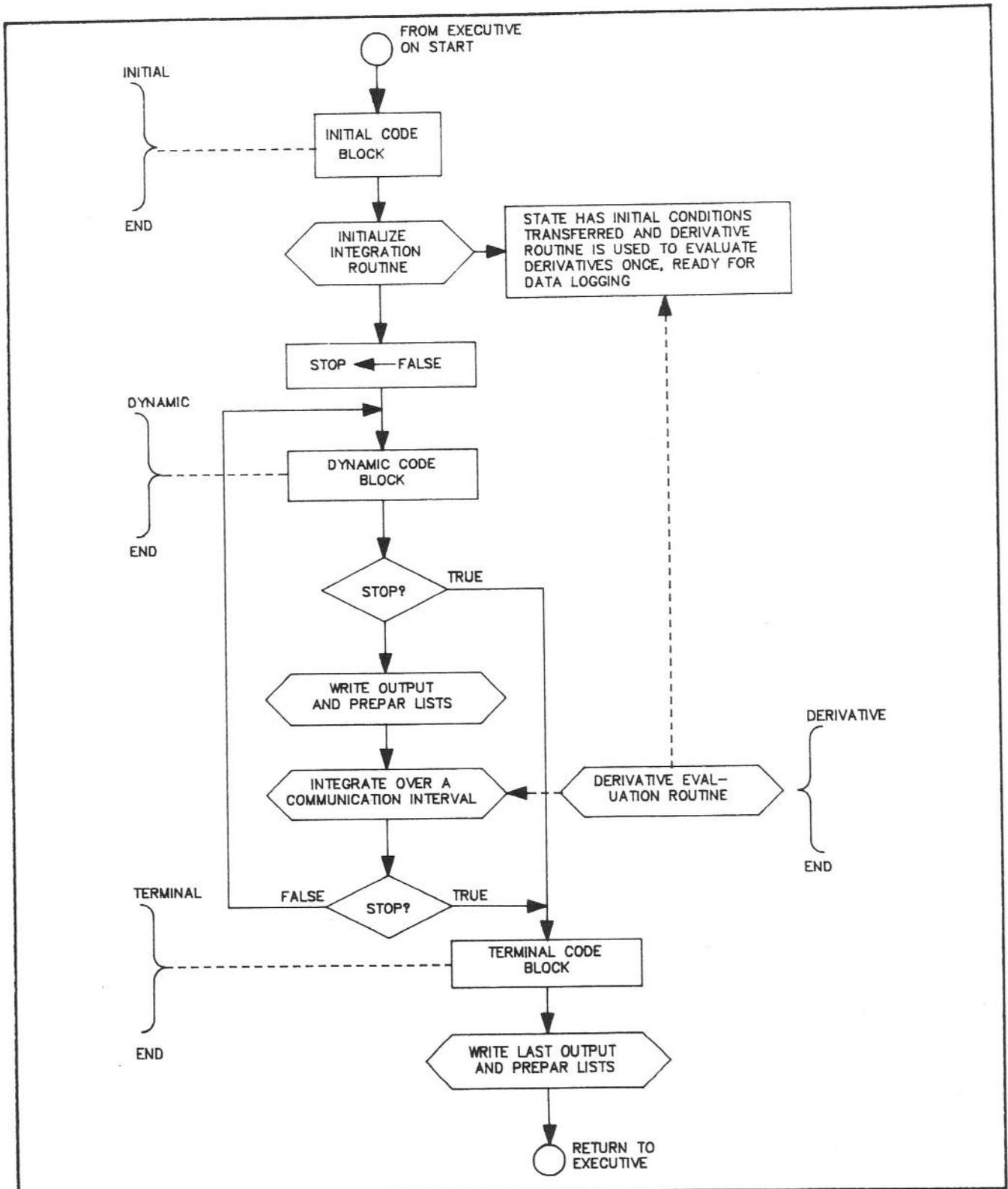


Bild : 5.2 Programmfluß bei ACSL-Programmen

Die Verarbeitung durch den Anwender gestaltet sich in 3 Teile:

1. Teil: Installierung und Initialisierung von ACSL

Zur Installation des Systems benötigt man die Installationsdisketten und ein Manual.

Weiters ist der ACSL-Key erforderlich. Die Programme sind bereits auf der Harddisk von Herrn Stefanich und Herrn Kuchar installiert. Nach dem Hochfahren des PCs sind folgende Batchdateien zur Initialisierung von ACSL verfügbar.

ACINI ... Initialisiert ACSL und legt den Schirm als Ausgabe einheit fest.

Die Ausgabeeinheit kann mit SET DEVPLT=.. auf den Drucker oder HP-Plotter umgelenkt werden.

2. Teil: Die Abarbeitung des fertig modellierten und exekutierbaren Files, welches nur durch Abbruchbedingungen im Programm beendet werden kann. Wenn das ganze Packet bereits installiert ist, wird die Umsetzung von Simulationspaket im ACSL - Sourcecode durch weitere Batchdateien bewerkstelligt. Falls die entwickelten Sourceprogramme noch nicht compiliert, gelinkt und somit nicht lauffähig sind, kann dies durch Aufruf einer Batchprozedure geschehen. Diese Sourcedateien werden in ein Fortranfile compiliert, gelinkt und anschließend in ein Exefile verwandelt.

Die Eingabe erfolgt in folgender Form:

AC <Filename des Sourcecodes **ohne** Extention>

Dabei ist zu beachten, daß die ACSL-Source-Files immer mit der Extention CSL geführt werden sollen, da sonst die Batchprozedure AC.BAT den Source-Code nicht findet. Wichtig ist auch, daß die Extention nicht angegeben wird, da sonst der Source-Code zerstört wird.

3. Teil: Nach dem sich das Simulationsprogramm mit ACSL> gemeldet hat, ist es bereit Kommandos zu empfangen, z.B. Parametereingabe mit z.B. S THETA= 69.5E-6. Damit nicht langwierige Statements, die fortwährend benötigt werden, immer wieder eingegeben werden müssen, sind auch für diesen Teil Batchprozeduren entwickelt worden. Die Prozeduren sind mit der Extention .CMD gekennzeichnet.

Der Aufruf der Commandbatchprozedure erfolgt durch:

SET CMD = 10

Dadurch wird die Befehlssendeeinheit von der Tastatur auf ein File umgeleitet. Das System vermißt natürlich den Filenamen, der anschließend mit Extention eingegeben wird, z.B. SPRUNG.CMD
UNIT 10 ? <Filename.Extention>

Es ist zu beachten, daß alle Anweisungen im Command-File vorhergehende Anweisungen derselben Art überschreiben und somit unwirksam machen. Daher sollte man immer im Auge behalten, welche Parameter in der Commandprozedure gesetzt werden, da diese Parameter mit den Werten aus der Commandprozedure belegt werden und somit keine Änderung vorgenommen werden kann. Ein starker Nachteil dieser Arbeitsmethode ist dadurch gegeben, daß bei ein-

maligem Abarbeiten einer Commandprozedure diese nicht wieder gestartet werden kann. Es wurde keine Möglichkeit gefunden, das Commandfile vom Runtime-Modus aus zurückzuspulen. Es muß daher mit der Anweisung STOP ausgestiegen werden und das exekutierbare File wieder geladen werden, z.B. mit der Anweisung SPRUNG im Betriebssystem.

Es ist auch ratsam Änderungen in der OUTPUT bzw. in der PREPAR Liste durch editieren des Commandfiles zu vollführen. Das gleiche ist auch von der Anweisung PLOT zu sagen.

Eine weitere wichtige Einrichtung ist die Debug-Option. Durch den Befehl S DUMP = 5 werden 5 Debug-Listen erstellt und auf die Printeinheit PRN ausgegeben. Alle Variablen werden nach den jeweiligen Abschnitt der Abschätzung der Variablen ausgegeben. Natürlich kommt es darauf an, wo der Aufruf CALL DEBUG steht. In den Anwenderprogrammen sind sie so verteilt, daß zunächst einige Ausdrücke nach der INITIAL-Section erfolgen und anschließend bei jedem Abtastzeitpunkt nach dem Berechnen der Regelabweichung. Um mehr als 5 Ausdrücke (Default-Wert in der CMD-procedure) zu erhalten, braucht man nur DUMP auf einen größeren Integerwert gesetzt werden.

Zum Unterschied der Variable DUMP, wird in den Programmen STOER_E und STOER_M noch die Integervariable DUMP1 definiert.

Wenn DUMP1 > 0 gesetzt wird, bewirkt sie den Wert DUMP1 entsprechend eine Anzahl von Debug-Listen, jeweils vor dem Berechnen der In- und Quadraturkomponenten in der DISCRETE SECTION BODE. DUMP1 wird am besten benützt, wenn Probleme mit dem Einfangen bzw. Einschwingen in den Toleranzbereich von der Inphase P und der Quadraturphase Q auftreten. Wird zusätzlich die Anweisung S HVDPRN=.T. gegeben, so erfolgt auch ein Ausdruck auf dem Schirm. Diese Maßnahme ist nur bei schnellen Korrekturen empfehlenswert.

Als besser hat es sich erwiesen, die Printausgabeeinheit PRN auf ein File umzulenken. Dadurch kann nach Beendigung eines Laufes, das dazugehörige Dumpfile in Ruhe durchgegangen werden. Die Umlenkung der Printausgabeeinheit erfolgt folgendermaßen:

```
S PRN = 9
UNIT 9 ? DUMP.BUG
```

Natürlich kann auch ein anderer Filename als Dump.Bug genommen werden.

Das gleichzeitige Setzen von DUMP und DUMP1 ist nicht empfehlenswert, da sich die Variablen gegenseitig beeinflussen.

6. Programmbeschreibung

Programmunterteilung:

- a) Initial
- b) Dynamic
- c) Terminal

6.1 Allgemeine Vorgangsweise zur Ermittlung der Sprungantwort

Zur Ermittlung der Sprungantwort des Kopfservos wurde ein Momentensprung zur Zeit TZ dem Trommelmotor aufgeprägt und die dazugehörigen gestörten Motordaten (u_m , w_m , ϕ_r) im Zeitbereich ermittelt.

6.2 Initial-Section von SPRUNG.CSL

Nach der Definition von einigen Variablen mit dem Statement CONSTANT folgt die Initialisierung von Steuervariablen und die Rücksetzung von Simulationsvariablen auf die Anfangsbedingungen.

Variablen, die mit dem Statement CONSTANT definiert werden, können während der Runtimephase geändert bzw. neu gesetzt werden. Zu beachten ist, daß keine Parameter, die während der Runtimephase von Hand gesetzt werden, in der Initialphase einen Wert zugewiesen bekommen. Falls eine Parameteränderung vorgenommen wird ist die Änderung zwar beim ersten Durchlauf gültig, aber beim wiederholtem Starten wird die Änderung in der Initialphase überschrieben. Andererseits sollen sich Anweisungen in der Initialsection befinden, die nicht bei jedem neuen Start gesetzt werden sollen, z.B. die Initialisierung $AUS = FALSE$ hat den Zweck, das falls der Regelkreis schwingt, ein neuer Start möglich ist. Denn wenn der Regelkreis schwingt, wird $AUS = TRUE$ gesetzt und das Programm verzweigt in die TERMINAL-Section und gibt die Meldung: "Regelkreis schwingt". Würde man die Variable AUS, vor jedem Start, nicht initialisieren(rücksetzen) so würde bei nachfolgendem Aufruf immer die Meldung "Regelkreis schwingt" erscheinen.

6.3 Dynamic-Section von SPRUNG.CSL

Nach jedem Kommunikationsintervall wird die Dynamic-Section ausgeführt und ein Datentransfer der gekennzeichneten Variablen erfolgt. Das Kommunikationsintervall wird durch die Anweisung CINTERVAL festgelegt. Dies sollte die 1. Anweisung im Programm sein. Falls das Kommunikationsintervall zu klein gewählt wird, steigt die Rechenzeit an.

Bestandteile der Dynamic-Section:

- a) Abbruchbedingung, die nach jedem Kommunikationsintervall abgefragt werden.
- b) Discrete Regler (Regelalgorithmus)
- c) Discrete Out (Ausgabeverzögerung)
- d) Derivative Model (Modellgleichungen)
- e) Discrete Fein (feine Granulierung für Plotausdruck)

6.4. Discrete-Section Regler

Dieser Programmteil hat ein Intervallstatement. Das bedeutet, daß der sogenannte Tabulator bei jedem Verstreichen von INTV auf der Zeitachse eine Eintragung macht und die Integrationsvariablen bis zur dieser Schranke herangeführt werden. Dann wird die Discrete-Section-Regler ausgeführt, die die Berechnung von der Stellgröße (Motorspannung) zum Inhalt hat. Zu merken ist, daß die Intervallzeit INTV keineswegs konstant sein muß und somit die Discrete-Section-Regler periodisch ausführt, sondern INTV kann in den einzelnen Programmteilen geändert werden. So könnte man z.B.: Tachojittern einfach simulieren. Nach der Ermittlung der Differenzzeit zum Takt durch die Newtoniteration (Kapitel 6.4.1) hat man die Möglichkeit einen Begrenzer mit der Logikvariablen BEGR einzuschalten. Anschließend erfolgt die Abschätzung des Regelalgorithmus, wie er im μC implementiert ist.

CALL LOGD (.True.) wird ein Datentransfer veranlaßt, von den in der PREPAR,- und OUTPUT-Liste angeführten Variablen. Die Anzahl der Datentransfers kann durch die Systemvariable NCIOUT erniedrigt werden. Dadurch wird das Programm schneller. Zu beachten ist, daß trotzdem nach jedem Kommunikationsintervall ein Transfer erfolgt.

Genaue Beschreibung der funktional zusammenhängenden Statements erfolgt im Kapitel 6.4.1.

6.4.1 Ermittlung der Differenzzeit zum Takt durch Newtoniteration und Absetzen des Regelalgorithmus

Der interne Timer im Mikrokontroller 8031 gibt ein quarzgenaues Zeitraster vor, welches als Zeitbasis dient. Diese Zeitbasis ist, durch den Instructioncycle, auf $1\mu\text{s}$ diskretisiert. Dieser Umstand ist für sogenannte Granulargrenzyklen verantwortlich. Die Periodendauer der Motorumdrehung wird durch den Regler auf diese Zeitbasis synchronisiert. Auftretende Abweichungen werden gemessen und als Regelabweichung dem Regelalgorithmus zugeführt. Die Schwierigkeit liegt in der Erfassung der Differenzzeit. Die Erfahrung aus früheren Programmen hat gezeigt, daß eine einfache Annahme,

$dt = d\phi(T)/\omega_0$, d.h. daß der Motor mit konstanter Drehzahl bis zum Erreichen seiner Sollphase dreht, zwar gute Ergebnisse liefert, aber eine genauere Abschätzung möglich ist .

Dieser Wert dient jetzt als Startwert einer Newtoniteration. In der Berechnung muß noch das auftretende Motormoment einbezogen werden. Dazu wird die Winkelgeschwindigkeit nach der Zeit Reihenentwickelt und nach dem ersten Glied abgebrochen.

Es gilt:

$$w_m(T+dt) = w_m(T) + dt \cdot w_m'(T)$$

$$m_m(T) = \theta \cdot w_m'(T)$$

T Abtastzeitpunkt
 dt Differenzzeit zum Takt
 $w_m(T)$ Winkelgeschwindigkeit
 (Kleinsignal) zum Abtastzeitp. T
 $w_m(T+dt)$ Winkelge. zu Zeit T+dt
 $w_m'(T)$ zeitliche Änderung
 der Winkelgeschwindigkeit
 $m_m(T)$ Motormoment (Kleinsignal)
 zum Abtastzeitpunkt

Während der zu ermittelnden Zeit dt dreht sich die Kopfscheibe mit der mittleren Winkelgeschwindigkeit $(\Omega_m(T) + \Omega_m(T+dt))/2$. Die Gleichungen ergeben sich somit zu:

$$dt = 2 \cdot d\Phi(T) / (\Omega_m(T) + \Omega_m(T+dt))$$

$$dt = \frac{2 \cdot d\Phi(T)}{2 \cdot (w_0 + w_m(T)) + dt \cdot m_m(T) / \theta}$$

w_0 Nennwinkelgeschw.
 $w_m(\)$ Winkelgeschwindigkeit
 (Großsignal) zur Zeit
 T bzw. T+dt
 $d\Phi(T)$ Phasendifferenz zur Soll-
 phase zum Abtastzeitp. T

die für die Lösung einer quadratischen Gleichung mit $m_m(t)$ im Nenner dient. Dieser Umstand führt nach der Initialisierungsphase zu einer Division durch Null. Daher wird bereits hier die Iteration nach Newton verwendet, da diese Rechenschritte bei den nachfolgenden Programmen sowieso verwendet werden muß.

Prinzipiell ist auch eine Programmgestaltung zu begrüßen, die die Lösung der quadratischen Gleichung benützt. Hierbei muß aber eine Fallunterscheidung für $m_m(t) = 0$ vorgesehen sein. Diese Lösungen sind nur bei sprunghöflicher Erregung gültig.

Bei der Iteration wird folgendermaßen vorgegangen:

Ein neuer (besser approximierter) Zeitwert dt_N , der die Gleichung $F(dt) = 0$ lösen soll, wird aus einem alten Zeitwert dt_A bzw. aus dem Startwert ermittelt.

$$F(dt) = dt^2 \cdot m_m(T) / (2 \cdot \theta) + dt \cdot (\Omega_0(T) + w_m(T)) - d\Phi(T) = 0$$

Das Konvergenzverhalten dieser Iteration ist besonders gut. Die Iterationsalgorithmus lautet:

$$dt_N = dt_A - F(dt_A) / F'(dt_A)$$

Als Startwert dient $dt_A = 0,04 \cdot d\Phi(T) / 2 \pi$

Dieser Algorithmus zur Ermittlung der Differenzzeit ist in der Discrete Regler abgesetzt:

```

"-----DIFFERENZZEIT GEGENUEBER TAKT"
KN      = 0
TNEU    = DPHI/(OMEGAO+DOMGAM)$"STARTWERT F. NEWTONITERATION"
SKIP5..CONTINUE
TA      = TNEU
"-----ITERATION NACH NEWTON"
FX      = (TA*(OMEGAO+DOMGAM))-DPHI-(TA*TA*STOSS/(2*THETA))
FX1     = OMEGAO + DOMGAM - (TA*STOSS/THETA)
TNEU    = TA-(FX/FX1)
KN      = KN + 1
IF (KN .GT. KONVER) NEWTON=.TRUE.
TERMT (NEWTON)
IF (ABS(TNEU-TA) .LE. ABS(ERRNEW*TNEU)) LOOP=.FALSE.
IF (LOOP) GO TO SKIP5      $"AUSSTIEG AUS NEWTONITERATION "
LOOP     =.TRUE.          $"INITIALISIEREN F. NAECH. NEWTON"
    
```

Die Iteration wird beendet, wenn die Differenz vom neuen und alten Zeitwert kleiner als eine relative Fehlerschranke Err_{new} mal dem neuen Zeitwert, ist.

Abbruchbedingung bei:

Absolutbetrag($dt_N - dt_A$) < Absolutbetrag($Err_{new} \cdot dt_N$)

Trotz einer sehr geringen Fehlerschranke von 10^{-5} benötigte der Algorithmus bei den bisjetzt untersuchten Programmen, selbst bei großen Momentensprüngen, maximal 2 Durchläufe.

Das Auflösungsvermögen des internen Timers beträgt $1\mu s$, daher muß die ermittelte Differenzzeit zum Takt mit $1\mu s$ quantisiert werden. Die Quantisierung kann auf verschieden Art erfolgen. Durch die Logikvariablen RUNDEN und RUNDE1 können vier verschiedene Quantisierungskennlinien ausgewählt werden. Aus regelungstechnischer Sicht hat die Kennlinie "Runden ohne Totzone" die etwas besseren Ergebnisse, bezüglich Ausregelung und Phasenoffsetfreiheit der Grenzyklen, gebracht. Die Verbesserung ist aber unwesentlich gegenüber der jetzt verwendeten Kennlinie "Runden mit Totzone". Die Auswahl der Rundungsbehandlung kann aus den folgenden Diagramm entnommen werden.

| RUNDEN | RUNDE1 | Kennlinie |
|--------|--------|------------------------------|
| True | True | Runden mit Totzone |
| True | False | Runden ohne Totzone |
| False | True | Betragschneiden mit Totzone |
| False | False | Betragschneiden ohne Totzone |

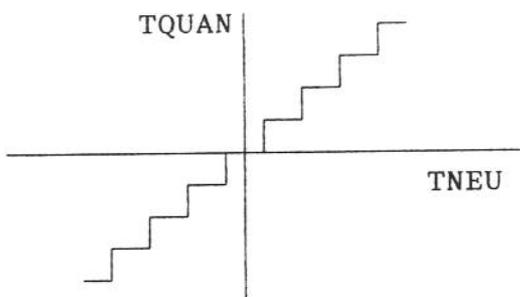


Bild: 6.1 Runden mit Totzone

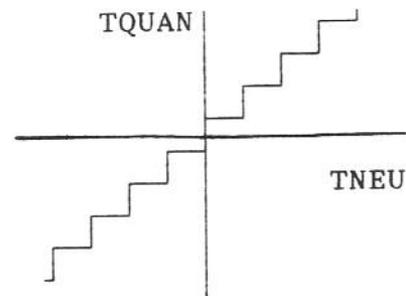


Bild: 6.2 Runden ohne Totzone

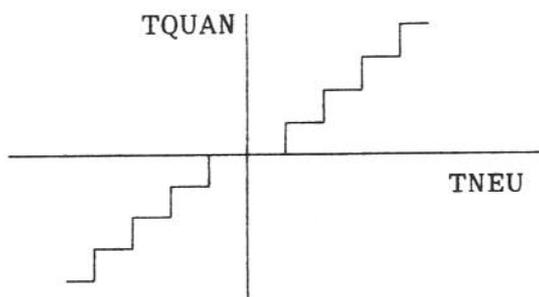


Bild: 6.3 Betrags. mit Totzone

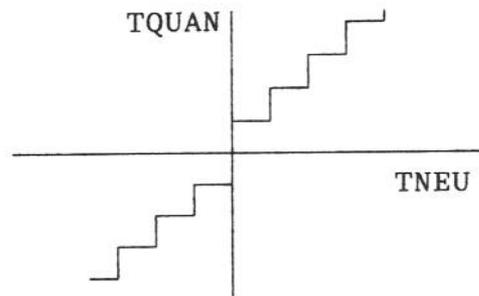


Bild: 6.4 Betrags. ohne Totzone

Weiters wird die Stellgröße begrenzt, wenn die Zeitabweichung eine bestimmte Schranke überschreitet.

Dies alles wird mit den folgenden Statements bewerkstelligt:

```

"-----μP KANN NUR 1μs AUFLOESEN"
"-----TQUAN =QUANTISIERTE ZEITABWEICHUNG"
Auswahl der Rundungskennlinie mit RUNDEN und RUNDE1.
IF (RUNDEN) GO TO RUNDOP
IF (RUNDE1) GO TO BETRG1
"-----BETRAGSCHNEIDE-KENNL. OHNE TOTZONE"
TQUAN =TNEU-AMOD(TNEU,BASIS)+RSW(TNEU.GE.0.0,BASIS,-BASIS)
GO TO WEITER
BETRG1..CONTINUE
    
```

```

"-----BETRAGSCHNEIDEKENNLINIE MIT TOTZONE"
TQUAN  = TNEU - AMOD(TNEU,BASIS)
GO TO WEITER
RUNDOP..CONTINUE
IF (RUNDE1) GO TO RNDOP1
"-----RUNDUNGS-KENNLINIE OHNE TOTZONE"
TQUAN =TNEU-AMOD(TNEU,BASIS)+RSW(TNEU.GE.0.0,BASIS/2,-BASIS/2)
GO TO WEITER
RNDOP1..CONTINUE
"-----RUNDUNGS-KENNLINIE MIT TOTZONE"
TNEU1  = TNEU - (BASIS/2)
TQUAN  = TNEU1 -AMOD(TNEU1,BASIS)+RSW(TNEU1.GE.0.0,BASIS,0.0)
WEITER..CONTINUE
DETNEU = -TQUAN          $"NEG. RUECKKOPPLUNG"
Der Stellgrößenbegrenzer ist durch die selbst definierte Funktion
ZEITGR realisiert worden.

```

```

"-----BEGRAENZER AKTIV WENN BEGR = .T."
IF (BEGR) DETNEU = ZEITGR(TQUAN) $ "STELLGROESZENBEGRAENZER!"

```

Absetzen des Regelalgorithmus wie er aus dem Prorammlisting des μC ermittelt wurde:

```

UPD    = ((DETNEU - DETALT)*DTEIL + DETNEU)*DPTEIL
ACCU stellt die Eingangsgröße in den Integrator dar.
ACCU   = UPD*SKAL/256
Dadurch, daß eine Division mit 256, einer Bitschiebeoperation um
8 Stellen nach rechts gleichkommt, muß die Eingangsgröße in den
Integrator auf LBS abgerundet werden.
INTNEU = INTALT + ACCU - AMOD(ACCU,BASIS)
UBIT   = UPD + INTNEU
Eine bewusste Auflösungsreduktion der Stellgröße soll das digitale
Rauschen der Stellspannung reduzieren. Durch Nullsetzen der niedrig-
wertigen zwei Bits wird dies erreicht. Diese Maßnahme wurde auch in
die Simulation aufgenommen.

```

```

"-----UQUAN = KLEINSTER SPANNUNGSSCHRITT"
UQUAN  = 2**(16-AUFL) * BASIS
"-----UBITQU = BITMUSTER MIT GEZIELT GE- "
"-----RINGER AUFLOESUNG FUER DIE SPANNUNG "
UBITQU = UBIT - AMOD(UBIT,UQUAN) - RSW(UBIT.GE.0.0,0.0,UQUAN)

```

Stellgrößenausgabe:

```

UALGO  = KPHI * UBITQU
DNzuNO = DOMGAM/OMEGAO
Datentransfer mit Call Logd.
CALL LOGD(.FALSE.)

```

Das Argument (Logikvariable) von CALL LOGD ist FALSE, damit nur ein Datentransfer auf das RRR-File erfolgt und nicht auf den Bildschirm. Dies ist sehr wichtig da sonst eine überwältigende Menge von Daten, die in der OUTPUT-Liste angegeben sind, auf den Bildschirm ausgegeben würde. Die Ausgabe der OUTPUT-daten auf den Schirm werden vom Kommunikationsinterval und über die Systemvariable NCIOUT gesteuert.

Debugoption: (Bei DUMP > 0) Ist sehr nützlich wenn Schwierigkeiten mit der Berechnung des Regelalgorithmusses auftreten.

```
IF (DUMP .LE. 0) GOTO NOBUG
CALL DEBUG  $"DEBUGLISTE --> WENN DUMP > 0"
DUMP = DUMP - 1
NOBUG..CONTINUE
```

Speichern der alten Zeitabweichung DETALT und des Integratorinhalts INTALT, damit sie beim nächsten Durchlauf des Regelalgorithmusses zur Verfügung stehen.

```
DETALT = DETNEU
INTALT = INTNEU
```

Falls das System instabil wird, errechnet die Simulation eine höhere Spannung als das Stellglied liefern kann. Wenn die Stellspannung gewisse Schranken überschreitet, wird Instabilität angenommen. Das Programm bricht durch Setzen der Variable AUS = TRUE und mit der Meldung "Regelkreis schwingt" ab.

```
"-----WENN UALGO GEWISSE SCHRANKEN UEBER- "
"-----SCHREITET,DANN SCHWINGT D.REGELKREIS"
"-----AUSSTIEG DURCH AUS=.T. UND MELDUNG  "
IF ((UALGO+5.8).LT. 0.0) AUS=.TRUE.
IF ((6.8-UALGO).LT. 0.0) AUS=.TRUE.
SKIP2..CONTINUE
END $" OF PROCEDURAL "
```

Noch zu bemerken wäre, daß ein Programmteil innerhalb eines Proceduals und dem dazugehörigen END vom ACSL Übersetzer nicht sortiert oder verschoben wird.

Das letzte Statement Schedule OUT .AT. T+TRECH und die Discrete-Section OUT stellen eine Totzeit dar.

```
"-----DIE STELLGROESZENAUSGABE MUSZ"
"          UM DIE RECHENZEIT + AUSGABE- "
"          ZEIT = TRECH VERSETZT WERDEN "
```

```
SCHEDULE OUT .AT. T+TRECH
```

Es soll damit die Stellgrößenausgabe vom μC und die Zeitverzögerung der seriellen Datenübertragung zum UDAC simuliert werden. Der Tabulator wird veranlaßt, den nachfolgenden Namen (in diesem Fall OUT) auf der Zeitachse zu vermerken. Der Zeitpunkt, an dem OUT exekutiert werden soll, ist von der momentanen Zeit T plus der Ausgabeverzögerung TRECH bestimmt.

```
DISCRETE OUT
  UPHI = UALGO          $"WIEDER VERFUEGBAR FUER MODEL"
END $" OF DISCRETE OUT "
```

Jetzt ist es auch verständlich, warum die Discretesection OUT kein Intervallestatement benötigt, da die Eintragung auf der Zeitachse von der Discrete-Section Regler bestimmt und gesteuert wird.

Um eine möglichst feinen Auflösung der Graphik zu erhalten, muß sichergestellt sein, daß jede zehnte Millisekunde ein Datentransfer auf das RRR-File erfolgt. Diese Anforderung erfüllt die Discrete

Section PLOT. Das RRR-File dient zur Aufzeichnung der Grafikdaten, die bei einem PLOT-Befehl benötigt werden

```
DISCRETE PLOT
  INTERVAL FEIN = 0.01$"FEINSTE AUFLOESUNG F. PLOTAUSDRUCK"
  CALL LOGD(.FALSE.)
END $" OF DISCRETE PLOT "
```

Wenn die Auflösung geringer gewünscht wird, braucht nur die Variable FEIN im Runtimemodus kleiner gesetzt werden. Damit sinkt die Simulationszeit.

6.5 Beschreibung der Derivative-Section MODEL

Eine wichtige Entscheidung für die gute und schnelle Funktionalität der Simulation ist die Auswahl des Integrationsalgorithmus. Dies erfolgt mit dem Statement ALGORITHM IALG(3) = 5. Es stehen Algorithmen mit fester und variabler Schrittweite zur Verfügung. In diesem Fall wurde der Algorithmus 5 für die Section 3 (Derivative-Model) ausgewählt. Jede Section bekommt eine Integerzahl zugeordnet, damit auch verschiedene Algorithmen in einem Programm eingesetzt werden können.

Bei Algorithmus 5 handelt es sich um einen Runge-Kutta-Algorithmus 5. Ordnung mit fester Schrittweite. Bei der Entwicklung der Programme wurde auch Algorithmus 2 verwendet. Dabei handelt es sich um einen Gear's Stiff-Algorithmus von variabler Schrittweite und Ordnung. Die maximale Schrittweite wird durch das Statement MAXTERVAL MAXTC = 0.001 auf 1 ms festgelegt. Diese feine Granulierung der Zeit wirkt sich nicht sehr störend auf die Rechenzeit aus, da sehr kurz simuliert wird. Bei den anderen Programmen ist die maximale Schrittweite nicht zu leichtsinnig zu handhaben, da sonst die Rechenzeit sehr stark zunimmt. Als Richtwert kann angegeben werden, daß die maximale Schrittweite 3 bis 10 mal kleiner sein soll, als die kleinste in der Simulation zu erfassende Zeitkonstante.

Das Absetzen der Modellstruktur erfolgt nach den blockorientierten Ersatzschaltbildern. Aus dem Blockschaltbild Bild 2.5 ist die Modellstruktur zu entnehmen.

| | | |
|-------|---------------------|---------------------------------|
| STOSS | = MOMAX*STEP(TZ) | Momentensprung M(t) |
| UMUI | = UM -(KE * DOMGAM) | Motorspannung minus GegenEMK |

Motormoment $mm(t)$ - Momentensprung = beschleunigendes Moment

$$DMMOTR = KM*UMUI/RANKER - STOSS$$

Die gestörte Winkelgeschwindigkeit wird aus dem beschleunigenden bzw. verzögernden Moment DMMOTR integriert.

$$DOMGAM = INTEG(DMMOTR/THETA, DOMGAO)$$

Die Phasenabweichung der Kopfscheibe von der Sollphase wird aus der Winkelgeschwindigkeit integriert.

$$DPHI = INTEG(DOMGAM, DPHIO)$$

Kontinuierliche Variablen in Abhängigkeit der Zeit werden auch in der Derivative-section berechnet.

$$DNzuNO = DOMGAM/OMEGA0$$

Das Herzstück dieses Abschnittes bildet die Anweisung INTEG, welche eine Integration nach dem vorgewähltem Algorithmus darstellt. Ein sehr großer Vorteil des Simulationspackets ACSL ist der Umstand, daß auch explizite Strukturen verarbeitet werden können. Dies wird notwendig, wenn komplizierte, mehrfach rückgekoppelte Strukturen auftreten. Das heißt, wenn in einer Beschreibung des Systems eine Gleichung auftritt, wo sowohl auf der rechten als auf der linken Seite vom Gleichheitszeichen die selbe Variable auftritt, so wird einer Variablen eine Pseudovariablen zugewiesen, um eine Unterscheidung zu bewerkstelligen. Diese Zuweisung erfolgt automatisch. Die Pseudovariablen sind auf dem Debugausdruck ersichtlich.

6.6 Beschreibung der Terminalsection und der Fortran-subroutinen

Wenn die Abbruchbedingung TERMT(...) erfüllt ist, verzweigt ACSL in die Terminalsection. In dieser Section sollten sich Anweisungen befinden, die nicht immer oder nur einmal exekutiert werden sollen. Typische Anweisung ist die Ausgabe einer Fehlermeldung auf den Schirm. Die Terminalsection kann auch ersatzlos entfallen.

Nach dem letzten END des ACSL - Programmes können sich noch Fortran-Statements befinden, vorzugsweise Subroutinen, die vom Hauptprogramm aufgerufen werden. Zu beachten ist, daß keine Leerzeile zwischen dem letzten END und der ersten Fortrananweisung steht. In den entwickelten Programmen wurden nur Subroutinen geschrieben, die Fehlermeldungen auf dem Schirm ausgeben und Auskunft über die verwendete Rundungskennlinie, Zeitauflösung und Bitbreite der Stellgrößenquantisierung, geben.

6.7 Beschreibung der Programme STOER M.CSL und STOER E.CSL

6.7.1 Allgemeine Vorgangsweise

Bei den Störungsunterdrückungsfunktionen wurde eine sinusförmige Störgröße eingeleitet und die In- und Quadraturphasekomponente P und Q der gestörten Motordaten ermittelt. Wobei folgende Beziehung gilt: (z.B.: für die gestörte Motorgröße $w_m(t)$)

$$P = \frac{2}{T} \cdot \int_t^{t+T} w_m(t) \cdot \sin(w \cdot t) dt$$

$w_m(t)$ zeitlicher Verlauf der gestörten Motordrehzahl
 w Winkelgeschwindigkeit der Störung

Dann ist P die Inphasekomponente der gestörten Motordrehzahl w_m in Bezug auf die Störung, die mit Frequenz $w/(2 \cdot \pi)$ eingeleitet wird. Analoge Vorgangsweise für Q, nur mit $\cos(w \cdot t)$. Die Ermittlung der In- und Quadraturphasekomponente P und Q erfolgt in der Derivative Section MODEL.:

```
P      = INTEG(ELEKTR * SIN(WTFI), 0.0)
Q      = INTEG(ELEKTR * COS(WTFI), 0.0)
```

Die Multiplikation mit $2/T$ erfolgt erst bei der Berechnung von Betrag und Phase. Um Mißverständnissen vorzubeugen, muß man sich stets vor Augen halten, daß die Integration von der In- und Quadraturphasekomponente P und Q fortwährend erfolgt. Die eigentliche In- und Quadraturphasekomponente pro Zeitintervall der Störfrequenz $T_{\text{stör}}$ sind die Variablen DP und DQ

Wesentlicher Unterschied zum Programm SPRUNG.CSL ist die zusätzliche Descrete-Section BODE, die die Berechnung von IN- und Quadraturphasekomponente P und Q aus der Derivative-Section MODEL vornimmt. Die Periodendauer der Störfrequenz wird in der Initialsection das erste Mal berechnet und in der Abfolge wird nach jedem gültigem Datentransfer eines Bodepunktes, die Periodendauer der nächsten Störfrequenz ermittelt.

6.7.2 Beschreibung der Discrete Regler von STOER M und STOER E

Der Aufbau entspricht dem des Programmes SPRUG.CSL. Es wird die Iteration nach Newton mit linearisiertem $M(T+dt) = M(T) + dt \cdot M'(T)$ durchgeführt, wobei $M(t)$ eine sinusförmige Größe ist. Da meßtechnisch die Störgröße so gewählt wird, daß Effekte wie Quantisierung der Zeit und Spannung keine Rolle spielen, wird mit voller Rechengenauigkeit gerechnet und nicht quantisiert. Die Ausgabeverzögerung und die daraus resultierende Totzeit wird mitsimuliert, da sie einen größeren Einfluß auf den Phasenschub hat als die kleinen Zeitkonstanten, wie Ankerzeitkonstante und die Zeitkonstante des Stellglieds, welche vernachlässigt werden.

6.7.3 Beschreibung der Descrete-Section BODE

Nach jedem Verstreichen einer Periodendauer der Störfrequenz erfolgt eine Eintragung vom Tabulator auf die Zeitachse für die Descrete-section BODE. Diese Anforderung erfüllt die Anweisung:

INTERVAL PERIOD = 1.0.

Die Berechnung der Periodendauer erfolgte in der Initialsection das erste Mal. Daher dient der Wert 1.0 nur als Platzhalter. Anschließend erfolgt die Definition von einigen Variablen, die während der Runtime gegebenenfalls geändert werden können. Damit die Reihenfolge der Statment nicht sortiert werden wird in einem Procedualblock die IN- und Quadraturphasekomponente und deren Änderung über die letzte Periodendauer der Störung ermittelt. Der Procedualblock verhindert, daß die Statements innerhalb von ACSL-Übersetzer sortiert d.h. in geänderter Reihenfolge abgearbeitet werden.

PROCEDURAL

Beim Laden des Programmes wird jede Discrete Section mit einem Interval-Statement und jede Derivative Section durchlaufen. Dieser erste Durchlauf durch den Procedualblock soll zur Zeit $T=0$ nicht stattfinden, da die In- und Quadraturphasekomponente P und Q noch nicht richtig berechnet sind.

```

IF (T .LE. 0.0) GO TO SKIP1
"-----AENDERUNG DER IN-PHASE UND QUADRATUR-"
"                                     PHASE INTEGRIERT UEBER LETZTE PERIODE"
DP      = P - PP
DQ      = Q - QP
DIFP    = DP - DPP
DIFQ    = DQ - DQP
Debugoption wenn DUMP1 > 0. Sehr hilfreich wenn Schwierigkeiten mit
dem Einschwingen (Einfangen in Phasenkreis) auftreten.
"-----DEBUG-OPTION WENN DUMP1 > 0"
IF (DUMP1 .LE. 0) GOTO NOBUG
CALL     DEBUG
DUMP1 = DUMP1 - 1
NOBUG..CONTINUE

```

Merken der letzten In- und Quadraturphasekomponente P und Q und deren Änderung.

```

PP      = P
QP      = Q
DPP     = DP
DQP     = DQ

```

Um mögliche Fehlstände von IN- und Quadraturphasekomponente zu verhindern, werden nach jedem Wechsel der Störfrequenz NSETTL Perioden abgewartet, bis das erste Mal geprüft wird, ob das System bereits eingeschwungen ist. Es hat sich gezeigt, daß NSETTL nicht größer als 2 gewählt werden braucht, um den Zweck zu erfüllen und die Rechenzeit nicht unnötig zu verlängern.

```

IF((T-TWECHS) .LT. (NSETTL*PERIOD)) GO TO SKIP1

```

Ob der Regelkreis eingeschwungen ist, wird dadurch geprüft, daß die Änderung aus IN- und Quadraturphasekomponente kleiner als die relative Fehlerschranke EPS sein soll. Dabei ist zu beachten, daß EPS für hohe Störfrequenzen größer gewählt wird.

Bei $w > 30$ wird die Fehlerschranke um 20% vergrößert.

Bei $w > 60$ wird die Fehlerschranke um 40% vergrößert.

Diese Maßnahme erscheint notwendig, da bereits hart am Abtasttheorem gearbeitet wird. Die Überprüfung, ob das Abtasttheorem verletzt ist, wird in der Initialsection mit dem Statement IF (PI2/WMAX) .LT. (2*INTV) durchgeführt. Wobei geprüft wird, ob die Periodendauer der größten Störfrequenz bereits kleiner als die doppelte Abtastperiode ist.

Da die In- und Quadraturphasekomponente P und Q bei hohen Störfrequenzen, wegen der leichten Instabilität, "pendelt" muß die Änderung der In- und Quadraturphasekomponente diskretisiert werden.

```

IF(ABS(DIFP) .LE. QUANT) GO TO QUADKO
"-----WENN DIE AENDERUNG VON DP UND DQ "
"-----KLEIN GENUG => EINGESCHWUNGEN"
IF(ABS(DIFP) .GT. ABS(DP*EPS)) GO TO SKIP1
QUADKO..CONTINUE      $"INPHASEKOMponente EINGESCHWUNGEN"
IF(ABS(DIFQ) .LE. QUANT) GO TO STABIL
IF(ABS(DIFQ) .GT. ABS(DQ*EPS)) GO TO SKIP1
STABIL..CONTINUE     $"REGELKREIS IST EINGESCHWUNGEN"

```

Nach den üblichen Beziehungen von zwei komplexen Zahlen erfolgt die Berechnung von Betragsverhältnis und von der Phasenlage zueinander.

```

"-----BERECHNUNG VON NEUER PHASE UND"
"-----AMPLITUDE"
PDGN      = ATAN2(DQ, DP+RMN)
GDBN      = (DP**2 + DQ**2)*((W/(PI*URMAG))**2)
"-----ABBRUCH WENN UNTERDRUECKUNG ZU GROSS"
IF(GDBN .LT. DAEMPF) CALL SUB5
TERMT(GDBN .LT. DAEMPF)
"-----DIE WERTE WERDEN IN EIGENE PLOT-"
"-----VARIABLEN ABGESPEICHERT"
"-----FUER ELEKTRISCHE UNTERDRUECKUNG"
PHASE     = PDGN*RADDEG
Felekt    = 10.0*ALOG10(GDBN)
FREQU     = W/PI2
    
```

Da die elektrische Störungsunterdrückungsfunktion dem Ausdruck $1/1+Fo$ entspricht, kann man Fo wie folgt berechnen. (Nur bei der elektrischen Störungsunterdrückungsfunktion)

$$F_{\text{elektr}} = 1/1+Fo = (DP + jDQ) / \text{Amplitude der Störung} = 1/(1+Fop+jFoq)$$

Daraus folgt:

$$Fop = \text{Amp. d. Störung} \cdot (DP / (DP^2 + DQ^2) - 1) \quad \text{Inphasekomponente von } Fo$$

$$Foq = \text{Amp. d. Störung} \cdot (-DQ / (DP^2 + DQ^2)) \quad \text{Quadraturphasekomponente von } Fo$$

Die Multiplikation mit $w/\pi = 2/T_{\text{Stör}}$ muß nachgeholt werden, da sie bei der Integration von P und Q aus Zeitersparnis nicht durchgeführt wurde.

```

"-----BERECHNUNG VON PHASE UND"
"-----AMPLITUDE FUER FO"
FOP       = (DP*W/(PI*URMAG*GDBN)) - 1
FOQ       = -(DQ*W/(PI*URMAG*GDBN))
PDFO      = ATAN2(FOQ, FOP+RMN)
GDFO      = (FOP**2 + FOQ**2)
"-----DIE WERTE WERDEN IN EIGENE PLOT-"
"-----VARIABLEN ABGESPEICHERT"
"-----FUER OFFENE SCHLEIFENUEBERTRAGUNG"
PHASEO    = PDFO*RADDEG
FO        = 10.0*ALOG10(GDFO)
"-----AUSGABE VON EINEM FREQUENZ-"
"-----PUNKT IM BODE AUF DAS DATEN-"
"-----FILE"
CALL LOGD(.TRUE.)
"-----ABBRUCH WENN FREQUENZ DURCHGELAUFEN"
TERMT(W .LE. WMIN)
    
```

Um äquidistante Abstände in Bodediagramm zu erhalten wird die Frequenz geometrisch erniedrigt.

```

"-----FREQUENZ GEOMETRISCH ERNIEDRIGEN"
W         = AMAX1(WMIN, W/KW)
"-----WIEDERBERECHNUNG VON PERIODE UND"
"-----SCHRITTWEITE"
PERIOD    = PI2/W
    
```

Mit der Variablen NSTPMN wird festgelegt, wie oft die maximale Schrittweite der Intergration in die Periodendauer der momentanen

Störfrequenz enthalten ist. 20 Integrationsabschätzungen pro Priode sind sicher ausreichend. Die maximale Schrittweite der Intergration MAXTC kann andererseits den Wert MAXTXZ nicht überschreiten.

MAXTC = AMIN1(PERIOD/NSTPMN, MAXTXZ)

Um das Einschwingen für hohe Störfrequenzen (nahe an der Abtastgrenze) sicher zu stellen, wurde die Periodendauer der Störung als ein ganzzahliges Vielfache von der Abtastzeit T (INTV) genommen. Mit dieser Maßnahme kann die einfache Stabilitätsdeduktion über In- und Quadraturphasekomponente vorgenommen werden. Andernfalls müßte eine Stabilitätsdeduktion über Häufungspunkte von In- und Quadraturphasekomponente P und Q vorgenommen werden.

"-----WENN PERIODE D. STÖRUNG GROSZ GENUG"

"-----KEINE GANZZAHL. INTV-ANZAHL NOTWENDIG"

IF (PERIOD .GT. (ANZAHL*INTV)) GO TO NOQUAN

PERIOD = INTV*(AINT(PERIOD/INTV)+1)

W = PI2/PERIOD

NOQUAN..CONTINUE

Zusätzlich zu der oberhalb genannten Maßnahme wird noch der EPS-schlauch für höhere Störfrequenzen größer gemacht.

"-----EPS-SCHLAUCH FESTLEGEN - EINSCHWINGEN"

IF (W .GT. 30) EPS=1.2*EPPQ

IF (W .GT. 60) EPS=1.4*EPPQ

Damit die sinusförmigen Störfrequenzen stetiger angekoppelt werden, und somit kein Phasenstoß auftritt, muß man sich die Zeit bei der Anstückelung merken.

"-----FUER STETIGE ANSTUECKELUNG TWECHS "

"-----MERKEN. "

TWECHS = T

SKIPI..CONTINUE

END \$" OF PROCEDURAL "

END \$" OF DISCRETE BODE "

6.7.4 Beschreibung der Derivative-Section MODEL

Gegenüber dem Modell für die Sprungantwort erfolgt bei den Störungsunterdrückungsfunktionen nur eine andere Störungseinkopplung. Die Störung selbst ist sinusförmig. Die Berechnung erfolgt so, wie oben erwähnt, daß phasenrichtig und ohne Unstätigkeit der Störspannung fortgesetzt wird. Dies ist vorteilhaft, da keine unnötigen Ausgleichsbewegungen des Systems beim Wechsel von einer Störfrequenz zur anderen abgewartet werden müssen.

WTFI = AMOD (W*(T-TWECHS),PI2)

UREST = URMAG * SIN(WTFI)

Zum Unterschied bei der Sprungantwort wird bei den Störungsunterdrückungsfunktionen das Stellglied als P-Element angenommen, um nicht unnötig die Rechenzeit zu belasten. Die Verstärkung des Stellglieds ist in der Reglerverstärkung kphi enthalten.

"-----STELLGLIED - PT1"

"UM = REALPL(TSTELL,UPHI,UPHI0) SEHR KLEINE ZEITKONSTANTE"

UM = UPHI

"-----MODEL DES SCANNERMOTERS "

Einspeisung der Störung über die Summierstelle.

```
ELEKTR = UM + UREST          $"EINSPEISEN DER STOERUNG"
DOMGAM = REALPL(TSTREK,VSTREK*ELEKTR,DOMGAO)
DPHI   = INTEG(DOMGAM,DPHI0)
```

Die Integration von In- und Quadraturphasekomponente P und Q erfolgt fortwährend von Null beginnend.

"-----INTEGRATION VON INPHASE- UND QUADRATUR KOMPONENTE"

```
P      = INTEG(ELEKTR * SIN(WTFI), 0.0)
Q      = INTEG(ELEKTR * COS(WTFI), 0.0)
```

Daher muß die In- und Quadraturphasekomponente über einen Periodendauer der Störfrequenz durch Differenzbildung in der Discrete Section BODE ermittelt werden. (Am Anfang dieses Kapitels beschrieben)

6.8. Allgemeine Vorgangsweise bei der Neuentwicklung von ACSL-Programmen

Nach der Überwindung einzelner Hürden bei der Identifikation und Modellbildung können Schwierigkeiten, die spezifisch vom Gebrauch des ACSL-Paketes abhängen, auftreten. Es handelt sich dabei um numerische Probleme, die durch ungünstige Wahl von einzelnen Parametern zustandekommen, wie beschränkte Rechengenauigkeit, Schrittweitenwahl der Integratoren bei sprungförmiger Eingangsgröße, Subtraktion gleich großer Zahlen und Division durch Null.

In der Kommandprozedur finden sich die Statments MERROR und XERROR, welche die relative bzw. absolute Fehlerschranke der Integrationsabschätzung darstellen. Dabei ist nur MERROR (rel. Fehlerschranke) relevant, da nur die relative Fehlerschranke zur Steuerung der Integratoren herangezogen wird.

Wie aus dem Modellbild aus Bild 2.5 zu entnehmen ist, ändert sich die Störgröße $u_m(t)$ sprungförmig, da nach jedem Abtastschritt + Rechenzeit TRECH eine neue Stellgröße ausgegeben wird. Dadurch ändert sich das simulierte Motormoment auch sprungförmig. Der Integrator $1/s\theta$ hat somit eine sprungförmige Eingangsgröße. Jetzt ist auch einsichtig, warum die Fehlerschranke dieses Integrators, aus der die Zustandsvariable w_m errechnet wird, so klein ist. Zu kleine Fehlerschranken für die Integratoren verlängern natürlich die Rechenzeit.

Bei der Errechnung des Phasenschubs im Bodediagramm wurde folgendes Statement verwendet:

```
PDGN = ATAN2(DQ, DP+RMN)
```

Um sicherzustellen, daß keine Division durch Null stattfindet, wird bei der Inphasenkomponente DP noch das Inkrement RMN dazugefügt.

Im Frequenzbereich $1/(6 \cdot \text{Abtastzeit } T)$ bis $1/(2 \cdot \text{Abtastzeit } T)$ (Abtastgrenze) schwingt der Regelkreis nur dann ein, wenn die Periodendauer der Störfrequenz w ein ganzzahliges Vielfaches der Abtastzeit T ist. Wenn die Bedingung erfüllt ist, wird die Störung phasengleich mit der Abtastung eingekoppelt, und es kommt zu keinen starken Pendelungen der In- und Quadraturphasekomponente P und Q . Dadurch kann die einfache Einschwingbedingung, daß die In- und Quadraturphasekomponente P und Q in einen EPS-Schlauch einläuft. Andernfalls verhindert die Pendelung der In- und Quadraturphasekomponente P und Q , daß die relative Abweichung EPS unterschritten wird.

Die Aussteuerung der Störgrößen (ISTOER, USTOER) soll den tatsächlich auftretenden Störgrößen bei der Meßung angepaßt werden, damit sich bei der Sprungantwort des Kopfservos auch realistische Werte für die Stellspannung ergeben. Die abtastende Regelung ist leicht nichtlinear und durch zu große Aussteuerung der Störung wird der Effekt der Quantisierung der Zeit und Stellengröße verwischt. In diesem Zusammenhang sei darauf verwiesen, daß die Sprungantwort des Kopfservos nicht zeitinvariant ist. Je nach relativer Lage des Zeitpunktes TZ der Störeinkoppelung zum Abtastzeitpunkt T ergeben sich leicht unterschiedliche Sprungantworten des Kopfservos.

7. Programmausdrücke

7.1 PROGRAM SPRUNGANTWORT KOPFSERVO SPRUNG.CSL

```

"*****"
"*          DIESES PROGRAMM IST GEISTIGES EIGENTUM DER          *"
"*          OESTERREICHISCHEN PHILIPS INDUSTRIE GMBH          *"
"*          BEI BENUETZUNG DURCH ANDERE KOERPERSCHAFTEN       *"
"*          IST DIE AUSDRUECKLICHE GENEHMIGUNG DES BESITZERS  *"
"*****"

```

```

"Dieses Programm dient zu Erzeugung von folgenden Funktionen in  "
"Abhaengigkeit der Zeit:                                       "
"Delta n(t) zu n0(t) - Verhaeltnis von Drehzahlabw. zu Solldrehzahl"
"Mmotor(t) - Motormoment                                       "
"Delta Phi(t) - Abweichung von Sollphase [rad]                 "
"Delta Omega(t) - Abweichung von Sollwinkelgeschwindigkeit [rad/s] "
"Prinzipiell koennen noch weitere Variablen ausgegeben werden wie: "
"Motorspannung=Ausgang UDAK (Stellgroesze), Regelabweichung,..usw. "

```

```

CINTERVAL  CINT = 0.4
NSTEPS     NSTP = 1

```

```

INTEGER    KONVER
INTEGER    KN
INTEGER    DUMP
LOGICAL    GRAENZ
LOGICAL    AUS
LOGICAL    NEWTON
LOGICAL    LOOP
CONSTANT   DUMP    = 0
CONSTANT   PPU     = 2
CONSTANT   TRECH   = 1.4E-3  $" AUSGABENVERZOEGERUNG - RUNTIME"
CONSTANT   PI2     = 6.2831853
CONSTANT   PI      = 3.141592
CONSTANT   OMEGA0  = 157.0796  $"NENNDREHZAHL SCANNER IN rad/s"

```

INITIAL

```

"-----INITIALISIEREN STEUERVARIABLEN  "
AUS       = .FALSE.
GRAENZ    = .FALSE.
NEWTON    = .FALSE.
LOOP      = .TRUE.
KN        = 0
"-----INITIALISIEREN REGLERVARIABLEN  "
DETALT    = 0.0
INTALT    = 0.0
"-----ANFANGSBEDINGUNG NACH UMSCHALTEN VON "
"                                           GESCHINDIGKEITSREGLER AUF PHI-KREIS "
UPHI      = 0.0
UPHI0     = 0.0
UALGO     = 0.0

```

```

DNzuN0 = 0.0
STOSS = 0.0
"-----PREIODE UND SCHRITTWEITEN INITIALISIERT"
INTV = PI2/(OMEGA0 * PPU)
IF (DUMP .LE. 0) GOTO NOBUGI
CALL DEBUG $"DEBUGLISTE --> WENN DUMP > 0"
DUMP = DUMP - 1
NOBUGI..CONTINUE

END $" OF INITIAL "

DYNAMIC

TERMT(T.GE.TSTOP)          $"ABBRUCHBEDINGUNG - ZEITUEBERLAUF"

IF (AUS) CALL SUB2
TERMT(AUS)                  $"--AUSSTIEG--"

CALL LOGD(.TRUE.)

DISCRETE REGLER

"-----ALLE 40ms/PPU (INTV) WIRD DER          "
"REGELALGORITHMUS AKTIVIERT.                  "

INTERVAL INTV = 0.02
CONSTANT KPHI = 206          $"VERSTAERKUNG inc. STELLGLIED          "
"                               in V/s ABWEICHUNG VOM TAKT          "
"ERRECHNET: 13,5V/(2^(16bits)) BEI VOLLAUSTEUERUNG          "
CONSTANT DTEIL = 10.0       $"D-VERSTAERKUNG=KPHI*DTEIL*DPTEIL          "
CONSTANT DPTEIL = 4.0       $"P-VERSTAERKUNG=KPHI*DPTEIL"
CONSTANT SKAL = 13.0        $"SKALIERUNGSFAKTOR = SKAL/256"
CONSTANT TSTOP = 3.0        $"ENDE DER SIMULATIONSZEIT"
CONSTANT TMIN = 0.0         $"BEGINN-ZEITACHSE FUER PLOTAUSDRUCK"
CONSTANT KONVER = 50        $"MAX. ANZAHL DER ITERATIONEN"
CONSTANT ERRNEW = 5.0E-4    $"RELATIVE FEHLERSCHRANKE FUER DIFFT"
CONSTANT BASIS = 1.0E-6    $"ZEITBASIS FUER ZEITAUFLUESUNG IN s"
INTEGER AUFL
CONSTANT AUFL = 14          $"AUFLOESUNG D. STELLGLIEDS IN BITS"
LOGICAL BEGR
CONSTANT BEGR = .FALSE.     $"BEGRAENZER INAKTIV"
LOGICAL RUNDEN
LOGICAL RUNDE1
CONSTANT RUNDEN = .TRUE.    $"RUNDEN AKTIV ANSONST BETRAGSCHNEIDEN"
CONSTANT RUNDE1 = .TRUE.   $"RUNDEN AKTIV ANSONST BETRAGSCHNEIDEN"
TABLE          ZEITGR,1,4    ...
                /-1,-0.001111,0.001111,1 ...
                ,1.111E-3,1.111E-3,-1.111E-3,-1.111E-3/

PROCEDURAL
IF (T .EQ. 0.0) GO TO SKIP2
CALL LOGD(.FALSE.)
"-----DIFFERENZZEIT GEGENUEBER TAKT"
KN = 0
TNEU = DPHI/(OMEGA0+DOMGAM)$"STARTWERT FUER NEWTONITERATION"
SKIP5..CONTINUE
TA = TNEU

```

```

"-----ITERATION NACH NEWTON"
FX      = (TA*(OMEGA0+DOMGAM))-DPHI-(TA*TA*STOSS/(2*THETA))
FX1     = OMEGA0 + DOMGAM - (TA*STOSS/THETA)
TNEU    = TA-(FX/FX1)
KN      = KN + 1
IF (KN .GT. KONVER) NEWTON=.TRUE.
TERMT (NEWTON)
IF (ABS(TNEU-TA) .LE. ABS(ERRNEW*TNEU)) LOOP=.FALSE.
IF (LOOP) GO TO SKIP5      $"AUSSTIEG AUS NEWTONITRATION "
LOOP     =.TRUE.           $"INITIALISIEREN F. NAECH. NEWTON"
"-----µP KANN NUR 1µs AUFLOESEN"
"-----TQUAN = QUANTISIERTE ZEITABWEICHUNG"
IF (RUNDEN) GO TO RUNDOP
IF (RUNDE1) GO TO BETRG1
"-----BETRAGSCHNEIDE-KENNL. OHNE TOTZONE"
TQUAN   = TNEU-AMOD(TNEU,BASIS)+RSW(TNEU.GE.0.0,BASIS,-BASIS)
GO TO WEITER
BETRG1..CONTINUE
"-----BETRAGSCHNEIDE-KENNLINIE MIT TOTZONE"
TQUAN   = TNEU - AMOD(TNEU,BASIS)
GO TO WEITER
RUNDOP..CONTINUE
IF (RUNDE1) GO TO RNDOP1
"-----RUNDUNGS-KENNLINIE OHNE TOTZONE"
TQUAN  =TNEU-AMOD(TNEU,BASIS)+RSW(TNEU.GE.0.0,BASIS/2,-BASIS/2)
GO TO WEITER
RNDOP1..CONTINUE
"-----RUNDUNGS-KENNLINIE MIT TOTZONE"
TNEU1   = TNEU - (BASIS/2)
TQUAN   = TNEU1 -AMOD(TNEU1,BASIS)+RSW(TNEU1.GE.0.0,BASIS,0.0)
WEITER..CONTINUE
DETNEU  = -TQUAN           $"NEG. RUECKKOPPLUNG"
"-----BEGRAENZER AKTIV WENN BEGR = .T."
IF (BEGR) DETNEU = ZEITGR(TQUAN) $"STELLGROESZENBEGRAENZER!"

"-----REGELALGORYTHMUS"

UPD     = ((DETNEU - DETALT)*DTEIL + DETNEU)*DPTEIL
ACCU    = UPD*SKAL/256 - AMOD(UPD*SKAL/256,BASIS)
INTNEU  = INTALT + ACCU
UBIT    = UPD + INTNEU
"-----DURCH NULLSETZEN VON DEN NIEDER-"
"-----WERTIGEN BITS KANN EINE BEWUSTE "
"-----GERINGERE AUFLOESUNG ERZIELT WERDEN"
"-----UQUAN = KLEINSTER SPANNUNGSSCHRITT"
UQUAN   = 2**(16-AUFL) * BASIS
"-----UBITQU = BITMUSTER MIT GEZIELT GE- "
"-----RINGER AUFLOESUNG FUER DIE SPANNUNG "
UBITQU  = UBIT - AMOD(UBIT,UQUAN) - RSW(UBIT.GE.0.0,0.0,UQUAN)
UALGO   = KPHI * UBITQU
DNzuN0  = DOMGAM/OMEGA0
CALL LOGD(.FALSE.)
IF (DUMP .LE. 0) GOTO NOBUG
CALL DEBUG $"DEBUGLISTE --> WENN DUMP > 0"
DUMP = DUMP - 1
NOBUG..CONTINUE

```

```

DETALT = DETNEU
INTALT = INTNEU
"-----WENN UALGO GEWISSE SCHRANKEN UEBER- "
"-----SCHREITET,DANN SCHWINGT D.REGELKREIS"
"-----AUSSTIEG DURCH AUS=.T. UND MELDUNG  "
IF ((UALGO+5.8).LT. 0.0) AUS=.TRUE.
IF ((6.8-UALGO).LT. 0.0) AUS=.TRUE.
SKIP2..CONTINUE
END $" OF PROCEDURAL "

"-----DIE STELLGROESZENAUSGABE MUSZ"
"-----UM DIE RECHENZEIT + AUSGABE- "
"-----ZEIT = TRECH VERSETZT WERDEN "

SCHEDULE OUT .AT. T+TRECH

END $" OF DISCRETE REGLER "

DISCRETE OUT
    UPHI = UALGO                $" WIEDER VERFUEGBAR FUER MODEL"
END $" OF DISCRETE OUT "

DERIVATIVE MODEL

ALGORITHM          IALG(3)= 5
MAXTERVAL          MAXTC = 0.003    $"MAX. SCHRITTWEITE"
CONSTANT           KM      = 2.285E-2  $"in Nm/A"
CONSTANT           KE      = 4.570E-2  $"in Vs"
CONSTANT           THETA   = 69.5E-6   $"in kgm2"
CONSTANT           RANKER  = 13.9      $"in Ohm"
CONSTANT           TSTELL  = 1.6E-3

"-----DPHI0= DIFFERENZPHASE BEZ. SOLLPHASE"
"-----UM PHASENSTOSS SIMULIEREN ZU KOENNEN"
"-----UPHI0 UNGLEICH NULL ANSETZEN  "
CONSTANT           DPHI0   = 0.0

"-----SPRUNGANTWORT IST ZEITINVARIANT, DA "
"-----DIE REL. LAGE VON TZ ZUM ABTASTZEIT-"
"-----PUNKT VERAENDERLICH IST      "
CONSTANT           TZ      = 0.1       $"bei TZ setzt Sprung ein "
CONSTANT           TZ1    = 20.0       $"bei TZ1 setzt Sprung aus "
CONSTANT           DOMGA0  = 0.0

"-----DOMGA0 = DIFFERENZDREHZAHL BEZ.SOLL-"
"-----DREHZAHL. UM DREHZAHLABWEICHUNGEN "
"-----SIMULIEREN ZU KOENNEN.          "
"-----DOMGA0 UNGLEICH 0 ANSETZEN      "
CONSTANT           MOMAX   = -0.8E-3   $"in Nm"

"-----STELLGLIED"

UM = REALPL(TSTELL,UPHI,UPHI0) $"SEHR KLEINE
ZEITKONSTANTE"

"-----MODEL DES SCANNERMOTERS "
STOSS = MOMAX*(STEP(TZ)-STEP(TZ1))
UMUI = UM -(KE * DOMGAM)
DMMOTR = KM*UMUI/RANKER - STOSS

```

```
DOMGAM = INTEG(DMMOTR/THETA,DOMGA0)
DPHI   = INTEG(DOMGAM,DPHI0)
DNzuN0 = DOMGAM/OMEGA0

END $" OF MODEL SECTION "

DISCRETE PLOT
  INTERVAL FEIN   = 0.01  $"FEINSTE AUFLOESUNG F. PLOTAUSDRUCK"
  CALL LOGD(.FALSE.)
END $" OF DISCRETE PLOT "

END $" OF DYNAMIC SECTION "

TERMINAL

  IF (AUS) GO TO ENDE1
  IF (NEWTON) CALL SUB6
  IF (NEWTON) GO TO ENDE1
  "-----KOMMENTARAUSGABE"
  IF (T .GE. TSTOP) CALL SUB1
  CALL SUB3(BASIS)
  IF (RUNDEN) GO TO RXT
  IF (RUNDE1) GO TO BMT
  CALL BEGR4
  GO TO ENDE
BMT..CONTINUE
  CALL BEGR3
  GO TO ENDE
RXT..CONTINUE
  IF (RUNDE1) GO TO RMT
  CALL BEGR2
  GO TO ENDE
RMT..CONTINUE
  CALL BEGR1
ENDE..CONTINUE
  CALL SUB4(AUFL)
ENDE1..CONTINUE

END $" OF TERMINAL"

END $" OF PROGRAM "
SUBROUTINE SUB1
  WRITE(*,800)
800  FORMAT(/'          ZEITUEBERLAUF TSTOP ERREICHT.'/)
  RETURN
  END

C
  SUBROUTINE SUB2
  WRITE(*,900)
900  FORMAT(/'          REGELKREIS SCHWINGT'/)
  RETURN
  END

C
  SUBROUTINE SUB3(TBASIS)
  CHARACTER AUFLO*44,SEKUND*9
  DATA AUFLO  /'AUFLOESUNG DER ZEITDIFFERENZ ZUM TAKT IST:'/
```

```
DATA SEKUND /'SEKUNDE' /
WRITE(*,910) AUFLO,TBASIS,SEKUND
910  FORMAT(6X,A44,/,6X,E9.2,1X,A9)
      RETURN
      END

C
SUBROUTINE SUB4(QUANTS)
INTEGER QUANTS
WRITE(*,920) QUANTS
920  FORMAT(/6X,'STELLSPANNUNG WURDE MIT ',I2,' BIT QUANTISIERT.'/)
      RETURN
      END

C
SUBROUTINE SUB6
WRITE(*,1000)
1000  FORMAT(/'          ITERATION NACH NEWTON KONVERGIERT NICHT'/)
      RETURN
      END

C
SUBROUTINE BEGR1
CHARACTER TEXT1*44,GRENZ1*29
DATA TEXT1 /'DIE DABEI VERWENDETE BEGRENZERKENNLINIE IST: '/
DATA GRENZ1 /'RUNDUNGSKENNLINIE MIT TOTZONE' /
WRITE(*,1100) TEXT1,GRENZ1
1100  FORMAT(6X,A44,/6X,A29)
      RETURN
      END

C
SUBROUTINE BEGR2
CHARACTER TEXT2*44,GRENZ2*30
DATA TEXT2 /'DIE DABEI VERWENDETE BEGRENZERKENNLINIE IST: '/
DATA GRENZ2 /'RUNDUNGSKENNLINIE OHNE TOTZONE' /
WRITE(*,1200) TEXT2,GRENZ2
1200  FORMAT(6X,A44,/6X,A30)
      RETURN
      END

C
SUBROUTINE BEGR3
CHARACTER TEXT3*44,GRENZ3*36
DATA TEXT3 /'DIE DABEI VERWENDETE BEGRENZERKENNLINIE IST: '/
DATA GRENZ3 /'BETRAGSSCHNEIDEKENNLINIE MIT TOTZONE' /
WRITE(*,1300) TEXT3,GRENZ3
1300  FORMAT(6X,A44,/6X,A36)
      RETURN
      END

C
SUBROUTINE BEGR4
CHARACTER TEXT4*44,GRENZ4*37
DATA TEXT4 /'DIE DABEI VERWENDETE BEGRENZERKENNLINIE IST: '/
DATA GRENZ4 /'BETRAGSSCHNEIDEKENNLINIE OHNE TOTZONE' /
WRITE(*,1400) TEXT4,GRENZ4
1400  FORMAT(6X,A44,/6X,A37)
      RETURN
      END
```

7.2 PROGRAM STOERUNGSU. KOPF STOER E.CLS

```

"*****"
"*          DIESES PROGRAMM IST GEISTIGES EIGENTUM DER          *"
"*          OESTERREICHISCHEN PHILIPS INDUSTRIE GMBH          *"
"*          BEI BENUETZUNG DURCH ANDERE KOERPERSCHAFTEN        *"
"*          IST DIE AUSDRUECKLICHE GENEHMIGUNG DES BESITZERS   *"
"*****"

```

```

"Dieses Programm dient zu Erzeugung eines Bodeausdrucks fuer die  "
"elektrische Stoerungsunterdrueckung in Philips-Videorecordern  "
"Die elektrische Stoerungsunterdrueckung ist definiert als:     "
"Fe(s)/Fr(s) = 1/(1+Fo(s))                                       "
"Delta Phi(t) DPHI - Abweichung von Sollphase [rad]            "
"Delta Omega(t) DOMGAM - Abweichung von Sollwinkelgeschwindigkeit "
"Prinzipiell koennten noch weitere Variablen ausgegeben werden wie:"
"Motorspannung=Ausgang UDAK (Stellgroesze), Regelabweichung,..usw. "
"Allerdings muesste das Programm modifiziert werden.          "

```

```

CINTERVAL  CINT = 1.0
NSTEPS     NSTP = 1

```

```

INTEGER    DUMP1
INTEGER    DUMP
LOGICAL    AUS
LOGICAL    ABTAST
LOGICAL    JUMP
LOGICAL    BEGR
LOGICAL    NEWTON
LOGICAL    LOOP
INTEGER    PPU
CONSTANT   PPU      = 2
CONSTANT   DUMP1    = 0
CONSTANT   DUMP     = 0
CONSTANT   BEGR     = .FALSE.

```

```

" AUSGABENVERZOEGERUNG - RUNTIME"

```

```

CONSTANT   TRECH    = 1.4E-3
CONSTANT   PI2      = 6.2831853
CONSTANT   PI       = 3.141592
CONSTANT   RMN     = 1.0E-30 , RMX = 1.0E30

```

INITIAL

```

AUS        = .FALSE.
ABTAST     = .FALSE.
JUMP       = .FALSE.
NEWTON     = .FALSE.
LOOP       = .TRUE.

```

```

"-----SETZEN DER ERSTEN FREQUENZ "

```

```

W          = FREMAX*PI2
WMAX       = FREMAX*PI2

```

```

WMIN      = FREMIN*PI2
"-----VORGESCHICHTE"
PP        = 1.0
QP        = 1.0
DPP       = 0.0
DQP       = 0.0
EPS       = EPPQ
"-----INITIALISIEREN DER PLOT VARIABLEN "
PHASE     = 0.0
Felekt   = 0.0
FO        = 0.0
PHASE0    = 0.0
FREQU     = W/PI2
"-----ANFANGSBEDINGUNG NACH UMSCHALTEN VON "
"          GESCHINDIGKEITSREGLER AUF PHI-KREIS "
TWECHS    = 0.0
UPHI      = 0.0
UALGO     = 0.0
UPHI0     = 0.0
UREST     = 0.0
"-----INITIALISIEREN REGLERVARIABLEN "
DETALT    = 0.0
INTALT    = UALGO/KPHI
"-----PREIODE UND SCHRITTWEITEN INITIALISIERT"
PERIOD    = PI2/W
MAXTC     = AMIN1(PERIOD/NSTPMN, MAXTXZ)
INTV      = PI2/(OMEGA0 * PPU)
IF ((PI2/WMAX) .LT. (2*INTV)) ABTAST=.TRUE.
IF (ABTAST) CALL SUB4
IF (W .GT. 30) EPS=1.2*EPPQ
IF (W .GT. 60) EPS=1.4*EPPQ
IF (DUMP .LE. 0) GOTO NOBUGI
CALL DEBUG  $"DEBUGLISTE --> WENN DUMP > 0"
DUMP = DUMP - 1
NOBUGI..CONTINUE

```

END \$" OF INITIAL "

DYNAMIC

```

TERMT(ABTAST)          $"ABBRUCHBEDINGUNG - ABTASTTHROREM"

IF (T .GT. TSTOP) CALL SUB1
TERMT(T .GT. TSTOP)    $"ABBRUCHBEDINGUNG - ZEITUEBERLAUF"

IF ((T-TWECHS) .GT. TFANG) CALL SUB2
TERMT((T-TWECHS) .GT. TFANG) $"ABBRUCHBEDINGUNG - FANGZEIT "

IF (AUS) CALL SUB3
TERMT(AUS)             $"--AUSSTIEG--"

```

DISCRETE BODE

```

INTERVAL      PERIOD = 1.0    $"PEIODENDAUER WURDE BERECHNET"
CONSTANT      RADDEG = 57.29578
CONSTANT      EPPQ    = 0.04  $"REL. SCHRANKE FUER EINGESCHW."

```

```

CONSTANT      KW      = 1.2          , TSTOP  = 720.0
CONSTANT      DAEMPF  = -50.0       , TFANG  = 100.0
CONSTANT      NSETTL  = 1
INTEGER       NSETTL
"-----QUNANTISIERUNG: P+Q-KOMPONENTE WEGEN"
"                DER NICHTLINEARITAET DES SYSTEMS      "
CONSTANT      QUANT   = 1.0E-9
INTEGER       ANZAHL  $ "MAX. ABTASTPER. PRO STOERINTERVAL "
CONSTANT      ANZAHL  = 6

PROCEDURAL
IF (T .LE. 0.0) GO TO SKIP1
"-----AENDERUNG DER IN-PHASE UND QUADRATUR-"
"                PHASE INTEGRIERT UEBER LETZTE PERIODE "
DP           = P - PP
DQ           = Q - QP
DIFP        = DP - DPP
DIFQ        = DQ - DQP
"-----DEBUG-OPTION WENN DUMP1 > 0"
IF (DUMP1 .LE. 0) GOTO NOBUG
CALL        DEBUG
DUMP1 = DUMP1 - 1
NOBUG..CONTINUE
"-----IN- UND QUAD-PHASE UND DEREN AENDER-"
"                UNGEN ABSPEICHERN "
PP          = P
QP          = Q
DPP        = DP
DQP        = DQ
"-----UM UNGLUECKLICHE FEHLSTAENDE VON P
"-----UND Q ZU VERMEIDEN WERDEN NACH JEDEN
"-----FREQUENZWECHSEL NSETTL PERIODEN ABGE-"
"-----WARTET BIS EIN GUELTIGER VERGLEICH
"-----VORGENOMMEN WIRD"
IF((T-TWECHS) .LT. (NSETTL*PERIOD)) GO TO SKIP1
"-----DA IN- BZW QUADRATURKOMP.BEI HOHEN
"-----STOERFREQUENZEN WEGEN D. LEICHTEN IN-"
"-----STABILITAET PENDELT,MUSZ DIFP + DIFQ
"-----QUANTISIERT WERDEN, UM EINZUSCHWINGEN"
IF(ABS(DIFP) .LE. QUANT) GO TO QUADKO
"-----WENN DIE AENDERUNG VON DP UND DQ
"-----KLEIN GENUG => EINGESCHWUNGEN
IF(ABS(DIFP) .GT. ABS(DP*EPS)) GO TO SKIP1
QUADKO..CONTINUE $ "INPHASEKOMPONENTE EINGESCHWUNGEN"
IF(ABS(DIFQ) .LE. QUANT) GO TO STABIL
IF(ABS(DIFQ) .GT. ABS(DQ*EPS)) GO TO SKIP1
STABIL..CONTINUE $ "REGELKREIS IST EINGESCHWUNGEN"
"-----BERECHNUNG VON NEUER PHASE UND"
"-----AMPLITUDE"
PDGN        = ATAN2(DQ, DP+RMN)
GDBN        = (DP**2 + DQ**2)*((W/(PI*URMAG))**2)
"-----ABBRUCH WENN UNTERDRUECKUNG ZU GROSS"
IF(GDBN .LT. DAEMPF) CALL SUB5
TERMT(GDBN .LT. DAEMPF)
"-----DIE WERTE WERDEN IN EIGENE PLOT-"
"-----VARIABLEN ABGESPEICHERT"

```

```

"-----FUER ELEKTRISCHE UNTERDRUECKUNG"
PHASE    = PDGN*RADDEG
Felekt  = 10.0*ALOG10(GDBN)
FREQU    = W/PI2
"-----BERECHNUNG VON PHASE UND"
"-----AMPLITUDE FUER FO"
FOP      = (DP*W/(PI*URMAG*GDBN)) - 1
FOQ      = -(DQ*W/(PI*URMAG*GDBN))
PDFO     = ATAN2(FOQ,FOP+RMN)
GDFO     = (FOP**2 + FOQ**2)
"-----DIE WERTE WERDEN IN EIGENE PLOT-"
"-----VARIABLEN ABGESPEICHERT"
"-----FUER OFFENE SCHLEIFENUEBERTRAGUNG"
PHASEO   = PDFO*RADDEG
FO       = 10.0*ALOG10(GDFO)
"-----AUSGABE VON EINEM FREQUENZ-"
"-----PUNKT IM BODE AUF DAS DATEN-"
"-----FILE"
CALL LOGD(.TRUE.)
"-----ABBRUCH WENN FREQUENZ DURCHGELAUFEN"
TERMT(W .LE. WMIN)
"-----FREQUENZ GEOMETRISCH ERNIEDRIGEN"
W        = AMAX1(WMIN, W/KW)
"-----WIEDERBERECHNUNG VON PERIODE UND"
"-----SCHRITTWEITE"
PERIOD   = PI2/W
MAXTC    = AMIN1(PERIOD/NSTPMN, MAXTXZ)
"-----WENN PERIODE DER STOERUNG GROSZ GENUG"
"-----KEINE GANZZAHL. INTV-ANZAHL NOTWENDIG"
IF (PERIOD .GT. (ANZAHL*INTV)) GO TO NOQUAN
PERIOD   = INTV*(AINT(PERIOD/INTV)+1)
W        = PI2/PERIOD
NOQUAN..CONTINUE
"-----EPS-SCHLAUCH FESTLEGEN - EINSCHWINGEN"
IF (W .GT. 30) EPS=1.2*EPPQ
IF (W .GT. 60) EPS=1.4*EPPQ
"-----FUER STETIGE ANSTUECKELUNG TWECHS  "
"-----MERKEN.  "
TWECHS  = T
SKIP1..CONTINUE
END $" OF PROCEDURAL "

```

END \$" OF DISCRETE BODE "

DISCRETE REGLER

```

"-----ALLE 40mS/PPU (INTV) WIRD DER          "
"-----REGELALGORITHMUS AKTIVIERT.          "
INTERVAL INTV    = 0.02
CONSTANT KPHI    = 206      $"VERSTAERKUNG inc. STELLGLIED  "
"-----in V/s ABWEICHUNG VOM TAKT          "
"-----ERRECHNET: 13,5V*10E6/(2^(16bits)) BEI VOLLAUST.  "
CONSTANT DTEIL   = 10
CONSTANT DPTEIL  = 4
CONSTANT SKAL    = 0.0507813

```

```

INTEGER KONVER
CONSTANT KONVER = 50      $"ANZAHL DER ITERATIONEN"
INTEGER KN
CONSTANT OMEGA0 = 157.07963
CONSTANT ERRNEW = 1.0E-6 $"REL. FEHLERSCHRANKE FUER ITERATION"

TABLE          ZEITGR,1,4    ...
                /-1,-0.001111,0.001111,1 ...
                ,1.111E-3,1.111E-3,-1.111E-3,-1.111E-3/

PROCEDURAL
IF (T .EQ. 0.0) GO TO SKIP4
KN      = 0
TNEU    = DPFI/(OMEGA0+DOMGAM)$"STARTWERT FUER NEWTONITERATION"
SKIP5..CONTINUE
TA      = TNEU
"-----NEWTONITERATION FUER DIFFERENZZEIT"

FXA     = (TA*TA*W*COS(WTFI)*URMAG*KM/(2*THETA*RANKER))
FXB     = TA*KM*(ELEKTR-DOMGAM*KE)/(THETA*RANKER)+(OMEGA0+DOMGAM)
FX      = TA*FXA + TA*(FXB+OMEGA0+DOMGAM)/2 - DPFI
FX1     = 3*FXA + FXB
TNEU    = TA - (FX/FX1)
KN      = KN + 1
IF (KN .GT. KONVER) NEWTON=.TRUE.$"MAXIMAL KONVER ITERATIONEN"
TERMT (NEWTON)
IF (ABS(TNEU-TA) .LE. ABS(ERRNEW*TNEU)) LOOP=.FALSE.
IF (LOOP) GO TO SKIP5
LOOP    =.TRUE.
DETNEU = -TNEU
IF (BEGR) DETNEU = ZEITGR(TNEU) $ "STELLGROESZENBEGRAENZER!"

"-----WENN UALGO ZU GROSZ WIRD,DANN SCHWINGT"
"                DER REGELKREIS ==> AUSSTIEG,MELDUNG  "
IF ((UALGO+5.8).LT. 0.0) AUS=.TRUE.
IF ((6.8-UALGO).LT. 0.0) AUS=.TRUE.

"-----REGELALGORYTHMUS"

UPD     = ((DETNEU - DETALT)*DTEIL + DETNEU)*DPTEIL
INTNEU  = INTALT + UPD*SKAL
UALGO   = KPHI * (UPD + INTNEU)
IF (DUMP .LE. 0) GOTO NOBUG1
CALL DEBUG  $"DEBUGLISTE --> WENN DUMP > 0"
DUMP    = DUMP - 1
NOBUG1..CONTINUE
DETALT  = DETNEU
INTALT  = INTNEU
SKIP4..CONTINUE
END $" OF PROCEDURAL "

"-----DIE STELLGROESZENAUSGABE MUSZ"
"                UM DIE RECHENZEIT + AUSGABE- "
"                ZEIT = TRECH VERSETZT WERDEN  "

SCHEDULE OUT .AT. T+TRECH

```


TERMINAL

IF (NEWTON) CALL SUB6

END \$" OF TERMINAL"

END \$" OF PROGRAM "

SUBROUTINE SUB1

WRITE(*,800)

800 FORMAT(/1X,'ZEITUEBERLAUF TSTOP'/)

RETURN

END

C

SUBROUTINE SUB2

WRITE(*,850)

850 FORMAT(/1X,'PHASENKREIS KANN NICHT EINFANGEN'/)

RETURN

END

C

SUBROUTINE SUB3

WRITE(*,900)

900 FORMAT(/1X,'REGELKREIS SCHWINGT'/)

RETURN

END

C

SUBROUTINE SUB4

WRITE(*,950)

950 FORMAT(/1X,'ABTASTTHEOREM VERLETZT - FREMAX ERNIEDRIGEN'/)

RETURN

END

C

SUBROUTINE SUB5

WRITE(*,1000)

1000 FORMAT(/1X,'UNTERDRÜCKUNG UNTER '/)

WRITE(*,1050) DAEMPF

1050 FORMAT(F9.6)

WRITE(*,1100)

1100 FORMAT(/1X,'dB - PARAMETER GEEIGNET ANDERN'/)

RETURN

END

C

SUBROUTINE SUB6

WRITE(*,1150)

1150 FORMAT(/1X,'ITERATION NACH NEWTON KONVERGIERT NICHT'/)

RETURN

END

C

7.3 PROGRAM STOERUNGSU. KOPF STOER_M.CSL

```

"*****"
"*          DIESES PROGRAMM IST GEISTIGES EIGENTUM DER          *"
"*          OESTERREICHISCHEN PHILIPS INDUSTRIE GMBH          *"
"*          BEI BENUETZUNG DURCH ANDERE KOERPERSCHAFTEN          *"
"*          IST DIE AUSDRUECKLICHE GENEHMIGUNG DES BESITZERS EINZUHOLEN  *"
"*****"

```

```

"Dieses Programm dient zu Erzeugung eines Bodeausdrucks fuer die  "
"mechanische Stoerungsunterdrueckung in Philips-Videorecordern  "
"Die mechanische Stoerungsunterdrueckung ist definiert als:      "
"Delta Omega(s) / Istoeer(s) - Verhaeltnis von Drehzahlabw.     "
"          zu Stoerstrom an der Wirbelstrombremse              "
"Delta Phi(t) DPHI - Abweichung von Sollphase [rad]             "
"Delta Omega(t) DOMGAM - Abweichung von Sollwinkelgeschwindigkeit "
"Prinzipiell koennten noch weitere Variablen ausgegeben werden wie: "
"Motorspannung=Ausgang UDAK (Stellgroesze), Regelabweichung,..usw. "
"Allerdings muesste das Programm modifiziert werden.           "

```

```

CINTERVAL  CINT = 1.0
NSTEPS     NSTP = 1

```

```

INTEGER    DUMP1
INTEGER    DUMP
LOGICAL    AUS
LOGICAL    ABTAST
LOGICAL    JUMP
LOGICAL    BEGR
LOGICAL    NEWTON
LOGICAL    LOOP
INTEGER    PPU
CONSTANT   PPU      = 2
CONSTANT   DUMP1    = 0
CONSTANT   DUMP     = 0
CONSTANT   BEGR     = .FALSE.

```

```
" AUSGABENVERZOEGERUNG - RUNTIME"
```

```

CONSTANT   TRECH    = 1.4E-3
CONSTANT   PI2      = 6.2831853
CONSTANT   PI       = 3.141592
CONSTANT   RMN      = 1.0E-30 , RMX = 1.0E30

```

INITIAL

```

AUS        = .FALSE.
ABTAST     = .FALSE.
JUMP       = .FALSE.
NEWTON     = .FALSE.
LOOP       = .TRUE.

```

```
"-----SETZEN DER ERSTEN FREQUENZ "
```

```

W          = FREMAX*PI2
WMAX       = FREMAX*PI2

```

```

WMIN      = FREMIN*PI2
"-----VORGESCHICHTE"
PP        = 1.0
QP        = 1.0
DPP       = 0.0
DQP       = 0.0
EPS       = EPPQ
"-----INITIALISIEREN DER PLOT VARIABLEN "
PHASE     = 0.0
Fmech     = 0.0
FREQU     = FREMAX
"-----ANFANGSBEDINGUNG NACH UMSCHALTEN VON "
"                                               GESCHINDIGKEITSREGLER AUF PHI-KREIS  "
TWECHS    = 0.0
UPHI      = 0.0
UALGO     = 0.0
UPHI0     = 0.0
DETALT    = 0.0
INTALT    = 0.0
"-----INITIALISIEREN REGLERVARIABLEN  "
DETALT    = 0.0
INTALT    = UALGO/KPHI
"-----PREIODE UND SCHRITTWEITEN INITIALISIERT"
PERIOD    = PI2/W
MAXTC     = AMIN1(PERIOD/NSTPMN, MAXTXZ)
INTV      = PI2/(OMEGA0 * PPU)
IF ((PI2/WMAX) .LT. (2*INTV)) ABTAST=.TRUE.
IF (ABTAST) CALL SUB4
IF (W .GT. 30) EPS=1.2*EPPQ
IF (W .GT. 60) EPS=1.4*EPPQ
IF (DUMP .LE. 0) GOTO NOBUGI
CALL DEBUG $"DEBUGLISTE --> WENN DUMP > 0"
DUMP = DUMP - 1
NOBUGI..CONTINUE

END $" OF INITIAL "

DYNAMIC

TERMT(ABTAST)          $ "ABBRUCHBEDINGUNG - ABTASTTHROREM"

IF (T .GT. TSTOP) CALL SUB1
TERMT(T .GT. TSTOP)    $ "ABBRUCHBEDINGUNG - ZEITUEBERLAUF"

IF ((T-TWECHS) .GT. TFANG) CALL SUB2
TERMT((T-TWECHS) .GT. TFANG) $ "ABBRUCHBEDINGUNG - FANGZEIT "

IF (AUS) CALL SUB3
TERMT(AUS)             $ "--AUSSTIEG--"

DISCRETE BODE

INTERVAL      PERIOD = 1.0    $"PEIODENDAUER WURDE BERECHNET"
CONSTANT      RADDEG = 57.29578
CONSTANT      EPPQ   = 0.04   $"REL. SCHRANKE FUER EINGESCHW."
CONSTANT      KW     = 1.2    , TSTOP = 720.0

```

```

CONSTANT      DAEMPF = -50.0      , TFANG = 100.0
CONSTANT      NSETTL = 1
INTEGER       NSETTL
"-----QUNANTISIERUNG: P+Q-KOMPONENTE WEGEN "
"                DER NICHTLINEARITAET DES SYSTEMS "
CONSTANT      QUANT = 1.0E-9
INTEGER       ANZAHL  $"MAX. ABTASTPERI. PRO STOERINTERVAL "
CONSTANT      ANZAHL = 6

PROCEDURAL
IF (T .LE. 0.0) GO TO SKIP1
"-----AENDERUNG DER IN-PHASE UND QUADRATUR-"
"                PHASE INTEGRIERT UEBER LETZTE PREIODE"
DP           = P - PP
DQ           = Q - QP
DIFP        = DP - DPP
DIFQ        = DQ - DQP
"-----DEBUG-OPTION WENN DUMP1 > 0"
IF (DUMP1 .LE. 0) GOTO NOBUG
CALL        DEBUG
DUMP1 = DUMP1 - 1
NOBUG..CONTINUE
"-----IN- UND QUAD-PHASE UND DEREN AENDER-"
"                UNG ABSPEICHERN "
PP           = P
QP           = Q
DPP          = DP
DQP          = DQ
"-----UM UNGLUECKLICHE FEHLSTAENDE VON P"
"-----UND Q ZU VERMEIDEN WERDEN NACH JEDEN"
"-----FREQUENZWECHSEL NSETTL PERIODEN ABGE-"
"-----WARTET BIS EIN GUELTIGER VERGLEICH "
"-----VORGENOMMEN WIRD"
IF((T-TWECHS) .LT. (NSETTL*PERIOD)) GO TO SKIP1
"-----DA IN- BZW QUADRATURKOMP.BEI HOHEN "
"-----STOERFREQUENZEN WEGEN D. LEICHTEN IN-"
"-----STABILITAET PENDELT,MUSZ DIFP DIFQ "
"-----QUANTISIERT WERDEN, UM EINZUSCHWINGEN"
IF(ABS(DIFP) .LE. QUANT) GO TO QUADKO
"-----WENN DIE AENDERUNG VON DP UND DQ "
"-----KLEIN GENUG => EINGESCHWUNGEN"
IF(ABS(DIFP) .GT. ABS(DP*EPS)) GO TO SKIP1
QUADKO..CONTINUE      $"INPHASEKOMPONENTE EINGESCHWUNGEN"
IF(ABS(DIFQ) .LE. QUANT) GO TO STABIL
IF(ABS(DIFQ) .GT. ABS(DQ*EPS)) GO TO SKIP1
STABIL..CONTINUE      $"REGELKREIS IST EINGESCHWUNGEN"
"-----BERECHNUNG VON NEUER PHASE UND"
"-----AMPLITUDE"
PDGN        = ATAN2(DQ, DP+RMN)
GDBN        = (DP**2 + DQ**2)*((W/(PI*IRMAG))**2)
"-----ABBRUCH WENN UNTERDRUECKUNG ZU GROSS"
IF(GDBN .LT. DAEMPF) CALL SUB5
TERMT(GDBN .LT. DAEMPF)
"-----DIE WERTE WERDEN IN EIGENE PLOT-"
"-----VARIABLEN ABGESPEICHERT"
"-----FUER MECHANISCHE UNTERDRUECKUNG"

```

```

PHASE      = PDGN*RADDEG
Fmech     = 10.0*ALOG10(GDBN)
FREQU     = W/PI2
"-----AUSGABE VON EINEM FREQUENZ--"
"-----PUNKT IM BODE AUF DAS DATEN--"
"-----FILE"
CALL LOGD(.TRUE.)
"-----ABBRUCH WENN FREQUENZ DURCHGELAUFEN"
TERMT(W .LE. WMIN)
"-----FREQUENZ GEOMETRISCH ERNIEDRIGEN"
W          = AMAX1(WMIN, W/KW)
"-----WIEDERBERECHNUNG VON PERIODE UND"
"-----SCHRITTWEITE"
PERIOD    = PI2/W
MAXTC     = AMIN1(PERIOD/NSTPMN, MAXTXZ)
"-----WENN PERIODE DER STOERUNG GROSZ GENUG"
"-----KEINE GANZZAHL. INTV-ANZAHL NOTWENDIG"
IF (PERIOD .GT. (ANZAHL*INTV)) GO TO NOQUAN
PERIOD    = INTV*(AINT(PERIOD/INTV)+1)
W         = PI2/PERIOD
NOQUAN..CONTINUE
"-----EPS-SCHLAUCH FESTLEGEN - EINSCHWINGEN"
IF (W .GT. 30) EPS=1.2*EPPQ
IF (W .GT. 60) EPS=1.4*EPPQ
"-----FUER STETIGE ANSTUECKELUNG TWECHS  "
"-----MERKEN.  "
TWECHS   = T
SKIP1..CONTINUE
END $" OF PROCEDURAL "

END $" OF DISCRETE BODE "

DISCRETE REGLER

"-----ALLE 40mS/PPU (INTV) WIRD DER          "
"-----REGELALGORYTHMUS AKTIVIERT.          "
"
INTERVAL INTV      = 0.02
CONSTANT KPHI     = 206      $"VERSTAERKUNG inc. STELLGLIED  "
"                in V/s ABWEICHUNG VOM TAKT                "
"                ERRECHNET: 13,5V*10E6/(2^(16bits)) BEI VOLLAUST. "
CONSTANT DTEIL    = 10
CONSTANT DPTEIL   = 4
CONSTANT SKAL     = 0.0507813
INTEGER KONVER
CONSTANT KONVER   = 50      $"ANZAHL DER ITERATIONEN"
INTEGER KN
CONSTANT OMEGA0   = 157.07963
CONSTANT ERRNEW   = 1.0E-6 $"RELATIVE FEHLERSCHRANKE FUER DIFFT"

TABLE            ZEITGR,1,4      ...
                /-1,-0.001111,0.001111,1 ...
                ,1.111E-3,1.111E-3,-1.111E-3,-1.111E-3/

PROCEDURAL
IF (T .EQ. 0.0) GO TO SKIP4
KN          = 0

```

```

TNEU = DPHI/(OMEGA0+DOMGAM) $"STARTWERT FUER
NEWTONITERATION"
SKIP5..CONTINUE
TA = TNEU
"-----NEWTONITERATION FUER DIFFERENZZEIT"

FXA = (TA*TA*W*COS(WTFI)*IRMAG*KWIRBL/(2*THETA))
FXB = (TA*TA*MSTOER/(2*THETA))+(TA*(OMEGA0+DOMGAM))-DPHI
FX = TA*FXA + FXB
FX1 = 3*FXA + (TA*MSTOER/THETA) + (OMEGA0+DOMGAM)
TNEU = TA - (FX/FX1)
KN = KN + 1
IF (KN .GT. KONVER) NEWTON=.TRUE.$"MAXIMAL KONVER ITERATIONEN"
TERMT (NEWTON)
IF (ABS(TNEU-TA) .LE. ABS(ERRNEW*TNEU)) LOOP=.FALSE.
IF (LOOP) GO TO SKIP5
LOOP =.TRUE.
DETNEU = -TNEU
IF (BEGR) DETNEU = ZEITGR(TNEU) $ "STELLGROESZENBEGRAENZER!"

"-----WENN UALGO ZU GROSZ WIRD,DANN SCHWINGT"
"                DER REGELKREIS ==> AUSSTIEG,MELDUNG  "
IF ((UALGO+5.8).LT. 0.0) AUS=.TRUE.
IF ((6.8-UALGO).LT. 0.0) AUS=.TRUE.

"-----REGELALGORYTHMUS"

UPD = ((DETNEU - DETALT)*DTEIL + DETNEU)*DPTEIL
INTNEU = INTALT + UPD*SKAL
UALGO = KPHI * (UPD + INTNEU)
IF (DUMP .LE. 0) GOTO NOBUG1
CALL DEBUG $"DEBUGLISTE --> WENN DUMP > 0"
DUMP = DUMP - 1
NOBUG1..CONTINUE
DETALT = DETNEU
INTALT = INTNEU
SKIP4..CONTINUE
END $" OF PROCEDURAL "

"-----DIE STELLGROESZENAUSGABE MUSZ"
"                UM DIE RECHENZEIT + AUSGABE- "
"                ZEIT = TRECH VERSETZT WERDEN "

SCHEDULE OUT .AT. T+TRECH

END $" OF DISCRETE REGLER "

DISCRETE OUT

UPHI = UALGO                $ "WIEDER VERFUEGBAR FUER MODEL"

END $" OF DISCRETE OUT "

```

DERIVATIVE MODEL

```

ALGORITHM      IALG(4)= 5
MAXTERVAL     MAXTC  = 0.003
"MINTERVAL    MINTC  = 0.0001"
CONSTANT      FREMIN = 1.0
CONSTANT      FREMAX = 25.0
CONSTANT      MAXTXZ = 0.005
CONSTANT      NSTPMN = 20.0
CONSTANT      MTXMAG = 1.0E-3
CONSTANT      IRMAG  = 10.0E-3  $"A"
CONSTANT      DOMGA0 = 0.0
CONSTANT      DPHI0  = 0.0
CONSTANT      THETA  = 69.5E-6  $"kgm^2"
CONSTANT      RANKER = 14.0     $"Ohm"
CONSTANT      KE     = 4.570E-2 $"Vs/rad"
CONSTANT      KM     = 2.285E-2 $"Nm/A"
CONSTANT      KWIRBL = 26.50E-3 $"Nm/A - UNKALIBRIERT"
CONSTANT      TSTELL = 1.6E-3   $"s"

"-----UM BEI EINEM FREQUENZWECHSEL PHASEN-
"-----RICHTIG UND OHNE UNSTAETIGKEIT ANZU-
"-----KOPPELN WURDE WTFI EINGEFUEHRT."
"-----AUCH DIE RECHENGENAUIGKEIT STEIGT."
WTFI  = AMOD (W*(T-TWECHS),PI2)
MSTOER = IRMAG * KWIRBL * SIN(WTFI)

"-----STELLGLIED - PT1"

"DUM      = REALPL(TSTELL,UPHI,UPHI0)  SEHR KLEINE ZEITKONSTANTE"
DUM      = UPHI

"-----MODEL DES SCANNERMOTERS "

DMI      = (DUM - KE*DOMGAM)*KM/RANKER
DOMGAM   = INTEG((DMI - MSTOER)/THETA,DOMGA0)
DPHI     = INTEG(DOMGAM,DPHI0)

"-----INTEGRATION VON INPHASE- UND QUADRATUR KOMPONENTE"

P        = INTEG(DOMGAM * SIN(WTFI), 0.0)
Q        = INTEG(DOMGAM * COS(WTFI), 0.0)

END $" OF MODEL SECTION "

END $" OF DYNAMIC "

TERMINAL

      IF (NEWTON) CALL SUB6

END $" OF TERMINAL"

END $" OF PROGRAM "

```

```
      SUBROUTINE SUB1
      WRITE(*,800)
800   FORMAT(/1X,'ZEITUEBERLAUF TSTOP'/)
      RETURN
      END
C
      SUBROUTINE SUB2
      WRITE(*,850)
850   FORMAT(/1X,'PHASENKREIS KANN NICHT EINFANGEN'/)
      RETURN
      END
C
      SUBROUTINE SUB3
      WRITE(*,900)
900   FORMAT(/1X,'REGELKREIS SCHWINGT'/)
      RETURN
      END
C
      SUBROUTINE SUB4
      WRITE(*,950)
950   FORMAT(/1X,'ABTASTTHEOREM VERLETZT - FREMAX ERNIEDRIGEN'/)
      RETURN
      END
C
      SUBROUTINE SUB5
      WRITE(*,1000)
1000  FORMAT(/1X,'UNTERDRÜCKUNG UNTER '/)
      WRITE(*,1050) DAEMPF
1050  FORMAT(F9.6)
      WRITE(*,1100)
1100  FORMAT(/1X,'dB - PARAMETER GEEIGNET ANDERN'/)
      RETURN
      END
C
      SUBROUTINE SUB6
      WRITE(*,1150)
1150  FORMAT(/1X,'ITERATION NACH NEWTON KONVERGIERT NICHT'/)
      RETURN
      END
C
```

8. Kommandfile zu ACSL-Programmen

Die Kommandfiles sind Batch-files, die die Arbeit mit den entwickelten Programmen erleichtern sollen. Dabei handelt es sich um eine Abfolge von ACSL-Runtimekommands, die in der Reihenfolge ihres Auftretens abgearbeitet werden. Der Aufruf aus dem Runtime-Modus erfolgt durch die Anweisung S CMD=10. Anschließend fragt der Kommandointerpreter nach dem Filename. Dieser wird mit der Extension eingegeben.

Zu beachten ist, daß Anweisungen, die im Kommandfile auftreten, vorhergehende händisch eingegebene Anweisungen der selben Art überschreiben und damit unwirksam machen. Die Änderungen der wichtigsten Parameter können von Hand vorgenommen werden. Jedoch ist es natürlich auch möglich die Änderungen im Kommandfile vorzunehmen. Alle Zeilen im Kommandfile die mit Hochzeichen " beginnen und enden, werden vom Interpreter überlesen. Sie scheinen nur deshalb auf um mögliche zukünftige Änderungen, dieser momentan überlesener Kommandos, schneller ausführen zu können.

Nach dem Durchlauf einer Simulation wird mit dem Kommando S CMD = 0 die Befehlssendeeinheit wieder an die Tastatur zurückgegeben. Um einen Plotausdruck zu erreichen muß nochmals die Befehlssendeeinheit an das File übergeben werden. Dies geschieht mit dem Kommando S CMD = 10. Dieser zusätzliche Aufwand ist dadurch gerechtfertigt, daß es bei der Neuentwicklung von Programmen, häufig zu Fehlsimulationen kommt. Das Kommandfile wird aber ganz abgearbeitet und somit werden langandauernde Plotausdrücke erzeugen, die nicht von Interesse sind. Wenn nach einer Fehlsimulation die Befehlssendeeinheit nicht mehr an das Kommandofile übergeben wird erfolgt dieser uninteressante Plotausdruck nicht mehr.

Eine Möglichkeit das Kommandofile rückzuspulen ist nicht gefunden worden. Dadurch muß nach jedem Durchlauf mit einem Kommandofile das exekutierbare Programm neu aufgerufen werden.

8.1 Kommandfile zu SPRUNG.CSL

8.1.1 SPRUNG.CMD für die Sprungantwort

```
S TITLE=" SPRUNGANTWORT DES KOPFSERVOS"
SET TCWPRN =72
SET TSTOP =1.9999
"SET TZ =0.1"
MERROR DPHI =5.0E-4,DOMGAM=5.0E-5,Z09993=1.0E-5
XERROR DPHI =1.0E-5,DOMGAM=1.0E-5,Z09993=1.0E-3
"SET MOMAX =-0.8E-3"
"SET KM =2.285E-2"
"SET KE =4.570E-2"
"SET RANKER =13.36 "
"SET THETA =69.5E-6 "
"SET BEGR =.FALSE. "
PREPAR T,DNzuN0,DPHI,UM
OUTPUT T,TNEU,TQUAN,NDEBUG,UBIT,UBITQU,"NCIOUT "=5000
START
```

```

SET CMD=0
"SET DEVPLT=4"
S CALPLT=.T.,GRDCPL=.T.
PLOT "XLO"=0.0,"XHI"=TSTOP,DNzuN0,DPHI,UM
SET CMD=0

```

8.1.2 SPRUNG1.CMD für die Granulargrenzyklen

```

S TITLE=" GRANULARGRENZZYKLUS KOPFSERVO"
SET TCWPRN =80
SET TMIN =2.0 $"ANFANG DES AUSSCHNITTS IM PLOTDIAGRAMM"
MERROR DPHI =1.0E-6,DOMGAM=4.0E-7,Z09993=1.0E-7
XERROR DPHI =1.0E-5,DOMGAM=1.0E-5,Z09993=1.0E-3
"KLEINE STOERUNG MOMAX"
"BEI TZ BEGINNT UND BEI TZ1 ENDET DIE STOERUNG"
"MIT TSTOP WIRD DER BEOBACHTUNGSZEITRAUM FESTGELEGT"
"AUFL = AUFLOESUNG DES STELLGLIEDS"
"BASIS = ZEITLICHE QUANTISIERUNG DURCH PROZESSOR"
PREPAR T,DNzuN0,DPHI
OUTPUT T,TNEU,TQUAN,ACCU,UBIT,UBITQU,"NCIOUT"=5000
START
"SET DEVPLT=4"
S CALPLT=.T.,GRDCPL=.T.
PLOT "XLO"=TMIN,"XHI"=TSTOP,DPHI,"LO"=-2.0E-4,"HI"=2.0E-4
SET CMD=0

```

8.2 Kommandfile zu STOER E.CSL

```

S TITLE="STOERUNGSUNTERDRUECKUNG KOPFSERVO"
SET TCWPRN=72
"SET TSTOP=500.0"
"SET NSTPMN=20"
"SET MAXTXZ=0.005"
"SET FREMAX=25.0"
MERROR DPHI=1.0E-4,Z09993=1.0E-6,P=1.0E-3,Q=1.0E-3
"XERROR DPHI=1.0E-5,Z09993=1.0E-5,P=1.0E-5,Q=1.0E-5"
"SET TFANG=50.0"
"SET BEGR=.FALSE."
"SET EPPQ=0.04 "
"SET IALG(4)=2 "
PREPAR FREQU,Felekt,PHASE,FO,PHASEO
OUTPUT T,Felekt,PHASE,FREQU,FO,PHASEO,"NCIOUT"=150
START
SET CMD=0
"SET DEVPLT=4"
SET CALPLT=.T.,GRDCPL=.T.
PLOT "XLOG","XLO"=FREMIN,Felekt,"LO"=-30,"HI"=10,PHASE,"LO"=-60,
"HI"=180

S TITLE="SCHLEIFENUEBERTRAGUNGSFKT. KOPFSERVO"
SET CALPLT=.T.,GRDCPL=.T.
PLOT "XLOG","XLO"=FREMIN,FO,"LO"=-10,"HI"=30,PHASEO,"LO"=-180,
"HI"=-90

SET CMD=0

```

8.3 Kommandfile zu STOER M.CSL

```
S TITLE="MOMENTENSENSITIVITAET KOPFSERVO"  
SET TCWPRN=72  
"SET TSTOP=300.0"  
"SET TFANG=30.0"  
MERROR DPHI=1.0E-4,DOMGAM=1.0E-6,P=1.0E-3,Q=1.0E-3  
XERROR DPHI=1.0E-3,DOMGAM=1.0E-3,P=1.0E-3,Q=1.0E-3  
"SET IRMAG=10.0E-3"  
"SET KI=2.285E-2"  
"SET KE=4.570E-2"  
"SET THETA=69.5E-6"  
"SET RANKER=14.0"  
"SET BEGR=.FALSE."  
"SET FREMAX=25.0"  
PREPAR FREQU,Fmech,PHASE  
OUTPUT FREQU,Fmech,PHASE,"NCIOUT"=150  
START  
SET CMD=0  
"SET DEVPLT=4"  
S CALPLT=.T.,GRDCPL=.T.  
PLOT "XLOG", "XLO"=FREMIN,Fmech,"LO"=10,"HI"=30,PHASE,"LO"=-180,  
"HI"=180  
SET CMD=0
```

Literaturverzeichnis

- /1/ *Weinmann A.* Regelungen - Analyse und technischer Entwurf, Band I, Wien: Springer-Verlag, 1983
- /2/ *Weinmann A.* Regelungen - Analyse und technischer Entwurf, Band II, Wien: Springer-Verlag, 1984
- /3/ *Mecklenbräuker* Digitale Filter I Skriptum TU-Wien
Wien: 1987
- /4/ *Unbehauen H.* Regelungstechnik II - Zustandsregelungen, digital und nichtlineare Regelsysteme, 3. Auflage, Brauns./Wiesb.: Vieweg 1987
- /5/ *Schüssler H.W.* Digitale Systeme zur Signalverarbeitung
Springerverlag Berlin 1973
- /6/ *Meerkötter-Wegner* A New Second-Order Digital Filter with
-out Parasitic Oscillation, AEU Band29,
Heft7/8
- /7/ *Fettweis A.* Wave Digital Filters: Theory and
Practice, Proceedings of IEEE Feb. 1986
Vol.74 No.2
- /8/ *Kleinrath H.* Betrieb elektrischer Maschinen
Skriptum TU-Wien, Wien: 1986
- /9/ *Zach F.* Leistungselektronik, Wien: Springer-
Verlag, 1979