

# Ergänzungsblätter V 10.0

## Regelungstechnik I

von

Prof. Dr. Bayerlein

ab WS 2006/7

Stand :19.09.2006 2:44

**Für KIM und ESA**

Völlig neu überarbeitete Ausgabe.  
Ersetzt die bisherigen Versionen 1.0 bis 8.0  
Achtung: Seitenzahlen sind völlig geändert.

Weitere Dokumentation von mir:

Aufgabensammlung V 10.0  
Ergänzungsblätter in englischer Version für den  
internationalen Studiengang ISN V 8.0

**1. Inhalt der Vorlesung Regelungstechnik I (4 SWS)**

1. Einführung
  - Grundbegriffe
  - Begriffe, Benennungen
2. Signalflussplan
  - Aufstellen eines Signalflussplanes
  - Umwandlungsregeln
  - Allgemeine Strategie
3. Charakterisierung linearer Regelkreise
  - 3.1 Beschreibung im Zeitbereich
    - Differentialgleichung (DGL), Sprungantwort, Impulsantwort
  - 3.2 Beschreibung im Frequenzbereich
    - Laplace-Transformation
    - Korrespondenzen
    - Eigenschaften
  - 3.3 Vorgehensweise zur Berechnung von Systemen
    - Beispiele
  - 3.4 Komplexe Übertragungsfunktion
    - Laplace-Transformation einer DGL
  - 3.5 Graphische Darstellungen der komplexen Übertragungsfunktion
    - Frequenzgangortskurve
    - Pol-Nullstellen-Schema
    - Betragsgebirge
    - Amplituden- und Phasengang + Bode-Diagramm
    - PC-Demos einiger Programme
  - 3.6 Elementare Übertragungsglieder mit Sprungantwort, Bodediagramm
    - Symbol, Kennwerten
    - 3.6.1 P-Glied
    - 3.6.2 I-Glied
    - 3.6.3 D-Glied
    - 3.6.4 PT1-Glied
    - 3.6.5 PD-Glied und PDT1-Glied
    - 3.6.6 PI-Glied
      - Einschub*      Übungen dazu (PI mit PT1)
      - Tempomat
    - 3.6.7 PID-Glied und PIDT1-Glied
    - 3.6.8 Totzeit-Glied
    - 3.6.9 PT2-Glied
  - 3.7 Entwurf einer Temperaturregelung
  - 3.8 Bode-Diagramm für geschlossene Regelkreise
    - 3.8.1 graphisches Näherungsverfahren
    - 3.8.2 Nichols-Formeln
4. Stabilität
  - 4.1 Definition der Stabilität
  - 4.2 Bedingung für Polstellen
  - 4.3 Hurwitz-Kriterium

## 4.4 Spezielles Nyquist-Kriterium für Bode-Diagramm

## 5. Entwurf von Regelkreisen

## 5.1 Allgemeines

## 5.1.1 Ziele mit Entwurfsparameter

## 5.2 Das Frequenz-Kennlinien-Verfahren (FKL-Verfahren)

## 5.2.1 ohne I-Glied (Beispiel Leonard-Satz)

## 5.2.2 mit I-Glied

## 5.3 Verfahren zur Verbesserung des Regelverhaltens

## Verschiedene Übungsaufgaben

**Inhalt dieser Ergänzungsblätter.**

1. Inhalt der Vorlesung Regelungstechnik I (4 SWS) .....	2
Literaturhinweise .....	4
Zu Kap.2. Signalflusspläne – elektrische Beispiele .....	5
Mechanische Beispiele .....	6
Zu Kapitel 2 Umwandlungsregeln .....	7
Zu Kap. 3: Übersicht über Darstellungen des dynamischen Verhaltens .....	8
Zu Kapitel 3: Korrespondenzen zur Laplace-Transformation .....	9
Zu 3.5 Visualisierung einer Übertragungsfunktion .....	12
Beispiel Kap 3.5.3 für Betragsgebirge .....	14
Zu Kapitel 3.5.3 Betragsgebirge mit MatLab: .....	15
Weitere Infos zu 3.7 , Kombination von 3 PT1-Gliedern .....	16
Weitere Infos zu 3.7 , Kombination von 3 PT1-Gliedern .....	17
Weitere Infos zu 3.7 , DT2-Glied (zu Kapitel 3.7) .....	18
PIDT1 - Glied (zu Kapitel 3.7.9) .....	20
Umrechnungsformeln: Bodeform $\Leftrightarrow$ Summenform .....	21
PT2 - Glied (zu Kapitel 3.7.13) .....	22
Umrechnung PT2 in 2 PT1 .....	23
Passive Realisierungen eines PT2: .....	24
Kap. 3.8 Projekt 2 Temperaturregelung für ein Gebläse mit PIDT1 .....	25
Zu Kap. 3.8 Blitzreglerauslegung per Formel .....	33
Zu Kap. 3.9 Nichols-Formeln zur Berechnung des geschlossenen RK .....	34
Zu Kap. 4 Stabilitätskriterien .....	35
Polstellen .....	35
Hurwitzkriterium .....	35
Zu Kap. 5.2 FKL-Verfahren am Beispiel Leonard-Satz 4PT1 .....	36
1. SFP mit Strecke aus 4 PT1-Gliedern (Leonardsatz) .....	36
2. SFP mit Strecke aus I-Glied und 3 PT1-Gliedern .....	36
Zu Kap. 5.2 Kochrezept für FKL-Verfahren .....	37
Beispielergebnisse 4 PT1- Strecke mit Regdelph. ....	45
Beispielergebnisse Strecke 3PT1 mit Integrator. ....	46
Beispielergebnisse Strecke 3PT1 mit Integrator. ....	47
Störsprungantworten Strecke 3PT1 mit I Variation des Reglertyps .....	48
Führungs- und Störsprungantworten Strecke 3PT1 mit I, Variation der Phasenreserve .....	48
Führungs- und Störsprungantworten Strecke 3PT1 mit I, Variation der Phasenreserve .....	49
Verbesserung des Regelverhaltens zu Kap. 5.3 .....	50

**Literaturhinweise**

---

1. **Manfred Reuter**, Regelungstechnik für Ingenieure, Vieweg. (DM 48)  
Entspricht sehr gut dem Vorlesungsinhalt. Autor ist selber Dozent an einer FH. In Bibliothek vorrätig. Als Handbuch sehr zu empfehlen (auch für später).
2. **O. Föllinger**, Regelungstechnik, Hüthig, (ca DM 90)  
zum Weiterstudium geeignet, TU-Niveau, in Bibliothek vorrätig
3. **W. Leonhard**, Digitale Signalverarbeitung in der Meß- und Regelungstechnik, Teubner (DM 42), gute Einführung in die Z-Transformation, zum professionellen Entwurf von Digitalreglern unerlässlich, gut verständlich geschrieben.
4. **R. Isermann**, Digitale Regelsysteme, Springer. Band I und II. Zusammen DM 100. Sehr ausführlich und anspruchsvoll. Alles über digitale und adaptive Regler. In Bibliothek vorrätig.
5. **T. Ebel**, Regelungstechnik, Teubner (ca DM19). Skript FH Hamburg, ganz gut, Energietechnik- Beispiele.
6. **T. Ebel**, Beispiele und Aufgaben zur Regelungstechnik, Teubner (DM 17)  
Passend zu 8, ganz preisgünstig, Energietechnik.
7. **Lutz, Wendt**, Taschenbuch der Regelungstechnik, Harri Deutsch Verlag

## Zu Kap.2. Signalflusspläne – elektrische Beispiele

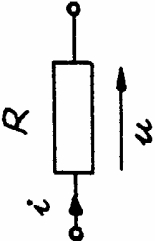
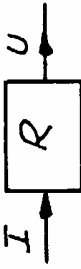



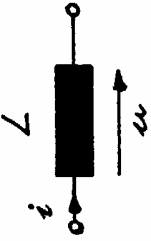
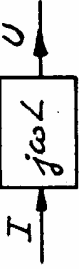
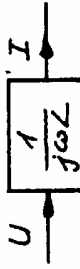

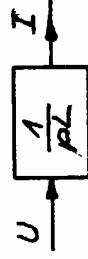

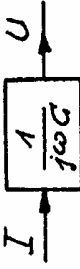
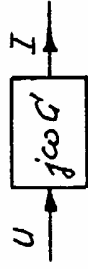
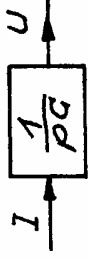


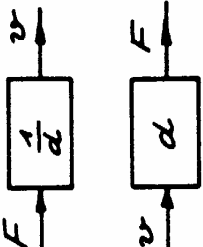

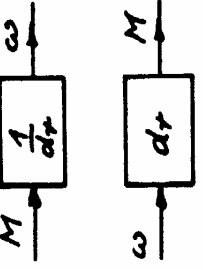

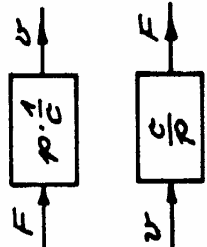

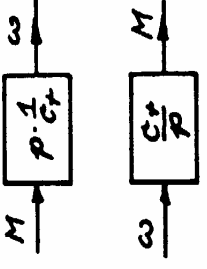

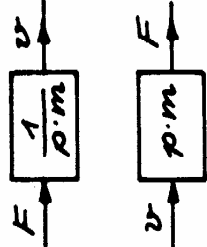

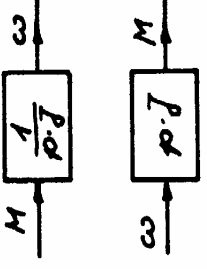
Element	Gleichung physical equation	Komplexe Wechselstrom- rechnung, phasor domain $\frac{d}{dt} \rightsquigarrow j\omega$ ; $\int dt \rightsquigarrow \frac{1}{j\omega}$	Laplace Transformation $j\omega \rightsquigarrow p (= s + j\omega)$
	$u = R \cdot i$  $i = \frac{1}{R} \cdot u$	 	 
	$u = L \cdot \frac{di}{dt}$  $i = \frac{1}{L} \int u dt$	 	 
	$u = \frac{1}{C} \int i dt$  $i = C \cdot \frac{du}{dt}$	 	 

Tabelle für elektrotechnische Grundelemente  
table for electrical elements

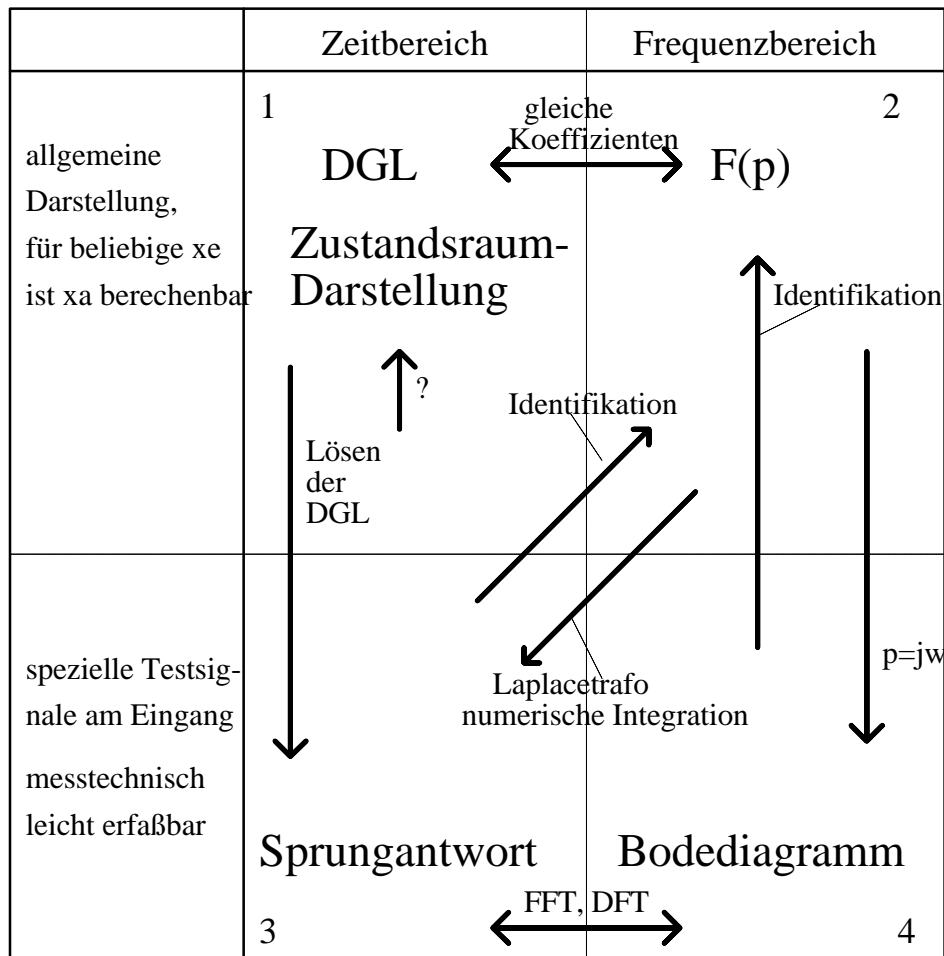
**Mechanische Beispiele**

Element Translation	Block	Element Rotation	Block
Dämpfung $d \left[ \frac{\text{Ns}}{\text{m}} \right]$  Damping		Dämpfung $d_r \left[ \frac{\text{Nms}}{\text{Nm}} \right]$  Damping	
Feder $c \left[ \frac{\text{N}}{\text{m}} \right]$  Spring		Feder $c_r \left[ \frac{\text{Nm}}{\text{Nm}} \right]$  Spring	
Masse $m \left[ \frac{\text{Ns}^2}{\text{m}} = \text{kg} \right]$  mass		Trägheit $J \left[ \frac{\text{Nm}^2}{\text{s}^2} \right]$  inertia	

Translatorische und rotatorische Elemente  
Mechanical-translational and rotational blocks

**Zu Kapitel 2 Umwandlungsregeln**

	Umwandlung	Gleichung	Blockschaltbild	gleichwertiges Blockschaltbild
1	Zusammenfassung einer Reihenschaltung	$Y = (F_1 \cdot F_2) X$		
2	Zusammenfassung einer Parallelschaltung	$Y = F_1 X \pm F_2 X$		
3	Verschieben eines Blockes aus einem Vorwärtszweig	$Y = F_1 X \pm F_2 X$		
4	Zusammenfassung einer Rückkopplungsschleife	$Y = F_1 (X \pm F_2 Y)$		
5	Verschieben eines Blockes aus einer Rückkopplungsschleife	$Y = F_1 (X \pm F_2 Y)$		
6	Vertauschen von Summierstellen	$Z = W \pm X \pm Y$		
7	Verschieben einer Summierstelle vor einen Block	$Z = F X \pm Y$		
8	Verschieben einer Summierstelle hinter einen Block	$Z = F (X \pm Y)$		
9	Verschieben eines Verzweigungspunktes vor einen Block	$Y = F X$		
10	Verschieben eines Verzweigungspunktes hinter einen Block	$Y = F X$		
11	Verschieben eines Verzweigungspunktes vor eine Summierstelle	$Z = X \pm Y$		
12	Verschieben eines Verzweigungspunktes hinter eine Summierstelle	$Z = X \pm Y$		

**Zu Kap. 3: Übersicht über Darstellungen des dynamischen Verhaltens**

Die möglichen Übergänge sind durch Pfeile angedeutet.

Es sei darauf hingewiesen, daß die Übergänge von oben nach unten exakt, die von unten nach oben nur näherungsweise und sehr aufwendig möglich sind (siehe Vorlesung RT II Kap. 6).

Eine Reglerauslegung für den Fall, dass die Strecke wie oben beschrieben wird, ist auf verschiedene Weise möglich:

1: DGL/Zustandsraum	wird in Vorlesung nicht besprochen, Zustandsregler
2. $F(p)$	z. B. Blitzreglerauslegung, analytische Verfahren
3. Sprungantwort	Faustformel oder Identifikation des $F(p)$
4. Bodediagramm	FKL-Verfahren, Regdelph



**Zu Kapitel 3: Korrespondenzen zur Laplace-Transformation**

(1. Ziffer=Zählergrad, 2. Ziffer = Nennergrad)

	$F(p)$	$f(t)$
0.0.a	1	$\delta(t)$
0.1.a	$1/p$	$1 = s(t)$
0.1.b	$T/(1+Tp)$	$\exp(-t/T)$
0.2.a	$1/p^2$	t
0.2.b	$1/p(1+Tp)$	$1 - \exp(-t/T)$
0.2.c	$\frac{1}{(1+Tp)^2}$	$\frac{1}{T^2} t \cdot \exp\left(-\frac{t}{T}\right)$
0.2.d	$\frac{1}{(1+T_1p)(1+T_2p)}$	$\frac{1}{T_1 - T_2} \left( e^{-t/T_1} - e^{-t/T_2} \right)$
0.2.e	$\frac{1}{1-T^2p^2}$	$-\frac{1}{T} \sinh\left(\frac{t}{T}\right)$
0.2.f	$\frac{1}{1+T^2p^2}$	$\frac{1}{T} \sin\left(\frac{t}{T}\right)$
0.2.g	$\frac{1}{1+2dTp+T^2p^2}$ für $d^2 < 1$	$\frac{1}{T\sqrt{1-d^2}} e^{-dt/T} \sin\left(\frac{1}{T}\sqrt{1-d^2} \cdot t\right)$ mit $\omega_0=1/T$
1.2.a	$(1+Sp)/p^2$	$t + S$
1.2.b	$\frac{1+Sp}{p(1+Tp)}$	$1 + \frac{S-T}{T} e^{-t/T}$
1.2.c	$\frac{1+Sp}{(1+Tp)^2}$	$\left[ \frac{T-S}{T^3} \cdot t + \frac{S}{T^2} \right] e^{-t/T}$
1.2.d	$\frac{1+Sp}{(1+T_1p)(1+T_2p)}$	$\frac{T_1-S}{T_1(T_1-T_2)} e^{-t/T_1} - \frac{T_2-S}{T_2(T_1-T_2)} e^{-t/T_2}$
1.2.e	$\frac{1+Sp}{1-T^2p^2}$	$-\frac{1}{T} \sinh\left(\frac{t}{T}\right) + \frac{S}{T^2} \cosh\left(\frac{t}{T}\right)$
1.2.f	$\frac{1+Sp}{1+T^2p^2}$	$\frac{1}{T} \sqrt{1+S^2} \frac{1}{T^2} \cdot \sin\left(\frac{t}{T} + \Phi\right)$ mit $\tan \Phi = \frac{S}{T}$
1.2.g	$\frac{1+Sp}{1+2dTp+T^2p^2}$ für $d^2 < 1$	$\frac{1}{T^2} \sqrt{\frac{T^2-2dTS+S^2}{1-d^2}} e^{-\frac{dt}{T}} \sin\left(\frac{\sqrt{1-d^2}}{T} t + \Phi\right)$ , $\tan \Phi = \frac{S\sqrt{1-d^2}}{T-dS}$
1.2.h	$\frac{p}{(1+Tp)^2}$	$\frac{1}{T^3} (T-t) \exp(-t/T)$
1.2.i	$\frac{p}{(1+T_1p)(1+T_2p)}$	$\frac{1}{T_1T_2(T_1-T_2)} [T_1 \exp(-t/T_2) - T_2 \exp(-t/T_1)]$
1.2.j	$p/(1-T^2p^2)$	$(1/T^2) \cosh(1/T)$
1.2.k	$p/(1+T^2p^2)$	$(1/T^2) \cos(t/T)$

1.2.1	$\frac{p}{1+2dT_p+T^2p^2}$ für $d^2 < 1$	$\frac{\exp(-dt/T)}{T^2\sqrt{1-d^2}} \sin\left(\frac{\sqrt{1-d^2}}{T}t + \Phi\right)$ , $\tan \Phi = \frac{\sqrt{1-d^2}}{-d}$ und $\omega_0=1/T$
0.n.a	$\frac{1}{p^n}$	$\frac{1}{(n-1)!} t^{(n-1)}$ für $n > 1$
0.3.a	$1/(p^2(1+Tp))$	$T\left(e^{-t/T} + \frac{t}{T} - 1\right)$
0.3.b	$1/(p(1+Tp)^2)$	$1 - \frac{T+t}{T} e^{-t/T}$
0.3.c	$\frac{1}{p(1+T_1p)(1+T_2p)}$	$1 + \frac{1}{T_2 - T_1} (T_1 e^{-t/T_1} - T_2 e^{-t/T_2})$
0.3.d	$1/(p(1-T^2p^2))$	$1 - \cosh(t/T)$
0.3.e	$1/(p(1+T^2p^2))$	$1 - \cos(t/T)$
0.3.f	$\frac{1}{p(1+2dT_p+T^2p^2)}$ für $d^2 < 1$	$1 - \frac{\exp(-dt/T)}{\sqrt{1-d^2}} \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{1-d^2}}{T}t + \Phi\right)$ , $\tan \Phi = \frac{\sqrt{1-d^2}}{d}$ , $w_o = 1/T$
0.3.g	$\frac{1}{(1+Tp)^3}$	$\frac{1}{2T^3} t^2 e^{-t/T}$
0.3.h	$\frac{1}{(1+T_1p)(1+T_2p)^2}$	$\frac{T_1}{(T_2 - T_1)^2} \exp(-t/T_1) + \frac{(T_2 - T_1)t - T_1 T_2}{T_2(T_2 - T_1)^2} \exp(-t/T_2)$
0.3.i	$\frac{1}{(1+T_1p)(1+T_2p)(1+T_3p)}$	$\frac{T_1 \exp(-t/T_1)}{(T_1 - T_2)(T_1 - T_3)} + \frac{T_2 \exp(-t/T_2)}{(T_2 - T_1)(T_2 - T_3)} + \frac{T_3 \exp(-t/T_3)}{(T_3 - T_1)(T_3 - T_2)}$
0.3.j	$\frac{1}{(1+T_1p)(1+2dT_2p+T_2^2p^2)}$ für $d^2 < 1$ und $w_o = 1/T_2$	$\frac{T_1 e^{-t/T_1}}{T_2^2 - 2dT_1T_2 + T_1^2} + \frac{e^{-dt/T_2} \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{1-d^2}}{T_2}t - \Phi\right)}{\sqrt{(1-d^2)(T_2^2 - 2dT_1T_2 + T_1^2)}}$ , $\tan \Phi = \frac{T_1\sqrt{1-d^2}}{T_2 - dT_1}$
1.3.a	$\frac{p}{(1+Tp)^3}$	$\left[\frac{t}{T^3} - \frac{t^2}{2T^4}\right] e^{-t/T}$
1.3.b	$\frac{p}{(1+T_1p)(1+T_2p)^2}$	$\frac{-e^{-t/T_1}}{(T_1 - T_2)^2} + \left[\frac{1}{(T_2 - T_1)^2} - \frac{t}{T_2^2(T_2 - T_1)}\right] e^{-t/T_2}$
1.3.c	$\frac{p}{(1+T_1p)(1+T_2p)(1+T_3p)}$	$\frac{(T_2 - T_3)e^{-t/T_1} + (T_3 - T_1)e^{-t/T_2} + (T_1 - T_2)e^{-t/T_3}}{(T_1 - T_2)(T_2 - T_3)(T_3 - T_1)}$
1.3.d	$\frac{p}{(1+T_1p)(1+T_2^2p^2)}$	$-\frac{1}{T_2^2 + T_1^2} e^{-t/T_1} + \frac{1}{T_2\sqrt{T_2^2 + T_1^2}} \cos\left(\frac{t}{T_2} - \Phi\right)$ mit $\tan \Phi = \frac{T_1}{T_2}$
1.3.e	$\frac{1+Sp}{p^2(1+Tp)}$	$(S - T)(1 - e^{-t/T}) + t$
1.3.f	$\frac{1+Sp}{p(1+Tp)^2}$	$1 + \left(\frac{S-T}{T^2} \cdot t - 1\right) e^{-t/T}$

1.3.g	$\frac{1+Sp}{p(1+T_1p)(1+T_2p)}$	$1 + \frac{T_1-S}{T_2-T_1} e^{-t/T_1} - \frac{T_2-S}{T_2-T_1} e^{-t/T_2}$
1.3.h	$\frac{1+Sp}{p(1+T^2p^2)}$	$1 - \sqrt{1 + \left(\frac{S}{T}\right)^2} \cos\left(\frac{t}{T} + \Phi\right) \quad \text{mit} \quad \tan \Phi = \frac{S}{T}$
1.3.i	$\frac{1+Sp}{p(1+2dT_1p+T^2p^2)} \quad w_o = 1/T, \quad d^2 < 1$	$1 - \frac{\sqrt{T^2 + 2dT_1S + S^2}}{T\sqrt{1-d^2}} e^{-dt/T} \sin\left(\frac{\sqrt{1-d^2}}{T} t + \arctan \frac{T\sqrt{1-d^2}}{dT+S}\right)$
1.3.j	$\frac{1+Sp}{(1+T_1p)(1+T_2p)^2}$	$\frac{T_1-S}{(T_1-T_2)^2} e^{-t/T_1} + \left[ \frac{T_2-S}{T_2^2(T_2-T_1)} t + \frac{S-T_1}{(T_2-T_1)^2} \right] e^{-t/T_2}$
1.3.k	$\frac{1+Sp}{(1+T_1p)(1+T_2p)(1+T_3p)}$	$\frac{(T_1-S)\exp(-t/T_1)}{(T_1-T_2)(T_1-T_3)} + \frac{(T_2-S)\exp(-t/T_2)}{(T_2-T_1)(T_2-T_3)} + \frac{(T_3-S)\exp(-t/T_3)}{(T_3-T_1)(T_3-T_2)}$
2.3.a	$\frac{1+ap+bp^2}{p^2(1+Tp)}$	$t + a - T - \left(a - T - \frac{b}{T}\right) \exp(-t/T)$
2.3.b	$\frac{1+ap+bp^2}{p(1+Tp)^2}$	$1 - \left(1 - \frac{b}{T^2} + \frac{b-aT+T^2}{T^3} t\right) \exp(-t/T)$
2.3.c	$\frac{1+ap+bp^2}{p(1+T_1p)(1+T_2p)}$	$1 + \frac{b-aT_1+T_1^2}{T_1(T_2-T_1)} \exp(-t/T_1) - \frac{b-aT_2+T_2^2}{T_2(T_2-T_1)} \exp(-t/T_2)$
2.3.d	$\frac{1+ap+bp^2}{(1+Tp)^3}$	$\left(\frac{b}{T_3} + \frac{aT-2b}{T^4} t + \frac{T^2-aT+b}{2T^5} t^2\right) \exp(-t/T)$
2.3.e	$\frac{1+ap+bp^2}{p(1+T^2p^2)}$	$1 - \frac{1}{T^2} \sqrt{(T^2-b)^2 + a^2T^2} \cos\left(\frac{t}{T} + \Phi\right) \quad \text{mit} \quad \tan \Phi = \frac{aT}{T^2-b}$
2.3.f	$\frac{p^2}{(1+Tp)^3}$	$\frac{1}{2T^5} (2T^2 - 4Tt + t^2) \exp(-t/T)$
2.3.g	$\frac{p^2}{(1+T_1p)(1+T_2p)^2}$	$\frac{\exp(-t/T_1)}{T_1(T_1-T_2)^2} + \left[ \frac{T_1-2T_2}{T_2^2(T_1-T_2)^2} - \frac{t}{T_2^3(T_1-T_2)} \right] \exp(-t/T_2)$
2.3.h	$\frac{p^2}{(1+T_1p)(1+T_2p)(1+T_3p)}$	$\frac{\exp(-t/T_1)}{T_1(T_1-T_2)(T_1-T_3)} + \frac{\exp(-t/T_2)}{T_2(T_2-T_1)(T_2-T_3)} + \frac{\exp(-t/T_3)}{T_3(T_3-T_1)(T_3-T_2)}$
2.3.i	$\frac{1+ap+bp^2}{(1+2dT_1p+T_1^2p^2)(1+T_2p)}$ für $d^2 < 1$ und $w_o = 1/T_1$	$D \cdot \left[ \frac{A}{T_2} \exp(-t/T_2) + E \exp\left(\frac{-dt}{T_1}\right) \cdot \sin\left(\frac{\sqrt{1-d^2}}{T_1} t + \Phi\right) \right]$ $D = \frac{1}{T_1^2 - 2dT_1T_2 + T_2^2}, E = \frac{1}{T_1^2} \sqrt{\frac{T_1^2B^2 - 2dT_1BC + C^2}{1-d^2}}$ mit $\Phi = \arctan \frac{C\sqrt{1-d^2}}{T_1B - dC},$ $A = T_2^2 - aT_2 + b; \quad B = T_1^2 - 2dT_1T_2 + aT_2 - b$ $C = T_2b - T_1^2T_2 + aT_1^2 - 2dbT_1$

### Zu 3.5 Visualisierung einer Übertragungsfunktion

In der Vorlesung werden im Kapitel 3.5 die verschiedenen Darstellungsarten einer komplexen Übertragungsfunktion besprochen. Dabei wird das folgende Beispiel benutzt:

$$F(p) = \frac{p}{p^4 + 0.8p^3 + 8.74p^2 + 3.432p + 14.4041} \quad (\text{DEMOF.UFK}) \quad (\text{Gl.4.1})$$

Mit dem Programm *Windf6* im Menu *ufk* lassen sich vom Nenner die komplexen Nullstellen numerisch berechnen und man erhält:

$$p_{\infty 1,2} = -0.2 \pm j 1.5 \text{ und } p_{\infty 3,4} = -0.2 \pm j 2.5.$$

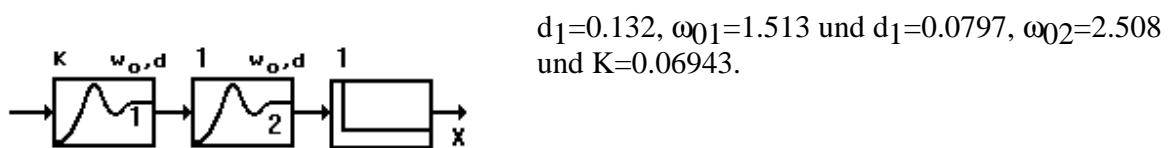
Damit lässt sich  $F(p)$  auch noch in der Pol/Nullstellenform schreiben zu

$$F(p) = \frac{p - p_{o1}}{(p - p_{\infty 1})(p - p_{\infty 2})(p - p_{\infty 3})(p - p_{\infty 4})} \quad (\text{Gl.4.2})$$

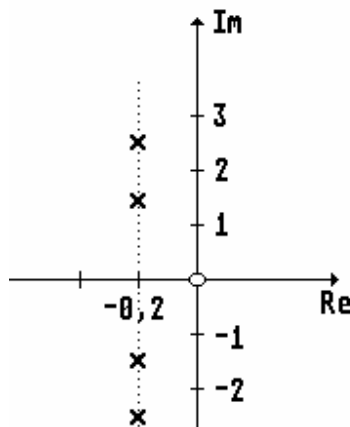
Multipliziert man die Terme mit den konjugiert komplexen Polpaaren aus, so erhält man die Form

$$F(p) = \frac{p}{(p^2 + 0.4p + 2.29)(p^2 + 0.4p + 6.29)} \quad (\text{DEMOF.ZK}) \quad (\text{Gl.4.3})$$

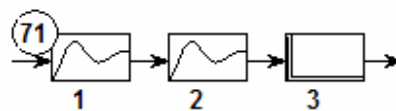
die sich als Kettenschaltung eines D-Gliedes und zweier PT2-Glieder interpretieren lässt. Die Parameter  $d$  und  $\omega_0$  der PT2-Glieder ergeben sich zu (z.B. mit *Windf6*)



Im nächsten Bild ist das Pol/Nullstellendiagramm dargestellt.

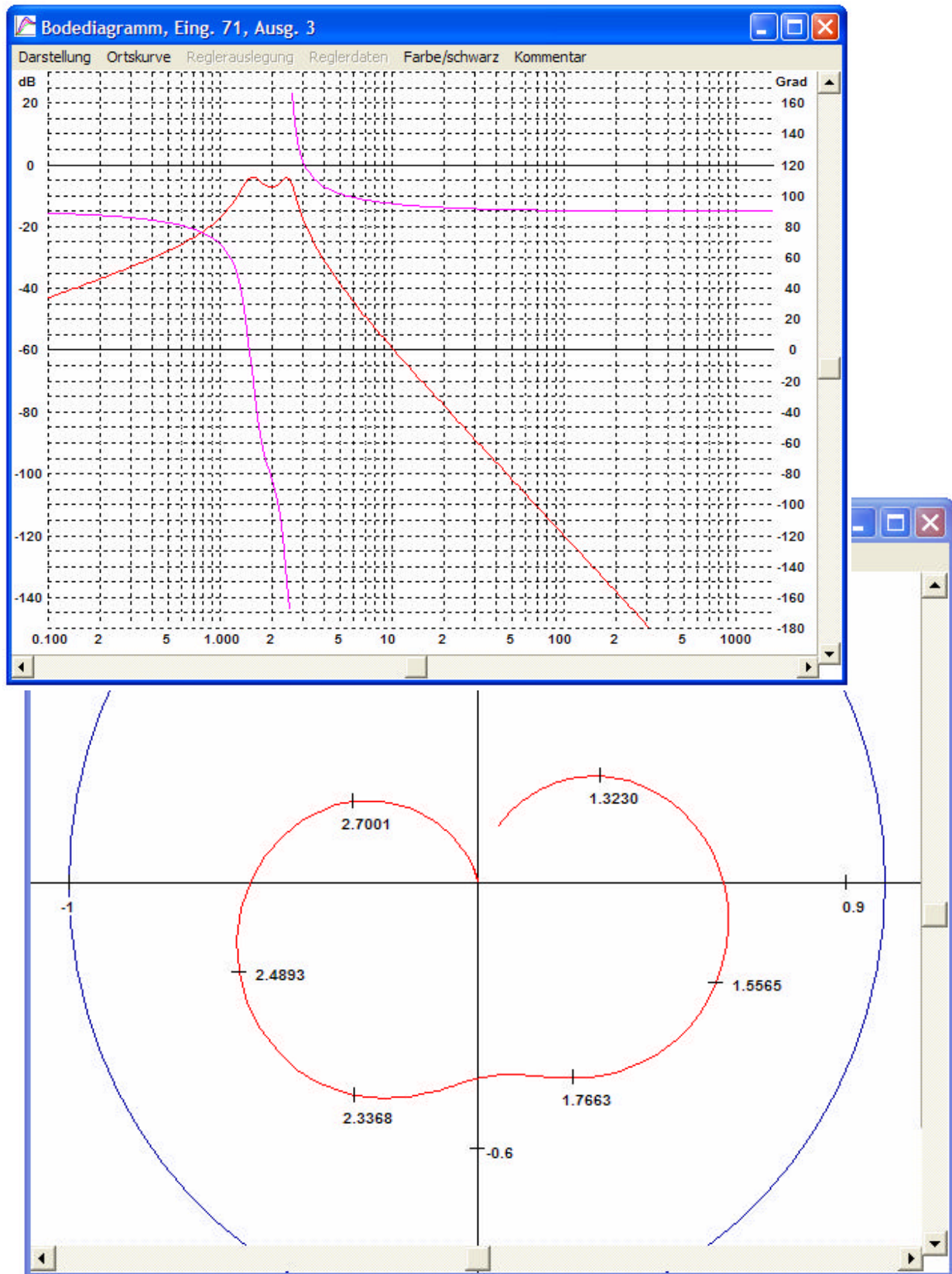


Auf den folgenden Seiten sind die Ortskurve (erstellt mit dem Programm *Regdelph*) und der Betragsverlauf von  $F$  im Bodediagramm dargestellt, wie es hier vom Programm *Regdelph* ausgedruckt wird. Als letztes Bild ist das Betragsgebirge (erstellt mit dem Programm *Windf6*)



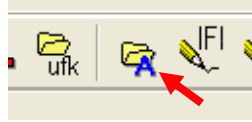
Glieder-Parameter						
Nr	Art	Verstärkung	T1 / Gen.-Fre.	T2/Dämpfung	Grenzwert	Eingänge
1	PT2	0.0694300	0.6609	0.1320		71
2	PT2	1.0000	0.3990	0.0797000		1
3	D	1.0000				2

Bodediagramm der Funktion DEMOF mit Regdelph, Verkleinert mit 0.5, unten Frequenzzoom 1-10. Blaue Kurve ist Einheitskreis. Frequenzmarken mit rechter Maustaste.

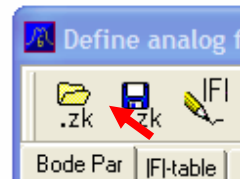


**Beispiel Kap 3.5.3 für Betragsgebirge**

Programm Windf6. Datei Demof.zk.



Erst Taste „Lade Filter“.

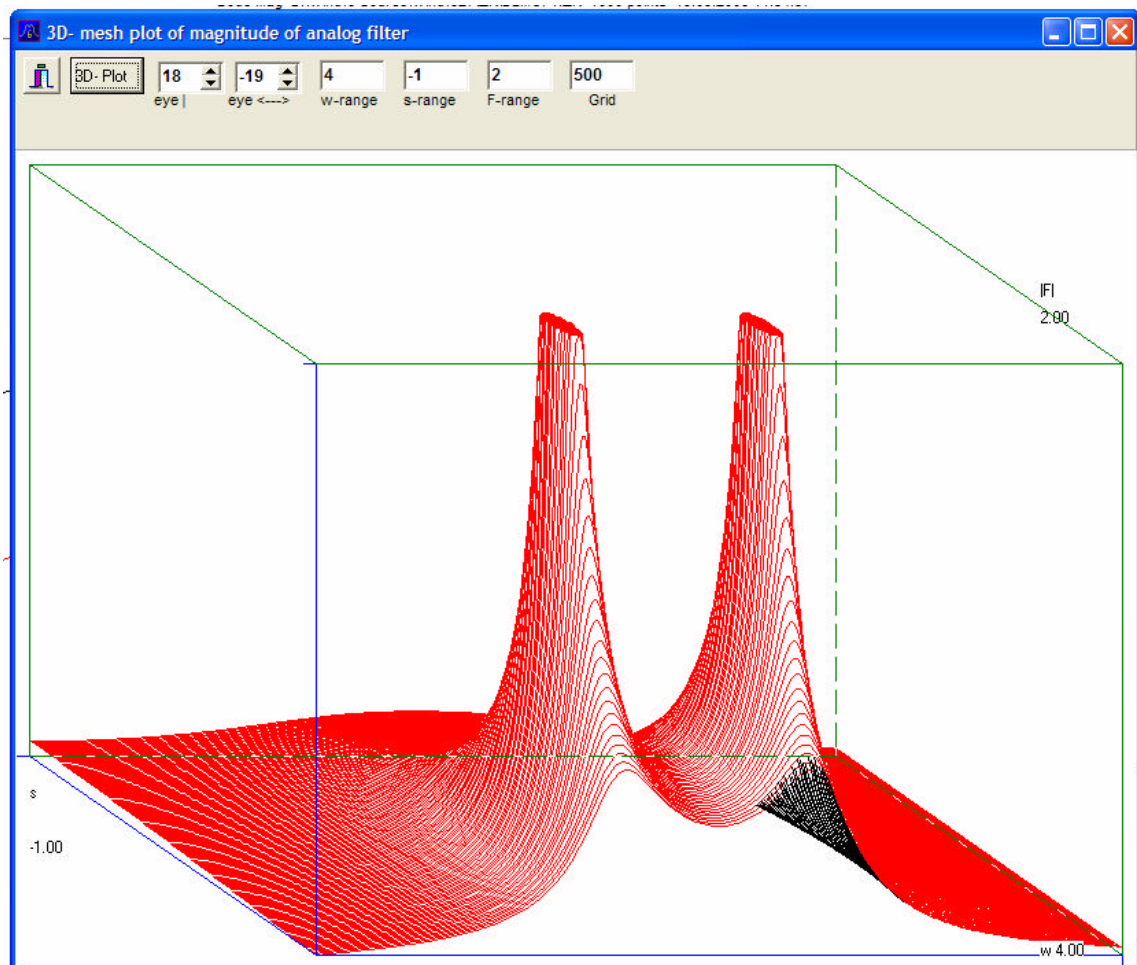
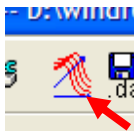


Dann „Lade zk- Datei“.

Im Fenster:

*.zk	T or d	wo
1.r. zero	1.00000000000000E+0010	0.00000000000000E+0000
1.c. pole	1.32000000000006E-0001	1.51300000000008E+0000
2.c. pole	7.97000000000025E-0002	2.50800000000016E+0000

Dann und man erhält



---

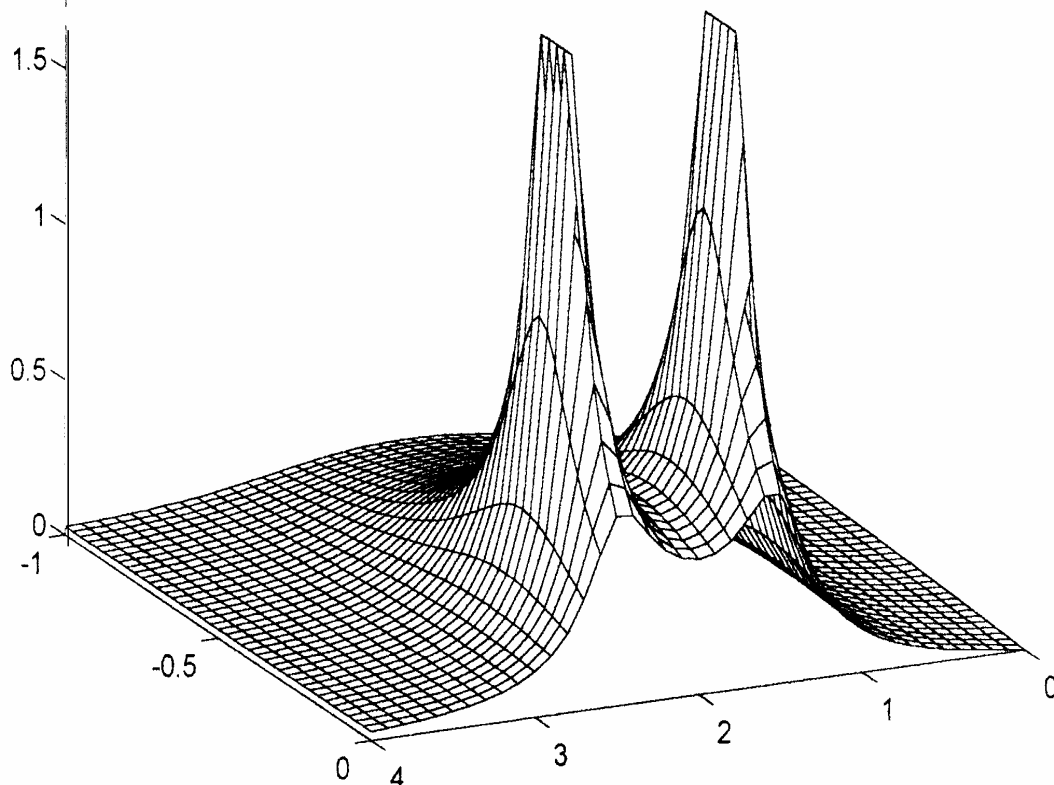
**Zu Kapitel 3.5.3 Betragsgebirge mit MatLab:**

---

N/100

DEMOMESH.M

```
% Plot of mesh plot of function demof bandpass see handbook
num=[1 0];
den=[1 0.8 8.74 3.432 14.4041];
[x,y]=meshdom(0:-0.025:-1,0:0.1:4);
p=x+sqrt(-1)*y;
for i=1:41,
    for j=1:41,
        g(i,j)=freqresp(num,den,p(i,j));
    end;
end;
mag=abs(g);
for i=1:41,
    for j=1:41,
        if mag(i,j)>2, mag(i,j)=2;end;
    end;
end;
view(-205,20);
mesh(y,x,mag);
```

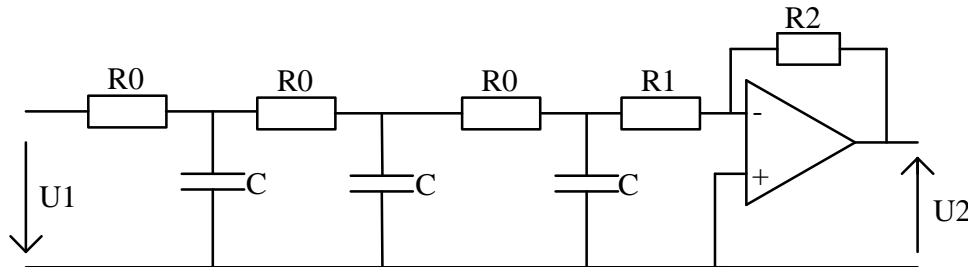


	System	inverses System	Symbol	Übertragungsfunktion transfer function $F(p)$	Einheitssprungantwort Unit step function $h(t)$	Bode-Diagramm / plot	
						Betrag/ magnitude	Phase
1	P	P		$K$			
2	PT <sub>1</sub>	PD		$\frac{K}{1+T \cdot p}$			
3	PT <sub>2</sub>	PD <sub>2</sub>		$\frac{K}{1+2 \frac{d}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2}$			
4	I	D		$\frac{K_I}{p} = \frac{1}{p T_I}$			
5	IT <sub>1</sub>	D-PD		$\frac{K}{p(1+T \cdot p)}$			
6	D	I		$K_D \cdot p$			
7	DT <sub>1</sub>	PI		$K \frac{T \cdot p}{1+T \cdot p}$			
8	DT <sub>2</sub>	PID		$\frac{K \cdot p}{1+2 \frac{d}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2} = \frac{K}{(1+T_1 p)(1+T_2 p)}$			
9	PI	DT <sub>1</sub>		$K \frac{1+T_N \cdot p}{T_N \cdot p}$			
11	PD	PT <sub>1</sub>		$K(1+T_D \cdot p)$			
12	PDT <sub>1</sub>	PPT <sub>1</sub>		$K \frac{1+T_D \cdot p}{1+T_1 \cdot p}$			
13	PID	DT <sub>2</sub>		$K \frac{(1+T_N p)(1+T_V p)}{T_N \cdot p}$			
14	PIDT <sub>1</sub>	D-PD <sub>2</sub>		$K \frac{(1+T_N p)(1+T_V p)}{T_N p(1+T_1 p)}$			
15	T <sub>t</sub>	-		$e^{-T_t \cdot p}$			
16	Allpaß 1. Ordnung	-		$\frac{1-T \cdot p}{1+T \cdot p}$			



**Weitere Infos zu 3.7 , Kombination von 3 PT1-Gliedern**

Für folgende Schaltung soll die Übertragungsfunktion angegeben werden und der Weg gezeigt werden, wie man dann mit meinen Programmen damit weiterarbeiten kann.



Die Übertragungsfunktion berechnet sich nach diversen Zwischenschritten (3 mal belastete Spannungsteiler und nicht etwa 3 mal Tiefpass  $R_0C$  !!) zu

$$F(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2/R_1}{C^3 R_0^3 p^3 + (5 + R_0/R_1)C^2 R_0^2 p^2 + (6 + 4 * R_0/R_1)C R_0 p + 1 + 3R_0/R_1}.$$

Setzt man jetzt die gegebenen Werte für R und C ein, so erhält man im Nenner ein Polynom 3. Grades, das nur noch numerisch zerlegt werden kann, z. B. mit dem Programm *Windf6*.

Zahlenbeispiel:

$R_0=10k$ ,  $R_1=22k$ ,  $R_2=820k$  und  $C=470nF$  (Werte aus einem RTP- Versuch ) liefert:

$$F(p) = \frac{37.2727}{103.8p^3 + 120.49p^2 + 36.7455p + 2.3636}, \text{ wenn mit 1ms normiert wird.}$$

Gibt man diese Werte in das Programm *Windf6* entweder von Hand oder mittels einer ASCII-Datei ein (Format \*.*UFK*), wie es in diesem Beispiel in der Datei *RTPV3I.UFK* zu sehen ist, so erhält man als Ergebnis eine Datei mit den drei Zeitkonstanten  $T_1$  bis  $T_3$  (Format \*.*ZK*). Damit kann man dann weiterarbeiten und z.B. die Ortskurve oder das Bodediagramm mit *Regdelph* oder ein digitales Filter mit *Windf6* berechnen. In diesem Fall erhält man drei PT1-Glieder mit den Zeitkonstanten

$T_1=11.419$  ms,  $T_2=2.7065$  ms und  $T_3=1.421$  ms und mit  $K=15.7693$ .

*RTPV3I.UFK*:

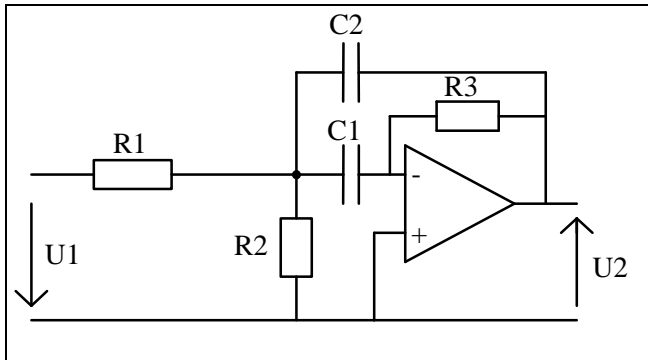
*RTPV3I.ZK*:

```
!RC-Kette des.....
0
3
3.7272700E+0001
2.3636000E+0000
3.6745500E+0001
1.2049000E+0002
1.0380000E+0002
0.0000000E+0000
```

```
!RC-Kette des Versuchs mit R0=.....
0 0 3 0 1.57695887629040E+0001
1.14189310432625E+0001 0
2.70648928466480E+0000 0
1.42099192456887E+0000 0
0.00000000000000E+0000
```

**Weitere Infos zu 3.7 , DT2-Glied (zu Kapitel 3.7)**

Mit folgender Schaltung lässt sich ein DT2-Glied aufbauen:



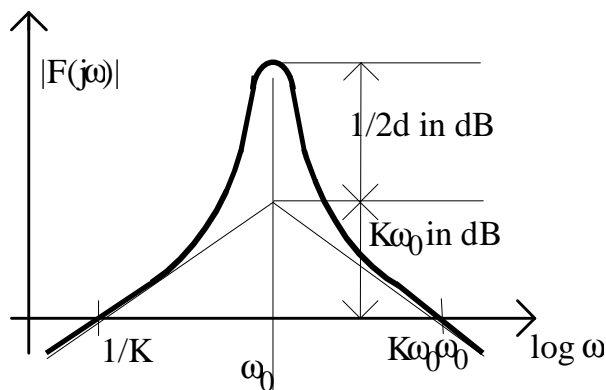
Es ergibt sich dann folgende Übertragungsfunktion:

$$F(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Kp}{1 + \frac{2d}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2}.$$

Die Parameter K, d und  $\omega_0$  berechnen sich zu:

$$K = \frac{R_2 R_3 C_1}{R_1 + R_2}, \quad \omega_0^2 = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \quad \text{und} \quad \frac{2d}{\omega_0} = \frac{R_1 R_2 (C_1 + C_2)}{R_1 + R_2}.$$

Das Bodediagramm (Betragskurve) sieht dann so aus:



Zahlenbeispiel:  $R_1=R_2=1\text{K}$ ,  $R_3=82\text{K}$ ,  $C_1=C_2=0.22\mu\text{F}$  gibt  $K=9.02\text{ ms}$ ,  $\omega_0=709.88\text{ 1/s}$  und  $d=0.078087$  (Man beachte die Einheit von K !!! [K]=s ).

Die **Sprungantwort** (wie im Bild auf der nächsten Seite für obiges Zahlenbeispiel) hat die Gleichung :

$$h(t) = \frac{K\omega_0}{\sqrt{1-d^2}} e^{-d\omega_0 t} \sin \omega_E t \quad \text{mit } \omega_E = \omega_0 \sqrt{1-d^2}.$$

Diese hat die Nullstellen  $t_{0i} = i \cdot \pi / \omega_E$  und das erste Maximum bei

$$t_m = \frac{1}{\omega_E} \arctan \frac{\sqrt{1-d^2}}{d} = \frac{1}{\omega_E} \arccos(d) \quad \text{der Höhe von}$$

Achtung!!  
Hier Winkel in rad !!

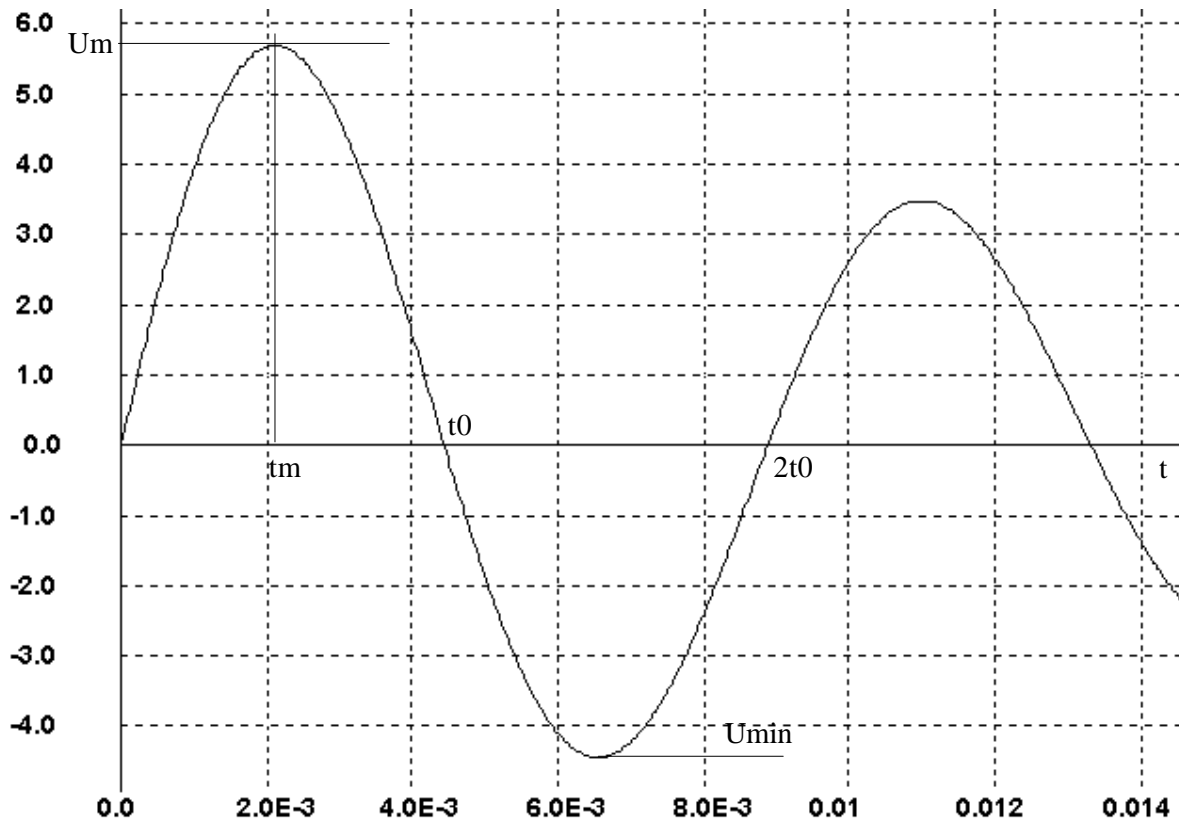
$$U_m = K\omega_0 \exp(-d\omega_0 t_m) = K\omega_0 \exp(-(\pi/2 - q) \tan q) \quad \text{mit } q = \arctan \frac{d}{\sqrt{1-d^2}}.$$

Auch hier gibt es wie beim PT2 das logarithmische Decrement  $\Lambda$  mit der Beziehung

$$\Lambda = \frac{U_m}{U_{\min}} = \exp(p \tan \varphi) = \exp\left(\frac{pd}{\sqrt{1-d^2}}\right), \text{ woraus rückwärts wieder } d \text{ berechnet werden kann mit}$$

$$d = \frac{\ln(\Lambda)}{\sqrt{p^2 + \ln^2(\Lambda)}}.$$

Die DT2-Einheits-Sprungantwort (Übergangsfunktion) für obiges Zahlenbeispiel sieht so aus:



Zahlenwerte für obiges DT2-Glied:  $K=9.02$  ms,  $\omega_0=709.88$  1/s und  $d=0.078087$

Die Kennwerte bei diesem Beispiel sind dann:

$$t_0=4.44 \text{ ms}$$

$$t_m=2.11 \text{ ms}$$

$$U_m=5.696$$

Resonanzüberhöhung über Asymptotenschnittpunkt : 16.12 dB

$$\Theta=4.479^\circ$$

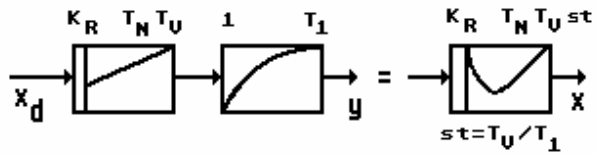
$$\Lambda=\exp(\pi \tan(\Theta))=1.279.$$

Die Dämpfung für **optimales Störverhalten** (10%-Toleranzband) ergibt sich mit  $\Lambda=10$  zu

$$d = \ln(\Lambda) / \sqrt{p^2 + \ln^2(10)} = 0.5912$$

**PIDT1 - Glied (zu Kapitel 3.7.9)**

Ein PID kann wegen des idealen D-Verhaltens nicht realisiert werden, ein reales PID-Glied ist



immer ein PIDT1-Glied. Es setzt sich zusammen aus PID und PT1- Glied, wie nebenstehendes Bild zeigt. Es sind zwei Formen der Übertragungsfunktion üblich: Die Summenform (Gl.7.1) und die Bodeform

(Gl.7.2). Die Parameter können mit der Tabelle auf der nächsten Seite ineinander umgerechnet werden (Seite 21 Gl. 7.4):

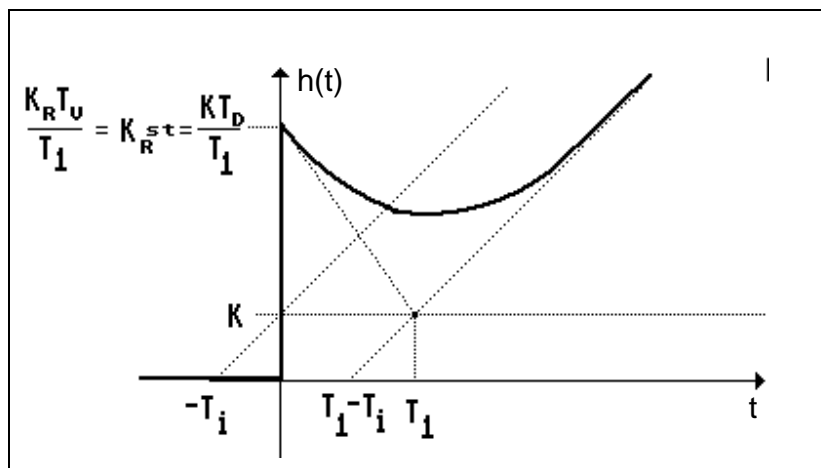
PIDT1 Summenform: 
$$F(p) = K \frac{1 + 1/pT_I + pT_D}{1 + pT_I} \quad (7.1)$$

PIDT1 Bodeform: 
$$F(p) = K_R \frac{(1 + pT_N)(1 + pT_V)}{pT_N(1 + pT_I)} \quad (7.2)$$

**Die Stufentiefe  $st = T_V/T_I$**  gibt dabei die "Güte" des D-Anteils recht gut wieder. Ist z.B.  $st=1$ , so geht das PIDT1-Glied in ein PI-Glied über, für  $st \rightarrow \infty$  wird das PIDT1 ein ideales PID-Glied. Ist  $st=10$ , so liegen die Eckfrequenzen  $1/T_V$  und  $1/T_I$  um eine Dekade auseinander, der PDT1-Verstärkungsanstieg ist gerade 20dB.

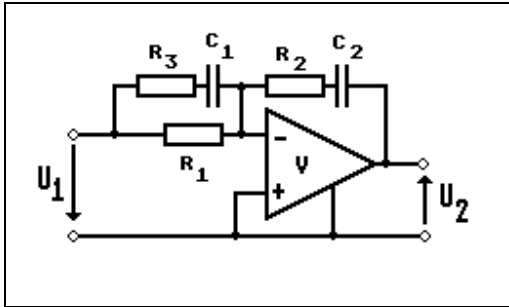
**Übergangsfunktion :**

$$h(t) = K \left[ \frac{t - T_I}{T_I} + 1 + \left( \frac{T_D}{T_I} - 1 + \frac{T_I}{T_I} \right) \exp(-t/T_I) \right] \quad (Gl. 7.3)$$



Hinweis: Insbesondere der Anfangsimpuls wird von  $st$  bestimmt.

Eine Schaltung des PIDT1 ist im nächsten Bild zu erkennen. Es gilt (mit  $v \rightarrow \infty$ ):



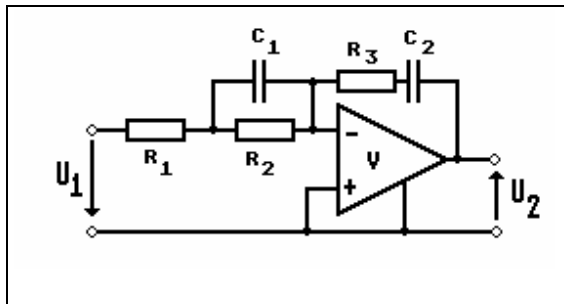
$$F(p) = K_R \frac{(1+pT_N)(1+pT_V)}{pT_N(1+pT_1)} = \frac{U_2}{U_1}$$

$$K_R = \frac{R_2}{R_1}, T_N = R_2 C_2, T_V = C_1(R_3 + R_1), T_1 = C_1 R_3$$

Eine weitere Schaltung sieht so aus:

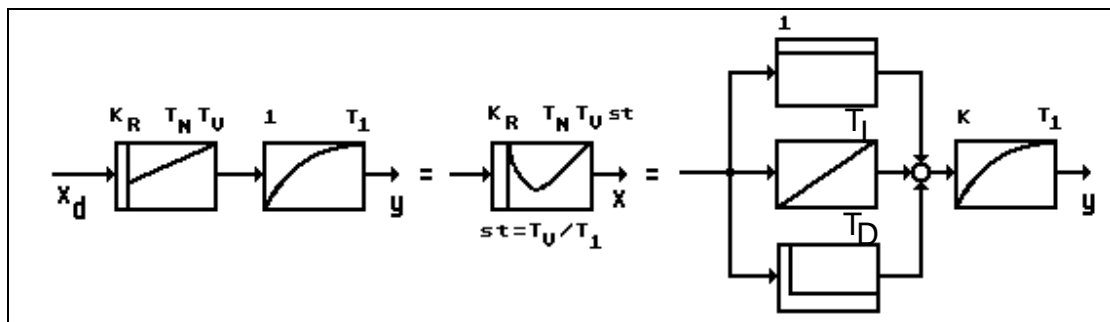
Dabei gilt

$$K_R = \frac{R_3}{R_1 + R_2}, T_N = R_3 C_2, T_V = C_1 R_2, T_1 = C_1 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$



Es gelten für die möglichen Signalflusspläne folgende Zusammenhänge:

Die Umrechnung von der Bodeform in die Summenform geht mit folgenden Gleichungen:



### Umrechnungsformeln: Bodeform $\hat{U}$ Summenform

Summe  $\Rightarrow$  Bode

Bode  $\Rightarrow$  Summe

$$K_R = 0.5K \left(1 + \sqrt{1 - 4T_D/T_I}\right)$$

$$T_N = 0.5T_I \left(1 + \sqrt{1 - 4T_D/T_I}\right)$$

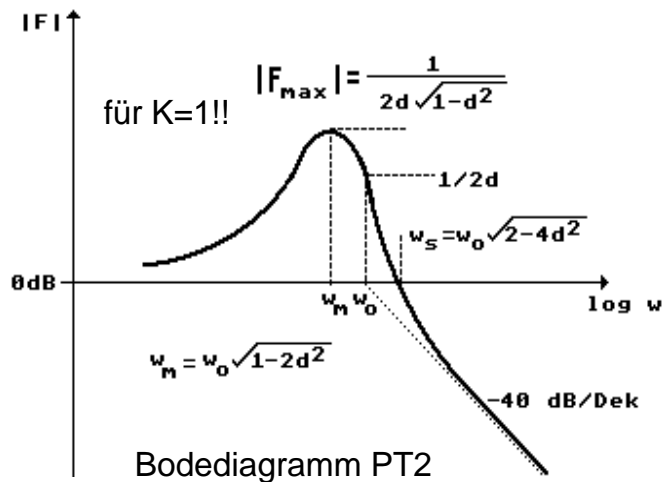
$$T_V = 0.5T_I \left(1 - \sqrt{1 - 4T_D/T_I}\right)$$

$$K = K_R \frac{T_N + T_V}{T_N}$$

$$T_I = T_N + T_V$$

$$T_D = \frac{T_N T_V}{T_N + T_V}$$

(Gl.7.4)

**PT2 - Glied (zu Kapitel 3.7.13)**

$$F(p) = \frac{K}{1 + \frac{2d}{w_o} p + \frac{1}{w_o^2} p^2} \quad (\text{Gl.6.1})$$

Die wichtigsten Größen des Betragsverlaufes sind im nebenstehenden Bild erkennbar. Der wichtigste Kennwert ist der Wert an der Stelle  $\omega_0$ . Die Frequenz  $\omega_0$  ist erkennbar an der Phasenverschiebung von genau  $-90^\circ$ . Damit lassen sich sofort aus einem gemessenen Verlauf des Bodediagramms die Werte  $\omega_0$  und  $d$  bestimmen. Bei schwach gedämpften PT2 ist

$$\sqrt{(1-d^2)} \approx 1 \text{ damit wird } |F_{\max}| \approx 1/2d.$$

**Übergangsfunktion :**

$$d < 1: h(t) = K \left[ 1 - \frac{e^{-d\omega_o t}}{\sqrt{(1-d^2)}} \sin(\omega_E t + f) \right] \quad (\text{Gl.6.2})$$

$$\text{mit } \omega_E = \omega_o \sqrt{(1-d^2)} \text{ und } \tan f = \sqrt{(1-d^2)} / d$$

$$d > 1: h(t) = K \left[ 1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-t/T_1} - \frac{T_2}{T_2 - T_1} e^{-t/T_2} \right] \quad \text{für 2 PT1-Glieder} \quad (\text{Gl.6.3})$$

Den Verlauf der Übergangsfunktionen entnehme man für einige verschiedene Werte  $d$  der übernächsten Seite. Einige Kennwerte sollen noch angegeben werden: Das erste Maximum der Übergangsfunktion liegt bei der Zeit  $t_m$  und hat die Größe  $h_{\max 1}$  mit

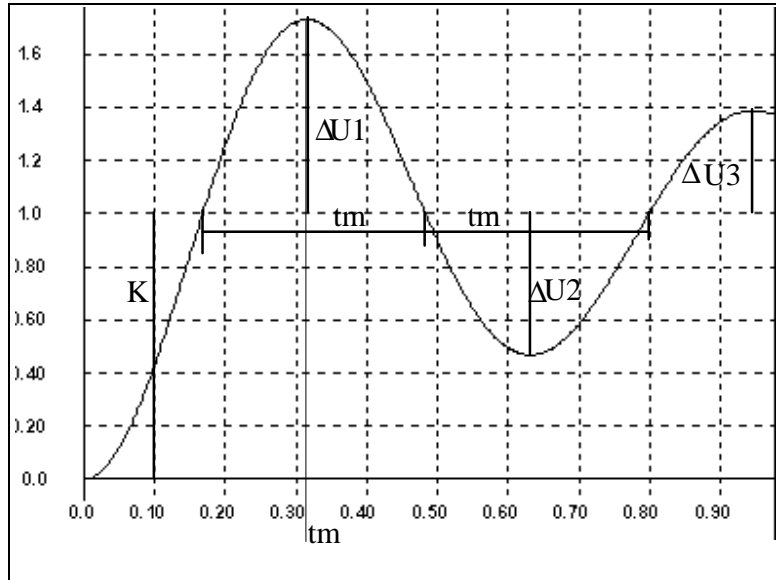
$$t_m = p / \omega_E = p / \omega_o \sqrt{(1-d^2)} \text{ und } h_{\max 1} = K \left[ 1 + \exp \left( \frac{-dp}{\sqrt{(1-d^2)}} \right) \right] \quad (\text{Gl.6.4})$$

Ist jetzt der Endwert  $K$  bekannt, so definiert man besser das **Überschwingen  $\ddot{u}$**  :  
(mit  $\Delta U_1 = h_{\max 1} - K$ )

$$\ddot{u} = \frac{\Delta U_1}{K} = \exp \left[ \frac{-dp}{\sqrt{(1-d^2)}} \right] \quad \text{oder} \quad d = \frac{-\ln(\ddot{u})}{\sqrt{p^2 + (\ln \ddot{u})^2}} \quad (\text{Gl.6.5})$$

Ist die Dämpfung  $d$  sehr klein ( $\ddot{u} \approx 1$ ), so ist  $d$  mit dem logarithmischen Dekrement  $\Lambda$  (mit  $h_{\max 2}$  als 2. Maximum der Sprungantwort und  $\Delta U_3 = h_{\max 2} - K$ ) besser zu berechnen mit

$$\Lambda = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_3} = \exp \left[ \frac{2pd}{\sqrt{(1-d^2)}} \right] = \ddot{u}^{-2} \quad \text{oder} \quad d = \frac{\ln \Lambda}{\sqrt{4p^2 + (\ln \Lambda)^2}} \quad (\text{Gl. 6.6})$$

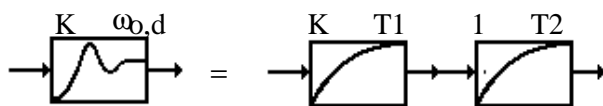


Die folgende Abbildung zeigt den typischen Verlauf der PT2-Sprungantwort für  $d < 0.2$ . Ist  $K$  nicht bekannt, so bestimmt man  $K$  so, daß die Schnittpunkte mit  $K$  den Abstand  $t_m$  haben. Ist  $\Delta U_3$  auch nicht bekannt, sondern nur  $\Delta U_2$ , so gilt der Zusammenhang  $\frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} = \ddot{u}$  oder allgemein  $\frac{\Delta U_n}{\Delta U_1} = \ddot{u}^{n-1}$  und mit 6.5 ist auch so  $d$  bestimmbar. Man prüfe diese Zusammenhänge selbst an

nebenstehender Kurve, sie ist mit  $d=0.1$  gezeichnet worden.

### Umrechnung PT2 in 2 PT1

Für  $d=1$  lässt sich das PT2-Glied in 2 PT1-Glieder umrechnen. Dann wird Gl. 6.1 zu



$$F(p) = \frac{K}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)} \quad (\text{Gl. 6.7})$$

Die Umrechnungsformeln von Gl. 6.1 (PT2) nach Gl. 6.7 (2PT1) lauten:

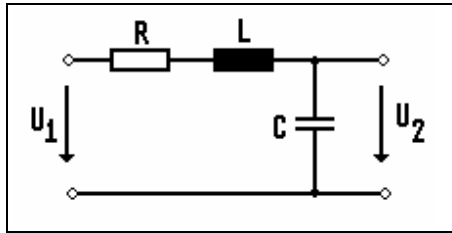
$$T_1 = \frac{d + \sqrt{d^2 - 1}}{w_0} \quad \text{und} \quad T_2 = \frac{d - \sqrt{d^2 - 1}}{w_0} \quad (\text{Gl. 6.8})$$

und umgekehrt von Gl. 6.7 (2PT1) nach 6.1 (PT2) :

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_2}} \quad \text{und} \quad d = w_0 \frac{T_1 + T_2}{2} \quad (\text{Gl. 6.9})$$

**Passive Realisierungen eines PT2:**

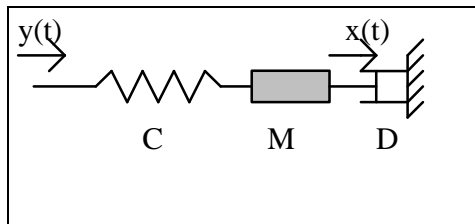
Schwingkreis:



$$F(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + \frac{2d}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2}$$

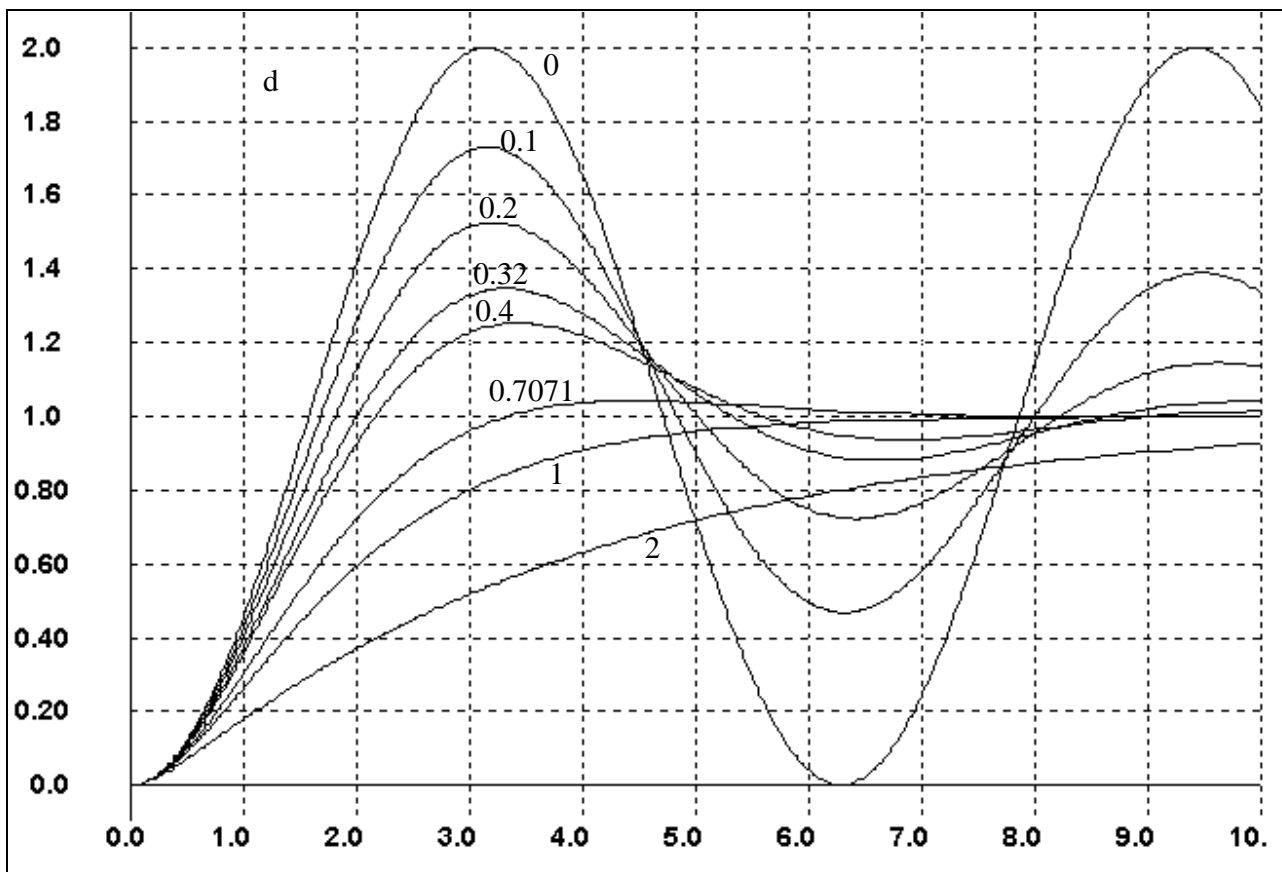
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad d = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Feder-Masse-System:



$$F(p) = \frac{X}{Y} = \frac{1}{1 + \frac{2d}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2}$$

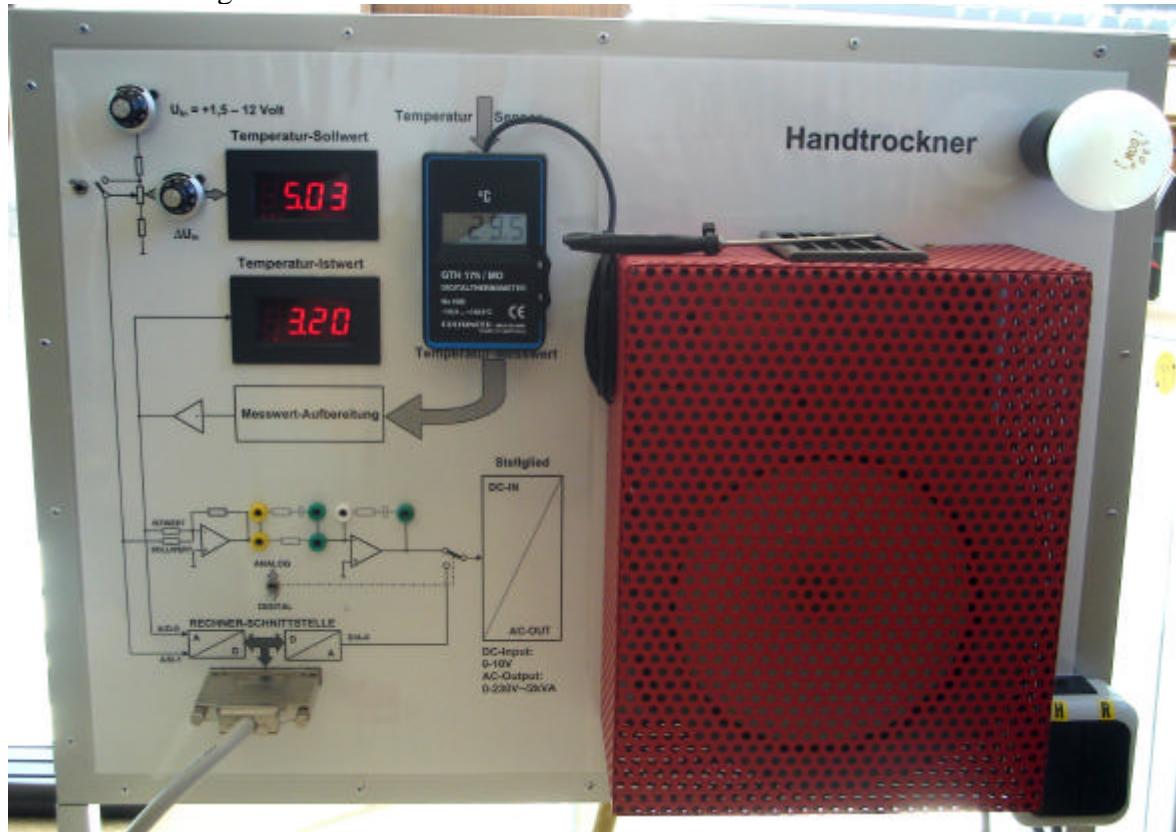
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C}{M}}, \quad d = \frac{D}{2} \frac{1}{\sqrt{MC}}$$

Verschiedene Übergangsfunktionen eines PT2 mit  $K=1$ ,  $\omega_0=1$ :



### Kap. 3.8 Projekt 2 Temperaturregelung für ein Gebläse mit PIDT1

Auf den nächsten Seiten will ich beschreiben, wie man die Regelung der Wassertemperatur eines Gebläses (Hardware von einem Händetrockner) entwerfen und auslegen kann. Das Vorgehen ist leicht auf andere regelungstechnische Aufgaben mit ähnlichem Streckenverhalten übertragbar. Die Hardware ist auf einem Brettboard aufgebaut, mit Standard-Bauteilen realisiert und wird in meiner Vorlesung demonstriert.



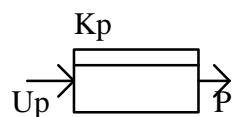
**Ziel:**

Die Lufttemperatur soll zwischen Umgebungstemperatur und  $100^{\circ}\text{C}$  beliebig einstellbar und so genau wie möglich geregelt werden (Fehler  $< 1^{\circ}\text{C}$ ). Überschwinger der Temperatur sind zu vermeiden, da der Abkühlvorgang sehr zeitraubend ist. Genau:  $10^{\circ}\text{C}$ -Sprung von  $35^{\circ}$  auf  $45^{\circ}$  mit  $0.25^{\circ}$  Überschwingen entspricht 2.5% Überschwingen.

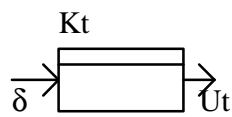
**1. Schritt:** Festlegen der zusätzlich zum Gebläse notwendigen Hardware.

Ein Zweipunktregler (meist eingebaut) scheidet aus, da die Temperaturschwankungen zu groß sind (gemessen:  $5^{\circ}\text{C}$ ). Deshalb ist ein Stellglied vorzusehen, das die Heizleistung kontinuierlich

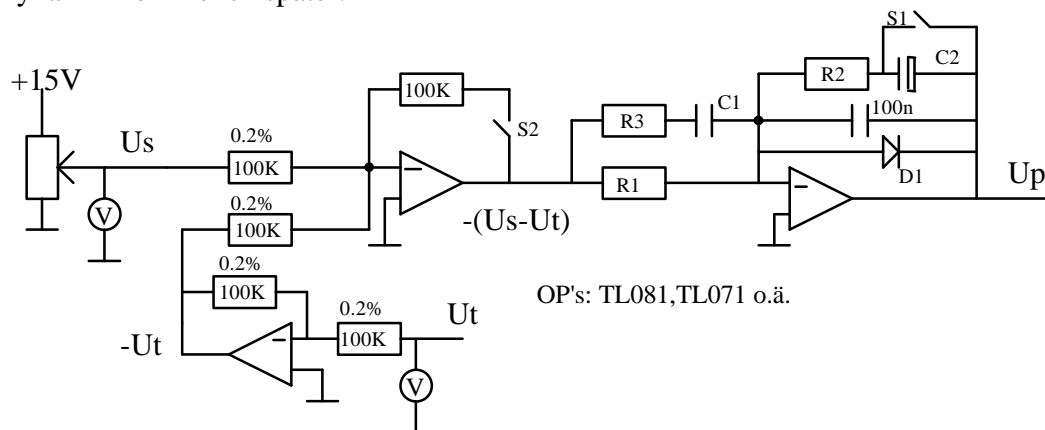
verstellen kann. Die Heizwicklung des Gebläses hat eine Anschlussleistung von  $1.7\text{kW}$  bei  $230\text{V AC}$ . Die billigste Möglichkeit ist eine Triac-Schaltung zur Phasenanschnittsteuerung. Diese kann man fertig bekommen, z.B. Conrad, Lichtsteuergerät  $2\text{kVA}$  mit  $0-10\text{V}$ -Eingang für ca. 100 DM. Die Verstärkung berechnet sich zu  $K_p = 1.7\text{kW}/10\text{V} = 170\text{W/V}$ , die Zeitkonstante des Stellgliedes wird vernachlässigt bzw. bei der Strecken-Messung berücksichtigt, da sie etwa mit  $20\text{ms}$  klein ist gegen die des Gebläses, die bei ca.  $20\text{s}$  liegt (s.u.).



Weiterhin ist ein Temperatursensor nötig, der die gemessene Temperatur als Spannungswert herausgibt. Gewählt habe ich ein Gerät mit digitaler Anzeige zur Kontrolle der gemessenen



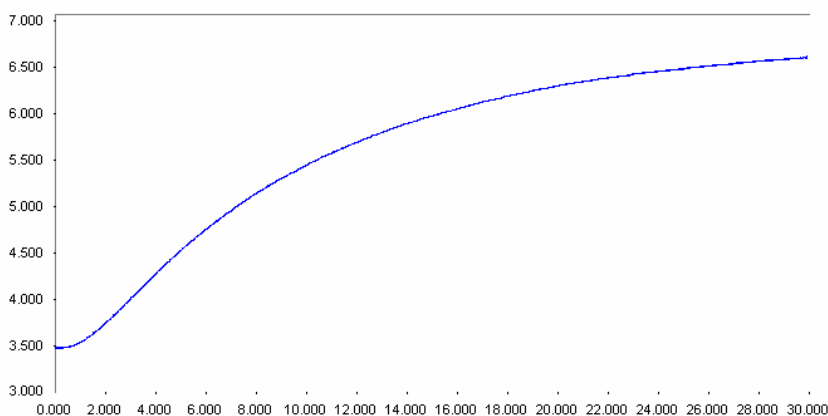
Dieses Gerät hat noch keinen passenden Spannungsausgang. Die Sensorspannung lässt sich aber abgreifen und mit einer OP-Schaltung auf den gewünschten Bereich verstärken. Am Ausgang liegt dann eine Spannung  $U_t$  von 0-10V bei einer Temperatur  $\delta$  von 0°-100°C. Die Verstärkung beträgt  $K_t=10\text{V}/100^\circ\text{C}=0.1\text{V}/^\circ\text{C}$ . Zur Dynamik komme ich später.



Der jetzt noch fehlende Regler wird mit einer Operationsverstärkerschaltung wie im PIDT1-Abschnitt realisiert. Der Sollwert wird als Spannung vorgegeben und mit einem Potentiometer eingestellt. Die Regeldifferenz Sollwert-Istwert wird mit einem Addierer gebildet, das Minus-Zeichen des Istwertes mit einem invertierenden Verstärker. Die Gesamtschaltung ist im Bild zu erkennen. Mit S1 kann der Integrationskondensator des PIDT1-Reglers entladen werden, mit S2 wird die Gegenkopplung des Addierers geöffnet und die Kreisverstärkung um etliche Zehner-Potenzen erhöht. Es ergibt sich dann Zweipunktreglerverhalten ohne Hysterese. Die Diode D1 soll negative Stellwerte und falsche Polarität am Elko C2 verhindern. Die vier 100k-Widerstände haben eine sehr kleine Toleranz, damit im eingeschwungenen Zustand tatsächlich die Werte  $U_s$  und  $U_t$  sich um weniger als 1% unterscheiden (1% ist 1°C!).

## 2. Schritt: Messung des Streckenverhaltens.

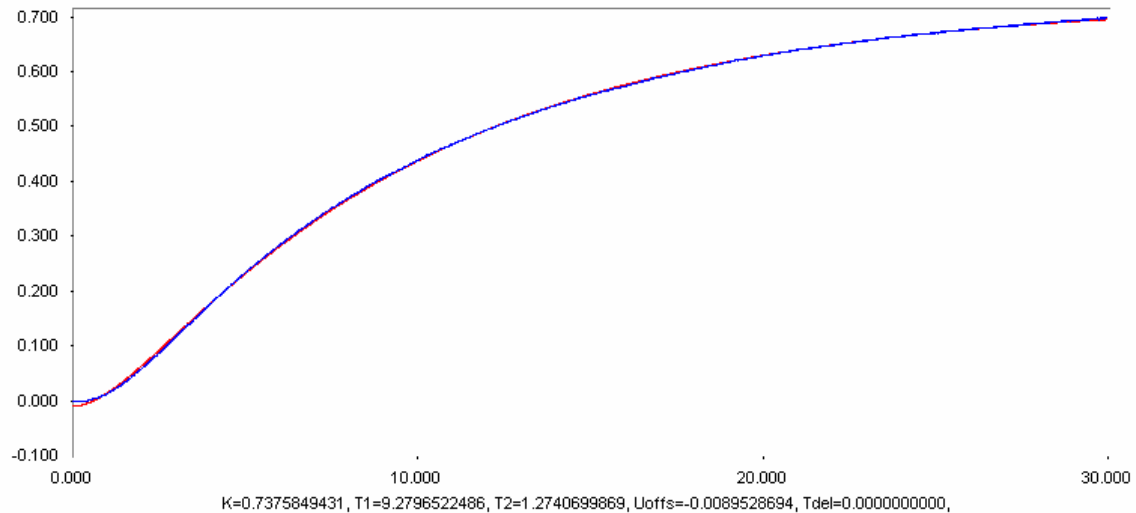
Zur Reglerauslegung wird ein Modell der Strecke benötigt. Diese Modell gewinnt man am besten durch eine Messung der Sprungantwort. Dazu habe ich einen Sprung der Sprunghöhe 4.5V auf das Stellglied gegeben (entspricht  $4.5 \cdot 170\text{W}$ ). Bei zu großer Eingangsspannung steigt die Temperatur über 100°C und der AD-Wandler begrenzt die Temperaturspannung und verfälscht die Messung (dieser



Vorgang ist eine nichtlineare Begrenzung, die bei der Messung unbedingt vermieden werden muss). Die Messung wurde mit dem Programm *Windf6* durchgeführt. Es ergibt sich nebenstehender Verlauf.

Man erkennt den exponentiellen Anstieg, der Endwert wird noch nicht erreicht. Im Anfangsverlauf ist bei entsprechender Vergrößerung eine waagerechte Tangente erkennbar. Nach den in Kap. 7 der Vorlesung näher beschriebenen Verfahren kann jetzt ein Modell aus 2

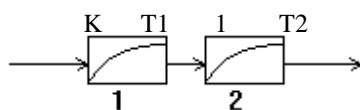
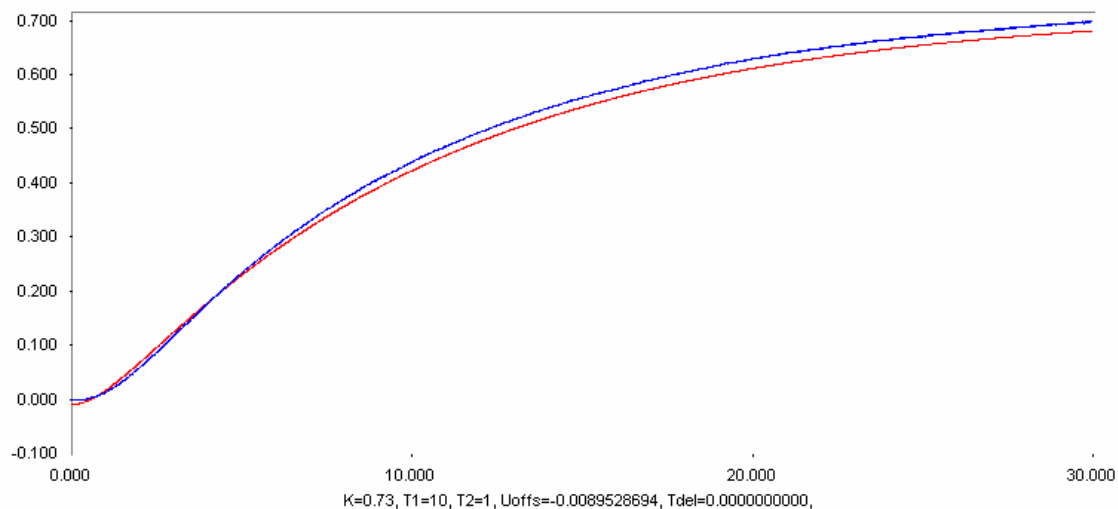
Curve of Ident Model 11.09.2006 16:25:38 3000Points2Curves



PT

1 Gliedern identifiziert werden. Dabei ist der Offset beseitigt worden und alle Werte sind durch 4.5 geteilt und man erhält die Einheitssprungantwort. Da die Zahlen von Messung zu Messung schwanken, habe ich auf einigermaßen glatte Werte gerundet. Die Kurve sieht dann so aus:

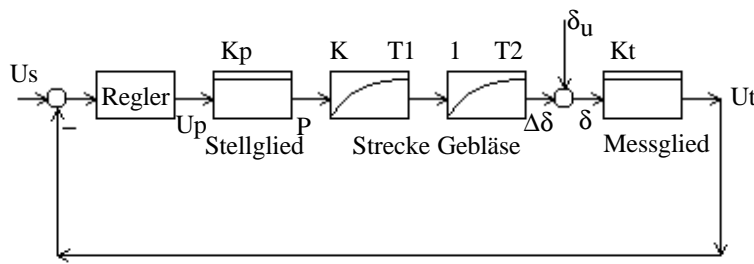
Curve of Ident Model 11.09.2006 16:27:49 3000Points2Curves



Praktisch wird dies am einfachsten mit dem Programm Windf6 Menü 'Identifikation/Regression über  $f(t)$ ' erledigt, das eine Parameteroptimierung durchführt. Das Ergebnis ist ein Streckenmodell mit einer Sprungantwort, das sich kaum von der gemessenen unterscheidet: Die Parameter lauten  $K=0.73$ ,

$T1=10$ s und  $T2=1$  s. Erst nach knapp  $5T1 \approx 50$ s ist der Endwert auf etwa 1% erreicht.

Damit liegt der Regelkreis bis auf den Regler fest. Er hat folgendes Signalflussbild:



Die gesamte Kreisverstärkung ist  $K_s = K_p \cdot K \cdot K_t = 0.73$  ohne Einheit. So ist also z.B. bei einem Stellwert von 1V die Temperaturerhöhung  $7.3^\circ\text{C}$  entsprechend 0.73V. Der Störeingang stellt die Umgebungstemperatur dar, denn

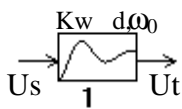
die Temperaturerhöhung  $\Delta\delta$  gegenüber der Umgebung ist direkt proportional der Heizleistung P.

### 3. Schritt: Reglerauslegung

Jetzt fehlt noch der Regler. Die Auslegung lässt sich mit diversen Methode erledigen (Regdelph, Auslegung FKL-Verfahren etc), aber die schnellste Methode ist hier sicherlich die Blitzreglerauslegung, beschrieben auf EBV10 S. 33. Für einen PIDT1-Regler mit 2PT1-Strecke sind die Auslegungsformeln dort zu finden und lauten:

$$F_R = K_R \frac{(1 + pT_N)(1 + pT_v)}{pT_N(1 + p\frac{T_v}{st})}; \quad F_S = \frac{K}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)} \Rightarrow K_R = \frac{stT_1}{4T_2d^2K}; \quad w_o = \frac{st}{2dT_2} \quad \text{wenn}$$

$F_R$  den Regler und  $F_S$  die Strecke beschreibt. Hier wird die Kompensation der größten Zeitkonstanten mit  $T_N=T_1$  und  $T_v=T_2$  (Polkompensation KdgZk) durchgeführt. Die Stufentiefe st und die Dämpfung d lassen sich in Grenzen frei wählen. Der geschlossene Regelkreis verhält sich in diesem Sonderfall exakt wie ein PT2 mit den Parametern  $K_w=1$ , d wie oben in den Formeln eingegeben und  $\omega_o$  wie oben berechnet. So kann man mit diesem Wissen auch sehr schnell das Führungsverhalten diskutieren, da das PT2-Glied im entsprechenden Abschnitt ausführlich beschrieben worden ist.



Insbesondere sind die Werte  $t_m$  und  $\ddot{u}$  der Führungssprungantwort sofort berechenbar mit

$$t_m = p/w_o \sqrt{1-d^2} \quad \text{und} \quad \ddot{u} = \exp\left[\frac{-dp}{\sqrt{1-d^2}}\right]. \quad \text{Mit}$$

dem Programm *Windf6* lassen sich diese Zahlenwerte schnell berechnen. Es sollen drei verschiedene Reglerentwürfe verglichen werden, die allesamt mit einem  $T_N=T_1=10$  s und einer vorgegebenen Dämpfung ausgelegt werden. Die Dämpfung von  $d=0.7613$  entspricht einem Überschwingen von 2.5%, d.h. bei einem  $10^\circ\text{C}$ -Sprung beträgt der Überschwinger gerade  $0.25^\circ\text{C}$ . Der erste Entwurf soll ein PI-Regler ( $st=1$ ) sein, der zweite Entwurf ist ein PIDT1 mit  $st=10$  und der dritte Regler wird auch ein PIDT1 mit einem vorgegebenen  $st=2$ . Alle Zahlen im Überblick (Vorgabe fett):

**Controller: PIDT1**

Kr

Tn  s

Tv  s

st

**Circuit**

R1  kOhm

C2  uF

R2  kOhm

C1  uF

R3  kOhm

**Flash Controller Design with 2PT1-process**

Process: 2PT1      Controller: PIDT1

Ks       Kr

T1  s      Tn  s

T2  s      Tv  s

**Design-parameters**

Damping of the closed loop

d

ue

phir  °

Speed of the closed loop

wo  1/s

st

Kr

tmax  s

Krst

Circuit

R1  kOhm      C2  uF

R2  kOhm      C1  uF

R3  kOhm

Oben Bildschirmmaske für Entwurf mit PI- Regler mit Windf6.

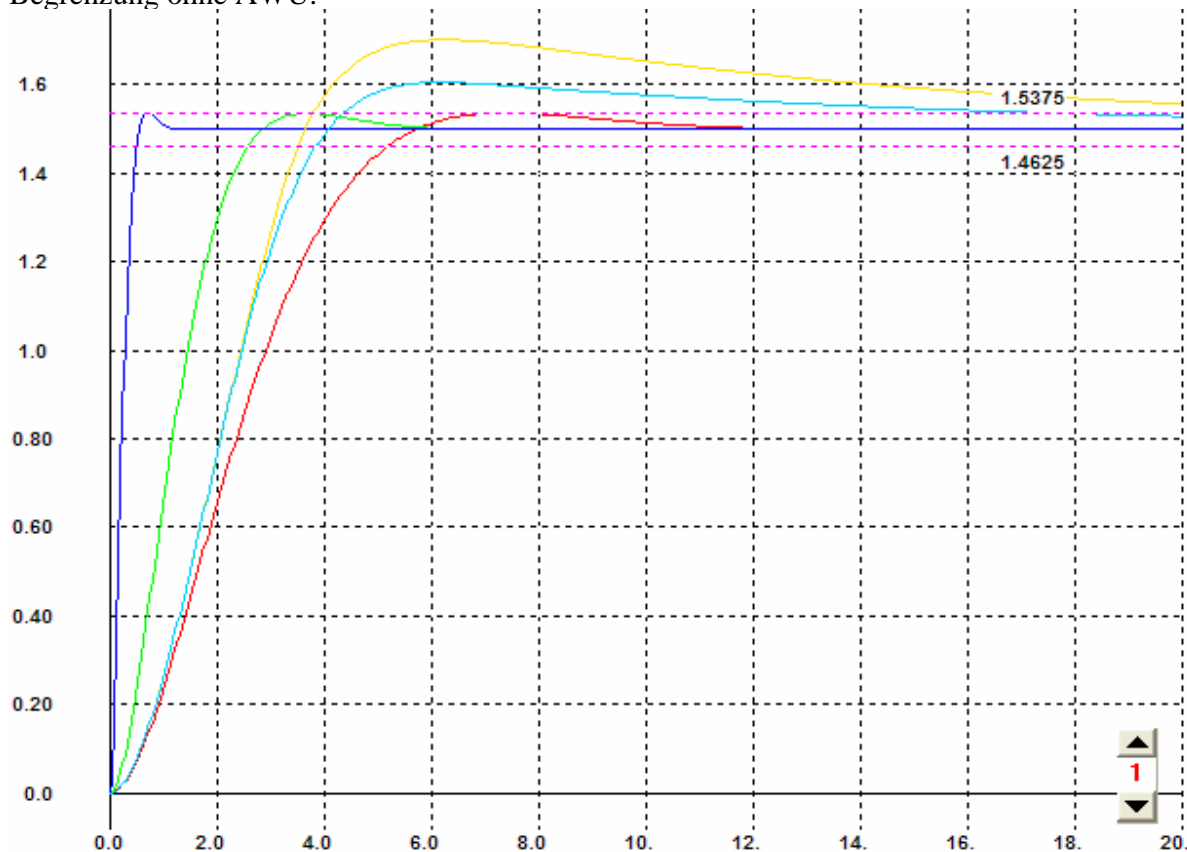
	$K_R$	st	col	$K_{rst}$	$P_{max}(1V)$	$t_m$	$\ddot{U}$	$\omega_0$	Taus 2.5%
PI	5.9	<b>1</b>	rot	5.9	1003 W	7.4 s	2.5%	0.657	5.2s*
PIDT1	59	<b>10</b>	blau	590	100 kW	0.74 s	2.5%	6.57	0.52s*
dto begrenzt	"	<b>10</b>	gelb	"	1.7 kW	6.2 s*	14 %*	"	>20 s*
PIDT1	11.8	<b>2</b>	hgrün	23.6	4.0 kW	3.7 s	2.5%	1.31	2.6s*
dto begrenzt	"	<b>2</b>	hblau	"	1.7 kW	6 s*	7%*	"	18s*

(\* mit Simulation gemessen)

Der 1. Regler ist relativ langsam, der 2. Versuch liefert bei einem 1.5V-Sprung ( $\div \Delta \delta = 15K$ ) einen riesigen Stellwertimpuls von 100 kW, der natürlich nicht umgesetzt werden kann. Begrenzt man den Reglerausgang auf 1.7 kW, so wird auch diese Auslegung unbrauchbar, da sie einen starken Überschwinger mit langer Abklingzeit zur Folge hat (der sog. Windup-effekt). Ein dritter Entwurf wird etwas besser. Es wird ein st von 2 vorgegeben, bei Begrenzung bleibt das Überschwingen etwas über 2.5%. Die Ausregelzeit ist etwa 18s. Die Werte sind alle mit *Regdelph* simuliert worden, die Führungssprünge aller Regler mit und ohne Begrenzung im nächsten Bild zu sehen. Man erkennt, dass eine Stufentiefeerhöhung von 1 auf 10 nur Verschlechterung bringt, wenn der

Stellwert begrenzt ist. Der Anstieg der Stufentiefe von 1 auf 2 ist hier recht erfolgreich, wenn man von dem ganz geringfügigen Überschwinger absieht. Bei diesem  $10^\circ$ -Sprung ist der Regler mit der Stufentiefe von  $st=2$  optimal. Dieser letzte Entwurf ist dann auch sowie der PI realisiert worden.

Simulation mit Regdelph: rot: PI, hellgrün: PIDT1  $st=2$  ohne Begrenzung, blau: PIDT1  $st=10$  ohne Begr. ohne AWU, gelb: PIDT1  $st=10$  mit Begr. ohne AWU, hellblau: PIDT1  $st=2$  mit Begrenzung ohne AWU.



Die Situation wird verbessert, wenn man nun noch einen Antiwindup- mechanismus hinzuschaltet. Dabei wird bei einer Stellwertbegrenzung beim Regler der I- Anteil abgeschaltet, also in dieser Situation mit einem PDT1- Regler geregelt. Die Ergebnisse sehen dann so aus (alle Kurven mit Begrenzung auf 10 V):

Hgrün: PI wie vorher

Rot: PIDT1  $st=2$  wie vorher

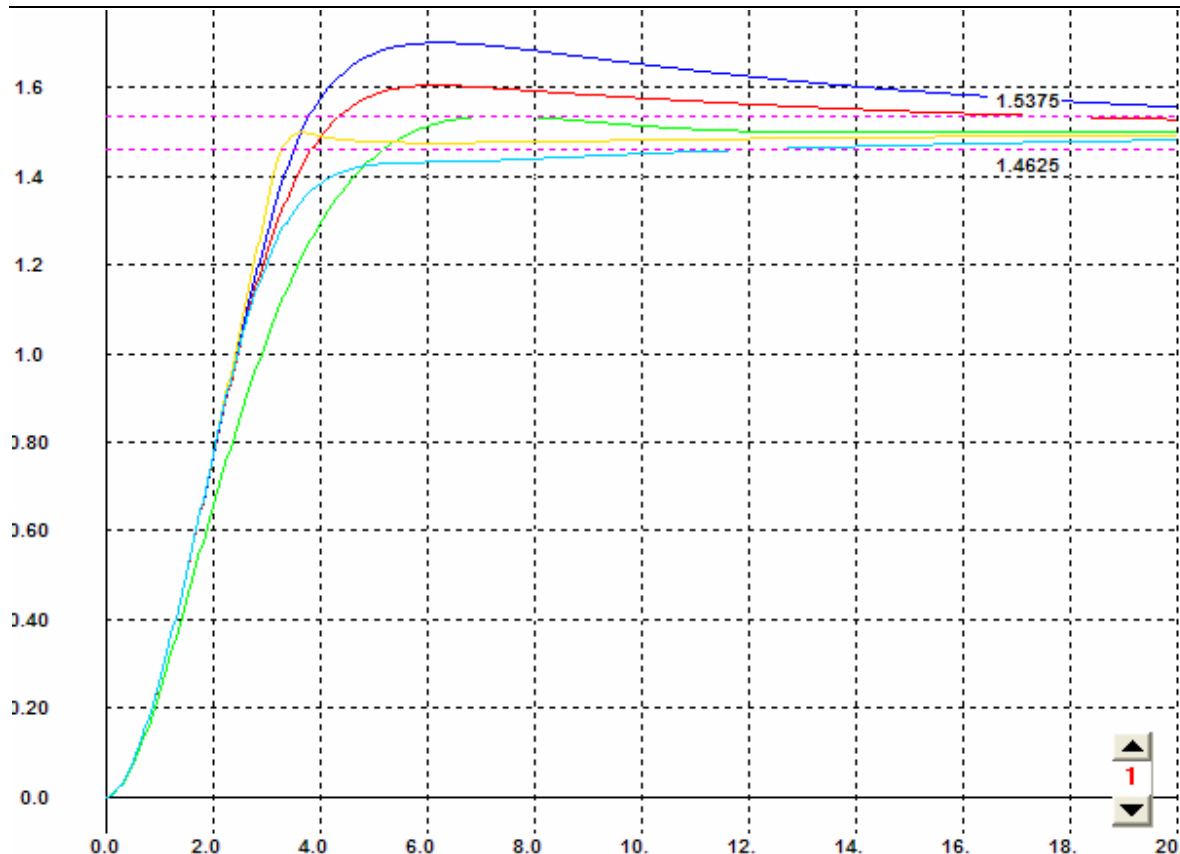
Blau: PIDT1,  $st=10$  wie vorher

Hblau: PIDT1,  $st=2$  mit AWU

Gelb: PIDT1,  $st=10$  mit AWU

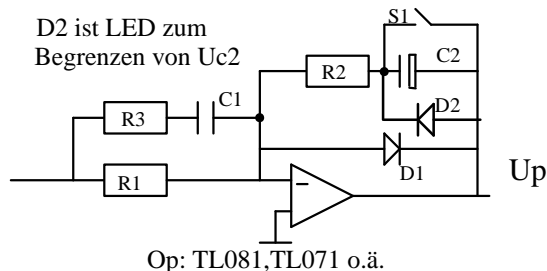
Hat man eine AWU- Möglichkeit, dann ist der  $st=10$  Regler der schnellste, sonst der PI





#### 4. Schritt: Realisierung des Reglers

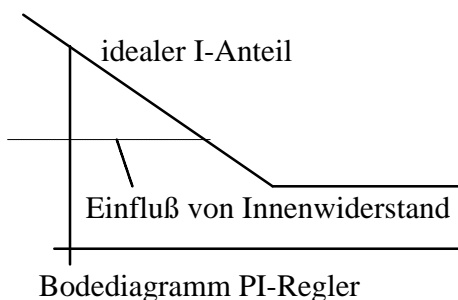
Es soll der PI-Regler mit den Daten  $T_N=10\text{s}$ ,  $K_R=5.9 / \text{st}=1$  und der PIDT1-Regler mit den Daten  $T_N=10\text{s}$ ,  $T_v=1\text{s}$ ,  $K_R=11.8 / \text{st}=2$  mit der angegebenen Schaltung aufgebaut werden.



Problematisch sind dabei die erforderlichen großen Zeitkonstanten. Der Formelsatz für die Parameter lautet :

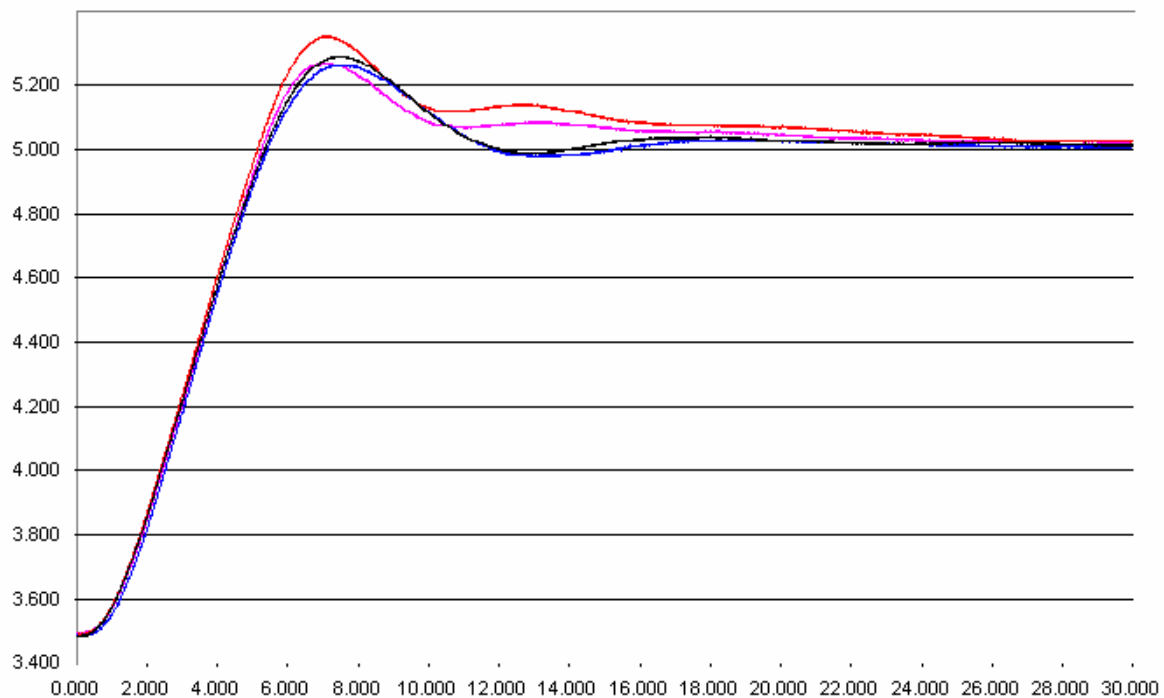
$$K_R = \frac{R_2}{R_1}, T_N = R_2 C_2, T_v = C_1 (R_3 + R_1), T_I = C_1 R_3$$

mit  $R_1 = 220 \text{ k}\Omega$  folgt  $C_2 = 7.7 \mu\text{F}$ ,  $R_2 = 1300 \text{ k}\Omega$ , für den PIDT1 :  $R_1 = 110 \text{ k}\Omega$  folgt  $C_2 = 7.7 \mu\text{F}$ ,  $R_2 = 1300 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 4.54 \mu\text{F}$  und  $R_3 = 110 \text{ k}\Omega$ . Wenn man  $C_2$  mit Elko realisieren, geht



das, da  $U_p$  immer positiv ist, die Einhaltung der Polarität ist kein Problem. Leider haben Elkos aber einen parasitären Parallelwiderstand, der in unserem Fall einen sehr störenden Einfluss hat. Er macht nämlich die erwünschte unendlich große Gleichspannungsverstärkung für das I-Verhalten kaputt und bewirkt, dass der PIDT1-Regler zu einem PDT1-Regler entartet: bleibende Regelabweichung. Deswegen haben wir gewinkelte MKS- Kondensatoren benutzt.

Ergebnisse der Messungen, wobei die Regler einmal mit der RCOP- Schaltung onboard und zum Anderen mit einem digitalen Regler per PC / ADDA- Karte realisiert wurden:



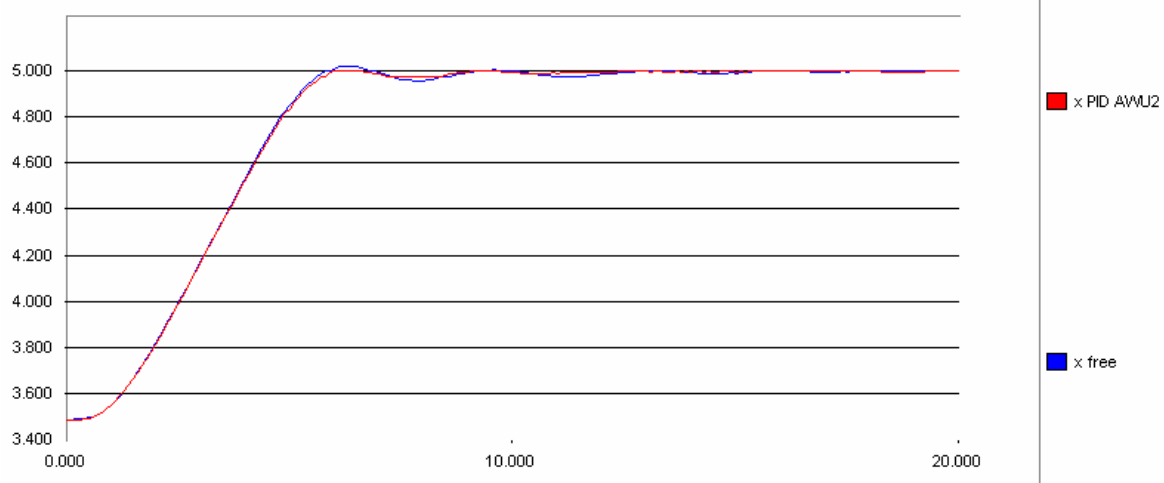
sw: PI digital  $T_o=10\text{ms}$  Design 1 free  $K_r=5.9$   $T_n=10\text{s}$

bl: PI RCOP  $K_r$ ,  $T_n$  dito

rt: PIDT1 digital  $T_o=10\text{ms}$  Design II free  $st=2$   $K_r=11.9$ ,  $T_n=10\text{ s}$ ,  $T_v=1\text{ s}$

vio: PTDT1 RCOP  $st=2$   $K_r$ ,  $T_n$  dito

Die Überschwinger sind aufgrund des Windup- effektes sehr groß. Erst wenn man einen Antiwindup- mechanismus, der nur im digitalen Regler einfach zu realisieren ist, hinzufügt, dann bekommt man akzeptable Ergebnisse:



rot obiger Regler Design I AWU

bl: Design II AWU



**Zu Kap. 3.8 Blitzreglerauslegung per Formel**

Unter gewissen Voraussetzungen lässt sich die folgende Reglerauslegung durchführen, die das FKL-Verfahren oder andere umständliche Verfahren umgeht. Die Reglerparameter können dann direkt unter Vorgabe der gewünschten Eigenschaften des geschlossenen Kreises und der Streckenparameter per Formel bestimmt werden.

**Voraussetzung:**

1. Keine Totzeit vorhanden (geht also nicht oder nur näherungsweise bei digitalen Reglern !!)

2.  $F_0 = F_R F_S$  hat die Form  $F_0 = \frac{K}{pT_1(1+pT_2)}$ .

Dieses ist bei folgenden Regler/Strecke-Kombinationen der Fall:

2.1 P-Regler und IT1-Strecke

2.2 I-Regler und PT1-Strecke (unüblich)

2.3 PI-Regler und 2PT1-Strecke (Sonderfall von 2.5 für  $st=1$ ) mit KdgZK

2.4 PDT1-Regler und IT1-Strecke mit KdgZK

2.5 PIDT1-Regler und 2PT1-Strecke mit KdgZK !!!!

Dabei heißt KdgZk = Kompensation der größten Streckenzeitkonstanten oder Polkompensation. Die geschlossenen Regelkreise dieser Kombinationen ergeben immer exakt PT2-Verhalten mit den PT2-Parametern  $K=1$ ,  $d$  und  $\omega_0$ . Die Auslegung geschieht derart, dass die Dämpfung sowie die Stufentiefe  $st$  vorgegeben wird und sich daraus  $K_R$  und  $\omega_0$  ergeben.

$$2.1: F_R = K_R; F_S = \frac{K_i}{p(1+pT_1)} \Rightarrow K_R = \frac{1}{4T_1 d^2 K_i}; \omega_0 = 1/2dT_1$$

$$2.2: F_R = \frac{K_R}{p}; F_S = \frac{K}{(1+pT_1)} \Rightarrow K_R = \frac{1}{4T_1 d^2 K}; \omega_0 = 1/2dT_1$$

2.3: siehe 2.5 für  $st=1$

$$2.4: F_R = K_R \frac{1+pT_v}{1+p\frac{T_v}{st}}; F_S = \frac{K_i}{p(1+pT_1)} \Rightarrow T_v = T_1; K_R = \frac{st}{4T_1 d^2 K_i}; \omega_0 = st/2dT_1$$

2.5:

$$F_R = K_R \frac{(1+pT_N)(1+pT_v)}{pT_N(1+p\frac{T_v}{st})}; F_S = \frac{K}{(1+pT_1)(1+pT_2)} \Rightarrow T_N = T_1; T_v = T_2; K_R = \frac{stT_1}{4T_2 d^2 K}; \omega_0 = st/2dT_2$$

Die Formel 2.5 findet man programmiert in Windf6, Menü *Controllers* → *Flash-Design*.

Will man nicht die Dämpfung  $d$ , sondern die Phasenreserve  $\varphi_R$  vorgeben, so berechne man zuvor bei allen diesen Regelkreisen 2.1 bis 2.5 die Dämpfung aus

$$d = 0.5 / \sqrt{\sqrt{(\tan^2(90^\circ - \varphi_R) + 0.5)^2 - 0.25}}, \text{ siehe Windf6,}$$

*Controllers* → *Flash-Design*

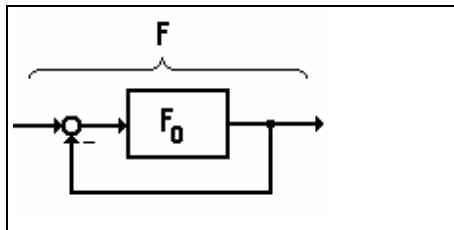
Dort kann man jeweils  $d$ ,  $\ddot{u}$  und  $\text{phir} = \varphi_R$  ineinander umrechnen.

**Design-parameters**  
Damping of the closed loop

**d**

**ue**

**phir**  °

**Zu Kap. 3.9 Nichols-Formeln zur Berechnung des geschlossenen RK**

Unter der Voraussetzung, dass **kein** Übertragungsglied in der Rückführung existiert, sei  $F_0$  die komplexe Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises und  $F$  die des geschlossenen Regelkreises. Es gilt dann bekanntlich die Umrechnung

mit  $F = |F| \exp(j\varphi)$  und  $F_0 = |F_0| \exp(j\varphi_0)$ .

$$F = \frac{F_0}{1 + F_0} \quad (Gl.5.1)$$

Näherungsbetrachtung:

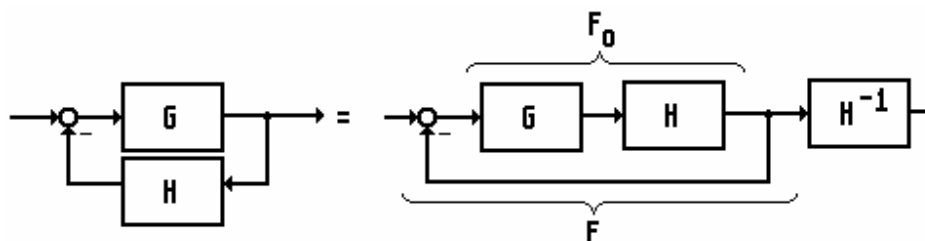
Ist  $|F_0| < -20$  dB, so gilt näherungsweise  $F \approx F_0$ , ist  $|F_0| > 20$  dB, so gilt näherungsweise  $F \approx 1$ , d.h.  $|F| = 0$  dB und  $\varphi = 0^\circ$ . (Umgangssprachlich: Im Bodediagramm wird  $|F_0|$  zu  $|F|$ , indem man  $|F_0|$  mit der 0-dB-Linie abschneidet).

Exakte Rechnung mit den Nichols-Formeln:

$$|F| = \frac{|F_0|}{\sqrt{1 + 2|F_0| \cos \varphi_0 + |F_0|^2}} \quad (Gl.5.2)$$

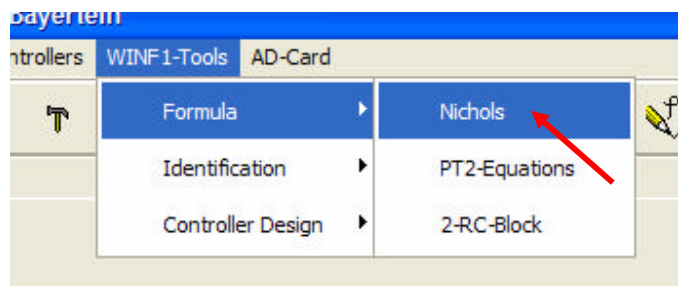
$$\varphi = \arctan \frac{\sin \varphi_0}{\cos \varphi_0 + |F_0|} \quad (Gl.5.3)$$

Achtung: Die Beträge nicht in dB!!!



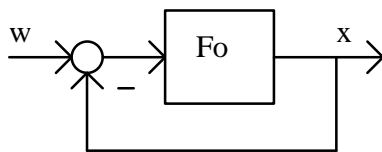
Diese Funktion muss für jeden Frequenzpunkt des Bode-Diagramms berechnet werden. Ist doch ein Übertragungsglied im Rückführungszweig vorhanden, dann dürfen diese Formeln nicht direkt verwendet werden. Es muss dann vorher der Signalflussplan umgewandelt werden in einen neuen ohne Rückführung. Das Vorgehen ist im obigen Bild erkennbar:  $G$  und  $H$  werden zu  $F_0$  zusammengefasst, dann mit den Nichols-Formeln  $F$  berechnet. Dann wird noch die inverse Funktion  $H^{-1}$  hinzugefügt.

Ein Programmtool dazu, das 5.2 und 5.3 auswertet und sicher leicht in eine andere Sprache umgeschrieben werden kann, findet sich in *Windf6*.



## Zu Kap. 4 Stabilitätskriterien

### Polstellen



Ein System mit gegebenem  $F_w = F_o / (1 + F_o)$  ist dann und nur dann stabil, wenn alle Polstellen von  $F_w(p)$  einen negativen Realteil haben.

Nachteil des Verfahrens: Die Berechnung der Nennernullstellen ab Grad=3 ist nur noch numerisch möglich und  $F_w(p)$  muss bekannt sein. Systeme mit variablen Parametern lassen sich so ab Grad  $\geq 3$  nicht mehr untersuchen.

### Hurwitzkriterium

$F_w$  sei gegeben durch  $F_w = \frac{\text{Zähler}}{c_n p^n + c_{n-1} p^{n-1} + \dots + c_1 p + c_0}$ . Sind alle  $c_i$  negativ, so muss  $F_w$  vorher mit (-1) erweitert werden!

Ein System mit gegebenem  $F_w = F_o / (1 + F_o)$  ist dann und nur dann stabil, wenn der Nenner von  $F_w$  folgende Eigenschaften hat:

1. Alle  $c_i$  müssen positiv und ungleich Null sein **und**
2. Die Hurwitzdeterminante  $H_n$  muss positiv und ungleich sein **und**
3. Alle 'nordwestlichen' Unterdeterminanten  $H_1$  bis  $H_{n-1}$  müssen auch positiv und ungleich Null sein.

Ist nur eine Bedingung verletzt, ist das System instabil und die Untersuchung kann abgebrochen werden. Definition der  $n \times n$  - Hurwitzdeterminante:

$$H_n = \begin{vmatrix} c_{n-1} & c_{n-3} & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ c_n & c_{n-2} & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & c_{n-1} & c_{n-3} & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & c_n & c_{n-2} & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & c_0 \end{vmatrix}, \quad H_1 = c_{n-1}, \quad H_2 = \begin{vmatrix} c_{n-1} & c_{n-3} \\ c_n & c_{n-2} \end{vmatrix} \text{ usw.}$$

Für allgemeine Nennerpolynome mit  $n=2$  bis  $n=4$  kann man die Stabilitätsbedingungen leicht in anderer Form ohne die Determinanten angeben:

Ein System 2. Grades ist dann und nur dann stabil, wenn alle  $c_0$ ,  $c_1$  und  $c_2$  gleiches Vorzeichen haben und ungleich Null sind

Ein System 3. Grades ist dann und nur dann stabil, wenn alle  $c_0$ ,  $c_1$ ,  $c_2$  und  $c_3$  gleiches Vorzeichen haben, ungleich Null sind und zusätzlich auch  $c_2 c_1 > c_0 c_3$  ist (Produkt der Innenglieder > Produkt der Außenglieder).

Ein System 4. Grades ist dann und nur dann stabil, wenn gilt:

1. Alle  $c_0$ ,  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$ ,  $c_4$  positiv und ungleich Null **und**
2.  $c_2 c_3 > c_1 c_4$  **und**
3.  $c_1 c_2 c_3 > c_1^2 c_4 + c_0 c_3^2$ .

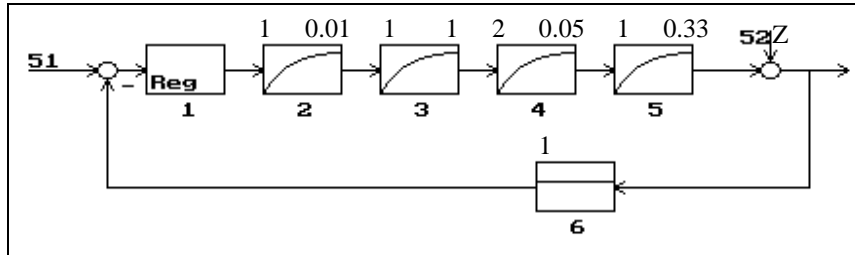
**Nachteil** des Hurwitzkriteriums:  $F_w$  muss bekannt sein und Totzeiten sind nicht erlaubt.

**Vorteil:** Gut geeignet zum Berechnen von Stabilitätsgrenzen und bei instabilen Strecken.

## Zu Kap. 5.2 FKL-Verfahren am Beispiel Leonard-Satz 4PT1

Auf den folgenden Seiten wird an einem Beispiel von Prof. Baumann (entnommen seinen Hilfsblättern und etwas modifiziert) das FKL-Verfahren erläutert. Das Beispiel stammt aus der Energietechnik, lässt sich aber leicht auf andere Bereiche übertragen.

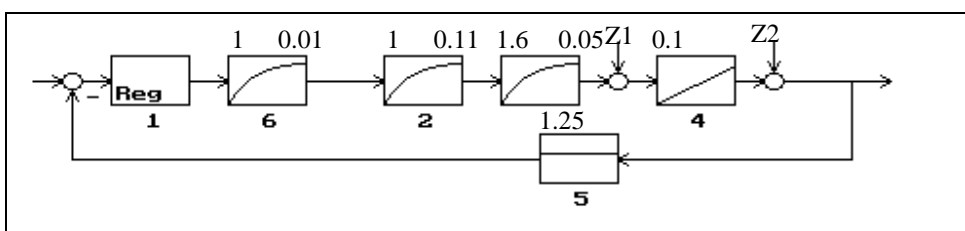
### 1. SFP mit Strecke aus 4 PT1-Gliedern (Leonardsatz)



Ergebnisse aus den Bodediagrammen

Regler	wd	KR	TN	$\angle FR(wd)$	Tv	st	

### 2. SFP mit Strecke aus I-Glied und 3 PT1-Gliedern



Ergebnisse aus den Bodediagrammen

Regler	wd	KR	TN	$\angle FR(wd)$	Tv	st	

**Zu Kap. 5.2 Kochrezept für FKL-Verfahren**

Abkürzungen:  $\varphi_R$ : Phasenreserve  
 $\varphi_{Reg}$ : Reglerphase bei  $\omega_d$

**Auslegung PI-Regler mit vorgegebener Reglerphase bei  $\omega_d$** 

(wird u.a. beim symmetrischem Optimum benutzt)

1. Betrag und Phase von  $F_S$  in Bodediagramm eintragen (oder messen!). Dabei eventuell Streckenverstärkung merken ( $K_S^* = K_S$ ) und für  $K_S=1$  zeichnen. Sonst oder bei einer Messung ist der Korrekturfaktor  $K_S^*=1$  !!
2. Schnittpunkt der Phasenkurve  $\varphi_S$  mit  $-180^\circ + \varphi_R - \varphi_{Reg}$  legt die Durchtrittsfrequenz  $\omega_d$  fest. (Also z.B.  $\varphi_R=60^\circ$  und  $\varphi_{Reg} = -15^\circ$  gibt  $\varphi_S = -105^\circ$ ).
3. Ist  $\omega_d$  und  $\varphi_{Reg}$  bekannt, lässt sich die Eckfrequenz des PI-Reglers  $\omega_N = 1/T_N$  berechnen mit der Formel  $\varphi_{Reg} = -90^\circ + \arctan(\omega_d * T_N)$  und daraus  $T_N$  bestimmen. (Geht auch ohne diese Formel mit Umrechnungsfaktor A, s.u. in Tabelle).
4. Den Betrag des Reglers  $|F_R|$  mit  $K_R=1$  hinzufügen, dies gibt  $|F_0|$ .

$$|F_R(\omega_d)| = \frac{\sqrt{(1 + (\omega_d T_N)^2)}}{\omega_d T_N}$$

5. Bei  $\omega_d$  muss  $|F_0|$ , also die gesamte offene Kreisverstärkung durch die neue 0-dB-Linie gehen, also gleich 1 sein. Mit  $|F_0| = |F_R||F_0| * K_R * K_S^* = 1$  folgt  $v_o = 1 / |F_R||F_0|$  ( $v_o$  ist die Kompensationsverstärkung) und damit  $K_R = v_o / K_S^*$ .

Damit liegen die beiden Reglerparameter  $K_R$  und  $T_N$  fest.

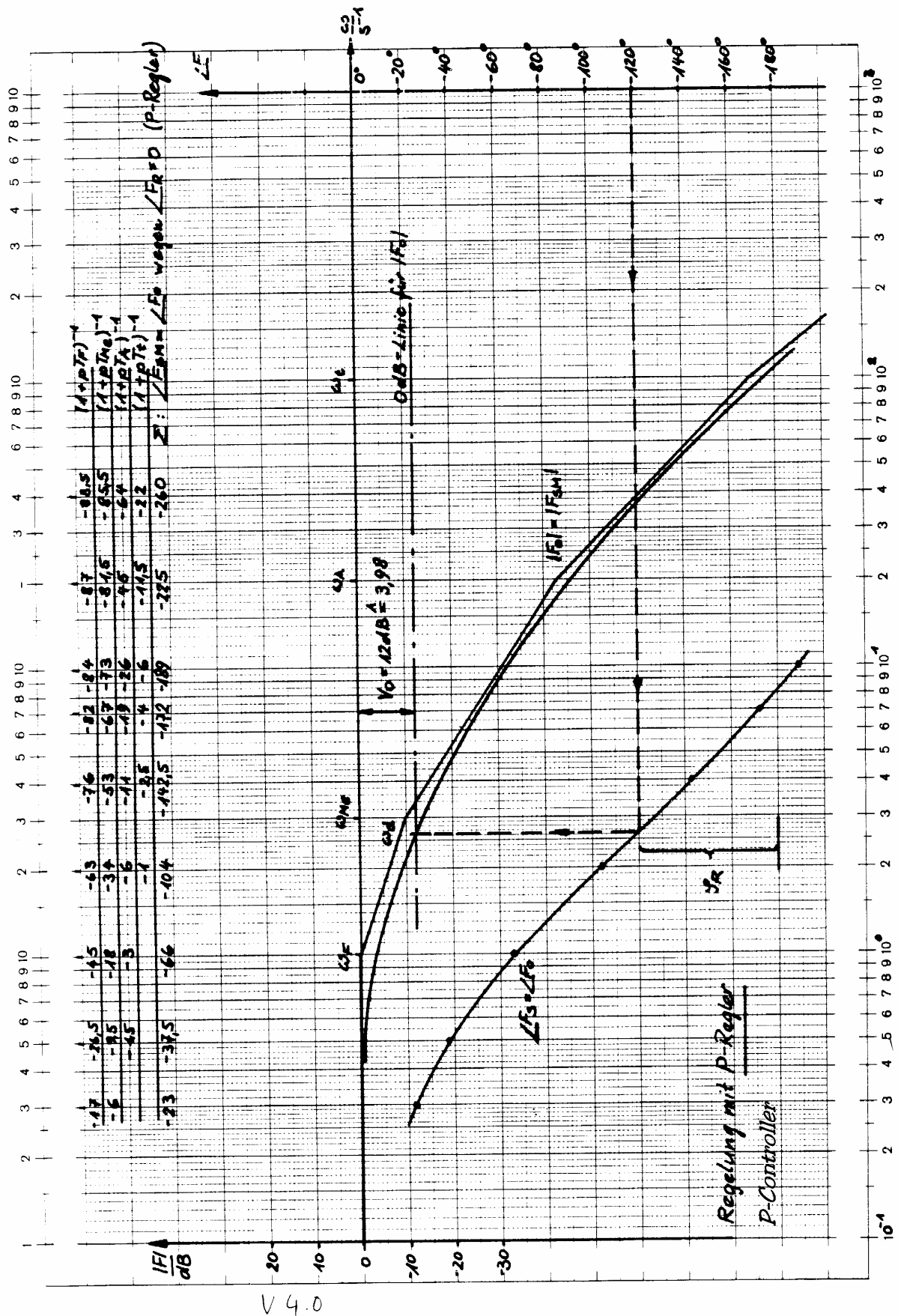
**Auslegung PIDT1-Regler mit vorgegebener Reglerphase bei  $\omega_d$** 

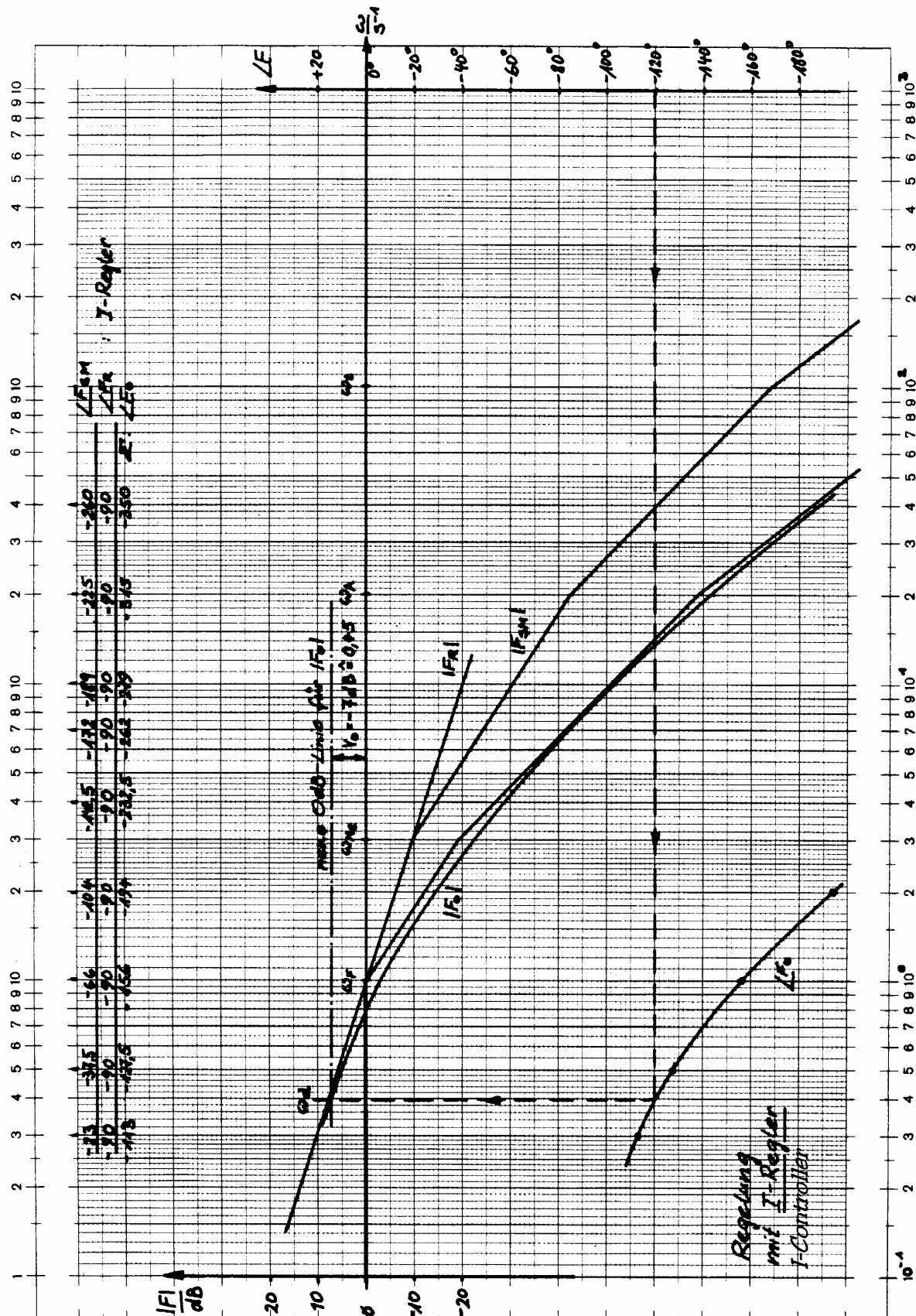
1. Wie oben 1
2.  $T_V$  wählen (z.B. mit KdgZk) und mit vorgegebener Stufentiefe  $st = T_V/T_1$  das PDT1-Glied mit Betrag und Phase zum Streckenbodediagramm hinzufügen (PDT1=PD+PT1)
3. wie oben 2.
4. wie oben 3.
5. wie oben 4.
6. wie oben 5.

Damit liegen die vier Reglerparameter  $K_R$ ,  $T_N$ ,  $T_V$  und  $st$  fest.

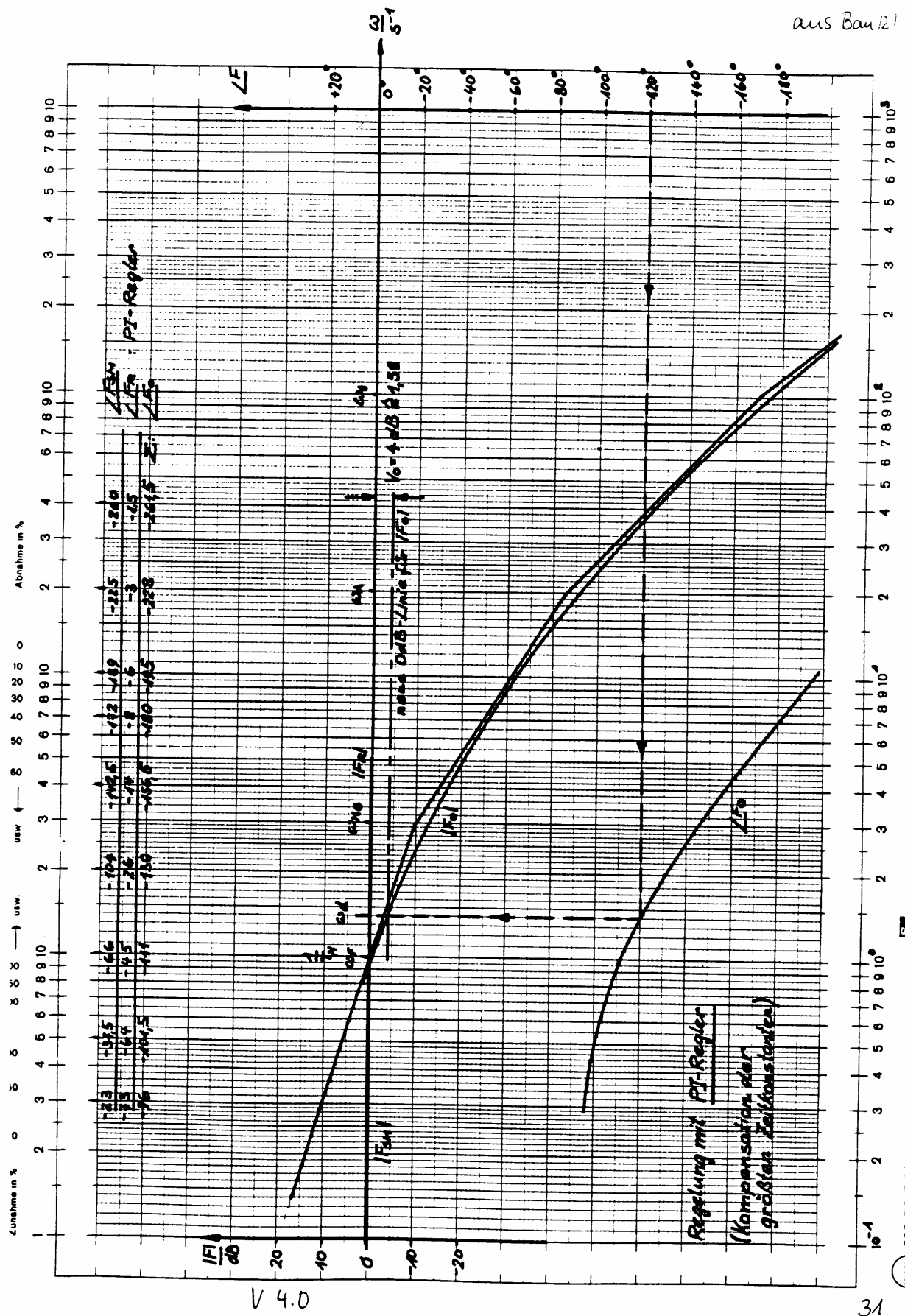
Tabelle für **symmetrisches Optimum** bei ITx-Strecken und PI-Regler

$\varphi_R$	$\varphi_{Reg}$	$\varphi_S$	$A = \omega_N / \omega_d$
30°	-30°	-120°	0.577
40°	-24°	-116°	0.445
50°	-20°	-110°	0.364
60°	-15°	-105°	0.268

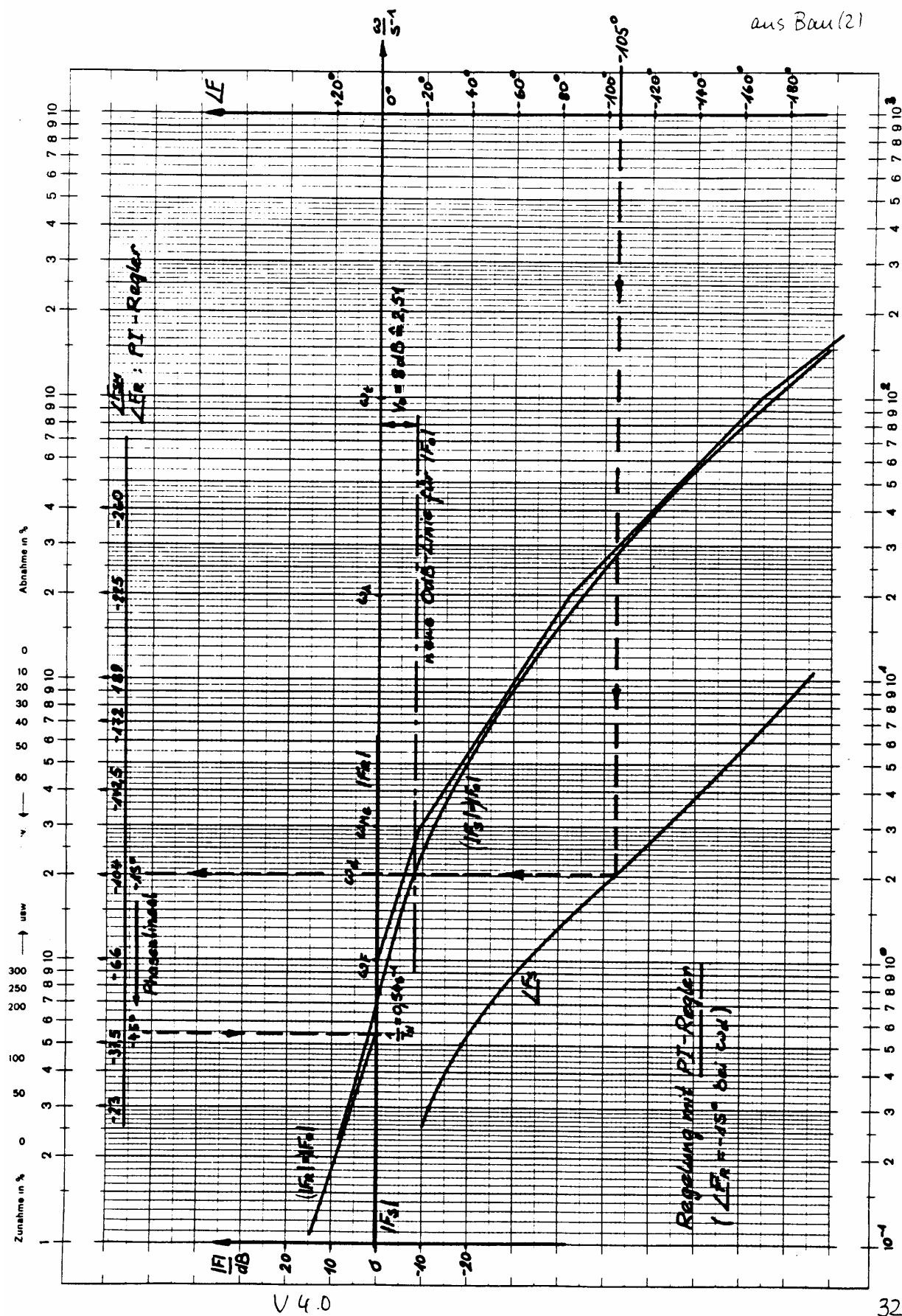


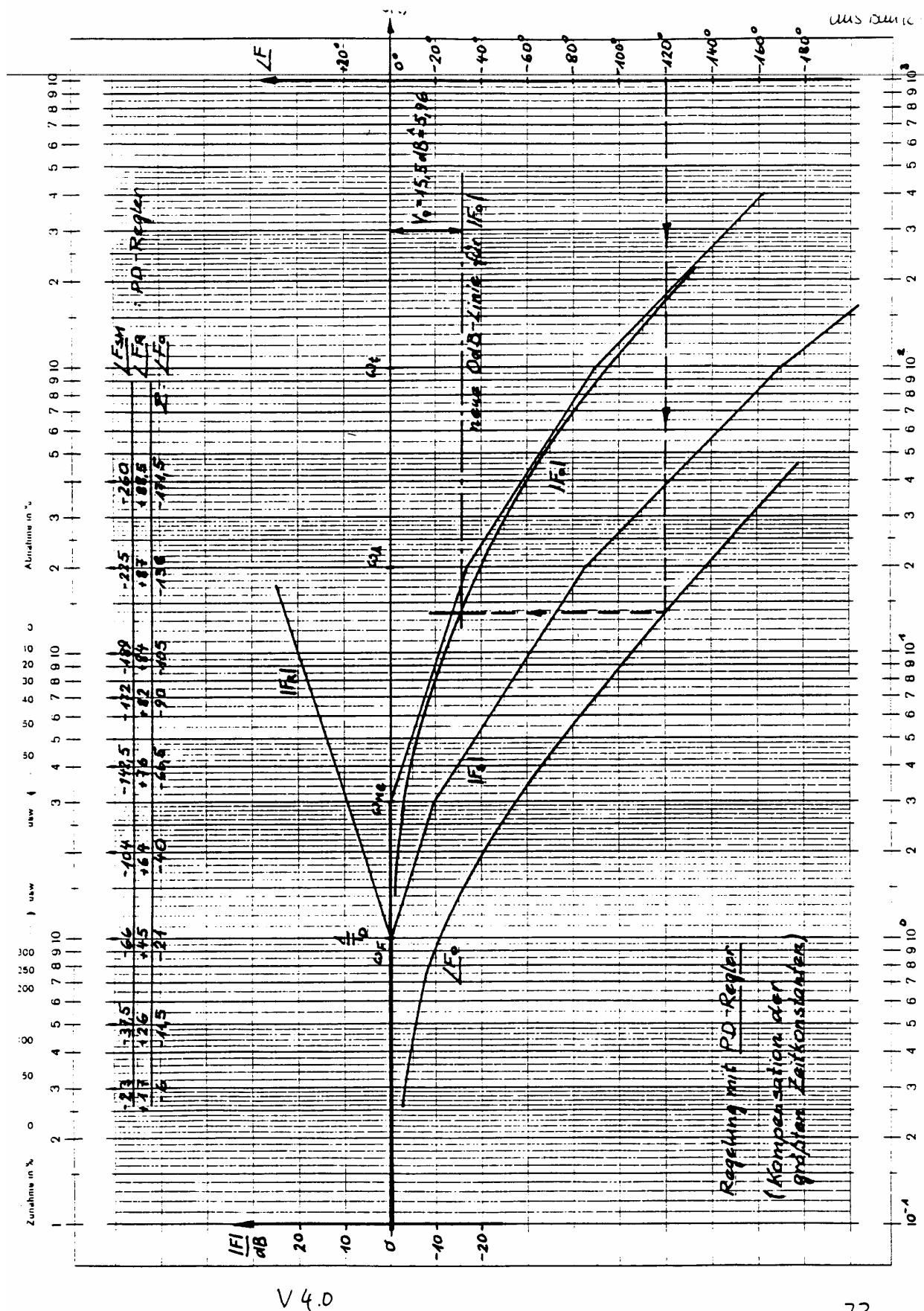


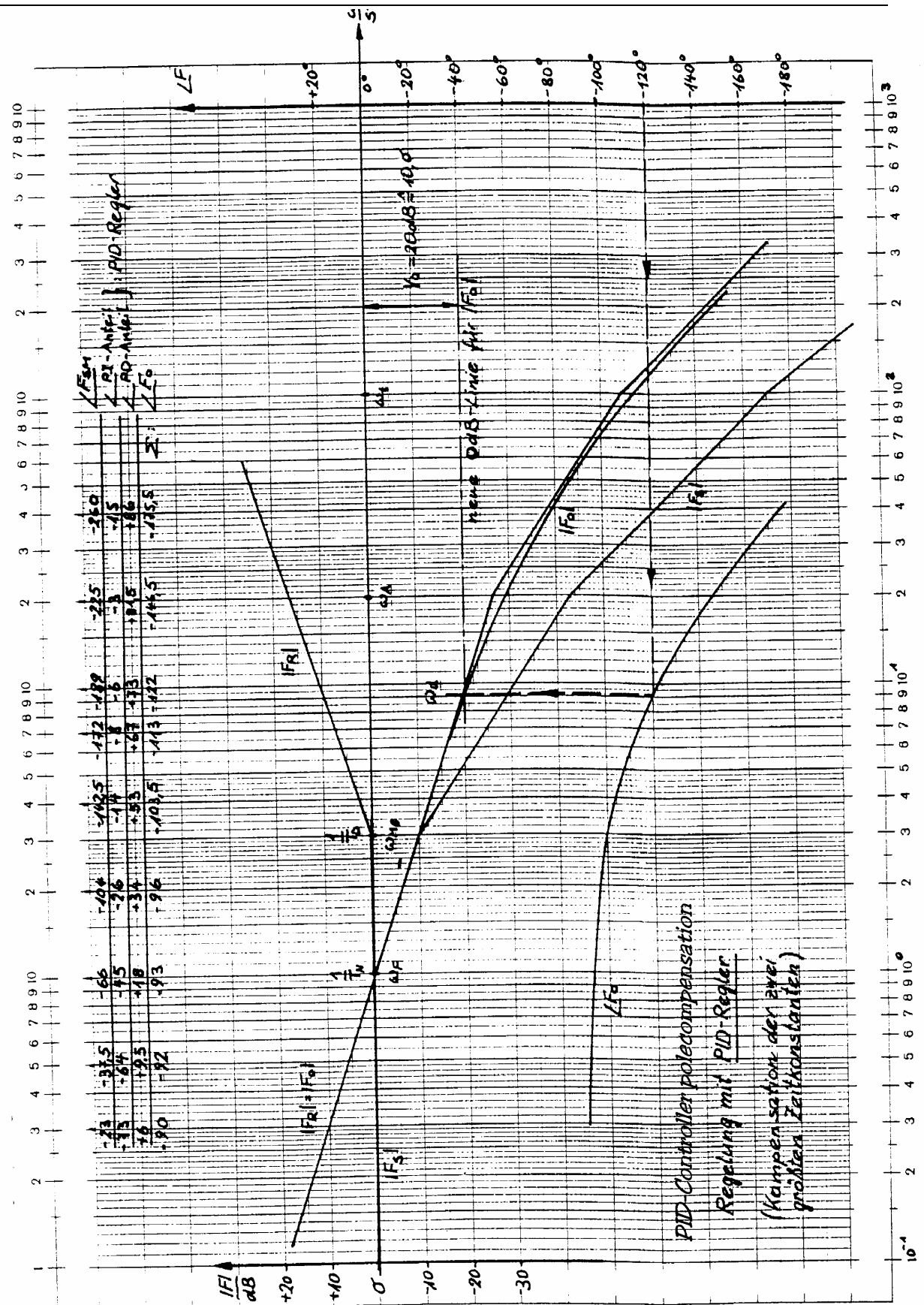
aus Bau 121

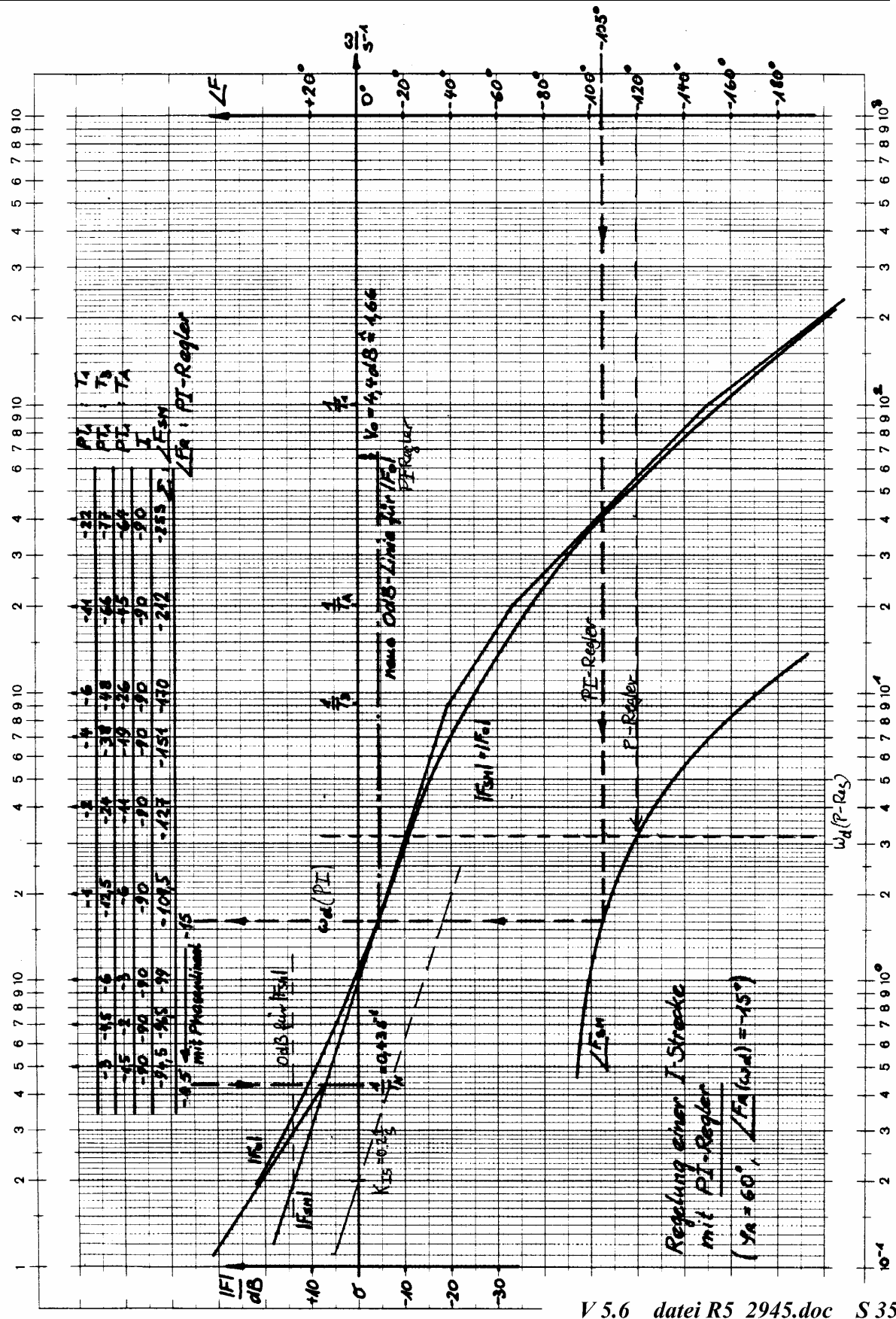




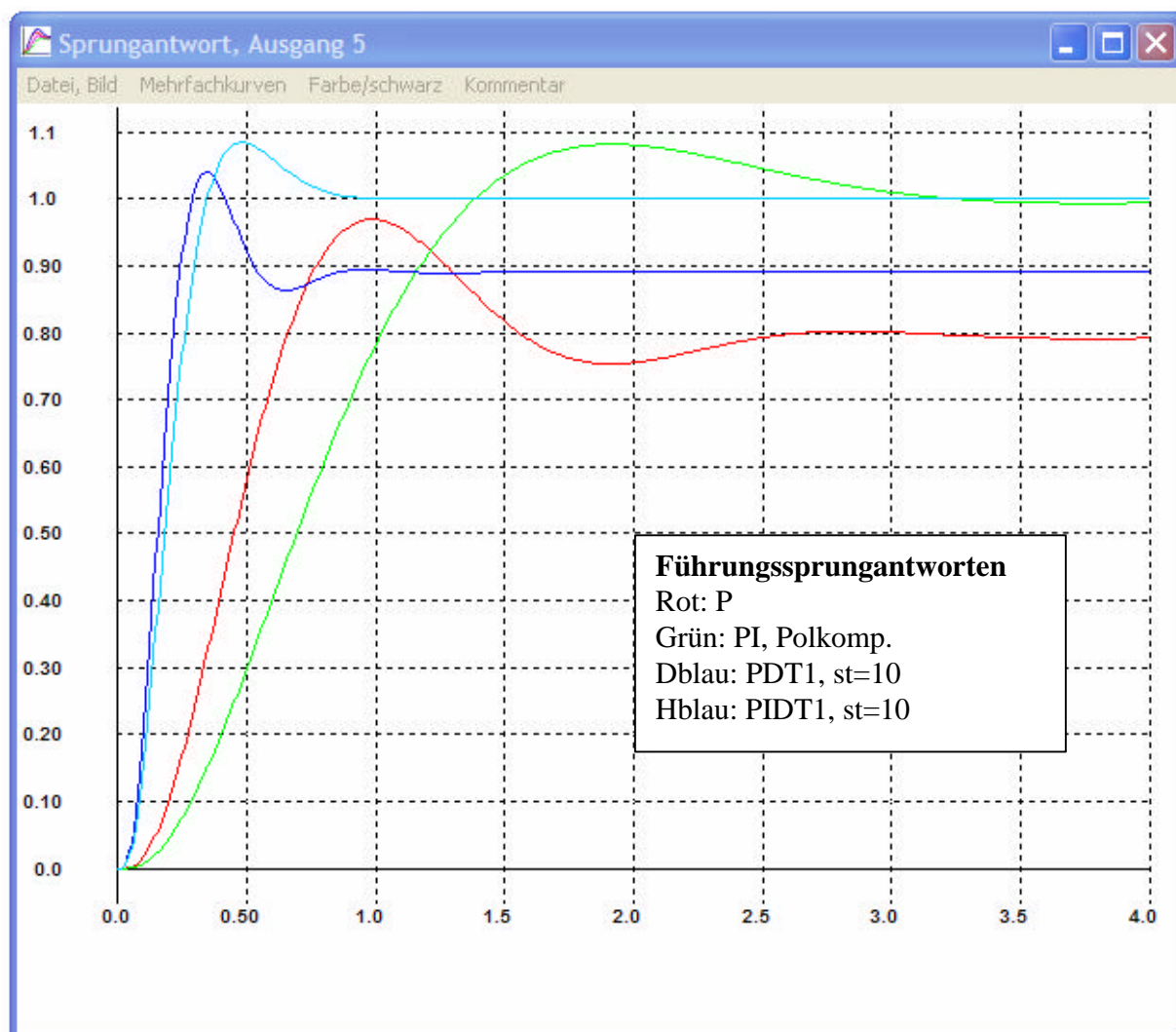
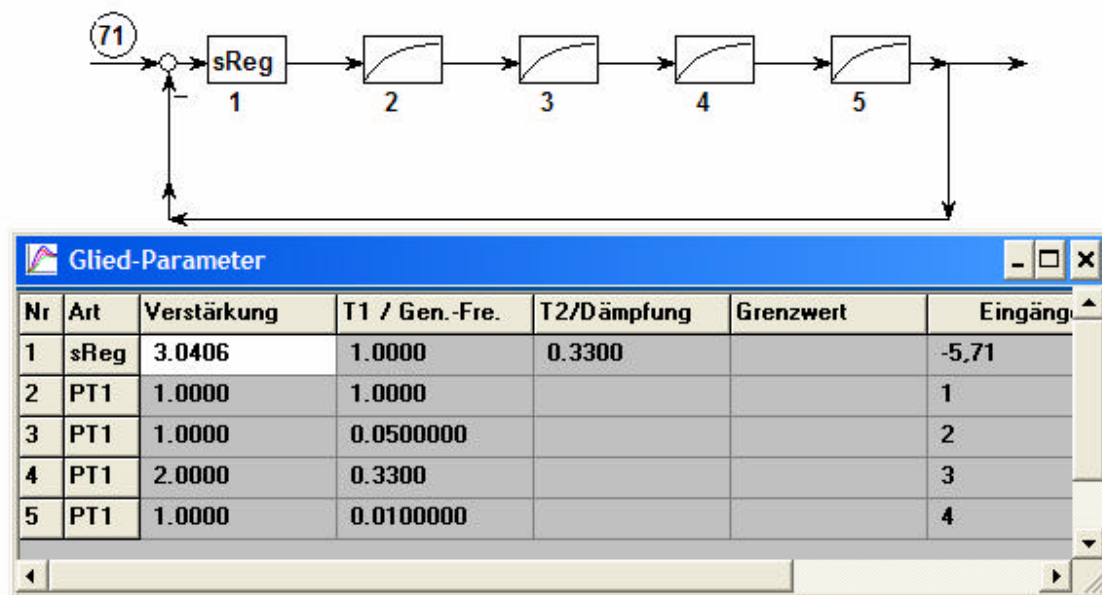


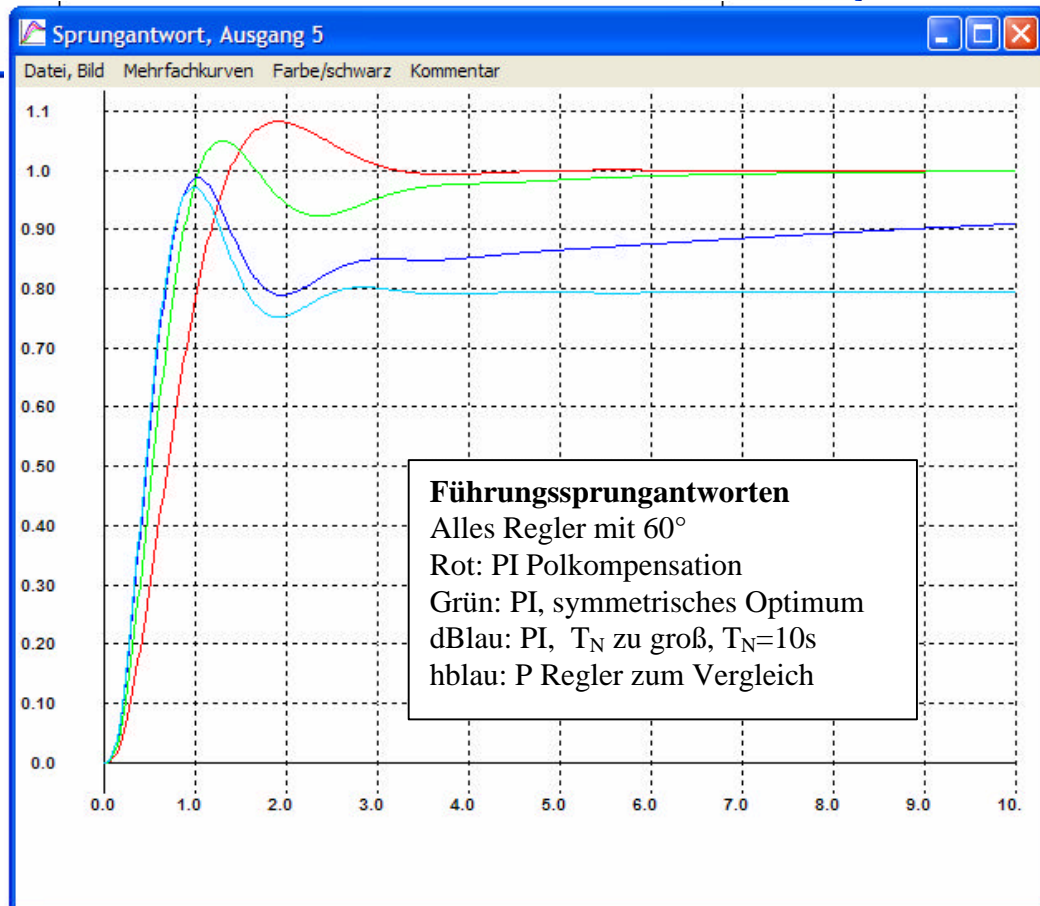
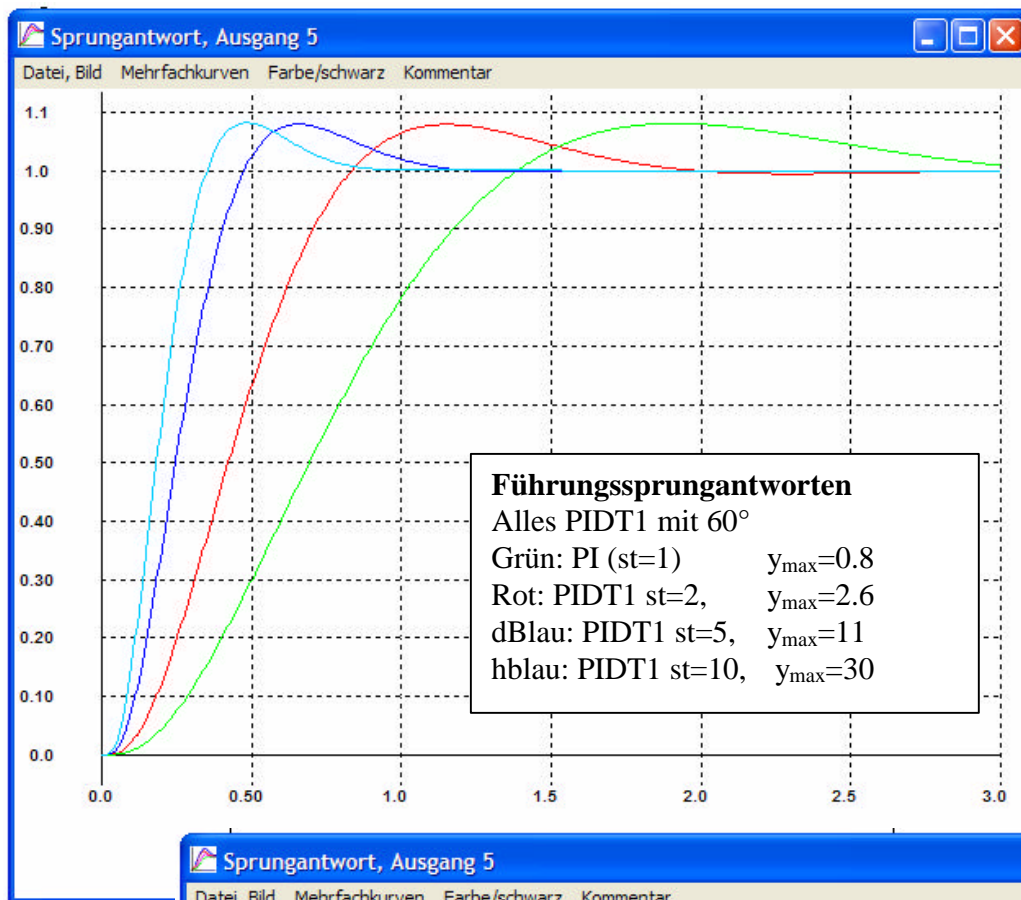




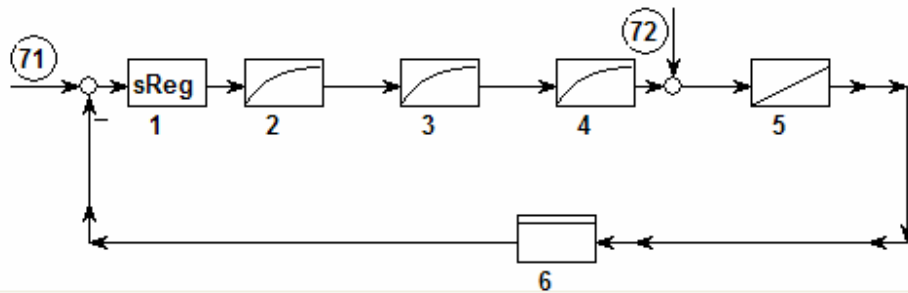


V 5.6 datei R5\_2945.doc S 35

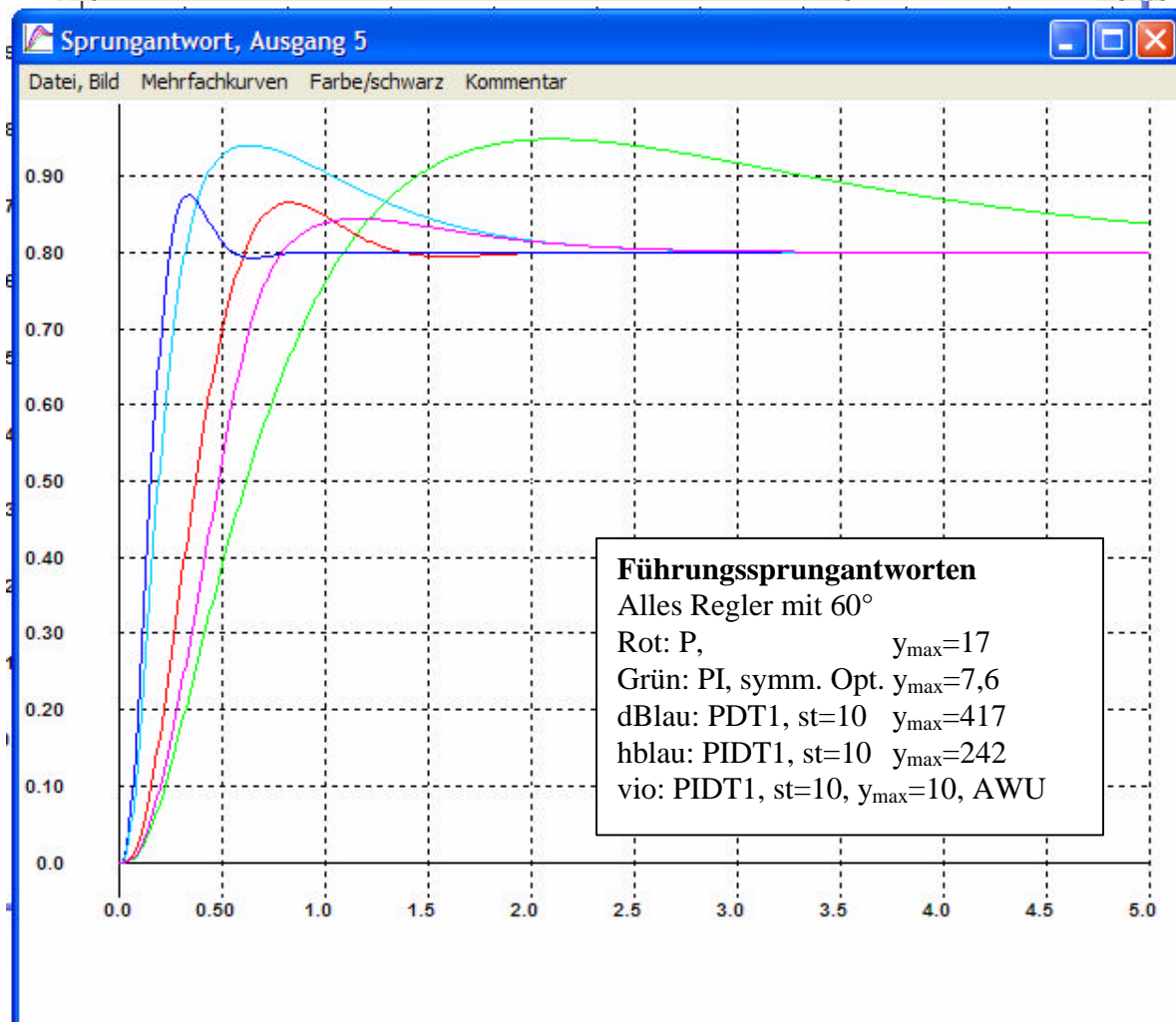
**Beispielsergebnisse 4 PT1- Strecke mit Regdelph.**

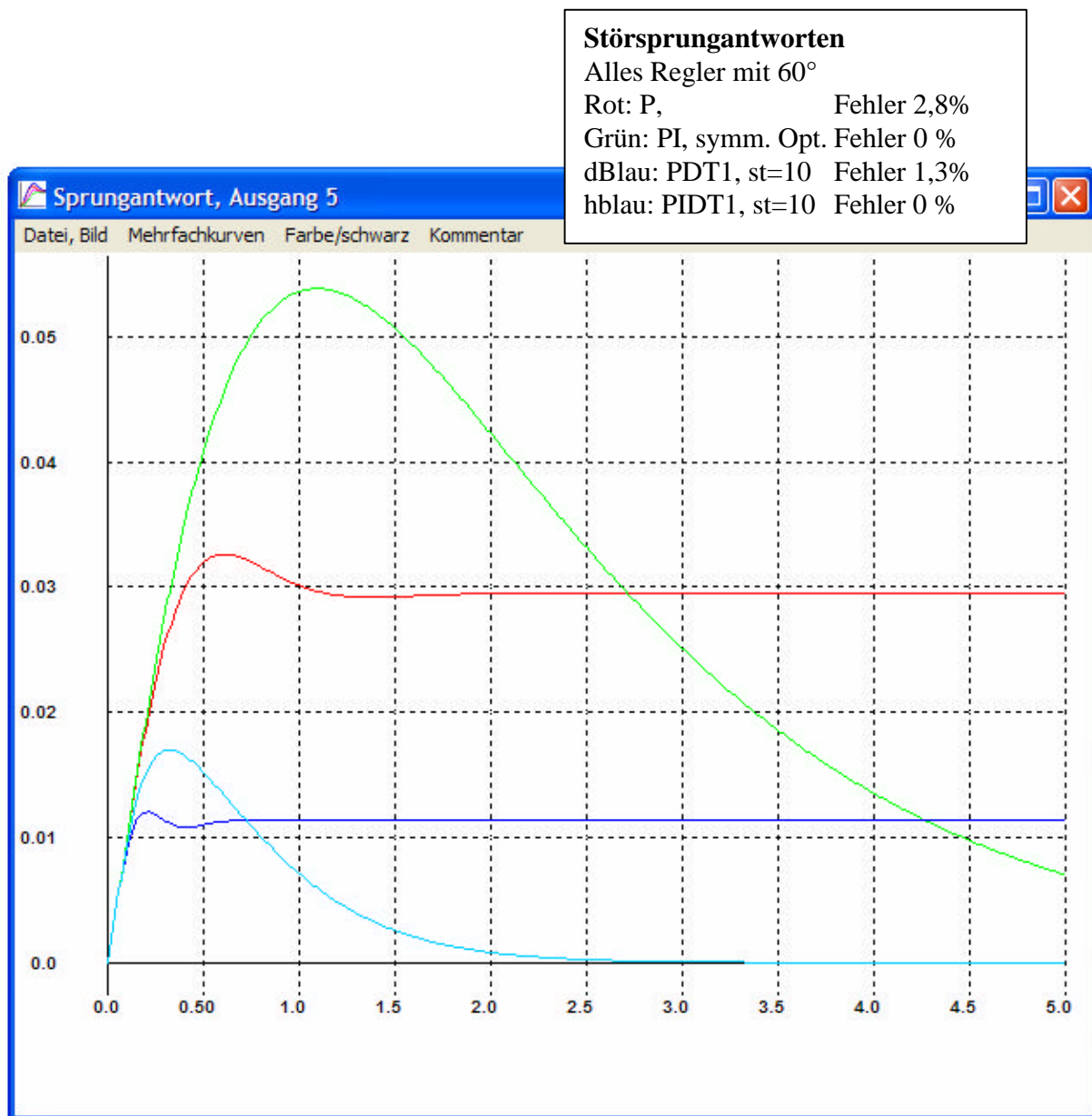




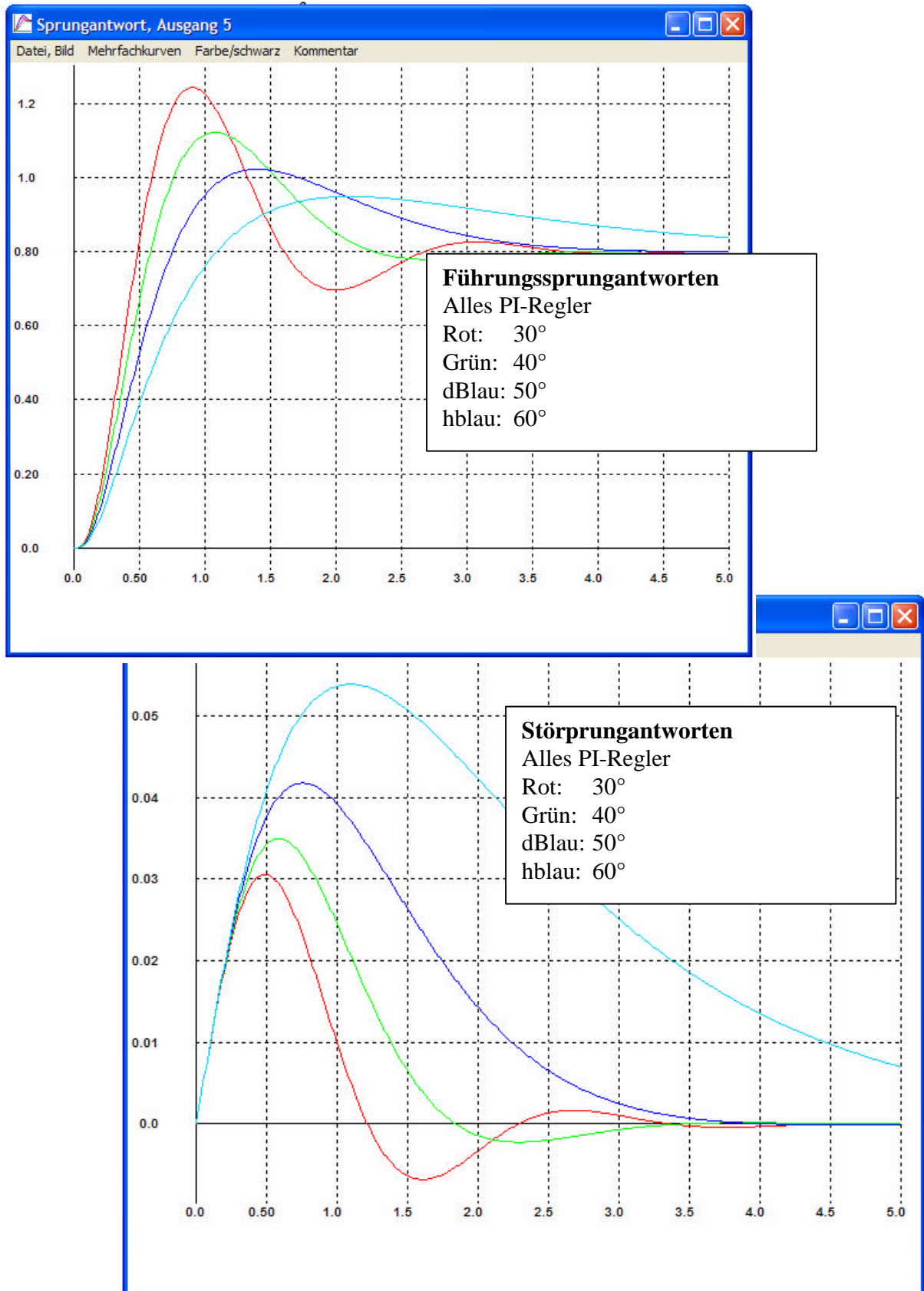
**Beispielsergebnisse Strecke 3PT1 mit Integrator.**

Glieder-Parameter						
Nr	Art	Verstärkung	T1 / Gen.-Fre.	T2/Dämpfung	Grenzwert	Eingänge
1	sReg	7.6185	0.1100	0.0		-6,71
2	PT1	1.0000	0.0100000			1
3	PT1	1.6000	0.1100			2
4	PT1	1.0000	0.0500000			3
5	I	0.1000				4
6	P	1.2500				5



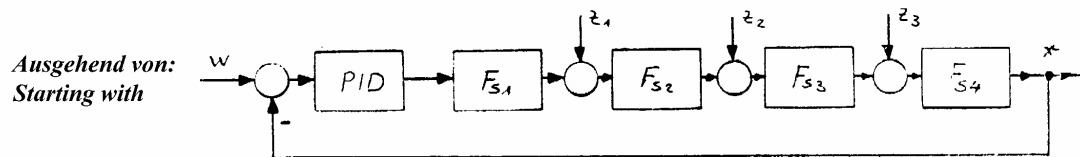
**Störsprungantworten Strecke 3PT1 mit I Variation des Reglertyps**



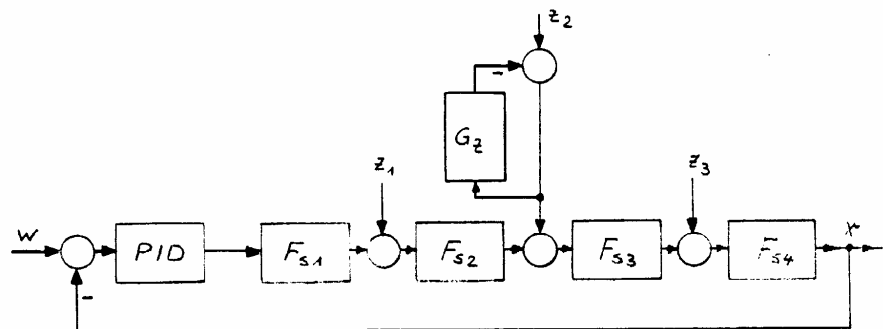
**Führungs- und Störsprungantworten Strecke 3PT1 mit I, Variation der Phasenreserve**

**Verbesserung des Regelverhaltens zu Kap. 5.3**

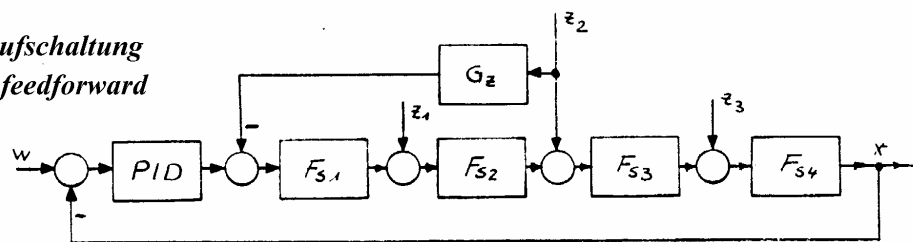
**Verbesserung des Regelverhaltens**  
**Improvements of control performance**



**Vorregelung**  
**Precontrol**



**Störgrößenaufschaltung**  
**Disturbance feedforward**



**Unterlagerte oder Kaskadenregelung**  
**Cascaded Loops**

