

ENTWURF UND EIGENSCHAFTEN DIREKT ADAPTIERENDER UND MODELLADAPTIVER REGELUNGSSYSTEME

Zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktor-Ingenieurs
von der Fakultät für Elektrotechnik
der Universität Karlsruhe (TH)
genehmigte Dissertation

von
Dipl.-Ing. Erhart Kunze
aus
Karlsruhe

Tag der mündlichen Prüfung: 23. Dezember 1976
Referent: Prof. Dr. rer. nat O. Föllinger
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. P. M. Frank

<u>Inhaltsverzeichnis</u>	Seite
1. <u>Einleitung und Aufgabenstellung</u>	1
2. <u>Übersicht zum Stand des Wissens</u>	5
2.1 Definition und Einteilung adaptiver Regelungssysteme	5
2.2 Mathematische Grundlagen des Gradientenverfahrens	7
2.2.1 Diskrete Parameterverstellung mit Parameterschritten	10
2.2.2 Kontinuierliche Parameterverstellung	11
2.2.3 Empfindlichkeitsfunktionen und -modelle	13
2.2.4 Zur Genauigkeitsanforderung des Gradientenverfahrens	21
2.2.5 Zusammenfassung	23
3. <u>Einige Beiträge zum Entwurf adaptiver Systeme nach dem Gradientenverfahren</u>	24
3.1 Begründung des Entwurfverfahrens	24
3.2 Zur Berechnung von Empfindlichkeitsmodellen langsam zeitveränderlicher Systeme im Frequenzbereich	26
3.3 Methoden zur Berechnung und zur Anpassung der Proportionalitätsfaktoren α_i	34
3.3.1 Ein heuristisches Verfahren zur Berechnung der α_i	34
3.3.2 Verfahren zur Anpassung der α_i an unterschiedliche Betriebsbedingungen	45
4. <u>Entwurf und Eigenschaften direkt adaptierender Regelungssysteme</u>	49
4.1 Herleitung von Empfindlichkeitsmodellen	51
4.1.1 Empfindlichkeitsmodelle mit der Regelabweichung als Eingangssignal	51
4.1.2 Empfindlichkeitsmodelle mit der Regelgröße als Eingangssignal	54
4.1.3 Empfindlichkeitsmodelle für große Parameterunsicherheiten	56

4.2	Adaptive Regelungssysteme für die Anpassung der Kreisverstärkung	57
4.2.1	Das einfache adaptive Regelungssystem von MARSIK ^V	61
4.3	Simulationsbeispiele	64
4.3.1	Drehzahlregelung mit Adaption der Kreisverstärkung	64
4.3.2	Regelung einer Kugelmühle mit zwei adaptiven Parametern	83
4.4	Zusammenstellung der Ergebnisse und der Eigenschaften direkt adaptierender Regelungssysteme	91
5.	<u>Entwurf und Eigenschaften modelladaptiver Regelungssysteme</u>	95
5.1	Adaptive Systeme mit Bezugsmodell für den geschlossenen Regelkreis	96
5.2	Adaptive Systeme mit Bezugsmodell für den offenen Regelkreis	98
5.2.1	Adaptive Systeme in der Grundform	99
5.2.2	Adaptive Systeme mit Reglernachbildung außerhalb des Grundregelkreises	106
5.3	Simulation adaptiver Systeme mit Bezugsmodell für den offenen Regelkreis am Beispiel einer Mengenregelung	111
5.3.1	Simulation des adaptiven Systems in der Grundform	111
5.3.2	Simulation des adaptiven Systems mit Reglernachbildung außerhalb des Grundregelkreises	118
5.4	Zusammenstellung der Ergebnisse und Eigenschaften modelladaptiver Regelungssysteme	125
6.	<u>Zusammenfassung</u>	128
7.	<u>Anhang</u>	131
7.1	Der Drehzahlregelkreis eines thyristorgespeisten Gleichstromnebenschlußmotors	131
7.2	Modell und Regler zur Regelung einer Kugelmühle	137
7.3	Modell eines Mengenregelkreises	143
7.4	Signale zur Simulation	152

	Seite
8. <u>Formelzeichen</u>	156
9. <u>Literaturverzeichnis</u>	159
Schlußwort	166
Lebenslauf	167

1. Einleitung und Aufgabenstellung

Die Regelungstheorie beschäftigt sich seit etwa zwanzig Jahren mit dem Problem, Systeme mit unvorhersehbar veränderlichen, beziehungsweise unbekanntem Parametern und Signalen möglichst optimal zu regeln. Dieses Problem ist dann von praktischer Bedeutung, wenn von der Qualität der Regelung ein großer Wert abhängt wie z. B. die Eigenschaften eines teuren Produktes, die Lebensdauer einer Anlage oder die Tauglichkeit eines Fahrzeuges. Der Fall der unbekanntem, aber ansonsten konstanten Parameter ist bedeutsam bei der Inbetriebnahme von Anlagen.

Zur Lösung des Problems sind parameterunempfindliche und adaptive Regelungen vorgeschlagen worden, die aber stets nur in Einzelfällen den praktischen Anforderungen genügen konnten. Diese Anforderungen betreffen im wesentlichen Stabilität, Störsignalverhalten, Aufwand, Adaptionsgeschwindigkeit und -genauigkeit. Das Aufwandproblem hat seit der Verfügbarkeit von Prozeßrechnern gegenüber reinen Hardwarelösungen an Bedeutung verloren. Wegen der Grenzen, die bezüglich Speicherplatz und Rechenzeit bestehen, sind jedoch auch hier noch einfache Lösungen von Interesse.

Ein in der industriellen Praxis weit verbreitetes Regelungsproblem, das adaptive Verfahren lösen sollten, wird anhand von Bild 1.1 definiert.

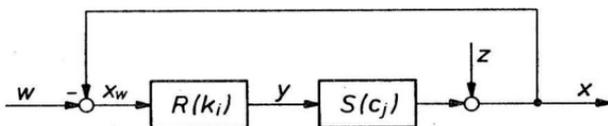


Bild 1.1 Eingrößenregelkreis mit Ausgangsrückführung

$S(c_j)$ ist eine Strecke, die von den unvorhersehbar veränderlichen oder unbekanntem Parametern c_j , $j = 1, 2, \dots, n$, abhängt und deren Struktur näherungsweise bekannt ist. Das Signal z ist ein meß-

technisch nicht erfaßbares Störsignal, in dem alle in der Strecke eingreifenden Störsignale nach einer Transformation auf den Ausgang zusammengefaßt worden sind. Als Ausgangsgröße der Strecke ist nur die Größe x meßbar. Der Regler $R(k_i)$ hat eine vorgegebene Struktur und einstellbare Parameter k_i , $i = 1, 2, \dots, m$.

Das Führungssignal w kann fehlen oder konstant sein. In diesem Fall spricht man von einer Festwertregelung. Wird w laufend geändert und soll x diesen Änderungen möglichst gut folgen, so liegt ein Führungs- oder Folgeregelungsproblem vor. Eine Variante dieses Problems tritt auf, wenn w manuell vorgegeben wird - z. B. in Fahrzeugen. Dann besteht häufig die Aufgabe, dem System ein vorbestimmtes, gut manuell führbares Verhalten zu geben und dieses trotz aller Parameteränderungen aufrecht zu erhalten. Die Strategie zur Einstellung der Reglerparameter ist an diese unterschiedlichen Problemstellungen anzupassen. Das Festwertregelungs- und das normale Folgeregelungsproblem sind durch die Minimierung der quadratischen Regelfläche oder ähnlicher Kriterien lösbar.

Von der Vielzahl der bisher entwickelten adaptiven Regelungsverfahren haben nur Verfahren zur gesteuerten Adaption nennenswerte praktische Bedeutung erlangt. Wie der Name sagt, erfolgt dabei die Einstellung der Reglerparameter im Sinne einer Steuerung. Die genannten Probleme sind jedoch prinzipiell auch durch Verfahren zur geregelten Adaption lösbar, bei denen die Reglerparameter in einer geschlossenen Wirkungsschleife angepaßt werden. Vereinzelt wurden solche Verfahren zur Adaption auf vorgegebenes Verhalten mit Bezugsmodellsystemen schon eingesetzt. Auch für das normale Führungs- und Festwertregelungsproblem sind Lösungsansätze bekannt geworden, die aber in die industriellen Anwendungen keinen Eingang gefunden haben, obwohl sie wegen ihrer Einfachheit und potentiellen Leistungsfähigkeit von großem Interesse sein müßten. Diese Lösungsansätze zielen darauf ab, ein Integralkriterium der Regelabweichung mit Hilfe eines Gradientenverfahrens über die adaptiven Parameter zu einem Minimum hin zu regeln. Systeme dieser Art bezeichnen wir im folgenden als "direkt adaptierend". Sie arbeiten besonders effektiv, wenn die Gradienten mit Hilfe von Empfindlichkeitsfunktionen realisiert werden. Das gleiche Prinzip läßt sich auch bei modelladaptiven Regelungs-systemen anwenden.

Die vorliegende Arbeit setzt sich daher das Ziel, einen methodischen Weg zum Entwurf von Systemen mit geregelter Adaption, die den eingangs genannten praktischen Anforderungen genügen, anzugeben und ihre Eigenschaften zu beschreiben, d.h. entworfen werden direkt adaptierende und modelladaptive Regelungssysteme, die zur Lösung des mit Bild 1.1 beschriebenen Problems geeignet sind. Die Methode hierzu beruht auf dem Gradientenverfahren und setzt Empfindlichkeitsfunktionen zur Realisierung der Gradienten ein. Dieser bekannte Lösungsweg wird ergänzt durch Verfahren zur Normierung der Gradienten und zur automatischen Anpassung der Proportionalitätsfaktoren der Gradienten. Diese Verfahren gewährleisten größere Betriebssicherheit und größere Wirksamkeit. Insbesondere wird gezeigt, daß direkt adaptierende Systeme bei begrenzten Parameteränderungen ohne Identifikation auskommen, wenn Pseudoempfindlichkeitsmodelle verwendet werden. Dadurch wird eine Adaption mit Hilfe von Störsignalen möglich. Als Beitrag zu den modelladaptiven Systemen werden neue Systeme mit Bezugsmodell für den offenen Regelkreis entwickelt. Eine Variante dieser Systeme adaptiert auch im Einfluß von Stellgrößenbegrenzungen.

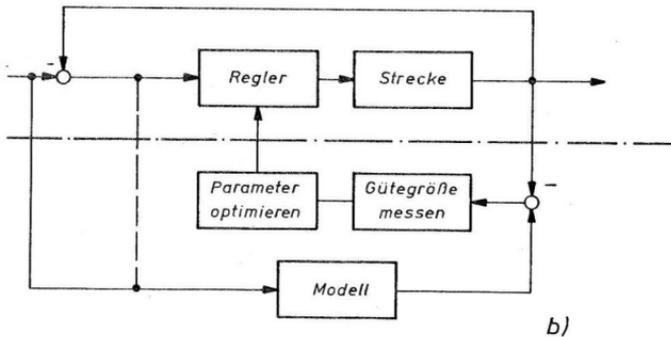
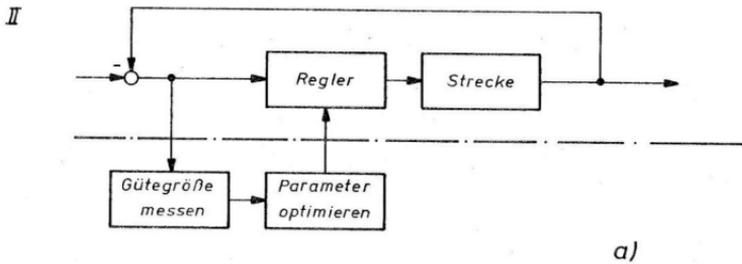
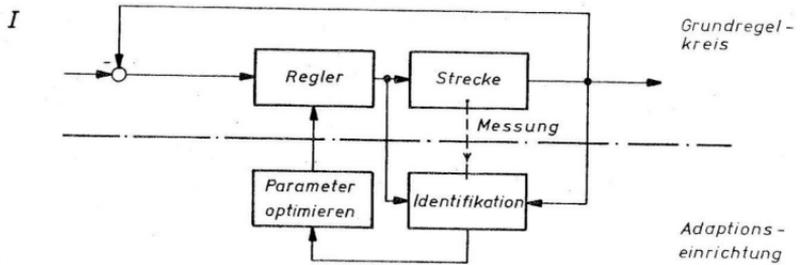


Bild 2.1 Zwei Klassen adaptiver Regelungssysteme

I Systeme mit gesteuerter Adaption

II Systeme mit geregelter Adaption

a) direkt adaptierende Systeme

b) modelladaptive Systeme

2. Übersicht zum Stand des Wissens

Seit der grundlegenden Arbeit von DRAPER und LI /1/ im Jahre 1951 zur Extremwertregelung hat das Gebiet der adaptiven Regelungssysteme eine umfangreiche Entwicklung erfahren. Wegen der nichtlinearen Struktur der Systeme hat sich aber keine einheitliche und in sich geschlossene Theorie entwickeln können. Die adaptiven Systeme stellen sich daher dem Betrachter heute als Gebiet mit einer großen Zahl von Einzelverfahren dar, deren Vor- und Nachteile sowie deren Beziehungen zueinander nur schwer zu überschauen sind. Der momentane Stand wird durch die wenigen Spezialbücher von MISHKIN und BRAUN /2/ (1961), EVELEIGH /3/ (1967), ZYPKIN /4/ (1970) und WEBER /5/ (1971) nicht mehr erfaßt. Einen besseren Einblick zu einer jeweils begrenzten Thematik gewähren die Übersichtsaufsätze neueren Datums von LANDAU /6/ (1972), UNBEHAUEN und SCHMID /7/ (1973) und WITTENMARK /8/ (1975). Eine Zusammenstellung adaptiver Schätz- und Mustererkennungs- und Regelungsverfahren findet man in den PROC. IEEE /9/ (1976).

Im nachfolgenden wird zunächst eine Definition für adaptive Regelungssysteme angegeben sowie ein grobes Einteilungsschema, in das sich die Mehrzahl aller adaptiven Regelungssysteme einordnen läßt. Anschließend folgt eine einheitliche Darstellung verschiedener Varianten des Gradientenverfahrens. Die in der vorliegenden Arbeit behandelten adaptiven Systeme stützen sich auf eines dieser Verfahren, bei dem der Gradient näherungsweise mit Hilfe von Empfindlichkeitsfunktionen realisiert wird.

2.1 Definition und Einteilung adaptiver Regelungssysteme

Nach WEBER /10/ ist ein adaptives Regelungssystem ein solches, bei dem sich bestimmte Systemeigenschaften (Parameter, Struktur, Eigenschaften der Eingangssignale) ändern oder von vornherein nicht bekannt sind (Inbetriebnahmeadaptation) und andere beeinflussbare Systemeigenschaften sich automatisch im Sinne eines Gütemaßes auf solche Änderungen einstellen. Die bekannt gewordenen Systeme, welche die Reglerparameter selbsttätig anpassen, lassen sich in die zwei Klassen

mit (I) gesteuerter und (II) geregelter Adaption einteilen. Die Systemklasse mit geregelter Adaption teilt sich im wesentlichen in die zwei Gruppen a) direkt adaptierende Systeme und b) modelladaptive Systeme. Die Strukturen der Systeme veranschaulicht Bild 2.1. Sie bestehen aus dem üblichen Grundregelkreis, dem eine für die betreffende Klasse typische Adaptionseinrichtung hinzugefügt wurde, die automatisch die adaptiven Reglerparameter des Grundregelkreises einstellt.

Die Verfahren der Klasse I nach Bild 2.1 I messen im einfachsten Fall einen oder mehrere Streckenparameter direkt und passen die Reglerparameter an die gemessenen Streckenparameter an. Wenn die Streckenparameter nicht direkt meßbar sind, werden sie über eine Identifikation aus dem Ein- und Ausgangssignal der Strecke errechnet, (eine Anpassung an die Eigenschaften von Signalen ist ebenso möglich, wenn die Signalparameter identifiziert werden). Bei der Anpassung handelt es sich unter der Bedingung, daß die gemessenen oder identifizierten Parameter von der Stellgröße unabhängig sind, um eine Steuerung. Bei genügend genauer Identifikation und Messung existieren daher keine Stabilitätsprobleme. Betrachtungen zu diesem Problem findet man bei SPETH /11/.

Die direkt adaptierenden Regelungssysteme der Klasse II nach Bild 2.1 IIa sind dadurch gekennzeichnet, daß sie eine Gütegröße des Grundregelkreises erfassen und anhand dieser Information die Reglerparameter direkt, also ohne Vergleich mit einem Bezugsmodell, einstellen. Einfache Beispiele sind die Systeme von MARSIK /12/ und von MARX zur Anpassung des Verstärkerfaktors eines Zweipunktreglers (s. WEBER /5, II/). Allgemeine Lösungen wurden bei NIGHTINGALE /13, 14/ und DOUCE u. NG /15/ auf der Grundlage von Parametersuchschritten untersucht sowie von NARENDRA und McBRIDE /16/ und RAKE /17, 18/ mit Hilfe von Empfindlichkeitsfunktionen entwickelt.

Die Bezugsmodellverfahren der Klasse II nach Bild 2.1 IIb bewirken eine Anpassung des Regelkreises an vorgegebenes Verhalten. Die Vorgabe erfolgt durch ein Modell, welches das gleiche Eingangssignal erhält wie der Regelkreis. Der Regler wird so angepaßt, daß die Ausgangssignale des Regelkreises und des Modells in optimaler Weise übereinstimmen. Das Bezugsmodell kann das Verhalten des offenen

oder des geschlossenen Regelkreises festlegen. Bekannt sind bisher nur Systeme, die ein Modell für den geschlossenen Regelkreis verwenden. Dazu sind Lösungen angegeben worden, die man in eine Gruppe mit Synthese nach Stabilitätskriterien /19-31/ und in eine Gruppe mit Synthese nach Gradientenverfahren /32-35/ einordnen kann.

2.2 Mathematische Grundlagen des Gradientenverfahrens

Die Gradientenverfahren bilden eine Gruppe von Algorithmen zur Optimierung von Funktionen. Bei Extremwertregelungsproblemen ist diese Funktion durch eine statische Kennlinie gegeben, deren Extremum bezüglich der Führungsgrößen aufzufinden ist; bei der Optimierung dynamischer Systeme ist sie durch ein Güteintegral gegeben, das bezüglich der Reglerparameter zu minimieren ist. Dieses Güteintegral ist bei den adaptiven Systemen noch eine Funktion der Zeit:

$$I(k_i, t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f[e(k_i, \tau)] d\tau \rightarrow \underset{k_i}{\text{Min}} \quad (2.1)$$

Darin bedeuten $f[\cdot]$ eine positiv definite Fehlerbewertungsfunktion und $e(k_i, t)$ ein Fehlersignal - die Regelabweichung oder das Differenzsignal zwischen Strecken- und Modellausgang -, das von den adaptiven Parametern k_i beeinflusst werden kann und außerdem von den Parametern der Strecke und der Signale abhängt. Für die Laufvariable gilt im folgenden stets $i = 1, 2, \dots, m$. Das Integral stellt einen Schätzwert für den Mittelwert der Funktion $f[e(k_i, t)]$ dar. Die Integration erstreckt sich nur über einen endlichen Zeitraum T , so daß Änderungen dieses Mittelwertes, die infolge von Parameteränderungen des Reglers, der Strecke und der Signale auftreten, in endlicher Zeit erkannt werden können. Bei der Minimierung des Integrals (2.1) sind die k_i als unabhängige Variable und t als Parameter zu betrachten, d.h. das Integral stellt eine einparametrische Kurvenschar von t dar. Zu jedem Zeitpunkt t sind die Reglerparameter k_i^* im Minimum der Kurven gesucht. Die Größe des Integrals an dieser Stelle ist ohne Bedeutung. Bild 2.2 veranschaulicht dies an einem Beispiel mit einem Parameter.

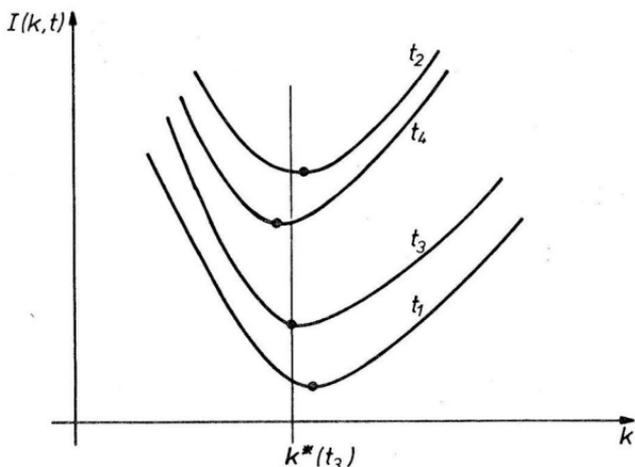


Bild 2.2 Güteintegral als Funktion des Parameters k mit t als Parameter

Wegen der endlichen Mittelungszeit T weist die Lage der Minima auch bei konstanten Strecken- und Signalparametern Schwankungen auf. Durch eine genügend große Wahl der Mittelungszeit können diese Schwankungen jedoch auf das erforderliche Maß beschränkt werden.

Die Herleitung des Gradientenverfahrens erfolgt in der Literatur unterschiedlich, z.B. bei ZYPKIN /4/, WEBER /9/, SPETH /46/, SCHAUFELBERGER /36/, was daran liegt, daß das Verfahren heuristischer Natur ist. Ihm liegt der Gedanke zugrunde, daß man den Gipfel eines Berges erreicht, wenn man nur immer in Richtung des steilsten Anstieges voranschreitet. Der Gipfel selbst ist gekennzeichnet durch die Steigung null. Ganz analog gelangt man an die tiefste Stelle eines Tales.

Zur Beschreibung der Gleichung für die Minimierung des Integrals (2.1) ist die Formulierung von WEBER /9 , Band I, S. 55/ besonders anschaulich:

Die Funktion $I(k_i, t)$ ist im Bereich des euklidischen k_1, k_2, \dots, k_m -Raumes oder \underline{k} -Raumes gegeben. Dann ist in irgend einem Punkt \underline{k} dieses Bereiches die Richtung der stärksten Änderung von $I(\underline{k}, t)$ durch $\text{grad } I(\underline{k}, t)$ gegeben. Soll eine Kurve $\underline{k} = \underline{k}(t)$ im \underline{k} -Raum stets in Richtung des steilsten Abstieges verlaufen, so muß für ihre Tangentenrichtung

$$\dot{\underline{k}} = \begin{bmatrix} dk_1/dt \\ \vdots \\ dk_m/dt \end{bmatrix}$$

gelten,

$$\dot{\underline{k}} = -\alpha \text{ grad } I(\underline{k}, t) \quad (2.2a)$$

bzw.

$$\dot{k}_i = -\alpha \frac{\partial}{\partial k_i} I(\underline{k}, t) \quad (2.2b)$$

wobei α eine nichtnegative Funktion von t ist.

Die Änderungsgeschwindigkeit der Parameter k_i wird also proportional zur Größe des Gradienten gemacht. Über α läßt sich die Änderungsgeschwindigkeit steuern. Aufgrund der Veränderung der k_i nach den Gln. (2.2) während der Gradientenberechnung ist eine genaue Berechnung des Gradienten unmöglich. Die Fehler können jedoch klein gehalten werden, wenn sich die k_i im Zeitraum T nur wenig ändern. Es ist üblich, in diesem Fall mit dem Begriff der Quasizeitinvarianz zu arbeiten. Eine qualitative Definition dieses Begriffes sei aus Kapitel 3 vorweggenommen:

Parameter sind quasizeitinvariant, wenn sie sich während der Breite der Impulsantwort des Grundregelkreises nicht wesentlich ändern. Die Breite der Impulsantwort ist grob gesprochen das Zeitintervall, außerhalb dessen die Impulsantwort klein ist im Vergleich zu ihrem maximalen Wert.

Fehler bei der Berechnung des Gradienten lassen sich vermeiden, wenn die k_i während der Berechnung konstant gehalten werden. Dies wird bei einer diskreten Parameterverstellung erreicht nach der Beziehung

$$k_i[(n+1)T] = k_i[nT] - \alpha T \frac{\partial}{\partial k_i} I[\underline{k}(nT), t = nT], \quad n=1,2,\dots \quad (2.3)$$

Gleichungen dieser Art werden in der Literatur über Optimierungsverfahren, z.B. bei TOLLE /37/, angegeben. Die Parameter kommen dort zur Ruhe, wo gilt

$$\frac{\partial}{\partial k_i} I(\underline{k}, t) \Big|_{k_i^*} = 0 \quad (2.4)$$

Dies ist eine notwendige Bedingung für ein Extremum des Integralkriteriums (2.1) an der Stelle k_i^* . Auf die Rolle von t als Parameter sei noch einmal hingewiesen. Die Bedingung (2.4) ist auch an Sattelpunkten erfüllt. Diese stellen aber keine stabile Ruhelage für die adaptiven Parameter dar, da eine kleine Bewegung über den Sattelpunkt hinaus die "Talfahrt" in das eigentliche Minimum wieder in Gang setzen würde. Dagegen läßt sich nicht vermeiden, daß nur ein Nebenminimum und nicht das Hauptminimum erreicht wird. Dieser Fall tritt nicht auf, wenn die Funktion (2.1) unimodal ist.

2.2.1. Diskrete Parameterverstellung mit Parameter-Suchschritten

Es gibt verschiedene Möglichkeiten zur Realisierung der Gl. (2.2). Begnügt man sich mit einer zeitdiskreten Parameterverstellung, so kann Gl. (2.2) durch Differenzenquotienten approximiert werden:

$$\frac{k_i[nT] - k_i[(n-1)T]}{T} = -\alpha \frac{I(k_i + \delta, nT) - I(k_i - \delta, (n-1)T)}{2\delta} \quad (2.5)$$

Darin bedeutet δ einen Suchschritt der adaptiven Parameter.

Mit

$$\alpha = \frac{2\delta}{T} \alpha' > 0 \quad (2.6)$$

und in Verbindung mit Gl. (2.1) ergibt sich ein iterativer Suchalgorithmus, der die analytische Berechnung der Gradienten erübrigt:

$$k_i[nT] = k_i[(n-1)T] - \frac{\alpha'}{T} \left\{ \int_{(n-1)T}^{nT} f[e(k_i + \delta, t)] dt - \int_{(n-2)T}^{(n-1)T} f[e(k_i - \delta, t)] dt \right\} \quad (2.7)$$

Von Bedeutung ist, daß die Integrale in Gl. (2.7) sich nicht über denselben Zeitraum T , sondern über aufeinanderfolgende Zeiträume erstrecken, was aus praktischen Gründen erforderlich ist. Es ist plausibel, daß Gl. (2.7) nur dann konvergieren wird, wenn das Integral in aufeinanderfolgenden Zeiträumen seinen Wert im wesentlichen nur infolge der Suchschritte δ ändert. Die Eigenschaften von Strecke und Signalen müssen daher über mehrere Zeiträume T nahezu stationär sein.

Bei deterministischen Anregungssignalen wird man T wenigstens gleich der Dauer eines Einschwingvorganges machen, bei stochastischen Signalen jedoch wesentlich größer wählen. In diesem Fall wird nämlich das Integral (2.1) selbst zu einem stochastischen Prozeß, dessen zufällige Schwankungen im Vergleich zu den durch δ bedingten Änderungen klein gehalten werden müssen. Dies ist durch eine Vergrößerung von T erreichbar, wie nachfolgend anhand von Gl. (2.7) gezeigt werden soll:

Das zeitgemittelte Integralkriterium kann als Schätzfunktion m_T für den Erwartungswert

$$\eta = E \{ f[e(k_i, t)] \} \quad (2.8)$$

aufgefaßt werden, d.h.

$$m_T = \bar{I}(\underline{k}, nT) \quad (2.9)$$

Die Streuung dieser Schätzfunktion beträgt nach PAPDULIS /38, s.328/

$$\sigma_{m_T}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{2T} \left(1 - \frac{\tau}{2T}\right) [R(\tau) - \eta^2] d\tau \quad (2.10)$$

Darin bedeutet $R(\tau)$ die Autokorrelationsfunktion der Funktion $f[e(k_i, t)]$. Für ergodische Prozesse gilt

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \sigma_{m_T}^2 = 0 \quad (2.11)$$

Mit wachsender Mittelungszeit T gehen die zufälligen Schwankungen von $m_T(f)$ um den Erwartungswert η gegen null. Daher lassen sie sich durch Vergrößerung von T klein halten.

2.2.2. Kontinuierliche Parametervorstellung

Zwei bekanntgewordene, unterschiedliche Einstellvorschriften für kontinuierliche Parametervorstellung lassen sich aus Gl. (2.2) herleiten. Bei RAKE /17, 18/ wird die endliche Zeitmittelung des Integralkriteriums nach Gl. (2.1) durch Filterung mit einem Tiefpaß mit der Gewichtsfunktion $h(t)$ approximiert. Zur Veranschaulichung dieses Zusammenhanges gehe man vom Frequenzspektrum des Integranden aus. Schickt man dieses Spektrum in einen Tiefpaß, so werden alle jene Frequenzen gedämpft, die größer sind als die Eckfrequenz des Tiefpasses. Dies hat eine Glättung des Signales zur Folge. Verkleinert man die Eckfrequenz des Tiefpasses immer weiter, dann wird im wesentlichen nur noch der konstante Anteil des Spektrums durchgelassen, d.h. man erhält eine Näherung für den Mittelwert. Daher kann man schreiben:

$$I(k_i, t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f[e(k_i, \tau)] d\tau \approx \int_0^t h(t-\tau) f[e(k_i, \tau)] d\tau \quad (2.12)$$

Die partielle Ableitung nach den adaptiven Parametern k_i ergibt:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial k_i} I(k_i, t) &= \frac{\partial}{\partial k_i} \int_0^t h(t-\tau) f[e(k_i, \tau)] d\tau \\ &= \int_0^t h(t-\tau) \frac{\partial}{\partial k_i} f[e(k_i, \tau)] d\tau \end{aligned} \quad (2.13)$$

Bei kontinuierlicher Parametervorstellung ist die partielle Ableitung des Kriteriums nach den k_i mathematisch nicht sinnvoll. Dies ist gleichbedeutend mit der Feststellung unter Abschnitt 2.2, daß sich der Gradient nicht exakt bestimmen läßt, wenn sich die k_i während der Meßdauer ändern. Man hilft sich mit der Annahme quasizeitvarianter Parameter. Unter dieser Voraussetzung darf die Vertauschung von Integration und Ableitung näherungsweise durchgeführt werden. Gl. (2.2b) erhält damit die Form

$$\dot{k}_i = -\alpha \int_0^t h(t-\tau) \frac{\partial}{\partial k_i} f[e(k, \tau)] d\tau \quad (2.14)$$

Die zweite Einstellvorschrift verzichtet auf die Zeitmittelung des Gradienten (siehe z.B. /16,46/). Bei größer werdender Eckfrequenz des Tiefpasses nimmt die Gewichtsfunktion $h(t)$ mehr und mehr die Gestalt einer Deltafunktion $\delta(t)$ an. Es folgt dann aus Gl. (2.14)

$$\dot{k}_i = -\alpha \frac{\partial}{\partial k_i} f[e(\underline{k}, t)] \quad (2.15)$$

Zur Erläuterung der Gleichung wird die integrierte Form betrachtet:

$$k_i(t) = k_i(t_0) - \alpha \int_{t_0}^t \frac{\partial}{\partial k_i} f[e(\underline{k}, \tau)] d\tau. \quad (2.16)$$

Unter der Annahme, dass das Gradientenverfahren konvergiert, verschwindet das Integral für $t > t_0$. Für beliebige Signale wird dies exakt nur erreicht bei $e(\underline{k}, t) \equiv 0$. Im anderen Fall schwankt der Wert des Integrales und damit auch der Integrand um den Mittelwert null d.h.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t-t_0} \int_{t_0}^t \frac{\partial}{\partial k_i} f[e(\underline{k}, \tau)] d\tau = 0 \quad (2.17)$$

und $k_i(t)$ schwankt um den Mittelwert $k_i(t_0)$. Die Größe der Schwankungen von $k_i(t)$ läßt sich durch Verkleinerung von α beliebig klein machen. Macht man $k_i(t)$ durch Verkleinerung von α genügend konstant, dann wird Gl. (2.17) eine notwendige Bedingung für ein Extremum von Gl. (2.1), wenn dort $T = t-t_0$ gesetzt wird.

2.2.3. Empfindlichkeitsfunktionen und -modelle

Die partielle Ableitung in den Gln. (2.13) bis (2.17) kann nach der Kettenregel noch weiter entwickelt werden.

$$\frac{\partial}{\partial k_i} f[e(\underline{k}, t)] = \frac{d}{de} f[e(\underline{k}, t)] \cdot \frac{\partial}{\partial k_i} e(\underline{k}, t). \quad (2.18)$$

Die partielle Ableitung des Fehlersignales e stellt die Empfindlichkeitsfunktion bezüglich des i -ten Reglerparameters dar. Sie wird über ein Empfindlichkeitsmodell gewonnen, das im allgemeinen nur näherungsweise realisiert werden kann, da andernfalls die Eigenschaften der Strecke genau bekannt sein müßten. Einige adaptive Systeme, die später

betrachtet werden, unterscheiden sich nur durch die Art der Realisierung des Empfindlichkeitsmodelles. Eine zusammenfassende Darstellung von Empfindlichkeitsmethoden findet man bei KOKOTOVICH und RUTMAN /39/ und bei FRANK /40/. Die Empfindlichkeitsfunktion hat folgende Bedeutung:

Stellt $y(t, k_{i0})$ ein Ausgangssignal eines dynamischen Systems dar, das von dem Parameter k_i abhängt, dann läßt sich das aktuelle Ausgangssignal $y(t, k_i)$ bei einer Änderung des Parameters auf

$k_i = k_{i0} + \Delta k_i$ in eine Taylorreihe entwickeln:

$$y(t, k_i) = y(t, k_{i0}) + \left. \frac{\partial y}{\partial k_i} \right|_{k_i = k_{i0}} \Delta k_i + \frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 y}{\partial k_i^2} \right|_{k_i = k_{i0}} \Delta k_i^2 + \dots \quad (2.19)$$

Für genügend kleine Δk_i kann die Reihe nach dem linearen Glied abgebrochen werden. Die Änderung des Ausgangssignals ergibt sich dann näherungsweise als Produkt der Parameteränderung und der Empfindlichkeitsfunktion, d.h.

$$\Delta y(t, k_{i0}) \approx \sigma(t, k_{i0}) \Delta k_i \quad (2.20)$$

mit

$$\sigma(t, k_{i0}) = \left. \frac{\partial y}{\partial k_i} \right|_{k_i = k_{i0}} \quad (2.21)$$

Für beliebig große Parameterabweichungen wird bei FRANK /41/ und VUSKOVIC /42/ die Pseudoempfindlichkeitsfunktion σ^* definiert durch die Identität

$$\Delta y(t, k_i) \equiv \sigma^*(t, k_i) \Delta k_i \quad (2.22)$$

Das Pseudoempfindlichkeitsmodell setzt also die Signaländerung exakt zur Parameteränderung in Beziehung. Es wird bei den direkt adaptierenden Systemen von Kapitel 4 eine Rolle spielen.

Die Herleitung der Gl.(2.15) erfordert keine Einschränkung bezüglich der Änderungsgeschwindigkeit der k_i . Eine Einschränkung wird aber erforderlich bei der Gewinnung der Empfindlichkeitsfunktion.

Zur Erläuterung der genannten Probleme wird ein dynamisches System betrachtet, dessen Beschreibung im Zustandsraum gegeben ist:

$$\dot{\underline{x}} = A \underline{x} + b w, \quad \underline{x}(0) = \underline{x}_0 \quad (2.23)$$

$$y = c \underline{x} \quad (2.24)$$

Darin sind \underline{x} der n-dimensionale Zustandsvektor und w und y skalare Ein- bzw. Ausgangsgrößen. A ist eine Matrix und b und c sind Vektoren in kompatiblen Dimensionen, die von Parametern k_i , $i = \{1, 2, \dots, m\}$ abhängen. Ein Fehlersignal e wird als Differenz zwischen y und einem Modellsignal y_M gebildet:

$$e = y_M - y \quad (2.25)$$

Wenn y_M von den k_i unabhängig ist, erhält man die m Empfindlichkeitsfunktionen $\partial e / \partial k_i$ aus der Beziehung

$$\frac{\partial e}{\partial k_i} = - \frac{\partial y}{\partial k_i} = - c \frac{\partial \underline{x}}{\partial k_i} - \frac{\partial c}{\partial k_i} \underline{x} \quad (2.26)$$

In dieser Gleichung werden die Empfindlichkeitsfunktionen der Zustandsgrößen benötigt. Diese können aus der Gl. (2.23) gewonnen werden.

Differenziert man Gl. (2.23) partiell nach k_i , so ergibt sich

$$\frac{\partial}{\partial k_i} \left\{ \frac{d \underline{x}}{dt} \right\} = A \frac{\partial \underline{x}}{\partial k_i} + \frac{\partial A}{\partial k_i} \underline{x} + \frac{\partial b}{\partial k_i} w, \quad \frac{\partial \underline{x}(0)}{\partial k_i} = \underline{0} \quad (2.27)$$

Die Berechnung der Empfindlichkeitsfunktionen aus dieser Gleichung setzt die Vertauschbarkeit der Ableitungen auf der linken Seite voraus, d.h.

$$\frac{\partial}{\partial k_i} \left\{ \frac{d \underline{x}}{dt} \right\} = \frac{d}{dt} \left\{ \frac{\partial \underline{x}}{\partial k_i} \right\} \quad (2.28)$$

Die Vertauschbarkeit der Ableitungen unterliegt wiederum den Bedingungen der Quasizeitinvarianz.

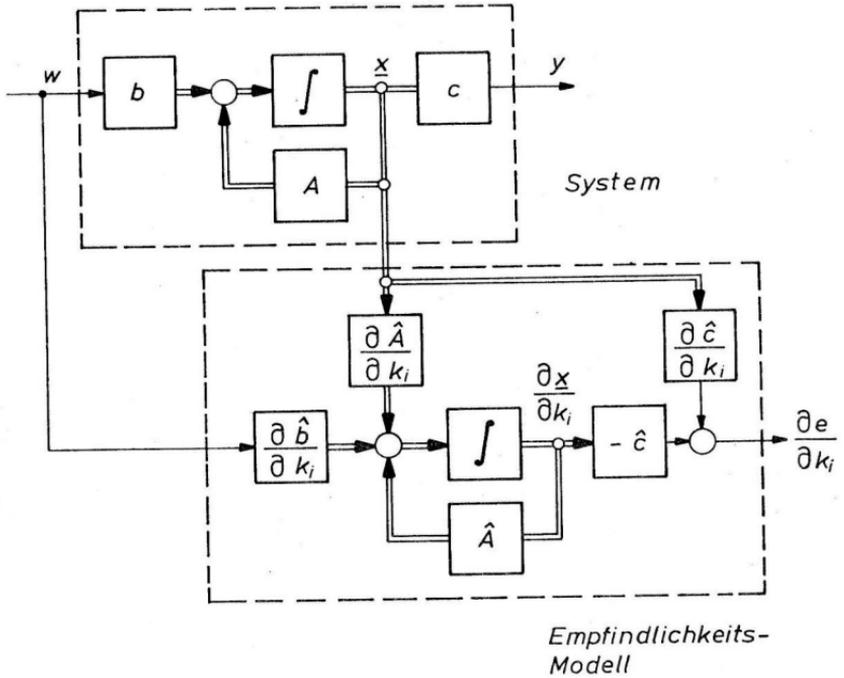


Bild 2.3 Zur Gewinnung der Empfindlichkeitsfunktion in adaptiven Systemen

Dies bedeutet, daß bei zeitveränderlichen k_i die Empfindlichkeitsfunktionen nicht exakt ermittelt werden können. Dies ist ein elementarer Mangel der Empfindlichkeitstheorie bei der Anwendung in adaptiven Systemen mit kontinuierlicher Parameterverstellung. Die Empfindlichkeitsfunktionen lassen sich jedoch näherungsweise unter der Voraussetzung quasizeitinvarianter Parameter k_i gewinnen. Unter Verwendung von Gl. (2.28) ergibt Gl. (2.27) eine Vektordifferentialgleichung für $\partial \underline{x} / \partial k_i$. Da das Eingangssignal w keine Funktion von den k_i ist, treten keine partiellen Ableitungen von w auf. Die Gl. (2.27) hat die gleiche Systemmatrix A wie das ursprüngliche System der Gl. (2.23) und ist über den Zustandsvektor \underline{x} mit diesem System verbunden. Die Empfindlichkeitsfunktionen können daher aus m Modellen nach Gl. (2.23), den sogenannten Empfindlichkeitsmodellen, in Verbindung mit dem System gewonnen werden. Bei der adaptiven Problemstellung sind jedoch die Parameter und die Ordnung des Systems nicht vollständig bekannt, so daß die Empfindlichkeitsmodelle nur mit geschätzten Größen \hat{A} , \hat{b} und \hat{c} realisierbar sind. Aus den Gln. (2.23), (2.24), (2.26) und (2.27) ergibt sich eine Struktur nach Bild 2.3 zur Erzeugung der i -ten Empfindlichkeitsfunktion.

Da für jede Empfindlichkeitsfunktion ein eigenes Empfindlichkeitsmodell benötigt wird, entsteht ein erheblicher Aufwand. Dieser läßt sich reduzieren, wenn neben den k_i auch die Größen A , b , c , quasizeitvariant bzw. sogar konstant sind. Für diesen Fall wurde von WILKIE und PERKINS /43/ eine Lösung angegeben, mit der alle Empfindlichkeitsfunktionen gleichzeitig mit Hilfe eines einzigen Empfindlichkeitsmodelles erzeugt werden können.

Eine äquivalente Lösung wurde schon früher von KOKOTOVICH /44/ für im Frequenzbereich beschriebene Systeme angegeben. Das Empfindlichkeitsmodell erhält dabei die Ausgangsgröße y des Systems als Eingangssignal. Wenn die Zustandsgrößen nicht zur Verfügung stehen, was bei praktischen Problemen häufig der Fall ist, wird man diesen Lösungsweg vorziehen.

Bei adaptiven Systemen kann man im allgemeinen immer davon ausgehen, daß sich die Systemeigenschaften, d.h. die Größen A , b und c nicht schneller ändern als sich die adaptiven Parameter k_i anpassen können. Andernfalls wäre der gewählte Lösungsansatz nicht sinnvoll. Unter diesen Bedingungen weist die Beschreibung der Empfindlichkeitsmodelle im Zustandsraum gegenüber dem Frequenzbereich keinen erheblichen Genauigkeitsvorteil auf.

Da der Entwurf von adaptiven Systemen in den nachfolgenden Kapiteln 4 und 5 ausschließlich Ausgangsgrößen des Grundregelkreises verwendet wird das Ergebnis von KOKOTOVICH noch kurz dargestellt. Auf eine ausführliche Herleitung kann verzichtet werden, da diese bei FRANK /40/ nachgelesen werden kann.

Eine beliebige Ausgangsgröße eines Systems sei im Frequenzbereich gegeben durch die Beziehung

$$Y(s, k_i) = G(s, k_i) W(s) \quad (2.29)$$

Das System G besteht aus r Untersystemen G_j , die - so nimmt man zur Herleitung vereinfachend an - nur von einem Parameter k_j abhängen. Die Empfindlichkeitsfunktionen ergeben sich dann aus der Beziehung

$$\frac{\partial Y}{\partial k_j} = \frac{\partial G}{\partial G_j} \cdot \frac{\partial G_j}{\partial k_j} W \quad (2.30)$$

Mit Gl. (2.29) kann hierin die Führungsgröße w ersetzt werden. Gleichzeitige Erweiterung von Zähler und Nenner mit G_j führt zu der Darstellung

$$\frac{\partial Y}{\partial k_j} = \frac{\partial G/G}{\partial G_j/G_j} \cdot \frac{\partial G_j/G_j}{\partial k_j} Y \quad (2.31)$$

KOKOTOVICH hat gezeigt, daß die Funktionen

$$F_j = \frac{\partial G/G}{\partial G_j/G_j} Y \quad (2.32)$$

an bestimmten Punkten des Empfindlichkeitsmodelles, den Empfindlichkeitspunkten S_j , abgegriffen werden können. An diese Empfindlichkeitspunkte legt man Blöcke mit der Übertragungsfunktion

$$H_j = \frac{\partial G_j/G_j}{\partial k_j}, \quad (2.33)$$

die an ihrem Ausgang die Empfindlichkeitsfunktion $\partial y/\partial k_j$ liefern. Bild 2.4 zeigt das vollständige Empfindlichkeitsmodell zur gleichzeitigen Erzeugung aller Empfindlichkeitsfunktionen.

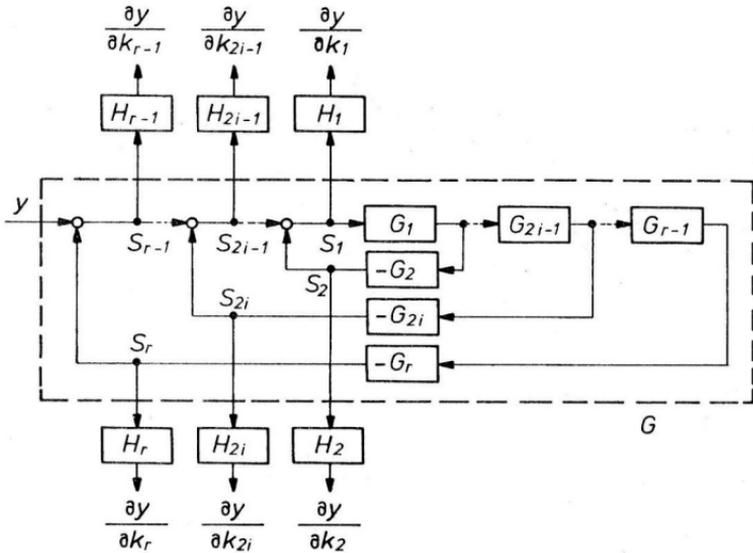


Bild 2.4 Empfindlichkeitsmodell zur gleichzeitigen Erzeugung aller Empfindlichkeitsfunktionen

Der gestrichelt umrandete Block G ist eine in Struktur und Parametern gleiche Nachbildung des ursprünglichen Systems. Zu jedem Teilsystem G_j gehört ein Empfindlichkeitspunkt. Für den Fall, daß ein Teilsystem G_j von mehreren Parametern k_{ji} , $i = 1, 2, \dots, q$, abhängt, sind an den Empfindlichkeitspunkt S_j mehrere Blöcke

$$H_{ji} = \frac{\partial G_j / G_j}{\partial k_{ji}}$$

anzuschließen. In den meisten Fällen können diese aber zu einem Block zusammengefaßt werden, der an q Ausgängen alle q Empfindlichkeitsfunktionen gleichzeitig liefert.

Anschließend sei noch auf die Gewinnung der Pseudoempfindlichkeitsfunktion eingegangen. Gegeben sei wieder ein System G , bestehend aus Untersystemen G_j , von denen ein Untersystem G_i eine Veränderung ΔG_i erfahren hat infolge einer Parameteränderung Δk_i . Am Ein- und Ausgang des Teilsystems ergeben sich dann Änderungen Δu_i und Δy_i . Am Ausgang des Gesamtsystems stellt sich eine Änderung Δy ein. Bild 2.5 veranschaulicht die Zusammenhänge.

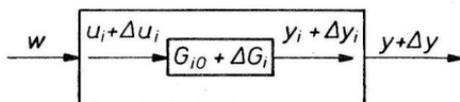


Bild 2.5 System G nach Parameteränderung

Für das Ausgangssignal y_i des Teilsystems ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$Y_i + \Delta Y_i = (G_{i0} + \Delta G_i)(U_i + \Delta U_i) \quad (2.34)$$

Daraus erhält man

$$\Delta Y_i = \Delta G_i (U_i + \Delta U_i) + G_{i0} \Delta U_i \quad (2.35)$$

Die Division durch Δk_i liefert die Pseudoempfindlichkeitsfunktion.

$$\sigma_i^* = \frac{\Delta Y_i}{\Delta k_i} = \frac{\Delta G_i}{\Delta k_i} (U_i + \Delta U_i) + G_{i0} \frac{\Delta U_i}{\Delta k_i} \quad (2.36)$$

Sie wird gewonnen durch die Struktur von Bild 2.6.

Eine genauere Bestimmung der Empfindlichkeitsfunktion bei schnellen Parameteränderungen ist möglich durch die Verwendung der lokalen Empfindlichkeitsfunktion nach SCHAUFELBERGER /36/, durch die der Einfluß des Zeitpunktes einer Parameteränderung auf den Verlauf der Empfindlichkeitsfunktion berücksichtigt wird.

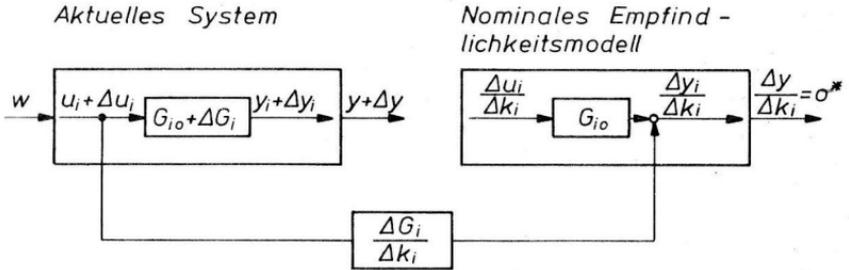


Bild 2.6 Schaltung zur Gewinnung der Pseudoempfindlichkeitsfunktion

2.2.4. Zur Genauigkeitsanforderung des Gradientenverfahrens

Der Erfolg des Gradientenverfahrens beruht neben der einfachen Anwendbarkeit auf der Unempfindlichkeit gegen ungenau bestimmte Gradienten. Bis zu einem noch näher zu definierenden Maß führen Ungenauigkeiten nicht zum Versagen des Verfahrens, sondern lediglich zu einer Verlangsamung der Konvergenzgeschwindigkeit. Eine anschauliche Darstellung dieses Sachverhaltes zeigt Bild 2.7 an einem 2-Parameter-Beispiel.

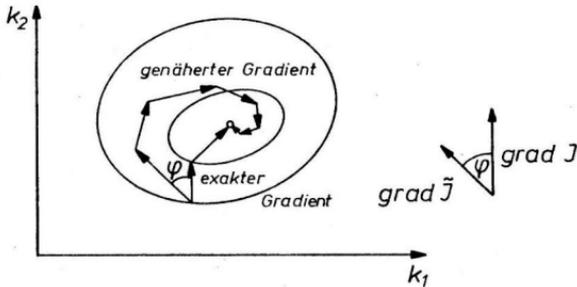


Bild 2.7 Trajektorien bei exaktem und genähertem Gradienten

Dargestellt sind die Höhenlinien des Gütemaßes sowie Parameterverläufe bei exaktem und bei genähertem Gradienten. Der exakte Gradient führt die Parameter entlang der Kurve der stärksten Steigung in das Optimum, der genäherte Gradient entlang einer längeren Kurve mit schwächerer Steigung. Für die Konvergenz der Gl. (2.2) genügt es, wenn der genäherte Gradient im zeitlichen Mittel eine, wenn auch kleine, Komponente in Richtung des exakten Gradienten aufweist. Aufgrund der Gl. (2.2) und des Bildes 2.7 läßt sich als hinreichende Bedingung für die Konvergenz die folgende Ungleichung angeben:

$$\int_{t_0}^t |\text{grad } \tilde{I}(\tau)| \cos \varphi(\tau) d\tau > 0, \quad \forall t > t_0 \quad (2.37)$$

Darin bedeuten $\text{grad } \tilde{I}(t)$ der genäherte Gradient und $\varphi(t)$ der Winkel zwischen dem exakten und dem genäherten Gradienten. Die Optimierung beginnt im Zeitpunkt t_0 . Die schwache Beschränkung gemäß Gl. (2.37) gestattet relativ großzügige Vereinfachungen bei der Bestimmung des Gradienten und damit auch bei den Empfindlichkeitsmodellen.

Gradientenverfahren mit Empfindlichkeitsfunktionen wurden erstmalig von OSBURN u.a. /32,33/ zur Adaption von Regelkreisen verwendet und zwar mit der Arbeitsgleichung

$$\dot{k}_i = -\alpha_i \frac{\partial}{\partial k_i} f[e(k_i, t)] \quad , \quad (2.38)$$

die mit Gl. (2.15) übereinstimmt, nur daß jeder Parameter k_i einen eigenen Proportionalitätsfaktor α_i erhält. Bei ungenauen Gradienten, d.h. wenn der Weg in das Optimum nicht mehr über den steilsten Abstieg erfolgt, erzielt man dadurch eine schnellere Konvergenz. Die gleiche Beziehung wird bei BROGAN /45/ über einen Ljapunow-Ansatz hergeleitet. OSBURN verwandte das Gradientenverfahren zum Entwurf von Systemen mit Bezugsmodell. Dabei wurde das Empfindlichkeitsmodell im Frequenzbereich mit Hilfe der Daten des Bezugsmodelles realisiert. Diese Vorgehensweise ist in der angelsächsischen Literatur als MIT-Methode bekannt geworden.

2.2.5. Zusammenfassung

Die Eigenschaften der einzelnen Varianten des Gradientenverfahrens seien noch einmal zusammenfassend gegenübergestellt. Die diskrete Parameterverstellung nach Gl. (2.7) erfordert die geringste Kenntnis der Eigenschaften des zu optimierenden Systems. Dafür gestattet es nur eine langsame Adaption. Nach NIGHTINGALE /13/ muß die Frequenz der Parametersuchschritte 10 bis 100 mal kleiner sein als die Eckfrequenz ω_e des Grundregelkreises, d.h.

$$T = \frac{10}{\omega_e} \dots \frac{100}{\omega_e}$$

Außerdem werden besondere Anforderungen an die Stationarität von Strecke und Signalen gestellt.

Beide Nachteile vermeidet die kontinuierliche Parameterverstellung, die jedoch die Realisierung eines Empfindlichkeitsmodelles erfordert. Die praktisch erzielbare Änderungsgeschwindigkeit der Parameter liegt in der Größenordnung der Eigenbewegung des Systems. Die Verwendung des Gradienten nach Gl. (2.14) liefert zwar glattere Parameterverläufe als Gl. (2.15), ist aber bei Verwendung in geschlossenen Regelkreisen wegen der Verzögerungswirkung des Glättungsgliedes nicht so stabil (NARENDRA und McBRIDE /16/). Die schnellsten Adaptionsergebnisse werden mit Gl. (2.38) erzielt. Für die Berechnung geeigneter Proportionalitätsfaktoren α_1 gibt es bisher keine Lösung. Schwierigkeiten bei der praktischen Anwendung können durch schwache Stabilität und unzulängliche Anpassung der α_1 an unterschiedliche Betriebsbedingungen entstehen.

3. Einige Beiträge zum Entwurf adaptiver Systeme nach Gradientenverfahren

Das Entwurfsverfahren, das den weiteren Ausführungen zugrunde liegt, stützt sich auf die Arbeiten von OSBURN /33/ und RAKE /18/. Es beruht auf dem Gradientenverfahren unter Verwendung von Empfindlichkeitsfunktionen. Ein wesentlicher Teil der Entwurfsaufgabe besteht daher in der Aufstellung der Empfindlichkeitsmodelle. Diese können unter Annahme quasizeitinvarianter Parameter näherungsweise im Frequenzbereich gewonnen werden.

Der zweite Abschnitt befaßt sich mit der näherungsweise Berechnung von Empfindlichkeitsmodellen zeitveränderlicher Systeme im Frequenzbereich und geht auf die Fehler ein, die sich im Vergleich zum Zustandsraum ergeben. Dazu muß zunächst das Problem der Beschreibung zeitveränderlicher Systeme behandelt werden. Der Betrachtung liegt die von ZADEH /47/ entwickelte Frequenzbereichsbeschreibung zugrunde.

Im dritten Abschnitt wird ein Verfahren zur rechnerischen Bestimmung der Proportionalitätsfaktoren α_i behandelt, die in der Einstellvorschrift der adaptiven Parameter auftreten. Das Verfahren beruht auf einem heuristischen Ansatz und wird zunächst für einen bestimmten Betriebsfall durchgeführt. Eine Betrachtung des selbstschwingenden Grundregelkreis an der Stabilitätsgrenze liefert in diesem Zusammenhang ein Maß für die Genauigkeit des Gradienten, das sich zur Auslegung vereinfachter Empfindlichkeitsmodelle eignet, wenn diese mangels Information oder aufgrund des Aufwandes nicht exakt realisiert werden können.

Abschließend werden Verfahren angegeben, mit denen die α_i an unterschiedliche Betriebsbedingungen angepaßt werden können.

3.1 Begründung des Entwurfsverfahrens

Zur geregelten Adaption der Parameter in Regelungssystemen mit Ausgangsrückführung hat sich das Gradientenverfahren bewährt. Bei der Realisierung des Gradienten über Empfindlichkeitsfunktionen sowie

bei kontinuierlicher Parameterverstellung ergeben sich Lösungen, die einen günstigen Kompromiß zwischen Aufwand und Adaptionsgeschwindigkeit aufweisen. Dieser Weg zur Realisierung adaptiver Systeme wird daher in der vorliegenden Arbeit der Entwurfsmethode zugrunde gelegt. Dabei wird für die adaptiven Parameter die Arbeitsgleichung (2.38) verwendet, die mit Gl. (2.18) lautet:

$$\dot{k}_i = -\alpha_i \frac{d}{de} f[e(k, t)] \frac{\partial}{\partial k_i} e(k, t) \quad (3.1)$$

In Abschnitt 2.2.3. wurde deutlich, daß sich Empfindlichkeitsmodelle zur Erzeugung der Empfindlichkeitsfunktionen $\partial e / \partial k_i$ in adaptiven Systemen mit kontinuierlicher Parameterverstellung nur näherungsweise realisieren lassen. Insbesondere ist die Herleitung dieser Modelle mathematisch nur exakt, wenn die Parameter konstant sind. Beim Entwurf adaptiver Systeme geht man daher davon aus, daß bei genügend langsam veränderlichen Parametern die entstehenden Fehler vernachlässigt werden können.

Eine Lösung des Adaptionsproblems ist nur möglich, wenn sich die Strecken- und Signalparameter, von kurzzeitigen Ausnahmen abgesehen, nicht schneller ändern, als sich die Reglerparameter anpassen können. Man setzt daher voraus, daß sich auch die Strecken- und Signalparameter nur relativ langsam ändern. In diesem Fall ist es möglich, beim Entwurf alle Parameter des Systems als quasizeitinvariant anzusehen und diesen im Frequenzbereich durchzuführen. Da bei dieser Vorgehensweise nur Ein- Ausgangsbeziehungen realisiert zu werden brauchen, erhält man eine gewisse Freiheit für die Realisierung des Empfindlichkeitsmodelles, wenn man kleinere Fehler in Kauf nimmt, die durch die langsame zeitliche Änderung der Parameter entstehen können. Während bei der Zustandsraumdarstellung das Empfindlichkeitsmodell gemäß Bild 2.3 den Zustandsvektor des Systems als Eingangssignal hat und in seiner Struktur festliegt, können im Frequenzbereich Eingangssignal und Struktur weitgehend frei gewählt werden.

Dies ist für den Entwurf einfacher Systeme von Bedeutung, weil in manchen Fällen das Empfindlichkeitsmodell unter Verwendung bereits vorhandener Elemente der betreffenden Grundstruktur des adaptiven Systems (z.B. des Bezugsmodelles) gebildet werden kann. Andererseits erweist es sich als möglich, das auf völlig anderem Wege ent-

entwickelte, einfache adaptive Regelungssystem von MARŠIK /12/ auf einen Gradientenansatz zurückzuführen. In Kapitel 4 wird gezeigt, daß es sich in die Klasse der direkt adaptierenden Systeme einbeziehen läßt.

3.2 Zur Berechnung von Empfindlichkeitsmodellen langsam zeitveränderlicher Systeme im Frequenzbereich

Die einfachste Beschreibungsform von Systemen mit zeitveränderlichen Parametern sind Differentialgleichungen bzw. der Zustandsraum. Wenn trotzdem auf den Frequenzbereich zurückgegriffen wird, geschieht das, weil ausschließlich Ein-Ausgangsbeziehungen interessieren, und diese sich im Frequenzbereich besonders leicht darstellen lassen. Aus praktischen Erwägungen steht dieser Vorgehensweise auch nichts im Wege, da sich bei quasizeitinvarianten Parametern keine nennenswerten Unterschiede im Vergleich zum Zustandsraum ergeben.

Bei der gewöhnlichen Darstellung im Frequenzbereich entsteht das Problem, daß Übertragungsfunktionen mit zeitveränderlichen Parametern nicht definiert sind. Dieses Problem wird gelöst, indem diese "Übertragungsfunktionen" als Näherung einer Systemfunktion aufgefaßt werden, die von ZADEH /47/ zur Beschreibung zeitveränderlicher Systeme im Frequenzbereich entwickelt wurde. In diesem Zusammenhang wird der Begriff "quasizeitinvariant" genauer erklärt.

In Abschnitt 2.2.3. wurde deutlich gemacht, daß Empfindlichkeitsmodelle, die formal durch partielle Ableitung erzeugt werden, im zeitveränderlichen Fall nur als eine Näherung angesehen werden können. Dies gilt insbesondere bei einer Herleitung im Frequenzbereich. Wegen der unterschiedlichen Möglichkeiten zur Realisierung einer Ein-Ausgangsbeziehung ergeben sich unterschiedliche Lösungen für die Empfindlichkeitsmodelle. Wie ein Beispiel zeigen wird, sind dabei entstehende Fehler klein, wenn die Änderungsgeschwindigkeit der Parameter klein ist. Bei konstanten Parametern stimmen die Empfindlichkeitsfunktionen aller realisierbaren Empfindlichkeitsmodelle überein.

Dieser Abschnitt verfolgt also das Ziel,

- zu erläutern, was unter der Darstellung im Frequenzbereich mit zeitvariablen Parametern zu verstehen ist, und

- den Näherungscharakter dieser Beschreibungsform bei der Herleitung der Empfindlichkeitsmodelle deutlich zu machen.

Die Betrachtung beginnt mit einem Beispiel zur Veranschaulichung der einzelnen Beschreibungsformen. Gegeben sei der Regelkreis nach Bild 3.1.

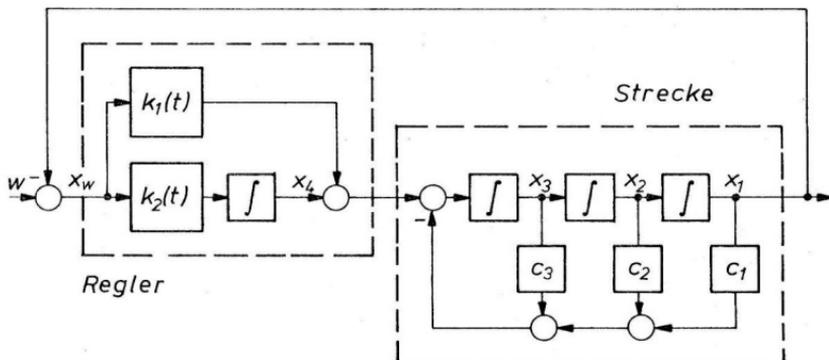


Bild 3.1 Beispiel eines Regelkreises

Darin seien die Reglerparameter k_1 und k_2 Funktionen der Zeit und die Streckenparameter c_i konstant. Die Zustandsraumbeschreibung dieses Systems lautet

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_2 \\
 \dot{x}_2 &= x_3 \\
 \dot{x}_3 &= -c_3 x_3 - c_2 x_2 - (c_1 + k_1) x_1 + x_4 + k_1 w \\
 \dot{x}_4 &= -k_2 x_1 + k_2 w
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Durch mehrfache Differentiation der Gleichungen und Elimination von Variablen kommt man zu einer Dgl. für x_1 :

$$x_1^{IV} + c_3 \overset{\dots}{x}_1 + c_2 \ddot{x}_1 + (c_1 + k_1) \dot{x}_1 + (k_2 + \dot{k}_1) x_1 = (k_2 + \dot{k}_1) w + k_1 \dot{w} \tag{3.3}$$

Diese Gleichung beschreibt das Ein-Ausgangsverhalten des Systems.

In Verallgemeinerung des Beispiels ist die Ein-Ausgangsbeziehung eines zeitvariablen Systems beschreibbar durch eine Dgl. von der Form

$$\{a_n(t)p^n + \dots + a_1(t)p + a_0(t)\} x(t) = \{b_m(t)p^m + \dots + b_1(t)p + b_0(t)\} w(t) \quad (3.4)$$

Darin sind die Parameter a und b bekannte Funktionen der Zeit und $p^r = d^r/dt^r$. ZADEH /47/ entwickelte eine Theorie, die es erlaubt, die Ausgangsfunktion x im Frequenzbereich zu berechnen über die Beziehung

$$x(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty+\sigma}^{+j\infty+\sigma} H(s,t) W(s) e^{st} ds, \quad (3.5)$$

deren Analogon für lineare zeitinvariante Systeme bekanntlich die komplexe Umkehrformel der Laplace-Transformation ist. Die Systemfunktion H, in der die Zeit als Parameter auftritt, kann aus der folgenden Differentialgleichung ermittelt werden:

$$\left\{ \frac{1}{n!L} \frac{\partial^n L}{\partial s^n} \right\} \frac{d^n H}{dt^n} + \dots + \left\{ \frac{1}{L} \frac{\partial L}{\partial s} \right\} \frac{dH}{dt} + H = \frac{K}{L} \quad (3.6)$$

Darin bedeuten K und L die Polynome

$$K(s,t) = b_m(t)s^m + \dots + b_1(t)s + b_0(t) \quad (3.7)$$

$$L(s,t) = a_n(t)s^n + \dots + a_1(t)s + a_0(t) \quad (3.8)$$

Die Funktion H erfüllt also eine inhomogene lineare Differentialgleichung mit komplexen Koeffizienten, die von der gleichen Ordnung ist wie das Polynom L. In dem Maße, in dem die zeitlichen Änderungen der Parameter a und b abnehmen, werden die zeitlichen Ableitungen von H kleiner, so daß in der Grenze alle Terme auf der linken Seite von Gl. (3.6) entfallen, die Ableitungen von H enthalten. Es bleibt übrig

$$H_0(s,t) = \frac{K(s,t)}{L(s,t)} = \frac{b_m(t)s^m + \dots + b_1(t)s + b_0(t)}{a_n(t)s^n + \dots + a_1(t)s + a_0(t)} \quad (3.9)$$

Die Systemfunktion H_0 kann als eine erste Näherung zu der exakten Systemfunktion H eines zeitveränderlichen Systems angesehen werden, wenn sich die Parameter a und b über der Breite der Impulsantwort des Systems nicht wesentlich ändern. Die Breite der Impulsantwort ist grob gesprochen das Zeitintervall außerhalb dessen die Impulsantwort klein ist im Vergleich zu ihrem maximalen Wert.

Diese von ZADEH gegebene Erklärung zur Gl. (3.9), soweit sie sich auf die zeitveränderlichen Parameter bezieht, kann gleichzeitig als Erläuterung des Begriffs der Quasizeitinvarianz dienen, d.h. Parameter sind dann als quasizeitinvariant anzusehen, wenn sie sich während der Breite der Impulsantwort des Systems nicht wesentlich ändern.

Die ZADEH'sche Theorie ermöglicht die Verwendung zeitveränderlicher Parameter im Frequenzbereich. Insbesondere kann bei quasizeitinvarianten Parametern mit der Näherung nach Gl. (3.9) gearbeitet werden. Diese stimmt in der Form mit der gewöhnlichen Übertragungsfunktion weitgehend überein, die man bei konstanten Parametern errechnen könnte. Dazu sei noch einmal das Beispiel von Bild 3.1. betrachtet. Über Gl. (3.3) ergibt sich ein H_0 in der Form

$$H_0(s, t) = \frac{\dot{k}_1(t) + k_2(t) + k_1(t) s}{[k_2(t) + \dot{k}_1(t)] + [c_1 + k_1(t)]s + c_2 s^2 + c_3 s^3 + s^4} \quad (3.10)$$

Berechnet man formal die "Übertragungsfunktion" von W nach X_1 , ohne auf die Zeitvarianz von k_1 und k_2 Rücksicht zu nehmen, so erhält man

$$F(s, t) = \frac{k_2(t) + k_1(t) s}{k_2(t) + [c_1 + k_1(t)]s + c_2 s^2 + c_3 s^3 + s^4} \quad (3.11)$$

Diese Funktion kann als Näherung von H_0 angesehen werden, wenn dort die zeitlichen Ableitungen der Parameter verschwinden. Im quasizeitinvarianten Fall gilt daher

$$F(s, t) \approx H_0(s, t) \quad (3.12)$$

Im folgenden sind Darstellungen im Frequenzbereich mit zeitvariablen Parametern im Sinne von Gl. (3.12) zu verstehen. In diesem Zusammenhang sei noch erwähnt, daß für die Reihenschaltung dieser zeitabhängigen Systemfunktionen nicht die üblichen Rechenregeln gelten wie bei den Übertragungsfunktionen. Die Gesamtsystemfunktion einer Reihen-

schaltung ergibt sich nicht als Produkt der einzelnen Systemfunktionen, und die Vertauschung der Reihenfolge ist nicht erlaubt, d.h.

$$H_{12} \neq H_1 \cdot H_2 \neq H_2 \cdot H_1 \quad (3.13)$$

Diese Beziehung darf man jedoch beim Entwurf im Frequenzbereich ignorieren, da die dadurch entstehenden Fehler bei quasizeitinvarianten Parametern vernachlässigt werden können.

Nachdem die Frage geklärt ist, was eine "Übertragungsfunktion" im Frequenzbereich mit zeitvariablen Parametern bedeutet, wenden wir uns den Empfindlichkeitsfunktionen zu. Die Empfindlichkeitsfunktionen eines Ausgangssignals bezüglich eines Parameters k_i erhält man durch partielle Differentiation nach k_i . Mit Gl. (3.5) erhält man

$$\frac{\partial}{\partial k_i} X[k_i] = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty+\sigma}^{j\infty+\sigma} \frac{\partial}{\partial k_i} H[s, k_i] W(s) e^{st} ds \quad (3.14)$$

Die partielle Ableitung der Systemfunktion ist formal möglich. Man stößt jedoch auf das gleiche mathematische Problem wie bei Gl. (2.27). Dies wird deutlich, wenn man Gl. (3.6) partiell nach k_i ableitet.

$$\frac{\partial}{\partial k_i} \sum_{j=1}^n \left\{ \frac{1}{j! L(k_i)} \frac{\partial^j L(k_i)}{\partial s^j} \right\} \frac{d^j H(k_i)}{dt^j} + \frac{\partial}{\partial k_i} H(k_i) = \frac{\partial}{\partial k_i} \frac{K(k_i)}{L(k_i)} \quad (3.15)$$

Die Berechnung von $\partial H(k_i)/\partial k_i$ erfordert die Vertauschbarkeit der Reihenfolge von zeitlicher Ableitung und partieller Ableitung nach k_i , d.h. es soll gelten

$$\frac{\partial}{\partial k_i} \left\{ \frac{d^j H(s, k_i)}{dt^j} \right\} = \frac{d^j}{dt^j} \left\{ \frac{\partial H(s, k_i)}{\partial k_i} \right\} \quad (3.16)$$

Diese Bedingung ist der Gl. (2.28) äquivalent und daher nur unter den gleichen Voraussetzungen gültig, d.h. die Vertauschung darf exakt nur bei konstanten k_i durchgeführt werden; bei langsam veränderlichen k_i ist sie nur näherungsweise erlaubt. Geht man davon aus, daß alle Parameter quasizeitinvariant sind, kann man von der Näherung nach Gl. (3.9) Gebrauch machen und erhält

$$\frac{\partial}{\partial k_i} H_0[s, k_i] = \frac{\partial}{\partial k_i} \frac{K(s, k_i)}{L(s, k_i)} \quad (3.17)$$

Das Problem der Vertauschbarkeit der Ableitungen tritt damit gar nicht erst auf. Führt man die partielle Ableitung durch, so ergibt sich

$$\frac{\partial}{\partial k_i} H_0(s, k_i) = \frac{1}{L(s, k_i)} \frac{\partial}{\partial k_i} K(s, k_i) - H_0(s, k_i) \frac{\frac{\partial}{\partial k_i} L(s, k_i)}{L(s, k_i)} \quad (3.18)$$

Die Systemfunktion von Gl. (3.18) läßt sich durch verschiedene Blockstrukturen realisieren, die - abhängig von den zeitlichen Änderungen der Parameter - unterschiedliche Empfindlichkeitsfunktionen produzieren. Dagegen liefert Gl. (2.27) aufgrund der Strukturinformation der Zustandsraumdarstellung nur eine Lösung. Die Unterschiedlichkeit der Empfindlichkeitsfunktionen soll nach durch ein einfaches Beispiel deutlich gemacht werden.

Gegeben sei die Systemfunktion

$$H_0(s, a(t)) = \frac{1 + bs}{a(t) + s} \quad (3.19)$$

Gesucht ist die Systemfunktion zur Erzeugung der Empfindlichkeitsfunktion bezüglich $a(t)$. Die formale Ableitung der Gl. (3.19) nach a ergibt

$$\frac{\partial}{\partial a} H_0[s, a(t)] = - \frac{1 + bs}{[a(t) + s]^2} \quad (3.20)$$

Diese Systemfunktion wurde in Bild 3.2 auf zwei verschiedene Weisen realisiert. Die Lösung mit der Empfindlichkeitsfunktion $\partial x_1 / \partial a$ entspricht der Lösung nach Bild 2.3, die über die Beschreibung im Zustandsraum gefunden wurde.

Die Differenz D der beiden Empfindlichkeitsfunktionen kann über die Zustandsgrößen berechnet werden.

$$D(t) = \frac{\partial x_1}{\partial a} - \frac{\partial x_2}{\partial a} = z_3(1 - ba) - bz_1 - z_2 \quad (3.24)$$

Über die zeitliche Ableitung von D und die Zustandsgleichungen der z_1 erhält man für D die folgende inhomogene und zeitvariable Differentialgleichung .

$$\dot{D}(t) + a(t) D(t) = -b \dot{a}(t) z_3(t) , D(0) = 0 \quad (3.25)$$

Beim Entwurf im Frequenzbereich müssen Fehler, die eventuell durch die Wahl der Struktur entstehen, in Kauf genommen werden. Dies ist aus zwei Gründen möglich. Einmal läßt das Gradientenverfahren Fehler des Gradienten bis zu dem in Gl. (2.30) beschriebenen Maße zu und zum anderen kann die Änderungsgeschwindigkeit der adaptiven Parameter über die Wahl der Proportionalitätsfaktoren α_i in Gl. (3.1) größenordnungsmäßig festgelegt werden.

3.3. Methoden zur Berechnung und zur Anpassung der Proportionalitätsfaktoren α_i

Für das einwandfreie Arbeiten des Gradientenverfahrens nach Gl. (3.1) ist die Wahl der Proportionalitätsfaktoren α_i von großer Bedeutung. Zu kleine Werte ergeben eine unbefriedigend langsame Parameteranpassung, zu große Werte führen meistens zur Instabilität. Bisher sind keine Verfahren bekannt geworden, die es gestatten, praktisch brauchbare Werte für die α_i zu berechnen. Diese mußten vielmehr durch probieren bei der Simulation des Systems ermittelt werden. Besonders wenn mehrere α_i zu bestimmen sind, erweist sich diese Vorgehensweise als umständlich und zeitaufwendig.

Im nachfolgenden Unterabschnitt wird ein Verfahren aufgrund eines heuristischen Ansatzes angegeben, das die Berechnung der α_i ermöglicht. Überdies liefert es eine notwendige Bedingung für die Stabilität des Gesamtsystems. Ein bestimmter Wertesatz α_i ist nur in einem begrenzten Bereich der Signal- und Streckeneigenschaften brauchbar. In einem zweiten Unterabschnitt werden daher Verfahren entwickelt, die die α_i an unterschiedliche Signal- und Streckeneigenschaften anpassen. Z.B. werden die α_i abhängig von den k_i gemacht. Dadurch läßt sich die Wirksamkeit der adaptiven Verfahren bei der praktischen Anwendung wesentlich steigern.

3.3.1. Ein heuristisches Verfahren zur Berechnung der α_i

Der zeitliche Verlauf der adaptiven Parameter k_i genügt der Gl. (3.1) und ist daher mittels α_i beeinflussbar. Die Gleichung beschreibt die Struktur von Bild 3.3.

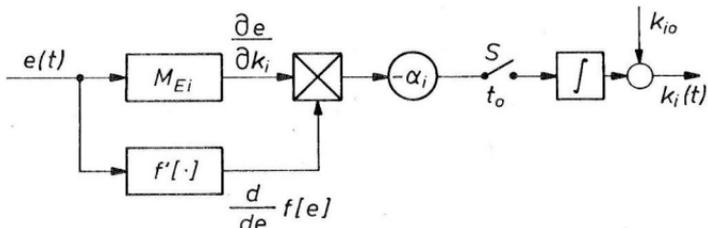


Bild 3.3 Struktur zur Gl. (3.1)

Darin bedeuten e das Fehlersignal und f die Fehlerbewertungsfunktion des Gütefunktional von Gl. (2.1). M_{ci} ist das Empfindlichkeitsmodell für den i -ten adaptiven Parameter. Der Schalter S wurde für die nachfolgende Betrachtung eingefügt.

Das Problem besteht darin, die α_i so zu dimensionieren, daß eine schnelle Parameteranpassung bei ausreichender Stabilität erzielt wird. Da die adaptiven Parameter Funktionen der Signale des Grundregelkreises sind, ist das adaptive System nichtlinear, und die analytische Berechnung der Parameterverläufe ist meistens nicht möglich. Aus diesem Grund erfolgt die Lösung des Problems näherungsweise über vereinfachende Annahmen.

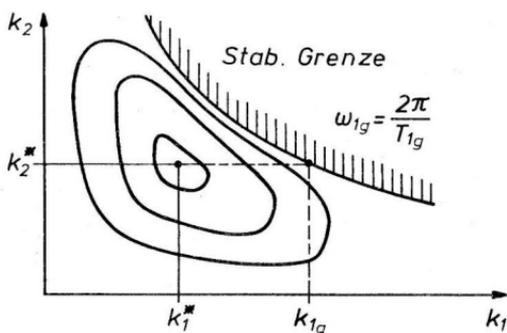


Bild 3.4 Reglerparameter zum Zeitpunkt t_0

Betrachtet wird ein Adaptionsvorgang, der entsteht, wenn zum Zeitpunkt t_0 ein im weiteren Verlauf ergodisches Signal an den in Ruhe befindlichen Grundregelkreis gelegt wird, von dem sich ein Reglerparameter k_i an der Stabilitätsgrenze befindet, während die $m-1$ übrigen Reglerparameter ihre optimalen Werte einnehmen. Die Situation zum Zeitpunkt t_0 verdeutlicht Bild 3.4 an einem Zwei-Parameter-Beispiel.

Bei geschlossenem Schalter S (Bild 3.3.) erfährt der Parameter k_i einen Zeitverlauf, dessen prinzipielle Form in Bild 3.5 dargestellt ist. Er beginnt bei dem Anfangswert k_{ig} an der Stabilitätsgrenze und bewegt sich um den mittleren Verlauf \bar{k}_i schwankend auf den Endwert k_i^+ zu, vorausgesetzt, daß die Adaptionsstrategie funktioniert.

Es wird angenommen, daß die adaptiven Parameter unabhängig voneinander betrachtet werden können. Daher verbleiben die $m-1$ übrigen Parameter k_j , $j \neq i$ während des Adaptionvorganges bei ihren optimalen Werten. Da das System nach dem Anlegen des Signales erst einschwingt, nimmt der mittlere Verlauf \bar{k}_i seine größte Steigung erst bei $t_{Mi} > t_0$ an, d.h. $\dot{\bar{k}}_i \text{ max} = \dot{\bar{k}}_i(t_{Mi})$.

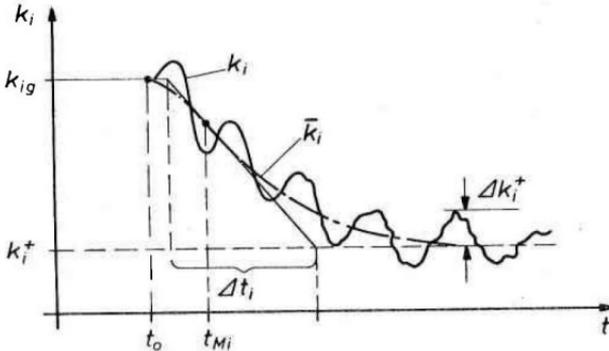


Bild 3.5 Prinzipieller Parameterverlauf bei der Adaption

Bei Vereinfachungen innerhalb der Adaptionseinrichtung ist k_i^+ im allgemeinen nicht mit dem optimalen Wert k_i^* aus Gl. (2.4) identisch. Der Unterschied möge aber klein genug sein, so daß der Einfachheit halber mit $k_i^+ \approx k_i^*$ gearbeitet werden kann. Der Parameter k_i erreicht den Endwert nur dann exakt, wenn das Fehlersignal $e(t)$ identisch verschwinden kann. Andernfalls stellt sich eine stationäre Bewegung mit der Schwankungsbreite Δk_i^+ um den Endwert k_i^+ ein. Ein großes Δk_i^+ beeinträchtigt die Regelgüte und ist daher unerwünscht.

An den Verlauf der Funktion k_i wird qualitativ die Anforderung gestellt, daß einerseits der mittlere Verlauf \bar{k}_i schnell gegen k_i^+ konvergiert (erreichbar durch großes α_i) und andererseits Δk_i^+ eine zulässige Größe nicht überschreitet (erreichbar durch kleines α_i). Die Konvergenz und die Schwankungsbreite hängen von α_i ab. Daher lassen sich beide Forderungen nur im Sinne eines Kompromisses erfüllen.

Die Methode zur Berechnung von α_i beruht auf der Annahme, daß der Verlauf von k_i im wesentlichen von der größten mittleren Anfangssteigung $\dot{k}_i(t_{Mi})$ abhängt, insofern als mit einer kleinen Anfangssteigung eine kleine Konvergenzgeschwindigkeit und Schwankungsbreite Δk_i^+ verbunden ist und umgekehrt.

Ebenso wie die Funktion k_i entzieht sich die Funktion \bar{k}_i einer analytischen Berechnung. Von \bar{k}_i läßt sich aber näherungsweise die Steigung zum Zeitpunkt t_{Mi} angeben. Man bildet den Kurzzeitmittelwert des Multiplikatorausganges g_i von Bild 3.3 im Intervall $t_{Mi} \pm \delta t_i$:

$$m_i(k_{ig}, k_j^*, \delta t_i) = \frac{1}{2\delta t_i} \int_{t_{Mi} - \delta t_i}^{t_{Mi} + \delta t_i} \frac{d}{de} f[e] \frac{\partial e}{\partial k_i} dt. \quad (3.26)$$

Die Steigung der Mittelwertkurve $\bar{k}_i(t_{Mi})$ ist dann näherungsweise gegeben durch die Beziehung

$$\bar{k}_i(t_{Mi}) - \dot{\bar{k}}_i(t_{Mi}) \approx -\alpha_i m_i(k_{ig}, k_j^*, \delta t_i). \quad (3.27)$$

Wenn sich die erforderliche maximale mittlere Steigung anhand von Kenngrößen des Grundregelkreises und der Signale vorschreiben läßt, kann α_i aus Gl. (3.27) berechnet werden.

Aus Bild 3.5 entnimmt man für die mittlere Steigung bei t_{Mi}

$$\bar{k}_i(t_{Mi}) = \frac{k_i^* - k_{ig}}{\Delta t_i}. \quad (3.28)$$

Bei vorgegebenem Anregungssignal am Grundregelkreis und im eingeschwungenen Zustand sind die optimalen Parameter k_i^* durch die experimentelle oder numerische Minimierung der Gl. (2.1) bestimmbar. Bei quadratischer Fehlerbewertungsfunktion und sehr großer Mittelungszeit T in Gl. (2.1) sind auch analytische Lösungen möglich. Die Minimierung der Gl. (2.1) bei sehr großen T ist gleichbedeutend mit der Erfüllung der Bedingung

$$\lim_{\delta t_i \rightarrow \infty} m_i(k_i^*, k_j^*, \delta t_i) = 0, \quad (3.29)$$

die besagt, daß im Optimum die Änderungsgeschwindigkeit der Parameter im Mittel null ist.

Wenn die optimalen Parameter bekannt sind und auch die Stabilitätsgrenze k_{ig} ermittelt wurde, ist die mittlere Steigung m_i in Gl. (3.27) bestimmbar. Als eigentliche Entwurfsgröße muß der Zeitabschnitt Δt_i angegeben werden, und zwar abhängig vom Zeitverhalten des Grundregelkreises, von den Eigenschaften der Signale und von der Art der Fehlerbewertungsfunktion f in der Adaptionseinrichtung. Diese Festlegung erfolgt empirisch.

Das Zeitverhalten des Grundregelkreises wird dadurch berücksichtigt, daß der Zeitabschnitt Δt_i proportional zur Periodendauer T_{ig} der Dauerschwingung gemacht wird, mit der der Grundregelkreis bei abgeschalteter Adaption (Schalter S geöffnet) an der Stabilitätsgrenze schwingen würde, d.h.

$$\Delta t_i = \beta_i T_{ig} = \beta_i \frac{2\pi}{\omega_{ig}} \quad (3.30)$$

ω_{ig} ist die Frequenz der Dauerschwingung. Aus den Gln. (3.27), (3.28) und (3.30) ergibt sich der Proportionalitätsfaktor

$$\alpha_i = \frac{-\omega_{ig} (k_i^* - k_{ig})}{2\pi\beta_i m_i (k_{ig}, k_j^*, \delta t_i)} \quad (3.31)$$

In dieser Gleichung ist immer noch der Faktor β_i unbekannt. Dieser hängt aber erfahrungsgemäß im wesentlichen nur noch von der Form des Leistungsdichtespektrums des Fehlersignales e , von der verwendeten Fehlerbewertungsfunktion f und vom Typ des Reglerparameters ab. Für ein periodisches Sprungsignal als Führungsgröße, dessen Halbwelle etwa von gleicher Dauer wie der Einschwingvorgang des Grundregelkreises ist, haben sich die empirisch gefundenen Werte von Tabelle 3.1 als brauchbar erwiesen für die ersten drei Parameter der in der Tabelle angegebenen Reglerdarstellung, d.h. die Schwankungsbreite Δk_i bleibt in vertretbaren Grenzen. Die verschiedenen Fehlerbewertungsfunktionen werden weiter unter erläutert.

	f_1	f_2, f_3
β_1	2	2
β_2	1	3
β_3	1	3

Tabelle 3.1

β_i -Werte für periodische Sprungsignale als Führungsgröße.

$$R = \frac{k_1 + k_2 s + k_3 s^2 + \dots}{N(s)}$$

Die ersten beiden Fehlerbewertungsfunktionen der Tabelle 3.1 sind

$$f_1[e] = e^2 \quad (3.32)$$

und

$$f_2[e] = |e| \quad (3.33)$$

Die Erläuterung der dritten folgt später.

Bei Signalen, die einen größeren Anteil hoher Frequenzen im Fehler-signal e erzeugen als das sprungförmige Führungssignal, sind die Werte der β_1 zu vergrößern bzw. im umgekehrten Fall zu verkleinern. Wählt man beispielsweise statt des periodischen Sprungsignals ein weißes Rauschsignal, so sind die Werte von Tabelle 3.1 etwa um den Faktor 3 zu vergrößern. D.h. selbst bei größeren Unterschieden in den Signaltypen bleiben die β_1 von der gleichen Größenordnung. Bei unterschiedlichen Signalverhältnissen kann demgegenüber bei den α_1 eine Änderung von mehreren Größenordnungen nötig sein, wie in Abschnitt 4.3.1. gezeigt werden wird.

Die Gl. (3.31) ist daher auch dann brauchbar, wenn über die β_1 keine weiteren Angaben als in Tabelle 3.1 bestehen, indem sie die α_1 in der richtigen Größenordnung und im richtigen Verhältnis zueinander liefert. Die verbleibende Ungenauigkeit wird im nachfolgenden Unterabschnitt dadurch behoben, daß Verfahren entwickelt werden, die die Anpassung der α_1 an unterschiedliche Signalverhältnisse selbsttätig durchführen.

In Gl. (3.31) bereitet die Berechnung von $m_1(k_{ig}, k_j^*, \Delta t_1)$ großen Aufwand. Daher wird eine Näherungsmethode angegeben, die in einer großen Zahl von Fällen anwendbar und einfach zu handhaben ist. Man geht wieder von dem in Ruhe an der Stabilitätsgrenze liegenden System aus, d.h. der Grundregelkreis besitzt ein konjugiert imaginäres Polpaar und ansonsten nur Pole mit negativem Realteil. Der Einfachheit halber mögen sie reell sein. Das Übertragungsverhalten des Grundregelkreises ist dann beschreibbar durch die Übertragungsfunktion

$$F(s) = \frac{X(s)}{W(s)} = \frac{\omega_0^2 \prod_{i=1}^m \lambda_i}{(s^2 + \omega_0^2) \prod_{i=1}^m (s + \lambda_i)} \quad (3.34)$$

mit $m = n-2$, wobei n die Ordnung des Grundregelkreises ist. $F(s)$ wird häufig auch noch Nullstellen besitzen, die aber am Prinzip der Betrachtung nichts ändern und daher unberücksichtigt bleiben können.

Schaltet man nun die Adaption durch Öffnen des Schalters S (Bild 3.3) aus und beaufschlagt den Eingang des Grundregelkreises mit einem einmaligen Sprung von der Größe des Nennwertes x_N der Regelgröße, so ergibt sich als Sprungantwort die Funktion

$$x(t) = x_N \left\{ 1 + \sum_{i=1}^m \frac{\left(\frac{\omega_0}{\lambda_i}\right)^2 e^{-\lambda_i t}}{\left\{1 + \left(\frac{\omega_0}{\lambda_i}\right)^2 \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m \left(1 - \frac{\lambda_j}{\lambda_i}\right)\right\}} + \frac{\sin(\omega_0 t - \phi - \frac{\pi}{2})}{\sqrt{\prod_{i=1}^m \left\{1 + \left(\frac{\omega_0}{\lambda_i}\right)^2\right\}}} \right\},$$

$$\phi = \sum_{i=1}^m \arctan \frac{\omega_0}{\lambda_i} \quad (3.35)$$

Diese besteht aus einer Summe abklingender Exponentialfunktionen als transientem Anteil und aus einer stationären Sinusschwingung um den Mittelwert x_N mit der Amplitude

$$\hat{a} = \frac{x_N}{\sqrt{\prod_{i=1}^m \left\{1 + \left(\frac{\omega_0}{\lambda_i}\right)^2\right\}}} \quad (3.36)$$

Interessieren soll jetzt der Fall

$$\lambda_i \gg \omega_0, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (3.37)$$

in dem der transiente Anteil im Vergleich zur Sinusschwingung schnell abklingt. Außerdem ist der Koeffizient quadratisch in der Größe klein. Die Sprungantwort hat dann näherungsweise die Form

$$x(t) \approx x_N \left\{ 1 + \sin\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{2}\right) \right\}. \quad (3.38)$$

Unter der Bedingung (3.37) antwortet also der Grundregelkreis näherungsweise mit einer Dauerschwingung, deren Mittelwert und Amplitude gleich der Sprunghöhe x_N sind.

Mit der gleichen Argumentation läßt sich zeigen, daß auch das Fehlersignal e und die Empfindlichkeitsfunktion $\partial e / \partial k_i$, die ja aus einem Modell des Grundregelkreises erzeugt werden, sehr schnell nach dem Anlegen des Signales reine Sinusschwingungen darstellen, sofern die Eigenwerte der Empfindlichkeitsmodelle alle negative Realteile haben und die Beträge der Realteile die Bedingung (3.37) erfüllen. Bei den später behandelten Systemen ist das Fehlersignal stets mittelwertfrei.

Aus dieser Überlegung kann folgender Schluß gezogen werden:

Bei Systemen, die der Bedingung (3.37) genügen, kann die maximale mittlere Anfangssteigung der Parameterverläufe näherungsweise als Mittelwert von Sinusdauerschwingungen errechnet werden. Man kann also folgern, daß der bei geöffnetem Schalter S mit der Sinusdauerschwingung gebildete Mittelwert

$$\tilde{m}_i(k_{ig}, k_j^*) = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t-t_0} \int_{t_0}^t \frac{d}{de} f[e] \frac{\partial e}{\partial k_i} dt \quad (3.39)$$

eine brauchbare Approximation für den bei geschlossenem Schalter S gebildeten Mittelwert von Gl. (3.26) darstellt:

$$\tilde{m}_i \approx m_i \quad (3.40)$$

Der Mittelwert \tilde{m}_i nach Gl. (3.39) läßt sich für Sinussignale sehr leicht berechnen. Im weiteren sei \tilde{m}_1 angegeben für die häufig verwendeten Fehlerbewertungsfunktionen

$$f_1[e] = \frac{1}{2} e^2 \quad (3.41)$$

und

$$f_2[e] = |e| \quad (3.42)$$

Mit dem sinusförmigen Fehlersignal

$$e_i(t) = \hat{e}_{ix_N} \sin(\omega_{ig} t + \varphi_e) \quad (3.43)$$

dessen Amplitude \hat{e}_{ix_N} bei einer Regelgröße mit der Amplitude x_N auftritt, ergibt sich für f_1 :

$$\begin{aligned} \tilde{m}_{1i} &= \hat{e}_{iX_N}^2 |M_{Ei}(\omega_{ig})| \sin(\omega_{ig}t + \varphi_e) \sin(\omega_{ig}t + \varphi_i) \\ &= \hat{e}_{iX_N}^2 |M_{Ei}(\omega_{ig})| \cdot \frac{1}{2} \cos(\varphi_i - \varphi_e) \end{aligned} \quad (3.44)$$

Im Falle der Funktion f_2 wird die Berechnung schwieriger. Zunächst muß die Ableitung gebildet werden. Dazu schreibt man f_2 mit Hilfe der Signumfunktion:

$$f_2[e] = |e| = e \cdot \operatorname{sgn}(e) \quad (3.45)$$

Die Ableitung nach e ergibt

$$\frac{d}{de} f_2[e] = \operatorname{sgn}(e) + e \cdot \frac{d}{de} \operatorname{sgn}(e) \quad (3.46)$$

Die Ableitung der Signumfunktion kann als verallgemeinerte Ableitung (FÜLLINGER /48/) gebildet werden:

$$\frac{d}{de} \operatorname{sgn}(e) = 2 \delta(e) \quad (3.47)$$

Sie existiert nur an der Stelle $e = 0$ in Form einer δ -Funktion. Daher ist der zweite Summand in Gl. (3.46) identisch null.

Das Ausgangssignal g_1 des Multiplikators von Bild 3.3 ist für $\frac{d}{de} f_2[e] = \operatorname{sgn}(e)$ in Bild 3.6 dargestellt.

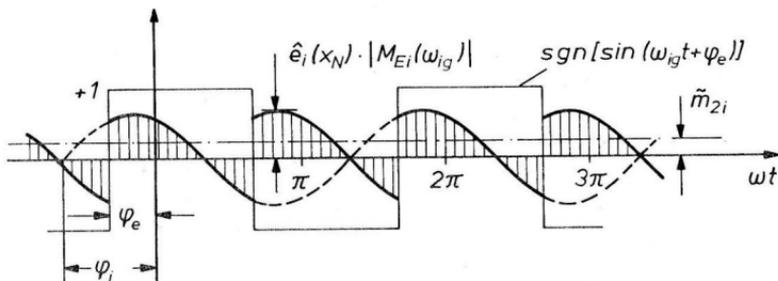


Bild 3.6 Ausgangssignal des Multiplikators von Bild 3.3 für $f = f_2$ nach Gl. (3.42)

Der Mittelwert \tilde{m}_{2i} kann durch Mittelung über eine Sinus-Halbperiode berechnet werden.

$$\begin{aligned}\tilde{m}_{2i} &= \hat{e}_{ix_N} |M_{Ei}(\omega_{ig})| \cdot \frac{1}{\pi} \left\{ \int_0^{\pi} \sin \omega_{igt} d\omega_{igt} - 2 \int_0^{\varphi_i - \varphi_e} \sin \omega_{igt} d\omega_{igt} \right\} \\ &= \frac{2}{\pi} \hat{e}_{ix_N} |M_{Ei}(\omega_{ig})| \cos(\varphi_i - \varphi_e)\end{aligned}\quad (3.48)$$

Mit den Ergebnissen der Gl. (3.44) läßt sich α_i noch weiter entwickeln. Für f_1 von Gl. (3.41) erhält man

$$\alpha_{Ni} = - \frac{\omega_{ig} (k_i^* - k_{ig})}{\pi \hat{e}_{ix_N}^2 \beta_i |M_{Ei}(\omega_{ig})| \cos(\varphi_i - \varphi_e)} \quad (3.49)$$

und für f_2 von Gl. (3.42)

$$\alpha_{Ni} = - \frac{\omega_{ig} (k_i^* - k_{ig})}{4 \hat{e}_{ix_N} \beta_i |M_{Ei}(\omega_{ig})| \cos(\varphi_i - \varphi_e)} \quad (3.50)$$

Der Index N bei α_i soll verdeutlichen, daß diese Werte für Schwingungen des Grundregelkreises mit der Amplitude des Nennwertes der Regelgröße gebildet wurden.

Wenn die Empfindlichkeitsfunktion $\partial e / \partial k_i$ stark von den Regler- oder Streckenparametern abhängt, ist es günstiger, statt des Gradienten

$$\frac{\partial}{\partial k_i} f_2 = \frac{\partial e}{\partial k_i} \operatorname{sgn}(e) \quad (3.51)$$

den Gradienten

$$\frac{\partial}{\partial k_i} f_3 = e \cdot \operatorname{sgn} \left\{ \frac{\partial e}{\partial k_i} \right\} \quad (3.52)$$

zu verwenden, in den nur die Phaseninformation der Empfindlichkeitsfunktion eingeht. Die zu diesem Gradienten gehörenden Fehlerbewertungsfunktion f_3 konnte allerdings nicht gefunden werden, was aber auch nicht wesentlich ist. Ein Beispiel für die Anwendung der Gl. (3.52) wird bei den Bezugsmodellverfahren gegeben.

Bei Verwendung der Gl. (3.52) entfällt in Gl. (3.50) der Term $|M_{Ei}(\omega_{ig})|$, und es ergibt sich

$$\alpha_{Ni} = - \frac{\omega_{ig} (k_i^* - k_{ig})}{4 \hat{e}_{ix_N} \beta_i \cos(\varphi_i - \varphi_e)} \quad (3.53)$$

Wenn Sprungsignale verwendet werden, deren Sprunghöhe ungleich x_N ist, sind die α_i über die Amplituden \hat{e}_i der Fehlersignale umzurechnen.

Für f_1 erhält man aus Gl. (3.49)

$$\alpha_i = \alpha_{Ni} \left\{ \frac{\hat{e}_{ix_N}}{\hat{e}_i} \right\}^2 \quad (3.54)$$

und für f_2 und f_3 folgt aus den Gln. (3.50) und (3.53)

$$\alpha_i = \alpha_{Ni} \frac{\hat{e}_{ix_N}}{\hat{e}_i} \quad (3.55)$$

Bei f_1 ändert sich α_i quadratisch mit der Größe des Signales und bei f_2 und f_3 nur linear. Diese Eigenschaft muß bei der Wahl der Fehlerbewertungsfunktion berücksichtigt werden.

Die angegebenen Gleichungen müssen α_i vorzeichenrichtig, d.h. $\alpha_i > 0$, liefern. Ist das nicht der Fall, so ist das adaptive System instabil. In das Vorzeichen gehen die Eigenschaften des Empfindlichkeitsmodelles M_{Ei} über $\cos(\varphi_i - \varphi_e)$ ein. Bei stabilen adaptiven Systemen gilt daher stets als notwendige Bedingung

$$\cos(\varphi_i - \varphi_e) > 0 \quad \text{für} \quad (k_i^* - k_{ig}) \geq 0 \quad (3.56)$$

Diese Bedingung kann zur Überprüfung der Qualität des Empfindlichkeitsmodelles herangezogen werden. Sie stellt ein quantitatives Maß für die Güte des Empfindlichkeitsmodelles an der Stabilitätsgrenze dar. Hier wie auch im instabilen Bereich sind Werte $\cos(\varphi_i - \varphi_e) \rightarrow 1$ erwünscht. Mit kleiner werdenden $\cos(\varphi_i - \varphi_e)$ -Werten wird das Adaptionsverhalten schlechter. Die Bedingung (3.56) kann damit zum Entwurf des Empfindlichkeitsmodelles herangezogen werden.

3.3.2. Verfahren zur Anpassung der α_i an unterschiedliche Betriebsbedingungen

Die im vorangehenden Unterabschnitt entwickelten Beziehungen zur Berechnung der α_i liefern Werte, die auf sprungförmige Führungssignale und die bei der Berechnung zugrunde liegenden Streckendaten abgestimmt sind. Für den praktischen Betrieb adaptiver Systeme muß jedoch mit größeren Schwankungen der Eigenschaften der Strecke und der anregenden Signale gerechnet werden. Gleichbleibende Adaptionseigenschaften lassen sich unter diesen Umständen nur erreichen, wenn die α_i automatisch angepaßt bzw. von Signal und Streckendaten unabhängig gemacht werden können. Dies wird erreicht durch die nachfolgend beschriebenen Verfahren.

Einflüsse der Signal- und Streckeneigenschaften auf die Größe des Gradienten, d. i. das Ausgangssignal g_i des Multiplikators von Bild 3.3, lassen sich durch eine Normierung des Gradienten beseitigen. Dabei haben sich zwei Verfahren als geeignet erwiesen.

Das erste Verfahren normiert den Gradienten auf ein Bezugssignal, das durch eine Spitzenwertgleichrichtung aus dem Gradienten gebildet wird. Die Einzelheiten veranschaulicht Bild 3.7. Aus dem Gradientensignal a entsteht über eine Zweiweggleichrichtung das Signal b . Ein Integrator wird mit einer kleinen Zeitkonstanten auf den größten Wert des Signales b geregelt. Die Zeitkonstante kann über die Verstärkung V eingestellt werden. Wenn das Signal b kleiner geworden ist als das Signal am Integratorausgang, klingt dieses exponentiell mit der großen Zeitkonstanten τ ab. τ wird bewußt so gewählt, daß der Integratorausgang langsamer abklingt als das Signal b . Andererseits darf man τ nicht zu groß wählen, da sonst die Anpassung an kleinere Signalleistungen unnötig verzögert wird. Der Gradient wird auf die "Spitzenwertfunktion" $s_1(g_i)$ gemäß c normiert. Der normierte Gradient g_{in} ist in d dargestellt.

Ein Vorteil des Verfahrens ist seine Trägheitslosigkeit. Dadurch wird sicher vermieden, daß das adaptive System durch plötzliche, große Signale destabilisiert werden kann. Andererseits erfährt das Gradientensignal eine nichtlineare Verzerrung, wie Teilbild d in Bild 3.7 zeigt, die sich in einer Vergrößerung der Schwankungsbrei-

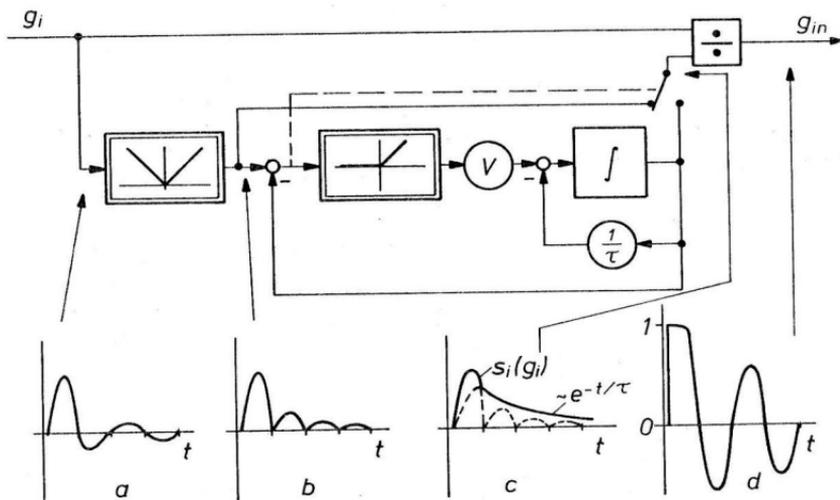


Bild 3.7 Spitzenwertnormierung des Gradienten

te Δk_1^+ bemerkbar macht. Daher ist es nötig, bei Einsatz des Verfahrens dreimal größere β_i -Werte zu verwenden, als sie in Tabelle 3.1 angegeben worden sind. Das zweite Verfahren zur Normierung des Gradienten ist besonders geeignet, wenn nur ein Parameter angepaßt werden soll. Es geht aus dem ersten hervor, wenn man in Bild 3.7 $V \rightarrow 0$ gehen läßt. Dann wird der Gradient g_i auf das Signal b normiert. Dies ist gleichbedeutend mit der einfachen Signum-Beziehung

$$g_{in} = \operatorname{sgn} g_i \quad (3.57)$$

In diesem Fall wird vom Gradienten g_i nur noch die Phaseninformation verwendet. Die Proportionalitätsfaktoren α_i müssen daher über die zulässige Schwankungsbreite Δk_1^+ berechnet werden. Dazu nimmt man an, daß der Grundregelkreis im adaptiven Zustand schwingungsfähig ist mit der Periodendauer T_0 . Wegen der Produktbildung (Bild 3.3) hat der Gradient g_i die Periode $T_0/2$. Den durch die Signumfunktion normierten Gradienten g_{in} zeigt Bild 3.8.

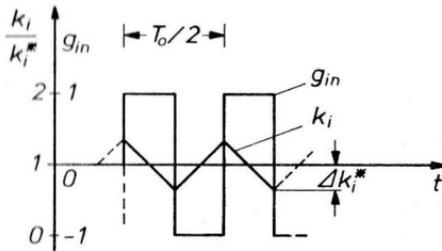


Bild 3.8

Normierter Gradient
und Parameterverlauf

Ebenfalls dargestellt ist der Verlauf des Parameters k_i , der der Beziehung

$$\dot{k}_i = -\alpha_i g_{in} \quad (3.58)$$

gehört. Bei Vorgabe der Schwankungsbreite Δk_i^* erhält man aus Bild 3.8.

$$\alpha_i = \frac{8 \Delta k_i^*}{T_0} \quad (3.59)$$

Durch die Normierung werden solche Signal- und Streckeneigenschaften ausgeschaltet, die sich auf die Größe des Gradienten auswirken. Abschließend sei ein Verfahren angegeben, mit dem auch Änderungen in der Form des Leistungsdichtespektrums des Fehlersignals e bzw. des Gradienten g_i ausgeglichen werden können. Die Bandbreite dieser Signale wirkt sich auf die Schwankungsbreite Δk_i aus. Dieser Einfluß kann durch eine Regelung der Größe der α_i kompensiert werden, welche die relative Schwankungsbreite $\Delta k_i/k_i$ konstant hält. Die Wirkungsweise dieses Verfahrens veranschaulicht Bild 3.9.

Das Parametersignal k_i wird über Hochpaßfilter von seinem Gleichanteil befreit und gleichgerichtet. Die Division mit k_i liefert die relative Ist-Schwankungsbreite. Diese wird von der relativen Soll-Schwankungsbreite abgezogen und die Differenz über einen I-Regler ausgeregelt. Der Ausgang des Reglers wird aus Sicherheitsgründen im positiven Bereich nach oben und unten begrenzt. Die Geschwindigkeit, mit der die Schwankungsbreite nachgeregelt wird, kann über die Verstärkung V' eingestellt werden. Der Ausgang des Reglers liefert den Faktor $1/\beta_i'$, der α_i multiplikativ korrigiert. β_i' kann man auch als

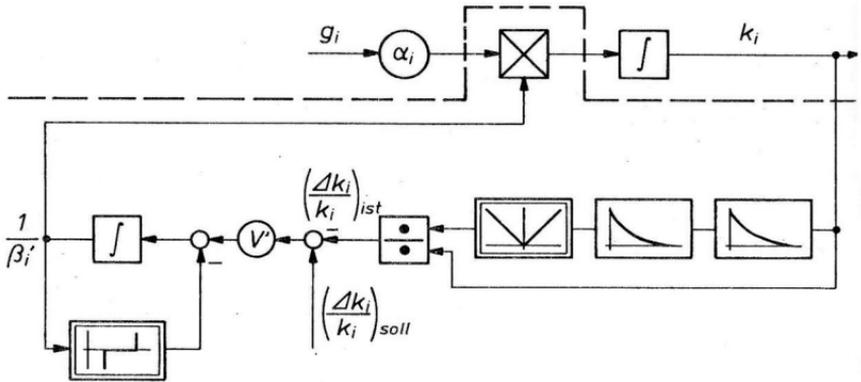


Bild 3.9 Regelung der relativen Schwankungsbreite

Korrekturfaktor des Faktors β_i aus dem vorangehenden Unterabschnitt auffassen, der dort entsprechend der Schwankungsbreite bei periodischen Sprungsignalen gewählt wurde.

Die Verfahren zur Normierung der Gradienten und zur Regelung der Schwankungsbreite der Parameterverläufe führen zu einer bedeutenden Leistungssteigerung von adaptiven Systemen, die nach Gradientenverfahren arbeiten. In Kapitel 4 wird dies an einigen Beispielen nachgewiesen werden.

Das Verfahren zur Regelung der relativen Schwankungsbreite der adaptiven Parameter führt eine automatische Korrektur der Proportionalitätsfaktoren α_i durch. Mit dieser Erweiterung besteht das adaptive System daher aus drei Ebenen, wie Bild 3.10 verdeutlicht.

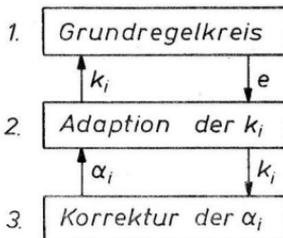


Bild 3.10 Drei Ebenen des adaptiven Systems

4. Entwurf und Eigenschaften direkt adaptierender Regelungssysteme

Dieses Kapitel behandelt den Entwurf und untersucht die Eigenschaften direkt adaptierender Regelungssysteme, die mit Empfindlichkeitsmodellen nach dem Gradientenverfahren arbeiten. Solche Systeme sind von RAKE /17/ nach Gl. (2.14) und von NARENDRA und McBRIDE /16/ in einem allgemeineren Rahmen nach Gl. (2.15) entwickelt und untersucht worden. Die prinzipielle Struktur des direkt adaptierenden Regelungssystems nach Gl. (2.15) zeigt Bild 4.1. Das Empfindlichkeitsmodell hat die Eigenschaft eines Filters, das mit der Regelabweichung als Eingangssignal am Ausgang die Empfindlichkeitsfunktionen liefert, die aufgrund der Gl. (2.18) zur Berechnung des Gradienten benötigt werden. Die Ableitung der Fehlerbewertungsfunktion $f[x_w]$ nach x_w stellt eine Kennlinie dar. Die Gradientengleichung (2.15) ist gerade am Eingang des Integrators der Adaptionseinrichtung realisiert.

Da das Empfindlichkeitsmodell im wesentlichen ein Modell des Grundregelkreises beinhaltet, werden die Streckenparameter identifiziert und die geschätzten Parameter \hat{a}_j zusammen mit den aktuellen Reglerparametern k_j dem Modell zugeführt. Für die Identifikation muß die Strecke von Signalen angeregt werden, die außerhalb der Abgriffe zur Identifikationseinrichtung angreifen. Die innerhalb dieser Abgriffe auftretenden Störgrößen z beeinträchtigen das Ergebnis. Interessant ist daher ein Verfahren von PEARSON /49/, das auf die Identifikation ganz verzichtet und mit nominalen Parametern im Empfindlichkeitsmodell arbeitet. Die Anpassung der Parameter erfolgt jedoch nur zu diskreten Zeitpunkten.

Die Adaptionseinrichtung von Bild 4.1 besitzt in Form des Empfindlichkeitsmodelles Information über den Grundregelkreis. Wie von MESCH /50/ analytisch gezeigt werden konnte, wirkt sich zusätzliche Information in einer Vergrößerung der Adaptionsgeschwindigkeit aus. Die Adaptionsgeschwindigkeit ist daher in Verfahren mit Empfindlichkeitsmodell größer als bei Verfahren mit Parameter-Suchschritten, insbesondere wenn die Parameter kontinuierlich verstellt werden. Desgleichen werden instationäre Signalverhältnisse wesentlich besser beherrscht. Voraussetzung für die Anwendbarkeit direkt adaptierender Systeme ist die Existenz eines Extremums des Güteintegrals bezüglich der Reglerparameter.

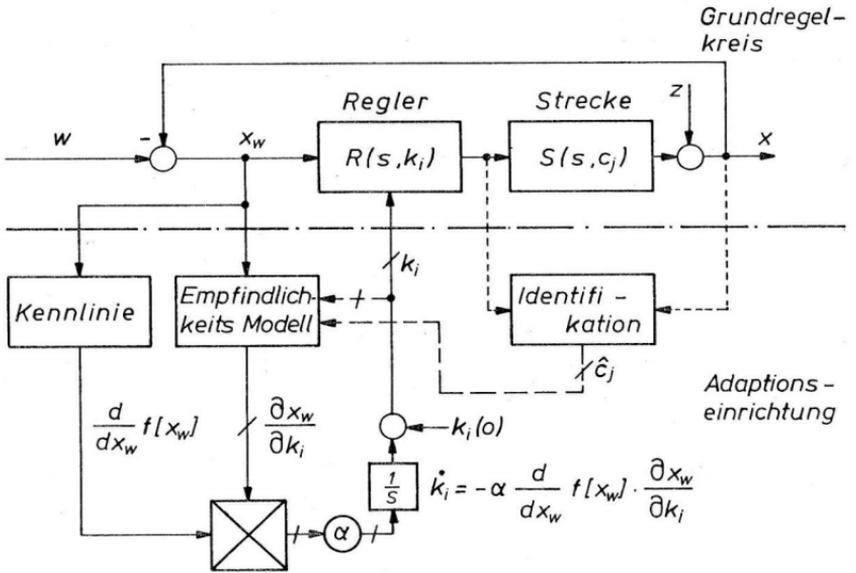


Bild 4.1 Direkte Adaption mit Empfindlichkeitsmodell

Der am schwierigsten zu realisierende Teil der Adaptionseinrichtung ist das Empfindlichkeitsmodell. Im allgemeinen ist dieses durch eine Identifikationseinrichtung zur Ermittlung der Streckenparameter zu ergänzen. Zunächst wird daher die Herleitung von Empfindlichkeitsmodellen behandelt, insbesondere auch solcher, die geringe Anforderungen an die Identifikationsgenauigkeit stellen. In Fällen mit nicht zu großen Schwankungen der Streckenparameter kann damit auf die Identifikation ganz verzichtet werden. Der anschließende Entwurf adaptiver Systeme befaßt sich ausschließlich mit solchen Systemen, die ohne Identifikation auskommen. Dabei kann die Eigenschaft der direkt adaptierenden Systeme, auch auf Störsignale adaptieren zu können, voll ausgenutzt werden.

Als erstes werden Systeme zur Anpassung der Kreisverstärkung entwickelt. Für das einfache adaptive Regelungssystem von MARSIK /12/ (1970) wird in diesem Zusammenhang eine systematische Herleitung angegeben. Die Demonstration der Eigenschaften der genannten Systeme erfolgt am Beispiel der Drehzahlregelung eines thyristorgespeisten Gleichstrommotors.

Ein komplizierteres System mit zwei Parametern wird am Beispiel der Regelung einer Kugelmühle behandelt. Bei beiden Beispielen kommen die Entwurfshilfen aus Kapitel 3 zur Anwendung mit den Methoden zur Berechnung und zur Anpassung der Proportionalitätsfaktoren α_1 von Abschnitt 3.3. Zur Überprüfung der Empfindlichkeitsmodelle wird das Kosinusmaß von Gl. (3.56) herangezogen. Der letzte Abschnitt stellt die Ergebnisse und die Eigenschaften der Systeme zusammen.

4.1. Herleitung von Empfindlichkeitsmodellen (EM)

Zur näherungsweise Erzeugung von Empfindlichkeitsfunktionen können unterschiedliche Empfindlichkeitsmodelle M_E angegeben werden. Die formale Herleitung liefert ein EM mit der Regelabweichung x_w als Eingangssignal. Diese Lösung kann im Frequenzbereich umgeformt werden in ein EM mit der Regelgröße x als Eingangssignal. Dadurch ergibt sich eine Modifikation der Grundstruktur. Das bereits erwähnte einfache adaptive Regelungssystem von MARSIK /12/ arbeitet mit der modifizierten Grundstruktur.

Zur Realisierung der Empfindlichkeitsmodelle wird Information über die Strecke benötigt. Aus diesem Grund sind EME interessant, die bei großen Parameterunsicherheiten geeignet sind.

4.1.1. Empfindlichkeitsmodelle mit der Regelabweichung als Eingangssignal

Die Regelabweichung ergibt sich als Funktion von Führungs- und Störsignal nach der Beziehung

$$X_w(s) = \frac{W(s) - Z(s)}{1 + R(s, k_L) S(s, c_j)} \quad (4.1)$$

Die partielle Ableitung nach den k_i ergibt

$$\frac{\partial}{\partial k_i} X_w = \frac{-S \frac{\partial R}{\partial k_i}}{(1 + RS)^2} (W-Z), \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (4.2)$$

Unter Verwendung von Gl. (4.1) erhält man daraus

$$\frac{\partial}{\partial k_i} X_w = \frac{-S \frac{\partial R}{\partial k_i}}{1 + RS} X_w \quad (4.3)$$

Die Systemfunktion in Gl. (4.3) kann approximiert werden durch ein Empfindlichkeitsmodell der Form

$$M_{E_i}^a(s, c_j, k_l) = \frac{-\hat{S}(s, \hat{c}_j)}{1 + R(s, k_l) \hat{S}(s, \hat{c}_j)} \frac{\partial}{\partial k_i} R(s, k_l), \quad (4.4)$$

$i, l = 1, 2, \dots, m$

Der Index a dient zur Unterscheidung zu dem EM des nächsten Unterabschnittes. Das EM besteht im wesentlichen aus einem Modell des Grundregelkreises, in dem ein Modell $\hat{S}(s, \hat{c}_j)$ der Regelstrecke benötigt wird. Die Parameter \hat{c}_j sind näherungsweise ermittelte Werte der Streckenparameter c_j . Die Bestimmung kann fortlaufend über eine Identifikationseinrichtung erfolgen, wie in Bild 4.1 dargestellt. Beispiele, die später behandelt werden, deuten darauf hin, daß man keine großen Genauigkeitsforderungen an die EMe zu stellen braucht.

Die m Empfindlichkeitsfunktionen können alle an einem EM abgegriffen werden. Für die allgemeine Reglersystemfunktion

$$R(s, k_i) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{k_1 + k_2 s + \dots + k_{l+1} s^l}{k_{l+2} + k_{l+3} s + \dots + k_m s^{l-1} + s^l} \quad (4.5)$$

ergeben sich die partiellen Ableitungen nach den Zählerparametern zu

$$\frac{\partial}{\partial k_\nu} R(s, k_i) = \frac{s^{\nu-1}}{Q(s)}, \quad \nu = 1, 2, \dots, l+1, \quad (4.6)$$

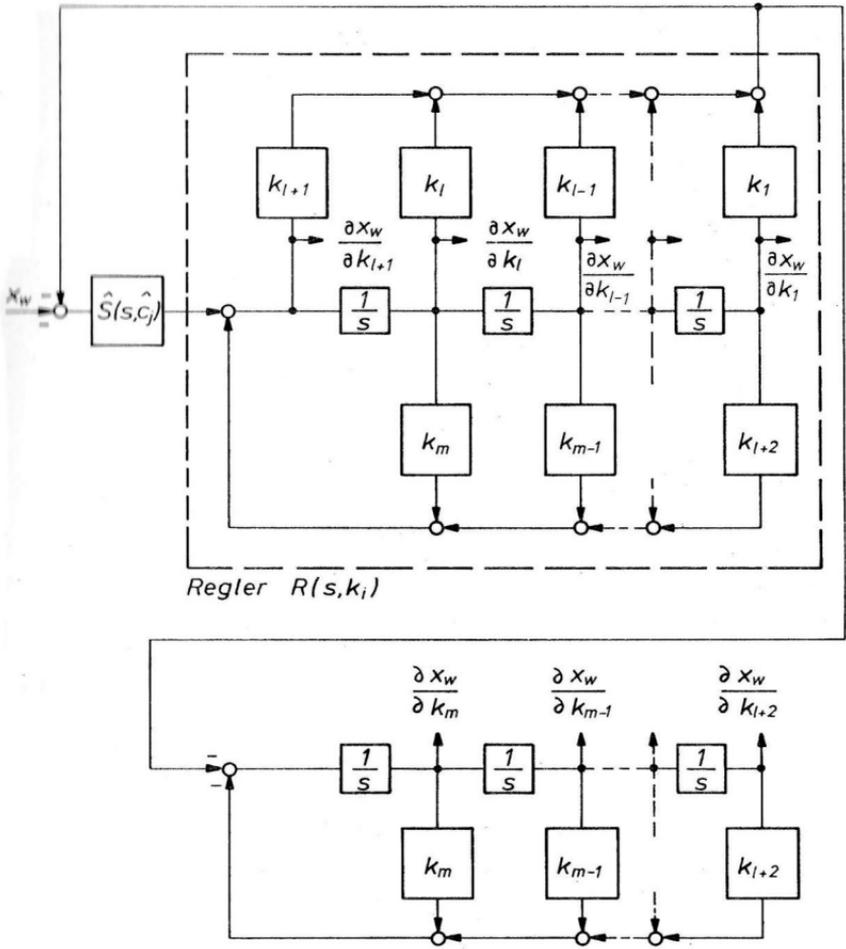


Bild 4.2 Empfindlichkeitsmodell mit Modellstrecke \hat{S} und x_w als Eingangssignal

nach den Nennerparametern zu

$$\frac{\partial}{\partial k_{\mu}} R(s, k_i) = \frac{-s^{\mu-L-2}}{Q(s)} R(s, k_i), \mu = L+2, \quad (4.7)$$

$L+3, \dots, m$

Gl. (4.4) wird damit durch das Blockdiagramm von Bild 4.2 beschrieben. Alle Empfindlichkeitsfunktionen können gleichzeitig vor den entsprechenden Parametern abgegriffen werden. Ein EM dieser Art wurde in /16,17,18/ zur Realisierung direkt adaptierender Systeme verwandt.

4.1.2. Empfindlichkeitsmodelle mit der Regelgröße als Eingangssignal

Ein Empfindlichkeitsmodell mit der Regelgröße x als Eingangssignal kann abgeleitet werden unter der Voraussetzung

$$|z| \ll |w| \quad (4.8)$$

Mit der Beziehung

$$X = RS \cdot X_w \quad (4.9)$$

erhält Gl. (4.3) die Form

$$\frac{\partial}{\partial k_i} X_w = \frac{-1}{1+RS} \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial k_i} X \quad (4.10)$$

Die Systemfunktion dieser Gleichung wird approximiert durch das EM

$$M_{E_i}^b(s, c_j, k_l) = \frac{-1}{1+R(s, k_l) \hat{S}(s, \hat{c}_j)} \frac{1}{R(s, k_l)} \frac{\partial R}{\partial k_i} \quad (4.11)$$

Ein Blockdiagramm für M_E^b zeigt Bild 4.3. Im Vergleich zu Bild 4.2 ist die Rolle von $\partial x_w / \partial k_v$ und $\partial x_w / \partial k_l$ vertauscht, und die Funktion $1/P$ muß zusätzlich zum Regelkreismodell dargestellt werden.

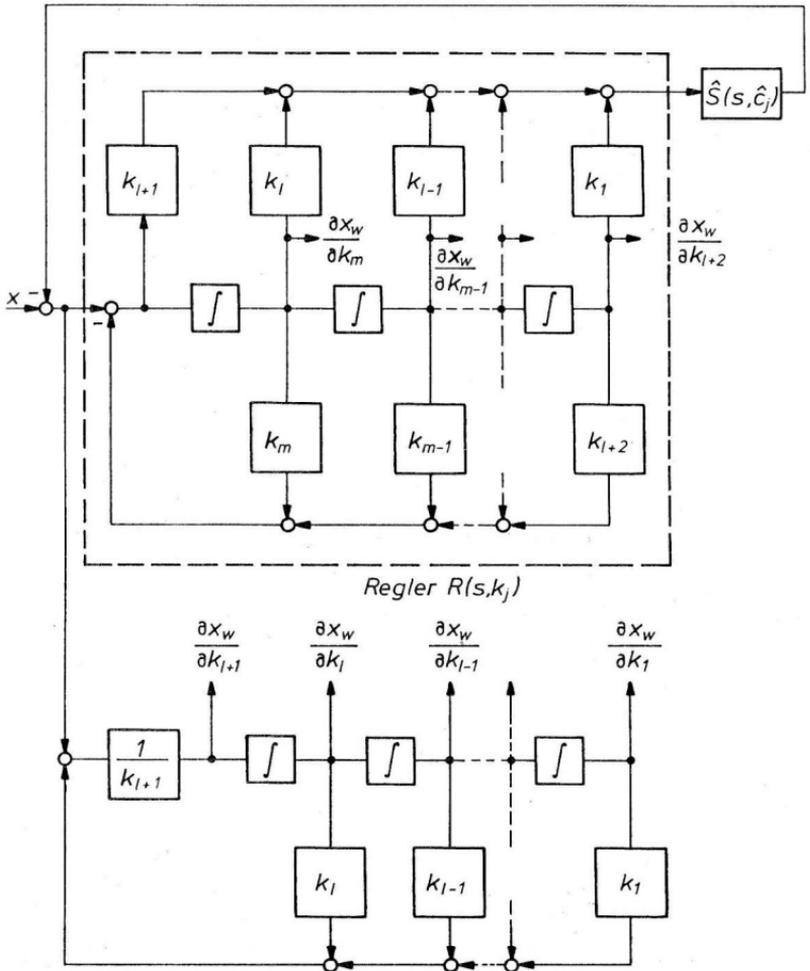


Bild 4.3 Empfindlichkeitsmodell mit Modellstrecke \hat{S} und x als Eingangssignal

Dieser Teil des Modelles kann entfallen, wenn die $\partial x_w / \partial k_v$ nicht benötigt werden. Sollen nur Nennerparameter des Reglers angepaßt werden, ist daher das EM nach Gl. (4.11) bezüglich des Aufwandes günstiger als das EM nach Gl. (4.4). Dieses schneidet dafür in dem häufiger auftretenden Fall, daß nur die Zählerparameter anzupassen sind, besser ab. Diese geringfügigen Aufwandsunterschiede können bei einer analogen Realisierung der Adaptionseinrichtung von Bedeutung sein. Auf die Einschränkung durch Gl. (4.8) sei noch einmal hingewiesen.

4.1.3. Empfindlichkeitsmodelle für große Parameterunsicherheiten

Wesentlicher Bestandteil der Empfindlichkeitsmodelle der Gln. (4.4) und (4.11) ist ein Modell des Grundregelkreises. Dieser Modellregelkreis beinhaltet ein Modell der Regelstrecke $\hat{S}(s, \hat{c}_j)$ mit näherungsweise bestimmten Parameter \hat{c}_j . Wenn die Ermittlung der \hat{c}_j mit größeren Fehlern verbunden ist, kann es passieren, daß der Modellregelkreis instabil wird, obwohl der Grundregelkreis zu dem Zeitpunkt noch stabil arbeitet. Der instabile Modellregelkreis führt dann zu einem instabilen Gesamtsystem.

Dieser Nachteil kann vermieden werden, wenn die Reglerparameter des Modellregelkreises nicht mehr übereinstimmend mit den Reglerparametern des Grundregelkreises nachgeführt, sondern auf die Parameter \hat{c}_j des Modelles fortlaufend angepaßt werden. Dies entspricht der Realisierung eines Pseudoempfindlichkeitsmodelles^o, das in Abschnitt 2.2.3 genauer begründet worden ist. Eine Instabilität des EM wird damit sicher vermieden, was sich in einer größeren Stabilität des Gesamtsystems bei großen Parameterabweichungen auswirkt. Führt man diese Anpassung im Sinne des Integralkriteriums von Gl. (2.1) durch, also im Sinne des gleichen Kriteriums, nach dem die Adaptionseinrichtung arbeitet, dann ergeben sich nach Abschluß der Adaption bezüglich der Regelgüte praktisch keine Unterschiede zu Systemen, bei denen die Reglerparameter des EM synchron mitgelaufen sind. Häufig ist jedoch einfacher, ein anderes Optimierungskriterium zugrunde zu legen. Dabei treten Unterschiede in der erreichbaren Regelgüte auf. Diese wurden jedoch nicht im einzelnen untersucht.

^o Der hier angegebene Weg führt nicht in jedem Fall zur Realisierung eines exakten Pseudoempfindlichkeitsmodelles. Genauere Angaben dazu findet man in /42/.

Die Reglerparameter des EMS werden jetzt mit \hat{k}_i bezeichnet und es wird angenommen, daß der funktionale Zusammenhang zwischen den optimalen \hat{k}_i^* und den Parametern \hat{c}_j bekannt ist, d.h.

$$\hat{k}_i^* = h_i(\hat{c}_j) \quad (4.12)$$

In Verbindung mit dieser Beziehung erhält man aus der Gl. (4.4) ein optimiertes EM

$$M_{Ei}^a(s, \hat{c}_j) = \frac{-\hat{S}(s, \hat{c}_j)}{1 + R(s, \hat{k}_i^*) \hat{S}(s, \hat{c}_j)} \frac{\partial}{\partial k_i} R(s, \hat{k}_i^*) \quad (4.13)$$

mit x_w als Eingangssignal und aus Gl. (4.11) ein optimiertes EM

$$M_{Ei}^b(s, \hat{c}_j) = \frac{-1}{1 + R(s, \hat{k}_i^*) \hat{S}(s, \hat{c}_j)} \frac{1}{R(s, \hat{k}_i^*)} \frac{\partial}{\partial k_i} R(s, \hat{k}_i^*) \quad (4.14)$$

mit x als Eingangssignal. In praktischen Fällen genügt es häufig, wenn man im EM von nominalen Streckenparametern ausgeht und die Reglerparameter fest darauf einstellt.

4.2. Adaptive Regelungssysteme für die Anpassung der Kreisverstärkung

In der Praxis tritt häufig der Fall auf, daß die Eigenschaften der Strecke bekannt sind bis auf einen veränderlichen Verstärkungsfaktor. Beispiele dafür sind Antriebsregelstrecken mit veränderlichen Trägheitsmomenten, Schnittkraftregelstrecken bei Zerspanprozessen sowie nichtlineare Regelstrecken mit linearisierbaren Kennlinien. Weitere Beispiele findet man bei SPETH /11/.

Für den genannten Streckentyp ergeben sich relativ einfache adaptive Systeme, da sich die Empfindlichkeitsmodelle nach Gl. (4.13) und (4.14) realisieren lassen, ohne daß der Verstärkungsfaktor der Regelstrecke bekannt zu sein braucht, wie sogleich gezeigt wird. Die in Bild 4.1 vorgesehene Identifizierung des Parameters kann daher entfallen. Man numeriert die Parameter von Regler und Strecke so, daß die Verstärkungsfaktoren den Index 1 erhalten und kann schreiben:

$$R(s, k_i) = k_1 R_1(s, k_2, k_3, \dots, k_m) = k_1 R_1(s) \quad (4.15)$$

$$S(s, c_j) = c_1 S_1(s, c_2, c_3, \dots, c_n) = c_1 S_1(s) \quad (4.16)$$

Die Parameter k_2 bis k_m und c_2 bis c_n werden als fest angesehen und daher im folgenden nicht mehr angeführt. Der einzige adaptive Parameter ist k_1 . Als partielle Ableitung der Reglerfunktion ergibt sich

$$\frac{\partial}{\partial k_1} k_1 R_1(s) = R_1(s) \quad (4.17)$$

Mit dem Kreisverstärkungsfaktor

$$\hat{K} = \hat{k}_1 \hat{c}_1 \quad (4.18)$$

kann ein optimiertes EM gemäß der Gl. (4.13) angegeben werden:

$$M_E^a(s) = \frac{-\hat{c}_1 R_1(s) \hat{S}_1(s)}{1 + \hat{K}^* R_1(s) \hat{S}_1(s)} \quad (4.19)$$

Entsprechend erhält man mit Gl. (4.14) das EM

$$M_E^b(s) = \frac{-1}{1 + \hat{K}^* R_1(s) \hat{S}(s)} \cdot \frac{1}{\hat{k}_1} \quad (4.20)$$

Die Vorfaktoren \hat{c}_1 in Gl. (4.19) und \hat{k}_1 in Gl. (4.20) sind für die Optimierung ohne Bedeutung. Als Verstärkungsfaktoren der EMe können sie beliebig festgelegt werden. Der Einfachheit halber wird gewählt:

$$\hat{c}_1 = \hat{k}_1 = 1 \quad (4.21)$$

Aus der Struktur von Bild 4.1 ergibt sich für die direkt adaptierenden Regelungssysteme zur Anpassung der Reglerverstärkung eine Struktur nach Bild 4.4. Vereinfachend wurde der Proportionalitätsfaktor α_1 mit dem EM zusammengefaßt. Die Verbindung a gilt für M_E^a von Gl. (4.19) und die Verbindung b für M_E^b von Gl. (4.20). Aufgrund der Herleitung von M_E^b in Unterabschnitt 4.1.2. ist klar, daß das System mit Verbindung b zu dem System mit Verbindung a nur dann äquivalent ist, wenn die Störung z gegen das Führungssignal w vernachlässigt werden kann.

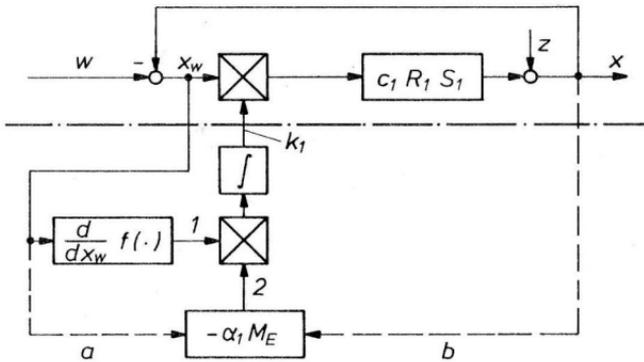


Bild 4.4 Direkt adaptierendes Regelungssystem für die Reglerverstärkung.

Verbindung a für M_E^a von Gl. (4.19),

Verbindung b für M_E^b von Gl. (4.20).

Die Stabilität der Systeme von Bild 4.4 kann anhand der Bedingung (3.56) abgeschätzt werden. Der Index e in (3.56) bezeichnet das Fehlersignal $e(t)$, welches im vorliegenden Fall durch die Regelabweichung $x_w(t)$ gegeben ist. Man gibt k_1 den Wert k_{1g} an der Stabilitätsgrenze und läßt den Grundregelkreis Dauerschwingungen mit der Frequenz ω_g ausführen, d.h.

$$x_w = A \sin \omega_g t \quad (4.22)$$

Für die Phasenverschiebung des Fehlersignales gilt bei phasenfreier Kennlinie df/dx_w

$$\varphi_e = \varphi_{x_w} = 0 \quad (4.23)$$

Die Phasenverschiebung φ_1 der Empfindlichkeitsfunktion für k_1 erhält man über M_E^a bzw. M_E^b . Unter Beachtung von (4.21) ergibt sich

$$\frac{\partial x_w}{\partial k_1} = \frac{-R_1(j\omega_g) \hat{S}_1(j\omega_g)}{1 + \hat{K}^* R_1(j\omega_g) \hat{S}_1(j\omega_g)} A \cdot \sin \omega_g t \quad (4.24)$$

Wenn \hat{S}_1 ein genaues Modell von S_1 ist, kann man unter Verwendung der charakteristischen Gleichung

$$1 + k_{1g} c_1 R_1(j\omega_g) S_1(j\omega_g) = 0 \quad (4.25)$$

weiter schreiben

$$\frac{\partial x_w}{\partial k_1} = \frac{1}{k_{1g} c_1 - \hat{K}^*} A \sin \omega_g t \quad (4.26)$$

Die Phasenverschiebung dieser Funktion beträgt

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= 0 & \text{für } k_{1g} > \hat{K}^*/c_1 \\ \varphi_1 &= \pi & \text{für } k_{1g} < \hat{K}^*/c_1 \end{aligned} \quad (4.27)$$

Mit Gl. (4.22) und (4.27) erhält man

$$\cos(\varphi_1 - \varphi_e) = \begin{cases} 1 & , (\hat{K}^*/c_1 - k_{1g}) < 0 \\ -1 & , (\hat{K}^*/c_1 - k_{1g}) > 0 \end{cases} \quad (4.28)$$

Die Bedingung (3.45) ist also besonders gut erfüllt, da $\cos(\varphi_1 - \varphi_e)$ an der Stabilitätsgrenze seinen größten Wert annimmt. Die Adaptions-einrichtung wird daher den Parameter k_1 , wenn dieser die Bedingung der Quasizeitinvarianz erfüllt, im zeitlichen Mittel im Sinne einer Stabilisierung des Grundregelkreises verstellen. Eine weiterreichende Aussage auf analytischem Wege ist bisher nicht möglich.

Das System nach Bild 4.2 mit der Verbindung a verdient besonders hervorgehoben zu werden. Es verarbeitet Führungs- und Störsignale in völlig gleichwertiger Weise und ist daher in der Lage, auch im Einfluß von Störsignalen allein adaptieren zu können. Diese Eigenschaft ist besonders wichtig bei Festwertregelungen. Einige adaptive Systeme haben prinzipiell die Fähigkeit, auf Störsignale adaptieren zu können. Praktisch verwendbare Systeme sind bisher noch sehr selten. Bekannt geworden ist das Verfahren von PETERKA /51/ (1970), das von ASTRÖM und WITTENMARK /52/ (1973), WELLSTAED und EDMUNDS /53/ (1975) und von ISERMANN /54/ (1977) weiter untersucht und entwickelt worden ist und sich von der hier behandelten Vorgehensweise völlig unterscheidet.

4.2.1. Das einfache adaptive Regelungssystem von MARŠIK

Von MARŠIK /12/ (1970) wurde ein einfaches adaptives Regelungssystem zur Anpassung der Reglerverstärkung nach Bild 4.5 angegeben, das sich als Sonderfall des Systems mit der Verbindung b (kurz das System b) von Bild 4.4 auffassen läßt. Dies ist insofern interessant, als eine systematische Herleitung des Systems nicht bekannt ist.

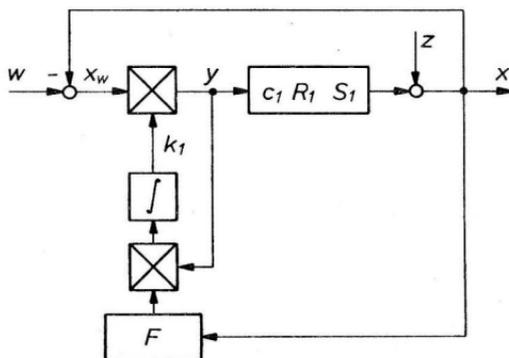


Bild 4.5 Adaptives Regelungssystem nach MARŠIK

$$\text{mit } F = \alpha_{10} \text{ oder } F = \alpha_{10} \cdot \frac{T_s}{1 + T_s}$$

Aus dem System b von Bild 4.4 läßt sich das System von Bild 4.5 ableiten. Dies geschieht auf folgende Weise:

1. Man wählt die Fehlerbewertungsfunktion $f_1 = \frac{1}{2} x_w^2$ nach Gl. (3.41) und erhält $df_1(x_w)/dx_w = x_w$. Der Eingang 1 des unteren Multiplikators wird dadurch direkt mit x_w verbunden.
2. Man setzt α_1 proportional zum Verstärkungsfaktor k_1 , d.h. $\alpha_1 = \alpha_{10} \cdot k_1$. Die Multiplikation mit k_1 wird erreicht, indem der Eingang 1 des unteren Multiplikators an den Ausgang des oberen Multiplikators angeschlossen wird.
3. Der Block F von Bild 4.5 wird als Empfindlichkeitsmodell interpretiert, d.h.

$$F(s) = - \alpha_{10} M_E^b(s) \quad (4.29)$$

Damit wurde gezeigt, daß das System von Bild 4.5 zur Klasse der Systeme b von Bild 4.4 gehört. Es handelt sich um ein direkt adaptierendes Regelungssystem, das nach der Gleichung

$$\dot{k}_1 = -\alpha_1(k_1) x_w \cdot \frac{\partial x_w}{\partial k_1} \quad (4.30)$$

arbeitet. Die Abhängigkeit des Faktors α_1 von k_1 hat keinen Einfluß auf den Endwert k_1^+ nach Abschluß der Adaption. Aufgrund der Fehlerbewertungsfunktion f_1 minimiert das System daher ein quadratisches Integralkriterium, sofern in Gl. (4.2) ein M_E^D nach Gl. (4.20) verwendet wird. Das ist bei MARŠIK nicht der Fall. Er arbeitet mit vereinfachten Empfindlichkeitsmodellen von der Form

$$F(s) = \alpha_{10} \quad (4.31)$$

bzw. mit einem Hochpaßfilter von der Form

$$F(s) = \alpha_{10} \frac{T_s}{1+T_s s} \quad , \quad (4.32)$$

welches verwandt wird, um die Eigenschaften des Systems zu verbessern. Dies kommt besonders dann zum tragen, wenn $R_1 S_1$ keinen I-Anteil aufweist. Ohne Hochpaßfilter würde die bleibende Regelabweichung den Parameter k_1 an die Stabilitätsgrenze treiben. Für F nach Gl. (4.31) hat MARŠIK die Ein-Ausgangs-Stabilität seines Systems bewiesen. Gl. (4.30) geht damit über in

$$\dot{k}_1 = \alpha_{10} k_1 (w - x) x \quad (4.33)$$

Als implizite Lösung läßt sich dafür angeben

$$k_1(t) = k_1(0) e^{\alpha_{10} \left\{ \int_0^t w x d\tau - \int_0^t x^2 d\tau \right\}} \quad (4.34)$$

Die Lösung ist implizit, da x noch eine Funktion von k_1 ist. k_1 wird verkleinert oder bleibt konstant, wenn gilt

$$\int_0^t w x d\tau \leq \int_0^t x^2 d\tau \quad , \quad (4.35)$$

wobei das Gleichheitszeichen den Endwert k_1^+ festlegt. Der Beweis der Stabilität (MARŠIK) läßt sich unter der Voraussetzung daß $R_1 S_1$ stabil ist, folgendermaßen führen:

Bei instabilem Grundregelkreis gilt in (4.35) die Ungleichung, da alsdann x beliebig große Werte annimmt und damit das Integral über x^2 stärker anwächst als über $w x$. Dadurch wird k_1 nach Gl. (4.34) solange verkleinert, bis in (4.35) die Gleichheit erreicht worden ist, und also auch x kleiner geworden ist. Damit ist sichergestellt, daß das System auf ein endliches Eingangssignal w stets mit einem endlichen Ausgangssignal x antwortet, d.h. ein- ausgangs- stabil ist.

In diesem Zusammenhang läßt sich der Einfluß der Störgröße z behandeln. Nimmt man $w = 0$ und $z \neq 0$ an, dann wird durch z ein x erzeugt, welches aufgrund von Gl. (4.34) k_1 gegen null treibt. Damit werden Grundregelkreis und Adaptionseinrichtung unwirksam.

Über die erzielbare Regelqualität läßt sich auch eine Aussage machen. Der Endwert im zeitlichen Mittel k_1^+ wird erreicht, wenn in Gl. (4.35) im Mittel das Gleichheitszeichen gilt. Bei einem Einheitsprung der Führungsgröße w ergibt sich die Bedingung

$$\int_0^{\infty} x \, dt = \int_0^{\infty} x^2 \, dt \quad (4.36)$$

Das System stellt sich so ein, daß die lineare Regelfläche gleich der quadratischen Regelfläche wird. MARŠIK zeigt an einem Beispiel, daß sich etwas stärker gedämpfte Systeme ergeben als bei der Minimierung der quadratischen Regelfläche.

Die Ergebnisse der Betrachtung lassen sich wie folgt zusammenfassen. MARŠIK's System gehört zur Klasse der Systeme b nach Bild 4.4. Es arbeitet mit der Fehlerbewertungsfunktion $f_1 = 1/2 e^2$ sowie mit einem proportional zu k_1 veränderlichem α_1 und mit einem vereinfachten Empfindlichkeitsmodell. Es liefert damit ein anschauliches Beispiel für den Einfluß einer Vereinfachung des Empfindlichkeitsmodelles auf die Regelgüte. Als Besonderheit existiert für das System ein Stabilitätsbeweis. Störsignale beeinträchtigen die Adaption und dürfen beim Betrieb des Systems nicht unberücksichtigt bleiben.

4.3. Simulationsbeispiele^o

Die Überlegungen der vorangehenden Abschnitte über Empfindlichkeitsmodelle für große Parameterunsicherheiten und zur Adaption der Kreisverstärkung sowie die Verfahren zur Bestimmung und Anpassung der α_1 aus Kapitel 3 werden auf praktische Beispiele angewandt. Die Adaption der Kreisverstärkung wird am Beispiel eines drehzahlgeregelten Gleichstromantriebes untersucht. Als allgemeinerer Fall mit zwei adaptiven Parametern dient die Regelung einer Kugelmühle.

Ziel der Untersuchung ist es, unter anwendungsnahen Bedingungen eine Aussage über die Brauchbarkeit der Systeme und der Entwurfsmethoden zu erhalten. Die Brauchbarkeit bemißt sich nach deren Eigenschaften in den Punkten

- Stabilität
- Störsignalverhalten
- Adaptionsgeschwindigkeit
- Regelgüte
- Aufwand.

4.3.1. Drehzahlregelung mit Adaption der Kreisverstärkung

Man verwendet das Modell des drehzahlgeregelten Gleichstromantriebes aus dem Anhang Kapitel 7.1 und ergänzt es mit einer Adaptionseinrichtung für die Kreisverstärkung nach dem Vorbild von Bild 4.4. Es ergibt sich das System von Bild 4.6 mit dem Empfindlichkeitsmodell M_E^a nach Gl. (4.19) und der quadratischen Fehlerbewertungsfunktion $f_1 = (1/2) \times_w^2$ nach Gl. (3.41). Die gestrichelten Verbindungslinien gelten für das System nach MARŠIK gemäß Bild 4.5. Dabei entfällt M_E^a . Der Grundregelkreis wird wie in Bild 7.1.3 aufgebaut, wobei der Stromregelkreis F_I exakt nach Bild 7.1.2 gebildet wird. Die Parameter des Stromreglers ergeben sich aus Gln. (7.1.7) und (7.1.8). Da bei dieser Auslegung der Stromregelkreis nur noch von der Stromrichtertotzeit T_t abhängt, spielen weitere Maschinendaten keine Rolle. Das Empfindlichkeitsmodell entsteht aus Bild 7.1.3 mit den Gln (7.1.19) und (7.1.20) und $k_1 = T_M = 1$. Die Sollwertglättung entfällt hierbei.

Die Stabilitätsgrenze für den Reglerparameter k_1 beträgt für das System mit der Näherung F_I nach Gl. (7.1.22) $k_{10} = 3,84 T_M$.

^oDie Simulationen wurden auf dem Digitalrechner mit Hilfe des Programmsystems DISKOS durchgeführt.

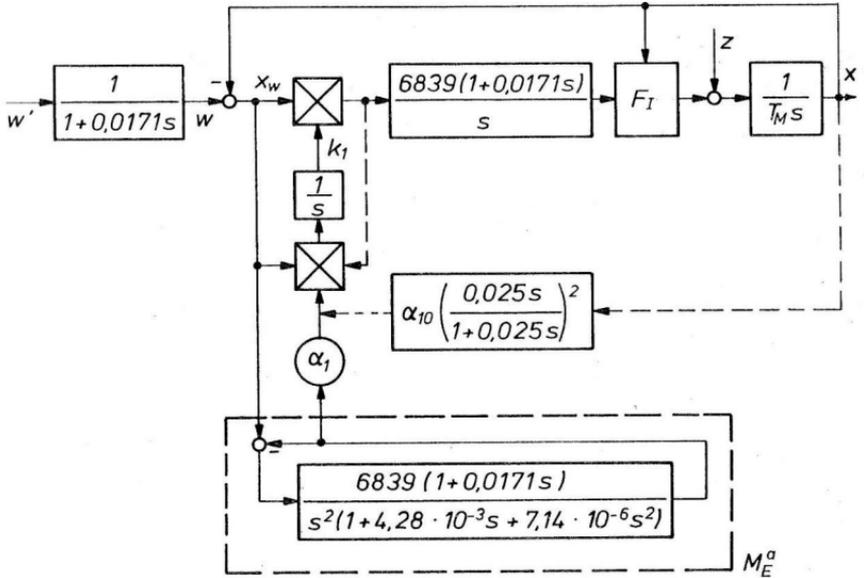


Bild 4.6 Direkt adaptierender Drehzahlregelkreis nach Bild 4.4 a.
 Gestrichelte Verbindung: System nach MARŠIK gemäß
 Bild 4.5
 (F_I ist der Stromregelkreis nach Bild 7.1.2)

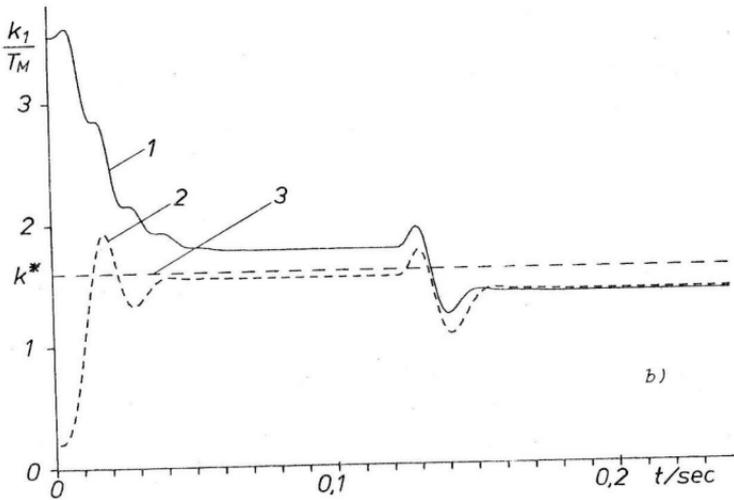
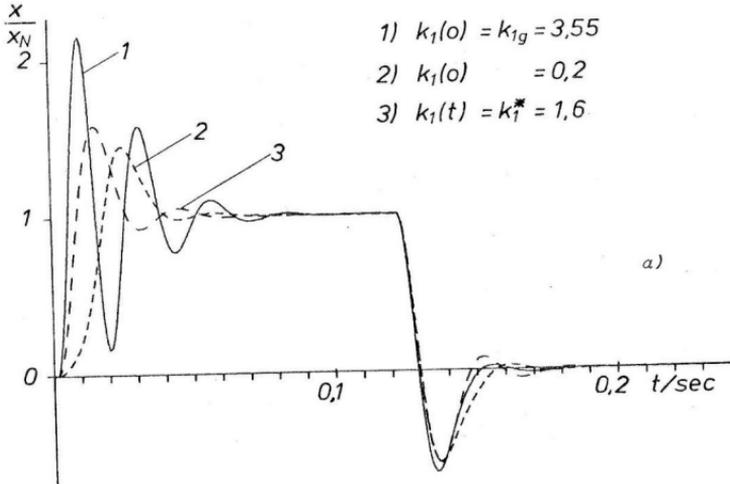


Bild 4.7 Adaptives System von Bild 4.4 bei Führungssprüngen ohne Sollwertglättung

a) Übergangsfunktionen bei verschiedenen Anfangswerten von k_1

b) Zeitverläufe von $k_1(t)$ zu a)

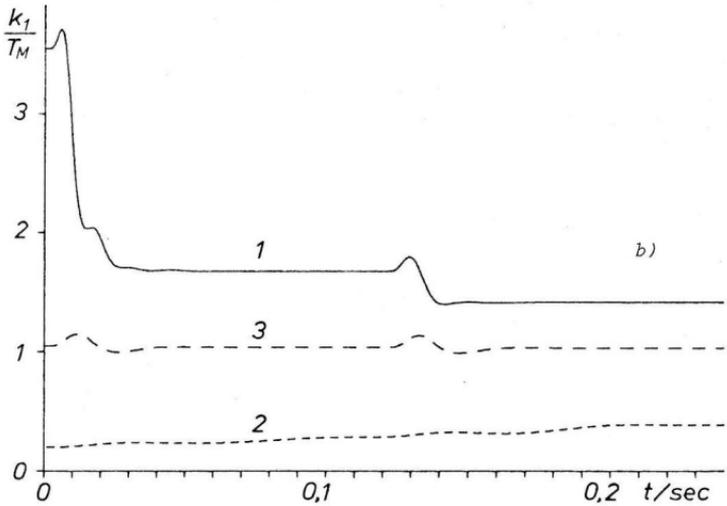
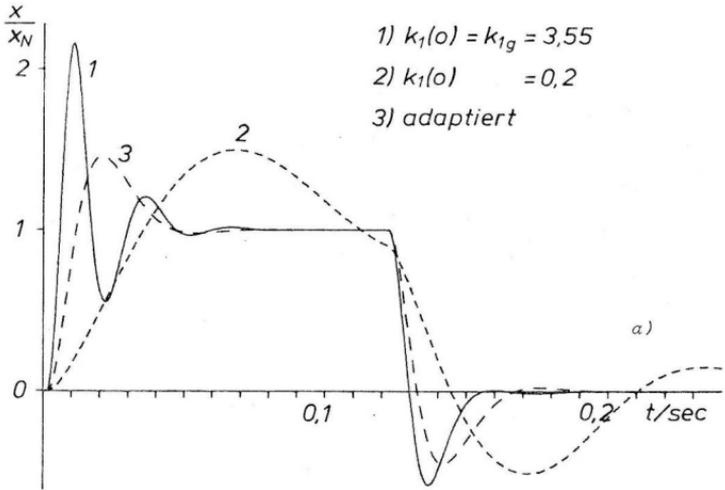


Bild 4.8 Adaptives System von MARŠIK bei Führungssprüngen ohne Sollwertglättung
a) Übergangsfunktionen bei verschiedenen Anfangswerten von k_1
b) Zeitverläufe von $k_1(t)$ zu a)

Die Simulation des genau mit der Totzeit nachgebildeten Grundregelkreises ergibt für die Stabilitätsgrenze

$$k_{1g} = 3,55 T_M \quad (4.37)$$

und für den Wert des Parameters im quadratischen Optimum auf einen Führungssprung

$$k_1^* = 1,6 T_M \quad (4.38)$$

Die Frequenz an der Stabilitätsgrenze folgt aus Gl. (7.1.23).

Für einen sechspulsigen Stromrichter mit $T_t = 0,00167 \text{ sec}$ (Netzfrequenz $f = 50 \text{ sec}^{-1}$) ergibt sich $\omega_{1g} = 324 \text{ sec}^{-1}$. Mit diesen Daten liefert Gl. (3.49) für den Proportionalitätsfaktor den Wert

$$\alpha_{N1} = - \frac{\omega_{1g} (k_1^* - k_{1g})}{\pi \beta_1 \hat{X}_w^2 |M_E^a(\omega_{1g})| \cos \varphi_1} = - \frac{324 \cdot (1,6 - 3,55)}{\pi \cdot 2 \cdot 1 \cdot 0,352 \cdot 1} = 285,7 \quad (4.39)$$

Für normierte λ_w ist α_{N1} dimensionslos. Bei dem System von MARŠIK gilt $\alpha_1 = \alpha_{10} \cdot k_1$. Man wählt α_{10} so, daß $\alpha_1 = \alpha_{N1}$ bei $k_1 = k_{1g}$ erreicht wird, d.h.

$$\alpha_{10} = \frac{\alpha_{N1}}{k_{1g}} = 80,5 \quad (4.40)$$

Mit der Festlegung der Proportionalitätsfaktoren sind die Systeme von Bild 4.6 vollständig beschrieben und sollen im folgenden mit unterschiedlichen Führungs- und Störsignalen simuliert werden. Dabei wird es sich dann als zweckmäßig erweisen, noch einige konstruktive Verbesserungen einzuführen.

Führungssprungsignale in Form einer Rechteckschwingung (siehe Anhang 7.4) werden auf das System von Bild 4.6 ohne Sollwertglättung gegeben. Bild 4.7 zeigt in den Kurven 1 und 2 die Übergangsfunktionen (a) und in (b) die Zeitverläufe des adaptiven Parameters k_1 bei unterschiedlichen Anfangswerten von k_1 . Bei Kurve 3 wurde k_1 konstant auf dem Wert $k_1^* = 1,6 T_M$ gehalten, bei dem das quadratische Integalkriterium minimal ist. Dieses Minimum wurde experimentell ermittelt. Durch die Adaption wird das quadratische Optimum angenähert,

jedoch nicht ganz erreicht. In dem dargestellten Zeitraum ist die Adaption nicht abgeschlossen. Bei der Weiterführung gleichen sich die Kurven 1 und 2 völlig einander an. Die Parameterverläufe steigen im geradlinigen Verlauf noch etwas an, bleiben aber unterhalb der Kurve 3. Das adaptive System ist daher nach Abschluß der Adaption stärker gedämpft als das feste Optimalsystem. Aufgrund der Parameterschwankungen bei jedem Sprung stellt sich jedoch ein größeres Überschwingen ein. Diese Abweichungen können durch eine Verkleinerung von α_1 verringert werden. Damit verläuft der Adaptionsvorgang jedoch langsamer. Die Adaptionsgenauigkeit kann daher nur auf Kosten der Adaptionsgeschwindigkeit vergrößert werden.

Durch die Vergrößerung von α_1 ließe sich die Adaptionsgeschwindigkeit noch geringfügig verbessern. Die vorliegende Einstellung liefert nach einem Einschwingvorgang ein Ergebnis, das für praktische Bedürfnisse als zufriedenstellend angesehen werden kann.

Die Ergebnisse zu dem adaptiven System von MARŠIK (Bild 4.6 mit den gestrichelten Verbindungen) zeigt Bild 4.8 ebenfalls für Führungssprungsignale ohne Sollwertglättung. Die Übergangsfunktionen (a) zeigen in Kurve 1 ein günstigeres Ergebnis als in Bild 4.7 a. Das System wird schneller stabilisiert. Der Verlauf von Kurve 2 ist jedoch nicht brauchbar. Die Zeitverläufe des adaptiven Parameters zeigen die Ursache dieses Verhaltens: Bei kleinen k_1 , auch in der Umgebung des Endwertes der Adaption, ist die Adaptionsgeschwindigkeit klein. Der Endwert der Adaption liegt nahe am Symmetrischen Optimum, d.h. $k_1^+ \approx T_M$.

Die Adaptionsgeschwindigkeit bei kleinem k_1 läßt sich natürlich durch eine Vergrößerung von α_{10} anheben. Da das System für alle α_{10} stabil ist, bestehen von dieser Seite keine Einschränkungen. Trotzdem muß diese Vergrößerung in engen Grenzen bleiben, da sonst k_1 von großen Anfangswerten aus beim ersten Sprung auf null gefahren wird und dort stecken bleibt. Dieser Nachteil dieses originellen Systems ließe sich sicher noch beheben. Im folgenden soll es jedoch nicht weiter betrachtet werden, da es nicht auf Störsignale adaptieren kann.

Betrachtet wird nun wieder das erste System bei Führungssprungsignalen, aber diesmal mit Sollwertglättung. Die Ergebnisse zeigt Bild 4.9. Die Kurven 1 in den Bildern a und b lassen erkennen, daß

die Adaption mit dem nach Gl. (4.39) berechneten α_1 sehr langsam abläuft. Die Ursache liegt darin, daß infolge der Sollwertglättung das System wesentlich schwächer angeregt wird als bei einem direkten Sprung und man deshalb ein kleineres Fehlersignal bekommt. Die Regelabweichung setzt mit einer Schwingung ein, deren erste Amplitude nur den Wert $\hat{x}_w = 0,218 x_N$ erreicht. Gemäß Gl. (3.54) kann α_1 quadratisch über die Amplituden umgerechnet werden. Als angepaßten Wert erhält man

$$\alpha_1 = \alpha_{N1} \left(\frac{x_N}{\hat{x}_w} \right)^2 = 286 \cdot \frac{1}{0,218^2} = 6018 \quad (4.41)$$

Das Ergebnis für diese Auslegung zeigen die Kurven 2 von Bild 4.9 a und b. Die Adaption läuft jetzt mit gleicher Geschwindigkeit ab wie in Bild 4.7. Der Endwert von k_1 liegt aber bei größeren Werten als dort. Dies beruht auf der Fähigkeit des direkt adaptierenden Systems, sich an die unterschiedlichen Eigenschaften der Signale anpassen zu können. Die Abhängigkeit der Adaptionsgeschwindigkeit von den Eigenschaften der Signale ist unerwünscht. In Unterabschnitt 3.3.2 wurden daher Verfahren entwickelt, mit denen diese Abhängigkeit weitgehend beseitigt werden kann. Die wirkungsvollste Methode ist die Spitzenwertnormierung des Gradienten nach Bild 3.6. Diese Normierung wird in das System von Bild 4.4 eingeführt. Das Ergebnis zeigen die Kurven 3 der Bilder 4.9 a und b. Der Zeitverlauf von $k_1(t)$ in Bild 4.9 b paßt sich der Kurve 2 an. Zu Beginn der Adaption läuft der Parameter jedoch in stärkerem Maße, als dies bei Kurve 2 der Fall ist, in die falsche Richtung. Dies ist eine Folge der Normierung, die auch kleine Gradientenwerte stark gewichtet. Um den damit verbundenen Unregelmäßigkeiten im Verlauf von $k_1(t)$ entgegenzuwirken, mußte α_1 um ein Drittel verkleinert werden, d.h.

$$\alpha_1 = \frac{\alpha_{N1}}{3} = \frac{286}{3} = 95,3 \quad (4.42)$$

Im Vergleich zur Kurve 1 führt die Normierung des Gradienten zu einer erheblichen Steigerung der Adaptionsgeschwindigkeit. Diese wird nahezu unabhängig von der Signalintensität.

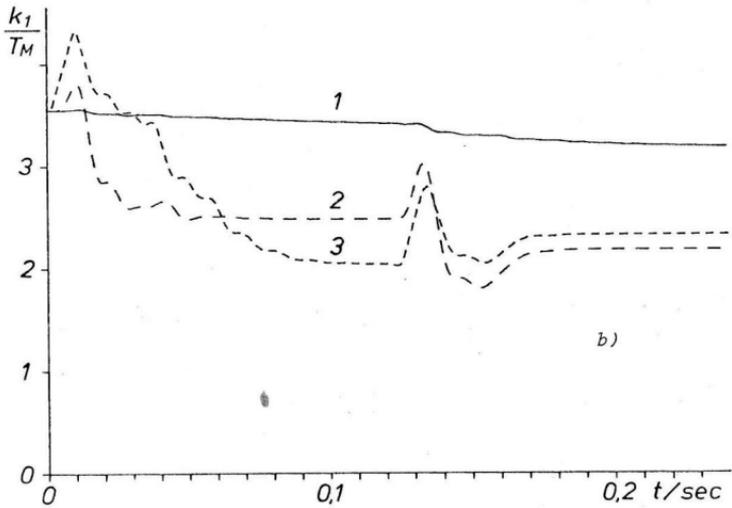
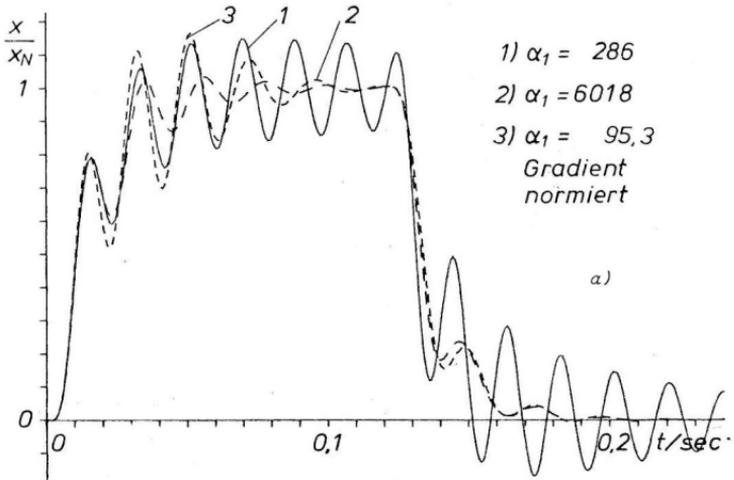


Bild 4.9 Adaptives System von Bild 4.6 mit Sollwertglättung bei Führungssprüngen

a) Übergangsfunktionen für $k_1(0) = 3,55 T_M$

b) Zeitverläufe von $k_1(t)$ zu a)

Durch die Adaption wird das System stabilisiert und stellt sich auf die Eigenschaften des Signals ein, insofern als das Minimum des quadratischen Fehlerintegrals angestrebt wird. Als minimaler Parameter wurde experimentell für das nichtadaptive System $k_1^* = 2,6 T_M$ ermittelt bei sollwertgeglätteten Sprungsignalen. Das Ergebnis sind im vorliegenden Fall ein relativ großer Endwert des Parameters k_1 und ein dementsprechend schwach gedämpftes System. Es ist denkbar, daß bei manchen Anwendungen diese schwache Dämpfung des Antriebes unerwünscht ist. In solchen Fällen kann die Lage des Optimums zu kleineren Werten von k_1 verschoben werden, indem die Optimierung auf die hochpaßgefilterte Regelabweichung angewandt wird, d.h. auf

$$X_w'(s) = H(s) X_w(s) \quad (4.43)$$

Für das adaptive System bedeutet dies, daß die Adaptionseinrichtung mit dem Signal x_w' versorgt wird und daher ein Signal mit angehobenen höheren Frequenzen zugeführt bekommt. Das Ergebnis einer Simulation mit dem Filter

$$H(s) = \frac{1 + 0,0171 s}{1 + 0,0008 s} \quad (4.44)$$

das die Wirkung der Sollwertglättung für die Adaptionseinrichtung näherungsweise aufhebt, zeigt Bild 4.10 mit den Kurven 1 und 2. Mit Kurve 3 wurde die Übergangsfunktion des selben Systems ohne Hochpaßfilter zum Vergleich dargestellt (gleiche Kurve wie in Bild 4.9a). Das Hochpaßfilter bewirkt eine schnellere Adaption und führt zu einem stärker gedämpften System. Der Parameterverlauf von Kurve 2 konvergiert zu niedrigeren Werten als in Bild 4.9 b.

Das Ergebnis der Adaption eines direkt adaptierenden Regelungssystems kann also durch ein Filter vor der Adaptionseinrichtung beeinflusst werden. Ein Hochpaßfilter bewirkt eine Vergrößerung der Dämpfung. Ein Tiefpaßfilter würde zu einer Verkleinerung führen.

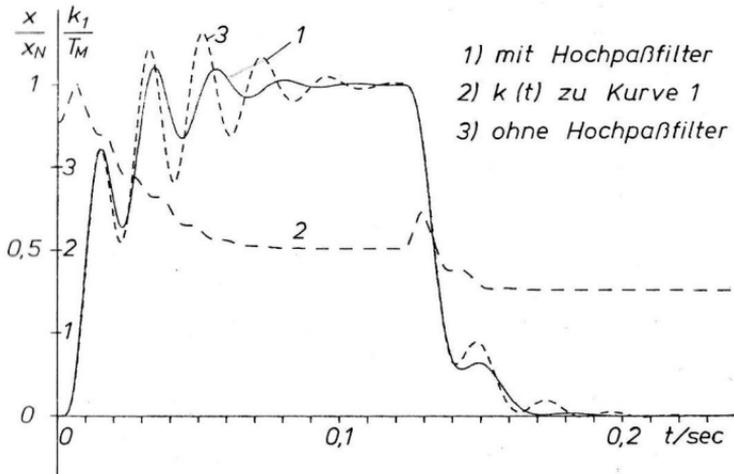


Bild 4.10 Übergangsfunktionen und Parameterverlauf mit und ohne Hochpaßfilter bei normiertem Gradienten und Sollwertglättung

Die Betrachtung zur Adaption mit Führungssignalen schließt ab mit einem Beispiel, bei dem nur die Phaseninformation, d.h. das Vorzeichen des Gradienten gemäß Gl. (3.57) verwendet wird, d.h.

$$\dot{k}_1 = -\alpha_1 \operatorname{sgn} \left\{ x_w \frac{\partial x_w}{\partial k_1} \right\} \quad (4.45)$$

Der Proportionalitätsfaktor α_1 wird hier nach Gl. (3.59) berechnet. Dazu schätzt man von Kurve 3 in Bild 4.7 a die Periodendauer des adaptiven Systems ab und erhält etwa $T_0 = 0,029$ sec. Die Schwankungsbreite des Parameters soll $\Delta k_1^+ = 0,05k_1^+$ bei

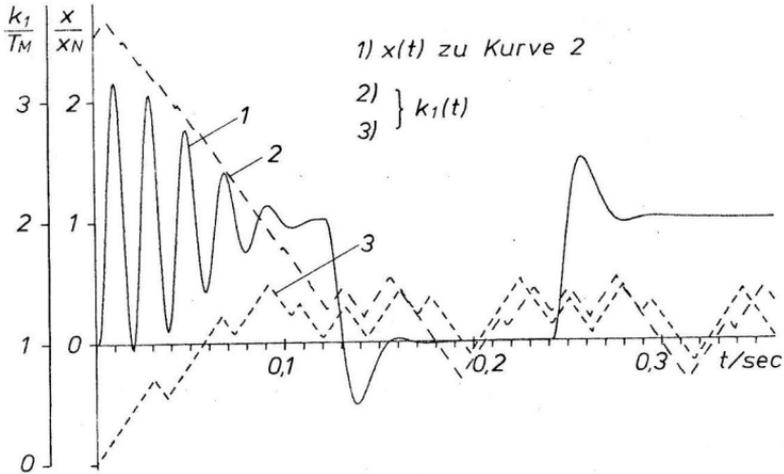


Bild 4.11 Übergangsfunktion und Parameterverläufe bei Adaption mit dem Vorzeichen des Gradienten (ohne Sollwertglättung)

dem Endwert $k_1^* = 1,6 T_M$ betragen dürfen. Damit ergibt sich ($T_M = 1$)

$$\alpha_1 = \frac{8 \cdot \Delta k_1^*}{T_0} = \frac{8 \cdot 0,05 \cdot 1,6}{0,029} = 22,1 \quad (4.46)$$

Bild 4.11 zeigt das Ergebnis einer Simulation für zwei unterschiedliche Anfangswerte von k_1 . Die Kurven 2 und 3 zeigen die Parameterverläufe für die Anfangswerte $k_1(0) = 3,55 T_M$ (Stabilitätsgrenze) und $k_1(0) = 0,2 T_M$. Kurve 1 gibt den zur Kurve 2 gehörigen Verlauf der Regelgröße wieder.

Bild 4.11 zeigt die Brauchbarkeit des Lösungsweges, der zu leicht realisierbaren und von der Signalintensität unabhängigen Systemen führt. Die Adaption ist nach dem ersten Einschwingvorgang abgeschlossen. Der Parameter k_1 bleibt im Mittel unterhalb des quadra-

tischen Optimums ($k_1^* = 1,6 T_M$). Dieses Ergebnis erklärt sich aus der Verwandtschaft des Systems mit jenem System, welches das Betragsfehlerintegral minimiert.

In den vorangehenden Simulationsbeispielen zum System von Bild 4.6 wurden ausschließlich Führungssignale verwendet ($z \equiv 0$). Im nachfolgenden wird der Fall der Anregung durch die Störgröße z bei $w = 0$ betrachtet. Zunächst wird ein periodisches Sprungsignal verwendet mit der Halbperiode $T_B = 0,12$ sec. Das Ergebnis der Simulation zeigt Bild 4.12. Im Teil a des Bildes sind die Ergebnisse für das System ohne Hochpaßfilter und im Teil b mit Hochpaßfilter vor dem Eingang der Adaptionseinrichtung nach Gl. (4.43) dargestellt. Zu sehen sind jeweils die Regelgröße und der zugehörige Verlauf $k_1(t)$ ausgehend von der Stabilitätsgrenze. Bei einem Störsprung von der Größe des Nennmomentes bildet die Regelgröße und damit auch die Regelabweichung nur eine erste Amplitude von etwa $\hat{x}_w = 0,005 x_N$ aus. Wollte man eine Anpassung von α_1 in der gleichen Weise durchführen, wie dies im Fall der Sollwertglättung mit Gl. (4.40) erfolgte, so müßte α_1 den Wert

$$\alpha_1 = \alpha_{N1} \left(\frac{x_N}{\hat{x}_w} \right)^2 = 286 \left(\frac{1}{0,005} \right)^2 = 11\,440\,000 \quad (4.47)$$

erhalten. Dieser Wert ist 40 000 mal größer als in dem Beispiel mit Führungssprungsignalen ohne Sollwertglättung und 1 901 mal größer als in dem Beispiel mit Sollwertglättung. Diese Zahlen werden genannt, um deutlich zu machen, in welchem starkem Maße die günstigen α_1 -Werte von den Signalbedingungen abhängen können. Diese Abhängigkeit wird durch das Verfahren des spitzwertnormierten Gradienten nach Bild (3.6) automatisch behoben und ist bei der Simulation von Bild 4.12 zur Anwendung gekommen. Mit Störsignalen werden daher gleich gute Adaptionsergebnisse erzielt wie mit Führungssignalen.

Der Vergleich der Bilder 4.12 a und b bestätigt das Ergebnis von Bild 4.10 und zeigt deutlich den Einfluß des Hochpaßfilters. Das System erreicht in Bild a einen stärker gedämpften Zustand als in Bild b. Außerdem ist die Adaptionsgeschwindigkeit größer und das System wird schneller stabilisiert. Dafür muß man größere maximale Auslenkungen in Kauf nehmen.

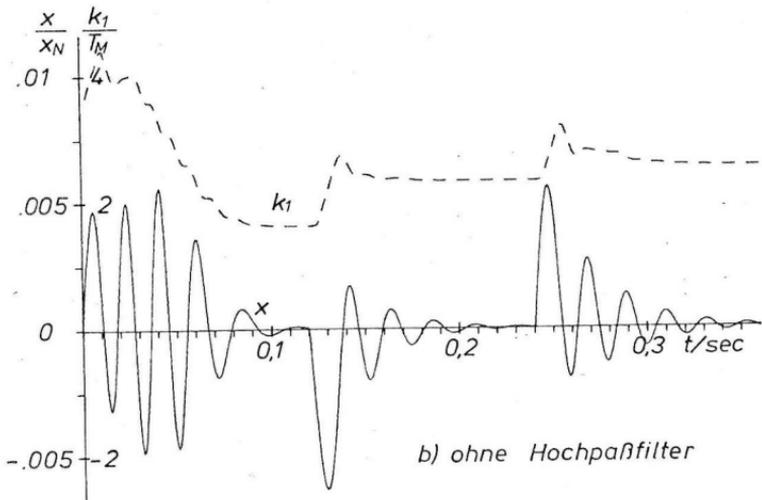
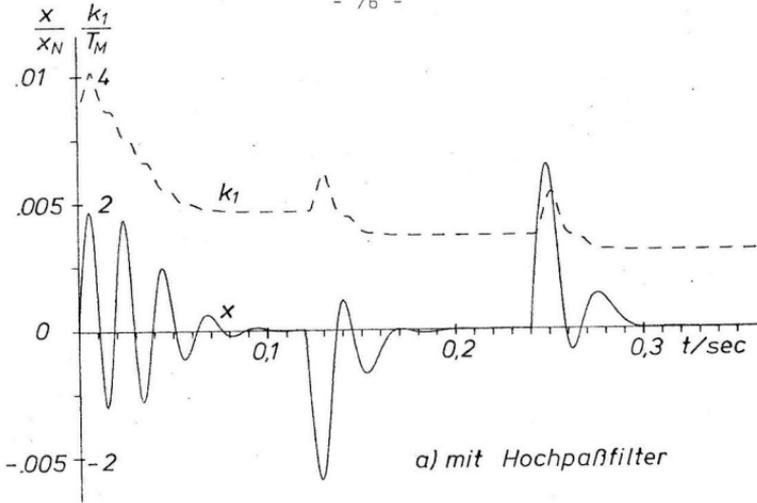


Bild 4.12 Störantwortfunktionen ($\omega=0$) und Parameterverläufe
a) mit Hochpaßfilter
b) ohne Hochpaßfilter

Abschließend wird noch der Fall stochastischer Störsignale betrachtet. Zunächst verwendet wird ein normalverteiltes Stufensignal nach Anhang 7.4, dessen Stufenbreite mit $h = 0,0023 \text{ sec}$ so klein ist, daß das Signal für das System den Charakter eines weißen Rauschens hat. Für die Bandbreite ω_B des Systems wurde dabei in Gl. (7.4.10) die Frequenz ω_g an der Stabilitätsgrenze nach Gl. (7.1.23) eingesetzt. Das Ergebnis der Simulation zeigt Bild 4.13 mit den Parameterverläufen (a) und der zeitlichen Entwicklung des quadratischen Güteintegrals (b). Bei den Kurven 1 und 2 beginnt die Simulation jeweils an der Stabilitätsgrenze. Bei den Kurven 3 wurde der adaptive Parameter konstant auf dem optimalen Wert

$$k_1^* = 1,59 T_M \quad (4.48)$$

gehalten, der sich analytisch durch die Minimierung der mittleren quadratischen Abweichung ergibt.

Die Kurven 1 zeigen das Verhalten des Systems bei spitzenwertnormiertem Gradienten und bei gleichem α_1 -Wert wie in Bild 4.12. Die Schwankungsbreite Δk_1 des adaptiven Parameters ist relativ groß und führt zum ungünstigen Verlauf des Integralkriteriums in Bild 4.13 b. Der Versuch wurde daher mit einer Regelung der relativen Schwankungsbreite nach Bild 3.8 wiederholt. Dabei wurde ein Hochpaßfilter mit der Übertragungsfunktion

$$H(s) = \frac{0,0125 s}{1 + 0,0125 s} \quad (4.49)$$

und ein Verstärkungsfaktor $V = 50$ verwendet. Als Sollgröße der relativen Schwankungsbreite wurde

$$\left(\frac{\Delta k_1}{k_1} \right)_{\text{soll}} = 0,05 \quad (4.50)$$

vorgegeben. Die Begrenzung des Integratorausganges von Bild 3.8 lag zwischen $+1$ und $+0,1$. Die Simulation begann mit dem Anfangswert $+1$.

Das Ergebnis der Simulation zeigen die Kurven 2 in Bild 4.13. Der Parameterverlauf zeigt nun deutlich die Tendenz, den optimalen Parameterwert zu approximieren. Entsprechend fällt auch das Ergebnis

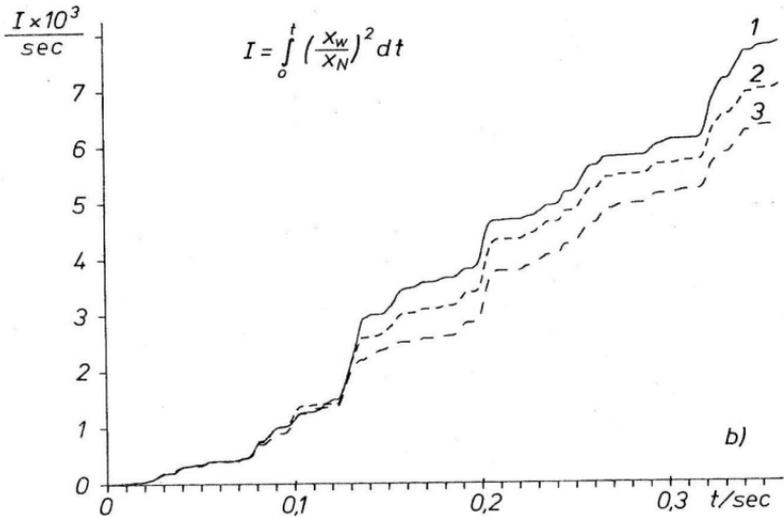
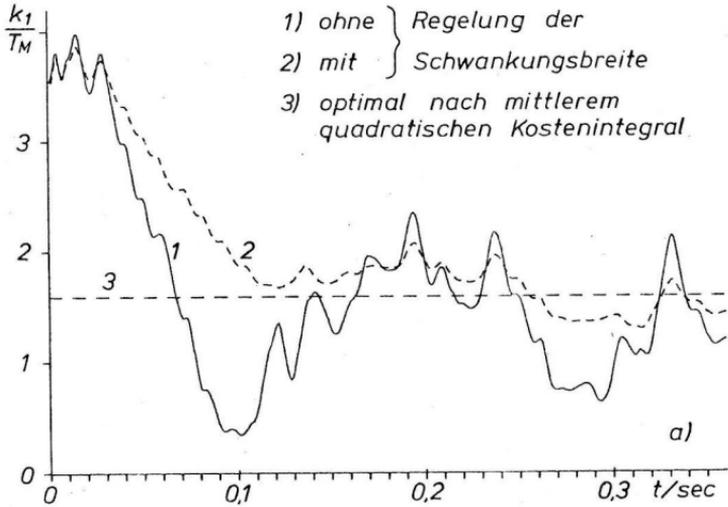


Bild 4.13 System von Bild 4.6 bei normalverteiltem weißem Rauschsignal als Störung
a) Parameterverläufe
b) zeitliche Entwicklung des Güteintegrals

des Güteintegrals in Bild b besser aus. Das Ergebnis des optimalen festen Systems der Kurven 3 wird jedoch nicht erreicht.

Das adaptive System ist dafür Überlegen, wenn Parameteränderungen auftreten. Dies zeigt ein Versuch mit farbigem normalverteilten Rauschen. Dazu wird das gleiche Stufensignal wie vorher verwendet, aber die Stufenbreite auf $h = 0,015$ sec erhöht. Das Signal ist mit Kurve 1 in Bild 4.14 dargestellt. Das feste System mit dem für weißes Rauschen optimalen Parameter nach Gl. (4.47) liefert jetzt den Verlauf des Integralkriteriums von Kurve 2, während das adaptive System mit den oben zuletzt genannten Daten den günstigeren Verlauf von Kurve 3 aufweist.

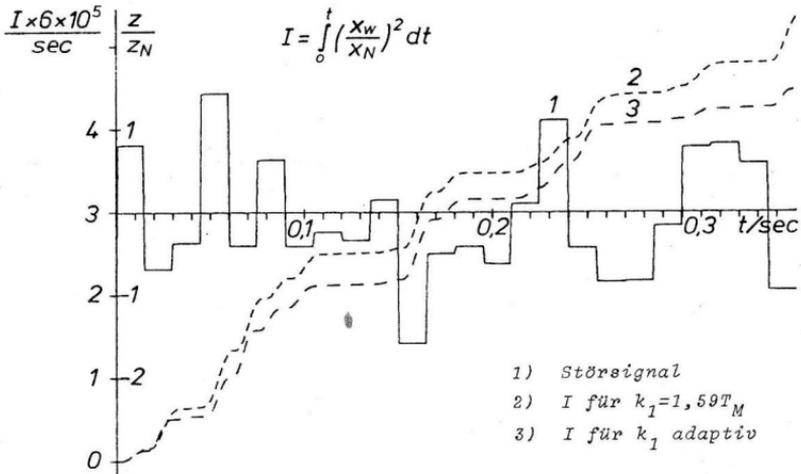


Bild 4.14 Vergleich des festen mit dem adaptiven System bei farbigem Rauschen als Störsignal

Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß der optimale Parameter k_1^* von Gl. (4.47), der für das weiße Störsignal analytisch berechnet wurde, mit dem experimentell ermittelten Parameter von Gl. (4.37), der für sprungförmige Führungssignale optimal ist, im Rahmen der Simulationsgenauigkeit übereinstimmt. Dies ist kein

Zufall, sondern läßt sich mit Hilfe des Äquivalenztheorems für Rauschsignale und deterministische Impulse erklären (s. SCHLITT u. DITTRICH /55/, S. 87). Danach liegt das Minimum des quadratischen Integralkriteriums bei Anregung eines linearen Systems durch einen Impuls bei gleichen Parameterwerten wie das Minimum des mittleren quadratischen Integralkriteriums bei Anregung durch ein weißes Rauschsignal. Die Optimierung führt also zu dem gleichen Ergebnis, wenn statt des weißen Rauschens für z in Bild 4.6 ein einmaliger Impuls angelegt wird. Ein Impuls bei z ist aber äquivalent zu einem Sprung bei w .

Bisher sind immer Fälle betrachtet worden, bei denen sich die Reglerparameter von irgendwelchen Anfangswerten ausgehend auf feste Streckenparameter einstellen mußten. Dies kann aber auch als die Adaption auf eine sprungförmige Änderung der Streckenparameter zum Zeitpunkt $t = 0$ gedeutet werden. Abschließend zu den Beispielen mit einem adaptiven Parameter sei nun noch expliziert der Fall betrachtet, daß sich ein Streckenparameter kontinuierlich ändert und die Kreisverstärkung fortlaufend angepaßt wird. Dazu wird der Versuch von Bild 4.13 mit Regelung der Schwankungsbreite wiederholt. Diesmal beginnt der Verlauf von k_1 jedoch bei seinem optimalen Wert, und der Verstärkungsfaktor c der Strecke ändert sich sinusförmig. Das Ergebnis der Simulation zeigt Bild 4.15a. Dargestellt sind die Verläufe der Regelgröße sowie des adaptiven Parameters k_1 und die Motorzeitkonstante T_M , die gleich dem Kehrwert des Verstärkungsfaktors c der Strecke ist, d. h.

$$T_M = c^{-1} = \sin^{-1} 2\pi t.$$

Die optimale Kreisverstärkung beträgt $k_1/T_M = 1,6$. Wegen der 1,6-fach größeren Darstellung von T_M wird die optimale Einstellung in Bild 4.15a immer dann erreicht, wenn die Verläufe von k_1 und T_M übereinstimmen. Bei der Verkleinerung von T_M folgt k_1 um den Verlauf von T_M schwankend im Mittel relativ gut. Bei der Vergrößerung von T_M bleibt jedoch eine größere Abweichung vom optimalen Wert bestehen. Dies hängt damit zusammen, daß die Regelgüte bei zu großem k_1 wesentlich stärker beeinflußt wird als bei zu kleinem k_1 .

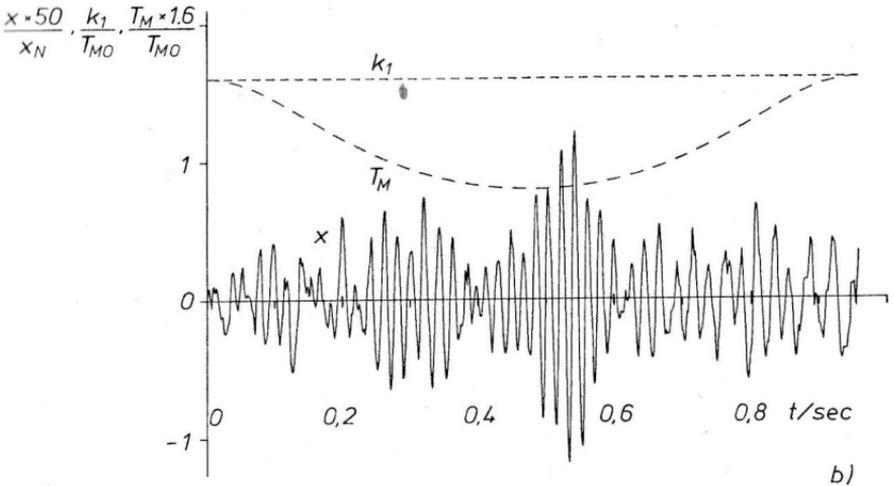
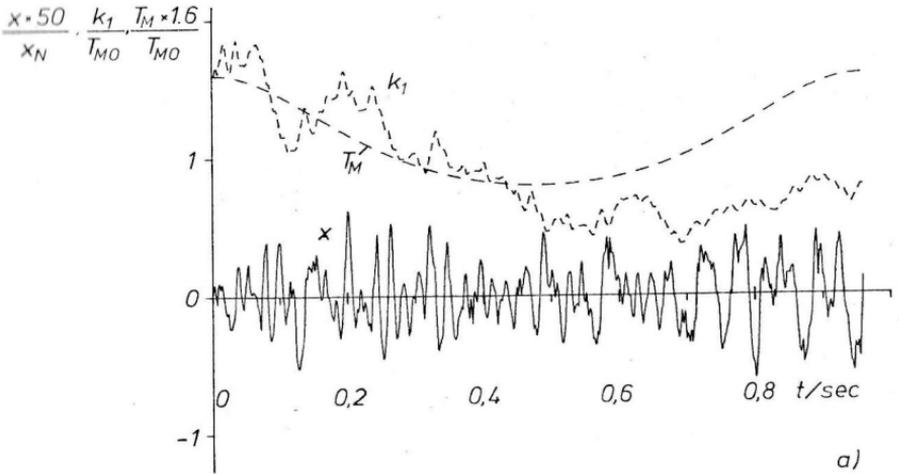


Bild 4.15 System von Bild 4.6 mit Regelung der Schwankungsbreite bei normalverteiltem weißen Rauschsignal als Störung und veränderlichem Streckenparameter T_M

- a) adaptiv
- b) ohne Adaption

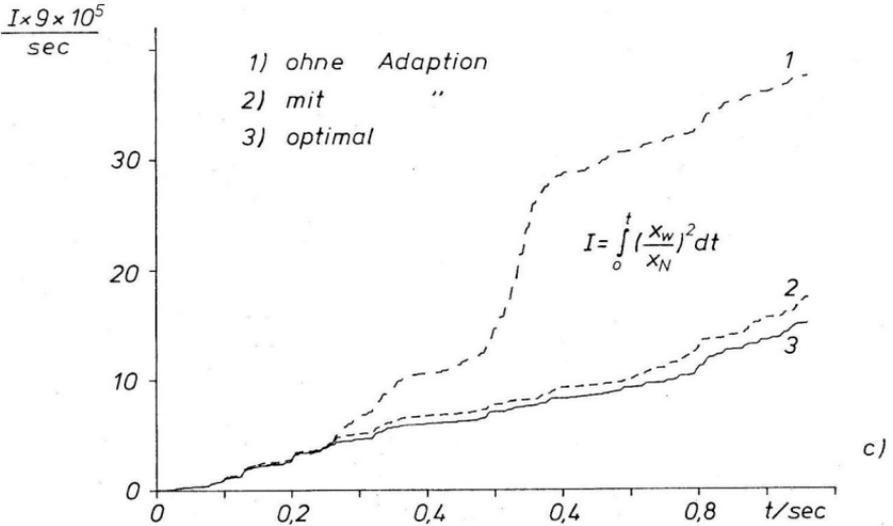


Bild 4.15 c Güteintegral-Verläufe zu a und b

Als Vergleich zum adaptiven System wurde das nicht adaptive System simuliert ($k_1 = \text{konst.}$). Das Ergebnis zeigt Bild 4.15b. Die wesentlich schlechtere Regelgüte wird im Verlauf der Regelgröße deutlich. Bild 4.15c schließlich zeigt den Verlauf der Güteintegrale des adaptiven und des nicht adaptiven Systems im Vergleich zum optimalen System. Das adaptive System weist dabei nur einen geringfügig schlechteren Verlauf des Güteintegrals (Kurve 2) auf als das optimale System (Kurve 3).

4.3.2. Regelung einer Kugelmühle mit zwei adaptiven Parametern

Der Grundregelkreis der Kugelmühle aus dem Anhang Bild 7.2.4 wird gemäß der Struktur von Bild 4.1 mit einer Adaptionseinrichtung zu einem direkt adaptierenden Regelungssystem ergänzt. Mit der Fehlerbewertungsfunktion $f_2(x_w) = |x_w|$ ergibt sich das System von Bild 4.16. Für den Variationsbereich der Streckenparameter

$$\begin{aligned}c &= 1,7 \dots 5, \\ \bar{T} &= 10 \text{ min} \dots 30 \text{ min}\end{aligned}\quad (4.51)$$

bei konstantem $\tau = 3 \text{ min}$ konnte auf die Identifikation der Streckenparameter verzichtet werden mit der Wahl eines festen, optimierten Empfindlichkeitsmodelles $M_{E1/2}^B$ nach Unterabschnitt 4.1.3. (Gl. (4.13)). Als Parameter des Modelles wurden

$$\begin{aligned}\hat{c} &= 3,35 \\ \hat{T} &= 14 \text{ min} \\ \hat{\tau} &= 3 \text{ min}\end{aligned}\quad (4.52)$$

gewählt. Die optimalen Reglerparameter des Modelles wurden mit den Gln. (7.2.8) bestimmt. Es ergaben sich:

$$\begin{aligned}\hat{k}_1^* &= 0,173 \text{ min}^{-1} \\ \hat{k}_2^* &= 1,342\end{aligned}\quad (4.53)$$

Das Empfindlichkeitsmodell liefert beide Empfindlichkeitsfunktionen für k_1 und k_2 gleichzeitig.

Jeder der Blöcke A1 und A2 enthält die Verfahren zur Spitzenwertnormierung des Gradienten nach Bild 3.7 und zur Regelung der Schwankungsbreite nach Bild 3.9. Die Parameter in Bild 3.7 betragen dabei

$$\begin{aligned}V &= 5 \\ \tau &= 10 \text{ min}\end{aligned}\quad (4.54)$$

In Bild 3.9 haben zwei Hochpaßfilter die Übertragungsfunktion

$$H(s) = \frac{0,1s}{1 + 0,1s}\quad (4.55)$$

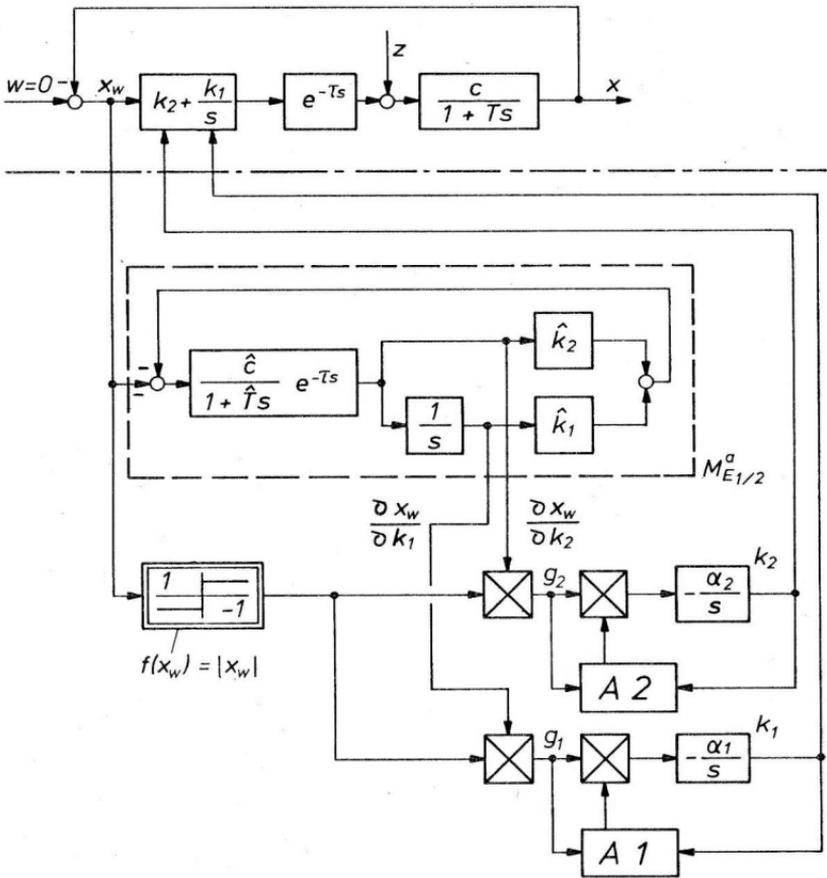


Bild 4.16 Direkt adaptierendes Regelungssystem für die Kugelmühle

und der Verstärkungsfaktor beträgt $V' = 1$. Der Sollwert der relativen Schwankungsbreite war

$$\left(\frac{\Delta k_i}{k_i} \right)_{\text{soll}} = 0,05 \quad (4.56)$$

Die obere und untere Begrenzung von $1/\beta_1^i$ lag bei 3 und 0,2.

Zur vollständigen Beschreibung bleiben noch die Bestimmung der Proportionalitätsfaktoren α_1 und α_2 sowie die Beschreibung des Störsignals $z(t)$ übrig. Die α_1 berechnet man aus Gl. (3.50). Die darin benötigten Werte an der Stabilitätsgrenze für Parameter und Kreisfrequenz ergeben sich aus den Gln. (7.2.12) und (7.2.13).

Man erhält für

$$\begin{aligned} C &= 3,35 \\ T &= 14 \text{ min} \\ k_1^* &= 0,173 \text{ min}^{-1} \\ k_2^* &= 1,342 \end{aligned} \quad (4.57)$$

die folgenden Werte:

$$\begin{aligned} k_{1g} &= 0,357 \text{ min}^{-1}, & \omega_{1g} &= 0,384 \text{ min}^{-1} \\ k_{2g} &= 2,16, & \omega_{2g} &= 0,518 \text{ min}^{-1} \end{aligned} \quad (4.58)$$

Die Gl. (3.50) liefert damit die Proportionalitätsfaktoren

$$\alpha_{Ni} = - \frac{\omega_{ig} (k_1^* - k_{ig})}{4 \beta_i \hat{x}_w |M_{Ei}^a(\omega_{ig})| \cos \varphi_i} \quad ; \quad (3.50)$$

$$\alpha_{N1} = - \frac{0,384 (0,173 - 0,357)}{4 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 5,49 \cdot \cos(0,3^\circ)} = 0,0016 \text{ min}^{-2} \quad (4.59)$$

$$\alpha_{N2} = - \frac{0,518 (1,342 - 2,16)}{4 \cdot 2 \cdot 1 \cdot 1,223 \cdot \cos(0,62^\circ)} = 0,0433 \text{ min}^{-1} \quad (4.60)$$

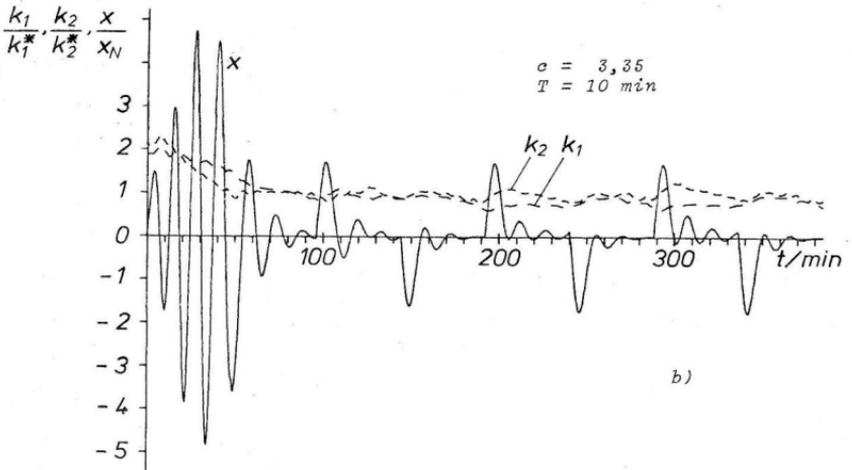
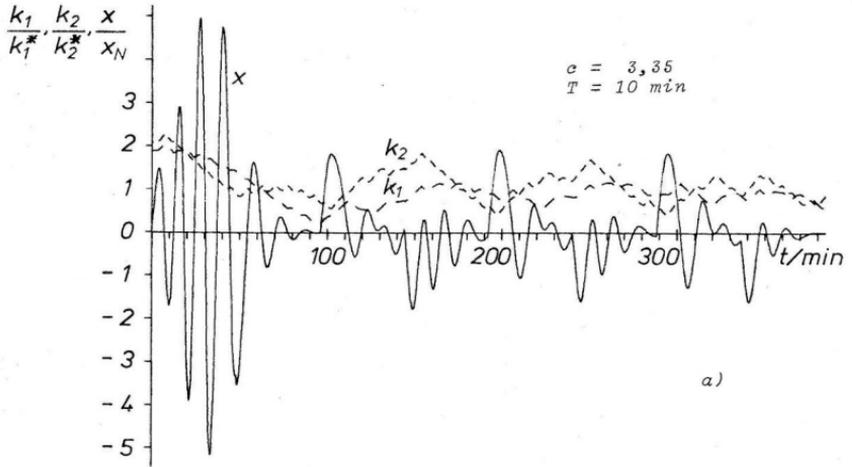


Bild 4.17 Regelgröße und Parameterverläufe der adaptiv geregelten Kugelmühle bei periodischen Störsprüngen (Mühlzeitkonstante $T = 10 \text{ min.}$)

- a) ohne Regelung der Schwankungsbreite
- b) mit Regelung der Schwankungsbreite

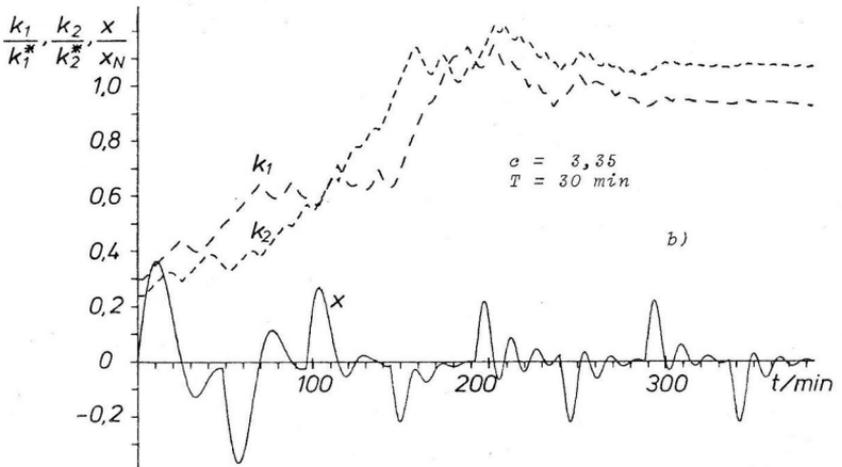
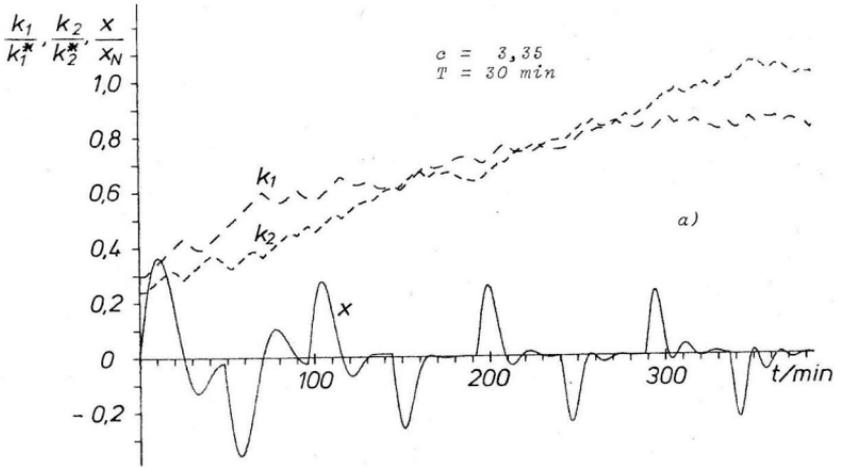


Bild 4.18 Regelgröße und Parameterverläufe der adaptiv geregelten Kugelmühle bei periodischen Störsprüngen (Mühlenszeitkonstante $T = 30 \text{ min.}$)
a) ohne Regelung der Schwankungsbreite
b) mit Regelung der Schwankungsbreite

Da die Gradienten nach dem Verfahren von Bild 3.7 normiert werden, sind die tatsächlich verwendeten α -Werte um $1/3$ kleiner zu wählen. Damit ergibt sich

$$\begin{aligned}\alpha_1 &= 0,00053 \text{ min}^{-2} \\ \alpha_2 &= 0,0144 \text{ min}^{-1}\end{aligned}\quad (4.61)$$

Als Störsignal z wird für die Simulation ein positives periodisches Rechtecksignal verwendet mit der Halbwellenbreite $T_B = 48$ min, da in diesem Fall die Ergebnisse besonders anschaulich werden.

Bild 4.17 zeigt zwei Ergebnisse für den Fall $c = 3,35$; $T = 10$ min; $\tau = 3$ min. Als Anfangswerte der adaptiven Parameter werden die Werte der k_i der EM genommen. Wie Bild 4.17 zeigt, ist das System zu Beginn der Simulation instabil. Es stellen sich aufklingende Dauerschwingungen ein, die aber durch die Adaption der Reglerparameter stabilisiert werden.

In Bild 4.17a wurde die Regelung der Schwankungsbreite der Parameter k_i nach Bild 3.9 nicht angewendet. Die Regelgröße x zeigt einen ungleichmäßigen, teilweise nur schwach gedämpften Verlauf. Dazu korrespondieren stark schwankende Parameter k_i . Mit einer Regelung der Schwankungsbreite wird bei gleich schneller Anfangsstabilisierung ein Ergebnis erzielt, das nahe am Optimum liegt (b).

Bei den gleichen Parametern wie oben, aber mit $T = 30$ min erhält man die Ergebnisse von Bild 4.18. Dargestellt sind wieder die Fälle ohne (a) und mit (b) Regelung der Schwankungsbreite. Deren Einfluß macht sich am deutlichsten in der beschleunigten Konvergenz der adaptiven Parameter von Bild 4.18b im Vergleich zu Bild 4.18a bemerkbar. Änderungen der Mühlenzeitkonstanten T werden durch Änderungen der Mahlbarkeit des Klinkers sowie des Füllstandes der Mühle hervorgerufen.

Die Schwankungsbreite der adaptiven Parameter wird über eine Veränderung der α -Werte geregelt. Bild 4.19 zeigt den Verlauf der Korrekturfaktoren β_1^{-1} und β_2^{-1} zu den Kurven von Bild 4.17b. Die Bedeutung der β_i^{-1} ist Bild 3.9 zu entnehmen.

Weiteren Aufschluß über die Leistungsfähigkeit des adaptiven Reglers gibt der Vergleich mit einem fest ausgelegten Regler. Um schwach gedämpftes oder sogar instabiles Verhalten zu vermeiden, muß der feste

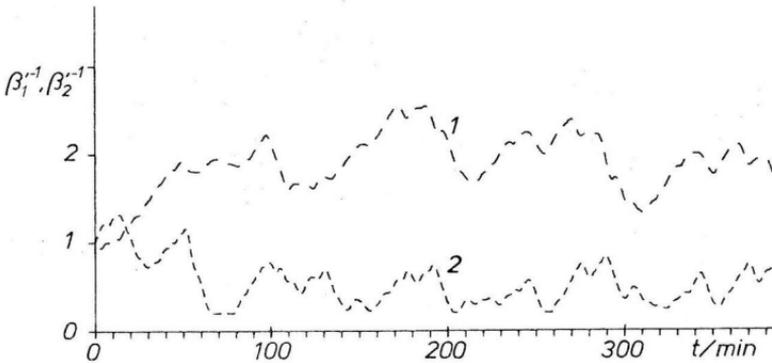


Bild 4.19 Verläufe der Korrekturfaktoren bei der Regelung der Schwankungsbreite in Bild 4.17 b

Regler nahe auf den ungünstigsten Regelfall, d. i. $c = 5$ und $T = 10$ min, ausgelegt werden. Für einen festen Regler, der auf diese Parameterwerte (und $\tau = 3$ min) optimiert wurde, zeigt Bild 4.20 den Vergleich zum adaptiven Regler anhand der Störsprungantworten. Wie zu erwarten ist, schneidet der adaptive Regler um so besser ab, je weiter sich die Streckenparameter von den Werten entfernen, auf die der feste Regler optimiert wurde. Bei $c = 1,7$ und $T = 30$ min wird ein beachtlicher Teil der Regelfläche eingespart.

Die Reglerparameter für den adaptiven Regler wurden für den Vergleich aus den Bildern 4.17b und 4.18b entnommen und auf die entsprechenden Werte der Verstärkung c umgerechnet. Die Werte sind in Tabelle 4.1 zusammengestellt. Beide Reglerparameter ändern sich also bei schwankenden Streckenparametern etwa im Verhältnis 1 zu 10.

c	T/min	k^+/min	k_2^+
5	10	0,069	0,645
5	30	0,184	2,048
1,7	10	0,204	1,899
1,7	30	0,541	6,023

Tabelle 4.1
Parameter des adaptiven Reglers
in Bild 4.20

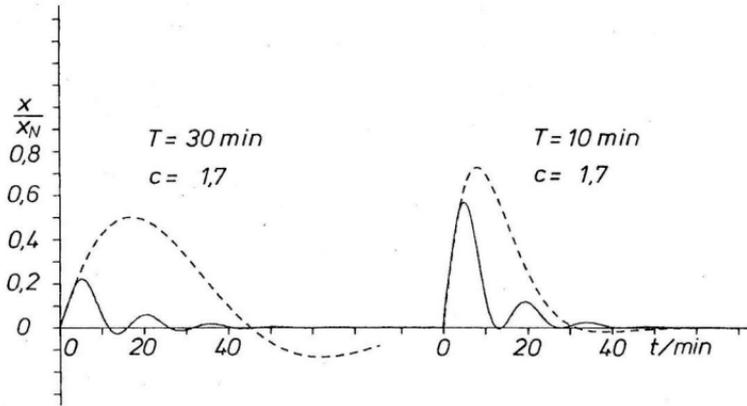
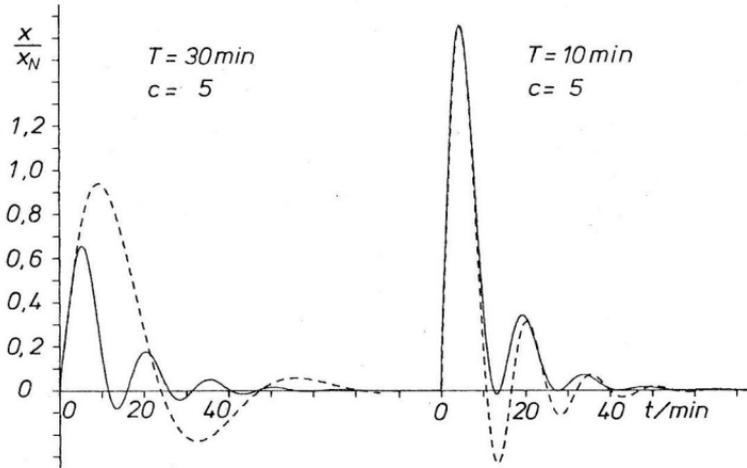


Bild 4.20 Störantwortfunktionen zum Vergleich des adaptiven Reglers (—) mit dem festen Regler (- - -)

4.4 Zusammenstellung der Ergebnisse und Eigenschaften direkt adaptierender Regelungssysteme

Voraussetzung für die Anwendbarkeit direkt adaptierender Regelungssysteme ist die Existenz eines Extremums des zugrundeliegenden Güteintegrals bezüglich der Reglerparameter. Die Minimumsuche erfolgt bei den betrachteten Systemen kontinuierlich mit Hilfe eines Gradientenverfahrens. Die dabei benötigten Empfindlichkeitsfunktionen werden näherungsweise über Empfindlichkeitsmodelle erzeugt, die im Frequenzbereich hergeleitet werden (Abschnitt 4.1). Die Herleitung setzt Quasizeitinvarianz der Parameter voraus (Abschnitt 3.2). Diese Voraussetzung braucht aber im praktischen Fall nicht eingehalten zu werden, wie die Simulationsergebnisse gezeigt haben (Abschnitt 4.3).

Der Entwurf der Empfindlichkeitsmodelle liefert Lösungen, die entweder die Regelgröße oder die Regelabweichung als Eingangssignal haben. Das einfache adaptive Regelungssystem von MARSIK /12/ wurde als direkt adaptierendes Regelungssystem interpretiert, dessen Empfindlichkeitsmodell die Regelgröße als Eingangssignal besitzt (Unterabschnitt 4.2.1). Für dieses System existierte bislang keine systematische Herleitung. Für große Parameterunsicherheiten infolge von Identifikationsfehlern erweist sich ein Empfindlichkeitsmodell als vorteilhaft, das auf die identifizierten Streckenparameter optimiert worden ist (Unterabschnitt 4.1.3). Damit erhält das adaptive System bessere Stabilitätseigenschaften als mit einem Empfindlichkeitsmodell, dessen Reglerparameter synchron zu den Reglerparametern des Grundregelkreises nachgeführt werden.

Ausführlich behandelt werden Systeme für die Anpassung der Kreisverstärkung (Abschnitt 4.2) und ein System mit zwei adaptiven Parametern (Unterabschnitt 4.3.2). Wenn nur der Verstärkungsfaktor der Strecke unbekannt ist, kommt man bei den hier entwickelten Verfahren grundsätzlich ohne Identifikation aus. Auch bei mehreren adaptiven Parametern kann die Identifikation entfallen, wenn die Änderungen der Streckenparameter in Grenzen bleiben. Direkt adaptierende Regelungssysteme sind also relativ unempfindlich gegen solche Änderungen. Bei einem System mit zwei adaptiven Para-

metern mit einer Strecke, bestehend aus Totzeit mit Verzögerung, reicht ein festes Empfindlichkeitsmodell aus, um Änderungen der Streckenverstärkung und -zeitkonstanten im Verhältnis 1 zu 3 bei einem größten Verhältnis Totzeit zu Zeitkonstante von 0,3 zu beherrschen. Das Empfindlichkeitsmodell wird dabei auf geeignete nominale Streckenparameter ausgelegt und optimiert. Außerdem werden Modelle mit der Regelabweichung als Eingangssignal gewählt. Damit sind Führungs- und Störsignale für die Adaption völlig gleichwertig, d. h. die Systeme sind in der Lage, auf Störsignale adaptieren zu können!

Die praktischen Simulationsbeispiele (Abschnitt 4.3) dienen zur Veranschaulichung der Eigenschaften der Verfahren und zur Absicherung der theoretischen Ausführungen. Den Systemen mit Adaption der Kreisverstärkung (Unterabschnitt 4.3.1) liegt das Modell einer drehzahlgeregelten Gleichstrommaschine (Anhang 7.1) zugrunde. Fehlerbewertungsfunktion ist $f_1 = x_w^2$. Das System mit zwei adaptiven Parametern (PI-Regler) (Unterabschnitt 4.3.2) verwendet das Modell einer Kugelmühlenregelung (Anhang 7.2). Fehlerbewertungsfunktion hierbei ist $f_2 = |x_w|$. Der Entwurf der adaptiven Systeme zieht in beiden Fällen die Methoden zur Berechnung und zur Anpassung der Proportionalitätsfaktoren α_1 von Abschnitt 3.3 heran.

Die Methode zur Berechnung der α_1 (Unterabschnitt 3.3.1) liefert gute Ergebnisse, wenn das System tatsächlich unter den Bedingungen betrieben werden, für welche die α_1 ausgelegt worden sind (Bild 4.7; Bild 4.9 Kurve 2). Deutlich zeigt sich, daß die Adaptionsgeschwindigkeit und die Regelgüte der Grundstruktur von Bild 4.1 sehr stark von den Signalparametern abhängen (Bild 4.9 Kurve 1, Gl. 4.47, Bild 4.13 Kurve 1). Die Abhängigkeit besteht auch von den Streckenparametern, wie die Bilder 4.16 a und 4.17 a zeigen, obwohl hier schon eine Erweiterung der Grundstruktur durch eine Gradientennormierung vorliegt. Das System ist auf $T = 14$ min. ausgelegt worden und weist gemäß den Bildern bei kleineren T eine zu große Schwankungsbreite der Reglerparameter auf und bei größeren T eine langsame Adaption.

Diese ungleichmäßigen Adaptionseigenschaften, die bei der quadratischen Fehlerbewertungsfunktion f_1 besonders ausgeprägt sind, schränken die praktische Anwendung der Grundstruktur ein. Daher wurden Verfahren entwickelt (Unterabschnitt 3.3.2), die unter allen Betriebsbedingungen zu brauchbaren Ergebnissen führen. Alle Parameteränderungen der Signale und der Strecke, die sich auf die Amplitude des Gradienten auswirken, können durch die Normierung des Gradienten (Bild 3.7) ausgeglichen werden (Bild 4.9). Bei Störsignalen, die das System sehr viel weniger anregen, ergibt sich damit nahezu die gleiche Adaptionsgeschwindigkeit (Bild 4.12) wie bei Führungssignalen. Bei nur einem adaptiven Parameter eignet sich eine Normierung, die nur die Phaseninformation des Gradienten verwendet (Gl. 3.58, Bild 4.11). Parameteränderungen von Strecke und Signalen, die sich auf die Form des Leistungsdichtespektrums des Gradienten auswirken, werden durch eine zusätzliche Regelung der Schwingungsbreite (Bild 3.9) der adaptiven Parameter ausgeglichen (Bilder 4.13, 4.14, 4.17, 4.18). Das Adaptionsergebnis kann durch Filter vor der Adaptionseinrichtung beeinflusst und an das Entwurfsziel angepaßt werden (Bild 4.10, 4.12).

Die Erweiterung der Grundstruktur durch die beiden erwähnten Verfahren bewirkt also eine wesentliche Leistungssteigerung der Systeme und schafft die Voraussetzung für die praktische Anwendung. Das adaptive System erhält damit einen dreischichtigen Aufbau (Bild 3.10) mit dem Grundregelkreis in der ersten, der Adaptionseinrichtung in der zweiten und der Anpassung der Adaptionseinrichtung in der dritten Ebene. Zu Beginn von Abschnitt 4.3 sind als Kriterien für die Brauchbarkeit Stabilität, Störsignalverhalten, Adaptionsgeschwindigkeit, Regelgüte und Aufwand genannt worden. Indem auf diese Kriterien noch einmal besonders eingegangen wird, werden die Eigenschaften der direkt adaptierenden Systeme deutlich:

1. Die Simulationen zeigen gutes Stabilitätsverhalten, da auch Systeme mit anfänglich instabilen Reglerparametern wieder stabilisiert werden (Bild 4.17). Eine Verbesserung der Stabilität gegenüber der Grundstruktur von Bild 4.1 wird insbesondere durch die Normierung des Gradienten nach Bild 3.7 erreicht, die zuverlässig verhindert, daß zu große Schwankungen der adaptiven Parameter aufgrund äußerer Anregungen zur Instabilität führen.

Analytisch läßt sich die Stabilitätsfrage nach wie vor nicht behandeln. Die mit Gl. 3.56 gefundene notwendige Bedingung liefert jedoch wenigstens eine Aussage darüber, ob Stabilität bei quasi-zeitinvarianten Parametern möglich ist oder nicht.

2. Störsignale können zum Adaptieren ausgenutzt werden.
3. Die Adaption ist nach etwa vier bis fünf Perioden der Anfangsschwingung des Grundregelkreises abgeschlossen.
4. Die Regelgüte eines festen optimalen Systems wird durch die direkt adaptierenden Systeme nicht ganz erreicht (Bild 4.13). Dafür erzielt man aber auch bei größeren Änderungen der Signal- und der Streckenparameter Ergebnisse, die nahe am Optimum liegen (Bild 4.14, 4.20).
5. Der Aufwand wird im wesentlichen bestimmt durch das Empfindlichkeitsmodell sowie durch die Gradientennormierung und die Regelung der Schwankungsbreite. Die letzten beiden Systemteile sind für jeden adaptiven Parameter extra zu realisieren. Eine grobe Abschätzung für die Programmierung eines Reglers mit zwei Parametern (PI) auf einem Rechner ergibt erfahrungsgemäß folgenden Aufwand: Im Empfindlichkeitsmodell muß der Regler einmal simuliert werden. Die Modellstrecke möge den Aufwand von drei Reglern ausmachen, jede Normierung den von einem Regler und jede Regelung der Schwankungsbreite den von zwei Reglern. Die letzten beiden Angaben sind doppelt zu nehmen, einmal für jeden adaptiven Parameter. Außerdem müssen Parameter aus den Gradienten errechnet und verstellt werden. Dieser Aufwand betrage ebenfalls zwei Regler. Damit ist der zusätzliche Aufwand grob überschlagen für den adaptiven Regler 12 mal so groß wie für einen normalen Regler.

5. Entwurf und Eigenschaften modelladaptiver Regelungssysteme

Betrachtet werden adaptive Regelungssysteme mit Bezugsmodell, die auf die Struktur von Bild 5.1 aufbauen, und zwar mit Bezugsmodell für den geschlossenen Regelkreis nach der Methode von OSBURN /32,33/ (Verbindung a) und mit Bezugsmodell für den offenen Regelkreis (Verbindung b). Das System von OSBURN wird kurz in die Betrachtung einbezogen, um eine Verbindung zu den direkt adaptierenden Systemen des vorangehenden Kapitels herzustellen. Es läßt sich nämlich zeigen, daß OSBURNs System bezüglich der Störungen ein direkt adaptierendes System darstellt.

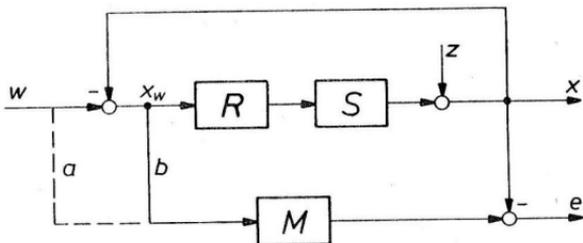


Bild 5.1 Grundregelkreis mit Bezugsmodell

Systeme mit Bezugsmodell für den offenen Regelkreis sind bisher nicht behandelt worden. Es wird sich jedoch zeigen, daß diese Systeme interessant sind, weil sie sich mit geringem Aufwand realisieren lassen und auf einfache Weise die Behandlung von Stellgrößenbegrenzungen ermöglichen. Ihnen gilt daher im nachfolgenden besonderes Interesse. Das Bezugsmodell kann, ähnlich wie bei den Identifikationsverfahren nach dem Prinzip der adaptiven Modelle als Parallel- oder Serienmodell oder auch als geteiltes Modell ausgelegt werden.

Weiterhin wird eine Version entwickelt, die den Regler noch einmal außerhalb des Grundregelkreises nachbildet (Bild 5.2) und das Modell mit der Stellgröße y speist. Die Reglernachbildung wird mit R' bezeichnet. Die Anpassung der Parameter beider Regler erfolgt synchron. Der Fehler e wird durch den äußeren Regler am stärksten beeinflusst. Da dieser nicht innerhalb der Rückführschleife liegt, ist ein schnellerer Abgleich möglich als im Fall von Bild 5.1. Dies gilt insbesondere für die Zählerparameter, wie MARSIK /56/ gezeigt hat.

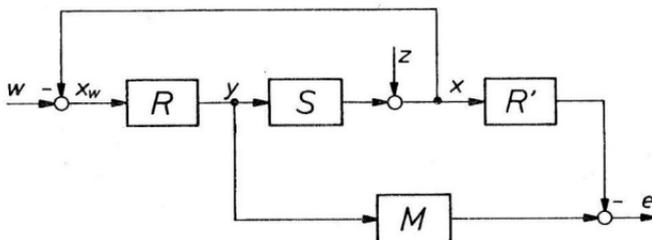


Bild 5.2 Grundregelkreis mit Reglernachbildung und Bezugsmodell

Die Struktur von Bild 5.2 kommt jedoch vor allen Dingen dann zum Tragen, wenn eine Begrenzung der Stellgröße zu berücksichtigen ist.

5.1 Adaptive Systeme mit Bezugsmodell für den geschlossenen Regelkreis

In Bild 5.1 gelte die Verbindung a. Der Fehler e ist dann im Frequenzbereich gegeben durch

$$E = \left\{ M - \frac{RS}{1+RS} \right\} W - \frac{1}{1+RS} Z \quad (5.1)$$

Als Empfindlichkeitsfunktion erhält man durch Ableitung nach den Reglerparametern und entsprechender Umformung

$$\frac{\partial E}{\partial k_i} = \frac{-S}{1+RS} \frac{\partial R}{\partial k_i} X_w \quad (5.2)$$

Die Empfindlichkeitsfunktionen können also aus einem Empfindlichkeitsmodell mit der Regelabweichung x_w als Eingangssignal gewonnen werden. Dieses Empfindlichkeitsmodell wird näherungsweise realisiert, indem in die Systemfunktion auf der rechten Seite von

Gl. (5.2) die Streckenparameter c_{Mj} und die Reglerparameter k_{Mi} des Bezugsmodelles eingesetzt werden. Für die Strecke verwendet man dabei ein Streckenmodell \hat{S} . Man erhält ein festes Empfindlichkeitsmodell

$$M_{Ei} = \frac{-\hat{S}(s, c_{Mj})}{1 + R(s, k_{Mi}) \hat{S}(s, c_{Mj})} \left. \frac{\partial R(s, k_i)}{\partial k_i} \right|_{k_{Mi}} \quad (5.3)$$

das im Sinne des Bezugsmodelles optimal ist. Diese Vorgehensweise ist in der angelsächsischen Literatur als "MIT-Regel" bekannt. Das adaptive System hat dann die Struktur von Bild 5.3. Die Querstriche bedeuten dabei Wirkungslinien für mehrere Größen.

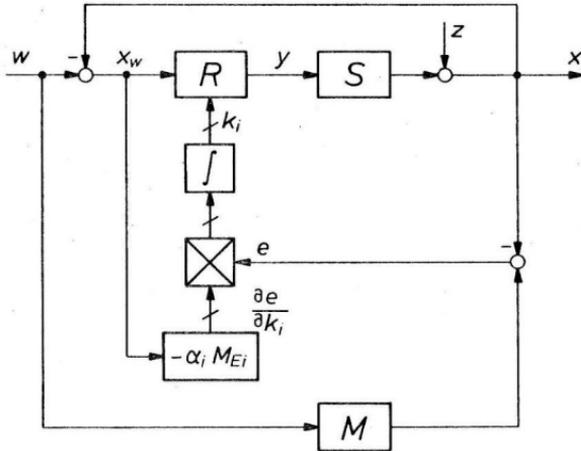


Bild 5.3 Adaptives Regelungssystem mit Bezugsmodell für den geschlossenen Regelkreis mit $f = 1/2 e^2$

Systeme dieser Art wurden ausführlich von OSBURN /32/, 33/ untersucht und beschrieben. Der Fall $w = 0$ bei $z \neq 0$ wurde jedoch nicht ausreichend behandelt und soll daher Gegenstand der Betrachtung sein.

Bei $w = 0$ erhält man aus Bild 5.3

$$E = X_w \quad (5.4)$$

Außerdem ist das Empfindlichkeitsmodell von Gl. (5.3) von gleicher Struktur und hat in analoger Weise gewählte Parameter wie dasjenige von Gl. (4.13), das in Unterabschnitt 4.1.3 für direkt adaptierende Systeme mit großen Parameterunsicherheiten entwickelt wurde.

Daraus folgt, daß das System von Bild 5.3 bezüglich der Störgröße z ein direkt adaptierendes System mit der Fehlerbewertungsfunktion $f_1 = 1/2 x_w^2$ darstellt. (Man vergleiche mit der Struktur von Bild 4.4, Verbindung a). Bei alleinigem Einfluß von z wird daher ein Integral der Regelabweichung gegen ein Minimum geführt. Diese Eigenschaft des Systems wurde von OSBURN /32/ in seiner Dissertation bereits experimentell erkannt, ohne daß die theoretische Begründung dafür gegeben werden konnte.

Die Verwandtschaft der Bezugsmodellsysteme nach Bild 5.3 zu den direkt adaptierenden Regelungssystemen ist allgemeiner Natur. Beide Systemklassen gehören zu der übergeordneten Klasse der extremwert-suchenden Systeme, nur daß bei den Bezugsmodellsystemen das zu maximierende Integralkriterium von der Differenz zwischen Regelgröße und Modellausgang abhängt und bei den direkt adaptierenden Systemen von der Regelabweichung. Im Falle $w = 0$ ist der Unterschied aufgehoben. Diese Art der Störsignalverarbeitung ist für die praktische Anwendbarkeit von Bedeutung und sollte beim Vergleich mit anderen Entwurfsverfahren, z.B. mit denen nach Stabilitätskriterien, berücksichtigt werden.

5.2. Adaptive Systeme mit Bezugsmodell für den offenen Regelkreis

Zunächst wird das adaptive System in der Grundform entwickelt nach Bild 5.1 mit Verbindung b und anschließend das adaptive System mit Reglernachbildung außerhalb des Grundregelkreises aufbauend auf Bild 5.2. Dieses System eignet sich für die Anwendung bei Stellgrößenbegrenzungen. Zur Untersuchung der Eigenschaften der Systeme dient die Simulation am Beispiel des Modelles einer Mengenregelung nach Anhang 7.3.

5.2.1. Adaptives System in der Grundform

Mit der Verbindung b ist der Fehler e von Bild 5.1 im Frequenzbereich gegeben durch

$$E = \frac{M - RS}{1 + RS} (W - Z) - Z \quad (5.5)$$

Die partielle Ableitung des Fehlers nach den Reglerparametern k_i liefert die Empfindlichkeitsfunktion

$$\frac{\partial E}{\partial k_i} = - \frac{1 + M}{1 + RS} S \frac{\partial R}{\partial k_i} X_w \quad (5.6)$$

Wegen des Auftretens der unbekanntnen Strecke S ist diese Beziehung, wie auch schon in den vorangehenden Fällen, nur näherungsweise realisierbar. Ohne zusätzliche Information ergibt sich die beste Näherung, entsprechend der "MIT-Regel", durch das Modell. D.h. man setzt

$$RS = M \quad (5.7)$$

Damit ergibt sich aus Gl. (5.6) ein genähertes Empfindlichkeitsmodell von der Form

$$M_{Ei} = - \frac{M}{R} \frac{\partial R}{\partial k_i} \quad (5.8)$$

das die Regelabweichung x_w als Eingangssignal hat.

Gl. (5.6) gilt gleichermaßen für Führungssignale w wie für Störsignale z . Daher würde mit diesen Empfindlichkeitsfunktionen das zugrundeliegende Integral sowohl bezüglich w als auch bezüglich z gegen ein Minimum geführt. Diese Aussage gilt bei Verwendung des genäherten Empfindlichkeitsmodelles von Gl. (5.8) nur mit Einschränkungen. Betrachtet man den Fehler E von Gl. (5.5), so ist klar, daß E unter dem alleinigen Einfluß von w verschwindet, wenn Gl. (5.7) erfüllt ist. Daher stellt Gl. (5.8) bezüglich w eine gute Näherung dar.

Wenn dagegen z allein wirkt, hat E die Form

$$E = - \frac{1 + M}{1 + RS} Z = (1 + M) X_w \quad (5.9)$$

Eine Minimierung des zugrunde liegenden Integrals führt im allgemeinen zu dem Ergebnis

$$RS \neq M \quad (5.10)$$

Dies ist insbesondere der Fall, wenn bei endlichen k_1 kein Minimum vorliegt. Bezüglich der Störsignale stellt daher Gl. (5.8) eine schlechtere Näherung dar als für Führungssignale. Die Stabilität des adaptiven Systems unter dem Einfluß von Störsignalen allein ist folglich besonders zu prüfen. Liegt Stabilität vor, dann zeigt das System, ebenso wie dasjenige von OSBURN, bezüglich der Störsignale direkt adaptierendes Verhalten.

Die Beziehung (5.8) ist im abgeglichenen Zustand des Systems bei alleinigem Einfluß von Führungssignalen erfüllt, aber nur dann, wenn der Regler die Gleichheit der Regler-Strecken-Reihenschaltung mit dem Modell für alle vorkommenden Parameterwerte der Strecke herbeiführen kann. Man spricht dann von "Modellübereinstimmung".

Modellübereinstimmung setzt einen aufwendigen Regler voraus und ist daher nicht die Regel. An einem einfachen Beispiel werden die Folgen aufgezeigt, welche die Nicht-Erfüllbarkeit der Gl. (5.7) für die Adaption mit sich bringt. Dabei wird gleichzeitig die genaue Lösung nach dem Empfindlichkeitsmodell von Gl. (5.6) verglichen mit der Näherungslösung unter Verwendung von Gl. (5.7).

Beispiel

Gegeben sind $z \equiv 0$ und

$$W(s) = 1 \quad (5.11 \text{ a})$$

$$R(s, K) = K \quad (5.11 \text{ b})$$

$$S(s, c) = \frac{1}{c+s} \quad (5.11 \text{ c})$$

$$M(s) = \frac{\hat{K}}{m+s} \quad (5.11 \text{ d})$$

Modell M und Strecke S haben unterschiedliche Pole, so daß der einfache Regler R keine Modellübereinstimmung erzeugen kann. Der Abstand zwischen den Polen ist $\epsilon = c - m$. Damit erhält man aus Gl. (5.5) für den Fehler

$$E = \frac{\frac{c+s}{m+s} \hat{K} - K}{K+m+\epsilon+s} = \frac{(m+s)(\hat{K}-K) + \epsilon \hat{K}}{(m+s)(d+s)} \quad (5.12)$$

mit der Abkürzung

$$d = K + m + \epsilon \quad (5.13)$$

Die genaue Empfindlichkeitsfunktion nach Gl. (5.6) hat die Form

$$\frac{\partial E}{\partial K} = - \left\{ 1 + \frac{(m+s)(\hat{K}-K) + \epsilon K}{(m+s)(d+s)} \right\} \frac{1}{d+s} = - \frac{(m+s)(d+s + \hat{K}-K) + \epsilon \hat{K}}{(m+s)(d+s)^2} \quad (5.14)$$

Unter Verwendung des Empfindlichkeitsmodelles von Gl. (5.8) ergibt sich die genäherte Empfindlichkeitsfunktion

$$\frac{\tilde{\partial E}}{\partial K} = - \frac{c+s}{m+s} \frac{\hat{K}}{K} \frac{1}{d+s} = - \frac{\hat{K}}{K} \frac{m+\epsilon+s}{(m+s)(d+s)} \quad (5.15)$$

Man berechnet jetzt die Parameterendwerte K^+ und K^+ für das quadratische Integral, die sich unter Verwendung der Gl. (5.14) bzw. (5.15) als Lösung der Gl. (3.29) ergeben, d.h.

$$\int_0^{\infty} e \frac{\partial e}{\partial K} dt \Big|_{K=K^+} = 0 \quad (5.16)$$

Das Integral läßt sich leicht im Frequenzbereich berechnen, da alle Pole bekannt sind. Nach dem Satz von Parseval gilt

$$\int_0^{\infty} e \frac{\partial e}{\partial K} dt = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} E(-u) \frac{\partial E(u)}{\partial K} du \quad (5.17)$$

Die Auswertung des Integrals erfolgt mit dem Residuensatz.

Für Gl. (5.14) erhält man als Lösung

$$K^+ = \hat{K} \left\{ 1 + \frac{\varepsilon}{m} \frac{2dm(d+m) + \varepsilon \hat{K} (2d+m)}{(d+m)^2 (2d + \hat{K} - K^+) + \varepsilon \hat{K} 2(2d+m)} \right\} \quad (5.18)$$

und für Gl. (5.15)

$$\tilde{K}^+ = \hat{K} \left\{ 1 + \frac{\varepsilon}{m} \frac{m + \varepsilon}{d + m + \varepsilon} \right\}. \quad (5.19)$$

Beide Bestimmungsgleichungen sind implizit wegen Gl. (5.13). Die Lösung läßt sich durch Iteration oder auch graphisch gewinnen, wenn man den Beiwerten Zahlen zuordnet. Man führt Gl. (5.13) in die Bestimmungsgleichungen ein und normiert gleichzeitig auf m :

$$\frac{K^+}{m} = \frac{\hat{K}}{m} \left\{ 1 + \frac{\frac{\varepsilon}{m} \left[2 \left(\frac{K^+}{m} + \frac{\varepsilon}{m} + 1 \right) \left(\frac{K^+}{m} + \frac{\varepsilon}{m} + 2 \right) + \frac{\varepsilon}{m} \frac{\hat{K}}{m} \left(2 \frac{K^+}{m} + 2 \frac{\varepsilon}{m} + 3 \right) \right]}{\left(\frac{K^+}{m} + \frac{\varepsilon}{m} + 2 \right)^2 \left(\frac{K^+}{m} + \frac{\hat{K}}{m} + 2 \frac{\varepsilon}{m} + 2 \right) + \frac{\varepsilon}{m} \frac{\hat{K}}{m} 2 \left(2 \frac{K^+}{m} + 2 \frac{\varepsilon}{m} + 3 \right)} \right\}, \quad (5.20)$$

$$\frac{\tilde{K}^+}{m} = \frac{\hat{K}}{m} \left\{ 1 + \frac{\frac{\varepsilon}{m} \left(1 + \frac{\varepsilon}{m} \right)}{\frac{\tilde{K}^+}{m} + 2 \left(1 + \frac{\varepsilon}{m} \right)} \right\} \quad (5.21)$$

Stellt man jetzt die Funktionen der rechten Seiten der Gleichungen, $f_R(K/m)$ und $\tilde{f}_R(K/m)$, und die der linken Seiten, $f_L(K/m)$ in einem gemeinsamen Diagramm mit $K/m = 1$ und ε/m als Parameter dar, so ergibt sich Bild 5.4. In dem betrachteten Bereich unterscheiden sich die Kurven f_R und \tilde{f}_R nur geringfügig von Geraden. Die Abszisse des Schnittpunktes von f_L mit \tilde{f}_R ist die Lösung K^+/m zu Gl. (5.20) und die Abszisse des Schnittpunktes von f_L mit \tilde{f}_R die Lösung \tilde{K}^+/m zu Gl. (5.21). Zunächst stellt man fest, daß bei $\varepsilon/m = 0$, also bei gleichen Polen von M und S, die Lösungen übereinstimmen. Man erhält

$$K^+ = \tilde{K}^+ = \hat{K} \quad (5.22)$$

Im Falle $\varepsilon/m > 0$ findet man

$$\tilde{K}^+ > K^+ > \hat{K} \quad (5.23)$$

Die Näherung wird mit zunehmendem ϵ/m schlechter. Für $0 > \epsilon/m > 0.5$ bleibt der Fehler jedoch kleiner 4 %. D.h. selbst wenn der Streckenpol c 50 % größer wird als der Modellpol m , liefert das genäherte Empfindlichkeitsmodell Gl. (5.8) die adaptive Verstärkung noch genauer als 4 %.

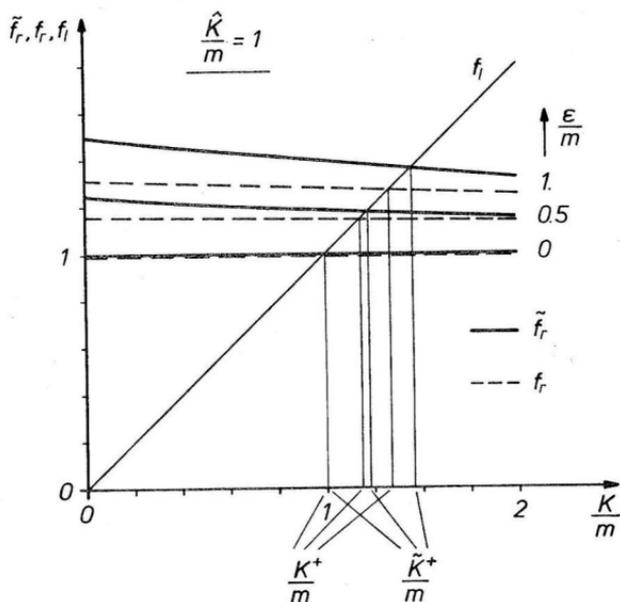


Bild 5.4 Graphische Lösung der Gln. (5.20) u. (5.21)

Anhand dieses Beispiels sei auf eine Besonderheit des adaptiven Systems mit Bezugsmodell für den offenen Regelkreis hingewiesen. Es ist zunächst überraschend, daß bei $c > m$ sich $K^+ > \hat{K}$ ergibt. Die Frequenzgänge RS und M werden dadurch nämlich in keiner Weise aneinander angepaßt, wie Bild 5.5 a zeigt, sondern vielmehr die Frequenzgänge

$$\frac{M}{1 + RS}$$

und

$$\frac{RS}{1 + RS}$$

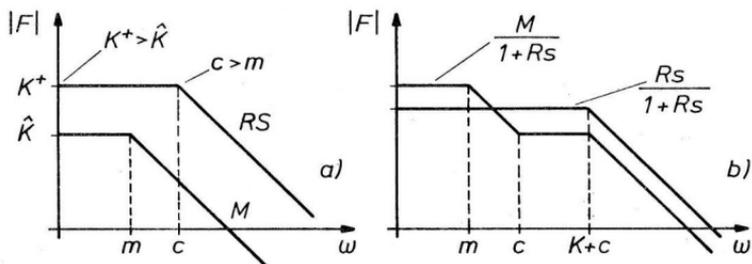


Bild 5.5 Zur Anpassung der Frequenzgänge

gemäß Bild 5.5 b. Dies entspricht der Minimierung des quadratischen Integrals über den Fehler von Gl. (5.5) bei $z \equiv 0$. In das Ergebnis geht auch noch das Frequenzspektrum des anregenden Signales ein, das im vorliegenden Fall nach Gl. (5.11) konstant war.

Die Folgen der Nicht-Erfüllbarkeit der Gl. (5.7) stellen sich also folgendermaßen dar:

1. Nicht der Frequenzgang RS wird an M angepaßt, sondern $RS/(1+RS)$ an $M/(1+RS)$ (Bild 5.5).
2. Bei Nicht-Erfüllbarkeit der Gl. (5.7) entstehen durch das vereinfachte Empfindlichkeitsmodell Gl. (5.8) Fehler.
3. Die Fehler bleiben im Beispiel in praktisch vertretbaren Grenzen.

Soweit das Beispiel. Ehe die Struktur des adaptiven Systems angegeben wird, muß noch berücksichtigt werden, daß das Bezugsmodell eine ähnliche Übertragungsfunktion besitzt wie der aufgeschnittene Regelkreis (bei festen Parametern), jedoch keine Rückführung. Daher können in M freie Integratoren auftreten, die bei einer Realisierung Schwierigkeiten machen und Anlaß zu Instabilitäten geben.

M hat in diesem Fall die Form

$$M(s) = \frac{1}{s^r} \bar{M}(s) \quad (5.24)$$

wobei r die Zahl der freien Integratoren angibt und $\bar{M}(s)$ keine freien Integratoren mehr enthält. Das Problem kann dadurch gelöst werden, daß man statt des Fehlers E von Gl. (5.5) einen hochpaßgefilterten Fehler

$$E_H = H \cdot E \quad (5.25)$$

betrachtet. Das Filter besitzt die Übertragungsfunktion

$$H(s) = \frac{s^r}{(h+s)^r} \quad (5.26)$$

und hebt damit die r Pole von M im Ursprung weg. Mit dieser notwendigen Ergänzung erhält das adaptive System die Struktur von Bild 5.6. M und H werden bei der Realisierung zu einem Block zusammengefaßt, der keine freien Integratoren mehr enthält. Das Bezugsmodell M ist darin gleichzeitig Bestandteil des Empfindlichkeitsmodelles M_{Ei} . Die Systemfunktion F_i geht aus Gl. (5.8) hervor und lautet

$$F_i(s) = \frac{-1}{R(s, k_i)} \frac{\partial R(s, k_i)}{\partial k_i} \quad (5.27)$$

Die Parameter k_i sind die aktuellen Reglerparameter.

Bisher wurde nur der Fall des Parallelmodelles betrachtet. Das System kann jedoch ebensogut mit einem Serienmodell betrieben werden. Das System von Bild 5.6 geht in ein System mit Serienmodell über, wenn man als Hochpaßfilter das reziproke Modell mit einem Term N wählt, der die Realisierung des reziproken Modelles ermöglicht:

$$H = \frac{N}{M} \quad (5.28)$$

Das Serienmodell ist also stets ein reziprokes Modell.

N ist so zu dimensionieren, daß keine Informationsverluste entstehen; d.h. N muß wenigstens die gleiche Bandbreite ω_G wie der Grundregelkreis haben. Entsprechend ist in Gl. (5.26)

$$h > \omega_G \quad (5.29)$$

zu wählen.

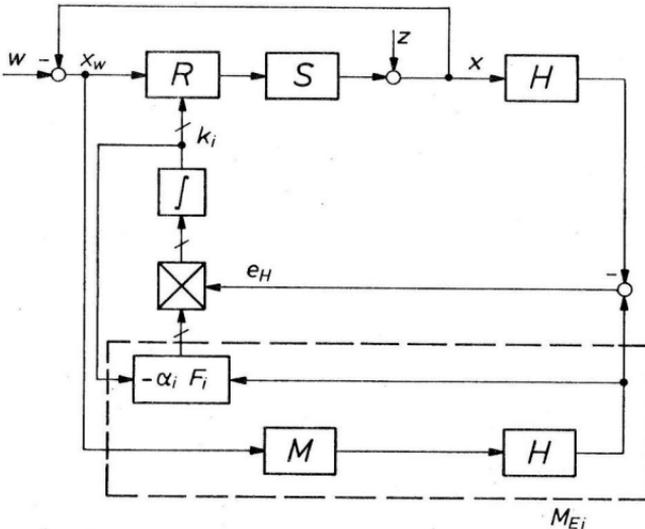


Bild 5.6 Adaptives Regelungssystem mit Bezugsmodell für den offenen Regelkreis

Neben der Parallel- und Serienversion kann man das Modell auch allgemeiner wählen und teilweise parallel und teilweise in Serie mit dem Grundregelkreis realisieren.

5.2.2. Adaptive Systeme mit Reglernachbildung außerhalb des Grundregelkreises

Die Motivation, den Regler gemäß Bild 5.2 noch einmal außerhalb des Grundregelkreises nachzubilden, entsteht, wenn Begrenzungen der Stellgröße vorliegen. Dadurch wird erreicht, daß die Regler-Strecke-Reihenschaltung RS auch dann zum Vergleich mit dem Bezugsmodell zur Verfügung steht, wenn sich y in der Begrenzung befindet und der Grundregelkreis damit informationsmäßig an dieser Stelle aufgeschnitten ist. Man wird das Modell entweder hinter der Begrenzung anschließen, oder das Modell ebenfalls mit einer Begrenzung versehen.

Systeme dieser Art sind aber auch im unbegrenzten Fall interessant, da sie eine größere Adaptionsgeschwindigkeit aufweisen als Systeme in der Grundform.

Zum Entwurf eines näherungsweise gültigen Empfindlichkeitsmodelles geht man wieder von der Darstellung des Fehlersignales im Frequenzbereich aus. Wie im vorangehenden Abschnitt sind auch hier Hochpaßfilter derart vorzusehen, daß freie Integratoren des Bezugsmodelles kompensiert werden. Der Fehler lautet nach Bild 5.2

$$E_H = H \{ M Y - R' X \} \quad (5.30)$$

Die Signale x und y sind ohne Begrenzung gegeben durch

$$X = R S X_w + Z \quad (5.31)$$

$$Y = R X_w \quad (5.32)$$

Darin gehorcht x_w bekanntlich der Beziehung

$$X_w = \frac{W - Z}{1 + R S} \quad (5.33)$$

Aus Gl. (5.27) erhält man die Empfindlichkeitsfunktionen

$$\frac{\partial E_H}{\partial k_i} = H \left\{ \frac{\partial R}{\partial k_i} \frac{M - R' S}{1 + R S} X_w - \frac{\partial R'}{\partial k_i} X \right\} \quad (5.34)$$

Im ersten Term in der Klammer der rechten Seite tritt die unbekannte Strecke auf. Ohne zusätzliche Information ist die beste Näherung wieder durch das Modell gegeben, d. h.

$$R' S = M \quad (5.35)$$

Damit verschwindet aber der erste Term in der Klammer, und man erhält als genähertes Empfindlichkeitsmodell

$$M_{E_i} = - H \frac{\partial R'}{\partial k_i}, \quad (5.36)$$

welches die Regelgröße x als Eingangssignal hat. Zu dem gleichen Ergebnis kommt man, wenn man davon ausgeht, daß der Fehler E_H wesentlich stärker von der Reglernachbildung R' abhängt als von dem eigentlichen Regler R . Bei der partiellen Ableitung der Gl. (5.27) nach den k_i sind dann die Größen x und y näherungsweise als unabhängig anzusehen, und Gl. (5.36) folgt unmittelbar.

Die Realisierung des Empfindlichkeitsmodelles erfordert nur geringen Aufwand, da die Reglernachbildung R' dazu gerangezogen werden kann. Die partiellen Ableitungen einer Reglerübertragungsfunktion R wurden bereits im Unterabschnitt 4.1.1. berechnet. Für die allgemeine Reglersystemfunktion $R = P/Q$ von Gl. (4.5) ergaben sich als partielle Ableitungen nach den Zähler- und Nennerparametern die Gln. (4.6) und (4.7). Die Realisierung des Empfindlichkeitsmodelles ergibt sich aus Bild 4.1, wenn man dort $S = 1$ setzt, die Rückführung aufschneidet und HX als Eingangssignal wählt.

Wenn auch Nennerparameter des Reglers anzupassen sind, empfiehlt sich eine andere Vorgehensweise, die größere Adaptionsgeschwindigkeiten ermöglicht. Man verwendet eine geteilte Reglernachbildung analog zur Methode der geteilten Modelle, bei der der Nenner Q' der Reglernachbildung im Modellzweig als Zähler verwirklicht wird. Ein System von dieser Art erhält man durch geeignete Wahl von H in Gl. (5.30). Ist die Reglernachbildung von der Form

$$R'(s, k_i) = \frac{P'(s, k_v)}{Q'(s, k_\mu)} \quad (5.37)$$

so wählt man

$$H = G Q' \quad (5.38)$$

wobei G wieder ein geeignetes Hochpaßfilter ist, das aber gleichzeitig noch die Realisierung der Polynome P' und Q' als Zählerpolynome ermöglicht.

Der Fehler E_H von Gl. (5.30) geht dann über in

$$E_G = G Q' M Y - G P' X \quad (5.39)$$

Die Empfindlichkeitsfunktionen ergeben sich nach dem gleichen Prinzip wie zuvor. Für die Parameter von Q' ergibt sich

$$\frac{\partial E_G}{\partial k_\mu} = M G \frac{\partial Q'}{\partial k_\mu} Y \quad (5.40)$$

und für die Parameter von P'

$$\frac{\partial E_G}{\partial k_v} = -G \frac{\partial P'}{\partial k_v} X \quad (5.41)$$

Die Systemfunktionen der rechten Seiten werden bezeichnet als die Empfindlichkeitsmodelle M_{Ev} und $M_{E\mu}$. Die Struktur des adaptiven Systems mit geteilter Reglernachbildung außerhalb des Grundregelkreises zeigt Bild 5.7. Die Empfindlichkeitsfunktionen können direkt an den Blöcken GP' und MGQ' abgegriffen werden. Die Zähler- und Nennerparameter des Reglers im Grundregelkreis werden synchron zu den Parametern von P' und Q' gesteuert. Abschließend sei noch erwähnt, daß ebenso wie in der Grundform des vorangehenden Unterabschnittes auch ein Serienmodell oder ein geteiltes Modell verwendet werden kann.

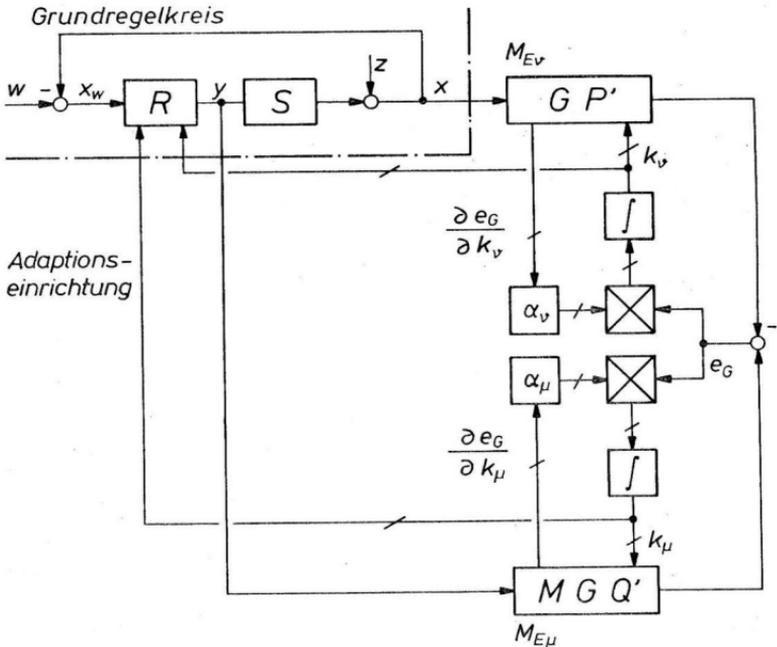


Bild 5.7 Adaptives Regelungssystem mit geteilter Reglernachbildung außerhalb des Grundregelkreises

Außerdem sei noch erwähnt, daß prinzipiell auch bei Systemen mit Bezugsmodell für den geschlossenen Regelkreis mit Stellgrößenbegrenzungen gearbeitet werden kann. Dabei muß aber für jeden adaptiven Parameter ein eigenes und nichtlineares Empfindlichkeitsmodell realisiert werden (siehe Empfindlichkeitsmodelle für nichtlineare Systeme in /40/), so daß sich ein wesentlich größerer Aufwand ergibt.

5.3. Simulation^o adaptiver Systeme mit Bezugsmodell für den offenen Regelkreis am Beispiel einer Mengenregelung

Die in den vorangehenden beiden Abschnitten entwickelten Systeme von Bild 5.6 und Bild 5.7 werden am Beispiel der Mengenregelung von Anhang 7.3 simuliert. Bei dem System von Bild 5.7 werden auch Stellgrößenbegrenzungen in die Lösung einbezogen.

Die Parameter eines Mengenregelkreises sind im wesentlichen konstant. Die Strecken verschiedener Mengenregelkreise können jedoch Zeitkonstantenunterschiede vom Faktor 15 und Verstärkungsunterschiede vom Faktor 4 aufweisen (Gl. (7.3.2.)). Für neue Anlagen mit einer größeren Zahl solcher Regelkreise ist daher die Inbetriebnahmeadaptation, d.h. die automatische Inbetriebnahme, von Interesse. Daher soll neben anderen Eigenschaften auch untersucht werden, inwieweit das Inbetriebnahmeproblem durch die entwickelten Verfahren gelöst werden kann.

5.3.1. Simulation des adaptiven Systems in der Grundform

Mit der Strecke nach Gl. (7.3.1) und dem Regler nach Bild 7.3.2 ist die Regler-Strecken-Reihenschaltung im linearen Bereich gegeben durch

$$RS = \frac{V\{(k_3 + T_{g1}k_2)s^2 + (k_2 + T_{g1}k_1)s + k_1\}}{s^2(1 + Ts)(1 + 0,1Ts)(1 + T_{g1}s)(1 + T_{g2}s)} \quad (5.42)$$

Man wählt ein festes Bezugsmodell der gleichen Form und legt dessen Streckenverstärkung und -zeitkonstante in die Mitte bzw. etwa in das logarithmische Mittel des in Gl. (7.3.2) angegebenen Bereiches, d.h.

$$\begin{aligned} V_M &= 1,25 \\ T_M &= 7,8125 \text{ sec} \end{aligned} \quad (5.43)$$

Mit den Reglerparametern von Tabelle 7.3.1 und den Glättungszeitkonstanten der Gl. (7.3.3) ergibt sich

$$M = \frac{1,25(2,492 s^2 + 0,7128 s + 0,0504)}{s^2(1 + 7,8125 s)(1 + 0,7813 s)(1 + 0,2 s)(1 + 0,3 s)} \quad (5.44)$$

^o Siehe Fußnote auf Seite 64

Das Modell hat zwei freie Integratoren. Daher werden Hochpaßfilter zweiter Ordnung vorgesehen:

$$H = \frac{s^2}{(1+s)^2} \quad (5.45)$$

Die Bandbreite von H ist größer als die aus den Bodediagrammen von Bild 7.3.3 ersichtliche Bandbreite. Da das Empfindlichkeitsmodell wegen Gl. (5.27) stark von den Reglerparametern abhängt, wird die Gradientenbeziehung von Gl. (3.52) zur Realisierung herangezogen, die nur das Vorzeichen der Empfindlichkeitsfunktion verwendet. Dem entsprechend werden die Proportionalitätsfaktoren α_i aus Gl. (3.53) errechnet, die der Übersicht halber noch einmal angegeben wird:

$$\alpha_{Ni} = \frac{\omega_{ig} (k_i^* - k_{ig})}{4 \beta_i \hat{e}_{x_{Ni}} \cos(\varphi_i - \varphi_e)} \quad (5.46)$$

Berechnet wurden die Faktoren nur für den Satz der Streckenparameter, der auch im Modell verwendet wurde (Gl. (5.4)). Die Werte von ω_{ig} und k_{ig} gehen aus Tabelle 7.3.2 hervor.

Zunächst wird das System in der Grundform nach Bild 5.6 behandelt. Die dazu gehörigen α_{Ni} haben die Werte

$$\alpha_{N1} = - \frac{0,3195(0,0504 - 0,2496)}{4 \cdot 2 \cdot 0,0808 \cos(-44,28^\circ)} = 0,138 \text{ m}^3 \text{ sec}^2 \quad (5.47)$$

$$\alpha_{N2} = - \frac{0,6204(0,7027 - 2,3672)}{4 \cdot 3 \cdot 0,1795 \cos(-38,19^\circ)} = 0,61 \text{ m}^3 \text{ sec} \quad (5.48)$$

$$\alpha_{N3} = - \frac{1,5643(2,3514 - 17,83)}{4 \cdot 3 \cdot 0,6118 \cos(-9^\circ)} = 3,34 \text{ m}^3 \quad (5.49)$$

Verfahren zur Anpassung der α_i an unterschiedliche Betriebsbedingungen gemäß Unterabschnitt 3.3.2 werden nicht vorgesehen, da man diese Bedingungen bei der Inbetriebnahme in der Hand hat. Daher ist die Struktur von Bild 5.6 bis auf die Anfangswerte und

Signale vollständig beschrieben. Die adaptiven Reglerparameter k_1 haben bei allen Simulationen die Werte der Modellparameter als Anfangswerte:

$$\begin{aligned} k_1(0) &= 0,0504 \\ k_2(0) &= 0,7027 \text{ sec}^{-1} \\ k_3(0) &= 2,3515 \text{ sec}^{-2} \end{aligned} \quad (5.50)$$

Alle übrigen Zustandsgrößen haben die Anfangswerte null. Als Führungssignal wird ein periodisches Rechtecksignal gemäß Bild 7.4.1 mit der Halbwellenbreite $T_B = 50 \text{ sec}$ und der Sprunghöhe x_N gewählt. Für die Störung gilt $z \equiv 0$.

Die Simulationsergebnisse zeigen die Bilder 5.8, 5.9 und 5.10. Bild 5.8a veranschaulicht den Adaptionvorgang anhand der Übergangsfunktion. Man sieht, wie sich die anfänglich stark unterschiedlichen Verläufe der Kurven 1 und 3 mit $T = 2 \text{ sec}$ und $T = 20 \text{ sec}$ an das Modellverhalten, dargestellt durch Kurve 2 mit $T = 7,8125 \text{ sec}$, anpassen. Das erreichte Ergebnis nach Abschluß der Adaption ist in Bild 5.8b vergrößert dargestellt. Bild 5.9 zeigt die zu Bild 5.8a gehörenden Verläufe der Reglerparameter k_1 , k_2 und k_3 . In der Darstellung wurden die Parameter auf ihre Endwerte normiert. In Bild 5.9b bleiben innerhalb des dargestellten Zeitraumes noch große Abweichungen vom Endwert bestehen (bei k_1 ca. 50 %), die sich aber auf die Form der Übergangsfunktion nicht mehr wesentlich auswirken. Als Endwerte ergaben sich experimentell:

$$\begin{aligned} T = 2 \text{ sec} \quad k_1^+ &= 0,045 \\ k_2^+ &= 0,42 \text{ sec}^{-1} \\ k_3^+ &= 0,33 \text{ sec}^{-2} \end{aligned} \quad (5.51)$$

$$\begin{aligned} T = 20 \text{ sec} \quad k_1^+ &= 0,045 \\ k_2^+ &= 0,8 \text{ sec}^{-1} \\ k_3^+ &= 8,9 \text{ sec}^{-2} \end{aligned} \quad (5.52)$$

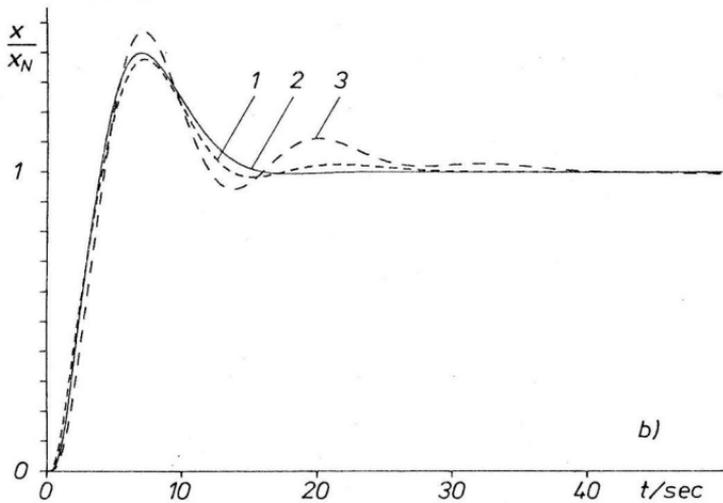
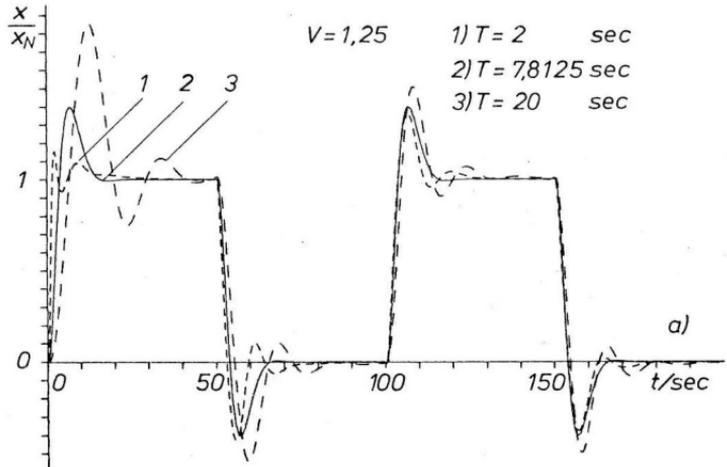


Bild 5.8 Übergangsfunktionen zur Anpassung an das Bezugsmodell beim System in der Grundform
a) zeitliche Entwicklung der Adaption
b) Übergangsfunktionen nach Abschluß der Adaption

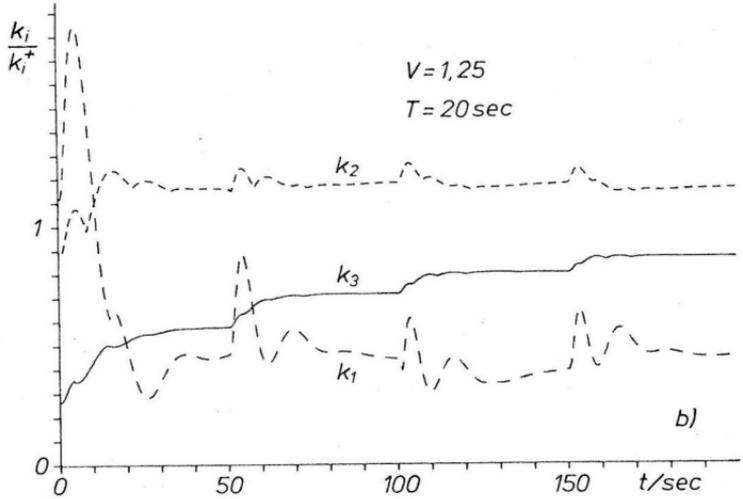
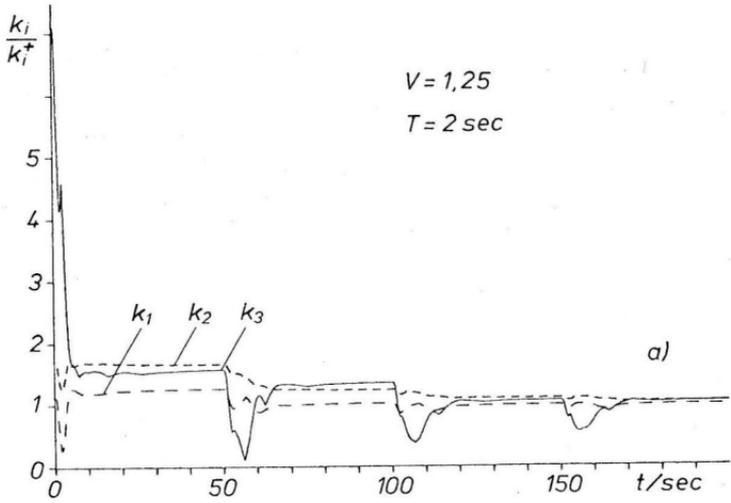


Bild 5.9 Parameterverläufe zu Bild 5.8 a

Wie Bild 5.9 zeigt, erweisen sich die für $T = 7,8125$ sec berechneten α_3 -Werte auch bei kleineren und größeren T -Werten als brauchbar. Geringfügige Verbesserungen ließen sich in Bild 5.9a durch Verkleinerung von α_3 und in Bild 5.9b durch Vergrößerung von α_3 und gleichzeitiger Verkleinerung von α_1 erzielen. Eine nennenswerte Beschleunigung der Adaption bringt erst das System mit Reglernachbildung außerhalb des Grundregelkreises, das später noch betrachtet wird.

Bei $T = 30$ sec lief k_1 gegen negative Werte. Ein System mit festen Reglerparametern wäre damit instabil, da nicht alle Koeffizienten des zur Gl. (7.3.16) gehörenden Polynoms in s gleiches Vorzeichen hätten. Dies bedeutet, daß mit einem Bezugsmodell allein nicht der gesamte Bereich des Parameters T abgedeckt werden kann. Man müßte daher ein weiteres Bezugsmodell für große Werte von T in eine Inbetriebnahmelösung einbeziehen.

Neben der Konvergenz und der Konvergenzgeschwindigkeit der adaptiven Parameter und der Güte der Anpassung des Systems an das Modellverhalten, wozu die Bilder 5.8 und 5.9 als Ergebnis genügen mögen, interessiert in diesem Beispiel vor allen Dingen, wie das Ergebnis bezüglich der Mengenregelung ausfällt. Zur Beurteilung dieser Frage sind in Bild 5.10 die Verläufe der Fehlmengen, die nach Abschluß der Adaption erzielt wurden, dargestellt, und zwar in Bild 5.10a bei weiterhin eingeschalteter Adaptionseinrichtung und in Bild 5.10b bei festen Reglerparametern ($k_i = k_i^+$). Im Fall a ergibt sich wegen der Schwankungen der Reglerparameter ein schlechteres Ergebnis bezüglich der Ausregelung der Fehlmenge.

In Bild 5.10c sind zum Vergleich noch einmal die Ergebnisse der Auslegung nach Abschnitt 7.3 dargestellt. Der Vergleich zeigt, daß die kurzen Ausregelzeiten der Fehlmenge von Bild c mit den adaptiv ermittelten Reglerparametern nicht ganz erreicht werden. Dies war auch nicht zu erwarten, da die Minimierung der Ausregelzeit nicht das Adaptionsziel gewesen ist, sondern, wie stets bei Bezugsmodellsystemen, die Anpassung an vorgegebenes Verhalten. Die Erfüllung dieses Zieles kommt in der Anschmiegung der Kurven an den durch das Modell vorgegebenen Verlauf zum Ausdruck.

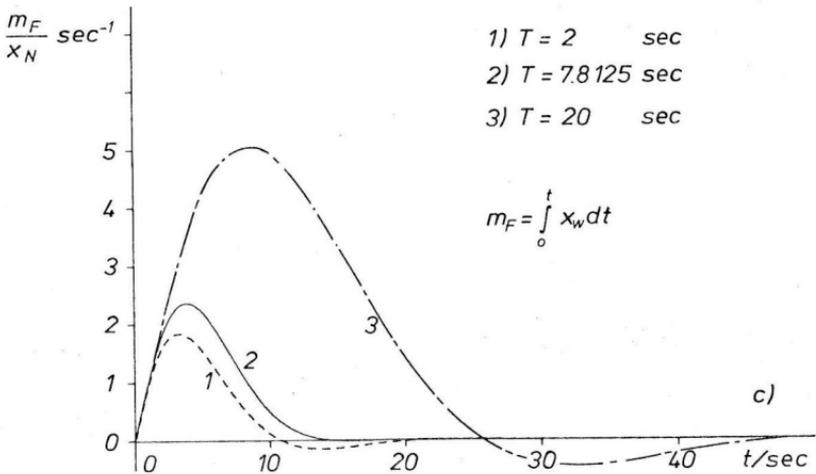
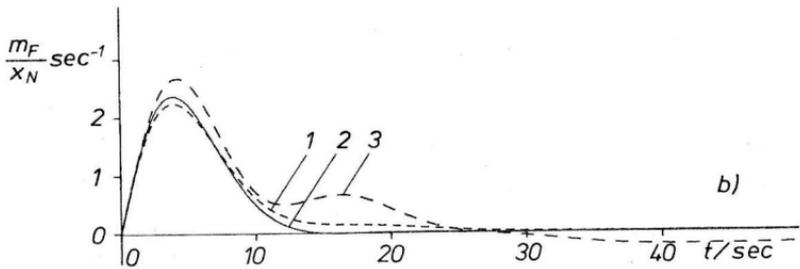
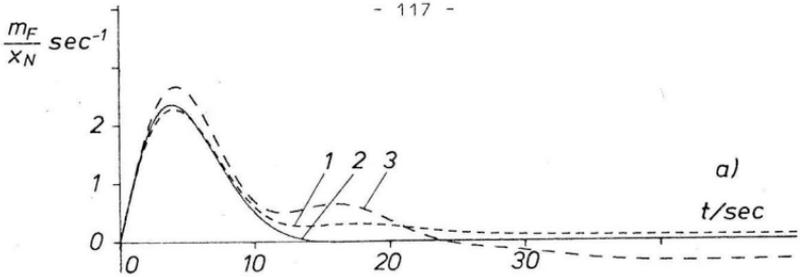


Bild 5.10 Verläufe der Fehlmengen nach der Adaption
 a) Adaption eingeschaltet
 b) Adaption ausgeschaltet
 c) Kurven von Bild 7.3.4

Die optimale Einstellung eines Mengenreglers mit Hilfe von Bezugsmodellverfahren ist also aus prinzipiellen Gründen nicht möglich. Inwieweit die Ergebnisse von Bild 5.10b für eine Inbetriebnahme trotzdem ausreichen, hängt von den Anforderungen ab, die im praktischen Betrieb an die Regelung gestellt werden.

5.3.2 Simulation des adaptiven Systems mit Reglernachbildung außerhalb des Grundregelkreises

Betrachtet sei jetzt ein adaptives Mengenregelungssystem auf der Grundlage von Bild 5.7. Zunächst wird das System ohne Stellgrößenbegrenzung behandelt. Diese werden im Anschluß daran berücksichtigt.

Da die adaptiven Parameter des Mengenreglers nur im Zähler auftreten (Bild 7.3.2), kann man $Q' = 1$ und $P' = R'$ wählen. R' ist der lineare Teil des Reglers von Bild 7.3.2, d. h.

$$R' = \frac{k_1 + (k_2 + T_{g1} k_1) s + (k_3 + T_{g1} k_2) s^2}{(1 + T_{g1} s)(1 + T_{g2} s) s^2} \quad (5.53)$$

Für die Empfindlichkeitsfunktionen ergibt sich aus Gl. (5.41)

$$\frac{\partial E_G}{\partial k_\nu} = -G \frac{\partial R'}{\partial k_\nu} X = -G \frac{s^{\nu-1} + T_{g1} s^\alpha}{(1 + T_{g1} s)(1 + T_{g2} s)} X, \quad (5.54)$$

$\nu = 1, 2, 3 \quad ; \quad \alpha = \{\nu | \nu \leq 2\}$

Bei der Simulation wurde der Term $T_{g1} s^\alpha$ vernachlässigt. Damit läßt es sich einrichten, daß die so vereinfachten Empfindlichkeitsfunktionen an den ersten drei Zustandsgrößen des Blockes M_{EV} abgegriffen werden können.

Die Proportionalitätsfaktoren α_ν werden wie im vorangehenden Beispiel aus Gl. (5.46) berechnet. Da das Fehlersignal e im wesentlichen über R' , d. h. außerhalb des Grundregelkreises, beeinflußt wird, erweist es sich als günstiger, für die Faktoren β_ν nicht die Werte aus Tabelle 3.1 zu wählen, sondern die folgenden:

$$\begin{aligned}\beta_1 &= 3 \\ \beta_2 &= 0,5 \\ \beta_3 &= 0,25\end{aligned}\quad (5.55)$$

Damit erhält man bei $T = 7,8125$ sec :

$$\alpha_{N1} = - \frac{0,3195(0,0504 - 0,2496)}{4 \cdot 3 \cdot 0,18 \cos(0,07^\circ)} = 0,0295 \text{ m}^3 \text{ sec}^2 \quad (5.56)$$

$$\alpha_{N2} = - \frac{0,6204(0,7027 - 2,3672)}{4 \cdot 0,5 \cdot 0,795 \cos(-0,57^\circ)} = 0,65 \text{ m}^3 \text{ sec} \quad (5.57)$$

$$\alpha_{N3} = - \frac{1,564(2,352 - 17,698)}{4 \cdot 0,25 \cdot 9,411 \cos(0,01^\circ)} = 2,55 \text{ m}^3 \quad (5.58)$$

Die damit erzielten Ergebnisse der Simulation zeigen die Bilder 5.11 und 5.12 bei den gleichen Anfangswerten (Gl. (5.50)) und Signalen wie im vorangehenden Beispiel. In Bild 5.11 sind die Übergangsfunktionen des Systems dargestellt. Die Verläufe für $T = 2$ sec und $T = 20$ sec werden an das Modellverhalten von Kurve 2 angenähert. Die dazugehörigen Parameterverläufe zeigt Bild 5.12a und b. Die Parameter sind darin wieder auf ihre Endwerte normiert. Für diese ergab sich experimentell:

$$\begin{aligned}T = 2 \text{ sec} \quad k_1^+ &= 0,049 \\ k_2^+ &= 0,39 \text{ sec}^{-1} \\ k_3^+ &= 0,35 \text{ sec}^{-2}\end{aligned}\quad (5.59)$$

$$\begin{aligned}T = 20 \text{ sec} \quad k_1^+ &= 0,058 \\ k_2^+ &= 0,55 \text{ sec}^{-1} \\ k_3^+ &= 7,8 \text{ sec}^{-2}\end{aligned}\quad (5.60)$$

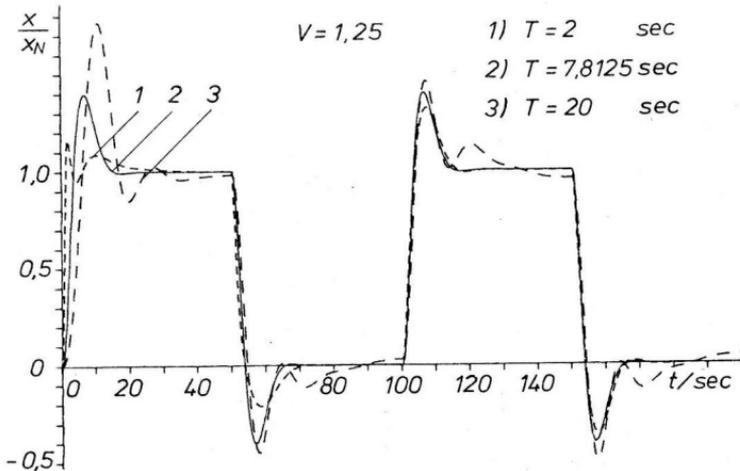


Bild 5.11 Übergangsfunktionen zur Anpassung an das Bezugsmodell beim System mit Reglernachbildung außerhalb des Grundregelkreises

Der Vergleich mit den Gln. (5.51) und (5.52) zeigt, daß sich diesmal andere Werte ergeben haben. Bei $T = 2$ sec. liegt der Unterschied unter 10 %, bei $T = 20$ sec. um 30 %. Die Ursache für den Unterschied liegt darin, daß bei dem System von Bild 5.6 aufgrund des anderen Fehlersignales ein anderes Integral minimiert wird als bei dem System von Bild 5.7. Der Unterschied würde verschwinden, wenn der Regler Modellübereinstimmung herbeiführen könnte.

Die Parameterverläufe von Bild 5.12 werden früher stationär als diejenigen von Bild 5.9. Die Adaptionsgeschwindigkeit des Systems mit der Reglernachbildung außerhalb des Grundregelkreises ist also größer als die des Systems in der Grundform.

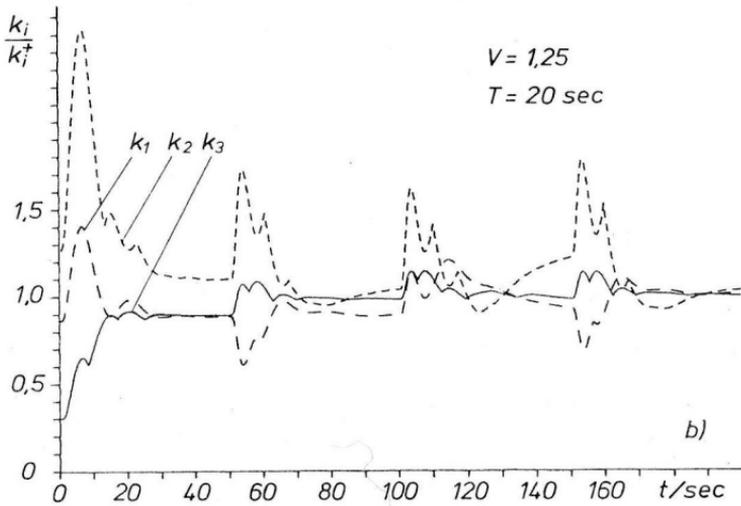
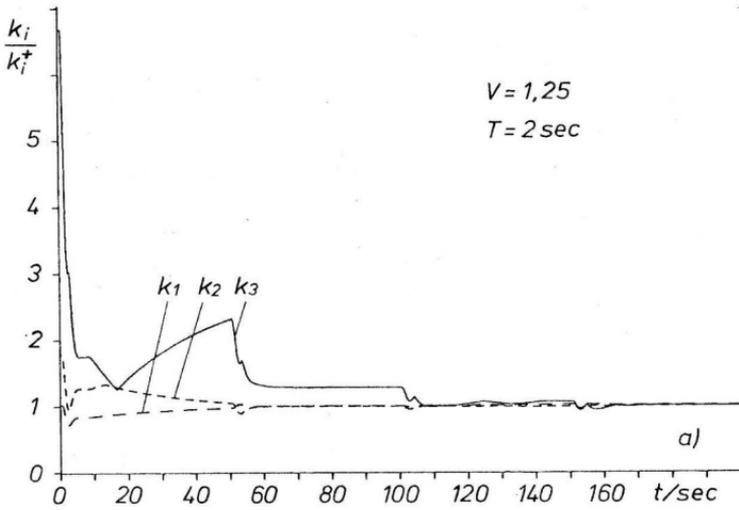


Bild 5.12 Parameterverläufe zu Bild 5.11

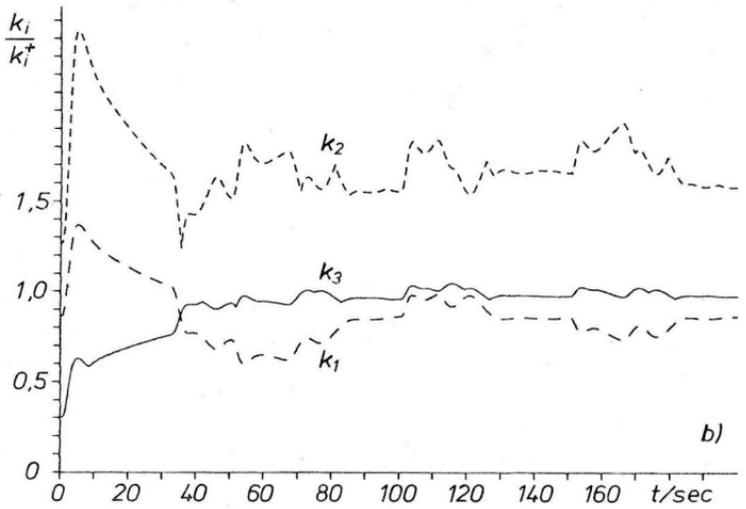
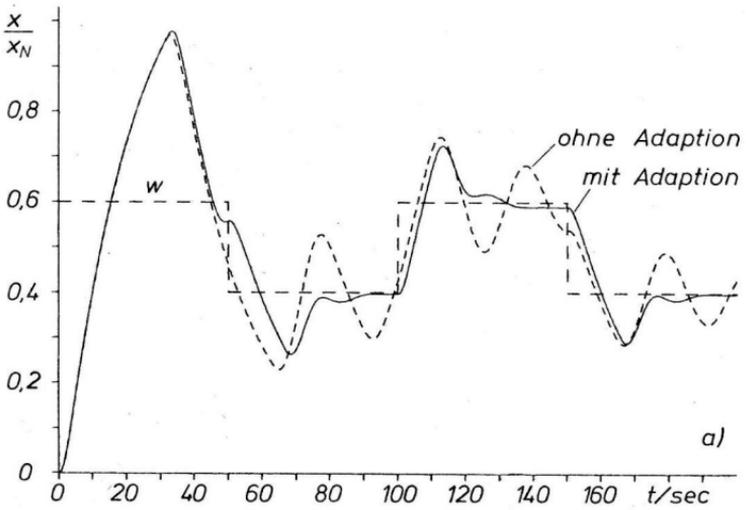


Bild 5.13 Adaption bei Stellgrößenbegrenzung ($T = 20 \text{ sec}$)
a) Übergangsfunktionen
b) Parameterverläufe

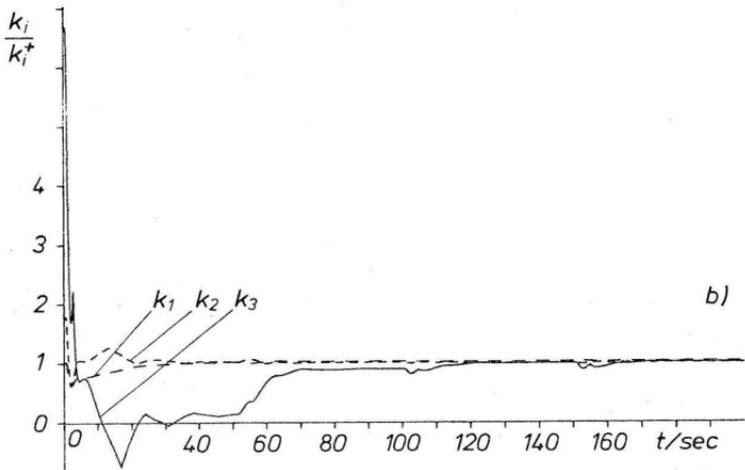
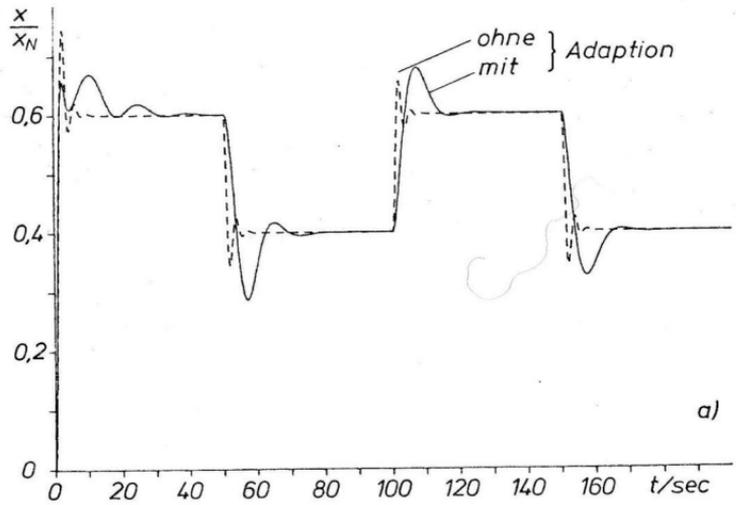


Bild 5.14 Adaption bei Stellgrößenbegrenzung ($T = 2$ sec)

a) Übergangsfunktionen

b) Parameterverläufe

In Bild 5.12 b entwickelt k_2 bei jedem Sprung des Führungssignales relativ große Auslenkungen vom Endwert. Diese wird man, sofern es zu einer Verbesserung der Adaption führt, durch eine Regelung der relativen Schwankungsbreite nach Bild 3.9 reduzieren.

Ein wesentlicher Vorteil des adaptiven Systems mit Reglernachbildung außerhalb des Grundregelkreises (Bild 5.7) liegt darin, daß es auch mit Stellgrößenbegrenzungen arbeiten kann. Dieser Fall soll jetzt behandelt werden. Die Begrenzung der Stellgröße der Strecke S von Bild 5.7 muß dabei entweder im Regler R, wie dies in Bild 7.3.2. der Fall ist, oder aber vor dem Eingang zum Modell M noch einmal nachgebildet werden, wenn man nicht hinter der Begrenzung abgreifen kann. Der Stellbereich der Mengenregelung läßt keine negativen Stellgrößen zu. Verwendet wird daher bei der Simulation ein Führungssignal w mit dem Mittelwert $0,5 x_N$ und der Sprunghöhe $0,2 x_N$. Wegen der linearen Abhängigkeit der α_i -Werte von der Sprunghöhe, wurden die Werte der Gl. (5.56) bis (5.58) um das Fünffache vergrößert.

Die Ergebnisse der Simulation zeigen die Bilder 5.13 und 5.14. In Bild 5.13 a sind die Führungsgröße und die Verläufe der Regelgröße bei $T = 20$ sec einmal mit und einmal ohne Adaption zu sehen. Bild 5.13 b zeigt die zum Adaptionsvorgang gehörenden Parameterverläufe. Diese wurden auf die Endwerte von Gl. (5.60) normiert. Die Parameter k_1 und besonders k_2 konvergieren jedoch gegen andere Werte. Da das Fehlersignal e_G in Bild 5.7 durch die Anpassung des Reglers nicht identisch zum Verschwinden gebracht werden kann, ist das Adaptionsergebnis signalabhängig. Durch die Stellgrößenbegrenzung erfährt das Stellgrößensignal gegenüber dem unbegrenzten System eine Veränderung, die eine Verschiebung der Parameterendwerte zur Folge hat. Mit anderen Worten: Das Minimum des Kostenintegrals über e_G liegt bei anderen Parameterwerten als im Fall ohne Begrenzung.

Bild 5.14 zeigt die Ergebnisse für $T = 2$ sec. In diesem Fall ist die Stellgrößenbegrenzung kaum wirksam. Daher werden die Endwerte von Gl. (5.59) erreicht. Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß bei einsetzender Stellgrößenbegrenzung die Verläufe der Regelgröße für unterschiedliche Zeitkonstanten T der Strecke nicht mehr aneinander angeglichen werden können, wie dies z.B. in Bild 5.8 a und 5.11 der

Fall war, da die Änderungsgeschwindigkeit der Regelgröße in dieser Phase nur von der maximalen Stellgröße und von T abhängt und nicht über den Regler beeinflußt werden kann. Die Auswirkungen der Adaption kommen daher erst zum Tragen, wenn das System im linearen Bereich der Kennlinie arbeitet. Diese Zusammenhänge werden in Bild 5.13 a deutlich. Ebenso ist der Gewinn der Adaption klar erkennbar.

5.4. Zusammenstellung der Ergebnisse und Eigenschaften der modelladaptiven Regelungssysteme

Die behandelten modelladaptiven Regelungssysteme führen ein Integral über ein Fehlersignal, das als Differenz zwischen Strecken- und Modellausgang oder von daraus abgeleiteten Größen gebildet wird, gegen ein Minimum. Damit gehören sie zusammen mit den direkt adaptierenden Systemen zur Klasse der extremwertbildenden Systeme.

Anhand des Systems von OSBURN wurde gezeigt, daß bezüglich der Störsignale im Prinzip direkt adaptierendes Verhalten vorliegt, indem ein Kriterium der Regelabweichung minimiert wird. Inwieweit daraus praktischer Nutzen gezogen werden kann, hängt von der Realisierungsgenauigkeit des Empfindlichkeitsmodelles ab. Diese Genauigkeit ist bei den Systemen mit Bezugsmodell für den offenen Regelkreis bezüglich der Störsignale kleiner als bezüglich der Führungssignale. Eine Ausnahme bilden dabei solche Systeme, die nur die Kreisverstärkung anpassen. Auf die Betrachtung dieser Systeme, die genauso einfach sind wie die direkt adaptierenden Systeme mit Anpassung der Kreisverstärkung von Kapitel 4.2, braucht man nicht weiter einzugehen.

Die adaptiven Regelungssysteme mit Bezugsmodell für den offenen Regelkreis wurden neu entwickelt, und zwar ein "System in der Grundform" (Bild 5.6) und ein "System mit Reglernachbildung außerhalb des Grundregelkreises" (Bild 5.7). In beiden Fällen werden zur Realisierung neben dem Bezugsmodell nur noch eine normale oder eine reziproke Reglernachbildung sowie einfache Hilfselemente (z.B. Hochpaßfilter) benötigt. Der Aufwand ist daher etwas geringer als bei dem System von OSBURN, bei dem zusätzlich zum Bezugsmodell ein vollständiges Empfindlichkeitsmodell realisiert werden muß.

Das System mit Reglernachbildung außerhalb des Grundregelkreises zeichnet sich dadurch aus, daß es auch bei begrenzter Stellgröße adaptieren kann. Der Grundregelkreis weist dann in den linearen Betriebsphasen das Verhalten des Bezugsmodelles auf. Außerdem adaptiert das System schneller als das System in der Grundform.

Die Systeme mit Bezugsmodell für den offenen Regelkreis wurden am Beispiel einer Mengenregelung mit drei adaptiven Parametern simuliert. Die Arbeitsgleichungen wurden mit den Gradienten nach Gl. (3.52) gebildet, die nur das Vorzeichen der Empfindlichkeitsfunktionen verwenden. Damit wird beim System in der Grundform die Abhängigkeit des Empfindlichkeitsmodelles von den Reglerparametern ausgeglichen und eine gleichmäßigere Adaption erreicht. Die Proportionalitätsfaktoren α_1 wurden bestimmt nach Abschnitt 3.3. Bei dem System mit Reglernachbildung erwies es sich als sinnvoll, für die Faktoren β_1 von Gl. (3.53) nicht die Werte aus Tabelle 3.1 zu wählen, sondern gemäß Gl. (5.55).

Bei der Simulation sind Änderungen des Verstärkungsfaktors der Strecke nicht berücksichtigt worden. Es sei darauf aufmerksam gemacht, daß die α_1 in ihrer Bestimmungsgleichung (3.53) oder (5.46) umgekehrt proportional von dieser Verstärkung abhängen, da die Endwerte und die Stabilitätsgrenze der Reglerparameter in dieser Weise abhängig sind. Bei einer praktischen Auslegung hätte dies entweder durch Auslegung auf den größten Wert der Streckenverstärkung oder durch automatische Anpassung mit der Regelung der Schwankungsbreite nach Bild 3.9 berücksichtigt werden müssen.

Der verwendete Regler des Grundregelkreises war aufgrund seiner Struktur nicht in der Lage, Modellübereinstimmung herbeizuführen, oder, was gleichbedeutend ist, das Fehlersignal identisch zum Verschwinden zu bringen. Das hat zur Folge, daß das Ergebnis der Adaption signalabhängig ist, wie bei den direkt adaptierenden Systemen, und daß auch die verschiedenen untersuchten Systeme bei gleichen äußeren Signalen leicht unterschiedliche Ergebnisse liefern. Verständlich ist in diesem Zusammenhang auch, daß Änderungen der Streckenparameter nur in begrenztem Umfang ausgeglichen werden konnten. Über den Grad der Modellanpassung, der mit solch einem

"unvollkommenen" Regler bei unterschiedlichen Zeitkonstanten der Strecke erreicht wird, geben die Bilder 5.8 und 5.11 Auskunft.

Bezüglich der Adaptionsgeschwindigkeit läßt sich sagen, daß zu Beginn der Adaption schnelle Parameteränderungen stattfinden (Bilder 5.9, 5.12 u. 5.13 b). Nach praktischen Maßstäben ist die Adaption nach zwei bis drei Einschwingvorgängen abgeschlossen.

Zum Störsignalverhalten wurden, außer den bereits erwähnten prinzipiellen Überlegungen, keine Untersuchungen durchgeführt. Das gleiche gilt für die Frage der Stabilität. Anhand der Kosinusbedingung von Gl. (3.56) ist jedoch noch folgende Aussage möglich. Vergleicht man die Kosinus in den Gln. (5.47) - (5.49) mit denen der Gln. (5.56) - (5.58), so ergibt sich theoretisch, daß das System mit der Reglernachbildung besseres Stabilitätsverhalten hat als das System in der Grundform. Diese Aussage deckt sich mit den Ergebnissen von MARŠIK /56/ bei einem verwandten Problem.

6. Zusammenfassung

Behandelt wird der Entwurf adaptiver Eingrößenregelungssysteme mit Ausgangsrückführung, die ihre Parameter mit Hilfe von Empfindlichkeitsfunktionen nach einem Gradientenverfahren so einstellen, daß das Integral eines Fehlersignales gegen ein Minimum geführt wird. Der Entwurf zielt darauf ab, den praktischen Anforderungen bezüglich Aufwand, Stabilität, Störsignalverhalten, Adaptionsgeschwindigkeit und -genauigkeit weitgehend gerecht zu werden. Die Eigenschaften der entwickelten Systeme werden theoretisch und anhand anwendungsbezogener Simulationsbeispiele untersucht.

Je nach der Art des Fehlersignales lassen sich zwei Klassen von Systemen unterscheiden: Von direkt adaptierenden Systemen wird gesprochen, wenn das Fehlersignal durch die Regelabweichung gegeben ist und von modelladaptiven Systemen, wenn es sich um das Differenzsignal zwischen Regelgröße und dem Ausgang eines Modelles bzw. einer daraus abgeleiteten Größe handelt. Der Begriff "selbstoptimierende Systeme" wurde vermieden, da die Systeme das optimale Ergebnis nicht erreichen.

Eine Übersicht zum Stand des Wissens (Kapitel 2) behandelt die mathematischen Grundlagen des Gradientenverfahrens und diskutiert die praktische Anwendbarkeit. Es werden Lösungen mit kontinuierlicher und mit diskreter Parameterverstellung untersucht. Die diskrete Lösung zeigt Einschränkungen bei instationären und bei stochastischen Signalen. Die kontinuierliche Parameterverstellung benötigt Empfindlichkeitsmodelle. Es wird gezeigt, daß diese Modelle in adaptiven Systemen nur näherungsweise realisierbar sind.

Kapitel 3 bringt einige Beiträge zum Entwurf nach dem Gradientenverfahren. Da Empfindlichkeitsmodelle bei veränderlichen Reglerparametern prinzipiell nur näherungsweise gültig sind, ist man aus Gründen der mathematischen Tragfähigkeit des Entwurfes an langsam veränderliche (quasizeitinvariante) Parameter gebunden. Unter Inkaufnahme vertretbarer Fehler, die von der Änderungsgeschwindigkeit der Parameter abhängen, erweist es sich als zweckmäßig, den Entwurf im Frequenzbereich durchzuführen. Dadurch kann man mit Ein-Ausgangsbeziehungen arbeiten, die auf die Strukturinformation

verzichten und erhält größere Freiheiten beim Entwurf. Die dabei auftretenden Frequenzbereichsfunktionen mit langsam veränderlichen Parametern wurden als erste Näherungen ZADEHscher Systemfunktionen interpretiert.

Die Änderungsgeschwindigkeit eines jeden adaptiven Parameters gehorcht einer Gleichung, die einen Proportionalitätsfaktor enthält, der bisher empirisch bestimmt werden mußte. Aufgrund heuristischer Überlegungen wird eine Methode angegeben, die die rechnerische Ermittlung der Proportionalitätsfaktoren ermöglicht. Als zusätzliches Ergebnis fällt dabei eine notwendige Bedingung für die Stabilität der adaptiven Systeme ab. Ein besonderes Verfahren zur Normierung des Gradienten und ein Verfahren zur automatischen Anpassung der Proportionalitätsfaktoren sorgen für gleichmäßiges Adaptionsverhalten bei unterschiedlichen Betriebsbedingungen.

Direkt adaptierende Regelungsverfahren setzen die Existenz eines Extremums für das Integralkriterium der Regelabweichung bezüglich der adaptiven Parameter voraus. Die allgemeine Lösung erfordert die fortlaufende Identifikation der Streckenparameter zur Realisierung des Empfindlichkeitsmodelles. Kapitel 4 bringt zunächst verschiedene Möglichkeiten für diese Realisierung und geht dann ausführlich auf Systeme zur Anpassung der Kreisverstärkung ein. Diese spezielle Systemklasse kommt ohne Identifikation aus. In diesem Rahmen wird für das "einfache adaptive Regelungssystem" von MARŠIK /12/ eine systematische Herleitung angegeben. Die Systeme werden am Beispiel einer Drehzahlregelung untersucht.

Die Regelung einer Kugelmühle dient als Beispiel für ein System mit zwei adaptiven Parametern. Die Ergebnisse zeigen, daß an die Identifikation keine großen Genauigkeitsanforderungen gestellt zu werden brauchen, da relativ große Identifikationsfehler toleriert werden. Im Rahmen des Beispiels konnte auf die Identifikation trotz Schwankungen der Streckenparameter um 200 % verzichtet werden.

Durch die Verfahren aus Kapitel 3 zur Anpassung der Proportionalitätsfaktoren erfahren die direkt adaptierenden Systeme eine erhebliche Leistungssteigerung. Die Systeme sind signaladaptiv und haben für die praktische Anwendung die besonders interessante Eigenschaft, mit Hilfe der natürlichen Störsignale adaptieren zu können.

Auch die modelladaptiven Systeme der in Kapitel 5 behandelten Klasse sind signaladaptiv. Sie reagieren jedoch unterschiedlich auf Führungs- und auf Störsignale. Führungssignale bewirken Modellapproximation, die näherungsweise im Sinne des gewählten Integrals optimal ist. Bei Störsignalen wird, wie bei den direkt adaptierenden Systemen, ein Integral der Regelabweichung gegen ein Minimum geführt.

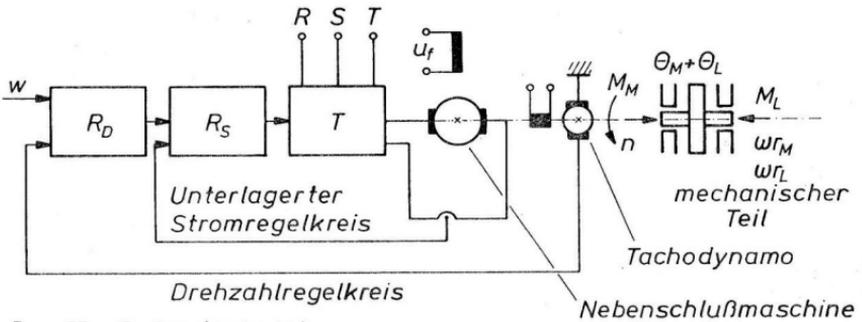
Neu entwickelt werden Systeme mit Bezugsmodell für den offenen Regelkreis. Diese zeichnen sich durch einen etwas geringeren Realisierungsaufwand aus als die bekannten Systeme mit Bezugsmodell für den geschlossenen Kreis, da das Bezugsmodell gleichzeitig zur Realisierung des Empfindlichkeitsmodelles herangezogen werden kann. Eine Version mit Reglernachbildung außerhalb des Grundregelkreises eignet sich für Anwendungen, bei denen Stellgrößenbegrenzungen berücksichtigt werden müssen.

7. Anhang

Dieses Kapitel beschreibt die Streckenmodelle und Signale, die in den Beispielen verwandt werden. Den Modellen liegen die technischen Prozesse eines Gleichstromantriebes, einer Kugelmühle und einer Mengenregelung zugrunde. Die Verwendung technisch bedeutsamer Prozesse soll die Beurteilung der entwickelten Verfahren im Hinblick auf ihre praktische Anwendbarkeit erleichtern. Aus Gründen der Überprüfbarkeit werden Zahlenwerte mit großer Stellenzahl angegeben. Es versteht sich von selbst, daß in der Praxis solch genaue Werte nicht realisiert werden.

7.1. Der Drehzahlregelkreis eines thyristorgespeisten Gleichstromnebenschlufmotors

Den prinzipiellen Aufbau eines thyristorgespeisten Gleichstromnebenschlufmotors mit Drehzahlregelung zeigt Bild 7.1.1.



R_D = PI - Regler (Drehzahl)

R_S = PI - Regler (Strom)

T = Thyristorsatz

Bild 7.1.1 Drehzahlregelkreis mit thyristorgespeistem Gleichstromnebenschlufmotor

Der mechanische Teil des Systems besteht aus den rotierenden Massen des Ankers mit dem Trägheitsmoment θ_M und der Last mit dem Trägheitsmoment θ_L . Anker und Last sind starr miteinander verbunden gedacht. Auf den Anker wirkt das Drehmoment M_M des Motors. Diesem entgegen wirken das Lastmoment M_L sowie die drehzahlabhängigen Reibungsmomente $w \cdot r_L$ der Last und $w \cdot r_M$ des Motors. Die Rei-

bungsmomente können näherungsweise vernachlässigt werden. Für diesen Fall wird von BUXBAUM /57,58 / ein Strukturbild des Antriebsregelkreises bei nichtlückendem Ankerstrom gemäß Bild 7.1.2 angegeben. Istwertglättung von Strom und Drehzahl werden darin vernachlässigt.

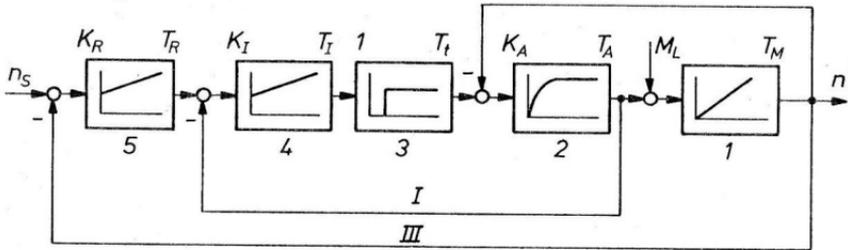


Bild 7.1.2 Strukturbild des drehzahlgeregelten Gleichstromantriebes

Die mechanische Zeitkonstante T_M von Block 1 ergibt sich aus der Beziehung

$$T_M = \frac{2\pi}{60 [\text{sec}]} \cdot \frac{n_N [\text{min}]}{M_N} (\theta_M + \theta_L) \quad (7.1.1)$$

und ist damit vom Trägheitsmoment θ_L der angekoppelten Arbeitsmaschine abhängig. θ_L kann sich während des Betriebes ändern, z. B. in Prüfständen oder bei Haspelanlagen. Der Index N bezeichnet Nenngrößen. Die Blöcke 2 und 3 beschreiben den Ankerstromkreis und den Thyristorsatz. Die Totzeit T_t ergibt sich aus der Pulszahl m und der Netzfrequenz f :

$$T_t = \frac{1}{2 m f} \quad (7.1.2)$$

Die Blöcke 4 und 5 stellen den Strom- und den Drehzahlregler dar.

Bild 7.1.2 läßt sich vereinfachen. Da die Stromregelung wesentlich schneller ist als die Drehzahlregelung, kann Schleife II bei dynamischen Betrachtungen vernachlässigt werden. Anschließend kann man Schleife I zu einem Block F_I zusammenziehen. Die Übertragungsfunktion des aufgeschnittenen Stromregelkreises lautet

$$\hat{F}_{I0} = K_I \cdot \frac{1 + T_I s}{T_I s} \cdot \frac{1}{e^{T_t s}} \cdot \frac{K_A}{1 + T_A s} \quad (7.1.3)$$

Man wählt $T_I = T_A$ und ersetzt die e-Funktion durch die ersten zwei Glieder einer Taylorreihe und erhält

$$\hat{F}_{I0} = \frac{K_I K_A}{T_A s (1 + T_t s)} \quad (7.1.4)$$

Für den geschlossenen Kreis ergibt sich mit dieser Näherung ein System 2. Ordnung

$$\hat{F}_I = \frac{1}{1 + \frac{T_A}{K_I K_A} s + \frac{T_A T_t}{K_I K_A} s^2} = \frac{1}{1 + \frac{2D}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2} \quad (7.1.5)$$

Der Stromregelkreis soll bei kleiner Anregelzeit möglichst wenig überschwingen. Der Verstärkungsfaktor K_I wird daher so gewählt, daß sich die gewünschte Dämpfung einstellt. Als Zusammenhang zwischen K_I und dem Dämpfungsgrad D ergibt sich aus (7.1.5)

$$D = \frac{1}{2 T_t} \sqrt{\frac{T_A T_t}{K_I K_A}} \quad (7.1.6)$$

Daraus kann man K_I für jede gewünschte Dämpfung ermitteln und erhält als Dimensionierungsvorschrift für den Stromregler von Bild 7.1.2 bzw. von Gl. (7.1.3)

$$T_I = T_A \quad (7.1.7)$$

$$K_I = \frac{1}{4 D^2 K_A} \cdot \frac{T_A}{T_t} \quad (7.1.8)$$

Ein Überschwingen von nur 1,5 % erhält man nach OPPELT /59/ für $D = 0,8$. Damit ergibt sich

$$\hat{F}_I = \frac{1}{1 + 2,56 T_t s + 2,56 T_t^2 s^2} \quad (7.1.9)$$

Das Übertragungsverhalten des Stromregelkreises hängt also lediglich noch von T_t ab. Zur Auslegung des Drehzahlregelkreises kann in (7.1.9.) der quadratische Term vernachlässigt werden wegen der Kleinheit von T_t . Man ersetzt dabei das System 2. Ordnung durch ein System 1. Ordnung mit der gleichen linearen Regelfläche, d.h.

$$\hat{\frac{F}{I}} = \frac{1}{1 + T_s s} \quad (7.1.10)$$

mit

$$T_s = 2,56 T_t \quad (7.1.11)$$

Einen günstigen Kompromiß zwischen Führungs- und Störverhalten erzielt man nach BUXBAUM /57/ durch Auslegung des Drehzahlregelkreises nach dem Symmetrischen Optimum (KESSLER /60/) und Verwendung einer Sollwertglättung. Der Regler ist danach wie folgt zu dimensionieren:

$$T_R = 4 T_s = 10,24 T_t \quad (7.1.12)$$

$$K_R = \frac{T_M}{2 T_s} = \frac{1}{5,12} \frac{T_M}{T_t} \quad (7.1.13)$$

Die mechanische Zeitkonstante T_M hängt nach Gl. (7.1.1) von der Arbeitsmaschine ab und ist daher als unbekannt anzusehen. Sie wird durch einen adaptiven Reglerparameter k_1 ersetzt:

$$K_R = \frac{1}{5,12} \frac{k_1}{T_t} \quad (7.1.14)$$

Das Übertragungsverhalten des Reglers beträgt damit

$$F_R = k_1 \frac{1 + 10,24 T_t s}{52,4 T_t^2 s} \quad (7.1.15)$$

Zur Sollwertglättung wird die Übertragungsfunktion

$$F_G = \frac{1}{1 + T_G s} \quad (7.1.16)$$

mit

$$\bar{T}_G = \bar{T}_R = 10,24 \bar{T}_t \quad (7.1.17)$$

verwendet. So ergibt sich ein Modell für die Drehzahlregelung eines stromrichterergespeisten Gleichstrommotors nach Bild 7.1.3.

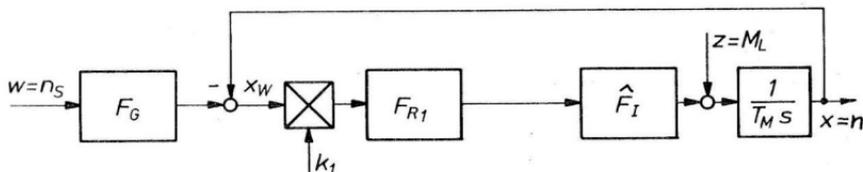


Bild 7.1.3 Modell des Drehzahlregelkreises eines stromrichterergespeisten Gleichstromantriebes

Für einen Stromrichter mit der Pulszahl $m = 6$ erhält man bei $f = 50$ Hz nach Gl. (7.2) eine Totzeit von $T_t = 0,00167$ sec. Die Übertragungsfunktionen der einzelnen Blöcke von Bild 7.1.3 ergeben sich damit wie folgt:

$$F_G = \frac{1}{1 + 0,0171 s} \quad (7.1.18)$$

$$F_{R1} = 6839 \frac{1 + 0,0171 s}{s} \quad (7.1.19)$$

$$\hat{F}_I = \frac{1}{1 + 0,00428 s + 0,00000714 s^2} \quad (7.1.20)$$

Zur Auslegung einer Adaptionseinrichtung interessiert noch die Stabilitätsgrenze k_{1g} . Die Bedingung

$$k_{1g} F_{R1}(j\omega_{1g}) F_I(j\omega_{1g}) \frac{1}{T_M j\omega_{1g}} + 1 = 0 \quad (7.1.21)$$

liefert nach einer Zwischenrechnung

$$k_{1g} = 3,84 T_M \quad (7.1.22)$$

Die Frequenz der Dauerschwingung an der Stabilitätsgrenze beträgt

$$\omega_{1g} = 0,5413 \frac{1}{T_L} \quad (7.1.23)$$

Einen Vergleich der beiden Näherungen für den Stromregelkreis \hat{F}_I und \hat{F}_I mit dem genauen Modell zeigt Bild 7.1.4 anhand der Übergangsfunktionen auf einen Führungssprung ohne Begrenzung und ohne Sollwertglättung. Danach stellt \hat{F}_I eine gute und \hat{F}_I eine für die Praxis noch brauchbare Näherung dar.

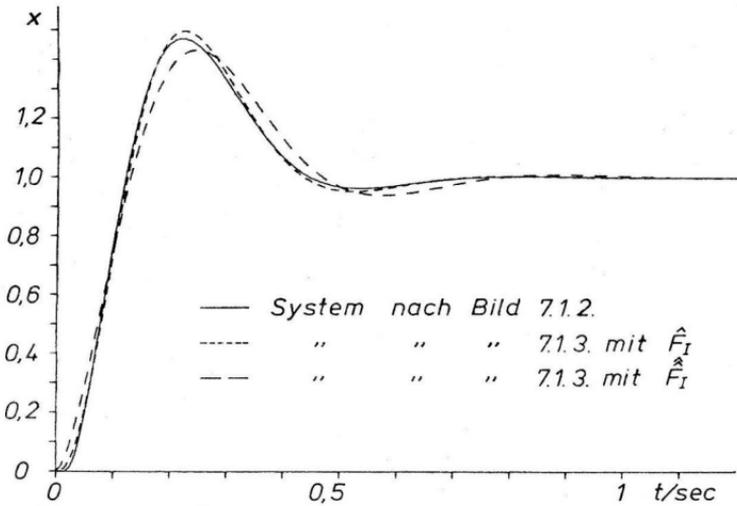


Bild 7.1.4 Übergangsfunktionen des Antriebsmodelles bei genauem und genäherten Modellen für den Stromregelkreis

7.2. Modell und Regler zur Regelung einer Kugelmühle

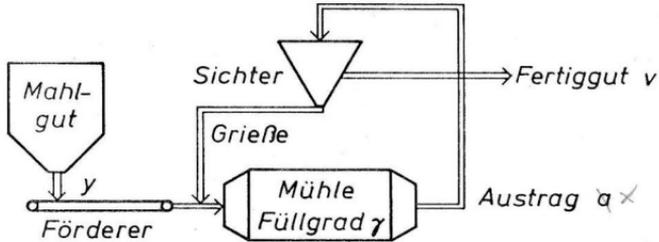


Bild 7.2.1 Schema einer Kugelmühle mit Sichter-Umlaufsystem

Kugelmühlen werden bei der Zementherstellung in großem Umfang zum Mahlen von Klinker zu Zementpulver eingesetzt. Die Kosten für die Antriebsenergie einer solchen Mühle liegen in der Größenordnung von 2 Millionen DM jährlich. Die Regelung der Kugelmühlen kann den Energieverbrauch in Zementwerken merklich beeinflussen. Einen Beitrag dazu findet man bei SCHULZE /61/. Bild 7.2.1 zeigt das Schema einer solchen Mühle mit Sichter-Umlaufsystem. Das Mahlgut wird über ein Förderband der eigentlichen Mühle zugeführt. Diese besteht aus einem rotierenden Rohr, das teilweise mit Stahlkugeln zur Zerkleinerung des Klinkers gefüllt ist. Der Mühlenaustrag wird in einen Windsichter geleitet, der ihn in Fertiggut und Grieße trennt. Die Grieße wird dem Mahlgut zugeschlagen und der Mühle erneut zugeführt.

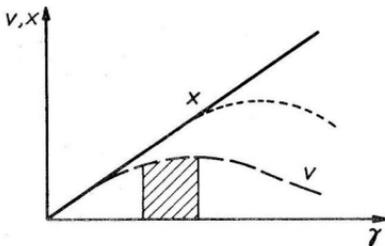


Bild 7.2.2

Mühlenustrag α und Fertiggutfluß v als Funktion des Füllgrades

Der Mühlenaustrag ist im Arbeitsbereich linear, die Menge des Fertiggutes stark nichtlinear vom Füllgrad der Mühle abhängig. Die Zusammenhänge zeigt Bild 7.2.2. Der Verlauf der Kurven ist abhängig vom Alter der Mahlkugeln sowie von der Härte des Mahlgutes, die ständigen Schwankungen unterliegt.

Ein einfaches nichtlineares Modell der Kugelmühle zeigt Bild 7.2.3a. Der günstigste Arbeitsbereich liegt in dem schraffierten Gebiet vor dem Maximum der Nichtlinearität. Ein Überschreiten des Maximums muß auf jeden Fall vermieden werden, da sonst mit einer Zunahme des Füllgrades eine Abnahme des Fertigutflusses verbunden ist, was zu einer Vorzeichenumkehr in der Rückführung und damit zur Instabilität des Modelles führt. Die Mühle würde dann vollaufen. Wie nahe am Optimum die Mühle betrieben werden kann, hängt daher ab von der Qualität der Regelung. Geregelt wird der Mühlenaustrag gemäß Bild 7.2.3b. Der Regler hat die Aufgabe, den Austrag gegen den Einfluß der Störgröße z auf einem Sollwert zu halten, der von einem Extremwertregler vorgegeben wird. Die Störgröße berücksichtigt ungleichmäßigen Materialfluß in der Mühle. Die Laufzeit des Rückgutes ist vernachlässigbar.

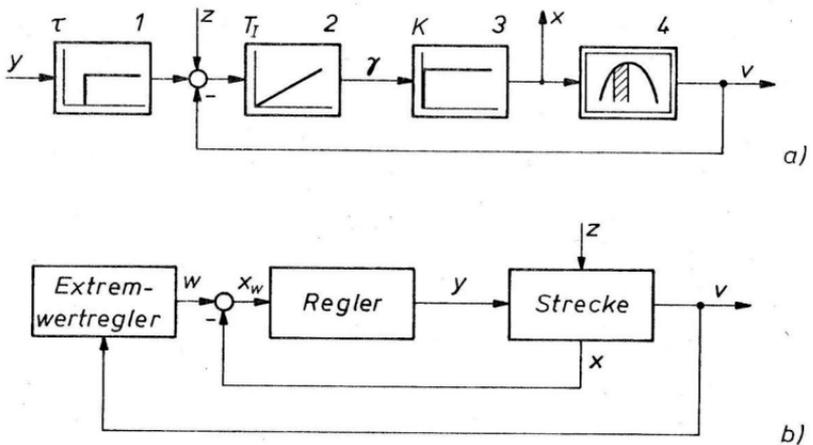


Bild 7.2.3 a) Modell der Kugelmühle

b) Regelkonzept der Kugelmühle

Das Modell der Kugelmühle läßt sich um einen Arbeitspunkt x_0 des Austrages linearisieren und im Kleinsignalbereich durch eine Übertragungsfunktion, bestehend aus einem Verzögerungsglied mit Totzeit, beschreiben:

$$S(s; c, \bar{T}, \tau) = \frac{X(s)}{Y(s)} = \frac{c}{1 + T_S} e^{-\tau s} \quad (7.2.1)$$

Darin ist

$$c = \left(\frac{\Delta v}{\Delta x} \Big|_{x_0} \right)^{-1} \quad (7.2.2)$$

der Kehrwert der Steigung der Nichtlinearität von Block 4 aus Bild 7.2.3a am Arbeitspunkt x_0 und

$$\bar{T} = c \frac{\bar{T}_I}{K} \quad (7.2.3)$$

mit dem Verstärkungsfaktor K von Block 3 und der Nachstellzeit \bar{T}_I von Block 2. Die Größe τ ist die Totzeit von Block 1.

Die Übertragungsfunktion von Gl. (7.2.1) beschreibt das Verhalten der Kugelmühle für kleine Änderungen um den Arbeitspunkt x_0 . Diese Änderungen können im Gegensatz zum Austrag auch negativ sein. Eine wesentliche Eigenschaft des Modelles sind seine veränderlichen Parameter. Die Größe des Parameters K hängt ab von der Härte des mahelnden Klinkers und vom Lebensalter der Mahlkugeln. Der Verstärkungsfaktor c verändert sich mit der Lage des Arbeitspunktes. Bei einer konstanten Totzeit von maximal $\tau = 3$ min. muß nach /61/ mit einem Zeitkonstantenbereich

$$\bar{T} = 10 \dots 30 \text{ min} \quad (7.2.4)$$

gerechnet werden. Für c stehen aus der Literatur keine Werte zur Verfügung. Es wird daher ein entsprechender Bereich angenommen

$$c = 1,7 \dots 5 \quad (7.2.5)$$

Das entspricht einer größten Steigung im Arbeitspunkt von etwa 30° und einer kleinsten von etwa 11° . Übertragungsfunktionen vom Typ der Gl. (7.2.1) sind über das Beispiel der Kugelmühle hinaus von Bedeutung. Verfahrenstechnische Anlagen mit Stoff- oder Wärme-

transport lassen sich häufig gut durch solche Übertragungsfunktionen beschreiben.

Für die Strecke wird als Regler ein PI-Regler gewählt mit der Übertragungsfunktion

$$R(s, k_i) = k_2 + \frac{k_1}{s} \quad (7.2.6)$$

Damit liegt die Struktur des Grundregelkreises der Kugelmühle, d.i. die innere Schleife von Bild 7.2.3b, in der Form von Bild 7.2.4 fest. Die Signalgrößen werden auf ihre Nennwerte normiert, so daß die Dimensionen entfallen können. Der Extremwertregelkreis soll nicht betrachtet werden. Für den Entwurf der Adaptionseinrichtung werden später die Reglerparameter k_i^* im Optimum sowie k_{ig} an der Grenze der Stabilität mit den dazugehörigen Frequenzen ω_{ig} von Interesse sein.

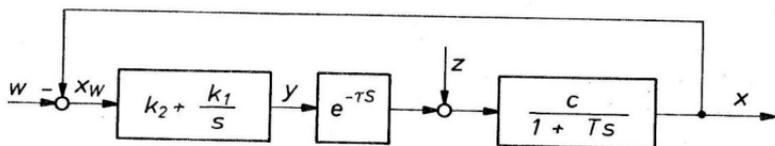


Bild 7.2.4 Grundregelkreis der Kugelmühle

Optimale Reglerparameter für eine Regelkreisstruktur von Bild 7.2.4 wurden von MILLER u.a. /62/ bezüglich verschiedener Auslegeskriterien und Sprungstörungen z angegeben. Für das Integralkriterium

$$I(k_i) = \int_0^{\infty} \left| \frac{x_w(t)}{x_0} \right| dt \quad (7.2.7)$$

ergeben sich für einen PI-Regler die optimalen Parameter nach den Beziehungen

$$c k_1^* = 0,5985 \frac{1}{T} \left\{ \frac{\tau}{T} \right\}^{-1,693} \quad (7.2.8a)$$

$$c k_2^* = 0,984 \left\{ \frac{\tau}{T} \right\}^{-0,986} \quad (7.2.8b)$$

Eine Überprüfung der Beziehungen ergab, daß das optimale Gütefunktional auf etwa 5 % erreicht wird.

Die Werte an der Stabilitätsgrenze ermittelt man aus der charakteristischen Gleichung:

$$R(j\omega, k_i) S(j\omega, c, T, \tau) = -1 \quad (7.2.9)$$

Für die Phase erhält man die Gleichung

$$\omega \tau = \arctan \frac{\omega k_2}{k_1} + \arctan \frac{1}{\omega T} \quad (7.2.10)$$

und für den Betrag die Gleichung

$$k_1^2 + (k_2 \omega)^2 = \frac{\omega^2}{c^2} [1 + (\omega T)^2] \quad (7.2.11)$$

Wenn ein Parameter k_i vorgegeben wird, errechnet man den Wert des anderen Parameters und die Frequenz der Schwingung an der Stabilitätsgrenze aus den folgenden Gleichungen, die sich aus den beiden obigen Gleichungen ergeben:

1. k_2 ist vorgegeben

$$\omega_{1g} = \frac{1}{T} \sqrt{c^2 k_2^2 \left\{ 1 + \tan^{-2}(\omega_{1g} \tau - \arctan \frac{1}{\omega_{1g} T}) \right\} - 1} \quad (7.2.12a)$$

$$c k_{1g} = \omega_{1g} \sqrt{1 + (\omega_{1g} T)^2 - c^2 k_2^2} \quad (7.2.12b)$$

2. k_1 ist vorgegeben

$$\omega_{2g} = \frac{1}{T} \left\{ \arctan \frac{1}{\omega_{2g} T} + \arctan \sqrt{\frac{\omega_{2g}^2 [1 + (\omega_{2g} T)^2]}{c^2 k_1^2} - 1} \right\} \quad (7.2.13a)$$

$$c k_{2g} = \frac{1}{\omega_{2g}} \sqrt{\omega^2 [1 + (\omega T)^2] - c^2 k_1^2} \quad (7.2.13b)$$

Die Gleichungen für die Frequenzen ω_{ig} an der Stabilitätsgrenze sind implizit. Sie lassen sich aber leicht mit Hilfe eines Taschenrechners iterativ lösen.

7.3. Modell eines Mengenregelkreises

In chemischen und petrochemischen Anlagen besteht häufig die Aufgabe, Stoffe in ganz bestimmten Mengenverhältnissen mischen zu müssen. Wenn das Mischprodukt in einem Behälter gesammelt wird, erzielt man mit einer Mengenregelung der einzelnen Komponenten eine größere Genauigkeit als mit einer Durchflußregelung, da die Mengenregelung Mengenfehler zum Verschwinden bringt. Dafür muß man eine ungünstigere Regeldynamik, d.h. eine kurzfristig ungenauere Regelung, in Kauf nehmen.

Das Schema eines Durchfluß- oder Mengenregelkreises für Flüssigkeiten zeigt Bild 7.3.1.

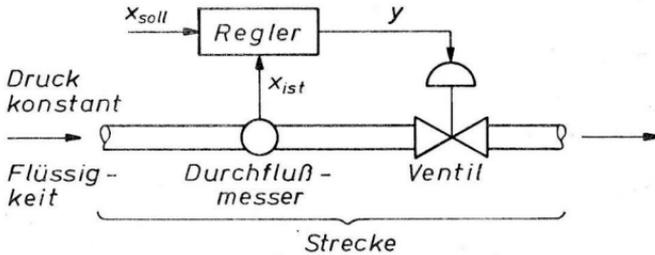


Bild 7.3.1 Durchfluß-, Mengenregelkreis für Flüssigkeiten

Die Strecke kann durch eine einfache lineare Übertragungsfunktion approximiert werden:

$$S(s) = \frac{V}{(1 + T_s)(1 + 0,1 T_s)} \quad (7.3.1)$$

Das erste Verzögerungsglied beschreibt das Zeitverhalten des Ventils, das zweite mit der zehn mal kleineren Zeitkonstante die Trägheit der Flüssigkeit. Die Stellgrößenbegrenzung des Ventils wird im Regler berücksichtigt durch Begrenzung des Reglerausganges. Meistens können während des Betriebes die Streckenparameter als konstant angesehen werden. Zwischen einzelnen Regelkreisen können sie aber in folgenden Bereichen schwanken:

$$\begin{aligned} V &= 0,5 \dots 2 \\ T &= 2 \dots 30 \text{ sec} \end{aligned} \quad (7.3.2)$$

Die Durchflußzähler liefern als Signal eine Folge von Pulsen, deren Frequenz proportional zum Durchfluß ist. Die Impulsfolgen der Soll- und Istgrößen werden in industriellen Reglern vorteilhaft zu einer genauen digitalen Bildung des I-Anteiles verwendet /63/. Das Ausgangssignal des Reglers ist analog. Zur Glättung der gewandelten Signale sind im Regler Glättungsfilter vorgesehen. Daher wird ein Mengenregler nach Bild 7.3.2 verwendet.

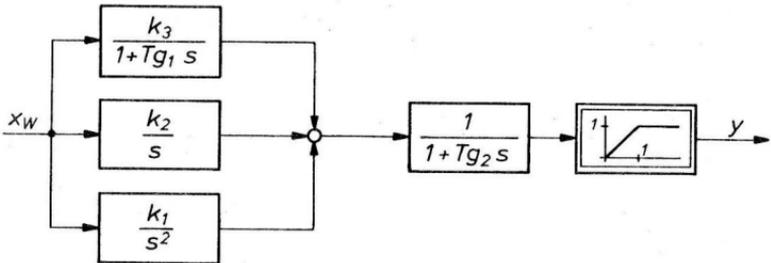


Bild 7.3.2 Mengenregler

Die Glättungszeitkonstanten T_{g1} haben die Größe

$$\begin{aligned} T_{g1} &= 0,2 \text{ sec} \\ T_{g2} &= 0,3 \text{ sec} \end{aligned} \quad (7.3.3)$$

Der Mengenregler hat Doppel-I-Verhalten und kann daher die Fehlmenge

$$m_F = \int_0^t x_w dt \quad (7.3.4)$$

zum Verschwinden bringen. Die Parameter des Reglers müssen so gewählt werden, daß die Fehlmenge schnell ausgeregelt wird. Die Bestimmung der Reglerparameter kann durch die Minimierung eines Integralkriteriums über der Fehlmenge erfolgen. Legt man eine Sprunganregung zugrunde, dann ist dies äquivalent zur Minimierung des Integralkriteriums über der Regelabweichung bei Anregung durch eine Rampenfunktion. Dieser Fall ist in der Literatur behandelt. Bei SHINNERS /64/ werden Standardpolynome für den Nenner der Übertragungsfunktion an-

gegeben, die minimal bezüglich des ITAE-Kriteriums sind. Mit Hilfe dieser Polynome werden zunächst Näherungswerte für die Parameter bestimmt und diese anschließend im Bodediagramm korrigiert.

Aus Gl. (7.3.1) und mit Bild 7.3.2 ergibt sich als Übertragungsfunktion der Reihenschaltung von Regler und Strecke bei Vernachlässigung der Stellgrößenbegrenzung und der Glättungszeitkonstanten

$$R(s, k_i) S(s) = \frac{V(k_3 s^2 + k_2 s + k_1)}{s^2(1 + 0,1 T s)(1 + T s)} \quad (7.3.5)$$

Es wird ein reeller Zähler angesetzt:

$$V(k_3 s^2 + k_2 s + k_1) = K(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s) \quad (7.3.6)$$

Um die große Zeitkonstante T wegzuheben, wird vereinfachend gewählt

$$\tau_1 = T \quad (7.3.7)$$

Damit wird aus Gl (7.3.5)

$$R S = \frac{K(1 + \tau_2 s)}{s^2(1 + 0,1 T s)} \quad (7.3.8)$$

Der geschlossene Regelkreis hat näherungsweise die Übertragungsfunktion

$$F(s) = \frac{\frac{10 K \tau_2}{T} s + \frac{10 K}{T}}{s^3 + \frac{10}{T} s^2 + \frac{10 K \tau_2}{T} s + \frac{10 K}{T}} \quad (7.3.9)$$

Dem Buch von SHINNERS /64/, S. 178, entnimmt man das Standardpolynom 3. Ordnung

$$s^3 + 1,75 \omega_n s^2 + 3,25 \omega_n^2 s + \omega_n^3 \quad (7.3.10)$$

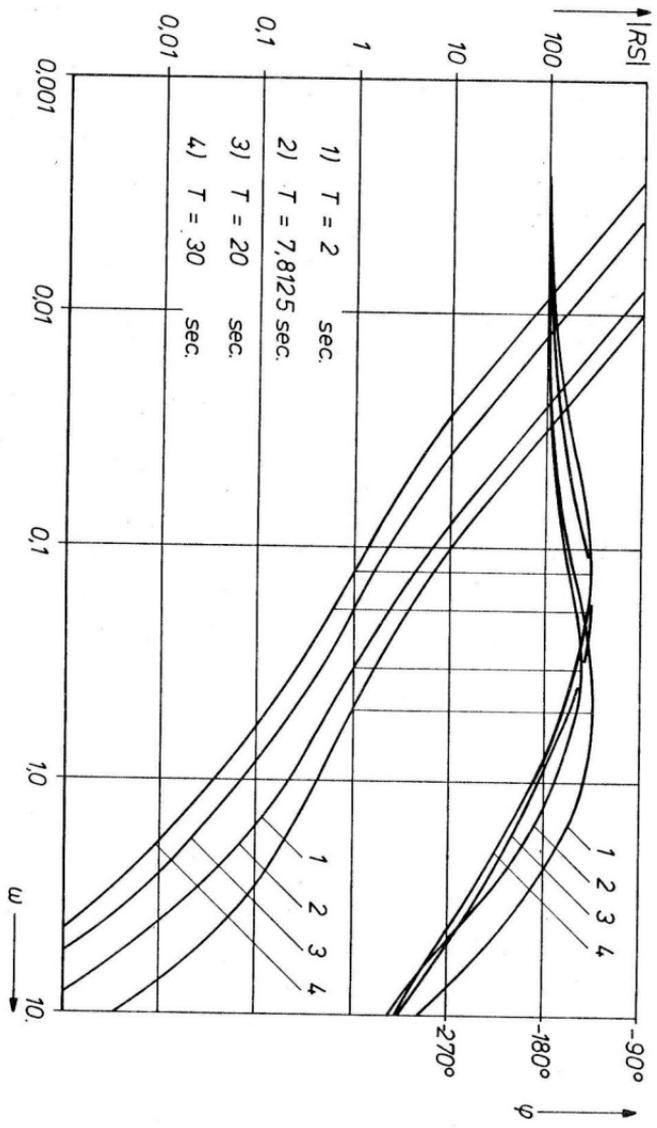


Bild 7.3.3 Bodediagramm zur Auslegung der Mengengebung ($V = 1,25$)

Durch Koeffizientenvergleich des Nenners von Gl. (7.3.9) mit (7.3.10) ergibt sich

$$K = V k_1 = 18,66 \frac{1}{T^2} \quad (7.3.11)$$

$$\tau_2 = 0,5688 T \quad (7.3.12)$$

Damit zeichnet man jetzt für

$$V = 1,25$$

$$T = 2 \quad ; \quad 7,81 \quad ; \quad 20 \quad ; \quad 30 \quad \text{sec}$$

die Bodediagramme zur genauen Übertragungsfunktion

$$RS = \frac{V\{(k_3 + T_{g1} k_2)s^2 + (k_2 + T_{g1} k_1)s + k_1\}}{s^2(1+Ts)(1+0,1Ts)(1+T_{g1}s)(1+T_{g2}s)} \quad (7.3.13)$$

wobei der Zähler wie in Gl. (7.3.6) festgelegt wird:

$$V\{(k_3 + T_{g1} k_2)s^2 + (k_2 + T_{g1} k_1)s + k_1\} = V k_1 (1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s) \quad (7.3.14)$$

Durch Parametervergleich ergeben sich daraus für die Reglerparameter :

$$k_2 = (\tau_1 + \tau_2 - T_{g1}) k_1 \quad (7.3.15a)$$

$$k_3 = \tau_1 \tau_2 k_1 - T_{g1} k_2 \quad (7.3.15b)$$

Der Parameter k_1 und die Zeitkonstante τ_2 wird nach dem Bodediagramm so festgelegt, daß der Phasenrand etwa 40° beträgt. Dazu muß bei $T = 2$ sec die Zeitkonstante τ_2 von $\tau_2 = 1,1375$ sec auf $\tau_2 = 4,17$ sec vergrößert werden. Bei den übrigen Werten von T genügt die Anpassung von k_1 . Die Bodediagramme nach der Auslegung zeigt Bild 7.3.3. In Bild 7.3.4a sind die dazugehörigen Übergangsfunktionen dargestellt und in Bild 7.3.4b die Zeitverläufe der Fehlmengen. Bei Kurve 2 ($T = 7,81$ sec) ist die Auslegung am besten gelungen. Die Fehlmenge wird ohne Unterschwingen auf null geregelt. Die zu den Kurven gehörenden Parameterwerte sind in Tabelle 7.3.1 zusammengestellt.

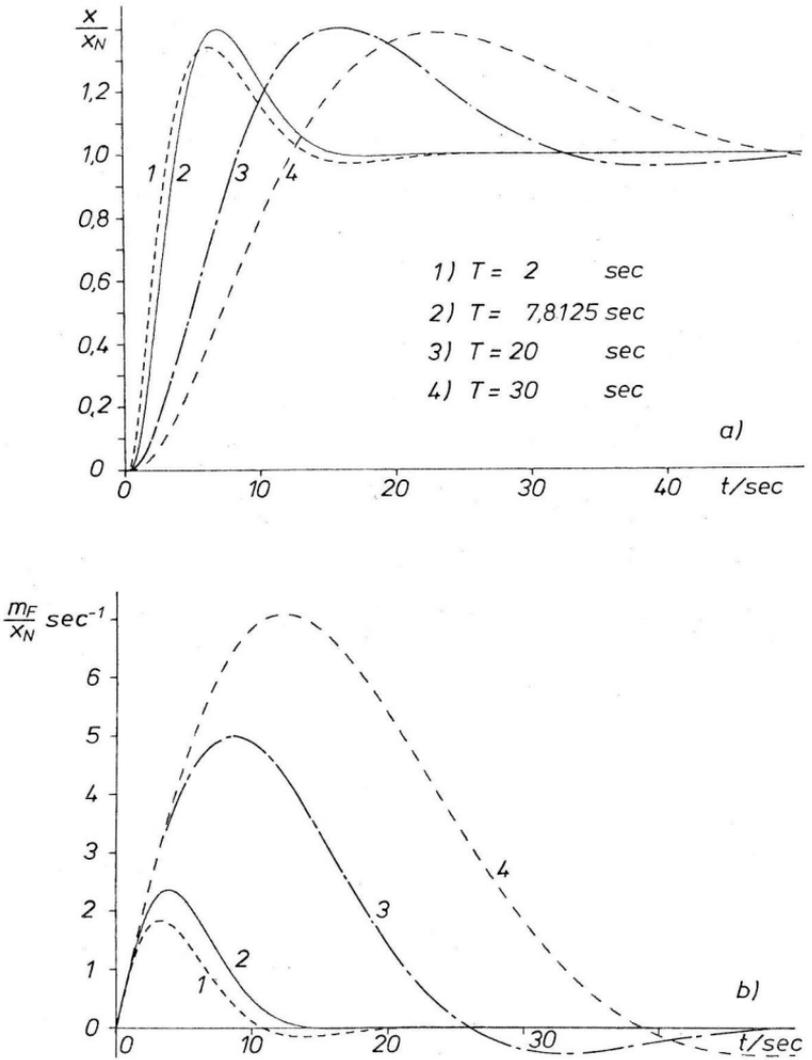


Bild 7.3.4 a) Übergangsfunktionen des Mengenregelkreises
b) Zeitverlauf der Fehlmenge

T	T_1	T_2	k_1	k_2	k_3
2	2	4,167	0,08	0,4775	0,5715
7,8125	7,8125	4,443	0,0504	0,7027	2,3515
20	20	11,375	0,012	0,374	2,655
30	30	17,062	0,0057	0,2653	2,844

Tabelle 7.3.1: Parameterwerte zu den Bildern 7.3.3 und 7.3.4 für $V = 1,25$

Zum Entwurf einer adaptiven Regelung für den Mengenregelkreis werden die Gleichungen zur Berechnung der Stabilitätsgrenze benötigt.

Mit Gl. (7.3.13) erhält man die charakteristische Gleichung

$RS + 1 = 0$:

$$V\{(k_3 + T_{g1}k_2)s^2 + (k_2 + T_{g1}k_1)s + k_1\} = s^2(1+Ts)(1+0,1s)(1+T_{g1}s)(1+T_{g2}s) \quad (7.3.16)$$

Folgende Abkürzungen werden zur Vereinfachung der Rechnung verwendet:

$$k_2' = k_2 + T_{g1}k_1 \quad (7.3.17)$$

$$k_3' = k_3 + T_{g1}k_2 \quad (7.3.18)$$

$$A = 0,1T^2 + 1,1T(T_{g1} + T_{g2}) + T_{g1}T_{g2} \quad (7.3.19)$$

$$B = 0,1T^2 T_{g1}T_{g2} \quad (7.3.20)$$

$$C = 1,1T + T_{g1} + T_{g2} \quad (7.3.21)$$

$$D = 1,1T T_{g1}T_{g2} + 0,1T^2(T_{g1} + T_{g2}) \quad (7.3.22)$$

Mit diesen Abkürzungen ergeben sich für die Frequenz der Dauerschwingung und für die Reglerparameter an der Stabilitätsgrenze die folgenden Gleichungen, aus denen bei Vorgabe von zwei Parametern k_i jeweils der dritte Parameter k_{ig} und die dazugehörige Frequenz ω_{ig} berechnet werden kann.

1. für k_1 :

$$k_{1g} = \frac{1}{V} \left\{ (Vk_3' + 1) \omega_{1g}^2 - A \omega_{1g}^4 + B \omega_{1g}^6 \right\} \quad (7.3.23a)$$

$$\omega_{1g}^2 = \frac{C}{2D} - \sqrt{\left(\frac{C}{2D}\right)^2 - \frac{Vk_1'}{D}} \quad (7.3.23b)$$

2. für k_2 :

$$k_{2g}' = \frac{1}{V} (C - D \omega_{2g}^2) \omega_{2g}^2 \quad (7.3.24a)$$

$$\omega_{2g} = \sqrt[4]{\frac{Vk_3' - 1}{Vk_1 \omega_{2g}^{-6} + A \omega_{2g}^{-2} - B}} \quad (7.3.24b)$$

3. für k_3 :

$$k_{3g}' = \frac{Vk_1 - \omega_{3g}^2 + A \omega_{3g}^4 - B \omega_{3g}^6}{V \omega_{3g}^2} \quad (7.3.25a)$$

$$\omega_{3g}^2 = \frac{C}{2D} + \sqrt{\left(\frac{C}{2D}\right)^2 - \frac{Vk_2'}{D}} \quad (7.3.25a)$$

Gl. (7.3.24b) ist iterativ lösbar. Gibt man für $T = 7,813$ sec jeweils zwei Parameter k_i aus Tabelle 7.3.1 vor, so ergeben sich für den dritten Parameter k_{ig} und für ω_{ig} die Werte von Tabelle 7.3.2.

i	ermittelte Werte		vorgegebene Werte		
	ω_{ig}	k_{ig}	k_1	k_2	k_3
1	0,32	0,25	_____	0,70	2,35
2	0,62	2,37	0,05	_____	2,35
3	1,56	17,7	0,05	0,70	_____

Tabelle 7.3.2: Parameter und Kreisfrequenz an der Stabilitätsgrenze für $T = 7,81$ sec. und $V = 1,25$

7.4 Signale zur Simulation

Bei der Simulation der Beispiele kommen ein deterministisches und ein stochastisches Signal zur Anwendung. Das deterministische Signal ist ein einfaches, periodisches Sprungsignal nach Bild 7.4.1.

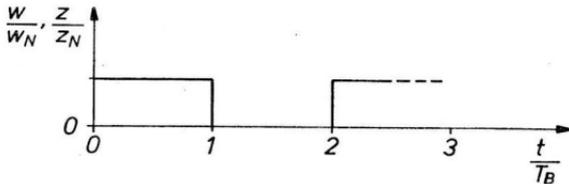


Bild 7.4.1 Positives periodisches Sprungsignal

Die Halbwellenbreite T_B , d. i. die halbe Periodendauer, wird etwa gleich oder größer als die Dauer eines Einschwingvorganges des jeweiligen Systems im adaptiven Zustand gewählt.

Das stochastische Signal ist ein normalverteiltes Stufenrauschsignal, das zu den Zeitpunkten $t_i = i \cdot h$, $i = 1, 2, 3, \dots$, sprunghörmig seinen Wert ändert und während des Zeitintervalls h konstant bleibt. Ein solches Signal kann leicht nach den bei H. SCHMID /65/ und JAMES /66/ beschriebenen Methoden auf dem Digitalrechner erzeugt werden. Der Ausgangspunkt sind gleichverteilte Zufallszahlen zwischen 0 und 1, die man als Pseudo-Zufallszahlen mit guten statistischen Eigenschaften auf dem Rechner erzeugen kann.

Die Spiegelung der gleichverteilten Zahlen an der Normal-Verteilungsfunktion liefert normalverteilte Zahlen. Bild 7.4.1 veranschaulicht diesen Vorgang. Mit diesen Zahlen gibt man alle h Zeiteinheiten einen neuen Kurvenwert vor und erhält damit als Zeitfunktion ein normalverteiltes Stufenrauschsignal. Eine derartige Funktion ist in Bild 7.4.2 dargestellt.

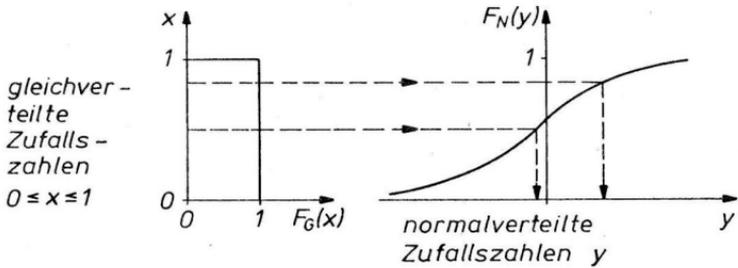


Bild 7.4.2 Erzeugung normalverteilter Zufallszahlen durch Spiegelung einer Gleichverteilung an der Normalverteilung

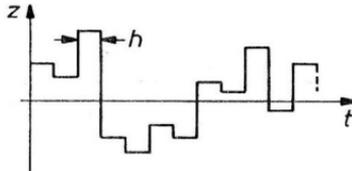


Bild 7.4.3 Stufenrauschsignal

Zur Gewinnung der normalverteilten Zufallszahlen nach Bild 7.4.1 wird die Abbildung

$$y = F_N^{-1}(x) \quad (7.4.1)$$

benötigt, d.h. die Umkehrfunktion der Normal-Verteilungsfunktion. Diese ist nicht analytisch darstellbar. Eine Näherungslösung ist realisierbar durch Verwendung einer Tabelle mit entsprechender Interpolation oder durch Verwendung einer Polynomapproximation.

Eine Polynomapproximation wird von HASTINGS /67/ angegeben für die Umkehrung der Funktion

$$G_N(y) = \frac{1}{2\pi} \int_y^{\infty} e^{-t^2/2} dt \quad (7.4.2)$$

im Bereich $0 < G_N \leq 0,5$. Die Verteilungsfunktion F_N hängt mit G_N zusammen über die einfache Beziehung

$$F_N(y) = 1 - G_N(y) \quad (7.4.3)$$

Nach Bild 7.4.1 wird zu dem Wert

$$F_N(y) = x \quad (7.4.4)$$

der Wert y gesucht. Mit der Umkehrfunktion von G_N ergibt sich

$$y = G_N^{-1}(1-x) \quad (7.4.5)$$

Als Approximation gibt HASTINGS zwei unterschiedlich genaue Funktionen an. Für den Zweck der vorliegenden Arbeit genügt die einfachere Approximation mit einem relativen Fehler $\epsilon < 0,003$. Sie hat die Form

$$\eta = \sqrt{\ln \frac{1}{(1-x)^2}} \quad , \quad 0,5 \leq x < 1 \quad (7.4.6a)$$

$$y = \eta - \frac{a_0 + a_1 \eta}{1 + b_1 \eta + b_2 \eta^2} \quad (7.4.6b)$$

Die Parameter haben die Werte:

$$\begin{aligned} a_0 &= 2,30753 & b_1 &= 0,99229 \\ a_1 &= 0,27061 & b_2 &= 0,04481 \end{aligned}$$

Für den Wertebereich $0 < x < 0,5$ macht man von der Symmetrie der Funktion F_N Gebrauch.

Neben der Verteilungsfunktion des Signales von Bild 7.4.2 interessiert sein Leistungsdichtespektrum. Dieses berechnet man mit der Transformation von WIENER und KHINTCHINE /55, S. 45/ aus der Autokorrelationsfunktion des Signales. Diese ist näherungsweise durch eine

Dreiecksfunktion

$$R_{zz}(\tau) = \begin{cases} R_{zz}(0) \left(1 - \frac{|\tau|}{h}\right) & , |\tau| < h \\ 0 & , |\tau| > h \end{cases} \quad (7.4.7)$$

gegeben, wenn die Periode der auf dem Rechner erzeugten Pseudozufallszahlen sehr groß ist. Das Leistungsdichtespektrum $S_{zz}(\omega)$ ergibt sich aus der Transformation

$$S_{zz}(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R_{zz}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (7.4.8)$$

Das Ergebnis lautet

$$S_{zz}(\omega) = R_{zz}(0) \frac{h}{\pi} \left\{ \frac{\sin \frac{\omega h}{2}}{\frac{\omega h}{2}} \right\}^2 \quad (7.4.9)$$

Bei normalverteiltem Rauschen gilt $R_{zz}(0) = \overline{z^2} = \sigma^2 = 1$. Das Rauschen kann bei entsprechend kleiner Wahl von h für alle Systeme bis zu einer Bandbreite ω_B als weiß angesehen werden. Für einen Abfall des Leistungsdichtespektrums von höchstens 5 % gegen sein Maximum ergibt sich

$$h \leq \frac{0,7824}{\omega_B} \quad (7.4.10)$$

B. Formelzeichen

$a(t)$	zeitabhängiger Parameter
A	Zustandsmatrix eines Systems, Amplitude einer Sinusschwingung
\hat{A}	genäherte Zustandsmatrix eines Systems
b	Eingangsvektor, Parameter
\hat{B}	genäherter Eingangsvektor
c	Ausgangsvektor, Streckenparameter
\hat{C}	genäherter Ausgangsvektor bzw. Streckenparameter
D	Differenzsignal
e	Fehlersignal
E	Laplace transformierte von e
f	Fehlerbewertungsfunktion, Frequenz
f_l, f_r	linke, rechte Seite einer Gleichung
F	Übertragungsfunktion
g	Index für die Stabilitätsgrenze
g_i	i-ter Gradient
G	allgemeines System, Hochpaßfilter, Index für Glättungsfilter
h	Funktion, Stufenbreite eines Rauschsignales, Eckfrequenz eines Hochpaßfilters
H	Übertragungsfunktion im Empfindlichkeitsmodell, Systemfunktion, Hochpaßfilter
H_0	Näherung der Systemfunktion
i	Laufvariable
I	Güteintegral
j	Laufvariable
k_i	adaptive Reglerparameter
k_i^+	Wert von k_i nach Abschluß der Adaption
k_i^*	optimaler Wert von k_i
\bar{k}_i	Mittelwertkurve des Zeitverlaufes von k_i
K	Verstärkungsfaktor, Zähler der Systemfunktion H
\hat{K}	Verstärkungsfaktor des Modells
\tilde{K}^+	Wert von K nach Abschluß der Adaption mit vereinfachtem Empfindlichkeitsmodell

I	Laufvariable
L	Nenner der Systemfunktion H
m	Kurzzeitmittelwert, Modellparameter, Ordnung von K(s), Zahl der Reglerparameter, Pulszahl des Stromrichters
\tilde{m}	Mittelwert einer Sinusdauerschwingung
m_F	Fehlmenge
M	Modell, Moment, Index für Modell- und Motorparameter
M_E	Empfindlichkeitsmodell
M_L	Lastmoment
n	Ordnung der Strecke und von L(s), Drehzahl, Index für normierte Größen
N	Teil zur Realisierung der reziproken Übertragungsfunktion, Index für Betriebsnenngrößen
p	= d/dt
P	Zähler der Reglerfunktion
Q	Nenner der Reglerfunktion
r	Zahl der freien Integratoren im Bezugsmodell
R	Regler, Reglerübertragungsfunktion
R'	Reglernachbildung
s	komplexe Frequenz
S	Strecke, Streckenübertragungsfunktion, Empfindlichkeitspunkt
\hat{S}	genäherte Streckennachbildung
t	Zeitvariable
T	Zeitkonstanten
T_A	Ankerzeitkonstante
T_g	Glättungszeitkonstanten
T_M	Motorzeitkonstante
T_t	Totzeit des Stromregelkreises
T_B	Halbwellenbreite einer Rechteckschwingung
T_D	Periodendauer
v	Fertiggut der Zementmühle
V	Verstärkungsfaktor
w	Führungsgröße
x	Regelgröße, Zustandsgröße, Austrag der Zementmühle
\underline{x}	Zustandsvektor
x_w	Regelabweichung
y	Stellgröße, Systemausgang
z	Störsignal

α	Proportionalitätsfaktor in der Gradientenbeziehung
β	Faktor zur Berechnung von α
γ	Füllgrad der Zementmühle
δ	Deltafunktion
ϵ	Poldifferenz
θ	Trägheitsmoment
λ	reeller Pol
μ, ν	Laufvariable
τ	Totzeit, Zeitkonstante
φ	Phasenwinkel
ω	Kreisfrequenz
ω_e	Eckfrequenz des Grundregelkreises
ω_G	Bandbreite des Grundregelkreises

9. Literaturverzeichnis

- /1/ DRAPER, C.S.; LI, Y.T.: Principles of Optimizing Control Systems and an Application to the Internal Combustion Engine. Trans. ASME, Sept. 1951, S. 160 - 176.
- /2/ MISHKIN, E.; BRAUN, L.: Adaptive Control Systems. McGraw-Hill, New York, 1961.
- /3/ EVELEIGH, V.W.: Adaptive Control and Optimization Techniques. McGraw-Hill, New York, 1967.
- /4/ ZYPKIN, J.S.: Adaption und Lernen in kybernetischen Systemen. Oldenbourg Verlag, München, 1970.
- /5/ WEBER, W.: Adaptive Regelungssysteme I und II. R. Oldenbourg, München, 1971.
- /6/ LANDAU, I.D.: Model Reference Adaptive Systems - A Survey (MRAS) - What is possible and why? Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, vol. 94 G, Juni 1972, S. 119 - 132.
- /7/ UNBEHAUEN, H.; SCHMIDT, C.: Stand und Einsatz adaptiver Regelungssysteme, Deutsch-Französischer Aussprachetag, Freiburg, 1973.
- /8/ WITTENMARK, B.: Stochastic adaptive control methods: a survey. Int. J. Control, 1975, Vol. 21, No. 5, S. 705 - 730.
- /9/ Proc. IEEE, Special Issue On Adaptive Systems, August 1976.
- /10/ WEBER, W.: Prinzipien und Eigenschaften adaptiver Regelungssysteme. Bericht Kongreß INTERKAMA '71, Oldenbourg Verlag, München, 1972, S. 231 - 239.
- /11/ SPETH, W.: Selbstanpassende Regelsysteme in der Antriebstechnik. Diss. TH Braunschweig, 1971.

- /12/ MARŠIK, J.: A Simple Adaptive Controller. 2. Prager IFAC Symposium über Identifikation und Prozeßparameterestimation, 1970, Vortrag 6.6.
- /13/ NIGHTINGALE, J.M.: Practical Optimizing Systems, I - Continuous Parameter Adjustment. Control Engineering, Dec. 1964, S. 76 - 81.
- /14/ NIGHTINGALE, J.M.: Practical Optimizing Systems, II - Discrete Parameter Adjustment. Control Engineering, Nov. 1965. S. 93 - 98.
- /15/ DOUCE, J.L.; NG, K.C.: The Response of Multichannel Adaptive Systems. IEEE Trans. on Appl. and Ind., Nov. 1964, S. 433 - 439.
- /16/ NARENDRA, K.S.; McBRIDE, L.E.: Multiparameter Self-Optimizing Systems Using Correlation Techniques. IEEE Trans. AC-10 Jan. 1964, S. 31 - 38.
- /17/ RAKE, H.: Selbsteinstellende Systeme nach dem Gradientenverfahren. Diss. TH Hannover, 1965.
- /18/ RAKE, H.: Selbsteinstellende Systeme nach dem Gradientenverfahren. Regelungstechnik 15 (1967), S. 211 - 217.
- /19/ PARKS, P.C.: Liapunov Redesign of Model Reference Adaptive Control Systems. IEEE Trans. AC-11, No. 3, July 1966, S. 362 - 367.
- /20/ WINSOR, C.A.; ROY R.J.: Design of Model Reference Adaptive Control Systems by Liapunov's Second Method. IEEE Trans. AC-13 (1968), S. 204.
- /21/ PORTER, B.; TATNALL, M.L.: Performance Characteristics of Multi-Variable Model-Reference Adaptive Systems Synthesized by Liapunov's Direct Method. Int. J. Control, Vol. 10 (1969), S. 241 - 257.

- /22/ LINDORFF, D.P.; CARROLL, R.L.: Survey of Adaptive Control Using Liapunov Design. Proc. 1972 Int. Conf. on Cybernetics and Society.
- /23/ NARENDRA, K.S.; KUDVA, P.: Stable Adaptive Schemes for System Identification and Control I u. II. IEEE Trans. SMC-4, No. 6, November 1974, S. 542 - 560.
- /24/ GILBART, J.W.; MONDOPOLI, R.V.: Parameter Adaptive Control of a Class of Time-Varying Plants. Proc. 5th Annual Princeton Conference on Information and Systems, March 1971, S. 404 - 409.
- /25/ LINDORFF, D.P.: Adaptive Control of Multivariable Systems. Proc. 3rd Asilomar Conf. on Circuits and Systems, 1969, S. 121 - 124.
- /26/ GILBART, J.W.; MONDOPOLI, R.V.; LIZEWSKI, E.: An Improved Design Technique for Parameter Adaptive Control Systems. AIAA Report No. A 13-14481.
- /27/ UDINK TEN CATE, A.J.; VERSTOEP, N.D.: Improvement of Liapunov Model Reference Adaptive Control Systems in a Noisy Environment. Int. J. Control, Vol. 20, No. 6 (1974), S. 977 - 996.
- /28/ LANDAU, I.D.: A Hyperstability Criterion for Model Reference Adaptive Control Systems. IEEE Trans. AC-14, No. 5, Oktober 1969, S. 552 - 555.
- /29/ LANDAU, I.D.; SINNER, E.; COURTIDL, B.: Model Reference Adaptive Systems - Some Examples. ASME Winter Annual Meeting, Nov. 26 - 30, 1971, New York, Paper 72 WA/Aut-13.
- /30/ SINNER, E.: Regulateur adaptif a variables d'état pour proces-sus industriels. Deutsch-Französischer Aussprachetag über Industrielle Anwendung adaptiver Systeme, Freiburg, 2./3. April 1973.

- /31/ BETHOUX, G.; COURTOIL, B.; HIRSCH, J.J.; LANDAU, J.D.:
Identification et commande adaptative par mini-calculateurs.
Deutsch-Französischer Aussprachetag über Industrielle Anwendung
adaptiver Systeme, Freiburg, 2./3. April 1973.
- /32/ OSBURN, P.V.: Investigation of a Method of Adaptive Control.
Sc. D. Thesis, Department of Aeronautics and Astronautics, M.I.T.
Instrumentation Laboratory Report T-266, September, 1961.
- /33/ OSBURN, P.V.; WHITAKER, H.P.; KEZER, A.: New Development in the
Design of Model Reference Adaptive Control Systems. Inst. Aero-
nautical Sciences, Paper 61 - 39, 1961.
- /34/ DONALDSON, D.D.; LEONDES, C.T.: A Model Referenced Parameter
Tracking Technique for Adaptive Control System I. IEEE Trans.
on Appl. a. Ind. 68 (1963), S. 241 - 252.
- /35/ DRESSLER, R.: An Approach to Model-Referenced Adaptive Control
Systems. IEEE Trans. AC-12 (1967), S. 75 - 80.
- /36/ SCHAUFELBERGER, W.: Modelladaptive Systeme. Diss. ETH-Zürich,
1969.
- /37/ TOLLE, H.: Optimierungsverfahren, Springer-Verlag, Heidelberg,
1971.
- /38/ PAPOULIS, A.: Probability, Random Variables and Stochastic
Processes. McGraw-Hill, New York, 1965.
- /39/ KOKOTOVICH, P.V.; RUTMAN, R.S.: Sensitivity of Automatic Con-
trol Systems (Survey). Automation and Remote Control, April
1965. S. 727 - 749.
- /40/ FRANK, P.M.: Empfindlichkeitsanalyse dynamischer Systeme,
Oldenbourg Verlag, München, 1976.

- /41/ FRANK, P.M.: Introduction to System Sensitivity Theory.
Academic Press 1977. (to appear)
- /42/ VUŠKOVIC, M.I.: Application of the Pseudosensitivity Functions in
Linear Dynamic System Identification. 2nd IFAC Symposium on
Identification and Process Parameter Estimation, Prag, 1970.
- /43/ WILKIE, D.F.; PERKINS, W.R.: Generation of Sensitivity Functions
for Linear Systems Using Low-Order Models. IEEE Trans.
AC-14, No. 2, April 1969, S. 123 - 130.
- /44/ KOKOTOVICH, P.: Method of Sensitivity Points in the Investi-
gation and Optimization of Linear Control Systems. Automation
and Remote Control, No. 12, 1964, S. 1512 - 1518.
- /45/ BROGAN: Modern Control Theory, Quantum Publications Inc., 1974.
- /46/ SPETH, W.: Adaptivregelkreise in der Antriebstechnik. Bericht
Kongreß INTERKAMA '71, Oldenbourg Verlag, München, 1972.
- /47/ ZADEH, L.A.: Frequency Analysis of Variable Networks. Proc.291-299
I.R.E. March 1950, S.
- /48/ FÖLLINGER, O.: Laplace- und Fourier-Transformation.
Elitera Verlag, Berlin, 1977
- /49/ PEARSON, A.E.: An Adaptive Control Algorithm for Linear Systems.
IEEE Trans. AC-14, No. 5, October 1969, S. 497 - 503.
- /50/ MESCH, F.: Selbsteinstellung auf vorgegebenes Verhalten - ein
Vergleich mehrerer Systeme. Regelungstechnik 12 (1964), S. 356 -
364.
- /51/ PETERKA, V.: Adaptive Digital Regulation of Noisy Systems.
2nd IFAC Symposium on Identification and Process Parameter
Estimation, Prag, 1970.

- /52/ ASTRÖM, K.J.; WITTENMARK, B.: On self tuning regulators. Automatica, Vol. 9, 1973, S. 185 - 199.
- /53/ WELLSTAED, P.E.; EMUNDS, J.M.: On-line process identification and regulation. 2nd Conference on Trends in On-line Computer Control Systems, England, 21. - 24. April, 1975.
- /54/ ISERMANN, R.: Digitale Regelsysteme, Springer Verlag, Berlin, 1977.
- /55/ SCHLITT, H.; DITTRICH, F.: Statistische Methoden der Regelungstechnik, Hochschultaschenbuch, Bibliographisches Institut, Mannheim, 1972.
- /56/ MARŠIK, J.: Versuche mit einem selbsteinstellenden Modell zur automatischen Kennwertermittlung von Regelstrecken. msr 12 (1965), S. 210 - 213.
- /57/ BUXBAUM, A.: Das Einschwingverhalten drehzahl geregelter Gleichstromantriebe bei Sollwert- und Laststößen. Techn. Min. AEG-TELEFUNKEN 59 (1969), 6, S. 353 - 358.
- /58/ -: Einsatz von adaptiven Reglern bei geregelten Stromrichter-Stellgliedern. Deutsch-Franz. Aussprachetag "Industrielle Anwendung Adaptiver Systeme", Freiburg, 1973.
- /59/ OPPELT, W.: Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge. Verlag Chemie, Weinheim, 1972, S. 76.
- /60/ KESSLER, C.: Das symmetrische Optimum. Regelungstechnik 6, (1958), S. 395 - 400 und S. 432 - 436.
- /61/ SCHULZE, H.: Adaptive Verfahren zur digitalen Regelung von Kugelmühlen in Zementwerken. Regelungstechnik 22 (1974), S. 174 - 177.

- /62/ MILLER, J.A.; LOPEZ, A.M.; SMITH, C.L.; MURRILL, P.W.:
A comparison of controller tuning techniques. Control
Engineering, Dec. 1967, S. 72 - 75.
- /63/ TURGETTO, H.: Digitales Regelsystem Blendronik für kontinuierliches Mischen, BBC-Nachrichten, Mai/Juni 1971, S. 135 - 149.
- /64/ SHINNERS, M.S.: Modern Control System Theory and Application.
Addison-Wesley, Reading 1972.
- /65/ SCHMIDT, H.: Über den Einfluß von Störungen und Meßfehlern bei der Identifizierung regelungstechnischer Systeme. Diss., TH Darmstadt, 1971.
- /66/ JAMES, D.J.: Application of stochastic stability theory to model reference systems. Int. J. Control, 1972, Vol. 16, No. 6, pp. 1169 - 1192.
- /67/ HASTINGS, C.: Approximations for digital computers. Princeton University Press, Princeton, N.J. 1955.

Schlußwort

Die vorliegende Arbeit entstand am Institut für Informationsverarbeitung in Technik und Biologie (IITB) der Fraunhofer-Gesellschaft, Karlsruhe, im Rahmen von Forschungsvorhaben zur adaptiven Regelung der Fa. BBC, Mannheim und der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) sowie im Rahmen des Forschungsvorhabens "Prozeßregelung und -überwachung mit Prozeßrechnern", das durch das 2. DV-Programm der Bundesregierung über die Projektleitung PDV der Gesellschaft für Kernforschung in Karlsruhe gefördert wurde.

Für die Anregung zu der Arbeit sowie für die Ermöglichung ihrer Durchführung danke ich Herrn Prof. Dr. Max Syrbe, dem Direktor des IITB. Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. Otto Föllinger für die Übernahme des Referates, für die geduldige Förderung der Arbeit und für das sorgfältige Lesen des Manuskriptes mit wertvollen Hinweisen zu seiner Gestaltung. Gleichermäßen danke ich Herrn Prof. Dr. Paul Frank für die Übernahme des Korreferates und für die Anregung zu mehreren bedeutsamen Ergänzungen. Herzlicher Dank gebührt auch Frau Hofheinz, Frau Jehle, Frau Unger und Frau Steinmeier für die Anfertigung der Maschinenschrift und der Zeichnungen.

Lebenslauf

- Persönliche Daten:** Erhart Kunze, geboren am 1. Mai 1940
in Zwickau als Sohn des Gewerbelehrers
Martin Kunze und seiner Ehefrau Karla,
geborene Schütt
- Ausbildungsgang:** 1961 Reifeprüfung am Mathem. Naturwissen-
schaftlichen und Neusprachlichen Gymnasium
in Wanne-Eickel
WS 1961 - SS 1967 Studium der Allgemeinen
Elektrotechnik an der TH Darmstadt
Diplom-Hauptprüfung am 18. Juli 1967
WS 1967 - WS 1969 Studium der Regelungs-
technik (Control Engineering) an der Uni-
versität von Toronto, Kanada
M. A. Sc. am 5. Mai 1969
- Praktika:** April - September 1961
bei der Firma Mannesmann AG, Werk Grillo-
funke in Gelsenkirchen
August - Oktober 1962
bei der Fernseh-GmbH in Darmstadt
- Berufsweg:** September 1969 - April 1973
Wissenschaftlicher Mitarbeiter im Institut
für Schwingungsforschung (ISF), dem späte-
ren IITB der FhG in Karlsruhe
Seit April 1973 Leiter der Gruppe "Rege-
lungstechnik und Prozeßdatenverarbeitung"
im Institut für Informationsverarbeitung
in Technik und Biologie (IITB) der FhG,
Karlsruhe