Erweiterungen. Bisher wurde nur das Führungsverhalten untersucht. Anhand des erläuterten Prinzips kann der Reglerentwurf auf Störverhalten in ähnlicher Weise durchgeführt werden, nur dass sich dann etwas veränderte Formeln ergeben.

Soll der Regler für Führungs- und Störverhalten gleichzeitig entworfen werden, so werden zwei Modelle $M_{\mathrm{w}}(s)$ und $M_{\mathrm{d}}(s)$ vorgegeben, wobei der Regelkreis den Forderungen

$$G_{\mathrm{w}}(s) \stackrel{!}{=} M_{\mathrm{w}}(s) \quad \text{und} \quad G_{\mathrm{d}}(s) \stackrel{!}{=} M_{\mathrm{d}}(s)$$

genügen soll. Diese beiden Forderungen können durch eine Regelung mit einem Freiheitsgrad (s. S. 363) nicht gleichzeitig erfüllt werden. Man muss deshalb den Regelkreis um ein Vorfilter erweitern. Die Rückführung $K(s)$ wird dann so entworfen, dass das Störverhalten die Vorgaben erfüllt. Anschließend wird das Vorfilter für den bestehenden Regelkreis festgelegt, wobei das Führungsverhalten auf die durch $M_{\mathrm{w}}(s)$ festgelegte Weise verändert wird. Dabei wird – in Erweiterung zum Abschn. 7.3.5 – ein dynamisches Filter $V(s)$ verwendet.

12.2 Modellbasierte Regelung (*Internal Model Control*)

12.2.1 Grundidee des Verfahrens

Die Vielzahl der bisher behandelten Analyse- und Entwurfsverfahren hat gezeigt, dass für die Lösung regelungstechnischer Probleme dynamische Modelle der Regelstrecke und des Regelkreises unbedingt erforderlich sind. Die im Modell enthaltenen Informationen über das Verhalten der Regelstrecke gingen in entscheidender Weise in die Wahl der Reglerparameter ein. Das Reglergesetz selbst beinhaltete jedoch das Modell nicht (abgesehen vom Kompensationsregler).

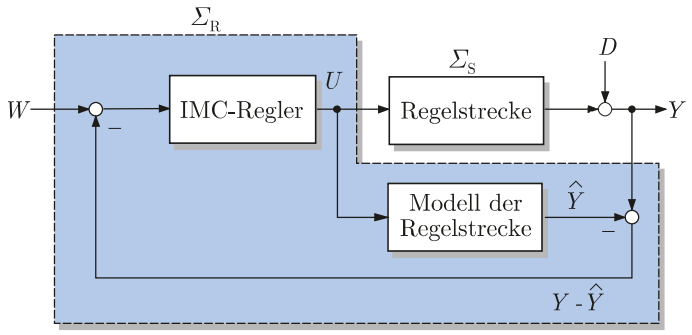

Abb. 12.4: Struktur des IMC-Regelkreises

Das in diesem Abschnitt behandelte Regelungsverfahren unterscheidet sich von den bisherigen dadurch, dass jetzt das Modell der Regelstrecke Σ_{S} von vornherein

als Bestandteil des Reglers Σ_{R} verwendet wird, weshalb dieses Verfahren als *Internal Model Control*[2] (IMC) bezeichnet wird. Es gehört wie der Kompensationsregler zu den modellbasierten Regelungsverfahren.

Abbildung 12.4 zeigt die verwendete Struktur des Regelkreises. Das Modell der Regelstrecke wird der Regelstrecke parallel geschaltet, so dass nicht wie bisher die Regelgröße $Y(s)$, sondern nur die Differenz $Y(s) - \hat{Y}(s)$ zu dem als IMC-Regler $K_{\mathrm{IMC}}(s)$ bezeichneten Block zurückgeführt wird. Die vollständige Regeleinrichtung Σ_{R} besteht aus den beiden umrahmten Blöcken. Sie ist wie alle bisherigen Regler $K(s)$ eine Rückführung der Regelgröße $Y(s)$ auf die Stellgröße $U(s)$, wie die Umformung des Blockschaltbildes aus Abb. 12.4 in die dazu äquivalente Abb. 12.5 zeigt.

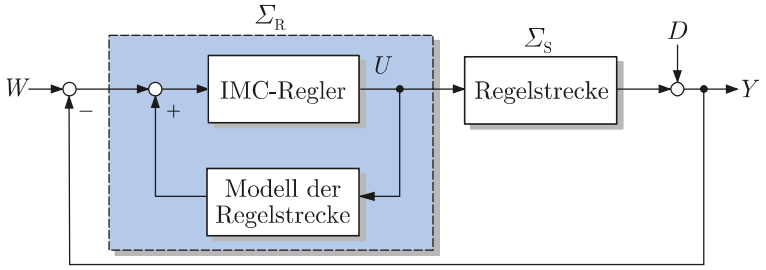

Abb. 12.5: Umgeformtes Blockschaltbild des IMC-Regelkreises

Verhalten des IMC-Regelkreises bei fehlerfreiem Modell. Die Wirkung, die das zur Regelstrecke

$$\Sigma_{\mathrm{S}}: \quad Y(s) = G(s)U(s) + D(s)$$

parallel geschaltete Modell

$$\hat{\Sigma}_{\mathrm{S}}: \quad \hat{Y}(s) = \hat{G}(s)U(s)$$

hat, lässt sich am einfachsten dadurch erläutern, dass man zunächst einmal annimmt, das Modell repräsentiere die Regelstrecke vollkommen fehlerfrei ($\hat{G}(s) = G(s)$). Die wahre und die durch das Modell vorhergesagte Regelgröße unterscheiden sich dann im störungsfreien Fall ($D(s) = 0$) nicht und das Rückführsignal $Y(s) - \hat{Y}(s)$ verschwindet:

$$U(s) = K_{\mathrm{IMC}}(s)W(s).$$

Der IMC-Regler wirkt als eine reine Vorwärtssteuerung und kann als solche entworfen werden (vgl. Abschn. 7.5). Die Führungsübertragungsfunktion des Regelkreises heißt

[2] Da sich der in [35] verwendete Begriff „Modellrückkopplung“ im deutschen Sprachgebrauch nicht durchgesetzt hat, wird hier mit der Abkürzung IMC und den Begriffen IMC-Regler und IMC-Regelkreis gearbeitet.

$$G_{\mathrm{w}}(s) = G(s)\, K_{\mathrm{IMC}}(s). \tag{12.5}$$

Diese Beziehung lässt sich auch aus dem Blockschaltbild in Abb. 12.6 ablesen, das durch Umformungen aus dem IMC-Regelkreis in Abb. 12.4 für $G(s) = \hat{G}(s)$ und $D(s) = 0$ entstanden ist. Sie zeigt, dass der Regelkreis genau dann stabil ist, wenn die Strecke G und der IMC-Regler K_{IMC} stabil sind.

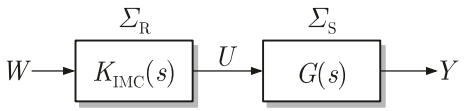

Abb. 12.6: Umgeformter IMC-Regelkreis für $G(s) = \hat{G}(s)$

Tritt eine Störung D auf, so beschreibt das Rückführsignal $Y(s) - \hat{Y}(s) = D(s)$ die Wirkung dieser Störung auf die Regelgröße. Der IMC-Regler kann auf Störungen reagieren

$$\text{IMC-Regler}: \quad U(s) = K_{\mathrm{IMC}}(s)\,(W(s) - D(s)), \tag{12.6}$$

was ihn von einer reinen Vorwärtssteuerung unterscheidet. Das Rückführsignal verändert den Sollwert W entsprechend der Wirkung der Störung D, wodurch der IMC-Regler die Störung kompensieren kann. Für die Störübertragungsfunktion gilt

$$G_{\mathrm{d}}(s) = 1 - G(s)\, K_{\mathrm{IMC}}(s).$$

Modell des IMC-Regelkreises. Die bisherigen Erläuterungen lassen sich anhand des Modells des Regelkreises noch etwas genauer ausführen, wobei jetzt der allgemeine Fall untersucht wird, in dem das Modell der Regelstrecke nicht exakt mit der Regelstrecke übereinstimmt ($G(s) \neq \hat{G}(s)$). Für den Regler gelten die Beziehungen

$$\Sigma_{\mathrm{R}}: \begin{cases} U(s) &= K_{\mathrm{IMC}}(s)\,(W(s) - Y(s) + \hat{Y}(s)) \\ Y(s) &= G(s)\,U(s) + D(s) \\ \hat{Y}(s) &= \hat{G}(s)U(s) \end{cases} \tag{12.7}$$

(Abb. 12.4) und

$$K(s) = \frac{U(s)}{W(s) - Y(s)} = \frac{K_{\mathrm{IMC}}(s)}{1 - \hat{G}(s)\, K_{\mathrm{IMC}}(s)} \tag{12.8}$$

(Abb. 12.5). Durch Einsetzen der Gln. (12.7) ineinander erhält man

$$\begin{aligned} U(s) \;=\; & K_{\mathrm{IMC}}(s)W(s) - K_{\mathrm{IMC}}(s)G(s)U(s) - K_{\mathrm{IMC}}(s)D(s) + \\ & + K_{\mathrm{IMC}}(s)\hat{G}(s)U(s) \end{aligned}$$

und nach Umstellung dieser Beziehung

$$U(s) = \frac{K_{\mathrm{IMC}}(s)}{1 + K_{\mathrm{IMC}}(s)(G(s) - \hat{G}(s))}(W(s) - D(s)). \tag{12.9}$$

Diese Gleichung gilt auch, wenn das Modell die Regelstrecke nicht exakt beschreibt; andernfalls vereinfacht sie sich zu Gl. (12.6). Aus Gl. (12.9) erhält man nach Einsetzen in Gl. (12.7) die Führungsübertragungsfunktion des Regelkreises $\bar{\Sigma}$

$$G_{\mathrm{w}}(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G(s)K_{\mathrm{IMC}}(s)}{1 + (G(s) - \hat{G}(s))\, K_{\mathrm{IMC}}(s)} \tag{12.10}$$

sowie die Störübertragungsfunktion

$$G_{\mathrm{d}}(s) = \frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{1 - \hat{G}(s)K_{\mathrm{IMC}}(s)}{1 + (G(s) - \hat{G}(s))\, K_{\mathrm{IMC}}(s)}. \tag{12.11}$$

YOULA**-Parametrierung.** Der IMC-Regelkreis hat noch eine weitere interessante Interpretation. Verwendet man die Gl. (12.8) unter der genannten Voraussetzung eines exakten Regelstreckenmodells, so erhält man mit

$$K(s) = \frac{K_{\mathrm{IMC}}(s)}{1 - G(s)\, K_{\mathrm{IMC}}(s)} \tag{12.12}$$

eine Parametrierung der Menge $\mathcal{K}$ aller stabilisierenden Regler Σ_{R} der Regelstrecke Σ_{S}:

$$\mathcal{K} = \left\{ K(s) = \frac{K_{\mathrm{IMC}}(s)}{1 - G(s)\, K_{\mathrm{IMC}}(s)} \;\middle|\; K_{\mathrm{IMC}}(s) \text{ beliebig, stabil} \right\} \tag{12.13}$$

Das heißt folgendes: Wenn man für eine gegebene Regelstrecke $G(s)$ nach Reglern sucht, mit denen der geschlossene Kreis stabil ist, so muss man nach Übertragungsfunktionen $K(s)$ beliebiger Ordnung suchen, für die die Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises $\frac{1}{1+G(s)K(s)}$ stabil ist. Dabei muss man sowohl stabile als auch instabile Funktionen $K(s)$ betrachten. Gleichung (12.13) beschreibt die Klasse aller derartigen Regler. Nimmt man eine beliebige stabile Übertragungsfunktion $K_{\mathrm{IMC}}(s)$, so erhält man aus Gl. (12.12) einen Regler $K(s)$, mit dem der geschlossene Kreis stabil ist. $K_{\mathrm{IMC}}(s)$ tritt also als frei wählbarer „Parameter“ in der Gleichung auf. Nach dem Entdecker dieses Zusammenhanges wird Gl. (12.13) als YOULA-Parametrierung bezeichnet.

12.2.2 Entwurf von IMC-Reglern durch H_2-Optimierung

Reglerentwurf als Optimierungsproblem. Bei den bisher behandelten Entwurfsverfahren wurden die Güteforderungen an den geschlossenen Kreis durch Richtwerte für das Übergangsverhalten vorgegeben. Bewertet wurden dabei nur einzelne Punkte der Übergangsfunktion wie beispielsweise die Überschwingweite und die

Beruhigungszeit. In diesem Abschnitt wird ein Entwurfsverfahren erläutert, bei dem das Übergangsverhalten als Ganzes bewertet wird. Das Regelungsziel wird durch ein Gütefunktional ausgedrückt und es wird nach einem Regler gesucht, bei dem das Gütefunktional den kleinstmöglichen Wert annimmt. Dabei wird zunächst davon ausgegangen, dass die Regelstrecke exakt bekannt ist und folglich $\hat{G}(s) = G(s)$ gilt.

Bei der Festlegung des Gütefunktionals gibt es mehrere Möglichkeiten. Hier soll nur das ISE-Kriterium (*integral square error-Kriterium*)

$$J = \int_0^\infty e^2(t)\,\mathrm{d}t \tag{12.14}$$

behandelt werden, weil es für das damit formulierte Optimierungsproblem

$$\min_{K_{\mathrm{IMC}}} J \tag{12.15}$$

eine geschlossene Lösung gibt. Das Gütefunktional bewertet den zeitlichen Verlauf der Regelabweichung $e(t)$, wobei durch Verwendung des Quadrates e^2 große Regelabweichungen stärker in das Gütefunktional eingehen als kleine Abweichungen. Da das angegebene Gütefunktional die sogenannte H_2-Norm von $e(t)$

$$\|e(t)\|^2 = \int_0^\infty e^2(t)\,\mathrm{d}t$$

darstellt, spricht man auch von H_2-Optimierung.

Um dieses Kriterium anwenden zu können, muss eine Eingangsgröße vorgegeben werden, wobei folgende Fälle von besonderer Bedeutung sind:

	Führungsgröße	Störgröße	Anfangsbedingung
1	$w(t) = 0$	$d(t) = 0$	$\boldsymbol{x}(0) = \boldsymbol{x}_0$
2	$w(t) = \delta(t)$	$d(t) = 0$	$\boldsymbol{x}(0) = \mathbf{0}$
3	$w(t) = \sigma(t)$	$d(t) = 0$	$\boldsymbol{x}(0) = \mathbf{0}$
4	$w(t) = 0$	$d(t) = \delta(t)$	$\boldsymbol{x}(0) = \mathbf{0}$
5	$w(t) = 0$	$d(t) = \sigma(t)$	$\boldsymbol{x}(0) = \mathbf{0}$

Die Optimierungsaufgabe (12.15) fordert, dass ein Reglergesetz $K_{\mathrm{IMC}}(s)$ gesucht wird, für das der für den Regelkreis berechnete Wert des Gütefunktionals so klein wie möglich ist. Typisch für dieses Optimierungsproblem ist, dass keine Vorgaben für die Struktur des Reglers K_{IMC} gemacht werden, also nicht nur nach besonders guten Reglerparametern, sondern gleichzeitig nach einer zweckmäßigen dynamischen Ordnung für den Regler gesucht wird. Dass diese gegenüber dem bisherigen Entwurfsvorgehen verallgemeinerte Formulierung des Entwurfsproblems nicht nur Vorteile, sondern auch Nachteile hat, wird sich schnell herausstellen.

Lösung des Optimierungsproblems. Das Optimierungsproblem (12.15) kann mit Hilfe des PARSEVALschen Theorems in

$$\int_0^\infty e^2(t)\,\mathrm{d}t = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |E(\mathrm{j}\omega)|^2\,\mathrm{d}\omega$$

überführt werden. An dieser Formel sieht man, dass das Optimierungsproblem (12.15) die Aufgabe stellt, einen Regler zu suchen, für den die über den gesamten Frequenzbereich gemittelte Amplitude $|E(\mathrm{j}\omega)|^2$ der Regelabweichung minimal wird.

Für die in der zweiten Zeile der oben angegebenen Tabelle verzeichneten Eingangsgröße kann $E(\mathrm{j}\omega)$ entsprechend Gl. (12.5) in der Form

$$E(\mathrm{j}\omega) = (1 - G_\mathrm{w}(\mathrm{j}\omega))W(\mathrm{j}\omega) = 1 - G(\mathrm{j}\omega)K_\mathrm{IMC}(\mathrm{j}\omega)$$

dargestellt werden, wobei $K_\mathrm{IMC}(\mathrm{j}\omega)$ den noch unbekannten Frequenzgang des Reglers bezeichnet. Für das Gütefunktional erhält man dann

$$J = \int_0^\infty e^2(t)\,\mathrm{d}t = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} |1 - G(\mathrm{j}\omega)K_\mathrm{IMC}(\mathrm{j}\omega)|^2\,\mathrm{d}\omega.$$

Zur Lösung des Optimierungsproblems wird die Übertragungsfunktion der Regelstrecke entsprechend

$$G(s) = G_\mathrm{MP}(s)\,G_\mathrm{A}(s)$$

in den minimalphasigen Anteil $G_\mathrm{MP}(s)$ und den Allpassanteil $G_\mathrm{A}(s)$ zerlegt. Den optimalen IMC-Regler $K^*_\mathrm{IMC}(s)$, der das Problem (12.15) löst, erhält man dann aus der Beziehung

$$K^*_\mathrm{IMC}(s) = \frac{1}{G_\mathrm{MP}(s)}. \tag{12.16}$$

Der Regler ist für beliebige Regelstrecken stabil, denn in ihn geht nur der minimalphasige Anteil der Regelstrecke ein.

Diskussion der Lösung. Für minimalphasige Regelstrecken erhält man mit dem Regler (12.16) eine perfekte Regelung, denn für den geschlossenen Kreis gilt

$$G_\mathrm{w}(s) = G(s)\,K^*_\mathrm{IMC}(s) = 1$$

und folglich

$$J = 0.$$

Die Regelgröße folgt der Führungsgröße ohne Verzögerung.

Wie kommt diese überraschende Lösung zustande? Zunächst ist festzustellen, dass der Regler (12.16) nur für sprungfähige Regelstrecken $G(s)$ realisierbar ist, denn für nicht sprungfähige Systeme übersteigt der Zählergrad des Reglers den Nennergrad, so dass das Reglergesetz die Kausalitätsbedingung (4.39) verletzt. Für sprungfähige Regelstrecken widerspricht das Ergebnis dem Gleichgewichtstheorem (7.40) auf S. 383 nicht, denn die offene Kette hat keinen Polüberschuss, so dass eine perfekte Regelung möglich ist.

Das beschriebene ideale Regelkreisverhalten ist jedoch i. Allg. aus drei Gründen nicht erreichbar:

- Das inverse Modell $\frac{1}{G_{\mathrm{MP}}(s)}$ hat mehr Nullstellen als Pole und ist deshalb technisch nicht realisierbar.

- Der Regler ist nur dann stabil, wenn die Regelstrecke minimalphasig ist. Bereits eine geringe Totzeit macht eine perfekte Regelung unmöglich. Für die Führungsübertragungsfunktion gilt dann

$$G_{\mathrm{w}}(s) = G(s)\, K^*_{\mathrm{IMC}}(s) = G_{\mathrm{A}}(s).$$

- Modellunbestimmtheiten und Störungen führen dazu, dass die angegebenen vereinfachten Beziehungen nicht gelten.

Es muss deshalb untersucht werden, wie sich der reale Regelkreis verhält.

Besitzt die Regelstrecke einen nichtminimalphasigen Anteil $G_{\mathrm{A}}(s)$, so wird die erreichbare Regelgüte durch diesen Anteil bestimmt. Das Gütekriterium hat in dem mit dem Regler (12.16) geschlossenen Kreis den Wert

$$J^* = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |1 - G_{\mathrm{A}}(\mathrm{j}\omega)|^2 \, \mathrm{d}\omega.$$

Erfüllung der Realisierbarkeitsbedingung. Um den IMC-Regler technisch realisierbar zu machen, wenn der nichtminimalphasige Anteil $G_{\mathrm{A}}(s)$ der Regelstrecke, wie üblich, einen Polüberschuss r hat, erweitert man den optimalen IMC-Regler $K^*_{\mathrm{IMC}}(s)$ um einen Filter $F(s)$ n_{f}-ter Ordnung, so dass sich der im Regelkreis realisierte IMC-Regler entsprechend

$$\boxed{\text{IMC-Regler:} \quad K_{\mathrm{IMC}}(s) = K^*_{\mathrm{IMC}}(s)\, F(s) = \frac{F(s)}{G_{\mathrm{MP}}(s)}} \tag{12.17}$$

aus dem optimalen IMC-Regler und diesem Filter zusammensetzt. Der Polüberschuss n_{f} von $F(s)$ mindestens genauso groß sein wie der Polüberschuss r von $\hat{G}_{\mathrm{MP}}$, denn dieser Polüberschuss bewirkt in K^*_{IMC} einen gleich großen Nullstellenüberschuss.

Im Prinzip kann dieses Filter beliebig gewählt werden. Zweckmäßig ist die Verwendung eines PT$_n$-Gliedes genügend hoher Ordnung, wobei entsprechend

$$F(s) = \frac{1}{(T_{\mathrm{f}} s + 1)^{n_{\mathrm{f}}}}$$

n_{f} Verzögerungsglieder erster Ordnung mit derselben Zeitkonstante T_{f} in Reihe geschaltet werden. Aufgrund der statischen Verstärkung $F(0) = 1$ verändert dieses Filter das statische Verhalten des Regelkreises nicht.

Verhalten des idealen Regelkreises. Mit dem IMC-Regler (12.17) erhält man für den idealen Regelkreis ($\hat{G}(s) = G(s)$, $D(s) = 0$) die Führungsübertragungsfunktion

$$G_{\mathrm{w}}(s) = G(s)\, K_{\mathrm{IMC}}(s) = G_{\mathrm{MP}}(s)\, G_{\mathrm{A}}(s)\, \frac{F(s)}{G_{\mathrm{MP}}(s)} = G_{\mathrm{A}}(s)\, F(s),$$

die für minimalphasige Systeme in

$$G_{\mathrm{w}}(s) = F(s)$$

übergeht. Das heißt, bei einer minimalphasigen Regelstrecke wirkt der Regelkreis unter den angegebenen idealen Bedingungen wie ein Verzögerungsglied der Ordnung r, wobei r den relativen Grad der Regelstrecke bezeichnet. Je kleiner der relative Grad ist, umso schneller reagiert der Regelkreis. Bei nichtminimalphasigen Regelstrecken erhöht sich die Verzögerung um den Nichtminimalphasenanteil $G_{\mathrm{A}}(s)$, der im Regelkreis nicht kompensiert werden kann.

12.2.3 Entwurf robuster IMC-Regler

In diesem Abschnitt wird untersucht, wie der IMC-Regler unter Beachtung der Modellunbestimmtheiten, durch die sich das Regelstreckenmodell $\hat{G}(s)$ von der Regelstrecke $G(s)$ unterscheidet, entworfen werden kann. Es wird so vorgegangen, dass der im letzten Abschnitt erläuterte H_2-Entwurf auf das Regelstreckenmodell $\hat{G}(s)$ angewendet und anschließend das Filter $F(s)$ so bemessen wird, dass der Regelkreis gegenüber den Modellunbestimmtheiten robust ist. Nach einer Zerlegung des Modells in den minimalphasigen und den Allpassanteil

$$\hat{G}(s) = \hat{G}_{\mathrm{MP}}(s)\, \hat{G}_{\mathrm{A}}(s)$$

erhält man im ersten Schritt den IMC-Regler entsprechend Gl. (12.17):

$$K_{\mathrm{IMC}}(s) = \frac{F(s)}{\hat{G}_{\mathrm{MP}}(s)}. \tag{12.18}$$

Robustheit des IMC-Reglers. Die Robustheit des IMC-Reglers wird jetzt für Regelstrecken untersucht, deren Modell eine multiplikative Modellunsicherheit aufweist und für die deshalb die Beziehung

$$G(s) = \hat{G}(s)\, (1 + \delta G_{\mathrm{M}}(s)) \tag{12.19}$$

mit

$$|\delta G_{\mathrm{M}}(s)| \leq \bar{G}_{\mathrm{M}}(s)$$

gilt, wobei $\bar{G}_{\mathrm{M}}(s)$ eine bekannte obere Schranke für die Modellunbestimmtheiten ist (vgl. Gl. (8.45) auf S. 459). Die robuste Stabilität des Regelkreises ist gesichert, wenn die Ungleichung

$$|\hat{T}(s)|\,\bar{G}_{\mathrm{M}}(s) < 1, \quad s \in \mathcal{D}$$

erfüllt ist, wobei

$$\hat{T}(s) = K_{\mathrm{IMC}}(s)\,\hat{G}(s) = F(s)\,\hat{G}_{\mathrm{A}}(s)$$

die komplementäre Empfindlichkeitsfunktion des IMC-Regelkreises (mit $\hat{G} = G$) darstellt (vgl. Gl. (12.5)). Die robuste Stabilität ist also gesichert, wenn die Ungleichung

$$|\hat{G}_{\mathrm{A}}(s)|\,|F(s)|\,\bar{G}_{\mathrm{M}}(s) < 1, \quad s \in \mathcal{D} \tag{12.20}$$

erfüllt ist. In diesem Falle führt der am Näherungsmodell $\hat{G}(s)$ entworfene Regler trotz der durch $\bar{G}_{\mathrm{M}}(s)$ beschränkten Modellunbestimmtheiten zu einem stabilen Regelkreis.

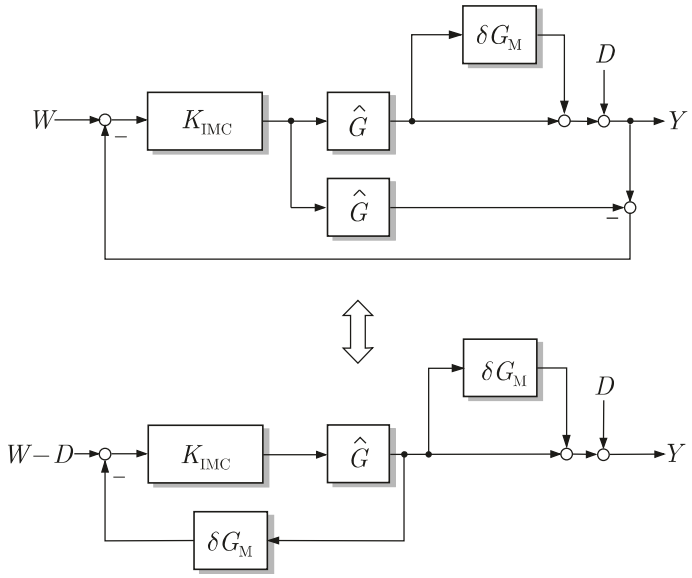

Abb. 12.7: Zwei äquivalente Darstellungen des IMC-Regelkreises mit Näherungsmodell

Die erhaltene Robustheitsbedingung lässt sich anhand von Abb. 12.7 begründen. Das obere Blockschaltbild zeigt, wie der für das Näherungsmodell $\hat{G}(s)$ ausgelegte IMC-Regler an die reale Regelstrecke angeschlossen wird, deren Übertragungsfunktion sich entsprechend Gl. (12.19) aus dem Näherungsmodell und der Modellunsicherheit zusammensetzt. Eine Umformung des Blockschaltbildes führt auf das darunter gezeigte Bild, aus dem die angegebene Robustheitsbedingung abgelesen werden kann, die die Stabilität der gezeigten Rückführung sichert (vgl. Gl. (8.49) auf S. 463).

Durch eine geeignete Wahl der Filterparameter soll erreicht werden, dass die hinreichende Bedingung (12.20) für die robuste Stabilität des Regelkreises erfüllt wird. Dies ist der Fall, wenn die Ungleichung

$$|F(\mathrm{j}\omega)| < \frac{1}{|G_\mathrm{A}(\mathrm{j}\omega)|\,\bar{G}_\mathrm{M}(\mathrm{j}\omega)} \tag{12.21}$$

gilt, in der gegenüber den oben genannten Bedingungen s durch $\mathrm{j}\omega$ ersetzt wurde, weil $F(s)$ in der angegebenen Form für $n_\mathrm{f} \geq 1$ nicht sprungfähig ist und die bisherigen Betrachtungen für $s \in \mathcal{D}$ auf $s = \mathrm{j}\omega$ beschränkt werden können.

Bei der Wahl des Parameters T_f des Filters muss ein Kompromiss zwischen den folgenden beiden Zielstellungen gefunden werden:

- T_f muss groß genug gemacht werden, damit $F(\mathrm{j}\omega)$ die Robustheitsbedingung erfüllt.

- T_f muss klein genug gemacht werden, damit sich die Regelgüte nicht zu stark gegenüber der des optimalen Regelkreises verschlechtert.

Ein Wert für T_f, der beiden Forderungen genügt, kann immer dann gefunden werden, wenn die Modellunbestimmtheiten die Bedingung

$$\bar{G}_\mathrm{M}(0) < 1 \tag{12.22}$$

erfüllen. Diese Bedingung fordert lediglich, dass der *statische* Fehler des Regelstreckenmodells kleiner als 100% ist, d. h., dass das Vorzeichen der statischen Verstärkung der Regelstrecke genau bekannt ist.

Den beschriebenen Kompromiss kann man dadurch ermitteln, dass man die im Gütefunktional (12.14) enthaltene Forderung an die Regelkreisdynamik und die Robustheitsforderung (12.21) in der Beziehung

$$|F(\mathrm{j}\omega)\,\hat{G}_\mathrm{A}(\mathrm{j}\omega)\,\bar{G}_\mathrm{M}(\mathrm{j}\omega)| + |(1 - F(\mathrm{j}\omega)\,G_\mathrm{A}(\mathrm{j}\omega))v| \leq 1 \tag{12.23}$$

zusammenfasst. Der erste Summand stellt das in der Robustheitsforderung stehende Produkt aus komplementärer Empfindlichkeitsfunktion und oberer Schranke der Modellunbestimmtheiten dar. Der zweite Summand beschreibt die Empfindlichkeitsfunktion für den Regelkreis mit $G = \hat{G}$. Der Faktor v wurde eingeführt, um beide Summanden gegeneinander zu wichten. Es beschreibt den größten zugelassenen Wert der Empfindlichkeitsfunktion, denn für die Frequenz $\bar{\omega}$, für die

$$F(\mathrm{j}\bar{\omega})\,G_\mathrm{A}(\mathrm{j}\bar{\omega})\,\bar{G}_\mathrm{M}(\mathrm{j}\bar{\omega}) \approx 0$$

gilt, erfüllt das Filter bei kleinstmöglicher Wahl von T_f die Bedingung

$$1 - F(\mathrm{j}\bar{\omega})\,G_\mathrm{A}(\mathrm{j}\bar{\omega}) \approx \frac{1}{v}.$$

$F(\mathrm{j}\omega)$ wird nun so gewählt, dass die Bedingung (12.23) für wenigstens eine Frequenz mit dem Gleichheitszeichen erfüllt ist. Durch geeignete Wahl von v kann man auf diese Weise zu einem guten Kompromiss für die beiden genannten Forderungen kommen.

Der erhaltene Regler $K(s)$, der den IMC-Regler $K_\mathrm{IMC}(s)$ und das Regelstreckenmodell $\hat{G}(s)$ zusammenfasst, hat die Übertragungsfunktion

$$\boxed{\text{Rückführung im IMC-Regelkreis:} \quad K(s) = \frac{K^*_{\mathrm{IMC}}(s)F(s)}{1 - \hat{G}(s)\,K^*_{\mathrm{IMC}}(s)\,F(s)}} \tag{12.24}$$

Zusammenfassung des Entwurfsverfahrens. Der Entwurf des IMC-Reglers kann in folgendem Algorithmus zusammengefasst werden.

Entwurfsverfahren 12.1 *Entwurf eines IMC-Reglers*

Gegeben: Näherungsmodell $\hat{G}(s)$ der Regelstrecke Σ_{S}
Abschätzung $\bar{G}_{\mathrm{M}}(s)$ der multiplikativen Modellunbestimmtheiten

1. Berechnen Sie den optimalen IMC-Reglers $K^*_{\mathrm{IMC}}(s)$ entsprechend Gl. (12.18).
2. Wählen Sie die Ordnung n_{f} des Filters $F(s)$, so dass der IMC-Regler $K^*_{\mathrm{IMC}}(s)F(s)$ realisierbar ist.
3. Geben Sie einen Wert für die Wichtung v in Gl. (12.23) vor.
4. Wählen Sie die Zeitkonstante T_{f}, so dass die Bedingung (12.23) für wenigstens eine Frequenz mit dem Gleichheitszeichen erfüllt ist.
5. Analysieren Sie das Regelkreisverhalten und bewerten Sie die Eigenschaften im Sinne der gegebenen Güteforderungen. Entspricht das Verhalten nicht den gegebenen Güteforderungen, so müssen Sie den Entwurf ab Schritt 3 mit veränderter Wichtung v wiederholen.

Ergebnis: Übertragungsfunktion $K(s)$ des Reglers Σ_{R} entsprechend Gl. (12.24)

Der beschriebene Rechenweg zeigt, dass im ersten Schritt zwar ein Optimierungsproblem gelöst wird, der entstehende Regler jedoch aufgrund der Realisierungsbedingung und der Robustheitsforderung nicht optimal ist. Das Optimierungsproblem wird also nicht zur Optimierung des Regelkreises im eigentlichen Sinne des Wortes, sondern als Hilfsmittel genutzt, um ein Entwurfsverfahren zu erhalten, bei dem die Dynamik des Regelkreises als Ganzes bewertet wird.

12.2.4 Beziehung zwischen klassischen Reglern und IMC-Reglern

Da das Modell der Regelstrecke im IMC-Regelkreis explizit verwendet wird und deshalb ein Bestandteil des Reglers ist, kann der entstehende Regler eine sehr hohe dynamische Ordnung haben. Andererseits haben die in den vorangegangenen Kapiteln behandelten Beispiele gezeigt, dass die in der Praxis auftretenden Regelstrecken häufig durch sehr einfache Modelle (näherungsweise) beschrieben werden können.

Diese Tatsache ist für die IMC-Regelung insofern von Bedeutung, als dass im zweiten Schritt des Entwurfes auf Robustheitsforderungen Rücksicht genommen und damit die Möglichkeit eröffnet wird, sehr einfache Regelstreckenmodelle für den Entwurf einzusetzen. Das Näherungsmodell $\hat{G}$ kann also u. U. durch Modellvereinfachung aus einem genaueren Modell gewonnen werden, wenn dabei gleichzeitig eine obere Schranke $\bar{G}_{\mathrm{M}}$ für die Modellunbestimmtheiten bestimmt wird. Im Folgenden wird gezeigt, dass sich bei sehr einfachen Modellen in der IMC-Regelung die bekannten Reglerstrukturen wiederfinden lassen.

PT$_1$-Glied als Regelstrecke. Verwendet man das sehr einfache Modell

$$\hat{G}(s) = \frac{k_{\mathrm{s}}}{T_1 s + 1}$$

für die Regelstrecke Σ_{S}, so erhält man aus Gl. (12.16) den optimalen IMC-Regler

$$K^*_{\mathrm{IMC}}(s) = \frac{T_1 s + 1}{k_{\mathrm{s}}}.$$

Um diesen Regler realisieren zu können, ist ein Filter $F(s)$ erster Ordnung notwendig:

$$F(s) = \frac{1}{T_{\mathrm{f}} s + 1}.$$

Damit erhält man als vollständiges Reglergesetz aus Gl. (12.8) den PI-Regler

$$K(s) = \frac{T_1 s + 1}{k_{\mathrm{s}}(T_{\mathrm{f}} s + 1)\left(1 - \frac{1}{T_{\mathrm{f}} s + 1}\right)} = \frac{1}{k_{\mathrm{s}}} \frac{T_1}{T_{\mathrm{f}}} \left(1 + \frac{1}{T_1 s}\right),$$

dessen Zeitkonstante T_{f} noch entsprechend der im vorangegangenen Abschnitt angegebenen Forderungen gewählt werden muss. Interessant ist, dass sich die Struktur des PI-Reglers automatisch aus dem IMC-Verfahren ergibt und nicht zu Beginn des Entwurfes als Reglerstruktur angesetzt wurde.

PT$_2$-Glied als Regelstrecke. Approximiert man das Verhalten der Regelstrecke Σ_{S} durch ein PT$_2$-Glied

$$\hat{G}(s) = \frac{k_{\mathrm{s}}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)},$$

so erhält man den optimalen IMC-Regler

$$K^*_{\mathrm{IMC}}(s) = \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{k_{\mathrm{s}}},$$

der für die Realisierung ein Filter zweiter Ordnung

$$F(s) = \frac{1}{(T_{\mathrm{f}} s + 1)^2}$$

erforderlich macht. Der daraus entstehende Regler ist durch

$$
\begin{aligned}
K(s) &= \frac{(T_1 s+1)(T_2 s+1)}{k_\mathrm{s}(T_\mathrm{f} s+1)^2\left(1-\dfrac{1}{(T_\mathrm{f} s+1)^2}\right)} \\
&= \frac{1}{k_\mathrm{s}}\frac{T_1 T_2}{T_\mathrm{f}^2}\left(1+\frac{T_\mathrm{f}}{T_1 T_2}\frac{1}{s(2+sT_\mathrm{f})}+\frac{T_1 T_\mathrm{f}+T_2 T_\mathrm{f}+T_1 T_2}{T_\mathrm{f} s+2}\right)
\end{aligned}
$$

beschrieben. Er besteht aus einem proportionalen, einem verzögerten integralen sowie einem verzögerten proportionalen Anteil.

12.3 Smithprädiktor

Der Smithprädiktor ist ein Regelungsprinzip, das wie der IMC-Regler mit einem inneren Modell der Regelstrecke arbeitet und das für Totzeitregelstrecken entwickelt wurde. Um die Grundidee dieses Prinzips zu erläutern, wird das Regelstreckenmodell in den totzeitfreien Anteil $\tilde{G}(s)$ und ein verbleibendes Totzeitglied zerlegt:

$$G(s) = \tilde{G}(s)\,\mathrm{e}^{-sT_\mathrm{t}}. \tag{12.25}$$

Aufgrund der Totzeit wird ein Stelleingriff zur Zeit t frühestens zur Zeit $t + T_\mathrm{t}$ am Ausgang der Regelstrecke erkennbar.

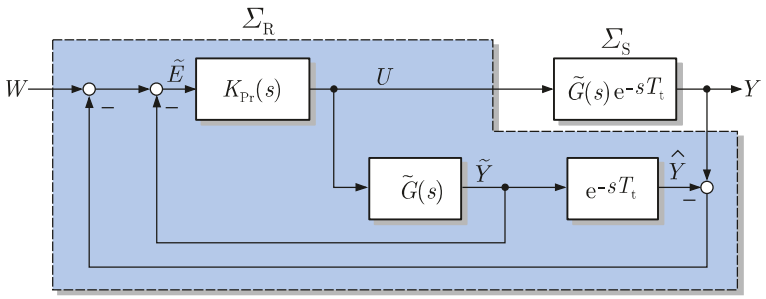

Abb. 12.8: Grundidee des Smithprädiktors

Die Wirkung eines Stelleingriffs auf die Regelstrecke kann man schneller erkennen, wenn man diese Wirkung mit dem totzeitfreien Modell $\tilde{G}(s)$ vorhersagt. Dafür kann die in Abb. 12.4 dargestellte Idee der IMC-Regelung genutzt werden, wobei der Regler jetzt jedoch nicht nur die Differenz $Y - \hat{Y}$ der Ausgangsgrößen von Regelstrecke und Modell, sondern auch die Ausgangsgröße der totzeitfreien Strecke verarbeitet, so dass der in Abb. 12.8 mit $K_\mathrm{Pr}(s)$ gekennzeichnete Regler die modifizierte Eingangsgröße $\tilde{E}$ erhält. Dadurch kann der Regler auf die nicht messbare Wirkung $\tilde{G}(s)U(s)$ der Stellgröße reagieren, bevor diese Wirkung in der gemessenen Regelgröße Y erkennbar wird.

Die Rückführung $K_{\mathrm{Pr}}(s)$ gemeinsam mit dem zur Regelstrecke parallel angeordneten Modell bilden den nach seinem Erfinder benannten Smithprädiktor. Die Bezeichnung „Prädiktor“ (prädiktive Regelung) weist darauf hin, dass innerhalb der Regelung ein Modell verwendet wird, mit dem die Wirkung der Stellgröße auf das Verhalten der Regelstrecke vorhergesagt wird. Die zum Prädiktor gehörenden Blöcke, die in Abb. 12.8 durch einen Rahmen zusammengefasst sind, können so umgeordnet werden, dass der in Abb. 12.9 gezeigte Regler mit der Übertragungsfunktion $K(s)$ entsteht.

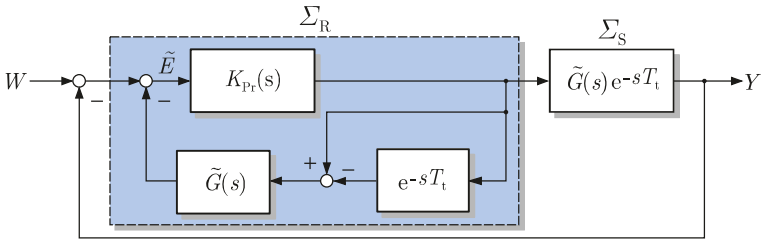

Abb. 12.9: Smithprädiktor

Wie die folgenden Überlegungen zeigen werden, können die in den Abbildungen 12.8 und 12.9 gezeigten Regelkreise auf die in Abb. 12.10 dargestellte Form gebracht werden. Die im Regelkreis wirkende Totzeit überschreitet die durch die Regelstrecke vorgegebene nicht. Der Regler wirkt so, als ob an Stelle der messbaren Regelgröße Y die vor der Totzeit wirkende Größe $\tilde{Y}$ zurückgeführt wird. Beim Entwurf der Übertragungsfunktion $K_{\mathrm{Pr}}(s)$ kann deshalb so getan werden, als ob die Regelstrecke gar keine Totzeit besitzt. Damit entfallen alle Forderungen an die offene Kette, die durch das Vorhandensein der Totzeit bestimmt sind, beispielsweise die Forderung (8.39) auf S. 455, durch die die Stabilität des totzeitbehafteten Regelkreises gesichert wird.

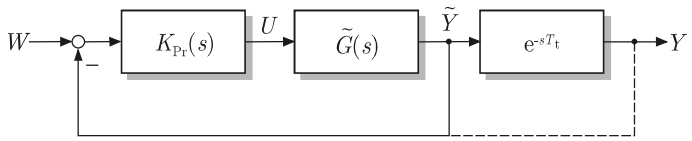

Abb. 12.10: Blockschaltbild des Regelkreises, der durch den Smithprädiktor erzeugt werden soll

Dass die in den Abbildungen 12.8 – 12.10 dargestellten Regelkreise tatsächlich äquivalent sind, erkennt man entweder durch eine schrittweise Umformung der Blockschaltbilder oder aus dem folgenden Vergleich der Führungsübertragungsfunktionen. Der Standardregelkreis in Abb. 12.9 mit Regler Σ_{R} und Regelstrecke Σ_{S} hat die Führungsübertragungsfunktion

$$G_{\mathrm{w}}(s) = \frac{G(s)K(s)}{1 + G(s)K(s)} = \frac{\tilde{G}(s)\mathrm{e}^{-sT_{\mathrm{t}}}K(s)}{1 + \tilde{G}(s)\mathrm{e}^{-sT_{\mathrm{t}}}K(s)},$$

während die Führungsübertragungsfunktion des in Abb. 12.10 gezeigten Regelkreises

$$G_{\mathrm{w}}(s) = \frac{\tilde{G}(s)K_{\mathrm{Pr}}(s)}{1 + \tilde{G}(s)K_{\mathrm{Pr}}(s)}\,\mathrm{e}^{-sT_{\mathrm{t}}}$$

heißt. Beide Übertragungsfunktionen sind gleich, wenn der Regler $K(s)$ die Bedingung

$$\boxed{\text{Smithprädiktor } \Sigma_{\mathrm{R}}: \qquad K(s) = \frac{K_{\mathrm{Pr}}(s)}{1 + K_{\mathrm{Pr}}(s)\,\tilde{G}(s)\,(1 - \mathrm{e}^{-sT_{\mathrm{t}}})}} \tag{12.26}$$

erfüllt, wenn er also die in Abb. 12.9 dargestellte Struktur besitzt.

Wie die Herleitung des Reglergesetzes $K(s)$ gezeigt hat, ist der Regelkreis mit Smithprädiktor mit dem in Abb. 12.10 gezeigten Regelkreis äquivalent. Man kann den Regler $K_{\mathrm{Pr}}(s)$ deshalb für den totzeitfreien Teil der Regelstrecke entwerfen, wobei alle bisher vorgestellten Verfahren angewendet werden können. Bei der Bewertung der Regelgüte muss man lediglich beachten, dass die Ausgangsgröße $y(t)$ des totzeitfreien Regelkreises auf der Zeitachse um die Totzeit T_{t} zu verschieben ist.

Beispiel 12.2 *Smithprädiktor für eine Konzentrationsregelung*

Es ist eine Konzentrationsregelung für den in Abb. 6.71 auf S. 343 gezeigten kontinuierlich durchflossenen Reaktor mit dem Volumen V zu entwerfen. Der Reaktor wird mit einem konstanten Durchfluss q durchströmt. Betrachtet man den Reaktor als homogen durchmischt, so kann man ihn als PT$_1$-Glied mit der Zeitkonstante

$$T = \frac{V}{q}$$

und der statischen Verstärkung eins auffassen. Die Konzentrationsmesseinrichtung wird durch ein PT$_1$-Glied mit der Zeitkonstante T_{m} und der statischen Verstärkung eins beschrieben. Die Stellgröße wirkt mit der Totzeit T_{t}, die für den Transport der Flüssigkeit von den Ventilen in den Reaktor notwendig ist. Damit erhält man für die Regelstrecke Σ_{S} die Übertragungsfunktion

$$G(s) = \frac{1}{\left(\frac{V}{q}s + 1\right)(T_{\mathrm{m}}s + 1)}\,\mathrm{e}^{-sT_{\mathrm{t}}} \tag{12.27}$$

mit dem minimalphasigen Anteil

$$\tilde{G}(s) = \frac{1}{\left(\frac{V}{q}s + 1\right)(T_{\mathrm{m}}s + 1)}.$$

Für die Parameter

$$\begin{aligned} \text{Volumen}: \; & V = 10\,\mathrm{dm}^3 \\ \text{Durchfluss}: \; & q = 10\,\frac{\mathrm{dm}^3}{\mathrm{min}} \\ \text{Zeitkonstante der Messeinrichtung}: \; & T_\mathrm{m} = 0{,}2\,\mathrm{min} \\ \text{Totzeit aufgrund der Rohrleitung}: \; & T_\mathrm{t} = 0{,}4\,\mathrm{min} \end{aligned}$$

hat die Regelstrecke die in Abb. 12.11 gezeigte Übergangsfunktion, bei der die Totzeit und das PT_2-Verhalten zu erkennen sind.

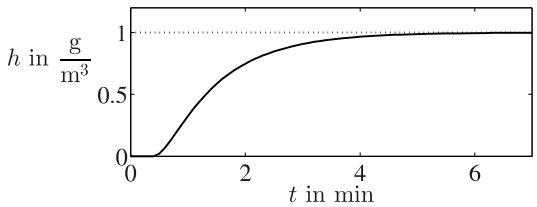

Abb. 12.11: Übergangsfunktion der Regelstrecke

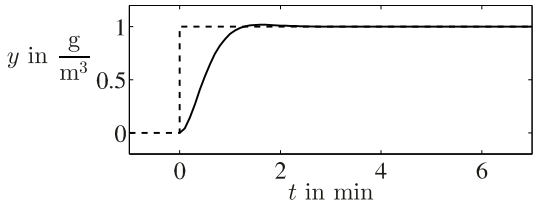

Abb. 12.12: Führungsübergangsfunktion des PI-geregelten Systems ohne Totzeit

Unter Verwendung des totzeitfreien Regelstreckenmodells $\tilde{G}(s)$ kann mit dem Frequenzkennlinienverfahren der PI-Regler

$$K_\mathrm{Pr}(s) = k_\mathrm{P}\left(+\frac{1}{T_\mathrm{I}s}\right)$$

so entworfen werden, dass für den totzeitfreien Regelkreis die in Abb. 12.12 gezeigte annähernd aperiodisch einschwingende Führungsübergangsfunktion entsteht. Für die angegebenen Regelstreckenparameter erhält man die Reglerparameter

$$k_\mathrm{P} = 2 \quad \text{und} \quad T_\mathrm{I} = 1\,\mathrm{min}.$$

Würde man diesen PI-Regler für die totzeitbehaftete Regelstrecke anwenden, so erhielte man die in Abb. 12.13 oben durch die gestrichelte Linie gezeigte Führungsübergangsfunktion, die aufgrund der durch die Totzeit hervorgerufenen Phasenverschiebung sehr stark schwingt. Berücksichtigt man die Streckentotzeit, indem man an Stelle des PI-Reglers den mit diesem Regler berechneten Smithprädiktor (12.26)

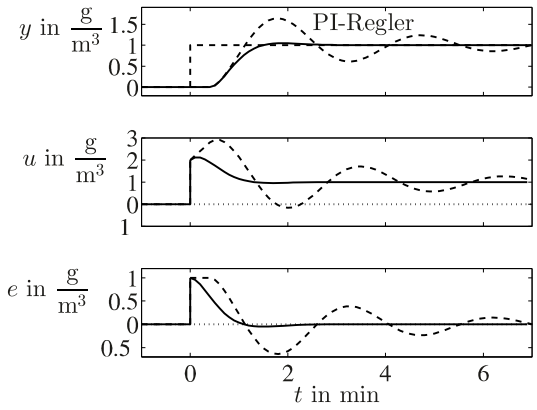

Abb. 12.13: Führungsübergangsfunktion des geregelten Reaktors bei Verwendung des PI-Reglers (- - -) bzw. des Smithprädiktors (—)

$$K(s) = \frac{2(1+\frac{1}{s})}{1+2\left(1+\frac{1}{s}\right)\frac{1}{(s+1)(0{,}2s+1)}\left(1-\mathrm{e}^{-0{,}4s}\right)} = \frac{2(0{,}2s+1)(s+1)}{s(1+0{,}2s)+2(1-\mathrm{e}^{-0{,}4s})}$$

verwendet, so erhält man als Führungsübergangsfunktion des totzeitbehafteten Regelkreises die um T_t verschobene Führungsübergangsfunktion des nicht totzeitbehafteten Kreises aus Abb. 12.12, die in Abb. 12.13 (oben) durch die durchgezogene Linie dargestellt ist.

Den Unterschied in der Wirkungsweise von PI-Regler und Smithprädiktor erkennt man aus dem mittleren und dem unteren Teil von Abb. 12.13, in denen die Stellgröße $u(t)$ sowie die Regelabweichung $e(t)$ bzw. $\tilde{e}(t)$ gezeigt werden. Auf die Änderung des Sollwertes zur Zeit $t = 0$ reagieren beide Regler mit einer sofortigen Veränderung der Stellgröße. Da für den PI-Regler jedoch die Regelabweichung bis zum Ablauf der Totzeit konstant bei eins bleibt, vergrößert dieser Regler die Stellgröße weiter, während der Smithprädiktor die Reaktion der totzeitfreien Regelstrecke auf die Stellgröße vorausberechnet, so dass sich die Regelabweichung sofort verkleinert und dieser Regler die Stellgröße ohne Überschwingen dem statischen Endwert anpasst.

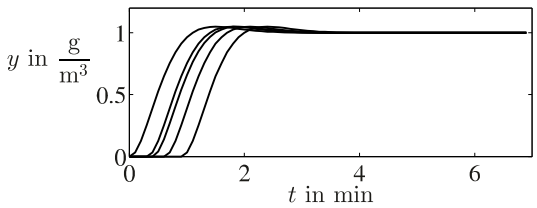

Abb. 12.14: Führungsübergangsfunktion des geregelten Reaktors mit Smithprädiktor bei unterschiedlichen Totzeiten

Durch den Smithprädiktor kann das beim Entwurf des PI-Reglers festgelegte Verhalten des geschlossenen Kreises – bis auf die beschriebene Zeitverschiebung um T_t – für belie-

bige Streckentotzeiten erreicht werden. Voraussetzung dafür ist, dass die Totzeit exakt bekannt ist und im Smithprädiktor berücksichtigt wird. Abbildung 12.14 zeigt die Führungsübergangsfunktionen, die für Regelstrecken mit dem gegebenen minimalphasigen Anteil $\tilde{G}(s)$ und unterschiedlichen Totzeiten zwischen 0,2 min und 1 min entstehen. □

Vergleich von Smithprädiktor und IMC-Regelung. Interessant ist ein Vergleich des Smithprädiktors mit der im vorhergehenden Abschnitt behandelten IMC-Regelung. Entsprechend Abb. 12.5 würde der IMC-Regler das vollständige Modell $\tilde{G}(s)\,\mathrm{e}^{-sT_\mathrm{t}}$ des Regelkreises enthalten, während die Rückkopplung im Smithprädiktor durch

$$G(s) - \tilde{G}(s) = \tilde{G}(s)\,\left(1 - \mathrm{e}^{-sT_\mathrm{t}}\right)$$

vorgenommen wird. Formt man den Smithprädiktor-Regelkreis um, so erhält man das in Abb. 12.15 dargestellte Blockschaltbild, aus dem der äquivalente IMC-Regler abgelesen werden kann:

$$K_\mathrm{IMC}(s) = \frac{K_\mathrm{Pr}(s)}{1 + \tilde{G}(s)K_\mathrm{Pr}(s)}. \tag{12.28}$$

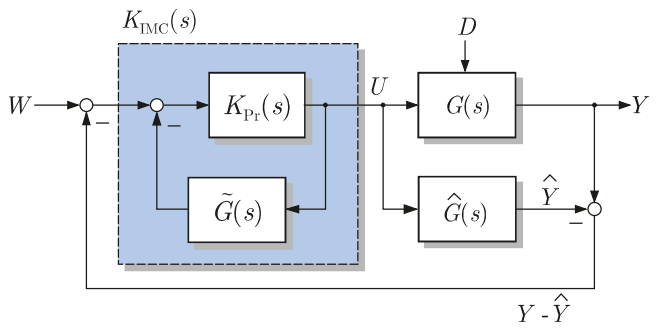

Abb. 12.15: Darstellung des Smithprädiktors als IMC-Regler

Mit dieser Beziehung gelten alle für den IMC-Regler erhaltenen Ergebnisse auch für den Smithprädiktor. Ist das Regelstreckenmodell fehlerfrei und tritt keine Störung D auf, so gilt $Y = \hat{Y}$ und die Rückführung ist wirkungslos. Der Regelkreis wirkt wie eine offene Kette bestehend aus IMC-Regler K_IMC und Strecke G und ist genau dann stabil, wenn $G(s)$ und $K_\mathrm{IMC}(s)$ aus Gl. (12.28) stabil sind. Aus dieser Überlegung wird offensichtlich, dass der Smithprädiktor nur für stabile Regelstrecken angewendet werden kann.

Der Regelkreis mit fehlerfreiem Modell ist genau dann stabil, wenn $K_\mathrm{IMC}(s)$ nach Gl. (12.28) stabil ist. Bemerkenswerterweise geht in diese Bedingung die Totzeit der Regelstrecke nicht ein.

Wird ein fehlerbehaftetes Regelstreckenmodell $\hat{G}(s)$ verwendet, so kann die Robustheit wie beim IMC-Regelkreis geprüft werden. Dabei stellt man zweckmäßigerweise die Modellunbestimmtheiten additiv dar

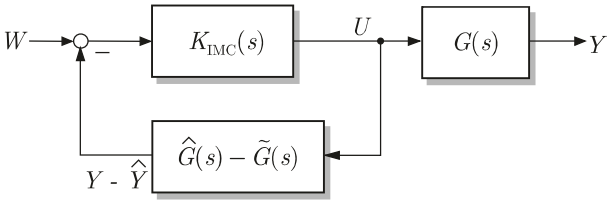

Abb. 12.16: Smithprädiktor-Regelkreis mit Modellunbestimmtheiten

$$\delta G_{\mathrm{A}}(s) = G(s) - \hat{G}(s),$$

denn wie die Umformung von Abb. 12.15 in Abb. 12.16 zeigt, ist für die robuste Stabilität gerade der aus $K_{\mathrm{IMC}}(s)$ und $G(s) - \hat{G}(s)$ gebildete Kreis verantwortlich. Hat man eine obere Fehlerschranke

$$\bar{G}_{\mathrm{A}}(s) \geq |G(s) - \hat{G}(s)|$$

bestimmt, so kann man die Stabilität mit der auf S. 461 angegebenen Bedingung (8.48) prüfen:

$$\bar{G}_{\mathrm{A}}(s)\,|K_{\mathrm{IMC}}(s)| < 1 \qquad \text{für } s \in \mathcal{D}. \tag{12.29}$$

Beispiel 12.2 (Forts.) *Smithprädiktor für eine Konzentrationsregelung*

Für die praktische Realisierung wichtig ist die Frage, was passiert, wenn das Regelsteckenmodell erhebliche Fehler aufweist. Um die Robustheitseigenschaften für die Konzentrationsregelung zu verdeutlichen, wurde der für die Totzeit $T_{\mathrm{t}} = 0{,}4\,\mathrm{min}$ entworfene Smithprädiktor auf Regelstrecken mit Totzeiten zwischen 0 min und 1,2 min angewendet, ohne dass dabei die im Smithprädiktor enthaltene Totzeit angepasst wurde. Die dabei erhaltenen Führungsübergangsfunktionen sind in Abb. 12.17 zusammengestellt, wobei die gestrichelte Kurve der Totzeit von 0,4 Minuten entspricht.

Hat die Regelstrecke eine kleinere Totzeit als das Modell, so hat der Regelkreis ein deutlich größeres Überschwingen als vorher. Für größere Totzeiten verzögert sich das Übergangsverhalten und lässt bei sehr großen Abweichungen Instabilität des Regelkreises erkennen. Um die Robustheit des Smithprädiktors richtig beurteilen zu können, sollte man berücksichtigen, dass die in der Simulation verwendeten Fehler relativ zum Nominalwert der Totzeit von 0,4 Minuten sehr groß sind.

Abbildung 12.17 wurde hier eingefügt, um den Einfluss der fehlerhaften Modelltotzeit auf das Regelkreisverhalten anschaulich darzustellen. Die Frage, wie groß der Totzeitfehler im Modell werden darf, bevor der Kreis instabil wird, sollte man jedoch nicht anhand von Simulationsuntersuchungen beantworten. Viel eleganter lässt sich die Antwort mit Hilfe der Stabilitätsbedingung (12.29) finden. Stellt $\hat{T}_t$ die im Modell verwendete und T_{t} die wahre Totzeit der Regelstrecke dar, so ist diese Bedingung erfüllt, wenn

$$\left|\tilde{G}(s)(\mathrm{e}^{-s\hat{T}_t} - \mathrm{e}^{-sT_{\mathrm{t}}})\right| \; |K_{\mathrm{IMC}}(s)| = \left|\frac{\tilde{G}(s)K_{\mathrm{Pr}}(s)\mathrm{e}^{-s\hat{T}_t}}{1 + \tilde{G}(s)K_{\mathrm{Pr}}(s)}\right| \left|1 - \mathrm{e}^{-s(T_{\mathrm{t}} - \hat{T}_t)}\right| < 1$$

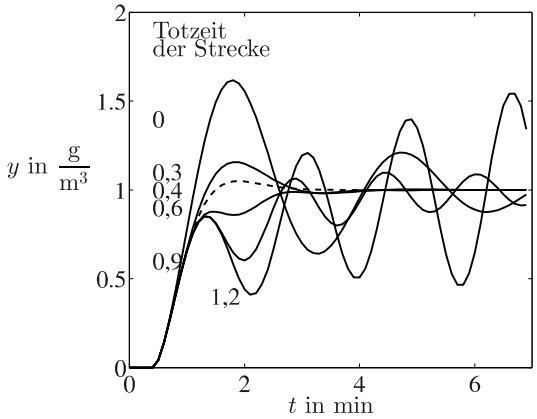

Abb. 12.17: Führungsübergangsfunktion des geregelten Reaktors, wenn der Smithprädiktor mit fehlerbehaftetem Modell realisiert wird

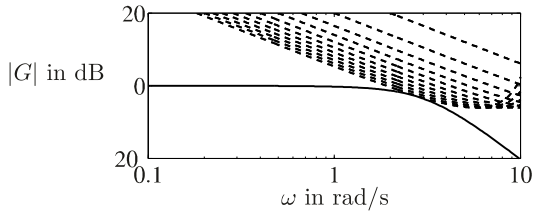

Abb. 12.18: Amplitudengang zur Überprüfung der robusten Stabilität des Smithprädiktor-Regelkreises

für $s \in \mathcal{D}$ gilt, wovon man sich unter Verwendung der Gl. (12.28) überzeugen kann. Mit den angegebenen Beispieldaten erhält man für den linken Faktor die Beziehung

$$\left| \frac{\tilde{G}(s) K_{\mathrm{Pr}}(s) \mathrm{e}^{-s\hat{T}_t}}{1 + \tilde{G}(s) K_{\mathrm{Pr}}(s)} \right| = \left| \frac{0{,}67 \mathrm{e}^{-0{,}4s}}{0{,}1s^2 + 0{,}5s + 1} \right|$$

und daraus den in Abb. 12.18 gezeigten Amplitudengang (untere Kurve). Für den Totzeitfehler $\delta T_{\mathrm{t}} = T_{\mathrm{t}} - \hat{T}_t$ muss der Amplitudengang von

$$\left| \frac{1}{1 - \mathrm{e}^{-\delta T_{\mathrm{t}} s}} \right|$$

für alle Frequenzen über dem in der Abbildung gezeigten Amplitudengang liegen. Diese Forderung ist für

$$|\delta T_{\mathrm{t}}| < 0{,}55\,\mathrm{min}$$

erfüllt, denn wie die in Abb. 12.18 für unterschiedliche Werte von δT_{t} gestrichelt dargestellten Kurven zeigen, berühren sich die beiden angegebenen Amplitudengänge gerade für $|\delta T_{\mathrm{t}}| = 0{,}55\,\mathrm{min}$. Die wahre Totzeit kann also zwischen 0 und 0,95 Minuten liegen! □

Literaturhinweise

Die Idee des *Internal Model Control* wird seit langer Zeit vor allem bei prädiktiven Regelungen eingesetzt, z. B. bei dem von O. J. M. SMITH 1957 vorgeschlagenen Prädiktor [102]. In verallgemeinerter Form und unter Berücksichtigung der Robustheitseigenschaften ist sie in [82] beschrieben. Dort wie in [70] wird auch ausführlich auf die Robustheitseigenschaften des Smithprädiktors eingegangen, die aus praktischer Sicht als kritisch bewertet wird und deshalb vor der Anwendung des Prädiktors einer Prüfung mit analytischen Methoden bedarf.

Die Idee der prädiktiven Regelung wurde in den letzten Jahren ausführlich für die allgemeine Aufgabenstellung untersucht, zum Zeitpunkt $t = \bar{t}$ eine Steuerung $u(t)$ für das zukünftige Zeitintervall $\bar{t} \leq t \leq \bar{t} + T_{\mathrm{u}}$ zu finden, so dass die Regelgröße der Führungsgröße möglichst gut folgt. Für diese Aufgabe ist der Verlauf der Führungsgröße für ein in die Zukunft reichendes Zeitintervall $\bar{t} \leq t \leq T_{\mathrm{w}}$ bekannt und das Systemverhalten wird mit Hilfe eines Regelstreckenmodells für ein Zeitintervall $0 \leq t \leq T_{\mathrm{v}}$ vorhergesagt. Die prädiktive Regelung beruht also darauf, die Steuerung für ein längeres Zeitintervall zu bestimmen ($T_{\mathrm{w}}, T_{\mathrm{v}}$ groß), um sie dann nur für ein relativ kurzes Zeitintervall (T_{u} klein) tatsächlich anzuwenden. Mit fortschreitender Zeit $\bar{t}$ verschieben sich die drei betrachteten Zeitintervalle, so dass die Steuerung ständig neu berechnet werden muss, wobei aufgrund der Wirkung unvorhersehbarer Störungen auch ständig modifizierte Stelleingriffe als Ergebnis entstehen. Diese Betrachtungen werden vor allem für zeitdiskrete Systeme (vgl. Kap. II-11) durchgeführt. Den aktuellen Stand dieser Methoden kann man z. B. in [77] nachlesen.

Die im Zusammenhang mit der IMC-Regelung behandelte Parametrierung aller stabilisierenden Regler wurde in allgemeiner Form von YOULA und Mitautoren 1976 in [112, 113] angegeben.

13 Erweiterungen der Regelungsstruktur

Die Wirkung von Regelungen kann wesentlich verbessert werden, wenn die Struktur des Regelkreises erweitert wird. Im Folgenden werden „näherungsweise einschleifige“ Regelkreise behandelt, von denen sich in der Praxis vor allem die Störgrößenaufschaltung, die Regelung mit Hilfsregelgröße bzw. Hilfsstellgröße und die Kaskadenregelung bewährt haben.

13.1 Vermaschte Regelungen

Bisher wurden einschleifige Regelungen betrachtet, bei denen genau eine Ausgangsgröße der Regelstrecke als Messgröße vorlag und die Regelstrecke über genau eine Stellgröße beeinflusst werden konnte. Mit derartigen Regelungen können selbst bei bestmöglicher Wahl der Reglerstruktur und Reglerparameter nur beschränkte Güteforderungen erfüllt werden. Liegt z. B. zwischen der Eingriffsstelle der Störung an der Regelstrecke und der Messgröße ein Teil der Regelstrecke mit großer Verzögerung, so kann die Störung nur sehr langsam ausgeregelt werden, selbst wenn der Regler sehr schnell reagiert. Eine Verbesserung des Regelkreisverhaltens wäre möglich, wenn die Messgröße näher an den Störeintritt verlagert werden kann und der Regler folglich Informationen über die Störeinwirkung mit kürzerer Zeitverzögerung erhält.

Im Folgenden werden Erweiterungen der einschleifigen Regelkreise vorgenommen, wodurch Regelungen entstehen, die schneller auf Störungen reagieren können. Es entstehen vermaschte Regelungen, bei denen der Regler nicht mehr nur aus einem Element besteht. Voraussetzung ist, dass zusätzliche Mess- oder Stellgrößen

© Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2016
J. Lunze, *Regelungstechnik 1*,
DOI 10.1007/978-3-662-52678-1_13

vorhanden sind, also mehr Informationen über das Verhalten der Regelstrecke bzw. mehr Eingriffsmöglichkeiten in das Regelstreckenverhalten zur Verfügung stehen.

13.1.1 Störgrößenaufschaltung

Voraussetzung für eine Störgrößenaufschaltung ist die Messbarkeit der Störgröße d. Der Regler erhält Informationen über die aktuelle Störung nicht erst dann, wenn der Einfluss der Störung am Ausgang der Regelstrecke messbar ist, sondern er wird früher über Größe und Art der Störung informiert. Diese Information kann genutzt werden, um eine Stellgröße zu berechnen, durch die die Störung kompensiert wird (Abb. 13.1). Neben der Rückführung über den Regler $K(s)$ wird eine Vorwärtssteuerung mit der Übertragungsfunktion $K_\mathrm{d}(s)$ verwendet.

Eine Störgrößenaufschaltung kann z. B. bei einer Gebäuderegelung verwendet werden. Die wechselnde Umgebungstemperatur wirkt als Störung der Raumtemperatur. Die Regelstrecke kann zwar nicht von dieser Störung abgeschirmt werden, aber die Störung ist messbar und steht dem Regler als zusätzliche Information neben der Zimmertemperatur zur Verfügung.

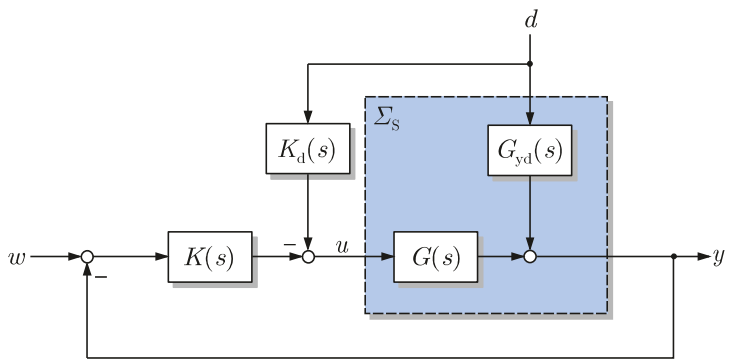

Abb. 13.1: Blockschaltbild einer Störgrößenaufschaltung

Aus Abb. 13.1 erhält man die Beziehungen

$$\begin{aligned} \Sigma_\mathrm{S}: \quad Y(s) &= G_\mathrm{yd}(s)D(s) + G(s)U(s) \\ \Sigma_\mathrm{R}: \quad U(s) &= -K_\mathrm{d}(s)D(s) + K(s)\left(W(s) - Y(s)\right) \end{aligned}$$

und durch Umstellung

$$Y = \frac{G(s)K(s)}{1+G(s)K(s)}\,W(s) + \frac{G_\mathrm{yd}(s) - G(s)K_\mathrm{d}(s)}{1+G(s)K(s)}\,D(s).$$

Auf die im Abschn. 7.2 verwendete Form gebracht erhält man daraus

$$Y(s) = G_\mathrm{w}(s)W(s) + G_\mathrm{d}(s)D(s)$$

mit

$$G_{\mathrm{w}}(s) = \frac{G(s)K(s)}{1 + G(s)K(s)}, \qquad G_{\mathrm{d}}(s) = \frac{G_{\mathrm{yd}}(s) - G(s)K_{\mathrm{d}}(s)}{1 + G(s)K(s)}.$$

$G_{\mathrm{w}}(s)$ ist gegebenüber dem Standardregelkreis unverändert (vgl. Gl. (7.6)). Der Regelkreis mit Störgrößenaufschaltung hat also auch dieselbe charakteristische Gleichung und folglich dieselben Stabilitätseigenschaften wie der Standardregelkreis. Das Störverhalten $G_{\mathrm{d}}(s)$ verändert sich jedoch aufgrund der Störgrößenaufschaltung. Gilt insbesondere

$$\boxed{\text{Störgrößenaufschaltung:} \qquad K_{\mathrm{d}}(s) = \frac{G_{\mathrm{yd}}(s)}{G(s)},} \tag{13.1}$$

so wird die Störung vollständig durch die Störgrößenaufschaltung kompensiert und macht sich am Ausgang y überhaupt nicht bemerkbar. Die parallelen Signalwege von d über den durch $G_{\mathrm{yd}}(s)$ beschriebenen Teil der Regelstrecke bzw. durch die Störgrößenaufschaltung $K_{\mathrm{d}}(s)$ und den durch $G(s)$ beschriebenen Teil der Regelstrecke heben sich an der Summationsstelle auf. Man sagt, dass die Ausgangsgröße gegenüber der Störgröße *invariant* ist.

Die Störgrößenaufschaltung kann die Bedingung (13.1) nicht ohne weiteres erfüllen. Erstens muss die Übertragungsfunktion $G_{\mathrm{yd}}(s)$ bekannt sein. Zweitens muss eine Realisierungsbedingung erfüllt sein, die sich aus der Zerlegung der Übertragungsfunktionen $G(s)$ und G_{yd} in ihre Zähler- und Nennerpolynome ergibt. Aus

$$G(s) = \frac{Z(s)}{N(s)}, \qquad G_{\mathrm{yd}}(s) = \frac{Z_{\mathrm{yd}}(s)}{N_{\mathrm{yd}}(s)}$$

und Gl. (13.1) folgt

$$K_{\mathrm{d}}(s) = \frac{Z_{\mathrm{yd}}(s)\, N(s)}{N_{\mathrm{yd}}(s)\, Z(s)}.$$

$K_{\mathrm{d}}(s)$ ist nur dann technisch realisierbar, wenn die Bedingung

$$\operatorname{Grad} N_{\mathrm{yd}}(s) + \operatorname{Grad} Z(s) \geq \operatorname{Grad} Z_{\mathrm{yd}}(s) + \operatorname{Grad} N(s) \tag{13.2}$$

erfüllt ist. Durch Umformung erhält man daraus die Forderung

$$\operatorname{Grad} N_{\mathrm{yd}}(s) - \operatorname{Grad} Z_{\mathrm{yd}}(s) \geq \operatorname{Grad} N(s) - \operatorname{Grad} Z(s),$$

die besagt, dass der Polüberschuss in dem durch G_{yd} bezeichneten Signalweg nicht kleiner sein darf als in dem durch G bezeichneten Signalweg durch die Regelstrecke.

Ist diese Bedingung nicht erfüllt, so soll wenigstens die einfachere Forderung nach *statischer Invarianz* erfüllt sein. Das heißt, dass im stationären Zustand die Ausgangsgröße von der Eingangsgröße unabhängig ist. Aus Gl. (13.1) erhält man die Beziehung

$$K_{\mathrm{d}}(0) = \frac{G_{\mathrm{yd}}(0)}{G(0)}, \tag{13.3}$$

die sich auf den statischen Verstärkungfaktor $K_{\mathrm{d}}(0)$ der Störgrößenaufschaltung bezieht.

Ist die Bedingung (13.3) erfüllt, so muss der Regler nur während des dynamischen Übergangsvorganges eingreifen. Sprungförmige Störungen werden deshalb ohne bleibende Regelabweichungen abgebaut, ohne dass der Regler einen I-Anteil besitzen muss.

Beispiel 13.1 *Regelung der menschlichen Körpertemperatur*

Die Körperkerntemperatur muss beim Menschen in engen Grenzen um 37 ^{o}C gehalten werden (Homiothermie), obwohl der Körper in Abhängigkeit von der aktuellen Belastung unterschiedlich viel Wärme produziert und der Wärmeaustausch mit der Umgebung von der dort wirkenden Temperatur, Feuchtigkeit und Luftbewegung abhängt. Dem Hypothalamus als Regler stehen dabei drei unterschiedliche Stellgrößen zur Verfügung. Durch Absonderung von Schweiß kann die Verdunstung erhöht und damit die Wärmeabgabe gesteigert werden. Andererseits kann die Wärmeproduktion im Körper durch Zittern vergrößert werden. Schließlich kann die Haut mehr oder weniger stark durchblutet werden, wodurch der Wärmetransport vom Körperinneren zur Haut verändert wird.

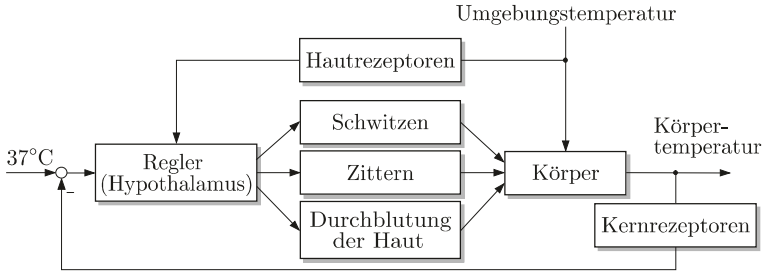

Abb. 13.2: Regelung der Körperkerntemperatur beim Menschen

Die Regelung reagiert auf Thermorezeptoren, die im Inneren des Körpers und auf der Haut angeordnet sind. Die Hautrezeptoren bewirken gleichzeitig eine Störgrößenaufschaltung, denn sie signalisieren dem Körper eine besonders hohe bzw. niedrige Umgebungstemperatur, so dass sich der Körper auf diese Störgröße einstellen kann (Abb. 13.2).

Bemerkenswerterweise haben diese Rezeptoren PD-Verhalten, d. h., sie reagieren besonders stark auf Temperatur*änderungen*. Dies kann man im Freibad beobachten, wenn man das Wasser nur am Anfang als besonders kalt empfindet, sich dann aber schnell an diese Wassertemperatur gewöhnt. Der durch den D-Anteil verstärkt aufgenommene Kältereiz führt dazu, dass die Durchblutung der Haut verringert wird, wodurch sich der Körper auf den größeren Temperaturunterschied zur Umgebung einstellt. Nach Abklingen des D-Anteils im Rezeptorsignal hat sich der Körper auf die neue Umgebungsbedingung eingestellt, und zwar sowohl durch die Wirkung der Rückführung als auch aufgrund der Störgrößenaufschaltung. □

Aufgabe 13.1 *Außentemperaturgeführte Vorlauftemperaturregelung*

Inwiefern beinhaltet die im Abschn. 2.1 behandelte außentemperaturgeführte Vorlauftemperaturregelung eine Störgrößenaufschaltung? Zeichnen Sie das Blockschaltbild der Regelung und vergleichen Sie es mit Abb. 13.1. Erwarten Sie, dass die Bedingung (13.2) erfüllt ist? □

Aufgabe 13.2 *Störgrößenaufschaltung bei einer Reaktortemperaturregelung*

Betrachten Sie den in Abb. 4.4 auf S. 66 dargestellten Rührkesselreaktor. Die durch die Heizung dem Reaktor zugeführte Wärmemenge $\dot{Q}$ soll durch eine Regelung so eingestellt werden, dass die Temperatur T im Reaktor einem vorgegebenen Sollwert entspricht, unabhängig davon, wie groß die Temperatur T_z der zulaufenden Flüssigkeit ist. Wie sieht das Blockschaltbild einer Regelung mit Störgrößenaufschaltung aus? Erläutern Sie, welchen Vorteil die Störgrößenaufschaltung bei der Lösung dieser Regelungsaufgabe bietet. □

13.1.2 Regelkreis mit Hilfsregelgröße

Die Voraussetzung für die Anwendung der Störgrößenaufschaltung, dass die Störgröße messbar ist, ist häufig nicht erfüllt. Um dennoch schnell auf eintretende Störungen reagieren zu können, muss die Auswirkung der Störung auf die Regelstrecke möglichst nahe dem Störeingriffspunkt gemessen werden. Diese Messung erfolgt zusätzlich zur Regelgröße y und wird als Hilfsregelgröße y_H bezeichnet.

Abbildung 13.3 zeigt, dass die Regelstrecke in zwei Teile zerlegt ist. Der Einfluss der Störung auf die Regelstrecke kann gemessen werden, wobei y_H sowohl von der Stellgröße u als auch von der Störung d beeinflusst wird. y_H ist Eingangsgröße des zweiten Teils der Regelstrecke.

Im Gegensatz zu Abb. 13.1 ist der Weg vom Eintrittspunkt der Störung zum Ausgang der Regelstrecke jetzt nicht mehr durch ein einziges Übertragungsglied mit der Übertragungsfunktion $G_\mathrm{yd}(s)$, sondern durch zwei in Reihe geschaltete Übertragungsglieder beschrieben. Der erste Teil des Signalweges hat die durch $G_\mathrm{yHd}(s)$ beschriebenen Eigenschaften. Der zweite Teil ist durch $G_2(s)$ dargestellt. Zwischen $G_\mathrm{yd}(s)$ in Abb. 13.1 und $G_\mathrm{yHd}(s)$ in Abb. 13.3 besteht also der Zusammenhang

$$G_\mathrm{yd}(s) = G_\mathrm{yHd}(s)\, G_2(s).$$

Aus Abb. 13.3 erhält man die Gleichungen

$$\Sigma_\mathrm{S}: \quad \begin{cases} Y(s) &= G_2(s)\, G_\mathrm{yHd}(s)\, D(s) + G_2(s)\, G_1(s)\, U(s) \\ Y_\mathrm{H}(s) &= G_\mathrm{yHd}(s)\, D(s) + G_1(s)\, U(s) \end{cases}$$

$$\Sigma_\mathrm{R}: \qquad U(s) = K(s)\,(W(s) - Y(s)) - K_\mathrm{y}(s)\, Y_\mathrm{H}(s).$$

Die ersten beiden Gleichungen beschreiben die Regelstrecke, die dritte den Regler. Daraus kann man für den Regelkreis $\bar{\Sigma}$ die Darstellung

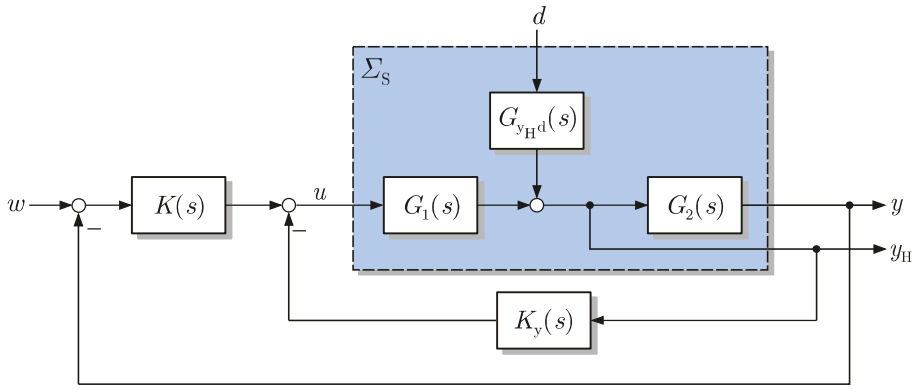

Abb. 13.3: Regelung mit Hilfsregelgröße

$$\bar{\Sigma}: \quad Y(s) = G_{\mathrm{w}}(s)\, W(s) + G_{\mathrm{d}}(s)\, D(s)$$

mit

$$G_{\mathrm{w}}(s) = \frac{G_1(s)\, G_2(s)\, K(s)}{1 + G_1(s)\, K_{\mathrm{y}}(s) + G_1(s)\, G_2(s)\, K(s)} \tag{13.4}$$

$$G_{\mathrm{d}}(s) = \frac{G_2(s)\, G_{\mathrm{y_H d}}(s)}{1 + G_1(s)\, K_{\mathrm{y}}(s) + G_1(s)\, G_2(s)\, K(s)} \tag{13.5}$$

ableiten. Die charakteristische Gleichung des Regelkreises heißt

$$1 + G_1(s)\, K_{\mathrm{y}}(s) + G_1(s)\, G_2(s)\, K(s) = 0.$$

Sie ist von der des Standardregelkreises verschieden, da jetzt zwei Rückführungen im Regelkreis auftreten (Abb. 13.3).

Als Invarianzbedingung folgt aus $G_{\mathrm{d}}(s) = 0$ die Beziehung

$$G_2(s)\, G_{\mathrm{y_H d}}(s) = 0,$$

in die weder $K(s)$ noch $K_{\mathrm{y}}(s)$ eingehen. Eine vollständige Invarianz gegenüber der Störgröße ist also nicht zu erreichen. Näherungsweise wird jedoch die Invarianz dann erreicht, wenn

$$G_{\mathrm{y_H d}}(s)\, \frac{G_2(s)}{1 + G_1(s)\, K_{\mathrm{y}}(s) + G_2(s)\, G_1(s)\, K(s)} \approx 0$$

gilt. Dies kann in dem für die Störung wesentlichen Frequenzbereich dadurch erreicht werden, dass der Nenner betragsmäßig groß gemacht wird. Für statische Invarianz erhält man daraus die Bedingung, dass entweder die offene Kette $G_1 K_{\mathrm{y}}$ des inneren Regelkreises oder die offene Kette $G_2 G_1 K$ des äußeren Regelkreises I-Charakter haben muss. Diese Forderung kann gegebenenfalls durch einen I-Anteil in K_{y} oder K erfüllt werden.

Die Einführung einer Hilfsregelgröße ist besonders dann vorteilhaft, wenn der Signalweg der Störung durch die Regelstrecke sehr lang ist, die Störung also in der Nähe der Stellgröße eingreift. Der aus der Rückführung $K_{\mathrm{y}}(s)$ und dem ersten Teil der Regelstrecke gebildete Kreis kann dann durch hohe Reglerverstärkung schnell gemacht werden, so dass die Störung nur eine kleine Wirkung auf den Eingang des zweiten Teils der Regelstrecke hat. Für $K(s) = 0$ berechnet sich der Eingang des zweiten Streckenteils gemäß

$$Y_{\mathrm{H}}(s) = \frac{G_{y_{\mathrm{H}}d}(s)}{1 + G_1(s)\,K_{\mathrm{y}}(s)}\,D(s).$$

Wird ein P-Regler $K_{\mathrm{y}}(s) = k_{\mathrm{P}}$ mit hoher Verstärkung k_{P} eingesetzt, so ist der Nenner groß und $|Y_{\mathrm{H}}(s)|$ klein. Die Störung wird also unter starker Abschwächung ihrer Amplitude am zweiten Streckenteil wirksam.

Aufgabe 13.3* *Modell des Regelkreises mit Hilfsregelgröße*

Leiten Sie die Beziehungen (13.4) und (13.5) für die Führungsübergangsfunktion und die Störübergangsfunktion des Regelkreises mit Hilfsregelgröße her. □

Aufgabe 13.4** *Smithprädiktor als Regelung mit Hilfsregelgröße*

Inwiefern kann ein Smithprädiktor als Regelung mit Hilfsregelgröße interpretiert werden? Muss diese Interpretation geändert werden, wenn das im Smithprädiktor verwendete Regelstreckenmodell fehlerbehaftet ist? □

13.1.3 Kaskadenregelung

Die in Abb. 13.4 gezeigte Regelungsstruktur ist ein wichtiger Spezialfall der Regelung mit Hilfsregelgröße. Hier wird der Regler in die zwei Teile $K_1(s)$ und $K_2(s)$ zerlegt und die zusätzliche Messgröße y_{H} als zweite Eingangsgröße an den zweiten Teil des Reglers angelegt. Es entstehen zwei einander überlagerte Regelkreise, bei dem der äußere Regelkreis den Sollwert für den inneren Regelkreis liefert. Der innere Kreis besteht aus dem Regler $K_1(s)$ und der Strecke $G_1(s)$. Er hat das Ziel, seine Regelgröße y_{H} dem Sollwert w_{H} nachzuführen. Dieser Sollwert wird vom Regler $K_2(s)$ des äußeren Kreises geliefert. Als Regelstrecke des äußeren Reglers wirkt der zweite Teil $G_2(s)$ der Regelstrecke in Reihenschaltung mit dem inneren Regelkreis.