Nichtlineare Regelstrukturen: Neue Anwendungsperspektiven in Drehstromantriebssystemen

Eine der wichtigen Forschungsrichtungen an der TU Hanoi (besonders im Schlüssellabor für Automatisierungstechnik): Einsatz neuer Entwurfsmethoden, die der nichtlinearen Natur der Antriebsmachinen besser entsprechen

Inhaltsübersicht

- Einleitung
- Klassische Konzepte für ASMK und PMSM
- Idee der Exakten Linearisierung
- Exakte Linearisierung an den Beispielen ASMK und PMSM
- Idee des Backstepping-basierten Entwurfs
- Backstepping-basierter Entwurf am Beispiel ASMK
- Ausblick

Einleitung

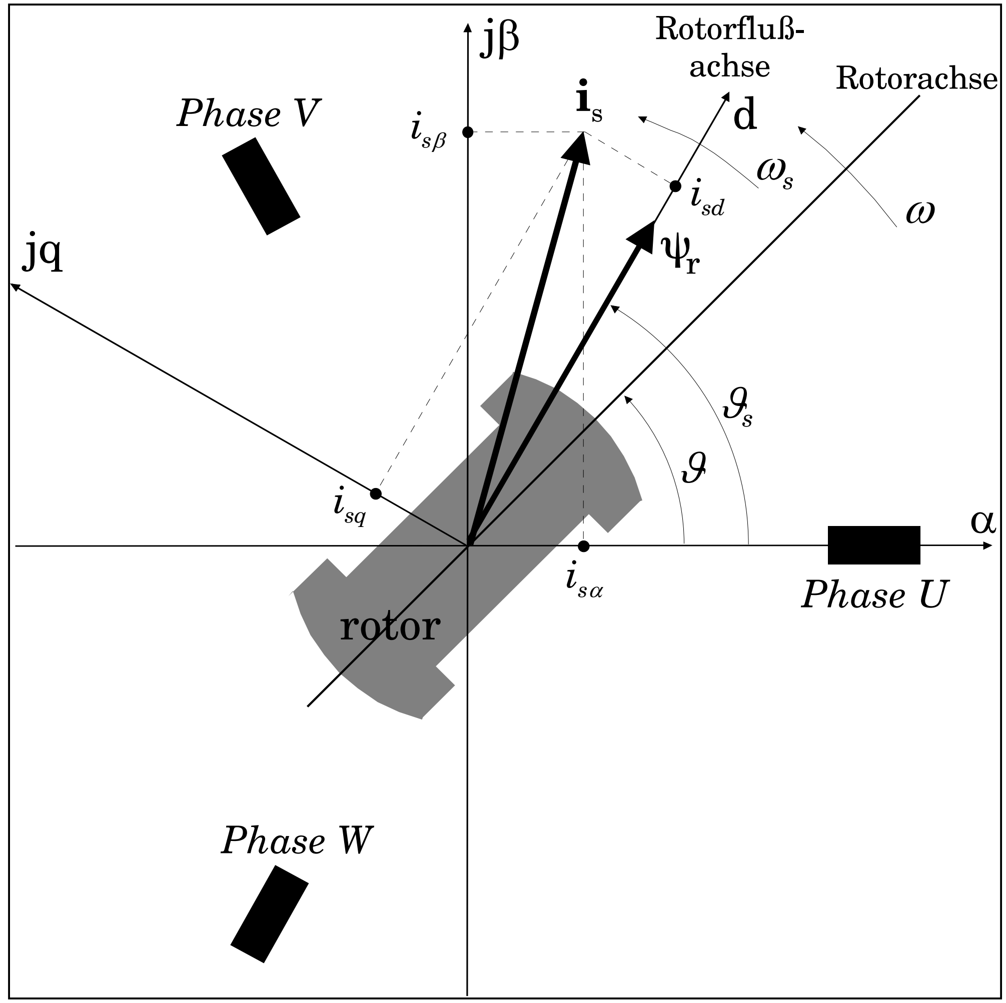
- Relativ ausgereifter Entwicklungsstand bei Drehstromantriebssystemen
- Entwürfe meist mit Hilfe linearisierter Modelle: z.B. innerhalb einer Abtastperiode
- Qualitätsverlust, wenn sich Linearisierungs-bedingung nicht mehr erfüllt (hohe Betriebs-frequenz, starke Parameterschwankungen)
- Bekanntwerden neuer, attraktiver Methoden zum Entwurf nicht linearer Regler

Klassische Konzepte mit Orientierung auf Rotorfluß

Zur Entkopplung der Prozesse: Magnetisierung und Momentbildung

$$\psi_{rd} = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{sd}$$

$$m_M = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} z_p \, \psi_{rd} \, i_{sq}$$



Klassische Konzepte: Modell der ASMK

$$
\begin{cases}
\dfrac{di_{sd}}{dt} = -\left(\dfrac{1}{\sigma T_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sd} + \omega_s\, i_{sq} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\psi'_{rd} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma}\omega\psi'_{rq} + \dfrac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \\
\dfrac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s\, i_{sd} - \left(\dfrac{1}{\sigma T_s} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sq} - \dfrac{1-\sigma}{\sigma}\omega\psi'_{rd} + \dfrac{1-\sigma}{\sigma T_r}\psi'_{rq} + \dfrac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \\
\dfrac{d\psi'_{rd}}{dt} = \dfrac{1}{T_r} i_{sd} - \dfrac{1}{T_r}\psi'_{rd} + (\omega_s - \omega)\psi'_{rq} \\
\dfrac{d\psi'_{rq}}{dt} = \dfrac{1}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega)\psi'_{rd} - \dfrac{1}{T_r}\psi'_{rq} \\
\dfrac{d\vartheta_s}{dt} = \omega_s \\
\dfrac{d\vartheta}{dt} = \omega \\
\dfrac{d\omega}{dt} = \dfrac{z_p}{J}(m_M - m_W)
\end{cases}
$$

$$\boxed{\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{A}_{ASM}\,\mathbf{x} + \mathbf{B}_{ASM}\,\mathbf{u}_s + \mathbf{N}\,\mathbf{x}\,\omega_s}$$

Nichtlinearitäten:
- nichtlineare Struktur: $\mathbf{Nx}\omega_s$
- nichtlineare Parameter: $L_m(\psi_{rd})$

$$m_M = \frac{3}{2} z_p \frac{L_m^2}{L_r}\psi'_{rd}\, i_{sq} = \frac{3}{2} z_p (1-\sigma) L_s\, \psi'_{rd}\, i_{sq}$$

Klassische Konzepte: Modell der PMSM

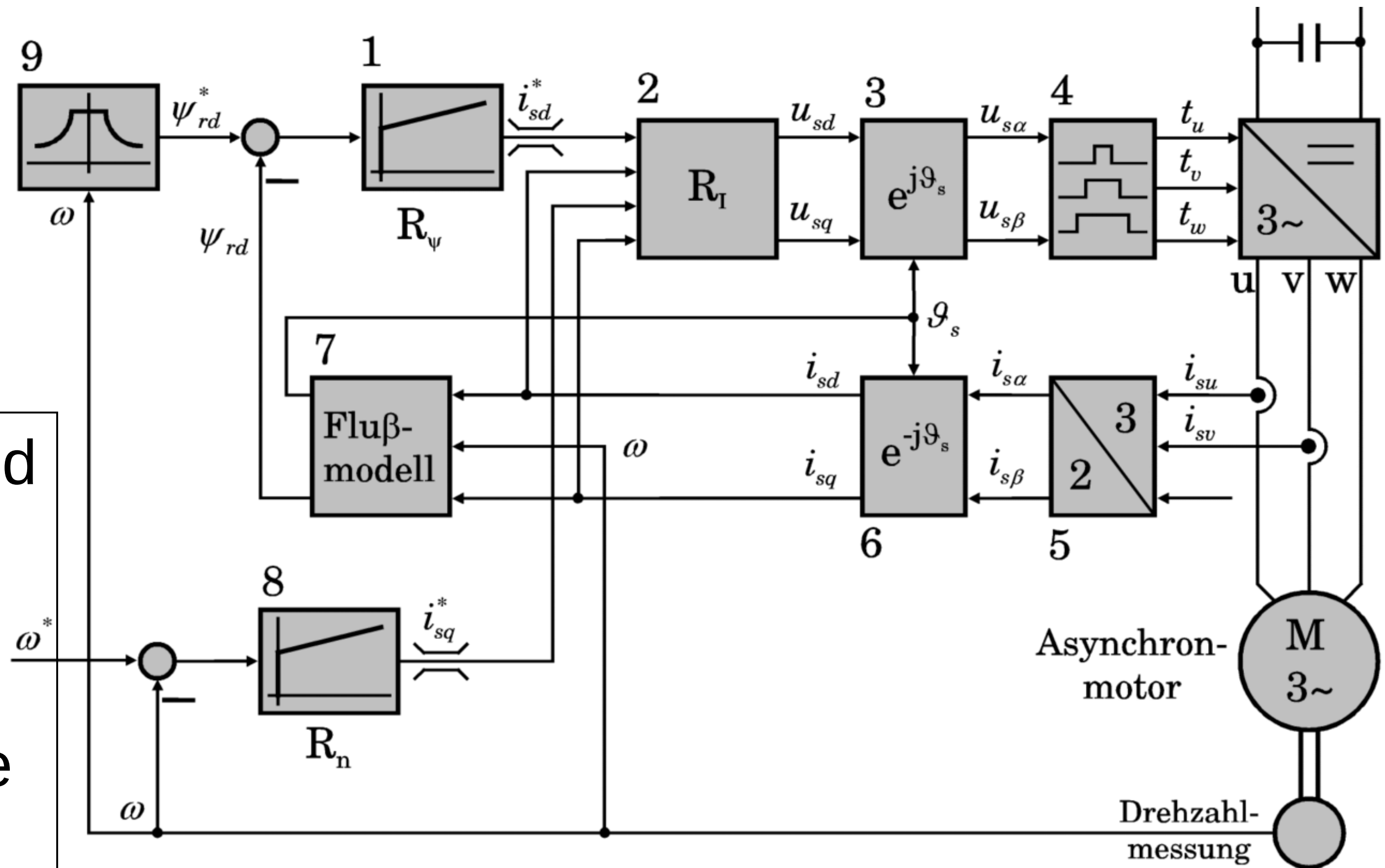
$$
\begin{cases}
\dfrac{di_{sd}}{dt} = -\dfrac{1}{T_{sd}} i_{sd} + \omega_s \dfrac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} + \dfrac{1}{L_{sd}} u_{sd} \\[2ex]
\dfrac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s \dfrac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} - \dfrac{1}{T_{sq}} i_{sq} + \dfrac{1}{L_{sq}} u_{sq} - \omega_s \dfrac{\psi_p}{L_{sq}} \\[2ex]
\dfrac{d\vartheta_s}{dt} = \omega_s \\[2ex]
\dfrac{d\omega}{dt} = \dfrac{z_p}{J}\left(m_M - m_W\right)
\end{cases}
$$

$$\boxed{\frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = \mathbf{A}_{SM}\,\mathbf{i}_s + \mathbf{B}_{SM}\,\mathbf{u}_s + \mathbf{N}_{SM}\,\mathbf{i}_s\omega_s + \mathbf{S}\,\psi_p\,\omega_s}$$

Nichtlineare Struktur: $\mathbf{N}_{SM}\mathbf{i}_s\omega_s$

$$m_M = \frac{3}{2} z_p \left[\psi_p\, i_{sq} + i_{sd}\, i_{sq}\left(L_{sd} - L_{sq}\right)\right]$$

Klassische Konzepte: Regelungsstruktur im Fall ASMK (für PMSM ähnlich)



Entscheidend für die Funktion: Der zwei-dimensonale Stromregler

Klassische Konzepte: Vor- und Nachteile als Motivation zu neuen Lösungen

- Sehr genaue, verzögerungsfreie Drehmoment-einprägung. Einfache Behandlung der Steuer-größenbeschränkung (Strom, Spannung)
- <u>Nachteil 1:</u> Probleme mit Störanfälligkeit bei Verletzung der Linearisierungsbedingung (z.B. Betrieb mit sehr hohen Drehzahlen)
- <u>Nachteil 2:</u> Stabilitätsprobleme bei gleichzeitiger Verletzung der Linearisierungsbedingung und fehlender Istwertmessung (z.B. sensorloser Betrieb mit Parameteradaption an der Aussteuer-grenze)

Idee der Exakten Linearisierung: Theoretische Grundzüge

- Für bestimmte Klassen der nichtlinearen Regelstrecken mit *m* Ein- und *m* Ausgängen:

$$\begin{cases} \dfrac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{H}(\mathbf{x})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{g}(\mathbf{x}) \end{cases}$$

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{pmatrix}; \mathbf{u} = \begin{pmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{pmatrix}; \mathbf{H}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_1(\mathbf{x}), & \mathbf{h}_2(\mathbf{x}), & \cdots & , \mathbf{h}_m(\mathbf{x}) \end{pmatrix}; \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} g_1(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ g_m(\mathbf{x}) \end{pmatrix}$$

- bei denen folgende Bedingungen erfüllt sind:

Summe aller Elemente des Vektors der relativen Differenzordnungen:

$$r = r_1 + r_2 + \cdots + r_m = n$$

n: Systemordnung

r_j: Relative Differenzordnung des j-ten Ausgangs

*Invertierbarkeit der Matrix **L**:*

$$\mathbf{L}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} L_{h_1} L_f^{r_1 - 1} g_1(\mathbf{x}) & \cdots & L_{h_m} L_f^{r_1 - 1} g_1(\mathbf{x}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{h_1} L_f^{r_m - 1} g_m(\mathbf{x}) & \cdots & L_{h_m} L_f^{r_m - 1} g_m(\mathbf{x}) \end{pmatrix}$$

Idee der Exakten Linearisierung: Theoretische Grundzüge

- kann das System mit Hilfe der Koordinaten-transformation:

$$\mathbf{z} = \begin{pmatrix} z_1 \\ \vdots \\ z_n \end{pmatrix} = \mathbf{m}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} g_1(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ L_f^{r_1-1} g_1(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ g_m(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ L_f^{r_m-1} g_m(\mathbf{x}) \end{pmatrix}$$

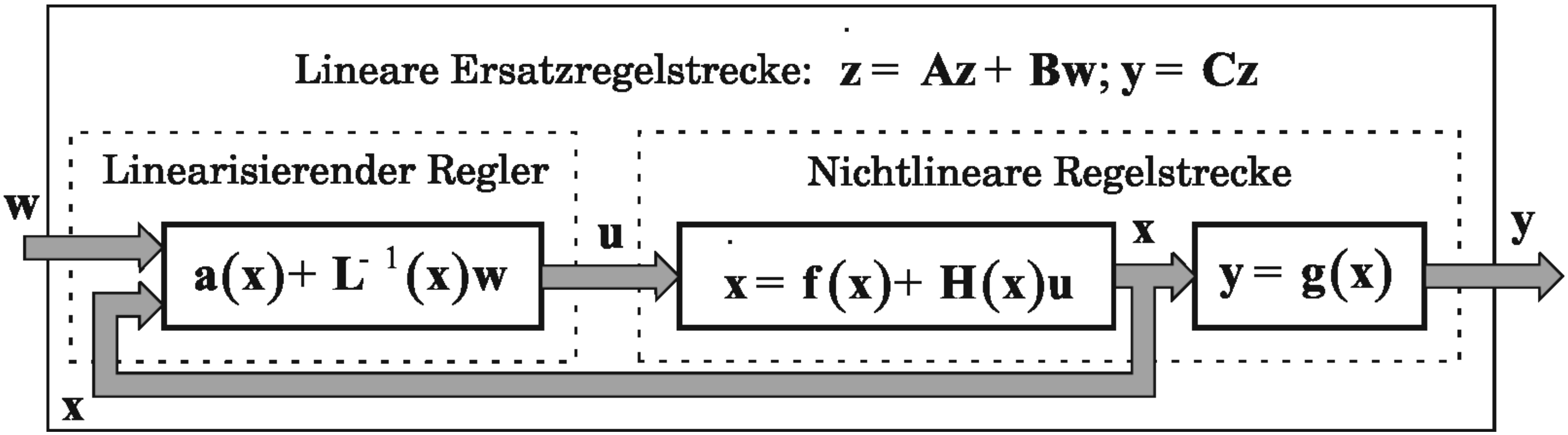
- in das folgende lineare MIMO-System überführt werden:

$$\begin{cases} \dfrac{d\mathbf{z}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{B}\mathbf{w} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{z} \end{cases}$$

- Der Eingang **u** wird von dem linearisierenden Regler gesteuert:

$$\mathbf{u} = \mathbf{a}(\mathbf{x}) + \mathbf{L}^{-1}(\mathbf{x})\mathbf{w}$$

Idee der Exakten Linearisierung: Theoretische Grundzüge



<u>Drei Anmerkungen:</u>

- Exakte Linearisierung ist im Prinzip nur eine Koordinatentransformation
- Exakte Linearisierung macht die Rückführung des kompletten Zustands-Vektors **x** erforderlich, was nicht immer möglich ist
- Die gewonnene Linearität gilt im gesamten Zustandsraum

Exakte Linearisierung am Beispiel PMSM

$$\begin{cases} \dfrac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{H}(\mathbf{x})\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{g}(\mathbf{x}) \end{cases}$$

Umformung des ursprünglichen Modells mit:

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \vartheta_s \end{pmatrix}; \mathbf{u} = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ \omega_s \end{pmatrix}; \mathbf{y} = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_1(\mathbf{x}) \\ g_2(\mathbf{x}) \\ g_3(\mathbf{x}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} \\ \mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\dfrac{1}{T_{sd}} x_1 \\ -\dfrac{1}{T_{sq}} x_2 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{h}_1 = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_{sd}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{h}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \dfrac{1}{L_{sq}} \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \dfrac{L_{sq}}{L_{sd}} x_2 \\ -\dfrac{L_{sd}}{L_{sq}} x_1 - \dfrac{\psi_p}{L_{sq}} \\ 1 \end{bmatrix} \end{cases}$$

Steuerfunktion **u**:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \dfrac{L_{sd}}{T_{sd}} x_1 \\ \dfrac{L_{sq}}{T_{sq}} x_2 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{a}(\mathbf{x})} + \underbrace{\begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & -L_{sq} x_2 \\ 0 & L_{sq} & L_{sd} x_1 + \psi_p \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{L}^{-1}(\mathbf{x})} \underbrace{\begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{w}}$$

Anmerkung:
Da die Zustandsvariablen die gemessenen Ströme sind, ist die Rückführung des kompletten Zustandsvektors immer möglich

Exakte Linearisierung am Beispiel PMSM

$$\begin{cases} \dfrac{d\mathbf{z}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{B}\mathbf{w} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{z} \end{cases}$$

Das Ergebnis nach
der Linearisierung

$$\begin{cases} \dfrac{d\mathbf{z}}{dt} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \mathbf{z} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \mathbf{w} \\ \mathbf{y} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \mathbf{z} = \begin{bmatrix} \int w_1 dt \\ \int w_2 dt \\ \int w_3 dt \end{bmatrix} \end{cases}$$

<u>Anmerkung:</u>
Der schöne Nebeneffekt nach der Koordinatentransformation ist die exakte dynamische Entkopplung, die im gesamten Zustandsraum wirksam ist.

Exakte Linearisierung am Beispiel ASMK

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \vartheta_s \end{pmatrix}; \mathbf{u} = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ \omega_s \end{pmatrix}; \mathbf{y} = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_1(\mathbf{x}) \\ g_2(\mathbf{x}) \\ g_3(\mathbf{x}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) x_1 + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{rd} \\ -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) x_2 - \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{rd} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{h}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{h}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{h}_3(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} x_2 \\ -x_1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Umformung des ursprünglichen Modells

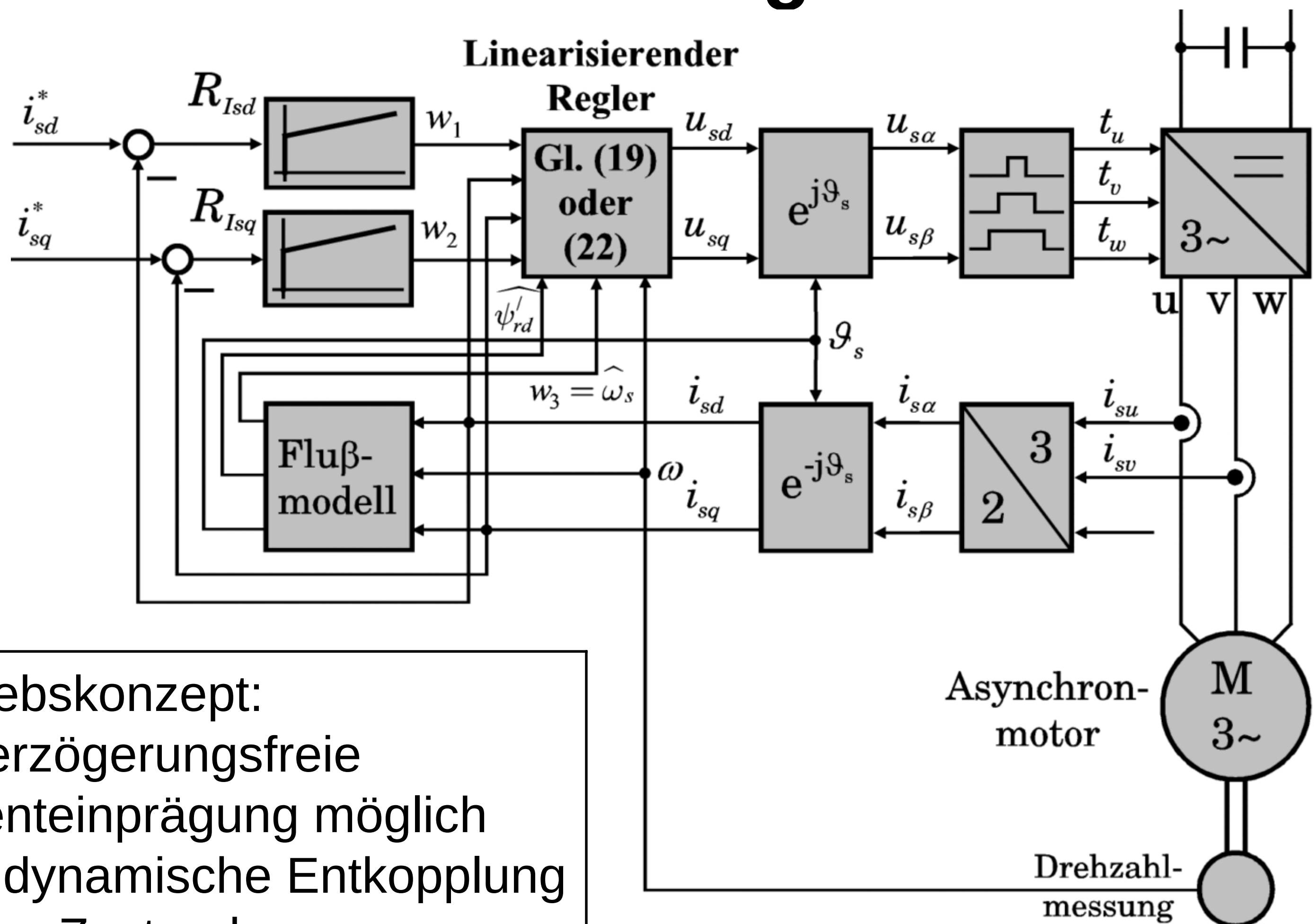
Steuerfunktion **u**:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r}\right) L_s x_1 - \frac{1-\sigma}{T_r} L_s \psi'_{rd} \\ \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r}\right) L_s x_2 + (1-\sigma)\omega L_s \psi'_{rd} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{a}(\mathbf{x})}$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & -\sigma L_s x_2 \\ 0 & \sigma L_s & \sigma L_s x_1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{L}^{-1}(\mathbf{x})} \underbrace{\begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{w}}$$

Anmerkung:
- Die Linearisierung wird nur auf das (Strom-) Teilmodell angewandt
- Exakte dynamische Entkopplung wie beim PMSM ebenfalls erreicht

Neue Regelstruktur mit exakter Linearisierung



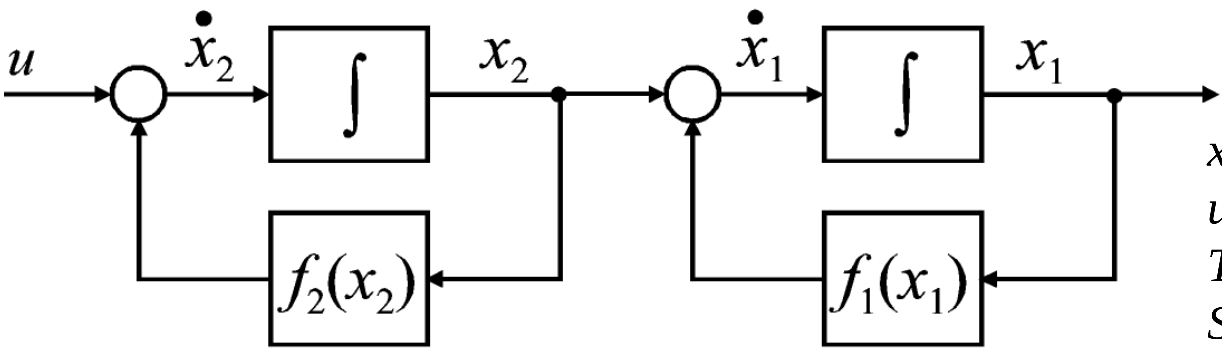
Neues Antriebskonzept:
- Genaue verzögerungsfreie Drehmomenteinprägung möglich
- Wirksame dynamische Entkopplung im gesamten Zustandsraum

Idee des backstepping-basierten Entwurfs: Theoretische Grundzüge

Motivation und Anwendungsgegenstand:

- Betriebsfälle, wo die Systemstabilität beim Entwurf von Anfang an die höchste Priorität erhält (z.B. Betrieb mit unsicheren bzw. veränderlichen Parametern, drehsensorloser Betrieb)
- Findung einer die globale Stabilität gewährleistenden Ljapunow-Steuer-funktion mittels Backstepping (rekursive Art und Weise der Herleitung)
- Anwendbar auf die Klasse der kaskadenförmigen nichtlinearen Systeme

Das Beispiel über ein kaskadenförmiges System



$$\dot{x}_1 = f_1(x_1) + x_2$$
$$\dot{x}_2 = f_2(x_2) + u$$

x_2 ist eine Zustandsvariable und stellt für das hintere Teilsystem eine virtuelle Steuergröße dar.

Backstepping-basierter Entwurf am Beispiel ASMK: Entwurfsziele

Beide Größen:

- die <u>Amplitude des Rotorflusses</u> $\psi_{rd}^{/}$, entscheidend für die Betriebszustände des Motors, und
- das <u>Drehmoment</u> m_M

sollen den Sollwerten folgend $\psi_{rd}^{/*}$, m_M^*, die von den überlagerten Reglern vorgegeben sind, genau und sicher nachgeführt werden.

Backstepping-basierter Entwurf am Beispiel ASMK, 1. Schritt: Rotorfluß ψ'_{rd}

1. Die Abweichung zwischen $\psi'_{rd,ref}$ und $\hat{\psi}'_{rd}$ wird definiert mit z_1:

$$z_1 = \hat{\psi}'_{rd} - \psi'_{rd,ref} \Rightarrow \dot{z}_1 = \frac{1}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r}\hat{\psi}'_{rd} - \frac{d\psi'_{rd,ref}}{dt}$$

2. Der Strom i_{sd} ist die virtuelle Steuervariable und die Ljapunow-Funktion wird wie folgt gewählt:

$$V(z_1) = \frac{1}{2} z_1^2$$

3. Die virtuelle Steuerfunktion sieht wie folgt aus:

$$i_{sd} = -c_1 T_r z_1 + \hat{\psi}'_{rd} + T_r \frac{d\psi'_{rd,ref}}{dt}, \; c_1 > 0$$

Backstepping-basierter Entwurf am Beispiel ASMK, 2. Schritt: Rotorfluß ψ'_{rd}

Allerdings stellt der Strom i_{sd} nur eine virtuelle Steuergröße dar. Tatsächlich ist er eine Regelgröße mit z_2 als Regelabweichung. Unter Nutzung der 1. Gleichung aus dem elektrischen Modell ergibt sich:

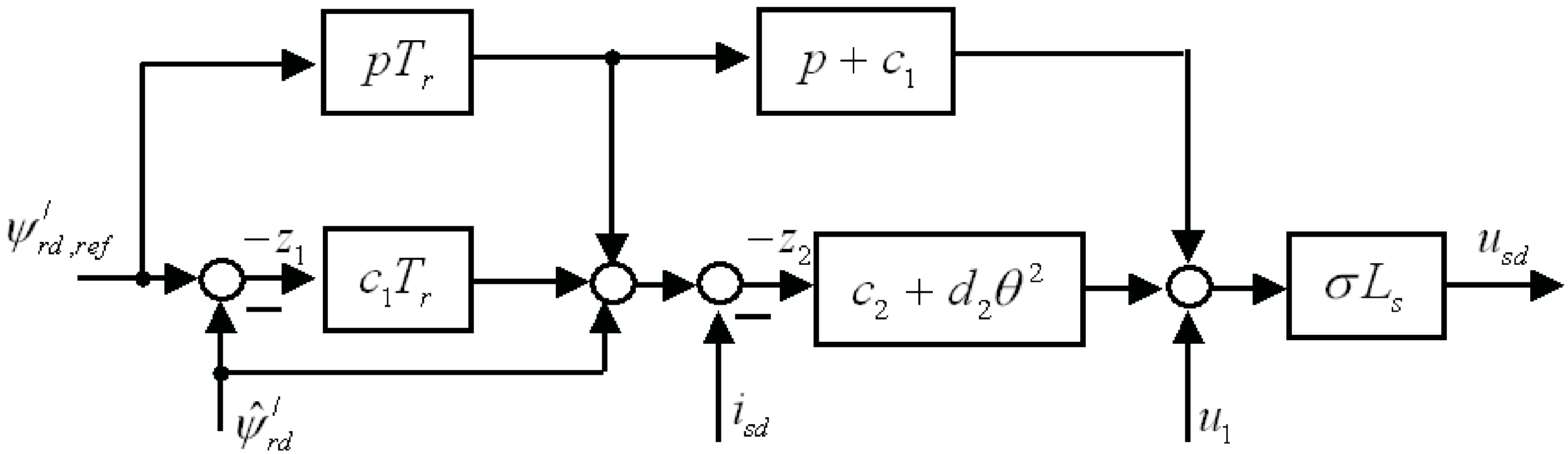
$$z_2 = i_{sd} - i_{sd,ref} \quad \Rightarrow$$

$$\begin{aligned}\dot{z}_2 = & -\frac{1}{T_\sigma} i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \hat{\psi}'_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \\ & + \left(c_1 - \frac{1}{T_r} \right) \left(i_{sd} - \hat{\psi}'_{rd} \right) - c_1 T_r \frac{d\psi'_{rd,ref}}{dt} - T_r \frac{d^2 \psi'_{rd,ref}}{dt^2} \\ & + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \tilde{\psi}'_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \tilde{\psi}'_{rq}\end{aligned}$$

Backstepping-basierter Entwurf am Beispiel ASMK, 2. Schritt: Rotorfluß ψ'_{rd}

Die Ljapunow-Funktion wird erweitert: $V_2(z_1, z_2) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2$

Dann ergibt sich die Steuerspannung u_{sd} für die *d*-Achse:



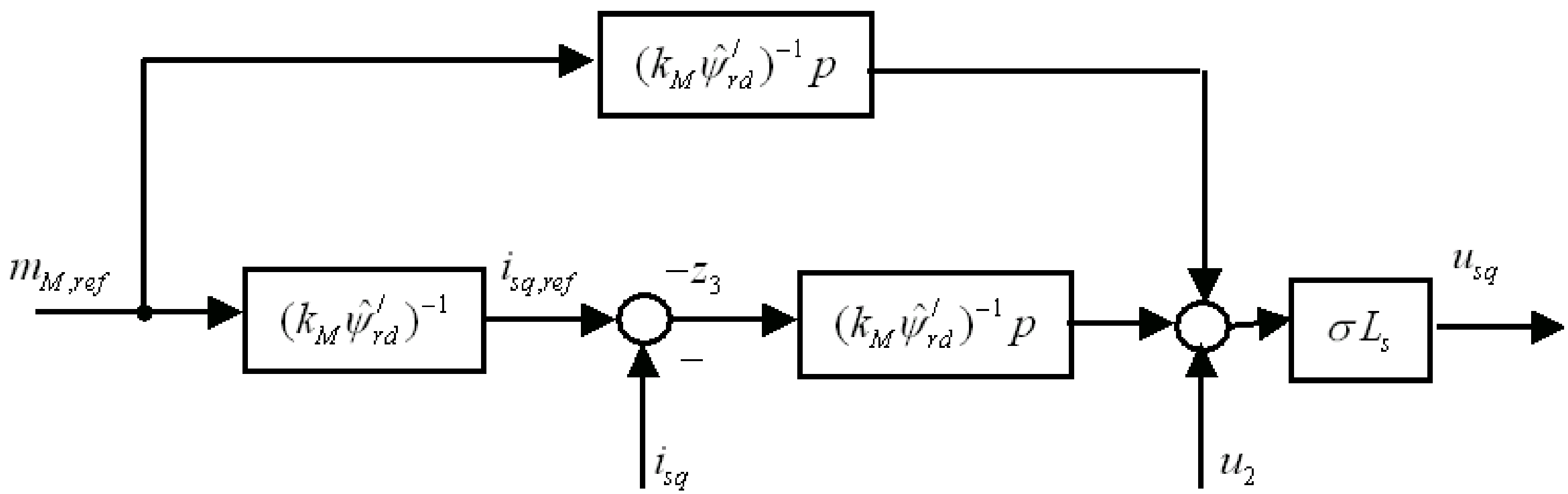
mit:

$$u_1 = \frac{1}{T_\sigma} i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\hat{\psi}'_{rd} + \left(\frac{1}{T_r} - c_1\right)\left(i_{sd} - \hat{\psi}'_{rd}\right)$$

$$\theta^2 = \left(\frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)^2 + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\right)^2$$

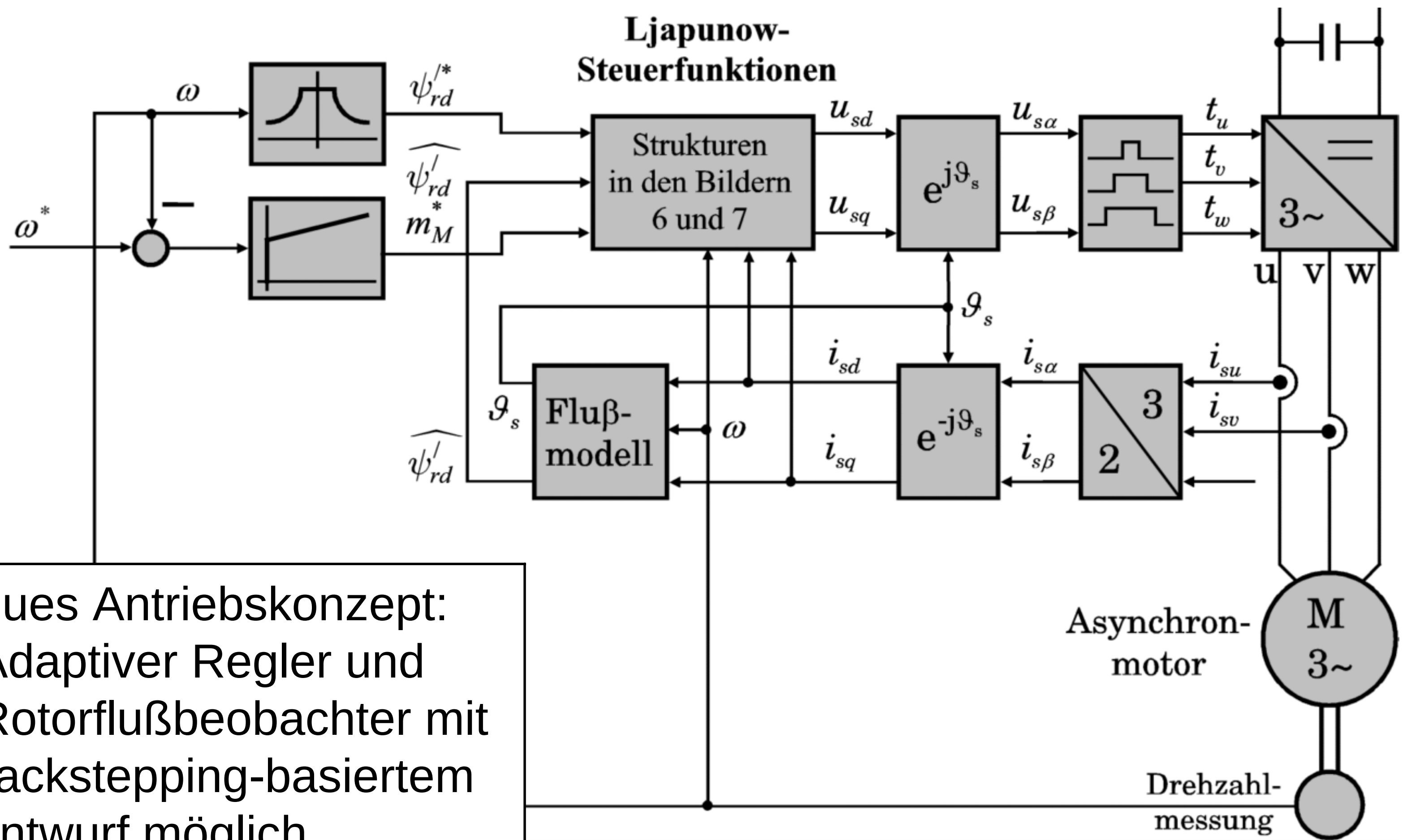
Backstepping-basierter Entwurf am Beispiel ASMK: Drehmoment m_M

Wie beim Rotorfluß wird hier - von der Momentgleichung ausgehend - i_{sq} als virtuelle Steuergröße gewählt. z_3 wird als Regelabweichung i_{sq} - $i_{sq,ref}$ definiert. Es ergibt sich dann die Steuerspannung u_{sq} für die *q*-Achse:



Mit: $$u_2 = \omega_s i_{sd} + \frac{1}{T\sigma} i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega\hat{\psi}'_{rd} - \frac{m_{M,ref}}{k_M\left(\hat{\psi}'_{rd}\right)^2}\frac{1}{T_r}\left(i_{sd} - \hat{\psi}'_{rd}\right)$$

Neue Regelstruktur mit backstepping-basiertem Entwurf



Neues Antriebskonzept:
- Adaptiver Regler und
- Rotorflußbeobachter mit backstepping-basiertem Entwurf möglich

Ausblick

<u>Bis zur Reife bleiben noch Fragen zu klären:</u>

- Behandlung der Steuergrößenbeschränkung
- Praktische Umsetzung mit diskreten Reglern
- Problem der Entkopplung bei Backstepping
- Verbindung der optimalen Ansätze (in Bezug auf Dynamik, Genauigkeit) mit dem die globale Stabilität gewährleistenden Ansatz
- Adaptiver Regler und Rotorflußbeobachter mit backstepping-basiertem Entwurf
- Backstepping beim PMSM ?

Vielen Dank für Ihre Aufmerksamkeit