

# **Beitrag zur kaskadierten Fuzzy-Regelung eines feldorientiert betriebenen Asynchronmotors**

vorgelegt von  
Diplom-Ingenieur  
Seyed-Hamid Haerian  
aus Berlin

Fakultät IV- Elektrotechnik und Informatik  
der Technischen Universität Berlin  
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften  
-Dr.-Ing.-

genehmigte Dissertation

Promotionsausschuß:

Vorsitzender : Prof. Dr.-Ing. D. Filbert  
1. Berichtler : Prof. Dr.-Ing. R. Hanitsch  
2. Berichtler : Prof. Dr.-Ing. M. Buss

Tag der Wissenschaftlichen Aussprache: 26.Juni 2002

Berlin 2002

D 83

Zusammensetzung des Promotionsausschusses:

Vorsitzender : Prof. Dr.-Ing. D. Filbert  
1. Berichter : Prof. Dr.-Ing. R. Hanitsch  
2. Berichter : Prof. Dr.-Ing. M. Buss

Wissenschaftliche Aussprache: 26.Juni 2002

## **Vorwort**

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Energietechnik der Technischen Universität Berlin.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. R. Hanitsch, der durch persönlichen Einsatz diese Arbeit ermöglichte, danke ich für die Übernahme des Referats und für alle wertvollen Hinweise.

Herrn Prof. Dr.-Ing. M. Buss gilt mein Dank für das der Arbeit entgegengebrachte Interesse und die Übernahme des Korreferates.

Herrn Prof. Dr.-Ing. M. Dlabka danke ich für die wertvollen Hinweise und Diskussionen.

Weiterhin möchte ich allen Mitarbeitern des Instituts, insbesondere Frau H. Hacker, für ihre Bereitschaft zur Zusammenarbeit danken.

Schließlich möchte ich mich sehr herzlich bei meiner Frau Mahasti für ihre Geduld und ihren moralischen Beistand bedanken.

## ***ABSTRACT***

Mit steigendem Bedarf an hochdynamischen Regelantrieben auf dem Gebiet der industriellen Automatisierungstechnik werden verstärkt Asynchronmotoren eingesetzt.

Es wird ein Beitrag zur „Feldorientierten Regelung“ des Asynchronmotors geleistet, wobei durch den Einsatz der „Fuzzy-Regler“ das Ziel einer robusten Drehzahlregelung erreicht wird. Wegen der besonderen Vorteile wird eine Kaskadenstruktur gewählt. Zum Vergleich der erzielten Ergebnisse durch den Fuzzy-Regler wird ein konventionelles, kaskadiertes Pendant nach der Methode des Dämpfungsoptimums entworfen und verifiziert.

Das Hauptproblem der Fuzzy-Reglung liegt in Optimierung der entworfenen Regler. Durch den Einsatz eines Neuro-Fuzzy-Systems wird versucht, ein möglichst optimales Regelergebnis im Hinblick auf das robuste Gesamtverhalten des Antriebs gegenüber Parametersensitivität zu erreichen.

Bei der Feldorientierten Regelung ist die genaue Kenntnis der Rotorzeitkonstanten des Asynchronmaschine von großer Bedeutung, weil dieser Maschinenparameter eine starke Temperaturabhängigkeit im Betrieb aufweist. Da der Betrag nicht direkt bestimmbar ist, wird diese Größe im Regelfall indirekt erfaßt, denn die wichtigste Aufgabe einer exakten Feldorientierten Regelung besteht primär in der Überwachung und Nachführung der Rotorzeitkonstanten während des Betriebes.

Es wird eine Methode zur Identifikation der Rotorzeitkonstanten vorgestellt, die die Reglerausgangsgrößen und deren Änderungen während des Betriebes benutzt und daraus Kennwerte berechnet, die zur weiteren Korrektur dem Prozeß zur Verfügung gestellt wird.

# VERWENDETE ABKÜRZUNGEN UND FORMELZEICHEN

## Allgemeine Formelzeichen

$\underline{A}$	Systemmatrix
$\underline{B}$	Eingangsmatrix
$\underline{C}$	Ausgangsmatrix
$\underline{D}$	Durchgriffsmatrix
$\underline{N}$	Störmatrix
$\underline{u}$	Eingangsgrößenvektor
$\underline{y}$	Ausgangsgrößenvektor
$\underline{x}$	Zustandgrößenvektor
$\underline{z}$	Störgrößenvektor
$\vartheta$	Temperatur
$\alpha$	Materialkoeffizient
$\underline{a}$	Transformationsoperator

## Maschinengröße

$J$	Massenträgheitsmoment
$L_h$	Hauptinduktivität
$L_R$	Rotorinduktivität
$L_{s\sigma}$	Ständerstreuinduktivität
$L_s$	Ständerinduktivität
$L_{R\sigma}$	Rotorstreuinduktivität
$r_{Re}$	Reibungskoeffizient / Reibungskonstante
$R_s$	Ständerwiderstand
$R_R$	Rotorwiderstand
$\sigma$	Gesamtstreuzyiffer
$\sigma_s$	Ständerstreuzyiffer

$\sigma_R$	Rotorstreuziffer
$T_s$	Ständerzeitkonstante
$T_R$	Rotorzeitkonstante
$\tilde{T}_R$	relative Rotorzeitkonstante
$T_\omega$	Anlaufzeitkonstante
$z_p$	Polpaarzahl

## Zustandsgrößen

$\vec{i}_s$	Ständerstromzeiger
$\vec{i}_R$	Rotorstromzeiger
$\vec{i}_{mRd}$	Magnetisierungsstromzeiger
$i_{mRd}$	Magnetisierungsstrombetrag
$i_{mRd,f}$	gefilterter Magnetisierungsstrom
$m_e$	elektrisches Drehmoment
$\tilde{m}_e$	relatives elektrisches Drehmoment
$m_L$	Lastmoment, Störgröße
$\vec{u}_s$	Ständerspannungzeiger
$\vec{\psi}_s$	Ständerflußzeiger
$\vec{\psi}_R$	Rotorflußzeiger
$\varepsilon$	Winkel zwischen Rotor- und Ständerbezugssystem
$\gamma$	Winkeldifferenz
$\rho$	Winkel zwischen Ständer- und Rotorflußbezugssystem
$\omega_s$	elektrische Ständerkreisfrequenz
$\omega_R$	elektrische Rotorkreisfrequenz
$\omega_{mR}$	elektrische Winkelgeschwindigkeit des Magnetisierungsstromzeigers
$\omega_m$	elektrische Winkelgeschwindigkeit
$\omega_{m,f}$	gefilterte elektrische Winkelgeschwindigkeit
$\omega_{mech.}$	mechanische Winkelgeschwindigkeit
$\omega_k$	Winkelgeschwindigkeit des allgemeinen Koordinatensystems

## Indizes

### Tiefgestellt

a,b,c	Stranggrößen
$\alpha, \beta$	orthogonale Komponenten im Ständerbezugssystem
x, y	orthogonale Komponenten im Rotorbezugssystem
d, q	orthogonale Komponenten im Drehfeldbezugssystem
<i>ges</i>	Gesamtübertragungsfunktion
<i>max</i>	maximale Größe
N	Nenngrößen
D	drehfeldbezogen
R	rotorbezogen
S	ständerbezogen

### Hochgestellt

<i>ent</i>	entkoppelte Größe
<i>soll</i>	Sollwertgröße
<i>stel</i>	Stellgröße
<i>lin</i>	linearisierte Größe
$\omega$	Drehzahlregelkreis
$i_{mRd}$	Magnetisierungsregelkreis
$i_{sd}$	d-Strompfadregelkreis
$i_{sq}$	q-Strompfadregelkreis
R,S,D	Rotor-, Ständer- bzw. Drehfeldfest
M	Modell
$\rightarrow$	Raumzeigerzeichen
*	konjugiert komplexe Größe

### Bezugssysteme

$\alpha, \beta$	Ständerkoordinatensystem
$x, y$	Rotorkoordinatensystem
$d, q$	rotorflußbezogenes Koordinatensystem

## Regelungsgrößen

$K_P$	Reglerverstärkung
$T_N$	Nachstellzeit
$T_{vor}$	Vorfilterzeitkonstante
$T_V$	Vorhaltezeit
$T_{Er}$	Ersatzzeitkonstante
$T_{ab}$	Abtastzeit
$u$	Stellgröße
$G(s), F(s), G(z)$	Übertragungsfunktion im Laplace-Bereich, im $z$ -Bereich
$H(s)$	Führungsübertragungsfunktion in Laplace-Bereich
$M_p$	Überschwingweite
$H$	Erfüllungsgrad
$\mu(x)$	Zugehörigkeitsfunktion
$k_\omega$	Verstärkung der Drehzahlstrecke ohne Reibung
$k_m, k'_m$	Verstärkung
$e, I_e$	Regelabweichung, zeitlich integrierte Regelabweichung

## Abkürzungen

ANFIS	Adaptive- <b>N</b> etwork-based <b>F</b> uzzy- <b>I</b> nference- <b>S</b> ystem
ASM	Asynchronmaschine
CRI	Compositional <b>R</b> ule of <b>I</b> nference
defz	Defuzzifizierung
DO	Dämpfungsoptimum
FR	<b>F</b> uzzy- <b>R</b> egler

---

FPIR	<b>F</b> uzzy- <b>PI</b> -Regler
GR	<b>G</b> leichrichter
IGBT	<b>I</b> nsulated <b>G</b> ate- <b>B</b> ipolar <b>T</b> ransistor
Im	Imaginärteil einer komplexen Größe
KOS	Koordinatensystem
NN	<b>N</b> euronales <b>N</b> etz
NEFCON	<b>N</b> eural <b>F</b> uzzy- <b>C</b> ONTrol
PWM	<b>P</b> ulsweiten <b>m</b> odulation
Re	Realteil einer komplexen Größe
RZM	Raumzeigermodulation
VZ1	Verzögerungsglied 1.ter Ordnung
WR	<b>W</b> echselrichter
ZGF	Zugehörigkeitsfunktion
<i>o</i>	Inferenzbildung

# INHALTSVERZEICHNIS

## VERWENDETE ABKÜRZUNGEN UND FORMELZEICHEN

<b>1.</b>	<b>EINLEITUNG</b>	<b>1</b>
<b>2.</b>	<b>ANALYTISCHE BESCHREIBUNG DER ASYNCHRONMASCHINE</b>	<b>5</b>
2.1	Definition vom Raumzeiger.....	5
2.2	Mathematische Modelle der zweiachsigen Maschine.....	7
2.3	Kompensation der Stromkreiskopplungen.....	12
<b>3.</b>	<b>FELDORIENTIERTE REGELUNG</b>	<b>14</b>
3.1	Methoden der Rotorflußerfassung.....	15
3.2	Strukturen indirekter Flußermittlung.....	16
3.3	Einflußgrößen auf die Flußnachbildung.....	18
<b>4.</b>	<b>GRUNDLAGEN DER FUZZY-REGELUNG</b>	<b>21</b>
4.1	Fuzzy-Mengen und Verknüpfungsoperatoren.....	21
4.2	Fuzzy-Mamdani-System.....	23
4.3	Fuzzy-Sugeno-System.....	27
4.4	Fuzzy-Regler.....	28
4.4.1	Allgemeiner Entwurfsvorgang.....	29
4.4.2	Praktische Aspekte.....	30
<b>5.</b>	<b>REGELUNGSSRTUKTUR DES ASYNCHRONMOTORS</b>	<b>33</b>
5.1	Struktur der Kaskadenregelung.....	33
5.2	Entwurf der Kaskadenregelung .....	35
5.3	Struktur der Fuzzy-Regler.....	40
5.4	Entwurf der Fuzzy-Kaskadenregelung .....	41

<b>6.</b>	<b>OPTIMIERUNGSVERFAHREN DER FUZZY-REGLER</b>	<b>46</b>
6.1	Mathematische Optimierung.....	46
6.2	Heuristische Optimierung.....	49
6.3	Neuro-Fuzzy.....	49
6.4	Anwendung zur Adaption der Fuzzy-Mengen.....	51
6.5	Stabilität, Robustheit der Fuzzy-Systeme.....	54
<b>7.</b>	<b>EINFLUß DER MASCHINENPARAMETER AUF DAS SYSTEMVERHALTEN</b>	<b>56</b>
7.1	Rotorzeitkonstanten-Einfluß auf das Gesamtverhalten.....	58
7.1.1	Rotorzeitkonstanten-Einfluß auf die Regelung.....	58
7.1.2	Rotorzeitkonstanten-Einfluß auf die Flußstruktur.....	59
7.1.3	Rotorzeitkonstanten-Einfluß auf die Koppelstruktur.....	62
7.1.4	Rotorzeitkonstanten-Einfluß auf das Drehmoment.....	62
7.2	Methode der Rotorzeitkonstanten-Adaption.....	64
<b>8.</b>	<b>AUFBAU UND EXPERIMENTELLE UNTERSUCHUNG DES ANTRIEBSSYSTEMS</b>	<b>72</b>
8.1	Beschreibung des Hardwareaufbaus.....	73
8.2	Simulation und Messung.....	74
8.3	Zusammenfassung der Ergebnisse.....	81
<b>9.</b>	<b>ZUSAMMENFASSUNG</b>	<b>86</b>
<b>10.</b>	<b>LITERATURVERZEICHNIS</b>	<b>88</b>
<b>11.</b>	<b>ANHANG</b>	<b>99</b>
A0:	Zeitdiskrete Zustandsraumbeschreibung.....	99
A1:	Nennwerten der Versuchsmaschine.....	101
A2:	Zusammenstellung der Reglerparameter.....	103

# 1 EINLEITUNG

Für den Einsatz in der industriellen Automatisierungstechnik werden dynamisch hochwertige und preisgünstige Regel-Antriebe benötigt. Der Asynchronmotor, wegen seines einfachen und robusten Aufbaus und niedrigen Preises in Verbindung mit moderner Leistungselektronik, erfüllt diese Anforderungen. Zur hochwertigen und verlustarmen Drehzahlverstellung von Asynchronantrieben müssen Frequenz und Spannung stetig verstellbar sein /2/. Dies wird vorteilhaft von einem Umrichter mit konstanter Zwischenkreisspannung gelöst. Eine derartige Regelung erfordert allerdings eine umfassende, komplizierte Signalverarbeitung zur Steuerung des Leistungsteils. Die neuen Entwicklungen der hochwertigen Halbleiter auf der Basis der IGBT-Technologie machen Pulsrichter für die geregelten Drehstromantriebe immer interessanter. Wenn keine Energierückspeisung ins Netz erforderlich ist, so kann zur Kostenreduzierung der netzseitige Gleichrichter aus den ungesteuerten Diodenbrücke bestehen. Außerdem hat der Pulsrichter den von allen Umrichtern größten Stellbereich und läßt am Ausgang die Frequenz von mehreren hundert Hz erreichen. Dabei kann der Oberschwingungsgehalt der Ständerströme wegen der erreichbaren hohen Schaltfrequenzen bei kleinen Energieverlusten gering gehalten werden.

Für die Regelung der Asynchronantriebe wurde in den 70er Jahren ein universelles Verfahren, die sog. *feldorientierte Regelung* /21/, bekannt. Dieser Regelalgorithmus ermöglicht, durch die getrennte Steuerung von Fluß, Drehzahl bzw. Drehmoment, die Asynchronmaschine das Verhalten einer fremderregten Gleichstrommaschine einzuprägen. Für diese Regelungsart ist die genaue Kenntnis des magnetischen Zustandes der Maschine die vorrangigste Aufgabe.

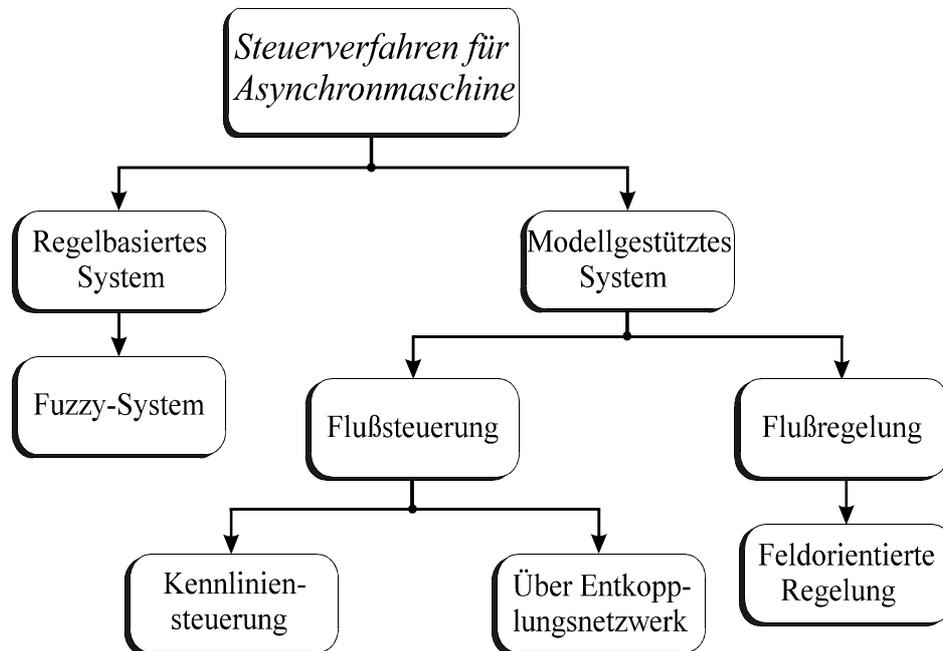
Als Maschinenfluß stehen der Ständer- oder Rotor- bzw. Hauptfluß der Asynchronmaschine zur Verfügung. Die Wahl des Maschinenflusses /2/ hängt von der Regelungsstruktur, dem Koordinatensystem und dem Realisierungsaufwand ab. Hier wird der *Rotorfluß* favorisiert und eingesetzt, weil sich damit eine einfache Struktur ergibt. Der Rotorfluß entzieht sich der direkten Messung. Es existieren neben den mathematischen Flußmodellen auch die Beobachtern, die der Rotorfluß nach Betrag und Lage über die meßtechnisch erfaßbaren Größen wie Strom, Spannung und Drehwinkel bzw. Drehzahl berechnen.

Alle diese Ansätze haben den wesentlichen Nachteil der Parametersensitivität. Um diesen Einfluß entgegenzuwirken, ist eine Parameteridentifikation und deren Nachführung während des Betriebs unumgänglich. Eine der wichtigste Maschinenparameter ist die Rotorzeitkonstante, die eine starke Veränderungen während des Betriebes durch Temperatur und Sättigung des Rotors unterliegt. Daher ist die Erfassung deren Änderungen im Betrieb bei der feldorientierten Regelung eine große Herausforderung. In der Literatur sind viele Ansätze /19,24, 25, 28 29, 33, 36-38/ zur Bestimmung der Rotorzeitkonstanten im Betrieb vorgestellt worden. Sie sind an manchen Restriktionen geknüpft wie:

- Aufwendige Identifikationssysteme
- zusätzliche Signale (direkte bzw. über Umrichter),
- Um- bzw. Ausschalten des Identifikationssystems bei bestimmten kritischen Drehzahlen,
- Vorhandensein von einer minimalen Last d.h. keine Parameteridentifikation bei leerlaufender Antriebe.

In dieser Arbeit wird eine neue Methode vorgestellt, um durch die Information über die ohnehin vorhandenen Maschinenzustandsgrößen und die Reglerausgangsgrößen die Änderung der Rotorzeitkonstanten anhand eines fiktiven Widerstandes im Betrieb zu erfassen. Diese Methode ist nur bei der Belastung des Antriebs wirksam, da ohne Last von dem Motor aufzubringender Laststrom nur zur Kompensation des Reibungsmomentes benutzt wird. Zur allgemei-

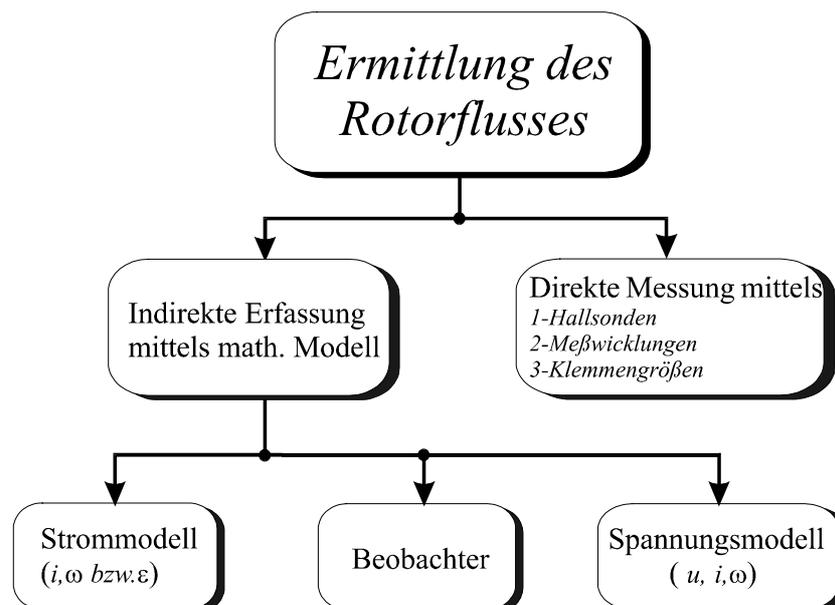
nen Entwicklung eines hochwertigen Regelverfahrens wird zuerst die genaue Kenntnis der wesentlichen Asynchronmaschinenparameter vorausgesetzt. Es ist praktikabel mit einem zweiachsigen Modell des Asynchronmotors zu arbeiten.



**Bild 1.1:** *Steuerverfahren für Asynchronantriebe*

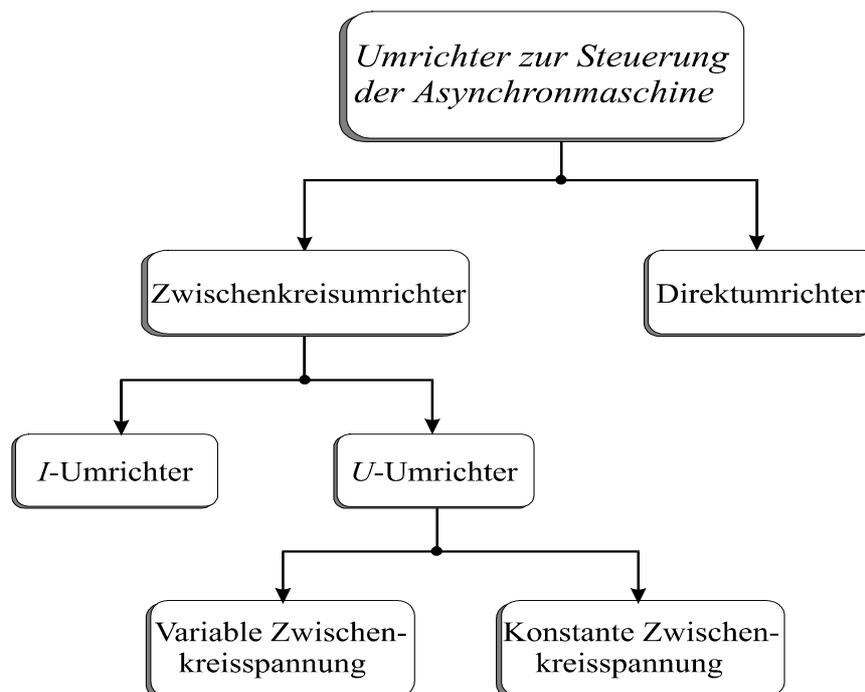
Die Entwicklung der geregelten Asynchronantriebe kann prinzipiell in drei Aufgabenbereiche eingeteilt werden:

- 1- Die Regelung des Antriebes und deren praktischen Realisierung durch eine geeignete Beschreibung des dynamischen Verhaltens des Motors (s. Bild 1.1).
- 2- Die Rotorflußerfassung (s. Bild 1.2).
- 3- Die Wahl des geeigneten Umrichters (s. Bild 1.3).



**Bild 1.2:** *Bekannte Methoden zur Erfassung des Rotorflusses*

Wegen der nichtlinearen Struktur der Asynchronantriebe kann eine robuste Regelung nicht angestrebt werden, da bei einer Parametervariation sich der Arbeitspunkt soweit verschiebt, daß die Regler nicht optimal funktionieren. Dieses Ziel kann jedoch durch Fuzzy-Regler zum größten Teil erzielt werden. Die Fuzzy-Systeme gewinnen in der industriellen Automatisierungstechnik neben den klassischen Regelverfahren zunehmend an Bedeutung. Ihr Einsatz ist in den letzten Jahren stark gestiegen und wurde in verschiedenen Industriesektoren /45, 47, 49, 55, 59, 62, 68-70, 87, 93-94, 102, 106, 110, 1116, 118, 121, 133, 138/ erfolgreich eingesetzt und erprobt.



**Bild 1.3:** Übersicht der Umrichtertypen zur Steuerung des Asynchronmotors

Sie bieten die Möglichkeit, die nichtlineare gegebene Struktur eines Fuzzy-Reglers gezielt zur Verbesserung der Regelgüte einzusetzen. Ihr größter Vorteil liegt darin, heuristisches Wissen in Form von *WENN-DANN-REGELN* über den Prozeß zum Entwurf eines Reglers heranzuziehen, ohne ein genaues mathematisch-physikalisches Modell zur Verfügung zu haben.

Eine hinreichend genaue Identifikation und mathematische Beschreibung des Regelprozesses ermöglicht dessen Simulation und damit eine gute Vergleichsbasis für die Wirkungsweise unterschiedlicher Reglertypen, weil Fuzzy-Regler nicht ohne vorherige Regelstreckenanalyse entworfen werden können. Inzwischen sind einige Entwurfsverfahren für Fuzzy-Regler, besonders im linearen Bereich, entwickelt worden /54, 64, 71, 90-91, 96-97, 101, 105, 107-109, 119, 122/. Da die Fuzzy-Regler zur Klasse der statischen nichtlinearen Regler gehören /116/, besitzen sie keine dynamischen Glieder und können demzufolge eine bleibenden Regelabweichung nicht ausregeln. Deshalb müssen die dynamischen Glieder als Hybrid-Glieder zusätzlich vorgesehen werden. Man sollte Fuzzy-Regler als eine Ergänzung der konventionellen Regler auffassen und dort einsetzen, wo sonst nur mit erheblichem Aufwand gute Reglergebnisse erzielt werden können:

- bei nichtlinearen Prozessen,
- bei Prozessen, deren Eigenschaften sich im Laufe der Zeit stark ändern (zeitvariant),
- bei Prozessen, die sich analytisch nicht exakt beschreiben lassen.

In dieser Arbeit sollen die Einsatzmöglichkeiten von Fuzzykonzepten zum Entwurf von linearen Reglern im Bereich von feldorientiert betriebenen Asynchronantrieben untersucht werden. Die Ergebnisse werden mit konventionellen Regelkonzepten verglichen. Ein anderer Schwerpunkt dieser Arbeit liegt in der Erfassung der Rotorzeitkonstanten; es wird ein neues Verfahren zur Erfassung dieser Größe vorgestellt. Sie wird anhand der Reglerausgangsgrößen, nämlich die beiden linearen Spannungsanteile, und die internen Zustandsgrößen des Asynchronantriebs ermittelt. Die Änderung der Rotorzeitkonstanten wird anhand einer fiktiven Größe mit guter Genauigkeit berechnet. Dieses Modell verfügt über besondere Vorteile gegenüber bisher bekannten anderen Verfahren:

- keine zusätzlichen Meßsignal und Sensorik
- kein mathematisches Nachbildungsmodul zur Erfassung der Rotozeitkonstanten.

Denn hier wird die Rotorzeitkonstanten-Änderung anhand der internen Maschinenzustandsgrößen berechnet. Wie bei anderen Verfahren liefert auch dieses Verfahren bei unbelastetem Antrieb unbrauchbare Werte für die Rotorzeitkonstante. Auf Grund der Tatsache, daß bei unbelastetem Antrieb keinen nennenswerten Laststrom in Rotorkreis fließt, und folglich keine Erwärmung in Rotorkreis auftritt, die zur Rotorzeitkonstanten-Abweichungen führen kann.

Die Arbeit gliedert sich wie folgt: In Kapitel 2 wird die analytische Beschreibung der ein- und zweiachsigen Asynchronmaschine mittels komplexer Raumzeiger dargestellt. Kapitel 3 befaßt sich mit der indirekten Flußermittlung mittels matematischer Modelle und deren Untersuchung auf Parameterempfindlichkeit. In Kapitel 4 werden zwei gängige Strukturen des Fuzzy-Systems nämlich Mamdani- und Sugeno-System mit ihren spezifischen Eigenschaften vorgestellt. Hier wird das Sugeno-System Zum Entwurf der Fuzzy-PI-Regler favorisiert. Der Entwurf einer kaskadierten Regelungsstruktur wird in Kapitel 5 mit der Methode des Dämpfungsoptimums (**DO**) zu Dimensionierung der Regler vorgestellt und anschließend durch einen Fuzzy-Regler nach Sugeno-Methode erster Ordnung ersetzt.

In Kapitel 6 wird die Optimierung der Fuzzy-Regler an Hand von verschiedenen Methoden vorgestellt und der mögliche Einsatz von Neuro-Fuzzy zu deren Optimierung diskutiert.

Die Notwendigkeit der  $T_R$ -Adaption wird in Kapitel 7 mittels Simulation untersucht. Eine neue Methode der  $T_R$ -Bestimmung während des Betriebs anhand von einfach meßbaren Zustandsgrößen, wird vorgestellt. Die Realisierung und der Vergleich von Meß- und Simulationsergebnissen wird in Kapitel 8 beschrieben.

## 2 ANALYTISCHE BESCHREIBUNG DER ASYNCHRONMASCHINE

Um ein besonders einfaches mathematisches Modell der Asynchronmaschine bei ausreichender Genauigkeit zu entwickeln, müssen zunächst einige Annahmen getroffen werden:

- Der Sternpunkt ist nicht angeschlossen.
- Die verteilten Wicklungen werden durch konzentrierte Wicklungen ersetzt.
- Die Induktivitäten in der Maschine sind konstant d.h. unabhängig vom Strom.
- Es werden sinusförmige Strombeläge und Flußverteilungen über der Maschinenumfangs-  
koordinate (Grundswingungsverkettung des Luftspaltes ist wirksam) vorausgesetzt.
- Die Einflüsse von Temperatur auf den Rotorwiderstand wird *zunächst* nicht berücksichtigt.
- Die Eisenverluste und Stromverdrängung werden vernachlässigt.

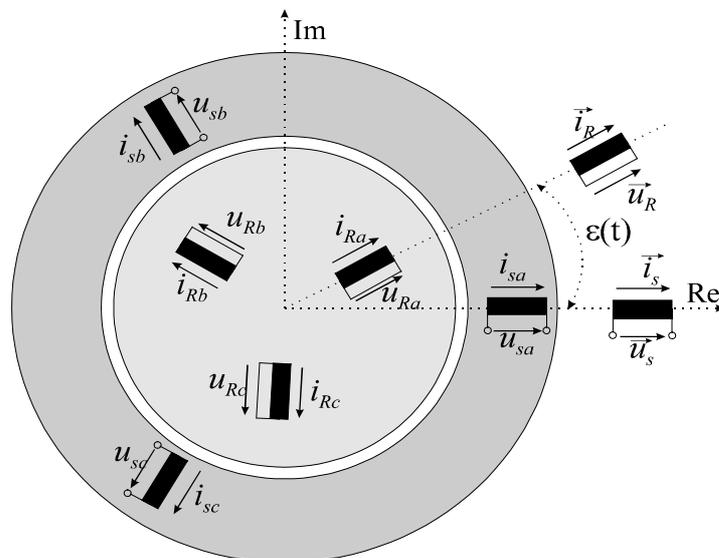
Unter den oben genannten Voraussetzungen läßt sich die Asynchronmaschine durch ein Modellsystem beschreiben.

### 2.1 Definition vom Raumzeiger

Zur Beschreibung des allgemeinen Verhaltens von Asynchronmaschinen hat sich die Darstellung von Spannungen und Strömen als zweiachsiges Modell durch Raumzeiger in der komplexen Ebene als zweckmäßig erwiesen /4, 6/. Dann können die dreiphasigen Ständerströme durch einen einzigen Stromraumzeiger (s. Bild 2.1) beschrieben werden:

$$\vec{i}_s = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \underline{a}^0 i_{sa} + \underline{a}^1 i_{sb} + \underline{a}^2 i_{sc} \\ i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \underline{a}^1 & \underline{a}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

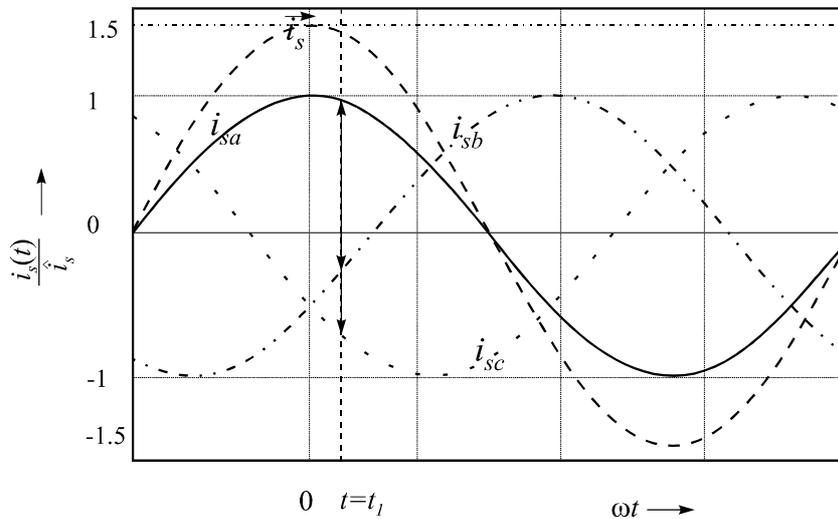
mit  $\underline{a}^m = e^{j \frac{2\pi m}{3}}$ , für  $m=0,1,2$ .



**Bild 2.1:** Darstellung der drei- und einachsigen Wicklungen der Asynchronmaschine

Für die drei symmetrischen Strangströme (s. Bild 2.2) gilt:

$$\begin{aligned} i_{sa} &= \hat{i} \cos(\omega t) \cdot e^{j0} = \frac{1}{2} \left( e^{j\omega t} + e^{-j\omega t} \right) \cdot e^{j0} \\ i_{sb} &= \hat{i} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} = \frac{1}{2} \left( e^{j\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)} + e^{-j\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)} \right) \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ i_{sc} &= \hat{i} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} = \frac{1}{2} \left( e^{j\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)} + e^{-j\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)} \right) \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{aligned}$$



**Bild 2.2:** Bildung der Ständerstromraumzeiger durch Phasenströme

Nach Anwenden von Gl. (2.1) auf die Strangströme und anschließenden Vereinfachungen erhält man folgende Ständerstromraumzeiger:

$$\vec{i}_s = |\hat{i}_s| e^{j\omega t} \equiv |\hat{i}_s| (\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)) = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (2.2)$$

Der Stromraumzeiger hat dieselbe Amplitude wie die Phasengröße und stimmt mit der Phasenlage der Phase  $a$  überein, dessen Komponenten sich in der kartesischen Ebene so definieren lassen:

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= \frac{2}{3} \left( i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right) = i_{sa} \\ i_{s\beta} &= \frac{2}{3} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sb} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sc} \right) = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{sa} + 2i_{sb}) \end{aligned} \quad (2.3)$$

wobei  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$  die Momentanwerte der drei Wicklungströme im ständerfesten Koordinatensystem sind. Analog wird für die anderen elektrischen Größen wie Spannung und Fluß ein entsprechend komplexer Raumzeiger nach diesem Schema definiert. Das Bild 2.3 veranschaulicht die Beziehung (2.2).

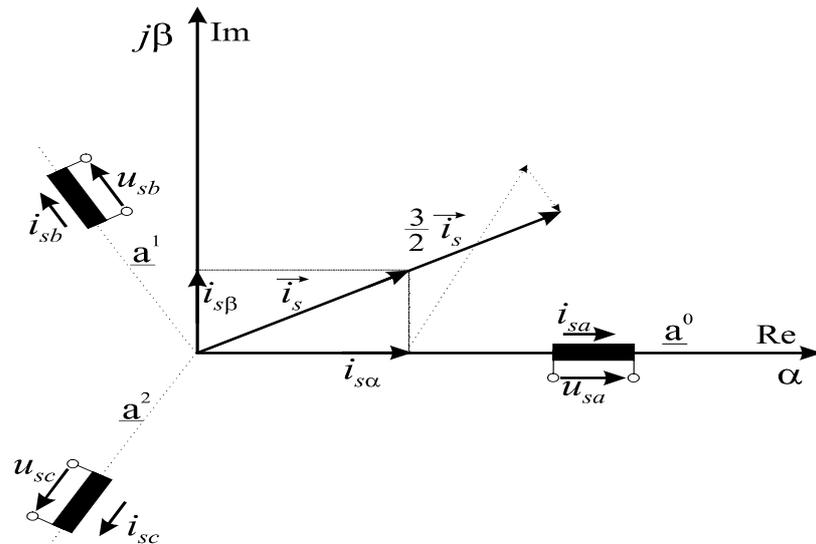


Bild 2.3: Zeigerdarstellung des Ständerstroms in Ständer-Koordinaten

## 2.2 Mathematische Modelle der zweiachsigen Maschine

Allgemein kann die Asynchronmaschine nach den getroffenen Annahmen durch folgendes Gleichungssystem beschrieben werden, wobei jeder Stromkreis auf das eigene Koordinatensystem bezogen, die Rotorgrößen und -parameter auf die Ständerseite umgerechnet werden:

$$\begin{aligned}
 \bar{u}_s^s &= R_s \bar{i}_s^s + \frac{d\bar{\psi}_s^s}{dt} \\
 \bar{u}_R^R &= R_R \bar{i}_R^R + \frac{d\bar{\psi}_R^R}{dt} \\
 \bar{\psi}_s^s &= L_s \bar{i}_s^s + L_h (\bar{i}_R^R * e^{j\varepsilon}) \\
 \bar{\psi}_R^R &= L_R \bar{i}_R^R + L_h (\bar{i}_s^s * e^{-j\varepsilon})
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

Um eine von der Rotorlage ( $e^{j\varepsilon}$ ) unabhängige magnetische Kopplung zwischen Ständer und Rotor zu erzielen, ist es sinnvoll alle Größen in ein gemeinsames Koordinatensystem  $K$  zu transformieren [1, 7]. Dieses Koordinatensystem rotiert so mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega_k$  gegenüber Ständer und Rotor. Bild 2.4 zeigt die Beziehung zwischen verschiedenen Bezugssystemen und dem Ständerstromraumzeiger.

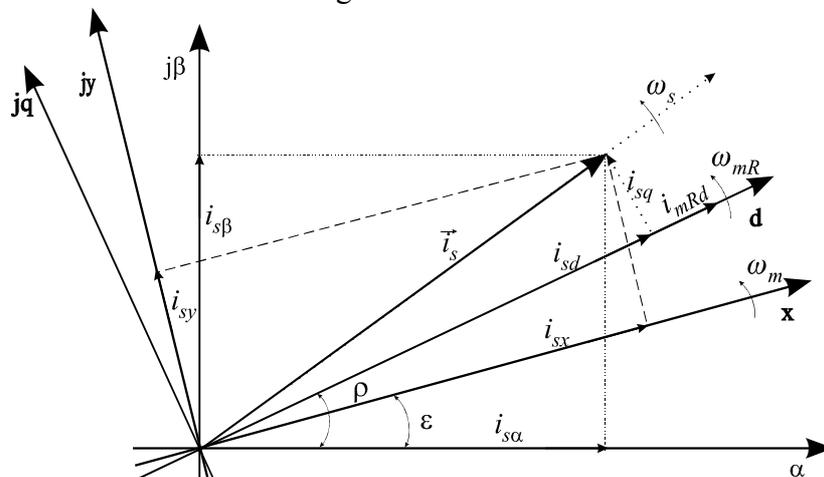
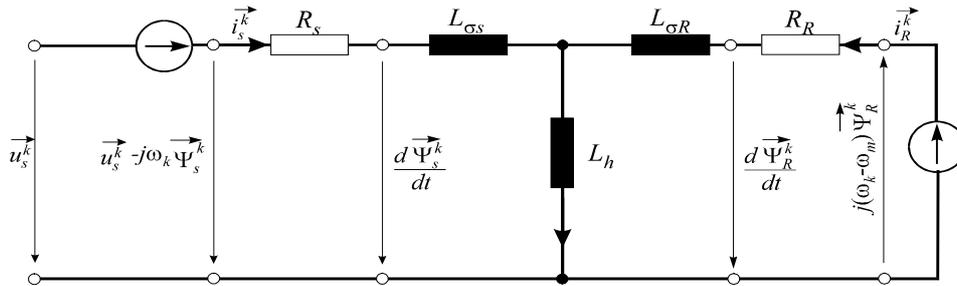


Bild 2.4: Raumzeigerdiagramme mit Winkelbeziehungen der Bezugssysteme

Im rechtwinkligen ständerfesten  $\alpha, \beta$ -Koordinatensystem, bei dem die  $\alpha$ -Achse mit der Richtung der Wicklung von Strang  $a$  zusammenfällt, wird die ASM durch folgende Beziehungen für ein beliebiges allgemeines Koordinatensystem beschrieben:

$$\begin{aligned}
 \vec{u}_s^k &= R_s \vec{i}_s^k + \frac{d\vec{\psi}_s^k}{dt} + j \omega_k \vec{\psi}_s^k \\
 0 &= R_R \vec{i}_R^k + \frac{d\vec{\psi}_R^k}{dt} + j (\omega_k - \omega_m) \vec{\psi}_R^k \\
 \vec{\psi}_s^k &= L_s \vec{i}_s^k + L_h \vec{i}_R^k = L_{\sigma s} \vec{i}_s^k + L_h (\vec{i}_s^k + \vec{i}_R^k) = \vec{\psi}_{\sigma s}^k + \vec{\psi}_h^k \\
 \vec{\psi}_R^k &= L_R \vec{i}_R^k + L_h \vec{i}_s^k = L_{\sigma R} \vec{i}_R^k + L_h (\vec{i}_s^k + \vec{i}_R^k) = \vec{\psi}_{\sigma R}^k + \vec{\psi}_h^k \\
 \vec{i}_\mu^k &= \vec{i}_s^k + \vec{i}_R^k \\
 m_{el} &= \frac{3}{2} z_p \left\{ \vec{\psi}_s^* \times \vec{i}_s \right\} \\
 \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{z_p}{J} (m_{el} - m_L)
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Das Strukturbild 2.5 zeigt das Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine im allgemeinen Bezugssystem K.



**Bild 2.5:** Ersatzschaltbild der ASM im allgemeinen Bezugssystem

Bei einer Polpaarzahl  $z_p$  großer 1 gilt folgende Beziehung zwischen der mechanischen und elektrischen Winkelgeschwindigkeit:

$$\omega_m = z_p \cdot \omega_{mech} \tag{2.6}$$

Es hat sich für regelungstechnische Betrachtungen als günstig erwiesen, die Ständerströme und Rotorflüsse als Zustandsvariable zu wählen. Um nicht mit Flüssen weiter rechnen zu müssen, wird der Magnetisierungsstrom eingeführt:

$$\frac{\vec{\psi}_R}{L_h} = \vec{i}_{mR} \tag{2.7}$$

Das Gleichungssystem (2.5) kann mit Hilfe der Gl. (2.7) in folgende geeignete Form umgestellt werden:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\vec{i}_s}{dt} &= - \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} + j\omega_k \right) \vec{i}_s - \frac{1-\sigma}{\sigma} \left( j\omega_m - \frac{1}{T_R} \right) \vec{i}_{mR} + \frac{\vec{u}_s}{\sigma L_s} \\
 \frac{d\vec{i}_{mR}}{dt} &= \frac{1}{T_R} (\vec{i}_s - \vec{i}_{mR}) - j (\omega_k - \omega_m) \vec{i}_{mR} \\
 \frac{d\omega_m}{dt} &= T_\omega (m_{el} - m_L) - r_{Re} \omega_m
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

$$\text{mit } \sigma = 1 - \frac{L_h^2}{L_s L_R}, \quad T_R = \frac{L_R}{R_R}, \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad T_\omega = \frac{z_p}{J}$$

wobei  $\sigma$  die Gesamtstreuiziffer und  $T_S$ ,  $T_R$  jeweils die Ständer- und Rotorzeitkonstante,  $T_\omega$  die Anlaufzeitkonstante und  $r_{Re}$  die Reibungskonstante repräsentieren. Nun kann mit der frei wählbaren Winkelgeschwindigkeit  $\omega_k$  die Transformation von einem Bezugssystem in das andere erfolgen. Die für die feldorientierte Regelung üblichen Transformationen sind in folgender Umrechnungstabelle (2.1) zusammengetragen:

		⇒ Nach		
⇓ Von	<b>Ständerfest</b>	<b>Rotorfest</b>	<b>Drehfeldfest</b>	
<b>Ständerfest</b>	1	$e^{-j\varepsilon}$	$e^{-j\rho}$	
<b>Rotorfest</b>	$e^{j\varepsilon}$	1	$e^{j(\varepsilon-\rho)}$	
<b>Drehfeldfest</b>	$e^{j\rho}$	$e^{-j(\varepsilon-\rho)}$	1	

**Tabelle 2.1:** Operatoren zur Transformation zwischen Bezugssystemen

Je nach Aufgabenstellung können die Gleichungen der Asynchronmaschine für verschiedene Koordinatensysteme umgestellt werden. In Rahmen dieser Arbeit wird für die Simulation ein ständerfestes und für den Regelerentwurf ein drehfeldfestes Bezugssystem gewählt. Eine übersichtlichere Darstellung bietet die Zustandsraumbetrachtung, mit deren Hilfe man einen besseren Einblick in die mathematische Struktur der Asynchronmaschine erhält. Für diese Darstellungform gilt allgemein:

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}}(t) &= \underline{A} \underline{x}(t) + \underline{B} \underline{u}(t) + \underline{N} \underline{z}(t) \\ \underline{y} &= \underline{C}^T \underline{x}(t) + \underline{D} \underline{u}(t) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Entsprechend lauten die Gleichungen der ASM im ständerfesten Bezugssystem für  $\omega_k=0$ :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{mR\alpha} \\ i_{mR\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} & \omega_m \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) & -\omega_m \frac{1-\sigma}{\sigma} & \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} \\ \frac{1}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & -\omega_m \\ 0 & \frac{1}{T_R} & \omega_m & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{mR\alpha} \\ i_{mR\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$m_{el} = \underbrace{\frac{3}{2} z_p (1-\sigma) L_s}_{k_m} (i_{s\beta} * i_{mR\alpha} - i_{s\alpha} * i_{mR\beta}) \quad (2.10)$$

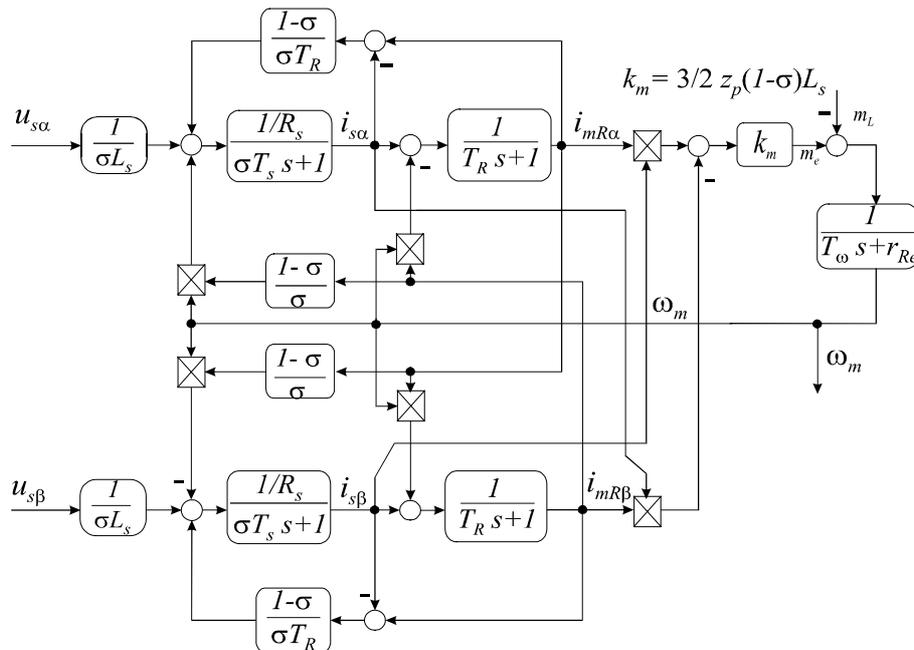
$$\frac{d\omega_m}{dt} = T_\omega (m_{el} - m_L) - r_{Re} \omega_m$$

Mit vier elektromagnetischen und mechanischen Gleichungen ist ein vollständiges Maschinenmodell des Asynchronmotors zur Beschreibung von dynamischen Vorgängen gegeben. Aus der Gl.(2.10) läßt sich folgendes Strukturbild (Bild 2.6) für die ASM in Ständerkoordinaten mit Berücksichtigung der Reibung konstruieren. Das Strukturbild weist folgende Kopplungen auf :

$$\underline{A} = \underline{A}^{lin} + \underline{A}^{kop} \quad (2.11)$$

$$\underline{A} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} & 0 \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} \\ \frac{1}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix}}_{\underline{A}^{lin}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \omega_m \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ 0 & 0 & \omega_m \frac{1-\sigma}{\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_m \\ 0 & 0 & \omega_m & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{A}^{kop}}$$

Die Systemmatrix  $\underline{A}$  der Gl.(2.10) läßt sich in zwei Teile aufspalten, wobei einer die Linear- und der andere die Koppelmatrix darstellt. Die Linear- und die Koppelmatrix  $\underline{A}^{lin}$  beinhaltet weiterhin die internen Koppelsterme zwischen Komponenten des Magnetisierungsstroms und  $\underline{A}^{kop}$  enthält die lastabhängigen Koppelsterme der beiden Achsen. Üblicherweise wird eine feldorientierte Regelung in einem drehfeldfesten Koordinatensystem realisiert, wobei alle Wechselgrößen zu Gleichgrößen werden.



**Bild 2.6:** Strukturdarstellung der Asynchronmaschine im Ständer-Bezugssystem

Deshalb wird die mathematische Beschreibung der Asynchronmaschine für drehfeldfeste Koordinaten aus dem allgemeinen Gleichungssystem (2.8) abgeleitet. Zuerst wird der Magnetisierungsstromraumzeiger definiert, wonach sich der Ständerstrom im drehfeldfesten Bezugssystem in seine orthogonalen Komponenten zerlegen läßt:

$$\vec{i}_{mR} = |\vec{i}_{mR}| e^{j\rho} = i_{mRd} + j i_{mRq} \quad (2.12)$$

$$\vec{i}_s e^{j\rho} = i_{sd} + j i_{sq}$$

Nach einem Vorschlag von Blaschke /21/ kann die Asynchronmaschine die Charakteristik der fremderregten Gleichstrommaschine zeigen, indem der Rotorfluß bzw. Magnetisierungsstromraumzeiger in die reelle Achse gelegt wird. Dies bedeutet:

$$\vec{i}_{mR} = i_{mRd} \ , \ \frac{di_{mRq}}{dt} = 0 \ , \ i_{mRq} = 0 \quad (2.13)$$

Die zeitliche Ableitung des Feldwinkels  $\rho$  (s. Bild 2.4) ergibt die Kreisfrequenz  $\omega_{mR}$ , mit der der Magnetisierungsstromraumzeiger gegenüber dem Ständer rotiert, die im stationären Zustand dem  $\omega_s$  des speisenden Netzes entspricht.

$$\omega_{mR} = \frac{d\rho}{dt} \quad (2.14)$$

$$\vec{i}_s D = |\vec{i}_s^s| e^{j\varepsilon} * e^{-j\rho} = |\vec{i}_s^s| * e^{j(\omega_s t - \omega_{mR} t)} = |\vec{i}_s^s|$$

Mit der obigen Annahme läßt sich für die Asynchronmaschine folgendes Gleichungssystem in einem auf den Rotorfluß bezogenen Koordinatensystem beschreiben.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{mRd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) & \omega_{mR} & \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} \\ -\omega_{mR} & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) & -\omega_m \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ \frac{1}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{mRd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}$$

$$i_{sq} = (\omega_{mR} - \omega_m) T_R i_{mRd} = \omega_R T_R i_{mRd}$$

$$m_{el} = k_m i_{sd} i_{mRd} \quad (2.15)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = T_\omega (m_{el} - m_L) - r_{Re} \omega_m$$

Wie aus dem Gleichungssystem (2.15) hervorgeht, wird durch die obige Annahme eine Vereinfachung der Systemmatrix erreicht und darüber hinaus reduziert sich der Systemgrad um eine Stufe.

$$\underline{A} = \underline{A}^{lin} + \underline{A}^{kop}$$

$$\underline{A} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) & 0 \\ \frac{1}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix}}_{\underline{A}^{lin}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \omega_{mR} & 0 \\ -\omega_{mR} & 0 & -\omega_m \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{A}^{kop}} \quad (2.16)$$

Die Systemmatrix  $\underline{A}$  zeigt auch hier die zwei Kopplungen über  $\omega_{mR}$  bzw.  $\omega_m$  und  $i_{mRd}$  zwischen den Stromachsen. Es kann hier ebenfalls die Aufspaltung zwischen den beiden Achsen so wie in Gl. (2.16) erfolgen, in eine Linear- und Koppelmatrix. In  $\underline{A}^{lin}$  gibt es eine innere Kopplung zwischen  $i_{sd}$  und  $i_{mRd}$ , die sich je nach Bedarf eliminieren läßt. Bild 2.7 zeigt die Struktur der ASM in dem Drehfeldkoordinatensystem.

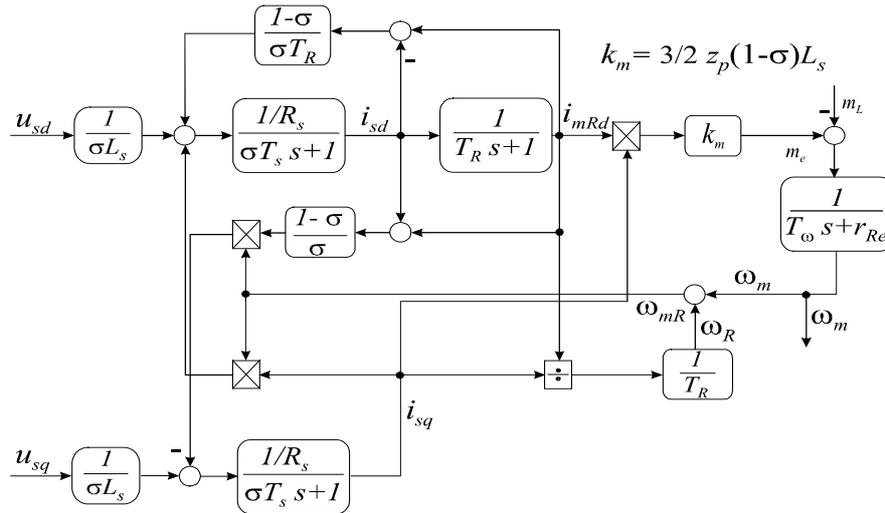


Bild 2.7: Strukturdarstellung der Asynchronmaschine im Drehfeld-Bezugssystem

### 2.3 Kompensation der Stromkreiskopplungen

Wie aus dem Bild 2.7 ersichtlich ist, sind die beiden Strompfade hauptsächlich über  $\omega_{mR}$  bzw.  $\omega_m$  miteinander gekoppelt. Um zwei unabhängige Regelkreise zu erhalten, müssen die Koppelspannungen völlig kompensiert werden, womit der Reglerentwurf dann für lineare Strecken vorgenommen werden kann. Dies wird durch Aufschaltung der Koppelterme mit umgekehrtem Vorzeichen am Eingang der beiden Regelstrecken realisiert. Aus der Gl.(2.15) folgt für diese Terme:

$$\sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} = u_{sd} + \underbrace{\left( -(1-\sigma)L_s \frac{di_{mRd}}{dt} + \sigma L_s \omega_{mR} i_{sq} \right)}_{u_{sd}^{kop}} \quad (2.17)$$

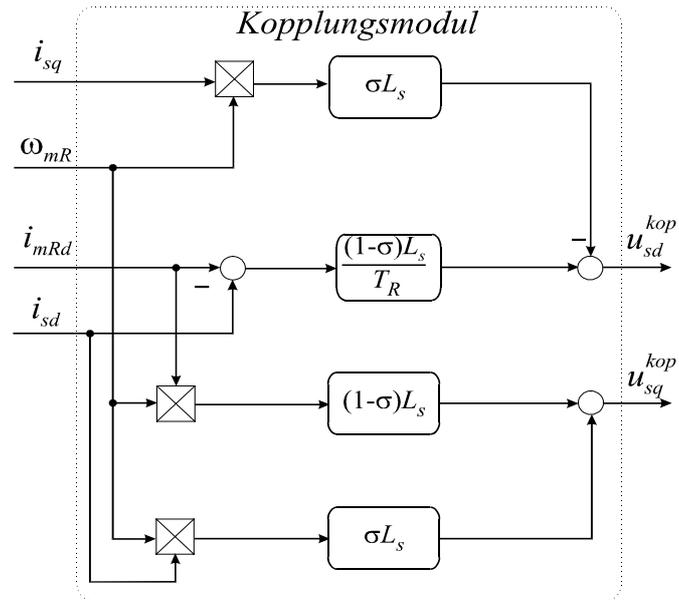
$$\sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} = u_{sq} + \underbrace{\left( -(1-\sigma)L_s \omega_{mR} i_{mRd} - \sigma L_s \omega_{mR} i_{sd} \right)}_{u_{sq}^{kop}}$$

woraus sich für die Spannungskoppelterme die folgenden Gleichungen ergeben:

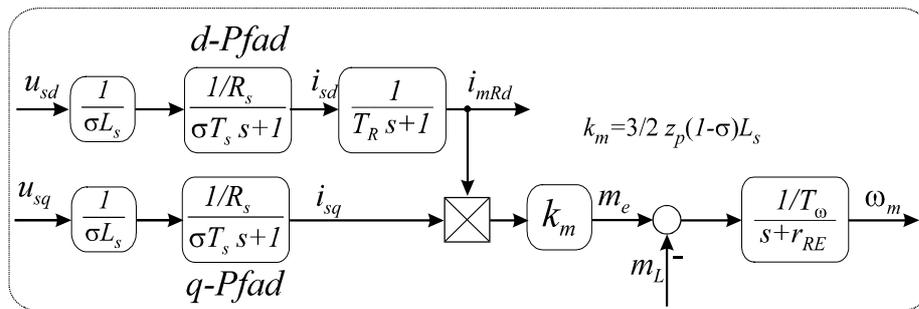
$$u_{sd}^{kop} = - \left( (1-\sigma)L_s \frac{di_{mRd}}{dt} - \sigma L_s \omega_{mR} i_{sq} \right)$$

$$u_{sq}^{kop} = - \left( \sigma L_s \omega_{mR} T_R \frac{di_{mRd}}{dt} + L_s \omega_{mR} i_{mRd} \right) \quad (2.18)$$

Die Spannungskoppelterme zwischen beiden Strompfaden sind für ein drehfeldfestes Bezugssystem im Strukturbild Bild 2.8 dargestellt. Durch diese Maßnahme vereinfachen sich die beiden Regelkreise wesentlich zu zwei entkoppelten d- und q-Regelstrecken. Das Bild 2.9 zeigt die Struktur der beiden entkoppelten Strompfade. Mit den getroffenen Annahmen und den mathematischer Beschreibungen und Vereinfachungen durch die Entkopplung sind die wichtigen Grundvoraussetzungen für die weitere Behandlung in den nächsten Kapiteln, besonders für den Reglerentwurf, herausgearbeitet.



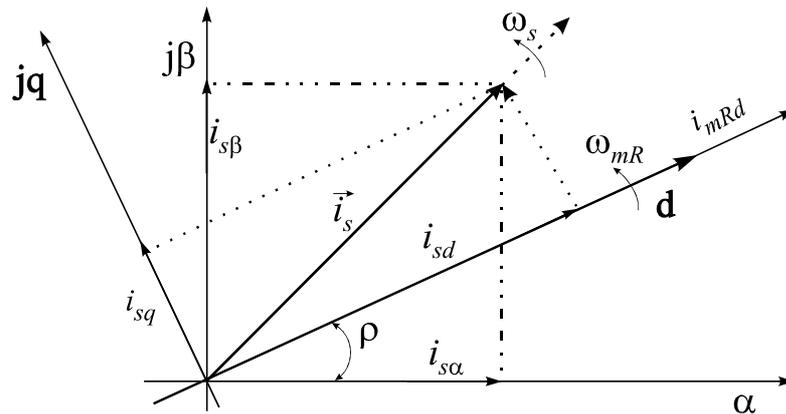
**Bild 2.8:** Struktur der Koppelspannungen im Drehfeld-Bezugssystem



**Bild 2.9:** Entkoppelte Asynchronmaschine in Drehfeldkoordinaten

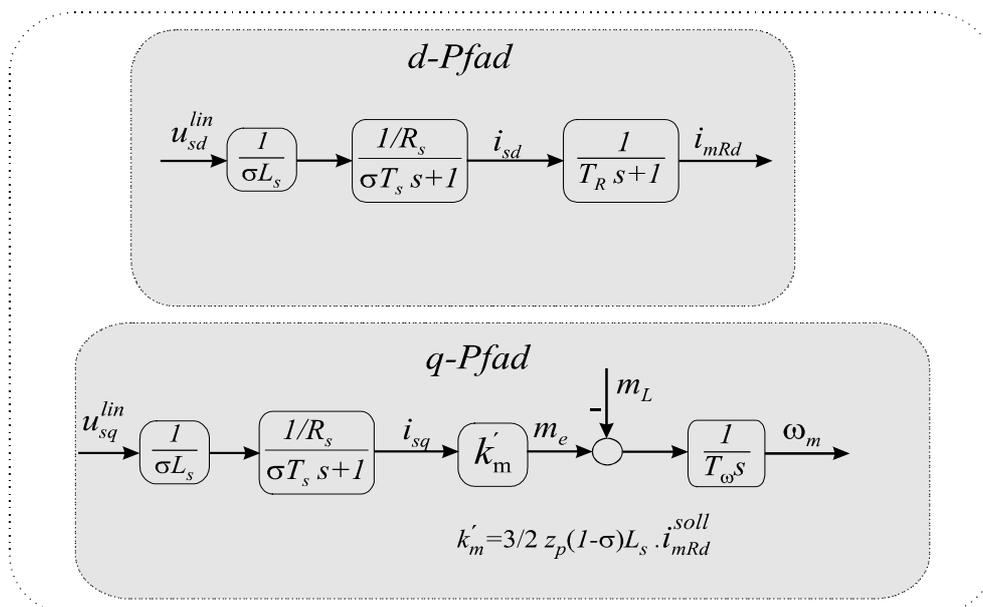
### 3 FELDORIENTIERTEN REGELUNG

Der Hauptzweck der Feldorientierung nach [21] besteht in einer Entkopplung, die durch die Transformation des Ständerstromraumzeigers in das feldsynchrone Koordinatensystem erreicht wird. Aus dem Bild 3.1 ist zu entnehmen, wie die feld- und drehmomentbildenden Stromkomponenten zerlegt werden und eine unabhängige Beeinflussung dieser Größen möglich wird.



**Bild 3.1:** Darstellung des Ständerstromzeigers in Feldkoordinaten

Es entsteht eine ähnliche Struktur wie bei einer fremderregten Gleichstrommaschine. Um das ähnliche Regelverhalten mit der Asynchronmaschine zu erzielen, müssen folgenden Bedingungen wie, die exakte Entkopplung der Strom-Achsen und der konstante Magnetisierungsstrom  $i_{mRd}$ , erfüllt werden. Das Bild 3.2 gibt diesen Sachverhalt wieder. Dargestellt sind die internen Maschinenzustandsgrößen und diese sind schwer direkt meßbar. Hier wird ersichtlich, daß dem einfachen mechanischen Aufbau der Asynchronmaschine eine komplizierte Regulationsstruktur gegenübersteht. Es werden nun Methoden vorgestellt, die die Erfassung von Maschinengrößen ermöglichen.



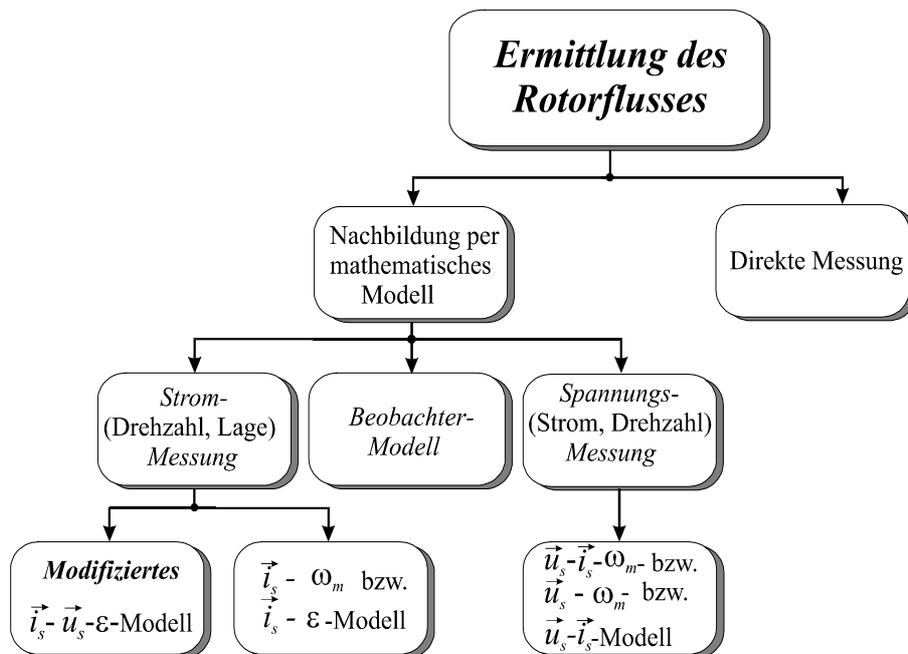
**Bild 3.2:** Struktur der entkoppelten, linearisierten Asynchronmaschine im Drehfeldsystem

### 3.1 Methoden der Rotorflußerfassung

Bei der feldorientierten Regelung ist die Ermittlung des Rotorflusses bzw. des Magnetisierungsstroms das Kernanliegen, da zur dynamischen Regelung des Flusses und Drehmoments und ferner zur Entkopplung der Reglerzweige die Kenntnis des Rotorflusses vorhanden sein muß. Im allgemeinen lassen sich diese inneren Maschinengrößen nicht direkt erfassen. Die direkte Erfassung dieser Größen erfordert die Anbringung von Sensoren. Beim Einsatz von Standardantrieben sind jedoch vielfach Sensoren unerwünscht. Man ist heute bestrebt, bei der Flußerfassung ohne zusätzliche Sensoren möglichst nur mit Ständerspannungen und -strömen, also unmittelbar und leicht zugänglichen Größen, auszukommen. Durch den Einsatz von Flußmodellen wird der Rotorfluß rechnerisch ermittelt. Zur Berechnung stehen als meßbare Eingangsgrößen des Modells folgende Parameter zur Verfügung:

- *Ständerspannungen und -ströme*
- *Drehzahl bzw. Drehwinkel des Rotors*

Bild 3.3 gibt eine Übersicht über die Flußerfassungsmethoden. Das am meisten eingesetzte Flußmodell, abgesehen von Beobachtern [37, 40], ist das sog. Strommodell, das den Ständerstrom  $i_s$  und die Drehzahl  $\omega_m$  bzw. den Drehwinkel  $\varepsilon$  als Eingangsgröße hat.



**Bild 3.3:** Methoden zur Rotorflußerfassung für die Feldorientierung

Dieses Modell zeichnet sich durch seinen geringen Rechenaufwand für hochdynamische Regelungen von Asynchronmotoren aus. Bei einer angestrebten Kaskadenregelung, Kap. 5, werden die Istwerte der Zustandsgrößen zur Regelung für den überlagerten Flußregelkreis und die unterlagerten Stromregelkreise sowie zur Berechnung der Spannungskopplungen benötigt. Diese Zustandsgrößen werden entweder unmittelbar oder indirekt von Flußmodell bereitgestellt. Dies zeigt die Notwendigkeit der korrekten Nachbildung des Flusses. In allen Varianten des Strommodells tritt der nicht meßbare Maschinenparameter Rotorzeitkonstante  $T_R$  auf. Ferner hat die Genauigkeit der Drehzahl- bzw. Lagemessung und Stromerfassung auch einen großen Einfluß auf das Modellergebnis. In der vorliegenden Arbeit wird das *modifizierte* Strommodell auf der Basis von Strom- und Drehwinkelmessung sowie zusätzlicher Spannungsmessung eingesetzt, da diese Meßgrößen für die Kaskadenregelung die erforderlichen

Zustandsgrößen sind und zum anderen zur Berechnung der Rotorzeitkonstanten (Kap. 7) eingesetzt werden. Nun wird dieses Modell in verschiedenen Koordinatensystemen vorgestellt.

### 3.2 Strukturen indirekter Flußermittlungen

Der Ausgangspunkt für das Flußmodell ist die Gleichung des Magnetisierungsstroms im allgemeinen Koordinatensystem:

$$\frac{d\vec{i}_{mR}}{dt} = \frac{1}{T_R} (\vec{i}_S - \vec{i}_{mR}) - j (\omega_k - \omega_m) \vec{i}_{mR} \quad (3.1)$$

Je nach Wahl des Bezugssystems treten folgende Strukturen auf:

$$\text{für } \omega_k = 0 \quad \frac{d\vec{i}_{mR}^S}{dt} = \frac{1}{T_R} (\vec{i}_S^S - \vec{i}_{mR}^S) + j \omega_m \vec{i}_{mR}^S \quad \text{Ständer-Bezugssystem} \quad (3.2)$$

$$\text{für } \omega_k = \omega_m \quad \frac{d\vec{i}_{mR}^R}{dt} = \frac{1}{T_R} (\vec{i}_S^R - \vec{i}_{mR}^R) \quad \text{Rotor-Bezugssystem} \quad (3.3)$$

$$\text{für } \omega_k = \omega_{mR} \quad \frac{d\vec{i}_{mR}^D}{dt} = \frac{1}{T_R} (\vec{i}_S^D - \vec{i}_{mR}^D) + j \omega_R \vec{i}_{mR}^D \quad \text{Drehfeld-Bezugssystem} \quad (3.4)$$

Eine bessere Einsicht über die innere Struktur dieser Flußmodelle erhält man durch Aufspaltung der obigen Gleichungen in ihre orthogonalen Komponenten. Es wird nur auf die beiden letzten Flußmodelle näher eingegangen, da sie häufig in der feldorientierten Regelung zu finden sind. Das erste Flußmodell wurde jedoch auch in einigen Arbeiten /25, 36/ eingesetzt. Im Weiteren wird auf die hochgestellten Indizes verzichtet.

#### • Rotorbezugssystem

Im Rotorkoordinatensystem lauten die Komponenten der Flußgleichung in orthogonaler Schreibweise:

$$\begin{aligned} \frac{di_{mRx}}{dt} &= \frac{1}{T_R} (i_{sx} - i_{mRx}) \\ \frac{di_{mRy}}{dt} &= \frac{1}{T_R} (i_{sy} - i_{mRy}) \end{aligned} \quad (3.5)$$

Bild 3.4 zeigt die Struktur dieses Flußmodell im x,y-Rotorkoordinatensystem. Wie aus der Struktur leicht ersichtlich ist, sind die beiden Flußkomponente unverkoppelt. Sie folgen verzögert dem Strom und sie beeinflussen sich nicht gegenseitig, was der große Vorteil dieser Struktur ist. Dagegen sind folgenden Nachteile zu nennen: Berechnung des Flußbetrages, der Phase und die Transformationen in das Drehfeldbezugssystem, wo die Regelung realisiert wird.

#### • Drehfeldbezugssystem

Diese Flußstruktur läßt sich im Drehfeldbezugssystem in folgender Form ausdrücken:

$$\begin{aligned} \frac{di_{mRd}}{dt} &= \frac{1}{T_R} (i_{sd} - i_{mRd}) + \omega_R i_{mRq} \\ \frac{di_{mRq}}{dt} &= \frac{1}{T_R} (i_{sq} - i_{mRq}) - \omega_R i_{mRd} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Unter der Annahme, daß der Rotorfluß der reellen Achse zugeordnet wird, ergeben sich fol-

gende Gleichungen für die beiden Flußkomponenten:

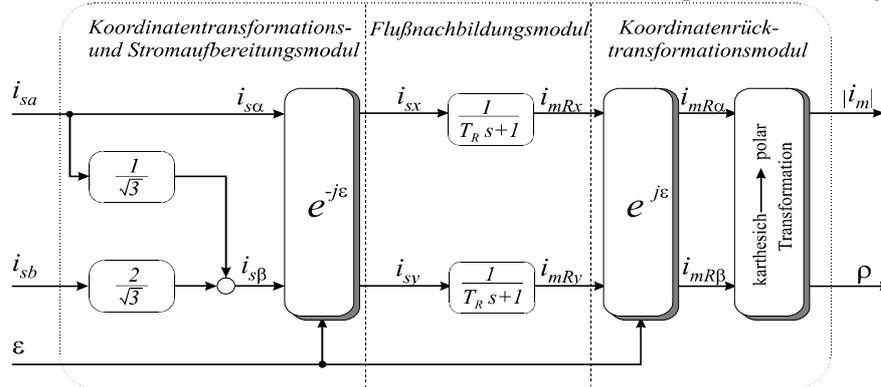
$$i_{mRq} = 0, \quad \frac{di_{mRq}}{dt} = 0 \tag{3.7}$$

Dadurch vereinfacht sich die Gl.(3.6) zu:

$$\frac{di_{mRd}}{dt} = \frac{1}{T_R} (i_{sd} - i_{mRd}) \tag{3.8}$$

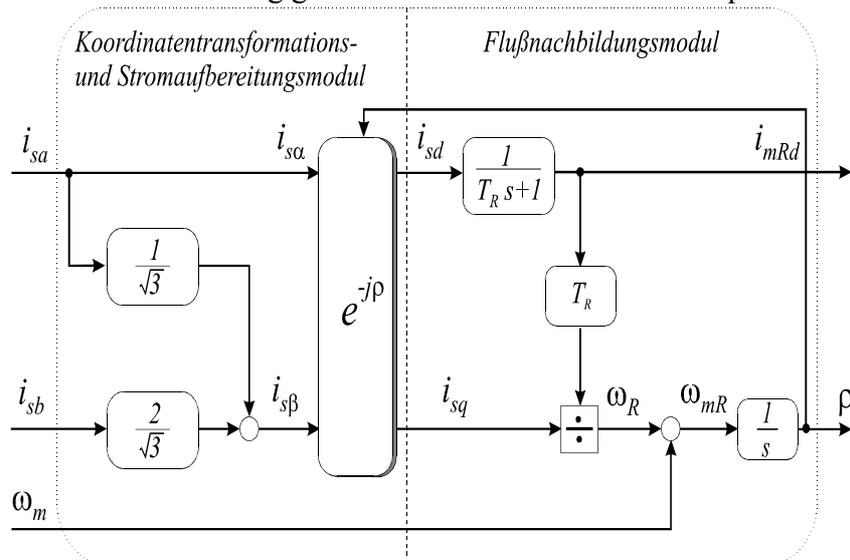
$$0 = \frac{1}{T_R} i_{sq} - \omega_R i_{mRd} \Rightarrow \omega_R = \frac{i_{sq}}{T_R i_{mRd}}$$

Bild 3.5 zeigt die Struktur dieses Flußmodells im drehfeldfesten d,q-Koordinatensystem.



**Bild 3.4:** Struktur der Rotorflußnachbildung im Rotorkoordinatensystem

Man sieht, daß der Flußbetrag über ein Verzögerungsglied erster Ordnung gebildet wird und über die  $i_{sd}$ -Stromkomponente steuerbar ist. Zur Transformation der Ständerströme in das Feldkoordinatensystem wird der Winkel  $\rho$ , der dem Winkel zwischen den Ständer- und Drehfeldkoordinaten entspricht, durch Addition von  $\omega_R$  und  $\omega_m$  und anschließender Integration gebildet. Hier bringen die Transformationen keinen Nachteil mit sich, da die Regelung im Drehfeldbezugssystem erfolgt d.h. keine zusätzliche Rücktransformation notwendig ist. Diese Flußstruktur ist für die Realisierung gewählt worden und sie wurde implementiert.



**Bild 3.5:** Struktur der Rotorflußnachbildung in Drehfeldkoordinaten

Zu Verarbeitungszwecken im Rechner benötigt man die diskrete Beschreibung des Flußmodells in Drehfeldkoordinaten. Eine rekursive Gleichung läßt sich mit  $T_{ab}$  als Abtastzeit nach /32/ in folgender Form darstellen:

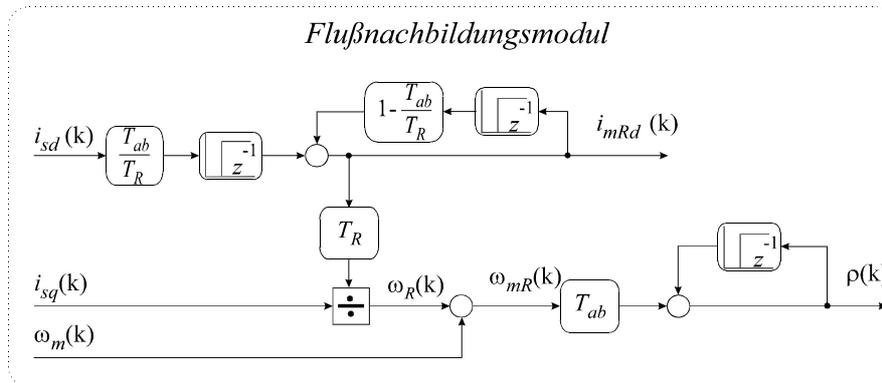
$$i_{mRd}(k+1) = i_{mRd}(k) + \frac{T_{ab}}{T_R} (i_{sd}(k) - i_{mRd}(k)) = \frac{T_{ab}}{T_R} i_{sd}(k) + i_{mRd}(k) \left(1 - \frac{T_{ab}}{T_R}\right)$$

$$0 = \frac{T_{ab}}{T_R} i_{sq}(k) - \underbrace{(\omega_{mR}(k) - \omega_m(k))}_{\omega_R(k)} T_{ab} i_{mRd}(k) \Rightarrow \omega_R(k) = \frac{i_{sq}(k)}{T_R i_{mRd}(k)}$$
(3.9)

Die zeitdiskrete Übertragungsfunktion des Magnetisierungsstroms lautet nach /32/:

$$G_{imRd}(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{G_{imRd}(s)}{s} \right\} = \frac{1-e^{-a}}{z-e^{-a}} \quad \text{für } t=kt, \quad a = \frac{T_{ab}}{T_R}$$
(3.10)

Damit ist eine exakte Beschreibung der analogen Funktion einschließlich eines Abtast- und Halteglieds gegeben. Demnach soll sich ein D/A-Umsetzer zwischen dem Regler und der analogen Regelstrecke befinden. Bild 3.6 stellt das diskrete Flußmodell nach Gleichungssystem (3.9) dar.



**Bild 3.6:** Diskrete Darstellung der Rotorflußerfassung im Drehfeldsystem

### 3.3 Einflußgrößen auf die Flußnachbildung

Wie aus der Struktur der beiden Flußmodelle zu sehen ist, geht die Rotorzeitkonstante  $T_R$  als einziger nichtmeßbarer Maschinenparameter und  $\omega_m$  bzw.  $\varepsilon$  und der Strom als die meßbaren Größe in die Gleichungen ein. Die Rotorzeitkonstante unterliegt sehr großen Temperaturschwankungen, die sich je nach Kühlung um 40% ändern kann, was ein zeitvariantes Modell zur Folge hätte. Dies kann im Modell nicht berücksichtigt werden, weil im Normalfall die Messung der Rotortemperatur bei der Asynchronmaschine nicht möglich ist.

- **Rotorzeitkonstante**

Allgemein gilt in erster Näherung für den temperaturabhängigen Widerstand folgende Beziehung:

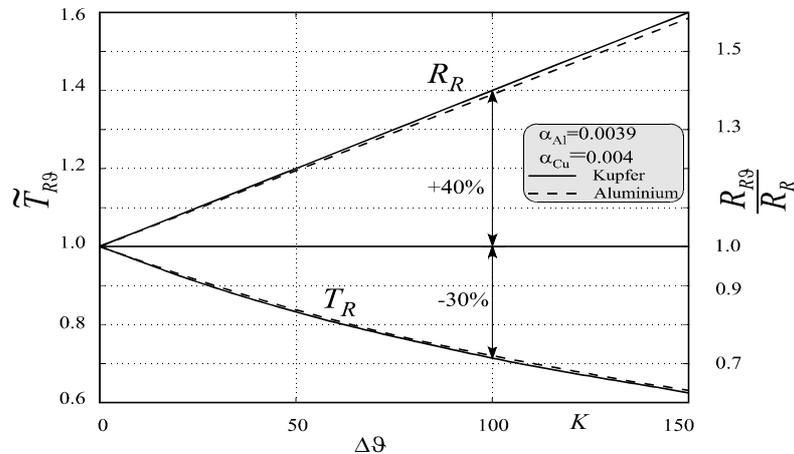
$$R_{\vartheta} = R_{20} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta) \quad , \quad \text{mit } \alpha = \text{Temperaturkoeffizient } 1 / K$$
(3.11)

Mit der Annahme der konstanten Rotorinduktivität  $L_R$  folgt für  $T_R$ :

$$T_{R\vartheta} = \frac{L_R}{R_{R\vartheta}} = \frac{L_R}{R_{20} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta)} = \frac{T_{R20}}{(1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta)} \Rightarrow \frac{T_{R\vartheta}}{T_{R20}} = \tilde{T}_{R\vartheta} = \frac{1}{1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta}$$
(3.12)

Die Gl.(3.12) stellt die  $T_R$ -Änderung in Abhängigkeit von der Temperatur dar. Bild 3.7 gibt exemplarisch obiges Verhältnis für Kupfer und Aluminium wieder. Wie aus dem Diagramm zu entnehmen ist, bewirkt eine Erwärmung der Maschine um 100 K eine  $R_R$ -Vergrößerung von 40% und entsprechend eine Verkleinerung von  $T_R$  um 30%. In vielen Arbeiten /19, 20, 22-24, 26, 28-31, 33, 36-37, 39/ hat man sich mit der Entwicklung von geeigneten Adaptionsalgorithmen zur Erfassung der Rotorzeitkonstanten-Änderung im Betrieb befaßt. Bei allen

diesen Methoden wird entweder durch direkten Einsatz von einem Adaptionmodell wie Beobachter oder indirekt über meßbare Größen wie Leistungsbilanz bzw. Koorelationsverfahren diese Größe erfaßt.



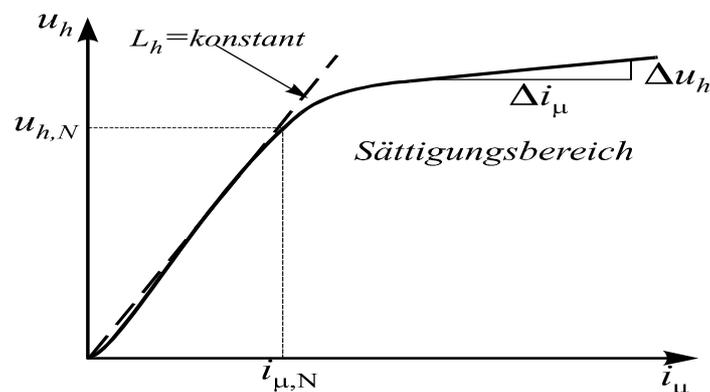
**Bild 3.7:** Temperaturabhängigkeit der Rotorzeitkonstanten für verschiedene Rotorwicklungswerkstoffe

- **Temperatur- und Sättigungseinfluß**

Neben dem Einfluß auf die Widerstände hat die Temperatur auch einen indirekten Einfluß auf  $L_h$ . Infolge Temperaturänderung können sich die Ständer und Rotor radial ausdehnen, so daß eine Verringerung des Luftspaltes zutrifft, was einer Erhöhung von  $L_h$  entspricht /5/. Dieser Prozeß ist so langsam und erst bei starken Belastung des Antriebs wirksam, so daß die Temperaturabhängigkeit in erster Näherung als unwirksame Größe angesehen wird. Die Sättigung hat jedoch einen besonderen Einfluß auf die elektrischen Maschinenparameter:

$$L = \frac{N \cdot \Phi}{I} = \frac{N^2}{R_m} \quad \text{mit} \quad R_m = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A} \quad (3.17)$$

Die Permeabilität  $\mu_r$  des verwendeten Werkstoffs ist von der Feldstärke abhängig und nach Erreichen des Sättigungsbereichs (s. Bild 3.9) sinkt die Permeabilität auf eins zurück. Der magnetische Widerstand steigt stark an und die Induktivität wird kleiner. Bei feldorientiert betriebenen Asynchronmaschine im Grunddrehzahlbereich wird der Sättigungseinfluß vernachlässigt, da erst mit der Annahme eines konstanten Flusses eine völlig entkoppelte und lineare Maschinenstruktur vorliegt. Mit der Wahl des Nennflusses unterhalb des Sättigungsbereiches und durch den überlagerten Flußregler wird diese Bedingung gewährleistet. Im Feldschwäcbereich wird der Sättigungseinfluß im Maschinenmodell weiterhin, /32, 36/, berücksichtigt.



**Bild 3.9:** Magnetisierungs-Kennlinie im Schema

Die Rotorerwärmung führt nach [24, 27] zu einer Verschlechterung des dynamischen und stationären Verhaltens des Gesamtsystems. Bei einer  $T_R$ -Adaption können die Werte der Zustandsgrößen vom Prozeß ständig überwacht und jeder Zeit zur Korrektur der Reglerstruktur und des Flußmodelles zur Verfügung gestellt werden.

## 4 GRUNDLAGEN DER FUZZY-REGELUNG

Die Vorgehensweise in den Ingenieur- und Naturwissenschaften erzwingt oft weitgehende Idealisierungen, um Probleme mit einem mathematischen Ansatz beschreiben zu können. Der wichtigste Gesichtspunkt ist die Notwendigkeit, unsichere Informationen so *scharf* formulieren zu müssen, um, basierend auf der klassischen (*dualen*) Logik, aus exakten (*scharfen*) Aussagen Schlußfolgerungen ableiten zu können. Die klassische Systemtheorie stellt für diese Vorgehensweise ausreichend genaue mathematisch-physikalische Modelle und eine ganze Reihe nützlicher Hilfsmittel für die Systemanalyse und -synthese zur Verfügung. Aber die Forderung nach einem gültigen Modell für die genaue Beschreibung des Prozesses stellt ein Problem dar, da durch Vereinfachungen bzw. Linearisierungen die Modellgenauigkeit vermindert oder sogar verloren geht. Die Theorie der unscharfen Logik (*Fuzzy Logic*) nach [128] ermöglicht es, die Unsicherheiten in Aussagen durch eine graduelle Bewertung des Wahrheitsgrads einer Aussage zu berücksichtigen. Mit der Fuzzy-Logik findet die Verarbeitung von unsicherem, vagem Wissen, Eingang in das Gebiet der Regelungstechnik. In diesem Kapitel werden die wichtigsten Ansätze der Fuzzy-System-Theorie zur Entwicklung der Fuzzy-Regler wiedergegeben. Für weiterführende Information über Fuzzy-Logik wird auf die Literatur [53, 59, 67, 75-77, 83, 91, 111, 120, 131, 136, 141-144] verwiesen.

Allgemein stellt ein Fuzzy-System ein System zur modellfreien, funktionalen Approximation beliebiger Ein-Ausgang-Zuordnungen dar und besitzt folgende Verarbeitungsglieder (s. Bild 4.1). In den folgenden Abschnitten werden die zwei am häufigsten eingesetzten Fuzzy-Strukturen, das Mamdani- und das Sugeno-Fuzzy-System, kurz vorgestellt.

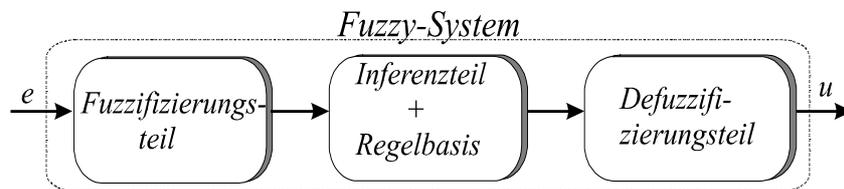


Bild 4.1 : Allgemeine Struktur eines Fuzzy-Systems

### 4.1 Fuzzy-Mengen und Verknüpfungsoperatoren

Eine Menge im klassischen Sinne ist eine Ansammlung von *Objekten*, die als *Elemente* der Menge bezeichnet werden. Die Elemente sind entweder in der Menge *enthalten* „1“ oder *nicht enthalten* „0“. Diese Definition wird für Fuzzy-Mengen so erweitert, indem den Elementen einer Menge eine Zugehörigkeit zwischen 0 und 1 zugeordnet wird. Allgemein läßt sich eine Menge durch die charakteristische Funktion bzw. *Zugehörigkeitsfunktion*  $\mu$  beschreiben. Für die Verknüpfung der Mengen werden in Anlehnung an die klassische Logik die Fuzzy-Operatoren vorgestellt.

- **Fuzzy-Mengen, Zugehörigkeitsfunktion**

Allgemein wird eine geordnete Menge von Wertepaaren

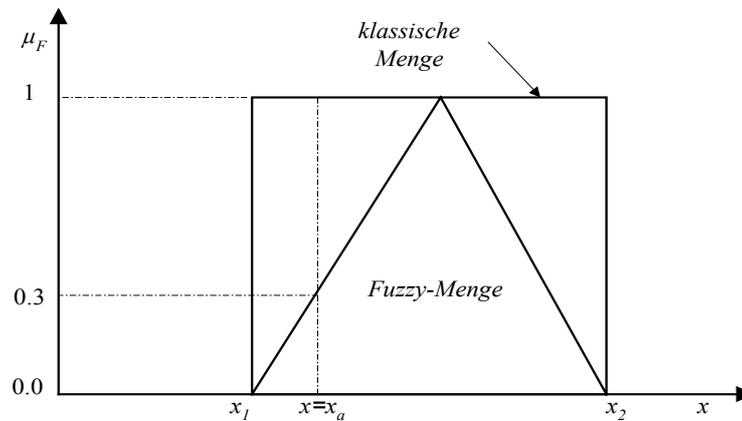
$$F := \{(x, \mu_F(x)) | x \in X\} \quad (4.1)$$

als Fuzzy-Menge in  $X$  definiert. Die Abbildung

$$\mu_F(x): X \rightarrow [0, 1] \quad (4.2)$$

wird als *Zugehörigkeitsfunktion* von  $F$  bezeichnet. Sie ordnet jedem Element  $x$  der Grund

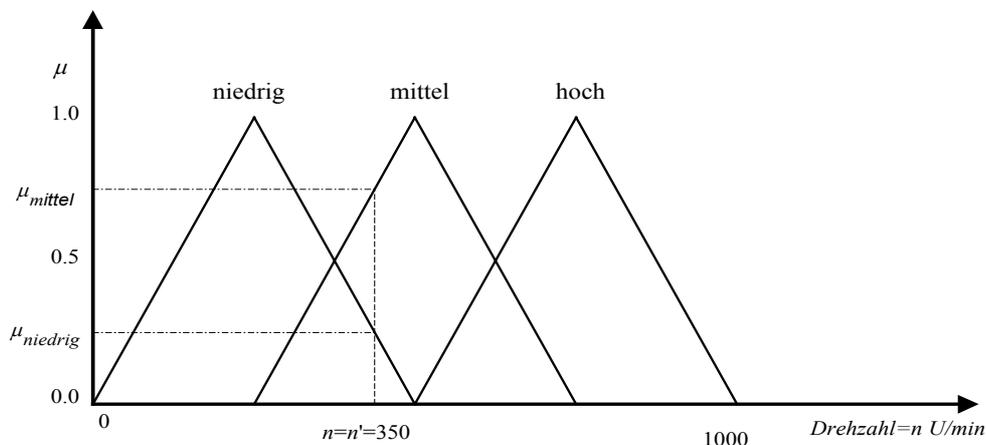
menge  $X$  den Zugehörigkeitsgrad  $\mu_F(x)$  zu. Das Bild 4.2 stellt eine Fuzzy-Menge und eine klassische Menge im Vergleich dar.



**Bild 4.2 :** Beispielhafte Darstellung einer Fuzzy-Menge und einer klassischen Menge

- **Linguistischen Variablen und Terme**

Die linguistische Variable (z. B. Drehzahl) wird im allgemeinen durch einen Satz von linguistischen *Termen* (wie z. B. niedrig, hoch) beschrieben, deren Fuzzy-Mengen den physikalischen Wertebereich der Variable überdecken. Im Bild 4.3 stellen die Prädikate „niedrig, mittel, hoch“ jeweils die linguistischen *Terme*, die Drehzahl „ $n$ “ die linguistische *Variable* dar.



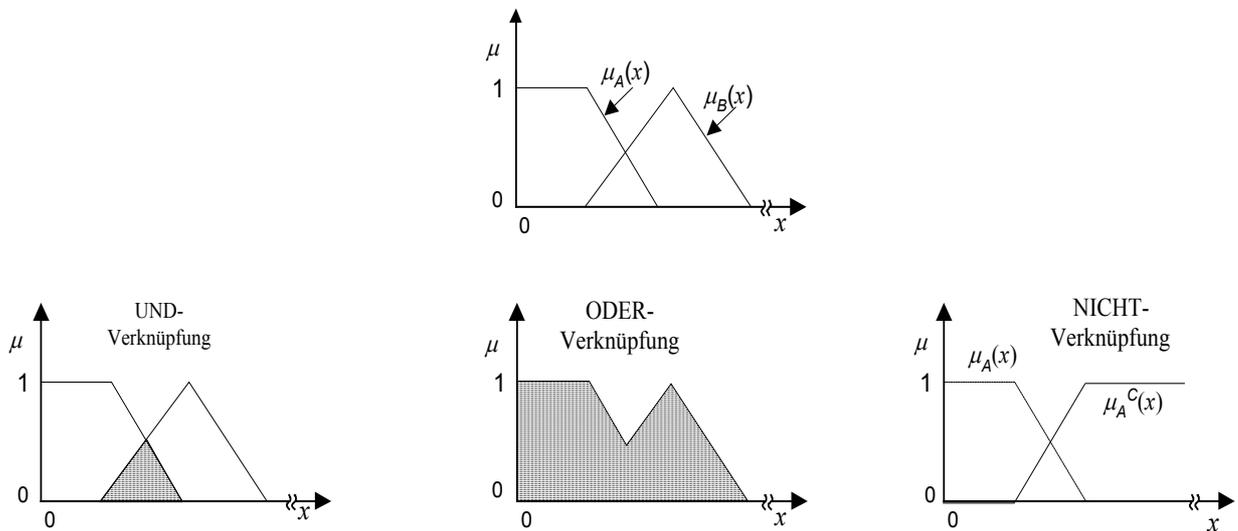
**Bild 4.3 :** Darstellung der linguistischen Variablen und linguistischen Terme

- **Verknüpfungsoperatoren von Fuzzy-Mengen**

Wie in der dualen Logik können auf die Fuzzy-Mengen auch die Operationen „Schnittmenge, Vereinigungsmenge und Komplementärmenge“ angewendet werden. Allerdings sind die entsprechenden Operationen nicht mehr eindeutig definiert, sondern es gibt speziell für die logischen UND-, ODER-Verknüpfungen eine ganze Reihe möglicher Realisierungsformen, die S-Normen bzw. T-Normen. Alle diese Operatoren müssen beim Übergang zur klassischen Menge dort die Eigenschaften „ $\wedge$ “ für die UND-Verknüpfungen und „ $\vee$ “ für die ODER-Verknüpfungen aufweisen /76, 113, 111/. Die Standardrealisierungen dieser Operatoren lauten:

- **UND:** A, B sind zwei Mengen in X. Dann ist die Schnittmenge (A∩B) der beiden Mengen definiert als:  $\mu_{A \cap B}(x) = \text{MIN}[\mu_A(x), \mu_B(x)]$
- **ODER:** A, B sind zwei Mengen in X. Dann ist die Vereinigungsmenge (A∪B) der beiden Mengen definiert als:  $\mu_{A \cup B}(x) = \text{MAX}[\mu_A(x), \mu_B(x)]$
- **NICHT:** A ist eine Menge in X. Dann ist die Komplementärmenge (A<sup>C</sup>) der Menge A gegeben durch:  $\mu_{A^C}(x) = 1 - \mu_A(x)$

Bild 4.4 zeigt die Zusammenhänge der Grundoperatoren für die Fuzzy-Mengen:



**Bild 4.4 :** Verknüpfungsoperatoren der Fuzzy-Mengen

• **Fuzzy-Relationen**

Eine Relation stellt allgemein eine Zuordnung von geordneten Wertepaaren aus verschiedenen Grundmengen dar. Sie ist als eine geordnete Menge von Tupeln der verschiedenen Grundmengen definiert:

$$R = \{(x_1, \dots, x_n), \mu_R(x_1, \dots, x_n) \mid (x_1, \dots, x_n) \in X_1 \times \dots \times X_n\} \tag{4.3}$$

und heißt *n-stellige Fuzzy-Relation* in  $X_1 \times \dots \times X_n$ . Die Abbildung

$$\mu_R: X_1 \times \dots \times X_n \rightarrow [0,1] \tag{4.4}$$

stellt die Zugehörigkeitsfunktion von R dar. Für den Fall zweier Grundmengen X, Y kann nach /145/ geschrieben werden:

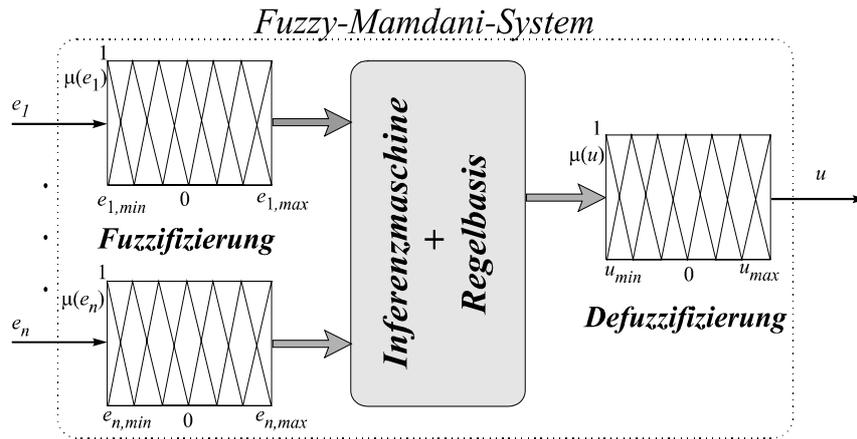
$$R = \{(x, y), \mu_R(x, y) \mid (x, y) \subseteq X \times Y\} \tag{4.5}$$

Hier stellt die Fuzzy-Relation R eine Matrix dar, deren Felder die Werte der Zugehörigkeitsfunktion von μ<sub>R</sub> aufweisen. Für zwei unscharfe Mengen ist die Zugehörigkeitsfunktion der Relation beispielsweise definiert als:

$$\mu_R(x, y) = \text{MIN}(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad \text{mit } x \in A, y \in B \tag{4.6}$$

**4.2 Fuzzy-Mamdani-System**

Dieses Fuzzy-System hat folgende Struktur mit n Eingangsgrößen (e<sub>1</sub>...e<sub>n</sub>), und eine Ausgangsgröße u (Bild 4.5):



**Bild 4.5 :** Allgemeine Struktur eines Fuzzy-Mamdani-Systems

Es wurde erstmals von Mamdani-Assilian /98-99/ entwickelt. Das Herzstück dieser Kategorie stellt die Regelbasis dar, die das qualitative Expertenwissen beinhaltet. Allgemein läßt sich das Expertenwissen, das die Handlungen eines menschlichen Operators zur Prozeßsteuerung widerspiegelt, als ein Satz von unscharfen “*Wenn-Dann-Regeln*“ wie folgt darstellen.

<i>Eingangsraum</i> (Prämisse)	<i>Ausgangsraum</i> (Konklusion)
R1: Wenn $e_1=A_{11}$ und $e_2=A_{12}$ und ... $e_n=A_{1n}$	Dann $u_1=B_1$ ODER
R2: Wenn $e_1=A_{21}$ und $e_2=A_{22}$ und ... $e_n=A_{2n}$	Dann $u_2=B_2$ ODER
⋮	⋮
Rm: Wenn $e_1=A_{m1}$ und $e_2=A_{m2}$ und ... $e_n=A_{mn}$	Dann $u_m=B_m$ ODER

Wobei  $e_n$ ,  $u_m$  als Ein- und Ausgangsgrößen gelten,  $A_{mn}$  und  $B_m$  beschreiben jeweils die linguistischen Fuzzyterme der Ein- und Ausgangsgrößen. Der Ausdruck  $e_i=A_{ij}$  bedeutet den Grad der Zugehörigkeit des Wertes  $e_i$  zu der unscharfen Menge  $A_{ij}$  (Bild 4.6). Somit stellen linguistische Regeln eine parallele Abbildung (Implikation) der Form  $X \Rightarrow Y$  /143/ von Bedingungsteil/Eingangsraum auf Konklusionsteil/Ausgangsraum dar. Nachfolgend werden die einzelnen Komponenten des Mamdani-Fuzzy-Systemes beschrieben.

- **Fuzzifizierung**

Diese Einheit hat die Aufgabe, für den scharfen Eingangssignalswert auf der Basis der vorab festgelegten linguistischen Eingangsvariablen ( $e$ ) und -terme ( $A_i$ ) den Zugehörigkeitsgrad zu ermitteln. Sie läßt sich wie folgt ausdrücken:

$$e \xrightarrow{\text{Fuzzifizieren}} \mu_{A_i}(e) \quad e \in E, \quad i \in N \quad (4.6)$$

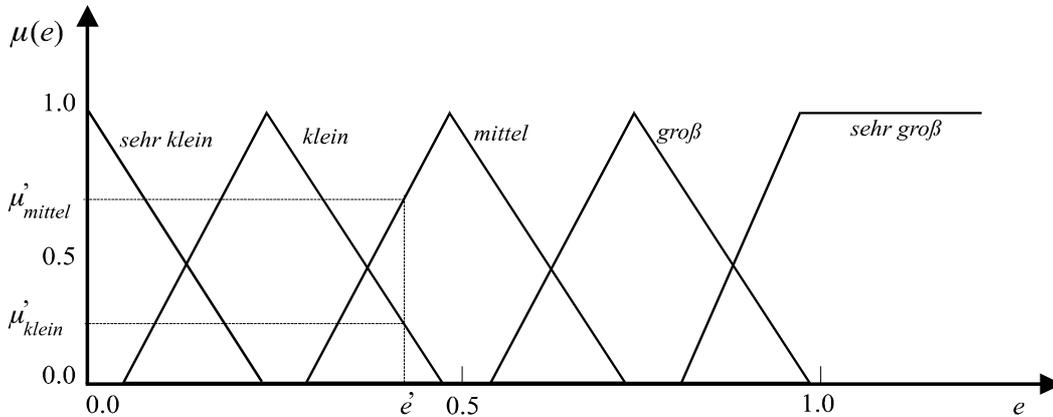
Das Resultat der Fuzzifizierung für einen scharfen Meßwert  $e'$  ist im Bild 4.6 exemplarisch veranschaulicht. Die so vorbereiteten „fuzzifizierten“ Werte werden weiter für das nächste Fuzzyreglerglied, nämlich den Inferenzteil, für die Verarbeitung bereitgestellt.

- **Fuzzy-Inferenz**

Der Inferenzteil hat die Aufgabe, auf der Grundlage der erstellten Regelbasis bzw. Relationsmatrix, die Verknüpfung zwischen Ein- und Ausgangsgrößen des Fuzzy-Systems herzustellen und hierdurch eine unscharfe Ausgangsgröße zu erzeugen. Dabei gilt es eine Festlegung zu

treffen, wie für die Fuzzy-Regelbasis:

Wenn ( $e=A_1$ ) Dann ( $u=U_1$ )  
 ODER Wenn ( $e=A_2$ ) Dann ( $u=U_2$ )  
 ⋮ ⋮  
 ODER Wenn ( $e=A_m$ ) Dann ( $u=U_m$ )



**Bild 4.6 :** Fuzzifizierung von einem scharfen Wert  $e=e'$

Da der Fuzzy-ODER-Operator im Regelfall durch den MAX-Operator realisiert wird, ist nur eine Festlegung für:

Wenn ( $e=A_i$ ) Dann ( $u=U_i$ )  $i=1..n$

zu treffen. Hierfür gibt es eine Vielzahl von Vorschlägen, von denen sich zwei durchgesetzt haben:

1. **MAX-MIN-Operator** (Mamdani,1975)

$$\mu_{A_i \Rightarrow u_i}(e, u) = \text{MIN}(\mu_{A_i}(e), \mu_{u_i}(u)) \tag{4.7}$$

2. **MAX-PROD-Operator.** (Larsen, 1975)

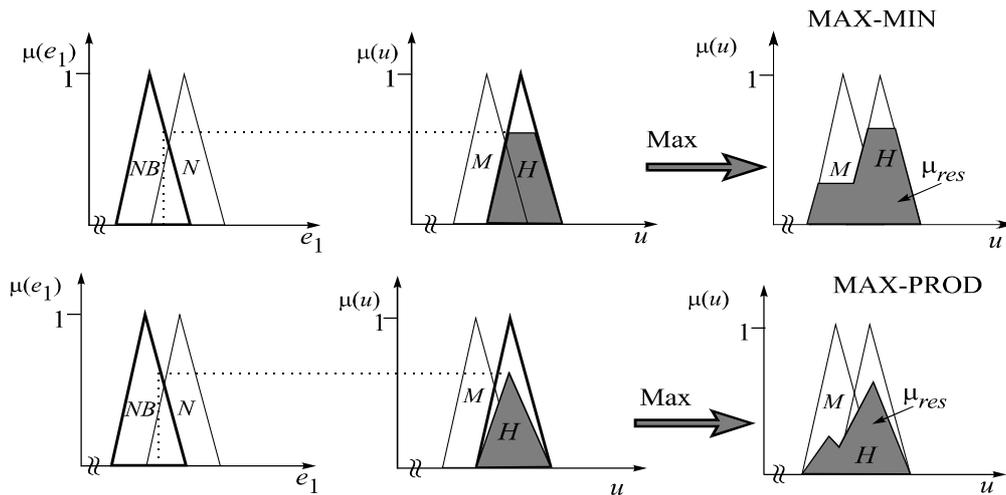
$$\mu_{A_i \Rightarrow u_i}(e, u) = \mu_{A_i}(e) * \mu_{u_i}(u) \tag{4.8}$$

Bild 4.7 zeigt die Ergebnisse der o. g. Fuzzy-Inferenz-Operatoren beispielhaft. In Mamdani-Systemen wird die Inferenzbildung durch den MAX-MIN-Operator realisiert, was zur Vereinfachung dieses Systems führt. Das Resultat dieses Schließens liegt als eine unscharfe Menge vor, die in einen scharfen Wert für die weitere Verarbeitung überführt werden soll.

• **Defuzzifizierung**

Dieser Vorgang entspricht dem Gewinnen eines scharfen Wertes aus einer unscharfen Menge. Aus der Literatur /76-77/ sind verschiedene Methoden bekannt, jedoch nur wenige eignen sich für die Belange der Regelungstechnik. Die wichtigste Methode ist die *Flächenschwerpunkt-Methode* (**Center-of-Gravity** bzw. *Area*), wonach allgemein der Schwerpunkt der resultierenden Fuzzy-Menge /77/ berechnet wird (s. Bild 4.8.a):

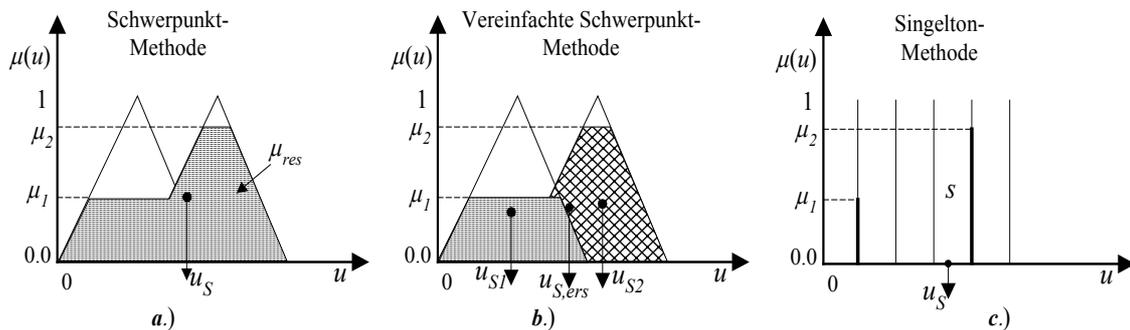
$$u_s = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} u \mu(u) du}{\int_{-\infty}^{+\infty} \mu(u) du}, \quad u_s = \frac{\sum_{i=1}^n u_i \cdot \mu(u_i) \cdot \Delta u}{\sum_{i=1}^n \mu(u_i) \cdot \Delta u} \tag{4.9}$$



**Bild 4.7 :** Beispielhafte Darstellung der Fuzzy-Inferenz-Methoden

Dies gilt sowohl für kontinuierliche als auch diskrete Fuzzy-Mengen. Diese Methode ist wegen ihrer Rechenintensivität für den Einsatz im Regelungsbereich in dieser Form ungeeignet. Aber inzwischen existieren einige Abwandlungen dieser Methode in folgender Form:

- entweder wird die Berechnung des Gesamtschwerpunkts durch Berechnung der Schwerpunkte der einzelnen Ausgangsfuzzy-Mengen (Bild 4.8.b) ersetzt, oder
- die Fuzzy-Ausgangsmengen werden als Singelton (Bild 4.8.c) definiert.



**Bild 4.8 :** Defuzzifizierungsvorgang nach der Schwerpunkt-Methode

Die erste Methode dieser abgewandelten Klasse hat den entscheidenden Nachteil, daß die Schwerpunkte der benachbarten Fuzzy-Mengen mehrfach in die Berechnung eingehen. Das zweite Verfahren hat den Vorteil, daß die Integration in eine gewichtete Summation übergeht, was zur Implementierung einfacher ist als eine numerische Integration. Sie kann als eine gewichtete Mittelwertbildung betrachtet werden, indem durch die Gewichtung der Spielraum für Expertenwissen und -ermessen hineinfließen kann. In dieser Arbeit wird die zweite Kategorie in folgender Form eingesetzt:

$$u_s = \frac{\sum_{i=1}^m \delta_i \cdot u_i}{\sum_{i=1}^m \delta_i} \quad , \text{ mit } \delta = 0 \dots 1. \tag{4.10}$$

Eine weitere Fuzzy-Struktur ist das von Sugeno-Tagaki /124-125/ entwickelte ST-System.

### 4.3 Fuzzy-Sugeno-System

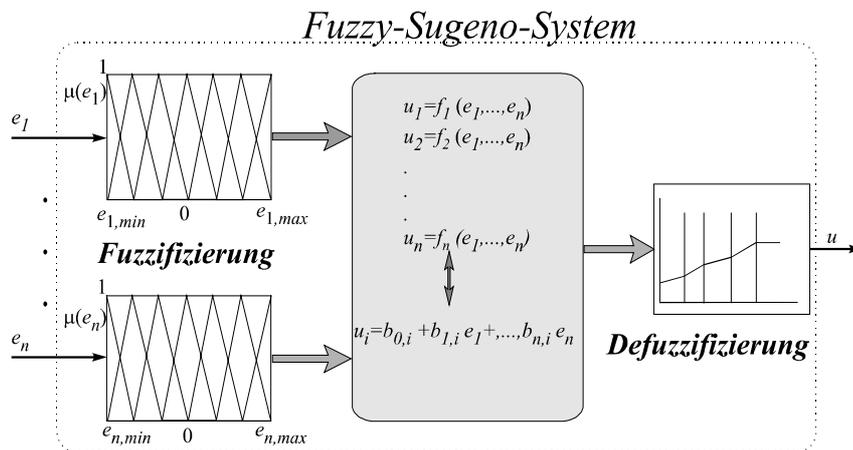
Dieses Fuzzy-System unterscheidet sich von den vorherigen allein in dem Konklusionsteil. Der allgemeine Aufbau dieser Regelbasis nach Sugeno für die  $k$ -te Regel sieht so aus:

$R_k$  : Wenn  $e_1=A_{1k}$  und ... und  $e_n=A_{nk}$  Dann  $u=f_k(e_1,e_2,\dots,e_n),\dots,u_m=f_{ik}(e_1,e_2,\dots,e_n)$

Der Konsequenzteil ( $f_k$ ) ist somit eine numerische Funktion der Reglereingangsgrößen  $e_1.. e_n$ . Wie aus dem Vergleich beider Modelle feststellbar ist, liegt der eigentliche Unterschied im Konklusionsteil, jedoch mit gleichbleibendem Prämissenteil. Der Mamdani-Konklusionsteil besitzt demzufolge einen linguistischen Charakter, wogegen die Sugeno-Methode numerischen Charakter hat. Im Bild (4.9) ist die allgemeine Form der Sugeno-Methode dargestellt. Es besteht die Möglichkeit, für die Konklusion beliebige Funktionen bzw. Ordnungen zu definieren. Am meisten werden lineare Funktionen für eine solche Fuzzy-Regelbasis in der Form:

$$u_k = b_{0,k} + \sum_{i=1}^n b_{i,k} e_i \tag{4.11}$$

mit den konstanten Parametern  $b_{0,k}$  und  $b_{ik}$ , eingesetzt.



**Bild 4.9 :** Struktur des allgemeinen Fuzzy-Sugeno-Systems

Für die Regelung von Antrieben, bei denen meistens P- bzw. PI- Regler zum Einsatz kommen, vereinfacht sich die Gl. (4.11) in folgender Form, wenn für

$n=1 \Rightarrow$  Sugeno- Erster -Ordnung:  $u_k=b_{0,k}+b_{1k} e_1$

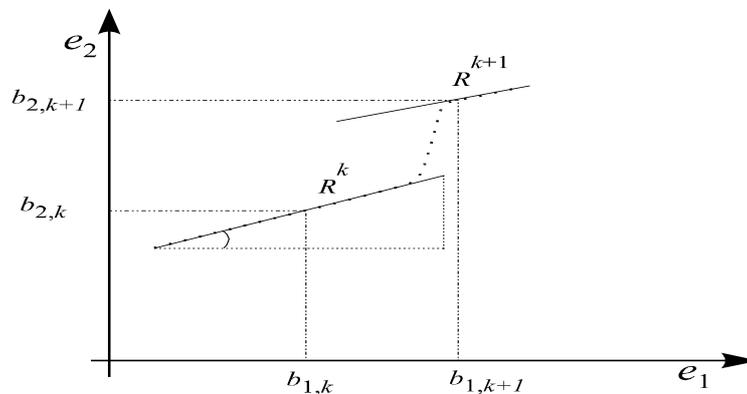
$n=2 \Rightarrow$  Sugeno-Zweiter-Ordnung:  $u_k=b_{0,k}+b_{1k} e_1+ b_{2k} e_2$

gesetzt wird. Die erste Form ist unabhängig von der Eingangsvariablen und repräsentiert P-Verhalten, während Sugeno-Zweiter-Ordnung eine Realisierung des PI-Reglers im klassischen Sinn entspricht. Allgemein kann die Sugeno-Regelbasis als ein Satz von lokalen Reglern, die für verschiedene Situationen eine bestimmte Handlungsregel vorschlägt, betrachtet werden.

$$u' = \frac{\sum_{k=1}^n d_k \left[ b_{0,k} + \sum_{i=1}^n b_{i,k} \cdot e_i \right]}{\sum_{k=1}^n d_k} = \frac{\sum_{k=1}^n d_k \cdot b_{0,k} + \sum_{i=1}^n \left[ \sum_{k=1}^n d_k \cdot b_{i,k} \cdot e_i \right]}{\sum_{k=1}^n d_k} \tag{4.12}$$

$$u' = b'_{0} + \sum_{i=1}^n b'_{i} \cdot e_i$$

Hier fließt auch das Erfahrungswissen der Experten in Form von Gewichtung der Eingangsgrößen durch die Konstanten ein. Im Bild 4.10 ist diese Inferenz-Methode exemplarisch für zwei Eingangsgrößen dargestellt.

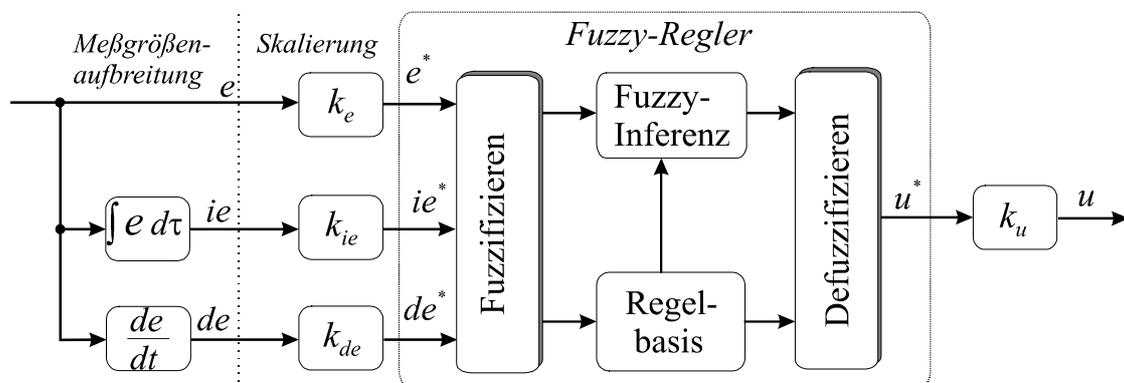


**Bild 4.10:** Sugeno-Inferenz-Methode bei zwei Eingangsgrößen

Mit den beiden Parametern läßt sich die lokale Steigung der Kennlinien beeinflussen. Mit der gewichteten Defuzzifizierung wird anschließend die Ausgangsgröße des Reglers zur Interpolation zwischen den lokalen Reglern berechnet. Im Rahmen dieser Arbeit wird das Sugeno-System 1.Ordnung wegen seiner Vorzüge zum Entwurf des linearen Fuzzy-PI-Reglers eingesetzt. Der größte Nachteil dieser Reglerklasse liegt in der Identifizierung der heuristischen Parameter, die mit wachsender Anzahl der Eingangsgrößen  $E$ , Fuzzy-Termen  $P$  und der Regeln  $R$  sehr schwierig und umfangreich werden.

#### 4.4 Fuzzy-Regler

Zur Konzipierung eines Fuzzy-Reglers wird zuerst der allgemeine Reglerstrukturaufbau erläutert. Im Gegensatz zur klassischen Regelungstechnik wird die Übertragungseigenschaft eines sogenannten *regelbasierten Übertragungssystems* nicht durch mathematisch scharfe funktionale Zusammenhänge zwischen Eingangs- und Ausgangssignale, sondern durch Entscheidungsregeln beschrieben /56, 66/. Somit eignen sich die Fuzzy-Regelsysteme zur Realisierung von Erfahrungsstrategien und zu modellfreien Regelungen.



**Bild 4.11 :** Allgemeine Struktur eines kontinuierlichen Fuzzy-PID-Reglers

Sie sind als statische, mehr-dimensionale, nichtlineare Kennfeldregler ohne Gedächtnis und zeitliche Dynamik aufzufassen /113-114/, wobei die Dynamik im allgemeinen durch die

Zeitglieder im Aufbereitungsmodul vor der eigentlichen Fuzzifizierung der Zustandsgrößen des Prozesses in der Vorverarbeitung der Meßdaten (Bild 4.11) gebildet wird.

Der unscharfe Regler erhält die gemessenen Zustandsgrößen als Eingang und liefert am Ausgang die notwendigen Stellgrößen zur Prozeßsteuerung. Allerdings unterscheidet sich die interne Arbeitsweise dieses Reglers von der eines konventionellen sehr erheblich. Die grundlegende innere Struktur eines Fuzzy -Reglers setzt sich aus folgenden Einheiten zusammen:

I. Fuzzifizierung,

II. Regelbasis,

III. Inferenzmaschine,

IV. Defuzzifizierung,

V. Skalierung, Deskalierung,

VI. Meßgrößenaufbereitung.

Die allgemeine Beschreibung lautet dann:

$$u = f(e) \quad (4.13)$$

Der numerische Wert der Ausgangsgröße  $u'$  ist die defuzzifizierte Fuzzy-Menge von  $u$ , welche durch folgende Beziehung mit  $R$  als Regelbasis und  $o$  Inferenz-Operator gegeben ist.

$$u' = f(e') = defz(u) = defz(\mu(e')_E o R) \quad (4.14)$$

Ein Fuzzy-Regler kann im Prinzip jedes Verhalten nachbilden /130/. Somit ist auch die Nachbildung von linearen Reglern möglich /83, 99/. In vielen verschiedenen Beiträgen wurde die Nachbildung des linearen Fuzzy-Reglern /44-45, 55, 61, 63, 71, 84-92, 94, 96-97, 103, 105, 109, 117, 119, 123, 126, 131, 139/ untersucht. Es können diese Reglertypen als algebraische Gleichung einer Hyper-Ebene beschrieben werden:

$$u = c^T \underline{e} + d = \sum_{i=1}^N c_i e_i + d \quad (4.15)$$

Das Übertragungsverhalten eines Fuzzy-PI-Reglers (FPIR) wird durch seine Kennfläche mit zwei Eingängen  $e$ ,  $Ie$  und dem Ausgang  $u$  dargestellt. Den Vergleich der Struktur eines FPI-Reglers mit der eines „klassischen“ linearen PI-Reglers zeigen folgende Gleichungen. Die diskrete lineare PI-Reglerstruktur ist durch die folgende Gleichung:

$$u(k) = u(k-1) + K_P e(k) + \underbrace{K_I \left[ 1 - \frac{T_{ab}}{T_N} \right]}_{K_I} e(k-1) \quad (4.16)$$

mit den beiden Reglerparametern  $K_P$  und  $K_I$  beschreibbar. Im Gegensatz dazu ist die Gleichung des Sugeno-FPI-Reglers mit 2 Eingangsgrößen in folgender Form gegeben.

$$u' = \frac{\sum_{i=1}^m \min(\mu_{A1i}(e), \mu_{A2i}(Ie)) \cdot (b_{0,i} + b_{1,i} \cdot e + b_{2,i} \cdot Ie)}{\sum_{k=1}^n \min(\mu_{A1i}(e), \mu_{A2i}(Ie))} \quad (4.17)$$

#### 4.4.1 Allgemeiner Entwurfsvorgang

Grundsätzlich setzt sich der Entwurf eines Fuzzy-Reglers aus folgenden charakteristischen Schritten zusammen /145/:

- Bestimmung der Reglerstruktur,
- Wahl der Zugehörigkeitsfunktionen (Form, Wertebereiche),

- *Aufstellen von geeigneten Regeln für die Ein/Ausgangsbeziehungen,*
- *Auswahl der Verknüpfungsoperatoren und*
- *Wahl der Defuzzifizierungsmethode.*

Die genannten Entwurfsschritte können so lange wiederholt werden, bis die bei gewählten Zielkriterien angestrebte Reglergüte erreicht wird. Diesen Vorgang kann man als einen zyklischen Prozeß betrachten, wie er im Flußplan Bild 4.12 schematisiert ist. Ein eleganteres Verfahren zur Gewinnung der geeigneten Fuzzy-Struktur bietet die ANFIS-Methode, die aus den Ein- und Ausgangsdaten eines klassischen Reglers ein Fuzzy-Pendant konstruiert, wobei sich der gesamte Reglerentwurf stark reduziert und die erzielten Ergebnisse als gut zu bewerten sind. Auf die ANFIS-Methode wird im Kap. 6 näher eingegangen. In dieser Arbeit wird diese Methode zur Bestimmung der Reglerparameter angewendet.

#### 4.4.2 Praktische Aspekte

Bei der Realisierung von Fuzzy-Reglern ist der Einsatz von Standard-Hard- und Soft-Ware erwünscht, da nur dann eine einfache Gesamtintegration in größeren Hard- und Soft-Ware-Projekten möglich ist [42, 83, 92, 100]. Während die Kosten der Speziallösungen sehr hoch sind, können hier die häufig verfügbaren Softwareangebote eingesetzt werden. Weil sie jedoch nicht für unscharfe Berechnungen konzipiert sind, kann der Fuzzy-Algorithmus auch „scharf“ (mittels Look up-Tabel) formuliert werden. Ohne vorab zutreffende Vereinfachungen ist für das Fuzzy-System ein hoher Rechenaufwand und viel Speicherplatz notwendig. Durch neue Erkenntnisse kann der Fuzzy-Algorithmus vereinfacht werden, ohne die Leistungsfähigkeit des Fuzzy-Systems wesentlich zu beeinträchtigen. Unter diesen Gesichtspunkten wird die Fuzzy-Berechnung so formuliert, daß eine minimale Rechenzeit bei gleichzeitig minimalem Speicherplatzbedarf erreicht wird.

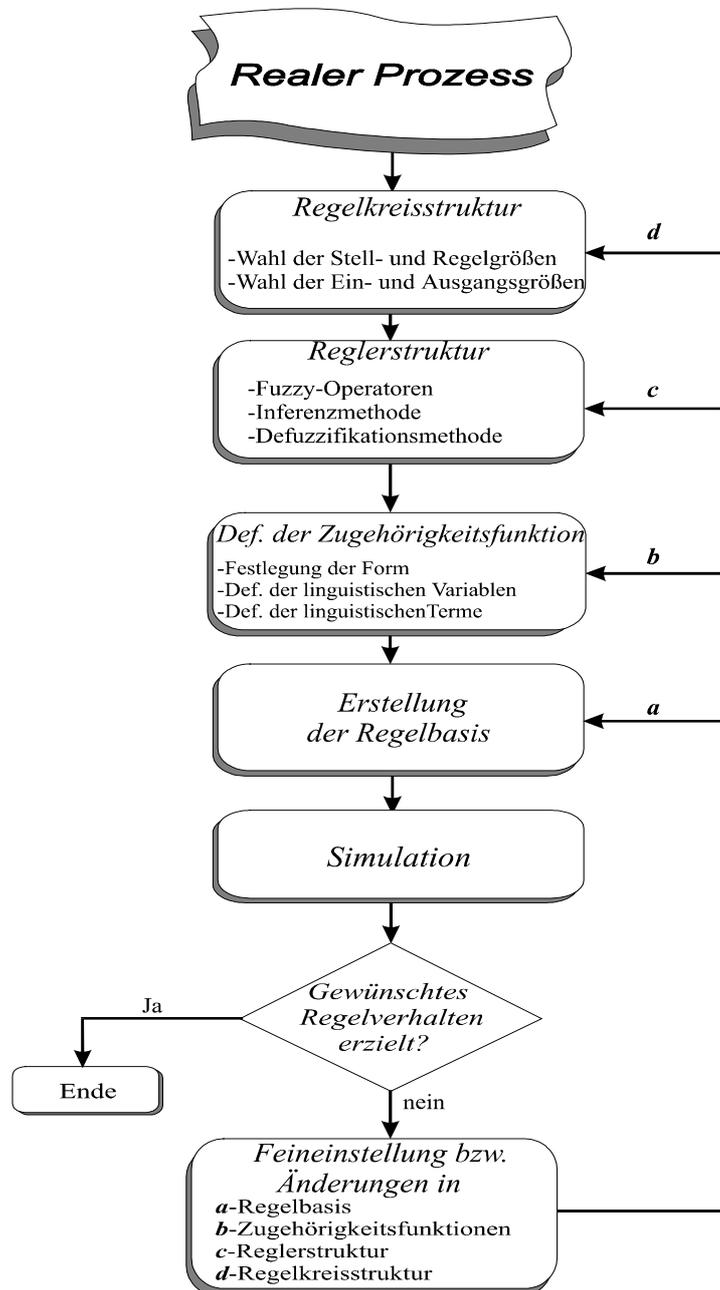
Es gibt zwei grundsätzliche Ansätze:

1. Ein Fuzzy-Regler wird in Form einer „Look-up-Table“ Off-Line realisiert, wobei bei wenigen Eingangsgrößen geringe Soft- und Hard-Ware-Anforderung auftreten. Die Rechenzeit wird minimiert, mit dem Vorteil der einfachen Implementierung und einer sehr schnellen Regelung. Allerdings erhöht sich der erforderliche Speicherbedarf.
2. Die Zugehörigkeitsfunktionen mit linearen Flanken werden für eine On-Line Realisierung eingesetzt, wobei sich der benötigte Speicherplatz gegenüber Ansatz 1 reduziert, aber die Rechenzeit ansteigt.

In der vorliegenden Arbeit wurde das erste Konzept realisiert. Der Speicherbedarf kann nach [129] reduziert werden, indem der PI-Regler als Überlagerung der einzelnen linearen separat berechneten Reglerteile zusammengesetzt wird. Dieses Konzept hat dann einen Vorteil, wenn die Parameter des entsprechenden klassischen Reglers bekannt sind. Dann ist es keine reine Fuzzy-Entwurfsmethode im engeren Sinn, sondern eine Umsetzung der normalen klassischen Regler mit Fuzzy-Algorithmen. Da die Charakteristik der Fuzzy-Regler mehr durch die aufgestellten Regeln geprägt wird, kann die Wahl der Zugehörigkeitsfunktionen-Form als unkritisch und untergeordnet für die Leistungsfähigkeit des Fuzzy-Reglers bewertet werden. Allein seine Platzierung, der Überlappungsgrad ist bei lokaler Nichtlinearität von Bedeutung. Dann kommt die feine Aufteilung der linguistischen Variablen in Termen mit der Anzahl  $P$  in Betracht, die natürlich eine größere Auswirkung auf den Umfang der Regelbasis haben. Abhilfe schafft man mit der Wahl möglichst sinnvoller Terme, z.B. in der Nähe des Arbeitspunktes mit feinerer und für die anderen unkritischen Bereiche mit gröberer Aufteilung. Die Quantisierung der jeweiligen Partionen wird zuerst durch den Meßbereich nach folgender Formel festgelegt:

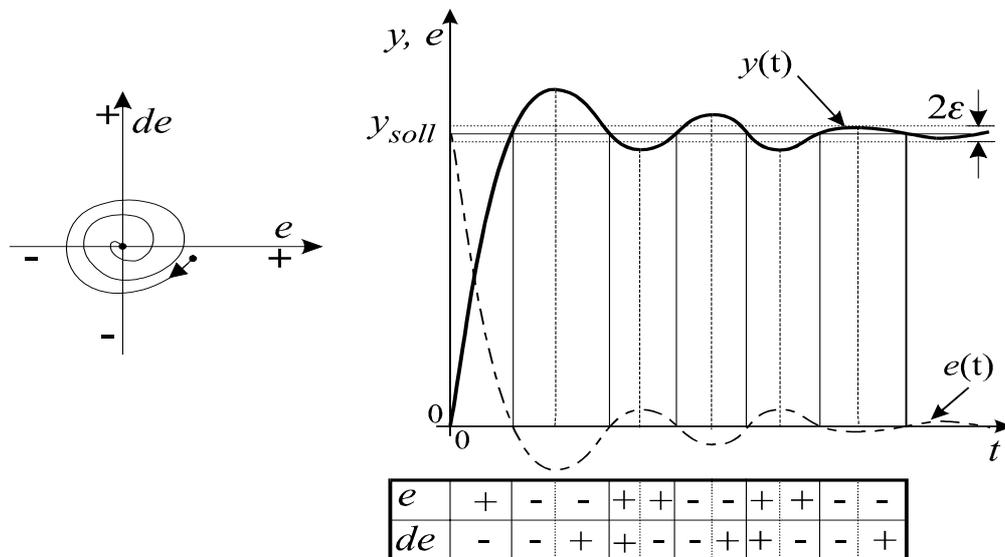
$$L = \frac{X_{max,me\beta} - X_{min,me\beta}}{P} \quad , \text{ mit } P = \text{Anzahl der Fuzzy - Mengen} \quad (4.18)$$

Die Aufstellung der Regeln ist in der Tat der wichtigste Teil vom Fuzzy-Reglerentwurf, der eine besonders genaue Betrachtung und Vorgehensweise verlangt. Erfahrungsgemäß lassen sie sich anhand der gestellten Anforderungen an das gewünschte Führungs- und Störverhalten des Regelkreises aus der Führungsübertragungsfunktion bzw. Phasen-Ebene leicht ableiten.



4.12 : Schematischer Entwurfsvorgang eines Fuzzy-Reglers

Insbesondere Regeln zum gezielten Verändern des Regelverhaltens z. B. zur Reduzierung der Überschwingweite  $M_P$  oder der kürzeren Anstiegszeit  $t_{An}$  können einfließen (Bild 4.13). Dies kann z.B. für ein Fuzzy-System für jeweils drei Fuzzy-Terme für Ein- und Ausgangsgrößen mit 8 Regeln /136/ realisiert werden. Das Inferenzverhalten eines Fuzzy-Reglers ist im wesentlichen durch die Wahl der Operatoren zur Inferenzbildung beeinflussbar.



**Bild 4.13:** Schematischer Entwurf anhand der Sprungantwort bzw. Phasenebene

Es stehen zur Wahl je nach Aufgabenstellung die MAX-MIN- bzw. -PROD-Operatoren zur Verfügung, /56, 75/. Zum Schluß ist die Wahl der verwendeten Defuzzifizierungsmethoden ein wichtiger Punkt, wobei die Verwendung der gewichteten Schwerpunkt-Methode für das Ergebnis nur die Lage der Singeltons beeinflusst. Für alle vorgeschlagenen Vereinfachungen wird die Anzahl der frei wählbaren Freiheitsgrade des Fuzzy-Systems verringert. Dadurch ist die Implementierung mit einer gängigen Hardware und eine effiziente Entwicklung und Reduzierung der Freiheitsgrade beim Entwurf des Fuzzy-Reglers viel einfacher. Am schwierigsten gestaltet sich die Optimierung der entworfenen Fuzzy-Regler. Sie beansprucht die meiste Entwicklungszeit, wenn sie durch individuelle Verschiebung jeder ZGF bzw. Änderung der Regelbasis vonstatten gehen soll. Die Entwicklungen auf dem Gebiet von Neuro-Fuzzy gestatten eine schnellere Off-line-Optimierung mit verschiedenartigen Ansätzen wie *NEFCON*. Das Verfahren und dessen Eigenschaften wird im Kapitel 6 vorgestellt. Zum Entwurf eines Fuzzy-Reglers ist grundsätzlich eine ebenso sorgfältige Systemanalyse notwendig, wie bei einem konventionellen Regler.

## 5 REGELUNGSSTRUKTUR DES ASYNCHRONMOTORS

Im diesem Abschnitt wird der Reglerentwurf der entkoppelten, linearen Asynchronmaschine für eine feldorientierte Kaskaden-Regelung vorgestellt, wobei das folgende Gleichungssystem als Grundlage zum Entwurf dient:

$$\begin{aligned}
 G_{isd,q}(s) &= \frac{i_{sd}}{u_{sd,q}^{lin}} = \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{1}{\sigma T_s s + 1} \\
 G_{imRd}(s) &= \frac{i_{mRd}}{i_{sd}} = \frac{1}{T_R s + 1} \\
 G_\omega(s) &= \frac{1}{T_\omega s}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

In Gl. (5.1) repräsentieren  $\sigma$  die Gesamtstreuiziffer und  $T_s$ ,  $T_R$  jeweils die Ständer- und Rotorzeitkonstante,  $T_\omega$  die Anlaufzeitkonstante. Das Bild 5.1 zeigt die Struktur des linearisierten, entkoppelten Asynchronmotorregelkreises. Die ASM stellt aus der Sicht der modernen Regelungstechnik eine Mehrgrößenregelstrecke dar, deren Regelung vorzüglich durch eine Kaskaden-Reglerstruktur durchführbar ist. Sie eignet sich für Mehrgrößenregelungszwecke aufgrund ihrer einfachen, übersichtlichen Aufbau und durch die leichte stufenweise Inbetriebnahme. Sie wird in einer Vielzahl von Regelungsaufgaben erfolgreich eingesetzt [21-22, 25-34]. Diese Reglerstruktur wird im Hinblick auf die Implementierung der feldorientierten Regelung vorgestellt, wobei sie später durch Fuzzy-Regler ersetzt wird.

### 5.1 Struktur der Kaskadenregelung

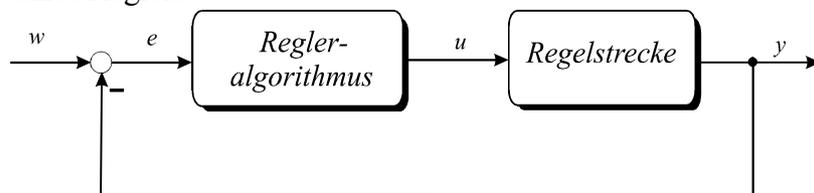
Die Kaskadenregelung weist ein deutlich besseres dynamisches Gesamtverhalten [14] auf als der einschleifige Regelkreis. Zum Reglerentwurf wird angesichts der Abtastzeit von  $T_{ab}=320\mu s$ , die sehr viel kleiner ist als die kleinste Systemzeitkonstante ( $T_s=277ms$ ), die behandelte Regelstrecke als quasi analog [9] angesehen. Dadurch kann die Dimensionierung der Regler nach den bekannten zeitkontinuierlichen Methoden erfolgen. Es eignen sich folgende Zustandsgrößen am besten für die Kaskadenregelung:

*d*-Pfad  $\Rightarrow$  überlagerter Fluß  $i_{mRd}$ , unterlagerter Stromregelkreis  $i_{sd}$

*q*-Pfad  $\Rightarrow$  überlagerte Drehzahl  $\omega_m$ , unterlagerter Stromregelkreis  $i_{sq}$ .

Nach Festlegen der Reglerstruktur wird das Reglergesetz für die lineare Strecke vorgestellt.

Das Ziel des Reglergesetzes (Bild 5.2) besteht in einer allgemeinen Zuordnung von Ein- und Ausgangsgröße eines Reglers.

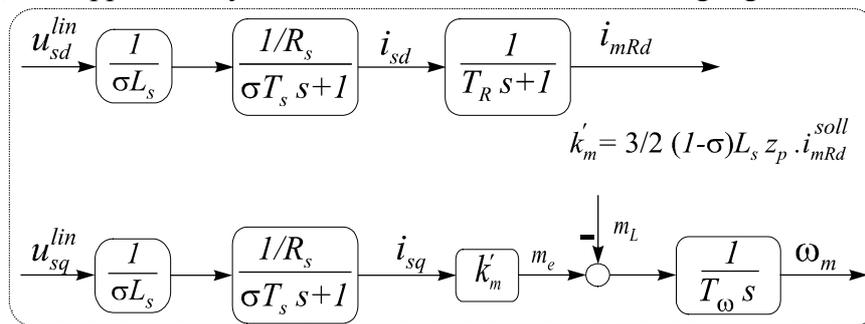


**Bild 5.2:** Allgemeines Flußdiagramm einer SISO-Regelstruktur

Es ist ein analytischer Zusammenhang zwischen diesen Signalen herzustellen, der das Verhalten in gesamten Arbeitsbereich beschreibt. Das allgemeine Übertragungsverhalten vom PI-Regler eines SISO-Systems nach [14] läßt sich durch die folgenden Gleichungen für den kontinuierlichen Fall:



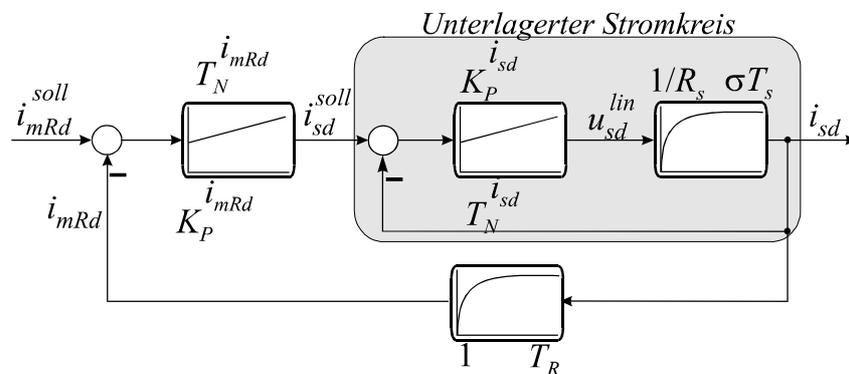
wünschten Gesamtverhaltens der Regelkreise festgelegt. Bild 5.3 zeigt die Gesamtstruktur der linearisierten, entkoppelten Asynchronmaschine ohne Berücksichtigung der Reibung.



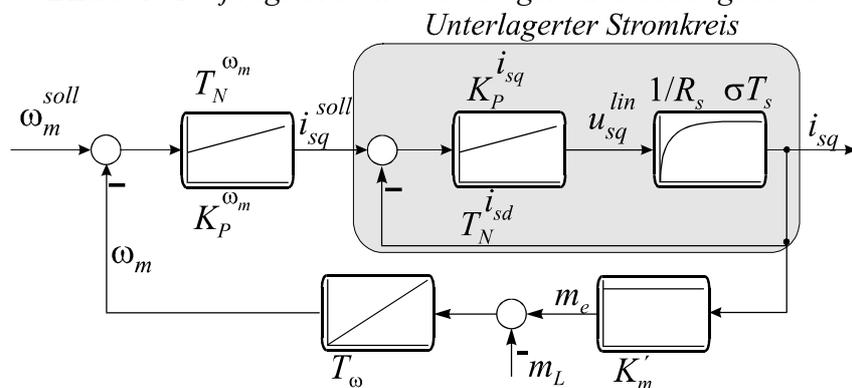
**Bild 5.3 :** Entkoppelte, linearisierte Struktur der Asynchronmaschine im Drehfeldsystem

### 5.2 Entwurf der Kaskadenregelung

Der Regler des kaskadierten Fluß- und Drehzahlregelkreises wird getrennt entworfen. Die Auslegung und die Darstellung erfolgen möglichst allgemein. Für die spätere Simulation werden die Daten der Asynchronmaschine gemäß Anhang A1 zugrundegelegt. Mit Hilfe der Frequenzgänge der offenen bzw. geschlossenen Regelkreise wird die Stabilität untersucht. Wie aus dem Bild 5.3 zu entnehmen ist, besitzt der linearisierte, entkoppelte Asynchronmotor zwei unabhängige Regelkreise nämlich Fluß und Drehzahl. Die vereinfachte kaskadierte Regelung der beiden Regelkreise ist in den Bilder 5.4-5.5 zusammengefaßt. Der Flußregelkreis setzt sich aus dem unterlagerten Strom- und  $i_{mRd}$ -Regelkreis zusammen und der zweistufige  $i_{sq}$ -Stromregler und Drehzahlregler bildet den Drehzahlregelkreis.



**Bild 5.4:** Flußregelkreis mit unterlagertem Stromregelkreis



**Bild 5.5:** Drehzahlregelkreis mit unterlagertem Stromregelkreis

- **Unterlagerte Stromregelkreise**

Besonderes Augenmerk erfordern die Stromregelkreise, die als innere Schleife möglichst schnell arbeiten müssen, d.h. die unterlagerte Stromregelung soll eine verzögerungsfreie Einprägung des Ständerstroms bereitstellen, um eine dynamisch hochwertige Drehzahlregelung zu ermöglichen. Die benötigten Stromsollwerte  $i_{sd}^{soll}$ ,  $i_{sq}^{soll}$  der unterlagerten Kreise werden von überlagerten Regelkreisen also Fluß- und Drehzahlregler gebildet. Zur Bildung der Regelabweichung werden die Istwerte anhand der Rotorspannungsgleichung aus dem Flußmodell berechnet. Der komplette Reglerentwurf wird im Laplace-Bereich durchgeführt und anschließend durch die Diskretisierung der Reglerdifferenzgleichungen zur Überführung auf den Digital-Rechner bearbeitet. Durch den Vergleich der beiden entkoppelten Regelkreise wird ersichtlich, daß die beiden Stromregelkreise völlig identisch aufgebaut sind. Somit erfolgt für sie eine nahezu gleiche Reglerauslegung. Die Übertragungsfunktion der offenen Stromregelstrecke läßt sich im Laplace-Bereich wie folgt ausdrücken:

$$G_{isd,q}(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{T_s \sigma s + 1}} = \frac{k_s}{T_{s,Er} s + 1} \quad \text{mit } T_{s,Er} = T_s \sigma, \quad k_s = \frac{1}{R_s} \quad (5.4)$$

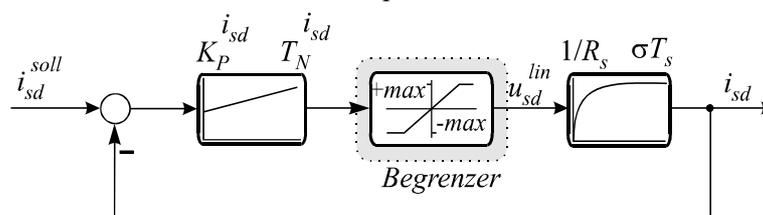
mit  $T_{s,Er}$  als Ersatzzeitkonstante und  $k_s$  als Streckenverstärkung. Mit der Wahl von  $T_N = T_{s,Er}$  vereinfacht sich die *PI*-Reglerstruktur der beiden Stromregelkreise und es reduziert sich der Reglerfreiheitsgrad auf die Festlegung des frei wählbaren Verstärkungsfaktors.

- **d-Pfadregler**

- **$i_{sd}$ -Regelkreis**

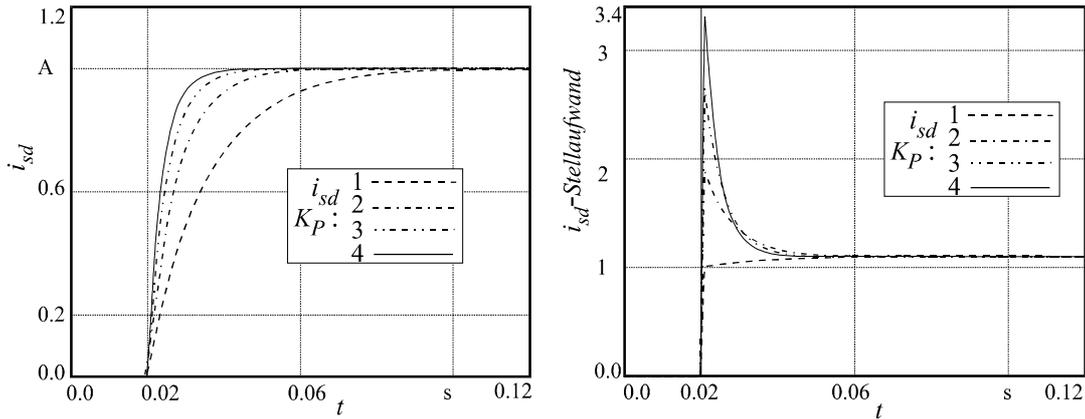
Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises mit zusätzlicher Begrenzung des Reglers auf den maximalen Strom sieht wie folgt aus (Bild 5.6) :

$$H_{isd}(s) = \frac{1}{T_{Er}^d s + 1} \quad , \quad \text{mit } T_{Er}^d = \frac{\sigma L_s}{k_p^{i_{sd}}} \quad (5.5)$$



**Bild 5.6 :** Struktur des  $i_{sd}$ -Regelkreises mit Stellgrößenbeschränkung

Der Querstromregelkreis stellt also ein Verzögerungsglied erster Ordnung dar mit einer von der Verstärkung  $K_p^{i_{sd}}$  abhängigen Ersatzzeitkonstanten. In Bild 5.7 sind die Sprungantworten und der Stellgrößenaufwand des geschlossenen  $i_{sd}$ -Regelkreises für verschiedene Verstärkungsfaktoren  $K_p^{i_{sd}}$  dargestellt. Man sieht, daß bei großen Verstärkungsfaktoren der dynamische Übergang schneller wird und der Stellaufwand proportional ansteigt. Es soll nun in Abhängigkeit von der zur Verfügung stehenden Stellspannung und unter Einhaltung der Systemstabilität die Verstärkung  $K_p^{i_{sd}}$  ausgelegt werden. In Tabelle 1 im Anhang A2 sind die berechneten Ersatzzeitkonstanten für verschiedene Reglerverstärkungsfaktoren zusammengestellt.



**Bild 5.7:** Sprungantwort und Stellgrößenaufwand des  $i_{sd}$ -Stromregelkreises

### – Magnetisierungsregelkreis

Die Übertragungsfunktion des offenen Flußregelkreises setzt sich aus dem mathematischen Modell der Flußregelstrecke und dem unterlagerten  $i_{sd}$ -Regelkreis nach Gl.(5.1) zusammen:

$$G_{ges}^{imRd}(s) = H_{isd}(s) \cdot G_{imRd}(s) = \frac{1}{T_R s + 1} \cdot \frac{1}{T_{Er}^d s + 1} \quad (5.6)$$

Der  $i_{mRd}$ -Regler bildet im Flußregelkreis die äußerste Regelschleife, für dessen Entwurf die Methode des Dämpfungsoptimums (DO-Verfahren) /11, 18/ herangezogen wird, wodurch sich folgende Gleichungen für den Verstärkungsfaktor  $K_p^{imRd}$  und die Nachstellzeit  $T_N^{imRd}$  ergeben:

$$K_p^{imRd} = \frac{T_R^2 + T_{Er}^{d2}}{2 \cdot T_{Er}^d \cdot T_R}, \quad \text{und} \quad T_N^{imRd} = \frac{4 \cdot T_{Er}^d \cdot T_R \cdot (T_R^2 + T_{Er}^{d2})}{(T_R + T_{Er}^d)^3} \quad (5.7)$$

In der Tabelle 2 (Anhang A2) sind die Reglerparameter in Abhängigkeit vom Verstärkungsfaktor  $K_p^{isd}$  zusammengestellt. Die Führungsübertragungsfunktion des Magnetisierungsstromregelkreises lautet dann:

$$H_{ges}^{imRd}(s) = \frac{b_0 s + 1}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1} \quad (5.8)$$

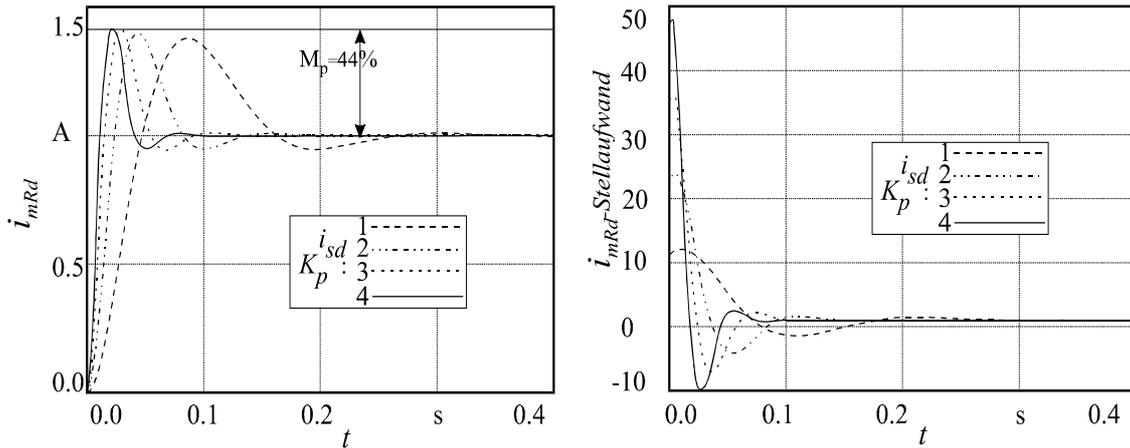
mit:  $a_1 = T_{sys} = \frac{4 \cdot T_R \cdot T_{Er}^d}{(T_R + T_{Er}^d)}$ ,  $a_2 = \frac{1}{2} \cdot T_{sys}^2$ ,  $a_3 = \frac{1}{8} \cdot T_{sys}^3$ ,  $b_0 = T_N^{imRd}$

Im Bild 5.8 sind die Sprungantwort und der Stellgrößenaufwand des Flußregelkreises in Abhängigkeit von  $K_p^{isd}$  dargestellt.

### • q-Strompfad

#### – $i_{sq}$ -Regelkreis

Die beiden d-, q-Stromregelkreise unterscheiden sich, wie erwähnt, nur durch den frei wählbaren Verstärkungsfaktor, wobei die Nachstellzeit  $T_N^{isq} = T_{s,Er}^{isq}$  unverändert bleibt. Es wird nun in Abhängigkeit des gewünschten Gesamtverhaltens und der Stellspannung der Verstärkungsfaktor  $K_p^{isq}$  festgelegt.



**Bild 5.8 :** Sprungantwort, Stellgrößenaufwand des  $i_{mRd}$ -Regelkreises

### -Drehzahlregelkreis

Die Übertragungsfunktion des Drehzahlregelkreises ergibt sich aus dem mathematischen Modell der Regelstrecke nach Gl.(5.1) mit folgenden Annahmen für die dem Stromregelkreis überlagerte Drehzahlregelstrecke:

- konstanter Magnetisierungsstrom  $i_{mRd} = \text{konst.}$ ,
- keine eingreifende Störgröße  $m_L = 0$ .

Dies führt zu folgender Übertragungsfunktion ohne Berücksichtigung der Reibung :

$$F_{\omega}^{lin}(s) = H_{isq}^{lin}(s) \cdot G_{\omega}(s) = \frac{k'_m}{T_{\omega} s} \cdot \frac{1}{T_{Er}^q s + 1} \quad (5.9)$$

$$\text{mit: } T_{\omega} = \frac{J}{z_p}, \quad k'_m = 3 / 2 z_p (1 - \sigma) L_s \cdot i_{mRd}^{soll}$$

Der Reglerentwurf des Drehzahlregelkreises erfolgt nach dem DO-Verfahren, wobei sich die Reglerparameter nach folgendem Schema berechnen lassen:

$$k_{\omega}^P = \frac{T_{\omega}}{2 \cdot T_{Er}^q}, \quad \text{und } T_{\omega}^N = 4 \cdot T_{Er}^q \quad (5.10)$$

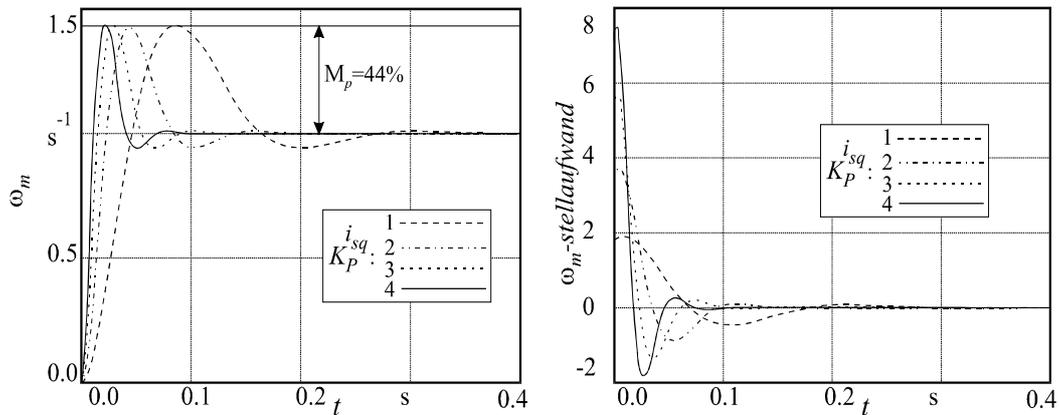
Dann sieht die Führungsübertragungsfunktion wie folgt aus:

$$H_{ges}^{\omega}(s) = \frac{b_0 s + 1}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1} \quad (5.11)$$

$$\text{mit: } a_1 = T_{sys} = 4 \cdot T_{Er}^q, \quad a_2 = \frac{1}{2} \cdot T_{sys}^2, \quad a_3 = \frac{1}{8} \cdot T_{sys}^3, \quad b_0 = 4 \cdot T_{Er}^q$$

In der Tabelle 3- 4 im Anhang A2 sind die berechneten Reglerparameter und die Pol- und Nullstellen des geschlossenen Drehzahlregelkreises in Bezug auf  $K_p^{isq}$ -Werte wiedergegeben. Im Bild 5.10 sind die Sprungantwort und der Stellgrößenaufwand des Drehzahlregelkreises in Abhängigkeit von  $K_p^{isq}$  dargestellt. Die beiden Führungsübertragungsfunktionen des überlagerten Fluß- und Drehzahlregelkreises besitzen je eine Nullstelle, die einen schnellen Eingriff der Strecke auf einen Sprung bedeuten und weisen eine Überschwingamplitude von ca. 40% auf, die mit einem erhöhten Stellgrößenaufwand begleitet wird (s. Bild 5.8, 5.9, 5.10). Daher ist es notwendig dieses Verhalten mit Hilfe eines geeigneten Vorfilters zu unterbinden. Die Bilder 5.11-5.12 zeigen die Sprungantwort der sollwertgeglätteten Regelkreise in Abhängigkeit von der Vorfilterzeitkonstanten mit  $T_{vor}$  als Parameter. In beiden Fällen halbiert sich der

Stellgrößenaufwand, der mit einer Reduzierung der Überschwingamplitude auf 8% einhergeht. Das charakteristische Führungsverhalten der der beiden überlagerten Regelkreise ist identisch und weist ohne Sollwertglättung ein dominierendes Polpaar-Verhalten auf.

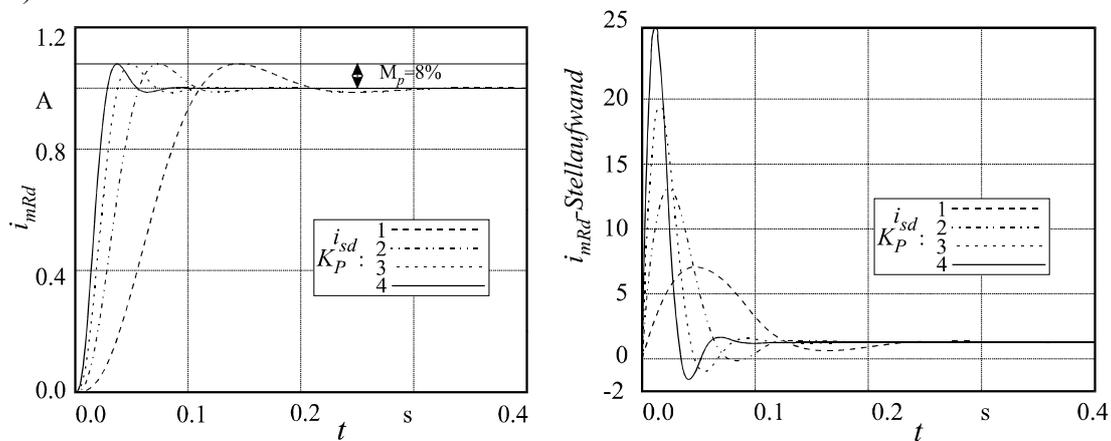


**Bild 5.10 :** Sprungantwort, Stellgrößenaufwand des  $\omega_m$ -Regelkreises

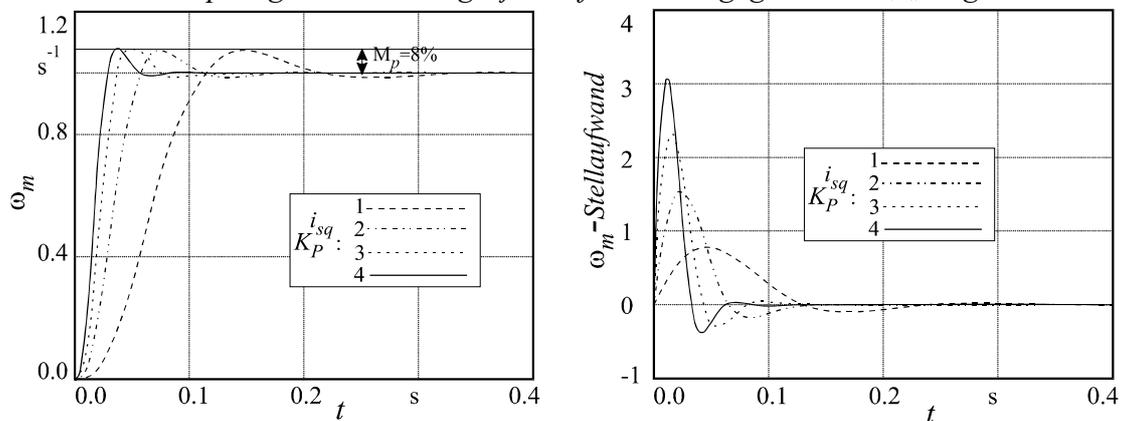
Nach Kompensation des Zählerpolynoms durch das vorgeschaltete Vorfilter besitzen sie drei Polstellen gemäß:

$$N(s) = \left[ s + \frac{2}{T} \right] \cdot \left[ s + \left( \frac{1}{T} + j \frac{\sqrt{1-D^2}}{T \cdot D} \right) \right] \cdot \left[ s + \left( \frac{1}{T} - j \frac{\sqrt{1-D^2}}{T \cdot D} \right) \right] \quad (5.12)$$

In diesem Fall wird das Führungsverhalten durch das konjugiert komplexe Polpaar (s. Tab. 2, in A2) bestimmt.



**Bild 5.11 :** Sprungantwort, Stellgrößenaufwand des geglätteten  $i_{mRd}$ -Regelkreises



**Bild 5.12 :** Sprungantwort, Stellgrößenaufwand des geglätteten  $\omega_m$ -Regelkreises

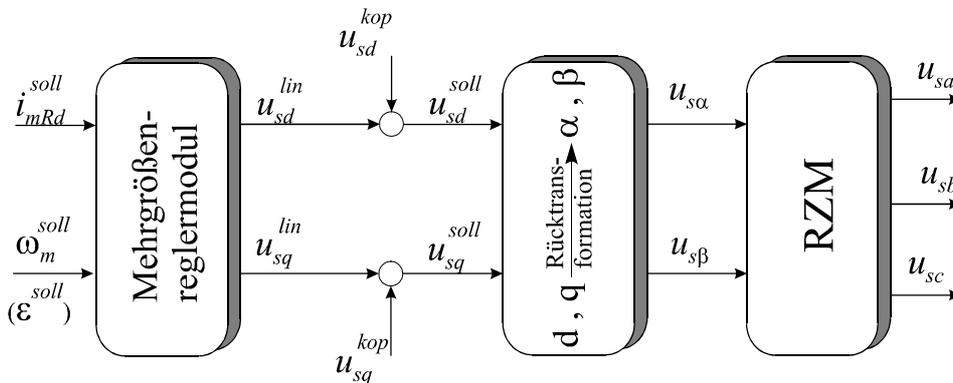
Bei Stellgrößenbegrenzung am PI-Regler verschlechtert sich das dynamische Regelkreisverhalten. Wegen dieser Restriktion werden alle PI-Regler mit einer *Anti-Reset-Windup*-Schaltung ergänzt, was nach /10/ bei stellgrößenbeschränkten Regelkreisen zu einer Verbesserung des dynamischen Verhaltens beiträgt.

### – Spannungsaufbereitung

Die Ausgänge der beiden Stromregler  $u_{sd}^{lin}$ ,  $u_{sq}^{lin}$  werden durch Addition der jeweiligen Kopplenspannungen  $u_{sd}^{kop}$ ,  $u_{sq}^{kop}$  zu den Spannungssollwerten  $u_{sd}^{soll}$  und  $u_{sq}^{soll}$  ergänzt. Sie bilden dann die Spannungs-Sollwerte, aus denen nach Koordinatentransformation im Ständerbezugsystem zur Generierung der drei Wechselspannungs-Sollwerte für den Wechselrichter und Einprägung die Strangspannungen gewonnen werden. Die Transformation erfolgt in einem zwei-phasigen System durch Phasenaufspaltung gemäß:

$$\begin{aligned} u_{sa} &= u_{s\alpha} \\ u_{sb} &= -\frac{1}{2}u_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{s\beta} \\ u_{sc} &= -\frac{1}{2}u_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{s\beta} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Aus Gl. (5.13) können die Spannungs-Sollwerte des Drehstromsystems berechnet werden. Das Bild 5.13 zeigt diesen Spannungsaufbereitungsmodul im Schema.



**Bild 5.13 :** Struktur der Aufbereitung der einzuprägenden Strangspannungen

### 5.3 Struktur der Fuzzy-Regler

Nach der allgemeinen Definition des Fuzzy-Reglers in Kap. 4 wird jetzt die Struktur des FPI-Reglers, mit zwei Eingängen und einem Ausgang betrachtet. In allgemeinen Fall kann man diesen Reglertyp als algebraische Gleichung einer Kennfeldfläche beschreiben:

$$y = c^T \underline{e} + d = \sum_{i=1}^2 c_i e_i + d \quad (5.14)$$

dessen Struktur im Bild 5.14 dargestellt ist. Die Skalierungsfaktoren  $K_e$ ,  $K_I$ ,  $K_U$  dienen zur Anpassung des FPI-Reglers an die jeweiligen Strecken, so daß eine aufwendige Umstrukturierung des Fuzzy-Reglers vermieden wird.

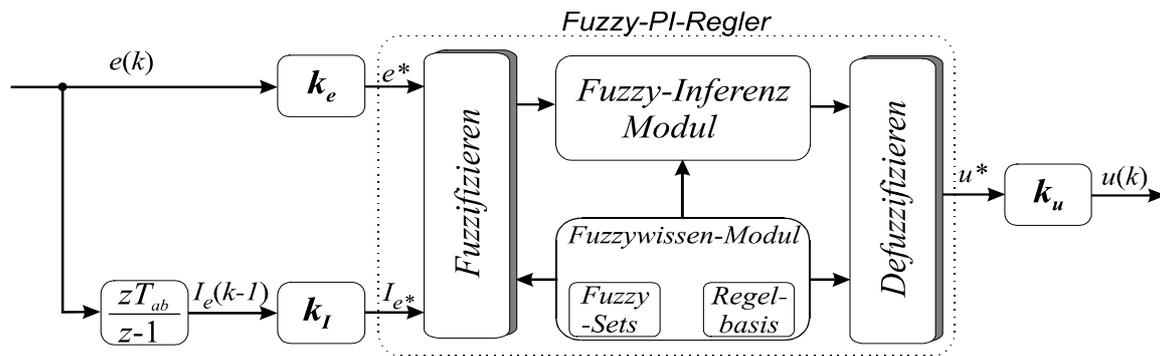


Bild 5.14: Struktur eines diskreten linearen FPI-Reglers

## 5.4 Entwurf von Fuzzy-Kaskadenregelung

In diesem Abschnitt wird der Fuzzy-Kaskadenregler vorgestellt. Das Ziel ist der Vergleich der beiden Verfahren zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit von Fuzzy-Reglern im Hinblick auf Entwurfsaufwand und erzielbare Regelergebnisse z.B. Robustheit gegenüber Parameterschwankungen der Regelstrecken. Die gesamten Kaskaden-FPIR werden off-line nach der Look up-Table-Methode berechnet, die die Stellgrößenwerte  $u_i$  für ausgewählte Eingangsgrößenwerte (Stützstellen)  $e$ ,  $I_e$  enthält und anschließend nach Überprüfung das geforderte Übertragungsverhalten implementiert wird. Zum Entwurf wird das Sugeno-System zweiter Ordnung gewählt und als Inferenz-Operator der PROD-Operator eingesetzt. Die Defuzzifizierung wird durch eine gewichtete diskrete Schwerpunkt-Methode realisiert. Das Eingangsfuzzy-system enthält jeweils fünf Terme mit folgenden festgelegten Prädikaten „-2, -1, 0, 1, 2“. Das Bild 5.15 stellt diese Eingangsfuzzy-Mengen dar.

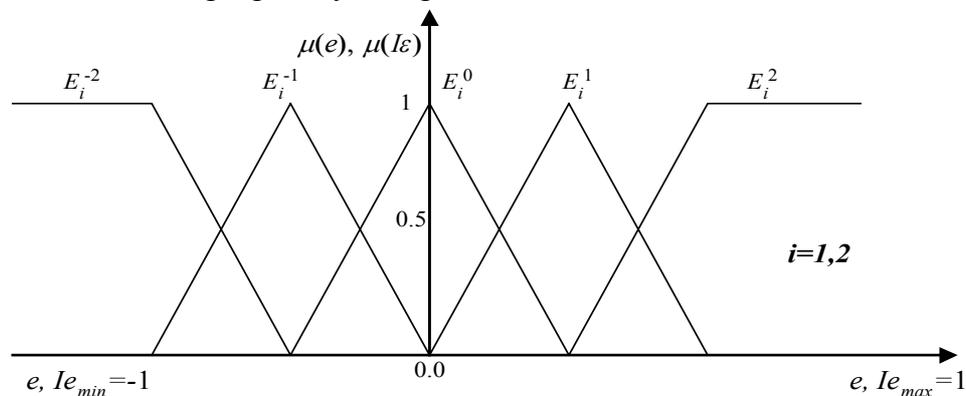
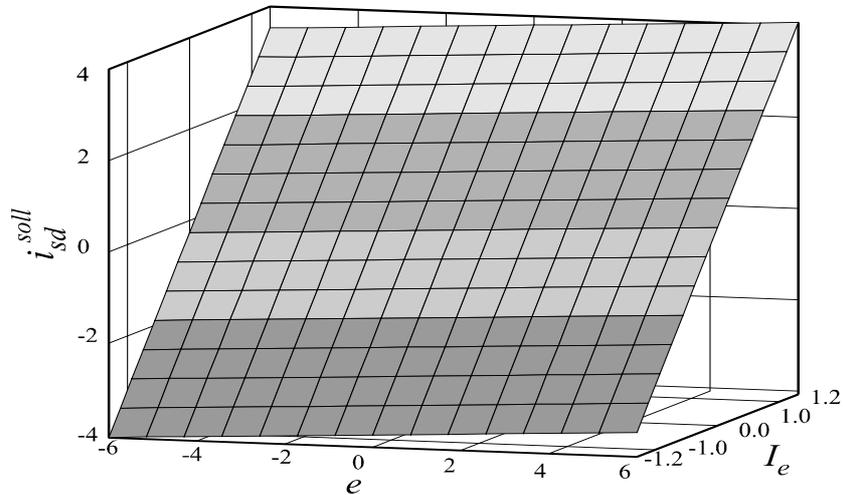


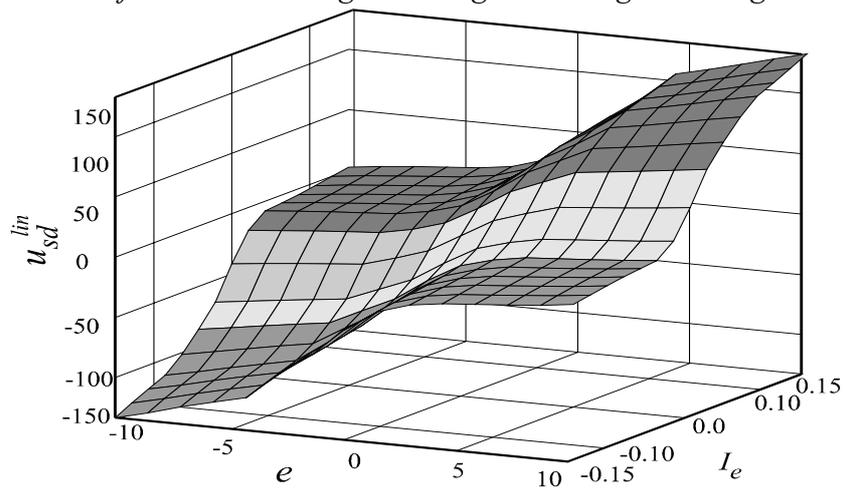
Bild 5.15: Eingangsfuzzy-Mengen der Regelabweichung und deren Integral

Die Bilder 5.16-5.19 stellen die Kennfelder der jeweiligen d- und q-Pfadregler dar. Da das charakteristische Verhalten der überlagerten Regelkreise durch das Vorfilter dominiert wird, kann kaum eine Verbesserung durch eine nichtlineare FPI-Reglerstruktur erreicht werden. Aus diesem Grund wird auf Ersetzen der überlagerten PI-Regler durch ein Fuzzy-Pendant verzichtet. Für die beiden unterlagerten Stromregelkreise wird weiterhin FPI-Regler mit lokalem nichtlinearem Regelverhalten eingesetzt. Eine Stabilitätsuntersuchung der beiden Reglerklassen gestaltet sich sehr schwierig. Es wird die Untersuchung mit Hilfe der Ansätze aus der „Theorie der Nichtlinearen-Systeme“ herangezogen /113, 115/. Es werden für den konventionellen PI-Regler des überlagerten Fluß- und Drehzahlregelkreises mit und ohne Vorfilter folgende Bode-Diagramme berechnet, die in den Bildern 5.20-21 dargestellt sind. Der geschlossenen Fluß-Regelkreis hat den Charakter eines Verzögerungsgliedes zweiter Ordnung mit einer

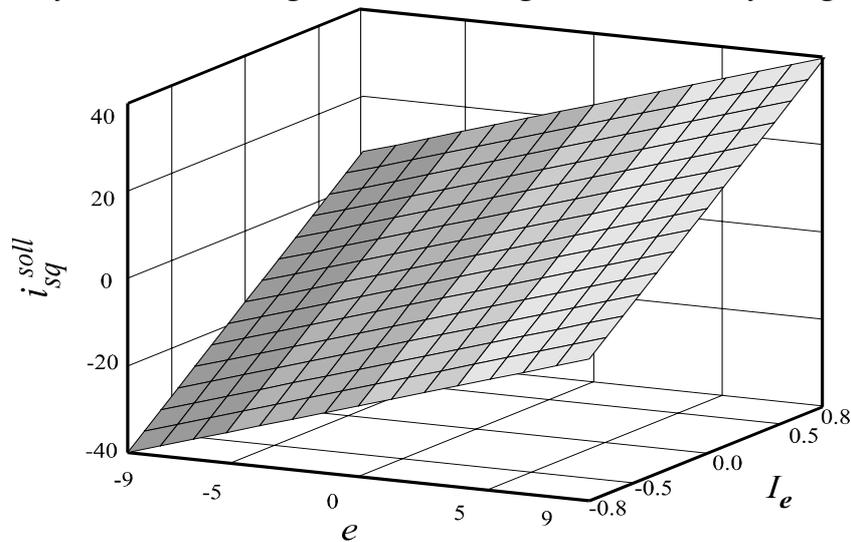
Dämpfung von  $D=0.5$ . Die vorgefilterte Führungsübertragungsfunktion ohne Näherung besitzt dagegen die dritte Ordnung. Die obigen Aussagen über den Amplituden- und Phasengang treffen auch bei dem Drehzahlregelkreis uneingeschränkt zu, da die Regelstrecke fast das identische Verhalten aufweist.



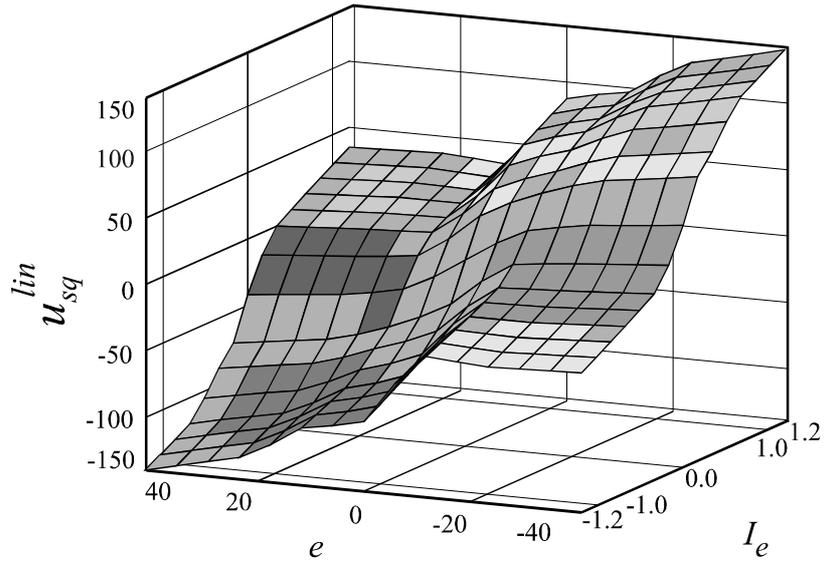
5.16: Kennfelder des überlagerten Magnetisierungsstrom-Regelkreises



5.17: Kennfelder des unterlagerten  $i_{sd}$ -Stromregelkreises der d-Pfadregelstrecke



5.18: Kennfelder des überlagerten Drehzahl-Regelkreises



5.19: Kennfelder des unterlagerten  $i_{sq}$ -Stromregelkreises der  $q$ -Pfadregelstrecke

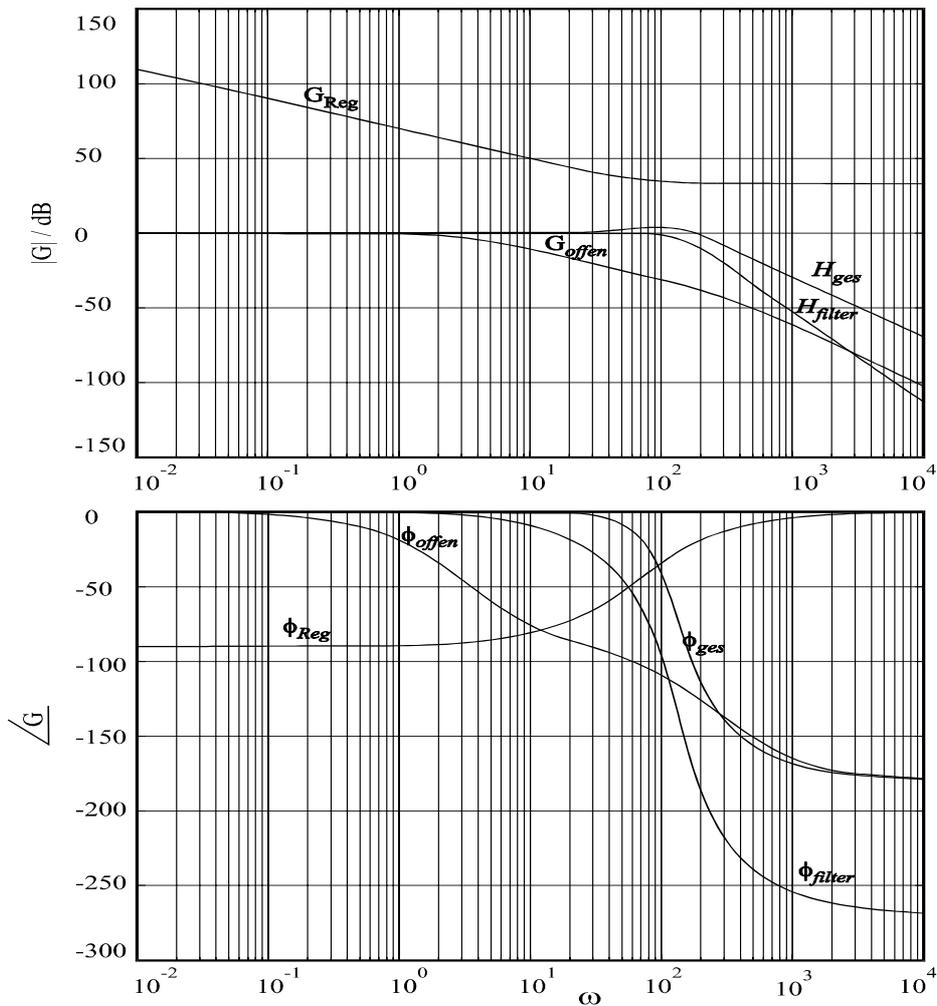
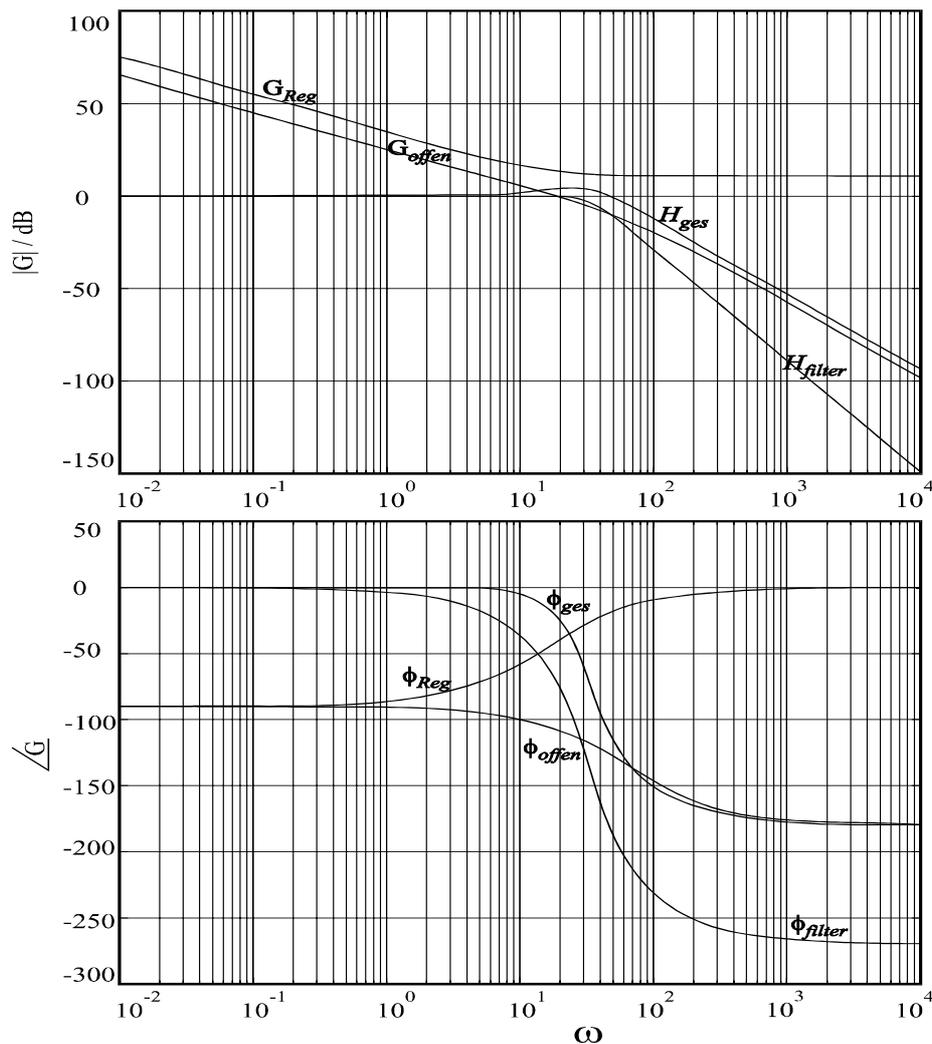


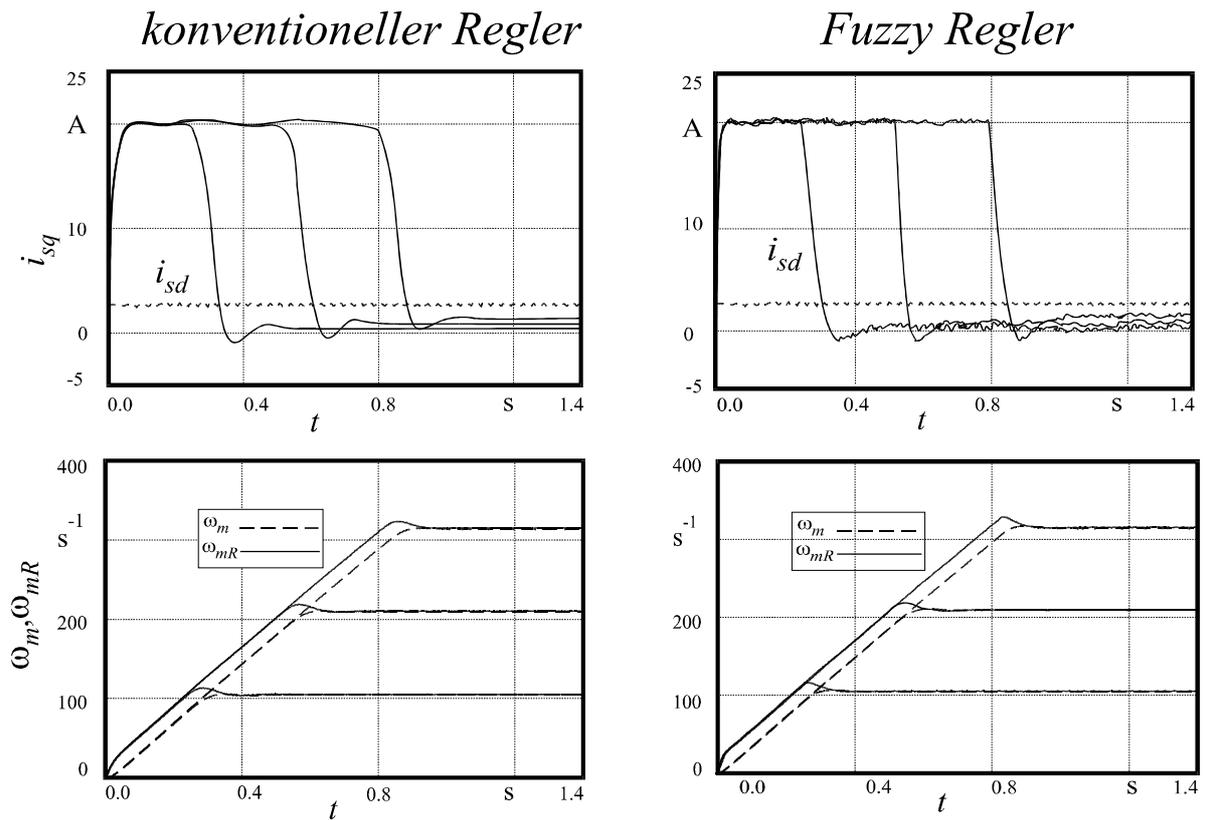
Bild 5.20: Betrags- und Phasengang des offenen und geschlossenen Flußregelkreises mit und ohne Sollwertglättung



**Bild 5.21:** Betrags- und Phasengang des offenen und geschlossenen Drehzahlregelkreises mit und ohne Sollwertglättung

Zum Nachweis der Stabilität der Fuzzy-Regelkreise wird diese in Anlehnung an die BIBO-Stabilität der zeitinvarianten linearen Regelsysteme untersucht. Sie besagt, daß bei einem beschränkten Eingang ein beschränkter Ausgang bei einem stabilen System zu erwarten ist.

Das Bild 5.22 zeigt einige Verhaltensmuster der beiden Regelungspfade der kaskadierten feldorientiertbetriebenen Asynchronmaschine für einen Leer-Hochlauf. Zum Vergleich wurden klassische Regler als Referenz benutzt. Die unmittelbare Stabilität des Regelverhaltens ist anhand der Verläufe der wichtigen Zustandsgrößen erkennbar. Der Magnetisierungsstrom, wie gefordert, bleibt konstant und der drehmomentbildende Strom  $i_{sq}$  hat fast das gleiche Verhalten. Die Drehzahl  $\omega_m$  wird durch  $i_{sq}$  solange beschleunigt bis der gewünschte stationäre Wert erreicht ist. Das gleiche gilt auch für Winkelgeschwindigkeit des Magnetisierungstromzeigers  $\omega_{mR}$ . Die Messungen (Kap. 8) bestätigen die obigen Aussagen. Untersuchungen in [129] zeigen, daß die Fuzzy-Regler in der Lage sind, das System stabilisierend im gesamten Arbeitsbereich trotz der geringen Informationen sehr gut auszuregeln. Dies kann jedoch nicht für anspruchsvolle Regelungssysteme angewendet werden.



**Bild 5.22:** Vergleich des Verhaltens der Fuzzy-Regler zum klassischen für ausgewählte Drehzahlprünge mit konstantem Magnetisierungsstrom für einen Leer-Hochlauf

## 6 OPTIMIERUNGSKRITERIEN DER FUZZY-REGLER

Ein Ziel in der Regelungstechnik ist der Entwurf von Regelkreisstrukturen, mit denen man gezielt das dynamische Verhalten eines Prozesses beeinflussen kann. Dazu werden einerseits eine geeignete Reglerstruktur und andererseits Bewertungskriterien zur Bestimmung der Reglerparameter benötigt. Günstig für die praktischen Anwendungen erweisen sich parametrische Reglerstrukturen. Es werden mit den unterschiedlichen Verfahren die Reglerparameter eingestellt. In wesentlichen gibt es dabei drei Klassen:

- Einstellung durch Optimierung eines Gütekriteriums
- Einstellung durch Vorgabe von Zielgrößen, wie z.B. Phasenrand, Bandbreite, Pollagen
- Einstellung durch heuristische Einstellverfahren, wie die Methode nach Ziegler-Nichols.

Man unterteilt die Strategie der Reglersynthese in folgende Schritte:

I. *Analyse des Prozesses,*

II. *Wahl des geeigneten Reglers,*

III. *Anpassung des Reglers mittels Gütekriterium oder anderer Zielgrößen.*

### **-Parameteroptimierung mittels Güteindex**

Der Grundgedanke der Parameteroptimierung nach /13/ besteht in der Wahl einer Zielfunktion bzw. eines Gütekriteriums für die Beurteilung der Qualität des Systemverhaltens sowie der Bestimmung der Reglerparameter so, daß der Güteindex ein Minimum annimmt.

$$Q := Q(r_1, r_2, \dots, r_q) \stackrel{!}{=} \min \quad (6.1)$$

Somit wird die optimale Steuerung durch einen Extremwert der Gütefunktion bezüglich der freien Reglerparameter gekennzeichnet:

$$\frac{\partial Q}{\partial r_1} = 0, \quad \frac{\partial Q}{\partial r_2} = 0 \quad \dots, \quad \frac{\partial Q}{\partial r_q} = 0 \quad (6.2)$$

Die Lösung des Optimierungsproblems kann bei verfügbarem Prozeßmodell analytisch, bzw. durch Suchverfahren wie *Gradientenverfahren* oder *Genetische-Algorithmen* /128, 140/, erfolgen. Allgemein sind für den modellgestützten optimalen Entwurf folgende Aspekte wichtig:

a) *die Gütekriterien,*

b) *die Wahl der geeigneten Methode zur Parameteroptimierung.*

Zur Bewertung einer zu entwerfenden nichtlinearen Fuzzy-Regelung können verschiedene Gütekriterien herangezogen werden. Es gibt neben den bekannten analytisch formulierbaren Integralkriterien die Möglichkeit, bestimmte Gütemaße des Reglerverhaltens gezielt über ein Gütekriterium zu erzwingen. Dies kann in Form wie die Kombination von Regelgüte und Stellaufwand in einem Gütekriterium, durch eine gewichtete Addition, Zeitwichtung bestimmter Reglerkenngrößen wie Einregelzeit, realisiert werden. Bild 6.1 stellt die zyklischen Optimierung eines realen Regelsystems dar.

### **6.1 Mathematische Optimierung**

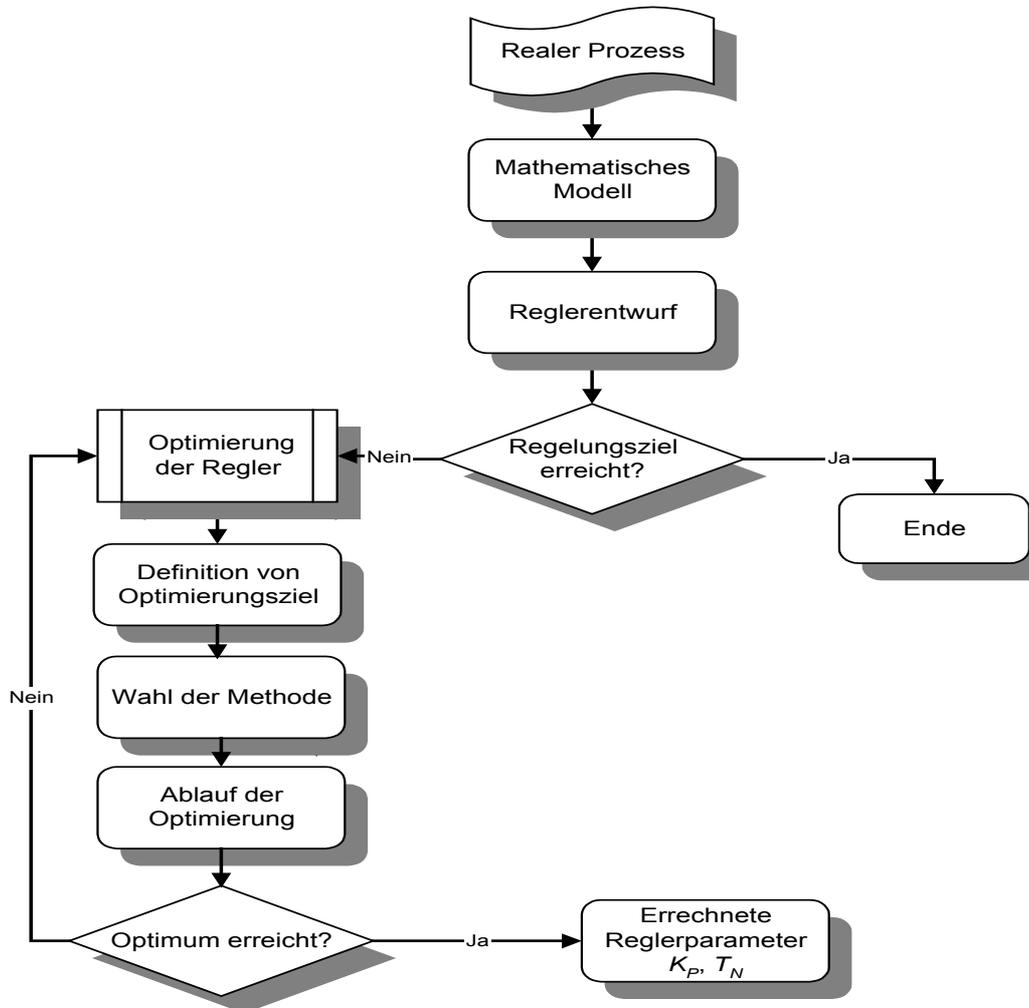
Bei dem parameteroptimierten Reglerentwurf eines linearen Regelkreises geht man davon aus, daß wegen der Linearität der einzelne Sollwertübergang, bzw. die Stöerausregelung in einem gewählten Arbeitspunkt repräsentativ für den gesamten Arbeitsbereich des Systems ist.

Im Kern bleiben diese Gütekriterien auch für die Bewertung nichtlinearer Fuzzy-Regelungen erhalten; oft sind sie jedoch zu modifizieren. Für die Bewertung der Regelgüte eines einzelnen

Führungsüberganges gibt es u.a. folgende Gütefunktionen als Integralkriterien mit dem Ziel der Minimierung der quadratischen bzw. zeitgewichteten Fehlerfläche als:

$$Q_1 = \int_{t=0}^{\infty} e^2(t) dt$$

$$Q_2 = \int_{t=0}^{\infty} t \cdot e^2(t) dt$$
(6.3)



**Bild 6.1:** Allgemeine Optimierungsschematik eines realen Regelsystems

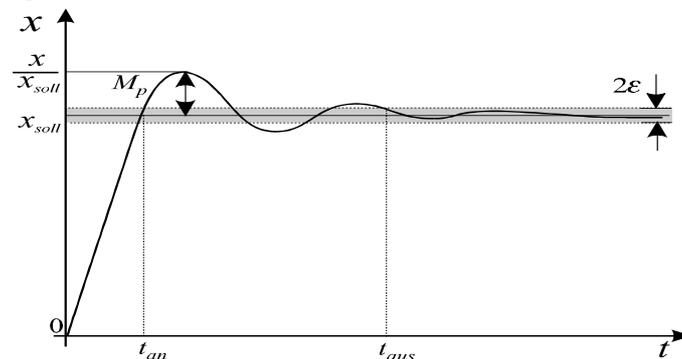
Diese Kriterien erweisen sich im Hinblick auf die Güteanforderungen an Regelkreise in der industriellen Praxis als nicht ausreichend, weil nur die Regelfläche bzw. die zeitbewertete Regelfläche als einzige Größe in die Berechnung der Güte eingeht.

### **-Kenngrößenkriterien**

Im Gegensatz zu Integralkriterien mit ihrer Güteforderung an den Regelkreis, kommt es in der Praxis häufig auf die Einhaltung bestimmter Kenngrößen an. Diese lauten für eine Sprungantwort der Regelstrecke:

- *Überschwingweite*  $M_p$
- *Anregelzeit*  $t_{an}$  und *Ausregelzeit*  $t_{aus}$
- *bleibende Regelabweichung*  $\pm \varepsilon$  (Toleranzband  $2\varepsilon$ ).

Im Bild 6.2 sind diese Kenngrößen exemplarisch dargestellt. Ein Gütekriterium kann das Ziel verfolgen, diese Kenngrößen zu minimieren oder einem geforderten Wert anzugleichen. Bei der Fuzzy-Regelung kann dies in Bezug auf die Anforderungen an die Regelgüte durch geeignete Regeln in der Regelbasis erreicht werden.



**Bild 6.2:** Charakteristische Kenngrößen eines Regelkreises

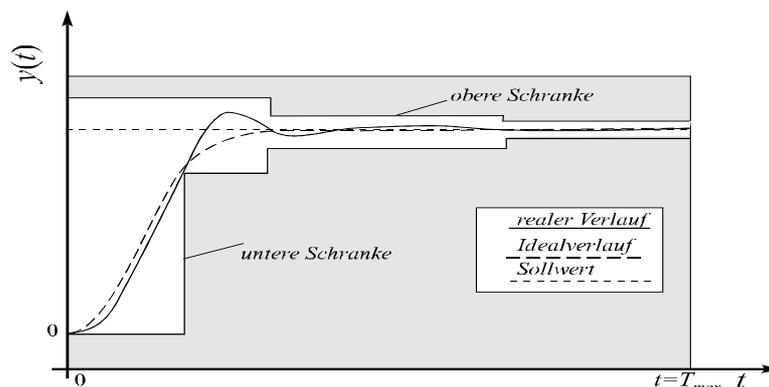
### **-Verlauf- bzw. Schranken**

Mit Hilfe dieser Kriterien wird der Verlauf der Regelgröße einem idealen Verlauf angeglichen. Dazu werden der Idealverlauf oder die Schranken als Funktion innerhalb des Optimierungsbereiches wie folgt definiert:

$$Q_3 = \int_{t=0}^{T_{max}} |y(t) - y_{soll}(t)| \cdot dt$$

$$Q_4 = \int_{t=0}^{T_{max}} |y(t) - y_{soll}(t)|^2 \cdot dt$$
(6.4)

Die Verwendung der genannten Gütekriterien für nichtlineare Regelkreise wird erst dann sinnvoll, wenn man den Idealverlauf bzw. dessen Schranken zum Optimierungszweck definieren kann. Bild 6.3 zeigt beispielhaft eine Sprungantwort einer Regelstrecke und deren Idealverlauf mit den unteren und oberen Schranken.



**Bild 6.3:** Schematische Darstellung des Schrankenkriteriums

Die Optimierungsmethode stellt mit den vorgegebenen Schranken eine Strafe für die Verletzung der Bedingungen dar, wenn sich die Regelgröße außerhalb der Schranken befindet. Bei nichtlinearen Systemen kann nicht vom einzelnen Sollwertübergang auf das Regelverhalten des Kreises geschlossen werden. Aus diesem Grund soll das Gesamtkriterium aus einer Vielzahl von Sollwertsprüngen bestehen und möglichst den gesamten Arbeitsbereich des Regelkreises umfassen. Da der Fuzzy-Regler im Regelkreis ohnehin als nichtlinear zu bezeichnen

ist, kann dies nun hinsichtlich von Soll- und Störtrajektorien bzw. Toleranzgrenzen für das Fuzzy-System verstanden werden. Dieses Verfahren kann allgemein auf Fuzzy-Systeme angewendet werden, wobei jedoch Vorkenntnis über die Bezugsgrößen ( $T_{max}$ ,  $y_{soll}$ ), die obere, bzw. untere Schranke erforderlich sind.

## 6.2 Heuristische Optimierung

Zur Optimierung des Fuzzy-Reglerverhaltens gibt es keine generelle Vorgehensweise. Aber in letzter Zeit sind praktische Richtlinien zur lokalen Optimierung entwickelt worden. Hierzu zählt die zwei Phasen-Optimierung, auch *Fein-* und *Grobtuning* genannt. Dabei wird individuell (*try-error*) oder rechnergestützt nach der *Evolutionsstrategie* [128, 134] verfahren. Im Beispiel von „*try-error*“ wählt man am Anfang wenige Fuzzy-Terme (drei bzw. fünf) und während der Optimierungsphase kommen weitere Terme und damit neue Regeln hinzu.

Bei dieser Art der freien „Hand-Optimierung“ soll immer auf den richtigen Aufbau der Regelbasis geachtet werden. *Konsistenz* d.h. widersprüchliche Regeln und *Redundanz* d.h. keine überflüssigen Regeln sind zu bedenken, damit für jeden Systemzustand mindestens eine Regel zutrifft, so daß ein definiertes Regelverhalten vorliegt. Anschließend kann über die Überlappungsbereiche der Fuzzy-Partionen das Regelverhalten lokal beeinflußt werden. Bei der Optimierung nach der zweiten Kategorie werden bei vorgegebener Regelbasis und Fuzzy-Mengen in erstem Zug die Regelbasis und dann in der Feintuning-Phase die Zugehörigkeitsfunktionen optimiert. Das erste Optimierungsverfahren ist sehr zeitaufwendig und undurchsichtig, da nicht nur die Lage der Zugehörigkeitsfunktionen verändert wird sondern die Auswirkung der Regeln auf das Regelverhalten des Reglers nicht vorausschauend ist.

## 6.3 Neuro-Fuzzy

Bei der Realisierung der Fuzzy-Regelung ergeben sich folgende Probleme:

- Festlegung einer Regelbasis
- Platzierung der Fuzzy-Partionen
- Bestimmung der Regler-Parameter (Sugeno Fuzzy-Parameter, Skalierungsparameter).

Da die Regelbasis und die Fuzzy-Partionen durch das Experten-Wissen vorgegeben werden, muß für eine genaue bzw. optimale Regelung ein Fuzzytuning vorgenommen werden, wofür sich Neuro-Fuzzy-Systeme sehr gut eignen. Das Neuro-Fuzzy-System vereinigt zwei komplexe Systeme, die sich zur Modellierung nichtlinearer Zusammenhänge eignen. Der Neuro-Fuzzy-Ansatz unterstützt den Entwurf und die Optimierungsaufgabe von Fuzzy-Regler mittels Lernvermögen der neuronalen Netze. Das Neuronale Netz (NN) ist definitionsgemäß eine Einheit, die eine unstrukturierte Verarbeitung der qualitativen Daten bzw. Signale des menschlichen Gehirns nachbildet. Dagegen verarbeiten die Fuzzy-Systeme das strukturierte, qualitative Erfahrungswissen in Form der unscharfen „*Wenn-Dann-Regeln*“ [115, 123].

Das Neuro-Fuzzy-System ist ein Versuch, die Lernfähigkeit des NN mit der Transparenz der Fuzzy-Systeme zu vereinigen. Diese Kombination verfolgt folgende Ziele:

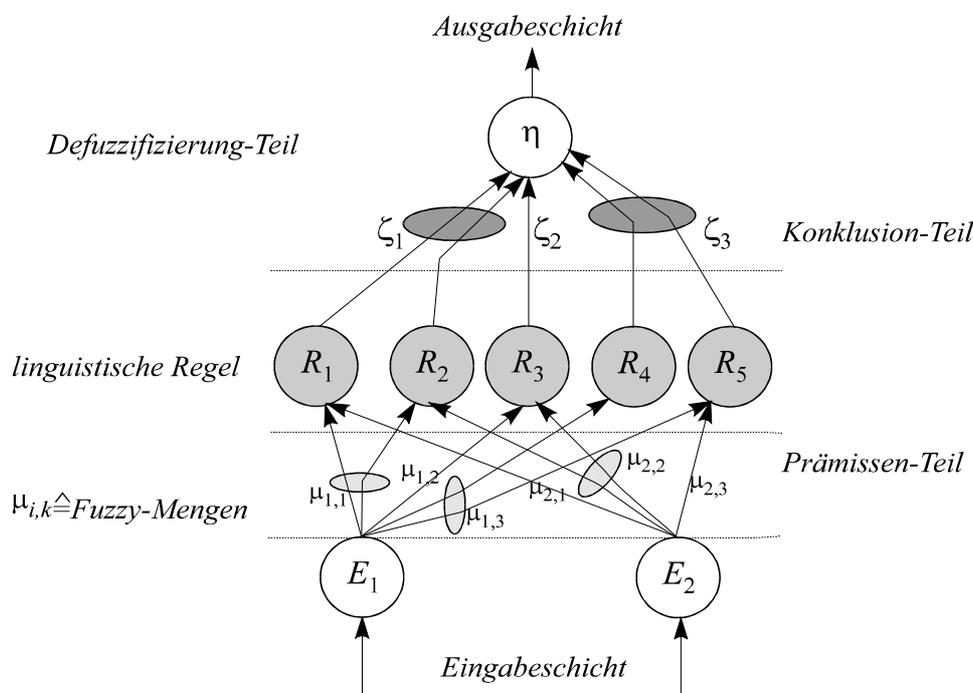
1. Lern- bzw. Nachoptimieren der Zugehörigkeitsfunktion oder Regelbasis eines Fuzzy-Systems durch das Neuronale Netz und
2. Einbringen von Fuzzy-Vorwissen in ein Neuronales Netz.

Ein hybrides Neuro-Fuzzy-System wird selber zur Optimierung der Parameter des Fuzzy-Reglers angewendet. Die Parameter im Fuzzy-Regler werden durch das Neuro-Fuzzy-System optimiert. Dies erreicht man, indem bei Vorgabe eines gewünschten Verhaltens des Gesamt-

systems der Regler adaptiert wird, bis er zusammen mit der Strecke das gewünschte Verhalten /89/ nachbildet. Das Neuro-Fuzzy-System kann folgende Aufgaben erfüllen:

- ◆ entweder bei fest vorgegebener Regelbasis die passenden Fuzzy-Partionen ermitteln
- ◆ oder bei festen Fuzzy-Mengen die passenden Regeln für das Fuzzy-System und den Zielverlauf generieren.

Der Algorithmus, mit dem Fuzzy-Mengen zur Repräsentation linguistischer Terme und Regeln adaptiv geändert werden, beruht auf der NEFCON (NEural Fuzzy-CONtrol)-Struktur /104, 134/. Das NEFCON-System ist als wissenbasierte, adaptive Funktionsapproximation definiert und wird zur Anpassung und Optimierung von Fuzzy-Reglern eingesetzt. Es ist in der Lage, Fuzzy-Mengen zur Repräsentation linguistische Terme und linguistische Regeln durch Lernverfahren adaptiv zu verändern. Über seine Schnittstelle können simulierte und externe dynamische Prozesse an das Modell angebunden und geregelt werden. Bild 6.4 stellt die vereinfachte Struktur des NEFCON-Systems für zwei Eingangsgrößen mit einer Regelbasis von fünf Regeln und einer Ausgangsgröße dar.



**Bild 6.4:** Struktur eines NEFCON-Systems mit zwei Eingabegrößen, einer Ausgabegröße

Diese Struktur entspricht einem dreischichtigen vorwärtsbetriebenen Neuronales Netz, bei dem die Eingabeschicht lediglich eine eventuell notwendige Transformation der Meßgrößen durchführen kann. Die innere Schicht übernimmt die Aufgabe der Regelbasis und repräsentiert die verbalen Regeln, die je nach Erfüllungsgrad ihrer Prämissen aktiviert werden.

Die Ausgabeschicht (-neuron) liefert eine scharfe Stellgröße. NEFCON ist im Prinzip ein dreischichtiges Multilayer-Perceptron, mit dem die Gewichte nicht durch reelle Zahlen, sondern durch Fuzzy-Mengen realisiert wird. Die Verbindungen zwischen Perceptronen werden anhand der linguistischen Regeln repräsentiert wie:

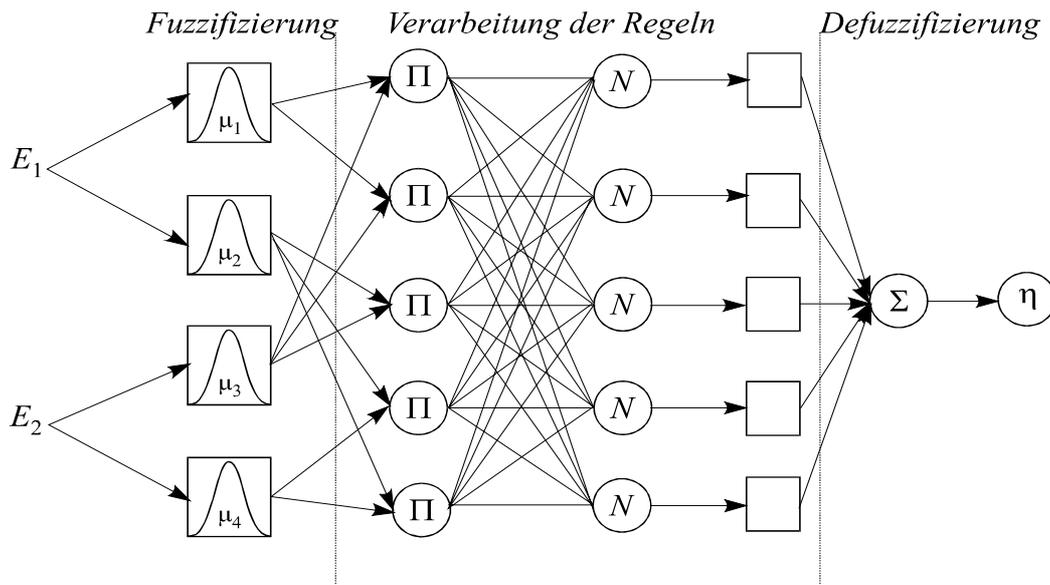
$R_1$ : **Wenn**  $E_1 = \mu_{1,1}$  **und**  $E_2 = \mu_{2,1}$  **Dann**  $\eta = \zeta_1$

Mit diesem Modell werden die Fuzzy-Partionen der FPI-Regler anhand der Vorgaben des jeweiligen Führungsverhaltens und der Regelbasis optimiert. Auf den Vorgang der Optimierung wird im Abschnitt 6.4 eingegangen.

Ein weiteres Neuro-Fuzzy-System, das ANFIS-Modell (Adaptive-**N**etwork-based **F**uzzy **I**ference System) /73/, zur Berechnung der Sugeno-Parameter des Fuzzy-Reglers, wird kurz erläutert. Hiermit lassen sich die Parameter der FPI-Regler (Kap. 5) einstellen. Dieses System besteht aus einem speziellen sechsschichtigen, vorwärtsbetriebenen Neuronales Netz, das folgende Struktur (Bild 6.5) besitzt. Die verwendeten Regeln sind im Sugeno-Format definiert als:

$R_k$ : **Wenn**  $E_1=\mu_{k1} \dots E_n=\mu_{kn}$  **Dann**  $\eta=b_{0,k}+b_{1,k}E_1+\dots+b_{n,k}E_n$

Durch das Lernen werden die Parameter  $b_{n,k}$  des Konklusionsteils anhand der fest vorgegebenen Zugehörigkeitsfunktionen des Prämissenteils und der Regeln berechnet.



**Bild 6.5:** Struktureller Aufbau eines ANFIS-Systems

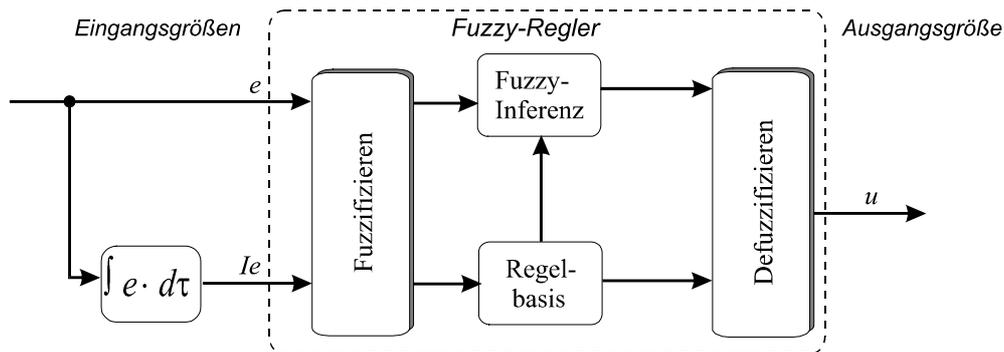
Bei diesem Modell zählt die Eingabeeinheit eigentlich nicht als eigene Schicht. Den so angeordneten Schichten sind folgenden Funktionen zugeordnet:

In Schicht 1 werden die Parameter der Zugehörigkeitsfunktion des Prämissenteils gespeichert. Damit berechnet man den Zugehörigkeitsgrad bzw. Erfüllungsgrad der jeweiligen Eingangsgrößen. In Schicht 2 existiert für jede Regel eine Einheit, die mit vorherigen Schicht verbunden ist. Hier werden die Erfüllungsgrade der jeweiligen Einheit miteinander multipliziert.

In Schicht 3 wird der relative Erfüllungsgrad der Regel, bezogen auf alle anderen Regeln, berechnet. Die beiden Schichten 2, 3 sind voll vernetzt. Jede Einheit der Schicht 4 ist mit einem Knoten der Schicht 3 und folglich mit allen Eingabeeinheiten verbunden. Sie berechnet die gewichtete Ausgabe einer Regel. In Schicht 5 wird aus Ausgangswerten aller Einheiten der Schicht 4 die Summe gebildet. Das Training erfolgt durch überwachtes Lernen. Dabei werden die Parameter der vierten Schicht durch ein Gleichungssystem bestimmt. Dieses System eignet sich mehr für den Off-line- als On-line-Betrieb, weil die unbekannten Parameter des Konklusionsteils (Schicht 3) erst durch ein Gleichungssystem bestimmt werden. Hier wurde der Off-line-Betrieb zur Adaption der Parameter des Sugeno-Fuzzy-Reglers eingesetzt.

## 6.4 Anwendung zur Adaption der Fuzzy-Mengen

Für die Drehzahlregelung der Asynchronmaschine wurden die inneren Stromregler durch ein Fuzzy-Pendant ersetzt. Sie sollen ein PI-Reglerverhalten (Bild 6.6) aufweisen. Somit enthält jeder Regler zwei Eingangsgrößen und eine Ausgangsgröße.



**Bild 6.6:** Allgemeiner Aufbau eines Fuzzy-PI-Reglers

- Ein- und Ausgangsgrößen (linguistischen Variablen) der Fuzzy-Regler:

$$\text{Flußregelkreis: } \Rightarrow i_{sd}^{soll} \Rightarrow (e, Ie)_d \Rightarrow u_{sd}^{lin}$$

$$\text{Drehzahlregelkreis: } \Rightarrow i_{sq}^{soll} \Rightarrow (e, Ie)_q \Rightarrow u_{sq}^{lin}$$

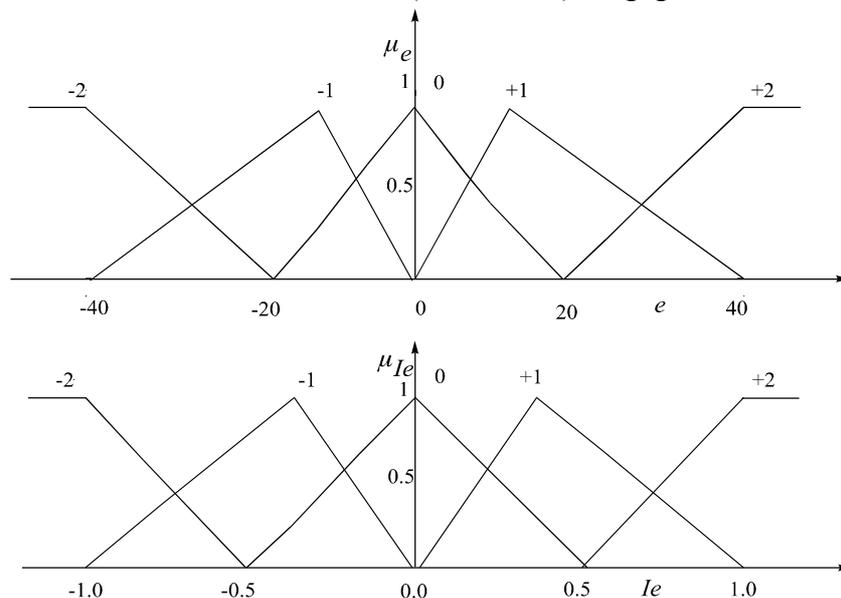
Die hier gewählten Wertebereiche der jeweiligen Regler, und allen linguistischen Variablen sind aus dem Anhang A2 (Tabelle 5) zu entnehmen.

- Form der linguistischen Terme:

Für jede Eingangsgröße wurden fünf Zugehörigkeitsfunktion zuerst (Bild 6.7) gewählt, die nach der Optimierungsphase auf sieben Zugehörigkeitsfunktionen ergänzt wurden.

- Regelbasis

Die Regeln wurden zuerst nach dem Schema (Tabelle 6.1) vorgegeben.



**Bild 6.7:** Fuzzy-Partionen der Eingangsgrößen  $e$ ,  $Ie$  des  $i_{sq}$ -FPI-Reglers

Der Regelbasisaufbau weist eine völlige Nebendiagonal-Symmetrie auf. Dieser Effekt ist sehr hilfreich, um schnell eine Regelbasis zu erstellen. Mit Hilfe des ANFIS-Programms sollen die Parameter des Konklusionsteil anhand der Ein- und Ausgangsdaten des Regelkreises eingestellt werden. Der Einsatz dieses Programms unterliegt aber einigen Restriktionen wie:

- Anwendbar nur auf Sugeno-Systeme 2.ter Ordnung,
- Ausgangs-Fuzzymengen als Singelton,
- lineare Flanken d.h. analytisch beschreibbare Zugehörigkeitsfunktion.

$u$	$e$	-2	-1	0	+1	+2
-2		-2	-2	-2	-1	0
-1		-2	-2	-1	0	+1
0		-2	-1	0	+1	+2
+1		-1	0	+1	+2	+2
+2		0	+1	+2	+2	+2

**Tabelle 6.1:** Aufbau der Regelbasis von dem unterlagerten  $I_{sq}$ -Regler

Bei vielen Anwendungen treten automatisch diese Eigenschaften auf. Zur Berechnung benötigt man zuerst die Werte der beiden Eingänge, und die des Ausgangs von dem FPI-Regler, die direkt von dem konventionellen Pendant Off-line abgeleitet wurden. Im nächsten Schritt wurden alle Daten in einem M-File (MATLAB-Programm) untergebracht. Dann kann man anhand dieser Daten das Programm ANFIS aufrufen. Die dadurch gewonnenen Werte für den Konklusionsteil jedes Reglers wurden einerseits zur Auswertung durch Simulation für das optimale Führungsverhalten und andererseits für Robustheit gegenüber Parameterschwankungen und Störeinflüsse überprüft. Die so entworfenen FPI-Regler sollen, im Hinblick auf das optimale Führungsverhalten und auf die Robustheit gegenüber Parameterschwankungen und Störeinflüssen der jeweiligen Regelkreise, mit Hilfe des NEFCON-Programms optimiert werden. Die Vorgehensweise zur Optimierung wurde grundsätzlich in zwei Schritten durchgeführt:

#### **Grob-Tuning:**

Hier wurde die Optimierung des FPI-Reglers für das Führungsverhalten vorgenommen. Die Optimierung ist abgeschlossen, wenn die erwarteten Ergebnisse dem konventionellen Pendant entsprechen. Danach wurde das Verhalten des optimierten FPI-Reglers in der Zustandsebene untersucht, um die Gesamtstabilität des Systems sicherzustellen.

#### **Fein-Tuning:**

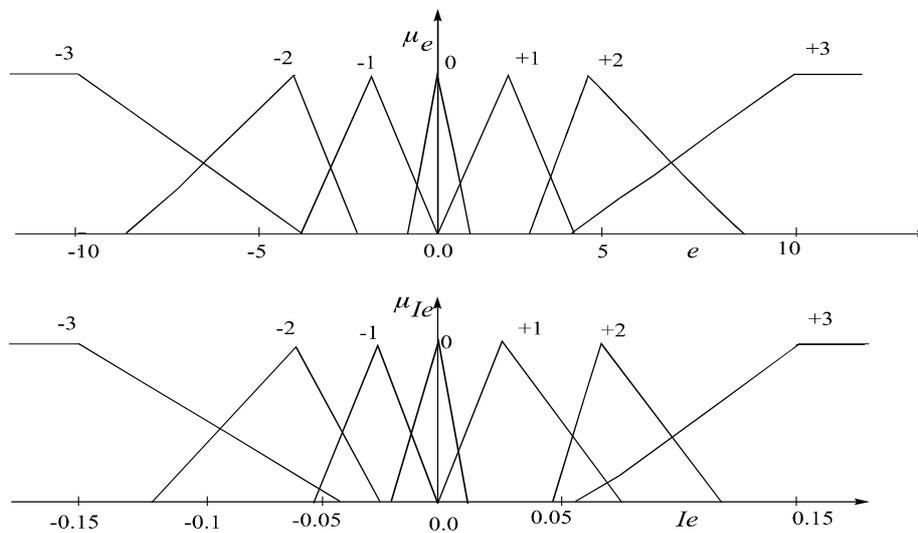
In dieser Phase wurden die Einflüsse der Störgrößen, wie Parameterschwankungen der Regelstrecken, als Grundlage der Robustheit des Reglers in Betracht gezogen. Durch die mehrmalige Versuche wurde das optimale Regelverhalten erreicht.

Mit dem NEFCON-Programm wurden ausschließlich die Fuzzyterme des Prämissenteils von dem FPI-Regler optimiert, wobei eine Optimierung der Regelbasis mit diesem Programm auch möglich ist. Das NEFCON-Programm leitet, basierend auf „Fuzzy-Fehler“ den Lernalgorithmus, *Fuzzy-Fehler-Propagierung* ab. Abhängig von dem Fuzzy-Fehler werden die jenen Zugehörigkeitsfunktionen verändert bzw. adaptiert, die von den aktiven Regeln herrühren. Diese Regeln werden nach ihrem Einfluß auf den aktuellen Systemzustand (Steuergröße bzw. Ausgangsgröße) beurteilt, die entweder belohnt oder bestraft werden. Es stehen dem Anwender folgende Möglichkeiten zur Verfügung:

- Wahl der Eingangs- und Ausgangsgröße, des Meßbereiches, der Fuzzy-Mengen,
- Zusammenstellen von Regeln und Festlegen der Regelbasis,
- Wahl zwischen Adaption der Fuzzy-Mengen oder der Optimierung der Regelbasis,
- Darstellung sämtlicher Größen zur Beurteilung der Regelgüte.

Nach Aufruf des Programms wurden die jeweiligen Stromregelstrecken als Prozeß geladen. Weiterhin soll der ideale Verlauf der jeweiligen Regelgröße zur Verfügung gestellt werden. Dies wurde durch Simulation der optimalen Regelkreise erarbeitet, und als Schnittstelle zum Optimierungsprozeß bereitgestellt. Zur Auswertung des Optimierungsvorgangs können die Ergebnisse, in Abhängigkeit von verschiedenen Größen, wie Epoche und Fehler, als Kennfelder visualisiert werden. Aufschlußreich sind hier die Kennfelder in Abhängigkeit von *Fehler*

und die *Regelabdeckungen*, die Auskunft über die jeweiligen aktiven Regeln der Reglerbasis geben. Dies ist bei einer Adaption der Regelbasis ein hilfreiches Mittel. Bild 6.8 zeigt ein so optimierten FPI-Regler exemplarisch für die  $i_{sd}$ -Regelstrecke.



**Bild 6.8:** Optimierte Fuzzy-Partionen der Eingangsgrößen  $e$ ,  $I_e$  des  $i_{sd}$ -Regelkreises

## 6.5 Stabilität, Robustheit der Fuzzy-Systeme

Aussagen zum Stabilitätsverhalten eines entworfenen und in der Praxis eingesetzten Regelungskonzeptes sind der wichtigste Bestandteil jeder Reglerdimensionierung. Während es auf dem Gebiet der linearen dynamischen Systeme eine Reihe leistungsfähiger Verfahren im Zeit- und Frequenzbereich gibt /14/, sind für nichtlineare dynamische Systeme sehr unterschiedliche Konzepte entwickelt und eingesetzt worden /12/. Die Fuzzy-Regelung und -Steuerung kommen zur Anwendung bei:

1. *optimaler Nachbildung des Entscheidungsverhaltens des Menschen,*
2. *Nachbildung der Regler bei analytisch bekannten Prozessen.*

Als Resultat beider Entwurfswege ergeben sich nichtlineare Kennfeldregler. Beim ersten Entwurfsweg geht man davon aus: wenn sich die Handlung des Menschen im Stabilitätsbereich des Systems befindet, dann ist der Fuzzy-Regler bei den zeitinvarianten Systemen auch stabil. Der modellgestützte Entwurfsweg erfordert Aussagen zum Stabilitätsverhalten des entworfenen Gesamtsystems, wobei verschiedene Ansätze für die quasikontinuierlichen Fälle angewendet werden. Für kontinuierliche Fuzzy-Systeme im Zeitbereich sind das Zustandsraumverfahren /48, 51, 58/, die Erweiterung der Ljapunow-Theorie /82, 127, 129/, und die Hyperstabilitätstheorie /108/ zum Stabilitätsanalyseverfahren weiterentwickelt worden. Im Frequenzbereich gilt dies für die Methoden der harmonischen Balance /78, 81/, dem Sektor- und Kreis-kriterium, dem Popov-Kriterium /108/ sowie die Yakubovich-Methode/42.a/. Für die Lösung der nichtlinearen zeitdiskreten Regelung können die Methoden der konvexen Zerlegung /79/ und *Facetten-Funktion* /81/ eingesetzt werden.

Obwohl alle o. g. Verfahren mathematisch anspruchsvoll sind, ist deren Einsatz zur Stabilitätsüberprüfung, sowohl für theoretisch wissenschaftliche Zwecke als auch im Realisierungsbe-reich, durchaus sinnvoll. Die neuen Entwicklungen zum Stabilitätsnachweis der Fuzzy-Systeme zeichnen sich durch eine gemischte Anwendung /42.a/ von mathematischen und gra-

fischen Stabilitätsanalysen aus. Dies erlaubt eine bessere Handhabung und eine möglichst schnelle Stabilitätsüberprüfung der Fuzzy-Prozesse.

Allgemein kann nach /46/ die Stabilität der Fuzzy-Regelung, angelehnt an die **Bounded Input Bounded Output**-Stabilitätsdefinition der linearen Regelung, wie folgt definiert werden:

*„Die Fuzzy-Regelung garantiert für beschränkte äußere und innere Einflußgrößen (Störungen) ungefährliche und tolerierbare Ausgangsgrößen“*

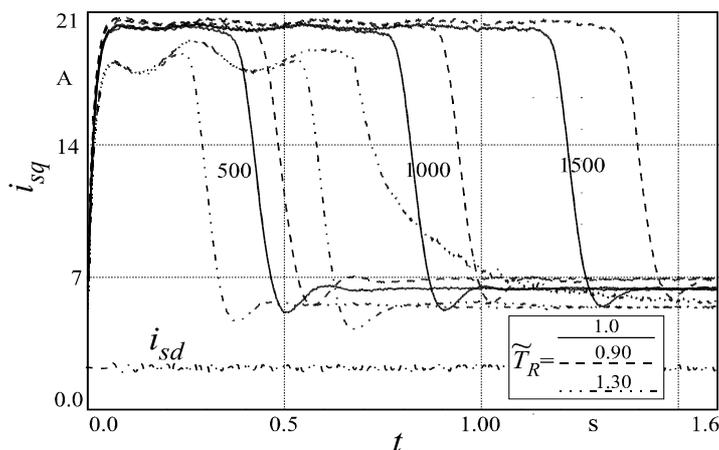
Die oben zusammengefaßten Stabilitätsmethoden zeigen, daß im Bereich der Fuzzy-Regelung noch immer effiziente eigenständige Stabilitätsuntersuchungs-Methoden fehlen, was wohl zu verstärkten Vorbehalten gegenüber Fuzzy-Systemen führt. Insgesamt zeichnen sich die Fuzzy-Regler durch ein robustes Verhalten gegenüber Parameterschwankungen der Regelstrecke aus und sind somit sehr unempfindlich.

## 7 EINFLUSS DER MASCHINENPARAMETER AUF DAS SYSTEMVERHALTEN

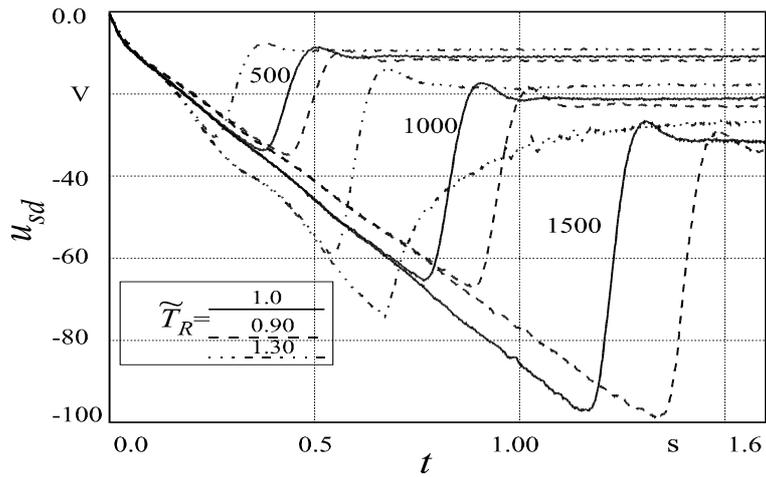
Bei der Auslegung der Regler wurde (Kap. 5) davon ausgegangen, daß die Antriebsparameter während des Betriebs als konstant angesehen werden. Jetzt stellt sich die Frage, in wieweit diese Annahme gerechtfertigt ist. Um dies zu prüfen, wurde in einer Reihe von Simulationen bei Verstimmung der Maschinenparameter und der konstanten Reglerparameter das dynamische und stationäre Verhalten des Antriebs für einen breiten Intervall untersucht. Es wurden folgende Zustandsgrößen  $i_{sd}$ ,  $i_{mRd}$ ,  $i_{sq}$ ,  $u_{sd}$ ,  $u_{sq}$ ,  $\omega_m$  und  $\omega_R$  zur Auswertung aufgenommen. Bei den Untersuchungen stellte sich heraus, daß von allen Maschinenparametern die Rotorzeitkonstante  $T_R$  die größte Auswirkung gegenüber Verstimmung, sowohl auf das dynamische, als auch auf das stationäre Verhalten des Asynchronantriebs hat. Exemplarisch sind einige Ergebnisse in Bildern (7.1-5) bei halber Nennlast 15Nm (für drei verschiedene Drehzahlen  $n=500$ , 1000 und 1500U/min) wiedergegeben. In den Bildern ist der Einfluß der Rotorzeitkonstantenabweichung für zwei Fälle, nämlich (+30% , -10%) dargestellt. Aus der Tabelle 7.1 sind die Rotorzeitkonstantenabweichungen durch den Einfluß der Temperaturänderung auf die Rotorzeitkonstante und deren entsprechende Gegenüberstellung zum kalten Zustand, laut Gleichung (3.12) aus Kap. 3, zu entnehmen.

$\tilde{T}_R = \frac{T_{R20}}{T_{R\vartheta}} \Leftrightarrow \xi / \%$	$T_{R\vartheta} / ms$	$\Delta\vartheta / K$
1.0 $\Leftrightarrow$ 0	340	0
1.1 $\Leftrightarrow$ 10	309	25
1.2 $\Leftrightarrow$ 20	283	50
1.3 $\Leftrightarrow$ 30	262	75
1.4 $\Leftrightarrow$ 40	243	100

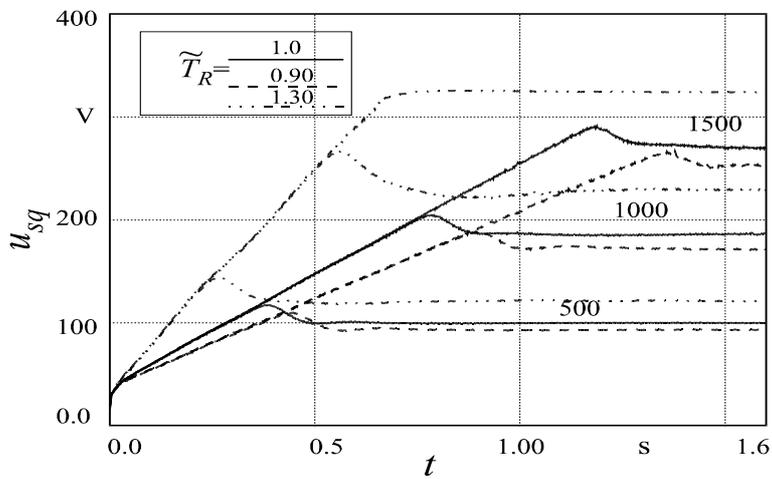
**Tab. 7.1:** Änderung der Rotorzeitkonstanten in Abhängigkeit von der relativen Temperaturänderung



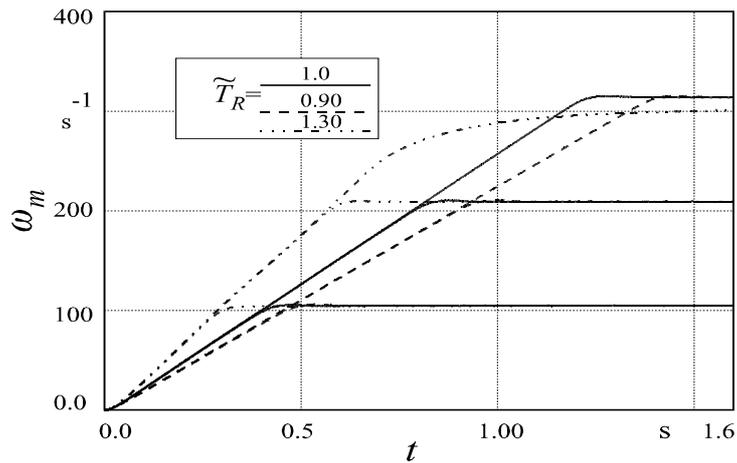
**Bild 7.1:** Drehmomentbildende Stromkomponente- $i_{sq}$  bei der relativen  $\tilde{T}_R$ -Änderung



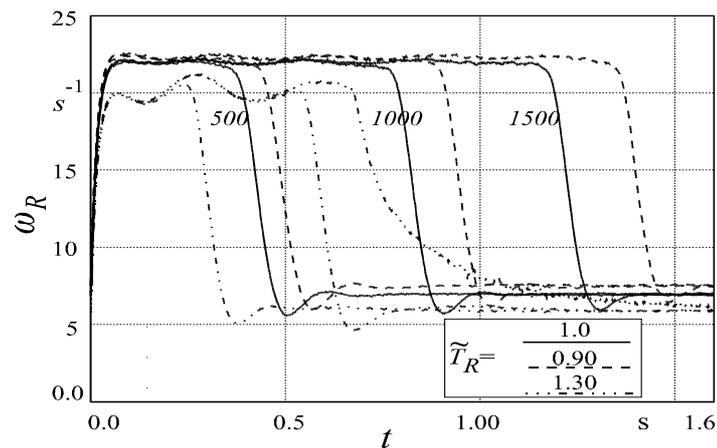
**Bild 7.2:** Spannungskomponente- $u_{sd}$  bei der relativen  $\tilde{T}_R$ -Änderung



**Bild 7.3:** Spannungskomponente- $u_{sq}$  bei  $\tilde{T}_R$ -Änderung (Parameter Drehzahl in U/min)



**Bild 7.4:** Einfluß der relativen  $\tilde{T}_R$ -Änderung auf verschiedene Hochläufe



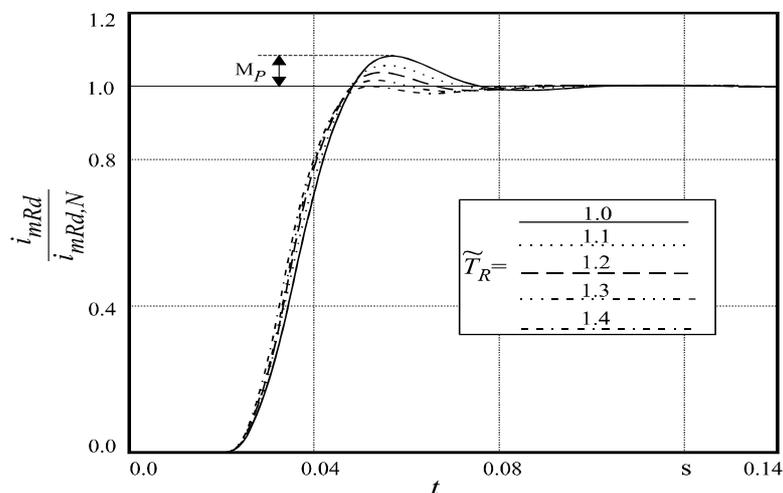
**Bild 7.5:** Einfluß der  $\tilde{T}_R$ -Änderung auf Rotorkreisfrequenz (Parameter Drehzahl in U/min)

## 7.1 Rotorzeitkonstanten-Einfluß auf das Gesamtverhalten

Bei der feldorientierten Regelung mit Flußnachbildung durch das mathematische Modell soll die Rotorzeitkonstante genau bekannt sein. Die Rotorzeitkonstante enthält gemäß der Definition den Rotorwiderstand, der seinen Betrag aufgrund der Erwärmung verändert. Seine Änderung soll während des Betriebs mit guter Näherung ermittelt werden, da einerseits das Flußmodell und andererseits die Reglerparameter anhand der Rotorzeitkonstanten berechnet werden. In den nächsten Abschnitten wird der Einfluß der Rotorzeitkonstanten auf das dynamische und stationäre Verhalten der Asynchronmaschine analytisch untersucht. Weiterhin wird durch eine neue Methode deren Veränderung während des Betriebes zur Korrektur des Flußwinkels ( $\rho$ ) und der Reglerparameter herangezogen.

### 7.1.1 Rotorzeitkonstanten-Einfluß auf die Regelung

Zuerst wird der Einfluß der Rotorzeitkonstanten-Änderung auf die Reglerparameter des Flußregelkreises betrachtet, wobei dessen dynamisches und stationäres Verhalten für konstante Maschinenparameter (restlichen Parameter) untersucht wird. Es ergibt sich, daß das Führungsverhalten bei der warmen Maschine insgesamt schneller wird (Bild 7.4) und die Überschwingamplitude  $M_p$  umgekehrt abnimmt. In Bild 7.6 sind die Sprungantworten des Flußregelkreises mit  $T_R$ -Änderung als Parameter in einem Temperaturintervall von  $\Delta\theta=100$  K zusammengetragen.



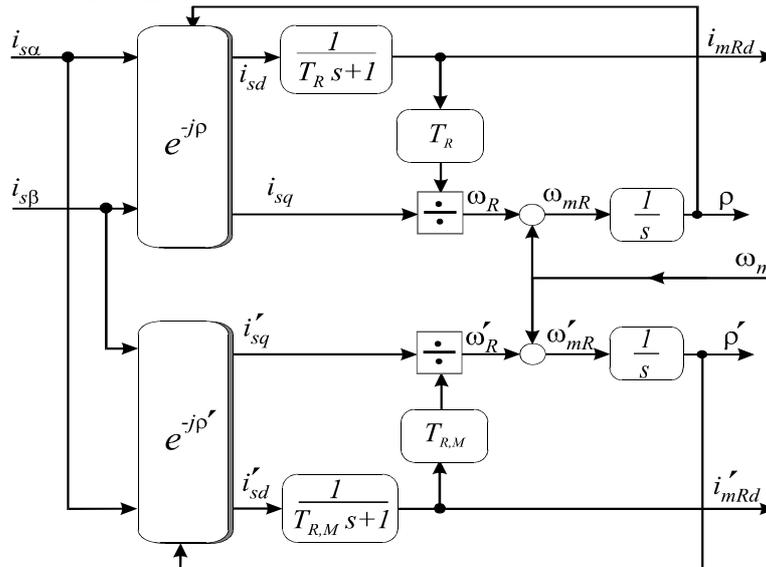
**Bild 7.6:** Sprungantwort des Flußregelkreises mit relativer  $\tilde{T}_R$ -Änderung als Parameter

### 7.1.2 Rotorzeitkonstanten-Einfluß auf die Flußstruktur

Zur Untersuchung der Änderung von  $T_R$  auf das Flußmodell wird ein Flußmodell parallel zu dem eigentlichen Modell (Bild 7.7) betrieben, wobei es mit den gleichen Eingangsgrößen versorgt wird. Ausgehend vom Flußmodell im Drehfeldbezugssystem lassen sich für die beiden Flußmodelle folgende Gleichungen angeben:

d-Achse: 
$$\frac{di_{mRd}}{dt} = \frac{1}{T_R}(i_{sd} - i_{mRd}) \tag{7.1}$$

q-Achse: 
$$\omega_R = \frac{i_{sq}}{T_R i_{mRd}}$$



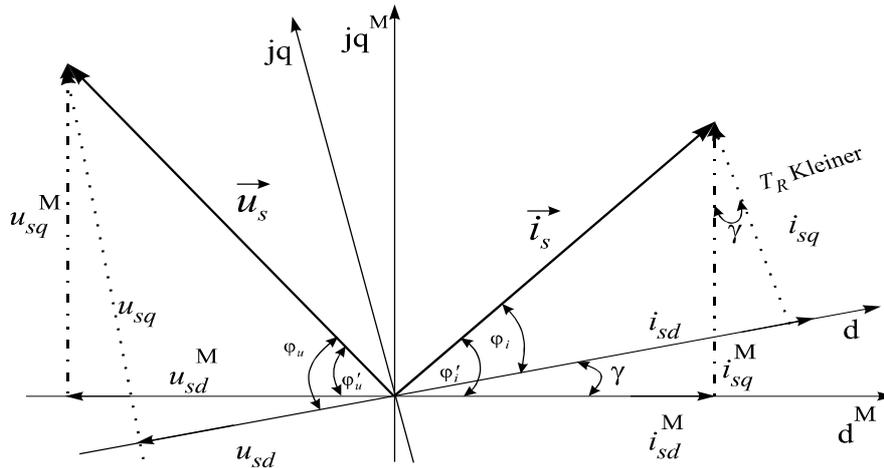
**Bild 7.7:** Struktur zur Simulation von Flußmodell und Maschinenfluß

Der obere Bildteil entspricht dem Maschinenfluß und der untere dem berechneten aus dem Flußmodell. Bild 7.8 stellt die Lage der Koordinatensysteme von Maschine und Modell zueinander dar. Aus Bild 7.8 geht hervor, daß sich bei einer  $T_R$ -Verstimmung die Beträge von  $\omega_R$ ,  $i_{sq}$  und  $i_{sd}$  nach folgendem Schema (s.Tab. 7.1) ändern. D.h. die  $T_R$ -Verstimmung hat zur Folge, daß die beiden Achsen nicht mehr entkoppelt sind und sich gegenseitig beeinflussen.

$T_R$	$i_{sq}$	$i_{sd}$	$\omega_R$
Abnahme	Abnahme	Zunahme	Abnahme
Zunahme	Zunahme	Abnahme	Zunahme

**Tab 7.1:** Zustandsgrößen in Abhängigkeit der Rotorzeitkonstantenänderung

Für den überlagerten Flußregelkreis bedeutet die  $T_R$ -Änderung eine langsamere bzw. schnellere Anstiegszeit der Führungsgrößen (Bilder 7.1, 7.4). Bei einer  $T_R$ -Verstimmung verdreht sich das tatsächliche Koordinatensystem gegenüber dem Modell ( $d^M, q^M$ -Bezugssystem) um den Winkel  $\gamma$ , wo in der Tat die Beträge des Ständerstromzeigers  $|i_s|$  und Ständerspannung  $|u_s|$  konstant bleiben.



**Bild 7.8:** Koordinatenverdrehung bei Rotorzeitkonstantenänderung

Nur ändert sich ihre Komponente abhängig von dem Winkel  $\gamma$ . Aus Bild 7.8 und der Transformationstabelle (Tab. 2.1) können folgende Beziehungen zwischen den Koordinaten abgeleitet werden:

$$\gamma = \rho' - \rho$$

$$\vec{i}_s^D = |\vec{i}_s| * e^{-j\omega_{mR}t} = |\vec{i}_s| * e^{-j\rho} \quad (7.2)$$

$$\vec{i}_s^{D'} = |\vec{i}_s| * e^{-j\omega'_{mR}t} = |\vec{i}_s| * e^{-j\rho'} = \vec{i}_s^D * e^{-j\gamma}$$

d.h. bei einer  $T_R$ -Verstimmung eilt der tatsächliche Fluß dem Modell um den Winkel  $\gamma$  voraus. Dies kann auch als eine Resttransformation [22] angesehen werden. Im stationären Zustand gelten folgende Beziehungen:

$$i_{mRd} = i'_{mRd} = i_{mRd}^{soll} = \text{kons tan t}$$

$$i_{sd} = i'_{sd} = i_{sd}^{soll} \quad (7.3)$$

$$i_{sq} = i'_{sq} = i_{sq}^{soll}$$

$$\omega_s = \omega_{mR}$$

Aus den Gleichungen 7.2,7 im drehfeldfesten Koordinatensystem und dem Bild 7.8 folgt:

$$\varphi_i = \arctan\left(\frac{i_{sq}}{i_{sd}}\right) = \arctan(\omega_R T_R)$$

$$\varphi_u = \arctan\left(\frac{u_{sq}^{kop}}{\sim kop} \bigg/ \frac{u_{sd}}{u_{sd}^{kop}}\right) = -\text{arc cot}\left(\frac{i_{sq}}{i_{sd}}\right)$$

$$\varphi'_i = \arctan\left(\frac{i'_{sq}}{i'_{sd}}\right) = \arctan(\omega'_R T_{Rg})$$

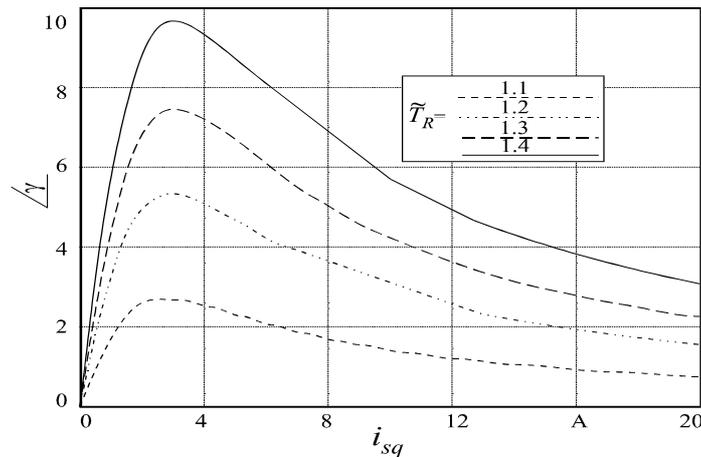
$$\varphi'_u = \arctan\left(\frac{u'_{sq}{}^{kop}}{\sim kop} \bigg/ \frac{u'_{sd}}{u'_{sd}{}^{kop}}\right) = -\text{arc cot}\left(\frac{i'_{sq}}{i'_{sd}}\right)$$

(7.4)

Aus den obigen Gleichungen für die Koppelspannungsverhältnisse geht hervor, daß man sie auf die Stromverhältnisse zurückführen kann. Der Verschiebungswinkel  $\gamma$  läßt sich bei einer  $T_R$ -Verstimmung wie folgt berechnen:

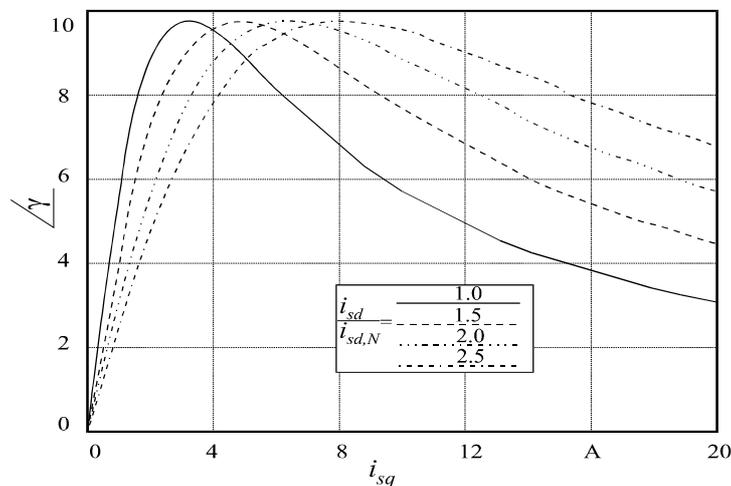
$$\gamma(T_{R\vartheta}) = \arctan\left(\frac{i_{sq}}{i_{sd}}\right) - \arctan\left(\frac{i_{sq}}{i_{sd}} \cdot \tilde{T}_R\right), \quad \text{mit } \tilde{T}_R = \frac{T_{R20}}{T_{R\vartheta}} \quad (7.5)$$

wobei  $T_{R\vartheta}$  die veränderte Rotorzeitkonstante durch Erwärmung und  $\tilde{T}_R$  die relative Rotorzeitkonstante beschreiben. Aus der Gl. (7.5) ist ersichtlich, daß der Fehlwinkel nicht nur vom Verhältnis der relativen Rotorzeitkonstanten abhängt, sondern sowohl von der Laststromkomponente  $i_{sq}$  als auch dem flußbildenden Strom  $i_{sd}$  der Maschine. Die folgenden Bilder (7.9-10) stellen den Fehlwinkel  $\gamma$  als Funktion des Laststroms  $i_{sq}$ , mit  $\tilde{T}_R$  und Strom  $i_{sd}$  als Parameter dar. Das Bild 7.9 zeigt, daß der Fehlwinkel mit der Erwärmung des Rotors erheblich ansteigt; wobei dies im Übergang von dem dynamischen zum stationären Zustand mit einer Schwingung der folgenden Zustandsgrößen  $i_{sq}$ ,  $\omega_R$  einhergeht.



**Bild 7.9:** Fehlwinkeldiagramm abhängig von Laststrom mit  $\tilde{T}_R$  als Parameter

Aus dem Bild 7.10 wird deutlich, daß die Abweichung der flußbildenden Stromkomponente  $i_{sd}$ , für einen Zuwachs bis zu 250%, auch einen falschen Winkel verursacht; demzufolge verschlechtert sich das dynamische Verhalten des Asynchronmotors. In beiden Fällen wächst der Fehlwinkel mit der  $T_R$ -Abweichung, was ohne Rotorzeitkonstante-Adaption eine Verschiebung der elektrischen Maschinengrößen gegenüber dem kalten Zustand verursacht. Hieraus folgt eine Verminderung der Regelgüte. Diese Erkenntnisse wurden zur Anpassung der Rotorzeitkonstanten in folgenden Arbeiten erfolgreich [20, 39] eingesetzt.



**Bild 7.10:** Fehlwinkeldiagramm für  $\tilde{T}_R = 1.20$  und Magnetisierungsstrom als Parameter

### 7.1.3 Rotorzeitkonstanten-Einfluß auf die Koppelstruktur

Für die Spannungs-Koppelterme aus dem Gleichungssystem der Asynchronmaschine im Drehfeldbezugssystem folgt:

$$\begin{aligned} u_{sd}^{kop} &= \left( \omega_{mR} \sigma L_s i_{sq} - (1 - \sigma) L_s \frac{di_{mRd}}{dt} \right) \\ u_{sq}^{kop} &= \left( -\omega_{mR} L_s i_{mRd} - \omega_{mR} \sigma L_s T_R \frac{di_{mRd}}{dt} \right) \end{aligned} \quad (7.6)$$

In beiden Gleichungen 7.6 wird die Dynamik durch den Magnetisierungsstrom hervorgerufen. Im stationären Zustand vereinfachen sich die Koppelspannungen der beiden Achsen zu folgenden Ausdrücken:

$$\begin{aligned} u_{sd}^{kop} &= \omega_{mR} \sigma L_s i_{sq} \Rightarrow \tilde{u}_{sd}^{kop} = \frac{u_{sd}^{kop}}{\sigma} = \omega_{mR} L_s i_{sq} \\ u_{sq}^{kop} &= -\omega_{mR} L_s i_{mRd} \end{aligned} \quad (7.7)$$

In der Gl. (7.7) gehen zur Berechnung der Koppelterme die Zustandsgrößen ein, die von dem Flußmodell gebildet werden. Die Tabelle (7.2) gibt eine Übersicht über die Zusammenhänge zwischen Rotorzeitkonstantenänderung und den Spannungskomponenten.

Im Bild (7.11) ist der Einfluß der Rotorzeitkonstantenänderung auf das dynamische und stationäre Verhalten des Asynchronmotors unter verschiedenen Lasten für zwei Drehzahlen (1000, 1500U/min) aufgezeichnet. Daraus resultiert, daß sich mit wachsender Temperatur sowohl dynamisch als auch stationär die Koppelterme ändern; wobei die stationären Abweichungen der d-Komponenten sich mit wachsender Drehzahl und Last bis zu 20% ändern, da die Rotorzeitkonstante quadratisch in die Gleichung eingeht. Die Änderungen der q-Komponenten bleiben unter 1%.

$T_R$	$u_{sq}^{kop}$	$u_{sd}^{kop}$
Abnahme	Abnahme	Zunahme
Zunahme	Zunahme	Abnahme

**Tab 7.2:** Änderung der Koppelspannungen in Abhängigkeit der Rotorzeitkonstanten

### 7.1.4 Rotorzeitkonstanten -Einfluß auf das Drehmoment

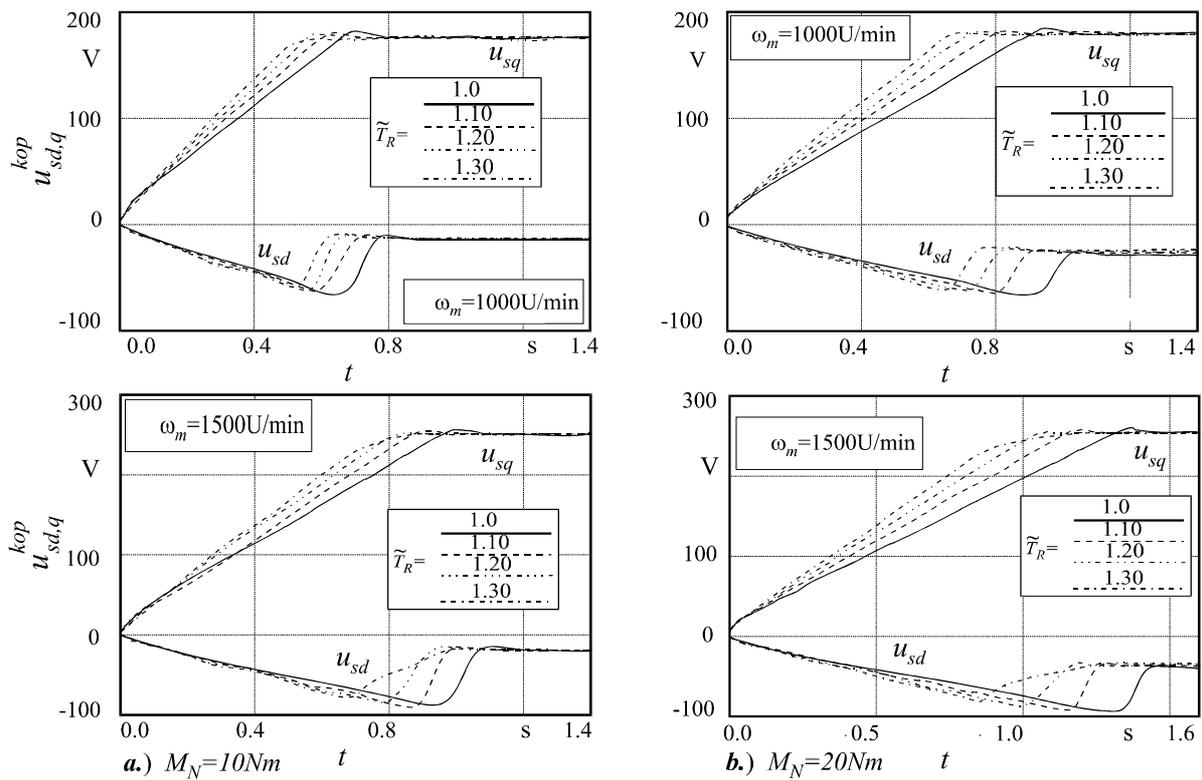
Nun wird die Auswirkung der  $T_R$ -Änderung auf das von der Antriebsmaschine entwickelte Drehmoment betrachtet. Im stationären Zustand gelten folgende Gleichungen:

$$m_e = k_m i_{mRd}^{soll} * i_{sq}^{soll} = k_m \left| \vec{i}_s \right| * \sin \varphi * \cos \varphi \quad (7.8)$$

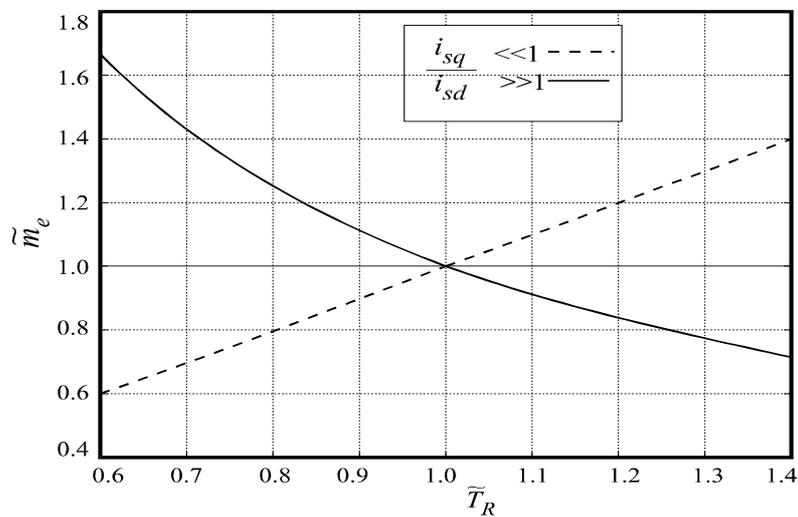
$$m'_e = k_m i_{mRd}^{soll} * i_{sq}^{soll} = k_m \left| \vec{i}_s \right| * \sin \varphi' * \cos \varphi'$$

$$\tilde{m}_e = \frac{m_e}{m'_e} = \frac{1 + \left( \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \right)^2}{1 + \left( \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \frac{1}{\tilde{T}_R} \right)^2} * \tilde{T}_R, \quad \text{mit } \tilde{T}_R = \frac{T_{R20}}{T_{R9}} \quad (7.9)$$

Man erkennt die direkte Auswirkung der  $T_R$ -Änderung auf das Drehmoment. Bild 7.12 zeigt die angenäherte Drehmomentabweichung abhängig von der relativen Rotorzeitkonstanten.



**Bild 7.11:** Rotorzeitkonstanteneinfluß auf Koppelspannungen bei verschiedenen Belastungen a.)  $M=10\text{Nm}$  und b.)  $M=20\text{Nm}$  und die Drehzahl als Parameter



**Bild 7.12:** Drehmomentabweichung abhängig von  $\tilde{T}_R$ -Änderung

Nach dieser Betrachtung ist festzustellen, daß durch eine nichtberücksichtigte  $T_R$ -Änderung im Flußmodell eine Koordinaten-Verdrehung entsteht, die die Abweichungen von  $i_{sd}$  und  $i_{sq}$  mit sich bringt, die ihrerseits eine Verminderung des erzeugten Drehmoments zur Folge hat. Für die Asynchronantriebe bedeutet dies, daß die bildende Magnetisierungsstromkomponente zunächst größer wird, was ohne Sättigungserscheinung einen größeren Rotorfluß zur Folge hat und im Drehzahlregelkreis beeinflusst dies die Änderung des Verstärkungsfaktors, so daß der Drehzahlregelkreis nicht optimal funktioniert. Diese Tatsachen zwingen zur Adaption der Rotorzeitkonstanten im Betrieb, um die entstandenen Fehler zu beseitigen.

## 7.2 Methode der Rotorzeitkonstanten-Adaption

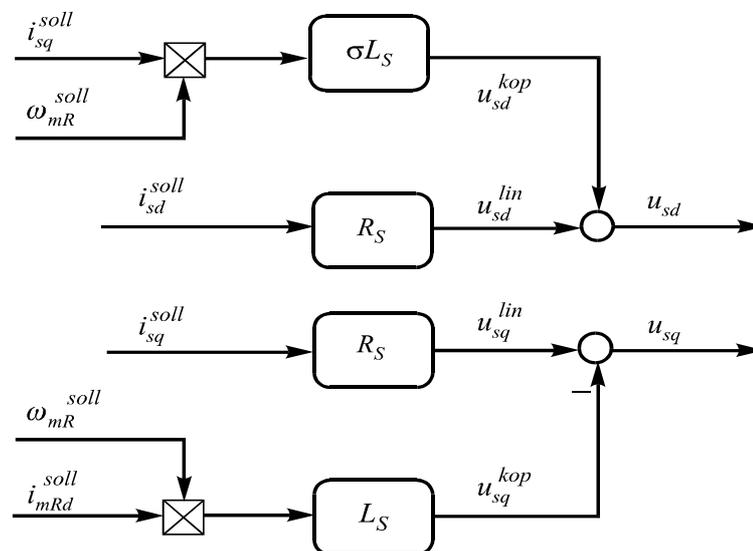
Ausgangspunkt des Adaptionvorganges sind die folgenden Spannungsgleichungen der Asynchronmaschine in dem Drehfeldsystem:

$$\begin{aligned}
 u_{sd} &= u_{sd}^{lin} + u_{sd}^{kop} = \underbrace{R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt}}_{u_{sd}^{lin}} + \underbrace{\left( -(1-\sigma)L_s \frac{di_{mRd}}{dt} + \sigma L_s \omega_{mR} i_{sq} \right)}_{u_{sd}^{kop}} \\
 u_{sq} &= u_{sq}^{lin} + u_{sq}^{kop} = \underbrace{R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt}}_{u_{sq}^{lin}} + \underbrace{\left( -(1-\sigma)L_s \omega_{mR} i_{mRd} - \sigma L_s \omega_{mR} i_{sd} \right)}_{u_{sq}^{kop}}
 \end{aligned} \tag{7.10}$$

Im stationären Zustand vereinfachen sich die beiden Regelzweig-Strukturen des entkoppelten und linearisierten Asynchron-Regelantriebs zu folgender Form:

$$\begin{aligned}
 u_{sd} &= \underbrace{R_s i_{sd}^{soll}}_{u_{sd}^{lin}} + \underbrace{\sigma L_s \omega_{mR} i_{sq}^{soll}}_{u_{sd}^{kop}} = u_{sd}^{lin} + u_{sd}^{kop} \\
 u_{sq} &= \underbrace{R_s i_{sq}^{soll}}_{u_{sq}^{lin}} - \underbrace{L_s \omega_{mR} i_{mRd}^{soll}}_{u_{sq}^{kop}} = u_{sq}^{lin} + u_{sq}^{kop}
 \end{aligned} \tag{7.11}$$

Aus dem Gleichungssystem (7.11) geht hervor, daß zwischen den linearen Spannungsteilen eine einfache *ohmsch Beziehung* besteht; denn die Koppelspannungen kommen einfach als additive Terme in den Gleichungen vor und werden am Ausgang der beiden Reglerzweige berücksichtigt. D.h. sie üben keinen direkten Einfluß auf die beiden Regler aus. Bild (7.13) veranschaulicht diesen Sachverhalt.



**Bild 7.13** Vereinfachte Struktur der beiden entkoppelten und linearisierten Reglerzweige

Bei unverstimmten Parametern der Asynchronmaschine gilt diese Struktur für jeden Arbeitspunkt. Bei der Erwärmung der Maschine gelten die obigen linearen Strukturen nicht mehr, d. h. die Reglerachsen sind nicht mehr entkoppelt. Dies führt zu der Kopplung zwischen den beiden Achsen gemäß Bild (7.8) und Gl. (7.2) :

$$\begin{aligned}
 \vec{i}_s^{D'} &= \vec{i}_s^s \cdot e^{-j\rho} = \vec{i}_s^D \cdot e^{-j(\rho_M - \rho)} = \vec{i}_s^D \cdot e^{-j\gamma} \\
 \vec{i}_s^{D'} &= i'_{sd} + j i'_{sq} = i_{sd} \cdot \cos \gamma + i_{sq} \cdot \sin \gamma + j(i_{sq} \cdot \cos \gamma - i_{sd} \cdot \sin \gamma)
 \end{aligned} \tag{7.12}$$

Im Grenzfall, d. h.  $\gamma = 0$ , sind die beiden Stromachsen völlig entkoppelt. Bei einer Verschiebung der Koordinaten kommen durch Rotorzeitkonstanten-Änderung zusätzlich zu jeder Achse eine weitere Komponente hinzu, die als eine Restkopplung angesehen werden kann. Für die Spannungsgleichungen in der Gl. (7.11) gilt dann:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= R_s i'_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_{mR} i'_{sq} \\ u_{sq} &= R_s i'_{sq} - L_s \cdot \omega_{mR} \cdot i_{mRd} \end{aligned} \quad (7.13)$$

Setzt man die Beziehungen der Gl. (7.12) in die obigen Gleichung ein, so erhält man:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= \left( R_s i_{sd} - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_{mR} \cdot i_{sq} \right) \cdot \cos \gamma + \left( R_s i_{sq} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_{mR} \cdot i_{sd} \right) \cdot \sin \gamma \\ u_{sq} &= \left( R_s i_{sq} + L_s \cdot \omega_{mR} \cdot i_{mRd} \right) \cdot \cos \gamma - \left( R_s i_{mRd} - L_s \cdot \omega_{mR} \cdot i_{sq} \right) \cdot \sin \gamma \end{aligned} \quad (7.14)$$

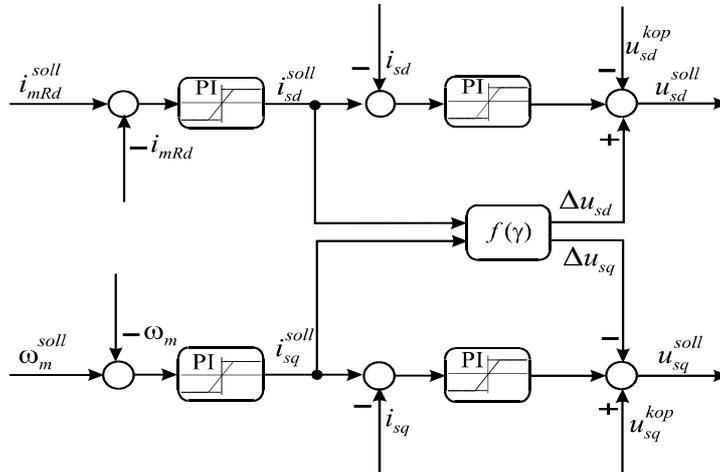
Allgemein läßt sich die Gl. (7.14) in folgender Form beschreiben:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= u_{sd}^{soll} \cdot \cos \gamma + \Delta u_{sd}^{kop} \cdot \sin \gamma \\ u_{sq} &= u_{sq}^{soll} \cdot \cos \gamma + \Delta u_{sq}^{kop} \cdot \sin \gamma \end{aligned} \quad (7.15)$$

Nach Vereinfachung der Gl. (7.14) folgt dann für die beiden Reglerausgangsgrößen:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= u_{sd}^{soll} \cdot \cos \gamma + \left[ R_s i_{sq} \left( \frac{\sigma T_s}{T_R} + 1 \right) + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_m \cdot i_{sd} \right] \cdot \sin \gamma \\ u_{sq} &= u_{sq}^{soll} \cdot \cos \gamma + \left[ R_s i_{mRd} \left( \frac{T_s}{T_R} \left( \frac{i_{sq}}{i_{mRd}} \right)^2 - 1 \right) + L_s \cdot \omega_m \cdot i_{sq} \right] \cdot \sin \gamma \end{aligned} \quad (7.16)$$

Aus der Gl. (7.16) geht hervor, daß bei einer Rotorzeitkonstanten-Änderung, abhängig von dem Verschiebungswinkel, für die einzuprägenden Spannungen weitere Koppelterme entstehen. Im Bild 7.14 sind die obigen Verhältnisse nochmals dargestellt.



**Bild 7.14** Einfluß der Verschiebungswinkel  $\gamma$  auf Sollwert-Spannungen

Die analytischen Untersuchungen, besonders zum Einfluß der Rotorzeitkonstanten auf das dynamische und stationäre Verhalten der Asynchronmaschine, zeigen, daß der Längsreglerzweig weniger empfindlicher als der Querreglerzweig auf Rotorzeitkonstanten-Änderungen reagiert. Für den Zweck einer  $T_R$ -Adaption sind daher die beiden Reglerausgangsgrößen prädestiniert, weil jede Änderung der Rotorzeitkonstanten im Betrieb sich unmittelbar auf sie auswirkt. Es wird so verfahren, daß aus diesen beiden Größen und anderen Maschinen-Zustandsgrößen ein Verhältnis gebildet wird, daß bei einer Abweichung des Antriebs von dem Arbeitspunkt infolge der Rotorzeitkonstanten-Änderung in der Lage ist, sowohl die Änderungsrichtung Gl.(7.17) der Rotorzeitkonstanten als auch ihren Betrag Gl.(7.18) zu bestimmen. Zum Zweck der Rotorzeitkonstanten-Adaption wird die Größe  $\kappa$  eingeführt. Der Betrag

von  $\kappa$  wird aus dem Verhältnis von  $u_{sq}^{lin}$  und  $i_{sq}$  berechnet, der der Änderung der Rotorzeitkonstanten entspricht. Diese Beziehungen lassen sich in folgender Form ausdrücken:

$$\kappa \gg 1.3 \Rightarrow T_R - \text{Abnahme}$$

$$\kappa = \frac{u_{sq}^{lin}}{i_{sq}^{soll}} \quad (7.17)$$

Die Größe von  $\kappa$  nimmt im gesamten Adaptionsvorgang die zentrale Rolle ein. In Bild 7.15 und 7.16 sind seine Betragsänderungen infolge der Rotorzeitkonstanten-Änderung dargestellt. Diese Methode ist von großem Vorteil, da man ohne ein Modell die Abweichung der Rotorzeitkonstanten bis auf 3% genau bestimmen kann. Nach Festlegung der Rotorzeitkonstanten-abweichung wird anhand folgender Beziehung die Betragsänderung im Betrieb berechnet:

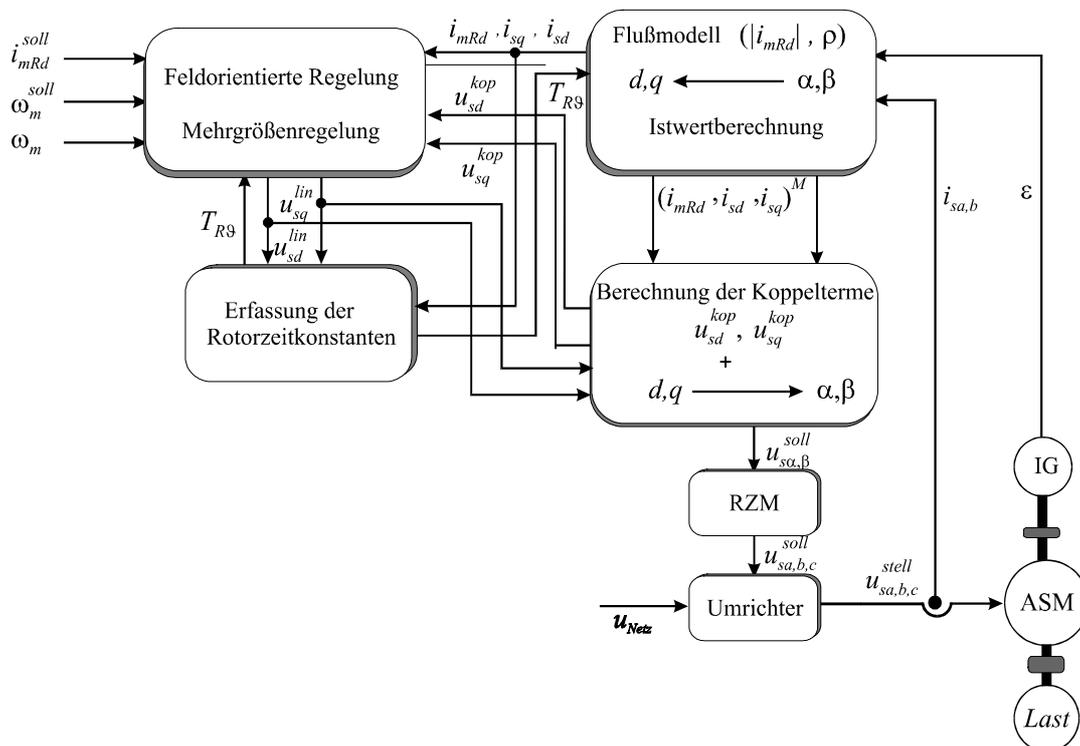
$$T_R = \frac{i_{sq}}{\omega_R \cdot i_{mRd}^{soll}}, \quad T_{R,9} = \frac{i_{sq,9}}{\omega_{R,9} \cdot i_{mRd}^{ref}} \quad \text{mit} \quad i_{mRd}^{ref} = \frac{u_{sd}^{lin}}{\kappa} \quad (7.18.a)$$

$$T_{R,9} = \frac{i_{mRd}^{me\beta}}{i_{mRd}^{ref}} \cdot T_R \quad (7.18.b)$$

Der Zähler in Gl. (7.18.b) entspricht dem momentanen Magnetisierungsstrom und im Nenner wird mittels  $\kappa$  ein Referenz-Magnetisierungsstrom berechnet. Insgesamt verläuft der Adaptionsvorgang dann in zwei Phasen:

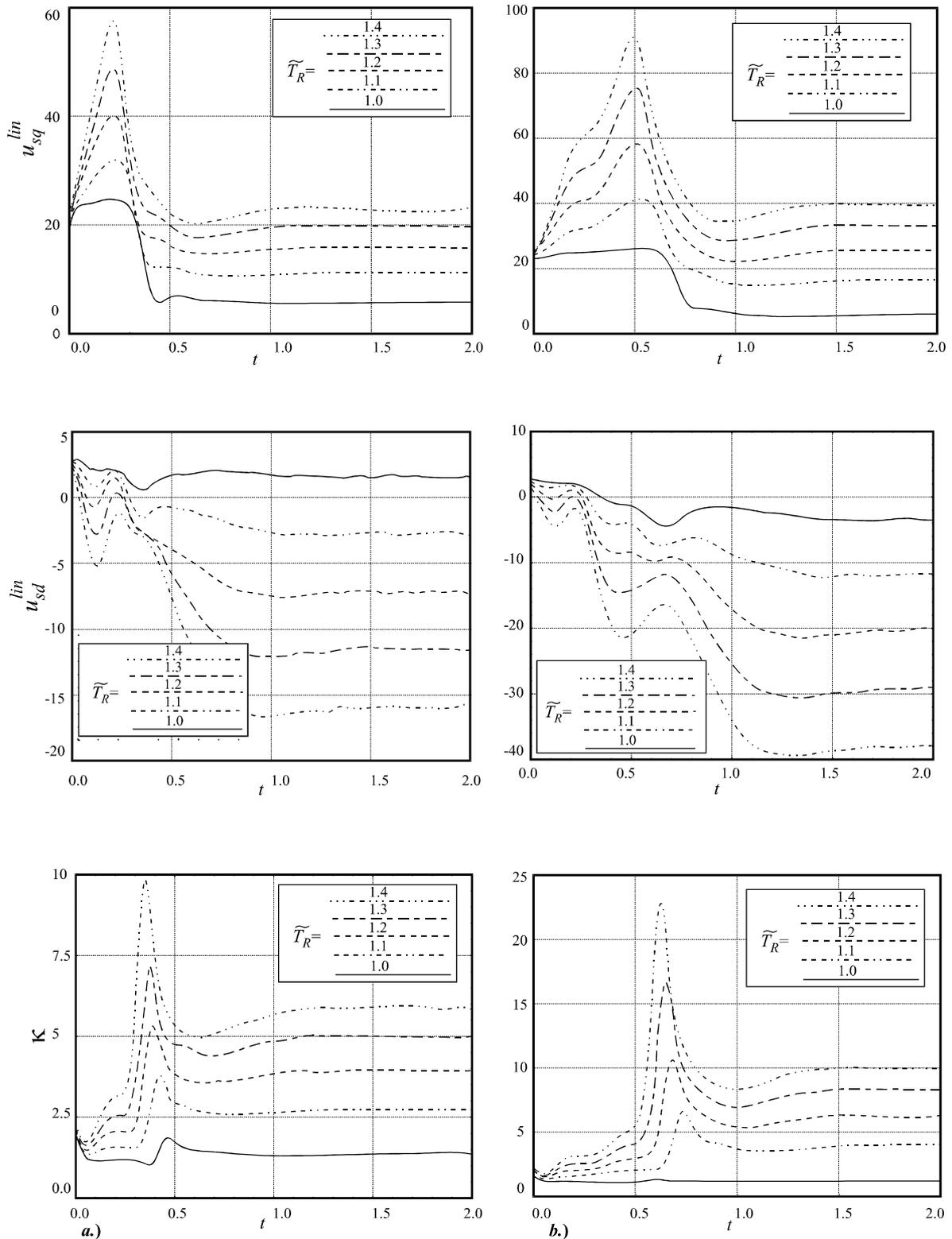
- Bestimmung des Rotorzeitkonstantenbetrags anhand der Zustandsgrößen und dann
- in der zweiten Phase die Korrektur der Flußstruktur und der Reglerparameter mittels des oben beschriebenen Verfahrens.

Das Bild 7.15 stellt den Vorgang der Rotorzeitkonstanten-Adaptions schematisch dar.

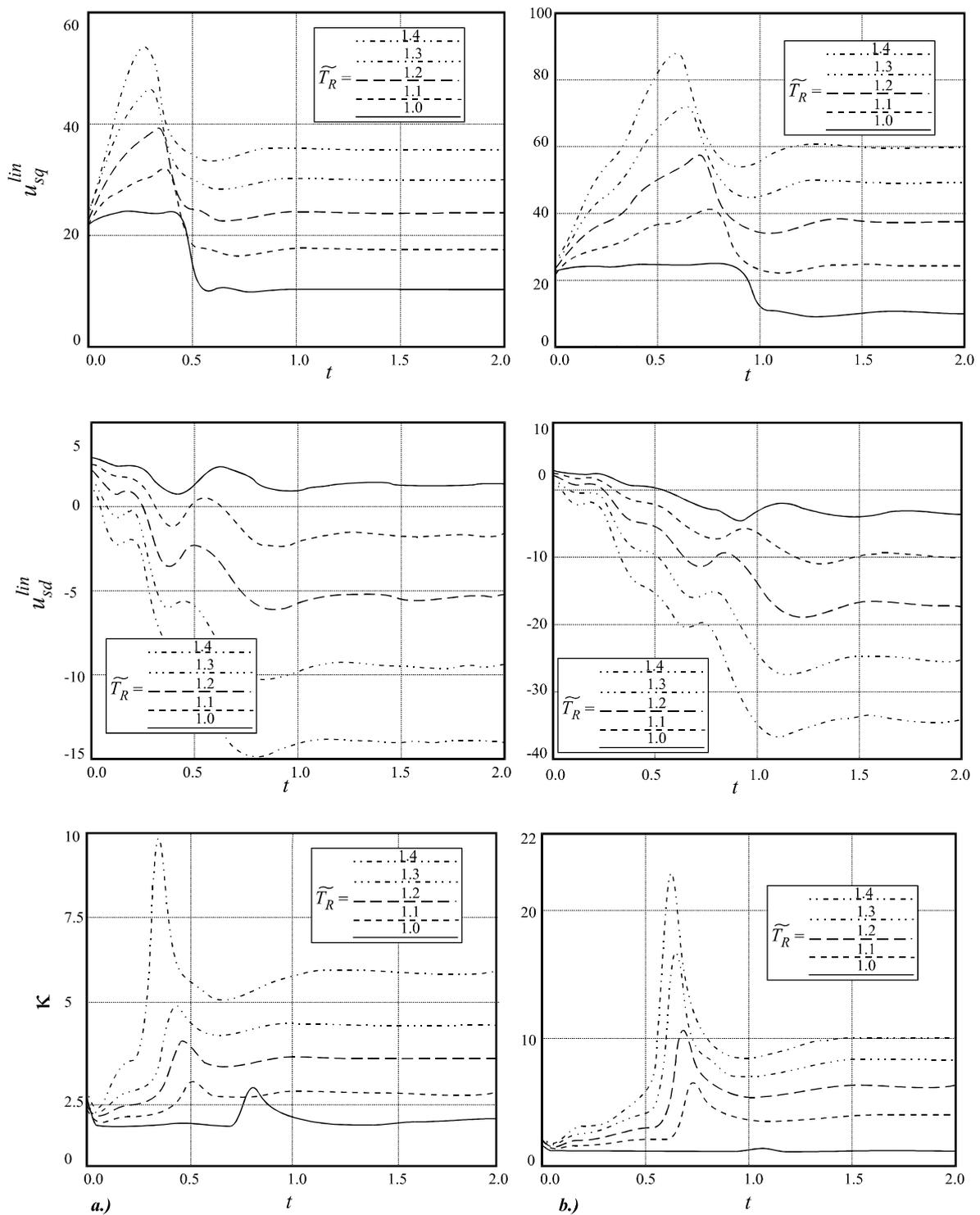


**Bild 7.15:** Strukturdiagramm der  $T_R$ -Identifikation des Asynchronmotors

Bei einer rechnergestützten Feldorientierten Regelung wird ein völliger Automatisierungsgrad angestrebt. Daher werden die ohnehin verfügbaren Meß- und Zustandsgrößen zur Verarbeitung für die  $T_R$ -Adaption herangezogen, d.h. es wird keine zusätzliche Sensorik und kein mathematisches Modell für diese Methode benötigt.



**Bild 7.16** Reglerausgangsgrößen und  $\kappa$  für eine Last 10Nm mit relativer  $\tilde{T}_R$ -Veränderung für die Drehzahlen a.) 500U/min und b.) 1000U/min



**Bild 7.17** Reglerausgangsgrößen und  $\kappa$  für eine Last 20Nm mit relativer  $\tilde{T}_R$ -Veränderung für die Drehzahlen a.) 500U/min und b.) 1000U/min

Die Bilder (7.16-17) veranschaulichen exemplarisch die Auswirkung der Rotorzeitkonstanten auf die Reglerausgangsgrößen für verschiedene Belastungen der Asynchronmaschine (10, 20Nm) für zwei verschiedene Drehzahlen (500, 1000U/min) und die daraus resultierenden  $\kappa$ -Werte. Es zeigt sich, daß bei größeren Rotorzeitkonstanten-Änderungen sowohl die Reglerausgangsgrößen als auch die  $\kappa$ -Werte erheblich anwachsen, was die Ausnutzung des Gesamtantriebs beeinträchtigt und die Voraussetzung der Feldorientierung verletzt, dadurch ist die

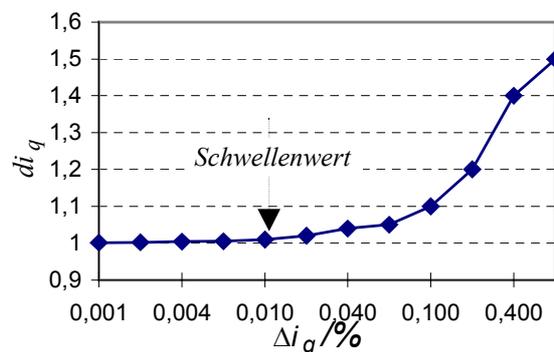
Maschinenstruktur nicht mehr entkoppelt und linear. Wie aus den beiden Bildern zu entnehmen ist, wird die Abweichung beider Reglerausgangsgrößen unter Einfluß der Rotorzeitkonstanten-Änderung im stationären Zustand mit wachsender Drehzahl größer und demzufolge auch die berechneten  $\kappa$ -Werte.

Das dynamische Verhalten der beiden Regelstrecken verändert sich, indem die Regler eine größere Amplitude erzeugen. Die Abweichungen im stationären Zustand für die  $i_{sd}$ -Stromreglerausgangsgrößen werden bei wachsender Belastung für verschiedene Rotorzeitkonstanten-Änderungen kleiner. Mit der Adaption der Rotorzeitkonstanten und deren Nachführung verfolgt man gleichzeitig zwei Ziele: zum ersten die Bereitstellung und Überwachung einer fehlerfreien Flußnachbildung im Betrieb und die Aufhebung der Verkopplung zwischen den Reglerachsen bei der Verstimmung der Rotorzeitkonstanten. Die Erfassung der Rotorzeitkonstanten-Änderung bei dem vorgestellten Verfahren gestaltet sich sehr einfach, wenn deren Wert aus dem kalten Zustand bekannt ist bzw. durch ein Online-Verfahren dem Erfassungsmodul zur Verfügung gestellt wird.

Dieses Verfahren kann für eine Überwachung des Flußmodells und für die Überwachung der Überlastung des Asynchronantriebs eingesetzt werden. Bei der Adaptionaufgabe wird die Rückführung der Rotorzeitkonstanten aus Gründen der Systemstabilität abgeschaltet, wobei die Überwachungsaufgabe immer noch bestehen bleibt. Diese Tatsache ist so zu begründen, daß bei einer Verstimmung der Rotorzeitkonstanten die beiden Reglerachsen verkopplert sind, die dann zur Ausgabe falscher Stellspannungen führen. Der Grad der Verstimmung der Rotorzeitkonstanten hat eine direkt Auswirkung auf diese Größen. In der Regel setzt sich der Laststrom  $i_{sq}^L$  aus folgenden zwei Komponenten zusammen: Laststrom  $i_{sq}$  und Reibungslaststrom  $i_{sq,Rbg}$ .

$$i_{sq}^L = i_{sq} + i_{sq,Rbg} \Rightarrow di_q = \frac{i_{sq}^L}{i_{sq}} = (1 + \Delta i_q) \quad (7.19)$$

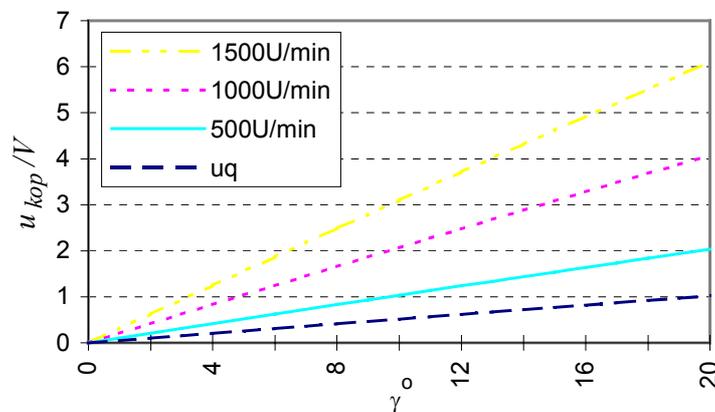
Aus der obigen Gleichung ist erkennbar, daß bei einer Belastung des Asynchronantriebs der Laststrom praktisch dann als Zustandsgröße für die Erfassung der Rotorzeitkonstanten-Änderung herangezogen werden kann, wenn der Betrag des Reibungslaststroms sehr viel kleiner ist als der tatsächliche Querstrom. Andererseits ist es bei der Adaption notwendig, daß der Laststrom einen Schwellenwert erreichen soll, damit die Adaption der Rotorzeitkonstanten einwandfrei funktioniert. Das Bild 7.18 stellt das Verhältnis der Ströme dar.



**Bild 7.18:** Verlauf des Laststromes über dem relativen Reibungslaststrom

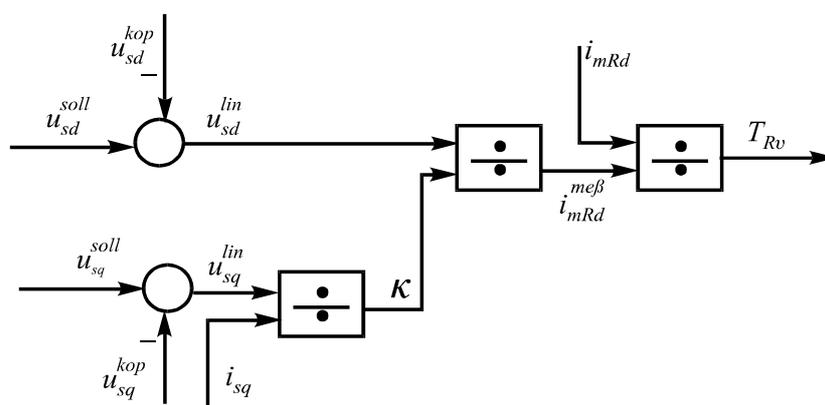
Bei praktischer Realisierung soll der Laststrom mindestens das 100-fache des Reibungslaststroms betragen, damit eine unverfälschte Adoption der Rotorzeitkonstanten erreicht werden kann. Die Stabilität des Gesamtsystems bei dem Erfassungsmechanismus wird durch die Überwachung des Laststroms gewährleistet. Wie man aus der Gl. (7.17) feststellen kann, ist dieses Verfahren abhängig von Betriebspunkt, wo dessen Betrag bei der Belastung zunimmt.

Im Leerlauf liegt bei Verstimmung der Rotorzeitkonstanten weiterhin eine Verkopplung der beiden Reglerachsen vor. Sie wird überwiegend durch den Längsstrom in Abhängigkeit von der Drehzahl hervorgerufen. Das Bild (7.19) stellt diese Kopplungsspannungen für drei ausgewählten Drehzahlen dar. Den gegenseitigen Einfluß der Koppelspannungen aufeinander bei leerlaufendem Asynchronmotor macht das Bild 7.19 deutlich.



**Bild 7.19:** Koppelspannungen im Leerlauf für verschiedene Drehzahlen (ud für drei verschiedene Drehzahlen)

Der Anteil der q-Achsenspannung hängt allein von dem Verschiebungswinkel  $\gamma$  ab. Dagegen ist der d-Anteil sowohl abhängig vom Verschiebungswinkel  $\gamma$  als auch der Drehzahl  $\omega_m$ . Dieser Anteil wächst linear mit der Drehzahl. Da sich die Berechnung der Rotorzeitkonstanten-Änderung auf die q-Achse bezieht, deren Betrag im Leerlauf abhängig ist von dem Verschiebungswinkel  $\gamma$ , wird der Adaptionsvorgang bei Leerlaufbetrieb aus Stabilitätsgründen abgeschaltet. Er bleibt dennoch zur Überwachung des Laststroms bestehen. Ferner zeigte es sich bei der praktischen Realisierung als sinnvoll, die Nachführung bei einer Abweichung der Rotorzeitkonstanten von über 3% vorzunehmen. Das Bild 7.20 zeigt das Blockdiagramm der Rotorzeitkonstanten-Erfassung im Betrieb.



**Bild 7.20** Blockdiagramm zur Berechnung von  $T_R$  im Betrieb

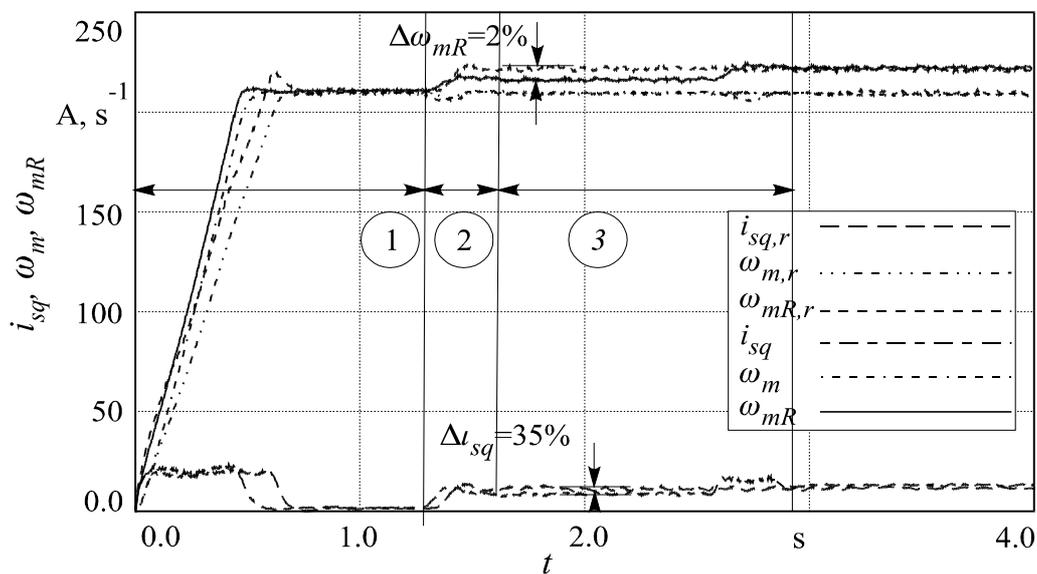
In Bild 7.21 ist der Vorgang der  $T_R$ -Adaption bei einer Abweichung von +40% für die Drehzahl (1000U/min  $\cong$  209U/s) unter einer Last von  $M_L=15\text{Nm}$  aufgezeichnet. Dafür sind folgende Größen  $\omega_m$ ,  $\omega_{mR}$ ,  $i_{sq}$  aufgenommen. In dem Bild 7.21 sind die Referenzgrößen mit „r“ für die Gegenüberstellung zu verstimmten Größen dargestellt. Wie man leicht aus dem Bild entneh-

men kann, ist die relative Abweichung von  $\omega_m$  Null und von  $\omega_{mR}$  beträgt sie 2%; dagegen weist  $i_{sq}$  eine Abweichung von 35% auf. Insgesamt ist das Bild in drei Zeitabschnitte eingeteilt:

1. Leerhochlauf der Maschine; Hochlaufphase,
2. Belastung der Maschine mit entsprechender Last; Belastungsphase,
3. Vorbereitung zur  $T_R$ -Adaption; Adaptionsphase.

In Bild 7.21 wird im Zeitpunkt 2.0s der Adaptionsvorgang ausgelöst, wo der berechnete Wert der Rotorzeitkonstanten in dem Prozeß geändert wird. Der  $T_R$ -Änderungszeitpunkt für den neuen Wert wird hier manuell ausgelöst.

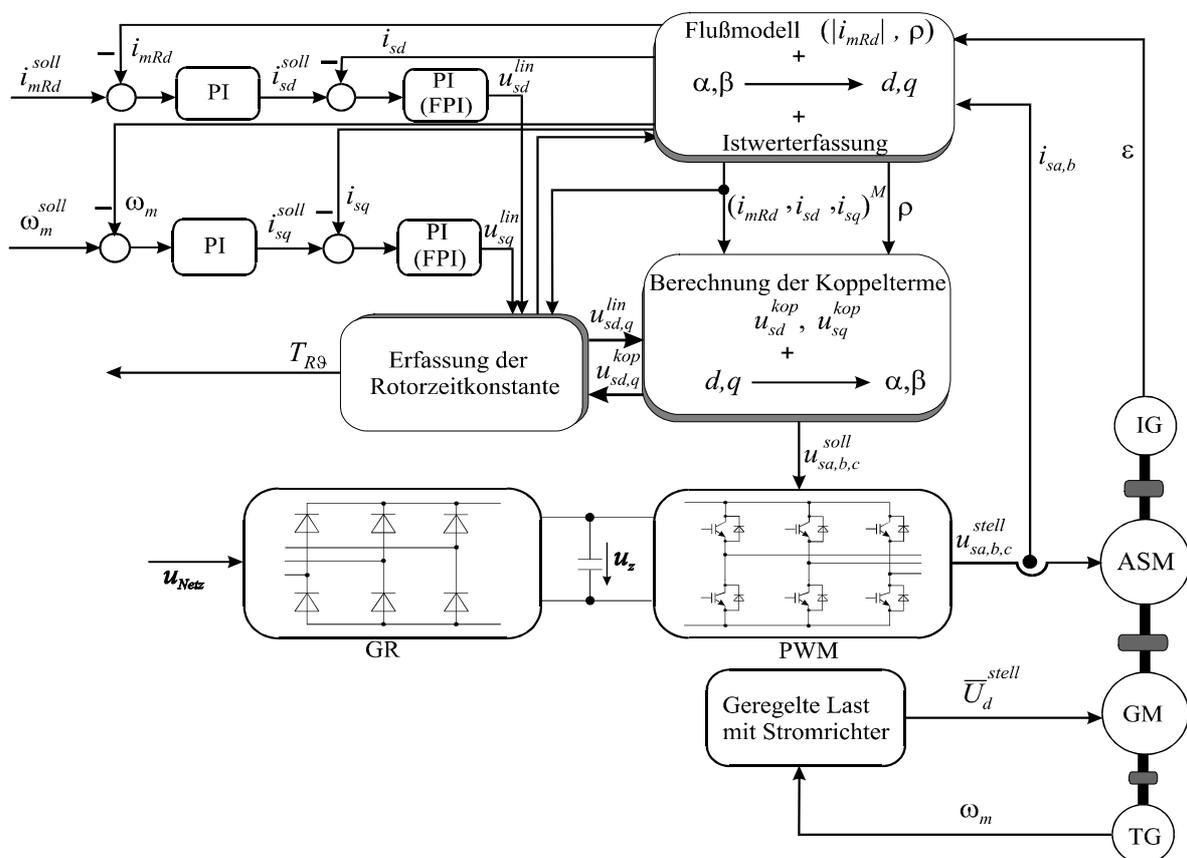
Hier erfährt zuerst  $\omega_{mR}$  eine Änderung durch den neu berechneten  $\omega_R$ -Wert. Demzufolge weist der Laststrom  $i_{sq}$  bei neuem berechneten  $T_R$ -Wert eine Änderung auf, was eine relativ kleine Beschleunigung des Antriebs bedeutet. Dieser Vorgang setzt sich solange fort, bis der eigentliche Wert von  $\kappa$  erreicht ist. Über die gesamte Adaptionszeit bleibt die Drehzahl konstant.



**Bild 7.21**  $T_R$ -Adaption bei einer Drehzahl von 1000U/min und einer Last 15Nm für die relative  $\tilde{T}_R$ -Veränderung von +40%

## 8 AUFBAU UND EXPERIMENTELLE UNTERSUCHUNG DES ANTRIEBSSYSTEMS

In diesem Kapitel wird zuerst der Teststand beschrieben und dann werden die Ergebnisse der Simulation mit den Messungen verglichen. Alle angegebenen Zahlen sind Absolutwerte. Die gesamten experimentellen Untersuchungen wurden an einem vorhandenen Versuchsaufbau /38/ durchgeführt. Der Aufbau, wie in Bild (8.1) dargestellt, setzt sich zusammen aus: Asynchronmotor als Regelstrecke, Gleichstrommotor als Last, starre Kupplung der beiden Maschinen und einem Umrichter mit konstanter Zwischenkreisspannung als Stellglied. Die Speisung der Asynchronmaschine erfolgt über einen IGBT-Umrichter, der die Stellspannungen nach der 3-Raumzeigermodulation / 34/ in die Maschine einprägt.



**Bild 8.1:** Schematische Darstellung des Gesamtaufbaus

Die Realisierung der vollständigen feldorientierten Kaskaden-Antriebsregelung besteht aus folgenden Teilen:

- Ermittlung des Magnetisierungsstromzeigers nach Betrag und Phase,
- Berechnung der notwendigen Transformationen zwischen den Bezugssystemen,
- Berechnung der Koppelspannungen,
- Durchführung von insgesamt vier Regel-Algorithmen für die beiden Strom-Pfade und
- Berechnung und Erzeugen der Ansteuersignale zur Einprägung der Stellspannungen.

Die Realisierung und Bewältigung einer solchen Aufgabenvielfalt, die hohe Anforderungen an die Rechenleistung von Rechensystem stellt, erfordert den Einsatz von einem Mehr-

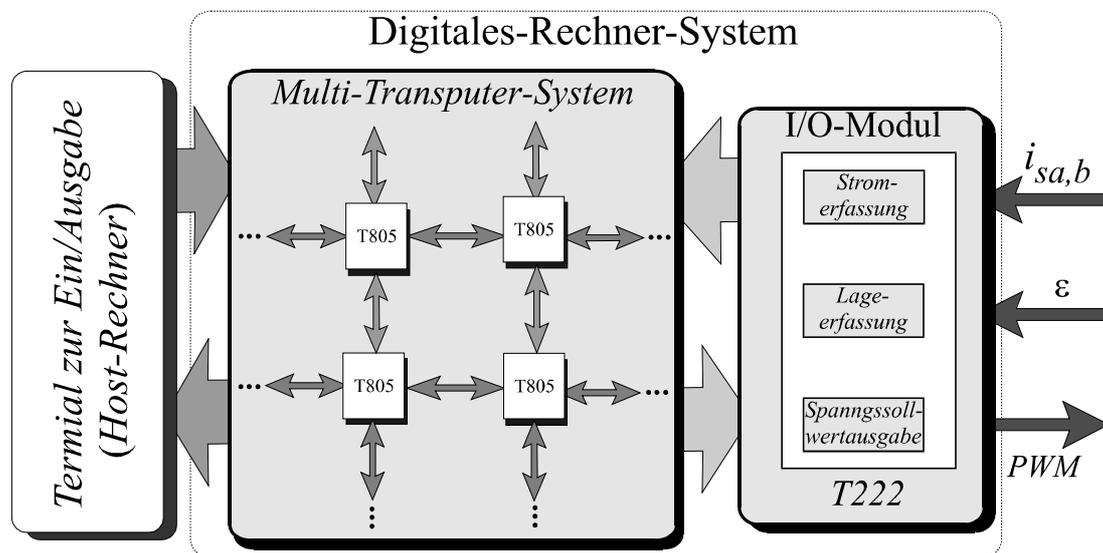
Prozessorensystem. Dieses Konzept wurde in verschiedenen Arbeiten /24, 35, 37-39/ erfolgreich erprobt und eingesetzt. Die modernen Entwicklungen der parallel verarbeitenden Hardware-Struktur, wie Transputer-System /22, 28/, erfüllen obige Anforderungen, und darüber hinaus verfügen sie über eine flexible Struktur mit einem einfachen erweiterbaren Modulaufbau zur Steigerung der Rechengeschwindigkeit und -genauigkeit. Sie eignet sich gut zum Einsatz in der komplizierten, verschachtelten feldorientierten Kaskaden-Regelung des Asynchronmotors.

## 8.1 Beschreibung des Hardwareaufbaus

Das eingesetzte Digital-Rechner-System besteht aus dem Regler-System und einem I/O-Modul. Das Regler-System verfügt über fünf Prozessoren der 32-Bit Transputer-Familie T805 mit der Taktfrequenz von 25 MHz und 1 bzw. 2 MB Arbeitsspeicher zur Berechnung sämtlicher Regelalgorithmen.

Das I/O-Modul ist mit drei 16-Bit-Transputern (T222) mit einer Taktfrequenz von 20 MHz bestückt. Es verfügt über zwei schnelle 12-Bit-A/D-Wandler mit der Wandlungszeit von  $5\mu\text{s}$  und analogem Filter, einem Zähler zur Erfassung der Rotorlage und einem Ausgabeport zur Generierung der Ansteuersignale des Pulswechselrichters. Dieses Modul dient als Schnittstelle zwischen Leistungsteil und Meßgrößenerfassung einerseits und dem Rechner-System andererseits.

Im Bild 8.2 ist die Hardware-Struktur des Digital-Rechner-Systems dargestellt. Der zu treibende Aufwand in der Meßwerterfassung ist auf einer Seite abhängig von dem verwendeten Modell der Asynchronantriebe zur Ermittlung der Maschinenzustandsgrößen, und auf der anderen Seite von der gewählten Rotorflußstruktur.



**Bild 8.2:** Schematischer Aufbau des digitalen Hardware-Systems

Die benötigten Stromistwerte werden aus Messungen zweier Phasenströme direkt proportionaler Meßspannungen gewonnene, dann erst über I/O-Modul nach Filterung digitalisiert und dem Prozessrechner zur weiteren Signalverarbeitung zugeführt. Mit Hilfe eines inkrementalen Lagegebers wird die Rotorlage zur Ermittlung der Drehzahl erfaßt, der die gestellten Anforderungen an den Gesamtprozeß in allen Betriebspunkten des Antriebes gut erfüllt. Die softwaremäßige Realisierung erfolgt modular, indem die unterschiedlichen Regelungsaufgaben zur

Parallel-Verarbeitung auf autonome Transputer verteilt werden. Dadurch erzielt man eine übersichtlichere Verarbeitung der verschachtelten Aufgaben. Im Bild 8.3 ist die Struktur des Rechner-Systems und des Maschinensatzes, dessen Daten dem Anhang A1 zu entnehmen sind, dargestellt. Zur Ausführung der Regelalgorithmen sind folgende modularen Aufgabenteilungen realisiert:

- I. Regelung des d-Strompfades bestehend aus überlagertem Flußregler bzw. Magnetisierungsstrom  $i_{mRd}$ , dem unterlagerten Stromregler  $i_{sd}$  und Begrenzung der Reglerausgangsgröße.
- II. Regelung des q-Strompfades bestehend aus überlagertem Drehzahlregler  $\omega_m$ , dem unterlagerten Stromregler  $i_{sq}$  und der Begrenzung der Reglerausgangsgröße.
- III. Berechnung des Magnetisierungsstroms aus dem Flußmodell anhand der gemessenen Phasenströme  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  und Rotorlage  $\varepsilon$ .
- IV. Ermittlung der Transformationswinkel  $\rho$  und die Berechnung der Ansteuersignale des Pulswechselrichters.

Weiterhin wurden folgende Arbeitsschritte, nämlich die Synchronisation und Kommunikation zwischen den Prozeß-Modulen und die Filterung der Istwerte von den Strömen  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  und die der Rotorlage  $\varepsilon$ , vorgesehen.

## 8.2 Simulation und Messung

Für die feldorientierte Regelung der Asynchronmaschine durch Kaskaden-Reglerstruktur, werden zwei, in Kap. (4, 5) vorgestellte Regler-Strukturen, nämlich die "konventionelle Regelung und die Fuzzy-Regelung" bezüglich des Führungs- und Störverhaltens, untersucht. Zu diesem Zweck werden sowohl die Simulationen als auch die experimentellen Untersuchungen der beiden Konzepte unter gleichbleibenden Bedingungen durchgeführt.

Im einzelnen werden für das Führungsverhalten der Drehzahl  $\omega_m$ , die Winkelgeschwindigkeit des Magnetisierungsstromes  $\omega_{mR}$  und die beiden Ströme  $i_{sd}$  und  $i_{sq}$  in Feldkoordinaten zur Beurteilung der erzielten Ergebnisse benutzt. Das Störverhalten des Antriebssystems für den Belastungsfall wird beim Aufschalten der konstanten Lastmomente durch die Gleichstrommaschine anhand des drehmomentbildenden  $i_{sq}$ -Stromverlaufs untersucht und beurteilt.

Anschließend werden die Ergebnisse der beiden Regelungskonzepte anhand der erzielten Dynamik miteinander verglichen und ferner die Empfindlichkeit der beiden Reglertypen unter Einfluß der Rotorzeitkonstanten untersucht.

Zunächst wird der konventionelle Regler (Nennparameter der Maschine im Anhang A1) nach der Methode des Dämpfungsoptimums eingestellt. Um die Bedingungen der Feldorientierung einzuhalten, wird die Maschine erst vormagnetisiert. Der Magnetisierungsstrom beträgt 2.7A für die Maschine, und ferner sind die Ausgangsgrößen der Stromregler auf den Wert 20.48A und die Drehzahlregler auf die maximal erreichbare Nenndrehzahl von 1500U/min begrenzt.

Mit dem entworfenen Kaskaden-Regler wird nicht nur das gewünschte Führungsverhalten und Unterdrücken äußerer Störgrößen angestrebt, sondern es soll sich das dynamische Verhalten des Systems nicht wesentlich ändern, wenn sich die Maschinenparameter in einem weiten Wertebereich ändern. Die Simulationen und Messungen bestätigen die obigen Aussagen nur teilweise, da der Prozeß besonders empfindlich auf Rotorzeitkonstantenänderungen reagiert, was sich sowohl im dynamischen, als auch im stationären Verhalten niederschlägt.

In Bild (8.4) sind die simulierten und gemessenen Zustandsgrößen des Asynchronantriebs für einen Leer-Hochlauf ( $m_L=0$ ) in Drehfeldkoordinaten dargestellt.

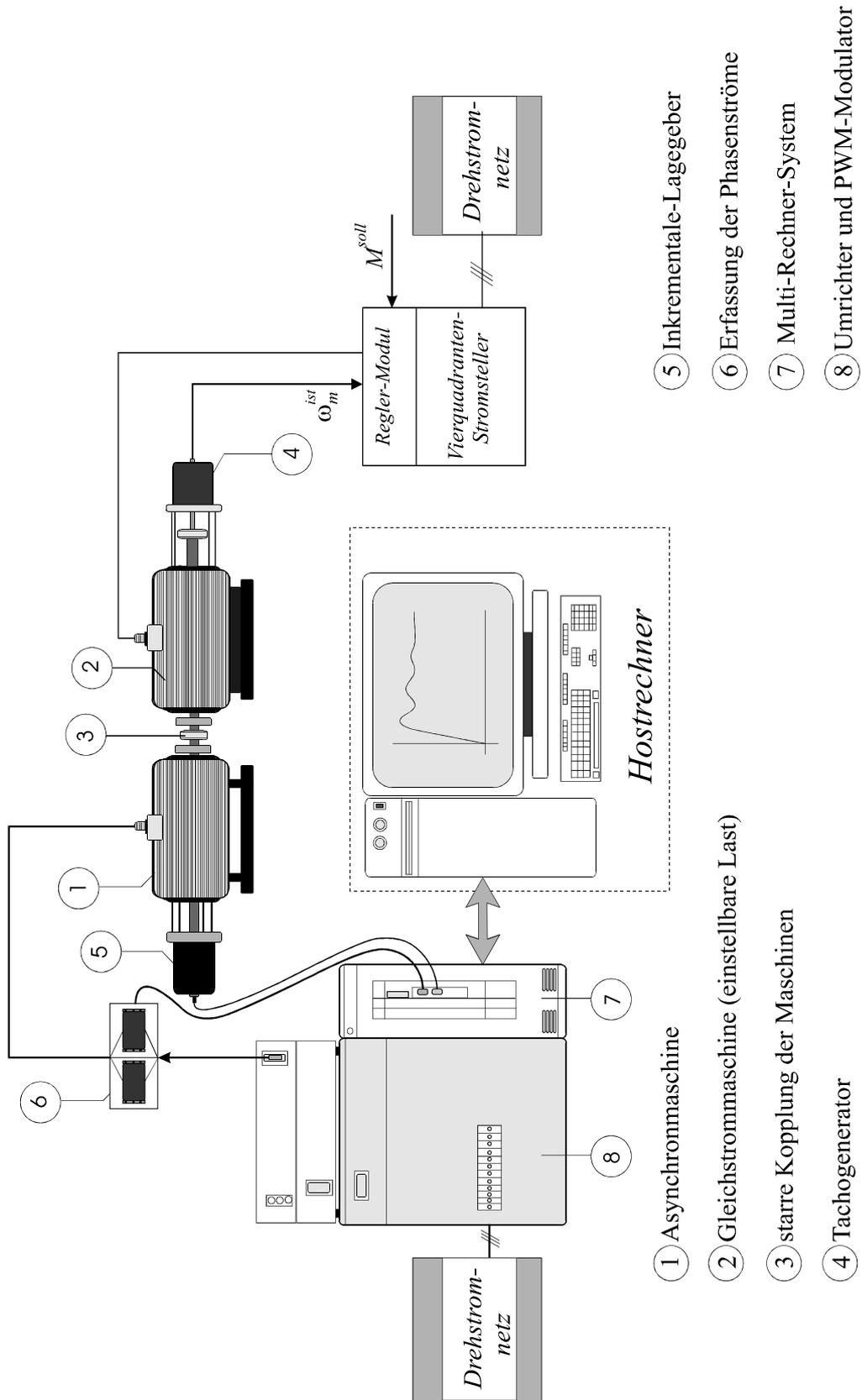
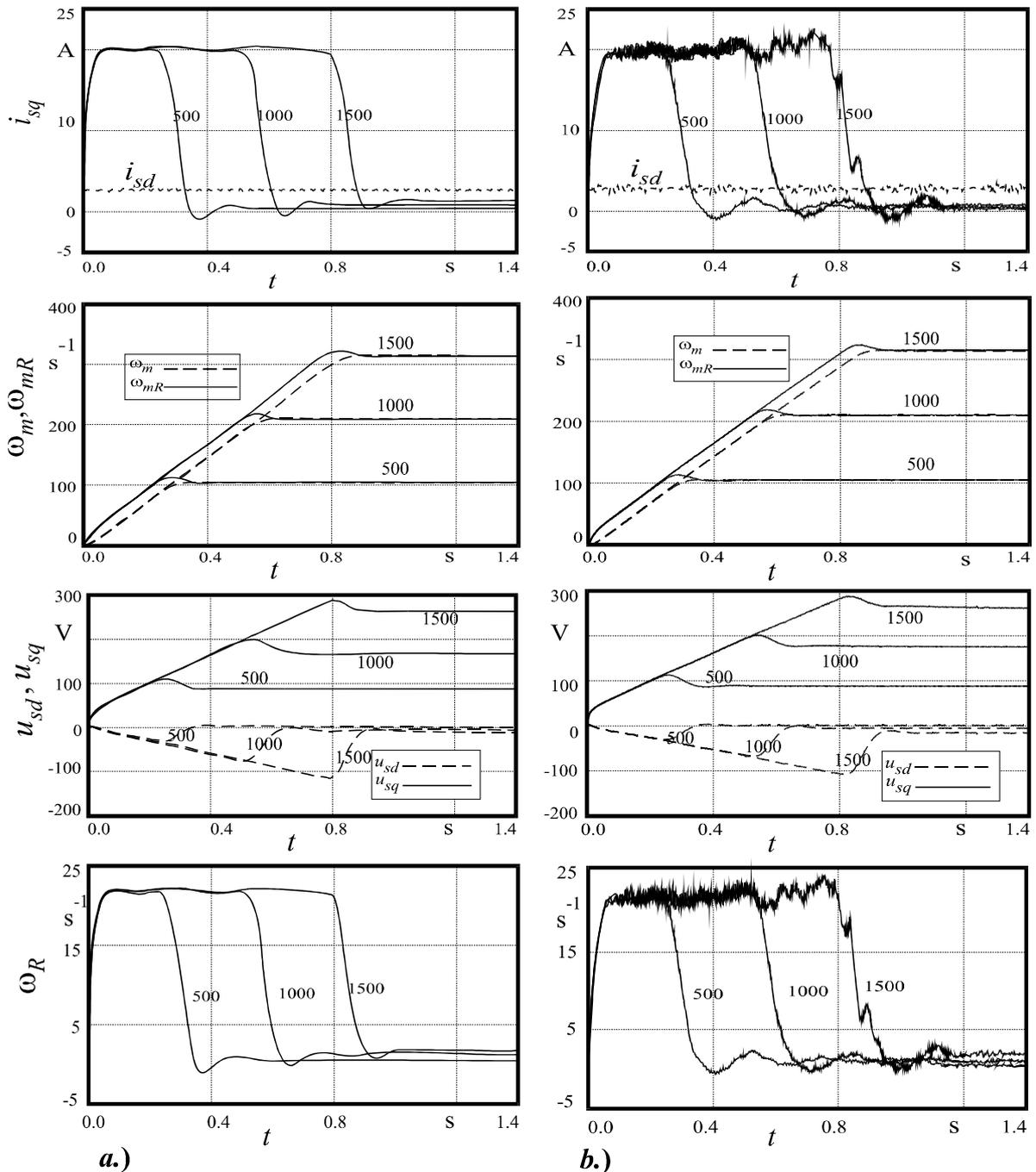


Bild 8.3: Versuchsstandes in der Übersicht



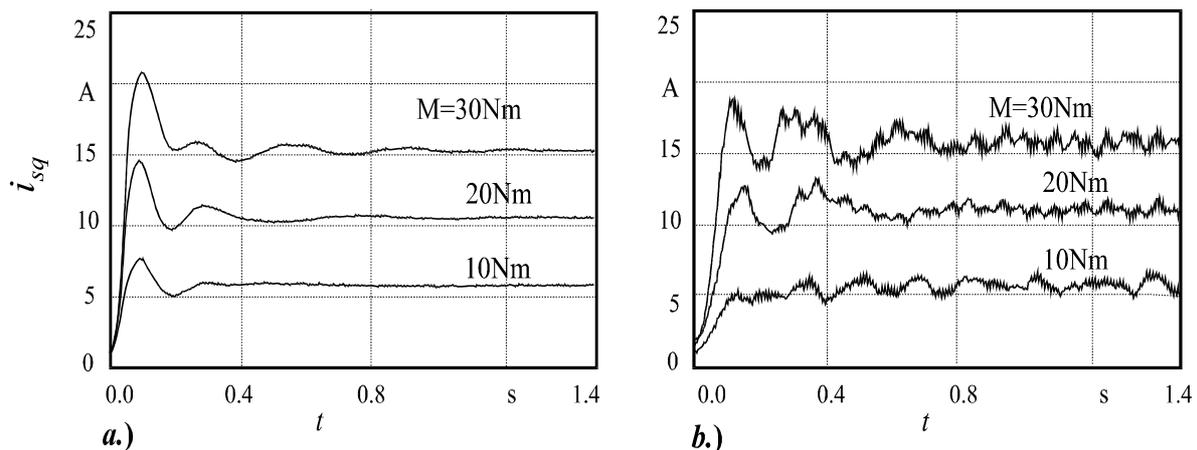
**Bild 8.4:** Simulierte a.) und gemessene b.) Hochlaufversuche für verschiedene Drehzahlen in U/min

Das Bild (8.4) zeigt den Verlauf der Drehzahl  $\omega_m$ , Winkelgeschwindigkeit des Magnetisierungsstromes  $\omega_{mR}$ , Spannungen  $u_{sd}$ ,  $u_{sq}$  und die beiden orthogonalen Ströme. Wie man aus dem Bild entnehmen kann, ist die Drehzahl stark gedämpft und  $\omega_{mR}$  weist eine kleine Überschwingung auf. Die flußbildende Stromkomponente  $i_{sd}$  bleibt konstant und der drehmomentbildende  $i_{sq}$ -Strom steigt sehr schnell an und geht in die Begrenzung. Er bleibt solange an der Begrenzung, bis die Beschleunigungsphase des Antriebes abgeschlossen ist und sich die gewünschte Drehzahl einstellt. Dann geht er in den stationären Zustand über.

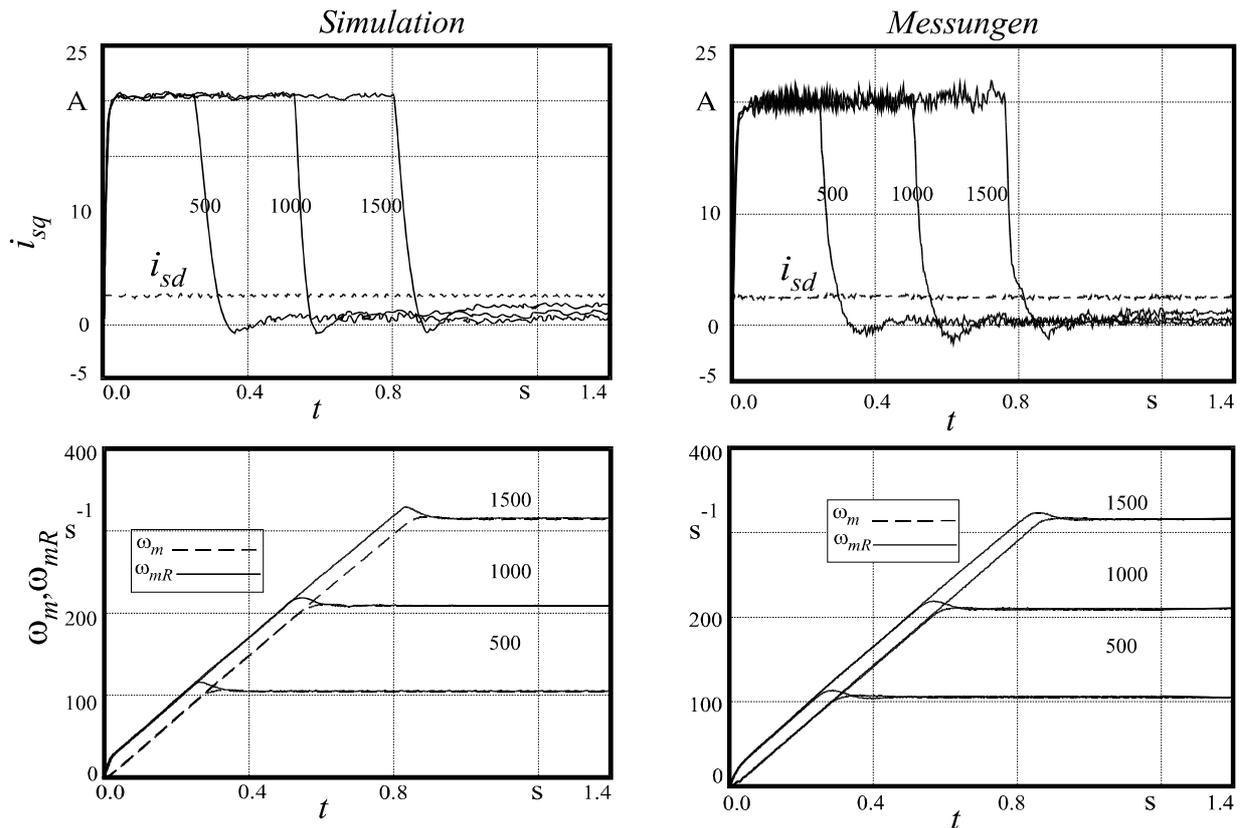
Die starke Stromwelligkeit hat ihren Grund in der Drehzahlberechnung mittels digitaler Filter /147/. Aus dem Vergleich der simulierten (8.4a) mit dem gemessenen (8.4b) Verläufen wird ersichtlich, daß eine gute Übereinstimmung zwischen dem zugrundeliegenden mathematischen Modell und der realen Asynchronantriebe vorliegt.

## – Störverhalten

Als einzige äußere Störgröße des gesamten Antriebssystems tritt das Lastmoment  $m_L$  auf, das von der Gleichstrommaschine erzeugt wird. Zur Beurteilung des Störverhaltens der beiden Regelkonzepte, im Hinblick auf das dynamische und stationäre Verhalten, wird die drehmomentbildende  $i_{sq}$ -Stromkomponente für verschiedene Lastsprünge aufgenommen. Die Lastsprünge werden nach der Vormagnetisierungsphase der Asynchronmaschine und Vorgabe des Drehzahlsprunges auf das System aufgeschaltet. Die Ergebnisse der Untersuchung des Störverhaltens des Antriebs für verschiedene Lastmomente (1/3, 2/3, 1) von dem Nennmoment, sind in Bild (8.5) aufgezeichnet. Aus dem Vergleich der simulierten und experimentellen Verläufe geht die gute Störunterdrückung der Kaskaden-Reglerstruktur hervor. Die Störung wird innerhalb von ca. 200ms ausgegletzt. Für die Fuzzy-Regelung werden die Daten im Anhang A2, gemäß Fuzzy-Sugeno-System, für die beiden unterlagerten Ständerströme  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  in Feldkoordinaten benutzt. Um die Dynamik der Fuzzy-Regelung beurteilen zu können, wird das Führungsverhalten untersucht. In Bild (8.6) sind die simulierten den gemessenen Zustandsgrößen gegenübergestellt. Damit es für den Vergleich der Regelungskonzepte eine gemeinsame Basis gibt, werden nun die folgenden Regelgrößen, nämlich Drehzahl  $\omega_m$ ,  $\omega_{mR}$  und die beiden Ständerströme  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  für den Leer-Hochlauf zu verschiedenen Drehzahlen aufgezeichnet. Der linke Bildteil (8.6) repräsentiert die Simulationen und der rechte die Messungen. Wie bei der konventionellen Regelung zeigt die Fuzzy-Regelung ein ähnliches Führungsverhalten, wobei der Einfluß der drehmomentenbildenden  $i_{sq}$ -Ströme ein besseres und toleranteres Verhalten bei Drehzahlsprüngen aufweist.



**Bild 8.5:** Störverhalten des Antriebs für verschiedene simulierte a.) und gemessene b.) Lastsprünge

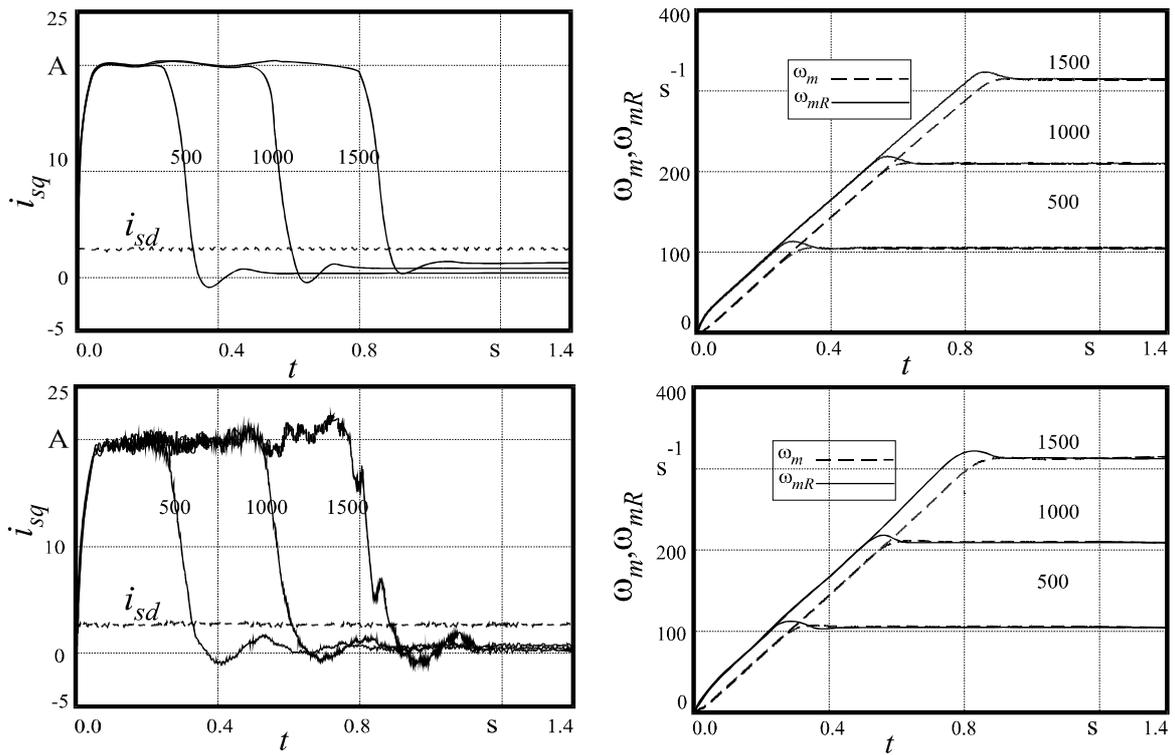


**Bild 8.6:** Führungsverhalten der Fuzzy-Kaskaden-Regelung für verschiedene Drehzahlen

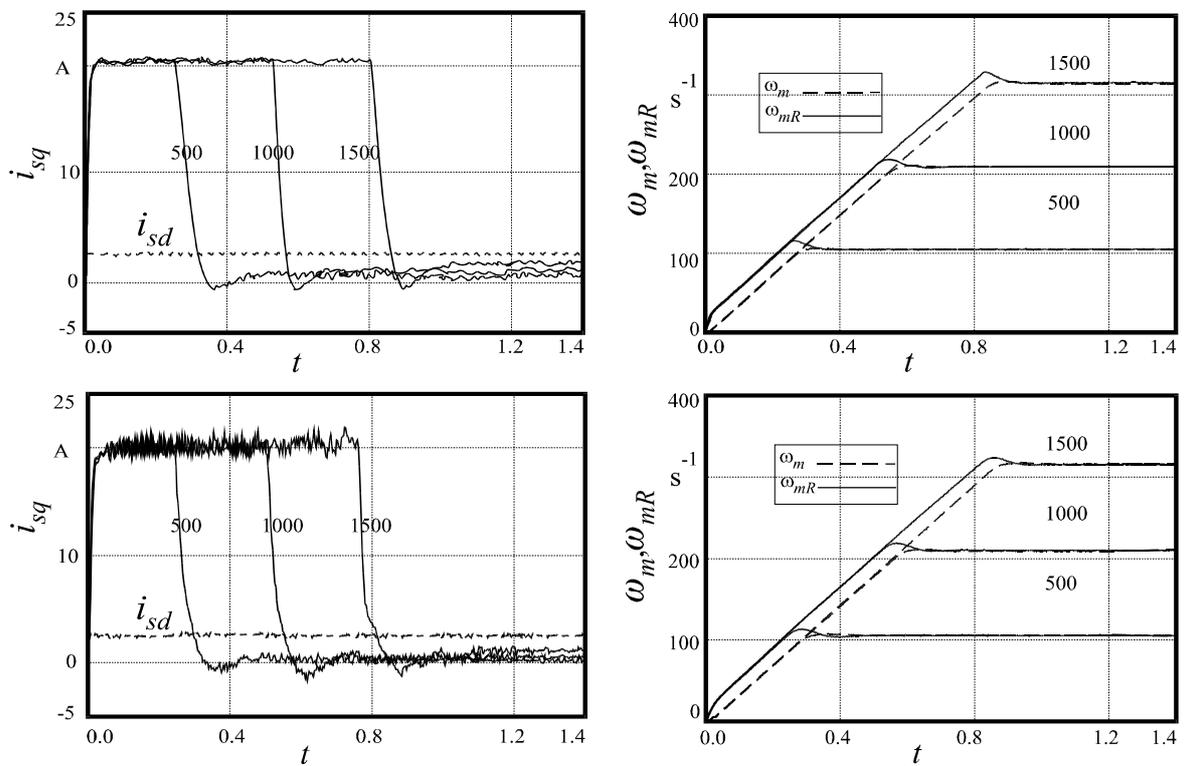
## - Vergleich der Regelkonzepte

Im folgenden Abschnitt werden die beiden Regelungskonzepte für die kaskadiert feldorientiert betriebene Asynchronmaschine, anhand der gewonnenen Ergebnissen aus experimentellen und simulationstechnischen Untersuchungen, miteinander verglichen. Zum Vergleich der beiden Regelungskonzepte werden identische Versuchsbedingungen zugrundegelegt. Zuerst wird die Maschine vormagnetisiert, dann erfolgt der Drehzahlssprung des Antriebs im Grunddrehzahlbereich von 0..1500U/min. Wie aus dem Bild (8.7) zu entnehmen ist, zeigen die beiden Reglerstrukturen ein vergleichbares Führungsverhalten. Der direkte Vergleich der beiden  $i_{sq}$ -Stromverläufe zeigt die tatsächliche unterschiedliche Dynamik. Der Fuzzy-Regler besitzt wegen seines lokalen „*nichtlinearen Verhaltens*“ die Robustheit und weist keine signifikanten Sprünge auf, was die Stärke dieser Reglertypen ausmacht. Insgesamt zeigen die beiden Regler-Klassen ein sehr gutes Führungsverhalten. Um das Störverhalten der beiden Regelungskonzepte mit einander zu vergleichen, werden unter gleichen Versuchsbedingungen für eine konstante Drehzahl verschiedene Lastmomente auf das Antriebssystem aufgeschaltet. Das Bild (8.8) gibt diesen Sachverhalt für Störunterdrückung der beiden Reglertypen wieder. Daraus geht hervor, daß der Fuzzy-Regler wegen seines nichtlinearen Charakters die Störungen besser und schneller als der konventionelle Regler ausregelt und sehr tolerant auf Sprünge reagiert und weiterhin einen weicheren Übergang besitzt. Dieser Vorteil zeigt sich auch gegenüber der Parameterempfindlichkeit, im Hinblick auf die Rotorzeitkonstanten-Änderung /146/.

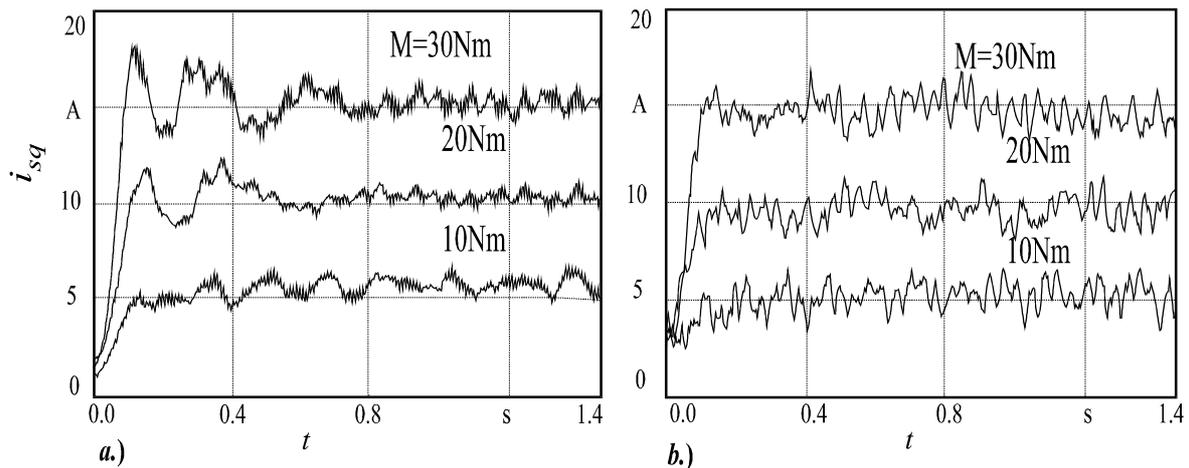
### *konventioneller Regler*



### *Fuzzy Regler*



**Bild 8.7:** Vergleich des konventionellen Reglers mit dem Fuzzy-Regler



**Bild 8.8:** Vergleich des Störverhaltens für verschiedene Lastsprünge  
a.) konventioneller Regler b.) Fuzzy-Regler

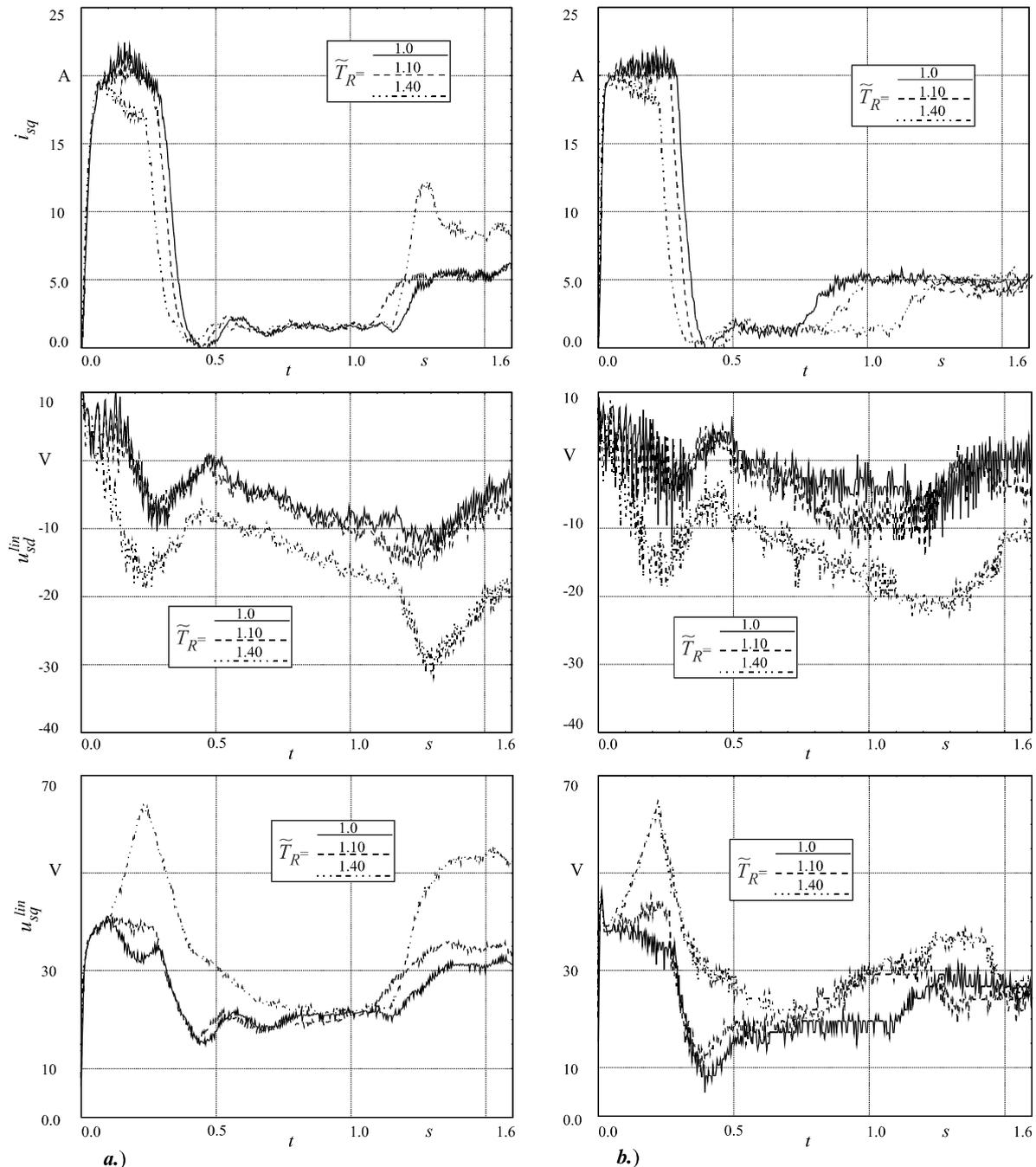
### – Rotorzeitkonstanteneinfluß

Der Einfluß der Rotorzeitkonstanten-Änderung, die durch die Erwärmung des Rotors während des Betriebes hervorgerufen wird, wird zunächst für den konventionellen Fall untersucht. Hierfür wird die Rotorzeitkonstante in einem Intervall von +10% bis +40% (Flußmodell mit konstant bleibenden Parametern) Reglerparametern variiert und die beiden Reglerausgangsgrößen aufgezeichnet. Um die Auswirkung der Rotorzeitkonstantenabweichung auf das dynamische und stationäre Verhalten von dem Antriebssystem unter Last zu untersuchen, sind in den Bildern (8.9-10) die gemessenen Reglerausgangsgrößen in Abhängigkeit von der Rotorzeitkonstantenänderung dargestellt. Die Drehzahl beträgt 500U/min und wurde auf die Last von 1/3, 2/3 des Nennmomentes (10, 20 Nm) eingestellt. Aus dem Bild (8.9) geht hervor, daß durch die Rotorerwärmung eine erhebliche Abweichung der stationären Werte der Reglerausgangsgrößen der beiden Reglertypen entsteht. Dies führt einerseits zu einer schlechten Ausnutzung der Maschinen-Umrichter aus wirtschaftlicher Sicht und andererseits führt es zu instabilen Zuständen des Gesamtsystems. Wie aus dem Vergleich der beiden Bilder 8.9-10 zu entnehmen ist, neigt der Fuzzy-Regler insgesamt bei starken Rotorzeitkonstanten-Änderungen zu geringeren Schwingungen. Er weist einen glatteren Übergang zum stationären Zustand auf, als der klassische Regler. Dies ist auf die Robustheit dieser Regler-Type gegenüber Parameterschwankungen zurückzuführen.

### -Reversiervorgang

Der Reversiervorgang für die beiden Regelkonzepte wird ebenfalls unter realen Bedingungen durchgeführt, indem zuerst die Asynchronmaschine auf den Nennfluß vormagnetisiert wird. In Bild (8.11) ist ein Reversiervorgang von -1000 auf 1000U/min aufgezeichnet.

Das Bild enthält neben der Drehzahl die Winkelgeschwindigkeit des Magnetisierungsstromzeigers, sowie die beiden Ständerstromkomponenten, nämlich  $i_{sq}$ ,  $i_{sd}$  im drehfeldfesten d,q-Koordinatensystem. Während der Drehrichtungsänderung bleibt der Magnetisierungsstrom und damit der Rotorfluß der Maschine konstant.

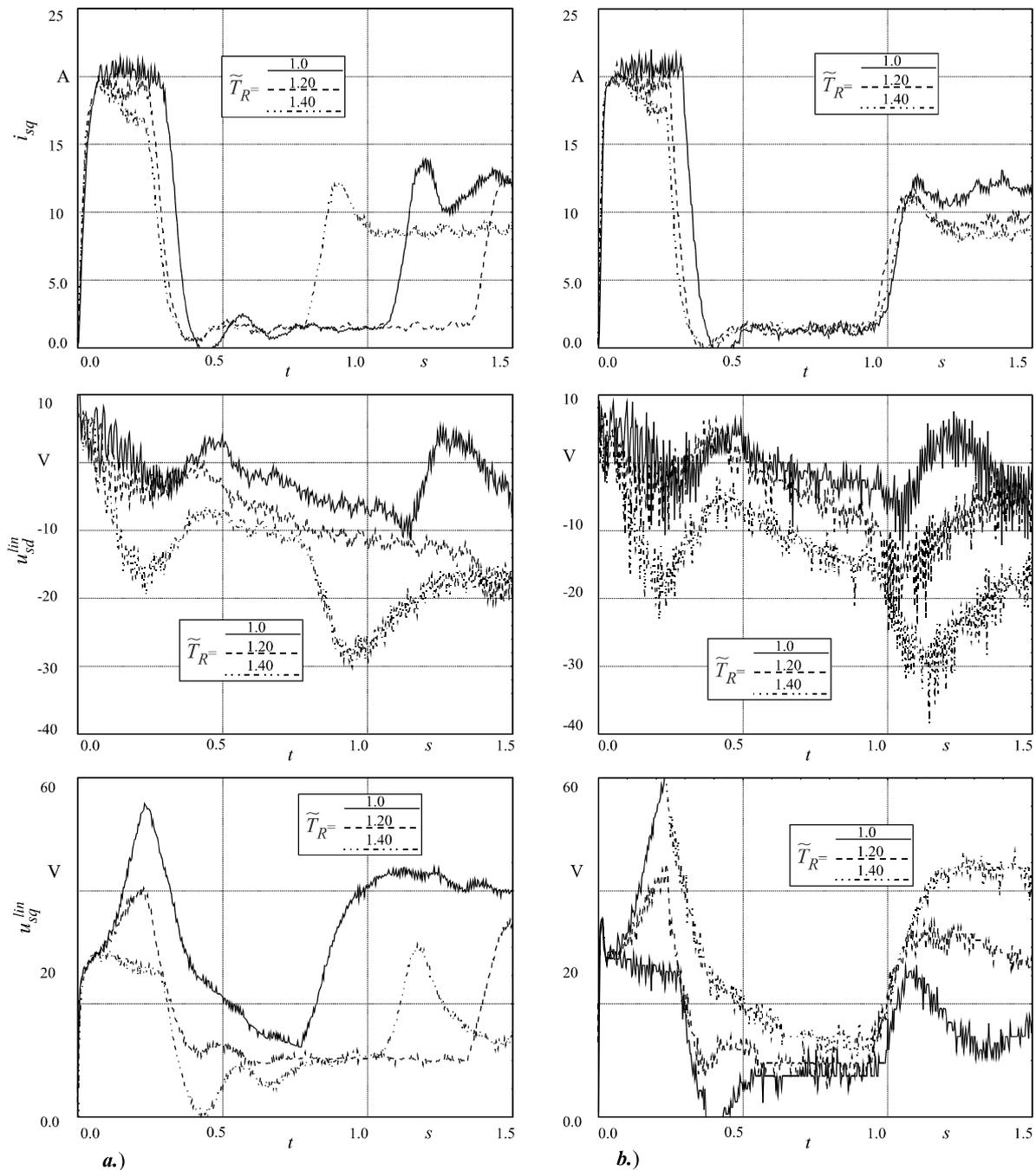


**Bild 8.9:** Messung der Reglerausgangsgrößen bei konventioneller a.) und Fuzzy-Regelung b.) für die Drehzahl 500U/min und eine Last von  $M=10\text{Nm}$  mit  $\tilde{T}_R$  als Parameter

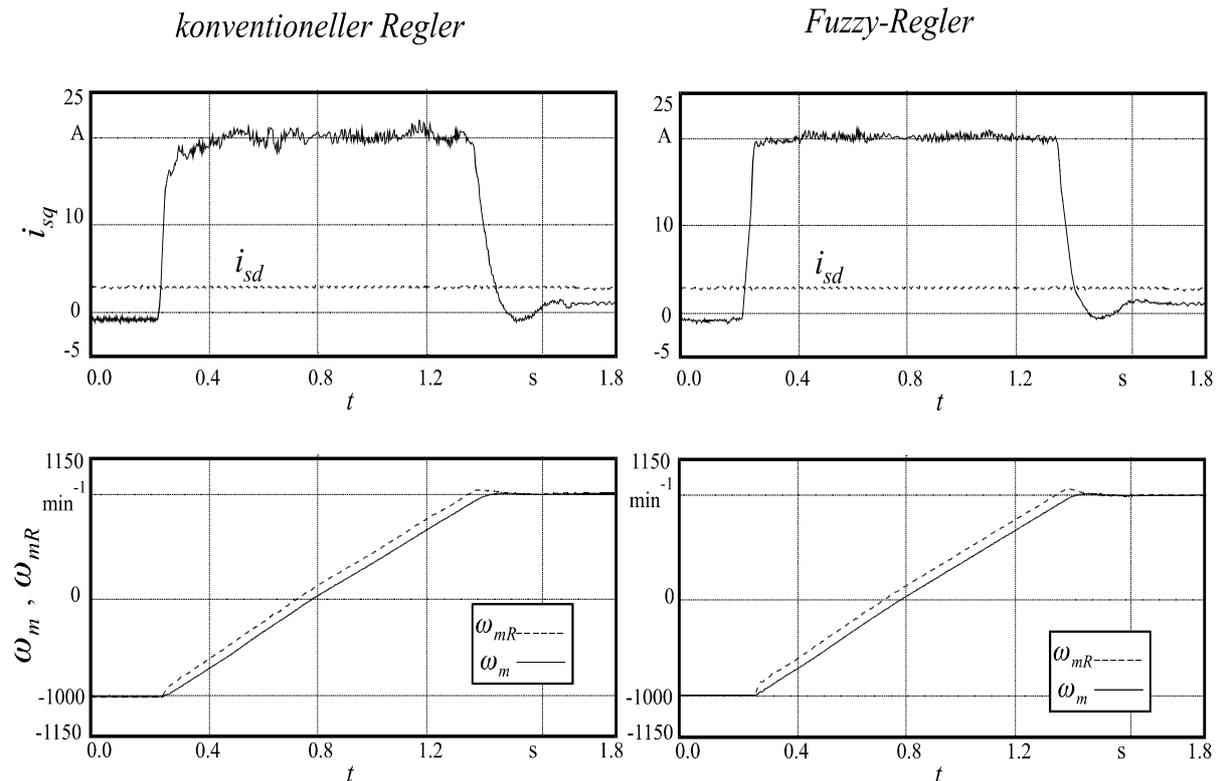
### 8.3 Zusammenfassung der Ergebnisse

Zum Einsatz der feldorientiertbetriebenen Asynchronantriebe eignet sich die Kaskadenstruktur sehr gut, da bei entkoppelter, linearisierter Systemstruktur kaum Probleme beim Reglerentwurf entstehen. Hierdurch erreicht man gute Regelungsergebnisse bezüglich des Führungs- bzw. Störverhaltens. Zu diesem Zweck wurden insgesamt für vier PI-Regler die Parameter bestimmt, wobei die unterlagerten Stromregler wegen des identischen Aufbaus fast die gleichen Reglerparameter besitzen. Die Regler wurden nach dem Dämpfungsoptimum mit der optimalen Dämpfung von ( $D=0.5$ ) berechnet. Dieses Verfahren erwies sich als sehr effizient.

ent, da es zur Optimierung der Regelkreise einfacher zu handhaben ist. Ferner einigt dies die Eigenschaften der beiden Optimierungsverfahren nämlich, das Betragsoptimum und das symmetrische Optimum. Nach Verifikation der Regler wurde festgestellt, daß die beiden äußeren Reglerschleifen eine Überschwingung (Kap. 5.2) von ca. 40% aufweisen. Deshalb wurden sie durch die Glättungsmodule zur Anpassung auf die jeweiligen Regelstrecken und im Hinblick auf die Erfordernisse des Gesamtregelverhaltens ergänzt.



**Bild 8.10:** Messung der Reglerausgangsgrößen bei konventioneller a.) und Fuzzy-Regelung b.) für die Drehzahl 500U/min und eine Last von  $M=20\text{Nm}$  mit  $\tilde{T}_R$  als Parameter



**Bild 8.11:** Reversiervorgang für beide Regelkonzepte von  $-1000$  auf  $+1000$  U/min für einen Leer-Hochlauf

Die so erweiterten Reglerzweige zeigten in der Simulation eine Überschwingung von 8% für Drehzahl  $\omega_m$ , die aber in der Messung weit kleiner (4%) ausfiel. Die Winkelgeschwindigkeit des Magnetisierungsstroms  $\omega_{mR}$  besitzt eine Überschwingung von 5%. Weiterhin wurden die PI-Regler getrennt untersucht bezüglich der gewünschten Dynamik, der vorhandenen Stellgrößen im Hinblick auf das Gesamtregelverhalten des Regelprozesses auf die maximal erreichbaren Werte begrenzt und ferner durch Anti-Reset-Windup-Schaltung ergänzt. Dann wurden die so erweiterten Regler erst anhand der Simulationen verifiziert und implementiert. Um nahezu reale Ergebnisse zu erhalten, wurde weiter der Einfluß der Reibung auf das Systemverhalten berücksichtigt. Es wurden sowohl für die Regelung des Magnetisierungsstrom-Regelkreises als auch des Drehzahlregelkreises gut übereinstimmende Ergebnisse (Bild 8.4) der simulierten und gemessenen Verläufe erreicht. Die gemessenen Verläufe der drehmomentbildenden Stromkomponente  $i_{sq}$  weisen im Vergleich zu simulierten signifikanten Sprungstellen auf, die einer geringen Abweichung in dem dynamischen Übergang entsprechen. Die flußbildende Stromkomponente  $i_{sd}$  und der Magnetisierungsstrom  $i_{mRd}$  bleiben wie erwartet unabhängig von dem Arbeitspunkt konstant. Diesen Vorteilen steht der Einfluß der Parameterschwankungen des Regelsystems gegenüber, da die Auslegung der Regler anhand der Nennparameter des Prozesses vorgenommen wird. Dies verlangt eine genaue Bestimmung der Antriebsparameter, damit die Genauigkeit der Regelung für verschiedene Arbeitspunkte des Systems gewährleistet ist. Die erzielten Ergebnisse in den vorigen Abschnitten (8.1-8.2) zeigen, daß dies nur unter Einschränkung der konstanten Parameter der Asynchronmaschine Gültigkeit besitzt; da bei einer betriebsbedingten Abweichung der Maschinenparameter die entworfenen Regler nicht mehr optimal arbeiten und u.U. ein instabiles Verhalten des Gesamtsystems hervorrufen können. Anschließend wurden die PI-Regler durch ihr Fuzzy-Pendant ersetzt. Zum Entwurf der Fuzzy-Regler wurde die Sugeno-Methode ausgewählt. Die-

ser Regler-Typ unterscheidet sich von den anderen durch seine Ausgangs-Fuzzy-Mengen, die sich aus der Kombination von linearen Funktionen zusammensetzt. Hierfür wurden die sog. *Sugeno zweiter Ordnung* eingesetzt. Um die Konkusionparameter zu bestimmen, wurde der *ANFIS*-Ansatz (Kap. 6.3) herangezogen. Die so gewonnenen Regler müssen zuerst hinsichtlich des angeforderten Führungs- bzw. Störverhaltens des Regelsystems optimiert werden. Zu diesem Zweck wurden die Regler nach dem *NEFCON*-Ansatz (Kap. 6.3) optimiert. Man kann mit ihm die Fuzzy-Partitionen der FPI-Regler mittels Vorgabe des jeweils gewünschten Führungsverhalten des entsprechenden Regelkreises und dessen Regelbasis optimieren.

Dadurch reduziert sich die Entwurfzeit erheblich, im Gegensatz zu einem Try-error-Ansatz. Die weiteren Untersuchungen der äußeren Regelkreise zeigten, infolge der vorgeschalteten Glättungsglieder, daß kaum bessere Regelergebnisse im Hinblick auf Parameterempfindlichkeit erreicht werden können. Deshalb wurden nur die inneren Regelkreise durch FPI-Regler ersetzt. Hiermit kann man durch den lokalen nichtlinearen Charakter der Fuzzy-Regler ein besseres Gesamtverhalten gegenüber Parametervariationen wie Rotorzeitkonstanten erhalten. Die erzielten Ergebnisse mit Fuzzy-Regler (Bild 8.7) zeigen, daß sie im Hinblick auf die Reglerstruktur sehr flexibler als die konventionellen Regler sind, weil man durch gezielte Einführung der Nichtlinearitäten insgesamt bessere Ergebnisse erreichen kann. Außerdem reagieren FPI-Regler auf die Verschiebung des Arbeitspunktes durch Parameterveränderung der Asynchron-Regelstecke (Bild 8.10) unempfindlicher. Da keine gemeinsamen Grundlagen zum Beurteilen dieser beiden unterschiedlichen Reglerstrukturen existieren, wird auch nicht der Aufwand der Reglerauslegung als Kriterium herangezogen; weil die Grundlagen und Vorgehensweisen völlig unterschiedlich sind. Ausschließlich die unter gleichen Versuchsbedingungen erzielten Regelungsergebnisse und die Unempfindlichkeit gegenüber Parameterschwankungen im Betrieb, werden als Entscheidungskriterium für ein Reglerkonzept entscheidend sein. Insgesamt sind die Fuzzy-Regler qualitativ besser als die konventionellen Regler, da sie erstens einen weicheren Übergang besitzen und zum Teil eine schnellere und gedämpftere Reaktion ( $i_{sq}$ ) auf das dynamische Verhalten aufweisen und weiterhin sind sehr unempfindlich gegenüber Parameterabweichungen sind. Diese Vorteile können nur durch mehrmalige Versuchsdurchläufe und Optimierung der Regler erreicht werden. Dabei wird ersichtlich, daß die Vorteile der Fuzzy-Regler gegenüber der klassischen Regler durch die aufwendigeren Entwurfschritte erkauft werden.

Die Güte einer feldorientierten Regelung der Asynchronmaschine hängt sehr stark von der genauen Erfassung des Rotorflusses ab. In der Tat wird diese Größe nicht mehr gemessen, sondern mittels mathematischen Modells (Kap. 3), anhand der meßbaren Maschinenzustandsgrößen, nachgebildet. Unter den verschiedenen bekannten Modellvarianten wurde hier das Strommodell eingesetzt. Dieses Modell besitzt als einzige Maschinengröße die Rotorzeitkonstante, die großen Temperaturschwankungen unterliegt. Die simulationstechnischen Untersuchungen (Kap. 7.1) auf das Systemverhalten unter Einfluß der Parametervariationen des Gesamtsystems, zeigten, daß vor allem die Rotorzeitkonstante große Auswirkung auf das dynamische und stationäre Verhalten der geregelten Asynchronmaschine hat. Die Flußstruktur reagiert auf die Rotorzeitkonstantenänderung (Kap 7.1.2) während des Betriebs sehr empfindlich. Infolgedessen entsteht ein Fehlwinkel zwischen tatsächlichem und berechnetem Fluß.

Andererseits führt diese Abweichung zu den Schwankungen in den bestehenden Koppeltermen (Kap. 7.1.3) und den transformierten Größen  $i_{sq}$ ,  $i_{sd}$ ; demnach geht die entkoppelte Struktur zwischen den Regelachsen verloren, bei größeren Abweichungen ist die Stabilität des Regelsystems nicht mehr gewährleistet. Aus obigen Überlegungen ist die Rotorzeitkonstanten-Erfassung erforderlich und deren Nachführung von zentraler Bedeutung bei einer genau funktionierenden feldorientierten Regelung. Es wurde eine neue Methode der Rotorzeitkon-

stanten-Erfassung (Kap. 7.2) vorgestellt, die mittels der Reglerausgangsgrößen und der anderen Zustandsgrößen des Regelsystems deren Änderung erfaßt. Mit Hilfe vorgestellten Methode können ohne großen Aufwand die Rotorzeitkonstante im Betrieb adaptiert werden.

Insgesamt ist festzustellen, daß mit den beiden untersuchten Regelungskonzepten im Führungs- bzw. Störgrößenverhalten fast die gleichen Ergebnisse erreicht werden. Die Fuzzy-Kaskadenregelung zeichnet sich durch robustes Verhalten gegenüber der Parameterempfindlichkeit aus. Die Dynamik der Fuzzy-Regler ist besser als die der konventionellen Regler zu beurteilen. Weiterhin reagieren Fuzzy-Regler dämpfend gegenüber inneren und äußeren Störeinflüssen. Deshalb eignen sie sich hervorragend für eine hochdynamische feldorientierte Regelung der Asynchronantriebe.

## 9 ZUSAMMENFASSUNG

In dieser Arbeit wurde das dynamische Verhalten der feldorientierten Regelverfahren der Asynchronmaschine mit spannungsgespeistem Umrichter untersucht. Der Schwerpunkt liegt in der Untersuchung der erreichbaren Dynamik der Asynchronmaschine beim Einsatz von Fuzzy-Reglern und deren Vergleich mit klassischen Reglern und der Untersuchung der Parameterempfindlichkeit des Gesamtantriebs.

Für die experimentellen Untersuchungen wurde eine Asynchronmaschine starr mit einer Gleichstrommaschine als Belastungseinheit gekoppelt. Zur Betrachtung des dynamischen Verhaltens wird ein auf dem Transputersystem realisiertes Maschinenmodell softwaremäßig betrieben, um Einblicke in die Zeitverläufe der Maschinenzustandsgrößen zu erhalten.

Zur Realisierung der feldorientierten Regelung wird grundsätzlich der Rotorfluß durch Messung der Ständerströme und Rotorlage mittels eines mathematischen Flußmodells gebildet.

Dieses Verfahren arbeitet mit einem speziellen Maschinenparameter der Rotorzeitkonstanten, die jedoch Veränderungen während des Betriebes unterliegt. Wenn die Parameter des Flußmodells und die berechneten Zustandsgrößen mit den realen Größen nicht übereinstimmen, dann ist die Struktur der Asynchronmaschine nicht mehr entkoppelt.

Bei Änderung der Maschinenparameter kann die Regelgenauigkeit nicht eingehalten werden, weil bei Verschiebung des Arbeitspunktes ohne eine Parameteradaption eine schlechte und sogar instabile Regelung entstehen kann. Da die Rotortemperatur nicht der Messung zugänglich ist, soll eine erwärmungsbedingte Änderung der Rotorzeitkonstanten durch vorhandene Zustandsgrößen erfaßt werden. Mit dem hier vorgestellten Adaptionalgorithmus kann ohne großen Aufwand dieser Maschinenparameter berechnet und dem Gesamtsystem zur Verfügung gestellt werden.

Dieses Verfahren benutzt die Reglerausgangsgrößen, die implizit die Rotorzeitkonstantenänderung beinhalten, zur qualitativen und quantitativen Berechnung der  $T_R$ -Änderung. Somit stellt man sicher, daß das dynamische Verhalten des Antriebs eine gute Qualität erreicht.

Der entscheidende Vorteil dieses Algorithmus liegt in seiner einfachen Integration in die Gesamt-Software-Lösung.

Im Unterschied zu herkömmlichen Regelverfahren benutzt die Fuzzy-Regelung Elemente der menschlichen Umgangssprache und Entscheidungsfindungskonzepte, die nach Aufgabenstellung als Alternative zu klassischen Verfahren oder deren Ergänzung durch Fuzzy-Module zum Erreichen besserer Regelungssysteme eingesetzt werden. Der generelle Ersatz der klassischen Regler durch Fuzzy-Systeme ist nicht immer der richtige Weg und nicht immer von Vorteil. Der Entwurf eines Fuzzy-Reglers orientiert sich im wesentlichen an der gleichen methodischen Vorgehensweise, wie dies bei den klassischen Reglerentwurfverfahren der Fall ist. Lediglich die Betrachtungsweise des zugrundeliegenden Modells ist verschieden und entspricht nicht dem allgemein üblichen, mathematisch-physikalischen Sinn. Da es keine gemeinsame Basis zur Beurteilung der beiden Kategorien gibt, muß ein Vergleich der erzielten Regelqualität durchgeführt werden. Mit Hilfe der Fuzzy-Logik ist es möglich, systemangepasste Nichtlinearitäten in einem Regelkreis zu definieren, um eine robuste Reglerstruktur gegenüber Parametervariationen zu erreichen.

Die erzielten Ergebnisse zeigen, daß sich solche Regler in hohem Maß durch Robustheit gegenüber Parameterschwankungen des Prozesses auszeichnen. Bewertet man den Einsatz von Fuzzy-Systemen zur Regelung von Asynchronantrieben, so ergeben sich Vorteile hinsichtlich robuster Reglereigenschaften. Es wurde das Sugeno-Fuzzy-System wegen seiner Vorzüge gegenüber dem Mamdani-Fuzzy-System favorisiert.

Die häufig anzutreffenden Probleme der Fuzzy-Systeme können grob zu folgenden Punkten zusammengefaßt werden:

- I. keine anwender- und anwendungsfreundliche Software-Pakete verfügbar,
- II. Nichtvorhandensein von leicht handhabbaren Entwurfsmethoden und
- III. keine kompakten Stabilitätskriterien sowohl analytisch als auch graphisch.

Insgesamt eignen sich Fuzzy-Regler aufgrund ihrer Robustheit gegenüber Parameteränderung in den geregelten Prozessen zum Einsatz in nicht so anspruchsvollen Regelungen. Zukünftigen Arbeiten könnten die Vorteile der hybriden Neuro-Fuzzy-Systeme nutzen, um als adaptive selbsteinstellende Regler bzw. ereignisbedingte Strukturumschaltungen zur Verbesserung des Regelverhaltens von zeitvarianten Regelprozessen beizutragen /148-150/.

## 10 LITERATURVERZEICHNIS

### *Elektrische Maschinen*

- /1/ Bühler, H. Einführung in die Theorie geregelter Drehstromantriebe, Bd. I  
Grundlagen  
Birkenhäuser-Verlag, Basel; Stuttgart, 1977
- /2/ Bühler, H. Einführung in die Theorie geregelter Drehstromantriebe, Bd. II  
Anwendungen  
Birkenhäuser-Verlag, Basel; Stuttgart, 1977
- /3/ Gerber, G.  
Hanitsch, R. Elektrische Maschinen  
Verlag W. Kohlhammer, Stuttgart; Berlin; Köln; Mainz, 1980
- /4/ Kova'cs, K. P.  
Racz, I. Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen  
Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest, 1959
- /5/ Nürnberg, W.  
Hanitsch, R. Die Prüfung elektrischer Maschinen  
Springer-Verlag, Berlin; Heidelberg; New York, 1987
- /6/ Park, R. H. Two-Relation Theory of Synchronous Machines  
*ITAIIEE*, S. 716-727, 1921
- /7/ Schröder, D. Elektrische Antriebe I Grundlagen  
Springer-Verlag, Berlin; Heidelberg; New York, 1994
- /8/ Schröder, D. Elektrische Antriebe II Regelung von Antrieben  
Springer-Verlag, Berlin; Heidelberg; New York, 1995

### *Regelungstechnik*

- /9/ Ackerman, J. Abtastregelung  
Springer-Verlag, Berlin; Heidelberg; New York, 1972
- /10/ Böcker, J.  
Hartmann, I.  
Zwanzig, C. Nichtlineare und Adaptive Regelungssysteme  
Springer-Verlag, Berlin; Heidelberg; New York, 1986
- /11/ Blaschke, F. Das Kriterium der Doppelverhältnisse  
Technischer Bericht Nr. 9331, Siemens AG
- /12/ Föllinger, O. Nichtlineare Regelung I, II. 5. Auf.  
R. Oldenbourg -Verlag, München; Wien 1989
- /13/ Föllinger, O. Optimierung dynamischer Systeme  
R. Oldenbourg -Verlag, München; Wien 1988

- /14/ Föllinger, O.            Regelungstechnik  
Hüthig Buch Verlag, Heidelberg, 1990
- /15/ Föllinger, O.            Lineare Abtastsysteme  
Hüthig Buch Verlag, Heidelberg, 1990
- /16/ Jain, A. K.            Fundamentals of Digital Image Processing  
Prentice-Hall International, New York, London, 1989
- /17/ Leonhard, W.            Digitale Signalverarbeitung in der Meß- und Regelungstechnik 2. Aufl.  
Teubner-Verlag, Stuttgart, 1989
- /18/ Zäh, M  
Brandenburg, G.            Das erweiterte Dämpfungsoptimum  
*Automatisierungstechnik at 35*, Heft 7 S. 275-283, 1987

### ***Feldorientierte Regelung***

- /19/ Akatsu, K.  
Kawamura, A.            Sensorless Very Low-Speed and Zero-Speed Estimation with  
Online Rotor Resistance Estimation of Induction Motor Without  
Signal Injection  
*IEEE Transaction on Industry Appl.* 36, No. 3, S. 764-771, 2000
- /20/ Arsalane, S.            Beitrag zur feldorientierten adaptiven Drehzahlregelung von  
Asynchronmaschinen  
Dissertation, TU Berlin, 1993
- /21/ Blaschke, F.            Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine  
Dissertation, TU Braunschweig, 1973
- /22/ Beierke, S.            Vergleichende Untersuchungen von unterschiedlichen feldorientierten  
Lagereglerstrukturen für Asynchron-Servomotoren mit einem Multi-  
Transputer-System  
Dissertation, TU Berlin, 1992
- /23/ Fenker, O.            Wirkungsgradoptimierte und drehgeberlose Regelung von  
Asynchronmaschinen  
Dissertation, TU Braunschweig, 2000
- /24/ Gabriel, R.            Feldorientierte Regelung einer Asynchronmaschine mit einem Mikrorechner  
Dissertation, TU Braunschweig, 1982
- /25/ Garce's, L. J.            Ein Verfahren zur Parameteranpassung bei der Drehzahlregelung  
der umrichtergespeisten Käfigläufermaschine  
Dissertation, TH Darmstadt, 1979
- /26/ Harms, R.  
Leonhard, W.            Parameter Adaptive Control of Induction Motor Based on  
Steady State Machine Model  
*EPE*, Vol. 1, S. 2.57-62, 1985

- /27/ Hontheim, H.                    Untersuchung zum Betriebsverhalten der feldorientiert geregelten Asynchronmaschine  
Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 1985
- /28/ Huck, S.                         Parameterunempfindliche Flußerfassung der Asynchronmaschine mittels quasireduziertem Beobachter, realisiert mit einem Transputersystem  
Dissertation, TU Karlsruhe, 1992
- /29/ Krishnan, F.  
Doran, C.                         Study of Parameter Sensivity in High Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems  
*IEEE-IAS Ann. meeting*, S. 510-524, 1984
- /30/ Krishnan, F.  
Pillay, P.                         Sensivity Analysis And Comparison of Parameter Compensation Schemes In Vector Controlled Induction Motor Drives  
*IEEE-IAS Ann. meeting*, S. 155-161, 1986
- /31/ Mäder, G.                        Regelung einer Asynchronmaschine unter alleiniger Verwendung an der Klemme meßbare Größen  
Dissertation, TH Darmstadt, 1981
- /32/ Mayer, H. R.                    Entwurf zeitdiskreter Regelverfahren für Asynchronmotoren unter Berücksichtigung der diskreten Arbeitsweise des Umrichters  
Dissertation, TU Erlangen, 1988
- /33/ Reitz, U.                        On-line Berechnung der Parameter der Asynchronmaschine bei schnell veränderlicher Belastung  
Dissertation, RWTH Aachen, 1988
- /34/ Reus, H. C.                    Mikrorechner für die vollständige digitale Regelung von Permanent-Synchronmotoren  
Dissertation, TU Berlin, 1989
- /35/ Schäfer, U.                    Feldorientierte Regelung einer Asynchronmaschine mit Feldschwächung Berücksichtigung der Eisensättigung und Erwärmung  
Dissertation, RWTH Aachen, 1989
- /36/ Schierling, H.                 Selbsteinstellendes und selbstanpassendes Antriebsregelsystem für die Asynchronmaschine mit Pulswechselrichter  
Dissertation, TH Darmstadt, 1986
- /37/ Schrödl, M.                    Entwurf und Aufbau eines nichtlinearen Zustands- und Parameterbeobachters für transient betriebene Asynchronmaschinen  
Dissertation, TU Wien, 1987
- /38/ Shahkarami, M.                Feldorientierte Kaskadenregelung einer Asynchronmaschine mit Parallelrechner und Fuzzy-Algorithmen zur Parameteradaption  
Dissertation, TU Berlin, 1996

- /39/ Schumacher, W. Mikrorechnergesteuerter Asynchron-Stellantrieb  
Dissertation, TU Braunschweig, 1985
- /40/ Zägelein, W. Drehzahlregelung des Asynchronmotors unter Verwendung  
eines Beobachters mit geringer Parameterempfindlichkeit  
Dissertation, TU Erlangen, 1984
- Fuzzy-Systeme**
- /41 / Abel, D. Fuzzy Control - eine Einführung ins Unscharfe  
*Automatisierungstechnik at 34*, Heft 12 S. 433-438, 1991
- /42/ Angstenberger, J. Software-Werkzeuge zur Entwicklung von Fuzzy-Reglern  
*Automatisierungstechnische Praxis atp 35*, Heft 2 S. 112-117, 1993
- /42.a/ Aracil, J. Stability Issues in Fuzzy Control  
Gordillo, F. Physical-Verlag, Heidelberg, 2000
- /43/ Armstrong, B. FLC Design for Bounded Separable Function with Linear Input-  
Output Relation as a Special Case  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, Vol. 4, S. 72-79, No. 1, 1996
- /44/ Bendix, O. Fuzzy versus PID, Zwei Regler im Vergleich  
*Elektrotechnik*, Heft 3-14, S. 96-101, 76 Jg., 1994
- /45/ Bertram, T. Fuzzy-Regelung eines aufrechtstehenden Pendels  
Svaricek, F. *Automatisierungstechnik at 40*, Heft 8 S. 308-310, 1992
- /46/ Bertthauer, G. Stabilität von Fuzzy-Regelung Eine Übersicht  
Mikut, R. *GMA-Fuzzy Control Langen*, VDI-Bericht 1113, S. 287-297, 1994  
Opitz, H. P.
- /47/ Bettenhausen, K. D. Kontinuierlicher Rührkesselreaktor mit Neben- und Folgereaktion  
*Automatisierungstechnik at 41*, Heft 5 S. 159-165, 1993
- /48/ Bindel, T. Entwurf, Stabilitätsanalyse und Erprobung von Fuzzy-Reglern am  
Mikut, R. Beispiel einer Durchflußregelung  
*Automatisierungstechnik at 43*, Heft 5 S. 249-255, 1995
- /49/ Brok, P. Fuzzy Control zur Optimierung der Kühlwasseraufbereitung an  
Selig, M. einer Chemie-Reaktoranlage  
Krummen, H. *Automatisierungstechnische Praxis atp 35*, Heft 5 S. 306-309, 1993  
Schiller, E.
- /50/ Böhm, R. Ein Ansatz zur Stabilitätsanalyse und Synthese von Fuzzy-Regelungen  
Krebs, V. *Automatisierungstechnik at 41*, Heft 8 S. 288-292, 1993
- /51/ Böhm, R. Stabilitätsanalyse von Fuzzy-Mehrgrößenregelungen mit Hilfe  
Bösch, M. der Hyperstabilitätstheorie  
*Automatisierungstechnik at 43*, Heft 4 S.181-186, 1995

- /52/ Boll, M.  
Höttecke, M.  
Dörrscheidt, F.                      Analyse von Fuzzy-Reglern in der Zustandsebene  
*Automatisierungstechnik at 41*, Heft 5 S. 145-151, 1993
- /53/ Bothe, H. H.                      Fuzzy Logic- Einführung in Theorie und Anwendungen  
Springer-Verlag, Berlin; Heidelberg; New York, 1993
- /54/ Braae, M.  
Rutherford, D. A.                      Selection of parameters for a fuzzy logic controller  
*Fuzzy Sets and Systems 2*, No. 3, S. 185-199, 1979
- /55/ Brown, M.  
Harris, C. J.  
Fraser, R.  
Moore, C. G.                      Intelligent self-organising controllers for autonomous guided vehicles  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems 1*, S. 134-139, 1991
- /56/ Buckley, J. J.                      Fuzzy controller: Further Limit Theorems for Linear Control Rules  
*Fuzzy Sets and Systems 36*, S. 225-232, 1990
- /57/ Buijtenen, W. M.  
Schram, G.  
Babuska, R.  
Verbruggen, H. B.                      Adaptive Fuzzy Control of Satellite Attitude by Reinforcement Learning  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems 6*, No. 1, S. 185-194, 1998
- /58/ Chen, J.  
Chen, L.                      Study on stability of closed-loop control systems  
*Fuzzy Sets and Systems 57*, S. 159- 168, 1993
- /59/ Costa-B., P. J.  
Dente, J. A.                      Invers Model Identification Using Fuzzy Logic - Application to an Electro-Hydraulic System  
*ICEM D.11 Advanced Control*, Bd. 2, S. 506-511, 1980
- /60/ Dubios, D.  
Prade, H.                      Fuzzy sets and systems: Theory and Application  
Academic Press ISBN 0-12-222750-6, 1980
- /61/ Ebert, C.  
Scaub, A.                      Entwurf und Vergleich von Fuzzy-Reglern am Beispiel einer Heizungsanlage  
*Automatisierungstechnik at 41*, Heft 5 S. 173-179, 1993
- /62/ Fieg, G.  
Jeromin, L.  
Jäkel, J.  
Wozny, G.                      Prozeßführung von Rektifikationskolonnen mittels Fuzzy Control  
*Automatisierungstechnische Praxis atp 36*, Heft 5 S. 36-46, 1994
- /63/ Fieg, G.  
Scherf, H.                      Vergleich eines Fuzzy-Reglers mit einem Zustandsregler an einem praktischen Beispiel  
*Automatisierungstechnische Praxis atp 34*, Heft 10 S. 582-587, 1992
- /64/ Frencck, C.  
Kiendel, H.                      Fuzzy Control  
*Automatisierungstechnik at 41*, Heft 6 S. A17-A20, 1993
- /65/ Fischel, K.  
Schröder, D.                      An Improved Stable Adaptive Fuzzy Control Method  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems 7*, No. 1, S. 27-40, 1999

- /66/ Glower, J. S.  
Munighan, J.      Designing Fuzzy Controllers from a Variable Structures Standpoint  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 5, No. 1, S. 138-144, 1997
- /67/ Hamacher, H.      Über logische Verknüpfungen unscharfer Aussagen und deren  
zugehörige Bewertungsfunktion  
*Progress in Cybernetics and Systems Research* 3, USA, 1978
- /68/ Heber, B.  
Xu, L.  
Tang, Y.      Fuzzy Logic Enhanced Speed Control of an Indirect Field  
Oriented Induction Machine Drive  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, S. 1288-1294, 1995
- /69/ Heinrich, A.  
Kreft, J.  
Dörrscheidt, F.  
Boll, M.      Fuzzy-Regler eines PKW-Fahrwerks  
*Automatisierungstechnische Praxis* 36, Heft 1 S. 23-30, 1994
- /70/ Höhmann, J.  
Nerlich, H., G.  
Steinmeister, C.  
Linzkirchner, E.      Fuzzy Control: Regelung eines Chemiereaktors  
*Automatisierungstechnische Praxis* 35, Heft 9 S. 514-521, 1993
- /71/ Hu, B.  
Mann, G. K. I.  
Gosine, R. G.      New Methodology for Analytical and Optimal Design of Fuzzy  
PID Controllers  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 7, No. 5, S. 521-539, 1999
- /72/ Jager, R.      Fuzzy Logic in Control  
Dissertation, TU Delft, 1995
- /73/ Jang, J. S. R.      ANFIS: Adaptive-Network-based Fuzzy-Inference Systems  
*IEEE Trans. on Syst. Man and Cyberns.* 23, No. 3, S. 665-685, 1993
- /74/ Joh, J.  
Chen, Y. H.  
Langari, R.      On the Stability Issues of Linear Takagi-Sugeno Fuzzy Models  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 6, No. 3, S. 402-410, 1998
- /75/ Jun, Y.  
Ryan, M.  
Power, J.      Using Fuzzy-Logic Towards Intelligent Systems  
Prentice Hall, New York; London; Tokyo, 1994
- /76/ Kahlert, J.      Fuzzy-Control für Ingenieure  
Vieweg-Verlag, Braunschweig; Wiesbaden, 1995
- /77/ Kahlert, J.  
Franke, H.      Fuzzy-Logik und Fuzzy-Control, 2. Aufl.  
Vieweg-Verlag, Wiesbaden, 1994
- /78/ Kickert, W. M.  
Mamdani, E. H.      Analysis of fuzzy logic Controllers  
*Fuzzy Sets and Systems* 1, S. 29-44, 1978
- /79/ Kiendl, H.      Robustheitsanalyse von Regelungssystemen mit der Methode der  
konvexen Zerlegung  
*Automatisierungstechnik* 35, Heft 5 S. 192-202, 1987

- /80/ Kiendl, H. Fuzzy Control  
*Automatisierungstechnik at 41*, Heft 11 S. A33-A36, 1993
- /81/ Kiendl, H. Fuzzy Control  
Fritsch, M. *Automatisierungstechnik at 41*, Heft 2 S. A5-A8, 1993
- /82/ Kiendl, H. Verfahren zum Entwurf und Stabilitätsnachweis von Regelungs-  
Rüger, J. J. -systemen mit Fuzzy - Reglern  
*Automatisierungstechnik at 41*, Heft 5 S. 138-144, 1993
- /83/ Knappe, H. Nichtlineare Regelungstechnik und Fuzzy-Control  
Expert-Verlag, Renningen-Malmsheim, 1994
- /84/ Knof, R. Ein Konzept für Entwurf und Optimierung von Fuzzy- und  
Regelungssystemen  
Dissertation, TU Bochum, 1993
- /85/ Koch, M. Ein neues Entwurfskonzept für Fuzzy-Regelungen  
Kuhn, T. *Automatisierungstechnik at 41*, Heft 5 S. 152-158, 1993  
Wenstedt, J.
- /86/ Kohonon, R. Dynamic simulation of the thermohydraulic performance of a  
Lailinen, A. water radiator network.  
Virtanen, M. *In Proc. of Int. Conf. System in Buildings*, Liege, S. 273-286, 1986
- /87/ Krause, M. Fuzzy-Regler für Drehstrommotoren mit Pulswechselrichtern  
Hofmann, W. *Automatisierungstechnik at 43*, Heft 10 S.476-483, 1995
- /88/ Lee, C. C. Fuzzy logic in control systems  
*IEEE Trans. Systems Man, Cybern 20*, No 2, S.404-435, 1990
- /89/ Li, W. A Method for Design of a Hybrid Neuro-Fuzzy Control System  
Based on Behavior Modeling  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems 5*, No. 1, S. 128-137, 1997
- /90/ Li, W. Design of a Hybrid Fuzzy Logic Proportional Plus Conventional  
Integral-Derivative Controller  
*IEEE Transaction on Fuzzy System 6*, No. 4, S. 449-463, 1998
- /91/ Lichtenberg, M. Ein Beitrag zum systematischen Entwurf von Fuzzy-Reglern  
VDI-Verlag, Düsseldorf, 1996
- /92/ Lieven, K. Fuzzy Control  
*Automatisierungstechnik at 41*, Heft 12 S. A37-A40, 1993
- /93/ Lin, F. J. An Supervisory Fuzzy Neural Network Control System for  
Hwang, W. J. Tracking Periodic Inputs  
Wai, R. J. *IEEE Transaction on Fuzzy Systems 7*, No. 1, S. 41-52, 1999
- /94/ Linzenkirchner, E. Fuzzy Control  
Brok, P. *Automatisierungstechnik at 41*, Heft 10 S. A29-A32, 1993

- /95/ Lo, J. C.  
Chen, Y. M. Stability Issues on Tagaki-Sugeno Fuzzy Modell-Parametric Approach  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 7, No. 5, S. 597-607, 1999
- /96/ Ma, X. J.  
Sun, Z. Q.  
He, Y. Y. Analysis and Design of Fuzzy Controller and Fuzzy Observer  
*IEEE Transaction on Fuzzy System* 6, No. 1, S. 41-51, 1998
- /97/ Malki, H. A.  
Li, H.  
Chen, G. New design and stability analysis of fuzzy PI-Control.  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, S.245-254, 1994
- /98/ Mamdani, E.H. Application of fuzzy algorithms for control of a simple dynamic plant  
*Proceeding IEEE 121*, S. 1585-1588, 1974
- /99/ Mamdani, E.H  
Assilian, S. An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller  
*Int. J. Man-Mach. Studies* 7, S. 1-13, No. 1, S. 1-13, 1975
- /100/ Meyer, K.,D.  
Jüngst, E. W. Fuzzy Control- schnell und kostengünstig implimentiert mit  
Standard -Hardware  
*Automatisierungstechnik at 41*, Heft 5 S. 116-172,1993
- /101/ Meyer, K. D.  
Cuno, B Fuzzy Control  
*Automatisierungstechnik at 41*, Heft 4 S. A13-A16,1993
- /102/ Mir, S.  
Elbuluk, M. E.  
Iqbal, H. Torque-Rippel Minimization in Switched Reluctance Motor  
Using Adaptive Fuzzy Control  
*IEEE Transaction on Industry Appl.* 35, No. 2, S. 461-468, 1999
- /103/ Mudi, R. K.  
Pal, N. R. A Robust Self-Tuning Scheme for PI- and PD-Type Fuzzy  
Controllers.  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 7, No. 1, S. 2-15, 1999
- /104/ Nauck, D. Modellierung Neuronaler Fuzzy-Regler  
Dissertation, TU-Braunschweig, 1993
- /105/ Nauta, L.  
van, H. R.  
Krijgsman, A. J. Design of fuzzy PID supervisor for systems with different  
performance requirements  
*IMACS*, Dublin, Ireland, 1991
- /106/ Neacsu, O. D.  
Stinescu, R.  
Raducanu, I.  
Donescu, V. Fuzzy Logic Control of a V/F PWM Inverter-Fed Drive  
*ICEM* , Bl. 2, Advance Control A.7, S. 12-17, Paris; France, 1994
- /107/ Neyer, DE.  
Stipanicev, M.  
Gorez, R. Intelligent self-organizing controllers and their application to  
the control of dynamic systems  
*IMACS Annalson Computing an Applied Math. Proc.*, 1990
- /108/ Opitz, H. P. Fuzzy Control  
*Automatisierungstechnik at 41*, Heft 8 S. A21-A24, 1993

- /109/ Park, Y. M.  
Moon, U. C.  
Lee, K. Y.      A Self-Organizing Fuzzy Logic Controller for Dynamic Systems Using a Fuzzy Auto-Regressive Moving Average Model  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 3, S. 75-82, No. 1, 1995
- /110/ Parspour, N.      Bürstenlose Gleichstrommaschine mit Fuzzy-Regelung für ein Herzunterstützungssystem  
Dissertation, TU Berlin, 1995
- /111/ Pedrycz, W.      Fuzzy control and fuzzy systems- second, extended, edition.  
Research Studies Press/LTD, 1993
- /112/ Pfeifer, B. M.      Symbolische Analyse und Synthese von Fuzzy-Reglern durch Transformation zwischen unscharfer und scharfer Darstellung  
*Automatisierungstechnik at 11*, Heft 11 S. 514-524, 1995
- /113/ Preuß, H. P.      Fuzzy Control-heuristische Regelung mittels unscharfer Logik  
*Automatisierungstechnische Praxis atp 34*, Heft 4 S. 176-184, 1992
- /114/ Preuß, H. P.      Fuzzy Control-heuristische Regelung mittels unscharfer Logik  
*Automatisierungstechnische Praxis atp 34*, Heft 5 S. 239-246, 1993
- /115/ Preuß, H. P.  
Treps, V.  
Wozny, G.      Neuro-Fuzzy  
*Automatisierungstechnische Praxis atp 36*, Heft 5 S. 10-24, 1994
- /116/ Schreiber, R.  
Zinser, K.      Automatisierungskonzepte mit Fuzzy Control und klassischer Regelungstechnik  
*Automatisierungstechnische Praxis atp 35*, Heft 6 S. 349-354, 1993
- /117/ Shihuang, S.      Fuzzy self-organizing controllers and its application for dynamic processes  
*Int. J. of Fuzzy Sets and Systems* 26, S. 151-164, 1988
- /118/ Schwamberger, U.      Modellbildung und Regelung von Gebäudeheizungsanlagen mit Wärmepumpen  
Dissertation, Düsseldorf, 1991
- /119/ Seungwoo, K.  
Youngwan, C.  
Mignon, P.      A Multirule-Base Controller Using the Robust Property of a Fuzzy Controller and its Design Method  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 4, No. 3, S. 315-327, 1996
- /120/ Siler, W.  
Ying, H.      Fuzzy-Control theory: the linear case Fuzzy-Sets and Systems  
*IEEE Transaction Fuzzy Sets and Systems*, S.275-290, 1989
- /121/ Singh, B. N.  
Singh, B.  
Singh, B. P.      Fuzzy Control of Integrated Current-Controlled Converter-Inverter-Fed Cage Induction Motor Drive  
*IEEE Transaction on Industry Appl.* 35, No. 2, S. 405-412, 1999
- /122/ Smith, S. M.  
Comer, D. J.      Automated calibration of a fuzzy logic controller using cell state space algorithm  
*IEEE Control Systems* 17, S. 18-28, 1991

- /123/ Spooner, T. J.            Stable Adaptive Control Using Fuzzy Systems and Neural Networks  
Passino, K. M.            *IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 4, No. 3, S. 339-359, 1996
- /124/ Sugeno, M.                Fuzzy Identification of Systems and its Applications to  
Tagaki, T.                 Modelling and control  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 15, No.1, S. 116-132, 1985
- /125/ Sugeno, M.                Fuzzy control of modell car  
*Fuzzy Sets and Systems*, S. 103-133. Nishida, 1985
- /126/ Tng, K. L.                 Comparing fuzzy logic with classical controller design.  
Mulholland, R. J.         *IEEE Transaction Syst., Man Cybern.* 17, S. 1085-1087, 1987
- /127/ Tanaka, K.                 Robust Stabilization of a Class of Uncertain Nonlinear Systems  
Ikeda, T.                 via Fuzzy Control  
Wang, H. O.               *IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 4, No. 1, S. 1-13, 1996
- /128/ Taus, W.                 Genetic Algorithm for Designing Fuzzy-Systems  
*EUFIT*, Aachen , 1994
- /129/ Thathacher, M.            On the Stability of Fuzzy Systems  
Viswanath, P.             *IEEE Transaction on Fuzzy System* 5, No. 1, S. 145-151, 1997
- /130/ Tilli, T.                 Fuzzy-Schaltungen  
Franzis-Verlag , Ponig, 1994
- /131/ Wang, L. X.                Stable and Optimal Fuzzy Control of Linear Systems.  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 6, No. 1, S. 137-143, 1998
- /132/ Wang, H. O.                An Approach to Fuzzy Control of Nonlinear Systems: Stability  
Tanaka, K.                and Design Issues  
Griffen, M. F.             *IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 4, No. 1, S. 14-23, 1996
- /133/ Wegmann,H.               Fuzzy -Logik, erste Anwendung mit SIMATIC S5  
Mohr, D.                 *Automatisierungstechnische Praxis atp* 34, Heft 3 S. 167-171, 1992
- /134/ Wolf, Th.                 Optimization of Fuzzy Systems using Neural Networks and  
Genetic Algorithms  
*EUFIT*, Aachen, 1994
- /135/ Xian, T. P.                Generating Rules for Fuzzy Controllers by Function  
Elsevier Science Publishers BV North-Holland, S. 83-89, 1988
- /136/ Yan, J.                     USING-Fuzzy-LOGIC  
Ryan, M.                 Prentice-Hall International, New York, London, 1994  
Power, J.
- /137/ Yi, S. Y.                 Robustness of Fuzzy Control for an Uncertain Dynamic System  
Chung, M. J.             *IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 6, No. 3, S. 216-225, 1998
- /138/ Ying, Y. T.                Fuzzy-Tuning Current-Vector Control of a 3-Phase PWM Inverter  
*IEEE Transaction on Fuzzy System* 26, S. 326-331, 1995

- /139/ Ying, H. Constructing Nonlinear Variable Gain Controllers via the Tagaki-Sugeno Fuzzy Control  
*IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 6, No. 2, S. 226-234, 1998
- /140/ Ying, H. Optimal Design for Fuzzy Controllers by Genetic Algorithms  
Lai, L., Y. *IEEE Transaction on Industry Appl.* 36, No. 1, S. 93-97, 2000
- /141/ Zadeh, L. A. Fuzzy Sets.  
*Information and Control* 8, S.69-78, 1965
- /142/ Zadeh, L. A. Fuzzy Sets.  
*Information and Control* 8, S.338-353, 1965
- /143/ Zadeh, L. A. The Concept of a Linguistic Variable an its Application to Approximate Reasoning  
*Information Science* 8, S. 199-249 /301-357, 1975
- /144/ Zadeh, L. A. A theory of approximate reasoning  
S. 49-94, New York; USA; Wiley, 1979
- /145/ Zimmermann, H.-J. Fuzzy Sets Theory- and its Applications. second revised edition  
Verlag- Kluwer-Nijhof, Boston , 1990

### **Studien- und Diplomarbeiten**

- /146/ Gliese, R. Entwurf und Implementierung von Fuzzy-Reglern in eine Feldorientierte Regelung  
Diplomarbeit, TU-Berlin, Institut für El. Energietechnik, 1998
- /147/ Parthy, A. Einrichten eines digitalen Regelungssystems für eine Asynchronmaschine mit einem Multitransputersystem und IGBT-Pulswechselrichter  
Studienarbeit, TU-Berlin, Institut der El. Energietechnik, 1994

### **Literatur Neuro- Fuzzy**

- /148/ Chi-Hsu, W. Direct adaptive fuzzy-neural control with state observer and supervisory controller for unknown nonlinear dynamical systems  
Tsung-Chih, L. Ham-Lieh, L. *IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 10, No. 1, S. 39-49, 2002
- /149/ Rong-Jong, W. Robust fuzzy neural network control for linear ceramic motordrive via backstepping technique  
Faa-Jeng, L. Rou-Yong, D. Kuan-Yun, H. Jeng-Dao, L. *IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 10, No. 1, S. 102-112, 2002
- /150/ Hojati, M. Hybrid adaptive fuzzy identification and control of nonlinear systems  
Gazor, S. *IEEE Transaction on Fuzzy Systems* 10, No. 2, S. 198-210, 2002

## 11 ANHANG A0

### Zeitdiskrete Zustandsraumbeschreibung

Die zeitdiskrete Zustandsraumdarstellung lautet allgemein:

$$\underline{x}(k+1) = \underline{\phi}(T_{ab})\underline{x}(k) + \underline{H}(T_{ab})\underline{u}(k)$$

$$\underline{y}(k+1) = \underline{c}^T \underline{x}(k+1) \quad \text{mit } \underline{x}(0) = 0$$

Die Transitions- und Steuermatrix für verschiedene Koordinatensysteme sind unten zusammengefaßt.

### -Ständerfestes Koordinatensystem

$$\phi(T_{ab}) = \begin{bmatrix} 1 - T_{ab} \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} \right) & 0 & T_{ab} \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} & T_{ab} \omega_m \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ 0 & 1 - T_{ab} \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} \right) & -T_{ab} \omega_m \frac{1-\sigma}{\sigma} & T_{ab} \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} \\ \frac{T_{ab}}{T_R} & T_{ab} & 1 - \frac{T_{ab}}{T_R} & -T_{ab} \omega_m \\ 0 & \frac{T_{ab}}{T_R} & T_{ab} \omega_m & 1 - \frac{T_{ab}}{T_R} \end{bmatrix}$$

### -Rotorfestes Koordinatensystem

$$\phi(T_{ab}) = \begin{bmatrix} 1 - T_{ab} \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} \right) & T_{ab} \omega_m & T_{ab} \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} & T_{ab} \omega_m \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ -T_{ab} \omega_m & 1 - T_{ab} \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} \right) & -T_{ab} \omega_m \frac{1-\sigma}{\sigma} & T_{ab} \frac{1-\sigma}{\sigma T_R} \\ \frac{T_{ab}}{T_R} & T_{ab} & 1 - \frac{T_{ab}}{T_R} & T_{ab} \\ T_{ab} & \frac{T_{ab}}{T_R} & T_{ab} & 1 - \frac{T_{ab}}{T_R} \end{bmatrix}$$

**-Drehfeldfestes Koordinatensystem**

$$\phi(T_{ab}) = \begin{bmatrix} 1 - T_{ab} \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_R} \right) & T_{ab} \omega_{mR} & T_{ab} \frac{1 - \sigma}{\sigma T_R} \\ -T_{ab} \omega_{mR} & 1 - T_{ab} \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_R} \right) & -T_{ab} \omega_m \frac{1 - \sigma}{\sigma} \\ \frac{T_{ab}}{T_R} & 0 & 1 - \frac{T_{ab}}{T_R} \end{bmatrix}$$

Die Steuermatrix bleibt für alle drei Fälle gleich.

$$\underline{H}(T_{ab}) = \begin{bmatrix} \frac{T_{ab}}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_{ab}}{\sigma L_s} \end{bmatrix}$$

**ANHANG A1: Nenndaten der Versuchmaschine****Maschinendaten der Asynchronmaschine**

<i>Nenndaten der Asynchronmaschine</i>		
<i>Hersteller: Fa. Conz, Hamburg</i>		
<i>Typ: UZ 160 L2-4</i>		
<i>Schutzart:IP22</i>		
Nennspannung	$U_N$	Y/ $\Delta$ 380V~
Nennstrom	$I_N$	10.5/31.5A
Nennleistung	$P_N$	5/15kW
Nennmoment	$M_N$	33.3/100Nm
Nennfrequenz	$f_N$	50Hz
Leistungsfaktor	$\cos\phi$	0.85
Nenndrehzahl	$n_N$	1435 U/min
Nennschlupf		4%

**Maschinendaten der Gleichstrommaschine**

<i>Nenndaten der Gleichstrommaschine</i>					
<i>Hersteller: Fa. Conz, Hamburg</i>					
<i>Typ: J 425-13</i>					
<i>Schutzart:IP22</i>					
Ankerkreis			Erregerkreis mit Teilwicklungen a/b		
Nennspannung	$U_{A,N}$	400/200V-	Nennspannung a/b	$U_{f,N}$	206/200V-
Nennstrom	$I_{A,N}$	62.5A	Nennstrom a/b	$i_{f,N}$	1.5/0.22A
Nennleistung	$P_N$	22/11kW			
Nenndrehzahl	$n_N$	1550-3100U/min			

**Parameterdaten der Maschine**

<i>Maschinenparameter zur Reglerauslegung (25°C)</i>		
Ständerwiderstand	$R_S$	1.1Ω
Ständerinduktivität	$L_S$	0.305H
Ständerzeitkonstante	$T_S$	0.277s
Rotorzeitkonstante	$T_R$	0.340s
Gesamtstreuzyfffer	$\sigma$	0.05
Polpaarzahl	$z_P$	2
Reibungskoeffizient	$r_{Re}$	0.01Nm
Gesamtträgheitsmoment	$J_{ges}$	0.256Nms <sup>2</sup>

**Frequenzumrichterdaten**

<i>Nennndaten des Frequenzumrichters</i>	
<i>Hersteller: Fa. Barmag</i>	
<i>Typ: Beltrovert D</i>	
Netzanschlußspannung	3x340-420V~
Netzfrequenz	50/60Hz
Ausgangsspannung	3x0...380V~
Ausgangsfrequenz	0...400Hz
Ausgangsleistung	dauernd 50, max. 75kVA
Ausgangsstrom	dauernd 76, max. 106A
DC-Eingangsspannung	535V-, +10%, -15%
Schutz	leerlaufest, kurzschlußfest, erdschlußfest
Kühlung	zwangbelüftet
Betriebstemperatur	0...40 C°

## ANHANG A2: Zusammenstellung der Reglerparameter

$K_p^{i_{sd}}$	$T_{Er}^d/\text{ms}$	$T_N^{i_{mRd}}/\text{ms}$	$K_p^{i_{mRd}}$
1	15.3	54	11.7
2	7.7	29	22.3
3	5.1	19.5	33.5
4	3.8	15	44.6

**Tabelle 1 :** Reglerparameter des  $i_{sd}$ -,  $i_{mRd}$ -Reglers

$K_p^{i_{sd}}$	Polstellen	Nullstellen
1	$p_1 = -34.3$ $p_{2,3} = -17.1 \pm j29.7$	$q = -18.7$
2	$p_1 = -67.1$ $p_{2,3} = -33.5 \pm j58.1$	$q = -35.1$
3	$p_1 = -99.8$ $p_{2,3} = -49.2 \pm j86.5$	$q = -51.4$
4	$p_1 = -132.6$ $p_{2,3} = -66.3 \pm j114.9$	$q = -67.8$

**Tabelle 2 :** Pol- Nullstellen des geschlossenen  $i_{mRd}$ -Regelkreises

$K_p^{i_{sq}}$	$T_{Er}^q/\text{ms}$	$T_N^\omega/\text{ms}$	$K_p^\omega$
1	15.3	61	1.7
2	7.7	31	3.5
3	5.1	20	5.3
4	3.8	15.2	7.1

**Tabelle 3 :** Reglerparameter des Drehzahl-Reglers

$K_p^{i_{sq}}$	Polstellen	Nullstellen
1	$p_1 = -32.8$ $p_{2,3} = -16.4 \pm j28.4$	$q = -4.1$
2	$p_1 = -65.6$ $p_{2,3} = -32.8 \pm j56.8$	$q = -8.2$
3	$p_1 = -98.4$ $p_{2,3} = -49.2 \pm j85.2$	$q = -12.3$
4	$p_1 = -131.2$ $p_{2,3} = -65.6 \pm j113.6$	$q = -16.4$

**Tabelle 4 :** Pol- Nullstellen des geschlossenen Drehzahl-Regelkreises

Regelkreis:	Meßbereiche der Eingangsgröße	Meßbereiche der Ausgangsgröße
Unterlagerte $i_{sd}$ -Kreis	$e = \pm 10 \text{ A}$ $I_e = \pm 0.15 \text{ As}$	$u_{sd}^{soll} = \pm 135 \text{ V}$
Unterlagerte $i_{sq}$ -Kreis	$e = \pm 41 \text{ A}$ $I_e = \pm 1.2 \text{ As}$	$u_{sq}^{soll} = \pm 175 \text{ V}$
Überlagerte $i_{mRd}$ -Kreis	$e = \pm 6 \text{ mVs}$ $I_e = \pm 1.2 \text{ mVs}^2$	$i_{sd}^{soll} = \pm 4 \text{ A}$
Überlagerte $\omega_m$ -Kreis	$e = \pm 9 \text{ rad s}^{-1}$ $I_e = \pm 0.8 \text{ rad}$	$i_{sq}^{soll} = \pm 50 \text{ A}$

**Tabelle 5:** Einstelldaten der Kaskaden-Fuzzy-PI-Regler