

SKRIPTUM ZUR VORLESUNG

# Regelung elektrischer Antriebe

von

Prof. Dr.-Ing. Michael Braun

Erstellung des Skriptums durch:  
M.Sc. Mathias Schnarrenberger

# Inhaltsverzeichnis

1	Vorbemerkung	1
2	Inhalt der Vorlesung Regelung elektrischer Antriebe	2
3	Struktur der Regelung eines elektrischen Antriebs	6
4	Stromregelung der Gleichstrommaschine	14
5	Drehzahl- und Lageregelung der Gleichstrommaschine	24
6	Funktionsweise elektrischer Maschinen	40
7	Raumzeigerdarstellung	43
8	Regelung eines Drehstromsystems in der Raumzeigerdarstellung	53
9	Regelung der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung als Netzstromrichter („Pulsleichrichter“)	62
10	Regelung der Synchronmaschine	67
11	Regelung der Asynchronmaschine	84
12	Direkte Selbstregelung und Indirekte Statorgrößenregelung	105
13	Prädiktive Regelung	122
14	Regelung ohne mechanischen Geber	132
15	Literatur	138

# 1 Vorbemerkung

Das Skriptum zur Vorlesung Regelung elektrischer Antriebe soll den Besuch der Vorlesung „Regelung elektrischer Antriebe“ unterstützen, indem die wesentlichen Zusammenhänge und Grafiken mit verbindendem Text wiedergegeben werden. Die Vorlesung kann das Fachgebiet nicht vollständig und detailliert behandeln. Es wird vielmehr beabsichtigt, das Verständnis der wesentlichen Aspekte von Antriebsregelungen anhand bewährter Konzepte zu vermitteln. Der Stoff ist fortschreitend aufgebaut, sodass auch viele allgemein gültige Zusammenhänge stoffbegleitend behandelt werden und nicht am Anfang oder am Schluss konzentriert sind. Meines Wissens existiert kein zum Vorlesungsinhalt direkt adäquates Buch, sodass für die verschiedenen Abschnitte bei Bedarf unterschiedliche Bücher zur Begleitung der Vorlesung benutzt werden können. Im Text der Beiblätter wird auf wichtige, möglichst originäre Schlüsselveröffentlichungen hingewiesen, deren Studium empfohlen wird.

## **2 Inhalt der Vorlesung Regelung elektrischer Antriebe**

### **Struktur der Regelung eines Antriebs**

Das Kapitel 3 gibt einen Überblick, was bei einem Antrieb geregelt wird und wie die Grundstruktur einer Antriebsregelung aussieht.

### **Stromregelung der Gleichstrommaschine**

Wegen der direkten Proportionalität zwischen Ankerstrom und Drehmoment wird an einem ersten Beispiel die Regelung des Drehmoments einer Gleichstrommaschine in Kapitel 4 behandelt. Der Ankerstromregelkreis dient zudem als grundlegendes Modell für die Stromregelung bei Drehfeldmaschinen und Netzstromrichtern. Der Stromregler wird als PI(Proportional-Integral)-Regler ausgelegt und das Verhalten des geschlossenen Regelkreises behandelt.

### **Drehzahl- und Lageregelung der Gleichstrommaschine**

Der Drehmoment-(Ankerstrom-)Regelkreis aus Kapitel 5 wird als Stellglied für den Drehzahlregler benutzt, dieser wiederum als Stellglied für den Lageregler. Die entstehende Kaskadenstruktur der Regelung ist auch für alle anderen elektrischen Maschinen anwendbar, wenn der Drehmomentregelkreis auf die jeweilige elektrische Maschine angepasst wird. Der Drehzahlregler wird als PI-Regler nach dem Verfahren des symmetrischen Optimums ausgelegt und das Verhalten im geschlossenen Regelkreis diskutiert.

Nach den ersten drei Kapiteln, die die klassische Grundstruktur der Antriebsregelung am Beispiel der Gleichstrommaschine eingeführt haben, wird die Drehmomentregelung der Synchronmaschine und der Asynchronmaschine („Feldorientierung“) sowie das Regelschema für die selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung als Netzstromrichter behandelt. Bei diesen Regelschemata stehen die Grundschwingungen der Ströme und Spannungen im Vordergrund. Die durch den Stromrichter verursachten Oberschwingungen werden in der Regelung nicht weiter beachtet.

## **Raumzeigerdarstellung**

Die Raumzeigerdarstellung (Kapitel 7) ist ein wichtiges Instrument für die übersichtliche Darstellung und Signalverarbeitung von Drehstromgrößen. Aus den anschaulich hergeleiteten Transformationsgleichungen werden die gebräuchlichen Signalverarbeitungsbausteine abgeleitet.

## **Regelung eines Drehstromsystems in der Raumzeigerdarstellung**

In Kapitel 8 wird die Regelung der Ströme eines Drehstromsystems mit Hilfe der Signalverarbeitungsbausteine aus Kapitel 7 behandelt. Wegen des zu erwartenden Nachlauffehlers bei sinusförmigen Sollwerten wird die Regelung in einem mit der Sollwertfrequenz umlaufenden Koordinatensystem eingeführt. Die Kopplung der Regelkreise für die beiden Komponenten des Stromraumzeigers wird durch eine Vorsteuerung der Komponenten des Spannungsraumzeigers aufgehoben.

## **Regelung des selbstgeführten Netzstromrichters**

Die selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung wird zunehmend als Netzstromrichter eingesetzt (Kapitel 9). Die Struktur des Regelkreises für die Zwischenkreisspannung ist weitgehend identisch mit der Struktur des Drehzahlregelkreises aus Kapitel 5. Mit der Regelung des Wirk- und Blindanteils der Netzströme wird ein erstes Beispiel für die Regelung dreier Ströme in Raumzeigerdarstellung aus Kapitel 8 behandelt. Transformationswinkel ist der Winkel des Netzspannungsraumzeigers.

Jetzt folgen die klassischen Regelverfahren für die Synchron- und die Asynchronmaschine, die auf der Regelung der Grundschiwingung der Ströme basieren. Diese unterscheiden sich hauptsächlich in der Wahl des Bezugssystems für die Stromregelung:

## **Regelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine**

Ausgehend von der Beschreibung der Synchronmaschine im Rotororientierten Bezugssystem wird die "Rotororientierte Regelung" ohne und mit Reluktanzmoment im Grunddrehzahl- und Feldschwächbereich in Kapitel 10 behandelt. Dabei wird die Stromregelung in

einem umlaufenden Koordinatensystem gemäß Kapitel 8 benutzt. Der Transformationswinkel ist der Rotorpositionswinkel.

## **Regelung der elektrisch erregten Synchronmaschine**

Bei dieser Regelung wird der Statorfluss der Synchronmaschine konstant gehalten, indem die elektrische Erregung der Maschine bei Belastung erhöht wird. Transformationswinkel für die Stromregelung ist die Lage des Statorflusses. Eine besonders aufwandsarme Variante dieser Regelung ist die Regelung eines Antriebssystems aus netz- und maschinengeführtem Stromrichter, das als „Stromrichtermotor“, (engl.: „Load Commutated Inverter“) bekannt ist. Die dazugehörigen Regelschemata und Eigenschaften werden in Kapitel 10 vorgestellt.

## **Feldorientierte Regelung der Asynchronmaschine**

Das Drehmoment und die Magnetisierung der Asynchronmaschine werden durch eine Stromregelung gesteuert, deren Transformationswinkel dem Winkel des Rotorflusses entspricht. Der Winkel des Rotorflusses kann nicht direkt gemessen werden, sondern wird aus einem Teilmodell der Maschine berechnet. Das Spannungsmodell und das Strommodell werden aus der Beschreibung der Maschine hergeleitet. Die Eigenschaften der Modelle werden in Kapitel 11 diskutiert.

In den beiden folgenden Kapiteln werden Drehmomentregelungen behandelt, die die Auswirkungen des Stromrichters auf die Spannungen und Ströme in das Regelverfahren einbeziehen:

## **Direkte Selbstregelung und indirekte Statorgrößenregelung**

Die direkte Selbstregelung (DSR) vermeidet die Regelung der Statorströme. Die Schaltzustände werden mit Zweipunktreglern aus dem Rechenwert des Statorflusses und des Drehmoments bestimmt. Die indirekte Statorgrößenregelung (ISR) basiert ebenfalls auf dem Rechenwert des Statorflusses, benutzt aber für die Regelung des Drehmoments und der Magnetisierung im Unterschied zur direkten Selbstregelung kontinuierlich arbeitende Regler und einen Steuersatz für die Raumzeigermodulation der Spannungen. Diese Regelungen werden in Kapitel 12 vorgestellt.

## Prädiktive Regelung

Die bisher benutzten PI-Regler sind zwar robust und gut einstellbar, liefern aber nicht das beste Ergebnis. Als Alternative wird ein speziell zugeschnittener Abtastregler mit I-Anteil, Störgrößenaufschaltung und schnellstmöglicher Elimination der Regelabweichung in Kapitel 13 vorgestellt.

Mit leistungsfähigen Prozessoren können der zukünftige Stromverlauf, das Drehmoment und der Fluss aus dem Schaltzustand des Umrichters vorausberechnet werden. Von den vielen Vorschlägen, die dazu schon gemacht wurden, werden drei typische und erfolgversprechende Verfahren behandelt: Die Prädiktive Regelung nach Holtz benutzt den Schaltzustand des Stromrichters, der den Stromraumzeiger am Besten in einem gewählten Toleranzgebiet führt. Die Entscheidung über eine Schaltzustandsänderung wird getroffen, wenn der Stromraumzeiger das Toleranzgebiet zu verlassen droht. Die Prädiktive Regelung nach Rodriguez entscheidet die Auswahl des Stromrichterschaltzustands nach der Erfüllung eines Gütefunktional, das frei gewählt werden kann und eine unterschiedliche Gewichtung des Drehmoments, der Stromüberschwingungen und der Schaltverluste, etc. erlaubt. Die Prädiktive Regelung nach Weigold ermittelt aus den Messwerten der Statorströme die bei den Schaltzuständen des Stromrichters auftretenden Steigungen der Ströme. Aus diesen Steigungswerten wird die Einschaltdauer der nächsten Schaltzustände so berechnet, dass der Sollwert des Statorstroms mit der nächsten Pulsperiode der Raumzeigermodulation exakt erreicht wird.

### 3 Struktur der Regelung eines elektrischen Antriebs

Ein elektrisches Antriebssystem besteht aus folgenden Teilen:

- Elektrische Maschine
- Arbeitsmaschine
- Energiequelle und
- Steuereinrichtungen

Im einfachsten Fall wird der Motor mit den Steuereinrichtungen nur ein- und ausgeschaltet. Der Arbeitspunkt, der durch den Drehzahl- und Drehmomentwert charakterisiert wird, wird dann durch die Kennlinien des Motors und der Arbeitsmaschine bestimmt. (Abb. 1).

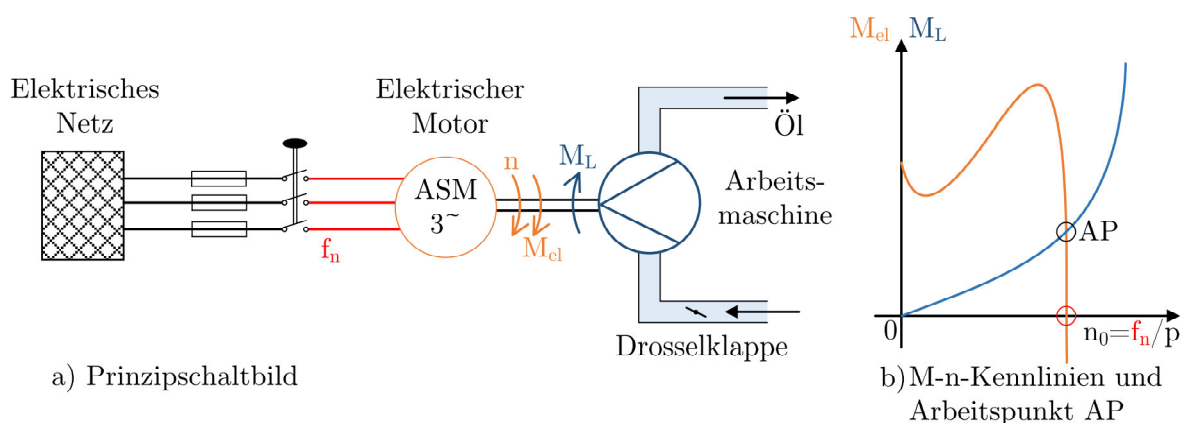


Abbildung 1: Antriebssystem aus Pumpe und Asynchronmaschine im Netzbetrieb

In diesem Antriebssystem kann der Durchfluss nur durch eine mechanische Drosselung gesteuert werden, was hohe Verluste verursacht. Eine bessere Alternative ist die Verschiebung der Drehzahl-Drehmoment(M-n)-Kennlinie des elektrischen Motors durch eine Spannungs-Frequenz-Kennlinien-Steuerung ( $U/f = konst$ ) mit Hilfe eines Frequenzumrichters (Abb. 2). Die Schlupffrequenz wird umso kleiner, je geringer die Pumpenleistung ist. Dadurch kann der Wirkungsgrad des elektrischen Motors auch im Teillastbetrieb in einem Bereich von 70 – 90% gehalten werden.

Die Leistungsfähigkeit eines Stromrichters ist aber durch die Steuerung der Ausgangsspannung zur Verschiebung des Arbeitspunkts noch nicht ausgeschöpft. Durch die fast trägheitslose Steuerung der Schaltzeitpunkte der Leistungshalbleiter kann der Wert der Klemmenspannung des Motors in wenigen Milli- bis Mikrosekunden geändert werden, sodass auch



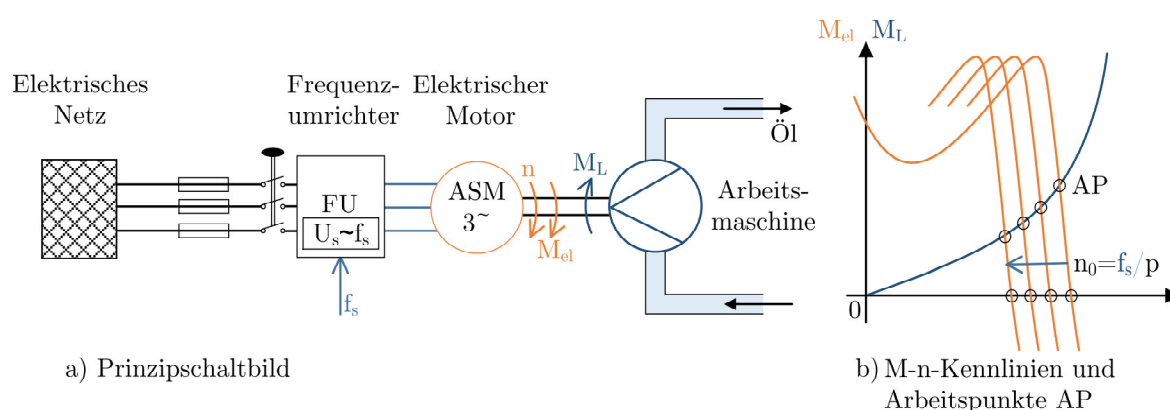


Abbildung 2: Antriebssystem aus Pumpe, Frequenzumrichter und Asynchronmaschine im Betrieb mit Spannungs- Frequenz- Kennlinie

der Motorstrom und das innere Drehmoment des Motors im Bereich von Millisekunden den ggf. schnell veränderlichen Sollwerten angepasst werden kann. Für die Beherrschung dieser Funktionen genügt die einfache Steuerung in der offenen Steuerkette nicht mehr. Dies liegt an den folgenden Gründen:

- Kleine Änderungen in Spannungen und Strömen verursachen große Änderungen im Arbeitspunkt. Störgrößen und ungenaue Parameter Kenntnis verschlechtern die Steuerungsfähigkeit.
- Die schnellen Arbeitspunktänderungen, wie z. B. bei einer Werkzeugmaschine, übersteigen die Leistungsfähigkeit des Bedieners zur manuellen Verstellung des Arbeitspunktes bei weitem.

Um diese Probleme zu lösen, werden die elektrischen Größen geregelt. Die richtige und schnelle Einstellung des Drehmoments, der Drehzahl und der Lage des Rotors wird automatisiert (Abb. 3). Die Signalverarbeitungskomponenten, die die Regelungsfunktion ausführen, erhalten insbesondere bei Drehstrommaschinen auch zusätzlich die Aufgabe, aus der Sollwertvorgabe des Drehmoments und/oder der Drehzahl Vorgabewerte für die Spannungen und Ströme des Motors zu berechnen. Die Regeleinheit kann zusätzlich die Regelung des Arbeitsprozesses mit ausführen (z. B. eine Füllstandsregelung). Das elektrische Antriebssystem wird in diesem Fall als Stellglied für die Regelung der Prozessgrößen benutzt.

Die Regeleinheit aus Abb. 3 ist praktisch ausnahmslos bei allen elektrischen Einheiten so strukturiert, dass das innere Drehmoment der elektrischen Maschine als Stellgröße für den

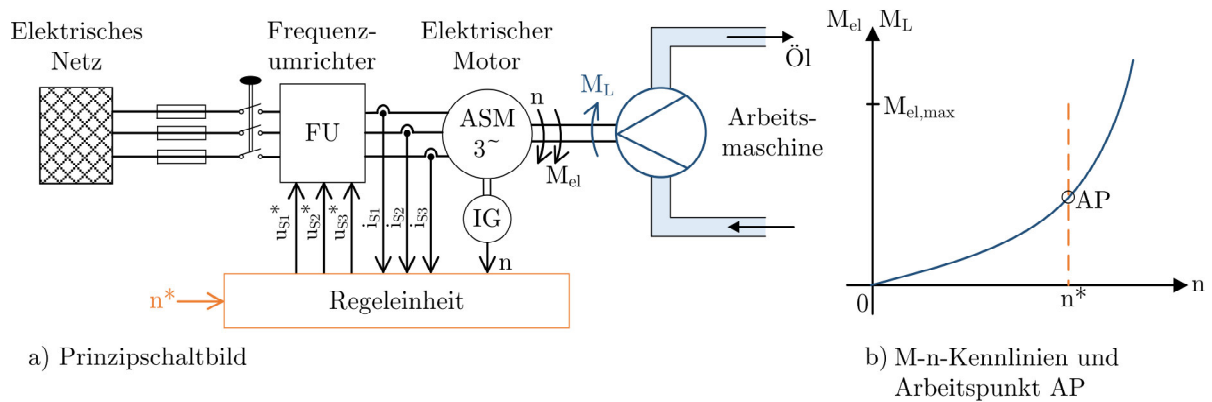


Abbildung 3: Antriebssystem aus Pumpe, Frequenzumrichter und Asynchronmaschine im drehzahlgeregelten Bereich (IG: Impulsgeber) mit der Solldrehzahl  $n^*$

Drehzahlregler benutzt wird. Aus dem Alltag kennen wir diese Steuerung vom Autofahren: zum Beschleunigen vergrößert der Fahrer das Drehmoment des Motors durch „Gas geben“. Er regelt damit die Geschwindigkeit auf einem Sollwert, z. B. 50 km/h. Bei der elektrischen Maschine ist der Drehzahlregler elektronisch oder digital realisiert, also automatisiert. Der Mensch gibt nur noch vor, was der elektrische Antrieb machen soll, vergleichbar mit der Geschwindigkeitsregelanlage im Auto. Am übersichtlichsten ist die Grundstruktur bei der fremderregten Gleichstrommaschine (Abb. 4).

Wegen der Proportionalität zwischen dem inneren Drehmoment und dem Ankerstrom

$$M_i = c \cdot \phi \cdot I_A \quad \text{mit} \quad c \cdot \phi = c \cdot \phi_N \cdot \frac{i_f}{I_{fN}}$$

ist die Regelung des Ankerstroms gleichbedeutend mit der Regelung des Drehmoments. Der Sollwert für das Drehmoment  $m_{iw}$  kommt vom Drehzahlregler, der das innere Drehmoment als Stellgröße benutzt. Das innere Drehmoment ist die **Schnittstelle** zwischen dem **elektrischen** und dem **mechanischen** Teil des Antriebs. Der Erregerstrom  $i_f$  wird ebenfalls geregelt, um die Erregung im Grunddrehzahlbereich mit  $i_{f_w} = I_{fN}$  oder im Feldschwächebereich mit  $i_{f_w} = \frac{nN}{n} \cdot I_{fN}$  einzustellen. Messgrößen sind die Ströme und die Drehzahl des Motors, ähnlich wie in Abb. 3. Die Regelung des Drehmoments und der Magnetisierung ist bei der Synchronmaschine und der Asynchronmaschine deutlich komplizierter, führt aber im Ergebnis zu der gleichen Grundstruktur, wie wir vor allem bei den „klassischen“ Regelverfahren in den Kapiteln 10 bis 11, aber auch bei den „innovativen“ Regelverfahren in den Kapiteln 12 und 13 sehen werden. Das Prinzipschaltbild und der Signalfussplan aus Abb. 4 sind für die Auslegung der Regler noch nicht ausreichend. Das Verhalten des elektrischen und mechanischen Teilsystems muss durch Modelle beschrieben werden. Wir benutzen hier einfache Modelle:

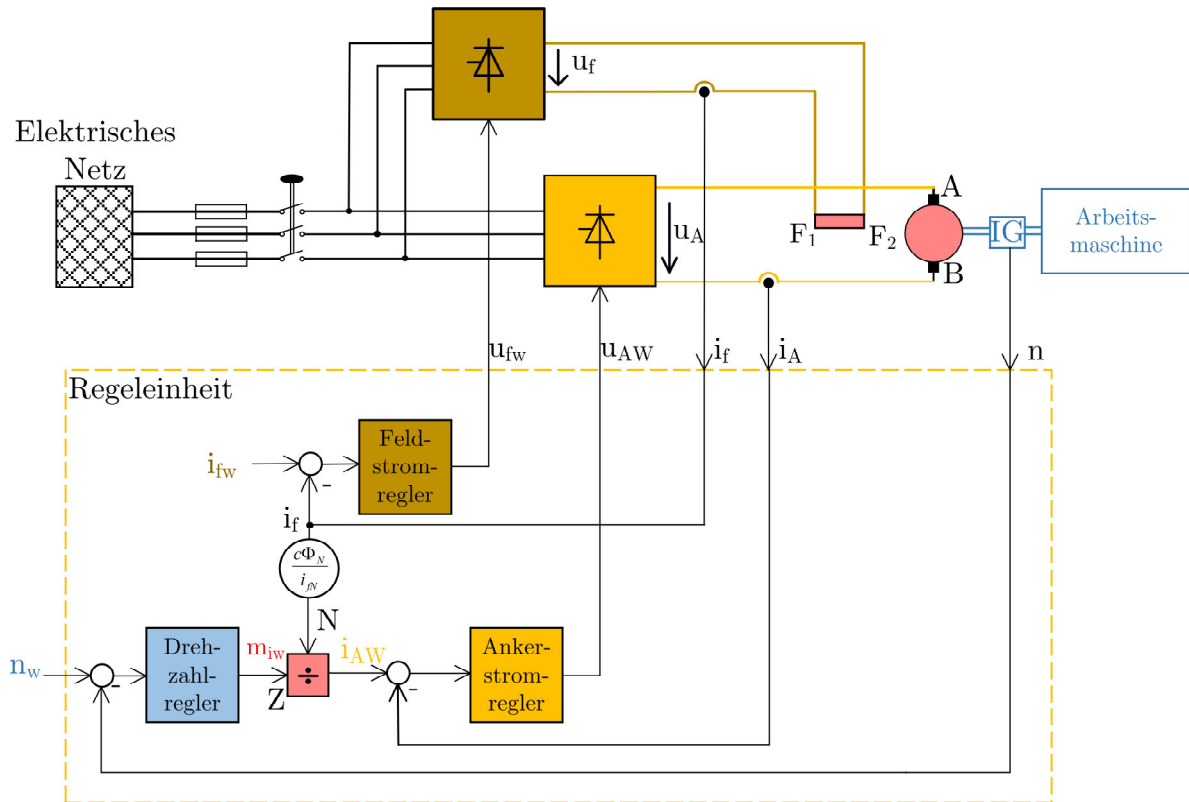


Abbildung 4: Prinzipschaltbild eines Antriebssystems mit Gleichstrommaschine und Arbeitsmaschine sowie Signalfussplan der Regeleinheit

Elektrisches Teilsystem:

Ankerspannungsgleichung der Gleichstrommaschine:	$u_A = R_A \cdot i_A + L_A \cdot \frac{di_A}{dt} + u_i$
mit der induzierten Spannung:	$u_i = c\Phi \cdot 2 \cdot \pi \cdot n$
Spannung an der Erregerwicklung:	$u_f = R_f \cdot i_f + L_f \cdot \frac{di_f}{dt}$
Erzeugung des inneren Drehmoments:	$m_i = c\Phi \cdot i_A$

Mechanisches Teilsystem bei starrer Kopplung:

zwischen Motor und Arbeitsmaschine:  $m_i - m_L = (J_M + J_L) \cdot \frac{d\Omega}{dt}$

Die grafische Darstellung mit den in der Regelungstechnik üblichen Symbolen führt zu dem Signalfussplan der Regelung mit dem Strukturbild der Regelstrecke in Abb. 5. Diese, für die Auslegung der Regler sehr gut geeignete, detaillierte Darstellung wird in Abb. 6 vergrößert, um die Regelkreisstruktur und das weitere Vorgehen zu verdeutlichen:

Die ineinander geschachtelte Struktur des Stromregelkreises und des Drehzahlregelkreises wird als Kaskadenstruktur bezeichnet; es ist auch üblich, den inneren Regelkreis als „unterlagerten“ Regelkreis bzw. den äußeren Regelkreis als „überlagerten“ Regelkreis zu bezeich-

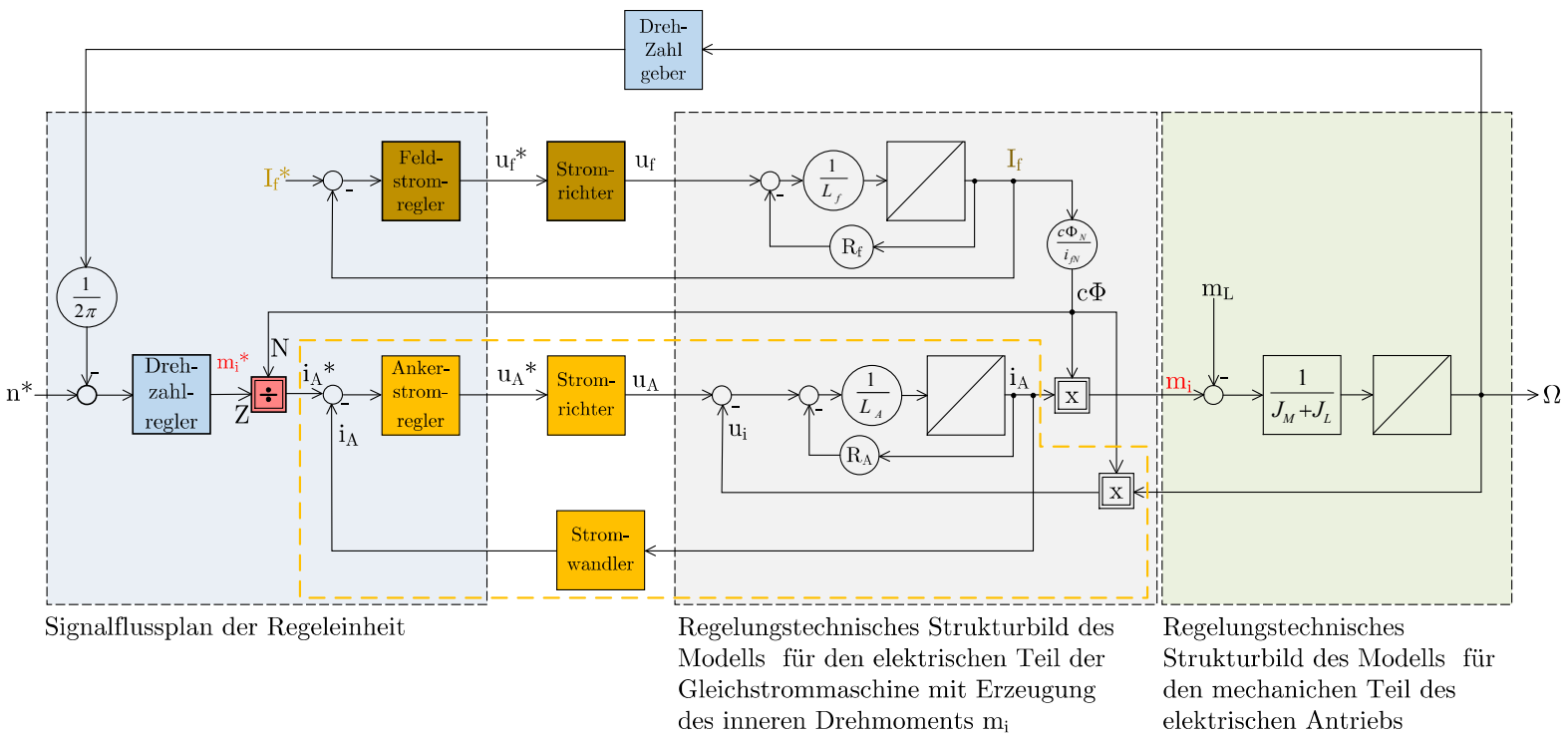


Abbildung 5: Signalfussplan der Regeleinheit mit regelungstechnischen Strukturbildern des Modells der Gleichstrommaschine und der Arbeitsmaschine

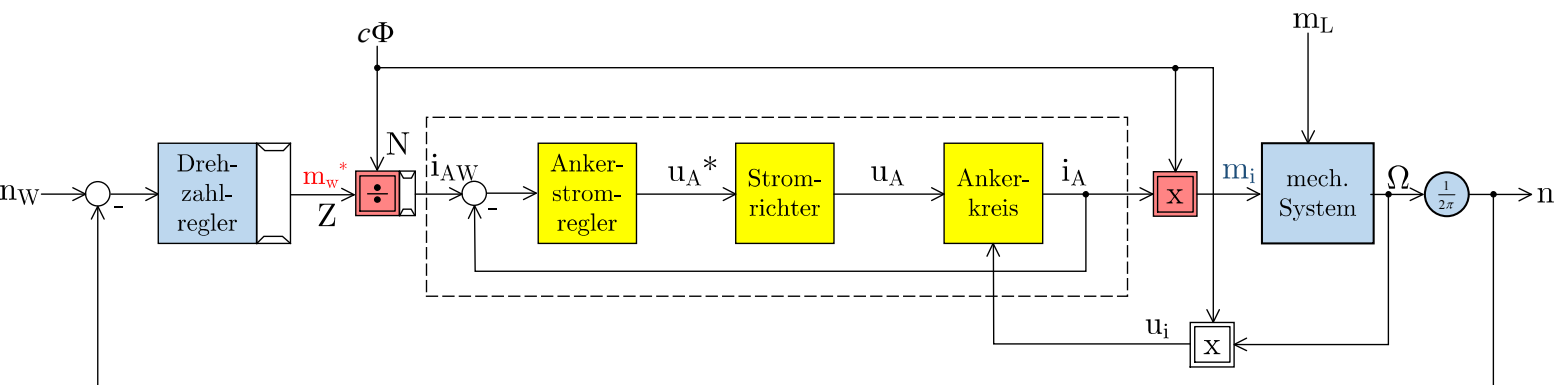


Abbildung 6: Signalflussplan des Drehzahlregelkreises mit unterlagertem Stromregelkreis (gestrichelt)

nen. Der innere Regelkreis ist mit dem äußeren Regelkreis über die induzierte Spannung  $u_i$  verknüpft. Da sich diese Spannung, verglichen mit der Ausregelzeit des Ankerstromkreises, meist nur langsam ändert, kann diese Wechselwirkung in vielen Fällen vernachlässigt werden. Die induzierte Spannung wird daher als Störgröße behandelt, die vom Stromregler ausgeregelt werden muss, ähnlich wie der Einfluss des Lastmoments  $m_L$  vom Drehzahlregler ausgeregelt wird. Damit ist der Ankerstromregelkreis unabhängig vom Drehzahlregelkreis.

Die Kaskadenregelung des elektrischen Antriebs hat folgende Vorteile:

- Der Ankerstromregler kann unabhängig vom Drehzahlregelkreis optimiert werden (meist auf gutes Führungsverhalten). Das daraus resultierende Verhalten des geschlossenen Stromregelkreises wird bei der anschließenden Auslegung des Drehzahlreglers als Regelkreisglied  $\frac{i_A(s)}{i_{Aw}(s)}$  berücksichtigt. Die Auslegung der kaskadierten Regelkreise erfolgt schrittweise „von innen nach außen“.
- Die Regelanordnung kann auf der Anlage „von innen nach außen“ in Betrieb genommen werden. Bei diesem stufigen Vorgehen werden Fehler sofort erkannt und können am Ort der Entstehung beseitigt werden.
- Mit dem Sollwert des Stromes steht eine bequeme Eingriffsmöglichkeit zur Begrenzung des Motorstroms, zum Beispiel auf den Motor- oder den Umrichtermaximalstrom zur Verfügung. In ähnlicher Weise kann auch eine Momentenbeschränkung am Ausgang des Drehzahlreglers zum Schutz der Arbeitsmaschine realisiert werden.
- Der Ankerstrom-(Drehmoment-)regelkreis kann unabhängig der Struktur des vom Drehzahlregelkreis geändert werden. Ein anderer Reglertyp (z. B. Deadbeat- statt PI-Regler), ein anderer Stromrichter (z. B. Gleichstromsteller statt netzgeführte Drehstrombrückenschaltung) oder eine andere Maschine (Asynchronmaschine statt Gleichstrommaschine) können eingesetzt werden.

So unterschiedlich wie die technischen Lösungen zur Erzeugung eines inneren Drehmoments sein mögen, für den Drehzahlregelkreis ändert sich in der Praxis nur die Zeitkonstante des geschlossenen Stromregelkreises, die in die Auslegung des Drehzahlreglers eingeht. Auch der Drehzahlregler kann unabhängig vom Drehmoment-(Ankerstrom-)regler ausgelegt werden (z. B. Zustandsregler statt PI-Regler) oder in der Struktur verändert werden (z. B. zusätzliche Regelung der Differenzdrehzahl bei elastischer Welle zwischen dem Motor und der Arbeitsmaschine). In diesem Fall steht für den Drehzahlregler stets ein für sich optimiertes Stellglied des inneren Drehmoments zur Verfügung.

Der Nachteil der Kaskadenstruktur besteht darin, dass nicht die bestmögliche Dynamik erzielt werden kann. Das Übertragungsverhalten eines geschlossenen Regelkreises weist immer eine größere Verzögerung auf als die nicht kompensierbaren Verzögerungen der Regelkreisglieder selbst (z. B. Totzeit, verursacht durch die Rechenzeit der Stromrichtersteuerung), die dann wieder die Dynamik des überlagerten Regelkreises verschlechtert. Durch die Schachtelung der Regelkreise multipliziert sich dieser Effekt und führt trotz der kleinen nicht kompensierbaren Zeitkonstanten des Stromrichters und seiner Steuerung im Millisekundenbereich zu einer nennenswerten Beeinträchtigung der Dynamik des Drehzahlreglers oder eines zusätzlichen überlagerten Lagereglers. Da das Trägheitsmoment von Motor und Arbeitsmaschine Nennanlaufzeiten von einigen hundert Millisekunden bis in den Sekundenbereich verursacht, wird der Antrieb bei großen Drehzahlsollwertsprüngen mit dem Maximalmoment beschleunigen oder bremsen. Hier besteht keinerlei Anforderung an die dynamische Qualität des Drehzahlreglers („Großsignalverhalten“). Beim Einlaufen in die Solldrehzahl und bei der Ausregelung von Störgrößen ist aber eine schnelle Reaktion erforderlich, sodass für diese Funktion je nach Applikation besondere Anstrengungen unternommen werden müssen:

- Leistungsfähigere Regelalgorithmen, z. B. ausgeführt als einschleifiger Regelkreis
- Stromrichter und Signalverarbeitung mit geringerer Taktzeit, sowie Verwendung von genaueren Messgliedern mit weniger Filterbedarf
- Verbesserung der Regelstruktur, z. B. durch Vorsteuerung mit den Sollwerten, Störgrößenaufschaltungen und Umstellung auf geeignetere Regelgrößen

In dieser Vorlesung wird nur die Kaskadenstruktur behandelt. Der Auslegungsgang für den Stromregler wird Schritt für Schritt am Fallbeispiel der Gleichstrommaschine durchgeführt. Anschließend folgt die Behandlung der Drehstrommaschine mit dem Ziel, Stelleingänge für das Drehmoment und die Magnetisierung vergleichbar mit  $m_i^*$  bzw.  $i_A^*$  und  $I_f^*$  in Abb. 5 zu erhalten. Dann können die Regelkreise für den Ankerstrom und den Feldstrom gegen die (kompliziertere) Regelanordnung der Drehstrommaschine gemäß Kapitel 8 ausgetauscht werden. Der überlagerte Drehzahlregelkreis kann dann unverändert weiter benutzt werden.

## 4 Stromregelung der Gleichstrommaschine

Die Regelung elektrischer Antriebe benutzt die Methoden der allgemeinen Regelungstechnik. Allerdings sind die in der allgemeinen Regelungstechnik getroffenen Voraussetzungen nur angenähert erfüllt, sodass an vielen Stellen Näherungen in der Modellierung gemacht und die Ansprüche an die Genauigkeit der Ergebnisse zurückgenommen werden müssen. Die größte Einschränkung besteht darin, dass Stromrichter nicht wertkontinuierlich arbeiten und die Schaltzustandsänderungen nicht gleichabständig sind. Die dadurch verursachten Abweichungen werden oft durch eine Filterung des Messwerts vom Soll-Istwertvergleich ferngehalten. Im folgenden Entwurf für die Regelung der Gleichstrommaschine führt die Berücksichtigung des Stromrichters und der Istwertfilterung zu einer geringeren Verstärkung des Regelkreises und damit zu einem weniger guten Führungsverhalten. Die gemeinsame Darstellung der Komponenten der Signalverarbeitung, des Modells des Leistungsteils und des Motors sowie der Messwernerfassung ist sehr übersichtlich und erleichtert die regelungstechnische Behandlung. Man sollte aber folgende Punkte stets berücksichtigen:

- Die Größen des Leistungsteils (z. B. die Ankerspannung) werden nicht direkt, sondern über meist potentialtrennende Messwandler und ein Glättungsfilter zum Soll-Istwertvergleich geführt. Die Messwandlerkonstante ist in der Regelkreisverstärkung zu berücksichtigen.
- Ebenso ist die stationäre Verstärkung des Stromrichters zu beachten. So könnte zum Beispiel eine Eingangsspannung (Steuerspannung)  $U_A^*$  von 5V eines netzgeführten Stromrichters einem Steuerwinkel von  $90^\circ$  entsprechen.
- Eine einheitliche Darstellung der Größen des Leistungsteils und ihrer signaltechnischen Abbilder kann durch eine Normierung (z. B. auf ihre Nenngröße) erreicht werden. Dann sind alle Größen dimensionslos und losgelöst sowohl von den Spannungs- und Stromwerten der Anlage als auch vom Maßstabsfaktor der signaltechnischen Darstellung. Damit sind auch die charakteristischen Werte der Anlage als auch die Einstellung der Regler losgelöst von den absoluten Zahlenwerten besser zu beurteilen.

Zur Stromregelung der Gleichstrommaschine betrachten wir den orange angelegten Teilbereich der Abb. 5.

Daraus entwickeln wir das in Abb. 7 gezeigte regelungstechnische Strukturbild unter Anwendung folgender Überlegungen:



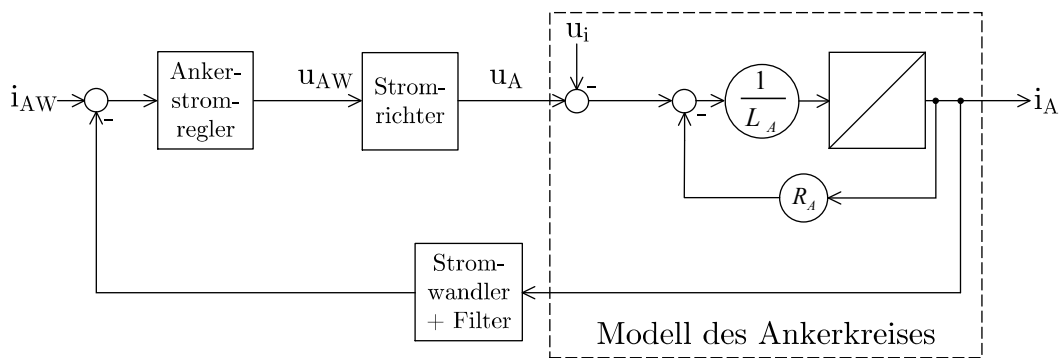


Abbildung 7: Signalflussplan des Ankerstromregelkreises einer Gleichstrommaschine

- Das Modell des Ankerstromkreises wird mit den Umformungsregeln zum  $PT_1$ -Glied vereinfacht.
- Der Stromwandler mit eventueller Filterung des Istwerts wird durch ein  $PT_1$ -Glied mit der Stationärverstärkung  $V_{gi}$  und der Zeitkonstante  $T_{gi}$  modelliert.
- Der Stromrichter wird durch ein Totzeitglied mit der Stationärverstärkung  $V_t$  und der Totzeit  $T_t$  modelliert.

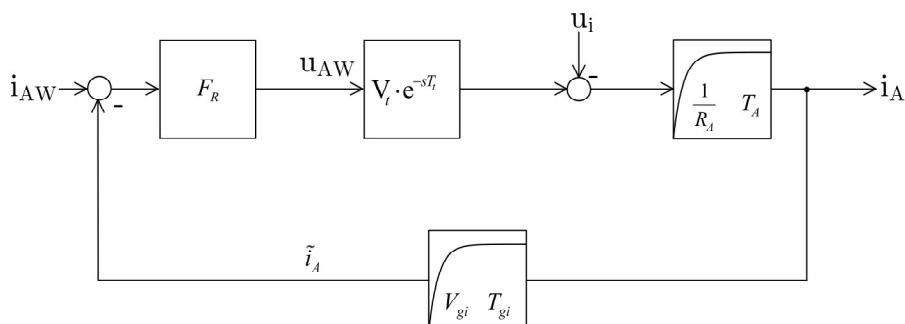


Abbildung 8: Regelungstechnisches Strukturbild des Ankerstromregelkreises

Die Struktur des Reglers ist zunächst noch nicht definiert. Sie ist je nach Anforderung frei wählbar. Wegen des einfachen Entwurfsgangs und der leichten Dimensionierung wird hier ein kontinuierlicher Kompensationsregler behandelt. Das Ziel des Kompensationsreglers ist es, die Übertragungsfunktion der Strecke, bestehend aus dem  $PT_1$ -Glied, welches den Ankerkreis modelliert, mit Hilfe des Reglers zu kompensieren. Zusätzlich kann im Regler eine frei wählbare Übertragungsfunktion hinzugefügt werden. Da wir bei der Regelung des Ankerstroms (gleichbedeutend mit dem Drehmoment) Wert darauflegen, dass die bleibende Regelabweichung gleich Null ist, wählen wir als resultierende Übertragungsfunktion

des offenen Regelkreises „einfach integrierendes Verhalten“; die Integrierzeitkonstante des offenen Kreises nennen wir  $T_0$ :

$$F_0 = \frac{1}{s \cdot T_0} \quad (4.1)$$

Im Idealfall verhält sich dann der geschlossene Regelkreis wie ein PT<sub>1</sub>-Glied:

$$F_W = \frac{\tilde{i}_A}{i_{AW}} = \frac{F_0}{1 + F_0} = \frac{\frac{1}{s \cdot T_0}}{1 + \frac{1}{s \cdot T_0}} = \frac{1}{1 + s \cdot T_0} \quad (4.2)$$

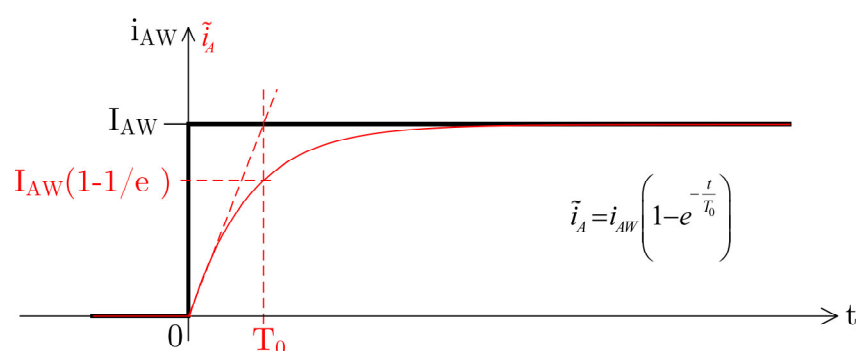


Abbildung 9: Sprungantwort beim Führungsgrößensprung für die vollständige Kompensation des Streckenverhaltens und integrierenden Verhalten des offenen Regelkreises

Wir beobachten bei einem Führungsgrößensprung (Abb. 9) ein Einlaufen des Istwerts in den Sollwert und  $\tilde{i}_A = I_{AW}$  für  $t \rightarrow \infty$  wie beabsichtigt. Die Zeitkonstante  $T_0$  ist zunächst frei wählbar; scheinbar können wir die Geschwindigkeit des Regelvorgangs durch Verkleinern von  $T_0$  (gleichbedeutend mit dem Erhöhen der Stationärverstärkung) erhöhen. Das ist aber leider nicht möglich, weil der reale Regelkreis Übertragungsglieder enthält, die nicht kompensiert werden können oder dürfen.

Nicht kompensierbar sind:

- Totzeitglieder: Eine Kompensation entspräche dem Blick in die Zukunft! Beispiel aus Abb. 8: Die Totzeit des Stromrichters  $V_t \cdot e^{-s \cdot T_t}$
- Filter und Verzögerungsglieder bei der Istwerterfassung: Eine Kompensation macht die Filterwirkung zunichte und verstärkt Störungen, die im Messsignal enthalten sind. Beispiel aus Abb. 8: Messwertglättung  $V_{gi} \cdot \frac{1}{1+s \cdot T_{gi}}$

Der Entwurf des Reglers erfolgt dementsprechend ohne Berücksichtigung der nicht kompensierbaren Übertragungsglieder. Anschließend wird dann die Integrierzeit  $T_0$  so eingestellt, dass der geschlossene Regelkreis mit Berücksichtigung der nicht kompensierbaren Übertragungsglieder ein „gutes“ Regelverhalten zeigt:

- Ermittlung der Übertragungsfunktion des Stromreglers (gemäß Abb. 8) ohne Berücksichtigung der nicht kompensierbaren Übertragungsglieder.

$$F_R \cdot V_A \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_A} \cdot V_t \cdot V_i \stackrel{!}{=} \frac{1}{s \cdot T_0} \quad \text{mit } V_A = \frac{1}{R_A} \quad (4.3)$$

$$\Rightarrow F_R = \frac{1 + s \cdot T_A}{s \cdot T_0 \cdot V_A \cdot V_t \cdot V_i}$$

Das Ergebnis ist ein PI-Regler, den wir in die übliche Darstellung mit der Regelverstärkung  $k_{Ri}$  und der Nachstellzeit  $T_{ni}$  bringen:

$$F_R = k_{Ri} \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_{ni}}\right) = \frac{T_A}{T_0 \cdot V_A \cdot V_t \cdot V_i} \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_A}\right) \quad (4.4)$$

- Wahl der Integrierzeitkonstante  $T_0$  des offenen Regelkreises: Wenn der Regler die Form (4.4) hat, gilt mit Berücksichtigung der nicht kompensierbaren Übertragungsglieder:

$$F_{Nk} = e^{-s \cdot T_t} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_{gi}} \quad (4.5)$$

für den offenen Regelkreis: (4.6)

$$F_0 = \frac{1}{s \cdot T_0} \cdot F_{Nk} \quad (4.7)$$

und für den geschlossenen Regelkreis: (4.8)

$$F_W = \frac{\tilde{i}_A(s)}{i_{AW}(s)} = \frac{\frac{F_{Nk}}{s \cdot T_0}}{1 + \frac{F_{Nk}}{s \cdot T_0}} = \frac{1}{1 + \frac{s \cdot T_0}{F_{Nk}}} \quad (4.9)$$

Um den Einfluss der nicht kompensierbaren Terme einfacher beurteilen zu können, wird das Totzeitglied durch ein PT<sub>1</sub>-Glied angenähert:

$$e^{-s \cdot T_t} \approx \frac{1}{1 + s \cdot T_t} \quad \text{für } T_t \ll T_A \quad (4.10)$$

Das PT<sub>1</sub>-Glied verringert die Phasenreserve bei der Durchtrittsfrequenz des offenen Regelkreises nahezu um den gleichen Wert wie das Totzeitglied. Damit wird der Einfluss des Totzeitglieds auf die Stabilität und das Einschwingverhalten beim Führungsgrößensprung

hinreichend genau nachgebildet. Mit der gleichen Begründung können auch unter Vernachlässigung von quadratischen Termen mehrere Verzögerungsglieder mit kleiner Zeitkonstante durch ein einziges Verzögerungsglied mit der Summe  $T_{\sigma i}$  der Zeitkonstanten approximiert werden, in unserem Anwendungsfall:

$$\frac{1}{1 + s \cdot T_t} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_{gi}} \approx \frac{1}{1 + s \cdot (T_t + T_{gi})} = \frac{1}{1 + s \cdot T_{\sigma i}} \quad (4.11)$$

Eingesetzt in die Formel (4.9) erhalten wir die Übertragungsfunktion eines PT<sub>2</sub>-Glieds:

$$F_W = \frac{1}{s \cdot T_0 \cdot (1 + s \cdot T_{\sigma i}) + 1} = \frac{1}{1 + s \cdot T_0 + s^2 \cdot T_0 \cdot T_{\sigma i}} \quad (4.12)$$

Abb. 10 und Abb. 11 zeigen die Amplituden- und Phasengänge sowie die Sprungantworten bei unterschiedlichen Dämpfungen eines PT<sub>2</sub>-Glieds.

Durch Koeffizientenvergleich mit der Normalform, die die Dämpfung und den Kehrwert der Eckkreisfrequenz enthält, ermitteln wir:

$$F_W = \frac{1}{1 + 2 \cdot d \cdot T \cdot s + T^2 \cdot s^2} = \frac{1}{1 + s \cdot T_0 + s^2 \cdot T_0 \cdot T_{\sigma i}} \quad (4.13)$$

$$\omega_E = \frac{1}{\sqrt{T_0 \cdot T_{\sigma i}}} \quad \text{und} \quad d = \frac{T_0}{2 \cdot T} = \frac{T_0}{2 \cdot \sqrt{T_0 \cdot T_{\sigma i}}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{T_0}{T_{\sigma i}}} \quad (4.14)$$

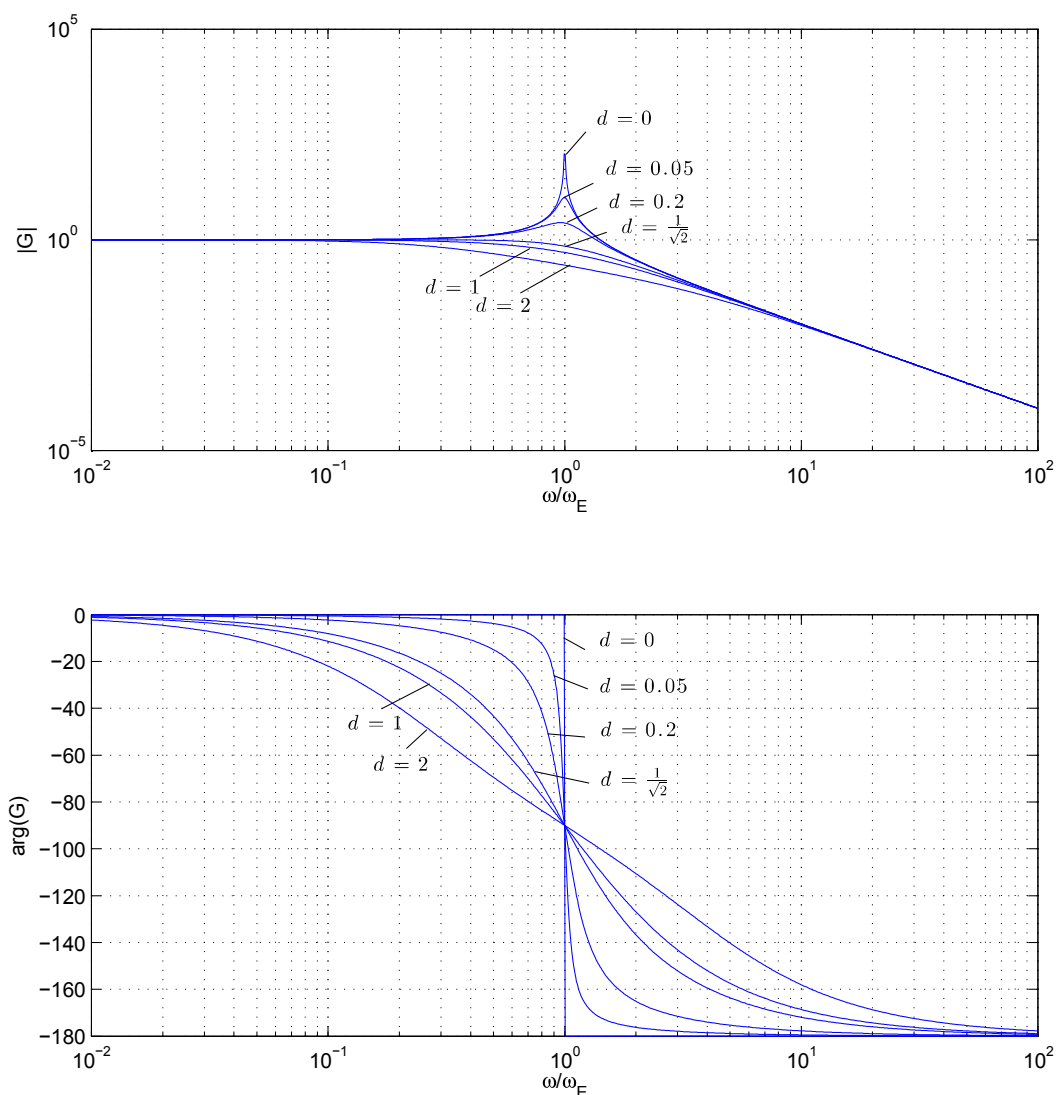
Mit  $T_0$  wird also gleichzeitig die Eckfrequenz und die Dämpfung sowie die Anregelzeit und das Überschwingen der Regelgröße festgelegt (siehe Abb. 12). Das Ziel einer möglichst weitgehenden Anschmiegung ohne Resonanzüberhöhung wird gemäß der Optimierungsrechnung des sogenannten Betragsoptimums [1] bei  $d = \frac{1}{2}\sqrt{2}$  erreicht. Diese Einstellung ist auch das Ergebnis der Optimierungsrechnung des ITAE-Kriteriums (Integral of Time multiplied Absolute value of Error  $\hat{=}$  minimale Abweichungsfläche bei der Sprungantwort). Damit gilt

$$T_0 = 2 \cdot T_{\sigma i} \quad (4.15)$$

als die „optimale“ Einstellung mit 4,3% Überschwingen und  $4,5 \cdot T_{\sigma i}$  Anregelzeit beim Führungsgrößensprung (Abb. 13).

Damit sind die nicht kompensierbaren kleinen Zeitkonstanten maßgeblich für die erreichbare Regelgeschwindigkeit. Eine kürzere Anregelzeit kann nur durch folgende Maßnahmen erreicht werden:

- Verringerung der Glättungszeitkonstante, erreichbar durch störungsärmere Messung

Abbildung 10: Amplitudengang und Phasengang eines PT<sub>2</sub>-Glieds  $G(s)$ 

- Geringere Rechenzeit, erreichbar durch höhere Abtastfrequenz; ggf. erhöhte Rechenleistung erforderlich
- Höhere Pulsfrequenz des Stromrichters, erreichbar durch höhere Pulszahl bei netzgeführten Stromrichtern oder kürzere Pulsperiodendauer bei selbstgeführten Stromrichtern, ggf. müssen erhöhte Schaltverluste in Kauf genommen werden.

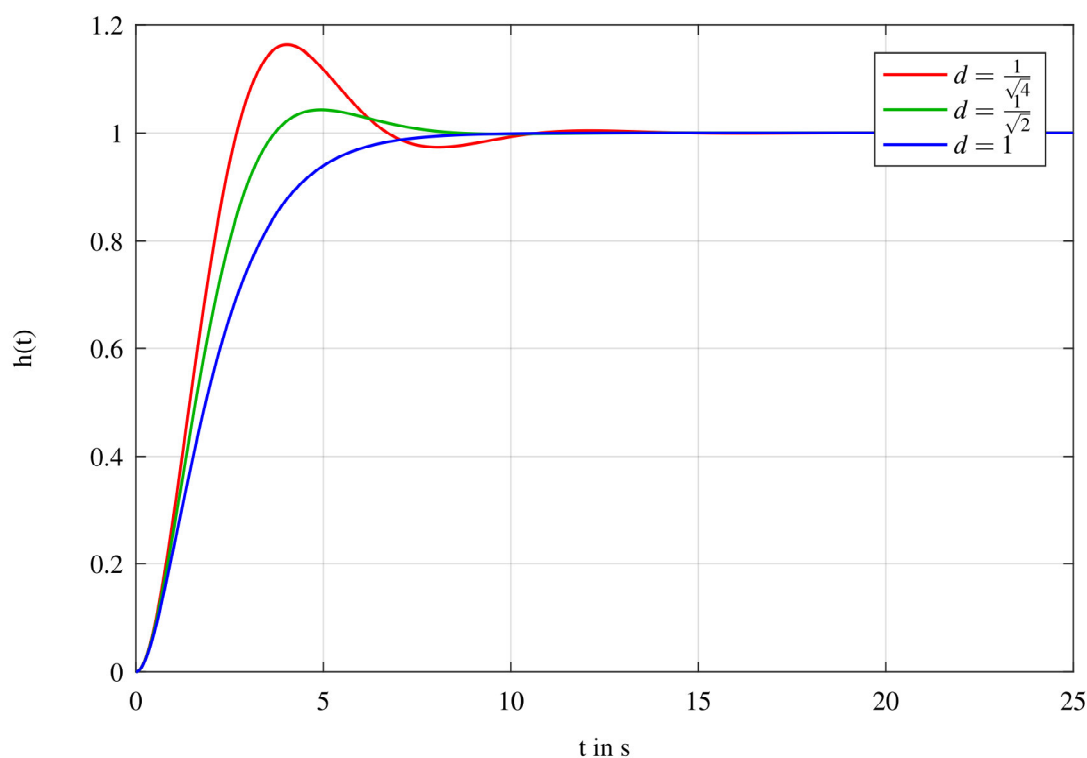


Abbildung 11: Sprungantwort eines  $PT_2$ -Glieds bei Anregung mit dem Einheitssprung bei  $t = 0$

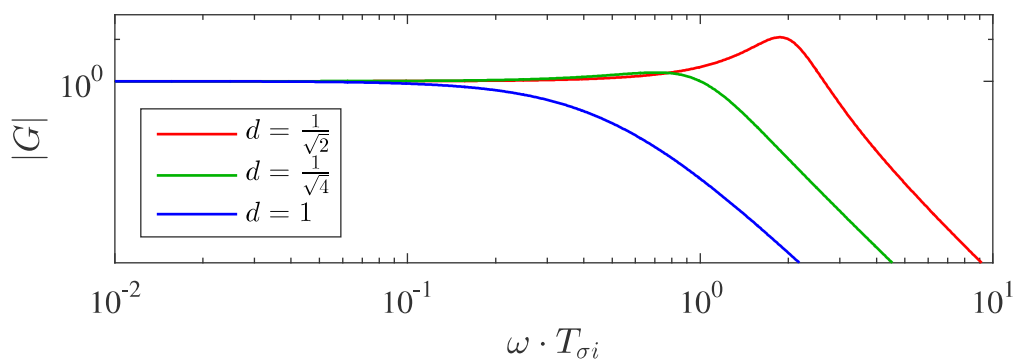


Abbildung 12: Amplitudengang für den geschlossenen Regelkreis in Abhängigkeit der Wahl von  $T_0$ . Man erkennt, dass sich gleichzeitig die Dämpfung und die Resonanzfrequenz verändern

Wenn der Zeitpunkt des Sollwertsprungs innerhalb der Pulsperiode zu jedem beliebigen Zeitpunkt erfolgen kann, wird der halbe Wert der Pulsperiode als mittlere Totzeit bei der Auslegung der Regelung benutzt.

Die Werte für die Anregelzeit und das Überschwingen gelten nur für kleine Sollwertsprünge, bei denen keine Stellgrößenbeschränkung auftritt („Kleinsignalverhalten“). Wenn der Soll-

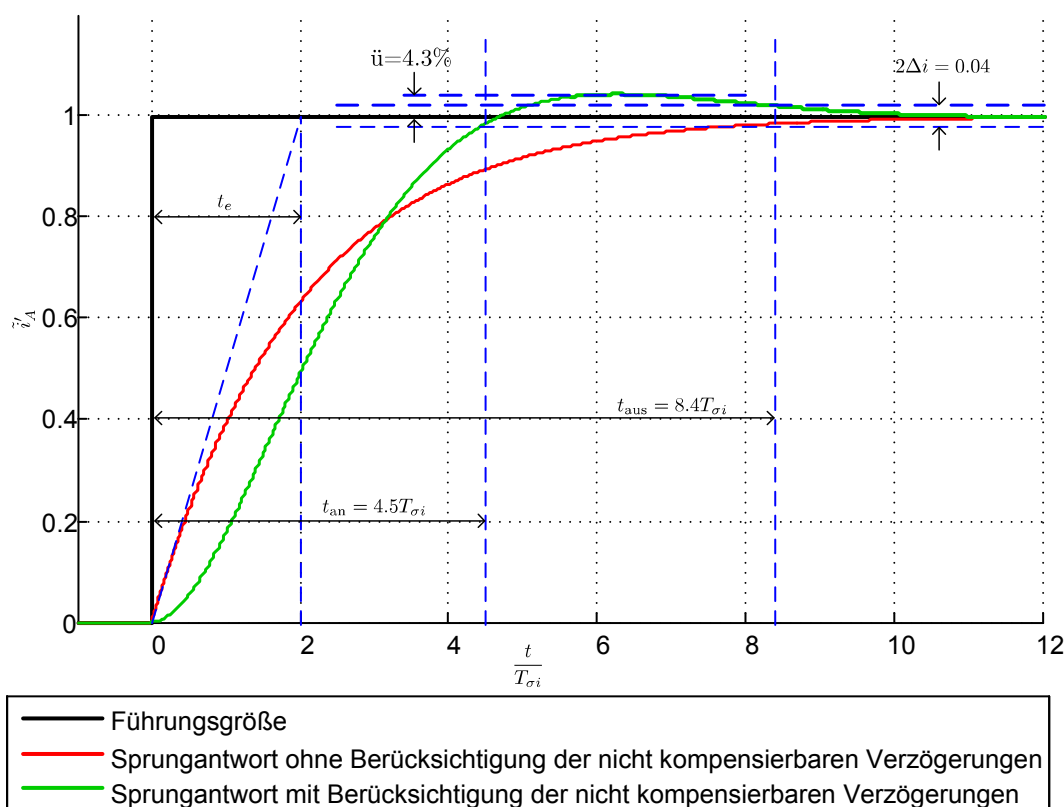


Abbildung 13: Sprungantwort auf einen Führungsgrößensprung mit und ohne Berücksichtigung der nicht kompensierbaren Verzögerungen  $\frac{1}{1+s \cdot T_{\sigma i}}$  unter Auslegung des Kompensationsreglers nach dem Betragsoptimum

wertsprung so groß ist, dass eine Stellgrößenbeschränkung (z. B. auf die maximale Stromrichterspannung) auftritt, setzt sich der Anregelvorgang aus dem Anstieg der Regelgröße entsprechend der maximalen Stellgröße und einem anschließenden Ausgleichsvorgang ohne Stellgrößenbeschränkung beim Einlaufen des Istwerts in den Endwert zusammen („Großsignalverhalten“). Im Regler müssen Maßnahmen getroffen werden, dass der finale Regelvorgang ohne Stellgrößenbeschränkung nicht durch den vorhergehenden Regelvorgang mit Stellgrößenbeschränkung gestört wird („Anti Wind Up“). Beim PI-Regler wird z. B. meist der Wert des I-Anteils beim Eintritt in die Stellgrößenbeschränkung um die nicht erreichbare Regeldifferenz „zurückgerechnet“ und am Ende der Stellgrößenbeschränkung wieder freigegeben.

## Signaltechnische Abbildung und Normierung

Die im Antriebssystem auftretenden Spannungen, Ströme, Drehzahlen usw. werden in der Signalverarbeitung durch Signalspannungen oder Digitalzahlen abgebildet. Die korrekte Berücksichtigung des Abbildungsmaßstabs ist für die Beurteilung der Signalgrößen und die Reglereinstellung auf der Anlage von größter Bedeutung. In der regelungstechnischen Betrachtung wird aber oft nicht zwischen der physikalischen Größe selbst und ihrem Messwert unterschieden. Dabei wird vorausgesetzt, dass die Messgröße am Antrieb mit ihrem konkreten Wert und in der Signalverarbeitung multipliziert mit dem Abbildungsmaßstab auftritt.

Dadurch vereinfacht sich z. B. der Regelkreis aus Abb. 8 folgendermaßen (Abb. 14):

- Die Strommessungseinrichtung erhält die Verstärkung  $V_{gi} = 1$ , das Zeitverhalten bleibt unverändert.
- Das Spannungsstellglied erhält ebenfalls die Verstärkung  $V_t = 1$ , auch hier bleibt das Zeitverhalten unbeeinflusst.

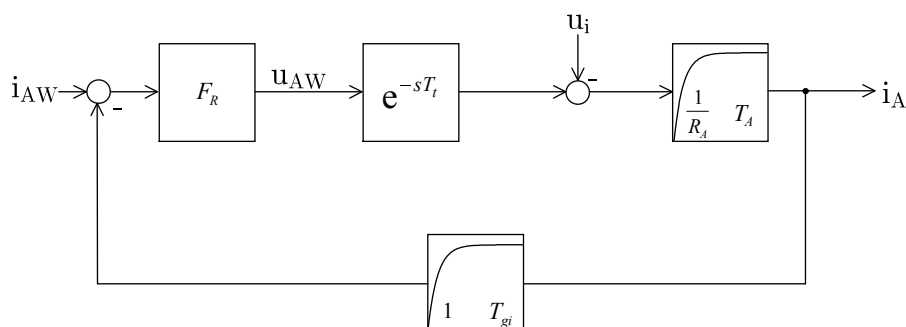


Abbildung 14: Regelungstechnisches Strukturbild des Stromregelkreises ohne Unterscheidung zwischen physikalischen Größen und signaltechnischem Abbild

Die Auslegung des Reglers für die Anordnung aus Abb. 8 führt zu Parametern, die von den konkreten Kennwerten des Motors in V, A und kW abhängen. Die Reglerparameter unterschiedlich großer Maschinen unterscheiden sich dadurch alleine schon aufgrund des Leistungsniveaus. Diese Abhängigkeit kann man vermeiden, indem die Spannungen, Ströme, Drehzahlen usw. auf einheitliche Bezugswerte (z. B. Nennwerte) normiert werden.



Bezogene Werte sind mit einem ' gekennzeichnet:

$$\begin{aligned}
 u'_A &= \frac{u_A}{U_{AN}} & u'_{Aw} &= \frac{u_{Aw}}{U_{AN}} & u'_i &= \frac{u_i}{U_{AN}} \\
 i'_A &= \frac{i_A}{I_{AN}} & i'_{Aw} &= \frac{i_{Aw}}{I_{AN}} \\
 r'_A &= \frac{R_A}{U_{AN} I_{AN}} & L'_A &= \frac{L_A}{U_{AN} I_{AN}}
 \end{aligned}$$

Daraus resultiert das Strukturbild mit bezogenen Größen (Abb. 15):

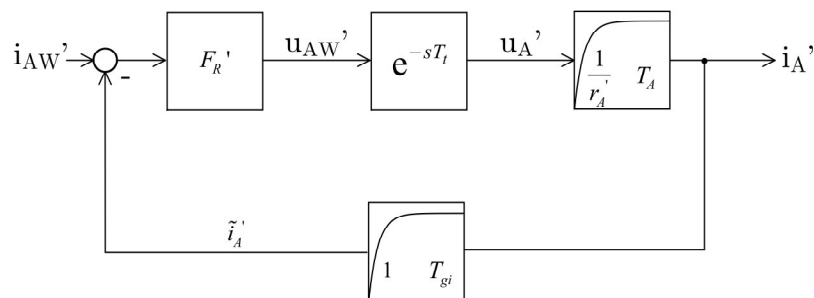


Abbildung 15: Regelungstechnisches Strukturbild mit normierten Größen

Die Bedingung für die Ermittlung des Kompensationsreglers analog zu Gleichung (4.3) von Seite 17 lautet jetzt:

$$F_0 = F'_R \cdot \frac{1}{r'_A} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_A} \stackrel{!}{=} \frac{1}{s \cdot T_0} \tag{4.16}$$

$$\Rightarrow F'_R = r'_A \cdot \frac{1 + s \cdot T_A}{s \cdot T_0} = k'_{Ri} \left( 1 + \frac{1}{s \cdot T'_{ni}} \right) = r'_A \cdot \frac{T_A}{T_0} \left( 1 + \frac{1}{s \cdot T_A} \right) \tag{4.17}$$

Für das Betragsoptimum mit  $T_0 = 2T_{\sigma i}$  folgt daraus

$$k'_{Ri} = \frac{r'_A}{2} \cdot \frac{T_A}{T_{\sigma i}} \text{ und } T'_{ni} = T_A. \tag{4.18}$$

Die Größenordnung von  $k'_{ri}$  und  $T'_{ni}$  erhält man aus den Werten eines Beispiels

$$\left. \begin{aligned}
 T_A &= 20\text{ms} \\
 T_\sigma &= 5\text{ms} \\
 r'_A &= 8\%
 \end{aligned} \right\} \begin{aligned}
 k_{Ri} &= 0.16 \\
 T_{ni} &= 20\text{ms}.
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

Der Zeitverlauf bei einem Führungsgrößensprung ist in Abb. 13 zu sehen.

## 5 Drehzahl- und Lageregelung der Gleichstrommaschine

### Drehzahlregelung

Abb. 16 zeigt ein typisches Antriebssystem.

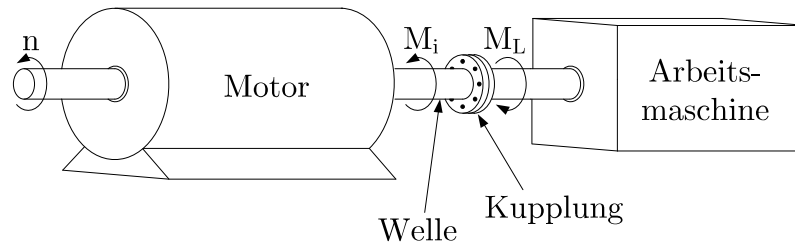


Abbildung 16: Typisches Antriebssystem

Entsprechend der Bewegungsgleichung

$$m_i - m_L = (J_M + J_L) \cdot \frac{d\Omega}{dt} \Rightarrow \Omega(t) = \frac{1}{J_M + J_L} \cdot \int_0^t (m_i - m_L) dt + \Omega_0 \quad (5.1)$$

stellt sich eine konstante Drehzahl bei der Steuerung des elektrischen Drehmoments nur ein, wenn das innere Drehmoment  $m_i$  der elektrischen Maschine dem Lastmoment der Arbeitsmaschine  $m_L$  entspricht. Ist das innere Drehmoment längere Zeit auch nur geringfügig größer als das Lastmoment, steigt die Drehzahl bis an die technischen Grenzen des Antriebssystems, was auch schwere Schäden an der Arbeitsmaschine oder der elektrischen Maschine verursachen kann. Das Strukturbild für den Zusammenhang zwischen Drehmoment und Drehzahl ist in Abb. 17 zu sehen.

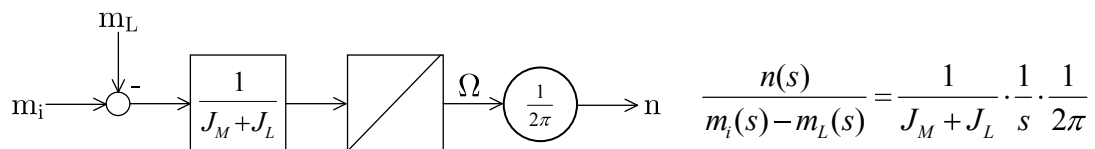


Abbildung 17: Regelungstechnisches Strukturbild des Zusammenhangs zwischen Drehmoment und Drehzahl

Um dauerhaft einen stabilen Arbeitspunkt einzustellen wird daher ein Drehzahlregler benutzt, der die stromrichter gespeiste elektrische Maschine als Stellglied benutzt (Abb. 6).

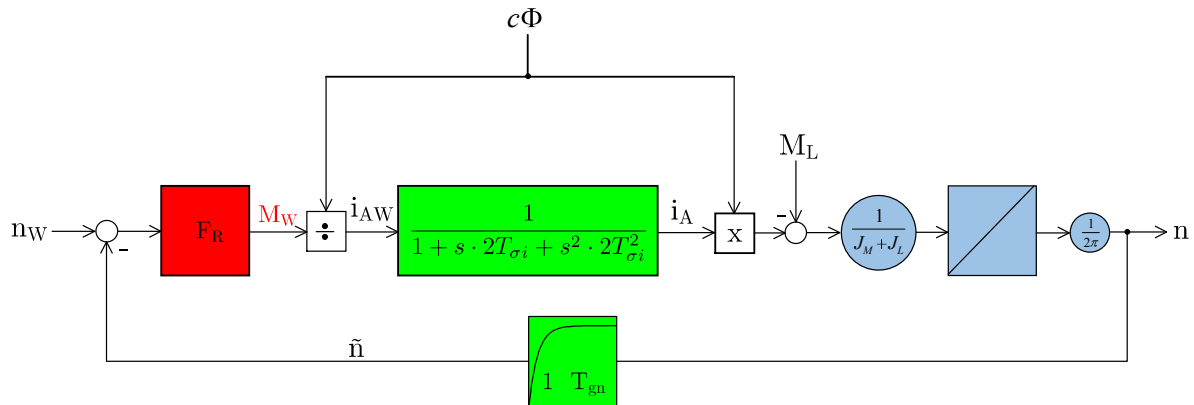


Abbildung 18: Regelungstechnisches Strukturbild des Drehzahlregelkreises mit der Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises nach Kapitel 4

Abb. 18 zeigt das Strukturbild des Drehzahlregelkreises. Ein P-Regler würde hier ein dem Stromregelkreis mit PI-Regler vergleichbares Verhalten des offenen Regelkreises erzeugen. Da aber die Störgröße Lastmoment  $M_L$  vor dem Integrator angreift, ist eine bleibende Regelabweichung bei Belastung zu erwarten. Wir fügen daher einen I-Anteil hinzu und erhalten wieder einen PI-Regler als Drehzahlgeber:

$$F_R = k_{Rn} \cdot \left( 1 + \frac{1}{s \cdot T_{mn}} \right) \tag{5.2}$$

Auch im Drehzahlregelkreis finden wir wieder nicht kompensierbare Verzögerungen:

Drehzahlgeber und Istwertfilter:  $\frac{\tilde{n}(s)}{n(s)} = \frac{1}{1+s \cdot T_{gn}}$   
 Drehmomentstellglied:  $\frac{M_i(s)}{M_w(s)} = \frac{1}{1+s \cdot 2T_{\sigma i} + s^2 \cdot 2T_{\sigma i}^2} \approx \frac{1}{1+s \cdot 2T_{\sigma i}}$

Ebenso wie beim Stromregelkreis werden die kleinen Zeitkonstanten durch eine Summenzeitkonstante approximiert:

$$\frac{1}{1+s \cdot T_{gn}} \cdot \frac{1}{1+s \cdot 2T_{\sigma i}} \approx \frac{1}{1+s \cdot T_{\sigma n}} \text{ mit } T_{\sigma n} = T_{gn} + 2 \cdot T_{\sigma i} \tag{5.3}$$

Daraus erhalten wir das regelungstechnische Strukturbild des Drehzahlregelkreises (Abb. 19) mit  $J = J_M + J_L$ .

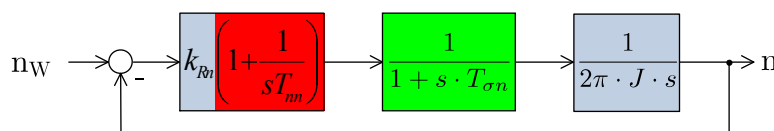


Abbildung 19: Regelungstechnisches Strukturbild des Drehzahlregelkreises mit der Ersatzzeitkonstante  $T_{\sigma n}$

Für die Auslegung des Reglers werden wir den Amplitudengang des offenen Kreises betrachten. Für die dimensionslose Darstellung des Amplitudengangs von Regler und Bewegungsgleichung verschieben wir die P-Verstärkung des Reglers zur Übertragungsfunktion der Bewegungsgleichung und führen die Zeitkonstante  $T_M = \frac{2\pi J}{k_{Rn}}$  ein (Abb. 20).

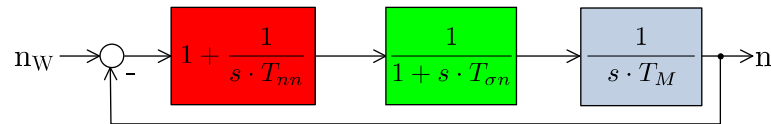


Abbildung 20: Modifiziertes regelungstechnisches Strukturbild des Drehzahlregelkreises

Für die Wahl der Reglerparameter benutzen wir den Amplituden- und Phasengang des offenen Drehzahlregelkreises (siehe Abb. 21):

$$F_0 = \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_{nn}}\right) \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_{\sigma n}} \cdot \frac{1}{s \cdot T_M} \quad (5.4)$$

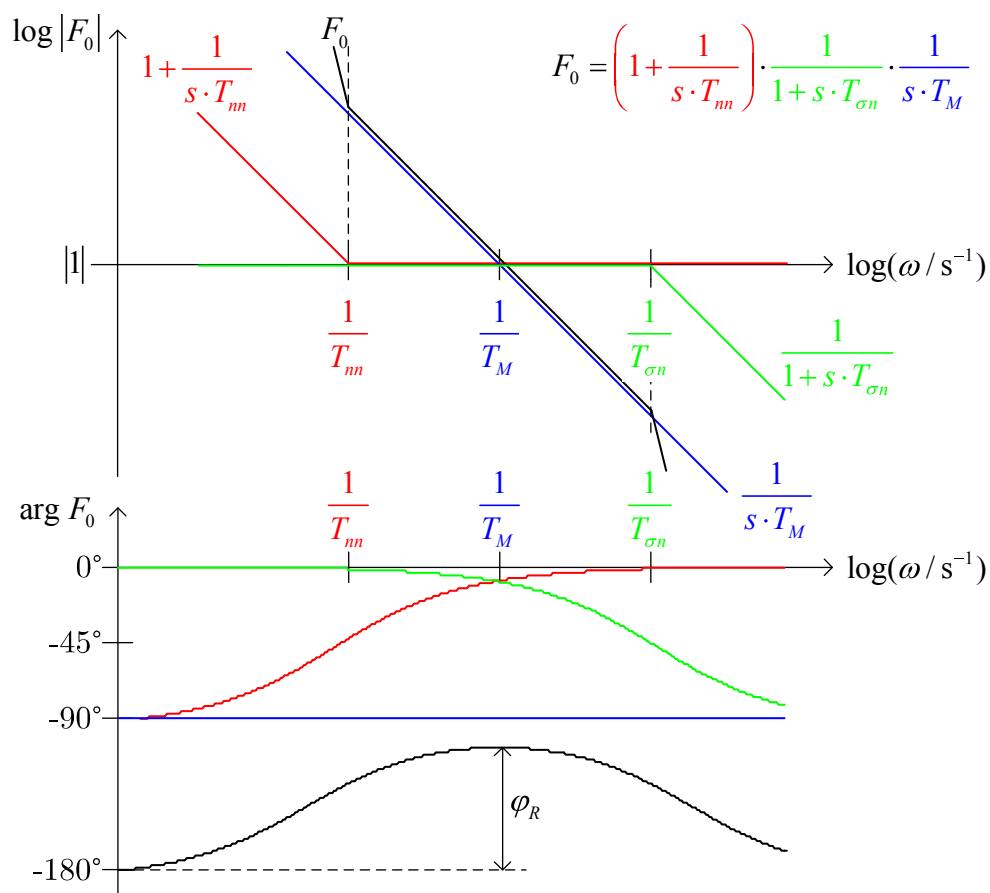


Abbildung 21: Amplituden- und Phasengang des offenen Regelkreises

Die Eckfrequenz  $\frac{1}{T_{\sigma n}}$  ist durch die nicht kompensierbaren Verzögerungen des Regelkreises bestimmt und steht nicht für die Gestaltung des Reglers zur Verfügung. Die Zeitkonstante  $T_M$ , die die P-Verstärkung  $k_{Rn}$  enthält, verschiebt die Durchtrittsfrequenz. Der Phasenrand  $\varphi_R$  wird maximal, wenn die Durchtrittsfrequenz in der Mitte zwischen  $\frac{1}{T_{nn}}$  und  $\frac{1}{T_{\sigma n}}$  liegt („Symmetrisches Optimum“):

$$\frac{1}{T_M} = \sqrt{\frac{1}{T_{nn}} \cdot \frac{1}{T_{\sigma n}}} \quad (5.5)$$

$$\Rightarrow T_M = \sqrt{T_{nn} \cdot T_{\sigma n}} \quad (5.6)$$

Je größer  $T_{nn}$  gewählt wird, desto stabiler wird der geschlossene Regelkreis, weil der Phasenrand  $\varphi_R$  zunimmt. Allerdings wird die Regelgeschwindigkeit bei der Änderung von Führungs- oder Störgrößen herabgesetzt.

Auch hier muss ein Kompromiss zwischen Regelgeschwindigkeit und Schwingneigung gefunden werden. Meist wird ein Verhältnis von

$$\frac{T_{nn}}{T_{\sigma n}} = 4 \text{ und damit } T_M = 2 \cdot T_{\sigma n} \quad (5.7)$$

als optimal angesehen. [2]

Mit diesen Werten bekommt der Regler die Übertragungsfunktion:

$$F_R = \frac{2\pi J}{T_M} \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot 4T_{\sigma n}}\right) = \frac{2\pi J}{2T_{\sigma n}} \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot 4T_{\sigma n}}\right) = \frac{\pi J}{T_{\sigma n}} \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot 4T_{\sigma n}}\right) \quad (5.8)$$

Die Übertragungsfunktion  $F_{0n}$  des offenen Drehzahlregelkreises ist dann (vgl. Abb. 19):

$$F_{0n} = \underbrace{\frac{\pi J}{T_{\sigma n}} \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot 4T_{\sigma n}}\right)}_{F_R} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_{\sigma n}} \cdot \frac{1}{s \cdot 2\pi J} \quad (5.9)$$

$$F_{0n} = \frac{1 + s \cdot 4T_{\sigma n}}{2T_{\sigma n} \cdot s \cdot 4T_{\sigma n} \cdot s \cdot (1 + s \cdot T_{\sigma n})} = \frac{1 + s \cdot 4T_{\sigma n}}{s^2 \cdot 8T_{\sigma n}^2 (1 + s \cdot T_{\sigma n})} \quad (5.10)$$

Mit der Umformregel

$$F_{wn} = \frac{F_0}{F_0 + 1} = \frac{\frac{Z}{N}}{\frac{Z}{N} + 1} = \frac{Z}{Z + N} \text{ wird daraus} \quad (5.11)$$

$$F_{wn} = \frac{1 + s \cdot 4T_{\sigma n}}{1 + s \cdot 4T_{\sigma n} + s^2 \cdot 8T_{\sigma n}^2 + s^3 \cdot 8T_{\sigma n}^3} \quad (5.12)$$

Diese Einstellung führt zu einem vergleichsweise starken Überschwingen von 43% in der Antwort des geschlossenen Regelkreises beim Führungsgrößensprung (Abb. 22), aber zu einer schnellen und vergleichsweise gut gedämpften Ausregelung von Störgrößen (Abb. 23 und 24).

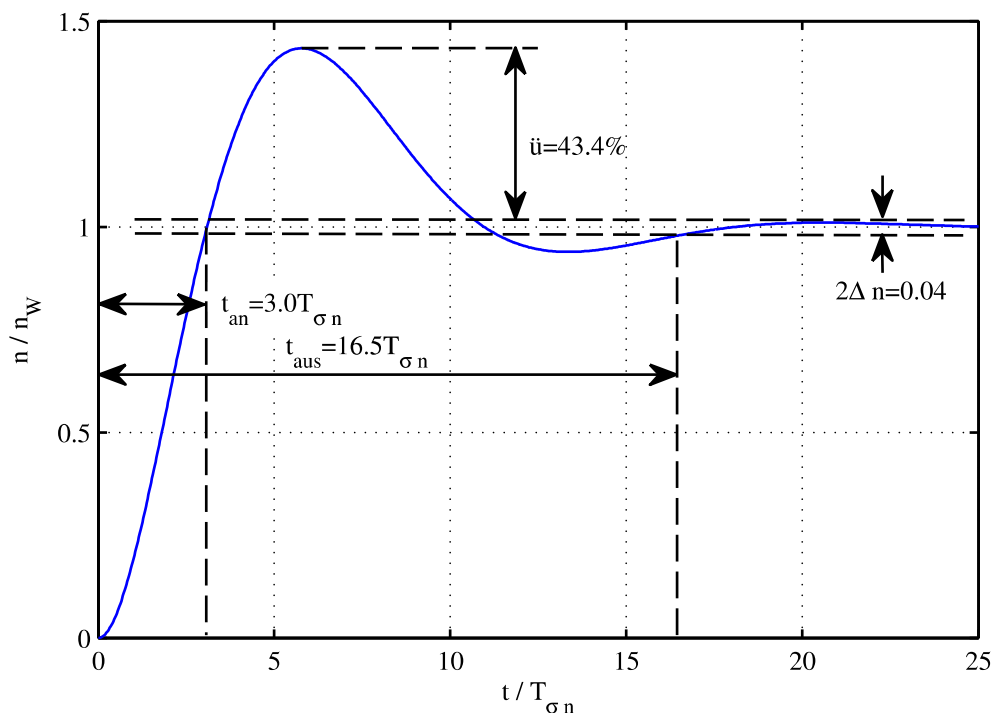


Abbildung 22: Sprungantwort des geschlossenen Drehzahlregelkreises bei einem Führungsgrößensprung

In Abbildung 23 tritt die Nennhochlaufzeit  $T_{HN}$  als Bezugswert auf, die oft als Kenngröße für das Verhältnis zwischen Trägheitsmoment und elektrisch erzeugtem Drehmoment benutzt wird. Diese gibt an, wie lange der leer laufende Motor (hier einschließlich der starr angekoppelten Arbeitsmaschine) benötigt, um bei Nennmoment vom Stillstand auf Nenn-drehzahl zu beschleunigen:

$$T_{HN} = 2\pi \cdot \frac{n_N \cdot J}{M_N} \quad (5.13)$$

Abb. 24 zeigt den Lastmomentsprung im Detail.

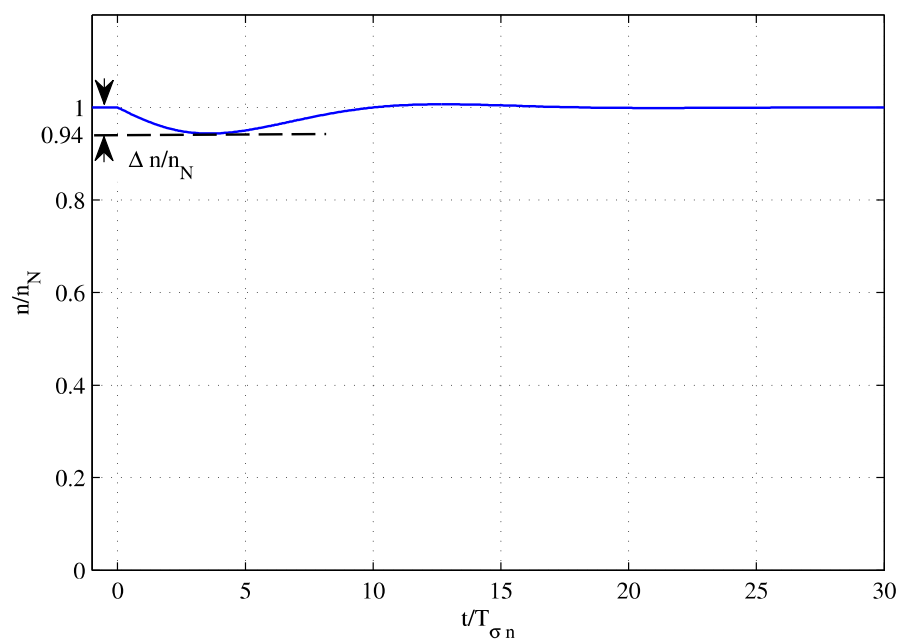


Abbildung 23: Drehzahlabweichung bei einem Lastmomentsprung mit  $n_w = n_N$ ,  $\Delta M_L = M_N$ ,  $T_{\sigma n} = 20\text{ms}$ ,  $T_{HN} = 500\text{ms}$

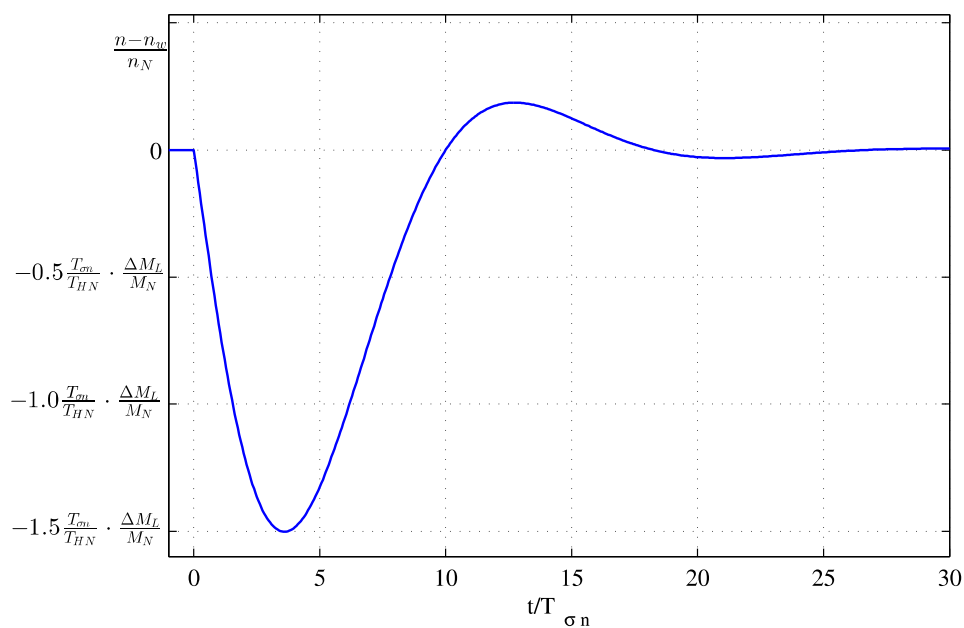


Abbildung 24: Detailliertere Darstellung der Drehzahlabweichung in Abhängigkeit von der Höhe des Lastmomentsprungs

## Führungsgrößenfilter

Das Überschwingen im Sollwertsprung kann abgemildert werden, wenn ein Führungsgrößenfilter benutzt wird, welches den Zählerterm der Übertragungsfunktion des geschlossenen

Regelkreises kompensiert und zu einem modifizierten Sollwert  $n_{Wf}$  am bisherigen Sollwert-  
 eingang  $n_W$  führt (siehe Abb. 25).

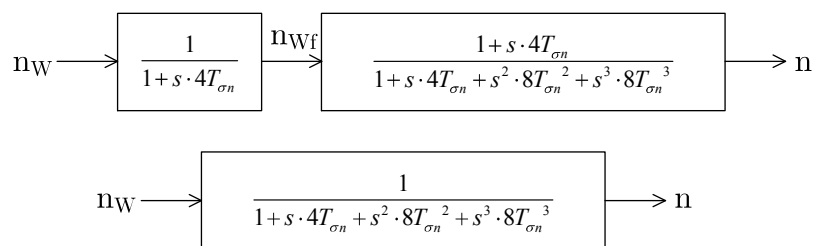


Abbildung 25: Regelungstechnisches Blockschaltbild des Führungsverhaltens des Drehzahlregelkreises mit Führungsgrößenfilter

Das resultierende Verhalten beim Führungsgrößensprung zeigt Abb. 26.

Das gute Störverhalten des geschlossenen Regelkreises wird durch das Führungsgrößenfilter nicht beeinträchtigt.

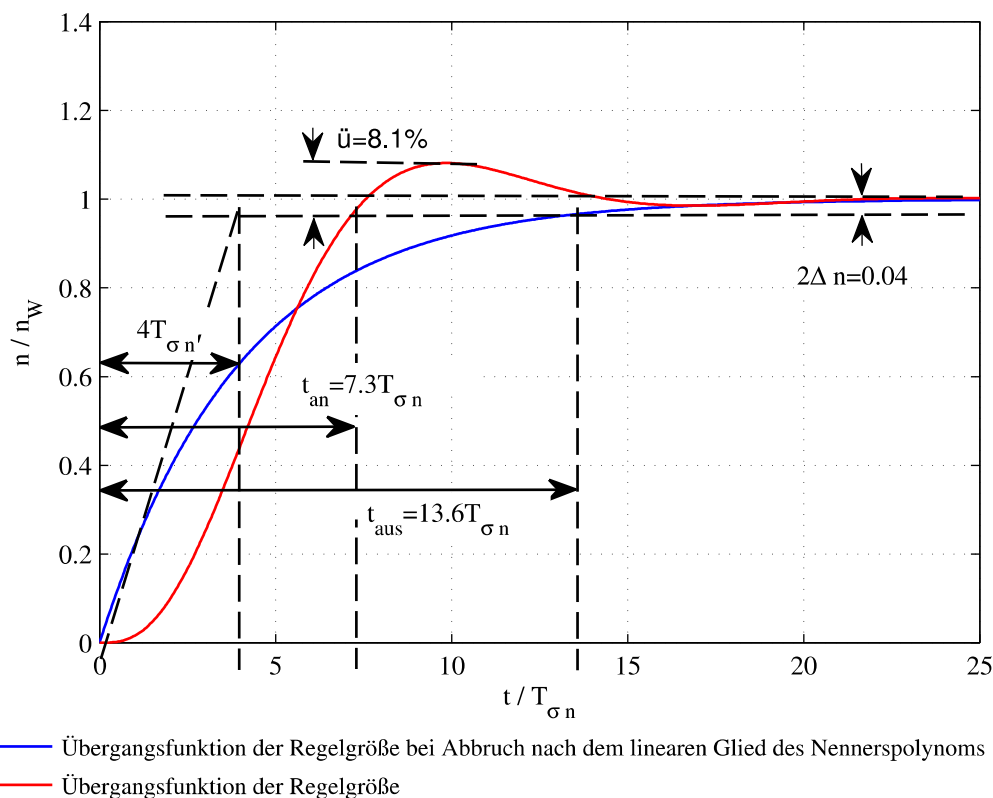


Abbildung 26: Sprungantwort des geschlossenen Drehzahlregelkreises mit Führungsgrößenfilter (gemäß Abb. 25)



## Hochlaufgeber

Große Drehzahlsollwertsprünge und Lastmomentänderungen führen zu einer schnellen Regelbewegung, die zu einer Stellgrößen-(Drehmomentsollwert-)begrenzung führen kann. Der Ausregelvorgang besteht dann aus einer Drehzahländerung mit dem maximalen elektrischen Drehmoment und dem anschließenden Einlaufen in den Sollwert entsprechend dem Übertragungsverhalten des geschlossenen Drehzahlregelkreises. Die damit verbundene schnelle Änderung der Drehzahl kann für die Arbeitsmaschine oder den Arbeitsprozess durchaus unerwünscht oder gar gefährlich sein, z. B. das Anfahren einer Rolltreppe mit Personen. Zur Vermeidung dieser Probleme ist in vielen Stromrichtergeräten ein Hochlaufgeber im Sollwertkanal des Drehzahlregelkreises vorgesehen, der den Drehzahlgradient beim Beschleunigen oder Abbremsen auf einen einstellbaren Maximalwert  $\left. \frac{dn_w}{dt} \right|_{max}$  beschränkt. Ändert sich der Drehzahlsollwert mit  $\frac{dn_w}{dt} < \left. \frac{dn_w}{dt} \right|_{max}$ , greift der Hochlaufgeber nicht ein. Der Funktionsumfang von Hochlaufgeber ist firmenspezifisch und oft komplex.

## Lageregelung

Der geschlossene Drehzahlregelkreis kann als Stellglied für eine Lageregelung benutzt werden (Abb. 27).

Mit dem Führungsübertragungsverhalten aus Abb. 25 und dem Übertragungsverhalten der Regelstrecke

$$\Omega = \dot{\beta} \quad (5.14)$$

$$\beta = \int \Omega dt \quad (5.15)$$

$$\beta = \frac{1}{s} \cdot \Omega = \frac{1}{s} \cdot 2\pi \cdot n \quad (5.16)$$

$$\Rightarrow \frac{\beta(s)}{n(s)} = \frac{2\pi}{s} \quad (5.17)$$

bekommen wir das Regelungstechnische Strukturbild Abb. 28

Auch hier fassen wir das nicht kompensierbare Zeitverhalten des Stellgliedes „Drehzahlregelkreis“ und die weiteren nicht kompensierbaren Zeitkonstanten des Regelkreises, repräsentiert durch  $T_{gl}$  des Lagegebers, zur Summe der kleinen Zeitkonstanten  $T_{\sigma l}$  zusammen. Das Übertragungsverhalten des Drehzahlregelkreises wird vereinfacht, in dem das

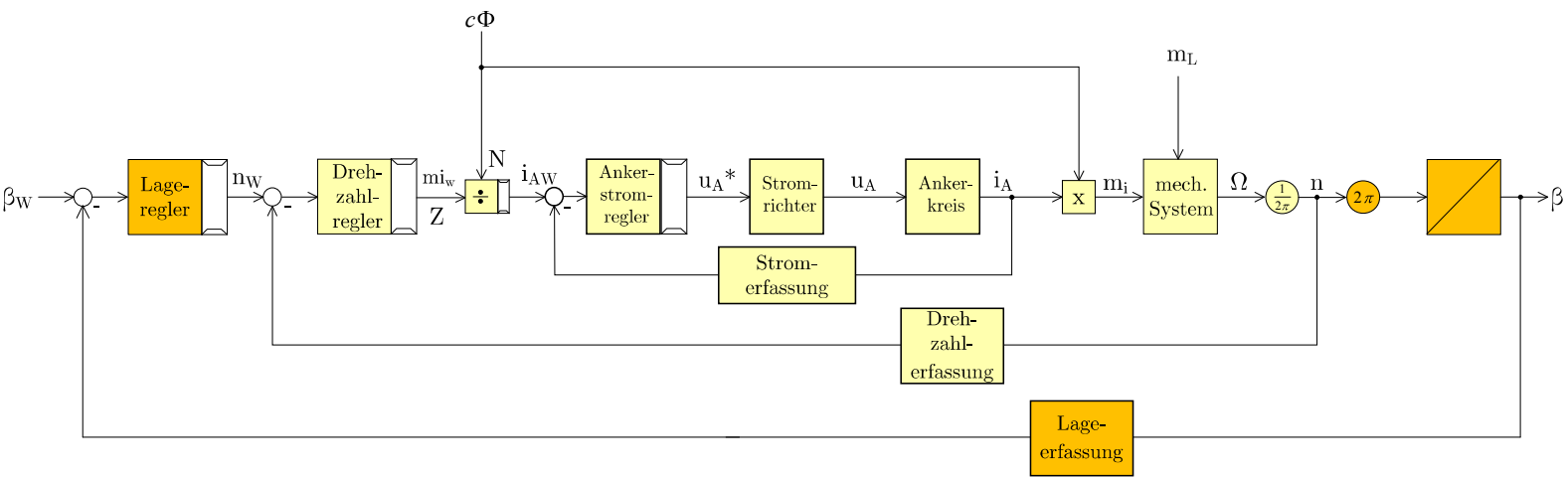


Abbildung 27: Signalflussplan des Lageregelkreises mit unterlagertem Drehzahlregelkreis

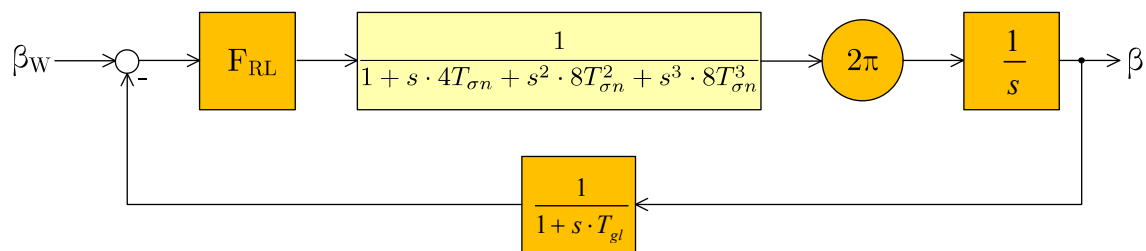


Abbildung 28: Regelungstechnisches Strukturbild des Lageregelkreises

Nennerpolynom hinter dem für kleinere Frequenzen maßgeblichen linearen Glied abgebrochen wird (siehe Abb. 29).

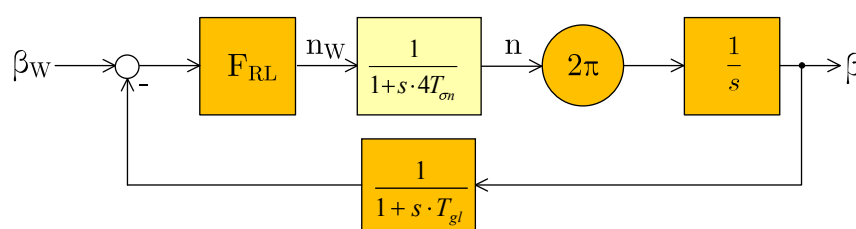


Abbildung 29: Signalflussplan des Lageregelkreises mit unterlagertem Drehzahlregelkreis

Wir können hier den Lageregler als P-Regler ausführen, da bei der Integration der Drehzahl zum Lagewinkel keine Störgrößen auftreten. Auch ohne Integralanteil des Reglers wird die bleibende Regelabweichung nahezu Null. Die Auslegung des Reglers erfolgt Analog zur Auslegung des Ankerstromreglers nach dem Betragsoptimum:

$$F_{RL} \cdot 2\pi \cdot \frac{1}{s} \stackrel{!}{=} \frac{1}{s \cdot T_{0l}} \Rightarrow F_{RL} = \frac{1}{2\pi \cdot T_{0l}} = K_{RL} \quad (5.18)$$

mit  $T_{0l} = 2 \cdot T_{\sigma l}$  für betragsoptimale Dämpfung des resultierenden PT<sub>2</sub>-Glieds, welches den geschlossenen Regelkreis einschließlich der nicht kompensierbaren Zeitkonstanten beschreibt:

$$F_{wl} = \frac{F_{0l}}{F_{0l} + 1} = \frac{1}{1 + s \cdot T_{0l} + s^2 \cdot T_{0l} T_{\sigma l}} = \frac{1}{1 + s \cdot 2T_{\sigma l} + s^2 \cdot 2T_{\sigma l}^2} \quad (5.19)$$

Bricht man auch hier das Nennerpolynom ab, entspricht das Zeitverhalten bei einem Führungsgrößenprung einem PT<sub>1</sub>-Glied mit der Zeitkonstanten  $2T_{\sigma l}$  (vgl. Bild 13).

Mit der Auslegung der kaskadierten Regelkreise von „innen“ nach außen zeigt sich sehr deutlich die enorme Bedeutung der nicht kompensierbaren Zeitkonstanten des inneren Regelkreises  $T_{\sigma i}$ :

$$T_{\sigma n} \geq 2 \cdot T_{\sigma i} \quad (5.20)$$

$$T_{\sigma l} \geq 4 \cdot T_{\sigma n} \geq 8 \cdot T_{\sigma i} \quad (5.21)$$

$$\Rightarrow 2 \cdot T_{\sigma l} \geq 16 \cdot T_{\sigma i} \quad (5.22)$$

Die Zeitkonstante des geschlossenen Lageregelkreises ist damit größer als der 16-fache Wert der nicht kompensierbaren Zeitkonstanten des Stromregelkreises. Da die Auslegung aller bisher behandelten Regler auf vielen Vernachlässigungen und Vereinfachungen beruht, sind die ermittelten Reglerkennwerte nur als Anhaltspunkte für die Reglerauslegung anzusehen. In vielen Fällen wird man für eine bessere Stabilität und erhöhte Toleranz gegenüber Parameterfehlern mit geringeren P-Verstärkungen arbeiten und die Feineinstellung gemäß dem Kompromiss zwischen Regelgeschwindigkeit und Schwingneigung im Einzelfall vornehmen.

## Regelung schwingungsfähiger Antriebssysteme

Die bisherige Behandlung der Drehzahlregelung ging von der Annahme aus, dass die mechanischen Übertragungselemente zwischen dem Motor und der Arbeitsmaschine als ideal starr angenommen werden können. Dies trifft in vielen Fällen nicht zu, insbesondere wenn größere Abstände und/oder Getriebe zwischen Motor und Arbeitsmaschine liegen. Die Elastizität der Übertragungsglieder und/oder nichtlineare Eigenschaften (Lose, Haft- und Gleitreibung) führen möglicherweise zu einer Destabilisierung der Regelung bis hin zu Dauerschwingungen, deren Aufklingen manchmal nur durch die Stellgrößenbeschränkung und Ansprechen von Sicherheitseinrichtungen verhindert wird. Die Behandlung dieses komplexen Problems wäre sehr umfangreich, weshalb hier nur orientierende Hinweise gegeben werden.

Wenn die Übertragungsglieder im wesentlichen ein elastisches Verhalten mit linearer Kennlinie und ein zur Schwingungsfrequenz proportionales Dämpfungsmoment aufweisen, kann das dynamische Verhalten des Systems aus Abb. 30 vergleichsweise leicht beschrieben werden:

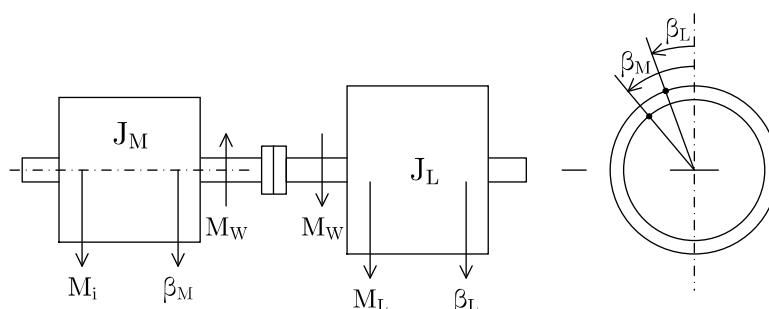


Abbildung 30: Skizze der rotierenden Teile des Zweimassenschwingers

Die Momentenbilanz der rotierenden Massen und der masselos angenommenen dämpfungsbehafteten elastischen Welle ergibt für die elektrische Maschine

$$J_M \ddot{\beta}_M = M_i - M_W \quad (5.23)$$

und für die Arbeitsmaschine

$$J_L \ddot{\beta}_L = M_W - M_L \quad (5.24)$$

sowie für das Wellenmoment als Summe von Torsions- und Dämpfungsmoment

$$M_W = M_T + M_D \quad (5.25)$$

mit

$$M_T = c(\beta_M - \beta_L) \quad \text{Torsionsmoment} \quad (5.26)$$

$$M_D = k_D(\dot{\beta}_M - \dot{\beta}_L) \quad \text{Dämpfungsmoment} \quad (5.27)$$

mit  $c$  als Federkonstante der Welle und  $k_D$  als Dämpfungskonstante der Welle. Der Signalflussplan hat folgende Gestalt (Abb. 31).

Das Streckenverhalten kann durch Anwendung der Umformungsregeln bei regelungstechnischen Strukturbildern ermittelt werden. So erhält man z. B. für

$$\frac{\beta_L(s)}{M_L(s)} = \frac{\frac{k_D}{c} \left( \frac{c}{k_D} + s \right) M_i(s) - \frac{J_M}{c} \left( \frac{c}{J_M} + \frac{k_D}{J_M} \cdot s + s^2 \right)}{\frac{J_L \cdot J_M}{c} \cdot s^2 \left[ \frac{(J_L + J_M)c}{J_L \cdot J_M} + \frac{(J_L + J_M)k_D}{J_L \cdot J_M} s + s^2 \right]} \quad (5.28)$$

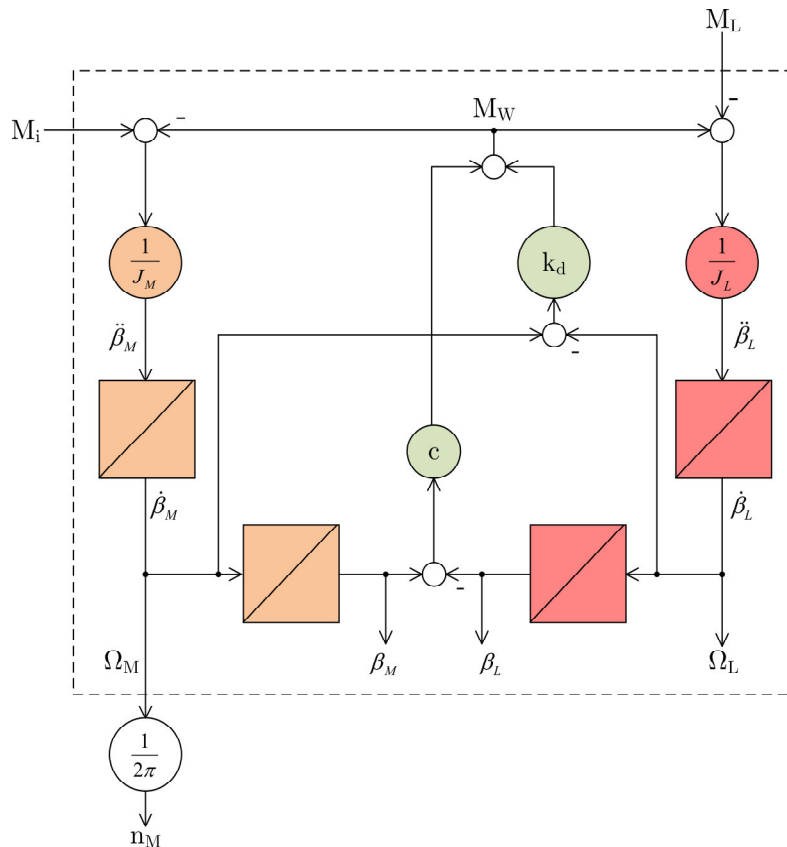


Abbildung 31: Regelungstechnisches Strukturbild der Modellierung des mechanischen Teils der Antriebsanordnung aus Abb. 28

die Schwingeigenschaften des Systems resultieren aus der charakteristischen Gleichung nach (5.28)

$$s^2 + \frac{(J_L + J_M)k_D}{J_L \cdot J_M} s + \frac{(J_L + J_M)c}{J_L \cdot J_M} = 0 \tag{5.29}$$

Aus dem Vergleich mit der charakteristischen Gleichung des Verzögerungsglieds zweiter Ordnung

$$s^2 + 2d\omega_0 \cdot s + \omega_0^2 = 0 \tag{5.30}$$

folgen die Eigenkreisfrequenz des ungedämpften Systems  $\omega_0$  und die Dämpfung  $d$  mit

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{(J_L + J_M)c}{J_L \cdot J_M}} = \sqrt{\frac{c}{J^*}} \tag{5.31}$$

und

$$2d\omega_0 = \frac{(J_L + J_M)k_D}{J_L \cdot J_M} \quad (5.32)$$

$$\Rightarrow d = \frac{k_D}{2 \cdot J^*} \cdot \sqrt{\frac{J^*}{c}} = \frac{k_D}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{c \cdot J^*}} \quad (5.33)$$

mit

$$J^* = \frac{J_M \cdot J_L}{J_M + J_L} \quad (5.34)$$

Die Eigenfrequenz des gedämpften Systems berechnet sich zu  $\omega_e = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - d^2}$ .

Eine Änderung des Lastmoments führt (bei unverändertem elektrischen Moment) nicht nur zu einer Drehzahländerung des Gesamtantriebssystems, sondern auch zu einer Schwingung zweiter Ordnung der Lastmaschine und des Motors relativ zueinander, die sowohl in den Winkeln als auch den Drehzahlen beider Maschinen bemerkbar ist.

Stählerne Wellen sind scheinbar starr, weil sie nur kleine Torsionswinkel zulassen. Ein Zahlenbeispiel für eine 2m lange Welle mit 10cm Durchmesser möge das verdeutlichen: Die Drehfederkonstante einer Welle mit kreisförmigen Querschnitt (Durchmesser  $D$ , Länge  $l$ , Gleitmodul  $G$ ) beträgt

$$c = \frac{\pi G D^4}{32l} \quad (5.35)$$

Zahlenbeispiel:

$$\text{Material: Stahl mit} \quad G = 81000 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2} \quad (5.36)$$

$$\text{Länge:} \quad l = 2\text{m} \quad (5.37)$$

$$\text{Durchmesser:} \quad D = 0.1\text{m} \quad (5.38)$$

$$\Rightarrow \text{Federkonstante:} \quad c = 39.76 \cdot 10^4 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}} \quad (5.39)$$

Für  $1^\circ$  Torsionswinkel benötigt man ein Torsionsmoment von

$$\frac{1^\circ}{180^\circ} \cdot \pi \cdot 39.76 \cdot 10^4 \frac{\text{Nm}}{\text{rad}} = 6939.6\text{Nm} \quad (5.40)$$

Trotz des kleinen Drehwinkels ergibt sich eine vergleichsweise geringe Resonanzfrequenz: Eine 10cm dicke Welle wäre etwa für einen 500kW-Motor bei Polpaarzahl  $p = 1$  und einem

Nennmoment von 1600Nm angemessen. Ein solcher Motor hat ungefähr ein Trägheitsmoment von  $J_M = 60\text{Ws}^3$ . Bei einem Trägheitsfaktor  $J_L/J_M = 10$  folgt aus

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{c}{J^*}} \quad (5.41)$$

der Wert  $\omega_0 = 270\text{s}^{-1}$  entsprechen einer Resonanzfrequenz von  $f_0 = 43\text{Hz}$ .

In manchen Fällen kann es bei schwingungsfähigen Antriebssystemen ausreichend sein, den PI-Regler beizubehalten und das Wellenmoment statt des Lastmoments als Störgröße zu betrachten. Je nach den Streckenparametern wird die Schwingung mehr oder weniger gut gedämpft. Versucht man die Anordnung durch eine Strukturänderung des Reglers zu verbessern, stößt man sehr schnell an Grenzen. Ein einigermaßen brauchbarer dämpfender Einfluss des Reglers kann nur bei etwa gleich großen Trägheitsmomenten erzielt werden. Der Einsatz eines Zustandsreglers verspricht vom Prinzip her gute Ergebnisse, ist aber auf eine genaue Einstellung der Parameter und eine gute Modellgenauigkeit angewiesen. Die Situation kann dadurch verbessert werden, in dem zusätzliche Messsignale oder -anlagenabhängig - eine günstige Stelle zur Erfassung des Istwerts gefunden wird. In [3] wird die Aufteilung in einen Drehzahlregler für die mittlere Drehzahl der beiden Maschinen und einen Wellenmomentregler zur Dämpfung der Schwingungen vorgeschlagen (Abb. 32). Die Erfassung des Wellenmoments durch eine Messwelle oder Messflansch scheidet aufgrund der fehlenden Robustheit und hohen zusätzlichen Elastizität aus. Als Ersatzgröße wird dann die Differenzdrehzahl  $n_M - n_L$  benutzt. Für diese Variante wird dann die Messung beider Drehzahlen  $n_M$  und  $n_L$  benötigt (Abb. 33). Die Drehzahlregelung eines schwingungsfähigen Antriebssystems wird oft dadurch erschwert, dass nichtlineare Übertragungselemente die lineare Modellierung verhindern. Hier kann es besser sein, die Anlage zu modifizieren statt den Regler zu optimieren.

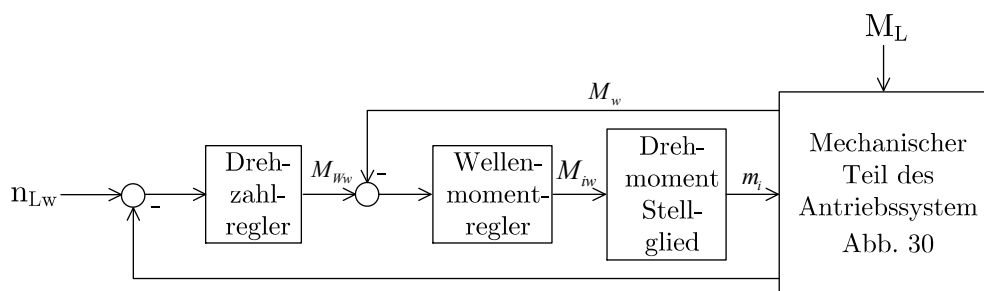


Abbildung 32: Strukturbild der Drehzahlregelung eines Zweimassenschwingers mit unterlagelter Wellenmomentregelung



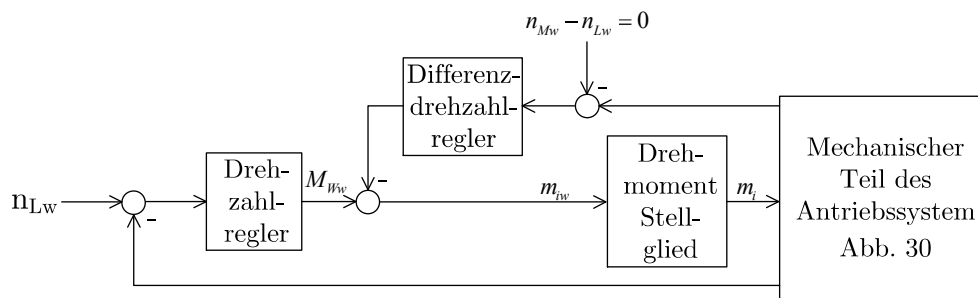


Abbildung 33: Strukturbild der Drehzahlregelung eines Zweimassenschwingers mit Differenzdrehzahlregelung

Die Maßnahmen hängen vom Einzelfall ab. Ein gutes Beispiel aus der Praxis ist die in [4] beschriebene Regelung der Drehzahl eines Walzwerk-Hauptantriebs. Beim Auftreten von schlecht gedämpften Übergangsvorgängen oder Dauerschwingungen sollte man folgende Fragen klären:

- Ist der Regler richtig eingestellt?
- Werden die Schwingungen durch Anregungen aus der Anlage oder dem Stromrichter verursacht? Genügt es, die Schwingungen durch ein Istwertfilter aus dem Regelkreis herauszuhalten?
- Kann die Situation durch Verschieben der Resonanzfrequenz entschärft werden?
- Können in der Anlage dämpfende Elemente benutzt werden?
- Können nichtlineare Elemente (wie z. B. Lose) vermieden werden?

Ob die Verschiebung der Resonanzfrequenz, die Verbesserung der Regelung oder die Verminderung der Schwingungsanregung als Abhilfemaßnahme eingesetzt werden, sollte stets in der Gesamtsicht betrachtet werden.

## 6 Funktionsweise elektrischer Maschinen

Wir haben bisher die Gleichstrommaschine als einfaches Beispiel für die Drehzahlregelung mit unterlagerter Drehmomentregelung kennengelernt. Diese Maschine ist deshalb besonders einfach zu regeln, weil das magnetische Feld direkt über den Erregerstrom erzeugt wird und das Drehmoment dem Ankerstrom proportional ist. Die Proportionalität zwischen dem Ankerstrom und dem Drehmoment wird dadurch herbeigeführt, dass der Kommutator die Weiterschaltung des Ankerstromes von einer Teilwicklung auf die nächste so besorgt, dass die räumliche Zuordnung des Ankerstrombelags zu den Erregerpolen auch dann erhalten bleibt, wenn sich der Läufer dreht - in jeder Teilwicklung des Läufers fließt ein fast rechteckförmiger Wechselstrom (Abb. 34).

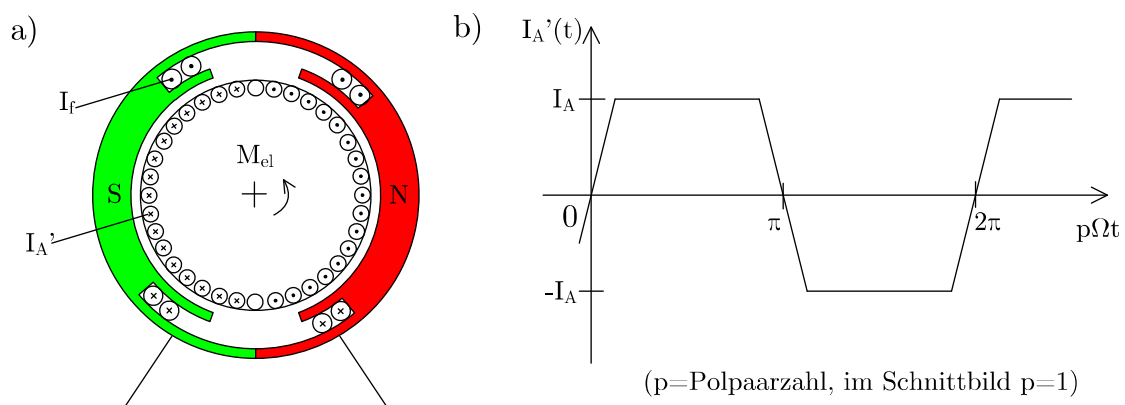


Abbildung 34:

- a) Prinzipskizze des Schnitts durch einen Gleichstrommotor (Kommutator nicht dargestellt) mit Kennzeichnung der Zählrichtung von Ankerstrom  $I_A$  und Erregerstrom  $I_f$   
 b) Zeitverlauf des Läuferstroms  $I'_A$  bei Kommutierung (Wendepole in a) nicht dargestellt)

Bei der Synchronmaschine befindet sich der Erregermagnet bzw. die Erregerwicklung im Läufer. Der Stator trägt eine Drehstromwicklung (Abb. 35). Die Zählpfeilrichtung entspricht nicht der physikalischen Stromrichtung, denn in den Wicklungen fließen meist Wechselströme.

Die Anschauung legt nahe, eine Stromverteilung entsprechend Bild 36 anzustreben:

Diese Stromverteilung wird durch die Bestromung der drei Statorwicklungen angenähert. Dreht sich der Rotor, müssen die Ströme, mit denen die Statorwicklungen gespeist werden, entsprechend angepasst werden. Bei einer Drehung mit konstanter Winkelgeschwindigkeit ist dann ein symmetrisches Drehstromsystem zur Erzeugung eines konstanten Drehmo-

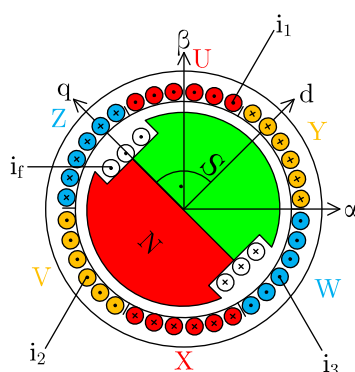


Abbildung 35: Prinzipskizze des Schnitts durch einen elektrisch erregten Synchronmotor und den Zählrichtungen der Ströme ( $i_1$  in den Wicklungszonen U-X,  $i_2$  in den Wicklungszonen V-Y,  $i_3$  in den Wicklungszonen W-Z)

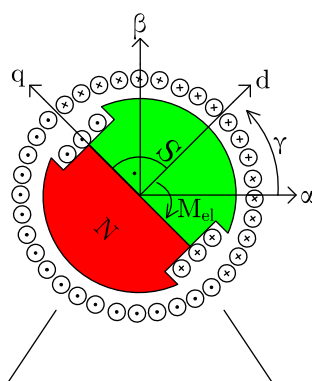


Abbildung 36: Prinzipskizze des Schnitts durch einen elektrisch erregten Synchronmotor und der für die Erzeugung eines Drehmoments  $M_{el}$  günstigen Stromverteilung des Statorstroms

ments erforderlich. Die Ströme werden durch einen stromgeregelten Wechselrichter in die Wicklungen nach Abb. 35 eingeprägt.

Die Asynchronmaschine besitzt kein konstant magnetisiertes Teil. Sie trägt im Stator eine Drehstromwicklung und im Rotor eine meist kurzgeschlossene Drehstromwicklung bzw. einen Kurzschlusskäfig mit stirnseitig durch einen Ring kurzgeschlossenen Stäben (Abb. 37).

Die Magnetisierung der Maschine wird durch ein Drehstromsystem in der Statorwicklung erzeugt. Dreht sich der Läufer synchron zu diesem Magnetfeld, wird im Läufer keine Spannung induziert und es fließen daher auch keine Läuferströme. Dreht der Läufer langsamer oder schneller als das vom Stator erzeugte Magnetfeld, treibt die induzierte Läuferspannung Läuferströme, die mit dem Magnetfeld ein Drehmoment bilden. Diese Läuferströme treten

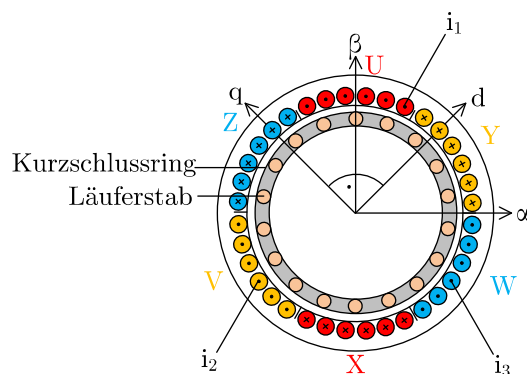


Abbildung 37: Prinzipskizze des Schnitts durch eine Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer und den Zählrichtungen der Ströme ( $i_1$  in den Wicklungszonen U-X,  $i_2$  in den Wicklungszonen V-Y,  $i_3$  in den Wicklungszonen W-Z)

aufgrund der transformatorischen Kopplung auch zusätzlich zum Magnetisierungsstrom im Statorstrom auf.

Im Unterschied zur Gleichstrommaschine müssen wir bei der Synchronmaschine und der Asynchronmaschine demnach drei Wicklungsströme regeln um das Drehmoment einzustellen. Diese Wicklungsströme bilden ein Drehstromsystem mit einer Frequenz zwischen 0Hz und 50 – 100 – 500 – 2000Hz. Zunächst behandeln wir daher

- die Darstellung des Drehstromsystems durch einen Raumzeiger
- die Regelung eines Drehstromsystems ohne bleibende Regelabweichung in Phasenlage und Amplitude
- Schließlich folgt die Ermittlung der Sollwerte für Amplitude und Phasenlage des Drehstromsystems abhängig vom Vorgabewert des Drehmoments und der magnetischen Flussverkettung, zunächst für die Synchronmaschine, dann für die Asynchronmaschine.

## 7 Raumzeigerdarstellung

Sowohl die Regelung der Wicklungsströme als auch die Analyse des dynamischen Verhaltens der Drehstrommaschinen wird durch die Darstellung der Drehstromgrößen als Raumzeiger unterstützt. Zur Einführung dieser Vektorgrößen betrachten wir noch einmal die Stromverteilung in Abb. 35 für die willkürlich gewählten Werte:

$$i_1 = \hat{i} \quad (7.1)$$

$$i_2 = -0.5 \cdot \hat{i} \quad (7.2)$$

$$i_3 = -0.5 \cdot \hat{i} \quad (7.3)$$

Der Strombelag wird als Funktion des räumlichen Winkels  $\gamma$  dargestellt (Abb. 38)

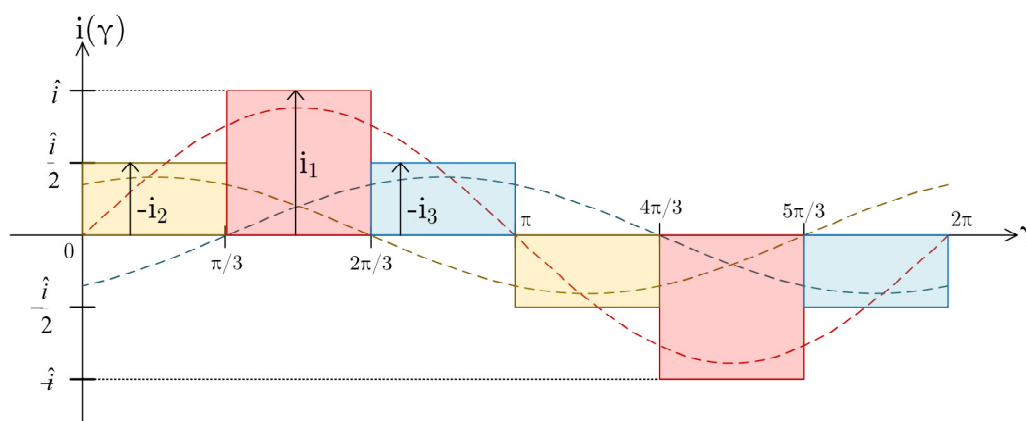


Abbildung 38: Strombelag des Stators in Abb. 35 für  $i_1 = \hat{i}$ ;  $i_2 = -0.5 \cdot \hat{i}$ ;  $i_3 = -0.5 \cdot \hat{i}$   
strichliert: Grundschwungung der Strombeläge der Wicklungen

Die resultierende Stromverteilung besteht aus der Summe der Beiträge der drei Wicklungen. Dies gilt auch für die Grundwelle des resultierenden Strombelags. Die Phasenlage der Grundwellen unterscheidet sich um  $\frac{2\pi}{3}$ . Es liegt nahe, die resultierende Grundwelle durch die Summe dreier Zeiger zu ermitteln, deren Richtung sich um  $\frac{2\pi}{3}$  unterscheidet und deren Länge proportional zu der Amplitude des Stromes (einschließlich des Vorzeichens!) ist. Die Richtung für einen Zeiger wird dabei durch die Wicklungsachse vorgegeben, also in unserem Beispiel gemäß Abb. 39. Weil es sich hier um Zeiger handelt, die eine räumliche Orientierung haben, heißen diese Zeiger „Raumzeiger“.

Die geometrischen Zusammenhänge können leicht arithmetisch ausgeführt werden, wenn die Wicklungsachse des ersten Stranges  $\alpha$ -Achse als reelle Achse eines komplexen Koordina-

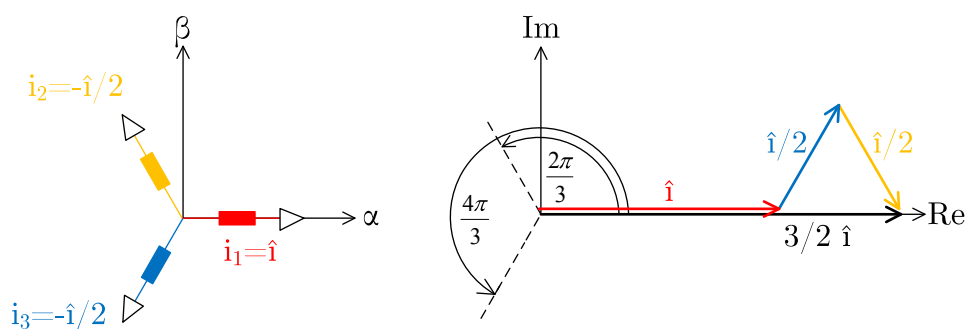


Abbildung 39: Ermittlung des resultierenden Stromraumzeigers aus den Strangströmen

tensystems definiert wird und dann die darauf senkrecht stehende  $\beta$ -Koordinatenachse als imaginäre Achse definiert wird. Der Raumzeiger wird dann durch eine komplexe Größe beschrieben, die den Endpunkt des Zeigers angibt. Die Addition der drei Beiträge ergibt in unserem Beispiel eine resultierende Grundwelle des Strombelags mit der Amplitude  $\frac{3}{2} \cdot \hat{i}$ , so wie wir das auch durch Anwendung der Additionstheoreme auf die Grundwellen von  $i_1$ ,  $i_2$  und  $i_3$  herausbekommen hätten. Aus praktischen Gründen wird es aber von den meisten Wissenschaftlern bevorzugt, wenn der Faktor  $\frac{3}{2}$  hier nicht auftritt. Somit lautet die Berechnungsvorschrift für den Raumzeiger der Statorströme:

$$\underline{\hat{i}} = \frac{2}{3} \cdot (i_1 + \underline{a} \cdot i_2 + \underline{a}^2 \cdot i_3) \quad (7.4)$$

mit  $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ ;  $\underline{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$

Ein symmetrisches Drehstromsystem mit der Amplitude  $\hat{i}$  wird bei Anwendung dieser Formel durch einen Raumzeiger der Länge  $\hat{i}$  repräsentiert (Amplitudeninvarianz). Für die Ströme  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  wird aber keineswegs vorausgesetzt, dass diese sinusförmig oder symmetrisch sein müssen. Insofern unterscheidet sich die Raumzeigerdarstellung ganz klar von den komplexen Effektivwerten und den symmetrischen Komponenten.

Die Darstellung eines Tripels skalarer Größen als Raumzeiger enthält nicht die ganze, in den drei skalaren Größen enthaltene Information, wie die folgende Rechnung zeigt: Die drei

skalaren Größen  $i_1, i_2, i_3$  seien zusammengesetzt aus einem Anteil  $i_g$ , der den drei Größen gemeinsam ist und weiteren Anteilen, deren Summe Null ergibt, zum Beispiel:

$$i_1 = i_g + \hat{i} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi) \quad (7.5)$$

$$i_2 = i_g + \hat{i} \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \quad (7.6)$$

$$i_3 = i_g + \hat{i} \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3} + \varphi\right) \quad (7.7)$$

Daraus erhalten wir:

$$\begin{aligned} \underline{i} = \frac{2}{3} & \left[ (i_g + \hat{i} \cdot \cos(\omega t + \varphi)) \cdot 1 \right. \\ & + (i_g + \hat{i} \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi)) \cdot \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \\ & \left. + (i_g + \hat{i} \cdot \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi)) \cdot \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \right] \quad (7.8) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & = \frac{2}{3} \left[ \underbrace{i_g \left(1 - \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\right)}_0 + \underbrace{i_g \left(j\frac{1}{2}\sqrt{3} - j\frac{1}{2}\sqrt{3}\right)}_0 \right. \\ & + \hat{i} \cdot \cos(\omega t + \varphi) - \frac{1}{2} \cdot \hat{i} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) - \frac{1}{2} \cdot \hat{i} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi\right) \\ & \left. + j \cdot \left[ \hat{i} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} - \hat{i} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi\right) \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \right] \right] \quad (7.9) \end{aligned}$$

$$= \frac{2}{3} \cdot \hat{i} \cdot \frac{3}{2} [\cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega \cdot t + \varphi)] = \hat{i} \cdot e^{j(\omega t + \varphi)} \quad (7.10)$$

Die Komponente  $i_g$  tritt im Ergebnis nicht mehr auf. Das ist für die Behandlung der Drehfeldmaschinen eher günstig, da Gleichtaktkomponenten der Ströme keinen Beitrag zur Grundwellen des Strombetrags leisten. Für die Spannungsabfälle an den Wicklungswiderständen und die Verlustleistung der Maschine darf der Beitrag der Gleichtakt- oder Nullkomponente aber nicht vernachlässigt werden. Sie wird mit der Formel

$$i_0 = \frac{1}{3}(i_1 + i_2 + i_3) \quad (7.11)$$

berechnet, wie sich mit den Strömen  $i_1, i_2, i_3$  aus dem obigen Beispiel leicht nachprüfen lässt. Die Ströme einer Drehfeldmaschine enthalten in den meisten Fällen keine Gleichtaktkomponente, weil die Summe der drei Wicklungsströme bei nicht angeschlossenen Sternpunkt Null ist.

Abbildung 40 zeigt den Zeitverlauf des Stromraumzeigers.

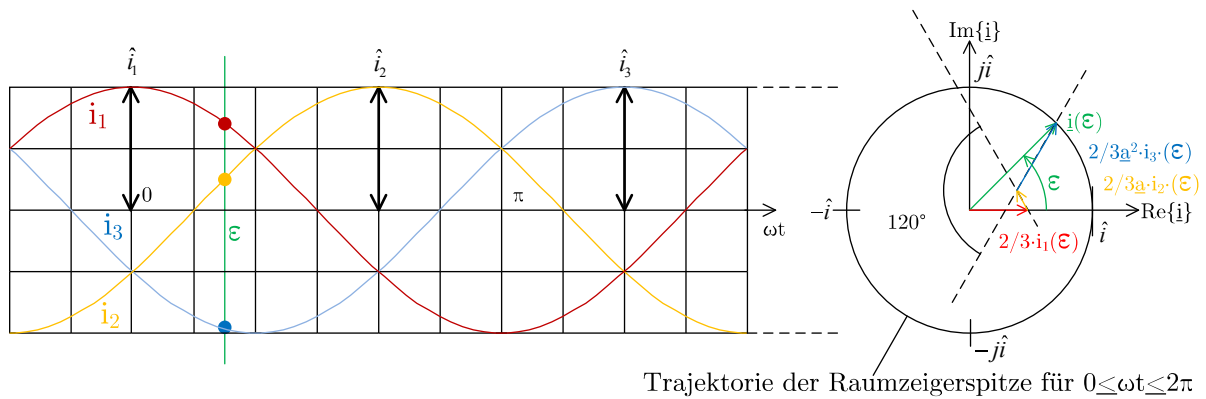


Abbildung 40: Zeitverlauf der Ströme eines symmetrischen Drehstromsystems und Darstellung als Raumzeiger; detaillierte Darstellung für  $\omega t = \epsilon$

Unabhängig von der unmittelbaren technischen Bedeutung kann die Raumzeigerdarstellung auf alle Tripel von Größen angewendet werden, wenn es nützlich ist. Wir benutzen die Raumzeigerdarstellung für Ströme, Spannungen und Flussverkettungen. Während bei den Flussverkettungen eine physikalische Deutung naheliegt, geht der Bezug bei Spannungen weitgehend verloren. Beispiel: Pulswechselrichter mit passiver Last und Blocktaktung (Abb. 41).

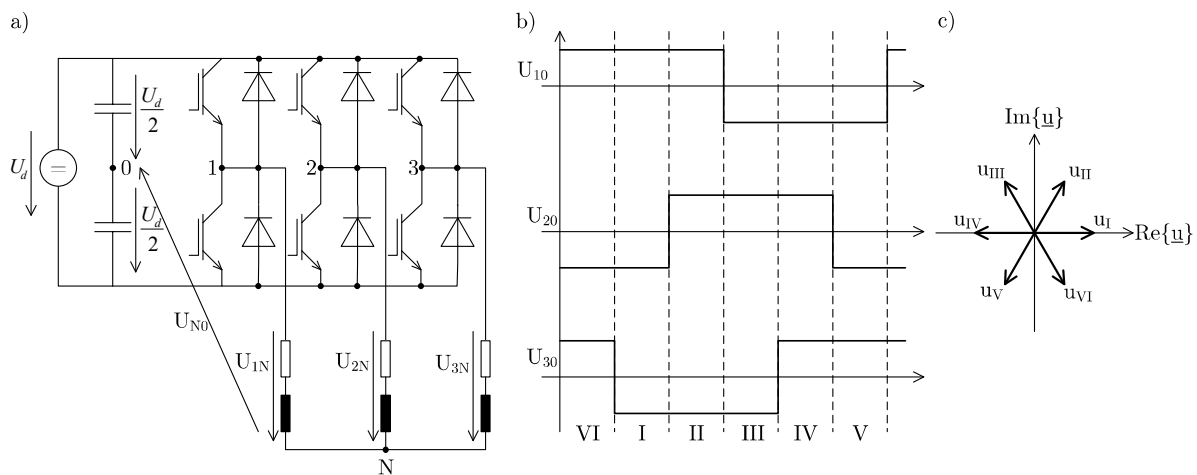


Abbildung 41:

- a) Prinzipschaltbild des Pulswechselrichters,
- b) Zeitverläufe der Zweigspannungen bei Blocktaktung und
- c) Raumzeiger der Spannungen in den Intervallen I - VI

Die Raumzeigerdarstellung ist nicht nur eine elegante Darstellung, sondern wird auch in der Signalverarbeitung für die Regelung von Drehfeldmaschinen angewendet. Im Folgenden werden daher die Signalfusspläne der gebräuchlichsten Funktionsbausteine behandelt.



## Umwandlung des Dreiphasensystems in eine zweiphasige Darstellung

Die Darstellung eines Raumzeigers im komplexen Koordinatensystem kann sowohl in polarer Form als auch kartesischer Form erfolgen (Abb. 42):

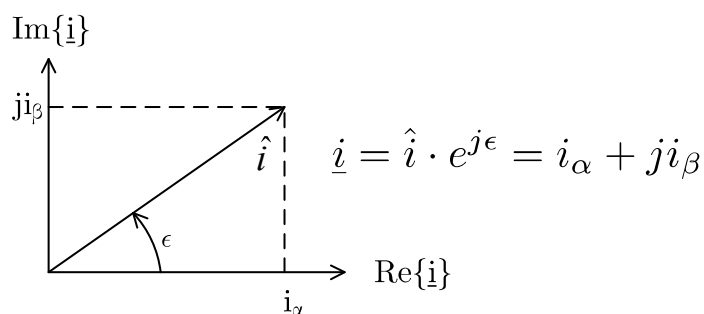


Abbildung 42: Darstellung einer komplexen Größe in polarer und kartesischer Darstellung

Die Darstellung in kartesischer Form legt die Deutung nahe, dass der Stromraumzeiger von zwei in der Richtung senkrecht zueinander stehenden Wicklungen erzeugt wird, in denen die Ströme  $i_\alpha$  und  $i_\beta$  fließen (Abb. 43)

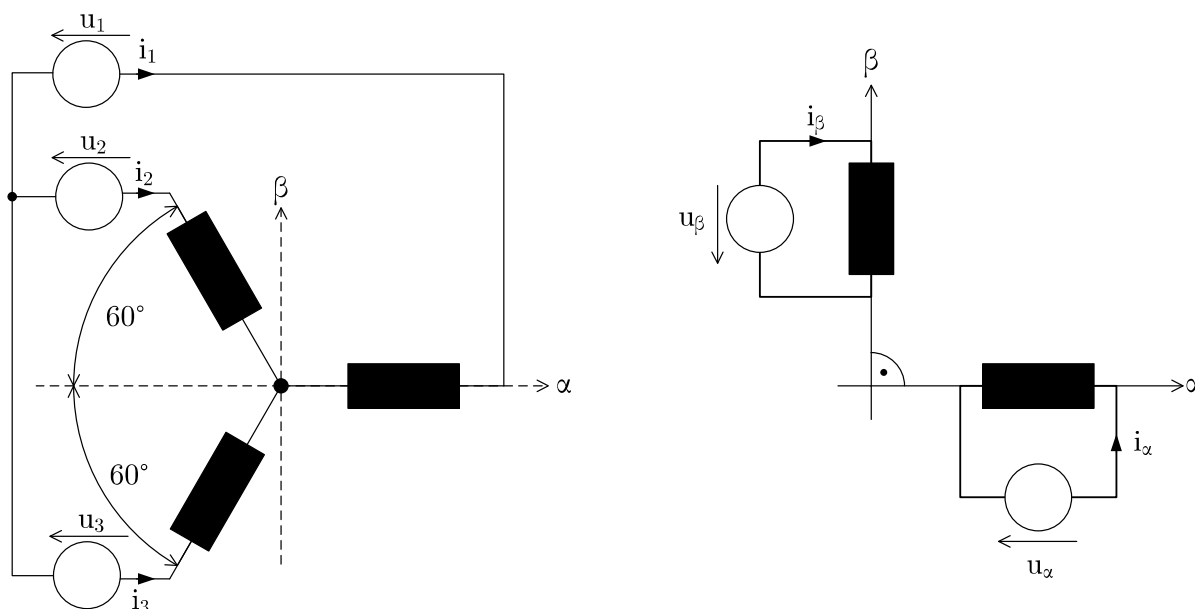


Abbildung 43: Dreiphasige Darstellung und äquivalente zweiphasige Darstellung eines Drehstromsystems

Die Ströme  $i_\alpha$  und  $i_\beta$  können direkt aus den Strömen  $i_1, i_2, i_3$  berechnet werden. Aus

$$\underline{i} = \frac{2}{3} \cdot (i_1 + \underline{a} \cdot i_2 + \underline{a}^2 \cdot i_3) = i_\alpha + j i_\beta = \Re\{\underline{i}\} + j \Im\{\underline{i}\} \quad (7.12)$$

$$= \frac{2}{3} \left( i_1 - \frac{1}{2} \cdot i_2 - \frac{1}{2} \cdot i_3 \right) + j \frac{2}{3} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_2 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_3 \right) \quad (7.13)$$

folgt wegen der Gleichheit der Realteile und der Imaginärteile

$$i_\alpha = \frac{2}{3} \left( i_1 - \frac{1}{2} \cdot i_2 - \frac{1}{2} \cdot i_3 \right) \quad (7.14)$$

$$i_\beta = \frac{2}{3} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_2 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_3 \right) \quad (7.15)$$

Der Signalfussplan eines Wandlers, der die Umwandlung von der dreiphasigen in die zwei-phasige Darstellung durchführt, ist in Bild 44 dargestellt.

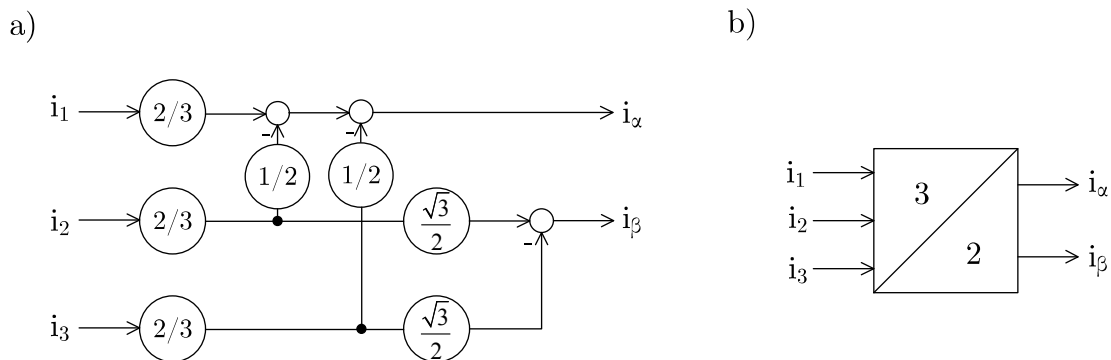


Abbildung 44: Signalfussplan a) und Symbol b) eines  $3 \rightarrow 2$  Wandlers

## Rückgewinnung der Phasengrößen aus dem Raumzeiger

Die drei Phasengrößen lassen sich aus der Projektion des Raumzeigers auf die drei Wicklungsachsen zurückgewinnen (Abb. 45).

$$i_1 = \Re\{\underline{i}\} \quad (7.16)$$

$$i_2 = \Re\{a^2 \cdot \underline{i}\} \quad (7.17)$$

$$i_3 = \Re\{a \cdot \underline{i}\} \quad (7.18)$$

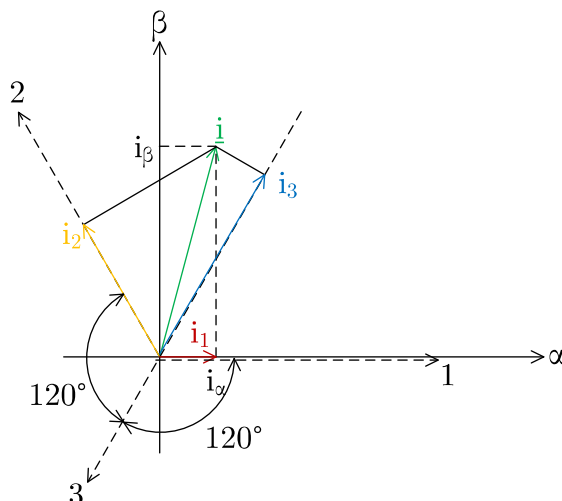


Abbildung 45: Stromraumzeiger  $\underline{i}$  und seine Projektionen auf die Wicklungsachsen

Daraus folgt für die Darstellung des Raumzeigers im  $\alpha\beta$ -System:

$$i_1 = i_\alpha \tag{7.19}$$

$$i_2 = -\frac{1}{2} \cdot i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_\beta \tag{7.20}$$

$$i_3 = -\frac{1}{2} \cdot i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_\beta \tag{7.21}$$

Der Korrektheit halber sei darauf hingewiesen, dass die so ermittelten Ströme  $i_1, i_2, i_3$  keine Gleichtaktkomponente  $i_0$  enthalten. Falls eine Gleichtaktkomponente im realen System vorhanden ist, muss diese gegebenen falls noch hinzugefügt werden. Eine alternative Herleitung der Rückgewinnung der Phasengrößen aus dem Raumzeiger ist z. B. in [5, Kapitel 1.3] angegeben. Aus den Gleichungen folgt der Signalfussplan des 2 → 3 Wandlers (Abb. 46).

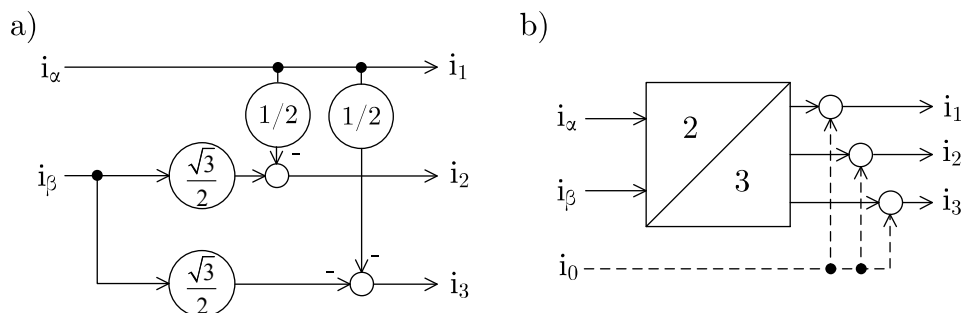


Abbildung 46: Signalfussplan (a) und Symbol eines 2 → 3 Wandlers (b)

## Darstellung in einem um den Winkel $\rho$ gedrehten Koordinatensystem

Wird der Raumzeiger  $\underline{i}_{\alpha\beta} = \hat{i} \cdot e^{j\epsilon}$  in einem um den Winkel  $\rho$  gegenüber dem  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem gedrehten dq-Koordinatensystem betrachtet, bleibt die Länge des Raumzeigers unverändert, nur der Winkel muss korrigiert werden (Abb. 47a):

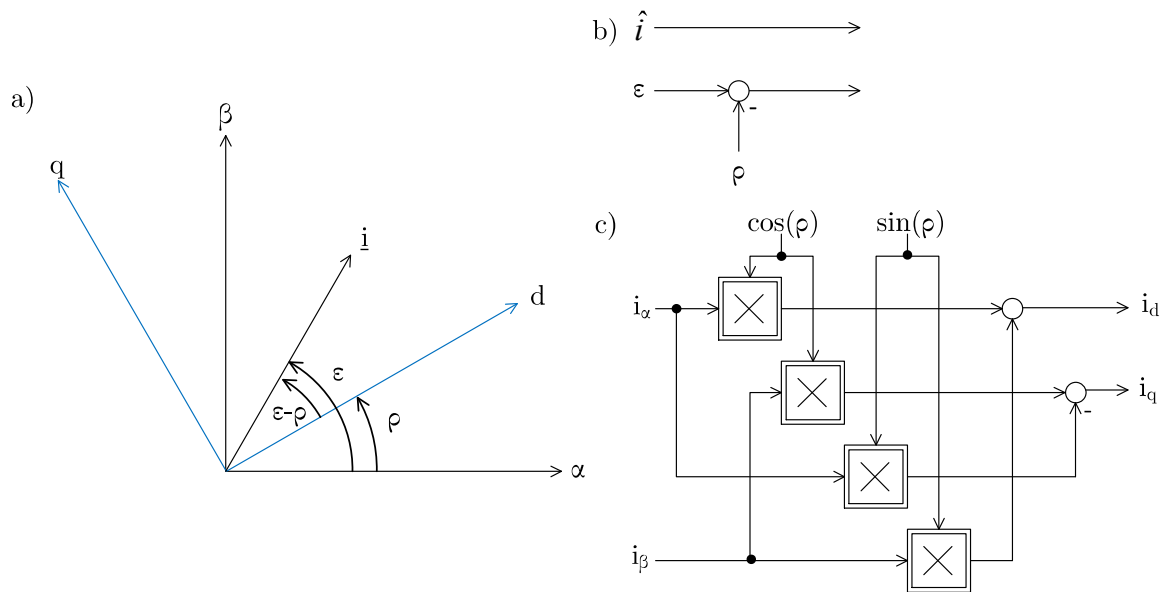


Abbildung 47:

- a) graphische Darstellung eines Vektordrehers
- b) Vektordreher für Polarkoordination
- c) Vektordreher für kartesische Koordinaten

$$\underline{i}_{dq} = \underline{i}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\rho} = \hat{i} \cdot e^{j\epsilon} \cdot e^{-j\rho} = \hat{i} \cdot e^{j \cdot (\epsilon - \rho)} \quad (7.22)$$

Aus der Transformationsgleichung folgt unmittelbar der Signalflussplan (Abb. 47b). Die Darstellung in kartesischen Koordinaten erhalten wir durch Anwendung der Gleichung (7.22):

$$\underline{i}_{dq} = \underline{i}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\rho} = (i_\alpha + j i_\beta) \cdot (\cos(-\rho) + j \sin(-\rho)) \quad (7.23)$$

$$= (i_\alpha \cdot \cos(-\rho) - i_\beta \cdot \sin(-\rho)) + j(-i_\alpha \cdot \sin(\rho) + i_\beta \cdot \cos(\rho)) \quad (7.24)$$

$$= i_d + j i_q \quad (7.25)$$

$$\Rightarrow i_d = i_\alpha \cdot \cos(\rho) + i_\beta \cdot \sin(\rho) \quad (7.26)$$

$$i_q = -i_\alpha \cdot \sin(\rho) + i_\beta \cdot \cos(\rho) \quad (7.27)$$

Die dort benutzten Multiplizierer sind doppelt umrahmt um die Nichtlinearität des Signalverarbeitungsbausteins zu kennzeichnen. Die Rücktransformationsgleichungen sind dementsprechend:

$$i_\alpha = i_d \cdot \cos(\rho) - i_q \cdot \sin(\rho) \quad (7.28)$$

$$i_\beta = i_d \cdot \sin(\rho) + i_q \cdot \cos(\rho) \quad (7.29)$$

Oft ist es sinnvoll, innerhalb der Signalverarbeitung von der kartesischen Darstellung in die polare Darstellung zu wechseln und umgekehrt. Dafür benutzen wir den kartesisch-Polar-(K-P)-Wandler bzw. den Polar-kartesisch-(P-K)-Wandler (Abb. 48). Die notwendigen Umrechnungsformeln entnehmen wir aus Abb. 42.

P-K-Wandler:

$$i_\alpha = \hat{i} \cdot \cos(\epsilon) \quad (7.30)$$

$$i_\beta = \hat{i} \cdot \sin(\epsilon) \quad (7.31)$$

K-P-Wandler:

$$\hat{i} = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \quad (7.32)$$

$$\epsilon = \arctan\left(\frac{i_\beta}{i_\alpha}\right) \quad (7.33)$$

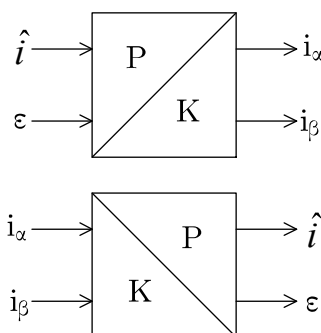


Abbildung 48: Kartesisch-Polar (K-P)-Wandler und Polar-Kartesisch (P-K)-Wandler

## Leistungsberechnung mit Raumzeigern

Die Länge des Raumzeigers war willkürlich auf die Amplitude des zugehörigen Drehstromsystems gesetzt worden. Das führt dazu, dass in der Formel

$$p(t) = \frac{3}{2} \cdot \Re\{\underline{u}(t) \cdot \underline{i}^*(t)\} \quad (7.34)$$

der Faktor  $\frac{3}{2}$  auftritt, der uns auch später noch einmal bei der Drehmomentenberechnung begegnen wird. Der Grund für diesen Faktor liegt einfach darin, dass ein zweiphasiges System bei gleicher Stromamplitude eben nur  $\frac{2}{3}$  der Leistung eines dreiphasigen Systems hat, gleiches gilt sinngemäß für das Drehmoment.

## 8 Regelung eines Drehstromsystems in der Raumzeigerdarstellung

### Beschreibung der Regelstrecke im ortsfesten Koordinatensystem

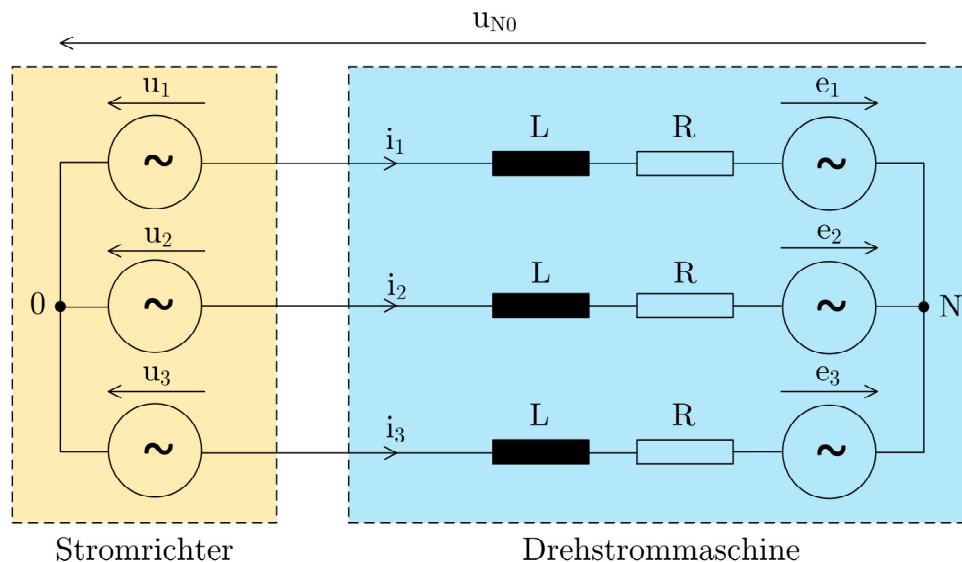


Abbildung 49: Ersatzschaltbild zur Beschreibung der Stromregelstrecke

Zur Steuerung des Drehmoments elektrischer Maschinen müssen die Wicklungsströme gesteuert werden. In den meisten Fällen steht aber keine gesteuerte Stromquelle, sondern eine gesteuerte Spannungsquelle zur Verfügung, zum Beispiel eine netzgeführte Brückenschaltung oder ein Pulswechselrichter. Da der Strom vor allem aufgrund der in den Wicklungen induzierten Spannungen nicht proportional zur angelegten Spannung ist, müssen Regelschaltungen zu Hilfe genommen werden. Für die Gleichstrommaschinen wurde dies schon in Kapitel 4 erläutert. Im Prinzip ist die dort gezeigte Reglerauslegung auch auf den Stromregler je einer Phase eines Drehstromsystems übertragbar. Wenn der Sternpunkt des Motors nicht angeschlossen ist, sind die Wicklungsströme wegen

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (8.1)$$

nicht unabhängig voneinander und es dürfen nur zwei Ströme geregelt werden (Abb. 49). Das können zwei Wicklungsströme, aber auch die kartesischen Komponenten  $i_\alpha$  und  $i_\beta$  des Stromraumzeigers sein. Da die Raumzeigerdarstellung mit den orthogonalen Komponenten  $i_\alpha$  und  $i_\beta$  übersichtlicher ist und für den weiteren Rechengang gebraucht wird, transfor-

mieren wir zunächst das allgemeine dreiphasige Modell der Regelstrecke (Abb. 49) in die Raumzeigerdarstellung mit orthogonalen Komponenten:

$$u_{N0} = u_1 - R \cdot i_1 - L \cdot \frac{di_1}{dt} - e_1 \quad (8.2)$$

$$u_{N0} = u_2 - R \cdot i_2 - L \cdot \frac{di_2}{dt} - e_2 \quad (8.3)$$

$$u_{N0} = u_3 - R \cdot i_3 - L \cdot \frac{di_3}{dt} - e_3 \quad (8.4)$$

Umgeformt nach den Ableitungen der Ströme ergibt sich:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L} \cdot (u_1 - e_1) - \frac{R}{L} \cdot i_1 - \frac{u_{N0}}{L} \quad (8.5)$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L} \cdot (u_2 - e_2) - \frac{R}{L} \cdot i_2 - \frac{u_{N0}}{L} \quad (8.6)$$

$$\frac{di_3}{dt} = \frac{1}{L} \cdot (u_3 - e_3) - \frac{R}{L} \cdot i_3 - \frac{u_{N0}}{L} \quad (8.7)$$

Mit

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{2}{3} \cdot \left( \frac{di_1}{dt} - \frac{1}{2} \cdot \frac{di_2}{dt} - \frac{1}{2} \cdot \frac{di_3}{dt} \right) \quad (8.8)$$

und

$$\frac{di_\beta}{dt} = \frac{2}{3} \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{di_2}{dt} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{di_3}{dt} \right) \quad (8.9)$$

gemäß den Gleichungen (7.14) und (7.15) erhalten wir:

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L} \cdot (u_\alpha - e_\alpha) - \frac{R}{L} \cdot i_\alpha \quad (8.10)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L} \cdot (u_\beta - e_\beta) - \frac{R}{L} \cdot i_\beta \quad (8.11)$$

Die Spannung  $u_{N0}$  beeinflusst den Raumzeiger  $\underline{i}$  nicht, was auch zu erwarten war. Aus Gleichung (8.10) und (8.11) folgen das Ersatzschaltbild und das regelungstechnische Strukturbild des allgemeinen Modells der Stromregelstrecke (Abb. 50). Die Regelstrecken sind jetzt voneinander unabhängig.

Die beiden Stromregler in Abb. 51 können jetzt wie in Kapitel 4 entsprechend L und R des Motors sowie  $T_{\sigma i}$  der Signalverarbeitung optimiert werden.



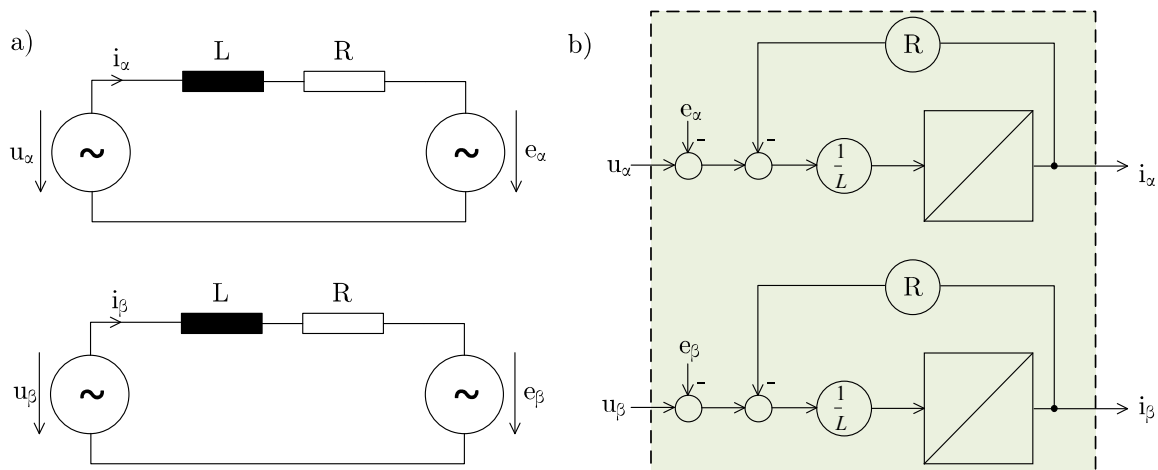


Abbildung 50:

a) Ersatzschaltbild

b) Regelungstechnisches Strukturbild des allgemeinen Modells der Stromregelstrecke

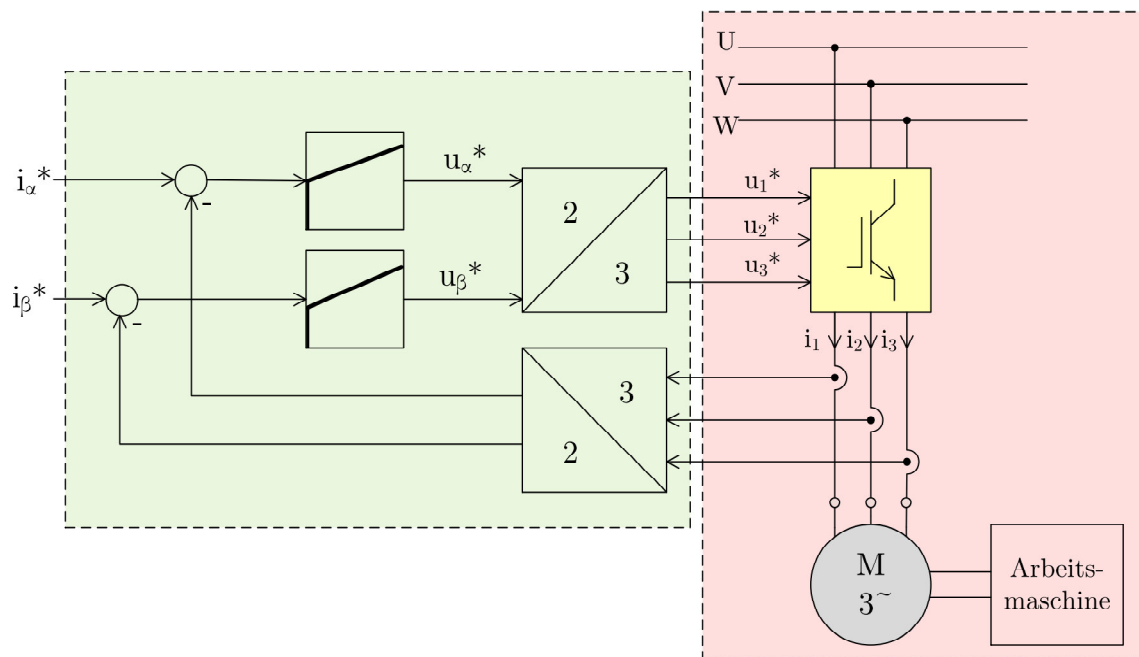


Abbildung 51: Signalfflussplan der Stromregelung im ruhenden Koordinatensystem und Prinzipschaltbild des Leistungskreises eines Drehstromantriebs

Da aber jetzt die Sollwerte  $i_{\alpha}^*$  und  $i_{\beta}^*$  im quasistationären Zustand sinusförmig sind, sind die Regeleigenschaften nicht mehr ganz so gut:

- Mit steigender Frequenz wird die Gegenspannung als Störgröße immer schlechter ausgeregelt.

- Der I-Anteil der PI-Regler regelt lediglich den Gleichanteil der Ströme  $i_\alpha$  und  $i_\beta$  auf Null, vorausgesetzt die Stromwandler haben keinen Offset.
- Entsprechend der Abb. 10 weisen die Ströme  $i_\alpha$  und  $i_\beta$  einen mit der Frequenz ansteigenden Phasen- und Amplitudenfehler auf. Die Phasennacheilung in den Stromverläufen führt in der Drehstrommaschine zu einem räumlichen Fehlwinkel zwischen der Vorgabe des Stromraumzeigers und dem Istwert des Stromraumzeigers. Damit wird nicht mehr das gewünschte Drehmoment erreicht.

Diese Nachteile können vermieden werden, wenn die Ströme in einem im quasistationären Zustand mit der Frequenz der Sollwerte rotierenden Bezugssystem geregelt werden:

- Die Auswirkung der Gegenspannung wird als Gleichgröße ausgeregelt.
- Die bleibende Regelabweichung der Ströme in Phase und Amplitude wird ausgeregelt.

Durch die Transformation der Stromistwerte vom ruhenden in das rotierende Bezugssystem und die Rücktransformation der Spannungssollwerte müssen wir mit einer Veränderung der Regelstrecke rechnen, die im folgenden Abschnitt behandelt wird.

## Beschreibung der Regelstrecke im rotierenden Koordinatensystem

Um die Betrags- und Phasenabweichungen zwischen Soll- und Istwerten der Grundschnungen der Phasenströme zu eliminieren, wird die Regelung in einem mit der Frequenz der Drehstromgrößen rotierenden Koordinatensystem realisiert. In einem solchen Koordinatensystem stehen die Raumzeiger der Ströme und Spannungen im Hinblick auf ihren Grundschnungsanteil still und Regler mit einem integrierendem Anteil können die Komponenten ohne bleibende Regelabweichung ausregeln, das heißt Amplitude und Phasenlage des Stromraumzeigers entsprechen nach einem Übergangsvorgang exakt den Sollwerten. Die Phasenlage  $\gamma_B$  des rotierenden Koordinatensystems kann frei gewählt werden. Üblicherweise wird aber als Bezugsachse die Lage des Polrads ( $\gamma_B = \gamma$ ) oder des Rotorflusses ( $\gamma_B = \varphi'_s$ ) benutzt (Abb. 52 und 53), weil dann die Stromkomponenten als feldbildende Stromkomponente und drehmomentbildende Stromkomponente wirken und separat geregelt werden können.

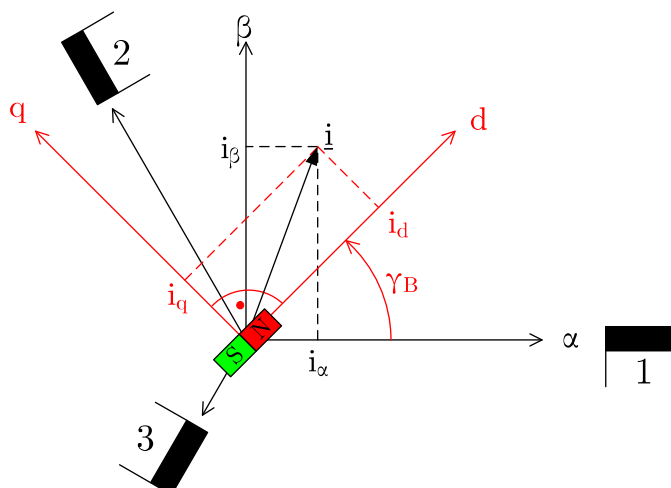


Abbildung 52: Statorfestes  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem und um  $\gamma_B$  gedrehtes dq-Koordinatensystem (Die räumliche Anordnung der Statorwicklungen 1, 2, 3 und die Lage des Polrads (PSM) bzw. des Rotorflusses (ASM) sind angedeutet)

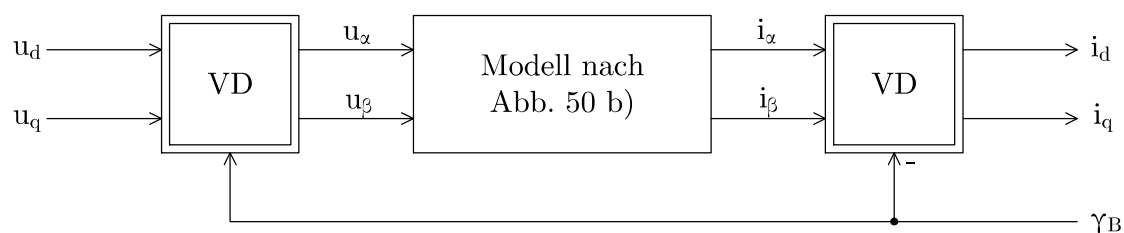


Abbildung 53: Signalflussplan zur Ermittlung des Modells der Regelstrecke aus Abb. 50 b) in einem um  $\gamma_B$  gedrehten Bezugssystem

Zur Berücksichtigung der Koordinatendrehung benutzen wir die polare Darstellung:

$$\underline{u}_{\alpha\beta} = u_\alpha + j \cdot u_\beta \quad \underline{i}_{\alpha\beta} = i_\alpha + j \cdot i_\beta \quad \underline{e}_{\alpha\beta} = e_\alpha + j \cdot e_\beta \quad (8.12)$$

$$\underline{u}_{dq} = u_d + j \cdot u_q \quad \underline{i}_{dq} = i_d + j \cdot i_q \quad \underline{e}_{dq} = e_d + j \cdot e_q \quad (8.13)$$

Transformation der Größen aus der Gleichung (8.10) und (8.11) in ein um den Winkel  $\gamma_B$  gedrehtes Koordinatensystem ergibt:

$$\underline{u}_{dq} = \underline{u}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\gamma_B} \quad (8.14)$$

$$\underline{i}_{dq} = \underline{i}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\gamma_B} \quad (8.15)$$

$$\underline{e}_{dq} = \underline{e}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\gamma_B} \quad (8.16)$$

Umstellung nach den Größen des ortsfesten Koordinatensystem liefert

$$\underline{u}_{\alpha\beta} = \underline{u}_{dq} \cdot e^{j\gamma_B} \quad (8.17)$$

$$\underline{i}_{\alpha\beta} = \underline{i}_{dq} \cdot e^{j\gamma_B} \quad (8.18)$$

$$\underline{e}_{\alpha\beta} = \underline{e}_{dq} \cdot e^{j\gamma_B} \quad (8.19)$$

Einsetzen von (8.17) bis (8.19) in (8.10) und (8.11) führt auf

$$\underline{u}_{dq} \cdot e^{j\gamma_B} - \underline{e}_{dq} \cdot e^{j\gamma_B} = L \cdot \frac{d}{dt} (\underline{i}_{dq} \cdot e^{j\gamma_B}) + R \cdot \underline{i}_{dq} \cdot e^{j\gamma_B} \quad (8.20)$$

$$\underline{u}_{dq} \cdot e^{j\gamma_B} - \underline{e}_{dq} \cdot e^{j\gamma_B} = L \cdot \frac{d(\underline{i}_{dq})}{dt} \cdot e^{j\gamma_B} + L \cdot \underline{i}_{dq} \cdot j \cdot \frac{d\gamma_B}{dt} \cdot e^{j\gamma_B} + R \cdot \underline{i}_{dq} \cdot e^{j\gamma_B} \quad (8.21)$$

Multiplizieren beider Seiten mit  $e^{-j\gamma_B}$  ergibt die Darstellung im rotierenden Koordinatensystem

$$\underline{u}_{dq} - \underline{e}_{dq} = L \cdot \frac{d\underline{i}_{dq}}{dt} + R \cdot \underline{i}_{dq} + j \cdot \dot{\gamma}_B \cdot L \cdot \underline{i}_{dq} \quad (8.22)$$

Die Drehung des Koordinatensystems führt zu einem zusätzlichen Term, der proportional zur Winkelgeschwindigkeit  $\dot{\gamma}_B$  des Koordinatensystems ist. Die Darstellung in kartesischen Koordinaten folgt aus der Trennung nach Real- und Imaginärteil:

$$\begin{aligned} u_d - e_d + ju_q - je_q &= L \left( \frac{di_d}{dt} + j \cdot \frac{di_q}{dt} \right) + R \cdot (i_d + j \cdot i_q) \\ &\quad + j \cdot \dot{\gamma}_B \cdot L \cdot i_d - \dot{\gamma}_B \cdot L \cdot i_q \end{aligned} \quad (8.23)$$

$$\begin{aligned} u_d - e_d + j(u_q - e_q) &= L \frac{di_d}{dt} + R \cdot i_d - \dot{\gamma}_B \cdot L \cdot i_q \\ &\quad + j \left( L \cdot \frac{di_q}{dt} + R \cdot i_q + \dot{\gamma}_B \cdot L \cdot i_d \right) \end{aligned} \quad (8.24)$$

Realteil:

$$u_d - e_d = L \cdot \frac{di_d}{dt} + R \cdot i_d - \dot{\gamma}_B \cdot L \cdot i_q \quad (8.25)$$

Imaginärteil:

$$u_q - e_q = L \cdot \frac{di_q}{dt} + R \cdot i_q + \dot{\gamma}_B \cdot L \cdot i_d \quad (8.26)$$

Das bedeutet, dass sich die Stromkomponenten  $i_d$  und  $i_q$  gegenseitig beeinflussen, wenn sich das dq-Koordinatensystem bewegt (Abb. 54)

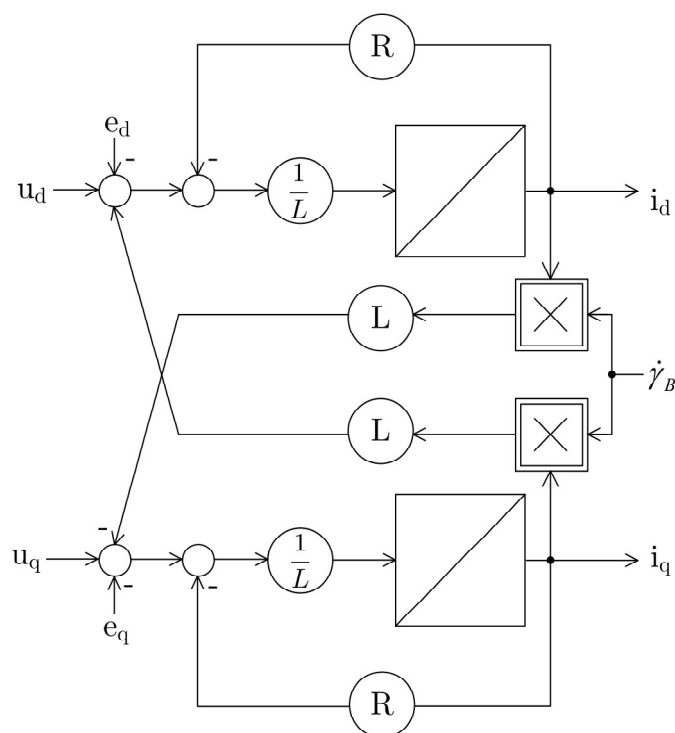


Abbildung 54: Regelungstechnisches Strukturbild der Stromregelstrecke in einem um  $\gamma_B$  gedrehten Koordinatensystem

## Entkopplung der Regelung

Ohne die gegenseitige Verkopplung bestünde das Strukturbild aus zwei getrennten Regelstrecken, welche die gleiche Struktur wie die Regelstrecken der  $\alpha$ - und  $\beta$ -Komponenten in Abb. 50 hätten. Wir erinnern uns, dass die gegenseitigen Unabhängigkeiten beider Modellteile auch zwei voneinander unabhängige Regelkreise mit einer einfachen Auslegung der beiden Regler ermöglicht hätte. Um diese einfache Regelkreisstruktur wieder herzustellen, werden die Kopplungsterme durch eine Vorsteuerung der Spannungssollwerte mit umgekehrtem Vorzeichen kompensiert und im Idealfall in ihrer Wirkung aufgehoben (Abb. 55).

Unter der Annahme, dass die Entkopplung ideal genau ist, zerfällt die Struktur aus Abb. 55 für die Reglerauslegung in zwei unabhängige Teilsysteme (Abb. 56).

Die Stromregelkreise haben damit die gleiche Struktur wie der Ankerstromregelkreis der Gleichstrommaschine. Auslegung und Verhalten können von Kapitel 4 direkt auf die Teilsysteme in Bild 56 übertragen werden. In den meisten Fällen kann auf eine Vorsteuerung von  $e_d$  und  $e_q$  verzichtet werden, da die I-Anteile der Stromregler diesen Störgrößeneinfluss

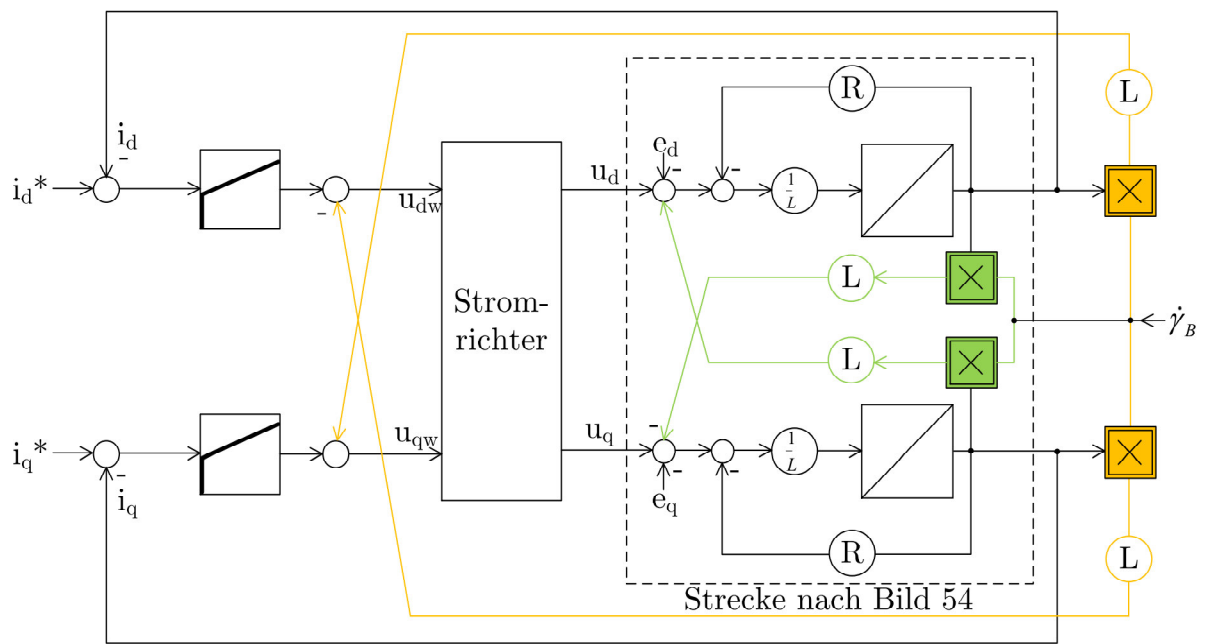


Abbildung 55: Stromregelung in einem um  $\gamma_B$  gedrehten Bezugssystem; Entkopplung der Regelstrecken der d- und q- Komponenten durch Vorsteuerung der Kopplungsterme

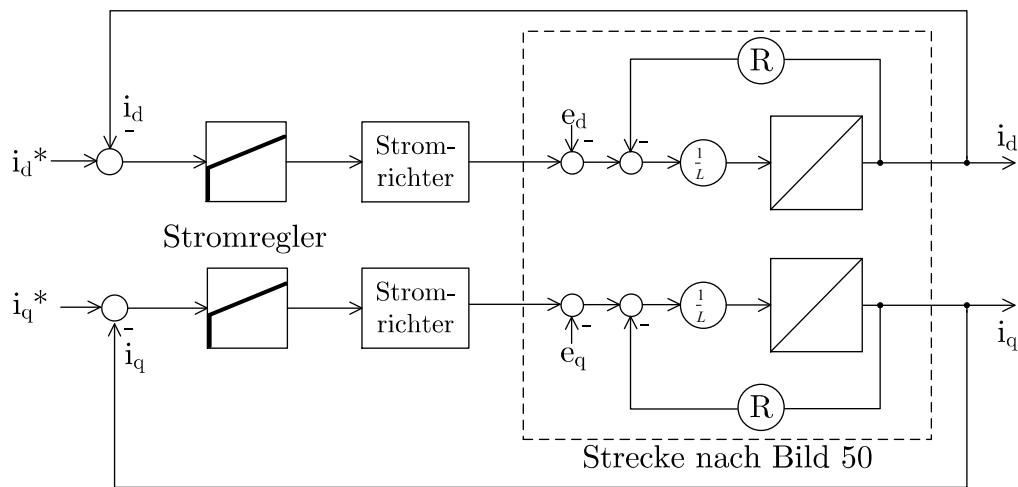


Abbildung 56: Für die Reglerauslegung wirksame Struktur der Stromregelstrecke im mit  $\dot{\gamma}_B$  rotierenden Koordinatensystem bei idealer Entkopplung

sehr gut ausregeln können. Alternativ kann eine Vorsteuerung über Messgrößen realisiert werden. Dies ist für Netzstromrichter sogar zu empfehlen.

In Bild 55 werden zur Entkopplung die Messwerte der Ströme  $i_d$  und  $i_q$  verwendet. Da die Regelung - wenn sie gut eingestellt ist - den Istwert gleich dem Sollwert macht, werden in der Praxis zur Entkopplung meist die Sollwerte benutzt. Das hat den Vorteil, dass der

Reglerausgang und der Vorsteuerwert zeitlich eng korreliert sind und die Sollwerte der Ströme weniger Störungen aufweisen als die Messwerte (Abb. 57).

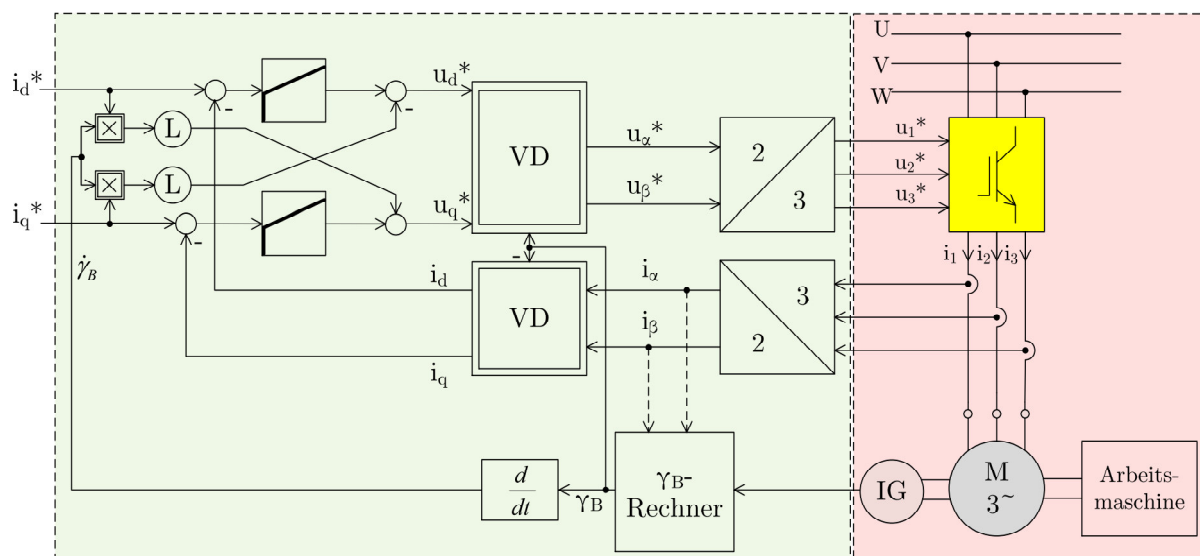


Abbildung 57: Signalflussplan der Stromregelung im mit  $\dot{\gamma}_B$  rotierendem Koordinatensystem und Prinzipschaltbild des Leistungskreises eines Drehstromantriebs (IG : Impulsgeber)

Bei der Anwendung der Entkopplung und Auslegung der Regler nach dem Betragsoptimum kann die Regelstrecke zwischen Soll- und Istwert der Stromkomponenten für die Regelung von Drehmoment und Magnetisierung durch ein Verzögerungsglied 1. Ordnung mit einer Zeitkonstanten gleich der doppelten Summe der nicht kompensierbaren Zeitkonstanten modelliert werden, solange der Spannungssollwert vom Stromrichter realisiert werden kann. Die Dynamik der Stromregelung hängt damit nur von der Summe der kleinen Zeitkonstanten im Kleinsignalverhalten des Regelkreises und von der Spannungsreserve im Großsignalverhalten des Regelkreises ab. Eine weitere Steigerung der Regeldynamik ist im Kleinsignalverhalten durch den Einsatz von speziellen Reglern (z. B. „Deadbeat“-Regler oder „Prädiktiv“-Stromregler) möglich.

## 9 Regelung der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung als Netzstromrichter („Pulsleichrichter“)

Die netzgeführte Drehstrombrückenschaltung mit Dioden oder Thyristoren belastet das Netz mit induktiver Blindleistung und beträchtlichen Stromüberschwingungen. Insbesondere dort wo auch dauerhaft Leistung ins Netz zurückgeliefert wird, bietet die selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung eine sehr gut geeignete, aber auch aufwändigere Alternative (Abb. 58).

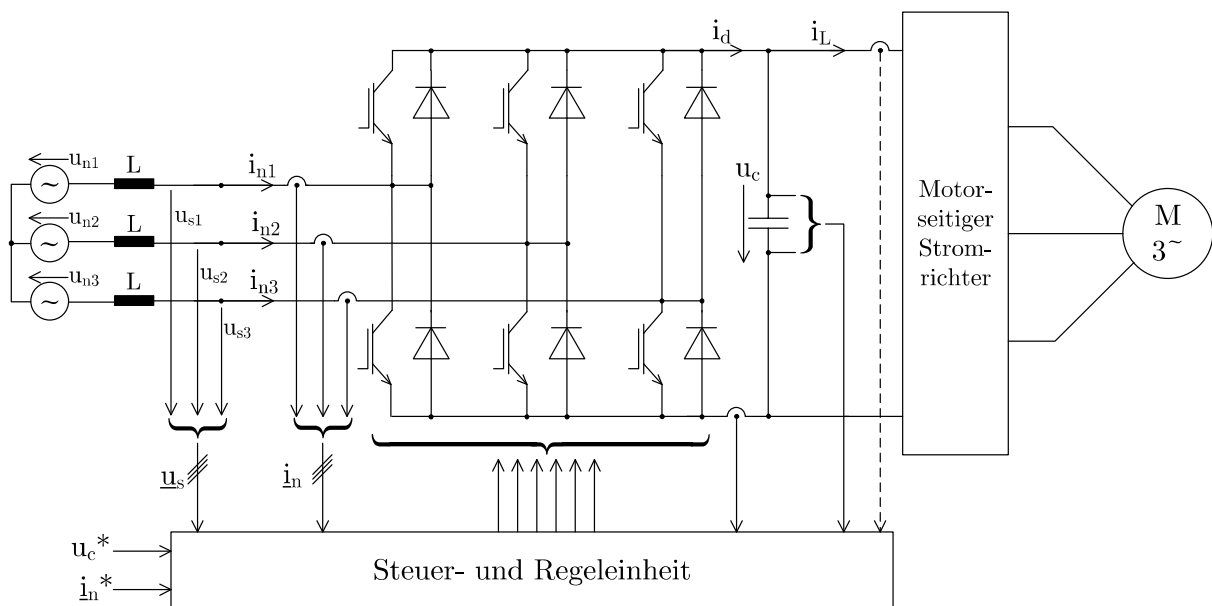


Abbildung 58: Prinzipschaltbild der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung als Netzstromrichter mit Mess- und Steuersignalen

Die Regelung des Stromrichters soll dafür sorgen, dass dem Netz gerade soviel Wirkleistung entnommen wird, wie der motorseitige Stromrichter aufnimmt:

$$i_d \cdot u_c \stackrel{!}{=} i_L \cdot u_c \tag{9.1}$$

Wenn die Leistungsbilanz nicht stimmt, steigt oder fällt die Kondensatorspannung  $u_c$  sehr schnell wegen

$$i_d - i_L = C \cdot \frac{du_c}{dt} \tag{9.2}$$

Eine automatische Regelung der Zwischenkreisspannung ist daher dringend anzuraten, um die Kondensatorspannung auf ihrem Sollwert  $u_c^*$  konstant zu halten. Da sich der Laststrom



$i_L$  je nach der Leistungsanforderung des Motors verändert, wird der Gleichstrom  $i_d$  als Stellgröße für die Regelung der Kondensatorspannung benutzt (Abb. 59).

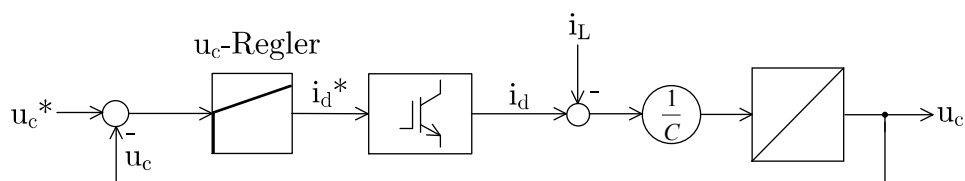


Abbildung 59: Regelungstechnisches Strukturbild der Kondensatorspannungsregelung mit dem Gleichstrom  $i_d$  als Stellgröße

Der Gleichstrom  $i_d$  ist bei konstanter Gleichspannung  $U_c$  und konstanter Netzspannung  $\hat{u}_n$  proportional zum Wirkstrom auf der Netzseite. Aus der Leistungsbilanz folgt nämlich:

$$U_c \cdot i_d = \frac{3}{2} \cdot \operatorname{Re}\{\underline{u}_n^* \cdot \underline{i}_n\} \quad (9.3)$$

mit der Wahl der Bezugsachse für die Spannung

$$\underline{u}_n = \hat{u}_n \quad (9.4)$$

der Zusammenhang

$$U_c \cdot i_d = \frac{3}{2} \cdot \hat{u}_n \cdot \operatorname{Re}\{\underline{i}_n\} \quad (9.5)$$

und mit der Bezeichnung „Wirkstrom“ für den Realteil des Netzstromraumzeigers

$$i_d = \frac{3}{2} \cdot \frac{\hat{u}_n}{U_c} \cdot i_W \quad (9.6)$$

Es liegt daher nahe, statt des Gleichstroms den Wirkstrom und gleichzeitig auch den Blindstrom auf der Netzseite zu regeln, indem die Stromrichterspannungen  $u_{S1}$ ,  $u_{S2}$ ,  $u_{S3}$  als Stellgrößen genutzt werden. Diese Spannungen lassen sich nämlich bei konstanter Gleichspannung  $U_c$  z. B. sehr gut mit Hilfe der Raumzeigermodulation des netzseitigen Stromrichters einstellen. Den Zusammenhang zwischen  $u_{S1}$ ,  $u_{S2}$ ,  $u_{S3}$  und  $i_{n1}$ ,  $i_{n2}$ ,  $i_{n3}$  erhalten wir aus den Maschengleichungen auf der Netzseite in Abb. 58

$$u_{n1} = u_{S1} + L \cdot \dot{i}_{n1} \quad (9.7)$$

$$u_{n2} = u_{S2} + L \cdot \dot{i}_{n2} \quad (9.8)$$

$$u_{n3} = u_{S3} + L \cdot \dot{i}_{n3} \quad (9.9)$$

und in Raumzeigerdarstellung

$$\underline{u}_n = \underline{u}_s + L \cdot \dot{\underline{i}}_n \tag{9.10}$$

$$\text{mit } L \cdot \dot{\underline{i}}_n = \underline{u}_L \tag{9.11}$$

Zur Verdeutlichung siehe Abb. 60.

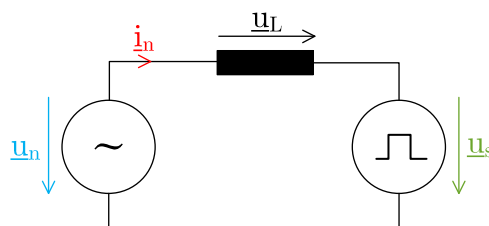


Abbildung 60: Ströme und Spannungen der Eingangsstufe aus Abb. 58 in Raumzeigerdarstellung

Im quasistationären Zustand ist die Amplitude des Netzstroms proportional zur Drosselspannung  $u_L$ . Der Zeiger des Drosselspannung steht senkrecht auf dem Zeiger des Netzstroms. Im quasistationären Zustand wird der Blindstrom durch die Amplitude von  $\underline{u}_s$  relativ zu  $\underline{u}_n$  bestimmt. Die Spitze des Zeiger  $\underline{u}_s$  beschreibt den schwarz gestrichelten Kreis, wenn die Phasenlage des Netzstroms  $\underline{i}_N$  bei konstanter Amplitude von  $0^\circ$  bis  $360^\circ$  variiert wird (Abb. 61).

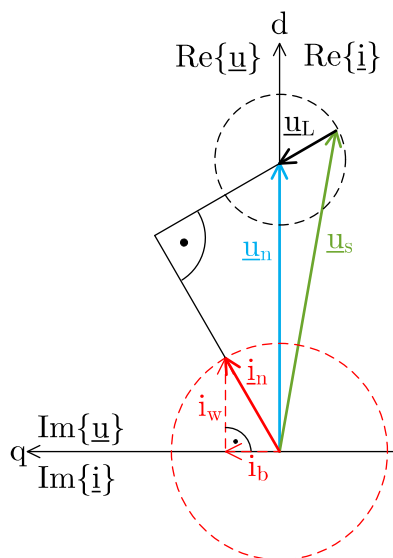


Abbildung 61: Ströme und Spannungen der Eingangsstufe aus Abb. 58 und 59 in Raumzeigerdarstellung im quasistationären Zustand (für  $\underline{u}_s$  ist der Mittelwert einer Pulsperiode dargestellt).

Dieser Zusammenhang kann sehr gut für die Auslegung der Drosseln, der Sperrspannung der Halbleiter und der Kondensatorsspannungsfestigkeit benutzt werden. Für die Gestaltung der Regelung halten wir uns besser an die im Kapitel 8 ohne Voraussetzung des quasistationären Zustands erarbeiteten Strukturen. Die Struktur des Leistungskreises in Abb. 59 ist fast identisch mit derjenigen in Abb. 49. Die Netzspannung  $\underline{u}_n$  entspricht der Gegenspannung  $\underline{e}$ , die Stromrichterspannung  $\underline{u}$  entspricht  $\underline{u}_s$  und der Netzstrom  $\underline{i}_n$  entspricht (abgesehen vom Vorzeichen wegen des Wechsels vom Verbraucher- zum Erzeugerzählpeilsystem) dem Strom  $\underline{i}$ . Der reellen Achse in Abb. 61 ordnen wir die Bezeichnung  $d$  und der imaginären Achse die Bezeichnung  $q$  zu. Damit können wir das Regelschema aus Abb. 57 auf den Netzstromrichter aus Abb. 58 übertragen; das Ergebnis ist in Abb. 62 dunkelgelb hinterlegt. Die Auslegung der Komponenten des Stromregler ist identisch mit derjenigen in Kapitel 8, die wiederum auf die Auslegung des Stromregler der Gleichstrommaschine in Kapitel 4 zurückgreift. Den Sollwert  $i_d^*$  liefert der Kondensatorspannungsregler (rotbraun hinterlegt). Der Kondensatorspannungsregler wird ähnlich wie der Drehzahlregler in Kap. 5 ausgelegt, da die Regelstrecke und der Regelkreis die gleiche Struktur haben (vgl. Abb. 17 bis Abb. 19). An die Stelle des Trägheitsmoments tritt hier die Kapazität des Kondensators; die Störgröße ist der Laststrom  $i_L$  statt des Lastmoments. Der Sollwert für den Blindstrom ist im Rahmen des Maximalstroms  $I_{max}$  einstellbar (grün hinterlegt). Zur Verbesserung des Regelverhaltens kann der Reglerausgang mit der Netzspannung  $\underline{u}_{n,dq}$  vorgesteuert (Störgrößenaufschaltung) werden (petrolfarbig hinterlegt) und der Kondensatorspannungsregler von der Ausregelung des Laststroms entlastet (Störgrößenaufschaltung) werden (blau hinterlegt). Der Bezugswinkel  $\gamma_B$  wird aus der Phasenlage des Raumzeigers der Netzspannung ermittelt. Um etwaige Störungen oder Harmonische heraus zu filtern, wird das Ergebnis der Vektoranalyse durch ein Phase Locked Loop Schaltung (PLL) geglättet. Die PLL liefert auch den für die Entkopplung der Stromregler benötigten Wert  $\omega$ ; im Allgemeinen genügt es aber, hier den Wert  $\omega = 2\pi \cdot 50\text{Hz}$  zu verwenden, da die Netzfrequenz nur sehr geringfügig vom Sollwert 50Hz abweicht. Der Sollwert  $u_c^*$  der Kondensatorspannung wird so vorgegeben, dass  $\hat{u}_{s1}$  bei Vollaussteuerung des Stromrichters zur Einstellung des Blindstroms sicher ausreicht. Solange die Transistoren des Stromrichters durch den Modulator getaktet werden, gelten die Zusammenhänge nach Abb. 59 und 60. Das bedeutet, dass bei zu niedriger Gleichspannung  $u_c$  entsprechend hohe induktive Blindströme fließen. Die Freilaufdioden des Stromrichters arbeiten nur dann als ungesteuerter Gleichrichter, wenn alle Transistoren gesperrt sind. Dementsprechend müssen (hier nicht dargestellt) Maßnahmen gegen Überspannungen am Zwischenkreiskondensator getroffen werden, wenn der Stromrichter mit dem Netzschalter eingeschaltet und (z. B. bei Überstrom) abgeschaltet wird.

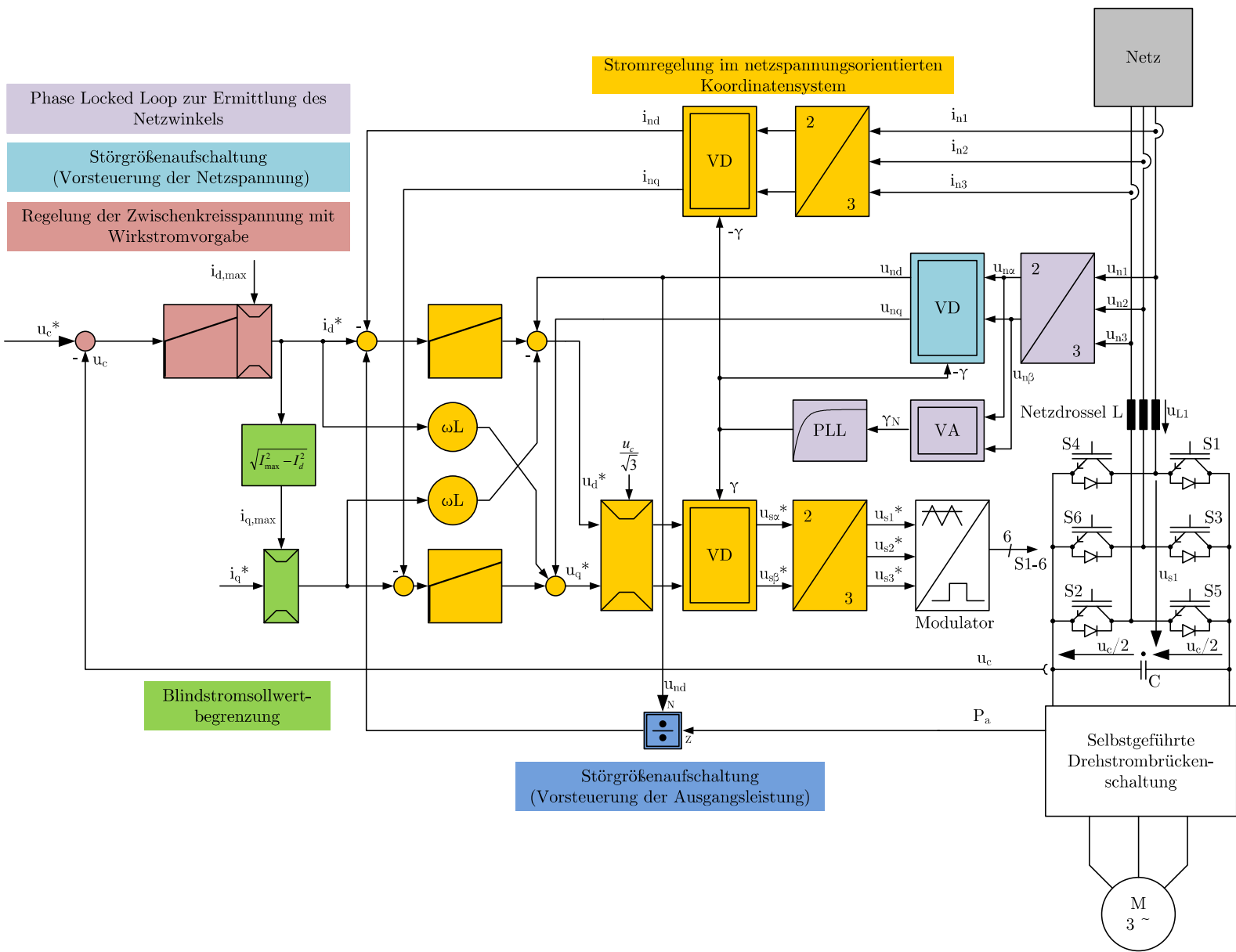


Abbildung 62: Signalflussplan der Regelung des selbstgeführten Netzstromrichters und Blockschaltbild des Leistungsteils

## 10 Regelung der Synchronmaschine

### Zählfeilsystem

Die Synchronmaschine wird in der elektrischen Energieerzeugung als Generator mit einer Leistung bis zu 2000MW in Kohle-, Öl-, Gas-, Wasser- und Atomkraftwerken eingesetzt. Es ist daher üblich, in dieser Anwendung für die Synchronmaschine das Erzeugerzählfeilsystem und für das Netz das Verbraucherzählfeilsystem zu benutzen (Abb. 63).

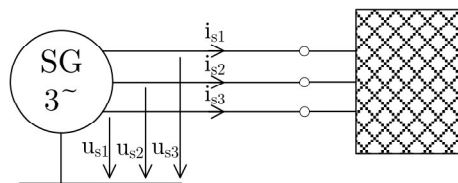


Abbildung 63: Anschluss eines Synchrongenerators (SG) am elektrischen Netz (Generatorzählfeilsystem)

Mit dieser Konvention erhält sowohl die vom Generator erzeugte als auch die vom Netz verbrauchte Wirkleistung ein positives Vorzeichen. Die elektrische Maschine kann zum Beispiel bei Pumpspeicherkraftwerken auch als Motor betrieben werden, wobei sich die Vorzeichen dann entsprechend umkehren. Wird die Synchronmaschine aber als Motor eingesetzt, z. B. als Antrieb eines Lüfters oder einer Werkzeugmaschine, benutzt man das Verbraucherzählfeilsystem für die Maschine und das Erzeugerzählfeilsystem für das speisende Netz.

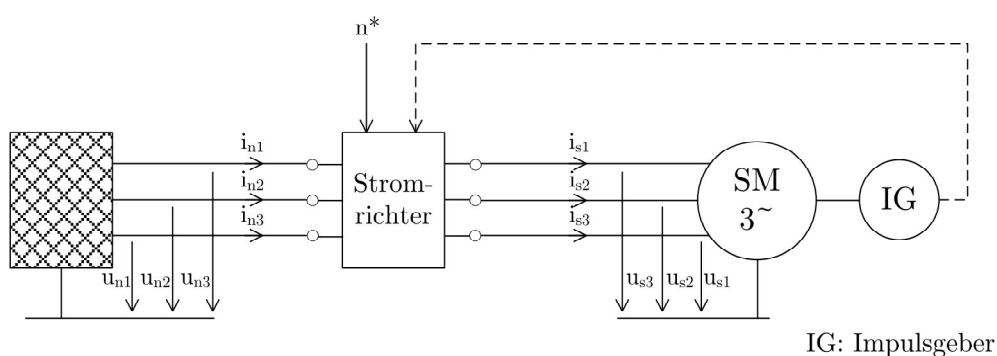


Abbildung 64: Zählfeilsysteme der Netz- und Maschinenseite beim Einsatz der Synchronmaschine als Motor (Verbraucherzählfeilsystem für die Synchronmaschine)

Mit dieser Zählfeilrichtung wird die Leistung der Synchronmaschine ebenso wie die vom Netz gelieferte Leistung im motorischen Betrieb positiv gezählt. Bremst die Synchronma-

schine die Arbeitsmaschine, tritt generatorischer Betrieb auf und die Vorzeichen der Leistung werden negativ. In der Vorlesung „Elektrische Maschinen und Stromrichter“ wurde aus didaktischen Gründen auch für den Betrieb als Motor das Zählpeilsystem der Energieerzeugung (Abb. 63) beibehalten. Da das in der antriebstechnischen Literatur aber unüblich ist, wird im Folgenden das Zählpeilsystem nach Abb. 64 benutzt. Abgesehen von seltenen Ausnahmefällen wird der Synchronmotor von einem Stromrichter gespeist, um die Drehzahl oder das Drehmoment dem Einsatzzweck anzupassen.

## Übersicht über die Regelungsverfahren der Synchronmaschine

Vordergründig betrachtet könnten man meinen, dass die Synchronmaschine keine Regelung braucht, denn die Drehzahl  $n_s$  ist über die Polpaarzahl  $p$  mit der Statorfrequenz direkt verknüpft.

$$n_s = \frac{f_s}{p} \quad (10.1)$$

Mit der drehzahlproportionalen Einstellung der Statorfrequenz

$$f_s = p \cdot n^* \quad (10.2)$$

können aber nur langsame Drehzahländerungen erreicht werden, weil die Maschine sonst kippt. Weiterhin zeigt sich ein sehr schwingungsanfälliges Betriebsverhalten. Aus diesen Gründen wird die Frequenzsteuerung praktisch nicht mehr eingesetzt und in dieser Vorlesung nur noch aus didaktischen Gründen behandelt. Grundlage der Synchronmaschinenregelung ist die Ausrichtung der Phasenlage des Drehstromsystems der Statorwicklungen am Magnetfeld („Feldorientierte Regelung“). Bei der Gleichstrommaschine übernahm der Kommutator die drehzahlunabhängige räumliche Zuordnung der Wicklungsströme zum Erregerfeld. Bei den Drehstrommotoren übernimmt diese Aufgabe der Stromrichter mit seiner Signalverarbeitung. Die Art der Regelung hängt davon ab, ob das Magnetfeld des Rotors durch Permanentmagneten oder elektrischen erzeugt wird (Abb. 65).

Bei der permanentmagneterregten Synchronmaschine ist die Amplitude des Erregerflusses  $\Psi_{PM}$  mit der d-Richtung identisch. Zur Bestimmung der d-Richtung muss die Rotorlage detektiert werden, daher die Bezeichnung „Rotororientierte Regelung“. Das Drehmoment wird daher unmittelbar durch die Stromkomponente  $i_q$  eingestellt, ähnlich wie bei der Gleichstrommaschine durch den Ankerstrom  $I_A$ . Die d-Komponente des Statorstroms wird

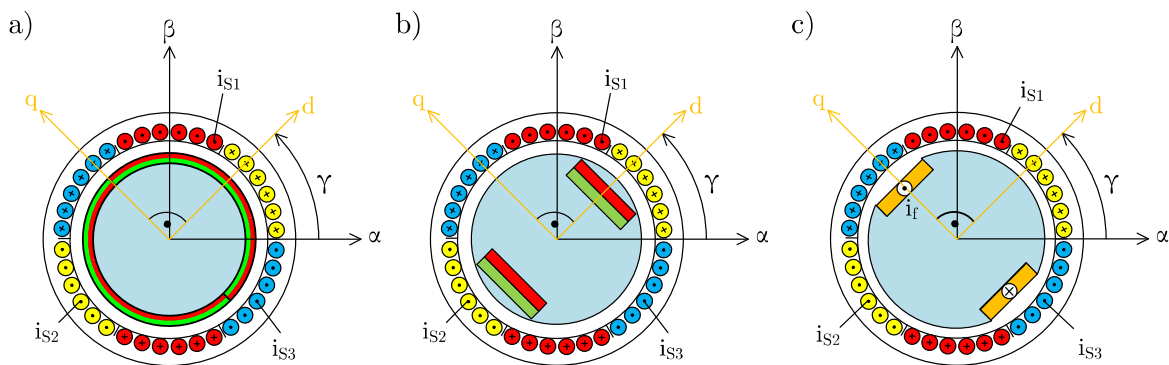


Abbildung 65: Beispiel für Bauformen des Synchronmotors ( $p = 1$ ):

a) Permanentmagnet erregt (oberflächenmontierte Magnete)

b) Permanentmagnet erregt (vergrabene Magnete, IPM)

c) Elektrisch erregt (Schenkelpolmotor)

Blau: Rotoreisen

Rot / Grün: Permanentmagnet (Nord- und Südpol)

Orange: Rotorwicklungen für den Erregerstrom  $i_f$

$\alpha\beta$ : Statorbezogenes Koordinatensystem, ausgerichtet an der Wicklungsachse S1

dq: Rotorbezogenes Koordinatensystem, ausgerichtet am Erregerfluss

im Grunddrehzahlbereich auf den Wert Null geregelt und bei hohen Drehzahlen zur Feldschwächung benutzt.

Bei der elektrischen erregten Synchronmaschine kann der Erregerfluss betriebspunktabhängig eingestellt werden. Der Schlüssel zum Verständnis der „richtigen“ Wahl des Erregerstroms liegt darin, dass die Eisenwege der Maschine die Summe aus dem Erregerfluss und dem von der Statorwicklung erzeugten Fluss führen müssen. Dieser Fluss schließt sich über das Eisen des Statorrückens und induziert in der Statorwicklung die Spannung  $\underline{U}_s = \frac{d\Psi_s}{dt}$  (Streuung hier nicht näher betrachtet). Wenn also der Motor gut ausgenutzt werden soll, wird  $\hat{\Psi}_S = \hat{\Psi}_{SN}$  gewählt mit  $\hat{U}_S = \hat{U}_{SN}$  bei Nenndrehzahl. Der Wert des Erregerstroms wird so eingeregelt, dass diese Bedingungen auch bei unterschiedlichen Belastungen erfüllt ist. Das Drehmoment wird dann über die Stromkomponente senkrecht zu  $\hat{\Psi}_S$  erzeugt, was zu dem Leistungsfaktor  $\cos(\varphi) = 1$  an den Klemmen der Maschine führt. Da der Statorstreufeldfluss nicht zur Drehmomentbildung beiträgt und nur Teile des Stator Eisens durchsetzt, wird zur Orientierung des für die Regelung benutzten Koordinatensystems der Hauptfluss  $\underline{\Psi}_h$  benutzt („Regelung auf konstanten Hauptfluss“). Diese Art der Regelung wird auch für das Antriebssystem „Stromrichteromotor“ (Load Commutated Inverter „LCI“) aus Abb. 66 verwendet, wobei allerdings die Richtung des Statorstromraumzeigers aufgrund der Ei-

genschaften des motorseitigen Stromrichters im Motorbetrieb nicht exakt senkrecht zum Hauptfluss eingestellt werden kann.

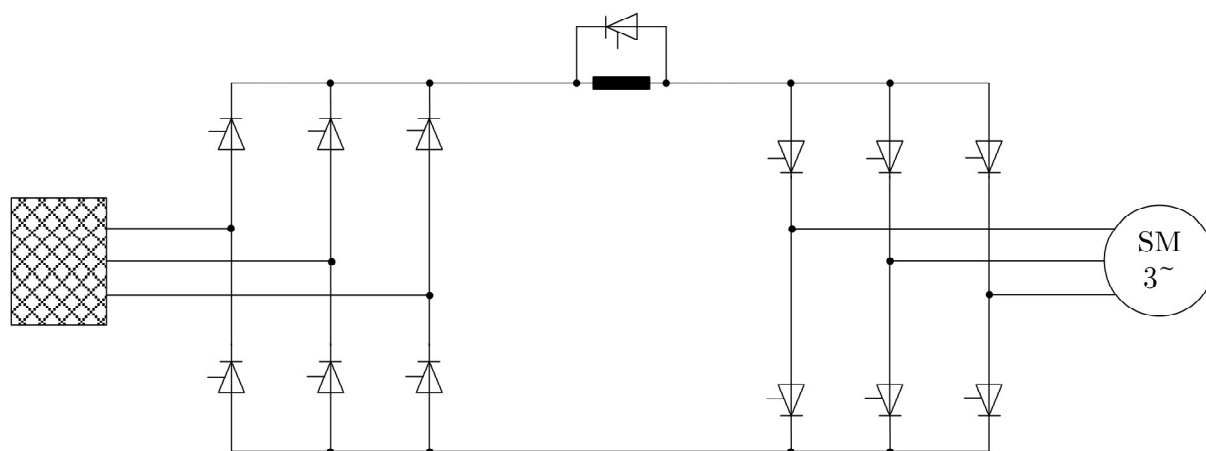


Abbildung 66: Prinzipschaltbild des Antriebssystems „Stromrichtermotor“

## Frequenzsteuerung

Bei der Frequenzsteuerung wird die Drehzahl durch die Statorfrequenz vorgegeben:

$$f_s = p \cdot n^* \quad (10.3)$$

Der Effektivwert des Statorspannung wird dabei frequenzproportional geführt, um den Stator genauso zu magnetisieren, wie es für den Nennpunkt projektiert wurde:

$$U_{SN} = 2\pi \cdot f_N \cdot \Psi_{SN} \quad (10.4)$$

Aus dem Induktionsgesetz folgt nämlich

$$\underline{u}_s = \frac{d\Psi_s}{dt} = \hat{\Psi}_s \cdot \frac{d(e^{j2\pi \cdot f_s \cdot t})}{dt} = 2\pi \cdot f_s \cdot \hat{\Psi}_s \cdot e^{j2\pi \cdot f_s \cdot t} = \hat{u}_s \cdot e^{j2\pi \cdot f_s \cdot t} \quad (10.5)$$

Damit ist die Amplitude des Statorspannungssystems  $\hat{u}_s = 2\pi \cdot f_s \cdot \hat{\Psi}_s$  und aus der Division durch die Spannung  $\hat{U}_{SN}$  im Nennpunkt folgt für  $\Psi_S = \Psi_{SN}$ :

$$\frac{\hat{u}_s}{\hat{U}_{SN}} = \frac{f_s}{f_{SN}} \quad (10.6)$$



und damit

$$U_S = \frac{f_S}{f_{SN}} \cdot U_{SN} \quad (10.7)$$

Der bei der realen Maschine auftretende Spannungsabfall an den ohmschen Widerständen der Statorwicklung muss durch eine entsprechende Anhebung der Statorspannung um  $R_S \cdot \dot{i}_s$  kompensiert werden („Voltage Boost“), die sich insbesondere bei niedrigen Drehzahlen bemerkbar macht (Abb. 67).

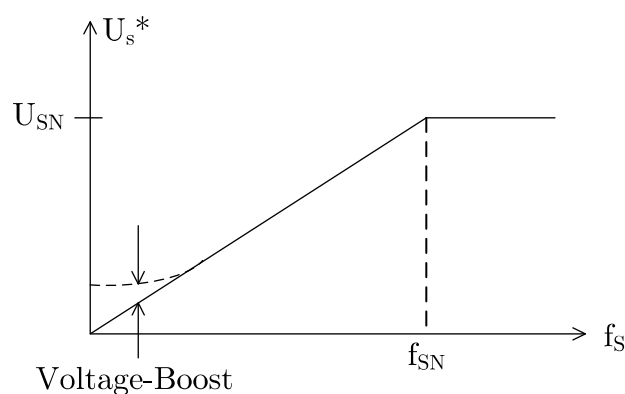


Abbildung 67: Spannungs-Frequenz-Kennlinie der Synchronmaschine bei Frequenzsteuerung

Unabhängig davon, ob die Maschine mit der Frequenzsteuerung oder eine der im Folgenden beschriebenen Regelverfahren betrieben wird, ist die vom Rotor in den Statorwicklungen induzierte Spannung im quasistationären Zustand frequenzproportional. Das Gleiche gilt auch für die Spannungsabfälle an den Reaktanzen der Maschine wegen

$$\Delta U = X \cdot I_s = \omega \cdot L \cdot I_s \quad (10.8)$$

Die Frequenzsteuerung wurde in der Vergangenheit für parallelgeschaltete Synchronmotoren mit nur langsam veränderlicher Drehzahl eingesetzt, z. B. Spinnmaschinen. Für Einzelantriebe und höhere dynamische Anforderungen wird heute überwiegend die im folgenden Abschnitt behandelte Rotororientierte Regelung eingesetzt.

## Rotororientierte Regelung

Den folgenden Überlegungen liegt eine idealisierte Synchronmaschine mit sinusförmigen Verlauf der magnetischen Feldstärke im Luftspalt, vernachlässigbarer Streuung und idealen Eisenwegen ( $\mu_{Fe} \rightarrow \infty$ ) zu Grunde (Abb. 68).

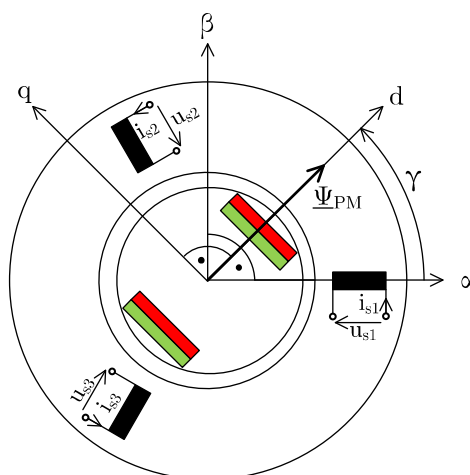


Abbildung 68: Prinzipschaltbild (Schnitt) der Synchronmaschine mit vergrabenen Magneten zur Definition der Koordinatensysteme  $\alpha\beta$  und  $dq$  sowie der Statorströme und -spannungen

Die Zusammenhänge zwischen den Strömen und Spannungen werden in der Vorlesung „Systemanalyse und Betriebsverhalten der Drehfeldmaschinen“ behandelt. Dort wird auch die Umwandlung der Stranggrößen in die Raumzeigerdarstellung vorgenommen und die Darstellung von statorfesten  $\alpha\beta$ -Koordinatensystems ins rotorbezogene (=erregerbezogene)  $dq$ -Koordinatensystem transformiert. Dabei werden die für den Fluss in  $d$ -Richtung und in  $q$ -Richtung unterschiedlichen magnetischen Leitwerte berücksichtigt, was in der Statorspannungsgleichung zu unterschiedlichen Induktivitäten  $L_d$  und  $L_q$  führt (Abb. 69). Für Motoren mit rotationssymmetrischen Läufer und konstantem Luftspalt gilt dann  $L_q = L_d$ .

Das Drehmoment wird durch das Zusammenwirken des vom Rotor erzeugten Erregerflusses  $\Psi_f$  mit dem Stromkomponenten  $i_d$  und  $i_q$  (Abb. 70) erzeugt:

$$M_d = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [\Psi_f \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q] \quad (10.9)$$

Der erste Summand in der Klammer ist das „synchrone Moment“, das durch Zusammenwirken des von Permanentmagneten oder der Feldwicklung erzeugten Magnetfelds mit den Ständerströmen gebildet wird. Der zweite Summand ist das „Reluktanzmoment“, das durch

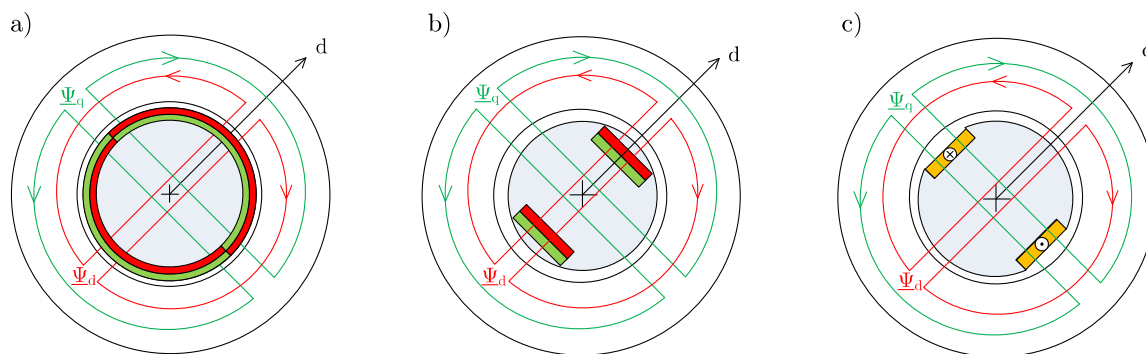


Abbildung 69: Beispielhafte Feldlinien der Flüsse  $\Psi_d$  und  $\Psi_q$ ;

a) beim rotationssymmetrischen Rotor ( $L_d = L_q$ )

b) beim Rotor mit vergrabenen Magneten ( $L_d < L_q$ )

c) beim Schenkelpolrotor ( $L_d > L_q$ )

Anmerkung: Die Magneten bzw. die Erregerwicklung erzeugen nur  $\Psi_d$

die unterschiedlichen Anziehungskräfte des Poles und der Polücke im Zusammenwirken mit den Ständerströmen entsteht.

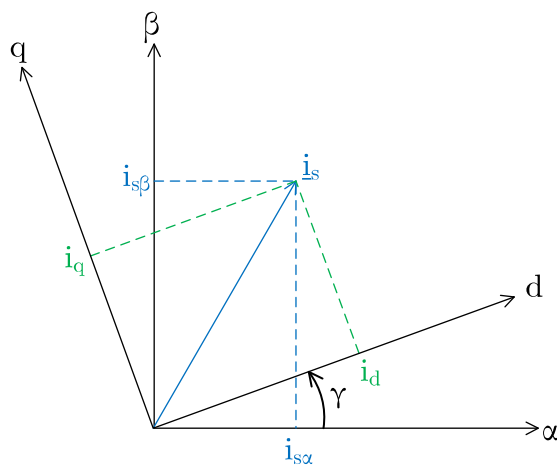


Abbildung 70: Stromkomponenten des Statorstroms

### Regelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine mit $L_d = L_q$ im Grunddrehzahlbereich

Das Regelschema hängt stark davon ab, ob  $L_d$  und  $L_q$  den gleichen Wert haben. Beim rotationssymmetrischen Rotor (Abb. 69c) tritt kein Reluktanzmoment auf, daher ist  $i_q$

allein maßgeblich für das Drehmoment. Um die Statorverluste gering zu halten wird daher im Grunddrehzahlbereich nur  $i_q$  benutzt und  $i_d$  auf den Wert Null geregelt.

$$i_q^* = \frac{M_{el}^*}{\frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_f} \quad (10.10)$$

$$i_d^* = 0 \quad (10.11)$$

Zur Einstellung von  $i_d$  und  $i_q$  benutzt man die Stromregelung im rotorbezogenen dq-Koordinatensystem: Die Analyse der Zusammenhänge zwischen Strömen und Spannungen (z. B. in der Vorlesung SBD oder dem Buch [1] führt auf):

$$u_d = R_s \cdot i_d - \dot{\gamma} \cdot \Psi_q + \dot{\Psi}_d; \quad \Psi_d = L_d \cdot i_d + \Psi_f \quad (10.12)$$

$$u_q = R_s \cdot i_q + \dot{\gamma} \cdot \Psi_d + \dot{\Psi}_q; \quad \Psi_q = L_q \cdot i_q \quad (10.13)$$

Daraus folgt das Modell der Stromregelstrecke im rotororientierten Koordinatensystem (Abb. 71):

$$u_d = R_s \cdot i_d - \dot{\gamma} \cdot L_q \cdot i_q + L_d \cdot \dot{i}_d \quad (10.14)$$

$$u_q = R_s \cdot i_q + \dot{\gamma} \cdot L_d \cdot i_d + L_q \cdot \dot{i}_q + \dot{\gamma} \cdot \Psi_f \quad (10.15)$$

Die Stromregelstrecke hat damit die gleiche Struktur wie in Abb. 61 und das Regelschema Abb. 72 entsteht mit leichten Abwandlungen aus Abb. 57.

### Feldschwächung bei der PSM mit rotationssymmetrischen Rotor

Entsprechend den Spannungsgleichungen (Formeln (10.14) und (10.15)) beträgt die Amplitude der Statorspannungen bei einer Regelung nach Abb. 72 unter Vernachlässigung des elektrischen Widerstandes sowie im stationären Betrieb:

$$\hat{u}_s = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} = \sqrt{(\dot{\gamma} \cdot L_q \cdot i_q)^2 + (\dot{\gamma} \cdot \Psi_{PM})^2} = \dot{\gamma} \cdot \sqrt{(L_q \cdot i_q)^2 + \Psi_{PM}^2} \quad (10.16)$$

Im Grunddrehzahlbereich ist das entsprechende Spannungszeigerdiagramm mit dem Index G grau schraffiert im Abb. 73 dargestellt. Mit steigender Drehzahl  $\dot{\gamma}$  benötigt man eine steigende Amplitude der Statorspannung  $\hat{u}_s$ . Wird die maximale Spannung des Umrichters oder des Motors erreicht, kann eine höhere Drehzahl nur dadurch eingestellt werden, dass die Statorspannung durch eine zusätzliche Stromkomponente  $i_{d,F} < 0$  abgesenkt wird. In

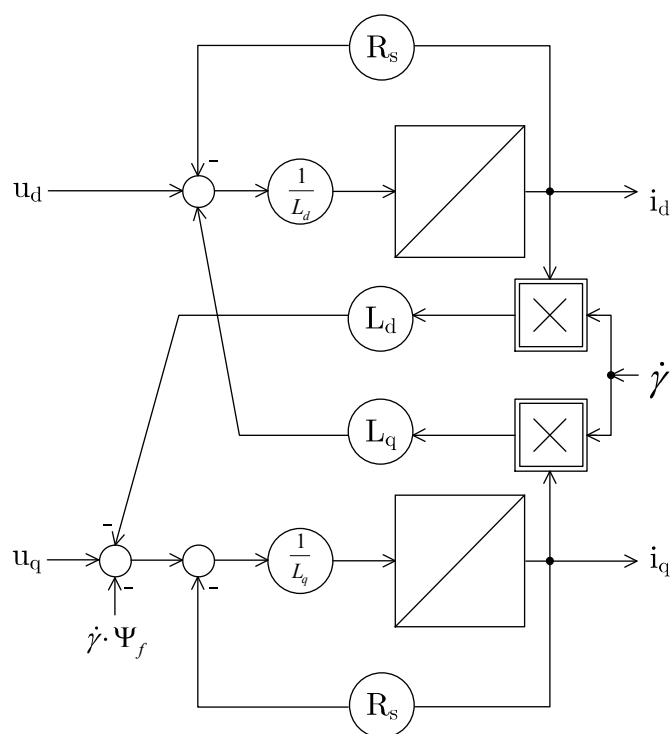


Abbildung 71: Regelungstechnisches Strukturbild der Stromregelstrecke bei der Synchronmaschine mit konstanter Erregung im rotorbezogenen Koordinatensystem

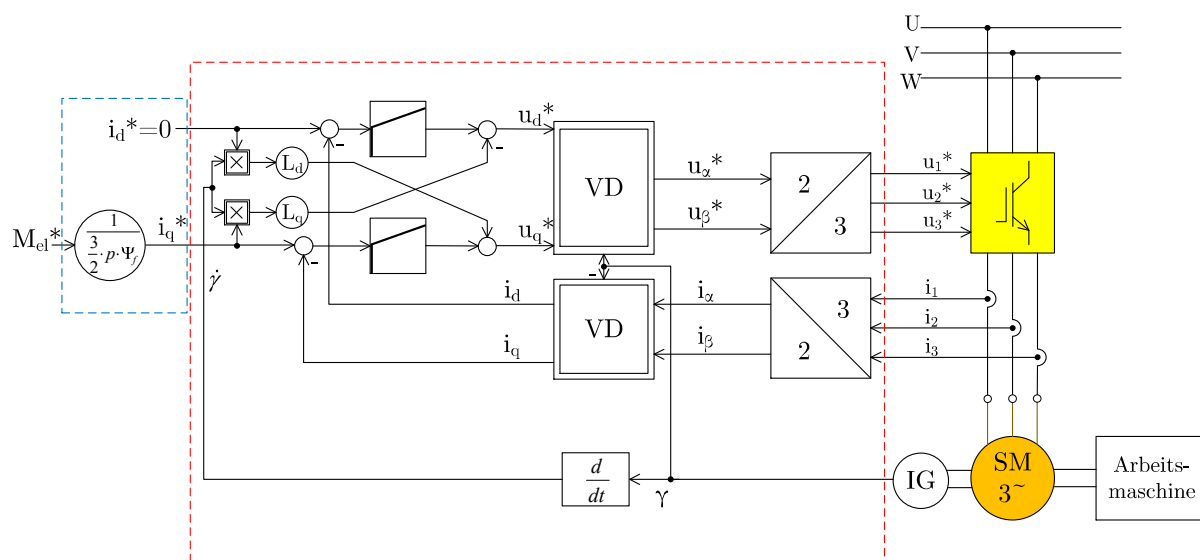


Abbildung 72: Signalflussplan der Rotororientierten Regelung der Permanentenerregten Synchronmaschine (roter Kasten) mit Sollwertvorgabe für den Grunddrehzahlbereich des Motors mit rotationssymmetrischen Rotor (blauer Kasten) (LG = Lagegeber; SM = Synchronmaschine).

Abb. 73 sind die Zeigerdiagramme an der Grenze des Grunddrehzahlbereichs (Index G) und im Feldschwächbereich (Index F) dargestellt.

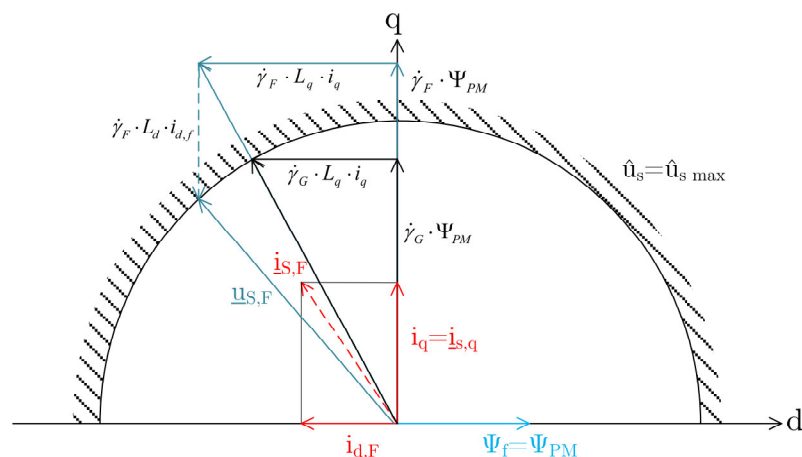


Abbildung 73: Spannungszeigerdiagramm der Permanentmagnet-Synchronmaschine mit  $L_d = L_q$  im Grunddrehzahlbereich (Index G, grau) und im Feldschwächbereich (Index F, blau). Stromzeigerdiagramm in rot, durchgezogene Linie im Grunddrehzahlbereich, gestrichelte Linie in Feldschwächbereich

Die Abb.73 zeigt deutlich, dass die Einstellung der höheren Drehzahl durch eine größere Amplitude des Statorstroms erkauft wird. Erreicht der Statorstrom den für die Maschine oder den Stromrichter zulässigen Maximalwert  $i_{S,max}$ , kann eine höhere Drehzahl nur durch Absenken des Drehmoment Sollwerts erreicht werden, um die Bedingung

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{S,max} \quad (10.17)$$

einzuhalten.

### Regelung der PSM mit $L_d < L_q$ im Grunddrehzahlbereich

Die rotororientierte Regelung gemäß Abb. 72 funktioniert auch für Maschinen mit  $L_d \neq L_q$ , führt aber nicht zu minimalen Verlusten. Die Drehmomentenformel (10.9) zeigt, dass auch die Stromkomponente  $i_d$  einen Beitrag zum Drehmoment leisten kann. Eine Optimierungsrechnung, die in [1, Kap. 16.7.1] ausführlich dargestellt ist, ergibt den optimalen

Zusammenhang hinsichtlich der minimalen Stromwärmeverluste in der Motorwicklung für  $L_d < L_q$  („Maximales Moment pro Ampere“- (MMPA)- Kennlinie (Abb. 74)):

$$I_d = \frac{-\Psi_{PM}}{2 \cdot (L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\Psi_{PM}^2}{4 \cdot (L_d - L_q)^2} + I_q^2} \quad (10.18)$$

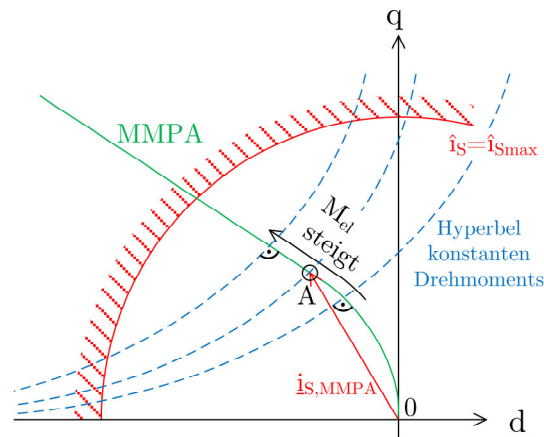


Abbildung 74: Darstellung des MMPA-Kennlinie, des Stromraumzeigers für geringstmögliche Stromwärmeverluste (Beispiel) und der Stromgrenze des Statorstrom im Motorbetrieb

Das für jede Kombination aus  $i_d$  und  $i_q$  erzielte Drehmoment wird durch Einsetzen der Werte in die Formel (10.9) bestimmt.

### Feldschwächung bei der PSM mit vergrabenen Magneten ( $L_d < L_q$ )

Die aus der MMPA-Kennlinie resultierenden Arbeitspunkte können bei steigender Drehzahl nicht mehr eingestellt werden (Abb. 75), da die Spannung  $\dot{\gamma} \cdot \Psi_{PM}$  sich der maximalen Spannung  $\hat{u}_{s,max}$  nähert. Ist der Maximalstrom noch nicht ausgeschöpft, kann das Drehmoment zunächst aufrecht erhalten werden, bis der zusätzliche für die Feldschwächung eingesetzte Strom  $i_{d,f}$  zum Erreichen der Stromgrenze führt. Der Arbeitspunkt A wandert mit steigender Drehzahl auf einer Hyperbel konstanten Drehmoments bis zur Strombegrenzung (Punkt B). Wenn der Punkt B erreicht ist, dann muss das Drehmoment gegenüber dem bisherigen Wert vermindert werden, wenn die Drehzahl weiter erhöht werden soll. Der Strom  $i_d$  wird vergrößert und  $i_q$  verkleinert, so dass der Maximalstrom  $i_{s,max} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$

ausgeschöpft wird. Der Arbeitspunkt läuft auf dem Strombegrenzungskreis Richtung d-Achse, bis der Schnittpunkt mit der Kennlinie „Maximales Moment pro Volt“ (MMPV) erreicht wird (Punkt C). Die MMPV-Kennlinie ist das Ergebnis einer Optimierungsrechnung, das die Kombinationen von  $i_d$  und  $i_q$  beschreibt, wenn das maximale Drehmoment bei vorgegebenen Hauptfluss (unter Vernachlässigung des Streuflusses bei vorgegebenen Statorfluss,  $\Psi_s = \frac{U_s}{\dot{\gamma}}$ ) erreicht werden soll. Diese Optimierungsrechnung ergibt, dass hier zum Erzielen des maximalen Drehmoments keineswegs der Maximalstrom erforderlich ist. Bei weiterer Drehzahlerhöhung verlässt der Betriebspunkt die Strombegrenzung bei C und wandert auf der MMPV-Kennlinie unter weiterer Reduzierung des Drehmoments bis zum Punkt D, wo der gesamte Maximalstrom zur Schwächung des Permanentmagnetflusses eingesetzt wird und kein Drehmoment mehr abgegeben wird.

In der Praxis ist darauf zu achten, dass beim Ausfall des Stromrichters im Feldschwächebetrieb in den Statorwicklungen die Spannung  $\dot{\gamma} \cdot \Psi_{PM}$  induziert wird, was zu hohen Strömen und einem plötzlich auftretenden Bremsmoment sowie einer erhöhten Spannungsbelastung des Stromrichters führt.

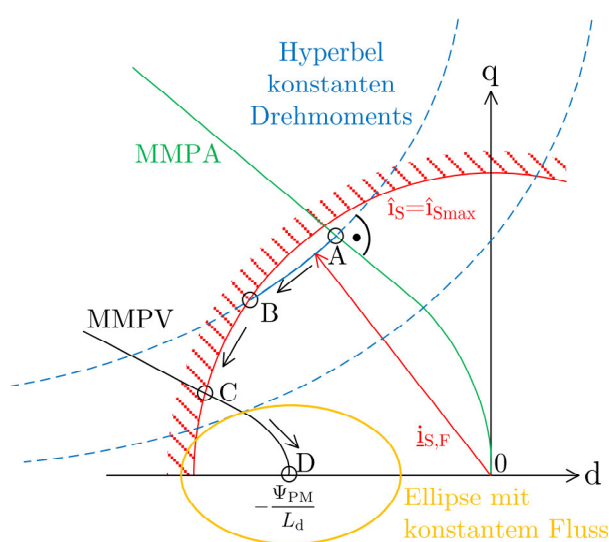


Abbildung 75: Weg der Spitze des Statorstromraumzeigers in der Feldschwächung mit steigender Drehzahl von Punkt A bis D.

Zur Anwendung dieser Steuermethoden werden die Kennlinien aus Abb. 75 entweder aus den Maschinenparametern errechnet oder an der Maschine gemessen und in Tabellen abgelegt. Je nach der Drehzahl und dem Solldrehmoment wird die aktuell anzuwendende Kennlinie ermittelt und daraus das Wertepaar  $i_d^*$  und  $i_q^*$  bestimmt, das der Stromregelung (roter Kasten) nach Abb. 72 vorgegeben wird.



## Die Regelung der elektrisch erregten Synchronmaschine

Synchronmaschinen im MW-Bereich werden oft elektrisch erregt, z. B. Walzwerkshauptantriebe, Erzmühlen und Windkraftgeneratoren. Die Regelung des Erregerstroms erleichtert die Realisierung der Feldschwächung, da der Erregerstrom bei höheren Drehzahlen verringert werden kann und keine feldschwächende Statorstromkomponente wie bei der permanentmagneterregten Synchronmaschine erforderlich ist. Die Regelung des Erregerstroms kann weiterhin dazu eingesetzt werden, die magnetische Ausnutzung im Grunddrehzahlbereich zu verbessern. Unter Vernachlässigung des ohmschen Statorspannungsabfalls und des Statorstreuungsabfalls gilt:

$$\underline{U}_S = j \cdot \omega_s \cdot \underline{\Psi}_h \quad (10.19)$$

Für einen konstanten Hauptfluss  $\Psi_h$  muss die induzierte Spannung  $\underline{U}_P$  lastabhängig angepasst werden: In dem quasistationären Zustand gilt unter Vernachlässigung des Statorwiderstands und der Streuung sowie dem Verbraucherzählpeilsystem (vgl. Abb. 64):

$$\underline{U}_S = \underline{U}_P + j \cdot X_S \cdot \underline{I}_S \quad (10.20)$$

Legen wir  $\underline{U}_S$  als Bezugsrichtung  $s_q$  fest (Abb. 76), wird der Statorstrom zum blindleistungsfreien Übertragen einer Leistung

$$\underline{I}_S = I_{sq} \quad (10.21)$$

und der Erregerstrom wird proportional zur Polradspannung

$$U_P = \sqrt{U_S^2 + X_S^2 \cdot I_{sq}^2} \quad (10.22)$$

ausgedrückt in Strömen

$$\Psi_F \sim i_F \sim \frac{U_P}{X_S} = \sqrt{\frac{U_S^2}{X_S^2} + I_{sq}^2} \quad \text{mit } X_S = \omega_s \cdot L_d = \omega_s \cdot L_q. \quad (10.23)$$

Dieser Zusammenhang wird in einem Feldstromsollwertrechner ausgewertet, der den Vorgabewert für die Erregerstromregelung ermittelt, so dass der Hauptfluss belastungsunabhängig wird (Abb. 77).

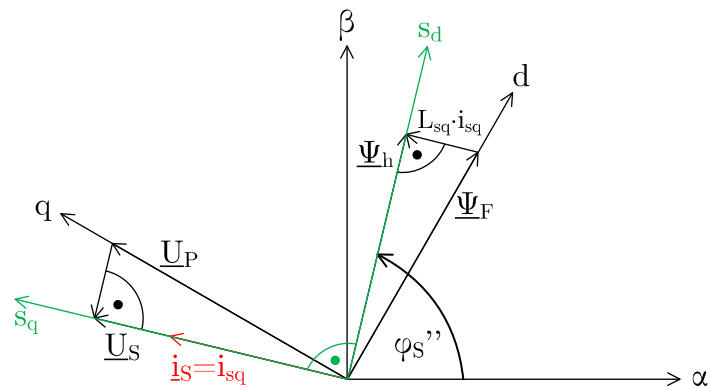


Abbildung 76: Koordinatenachsen dq der rotorflussorientierten Regelung und Koordinatenachsen  $s_d s_q$  der hauptflussorientierten Regelung sowie Zeigerdiagramm der elektrisch erregten Synchronmaschine mit  $\cos(\varphi) = 1$

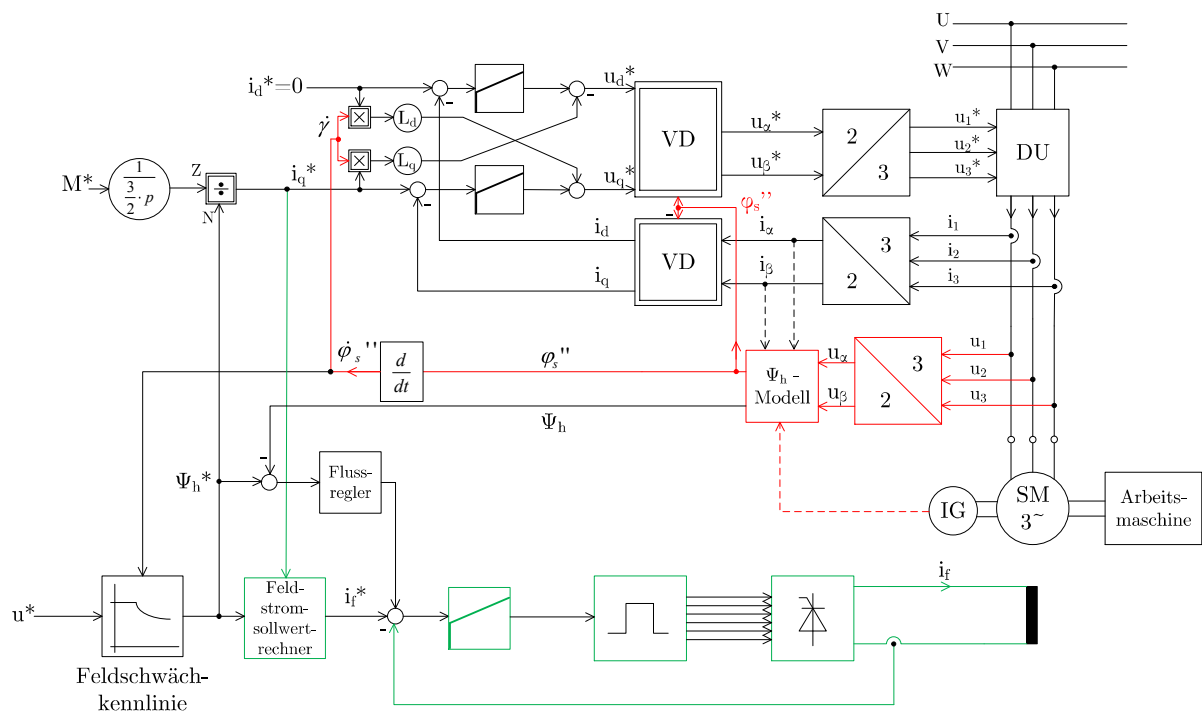


Abbildung 77: Regelung der fremderregten Synchronmaschine auf konstanten Hauptfluss mit  $\cos(\varphi) = 1$

(DU = Direktumrichter) grün : Regelung des Erregerstroms  
 (LG = Lageregler) rot : Orientierung auf den Hauptfluss

Das Drehmoment berechnet sich aus dem Hauptfluss und dem Statorstrom zu

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Im\{\underline{\Psi}_h^* \cdot \underline{i}_S\}, \quad (10.24)$$

d. h. durch das Produkt aus Hauptflussbetrag und der Projektion des Statorstromraumzeigers auf die Richtung des Hauptflusses. Damit können wir die Drehmomentregelung ähnlich wie bei der permanentmagneterregten Synchronmaschine anlegen, allerdings mit dem Unterschied, dass die Stromregelung in einem am Hauptfluss orientierten Koordinatensystem erfolgt. Der Orientierungswinkel ist jetzt nicht mehr die Rotorlage  $\gamma$ , sondern die mit Hilfe eines Strom- oder Spannungsmodells berechnete Lage des Hauptflusses  $\varphi_s''$ .

### Der Stromrichtermotor

Unter der Bezeichnung „Stromrichtermotor“ (Load Commutated Inverter - LCI) versteht man ein Antriebssystem mit den Leistungskomponenten nach Abb. 78.

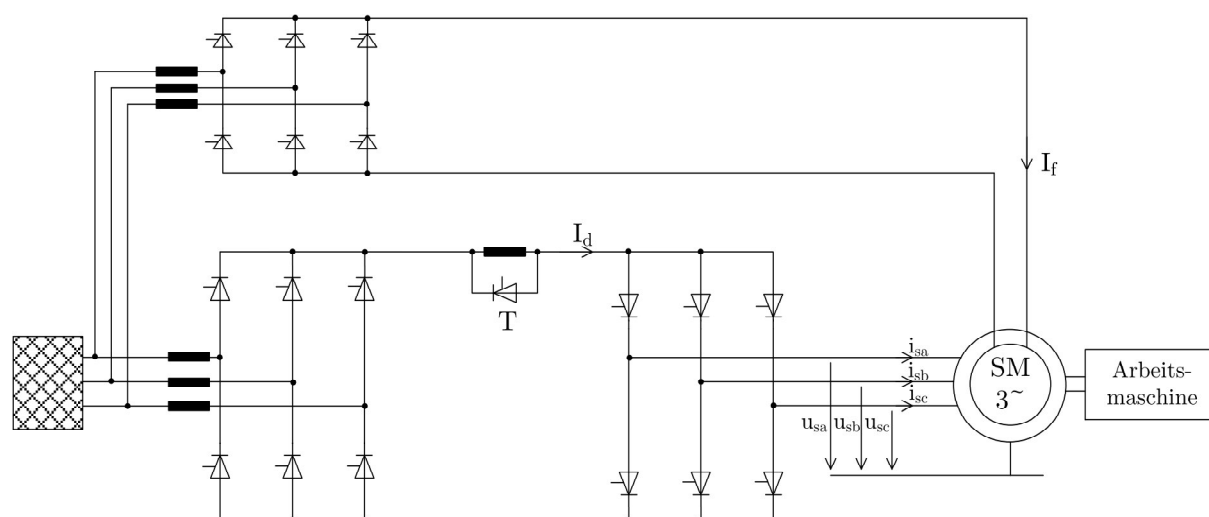


Abbildung 78: Leistungsteil des Stromrichtermotors

Aufgrund des einfachen und robusten Aufbaus eignet sich dieses Antriebssystem für schnell laufende Antriebe hoher Leistung z. B. Turbokompressoren bis etwa  $f_s = 200\text{Hz}$  und  $P_{el} > 100\text{MW}$ .

Der maschinenseitige Stromrichter wird im Motorbetrieb mit  $\alpha = \alpha_w$  an der Wechselrichtertrittgrenze und mit  $\alpha = 0^\circ$  im Generatorbetrieb angesteuert (siehe Abb. 79). Damit wird der Phasenwinkel des Maschinenstroms in der Nähe von  $\varphi_1 = 0^\circ$  im Motorbetrieb und  $\varphi_1 = 180^\circ$  im Generatorbetrieb eingestellt und die Regelung entspricht damit weitgehend,

der im vorhergehenden Kapitel behandelten am Hauptfluss orientierten Regelung (Abb. 77). Der Wert des Drehmoments wird über die Stromregelung des netzseitigen Stromrichters eingestellt [6, Kap. 3.2.1].

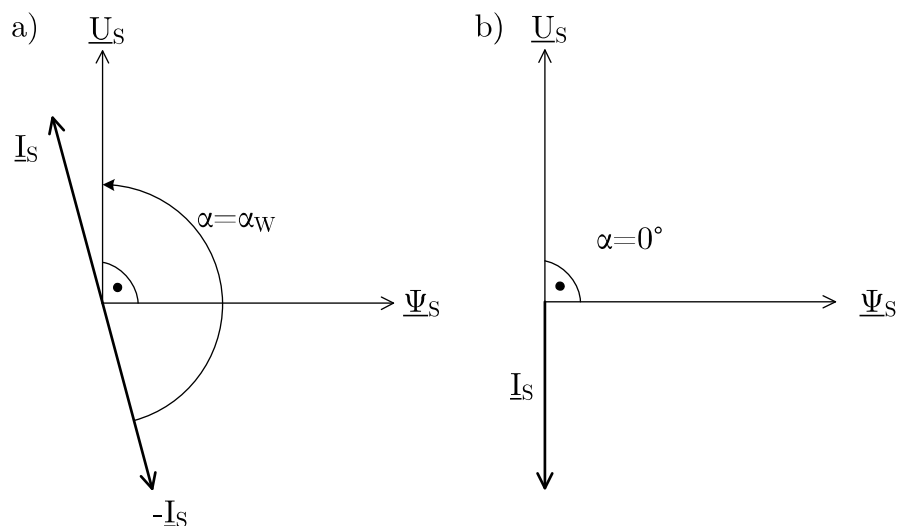


Abbildung 79: Raumzeiger der Grundschnungen der Statorspannung  $\underline{U}_S$  und des Statorstroms  $\underline{I}_S$  im

a) Motorbetrieb mit  $\alpha = \alpha_w$

b) Generatorbetrieb mit  $\alpha = 0^\circ$

unter Vernachlässigung des Einflusses der Kommutierung

Da immer nur ein Thyristor in der oberen und ein Thyristor in der unteren Brückenhälfte des motorseitigen Stromrichters leitet und eine schnelle Taktung wegen der fehlenden Abschaltfähigkeit der Thyristoren nicht möglich ist, bilden die Motorströme Blöcke mit überlagerter sechspulsiger Welligkeit des Speisernetzes (Abb. 80).

Bei kleinen Drehzahlen wird der Gleichstrom  $I_d$  durch Zünden des Thyristors T zur Unterstützung der Weiterschaltung des Stromes von einem motorseitigen Thyristor zum nächsten Thyristor und Wechselrichterbetrieb des netzseitigen Stromrichters kurzzeitig auf den Wert null gebracht. Dadurch, dass der Stromraumzeiger des Motors nur 6 verschiedenen Lagen annehmen kann (Abb. 81), hat das Drehmoment eine recht hohe 6-pulsige Welligkeit bezogen auf die Statorfrequenz, was zu hohen Drehzahlpulsationen bei niedriger Drehzahl führt (Abb. 82).

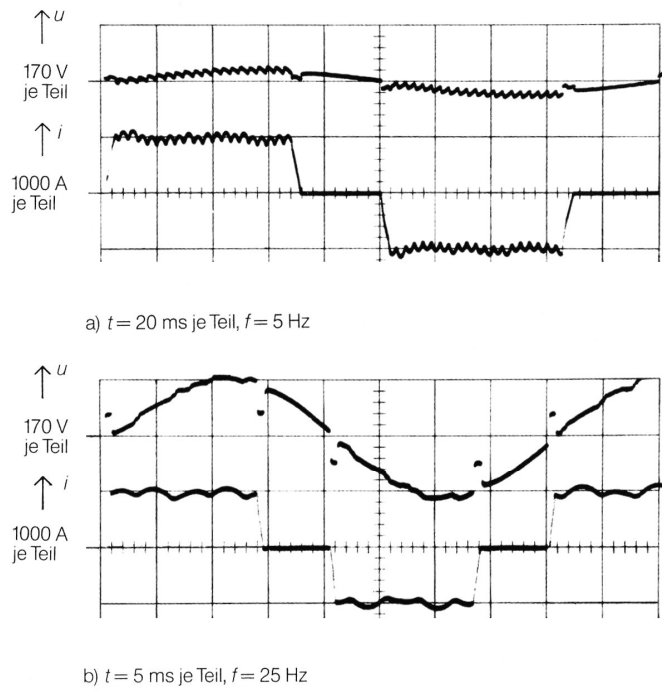


Abbildung 80: Zeitverläufe je einer Statorspannung und eines Statorstroms der Synchronmaschine eines Stromrichter-motors bei  $f_s = 5\text{Hz}$  und  $f_s = 25\text{Hz}$  aus [7, S. 20]

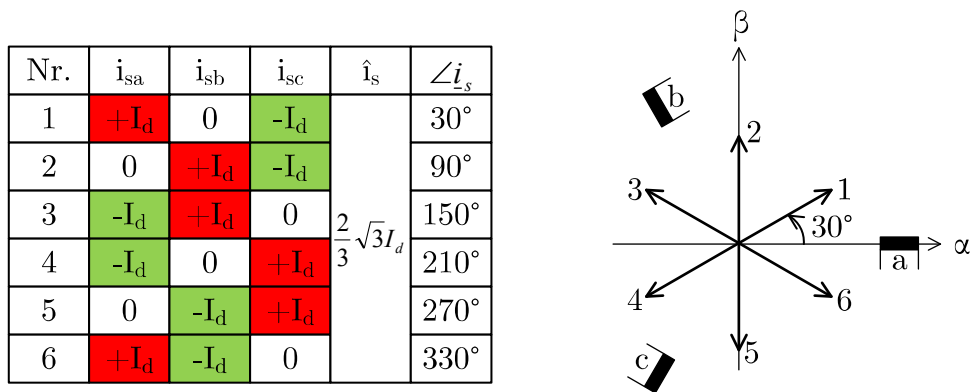


Abbildung 81: Tabelle der Wicklungsströme und mögliche Lagen des Stromraumzeigers  $\underline{I}_S$  beim Stromrichtermotor

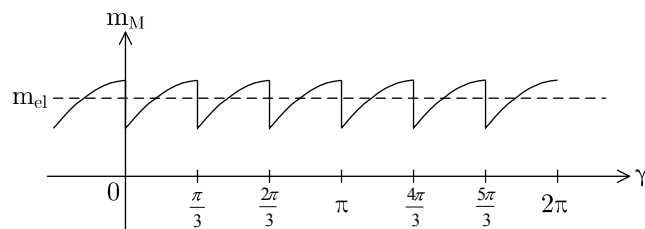


Abbildung 82: Verlauf des elektrisch erzeugten Drehmoments  $m_{el}$  in Abhängigkeit vom Drehwinkel  $\gamma$  ( $p = 1$ ) bei  $\alpha = 150^\circ$  unter Vernachlässigung der Kommutierung [6, S. 86]

# 11 Regelung der Asynchronmaschine

## Übersicht

Für die durchaus anspruchsvolle Regelung der Asynchronmaschine gibt es von der Methode her unterschiedliche Ansätze, die sich in den Anforderungen an die Signalverarbeitung und Messwerverfassung, aber auch in den Eigenschaften unterscheiden:

1. Spannungs-Frequenz-Steuerung

Die Amplitude des Statorflusses wird konstant gehalten, indem der Effektivwert der Statorspannung im Wesentlichen frequenzproportional geführt wird. Der Betriebspunkt und damit das Drehmoment stellt sich lastabhängig ein. Diese Steuerungsmethode ist gut geeignet für Antriebe mit geringen Anforderungen an die Dynamik und das Verhalten um Drehzahl Null.

2. (a) Feldorientierte Regelung

Die stromrichterbedingten Oberschwingungen werden vernachlässigt und das Drehmoment der Asynchronmaschine wird durch die Einprägung der Statorströme geregelt. Zur Einstellung des Drehmoments und des Flusses wird die räumliche Lage des Rotorflusses benötigt. Die Lage des Rotorflusses wird aus Messwerten der Statorspannungen und Statorströmen des Motors (Spannungsmodell) oder aus Messwerten der Motorströme und der Rotorfrequenz (Strommodell) mit Hilfe von Teilmodellen der Asynchronmaschine errechnet.

- (b) Indirekte Feldorientierung

Hier werden die Ströme nach Betrag und Phasenlage so eingepreßt, wie es das vorgegebene Drehmoment und der Fluss des Motors erfordern. Die im Strommodell bei der Feldorientierung benutzten Zusammenhänge werden hier zur Ermittlung der Stromsollwerte benutzt.

Die Feldorientierte Regelung und die indirekte Feldorientierung sind für Antriebe mit höchsten dynamischen Anforderungen und auch für Antriebe mit Drehmomentvorgabe geeignet.

3. (a) Direkte Selbstregelung (Direct Torque Control)

Bei der direkten Selbstregelung wird der unmittelbare Einfluss der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung auf den Statorfluss und das Drehmoment in das Regelverfahren einbezogen. Die Flussamplitude und das Drehmoment werden mit Zweipunktreglern geregelt. Für die Berechnung des Drehmoments

sind ähnliche Teilmodelle der Asynchronmaschine wie bei der Feldorientierung nötig. Einer vergleichsweise einfach zu erreichenden hohen Dynamik stehen Einbußen in der Sinusform der Statorströme gegenüber.

(b) Indirekte Statorgrößenregelung

Die Grundideen der Direkten Selbstregelung - Regelung des Statorflusses und des Drehmoment ohne Regelung der Statorströme - wird in ein Regelschema eingebracht, bei dem ein Steuersatz mit Raumzeigermodulation verwendet wird. Dadurch werden die Statorströme insbesondere im Bereich der Drehzahl Null ähnlich wie bei der Feldorientierung nahezu sinusförmig.

4. Prädiktive Regelung

Bei den Prädiktiven Regelungen werden die Auswirkungen möglicher zukünftiger Stelleingriffe (z. B. Schaltzustände des Stromrichters) voraus berechnet und der bestgeeignete Stelleingriff ausgewählt. Obwohl die Signalverarbeitungskapazität durch die stetig Verbesserung der Mikrorechner stark angestiegen ist, stößt die Vorberechnung doch schnell an Grenzen. Neuere Vorschläge benutzen daher auch Schaltzustandsabfolgen wie bei der Raumzeigermodulation, um die Regelabweichungen in Fluss und Drehmoment im kommenden Abtastintervall auf Null zu bringen.

## Spannungs-Frequenz-Steuerung

Für die Begründung des Regelverfahrens genügt das Einphasige Ersatzschaltbild (nach Abb. 83) der Drehstromasynchronmaschine im quasistationären Betrieb für komplexe Effektivwerte [8, Kapitel 7.3].

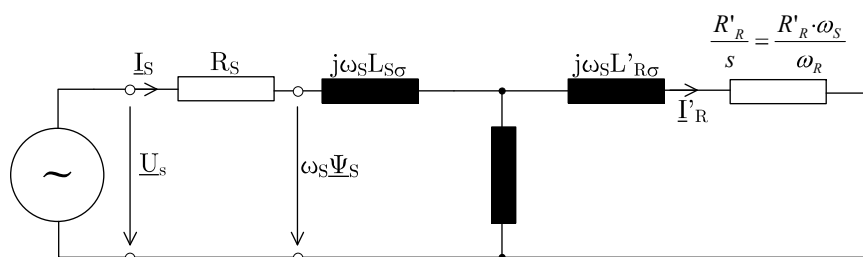


Abbildung 83: Einphasiges Ersatzschaltbild der Drehstromasynchronmaschine

Wenn wir die Asynchronmaschine mit veränderlicher Statorfrequenz betreiben, ist die Verwendung des Schlupfs als Parameter nicht mehr hilfreich und wir führen die Kreisfrequenz der elektrischen Vorgänge im Rotor  $\omega_R$  ein:

$$s = \frac{\omega_{syn} - p \cdot \Omega}{\omega_{syn}} = \frac{\omega_R}{\omega_{syn}} \quad (11.1)$$

Des Weiteren gilt für  $\omega_R \ll \omega_{syn}$ , dass das Drehmoment proportional zur Rotorkreisfrequenz  $\omega_R$  ist:

$$M_i \sim \omega_R \quad (11.2)$$

Mit Hilfe der Gleichung (11.1) können wir die für Nennspannung und Nennfrequenz gültige Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie für beliebige Statorfrequenzen  $\omega_s$  verwenden, wenn der Statorfluss  $\Psi_s$  dem Wert bei Nennspannung entspricht (siehe Abb. 84):

$$\frac{U_{SN}}{\omega_{SN}} \approx \Psi_s \stackrel{!}{=} \frac{U_s}{\omega_s} \quad \text{für } R_s \cdot I_s \ll \omega_s \Psi_s \quad (11.3)$$

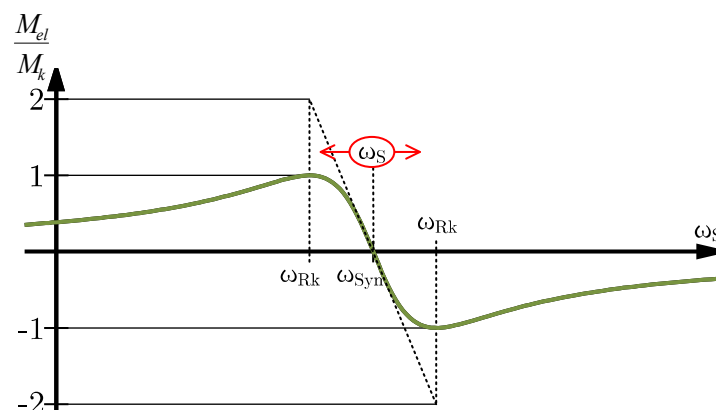


Abbildung 84: Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie bei  $\Psi_s = \text{konst.}$  und frei vorgegebbarer Statorkreisfrequenz  $\omega_s$

Der Spannungsabfall am Statorwiderstand fällt bei Nennfrequenz kaum ins Gewicht. Er muss aber bei niedrigen Statorfrequenzen  $\omega_s$  möglichst phasenrichtig in der Vorgabe der Statorspannung berücksichtigt werden (siehe Abb. 85).

Die belastungsabhängige Anhebung der Spannungskennlinie in der Signalverarbeitung des Stromrichters erfordert die Messung des Statorstroms und wird als „Auto Boost“ bezeichnet.



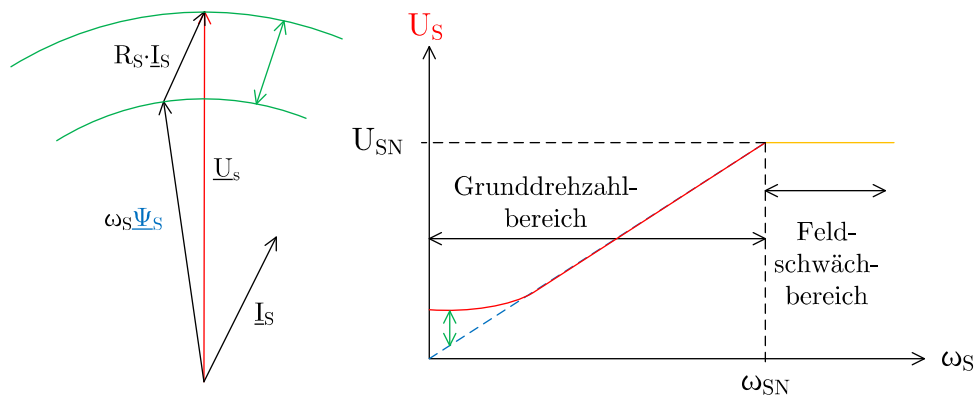


Abbildung 85: Zeigerdiagramm zur belastungsabhängigen Anhebung der Statorspannung und Spannungs-Frequenz-Kennlinie

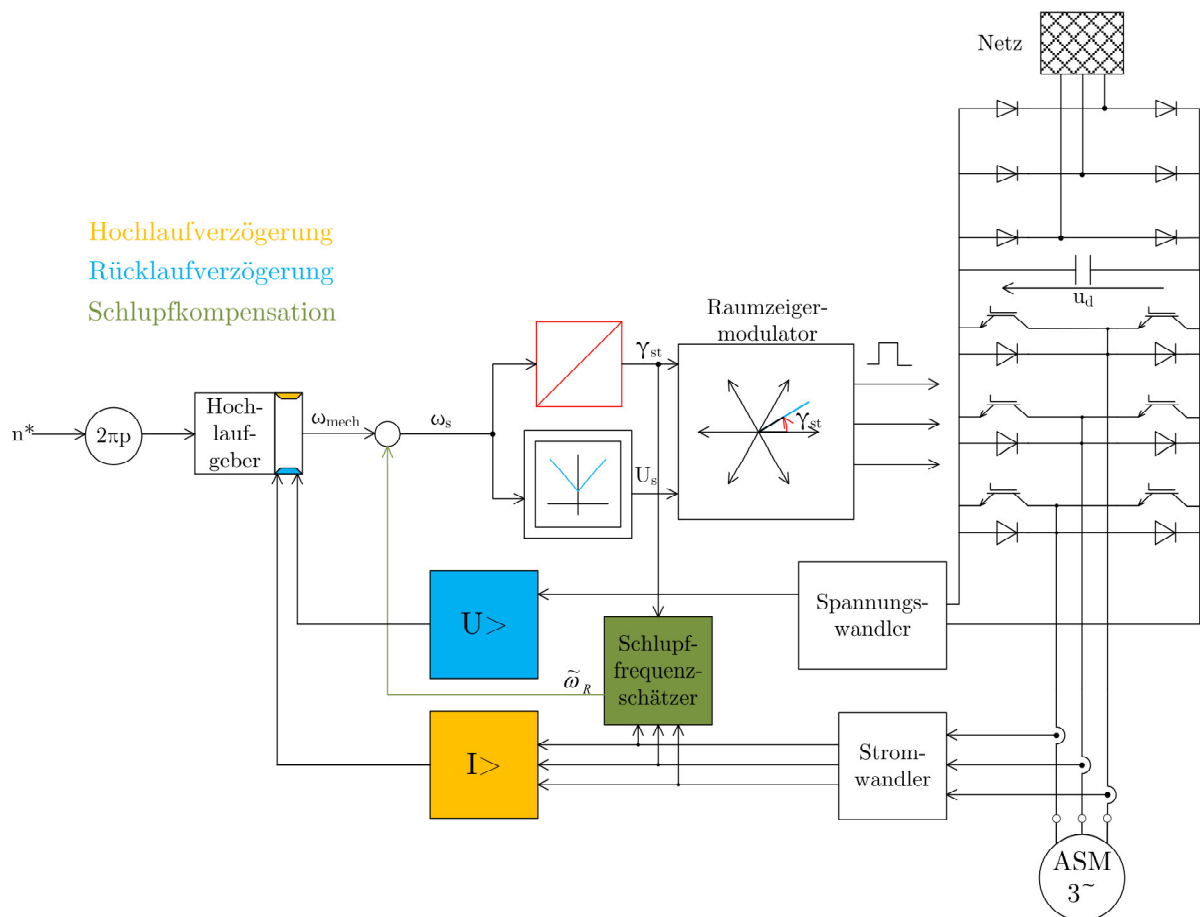


Abbildung 86: Signalverarbeitung zur Spannungs-Frequenz-Kennliniensteuerung einer Asynchronmaschine und Prinzipschaltbild des Leistungskreises

Zur sicheren Funktion der Spannungs-Frequenz-Steuerung ist die Messung des Statorstroms und der Gleichspannung  $U_d$  erforderlich (Abb. 86). Wenn der Statorstrom zu hoch wird, wird die Hochlauframpe im Hochlaufgeber abgeflacht, um einer Überlastung durch zu schnellen Hochlauf oder unerwartet hohes Lastmoment entgegen zu wirken. In ähnlicher Weise wird die Steigung der Drehzahlverminderung  $\frac{dn}{dt}$  verringert, wenn die Zwischenkreisspannung durch nicht zurückgespeiste Bremsleistung zu stark ansteigt. Die belastungsabhängige Drehzahlabsenkung um  $\Delta n = \frac{\omega_R}{2\pi \cdot p}$  kann durch die Aufschaltung eines schlupffrequenzproportionalen Schätzsignals  $\tilde{\omega}_R$  kompensiert werden.

Alternativ kann - bei Vorliegen eines Drehzahlmesswerts - auch eine Drehzahlregelung implementiert werden (Abb. 87). Die Stellgröße des Drehzahlreglers ist das Drehmoment, welches bei kleinem Schlupf proportional zur Rotorfrequenz  $\omega_R$  ist (siehe Abb. 84). Dementsprechend wird der Drehzahlreglerausgang als Schlupffrequenz Sollwert interpretiert, der zusammen mit dem Drehzahlwert die Statorfrequenz bildet.

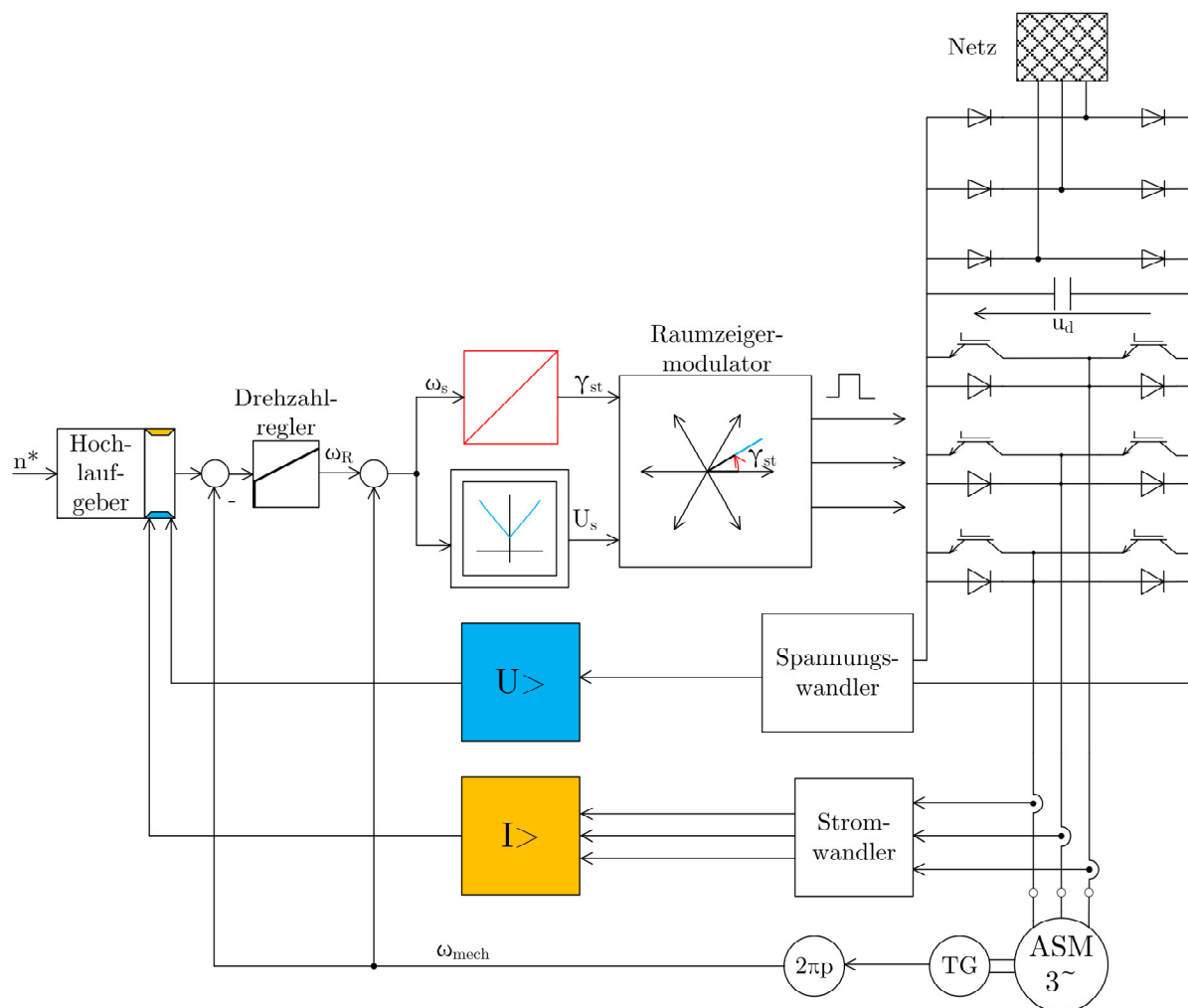


Abbildung 87: Drehzahlregelung mit Spannungs-Frequenz-Kennlinie

Die Spannungs-Frequenz-Steuerung ist eine vergleichsweise unkomplizierte Regelungsmethode für einfache Antriebsaufgaben, z. B. Pumpen und Lüfter sowie kontinuierlichen Materialtransport. Bei diesen Einsatzgebieten treten keine plötzlichen Änderungen des Betriebspunkts auf oder durch plötzliche Betriebspunktänderungen verursachte Einschwingvorgänge beeinträchtigen den Arbeitsprozess nicht.

## Feldorientierte Regelung

Entsprechend der Abbildung 88 entstehen das Drehmoment der Asynchronmaschine durch die Wechselwirkung der Rotorströme mit dem durch die Statorströme erzeugten Magnetfeld. Als Stellgröße für diese beiden entscheidenden Größen können nur die Statorspannungen benutzt werden. Daraus resultiert die sehr schwierig erscheinende Aufgabe, die Spannungen passend zum gewünschten Drehmoment vorzugeben. Ende der 1960er Jahre gelang Blaschke [9] und Hasse [10] die Lösung dieser Aufgabe mit der Erkenntnis, dass die Darstellung der Spannungen und Ströme in einem rotorflussbezogenen Koordinatensystem die Drehmomentsteuerung entscheidend vereinfacht. Während Blaschke die Ermittlung des Rotorflusswinkels aus den Statorspannungen und -strömen („Spannungsmodell“) in den Vordergrund stellte, schlug Hasse eine Vorgabe der Stromsollwerte unter Einbezug der Schlupffrequenz vor („Indirekte Feldorientierung“, „Strommodell“). Im Nachhinein erscheint es natürlich sehr vernünftig, für die Drehmomentbildung durch die Läuferströme gerade den Rotorfluss als Bezugsachse zu definieren. Dem Weitblick (oder Glück?) der beiden Erfinder ist es zu verdanken, dass diese Art der Betrachtung auch keine umfangreichen Berechnungen oder die Kompensation von Verkopplungen zwischen den Stromkomponenten verursacht. Die Komponente des Statorstromraumzeigers in Richtung des Rotorflusses steuert den Rotorfluss mit einer Verzögerung 1. Ordnung; das elektrisch erzeugte Drehmoment ist verzögerungsfrei unmittelbar proportional zu der Statorstromkomponente senkrecht zur Richtung des Rotorflusses. Diese qualitativen Ausführungen werden jetzt durch eine entsprechende Modellbildung und Darstellung in einem rotorflussbezogenem Koordinatensystem quantifiziert. Die Asynchronmaschine wird modelliert durch drei Statorwicklungen S1, S2, S3 und drei im allgemeinen kurzgeschlossenen Läuferwicklungen R1, R2, R3 (Abb. 88).

Die Bezugsachse ist frei wählbar. So gilt für eine statorbezogene Betrachtung  $\gamma_s = 0$  und für eine rotorbezogene Betrachtung  $\gamma_s = -\gamma$ . Durch Auswertung der Gleichungen für jede einzelne Wicklung und unter Berücksichtigung der gegenseitigen magnetischen Kopplung erhält man den Zusammenhang zwischen Spannungen und Flüssen in der Raumzeigerdar-

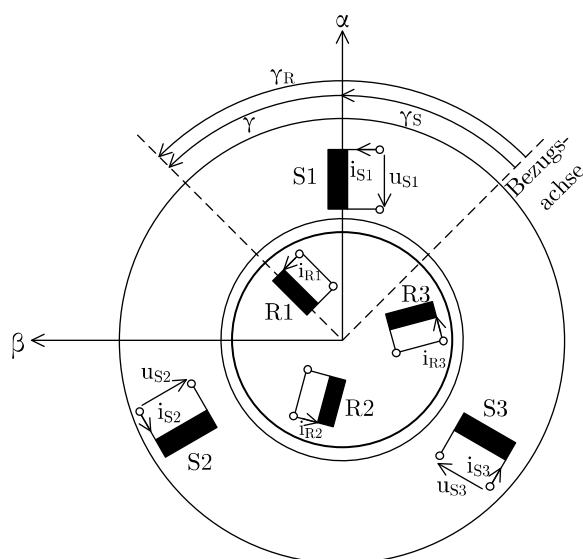


Abbildung 88: Modellhafte Darstellung der Stator- und Rotorwicklungen der Asynchronmaschine zur Definition der elektrischen Größen und Winkelbeziehungen

stellung (detaillierte Herleitung in der Vorlesung „Modellbildung und Betriebsverhalten der Drehstrommaschine“):

$$\underline{u}_S = R_S \cdot \underline{i}_S - j\dot{\gamma}_S \underline{\Psi}_S + \dot{\underline{\Psi}}_S \quad (11.4)$$

$$0 = R'_R \cdot \underline{i}'_R - j\dot{\gamma}_R \underline{\Psi}'_R + \dot{\underline{\Psi}}'_R \quad (11.5)$$

mit den Flüssen

$$\underline{\Psi}_S = (L_h + L_{S\sigma}) \cdot \underline{i}_S + L_h \cdot \underline{i}'_R \quad (11.6)$$

$$\underline{\Psi}'_R = L_h \cdot \underline{i}_S + (L_h + L'_{R\sigma}) \cdot \underline{i}'_R \quad (11.7)$$

wobei die mit (') bezeichneten Größen auf den Stator umgerechnete Rotorgrößen sind:

$$\underline{i}'_R = \underline{i}_R \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \cdot e^{j\gamma_R} \quad (11.8)$$

$$\underline{\Psi}'_R = \underline{\Psi}_R \cdot \ddot{u} \cdot e^{j\gamma_R} \quad (11.9)$$

$$L'_{R\sigma} = \ddot{u}^2 \cdot L_{R\sigma} \quad (11.10)$$

$$R'_R = \ddot{u}^2 \cdot R_R \quad (11.11)$$

Das für die Grundschiwingung wirksame Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  zwischen Rotor- und Statorwicklung ist definiert als:

$$\ddot{u} = \frac{w_S \cdot \xi_S}{w_R \cdot \xi_R \cdot \chi_1} \tag{11.12}$$

Hierbei beschreiben  $w_S$  bzw.  $w_R$  die Windungszahlen im Stator bzw. im Rotor,  $\xi_S$  bzw.  $\xi_R$  die Wicklungsfaktoren und  $\chi_1$  den Schrägungsfaktor bezogen auf die Grundschiwingung.

Der Statorfluss  $\underline{\Psi}_S$  setzt sich aus dem Hauptfluss  $\underline{\Psi}_h$ , der sowohl die Stator- als auch die Rotorwicklung durchsetzt und dem Statorstreufuss  $\underline{\Psi}_{S\sigma}$  zusammen; der Rotorfluss wird aus dem Hauptfluss  $\underline{\Psi}_h$  und dem Rotorstreufuss  $\underline{\Psi}_{R\sigma}$  gebildet:

$$\underline{\Psi}_S = \underline{\Psi}_h + \underline{\Psi}_{S\sigma} \tag{11.13}$$

$$\underline{\Psi}'_R = \underline{\Psi}_h + \underline{\Psi}'_{R\sigma} \tag{11.14}$$

Die Gleichungen (11.4) bis (11.7) können auch in einem Ersatzschaltbild für Raumzeigergrößen dargestellt werden, welches einen komprimierten Überblick über die Zusammenhänge gibt, z. B. für das statorfeste Bezugssystem mit  $\gamma = 0$  in Abb. 89.

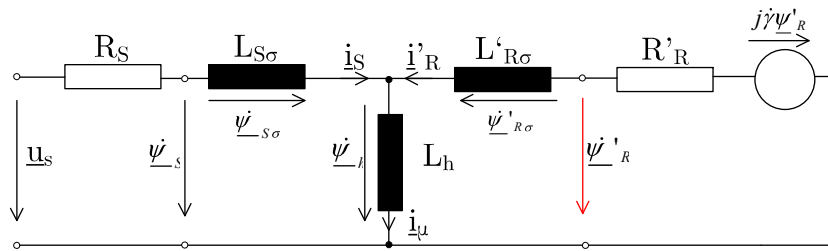


Abbildung 89: Ersatzschaltbild für die elektrischen Größen der Asynchronmaschine mit kurzgeschlossenem Läuferkreis in Raumzeigerdarstellung

Wir wollen jetzt die dynamischen Vorgänge im rotorflussbezogenen Koordinatensystem analysieren und vergeben für den Winkel von der ersten Statorachse zum Rotorflusses die Bezeichnung  $\varphi'_S$  (Abb. 90).

Für die Auswertung der Spannungsgleichung (11.5) des Rotors wird zunächst der im Ersatzschaltbild (Abb. 89) nicht darstellbare „Rotormagnetisierungsstrom“  $i'_\mu$  definiert:

$$i'_\mu = \frac{\Psi'_R}{L_h} \tag{11.15}$$

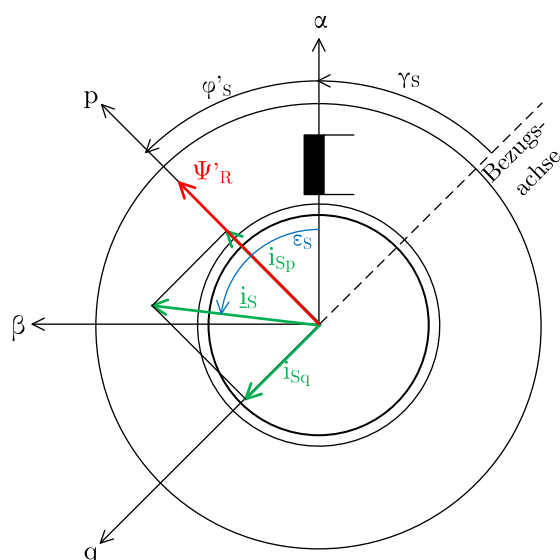


Abbildung 90: Modellhafte Darstellung des Schnitts durch eine Maschine zur Definition des Rotorflussbezogenen pq-Koordinatensystems und der Stromkomponenten  $i_{Sp}$  und  $i_{Sq}$  des Statorstroms

Damit wird die Gleichung des Rotorflusses (11.7) umgeformt in

$$\underline{i}'_R = (\underline{i}'_\mu - \underline{i}_S) \cdot \frac{1}{1 + \sigma_R} \quad (11.16)$$

mit dem Rotorstrefaktor

$$\sigma_R = \frac{L'_{R\sigma}}{L_h}. \quad (11.17)$$

Die Bezugsachse wird auf die Achse des Rotorflusses gelegt (siehe Abb. 90):

$$\gamma_S = -\varphi'_S \quad (11.18)$$

Mit  $\gamma_R = \gamma_S + \gamma$  aus Abb. 88 erhalten wir mit

$$\gamma_R = -\varphi'_S + \gamma \quad (11.19)$$

$$\text{daraus} \quad \dot{\gamma}_R = -\dot{\varphi}'_S + \dot{\gamma} \quad (11.20)$$

Dadurch, dass der Rotorfluss in die Richtung der reellen Achse des pq-Koordinatensystem zeigt, gilt im pq-System:

$$\underline{\Psi}'_R = \Re\{\underline{\Psi}'_R\} = \Psi'_R \quad (11.21)$$

$$\text{und ebenso} \quad \underline{i}'_\mu = \Re\{\underline{i}'_\mu\} = i'_\mu \quad (11.22)$$

Jetzt werden (11.16), (11.20) und (11.21) in die Spannungsgleichung des Rotors (11.5) eingesetzt. Durch das Umstellen der Gleichung nach  $\underline{i}_S$  und Einführung der Läuferzeitkonstanten

$$\tau_R = \frac{(1 + \sigma_R) \cdot L_h}{R'_R} = \frac{L'_R}{R'_R} \quad (11.23)$$

erhalten wir

$$\underline{i}_S = i'_\mu + j \cdot (\dot{\varphi}'_S - \dot{\gamma}) \cdot \tau_R \cdot i'_\mu + \tau_R \cdot \dot{i}'_\mu \quad (11.24)$$

Aus dem Vergleich mit dem Realteil und Imaginärteil der allgemeinen Darstellung des Statorstroms im rotorflussbezogenen Koordinatensystem

$$\underline{i}_S = i_{Sp} + j \cdot i_{Sq} \quad (11.25)$$

bekommen wir die beiden Stromkomponenten

$$\Re\{\underline{i}_S\} = i_{Sp} = i'_\mu + \tau_R \cdot \dot{i}'_\mu \quad (11.26)$$

$$\Im\{\underline{i}_S\} = i_{Sq} = (\dot{\varphi}'_S - \dot{\gamma}) \cdot \tau_R \cdot i'_\mu \quad (11.27)$$

Die Komponente  $i_{Sp}$  können wir unmittelbar deuten:

Der Rotormagnetisierungsstrom (und damit auch der Rotorfluss) folgt gemäß einem PT1-Verhalten mit der Zeitkonstanten  $\tau_R$  der Stromkomponente  $i_{Sp}$ , die in Richtung des Rotorflusses zeigt. Die Komponente  $i_{Sq}$  interpretieren wir als drehmomentbildende Stromkomponente, denn nach einigen hier nicht näher behandelten Umrechnungen der allgemeinen Drehmomentenformel

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot L_h \cdot \Im\{\underline{i}_S \cdot \underline{i}'_{R*}\} \quad (11.28)$$

wird das Drehmoment zu

$$M_i = \frac{3}{2} \cdot p \cdot L_h \cdot i'_\mu \cdot i_{Sq} \cdot \frac{1}{1 + \sigma_R} \quad (11.29)$$

ermittelt.

Aus den Zusammenhängen (11.26), (11.27) und (11.29) wird das Regelschema der Feldorientierten Regelung abgeleitet: Man ermittle die Lage  $\varphi'_S$  des Rotorflusses  $\underline{\Psi}'_R$  und präge in die Statorwicklungen den Strom

$$\underline{i}_S = (i_{Sp} + j \cdot i_{Sq}) \cdot e^{j\varphi'_S} \quad (11.30)$$

ein.

Die Vorgabewerte für die Ströme sind dann

$$i_{Sp}^* = i_{\mu}^* \quad \text{für } i_{\mu}^* = \text{konst.} \quad (11.31)$$

und

$$i_{Sq}^* = \frac{M_i^* \cdot (1 + \sigma_R)}{\frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi'_R} \quad (11.32)$$

Der Winkel  $\varphi'_S$  kann entweder aus den Messwerten der Spannungen und Ströme errechnet werden (Spannungsmodell) oder aus den Messwerten der Ströme und der Drehzahl bestimmt werden (Strommodell). Ersatzweise kann der Winkel  $\varphi'_S$  auch aus den Sollwerten mit Hilfe der Gleichung (11.27) vorgegeben werden (Indirekte Feldorientierung):

$$\varphi'_S = \int \frac{i_{Sq}^*}{\tau_R \cdot i_{Sp}^*} dt + \gamma \quad (11.33)$$

Der Signalfussplan der feldorientierten Regelung der Asynchronmaschine ist in Abb. 91 zu sehen.

## Das Spannungsmodell der Asynchronmaschine

Das Hauptziel des Spannungsmodells besteht darin, die Richtung des Rotorflusses  $\varphi'_S$  aus den Messwerten der Klemmenspannung  $\underline{u}_S$  und der Wicklungsströme  $\underline{i}_S$  zu errechnen. Die Grundlage für die Herleitung des Spannungsmodells ist Abb. 89. Ausgehend von der Statorspannung  $\underline{u}_S$  arbeiten wir uns durch die Auswertung von geeigneten Maschen- und Knotengleichungen bis zum Rotorfluss vor: Die Ableitung des Statorflusses ist

$$\dot{\underline{\Psi}}_S = \underline{u}_S - R_S \cdot \underline{i}_S \quad (11.34)$$



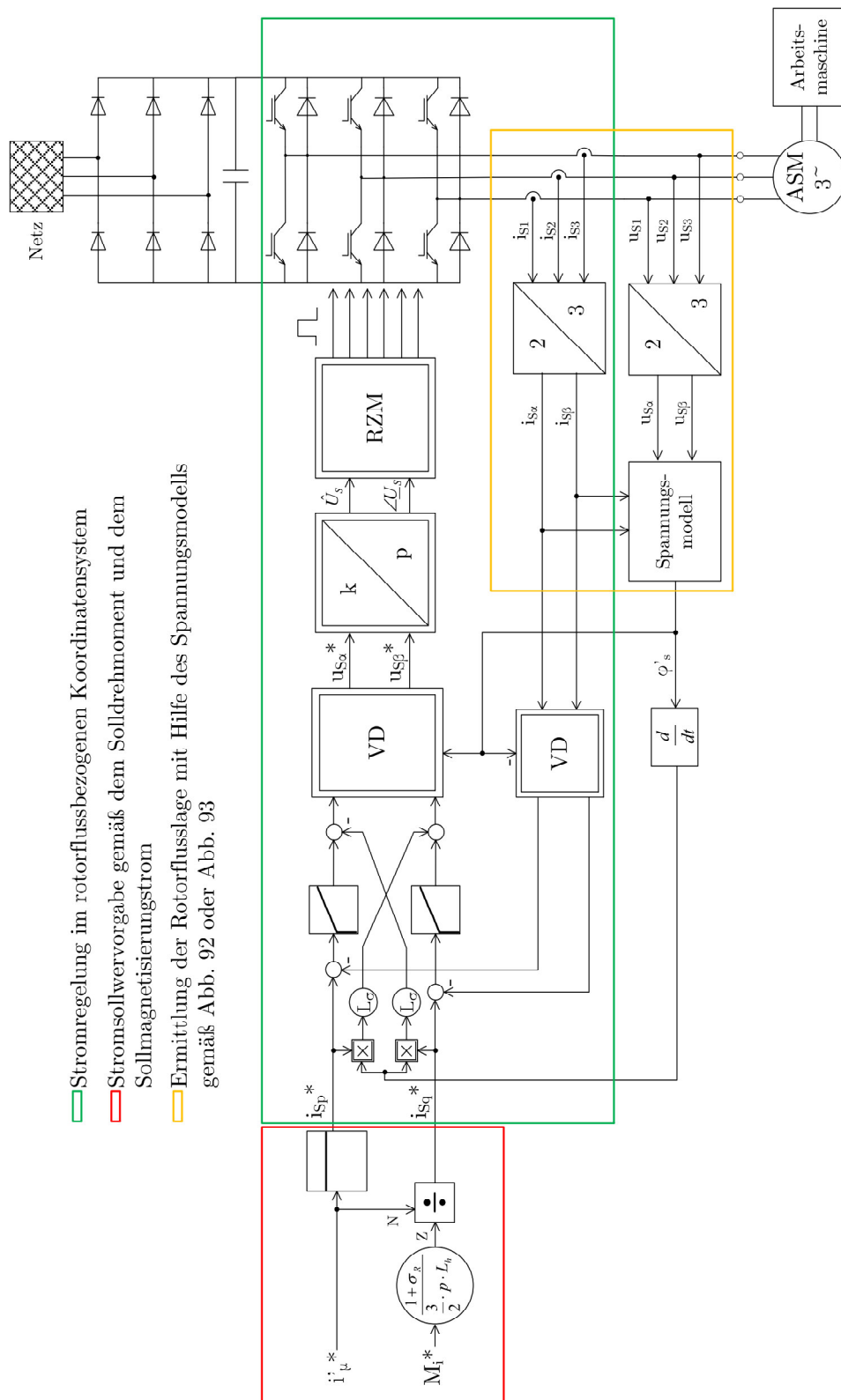


Abbildung 91: Feldorientierte Regelung der Asynchronmaschine mit Speisung durch einen Pulswechselrichter

Daraus folgt unmittelbar die Ableitung des Hauptflusses

$$\dot{\Psi}_h = \dot{\Psi}_S - L_{S\sigma} \cdot \dot{i}_S \quad (11.35)$$

und im nächsten Schritt die Ableitung des Rotorflusses:

$$\dot{\Psi}'_R = \dot{\Psi}_h + L'_{R\sigma} \cdot \dot{i}'_R \quad (11.36)$$

Jetzt muss noch  $\dot{i}'_R$  auf die Statorgrößen  $\underline{i}_S$  und  $\dot{i}_S$  zurückgeführt werden, indem die Knotenpunktregel ausgewertet wird:

$$\dot{i}'_R = \dot{i}_\mu - \dot{i}_S \quad (11.37)$$

Mit dem Zusammenhang

$$\dot{i}_\mu = \frac{\dot{\Psi}_h}{L_h} \quad (11.38)$$

erhalten wir daraus

$$\dot{i}'_R = \frac{\dot{\Psi}_S - L_{S\sigma} \cdot \dot{i}_S}{L_h} - \dot{i}_S \quad (11.39)$$

Nun können wir  $\dot{i}'_R$  aus (11.39) in (11.36) einsetzen:

$$\dot{\Psi}'_R = \dot{\Psi}_S - L_{S\sigma} \cdot \dot{i}_S + L'_{R\sigma} \left( \frac{\dot{\Psi}_S - L_{S\sigma} \cdot \dot{i}_S}{L_h} - \dot{i}_S \right) \quad (11.40)$$

Wir ordnen die Gleichung nach  $\dot{\Psi}_S$  und  $\dot{i}_S$  mit den Abkürzungen für die Stator- und Rotorstrefaktoren

$$\sigma_S = \frac{L_{S\sigma}}{L_h} \quad \text{und} \quad \sigma_R = \frac{L'_{R\sigma}}{L_h} \quad (11.41)$$

und erhalten

$$\dot{\Psi}'_R = \dot{\Psi}_S \cdot (1 + \sigma_R) - \dot{i}_S \cdot (\sigma_S + \sigma_R \cdot \sigma_S + \sigma_R) \cdot L_h \quad (11.42)$$

Mit der Definition des totalen Streufaktors  $\sigma$

$$\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_S)(1 + \sigma_R)} \quad (11.43)$$

erhalten wir den Rotorfluss durch Integration von (11.42) unter Einbeziehung des Statorflusses  $\underline{\Psi}_S$  aus (11.34) zu:

$$\underline{\Psi}'_R = \underline{\Psi}_S \cdot (1 + \sigma_R) - \underline{i}_S \cdot \frac{\sigma}{1 - \sigma} \cdot L_h \quad (11.44)$$

Der Signalfussplan ist in Abb. 92 dargestellt

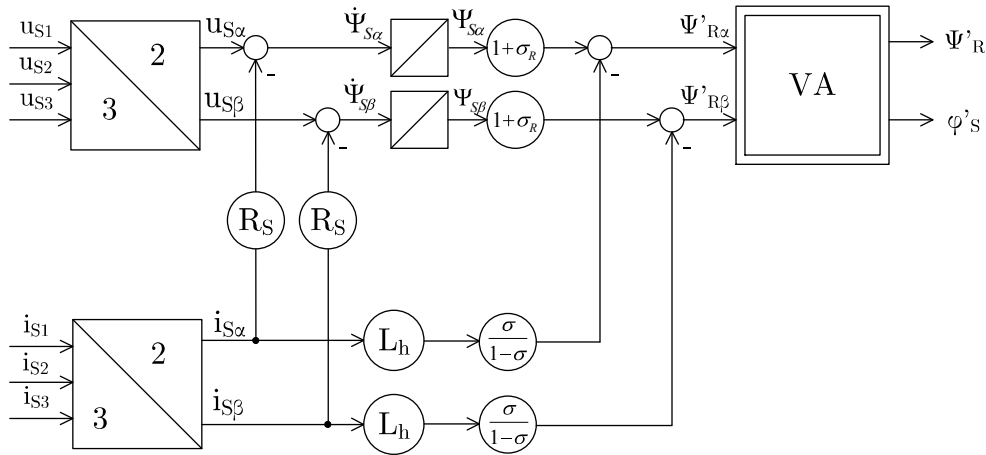


Abbildung 92: Signalfussplan des Spannungsmodell zur Ermittlung des Rotorflusses nach Betrag und Phase aus den Messwerten der Statorspannungen und Statorströme einer Asynchronmaschine

Der Signalfussplan enthält zwei nicht rückgekoppelte Integratoren, die z.B. bei Offsetfehlern der Strom- oder Spannungssensoren überlaufen. Eine Rückkopplung der Integratoren kann zu einer Verfälschung des Ausgangssignals führen. Um diese Probleme zu umgehen, wurde ein Vorschlag zur Verlagerung der Integration ins rotorflussbezogene Koordinatensystem gefunden: Die Integratoren aus Abb. 92 werden vor den Vektoranalysator gezogen, äquivalent zur Ableitung der Gleichung (11.44) (linke Seite Abb. 93). Damit wird  $\dot{\underline{\Psi}}'_R$  ohne Integration bestimmt. Wir können jetzt  $\underline{\Psi}'_R$  allgemein durch

$$\underline{\Psi}'_R = \Psi'_R \cdot e^{j\varphi'_s} \quad (11.45)$$

beschreiben und erhalten für die Ableitung

$$\dot{\underline{\Psi}}'_R = \dot{\Psi}'_R \cdot e^{j\varphi'_s} + j \cdot \dot{\varphi}'_s \cdot \Psi'_R \cdot e^{j\varphi'_s} \quad (11.46)$$

Dieses  $\dot{\underline{\Psi}}'_R$  stellt, von der Dimension her betrachtet, einen Spannungsraumzeiger mit Real- und Imaginärteil im rotorflussbezogenen Koordinatensystem dar:

$$\dot{\underline{\Psi}}'_R = e_p \cdot e^{j\varphi'_s} + j \cdot e_q \cdot e^{j\varphi'_s} = (e_p + j \cdot e_q) \cdot e^{j\varphi'_s} \quad (11.47)$$

In einem mit  $\dot{\varphi}'_S$  rotierenden Koordinatensystem, d.h. im rotorflussbezogenen Koordinatensystem hat der Spannungsraumzeiger dann die Spannungskomponenten:

$$e_p = \dot{\Psi}'_R \tag{11.48}$$

$$e_q = \dot{\varphi}'_S \cdot \Psi'_R \tag{11.49}$$

Der Transformationswinkel wird aus (11.49) und (11.48) bestimmt:

$$\dot{\varphi}'_S = \frac{e_q}{\Psi'_R} = \frac{e_q}{\int e_p dt} \tag{11.50}$$

$$\varphi'_S = \int \frac{e_q}{\int e_p dt} dt \tag{11.51}$$

Die Signalverarbeitung zur Ausführung der Koordinatentransformation und der Gleichung (11.51) sind auf der rechten Seite der Abb. 93 dargestellt.

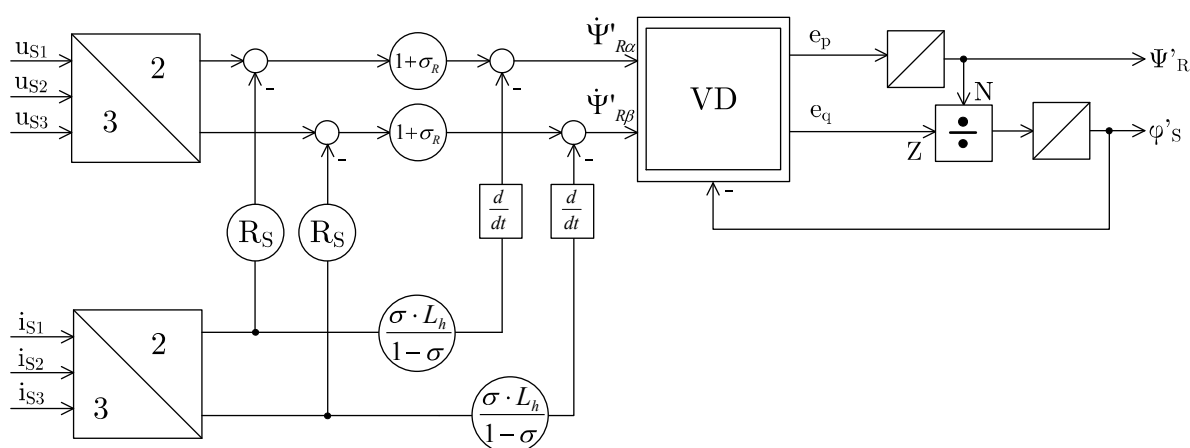


Abbildung 93: Spannungsmodell mit Ausführung der Integration im rotorflussbezogenen Koordinatensystem

## Das Strommodell der Asynchronmaschine

Bei der Herleitung des Spannungsmodells haben wir uns ausgehend von der Statorspannung  $\underline{u}_S$  bis zur Ableitung des Rotorflusses  $\dot{\underline{\Psi}}'_R$  vorgearbeitet. Jetzt werden wir in umgekehrter Weise die Rotormasche ausgehend von der Ableitung des Rotorflusses auswerten (Abb. 89) Im linken Teil der Rotormasche gilt:

$$\dot{\underline{\Psi}}'_R = L'_{R\sigma} \cdot \dot{\underline{i}}'_R + L_h \cdot \dot{\underline{i}}'_\mu \tag{11.52}$$

$$\underline{\Psi}'_R = L'_{R\sigma} \cdot \underline{i}'_R + L_h \cdot \underline{i}'_\mu \tag{11.53}$$

Mit der Knotengleichung

$$\underline{i}'_R = \underline{i}_\mu - \underline{i}_S \quad (11.54)$$

substituieren wir  $\underline{i}'_R$  und erhalten nach Division durch  $L_h$  sowie Auflösen der Gleichung nach  $\underline{i}_\mu$ :

$$\underline{i}_\mu = \frac{1}{1 + \sigma_R} \cdot (\underline{i}'_\mu + \sigma_R \cdot \underline{i}_S) \quad (11.55)$$

Im rechten Teil der Rotormasche gilt:

$$0 = R'_R \cdot \underline{i}'_R - j\dot{\gamma}\underline{\Psi}'_R + \dot{\underline{\Psi}}'_R \quad (11.56)$$

Nach Division durch  $R'_R$  und Substitution von  $\underline{i}'_R$  mit Hilfe der Gleichung (11.54) erhalten wir

$$0 = \underline{i}_\mu - \underline{i}_S - j\frac{\dot{\gamma}L_h}{R'_R} \cdot \underline{i}'_\mu + \frac{L_h}{R'_R} \cdot \dot{\underline{i}}'_\mu \quad (11.57)$$

Jetzt substituieren wir  $\underline{i}_\mu$  mit Hilfe der Gleichung (11.55):

$$0 = (\underline{i}'_\mu + \sigma_R \cdot \underline{i}_S) \cdot \frac{1}{1 + \sigma_R} - \underline{i}_S - j\frac{\dot{\gamma}L_h}{R'_R} \cdot \underline{i}'_\mu + \frac{L_h}{R'_R} \cdot \dot{\underline{i}}'_\mu \quad (11.58)$$

Mit der Definition der Zeitkonstanten

$$\tau_R = \frac{L_h \cdot (1 + \sigma_R)}{R'_R} = \frac{L'_R}{R'_R} \quad (11.59)$$

und Umstellen nach  $\dot{\underline{i}}'_\mu$  ergibt

$$\dot{\underline{i}}'_\mu = \frac{1}{\tau_R} (\underline{i}_S - \underline{i}'_\mu + j\dot{\gamma}\tau_R \underline{i}'_\mu) \quad (11.60)$$

Daraus erhalten wir den Signalfussplan des Strommodells im statorfesten Bezugssystem (Abb. 94).

Obwohl die Darstellung des Signalfussplans von vielen Ingenieuren wegen der übersichtlichen Einfachheit geschätzt wird, zeigt die Darstellung in kartesischen Koordinaten die

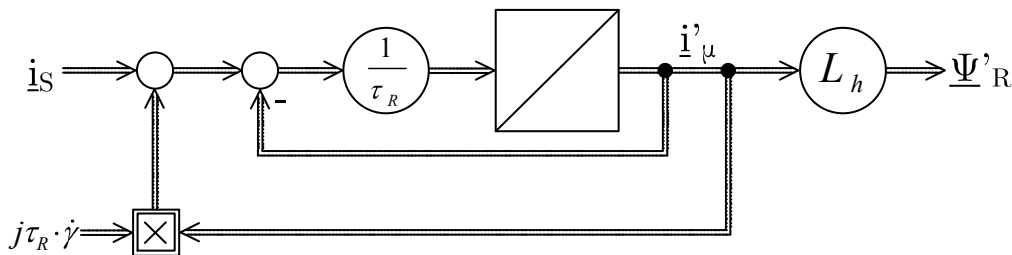


Abbildung 94: Signalflussplan des Strommodells im statorfesten Bezugssystem in Raumzeigerdarstellung

signaltechnischen Zusammenhänge deutlicher. Wir überführen daher die Gleichung (11.60) in die Darstellung mit kartesischen Koordinaten ...

$$\dot{i}'_{\mu\alpha} + j\dot{i}'_{\mu\beta} = \frac{1}{\tau_R} \cdot (i_{S\alpha} + ji_{S\beta} - i'_{\mu\alpha} - ji'_{\mu\beta} + j\dot{\gamma}\tau_R \cdot i'_{\mu\alpha} - \dot{\gamma}\tau_R i'_{\mu\beta}) \tag{11.61}$$

$$\dot{i}'_{\mu\alpha} = \Re\{\dot{\underline{i}}'_\mu\} = \frac{1}{\tau_R} \cdot (i_{S\alpha} - i'_{\mu\alpha} - \dot{\gamma}\tau_R i'_{\mu\beta}) \tag{11.62}$$

$$\dot{i}'_{\mu\beta} = \Im\{\dot{\underline{i}}'_\mu\} = \frac{1}{\tau_R} \cdot (i_{S\beta} - i'_{\mu\beta} + \dot{\gamma}\tau_R \cdot i'_{\mu\alpha}) \tag{11.63}$$

... und entwickeln daraus den Signalflussplan Abb. 95.

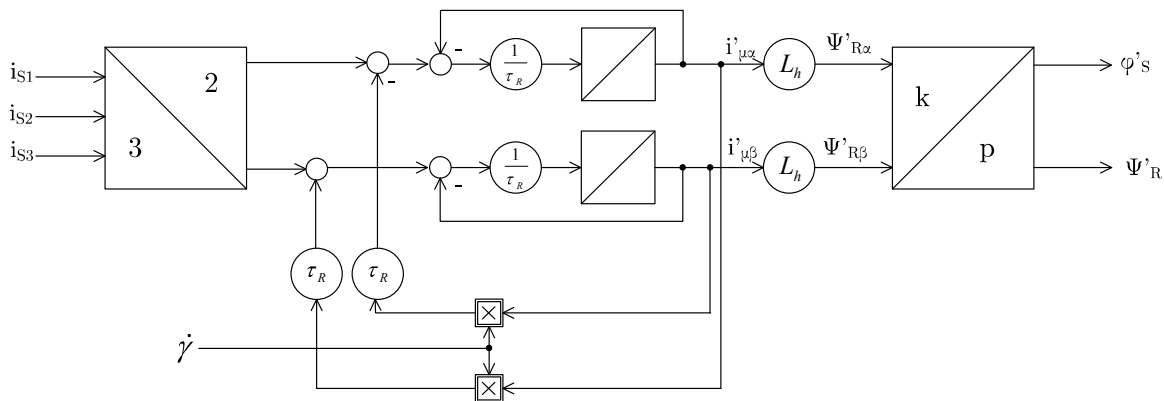


Abbildung 95: Signalflussplan des Strommodells im statorfesten Bezugssystem in kartesischen Koordinaten

Man beachte die signaltechnische Kopplung der  $\alpha$  und  $\beta$ -Komponenten und die Tatsache, dass hier im Gegensatz zum Spannungsmodell die Drehzahl  $\dot{\gamma} = 2\pi \cdot p \cdot n$  als Eingangsgröße auftritt.

## Strommodell im rotorbezogenen Koordinatensystem

Bei der Ausführung des Strommodells im rotorbezogenen Koordinatensystem entfällt die Kopplung zwischen den kartesischen Komponenten und die Zeitverläufe laufen in den Rechenschaltungen für  $\underline{\Psi}'_R$  nur mit der relativ geringen Schlupffrequenz ab. Zur Herleitung stellen wir die Gleichung (11.60) um und drücken  $\underline{i}_S$  und  $\underline{i}'_\mu$  durch Betrag und Winkel aus:

$$\dot{i}'_\mu - j\dot{\gamma}i'_\mu = \frac{1}{\tau_R}(\underline{i}_S - \underline{i}'_\mu) \quad (11.64)$$

$$\underline{i}_S = i_S \cdot e^{j\epsilon_S} \quad (11.65)$$

$$\underline{i}'_\mu = i'_\mu \cdot e^{j\varphi'_S} \quad (11.66)$$

$$\frac{d}{dt}(i'_\mu \cdot e^{j\varphi'_S}) - j\dot{\gamma} \cdot i'_\mu e^{j\varphi'_S} = \frac{1}{\tau_R} \cdot (i_S \cdot e^{j\epsilon_S} - i'_\mu \cdot e^{j\varphi'_S}) \quad (11.67)$$

Die Darstellung im rotorbezogenen Koordinatensystem wird durch Multiplikation beider Seiten mit  $e^{-j\gamma}$  erreicht:

$$\frac{d}{dt}(i'_\mu \cdot e^{j\varphi'_S}) \cdot e^{-j\gamma} - j\dot{\gamma} \cdot i'_\mu e^{j(\varphi'_S - \gamma)} = \frac{1}{\tau_R} \cdot (i_S \cdot e^{j(\epsilon_S - \gamma)} - i'_\mu \cdot e^{j(\varphi'_S - \gamma)}) \quad (11.68)$$

Die linke Seite wird durch Anwendung der „Produktregel rückwärts“ vereinfacht und wir erhalten als Grundlage für den Signalflussplan (Abb. 96):

$$\frac{d}{dt} \left( i'_\mu \cdot e^{j(\varphi'_S - \gamma)} \right) = \frac{1}{\tau_R} \left( i_S \cdot e^{j(\epsilon_S - \gamma)} - i'_\mu \cdot e^{j(\varphi'_S - \gamma)} \right) \quad (11.69)$$

## Strommodell im rotorflussbezogenen Koordinatensystem

Der Winkel  $\varphi'_S$  des Rotorflusses wird einerseits dazu benutzt, die rotorflussbezogenen Stromkomponenten  $i_{Sp}$  und  $i_{Sq}$  aus den Messwerten der Statorströme zu berechnen (Abb. 97), andererseits können wir den Winkel  $\varphi'_S$  aus den Stromkomponenten ermitteln (Abb. 98) (Gl. (11.26) und (11.27)).

Die Zusammenschaltung der beiden Teilstrukturen aus Abb. 97 und Abb. 98 ergibt den Signalflussplan des Strommodells im rotorflussbezogenen Koordinatensystem. Der Integrator zur Bestimmung von  $\varphi'_S$  wird vor die Summationsstelle gezogen, um das Signal eines Inkrementalgebers unmittelbar benutzen zu können (Abb. 99).

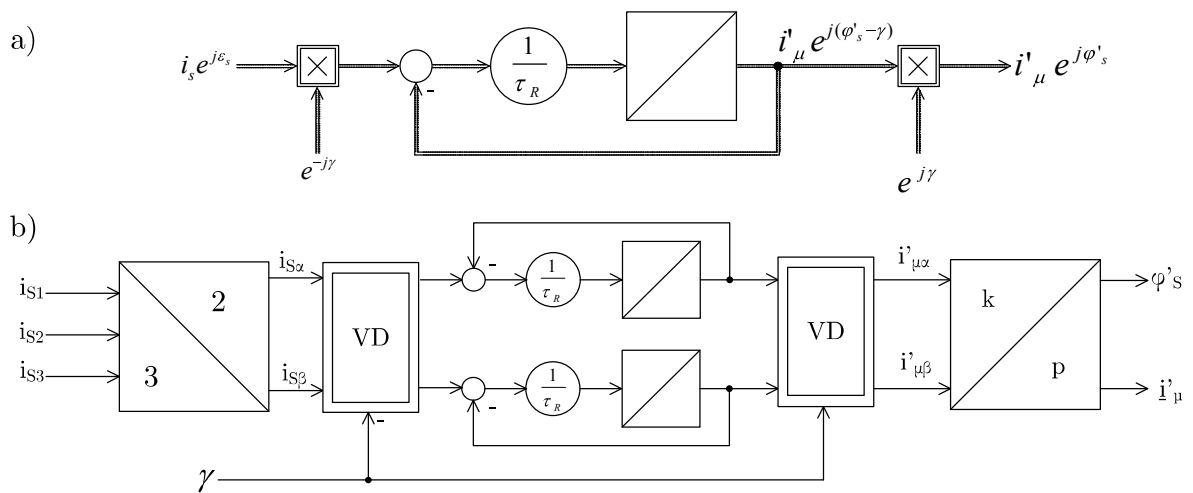


Abbildung 96: Signalfussplan für die Ermittlung der Rotormagnetisierungsstrom  $i'_\mu$  im rotorbezogenen Koordinatensystem ( $\gamma_s = -\gamma$ )

- a) in Raumzeigerdarstellung
- b) in kartesischer Darstellung

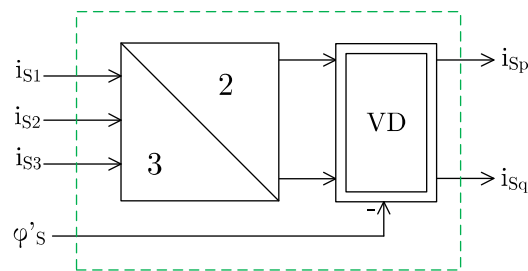


Abbildung 97: Signalfussbild zur Ermittlung der Stromkomponenten  $i_{Sp}$  und  $i_{Sq}$  aus den Messwerten der Statorströme

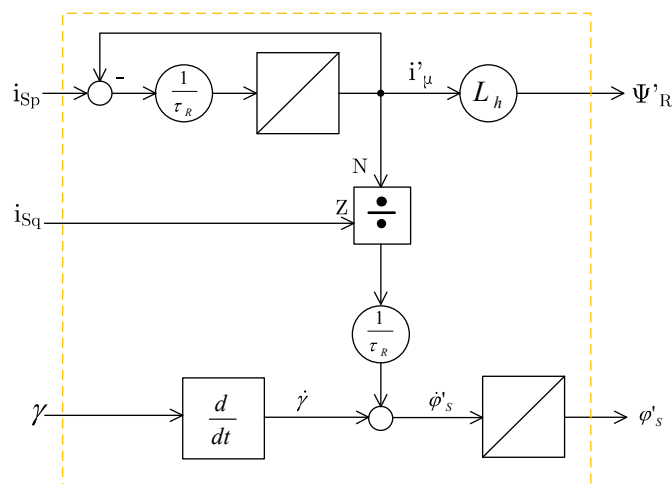


Abbildung 98: Signalfussbild zur Ermittlung des Rotorflusses aus  $i_{Sp}$  und  $i_{Sq}$



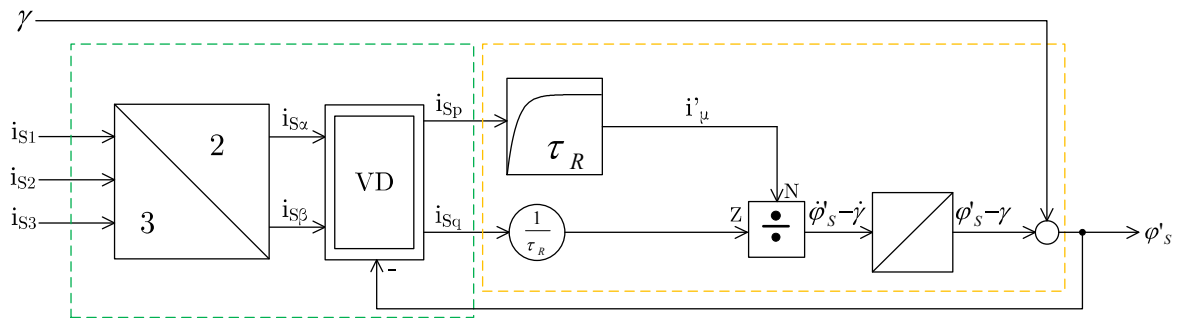


Abbildung 99: Rechenschaltung zur Ermittlung von Betrag und Phasenwinkel des Rotor-magnetisierungsstrom  $i'_\mu$  im rotorflussbezogenen Koordinatensystem

## Die Indirekte Feldorientierung

Im Vertrauen darauf, dass die Stromregelung die Statorströme schnell und richtig einstellt, kann die Teilstruktur aus Abb. 98 auch aus den Sollwerten  $i_{Sp}^*$  und  $i_{Sq}^*$  gespeist werden. Damit ändert sich die Rolle des Strommodells von der Flusserrfassung zur Schlupffrequenzsteuerung (Abb. 100).

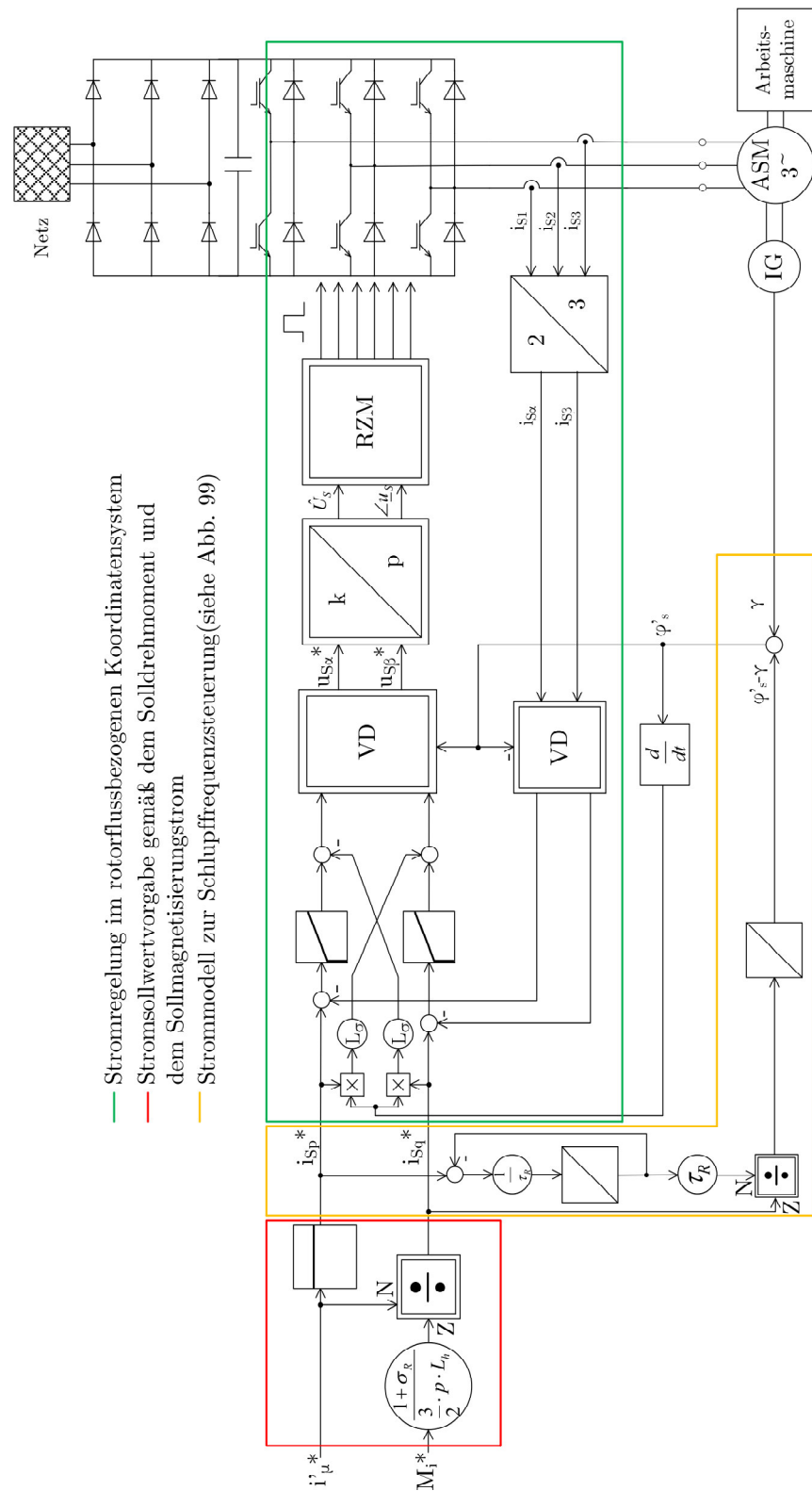


Abbildung 100: Signalflussplan der Indirekten Feldorientierten Regelung der Asynchronmaschine

## 12 Direkte Selbstregelung und Indirekte Statorgrößenregelung

### Direkte Selbstregelverfahren

Nachdem die am Rotorfluss orientierte Regelung der Statorströme eineinhalb Jahrzehnte die einzige Lösung für die hochdynamische Regelung der Asynchronmaschine war, präsentierte Depenbrock mit der Direkten Selbstregelung (DSR) den völlig neuen Vorschlag, den Statorflussbetrag und das Drehmoment ohne eine Stromregelung mit Zweipunktreglern zu regeln [11]. Die Schaltzeitpunkte der Transistoren werden bei diesem Vorschlag unmittelbar von der Lage des Statorflussraumzeigers in der statorbezogenen  $\alpha\beta$ -Ebene abgeleitet. Kurze Zeit später veröffentlichten Takahashi und Noguchi eine ähnliche, mit Zweipunktreglern bestückte Regelung, die die sechseckige Flussbahnkurve von Depenbrock durch eine deutlich kreisähnlichere Kurve substituierte [12]. In einem weiteren Schritt wurde die Flussbahnkurve durch Baader (1989) der Kreisform angenähert, indem die Zweipunktregler für Flussbetrag und Drehmoment durch PI-Regler ersetzt wurden und wieder ein Steuersatz zur Bestimmung des Schaltzustands diente, wie er auch als Stellglied für den Ausgang von Stromreglern üblich ist [13]. Basierend auf dem gleichen Gedankengut entwickelte und patentierte ABB das Regelverfahren der Direct Torque Control, über das leider nur wenige Details in Veröffentlichungen zu finden sind. Die direkte Selbstregelung wurde in den Folgejahren auf die Regelung der Synchronmaschine und die Regelung von Netzstromrichtern angepasst. Aus didaktischen Gründen werden jetzt die Verfahren

- Indirekte Statorgrößenregelung [13]
- Direct Self Control (Takahashi) [12]
- Direkte Selbstregelung [11]

in umgekehrter Reihenfolge der Veröffentlichungshistorie dargestellt (Abb. 101).

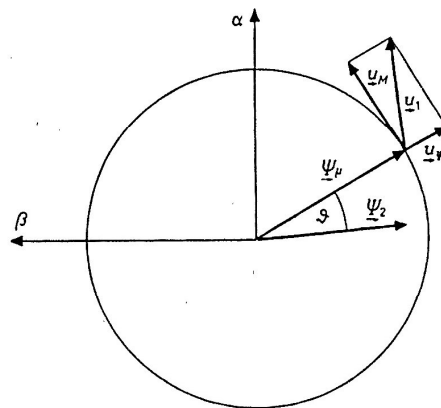


Bild 3. Orientierung der drehmomentbildenden Spannung  $u_M$  und der flußbildenden Spannung  $u_\psi$  am Ständerfluß  $\psi_\mu$

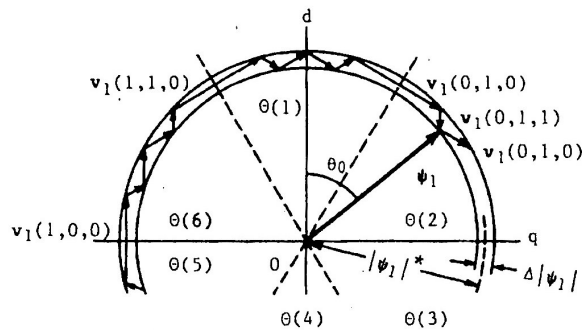


Fig. 5. Selection of voltage vectors for  $\psi_1$ .

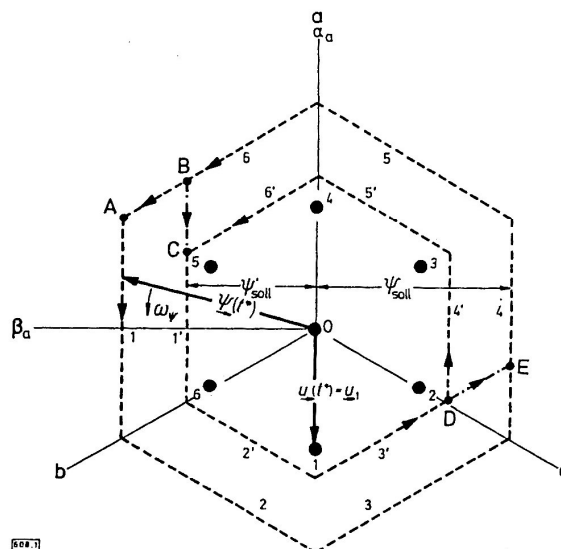


Bild 1. Raumzeiger im Zeitpunkt  $t^*$  für Ständerspannung und Gesamtfluß sowie Flußraumzeigerbahnen

Abbildung 101: Flussbahnkurven aus den Veröffentlichungen (von oben nach unten) [13], [12] und [11] (Originalzitate mit Originalbildunterschrift)

Anm.: Da jeder Autor seine eigene Notation verwendet, sind die Formelbuchstaben teilweise nicht identisch mit den in dieser Vorlesung benutzten Formelzeichen.

## Indirekte Statorgrößenregelung

Folgende Zusammenhänge sind für das Verständnis der Direkten Selbstregelverfahren wichtig:

1. Gemäß [13] Formel (1) ist das Drehmoment proportional zum Produkt aus Statorflussbetrag, Rotorflussbetrag und dem Sinus des von beiden Flüssen eingeschlossenen Winkels (Abb. 102).

$$M_{el} \sim \Psi_S \cdot \Psi'_R \cdot \sin(\varphi''_S - \varphi'_S) \quad (12.1)$$

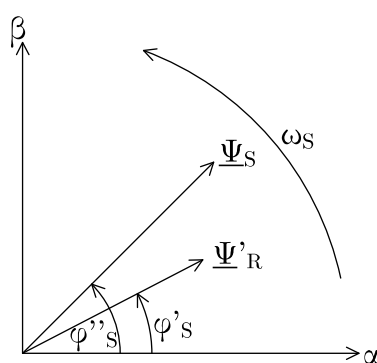


Abbildung 102: Darstellung der Verhältnisse bei der Bildung des Drehmoments

2. Da der Rotorfluss nur um die Rotorzeitkonstante  $\tau_R$  verzögert auf Änderungen der Stromkomponente  $i_{Sp}$  reagiert, kann der unmittelbar durch die Statorspannung beeinflussbare Statorfluss zur Steuerung des Drehmoments benutzt werden.
3. Der Statorflussraumzeiger wird durch die Statorspannung bewegt:

$$\dot{\underline{\Psi}}_S = \underline{u}_S - R_S \cdot \underline{i}_S \quad (12.2)$$

Unter Vernachlässigung des ohmschen Spannungsabfalls gilt:

$$\dot{\underline{\Psi}}_S \approx \underline{u}_S \quad (12.3)$$

bzw.

$$\underline{\Psi}_S \approx \int \underline{u}_S dt + \underline{\Psi}_{S0} \quad (12.4)$$

Die Spitze des Statorflussraumzeigers wandert in die Richtung der angelegten Spannung  $\underline{u}_S$ , die Geschwindigkeit ist proportional zur Höhe der Spannung  $\underline{u}_S$  (Abb. 103). Hat die Statorspannung den Wert Null, bleibt der Statorfluss, in Anlehnung an die Darstellung der Flussortskurve mit einem Elektronenstrahloszilloskop, stehen, dargestellt durch einen fetten Punkt (Abb. 103).

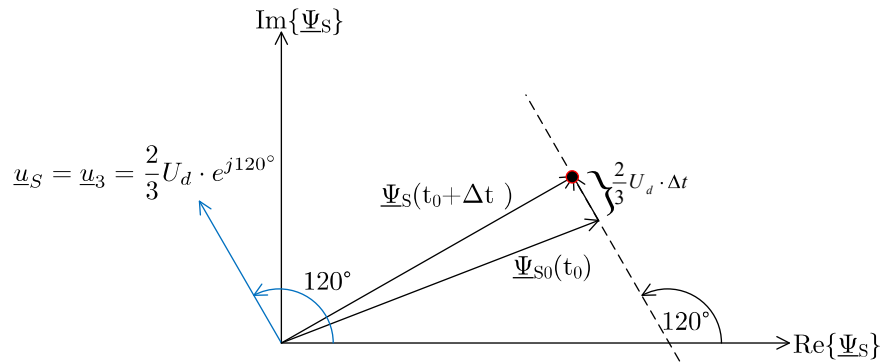


Abbildung 103: Bewegung des Statorflussraumzeigers innerhalb der Zeitspanne  $\Delta t$  von  $\underline{\Psi}_{S0}$  nach  $\underline{\Psi}_S(t_0 + \Delta t)$  unter dem Einfluss der Statorspannung  $\underline{u}_S = \underline{a} \cdot \frac{2}{3}U_d$ ; Stillstand am Ende der Zeitspanne  $\Delta t$  unter dem Einfluss von  $\underline{u}_S = \underline{U}_7 = 0$  (roter Punkt)

4. Aus 1., 2. und 3. folgt:

Das Anlegen einer Statorspannung  $u_{Sd}$  in Richtung des Statorflusses vergrößert den Statorflussbetrag.

Das Anlegen einer Spannung senkrecht zum Statorfluss  $\underline{\Psi}_S$  vergrößert oder verkleinert den Differenzwinkel  $\varphi''_S - \varphi'_S$  zum Rotorfluss  $\underline{\Psi}'_R$  und damit das Drehmoment.

Dieser Zusammenhang führt direkt zum Regelschema der Indirekten Statorgrößenregelung: Der Stelleingriff für den Statorflussbetrag ist die Spannungskomponente  $u_{Sd}$ , der Stelleingriff für das Drehmoment ist die Spannungskomponente  $u_{Sq}$  (Abb. 104). Beide Spannungskomponenten  $u_{Sd}^* + ju_{Sq}^*$  bilden im statorflussbezogenen Koordinatensystem den Vorgabewert für die Raumzeigermodulation. Die Raumzeigermodulation ermöglicht durch Aneinanderreihung von Schaltzuständen einschließlich der Spannung  $\underline{u}_S = 0$  jede beliebige Länge  $0 < u_S < \frac{1}{\sqrt{3}}U_d$  und Phasenlage einzustellen (Abb. 105).

5. Um das Drehmoment regeln zu können, muss man es auch berechnen. Wir benutzen dazu den Statorfluss

$$\underline{\Psi}_S = \int (\underline{U}_S - R_S \cdot \underline{i}_S) dt = \Psi_{S\alpha} + j\Psi_{S\beta} \quad (12.5)$$

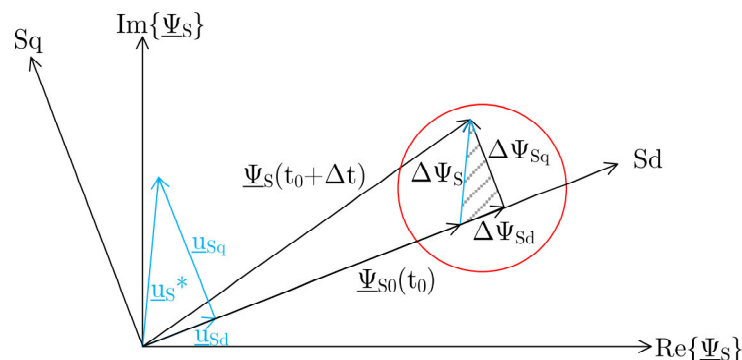


Abbildung 104: Bewegung des Statorflussraumzeigers innerhalb der Zeitspanne  $\Delta t$  bei anliegender Spannung  $\underline{U}_S = \underline{U}_{Sd} + j\underline{U}_{Sq}$

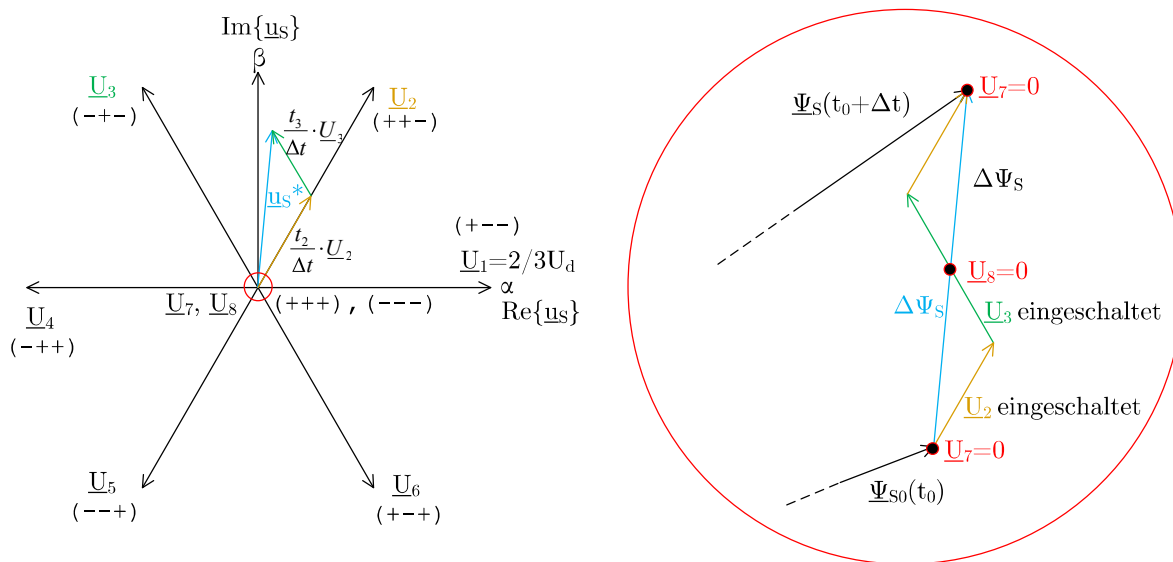


Abbildung 105: Darstellung der Spannung  $\underline{U}_S$  durch anteiliges Einschalten von  $\underline{U}_2$  und  $\underline{U}_3$  sowie  $\underline{U}_7$  und  $\underline{U}_8$  und zugehörige Bewegung des Statorflussraumzeigers innerhalb einer Pulsperiode  $\Delta t$ , vgl. Abb. 104;  $\Delta\Psi$  vergrößert dargestellt

und die Drehmomentenformel aus [13]

$$M_{el} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{S\alpha} \cdot i_{S\beta} - \Psi_{S\beta} \cdot i_{S\alpha}) \quad (12.6)$$

Mit den Regeln aus 4) und der Istwerterfassung aus 5) können wir jetzt das Regelschema der Indirekten Statorgrößenregelung zusammenstellen (Abb. 106).

## Direkte Selbstregelung nach Takahashi (Direct Torque Control)

Die Direkte Selbstregelung (engl. Direct Torque Control (DTC)) nach Takahashi benötigt im Unterschied zur ISR keinen Steuersatz und auch keine Koordinatentransformation für die Spannungssollwerte. Die Regelung der Statorflussamplitude und die Regelung des Drehmoments werden von Zweipunktreglern übernommen.

- Regelung der Amplitude des Statorflusses:

Dadurch, dass nur sechs diskrete Lagen des Spannungsraumzeigers zur Verfügung stehen, wird die Richtung der Spitze des Flussraumzeigers nur für  $\varphi''_S = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, \dots$  mit der idealen Kreisbahn übereinstimmen. Günstig erscheinen hier die Schaltzustände, die den Flussraumzeiger in die Drehrichtung vorwärts bringen und zwischen den Grenzen  $\Psi_{Smin}^*$  und  $\Psi_{Smax}^*$  halten. Je nach der Lage des Statorflussraumzeigers in einem der  $60^\circ$  breiten Sektoren wird ein Schaltzustand ausgewählt, der den Fluss vergrößert (Abb. 107, rote Farbe) und ein Schaltzustand, der den Fluss verkleinert (Abb. 107, grüne Farbe). Ein Zweipunktregler bestimmt, welcher der beiden Schaltzustände benutzt wird.

- Regelung des Drehmoments:

Wenn der Freilauf eingeschaltet wird, sinkt das Drehmoment ab, weil der Differenzwinkel  $\varphi''_S - \varphi'_S$  abnimmt, wenn der Statorflussraumzeiger steht und der Rotorflussraumzeiger weiterdreht (Abb. 102). Wird hingegen einer der zwei Schaltzustände benutzt, die den Flussraumzeiger bestmöglich in die gewünschte Richtung bewegen (in Abb. 107 grün und rot gekennzeichnet), nimmt das Drehmoment zu, weil der Differenzwinkel wieder größer wird (Abb. 108). Ein Zweipunktregler für das Drehmoment bestimmt, ob ein Freilaufzustand ( $\underline{U} = 0V$ ) oder einer der beiden „aktiven“ Zustände ( $\underline{U} \neq 0V$ ) benutzt wird. Das Einschalten des Freilaufs ist in Abb. 107 ähnlich wie in Abb. 105 durch fette Punkte dargestellt. Das Einschalten der Freiläufe ist hier aber nicht mit dem Einschalten der aktiven Schaltzustände koordiniert, sodass keine konstante Pulsperiode oder Schaltreihenfolge auftritt.



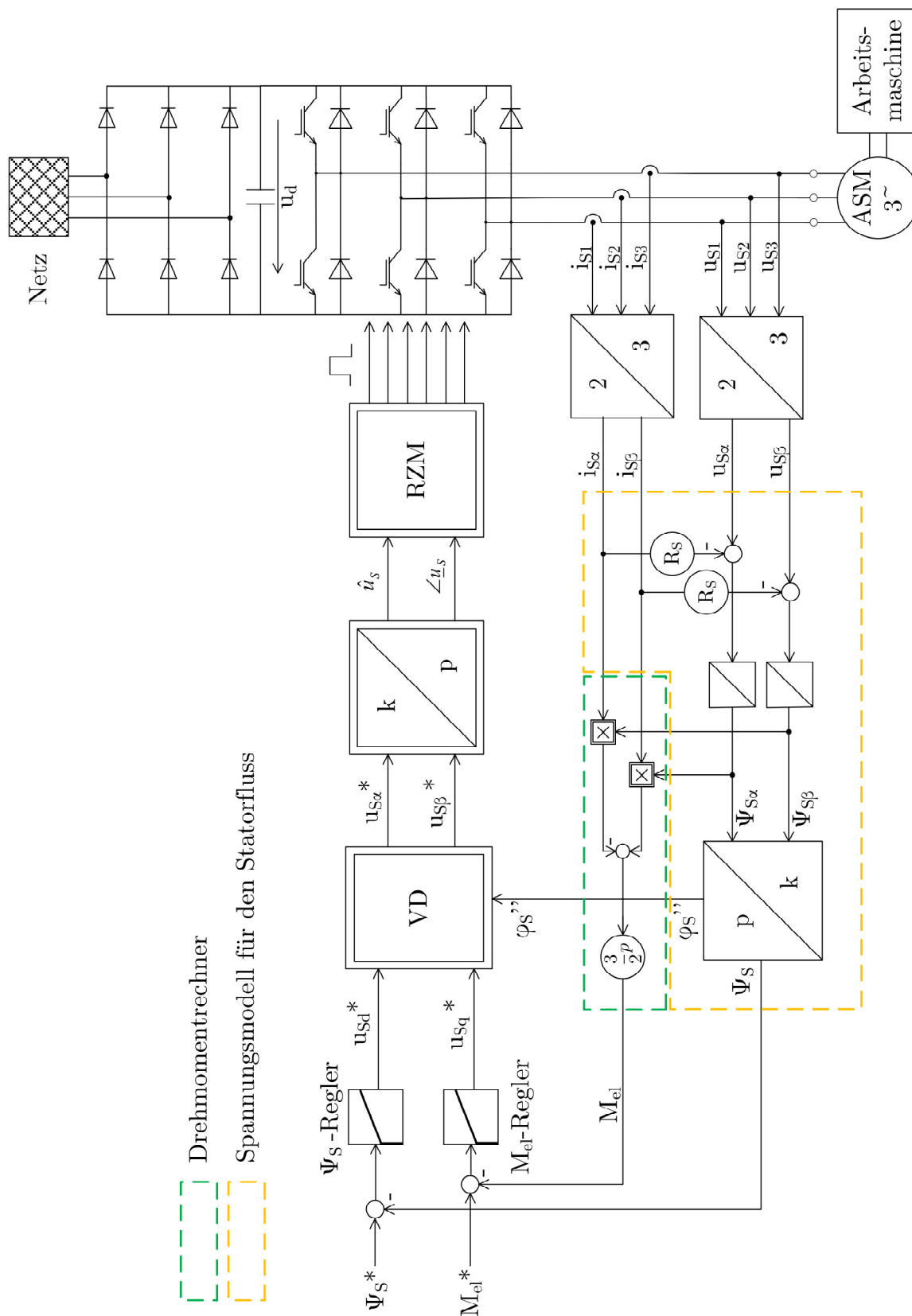


Abbildung 106: Signalflussplan der indirekten Statorgrößenregelung

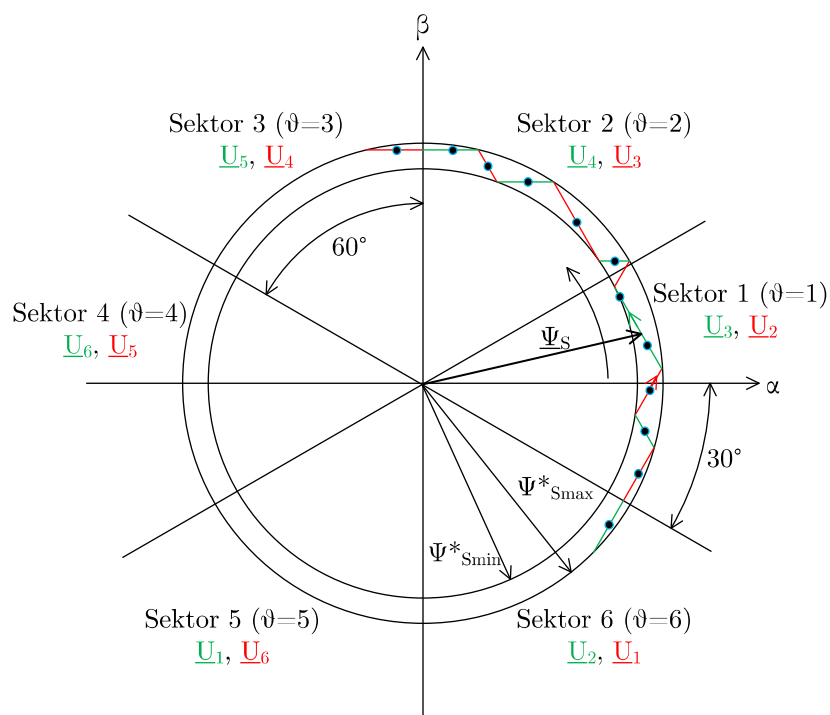


Abbildung 107: Darstellung der Trajektorie des Statorflusses  $\underline{\Psi}_S$  bei der Direkten Selbstregelung nach Takahashi

**rot:** nach „außen“führende Abschnitte mit dem zugehörigen Spannungsraumzeiger  
**grün:** nach „innen“führende Abschnitte mit dem zugehörigen Spannungsraumzeiger  
 Punkte: Stellen, an denen die Spitze des Flussraumzeigers während dem Anliegen von  $\underline{U}_7 = 0$  und  $\underline{U}_8 = 0$  still steht

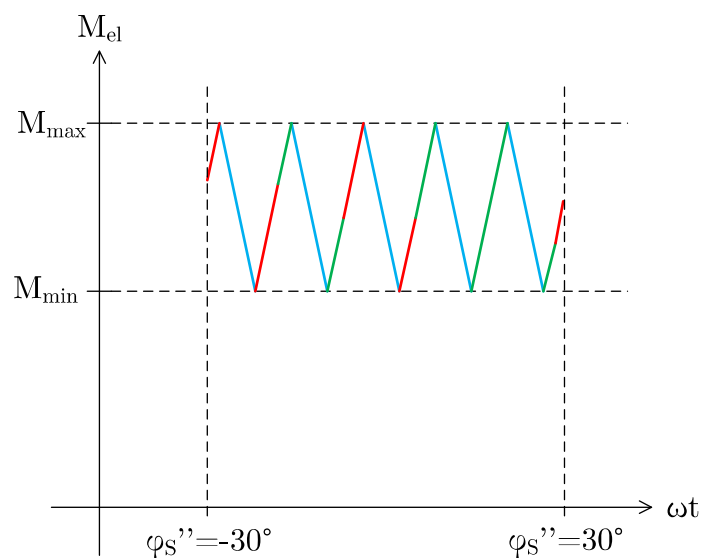


Abbildung 108: Zeitverlauf des Drehmoments im Sektor I der Abb. 107 (qualitativ)

$\xi \backslash \vartheta$	1	2	3	4	5	6	$\mu$
1	+++	---	+++	---	+++	---	0
	++-	-+-	-++	---+	++-	+-	1
0	---	+++	---	+++	---	+++	0
	-+-	-++	---+	++-	+-	+-	1

Abbildung 109: Tabelle  $N = f(\xi, \mu, \vartheta)$  für die Drehrichtung im mathematisch positiven Sinn (nach [12])

Der einzuschaltende Schaltzustand ist jetzt eindeutig durch die Ausgänge der Zweipunktregler für das Drehmoment ( $\mu$ ) und für den Statorfluss ( $\xi$ ) je nach der Lage von  $\underline{\Psi}_S$  im Sektor ( $\vartheta$ ) festgelegt (Abb. 109). Die Tabelle aus Abb. 109 ist das Kernstück der von Takahashi vorgeschlagenen Regelung, vereinfacht dargestellt in Abb. 110.

## Direkte Selbstregelung nach Depenbrock

Bei der Direkten Selbstregelung (DSR) wird das Drehmoment wie bei der Direkten Selbstregelung nach Takahashi durch einen Zweipunktregler geregelt. Die Flussraumzeigerbahn wird aber nicht kreisförmig, sondern sechseckförmig geregelt (Abb. 111).

Damit wechselt der für den Drehmomentaufbau benutzte Schaltzustand (Abb. 111,  $\underline{U}_3$ ) nur alle  $\Delta\varphi_S'' = 60^\circ$ . Das Kriterium für den Wechsel zum nächsten Schaltzustand ist aber nicht das Erreichen des Winkels  $\varphi_S'' = 60^\circ, 120^\circ, \dots, 360^\circ$ . Das Weiterschalten findet vielmehr dann statt, wenn der gewünschte Abstand  $\Psi_S^*$  des nächsten Geradenabschnitts zum Koordinatenursprung erreicht wird. In Abb. 111 ist dies dann der Fall, wenn  $\Psi_{S\beta} = \Psi_S^*$  wird (Punkt A). Durch diese Maßnahme bleibt die Gestalt der Flussortskurve unbeeinflusst von der Gleichspannung  $U_d$  und den eingestreuten Freilaufzuständen (in Abb. 111 nicht dargestellt). Diese Umschaltung muss an jeder der 6 Ecken durchgeführt werden, was mit Hilfe der sogenannten  $\beta$ -Komponenten des Statorflusses  $\Psi_{\beta a}$ ,  $\Psi_{\beta b}$  und  $\Psi_{\beta c}$  bewerkstelligt wird (Abb. 112).

Bewegt sich die Spitze von  $\underline{\Psi}_S$  in Pfeilrichtung, wird genau dann auf den Schaltzustand mit dem Spannungsraumzeiger  $\underline{U}_4$  umgeschaltet, wenn  $\Psi_{\beta a}$  den Wert  $\Psi_S^*$  erreicht. Im Punkt B wird dann auf den Schaltzustand mit dem Spannungsraumzeiger  $\underline{U}_5$  umgeschaltet, wenn  $-\Psi_{\beta c}$  den Wert  $\Psi_S^*$  erreicht. In Punkt C wird bei  $\Psi_{\beta b} = \Psi_S^*$  umgeschaltet, in Punkt D bei  $-\Psi_{\beta a} = \Psi_S^*$ , usw. Die  $\beta$ -Komponenten werden dadurch ermittelt, dass der Raumzeiger  $\underline{\Psi}_S$  in einem um  $0^\circ$ ,  $120^\circ$  und  $240^\circ$  gegenüber der Wicklungsachse a gedrehten Koordina-

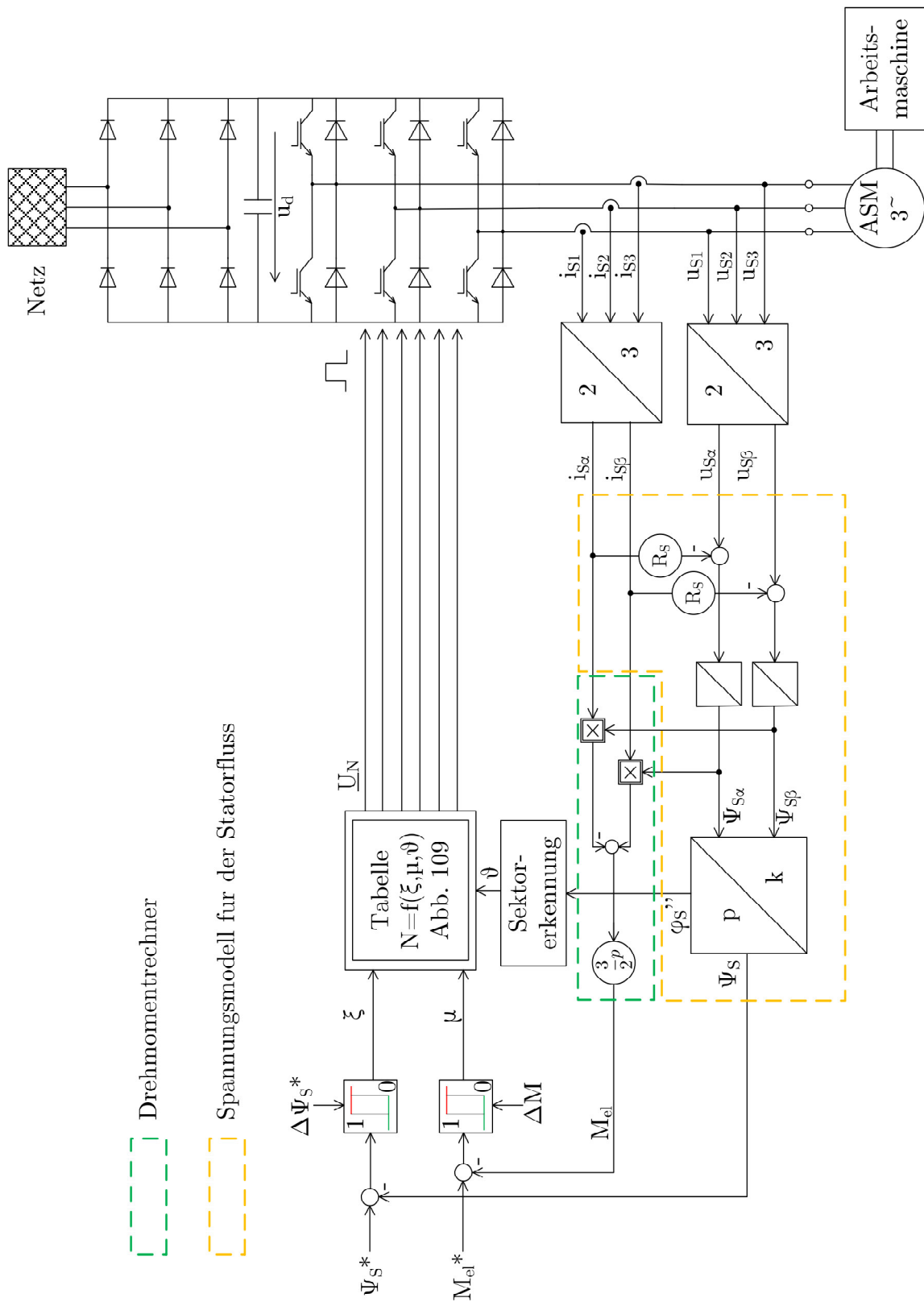


Abbildung 110: Signalflussplan der Direkten Selbstregelung nach Takahashi mit Prinzipschaltbild des Leistungsteils

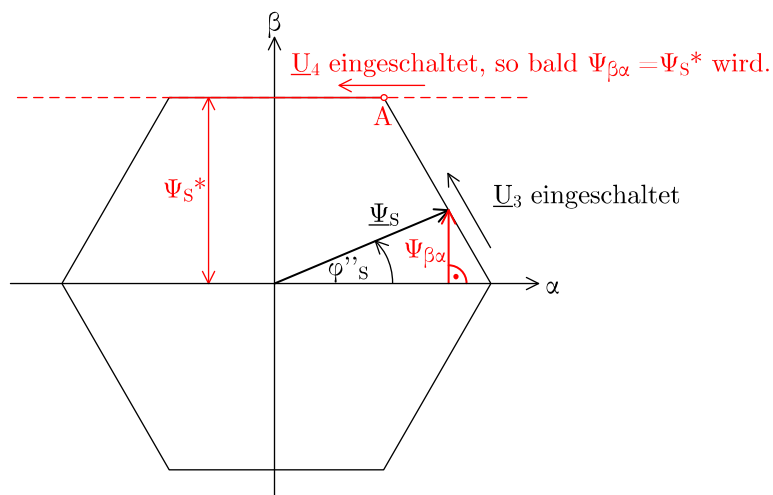


Abbildung 111: Flussraumzeigerbahn bei der Direkten Selbstregelung

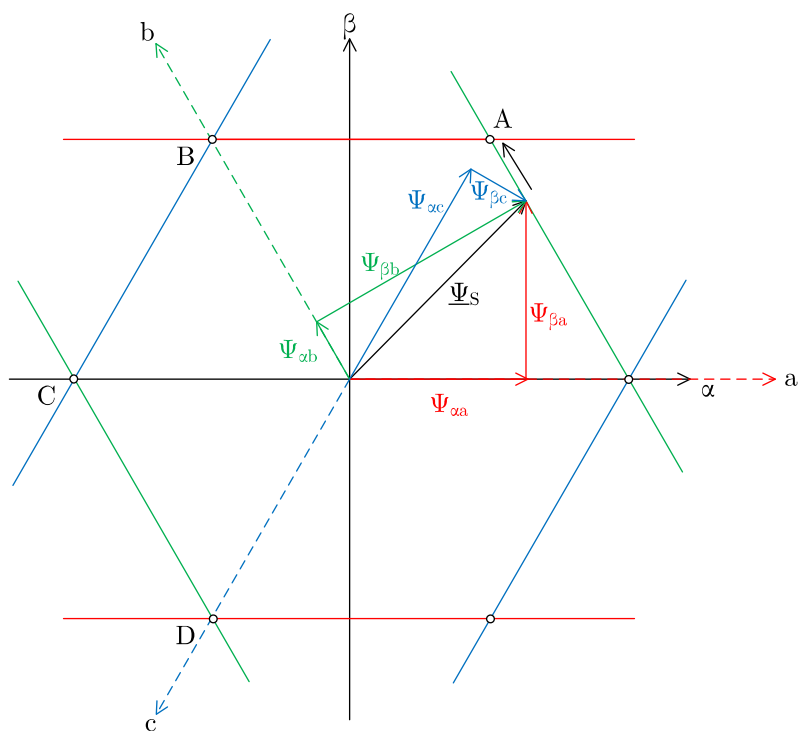


Abbildung 112:  $\alpha$ - und  $\beta$ -Komponenten des Statorflusses in den drei Wicklungsbezogenen Koordinatensystemen a, b und c

tensystem ermittelt wird, wobei nur die drei  $\beta$ -Komponenten ausgewertet werden (Abb. 113).

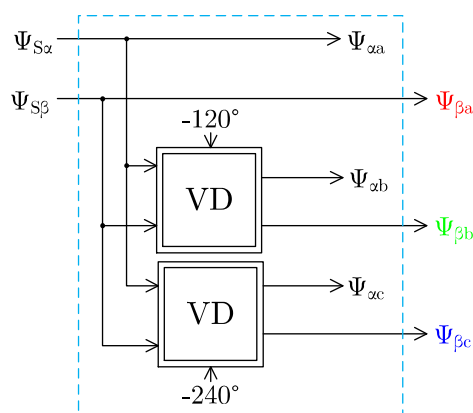


Abbildung 113: Signalflussplan des Koordinatenwandlers zur Ermittlung der  $\beta$ -Komponenten  $\Psi_{\beta a}$ ,  $\Psi_{\beta b}$ ,  $\Psi_{\beta c}$  (allgemeine Darstellung)

Da hier nur feste Drehwinkel benutzt werden, hat der Koordinatenwandler eine sehr einfache Form. Nach den Gleichungen (7.26) und (7.27) gilt:

$$\Psi_{\beta a} = \Psi_{S\beta} \quad (12.7)$$

$$\Psi_{\beta b} = -\Psi_{S\alpha} \cdot \sin(120^\circ) + \Psi_{S\beta} \cdot \cos(120^\circ) \quad (12.8)$$

$$= -\frac{1}{2}\sqrt{3} \cdot \Psi_{S\alpha} - 0.5 \cdot \Psi_{S\beta} \quad (12.9)$$

$$\Psi_{\beta c} = -\Psi_{S\alpha} \cdot \sin(240^\circ) + \Psi_{S\beta} \cdot \cos(240^\circ) \quad (12.10)$$

$$= \frac{1}{2}\sqrt{3} \cdot \Psi_{S\alpha} - 0.5 \cdot \Psi_{S\beta} \quad (12.11)$$

Es ergibt sich der Signalflussplan in Abb. 114.

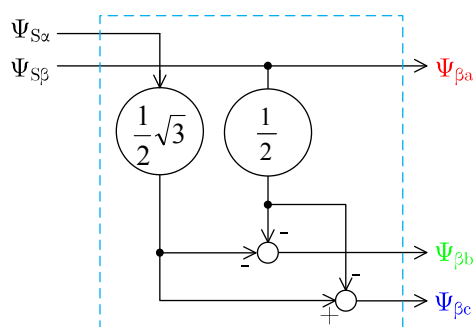


Abbildung 114: Signalflussplan des Koordinatenwandlers zur Ermittlung der  $\beta$ -Komponenten (vereinfachte Darstellung)

Abb. 117 zeigt den Signalflussplan der Direkten Selbstregelung im Grunddrehzahlbereich in enger Anlehnung an [11].

In [11] war ein zweiter Vergleichler mit niedrigerer Schwelle für die  $\beta$ -Komponenten des Flusses vorgesehen, der ein Absinken des Flusses bei niedrigen Drehzahlen detektieren und durch kurzes Einschalten des vorhergehenden Schaltzustands verhindern sollte („Flussauffrischung“). Diese Funktion ist in Abb. 117 nicht mehr dargestellt, da bei niedrigen Drehzahlen die Indirekte Statorgrößenregelung benutzt wird, die eigens für diesen Bereich konzipiert wurde.

Die Direkte Selbstregelung ist auch sehr gut für den Feldschwächbereich geeignet, da hier die Blocktaktung allein schon aus Gründen der Umrichterausnutzung günstig ist. Im Feldschwächbereich wird auf das Einschalten der Freilaufzustände 7 und 8 verzichtet. Das Drehmoment wird dadurch erhöht, dass der Durchmesser der Flussbahnkurve des Statorflusses  $\Psi_S^*$  verringert wird, dann läuft der Flussraumzeiger schneller um. Die Bahngeschwindigkeit bleibt gleich, aber die Winkelgeschwindigkeit wird größer (Abb. 115). Der Übergang vom Grunddrehzahlbereich in den Feldschwächbereich findet im Punkt F statt.

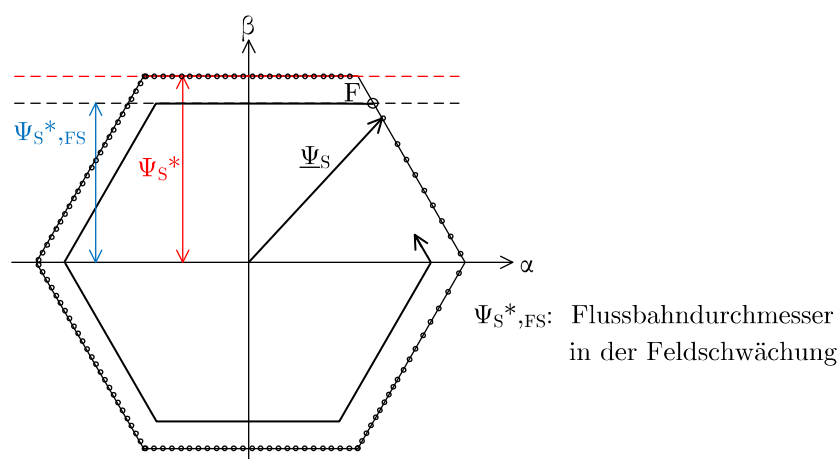


Abbildung 115: Trajektorie des Statorflusses  $\underline{\Psi}_S$  beim Übergang in die Feldschwächung am Punkt F

Die Aufgabe der Drehmomentregelung und der notwendigen Feldschwächung übernimmt ein PI-Regler. Der Momentenumschalter MU bleibt dazu dauerhaft in der oberen Stellung (wie in Abb. 117 gezeichnet) und als Drehmomentregler wird ein PI-Regler eingesetzt. Daraus ergibt sich das in Abb. 118 dargestellte Regelschema.

Das hervorragende dynamische Verhalten der Direkten Selbstregelung [11] wird durch kleine und große Drehmomentsollwertsprünge bei niedriger, hoher und mittlerer Drehzahl de-

monstriert (Abb. 119). Die durch die Sechseckform der Flussraumzeigerbahn verursachte wenig vorteilhafte Stromkurvenform von  $i_a$  fällt hier nicht so stark auf. Man beachte, dass die Summe der Strombeträge trotz großer Drehmomentsprünge keine Spitzen aufweist, obwohl bei der Direkten Selbstregelung keine Stromregelung benutzt wird.

Im Feldschwächbereich wird bei schnellen Änderungen im Drehmomentsollwert eine schnelle Anpassung des Winkels  $\varphi'' - \varphi'$  erforderlich sein, gefolgt von einer nur geringen Erhöhung der Statorfrequenz. Für diese Aufgabe wurde nach der Erstveröffentlichung des Verfahrens die sogenannte „dynamische Feldschwächung“ vorgeschlagen. Dazu wird  $\Psi_S^*$  vorübergehend für den Durchlauf einer Sechseckseite herabgesetzt (Abb. 116). Die Spitze des Flussraumzeigers nimmt eine „Abkürzung“ und gewinnt die für das gewünschte Drehmoment notwendige Vergrößerung des Differenzwinkels  $\varphi'' - \varphi'$ .

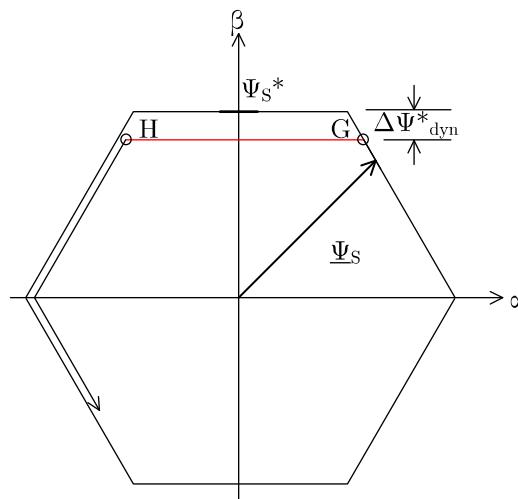


Abbildung 116: Dynamische Feldschwächung zwischen den Punkten G und H



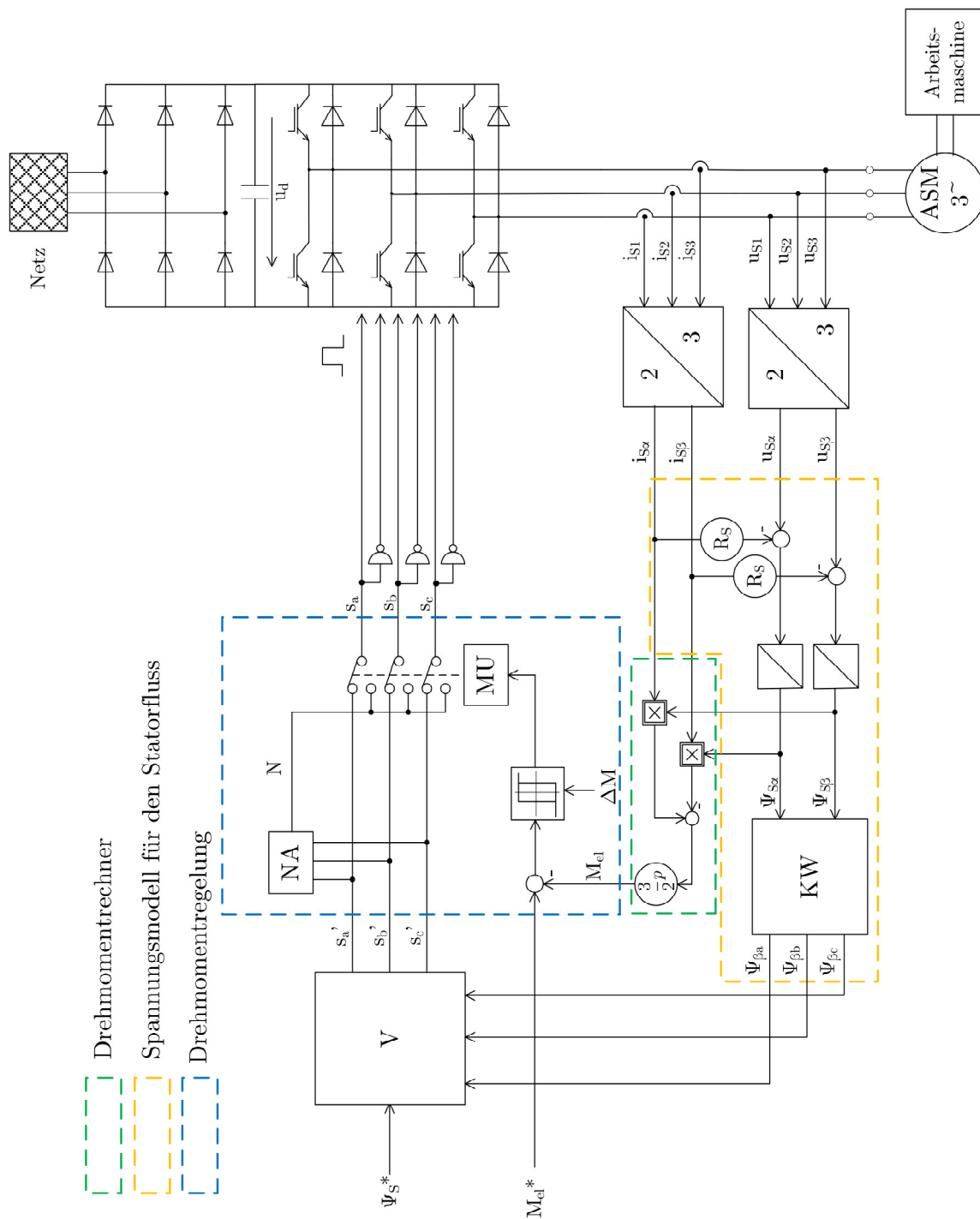


Abbildung 117: Signalfussplan der Direkten Selbstregelung im Grunddrehzahlbereich

$V$ : Vergleich, Funktion siehe Text

$MU$ : Umschalter für die Momentenregelung

$KW$ : Koordinatenwandler gemäß Abb. 114

$N$ : Freilaufzustand +++ oder —

$NA$ : Auswahl des Schaltzustands für den Raumzeiger mit der Länge Null

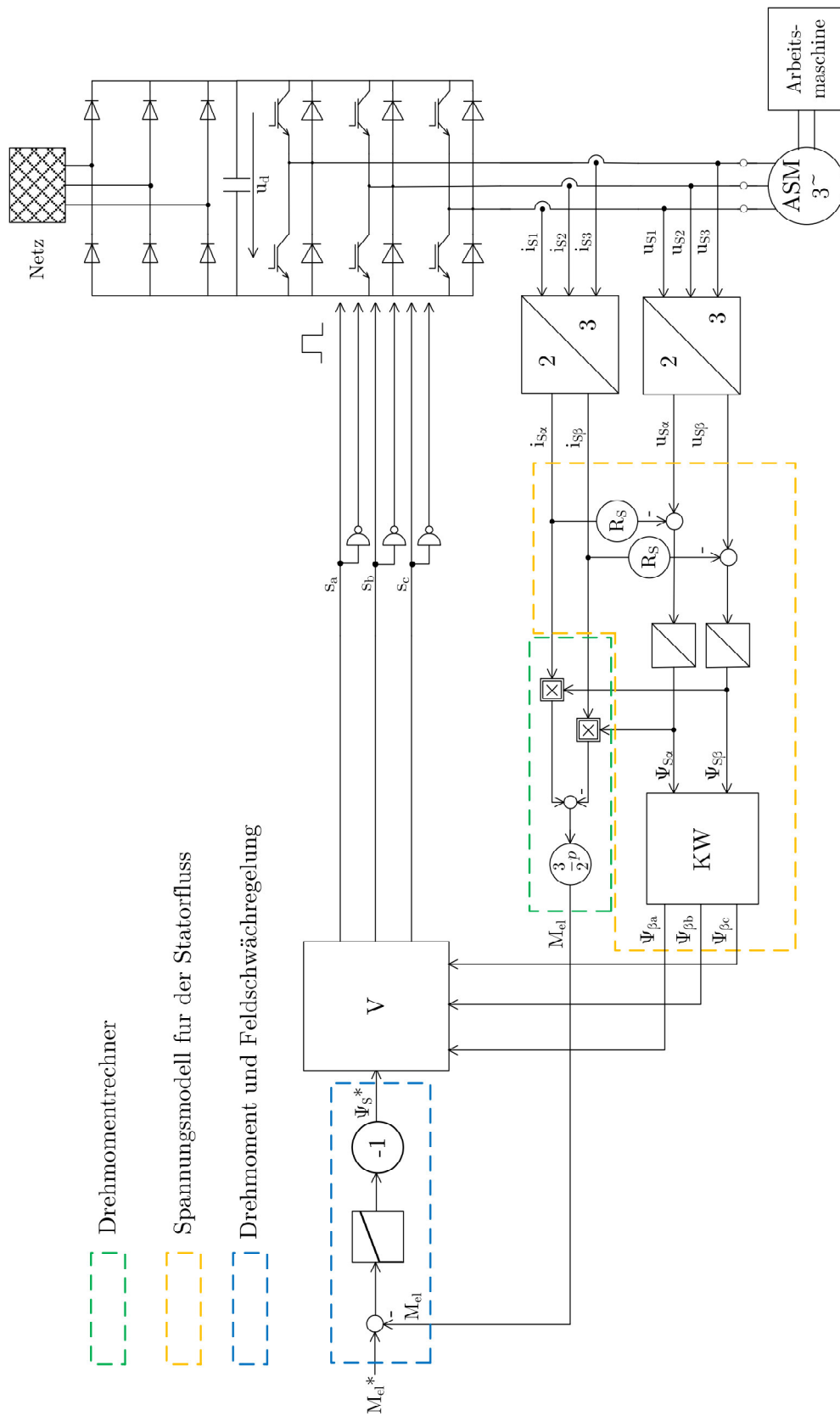


Abbildung 118: Signalfussplan der Direkten Selbstregelung im Feldschwächbereich

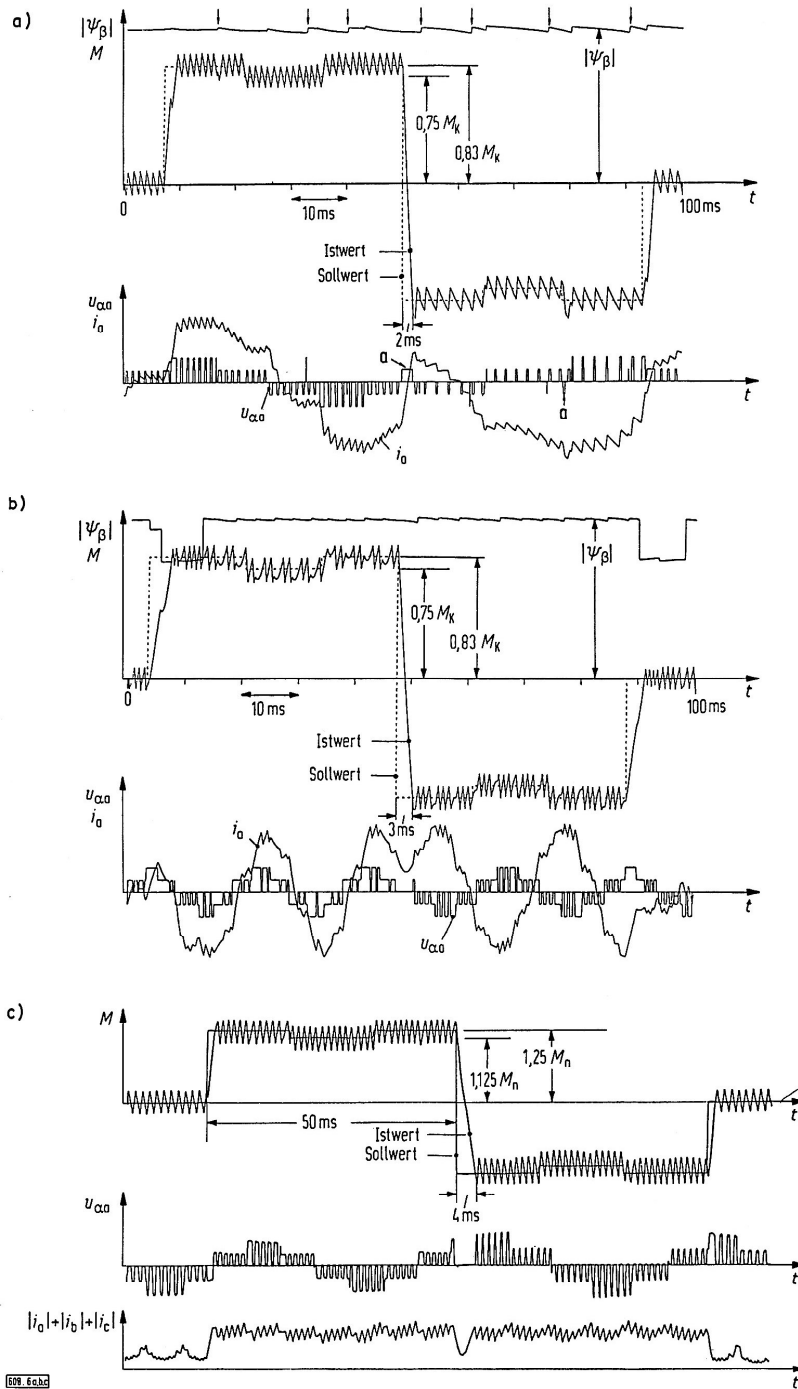


Bild 6. Zeitverläufe wichtiger Größen bei schnellen Momentänderungen einer Kurzschlußläufermaschine

$T_s, T_r$	Ständer-, Rotorzeitkonstante	Bild	$n/n_0$	$f_p/\text{Hz}$	$\sigma$	$T_s/s$	$T_r/s$	$f_0/\text{Hz}$
$\sigma$	Streuziffer							
$f_0, n_0$	Nennwerte von Frequenz und Leerlaufdrehzahl bei vollem Fluß	a)	0,25	$\approx 3 \times 300$	0,071	0,69	0,30	60
$f_p$	Pulsfrequenz	b)	0,75	$\approx 3 \times 300$	0,071	0,69	0,30	60
$M_n$	Nennmoment	c)	0,40	$\approx 3 \times 300$	0,063	0,48	0,41	50
$M_K$	Kippmoment							
$u_{\alpha\alpha}$	Sternspannung							
$i_a$	Leiterstrom							

Abbildung 119: Zitat des Bilds 6 aus [11]

## 13 Prädiktive Regelung

Als Prädiktive Regelverfahren werden solche Verfahren bezeichnet, bei denen das zukünftige Verhalten der Regelstrecke als Folge der zur Verfügung stehenden Stellgrößen vorausgerechnet wird und das Ergebnis der Vorausrechnung die auszuwählende Stellgröße bestimmt. Die Kriterien, nach denen die Stellgröße ausgewählt wird, können auch sehr komplex und teilweise widersprüchlich sein. Bei mehreren zu berücksichtigenden Kriterien wird ein Gütefunktional benutzt, um mit Hilfe von Bewertungsfaktoren zu einer eindeutigen Bestimmung der „besten“ Stellgröße zu kommen. Die Struktur eines Prädiktivreglers enthält dementsprechend keinen klassischen Regler (z.B. PI-Regler), sondern ein Streckenmodell, einen leistungsfähigen Rechner zur Bestimmung des zukünftigen Verlaufs der Regelgrößen bei Anwendung der möglichen Stellgrößen und eine Auswahlinheit zur Bestimmung der „besten“ Stellgrößen, sowie eine Triggereinrichtung, die die Umschaltung auf den nächsten Schaltzustand veranlasst (Abb. 120).

### Hysteresebasierte Regelung

Ein sehr eingängiges Beispiel ist die prädiktive Regelung des Statorstroms einer Drehstrommaschine gemäß [14]: Nach den Gleichungen (8.10) und (8.11) gilt unter Vernachlässigung des Wicklungswiderstands R:

$$L \cdot \frac{di_S}{dt} = \underline{u}_S - \underline{e} \quad (13.1)$$

Für den Raumzeiger von  $\underline{u}_S$  gibt es bei der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung nur 7 verschiedene Zeiger.  $\underline{U}_1$  bis  $\underline{U}_6$  und den Wert Null für die Schaltzustände 7 und 8. Daraus folgen 7 Gradienten des Statorstrom  $i_S$  (Abb. 121).

Mit Hilfe der Gradienten des Statorstroms kann der zukünftige Stromverlauf näherungsweise berechnet werden (Abb. 122). Unter der Annahme, dass  $\underline{u}_S = \underline{U}_4$  eingeschaltet ist, bewegt sich die Spitze des Stromraumzeiger  $i_S$  entsprechend dem vorberechneten Wert, bis die Grenze des Toleranzgebiets erreicht wird (hier bei  $t_0 + \Delta t$ ). Jetzt wird der Schaltzustand ausgewählt, der den Stromraumzeiger bestmöglich ins Toleranzgebiet zurückführt und möglichst lange darin hält. Hier ist das  $\underline{u}_S = \underline{U}_2$ . Man beachte, dass sich  $i_S^*$  mit  $\omega_S$  auf einer Kreisbahn weiterbewegt und das Toleranzgebiet „mitnimmt“. Die Gradienten des Statorstroms ändern sich entsprechend der Bewegung von  $\underline{e}$  (gemäß Abb. 121) ebenfalls.

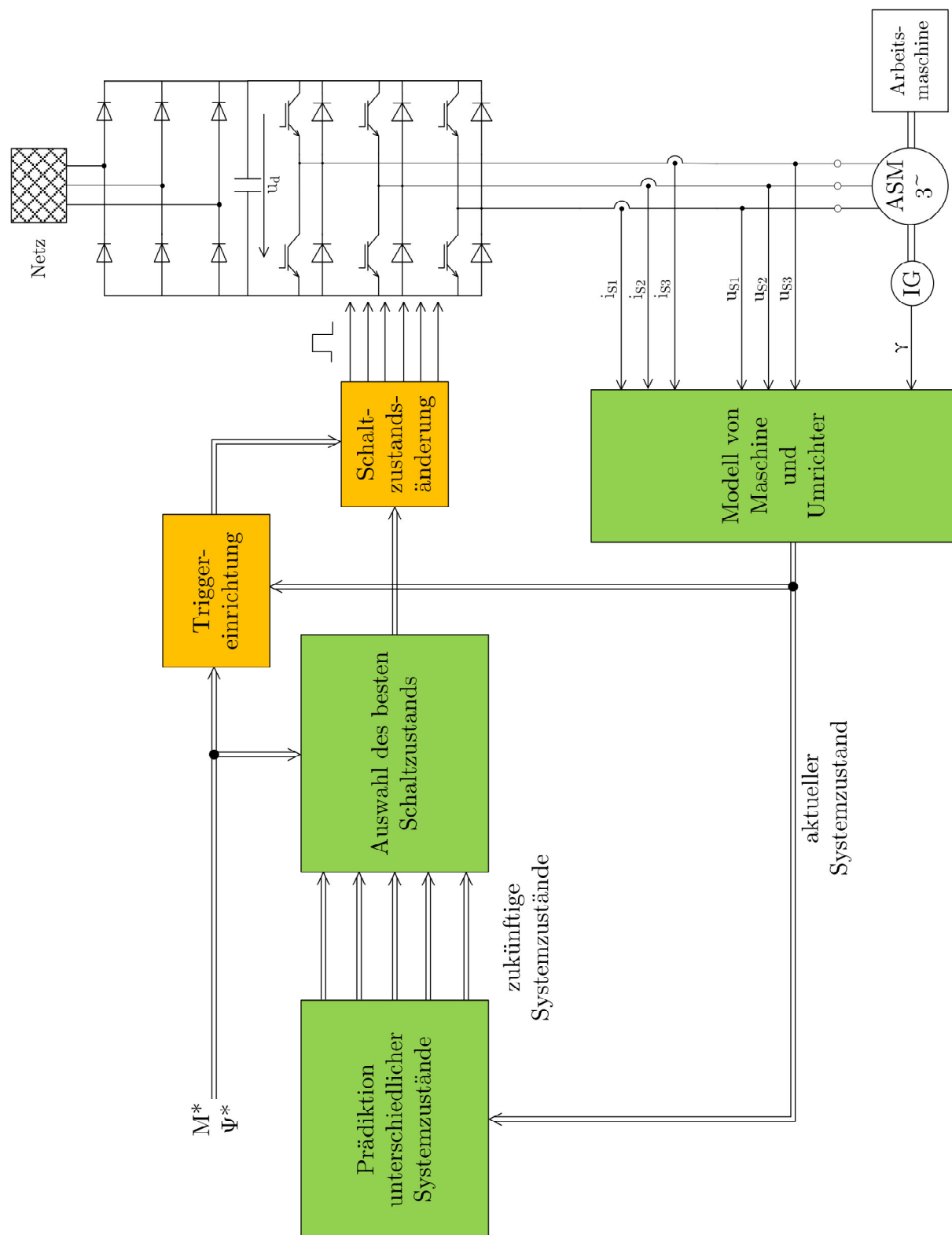


Abbildung 120: Prädiktive Regelung zur Einstellung von Drehmoment  $M$  und Fluss  $\Psi$ , Prinzipschaltbild des Leistungsteils und Signalflussbild der Regelung mit den **Einrichtungen zur Auswahl des nächsten Schaltzustands** und **zur Umschaltung auf den nächsten Schaltzustand**

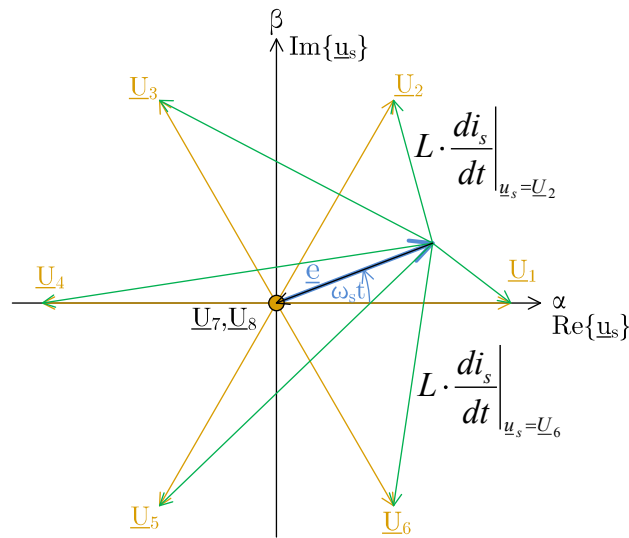


Abbildung 121: Mögliche Gradienten des Statorstroms (Darstellung in der Spannungsebene) bei der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung mit induktiver Last und Gegenspannung (Momentaufnahme,  $\underline{e}$  bewegt sich im quasistationären Betrieb mit  $\omega_s$  auf einer Kreisbahn)

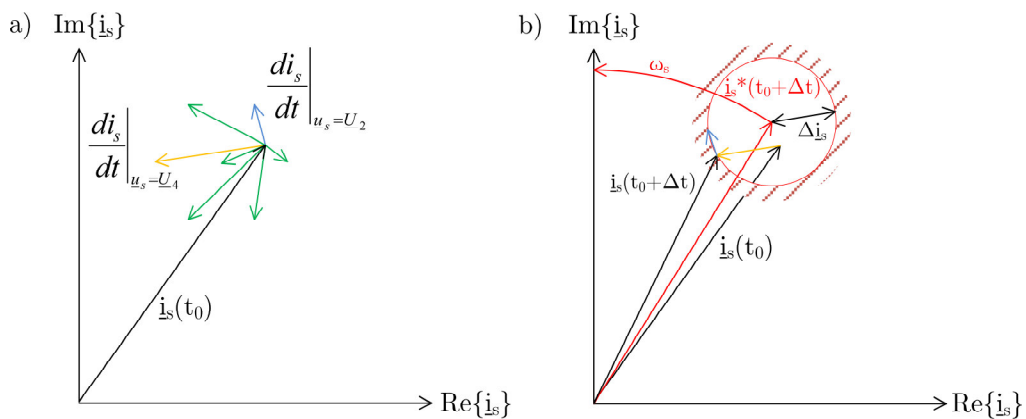


Abbildung 122:

- a) Erreichbare Ströme innerhalb einer Taktperiode (Darstellung in der Stromebene) für alle 7 Schaltzustände
- b) Trajektorie des Iststroms bei Benutzung der Schaltzustände 4 und 2

Um Zeitverzögerungen bei der Auswahl des besten Schaltzustand zu vermeiden, wird permanent gerechnet, welcher der aktuell beste Zustand ist. Dieser Zustand kann beim Erreichen der Toleranzgrenze ohne weitere Rechnung direkt eingeschaltet werden. Für die Anwendung bei der Asynchronmaschine wurde - ebenfalls von Holtz - eine Sonderform des Toleranzgebiets vorgeschlagen, die zur Reduzierung der Schalhäufigkeit führt: Das Toleranzgebiet wird für den Strom  $i_{sp}$  im rotororientierten Koordinatensystem deut-

lich größer eingestellt als für den Strom  $i_{sq}$ , weil der Magnetisierungsstrom  $i'_\mu$  mit der Verzögerungszeitkonstanten  $\tau_R$  dem Strom  $i_{sp}$  folgt, während  $i_{sq}$  das Drehmoment unmittelbar beeinflusst [14].

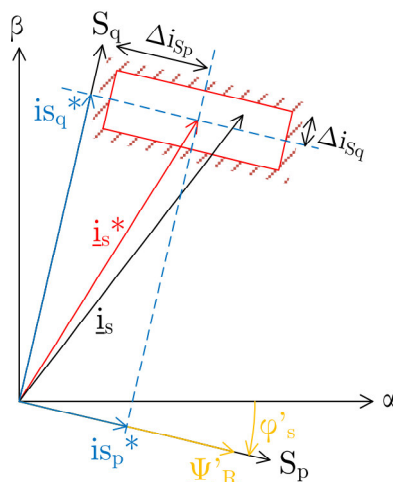


Abbildung 123: Rechteckförmiges Toleranzgebiet zur unterschiedlichen Behandlung von drehmomentbildendem und magnetisierendem Strom

## Trajektorienbasierte Regelung

Mit der Direkten Selbstregelung (Kapitel 12) wurde ein trajektorienbasiertes Verfahren vorgestellt, das als prädiktives Regelverfahren eingestuft werden kann: Das Einschalten bestimmter Schaltzustände (Aktiver Zustand oder Freilauf) geschieht im Hinblick auf die zukünftige Entwicklung des Drehmoments (steigt oder fällt). Da die Entscheidung über den nächsten Schaltzustand beim Einsatz von Mikrocontroller oder Digitalen Signalprozessoren doch etwas Zeit in Anspruch nimmt, wurden auch hier Lösungen vorgeschlagen, den optimalen Schaltzustand immer neu zu berechnen und bei einer Anforderung durch den Drehmomentregler oder den Flussregler direkt abzurufen. Auch das Anstoßen an eine Drehmomentgrenze oder die Grenze einer  $\beta$ -Komponente kann sinnvollerweise prädiziert werden.

## Modellbasierte Prädiktivregler

Hier wird anstelle einer selbst formulierten Erläuterung ein Auszug von Kennel und Linder aus [15] zitiert:

Hysteres- und trajektorienorientierte Strategien verwenden den aktuellen Systemzustand, um den nächsten Schaltzustand des Umrichters vorauszuberechnen. Besteht zwischen hysteres- und trajektorienbasierten Regelverfahren in dieser Hinsicht noch eine Art Verwandtschaft, so beruhen die modellbasierten Verfahren (Model Based Predictive Control, MBPC) auf gänzlich unterschiedlichen Ideen. Modellbasierte Verfahren berücksichtigen die Vergangenheit und optimieren die zukünftigen Stellgrößen nicht nur für den nächsten Zyklus, sondern bis zu einem festgelegten, zukünftigen Kosten- oder Regelhorizont. Betrachtet man die Struktur von modellbasierten Reglern, so sind sie eher mit Zustandsreglern oder Kalman-Filtern zu vergleichen als mit den bisher betrachteten Prädiktivreglern.

Der Regelalgorithmus umfasst die Schritte:

1. Messung der Regelgrößen
2.
  - (a) Vorausberechnung der Regelgrößen für alle möglichen Schaltzustände
  - (b) Vorausberechnung der Regelgrößen aller auf die in 2.(a) untersuchten Varianten folgenden möglichen Schaltzuständen
  - (c) (d) ... (n) Vorausberechnung bis zur n-ten Stufe je nach Rechenkapazität und Rechenzeit
3. Ermittlung des Werts des Gütefunktional für alle Schaltkombinationen
4. Auswahl der besten Variante
5. Anwendung der besten Variante

Auch hier werden die Schritte 1. - 4. ständig wiederholt, sodass als nächstfolgender Schaltzustand derjenige schnell eingeschaltet werden kann, der ein bis zum n-ten Schritt optimales Verhalten ermöglicht.

Dieses Verfahren stößt aufgrund der Vielzahl der zu berechnenden Varianten schnell an Grenzen, die durch die Rechenkapazität und die Rechenzeit gesetzt werden. Obwohl beeindruckende Fortschritte in der Erweiterung des Prädiktionshorizont gemacht wurden, hat man keine adäquaten Fortschritte in der Verbesserung der Regelqualität erzielt.



## Deadbeat-Regler

Obwohl die Deadbeat-Regelung den klassischen Verfahren der Regelungstechnik zuzuordnen ist, zählt sie aufgrund der modellgestützten Vorausberechnung der Stellgrößen zu den prädiktiven Regelverfahren. Am Elektrotechnischen Institut wurde von Weigold und Becker eine Art Deadbeat-Regelung mit parameterunabhängiger Stellgrößenberechnung vorgeschlagen und erfolgreich erprobt. Das Grundprinzip besteht darin, die Stromsteigung  $\left. \frac{di_s}{dt} \right|_k$  für die Schaltzustände mit  $\underline{U}_S \neq 0$  und die Freiläufe mit  $\underline{U}_S = 0$  in der aktuellen Pulsperiode  $k$  aus den Strommesswerten zu berechnen und für die nächste Pulsperiode zur Bestimmung der Einschaltdauern so zu verwenden, dass der Sollwert des Stromes zum Ende der nächsten Pulsperiode  $i_{e,k+1}$  genau erreicht wird. Der Index  $e$  bedeutet Endwert innerhalb der entsprechenden Pulsperiode. Am Beispiel des Gleichstromstellers wird das Prinzip deutlich (Abb. 124). Mit den Steigungen  $\left(\frac{di}{dt}\right)_{ON,k}$  für  $u_d = U_{DC}$  und  $\left(\frac{di}{dt}\right)_{OFF,k}$  für  $u_d = 0$  erhält man die Bestimmungsgleichung:

$$i_{e,k+1} = i_{e,k} + T_{ON,k+1} \left(\frac{di}{dt}\right)_{ON,k} + T_{OFF,k+1} \left(\frac{di}{dt}\right)_{OFF,k} \quad (13.2)$$

Mit  $T_{ON} + T_{OFF} = T_P$  steht eine zweite Bedingungsgleichung zur Verfügung, sodass die Einschaltdauern  $T_{ON}$  und  $T_{OFF}$  eindeutig bestimmt werden können. Die Voraussetzung, dass die Stromsteigungen konstant bleiben,

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{ON,k} = \left(\frac{di}{dt}\right)_{ON,k+1} \quad (13.3)$$

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{OFF,k} = \left(\frac{di}{dt}\right)_{OFF,k+1} \quad (13.4)$$

ist in den meisten Fällen erfüllt, da die Pulsperiodendauer  $T_P$  meist sehr klein gegen die Nennanlaufzeit einer Gleichstrommaschine als Belastung ist. Um die Fehlereinflüsse zu minimieren wird eine Vielzahl von Messwerten abseits der Schaltvorgänge aufgenommen und mit Hilfe eines Least-Square-Schätzers ausgewertet (Prinzip in Abb. 125 dargestellt).

Das am Beispiel des Gleichstromstellers geschilderte Verfahren lässt sich auf die Stromregelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine übertragen, indem die Stromgradienten der drei am Schaltspiel beteiligten Schaltzustände A1, A2 und F (siehe [17]) gemessen werden. A1 und A2 beschreiben jeweils die zwei benachbarten aktiven Schaltzustände und in F werden die beiden möglichen Freiläufe zusammengefasst. Die beiden Freiläufe können

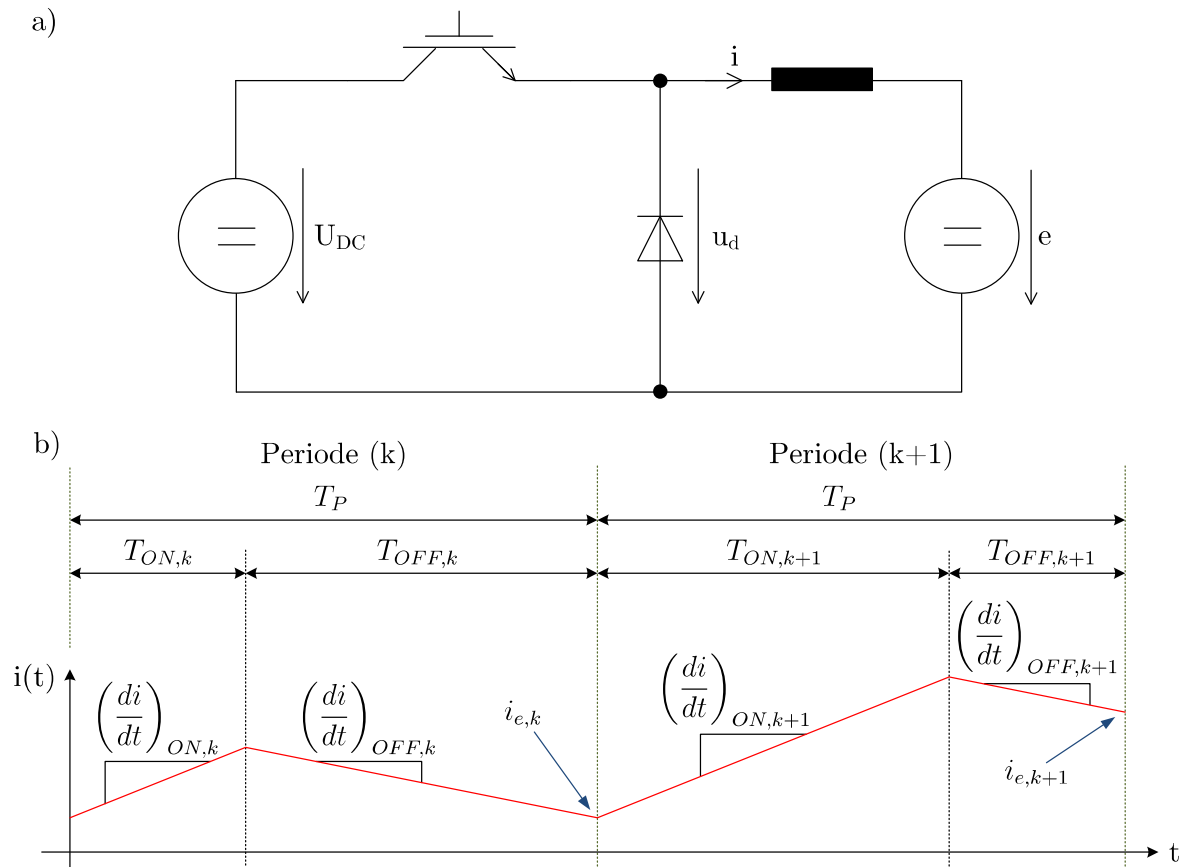


Abbildung 124: Abbildung nach [16]

a) Schaltbild eines Tiefsetzstellers

b) Stromverlauf beim Tiefsetzsteller mit steigendem Strom  $i_{e,k+1} > i_{e,k}$

zusammengefasst werden, da es aus Sicht der Maschine keinen Unterschied gibt. Dies ist für den Strom  $i_{S1}$  der ersten Phase in Abb. 125 dargestellt.

Aus den Stromgradienten während eines aktiven Zustands  $\left(\frac{di}{dt}\right)_{a,k}$  und des Freilaufzustands  $\left(\frac{di}{dt}\right)_{f,k}$  werden die zu  $\frac{U_a}{L}$  und  $\frac{e}{L}$  äquivalenten Stromgradienten ermittelt, die für die Berechnung der Schaltzeiten benutzt werden. Hierbei beschreibt der Index  $a$  den aktiven Schaltzustand,  $f$  den Freilaufzustand,  $n$  für den entsprechenden Schaltzustand (Werte von 1 bis 8),  $k$  den Index der Modulationsperiodendauer  $T_P$  und die Regelperiode  $T_S = \frac{1}{2}T_P$ .

$$\Delta i_{a,n,k} = \left( \left(\frac{di}{dt}\right)_{a,k} - \left(\frac{di}{dt}\right)_{f,k} \right) \cdot T_S \tag{13.5}$$

$$\Delta i_{f,k} = \left(\frac{di}{dt}\right)_{f,k} \cdot T_S \tag{13.6}$$

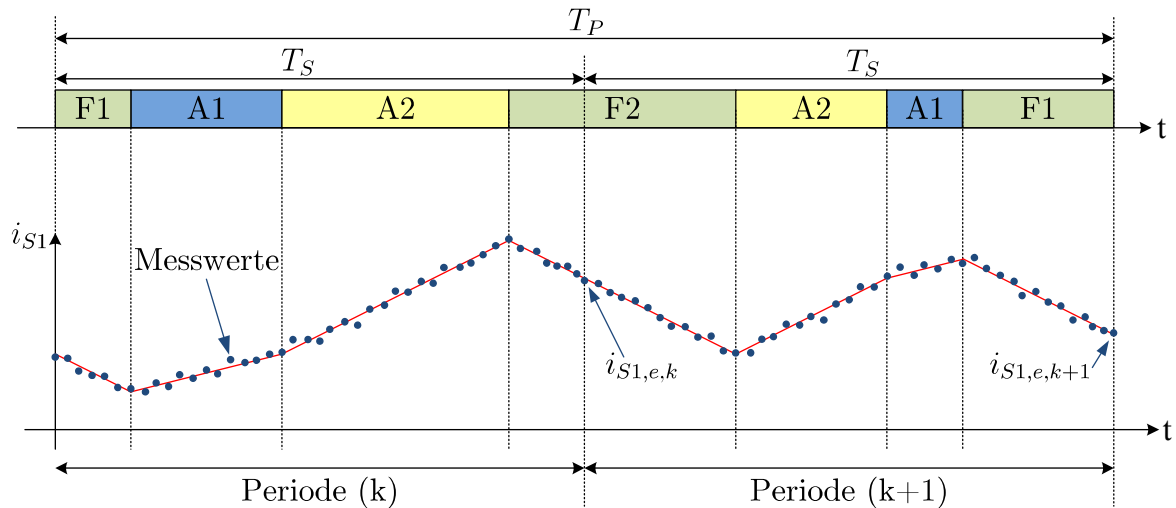


Abbildung 125: Darstellung der Strommessung in zwei Halbperioden einer Pulsperiode  $T_P$  der Raumzeigermodulation. Abbildung nach [16]

Die Ermittlung der Schaltzeiten wird an Abb. 126 erläutert:  $i_{e,k}$  ist der Stromraumzeiger zum Zeitpunkt  $k$  (d.h. der Istwert).  $i_{e,k+1}$  ist der Endwert zum Zeitpunkt  $k+1$ , der nach einer Halbperiode erreicht werden soll. Würde man den Freilauf eine volle Halbperiode lang einschalten träte die Stromänderung  $\Delta i_{f,k}$  auf und der Stromraumzeiger würde auf den Wert  $i_{f,k+1}$  verändert. Der „Rest“  $i_{a,k+1}$  der zum Erreichen des Sollwerts  $i_{e,k+1}$  erforderlich ist, muss jetzt noch durch anteiliges Einschalten der benachbarten Schaltzustände 3 und 4 aufgebracht werden. Hier werden die gleichen Formeln wie bei der Raumzeigermodulation der Spannungen eines Pulswechselrichters benutzt [17]. Das Ergebnis sind die relativen Einschalt Dauern der Schaltzustände 3 und 4, der verbleibende Rest der Halbperiode wird mit dem passenden Freilauf (Schaltzustand 7 oder 8) aufgefüllt.

Mit einer entsprechenden Regelanordnung, die das geschilderte Verfahren ausführt (Abb. 128), wird die höchstmögliche Dynamik ohne explizite Kenntnis der wirksamen Induktivität  $L$ , der drehzahlabhängigen induzierten Spannung  $\underline{e}$  und der Gleichspannung  $U_d$  erreicht.

In Abbildung 127 sind Messergebnisse beim Reversieren des Drehmoments für eine Zwischenkreisspannung von  $U_d = 200V$  bzw.  $U_d = 400V$  dargestellt. Man beachte, dass sich die Dynamik auf Grund der veränderten Zwischenkreisspannung ändert. Abb. 128 kann man entnehmen, dass die Regelung hier keinerlei Zwischenkreisspannungserfassung benötigt. Das Erfassen der Zwischenkreisspannung ist nicht notwendig, da der Vektor  $\Delta i_{a,n,k}$  von der Zwischenkreisspannung abhängt und somit die Änderung erfasst.

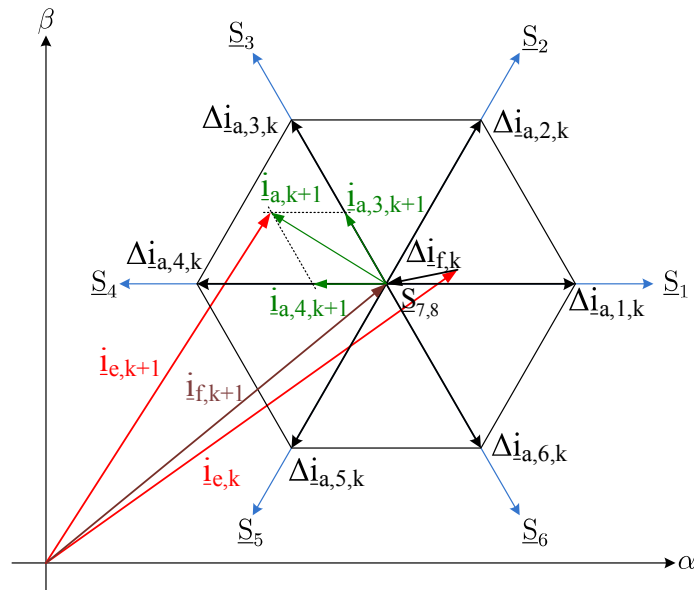
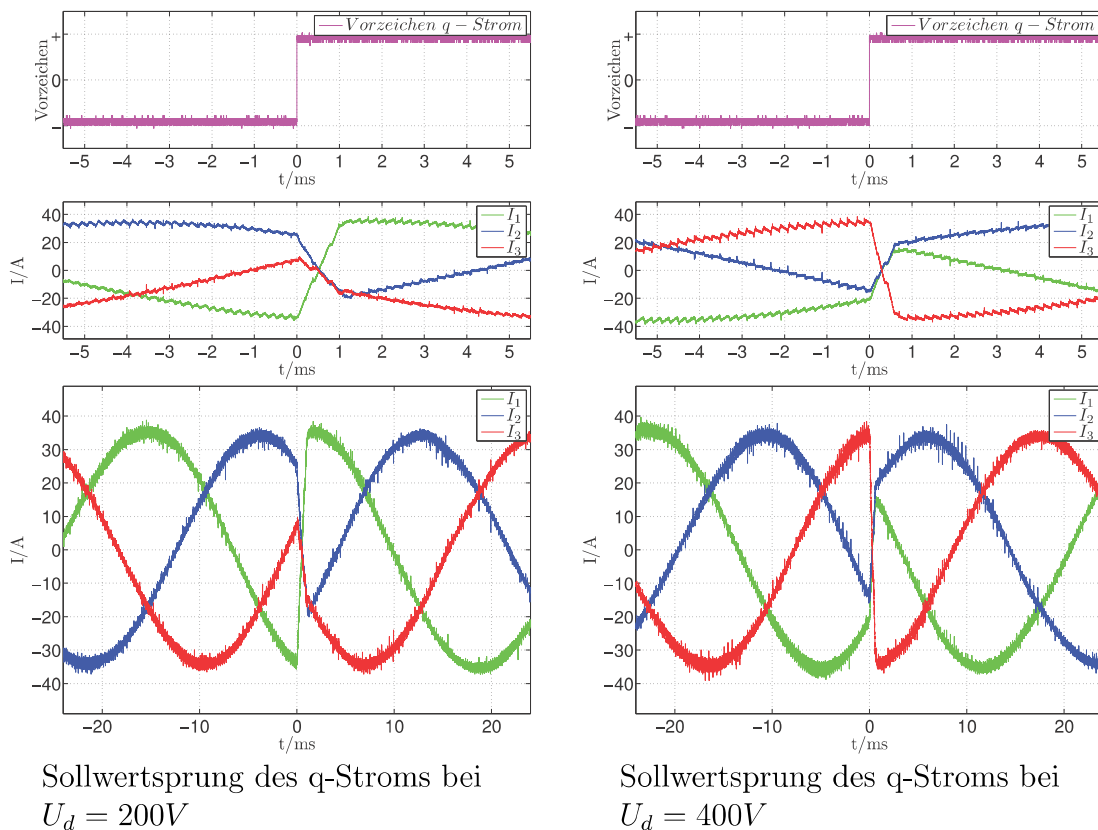


Abbildung 126: Raumzeigerdarstellung der Ströme zur Überführung des Stromraumzeigers vom aktuellen Wert  $i_{e,k}$  auf den Sollwert zum Zeitpunkt  $t_{k+1}$  mit Hilfe von  $\Delta i_{f,k}$  und  $i_{a,k+1}$ .  
Abbildung nach [16]



Sollwertsprung des q-Stroms bei  $U_d = 200V$

Sollwertsprung des q-Stroms bei  $U_d = 400V$

Abbildung 127: Zeitverläufe der Ständerströme einer permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Anwendung der direkten Stromregelung mit den Stromänderungsparametern  $\Delta I_f$  und  $|\Delta I_a|$  [18, S.115]

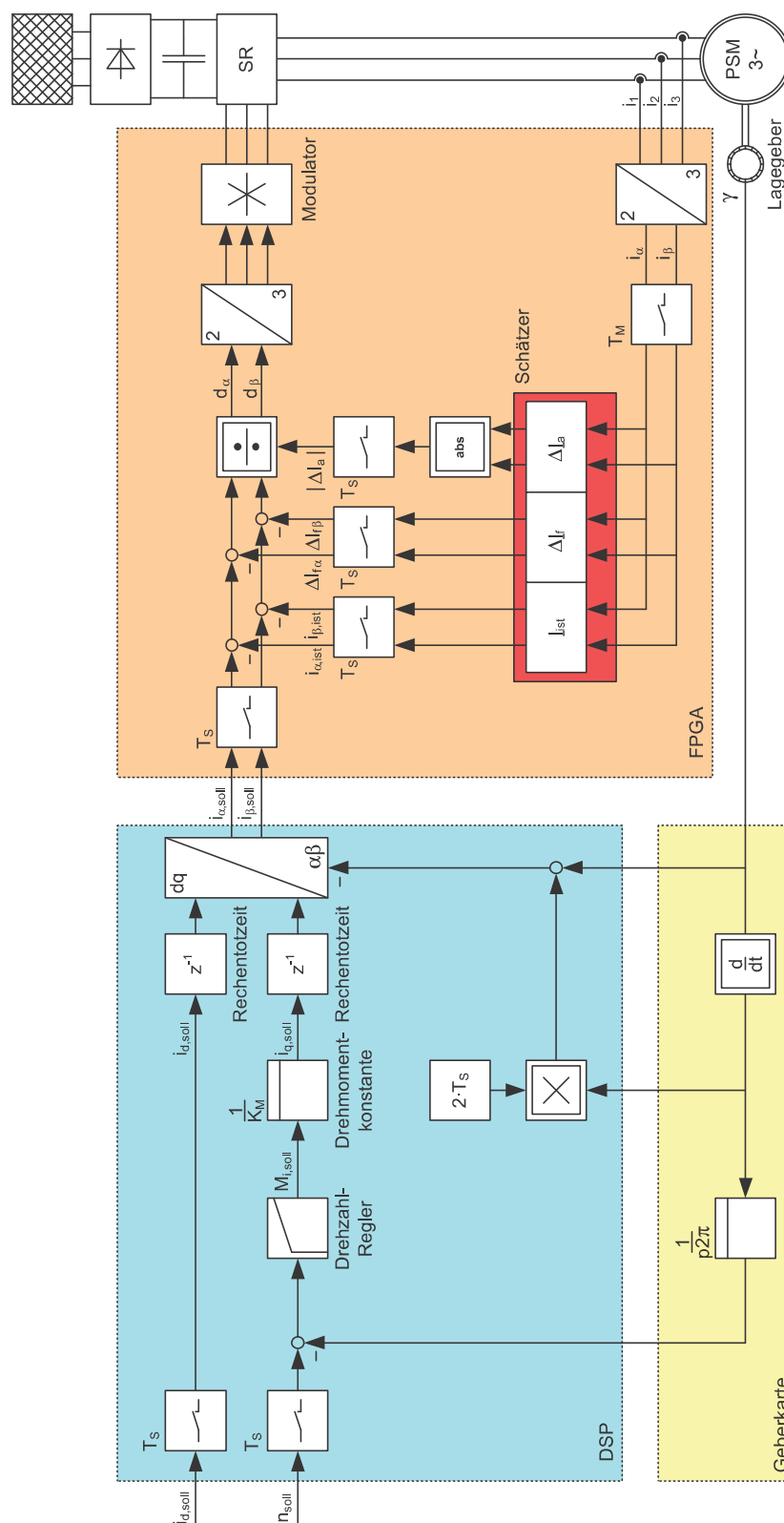


Abbildung 128: Drehzahlregelung der permanentmagneterregten Synchronmaschine unter Anwendung der direkten Stromregelung mit den Stromänderungsparameter  $\Delta I_f$  und  $|\Delta I_a|$  [18, S.105]

## 14 Regelung ohne mechanischen Geber

Für die Steuerung drehzahlveränderbarer Antriebe wird ein Umrichtergerät mit Stromrichter und Signalverarbeitung in die Netzzuleitung des Motors eingefügt. Wenn es irgendwie möglich ist, versucht man weitere Einbauten und Modifikationen am Antrieb zu vermeiden. Insbesondere der Anbau oder Einbau von Stellungsgebern verursacht zusätzliche Kosten und erhöht die Störanfälligkeit. Aus diesem Grund befasst sich eine Vielzahl von wissenschaftlich tätigen Ingenieuren mit dem Entwurf von „sensorless control“-Verfahren. Diese Bezeichnung täuscht, denn zumindest für die Erfassung der elektrischen Größen sind Sensoren zwingend erforderlich. Weil die elektrischen Größen der Maschine selbst dazu benutzt werden, ein Drehzahl- oder Lagesignal zu errechnen, sollte besser der Begriff „Selfsensing methods“ benutzt werden.

Unmittelbar einsichtig ist das bei der Synchronmaschine: Im Leerlauf ist die vom Polrad induzierte Spannung, unter Vernachlässigung von Eisenverlusten [19], an den Klemmen messbar. Unter Last müssen die Spannungsabfälle  $R_S \cdot \underline{i}_S$  an den Wicklungs- und Zuleitungswiderständen sowie an den wirksamen Induktivitäten  $L_S \cdot \frac{di_S}{dt}$  von der Klemmenspannung abgezogen werden, um die induzierte Spannung zu berechnen. Die Lage der Polradspannung gibt Aufschluss über die Lage des Polrads, die Amplitude der Polradspannung ist ein Maß für die Drehzahl. Meist genügt es, die Polradlage zu detektieren, um den drehmomentbildenden Strom und den feldbildenden Strom einprägen zu können (vgl. Kapitel 10). Ziemlich schwierig erscheint diese Aufgabe, wenn für die Stromkomponenten  $i_d$  und  $i_q$  unterschiedliche Induktivitäten zu berücksichtigen sind - man kennt ja die Polradlage noch nicht, wenn man diese errechnen will! Hier hilft allerdings ein Trick, der bereits im Skriptum meiner Vorlesung „Elektrische Maschinen und Stromrichter“ [8] für den quasistationären Fall empfohlen wird (Abb. 129) und der die Basis für die Lageerfassung in [20] bildet: Die Richtung von  $\underline{U}_p$  wird durch  $\int (\underline{u}_S - R_S \cdot \underline{i}_S) dt - L_q \cdot \underline{i}_s$  bestimmt (Abb. 130).

Mittlerweile wird allgemein anerkannt, dass im Stillstand der Synchronmaschine keine auswertbare Spannungen in den Statorwicklungen induziert wird. Die Polradlage kann dann nur noch durch die Auswertung von eigens für diesen Zweck angewandten Testsignalen oder parasitären Testsignalen (z. B. Stromripple) erfolgen. Allerdings muss dann auch eine lageabhängige Anisotropie vorliegen, um lageabhängige Reaktionen der Maschine zu erhalten (z. B.  $L_d \neq L_q$  oder magnetische Sättigung des Eisens im Bereich der Pole).

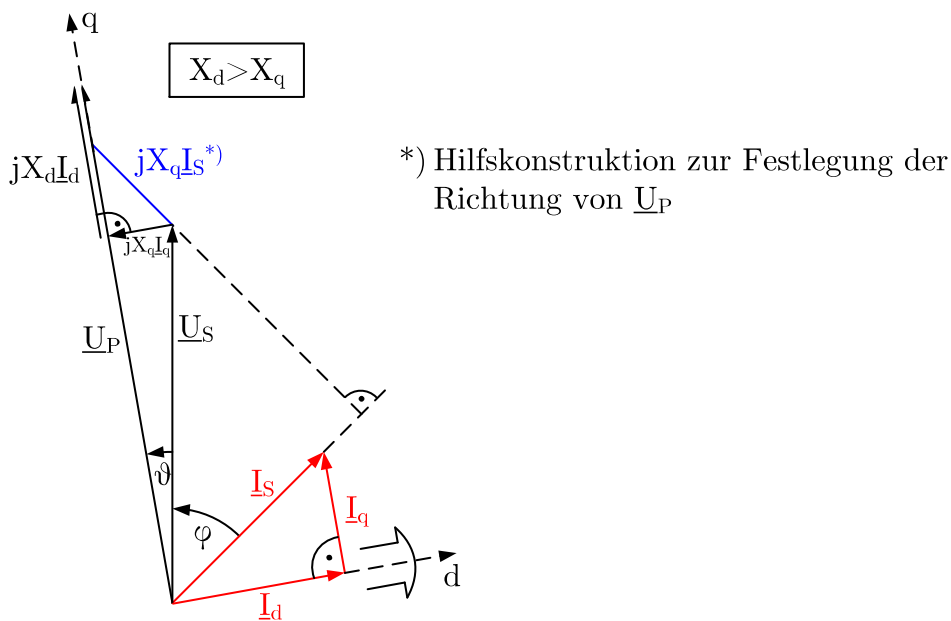


Abbildung 129: Zeigerdiagramm der Synchronmaschine für  $L_d \neq L_q$  im quasistationären Zustand

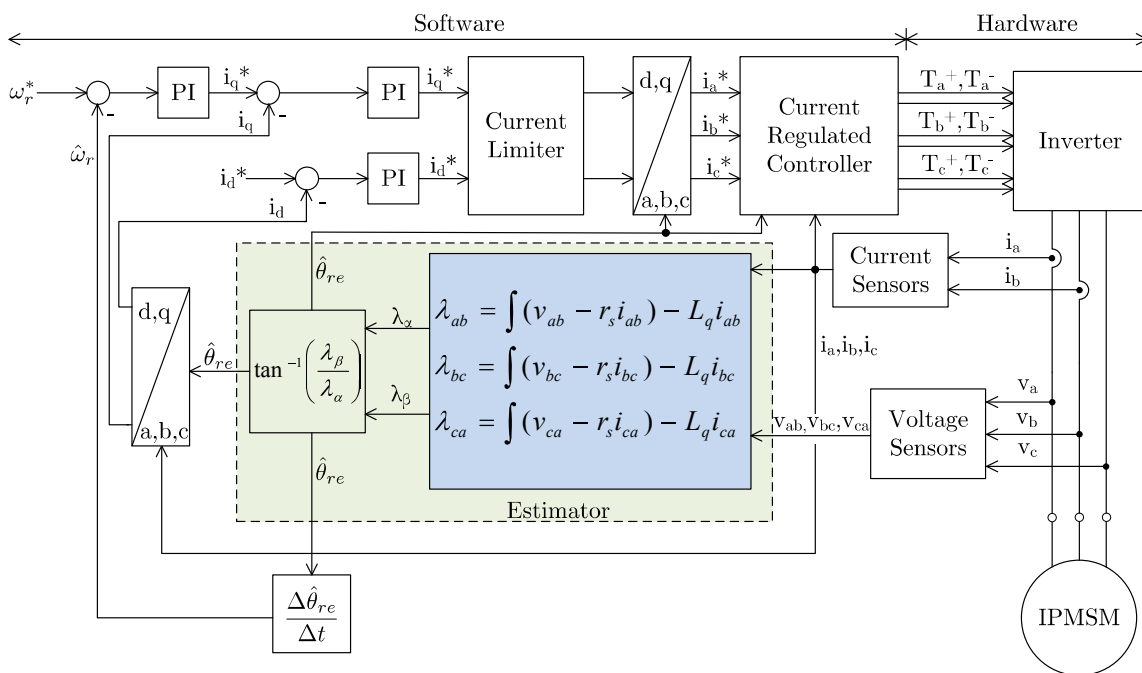


Abbildung 130: Zitat der Abbildung 3 aus [20]

### Bestimmung der Motorparameter

Die Funktion der Stromregelung, die Berechnung der Rotorlage bei der Synchronmaschine und die Berechnung der Lage des Rotorflusses bei der Asynchronmaschine hängen stark

von der Anwendung der richtigen Motorparameter ab. Die Parameterbestimmung kann je nach Einzelfall mit den verschiedensten Methoden erfolgen (Abb. 131). Es wird allgemein angestrebt, dass die Parameterermittlung mit den Mess- und Stellgliedern des Umrichters selbst erfolgt, vor dem eigentlichen Betrieb (Identifikation, Selbstinbetriebnahme) oder während des Betriebs zur Anpassung an wechselnde Betriebsbedingungen (Adaption).

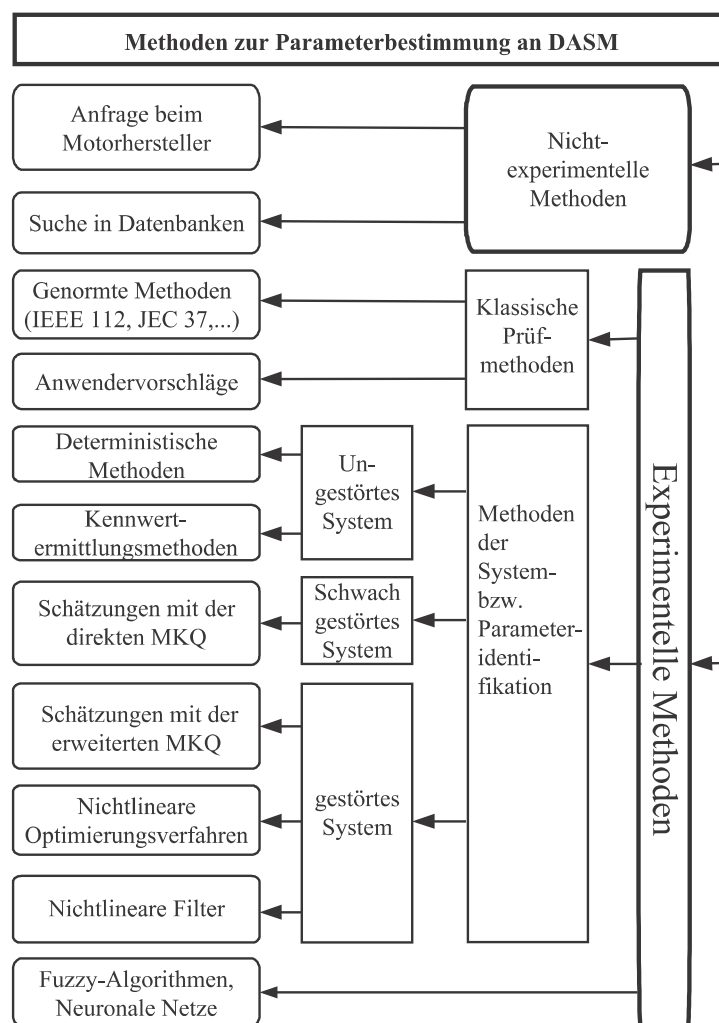


Abbildung 131: Übersicht der Methoden zur Parameterbestimmung aus [1, Abb. 13.65, S. 526]

Für die Identifikation können im Rahmen der Inbetriebnahme einzelne Testpulse, wechselnde Gleichströme oder Wechselströme benutzt werden. Der Einsatz des Stromrichters selbst hat den Vorteil, dass die Eigenschaften der Mess- und Stellglieder des Stromrichters in den ermittelten Parametern bereits enthalten sind. Folgende Themenbereiche sind Gegenstand der Parameterermittlung:

- Eigenschaften des Wechselrichters (Verzögerungszeiten, Spannungsabfälle)



- Eigenschaften des Stromregelkreises (Widerstände, Induktivitäten)
- Eigenschaften des Motors (Motormodellparameter)

Die sorgfältige Parameterbestimmung durch den Umrichter selbst ist z. B. in der Dissertation Evers [21] beschrieben.

## Einsatz von Strom- und Spannungsmodell bei der Regelung der Asynchronmaschine

Die Grundlage zur Bestimmung des Rotorflusswinkels  $\varphi'_S$  mit dem Spannungsmodell ist die Berechnung des Statorflusses  $\underline{\Psi}_S$ , der auch die zentrale Größe für die verschiedenen Ausführungsformen der Direkten Selbstregelung ist (Eingangsgröße für die Schaltzustandstabelle, Grundlage der Drehmomentenberechnung). Unglücklicherweise wird die durch die Auswertung von

$$\underline{\Psi}_S = \int (\underline{u}_S - R_S \cdot \underline{i}_S) dt \quad (14.1)$$

ermittelte Information immer ungenauer, je näher die Statorfrequenz an  $\omega_S = 0$  liegt. Fehlerquellen sind

- die Genauigkeit der Messung von  $\underline{u}_S$
- der für die Berechnung verwendete Wert des temperaturabhängigen Statorwiderstands

Durch die gezielte Minimierung der Fehlereinflüsse kann der Betriebsbereich des Spannungsmodells bis zu Ständerfrequenzen ausgedehnt werden, die kleiner als die Nennschlupffrequenz des Asynchronmotors sind. Für  $\omega_S = 0$  kann mit dem Spannungsmodell allerdings keine Information über die Flusslage ermittelt werden, da  $\frac{d\underline{\Psi}_S}{dt} = 0$  ist. Wenn dauerhafter Betrieb mit  $\omega_S = 0$  gefordert wird, muss das Strommodell (einschließlich einer Drehzahlfassung) benutzt werden. Zur optimalen Abdeckung des gesamten Drehzahlbereichs wird das Strommodell mit dem Spannungsmodell kombiniert, z. B. gemäß Abb. 132: Grundlage für die Berechnung der Rotorflusslage ist das Strommodell. Unterhalb einer unteren Drehzahlschranke  $\dot{\gamma}_u$  wird ausschließlich  $\varphi'_{S(i)}$  benutzt. In einem Übergangsbereich  $\dot{\gamma}_u < \dot{\gamma} < \dot{\gamma}_o$  wird die Rotorflusslage des Spannungsmodell mehr Gewicht zugemessen; oberhalb einer oberen Drehzahlschranke  $\dot{\gamma}_o$  wird dann ausschließlich das Ergebnis Spannungsmodells  $\varphi'_{S(u)}$

benutzt. Die Genauigkeit des Strommodells hängt von den Modellparametern  $L_R$  und vor allem  $R_R$  ab. Bei starker Drehmomentbelastung wird hier ein temperaturabhängiger Fehler zu erwarten sein, sodass dem Spannungsmodell bei ausreichend hoher Drehzahl mehr vertraut wird.

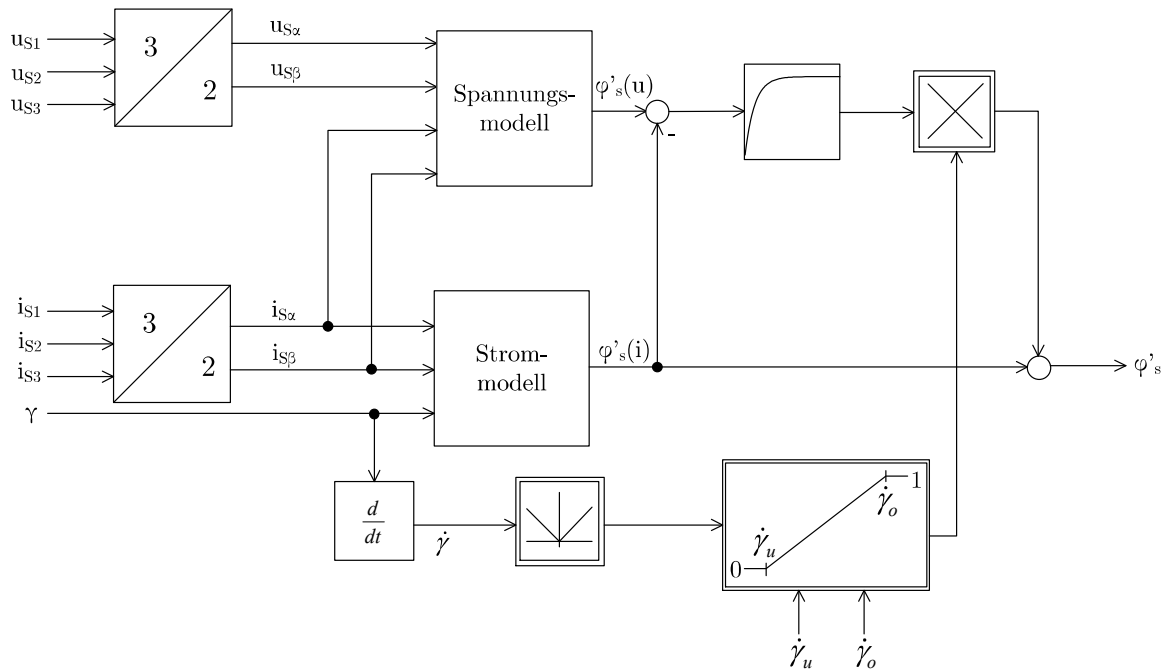


Abbildung 132: Kombination von Spannungs- und Strommodell mit linearer drehzahlabhängiger Ablösung

Ein Vorschlag (Abb. 133) zur selbsttätigen frequenzabhängigen Ablösung der Modelle findet sich auch in [12]. Hier wird die Ableitung des Statorflusses mit einer Zeitkonstanten  $T_C$  gewichtet mit dem durch ein Strommodell ermittelten Statorfluss zusammengeführt und das Ergebnis durch ein Verzögerungsglied mit der Zeitkonstanten  $T_C$  geglättet. Das Ergebnis ist ein Schätzwert für den Statorfluss, der unterhalb der Eckfrequenz  $\frac{1}{T_C}$  vom Strommodell und oberhalb der Eckfrequenz vom Spannungsmodell dominiert wird.

Die unterschiedlichen Ergebnisse des Spannungs- und Strommodells können auch dazu benutzt werden, die Modellparameter zu adaptieren. Bei hohen Drehzahlen und kleinem Drehmoment kann vor allem der Läuferwiderstandswert solange verändert werden, bis das Strommodell die gleiche Rotorflusslage ermittelt wie das Spannungsmodell. Bei sehr niedrigen Drehzahlen kann der Parameter des Statorwiderstands nach der Maßgabe des Strommodells justiert werden. Auch der Einsatz eines Temperaturmodells kann die Nachführung der Modellparameter unterstützen. Eine gute Übersicht über die Vielzahl der Vorschläge zur Parameteradaption findet sich in [1, Kap. 14]. Nach wie vor ist die Ausweitung des

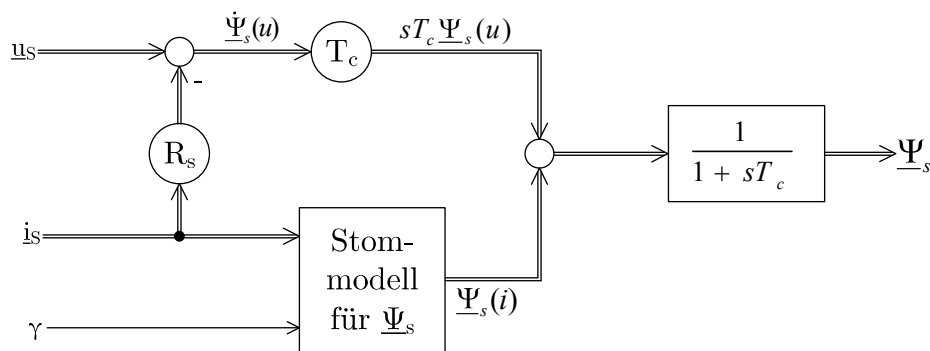


Abbildung 133: „Flux Estimator“ nach [12]

Drehzahlbereichs der Regelung ohne mechanischen Geber bis in die unmittelbare Nähe der Statorfrequenz Null Gegenstand zahlreicher wissenschaftlicher Veröffentlichungen. Der Einsatz des „richtigen“ Verfahrens wird im wesentlichen durch die Randbedingungen des Antriebssystems bestimmt; ein Universalverfahren gibt es leider noch nicht.

## 15 Literatur

- [1] Dierk Schröder. *Elektrische Antriebe*. 3., bearb. Aufl. Bd. Regelung von Antriebssystemen. Berlin: Springer, 2009. ISBN: 978-3-540-89612-8.
- [2] Kessler. *Das Symmetrische Optimum I+II*. 1985.
- [3] Ulrich Wolff. „Antriebsregelung bei Wellentorsion“. Diss. TU Darmstadt, 1989.
- [4] In: *IEEE Transactions on Industry Applications* Vol. IA-28 No. 2 (March/April 1992), S. 427–433.
- [5] Uwe Nuß. *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*. Berlin: VDE-VERLAG, 2010. ISBN: 978-3-8007-3218-0.
- [6] Manfred Meyer. *Elektrische Antriebssysteme Band 2*.
- [7] Siemens. *Energie & Automation*. 1987.
- [8] Prof. Dr.-Ing. Michael Braun. *Skript Elektrische Maschinen und Stromrichter*. KIT ETI, SS 2014.
- [9] Felix Blaschke. „Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine“. Diss. TU Braunschweig, 1974.
- [10] K. Hasse. „Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit stromrichtergespeisten Asynchron-Kurzschlussläufermaschinen“. Diss. TH Darmstadt, 1969.
- [11] M. Depenbrock. „Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung“. In: *etz Archiv Band 7* (1985).
- [12] Isao Takahashi. „A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* Vol. IA-22 No. 5 (September/October 1986), S. 820–827.
- [13] Uwe Baader. „Hochdynamische Drehmomentregelung einer Asynchronmaschine im ständerflußbezogenen Koordinatensystem“. In: *etz Archiv Band 11* (1989).
- [14] J. Holtz und S. Stadtfeld. „A predictive controller for the stator current vector AC-machines fed from a switched voltage source“. In: *IPEC* Vol. 2 (1983), S. 1665–1675.
- [15] R. Kennel und A. Linder. „Prädiktive Regelung von umrichtergespeisten Antrieben“. In: *Automatisierungstechnische Praxis (atp)* Vol. 44, Heft 11 (2002), S. 46–51.
- [16] A. Liske, P. Hofmeier und M. Braun. „Extended straightforward current control for permanent magnet synchronous machines“. In: *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*. 2013, S. 1–10.
- [17] Prof. Dr.-Ing. Michael Braun. *Beiblätter zur Vorlesung Leistungselektronik*. KIT ETI, SS 2012.
- [18] Frank Becker. „Ein neues adaptives Verfahren zur hochdynamischen Stromregelung“. Diss. KIT, 2011.
- [19] J. Richter, A. Dollinger und M. Doppelbauer. „Iron loss and parameter measurement of permanent magnet synchronous machines“. In: *Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on*. 2014, S. 1635–1641.

- 
- [20] C.-K. Lin, T.-H. Liu und C.-H. Lo. „Sensorless interior permanent magnet synchronous motor drive system with a wide adjustable speed range“. In: *Electric Power Applications, IET* 3.2 (2009), S. 133–146.
- [21] Christoph Evers. „Beiträge zur drehgeberlosen Regelung wechselrichtergespeister Induktionsmaschinen“. Diss. Ruhr-Universität Bochum, 2004.