

Kompendium

Vorwort

Der elektrische Antrieb oder das leistungselektronische Stellglied sind die verbindenden Komponenten zwischen einerseits der Signalverarbeitung für beispielsweise die Regelung eines technologischen Prozesses und andererseits dem technologischen Prozess. Diese verbindende Funktion eröffnet extrem weite und damit interessante sowie abwechslungsreiche Gebiete der Betätigung. Das wesentliche Kennzeichen ist die interdisziplinäre Tätigkeit. Das Kompendium vermittelt einige Aspekte dieser Optionen. Es werden nur zwei Beispiele vorgestellt:

Hybridfahrzeuge - ein wesentlicher Aspekt für die Kraftstoffeinsparung ist die Optimierung aller Komponenten, wobei insbesondere die nichtlinearen Kennfelder der Verbrennungsmotoren, der Getriebe sowie der Varianten der elektrischen Antriebsstränge zu beachten sind. Weitere Aspekte sind die Warmlaufeigenschaften der Verbrennungsmotoren mit den Emissionen oder das Erkennen von sich wiederholenden Fahrzyklen unter Berücksichtigung von Straßenstruktur und Straßenauslastung. Welche Antriebsvariante, mit welcher Auslegung, welcher Nutzung thermischer Reserven, welchem Gewicht, Volumen, Verlusten und Kosten ist einzusetzen? Wie ist die Ausfall-Wahrscheinlichkeit der Komponenten?

Als zweites Beispiel soll ein medizinisches Anliegen, das Erlernen von Körperfunktionen nach einem Schlaganfall, genannt werden. Der Wunsch ist, die ausgefallene Körperfunktion so schnell wie möglich wieder zu erlernen. Wesentlich bei diesem Vorhaben ist, die Plastizität - d.h. die Lernfähigkeit - des Gehirns richtig zu nutzen, indem die afferenten und die efferenten Signale „stimmig“ sind. Bei einer Bewegung beispielsweise eines Arms durch den Therapeuten sind die Signale nicht „stimmig“, denn die Bewegung des Arms wird dem Gehirn zwar übermittelt, es fehlen aber die richtigen Muskelsignale. Um eine „stimmige“ Signalkombination zu erreichen, müssen somit die Muskeln richtig angeregt werden. Das leistungselektronische Stellglied muss somit in Abhängigkeit von der Art der Muskelanregung beispielsweise die Anregungsfrequenz, die Anregungsamplitude und die Pausenzeiten einstellen. Dabei sind die jeweilige gewünschte Muskelanspannung, die Ermüdung des Muskels sowie der Wirksamkeit der Muskelanspannung anhand des nichtlinearen Hillschen Modells bei Berücksichtigung der gesundheitlichen Situation des jeweiligen Patienten zu beachten. Außerdem

müssen die Verluste im anregendem System beachtet werden, da zu hohe Temperaturen für den Patienten nicht akzeptabel sind.

Wie ist das Kompendium aufgebaut? Ein Inhaltsverzeichnis bietet eine Übersicht über die Informationen in den fünf Büchern:

- Elektrische Antriebe - Grundlagen,
- Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen,
- Intelligente Verfahren - Identifikation und Regelung nichtlinearer Systeme,
- Leistungselektronische Schaltungen,
- Leistungselektronische Bauelemente.

Eine weitere thematische Übersicht gibt die Themenliste, die auf ein umfangreiches Literaturverzeichnis verweist. Eine kurze Inhaltsangabe und Stichworte ergänzen für jedes Kapitel die Informationen über die Buchreihe.

Wie ist das Kompendium zu verwenden? Es werden fünf Wissensgebiete definiert und beispielhaft drei interdisziplinäre Aufgabenstellungen angenommen. Mittels der oben genannten Informationsquellen können entsprechend den Vorkenntnissen individuell die relevanten Kapitel bestimmt werden.

Buch: Elektrische Antriebe - Grundlagen

G0	Einführung	G7	Antriebs-Varianten
G1	Elektrische Antriebe - Grundlagen	G7	Transversalflußmaschine, geschaltet
G2	Dimensionierung Antriebe	G8	Reluktanzmaschinen
G3	Gleichstrommaschine	G9	Linearmotoren
G3.1	Einführung	G10	Lagerlose PM-Motoren
G3.2	Theorie der Felder Magnetischer Kreis	G11	Kleinantriebe
G3.3	Physikalisches Grundprinzip,	G12	Umrichter-Antriebe
G3.4	Systemgleichungen Signalflußplan	G12.1	Direktumrichter Matrix-Umrichter
G3.5	Übergangsverhalten	G12.2	Untersynchrone Kaskaden
G3.6	Steuerung	G12.3	Stromrichter motor
G4	Stellglieder, Regelungen	G12.4	I-Umrichter, Phasenfolgelöschung
G5	Drehfeldmaschinen	G12.4.4.4	Selbstgeführter I-Umrichter
G5.1	Einführung	G12.5	U-Umrichter
G5.2	Asynchronmaschine	G13	Regelungen
G5.3	Raumzeiger-Darstellung	G13.1	Entkopplungen
G5.4	Allgemeine Drehfeldmaschine,	G13.2	Feldorientierungen
G5.5	Systemgleichungen		Anhang Grundlagenbuch G
G5.6	Asynchronmaschine, stationärer Betrieb		Übungsaufgaben
G5.7	Asynchronmaschine, Umrichterbetrieb		Prüfungsaufgaben
G6	Synchronmaschinen		Variablenübersicht
G6.1	Funktionsweise		Literaturverzeichnis G
G6.2	Schenkelpolmaschine ohne Dämpferkäfig		Stichwortverzeichnis
G6.3	Schenkelpolmaschine mit Dämpferkäfig		Anhang Kompendium K
G6.4	Vollpolmaschine ohne / mit Dämpferkäfig	G14	Themengebiete
G6.5	Permanentmagnet-Synchron- maschine	G15	Literaturverzeichnis K

Buch: Elektrische Antriebe Regelung von Antriebssystemen

R	Regelung von Antriebssystemen
R0	Einleitung
R1	Grundlagen der Regelung
R3	Optimierungskriterien
R5	Regelkreis Strukturen
R5.1	Begrenzungen
R6	Abtastsysteme
R7	Gleichstrommaschinen- Regelungen
R9	Großsignal Approximation
R8	Überlagerte Regelkreise
R13	Asynchronmaschinen- Regelungen
R13.1	Zusammenfassung [400]
R13.2	Entkopplungs-Regelungen
R13.3	Feldorientierung Asynchronma- schine
R13.4	Parameter-Identifikation
R15	Stromregelverfahren
R14	Regelung ohne Drehzahlsensor
R16	Synchronmaschine
R16.1	BL-Synchronmaschine
R16.2	PM-Synchronmaschine
R18	Identifikation linearer dynami- scher Systeme
R19	Sondergebiete, Mechatronik, Technologie
R19.1	Elastische Mehrmassensysteme
R20	Schwingungsdämpfung
R21	Objektorientierte Modellierung und Simulation
R22	Kontinuierliche Fertigungsanla- gen
R22.1	Papier- und Folienmaschinen
R22.2	Rotationsdruckmaschinen
R22.3	Dezentrale Regelung

Buch: Leistungselektronische Schaltungen

S	Leistungselektronische Schaltun- gen
S1	Einleitung
S2	Netzgeführte Stromrichter
S3.1	Direktumrichter
S3.2	Matrix-Umrichter
S4	Untersynchrone Stromrichter- kaskade
S5	Stromrichtermotor
S6	I-Umrichter
S6.1	I-Umrichter mit Phasenfol- gelösung
S6.2	Selbstgeführter I-Umrichter
S7.1	Gleichspannungswandler
S7.2	Dreiphasige Pulsleichrichtersy- steme
S8	U-Wechselrichter
S8.1	Übersicht U-Wechselrichter
S8.2	Grundlagen
S8.3	Pulsweitenmodulation
S8.4	Mehrpunkt-Wechselrichter
S8.5	Anwendungs-Aspekte
S8.6	Entlastungsschaltungen
S8.7	Auslegung U-Wechselrichter
S8.8	Zusatzbeanspruchungen
S9	Resonant schaltentlastete Wand- ler
S10	Blindleistungs-Kompensation
S11.1	Oberschwingungs- Kompensation
S11.2	Elektrische Triebfahrzeuge
S11.3	Photovoltaik
S11.4	Lichttechnik
S12	Simulation

Buch: Leistungselektronische Bauelemente

B	Leistungselektronische Bauelemente
B0	Einleitung
B1	Halbleiterphysik
B2.1	Signaldiode
B2.2	Leistungsdioden
B3.1	Bipolarer Signaltransistor
B3.2	Leistungstransistor
B4	Thyristor
B5	GTO, GTC, IGTC
B6	Unipolare Bauelemente
B7	IGBT
B8	Smart Power Bauelemente
B9	Material SiC, GaN
B10	Aufbau- und Verbindungstechnik
B11	Physikalische Modelle
B12	Stromerfassung

Buch: Intelligente Verfahren Identifikation und Regelung nichtlinearer Systeme

I	Intelligente Verfahren Identifikation und Regelung nichtlinearer Systeme
I1	Einleitung
I3	Funktions-Approximatoren
I4	Lernmodelle
I5	Lernfähiger Beobachter
I6	Rekurrente Netze
I7	Identifikation linearer dynamischer Systeme
I9	Dynamische Nichtlinearitäten
I10	Lokale Lernverfahren
I10	Lokale Lernverfahren
I11	Globale Lernverfahren
I12	Nichtlineare Regelungsverfahren
I13	Regelungs-Varianten
I13.1	Modellbasierte Adaptive Regelung
I14	Disturbance Rejection
I15	Lernende Automaten
I16	Funnel Control
I18	Fuzzy Control

G0 Einführung

In dem vorliegenden Kompendium wird anhand der folgenden Bücher:

1. **Elektrische Antriebe - Grundlagen**, 5. Auflage, 2013
2. **Elektrische Antriebe Regelung von Antriebssystemen**, 3. Auflage, 4. Auflage in Vorbereitung, 2013-2014
3. **Leistungselektronische Schaltungen**, 3. Auflage, 2012, 4. Auflage elektronisch in Vorbereitung, 2014
4. **Leistungselektronische Bauelemente**, 2. Auflage, 2005
5. **Intelligente Verfahren Identifikation und Regelung nichtlinearer Systeme**, 1. Auflage, 2010

ein breites Spektrum unterschiedlicher Wissensgebiete vorgestellt. Diese Bücher umfassen die beruflichen und die wissenschaftlichen Arbeitsgebiete des Autors und beginnen mit den Eigenschaften der leistungselektronischen Bauelemente.

Bei Untersuchungen von SMES (Superconducting Magnetic Energy Storage) war abzuklären, ob Leistungshalbleiter bei Temperaturen um 70 Kelvin noch funktionsfähig sind. Die Ergebnisse der Untersuchungen waren mit den bekannten Modellen nicht zu erklären und führten zu dem Nachweis des drag-Effekts [27], resultierend in einem verbesserten Beweglichkeitsmodell der Ladungsträger.

Signalverarbeitende Schaltungen werden mittels Simulation entwickelt, warum nicht auch leistungselektronische Schaltungen? Mit physikalischen Simulationsmodellen ist der optimierte Entwurf von leistungselektronischen Schaltungen zu realisieren [28] [29] [30] [31] [47] und resultierte in der ersten erfolgreichen Anwendung für eine 100 MVA-Netzkupplung [199], siehe Abbildung 1 (Abbildung 11.23 in [364]).

Der I-Umrichter mit Phasenfolgelöschung [34] hat eine sehr einfache und zuverlässige Schaltungstechnik und die Weiterentwicklung mit abschaltbaren Ventilen - [22] erfüllte bereits 1990 alle wesentlichen Forderungen, welche erst mit der Mehrpunkt-M2C-Variante erreicht werden, siehe Abbildung 2 (Abbildung 6.35 in Kapitel 6.5.1 in [408]).

In den Dissertationen [39] [40] - wurden für die resonanten Schaltungen die Überdimensionierung des Hauptkreises aufgrund der Entlastungskreise herausgearbeitet, so dass diese Schaltungstechnik nur in speziellen Gebieten wie der Lichttechnik Anwendung findet.

Mit der Großsignal-Approximation des dynamischen Verhaltens von netzgeführten Stellgliedern ist eine deutliche Verbesserung des Regelverhaltens zu erzielen,

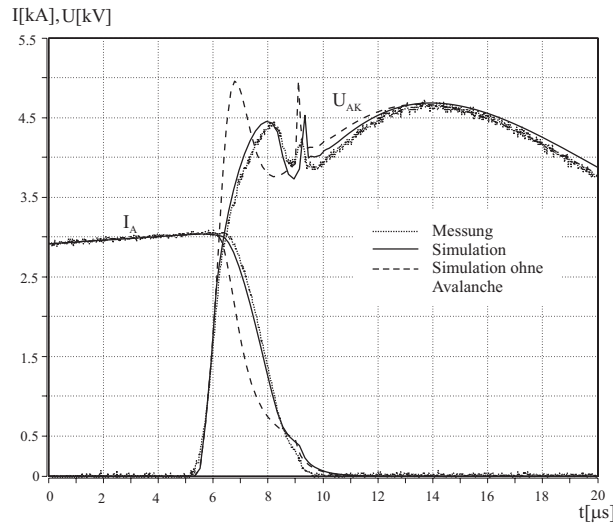


Abb. 1: : IGCT-Schaltvorgang: Abschalten von 3 kA gegen 2,8 kV: Messung vs. Simulation

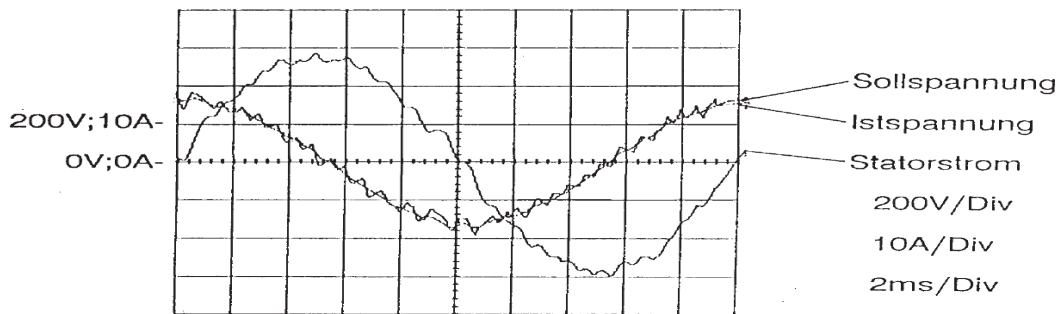


Abb. 2: : Realer Zeitverlauf von Maschinenspannung und -strom (Statorstrom und Spannung in einer Phase) bei einer Drehzahl $n = 1000 \text{ U/min}$ (ASM mit $Z_p = 3$, synchr. Drehzahl = 1000 1/min bei $f_{1N} = 50 \text{ Hz}$)

in dem die nichtlineare Abtastung berücksichtigt wird, siehe Kapitel 9.3 in [366]. Eine weitere Verbesserung des dynamischen Verhaltens ermöglicht die prädiktive Stromführung, siehe Abbildung 3 (Abbildung 10.20 in Kapitel 10.4.3 in [366]) sowie [21].

Prädiktiv optimierte Pulsmuster wurden in den Dissertationen [21] [22] [23] [24] - entwickelt, die entweder eine Reduzierung der Schaltfrequenz und damit der Schaltverluste ohne Dynamikverringierung oder geringere Oberschwingungen erlauben, siehe Abbildung 4 (Abbildung 15.39 in und Kapitel 15.4.2 [366]).

Die Regelung von kontinuierlichen Fertigungsanlagen [1] [41] [32] [155] - war ein intensiv bearbeitetes Forschungsgebiet. Die dezentrale Bahnkraftregelung ermöglicht eine weitgehende Vermeidung der Verkopplungseffekten.

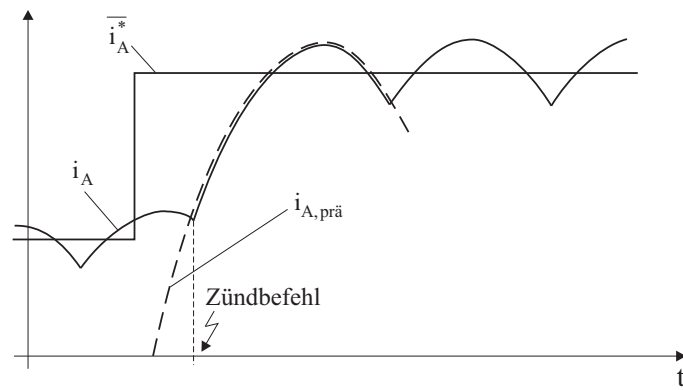
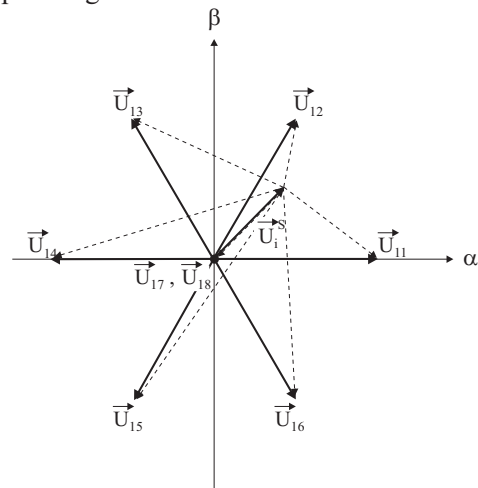


Abb. 3: : Sollwertsprung mit pr\u00e4diktiver Stromf\u00fchrung

a) Spannungsebene



b) Stromebene

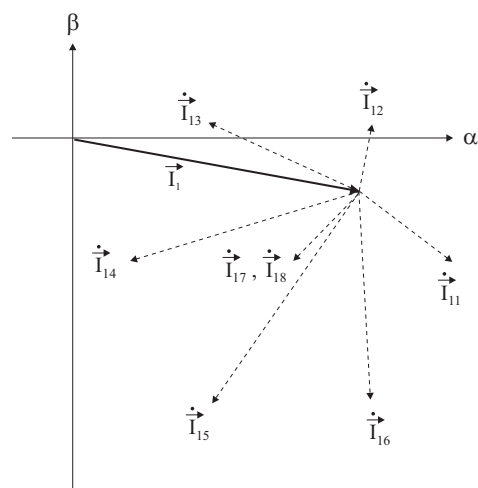


Abb. 4: : Wirkung der Wechselrichterzeiger auf die Stromzeigerbewegung

Die Schwingungsdämpfung mittels hybrider Resonatoren [25] - führt zu einer erheblichen Reduzierung der Leistungsanforderung der Dämpferanordnung. Abbildung 5 (Abbildung 20.35 in Kapitel 20.2.4.3 in [366]) zeigt ein mittels BPA-Verfahren (Band Pass Absorber) verbessertes schwingungsfähiges System.

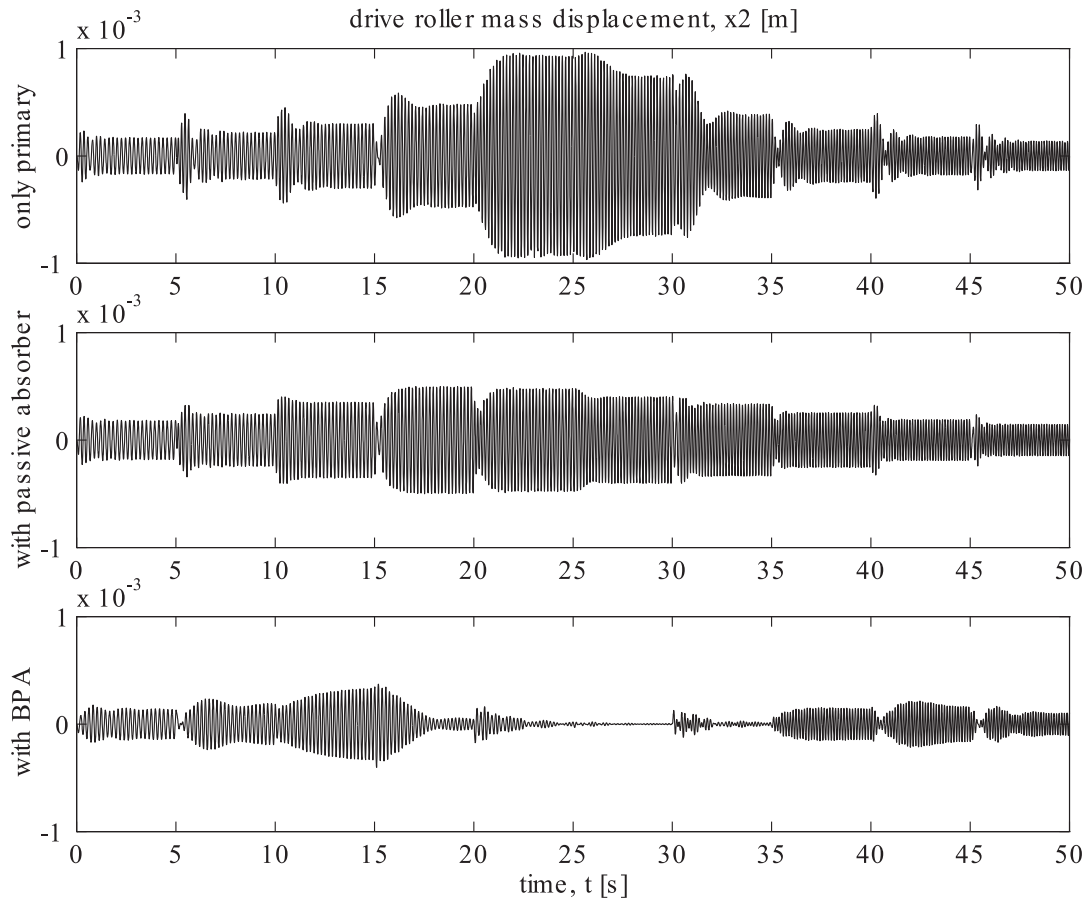
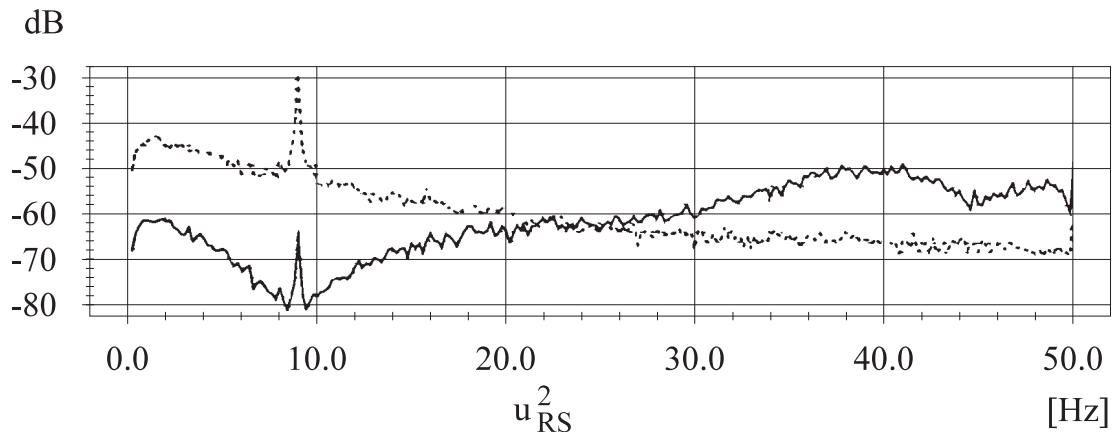


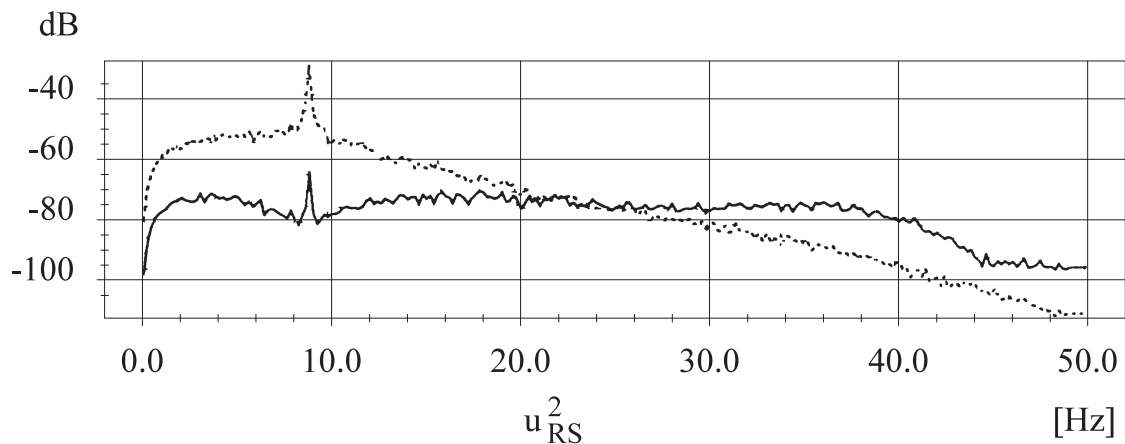
Abb. 5: : Frequency sweep (30-48)rad/s with the step of 2rad/s every 5s

Bei der hochdynamischen Blindleistungskompensation zur Flickerminderung [18] [19] [36] - in [18] wird mittels einer entscheidenden Neuinterpretation der Leistungsbestimmung eine prädiktive Signalverarbeitung realisiert, die außerdem die Augenempfindlichkeit berücksichtigt. Nur diese prädiktive Signalverarbeitung ermöglicht es, trotz der TCR-Technik (Thyristor Controlled Reactor) eine deutliche Reduzierung des Flickers zu erreichen, siehe Abbildung 6 (Abbildung 10.29 in Kapitel 10.8 in [408]). In Kapitel 11.2.10.2 in [408] wird keine Reduzierung des Flickers erreicht, obwohl eine hochwertige Umrichterlösung eingesetzt wurde.

Die Realisierung maximalen Bewegungsraums bei mobilen Robotern erfordert angepaßte Regelungen und Planung der Trajektorien, um ein optimiertes Bewegungsverhalten zu erhalten [37] [38]. Die Verwendung von intelligenten Verfahren ermöglicht sogar bei Robotern mit nur einem motorseitigem Sensor



a) ohne Berücksichtigung der Augenempfindlichkeit
 obere Linie: unkompensiertes Flicker Signal
 untere Linie: mit Kompensation



b) mit Berücksichtigung der Augenempfindlichkeit
 obere Linie: unkompensiertes Flicker Signal
 untere Linie: mit Kompensation

Abb. 6: : Reduktionsfaktoren bei prädiktiver Signalverarbeitung

pro Gelenk, daß im gesamten Bewegungsraum hochdynamische Punkt zu Punkt Bewegungen ohne Schwingungen sichergestellt sind [9].

Anwendungsfähige intelligente Verfahren für nichtlineare Systeme wurden in den Dissertationen [2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16] [26] [35] [33], [409] entwickelt, mit beispielsweise den Anwendungen in der Medizintechnik, den Werkzeugmaschinen, der Robotik, bei technologischen Systemen und den Verbrennungsmotoren.

Ein weiteres Arbeitsgebiet waren die Hybridfahrzeuge. Eine hochkomplexe Aufgabenstellung ist die optimale Betriebsführung und daraus folgend die

Auslegung der Komponenten. Durch eine intensive Zusammenarbeit mit Mathematikern konnte ein Optimierungsprogramm erarbeitet werden, die folgenden Dissertationen geben einen Einblick: [42] [43] [44] [45] [46].

Wissensgebiete

Weitere Arbeitsgebiete sind dem Literaturverzeichnis des Kompendiums zu entnehmen. Es lassen sich die folgenden Wissensgebiete nennen:

Das erste Wissensgebiet sind die elektrischen Antriebe in den verschiedenen Ausführungsformen wie die Gleichstromantriebe oder die Drehstromantriebe mit Asynchron- oder Synchronmotoren, einschließlich der Regelungen und den Auslegungsregeln.

Ein zweites Wissensgebiet sind die Einsatzgebiete für die Antriebe beispielsweise in mechatronischen und/oder technologischen Anlagen wie die “rigid link - elastic joint Roboter”, bei der Schwingungsdämpfung, bei den Bahnen oder bei den kontinuierlichen Fertigungsanlagen.

Bei den elektrischen Antrieben werden als Stellglieder leistungselektronische Schaltungen verwendet. Diese leistungselektronischen Schaltungen werden aber auch in anderen Anwendungen eingesetzt. Typische Einsatzgebiete sind die Photovoltaik, die Blindleistungskompensation, die Symmetrierung unsymmetrischer Lasten, die aktive Filterung von Oberschwingungen sowie StatCom-Systeme oder zunehmend auch in der Lichttechnik, ein drittes, sehr weites Wissensgebiet.

Wenn es um die Erschließung neuer Arbeitsgebiete geht, wie beispielsweise den Hybridfahrzeugen oder dem “smart grid”, dann sind Kenntnisse der Halbleiterphysik und darauf aufbauend der verschiedenen Leistungshalbleiter und ihre jeweiligen Eigenschaften eine der Voraussetzungen, dies ist das vierte Wissensgebiet.

Durch die Nutzung neuer mathematischer Verfahren wie dem “Computational Intelligence” d.h. intelligenter Verfahren zur Identifikation unbekannter nichtlinearer Systeme und deren Regelung, [407] oder der POD (Proper Orthogonal Decomposition), lassen sich weitere, interessante Einsatzgebiete eröffnen, ein fünftes Wissensgebiet.

Um in diesen umfangreichen Wissensgebieten und in der Verknüpfung miteinander eine Übersicht über die Aufgabenstellungen und deren Lösungen zu erreichen, werden die Aufgabenstellungen und deren Lösungen mittels Stichworten, dem Einführungstext und Hinweisen auf die relevanten Kapitel konzentriert dargestellt. Mit diesem Ansatz soll ein erleichternder Zugang mittels eines “roten Fadens” ermöglicht werden. Vielleicht entsteht auch die

Anregung, sich angrenzende Wissensgebiete zu erschließen.

Im Kompendium werden die fünf Bücher in der obigen Reihenfolge Kapitel für Kapitel vorgestellt. Die Hinweise auf das betreffende Kapitel und benachbarte relevante Kapitel im gleichen Buch werden direkt angegeben, beispielsweise - Kapitel 13.4.. Hinweise auf relevante Kapitel in den anderen Büchern werden gekennzeichnet durch beispielsweise [366], Kapitel 2.3.

Beispiele, Suche von Informationsquellen

Die folgenden drei Beispiele sollen zeigen, wie das Kompendium zu nutzen ist. Es werden die wahrscheinlichsten relevanten Kapitel genannt.

Beachten Sie bitte: Es gibt in den Büchern jeweils Kapitel 1 und 2 und 3 usw., es werden daher die folgenden Kennzeichen vereinbart:

Grundlagenbuch G, Regelungsbuch R, Leistungselektronisches Schaltungsbuch S, Leistungselektronisches Bauelementebuch B, Intelligente Verfahren I, Kompendium K. Diese Kennzeichen erscheinen sowohl bei der Buchbenennung als auch bei den Kapitel-Benennungen des Kompendiums. Im Kompendium werden sowohl je Buchkapitel ein Kompendiumkapitel angelegt, dann gilt beispielsweise „R2 erfaßt Kapitel 3“, als auch mehrere Buchkapitel in einem Kompendiumkapitel, dann gilt „S4 erfaßt Kapitel 4,5,6“. Wenn nur die Bezeichnung des Kapitels genannt wird, dann ist diese Ziffer die Kapitelziffer.

Erstes Beispiel: Antrieb mit der Gleichstrom-Nebenschlußmaschine, die folgenden Wissensgebiete sind relevant: G3 Gleichstrommaschine; R3 Optimierungskriterien; R5 Regelkreisstrukturen; R7 Regelungen für Gleichstrommaschinen; R9 Großsignal-Approximation; R8 Überlagerte Regelkreise; R19.1 Elastisches Mehrmassensystem: (R20 Schwingungsdämpfung); S2 Netzgeführte Stromrichter; B1 Halbleiterphysik; (B3.2 Leistungstransistor); B4 Thyristor.

Zweites Beispiel: Drehstromantrieb mit Asynchronmotor, ASM-Antrieb: G5 Drehfeldmaschinen; G12 Umrichter-Antriebe; R13 ASM Regelungen; R13.1 Zusammenfassung [400]; R13.2 Entkopplung; R13.3 Feldorientierung; R15 Stromregelung; S6 I-Umrichter; (S8.1 U-Wechselrichter); S8.2 Grundlagen; S8.4 Mehrpunkt-Wechselrichter; S8.5 Anwendungs-Aspekte; S8.8 Zusatzbeanspruchungen; (S8.7 Auslegung); S8.3 Pulsweitenmodulation; (B1 Halbleiterphysik); B5 IGCT; B7 IGBT; R19.1 Elastisches Mehrmassensystem; (entsprechend den Anforderungen der Aufgabenstellung sind die Kapitel I bis I18, beispielsweise I12 „Nichtlineare Regelungsverfahren“ in Betracht zu ziehen).

Drittes Beispiel: technologisches System, Hybrid-Fahrzeug; es wird dabei vorausgesetzt, dass die Optimierung der Komponenten bereits erfolgte: R16.2 PM-Synchronmaschine; R15 Stromregelung; R19.1 Elastisches Mehrmassensystem; R20 Schwingungsdämpfung; S8.1 U-Wechselrichter; S8.5 Anwendungs-Aspekte; S8.8 Zusatzbeanspruchungen; S8.3 Pulsweitenmodulati-

on; B6 Unipolare Bauelemente; B7 IGBT; (entsprechend den Anforderungen der Aufgabenstellung sind die Kapitel I bis I18, beispielsweise I5 „Lernfähiger Beobachter“ in Betracht zu ziehen).

Die Kapitel im Kompendium nennen für das betreffende Gebiet zuerst Stichworte für die relevanten Themen, es folgen eine einführende Einordnung zu den Aufgabenstellungen sowie deren Lösungen und abschließend werden spezifische Hinweise auf die betreffenden Kapitel im vorliegenden Buch sowie Querverweise zu benachbarten Gebieten in den anderen Büchern gegeben. Bitte beachten Sie auch die Aufstellung der Themengebiete vor dem Literaturverzeichnis.

Ich wünsche Ihnen viel Freude beim Kennenlernen eines sehr interessanten und weiten Wissensgebietes, einen guten Wirkungsgrad und ein schnelles Finden der gesuchten Fragestellung sowie der Lösung.

G1 Elektrische Antriebe - Grundlagen

G2 Dimensionierung Antriebe

Elektro-Mechanische Systeme: Modellbildung, Auslegung, Dimensionierung, Arbeitsspiel, Übungsaufgaben, Prüfungsaufgaben, Erwärmung, Maschinentemperatur

Das erste Kapitel behandelt die mechanischen und elektrischen Grundlagen von Antriebssystemen. Diese Grundlagen sind erforderlich, um beispielsweise die Auslegung (Dimensionierung, siehe auch in [400] Übungs- und Prüfungsaufgaben) des elektrischen Antriebs zu ermöglichen. Im zweiten Kapitel "Verluste und Erwärmungen im Antriebssystem" werden die Verluste in den Antriebssystemen bei unterschiedlichen Betriebszyklen sowie die resultierende Erwärmung, die Entwicklung der Temperaturen in der Maschine und die eventuell notwendige Kühlung beschrieben.

G3 Gleichstrommaschine

Physikalische Grundlagen, Coulomb-Kraft, Lorentz-Kraft, Lenz'sche Regel, Induktionsgesetz, Quellenfreiheit, Magnetfeld, magnetischer Kreis, Oberflächenströme, Querdruck, Nut, Hinweis Synchronmaschine, Hinweis Reluktanzmaschine, Systemgleichungen, Signalflußpläne, Steuerung des Antriebs, Regelung des Antriebs

Das dritte Kapitel - physikalische Grundlagen der Gleichstrommaschine - ist zweigeteilt, der erste Teil - Kapitel 3.1 bis 3.2.4 - ist für Leser ohne Vorkenntnisse über elektrische Maschinen und Magnetfeld vorgesehen. Es werden daher ausgehend von den drei physikalischen Grundsituationen statische Ladungen - Coulomb-Kraft; bewegte Ladungen, Gleichströme - Lorentz-Kraft; Wechselstrom

- Induktionsgesetz, die Grundkenntnisse über das elektrische Feld und das Magnetfeld vermittelt. Das Magnetfeld in ferromagnetischem Material, der magnetische Kreis bei elektrischen Maschinen, die Oberflächenströme, der stromdurchflossene Leiter in der Nut und die Drehmoment-Erzeugung werden in Kapitel 3.2.5 bis 3.2.7 erläutert. Anschließend werden im Kapitel 3.3 bis 3.3.4 die vier Systemgleichungen der Gleichstrom-Nebenschlußmaschine abgeleitet. In den Kapiteln 3.4 bis 3.4.3 werden die Signalflußpläne des Anker- und Erregerkreises, die Übertragungsfunktionen, in Kapitel 3.5 bis 3.5.3 die Übergangsfunktionen, in Kapitel 3.6 bis 3.7.1 die möglichen Steuereingriffe sowie die resultierenden Kennlinien und das dynamische Verhalten erarbeitet.

Im vierten Kapitel **G4 “Stellglieder und Regelung der Gleichstrommaschine”** werden in Kapitel 4.1 die Gleichstromsteller (DC/DC-Wandler, Tief- und Hochsetzsteller, Ein- bis Vierquadranten-Stellglieder), sowie sowohl die Steuerverfahren als auch die Stromregelung in Kapitel 4.1.4 kurz vorgestellt. In Kapitel 4.3 bis 4.3.3 werden die gleichen Entwicklungsschritte zum drehzahlvariablen Antrieb bei netzgeführten Stellgliedern dargelegt.

Die Einführung in die Grundfunktionen erfolgt auch in den Kapiteln der Asynchronmaschine, der Synchronmaschinen sowie der Reluktanzmaschine.

G5 Drehfeldmaschinen

Asynchronmaschine, Synchronmaschine, Schenkelpolmaschine ohne Dämpferwicklung, Schenkelpolmaschine mit Dämpferwicklung, Vollpolmaschine ohne Dämpferwicklung, Vollpolmaschine mit Dämpferkäfig, Systemgleichungen, Signalflußpläne, Steuerung, Langfassungen

In dem Kapitel 5 werden für die Asynchronmaschine und in Kapitel 6 für die Synchronmaschine nach einer grundlegenden Einführung in die Funktion, die Systemgleichungen, die Signalflußpläne bei Stator- und Rotorfluß-Orientierung, mit eingepprägten Stator-Spannungen oder Strömen, für den Anker- bzw. Feldstellbereich erarbeitet. Bei der Synchronmaschine wird noch zwischen Schenkelpol- und Vollpol-Ausführung sowie ohne oder mit Dämpferwicklung unterschieden. Weiterhin werden die Steuerverfahren diskutiert. Diese Abhandlungen sind sehr ausführlich, um dem Leser den Einstieg in dieses ehemals Gebiet zu erleichtern. Im Buch [366] wird deshalb dieser Wissensbereich nur relativ kurz wiederholt werden. Im Unterkapitel 5.7 werden die Kombinationen Drehfeldmaschinen, Stellgliedvarianten sowie die zugehörigen Regelungsstrukturen vorgestellt. In den jeweiligen Kapiteln sind zusätzlich Querverweise zu finden.

G7 Antriebs-Varianten

Transversalflußmaschine, Reluktanzmaschine, Linearmotor, lagerloser Motor, Schrittmotor

Es folgen die Kapitel **G7 “Transversalflußmaschine”**, Kapitel **G8 “geschaltete Reluktanzmaschinen”** (in [410] erfolgt eine Darstellung der „Steuerungen von geschalteten Reluktanzmaschinen“ der neusten Ausführung), Kapitel 9 “Linearmotoren” und Kapitel **G10 “Lagerlose Permanentmagnetmotoren”** verschiedener Autoren. In Kapitel **G11 “Kleinmaschinen”** werden die Schrittmotore, ihre Funktion, die Steuerung mittels Voll- bis Mikroschrittbetrieb, die Schrittwinkelfehler, das Drehzahl-Verhalten im System und die Modellbildung vorgestellt. Diese Kapitel behandeln somit interessante Varianten.

G12 Umrichter-Antriebe

Varianten Drehstromantriebe, untersynchrone Stromrichteraskaden, Direktumrichter, Matrix-Umrichter, Stromrichtermotor, U-Wechselrichter, I-Umrichter, selbstgeführter I-Umrichter, Entkopplung, Regelung, Kurzfassungen

In dem Kapitel 12 des Grundlagenbuchs werden die verschiedenen Stellglieder für drehzahlvariable Asynchron- und Synchronmotore vorgestellt: die untersynchrone Stromrichteraskade, den Direktumrichter bzw. die Weiterentwicklungen zum Matrix-Umrichter, den Stromrichtermotor, den I-Umrichter mit Phasenfolgelöschung bzw. die Weiterentwicklung zum selbstgeführten I-Umrichter und die U-Wechselrichter in der Grundform Zweipunkt-Wechselrichter, den Weiterentwicklungen zu den Mehrpunkt-Wechselrichter sowie die Back-to-Back Schaltungen. Die Erklärungen zu diesen Schaltungen, deren Funktion, Auslegung sowie Steuerung sind knapp gehalten, da diese Wissensgebiete ausführlich im Buch 3 “Leistungselektronische Schaltungen” dargestellt werden. Die gleiche Art der Diskussion erfolgt in Kapitel **G13 “Grundsätzliche Überlegungen zur Regelung von Drehfeldmaschinen”**, in dem die zwei Verfahren Entkopplung und Feldorientierung vorgestellt werden. Es erfolgen aber in den beiden Kapiteln Querverweise. Eine detailliertere Darstellung u.a. für dieses Wissensgebiet ist im zweiten Buch “Regelung von Antriebssystemen” enthalten. Eine Erweiterung auf mechatronische und/oder nichtlineare Systeme erfolgt im fünften Buch “Intelligente Verfahren Identifikation und Regelung nichtlinearer Systeme”.

R Regelung von Antriebssystemen

R0 Einleitung

Das Buch “Elektrische Antriebe Regelung von Antriebssystemen“ ist in drei Bereiche gegliedert, erstens die allgemeinen Grundlagen der Regelungstechnik, zweitens die Strom-, Drehzahl- und Lageregelungen für Gleichstrom- und Drehstromantriebe mit Asynchron-, Synchron- oder Permanentmagnet-Synchronmaschinen. Drittens werden technologische Regelungen wie die Regelung elastischer (nichtlinearer) Mehrmassensysteme, die Schwingungsdämpfung bei elastischen Mehrmassensystemen, die Regelung von technologischen Systemen mit durchlaufender Materialbahn oder Simulationsverfahren für diese komplexen Systemen diskutiert. Vorgesehene Erweiterungen in der vierten Auflage betreffen Ausführungen zur Realisierung der Stromregelung mit einem neuen Streckenmodell, zur stoßfreien Umschaltungen beim Wechsel der Taktfzahl, der Strom- und Drehzahlregelkreise mittels Zustandsregelung, zur Identifikation der Parameter bei Drehstrommaschinen, den gleichzeitigen Regler- und Streckenwindups und Gegenmaßnahmen, die drehzahlgeberlose Regelung mittels Zusatzsignalen sowie die POD-Identifikation und Regelung - POD, Proper Orthogonal Decomposition - von sehr komplexen Systemen (partielle Differentialgleichungen).

R1 Grundlagen der Regelung

R1 erfaßt die Kapitel 1 und 2.

In Kapitel 1 werden grundlegende Begriffe wie die Steuerung, die Regelung, der Frequenzgang, das Bode Diagramm sowie die Übertragungsfunktion und die Übergangsfunktion vorgestellt. Kapitel **R2** behandelt die Stabilitätskriterien wie das Nyquist Kriterium, die Prüfung der Stabilität mittels der Frequenzkennlinie, anhand der Übertragungsfunktion oder dem Bode Diagramm.

R3 Optimierungskriterien

R3 erfaßt die Kapitel 3 und 4.

Betragsoptimum, Symmetrisches Optimum, Dämpfungs-Optimum, Gütefunktionale, Hinweise

Das Kapitel 3 behandelt die Regelung von Antrieben. Es werden das Betragsoptimum, BO **R4** - Kapitel 3.1 bis 3.1.3, das symmetrische Optimum, SO - Kapitel 3.2 bis 3.2.3 vorgestellt. Das Betragsoptimum setzt als Strecke das Stellglied - approximiert als PT1 - sowie den Anker- bzw. den Statorkreis als zweites PT1 an. Das BO ist somit speziell an den Strom-Regelkreis angepasst und

daher sowohl für Gleichstrom- als auch für Drehstrom-Antriebe geeignet. Das symmetrische Optimum ist an die Voraussetzungen des Drehzahl-Regelkreises adaptiert, denn es berücksichtigt den unterlagerten Strom-Regelkreis zweiter Ordnung als PT1 und die Mechanik als Integrator. Das verallgemeinerte Optimum wird für den Spezialfall eines Zeitkonstanten-Verhältnisses in der Strecke für den Strom-Regelkreis verwendet. Die Optimierungs-Kriterien werden abgeleitet und an Beispielen überprüft. Ein generelles Optimierungs-Verfahren ist das Dämpfungs-Optimum, DO - Kapitel 4.1 bis 4.4.3 auch Optimum der Doppelverhältnisse genannt. Dieses Optimierungs-Kriterium ist für lineare Strecken beliebiger Ordnung nutzbar, enthält aber auch das Betrags- und das symmetrische Optimum. Eine allgemeine Feststellung ist, dass sich mit steigender Ordnung des Regelkreises das dynamische Verhalten verschlechtert. Falls eine Kaskadenregelung vorgesehen ist, sollte daher der innerste Regelkreis, der Strom-Regelkreis, so dynamisch wie möglich realisiert werden.

Wie in Kapitel **R9** „**Großsignal-Approximation netzgeführte Stromrichter**“ erläutert wird, ist die Kleinsignal-ZOH-Approximation des dynamischen Verhaltens bei leistungselektronischen, netzgeführten Stellgliedern zu konservativ. Es wird daher in Kapitel 9 eine angepasste Wartezeit-Approximation für das Großsignalverhalten erarbeitet, die ein besseres dynamisches Verhalten des Stromregelkreises ermöglicht. Dieser Ansatz wird in den Kapiteln **R10** und **R12** erfolgreich überprüft.

Eine weitere Verbesserung des dynamischen Verhaltens ist mit der prädiktiven Stromführung zu erreichen, siehe Kapitel 10.4.3 und Abbildung 10.20 sowie [21].

Eine andere Methode der Optimierung sind die Gütefunktionale, Kapitel 4.5. In Kapitel 4.6 wird auf das Programm Matlab/Simulink hingewiesen.

R5 Regelkreis Strukturen

R5 erfaßt Kapitel 5.

Kaskadenregelung, Zustandsregelung, Gegenüberstellung, Struktur-Varianten Regelkreise, Vorsteuerung, Conditional Feedback, Smith-Prädiktor

In Kapitel 5 werden Regelkreis-Strukturen besprochen. In den Unterkapiteln 5.1 bis 5.1.3 sind dies Verfahren wie die Aufschaltung der Störgröße, die Regelkreisstruktur mit Begrenzungen und die Methode der Hilfsstellgröße. Für die Antriebstechnik ist aber immer noch die Kaskadenregelung der Stand der Technik -Kapitel 5.2. Die Kaskadenregelung hat die folgenden Vorteile: aufgrund erstens der “stückweisen” Inbetriebnahme der überlagerten Regelkreise resultiert eine höhere Sicherheit, zweitens die Aufteilung der Strecke in Übertragungs-

funktionen mit geringer Ordnung vereinfacht die Optimierung, drittens durch die Rückführung innerer Prozeßgrößen ergibt sich eine sehr gute Störgrößen-Unterdrückung und viertens erhöht sich aufgrund der einfachen Möglichkeit der Begrenzung innerer Prozeßgrößen in der Strecke die Zuverlässigkeit.

Wie bereits beim Betragsoptimum BO und beim symmetrischen Optimum SO angemerkt, ist bei der Kaskaden-Regelung - Kapitel 5.2 - der Drehzahl-Regelkreis dem Strom-Regelkreis überlagert und ein eventueller Lage-Regelkreis ist wiederum dem Drehzahl-Regelkreis usw. überlagert. Wie weiterhin anhand der Beispiele für die Übergangsfunktionen beim Dämpfungs-Optimum entnommen werden kann, bestimmt die nichtkompensierte kleinste Zeitkonstante - beispielsweise die des Stellglieds - jeweils pro Überlagerung mit dem Faktor 2 beim BO oder dem Faktor 4 beim SO die Dynamik der überlagerten Regelkreise. Die naheliegende Schlußfolgerung ist, den innersten Regelkreis deshalb so dynamisch wie nur möglich auszulegen. Wie in Kapitel 9, netzgeführte Stromrichter, erläutert wird, ist die Kleinsignal-ZOH-Approximation (Zero Oder Hold) des dynamischen Verhaltens bei leistungselektronischen Stellgliedern zu konservativ. Es wird daher in Kapitel 9 eine angepasste Wartezeit-Approximation für das Großsignalverhalten erarbeitet, die ein besseres dynamisches Verhalten ermöglicht. Dieses Ziel ist bei mechatronischen Systemen, insbesondere aber bei nichtlinearen Systemen, notwendig zu erreichen, siehe u. a. Kapitel 19. Wie schon oben hingewiesen, bestehen Vorschläge für zustandsgeregelte Strom- und Drehzahlregelkreise.

Eine weitere Regelkreisstruktur ist die Zustandsregelung, die in Kapitel 5.5 bis 5.5.7 vorgestellt wird. Es werden die Begriffe wie die Zustandsdarstellung, die Regelungsnormalform, die Steuer- und Beobachtbarkeit, den Entwurf der Zustandsregelung, den Luenberger-Beobachter sowie das Kalman-Filter bei Rauschen und abschließend die Zustandsregelung mit Zustandsbeobachtung dargestellt. Der Begriff "Zustandsregelung" wird inzwischen kritisiert, da nach Abbildung 7 (Abbildung 5.18 in [366][410]) kein Soll-Istwertvergleich stattfindet, sondern mittels des Korrekturfaktors K_V nur eine Anpassung der stationären Verstärkung zwischen dem Eingang und dem Ausgang auf den Wert 1 erfolgt.

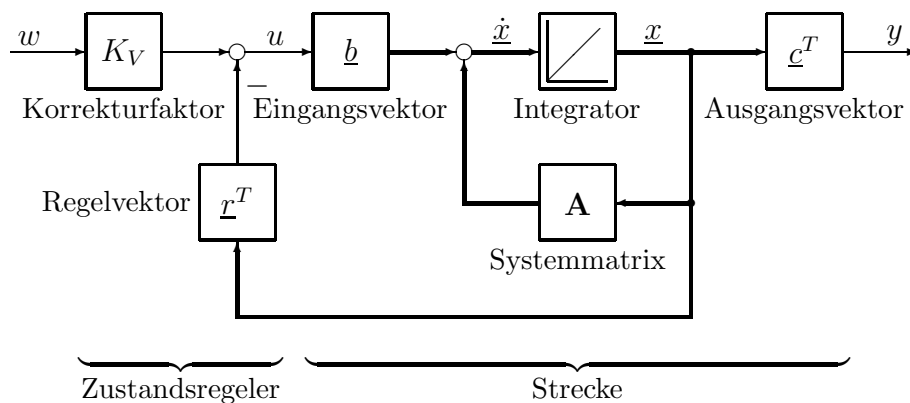


Abb. 7.: Regelstrecke und Zustandsregler

Das Führungsverhalten wird somit zwar wie gewünscht verändert, aber das Störverhalten ist unbefriedigend. Weitere Nachteile sind, dass erstens der Regler die vollständige Strecke berücksichtigen muß und damit zweitens keine Aufteilung der Strecke sowohl bei der Inbetriebnahme als auch der bei der Regleroptimierung möglich ist. Eine Begrenzung von inneren Prozeßgrößen ist nicht realisierbar. Wie beispielsweise in Kapitel 19.3 “Drehzahl-Regelung eines elastischen Mehrmassensystems” gezeigt wird, ist die Zustandsregelung aber ein notwendiges Verfahren, da mit der Kaskadenregelung diese Aufgabenstellung nicht befriedigend zu lösen ist. Bei nichtlinearen Systemen ist der Zustandsansatz beispielsweise bei der exakten Eingangs- Ausgangs-Linearisierung - siehe Buch “Intelligente Verfahren Identifikation und Regelung nichtlinearer Systeme” [407] - ebenso notwendig. Um das Störverhalten bei der Zustandsregelung zu verbessern, wird in [16], eine neue Struktur der Zustandsregelung vorgeschlagen - Abbildung 8. Diese neue Struktur übernimmt den altbekannten Ansatz des “Conditional Feedback”.

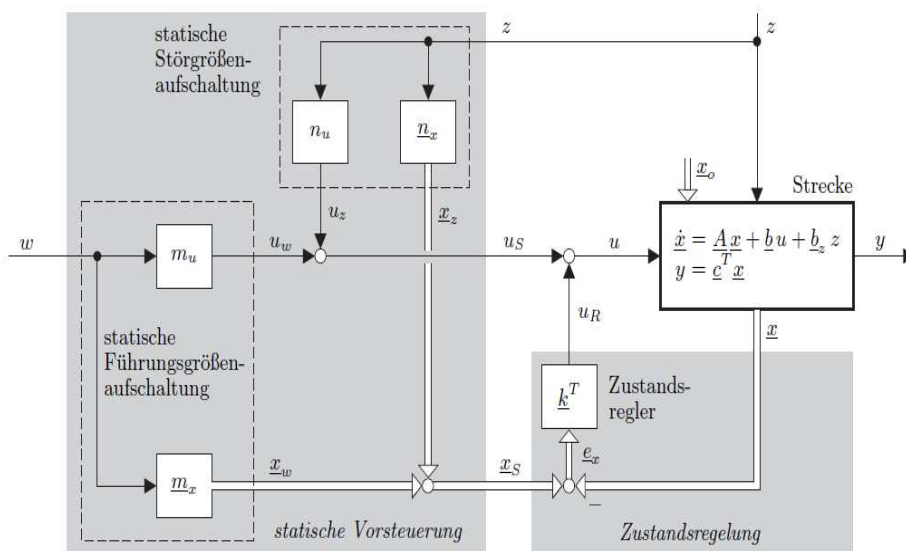


Abb. 8: : Alternativ-Struktur zur Zustandsregelung

Wie aus der Abbildung 9 (Abbildung 5.6 in [366]) zu entnehmen ist, wird mit der Vorsteuerfunktion $A(s)$ für die Strecke $G_S(s)$ das gewünschte Führungsverhalten eingestellt. Unter der Annahme $H(s) = 1$ repräsentiert $B(s)$ das mittels $A(s)$ und der Strecke $G_S(s)$ eingestellte Führungsverhalten. Wenn keine Störung auf $G_S(s)$ eingespeist wird und die Parameter der Strecke genau bekannt sind, dann ist das Differenzsignal am Eingang des Reglers $G_R(s) = 0$.

Wenn eine Störung der Strecke oder eine Parameter-Ungenauigkeit der Strecke besteht, dann ist das Differenzsignal ungleich Null und der Regler greift ein. Mit dieser Konfiguration kann somit das Führungs- und Störverhalten unabhängig eingestellt werden. Die neue Struktur nach Roppenegger nutzt den Ansatz des Conditional Feedback. Die Einstellung des Führungsverhaltens erfolgt durch den

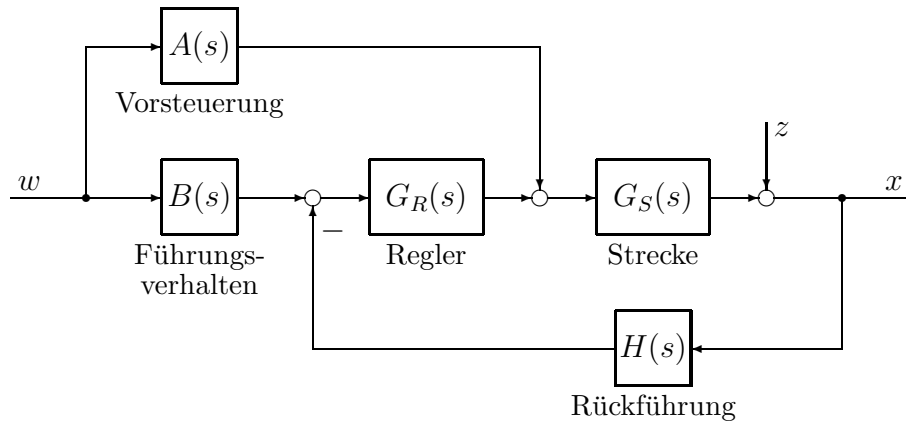


Abb. 9: : Regelkreisstruktur bei Conditional Feedback

Regelvektor, die Anpassung auf die stationäre Eingangs zu Ausgangsverstärkung auf 1 durch den Korrekturfaktor \underline{r}^T , und es wird ebenso ein Differenzsignal gebildet. Es verbleiben aber die Problematik der Inbetriebnahme und der Begrenzung innerer Prozeßgrößen. Trotz dieser nicht gelösten Anforderungen wird dieser neue Ansatz in [410] berücksichtigt.

Im Kapitel 5 werden im Kapitel 5.3 modellbasierte Verfahren wie das bereits genannte Verfahren Conditional Feedback in Kapitel 5.3.1, in Kapitel 5.3.2 die Internal Model Control, den Smith Prädiktor für Strecken mit Totzeit in Kapitel 5.3.3 oder die Vorsteuerung in Kapitel 5.3.4 vorgestellt.

Alle diese Verfahren werden durch eine durchgängige Entwicklung der Gleichungen und durch Beispiele erläutert. Mit diesen Kenntnissen können bereits die Regelungen der Gleichstrom-Nebenschlußmaschinen mit analoger Signalverarbeitung realisiert werden, dies erfolgt in Kapitel 7.

R5.1 Begrenzungen

Windup, Begrenzung Führung, Begrenzung Störung, Begrenzung Führung und Störung, Begrenzung Sensor-Sättigung, Gegenmaßnahmen

Generell kann nicht vermieden werden, dass in einem geregelten System aufgrund zu hoher statischer oder dynamischer Anforderungen Größen wie der Ankerstrom oder die Stellglied-Spannung die Stellgrenze erreichen bzw. überschreiten werden. Dies ist nicht zulässig, da der Regelkreis geöffnet wird, wenn eine geregelte Größe in der Sättigung ist. Es müssen daher Gegenmaßnahmen ergriffen werden.

Diese Problematik wird in Kapitel 5.6 bis 5.6.4 "Stellbegrenzungen in Regelkreisen" bearbeitet. Es werden der Regler- und der Strecken-Windup sowie die Problematik bei einer Begrenzung der Stellgeschwindigkeit und der Stellamplitude vorgestellt und Abhilfe-Maßnahmen abgeleitet. Diese Aufgabenstellungen werden in [410] erweitert, um erstens die Windups bei gleichzeitigem Einfluß von

Führung und Störung sowie zweitens durch den Windup bei Sensor-Sättigung zu erfassen und jeweils die Vermeidung der Windups aufzuzeigen.

R6 Abtastsysteme

R6 erfaßt Kapitel 6.

Grundlagen, Hinweise für Antriebe

Im Kapitel 6, Abtastsysteme, werden die grundlegenden Begriffe dieses Wissensgebiets knapp dargestellt.

Wie allgemein bekannt ist, wurde die analoge, parallel arbeitende Signalverarbeitung inzwischen durch die digitale, seriell arbeitende Signalverarbeitung abgelöst. Die Gründe sind, bei der digitalen Signalverarbeitung sind erstens die Hardware- und die Software-Projektierung entkoppelt. Dies ermöglicht es, zu einem späten Zeitpunkt noch Änderungen in der Software vorzunehmen. Zweitens sind die Ferndiagnose und Fernkorrektur zwei weitere positive Optionen.

Aufgrund dieser Sachlage wurde eine Einführung in das Gebiet der Abtastsysteme vorgenommen. Zu Beginn werden in Kapitel 6.1 bis 6.2.3 die Grundlagen wie den Abtastvorgang, die z-Transformation, die Rechenregeln für die Transformation der Übertragungsfunktionen vom s-Bereich in den z-Bereich, die Stabilität und die zugehörigen Pollen behandelt. In Kapitel 6.2.4 bis 6.3.3 erfolgen Erläuterungen zu strukturellen Fragestellungen wie mehrere synchron oder asynchron arbeitende Abtaster, die einerseits die Istwerte erfassen und die andererseits vor der Signalverarbeitung angeordnet sind. Anschließend werden der sinnvolle Aufbau von Abtastregelkreisen, die Reglerauslegung, die Optimierungsverfahren wie der quasikontinuierliche Entwurf oder die Verwendung eines Gütefunktional oder der Entwurf auf eine endliche Einstellzeit bzw. der dead beat-Entwurf ohne und mit Stellgrößenbegrenzungen und der Einfluss der gewählten Abtastzeit in Relation zu den Zeitkonstanten der Strecke diskutiert.

Die vorliegende allgemeine Einführung in die Grundlagen der Regelkreise mit digitaler Signalverarbeitung berücksichtigt die speziellen Aufgabenstellungen bei der Antriebstechnik kaum. Es erfolgen daher in [410] zusätzliche Darstellungen von ausgeführten Regelungen der Drehfeldantriebe mit digitaler Signalverarbeitung in "Stromregelung von Drehfeldmaschinen", "Stromzustandsregelung" und "Drehzahlzustandsregelung".

R7 Gleichstrommaschinen-Regelungen

R7 erfaßt Kapitel 7.

Anwendung Betragsoptimum, EMK-Aufschaltung, Approximation Stellglied, Kritik, Großsignal-Approximation

In den speziell auf die Gleichstrommaschine ausgerichteten Kapiteln 7.1 bis 7.1.3 werden die Maßnahmen bei analoger Signalverarbeitung diskutiert, die bei der Anwendung des Betragsoptimums BO für die Stromregelung zu erfüllen sind. Um die vorausgesetzte Streckenstruktur beim BO - zwei PT1-Glieder - zu erreichen, muss eine EMK-Kompensation erfolgen. Da die EMK aber nicht als Messwert direkt vorliegt, muss die EMK - die verfügbaren, überschwingungsbehafteten Signale nützend - berechnet werden. Hinweis: Diese Überlegungen sind auch bei Drehfeld-Antrieben zu beachten!

Wenn diese Randbedingung erfüllt ist, können die Optimierungen des Strom- und des Drehzahl-Regelkreises realisiert werden, Kapitel 7.1.1.4 bis 7.1.2.2.

Wesentlich bei der Optimierung des Strom-Regelkreises ist die Approximation des dynamischen Verhaltens des netzgeführten Thyristorbrücken-Stellgliedes. Die übliche Approximation mit dem Kleinsignal-ZOH Ansatz ergibt das sehr überraschende Ergebnis bei der Stromregelung, dass das Übergangsverhalten bis zu Kreisverstärkungen jenseits der Stabilitätsgrenze noch nahezu perfekt ist. Die Gründe für dieses Ergebnis werden in den Kapiteln 9, 10 bis 12 erarbeitet.

R9 Großsignal Approximation

R9 erfaßt Kapitel 9 bis 12.

Netzgeführte Stellglieder, nichtlückender Strom, lückender Strom

Das dynamische Verhalten der netzgeführten Stellglieder unterschiedlicher Pulszahl p ist aufgrund der Zündimpuls-Erzeugung und der nachfolgenden Durchschaltung eines Spannungsausschnitts aus dem versorgenden Drehspannungssystem komplex. Ein einfacher Ansatz war, vom stationären Verhalten auszugehen und dann die Zündimpulsfolge als charakteristisches Verhalten anzunehmen. Wenn dieser Ansatz gewählt wird, dann entspricht das dynamische Verhalten des Stellglieds dem dynamischen Verhalten einem Abtastglied mit nachfolgendem Halteglied nullter Ordnung, ZOH-Ansatz, siehe [400] Abbildung 4.26 beim Gleichstromsteller bzw. Abbildung 4.55 bei der Thyristorbrücke. Bei einem derartigen Abtastsystem sind die Abtastzeitpunkte und das zu übertragende Nutzsinal nicht korreliert, der Erwartungswert des dynamischen Verhaltens ist dann die halbe Abtastzeit $T/2$, die Übertragungsfunktion des Thyristor-Stellglieds ist somit

$$G_{STR}(s) = V_{STR} e^{-T_t s} \quad (1)$$

mit

$$T_t = \frac{1}{2 f_N p} \quad (2)$$

mit p der Pulszahl. Die Optimierung mit diesem Ansatz erfolgte in Kapitel 7.1.1.4 “Optimierung des Stromregelkreises”. Bei der praktischen Überprüfung - analoge, parallele Signalverarbeitung vorausgesetzt - dieser Approximation des dynamischen Verhaltens ergeben sich aber völlig andere Ergebnisse der Übergangsfunktion als erwartet. Es lassen sich noch wesentlich höhere Kreisverstärkungen realisieren, bei positiven Übergangsvorgängen ist zwar ein Überschwingen - aber Stabilität, bei negativen Übergangsvorgängen ist immer ein perfektes Verhalten festzustellen.

In Kapitel 9 bis 12 wird dieser Widerspruch diskutiert. Es zeigt sich, dass die Zündimpuls-Erzeugung ein nichtlinearer Abtastvorgang ist, denn der Zündzeitpunkt und der Steuersignalverlauf am Eingang des Stellglieds sind korreliert. Weiterhin hat der Spannungsverlauf des durchgeschalteten Spannungsausschnitts einen Einfluß. Um dieses Verhalten bei der Approximation des dynamischen Verhaltens zu berücksichtigen, wird eine Großsignal-Wartezeit-Approximation erarbeitet. Diese Approximation hat überraschende Eigenschaften, bei Verstellungen α gegen 0° ist beim Arbeitspunkt $\alpha = 90^\circ$ im Mittel über alle Verstellwinkel $\Delta\alpha$ die Wartezeit Null, bei Arbeitspunkten $\alpha < 90^\circ$ ist eine geringe Prädiktion, bei Arbeitspunkten $\alpha > 90^\circ$ eine geringe Totzeit festzustellen. Bei Verstellungen α gegen 180° nimmt die Wartezeit mit steigendem $\Delta\alpha$ zu. Das Thyristor-Stellglied verhält sich somit dynamisch unsymmetrisch. Wenn das Stellglied dynamisch symmetriert wird, kann eine globale Wartezeit-Approximation einschließlich des Großsignalverhaltens bestimmt werden. Diese neue Wartezeit-Approximation ergibt bei Pulszahlen bis $p = 12$ geringere Wartezeiten als mit dem alten Ansatz, bei $p > 12$ größere Wartezeiten. Bei der praktischen Überprüfung - EMK-Aufschaltung vorausgesetzt - mit der neuen Wartezeit-Approximation ergibt sich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Theorie und Praxis. Die Ergebnisse der Wartezeit-Approximation werden in Kapitel 11 [366] mit dem Verfahren der Beschreibungsfunktion bestätigt, und es kann die aus Versuchen bekannte “ripple instability” nachgewiesen werden. Beide Approximationen sind somit bis zur Stabilitätsgrenze einsetzbar.

Die sehr gute Dynamik des Stromregelkreises wird deutlich schlechter, wenn der Strom lückt.

In Kapitel **R10** erfolgt deshalb eine Analyse für diese Betriebssituation im Kleinsignalbereich, Kapitel 10.1 bis 10.5. Die Approximation im z -Bereich für den Lückbereich zeigt, dass sich das Streckenverhalten beim Übergang vom nichtlückendem zum lückenden Zustand und umgekehrt abrupt ändert. Diese Änderung kann mit adaptiven Stromreglern kompensiert werden und damit das gute dynamische Verhalten im nichtlückenden Bereich auch beim Lückbetrieb des Stroms sicherstellen. Zusätzlich wird in diesem Kapitel die

prädiktive Stromregelung vorgestellt, bei der das bestmögliche dynamische Verhalten der Stromregelung - ein dead beat Verhalten bei lückendem und nichtlückendem Strom - erreicht wird, siehe Kapitel 10.4.3 und Abbildung 10.20 sowie Dissertation Kennel [21].

R8 Überlagerte Regelkreise

R8 erfaßt Kapitel 8 und ab 7.1.2.

Varianten, Drehzahlregelung, Lageregelung, Feldschwächung, Fehler- einflüsse, Genauigkeit, Störungen und Schirmung

In Kapitel 7.1.2 erfolgte die Optimierung des Drehzahlregelkreises, in Kapitel 7.1.2.2 werden Maßnahmen bei einer Begrenzung des Strom-Sollwerts, in Kapitel 7.1.2.3 die direkte Drehzahlregelung, in Kapitel 7.1.2.4 eine Variante der Strom-Begrenzungsregelung und in Kapitel 7.1.3 die Lagerregelung vorgestellt.

Die Erregerstromregelung und damit die Feldschwächung sowie die Varianten Sammelschienen-Antriebe, Contiflux-Regelung und die von der Ankerspannung abhängige Feldschwächung - auch bei Drehfeldantrieben zu berücksichtigen - werden in den Kapiteln 7.2 bis 7.2.5 abgehandelt.

Weitere relevante Themen zu diesem Bereich sind im Kapitel 8.1 bis 8.7.3 "Fehlereinflüsse und Genauigkeit bei geregelten Systemen" zu finden. Kapitel 8.1 bis 8.3.1.5 behandelt ausregelbare und nicht ausregelbare Fehler sowie die Fehler der analogen Sensoren; Kapitel 8.4 bis 8.6.3.2 die erreichbaren Genauigkeiten bei analoger und digitaler Signalverarbeitung; Kapitel 8.7 bis 8.7.3 die störsichere Signalübertragung und die Störschutzmaßnahmen. Diese sehr komplexe Aufgabenstellung wird ausführlich in [408], Kapitel 8.3.4.10 "Sondereffekte" und Kapitel 8.3.4.11 "Praktische Hinweise" vorgestellt, die Beachtung wird dringend empfohlen.

R13 Asynchronmaschinen-Regelungen

R13 erfaßt Kapitel 13.

R13.1 Zusammenfassung [400]

Im Buch "Regelung von Antriebssystemen" ist das Kapitel 13 eine Kurzfassung der Langfassungen Kapitel 3 für die Asynchronmaschine und Kapitel 4 für die Synchronmaschinen in [400] und im vorliegenden Buch. In dem Kapitel 13 werden in den Unterkapiteln 13.1 bis 13.3.3 die bereits in [400] erarbeiteten Systemgleichungen, die resultierenden Signalflußpläne und die Steuereingänge bei den Orientierungen auf den Stator-, Rotor- sowie den Luftspaltfluß nochmals kurz gefasst zusammen gestellt.

gleichungen in der komplexen K-Darstellung bei der Entwicklung der Struktur und der Parameter des Entkopplungs-Netzwerkes genutzt. Es ergeben sich relativ einfache Strukturen für das Entkopplungs-Netzwerk. In Verbindung mit der komplexen Darstellung der Asynchronmaschine ist die Entkopplungsmethode leicht erkennbar. Um die Entkopplungsstruktur elektronisch realisieren zu können, wird die komplexe K-Darstellung in die A/B Komponenten aufgelöst. In diesem Status der Auflösung sind die Flußsignal-Eingänge des Stators und des Rotors zugänglich, und es kann die unerwünschte B-Komponente zu Null gesetzt werden. Dadurch bedingt entfallen einige der Übertragungsglieder, der resultierende Signalflußplan des Entkopplungsnetzes vereinfacht sich somit. Es verbleibt die nicht zu Null gesetzte A-Komponente des Flußes, die nun mit dem gewünschten Flußsignal angesteuert wird.

Der zweite Eingang des Entkopplungsnetzwerkes Ω_2 wird vom Drehzahlregler angesteuert und wie bereits oben angemerkt, entspricht Ω_2 dem Ankerstrom I_A bei der Gleichstrom-Nebenschlußmaschine - siehe [400] Abbildung 4.54. Das Drehmoment wird somit geregelt vorgegeben. Die Ausgangssignale des Entkopplungsnetzwerkes sind entweder die beiden A-/B-Komponenten der Statorspannung oder des Statorstroms sowie der Sollwert der Statorfrequenz.

Um das leistungslelektronische Stellglied anzusteuern, muss ein Steuersignal erzeugt werden, welches statorfest ist und den Amplitudenwert der Statorspannung sowie die Statorfrequenz vorgibt. Die Umwandlung der Ausgangssignale des Entkopplungsnetzwerkes vom K- zum S-System erfolgt durch eine Koordinatenwandlung von kartesisch zu polar, wie in Abbildung 10 dargestellt ist. Dabei muss insbesondere auf das Signal $\gamma_{u,i}^*$ geachtet werden, da dieses Signal die dynamischen Änderungen der Phase sowie der Amplitude des Statorstroms bzw. der -spannung abbildet.

Wie bereits angemerkt, sind Abweichungen zwischen den realen Parametern in der Asynchronmaschine und den angenommenen Parametern in dem Entkopplungsnetzwerk u. a. durch die Erwärmung der Wicklungen in der Asynchronmaschine nicht zu vermeiden. Diese Abweichungen führen zu fehlerbehafteten Sollwertsignalen des Entkopplungsnetzwerkes und sollten durch eine Identifikation und Nachführung der Parameter im Entkopplungsnetzwerk vermieden werden. Die Parameter-Identifikation wird in Kapitel 13.6 bis 13.9.4 speziell für die Asynchronmaschine und in Kapitel 18 allgemein für lineare Systeme dargestellt. Da der Entkopplungsansatz ausführlich für die Regelung der Asynchronmaschine in Kapitel 13.4.1 bis 13.4.3 dargestellt wurde, kann dieser Ansatz problemlos auf die Regelung der Varianten der Synchronmaschinen übertragen werden.

R13.3 Feldorientierung Asynchronmaschine

R13.3 erfaßt ab Kapitel 13.4.4 bis 13.5.6.

Allgemeine Einführung, indirekte Feldorientierung, Modelle Flußbestimmung, Modellfehler, Empfindlichkeit, sonstige Fehlerquellen

Nachdem in den Kapiteln 13.4.1 bis 13.4.3 “Entkopplungsregelung” ein Grundverständnis der Regelung der Asynchronmaschine erarbeitet wurde, wird nun ausgehend von dieser Basis, die Regelung der Asynchronmaschine bei Feldorientierung in Kapitel 13.4.4 dargestellt. Die Darstellung der Feldorientierung konzentriert sich auf die indirekte Feldorientierung. In der Abbildung 11 (Abbildung 13.45 in [366]) ist eine detailliertere Darstellung der feldorientierten Regelung zu sehen. Im Unterschied zur Entkopplung werden nun sowohl der drehmomentbildende Strom I_{1B} als auch der Fluß mittels des Stroms I_{1A} geregelt. Wie aus der Abbildung zu entnehmen ist, müssen sowohl die Orientierung als auch die Amplitude des Flusses ermittelt werden. Diese Informationen werden in einem Modell berechnet, welches leicht zugängliche Signale wie die Statorströme und/oder die Statorspannungen als Eingangsgrößen sowie die Systemgleichungen verwendet, um die erforderlichen Ausgangssignale zu erhalten.

Wie angemerkt, können die Eingangssignale und die Parameter des Modells fehlerbehaftet sein. Dies ist der Ausgangspunkt der folgenden Kapitel “Modellbildung der Asynchronmaschine” mit den Kapiteln 13.5 bis 13.5.6. Es werden die verschiedenen Modelle wie das I_1 -Modell, die $I_1\beta_L$ - und $I_1\Omega_L$ -Modelle, das U_1I_1 -Modell, das $U_1I_1\Omega_L$ -Modell sowie das $U_1\Omega_L$ -Modell vorgestellt. Zusätzlich werden die Empfindlichkeiten aufgrund von Parameterfehlern diskutiert (Parameter-Identifikation, Kapitel 13.6 bis 13.9.4) .

Bei der Feldorientierung wird im Allgemeinen die digitale Signalverarbeitung verwendet, die im Gegensatz zur analogen, parallelen Signalverarbeitung nur seriell arbeitet. Dadurch bedingt können zwischen der realen Feldorientierung in der Drehfeldmaschine und der Orientierung in der Signalverarbeitung Differenzen entstehen. Ein typischer Einfluß, der zu der unerwünschten Winkeldifferenz führt, ist eine Verzögerung bei der Erfassung und A/D-Wandlung der Statorströme. Beispielsweise ist die Entkopplung der Flußregelung und der Drehmomentregelung bereits bei einer Winkeldifferenz von nur $5,3^\circ$ - entsprechend $110\ \mu\text{sec}$ - deutlich gestört. Aus den Ableitungen der Fehlereinflüsse lassen sich die Fehlerquellen gezielt eingrenzen und Abhilfemaßnahmen ermitteln. Es sei hier nochmals auf die vorteilhafte Aufschaltung der Gegenspannung - siehe Abbildung 13.7 - wie bei der Stromregelung der Gleichstrom-Nebenschlußmaschine und die von der Statorspannung abhängige Feldschwächung hingewiesen.

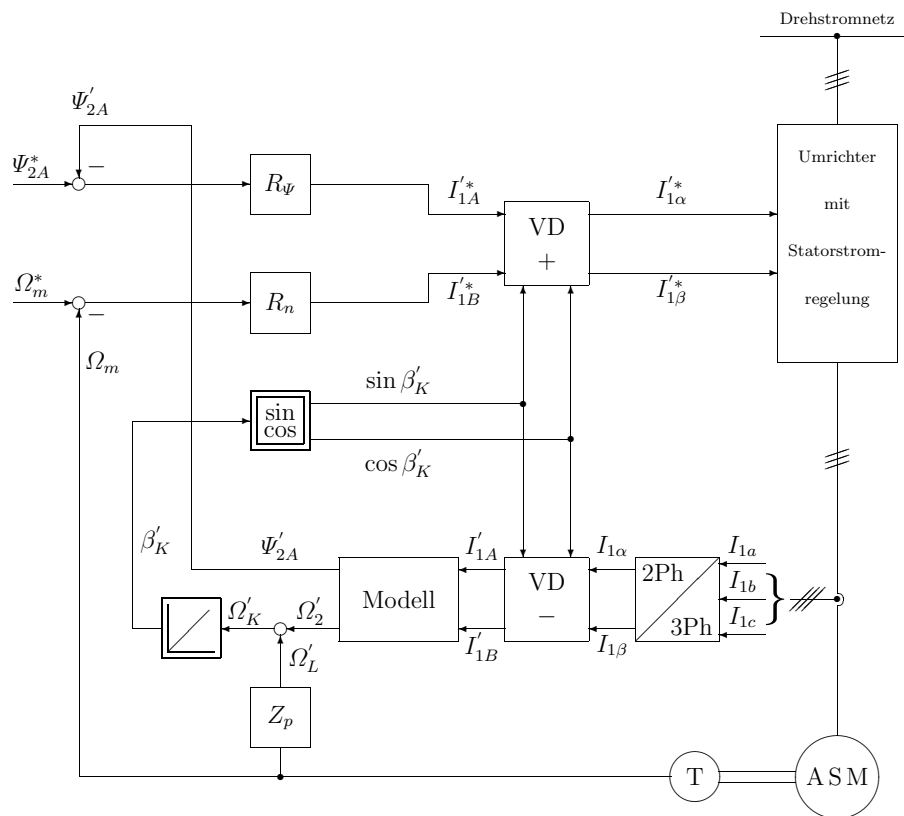


Abb. 11: : Prinzipdarstellung der feldorientierten Regelung der Asynchronmaschine mit Strommodell (gestrichene Größen können fehlerbehaftet sein)

R13.4 Parameter-Identifikation

R13.4 erfaßt ab Kapitel 13.6 bis 13.9.4.

In den Kapiteln 13.4 bis 13.5.6 werden Modelle verwendet, deren Parameter mit den realen Parametern in der Strecke übereinstimmen müssen. Die Parameter in der realen Strecke ändern sich aber beispielsweise aufgrund der Erwärmung der Wicklungen mit einer Änderung der ohmschen Widerstände oder durch die Hysterese mit einer Änderung der Induktivitätswerte. Diese Änderungen müssen mittels Identifikation erfaßt und in den Modellen berücksichtigt werden, um eine ordnungsgemäße Nachbildung der realen Signale sicherzustellen. Das Kapitel 13.6 ist dieser Fragestellung gewidmet. In den Kapiteln 13.6.1 und 13.6.2.1 wird einführend eine Übersicht der herkömmlichen Identifikations-Verfahren - Abbildung 12 (Abbildung 13.65 in [366]) - gegeben.

Beginnend mit Kurzschlussversuchen (Gleichstrom- und Wechselstrom-Einspeisung, Algorithmus 1 und 2) können off line Ersatzschaltbilder ermittelt werden. Ab Kapitel 13.6.3.1 werden Parameter-Schätzverfahren mit linearem und nichtlinearem Parametereinfluss auf den Schätzfehler vorgestellt - siehe auch Kapitel 18 "Identifikation linearer dynamischer Systeme". Mit diesen Verfahren können komplexe Modelle ermittelt werden, die beispielsweise die sättigungsabhängige Streufeldinduktivität beim Schnellhochlauf berücksichtigen.

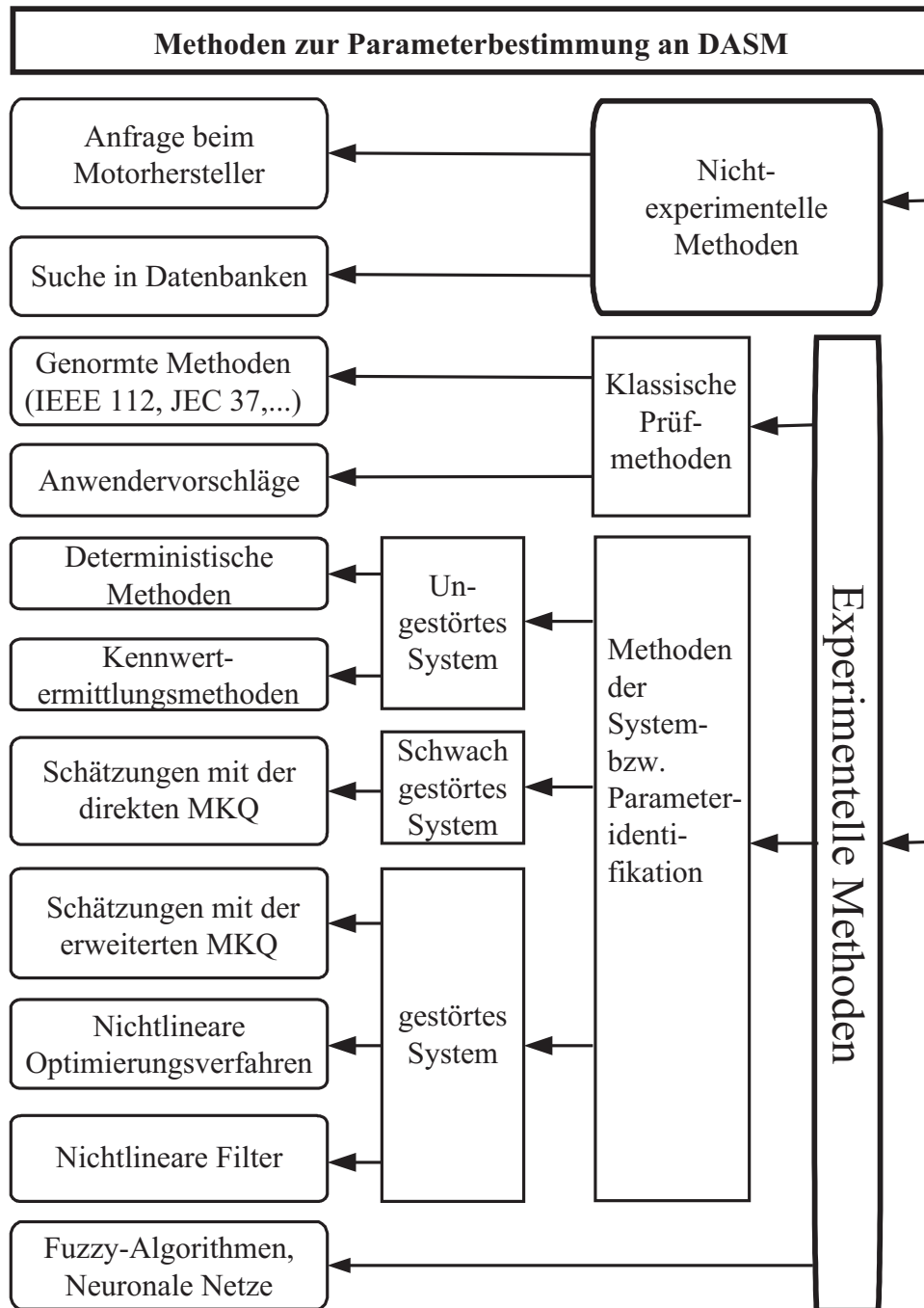


Abb. 12: : Übersicht zu Verfahren der Parameterbestimmung von Asynchronmaschinen

R15 Stromregelverfahren

R15 erfaßt Kapitel 15.

Direkte Stromregelung, indirekte Stromregelung, Aufschaltung - Gegenspannung, Pulsweitenmodulation, Trägersignal, Taktzahl, PWM, stoßfreie Umschaltungen, Stellglied-Approximation, Raumzeiger-Modulation, optimierte Verfahren, direkte Regelungen, Direct Torque Control, DTC, U-Back to Back Converter, U-BBC, Hinweis, digitale Signalverarbeitung, Spannungsfehler

In Kapitel 15 werden die verschiedenen Verfahren der Stromregelungen von Drehfeldmaschinen beschrieben, die somit sowohl für die Asynchronmaschinen als auch für die Synchronmaschinen nutzbar sind. Zur Einführung sind in Kapitel 15.1 der ohmsch-induktive Lastkreis mit Gegenspannung und die Funktion des Zweipunkt-Stellglieds mit seinen acht Spannungs-Raumzeigern dargestellt. Es sei hier nochmals auf die vorteilhafte Aufschaltung der Gegenspannung - siehe Abbildung 13.11 - bei der Stromregelung hingewiesen. Zur weiteren Vorbereitung werden in Kapitel 15.2 die Strukturen der direkten und der indirekten Verfahren der Statorstrom-Regelungen vorgestellt. Aus diesen Darstellungen kann abgeleitet werden, dass ein lastseitiges Drehspannungssystem variabler Frequenz und variabler Amplitude vorzugsweise durch Pulsweitenmodulation PWM - Kapitel 15.3 bis 15.3.4.4 - zu realisieren ist. Ausgehend von der Pulsweitenmodulation - PWM - mittels dreieckförmigem Trägersignal mit der Frequenz f_T , der gewünschten Statorfrequenz f_1 sowie der Taktzahl f_T/f_1 werden die Mittenpuls- und Flankenpuls-Taktung, die resultierenden Oberschwingungs-Belastungen bei unterschiedlichen Taktzahlen und die Taktzahl-Variationen bei variabler Ausgangsfrequenz erläutert. Dies sind die indirekten Verfahren. Die Spannungsfehler aufgrund beispielsweise des Schaltverhaltens beim Wechselrichter werden in Kapitel 15.3.5 erläutert.

Kapitel 15.4 bis 15.4.5 stellen die optimierten direkten Verfahren wie die Raumzeiger-Modulation, on line optimierte Pulsverfahren mittels angepaßter Hysterese-Verfahren sowie hardware basierte Verfahren mittels Schalttabellen vor. Weitere Verfahren sind die dead-beat-Methode und die prädiktive Pulsmusterzeugung. Die direkten Verfahren werden in [408], Kapitel 8.4.2 bis 8.4.14 vorgestellt.

Hinweis digitale Signalverarbeitung: Aufgrund der generell verwendeten digitalen Signalverarbeitung bestimmt die Trägerfrequenz die Abtastzeitpunkte, siehe [408], Kapitel 8.4.12 „PWM mit abgetastetem Sollwertsignal“, Abtastung: regular sampled PWM. Die Eigendynamik des selbstgeführten Stellglieds wird von der Abtastung überdeckt, so dass die Approximation des dynamischen Stellglied-Verhaltens von der Abtastung bestimmt wird.

Ausgehend von den in den Kapiteln 15.3 bis 15.3.4.4 dargestellten PWM-Verfahren mit der Begrenzung des PWM-Verfahrens auf die Statorspannungen

oder die Statorströme alleine, wird in Kapitel 15.5 bis 15.5.3 die Pulsmustererzeugung nun auf die gemeinsame Berücksichtigung der Fluß- und der Drehmoment-Komponenten ausgeweitet, dies ist die direkte Selbstregelung bzw. Direct Torque Control DTC. Die Verfahren werden theoretisch abgeleitet und an praktischen Beispielen bis hin zur Anordnung ohne Drehzahlsensor erfolgreich überprüft. Diese Verfahren werden inzwischen vorzugsweise bei Wechselrichtern für Triebfahrzeuge, siehe [408] Kapitel 11.1, eingesetzt, weil diese Verfahren besonders gut an die speziellen Bedingungen angepaßt sind.

In der vierten Neuauflage des Buchs “Elektrische Antriebe Regelung von Antriebssystemen” werden umfangreiche Erweiterungen der oben vorgestellten Themen erfolgen. Beispielweise werden die oben vorgestellten Verfahren erweitert um die Abtastregelung des Stromregelkreises (“Stromregelung von Drehfeldmaschinen”), die stoßfreie Umschaltung bei einer Änderung der Taktfrequenz (“Regelungen mit veränderlicher Abtastfrequenz”) und weiterhin um die Zustandsregelung der Strom- (“Stromzustandsregelung”) und Drehzahl-Regelkreise (“Drehzahlzustandsregelung”).

R14 Regelung ohne Drehzahlsensor

R14 erfaßt Kapitel 14.

nichtadaptive Verfahren, adaptive Verfahren, minimale Fehlerquadrate, Modellgestützte Verfahren, Zusatzinformationen, Analytische Betrachtung der Anisotropie einer Induktivität, Physikalische Eigenschaften und Grundverständnis, Herleitung mathematischer Zusammenhänge und vereinfachte Darstellung, Verfahren zur Identifikation der Anisotropie, INORFM, Rotierende Injektion, Alternierende Injektion, Beliebige Injektion, Aufschlüsselung mehrerer überlagerten Anisotropien, Ansatz der Winkelkorrektur, Ansatz der Korrektur harmonischer Anteile in kartesischer Darstellung, Least Squares Ansatz bei Berücksichtigung aller Harmonischer

In Kapitel 14 werden die verschiedenen Verfahren der Drehzahlregelung ohne Drehzahlsensor beschrieben. Im ersten Teil, Kapitel 14.1 bis 14.8, werden die modellgestützten Verfahren wie die nichtadaptiven Verfahren zur Schätzung der Schlupfdrehzahl - Statorspannungen, Flußgleichungen, Drehzahl-Sollwert - bzw. direkte Schätzung, sowie zweitens die adaptiven Verfahren beispielsweise mit dem MRAS-Ansatz, der EMK-Berechnung, den Flußgleichungen, der Blindleistung - , dem Kalman-Filter, drittens mit der Methode der minimalen Fehlerquadrate, oder viertens mittels neuronaler Netze erklärt. Kritisch bei allen modellgestützten Verfahren ist der Einfluß einer fehlerhaften Annahme des Statorwiderstandes insbesondere bei kleinen Drehzahlen, so dass dieser Drehzahlbereich im allgemeinen bei den Modell gestützten Verfahren ausgeschlossen bleibt. Um diesen Drehzahlbereich zu erschließen, werden Zusatzinformationen

wie sie durch die Auswertung der Nuten-Harmonischen oder bei der Einprägung von “hochfrequenten” Zusatzsignalen, Kapitel 14.9 bis 14.11 zu erhalten sind, verwendet. In [410] werden diese Verfahren vertieft erläutert mit der Anisotropie-basierten Schätzung der Rotorlage: Zunächst wird die anisotrope Eigenschaft der Induktivität von Drehfeldmaschinen tiefergehend analysiert, um ein physikalisches und mathematisches Grundverständnis dieses Effekts zu erarbeiten, das den Umgang mit den Verfahren später erleichtert. Danach werden die bekannten Verfahren zur Schätzung der Anisotropie-Ausrichtung abgeleitet und gegenübergestellt. Abschließend wird der Zusammenhang zwischen der Anisotropie-Ausrichtung und der tatsächlichen Rotorlage näher beleuchtet und Verfahren zur Kompensation bzw. zur Aufschlüsselung harmonischer Anisotropien diskutiert. Der Beitrag ist wie folgt gegliedert: 1. Analytische Betrachtung der Anisotropie einer Induktivität, 1.1 Physikalische Eigenschaften und Grundverständnis, 1.2 Herleitung mathematischer Zusammenhänge und vereinfachte Darstellung; 2. Verfahren zur Identifikation der Anisotropie, 2.1 INORFM, 2.2 Rotierende Injektion, 2.3 Alternierende Injektion, 2.4 Beliebige Injektion; 3. Aufschlüsselung mehrerer überlagerten Anisotropien, 3.1 Ansatz der Winkelkorrektur, 3.2 Ansatz der Korrektur harmonischer Anteile in kartesischer Darstellung, 3.3 Least Squares Ansatz bei Berücksichtigung aller Harmonischer.

R16 Synchronmaschine

R16 erfaßt Kapitel 16.

Entkopplung Synchronmaschine, Feldorientierte Regelungen, Synchronmaschine mit Erregerwicklung, BL-Synchronmaschine, Synchronmaschinen-Varianten, Schenkelpol-SM, Vollpol-SM, Dämpferkäfig, permanentmagnet-SM, PM-SM, Systemgleichungen, Signalflußpläne, Regelungs-Varianten, Entkopplung, Feldorientierung, optimierter Betrieb

Nachdem in den Kapiteln 13 bis 15 sowohl die Entkopplung und die feldorientierte Regelung für die Asynchronmaschine als auch die Stromregelung erarbeitet wurden, werden in Kapitel 16 nun die entsprechenden Aufgabenstellungen für die Synchronmaschinen diskutiert. Die erste Variante der Synchronmaschinen-Varianten hat eine Erregerwicklung, bei der zweiten Variante ist die Erregerwicklung durch Permanentmagnete (PM-Synchronmaschine) ersetzt und die dritte Variante ist eine Kombination der beiden vorigen Varianten. Die erste und die dritte Variante sind besonders für den Betrieb mit großem Feldschwäcbereich geeignet.

Im Unterkapitel 16.7 hat die Synchronmaschine eine Erregerwicklung (bürstenlose Synchronmaschine, BL-Synchronmaschine), wie dies bei den Ableitungen der Systemgleichungen, der Signalflußpläne für die Schenkelpol- und die Vollpol-Maschinen angenommen wurde. Durch den Erregerstrom besteht so-

mit ein weiterer Freiheitsgrad bei der Regelung. Mit diesem Ansatz können nun die obigen Varianten der Synchronmaschine erfasst werden. Es werden konzentriert die Systemgleichungen, die Signalflußpläne und die Ansteuerung sowohl für die Schenkelpolmaschine ohne und mit Dämpferkäfig in Kapitel 16.1 bis 16.2.2, als auch für die Vollpolmaschine ohne und mit Dämpferkäfig in Kapitel 16.3 bis 16.3.4 aus [400] übernommen. Somit ist die Basis für die beiden folgenden Kapitel geschaffen. (Hinweis: Synchronmaschinen mit Dämpferkäfig werden beispielsweise bei der Antriebsanordnung Stromrichtermotor, [400] Kapitel 12.3 bis 12.3.5 und [408] Kapitel 5 benötigt. Es gibt zwei Gründe für den Dämpferkäfig: Durch den Dämpferkäfig wird erstens die Zeitdauer der Lastkommutierung [400] Kapitel 12.3.5 und [408] Kapitel 5.2.1 verkürzt und damit die Kommutierungs-Blindleistung verringert. Zweitens kann die Synchronmaschine wie eine Asynchronmaschine anlaufen, da der Dämpferkäfig wie der kurzgeschlossene Rotorkäfig bei der Asynchronmaschine wirkt.)

Im Unterkapitel 16.7 wird die optimierte Regelung wie maximales Drehmoment pro Ampere Statorstrom oder maximales Drehmoment pro Volt Statorspannung oder der Kombination beider Größen für eine PM-Synchronmaschine erarbeitet. Sowohl der Wechselrichter als auch die Synchronmaschine werden somit bis an ihre Grenzen belastet.

Das Verfahren der Entkopplung wird in Kapitel 16.4 und das Verfahren der Feldorientierung in den Kapiteln 16.5 bis 15.7.8 für die beiden oben definierten Aufgabenstellungen im Detail beschrieben.

R16.1 BL-Synchronmaschine

R16.1 erfaßt ab Kapitel 16.5 bis 16.5.7.

**Synchronmaschine mit Erregerwicklung, Synchronmaschine bürstenlos, Feldorientierung, Erregerwicklung, Freiheitsgrad, Spannungsmo-
dell, Wechselgrößenmodell, polares Spannungsmodell, Gleichgrößen-
modell, Strommodell, Regelung, Strommodell Erregerstrom, Modelle
Ablösung, Flußregelung, Feldschwächung, Blindleistung**

Wie aus den Abbildungen [400] 6.1 bis 6.5 bzw. [366] 16.1 - Schenkelpolmaschine und den Abbildungen [400] 6.18 bzw. [366] 16.16 - Vollpolmaschine zu entnehmen ist, wird der Erregerfluß ψ_E bei diesen Maschinen durch einen verstellbaren Gleichstrom in der Erregerwicklung erzeugt. Es sind somit Steuereingriffe sowohl von den Statorwicklungen als auch von der Erregerwicklung als weiterer Freiheitsgrad möglich. Diese Ausführung der Synchronmaschine wurde beispielsweise beim Antriebssystem Stromrichtermotor eingesetzt, wobei die Erregerwicklung bürstenlos versorgt wurde (konstruktiver Spezialfall: Durch eine gegen die Drehzahl des Rotors versorgtes dreiphasiges Wicklungssystem wird ein „rotierender Transformator“ realisiert, es folgt eine Diodenbrücke zur Erzeugung des Erregerstroms). Für die Ausführungen der Synchronmaschine

mit der Erregerwicklung bzw. der Kombination Erregerwicklung und Permanentmagnet werden in den Kapiteln 16.5 bis 16.5.7 die verschiedenen Verfahren der feldorientierten Regelung mittels beispielsweise dem Spannungsmodell, dem polaren Spannungsmodell, dem Strommodell sowie der Berechnung des erforderlichen Erregerstroms, der Ablösung der verschiedenen Modelle, der Flußführung im Feldschwächbereich und letztendlich der Steuerung des $\cos\phi$ für die bürstenlosen Synchronmaschinen-Antriebe abgeleitet.

R16.2 PM-Synchronmaschine

R16.2 erfaßt ab Kapitel 16.6 bis 16.7.8.

Signalflußplan, Feldorientierung, Reluktanzmoment, Belastungsgrenzen, Optimierung, Gütefunktional, Verlustminimierung, Drehmoment Begrenzung Strom, Drehmoment Begrenzung Spannung, Drehmoment Begrenzung Strom und Spannung, Feldschwächung, Struktur hybride, Wechselrichter, Belastungsgrenze

Eine weitere Variante der Synchronmaschine sind die von einem Permanentmagnet erregten Synchronmaschinen - Abbildung 16.44. Bei diesen Maschinen wird mit dem Statorstrom I_q das Drehmoment eingestellt und mit dem Statorstrom I_d kann das Fluß ψ_{PM} geschwächt werden. Allerdings besteht bei einigen Permanentmagnet-Materialien die Gefahr der Entmagnetisierung des Permanentmagneten, es werden deshalb auch Ausführungen mit einer Erregerwicklung und Permanentmagneten realisiert.

In den Kapiteln 16.6 bis 16.7.8 wird die Regelung der permanentmagneterregten Synchronmaschinen abgeleitet, allerdings unter der Randbedingung des optimalen Betriebs, d.h. i. a. maximales Drehmoment „pro Ampere“, bei Begrenzung der Spannung alleine sowie Begrenzung der Spannung und des Stroms gleichzeitig. Dies bedeutet, es werden die Begrenzungen von Strom und Spannung bewußt ausgenutzt, eine Situation wie sie bei Antrieben in Fahrzeugen besteht. Wiederum wird zuerst die Ausführung der Feldorientierung dargestellt, zusätzlich wird der Reluktanzeffekt - allgemein vorhanden - bei der Optimierung berücksichtigt. Die Optimierung der Strom- und Spannungskomponenten erfolgt mittels Gütefunktionalen. Das Ergebnis sind in dem I_d, I_q -Diagramm Kreise bei Begrenzung des Stroms und Ellipsen bei der Begrenzung der Spannung und somit Trajektorien für maximales Drehmoment bei den Begrenzungen in Abhängigkeit von der Drehzahl. Mit diesen Vorgaben kann die feldorientierte Regelung erweitert werden. Es sind somit auch für die Synchronmaschine Reglervarianten für Spezialsituationen verfügbar.

R18 Identifikation linearer dynamischer Systeme

R18 erfaßt Kapitel 18.

Gleichungsfehler-Modelle, Ausgangsfehler-Modelle, Auto Regressive with exogenous Input Model. ARX, Auto Regressive Moving Average with eXogenous Input Model, ARMAX, Finite Impulse Response Model, FIR, Output Error Model, OE, Orthonormale Basis Funktion Modell, OBF, linearer Parameterfehler, nichtlinearer Parameterfehler, Least Squares Verfahren, LS, Rekursiver LS Algorithmus, RLS, Weighted LS, WLS, Vergessensfaktor, Gradientenabstieg, lokales Minimum, on line Eignung, stochastische Verfahren, globales Minimum

In dem Kapitel 18 werden die bekannten Verfahren zur Identifikation linearer Systeme vorgetragen. Es werden diskutiert und gegeneinander abgewogen: parametrische Modellstrukturen - die in diesem Kapitel alleine diskutiert werden - und nichtparametrische Verfahren. Die Darlegungen konzentrieren sich deshalb auf lineare Modellstrukturen wie die Gleichungsfehlermodelle Auto Regressive with eXogenous Input Model - ARX und Auto Regressive Moving Average with eXogenous Input Model - ARMAX, bei denen Least Squares Lernverfahren - Nichtrekursiver Least Squares Algorithmus - LS, Rekursiver LS Algorithmus - RLS, Weighted LS - WLS - für lineare Parameterfehler-Gleichungen verwendet werden können. Weiterhin werden die Ausgangsfehlermodelle wie das Finite Impulse Response Model - FIR, das Output Error Model - OE und in Erweiterung des FIR-Modells das Orthonormale Basis Funktion Modell - OBF vorgestellt. Beispielsweise wird beim OE-Modell - einem Modell, in dem das geschätzte Ausgangssignal des Modells auf den Eingang des Modells zurückgeführt wird - die Parameterfehlergleichung nichtlinear. Es können daher nun nicht mehr die Least Squares Verfahren verwendet werden, sondern es müssen das Gradientenabstiegsverfahren oder Abwandlungen eingesetzt werden. Das FIR-Modell und das OBF-Modell haben keine Rückkopplung des realen bzw. des geschätzten Ausgangssignals, es sind reine Parallelmodelle, verwenden aber die Differenz der beiden Ausgangssignale, haben somit eine Ausgangsfehlerstruktur. In dem Kapitel werden anhand von vielen Beispielen die Funktion sowie die Vor- und die Nachteile diskutiert. In diesem Zusammenhang sei auf [407], Kapitel 10, "Nichtlineare Optimierung in der Systemidentifikation" hingewiesen, in dem wesentlich leistungsfähigere Lernverfahren als der Gradientenabstieg vorgestellt werden. Diese Identifikations-Verfahren finden eventuell nur ein lokales Minimum, sind aber on line geeignet. In [407], Kapitel 11 "Stochastische Optimierungsverfahren" werden Verfahren vorgestellt, mit denen das globale Minimum ermittelt wird.

R19 Sondergebiete, Mechatronik, Technologie

R19.1 Elastische Mehrmassensysteme

Kaskadenregelung, proportionale Zustandsregelung, Führungsverhalten, integrale Zustandsregelung, Störverhalten, Regelung Arbeitsmaschine, Regelung Antriebsmaschine, passiver Schwingungsabsorber, nichtlineare Einflüsse, Reibung, Lose, Identifikation, Modell, Analyse, Kompensation, lineares System

Kapitel 19 “Drehzahlregelung bei elastischer Verbindung zur Arbeitsmaschine” behandelt exemplarisch die Drehzahlregelung eines linearen elastischen Mehrmassensystems, wie sie bei praktisch fast allen Antriebsanordnungen besteht. Ein typisches Beispiel ist der rigid link - elastic joint Roboter mit sechs Freiheitsgraden.

In den Kapiteln 19 bis 19.1.3 werden die mechanischen Systemgleichungen sowie der Signalflußplan abgeleitet. Es wird in den Kapiteln 19.2 bis 19.2.5 diskutiert, ob die Regelung der Arbeitsmaschinen-Drehzahl möglich ist oder ob nur die Drehzahlregelung der Antriebsmaschine verbleibt. Aus den Bode-Diagrammen lässt sich ableiten, dass die Stabilität im Allgemeinen nur bei Regelung der Drehzahl der Antriebsmaschine gewährleistet ist. Die Überprüfung dieser Erkenntnis ergibt aber ein nicht zufriedenstellendes Verhalten, denn die beiden Massen schwingen in den Drehzahlen gegeneinander. Dieses Ergebnis kann auch aus den Ableitungen des folgenden Kapitels 20 “Schwingungsdämpfung” abgeleitet werden. Eine drehzahlgeregelte Masse, an die eine Welle als mechanische Feder wirkend und danach eine zweite Masse angekoppelt sind, ist ein passiver, Feder- zweite Masse-Schwingungsabsorber. Die Kaskadenregelung in dieser Ausführung ist daher für diese Aufgabenstellung ungeeignet.

Statt der Kaskadenregelung wird in den Kapiteln 19.3 bis 19.3.4 zuerst die proportionale Zustandsregelung der Drehzahl der Arbeitsmaschinen untersucht. Es zeigt sich ein sehr befriedigendes Führungsverhalten. Leider hat die proportionale Zustandsregelung - wie schon im Kapitel 5.5 dargelegt - aufgrund der “Störung” Drehmoment aber ein unbefriedigendes Störverhalten. Erst durch die Erweiterung der Zustandsregelung um einen Integralanteil wird sowohl das Führungs- als auch das Störverhalten zufriedenstellend. Es muß allerdings beachtet werden, dass keine Sättigung, weder im Drehmoment noch in der Stellglied-Spannung durch zu hohe stationäre und/oder dynamische Anforderungen, eintreten darf. Im Kapitel 19.4 werden die obigen Untersuchungen auf lineare elastische Mehrmassen-Systeme erweitert. Im folgenden Kapitel 19.5 “Nichtlineare Systeme Intelligente Verfahren” werden die Auswirkungen von Nichtlinearitäten wie die Reibung diskutiert. Die Signalverläufe der Drehzahl und des Drehmoments unterscheiden sich deutlich zwischen linearem oder nichtlinearem System. Im Vorgriff auf das fünfte Buch “Intelligente Verfahren Identifikation und Regelung nichtlinearer Systeme” - [407] Kapitel 5 bis 5.7.3

wird nachgewiesen, dass eine Identifikation der Reibung sehr schnell erfolgen kann, damit steht ein perfektes Modell zur Analyse und Synthese zur Verfügung. Die nichtlinearen Einflüsse können kompensiert und somit ein perfektes Regelungsverhalten erzielt werden.

R20 Schwingungsdämpfung

Passive Schwingungsdämpfung, aktiver Kompensator, hybride Kompensatoren, Linear Active Resonator, LAR, Multi Frequency Resonator, MFR, Band-Pass Absorber, BPA, Schutzbereich-Versionen, Leistungs-Anforderungen, Stabilität, disturbance rejection, lernende Automaten

In Kapitel 20 "Schwingungsdämpfung" werden in der Einführung - Kapitel 20.1 - die unerwünschten Schwingungen beim linearen elastischen Zwei-Massen-System anhand des passiven Schwingungsabsorbers erklärt. Der entscheidende erste Ansatz ist der Nachweis, dass bei einem passiven Schwingungsabsorber mit der Dämpfungskonstanten $D = 0$ eine vorzügliche Schwingungs-Unterdrückung erzielt werden kann, wenn die Daten der mechanischen Komponenten Feder und Masse des Absorbers auf die zu dämpfende Frequenz abgestimmt sind. Dieser erste Ansatz in Kapitel 20.2 ist der Ausgangspunkt zu den hybriden Varianten des Absorbers.

Die zweite Variante - der aktive Kompensator - realisiert die Schwingungs-Unterdrückung mittels gegensinniger Kraft- bzw. Drehmoment-Einprägung. Der aktive Kompensator hat die folgenden Nachteile: hoher Aufwand, da das störende Signal erstens in der Amplitude und zweitens in der Phase vollständig kompensiert werden muss. Die erste Forderung „gleiche Amplitude“ resultiert in einer entsprechenden Leistungsauslegung des aktiven Kompensators und die zweite Forderung entgegengesetzte Phase insbesondere in hohen Dynamik-Anforderungen an alle Komponenten des aktiven Kompensators.

In dem Kapitel 20.2.1 bis 20.2.2.1 wird eine neue Lösung - der hybride Kompensator - erarbeitet. Der hybride Kompensator ist ein passiver Absorber, der leistungselektronisch bis zu $D = 0$ entdämpft wurde. Das ist der Linear Active Resonator, LAR. Diese Kombination hat den folgenden Vorteil: der entdämpfte passive Absorber übernimmt die vollständige Kompensation des störenden Signals, damit sind die Leistungs-Anforderungen an die leistungselektronische Entdämpfung gering. Eine erste Variante des LARs kann den Frequenzbereich des Absorbers verstellen, eine angepasste Auslegung eines Filters in der leistungselektronischen Signalverarbeitung erreicht dies.

Bei der zweiten Variante können mehrere diskrete Frequenzen, dies ist der Multi Frequency Resonator, MFR, Kapitel 20.2.2.2 bis 20.2.2.3, unterdrückt werden. Bei der dritten Variante erfolgt sogar eine Unterdrückung der Schwingungen in einem vorgebbaren, abgeschlossenen Frequenzbereich mittels Bandpaß-Filter - Band-Pass Absorber, BPA, Kapitel 20.2.4 bis 20.2.4.1. Als vierte Variante können

Frequenz-Schutzbereiche im mechatronischen System - Kapitel 20.2.3 bis 20.2.3.5 - realisiert werden. Allerdings ist bei den Varianten eins bis vier zu beachten, dass mit zunehmender Nutzung dieser Optionen die Leistungsanforderungen an den leistungselektronischen Signalpfad zunehmen. Die Zuverlässigkeit der hybriden Kompensatoren muss durch eine ausgefeilte Analyse der Stabilität sichergestellt werden.

Die praktische Überprüfung des BPAs erfolgt an einem Beispiel, Kapitel 20.2.4.2 und 20.2.4.4. Alle Varianten der hybriden Kompensatoren sind mathematisch und per Simulation anhand von praktischen Beispielen überprüft worden. Die Abbildung 13 (Abbildung 20.35 in Kapitel 20.2.4.3 in [366]) zeigt eines mittels BPA verbesserten schwingungsfähigen Systems.

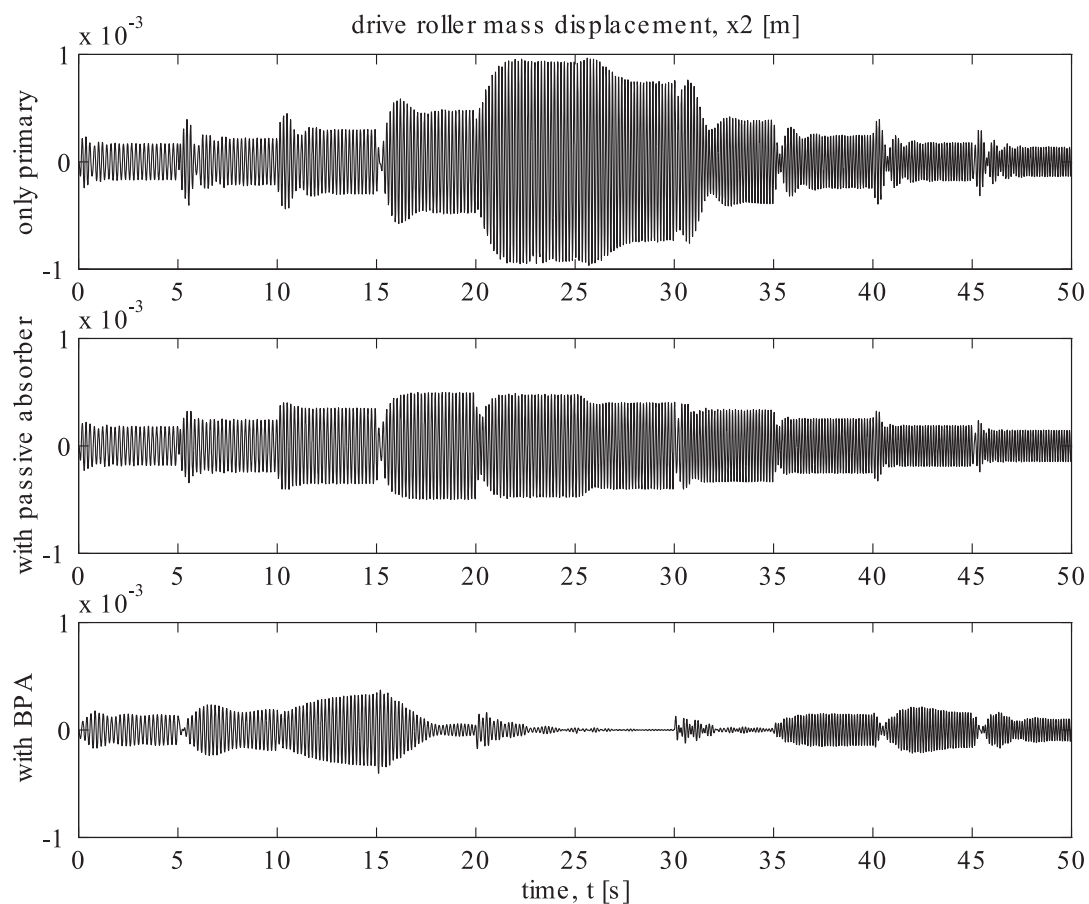


Abb. 13: : Frequency sweep (30-48)rad/s with the step of 2rad/s every 5s

Weitere Verfahren zur Unterdrückung störender Schwingungen werden in [407], Kapitel 14 „Disturbance Rejection“ und Kapitel 15 „Lernende Automaten“ vorgestellt.

R21 Objektorientierte Modellierung und Simulation

Modelle detailliert, Modelle nichtlinear, Objektdiagramme, Modularisierung gerätetechnisch, Modelica, Gerätebibliotheken, Gleichstrommaschine, Asynchronmaschine, Synchronmaschine, Komponenten elektrisch, Komponenten mechanisch, Nichtlinearitäten mechanisch, symbolische Algorithmen, differential-algebraische Gleichungssysteme, numerische Lösungsverfahren

Der Schwerpunkt in diesem Kapitel liegt in der Analyse von elektro-mechanischen Antriebssystemen basierend auf der Simulation von detaillierten, nichtlinearen Modellen. Zuerst wird diskutiert, warum die Modellierung mit Signalflussplänen unhandlich wird, wenn die Strecke zu komplex wird. Durch die Verallgemeinerung von Signalflussplänen auf Objektdiagramme können die aufgezeigten Schwierigkeiten überwunden werden. Diese Technik beruht im wesentlichen darauf, dass die Modularisierung entsprechend den physikalischen Gegebenheiten erfolgt, also geräteorientiert modularisiert und verschaltet wird, und der Anwender die Komponenten nicht zuerst in eine Signalflussdarstellung umformen muss. In diesem Kapitel wird die geräteorientierte Art der Modellierung an Hand der immer häufiger eingesetzten Modellierungssprache Modelica gezeigt. Hierzu werden die Grundlagen erläutert, um geräteorientierte Modellbibliotheken im Bereich von Antriebssystemen aufzubauen, und es wird insbesondere auf die detaillierte Modellierung von Asynchron-, Synchron- und Gleichstrommaschinen eingegangen. Dabei wird auch gezeigt auf welche Weise schwierige Probleme, wie die Modellierung von elektrischen Schaltern, Dioden, Thyristoren, Lagerreibung, Kupplungen und Bremsen, gelöst werden können. Schließlich werden die hierfür benötigten symbolischen Algorithmen für differential-algebraische Gleichungssysteme skizziert, um Modelle von einer geräteorientierten Beschreibung in die Zustandsform zu transformieren, da hier viele zuverlässige und effiziente numerischen Lösungsverfahren verfügbar sind.

R22 Kontinuierliche Fertigungsanlagen

Technologien, Papiermaschinen, Folienmaschinen, Rotationsdruckmaschinen, Material-Kopplung, Teilsystem, Regelung, Entkopplung, dezentrale Regelung, prädiktive Entkopplung

Kontinuierlich Fertigungsanlagen werden beispielsweise benötigt bei der Papier- und Folien-Herstellung, bei Rotationsdruckmaschinen oder der Herstellung von Blechen der Automobilindustrie. Derartige Maschinen haben eine Vielzahl von angetriebenen Walzen, die für den technologischen Fertigungsprozess notwendig sind und zusätzliche angetriebene oder mitlaufende Walzen zur Materialstützung. Das wesentliche Merkmal dieser Anlagen ist die mechanische - lineare oder nichtlineare - Kopplung aller Walzen durch das zu bearbeitende

Material und damit auch aller elektrischen Antriebe. Die daraus entstehenden Aufgabenstellungen und deren Lösungen werden in den drei folgenden Kapiteln vorgestellt.

R22.1 Papier- und Folienmaschinen

R22.1 erfaßt von Kapitel 22.1 bis 22.5.

Systemgleichungen, nichtlineare Signalflußpläne, lineare Signalflußpläne, Verkopplungen, Bahnspannung, Teilsysteme, Drehzahl-Regelungen, Entkopplung, Bahnspannungsregelung, prädiktive Entkopplung

Wesentliche Merkmale bei diesen Anlagen sind die elastische bis plastisch-elastische Kopplung aller Antriebe der Fertigungsanlage durch das Material, siehe Abbildung 14 (Abbildung 22.19 in [366]) für ein Teilsystem. Aus technologischen Gründen wird das Material unter Bahnspannung bearbeitet. In Kapitel 22.2 bis 22.2.1.1 erfolgt die Erarbeitung der technologischen Systemgleichungen und damit des Signalflußplans, die ein komplexes, nichtlineares, gekoppeltes System zeigen. Da derartige Fertigungsanlagen im Allgemeinen nach dem Anfahren der Anlage kontinuierlich, d.h. mit konstanter Geschwindigkeit produzieren, wird eine Linearisierung an diesem Arbeitspunkt durchgeführt, Kapitel 22.2.1.2 und 22.2.3.

Es folgt in Kapitel 22.3 bis 22.3.3 eine Systemanalyse, in der die Regelbarkeit der Bahnspannungen, der Stillstand der Maschine sowie der Bahnriß, das dynamische Verhalten der unregelten Teilsysteme etc. untersucht werden. Ein Ergebnis dieser Untersuchungen ist, dass die Differenz der Geschwindigkeiten der ein- und der auslaufenden Materialbahn des jeweiligen Teilsystems die Bahnspannung im betreffenden Teilsystem, Abbildung 22.19, bestimmt. Weiterhin sind die folgenden Parameter für das Verhalten des Teilsystems von Bedeutung: die freie Bahnlänge des Materials des betreffenden Teilsystems, der Elastizitätsmodul sowie häufig die Temperatur des Materials, die Trägheitsmomente der betreffenden Walzen und die Fertigungsgeschwindigkeit. In Abhängigkeit von diesen Parametern kann das betreffende Teilsystem dritter Ordnung in drei unterschiedliche Verhaltensweisen zerlegt werden: PT1-, resonantes PT2- und I-Verhalten. Das resonante PT2-Verhalten und die unerwünschten Verkopplungen der Teilsysteme durch die Bahnkräfte sind der Normalfall.

Die erste Lösung sind Drehzahlregelungen ohne Entkopplung, d.h. mit den Bahnspannungen als Störgrößen an der Drehmoment-Vergleichsstelle. Die zweite Lösung sind Drehzahlregelungen mit Entkopplung, wobei die beiden Bahnkräfte an der Drehmoment-Vergleichsstelle mittels eines Luenberger Beobachters geschätzt und durch eine Aufschaltung der Störgrößen eliminiert werden. Eine weitere Lösung ist die Bahnkraftregelung, Kapitel 22.5. Die drei Lösungen

werden erklärt, durch Simulationen und Experimente erprobt und gegenüber gestellt. Ein weiterer Vorschlag zur entkoppelten Regelung ist das Verfahren mit prädiktiver Entkopplung [1].

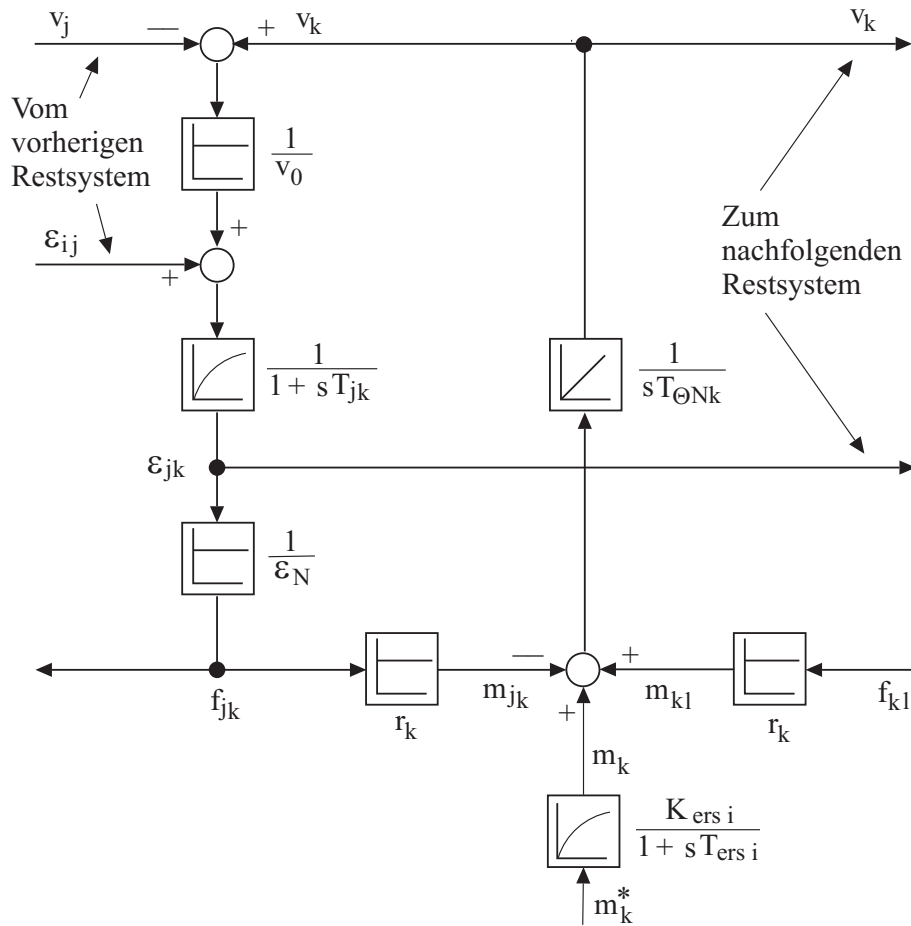


Abb. 14: : Isoliertes Teilsystem

R22.2 Rotationsdruckmaschinen

R22.2 erfaßt von Kapitel 22.6 bis 22.6.6.3.

Registerfehler, Druckqualität, Drehzahlregelung, Winkelregelung, Registerfehlerregelung

Eine weitere Aufgabenstellung bei Anlagen mit durchlaufender Materialbahn besteht bei den Rotationsdruckmaschinen. Diese Thematik wird in Kapitel 22.6 “Registerfehler bei Rotationsdruckmaschinen” bearbeitet. Das Ziel ist die Minimierung des Registerfehlers, um die gewünschte Druckqualität zu erhalten. In den Kapiteln 22.6 bis 22.6.6.3 werden die entsprechenden Untersuchungen zur Bestimmung der Systemgleichungen und damit des Signalfußplans durchgeführt. Es ergeben sich drei jeweils überlagerte Regelungsverfahren: Drehzahlregelung, Winkelregelung und Registerfehlerregelung. Im Vergleich der drei Regelungen steigt die Druckqualität mit der Erhöhung der Überlagerungen deutlich.

R22.3 Dezentrale Regelung

R22.3 ab Kapitel 22.8

Entwurfsverfahren, Modaltransformation, dezentraler Beobachter, Rückführkoeffizienten, Empfindlichkeit, Informationsaustausch Teilbeobachter

Bei den bisherigen Regelungen wurden vorwiegend die Drehzahlregelungen zur Einstellung der Bahnspannungen verwendet, wobei die Rückwirkungen der vorhergehenden und nachfolgenden Teilsysteme - siehe Abbildung 22.19 - entweder gar nicht oder nur als Störung berücksichtigt wurden. Die Drehzahlregelungen vernachlässigen somit sowohl die Rückwirkungen der anderen Teilsysteme als auch den Rückkopplungspfad im betreffenden Teilsystem.

Die Zustandsregelung sowohl für das Gesamtsystem als auch für die getrennt betrachteten Teilsysteme scheiden aus den in Kapitel 5.5 genannten Gründen aus, Kapitel 22.7. Aus den verbleibenden drei Regelungsmethoden wird in Kapitel 22.8 die dezentrale Regelung gewählt. Das Ziel bei der dezentralen Entkopplung ist, den Regler für das betrachtete Teilsystem so auszulegen, dass die vorhergehenden und nachfolgenden Teilsysteme - Restsysteme genannt - nur einen geringen Einfluss auf das betrachtete Teilsystem haben. Das Ziel ist somit ein Kompromiss zwischen dem Führungsverhalten und der Entkopplung von den Rückwirkungen der Restsysteme.

In den Kapiteln 22.8.2 bis 22.8.2.6 wird beginnend mit den mathematischen Entwurfsregeln, nachfolgend der Modaltransformation sowie der Berechnung der Rückführkoeffizienten für den Regler die dezentrale Entkopplung erläutert. Ab-

schließlich können durch Simulationen und experimentelle Untersuchungen sehr zufriedenstellende Regelergebnisse nachgewiesen werden.

Da in realen Anlagen nicht alle Informationen aus den Restsystemen verfügbar sind, werden in den Kapiteln 22.9 bis 22.9.2.3 dezentrale Beobachter entwickelt und die Funktion an einem Beispiel überprüft.

In den abschließenden Kapiteln 22.9.2.4 bis 22.10 werden die Empfindlichkeit gegen Änderungen der Parameter, ein Informationsaustausch zwischen den dezentralen Beobachtern sowie das zustandsgeregelte System mit dem dezentralen Beobachter untersucht.

S Leistungselektronische Schaltungen

S1 Einleitung

Das Buch “Leistungselektronische Schaltungen” stellt erstens die Schaltungen der Leistungselektronik und deren Funktion für die verschiedenen Antriebsversionen der Gleichstrom- und Drehstromantriebe sowie anderen Anwendungen vor. Zweitens wird die Auslegung immer besprochen, also auch für angenommen “veraltete” Schaltungsvarianten. Es folgt drittens eine Darstellung der Steuerung bzw. der Regelung für den jeweiligen Anwendungsfall sowie viertens Hinweise auf Anwendungsgebiete.

Ein neuer Aspekt ab der dritten Auflage sind die **Anwendungshinweise** sowie die **Querverweise** zu den anderen Büchern dieser Reihe. Weiterhin werden insbesondere für die Schaltungsvarianten des U-Wechselrichters aber auch allgemein in den **Sonderkapiteln**, „**Sondereffekte**“ und „**Praktische Hinweise**“ wichtige Fragestellungen wie die kritische Beurteilung der Schaltungen, der Ansteuerungen, die Beanspruchung der Leistungshalbleiter aufgrund der normalen Schaltvorgänge oder bei Kurzschlüssen sowie die Erwärmung, Kühlung und Lebensdauer beantwortet. Weitere Hinweise für den **Projektierer** und **Anwender** sind: Welche Fehler treten bei der Starkstrom- und der Signalverkabelung häufig auf, wie sind „unerklärliche“ Ausfälle zu erklären und wie sind diese Fehler zu vermeiden.

Die folgenden Aufgabengebiete sind nicht antriebstechnischer Natur: PFC-Gleichspannungswandler, darauf aufbauend die PFC-Netzgeräte, resonante Wandler, Blindleistungskompensation, Symmetrierung unsymmetrischer Lasten bis hin zur Flicker-Reduktion, aktive Oberschwingungsfilter, Netzstützung und Netz-Stabilisierung (StatCom). Die Antriebstechnik für Triebfahrzeuge, die photovoltaischen Wandler oder die Lichttechnik werden zusätzlich dargestellt.

Es ist vorgesehen, dass die 4. Auflage um ein Kapitel über “Solid State Transformer” erweitert wird.

Hinweis: In den folgenden Kapiteln werden leistungselektronische Schaltungen beschrieben. Das Verständnis dieser Schaltungen wird deutlich verbessert, wenn Kenntnisse des leistungselektronischen Bauelements bestehen.

Im Buch “Leistungselektronische Bauelemente” werden die Strukturen, das

stationäre Verhalten und das Schaltverhalten sowohl der signalverarbeitenden als auch der leistungselektronischen Bauelemente mittels dieser gestaffelter Darstellungen erläutert. Bei unzureichenden Kenntnissen wird empfohlen, die Kapitel Diode - Kapitel 2, MOSFET - Kapitel 6, IGBT - Kapitel 7 und IGCT - Kapitel 5 im Buch „Leistungselektronische Bauelemente“ zu nutzen.

S2 Netzgeführte Stromrichter

Gleichrichterbetrieb, Wechselrichterbetrieb, Brückenschaltung, Haltestrom, Doppelzündung, Pulszahl, netzgeführte Kommutierung, Wechselrichter-Trittgrenze, Oberschwingungen, Blindleistung, Transformator-Belastung, Höchstleistung-Einspeisungen U-Wechselrichter, blindleistungssparende Schaltungen

Die netzgeführten Stromrichter wandeln eine Wechselspannung bzw. Drehspannung fester Frequenz und fester Spannungsamplitude mittels Diodenschaltungen in eine feste oder mittels Thyristorschaltungen in eine variable Gleichspannung. Diese Schaltungen werden in den Kapiteln 2 bis 2.9.7.2 besprochen. Um einen leicht verständlichen Zugang zur Funktion dieser Schaltungen zu erreichen, werden anhand der zweipulsigen Mittelpunktschaltung M2 - Wechselspannung auf der Netzseite - die Grundfunktionen in den Kapiteln 2.1 bis 2.4.1.1 erläutert: Spannungsverläufe auf der Gleichspannungsseite bei ohmscher, induktiver und ohmsch-induktiver Last, Gleichspannung, netzgeführte Kommutierung, Gegenspannung, Gleichrichterbetrieb mit $\alpha < 90^\circ$, ergibt Energiefluß vom Netz zur Lastseite, Motorbetrieb der Maschine, sowie Wechselrichterbetrieb (nur mit Gegenspannung möglich) bei $150^\circ > \alpha > 90^\circ$ ($\alpha = 150^\circ$, Wechselrichter-Trittgrenze, Wechselrichterkippen, Kommutierungsversagen), resultiert in einem Energiefluß von der Last zur Netzseite, Bremsbetrieb des Motors.

Unerwünschte Nebeneffekte sind die Oberschwingungen auf der DC- und der AC-Seite sowie die Steuer- und Kommutierungs-Blindleistung als weitere Netzurückwirkungen und die Transformatorbelastung einschließlich der eventuellen Vormagnetisierung.

Die selben Darstellungen wiederholen sich für die dreipulsige Mittelpunktschaltung M3 - Drehspannungssystem auf der Netzseite - in den Kapiteln 2.4.1.2 bis 2.5.2. Ab Kapitel 2.6 bis 2.7.3 werden die Brückenschaltungen B2, B6 und B12 einschließlich der B12 Schaltung mit Saugdrossel besprochen. In Kapitel 2.8 bis 2.8.3 werden Varianten der Umkehrstromrichter und in den Kapiteln 2.9 bis 2.9.7.2 blindleistungssparende Schaltungen vorgestellt.

Das Kapitel 2.7.4 beschreibt die Einspeiseschaltungen für Hoch- und Höchstleistungs-Anwendungen wie die Diodengleichrichter bei der Elektrolyse oder bei Drehstromantrieben mit Mehrpunkt-Umrichtern als das netzseitige Stellglied, bzw. Thyristor-Stellglieder für Energierückspeisung. Bei Hoch- und Höchstleistungs-Anwendungen bestehen strikte Einschränkungen der zulässigen Netzurückwirkungen. Es besteht nun die Frage, ob mit diesen netzgeführten Stell-

gliedern die Vorschriften einzuhalten sind oder ob Back to Back Systeme, Kapitel 8.3.4 oder aktive Filter - Kapitel 11.2 - eingesetzt werden müssen.

Diese Stellgliedschaltungen, insbesondere als sechspulsige Brückenschaltungen, sind bei den Gleichstromantrieben der Standard. Die folgenden Antriebsstrukturen sind Lösungen, die die netzgeführten Stellglieder nutzen, aber strukturell an die vorgesehene Aufgabenstellung anpasst sind, eine anspruchsvolle und interessante Ingenieurstätigkeit der damaligen Zeit. Typische Beispiele sind: der Direktumrichter bei Rohrmühlenantrieben in Kapitel 3, die untersynchronen Kaskaden bei Pumpenantrieben in Kapitel 4, der Stromrichter-motor in Kapitel 5 sowie der I-Umrichter in Kapitel 6. Neue Einsatzgebiete sind Windkraftanlagen mit den untersynchronen Kaskaden und Thyristorbrücken bei StatCom, Kapitel 10.9.2. Thyristorstellglieder sind bezüglich der Halbleiterkosten relativ preiswerte Stellglieder. Nachteile sind die Netzurückwirkungen wie die Blindleistung und die Oberschwingungen sowohl auf der Netzseite als auch auf der Lastseite.

S3.1 Direktumrichter

S3.1 erfaßt von Kapitel 3.1 bis 3.7.

Trapezumrichter, Steuerumrichter, Direktumrichter, singuläre Frequenzen, Frequenz-Beschränkung, Matrix-Umrichter

Der Direktumrichter wird in den Kapiteln 3 bis 3.7 insgesamt, in der Variante Trapezumrichter in Kapitel 3.1 bis 3.1.3 und als Steuerumrichter in Kapitel 3.2 bis 3.5 beschrieben. Die damaligen Vorzüge waren erstens die bekannten Thyristor-Umkehrstromrichter und zweitens wurde die Antriebsleistung auf drei oder sechs Umkehrstromrichter aufgeteilt. Eine weitere Überlegung war, dass die nur einstufige Energiewandlung doch Vorteile beim Wirkungsgrad haben müssen.

Die prinzipielle Funktion des Direktumrichters kann mit dem Merkmal positive und negative Gleichspannung bei netzgeführten Umkehrstromrichtern erklärt werden. Durch eine sinusförmige Ansteuerung mit variabler Frequenz und Amplitude wird eine Wechselspannung erzeugt. Die Nachteile sind erstens der um die Ausgangsfrequenz Null begrenzte zulässige Frequenzbereich von 10 Hz eventuell bis 15 Hz und zweitens die Netzbelastung mit Blindleistung sowie mit Oberschwingungen. Ein dritter Nachteil sind die singulären Frequenzen, bei denen die Seitenbänder der lastseitigen Oberschwingungen zusätzliche lastseitige Spannungsanteile mit der Sollfrequenz erzeugen, Instabilität ist die Folge. Es wurde zwar eine zulässige Erweiterung des Frequenzbereichs nachgewiesen, doch dies erfolgte auf Kosten der Netzurückwirkungen, der ungleichmäßigen Belastung der Thyristoren sowie der Problematik der singulären Frequenzen. Der Direktumrichter hat somit nur ein sehr begrenztes Anwendungsgebiet. Ein Beispiel zeigen die Kapitel 3.6 bis 3.6.5 für einen Rohrmühlenantrieb mit Synchronmaschine. Es bestand die Hoffnung, daß bedingt durch die verfügbaren

abschaltbaren Leistungshalbleiter der Matrix-Umrichter diese Lücke füllen könne.

S3.2 Matrix-Umrichter

S3.2 erfaßt ab Kapitel 3.8.

Indirekte Matrixkonverter, IMC, Sparce MC, SMC, Very Sparce MC, VSMC, Ultra Sparce MC, USMC, Dreipunkt MC, konventioneller MC, CMC, hybrider MC, Grundfunktionen, Modulation, Arbeitsbereiche, Regelungen, Auslegungen, Vergleiche, Bewertungen

Der Matrix-Umrichter hat in der Grundstruktur - Abbildung 15 (Abbildung 3.40 in [408]) - eine attraktive Anordnung von Schaltern, die die Netz- und die Lastseite miteinander verbinden. Die Attraktivität leidet aber bereits, wenn die Realisierung der Schalter erfolgt, denn die Schalter müssen beide Stromrichtungen - Schalter geschlossen - und beide Spannungsrichtungen - Schalter geöffnet - zulassen. Da es kein geeignetes, industriell verfügbares leistungselektronisches Bauelement gibt, wird die in der Abbildung 15 dargestellte Lösung verwendet. Die Lösung ist eine Gegenserien-schaltung von zwei IGBTs und zwei antiparallelen Dioden; damit sind bereits 18 IGBTs und 18 Dioden bei dem konventionellen Matrixumrichter notwendig. Ein Ziel der Entwicklungen war daher die Verringerung der Anzahl der Bauelemente.

Um einen kritischen Vergleich der Varianten des Matrix-Umrichters bzw. des Matrixkonverters zu ermöglichen, erfolgt zuerst eine Darstellung des Konverters mit Zwischenkreis-Kapazität, d.h. dem VSI in Kapitel 3.8.2.1 und Kapitel 3.8.3, sowie des Konverters mit Zwischenkreis-Induktivität, d.h. dem CSI in Kapitel 3.8.2.1 und Kapitel 3.8.4. Diese konkurrierenden Konverter werden hinsichtlich ihrer Kennzeichen wie der Spannungs und Strom-Konversion sowie den erzielbaren Raumzeigern untersucht und ein Funktions-Ersatzschaltbild abgeleitet. Damit ist die Basis für den Vergleich bekannt. Anschließend folgen die Varianten der Matrix-Umrichter beginnend bei Grundstrukturen - Kapitel 3.8.2.2, Klassifizierung - Kapitel 3.8.2.3, den indirekten Matrixkonvertern: dem VSI ohne Energiespeicher - Kapitel 3.8.5, dem indirekten konventionellen Matrixkonverter IMC - Kapitel 3.8.6, dem Sparce Matrix Converter SMC - Kapitel 3.8.7 einschließlich dem Very Sparce MC VSMC und dem Ultra Sparce Matrixkonverter - USMC und schließlich dem indirektem Dreipunkt MC - Kapitel 3.8.9.1. Es folgen die Varianten der direkten Matrixkonverter wie dem konventionellen Matrixkonverter CMC - Kapitel 3.8.8 sowie dem MC in Vollbrückenschaltung - Kapitel 3.8.9.3. Weitere Varianten sind der hybride MC - Kapitel 3.8.9.4.

Es erfolgt bei jeder dieser ausführlich vorgestellten Varianten eine Darstellung der Schaltungsstruktur, die Erläuterung zur Grundfunktion, zu den Schaltzuständen, zu den entstehenden Raumzeigern der Spannung und des Stroms. Weiterhin werden eine Einordnung zu den anderen Varianten, die betreffende

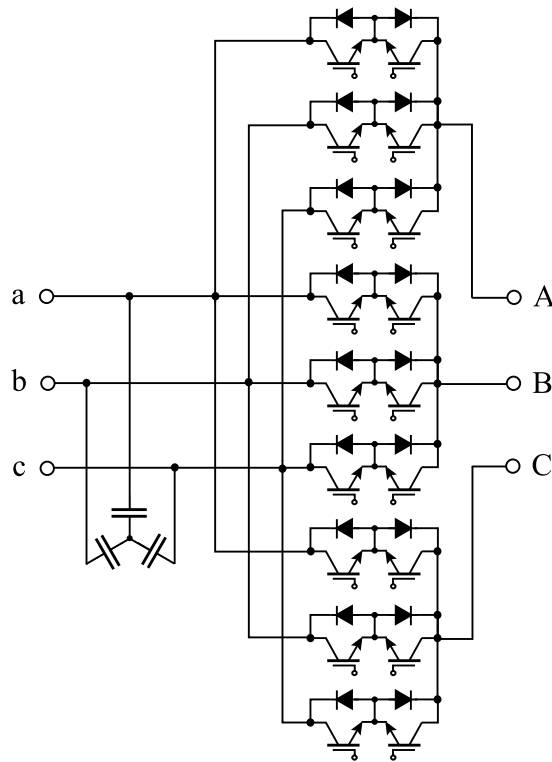


Abb. 15: : Grundformen des Matrixkonverters: Konventioneller direkter Matrixkonverter (Conventional Matrix Converter, CMC)

Raumzeigermodulationen und der Mehrschrittcommutierungen gegeben. In Kapitel 3.8.10 erfolgen Aussagen zu den Auslegungen, den Ausgangsspannungsbereichen, dem Ride-Through, den EMV-Filtern, dem Realisierungsaufwand, den Regelungen und zu einer kritischen Bewertung.

Als wesentliche Ergebnisse wird festgestellt, dass die CMC und IMC gegenüber dem VSI zwar fallweise eine Reduzierung der Verluste und des Bauvolumens von 10 bis 20% ermöglichen. Erstens ist aber der Aufwand bei den Halbleitern beim konventionellen CMC hoch. Der Ausgangsspannungsbereich ist zweitens nur 86,6% des Arbeitsbereichs eines U-Wechselrichters bei gleichen Randbedingungen, so dass keine Normmotoren verwendet werden können. Der begrenzte Arbeitsbereich wird drittens bei Netzstörungen weiter eingeschränkt. Nachteilig ist viertens, dass Laststöße ungefiltert direkt das Netz belasten, sowie fünftens, dass die Motorströme zwar geregelt, die Netzströme aber nur gesteuert sind. Der Matrix-Umrichter ist auf Einzelantriebe beschränkt, der vorteilhafte Wirkleistungsausgleich über den DC-Zwischenkreis bei U-Wechselrichter entfällt. Aufgrund dieser Einschränkungen haben die Matrix-Umrichter bisher nur eine Nischenfunktion gewinnen können.

S4 Untersynchrone Stromrichter-kaskade

USK, Schaltungsstruktur, Funktion, Betriebsbereich, untersynchroner Betrieb, übersynchroner Betrieb, Regelung, Kennlinien, Auslegung, Anlaßwiderstand, Netzurückwirkungen, Flicker, Netzsicherstellungen, Netzstörungen, umschaltbare USK, zwölfpulsige USK, Windkraftsysteme

Die untersynchrone Stromrichter-kaskade USK wird in Kapitel 4 bis 4.6 vorgestellt. Kennzeichen der USK sind die besonders geringe Dimensionierungsleistung und damit einhergehend der eingengegte Drehzahlbereich um die Synchron-drehzahl. Die Bezeichnung "untersynchron" ist irreführend, denn die USK kann sowohl untersynchron beispielsweise bei Pumpenantrieben als auch übersynchron - beispielsweise bei Prüfständen für Verbrennungsmotore - eingesetzt werden. Die Schaltungsstruktur hat auf der Seite der Asynchronmaschine eine Diodenbrücke, die an Schleifringen angeschlossen ist, die ihrerseits mit den Rotorwicklungen verbunden sind. Die Diodenbrücke ist über eine Zwischenkreis-Induktivität mit einer Thyristorbrücke verbunden, die im Wechselrichterbetrieb arbeitet. Die Statorwicklung der Asynchronmaschine ist direkt an das Netz geschaltet.

In Kapitel 4 wird die USK hinsichtlich der Funktion - Kapitel 4.1, der Regelung - Kapitel 4.2, den unerwünschten Netzurückwirkungen - Kapitel 4.3 (siehe Flicker, Kapitel 10.5 und 10.8) und der Auslegung - Kapitel 4.4 bis 4.4.8 beschrieben.

In der Vergangenheit war die USK vorzugsweise für Pumpenantriebe eingesetzt. Da in Kraftwerken die Pumpenantriebe damals schon recht hohe Leistungen hatten und außerdem hohe Anforderungen an die Betriebssicherheit bei Netzunterbrechungen bzw. Netzsicherstellungen bestanden, wurde die Schaltungsstruktur der USK an diese Anforderungen angepasst. Die Kapitel 4.5 bis Kapitel 4.5.3 beschreiben die Sonderausführungen umschaltbare USK, zwölfpulsige USK und Ausführungen bei Netz-Unterbrechungen oder Netz-Umsicherstellungen. Eine Beurteilung ermittelt die Vor- und Nachteile beispielsweise bei Pumpenantrieben und bei Windkraftwerken (kein Anlaßwiderstand notwendig) - Kapitel 4.6.

S5 Stromrichtermotor

Schaltungsstruktur, prinzipielle Funktion, Stromquelle, statorfester Strombelag, lastgeführte Kommutierung, Drehzahl Null, Anfahrschaltung, Blindleistungsbilanz, Dimensionierung Synchronmaschine, Auslegung, Vierquadrantenbetrieb, Steuerung, Regelung, Drehmomentpendelungen, Schonzeit-Regelung

Der Stromrichtermotor ist eine Antriebsvariante, die nur Thyristorbrücken sowohl auf der Netzseite als auch auf der Seite der Synchronmaschine verwendet. Das Kapitel 5 ist dieser Antriebslösung gewidmet. In Kapitel 5.1 wird die prinzipielle Funktion erläutert. Die Schaltungsstruktur in Abbildung 16 (Abbildung 5.1 in [408]) prägt jeweils in zwei Wicklungen der Synchronmaschine den Zwischenkreisstrom ein, indem die netzseitige erste Thyristorbrücke und die Zwischenkreisdrossel - als steuerbare Stromquelle des Zwischenkreises wirkend - der zweiten, lastseitigen Thyristorbrücke und somit jeweils zwei Wicklungen der Synchronmaschine den Zwischenkreisstrom einprägt. Durch die Zündung von jeweils

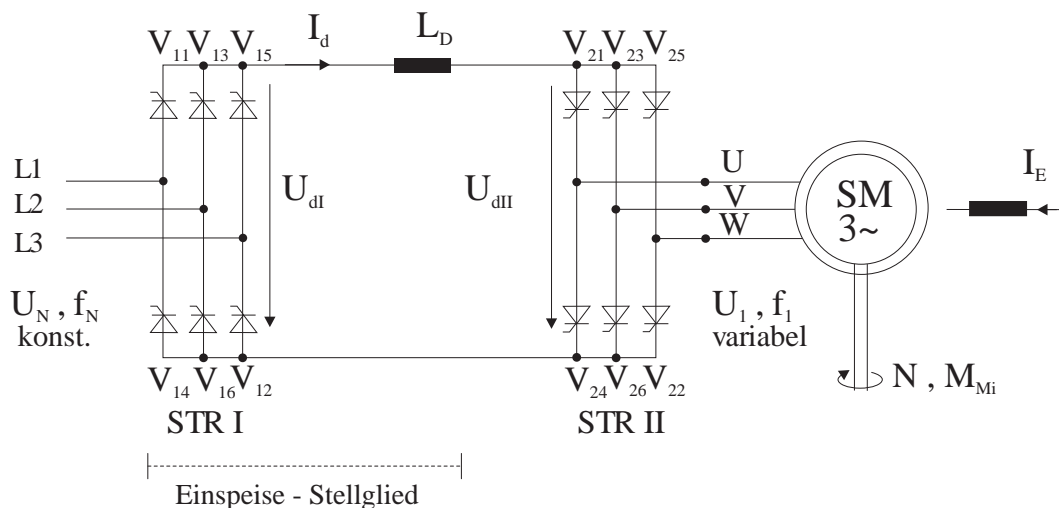


Abb. 16: : Schaltbild des Stromrichtermotors

zwei Thyristoren der zweiten Thyristorbrücke werden somit immer zwei Statorwicklungen der Synchronmaschine mit dem Zwischenkreisstrom versorgt, dies resultiert in einer statorfesten Position des Strombelags. Da es sechs Kombinationen von gezündeten Thyristoren gibt, sind auch nur sechs statorfeste Positionen des Strombelags zu realisieren. Die sechs Positionen des Strombelags geben die mechanischen Rotorpositionen vor, siehe [400] Kapitel 3.1.4.7, Abbildung 3.1. Mit diesen Kenntnissen sind die Erzeugung des Drehmoments und der variablen Drehzahl verständlich. Wenn das netzseitige Stellglied im Gleichrichterbetrieb ist, ergibt sich ein positiver Energiefluss vom Netz zur Synchronmaschine - Motorbetrieb und im Wechselrichterbetrieb ein negativer Energiefluss, damit der Generator- bzw. der Bremsbetrieb der Synchronmaschine. Der Wechsel der Thyristorkombinationen - Lastkommutierung - wird durch die Lieferung der Steuer-

und Kommutierungs-Blindleistung von der Synchronmaschine, Kapitel 5.2.1 - ermöglicht. Diese Anforderung führt zu einer Erhöhung der Dimensionierungs-Leistung der Synchronmaschine.

Beim Motorbetrieb arbeitet das netzseitige Stellglied im Zündwinkelbereich $0^\circ < \alpha_1 < 90^\circ$ entsprechend der positiven Drehzahl der Synchronmaschine und das lastseitige Stellglied mit konstantem Zündwinkel $\alpha_2 = 150^\circ$ im Wechselrichterbetrieb. Beim Bremsbetrieb ist der Zündwinkelbereich $150^\circ > \alpha_2 > 90^\circ$ und $\alpha_1 = 30^\circ$. In beiden Betriebsfällen ist der Zwischenkreisstrom positiv und die Stromamplitude vom geforderten Drehmoment abhängig. Eine Umkehr der Drehrichtung erfolgt durch eine Umkehr der Richtung der Zündimpulsfolge der zweiten Thyristorbrücke. Damit ermöglicht diese einfache und preiswerte Anordnung einen Vierquadrantenantrieb.

Zu beachten sind die Einschränkungen des Betriebsbereichs bei der Drehzahl Null, Kapitel 5.1, Abbildungen 5.3 bis 5.6. Die blockförmige Einprägung des Zwischenkreisstroms erzeugt außerdem Drehmomentpendelungen, Kapitel 5.1.1, Abbildungen 5.8 und 5.9, die bei elastischen Mehrmassensystemen Regelungsprobleme verursachen können, siehe [366], Kapitel 19. Eine Verminderung der Drehmomentpendelungen wird durch eine zwölfpulsige Ausführung erreicht, Abbildung 5.19, Lastkommutierung Kapitel 5.2.1, Schonzeitregelung zur Verminderung der Blindleistungs-Belastung der Synchronmaschine Kapitel 5.2.3, Auslegung Kapitel 5.1.2 und Kapitel 5.2.2, Steuerung / Regelung Kapitel 5.2 sowie Kapitel 5.3 und Ausführungsbeispiel Kapitel 5.4.

Wesentliche Merkmale beim Stromrichteromotor sind die einfache, preiswerte Schaltungsstruktur in Verbindung mit der Realisierung hoher bis sehr hoher Antriebsleistungen, dem Vierquadrantenbetrieb - allerdings mit gewissen Einschränkungen um die Drehzahl Null sowie die unerwünschten Drehmomentpendelungen. Diese Antriebsvariante hat aufgrund der Eigenschaft, hohe Antriebsleistungen mit einer einfachen und preiswerten Technik zu ermöglichen, noch eine gewisse Bedeutung für Leistungen über 20 MW.

S6 I-Umrichter

S6.1 I-Umrichter mit Phasenfolgelöschung

S6.1 erfaßt von Kapitel 6.1 bis 6.4.

Schaltungsstruktur, grundlegende Funktionen, Löschschtaltung, selbstgeführte Kommutierung, Drei-Stufen-Kommutierung, Phasenfolgelöschung, Spannungsspitze, Wicklungsisolation, selbstgeführter I-Wechselrichter, Vierquadrantenbetrieb, Auslegung Löschschtaltung, Auslegung Asynchronmaschine, selbstanlaufende LösCHFunktion, Strom-PWM, Freiheitsgrad PWM, Drehzahlbereich Null, Drehmomentpendelungen minimiert, Feldschwächbetrieb Einschränkungen

Der I-Umrichter mit Phasenfolgelöschung (Selbstgeführter Wechselrichter mit eingepprägtem Strom, Current Source Inverter, CSI) - Abbildung 17 (Abbildung 6.1 in [408]) - hat die gleiche Grundstruktur der Schaltung wie der Stromrichter-motor. Dies bedeutet, alle grundlegenden, positiven Merkmale des Stromrichter-motors wie die einfache und preiswerte Grundschtaltung und der Vierquadrantenbetrieb sind weiter gültig, Kapitel 6.1. Abweichend sind die zwei zusätzlichen Dreieckschtaltungen der Kondensatoren und der Dioden, Diese Dreieckschtaltungen sind als selbstanlaufende Löschschtaltung - Phasenfolgelöschung - für die Ausschaltung der Thyristoren zuständig. Die selbststartende Funktion und einfache Auslegung dieser Thyristor-Löschschtaltung wird in den Kapiteln 6.2 bis 6.3.2.6 erklärt. Die Bezeichnung Phasenfolgelöschung wurde aufgrund der gleichzeitigen Löschoptionen in positiver und negativer Drehrichtung gewählt. Diese Löschoption ermöglicht außerdem die Auflösung der Stromblöcke mittels PWM. Es folgen die Auslegungsregeln für die Zwischenkreisdrossel - Kapitel 6.3.3.2, die Einspeisung - Kapitel 6.3.2.1 und die Auslegung der Asynchronmaschine - Kapitel 6.3.4 bis 6.3.4.2. Durch die Löschschtaltung ergeben sich weitere Vorteile: Statt der aufwendigen Synchronmaschine können nun erstens preiswertere Asynchronmotore verwendet werden. Die blockförmige Einspeisung des variablen, vom Drehmoment abhängigen Zwischenkreisstroms in die Statorwicklungen der Synchronmaschine kann zweitens jetzt durch die Phasenfolge-Löschschtaltung pulsweitenmoduliert bei der Asynchronmaschine eingesetzt werden. Der variable, vom Drehmoment abhängige Zwischenkreisstrom ist ein zusätzlicher Freiheitsgrad bei der Optimierung der PWM und ist ein dritter Vorteil. Dies resultiert in weiteren Verbesserungen, viertens können die Oberschwingungen des Drehmoments insbesondere bei tiefen Frequenzen - niedrigen Drehzahlen - minimiert werden, ein Vorteil bei elastischen Mehrmassensystemen und fünftens wird der Drehzahlbereich um Null voll verfügbar. Die Steuerung / Regelung wird in Kapitel 6.4 dargestellt; eine weitere positive Option ist der sensorlose Betrieb. Es besteht ein erster Nachteil, die erhöhte kurzzeitige Spannungsbelastung der Statorwicklungen aufgrund des dritten Kommutierungsschritts - Kapitel 6.3.4.4, die aber

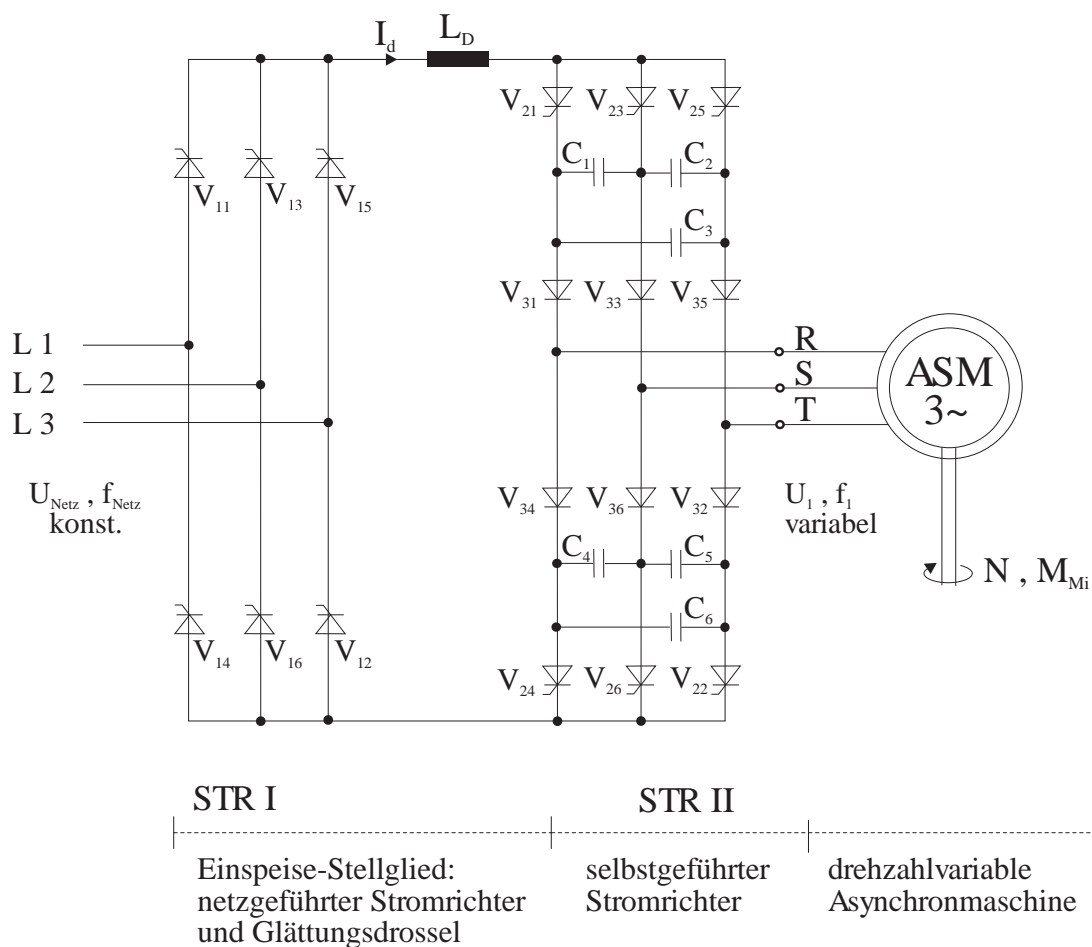


Abb. 17: : I-Umrichter mit Phasenfolgelöschung

- ebenso wie bei den U-Wechselrichtern - durch eine verbesserte Wicklungsisolation berücksichtigt werden kann. Der zweite Nachteil kann eine eventuelle Einschränkung im Feldschwächbereich - Kapitel 6.3.1 - sein. Als Halbleiter werden symmetrisch sperrende, mittelschnelle Thyristoren mit typisch 2 kV bis 3 kV Sperrspannung eingesetzt.

S6.2 Selbstgeführter I-Umrichter

S6.2 erfaßt von Kapitel 6.5 bis 6.6.

Schaltungsstruktur, Asynchronmaschine, sperr- und blockierfähige Leistungshalbleiter, Kondensatorfilter, Entkopplung, I-Wechselrichter - Asynchronmaschine, variabler Zwischenkreisstrom, Freiheitsgrad PWM, Drehspannungssystem, Kondensatorfilter, U-THD, Stator-Drehstrom, I-THD, Vierquadrantenbetrieb, Zuverlässigkeit, I-Back to Back Converter, I-BBC

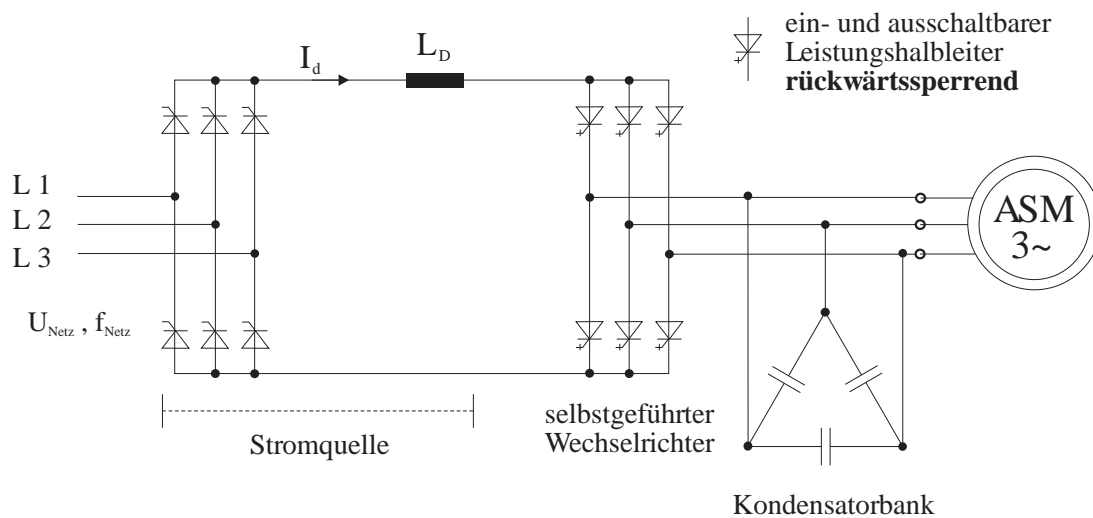


Abb. 18: : I-Umrichter mit sinusförmigen Maschinenströmen

Das Schaltbild des selbstgeführten I-Umrichters zeigt die Abbildung 18 (Abbildung 6.34 in [408]), das netzseitige Thyristor-Stellglied und die Zwischenkreisdrossel bilden wieder die steuerbare Stromquelle. Das lastseitige Stellglied hat ebenso die Brückenstruktur, aber die Ventile - beispielsweise IGBTs und neuerdings auch IGBTs - müssen sowohl positive als auch negative Spannungen aufnehmen. Die Funktion der lastseitigen Schaltungsstruktur ist einfach zu verstehen.

Die lastseitige Brücke verteilt pulsweitenmoduliert den variablen, vom Drehmoment abhängigen Zwischenkreisstrom, so dass sowohl die Lade- / Entladeströme für die Kondensator-Anordnung ein Drehspannungssystem ohne großen Oberschwingungsanteil ausbilden als auch die Asynchronmaschine mit dem benötigten Statorstrom versorgt wird. Da die lastseitige Drehspannung daher bereits recht sinusförmig ist, wird der Statorstrom einen noch geringeren Oberschwingungsgehalt haben. Zu beachten ist der zusätzliche Freiheitsgrad bei der PWM durch den vom Drehmoment abhängigen Zwischenkreisstrom. Im Kapitel 6.5.1 werden die obigen Feststellungen anschaulich und experimentell überprüft dargestellt. Weitere Vorteile dieser Anordnung gegen die U-Umrichter-Varianten

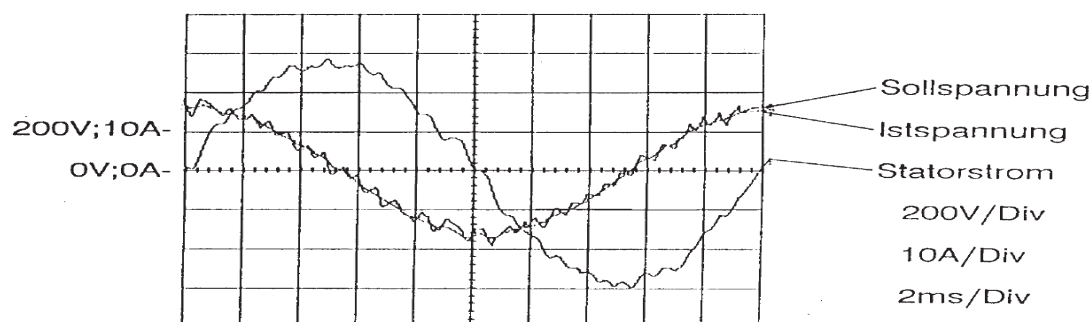


Abb. 19: : Realer Zeitverlauf von Maschinenspannung und -strom (Statorstrom und Spannung in einer Phase) bei einer Drehzahl $n = 1000 \text{ U/min}$ (ASM mit $Z_p = 3$, synchr. Drehzahl = 1000 1/min bei $f_{1N} = 50 \text{ Hz}$)

sind: Keine Resonanzerscheinungen wie in Kapitel 8.11 bis 8.11.6.5 für den U-Wechselrichter beschrieben und erhöhte Zuverlässigkeit durch die Stromquelle - da Kurzschlüsse zum Modulations-Verfahren gehören - statt des aufgeladenen Zwischenkreis-Kondensators beim U-Wechselrichter.

Da die ersten industriell verfügbaren abschaltbaren Leistungshalbleiter nur blockierfähig waren, ergab sich ein erhöhter Aufwand - Kapitel 8.5.2 bis 8.5.4; dies ist inzwischen nicht mehr relevant, da es inzwischen sperr- und blockierfähige Leistungshalbleiter gibt. Anzumerken ist, daß bei allen modernen Leistungshalbleitern die Verlustoptimierung und die Randpassivierung zu beachten sind.

Der I-Umrichter mit abschaltbaren Ventilen erreichte bereits 1990 in wichtigen Punkten Qualitäten, wie sie erst zwanzig Jahre später mit dem "Modularen Mehrpunkt-Umrichter" M2C - Kapitel 8.5.9 - eingestellt werden konnten, (siehe 6.5.1 in [408]). Der I-Wechselrichter erfüllte somit die wesentlichen Anforderungen der in Kapitel 8.5.9 aufgestellten Anforderungen an U-Wechselrichter, die diese nur eingeschränkt erfüllen konnten (siehe Bewertung „U-Wechselrichter - I-Wechselrichter, Kapitel 12.5.4). Eine Einschränkung besteht hinsichtlich der dritten Anforderung bei den passiven Komponenten aufgrund der Zwischenkreisdrossel und dem Kondensatorfilter auf der AC-Seite. Der I-Umrichter ist nur für Einzelantriebe nutzbar.

Die Schaltungsstruktur kann auch netzseitig als selbstgeführter I-Wechselrichter ausgeführt werden, damit entsteht der I-Back to Back Converter, I-BBC. Diese Variante vermeidet die Blindleistungs- und Oberschwingungs-Belastung des versorgenden Drehspannungsnetzes der netzseitigen Thyristorbrücke. Durch die Funktion des netzseitigen I-Wechselrichters kann die Zwischenkreisdrossel geringer dimensioniert und der lastabhängige Zwischenkreisstrom außerdem enger an den lastseitigen Anforderungen geführt werden. Die Aufwendungen für die Zwischenkreisdrossel verringern sich somit.

S7.1 Gleichspannungswandler

S7.1 erfaßt von Kapitel 7.1 bis 7.6.

DC/DC-Wandler, Schaltungsstrukturen, Tiefsetzsteller, Buck-Wandler, Hochsetzsteller, Boost-Wandler, Freilaufdiode, Schaltverhalten Leistungsdiode, Entlastungsschaltungen, Power Factor Correction, PFC, Einquadranten-Betrieb, Zweiquadranten-Betrieb, Vierquadranten-Betrieb, Grundstruktur U-Wechselrichter, Steuerung, Regelung, blockförmige Ausgangsspannung, blockförmiger Eingangsstrom, THD, Verluste, Wirkungsgrad, Filter, EMV, interleaved Wandler

Das Kapitel 7 “Gleichspannungswandler” hat zwei Wissensbereiche, die grundlegenden DC/DC-Wandlerstrukturen - hier beispielsweise der Tiefsetzsteller bzw. Buck-Wandler - und die dreiphasigen Pulsleichrichtersysteme. Die grundlegenden Wandlerstrukturen sind von zweifacher Bedeutung, denn sie sind einerseits die DC/ DC-Wandlerstrukturen an sich, und sie sind andererseits die Grundstruktur für die U-Wechselrichter - [408], Kapitel 8.

Die Entwicklung der historischen DC/DC-Wandler wird in den Kapiteln 7.1 bis 7.2.3 aufgezeigt. Die heutigen Schaltungsstrukturen und die prinzipiellen Funktionen der DC/DC-Wandler mit steuerbaren Leistungshalbleitern werden in Kapitel 7.3, sowie Kapitel 7.5 bis 7.5.5 für den Tiefsetzsteller bzw. den Buck-Wandler, den Hochsetzsteller bzw. den Boost-Wandler, sowie in Kombination für die Zwei- und Vierquadrantenversionen beschrieben. Bei allen diesen Wandlern erzeugen sowohl der Rückstrom der Leistungsdiode beim Ausschalten als auch die Spannungsüberhöhung beim Einschalten - siehe [364] Kapitel 2.6 bis 2.8 - eine zusätzliche Belastung der steuerbaren Leistungshalbleiter. Um diese Belastungen zu reduzieren, wurden anfangs Entlastungsschaltungen - Kapitel 7.3.2 bis 7.3.6 - entwickelt. Diese Entlastungsschaltungen sind heute nur noch sehr begrenzt relevant. Die Erklärungen zur Funktion und die Auslegungsregeln für diese Entlastungsschaltungen wurden aber beibehalten, da durch sie ein vertieftes Verständnis des dynamischen Halbleiter-Verhaltens zu gewinnen ist.

In Kapitel 7.4 bis 7.4.2 werden die Steuer- und Regelverfahren beschrieben. Die DC/ DC-Wandler haben auf der Eingangsseite eine konstante und auf der Lastseite eine variable, gefilterte Gleichspannung, der Eingangsstrom des Wandlers ist vom Laststrom und vom Schaltzustand abhängig. Wie den Abbildungen der Funktion der DC/DC-Wandler zu entnehmen ist, sind sowohl die ungefilterte Ausgangsspannung als auch der ungefilterte Eingangs-Gleichstroms blockförmig. Der Oberschwingungsgehalt sowohl der Gleichspannung auf der Ausgangsseite als auch des Eingangs- bzw. des Zwischenkreis-Stroms der DC-Einspeisung sind somit hoch. Man benötigt daher entweder eine hohe Schaltfrequenz, um den Filteraufwand zu verringern oder aufwendige Filter. Eine hohe Schaltfrequenz setzt aber geeignete Leistungshalbleiter und Kenntnisse sowohl hinsichtlich des

Schaltverhaltens der betreffenden Leistungshalbleiter als auch der Halbleiterphysik voraus. Vorteilhaft wären Kenntnisse in den folgenden Gebieten: in [364] Leistungsdiode in Kapitel 2.6 bis 2.8, MOSFET in Kapitel 5.6.1 bis 6.10.6 und IGBT in Kapitel 7.1 bis 7.4.5.

Eine weitere Maßnahme ist die nahezu vollständige Entlastung der Bauelemente von den Schaltverlusten durch die resonanten Wandlerstrukturen - Kapitel 9. Diese Schaltungsvarianten verwenden das "Zero Current Switching ZCS" oder das „Zero Voltage Switching ZVS" etc. siehe Kapitel 9 bis 9.5.9. Die resonanten Wandlerstrukturen wurden entwickelt, um die Schaltfrequenz des Wandlers deutlich zu erhöhen und damit den Aufwand und insbesondere das Volumen, das Gewicht sowie die Kosten der Filter zu verringern. Die EMV-Problematik wird in Kapitel 7.7 anhand der Filterauslegung und den Messergebnissen einer realisierten Y-Schaltung diskutiert.

Um den Filteraufwand zu verringern, werden auch die Interleaved Wandler - Kapitel 7.5.6 - eingesetzt.

Die Boost-Struktur ist die Ausgangsbasis für die netzseitige Leistungsfaktor-Korrektur bzw. Power Factor Correction PFC, um auf der Netzseite sinusförmige Ströme mit geringem Oberschwingungsgehalt und dem Leistungsfaktor $\lambda = 1$ - Kapitel 7.6 - zu erreichen.

Die Pulsleichrichtersysteme realisieren in einem Gerät sowohl die Leistungseinspeisung vom netzseitigem Drehspannungssystem zur konstanten Eingangsspannung des DC/DC-Wandlers als auch den DC/DC-Wandler selbst.

S7.2 Dreiphasige Pulsleichrichtersysteme

S7.2 erfaßt ab Kapitel 7.8.

Dreiphasige Pulsleichrichtersysteme, Netzgeräte, Wirkungsgrad, Netzurückwirkungen, Leistungsfaktor, Gewicht, Volumen, Kosten, Filter, EMV, phasenmodulare Gleichrichter, Y-Wandler, Δ -Wandler, direkte Pulsleichrichtertopologien, Discontinuous Conduction Mode Wandler, Continuous Conduction Mode Wandler, Boundary Conduction Mode Wandler, Δ -Switch Rectifier, Vienna Rectifier, Swiss Rectifier, Six Switch Rectifier, Three Switch Rectifier, Schaltungsstrukturen, Funktionen, Steuerung, Regelung, Dimensionierung, Vergleich, Auswahlkriterien

Der zweite Wissensbereich behandelt das Gebiet der Netzgeräte, die zur Stromversorgung elektrischer Geräten benötigt werden. Aufgrund der großen Zahl dieser Geräte bestehen sehr hohe Anforderungen beispielsweise an den Wirkungsgrad, die Netzurückwirkungen, das Bauvolumen, das Gewicht und die Kosten. In Kapitel 7.8 wird dieses Gebiet umfassend und anschaulich vorgestellt. Zur Einführung werden die dreiphasigen Dioden-Brückenschaltungen mit ihren typischen Kennwertverläufen wie dem Wirkungsgrad über der Belastung gezeigt. Ausgehend von diesen Ergebnissen werden die Anforderungen wie sinusförmiger Netzstrom, λ gegen 1, geregelte Ausgangsspannung, Einhaltung der EMV-Vorschriften, Beherrschung des Phasenausfalls etc. erläutert. Die Abbildung 20 (Abbildung 7.72 in [408]) stellt das umfangreiche Lösungsgebiet dar.

Es werden deshalb die folgenden Systeme knapp besprochen: Phasenmodulare Gleichrichter in Kapitel 7.8.3, den Y-Wandler in Kapitel 7.8.3 und den Δ -Wandler in Kapitel 7.8.3.2 9; die direkten Pulsleichrichtertopologien mit Hochsetzsteller-Charakteristik in Kapitel 7.8.4.1, das bereits in Kapitel 7.6 beschriebene konventionelle PFC-Gleichrichtersystem, die Bridgeless Schaltung in Kapitel 7.7 und die AC-Switch Struktur bei Wechselspannungs-Versorgung sowie bei dreiphasiger Versorgung die Discontinuous Conduction Mode Wandler DCM, die Continuous Conduction Mode Wandler CCM und die Boundary Conduction Mode Wandler BCM. Zwei weitere Varianten sind die hybriden Wandler mit der Injektion von Strom-Harmonischen dreifacher Netzfrequenz. Der Δ -Switch Rectifier und der Vienna Rectifier erweitern die Wandler-Varianten. Es folgen die Wandler mit Tiefsetzsteller-Charakteristik (Kapitel 7.8.4.2) wie der aktive Six Switch Buck Type, der aktive Three Switch Buck Type, der Swiss Rectifier mit Einprägung einer Stromharmonischen dreifacher Netzfrequenz und kombinierte Hoch- Tiefsetzsteller Wandler-Ausführung (Kapitel 7.8.4.3). Es werden jeweils die Schaltungsstruktur, die Funktion anhand der Spannungs- und Strom-Verläufe, die Strukturen der Regelung erklärt und pro Wandler-Charakteristik schließt eine Diskussion das jeweilige Gebiet ab. Wesentlich sind die Ausführungen zu der Dimensionierung der Leistungshalbleiter und der EMV-Filter (Kapi-

tel 7.8.5.1 und 7.8.5.2), die vergleichende Gegenüberstellung (Kapitel 7.8.5) mit Definition der Spezifikationen, der Definition der Kennwerte wie der Halbleiterverluste, dem Volumen der passiven Komponenten Induktivitäten und Kondensatoren, der EMV und den folgenden zwei Vergleichen: Erstens dem Aktiv Six Switch Boost-, dem Δ -Switch- und dem Vienna-Rectifier (Kapitel 7.8.6.2) sowie zweitens dem Active Six Switch Buck- und dem Swiss-Rectifier (Kapitel 7.8.6.3). Eine zusammenfassende Bewertung erfolgt in Kapitel 7.8.7 mit den folgenden Feststellungen: Nur die Wandlertypen aus den beiden Vergleichen sind wirklich interessant. Diese Wandlertypen haben exzellente Wirkungsgrad-Verläufe. Weichschaltende d.h. resonante Strukturen sollten im allgemeinen vermieden werden, siehe auch Kapitel 9 bis 9.7.6. Hinsichtlich der Systemkomplexität ergeben sich keine wesentlichen Vorteile der Wandlertypen im Vergleich. Abschließend werden Hinweise für weitere Forschungs- und Entwicklungs-Aktivitäten gegeben.

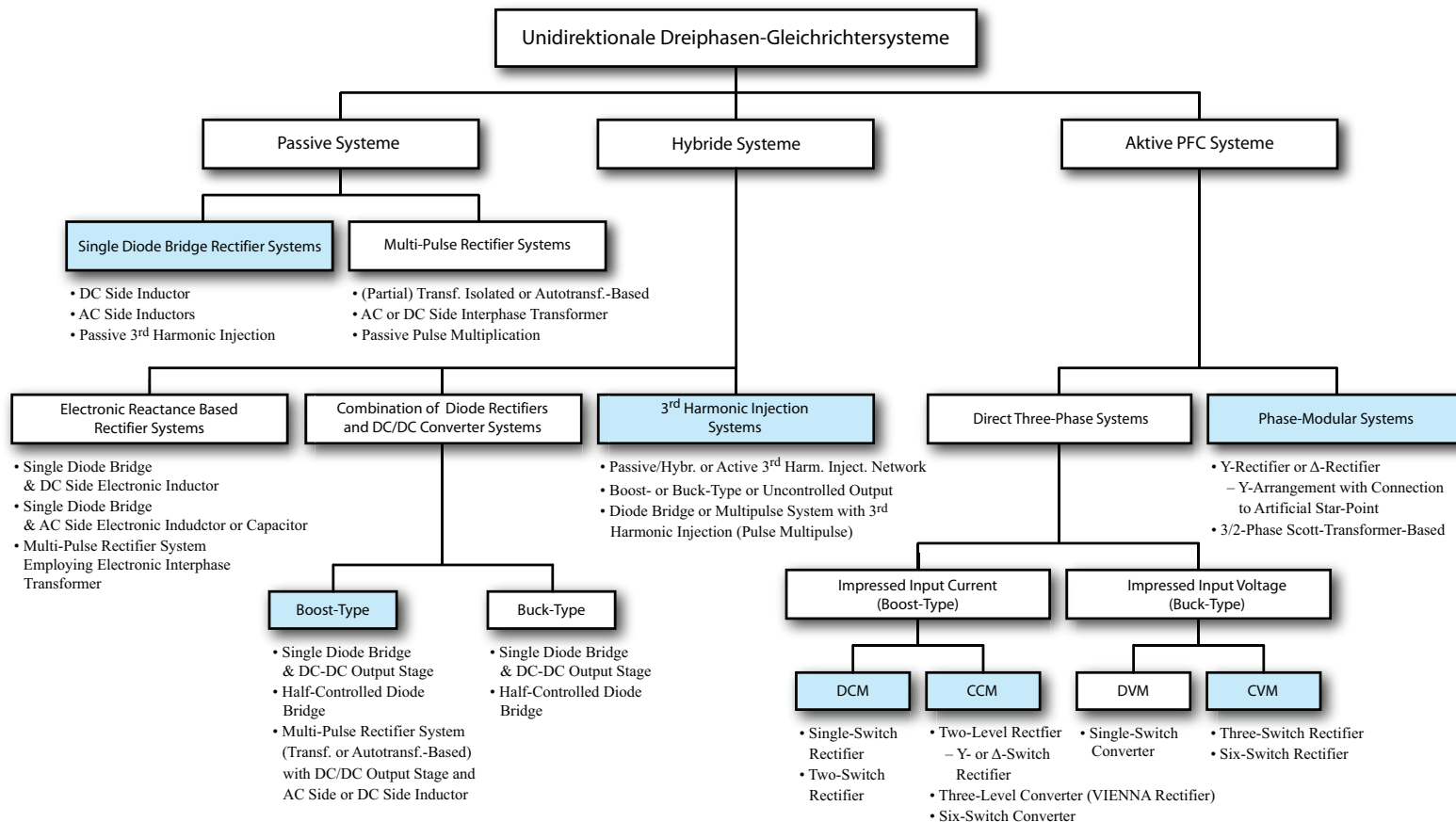


Abb. 20: : Klassifizierung (unidirektionaler) Dreiphasen-Gleichrichtertopologien in passive, hybride und aktive Systeme mit Hochsetzsteller- (Boost-) oder Tiefsetzsteller- (Buck-) Charakteristik. Für jede Untergruppe sind in Kapitel 7.2 jene Veröffentlichungen angegeben, in welchen die betreffende Schaltung erstmalig vorgestellt oder detailliert beschrieben wurde. Jene Untergruppen, welche in der vorliegenden Arbeit näher beschrieben werden, sind durch Schattierung hervorgehoben. Bezüglich Details von hier nicht näher diskutierten Topologien sei ebenfalls auf Kapitel 7.2 verwiesen.

S8 U-Wechselrichter

S8.1 Übersicht U-Wechselrichter

Voltage Source Inverter, VSI, Orientierungskapitel, Flexible AC Transmission System, FACTS, Static Compensator, StatCom, elektrische Bahnen, aktive Filter, Photovoltaik, Lichttechnik, Querverweise

Die selbstgeführten Wechselrichter mit eingprägter Spannung - U-Wechselrichter, Voltage Source Inverter, VSI - sind der Standard für viele Anwendungen. Die grosse Bedeutung wird durch eine ausführliche Darstellung berücksichtigt. Die Beschreibung des U-Wechselrichters erfolgt in Kapitel 8: hinsichtlich der Schaltungsstrukturen historisch, dem heutigen Zweipunkt- sowie den Mehrpunkt-Wechselrichtern, hinsichtlich der Pulsweitenmodulation, den Zusatzbeanspruchungen aufgrund der steilen Spannungsflanken und der Gleichtaktspannung oder den Anwender-Aspekten. Das Kapitel 8.8 bespricht die historische Auslegung der Komponenten älterer U-Wechselrichter, die aufgrund der Thyristoren als steuerbare Ventile die Phasenlöschung benötigen. Dies Kapitel verblieb, um das Prinzip der resonanten Entlastung von Schaltverlusten vorzubereiten - siehe Kapitel 8.8 bis 8.8.7.

Aufgrund des Umfangs der Darstellungen in den verschiedenen Büchern, die Drehfeldantriebe und benachbarte Gebiete betreffend, wurde in [408] ein **Orientierungskapitel** "VSI zu Back to Back Umrichter" U-BBC in Kapitel 8.3.4 eingefügt, in dem mittels Querverweisen eine komprimierte Übersicht vermittelt wird.

Im Buch "Elektrische Antriebe Regelung von Antriebssystemen" werden beispielsweise die Regelungen für Antriebe mit Drehfeldmaschinen beschrieben, die den U-Wechselrichter enthalten. Die Thematik Regelungen umfasst die Regelungen der Asynchronmaschine mittels Entkopplung oder Feldorientierung in [366] Kapitel 13.4 bis 13.4.4, die Varianten der Stromregelungen für Drehfeldmaschinen in Kapitel 15, die Regelungen ohne Drehzahlsensor in Kapitel 14 sowie Varianten der Regelung für Synchronmaschinen bis hin zum optimierten Betrieb für Kraftfahrzeuge mit PermeMagnet-Synchronmaschine PM-SM in Kapitel 16.5 bis 16.7.7.

Es folgen in [364] die verschiedenen Anwendungsgebiete: FACTS und StatCom in den Kapiteln 10.9 und 10.9.2 bis 10.12.2.3, elektrische Bahnen in Kapitel 11.1 bis 11.1.6.1, aktive Filter in Kapitel 11.2 bis 11.2.11, Photovoltaik in Kapitel 11.3 bis 11.3.10 und im allgemeinen im Verborgenen die Lichttechnik in Kapitel 11.4 bis 11.5.6.

S8.2 Grundlagen

S8.2 erfaßt ab Kapitel 8.2 bis 8.3.4.11.

Schaltungsstrukturen, Funktionen, Steuerungen, Regelungen, Auslegungen, Bewertungen, Zweipunkt-Wechselrichter, Mehrpunkt-Wechselrichter, Back to Back-Umrichter, U-BBC, FACTS, Anwendungen, Fehlersuche, Einkopplungen, Sondereffekte, Gasdichtheit, Isolationsversagen, Kurzschlüsse, Orientierungskapitel, Netzeinspeisung, Netzurückwirkungen

Aufbauend auf den Ausführungen im Kapitel 7 werden mittels Querverweisen im neu eingeführten **Orientierungskapitel** 8.4.3.1 die heutigen Grundlagen der U-Wechselrichter-Varianten, die jeweiligen Funktionen sowie die betreffenden Steuerungen bzw. Regelungen, die Auslegungen sowie Bewertungen sowohl des Zweipunkt-Wechselrichters, als auch der verschiedenen Mehrpunkt-Wechselrichter und der Back to Back-Umrichter vorgestellt. Weitere Punkte sind u. a. die Zwischenkreis-Auslegung, die Power Factor Correction PFC sowie der U-BBC in FACTS in Kapitel 8.3.4.7 bis 8.3.4.8. **Anwendungs-Aspekte** wie Simulationsverfahren, Realisierung der Regelung, PFC-Gleichrichter und aus der Praxis der Fehlersuche die Kapitel **Sondereffekte** wie Gleichtaktspannung und Erdströme, galvanische, kapazitive, induktive bzw. magnetische Einkopplungen, Gehäuse und Gasdichtheit, Kurzschlüsse sowie unerklärliches Isolationsversagen werden in den Kapiteln 8.3.4.9 bis 8.3.4.11 ausführlich diskutiert. Auf die Einspeisung der U-Wechselrichter mittels netzgeführter Brückenschaltungen und die daraus bedingten - bei Diodenbrücken im allgemeinen akzeptablen - Netzurückwirkungen sei hingewiesen, Kapitel 2.7.4.

S8.3 Pulsweitenmodulation

S8.3 erfaßt von Kapitel 8.4 bis 8.4.15.

Zweipunktregelung, Hysterese-Regelung, Schalttabellen-Regelung, Pulsweitenmodulation, PWM, Trägersignal, Taktzahl, synchronisierte PWM, unsynchronisierte PWM, Mittenpulsmodulation, Flankenpulsmodulation, Unterschwingungsverfahren, regular sampling, Oberschwingungsgehalt, Umschaltung Taktzahl, Harmonische, Rechteck-Sollwert, positive edge sampling, single edge sampling, double edge sampling, Stellglied-Approximation, Schalttabellen, Bewertung PWM, Spannungsfehler

In den Kapiteln 8.4 bis 8.4.14 werden die verschiedenen Verfahren zur Ansteuerung der abschaltbaren Ventile vorgestellt und bewertet. Das erste Verfahren in Kapitel 8.4.2 ist die Zweipunkt- bzw. Hysterese-Regelung, ein recht einfaches

Verfahren, denn die Hysteresebreite muss nur an die maximal zulässige Schaltfrequenz und die Lastbedingungen angepasst werden. Die Pulsfrequenz und die Einschaltdauer der Ventile stellen sich daher entsprechend dem jeweiligen Betriebszustand frei ein. Durch die sich frei einstellende Pulsfrequenz ergibt sich ein variables Oberschwingungsspektrum, ein Nachteil. Aufgrund der sich frei einstellende Pulsfrequenz ist das dynamische Verhalten aber vorzüglich. Zu beachten ist, es dürfen für das Dreiphasensystem nur zwei Stromregler installiert werden. Ausgehend von der Zweipunkt-Regelung werden in [366] in Kapitel 15.4.2 bis 15.4.5 Weiterentwicklungen für optimierte Ansteuerungen mittels Schalttabellen vorgestellt.

Pulsmuster mit festem Oberschwingungsspektrum ergeben sich bei dem Vergleich des sinusförmigen Sollwertsignals mit einem höherfrequenten, synchronisierten, im allgemeinen dreieckförmigen Trägersignal. Dies ist die erste Variante der Pulsweitenmodulation PWM. Die beiden Signale stehen bei dieser Variante in einem festem Frequenzverhältnis $f_T/f_1 = 3, 6, 9$ etc., Taktzahl genannt. Dies ist das Unterschwingungsverfahren, naturally sampled PWM. Zu unterscheiden ist zwischen der Mittenpuls- und Flankenpuls-Modulation, die unterschiedliche Oberschwingungsgehalte aufweisen. Weitere Varianten sind die Addition von Harmonischen dreifacher Sollfrequenz zum Sollwert, um den Ansteuerbereich ohne Übersteuerung zu maximieren oder der Verwendung eines rechteckförmigen Sollwerts,- Kapitel 8.4.3 bis 8.4.9. Generell erfolgt eine Adaption der Taktzahl f_T/f_1 an die Sollfrequenz.

Aufgrund der heute generell verwendeten digitalen Signalverarbeitung bestimmt die Trägerfrequenz die Abtastzeitpunkte, siehe [408], Kapitel 8.4.12 „PWM mit abgetastetem Sollwertsignal“, Abtastung: regular sampled PWM. Die Methode regular sampled PWM wird verfeinert zu positive peak sampled PWM bzw. single edge sampling PWM und double edge sampled PWM mit doppelter Abtastrate. Die Eigendynamik des selbstgeführten Stellglieds wird somit von der Abtastung überdeckt, so dass die Approximation des dynamischen Verhaltens von der Abtastung bestimmt wird. Es gelten die üblichen Approximationen für das dynamische Stellgliedverhalten. Die Raumzeigermodulation in Kapitel 8.4.10 ist ein Verfahren mit einer festen Abtastfrequenz des Spannungs-Raumzeiger-Sollwerts, welches bis zur Übermodulation genutzt wird, Kapitel 8.4.11.

Abschließend erfolgt in den Kapiteln 8.4.13 und 8.4.14 eine Bewertung der PWM-Verfahren. Auf die optimierten Ansteuerungen mittels Schalttabellen in den Kapiteln 15.4.2 bis 15.4.5 [366][410] sei nochmals hingewiesen. Zu beachten bei allen PWM-Verfahren sind die parasitären Einflüsse wie die Durchlassspannung der Ventile, die Schaltzeitfehler und die Sicherheitszeiten, die die Ausgangsspannung beeinflussen, Kapitel 8.4.15.

S8.4 Mehrpunkt-Wechselrichter

Zweiquadrant-DC/DC-Wandler, Zweipunkt-U-Wechselrichter, blockförmige Spannung, Spannungsflanken, Resonanzerscheinungen, Überspannungen, Wicklungsisolation, Oberschwingungen, Verluste, Wirkungsgrad, Gleichtaktspannung, Erdströme, Lagerschäden, Dreipunkt-Wechselrichter, Neutral Point Converter, NPC, aktiver NPC, Imbricated Multi Point Converter, MPC, Capacitor Clamped MPC, 5 Level-Flying Capacitor-Coupled-Inductors Wandler, 5L-FC-CI-Wandler, Kosten-Bewertung, Mängelliste U-VSI, modularer Mehrpunkt-Umrichter, M2C, M2C-Bauelementspannung, Mehrpunkt-Wechselrichter, Schaltungsstruktur, Funktion, Steuerung, Regelung, interne Spannungs-Stabilisierung, externe Spannungs-Stabilisierung, PWM, Alternative Phase Opposition Disposition, APOD, Phase Opposition Disposition, POD, Phase Disposition, PD

Ein Kennzeichen der Zweiquadrant-DC/DC-Wandler-Struktur und damit auch der Zweipunkt-U-Wechselrichter sind die blockförmigen dreiphasigen Ausgangsspannungen auf der Lastseite, weil über die Ventile die konstante Zwischenkreisspannung von P oder N durchgeschaltet wird. Diese blockförmigen Lastspannungen haben bei den Zweipunkt-U-Wechselrichtern mehrere unerwünschte Auswirkungen wie steile Spannungsflanken und einen relativ hohen Oberschwingungsgehalt der Lastspannungen bzw. der Drehspannung und damit auch der Statorströme. Die steilen Spannungsflanken können in Verbindung mit dem Anschlusskabel zu resonanten Überspannungen und damit zu erhöhten Wicklungsspannungen führen. Zusätzlich kann es durch die Gleichtaktspannung und die parasitären Kapazitäten zu Erdströmen und somit zu Lagerschäden kommen. Weiterhin entstehen sehr hohe Stromamplituden bei Kurzschlüssen, dies erfordert einen hohen Aufwand zum Schutz von mechanischen Folgeschäden und Lichtbogenbeschäden. Generell erhöhen die Oberschwingungen die Verluste und verringern den Wirkungsgrad.

An die netzseitige Brückenschaltung zur Versorgung des Zwischenkreises mit dem Zwischenkreis-Kondensator, Kapitel 2.7.4 sei erinnert.

Um u. a. den Oberschwingungsgehalt zu verringern, wurden die Mehrpunkt-Wechselrichter entwickelt, die in den Kapiteln 8.5 bis 8.5.13 beschrieben werden. Eine kritische Bewertung erfolgt insbesondere in den Kapiteln 8.5.9.1 und 8.5.9.2, in denen ausführlich neun wesentliche Forderungen gestellt werden wie die regelungstechnische Beherrschung von Störfällen, Entfall großer, passiver Filter, Minimierung der EMV-Filter, besserer Wirkungsgrad und insbesondere höchste Zuverlässigkeit. Dies sind bis jetzt nicht erreichte Anforderungen an die U-Wechselrichter! Eine vergleichende Bewertung erfolgt in Kapitel 8.6.1 und in Kapitel 8.3.4.5, Tabelle 8.2 für Mehrpunkt-U-Wechselrichter und Tabelle 8.3 für Mehrpunkt-U-BBC. Diese Kostenvergleiche berücksichtigen nur die Kosten der Hauptkomponenten, sind also keine life cycle cost.

In Kapitel 8.5.1 bis 8.5.4 wird der Dreipunkt-Wechselrichter vom Typ Neutral Point Clamped Inverter NPC bzw. Diode Clamped Inverter hinsichtlich der Schaltungsstruktur, der Schaltsequenzen und der daraus resultierenden Ausgangsspannungen sowie den Raumzeigern der Ausgangsspannung, der internen Stabilisierung der Nullspannung und der Spannungsbelastung der Halbleiter vorgestellt. Das entscheidende Merkmal sind die drei Spannungspotentiale P, 0 und N bei jeder Phase. Statt der acht Raumzeiger beim Zweipunkt-Wechselrichter können nun 27 Raumzeiger realisiert werden. Durch die Erhöhung der Zahl der Raumzeiger-Amplituden verringert sich der Oberschwingungsgehalt. Die Struktur kann zu Vierpunkt-, Fünfpunkt-Wechselrichter etc. erweitert werden, allerdings müssen die Zwischenkreis-Spannungen bei diesen Varianten von außen durch externe Spannungsversorgungen stabilisiert werden. Nachteilig ist die ungleiche Belastung der Halbleiter, die in der aktiven NPC-Variante vermieden wird, Kapitel 8.5.5.

Eine zweite Variante sind die Imbricated Multi Point Converter auch Flying Capacitor Converter, FCC bzw. FCI oder Capacitor Clamped Converter genannt - Kapitel 8.5.6. Bei den FCCs ist die Stabilisierung der Spannungen der Zwischenkreis-Kondensatoren ohne weitere Zusatzmaßnahmen möglich. Dieser Vorteil wird allerdings mit einer ca. vierfachen Erhöhung des Aufwandes für die Zwischenkreis-Kondensatoren erkauft (Kapitel 8.3.4.5: Tabellen 8.2 für VSI und 8.3 für U-BBC ; Kapitel 8.6.1.4 und Kapitel 8.6.1.7: Tabelle 8.14). In Kapitel 8.5.6.1 wird die Weiterentwicklung zum 5L-FC-CI-Wechselrichter (5 Level-Flying-Capacitor-Coupled Inductors) vorgestellt, bei dem der obige Punkt der Kritik berücksichtigt wird. Der 5L-FC-CI-Wechselrichter kombiniert die Vorteile des FC-, ANPC-, der Stacked- und der interleaved Wandler. Es werden sukzessive die verschiedenen Entwicklungsstufen für einphasige und dreiphasige Wechselrichter bis zu einer modularen Ausführung vorgestellt.

Weitere Varianten der Mehrpunkt-Wechselrichter sind die kaskadierten und die hybriden Wechselrichter. Im Kapitel 8.5.9 "Modulare Mehrpunkt Umrichter M2C" werden in der Einleitung die wesentlichen Anforderungen an die U-Wechselrichter aufgestellt: verbesserte Regeldynamik generell, verbesserte Regeldynamik aber auch bei Störungen, Beherrschung schwerer Störfälle, Entfall großer, passiver Filter, Minimierung der EMV-Filter, Entfall von Netztransformatoren, Wirkleistungsausgleich, bessere Wirkungsgrade, verbesserte Skalierbarkeit und höchste Zuverlässigkeit. Diesen Anforderungen werden die derzeitigen konzeptbedingten Nachteile insbesondere bei Zweipunkt- aber auch bei Mehrpunkt-U-Wechselrichter gegenüber gestellt: hoher EMV-Filteraufwand durch hohe Spannungssteilheiten, harte Reflexionen auf "längeren" Kabeln, niedrige Oberschwingungsströme nur durch hohe Pulsfrequenzen oder aufwendige Filter erreichbar (Halbleiterverluste, Gewicht, Kosten), höherfrequente Gleichaktspannung führt zu Lagerschäden, Kurzschlüsse führen zu extremen Strömen und Schäden (Halbleiter, Kraftwirkungen, Lichtbögen), und es besteht eine ungenügende Regeldynamik auf der DC-Seite. Zusätzlich ist die kritische Fehlerfortpflanzung zu beachten. Es erfolgen Querverweise zu den entsprechenden Kapi-

teln. Es wird festgestellt, dass die Punkte 2 und 3 der Nachteile durch Mehrpunkt-Wechselrichter mit hoher Punktzahl verringert werden, allerdings steigen Aufwand und Komplexität deutlich. Die Punkte 5 und 6 können nur unwesentlich entschärft werden. (Hinweis: siehe selbstgeführter I-Wechselrichter, [408] Kapitel Kapitel 6.5.1 bis 6.6 sowie Bewertung „U-Wechselrichter - I-Wechselrichter“, Kapitel 12.5.3.3). Es erfolgen Kostenvergleiche in Kapitel 8.6.1 und in Kapitel 8.3.4.5, Tabelle 8.2 für Mehrpunkt-U-Wechselrichter und Tabelle 8.3 für Mehrpunkt-U-BBC. Diese Kostenvergleiche berücksichtigen nur die Kosten der Hauptkomponenten, sind also keine life cycle cost.

In vorliegendem Kapitel werden ausführlich die folgenden Gebiete erläutert: grundlegende Funktionen wie der stationäre, symmetrische Betrieb mit resultierender Aufteilung der Ströme, Bemessung der installierten Energie, um eine gute Skalierbarkeit zu erzielen, Beherrschung von Kurzschlüssen sowie die Steuerung / Regelung des Energieflusses. Um einen Austausch der Energie zwischen den Zweigen zu beeinflussen und um somit die installierte Energie in den Kondensatoren zu minimieren, können die Kreisströme gesteuert oder besser geregelt werden. Die Gleichtaktspannung ist unabhängig von der AC-Spannung einstellbar und hat nicht die Auswirkungen wie in Kapitel 8.11 beschrieben. Einfache Vorladung und Symmetrierung der Spannungen der Kondensatoren, Symmetrierung unsymmetrischer Belastungen oder bei Störfällen, Beherrschung des Kurzschlusses auf der DC-Seite, da die Kondensatorenergie aufgeteilt ist, sind weitere Eigenschaften. Dimensionierung, Fehlerredundanz und Modulationsverfahren sind weitere Diskussionspunkte. Ein ganz wesentlicher Vorteil der M2C-Struktur ist die Aufteilung der äußeren Spannungen in die Module mit geringer Spannung. Damit entfällt die Notwendigkeit hochsperrende Leistungshalbleiter einzusetzen. Es können stattdessen Leistungshalbleiter mit wesentlich geringerer Auslegungsspannung verwendet werden, die deutlich bessere Eigenschaften gegenüber den hochsperrenden Bauelementen haben.

Es folgen in Kapitel 8.5.12 die Modulations-Verfahren für die Mehrpunkt-Wechselrichter: Alternative Phase Opposition Disposition APOD, Trägersignale sind gegenseitig bei Polaritätswechseln, bei benachbarten Spannungsebenen gleicher Polarität aber symmetrisch phasenverschoben; Phase Opposition Disposition, POD, Trägersignale wie APOD aber keine Phasenverschiebung; Phase Disposition, PD, alle Trägersignale haben gleichen Verlauf.

S8.5 Anwendungs-Aspekte

S8.5 erfaßt von Kapitel 8.6 bis 8.8.7.

Mehrpunkt-Wechselrichter, Aktiver NPC, M2C-Wechselrichter, 5L-FC-CI-Wechselrichter, I-Umrichter, Bewertung, Beschaltungen, Beschaltungs-Minimierung IGCT-Diode, Beschaltungs-Minimierung IGBT-Diode, IGBT SOA-Messergebnisse, Ansteuervarianten IGBT, Niederspannungs-IGBT, Hochspannungs-IGBT, SOI-Technologie, pn-Übergang, Potential-Trennung, Integration, IGBT-Schaltverhalten, Diode-Schaltverhalten, forward recovery Spannung, reverse recovery Strom, Rückstromabriß, Feldaufteilung, synchrone Schaltvorgänge, U-BBC - Mehrfach-Kommutierungen, Testschaltungen, Zusatzbeanspruchungen, Schaltverluste, Arbeitsspiele, Simulation, Rainflow-Algorithmus, Lebensdauer

Dieses Kapitel behandelt Aufgabenstellungen, die bei der Realisierung von selbstgeführten U-Umrichtern für die Projektierung und damit für die Anwendung von Bedeutung sind. Bereits im Orientierungs-Kapitel wurden die verschiedenen Aufgabenstellungen wie die Auslegung der Schaltung, der Entwurf der Regelung sowie die gerätetechnische Ausführung der Regelung und das geeignete Simulationsverfahren für verschiedene Einsatzgebiete angesprochen. Zu beachten sind die häufig übersehenen Sondereffekte wie der Reflexionskoeffizient und der Wellenwiderstand von Motorzuleitungen, die zu einer nicht akzeptablen Überhöhung der Klemmenspannung führen und damit eine Schädigung der Wicklungsisolation hervorrufen. Die Gleichtaktspannung sowie die resultierenden Erdströme können eventuell zu Lagerschäden führen. Die elektrischen und magnetischen Einkopplungen und deren Vermeidung, die Gasdichtheit der Kunststoffgehäuse sowie die Kurzschlüsse sind weitere Sondereffekte.

Im Kapitel 8.6 "Anwendungs-Aspekte" werden die obigen Ausführungen um weitere Fragestellungen erweitert. Die erste Fragestellung ist, welche Mehrpunkt-Topologie soll man berücksichtigen? In Kapitel 8.6.1 erfolgt nach einer kritischen Bewertung der Mehrpunktschaltungen eine Abschätzung, welche Mehrpunkt-Umrichter in der Zukunft bevorzugt werden. Die Kostenvergleiche erfolgen in Kapitel 8.6.1 und in Kapitel 8.3.4.5, Tabelle 8.2 für Mehrpunkt-U-Wechselrichter und Tabelle 8.3 für Mehrpunkt-U-BBC. Diese Kostenvergleiche berücksichtigen nur die Kosten der Hauptkomponenten, sind also keine „life cycle cost“.

In den Kapiteln 7.3 und 8.9 werden Beschaltungen der Leistungshalbleiter erläutert. Durch die Beschaltung erhöhen sich sowohl die Zahl der Komponenten, als auch die Kosten, und es vermindert sich die Zuverlässigkeit. Vorteilhaft sind die Erhöhung der Leistungs-Ausnutzung der Halbleiter und die verminderte EMV-Störung. In Kapitel 8.6.2 werden deshalb für die Kombinationen IGCT-Si-Diode und IGBT-Si-Diode (MOSFET-Si-DIODE) Minimalbeschaltungen und deren Auslegung sowie Messergebnisse für einen Hochleistungs-IGBT vorgestellt.

Bei der Realisierung von U-Wechselrichtern ist weiterhin zu entscheiden, welche Ansteuerung auszuwählen ist. Die Beantwortung dieser Frage entfällt bei dem IGCT, da der Hersteller des IGCTs mit dem Nutzer die Anforderungen diskutiert und dann der Hersteller die Ansteuerung selbst realisiert. Beim IGBT ist der Leistungsbereich sehr weit, so dass an die spezielle Anwendung angepasste Ansteuerungen erforderlich sind. In Kapitel 8.6.3 werden einführend die Abhängigkeiten von Ansteuerung und Schaltverhalten, Überwachung und Schutz beginnend bei Unter- und Überspannungen, Überstromüberwachung, Kurzimpulsunterdrückung, Temperaturüberwachung, Potentialtrennung etc. diskutiert. Es folgen Ausführungen zu Varianten der Ansteuerung wie primär- oder sekundärseitige Gatetreiber, mit digitaler Signalverarbeitung, für Hochspannungs-IGBTs, mit PN-Isolation oder in SOI-Technologie. Die Integration von Leistungsteil und Ansteuerung ist eine weitere Option. Zu jeder dieser Ausführungen der Ansteuerung werden die Struktur der Ansteuerschaltung, die Realisierung, das zugehörige Einsatzgebiet, die Grenzen sowie eine ausgeführte Ansteuerung gezeigt.

Wie bei der Ansteuerung bereits hingewiesen wurde, beeinflusst die Ansteuerung das Schaltverhalten, das Schaltverhalten die Schaltverluste und dies die Temperatur des Bauelements. Ausgehend von der Halbleiterphysik und der Struktur des IGBTs werden deshalb in Kapitel 8.6.4 bis Kapitel 8.6.4.4 die Verläufe der Ladungsträgerdichten und die Bewegungen der Ladungsträger bei einem Schaltvorgang dargestellt. Diese Untersuchungen gehen bis an die physikalischen Grenzen beispielsweise in Kapitel 8.6.2.3 und 8.6.4.2 durch die Feldaufteilung, mit Querverweisen zu [364], Kapitel 2.7, 2.7.1, 7.4.3 und 7.4.3.1. Zu beachten sind insbesondere bei Schaltvorgängen mit hoher Dynamik die forward recovery Spannung sowie der reverse recovery Strom der Si-Diode und die im allgemeinen ungünstigeren Safe Operating Areas SOAs der Dioden im Vergleich zu den IGBTs. Die Dioden bestimmen somit das zulässige Schaltverhalten des Gesamtsystems - siehe auch Kapitel 8.6.2.4. Im vorliegenden Fall werden u.a. der Rückstromabriss und die maximal entstehende elektrische Feldstärke bei der Diode diskutiert. Anschließend werden in Kapitel 8.6.4.4 besondere Schaltbedingungen dargestellt, die entstehen, wenn mehrere U-Wechselrichter beispielsweise als U-BBC oder wie in Abbildung 10.38 - Kapitel 8.3.4.6 - gezeigt, zum gleichen Zeitpunkt Schaltvorgänge durchführen. Es ergeben sich überraschend große Zusatzbeanspruchungen. Abschließend werden Fehlerfälle untersucht, die zu Kurzschlüssen führen. Es werden Testschaltungen und Ergebnisse dargestellt, eine zu beachtende Problematik - siehe auch Kapitel 8.5.9.1, 8.5.9.2 und 8.3.4.11.

Die Verluste in den Halbleitern führen zur Erhöhung der Temperatur der Halbleiter-Tabletten, die Belastungsspiele zu Temperaturzyklen und diese zur Verkürzung der Lebensdauer. Die Problematik der erreichbaren Lebensdauer als Funktion der Belastungsspiele ist die Thematik des Kapitels 8.6.5. Es werden die Testmethoden, Simulationsverfahren, mathematischen Berechnungsverfahren wie den Rainflow Algorithmus anhand eines durchgerechneten Beispiels für diese Aufgabenstellung dargestellt.

S8.6 Entlastungsschaltungen

S8.6 erfaßt von Kapitel 8.9 bis 8.9.5.

RCD-Entlastung, RCD-Beschaltung mit Überlaufkondensator, unsymmetrische Beschaltung, symmetrische Beschaltung, Sondersituation

Im Kapitel 8.9 werden ausgehend von der RCD-Entlastungsschaltung die RCD-Schutzbeschaltung mit Überlaufkondensator, die unsymmetrische und die symmetrische Schutzbeschaltung detailliert besprochen, und es erfolgt ein Vergleich. Wie in Kapitel 8.6.2 ausgeführt wird, werden die obigen Entlastungsschaltungen inzwischen für allgemeine Anwendungen nicht mehr genutzt. Da diese Schaltungen aber insbesondere bei GTO-Wechselrichtern verwendet wurden, verblieb dieses Kapitel. (Hinweise: Kapitel 8.6.2, Beschaltungs-Minimierung für IGCT und IGBT; siehe auch Kapitel Thyristor)

Unabhängig ob eine der obigen Entlastungsschaltungen oder die minimierten Versionen verwendet werden, muss u. a. die folgende Sondersituation abgeklärt werden: Beispiel RCD-Beschaltung, Beschaltungskondensator C ist auf die Zwischenkreisspannung aufgeladen, Zwischenkreisspannung erhöht sich, die Beschaltungsdiode D führt den Ladestrom des Beschaltungskondensators C, steuerbarer Halbleiter schaltet in dieser Situation ein und muss sowohl den Laststrom und als auch den Entladestrom des Beschaltungskondensators C - beachte Beschaltungsdiode Rückstrom - übernehmen, wobei das di/dt hoch ist; mit den physikalischen Halbleitermodellen in [364], Kapitel 11 wurde diese Situation simuliert und eine Lösung erarbeitet.

S8.7 Auslegung U-Wechselrichter

S8.7 erfaßt Kapitel 8.10.

Asynchronmaschine, Zwischenkreisspannung, Sperrspannung Halbleiter, Schutzkonzept, Abschaltstrom, Beschaltung, Zwischenkreis-Kondensator, Sicherheitsfaktoren, Verluste, Temperatur, Kühlung

Im Kapitel 8.10 wird die orientierende Auslegung der Komponenten von U-Wechselrichtern anhand eines Beispiels vorgenommen. Orientierende Auslegung bedeutet, dass die prinzipiellen Grundregeln der Auslegung mit ihren gegenseitigen Abhängigkeiten nur für die Hauptkomponenten des Wechselrichters erläutert werden. Ausgehend von den Daten einer Asynchronmaschine wird zuerst die notwendige Zwischenkreisspannung ermittelt. Dann folgen die Bestimmungen der Sperrspannung der Halbleiter, des Schutzkonzepts, des abzuschaltenden Stroms, den Sicherheitsfaktoren, der Kapazität des Zwischenkreis-Kondensators, etc. und endet bei der Auslegung der Kühlung sowie der Ermittlung der

Halbleiter-Temperaturen. In Kapitel 8.8 erfolgt eine detaillierte Darstellung der Auslegung aller Komponenten des selbstgeführten Thyristor-U-Wechselrichters mit Phasenlöschung. Dieses historische Kapitel wurde zur Ergänzung der resonanten Schaltungen beibehalten.

S8.8 Zusatzbeanspruchungen

S8.8 erfaßt Kapitel 8.11.

Spannungsflanken, Wellenwiderstand, Reflexionskoeffizient, Zuleitungskabel, Resonanz, Spannungsüberhöhung, Wicklungsisolation, Gleichtaktspannung, Erdstrom, Lagerschäden, Filter, Fehlerstromschutzschalter

Es wurde mehrfach auf die blockförmigen Spannungen mit steilen Spannungsflanken beim U-Wechselrichter hingewiesen. Diese steilen Spannungsflanken können bei ungünstigen Daten einerseits der Kabel vom Wechselrichter zur Drehfeldmaschine und andererseits der Drehfeldmaschine selbst zur Ausbildung von elektromagnetischen Wellen und damit zu erheblichen Zusatzbelastungen führen. Diese unerwünschten Effekte werden exemplarisch anhand von vielen durchgerechneten Beispielen in Kapitel 8.11 ausführlichst dargestellt. Einführend wird das Gleichungssystem mit den hochfrequenten Kennwerten wie dem Reflexionskoeffizient und dem Wellenwiderstand erarbeitet und am Beispiel angewendet. Es ergibt sich u.a. eine kritische Kabellänge, die zu den Spannungs-Überhöhungen führt und die daher als transiente Spannungsverteilung über den Statorwicklungen und bei der Wicklungsisolation zu berücksichtigen ist.

Ein anderer Effekt sind die kapazitiven Erdströme aufgrund der Gleichtaktspannung bei den U-Wechselrichtern. Es müssen bei kritischen Zuständen beispielsweise Drosseln in die Maschinenzuleitungen eingebaut werden, um eine Überlastung des Wechselrichters zu unterbinden. Weitere Maßnahmen sind Keramiklager und komplexe Filteranordnungen.

Die Erläuterungen sind in diesem Kapitel sehr ausführlich, da hochfrequente Störeffekte nicht allgemeine Kenntnis für Anwender der Antriebstechnik sind.

Mit diesem Kapitel endet der Bereich der elektrischen Antriebstechnik, und es beginnt der Bereich der Sondergebiete.

S9 Resonant schaltentlastete Wandler

Zero Voltage Switch, ZVS, Zero Current Switch, ZCS, Quasiresonante Wandler, QR-Wandler, Quasiresonant Zero Voltage Switching, QR ZVS, Quasiresonant Zero Current Switching, QR ZCS, Phasenebene, Multiresonante Wandler, MR-Wandler, Phasenraum, Resonante Brückenschaltungen, Serien-Parallel-Resonanz-Brückenschaltung, LCC-Wandler, Serien-Resonanz-Wandler bei induktiver Betriebsweise, Serien-Resonanz-Wandler bei kapazitiver Betriebsweise, Serien-Parallel-Resonanz-Wandler mit kapazitivem Ausgangsfilter, Serien-Parallel-Resonanz-Wandler mit induktivem Ausgangsfilter, Serien-Parallel-Resonanz-Wandler bei induktiver Betriebsart, Serien-Parallel-Resonanz-Wandler bei Hochspannungskaskaden, Modellbildung Frequenzbereich, Modellbildung Zeitbereich, Modulierungstechniken Vergleich, LLC-Wandler, LLC-Wandler piezoelektrische Aktuatoren, kritische Bewertung, transient-resonante Wandler, transient-resonanter Schalter, transient-resonanter Zellwandler, transient-resonante Brückenwandler, dreiphasige resonante Wechselrichter, Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter, ARCPI, Non Linear Resonant Pole Inverter, NLRPI, Modified Active Clamped Resonant DC Link Inverter, MACRDCLI, Parallel Resonant DC Link Inverter, PRDCLI

Leistungselektronische Wandler können entweder als hartschaltende Wandler oder als resonante Wandler ausgeführt werden. An beide Wandlerkonfigurationen werden immer höhere Anforderungen hinsichtlich dem Wirkungsgrad, der elektromagnetischen Verträglichkeit, den notwendigen Isolationsbarrieren, an die Spannungs- bzw. Stromübersetzungen, dem Volumen und dem Gewicht insbesondere der Filter sowie den Kosten gestellt. Eine Maßnahme um den Filteraufwand zu verringern, ist die Erhöhung der Schaltfrequenz. Durch Fortschritte bei den verwendeten aktiven Bauteilen konnten Komponenten mit immer geringeren parasitären Eigenschaften realisiert werden. Dadurch bedingt können die Kommutierungsmaschen deutlich optimiert werden, so daß die Erhöhung der Schaltfrequenz erreichbar ist und der Einsatzbereich der hartschaltenden Wandler sich stetig vergrößerte. Durch Entlastungsschaltungen erweiterte sich der Bereich weiter.

Die Verluste im Entlastungsnetzwerk werden aber bei der Erhöhung der Schaltfrequenz die Verluste in der Wandlertopologie selbst übersteigen, damit wird im Grenzfall die Realisierung des hartschaltenden Wandlers unsinnig. Zusätzlich entfernt sich mit steigendem Übersetzungsverhältnis das optimale Tastverhältnis von 50:50, Ein- oder Ausschaltzeit kommen somit in den Bereich der Periodendauer von Resonanzfrequenzen der parasitären Elemente oder des passiven Entlastungsnetzwerks. Eine weitere Einschränkung ist bei der Realisierung von HF-Transformatoren zur Potentialtrennung zu beachten. Je kleiner

dieser Transformator in der Leistung ist und je größer das Spannungs-Übersetzungsverhältnis, desto dominanter wird das Volumen der Wicklungsisolierung und bedingt durch dieses passive Volumen erhöht sich die Streuinduktivität. Bei höheren geforderten Trennspannungen verschärft sich diese Tendenz. Übersteigt bei einem HF-Transformator das zur Isolation seiner Wicklungen erforderliche Volumen ein Zehntel des Gesamtvolumens des selben Transformators, die Isolation der Einzelwindungen sowie den Füllfaktor nicht mitgerechnet, werden aus diesen Gründen resonante Wandler sinnvoll.

Die resonanten Wandlern erfordern als Last in Form von Entladungslampen, Hochspannungskaskaden, Piezoresonatoren, Schrittmotoren, Reluktanzmaschinen oder Höchstdrehzahlmotoren einen Resonanzkreis oder bildet diesen selbst. Bei einer detaillierten Analyse befinden sich im Wandlungspfad parasitäre Reaktanzen zum Teil dort, wo sie benötigt werden. Beispielhaft seien genannt die unvermeidliche Streuinduktivität von Trenntransformatoren, die parasitären Kapazitäten der Leistungshalbleiter und die parasitären Leitungsinduktivitäten. Statt die Auswirkungen dieser parasitären Elemente aufwändig zu minimieren, werden sie - wenn nötig durch Wertvergrößerung mittels einfacher Schaltungsmaßnahmen - mitgenutzt. Die dadurch pro Wandlungszyklus erforderliche Blindleistung erhöht allerdings die Spitzen- und Effektivbelastung aller Komponenten. Optimierungsziel ist, zumindest die Spannungsbelastungen unter denen im ungeschalteten hartschaltenden Wandler oder im passiven Entlastungsnetzwerk zu halten. Hauptproblem ist das Design der passiven Komponenten und des Schaltungslayouts. Die meisten Resonanzwandler haben mehr Betriebsmodi als ihre hartschaltenden Namensgeber, siehe Kapitel 9.4.2 und 9.5.5.1. Zusätzlich müssen für korrektes resonantes Schalten neue Randbedingungen innerhalb des Wandlungszykluses eingehalten werden (Kapitel 9.7.6), wodurch sich der zulässige Arbeitsbereich weiter einschränkt. Ein Resonanzwandler arbeitet bei Verletzung seiner Resonanzbedingungen immer schlechter als sein hartschaltender Namensgeber, der geforderte Arbeitsbereich wird daher zum Designkriterium, siehe Kapitel 9.3.5, 9.4.2, 9.5.4 und 9.5.5. Die interne Schaltfrequenz kommt als neuer Designparameter und als neue Steuergröße hinzu.

Alle Wandler bestehen aus der grundlegenden Wandlerzelle mit je einem Schalter und einer Diode. Ausgehend von dieser Struktur können vier Arten zweipoliger resonanter Schalter angenommen werden: Zweimal ZCS, zweimal ZVS, Kapitel 9.2. Enthält ein kompletter DC-DC-Wandler nur 1 Zelle, kann er Zellwandler genannt werden. Quasi-resonante Zellwandler oder QR-Zellwandler sind durch je mindestens eine lineare Phase, eine quasistationäre Phase und eine Umschwingphase pro Wandlungszyklus charakterisiert, Kapitel 9.3. Beschreibt die Umschwingphase annähernd eine Vollschrwingung, dann wird der Zeitanteil der linearen Phasen verschwindend. Weil die Energieübertragung durch die Dauer der quasistationären Phase gesteuert wird, ist die Spannungsübersetzung linear frequenzabhängig, aber (fast) unabhängig vom Laststrom. Die Dauer der linearen Phase ist deutlich größer und laststromabhängig, sobald eine Halbschwingung

die Umschwingphase kennzeichnet, dann ist die Spannungsübersetzung zusätzlich zur Frequenz auch laststromabhängig.

Schwingkreisimpedanz und Komponentenbeanspruchungen sind in QR-Zellwandlern aus dem geforderten Arbeitsbereich eindeutig berechenbar, siehe Kapitel 9.3.1 und 9.3.5. QR-ZCS-Zellwandler können unter Einhaltung der Resonanzbedingungen leerlauffest sein, QR-ZVS-Zellwandler kurzschlußstabil. In QR-ZCS-Zellwandlern bleibt die Schalterausgangskapazität unberücksichtigt, in QR-ZVS-Zellwandlern die Diodenparallelkapazität. Beides führt zur Halbierung des berechneten Arbeitsbereichs, zum Verlust der Linearität der Arbeitskennlinien, mindestens zur Verdopplung etlicher Spitzenbeanspruchungen und zu unerwarteten zusätzlichen Verlusten und Abstrahlungen.

Die Lösung der Probleme ist die Berücksichtigung beider Halbleiterkapazitäten einer Wandlerzelle und führt zu den multiresonanten ZVS-Zellwandlern oder MR-ZVS-Zellwandlern. Die MR-Wandler sind in der Halbschwingungsversion kurzschluß- und leerlauffest, charakterisiert durch mindestens zwei verschiedene Resonanzfrequenzen sowie keiner quasistationären Phasen während eines Wandlungszyklus. Die Spannungsübersetzung ist nun nichtlinear frequenz- und stromabhängig, wobei es zusammenhängende einheitlich monotone Kennlinienbereiche gibt, die Leerlauf und Kurzschluß mit abdecken. Im Gegensatz zu den starr vom Arbeitsbereich abhängenden QR-Zellwandlern sind MR-Zellwandler optimierbar, neuer freier Parameter ist das Werteverhältnis aus Schalter- und Dioden-Parallelkapazität. Bei gleichem Arbeitsbereich weist ein optimierter MR-Zellwandler geringere Komponentenbeanspruchungen auf als sein quasiresonantes Pendant.

Bei spannungsgespeisten Brückenschaltungen ist der Resonanzkreis meist ein Serienresonanzkreis - Kapitel 9.5. Der Resonanzkreis bleibt in jeder Schaltphase wirksam und verhindert lineare oder quasistationäre Phasen. Diese multiresonanten Wandler haben fast immer Hochfrequenz-Trenntransformatoren, deren parasitäre Induktivitäten mitgenutzt werden, siehe Kapitel 9.5.4 und 9.5.5.1. Primäre Steuergröße wird die Brückenfrequenz, bei Halbbrücken ist zusätzlich Duty-Cycle-Steuerung möglich, bei Vollbrücken auch Phase-Shift-Steuerung, Kapitel 9.5.2. Diese auch als phasengesteuerte Vollbrücke bekannte Schaltung hat sich als Stromversorgungslösung in der Industrie durchgesetzt. Bis heute werden auf den Tagungen des IEEE (APEC, IECON) immer wieder Optimierungsvorschläge genannt, um die Verluste bei Schwachlast und die EMV zu verbessern, jedoch sind diese mit erheblichem Mehraufwand für z.B. Hilfsschalter verknüpft, der sich für die Industrie nicht auszahlt.

Das wirksame Tastverhältnis ist in resonanten Wandlern oft nahe oder gleich 50:50, damit wird die Generierung der Ansteuersignale direkt aus den Wandlerausgangsgrößen möglich, wodurch der Wirkungsgrad deutlich zunehmen und die Regeldynamik signifikant steigen kann. In den sogenannten Selbstschwingern oder Freischwingern ergibt sich die Frequenz aus den Bauteilwerten und der aktuellen Belastung, Messung und Ansteuerung sind ineinander integriert, und die Regelcharakteristik ist in Topologie und Dimensionierung versteckt, Kapitel

11.4.5.2 und 11.4.6. Solche Wandler sind bis heute die Domäne für Leistungs bipolartransistoren.

Bei den Brückenwandlern beeinflusst die Entlastung des ausgangsseitigen Gleichrichters und Filterung das Schaltverhalten der Wechselrichterbrücke nahezu nicht, wodurch bis zu zwei neue Designfreiheitsgrade entstehen. Wenn stattdessen Wechselgrößen am Ausgang gefordert sind, entfällt der Gleichrichter, siehe Kapitel 9.5.8 und 11.4. Für Ausgangsgleichspannungen ab 100 V eignet sich die rein kapazitive Filterung, Kapitel 9.5, 9.5.1.1, 9.5.1.2 und 9.5.4, bei kleineren Spannungen ist die induktive-kapazitive Filterung besser geeignet, Kapitel 9.5.1.1. In letzterem Fall muss die Gleichrichterdiode-Parallelkapazität berücksichtigt (und schaltungstechnisch vergrößert) sein, da sie die Diodensperrspannung begrenzt. Mit der meist vorhandenen Transformator-Hauptinduktivität entsteht ein zusätzlicher Parallelschwingkreis, siehe Kapitel 9.5.1.1 und 9.5.2. Bei rein kapazitiver Filterung kann die Diodenkapazität vernachlässigt werden. Diese Filterung ist immer dann im Einsatz, wenn die Transformator-Hauptinduktivität zwecks Ausweitung des Brückenwechselrichter-ZVS-Arbeitsgebiets vom überresonanten Bereich kommend in die Resonanz und sogar ein wenig in den unterresonanten Bereich hinein bewusst verkleinert wird durch Parallelschaltung einer externen Induktivität, Kapitel 9.5.1.2, oder durch Einfügung eines Luftspalts in den Trenntransformator. Bei letzterer Variante vergrößert sich auch dessen Streuinduktivität, wodurch die übliche externe Serieninduktivität entfallen kann, Kapitel 9.5.7.

Das wirksame Tastverhältnis ist in resonanten Wandlern oft nahe oder gleich 50:50, damit wird die Generierung der Ansteuersignale direkt aus den Wandlerausgangsgrößen möglich, wodurch der Wirkungsgrad deutlich zunehmen und die Regeldynamik signifikant steigen kann. In den sogenannten Selbstschwingern oder Freischwingern ergibt sich die Frequenz aus den Bauteilwerten und der aktuellen Belastung, Messung und Ansteuerung sind ineinander integriert, und die Regelcharakteristik ist in Topologie und Dimensionierung versteckt, Kapitel 11.4.5.2 bis 11.4.6. Solche Wandler waren bisher die Domäne für Leistungsbipolartransistoren.

Bei den Brückenwandlern beeinflusst die Entlastung des ausgangsseitigen Gleichrichters und Filterung das Schaltverhalten der Wechselrichterbrücke nahezu nicht, wodurch bis zu zwei neue Designfreiheitsgrade entstehen. Wenn stattdessen Wechselgrößen am Ausgang gefordert sind, entfällt der Gleichrichter [9.5.8][11.4]. Für Ausgangsgleichspannungen ab 100 V eignet sich die rein kapazitive Filterung, Kapitel 9.5, 9.5.1.1, 9.5.1.2, 9.5.4, bei kleineren Spannungen ist die induktive-kapazitive Filterung besser geeignet, Kapitel 9.5.1.1. In letzterem Fall muß die Gleichrichterdiode-Parallelkapazität berücksichtigt (und schaltungstechnisch vergrößert) sein, da sie die Diodensperrspannung begrenzt. Mit der meist vorhandenen Transformator-Hauptinduktivität entsteht ein zusätzlicher Parallelschwingkreis, siehe Kapitel 9.5.1.1 bis 9.5.2. Bei rein kapazitiver Filterung kann die Diodenkapazität vernachlässigt werden. Diese Filterung ist immer dann im Einsatz, wenn die Transformator-Hauptinduktivität zwecks Ausweitung

des Brückenwechselrichter-ZVS-Arbeitsgebiets vom überresonanten Bereich kommend in die Resonanz und sogar ein wenig in den unterresonanten Bereich hinein bewußt verkleinert wird durch Parallelschaltung einer externen Induktivität, Kapitel 9.5.1.2, oder durch Einfügung eines Luftspalts in den Trenntransformator. Bei letzterer Variante vergrößert sich auch dessen Streuinduktivität, wodurch die übliche externe Serieninduktivität entfallen kann, siehe Kapitel 9.5.7.

Es folgt in den Kapiteln 9.5.3 bis 9.5.5.2 eine fundierte Zusammenstellung von Resonanztopologien sowie von Varianten der Resonanzbrückenschaltung mit 3-4 Resonanzelementen. Welche dieser Topologien die geeignetste für die jeweilige Anwendung ist, muß in jedem Fall durch eine entsprechende Analyse geklärt werden. Generell hat sich die LCC-Resonanztopologie als geeignet für Hochspannungsanwendungen erwiesen, weil sie die hohe Gleichspannungsverstärkung, die Nutzung der parasitären Kapazitäten von Hochspannungstransformatoren und eventuellen Kondensatoren zur Symmetrierung von in Reihe geschalteten Hochspannungsdioden von Kaskadengleichrichtern in Spannungsvervielfachergleichrichtern erlauben - Kapitel 9.5.5.2. Hierfür muß zur Erreichung des großen Stellbereichs bei einer Ausgangsspannung von 0-140 kV und Lastvariation bei der vorgenannten Applikation eines Hochspannungstestsystems eine kombinierte Frequenz und Tastverhältnismodulation genutzt werden. Ähnliches gilt auch wenn man den LCC-Resonanzkonverter mit LC-Filter für Laborstromgeräte mit weitem Ausgangsspannungs- und Strombereich konzipiert [1108]. Die dann sogenannte optimierte Modulation in Kapitel 9.5.6 bis 9.5.6.3 erlaubt das ZCS eines Strangs und das ZVS des anderen einer Brückenschaltung, wodurch u.a. die Frequenzmodulationsbreite deutlich gemindert wird; die Rechenleistungsanforderungen lassen sich mit heutigen FPGAs erbringen. Wird der LCC-Konverter noch um ein weiteres L ergänzt so erhält man die LLCC-Topologie, die sich zur Ansteuerung piezoelektrischer Aktuatoren wie den Ultraschallwandlerwellenmotor oder den Multimassenmotor - Kapitel 9.5.8 - ausgezeichnet eignet. Diese zunächst aufwendig erscheinende Schwingkreistopologie hat Bandpaßcharakter, so daß sich temperaturbedingte Abweichungen z.B. der Parallelkapazität, die von dem Piezostack des Aktuators gebildet wird, nur gering auswirken [1131, 1128]. Detaillierte Untersuchungen dieses Konzepts angewandt für Flugzeugbremsen zeigten im Vergleich, daß der Aktor in Verbindung mit den Verbindungskabeln einen Großteil der Schwingkreiskomponenten bereits mitbringen, die geeignet ergänzt werden müssen. Das Konzept des LLC-Resonanzkonverters wird deshalb seit ca. 2000 bearbeitet aufgrund der erreichten Wirkungsgrade und den geringen Bauteilkosten, wenn man z.B. eine magnetische Integration von Schwingkreisspule und Transformator intelligent ausführt. Die Vorteile des LLC-Resonanzbrückenswandlers resultieren aus dem Betrieb bei der Serienresonanzfrequenz, der ZVS der Transistoren der Brücke in Verbindung mit ZCS der Gleichrichter erlaubt. Wie der Serienresonanzwandler ist er kurzschluß- und bei Aussetzbetrieb auch leerläuft. Deshalb wird der LLC-Konverter angewendet für die Speisung von Laptops, Server- und Telekommunikationsanlagen, als Ladegeräte von Elektromobilen und sogar für den Mittelspannungsbereich bei Bahnstromrichtern. Allerdings

stellen Analyse, Entwurf und Optimierung dieses Resonanzkonverters komplexe Aufgaben dar, weil es viele Betriebsarten und Einflußgrößen gibt [1097]. Durch eine versetzte Taktung von z.B. zwei parallel arbeitenden LLC-Konvertern läßt sich sogar der Nachteil des massiv strombelasteten Ausgangsfilterkondensators so minimieren, daß sogar 12 V-Stromversorgungen im kW-Bereich mit hohem Wirkungsgrad resultieren.

Mit viel Erfahrung, guten Bauteilen, Überdimensionierung in Verbindung mit professionellem Layout lassen sich aber auch heute noch aus altbekannten klassischen Zwei-Transistor Flußwandlern, die auch als asymmetrische Halbbrücken bekannt sind, hohe Wirkungsgrade von 94% bei 12 V Stromversorgungen konzipieren, die immer noch gern wegen ihrer Einfachheit und Robustheit angewandt werden.

Mehrfach wurde auf die erhöhte Blindleistungsbilanz bei den oben erläuterten resonanten QR-Wandlern und den MR-Wandlern hingewiesen. Um diese Blindleistungsbilanz bei höheren Leistungen zu verbessern, wurden die transient resonanten Schaltungsstrukturen von Hua vorgeschlagen, aber wegen ihres Aufwands zur Kommutierung großteils verworfen. Das gleiche gilt für die dreiphasigen resonanten Wechselrichter, denn diese enthalten zu wenig Bauelemente zur Filterung und auch keinen Transformator, die sich durch den Einsatz von höherer Schaltfrequenz hins. Volumen und Kosten minimieren ließen.

S10 Blindleistungs-Kompensation

Blindleistungquellen, passive Filter, Thyristor Controlled Capacitor, TCC, Thyristor Controlled Reactor, TCR, Serienkondensator, Flicker, Blindleistungs-Erfassung, prädiktive Erfassung, unsymmetrische Belastung, Steinmetz-Verfahren, Netz-Phasenwinkel, phasensensitive Verbraucher, Wirkleistungsinjektion, Wirkleistungsspeicher, Kostenvergleich, Performance, Steuerungen, Regelungen, Ergebnisse, Flexible AC Transmission System, FACTs, Static Compensator, StatCom

Viele Verbraucher benötigen Blindleistung, die das versorgende Netz aber unerwünscht belasten. Eine weitere unerwünschte Belastung sind Verbraucher mit unsymmetrischer Leistungsaufnahme oder/und Belastung mit Oberschwingungen. Die Aufgabenstellungen Blindleistungs-Kompensation, die Symmetrierung unsymmetrischer Lasten und die Verringerung von Flicker werden in Kapitel 10 bis 10.9.1 besprochen. Inzwischen wird nicht nur die Blindleistung kompensiert und unsymmetrische Lasten symmetriert, sondern es wird auch kurzzeitig eine Einspeisung von Wirkleistung in das Netz, siehe Kapitel 10.9.2 bis 10.12.2.3, StatCom, realisiert. Diese Maßnahme ist bei phasensensitiven Verbrauchern wie Drehfeldmotoren notwendig, da bei zu schnellen bzw. zu großen Änderungen des Phasenwinkels im Netz Drehfeldmaschinen in unzulässige Betriebsbedingungen kommen können. Eine weitere Aufgabenstellung ist die Netzstabilisierung -

Flexibel AC Transmission System, FACTS.

In den Kapiteln 10 bis 10.9.1 werden einführend passive Blindleistungsquellen wie die Filter, Parallel- und Serien-Kondensatoren und dynamische, d.h. steuerbare Blindleistungsquellen wie die Thyristor gesteuerten Kondensatoren TCC oder die Thyristor gesteuerte Spule TCR vorgestellt. Es folgen Ausführungen zur Steuerung bzw. Regelung, um die Kompensation und Symmetrierung mittels Steinmetz-Verfahren zu realisieren. Besondere Anforderungen bestehen bei der Reduzierung von Flicker, das sind unerwünschte Schwankungen des Lichtstroms von Glühlampen. Eine Reduzierung des Flickers ist nur mit prädiktiver Signalverarbeitung zu erreichen. In Kapitel 11.2.10.2 wird keine Reduzierung des Flickers erreicht, obwohl eine hochwertige Umrichterlösung verwendet wurde. Experimentelle Ergebnisse bei einem Lichtbogenofen bestätigen die erarbeitenden Verfahren.

Die kurzzeitige zusätzliche Netz-Einspeisung von Wirkleistung in Abhängigkeit von der schnellen Änderung der Wirkleistungs-Aufnahme der Last wird in den Kapiteln 10.9.2 bis 10.12.2.3 vorgestellt. Aufgrund der Einspeisung von Wirkleistung wird die effektive Wirkleistungsaufnahme im Netz verringert und damit ebenso die Änderung des Netz-Phasenwinkels. Zuerst wird mittels Simulationen anhand eines realen Beispiels die Änderung des Netz-Phasenwinkels bei plötzlichen Änderungen der Lastwirkleistung nachgewiesen. Um die schnelle Änderung des Phasenwinkels zu vermeiden, wird kontrolliert Wirkleistung aus einem Speicher abgegeben. Dieser Speicher wird auf der DC-Seite des selbstgeführten Stellglieds in Serie mit dem Zwischenkreis-Kondensator eingebaut. Der Wirkleistungsspeicher kann beispielsweise eine Batterie oder ein Supercap sein. Es werden die Kosten des Systems bei den verschiedenen Speichern, die Regelung sowie die Performance bei den unterschiedlichen Realisierungen mittels eines realen Beispiels gegenüber gestellt.

Kapitel 10.9.1 stellt einen Kompensator in Serienschaltung vor.

S11.1 Oberschwingungs-Kompensation

S11.1 erfaßt von Kapitel 11.2 bis 11.2.11.

Oberschwingungsquellen, Vorschriften, passive Filter, aktive Filter, parallele aktive Filter, Serienfilter, U-Variante, I-Variante, hybride aktive Filter, Niederspannungs hybride aktive Filter, Mittelspannungs hybride aktive Filter, System-Konfigurationen, stationäres Betriebsverhalten, transientes Verhalten, praktische Ergebnisse, Flicker-Reduktion

Die unterschiedlichen Lösungen zur Kompensation von Oberschwingungen werden in Kapitel 11.2 bis 11.2.11 vorgestellt. In der Einführung werden

die Lasten, die Oberschwingungen erzeugen, die zulässigen Grenzen für die Oberschwingungs-Belastung und die Nachteile passiver Filter genannt. Bei den aktiven Filtern ist zwischen der Serien- und der Parallelschaltung sowie der U- und der I-Version des Stellglieds zu unterscheiden. Für die folgenden aktiven Filter-Varianten werden jeweils die Schaltungsstruktur, die Auslegung, die Regelung und die erreichbaren Ergebnisse diskutiert: Filter-Serienschaltung, Filter-Parallelschaltung, Kombination von passivem und aktivem Filter als hybride Filter wie hybride Filter bei Niederspannung, hybride Filter bei Mittelspannung, stationäres sowie transientes Verhalten von hybriden Filtern und Reduzierung von Flicker.

S11.2 Elektrische Triebfahrzeuge

S11.2 erfaßt von Kapitel 11.1 bis 11.1.6.1.

Dieselelektrische Triebfahrzeuge, Gleichspannungs-Einspeisung, Wechselspannungs-Einspeisung, Mehrsystem-Konfigurationen

Die elektrischen Triebfahrzeuge sind ein typisches Anwendungsgebiet der elektrischen Antriebstechnik. Es muss unterschieden werden zwischen den Einspeisungen: DC mit 750 V, 1,5 kV und 3 kV, der einphasigen Wechselspannung mit 16 2/3 Hz zu 15 kV und Wechselspannung mit 50 / 60 Hz zu 25 kV. In den Kapiteln 11.1 bis 11.1.3.2 werden beginnend bei den Stellgliedern mit Thyristoren, den GTOs und nun den IGBTs mit bis zu 6,5 kV Blockierspannung sowie den Motoren wie den historischen Mischstrom-Motoren bis zu den Drehstrommotoren, den Varianten der Schaltungen für die obigen Einspeisungen sowie für die Motorseite diskutiert. Ab Kapitel 11.1.4 bis 11.1.4.4 werden Mehrsystem-Konfigurationen und in Kapitel 11.1.5 dieselelektrische Antriebe vorgestellt. Abschließend werden die Schaltungstechnik der Umrichter, die verwendeten Leistungshalbleiter und die Einspeisesysteme vorgestellt.

S11.3 Photovoltaik

S11.3 erfaßt Kapitel 11.3.

Die Photovoltaik ist ein bedeutendes Gebiet für die Leistungselektronik, da sie die Verbindung zwischen den Solarzellen und dem Netz herstellt. Außer der Wandlung der Strahlungsenergie in die maximal mögliche elektrische Energie (maximum power point tracking, MPP) und dem Energietransport zum Netz als grundlegende Aufgabenstellungen bestehen weitere Anforderungen wie $\lambda = 1$, EMV-Verträglichkeit, Blindstromlieferung, Toleranz gegen Netzstörungen, Einbindung in die Frequenzregelung, Inselbetrieb bei hoher Zuverlässigkeit und geringen Kosten. Die Aufgabenstellung ist somit recht komplex und wird in Kapitel 11.3 bis 11.3.10 abgearbeitet. In der Einführung werden die

obigen Anforderungen, die zugehörigen Lösungen, die Schaltungstechniken: modulintegrierte Wechselrichter, String-Wechselrichter, Zentral-Wechselrichter sowie das MPP-Tracking erläutert. Es folgen ab Kapitel 11.3.6 die Schaltungstopologien wie Topologien ohne bzw. mit der Fähigkeit Blindleistung zu liefern, Verträglichkeit hinsichtlich großer Bandbreite der DC-Spannung, Fähigkeit zur Netzintegration wie beim Inselbetrieb, die Kompensation von Netzstörungen, Flicker-Reduzierung (siehe auch die Kapitel 10.1, 10.5 und 10.8) sowie die Unterstützung bei der Frequenzregelung. Die Aufgabenstellungen und deren Lösungen werden eingehend besprochen.

S11.4 Lichttechnik

S11.4 erfaßt Kapitel 11.4.

Das Zeitalter der Temperaturstrahler - Glühlampe - ist vorbei, es lebe - meist im Verborgenen - das leistungselektronische Betriebsgerät für Lichtquellen! Im Kapitel 11.4 werden die Entwicklungsstufen der Lichttechnik vorgestellt: beginnend bei der Glühlampe, den Halogenlampen, den Leuchtstofflampen und den Quecksilberdampf Hochdrucklampen - alle Varianten ohne Leistungselektronik - und nun immer mit einem leistungselektronischen Betriebsgerät: wie die Halogen-Metall dampflampen, Natriumdampf-Hochdrucklampen, Hochdruck-Kurzbogenlampen und die Light Emitting Diodes, LED. Durch das Betriebsgerät, ab Kapitel 11.4.5.1 beschrieben, kann der Lampe mittels Pulsvorgabe der Spannung bzw. des Stroms die Farbtemperatur der Lampe eingestellt werden. Selbstverständlich ist die Einhaltung von $\lambda = 1$, EMV-Verträglichkeit sowie geringe Geräusche. Die Schaltungen einschließlich der Vorgabe der Strom-Kurvenform für den Start und den Betrieb der Lampe sowie die Regelung werden für die verschiedenen Lampentypen abgeleitet. Die Struktur der Betriebsgeräte-Schaltungen besteht im allgemeinen aus dem EMV-Filter, einem Dioden-Brücken-Gleichrichter, der PFC-Stufe, eventuell einer HF-Stufe und einer Zündstufe sowie der Meß- und Regeleinheit. Anhand eines Beispiels wird der Zündvorgang und die Auslegung eines EVGs vertieft dargestellt. Abschließend wird das Solid State Lightning - SSL - mit LEDs vorgestellt. Wie schon oben hingewiesen, dürfen die Betriebsgeräte nur geringe Geräusche emittieren, ein realisiertes Beispiel beendet die Darstellungen zur Lichttechnik. Elektronische Betriebsgeräte sind für Leuchtdioden unverzichtbar, bringen für Leuchtstofflampen deutliche Effizienzgewinne, ermöglichen für Halogenglühlampen teillaststabilen Betrieb sowie für Hochdruckentladungslampen eine Heißwiederzündung. Weitere Vorteile der elektronischen Betriebsgeräte sind: Fast völlige Formfreiheit, geringeres Volumen, geringeres Gewicht, annähernde Brummfreiheit, geregelter Lampenbetrieb bzw. Leuchtdiodenbetrieb mit Fehlererkennung und Alterungskompensation und längere Lebensdauer der angeschlossenen Lampen oder Leuchtdioden. Für alle Entladungslampen kommen hinzu: Flickerfreiheit und Dimmbarkeit; bei Hochdruckentladungslampen: Bessere Farbkonstanz und aktive Elektrodenformung

möglich; bei Leuchtstofflampen: Bis zu vier Lampen an einem Gerät betreibbar. Für alle elektronischen Betriebsgeräte gelten in Europa die Funkstörgrenzwerte nach CISPR15 sowie die Netzstrom-Oberwellengrenzwerte nach EN 61000-3-2, Kapitel 11.4.5. Eine PFC-Schaltung, basierend auf dem Prinzip des Hochsetzstellers, kann mit einem Vierfach-OP als Regler realisiert werden (Abb. 11.113).

Hauptproblem der Hochdruckentladungslampen sind ihre akustischen Resonanzen im kHz-Bereich, die vom Betriebsgerät nicht angeregt werden sollen, Kapitel 11.4.5.1. Um dies sicherzustellen, wird ein induktiv abgestimmter Lampenschwingkreis frequenzgeregelt betrieben oder die geforderte Stromquellencharakteristik wird durch einen zwischengeschalteten Tiefsetzsteller (Abb. 11.114) erreicht. Bei Leuchtstofflampen ist immer ein aus Gerätesicht induktiv abgestimmter Resonanzkreis vorhanden, der die Lampe(n) mit Wechselstrom versorgt. Der Wechselrichter ist entweder eine freischwingende Halbbrücke mit Bipolartransistoren und einer vom Lampenresonanzkreis abgezweigten passiven PFC oder eine frequenzgeregelter (also fremdgesteuerte) MOSFT-Halbbrücke mit vorgeschalteter Hochsetz- oder SEPIC-PFC-Stufe. Für dimmbare Geräte wird nur die zweite Realisierung gewählt. Es gab Mischformen mit freischwingender Halbbrücke und Hochsetz-PFC-Stufe gemäß Abb. 11.113.

Die sogenannten Elektronischen Transformatoren für 12V-Halogenglühlampen, Kapitel 11.4.6, sind in Wahrheit isolierende Halbbrückenwechselrichter ohne Ausgangsleichrichter und ohne PFC-Stufe am Eingang. Dank der vergleichsweise sehr dicken Glühdrähte in den Lampen findet die Netzglättung hier thermisch in den Lampen statt. Der sonst übliche Spannungszwischenkreiskondensator kann hier auf einige nF schrumpfen, die Versorgungsspannung im gesamten Gerät und auch an der Lampe ist mit der gleichgerichteten Netzspannung voll durchmoduliert. Deshalb kann jegliche PFC-Stufe entfallen. Die hier ausschließlich eingesetzten freischwingenden Halbbrücken aus Bipolartransistoren ermöglichen Seriengeräte-Gesamtwirkungsgrade von 97%.

Bei dem Solid-State-Lighting, Kapitel 11.4.8 - Versorgung von Leuchtdioden - ergeben sich zwei Lösungen, die DC-DC-Wandler oder die elektronischen Betriebsgeräte für Leuchtstofflampen bzw. der 12V-Halogenglühlampen einzusetzen.

Eine weitere Möglichkeit ist, die Diodencharakteristik der Lichtquellen auszunutzen und sie in die Zweige einer Wandlerschaltung zu integrieren, in denen ansonsten normale Dioden sitzen (Abb. 11.136). Auch eine schon von den Gleichstrom-Schienenfahrzeugen her bekannte und bei der Photovoltaik wieder eingesetzte Technik feiert ein Comeback: Die Umgruppierung kleinerer Einheiten, Serienschaltung oder Parallelschaltung oder Kombinationen daraus je nach Bedarf, um beispielsweise mit der starren Diodenflußspannung praktisch ohne Wandlung und dennoch hohem Wirkungsgrad der Netzspannung zu folgen, führen zu fraktalen Strukturen in den Versorgungsschaltungen für Leuchtdioden.

Ein weiterer Ausgangspunkt der Untersuchungen war die Geräuscherzeugung von elektronischen Hochdruckentladungslampen-Betriebsgeräten für die Videoprojektion, bei der Geräusche abweichend vom Tonsignal des Films natürlich

besonders stören. Die Induktivitäten mit Luftspalt waren schnell als Quelle des Übels lokalisiert, die Füllung des Luftspalts mit einem speziellen Zement, der zwar $\mu_r = 1$ hat, aber ansonsten den Eigenschaften eines Ferrits sehr nahe kommt und zu guter Letzt sogar den Kleber ersetzt, bewirkt erstaunliche Beruhigung. Ausgehend von einer detaillierten Ursachenanalyse - welche Fläche bewegt sich, welches Volumen schwingt - wird zunächst die Freiheit der Schwingung auf ein Minimum reduziert und der verbleibende Rest dann durch Entkopplung von der umgebenden Mechanik an ihrer Ausbreitung und Verstärkung gehindert.

S12 Simulation

Physikalische Simulation Bauelemente, Spice, physikalische Simulation Schaltung, Schaltungs-Analyse, Schaltungs-Synthese, Schaltungs-Optimierung, Matlab/Simulink, objektorientierte Simulation

Die Entwicklung von leistungselektronischen Stellgliedern, insbesondere bei leistungselektronischen Stellgliedern mit hoher Leistung und bei Mehrpunkt-Wechselrichtern, ist aufgrund des nichtidealen Verhaltens der Komponenten ein komplexer Prozess. Ursprünglich erfolgte die Entwicklung durch hardware-Experimente, dieser Weg ist aber sehr aufwändig und wenig flexibel. Wesentlich erfolgversprechender ist die physikalische Simulation der Leistungshalbleiter, da mit physikalischen Simulationsmodellen der Leistungshalbleiter die Analyse, die Synthese und insbesondere die Optimierung der leistungselektronischen Schaltungen durchgängig erfolgen kann. Allerdings ist die Modellbildung der Leistungshalbleiter schwierig, da die niedrig dotierte Driftzone mit ihrer stationären sowie der dynamischen Ladungsträgerverteilung, der Hochinjektion-Phase mit der Plasmaverläufen und hier insbesondere dem Aufbau und dem Abbau der Ladungsträger während der Schaltvorgängen das Schaltverhalten wesentlich beeinflusst. Die Modellbildung der Leistungshalbleiter erfolgt exemplarisch in [364], Kapitel 11. Die Modelle wurden mittels Experimenten erfolgreich validiert und inzwischen auch erfolgreich in Projekten genutzt.

In Kapitel 12 wird eine Einordnung der verschiedenen Simulationsverfahren vorgenommen, beginnend bei der physikalischen Bauelemente-Simulation für die Entwicklung der Leistungshalbleiter, Spice, den physikalischen Simulationsmodellen der Leistungshalbleiter zur Schaltungs-Simulation, Matlab/Simulink und die objektorientierende Modellbildung und Simulation, Kapitel 21 in [366].

B Leistungselektronische Bauelemente

B0 Einleitung

Gestaffelte Darstellung, signalverarbeitendes Bauelement, leistungselektronisches Bauelement, Beispiel Diode

Das Verständnis des Verhaltens der leistungselektronischen Bauelemente erfordert grundlegende Kenntnisse der Halbleiterphysik. Ausgehend von dieser Voraussetzung besteht nun die Frage, wie die komplexen Strukturen und Verhaltensweisen dieser Bauelemente zu erklären sind. Um für Interessierte mit unterschiedlichen Vorkenntnissen den jeweils vorteilhaftesten Zugang zu erreichen, wird eine gestaffelte Darstellung der Bauelemente gewählt. Gestaffelte Darstellung bedeutet, es wird zuerst das signalverarbeitende Bauelement und danach die Abwandlungen zum leistungselektronischen Bauelement und das daraus resultierende Verhalten vorgestellt.

Es gibt daher zwei Optionen, um die Struktur und das stationäre sowie insbesondere das dynamische Verhalten der leistungselektronischen Bauelemente kennenzulernen. Erste Option: Für den Personenkreis ohne oder nur geringen Kenntnissen der Halbleiterphysik wird zuerst das signalverarbeitende Bauelement und danach das leistungselektronische Bauelement vorgestellt. Beispielsweise wird bei den Dioden zuerst die pn-Signaldiode und danach die pin- bzw. psn-Leistungsdioden erklärt. Der Vorteil dieses Vorgehens ist, dass die signalverarbeitenden Halbleiter im allgemeinen einfacher strukturiert, die zu erläutern den Vorgänge daher transparenter und somit mittels der absoluten Grundlagen der Halbleiterphysik leichter zu erklären sind als die leistungselektronischen Ausführungen. Damit ist für diesen Personenkreis ein erleichterter Zugang zu diesem Gebiet geschaffen.

Zweite Option: Leser mit ausreichenden Kenntnissen der Halbleiterphysik und grundlegenden Kenntnissen hinsichtlich der signalverarbeitenden Bauelemente können direkt die Kapitel des interessierenden Leistungshalbleiters nutzen.

Das Buch hat daher die folgende Strukturierung: Halbleiterphysik, signalverarbeitende Bauelemente, leistungselektronische Bauelemente, Aufbau und Verbindungstechniken sowie die physikalische Modellbildung der Bauelemente für die Simulation und damit zur Analyse, Synthese und Optimierung von leistungselektronischen Stellgliedern.

B1 Halbleiterphysik

Halbleiter, Eigenleitung, Dotierung, Temperaturverhalten, Rekombination, Lebensdauer, Beweglichkeit, Driftgeschwindigkeit, drag-Effekt, schwache Injektion, Hochinjektion, ambipolare Diffusionsgleichung, Plasma, Schaltverhalten, Feldaufsteilung, dynamischer Avalanche, Stoßionisation, Lawineneffekt, geschlossene physikalische Darstellung

Wie bereits in der Einleitung angemerkt wurde, sind grundlegende Kenntnisse der Halbleiterphysik eine Voraussetzung zum Verständnis der elektronischen und leistungselektronischen Bauelemente. Diese Forderung ist von zunehmender Bedeutung, da parallel zu den Si-Bauelementen inzwischen SiC- und GaN-Bauelemente verfügbar sind. Silizium ist aber immer noch das Basismaterial für die meisten verfügbaren leistungselektronischen Bauelemente, so dass der Schwerpunkt der Darstellungen an dieser Stelle Silizium als Basismaterial voraussetzt.

Die Kapitel 1.1 bis 1.5.4.1 beschreiben das Eigenverhalten der Halbleiter wie die Eigenleitung mittels Elektronen und Löchern. Die Dotierung des Basismaterials, das ist die gezielte "Verunreinigung" des Si mit Fremdatomen wie Phosphor - n-Dotierung, erzeugt freie Elektronen im dotierten Bereich - oder mit Bor - p-Dotierung, erzeugt freie Löcher. Durch die Dotierung wird somit die Leitfähigkeit des dotierten Bereichs eingestellt. Die Leitfähigkeit wird aber auch durch die Temperatur beeinflusst, so dass bei hohen Temperaturen die Eigenleitung dominiert.

Das Temperaturverhalten dotierter Halbleiter ist daher wichtig für die maximal zulässigen Betriebstemperaturen der Bauelemente. Die Ausgleichsvorgänge durch Rekombination, durch die Lebensdauer der Ladungsträger beziehungsweise durch schwache oder hohe Injektion sind von Bedeutung. Dies gilt insbesondere für die niedrig dotierte Driftzone der Leistungshalbleiter, da in der niedrig dotierten Zone sich bei Hochinjektion eine neutrale Ladungsträgerverteilung aus Elektronen und Löchern - Plasma genannt - beim Einschalten ausbilden bzw. beim Ausschalten abgebaut werden muss, dies beeinflusst das Schaltverhalten wesentlich. Die Stoßionisation sowie der Lawineneffekt bestimmen die maximal zulässige Spannung im ausgeschalteten Zustand, die Feldaufsteilung und der dynamische Avalanche sind weitere zu beachtende dynamische Effekte. Neu ist die Berücksichtigung des drag-Effekts von Mnatsakanow, Kapitel 1.5.4.2.

Bei den bisherigen Darstellungen wurden homogene Halbleiterbereiche und thermodynamisches Gleichgewicht angenommen. Bei der Beschreibung der physikalischen Vorgänge müssen aber die sich räumlich, zeitlich, feldabhängigen sowie die von der Temperatur und der Dotierung abhängigen Effekte gleichzeitig berücksichtigt werden, dies erfolgt in den Kapiteln 1.6 bis 1.7.2.

B2.1 Signaldiode

B2.1 erfaßt von Kapitel 2.1 bis 2.4.3.

pn-Übergang, ungestörter pn-Übergang, Diffusion, Ladungsträger-Dichteverläufe, Raumladungszone, elektrisches Feld, Diffusions-Spannung, gestörter pn-Übergang, Dioden-Kennlinie, Grenze äußere Spannung

Die Signaldiode ist ein pn-Übergang, an der wichtige Effekte zum physikalischen Verständnis erklärt werden können. Dies erfolgt exemplarisch in den Kapiteln 2.1 bis 2.4.3. Die Erläuterungen haben die folgende Gliederung: ungestörter pn-Übergang - Kap. 2.1, durch äußere Spannung gestörter pn-Übergang - Kap. 2.2. Wesentlich in Kap. 2.1 sind die mathematisch-physikalische Ermittlung der Verläufe der Ladungsträgerdichten am pn-Übergang durch Diffusion, die resultierende Raumladungszone, das elektrische Feld \mathbf{E} und dadurch bedingt die Diffusions-Spannung. Von Bedeutung ist, dass die Ladungsträgerdichte der räumlichen Steigung des elektrischen Feldes $d\mathbf{E}/dx$ entspricht und die räumliche Integration des elektrischen Feldes \mathbf{E} die aufgenommene Spannung ergibt. Die gleichen Darstellungen erfolgen für den gestörten pn-Übergang durch äußere Spannungen in Durchlass- und in Sperrrichtung - Kap.2.2. Die Berechnungen der Dioden-Kennlinie - Kap. 2.3 und die Grenze der zulässigen äußeren Spannung - Kap. 2.4 schließen die Erläuterungen ab.

B2.2 Leistungsdiode

B2.2 erfaßt von Kapitel 2.5 bis 2.8.

Hochinjektion, pin-Diode, psn-Diode, ambipolare Diffusionsgleichungen, Plasma, stationäres Verhalten, Durchlaßspannung, Hallische Näherung, Temperatureinfluß, Rekombination, Schaltverhalten, Dioden-Rückstrom, Dioden-Vorwärtsspannung, softes Verhalten, schnappiges Verhalten, Schaltverluste, Beschaltung, Dioden-Optimierung, Emitter Controlled Diode, EMCON-Diode, Controlled Axial Lifetime Diode, CAL-Diode, Merged Pin Schottky Diode, MPS-Diode, Tandem Diode, MOS Controlled Diode, MCD-Diode, dynamischer Avalanche erster Art, dynamischer Avalanche zweiter Art, dynamischer Avalanche dritter Art, Feldaufteilung, Höhenstrahlung, Hinweis SiC-Diode

Die Leistungsdiode hat eine pin- bzw. psn-Struktur, i bedeutet intrinsic n-Zone bzw. s schwach dotierte n-Zone. Diese Zone ist zwischen den beiden hochdotierten äußeren Zonen angeordnet und relativ weit gegenüber den beiden äußeren Zonen. Wie bereits ausgeführt wurde, ist die räumliche Steigung der elektri-

schen Feldstärke dE/dx von der Ladungsträgerdichte in der betreffenden Zone abhängig. Da die Dotierung in der i-Zone gering ist, ist die Steigung von dE/dx ebenso gering, das räumliche Integral über die weite i-Zone ist aber groß, so dass bei den Leistungshalbleitern vorwiegend die i-Zone die Sperrspannung aufnimmt. Durch die Hochinjektion in die i-Zone im Durchlasszustand entstehen die folgenden Effekte: Die i-Zone wird von den beiden äußeren hoch dotierten n- bzw. p-Zone mit Ladungsträgern überschwemmt - ambipolare Diffusionsgleichung, Hochinjektion genannt. Es bildet sich daher in der i-Zone eine hohe, neutrale Ladungsträgerdichte - Plasma genannt - aus. Der Vorteil des Plasmas ist der geringe Spannungsabfall im Durchlassbetrieb. Sehr nachteilig sind allerdings der Rückwärtsstrom beim Ausschalten - Ausräumen des Plasmas - und die Überhöhung der Durchlassspannung beim Einschalten - Aufbau des Plasmas. In dem Kapitel 2.5 erfolgt eine erste Einführung, die in den Kapiteln 2.6.1 bis 2.6.9.1 detailliert vertieft wird. Es folgen Verlustberechnungen in Kapitel 2.6.9.2 und die Ableitung der Auslegungsregeln von Beschaltungen in Kapitel 2.6.9.3.

Von Kapitel 2.6.9.4 bis zu Kapitel 2.6.11 werden Strukturvarianten von Leistungsdioden wie die Emitter Controlled Diode - EMCON-Diode, Controlled Axial Lifetime Diode - CAL-Diode, Merged Pin Schottky Diode - MPS-Diode, Tandem-Diode, MOS Controlled Diode - MCD, beschrieben, um einen besseren Kompromiss zwischen dem Durchlasszustand und dem Schaltverhalten zu finden. Eine Hilfe zum Verständnis dieser komplexen Zusammenhänge ist Kapitel 2.6.9.4 "Vorgang beim Abschalten von Leistungsdioden", in dem erstens die Ladungsträgerverläufe zu unterschiedlichen Zeitpunkten während des Schaltvorgangs gezeigt sowie zweitens die Unterschiede zwischen einem soften und snap-pigen Verhalten erklärt werden (Hinweis: SiC-Diode, Kapitel 9.3).

Abschließend werden in den Kapiteln 2.7 und 2.7.1 drei Arten des dynamischen Avalanche erläutert. Der dynamische Avalanche erfolgt im vorliegenden Beispiel beim schnellen Ausschalten einer Diode, wenn durch die Feldaufsteilung die elektrische Feldstärke den Avalanchewert erreicht. Die Feldaufsteilung entsteht in der Raumladungszone während des Ausschaltvorgangs durch den Löcherstrom, der von dem Restplasma in der i-Zone außerhalb der Raumladungszone gespeist wird. Aufgrund der elektrischen Feldstärke in der Raumladungszone kommt es daher zu einer Erhöhung der positiven Löcherdichte in der Raumladungszone, die zu einer entsprechenden Erhöhung des elektrischen Feldstärke-Gradienten und damit zu einer Erhöhung der elektrischen Feldstärke in der Raumladungszone führt - siehe auch [408] Kapitel 8.6.4.1, 8.6.2.3 und [364] Kapitel 7.4.3.1. Im letzten Kapitel 2.8 werden die Ausfälle aufgrund von Höhenstrahlung diskutiert.

B3.1 Bipolarer Signaltransistor

B3.1 erfaßt von Kapitel 3.1 bis 3.2.2.

Injektionstransistor, pnp-Struktur, npn-Struktur, Basisweitenmodulation, Emitterwirkungsgrad, Early Effekt, Punch Through Effekt, Querspannungsabfall, Frequenzthyristor, Evolventen-Gatestruktur, IGBT, Feinstrukturierung, Ebers Moll Modell, Gummel Poon Modell

Der bipolare Transistor als Bauelement hat in der Hochfrequenztechnik noch eine Bedeutung, der bipolare Leistungstransistor ist inzwischen für die Antriebstechnik praktisch bedeutungslos. Da der Leistungshalbleiter Thyristor aber die Transistor-Struktur verwendet und sich Einsatzbereiche neu erschlossen hat - siehe u.a. StatCom, [408], Kapitel 10.9.2 - werden die Kapitel 3.1 bis 3.2.2 für den Signaltransistor und den Leistungstransistor - Kapitel 3.3 bis 3.4 - beibehalten.

Die bipolaren, signalverarbeitenden Transistoren haben entweder eine npn-Struktur oder eine pnp-Struktur, eine Kollektor-Basis-Emitter Anordnung und werden in den grundlegenden Betriebszuständen in den Kapiteln 3.1 bis 3.2.3 u. a. dem aktiven Betrieb beschrieben. Ein wichtiger Effekt ist die Basisweitenmodulation, bei der sich die effektive Basisweite mit steigender Kollektor-Basis-Spannung verringert. Durch die Verringerung der effektiven Basisweite erhöht sich der Emitter-Wirkungsgrad und dadurch bedingt steigt der Kollektorstrom mit steigender Kollektor-Basis-Spannung bei konstantem Basisstrom weiter an - Early-Effekt. Wenn sich allerdings die Raumladungszone in der Basis bis zur Emitterzone ausdehnt, dann sind Kollektor und Emitter miteinander im Kurzschluss verbunden - der Punch Through Effekt. Zu beachten ist weiterhin der Querspannungsabfall durch den Basisstrom in der Basiszone, dies führte beim Frequenzthyristor zur Evolventen-Gatestruktur bzw. beim GTO, GCT und IGCT zur Feinstrukturierung der Gate-Kathodenstruktur. Das Ebers Moll Modell und das Gummel Poon Modell werden abschließend in Kapitel 3.2 vorgestellt.

B3.2 Leistungstransistor

B3.2 erfaßt von Kapitel 3.3 bis 3.4.

Basisweitenmodulation, nnpn-Transistor, Hochinjektion, Plasma, Rekombinationsmechanismen, Auger Rekombination, Oberflächenrandrekombination, Emitterringverdrängung, Basisquerwiderstand, Basisaufweitung, Kollektor-Basis-Raumladungszone, Ladungsträger-Geschwindigkeit, Quasisättigung, Randabschluß, Sperrverhalten, Schaltverhalten

Bei den n₁p₁n-Leistungstransistoren mit den Klemmenbezeichnungen Kollektor, Basis, Emitter ist wie bei der Leistungsdiode anodenseitig die kollektorseitige n-Zone unterteilt in eine hochdotierte n-Zone direkt am Kollektor und anschließend eine niedrig dotierte n-Zone, die i-Zone, bis zur Basiszone. Damit verbleiben die besonderen Effekte im Durchlasszustand wie die Hochinjektion, die unterschiedlichen Rekombinationsmechanismen wie die Auger-Rekombination, die Oberflächenrekombination beim Emitter, die Hochinjektion im Driftgebiet, die Emitterrandverdrängung aufgrund des Basisquerwiderstandes, die Basisaufweitung aufgrund der Kollektor-Basis-Raumladungszone oder die Geschwindigkeitsbeschränkungen der Ladungsträger, die Quasisättigung, harte Sättigung, die Probleme beim Randabschluss usw.. Zu beachten sind auch die Einschränkungen der Geschwindigkeit der Ladungsträger. Alle diese Zusammenhänge werden in den Kapiteln 3.3 bis 3.3.7 und das Schaltverhalten in Kapitel 3.3.8 sowie 3.3.9 beschrieben.

B4 Thyristor

Zwei-Transistor-Struktur, blockieren, sperren, Gatestromimpuls, einschalten, Laststrom-Gradient, Zündausbreitungs-Effekt, Verlust-Konzentration Gate, Zündverzugszeit, Zündausbreitungszeit, Durchschaltzeit, Ausfall, Netzdrosseln, Kippspannung, Überkopffünden, Haltestrom, Frequenzthyristoren, Evolventen Gatestruktur, Gate Assisted Turn Off Thyristor, GATT, Asymmetrical Silicon Controlled Rectifier, ASCR, Reverse Conducting Thyristor, RCT, lichtgezündeter Thyristor, amplifying Gate, HGÜ, StatCom

Der Thyristor entspricht in der Struktur einer Zwei-Transistor-Schaltung, die mitgekoppelt betrieben wird - Abbildung 21 (Abbildung 4.6 in [364]). Diese Struktur kann eine positive Anoden-Kathoden-Spannung blockieren, eine negative Anoden-Kathoden-Spannung sperren und mit einem positivem Gatestromimpuls eingeschaltet werden - Kapitel 4.1 bis 4.2.3. Das Einschaltverhalten aufgrund eines positiven Gatestromimpulses wird in Kapitel 4.3 bis 4.3.4 beschrieben. Zu beachten ist insbesondere beim Zentralgate und großem Gradienten des Laststroms die begrenzte Geschwindigkeit der Ladungsträger-Ausbreitung, dies ist der Zündausbreitungs-Effekt. Der Zündausbreitungs-Effekt bewirkt eine Konzentration des Anodenstroms anfangs auf den engen, gezündeten Gate-Kathoden-Bereich und damit der Verluste auf diesen Bereich. Dies führt zu Temperatur-Erhöhungen und eventuell zum Ausfall des Thyristors. Um diesen Effekt beim Einschalten zu berücksichtigen, muß einerseits der Stromgradient generell durch Induktivitäten (Netzdrosseln) auf zulässige Werte begrenzt - typisch $100 \text{ A}/\mu\text{s}$ - und andererseits durch angepaßte Gatestrukturen die Ausbreitung der gezündeten Gebiete erhöht werden. (Eine weitere Entlastungsvariante sind sättigbare Ringkerne, die beim Einschalten des Halbleiters für kurze Zeit die Spannung

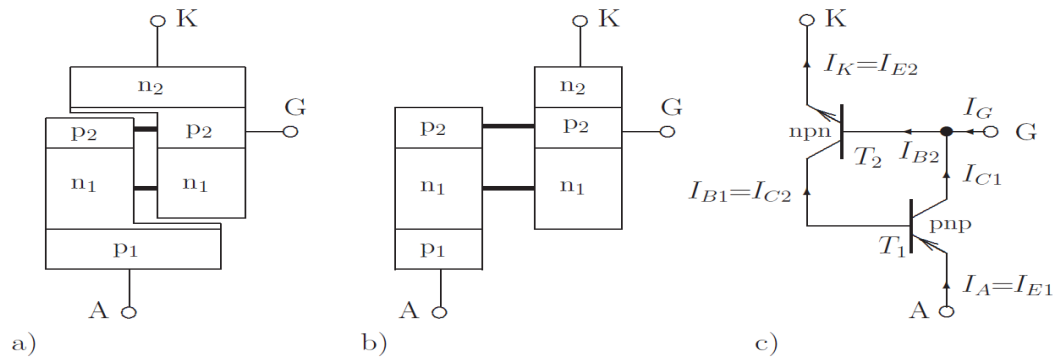


Abb. 21: : Zerlegung der Thyristorstruktur in ein Ersatzmodell aus zwei Transistoren

aufnehmen und so die Einschaltverluste beim Halbleiter verringern - Beispiel I-Umrichter mit Phasenfolgelösung).

In Kapitel 4.8 bis 4.8.5.3 wird beispielsweise ein lichtgezündeter, hochsperrender Thyristor mit amplifying Gatestruktur und seine Zusatzfunktionen zur Überwachung und zum Schutz vorgestellt. Zu beachten sind bei großflächigen Thyristoren seit Einführung der Volldiffusion in 1968, daß sie Emitter-Nebenschlüsse benötigen, um die Stabilität gegen parasitäre Störströme sicherzustellen. Allerdings wird dadurch der Mitkopplungseffekt verringert, der Zündstrom muß vergrößert werden. Um dies nach außen hin zu vermeiden, werden in Serie bis zu fünf amplifying Gatestrukturen vorgeschaltet. Der lichtgezündete Thyristor wurde angepaßt an die Anforderungen speziell für HGÜ-Anwendungen entwickelt, kann auch in StatComs eingesetzt werden - [408], Kapitel 10.9.2 bis 10.12.2.3.

Bei den netzgeführten Stellgliedern werden die Zündverzugszeit, die Durchschaltzeit und die Zündausbreitungszeit bei der Steuerung des Stellglieds berücksichtigt. Zu beachten ist ferner der Haltestrom, wird dieser unterschritten, versagt die Mitkopplung beim Zwei-Transistor-Modell, der Thyristor schaltet ab und muß neu gezündet werden - siehe netzgeführte Stellglieder, [408] in Kapitel 2 bis 2.7.3.

Das Ausschalten des Thyristors erfolgt bei netzgeführten Stellgliedern durch die netzgeführte Kommutierung.

Wenn der Thyristor - beispielsweise als GATT - in selbstgeführten Schaltungen wie dem Tiefsetzsteller oder dem U-Wechselrichter eingesetzt werden soll, dann erfolgte das Ausschalten der Frequenzthyristoren durch historische Löschschaltungen - Kapitel 4.3.5 und [408], Kapitel 8.8. Die „schnellen“ Frequenzthyristoren GATT, ASCR und RCT - Kapitel 4.3.5 bis 4.7.2 - werden hier nicht mehr besprochen, da diese Schaltungstechnik inzwischen aufgrund der Verfügbarkeit von MOSFETs, IGBTs und IGCTs obsolet ist.

Bei den GTOs, GCTs und IGCTs erforderte die Abschaltbarkeit eine fein strukturierte Gate-Kathoden-Anordnung, dadurch bedingt sind beim Einschalten Stromgradienten von über $1000 \text{ A}/\mu\text{s}$ zulässig.

Es folgen in Kapitel 4.4 Richtlinien zur Dimensionierung des Thyristors.

B5 GTO, GCT, IGCT

U-Wechselrichter, GTO, Gate Commutated Thyristor, GCT, Integrated GCT, IGCT, Emitterkurzschlüsse, Blockierfähigkeit, Feinstrukturierung, Ausschalten, negativer Gatestrom, Gatestrom-Gradient, Gatestrom-Amplitude, Grenzverhalten, Skalierbarkeit, laterale Strukturen, inhomogene Stromdichteverteilung, Current Crowding, Beschaltung, wafer design GCT, rückwärts leitender GCT, reverse conducting GCT, RCGCT, rückwärts sperrender GCT, reverse blocking GCT, RBGCT, I-Umrichter, Verluste, Grenzverhalten, Höchstleistungs-Ventil

Die Leistungshalbleiter GTO, GCT und IGCT sind Weiterentwicklungen des Thyristors. Das Ziel der Weiterentwicklungen war die Abschaltfähigkeit dieser Bauelemente durch einen negativen Gatestromimpuls. Um dies zu erreichen, wurde einerseits die Verstärkung des anodenseitigen pnp-Transistors verringert und andererseits die Verstärkung des kathodenseitigen npn-Transistors durch eine Feinstrukturierung des Gate-Kathoden-Bereichs erhöht, so dass einerseits die Mitkopplung noch erhalten bleibt aber andererseits ein Ausschalten mit einem negativen Gatestromimpuls erreicht wird. Dieses waren die grundlegenden Maßnahmen beim GTO. Durch die anodenseitigen Emittershorts bei den GTOs, GCTs sowie den IGCTs sind diese nur noch blockierfähig. Da bei den DC/DC-Wandlern und den U-Wechselrichtern antiparallel zum GTO eine Diode angeordnet ist, ist die fehlende Sperrfähigkeit ohne Belang. Die asymmetrische Sperrfähigkeit ermöglicht eine Dimensionierung der Halbleiter mit deutlich verringerten Verlusten (punch through, Feldstop-Design). Dies könnte eine der Gründe sein, warum diese Schaltungsstrukturen überwiegend eingesetzt werden.

Die grundlegenden Maßnahmen zum Erreichen der Abschaltfähigkeit werden für frühe GTOs kleiner Leistung in den Kapiteln 5.1 bis 5.5 und für Hochleistungs-GTOs in den Kapiteln 5.6 bis 5.6.2.5 eingehend dargelegt. Es werden beispielsweise das Grenzverhalten von GTOs, die Skalierbarkeit, der Einfluss lateraler Strukturen, die Segmentierung, die inhomogene Stromverteilung beim Abschalten sowie der Einfluss der Gate-Ansteuerung diskutiert. Die notwendige Beschaltung beim GTO wird in Kapitel 5.6.1.6 und sehr ausführlich in [408], Kapitel 8.9 bis 8.9.5 vorgestellt. Die GTO-Variante ist nur noch in Altanlagen zu finden, die Weiterentwicklung erfolgt nur noch für die GCTs bzw. die IGCTs. Eine Darstellung der heute bevorzugten Summenbeschaltung von GCTs bzw. IGCTs erfolgt in [408], Kapitel 8.6.2.2. Es gibt eine vergleichbare Struktur, den ETO, eine MOS-GTO-Cascode Struktur, die sich aber bis jetzt nicht durchsetzen konnte.

Wie in Kapitel 5.6.2.3 “Stromverteilung während des Abschaltvorganges” anhand eines Versuchs gezeigt wird, ist aufgrund minimaler Unterschiede in den

Segmenteigenschaften im Gate-Kathodenbereich von GTOs eine lokale Konzentration des abzuschaltenden Stroms (Current Crowding) nicht zu vermeiden. Beispielsweise ist eine lokale Stromdichte von 210 A/cm^2 bei einer inhomogenen Stromdichteverteilung möglich gegenüber dem Design-Mittelwert 30 A/cm^2 . Die hoch belasteten Segmente sind somit bereits an der Grenze der Belastbarkeit, obwohl der GTO nur gering belastet wurde.

Die Verbesserung der Abschaltfähigkeit und damit die Weiterentwicklung vom GTO zum GCT sowie dem IGCT ist daher gekennzeichnet durch einen sehr steilen und sehr hohen negativen Gatestromimpuls, so dass der pn-Gate-Kathode-Übergang des npn-Transistors so schnell wie möglich ausgeräumt und damit die Mitkopplung unterbrochen wird bevor die Anodenspannung ansteigt. Der negative Gatestromimpuls ist daher größer als der Anodenstrom. Der Gatestrom-Überschuss räumt die anodenseitige pi-Zone mit dem Plasma in der i-Zone aufgrund der Hochinjektion im Durchlasszustand aus. Um den steilen und hohen negativen Gatestromimpuls zu erzielen, muss bei der geforderten kleinen negativen Gatespannung ein sehr niederinduktiver Gate-Stromkreis realisiert werden. Die Integration von Gatekreis und GCT ergibt den IGCT.

Es folgen Ausführungen hinsichtlich dem Device Design bei IGCTs wie den rückwärts leitenden GCTs, den rückwärts sperrenden GCTs, sowie den Eigenschaften dieser IGCTs hinsichtlich der Durchlassverluste, der Schaltverluste oder dem Grenzverhalten in den Kapiteln 5.7 bis 5.7.10.

Der IGCT ist ein bipolares Bauelement, welches sehr hohen Leistungen schalten kann. Folgender Wertebereich wird abgedeckt: Spannung von 4,5 kV bis 10 kV, Strom von 750 A bis 2700 A, Schaltfrequenz von 0,3 bis 1 kHz, derzeitige Spitzenkombination: 6,3 kA abgeschaltet gegen 4 kV stationär, Spannungsspitze 6 kV, Verlustleistungsspitze beim Abschaltvorgang 25 MW. *Der IGCT ist somit ein Höchstleistungs-Bauelement.*

Der Monolithische Bidirektionale Schalter MBS wird in Kapitel 6.11 bis Kapitel 6.12.9 beschrieben und wäre der ideale Schalter für den Matrixumrichter gewesen. Allerdings müsste das Abschalten modellgestützt oder geregelt erfolgen, die Ansteuerung beidseitig potentialgetrennt sein und die Kühlung ist ein weiteres Problem. Da der Matrixumrichter nur eine Nischenfunktion erreichen kann, ist eine derartige Weiterentwicklung als zu aufwendig erachtet worden. Eine beachtenswerte Option wäre die Nanostrukturierung, die durch die Ansteuerung die Verwandlung von p-Emittern in n-Emitter erzielt. Diese Option - Nagakawa-Limit - wird inzwischen als das Optimum diskutiert.

B6 Unipolare Bauelemente

Junction FET, JFET, Metal Oxide Silizium FET, MOSFET, selbstleitend, selbstsperrend, SiC-JFET, Funktion, Dimensionierung, MOSFET, laterale Struktur, vertikale Struktur, Zellenzahl, Gatekreis, MOSFET-Funktion, MOSFET-Kapazitäten, Millerkapazität, Schaltverhalten Theorie, Schaltverhalten Praxis, Auslegung, versteckter npn-Transistor, MOSFET-Modell, zerstörende Zustände, Trench-MOSFET, Kompensations-MOSFET

Im Gegensatz zu den bipolaren Leistungshalbleitern wie der Si-Diode, dem Thyristor und dem IGCT werden bei den unipolaren Bauelementen nur Elektronen oder nur Löcher zur Stromleitung verwendet. Der Vorteil dieser Einschränkung beim Stromtransport ist das vorzügliche Schaltverhalten, da kein Plasma aufgrund von Hochinjektion auf- bzw. abgebaut werden muß. Hohe Schaltfrequenzen sind deshalb zulässig. Ein weiterer Vorteil ergibt sich bei der Ansteuerung, denn der Gatekreis ist kapazitiv. Es müssen daher nur der Drain-Gate-Kondensator - Miller-Kapazität - und der Gate-Source-Kondensator umgeladen werden.

Der Nachteil gegenüber den bipolaren Bauelementen sind die relativ hohen Durchlasswiderstände, die mit steigender Design-Spannung in guter Näherung quadratisch ansteigen. Damit ist bei der Auslegung des Bauelements ein Kompromiss zu finden zwischen der zulässigen Blockierspannung und den Durchlassverlusten. Die Auffindung des Kompromisses wird durch die Trench- und Kompensations-Strukturen verbessert.

Da bei den DC/DC-Wandlern und den U-Wechselrichtern die Zwischenkreis-Spannung einprägt ist, werden aus Gründen der Zuverlässigkeit selbstsperrende Leistungshalbleiter bevorzugt. Da aber auch SiC-JFETs - Kapitel 9.4.4 - verfügbar sind, wurden trotz der Selbstleitung von JFETs die Grundlagen für die JFETs in Kapitel 6.2 "Aufbau und Funktion" sowie Kapitel 6.3 "Grundlegende Dimensionierungsregeln" mit aufgenommen.

Die MOSFET-Varianten werden in [364], Kapitel 6.6.2 - "vom Signal- zum Leistungs-MOSFET" vorgestellt. Wesentliche Kennzeichen der Entwicklung sind der Wandel von der lateralen Struktur der Signal-MOSFETs zur vertikalen Struktur und die mit der Leistung zunehmende Zahl der parallelen Zellen auf einem Chip, siehe Abbildung 22 (Abbildung 6.28 in [364]) und Kapitel 10 "Aufbau und Verbindungstechniken". Aus der Abbildung 22 sind die Merkmale des Leistungs-MOSFETs zu erkennen: Der Stromfluss ist unipolar, das stationäre Durchlassverhalten wird daher im Wesentlichen durch die ohmschen Widerstände der n-Kanäle und der drainseitigen i-Zone bestimmt.

Wie schon oben angemerkt, muss mit steigender Blockierspannung die i-Zone auf Kosten des Durchlaßverhaltens vergrößert werden. Im ausgeschalteten Zustand fällt die Spannung an der pn-Diode gebildet aus der drainseitigen i-Zone und den p-Wannen ab. Bei einer negativen Spannung könnte die pn-Diode den Strom übernehmen. Dies ist unerwünscht, da das Schaltverhalten aufgrund der

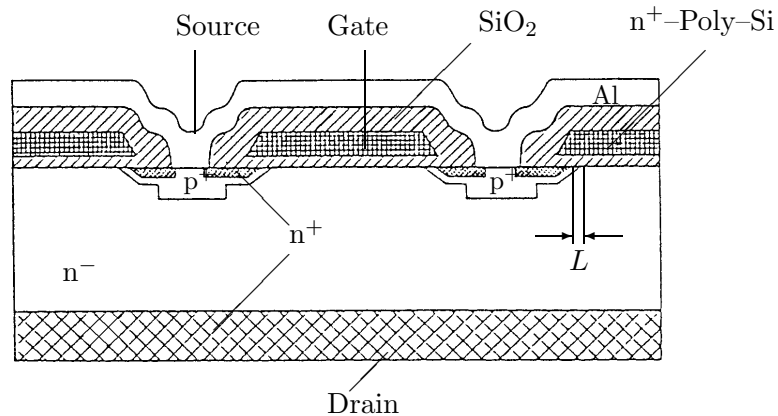


Abb. 22: : Leistungs-MOSFET, Typ SIPMOS

bipolaren Stromführung unbefriedigend wird. Es ist daher sinnvoller, den MOSFET eingeschaltet zu lassen, dies ist im allgemeinen aber nur bei Niedervolt-Anwendungen sinnvoll. Kritisch sind die versteckten npn-Transistoren, gebildet aus den sourceseitigen n-Zonen, den p-Wannen und dem i-Gebiet. Wenn diese sourceseitigen npn-Transistoren aktiv werden, ergeben sich unzulässige, weil zerstörende Zustände. Durch eine Anpassung der p-Dotierung der p-Wannen werden Parallelwiderstände zu den Basis-Emitter-Übergängen der sourceseitigen npn-Transistoren realisiert, so dass die Aktivierung der parasitären npn Transistoren vermieden werden kann.

In den Kapiteln 6.6 bis 6.9.2 werden der Leistungs-MOSFET hinsichtlich der Funktion, der Auslegung sowie insbesondere das Schaltverhalten in Theorie und Praxis sowie die Ansteuerung und der Schutz ausführlich dargestellt.

Wie bereits mehrfach angemerkt, ist die Auslegung aufgrund der niedrig dotierten Driftzone und der n-Kanäle ein Kompromiss. Durch die Trench-Struktur sowie die Kompensations-Struktur wird diese Problematik entschärft. In den Kapiteln 6.10 bis 6.10.6 werden die Kompensations-MOSFETs hinsichtlich der Funktion, der Herstellung, dem Durchlass- und Schaltverhalten und der Vorteile bei verschiedenen Applikationen detailliert vorgestellt. Die Herstellung dieser Leistungshalbleiter ist komplex, aber die Kompensations-MOSFETs sind bei moderaten Durchlaßverlustens ein echter Fortschritt.

B7 IGBT

Insulated Gate Bipolar Transistor, Kaskode-Schaltung, Static Induction Thyristor, SITH, Field Controlled Thyristor, FCTh, MOS-Controlled Thyristor, MCT, MOS Turn-Off Thyristor, MTO, Non Punch Through IGBT, NPT-IGBT, Punch Through IGBT, PT-IGBT, Strukturen, Durchlaßverhalten, Sperrverhalten, Schaltverhalten, Einrasten, p-Wannen, Ansteuerungen, Beschaltungen, Auxiliary Cathode Fieldring IGBT, ACL-IGBT, Carrier Stored Trenchgate IGBT, CST-IGBT, Reverse Conducting IGBT, RC-IGBT, Reverse Blocking IGBT, RB-IGBT, Double Trenchgate IGBT, DT-IGBT, Trenchgate MOS Thyristor, TMCT, Hochleistungs-IGBT, Trenchgate-Struktur, Trägerdichte, Durchlaßspannung, Blockierspannung, Feldaufteilung, dynamischer Avalanche, Schaltverhalten, Kurzschluß, experimentelle Ergebnisse

Bei den bipolaren Leistungshalbleitern wie dem Thyristor oder dem IGCT erfolgt die Ansteuerung mit Impulsen des Gatestroms. Der Aufwand zur Stromversorgung des Gates ist damit hoch, das Durchlaßverhalten ist dafür aber gut. Bei den MOSFETs müssen nur die Kondensatoren im Gatekreis umgeladen werden, aber das Durchlaßverhalten ist ungünstiger als bei den bipolaren Leistungshalbleitern.

Die Frage war, gibt es eine Kombination, die die Vorteile beider Strukturen nutzt? Die Strukturen Static Induction Thyristor, Field Controlled Thyristor, MOS-Controlled Thyristor, MOS Turn-Off Thyristor sind Vorschläge, die in Kapitel 7.1 beschrieben werden. Die verbliebene Antwort ist der Insulated Gate Bipolar Transistor IGBT, Abbildung 23 (Abbildung 7.14 in [364]), Kapitel 7.2 bis 7.2.8. Es gibt zwei grundlegende Strukturen, den Non Punch Through IGBT, NPT-IGBT und den Punch Through IGBT, PT-IGBT. Bei der NPT-IGBT-Struktur wird die sourceseitige MOSFET-Struktur übernommen und die Drain-Seite beim MOSFET um eine p-Zone erweitert. Bei der PT-IGBT-Struktur werden eine höher dotierte n-Zone und dann eine p-dotierte Zone auf der Drainseite angeordnet. Die rechten Abbildungen zeigen die Verläufe des elektrischen Felds, die selbsterklärend sind - beachte: der PT-IGBT nimmt in Abbildung 16 eine höhere Blockierspannung auf verglichen mit dem NPT-IGBT. Mit den Vorkenntnissen Thyristor und MOSFET ist die Modellstruktur sofort verständlich: Auf der Emitterseite ist die MOSFET-Struktur mit dem parasitären npn-Transistor, auf der Kollektorseite ist ein pnp-Transistor angeordnet. Dies entspricht der Thyristor-Struktur. Wenn die Zwei-Transistor-Struktur aktiv wird, dann kann der Mitkopplungs-Effekt wirksam werden, der IGBT bleibt unerwünscht eingeschaltet. Wie bereits beim MOSFET erläutert wurde, kann durch eine angepaßte Dotierung der p-Wannen dies vermieden werden. Da der Widerstand der p-Wannen R_W sehr klein ist, ist im Normalzustand der npn-Transistor inaktiv. Es verbleibt somit im Durchlaßzustand die Serienschaltung des pnp-Transistors und des MOSFETs.

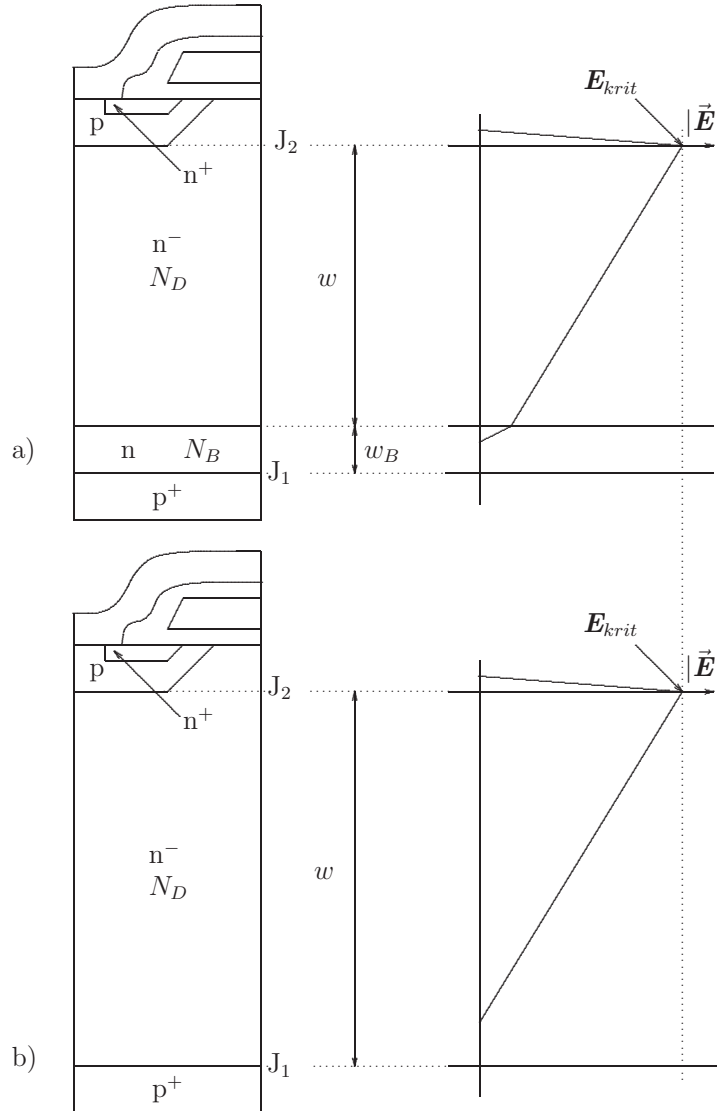


Abb. 23: : Verlauf des elektrischen Feldes bei beginnender Lawinenmultiplikation in den realen IGBT-Strukturen: a) PT-IGBT (Punch-Through-IGBT), b) NPT-IGBT (Non Punch-Through-IGBT)

In den Kapiteln 7.2 bis 7.2.8 werden diese grundlegenden Eigenschaften wie die Halbleiter-Strukturen, das Durchlaßverhalten, das Sperrverhalten, das Schaltverhalten, der Latch Up, d.h. das Einrasten des IGBTs, die Ansteuerung (siehe auch [408], Kapitel 8.6.3) und der Schutz (siehe auch [408], Kapitel 8.6.2) bei historischen Kleinleistungs-IGBTs beschrieben. In Kapitel 7.3 werden IGBT-Abwandlungen wie den Auxiliary Cathode Fieldring IGBT - ACL-IGBT, den Carrier Stored Trenchgate IGBT - CST-IGBT, den Reverse Conducting IGBT - RC-IGBT, den Reverse Blocking IGBT - RB-IGBT, den Double Trenchgate IGBT - TD-IGBT, den Trenchgate MOS Thyristor - TMCT hinsichtlich der Zellstruktur und deren Funktion kurz vorgestellt.

In den Kapiteln 7.4 bis 7.4.5 werden die Entwicklungsschritte zu den Hochleistungs-IGBTs beschrieben. Diese Entwicklungsschritte waren die Einführung erstens der Trenchgate-Struktur, die im Durchlaßzustand zu einer deutlichen Verringerung der Durchlaßspannung führte. Damit war zweitens insbesondere beim NPT-IGBT eine Erhöhung der zulässigen Blockierspannung bei moderaten Durchlaßverlusten erreichbar. Weitere Maßnahmen waren u.a. die Erhöhung der Anzahl der Zellen pro Fläche. Generell wird bei niedersperrenden IGBTs die Zelldichte erhöht, bei hochsperrenden IGBTs aber vermindert, um ein „Enhancement“ des Plasmas auf der Source-Seite zu erreichen (Injection Enhancement Gate controlled Transistor, IEGT).

Ausführlich wird der Ausschaltvorgang und die dabei auftretende Feldaufsteilung in der Raumladungszone aufgrund der Unterschiede in der Beweglichkeit von Elektronen und Löchern dargestellt, die zum dynamischen Avalanche - siehe auch Kapitel 2.7 - führen kann (siehe auch [408], Kapitel 8.6.2.3 und 8.6.4.1). Weiterhin werden das Einschaltverhalten und das Kurzschlußverhalten anhand von Experimenten dargestellt (siehe auch [408], Kapitel 8.6.2.4, Testschaltungen, Meßergebnisse Ein- und Ausschalten, Temperaturbereich - $40\text{ }^{\circ}\text{C}$ bis $125\text{ }^{\circ}\text{C}$, Tabellen, SOA-Tests).

B8 Smart-Power Bauelemente

Smart-Power-IC, Signalverarbeitung, Leistungselektronik, Isolation, pn-Isolation, dielektrische Isolation, Selbst-Isolation, Schutz, Übertemperatur, Überstrom, Kurzschluß, Überspannung, Sensorik, Diagnose, Smart-Discrete-Technologie, Bipolar-CMOS-DMOS-Technologie, CMOS-Struktur, DMOS-Struktur, High-Voltage-Technologie, Strukturen, Funktionen, EMV, Entwurfsmethoden, Verhaltensmodelle, Testverfahren, Zuverlässigkeit, Hochstrom-PROFET, Kraftfahrzeuge

In Kapitel 8 werden die smart-power Bauelemente vorgestellt, die durch die Integration von Leistungsteil und Signalverarbeitung gekennzeichnet sind. Um die Integration zu erreichen, muß eine Potentialtrennung und somit eine Isolation zwischen dem Leistungsteil und der Signalverarbeitung realisiert werden - siehe auch [408], Kapitel 8.6.3.12. Typische Verfahren zur Isolation sind der gesperrte pn-Übergang, die dielektrische Isolation oder die Selbst-Isolation. In den Kapiteln 8.2 bis 8.2.5 werden Power IC-Technologien wie die Smart-Discrete-Technologie, die Bipolar-CMOS-DMOS-Technologie für komplexere Funktionalitäten und die High-Voltage-CMOS-Technologie hinsichtlich der Strukturen, der verwendeten Technologien und der Montagetechniken beschrieben. In der Signalverarbeitung können die folgenden Optionen realisiert werden: Ansteuerung, Sensorik, Schutzfunktionen wie Übertemperatur-, Überstrom-, Kurzschluß- und die Überspannungs-Erkennung sowie EMV-Maßnahmen, die in den Kapiteln 8.3 bis 8.3.4 vorgestellt werden.

Da diese Bauelemente relativ komplex sind, werden in den Kapiteln 8.4 bis 8.8 die Entwurfsmethoden bis hin zur theoretischen Validierung mittels Verhaltensmodellen, die experimentellen Überprüfungen sowie die Beschreibung der Testverfahren zur Bestimmung der Zuverlässigkeiten anhand des Hochstrom-PROFETs dargelegt. Diese Bauelemente werden bevorzugt in Massenanwendungen wie beispielsweise in Kraftfahrzeugen oder Klimaanlage verbaut und müssen den Umwelt- und den besonderen Betriebsbedingungen standhalten.

B9 Material SiC, GaN

Silizium-Carbid, SiC, Grundmaterial, Gallium-Nitrid, GaN, Bandlücke, elektrische Feldstärke, Wärmeleitfähigkeit, intrinsische Trägerkonzentration, Betriebstemperatur, Gütefaktoren, Beweglichkeit, anisotrope Beweglichkeit, Sättigungs-Geschwindigkeit, unvollständige Ionisation, Stoßionisation, Technologie, Fehlstellen, Micropipes, kristallographische Defekte, Diffusion, Epitaxie, Implantation, MOS-Strukturen, Zuverlässigkeit, SiC-Schottky Diode, SiC-merged-pin-Schottky Diode, bipolare SiC-pin Diode, Schwellenspannung, Sperrspannung, Sperrstrom, Rückstrom, unipolarer SiC-Junction-FET, bipolarer SiC-Junction-FET, Static Induction Carrier Injected Accumulated JFET, SiC-MOSFET

Bisher wurde als Grundmaterial Silizium verwendet. Wenn statt Silizium Materialien mit einer größeren Bandlücke und damit mit einer größeren kritischen Feldstärke als bei Silizium verwendet werden, dann können Leistungshalbleiter für eine höhere Sperrspannung bzw. einer kleineren intrinsic-Zone realisiert werden. Grundmaterialien mit höherer Bandlücke sind Silizium-Carbid - SiC - und Gallium-Nitrid - GaN. Da diese Materialien nicht so bekannt sind wie Silizium, werden in Kapitel 9.1 die SiC-Polytypen cubic, hexagonal sowie rhombohedral für SiC und GaN im Vergleich zu Si in Tabellen gegenübergestellt. Es zeigen sich die deutlichen Vorteile von SiC hinsichtlich der kritischen elektrischen Feldstärke - Si: 0,3 MV/cm zu 4H-SiC: 900 MV/cm, bei der Wärme-Leitfähigkeit - Si: 1,5 W/cm K zu SiC: 3,9 W/cm K. Außerdem ist die intrinsische Trägerkonzentration bei SiC wesentlich geringer als bei Si, so dass die SiC-Bauelemente bei wesentlich höheren Betriebstemperaturen noch funktionsfähig sind. SiC ist somit ein Material für hohe Sperrspannungen bei geringen Abmessungen sowie hohen zulässigen Betriebstemperaturen - wenn die Gehäuse und Kontaktierungen dies zulassen.

Um die Vorteile von SiC aufzuzeigen, wurden Gütefaktoren entwickelt, die im Wesentlichen die kritische elektrische Feldstärke, die Elektronen-Beweglichkeit und teilweise die Sättigungsgeschwindigkeit der Elektronen oder die Wärmeleitfähigkeit berücksichtigen. In einer weiteren Beurteilung wurde der Quotient Leitfähigkeit geteilt durch gespeicherte Flächenladung als Vorteilsfaktor angesetzt und ein Vorteilsfaktor von 52 bei 4H-SiC gegen Si ermittelt.

Gallium-Nitrid hat hinsichtlich der kritischen elektrischen Feldstärke, der Löcher-Beweglichkeit und der Sättigungs-Geschwindigkeit vergleichbare Daten wie Silizium, günstiger ist die Beweglichkeit der Elektronen - GaN: $8500 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ gegen Si: $1500 \text{ cm}^2/\text{Vs}$. Damit ist GaN mehr für niedrigere Spannungen geeignet.

Da zu Beginn der Entwicklungen von SiC-Bauelementen das vorteilhafteste Grundmaterial nicht bekannt war, erfolgten Untersuchungen, siehe Kapitel 9.1, insbesondere von 4H-SiC und 6H-SiC hinsichtlich der Beweglichkeiten von freien Ladungsträgern über der Dotierung, der anisotropen Beweglichkeiten, der Sättigungsgeschwindigkeiten, der unvollständigen Ionisation bei normalen Temperaturen, der Stoßionisation sowie der Lebensdauer. Ein zweites Arbeitsgebiet waren technologische Fragestellungen, die in Kapitel 9.2 aufgezeigt werden. Bereits die Herstellung des Grundmaterials war aufgrund der Fehlstellen - Micropipes, Micropipes Density, MPD und kristallographischer Defekte - eine wichtige Problemstellung. Da bei Temperaturen bis zu 1700° keine Diffusion der Donatoren beobachtet wurde, mußten die notwendigen Übergänge durch Epitaxie-Schichtfolgen mit anschließender Ätzstrukturierung oder durch Implantation ausgebildet werden. Weiterhin war fraglich, ob MOS-Strukturen zuverlässig realisierbar sind. Aufgrund dieser offenen Fragestellung werden deshalb Kaskode-Strukturen mit Si-MOSFET und SiC-JFET untersucht, falls der SiC-MOSFET sich nicht als stabil erweisen sollte.

Trotz dieser Probleme wurden SiC-Bauelemente realisiert, Kapitel 9.3. Ein erstes Beispiel sind schnelle SiC-Schottky-Dioden, die eine deutlich geringere Schwellenspannung, ein wesentlich besseres Schaltverhalten aufgrund geringerer Speicherladung sowie einen geringeren Sperrstrom bei Sperrspannungen im kV-Bereich haben. Weitere Varianten sind die SiC-merged-pin-Schottky Diode und die bipolare SiC-pin Diode, die bis zu Sperrspannungen über 15 kV mit günstigem Durchlaßverhalten und geringem Rückstrom realisiert wurden. Die steuerbaren SiC-Junction-FETs mit unipolarer oder bipolarer Stromführung, die Static Induction Carrier Injected Accumulated JFETs sowie SiC-MOSFETs sind inzwischen verfügbar; in wie weit die MOS-Struktur stabil bleibt ist noch nicht absolut sicher.

B10 Aufbau- und Verbindungstechnik

Konstruktion, Parallelschaltung chips, bond-Drähte, parasitäre Widerstände, parasitäre Kapazitäten, parasitäre Induktivitäten, Verkopplungen, Stromaufteilung stationär, Stromaufteilung dynamisch, Verlustverteilung, Temperaturverteilung, Zuverlässigkeit, Lebensdauer, Ansteuerung, Gegenmaßnahmen, Architekturen, Testverfahren, Ausfalltendenzen, intelligente Leistungsmodule, Kfz-Industrie, Zuverlässigkeit, Temperatur, Niedertemperatur-Verbindungstechnik

Die Beherrschung der Aufbau- und Verbindungstechnik ist eine wesentliche Voraussetzung für die einfache konstruktive Realisierung von leistungselektronischen Schaltungen, Kapitel 10. Der entscheidende Fortschritt war die konstruktive Vereinfachung, da mehrere chips leistungselektronischer Bauelemente gemeinsam "verpackt" werden - Beispiel IGBT 6,5 kV / 600 A: 48 Dioden-chips, 24 IGBT-chips. Bei dieser so einfach erscheinenden Lösung für die Konstruktion des Stellglieds müssen allerdings die folgenden Punkte berücksichtigt werden: bond-Drähte, parasitäre Widerstände, parasitäre Kapazitäten und insbesondere parasitäre Induktivitäten, parasitäre Verkopplungen, ungleiche Stromverteilung sowohl stationär als auch dynamisch.

Mehrere leistungselektronische Bauelemente sind in einer gemeinsamen Verpackung angeordnet. Diese leistungselektronischen Bauelemente erzeugen Verluste, die Verluste führen zu unterschiedlichen Erhöhungen der chip-Temperaturen (Streuung der Bauelementedaten), die Temperatur-Erhöhungen zu mechanischen Beanspruchungen und diese beeinflussen die Zuverlässigkeit sowie die Lebensdauer des Gesamtsystems, siehe auch [408], Kapitel 8.6.5. In dem Kapitel 10.2.1 werden die besonderen Bedingungen aufgrund der räumlichen Anordnung auf der gemeinsam genutzten Kühlvorrichtung diskutiert.

Mit unterschiedlich langen und räumlich verschiedenen Anordnungen der inneren Verdrahtungen werden die chips an die äußeren Anschlußklemmen angeschlossen. Es ist nachvollziehbar, dass dadurch eine komplexe Verkopplung aufgrund der parasitären Widerstände, Kapazitäten und Induktivitäten nicht zu vermeiden ist. Beim inneren Design muß daher sicher gestellt werden, dass vor allem eine gleichmäßige Stromaufteilung der parallel geschalteten chips im stationären und dynamischen Betrieb erfolgt. Diese Aufgabenstellungen werden in Kapitel 10.2.2 und 10.2.3 diskutiert. In [408], Kapitel 8.6.3 "MOSFET- und IGBT-Gatetreiber" werden die Schwierigkeiten aufgrund der parasitären Komponenten ebenso angesprochen und die Gegenmaßnahmen aus der Sicht der Ansteuerung vorgestellt. Das Kapitel 8.6.4 in [408] "Elektrische Belastung der Leistungshalbleiter beim Schalten" beschreibt, ausgehend von der Halbleiterphysik, die physikalischen Effekte wie die Felddaufteilung und den dynamischen-Avalanche. Die Untersuchungen berücksichtigen auch die Sonderbelastungen bei Mehrfachkommutierungen. In [408], Kapitel 8.3.4.3 2 "Ansteuerungen" werden Hinweise zur Eingrenzung dieser Schwierigkeiten

gegeben.

Kapitel 10.3 beschreibt die Architektur und die Familien bei diskreten Lösungen sowie bei Leistungsmodulen. Testverfahren zur Erkennung von Ausfalltendenzen werden genannt. Es folgen Darstellungen von intelligenten Leistungsmodulen. Zusätzliche Anforderungen wie die Erhöhung der Zuverlässigkeit und der zulässigen Betriebstemperaturen bei Modulen für die KFZ-Anwendungen oder der Ersatz der Löttechnik durch die Niedertemperatur-Verbindungstechnik werden abschließend in Kapitel 10.4 angesprochen.

B11 Physikalische Modelle

Leistungselektronische Schaltungen, leistungselektronische Bauelemente, experimentelle Überprüfung, Simulation, Finite Element Methode, Dessis, Medici, Verhaltensmodellierung, physikalische Modellierung, Driftzone, dreidimensionale Struktur, nichtlineare partielle Differentialgleichung, eindimensionale Struktur, ambipolare Diffusionsgleichung, lineare partielle Differentialgleichung, Ortsdiskretisierung, Lebensdauerprofile, Lebensdauerprofil, dynamische Lawineneffekte, Theorie Mnatkonov, Beweglichkeiten, EHS, CCS, Temperaturverhalten, MOS-Steuerkopf, MOS-Kapazitäten, eindimensionale Strukturen, Module, Randzonen, Wide Base Transistor, Diode, GTO, GCT, IGBT, MOSFET, Validierung IGBT, Validierung IGCT, Serienschaltung, Validierung Serienschaltung

Die experimentelle Überprüfung von leistungselektronischen Schaltungen oder von leistungselektronischen Bauelementen ist hinsichtlich der Kosten sowie des Zeitbedarfs aufwändig, unflexibel und nicht risikolos. Die Simulation dieser Aufgabenstellungen ist dagegen wesentlich problemloser. Gibt es die notwendigen Simulationsprogramme?

Bei der Entwicklung von leistungselektronischen Bauelementen wird die Simulation basierend auf der Finiten Element Methode erfolgreich eingesetzt. Dessis und Medici sind zwei dieser Programme zur Analyse und Synthese der leistungselektronischen Bauelemente. Der Aufwand der Simulation ist allerdings ebenfalls beträchtlich und eine experimentelle Überprüfung des Schaltverhaltens ist anzuraten. Diese Modelle sind bei der Schaltungs-Simulation mit mehreren leistungselektronischen und passiven Bauelementen zu komplex und damit ist die Stabilität der Simulation nicht sicher gestellt.

Um leistungselektronische Schaltungen zu simulieren, wurde die Verhaltensmodellierung vorgeschlagen. Bei dieser Modellierung wird das Klemmenverhalten mittels steuerbaren Quellen, Widerständen, Kapazitäten und Induktivitäten nachgebildet. Es ist nachvollziehbar, dass unipolare Bauelemente wie der MOSFET in Grenzen gut nachzubilden sind. Die Verhaltensmodellierung versagt aber bei bipolaren Bauelementen wie der Diode, dem Thyristor, dem IGCT und

dem IGBT. Einer der Gründe ist die Hochinjektion und das Plasma-Verhalten während der Schaltvorgänge.

Die physikalische Modellierung ist somit der erfolgversprechende Ansatz. Die entscheidende Schlüsselstelle ist die Modellierung der Driftzone. Die Beschreibung der dreidimensionalen Ladungsträgerverteilung nach Zeit und Ort resultiert in einer nichtlinearen, partiellen Differentialgleichung. Die Theorie von Mnatsakanov bezüglich der Beweglichkeit der Ladungsträger und damit auch Änderungen von EHS und CCS, das transiente Temperaturverhalten sowie die Ladungsträgerverteilung nach Zeit und Ort resultiert ebenso in einer nichtlinearen, partiellen Differentialgleichung.

Um den Aufwand zur Lösung dieser partiellen Differentialgleichung zu vermeiden, wurden erstens eindimensionale Strukturen angenommen. Wesentlich ist die präzise Berechnung des statischen und dynamischen Verhaltens der Überschußladungsträger in der Driftzone. Um die ambipolare Diffusionsgleichung - eine lineare partielle Differentialgleichung vom parabolischen Typen - zu lösen, wurde zweitens bei der vorliegenden Modellierung eine Ortsdiskretisierung über der Zeit vorgenommen. Bei der physikalischen Modellierung wurden drittens berücksichtigt: Lebensdauerprofile, dynamische Lawineneffekte, die Theorie von Mnatsakanov bezüglich der Beweglichkeit der Ladungsträger und damit auch der Änderungen von EHS und CCS, das transiente Temperaturverhalten sowie die MOS-Kapazitäten. Um die verschiedenen Bauelemente effektiver zu modellieren, wurde viertens ein modularer Modellaufbau gewählt. Dies resultierte u.a. in fünftens in Zonenmodulen für die Randzonen, sechstens in einem Wide Base Transistor Modul und siebtens in einem MOS-Steuerkopf. Weitere Details der Modellierung wie die verwendeten numerischen Verfahren sind dem detailliert geschriebenen Kapitel 11 zu entnehmen.

Folgende leistungselektronische Bauelemente sind als physikalische Modelle verfügbar: Diode, GTO, IGCT, IGBT und MOSFET. Alle Modelle sind durch umfangreiche Tests validiert. Es wurden Ein- und Ausschaltvorgänge mit IGBTs oder GCTs, unentlastet bzw. mit Summenentlastung und in Serienschaltung simuliert und mit experimentellen Ergebnissen verglichen. Die experimentellen und simulierten Schalttransienten stimmen selbst bei grenzwertigen Situationen nahezu perfekt überein, siehe Abbildung 24 (Abbildung 11.23 in [364]).

Zu beachten ist, dass bei der physikalischen Modellierung sensible Daten der verwendeten Bauelemente vom Hersteller übermittelt werden müssen, dies setzt ein hohes Vertrauen voraus; eine andere Lösung sind verschlüsselte Daten. Aufgrund der überzeugenden Ergebnisse wurde die erste 100 MVA Netzkupplung mit IGCTs beim Entwurf mit diesen Modellen analysiert und modifiziert [145], Kapitel 11.3.6, Abbildung 11.23.

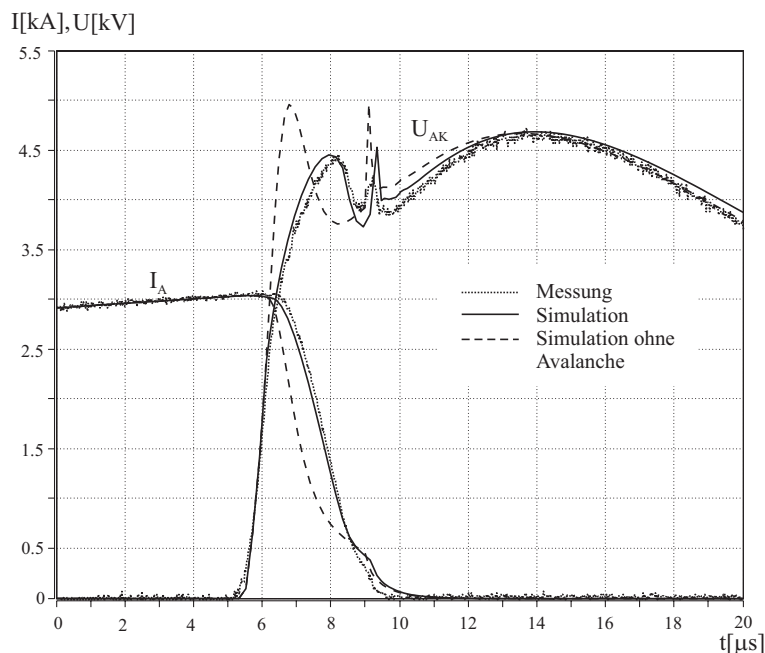


Abb. 24: : Abschalten von 3 kA gegen 2,8 kV: Messung vs. Simulation

B12 Stromerfassung

Experiment, Bauelement, Simulationsmodell, Schaltflanke 20 kA/μsec, Koaxial-Shunt, Stromtransformator, Current Transformer, CT, Eta-Prinzip Wandler, Kompensationswandler, Rogowskigürtel, Luft-CT, HOKA-Prinzip Wandler, Giant Magneto Resistive Effekt Wandler, GMR, Giant Magneto Impedance Effekt Wandler, GMI Wandler, Aufbau, Frequenzbereich, Bewertung, Begrenzungen, Spannungsmessung

Die Messung des Stroms mit hoher Bandbreite ist notwendig bei experimentellen Überprüfungen von leistungselektronischen Schaltungen oder den leistungselektronischen Bauelementen selbst und bei der Validierung von Modellen zur Simulation von leistungselektronischen Schaltungen, Schaltflanken von 20 kA/μsec wurden beobachtet. Die verfügbaren Varianten zur Messung des Stroms werden im abschließenden Kapitel 12 vorgestellt.

Die Anforderungen an die Meßbereiche und die dynamischen Anforderungen sind in der Leistungselektronik sehr groß. Beispielsweise beginnt der Strom-Meßbereich bei nA und endet bei MA, der Frequenzbereich beginnt bei DC und endet im GHz-Bereich, Strom-Steilheiten von 20 kA/μsec sind möglich. Es ist verständlich, dass derartige Meßbereiche nicht mit einem Meßgerät abgedeckt werden. In den Kapiteln 12.1 bis 12.4.7 werden verfügbare Stromwandler wie die Koaxial-Shunts, der Stromtransformator CT, die Wandler nach dem Eta-Prinzip - Kombination von CT und Hall-Sensor im Luftspalt, die Kompensationswandler,

die Rogowskigürtel, die Luft-CTs, die Wandler nach dem HOKA-Prinzip- Kombination von Rogowskispule und Gleichstromwandler, die Wandler mit dem Giant Magneto Resistiv Effekt GMR - elektrische Widerstandsänderung aufgrund magnetischer Feldstärke H und die Wandler mit dem Giant Magneto Impedance Effekt GMI - Impedanzänderung aufgrund von H hinsichtlich des Aufbaus vorgestellt und des erreichbaren Frequenzbereichs analysiert. In einer Bewertung werden die erreichbare Bandbreite, die DC-Fähigkeit und die Technologie gegenüber gestellt.

Es folgen Hinweise auf prinzipbedingte Begrenzungen der Wandler wie die Reduktion der Bandbreite bei hohen Frequenzen, falsche Impedanzanpassungen, Begrenzungen bedingt durch den Einbau des Wandlers in den Strom-Meßkreis wie beispielsweise die Änderungen des Stromverlaufs und die Anregung von Resonanzstellen im Meßgerät bei steilen Meßsignalen. Die Messung der Spannung ist im Allgemeinen problemloser.

I Intelligente Verfahren Identifikation und Regelung nichtlinearer Systeme

I1 Einleitung

Unbekannte, nichtlineare Systeme, nichtlineare Parameter, lineare Parameter, Identifikation, Lernverfahren, lokales Minimum, globales Minimum, Regelung, Validierung, unbekannte Störung, Mechatronik, rigid link, elastic joint Roboter, Walzwerk, Hydraulik, Verbrennungsmotor, Pumpcharakteristik Zylinder, Saugrohr, Kraftstoff-Ermittlung, Diagnose, Drehzahl Unrundheit, Medizintechnik, Schlaganfall, Plastizität Gehirn

Das Buch "Intelligente Verfahren Identifikation und Regelung nichtlinearer Systeme" behandelt u. a. die folgende Aufgabenstellung: Gegeben ist ein nichtlineares System, dessen Struktur bekannt ist, dessen linearen Parameter und die Nichtlinearitäten aber unbekannt sind. Als erste Maßnahme ist abzuklären: Mit welchem Verfahren der Identifikation sind die unbekannten Informationen zu erhalten, wie muß das System angeregt werden, welches Lernverfahren ermittelt das globale Minimum und vermeidet lokale Minima, wie lange muß die Dauer der Identifikation sein? Nach der erfolgreichen Identifikation ist das geeignete Regelungsverfahren auszuwählen und die Regelung auszulegen.

Um diese Frage zu klären, soll ein lineares, elastisches Zweimassensystem angenommen werden, dessen Parameter bekannt sind. Die Ergebnisse in [366] Kapitel 19 "Drehzahlregelung bei elastischer Verbindung zur Arbeitsmaschine" waren: Die Kaskadenregelung der Drehzahl der Arbeitsmaschine ist im Allgemeinen nicht möglich, es verbleibt nur die Regelung der Antriebsmaschine. Wenn die Antriebsmaschine geregelt wird, dann können die beiden Massen aber gegeneinander schwingen, dies ist unerwünscht.

Wesentlich bessere Regelergebnisse sind mit der Zustandsregelung zu erreichen. Allerdings ist zu beachten, dass die proportionale Zustandsregelung ein unbefriedigendes Störverhalten hat. Diese Einschränkung ist kritisch, da sowohl das notwendige Lastmoment als auch Nichtlinearitäten wie die Reibung sich in einer Drehzahlabweichung auswirken. Die integrale Zustandsregelung vermeidet die unerwünschte Drehzahlabweichung. Generell ist bei beiden Varianten der Zustandsregelung aber zu beachten, dass Sättigungen in der Strecke, wie die Stellgliedsättigung, die durch zu hohe stationäre Ausnutzung oder zu hohe dynamische Anforderungen eintreten kann, vermieden werden müssen. Andererseits möchte man diese Grenzen aber gerne anfahren, um den Antrieb bis an die Dynamikgrenze betreiben zu können.

Bereits bei linearen, elastischen Mehrmassensystemen mit bekannten Parametern bestehen somit ungelöste Aufgabenstellungen. Die Aufgabenstellung Regelung eines nichtlinearen elastischen Mehrmassensystems kann daher nicht zufriedenstellend gelöst sein. Die Lösung dieser Aufgabenstellung ist das Thema dieses Buches.

Die im Folgenden dargestellten Identifikationsverfahren und Regelungsverfahren für unbekannte, nichtlineare Strecken sind ganz allgemein zu verwenden. Für die Validierung der entwickelten Verfahren wird ein lineares, elastisches Zweimassensystem, welches zustandsgeregt ist, als Referenzsystem genutzt. Die unbekannte, nichtlineare Strecke soll eine identische Streckenstruktur wie das lineare System haben. Allerdings sind bei dieser identischen Streckenstruktur entweder nur die Parameter der Nichtlinearität(en) oder sowohl die Parameter der Nichtlinearität(en) als auch die linearen Parameter unbekannt. Die erste Aufgabenstellung ist daher die Identifikation der unbekannten Parameter und danach der Entwurf des Regelungsverfahrens. Eine noch schwierigere Aufgabenstellung liegt vor, wenn die Strecke zusätzlich noch unbekannt gestört wird.

Die erarbeiteten intelligenten Verfahren sind ganz allgemein bei nichtlinearen Systemen einsetzbar. Dies zeigen die folgenden Arbeiten: [11] - nichtlineare mechatronische Systeme, [13] - Systeme mit Reibung und Lose, [5] - effiziente Lernverfahren, [6] - Störungs-Unterdrückung, [12] - Regelung von Antrieben und der Hydraulik im Walzwerk. Weiterhin wurde in [14] und nachfolgend in [9] ein rigid link-elastic joint Roboter mit sechs Freiheitsgraden und nur sechs Sensoren an den sechs Verstellmotoren mittels der später beschriebenen Verfahren geregelt. Erstmals gelang es, im gesamten Arbeitsraum hochdynamische Punkt zu Punkt Bewegungen ohne die bisher störenden Schwingungen zu realisieren. Ein völlig anderes Arbeitsgebiet ist die Steuerung und Regelung von Verbrennungsmotoren. Beispielsweise wird eine möglichst einwandfreie Verbrennung des Kraftstoffs gefordert. Eine Frage aufgrund dieser Forderung ist, wie viel Luft der betreffende Zylinder angesaugt hat, um die einzuspritzende Kraftstoffmenge zu berechnen, d.h. es ist die nichtlineare Pumpcharakteristik des betreffenden Zylinders zu ermitteln. Diese und benachbarte Aufgabenstellungen sowie die entwickelten Lösungen werden in [10] vorgestellt. Die Arbeiten [8] - Kompensation von Sensorungenauigkeiten bei Verbrennungsmotoren. [4] behandelt

Aufgabenstellungen bei Verbrennungsmotoren. Eine weitere Aufgabenstellung bei den Verbrennungsmotoren ist die Diagnose der erwünschten gleichmäßigen Belastungen der Zylinder. Mit dem erarbeiteten intelligenten Verfahren HANN konnte eine fehlende oder überschüssige Kraftstoffmenge beim betreffenden Zylinder von nur 1% detektiert werden, [4]. Bei diesem Ergebnis ist zu beachten, dass als Sensor für die minimalen Variationen der Drehgeschwindigkeit der Kurbelwelle aufgrund der bei den Verbrennungsmotoren bestehenden Drehmomentverläufen nur der vorhandene fehlerbehaftete Kurbelwellensensor mit geringer Auflösung verwendet wurde [8]. Ein weiteres Einsatzgebiet der entwickelten intelligenten Verfahren ist die Medizintechnik. Im vorliegenden Fall wird die Plastizität des menschlichen Gehirns genutzt, um nach einem Schlaganfall mit dem erarbeitenden intelligenten Verfahren die Dauer der Reha-Behandlung deutlich zu verkürzen [2], [3]. Diese Beispiele sollen die allgemeine Anwendbarkeit der Verfahren dokumentieren.

I3 Funktions-Approximatoren

Radial Basis Function Net, RBF, General Regression Neural Net, GRNN, lokale Approximatoren, lokale Aktivierungsfunktionen, Stabilität, Konvergenz, mehrdimensional, Multi Layer Perceptron, MLP, Harmonisch Aktiviertes Neuronales Netz, HANN, Local Linear Model Tree, LOLIMOT, Gütigkeitsgebiete, Beispiele

Das Kapitel 3 “Statische Funktionsapproximatoren” geht von der Annahme aus, dass die linearen Parameter der Strecke bekannt sind, die Nichtlinearität(en) aber unbekannt ist (sind). Diese unbekannten Nichtlinearitäten müssen identifiziert werden, um ein relevantes Streckenmodell zu erhalten. Die Entscheidung war, diese Nichtlinearitäten nicht aufwändig physikalisch zu modellieren, sondern mittels intelligenter Verfahren zu lernen, d.h. Verfahren der “Computational Intelligence” einzusetzen. Die Voraussetzung für dieses Vorhaben sind geeignete Approximatoren, d.h. ein- oder mehrdimensionale Funktions- oder Oberflächen-Approximatoren. In Kapitel 3 werden die folgenden Approximatoren vorgestellt: Radial Basis Function Net bzw. RBF, General Regression Neural Net bzw. GRNN. Das RBF und das GRNN sind lokal wirkende Approximatoren mit lokalen Aktivierungsfunktionen. Ein hochdimensionaler Approximator ist das Multi Layer Perceptron bzw. MLP. Mittels mehrdimensionaler Beispiele werden die richtigen und die falschen Vorgehensweisen bei der Identifikation geübt.

Zusätzlich werden noch das Harmonisch Aktivierte Neuronale Netz bzw. HANN und der Local Linear Model Tree bzw. LOLIMOT vorgestellt. Das HANN ist ein Netz für die Analyse und Regelung periodischer Signalverläufe. Beispielsweise konnten bei Verbrennungsmotoren einprozentige Abweichungen der Einspritzmenge des Kraftstoffs bei einem Zylinder zylinder genau detektiert werden.

Bei der LOLIMOT-Methode werden die linearen Verfahren der Parameter-

Identifikation verwendet, wobei die recht komplex zu ermittelten Gültigkeitsgebiete zu bedenken sind. Zusammenfassend folgt am Ende des dritten Kapitels eine Bewertung der Approximatoren.

I4 Lernmodelle

Narendra, Fehlermodell 1, Fehlermodell 3, Fehlermodell 4, Fehlerübertragungsfunktion, streng positive reel, SPR, verzögerte Aktivierung, Stabilität, Konvergenz, Gradientenabstieg, nichtlinearer Modellausgang, lokales Minimum, flache Plateaus, steile Schluchten, Lernschrittweite, Momentumterm, Least Squares Algorithmen, Nichtrekursiver Least Squares Algorithmus, LS, Rekursiver LS, RLS, Weighted LS, WLS, linearer Modellausgang, Multi Layer Perceptron, MLP, Backpropagation, mehrschichtige Netze, Beispiele

Im vierten Kapitel werden die bekannten Lernstrukturen nach Narendra und die bekannten Lerngesetze für die lokal lernenden Approximatoren RBF und GRNN wie das Gradientenverfahren oder die Least Squares Varianten - Nichtrekursiver Least Squares - [408], Rekursiver [408] - RLS, Weighted [408] - WLS rekapituliert. Die entsprechenden Fragestellungen werden ebenso für das MLP beantwortet. Weiterhin werden Fehlerquellen bei dem Lernprozeß beispielsweise aufgrund ungünstiger Lernschrittweite vorgestellt.

I5 Lernfähiger Beobachter

Nichtlinearer Beobachter, Luenberger Beobachter, lokaler Approximator, GRNN, Aktivierungsfunktionen, Aktivierungsgewichte, meßbarer Eingangsraum, singuläre Nichtlinearität, Sichtbarkeit, Fehlerübertragungsfunktion, Stabilität, Parameterkonvergenz, nicht meßbarer Eingangsraum, mehrere Nichtlinearitäten, Vorschubantrieb, Beispiel Reibung, Kompensation Reibung, Identifikation Hysteresis

Im fünften Kapitel wird als erstes neues intelligentes Verfahren der “Lernfähige Beobachter” vorgestellt. Dieser lernfähige Beobachter ist ein Luenberger Beobachter, der um die Anzahl der unbekannten Nichtlinearitäten erweitert wird. Der lernfähige Beobachter ist somit ein nichtlinearer Beobachter. Angenommen wird, dass die Struktur und die linearen Parameter der Strecke bekannt sind, die Nichtlinearitäten aber unbekannt sind. Die wesentliche Voraussetzung ist, dass die Positionen der relevanten singulären Nichtlinearitäten, wie beispielsweise der Reibung oder der Lose, bekannt sind. Die Aktivierungsgewichte dieser Nichtlinearitäten sind unbekannt, müssen daher gelernt werden, um die betreffende Nichtlinearität nachzubilden. Wenn der Lernvorgang erfolgreich abgeschlossen ist, verhalten sich die reale Strecke und der nichtlineare Beobachter identisch. Jedoch sind die Ausgangssignale der Nichtlinearitäten nun im Beobachter zugäng-

lich, so dass mittels Störsignal-Aufschaltung die Nichtlinearitäten “eliminiert” werden können.

Vor dem Erreichen dieses Ziels sind allerdings noch einige Bedingungen zu beachten. Bei technischen Systemen sind die Ausgangssignale der singulären Nichtlinearitäten generell nicht direkt zugänglich. Um die noch unbekannten Nichtlinearitäten identifizieren zu können, müssen die Ausgangssignale dieser Nichtlinearitäten beispielsweise am Streckenausgang sichtbar sein. Dies bedeutet aber, dass das betreffende Ausgangssignal nur über eine Fehlerübertragungsfunktion $H(s)$ sichtbar ist. In Abhängigkeit von der Ordnung von $H(s)$ wurden von Narendra vier Fehlermodelle entwickelt, um stabiles Lernen zu erreichen. In Kapitel 5 werden alle notwendigen Maßnahmen abhängig von den beiden Ausgangssituationen meßbarer oder nicht meßbarer Eingangsraum der Nichtlinearitäten - der Eingangsraum erfaßt die Eingangssignale der Nichtlinearitäten - wie die Bestimmung der Fehlerübertragungsfunktion, Auswahl des Fehlermodells, Anordnung der Aktivierungsfunktionen, Festlegung des Lernverfahrens und der Lernschrittweiten, Identifikationsdauer, Experiment, Validierung und Kompensation der Nichtlinearität ausführlich dargestellt. Per Simulation sowie durch Experimente an einer Werkzeugmaschine wurde die erfolgreiche Lösung der Aufgabenstellungen bei meßbarem und nicht meßbarem Eingangsraum nachgewiesen.

Das Simulationsmodell der Werkzeugmaschine wurde ursprünglich mittels der Finiten Element Methode gewonnen und wurde für die regelungstechnische Simulation in der Ordnung reduziert, [15]. Nichtlinearitäten können bei dieser Methode nicht berücksichtigt werden. Das verwendete Simulationsmodell war physikalisch und berücksichtigte die Nichtlinearität.

I6 Rekurrente Netze

Voll vernetzte Struktur, VRN, partiell vernetzte Struktur, PVS, Elman Netzwerk, Time Delay Neural Network, TDNN, Streckenstruktur, vorstrukturierte rekurrente Netze, gleichwertige Struktur, Transformationsregeln, Beobachterstruktur, partielle Ableitungen, Identifikation Reibung, Identifikation Lose, Identifikation Loseimpulse, Identifikationsdauer, MLP, brain surgery

Im sechsten Kapitel "Identifikation nichtlinearer Systeme mit vorstrukturierten rekurrenten Netzen" wird angenommen, dass von der unbekannten nichtlinearen Strecke nur die Struktur bekannt ist. Es müssen daher sowohl die linearen Parameter der Strecke als auch die Daten der Nichtlinearitäten ermittelt werden. Dies erfordert eine wesentlich aufwendigere Identifikation, denn die bekannte Streckenstruktur im s-Bereich muß mittels Transformationsregeln in eine gleichwertige rekurrente Struktur überführt werden. Die weiteren Realisierungsschritte bei diesem Identifizierungsverfahren mit der Beobachterstruktur und den partiellen Ableitungen werden ausführlich dargestellt und entsprechen den Realisierungsschritten beim lernfähigen Beobachter.

Ein weiteres intelligentes Verfahren für die vorliegende Aufgabenstellung, das in [5] erläutert wird, nutzt das MLP sowie das Verfahren der brain surgery, um unbekannte nichtlineare Strecken zu identifizieren.

I7 Identifikation linearer dynamischer Systeme

Kapitel sieben beschreibt die bekannten Modelle und Verfahren der Identifikation linearer dynamischer Systeme, siehe [366], Kapitel 18.

I9 Dynamische Nichtlinearitäten

Nichtparametrische Modelle, parametrische Modelle, externe Dynamik, NFIR, NOBF, NOE, NARX, interne Dynamik, voll vernetzte rekurrente Struktur, VRN, partiell vernetzte rekurrente Struktur, PRN, Elman Netz, Jordan Netz, Orthonormalr Basis Funktionen, OBF, Wiener Konfiguration, Hammerstein Konfiguration, Kombinationen, linear verkoppelte Systeme, nichtlinear verkoppelte Systeme, Beobachterstruktur, dynamische Nichtlinearität, Verfahrensentwicklungen, Simulationen, Experimente

In Kapitel acht wird der Ansatz statische Nichtlinearität erweitert zur dynamischen Nichtlinearität. Die dynamische Nichtlinearität kann beispielsweise eine Wiener-Konfiguration, eine Hammerstein-Konfiguration, eine Kombination beider Konfigurationen, eine linear oder sogar eine nichtlinear verkoppelte Anordnungen sein. Um derartig komplexe Systeme zu identifizieren, wird in

Kapitel neun - wie in Kapitel fünf "Lernfähiger Beobachter" - ein nichtlinearer, lernfähiger Beobachter vorgeschlagen. Dieser Beobachter ist wiederum ein Luenberger Beobachter, der statt der Erweiterungen mit statischen Nichtlinearitäten nun um dynamische Nichtlinearitäten ergänzt wird. Aufgrund der vergleichbaren Strukturen der beiden Beobachter werden die gleichen Maßnahmen, wie in Kapitel fünf beschrieben, notwendig. Wiederum wird beispielsweise unterschieden, ob ein meßbarer oder ein nicht meßbarer Eingangsraum vorliegt. Zur Realisierung der dynamischen Nichtlinearitäten werden die Volterra Funktionalpotenzreihe oder vorteilhafter die Orthonormale Basis Funktion, OBF vorgeschlagen. Weitere Verfahren sind: NFIR, NOBF, NFIR, NOBF, NARX, voll vernetzte rekurrente Strukturen, VRN, partiell vernetzte rekurrente Strukturen, PRN, Elman Netze oder Jordan Netze (siehe Kapitel 8.2 bis 8.2.2.1, und Kapitel 8.2.2.3 sowie Kapitel 7.2 bis 7.2.2.2). Da es keine allgemein vorteilhafte Struktur zur Realisierung der dynamischen Nichtlinearität gibt, muß diese Entscheidung aufgrund von Vorwissen erfolgen. Die in den Kapiteln acht und neun erarbeiteten Verfahren zur Realisierung eines Beobachters mit dynamischen Nichtlinearitäten wurde erfolgreich mittels Simulation anhand mehrerer komplexer Beispiele und eines Experiments voll bestätigt.

I10 Lokale Lernverfahren

Lokale Minimumsuche, Verfahren nullter Ordnung, Simplex Methode, Hooke-Jeeves Tastverfahren, Liniensuche, Intervallsuchphase, Verfahren erster Ordnung, Gradientenabstieg, Gradientenabstieg mit Momentumterm, Gradientenabstieg mit variabler Lernschrittweite, Verfahren zweiter Ordnung, nichtlinearer konjugierter Gradientenabstieg, Newton Verfahren, Quasi Newton Verfahren, Levenberg-Marquardt Algorithmus, flache Plateaus, steile Schluchten, Lernschrittweite fest, Lernschrittweite variabel, Konvergenz, Rechenaufwand, Speicheraufwand, Implementierungsaufwand, Empfindlichkeit Rauschen, Bewertung, Effizienz, on line Identifikation

Bei den Identifikationsbeispielen hat sich ergeben, dass mit steigender Komplexität der Identifikation die Dauer der Identifikation deutlich zunimmt. Kapitel 10 "Nichtlineare Optimierung in der Systemidentifikation" behandelt deshalb die Verkürzung der Identifikationsdauer. In diesem Kapitel werden nur deterministische Verfahren berücksichtigt. Damit erfolgt die Minimumsuche auf der Fehlerfläche lokal. Im Gegensatz dazu werden im elften Kapitel globale Optimierungsverfahren vorgestellt, bei denen die Fehlerfläche an mehreren Orten gleichzeitig untersucht wird.

Lokale Lernverfahren sind:

- die Verfahren nullter Ordnung - Simplex Methode, Hooke-Jeeves Tastverfahren, Liniensuche, Intervallsuchphase;
- die Verfahren erster Ordnung - Gradientenabstieg, Gradientenabstieg mit Momentumterm sowie mit variabler Lernschrittweite und
- die Verfahren zweiter Ordnung - nichtlinearer konjugierter Gradientenabstieg, Newton Verfahren, Quasi Newton Verfahren sowie der Levenberg-Marquardt Algorithmus.

Die Verfahren nullter Ordnung berechnen den Wert einer Kostenfunktion, nutzen aber keine Ableitung beim Fehlerabstieg. Die Verfahren der ersten Ordnung verwenden die erste Ableitung und die Verfahren zweiter Ordnung berücksichtigen direkt oder indirekt zusätzlich die zweite Ableitung der Kostenfunktion. Die schnellstmögliche Konvergenz - ein Aspekt für die on line Fähigkeit der Identifikation - wird mit dem Newton Algorithmus erzielt. Beim Aufwand ergibt sich, dass die Netzgröße beim Gradientenabstieg linear ist. Beim Quasi-Newton-Verfahren steigt der Aufwand aufgrund der Matrix-Multiplikationen quadratisch. Noch ungünstiger sind das ursprüngliche Newton Verfahren sowie der Levenberg-Marquardt Algorithmus, bei denen die Hessematrix invertiert werden muß und somit der Aufwand kubisch steigt. Generell ist festzustellen, dass die besonders rechenintensiven Verfahren auch besonders effektiv sind.

Alle Verfahren werden ausführlich dargestellt und mit vielen praktischen Beispielen anschaulich vermittelt. Zusätzliche Punkte sind Konvergenz, Rechen- und Speicheraufwand, Aufwand bei der Implementierung und die Empfindlichkeit gegenüber Rauschen.

Zusammenfassend kann festgestellt werden: Die bisher diskutierten Lern-Verfahren sind lokale Abstiegs-Verfahren, d.h. es kann eventuell nur ein lokales Minimum in der Fehleroberfläche und nicht das globale Minimum gefunden werden. Dies bedeutet, dass die ermittelten Parameter nicht identisch übereinstimmen mit den realen Parametern.

I11 Globale Lernverfahren

Stochastische Verfahren, globale Minimumsuche, Teilnehmerzahl, off line Identifikation, Simulated Annealing, Evolutionsstrategie, Swarm Intelligence Ansatz, Ant Colony Optimization, Particle Swarm Optimization, Bewertungen

Im elften Kapitel werden globale Lern-Verfahren vorgestellt, bei denen stochastische Optimierungs-Verfahren für die Minimumsuche verwendet werden. Die Kennzeichen dieses Ansatzes sind die hohe Zahl der Versuche, die bewußt akzeptierten stochastischen und somit zufälligen Variationen der Suchrichtungen der

Teilnehmer, um das globale Minimum zu ermitteln. Aufgrund der stochastischen Arbeitsweise sind bei diesen Verfahren die Abläufe bei der Minimumsuche nicht reproduzierbar.

Folgende Verfahren werden vorgestellt: Simulated Annealing, Evolutionsstrategien, der Swarm Intelligence Ansatz mit der Ant Colony Optimization und die Particle Swarm Optimization. Wiederum werden für jedes Verfahren die Ablaufsequenzen für die Optimierungsschritte erarbeitet. Anhand von vielen Beispielen werden die Verfahren anschaulich erprobt und jeweils abschließend beurteilt.

Generell ist festzustellen: Die globalen Lernverfahren sind aufgrund der großen Zahl der Teilnehmer noch nicht on-line-fähig und aufgrund der zufälligen Variationen der Suchrichtungen nicht so zielgerichtet wie die deterministischen Verfahren. Die Teilnehmer können sich behindern statt sich zu helfen. Aus diesen Gründen wurden die stochastischen Verfahren nicht weiter verfolgt.

I12 Nichtlineare Regelungsverfahren

Relativgrad, Kompensation systemeigener Dynamik, Nullstellen, Nulldynamik, Byrnes-Isidori Regelungsnormalform, nichtlineare Regelungsnormalform, exakte Input-Output Linearisierung, Regelung, singuläre Nichtlinearität, Stetigkeit, Reibung, Lund Grenoble Modell, Kettenstruktur, z-System, Tracking, Referenzsignal-Nachbildung, neuronaler Beobachter, Input Output Linearisierung Lernsystem

Das Kapitel 12 “Verfahren zur Regelung nichtlinearer Systeme” ist in drei Bereiche gegliedert: Eine allgemeine Einführung, die Einführung in die Regelung nichtlinearer Systeme anhand von durchgerechneten Beispielen und die verallgemeinerte mathematische Darstellung des Regelungsansatzes für nichtlineare Systeme. In der allgemeinen Einführung wird an die Grundbegriffe wie Ordnung, Relativgrad und Kompensation der systemeigenen Dynamik erinnert. Grundlegende Effekte wie die Auswirkungen von Nullstellen bei Impulsanregung der Strecke, die Unterdrückung von Eingangssignalen durch die Nullstellen oder der Einfluß der Anfangszustände werden anhand von Beispielen erläutert. Die Nulldynamik ist ein entscheidender Ansatz, um die vorher genannten Effekte zu verstehen. Die Herleitung der Nulldynamik erfolgt in Kapitel 12.2.5 und wird ergänzt in Kapitel 12.2.6. Damit sind die Grundlagen für die folgenden Kapitel gelegt, in denen die exakte Input-Output-Linearisierung und davon ausgehend die Regelung nichtlinearer Systeme erklärt werden. Um in dieses komplexe Wissensgebiet eine leicht verständliche Einführung zu geben, werden - nach den theoretischen Einführungen in Kapitel 12.3 “Nichtlineare Regelungsnormalform” und Kapitel 12.4 “Exakte Ein- Ausgangs-Linearisierung” - anhand von drei durchgerechneten Beispielen die grundlegende Vorgehensweise dargelegt.

Im ersten Beispiel wird in Kapitel 12.4.1 eine Strecke mit einer singulären Nichtlinearität und ein lineares System ohne Nullstellen angenommen. Als erster Schritt zum Verständnis der nichtlinearen Regelung wird die exakte Input-

Output-Linearisierung ausführlich durchgerechnet. Aus dieser Ableitung sind sowohl die Struktur als auch die Parameter für die Linearisierung der betreffenden nichtlinearen Strecke zu erkennen. Eine weitere Erkenntnis aus diesem Beispiel ist, dass bei diesem Vorgehen die Nichtlinearität stetig sein muß. Unstetige Nichtlinearitäten, wie die Reibung, müssen daher durch stetige Modelle wie das Lund-Grenoble Modell oder hilfsweise durch den arctan-Ansatz ersetzt werden.

In Kapitel 12.4.2 werden bei einer zweiten nichtlinearen Strecke zuerst dieselben Rechenschritte wie vorher durchgeführt. Ausgehend von der linearisierten Strecke, die nun eine integrale Kettenstruktur im transformierten System ist, wird die Zustandsregelung in beiden Systemen realisiert.

In Kapitel 12.5.1 wird als drittes Beispiel ein nichtlineares System angenommen, bei dem der lineare Streckenanteil eine Nullstelle aufweist. Zusätzlich wird gefordert, dass der Regelkreis ein gutes Folgeverhalten (Tracking, Referenzsignal-Nachbildung) haben soll. Es folgen wiederum genau dokumentierte Rechenschritte, erweitert um die Nulldynamik nach Kapitel 12.2.1 und Kapitel 12.2.5. Das dargestellte Regelungsprinzip wird durch Simulation von verschiedenen Beispielen erfolgreich bestätigt. Es folgen Ausführungen zu Realisierungen von neuronalen Beobachtern, von Verfahren zum Erlernen der Eingangs Ausgangs Linearisierung, Regelungsverfahren mit nichtlinearem Referenzmodell sowie ein Vorschlag zur Vermeidung der Rauschproblematik.

I13 Regelungs-Varianten

Mit den bis jetzt besprochenen Ergebnissen, die in den obigen Kapiteln dargestellt wurden, ist eine durchgängige Methode zur Regelung nichtlinearer Systeme verfügbar. In den weiteren Kapiteln werden Erweiterungen der obigen Ansätze und völlig abweichende Verfahren entwickelt, um beispielsweise unbekannte nichtlineare Systeme zu regeln, die mit unbekannten Signalen entweder mit fester Frequenz oder mit unbekanntem Verlauf gestört werden. Weitere Varianten sind unbekannte Systeme, deren Streckenverhalten sich sowohl plötzlich als auch langsam verändert oder unbekannte nichtlineare gestörte Systeme, bei denen nur die Struktur bekannt ist.

I13.1 Modellbasierte Adaptive Regelung

Adaptive Regelung, Prädiktionsmodell, Regressionsvektor, Projektionsalgorithmus, orthogonalisierter Projektionsalgorithmus, Certainty-Equivalence Prinzip, Minimum-Varianz-Regler, Referenzmodell-Regler, Minimum-Varianz-Regler, Model Reference Adaptive Control, MRAC

Das Kapitel 13 “Modellbasierte adaptive Regelung” behandelt die stabile Regelung eines unbekannten Systems ohne vorherigen Identifikationslauf. Es erfolgt stattdessen parallel zum Regelvorgang die Identifikation/Schätzung der durch das Sollsignal angeregten Strecke. Der Grundgedanke dieses adaptiven Konzepts ist, nur so viel Systeminformation zu identifizieren, wie momentan für das Erreichen der Solltrajektorie bzw. des Regelziels notwendig ist. Die kontinuierlich aktive Identifikation resultiert in einer an die jeweilige Anforderung angepaßte Adaption des Reglers. Durch das parallele Vorgehen von Identifikation und Regelung entsteht allerdings ein zeitvariantes Gesamtsystem. Die Kombination aus einer stabilen Identifikation und einem stabilen Regler resultiert aber nicht zwingend in einem stabilen adaptiven Gesamtsystem, dies ist das Ziel dieses Beitrags.

Das theoretische Grundkonzept des adaptiven Referenzmodell-Reglers (MRAC) basiert auf der Ein- Ausgangsbeschreibung der Strecke mit einem ARMA-Modell (Auto Regressive Moving Average Modell). Die Parameter dieses Prädiktionsmodells werden online mit dem Projektionsalgorithmus bzw. dem rekursiven Least-Squares-Algorithmus (RLS-Algorithmus) geschätzt und dienen einem inversen Regler (Minimum-Varianz-Regler) zur Parametrisierung. Das Certainty-Equivalence Prinzip ermöglicht eine stabile und allgemein zufriedenstellende Regelung. Die Stabilität wird mit dem Lyapunov-Verfahren und einem Widerspruchsbeweis nachgewiesen. Hinsichtlich der Regelungs-Performance wird bewiesen, dass der Regelfehler die Eigenschaft des Identifikationsfehlers, gegen Null zu gehen, erbt. Verschwindet der Identifikationsfehler wird auch der Regelfehler Null.

Neben der theoretischen Darstellung ist ein intuitives Verständnis für den Ansatz modellbasierter adaptiver Regler hilfreich, um am Beispiel eines adaptiven Referenzmodell-Reglers (MRAC) für ein Zwei-Massen-System dessen Eigenschaften sowie Stabilität nachzuvollziehen.

I14 Disturbance Rejection

Disturbance Rejektion: Störungs-Unterdrückung, periodisches unbekanntes Signal, Störung, Verfahren Störunterdrückung, Ordnungserhöhung Regler, lineare Systeme, veränderliche Störungen, Beispiele, unbekannte Systeme, stochastische Änderung Störung, stochastisch plötzliche Änderung Störung, Multiple Modelle, Modell-Transitionen, feste Modelle, variable Modelle, Modell Variationen, stochastische Variationen, Markovketten, Mustererkennung, Modell Transitionen Erkennung, lineare Modelle, nichtlineare Modelle, feste Parametersätze, variable Parametersätze, adaptive Modelle, Zahl der Modelle

In der Industrie werden adaptive Regelkreise meist ausgehend von einem Standard-Regelkreis durch ein Parameterschätzverfahren und nachfolgende Parameteranpassung realisiert. Störgrößen erschweren allerdings die korrekte Bestimmung der Parameter erheblich. Das Ziel dieses Beitrags ist die Entwicklung einer theoretischen Grundlage für den praktischen Entwurf adaptiver Systeme. Es wird aufgezeigt, wie gestörte Systeme mit unbekannten Parametern geregelt werden können, ohne dabei auf die Ergebnisse einer Parameterschätzung zurückzugreifen. Die zusätzlich wirksamen, unbekannten Störungen werden in drei Klassen unterteilt, für die je eine Methode zur Unterdrückung erarbeitet wird: externe Störungen, nichtmodellerte Dynamik und zeitabhängige Parameter. Im letzten Fall wird ein Ansatz basierend auf multiplen adaptiven Modellen verwendet.

Um in die Aufgabenstellungen und deren Lösungen einzuführen, wird die automatische Unterdrückung eines störenden externen Signals bei einem bekannten linearen System in Kapitel 14.1.1 vorgestellt. Der Ansatz ist eine Störgrößenaufschaltung im Vorwärtszweig, die am Streckeneingang ein Signal zur Kompensation der Störung generiert. Um dies zu erreichen, wird die Systemgleichung so umgeformt, dass das störende Signal aus den vergangenen diskreten Werten des Ausgangs- und des Eingangssignals der Strecke sowie des Sollwerts rekonstruiert wird. Dieser Ansatz kann bei Störmodellen höherer Ordnung erweitert werden, indem entsprechend der Ordnung des Störmodells die entsprechende Anzahl der zurückliegenden vergangenen Werte berücksichtigt wird. Die Ordnung des Reglers wird somit um die Ordnung des Störmodells (augmented order) erhöht. Das Vorgehen wird sowohl für eine feste Frequenz des Störsignals als auch bei einer langsam veränderlichen Frequenz für lineare Strecken theoretisch und anhand von Beispielen vorgestellt. Es besteht nun die Frage, wie das Regelverfahren zu modifizieren ist, wenn sowohl die Parameter der Strecke als auch das störende periodische Signal unbekannt sind, wobei Stabilität sowohl während der Ermittlung des Störmodells als auch danach vorausgesetzt wird.

Es folgt die Erweiterung auf stochastische Frequenzänderungen. Hierbei ist zu beachten, dass eine Unterdrückung weißen Rauschens nicht erreichbar ist. Erst eine „Färbung“ des Rauschsignals ermöglicht die Minderung seiner Auswirkung

mithilfe der vorgestellten Verfahren. Wie oben wird zuerst angenommen, die Ordnung des Störmodells sei bekannt - Kapitel 14.1.2, dann unbekannt - Kapitel 14.1.2.2, und es werden die geeigneten Vorgehensweisen sowie den Einschränkungen beschrieben.

Es folgt in Kapitel 14.2 die Erweiterung auf nichtlineare Strecken und Störmodelle, wobei Einschränkungen hinsichtlich der relativen Ordnung und des Gültigkeitsbereichs zu beachten sind. Die Aufgabenstellung wird deutlich komplexer, wenn plötzliche, große Änderungen der Störung auftreten. In diesem Fall wird das von Narendra vorgeschlagene "Multiple Model Switching and Wirksamkeit des neuen Verfahrens durch Simulationen bestätigt. Da die Beweisführung relativ komplex ist, wurde ein mathematischer Anhang beigelegt. Es verbleibt eine Restproblematik, wie schnell welches der Modelle ausgewählt wird und wie erfolgreich diese Wahl ist.

I15 Lernende Automaten

Das Spektrum möglicher Störgrößenverläufe, die auf ein zu regelndes System einwirken können, umfasst auf der einen Seite rein deterministische Signale, die auf ein festes Störmodell zurückzuführen sind, und auf der anderen Seite vollständig zufällige Zeitverläufe, im Zwischenfeld aber auch solche stochastischen Signale, die einer gewissen Regelmäßigkeit gehorchen. Ein Beispiel hierfür sind Signale, die sich durch die Zustände sogenannter Markov-Ketten beschreiben lassen. Markov-Ketten sind stochastische Prozesse mit endlichem Zustandsraum (Wertebereich), wobei jede Zustandstransition mit einer Übergangswahrscheinlichkeit versehen ist. Für das Verhalten komplexer, oft nichttechnischer Systeme (etwa ökonomischer oder soziologischer Art) können solche Übergangswahrscheinlichkeit identifiziert werden. Kapitel 15 „Lernende Automaten“ vermittelt Kenntnisse sowohl für die benötigten Grundbegriffe stochastischer Prozesse, als auch zu der Beschreibung von Markov-Ketten. Wird für Störgrößenverläufe eine solche stochastische Regelmäßigkeit festgestellt, eignen sich die „Lernenden Automaten“, um durch laufendes Anpassen ihrer Entscheidungsgrundlage (Lerngesetz) die wahrscheinlichste Transition vorherzusagen. Dieser Prognosemechanismus kann etwa im Rahmen des Verfahrens der Multiplen Modelle dafür genutzt werden, die Häufigkeit des inhärenten Regelfehlers, der bei jedem Modellwechsel auftritt, zu verringern, da der entwickelte Prognosemechanismus bevorzugte Parametertransitionen erkennt. Es verbleibt die Bestimmung der Anzahl der linearen und der nichtlinearen Modelle sowie die Festlegung, welche der Modelle feste Parametersätze, welche anderen Modelle variable Parametersätze haben und somit adaptiv sind. Weitere Verfahren zur Schwingungsunterdrückung werden in [366] Kapitel 20 bis 20.2.4.4 Schwingungsdämpfung mittels hybriden Resonators vorgestellt.

I16 Funnel Control

I16 erfaßt Kapitel 16 und 17.

High Gain Ansatz, P-Regler, Verstärkungs-Erhöhung, unbekannte lineare Strecke, Störungs-Unterdrückung, Relativgrad 1, Stabilität, unbekannte, nichtlineare gestörte Strecke, Funnel Control, Relativgrad 1, Minimalphasigkeit, instantane Verstärkung, Trichterrand, Regelabweichung, Verstärkungsadaption, Störverhalten, komplexe abgestimmte Einzelmaßnahmen

Die Identifikation unbekannter, linearer Strecken ist ein erfolgreich abgeschlossenes Wissensgebiet. Die Kombination der Aufgabenstellungen Identifikation der unbekannten, linearen Strecke und gleichzeitige Adaption des Reglers an die zeitlich veränderlichen Parameter der Strecke kann noch nicht als vollständig abgeschlossen betrachtet werden - siehe Kapitel 13.

Die Identifikation der unbekannten, linearen Strecke versagt, wenn die Strecke außerdem unbekannt gestört ist. Daher versagen auch alle in den Kapiteln 5 bis 15 vorgestellten Verfahren, wenn die nichtlineare unbekannte Strecke außerdem relevant unbekannt gestört wird.

Es besteht die Frage, ob es einen Ansatz für die direkte Regelung, d.h. ohne Identifikation der Strecke, gibt. Der High Gain Ansatz benötigt keine Kenntnisse hinsichtlich der Streckenparameter, das Verfahren ist bei stabilen und instabilen sowie gestörten Strecken anwendbar. Allerdings gibt es zwei grundsätzliche Randbedingungen, erstens muß der Relativgrad $\delta = 1$ sein - eine sehr einschränkende Randbedingung - und zweitens erhöht sich in der ursprünglichen Ausführung bei jeder Regelabweichung x_d ungleich 0 die Reglerverstärkung, es gibt somit keine Absenkung der Reglerverstärkung.

Es gab nun den unkonventionellen Lösungsvorschlag Funnel-Control, der vom High Gain Ansatz ausgeht, aber eine automatische Anpassung der Reglerverstärkung einschließlich der Absenkung der Reglerverstärkung realisiert. Leider blieb der einschränkende Relativgrad $\delta = 1$ erhalten. In den Kapiteln 16 "Hochverstärkungsbasierte Regelung" und Kapitel 17 "Funnel-Control: Implementierung, Erweiterung und Anwendung" werden die notwendigen Maßnahmen besprochen, um die Forderung hinsichtlich einem Relativgrad $\delta = 1$ zu umgehen. Aufgrund der komplexen Abstimmung mehrerer Einzelmaßnahmen, werden hier nur die entscheidenden Merkmale des Vorgehens benannt. Funnel-Control bedeutet erstens, dass die Regelabweichung in einem zeitlich sich verengenden vorgebbaren Fehlerbereich, dem Funnel-Bereich, verbleibt. Die Reglerverstärkung ist zweitens groß, wenn der Regelfehler nahe der Grenze des Funnel-Bereichs ist und klein, wenn der Abstand groß ist. Da der Regler nur proportionales Verhalten hat, muß die Struktur des Systems um einen integralen Anteil erweitert werden ohne den Relativgrad zu erhöhen. Wesentlich ist weiterhin, dass durch geeignete Maßnahmen der Relativgrad der Strecke auf 1 abgesenkt wird.

Dies sind die Kern-Maßnahmen, um ein Führungs- und Störverhalten wie bei einer vergleichbaren, linearen, zustandsgeregelten Strecke zu erhalten. Das erarbeitete Funnell-Regelungs-Verfahren wurde mittels Simulationen und im Experiment erfolgreich getestet. Damit ist ein Regelungsverfahren verfügbar, bei dem nur die physikalische Struktur der Strecke bekannt sein muß, die Strecke aber ansonsten unbekannt, nichtlinear und unbekannt gestört sein darf. Die Regelung einer derartigen Strecke mit der Vorgabe, das geregelte System müsse die Qualität einer zustandsgeregelten, linearen, bekannten Strecke erreichen, dürfte selbst von Experten der Regelungstechnik bisher als Zumutung empfunden worden sein.

I18 Fuzzy-Regelung

In Kapitel 18 “Einführung in die Fuzzy-Regelung” werden die grundlegenden Maßnahmen bei der Realisierung dieses Verfahrens diskutiert [7].

G14 Themengebiete

Die folgende Aufstellung „Themengebiete“ enthält nur Veröffentlichungen des Lehrstuhls bzw. des Autors. Diese Veröffentlichungen sind in dem Literaturverzeichnis K enthalten, um im Kompendium eine umfassende Information zu den angesprochenen Forschungsgebieten zu ermöglichen. Die Numerierung gilt nur im jeweiligen Bereich, d.h. K-Bereich oder G, R, S, B, I Bereich. In den Büchern G, R, S, B und I sind in den Kapiteln spezifisch ausgewählte weitere Veröffentlichungen aufgeführt, die in den angepaßten Literaturlisten G, R, S, B und I pro Kapitel aufgeteilt sind.

Themenliste

Regelung netzgeführter Stromrichter, nichtlückender Strom:
[51, 52, 53, 54, 67, 68, 74, 79]

Lückender Strom, Regelung:
[55, 56, 57]

GNM-Regelung prädiktiv:
[20, 21, 77, 80, 84, 85, 91, 92, 102, 118, 147]

Regelgenauigkeit, Entstörung:
[75]

Blindleistung, Spannungsstab, Flicker:
[36, 18, 19, 358, 61, 63, 65, 66, 72, 82, 88, 90, 125, 147]

Umrichter mit Phasenfolgelöschung:

[22, 59, 64, 114]

Untersynchrone Stromrichter Kaskade:

[60]

Direktumrichter:

[62]

Schwingungsdämpfung:

[25, 182, 196, 204, 206, 207, 217, 220, 227, 232, 234, 241, 243, 247, 248, 290]

Leistungshalbleiter, Übersicht:

[69, 70, 76]

Halbleiterphysik:

[27, 221, 225, 229, 230, 231, 252, 256, 272, 279]

Unipolare Bauelemente, Modelle:

[30, 47, 78, 81, 83, 86, 104, 105, 107, 122]

Bipolare Bauelemente, Modelle:

[28, 29, 30, 31, 83, 113, 124, 130, 138, 146, 154, 156, 169, 179, 224, 225, 229, 230, 231, 250, 264, 293]

Simulation Schaltung:

[81, 83, 86, 104, 105, 107, 113, 143, 169, 179, 199, 224, 225, 229, 233, 235, 242, 244, 250, 264, 293, 294, 316, 317, 318]

Anwendungen Simulation:

[28, 29, 30, 31, 117, 121, 123, 131, 148, 149, 199, 235, 244, 273, 368]

Regelung Umrichter, allgemein:

[87, 93, 95, 98, 101, 106, 108, 110, 111]

U-Umrichter, Regelung optimiert:

[87, 93, 94, 95, 101, 110, 118]

I-Umrichter, Regelung optimiert:

[23, 24, 34, 94, 127, 135, 185]

Resonante Schaltungen:

[39, 40, 112, 115, 133, 136, 137, 142, 144, 145, 178, 190, 197, 198, 200, 267]

Fertigungsanlagen, Regelung:

[1, 32, 33, 41, 89, 96, 97, 99, 100, 103, 141, 155, 183, 184, 192, 211, 259, 261, 298, 302, 304, 325, 333, 343, 344]

Technologie, Regelung allgemein:

[67, 79, 111, 116, 119, 128, 129, 132, 140, 161, 175, 176]

Mobile Robotik:

[37, 38, 109, 134, 139, 150, 151, 177]

Intelligente Verfahren, Robotik:

[9, 14]

Fuzzy-Regelung:

[7, 194, 205, 208, 213, 214, 216, 249]

Intelligente Verfahren, Grundlagen:

[5, 6, 10, 26, 152, 157, 158, 171, 180, 191, 208, 209, 218, 219, 236, 240, 255, 258, 269, 274, 399, 401, 402, 403, 409]

Intelligente Verfahren, Sonderausführungen:

[202, 268, 269, 270, 271, 291, 299, 300]

Intelligente Verfahren, Anwendungen:

[307, 310, 311, 312, 320, 328, 330, 351, 352, 353, 415]

Intelligente Verfahren, Zusammenarbeit Narendra:

[326, 327, 330, 345, 346]

Intelligente Verfahren, Beobachter:

[218, 237, 254, 255, 258, 274]

Intelligente Verfahren, Technologie:

[172, 173, 174, 175, 176, 191, 215, 257, 274, 275, 276, 278, 303, 308, 334, 335, 336, 337, 338, 341, 346]

Intelligente Verfahren, Technologie, Fertigung:

[11, 12, 193, 201, 202, 203, 209, 215, 257, 280, 281, 282]

Intelligente Verfahren, rekurrent:

[202, 280, 281, 282, 306, 307, 329, 330]

Intelligente Verfahren, Volterra, OBF:

[35, 321, 322, 323, 331, 332]

Intelligente Verfahren, Medizin:

[2, 3, 324, 339, 340, 342, 357, 358, 360, 361, 362, 363]

Intelligente Verfahren, High Gain:

[355, 356, 359, 369, 370, 377 bis 386, 394 bis 398, 403 bis 405, 409]

Intelligente Verfahren, Verbrennungsmotore:

[4, 8, 42, 43, 44, 45, 46, 170, 181, 189 bis 195, 201, 210, 212, 215, 246, 277, 283, 287, 288, 305, 309]

Hybridfahrzeug:

[4, 8, 42, 43, 44, 45, 46, 159, 160, 164, 165, 166, 167, 168, 188, 222, 226, 228, 238, 239, 251, 253, 260, 265, 284, 285, 286, 292, 295, 296, 297, 301, 313, 314, 315, 319, 347, 348, 349, 350, 371 bis 376, 387, 388, 389, 393]

Literaturverzeichnis

- [1] Angermann, A.
Entkopplung von Mehrgrössensystemen durch Vorsteuerung am Beispiel von kontinuierlichen Fertigungsanlagen
Dissertation TU München, 2004
- [2] Angerer, B.
Entwicklung von Identifikationsmethoden und Messverfahren zur Anwendung an nichtlinearen biomechanischer Systeme
Dissertation TU München, 2005
- [3] Bernhardt, M.
Advances in System Identification, Neuromuscular Modeling and Repetitive Peripheral Magnet Stimulation
Dissertation TU München, 2009
- [4] Beuschel, M.
Neuronale Netze zur Diagnose und Tilgung von Drehmomentschwingungen von Verbrennungsmotoren
Dissertation TU München, 2000
- [5] Endisch, Ch.
Optimierungsstrategien für die Identifikation mechatronischer Systeme
Dissertation TU München, 2009
- [6] Feiler, M.
Adaptive Control in the Presence of Disturbances
Dissertation TU München, 2004
- [7] Fischle, K.
Ein Beitrag zur stabilen adaptiven Regelung nichtlinearer Systeme
Dissertation TU München, 1997
- [8] Froschhammer, F.
Identifikation von Sensorungenauigkeiten und Kompensation für die drehzahl-gestützte On Bord Diagnose von Verbrennungsmotoren
Dissertation TU München, 2001
- [9] Kurze, M.
Modellbasierte Regelung von Robotern mit elastischen Gelenken ohne abtriebs-seitige Sensorik
Dissertation TU München, 2008
- [10] Lenz, U.
Lernfähige Neuronale Beobachter für eine Klasse nichtlinearer Systeme und

- ihre Anwendung zur intelligenten Regelung von Verbrennungsmotoren*
Dissertation TU München, 1997
- [11] Rau, M.
Nichtlineare modellbasierte prädiktive Regelung auf Basis lernfähiger Zustandsraummodellen
Dissertation TU München, 2003
- [12] Straub, S.
Entwurf und Validierung neuronaler Beobachter zur Regelung nichtlinearer Systeme im Umfeld unterschiedlicher Problemstellungen
Dissertation TU München, 1998
- [13] Strobl, D.
Identifikation nichtlinearer mechatronischer Strecken mittels neuronaler Netze
Dissertation TU München, 1998
- [14] Tümmel, M.
Modellbasierte Regelung von Robotern mit elastischen Gelenken
Dissertation TU München, 2006
- [15] Litz, I.
Reduktion der Ordnung linearer Zustandsmodelle mittels modaler Verfahren
Dissertation Universität Karlsruhe, 1979
- [16] Roppenecker, G.
Zustandsregelung linearer Systeme - eine Neubetrachtung
at - Automatisierungstechnik, 57 (2009) 10 Seite 491 - 498
- [17] Hoffmann, N.; Fuchs, W.
Stromregelverfahren für Drehfeldmaschinen
Kapitel 15, Elektrische Antriebe: Regelung von Antriebssystemen, D. Schröder, 4. Auflage, 2013
- [18] Ruckert, U.
Prädiktive Methoden zur Kompensation von Blindleistung bei unruhigen elektrischen Verbrauchern
Dissertation, TU München, 1985
- [19] Hörger, W.
Flickeroptimale Signalverarbeitung zur Kompensation und Symmetrierung unruhiger Verbraucher mit dreiphasigen Wechselstromstellern.
Dissertation, TU München, 1993
- [20] Schröder, D.
Untersuchung der dynamischen Eigenschaften von Stromrichterstellgliedern mit natürlicher Kommutierung.
Dissertation, TH Darmstadt, 1969
- [21] Kennel, R.
Prädiktives Führungsverfahren für Stromrichter.
Dissertation, Univ. Kaiserslautern, 1984
- [22] Hintze, D.
Asynchroner Vierquadranten-Drehstromantrieb mit Stromzwischenkreisumrichter und überschwingungsarmen Maschinengrößen.
Dissertation, TU München, 1993
- [23] Kohlmeier, H.
Regelung der Asynchronmaschine durch Einsatz netz- und maschinenseitiger

- Pulsstromrichter mit optimierten asynchronen Pulsmuster.*
Dissertation, TU München, 1988
- [24] Niermeyer, O.
Netzfreundlicher, drehzahlvariabler 4-Quadranten-Asynchronmaschinenantrieb mit prädiktiven Stromregelungen
Dissertation, TU München, 1991
- [25] Filipovic, D.
Resonating and Bandpass Vibration Absorbers with Local Dynamic Feedback.
Dissertation, TU München, 1998
- [26] Schöffner, C.
Analyse und Synthese neuronaler Regelungsverfahren
Dissertation, TU München, 1996.
- [27] Schlögl, A. E.
Theorie und Validierung der Modellbildung bipolarer Leistungshalbleiter im Temperaturbereich von 100 K bis 400 K.
Dissertation, TU München, 1999
- [28] Metzner, D.
Netzwerkmodelle abschaltbarer Leistungshalbleiter-Bauelemente.
Dissertation, TU München, 1994
- [29] Kuhn, H.
Modellierung von lateralen Effekten am Beispiel der SPEED-Struktur.
Dissertation, TU München, 1996
- [30] Xu, Ch.
Netzwerkmodelle von Leistungshalbleiter-Bauelementen (Diode, BJT und MOSFET).
Dissertation, TU München, 1990
- [31] Vogler, T.
Physikalische Netzwerkmodelle von Leistungshalbleitern unter Berücksichtigung von Modularität und Temperatur.
Dissertation, TU München, 1996
- [32] Hörger, W.
Ein Beitrag zur Systemdynamik von Wickelantrieben unter Berücksichtigung elastischer Kopplungen
Dissertation, TU München, 1986
- [33] Frenz, T.
Stabile Neuronale Online Identifikation und Kompensation statischer Nichtlinearitäten am Beispiel von Werkzeugmaschinenvorschubantrieben
Dissertation, TU München, 1997
- [34] Schröder, D.
Selbstgeführter Stromrichter mit Phasenfolgelöschung und eingeprägtem Strom.
ETZ-A Bd. 96 (1975), H. 11, S. 520-523
- [35] Hofmann, S.
Identifikation von nichtlinearen mechatronischen Systemen auf der Basis von Volterra-Reihen
Dissertation, TU München, 2003

- [36] Grützmacher, B.
Untersuchungen über die dynamischen Eigenschaften von statischen Kompensationsanlagen
Dissertation, TU München, 1883
- [37] Miksch, W.
Ein Konzept zur optimalen Steuerung und Regelung von mobilen Manipulatoren
Dissertation, TU München, 1996
- [38] Treutterer, W.
Positions- und Bahnregelung mobiler Roboter
Dissertation, TU München, 1994
- [39] Franck, F.
Gleichspannungswandler mit resonanten Zellen
Dissertation, TU München, 1995
- [40] Kirchenberger, U.
Analyse und Vergleich resonanter Brückentopologien zur Gleichspannungswandlung
Dissertation, TU München, 1994
- [41] Patri, T.
Regelung von kontinuierlichen Fertigungsanlagen
Dissertation, TU München, 2003
- [42] Mayer, T.
Modellierung und Regelung des Autarken Hybridfahrzeugs
Dissertation, TU München, 1998
- [43] Kleimaier, A.
Optimale Betriebsführung von Hybridfahrzeugen
Dissertation, TU München, 2003
- [44] Zoelch, U.
Ein Beitrag zu optimaler Auslegung und Betrieb von Hybridfahrzeugen
Dissertation, TU München, 1998
- [45] Jörg, A.
Optimale Auslegung und Betriebsführung von Hybridfahrzeuge
Dissertation, TU München, 2009
- [46] Seiler, Jakob
Betriebsstrategien für Hybridfahrzeuge mit Verbrennungsmotor unter der Berücksichtigung von Kraftstoffverbrauch und Schadstoffemissionen während der Warmlaufphase
1. München, 2000
- [47] E. Stein
Elektrische Modelle von Leistungshalbleitern für den Entwurf von Stromrichterstellgliedern
Dissertation, Universität Kaiserslautern, 1984
- [48] D. W. Dudley, J. Sprengers, D. Schröder, H. Yamashina
Handbuch der Getriebemotoren
Im Auftrag von Bonfiglioli Riduttori Spa, Bologna, Italien, in englischer, deutscher und italienischer Sprache, Springer Verlag, Heidelberg, ISBN: 3-540-60977-6, 1995

- [49] A. Angermann, M. Beuschel, M. Rau, U. Wohlfarth
MATLAB - SIMULINK - STATEFLOW: Grundlagen, Toolboxes, Beispiele
Oldenbourg Verlag München, 1. Auflage 2002, jährlich überarbeitete Neuauflage
- [50] Schröder, D.
Intelligent Observer and Control Design for Nonlinear Systems
Springer Verlag, Heidelberg, 2000

1969

- [51] D. Schröder.
Die dynamischen Eigenschaften von Stromrichter-Stellgliedern mit natürlicher Kommutierung
ETZ-A, Jahrgang 91 (1969), S. 242-243

1971

- [52] D. Schröder.
Dynamische Eigenschaften von Stromrichter- Stellgliedern mit natürlicher Kommutierung
Regelungstechnik und Prozeßdatenverarbeitung, Jahrgang 19, (1971), S. 155-162

1972

- [53] D. Schröder.
Analysis and Synthesis of Automatic Control Systems with Controlled Converters
5th IFAC Congress 1972, session 22.1, S. 1-8
- [54] D. Schröder.
Theoretische und praktische Grenzen der Regeldynamik von Regelkreisen mit Stromrichter-Stellgliedern
3rd Conference on Electricity 1972 Bukarest, III section, CZ 621.314, S. 1-24

1973

- [55] D. Schröder.
Adaptive Control of Systems with Controlled Converters
3rd IFAC Symposium 1973 on Sensitivity, Adaptivity and Optimality, S. 335-342
- [56] D. Schröder.
Einsatz adaptiver Regelverfahren bei Regelkreisen mit Stromrichter-Stellgliedern

VDI/VDE Gesellschaft für Meß- und Regelungstechnik, Industrielle Anwendung adaptiver Systeme, 1973, S. 81-97

- [57] D. Schröder.
Grenzen der Regeldynamik von Regelkreisen mit Stromrichtern
 Regelungstechnik und Prozeßdatenverarbeitung, Jahrgang 21 (1973), S. 322-329

1974

- [58] D. Schröder.
Spannungsstabilisierung in Drehspannungsnetzen
 IFAC Symposium Regelung und Steuerung in der Leistungselektronik und bei elektrischen Antrieben, 1974, session 6.3, S. 1-22

1975

- [59] D. Schröder.
Selbstgeführter Stromrichter mit Phasenfolgelöschung und eingprägtem Strom
 ETZ-A Jahrgang 96 (1975), S. 520-523

1976

- [60] D. Schröder.
Die untersynchrone Stromrichter-Kaskade
 GMR-Jahrestagung 1976, S. 90-97

1977

- [61] D. Schröder.
Practical Results of an Equipment with Fast Response for Compensation of Arc Furnaces
 International Conference on Electricity Distribution, Cired 1977, London, S. 13-18
- [62] D. Schröder.
The Cycloconverter at Increased Output Frequency
 International Semiconductor Power Converter Conference, 1977, IEEE USA, S. 262-269
- [63] D. Schröder.
Hochdynamische Spannungsstabilisierung von Drehspannungssystemen
 ETZ-A Mai 1977, S. 338-340
- [64] K. Moll, D. Schröder.
Applicable Frequency Range of Current source Inverters
 2nd IFAC Symposium 1977, S. 231-234

- [65] D. Schröder.
Operating Results of Compensating Equipment
2nd IFAC Symposium 1977, S. 937-943

1979

- [66] D. Schröder.
Netzrückwirkungen von Lichtbogenöfen: Charakteristik - Meßmethoden - Kompensation
ETG-Fachtagung Blindleistung 1979, S. 140-167

1981

- [67] B. Grützmaker, R. Wörner, D. Schröder.
Die Gleichstrom-Hauptantriebe einer zweigerüstigen Dressierstraße
BBC-Nachrichten, 1981, Heft 3, S. 106-115
- [68] D. Schröder.
Grenzen der stromrichter gespeisten Gleichstrommaschinen als drehzahl geregelter Antrieb
Vogel Verlag, Elektrotechnik, 1981 Heft 7/8, S. 16-22, Heft 13/14, S. 22-26, Heft 22/23, S. 24-28
- [69] D. Schröder.
New Elements in Power Electronics: Transistor, FET, ASCR, GAT(T), GTO
4th Power Electronics Conference, Budapest 1981, S. 53-63

1982

- [70] D. Schröder.
Neue Bauelemente ASCR, RLT, GATT, GTO, FET
ETZ 1982, Bd. 102, S. 906-909
- [71] E. Stein, D. Schröder.
A Wide Band Isolation Amplifier with Opto-Electronic Transmission for the Protection, Monitoring and Diagnosis of Power Converters
ETG-Fachbericht 11, Darmstadt 1982, S. 75-80
- [72] U. Ruckert, B. Grützmaker, D. Schröder
Reduction of Power Fluctuations by Statistical Prediction
ETG-Fachbericht 11, Darmstadt 1982, S. 53-64
- [73] K. Kübler, G. Steuerwald, D. Schröder
Control of a 4-Quadrant Chopper by a 16-Bit Microcomputer
ETG-Fachbericht, Darmstadt 1982, S. 439-446
- [74] D. Schröder
Grenzen der stromrichter gespeisten Gleichstrommaschine als drehzahl geregelter Antrieb
Maschinenbau/Zürich, Heft 6/82, S. 45-55

- [75] D. Schröder
Genauigkeiten und Störungen des geregelten Gleichstromantriebs
Maschinenbau/Zürich, Heft 9/82, S. 89-101
- [76] D. Schröder
Bauelemente der Leistungselektronik
Der Elektroniker, Heft 9, S. 40-4

1983

- [77] R. Kennel, D. Schröder
A new control strategy for converters
CONUMEL 1983, Toulouse, I-25, S. 25-31
- [78] E. Stein, D. Schröder
Halbleiterstrukturen und Funktion neuartiger Bauelemente der Leistungselektronik
VDE-Jahrbuch 1983, S. 239-268
- [79] D. Schröder
Ein Ausblick auf zukünftige Antriebstechniken in der elektrischen Traktion
Elektrische Bahnen 1983, Heft 1, S. 11-17, Heft 2, S. 42-44
- [80] R. Kennel, D. Schröder
Predictive Control Strategy for Converters
Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne 1983, S. 415-422.
(erschien auch in der AUTOMATICA 1985)
- [81] E. Stein, D. Schröder
Computing the Switching Behaviour of Power-Mosfet to Optimize the Circuit Design
ICPEC Tokyo 1983, S. 336-347
- [82] U. Ruckert, D. Schröder
Comparison of Different Prediction Methods for Arc Furnace Compensators
ICPEC Tokyo 1983, S. 778-789

1984

- [83] E. Stein, D. Schröder
Computer Aided Design of Circuits for Power Controlling with the New Power Elements MOSFET, SIT and GTO
IAS 1984, Chicago, Illinois, USA, S. 776-771
- [84] R. Kennel, D. Schröder
Model-Control PROMC - A New Control Strategy with Microcomputer for Drive Applications
IAS 1984, Chicago, Illinois, USA, S. 834-839. (erschien auch in IEEE Industry Applications 1985)
- [85] R. Kennel, D. Schröder
Modell-Führungsverfahren zur optimalen Regelung von Stromrichtern
Regelungstechnik (1984), Heft 11, S. 359-365

- [86] E. Stein, D. Schröder
CAD für MOSFET, Ergebnisse einer Brückensimulation
Makroelektronik-Konf., München, 1984 S. 223-239

1985

- [87] H. Kohlmeier, O. Niermeyer, D. Schröder
High Dynamic Four-Quadrant AC-Motor Drive with improved Power-Faktor and On-Line optimized Pulse Pattern with PROMC
EPE 85, Brüssel, Belgien, S. 3.173-3.178
- [88] U. Ruckert, D. Schröder
Spectral Optimisation of Prediction for Arc Furnace Compensators
EPE-Conference, Brüssel, 1985, S. 5.119-5.123

1986

- [89] W. Hörger, D. Schröder
Substantial Improvements of the Performance of Axial Winders by Adaptive State Space Control
IFAC-Symposium on „Microcomputer Application in Process Control“, Istanbul, Juli 1986, A6.13
- [90] U. Ruckert, D. Schröder
Flicker Reduction by Prediction - An Important Step Ahead
2. Euro. Elec. Steel Congr., Florenz, Sept. 1986
- [91] D. Schröder
Vorausberechnende Führungsverfahren PROMC - Eine neue Strategie zur Führung von Antriebssystemen
Intern. Wissenschaftliche Konferenz „Der Beitrag der Wissenschaften zur automatisierten bedienarmen Produktion“, Karl-Marx-Stadt, November 1986
- [92] H. Warmer, D. Schröder
An Improved Method of Predictive Control for Line Commutated DC-Drives
ICEM-Conference, München, 1986
- [93] H. Kohlmeier, D. Schröder
GTO-Pulse Inverters with On-Line Optimized Pulse Patterns for Current Control
ICEM-Conference, München, 1986 S.668-671
- [94] O. Niermeyer, D. Schröder
Current Source Inverter with GTO-Thyristors and Sinusoidal Motor Currents
ICEM-Conference, München, 1986 S. 772-776

1987

- [95] H. Kohlmeier, O. Niermeyer, D. Schröder
High Dynamic Four-Quadrant AC Motor Drive with Improved Power Factor

- and On-Line Optimized Pulse Pattern with PROMC*
IEEE Transactions on Industry Applications, November/Dezember 1987 vol. IA-23, No. 6, pp. 1001-1009
- [96] W. Höger, D. Schröder
Adaptive State Space Control for Axial Winders
IFAC-Congress München, 1987 S.111-116
 - [97] W. Wolfermann, D. Schröder
Web Forces and Internal Tensions for the Winding of an Elastic Web
International Conf. „Winding Technology 1987“, Stockholm, Schweden, 1987, S. 25-37
 - [98] H. Kohlmeier, D. Schröder
Control of a Double Voltage Inverter System Coupling a Three Phase Mains with an AC-Drive
IEEE IAS 1987, Atlanta, Georgia, USA 1987
 - [99] W. Wolfermann, D. Schröder
Application of Decoupling and State Space in Processing Machines with Continuous Moving Webs
IFAC-Congress München, 1987, S. 100-105
 - [100] W. Höger, D. Schröder
Adaptive State Space Control for Axial Winders
EPE 87, Grenoble, September 1987, S. 635-640
 - [101] O. Niermeyer, D. Schröder
New Predictive Control Strategy for PWM-Inverters
EPE 87, Grenoble, September 1987, S. 647-652
 - [102] R. Leonhard, D. Schröder
New Precalculating Current Controller for DC Drives
EPE 87, Grenoble, September 1987, S. 659-664
 - [103] W. Wolfermann, D. Schröder
Adaptive state space control for axial winders and in processing machines
IECON 87, Cambridge, USA, S. 54-60

1988

- [104] Ch. Xu, D. Schröder
Modelling and Simulation of Power MOSFET's and Power Diodes
PESC 88, Kyoto, Japan, April 1988, S. 76-83

1989

- [105] Ch. Xu, D. Schröder
A Power Bipolar Junction Transistor Model Describing the Static and the Dynamic Behaviours
PESC 89, Wisconsin, USA, Juni 1989, S. 314-321
- [106] O. Niermeyer, D. Schröder
Induction Motor Drive with Parameter Identification using a new Predictive

- Current Control Strategy*
PESC 89, Wisconsin, USA, Juni 1989, S. 287-294
- [107] Ch. Xu, D. Schröder
A Unified Model for the Power MOSFET Including the Inverse Diode and the Parasitic Bipolar Transistor
EPE 89, Aachen, Oktober 1989, S. 139-143
- [108] O. Niermeyer, D. Schröder
AC-Motor Drive with Generative Breaking and Reduced Supply Line Distortion
EPE 89, Aachen, Oktober 1989, S. 1021-1026
- [109] W. Treutler, D. Schröder
Improved Performance of Mobile Manipulator by Decoupling the Motion of Vehicle and Robot
EPE 89, Aachen, Oktober 1989, S. 991-995
- [110] D. Schröder
Control of AC-Machines. Decoupling and Field Orientation. Modern Integrated Electrical Drives (MIED): Current Status and Future Developments
Course Notes, Mailand, Mai 1989 The European Association for Electrical Drives. S. 45-77
- [111] D. Schröder
Trends in Electrical Drives for Low Cost Automation
Trends in Electrical Drives for Low Cost Automation. Invited Paper. IFAC Symposium on Low Cost Automation, 1989, Mailand, Italien, S. W 103-W 113

1990

- [112] U. Kirchenberger, D. Schröder
A Multiresonant Half-Bridge Converter for High Output Voltage
IPEC 90, Tokio, Japan, April 1990, S. 1169-1176
- [113] D. Metzner, D. Schröder
A SITH-Model for CAE in Power Electronics
IPEC 90, Tokio, Japan, April 1990, S. 1064-1060
- [114] D. Hintze, D. Schröder
Four Quadrant AC-Motor Drive with a GTO Current Source Inverter with Low Harmonics and On Line Optimized Pulse Pattern
IPEC 90, Tokio, Japan, April 1990, S. 405-412
- [115] F. Franck, D. Schröder
A Contribution for the Design Specification of Quasi- and Multi-Resonant Converters
PESC 90, San Antonio, Texas, USA Juni 1990, S. 552-559
- [116] D. Schröder
Trends in Power Electronics
Invited Paper, 11th IFAC World Congress, Tallin, UdSSR, August 1990, S. 215-224

- [117] D. Schröder
Computer Aided Engineering - Models for the Design Electrical Actuators
Invited Paper. VDI/VDE Technology Congress ACTUATOR 90, Bremen. Juni 1990, S. 15-21
- [118] D. Schröder
Model Based Predictive Control for Electrical Drives - Integrated Design and Practical Results
ESPRIT-CIM Workshop on Computers, Integrated Design of Controlled Industrial Systems, Paris, April 1990, S. 112-124
- [119] D. Schröder
The Existing Status for AC-Drives in Europe
IEEE International Workshop on Advanced Motion Control. Yokohama, Keio University, March 1990, National Convention Record IEE Japan , S. 7-2-2
- [120] H. Biechl, D. Schröder
The Influence of Eddy Currents Induced in the Solid Rotor Iron of Synchronous Machines at Transient Conditions
ICEM 90, MIT, Cambridge, USA, S. 390-397
- [121] D. Schröder
Computer-aided engineering models for the design of electrical actuators
ETZ-Archiv 11/1990, S. 341-348
- [122] K. Reinmuth, Ch. Xu
Experimental Investigation, Simulation and Analyses of Avalanche Effects on Power MOSFET
PESC 90, San Antonio, Texas, USA Juni 1990, S. 120-125

1991

- [123] D. Schröder
Modelling of Power Devices for CAE
MADEP 91, Florenz, Sept. 1991, S. 0-331-0-338
- [124] D. Metzner, D. Schröder
A Non-Quasistatic FCTH-Model for Circuit Simulation
MADEP 91, Florenz, Sept. 1991, S. 0-346-0-351
- [125] W. Hörger, D. Schröder
Control of Thyristor Controlled Reactors for Optimal Flicker Reduction
EPE 91, Florenz, Sept. 1991, p. I-242-I-246
- [126] H. Warmer, D. Schröder
Predictive Speed and Current Control for DC Drives
EPE 91, Florenz, Sept. 1991, S. 2-108-2-113
- [127] D. Hintze, D. Schröder
PWM Current Source Inverter with On Line Optimized Pulse Pattern Generation for Voltage and Current Control
CICEM 91, Wuhan, China, Sept. 1991, S. 189-192
- [128] D. Schröder
Modern evolutions of electrical actuators

Journal of Electronics and Telecommunication Engineers, New Delhi, Indien,
Vol. 37, No 1, S. 17-28

- [129] D. Schröder
Digital control strategies for drives
Invited paper, ECC 1991, Grenoble, S. 1111-1116

1992

- [130] T. Vogler, D. Schröder
A New and Accurate Circuit Modelling Approach for the Power Diode
IEEE PESC Record, 1992, S. 871-876
- [131] D. Schröder
Evolutions in power electronics
Invited paper, ISPE 1992, Seoul, Korea, S. 3-14
- [132] D. Schröder
Direct digital control strategies
Invited paper, ISPE 1992, Seoul, Korea, S. 486-495
- [133] F. Frank, D. Schröder
The influence of finite rated filter and energy storage elements on the behaviour of multiresonant single cell converters
IEEE-PESC 92, Toledo Spain, p. 206-212
- [134] W. Miksch, D. Schröder
Performance functional based controller design for a mobile manipulator
IFAC 1992, Nizza, France 1992, p. 227-232
- [135] D. Hintze, D. Schröder
Induction motor drive with intelligent controller and parameter adaption
IEEE-IAS 1992, Houston, USA, S. 970-977
- [136] U. Kirchenberger, D. Schröder
A contribution to design optimization of resonant inductors for high power resonant dc-dc converters
IEEE-IAS 1992, Houston, USA, S. 904-1001
- [137] U. Kirchenberger, D. Schröder
Comparison of multiresonant half-bridge dc-dc converters for high voltage and high output power
IEEE-IAS 1992, Houston, USA, S. 902-909
- [138] D. Metzner, D. Schröder
A physical GTO-model for circuit simulation
IEEE-IAS 1992, Houston, USA, S. 1066-1073
- [139] W. Treutler, D. Schröder
Autonomous vehicle position control based on a local domain state space model
IFAC workshop 1992, Perugia, Italy, S. 307-312
- [140] D. Schröder
Requirements in motion control applications
IFAC workshop „Motion control for intelligent automation“ 1992, Perugia, Italy, S. 19-27

1993

- [141] W. Wolfermann, D. Schröder
New Decentralized Control in Processing Machines with continous moving webs
IWEB-Conference, Oklahoma, Juni 1993
- [142] S. Farhangi, U. Kirchenberger, D. Schröder
Energy Based Form Solution of ZCS Multiresonant Series-Parallel Converters for Optimum Design
PESC 93, Juni 93, S. 71-720
- [143] V.V. Sastry, D. Metzner, D. Schröder
An Integrated Approach to Simulation of Power Electronic Circuits and Systems
S. 663-667
- [144] U. Kirchenberger, K. Fischer, D. Schröder
Analysis of a constant frequency series-parallel multiresonant converter for high power and increased output voltages
EPE 93, September 93, Brighton
- [145] S. Farhangi, U. Kirchenberger, D. Schröder
Modeling of ZCS Multiresonant series-parallel converters using energy concepts
EPE 93, September 93, Brighton, UK
- [146] D. Metzner, T. Vogler, D. Schröder
A modular concept for the circuit simulation of bipolar power semiconductors
EPE '93, September 1993, Brighton, UK, S. 15-22
- [147] D. Schröder
Control of Dynamic Power Compensators
EPE 93, September 93, Brighton, UK, Tutorial
- [148] D. Schröder
Power Semiconductors Models and Computer Aided Engineering in Power Electronics
KAIST-Workshop, 12.-13.10.93, Teajon, Korea
- [149] D. Schröder
Modeling and CAE For Power Electronic Topologies
IECON 93, 15.-19.11.1993, Hawaii, USA
- [150] W. Miksch
Koordinierung der Fahrzeug und Roboterarmbewegung bei mobilen Robotersystemen
AMS 93, 28.-29.10.1993
- [151] W. Miksch
Methoden zur Regelung eines mobilen Robotersystems mit Redundanz
Fachtagung Langen 93, 9.-10.11.1993
- [152] C. Schäffner and D. Schröder
An Application of General Regression Neural Network to Nonlinear Adaptive Control
5th European Conference on Power Electronics and Applications EPE '93, Brighton, UK, 1993, Proceedings pp. 219-223, Vol. 4.

1994

- [153] D. Schröder.
Elektrische Antriebe 1: Grundlagen
Springer-Verlag, Heidelberg, Germany, 1994
- [154] D. Metzner, T. Vogler, D. Schröder
A Modular Concept for the Circuit Simulation of Bipolar Power Semiconductors
IEE EPE Record, Bd. 2, S. 15-22, 1993. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, Nr. 5, S. 506-513, 1994
- [155] W. Wolfermann
Dezentrale Regelungen bei kontinuierlichen Fertigungsanlagen
Antriebstechnik, Vol. 33 (1994), Nr. 3, pp. 65-69
- [156] T. Vogler, A. Schlögl, D. Schröder
Modeling and Characterizing Power Semiconductors at Low Temperatures
IEEE ISPSD Record, S. 237-242, 1994
- [157] C. Schäffner and D. Schröder
Approximation of Time-Optimal Control for an Industrial Plant with General Regression Neural Network
International Conference on Artificial Neural Networks ICANN '94, Sorrento, Italy. Proceedings pp. 1199-1202, Vol. 2, 1994
- [158] D. Schröder, C. Schäffner and U. Lenz
Neural-Net Based Observers for Sensorless Drives
20th International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation IECON '94, Bologna, Italy. Proceedings pp. 1599-1610, Vol. 3, 1994
- [159] D. Schröder, T. Mayer, U. Zoelch
Modellbildung des Gesamtsystems und Regelstrategien
Kolloquium Umweltfreundliche Antriebstechnik für Fahrzeuge, 1994, München, Germany, pp. 93-107
- [160] D. Schröder, T. Mayer, U. Zoelch
Control Aspects for a Hybrid Car with a special CVT
27th ISATA 1994, Dedicated Conference on Electric, Hybrid and alternative Fuel Vehicles and Supercars, 1994, Aachen, Germany, pp. 699-706
- [161] D. Schröder
Entwicklungen und Zukunftsaspekte in der Motion Control
Internationale Strategie-Tagung der Firmengruppe Erhardt + Leimer, Topic Nr. 5.

1995

- [162] D. Schröder.
Elektrische Antriebe 2: Regelung von Antrieben
Springer-Verlag, Heidelberg, Germany, 1995
- [163] Bonfiglioli Riduttori S.p.A. with D. W. Dudley, J. Sprengers, D. Schröder, H. Yamashina

- Gear Motor Handbook*
Springer-Verlag, Heidelberg, Germany, 1995
- [164] T. Mayer, D. Schröder
Betriebszustände und Regelung eines speziellen Hybridfahrzeuges
Alternativ Mobil'95, 1995, Karlsruhe, Germany, pp. 11-20
- [165] T. Mayer, D. Schröder
Operating Modes and Control for a special Hybrid Drivetrain
IFAC-Workshop on Advances in Automotive Control, 1995, Ascona, Switzerland, pp. 120-125
- [166] T. Mayer, D. Schröder
Simulation and Hierarchical Controller Design for a special Hybrid Drivetrain
EPE 1995, Sevilla, Spain
- [167] U. Zoelch, T. Mayer, D. Schröder
Fahrzeugregelung und regelungstechnische Komponentenabstimmung für den Autarken Hybrid
VDI-Tagung Rationelle Energienutzung bei Hybridfahrzeugen, 1995, München, Germany
- [168] U. Zoelch, D. Schröder
Aspects for Operation and Components' Coordination of a Hybrid Driveline
EVT, 1995, Paris, France
- [169] T. Vogler, D. Schröder
Physical Modeling of Power Semiconductors for the CAE-Design of Power Electronic Circuits
Journal on Circuits, Systems and Computers, Vol. 5, No. 3, 1995, pp. 411-428
- [170] C. Schäffner, D. Schröder and U. Lenz
Application of Neural Networks to Motor Control
International Power Electronics Conference, IPEC '95, Yokohama, Japan. Proceedings pp. 46-51, Vol. 1, 1995
- [171] C. Schäffner, D. Schröder
Stable Nonlinear Observer Design With Neural Network
IFAC-Workshop on Motion Control, Munich, Germany. Proceedings pp. 567-574, 1995
- [172] T. Frenz, D. Schröder
Learning Unknown Nonlinearities Using a Discrete Observer in Combination with Neural Networks
IEEE-IAS Annual Conference, Orlando, USA, 1995, Proceedings pp. 1800-1806
- [173] T. Frenz, D. Schröder
Nonlinear Modeling of a Feed Drive of a Lathe and Compensation of Friction Influence
IFAC-Workshop „Motion Control“, München, Germany, 1995, pp. 331-338
- [174] T. Frenz, D. Schröder
Nichtlineare Modellbildung elektrischer Antriebsstränge
VDI-Bericht 1220: Schwingungen in Antrieben. VDI-Verlag Düsseldorf, 1995, pp. 335-346
- [175] S. Straub, D. Schröder
Kompensation der Unrundheiten der Haspeln in Walzwerksantrieben mittels

- Neuronaler Identifikation*
VDI-Bericht 1220: Schwingungen in Antrieben. VDI-Verlag Düsseldorf, 1995, pp. 347-358
- [176] S. Straub, D. Schröder
An Example of an Application of Neural Networks in Rolling Mills
IFAC Workshop on Motion Control, 1995, Munich, Germany, pp. 583-590
- [177] W. Miksch, D. Schröder
Ein Konzept zur Regelung von mobilen Manipulatoren
at, Nr. 7, Oldenburg-Verlag, 1995, pp. 340-346
- [178] M. Marx, D. Schröder
Analysis of a Zero-Voltage-Transition DC-DC Full-Bridge Converter
Power Electronics Specialists Conference, PESC '95, 1995, Atlanta, GA, USA, Proceedings Vol. 1, pp. 298-3036
- [179] T. Vogler, A. Schlögl, N. Kasahara, D. Schröder
Modelling and Characterizing Power Semiconductors at Low Temperatures
International Power Electronics Conference, IPEC '95, 1995, Yokohama, Japan, Proceedings Vol. 3, pp. 1232-1238
- [180] D. Schröder
Neuro-Fuzzy Applications for Motion Control
Tutorial on Neuro-Fuzzy Drive/Motion Control at IAS '95, Orlando, FL, USA, Chapter 3
- [181] U. Lenz, D. Schröder
Regelung von Verbrennungsmotoren mit Künstlicher Intelligenz
Workshop GMA-Ausschuß 1.4 Theoretische Verfahren der Regelungstechnik, Interlaken, Schweiz, 1995.
- [182] D. Filipovic, D. Schröder, N. Olgac
Aktive Schwingungsdämpfung mittels delayed resonator
VDI-Berichte Nr. 1220, 1995, pp. 593-605
- [183] W. Wolfermann
Tension Control of Webs - A Review of the Problems and Solutions in the Present and Future
Proc. of the Third International Conference on Web Handling, Oklahoma, USA, 1995
- [184] W. Wolfermann, D. Schröder, K. D. Marx
Fließend von der Theorie zur Praxis. Versuchsanlage für kontinuierliche Fertigung mit SIMADYN D
drive & control, 5. Jahrgang, pp. 24-25.
- [185] D. Schröder
The PWM Current Source Inverter - a High Power Inverter
EP2 Forum 95, Electrical Power Technology in European Physics Research, CERN, Geneva, Switzerland, 1995, pp. C51-C64

1996

- [186] Schröder, D.
Elektrische Antriebe 3: Leistungselektronische Bauelemente
Springer-Verlag, Berlin 1996
- [187] Bonfiglioli Riduttori S.p.A. with D. W. Dudley, J. Sprengers, D. Schröder, H. Yamashina
Gear Motor Handbook
- [188] T. Mayer, D. Schröder
Robust Control of a Parallel Hybrid Drivetrain with a CVT
SAE International Congress and Exposition, 1996, Detroit, USA, SAE Technical Paper No. 960233.
- [189] U. Lenz, D. Schröder
Artificial Intelligence for Combustion Engine Control
SAE International Congress and Exposition, 1996, Detroit, USA, SAE Technical Paper No. 960328.
- [190] S. Farhangi, U. Kirchenberger, D. Schröder
Energy Based Closed Form Solution of ZCS Multiresonant Series- Parallel Converters
IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 2, March 1996, pp. 1-7.
- [191] C. Schäffner, R. Kersch and D. Schröder
Stable Learning of Out-Of-Roundness with Neural Network
Neural Network World, Volume 6, Number 2, 1996, pp. 223-230. Special issue on Neurofuzzy '96, IEEE European Workshop, Prague, Czech Republic.
- [192] D. Lomakin, W. Wolfermann, D. Schröder
Fuzzy-Logik jetzt auch für schnelle Antriebsregelungen
Engineering & automation, 18 (1996), Heft 2, pp. 10-11.
- [193] D. Schröder
Motion Control and Nonlinear Control Application
5th Int. Conf. on Optimization of Electric and Electronic Equipments (OPTIM'96), Brasov, Rumania, 1996, Proceedings pp. 1479-1490.
- [194] K. Fischle, D. Schröder
Stable Adaptive Fuzzy Control of Plants With Control Saturation
Proc. Fourth European Congress on Intelligent Techniques and Soft Computing (EUFIT), Aachen, 1996, pp. 980-984.
- [195] U. Lenz, D. Schröder
Local Identification using Artificial Neural Networks
9th Yale Workshop on Adaptive and Learning Systems (WALS'96), Yale, USA, 1996, Proceedings pp. 83-88.
- [196] D. Filipovic, D. Schröder
Multiple-Frequency Vibration Suppression with the Linear Active Resonator
7th Int. Power Electronics and Motion Control Conf. (PEMC'96), Budapest, Hungary, 1996, Proceedings pp. 58-65.
- [197] M. Marx, D. Schröder, B. Ertl, F. Bernitz
Single-Stage High Power-Factor Electronic Ballast
7th Int. Power Electronics and Motion Control Conf. (PEMC'96), Budapest, Hungary, 1996, Proceedings pp. 296-300.

- [198] M. Marx, A. Schlögl, K. Eder, D. Schröder
Comparison of Zero-Voltage-Switching Converters at low Temperatures
PESC'96, Baveno, Italy, 1996, Proceedings pp. 83-88.
- [199] P. K. Steimer, H. Grüning, J. Werninger, D. Schröder
State-of-the-Art Verification of the Hard Driven GTO Converter Development for a 100 MVA Intertie
PESC'96, Baveno, Italy, 1996, Proceedings pp. 1401-1407.
- [200] M. Marx, D. Schröder
A Novel Zero-Current-Transition Full-Bridge DC-DC Converter
PESC'96, Baveno, Italy, 1996, Proceedings pp. 664-669.
- [201] U. Lenz, D. Schröder
Identifikation isolierter Nichtlinearitäten mit Neuronalen Netzen
GMA-Kongreß Meß- und Automatisierungstechnik '96, Baden-Baden, Germany, 1996, VDI-Berichte 1282, pp. 437-447.
- [202] S. Straub, D. Schröder
Identification of Nonlinear Dynamic Systems with Recurrent Neural Network and Kalman Filter Methods
IEEE Int. Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'96), Atlanta, USA, 1996, Proceedings pp. 341-344.
- [203] S. Straub, D. Schröder
Neural Network Based Identification Methods to Solve Nonlinear Problems in Rolling Mill Subsystems
2nd Int. Conference on Modelling of Metal Rolling Processes, London, UK, 1996, Proceedings pp. 366-377.
- [204] D. Filipovic, D. Schröder
Absorption mechanischer Schwingungen mittels Linearem Aktivem Resonator - Einmassen-Mehrfrequenz-Absorber
VDI-Schwingungstagung, Veitshöchheim, Germany, 1996; VDI-Berichte 1285 - Schwingungen in Maschinen, Fahrzeugen und Anlagen, VDI Verlag, Düsseldorf, 1996, S. 507-520.
- [205] K. Fischle, D. Schröder
Aktive Dämpfung von Torsionsschwingungen durch adaptive Fuzzy-Regelung
VDI-Schwingungstagung, Veitshöchheim, Germany, 1996; VDI-Berichte 1285 - Schwingungen in Maschinen, Fahrzeugen und Anlagen, VDI Verlag, Düsseldorf, 1996, S. 557-571.
- [206] D. Filipovic, D. Schröder
em Suppression of Mechanical Vibrations with Linear Active Resonator - Experimental System
9th Int. Conference Electrical Drives and Power Electronics (EDPE'96), Dubrovnik, Croatia, 1996, Proceedings pp. 200-203.
- [207] K. Skrinjar, M. Puzak, D. Filipovic
Program Package for Demonstration of Vector Controlled Induction Motor Drive
9th Int. Conference Electrical Drives and Power Electronics (EDPE'96), Dubrovnik, Croatia, 1996, Proceedings pp. 280-283.
- [208] D. Schröder
Neuro-Fuzzy Applications for Motion Control

Tutorial on Neuro-Fuzzy Drive/Motion Control at IAS '96, San Diego, CA, USA, Chapter 3.

1997

- [209] C. Schäffner, D. Schröder.
Approximation of Time-Optimal Control for an Industrial Production Plant with General Regression Neural Network in Neural Systems for Control
Academic Press Ltd., London, UK, 1997
- [210] U. Lenz, D. Schröder
Transient Air/Fuel Ratio Control using Artificial Intelligence
SAE Paper 970619, 1997 International SAE Congress, Detroit, Michigan, USA
- [211] W. Wolfermann
Tension Control of Webs
Proc. of the Fourth International Conference on Web Handling, Oklahoma, USA, 1997
- [212] U. Lenz, D. Schröder
Air/Fuel Ratio Control for Direct Injecting Combustion Engines using Neural Networks
ISATA Paper 97AE009, 30th ISATA Conference, Firenze, Italy, 1997
- [213] K. Fischle, D. Schröder
Stable Adaptive Fuzzy Control of an Electric Drive System
Proc. Sixth IEEE International Conference on Fuzzy Systems (Fuzz-IEEE'97), Barcelona, Spain, 1997, pp. 287-292
- [214] K. Fischle, D. Schröder
Stabile adaptive Fuzzy-Regelung ohne Differentiation der Regelgröße
Automatisierungstechnik, Vol. 45, No. 8, 1997, pp. 360-367.
- [215] T. Frenz, D. Schröder
On Line Identification and Compensation of Friction Influence of Feed Drives of Machine Tools
EPE'97, Trondheim, Norway, Proceedings of the EPE'97, Vol. 3, pp.3.927-3.932
- [216] K. Fischle, D. Schröder
Stable Model Reference Neurocontrol for Electric Drive Systems
EPE'97, Trondheim, Norway, Proceedings of the EPE'97, Vol. 2, pp. 2.432-2.437
- [217] D. Filipovic, N. Olgac
Delayed Resonator with Speed Feedback Including Dual Frequency
IEEE Conference on Decision and Control, San Diego, CA, USA, 1997.
- [218] F. Hangl, U. Lenz, D. Schröder
Theorie des systematischen Entwurfs lernfähiger Beobachter für eine Klasse nichtlinearer Strecken
Workshop „Theoretische Verfahren der Regelungstechnik“, Interlaken, Switzerland, 1997
- [219] D. Strobl, U. Lenz, D. Schröder
Systematic Design of Stable Neural Observers for a Class of Nonlinear Systems

- Conference on Control Applications CCA'97, Hartford, CT, USA, Proceedings pp. 377-382
- [220] D. Filipovic, D. Schröder
Suppression of Mechanical Vibrations with Linear Active Resonator - Experimental System
Automatica, Vol. 38, No. 1-2, 1997, pp. 59-64.
- [221] A. Schlögl, D. Schröder
Temperaturabhängiges Verhalten von Leistungshalbleiter-Bauelementen - Ein neues physikalisches Modell, validiert durch bauelement-interne, optische Messtechnik
26. Kolloquium „Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium“, Germany, 1997, pp. 27.1-27.6.
- [222] U. Zoelch, D. Schröder
Optimization Method for Rating the Components of a Hybrid Vehicle
Electric Vehicle Symposium EVS'97, Orlando, FL, USA, 1997

1998

- [223] D. Schröder.
Elektrische Antriebe 4: Leistungselektronische Schaltungen
Springer-Verlag, Heidelberg, Germany, 1998
- [224] H. Kuhn, D. Schröder
Physikalische Modellierung von GTO-Thyristoren mit Pufferschicht für hartschaltende Anwendungen
26. Kolloquium „Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium“, Freiburg, Germany, 1997, pp. 19.1-19.8. 1998
- [225] T.T. Mnatsakanov, D. Schröder, A. E. Schlögl
Effect of High Injection Level Phenomena on the Feasibility of Diffusive Approximation in Semiconductor Device Modeling
Solid State Electron., Vol. 42, No. 1, pp. 153-163, 1998.
- [226] U. Zoelch, D. Schröder
Dynamic optimization method for design and rating of the components of a hybrid vehicle
Int. Journal of Vehicle Design, Vol. 19, No. 1, 1998, pp. 1-13.
- [227] D. Filipovic, N. Olgac
Torsional Delayed Resonator with Velocity Feedback
IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 3, No. 1, March 1998, pp. 67-72
- [228] T. Mayer, D. Schröder
Regelung eines parallelen Hybridfahrzeugs mit CVT-Getriebe - Simulation, Hardware und Inbetriebnahme
VDI-Tagung „Mechatronik im Maschinen- und Fahrzeugbau“, Moers, Germany, 1998, VDI-Berichte 1315, pp. 201-215
- [229] A. E. Schlögl, T.T. Mnatsakanov, D. Schröder
Temperature Dependent Behaviour of Silicon Power Semiconductors - A New

- Physical Model Validatd by Device Internal Probing between 400K and 100K*
Proc. of the ISPSD'98, Kyoto, Japan, 1998, pp. 383-386
- [230] A. E. Schlögl, T.T. Mnatsakanov, H. Kuhn, D. Schröder
Temperature Dependent Characterization of Silicon Power Semiconductors - A New Physical Model Validatd by Device Internal Probing between 400K and 100K
Proc. of the PESC'98, Fukuoka, Japan, 1998, pp. 1720-1725.
- [231] T.T. Mnatsakanov, L.I. Pomortseva, D. Schröder, A. Schlögl
Choosing Proper Approximation for Semiconductor Device Analytical Modeling at Low Temperatures
Proc. of the WOLTE3, San Miniato, Italy, 1998, Vol. 8, pp. Pr3-71-Pr3-74.
- [232] D. Filipovic, D. Schröder
Aktive Schwingungsdämpfung mit dem Bandpaß-Absorber (BPA)
VDI-Schwingungstagung, Veitshöchheim, Germany, 1998, VDI-Berichte Nr. 1416, pp. 661-673.
- [233] D. Schröder
Leistungselektronik - Simulation
ETG-Fachtagung „Bauelemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen“, Bad Nauheim, Germany, 1998
- [234] D. Filipovic, D. Schröder
Discrete Time Design and Analysis of Linear Active Resonators
PEMC'98, Prague, Czech Republic, 1998
- [235] D. Schröder
Emerging Power Electronic Devices, Physical Modelling and CAE
Invited Paper at PEMC'98, Prague, Czech Republic, 1998.
- [236] M. Beuschel, F. Hangl, D. Schröder
A General Approach for Hysteresis Modeling and Identification Using Neural Networks
IJCNN'98, Anchorage, USA, 1998.
- [237] S. Straub, D. Schröder
Neuronalbasierter Beobachterentwurf für eine breite Klasse nichtlinearer Systeme - Theorie und Praxis
VDI-Tagung „Computational Intelligence“, Berlin, Germany, 1998, VDI Berichte Nr. 1381.
- [238] T. Vollmer, T. Mayer, B.R. Höhn, D. Schröder
Betriebsstrategie und Regelung des Autarken Hybridfahrzeugs
VDI-Tagung „Getriebe in Fahrzeugen 98“, Friedrichshafen, Germany, 1998
- [239] T. Mayer, D. Schröder
Nonlinear Adaptive Control of a CVT-based Parallel Hybrid Passenger Car
IFAC Workshop on Advances in Automotive Control, Mohican State Park, OH, USA, 1998, pp. 115-121.
- [240] D. Strobl, D. Schröder
Neural Observers for the Identification of Backlash in Electromechanical Systems
IFAC Workshop on Motion Control, Grenoble, France, 1998, to be published.

- [241] D. Filipovic, D. Schröder.
Bandpass Vibration Absorber
Journal of Sound and Vibration (1998), Article No. sv981585, pp. 553-566
- [242] D. Schröder
CAE for Power Electronic Circuits
10th Inter. Conf. Electrical Drives and Power Electronics (EDPE), Oct. 1998, Dubrovnik, Croatia, Proc. of EDPE 98, pp. 67-75
- [243] D. Filipovic, D. Schröder
Remote Vibration Suppresion with Locally Controlled Absorbers
10th Inter. Conf. Electrical Drives and Power Electronics (EDPE), Oct. 1998, Dubrovnik, Croatia, Proc. of EDPE 98, pp. 194-198.
- [244] D. Schröder
Simulation of Power Electronic Circuits
Inter. Conf. on Power Electronics (ICPE), Oct. 1998, Seoul, Korea, Proc. of ICPE 98, pp. 212-218.

1999

- [245] Schröder, D.
Intelligent Observer and Control Design for Nonlinear Systems.
Springer-Verlag, Berlin 1999
- [246] M. Beuschel, D. Schröder
Identification and Compensation of Combustional Torque Pulsation Using a Harmonic Activation Neural Network
EPE, Lausanne, Sept 1999.
- [247] D. Filipovic
Resonating and Bandpass Vibration Absorbers with Local Dynamic Feedback
Shaker Verlag, Aachen, 1999, 156 p.
- [248] D. Filipovic, D. Schröder
Control of Remote Vibration with Locally Controlled Absorbers
AUTOMATIKA 40 (1999) 3-4, p. 139-147
- [249] K. Fischle, D. Schröder
An Improved Stable Adaptive Fuzzy Control Method
IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 7 (1999), No. 1, pp. 27-40.
- [250] H. Kuhn, D. Schröder
Validierung eines physikalisch basierten IGCT-Netzwerkmodells anhand des statischen und dynamischen Verhaltens
28. Kolloquium „Halbleiter-Leistungsbaulemente und Materialgüte von Silizium“, Freiburg, Germany, 1999, pp. 5.1-5.8.
- [251] T. Mayer.
Modellierung und Regelung des autarken Hybridfahrzeugs
Herbert Utz Verlag, München, 1999, 204 S.
- [252] T.T. Mnatsakanov, A. Schlögl, L.I. Pomortseva, D. Schröder
Investigation of the optical, temperature dependent freecarrier absorption of a bipolar electron-hole plasma in silicon
Solid-State Electronics 43 (1999) 11, pp. 1703-1708.

- [253] D. Schröder, C. Müller
Entwurf und Implementierung der Regelung am Autarken Hybrid
Hybridantriebe, Garching, Germany, 25.-26.02.1999. Hrsg.: VDI-Gesellschaft - Entwicklung Konstruktion Vertrieb. Düsseldorf: VDI, 1999, S. 211-226. (VDI-Berichte; Nr. 1459)
- [254] M. Rau
Lernfähige Beobachter und adaptive Regelungsverfahren für antriebstechnische Systeme
GMA/GAMM-Workshop „Theoretische Verfahren in der Regelungstechnik“, 01.-02.03.1999, Kassel
- [255] M. Rau, D. Schröder
Adaptive Observer and Control Design for a Class of Nonlinear Systems
7th European Congress on Intelligent Techniques & Soft Computing, Aachen, Germany, 1999.
- [256] A. Schlögl
Theorie und Validierung der Modellbildung bipolarer Leistungshalbleiter im Temperaturbereich von 100 K bis 400 K
TU München, München, 1999, Internet, 2815 kB. <http://tumb1.biblio.tu-muenchen.de/publ/diss/ei/1999/schloegl.html>
- [257] S. Straub
Entwurf und Validierung neuronaler Beobachter zur Regelung nichtlinearer dynamischer Systeme im Umfeld antriebstechnischer Problemstellungen
Herbert Utz Verlag, München, 1999.
- [258] D. Strobl
Identifikation nichtlinearer mechatronischer Systeme mittels neuronaler Beobachter
Herbert Utz Verlag, München, 1999.
- [259] W. Wolfermann
Compensation of Disturbances in the Web Force caused by a Non-Circular Running Winder
Proc. of the Fifth International Conference on Web Handling, Oklahoma, USA, 1999.
- [260] U. Zoelch
Ein Beitrag zu optimaler Auslegung und Betrieb von Hybridfahrzeugen
Herbert Utz Verlag, München, 1999.

2000

- [261] Angermann, Anne; Aicher, Maik; Schröder, Dierk
Time-Optimal Tension Control for Processing Plants with Continuous Moving Webs
Annual IEEE Industry Applications Conference, Rome, Italy, 08.- 12.10.2000.
Ed.: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (IEEE). Piscataway, NJ, 08855-1331, USA: IEEE, 2000, p. 3505-3511.

- [262] D. Schröder.
Intelligent Observer and Control Design for Nonlinear Systems
Springer-Verlag, Heidelberg, Germany, 2000
- [263] D. Schröder.
Elektrische Antriebe 1: Grundlagen
2. Auflage, Springer-Verlag, Heidelberg, Germany, 2000
- [264] Kuhn, Harald; Schröder, Dierk
Circuit Simulation of Hard-Driven IGCT for Snubberless Operation using a Physically Based Model
International Power Electronics Conference (IPEC 2000), Tokyo, Japan, 03.-07.04.2000. Ed.: Institute of Electrical Engineers of Japan (IEEJ). Tokyo, Japan: IEEJ, 2000, p. 2002-2007.
- [265] Müller, Claus; Schröder, Dierk
Implementation of a Control System for a Hybrid Driveline
International Power Electronics Conference (IPEC 2000), Tokyo, Japan, 03.-07.04.2000. Ed.: Institute of Electrical Engineers of Japan (IEEJ). Tokyo, Japan: IEEJ, 2000, p. 1633-1637.
- [266] A. Radan
Study of AC-Side Soft Commutated PWM Three-Phase Converters
1. Stuttgart: ibidem-Verlag, 2000
- [267] Radan, Ahmad; Schröder, Dierk
Study of Three-Phase AC-Side Soft Commutated Resonant Pole PWM Converters
37th International Conference on Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM 2000), Nürnberg, Germany, 06.-08.06.2000. Ed.: ZM Communications GmbH. Nürnberg: ZM Communications GmbH, 2000, p. 249-256.
- [268] Rau, Martin; Schröder, Dierk
Self-Learning Controller for the Compensation of Periodic Disturbances in Continuous Processing Plants
Annual IEEE Industry Applications Conference, Rome, Italy, 08.- 12.10.2000. Ed.: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.(IEEE). Piscataway, NJ 08855-1331, USA: IEEE, 2000, p. 1275-1282.
- [269] Rau, Martin; Schröder, Dierk
Identification and Adaptive Control of a Class of Nonlinear Mechatronic Systems
In: Int'1 Conference on Power Electronics and Motion Control (PEMC), Kosice, Slovak Republic, 05.-07.09.2000. Ed.: Slovak Electrotechnical Society, Technical University of Kosice. Kosice, Slovak Republic: Viena Publishing House, Kosice, 2000, p. 7-7 - 7-12.
- [270] Rau, Martin; Schröder, Dierk
Nonlinear Observer and Control Design for a Class of Mechatronic Systems
In: 7th International Conference on Optimization of Electrical and Equipment (OPTIM 2000), Brasov, Romania, 11.-12.05.2000. Ed.: Faculty of Electrical Engineering of the Transilvania University of Brasov. Brasov, Romania: Transilvania University Press, Brasov, Romania, 2000, p. 579-584.
- [271] Rau, Martin; Schröder, Dierk
Compensation of Periodic Disturbances in Continuous Processing Plants by

- Means of a Neural Controller*
European Symposium on Intelligent Techniques (ESIT 2000), Aachen, Germany, 14.-15.09.2000. Ed.: European Network for Fuzzy Logic and Uncertain Modeling in Information Technology (ERUDIT). Aachen, Germany: Verlag Mainz, 2000, p. 361-374.
- [272] Schlögl, Andreas E.; Mnatsakanov, T. T.; Kuhn, Harald; Schröder, Dierk
Temperature Dependent Characterization of Bipolar Silicon Power Semiconductors - A New Physical Model Validated by Device-Internal Probing between 400K and 100K
IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 15 (2000) No. 6, p. 1267-1274.
- [273] Schröder, Dierk
CAE AND POWER ELECTRONICS - A Review for High Power Applications
7th International Conference on Optimization of Electrical and Equipment (OPTIM 2000), Brasov, Romania, 11.-12.05.2000. Ed.: Faculty of Electrical Engineering of the Transilvania University of Brasov. Brasov, Romania: Transilvania University Press, Brasov, Romania, 2000, p. 453-464.
- [274] Schröder, Dierk
Intelligent Observation and Control in Motion Control
International Power Electronics Conference (IPEC 2000), Tokyo, Japan, 03.-07.04.2000. Ed.: Institute of Electrical Engineers of Japan (IEEJ). Tokyo, Japan: IEEJ, 2000, p. 590-601.
- [275] Schröder, Dierk
Intelligent Modelling, Observation and Control for Nonlinear Systems (Invited Paper)
In: 6th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC 2000), Nagoya, Japan, 30.03.-01.04.2000. Ed.: Society of Instrument and Control Engineers (SICE), Nagoya Institute of Technology. Nagoya, Japan: SICE, 2000
- [276] Schröder, Dierk
Intelligent Strategies for Motion Control
4th International Conference on Knowledge-Based Intelligent Engineering Systems and Allied Technologies (KESÂ '2000), Brighton, UK, 30.08.-01.09.2000. Ed.: Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). Piscataway, NJ, 08855-1331, USA: IEEE, 2000, p. 816-822.
- [277] Seiler, Jakob
Betriebsstrategien für Hybridfahrzeuge mit Verbrennungsmotor unter der Berücksichtigung von Kraftstoffverbrauch und Schadstoffemissionen während der Warmlaufphase
1. München, 2000.
- [278] Schröder, D.
Intelligent strategies for nonlinear systems
IFAC Symposium on Artificial Intelligence in Real Time Control 2000 (AIRTC 2000), Budapest, Hungary, 02.-04.10.2000. Ed.: International Federation of Automatic Control (IFAC). Budapest: IFAC, 2000.
- [279] Mnatsakanov, T. T.; Shuman, V. B.; Pomortseva, L. I.; Schröder, D.; Schlögl, A.
Effect of nonlinear physical phenomena on the photovoltaic effect in silicon

p+-n-n+ solar cells

Solid-State Electronics 40 (2000) p. 383-392.

- [280] Hintz, Christian; Rau, Martin; Schröder, Dierk
Identification of a nonlinear multi stand rolling system by a structured recurrent neural network
 In: Annual IEEE Industry Applications Conference, Rome, Italy, 08.-12.10.2000. Ed.: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (IEEE). Piscataway, NJ 08855-1331, USA: IEEE, 2000, p. 1121-1128.
- [281] Hintz, Christian; Rau, Martin; Schröder, Dierk
Combined Identification of Parameters and Nonlinear Characteristics based on Input-Output Data
 In: 6th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC 2000), Nagoya, Japan, 30.03.-01.04.2000. Ed.: Society of Instrument and Control Engineers (SICE), Nagoya Institute of Technology. Nagoya, Japan: SICE, 2000, p. 175-180.
- [282] Hintz, Christian; Rau, Martin; Schröder, Dierk
Nonlinear Adaptive State Space Control for a Class of Nonlinear Systems with Unknown Parameters.
 In: Nonlinear Control in the Year 2000 Eds.: Isidori, A.; Fammabhi- Lagarrigue, F.; Respondek, W. London: Springer-Verlag, 2000, p. 497- 508.
- [283] Hofmann, Stefan; Schröder, Dierk
Intelligent Air-Fuel Ratio Control of SI-Engines Using Neural Networks
 In: 1st IFAC-Conference on Mechatronic Systems, Darmstadt, Germany, 18.-20.09.2000. Ed.: International Federation of Automatic Control (IFAC). Düsseldorf, Germany: VDI/VDE-Gesellschaft Mess- und Automatisierungstechnik (GMA), 2000, p. 737-742.
- [284] Kleimaier, Alexander; Schröder, Dierk
Design and Control of a Hybrid Vehicle by Optimal Control Theory
 In: International Power Electronics Conference (IPEC 2000), Tokyo, Japan, 03.-07.04.2000. Ed.: Institute of Electrical Engineers of Japan (IEEJ). Tokyo, Japan: IEEJ, 2000, p. 2186-2191.
- [285] Kleimaier, Alexander; Schröder, Dierk
Optimization Strategy for Design and Control of a Hybrid Vehicle
 In: 6th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC 2000), Nagoya, Japan, 30.03.-01.04.2000. Ed.: Society of Instrument and Control Engineers (SICE), Nagoya Institute of Technology. Nagoya, Japan: SICE, 2000, p. 459-464.
- [286] Kleimaier, Alexander; Schröder, Dierk
Optimized Design and Control of a Hybrid Vehicle with CVT
 In: 1st IFAC-Conference on Mechatronic Systems, Darmstadt, Germany, 18.-20.09.2000. Ed.: International Federation of Automatic Control (IFAC). Düsseldorf, Germany: VDI/VDE-Gesellschaft Mess- und Automatisierungstechnik (GMA), 2000, p. 197-202.
- [287] Beuschel, Michael; Rau, Martin; Schröder, Dierk
Adaptive Damping of Torque Pulsation Using a Starter Generator - Opportunities and Boundaries
 In: Annual IEEE Industry Applications Conference, Rome, Italy, 08.-

- 12.10.2000. Ed.: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (IEEE). Piscataway, NJ 08855-1331, USA: IEEE, 2000, p. 1403-1408.
- [288] Froschhammer, Franz; Beuschel, Michael; Schröder, Dierk
Identification of Torque Pulsation Using Harmonic Activation Neural Networks
 In: 1st IFAC-Conference on Mechatronic Systems, Darmstadt, Germany, 18.-20.09.2000. Ed.: International Federation of Automatic Control (IFAC). Düsseldorf, Germany: VDI/VDE-Gesellschaft Mess- und Automatisierungstechnik (GMA), 2000, p. 773-7778.

2001

- [289] D. Schröder.
Elektrische Antriebe 2: Regelung von Antriebssystemen.
 2. Auflage, Springer-Verlag, Heidelberg, Germany, 2001
- [290] Filipovic, Damir; Schröder, Dierk
Control of vibrations in multi-mass systems with locally controlled absorbers
 Automatica Vol. 37 (2001) p. 213-220.
- [291] Froschhammer, Franz; Schröder, Dierk
Harmonisch Aktivierte Neuronale Netze zur Identifikation von Drehzahl-schwankungen
 Schwingungen in Antrieben 2001, Würzburg, Germany, 18.- 19.09.2001. Hrsg.: VDI-Gesellschaft - Entwicklung Konstruktion Vertrieb. Düsseldorf: VDI, 2001, S. 419-433. (VDI-Berichte; Nr. 1630)
- [292] Kleimaier, Alexander; Schröder, Dierk
The Autark Hybrid Vehicle - Optimal Engine Operation
 18th International Electric Vehicle Symposium (EVS 18), Berlin, Germany, 20.-24.10.2001. Ed.: European Electric Road Vehicle Association. Berlin, Germany: European Electric Road Vehicle Association, 2001, p. CD-ROM.
- [293] Kuhn, Harald; Schröder, Dierk
CAE and Power Electronics - A Review for High Power Applications
 International Power Electronics Conference 2001 (IPEC 2001), Singapore, 17.-19.05.2001. Ed.: Nanyang Technical University (NTU), Institution of Engineers Singapore (IES), Institution of Electrical Engineers (IEE) Singapore Centre, National University of Singapore (NUS). Singapore: National University of Singapore, 2001
- [294] Kuhn, Harald; Schröder, Dierk
Design Optimization for High Power Inverters
 International Conference on Power Electronics 2001 (ICPE 2001), Seoul, South Korea, 15.-19.10.2001. Ed.: Korean Institute of Power Electronics (KIPE), Korea Science and Engineering Foundation (KOSEF), Dongchon Science Research Foundation, IEEE Seoul Section. Seoul, South Korea: Korean Institute of Power Electronics, 2001
- [295] Leimegger, Christian; Schröder, Dierk
Hochdynamische Verbrennungsmotor- und Rad-Straße-Simulation an einem modellgeführten 'hardware-in-the-loop' PKW- Antriebsstrangprüfstand.

4. VDI Mechatronik Tagung 2001 - Innovative Produktentwicklung, Frankenthal, Germany, 12.-13.09.2001. Hrsg.: VDI-Gesellschaft - Entwicklung Konstruktion Vertrieb. Düsseldorf: VDI, 2001, S. 389-409. (VDI-Berichte; Nr. 1631)
- [296] Müller, Claus; Schröder, Dierk
Modeling and control of continuously variable transmissions
3. IFAC Workshop on Advances in Automotive Control, Karlsruhe, Germany, 28.-30.03.2001. Ed.: IFAC. Karlsruhe: University of Karlsruhe, 2001, p. 89-94.
- [297] Müller, Claus; Schröder, Dierk
CVT Shift Control for a Hybrid Vehicle
18th International Electric Vehicle Symposium (EVS 18), Berlin, Germany, 20.-24.10.2001. Ed.: European Electric Road Vehicle Association. Berlin, Germany: European Electric Road Vehicle Association, 2001, p. CD-ROM.
- [298] Patri, Thomas; Wolfermann, Werner; Schröder, Dierk
The usage of decentralized observers in continuous moving webs
2001 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference (PPIC 2001), Portland, OR, USA, 18.-22.06.2001. Ed.: IEEE Industry Applications Society. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2001, p. 147-154.
- [299] Rau, Martin; Schröder, Dierk
Compensation of Periodic Disturbances in Continuous Processing Plants by Means of a Neural Controller
Advances in Computational Intelligence and Learning, Methods and Applications Eds.: Zimmermann, H.-J.; Tselentis, G.; van Someren, M.; Dounias, G. Boston/Dordrecht/London: Kluwer Academic Publishers, 2001
- [300] Schröder, Dierk; Hintz, Christian; Rau, Martin
Intelligent Modelling, Observation and Control for Nonlinear Systems
IEEE/ASME Transactions on Mechatronics Vol. 6 (2001) No. 2, S. 122- 131.
- [301] Schröder, Dierk; Müller, Claus
Hybridantriebe für Pkws
Antriebstechnik: ant 40 (2001) 4, S. 104-108.
- [302] Wolfermann, Werner
Neuronal based compensation of a non-circular running winder
SGA/ASSPA/SSAC Workshop Neuro-fuzzy and its applications possibilities and limits, Bern, Switzerland, 22.-23.03.2001. Ed.: Fonds National. Bern, Switzerland: Fonds National, 2001, p. Nr. 3.
- [303] Schröder, Dierk
Nonlinear Control of Drives (Tutorial)
4th International Conference on Power Electronics and Drive Systems 2001 (PEDS 2001), Denpasar, Bali, Indonesia, 22.-25.10.2001. Ed.: Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2001, p. CD-ROM.

2002

- [304] Angermann, Anne; Schröder, Dierk
Delay-aware prediction for decoupling of multivariable control systems

- 39th International conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality, PCIM 2002, Nürnberg, Germany, 14.- 16.05.2002. Ed.: ZM COMMUNICATIONS GMBH. Nürnberg, Germany: ZM COMMUNICATIONS GMBH, 2002, p. 141-146.
- [305] Froschhammer, Franz
Identifikation und Kompensation von Sensorungenauigkeiten für die drehzahl-gestützte On-Board-Diagnose von Verbrennungsmotoren
 1. Auflage München: TU München, 2002, 178 S.
- [306] Hintz, Christian; Angerer, Bernhard; Schröder, Dierk
Online Identification of a Mechatronic System with Structured Recurrent Neural Networks
 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (IEEEISIE 2002), L'Aquila, Italy, 08.-11.07.2002. Ed.: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (IEEE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002, p. 288-293.
- [307] Hintz, Christian; Angerer, Bernhard; Schröder, Dierk
Identification and Control of a Nonlinear Mechatronic System
 In: 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2002), Cavtat and Dubrovnik, Croatia, 09.-11.09.2002. Ed.: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (IEEE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002, p. CD-ROM.
- [308] Hintz, Christian; Angerer, Bernhard; Schröder, Dierk
Online identification of a nonlinear mechatronic system
 In: 2nd IFAC Conference on Mechatronic Systems 2002, Berkeley, CA, USA, 09.-11.12.2002. Ed.: International Federation of Automatic Control. Berkeley, CA, USA: International Federation of Automatic Control, 2002, p. 397-402.
- [309] Hofmann, Stefan; Hintz, Christian; Schröder, Dierk
Identifikation und Regelung von Klappenstellern im Automobil
 In: Steuerung und Regelung von Fahrzeugen und Motoren (AUTOREG 2002), Mannheim, Germany, 15.-16.04.2002. Hrsg.: Verein Deutscher Ingenieure. Düsseldorf, Germany: VDI Verlag, 2002, S. 395-403. (VDIBerichte; 1672)
- [310] Hofmann, Stefan; Treichl, Thomas; Schröder, Dierk
Identification and Observation of Mechatronic Systems including Multidimensional Nonlinear Dynamic Functions
 7th International Workshop on Advanced Motion Control 2002 (AMC2002), Maribor, Slovenia, 03.-05.07.2002. Ed.: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (IEEE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002, p. 285-290.
- [311] Hofmann, Stefan; Treichl, Thomas; Schröder, Dierk
Identification and Observation of Mechatronic Systems with unknown Nonlinear Dynamic Functions
 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2002), Cavtat and Dubrovnik, Croatia, 09.-11.09.2002. Ed.: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (IEEE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002, p. CD- ROM.
- [312] Hofmann, Stefan; Treichl, Thomas; Schröder, Dierk
A new approach for the identification and observation of complex mechatronic systems
 2nd IFAC Conference on Mechatronic Systems 2002, Berkeley, CA, USA, 09.-

- 11.12.2002. Ed.: International Federation of Automatic Control. Berkeley, CA, USA: International Federation of Automatic Control, 2002, p. 385-390.
- [313] Kleimaier, Alexander; Schröder, Dierk
Optimal Control and Emission Behaviour of a Hybrid Powertrain
 CVT 2002, München, Germany, 07.-08.10.2002. Ed.: VDI Gesellschaft Entwicklung Konstruktion Vertrieb. Düsseldorf, Germany: VDI Verlag, 2002, p. 603-621.
- [314] Kleimaier, Alexander; Schröder, Dierk
An Approach for the Online Optimized Control of a Hybrid Powertrain
 7th International Workshop on Advanced Motion Control 2002 (AMC 2002), Maribor, Slovenia, 03.-05.07.2002. Ed.: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (IEEE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002, p. 215-220
- [315] Kleimaier, Alexander; Schröder, Dierk
Optimal Rating of the Electric Drive in a Hybrid Vehicle
 2nd International Conference on Integrated Power Systems (CIPS 2002), Bremen, Germany, 11.-12.06.2002. Ed.: ETG - Energietechnische Gesellschaft im VDE. Berlin: VDE Verlag, 2002, p. 179- 184.
- [316] Kuhn, Harald
Physikalische Modellbildung von IGCTs für die Schaltungssimulation
 1. Auflage München: TU München, 2002, 193 S.
- [317] Kuhn, Harald; Schröder, Dierk
A new validated physically based IGCT model for circuit simulation of snubberless and series operation
 IEEE Transactions on Industry Applications: IEEE-IA 38 (2002) 6 (Nov/Dez 2002), p. 1606-1612.
- [318] Kuhn, Harald; Schröder, Dierk
Investigation of an active gate drive concept for series connected GCTs
 Power Conversion Conference 2002 (PCC-Osaka 2002), Osaka, Japan, 02.-05.04.2002. Ed.: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (IEEE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002, p. 1375-1380.
- [319] Müller, Claus; Schröder, Dierk
CVT Shift Control for a Hybrid Driveline
 CVT 2002, München, Germany, 07.-08.10.2002. Ed.: VDI Gesellschaft Entwicklung Konstruktion Vertrieb. Düsseldorf, Germany: VDI Verlag, 2002, p. 495-510.
- [320] Rau, Martin; Schröder, Dierk
Model Predictive Control with Nonlinear State Space Models
 7th International Workshop on Advanced Motion Control 2002 (AMC 2002), Maribor, Slovenia, 03.- 05.07.2002. Ed.: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (IEEE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002, p. 136-141.
- [321] Treichl, Thomas; Hofmann, Stefan; Schröder, Dierk
Identification of Nonlinear Dynamic MISO Systems on Fundamental Basics of the Volterra Theory.
 39th International conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality, PCIM 2002, Nürnberg, Germany, 14.- 16.05.2002. Ed.: ZM COMMUNICATIONS GMBH. Nürnberg, Germany: ZM COMMUNICATIONS GMBH, 2002, p. 231- 236.

- [322] Treichl, Thomas; Hofmann, Stefan; Schröder, Dierk
Identification of Nonlinear Dynamic MISO Systems with Orthonormal Base Function Models
 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (IEEEISIE 2002), L'Aquila, Italy, 08.-11.07.2002. Ed.: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (IEEE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002, p. 337-342.
- [323] Treichl, Thomas; Hofmann, Stefan; Schröder, Dierk
Identification of Nonlinear Dynamic Systems with Multiple Inputs and Single Output using discrete-time Volterra Type Equations
 15th International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems 2002 (MTNS 2002), University of Notre Dame, South Bend, IN, USA, 12.-16.08.2002. Ed.: MTNS 2002. Notre Dame, IN, USA: www.nd.edu/mtns-main.html, 2002

2003

- [324] Angerer, Bernhard; Struppler, Albrecht; Havel, Peter
Technical Approaches to Induce and Evaluate Goal Directed Motor Tasks and Position Sense due to Repetitive Peripheral Magnetic Stimulation (RPMS)
 29th Göttingen Neurobiology Conference and Meeting of the German Neuroscience Society 2003, Göttingen. Eds.: Elsner, N.; Zimmermann, H.. Stuttgart: Georg Thieme Verlag, 2003, p. 1155-1156.
- [325] Angermann, Anne; Schröder, Dierk
Delay-Aware Decoupling of Multivariable Control Systems with Observers
 2003 IEEE International Conference on Control Applications (CCA 2003), Istanbul, Turkey, 23.-25.06.2003. Ed.: Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE). Piscataway, NJ, USA: Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE), 2003, p. 1082-1087; CD-ROM.
- [326] Feiler, Matthias; Narendra, Kumpati
Adaptive Control of Rapidly Time-Varying Systems
 12th Yale Workshop on Adaptive and Learning Systems, Yale University, New Haven, CT, USA, 28.-30.05.2003. Ed.: Center for Systems Science, Dunham Laboratory, Yale University. New Haven, CT, USA: Center for Systems Science, Dunham Laboratory, Yale University, 2003, p. 33-42.
- [327] Feiler, Matthias; Schröder, Dierk
Adaptive Regelung mit Modellen reduzierter Ordnung
 GMA-Workshop 2003 Neuere Verfahren der Regelungstechnik, Interlaken, Schweiz, 28.09.-01.10.2003. Hrsg.: VDI/VDE-Gesellschaft. Düsseldorf: VDI-Verlag GmbH, 2003, S. k. A.. (VDI-Berichte; Nr.)
- [328] Feiler, Matthias; Westermaier, Christian; Schröder, Dierk
Adaptive Speed Control of a Two-Mass System
 2003 IEEE International Conference on Control Applications (CCA 2003), Istanbul, Turkey, 23.-25.06.2003. Ed.: Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE). Piscataway, NJ, USA: Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE), 2003, p. 1112-1117; CD-ROM.

- [329] Hintz, Christian
Identifikation nichtlinearer mechatronischer Systeme mit strukturierten rekurrenten Netzen
 1. Auflage München: TU München, 2003, PDF (.pdf), 5908 Kb.
<http://tumb1.biblio.tu-muenchen.de/publ/diss/ei/2003/hintz.pdf>
- [330] Hintz, Christian; Hofmann, Stefan; Schröder, Dierk
Identification of backlash, friction and linear parameters of a nonlinear drive system
 6th International Power Engineering Conference (IPEC 2003), Singapore, 27.-29.11.2003. Ed.: Nanyang Technological University. Singapore: Nanyang Technological University, 2003, p. 1061-1066; CDROM.
- [331] Hofmann, Stefan
Identifikation von nichtlinearen mechatronischen Systemen auf der Basis von Volterra-Reihen
 1. Auflage München: TU München, 2003, PDF (.pdf), 11822 Kb.
<http://tumb1.biblio.tu-muenchen.de/publ/diss/ei/2003/hofmann.pdf>
- [332] Hofmann, Stefan; Hintz, Christian; Schröder, Dierk
Identification of inverter dynamics with artificial intelligence using Volterra-type-equations
 6th International Power Engineering Conference (IPEC 2003), Singapore, 27.-29.11.2003. Ed.: Nanyang Technological University. Singapore: Nanyang Technological University, 2003, p. 199-204; CDROM.
- [333] Patri, Thomas
Regelung von kontinuierlichen Fertigungsanlagen
 1. Auflage Düsseldorf: VDI-Verlag GmbH, 2003, 288 S., (Reihe 8: Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik; Nr. 1009)
- [334] Rau, Martin
Nichtlineare modellbasierte prädiktive Regelung auf Basis lernfähiger Zustandsraummodelle
 1. Auflage München: TU München, 2003, PDF (.pdf), 4869 Kb.
<http://tumb1.biblio.tu-muenchen.de/publ/diss/ei/2003/rau.pdf>
- [335] Rau, Martin; Schröder, Dierk
Modellbasierte prädiktive Regelung mit lernfähigen nichtlinearen Zustandsraummodellen
 In: GMA-Kongress 2003 Automation und Information in Wirtschaft und Gesellschaft, Baden-Baden, 03.-04.06.2003. Hrsg.: VDI/VDEGesellschaft. Düsseldorf: VDI-Verlag GmbH, 2003, S. 303-310. (VDIBerichte; Nr. 1756)
- [336] Schröder, Dierk
Nonlinear Control of Drives (Tutorial)
 In: 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2003), Roanoke, Virginia, USA, 02.-06.11.2003. Ed.: IEEE Industrial Electronics Society. Piscataway, NJ, USA: The Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE), 2003, p. k. A.; CD-ROM.
- [337] Schröder, Dierk
Intelligent Computation and Nonlinear Control
 In: 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2003), Roanoke, Virginia, USA, 02.-06.11.2003. Ed.: IEEE Industrial

- Electronics Society. Piscataway, NJ, USA: The Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE), 2003, p. 951-956.
- [338] Schröder, Dierk
Regelung nichtlinearer Antriebssysteme
 In: antriebstechnik 42 (2003) 12, S. 48-53.
- [339] Struppler, Albrecht; Angerer, Bernhard; Havel, Peter
Facilitation of Goal Directed Motor Tasks and Position Sense by Repetitive Peripheral Magnetic Stimulation (RPMS) - physiological and clinical aspects
 In: 29th Göttingen Neurobiology Conference and Meeting of the German Neuroscience Society 2003, Göttingen. Eds.: Elsner, N.; Zimmermann, H.. Stuttgart: Georg Thieme Verlag, 2003, p. 1154-1155.
- [340] Struppler, Albrecht; Angerer, Bernhard; Havel, Peter
Transcranial Magnetic Stimulation and Transcranial Direct Current Stimulation
 In: Supplements to Clinical Neurophysiology Eds.: Paulus, W.; Tergau, F; Nitsche, M. A.; Rothwell, J. C.; Ziemann, U.; Hallett, M. Amsterdam, The Netherlands: Elsevier Science B.V., 2003, p. 358-367.

2004

- [341] Angerer, Bernhard; Hintz, Christian; Schröder, Dierk
Online identification of a nonlinear mechatronic system
 In: Control Engineering Practice 12 (2004) 11, p. 1465-1478.
- [342] Angerer, Bernhard; Schröder, Dierk; Struppler, Albrecht
Nonlinear system identification of muscle contractions induced by repetitive peripheral magnetic stimulation
 In: 6th IFAC-Symposium on Nonlinear Control Systems 2004 (NOLCOS 2004), Stuttgart, Germany, 01.-03.09.2004. Ed.: VDI/VDE-Gesellschaft Mess- und Automatisierungstechnik (GMA). Düsseldorf, Germany: VDI Verlag, 2004, p. 669-675. (Part II of III).
- [343] Angermann, Anne
Entkopplung von Mehrgrößensystemen durch Vorsteuerung am Beispiel von kontinuierlichen Fertigungsanlagen
 1. Auflage München: TU München, 2004, PDF (.pdf), 26048 Kb.
<http://tumb1.biblio.tu-muenchen.de/publ/diss/ei/2004/angermann.pdf>
- [344] Angermann, Anne; Jörg, Andreas; Patri, Thomas; Schröder, Dierk
Decentralized Self-Tuning Observers for Processing Plants with Continuous Moving Webs
 In: 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 2004), Aachen, Germany, 20.-25.06.2004. Ed.: Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE). Piscataway, NJ, 08855-1331 USA: Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE), 2004, p. 4591-4594.
- [345] Feiler, Matthias
Adaptive Control in the Presence of Disturbances
 1. Auflage München: TU München, 2004, PDF (.pdf), 16211 Kb.
<http://tumb1.biblio.tu-muenchen.de/publ/diss/ei/2004/feiler.pdf>

- [346] Feiler, Matthias; Schröder, Dierk
Actuator Requirements in Adaptive Control Systems
 In: 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 2004), Aachen, Germany, 20.-25.06.2004. Ed.: Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE). Piscataway, NJ, 08855-1331USA: Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE), 2004, p. 4850-4853.
- [347] Jörg, Andreas; Schröder, Dierk
High-Gain Control of Systems with Arbitrary Relative Degree: Speed Control for a Two Mass Flexible Servo System
 In: Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation & Motion 2004 (SPEEDAM 2004), Capri, Italy, 16.- 18.06.2004. Ed.: SPEEDAM 2004. Napoli, Italy: Lithografica L'Espresso, 2004, p. 126-131.
- [348] Jörg, Andreas; Schröder, Dierk
Optimised rating of the components for car-powertrains
 In: 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 2004), Aachen, Germany, 20.-25.06.2004. Ed.: Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE). Piscataway, NJ, 08855-1331USA: Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE), 2004, p. 126-130.
- [349] Kleimaier, Alexander
Optimale Betriebsführung von Hybridfahrzeugen
 1. Auflage München: TU München, 2004, PDF (.pdf), 9918 Kb.
<http://tumb1.biblio.tu-muenchen.de/publ/diss/ei/2004/kleimaier.pdf>
- [350] Schröder, Dierk
Hybrid Cars - Design, Optimization and Control
 In: German-Korean Symposium 2004 on Power Electronics and Electrical Drives, Aachen, Germany, 27.-29.06.2004. Ed.: Institute for Power Electronics and Electrical Drives, University of Paderborn. Aachen, Germany, 2004, p. 23-29.
- [351] Schröder, Dierk
Procesos inteligentes y mecatronica
 In: DriveWorld - La revista técnica (2004) 1, p. 18- 21.
- [352] Schröder, Dierk
Intelligente processen en mechatronica
 In: DriveWorld - Het Techniekmagazine (2004) 1, p. 18-21.
- [353] Schröder, Dierk
Intelligent processes and mechatronics
 In: Drive World - The Technology Magazine (2004) 1, p. 18-21.
- [354] Schröder, Dierk
Intelligente Verfahren und Mechatronik
 In: Drive World (2004) 1, S. 18-21.
- [355] Schuster, Hans; Schröder, Dierk
High-Gain Control of Systems with Arbitrary Relative Degree: Speed Control for a Two Mass Flexible Servo System
 In: 8th IEEE International Conference on Intelligent Engineering Systems 2004 (INES 2004), Cluj-Napoca, Romania, 19.-21.09.2004. Ed.: Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE). Piscataway, NJ 08855-1331 USA: Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE), 2004, p. 486-491.

- [356] Schuster, Hans; Westermaier, Christian; Schröder, Dierk
High Gain Control For Systems With Zero Dynamics And Arbitrary Relative Degree
 In: Mechatronics & Robotics (MECHROB 2004), Aachen, Germany, 13.-15.09.2004. Ed.: Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE). Aachen, Germany: Sasche Eysoldt Verlag, 2004, p. 426-431. (Part I of IV).
- [357] Struppler, Albrecht; Angerer, Bernhard; Gündisch, Christian; Havel, Peter
Modulatory effect of repetitive peripheral magnetic stimulation on skeletal muscle tone in healthy subjects: stabilization of the elbow joint
 In: Experimental Brain Research 157 (2004) 1, p. 59-66.
- [358] Angerer, Bernhard; Schröder, Dierk; Struppler, Albrecht
Nonlinear closed loop control and system identification to induce coordinated finger movements with repetitive peripheral magnetic stimulations (RPMS)
 In: Klinische Neurophysiologie 35 (2004) 3, p. 125-126.
- [359] Hackl, C.; Tang, H.-Y.; Lorenz, R. D.; Turng, L.-S.; Schröder, D.
A multiphysics model of planar electro-active polymer actuators
 In: IEEE Industry Applications Conference (IAS 2004), Seattle, WA, USA, 03.-07.10.2004. Ed.: Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2004, p. 2125-2130. (3)
- [360] Struppler, Albrecht; Angerer, Bernhard
Repetitive Peripheral Magnetic Stimulation RPMS for rehabilitation of central paresis - clinical experimental investigations and technical approach
 In: Klinische Neurophysiologie 35 (2004) 3, p. 201.
- [361] Struppler, Albrecht; Angerer, Bernhard
Repetitive Peripheral Magnetic Stimulation (RPMS) as innovative approach for rehabilitation of central paresis - clinical and experimental investigations
 Neurologie & Rehabilitation 10 (2004) 4, p. P43.
- [362] Zehetbauer, S.; Struppler, Albrecht; Angerer, Bernhard
Artifact suppressing amplifier for EMG registration during Repetitive Peripheral Magnetic Stimulation (RPMS)
 In: Klinische Neurophysiologie 35 (2004) 3, p. 215.

2005

- [363] Angerer, Bernhard; Struppler, Albrecht
Repetitive peripheral magnetic stimulation (RPMS)
 In: Neurology, Psychiatry & Brain Research 11 (2005) 4, p. 185-188.

2006

- [364] Schröder, D.
Leistungselektronische Bauelemente.
 Springer-Verlag, 2. Auflage Berlin 2006

2007

- [365] Schröder, D.
Elektrische Antriebe: Grundlagen.
Springer-Verlag, Berlin 2007, 3.Auflage
- [366] Schröder, D.
Elektrische Antriebe: Regelung von Antriebssystemen.
Springer-Verlag, 3. Auflage Berlin 2007
- [367] Schröder, D.
Elektrische Antriebe 4: Leistungselektronische Schaltungen.
Springer-Verlag, 2. Auflage Berlin 2007
- [368] Kuhn, M.; Ji, Y.; Schröder, D.
Stability Studies of Critical DC Power System Components for More Electric Aircraft using mu Sensitivity
The 15th Mediterranean Conference on Control and Automation, Athens, Greece, Jun 27-29, 2007, 2007
- [369] Schuster, H.; Westermaier, C.; Schröder, D.
Mechatronics and Intelligent Control
pp. 1-6 , 18-21, Proceedings of the 2007 Korea-Germany Joint Symposium on Power Electronics, Pohang, Korea, 2007
- [370] Schröder, D.; Schuster, H.; Westermaier, C.
Mechatronic – Advanced Computational Intelligence
Proceedings of the 7th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2007, Bangkok, Thailand, 2007
- [371] Schröder, D.; Jörg, A.; Schlurmann, J.
Der optimierte CVT-Hybrid-Antriebsstrang – Auslegung, Betriebsführung, Regelung
6.Tagung Dynamisches Gesamtsystemverhalten von Fahrzeugantrieben, Augsburg, Germany, 06.03.2007-07.03.2007, 2007
- [372] Höhn, B.-R.; Schröder, D.; Lechner, C.; Schlurmann, J.
Analysis of Energy flow in Optimized CVT-Hybrid-Powertrain
International Congress on Continuously Variable and Hybrid Transmissions, Yokohama, Japan, 12.09.2007-14.09.2007, 2007
- [373] Schlurmann, J.; Schröder, D.
Aspekte einer intelligenten Regelung im optimierten CVT-Hybrid-Antriebsstrang
ETG-Fachbericht 107, ETG-Kongress Hybridantriebstechnik - Energieeffiziente elektrische Antriebe, Karlsruhe, 23.10.2007-24.10.2007, 2007
- [374] Seydel, R.; Schlurmann, J.; Schröder, D.
Schwingungsdämpfung am optimierten CVT-Hybrid-Antriebsstrang
VDI-Tagung Schwingungsdämpfung, Wiesloch bei Heidelberg, 16.10.2007-17.10.2007, 2007
- [375] Jörg, A.; Schröder, D.
Energy management for the optimized CVT-Hybrid
International ETG-Kongress 2007, Karlsruhe, 2007

- [376] Jörg, A.; Schlurmann, J.; Schröder, D.
The Optimized CVT-Hybrid - Dimensioning, Operating, Control
Systemanalyse in der Kfz-Antriebstechnik IV, Expert-Verlag, 2007
- [377] Hackl, C.M.; Ji, Y.; Schröder, D.
Nonidentifier-based Adaptive Control with Saturated Control Input Compensation
Proceedings of the 15th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED 2007, Athens, Greek, 27.06.2007-29.06.2007, 2007
- [378] Hackl, C.M.; Ji, Y.; Schröder, D.
Enhanced Funnel-Control with Improved Performance
Proceedings of the 15th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED 2007, Athens, Greek, 27.06.2007-29.06.2007, 2007
- [379] Hackl, C.M.; Ji, Y.; Schröder, D. *Funnel-Control with Constrained Control Input Compensation*
Proceedings of the 9th International Conference CONTROL AND APPLICATIONS, IASTED 2007, Montreal, Quebec, Canada, 30.05.2007-01.06.2007, 2007
- [380] Hackl, C.M.; Schröder, D.
Funnel-Control with Online Foresight
pp. 171-176, Proceedings of the 26th International Conference on Modelling, Identification and Control, IASTED 2007, MIC 2007, Innsbruck, Austria, 12.02.2007-14.02.2007, 2007
- [381] Endisch, C.; Hackl, C.; Schröder, D.
Optimal Brain Surgeon for General Dynamic Neural Networks
pp. 15-28, EPIA 2007 - Lecture Notes in Artificial Intelligence, Springer-Verlag, 2007
- [382] Hackl, C.M.; Schröder, D.
Funnel-Control with Online Foresight
Proceedings of the 26th International Conference on Modelling, Identification and Control, IASTED 2007, MIC 2007, Innsbruck, Austria, 12.02.2007-14.02.2007, 2007
- [383] Hackl, C.M.; Ji, Y.; Schröder, D.
Funnel-Control with Constrained Control Input Compensation
Proceedings of the 9th International Conference CONTROL AND APPLICATIONS, IASTED 2007, CA 2007, Montreal, Quebec, Canada, 30.05.2007-01.06.2007, 2007
- [384] Hackl, C.M.; Ji, Y.; Schröder, D.
Enhanced Funnel-Control with Improved Performance
Proceedings of the 15th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED 2007, Athens, Greek, 27.06.2007-29.06.2007, 2007

2008

- [385] Hackl, C.M.; Ji, Y.; Schröder, D.
Nonidentifier-based Adaptive Control with Saturated Control Input Compensation

- 5th International Conference on Computational Intelligence 2008, CIRAS 2008
Linz, Austria, 19.06.2008-21.06.2008, 2008
- [386] Hackl, C.M.; Endisch, C.; Schröder, D.
Applicability of Funnel-Control in Robotics
Proceedings of the 5th International Conference on Computational Intelligence
2008, CIRAS 2008 Linz, Austria, 19.06.2008-21.06.2008, 2008
- [387] Schlurmann, Jens; Schröder, Dierk
*Der Schwungsstart zur Überbrückung des Leistungsdefizits beim Verbrennungs-
motorstart in Mild-Hybridfahrzeugen*
Innovative Fahrzeugantriebe, VDI-Tagung Dresden, Germany, 06.11.-
07.11.2008, 2008
- [388] Jörg, Andreas; Schröder, Dierk
Der optimierte CVT-Hybrid - Betriebsführung und Energiemanagement In-
novative Fahrzeugantriebe, VDI-Tagung 2008 Dresden, Germany, 06.11.2008-
07.11.2008, 2008
- [389] Jörg, Andreas; Schröder, Dierk
*Predictive Real Time Energy Management for Hybrid Cars using Mixed Inte-
ger Linear Programming*
2nd CTI Symposium - Automotive Transmissions, CTI 2008 Detroit, USA,
2008
- [390] Boller, T.; Kennel R.; Schmitt G.
Modular Regenerative Switching Cell with integrated Voltage-Clamp
Proceedings of the 39th IEEE Annual Power Electronics Specialists Confe-
rence, PESC 2008 Rhodes, Greece, 15.06.2008-19.06.2008, 2008
- [391] Schmitt, G.; Kennel, R.; Holtz, J.
Voltage Gradient Limitation of IGBTs by optimised Gate-Current Profiles
Proceedings of the 39th IEEE Annual Power Electronics Specialists Confe-
rence, PESC 2008 Rhodes, Greece, 15.06.2008-19.06.2008, 2008
- [392] C.M. Hackl
Contributions to high-gain adaptive control in mechatronics
Dissertation, Lehrstuhl für Elektrische Antriebssysteme und Leistungselektro-
nik, Technische Universität München, 2012
- [393] Jörg, Andreas; Schlurmann, Jens
Hybrid Powertrain for combustion engines
CAN Newsletter, 2008, Ausgabe 1/2008
- [394] Hackl, Christoph M.; Endisch, Christian; Schröder, Dierk
Error Reference Control of Nonlinear Two-Mass Flexible Servo Systems
1047 - 1053, Proceedings of the 16th Mediterranean Conference on Control
and Automation, MED 2008 Congress Centre Ajaccio, France, 25.06.2008-
27.06.2008, 2008
- [395] Hackl, Christoph M.; Endisch, Christian; Schröder, D.
Funnel-Control in Robotics: An Introduction
Proceedings of the 16th Mediterranean Conference on Control and Automati-
on, MED 2008 Congress Centre Ajaccio, France, 25.06.2008-27.06.2008, 2008
- [396] Hackl, Christoph M.; Schröder, Dierk
Non-Identifier Based Adaptive Control in Robotics: an introduction

- International Journal of Factory Automation, Robotics and Soft Computing, 2008, Issue 4, Oct, 90 - 99
- [397] Hackl, Christoph M.; Endisch, Christian; Schröder, Dierk
Specially Designed Funnel-Control in Mechatronics
 Proceedings of the 5th International Conference on Computational Intelligence, Robotics and Autonomous Systems, CIRAS 2008 Linz, Austria, 19.06.2008 - 21.06.2008, 2008
- [398] Hackl, Christoph M.; Ji, Y.; Schröder, Dierk
Enhanced Funnel-Control with Improved Performance
 Proceedings of the 15th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED 2007 Athens, Greece, 27.06.2008-29.06.2008, IEEE, 2008
- [399] Endisch, Christian; Hackl, Christoph; Schröder, Dierk
System Identification with General Dynamic Networks and Network Pruning
 International Journal of Computational Intelligence, 2008, Band 4, Heft/Issue 3, 187 - 195

2009

- [400] Schröder, D.
Elektrische Antriebe: Grundlagen.
 Springer-Verlag, Berlin 2009, 4.Auflage
- [401] Endisch, C.; Brache, M.; Schröder, D.; Kennel, R.
Identification of Mechatronic Systems with Dynamic Neural Networks using Prior Knowledge
 pp. 859-865, Lecture Notes in Engineering and Computer Science, World Congress on Engineering and Computer Science 2009, San Francisco, USA, 2009, Newswood Limited International Association of Engineers, Hong Kong, 2009.
- [402] Endisch, C.; Stolze, P.; Hackl, C.; Schröder, D. *Comments on Backpropagation Algorithms for a Broad Class of Dynamic Networks*
 IEEE Transactions on Neuronal Networks, 2009, Volume 20 (3), March, 2009, pp. 540-541
- [403] Hackl, C.M.; Endisch, C.; Schröder, D.
Contributions to Non-identifier Based Adaptive Control in Mechatronics, Robotics and Autonomous Systems
 2009, Volume 57, Number 10, pp. 996-1005
- [404] Hackl, C.M.; Schröder, D.
Non-Identifier Based Adaptive Control in Robotics: an Introduction
 pp. 152-161, International Society for Advanced Research: Recent advances in Control Systems, Robotics and Automation, Salvatore Pennacchio, INTERNATIONALSAR Palermo, 2009
- [405] Schröder, D.; Hackl, C.M.
IHK-Weiterbildung, Grundlagen der Regelungstechnik
 2009, 141 Seiten
- [406] Schöffner, C.; Schröder, D.
Approximation of Time-Optimal Control for an Industrial Plant with General Regression Neural Network

Im Buch „Neural Systems for Control“, Academic Press Ltd., London. UK, 1997

2010

- [407] Schröder, D.
Intelligente Verfahren Identifikation und Regelung nichtlinearer Systeme
Springer-Verlag, 1. Auflage Berlin 2010

2012

- [408] Schröder, D.
Elektrische Antriebe 4: Leistungselektronische Schaltungen.
Springer-Verlag, 3. Auflage Berlin 2012
- [409] C.M. Hackl
Contributions to high-gain adaptive control in mechatronics
Dissertation, Lehrstuhl für Elektrische Antriebssysteme und Leistungselektronik, Technische Universität München, 2012

2013

- [410] Schröder, D.
Elektrische Antriebe: Regelung von Antriebssystemen.
Springer-Verlag, 4. Auflage Berlin 2013



<http://www.springer.com/978-3-540-28728-5>

Leistungselektronische Bauelemente

Schröder, D.

2006, XX, 1001 S., Hardcover

ISBN: 978-3-540-28728-5