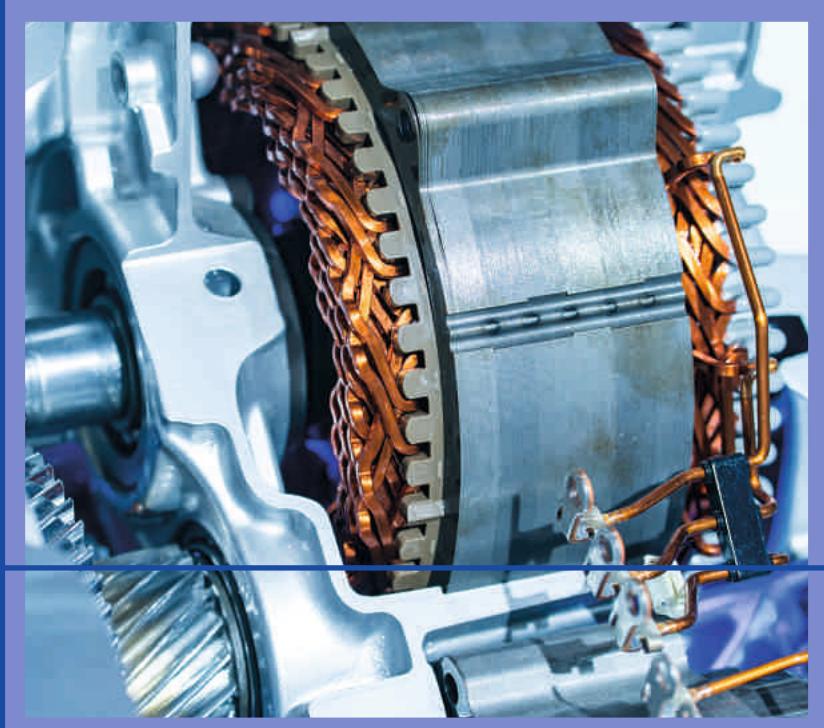


Rainer Hagl

Elektrische Antriebstechnik



3., überarbeitete und erweiterte Auflage

HANSER



Ihr Plus – digitale Zusatzinhalte!

Auf unserem Download-Portal finden Sie zu diesem Titel kostenloses Zusatzmaterial.
Geben Sie dazu einfach diesen Code ein:

plus-ea3au-6hr29

plus.hanser-fachbuch.de



Bleiben Sie auf dem Laufenden!

Hanser Newsletter informieren Sie regelmäßig über neue Bücher und Termine aus den verschiedenen Bereichen der Technik. Profitieren Sie auch von Gewinnspielen und exklusiven Leseproben. Gleich anmelden unter

www.hanser-fachbuch.de/newsletter

Rainer Hagl

Elektrische Antriebstechnik

3., überarbeitete und erweiterte Auflage

HANSER

Autor:

Prof. Dr.-Ing. Rainer Hagl, Technische Hochschule Rosenheim

Alle in diesem Buch enthaltenen Informationen wurden nach bestem Wissen zusammengestellt und mit Sorgfalt geprüft und getestet. Dennoch sind Fehler nicht ganz auszuschließen. Aus diesem Grund sind die im vorliegenden Buch enthaltenen Informationen mit keiner Verpflichtung oder Garantie irgendeiner Art verbunden. Autor(en, Herausgeber) und Verlag übernehmen infolgedessen keine Verantwortung und werden keine daraus folgende oder sonstige Haftung übernehmen, die auf irgendeine Weise aus der Benutzung dieser Informationen – oder Teilen davon – entsteht.

Ebenso wenig übernehmen Autor(en, Herausgeber) und Verlag die Gewähr dafür, dass die beschriebenen Verfahren usw. frei von Schutzrechten Dritter sind. Die Wiedergabe von Gebrauchsnamen, Handelsnamen, Warenbezeichnungen usw. in diesem Werk berechtigt auch ohne besondere Kennzeichnung nicht zu der Annahme, dass solche Namen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und daher von jedermann benutzt werden dürften.

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek:

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über
<http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

Dieses Werk ist urheberrechtlich geschützt.

Alle Rechte, auch die der Übersetzung, des Nachdruckes und der Vervielfältigung des Buches, oder Teilen daraus, vorbehalten. Kein Teil des Werkes darf ohne schriftliche Genehmigung des Verlages in irgendeiner Form (Fotokopie, Mikrofilm oder ein anderes Verfahren) – auch nicht für Zwecke der Unterrichtsgestaltung – reproduziert oder unter Verwendung elektronischer Systeme verarbeitet, vervielfältigt oder verbreitet werden.

© 2021 Carl Hanser Verlag München

Internet: www.hanser-fachbuch.de

Lektorat: Frank Katzenmayer

Herstellung: Anne Kurth

Covergestaltung: Max Kostopoulos

Coverkonzept: Marc Müller-Bremer, www.rebranding.de, München

Titelbild: © shutterstock.com/asharkyu

Satz: le-tex publishing services, Leipzig

Druck und Bindung:

Printed in Germany

Print-ISBN: 978-3-446-46572-5

E-Book-ISBN: 978-3-446-46821-4

Vorwort

Dieses Fachbuch stellt eine Einführung in ein umfangreiches Spezialgebiet dar. Produktionsmaschinen und viele Konsumgüter können ihre Aufgaben nur mittels elektrischer Antriebe erfüllen. Daher sind zumindest Grundkenntnisse in diesem Gebiet unumgänglich, um Maschinen, aber auch eine Vielzahl an Produkten des täglichen Lebens zu dimensionieren bzw. zu optimieren.

Das Fachbuch ist insbesondere für die Bachelorausbildung von Studierenden der Ingenieurwissenschaften in den Studienfachschwerpunkten

- Automatisierungstechnik,
- Elektro- und Informationstechnik,
- Gebäudetechnik,
- Produktionstechnik,
- Maschinenbau,
- Mechatronik

konzipiert. Es eignet sich ebenso für technisch Interessierte, die sich in das Gebiet der elektrischen Antriebstechnik einarbeiten wollen. Leistungselektronische Themen werden nur am Rande behandelt. Die Auslegung elektrischer Maschinen stellt ebenso keinen Schwerpunkt des Buches dar.

Zunächst werden in der Einführung die wichtigsten Anforderungen an elektrische Antriebe und Hauptunterscheidungsmerkmale vorgestellt. Die Aufgaben der einzelnen Komponenten werden beschrieben, wichtige Grundbeziehungen abgeleitet und gängige Begriffe erläutert.

Die folgenden Kapitel beschäftigen sich mit dem Aufbau und der Wirkungsweise einzelner Komponenten eines elektrischen Antriebes. Hauptschwerpunkt ist das Kennenlernen von in Produktionsmaschinen gängigen Motoren und deren Steuerung. Für die einzelnen Motoren werden die Grundlagen erarbeitet, um einen für eine vorgegebene Antriebsaufgabe passenden Motor auswählen zu können. Übergreifende Themen werden in separaten Kapiteln zusammengefasst. Für das Teilgebiet Servoantriebstechnik werden grundlegende Zusammenhänge dargestellt.

Neben der mathematischen Herleitung wird jeweils auch versucht, die Wirkprinzipien und Zusammenhänge beschreibend darzustellen. Das Buchprojekt wurde von vielen Unternehmen, die Produkte für den Bereich der elektrischen Antriebstechnik anbieten, vor allem durch Bildmaterial, unterstützt. Dadurch war es möglich, neben theoretischen Zusammenhängen exemplarisch auch gängige Industriekomponenten vorzustellen. Den Kapiteln zugeordnete Übungen ermöglichen eine Überprüfung des Lernfortschrittes.

Notwendige Voraussetzung, um dem Lehrinhalt folgen zu können, sind grundlegende Kenntnisse der Elektrotechnik und der technischen Mechanik.

Eine Vielzahl engagierter und konstruktiver Rezensionen der 2. Auflage hat zur Beseitigung von Fehlern und inhaltlichen Erweiterungen in der 3. Auflage geführt. Hierfür möchten sich

der Autor und der Verlag herzlich bedanken. Allerdings konnten nicht alle Anregungen berücksichtigt werden, da diese zum Teil konträr waren. Bitte haben Sie dafür Verständnis.

Im Buch haben sich sicherlich auch in dieser überarbeiteten Auflage Fehler eingeschlichen. Vielleicht ist das eine oder andere auch nicht ganz verständlich. Über Rückmeldungen zu Fehlern oder Verbesserungsvorschläge würde ich mich freuen, da diese zu einer kontinuierlichen Verbesserung führen. Sie können mir diesbezüglich gerne eine E-Mail an

rainer.hagl@fh-rosenheim.de

senden. Für Ihre Unterstützung möchte ich mich bereits im Voraus bei Ihnen bedanken.

Danksagung

In den vergangenen Jahren habe ich viele positive Rückmeldungen zur 2. Auflage des Lehrbuches erhalten. Hierfür möchte ich mich sehr herzlich bedanken. Die Rückmeldungen zu Verbesserungen und Erweiterungen von Dozenten an anderen Hochschulen, Kollegen und Studierenden an der Technischen Hochschule Rosenheim waren äußerst konstruktiv. Insgesamt hat dies dazu geführt, dass ich mit großer Motivation die Arbeiten für die dritte Auflage aufgenommen habe. Wie üblich ist es wieder einmal deutlich zeitaufwendiger geworden als zunächst abgeschätzt und gegen Ende war ich froh, als das Manuskript fertiggestellt war. Die meisten Wünsche und Korrekturen sollten nun in der dritten Auflage eingearbeitet sein.

Für die kritische Durchsicht der gesamten zweiten Auflage, die sehr vielen Anregungen und fachlichen Diskussionen möchte ich mich insbesondere bei Dr. Michael Roth bedanken. Bei Herrn Eduard Dechant, Herrn Johannes Hilverkus, Frau Julia Höllthaler, Herrn Martin Krettek, Herrn Markus Märkl und Herrn Christian Pfuff aus dem Team „Mechatronische Systeme“ an der Technischen Hochschule Rosenheim möchte ich mich für die Durchsicht von Kapiteln des Manuskriptes der dritten Auflage herzlich bedanken. Viele Firmen haben mich mit Bildern von aktuellen Produkten oder Darstellungen, die ich so vom Zeitaufwand nicht in der Lage gewesen wäre zu erstellen, unbürokratisch und meist sehr schnell unterstützt. Für diese Unterstützung möchte ich mich ebenfalls bedanken. In den letzten Auflagen kamen die praxisnahen Bilder von im Bereich der elektrischen Antriebstechnik tätigen Unternehmen bei den Lesern sehr gut an und haben die Verständlichkeit der Inhalte des Lehrbuches unterstützt.

Prof. Dr.-Ing. Rainer Hagl

Dezember 2020

Formelsymbole und Einheiten

Im gesamten Manuskript wurde versucht, durchgängige und eindeutige Formelsymbole zu verwenden. Bei der ersten Verwendung eines Formelsymbols werden dessen Bezeichnung auf Deutsch und Englisch, sowie die dazugehörige SI-Einheit und gegebenenfalls wichtige daraus abgeleitete Einheiten, angegeben.

M_{Mo}	Motordrehmoment	<i>Motor torque</i>	Nm
M_L	Lastdrehmoment	<i>Load torque</i>	Nm
M_{Ac}	Beschleunigungsdrehmoment	<i>Acceleration torque</i>	Nm

Zur Erhöhung der Übersichtlichkeit werden an manchen Stellen diese Angaben wiederholt. Eine Übersicht mit den für die hier behandelten Themen relevanten SI-Einheiten findet sich im Anhang A.1 unter „Weiterführende Informationen“.

Inhalt

1	Einführung	13
1.1	Einsatzgebiete.....	14
1.2	Aufgaben und Betriebszustände elektrischer Maschinen	16
1.3	Bewegungsarten und Bewegungsgleichungen	18
1.4	Antriebe mit fester oder variabler Drehzahl	21
1.5	Antriebsprinzipien	26
2	Mechanische Übertragungselemente.....	30
2.1	Leistungsbilanz und Wirkungsgrad	33
2.2	Drehzahlanpassung und Antriebsoptimierung	33
2.3	Wandlung einer Drehbewegung in eine Linearbewegung	36
2.3.1	Gewindetrieb	36
2.3.2	Zahnriemen	37
2.3.3	Zahnstange-Ritzel.....	37
2.4	Wirkungsgrade	38
2.5	Umrechnung auf einen Bezugspunkt.....	38
2.5.1	Elektromechanische Linearachse mit starrer Kopplung	39
2.5.2	Elektromechanische Drehachse mit starrer Kopplung.....	40
2.6	Beschleunigungsvermögen und Gleichlaufverhalten	41
2.7	Dynamisches Verhalten	44
2.7.1	Grundlagen	44
2.7.2	Linearachse mit elastischer Kopplung	46
3	Grundlagen elektrischer Maschinen	56
3.1	Analogien	56
3.2	Physikalische Effekte bei elektromagnetischen Maschinen	57
3.2.1	Lorentzkraft	57
3.2.2	Induktion und Lenz'sche Regel	58
3.2.3	Reluktanzprinzip	60
3.2.4	Selbstinduktion.....	62
3.3	Magnetfelderzeugung und magnetische Werkstoffe	63
3.4	Leistungsverluste	66

3.5 Belastungsprofile, Einschaltdauer und Betriebsarten	68
3.6 Wärmeklassen	73
3.7 Schutzarten	73
3.8 Energieeffizienz	74
3.9 Bauformen und Befestigung	77
3.10 Bemessungsgrößen	80
4 Gleichstrommotoren	82
4.1 Drehmomenterzeugung und Drehmomentgleichung	82
4.2 Spannungsinduktion und Spannungsgleichung	86
4.3 Komponenten	87
4.4 Fremderregter Gleichstrommotor	90
4.4.1 Elektrisches Ersatzschaltbild und beschreibende Gleichungen	90
4.4.2 Statisches Verhalten	92
4.4.3 Feldschwächung	95
4.4.4 Leistungssteuerung	96
4.5 Selbsterregter Gleichstrommotor	105
4.6 Permanenterregter Gleichstrommotor	108
4.7 Bürstenloser Gleichstrommotor und EC-Motor	110
5 Schrittmotoren	115
5.1 Aufbau und Eigenschaften	115
5.2 Wechselpolschrittmotor	116
5.3 Vollschrittbetrieb	118
5.4 Schrittwinkel und Schrittzahl	119
5.5 Halbschrittbetrieb	119
5.6 Mikroschrittbetrieb	120
5.7 Haltedrehmoment und Selbsthaltedrehmoment	121
5.8 Dynamisches Verhalten	121
5.9 Reluktanzschrittmotor	122
5.10 Hybridschrittmotor	123
5.11 Betriebsdiagramm	125
5.12 Schrittmotoren im geregelten Betrieb	126
6 Grundlagen Drehstromantriebe	128
6.1 Drehspannung und Drehstrom	128
6.2 Anschluss von Drehstrommotoren	131
6.3 Sternschaltung	133
6.4 Dreieckschaltung	136

6.5 Vergleich Stern- und Dreieckschaltung.....	136
6.6 Magnetisches Drehfeld	137
6.7 Wicklungsaufbau	143
6.8 Umrichter.....	145
6.9 Energiemanagement bei umrichterbetriebenen Antrieben.....	151
7 Synchronmotoren	155
7.1 Aufbau und Wirkungsweise	155
7.2 Elektrisches Ersatzschaltbild.....	158
7.3 Spannungsinduktion und Drehmomenterzeugung	160
7.4 Drehmoment-Drehzahl-Diagramm	163
7.5 Leistungsschild	166
7.6 Komponenten eines Servoantriebes	167
7.7 2-phasige Motoren	168
8 Asynchronmotoren	170
8.1 Aufbau und Wirkungsweise	170
8.2 Spannungsinduktion und Drehmomenterzeugung	173
8.3 Elektrisches Ersatzschaltbild.....	174
8.3.1 Einphasiger Transformator	174
8.3.2 Einphasiges Ersatzschaltbild	178
8.3.3 Stromortskurve	180
8.4 Motorkennlinie und Motorkenngrößen	184
8.5 Normmotoren.....	188
8.6 Anlaufstrombegrenzung.....	189
8.7 Drehzahlvariable Antriebe	191
8.8 Frequenzumrichter.....	192
8.9 Zentrale und dezentrale Antriebstechnik	194
8.10 Feldorientierte Regelung	196
8.11 Betrieb am Wechselspannungsnetz.....	196
9 Elektromagnetische Direktantriebe	201
9.1 Bauformen.....	205
9.2 Krafterzeugung und Anziehungskräfte	205
9.3 Flachmotoren und U-förmige Motoren	207
9.4 Tubulare Linearmotoren	211
9.4.1 Aufbau und Funktionsweise	211
9.4.2 Eigenschaften und Anwendungsgebiete	212
9.4.3 Vergleich pneumatischer mit elektrischem Antrieb	213

9.4.4 Antriebssysteme	214
9.5 Tauchspulenantriebe	215
9.5.1 Wirkprinzip und Funktionsweise	215
9.5.2 Bauformen	218
9.5.3 Eigenschaften	219
9.5.4 Einsatzgebiete und Antriebssysteme	219
10 Positionsmessgeräte	222
10.1 Messsignale und Signalauswertung	224
10.2 Messgenauigkeit	229
10.3 Unterscheidungsmerkmale	234
10.4 Übertragung der Positionsinformation	239
10.5 Photoelektrische Messgeräte	243
10.6 Magnetische Messgeräte	244
10.7 Induktive Messgeräte	246
10.8 Thermische Effekte	248
11 Servoantriebe	252
11.1 Anforderungen und Kenngrößen	253
11.2 Kaskadierte Regelung	258
11.3 Stromregelung	261
11.4 Bewegungsprofile	268
11.5 Modellierung mechanischer Übertragungselemente	271
11.6 Mechanisch steife Antriebe	273
11.7 Mechanisch elastische Antriebe	282
11.8 Feldorientierte Regelung	289
11.8.1 Raumzeiger und Koordinatensysteme	291
11.8.2 Permanenterregter Drehstrom-Synchronmotor	298
A Anhang	305
A.1 Weiterführende Informationen	305
A.1.1 Einführung	305
A.1.2 Grundlagen elektrischer Maschinen	306
A.1.3 Gleichstrommotoren	310
A.1.4 Grundlagen Drehstromantriebe	312
A.1.5 Synchronmotoren	316
A.1.6 Asynchronmotoren	318

A.1.7 Positions messgeräte	318
A.1.8 Servoantriebe	319
A.2 Formelzeichen und Einheiten	320
A.3 Griechisches Alphabet	333
A.4 Verwendete Konvertierung und Reihenfolge	334
A.5 Übersicht Symbole und Abkürzungen.....	335
Literatur	336
Index	337

1

Einführung

Die Aufgabe von Antrieben besteht darin, Bewegungen zu erzeugen. Der Motor ist die wichtigste Komponente eines Antriebes. Er liefert die für eine lineare Bewegung erforderliche Kraft oder das für eine drehende Bewegung erforderliche Drehmoment. Hierzu wird dem Motor Energie zugeführt und in diesem in mechanische Energie umgewandelt. Bei der Energiewandlung werden unterschiedliche physikalische Effekte genutzt.

Antriebe werden nach Wirkprinzipien der eingesetzten Motoren (Bild 1.1) unterteilt in:

- Elektrische Antriebe
- Fluidische Antriebe
- Thermodynamische Antriebe

Motoren in elektrischen Antrieben nutzen meist elektromagnetische Effekte aus. Für spezielle Antriebsaufgaben gibt es Motoren, die auf anderen Effekten basieren. Fluidische Antriebe arbeiten mit komprimierbaren Flüssigkeiten (z. B. Hydrauliköl) oder Gasen. Werden komprimierbare Flüssigkeiten verwendet, spricht man von hydraulischen Antrieben. Pneumatische Antriebe verwenden üblicherweise Luft. Der bekannteste Vertreter aus dem Bereich der thermodynamischen Antriebe ist der Verbrennungsmotor, speziell der Otto- und der Dieselmotor. Je nach zu lösender Antriebsaufgabe ist das eine oder andere Wirkprinzip besser geeignet.

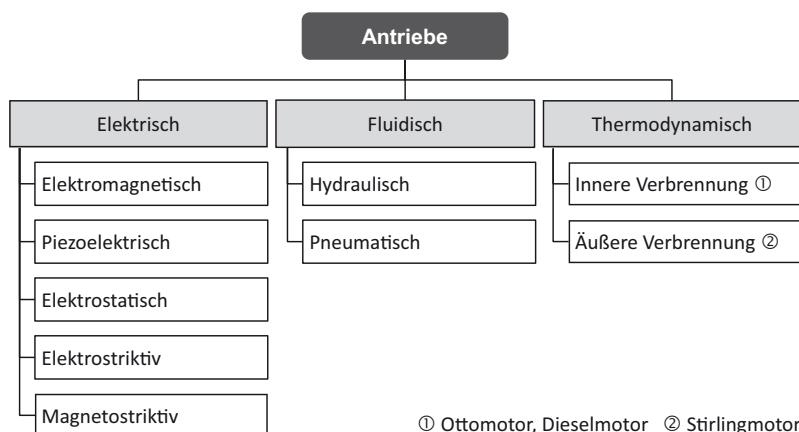


Bild 1.1 Klassifizierung von Antrieben

Manchmal steht die für den Motor erforderliche Energie nicht direkt zur Verfügung. Typische Beispiele sind Geräte oder Maschinen im mobilen Bereich. So wird bei einem Bagger die für die Antriebe notwendige Energie mit einem Verbrennungsmotor erzeugt. Zunächst findet eine Wandlung der im Kraftstoff gespeicherten Energie in mechanische Energie statt, aus der dann die Energie für die fluidischen Antriebe erzeugt wird. Es gibt auch Mischformen, welche zwei Wirkprinzipien zur Erzeugung der mechanischen Bewegung nutzen. Hierzu zählen Hybridan-

triebe in Kraftfahrzeugen, bei denen je nach Betriebszustand ein Verbrennungsmotor und ein Elektromotor unabhängig voneinander oder gemeinsam die Bewegung erzeugen.

Häufig müssen Kräfte bzw. Drehmomente in einem Antriebsstrang übertragen und/oder umgeformt werden, wozu mechanische Antriebselemente erforderlich sind. Motor und mechanische Antriebselemente, die im Antriebsstrang dem Motor nachgeschaltet sind, beeinflussen sich gegenseitig. Zur gesamtheitlichen Optimierung dieses Systems sind daher Kenntnisse sowohl aus dem Bereich der Mechanik als auch der Elektrotechnik erforderlich.

Die meisten Antriebsaufgaben werden heute mit elektrischen Antrieben gelöst. Hauptgründe hierfür sind:

- Elektrische Energie steht beinahe überall zur Verfügung.
- Elektrische Antriebe erzeugen im Vergleich zu vielen anderen Antriebsprinzipien praktisch keine Verschmutzung.
- Elektrische Antriebe sind einfach zu regeln.
- Elektrische Antriebe sind energieeffizient.
- Es stehen wartungsfreie Lösungen zur Verfügung (wartungsfrei in diesem Zusammenhang bedeutet, dass keine Wartung innerhalb der festgelegten Lebensdauer erforderlich ist).
- Elektrische Antriebe haben vergleichsweise niedrige Geräuschemissionen.

■ 1.1 Einsatzgebiete

Elektrische Antriebe werden in einer Vielzahl von Produkten des täglichen Lebens (Konsumgüter), aber auch in Maschinen und Anlagen (Investitionsgüter), eingebaut. Exemplarisch zeigen die Bilder 1.2 bis 1.7 einige Beispiele aus den Bereichen Kraftfahrzeugbau und Produktionsmaschinen.

Lenksäulenverstellantrieb



Schiebedachantrieb



Fensterheberantrieb



Sitzverstellantrieb



Bild 1.2 Stellantriebe in Kraftfahrzeugen (© Robert Bosch GmbH)

In Produktionsmaschinen, wie Werkzeugmaschinen, Maschinen zur Herstellung von Halbleitern, Maschinen zur Kunststoffverarbeitung, Holzbearbeitungsmaschinen oder Druckmaschinen, haben elektrische Antriebe maßgeblichen Einfluss auf die statischen und dynamischen Maschineneigenschaften. Sie beeinflussen insbesondere:

- die Präzision des Produkts, wie z. B. die Maßhaltigkeit von Werkstücken oder Druckqualität von Prospekten und Zeitschriften
- die Mengenleistung der Maschine in Erzeugnissen pro Zeiteinheit

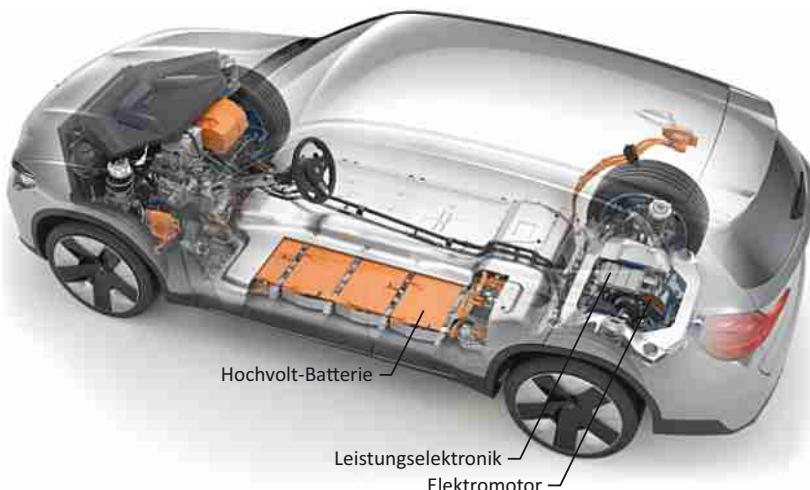


Bild 1.3 Fahrantrieb in Kraftfahrzeugen (© BMW AG, Press Club, iX3)



Bild 1.4 Elektromechanische Antriebseinheit eines Elektrofahrzeuges (© BMW AG, Press Club)



Bild 1.5 Elektrische Antriebe in einem Motion Control System für Fertigungsmaschinen der Halbleiterindustrie (© ETEL S.A.)

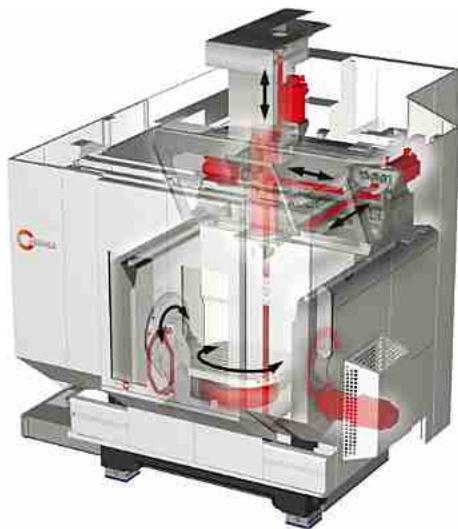


Bild 1.6 Elektrische Vorschubantriebe und Hauptantrieb in Werkzeugmaschinen (© Hermle AG, 5-Achsen Bearbeitungszentrum)



Bild 1.7 Druckmaschinen (© Koenig & Bauer AG)

■ 1.2 Aufgaben und Betriebszustände elektrischer Maschinen

Bei elektrischen Maschinen unterscheidet man Motoren und Generatoren (Bild 1.8). Motoren wandeln elektrische in mechanische Energie um. Sie liefern die Kraft oder das Drehmoment zur Steuerung der Bewegung einer Masse.

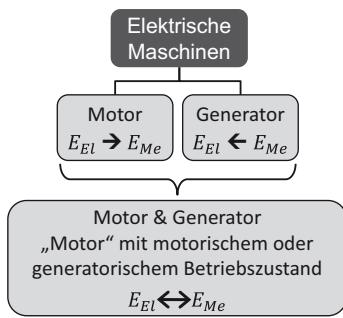


Bild 1.8 Elektrische Maschinen

Ein Generator wandelt im Gegensatz zum Motor mechanische Energie in elektrische Energie um. Die wichtigste Anwendung von Generatoren sind Kraftwerke zur Stromerzeugung. Bei den meisten Kraftwerkstypen wird in Wasser- oder Dampfturbinen zunächst mechanische Energie erzeugt und anschließend in elektrische Energie gewandelt.

In einigen Fällen wird eine elektrische Maschine zur Energiewandlung in beide Richtungen genutzt, d. h. sie wird als Motor oder Generator betrieben. Bei einem Bremsvorgang wird in der elektrischen Maschine die in den mechanischen Antriebselementen gespeicherte potentielle oder kinetische Energie in elektrische Energie gewandelt. Die zurückgewandelte Energie kann für anschließende Beschleunigungsvorgänge gespeichert oder anderen Verbrauchern zur Verfügung gestellt werden. Daraus resultiert eine Reduzierung des Energieverbrauches bzw. eine Erhöhung des Gesamtwirkungsgrades. Elektrische Maschinen, welche primär der Bewegungs erzeugung dienen, bezeichnet man umgangssprachlich als Motor, der wechselweise einen motorischen oder generatorischen Betriebszustand zulässt. Wird eine elektrische Maschine primär zur Stromerzeugung eingesetzt, spricht man von einem Generator. Die Maschine kann zeitweise im motorisierten Betriebszustand betrieben werden. Dabei kann überschüssige elektrische Energie (z. B. aus Windkraftanlagen oder Photovoltaikanlagen) in mechanische Energie gewandelt werden, wie dies in Pumpenspeicherkraftwerken geschieht. Die Betriebszustände Motorbetrieb bzw. Generatorbetrieb sind in Bild 1.9 (links) abhängig vom Vorzeichen der Motordrehzahl und des Motordrehmomentes gezeigt.

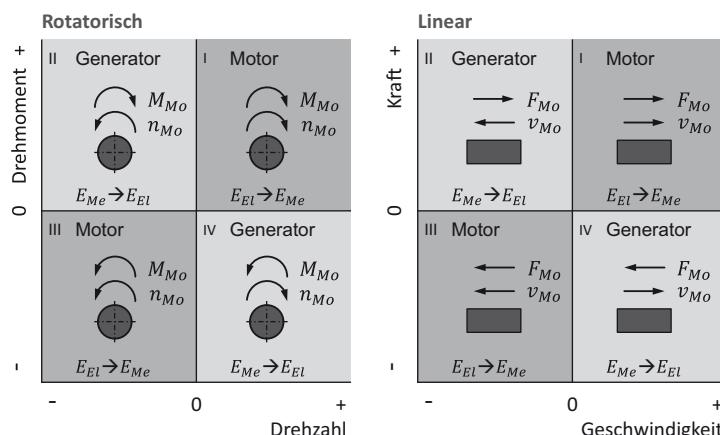


Bild 1.9 Motorischer und generatorischer Betriebszustand für rotatorische oder lineare Bewegung

Sind Motordrehmoment und Motordrehzahl gleichsinnig gerichtet, so wird die Maschine motorisch betrieben, im umgekehrten Fall generatorisch. Im Quadranten I ist der Motor rechtsdrehend (im Uhrzeigersinn), während er sich im Quadranten III links dreht (gegen den Uhrzeigersinn). Die Blickrichtung ist dabei von vorn auf die Motorwelle. Bei einem Motor, der unmittelbar eine Linearbewegung erzeugt, gilt entsprechendes für die Motorkraft und die Motorgeschwindigkeit (Bild 1.9, rechts).

■ 1.3 Bewegungsarten und Bewegungsgleichungen

Ein Unterscheidungsmerkmal bei Antrieben ist die zur Lösung der Antriebsaufgabe erforderliche Bewegungsart (Bild 1.10):

- linear bzw. translatorisch
- drehend bzw. rotatorisch

Die Bewegung einer Masse wird durch deren Bewegungsgrößen beschrieben (Tabelle 1.1). Eine lineare Bewegung hat die Bewegungsgrößen Position, Geschwindigkeit und Beschleunigung. Eine rotatorische Bewegung wird durch Winkelposition, Winkelgeschwindigkeit und Winkelbeschleunigung beschrieben. Weitere Analogien zwischen linearen und rotatorischen Bewegungen sind im Anhang unter „Weiterführende Informationen“ (A.1) aufgeführt.

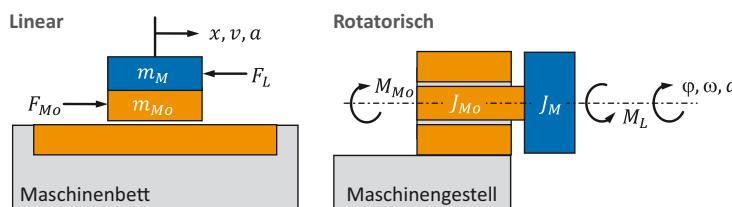


Bild 1.10 Formelzeichen

x	Position	Position	m
v	Geschwindigkeit	Velocity	m/s
a	Beschleunigung	Acceleration	m/s^2
φ	Winkelposition	Angular position	rad
ω	Winkelgeschwindigkeit	Angular speed	rad/s
α	Winkelbeschleunigung	Angular acceleration	rad/s^2

Tabelle 1.1 Bewegungsgrößen

Aufgabe eines Antriebes ist es, die anzutreibende Masse bzw. das anzutreibende Massenträgheitsmoment innerhalb vorgegebener Bewegungsgrößen zu führen. Auch der bewegte Teil des Motors hat eine Masse bzw. ein Massenträgheitsmoment. Zunächst soll der Idealfall, dass die Elastizität zwischen der anzutreibenden Masse und dem Motor vernachlässigt werden kann, betrachtet werden. Da die mechanische Verbindung zwischen den beiden Massen dabei als

starr betrachtet wird, spricht man von einer „starren Kopplung“. Der Fall einer „elastischen Kopplung“ von Massen wird später betrachtet (Kapitel 2).

Die bewegte Masse setzt sich aus der Summe aller Einzelmassen, die zu bewegen sind, zusammen. Sie wird daher als gesamte zu bewegende Masse bezeichnet. In dem in Bild 1.10 dargestellten Beispielfall ist die Gesamtmasse:

$$m_T = m_M + m_{Mo} \quad (1.1)$$

m_T	Gesamte zu bewegende Masse	Total mass to be moved	kg
m_M	Anzutreibende Masse	Mass to be moved	kg
m_{Mo}	Masse des bewegten Motorteils	Mass of moved motor part	kg

Entsprechendes gilt für eine rotatorische Bewegung. Im Folgenden werden Massenträgheitsmomente immer als Trägheitsmomente bezeichnet. Im in Bild 1.10 dargestellten Beispielfall ist das gesamte zu bewegende Trägheitsmoment:

$$J_T = J_M + J_{Mo} \quad (1.2)$$

J_T	Gesamtes zu bewegendes Trägheitsmoment	Total inertia to be moved	kg m ²
J_M	Trägheitsmoment der anzutreibenden Masse	Inertia of mass to be moved	kg m ²
J_{Mo}	Trägheitsmoment des bewegten Motorteils	Inertia of moved motor part	kg m ²

Für eine punktförmige Masse mit Abstand r zum Drehpunkt berechnet sich das Trägheitsmoment zu:

$$J = mr^2 \quad (1.3)$$

Das wichtigste Trägheitsmoment bei Antrieben ist das eines Zylinders bzw. Hohlzylinders. Das Trägheitsmoment des Hohlzylinders (Bild 1.11) berechnet sich abhängig von der Materialdichte (Tabelle 1.2) zu:

$$J = \frac{\pi l \rho}{32} (d_1^4 - d_2^4) \quad (1.4)$$

ρ	Dichte	Density	kg/m ³
--------	--------	---------	-------------------

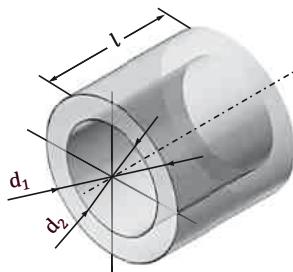


Bild 1.11 Hohlzylinder

Aluminium	2710	kg/m ³
Stahl	7850	kg/m ³
Kupfer	8940	kg/m ³

Tabelle 1.2 Dichte von Materialien

Die Summe der Kräfte, die der Motorkraft entgegenwirken, wird als Lastkraft bezeichnet. Entsprechendes gilt für die Drehmomente (Tabelle 1.3).

F_L	Lastkraft	<i>Load force</i>	N
F_{Mo}	Motorkraft	<i>Motor force</i>	N
M_L	Lastdrehmoment	<i>Load torque</i>	Nm
M_{Mo}	Motordrehmoment	<i>Motor torque</i>	Nm

Tabelle 1.3 Kräfte und Drehmomente

Beispiele für Lastkräfte bzw. Lastdrehmomente sind (Tabelle 1.4):

F_P	Prozesskraft	<i>Process force</i>	N
F_W	Gewichtskraft	<i>Weight force</i>	N
F_F	Reibungskraft	<i>Friction force</i>	N
M_P	Prozessdrehmoment	<i>Process torque</i>	Nm
M_W	Gewichtsdrehmoment	<i>Weight torque</i>	Nm
M_F	Reibungsdrehmoment	<i>Friction torque</i>	Nm

Tabelle 1.4 Lastkräfte und Lastdrehmomente

Die Bewegungsgleichung für die in Bild 1.10 gezeigte lineare Bewegung lautet:

$$m_T \ddot{x} = m_T a = F_{Ac} = F_{Mo} - F_L \quad (1.5)$$

Die Kraft, die zum Beschleunigen zur Verfügung steht, wird auch als Beschleunigungskraft F_{Ac} bezeichnet. Das Kräftegleichgewicht an der zu bewegenden Masse in Bewegungsrichtung lautet:

$$F_{Mo} - F_L - F_{Ac} = 0 \quad (1.6)$$

F_{Mo}	Motorkraft	<i>Motor force</i>	N
F_L	Lastkraft	<i>Load force</i>	N
F_{Ac}	Beschleunigungskraft	<i>Acceleration force</i>	N

Ist die Motorkraft betragsmäßig größer als die Lastkraft, so wird die anzutreibende Masse beschleunigt. Im umgekehrten Fall wird die anzutreibende Masse verzögert. Bei Gleichheit der beiden Kräfte bleibt die Geschwindigkeit konstant. Der Motor eignet sich dadurch zur Steuerung von Bewegungen. Es lässt sich eine Unterscheidung in folgende zwei Betriebszustände durchführen:

- Stationärer Betriebszustand (Stationärer Fall)
 $F_{Mo} = F_L, F_{Ac} = 0$ und $v = \text{konstant}$
- Instationärer Betriebszustand (Instationärer oder transienter Fall)
 $F_{Mo} \neq F_L, F_{Ac} \neq 0$ und $v \neq \text{konstant}$

Die Bewegungsgleichung für die in Bild 1.10 gezeigte rotatorische Bewegung lautet:

$$J_T \ddot{\varphi} = J_T \alpha = M_{Ac} = M_{Mo} - M_L \quad (1.7)$$

Das Drehmoment, das zum Beschleunigen zur Verfügung steht, wird auch als Beschleunigungsdrehmoment M_{Ac} bezeichnet. Das Drehmomentgleichgewicht lautet:

$$M_{Mo} - M_L - M_{Ac} = 0 \quad (1.8)$$

M_{Mo}	Motordrehmoment	<i>Motor torque</i>	Nm
M_L	Lastdrehmoment	<i>Load torque</i>	Nm
M_{Ac}	Beschleunigungsdrehmoment	<i>Acceleration torque</i>	Nm

Anstatt Winkelgeschwindigkeiten werden bei elektrischen Antrieben fast ausschließlich Drehzahlen angegeben. Der Zusammenhang zwischen beiden Größen lautet:

$$\omega = 2\pi n \quad (1.9)$$

n Drehzahl Speed 1/s

Die Drehzahl wird üblicherweise in Umdrehungen pro Minute [1/min] oder als „revolutions per minute“ [rpm] angegeben.

Für die von der linearen Bewegung bekannten beiden Betriebszustände gilt:

- Stationärer Betriebszustand (Stationärer Fall)
 $M_{Mo} = M_L, M_{Ac} = 0$ und $n = \text{konstant}$
- Instationärer Betriebszustand
 $M_{Mo} \neq M_L, M_{Ac} \neq 0$ und $n \neq \text{konstant}$



Erfolgt zwischen dem Motor und der anzutreibenden Masse mittels mechanischer Antriebselemente eine Anpassung der Drehzahl oder eine Bewegungswandlung von einer drehenden in eine lineare Bewegung, so müssen alle die Bewegung beschreibenden Größen auf einen gemeinsamen Punkt im Antriebsstrang (Bezugspunkt) bezogen werden. Dies wird in Kapitel 2 behandelt.

■ 1.4 Antriebe mit fester oder variabler Drehzahl

Im einfachsten Fall wird zur Lösung einer Antriebsaufgabe der Elektromotor an das zur Verfügung stehende Spannungsnetz angeschlossen. Falls für den Prozess andere Drehmomente oder Drehzahlen benötigt werden als der Elektromotor bereitstellt, so werden dem Motor mechanische Antriebselemente, wie z. B. Getriebe, nachgeschaltet. Die einzige Steuerungsmöglichkeit ist das Ein- bzw. Ausschalten des Motors. Abhängig von der Drehmoment- bzw. Kraftbelastung des Motors stellt sich eine Drehzahl bzw. Geschwindigkeit ein. Da die Motordrehzahl während der Projektierung festgelegt wird, bezeichnet man solche Antriebe als Antriebe mit fester Drehzahl.

Bei Antrieben mit variabler Drehzahl, welche auch drehzahlveränderliche Antriebe genannt werden, ist die Drehzahl während des Betriebes veränderbar. Die gewünschte Drehzahl (Soll-drehzahl: n_{Soll}) wird z. B. in einem Programm, in einer graphischen Bedienoberfläche oder mittels eines Potentiometers festgelegt. Drehzahlveränderliche Antriebe gibt es in zwei Ausführungen (Bild 1.12). Bei geregelten Antrieben wird die tatsächliche Drehzahl (Istdrehzahl: n_{Ist}) gemessen, mit der gewünschten Drehzahl verglichen und die Abweichung zwischen beiden Werten mittels eines Reglers minimiert. Dieser Vergleich ist bei gesteuerten Antrieben

nicht vorhanden, weshalb Abweichungen zwischen gewünschter Drehzahl und tatsächlicher Drehzahl nicht erkannt werden. Die Aufgaben der im Bild dargestellten Komponenten werden im weiteren Verlauf dieses Abschnitts erläutert.

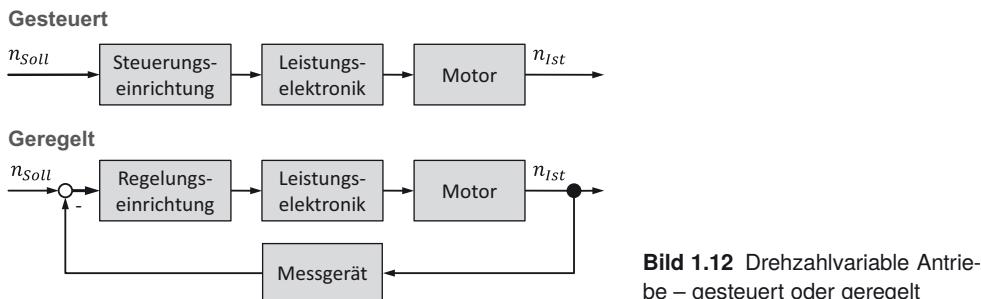


Bild 1.12 Drehzahlvariable Antriebe – gesteuert oder geregt

Es gibt eine Vielzahl von Prozessen, bei denen eine sich zeitlich schnell ändernde Größe sehr präzise eingehalten werden muss. Am häufigsten muss die Position eines Maschinenelements möglichst schnell und genau einem vorgegebenen (programmierten) Weg-Zeit-Verlauf folgen. Drehzahlgeregelte Antriebe, welche diese Anforderungen erfüllen, werden Servoantriebe genannt. Sie lassen sich im Vergleich zu anderen drehzahlvariablen Antrieben im Wesentlichen wie folgt charakterisieren:

- Regelung der für die Antriebsaufgabe relevanten Größe
- geringe statische und dynamische Abweichung zwischen gewünschter und tatsächlicher Größe

Beispiele für Einsatzgebiete von Servoantrieben mit hohen Anforderungen an die Antriebseigenschaften sind Werkzeugmaschinen oder Maschinen zur Halbleiter- und Elektronikproduktion. In beiden Fällen wird meist die Position geregt. Zur Lösung derartiger Anforderungen sind neben dem Motor noch weitere Komponenten, welche meist speziell auf die im Vergleich zu anderen Antriebsaufgaben hohen Anforderungen ausgelegt sind, erforderlich.

Ein Servoantrieb setzt sich aus folgenden Komponenten zusammen (Bild 1.13):

Motor zur Wandlung von elektrischer in mechanische Energie (Energiewandler). Erzeugung des für die Antriebsaufgabe erforderlichen Drehmoments bzw. der erforderlichen Kraft.

Leistungselektronik, die den Leistungsfluss in den Motor so steuert, dass die vorgegebene Kraft bzw. das vorgegebene Drehmoment bereitgestellt wird. Neben der Aufgabe der Leistungssteuerung hat die Leistungselektronik in einigen Fällen zusätzlich die Aufgabe der Energiumformung. Dies ist notwendig, wenn die dem Antrieb zur Verfügung stehende Spannung in zur Steuerung des Motors geeignete Spannung umzuformen ist (z. B. 230 V in 24 V oder Wechsel- in Gleichspannung).

Regelungs- und Steuerungseinrichtung (Motion Controller) zur Signalverarbeitung und Ermittlung der Stellsignale für die Leistungselektronik aus vorgegebenen Prozessdaten. Die Signalverarbeitung erfolgt meist digital auf leistungsfähigen Prozessoren mittels Software. Gleichermaßen gilt für die gesamte Prozessführung und Prozessüberwachung. Anstatt der Bezeichnung Regelungs- und Steuerungseinrichtung ist die englische Bezeichnung Motion Controller für diese Komponente sehr verbreitet.

Mechanische Übertragungselemente wie z. B. Getriebe sind häufig erforderlich, um eine optimale Anpassung des Arbeitspunktes des Motors an den Arbeitspunkt der Antriebsaufgabe

zu gewährleisten. Ein Arbeitspunkt für ein drehendes Maschinenelement ist definiert durch Drehmoment und Drehzahl (M, n). Im linearen Fall ist er durch Kraft und Geschwindigkeit (F, v) festgelegt.

Messgeräte zur Erfassung der Istwerte für Größen, die geregelt oder überwacht werden, wie z. B. Position, Strom, Temperatur. In den meisten Fällen sind die Messgeräte in den Motor oder die Antriebseinheit eingebaut.

Zusätzlich sind in Bild 1.13 der Leistungsfluss und der Signalfluss dargestellt. Komponenten für Servoantriebe in Produktionsmaschinen zeigt Bild 1.14.

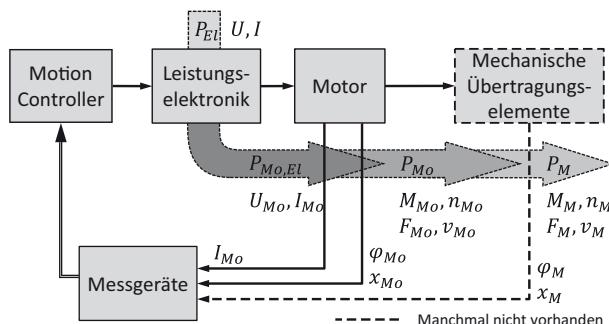


Bild 1.13 Leistungsfluss und Signalfluss eines Servoantriebs

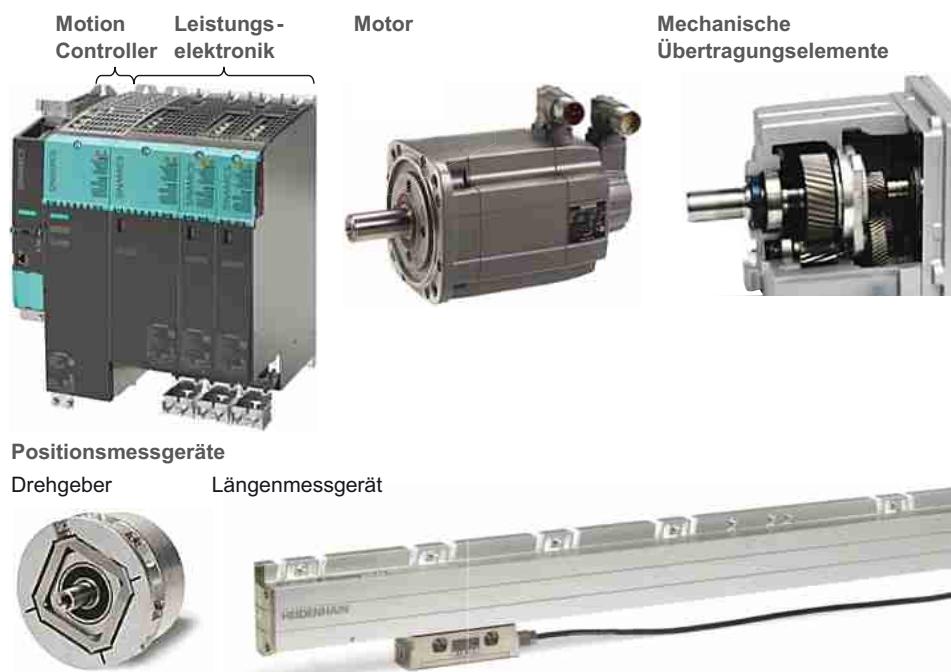


Bild 1.14 Komponenten für Servoantriebe in Produktionsmaschinen (© Siemens AG (Motion Controller, Leistungselektronik und Motor); © Lenze SE (Mechanische Übertragungselemente); © Dr. Johannes Heidenhain GmbH (Positionsmessgeräte))

Bei Servoantrieben wird eine der folgenden drei Größen vorgegeben:

- Position bzw. Winkelposition
- Geschwindigkeit bzw. Drehzahl
- Kraft bzw. Drehmoment

Gesteuerte Antriebe sind für eine genaue Einhaltung der vorgegebenen Größe aus folgenden Gründen ungeeignet:

- Ihre Dynamik reicht nicht aus, um schnellen Änderungen der vorgegebenen Größe, z. B. der Drehzahl, zu folgen.
- Auftretende Lastkräfte bzw. Lastdrehmomente bewirken unzulässig hohe Abweichungen von der vorgegebenen Größe. Bei Industrierobotern sind dies z. B. Gewichtskräfte, die durch die kinematische Anordnung als variable Drehmomente auf die Motoren wirken.

Bei geregelten Antrieben ist die zu regelnde Größe die Regelgröße, z. B. die Position. Für die Regelgröße wird ein Sollwert vorgegeben (Bild 1.15). Der Istwert der Regelgröße wird mit einem Messgerät gemessen. Das Messgerät stellt die Messgröße zur Verfügung. Die Messgröße sollte möglichst genau mit dem Istwert übereinstimmen. Idealerweise sind beide Größen identisch ($y = x$). Das zu regelnde System ist die Regelstrecke. In der Regeleinrichtung wird die Messgröße mit dem Sollwert verglichen, woraus sich die Regelabweichung ($e = w - y$) ergibt. Der Regler berechnet daraus ein Stellsignal, das eine Minimierung der Abweichung bewirkt. Neben der Änderung des Sollwertes können auch andere Größen zu einer Abweichung der Regelgröße vom Sollwert führen. Diese Größen werden Störgrößen genannt. Eine Störgröße bei einem Antrieb in einer Werkzeugmaschine ist z. B. die Bearbeitungskraft bei der Zerspanung. Der Antrieb eines Aufzugs hat z. B. das Gewicht zusteigender Personen als Störgröße. Die im Weiteren verwendeten Größen und deren Formelzeichen zeigt Tabelle 1.5 im Überblick.

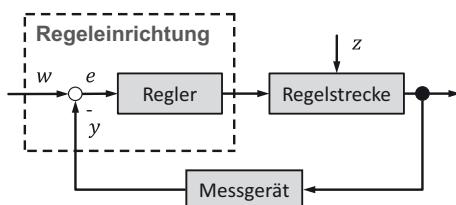


Bild 1.15 Regelkreis

Größe	Formelzeichen
Istwert	x
Sollwert	w
Messgröße	y
Regelabweichung	e
Stellgröße	u
Störgröße	z

Tabelle 1.5 Größen im Regelkreis und ihre Formelzeichen

Es gibt auch Prozesse, bei denen ein Antrieb abhängig von Prozesszuständen unterschiedliche Größen regeln muss. Ein Beispiel hierfür ist der Prozess des Kunststoffspritzgießens, bei dem zwischen Geschwindigkeitsregelung während des Einspritzvorgangs und Kraftregelung im Nachrückvorgang umgeschaltet wird.

Bei positionsgeregelten elektrischen Antrieben werden üblicherweise folgende Größen gemessen:

Position: Bei einem rotatorischen Motor wird die Winkelposition der Motorwelle und bei einem Linearmotor die Position der anzutreibenden Masse gemessen. Durch Differentiation der Position wird ein Drehzahl- bzw. Geschwindigkeitsmesswert ermittelt. Eine zweite Messung der Position in der Wirkkette möglichst nahe am Produktions- oder Messprozess, zur Erhöhung der Maschinen- oder Messgenauigkeit, ist optional.

Strom bzw. Ströme: Die Bestromung des Motors wird immer gemessen. Unter anderem werden der Stromistwert bzw. die Stromistwerte für den Stromregler und zur Überwachung benötigt.

Motortemperatur: Die Messung der Motortemperatur erfolgt zur Vermeidung einer Überhitzung und damit Beschädigung des Motors. Es wird entweder im Motor die Überschreitung eines zulässigen Temperaturwertes detektiert und als Schaltsignal ausgegeben, oder die gemessene Temperatur an die Steuerungseinrichtung übertragen und dort weiterverarbeitet.

Die Regler für Position, Drehzahl und Strom sind heute durchgängig digital ausgeführt. Im Vergleich zu analogen Reglern ist bei digitalen Reglern der Regelkreis nicht permanent geschlossen, sondern nur zu bestimmten Zeitpunkten, den sogenannten Abtastzeitpunkten. Bei digitalen Reglern ist zwischen den Abtastzeitpunkten keine Regelung vorhanden. Das System befindet sich dann in einem gesteuerten Zustand. Die Zeitspanne zwischen den Abtastzeitpunkten wird Abtastzeit genannt und ist konstant.

Ist die Abtastzeit groß, d. h. der Regelkreis ist nur selten geschlossen, so kann das Antriebsverhalten nur schlecht beeinflusst werden. Da das Antriebverhalten maßgeblich von der Abtastzeit bestimmt wird, gleichzeitig aber die Kosten der Regelungseinrichtung mit einer Erniedrigung der Abtastzeit steigen, muss für die jeweilige Antriebsaufgabe immer ein Kompromiss zwischen den konträren Zielen niedrigster Abtastzeit und niedrigste Kosten gefunden werden. Typische Abtastzeiten bei elektrischen Antrieben sind im Bereich zwischen 31,25 µs und 250 µs. Häufig erfolgt die Angabe der Leistungsfähigkeit der Regelungseinrichtung als Abtastfrequenz.

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (1.10)$$

T_s	Abtastzeit	Sampling time	s
f_s	Abtastfrequenz	Sampling frequency	Hz

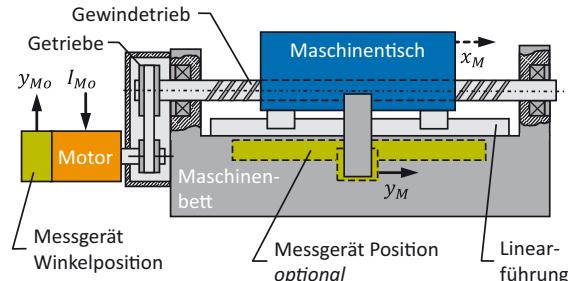
Digitale Regeleinrichtungen (Motion Controller) für elektrische Antriebe basieren heute meist auf einem Rechner mit leistungsfähigem Prozessor (Hardware), auf dem der Regelalgorithmus, der als Programm (Software) realisiert ist, abläuft. Da die Abarbeitung der Regelalgorithmen in einem eng tolerierten zeitlichen Takt erfolgen muss, muss die Hard- und Software für Echtzeit-aufgaben ausgelegt sein (Echtzeitrechner).

■ 1.5 Antriebsprinzipien

Neben der Bewegungsart (linear oder rotatorisch) ist bei elektrischen Antrieben das Antriebsprinzip ein weiteres wichtiges Unterscheidungsmerkmal (Bild 1.16 und Bild 1.17). Man unterscheidet:

- Elektromechanische Antriebe
- Elektrische Direktantriebe

Elektromechanischer Antrieb



Direktantrieb

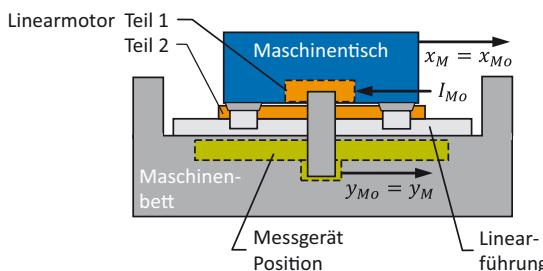


Bild 1.16 Unterscheidungsmerkmale linearer elektrischer Antriebe

Sowohl bei linearen (Bild 1.16 und Bild 1.18) als auch bei rotatorischen Bewegungssachsen (Bild 1.17) werden zum weitaus größten Anteil einem rotatorischen Motor mechanische Antriebskomponenten, wie Getriebe, Gewindetriebe, Zahnriemen oder Zahnstange-Ritzel, nachgeschaltet, um auf wirtschaftliche Weise die für die jeweiligen Antriebsaufgaben erforderlichen Kräfte bzw. Drehmomente zu erzeugen. Diese Antriebskomponenten werden mechanische Übertragungselemente genannt. Bei linearen Bewegungsaufgaben werden mechanische Übertragungselemente auch dazu genutzt, um aus der rotatorischen Bewegung des Motors eine Linearbewegung zu erzeugen. Elektrische Antriebe, bei denen zur Erfüllung der Antriebsaufgabe dem Elektromotor mechanische Übertragungselemente nachgeschaltet sind, werden als elektromechanische Antriebe bezeichnet. Die Drehzahl des Motors ist nicht identisch mit derjenigen der anzutreibenden Masse. Entsprechendes gilt für die Winkelposition.

$$n_{Mo} \neq n_M \quad (1.11a)$$

$$\varphi_{Mo} \neq \varphi_M \quad (1.11b)$$

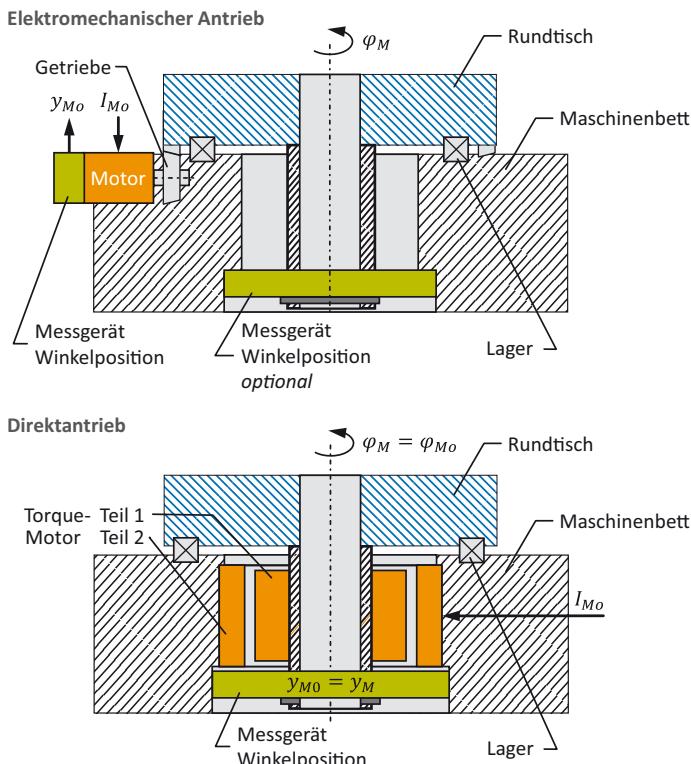
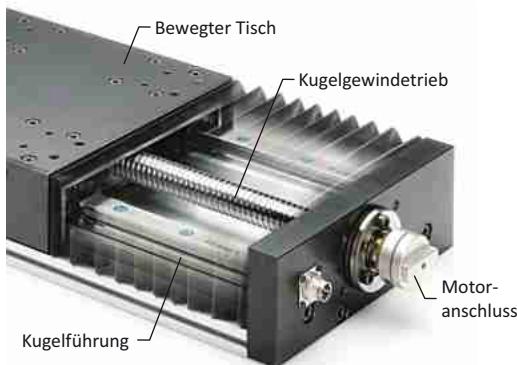


Bild 1.17 Unterscheidungsmerkmale rotatorischer elektrischer Antriebe

Elektromechanische Linearachse
(Motor nicht angebaut)



Direkt angetriebene Linearachse

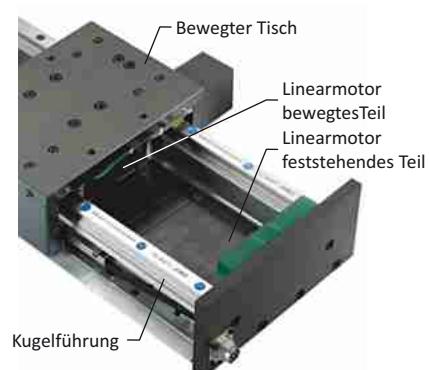


Bild 1.18 Linearachse; links: elektromechanisch, rechts: direkt angetrieben (© SKF GmbH)

Bei elektrischen Direktantrieben verzichtet man bewusst auf mechanische Übertragungselemente. Der Motor ist bei elektrischen Direktantrieben starr mit der anzutreibenden Masse verbunden. Die zu bewegende Masse und der Motor haben eine gemeinsame Lagerung und bei

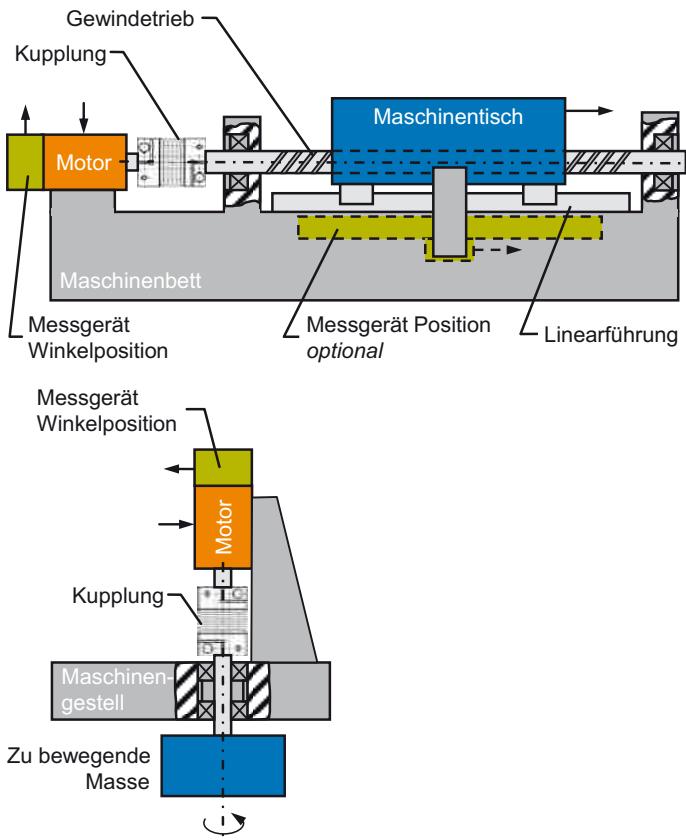


Bild 1.19 Oben: direkt gekoppelte Linearachse, unten: direkt gekoppelte Drehachse

Drehachsen zusätzlich eine gemeinsame Welle. Die Geschwindigkeit bzw. Drehzahl des Motors ist, sofern Materialelastizitäten vernachlässigt werden, identisch mit derjenigen der anzutreibenden Masse. Entsprechendes gilt für die Position bzw. Winkelposition.

$$\nu_{Mo} = \nu_M \quad \text{bzw.} \quad n_{Mo} = n_M \quad (1.12a)$$

$$x_{Mo} = x_M \quad \text{bzw.} \quad \varphi_{Mo} = \varphi_M \quad (1.12b)$$

Wird zur Bewegungserzeugung ein rotatorischer Motor verwendet, so gibt es eine Ausführung, welche zwischen den beiden vorgestellten Prinzipien angesiedelt ist. Dabei werden mechanische Übertragungselemente nicht zur Anpassung von Drehzahlen bzw. Drehmomenten zwischen Motor und anzutreibender Masse genutzt (Bild 1.19). Um Achsversatz zwischen den Antriebswellen, Fluchtungsfehler etc. auszugleichen, wird zwischen dem Motor und der anzutreibenden Masse eine Kupplung eingebaut. Im Gegensatz zu Direktantrieben ist der Motor elastischer mit der anzutreibenden Masse verbunden. Charakteristisch ist auch, dass die anzutreibende Masse und der Motor jeweils eine eigenständige Lagerung besitzen. Antriebe mit einem derartigen Aufbau werden direkt gekoppelte Antriebe genannt.

Im rotatorischen Fall ist, sofern die Elastizität der Kupplung und der anderen mechanischen Elemente in Antriebsstrang gering ist, die Drehzahl und Winkelposition des Motors auch bei transienten Vorgängen ungefähr identisch mit derjenigen der anzutreibenden Masse.

$$n_{\text{Mo}} \approx n_{\text{M}} \quad (1.13a)$$

$$\varphi_{\text{Mo}} \approx \varphi_{\text{M}} \quad (1.13b)$$

Für die meisten Betrachtungen können die Drehzahlen und die Positionen jeweils gleichgesetzt werden.

2

Mechanische Übertragungs- elemente

Das Bauvolumen und die Kosten eines Elektromotors sind, bei ansonsten gleichen Konstruktionsbedingungen, im Wesentlichen vom Drehmoment, das der Motor zur Verfügung stellen muss, abhängig. Die Motordrehzahl beeinflusst die Motorkosten erst ab Drehzahlen von ca. $15\,000\text{ min}^{-1}$ nennenswert. Unter der Annahme gleicher Konstruktionsbedingungen ist das Motordrehmoment oder die Motorkraft proportional zur Fläche, die zur Drehmoment- oder Krafterzeugung beiträgt.

$$\text{Rotatorischer Motor: } M_{\text{Mo}} = c_A A_T \quad (2.1\text{a})$$

$$\text{Linearmotor: } F_{\text{Mo}} = c_A A_F \quad (2.1\text{b})$$

c_A	Konstante Motordrehmoment zu drehmomenterzeugender Fläche	Constant motor torque to torque generating area	Nm/m ²
	Konstante Motorkraft zu krafterzeugender Fläche	Constant motor force to force generating area	N/m ²
A_T	Drehmomenterzeugende Fläche	Torque generating area	m ²
A_F	Krafterzeugende Fläche	Force generating area	m ²

Bei rotatorischen Motoren ist das die Mantelfläche eines Zylinders (Bild 2.1).

$$A_T = \pi d_T l_T \quad (2.2)$$

d_T	Drehmomenterzeugender Durchmesser	Torque generating diameter	m
l_T	Drehmomenterzeugende Länge	Torque generating length	m

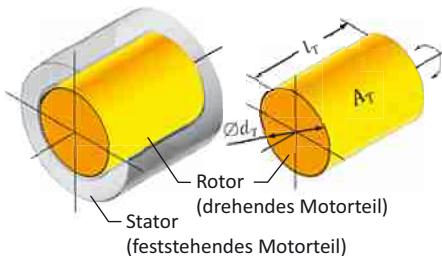


Bild 2.1 Drehmomenterzeugende Fläche

Eine Veränderung des Motordrehmomentes kann entweder durch alleinige Änderung des Durchmessers oder der Länge oder durch gleichzeitige Änderung beider Größen erfolgen. Durch eine Änderung des Durchmessers und/oder der Länge wird gleichzeitig das Trägheitsmoment beeinflusst, wobei für die weitere Betrachtung davon ausgegangen wird, dass sich

das innere Teil dreht (Innenläufermotor). Das Trägheitsmoment soll auf Basis eines Vollzyinders mit konstanter Dichte berechnet werden. Hohlräume oder unterschiedliche Materialien bei realen Maschinen werden dadurch berücksichtigt, dass eine mittlere Dichte angenommen wird. Für das Trägheitsmoment gilt:

$$J_{\text{Mo}} = \frac{\pi}{32} \rho_A l_T d_T^4 \quad (2.3)$$

ρ_A Mittlere Dichte Averaged density kg/m³

Wird eine Verdoppelung des Motordrehmomentes gewünscht, kann dies z. B. über eine Verdoppelung der Länge oder des Durchmessers erreicht werden. Bei einer Verdoppelung der Länge ergibt sich eine Verdoppelung des Trägheitsmomentes. Das Beschleunigungsvermögen des Motors bleibt damit konstant. Im Gegensatz dazu erhöht sich bei Verdoppelung des Durchmessers das Trägheitsmoment auf das 16-Fache des ursprünglichen Wertes. Das Beschleunigungsvermögen sinkt auf 1/8 des ursprünglichen Wertes.

Durch die Wahl der Länge und des Durchmesser des Motors ist es möglich, einen Motor auf hohes Beschleunigungsvermögen oder auf hohen Drehzahl- bzw. Geschwindigkeitsgleichlauf auszulegen. Abhängig von der Applikation ist das eine oder das andere erforderlich (Tabelle 2.1). Da ein Motor immer eine zu bewegende Masse antreibt, sind für eine Optimierung des Antriebes alle zu bewegenden Massen des Antriebsstranges zu berücksichtigen. Weitere Betrachtungen hierzu finden sich im Abschnitt 2.6 „Beschleunigungsvermögen und Gleichlaufverhalten“.

Tabelle 2.1 Vergleich niedriges und hohes Trägheitsmoment des Motors

	Niedriges Trägheitsmoment	Hohes Trägheitsmoment
	Low-Inertia-Motor	High-Inertia-Motor
Vorteil	Hohes Beschleunigungsvermögen	Hoher Drehzahl- oder Geschwindigkeitsgleichlauf
Applikation (Beispiele)	<ul style="list-style-type: none"> • Handhabungstechnik • Holzbearbeitungsmaschinen • Maschinen für die Nahrungsmittel- und Getränkeindustrie 	<ul style="list-style-type: none"> • Werkzeugmaschinen • Druckmaschinen • Messmaschinen

Für die vom Motor bereitgestellte mechanische Leistung gilt:

$$P_{\text{Mo}} = M_{\text{Mo}} \omega_{\text{Mo}} = M_{\text{Mo}} 2\pi n_{\text{Mo}} \quad (2.4)$$

Bei konstantem Drehmoment des Motors ist dessen Leistung an der Welle umso größer, je höher die Drehzahl ist. Daher sollte die Motordrehzahl möglichst hoch gewählt werden, so dass ohne Kostenerhöhung für den Motor und die zugehörige Leistungselektronik die Motorleistung gesteigert wird. Sind jedoch aufgrund vergleichsweise hoher Drehzahlen und/oder hoher Zentrifugalkräfte kostentreibende mechanische Maßnahmen am Motor erforderlich, ist eine gesonderte Wirtschaftlichkeitsbetrachtung erforderlich.

Die maximale Drehzahl von Elektromotoren ist oft höher als die von der Antriebsaufgabe geforderte maximale Drehzahl. In diesen Fällen ermöglichen mechanische Übertragungselemente zwischen dem Motor und der anzutreibenden Masse eine Anpassung des Arbeitspunktes des Motors an denjenigen der Antriebsaufgabe. Vernachlässigt man zunächst die Verluste

im Antriebsstrang, so lautet die Leistungsbilanz:

$$\underbrace{M_{Mo} 2\pi n_{Mo}}_{\text{Antriebsseite}} = \underbrace{M_M 2\pi n_M}_{\text{Abtriebsseite}} \rightarrow M_{Mo} = \frac{n_M}{n_{Mo}} M_M \quad (2.5)$$

Das Motordrehmoment ergibt sich, abhängig vom Verhältnis der Drehzahlen von Abtriebsseite zu Antriebsseite, aus dem Drehmoment, das an der anzutreibenden Masse benötigt wird. Kann die Motordrehzahl größer als die Drehzahl der anzutreibenden Masse gewählt werden, ist eine Verringerung des erforderlichen Motordrehmoments möglich. Die Anpassung von Drehmomenten und Drehzahlen ist eine Aufgabe mechanischer Übertragungselemente. In elektrischen Antrieben ermöglichen sie eine technische und wirtschaftliche Optimierung des Motors und der Leistungselektronik (Bauvolumen und Kosten). Eine weitere Aufgabe von mechanischen Übertragungselementen in elektrischen Antrieben kann die Wandlung einer Drehbewegung in eine Linearbewegung sein.

Innerhalb des Antriebsstrangs können mehrere mechanische Übertragungselemente hintereinander, d. h. in Serie, geschaltet sein. Für jedes mechanische Übertragungselement werden die in Tabelle 2.2 gezeigten Größen eingeführt.

Tabelle 2.2 Formelzeichen

Bewegungsart	Antriebsseite	→	Abtriebsseite
rotatorisch → rotatorisch	Drehmoment	$M_1 \rightarrow M_2$	Drehmoment
	Drehzahl	$n_1 \rightarrow n_2$	Drehzahl
rotatorisch → linear	Drehmoment	$M_1 \rightarrow F_2$	Kraft
	Drehzahl	$n_1 \rightarrow v_2$	Geschwindigkeit

Abhängig von der Art der Kraftübertragung (Bild 2.2) unterscheidet man in:

- reibschlüssige Übertragungselemente und
- formschlüssige Übertragungselemente

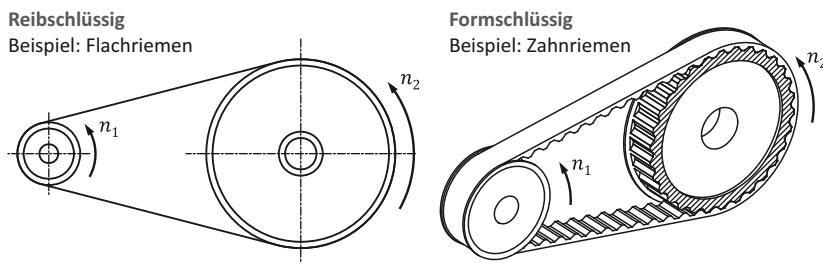


Bild 2.2 Reibschlüssige und formschlüssige Übertragungselemente

Bei reibschlüssigen Übertragungselementen erfolgt die Kraft- bzw. Drehmomentübertragung mittels Reibung. Prinzipbedingt kommt es bei reibschlüssigen Übertragungselementen zu Schlupf zwischen Antriebs- und Abtriebsseite. Sie eignen sich daher nicht für Positionieraufgaben. Bei Überschreitung des maximalen durch Reibung übertragbaren Drehmoments kommt es zum „Durchrutschen“.

Formschlüssige Übertragungselemente nutzen Formelemente, wie Zähne, Kugeln, Ketten etc., zur Kraft- bzw. Drehmomentübertragung. Durch die ineinander greifenden Formelemente tritt kein Schlupf auf. Formschlüssige Übertragungselemente eignen sich daher für Positionieraufgaben. Im Weiteren werden nur formschlüssige Übertragungselemente behandelt.

■ 2.1 Leistungsbilanz und Wirkungsgrad

In elektrischen Antrieben werden elektrische und mechanische Leistungen gewandelt, umgeformt und übertragen. Bei diesen Vorgängen entstehen mehr oder weniger große Verluste. Die Bezeichnung der Leistung für das jeweilige Antriebselement im Antriebsstrang erfolgt entsprechend zu den Drehmomenten bzw. Drehzahlen:

P_1	Leistung an der Antriebseite	<i>Power at driving side</i>	W
P_2	Leistung an der Abtriebsseite	<i>Power at output side</i>	W
P_L	Verlustleistung	<i>Power loss</i>	W

Die Leistungsbilanz ist die Summe der zugeführten und abgeführten Leistungen. Die Summe ist in einem abgeschlossenen System immer null.

$$\underbrace{P_1}_{\begin{array}{l} \text{zugeführte} \\ \text{Leistung} \end{array}} - \underbrace{P_2 - P_L}_{\begin{array}{l} \text{abgeführte} \\ \text{Leistung} \end{array}} = 0 \quad (2.6)$$

Der Wirkungsgrad ist definiert zu:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}; \quad 0 \leq \eta \leq 1 \quad (2.7)$$

η Wirkungsgrad Efficiency

Bei hintereinandergeschalteten Antriebselementen sind zur Ermittlung des Gesamtwirkungsgrades die einzelnen Wirkungsgrade zu multiplizieren:

$$\eta = \prod_{i=1}^n \eta_i; \quad i = 1, \dots, n \quad n: \text{Anzahl Antriebselemente Antriebsstrang} \quad (2.8)$$

■ 2.2 Drehzahlanpassung und Antriebsoptimierung

Zur Anpassung des Drehmomentes und der Drehzahl auf der Antriebsseite an das Drehmoment und die Drehzahl auf der Abtriebsseite werden bei elektromechanischen Antrieben Getriebe eingesetzt. Sie werden genutzt, um Drehmomente bzw. Kräfte umzuformen und zu übertragen (Bild 2.3). Man unterscheidet in:

- Zahnradgetriebe
- Zugmittelgetriebe

Zugmittelgetriebe nutzen Zugmittel wie Riemen oder Ketten zur Übertragung von tangentialen Zugkräften. Das Zugmittel umschlingt zwei Scheiben, um aus dem Drehmoment auf der Antriebsseite die Zugkraft zu erzeugen und sie anschließend auf der Abtriebsseite in ein Drehmoment zu wandeln. Die Kraft- bzw. Leistungsübertragung erfolgt im sogenannten Lasttrum. Bei unbegrenzter Anzahl an Umdrehungen muss das Zugmittel zurückgeführt werden. Dies erfolgt im kraftfreien Leertrum.

Zahnradgetriebe
Beispiel: Stirnradgetriebe

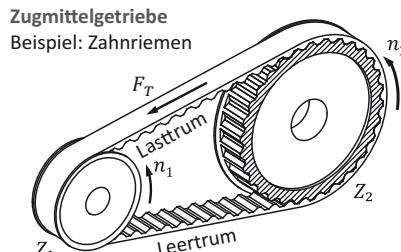
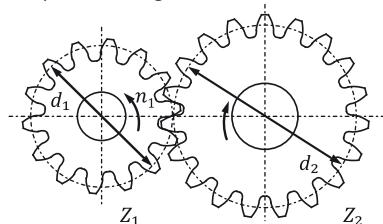


Bild 2.3 Zahnradgetriebe und Zugmittelgetriebe

Das Verhältnis von Antriebsdrehzahl zu Abtriebsdrehzahl des Getriebes ist die Getriebeübersetzung. Sie ist definiert zu:

$$i_G = \frac{n_1}{n_2} \quad (2.9)$$

i_G	Getriebeübersetzung	Gear ratio	
n_1	Drehzahl an der Antriebsseite	Speed at driving side	1/s
n_2	Drehzahl an der Abtriebsseite	Speed at output side	1/s

Der Zusammenhang zwischen dem Arbeitspunkt der Antriebsseite und dem Arbeitspunkt der Abtriebsseite kann immer mit

- dem kinematischen Zusammenhang und
 - einer Leistungsbilanz
- hergeleitet werden.

Den Zusammenhang zwischen den Motorgrößen und den Größen an der anzutreibenden Masse erhält man damit bei einem Zahnradgetriebe zu:

- Kinematischer Zusammenhang

$$n_{Mo} = i_G n_M \quad (2.10)$$

- Leistungsbilanz ($P_M = \eta_G P_{Mo}$)

$$M_M 2\pi n_M = \eta_G M_{Mo} 2\pi n_{Mo} = \eta_G M_{Mo} 2\pi i_G n_M \quad (2.11)$$

P_M	Leistung der anzutreibenden Masse	Power at mass to be moved	W
P_{Mo}	Motorleistung (mechanisch)	Motor power (mechanical)	W
η_G	Wirkungsgrad des Getriebes	Efficiency of gear	

Damit ergibt sich das erforderliche Motordrehmoment zu:

$$M_{Mo} = \frac{1}{\eta_G i_G} M_M \quad (2.12)$$

Das maximale Drehmoment auf der Abtriebsseite ist durch die Antriebsaufgabe vorgegeben, womit sich das maximal erforderliche Motordrehmoment berechnen lässt. Mit der Wahl der Getriebeübersetzung wird das maximal zur Verfügung stehende Drehmoment des Motors beeinflusst (Tabelle 2.3). Das maximale Drehmoment des Motors bestimmt im Wesentlichen dessen Bauvolumen. Ferner ist der Motorstrom in erster Näherung proportional zum Motordrehmoment. Die Größe der Leistungselektronik steigt mit dem Motorstrom. Unter diesen Gesichtspunkten ist es vorteilhaft, die Getriebeübersetzung $i_G > 1$ zu wählen.

Tabelle 2.3 Einfluss der Getriebeübersetzung

Getriebe-übersetzung	Drehzahl & Drehmoment	Bauvolumen & Kosten*	Antriebsprinzip
$i_G > 1$	$n_{Mo} > n_M$ $M_{Mo} < M_M$	✗ ✓	Elektromechanischer Antrieb
$i_G < 1$	$n_{Mo} < n_M$ $M_{Mo} > M_M$	✗ ✗	Elektromechanischer Antrieb
$i_G = 1$	$n_{Mo} = n_M$ $M_{Mo} = M_M$		Direktantrieb oder direkt gekoppelt

* Motor & Leistungselektronik

Tabelle 2.4 zeigt exemplarisch einen Vergleich des erforderlichen Motordrehmomentes zwischen der Lösung einer Antriebsaufgabe für einen Rundtisch mit Direktantrieb und elektromechanischem Antrieb. Für den elektromechanischen Antrieb wird beispielhaft eine Getriebeübersetzung von $i_G = 5$ eingesetzt.

Aus technischen und wirtschaftlichen Gründen ist bei elektromechanischen Antrieben ein Motor auszuwählen, der Drehzahlen erlaubt, die nicht unter der von der Antriebsaufgabe geforderten maximalen Drehzahl liegen.

! Es ist allerdings zu beachten, dass ein Motor mit deutlich höherer Drehzahl als von der Antriebsaufgabe erforderlich eine höhere Stromaufnahme haben kann als ein Motor, dessen Drehzahl nur moderat über der zur Erfüllung der Antriebsaufgabe erforderlichen Drehzahl liegt. Eine zu hohe Wahl der Getriebeübersetzung führt dann nicht zu einem wirtschaftlichen Optimum.

Tabelle 2.4 Vergleich des erforderlichen Motordrehmoments mit Direktantrieb und elektromechanischem Antrieb

	Direktantrieb	Elektromechanischer Antrieb	
Spezifikation Antriebsaufgabe	$M_M = 100 \text{ Nm}$ $n_M = 600 \text{ min}^{-1}$		
Motor	$M_{Mo} = 100 \text{ Nm}$ $n_{Mo} = 600 \text{ min}^{-1}$	Beispiel ($i_G = 5$)	$M_{Mo} = 20 \text{ Nm}$ $n_{Mo} = 3000 \text{ min}^{-1}$

■ 2.3 Wandlung einer Drehbewegung in eine Linearbewegung

Zur Wandlung einer Drehbewegung in eine Linearbewegung werden in elektrischen Antrieben hauptsächlich folgende mechanischen Antriebskomponenten eingesetzt:

- Gewindetrieb
- Zahnriemen
- Zahnstange-Ritzel

2.3.1 Gewindetrieb

Ein Gewindetrieb besteht aus einer Welle mit einem Gewinde (Gewindespindel) und einer Mutter (Gewindemutter). Die Welle wird vom Motor angetrieben. Die anzutreibende Masse ist fest mit der Mutter verbunden. Eine Drehbewegung der Welle führt zu einer Linearbewegung der Mutter. Bild 2.4 zeigt exemplarisch einen Kugelgewindetrieb.

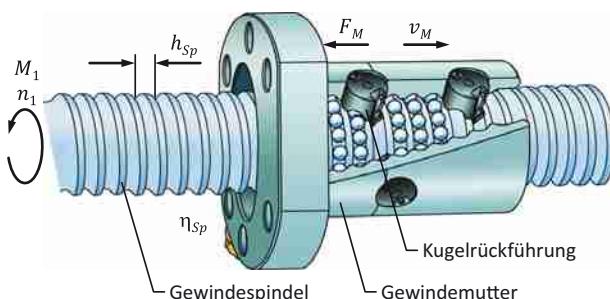


Bild 2.4 Kugelgewindetrieb
(© SKF GmbH)

Für Werkzeugmaschinen ist die Spindelsteigung typischerweise im Bereich von $h_{Sp} = 20 \text{ mm}$ bis 40 mm .

Um Reibungsverluste zu minimieren, werden zur Kraftübertragung von der Gewindespindel auf die Gewindemutter Kugeln eingesetzt, die auf Laufbahnen abrollen. Beim Gewindetrieb bestimmt die Spindelsteigung den kinematischen Zusammenhang zwischen der Drehzahl auf der Antriebsseite und der Geschwindigkeit auf der Abtriebsseite.

$$v_M = h_{Sp} n_1 \quad (2.13)$$

v_M	Geschwindigkeit der anzutreibenden Masse	<i>Velocity of mass to be moved</i>	m/s
h_{Sp}	Spindelsteigung des Gewindetriebes	<i>Spindle pitch of screw drive</i>	m

Stellt man die Leistungsbilanz auf, so folgt:

$$F_M v_M = F_M h_{Sp} n_1 = \eta_{Sp} M_1 2\pi n_1 \quad (2.14)$$

Das Drehmoment kann in eine Kraft umgerechnet werden:

$$F_M = \eta_{Sp} \frac{2\pi}{h_{Sp}} M_1 \quad (2.15)$$

η_{Sp}	Wirkungsgrad des Gewindetriebes	<i>Efficiency of screw drive</i>
-------------	---------------------------------	----------------------------------

2.3.2 Zahnriemen

Zahnriemen eignen sich neben dem Einsatz in Zugmittelgetrieben auch zur Wandlung einer Drehbewegung in eine Linearbewegung. Es gibt zwei Ausführungsformen:

- umlaufender Zahnriemen
- eingespannter Zahnriemen

Beim umlaufenden Zahnriemen ist die anzutreibende Masse fest mit dem Zahnriemen verbunden. Der Zahnriemen umschlingt jeweils am Ende des Verfahrweges eine Zahnscheibe. Eine der beiden Zahnscheiben wird vom Motor angetrieben (Bild 2.5). Insbesondere für große Verfahrwege, bei denen ein umlaufender Riemen wegen der Riemenlänge nicht zweckmäßig ist oder eine Zahnstange-Ritzel-Lösung die unwirtschaftlichere Lösung darstellt, werden eingespannte Zahnriemen eingesetzt. Der Zahnriemen umschlingt dabei nur eine Zahnscheibe, die vom Motor angetrieben wird.

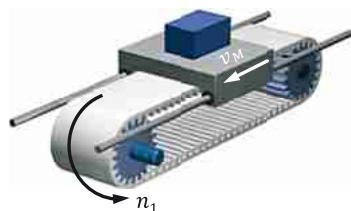


Bild 2.5 Zahnriemen zur Erzeugung einer Linearbewegung
(© Lenze SE)

Bei Zahnriemen zur Erzeugung von Linearbewegungen ist die Geschwindigkeit auf der Abtriebsseite abhängig von der Drehzahl auf der Antriebsseite und dem wirksamen Durchmesser der Zahnscheibe. Der kinematische Zusammenhang lautet:

$$v_M = \pi d_{\text{Eff}} n_1 \quad (2.16)$$

d_{Eff} Wirksamer Durchmesser der Zahnscheibe *Effective diameter of toothed lock washer* m

Die an der anzutreibenden Masse verfügbare Kraft ist:

$$F_M = \eta_Z \frac{2}{d_{\text{Eff}}} M_1 \quad (2.17)$$

η_Z Wirkungsgrad des Zahnriemengetriebes *Efficiency of timing belt gear*

2.3.3 Zahnstange-Ritzel

Insbesondere bei sehr langen Verfahrwegen sind Zahnstange-Ritzel-Lösungen vorteilhaft. Der Motor treibt, ggf. über ein Getriebe, ein Zahnrad (Ritzel) an, welches in eine Zahnstange greift. Die Zahnstange ist feststehend und der Motor mit Getriebe führt mit der anzutreibenden Masse eine Linearbewegung aus. Der Verfahrweg ist unbegrenzt, da beliebig viele Zahnstangen in Bewegungsrichtung aneinander gestoßen werden können. Allerdings ist dies aufwendig. Alternativ kann sich die Zahnstange bewegen und der Motor mit Getriebe ist feststehend (Bild 2.6). Dieses Prinzip eignet sich nur für vergleichsweise kurze Verfahrwege.

Der Zusammenhang zwischen Geschwindigkeit und Kraft auf der Abtriebsseite und Drehzahl und Drehmoment auf der Antriebsseite ist identisch zu dem bei der Lösung mit Zahnriemen.

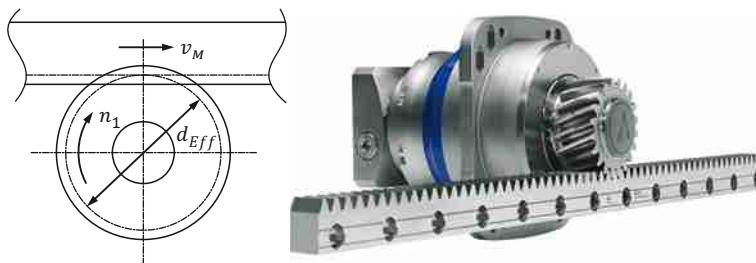


Bild 2.6 Zahnstange-Ritzel (rechts: © Wittenstein alpha GmbH)

■ 2.4 Wirkungsgrade

Tabelle 2.5 zeigt typische Wirkungsgrade mechanischer Übertragungselemente.

	η
Rotatorisch → Rotatorisch	
Zahnradgetriebe	
Stirnradgetriebe einstufig	0,9 – 0,98
Kegelradgetriebe	0,9 – 0,98
Schneckengetriebe	0,2 – 0,9
Harmonic-Drive-Getriebe	0,6 – 0,9
Zykloidgetriebe	0,7 – 0,9
Zahnriemengetriebe einstufig	0,95 – 0,98
Rotatorisch → Linear	
Kugelgewindetrieb	0,8 – 0,96
Zahnriemen	0,95 – 0,98
Zahnstange-Ritzel	0,95

Tabelle 2.5 Typische Wirkungsgrade einiger mechanischer Übertragungselemente

■ 2.5 Umrechnung auf einen Bezugspunkt

Wird zwischen dem Motor und der anzutreibenden Masse mittels mechanischer Übertragungselemente eine Umformung bzw. Umwandlung von Drehzahlen und Geschwindigkeiten durchgeführt, so müssen zur Berechnung der Bewegungsgleichung alle Massen bzw. Trägheitsmomente und Kräfte bzw. Drehmomente auf einen gemeinsamen Punkt im Antriebsstrang bezogen werden. Meist wird der Motor oder die anzutreibende Masse (Antriebsseite oder Abtriebsseite) als gemeinsamer Bezugspunkt gewählt. Zur Umrechnung auf einen gemeinsamen Bezugspunkt werden die Energiebilanz und der kinematische Zusammenhang genutzt. Im Weiteren wird von einer „starren Kopplung“ zwischen der anzutreibenden Masse und dem Motor ausgegangen.

2.5.1 Elektromechanische Linearachse mit starrer Kopplung

Es soll die Bewegungsgleichung für den Bezugspunkt „Motor“ (Antriebsseite bzw. Motorwelle) einer elektromechanischen Linearachse aufgestellt werden. Die kinetische Energie der anzutreibenden Masse ist:

$$E_M = \frac{1}{2} m_M v_M^2 \quad (2.18)$$

E_M Kinetische Energie der anzutreibenden Masse *Kinetic energy of mass to be moved* J

Es ist ein Trägheitsmoment zu bestimmen, das an der Motorwelle energetisch die gleiche Wirkung wie die anzutreibende Masse mit ihrer Geschwindigkeit hat. Die kinetische Energie einer rotierenden Masse ist ganz allgemein:

$$E = \frac{1}{2} J \omega^2 = \frac{1}{2} (2\pi)^2 J n^2 \quad (2.19)$$

Die Winkelgeschwindigkeit für das zu bestimmende äquivalente Trägheitsmoment ist durch die Motordrehzahl festgelegt. Unter Berücksichtigung des Wirkungsgrades des mechanischen Übertragungselementen folgt aus den beiden Beziehungen:

$$m_M v_M^2 = \eta (2\pi)^2 J_M n_{Mo}^2 \quad (2.20)$$

J_M Äquivalentes Trägheitsmoment *Equivalent inertia* kg m²

Die Beziehung zwischen Geschwindigkeit und Motordrehzahl ist abhängig von den eingesetzten mechanischen Übertragungselementen. Exemplarisch soll der Zusammenhang für eine elektromechanische Linearachse mit Getriebe und Gewindetrieb betrachtet werden (Bild 2.7).

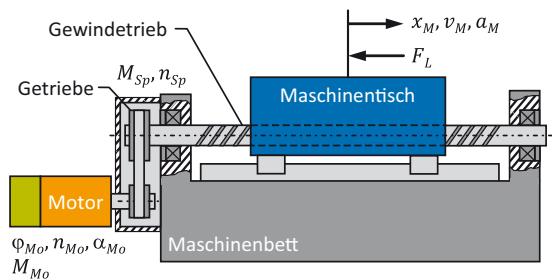


Bild 2.7 Elektromechanische Linearachse

Setzt man die dafür gültige kinematische Beziehung ($v_M = h_{Sp}/i_G n_{Mo}$) in Gl. (2.20) ein, so folgt:

$$m_M \left(\frac{h_{Sp}}{i_G} \right)^2 n_{Mo}^2 = \eta_G \eta_{Sp} (2\pi)^2 J_M n_{Mo}^2 \quad (2.21)$$

Daraus ergibt sich das Trägheitsmoment, das von der anzutreibenden Masse auf die Motorwelle wirkt (äquivalentes Trägheitsmoment).

$$J_M = \frac{1}{\eta_G} \frac{1}{\eta_{Sp}} \frac{1}{(2\pi)^2} \left(\frac{h_{Sp}}{i_G} \right)^2 m_M \quad (2.22)$$



Für weitere Trägheitsmomente im Antriebsstrang wird entsprechend vorgegangen.

Die Lastkraft muss auf ein Lastdrehmoment auf der Motorseite umgerechnet werden. Unter Berücksichtigung der Wirkungsgrade der mechanischen Übertragungselemente gilt:

$$M_L = \frac{1}{\eta_G} \frac{1}{i_G} \underbrace{\frac{1}{\eta_{Sp}} \frac{h_{Sp}}{2\pi} F_L}_{M_{Sp}} \quad (2.23)$$

Der Term M_{Sp} ist das antriebsseitig erforderliche Drehmoment des Gewindetriebes bzw. das Drehmoment am Abtrieb des Getriebes.



Zu beachten ist, dass nur die Verluste der mechanischen Übertragungglieder berücksichtigt wurden. Weitere Verluste z. B. durch Reibkräfte in Führungen und Lager wurden nicht berücksichtigt. Sollen oder müssen diese zusätzlichen Verluste berücksichtigt werden, so sind die gleichen Regeln wie bei der Umrechnung der Lastkraft anwendbar.

Die Bewegungsgleichung des Motors mit auf den Motor bezogenen Größen und der Berücksichtigung von Verlusten lautet:

$$\underbrace{J_{Mo} \ddot{\varphi}_{Mo}}_{\text{Motor}} + \underbrace{J_M \ddot{\varphi}_{Mo}}_{\text{anzutreibende Masse}} = M_{Mo} - M_L \quad (2.24)$$

$$\underbrace{\left(J_{Mo} + \underbrace{\frac{1}{\eta_G} \frac{1}{\eta_{Sp}} \frac{1}{(2\pi)^2} \left(\frac{h_{Sp}}{i_G} \right)^2 m_M}_{J_T} \right)}_{J_T} \ddot{\varphi}_{Mo} = M_{Mo} - \underbrace{\frac{1}{\eta_G} \frac{1}{\eta_{Sp}} \frac{1}{2\pi} \frac{h_{Sp}}{i_G} F_L}_{M_L} \quad (2.25)$$

Die Winkelbeschleunigung der Motorwelle $\alpha_{Mo} = \ddot{\varphi}_{Mo}$ ergibt sich aus der Spezifikation der Beschleunigung der anzutreibenden Masse a_M . Sie berechnet sich aus der kinematischen Beziehung zwischen der Position der Motorwelle und der anzutreibenden Masse mittels zweifacher Differentiation nach der Zeit:

$$\varphi_{Mo} = 2\pi \frac{i_G}{h_{Sp}} x_M \rightarrow \underbrace{\frac{d^2 x_{Mo}}{dt^2}}_{\alpha_{Mo}} = 2\pi \frac{i_G}{h_{Sp}} \underbrace{\frac{d^2 x_M}{dt^2}}_{a_M} \quad (2.26a)$$

$$\alpha_{Mo} = 2\pi \frac{i_G}{h_{Sp}} a_M \quad (2.26b)$$

2.5.2 Elektromechanische Drehachse mit starrer Kopplung

Mit der gleichen Vorgehensweise wie im vorherigen Abschnitt kann für eine elektromechanische Drehachse mit Getriebe die Bewegungsgleichung für den Bezugspunkt „Motor“ aufgestellt werden (Bild 2.8).

Das Trägheitsmoment, das vom anzutreibenden Trägheitsmoment auf der Motorseite wirkt, erhält man zu:

$$J_{M,Mo} = \frac{1}{\eta_G} \frac{1}{i_G^2} J_M \quad (2.27)$$

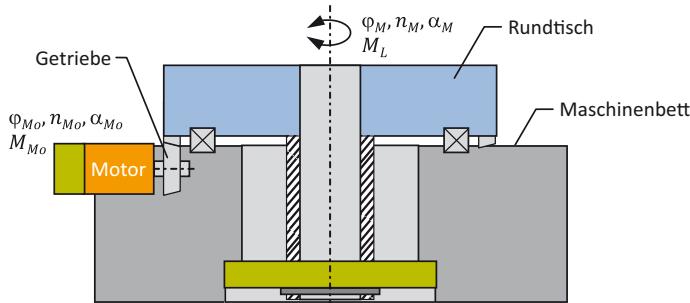


Bild 2.8 Elektromechanische Drehachse

Der zweite Index im Formelzeichen gibt den Bezugspunkt an ($\square_{\square, Mo} = \text{Motor}$).



Für weitere Trägheitsmomente im Antriebsstrang wird entsprechend vorgegangen.

Für das auf die Motorseite bezogene Lastdrehmoment gilt:

$$M_{L,Mo} = \frac{1}{\eta_G} \frac{1}{i_G} M_L \quad (2.28)$$



Zu beachten ist, dass nur die Verluste der mechanischen Übertragungsglieder berücksichtigt wurden. Weitere Verluste z. B. durch Reibung in Lagern wurden nicht berücksichtigt. Sollen oder müssen diese zusätzlichen Verluste berücksichtigt werden, so sind die entsprechenden Regeln wie bei der Umrechnung des Lastdrehmomentes anwendbar.

Die auf die Motorwelle bezogene Bewegungsgleichung bei starrer Kopplung ergibt sich unter den angenommenen Voraussetzungen aus Gl. (2.27) und (2.28) zu (die Winkelbeschleunigung der Motorwelle ergibt sich entsprechend aus dem kinematischen Zusammenhang):

$$\underbrace{\left(J_{Mo} + \underbrace{\frac{1}{\eta_G} \frac{1}{i_G^2} J_M}_{J_{M,Mo}} \right)}_{J_T} \ddot{\varphi}_{Mo} = M_{Mo} - \underbrace{\frac{1}{\eta_G} \frac{1}{i_G} M_L}_{M_{L,Mo}}; \quad \alpha_{Mo} = i_G \alpha_M \quad (2.29)$$

Das Verhalten eines rotatorischen Direktantriebes erhält man für $i_G = 1$ und $\eta_G = 1$.

■ 2.6 Beschleunigungsvermögen und Gleichlaufverhalten

Bei vielen Antriebsaufgaben muss möglichst schnell von einer Geschwindigkeit bzw. Drehzahl auf eine andere Geschwindigkeit bzw. Drehzahl beschleunigt oder verzögert werden. Häufig

wird dabei von einer Position (P_1) in eine andere Position gefahren (P_2), wie dies in Bild 2.9 auf der linken Seite dargestellt ist. Die rechte Seite des Bildes zeigt den Drehzahlverlauf.

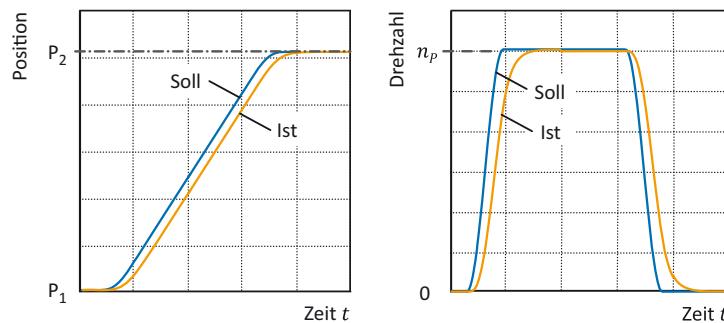


Bild 2.9 Typisches Bewegungsprofil

Von Interesse ist in der Regel die maximale Beschleunigung an der anzutreibenden Masse. Die Beschleunigungszeit für eine rotatorische Achse von Drehzahl 0 auf Produktionsdrehzahl berechnet sich unter den Voraussetzungen:

- konstante Winkelbeschleunigung
- starre Kopplung
- Vernachlässigung von Verlusten
- kein Lastdrehmoment während des Beschleunigungsvorganges

zu:

$$t_{Ac} = \frac{2\pi n_p}{\alpha_M} \quad (2.30a)$$

Im linearen Fall gilt entsprechend:

$$t_{Ac} = \frac{v_p}{a_M} \quad (2.30b)$$

t_{Ac}	Beschleunigungszeit	Acceleration time	s
n_p	Produktionsdrehzahl bzw. programmierte Drehzahl	Production speed resp. programmed speed	1/s
v_p	Produktionsgeschwindigkeit bzw. programmierte Geschwindigkeit	Production velocity resp. programmed velocity	m/s

Typische Werte für Beschleunigungen und Winkelbeschleunigungen von Werkzeugmaschinen sind: $a_M = 10 \text{ m/s}^2$, $\alpha_M = 3141 \text{ rad/s}^2$ bis 1571 rad/s^2 (Spindelsteigung 20 mm bis 40 mm). Wird ein Getriebe eingesetzt, so wird durch die Wahl der Getriebeübersetzung das erforderliche Motordrehmoment für die Beschleunigung beeinflusst.

$$M_{Mo} = J_T \alpha_{Mo} = \left(J_{Mo} + \frac{J_M}{i_G^2} \right) i_G a_M ; \quad J_{M,Mo} = \frac{J_M}{i_G^2} \quad (2.31)$$

Die Einführung des Verhältnisses des Trägheitsmomentes der anzutreibenden Masse bezogen auf den Motor zum Motorträgheitsmoment ist für weitere Betrachtungen hilfreich.

$$\chi_J = \frac{J_{M,Mo}}{J_{Mo}} \quad (2.32)$$

χ_J	Verhältnis Trägheitsmoment der anzutreibenden Masse bezogen auf den Motor zu Motorträgheitsmoment	Ratio inertia of mass to be moved related on motor to motor inertia
----------	---	---

$$M_{Mo} = (1 + \chi_J) J_{Mo} i_G \alpha_M = (1 + \chi_J) J_{Mo} \sqrt{\frac{J_{Mo}}{J_{M,Mo}}} \alpha_M \quad (2.33a)$$

$$M_{Mo} = (1 + \chi_J) \sqrt{\frac{J_{Mo}}{J_{M,Mo}}} \sqrt{J_{Mo} J_M} \alpha_M = (1 + \chi_J) \sqrt{\frac{1}{\chi_J}} \sqrt{J_{Mo} J_M} \alpha_M \quad (2.33b)$$

Mit Normierung folgt:

$$M_{Mo}^* = (1 + \chi_J) \sqrt{1/\chi_J}; \quad M_{Mo}^* = \frac{M_{Mo}}{\sqrt{J_{Mo} J_M} \alpha_M} \quad (2.33c)$$

Dieser Zusammenhang ist in Bild 2.10 dargestellt.

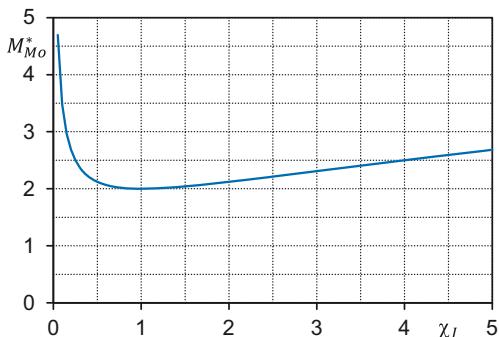


Bild 2.10 Motordrehmoment zum Beschleunigen

Für Werkzeugmaschinen sind typische Werte für das Verhältnis der Trägheitsmomente: $\chi_J = 1 \dots 3,5$.

Die optimale Getriebeübersetzung wird wie folgt berechnet:

$$\frac{dM_{Mo}}{di_G} = \frac{d}{di_G} \left\{ \left(J_{Mo} + \frac{J_M}{i_G^2} \right) i_G \alpha_M \right\} = \frac{d}{di_G} \left\{ \left(J_{Mo} i_G + \frac{J_M}{i_G} \right) \right\} = 0 \quad (2.34a)$$

$$\left(J_{Mo} - \frac{J_M}{i_G^2} \right) = 0 \quad (2.34b)$$

$$i_{G,Opt} = \sqrt{\frac{J_M}{J_{Mo}}} \quad (2.35)$$

Bei einigen Produktionsprozessen sind möglichst geringe Drehzahlabweichungen bei konstanter Drehzahl gewünscht. Beispiele hierfür sind:

Werkzeugmaschinen: Hohe Drehzahlschwankungen führen zu Vorschubsschwankungen zwischen Werkzeug und Werkstück. Bei spanenden Prozessen resultiert daraus eine Variation des Zahnvorschubs. Dies wirkt sich negativ auf den Schnittprozess und damit die Oberflächengüte sowie den Werkzeugverschleiß aus.

Druckmaschinen: Hohe Drehzahlschwankungen führen zu einem schlechten Druckbild.

Unabhängig von der Applikation verursachen die Schwankungen Geräusche im Antriebsstrang (Anregung von Schwingungen) und Leistungsverluste. Zur Beurteilung der Drehzahlabweichung wird exemplarisch von einem sinusförmigen Verlauf der Schwankung des Lastdrehmomentes ausgegangen.

$$\Delta M_L = \Delta \widehat{M}_L \sin(2\pi f_L t) \quad (2.36a)$$

ΔM_L	Schwankung Lastdrehmoment	<i>Load torque ripple</i>	Nm
f_L	Lastfrequenz	<i>Load frequency</i>	Hz

Für die Schwankung der Winkelbeschleunigung gilt:

$$\Delta \alpha_M = \frac{\Delta M_L}{J_{T,M}} = \frac{\Delta \widehat{M}_L}{J_{T,M}} \sin(2\pi f_L t) \quad (2.36b)$$

$J_{T,M}$	Auf die zu bewegende Masse bezogenes Gesamtträgheitsmoment	<i>Total inertia related to the mass to be moved</i>	kg m^2
-----------	--	--	-----------------

Daraus kann die durch die Schwankung des Lastdrehmomentes verursachte Drehzahlschwankung berechnet werden.

$$\Delta \omega_M = 2\pi \Delta n_M = \int_0^t \Delta \alpha_M dt \quad (2.36c)$$

$$\Delta n_M = \frac{1}{2\pi} \int_0^t \Delta \alpha_M dt = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \widehat{M}_L}{J_{T,M}} \int_0^t \{\sin(2\pi f_L t)\} dt \quad (2.36d)$$

$$\Delta n_M = \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \frac{\Delta \widehat{M}_L}{J_{T,M}} \frac{1}{f_L} \cos(2\pi f_L t) |_0^t \quad (2.36e)$$

Die maximale Drehzahlabweichung ergibt sich damit zu:

$$\Delta \widehat{n}_M = \pm \left(\frac{1}{2\pi}\right)^2 \frac{1}{f_L} \frac{\widehat{M}_L}{J_{Mo} + J_{M,Mo}} \quad (2.37)$$

Aufgrund der Trägheit der zu bewegenden Massen nehmen die Gleichlaufabweichungen mit höherer Anregungsfrequenz ab. Ein höheres Trägheitsmoment des Motors führt ebenfalls zu geringeren Gleichlaufabweichungen. Motoren mit hohem Trägheitsmoment (High-Inertia Motoren) sind daher zur Erzielung einer hohen Gleichlaufkonstanz vorteilhaft.

■ 2.7 Dynamisches Verhalten

2.7.1 Grundlagen

Mechanische Übertragungselemente und die Verbindungen einzelner Teile im Antriebsstrang haben immer eine Elastizität, d. h. sie sind nie starr. Ist die Elastizität für das Antriebsverhalten nicht relevant, kann sie vernachlässigt werden. In diesem Fall werden die Ansätze der starren Kopplung benutzt. Man spricht dann von einer „quasi-starren“ Betrachtungsweise. Häufig ist diese Betrachtungsweise nicht genau genug, um das Antriebsverhalten zu beschreiben. In

diesem Fall müssen zumindest all diejenigen Elastizitäten, welche sich auf das gewünschte Antriebsverhalten nennenswert auswirken, berücksichtigt werden. Die verbleibenden Elastizitäten werden vernachlässigt („quasi-starre“ Betrachtungsweise).

Für die Beschreibung des dynamischen Verhaltens einzelner mechanischer Übertragungselemente ist zwischen den Betrachtungsweisen

- starre Kopplung („quasi-starre“ Betrachtungsweise“) oder
- elastische Kopplung

zu entscheiden. Je nachdem, wie viele Elastizitäten zu berücksichtigen sind, ergeben sich Ein-Masse- oder Mehr-Massen-Schwinger. Abhängig davon, wie viele Elastizitäten das Antriebsverhalten maßgeblich beeinflussen, sagt man auch:

- Der Antrieb hat eine dominante elastische Kopplung.
- Der Antrieb hat mehrere relevante elastische Kopplungen.

Es werden hier nur Fälle mit einer dominanten elastischen Kopplung betrachtet. In Bild 2.11 ist die elastische Kopplung zwischen zwei zu bewegenden Massen gezeigt.

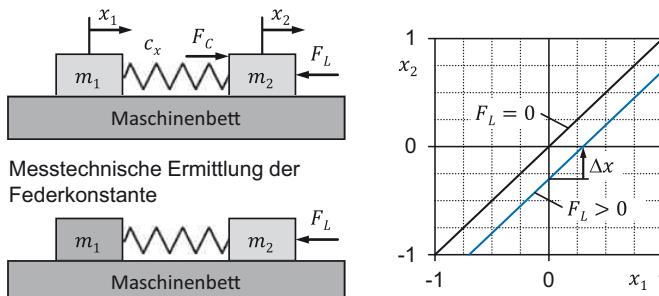


Bild 2.11 Elastische Kopplung von zwei Massen

Die Masse 1 ist die Masse auf der Antriebsseite und die Masse 2 diejenige auf der Abtriebsseite. Die Steifigkeit der Kopplung der beiden Massen wird durch die Federkonstante bzw. Federsteifigkeit c_x beschrieben. Reibungskräfte sollen vernachlässigt werden. Für die Federkraft gilt:

$$F_C = c_x(x_1 - x_2) = c_x \Delta x \quad (2.38)$$

F_C	Federkraft	<i>Spring force</i>	N
c_x	Federsteifigkeit	<i>Spring stiffness</i>	N/m
x	Position	<i>Position</i>	m
Δx	Positionsabweichung	<i>Position deviation</i>	m

Dies bedeutet, dass bei Elastizitäten im Antriebsstrang eine Kraftübertragung nur durch Verformung möglich ist, was wiederum zu einer Positionsunterschied zwischen den Massen führt. Im stationären Fall ist $F_C = F_L$. Für die Position der Masse 2 gilt:

$$x_2 = x_1 - \frac{F_C}{c_x} \quad (2.39)$$

Sowohl bei Beschleunigungsvorgängen als auch bei positiven Lastkräften läuft die Position 2 der Position 1 zeitlich nach. Die Positionsunterschied ist umso geringer, je höher die Steifigkeit ist.

Die Steifigkeit kann im Stillstand gemessen werden. Hierzu wird die Masse 1 starr mit dem Maschinenbett (Bild 2.11 unten) verbunden. Ergibt sich zwischen der Kraft an der Masse 2 (F_L) und der Position der Masse 2 ein linearer Zusammenhang, so gilt für die Steifigkeit:

$$c_x = -\frac{F_L}{x_2} \quad (2.40a)$$

F_L	Lastkraft	<i>Load force</i>	N
x_2	Position der Masse 2	<i>Position of mass 2</i>	m

Bei einer Drehachse gilt der entsprechende Zusammenhang für die Torsionssteifigkeit.

$$c_\phi = -\frac{M_L}{\varphi_2} \quad (2.40b)$$

c_ϕ	Torsionssteifigkeit	<i>Torsional stiffness</i>	Nm/rad
M_L	Lastdrehmoment	<i>Load torque</i>	Nm
φ_2	Winkelposition des Trägheitsmomentes 2	<i>Angular position of inertia 2</i>	rad

Die Masse und die Feder ist jeweils ein Energiespeicher. Wird die Masse 1 schlagartig gestoppt, so wird die in der Masse 2 gespeicherte kinetische Energie zunächst in potentielle Energie (Federenergie) umgesetzt. Die Feder wird so lange gedehnt, bis die Geschwindigkeit null wird. Anschließend wird die Feder in der umgekehrten Richtung entspannt, bis die Geschwindigkeit der Masse 2 maximal wird. Ohne Reibung setzt sich der Vorgang der Energieumwandlung kontinuierlich fort, und es kommt zu einer Dauerschwingung der Masse 2. Mit Reibung wird die Schwingung gedämpft. Diese in einem Antrieb unerwünschte Schwingung kann durch folgende Maßnahmen reduziert werden:

- hohe Steifigkeit in den mechanischen Übertragungselementen
- hohe Dämpfung der Masse 2 (hohe Reibkräfte und Verlustleistung)
- kein schlagartiges Stoppen der Masse 1, so dass die Schwingung der Masse 2 nicht angeregt wird

2.7.2 Linearachse mit elastischer Kopplung

Um die grundlegenden Zusammenhänge in einem Antriebsstrang mit elastischer Kopplung zu veranschaulichen, soll eine direkt gekoppelte elektromechanische Linearachse (Bild 2.12, Tabelle 2.6) betrachtet werden. Es wird davon ausgegangen, dass diese eine relevante Drehelastizität in den mechanischen Übertragungselementen besitzt. Die Elastizität wird durch die Torsionssteifigkeit c_{φ_2} , bezogen auf die Lastseite, charakterisiert. In der Führung des Maschinenschassis wird von einer geschwindigkeitsproportionalen Reibung ausgegangen, die durch den Dämpfungskoeffizienten d_{x2} beschrieben wird. Alle Massen auf der Abtriebsseite (Lastseite) der Nachgiebigkeit sind in der Masse 2 zusammengefasst. Es wird zusätzlich davon ausgegangen, dass der Motor drehzahlgeregt und der dynamische Einfluss der mechanischen Übertragungselemente auf den Motor vernachlässigbar ist. Verluste im Antriebsstrang bleiben unberücksichtigt.

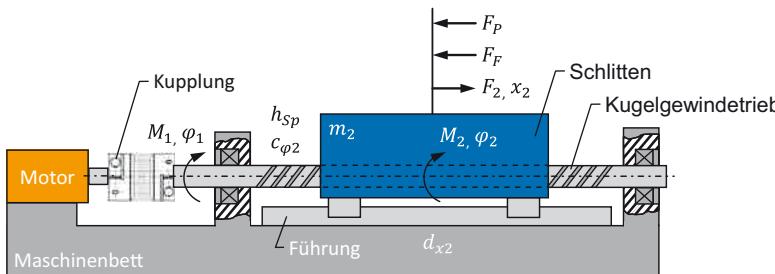


Bild 2.12 Elektromechanische Linearachse mit Drehelastizität

Tabelle 2.6 Kenngrößen Linearachse

d_{x2}	Dämpfungskoeffizient	<i>Damping coefficient</i>	Ns/m
$c_{\varphi 2}$	Torsionssteifigkeit	<i>Torsional stiffness</i>	Nm/rad
h_{Sp}	Spindelsteigung des Gewindetriebes	<i>Spindle pitch of screw drive</i>	m

Das Systemverhalten ist durch fünf Gleichungen vollständig beschreibbar.

① Bewegungsgleichung: $m_2 \ddot{x} = F_2 - F_F - F_P$ (2.41a)

② Reibkraft: $F_F = d_{x2} \dot{x}_2$ (2.41b)

③ Kraft Abtriebsseite Gewindetrieb: $F_2 = M_2 \frac{2\pi}{h_{Sp}}$ (2.41c)

④ Drehmoment Abtriebsseite Gewindetrieb: $M_2 = c_{\varphi 2}(\varphi_1 - \varphi_2)$ (2.41d)
(Torsionsdrehmoment)

⑤ Kinematik: $\varphi_2 = \frac{2\pi}{h_{Sp}} x_2$ (2.41e)

Werden diese Zusammenhänge ineinander eingesetzt, erhält man:

$$m_2 \ddot{x}_2 = \underbrace{\frac{2\pi}{h_{Sp}} c_{\varphi 2} \left(\varphi_1 - \frac{2\pi}{h_{Sp}} x_2 \right)}_{\text{übertragende Kraft}} - d_{x2} \dot{x}_2 - F_P \quad (2.42)$$

Gewindebetrieb (F_2)

Daraus kann die lineare Steifigkeit in Bewegungsrichtung abgeleitet werden:

$$c_{x2} = \frac{(2\pi)^2}{(h_{Sp})^2} c_{\varphi 2} \quad (2.43)$$

c_{x2} Lineare Steifigkeit *Linear stiffness* N/m

Somit erhält man:

$$m_2 \ddot{x}_2 = c_{x2} \left(\frac{h_{Sp}}{2\pi} \varphi_1 - x_2 \right) - d_{x2} \dot{x}_2 - F_P \quad (2.44)$$

Für weitere Betrachtungen ist es zweckmäßig, die Konstante c_K einzuführen, welche den kinematischen Zusammenhang beschreibt.

$$c_K = \frac{h_{Sp}}{2\pi} \quad (2.45)$$

c_K Kinematische Konstante *Kinematic constant* m/rad

Es ergibt sich dann folgende Differentialgleichung 2. Ordnung:

$$\frac{m_2}{c_{x2}} \ddot{x}_2 + \frac{d_{x2}}{c_{x2}} \dot{x}_2 + x_2 = c_K \varphi_1 - \frac{1}{c_{x2}} F_P \quad (2.46)$$

Die Position des Maschinenschlittens wird durch zwei Größen beeinflusst:

- Motorposition
- Prozesskraft

Die linke Seite der Differentialgleichung ist die eines Ein-Masse-Schwingers. Verbindet man die Motorwelle starr mit dem Maschinenbett („blockierter Motor“), so kann man sich diese Eigenschwingung veranschaulichen, indem man die anzutreibende Masse auslenkt und dann loslässt.

Die Lösung der Differentialgleichung setzt sich aus zwei Teilen zusammen:

- allgemeingültige Lösung der homogenen Differentialgleichung

$$\ddot{x}_{2h} + \frac{d_{x2}}{m_2} \dot{x}_{2h} + \frac{c_{x2}}{m_2} x_{2h} = 0 \quad (2.47a)$$

- partikuläre Lösung, die sich aus den beiden rechten Teilen der Differentialgleichung ergibt

$$\ddot{x}_{2p} + \frac{d_{x2}}{m_2} \dot{x}_{2p} + \frac{c_{x2}}{m_2} x_{2p} = c_K \frac{c_{x2}}{m_2} \varphi_1 - \frac{1}{m_2} F_P \quad (2.47b)$$

Die Gesamtlösung erhält man bei linearen Systemen nach dem Superpositionsprinzip durch Addition beider Teillösungen:

$$x_2 = x_{2h} + x_{2p} \quad (2.48)$$

Zur Lösung der homogenen Differentialgleichung wird folgender Ansatz gewählt:

$$x_{2h} = A e^{\lambda t} \quad (2.49a)$$

$$\dot{x}_{2h} = \lambda A e^{\lambda t} \quad (2.49b)$$

$$\ddot{x}_{2h} = \lambda^2 A e^{\lambda t} \quad (2.49c)$$

λ | Eigenwert | Eigenvalue

Das Einsetzen dieses Ansatzes liefert:

$$A e^{\lambda t} \underbrace{\left(\lambda^2 + \frac{d_{x2}}{m_2} \lambda + \frac{c_{x2}}{m_2} \right)}_{=0} = 0 \quad (2.50)$$

Die charakteristische Gleichung lautet:

$$\lambda^2 + \frac{d_{x2}}{m_2} \lambda + \frac{c_{x2}}{m_2} = 0 \quad (2.51)$$

Zur Charakterisierung von Schwingungen werden Kenngrößen benutzt. Die Definition der charakteristischen Kenngrößen und die Zusammenhänge sind wie folgt:

$$\text{Kennkreisfrequenz: } \omega_0 = \sqrt{\frac{c_{x2}}{m_2}} \quad (2.52a)$$

$$\text{Abklingkonstante: } \delta = \frac{d_{x2}}{2m_2} \quad (2.52b)$$

$$\text{Dämpfungsgrad: } D = \frac{\delta}{\omega_0} = \frac{1}{2} d_{x2} \sqrt{\frac{1}{c_{x2} m_2}} \quad (2.52c)$$

ω_0	Kennkreisfrequenz	<i>Characteristic angular frequency</i>	rad/s
δ	Abklingkonstante	<i>Decay constant</i>	1/s
D	Dämpfungsgrad (Lehrsches Dämpfungsmaß)	<i>Damping grade</i>	

Damit folgt für die charakteristische Gleichung:

$$\lambda^2 + 2D\omega_0\lambda + \omega_0^2 = 0 \quad (2.53)$$

Die beiden Eigenwerte berechnen sich zu:

$$\lambda_{1,2} = -\omega_0 D \pm \sqrt{(\omega_0 D)^2 - \omega_0^2} \quad (2.54a)$$

$$\lambda_{1,2} = -\omega_0 D \pm \omega_0 \sqrt{D^2 - 1} \quad (2.54b)$$

Abhängig vom Wert des Dämpfungsgrades lassen sich drei Fälle unterscheiden:

- harmonische oder quasi-harmonische Schwingung ($0 \leq D < 1$)
- aperiodische Bewegung ($D > 1$)
- aperiodischer Grenzfall ($D = 1$)

Um den Energieverbrauch gering zu halten, ist eine Anforderung an mechanische Übertragungselemente, dass diese möglichst verlustfrei Leistung übertragen. Die Reibung zwischen sich bewegenden Komponenten wird daher minimiert. Dies führt andererseits zu schwingungsfähigen Systemen mit geringen Dämpfungsgraden ($0 \leq D \ll 1$). Typische Dämpfungsgrade liegen im Bereich von $D = 0,1$.

Für schwach gedämpfte Systeme führt die Lösung der charakteristischen Gleichung zu zwei konjugiert komplexen Eigenwerten:

$$\lambda_{1,2} = -\omega_0 D \pm \underbrace{\omega_0 \sqrt{-1}}_j \sqrt{1 - D^2}; \quad 0 \leq D < 1 \quad (2.55a)$$

$$\lambda_{1,2} = -\omega_0 D \pm \underbrace{j \omega_0 \sqrt{1 - D^2}}_{\omega_N} \quad (2.55b)$$

Der Imaginärteil stellt die Eigenkreisfrequenz des schwingungsfähigen Systems dar. Die Eigenkreisfrequenz berechnet sich aus der Kennkreisfrequenz zu:

$$\omega_N = \omega_0 \sqrt{1 - D^2} \quad 0 \leq D < 1 \quad (2.56)$$

ω_N	Eigenkreisfrequenz	<i>Natural angular frequency</i>	rad/s
------------	--------------------	----------------------------------	-------



Nur bei einem ungedämpften System sind die Kennkreisfrequenz und die Eigenkreisfrequenz identisch.

Die beiden Eigenwerte lauten damit:

$$\lambda_1 = -\omega_0 D + j\omega_N; \quad 0 \leq D < 1 \quad (2.57a)$$

$$\lambda_2 = -\omega_0 D - j\omega_N \quad (2.57b)$$

Eine vektorielle Darstellung in der komplexen Ebene zeigt Bild 2.13. Für den Real- und Imaginärteil des Eigenwertes gelten somit die Beziehungen:

$$\Re(\lambda_i) = -\omega_0 D; \quad i = 1, 2 \quad (2.58a)$$

$$\Im(\lambda_i) = \pm\omega_N \quad (2.58b)$$

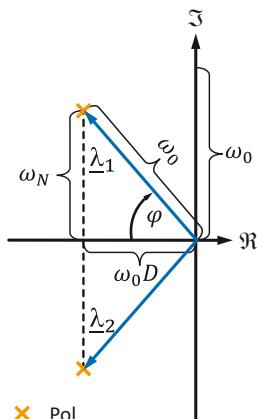


Bild 2.13 Eigenwerte in der komplexen Ebene

Der Betrag eines Eigenwertes ist die Kennkreisfrequenz.

$$|\lambda_i| = \sqrt{\Re(\lambda_i)^2 + \Im(\lambda_i)^2} = \sqrt{(\omega_0 D)^2 + \omega_0^2 (1 - D^2)} = \omega_0; \quad i = 1, 2 \quad (2.59)$$

Der Dämpfungsgrad berechnet sich wie folgt:

$$D = -\frac{\Re(\lambda_i)}{\omega_0} \quad i = 1, 2 \quad (2.60)$$

Die angegebenen Zusammenhänge gelten entsprechend für mehrere elastisch gekoppelte Massen in einem Antriebsstrang. Auf die weitere Herleitung der homogenen Lösung soll hier verzichtet werden. Das Ergebnis lautet:

$$x_2(t) = x_{20} \underbrace{\frac{1}{\sqrt{1-D^2}} e^{-D\omega_0 t}}_{x_{\text{Env}}} \sin \left\{ \underbrace{\omega_0 \sqrt{1-D^2}}_{\omega_N} t + \arccos(D) \right\}; \quad 0 \leq D < 1 \quad (2.61a)$$

$$x_2(t) = A_0 e^{-\delta t} \sin \{ \omega_N t + \varphi_0 \}; \quad \delta = D\omega_0 \quad (2.61b)$$

x_2	Position Masse 2	Position mass 2	m
x_{20}	Auslenkung Masse 2 zum Zeitpunkt $t = 0$	Deflection mass 2 at time $t = 0$	m
X_{Env}	Hüllkurve	Envelope curve	m
A_0	Amplitude	Amplitude	m
φ_0	Phasenverschiebung zum Zeitpunkt $t = 0$	Phase shift at time $t = 0$	rad

Regt man ein schwingungsfähiges Antriebselement sprungförmig an, so kann die Schwingungsduer bestimmt werden. Die Eigenkreisfrequenz und die Eigenfrequenz kann daraus berechnet werden:

$$\omega_N = \frac{2\pi}{T} \quad f_N = \frac{1}{T} \quad (2.62)$$

f_N	Eigenfrequenz	Natural frequency	Hz
T	Periodendauer	Period time	s

Daraus folgt für die Abklingkonstante:

$$\delta = D\omega_0 = \frac{D}{\sqrt{1-D^2}}\omega_N = \frac{D}{\sqrt{1-D^2}}2\pi f_N = 2\pi \frac{D}{\sqrt{1-D^2}} \frac{1}{T} \quad (2.63)$$

Definiert man das Verhältnis zweier aufeinanderfolgender Amplituden, so gilt:

$$\frac{x(t)}{x(t+T)} = \frac{A_0 e^{-\delta t} \sin \{\omega_N t + \varphi_0\}}{A_0 e^{-\delta(t+T)} \sin \{\omega_N(t+T) + \varphi_0\}} = e^{\delta T} \frac{\sin \{\omega_N t + \varphi_0\}}{\sin \left\{ \omega_N \left(t + \frac{2\pi}{\omega_N} \right) + \varphi_0 \right\}} \quad (2.64a)$$

$$\frac{x(t)}{x(t+T)} = e^{\delta T} = \text{konst.} \quad (2.64b)$$

Das Verhältnis ist konstant. Daraus wird das logarithmische Dekrement abgeleitet:

$$\Lambda = \ln \left(\frac{x(t)}{x(t+T)} \right) = \delta T \quad (2.65)$$

Λ	Logarithmisches Dekrement	Logarithmic decrement
-----------	---------------------------	-----------------------

Liegen mehrere Schwingungen zwischen den betrachtenden Amplituden, gilt:

$$\Lambda = \frac{1}{k} \ln \left(\frac{x(t)}{x(t+kT)} \right) = \delta T \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (2.66)$$

k	Anzahl an Schwingungen	Number of oscillations
-----	------------------------	------------------------

Der Zusammenhang zwischen dem Dämpfungsgrad und dem logarithmischen Dekrement lautet:

$$\Lambda = 2\pi \frac{D}{\sqrt{1-D^2}} \quad (2.67)$$

Aus der sprungförmigen Anregung eines schwingungsfähigen Antriebselementes kann aus dem Verhältnis zweier oder mehrerer aufeinanderfolgender Spitzenwerte der Schwingung der

Dämpfungsgrad bestimmt werden.

$$\frac{1}{k} \ln \left(\frac{\hat{x}(t)}{\hat{x}(t+kT)} \right) = 2\pi \frac{D}{\sqrt{1-D^2}}; \quad k=1,2,3,\dots \quad (2.68a)$$

$$(1-D^2) \left(\frac{1}{k} \ln \left(\frac{\hat{x}(t)}{\hat{x}(t+kT)} \right) \right)^2 = 4\pi^2 D^2; \quad k=1,2,3,\dots \quad (2.68b)$$

$$D = \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{k} \ln \left(\frac{\hat{x}(t)}{\hat{x}(t+kT)} \right) \right)^2}{4\pi^2 + \left(\frac{1}{k} \ln \left(\frac{\hat{x}(t)}{\hat{x}(t+kT)} \right) \right)^2}} \quad k=1,2,3,\dots \quad (2.68c)$$

Die Bewegungsgleichung mit charakteristischen Kenngrößen für die Masse 2 der exemplarisch betrachteten Linearachse (Bild 2.12) lautet (Gl. (2.52a) und (2.52c) eingesetzt in Gl. (2.46)):

$$\ddot{x}_2 + 2D\omega_0 \dot{x}_2 + \omega_0^2 x_2 = \omega_0^2 c_K \varphi_1 - \frac{1}{m_2} F_P \quad (2.69)$$

Das Einschwingverhalten eines Ein-Masse-Schwingers mit einem Dämpfungsgrad von $D = 0,1$ bei sprungförmiger Anregung zeigt Bild 2.14. Die Zeit wird normiert dargestellt. Die beiden Hüllkurven der Schwingung sind mit ① und ② gekennzeichnet.

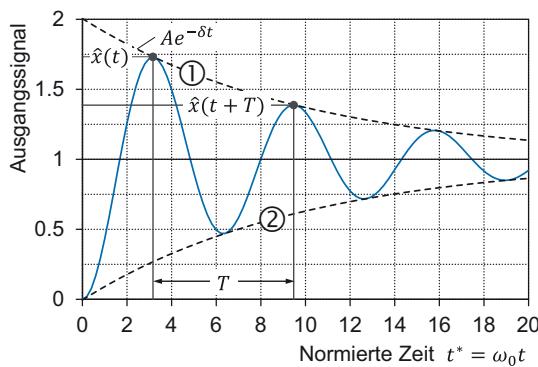


Bild 2.14 Sprungantwort eines Ein-Masse-Schwingers

Eine Laplace-Transformation der Bewegungsgleichung führt zu:

$$(s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2) x_2(s) = \omega_0^2 c_K \varphi_1(s) - \frac{1}{m_2} F_P(s) \quad (2.70)$$

Daraus errechnen sich die Übertragungsfunktionen des betrachteten mechanischen Teils des Antriebes.

- Führungsübertragungsfunktion

Motorposition (φ_1) → Schlittenposition (x_2)

$$G_{WM}(s) = \frac{x_2(s)}{\varphi_1(s)} = c_K \frac{1}{\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + 2 \frac{D}{\omega_0} s + 1} \quad (2.71a)$$

- Lastübertragungsfunktion

Prozesskraft (F_P) → Schlittenposition (x_2)

$$G_{LM}(s) = \frac{x_2(s)}{F_P(s)} = -\frac{1}{c_{x2}} \frac{1}{\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + 2 \frac{D}{\omega_0} s + 1} \quad (2.71b)$$

G_{WM}	Führungsübertragungsfunktion mechanisches Übertragungselement	<i>Reference transfer function mechanical transfer element</i>
G_{LM}	Lastübertragungsfunktion mechanisches Übertragungselement	<i>Last transfer function mechanical transfer element</i>

Mit $s = j\omega$ folgt für die Führungsübertragungsfunktion (Gl. (2.71a)):

$$G_{WM}(j\omega) = \frac{x_2(j\omega)}{\varphi_1(j\omega)} = c_K \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j2D\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (2.72a)$$

$$G_{WM}(j\omega) = c_K \frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - j2D\frac{\omega}{\omega_0}}{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)^2 + 4D^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (2.72b)$$

Es ist zweckmäßig eine normierte Kreisfrequenz ω^* einzuführen:

$$\omega^* = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (2.73)$$

ω^* Normierte Kreisfrequenz *Normalized angular frequency*

Damit ergibt sich der Real- und Imaginärteil der Übertragungsfunktion zu:

$$\Re(\omega^*) = c_K \frac{1 - (\omega^*)^2}{(1 - (\omega^*)^2)^2 + 4D^2(\omega^*)^2} \quad (2.74a)$$

$$\Im(\omega^*) = c_K \frac{-2D\omega^*}{(1 - (\omega^*)^2)^2 + 4D^2(\omega^*)^2} \quad (2.74b)$$

Daraus kann das Übertragungsverhalten bezüglich Amplitudenverhältnis (Magnitude) und Phase in Abhängigkeit von der normierten Kreisfrequenz berechnet werden.

- Amplitudengang

$$A(\omega^*) = \sqrt{(\Re(\omega^*))^2 + (\Im(\omega^*))^2} \quad (2.75a)$$

$$A(\omega^*) = c_K \sqrt{\left(\frac{1 - (\omega^*)^2}{(1 - (\omega^*)^2)^2 + 4D^2(\omega^*)^2}\right)^2 + \left(\frac{-2D\omega^*}{(1 - (\omega^*)^2)^2 + 4D^2(\omega^*)^2}\right)^2} \quad (2.75b)$$

$$A(\omega^*) = c_K \sqrt{\frac{(1 - (\omega^*)^2)^2 + 4D^2(\omega^*)^2}{\left((1 - (\omega^*)^2)^2 + 4D^2(\omega^*)^2\right)^2}} \quad (2.75c)$$

$$A(\omega^*) = c_K \frac{1}{\sqrt{(1 - (\omega^*)^2)^2 + 4D^2(\omega^*)^2}} \quad (2.75d)$$

- Phasengang

$$\varphi(\omega^*) = \arctan\left(\frac{\Im(\omega^*)}{\Re(\omega^*)}\right) = \arctan\left(\frac{-2D\omega^*}{1-(\omega^*)^2}\right) \quad (2.76a)$$

$$\varphi(\omega^*) = -\arctan\left(\frac{2D\omega^*}{1-(\omega^*)^2}\right) \quad (2.76b)$$

φ	Phase	Phase	rad
A	Magnitude	<i>Magnitude</i>	

In Tabelle 2.7 ist das Ergebnis für verschiedene normierte Kreisfrequenzen $\omega^* = \omega/\omega_0$ zusammengefasst.

Tabelle 2.7 Charakteristische Kreisfrequenzen

	Magnitude	Phase
$\omega^* = 0$	$\frac{A(\omega^*)}{c_K} = 1$	$\varphi(\omega^*) = 0^\circ$
$\omega^* = 1$	$\frac{A(\omega^*)}{c_K} = \frac{1}{2D}$	$\varphi(\omega^*) = -90^\circ$
$\omega^* \rightarrow \infty$	$\frac{A(\omega^*)}{c_K} \rightarrow 0$	$\varphi(\omega^*) = -180^\circ$

Der Amplituden- und Phasengang (Bode-Diagramm) eines Ein-Masse-Schwingers ist in Bild 2.15 für unterschiedliche Dämpfungsgrade dargestellt. Zusätzlich ist im Amplitudengang der Verlauf der normierten Eigenkreisfrequenz (ω_N^*) eingetragen. Für Kreisfrequenzen deutlich unterhalb der Kennkreisfrequenz ($\omega^* \ll 1$) wird die Bewegung der Motorwelle unter Berücksichtigung des kinematischen Zusammenhangs, der durch die kinematische Konstante definiert ist, annähernd linear in eine Bewegung des Schlittens umgesetzt (Bild 2.16,

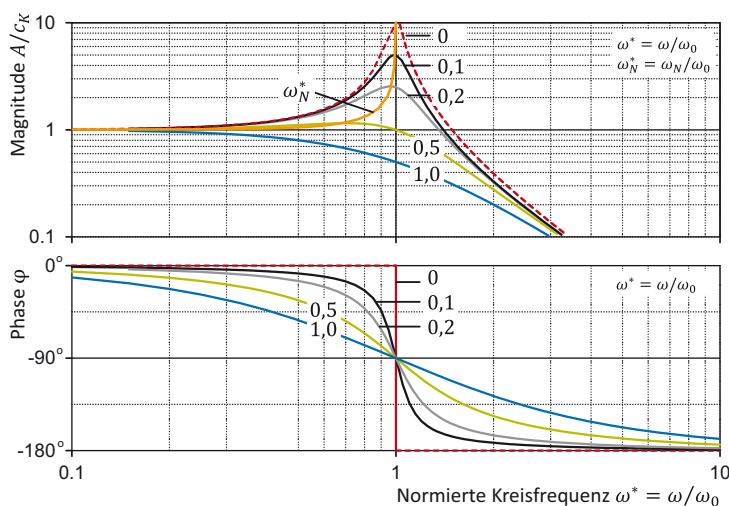


Bild 2.15 Amplituden- und Phasengang eines Ein-Masse-Schwingers (Bode-Diagramm)

Bereich ①). Bei Kreisfrequenzen in der Nähe der Kennkreisfrequenz ($\omega^* \approx 1$) kommt es bei schwach gedämpften mechanischen Übertragungselementen zu einer sehr großen Abweichung von einem linearen Zusammenhang (Bild 2.16, Bereich ②). Dieser Frequenzbereich darf vom Motor nicht angeregt werden. Bei einem Dämpfungsgrad von $D = 0,1$ wird die Amplitude der Bewegung der Motorwelle am Schlitten auf das 5-fache erhöht. Liegt die Kreisfrequenz deutlich über der Kennkreisfrequenz ($\omega^* \gg 1$), folgt der Schlitten der Bewegung der Motorwelle nicht mehr (Bild 2.16, Bereich ③). In diesem Frequenzbereich kann die Position des Schlittens praktisch nicht mehr vom Motor beeinflusst werden (Schlitten koppelt ab).

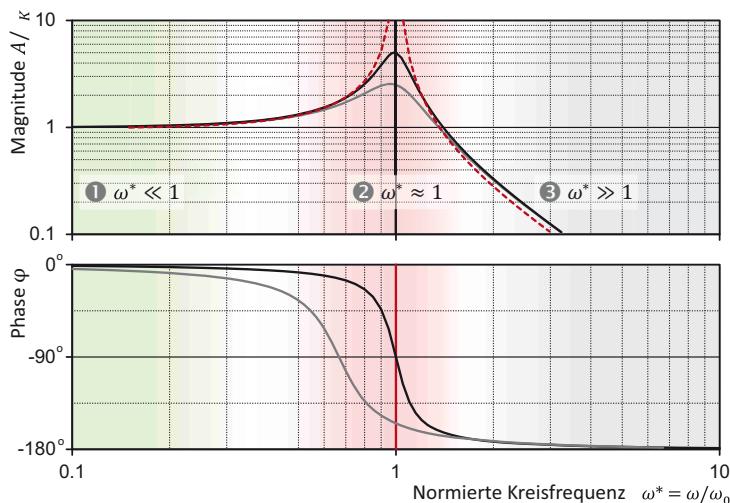


Bild 2.16 Charakteristische Frequenzbereiche Bode-Diagramm

Typische Werte für die Eigenfrequenz liegen bei Produktionsmaschinen im Bereich von $f_N = 20$ Hz bis 200 Hz. Je kleiner die Dämpfung, desto ausgeprägter ist die Schwingung der anzutriebenden Masse. Dies führt dazu, dass die Geschwindigkeit starke Schwankungen aufweisen kann. Dadurch entstehen z. B. bei Werkzeugmaschinen Riefen in der Werkstückoberfläche oder bei Druckmaschinen ein unscharfes Druckbild. Soll der Maschinentisch in eine neue Position bewegt werden, so kann durch den Ausschwingvorgang die Position erst nach langerer Zeit in einem von der Applikation vorgegebenen Toleranzfenster gehalten werden. Mechanische Übertragungselemente haben daher einen wesentlichen Einfluss auf das dynamische Verhalten eines Antriebes und damit auch der Maschine.

3

Grundlagen elektrischer Maschinen

Die meisten elektrischen Maschinen nutzen elektromagnetische Effekte zur Erfüllung ihrer Aufgabe. Bei der Berechnung dieser Maschinen muss auf Größen und Zusammenhänge von magnetischen Feldern zurückgegriffen werden, wie sie aus der Elektrotechnik bekannt sind. Die wichtigsten Zusammenhänge werden kurz wiederholt und sind im Überblick im Anhang in Abschnitt A.1.2 zusammengefasst. Ansonsten sei auf [6] verwiesen.

Elektrische Maschinen besitzen arbeitspunktabhängige Leistungsverluste, die zu einer Erwärmung der Maschine führen. Eine zu hohe Erwärmung führt zur Beschädigung von Maschinenkomponenten. Das Vorgehen zur Bestimmung zulässiger Arbeitspunkte wird gezeigt. Am Ende des Kapitels werden wichtige international genormte Begriffe und Bezeichnungen zur Charakterisierung von elektrischen Maschinen vorgestellt.

■ 3.1 Analogien

Im Bereich der Antriebstechnik können, wie in anderen technischen Bereichen, Analogiebetrachtungen hilfreich sein. Die Analogien zwischen elektrischem und magnetischem Kreis werden in Bild 3.1 und Tabelle 3.1 gezeigt. Weitere Analogien finden sich im Anhang unter „Weiterführende Informationen“. Bei einem elektrischen Kreis ist die Spannung U die Ursache für einen Ladungsfluss, der als Strom I bezeichnet wird. In einem magnetischen Kreis ist die Durchflutung Θ die Ursache für einen magnetischen Fluss Φ . Analog zum elektrischen Kreis ist im magnetischen Kreis ein Widerstand definiert, der als magnetischer Widerstand R_m (Reluktanz) bezeichnet wird. Entsprechend dem elektrischen Kreis wird am magnetischen Widerstand ein magnetischer Spannungsabfall U_m eingeführt. Da es sich dabei um einen Abfall der Durchflutung handelt, hat er die Einheit Ampere. Ansonsten gelten im magnetischen Kreis die gleichen Regeln wie im elektrischen Kreis (Maschen- und Knotenregel, Serien- und Parallel-Schaltung von Widerständen).

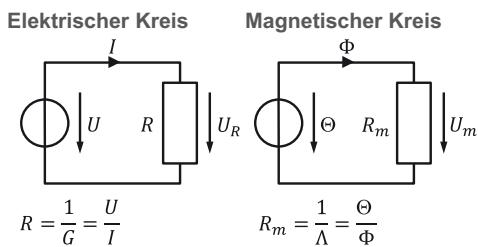


Bild 3.1 Analogie elektrischer und magnetischer Kreis

Tabelle 3.1 Analogie elektrischer und magnetischer Kreis

Elektrischer Kreis		Magnetischer Kreis		
U	Spannung <i>Voltage</i>	V	Θ	Durchflutung <i>Ampere turns</i>
U_R	Spannungsabfall <i>Voltage drop</i>	V	U_m	Magnetischer Spannungsabfall <i>Magnetic voltage drop</i>
I	Strom <i>Current</i>	A	Φ	Magnetischer Fluss <i>Magnetic flux</i>
R	Widerstand <i>Resistance</i>	Ω	R_m	Magnetischer Widerstand <i>Magnetic resistance</i>
G	Elektrischer Leitwert <i>Electric conductance</i>	S	Λ	Magnetischer Leitwert <i>Magnetic conductance</i>
				$Vs = Wb$
				$A/(Vs)$
				$Vs/A = H$

■ 3.2 Physikalische Effekte bei elektromagnetischen Maschinen

Die vier wichtigsten Effekte bei elektromagnetischen Maschinen sind:

- Auf einen stromdurchflossenen Leiter in einem Magnetfeld wirkt eine Kraft. Dadurch kann im Motor das Drehmoment bzw. die Kraft erzeugt werden (Abschnitt 3.2.1).
- Wird eine Leiterschleife von einem zeitlich veränderlichen Magnetfeld durchsetzt, entsteht an den beiden Enden der Leiterschleife eine Spannung. Falls ein Verbraucher angeschlossen wird, fließt ein Strom. Dieser Effekt wird in einem Generator ausgenutzt (Abschnitt 3.2.2).
- Auf einen beweglichen Körper im Magnetfeld wirkt solange eine Kraft bis der magnetische Widerstand minimiert ist. Dieser Effekt wird als Reluktanzprinzip bezeichnet (Abschnitt 3.2.3). Die erzeugte Kraft wird Reluktanzkraft genannt. Dieser Effekt wird bei einigen Motoren zur Drehmoment- oder Krafterzeugung genutzt. Bei anderen Motoren kann er als störender Effekt der konstanten Kraft- oder Drehmomentabgabe auftreten.
- Verändert man an einer Spule die Versorgungsspannung, so folgt der Strom durch die Spule zeitverzögert (Abschnitt 3.2.4). Enthält die Spule kein ferromagnetisches Material, so ist die in der Spule induzierte Spannung proportional zur Stromänderung. Die Spannungsinduktion in der Spule wirkt der Stromänderung entgegen. Dieser Effekt beeinflusst die Dynamik des elektrischen Kreises und damit die Reaktionsschnelligkeit der elektrischen Maschine auf Veränderungen des Arbeitspunktes.

3.2.1 Lorentzkraft

Fließt ein Strom durch einen Leiter, der senkrecht zur Magnetfeldrichtung angeordnet ist, so wird die auf den Leiter wirkende Kraft, die sogenannte Lorentzkraft, maximal. Der konstruktive Aufbau von elektrischen Maschinen wird so gewählt, dass diese Bedingung sehr gut erfüllt

wird. Die Lorentzkraft selbst steht senkrecht zur Magnetfeld- und zur Stromrichtung. Es gilt:

$$F_{Lo} = I l B; \quad \vec{l} \perp \vec{B} \quad (3.1)$$

F_{Lo}	Lorentzkraft	<i>Lorentz force</i>	N
l	Leiterlänge	<i>Length of wire</i>	m
I	Strom	<i>Current</i>	A
B	Magnetische Flussdichte	<i>Magnetic flux density</i>	T

Eine anschauliche Erklärung für die Kraftrichtung erhält man durch Überlagerung des anliegenden Magnetfeldes mit dem des stromdurchflossenen Leiters (Bild 3.2), der ein zweites konzentrisches Magnetfeld erzeugt.

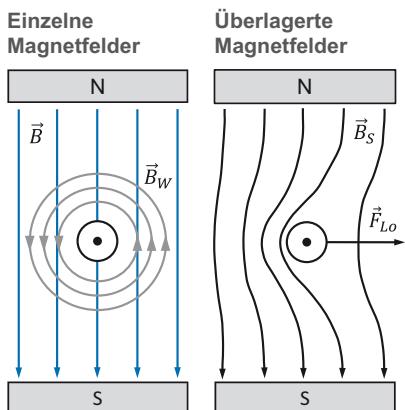


Bild 3.2 Lorentzkraft

Bei der gewählten Stromrichtung entsteht um den stromdurchflossenen Leiter ein konzentrisches Magnetfeld, das gegen den Uhrzeigersinn verläuft. Die Richtung der Lorentzkraft geht im überlagerten Magnetfeld in den Bereich entgegenwirkender Feldlinien. Der Leiter bewegt sich in den Bereich geringerer Feldstärken. Die Kraftrichtung kann mit der „Rechte-Hand-Regel“ (UVW-Regel) bestimmt werden (Bild 3.3).

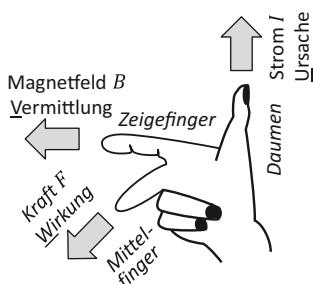


Bild 3.3 Rechte-Hand-Regel (UVW-Regel)

3.2.2 Induktion und Lenz'sche Regel

Bewegt man einen Leiter in einem Magnetfeld, so werden auf die im Leitermaterial vorhandenen Ladungsträger Kräfte ausgeübt. Sie wirken senkrecht zur magnetischen Feldrichtung und

senkrecht zur Bewegungsrichtung des Leiters. Geht man wieder von der bei elektrischen Maschinen sehr gut erfüllten senkrechten Anordnung der Größen aus, so erhält man die durch die Bewegung des Leiters induzierte Spannung (Bild 3.4).

$$U_i = -Blv \quad (3.2)$$

U_i	Induzierte Spannung	<i>Induced voltage</i>	V
B	Magnetische Flussdichte	<i>Magnetic flux density</i>	T
l	Leiterlänge	<i>Length of wire</i>	m
v	Geschwindigkeit	<i>Velocity</i>	m/s

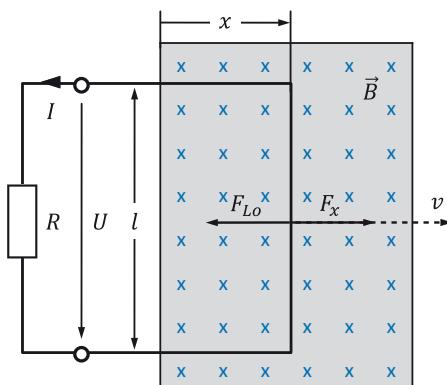


Bild 3.4 Induktion und Rechte-Hand-Regel (UVW-Regel)

Ganz allgemein ist die induzierte Spannung die Änderung des magnetischen Flusses, der von einer Leiterschleife umschlossen wird.

$$u_i = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (3.3)$$

Φ	Magnetischer Fluss	<i>Magnetic flux</i>	Wb = Vs
--------	--------------------	----------------------	---------

Geht man von einem homogenen Magnetfeld aus ($\Phi = AB$), so gilt:

$$u_i = -\frac{d}{dt}(AB) \quad (3.4)$$

Wird nicht nur eine Leiterschleife, sondern eine größere Anzahl von Leiterschleifen eingesetzt, wie dies bei einer Spule oder einem Motor der Fall ist, so gilt für die induzierte Spannung:

$$u_i = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (3.5)$$

Der Zusammenhang zwischen induzierter Spannung und magnetischem Fluss wird Induktionsgesetz genannt. Ganz allgemein gilt:

$$u_i = -N \left(\frac{dA}{dt} B + A \frac{dB}{dt} \right); \quad A \perp \vec{B} \quad (3.6)$$

N	Windungszahl	<i>Number of turns</i>	
A	Effektive Fläche	<i>Effective area</i>	m^2

Es kommt zur Spannungsinduktion durch die Bewegung eines Leiters im Magnetfeld oder durch eine zeitliche Änderung des Magnetfeldes. Die Lenz'sche Regel besagt:



Die induzierte Spannung ist stets so gerichtet, dass der von ihr hervorgerufene Strom der Ursache ihrer Entstehung entgegenwirkt.

Die Stromrichtung kann mit der „Rechte-Hand-Regel“ (UVW-Regel) bestimmt werden (siehe Bild 3.5).

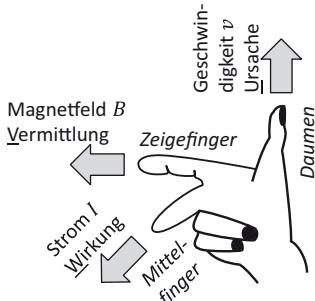


Bild 3.5 Rechte-Hand-Regel (UVW-Regel)

Wird die Leiterschleife über einen Widerstand belastet, so fließt ein Strom durch den Leiter. Dadurch entsteht wiederum eine Lorentzkraft auf den stromdurchflossenen Leiter (Abschnitt 3.2.1), die der Bewegung entgegenwirkt. Im Gleichgewichtszustand muss eine Kraft in Bewegungsrichtung aufgebracht werden, um die Geschwindigkeit zu halten. Bei konstanter elektrischer Belastung eines Generators muss diese Kraft auf der Antriebsseite zur Verfügung gestellt werden.

3.2.3 Reluktanzprinzip

Das Reluktanzprinzip soll an dem in Bild 3.6 gezeigten magnetischen Kreis, der ein horizontal verschiebbbares Segment mit der Länge l und der Breite b besitzt, dargestellt werden. Im Vergleich zu Luft hat das Segment, wie das Joch, einen deutlich höheren magnetischen Leitwert. Dadurch hat der magnetische Kreis den geringsten magnetischen Widerstand, wenn sich das Segment in der Mittenposition ($x = 0$) befindet. Eine Verschiebung nach rechts oder links bewirkt eine Erhöhung des magnetischen Widerstandes. Durch die Reluktanzkraft wird das verschiebbare Segment immer in die Mittenposition gezogen. Für die Leistung allgemein und die mechanische Leistung gilt:

$$P = \frac{dE}{dt} \quad (3.7a)$$

$$P = Fv = F \frac{dx}{dt} \quad (3.7b)$$

Das Gleichsetzen der rechten Seiten beider Gleichungen ergibt, dass sich die Kraft aus dem Gradienten der Energie über der Position berechnet:

$$F(x) = -\frac{dE}{dx} \quad (3.7c)$$

Im stationären Fall ist die in der Spule gespeicherte elektrische Energie E_{El} gleich der im Luftspalt gespeicherten magnetischen Energie E_{Mag} . Die elektrische Energie berechnet sich zu:

$$E_{El} = \frac{1}{2} L I^2 \quad (3.8)$$

E_{El}	Elektrische Energie	Electric Energy	J
L	Induktivität	Inductance	H
I	Strom	Current	A

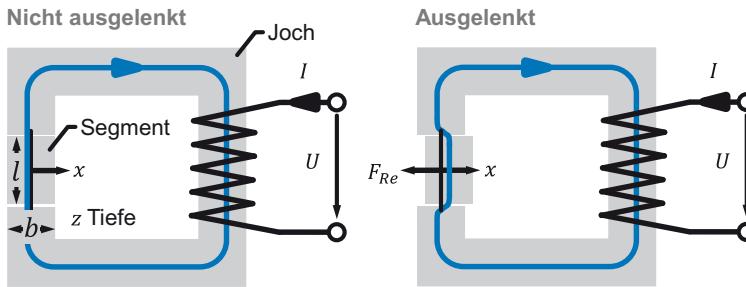


Bild 3.6 Reluktanzkraft in einem magnetischen Kreis

Geht man davon aus, dass der magnetische Widerstand von Luft deutlich größer ist als der des anderen Materials des magnetischen Kreises, so kann das Verhalten des Gesamtsystems mittels des magnetischen Widerstandes von Luft angenähert werden. Wird für die Permeabilität der Luft näherungsweise μ_0 angenommen, folgt für die Induktivität des Luftpaltes und damit des betrachteten Kreises, in Abhängigkeit von der Verschiebung x aus der Ruhelage:

$$L = \frac{N^2}{R_{m,L}} = \frac{N^2 \mu_0 A}{l} = \frac{N^2 \mu_0 z x}{l} \quad (3.9)$$

N	Windungszahl	Number of turns	
$R_{m,L}$	Magnetischer Widerstand Luftspalt	Magnetic reluctance air gap	A/(Vs)
A	Querschnittsfläche	Cross sectional area	m^2
μ_0	Magnetische Feldkonstante	Magnetic field constant	Vs(Am)
l	Länge	Length	m
x	Verschiebung	Displacement	m
z	Tiefe	Depth	m

Der magnetische Widerstand des Luftpalts in der Ruhelage wird bei der stark vereinfachten Betrachtung, ebenso wie der magnetische Widerstand des Jochs und des Segmentes, vernachlässigt. Die Reluktanzkraft ergibt sich damit in entgegengesetzter Richtung zur Auslenkung zu:

$$F_{Re}(x) = -\frac{dE}{dx} = -\frac{1}{2} \frac{dL}{dx} I^2 = -\frac{1}{2} \frac{N^2 \mu_0 z}{l} I^2; \quad 0 \leq x \leq \frac{b}{2} \quad (3.10)$$

F_{Re}	Reluktanzkraft	Reluctance force	N
b	Breite	Width	m

3.2.4 Selbstinduktion

Ein weiterer wichtiger Effekt bei elektrischen Maschinen ist die Selbstinduktion einer Spule. Wird an einer Spule der Speisestrom geändert, so ändert sich der vom Strom erzeugte magnetische Fluss. Enthält die Spule kein ferromagnetisches Material, so sind der Speisestrom und der magnetische Fluss zueinander proportional. Für die in der Spule induzierte Spannung gilt:

$$u_L(t) = L \frac{di}{dt} \quad (3.11)$$

u_L	Spannungsabfall Induktivität	Voltage drop inductance	V
L	Induktivität	Inductance	$H = Vs/A$

Der lineare Zusammenhang zwischen Strom und induzierter Spannung in der Spule wird durch den Proportionalitätsfaktor der Induktivität beschrieben. Die Spannungsinduktion in der Spule wirkt der Stromänderung entgegen.

Um den Stromfluss in Spulen von elektrischen Maschinen zu verändern, steht als Steuergröße lediglich die Spannung zur Verfügung. Die für den Stromfluss entscheidende Spannung ist die Differenzspannung zwischen Versorgungsspannung, die das Versorgungsnetz oder die Leistungselektronik liefert, und induzierter Spannung.

$$\Delta u = u - u_i \quad (3.12)$$

u	Versorgungsspannung	Supply voltage	V
-----	---------------------	----------------	---

Die Spule kann durch einen ohmschen Widerstand und eine Induktivität beschrieben werden. Es ergibt sich ein Verzögerungsglied 1. Ordnung. Der Stromaufbau folgt einer Spannungsänderung zeitverzögert (Bild 3.7). Das dynamische Verhalten wird durch die elektrische Zeitkonstante definiert, die sich als Quotient aus Induktivität und Widerstand berechnet.

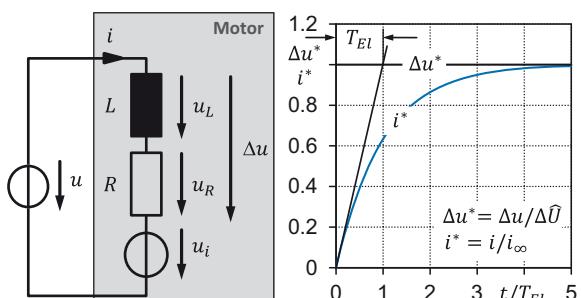


Bild 3.7 Stromaufbau

Die Sprungantwort lautet:

$$i = \frac{1}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{El}}} \right) \Delta u \quad (3.13a)$$

$$T_{El} = \frac{L}{R} \quad (3.13b)$$

R	Widerstand	Resistance	Ω
T_{El}	Elektrische Zeitkonstante	Electrical time constant	s

Die Übertragungsfunktion lautet:

$$i(s) = \frac{1}{R} \frac{1}{T_{El}s + 1} \Delta u(s) \quad (3.13c)$$

■ 3.3 Magnetfelderzeugung und magnetische Werkstoffe

Bei elektrischen Maschinen, deren Wirkprinzip auf elektromagnetischen Effekten basiert, wird das erforderliche Magnetfeld mittels

- stromdurchflossener Spulen oder
- Permanentmagneten

erzeugt. Dieses Feld wird bei elektrischen Maschinen Erregerfeld genannt. Stromdurchflossene Spulen werden bei elektrischen Maschinen als Wicklungen bezeichnet.

Für die magnetischen Kreise in elektromagnetischen Maschinen sind die magnetischen Eigenschaften der eingesetzten Werkstoffe von großer Bedeutung. Bei nicht ferromagnetischen Werkstoffen, wie Aluminium, Kupfer und Luft, besteht ein linearer Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke und magnetischer Flussdichte, d. h. die Permeabilität bzw. Permeabilitätszahl ist konstant.

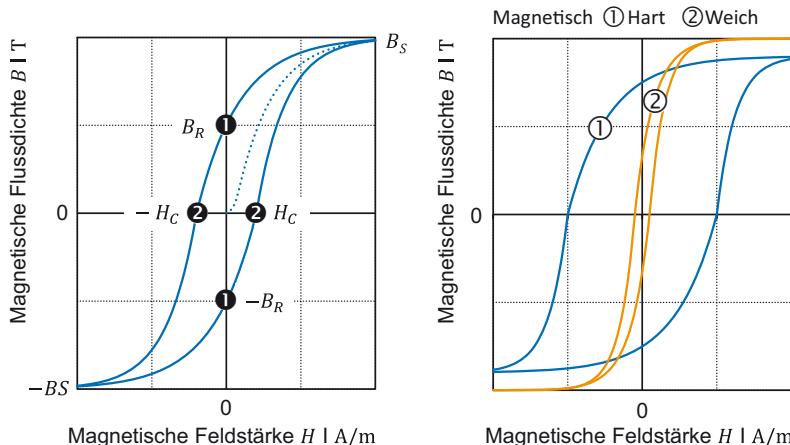
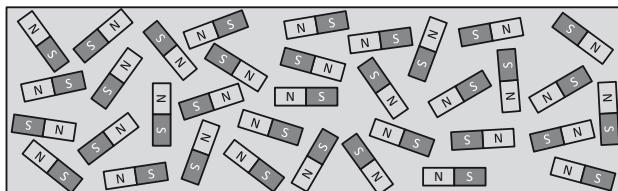
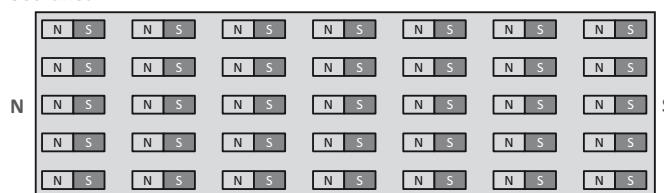
$$B = \mu H = \mu_0 \mu_r H; \quad \mu_0 \approx 4\pi 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \quad (3.14)$$

B	Magnetische Flussdichte	<i>Magnetic flux density</i>	$\text{T} = \text{Vs/m}^2$
H	Magnetische Feldstärke	<i>Magnetic field strength</i>	A/m
μ	Permeabilität	<i>Permeability</i>	Vs/(Am)
μ_0	Magnetische Feldkonstante	<i>Magnetic field constant</i>	Vs/(Am)
μ_r	Permeabilitätszahl	<i>Permeability coefficient</i>	

Für ferromagnetische Werkstoffe, wie Eisen, Nickel und Kobalt etc., ist der Zusammenhang nichtlinear. Die von der magnetischen Feldstärke abhängige Permeabilitätszahl ist sehr viel größer als 1.

In der Magnetisierungskennlinie (Bild 3.8) wird der Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke und magnetischer Flussdichte dargestellt. Mit steigender magnetischer Flussdichte (magnetischer Erregung) richten sich die im ferromagnetischen Material vorhandenen Elementarmagnete (Domänen oder Weiss'schen Bezirke) von zunächst beliebiger Orientierung, mit gleicher Häufigkeit in jeder Richtung, immer mehr in einer Richtung aus (Bild 3.9). Solange alle Richtungen gleich häufig sind, heben sich die Magnetfelder aller Elementarmagnete auf. Sind die Elementarmagnete in einer Richtung ausgerichtet, so bildet die Summe der einzelnen Magnetfelder ein außerhalb des Materials wirkendes Magnetfeld.

Ab einer bestimmten magnetischen Feldstärke sind alle Elementarmagnete in einer Richtung ausgerichtet. Die magnetische Flussdichte hat ein Maximum. Eine Erhöhung der magnetischen Feldstärke führt nicht mehr zu einer Erhöhung der magnetischen Flussdichte. Es ist die

**Bild 3.8** Magnetisierungskennlinien**Ungeordnet****Geordnet****Bild 3.9** Elementarmagnet

magnetische Sättigung erreicht (B_S : Magnetische Sättigungsflussdichte). Magnetisch gesehen verhält sich das Material in der Sättigung ungefähr wie Vakuum ($B/H \approx \mu_0$).

Für Wicklungen in elektrischen Maschinen bedeutet dies, dass eine Erhöhung des Wicklungsstroms keine Erhöhung der magnetischen Flussdichte bewirkt. Es kann keine Drehmomenterhöhung mehr erreicht werden. Durch den höheren Strom steigen die Leistungsverluste und die Maschine wird unnötig erwärmt.

Ferromagnetische Werkstoffe weisen eine mehr oder weniger ausgeprägte Hysterese auf (Bild 3.8), die durch zwei Kenngrößen (Tabelle 3.2) beschrieben wird.

Remanenzflussdichte ①: Sie gibt die verbleibende magnetische Flussdichte an, die sich einstellt, wenn das magnetische Feld vom Bereich der Sättigung auf null zurückgeföhrt wird.

Koerzitivfeldstärke ②: Sie ist diejenige Feldstärke, die erforderlich ist, um die magnetische Flussdichte auf null zu bringen.

Tabelle 3.2 Kenngrößen ferromagnetischer Werkstoffe

B_R	Remanenzflussdichte	<i>Remanence flux density</i>	T
H_C	Koerzitivfeldstärke	<i>Coercive field strength</i>	A/m

Ist die Remanenzflussdichte hoch, so eignet sich das Material für Dauermagnete. Damit bei einem äußeren Magnetfeld, das auf die Dauermagneten wirkt, die Flussdichte nicht schnell absinkt, sollten Werkstoffe für Dauermagnete zusätzlich eine hohe Koerzitivfeldstärke aufweisen. Diese Werkstoffe bezeichnet man als magnetisch hart. Die Magnetkennlinie ändert sich mehr oder weniger stark mit der Temperatur. Wird die Curie-Temperatur überschritten, verschwinden die ferromagnetischen Eigenschaften. Daher werden für Dauermagnete in elektrischen Maschinen Temperaturgrenzen definiert, die im Betrieb nicht überschritten werden dürfen (Einsatztemperatur).

Ferromagnetische Werkstoffe bewirken im Vergleich zu anderen Werkstoffen eine deutlich höhere Verstärkung des magnetischen Feldes. Sie konzentrieren Magnetfeldlinien in ihrem Inneren sehr stark und sind somit magnetisch gut leitend. Sie werden daher in magnetischen Kreisen von elektrischen Maschinen in Kombination mit Dauermagneten oder Spulen eingesetzt. Ein weiteres wichtiges Einsatzgebiet sind Transformatoren. Um ein möglichst lineares Verhalten zwischen magnetischer Feldstärke und magnetischer Flussdichte zu erhalten, sollte die Koerzitivfeldstärke klein sein. Werkstoffe mit diesen Eigenschaften bezeichnet man als magnetisch weich.

Die Eigenschaften einiger ferromagnetischer Werkstoffe sind in den Tabellen 3.3 und 3.4 gezeigt. AlNiCo ist eine Legierung aus Eisen, Aluminium, Nickel, Kupfer und Kobalt. Ferrite sind elektrisch schlecht oder nichtleitende keramische Werkstoffe mit ferromagnetischen Eigenschaften. Hartmagnetische Ferrite eignen sich für Dauermagnete, während weichmagnetische Ferrite als Transformatoren- oder Spulenerne Verwendung finden. Dauermagnete mit den Werkstoffen SmCo und NeFeB werden als „Seltenerdmagnete“ bezeichnet. Es hat sich mittlerweile herausgestellt, dass die Werkstoffe Samarium (Sm) und Neodym (Ne) nicht so selten sind wie ursprünglich angenommen. Der Name ist jedoch geblieben.

Tabelle 3.3 Magnetische Eigenschaften ferromagnetischer Werkstoffe: hartmagnetische Materialien

Werkstoff	Remanenz-flussdichte B_R T = Vs/m ²	Koerzitiv-feldstärke H_C kA/m	Energiebei-wert $(B_R H_C)_{\max}$ kJ/m ³	Curie-Tem-peratur T_{Cu} °C	Einsatztem-peratur T_{Op} °C
AlNiCo	0,8 ↔ 1,3	40 ↔ 150	10 ↔ 60	≈ 850	< 400
Hartferrit	0,2 ↔ 0,44	120 ↔ 260	6 ↔ 40	≈ 450	< 100
SmCo	0,8 ↔ 1,2	400 ↔ 900	140 ↔ 320	≈ 750	< 200
NeFeB	0,6 ↔ 1,5	700 ↔ 1100	100 ↔ 420	≈ 300	< 80 (120)

Werkstoff	Koerzitivfeldstärke H_C A/m
Eisen (rein)	10 ↔ 200
Dynamoblech	25 ↔ 200
Nickeleisen (50 % Ni)	3 ↔ 16
μ -Metall (75 %–80 % Ni) „Permalloy“	0,8 ↔ 5

Tabelle 3.4 Magnetische Eigenschaften ferromagnetischer Werkstoffe: weichmagnetische Materialien

■ 3.4 Leistungsverluste

In elektrischen Maschinen gibt es mechanische und elektrische Verluste. Ursachen mechanischer Verluste sind z. B. Reibung in

- Lagern bzw. Führungen
- Dichtungen bzw. Abdeckungen
- Lüftern (Strömungswiderstand)

Ursachen elektrischer Verluste sind z. B.:

- ohmsche Verluste in den Leitern
- Ummagnetisierungsverluste (Hystereseverluste)
- Wirbelstromverluste
- Streuverluste

In den Leitern entstehen abhängig vom Strom ohmsche Verluste. Da als stromleitendes Material meist Kupfer eingesetzt wird, werden diese Verluste auch Kupferverluste genannt.

Durch das Hystereseverhalten ferromagnetischer Materialien entstehen bei der Ummagnetisierung Verluste, sogenannte Ummagnetisierungsverluste oder Hystereseverluste. Änderungen des magnetischen Flusses führen senkrecht zur Ebene des Flusses zu kreisförmig verlaufenden Strömen, den sogenannten Wirbelströmen. Eine Maßnahme zur Reduzierung der Wirbelströme und der daraus resultierenden Wärmeverluste ist, den Eisenkern aus zueinander isolierten Blechen (Elektroblechen) aufzubauen. Dadurch können sich die Wirbelströme nicht mehr im gesamten Kernquerschnitt ausbreiten und die Verluste werden deutlich reduziert. Zusätzlich verbleibt ein Teil des magnetischen Flusses nicht im magnetischen Kreis. Dieser Anteil wird als Streuverlust bezeichnet. Da Eisen mit seinen weichmagnetischen Eigenschaften in magnetischen Kreisen ein gängiger Werkstoff zur Verstärkung der magnetischen Flussdichte und Leitung des magnetischen Flusses ist, spricht man bei den Ummagnetisierungsverlusten, den Wirbelstromverlusten und den Streuverlusten von Eisenverlusten.

$$P_{Fe} = P_{Hy} + P_{Ed} + P_{Le} \quad (3.15)$$

P_{Fe}	Eisenverluste	<i>Iron losses</i>	W
P_{Hy}	Hystereseverluste	<i>Hysteresis losses</i>	W
P_{Ed}	Wirbelstromverluste	<i>Eddy current losses</i>	W
P_{Le}	Streuverluste	<i>Leakage losses</i>	W

Die beschriebenen maschineninternen Leistungsverluste führen zu einer Erwärmung der Maschine. Häufig ist für eine Beurteilung der motorinternen Wärmeverteilung eine Aufteilung in Stator- und Rotorverluste zweckmäßig.

$$P_L = P_{L,S} + P_{L,R} \quad (3.16)$$

$P_{L,S}$	Statorverluste	<i>Stator losses</i>	W
$P_{L,R}$	Rotorverluste	<i>Rotor losses</i>	W

Exemplarisch ist in Bild 3.10 eine Aufschlüsselung der Leistungsverluste eines Drehstrom-Asynchronmotors dargestellt.

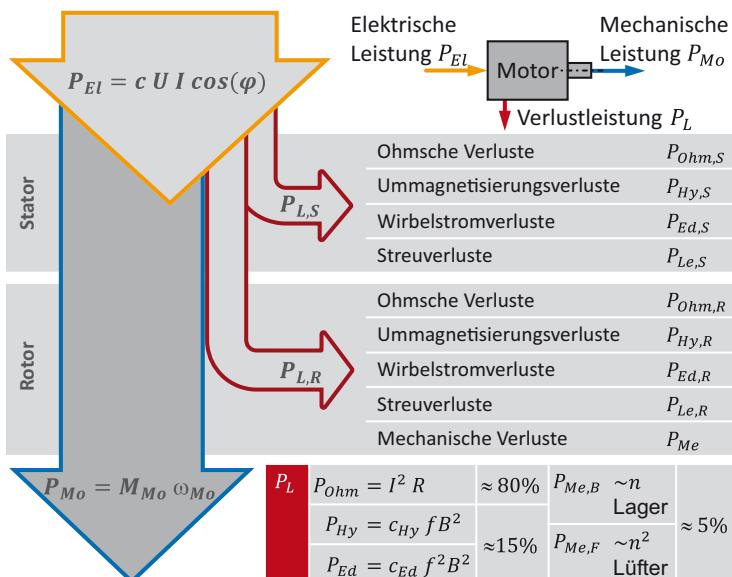


Bild 3.10 Leistungsverluste eines Motors, Beispiel: Drehstrom-Asynchronmotor (typisch)

Wird ein Motor eingeschaltet und mit konstantem Drehmoment bei konstanter Drehzahl belastet, so ist die Verlustleitung des Motors konstant. Die Motortemperatur steigt an, bis die an die Umgebung abgeführte Wärmeleistung mit der Verlustleitung des Motors identisch ist (Bild 3.11).

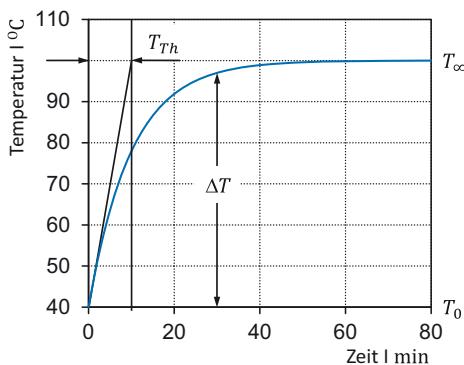


Bild 3.11 Thermisches Verhalten

Die Übertemperatur (ΔT) bzw. die stationäre Übertemperatur (ΔT_∞) ist definiert als:

$$\Delta T = T - T_0 \quad (3.17a)$$

$$\Delta T_\infty = T_\infty - T_0 \quad (3.17b)$$

ΔT	Übertemperatur	<i>Over-temperature</i>	K
T	Motortemperatur	<i>Motor temperature</i>	°C
T_0	Temperatur beim Einschalten	<i>Power on temperature</i>	°C
T_∞	Endtemperatur	<i>Final temperature</i>	°C
T_{Th}	Thermische Zeitkonstante	<i>Thermal time constant</i>	s

Die thermische Zeitkonstante gibt die Zeitspanne an, bis die Übertemperatur 63 % ihres Endwertes erreicht. Sie wird vom Motorhersteller in den Produktinformationen angegeben. Typische Werte für die thermische Zeitkonstante bei Motoren in der Industrieautomatisierung liegen zwischen 10 min und 60 min.

Wird die maximale Temperatur einer Motorkomponente überschritten, so kann sie geschädigt oder zerstört werden. Deshalb sind die Arbeitspunkte des Motors so zu wählen, dass eine Überschreitung der zulässigen Temperatur einzelner Motorkomponenten (Wicklung, Kugellager, ...) vermieden wird.

■ 3.5 Belastungsprofile, Einschaltdauer und Betriebsarten

Die Erwärmung eines Motors (Verlustleistung) hängt stark von der Belastung ab. Bei vielen Antriebsaufgaben ändert sich die Belastung. Ist der Zusammenhang zyklisch, so wird die Dauer des sich wiederholenden Belastungsprofils als Spieldauer oder Zykluszeit bezeichnet. Bild 3.12 zeigt ein Belastungsprofil mit abschnittsweise konstanten Drehmomenten und Drehzahlen.

Ist die Zyklusdauer deutlich kürzer als die Dauer des thermischen Einschwingvorganges des Motors, so kann eine mittlere Verlustleistung aus der Energiebilanz berechnet und mit dieser

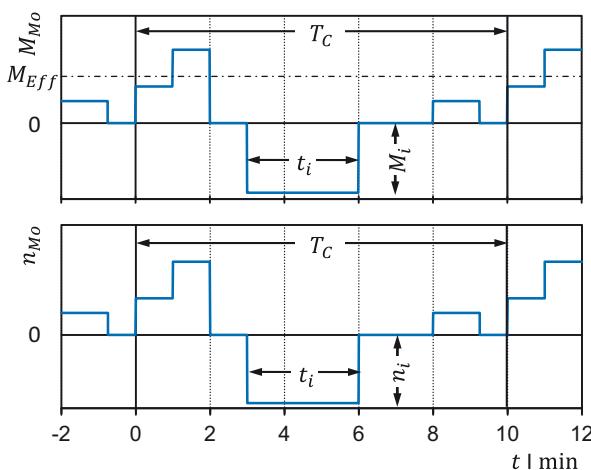


Bild 3.12 Abschnittsweise konstanter Betrieb

die Erwärmung abgeschätzt werden.

$$\bar{P}_L = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} P_L(t) dt \quad (3.18a)$$

\bar{P}_L	Mittlere Verlustleistung des Motors	Average power loss of motor	W
P_L	Verlustleistung des Motors	Power loss of motor	W
T_c	Zykluszeit	Cycle time	s

Sind einzelne Größen abschnittsweise konstant, so kann das Integral in eine Summe umgeformt werden:

$$\bar{P}_L = \frac{1}{T_C} \sum_{i=1}^n P_{L,i} t_i; \quad n: \text{Anzahl Abschnitte} \quad (3.18b)$$

Wird davon ausgegangen, dass das Drehmoment proportional zum Motorstrom ist ($M_{Mo} = c_T I$), und im Motor im Wesentlichen nur ohmsche Verluste auftreten, so gilt für die Verlustleistung:

$$P_L = U I = R I^2 = R \frac{1}{c_T^2} M_{Mo}^2 \quad (3.19a)$$

Daraus lässt sich ein Effektivwert für das Motordrehmoment ausrechnen, der zur gleichen Verlustleistung im Motor führt wie das zeitlich veränderliche Drehmoment.

$$M_{Mo,eff}^2 = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} M_{Mo}^2(t) dt \quad (3.19b)$$

$M_{Mo,eff}$	Effektives Motordrehmoment	Effective motor torque	Nm
--------------	----------------------------	------------------------	----

Im allgemeinen Fall und im Fall abschnittsweise konstanten Drehmoments gilt somit:

$$M_{Mo,eff} = \sqrt{\frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} M_{Mo}^2(t) dt} \quad (3.20a)$$

$$M_{Mo,eff} = \sqrt{\frac{1}{T_C} \sum_{i=1}^n M_{Mo,i}^2 t_i} \quad n: \text{Anzahl Abschnitte} \quad (3.20b)$$

 Der angegebene Zusammenhang gilt nur unter den beiden Voraussetzungen, dass das Drehmoment proportional zum Motorstrom ist und im Motor nur ohmsche Verluste auftreten.

Beim Belastungsprofil in Bild 3.13 wird der Motor in einem Zyklus für die Zeitdauer t_{on} mit konstantem Drehmoment und konstanter Drehzahl betrieben (Aussetzbetrieb). In der restlichen Zeit (t_{off}) ist das Drehmoment bzw. der Motorstrom null. Es gilt dann:

$$M_{Mo,eff} = M_I \sqrt{\frac{t_{on}}{T_C}} \quad (3.21)$$

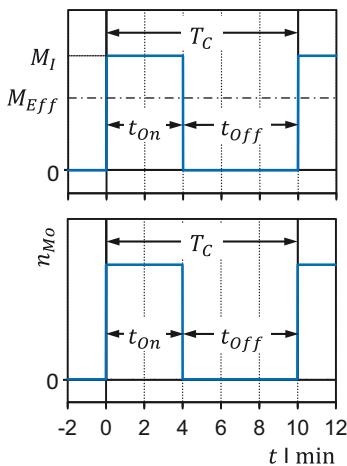


Bild 3.13 Aussetzbetrieb

t_{on}	Einschaltzeit	<i>On time</i>	s
t_{off}	Ruhezeit	<i>Off time</i>	s

Das Verhältnis der Zeitdauer konstanten Drehmoments zur Zykluszeit wird als Einschaltdauer, abgekürzt ED, bezeichnet und üblicherweise in % angegeben.

$$ED = \frac{t_{on}}{T_C}; \quad T_C = t_{on} + t_{off} \quad (3.22)$$

ED	Einschaltdauer	<i>Duty cycle</i>
----	----------------	-------------------

Die Ruhezeit ist die Differenz aus beiden Zeiten. Damit ergibt sich der Zusammenhang zwischen dauerhaft zulässigem Drehmoment des Motors und dem zulässigen Drehmoment im Aussetzbetrieb ($M_{Mo,Eff} = M_C$).

$$M_I = M_C \frac{1}{\sqrt{ED}} \rightarrow \frac{M_I}{M_C} = \frac{1}{\sqrt{ED}} \quad (3.23)$$

M_I	Zulässiges Drehmoment Aussetzbetrieb	<i>Permissible torque intermittent operation</i>	Nm
M_C	Dauerhaft zulässiges Drehmoment	<i>Continuously permissible torque</i>	Nm



Der angegebene Zusammenhang gilt nur unter den beiden Voraussetzungen, dass das Drehmoment proportional zum Motorstrom ist und im Motor nur ohmsche Verluste angesetzt werden.

Eine grafische Darstellung ist in Bild 3.14 gezeigt. Bei einer Einschaltdauer des Motors von $ED = 0,2$ (20 %) kann der Motor mit mehr als dem Doppelten des Drehmomentes im Dauerbetrieb belastet werden.

Zwar darf die zulässige Übertemperatur der Motorkomponenten (Wicklungen, Kugellager etc.) nicht überschritten werden, jedoch ist man aus wirtschaftlichen und technischen Gründen

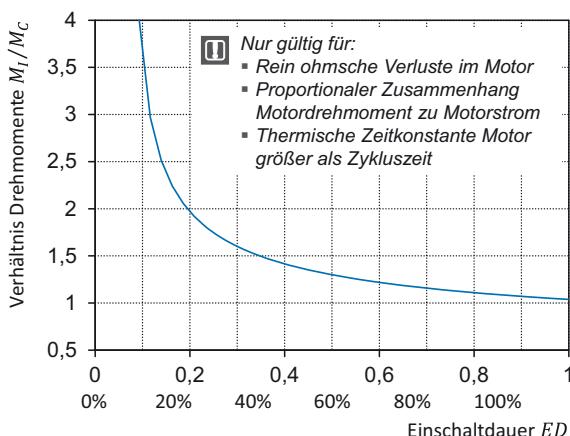


Bild 3.14 Zulässiges Motordrehmoment in Abhängigkeit von der Einschaltdauer

bestrebt, die Motormaterialen in der Nähe der Temperaturgrenzen zu betreiben. Da die Anzahl möglicher Belastungsprofile nicht begrenzt ist, war es erforderlich, wenige typische Belastungsprofile festzulegen. Dazu sind in der IEC 60034-1 unterschiedliche Betriebsarten mit dazugehörigem Belastungsprofil definiert (Tabelle 3.5). Die Motorenhersteller beziehen sich bei Angaben in den Produktinformationen auf diese Betriebsarten. Bei der Motorauswahl ist diejenige Betriebsart zu wählen, welche eine Belastung aufweist, die während des Motorbetriebes nicht überschritten wird.



Allgemein ist die IEC 60034 die international wichtigste Norm für „Drehende elektrische Maschinen“. Insgesamt hat die Norm mehr als 30 Teile mit unterschiedlichen Themenschwerpunkten. Tabelle A.6 im Anhang zeigt auszugsweise den Inhalt einzelner Normteile.

Tabelle 3.5 Betriebsarten nach IEC 60034-1

Kennziffer	Betriebsart
S1	Dauerbetrieb
S2	Kurzzeitbetrieb
S3	Periodischer Aussetzbetrieb
S4	Periodischer Aussetzbetrieb mit Einfluss des Anlaufvorganges
S5	Periodischer Aussetzbetrieb mit elektrischer Bremsung
S6	Ununterbrochener periodischer Betrieb
S7	Ununterbrochener periodischer Betrieb mit elektrischer Bremsung
S8	Ununterbrochener periodischer Betrieb mit Last-/Drehzahländerung
S9	Betrieb mit nichtperiodischer Last- und Drehzahländerungen
S10	Betrieb mit einzelnen konstanten Belastungen und Drehzahl

Bild 3.15 zeigt für drei wichtige Betriebsarten in der Industrieautomation den zeitlichen Verlauf der mechanischen Leistung des Motors, der Verlustleistung und der Übertemperatur des Motors. Für die Betriebsarten S3 und S6 wird während der Spieldauer kein thermischer Beharrungszustand erreicht.

Betriebsart S1 – Dauerbetrieb: Sie definiert den Betrieb mit konstanter Belastung, die so lange ansteht, dass die Maschine die Beharrungstemperatur (stationärer Zustand) erreichen kann. Um die Beharrungstemperatur zu erreichen, muss die Betriebsdauer wesentlich länger als drei thermische Zeitkonstanten sein. Die Umrechnung bei sich zyklisch änderndem Belastungsprofil mit einer Zykluszeit im Bereich der thermischen Zeitkonstante auf ein effektives Motordrehmoment wurde bereits gezeigt. Damit ist das Motordrehmoment bekannt, das bei der Motorauslegung in diesem Fall zu Grunde gelegt werden muss.

Betriebsart S3 – Periodischer Aussetzbetrieb: Der Betrieb setzt sich aus einer Folge identischer Spiele zusammen. Jedes Spiel beinhaltet eine Betriebszeit mit konstanter Belastung und eine Stillstandszeit mit stromlosen Wicklungen. Die Übertemperatur wird nicht merklich vom Anlaufstrom beeinflusst. Ergänzend wird die relative Einschaltzeit angegeben, z. B. S3–25 %.

Betriebsart S6 – Ununterbrochener periodischer Betrieb: Der Betrieb setzt sich aus einer Folge identischer Spiele zusammen, von denen jedes eine Betriebszeit mit konstanter Belastung und eine Leerlaufzeit umfasst. Im Gegensatz zur Betriebsart S3 ist der Motor zu jedem Zeitpunkt bestromt. Ergänzt wird die Angabe durch die relative Einschaltzeit, z. B. S6–40 %.

Die Spieldauer beträgt, wenn vom Hersteller nicht anders angegeben, normalerweise 10 Minuten.

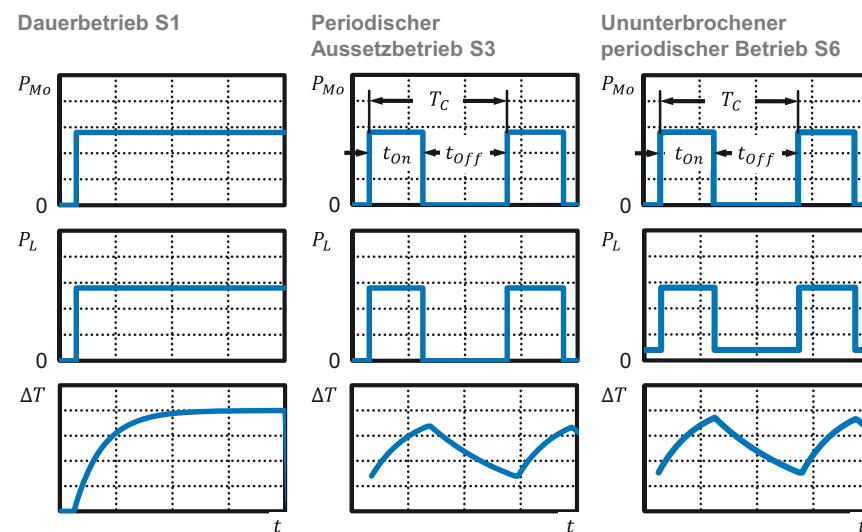


Bild 3.15 Motorleistung, Verlustleistung und Übertemperatur (Bei der Betriebsart S3 und S6 ist das Hochlaufverhalten nicht dargestellt.)

■ 3.6 Wärmeklassen

Zur Vergleichbarkeit bzgl. der Erwärmung werden Motoren Wärmeklassen zugeordnet (Tabelle 3.6). Für jede Klasse werden zulässige Übertemperaturen definiert. Die Übertemperatur gibt an, um wie viel die mittlere Motortemperatur die Umgebungs- bzw. Kühlmitteltemperatur überschreiten darf. Meist wird von einer maximal zulässigen Umgebungstemperatur von 40 °C ausgegangen. Zur Sicherheit und Vermeidung von Motorschäden wird die Temperatur in den Wicklungen häufig überwacht. Wird am heißesten Punkt der Wicklung die zulässige Maximaltemperatur überschritten, erfolgt eine Abschaltung des Motors. Für Motoren in Industrieanwendungen sind die Wärmeklassen B und F gebräuchlich.

Tabelle 3.6 Wärmeklassen

Wärme-klasse	Zulässige Übertemperatur* ΔT_{∞}	Zulässige Motortemperatur T_{Mo}	Zulässige Wicklungs-temperatur** $T_{ShutOff}$
Y	50 K	90 °C	90 °C
A	60 K	100 °C	105 °C
E	75 K	115 °C	120 °C
B	80 K	120 °C	130 °C
F	105 K	145 °C	155 °C
H	125 K	165 °C	180 °C

* Bei Umgebungs- oder Kühlmitteltemperatur von 40 °C

** Maximaltemperatur am heißesten Punkt der Wicklung, Abschalttemperatur

Motoren in Maschinen stellen zum Teil erhebliche Wärmequellen dar. Dadurch ergeben sich Temperaturgradienten, die die Genauigkeit der Maschine beeinflussen. Für hochgenaue Maschinen sind spezielle Kühlmaßnahmen erforderlich.

■ 3.7 Schutzarten

Abhängig vom Einbauort der elektrischen Maschine und den Umgebungsbedingungen muss diese mehr oder weniger geschützt werden. Im Wesentlichen sind zwei Schutzfunktionen zu unterscheiden:

Schutz des Menschen: Motoren mit ihren bewegten und spannungsführenden Teilen stellen eine Gefahr für den Menschen dar. Abhängig von der Zugänglichkeit ist der Motor diesbezüglich zu schützen. Ist der Motor an einem Ort, der vom Maschinenbediener ohnehin nicht erreichbar ist, so kann in der Regel mit geringeren Schutzmaßnahmen gearbeitet werden.

Schutz der elektrischen Maschine: Das Eindringen von Fremdkörpern oder Fremdmedien kann die Funktionsweise der elektrischen Maschine beeinträchtigen. Abhängig von den Umgebungsbedingungen ist die elektrische Maschine gegen diese negativen Einflüsse zu schützen. Ein Motor in einer Werkzeugmaschine mit aggressiven Kühl-/Schmiermitteln und Spänen im Arbeitsraum bedarf eines deutlich aufwendigeren Schutzes als ein Motor

in einer Fertigungseinrichtung für die Herstellung von Halbleitern, welche prozessbedingt ohnehin in einem Reinraum aufgestellt ist.

Die Schutzarten für drehende elektrische Maschinen sind in der IEC 60034-5 international festgelegt. Das Kurzzeichen für Schutzarten ist IP (International Protection). Die Unterscheidung der Schutzart erfolgt mit zwei Kennziffern (Tabelle 3.7).

Tabelle 3.7 Schutzarten für drehende elektrische Maschinen nach IEC 60034-5

X		Y	
0	Kein besonderer Schutz	0	Kein besonderer Schutz
1	Kein Schutz bei absichtlichen Zugang Schutz gegen Eindringen von großen festen Fremdkörpern ($d > 50 \text{ mm}$)	1	Schutz gegen senkrecht fallendes Tropf- wasser
2	Fernhalten von Fingern,... Schutz gegen mittelgroße feste Fremdkör- per ($d > 12 \text{ mm}$)	2	Schutz gegen schräg fallende Tropfwäs- ser bis zu einem Kippwinkel von 15° ge- genüber normaler Betriebslage
3	Schutz gegen kleine feste Fremdkörper, Fernhalten von Werkzeugen, Drähten,... ($d > 2,5 \text{ mm}$)	3	Schutz gegen Sprühwasser, das in einem Winkel bis 60° zur Senkrechten fällt
4	Fernhalten von Werkzeugen, Drähten,... Schutz gegen sehr kleine feste Fremdkör- per ($d > 1 \text{ mm}$)	4	Schutz gegen Spritzwasser aus allen Richtungen
5	Vollständiger Berührungsschutz. Schutz gegen Staubablagerungen (staub- geschützt)	5	Schutz gegen Strahlwasser aus allen Richtungen
6	Staubdichte Maschine	6	Schutz gegen schwere See
		7	Schutz gegen Eindringen von Wasser bei zeitweisem Eintauchen
		8	Schutz gegen Eindringen von Wasser bei dauerhaftem Untertauchen

Die erste Kennziffer hinter dem Kennbuchstaben beschreibt den Schutzgrad, den das Gehäuse Personen oder dem Eindringen von Fremdkörpern in die Maschine, gewährt. Die zweite Kennziffer beschreibt den Schutzgrad, den das Gehäuse gegen das Eindringen von Wasser mit schädlicher Wirkung gewährt. Beispielsweise ist bei der Schutzart IP65 vollständiger Berührungsschutz, ein Schutz gegen Eindringen von Staub und der Schutz gegen Strahlwasser aus allen Richtungen gewährleistet. In einigen Anwendungen ist ein Schutz nach IP für die Einsetzbarkeit des Produktes nicht ausreichend. So müssen z. B. Produkte in Werkzeugmaschinen dauerhaft aggressiven Kühl-/Schmiermitteln widerstehen und gesondert hierfür qualifiziert werden.

■ 3.8 Energieeffizienz

Der absolute und relative Verbrauch von elektrischer Energie in Deutschland im Jahr 2018 ist in Tabelle 3.8 nach Sektoren dargestellt. Den dominierenden Anteil nehmen die ersten bei-

Tabelle 3.8 Verbrauch von elektrischer Energie in Deutschland im Jahr 2018 (Datenquelle: Umweltbundesamt, 02.10.2020)

Sektor	Absolut	Prozentual
① Industrie	227 TWh	44 %
② Gewerbe, Handel und Dienstleistungen	145 TWh	28 %
③ Haushalte	129 TWh	25 %
④ Verkehr	12 TWh	2 %
Gesamt	513 TWh	100 %

den Sektoren ein (ca. 70 %). Die enorme Bedeutung elektrischer Antriebe bei der Energieeinsparung lässt sich aus folgenden Angaben des Umweltbundesamtes (Homepage, 02.10.2020) ableiten:



Elektrische Antriebe in Industrie und Gewerbe verbrauchen fast zwei Fünftel des gesamten Stromes in Deutschland und circa 80 % in diesen zwei Sektoren.

Mehrere Quellen geben für den Anteil elektrischer Antriebstechnik am Verbrauch elektrischer Energie in der Industrie ca. zwei Drittel an.

Abhängig vom jeweils aktuellem Energiemix (Anteil Verbrennung von Kohle, Öl und Gas, Kernspaltung, Wasser, Wind, Sonne etc.) einer Region kann die erzeugte elektrische Energie in CO₂-Emission umgerechnet werden. Der vorläufige Umrechnungsfaktor für das Jahr 2018 in Deutschland ist (Quelle: Umweltbundesamt, 02.10.2020).

$$\frac{\text{CO}_2\text{-Emissionen}}{\text{Erzeugte elektrische Energie}} = 0,468 \frac{\text{kg CO}_2}{\text{kWh}} \quad (3.24)$$

Der Industriepreis für Strom in Deutschland betrug bei einem Jahresverbrauch von 2.000 MWh bis unter 20.000 MWh im Jahr 2019 einschließlich Verbrauchssteuern und ohne Mehrwertsteuer ca. 0,13 €/kWh (Quelle: Statistisches Bundesamt, Daten zur Energiepreisentwicklung – Lange Reihen bis August 2020, Erschienen am 30. September 2020).

Die größten Einsparungen bei elektrischen Motoren in Antrieben lassen sich derzeit bei Drehstrom-Asynchronmotoren erreichen, da sie ca. 90 % aller eingesetzten Industriemotoren in Europa repräsentieren. Wie bei anderen Geräten, z. B. Kühlschränke, Fernseher etc., werden Motoren auch in Effizienzklassen eingeteilt. Die Effizienzklasse bei elektrischen Motoren gibt an, wie effizient die aufgenommene elektrische Energie in mechanische Energie umgewandelt wird, oder anders ausgedrückt, wie gut der Wirkungsgrad des Motors ist. International werden die Effizienzklassen für Drehstrom-Asynchronmotoren mit Käfigläufer in der IEC 60034-30 festgelegt. Das Kurzzeichen für die Effizienzklasse ist IE (International Efficiency). Unterteilt wird in die in Tabelle 3.9 angegebenen Effizienzklassen. Voraussetzung zur Erreichung einer bestimmten Effizienzklasse ist, dass der Motor einen festgelegten Mindestwirkungsgrad erfüllt. Der geforderte Mindestwirkungsgrad ist abhängig von der mechanischen Leistung und der Polzahl des Motors. Anforderungen zur Erfüllung von Effizienzklassen finden sich in Tabelle A.7 im Anhang.

Die Kosten für elektrische Energie eines Drehstrom-Asynchronmotors belaufen sich im Allgemeinen auf über 90 % der Gesamtkosten über den Lebenszyklus (TCO: Total Costs of Owner-

Tabelle 3.9 Effizienzklassen (Efficiency classes)

IE 1	Standard
IE 2	Hoch
IE 3	Premium
IE 4	Super Premium

ship). Der teurere und energieeffizientere Motor kann daher auch die wirtschaftlichste Alternative sein. Wird zusätzlich zu energieeffizienteren Motoren die Motordrehzahl, entsprechend den aktuellen Prozessanforderungen, gesteuert oder geregelt, lassen sich weitere Einsparungen erreichen. Daher lassen sich mit drehzahlvariablen Antrieben die Energiekosten und die CO₂-Emissionen deutlich verringern.

In der europäischen Union gibt es bindende Vorschriften bezüglich Energieeffizienz häufig eingesetzter Elektromotoren. Diese werden als Ökodesign-Anforderungen bezeichnet. Wesentliche Anforderungen, die bis Juli 2021 gelten, und deren Einführungsdatum sind in Tabelle 3.10 dargestellt.

Tabelle 3.10 Effizienzklassen und Vorschriften europäische Union bis Juli 2021

IEC 60034-30		EU	Bindende Regelung für Motoren die in Verkehr gebracht werden
IE 1	Standard		
IE 2	High	ab 16 Juni 2011 für Motoren 0,75kW bis 375kW	
IE 3	Premium	ab Januar 2015 für Motoren 7,5kW bis 375kW oder IE2 mit Frequenzumrichter ① ab Januar 2017 für Motoren 0,75kW bis 7,5kW oder IE2 mit Frequenzumrichter ①	

① drehzahlvariabel

Symbolbeispiel IE3



Ab Juli 2021 gelten in der europäischen Union neue Ökodesign-Anforderungen für Antriebe mit Elektromotoren (Verordnung (EU) 2019/178), die in den Verkehr gebracht werden. In den Gültigkeitsbereich werden zusätzliche bisher nicht erfasste Asynchronmotoren, wie

- kleinere Motoren mit einer Leistung zwischen 120 W und 750 W
- größere Motoren mit einer Leistung zwischen 375 W und 1.000 W
- 60 Hz Motoren, achtpolige Motoren und einphasige Motoren (letztere erst ab Juli 2023) mit aufgenommen.

Darüber hinaus steigen die Effizienzanforderungen, da Drehstrommotoren mit einer Bemessungsleistung zwischen 0,75 kW und 1.000 kW bis Juli 2021 die Effizienzklasse IE3 erfüllen müs-

sen. Motoren mit einer Leistung zwischen 75 kW und 200 kW müssen ab Juli 2023 die Effizienzklasse IE4 erfüllen. Die neuen Ökodesign-Anforderungen enthalten zusätzlich Vorschriften für die Effizienz von drehzahlvariablen Antrieben. So wird die Effizienz an verschiedenen Betriebspunkten, das heißt bei verschiedenen Drehzahlen und Drehmomentbelastungen, des Antriebes definiert.

Zusätzlich zum Wirkungsgrad des Motors sind alle anderen Komponenten eines Antriebs bzgl. ihrer Energieeffizienz zu betrachten. Während Leistungselektroniken in weiten Bereichen einen vergleichsweise hohen Wirkungsgrad besitzen, haben mechanische Übertragungselemente vereinzelt deutlich niedrigere Wirkungsgrade. So kann z. B. durch Einsatz eines Kegelradgetriebes anstatt eines Schneckengetriebes der Wirkungsgrad deutlich erhöht werden (siehe Abschnitt 2.4). Eine weitere Möglichkeit der Energieeinsparung ist, die in mechanischen Übertragungselementen gespeicherte mechanische Energie beim Bremsen nicht in Wärmeenergie umzuwandeln, sondern elektrisch zu speichern oder anderen elektrischen Verbrauchern zuzuführen. Diese Thematik wird im Abschnitt 6.9 behandelt.

■ 3.9 Bauformen und Befestigung

Die Hersteller von Motoren bieten ihren Kunden im Wesentlichen drei unterschiedliche Lösungen für Antriebsaufgaben:

Gehäusemotoren: Der Rotor und Stator sind in einem Gehäuse untergebracht. Der Rotor ist im Gehäuse gelagert. Zusätzlich sind die Motorteile vor Verschmutzung geschützt. Die Integration des Motors in die Maschinenkonstruktion und die Montage ist für den Motorkunden sehr einfach.

Einbaumotoren: Die Motorkomponenten Stator und Rotor werden vom Motorhersteller einzeln geliefert. Im Vergleich zu einem Gehäusemotor erfordert die Integration der beiden Komponenten in die Maschinenkonstruktion beim Motorkunden deutlich mehr Motorkenntnisse und die Montage in die Maschine ist aufwendiger.

Motorsysteme: Zunehmend gibt es auf einzelne Applikationen angepasste Systeme bestehend aus den Kernkomponenten zur Drehmoment- bzw. Krafterzeugung und weiteren Komponenten zur Erfüllung der von der Applikation geforderten Aufgaben. Diese Lösungen werden Motorsysteme genannt.



Bild 3.16 Bauformen für Spindelantriebe an Werkzeugmaschinen (© Siemens AG)

Am Beispiel eines Spindelantriebes für Werkzeugmaschinen, der die Aufgabe hat, das Drehmoment für die Bearbeitung (Zerspanung) eines Werkstückes bereitzustellen und das Werkzeug aufzunehmen und zu halten, sind in Bild 3.16 drei verschiedene Motorlösungen exemplarisch dargestellt. Die Systemlösung wird „Motorspindel“ genannt. Der Aufbau einer Motorspindel ist in Bild 3.17 gezeigt. Charakteristisches Merkmal ist, dass die Werkzeugaufnahme und der Rotor des Motors eine gemeinsame Welle besitzen und die gleiche Lagerung nutzen.

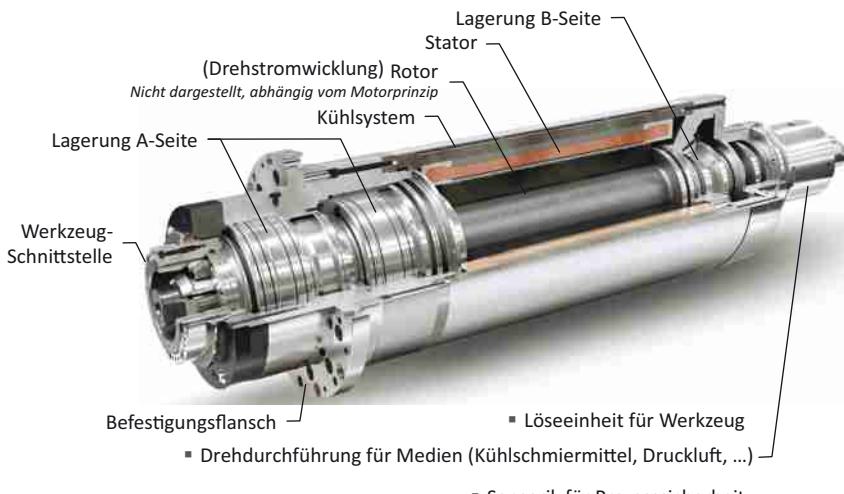


Bild 3.17 Motorspindel für Werkzeugmaschinen (© Franz Kessler GmbH)

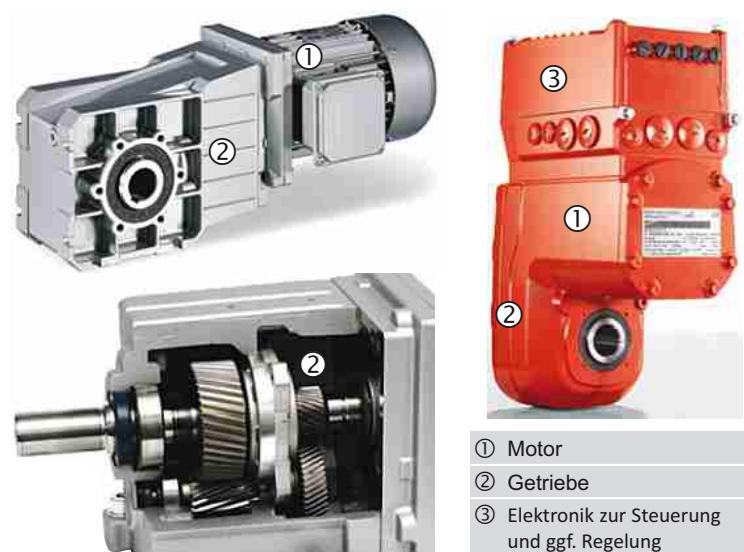


Bild 3.18 Getriebemotoren (© Lenze SE; © SEW-Eurodrive GmbH & Co KG)

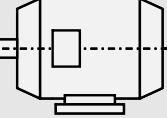
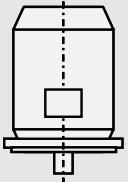
Ein anderes sehr weit verbreitetes Motorsystem ist der Getriebemotor (Bild 3.18). Die Motorkomponenten sind in einer gemeinsamen Baueinheit mit dem Getriebe untergebracht. Für den Motor und die Antriebsseite des Getriebes wird eine gemeinsame Welle genutzt. Dadurch wird die Anzahl an Teilen minimiert und die Ausrichtung der Motorwelle zur Getriebewelle beim Motorkunden entfällt. Teilweise wird in dem Gehäuse zusätzlich die Steuerungs- und Regelungselektronik untergebracht, wodurch ein mechatronisches System entsteht.

Motorsysteme zeichnen sich im Allgemeinen durch folgende Eigenschaften aus:

- Bauteilereduktion und damit Kostenreduktion
- Bauvolumenreduktion
- Verbesserung statischer und dynamischer Antriebseigenschaften durch steifere Kopplung der Komponenten
- kurze Montagezeiten des Antriebes in die Maschine

Bei der Variante mit zusätzlicher Elektronik werden der Verkabelungsaufwand und das Bauvolumen im Schaltschrank deutlich reduziert. Durch diese dezentrale Antriebstechnik kann die Inbetriebnahme einzelner Module einer Maschine unabhängig von der überlagerten Steuerung erfolgen.

Tabelle 3.11 Beispiele International Mounting nach IEC 60034-7

X	Wellenanordnung	IM XY	Code I	IM Code II	
			Beschreibung		
B	Waagrechte Welle	3	<ul style="list-style-type: none"> • 2 Lagerschilder • Gehäuse mit Füßen • Freies Wellende • Montage auf Unterbau 	IM 1001	
			<ul style="list-style-type: none"> • 2 Lagerschilder • Gehäuse ohne Füße • Freies Wellende • Montage an Befestigungsflansch auf Antriebsseite 		
			<ul style="list-style-type: none"> • 2 Lagerschilder • Gehäuse mit Füßen • Freies Wellende • Montage auf Unterbau oder Gehäusestirnfläche Antriebsseite 		
V	Senkrechte Welle	1	<ul style="list-style-type: none"> • 2 Lagerschilder • Gehäuse ohne Füße • Freies Wellende nach unten • Montage an Befestigungsflansch auf Antriebsseite 	IM 3011	

In IEC 60034-7 sind die Bauarten, Aufstellungsarten und Klemmkastenlagen von drehenden elektrischen Maschinen spezifiziert. Wesentliche Unterscheidungsmerkmale sind:

- Anzahl Lagerschilde
- Gehäuse- oder Flanschmontage
- vertikale oder horizontale Anordnung
- Art des Wellenendes

Es werden zwei Codes unterschieden, die beide mit IM (International Mounting) beginnen. Code I ist der ältere und dennoch gebräuchlichste, während Code II genauer ist. In Tabelle 3.11 sind einige Beispiele beschrieben und der Bezug von Code I zu Code II.

■ 3.10 Bemessungsgrößen

Eine elektrische Maschine wird vom Hersteller für bestimmte Einsatzbedingungen ausgelegt. Man sagt auch, die Maschine ist für diese Einsatzbedingungen bemessen. Zur Bemessung gehören die Bemessungsgrößen und die Betriebsbedingungen. Bemessungsgrößen sind Angaben, welche einen vom Hersteller ausgewählten Arbeitspunkt (Bemessungspunkt) einer Maschine beschreiben. Hierzu zählen:

- das Drehmoment oder die Kraft im Bemessungspunkt, alternativ oder auch zusätzlich die mechanische Leistung im Bemessungspunkt
- die Drehzahl oder Geschwindigkeit im Bemessungspunkt
- die Spannung, mit der die Maschine im Bemessungspunkt versorgt werden muss
- der erforderliche Strom im Bemessungspunkt
- die Frequenz der Wechsel- oder Drehspannung, mit der die Maschine im Bemessungspunkt versorgt werden muss (nur bei Wechsel- oder Drehstrommotoren)

Tabelle 3.12 Bemessungsgrößen

Bemessungsgrößen		Nenngrößen (früher)
Mechanisch		
n_n	Bemessungsdrehzahl	Nenndrehzahl
P_n, M_n	Bemessungsleistung oder/und Bemessungsdrehmoment	Nennleistung oder/und Nenndrehmoment
Elektrisch		
U_n	Bemessungsspannung	Nennspannung
I_n	Bemessungsstrom	Nennstrom
f_n^*	Bemessungsfrequenz	Nennfrequenz
$\cos(\varphi_n)^*$	Leistungsfaktor im Bemessungspunkt	Leistungsfaktor im Nennpunkt
Zusätzlich		
η	Wirkungsgrad im Bemessungspunkt	Wirkungsgrad im Nennpunkt

* Wechsel- und Drehstrommotoren

- der Leistungsfaktor im Bemessungspunkt
- der Wirkungsgrad im Bemessungspunkt

Vom Motorhersteller werden in der Produktinformation und auf dem Leistungsschild des Motors mechanische und elektrische Bemessungsgrößen angegeben. Bei rotatorischen Motoren werden üblicherweise die in Tabelle 3.12 angegebenen Bemessungsgrößen angegeben. Der Index n röhrt daher, dass Bemessungsgrößen früher Nennwerte genannt wurden. Eine Prinzipdarstellung eines Drehmoment-Drehzahl-Diagramms mit Bemessungsgrößen ist in Bild 3.19 gezeigt. Üblicherweise werden die Bemessungsgrößen für Dauerbetrieb (S1) angegeben. Die Betriebsbedingungen werden durch die Schutzart, die Wärmeklasse etc. definiert. Für Linearmotoren gelten entsprechende Angaben.

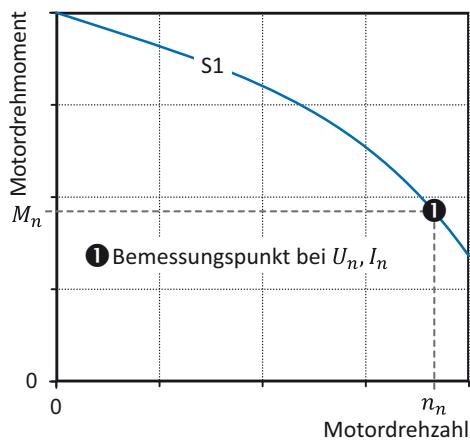


Bild 3.19 Drehmoment-Drehzahl-Diagramm mit Bemessungsgrößen

4

Gleichstrommotoren

Gleichstrommaschinen sind Elektromotoren, die darauf ausgelegt sind, mit Gleichspannung gespeist zu werden, oder Generatoren, welche Gleichspannung erzeugen. Drehstrommaschinen haben Gleichstrommaschinen bei Investitionsgütern, insbesondere im Bereich der Automatisierungstechnik, größtenteils verdrängt. Bei Konsumgütern, wie z. B. Kraftfahrzeugen, sind sie aufgrund niedriger Kosten und des Gleichspannungs-Bordnetzes sehr verbreitet, gleiches gilt für viele andere Batterie- oder Akku-betriebene Konsumgüter. Grundlegende Zusammenhänge von elektrischen Maschinen, welche das elektromagnetische Prinzip nutzen, lassen sich an Gleichstrommaschinen anschaulich darstellen. Die dabei gewonnenen Erkenntnisse können anschließend auf andere Maschinen übertragen werden.

Abhängig von der Art der Erzeugung des magnetischen Feldes (Erregerfeld) werden bei Gleichstrommaschinen zwei Grundprinzipien unterschieden:

- elektrisch erregte Maschine (selbsterregte oder fremderregte Maschine)
- permanenterregte Maschine

Bei elektrisch erregten Maschinen erzeugen stromdurchflossene Spulen (Erregerwicklung) das Magnetfeld. Wird für die Erregerwicklung die gleiche Spannungsquelle benutzt wie für die Wicklung, die das Drehmoment erzeugt (Ankerwicklung), spricht man von einer selbsterregten Maschine. Wird für die Erregerwicklung eine separate Spannungsquelle benutzt, handelt es sich um eine fremderregte Maschine. Fremderregte Maschinen erlauben eine unabhängige Einstellung der Stärke des Erregerfeldes über den Strom durch die Erregerwicklung. Nachteilig ist, dass zwei Spannungsquellen erforderlich sind. Bei permanenterregten Maschinen werden Permanentmagnete zur Erzeugung des Erregerfeldes eingesetzt. Die Stärke des Erregerfeldes ist bei diesen Maschinen konstant.

■ 4.1 Drehmomenterzeugung und Drehmomentgleichung

Um die Wirkungsweise der Erzeugung des Motordrehmomentes zu verstehen, soll zunächst nur eine einzelne Leiterschleife betrachtet werden. Die Leiterschleife ist drehbar gelagert und befindet sich in einem parallelen homogenen Magnetfeld (Bild 4.1). Das Magnetfeld steht senkrecht zum stromdurchflossenen Leiter. Der Abschnitt der Leiterschleife mit der Länge l , bei dem die Stromrichtung aus der Zeichenebene geht, ist mit ① gekennzeichnet. Das erzeugte Drehmoment im Leiterabschnitt ① errechnet sich aus der tangentialen Kraftkomponente der Lorentzkraft zu:

$$M_1 = F_1 \cos(\varphi)r = IlB \cos(\varphi)r \quad (4.1)$$

M_1	Drehmoment Leiterabschnitt ①	Torque wire segment ①	Nm
F_1	Lorentzkraft Leiterabschnitt ①	Lorentz force wire segment ①	N
φ	Winkelposition	Angular position	rad
r	Abstand zum Drehpunkt	Distance to center of rotation	m
I	Strom	Current	A
l	Leiterlänge	Length of wire	m
B	Magnetische Flussdichte	Magnetic flux density	T

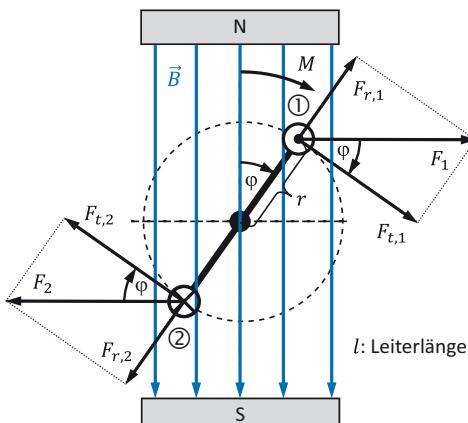


Bild 4.1 Prinzip der Drehmomenterzeugung

Im Leiterabschnitt ② wirkt betragsmäßig die gleiche Kraft wie im Abschnitt ①. Das von der Leiterschleife erzeugte Drehmoment ist doppelt so hoch wie das eines Leiterabschnitts ($M = 2M_1$). Mit der gewählten Anordnung ergibt sich keine Bewegung in einer Umdrehung. Die Leiterschleife bleibt bei $\varphi = \pi/2$ stehen (stabile Winkelposition). Die Winkelposition $\varphi = 3\pi/2$ ist grenzstabil. Kleinste Auslenkungen aus dieser Winkelposition führen zu einer Bewegung hin zur Winkelposition $\varphi = \pi/2$.

Um eine Bewegung über eine bzw. mehrere Umdrehungen zu erzeugen, muss in den Winkelpositionen $\varphi = \pi/2$ und $\varphi = 3\pi/2$ die Stromrichtung umgekehrt werden. Diese Aufgabe übernimmt der Kommutator, auch Stromwender oder Polwender genannt (Bild 4.2). Auf der Motorwelle sind am Umfang Kontaktflächen angeordnet. Mittels auf den Kontaktflächen schleifender Elemente erfolgt die Übertragung des Stroms vom stehenden Motorteil auf die drehende Motorwelle.

Im hier betrachteten Fall hat der Kommutator zwei Kontaktflächen, die Kommutatorlamellen 1 und 2. Mit Kommutator ist eine Bewegung der Motorwelle in eine Drehrichtung möglich. Im Bereich um $\varphi = \pi/2$ und $\varphi = 3\pi/2$ läuft der Motor nicht an. Zusätzlich kommt es zu starken Drehmomentschwankungen in einer Umdrehung und das Drehmoment ist klein.

Durch folgende Maßnahmen werden die beschriebenen Nachteile überwunden (Bild 4.3):

- Statt einer Leiterschleife werden mehrere Leiterschleifen benutzt, wodurch sich eine Spule ergibt. Das Drehmoment wird höher.
- Über den Umfang des drehenden Motorteils, beim Gleichstrommotor Rotor, Anker oder Läufer genannt, sind äquidistant mehrere Spulen verteilt. Die Gesamtheit der Spulen ist die Wicklung. Daraus ergibt sich eine weitere Erhöhung des Drehmomentes und die Dreh-

momentschwankung reduziert sich. Die Anzahl der Kommutatorsegmente erhöht sich und der Motor läuft in jeder Stellung an.

- Bei der magnetischen Auslegung des Motors wird das Magnetfeld (Erregerfeld) so dimensioniert, dass es möglichst radial zum Rotor verläuft. Der feststehende Motorteil wird Stator oder Säule genannt. Im Stator wird das Erregerfeld erzeugt. Beim dargestellten Motor erfolgt dies elektrisch. Ganz allgemein treten bei magnetischen Materialien die magnetischen Feldlinien senkrecht aus und ein. Die Geometrie des Statorbereichs, aus dem die magnetischen Feldlinien austreten und in den die magnetischen Feldlinien eintreten, wird so ausgelegt, dass das Erregerfeld senkrecht zu den stromdurchflossenen Leitern des Rotors verläuft. Dieser Bereich des Stators wird Polschuh genannt.

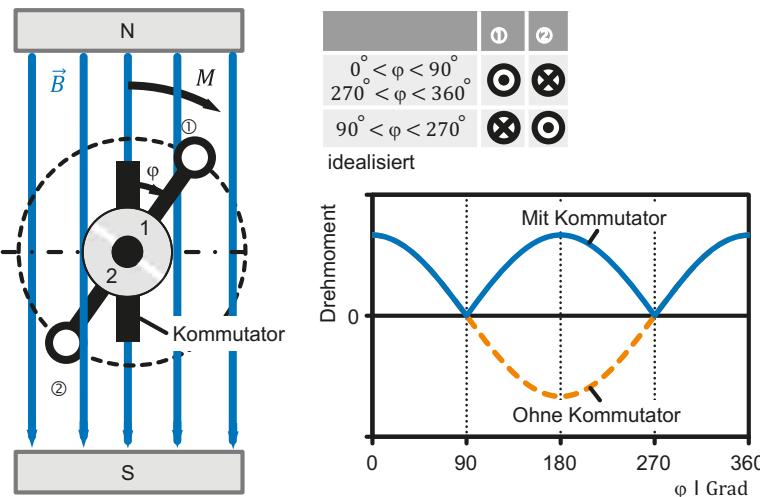


Bild 4.2 Schematische Darstellung Kommutatorprinzip und Drehmomentverlauf

Durch die beschriebenen Maßnahmen ist das Motordrehmoment über dem Umfang weitestgehend konstant. Es ist zu beachten, dass die gezeigten Maschinenelemente in verschiedenen Schnittebenen liegen.

Der in Bild 4.3 dargestellte Motor hat 2 Pole (Erregerpole) und wird daher 2-poliger Motor genannt. Die Anzahl der Polpaare ist die Polpaarzahl. Der gezeigte Motor hat die Polpaarzahl 1.

$$z_p = \frac{p}{2} \quad (4.2)$$

z_p	Polpaarzahl	Number of pole pairs
p	Anzahl Pole	Number of poles

Das Magnetfeld ergibt sich aus dem Stromfluss durch die Erregerwicklung. In Richtung der Drehachse liegt die Rotorwicklung (Ankerwicklung). Der Stromfluss durch die Rotorwicklung erzeugt das Drehmoment. Über das Joch wird der magnetische Kreis geschlossen. Das Joch ist aus weichmagnetischem Material aufgebaut. Es setzt den Feldlinien des Erregerfeldes einen geringen magnetischen Widerstand entgegen. Dadurch werden Streuverluste minimiert. Zur Stromübertragung an den Rotor und Steuerung der Stromrichtung wird der Kommutator benutzt.

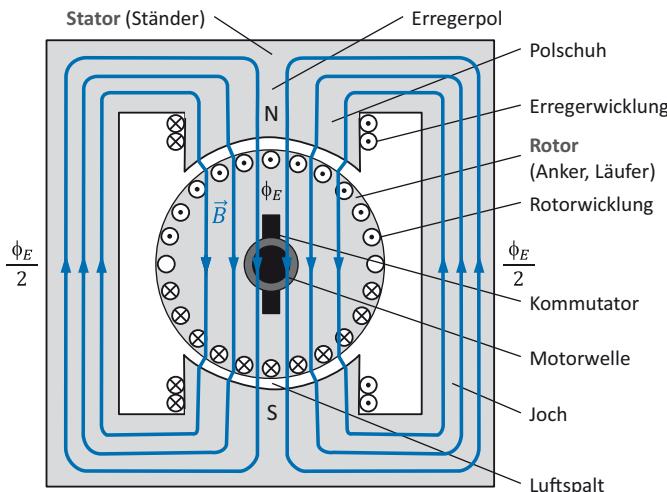


Bild 4.3 Elektrisch erregte 2-polige Gleichstrommaschine

Über den Umfang können mehrere gleichmäßig verteilte Polpaare angeordnet werden. Die Polteilung ist die Länge eines Poles auf dem Kreisumfang. Es gilt:

$$\tau_p = \frac{d\pi}{2z_p} \quad (4.3)$$

τ_p	Polteilung	Pole grating	m
d	Durchmesser	Diameter	m

Für das erzeugte Drehmoment und für die später betrachtete induzierte Spannung ist immer die radiale magnetische Flussdichte im Luftspalt die entscheidende Größe. Über dem Umfang ist sie nie völlig konstant. Um weitere Betrachtungen zu vereinfachen, wird mit einer mittleren radialen magnetischen Flussdichte in einer Polteilung gerechnet. Diese Rechengröße hat die gleiche Auswirkung wie die von der Position auf dem Kreisumfang abhängige radiale magnetische Flussdichte des betrachteten Motors. Die Anzahl an Leiterschleifen ist die Windungszahl. Bei Gleichstrommotoren wird der Strom durch den Anker (Rotor) als Ankerstrom bezeichnet. Bei Vernachlässigung von Drehmomentverlusten durch die geometrische Anordnung der Leiterschleifen und motorinterner Reibung ergibt sich das Motordrehmoment zu:

$$M_Mo = 2lNrBI_A \quad (4.4)$$

N	Windungszahl	Number of turns	
I_A	Ankerstrom	Armature current	A

Der Zusammenhang zwischen magnetischer Flussdichte und magnetischem Fluss eines Poles (Erregerfluss) lautet:

$$\Phi_E = B A_p = B l \tau_p = B l \frac{d\pi}{2z_p} \rightarrow B = \frac{z_p}{\pi lr} \Phi_E \quad (4.5)$$

Φ_E	Erregerfluss	Excitation flux	Wb
A_p	Polfläche	Pole area	m^2

Ersetzt man in der Gleichung für das Motordrehmoment die magnetische Flussdichte durch den magnetischen Fluss, ergibt sich:

$$M_{Mo} = 2lNrBI_A = \frac{2z_P}{\pi} N\Phi_E I_A \quad (4.6)$$

Im Falle eines konstanten magnetischen Fluxes bzw. einer konstanten magnetischen Flussdichte ist das Drehmoment des Motors proportional zum Ankerstrom. Der Proportionalitätsfaktor ist die Drehmomentkonstante. Sie wird vom Motorhersteller in der Produktinformation angegeben.

$$M_{Mo} = c_T I_A \quad (4.7)$$

c_T Drehmomentkonstante *Torque constant* Nm/A

Die Drehmomentkonstante gibt an, wie viel Drehmoment der Motor bei einem konstanten Ankerstrom erzeugt. Bei variablem magnetischen Fluss gilt:

$$M_{Mo} = k_{Mo}\Phi_E I_A \quad (4.8)$$

k_{Mo} Konstante des Motors *Constant of motor* Nm/(VsA)

■ 4.2 Spannungsinduktion und Spannungsgleichung

Bei Drehzahlen der Maschinenwelle ungleich null wird nach dem Induktionsgesetz im Rotor eine Spannung induziert. Im motorischen Betriebszustand einer Maschine wirkt sie der Bewegung entgegen, und im generatorischen Betriebszustand ist sie die Basis zur Spannungszerzeugung. Eine andere Bezeichnung für die induzierte Spannung ist Elektromotorische Kraft, kurz EMK. Für den Fall, dass die Bewegungsrichtung senkrecht zum Magnetfeld ist (siehe Bild 4.3), gilt für die induzierte Spannung in einem Leiter:

$$U_{i,1} = -B \frac{dA}{dt} \quad (4.9)$$

$U_{i,1}$	Induzierte Spannung Leiter	<i>Induced voltage wire</i>	V
B	Magnetische Flussdichte	<i>Magnetic flux density</i>	T
A	Vom Leiter überstrichene Fläche	<i>Plane covered by the wire</i>	m^2

In Abhängigkeit von der Zeit überstreicht ein Leiter der Länge l die Zylinderfläche:

$$A(t) = x(t)l \quad (4.10)$$

Bei konstanter Motordrehzahl folgt für die Zylinderfläche:

$$A(t) = vt l = \omega_{Mo} r t l \quad (4.11)$$

x	Position auf dem Kreisumfang	<i>Position on circumference</i>	m
v	Umfangsgeschwindigkeit Leiter	<i>Circumferential speed wire</i>	m/s
ω_{Mo}	Winkelgeschwindigkeit Motor	<i>Angular speed motor</i>	rad/s

Die im Leiter induzierte Spannung ergibt sich damit zu:

$$U_{i,1} = -B \omega_{Mo} r l \quad (4.12)$$

Geht man, wie bei der Drehmomenterzeugung, von mehreren Leiterschleifen aus, so ergibt sich:

$$U_i = c_{Mo} \omega_{Mo} \quad (4.13)$$

U_i	Induzierte Spannung	<i>Induced voltage</i>	V
c_{Mo}	Motorkonstante	<i>Motor constant</i>	Vs/rad

Meist wird vom Motorhersteller nicht die Motorkonstante, sondern die Spannungskonstante angegeben. Sie gibt an, welche Spannung bei einer bestimmten Motordrehzahl induziert wird.

$$U_i = c_U n_{Mo} \quad (4.14)$$

c_U	Spannungskonstante	<i>Voltage constant</i>	Vs
-------	--------------------	-------------------------	----

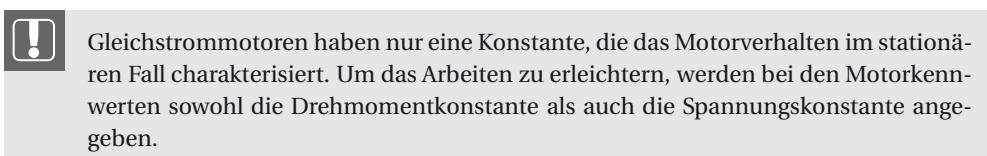
Die induzierte Spannung kann auch aus dem Erregerfluss berechnet werden.

$$U_i = k_{Mo} \Phi_E \omega_{Mo} \quad (4.15)$$

k_{Mo}	Konstante des Motors	<i>Constant of motor</i>	Nm/(VsA)
----------	----------------------	--------------------------	----------

Die Zusammenhänge zwischen den einzelnen Konstanten bei konstanter Erregung lauten:

$$c_{Mo} = c_T = \frac{c_U}{2\pi} \quad (4.16)$$



■ 4.3 Komponenten

Die Komponenten eines elektrisch erregten Gleichstrommotors sind in Bild 4.4 gezeigt. Der Anker eines Gleichstrommotors besitzt häufig genutzte Bleche (Bild 4.5), die übereinander gestapelt sind. Anker mit diesem Aufbau bezeichnet man als eisenbehaftete Anker. Die einzelnen Bleche werden bei großen Stückzahlen durch Stanzen, und bei kleineren Stückzahlen zur Ver-

meidung von Werkzeugkosten z. B. durch Laserschneiden, hergestellt. Der Stapel aus Blechen wird als Blechpaket bezeichnet, das auf die Motorwelle gepresst wird (Bild 4.6).

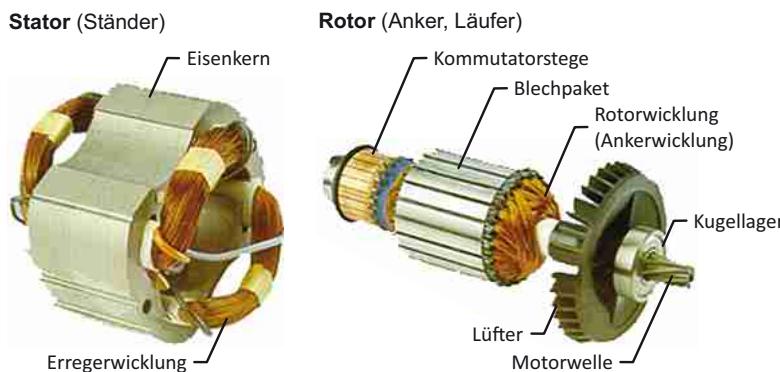


Bild 4.4 Komponenten eines elektrisch erregten Gleichstrommotors (© Gregor Papa und Barbara Koroušić, Jožef Stefan Institute, Ljubljana)

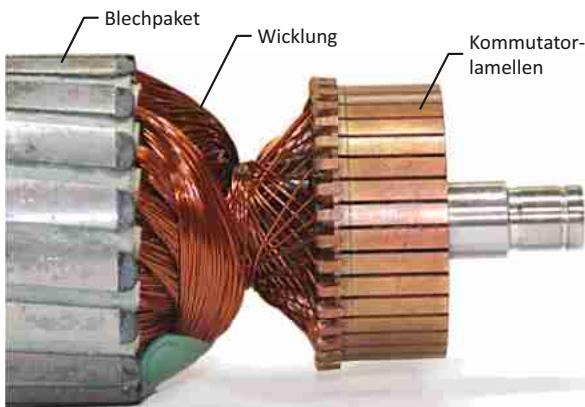


Bild 4.5 Einzelblech für eisenbehafteten Rotor

In die Nuten wird isolierter Kupferdraht eingebracht. Diesen Vorgang bezeichnet man als Wickeln. Zur Minimierung von Ummagnetisierungsverlusten werden Bleche aus weichmagnetischem Material (geringe Hysterese) eingesetzt. Sie besitzen eine typische Dicke von 0,3 mm bis 1 mm. Die Bleche sind zueinander isoliert, um Wirbelstromverluste zu vermeiden.

Der Anker versucht immer in der Winkelposition mit dem geringsten magnetischen Widerstand zu verharren. Der magnetische Fluss konzentriert sich im weichmagnetischen Material und nicht in den Nuten. Möchte man diese Winkelposition verlassen, so muss ein Drehmoment aufgebracht werden (Reluktanzprinzip, siehe Abschnitt 3.2.3). Dieses wird als Rastmoment bezeichnet. Rastmomente führen zu einem unerwünschten pulsierenden Drehmomentverlauf (Momentenwelligkeit) und damit auch zu Gleichtaufschwankungen. Eine Maßnahme zur Reduzierung von Rastmomenten sind geschrägte Nuten (Bild 4.7). Die Nut läuft dadurch nicht „schlagartig“ unter den Pol.

Vor allem bei Motoren mit Leistungen bis 250 W werden eisenlose Anker eingesetzt (Bild 4.8), welche prinzipiell keine Rastmomente aufweisen. Der Rotor wird als mehrlagiges Geflecht eines stromdurchflossenen Kupferdrähtes ausgeführt, das sich im Wesentlichen selbst trägt. Wichtige Vorteile von Motoren mit eisenlosen Ankern sind in Tabelle 4.1 aufgeführt.

**Bild 4.6** Ankeraufbau**Bild 4.7** Blechpaket mit schrägen Nuten**Bild 4.8** Eisenloser Anker (© maxon Group)**Tabelle 4.1** Wichtige Vorteile von Motoren mit eisenlosen Ankern

Prinzipbedingte Vorteile	Vorteile Antriebseigenschaften
• Keine Rastmomente	• Hohe Gleichlaufkonstanz • Niedriger Geräuschpegel
• Minimierung der bewegten Massen	• Hohes Beschleunigungsvermögen • Hohe Regeldynamik
• Kleine Induktivität	• Hohe Regeldynamik • Weniger elektromagnetische Störungen • Einfachere Entstörung • Höhere Lebensdauer des Kommutators (Last, die vom Kommutator zu schalten ist, ist kleiner)

Bild 4.9 zeigt den Aufbau eines Kommutators. Ein beweglicher Grafitquader wird mittels einer Feder auf die Kommutatorlamellen (Kontaktflächen) aus Kupfer gedrückt. Der Graphitquader ist in einem Halter geführt. Alternativ erfolgt die Übertragung der elektrischen Energie mittels Bürsten, z. B. aus Kupfer oder Silber. Motoren, die schleifende Kontakte besitzen, werden daher auch bürstenbehaftete Motoren genannt.



Bild 4.9 Grafitkommutator

■ 4.4 Fremderregter Gleichstrommotor

Bei fremderregten Gleichstrommotoren wird das Magnetfeld elektrisch von einer unabhängigen Spannungsquelle erzeugt. Grundlegende Zusammenhänge bei Elektromotoren lassen sich an diesem Motor anschaulich darstellen. Die dabei gewonnenen Erkenntnisse können anschließend auf andere Motoren übertragen werden. Da fremderregte Gleichstrommotoren zwei Spannungsquellen benötigen, haben sie keine Verbreitung.

4.4.1 Elektrisches Ersatzschaltbild und beschreibende Gleichungen

In Bild 4.10 ist das Anschlussbild eines fremderregten Gleichstrommotors mit getrenntem Anker- und Erregerkreis dargestellt. Die Klemmenbezeichnung für Gleichstrommotoren ist in der IEC 60034-8 festgelegt (Tabelle 4.2).

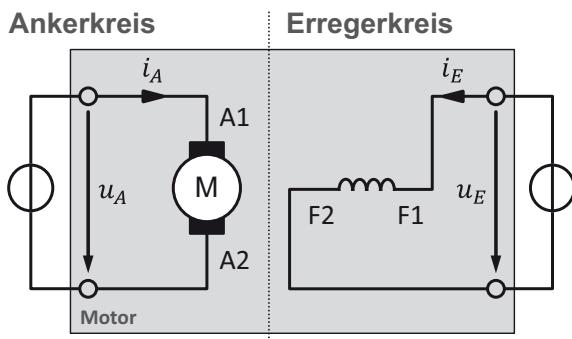


Bild 4.10 Anschlussbild fremderregter Gleichstrommotor

Tabelle 4.2 Klemmenbezeichnung für Gleichstrommotoren (Auszug IEC 60034-8)

Ankerwicklung	A1, A2
Reihenschlusserregung	D1, D2
Nebenschlusserregung	E1, E2
Fremderregung	F1, F2

Die Ankerwicklung und die Erregerwicklung haben jeweils einen Widerstand und eine Induktivität. Zur Vereinfachung werden alle Widerstände und Induktivitäten eines Kreises in einem Wert zusammengefasst. Das elektrische Ersatzschaltbild für den Ankerkreis und Erregerkreis zeigt Bild 4.11. In Tabelle 4.3 sind die verwendeten Formelzeichen beschrieben.

Ankerkreis **Erregerkreis**

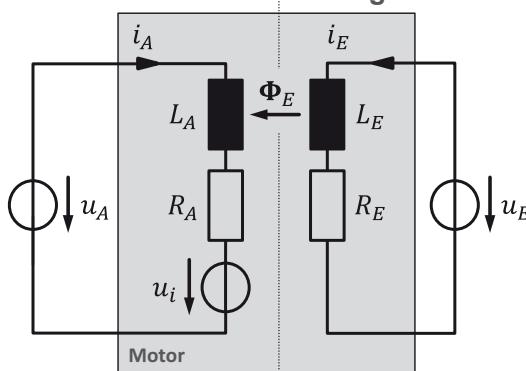


Bild 4.11 Elektrisches Ersatzschaltbild fremderregter Gleichstrommotor

Tabelle 4.3 Formelzeichen

u_A	Ankerspannung	Armature voltage	V
u_i	Induzierte Spannung	Induced voltage	V
i_A	Ankerstrom	Armature current	A
R_A	Ankerwiderstand	Armature resistance	Ω
L_A	Ankerinduktivität	Armature inductance	H

Wird die Erregung nicht verändert, d. h. der magnetische Fluss bleibt konstant, so stehen insgesamt vier beschreibende Gleichungen zur Verfügung:

$$\textcircled{1} \text{ Spannungsgleichung} \quad u_A(t) - u_i(t) - i_A(t) R_A - L_A \frac{di_A(t)}{dt} = 0 \quad (4.17a)$$

$$\textcircled{2} \text{ Induzierte Spannung} \quad u_i(t) = c_{Mo} \omega_{Mo}(t) \quad (4.17b)$$

$$\textcircled{3} \text{ Bewegungsgleichung} \quad M_{Mo}(t) - M_L(t) - J_T \frac{d\omega_{Mo}(t)}{dt} = 0 \quad (4.17c)$$

$$\textcircled{4} \text{ Motordrehmoment} \quad M_{Mo}(t) = c_{Mo} i_A(t) \quad (4.17d)$$

Für Antriebe mit hohen Anforderungen an die Dynamik muss das Drehmoment mit hoher Dynamik beeinflussbar sein. Da das Drehmoment proportional zum Strom ist, ergibt sich daraus auf elektrischer Seite die Forderung nach einer hochdynamischen Veränderung des Stromes. Die Dynamik der Strom- oder der Drehmomentänderung ergibt sich zunächst aus der elektrischen Zeitkonstante. Die Steuergröße ist die Differenzspannung von Ankerspannung und

induzierter Spannung.

$$\frac{L_A}{R_A} \frac{di_A(t)}{dt} + i_A(t) = \frac{1}{R_A} (u_A(t) - u_i(t)); \quad T_{El} = \frac{L_A}{R_A} \quad (4.18a)$$

$$T_{El} \frac{di_A(t)}{dt} + i_A(t) = \frac{1}{R_A} \Delta u(t) \quad (4.18b)$$

Mit $M_{Mo} = c_{Mo} i_A$ folgt:

$$T_{El} \frac{dM_{Mo}(t)}{dt} + M_{Mo}(t) = \frac{c_{Mo}}{R_A} \Delta u(t) \quad (4.18c)$$

T_{El}	Elektrische Zeitkonstante	<i>Electrical time constant</i>	s
Δu	Differenzspannung	<i>Differential voltage</i>	V

Durch Einsatz einer Stromregelung kann die Dynamik der Stromänderung und damit der Drehmomentänderung deutlich erhöht werden. Voraussetzung hierfür ist allerdings, dass eine ausreichend hohe Spannungsreserve der Ankerspannung zur Verfügung steht. An Servoantriebe werden die höchsten Anforderungen bezüglich Dynamik gestellt. Diese haben daher üblicherweise eine Stromregelung (siehe Kapitel 11).

4.4.2 Statisches Verhalten

Das statische Verhalten (stationärer Betriebszustand) ergibt sich aus den vier beschreibenden Gleichungen zu:

$$M_{Mo} = M_L \quad (4.19a)$$

$$U_A - c_{Mo} 2\pi n_{Mo} - \frac{R_A}{c_{Mo}} M_{Mo} = 0 \quad (4.19b)$$

Das Motordrehmoment ist identisch mit dem Lastdrehmoment. Der Zusammenhang zwischen der Motordrehzahl, dem Motordrehmoment und der Ankerspannung lautet:

$$n_{Mo} = \frac{U_A}{2\pi c_{Mo}} - \frac{R_A}{2\pi c_{Mo}^2} M_{Mo} \quad (4.20)$$

Die Motordrehzahl lässt sich bei vorgegebenem Drehmoment über die Ankerspannung steuern. Wird der Motor nicht belastet, so erreicht die Drehzahl bei konstanter Ankerspannung ein Maximum. Die induzierte Spannung ist dann identisch mit der Ankerspannung. Es fließt kein Strom. Bei maximaler Ankerspannung $U_{A,\max}$ wird die maximale Drehzahl des Motors, die sogenannte Leerlaufdrehzahl n_0 , erreicht.

$$n_0 = \frac{U_{A,\max}}{2\pi c_{Mo}} \quad (4.21)$$

n_0	Leerlaufdrehzahl	<i>Idle speed</i>	1/s
$U_{A,\max}$	Maximale Ankerspannung	<i>Maximum armature voltage</i>	V

Bei Stillstand ($n_{Mo} = 0$) und maximaler Ankerspannung ergibt sich das maximale Motordrehmoment. Dieses Drehmoment wird als Stillstandsrehmoment M_{St} oder Haltedrehmoment

bezeichnet. Der Ankerstrom wird ebenfalls maximal und Stillstandsstrom I_{St} genannt.

$$M_{St} = \frac{c_{Mo}}{R_A} U_{A,max} \quad (4.22)$$

$$I_{St} = \frac{U_{A,max}}{R_A} = \frac{M_{St}}{c_{Mo}} \quad (4.23)$$

M_{St}	Stillstandsrehmoment	Torque at stand still	Nm
I_{St}	Stillstandsstrom	Current at stand still	A

Dividiert man die Gl. (4.20) durch die Leerlaufdrehzahl und berücksichtigt den Zusammenhang aus Gl. (4.21), so erhält man:

$$\frac{n_{Mo}}{n_0} = \underbrace{\frac{U_A}{2\pi c_{Mo} n_0}}_{U_{A,max}} - \underbrace{\frac{R_A}{2\pi c_{Mo}^2 n_0}}_{c_{Mo} U_{A,max}} M_{Mo} \quad (4.24)$$

Daraus ergibt sich mit Gl. (4.22) die auf die Maximalwerte normierte Darstellung.

$$\frac{n_{Mo}}{n_0} = \underbrace{\frac{U_A}{U_{A,max}}}_{n_{Mo}^*} - \underbrace{\frac{M_{Mo}}{M_{St}}}_{M_{Mo}^*} \quad (4.25)$$

$$n_{Mo}^* = U_A^* - M_{Mo}^* \quad (4.26)$$

Die Einführung von normierten Größen führt zu einer übersichtlichen Darstellung des Motorverhaltens. Bild 4.12 zeigt das vom Motor bereitgestellte Drehmoment in Abhängigkeit von der Ankerspannung und der Motordrehzahl.

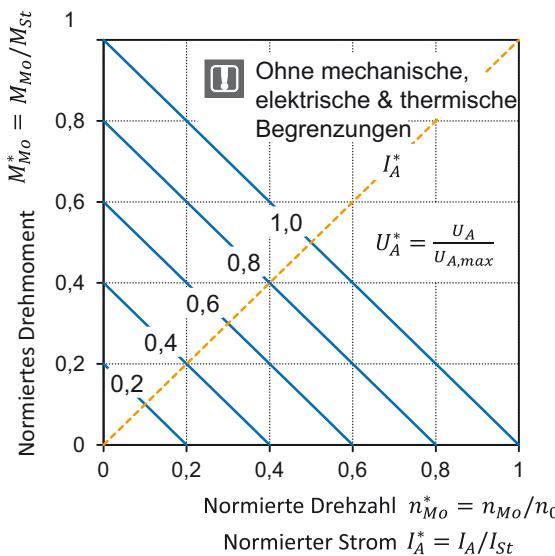


Bild 4.12 Normiertes Drehmoment-Drehzahl- und Drehmoment-Strom-Diagramm

Das Drehmoment nimmt bei konstanter Ankerspannung linear mit der Drehzahl ab. Dabei ist zu beachten, dass bei diesem Diagramm mechanische, elektrische und thermische Begrenzungen zunächst unberücksichtigt sind. Der für ein bestimmtes Motordrehmoment erforderliche Strom kann ebenso in normierten Größen angegeben werden.

Reale Motoren besitzen folgende Begrenzungen:

Mechanische Begrenzungen: Die Drehzahl kann durch eine mechanische Komponente, z. B. durch die eingesetzten Kugellager, limitiert sein.

Elektrische Begrenzungen: Das Motordrehmoment wird durch den zur Verfügung stehenden Ankerstrom begrenzt. Die Motordrehzahl wird durch die zulässige oder maximal zur Verfügung stehende Ankerspannung begrenzt.

Thermische Begrenzungen: Das Motordrehmoment wird durch die maximal zulässige Temperatur einer Komponente, z. B. dem Isolationsmaterial der Wicklungen, begrenzt.

Da hohe Ankerströme den Motor in sehr kurzer Zeit thermisch überlasten und diese daher nicht von praktischem Nutzen sind, erfolgt insbesondere zur Kostenminimierung und Minimierung des Bauvolumens der Leistungselektronik eine Begrenzung des Ankerstroms. Daraus ergibt sich das maximale Drehmoment das der Motor in Kombination mit der Leistungselektronik abgeben kann (M_{max}). Im Drehmoment-Drehzahl-Diagramm (Bild 4.13) entspricht dies der Grenzlinie ①. Die Grenzlinie wird Stromgrenze genannt.

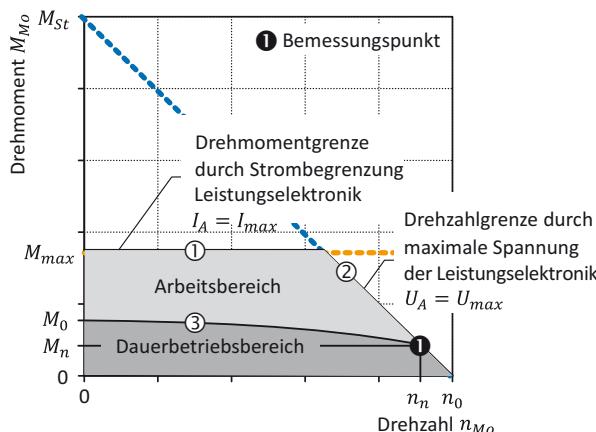


Bild 4.13 Drehmoment-Drehzahl mit Begrenzungen (Kombination aus Motor und Leistungselektronik)

Die Spannung, auf die der Motor dimensioniert (bemessen) ist (U_n), ist häufig identisch mit der Spannung, die von der Leistungselektronik maximal bereitgestellt werden kann (U_{max}). Dann gilt:

$$U_{max} = U_{A,max} = U_n \quad (4.27)$$

Bei vorgegebenem Lastdrehmoment und damit konstantem Ankerstrom wird durch die bei höheren Drehzahlen höhere induzierte Spannung die erreichbare Drehzahl begrenzt. Diese Grenze wird Spannungsgrenze genannt und ist im Diagramm mit ② gekennzeichnet.

Durch die beiden Grenzen ist der Arbeitsbereich des Antriebs definiert. Um den Motor thermisch nicht zu überlasten, muss für einen Dauerbetrieb (Betriebsart: S1) der Bereich weiter eingegrenzt werden. Die Begrenzung zeigt Linie ③. Auf dieser Linie liegt der Bemessungspunkt (1). Im dargestellten Fall wird der Bemessungspunkt bei maximaler Spannung der Leistungselektronik erreicht.

Wichtige Motorkenngrößen eines Antriebes, bestehend aus einer Kombination von Motor und Leistungselektronik, sind in Tabelle 4.4 zusammengefasst.

Tabelle 4.4 Wichtige Kenngrößen eines Antriebes

U_{\max}	Maximale Spannung der Leistungselektronik	<i>Maximum voltage of power electronics</i>	V
I_{\max}	Maximaler Strom der Leistungselektronik	<i>Maximum current of power electronics</i>	A
M_{\max}	Maximales Drehmoment (in Kombination mit der Leistungselektronik)	<i>Maximum torque (in combination with the power electronics)</i>	Nm
I_0	Stillstandsstrom (S1)	<i>Current at stand still (S1)</i>	A
M_0	Stillstandsrehmoment (S1)	<i>Torque at stand still (S1)</i>	Nm
n_0	Leerlaufdrehzahl	<i>Idle speed</i>	1/s
I_n	Bemessungsstrom (früher: Nennstrom)	<i>Rated current</i>	A
U_n	Bemessungsspannung (früher: Nennspannung)	<i>Rated voltage</i>	V
M_n	Bemessungsrehmoment (früher: Nenndrehmoment)	<i>Rated torque</i>	Nm
n_n	Bemessungsdrehzahl (früher: Nenndrehzahl)	<i>Rated speed</i>	1/s

4.4.3 Feldschwächung

Wird die maximale Ankerspannung erreicht, so sind bei gegebenem Motordrehmoment und konstanter Erregung keine höheren Drehzahlen mehr möglich. Man sagt auch, die „Spannungsgrenze“ ist erreicht. Die bekannten Zusammenhänge für Drehmoment und Spannung bei veränderlicher Erregung sind:

$$M_{Mo} = k_{Mo} \Phi_E I_A \quad (4.28a)$$

$$U_i = k_{Mo} \Phi_E \omega_{Mo} \quad (4.28b)$$

Wird die Erregung erniedrigt, so sinkt die induzierte Spannung. Bei unveränderter Ankerspannung sind dadurch höhere Drehzahlen möglich. Nachteilig ist, dass bei unverändertem Ankerstrom gleichzeitig das Drehmoment sinkt. Die Erniedrigung der Erregung zur Erweiterung des Drehzahlbereiches wird Feldschwächung genannt.

Damit die Motorerwärmung mit Feldschwächung nicht ansteigt, darf sich die Verlustleistung im Vergleich zum Betrieb ohne Feldschwächung nicht erhöhen. Beispielhaft soll dies für den Dauerbetrieb gezeigt werden. Die Verlustleistung im Dauerbetrieb bei Betrieb mit dem Bemessungsstrom ohne und mit Feldschwächung berechnet sich zu:

$$\text{Ohne Feldschwächung: } P_L = R_A(I_n)^2 \quad (4.29a)$$

$$\text{Mit Feldschwächung: } P_L = R_A(I_A)^2 \quad (4.29b)$$

Damit sich die Verlustleistung des Ankers und damit die Erwärmung des Motors nicht ändern und das erreichbare Drehmoment maximal wird, folgt für den Ankerstrom bei Betrieb mit Feldschwächung:

$$I_A = I_n \quad (4.30)$$

Die Leistungsbilanz unter Berücksichtigung der Zusammenhänge für den Strom und die Verlustleistung lautet:

$$\text{Ohne Feldschwächung: } U_n I_n - P_L - M_n 2\pi n_n = 0 \quad (4.31a)$$

$$\text{Mit Feldschwächung: } U_n I_n - P_L - M_{Mo,\max} 2\pi n_{Mo} = 0 \quad (4.31b)$$

Das maximal erreichbare Drehmoment im Bereich der Feldschwächung berechnet sich damit zu:

$$M_{Mo,\max} = \frac{n_n}{n_{Mo}} M_n \quad (4.32)$$

Charakteristisch für den Bereich der Feldschwächung ist, dass das maximal erreichbare Drehmoment umgekehrt proportional mit der Drehzahl abnimmt. Das Verhalten der Motorgrößen im Bereich ohne und mit Feldschwächung ist in Bild 4.14 dargestellt. Die beiden Betriebsbereiche des Motors sind in Tabelle 4.5 gegenübergestellt.

Tabelle 4.5 Gegenüberstellung ohne und mit Feldschwächung bei Betrieb mit dem Bemessungsstrom

	Ohne Feldschwächung	Mit Feldschwächung
Stellgröße	Ankerspannung	Erregerfluss
Ankerspannung U_A	variabel	U_n
Erregerstrom I_E	I_{En}	variabel ($< I_{En}$)
Maximales Motordrehmoment $M_{Mo,\max}$	M_n	$\sim 1/n_{Mo}$
Maximaler Ankerstrom I_A	I_n	I_n
Maximale Motorleistung P_{Mo}	$\sim n_{Mo}$	P_n

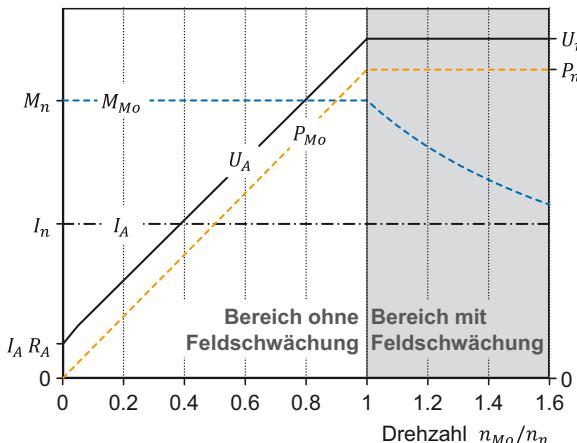


Bild 4.14 Verhalten Motorgrößen ohne und mit Feldschwächung bei Betrieb mit dem Bemessungsstrom

4.4.4 Leistungssteuerung

Bei drehzahlvariablen Antrieben wird der Arbeitspunkt des Motors (n_{Mo}, M_{Mo}) über den Leistungsfluss in den Motor gesteuert. Hierbei sind im Wesentlichen zwei grundsätzliche

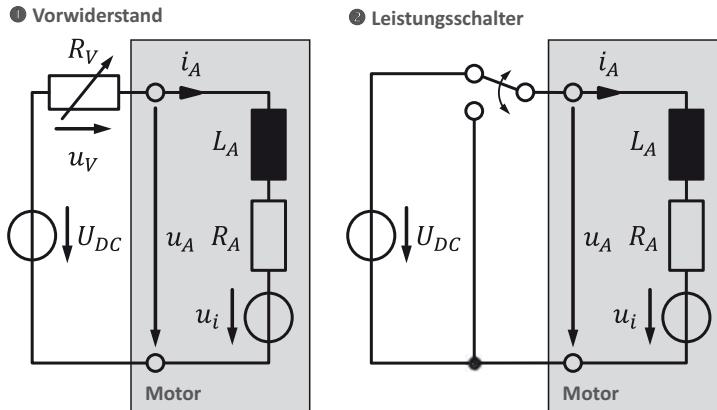


Bild 4.15 Grundsätzliche Verfahren der Leistungssteuerung

Verfahren der Leistungssteuerung zu unterscheiden. Entweder wird ein variabler Vorwiderstand R_V (1) zwischen der Versorgung mit konstanter Spannung und dem Motor geschaltet oder ein Schalter, der sehr schnell auch bei hohen Leistungen ein- und ausgeschaltet werden kann (Leistungsschalter 2).

Beim Verfahren mit Vorwiderstand liegt für $R_V = 0$ die volle Versorgungsspannung als Spannung an den Motorklemmen an ($U_A = U_{DC} = U_{A,\max}$). Für $R_V \rightarrow \infty$ ist die Spannung an den Motorklemmen $U_A = 0$. Stationär gelten folgende Zusammenhänge:

$$U_A = U_{DC} - U_V \quad (4.33a)$$

$$R_A I_A + U_i = U_{DC} - R_V I_A \quad (4.33b)$$

U_{DC}	Spannung Gleichspannungsquelle	Voltage DC-source	V
R_V	Vorwiderstand	Series resistance	Ω

Werden die stationären Beziehungen zwischen der induzierten Spannung U_i und der Drehzahl n_{Mo} (Gl. (4.17b)) und zwischen dem Ankerstrom I_A und dem Drehmoment M_{Mo} (Gl. (4.17d)) verwendet, ergibt sich der Zusammenhang zwischen Vorwiderstand und dem Arbeitspunkt des Motors.

$$R_A \frac{M_{Mo}}{c_{Mo}} + 2\pi c_{Mo} n_{Mo} = U_{DC} - R_V \frac{M_{Mo}}{c_{Mo}} \quad (4.34a)$$

$$n_{Mo} = \underbrace{\frac{U_{DC}}{2\pi c_{Mo}}}_{n_0} - R_A \left(1 + \frac{R_V}{R_A}\right) \frac{M_{Mo}}{2\pi c_{Mo}^2} \quad (4.34b)$$

Da $U_{DC} = U_{A,\max}$ ist, stellt der erste Term der rechten Seite der Gleichung die Leerlaufdrehzahl n_0 (Gl. (4.21)) dar. Der Vorwiderstand hat keinen Einfluss auf die Leerlaufdrehzahl. Durch den Vorwiderstand ändert sich jedoch die Drehmoment-Drehzahl-Charakteristik. So nimmt bei gleicher Drehmomentbelastung die Drehzahl z. B. mit $R_V = R_A$ doppelt so stark ab wie ohne Vorwiderstand. Der größte Nachteil des Verfahrens ist allerdings die erhebliche Verlustleistung am Vorwiderstand P_{LV} :

$$P_{LV} = R_V (I_A)^2 = R_V \left(\frac{M_{Mo}}{c_{Mo}}\right)^2 \quad (4.35)$$

P_{LV} Verlustleistung Vorwiderstand $Power loss series resistance$ W

Mit Gl. (4.34) kann der Vorwiderstand substituiert und einzelnen Leistungen zugeordnet werden:

$$P_{LV} = \left(U_{DC} \frac{c_{Mo}}{M_{Mo}} - R_A - \frac{2\pi c_{Mo}^2}{M_{Mo}} n_{Mo} \right) \left(\frac{M_{Mo}}{c_{Mo}} \right)^2 \quad (4.36a)$$

$$P_{LV} = \underbrace{U_{DC} \frac{M_{Mo}}{c_{Mo}}}_{P_{El}} - \underbrace{R_A \left(\frac{M_{Mo}}{c_{Mo}} \right)^2}_{P_{LA}} - \underbrace{\frac{M_{Mo} 2\pi n_{Mo}}{P_{Me}}}_{P_{Me}} \quad (4.36b)$$

P_{Me}	Mechanische abgegebene Leistung	<i>Mechanical output power</i>	W
P_{El}	Elektrisch aufgenommene Leistung	<i>Electrical input power</i>	W
P_{LA}	Ohm'sche Verlustleistung des Ankers	<i>Ohmic power loss armature</i>	W

Insbesondere bei niedrigen Drehzahlen ergeben sich erhebliche Leistungsverluste am Vorwiderstand. Anstatt dieses Verfahrens wird üblicherweise das deutlich energieeffizientere Verfahren mit Leistungsschaltern, die sich vergleichsweise verlustarm ein- und ausschalten lassen, eingesetzt.

Das Grundprinzip der Leistungssteuerung mit Leistungsschaltern basiert darauf, dass die Spannungsversorgung am Verbraucher (hier dem Motor) in einer kurzen Zeitperiode ein- und ausgeschaltet wird (Bild 4.16). Hierfür werden Leistungshalbleiter eingesetzt (Beschreibungen zum Aufbau und zu den Eigenschaften verschiedener Leistungshalbleiter finden sich in [11]). Damit der Stromfluss im Motor und damit das Drehmoment weitestgehend kontinuierlich abgegeben wird, bleibt der Stromkreis im abgeschalteten Zustand der Spannungsversorgung weiterhin geschlossen. Abhängig von der Einschaltzeit t_{On} in der Periodenzzeit T ergibt sich eine mittlere Spannung \bar{U} . Im Folgenden wird von einem idealen Schalter ausgegangen, d. h. der Schalter besitzt nur zwei Zustände (ein oder aus). Reale Schalter weisen einen kontinuierlichen Übergang der elektrischen Größen (Spannung und Strom) auf. Hierzu sei auf [11] verwiesen.

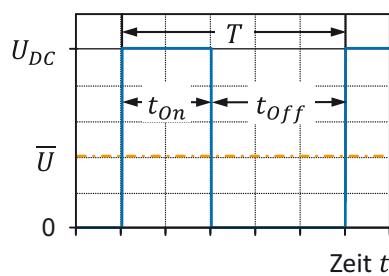


Bild 4.16 Grundprinzip der Steuerung mit Leistungsschaltern

Die Einschaltzeit (χ_D , duty cycle) ist definiert als die Einschaltzeit bezogen auf die Periodenzzeit:

$$\chi_D = \frac{t_{On}}{T}; \quad T = t_{On} + t_{Off} \quad (4.37a)$$

χ_D	Einschaltdauer	Duty cycle	
T	Periodendauer	Period time	s
t_{On}	Einschaltzeit	On time	s
t_{Off}	Ausschaltzeit	Off time	s

In Bild 4.16 ist das Verhalten für $\chi_D = 0,4 = 40\%$ gezeigt. Die mittlere Spannung am Schalterausgang über eine Periode ist:

$$\bar{U} = \frac{t_{On}}{T} U_{DC} = \chi_D U_{DC}; \quad 0 \leq \chi_D \leq 1 \quad (4.37b)$$

Die Steuerung oder Modulation der mittleren Ausgangsspannung erfolgt über die Dauer des Pulses in der vorgegebenen Periodenzeiten. Dieses Modulationsverfahren wird unter anderem als Pulsweitenmodulation (PWM) bezeichnet. Die fixe Periodendauer wird daher im Folgenden mit $T = T_{PWM}$ bezeichnet; entsprechend dazu die PWM-Frequenz mit $f_{PWM} = 1/T_{PWM}$.

T_{PWM}	Periodendauer Pulsweitenmodulation	Period time pulse width modulation	s
f_{PWM}	Frequenz Pulsweitenmodulation (PWM-Frequenz)	Frequency pulse width modulation (PWM-frequency)	Hz

Damit lassen sich im zeitlichen Mittel alle Spannungen an den Motorklemmen zwischen $0 \leq \bar{U} \leq U_{DC}$ einstellen. Für die Ankerspannung ergibt sich im zeitlichen Mittel der gleiche Stellbereich für die Spannung wie beim Verfahren mit Vorwiderstand ohne den Nachteil hoher Leistungsverluste. Wären Motoren rein ohmsche Verbraucher, hätten der Strom- und damit das Drehmoment des Motors wie die Spannung an den Motorklemmen einen unerwünschten pulsierenden Verlauf. Die immer vorhandene Induktivität der Motorwicklung führt zu einer Glättung des zeitlichen Strom- und damit Drehmomentverlaufes. Prinzipbedingt erzeugt das Verfahren damit Strom- und Drehmomentschwankungen. Auf diesen Nachteil und die Zusammenhänge wird im Verlauf dieses Abschnitts noch vertiefender eingegangen.

In Abschnitt 1.2 wurden die Betriebszustände elektrischer Maschinen auf Basis der mechanischen Größen Drehmoment und Drehzahl bzw. Kraft und Geschwindigkeit eingeführt (Bild 1.9). Die korrespondierenden elektrischen Größen sind der Strom und die Spannung. In Bild 4.17 ist dies entsprechend für die vier Quadranten dargestellt.

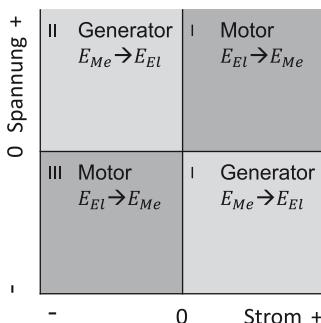


Bild 4.17 Motorischer und generatorischer Betriebszustand mit elektrischen Größen

Eine Leistungselektronik, die eine Steuerung in allen vier Quadranten ermöglicht (Vier-Quadranten-Steller, Vollbrücke), ist in Bild 4.18 gezeigt. Kern dieser Schaltung sind vier Leistungshalbleiter (Leistungsschalter S_A^+, S_A^-, S_B^+ und S_B^-). Zwei Leistungshalbleiter bilden eine Halbbrücke (A und B). Bei den zusammengehörigen Schaltern einer Halbbrücke ist immer

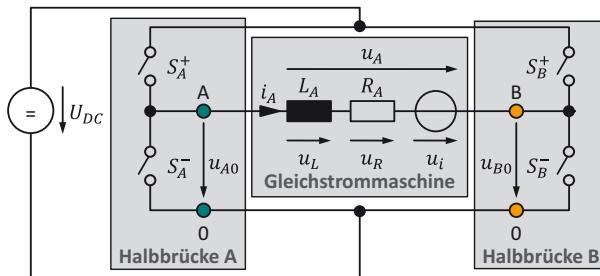


Bild 4.18 Vier-Quadranten-Steller (Vollbrücke) zur Steuerung einer Gleichstrommaschine mit idealen Schaltern

einer eingeschaltet und der andere ist ausgeschaltet. Zur Vermeidung eines Kurzschlusses dürfen beide Schalter einer Halbbrücke nie gleichzeitig eingeschaltet sein. Um diesen Zustand sicher auszuschließen, wird bei realen Schaltern bei Umschaltvorgängen in einer Halbbrücke eine Verzögerung eingebaut. Diese Zeit wird als Totzeit bezeichnet und im Folgenden nicht weiter berücksichtigt.

Der Steller hat vier Schaltzustände (Tabelle 4.6). Die Ankerspannung ergibt sich aus der Differenz der Spannungen an den Motorklemmen A und B.

$$u_A(t) = u_{A0}(t) - u_{B0}(t) \quad (4.38)$$

u_A	Ankerspannung	Armature voltage	V
u_{A0}	Klemmenspannung Klemme A	Terminal voltage terminal A	V
u_{B0}	Klemmenspannung Klemme B	Terminal voltage terminal B	V

Am Motor können damit drei Spannungsniveaus eingestellt werden.

Tabelle 4.6 Schaltzustände und Spannungen

Schaltzustand				Klemmenspannung		Ankerspannung	
	S_A^+	S_A^-	S_B^+	S_B^-	u_{A0}	u_{B0}	$u_A = u_{A0} - u_{B0}$
①	1	0	1	0	U_{DC}	U_{DC}	0
②	1	0	0	1	U_{DC}	0	U_{DC}
③	0	1	1	0	0	U_{DC}	$-U_{DC}$
④	0	1	0	1	0	0	0

Leistungshalbleiter (wie MOS-FET, IGBT, SiC, GaN, ...) leiten den Strom bevorzugt in eine Richtung. In der anderen Richtung (Rückwärtsrichtung) wird der Strom bei manchen Schalttypen gar nicht oder mit nicht unerheblichen Wärmeverlusten geleitet. Dies bedeutet, dass bei Leistungshalbleitern nicht zwangsläufig der gewünschte Strom wie beim idealen Schalter fließt. Um diese Nachteile zu vermeiden, werden bei jedem Schalter häufig Dioden antiparallel geschaltet (D_A^+ , D_A^- , D_B^+ und D_B^- , wie in Bild 4.19 dargestellt). Erst dadurch ermöglicht der Vier-Quadranten-Steller einen dynamischen und verlustarmen Betrieb in allen vier Quadranten.

Die Steuerung der Schalter (ein oder aus) und damit die Pulsweitenmodulation erfolgt durch Vergleich des Sollwertes der mittleren Spannung w_U mit einer Vergleichsspannung (Trägersignal) x_{CS} .

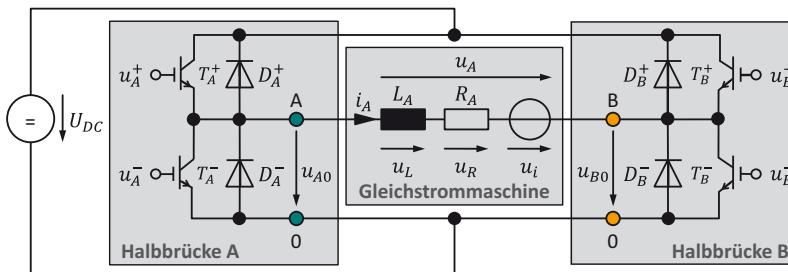


Bild 4.19 Vier-Quadranten-Steller (Vollbrücke) zur Steuerung einer Gleichstrommaschine mit realen Schaltern und antiparallelen Dioden

Zweckmässigerweise werden beide Signale auf die Versorgungsspannung normiert. Der Modulationsgrad gibt das Verhältnis der maximalen Amplitude des Spannungssollwertes zur Amplitude des Trägersignals an. Mit dieser Normierung folgt:

$$w_U^* = \frac{w_U}{U_{DC}} = \chi_A; \quad -1 \leq \chi_A \leq 1 \quad (4.39a)$$

$$x_{CS}^* = \frac{x_{CS}}{U_{DC}}; \quad -1 \leq x_{CS}^* \leq 1 \quad (4.39b)$$

w_U	Spannungssollwert	Reference value voltage	V
x_{CS}	Trägersignal (Vergleichsspannung)	Carrier signal (comparator voltage)	V
χ_A	Modulationsgrad	Modulation factor	

Die Normierung beider Signale auf den gleichen Bezugswert (hier: U_{DC}) führt zu keiner Veränderung der Schaltzeitpunkte und die Ansteuerung ist dadurch unabhängig von der Versorgungsspannung. Das Verfahren eignet sich sowohl für eine analoge als auch eine digitale Schaltung. Bei einem Vier-Quadranten Steller wird als Trägersignal ein dreieckförmiger Signalverlauf in einer Periode verwendet. Bei der Pulsweitenweitenmodulation können entweder nur zwei Spannungsniveaus oder alle drei benutzt werden.

Bei der Pulsweitenmodulation mit zwei Spannungsniveaus werden die Schalter S_A^+, S_B^- und S_A^-, S_B^+ als zusammengehörige Paare betrachtet und beide Schalter eines Paares gleichzeitig ein- oder ausgeschaltet. Dies entspricht in Tabelle 4.6 den Schaltzuständen ❶ und ❷. Die beiden Spannungsniveaus zwischen den Motorklemmen sind damit $u_A = U_{DC}$ und $u_A = -U_{DC}$. Ist die Vergleichsspannung kleiner als der Sollwert für die Spannung ($x_{CS} < w_U$), wird in den Schaltzustand ❶ geschaltet, ansonsten ist der Schaltzustand ❷ aktiv. Das Verfahren wird Unterschwingverfahren genannt. Die Wirkungsweise und die Zusammenhänge sind in Bild 4.20 für einen Modulationsgrad von $\chi_A = 0,5$ gezeigt. Die jeweiligen Schaltzustände sind gekennzeichnet (❶ oder ❷) und die Spannungs-Zeitflächen grau hinterlegt. Die Summe der Spannungs-Zeitflächen in einer Periode dividiert durch die Periodendauer ergibt die mittlere Spannung, die sich zwischen den Motorklemmen einstellt (Ankerspannung U_A). Unter der Annahme, dass $t_{\text{❶}}$ die Zeitspanne für den Schaltzustand ❶ in einer Periode und entsprechend

t_{Θ} die Zeitspanne für den Schaltzustand Θ ist, gilt für die mittleren Klemmenspannungen:

$$U_{A0} = \frac{U_{DC} t_{\Theta} + 0(T_{PWM} - t_{\Theta})}{T_{PWM}} = \frac{t_{\Theta}}{T_{PWM}} U_{DC} = t_{\Theta}^* U_{DC}; \begin{cases} 0 \leq t_{\Theta} \leq T_{PWM} \\ 0 \leq t_{\Theta}^* \leq 1 \end{cases} \quad (4.40a)$$

$$U_{B0} = \frac{U_{DC} t_{\Theta} + 0(T_{PWM} - t_{\Theta})}{T_{PWM}} = \frac{t_{\Theta}}{T_{PWM}} U_{DC} = t_{\Theta}^* U_{DC}; \begin{cases} 0 \leq t_{\Theta} \leq T_{PWM} \\ 0 \leq t_{\Theta}^* \leq 1 \end{cases} \quad (4.40b)$$

Die Zeitspannen t_{Θ} und t_{Θ} können auf die PWM-Frequenz normiert werden (t_{Θ} und t_{Θ}^*). Mit $t_{\Theta} = T_{PWM} - t_{\Theta}$ folgt:

$$U_{B0} = \frac{(T_{PWM} - t_{\Theta})}{T_{PWM}} U_{DC} = \left(1 - \frac{t_{\Theta}}{T_{PWM}}\right) U_{DC} = (1 - t_{\Theta}^*) U_{DC} \quad (4.40c)$$

Daraus folgt für die mittlere Ankerspannung und die Steuergleichung:

$$U_A = U_{A0} - U_{B0} = \frac{U_{DC}}{T_{PWM}} (t_{\Theta} - T_{PWM} - t_{\Theta}) = U_{DC} \left(2 \frac{t_{\Theta}}{T_{PWM}} - 1\right) \quad (4.40d)$$

Daraus ergeben sich folgende drei charakteristische Fälle:

- $t_{\Theta} = T_{PWM}$ ($t_{\Theta}^* = 1$) $\rightarrow U_A = U_{DC}$
- $t_{\Theta} = T_{PWM}/2$ ($t_{\Theta}^* = 0,5$) $\rightarrow U_A = 0$
- $t_{\Theta} = 0$ ($t_{\Theta}^* = 0$) $\rightarrow U_A = -U_{DC}$

Über die Zeitspanne für den Schaltzustand t_{Θ} lässt sich linear die mittlere Ankerspannung im Bereich $-U_{DC} \leq U_A \leq U_{DC}$ einstellen. Der Term t_{Θ} ist die Einschaltdauer der Klemme A an U_{DC} und der Term t_{Θ} ist die Einschaltdauer der Klemme B an U_{DC} . Das Verhältnis beider Zeiten zur Periodenzeit ist die Einschaltdauer (Tastgrad) des Schalters der jeweiligen Halbbrücke an U_{DC} :

$$\chi_D^{S_A^+} = \frac{t_{\Theta}}{T_{PWM}} = t_{\Theta}^* \quad (4.41a)$$

$$\chi_D^{S_B^+} = \frac{t_{\Theta}}{T_{PWM}} = 1 - \frac{t_{\Theta}}{T_{PWM}} = 1 - t_{\Theta}^* \quad (4.41b)$$

Das Tastverhältnis ist das Verhältnis beider Einschaltdauern $\chi_D^{S_A^+} : \chi_D^{S_B^+}$ und wird üblicherweise als prozentualer Wert angegeben. Für eine Sollspannung von $w_U = 0$ ($\chi_A = 0, U_A = 0$) ist das Tastverhältnis 50 % / 50 % ($t_{\Theta}^* : t_{\Theta}^*$). Im in Bild 4.20 gezeigten Fall $w_U = 0,5 U_{DC}$ ($\chi_A = 0,5, U_A = 0,5 U_{DC}$) ist das Tastverhältnis 75 % / 25 %.

Bei der Pulsweitenmodulation mit drei Spannungsniveaus werden alle drei möglichen Spannungsniveaus aus Tabelle 4.7 benutzt. Dabei erfolgt zusätzlich zum Vergleich des Trägersignals x_{CS} mit dem Sollwert der mittleren Spannung w_U ein Vergleich des negativen Wertes des Sollwertes $-w_U$ mit dem Trägersignal. Die Schaltvorschrift für die beiden Halbbrücken A und B ist in Tabelle 4.8 gezeigt. Man erkennt, dass dies zu drei Bereichen und damit zu drei Schaltzuständen führt. Abhängig ob der Sollwert für die mittlere Spannung bzw. der Modulationsgrad größer oder kleiner null ist, wird jeweils zwischen zwei Spannungsniveaus geschaltet (Tabelle 4.7). Für $w_U > 0 \rightarrow u_A \in [0, U_{DC}]$ und für $w_U < 0 \rightarrow u_A \in [0, -U_{DC}]$.

Die Nummern der Schaltzustände entsprechen den in Bild 4.21 exemplarisch wiederum für einen Modulationsgrad von $\chi_A = 0,5$ gezeigt. Dadurch ist ein direkter Vergleich mit der Pulsweitenmodulation mit zwei Spannungsniveaus (linke Bildseite) möglich. Bei zwei Spannungsniveaus sind die Spannungs-Zeitflächen symmetrisch um $T_{PWM}/2$ und bei drei Spannungsniveaus um $T_{PWM}/4$ bzw. $3 T_{PWM}/4$. Daraus ergeben sich unterschiedliche Oberwellenanteile beider Verfahren.

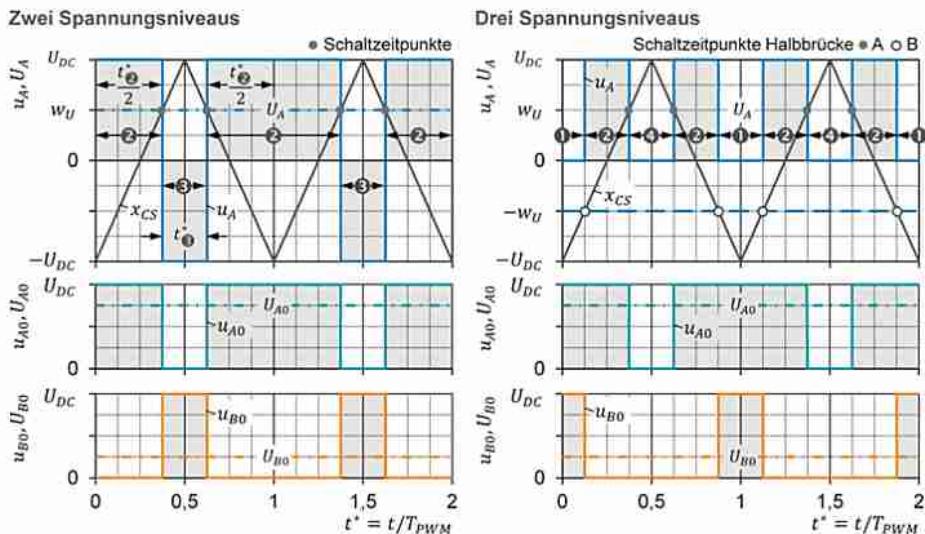


Bild 4.20 Pulsweitenmodulation mit zwei und mit drei Spannungsniveaus für einen Modulationsgrad $\chi_A = 0,5$

Tabelle 4.7 Schaltvorschrift für die Halbbrücken bei drei Spannungsniveaus

	Schalterstellung	Klemmenspannung
Halbbrücke A	$x_{CS} < w_U$	$S_A^+ = 1 \quad S_A^- = 0 \quad u_{A0} = U_{DC}$
	$x_{CS} \geq w_U$	$S_A^+ = 0 \quad S_A^- = 1 \quad u_{A0} = 0$
Halbbrücke B	$x_{CS} < -w_U$	$S_B^+ = 1 \quad S_B^- = 0 \quad u_{B0} = U_{DC}$
	$x_{CS} \geq -w_U$	$S_B^+ = 0 \quad S_B^- = 1 \quad u_{B0} = 0$

Tabelle 4.8 Schaltzustände bei drei Spannungsniveaus

		Schaltzustand				Klemmenspannung		Ankerspannung $u_A = u_{A0} - u_{B0}$
		S_A^+	S_A^-	S_B^+	S_B^-	u_{A0}	u_{B0}	
$w_U > 0$ ($\chi_A > 0$)	$x_{CS} < -w_U$	①	1	0	1	0	U_{DC}	U_{DC}
	$-w_U \geq x_{CS} \geq w_U$	②	1	0	0	1	U_{DC}	0
	$x_{CS} > w_U$	④	0	1	0	1	0	0
$w_U < 0$ ($\chi_A < 0$)	$x_{CS} < w_U$	①	1	0	1	0	U_{DC}	U_{DC}
	$w_U \geq x_{CS} \geq -w_U$	③	0	1	1	0	0	$-U_{DC}$
	$x_{CS} > -w_U$	④	0	1	0	1	0	0

Prinzipbedingt erzeugt die Pulsweitenmodulation auf Grund der sprungförmigen Spannungsänderung Stromschwankungen auch im stationären Betrieb des Motors ($n_{Mo} = konst.$, $M_{Mo} = M_L = konst.$ oder $v = konst.$, $F_{Mo} = F_L = konst.$). Dieses Verhalten wird im Weiteren daher als quasi-stationärer Betrieb bezeichnet. Aus den Stromschwankungen resultieren Drehmoment- bzw. Kraftschwankungen des Motors, die wiederum zu Gleichlaufschwankungen führen. Die Zusammenhänge für die Stromschwankungen sollen exemplarisch für eine Pulsweitenmodu-

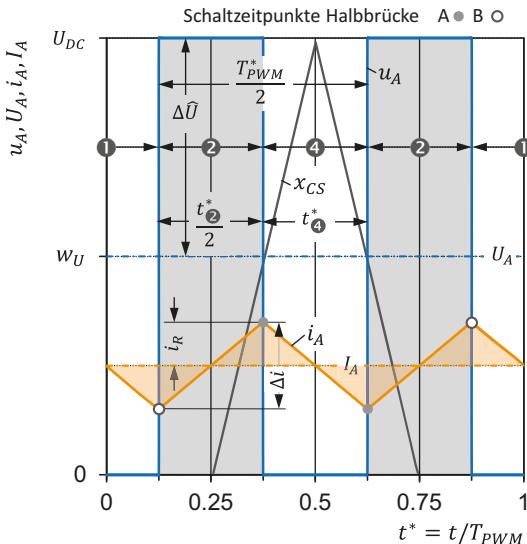


Bild 4.21 Stromschwankungen bei Pulsweitenmodulation mit drei Spannungsniveaus und einem Modulationsgrad $\chi_A = 0,5$

lation mit drei Spannungsniveaus bei positiver Sollwertspannung ($w_U > 0$ bzw. $\chi_A > 0$) hergeleitet werden. Zur Berechnung der Stromschwankung ist lediglich ein Zeitabschnitt in einer PWM-Periode, in der die Spannung eingeschaltet ist, und ein darauffolgender Zeitabschnitt in der die Spannung ausgeschaltet ist, zu betrachten (Bild 4.21). Ein Zeitabschnitt einer halben PWM-Periode ($0 \leq t \leq T_{PWM}/2$) ist ausreichend. Es gelten folgende Zusammenhänge:

$$\frac{T_{PWM}}{2} = \frac{t_2}{2} + t_4 \quad (4.42a)$$

$$\frac{t_2}{2} = \frac{1}{2} \chi_A T_{PWM} \quad (4.42b)$$

Das dynamische Verhalten bei sprungförmigen Spannungsänderungen wurde bereits in Abschnitt 4.4.1 behandelt. Die Sprungantwort des Stromes ist (Gl. (3.13a)):

$$i(t) = \frac{1}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{El}}} \right) \Delta \hat{U} \quad (4.43a)$$

Für kleine Werte von x gilt $e^{-x} = 1 - x$. Damit folgt für $t \ll T_{El}$ mit $T_{El} = L/R$:

$$i(t) = \frac{1}{R} \frac{t}{T_{El}} \Delta \hat{U} = \frac{t}{L} \Delta \hat{U}; \quad t \ll T_{El} \quad (4.43b)$$

Der Strom ändert sich linear mit der Zeit. Um die Stromschwankung ausreichend zu begrenzen, muss die Periodenzzeit der PWM deutlich kleiner als die elektrische Zeitkonstante des Motors gewählt werden ($T_{PWM} \ll T_{El}$). Daher ist diese Vereinfachung für weitere Betrachtungen genau genug. Betrachtet man den ersten Zeitabschnitt ($0 \leq t \leq t_2/2$, Schaltzustand 2), so ist die Sprunghöhe der Spannung:

$$\Delta \hat{U} = U_{DC} - U_A \quad (4.44)$$

Daraus folgt für die Stromänderung in diesem Zeitabschnitt:

$$\Delta i = \frac{1}{2} \frac{t_2}{L} (U_{DC} - U_A) \quad (4.45a)$$

Mit Gl. (4.43b) und Ersatz der mittleren Ankerspannung mit $U_A = \chi_A U_{DC}$ folgt:

$$\Delta i = \frac{1}{2} \frac{\chi_A T_{PWM}}{L} (1 - \chi_A) U_{DC} \quad (4.45b)$$

In den beiden Grenzfällen $\chi_A = 0$ ($U_A = 0$) und $\chi_A = 1$ ($U_A = U_{DC}$) ergibt sich keine Stromschwankung, da entweder in der Periode keine Spannung anliegt oder die positive Versorgungsspannung. Die maximale Stromänderung errechnet sich aus:

$$\frac{d\Delta i}{d\chi_A} (\chi_A - (\chi_A)^2) = 0 \rightarrow 1 - 2\chi_A = 0 \rightarrow \chi_A = 0,5 \quad (4.46a)$$

Für diesen „worst-case“-Fall ist die Stromänderung:

$$\Delta i = \frac{1}{8} \frac{T_{PWM}}{L} U_{DC} = \frac{1}{8} \frac{1}{L} U_{DC} \frac{1}{f_{PWM}} \quad (4.46b)$$

Bei vorgegebenem Motor kann die Stromschwankung i_R mit steigender PWM-Frequenz linear reduziert werden. Zweckmäßigerweise wird die Stromschwankung i_R als Abweichung vom quasi-stationären Wert des Stroms I_A definiert:

$$i_R = \frac{1}{2} \Delta i \quad (4.47a)$$

i_R Stromschwankung Current ripple A

Die maximale Stromschwankung („worst-case“-Fall) ist damit:

$$i_R = \frac{1}{16} \frac{1}{L} U_{DC} \frac{1}{f_{PWM}} ; \quad \text{„worst-case“ bei } \chi_A = 0,5 \quad (4.47b)$$

Für $\chi_A < 0$ ergibt sich die maximale Stromschwankung für $\chi_A = -0,5$. Auf Grund des linearen Stromverlaufes in jedem Schaltzustand kann daraus die Gleichlaufschwankung und eine dynamische Positionsabweichung berechnet werden.

■ 4.5 Selbsterregter Gleichstrommotor

Beim selbsterregten Gleichstrommotor wird die Erregerwicklung zur Felderzeugung und die Ankerwicklung zur Drehmomenterzeugung an dieselbe Spannungsquelle angeschlossen. Abhängig davon, ob die Erregerwicklung parallel oder in Reihe zur Ankerwicklung geschaltet ist, wird unterschieden in:

- Nebenschlussserregung
- Reihenschlussserregung

Der Motor wird entsprechend Nebenschlussmotor oder Reihenschlussmotor genannt. Die Reihenschlussserregung wird auch Hauptschluss genannt. Nebenschlussmotor und Reihenschlussmotor können mit Wechselstrom betrieben werden, da das magnetische Feld sich gleichzeitig mit dem Strom umpolt. Da der Motor mit Nebenschlussserregung heute keine

Bedeutung mehr hat, wird er nicht betrachtet. Sein Verhalten entspricht dem eines fremderregten Gleichstrommotors.

Das Anschlussbild und das elektrische Ersatzschaltbild einer Reihenschlussmaschine ist in Bild 4.22 gezeigt. Es stehen insgesamt vier beschreibende Gleichungen zur Verfügung:

$$\textcircled{1} \text{ Spannungsgleichung} \quad U - I \underbrace{(R_E + R_A)}_R - \underbrace{(L_E + L_A)}_L \frac{dI}{dt} - U_i = 0 \quad (4.48\text{a})$$

$$\textcircled{2} \text{ Induzierte Spannung} \quad U_i = k_{Mo} \Phi_E \omega_{Mo} \quad (4.48\text{b})$$

$$\textcircled{3} \text{ Bewegungsgleichung} \quad M_{Mo} - M_L - J_T \frac{d\omega_{Mo}}{dt} = 0 \quad (4.48\text{c})$$

$$\textcircled{4} \text{ Drehmomentgleichung} \quad M_{Mo} = k_{Mo} \Phi_E I \quad (4.48\text{d})$$

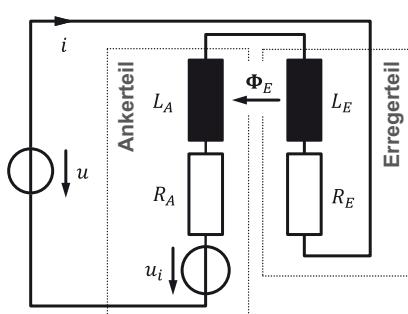


Bild 4.22 Elektrisches Ersatzschaltbild reihenschlusserregerter Gleichstrommotor

Geht man von einem linearen Zusammenhang zwischen Erregerfluss und Strom aus ($k_{Mo} \Phi_E(t) = c_I i(t)$), so lautet die Spannungsgleichung und Drehmomentgleichung:

$$U(t) - R i(t) - L \frac{di(t)}{dt} - c_I i(t) \omega_{Mo}(t) = 0 \quad (4.49)$$

$$M_{Mo}(t) = c_I i(t)^2 \quad (4.50)$$

Für den stationären Fall gilt:

$$U^2 = I^2 (R + c_I \omega_{Mo})^2 = \frac{M_{Mo}}{c_I} (R + c_I \omega_{Mo})^2 \quad (4.51)$$

$$M_{Mo} = c_I \frac{U^2}{(R + c_I 2\pi n_{Mo})^2} \quad (4.52)$$

Das Stillstandsrehmoment ist:

$$M_{St} = c_I \left(\frac{U}{R} \right)^2 \quad (4.53)$$

Das auf das Stillstandsrehmoment normierte Drehmoment-Drehzahl-Diagramm des Reihenschlussmotors ist in Bild 4.23 gezeigt.

$$M_{Mo}^* = \frac{M_{Mo}}{M_{St}} = \frac{R^2}{(R + c_I 2\pi n_{Mo})^2} \quad (4.54)$$

Reihenschlussmotoren besitzen ein sehr hohes Anlaufdrehmoment. Es ist allerdings zu beachten, dass ihre Drehzahl bei Entlastung stark ansteigt.

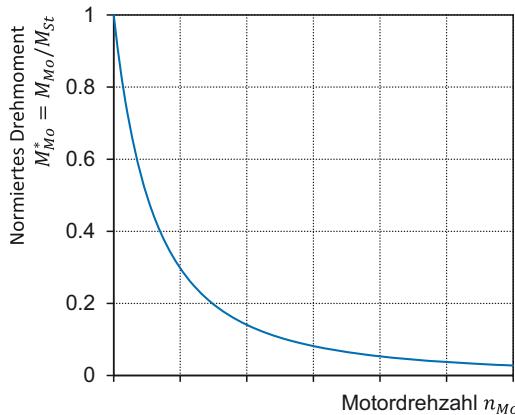


Bild 4.23 Drehmoment-Drehzahl-Diagramm
Reihenschlussmotor

Für den Betrieb von selbsterregten Gleichstrommotoren mit Wechselstrom kann zur Leistungssteuerung mit Leistungsschaltern der in Abschnitt 4.4.4 beschriebene Vier-Quadranten-Steller (Vollbrücke) verwendet werden. Beide dort beschriebenen Verfahren (zwei oder drei Spannungsniveaus) können zur Erzeugung eines sinusförmigen Spannungsverlaufes eingesetzt werden. Anstatt dem in Bild 4.20 gezeigten konstanten Sollwert wird ein sinusförmiger Sollwertverlauf verwendet. Damit der sinusförmige Verlauf der Spannung durch das Modulationsverfahren ausreichend genau angenähert werden kann, muss die PWM-Frequenz deutlich größer sein als die einzustellende Frequenz der Wechselspannung ($f_{\text{PWM}} \gg f$). In Bild 4.24 ist der Verlauf der Sollspannung w_U , des Trägersignals x_{CS} und der Spannung u exemplarisch für das Verfahren mit zwei Spannungsniveaus und für einen Modulationsgrad von $\chi_A = 0,5$ dargestellt. Die Frequenz der Pulsweitenmodulation ist dabei das Zehnfache der Frequenz der

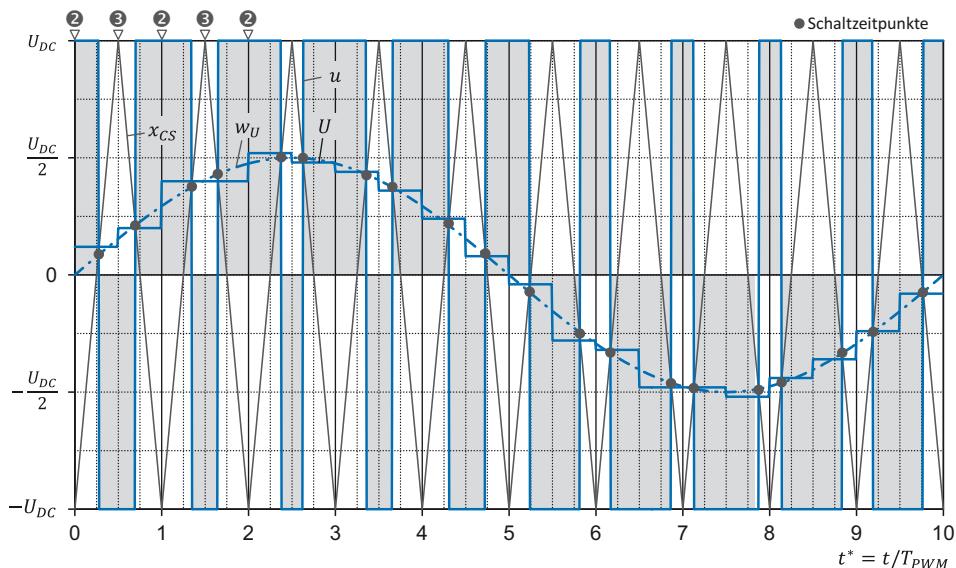


Bild 4.24 Pulsweitenmodulation für Wechselspannung

Wechselspannung. Die mittlere Ankerspannung U wird in jeder halben PMW-Periode verändert und muss über diese berechnet werden. Durch die Darstellung des Spannungssollwertes als nicht normierte Größe w_U kann beurteilt werden, wie gut durch die PWM der sinusförmige Verlauf durch den Mittelwert der Spannung U nachgebildet wird. Die Schaltzustände der Schalter aus Tabelle 4.6 sind für die ersten beiden PWM-Perioden oben angegeben.

■ 4.6 Permanenterregter Gleichstrommotor

Elektrisch erregte Motoren verbrauchen zur Erzeugung des Magnetfeldes ständig elektrische Energie, wodurch der Motorwirkungsgrad negativ beeinflusst wird. Dieser Nachteil wird dadurch vermieden, dass Permanentmagnete im Stator das erforderliche Magnetfeld erzeugen. Die größte Verbreitung haben permanenterregte Gleichstrommotoren im Bereich der Kleinantriebe (typischerweise $\leq 750 \text{ W}$, häufig $\leq 500 \text{ W}$). Bild 4.25 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines 4-poligen permanenterregten Gleichstrommotors. Einen permanenterregten Gleichstrommotor aus dem Automobilbereich zeigt Bild 4.26.

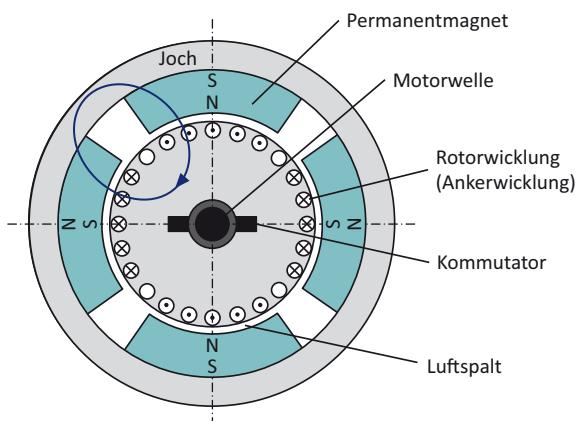


Bild 4.25 Prinzipieller Aufbau eines permanenterregten Gleichstrommotors

In Bild 4.27 ist der schematische Aufbau eines permanenterregten Gleichstrommotors mit eisenlosem Anker gezeigt. Der Permanentmagnet ist innenliegend. Dieser konstruktive Aufbau führt bei Motoren mit vergleichsweise kleinen Drehmomenten zu kleinen Bauvolumina.

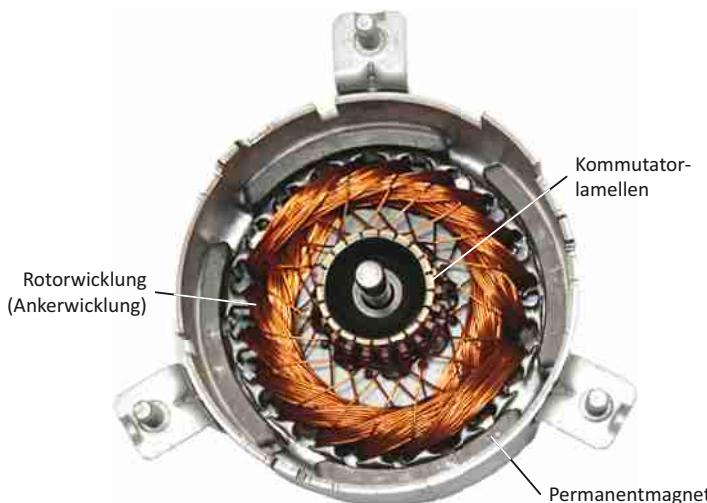


Bild 4.26 Permanenterregter Gleichstrommotor mit eisenbehaftetem Anker und außenliegenden Magneten

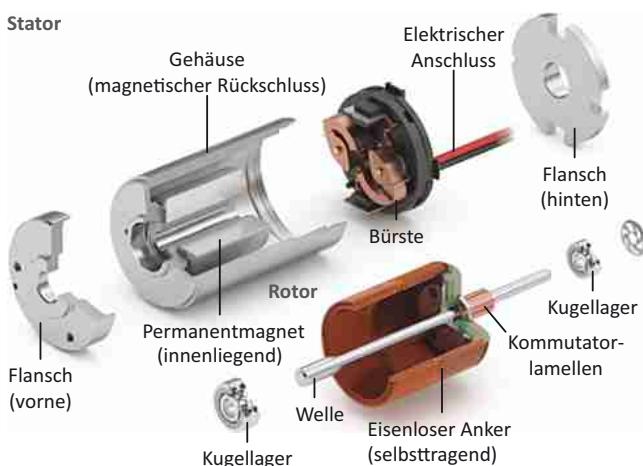


Bild 4.27 Permanenterregter Gleichstrommotor mit eisenlosem Anker und innenliegenden Magneten (© maxon Group)

Für permanenterregte Gleichstrommotoren gelten dieselben Zusammenhänge und Konstanten wie für fremderregte Motoren, die nicht in Feldschwächung betrieben werden, da das Magnetfeld nur auf eine andere Art erzeugt wird. Ein Auszug aus einer Produktinformation für einen permanenterregten Gleichstrommotor findet sich im Anhang A1 „Weiterführende Informationen“.

■ 4.7 Bürstenloser Gleichstrommotor und EC-Motor

Bürstenbehaftete Gleichstrommotoren haben aufgrund der schleifenden Kontaktflächen folgende Nachteile:

- Sie sind nicht wartungsfrei, da der mechanische Kommutator Verschleißteile enthält.
- Die maximale Motordrehzahl wird durch den mechanischen Kommutator begrenzt, da dieser bei hohen Drehzahlen durch Reibung an den Kontaktflächen hohe Wärmeverluste erzeugt.
- Das Leitungsnetz und andere elektrische Geräte werden gestört. Die Störungen entstehen durch Funkenbildung an den Kontaktflächen des Kommutators („Bürstenfeuer“).

Diese Nachteile werden bei Motoren ohne mechanischen Kommutator (bürstenlosen Motoren) umgangen. Die Erregung erfolgt durch Permanentmagnete auf dem Rotor. Vorteilhaft ist, dass der Rotor keine elektrische Versorgung benötigt und im Rotor keine Wärmeverluste entstehen. Bei bürstenlosen Motoren befinden sich, gleichmäßig über den Umfang verteilt, die Wicklungsstränge für zwei oder drei Phasen.

Bild 4.28 zeigt einen 3-phasigen Motor mit zwei Polen auf dem Rotor. Die Wicklungsstränge U, V und W sind mechanisch um 120° zueinander verdreht angeordnet, wobei für eine bessere Verständlichkeit die Wicklungen als örtlich konzentriert dargestellt sind.

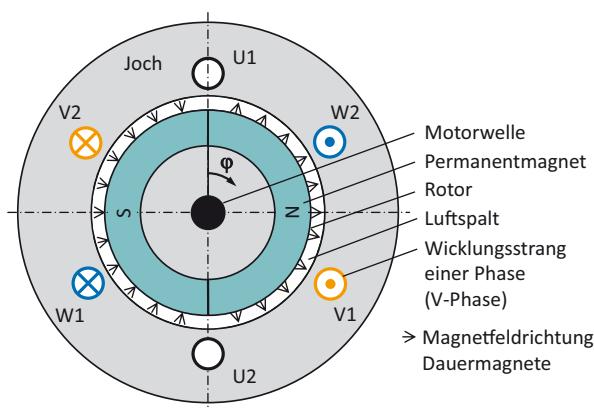


Bild 4.28 Aufbau eines bürstenlosen 3-phasigen Motors (beispielhafte Bestromung für Phasen V und W)

Motoren mit Permanentmagneten auf dem Rotor können auf unterschiedliche Weise angesteuert werden:

- Die Phasen werden so geschaltet, dass der Rotor bzw. die anzutreibende Masse der vorgegebenen Schaltfrequenz folgen kann (Frequenzsteuerung). Es ergibt sich ein Motor, der zur Gruppe der Schrittmotoren zählt.
- Die Phasen werden abhängig von der gemessenen Winkelposition des Rotors bestromt. Dieses Verfahren wird als positionsgeführte oder feldgeführte Ansteuerung bezeichnet.
- Die Phasen werden abhängig von der induzierten Spannung in den Wicklungen geschaltet. Diese Lösung bezeichnet man als „sensorless“. Nachteil der Lösung ist, dass sie erst ab einer bestimmten Drehzahl einsetzbar ist.

Bei Motoren mit positionsgeführter Ansteuerung wird zusätzlich unterschieden, wie die Wicklungsstränge bestromt werden. Es gibt die Fälle:

Blockförmige Kommutierung: Betrieb mit blockförmigen Strömen bzw. Spannungen. Motoren mit dieser Art der Kommutierung werden unter anderem bürstenlose Gleichstrommotoren genannt und in diesem Abschnitt weiter vertieft. Das Magnetfeld im Luftspalt hat über dem Umfang üblicherweise einen rechteckförmigen Verlauf.

Sinusförmige Kommutierung: Betrieb mit sinusförmigen Strömen bzw. Spannungen. Im Gegensatz zur blockförmigen Kommutierung hat das Magnetfeld im Luftspalt über dem Umfang einen möglichst sinusförmigen Verlauf. Motoren mit diesen Eigenschaften werden Synchronmotoren genannt.

Den Aufbau eines bürstenlosen Gleichstrommotors ist in Bild 4.28 gezeigt. Das mechanische Kommutatorprinzip zur Stromwendung wird elektronisch realisiert, weshalb diese Motoren auch elektronisch kommutierte Motoren oder EC-Motoren (Electronically commutated) genannt werden. Eine andere übliche Bezeichnung ist BLDC-Motor (Brushless direct current).

! Bürstenlose Gleichstrommotoren werden aus einer Gleichspannungsquelle versorgt. Die einzelnen Phasen werden mit Wechselgrößen gespeist. Der Begriff bürstenloser Gleichstrommotor ist daher zunächst verwirrend. Allerdings werden wie beim bürstenbehafteten Gleichstrommotor bei konstantem Drehmoment die Ströme nur in ihrer Richtung gesteuert. Daher hat sich für dieses Motorprinzip die Bezeichnung bürstenloser Gleichstrommotor etabliert.

Die Wirkungsweise eines bürstenlosen Gleichstrommotors soll an einem 3-phasigen Motor mit zwei Polen, wie er in Bild 4.29 gezeigt ist, dargestellt werden. Die magnetischen Feldlinien des durch die Permanentmagnete gebildeten Magnetfeldes verlaufen in radialer Richtung. Idealisiert ergibt sich dadurch in einem Winkelsegment von 180° eine konstante magnetische Flussdichte im Luftspalt. Gleichermaßen gilt für das verbleibende Winkelsegment, allerdings mit umgekehrtem Vorzeichen. Bleibt ein stromdurchflossener Leiter innerhalb eines Winkelsegments, so steht das Magnetfeld des Rotors immer senkrecht zum Leiter. Wird der Leiter mit konstantem Strom versorgt, so ergibt sich ein konstantes Drehmoment. Um das Drehmoment zu maximieren und über den Umfang konstant zu halten, werden immer genau 2 der 3 Phasen

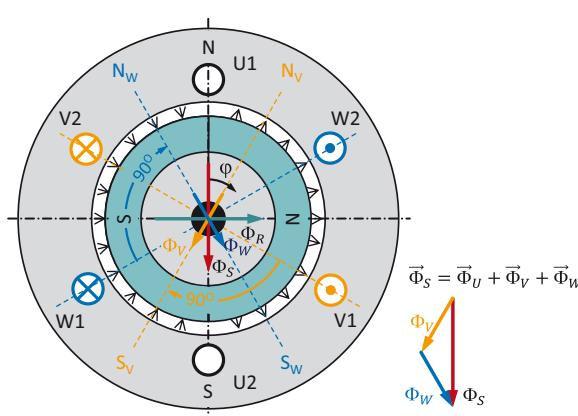


Bild 4.29 Wirkungsweise eines bürstenlosen Gleichstrommotors (beispielhafte Bestromung der Phasen V und W)

identisch bestromt. Würde man 3 Phasen bestromen, so müsste eine Phase im Übergangsbereich zwischen 2 Magnetpolen des Rotors von der Stromrichtung umgeschaltet werden. In diesem Bereich ist die magnetische Flussdichte nicht konstant, was zu einem unruhigen Drehmomentverlauf führen würde.

Die Richtung des magnetischen Fluxes eines Wicklungsstranges ist senkrecht zur Wicklungsebene des Wicklungsstranges. Der magnetische Fluss des Stators errechnet sich aus der vektoriellen Summe der durch die Wicklungsstränge verursachten magnetischen Fluxes.

$$\vec{\Phi}_S = \vec{\Phi}_U + \vec{\Phi}_V + \vec{\Phi}_W \quad (4.55)$$

Φ_R	Magnetischer Fluss Permanentmagnet des Rotors	<i>Magnetic flux permanent magnet of rotor</i>	Wb
Φ_S	Magnetischer Fluss des Stators	<i>Magnetic flux of stator</i>	Wb
Φ_U	Magnetischer Fluss des Wicklungsstranges Phase U	<i>Magnetic flux of winding phase U</i>	Wb
Φ_V	Magnetischer Fluss des Wicklungsstranges Phase V	<i>Magnetic flux of winding phase V</i>	Wb
Φ_W	Magnetischer Fluss des Wicklungsstranges Phase W	<i>Magnetic flux of winding phase W</i>	Wb

Bild 4.30 (links) zeigt die idealisierte Bestromung der drei Phasen über dem elektrischen Winkel φ_{EL} . Der Zusammenhang zwischen mechanischem Winkel der Motorwelle φ_{Mo} und elektrischem Winkel φ_{EL} lautet allgemein:

$$\varphi_{EL} = z_P \varphi_{Mo} \quad (4.56)$$

Für den hier betrachteten 2-poligen Motor ($z_P = 1$) entspricht der elektrische Winkel einer Umdrehung der Motorwelle. In Bild 4.30 (rechts) ist das von jeder Phase erzeugte Drehmoment und das Summendrehmoment dargestellt. Das Drehmoment ist in einer Umdrehung konstant. Selbst Pollücken zwischen den Magneten und Streuungen an den Übergangsstellen von einer auf die andere Flussrichtung beeinflussen das Drehmomentverhalten nicht, sofern sie sich auf einen Winkelbereich von $\varphi_{EL} = \pm\pi/6 = \pm30^\circ$ beschränken.

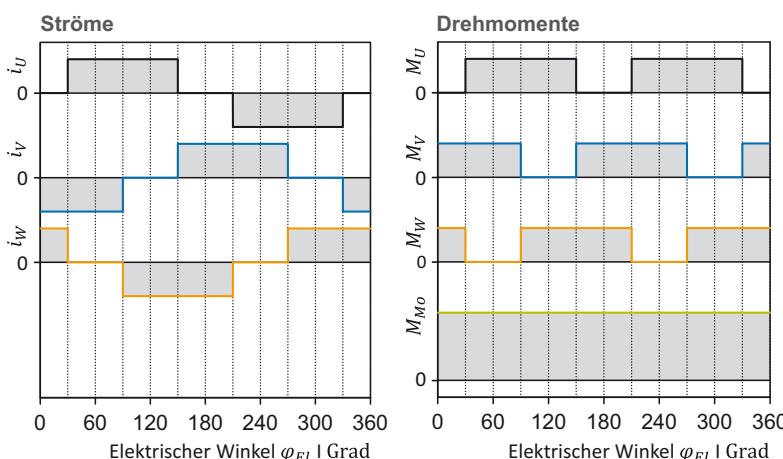


Bild 4.30 Phasenströme, Drehmomente der Phasen und Motordrehmoment

Zur Steuerung der Phasenströme (Kommutierung) muss die Winkelposition des Rotors gemessen werden. Für die Kommutierung sind drei Schaltsignale ausreichend, die z. B. durch Hall-sensoren oder photoelektrisch, erzeugt werden. Über einfache logische Verknüpfungen der Schaltsignale kann die Bestromung der Phasen gesteuert werden (Bild 4.31).

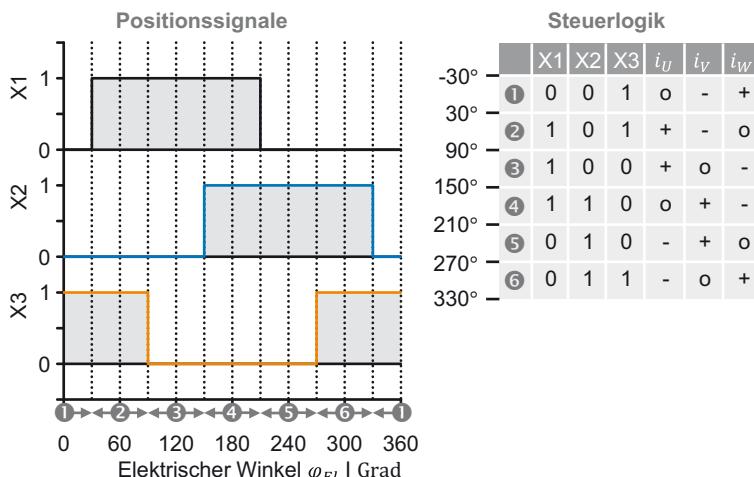


Bild 4.31 Digitale Positionssignale und Steuerlogik für die Bestromung

Bild 4.32 zeigt den Aufbau eines bürstenlosen Gleichstrommotors. Auf der Motorwelle ist ein Permanentmagnet befestigt. Die feststehende 3-phägige Wicklung ist nutenlos ausgeführt.

Die Winkelposition des Rotors wird mittels Positionssensoren mit unterschiedlichen Messprinzipien oder „sensorlosen“ Verfahren bestimmt (Bild 4.33). Zur Anpassung des Motordrehmomentes und der Motordrehzahl an die Antriebsaufgabe werden, wie ebenfalls in Bild 4.33 gezeigt, von der mechanischen Schnittstelle an die Motoren angepasste Getriebe angeboten.

Vorteile des bürstenlosen Gleichstrommotors gegenüber einem Motor mit sinusförmiger Kommutierung (Synchronmotor) ist die einfachere Steuerelektronik und Positionserfassung.

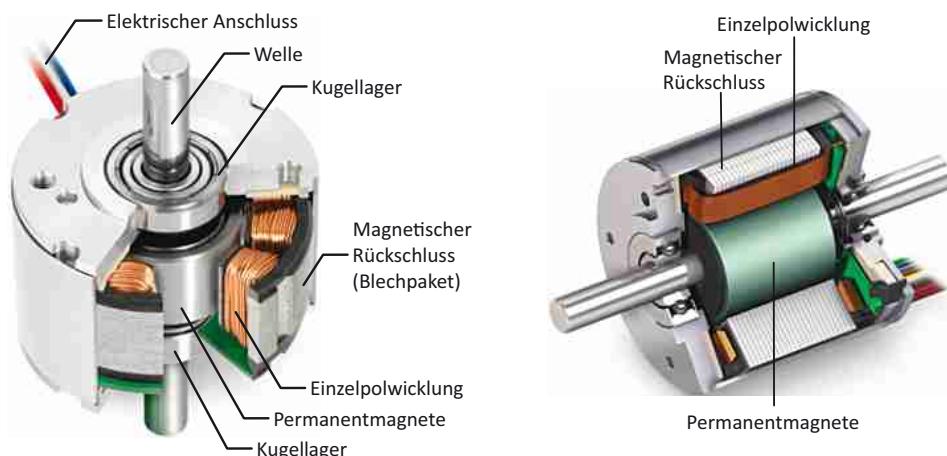


Bild 4.32 Schnittbild bürstenloser Gleichstrommotor mit nutenloser Wicklung (© maxon Group)

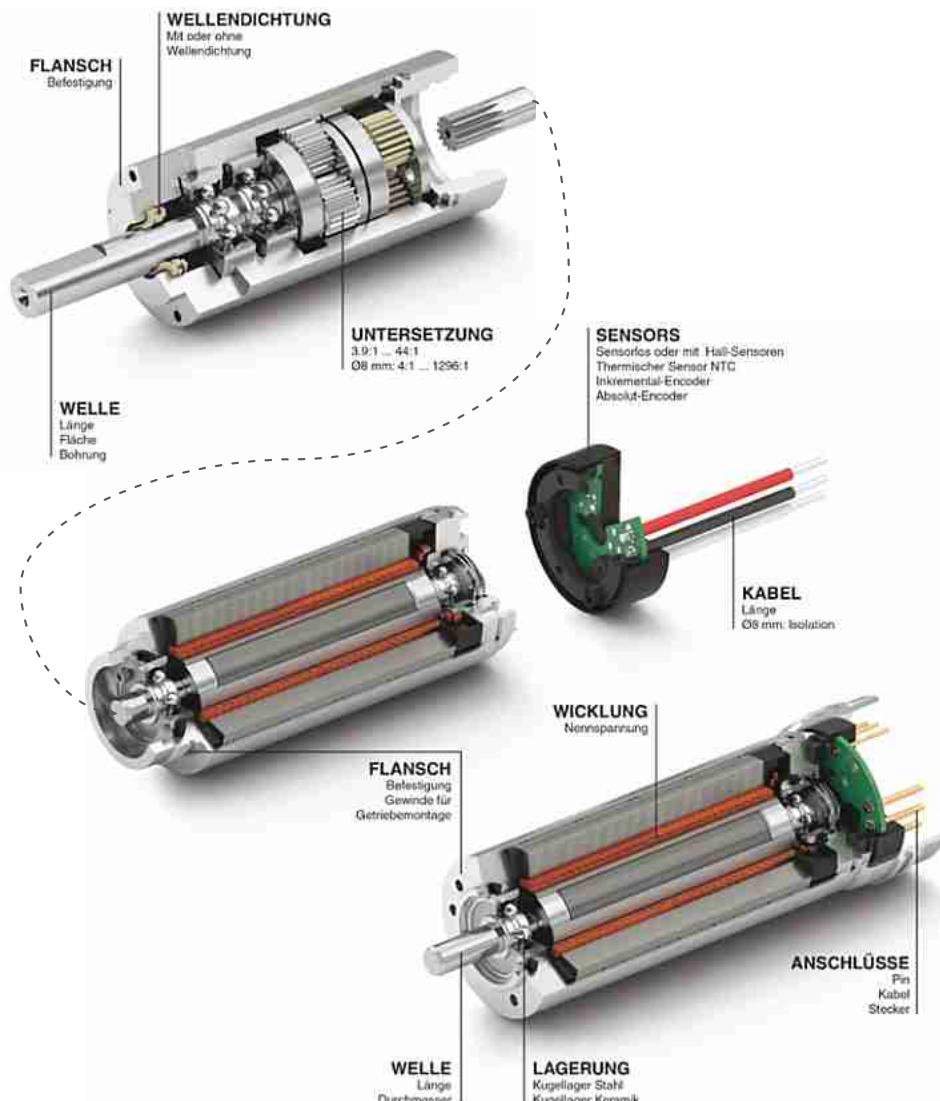


Bild 4.33 Baukastensystem für Antriebslösungen mit bürstenlosen Gleichstrommotoren (© maxon Group)

Bei sinusförmiger Kommutierung ist ein Positionsmessgerät mit meist mehr als 1.000 Winkelschritten/Umdrehung und eine Elektronik, die die Messsignale auswertet und daraus die sinusförmigen Größen berechnet, erforderlich.

Für bürstenlose Gleichstrommotoren gibt es dieselben charakteristischen Kenngrößen wie für fremderregte oder permanenterregte Gleichstrommotoren. Ein Auszug aus einer Produktinformation für einen bürstenlosen Gleichstrommotor findet sich im Abschnitt „Weiterführende Informationen“ im Anhang A.1.

5

Schrittmotoren

Antriebe mit Schrittmotoren werden für kostengünstige Positionieraufgaben im Bereich niedriger Leistung mit geringen bis mittleren Anforderungen an die Positioniergenauigkeit eingesetzt. Die Grenze der mit Schrittmotoren erreichbaren Positioniergenauigkeit liegt bei ca. $0,1^\circ$. Schrittmotoren werden für Drehmomente bis typisch 2 Nm und Drehzahlen bis ca. $2\,000\,\text{min}^{-1}$, angeboten. Die Einsatzgebiete von Schrittmotoren sind sehr vielfältig. Hierzu zählen z. B.:

- Bürogeräte (Drucker, Scanner ...)
- Heizungs-, Lüftungs- und Klimatechnik (Ventilsteuerung, Klappensteuerung ...)
- Kraftfahrzeuge (Spiegelverstellung, Sitzverstellung ...)
- Automatisierungstechnik für einfache Positionieraufgaben
- Unterhaltungsindustrie (Spielautomaten, Beleuchtung ...)

Schrittmotoren können im Gegensatz zu anderen Motoren für Positionieraufgaben eingesetzt werden, ohne dass hierfür eine Positionsmessung und Positionsregelung erforderlich ist.

■ 5.1 Aufbau und Eigenschaften

Der Rotor eines Schrittmotors hat keine Wicklungen, wodurch der Motor wartungsfrei ist. Im Stator sind mindestens zwei Wicklungsstränge untergebracht (Bild 5.1). Die Wicklungen der Stränge wechseln sich meist am Umfang ab und sind gleichmäßig verteilt. Sie sind so angeordnet, dass örtlich eng begrenzte Pole, sogenannte ausgeprägte Pole, entstehen. Durch geeignete Wahl der zeitlichen Reihenfolge des Ein-, Aus- oder Umschaltens einzelner Wicklungsstränge entsteht ein quasi sprungförmig umlaufendes Magnetfeld. Der Rotor folgt aufgrund seiner Trägheit mit zeitlicher Verzögerung der geänderten Orientierung des Magnetfeldes und stellt sich auf die neue Orientierung ein.

Im eingeschwungenen Zustand gibt es eine begrenzte Anzahl an Winkelpositionen, auf die sich der Rotor ausrichtet. Diese sind bereits durch den konstruktiven Aufbau des Motors festgelegt und werden Vorzugspositionen genannt. Durch die charakteristische Eigenschaft von Schrittmotoren, dass sich bei diesen der Rotor auf Vorzugspositionen ausrichtet, eignen sie sich für einen positionsgesteuerten Betrieb. Eine Vorgabe von Pulsen, welche Positionsschritte entsprechen, und eines Richtungssignales durch eine überlagerte Steuerungselektronik ist zur Bewegungssteuerung bereits ausreichend. Bei jedem Puls (Takt) wird der Rotor um einen definierten Winkelschritt in der einen oder anderen Richtung „weitergeschaltet“, wovon der Name des Motors abgeleitet ist. Die Vorzugspositionen werden zeitlich nacheinander angefahren bzw. „überfahren“. Die Umsetzung der Signale der überlagerten Steuerung (Takt und Richtung) in Schaltsignale für die Leistungsschalter der Wicklungen erfolgt in einem Logikteil.

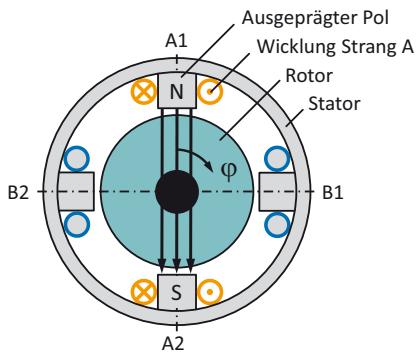


Bild 5.1 Prinzipieller Aufbau Schrittmotor
(2-phasisig)

Schrittmotoren gibt es mit verschiedener Phasenzahl. Die größte Verbreitung haben 2-phasive Systeme. Die Frequenz, mit der von einer Winkelposition auf die nächste Winkelposition weitergeschaltet wird, nennt sich Schrittfrequenz. Sie ist durch elektrische und mechanische Zusammenhänge begrenzt.

Ein kurzzeitig zu hohes Lastdrehmoment oder die Vorgabe zu hoher Motorbeschleunigung führt bei Schrittmotoren allerdings zu bleibenden Positionsfehlern. Aufgrund der offenen Steuerkette werden Positionsfehler von der Bewegungssteuerung nicht erkannt (Schrittverlust). Wird an den Schrittmotor ein Positionsmessgerät angebaut und die Position geregelt, so sorgt der Regler dafür, dass es zu keinem bleibenden Positionsfehler kommt. Allerdings steigen dadurch die Kosten für den Antrieb. Sind die geforderten Drehmomente und Drehzahlen vergleichsweise klein und ist für die Antriebsaufgabe ohnehin ein positionsgeregelter Antrieb erforderlich, kann ein Schrittmotorantrieb preisgünstiger sein als ein Servoantrieb.

Bei Schrittmotoren werden drei Grundbauarten unterschieden:

- Wechselpolschrittmotor
- Reluktanzschrittmotor
- Hybridschrittmotor

Die wichtigsten elektrischen Unterscheidungsmerkmale bei Schrittmotoren sind:

- Vollschritt-, Halbschritt- oder Mikroschrittbetrieb
- bipolare oder unipolare Ansteuerung
- Spannungs- oder Strombetrieb

Die letzten beiden Punkte werden hier nicht behandelt. Informationen zu diesen Punkten finden sich in [14]. Zunächst werden am Beispiel eines Wechselpolschrittmotors wichtige Kenngrößen von Schrittmotoren erläutert.

■ 5.2 Wechselpolschrittmotor

Beim Wechselpolschrittmotor trägt der Rotor Dauermagnete. Die magnetische Flussrichtung ändert sich über dem Umfang des Rotors, wovon der Name abgeleitet ist. Für den Stator gibt es unterschiedliche Bauformen. Das wesentliche Unterscheidungsmerkmal ist, wie die ausgeprägten Statorpole erzeugt werden:

- Für jeden Statorpol gibt es eine Spule.
- Die Statorpole werden durch sogenannte Klauen erzeugt, wobei mehrere Statorpole von einer Spule versorgt werden. Diese Bauform wird Klauenpolschrittmotor genannt.

Da sich Arbeitsweise und Ansteuerverfahren von Schrittmotoren an der Bauform, bei der jedem Statorpol eine Spule zugeordnet ist, gut erläutern lassen, wird diese als Erstes betrachtet. Im Bild 5.2 ist ein 2-phägiger Motor mit einem Polpaar dargestellt. Abhängig von der Bestromung der Wicklungen richtet sich der Rotor nach einem Einschwingvorgang immer so aus, dass dessen Magnetfeld die gleiche Richtung hat wie das Magnetfeld, das durch die erregten Wicklungen erzeugt wird. Werden beide Phasen mit dem gleichen Strom versorgt, so richtet sich, abhängig von der Stromrichtung durch die beiden Wicklungen, der Rotor in einer Mitteposition zwischen den Statorpolen aus. Es sind die Winkelpositionen $\varphi = 45^\circ + n \cdot 90^\circ$ ($n = 0, 1, 2, 3$). Der Motor hat mit dieser Ansteuerung vier Vorzugspositionen. Durch Anordnung weiterer Nord- und Südpole am Umfang des Rotors und Stators kann die Anzahl an Vorzugspositionen erhöht werden. Die Spulen werden allerdings schnell sehr klein und eine wirtschaftliche Fertigung ist nicht mehr möglich.

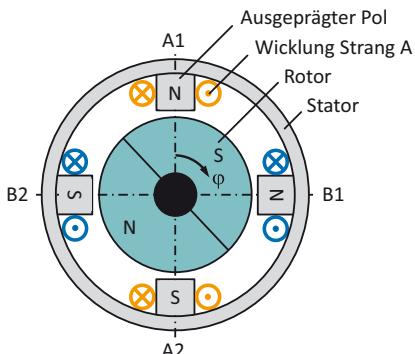


Bild 5.2 Wechselfpolschrittmotor

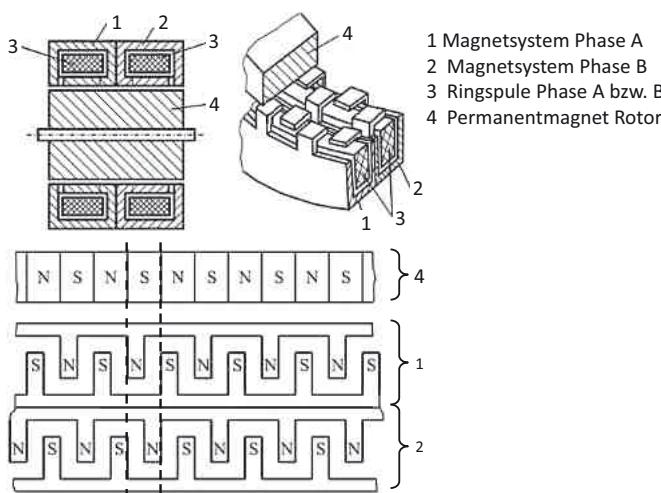


Bild 5.3 Prinzip Klauenpolschrittmotor (© Carl Hanser Verlag, Handbuch elektrische Kleinantriebe, 2006)

Aus diesem Grund hat sich das sogenannte Klauenpolprinzip bei Wechselpolschrittmotoren durchgesetzt. Pro Phase gibt es ein von den anderen Phasen räumlich getrenntes Magnetsystem im Stator. Die einzelnen Magnetsysteme sind in axialer Richtung hintereinander angeordnet. Das Prinzip soll an einem 2-phasigen Motor veranschaulicht werden (Bild 5.3) [14].

Dieser Motor hat zwei Magnetsysteme. Kernelement des Magnetsystems ist eine Ringspule, die zu großen Teilen von Eisenblech umschlossen ist, das den magnetischen Fluss führt. Der magnetische Fluss wird so unterbrochen, dass sich an den Blechklaue auf der einen Seite Nordpole und auf der anderen Seite Südpole ausbilden. Wird die Stromrichtung verändert, so werden die Nordpole zu Südpolen und die Südpole zu Nordpolen. Der magnetische Fluss schließt sich über den Rotor. Die beiden Magnetsysteme sind um eine halbe Polteilung des Rotors zueinander versetzt. Ein Nordpol des Rotors nimmt die mittlere Stellung zwischen zwei Südpolen der beiden Magnetsysteme ein. Die Polung des Rotors kann dadurch in axialer Richtung gleich bleiben. Zu einer eindeutigen Drehrichtungszuordnung kommt es dadurch, dass abwechselnd eines der beiden Magnetsysteme umgepolt wird.

■ 5.3 Vollschriftbetrieb

Im Vollschriftbetrieb ist immer die gleiche Zahl von Wicklungssträngen bestromt, und die Wicklungsstränge werden mit dem betragsmäßig gleichen Strom versorgt. Um ein hohes Drehmoment zu erreichen, sind möglichst viele Phasen zu bestromen. Beim Motor aus Bild 5.4 gibt es vier Positionen des Rotors, auf die er sich bei konstanter Bestromung der Spulen ausrichtet. Möchte man den Motor drehen, so sind die einzelnen Phasen nacheinander in vorgegebener Reihenfolge zu bestromen. Bei jedem Schaltvorgang ergibt sich ein definierter Winkelschritt. Für eine Drehung im Uhrzeigersinn ist die Schrittfolge mit den dazugehörigen Wicklungsströmen in Tabelle 5.1 gezeigt.

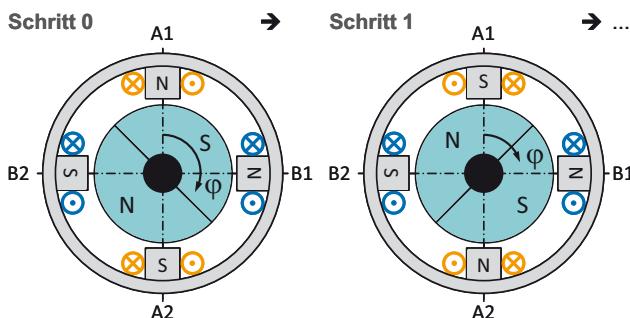


Bild 5.4 Wechselpolschrittmotor im Vollschriftbetrieb

	0	1	2	3
φ	45°	135°	225°	315°
I_A	I_0	$-I_0$	$-I_0$	I_0
I_B	I_0	I_0	$-I_0$	$-I_0$

Tabelle 5.1 Schrittfolge für Drehung im Uhrzeigersinn

■ 5.4 Schrittinkel und Schrittzahl

Charakteristische Größe eines Schrittmotors ist der mechanische Winkel, den der Motor in einem Schritt zurücklegt. Üblicherweise wird er für einen Vollschritt angegeben und Schrittinkel genannt, wovon im Weiteren auch ausgegangen wird. Eine präzisere Bezeichnung ist Vollschrittwinkel. Der Schrittinkel ist bei einem Wechselpolschrittmotor abhängig von der Polpaarzahl und der Anzahl an Wicklungssträngen bzw. Phasen. Die Polpaarzahl bezieht sich auf eine Phase.

$$\alpha_S = \frac{2\pi}{2z_P z_{Ph}} \quad (5.1)$$

α_S	Schrittinkel	Step angle	rad
z_P	Polpaarzahl (bezogen auf eine Phase)	Number of pole pairs (related to one phase)	
z_{Ph}	Anzahl Phasen	Number of phases	

Die Schrittzahl ist die Anzahl an Positionsschritten, in die eine Umdrehung aufgeteilt ist. Im Vollschrittbetrieb gilt:

$$z_S = 2 z_P z_{Ph} \quad (5.2)$$

z_S Schrittzahl Number of steps

Bei dem im Bild 5.4 gezeigten Motor ist im Vollschrittbetrieb der Schrittinkel $\alpha_S = 90^\circ$, und die Schrittzahl $z_S = 4$.

■ 5.5 Halbschrittbetrieb

Der sogenannte Halbschrittbetrieb ist eine einfache Möglichkeit die Schrittzahl zu verdoppeln. Dabei werden abwechselnd beide oder nur eine Wicklung bestromt (Tabelle 5.2).

	0	1	2	3	4	5	6	7
φ	45°	90°	135°	180°	225°	270°	315°	0°
I_A	I_0	0	$-I_0$	$-I_0$	$-I_0$	0	I_0	I_0
I_B	I_0	I_0	I_0	0	$-I_0$	$-I_0$	$-I_0$	0

Tabelle 5.2 Schrittfolge für Drehung im Uhrzeigersinn

Für den betrachteten Beispieldmotor ergibt sich dann eine Schrittzahl von $z_S = 8$. Wird nur eine Wicklung bestromt, so erhält man den Halbschritt. Zur Vermeidung einer Drehmomentenwelligkeit kann bei der Bestromung von zwei Wicklungen mit einem niedrigeren Strom gearbeitet werden als bei der Bestromung von nur einer Wicklung (Stromanpassung). Bild 5.5 zeigt eine Gegenüberstellung der Bestromung der Wicklungen im Vollschrittbetrieb und im Halbschrittbetrieb mit Stromanpassung. Im Halbschrittbetrieb verdoppelt sich die Positionsauflösung bei allerdings reduziertem Drehmoment.

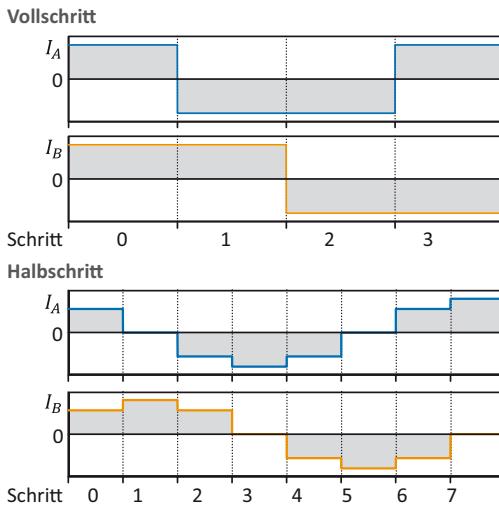


Bild 5.5 Vergleich Vollschriftbetrieb und Halbschriftbetrieb

■ 5.6 Mikroschriftbetrieb

Im Mikroschriftbetrieb werden die Wicklungsströme in viele Schritte unterteilt. Am Beispiel einer Unterteilung eines Vollschriftes in acht Einzelschritte soll dies aufgezeigt werden (Tabelle 5.3). Bild 5.6 zeigt die Bestromung im Mikroschriftbetrieb. Die Schrittzahl des Motors aus Bild 5.2 steigt dadurch auf $z_S = 32 = (4 \cdot 8)$. Ein weiterer wichtiger Vorteil des Mikroschriftbetriebes ist der ruhigere Lauf, da die Veränderung der Ströme und damit des Drehmomentes in kleineren Stufen erfolgt. Vor allem bei kleinen Drehzahlen ist dies vorteilhaft. Voraussetzung für den Mikroschriftbetrieb ist eine Ansteuerelektronik, die eine Steuerung der Wicklungsströme ermöglicht und dadurch aufwendiger ist. Bedingt durch die Reibung im Motor gibt es eine natürliche Grenze, bis zu der eine Unterteilung zweckmäßig ist. Bei einer Überschreitung der Grenze kommt es nicht bei jedem Schritt zu einer Bewegung.

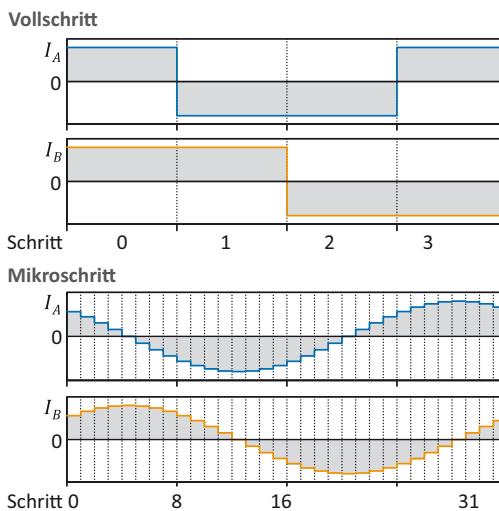


Bild 5.6 Mikroschriftbetrieb

Tabelle 5.3 Schrittsequenz im Mikroschrittbetrieb mit sinusförmigem Stromverlauf

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	...	31
φ	45°	56,25°	67,5°	78,75°	90°	101,25°	112,5°	123,75°	135°		33,75°
I_A/I_0	0,707	0,556	0,383	0,195	0	-0,195	-0,383	-0,556	-0,707		0,831
I_B/I_0	0,707	0,831	0,924	0,981	1	0,981	0,924	0,831	0,707		0,556

■ 5.7 Haltedrehmoment und Selbsthaltedrehmoment

Wird ein Schrittmotor mit konstanten Strömen in den Phasen bestromt, so richtet sich der Rotor auf eine Vorzugsposition (stabile Ruhelage) aus. In dieser Ruhelage wird kein Motordrehmoment erzeugt. Bei einer Belastung des Schrittmotors wird eine möglichst geringe Auslenkung aus der Ruheposition angestrebt. Daher werden Schrittmotoren häufig auf einen steilen Anstieg des Motordrehmomentes bei einer Auslenkung aus der Ruhelage ausgelegt. Übersteigt die Auslenkung aufgrund einer Belastung den Wert von

$$\Delta\varphi = \pm 2\alpha_S \quad (5.3)$$

$\Delta\varphi$	Verdrehwinkel	<i>Twisting angle</i>	rad
α_S	Schrittwinkel	<i>Step angle</i>	rad

so strebt der Rotor den nächsten stabilen Gleichgewichtszustand bei $\pm 4\alpha_S$ an. Eine Überlastung des Motors führt dazu, dass der Bezug zwischen den vorgegebenen Taktzeit und der Position verloren geht. Der Motor kehrt bei Entlastung nicht mehr in seine Ausgangslage zurück. Es kommt zu bleibenden Positionsfehlern oder anders ausgedrückt zu Schrittfehlern.

Um Schrittfehler zu vermeiden, gibt der Hersteller daher ein Drehmoment an, mit dem der Motor bei Bestromung im Stillstand maximal belastet werden darf. Es wird als Haltedrehmoment (Holding torque) bezeichnet. Schrittmotoren mit Permanentmagnetrotoren haben auch ohne Bestromung der Wicklungen ein Drehmoment (Rastdrehmoment). Dieses wird bei Schrittmotoren Selbsthaltedrehmoment (Self-holding torque) genannt.

■ 5.8 Dynamisches Verhalten

Das dynamische Verhalten von Schrittmotoren ist nichtlinear. Es ist abhängig von der Schrittfrequenz, die sich aus der Drehzahl wie folgt berechnet:

$$f_S = z_S n_{Mo} \quad (5.4)$$

f_S	Schrittfrequenz	<i>Step frequency</i>	Hz
-------	-----------------	-----------------------	----

Durch die annähernd sprungförmige Drehmomentänderung neigen Schrittmotoren zu Schwingungen und damit zu einem unruhigen Bewegungsablauf (Bild 5.7).

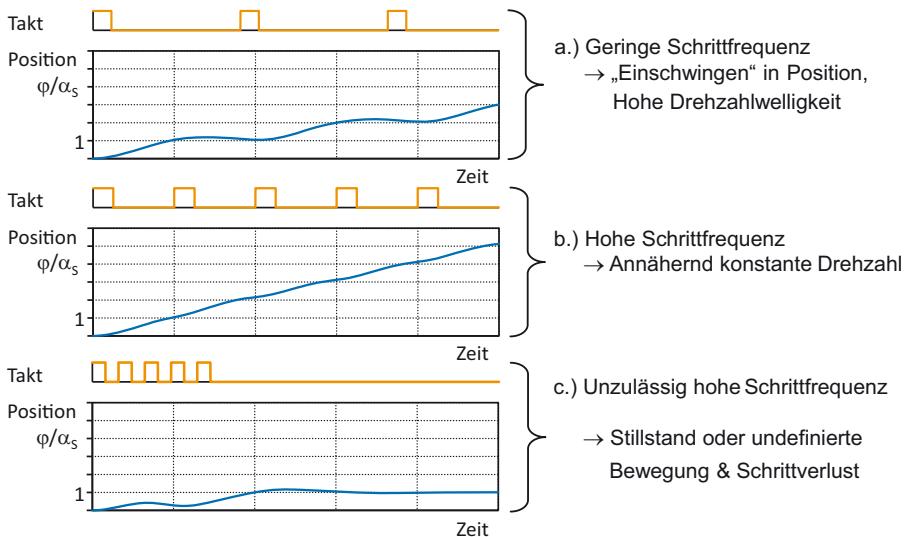


Bild 5.7 Bewegungsverhalten bei unterschiedlicher Schrittfrequenz [8]. Oben: Geringe Schrittfrequenz → „Einschwingen“ in Position, Hohe Drehzahlwelligkeit, Mitte: Hohe Schrittfrequenz → Annähernd konstante Drehzahlen, unten: Unzulässig hohe Schrittfrequenz → Stillstand oder undefinierte Bewegung, Schrittverlust

Lässt man den Motor durch Erhöhung der Schrittfrequenz nicht mehr vollständig in seine Ruhelage einschwingen, so ergeben sich drei prinzipiell unterschiedliche zeitliche Verläufe der Position:

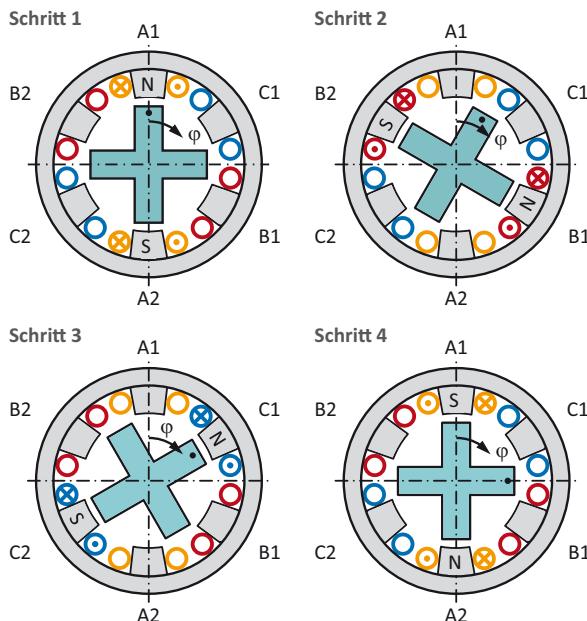
Geringe Schrittfrequenz: Unruhiger Lauf, hohe Drehzahlwelligkeit

Hohe Schrittfrequenz: Ruhiger Lauf, geringe Drehzahlwelligkeit

Unzulässig hohe Schrittfrequenz: Der Rotor kann aufgrund der Trägheit nicht mehr den vorgegebenen Winkelschritten folgen, und es kommt zum Schrittverlust.

■ 5.9 Reluktanzschrittmotor

Der Rotor eines Reluktanzschrittmotors besteht nur aus Weicheisen, das gezahnt ist. Bei Reluktanzschrittmotoren ist die Anzahl der Zähne des Rotors kleiner als die Polzahl des Stators. Die Wicklungsstränge werden nacheinander erregt, wodurch das Magnetfeld im Stator schrittweise eine neue Orientierung einnimmt. Das Motordrehmoment wird durch die Reluktanzkraft erzeugt. Der Rotor richtet sich immer in die Winkelposition mit dem geringsten magnetischen Widerstand (Reluktanz) aus. Die Winkelgeschwindigkeit des vom Stator erzeugten Drehfeldes ist größer als die Winkelgeschwindigkeit des Rotors. Das Drehzahlverhältnis ist konstant und durch den Motoraufbau festgelegt. Bild 5.8 zeigt einen 3-phasigen Reluktanzschrittmotor mit 6 Statorpolen und 4 Rotorzähnen, bei dem immer nur ein Wicklungsstrang bestromt wird. Für die dargestellte Schrittfolge ergibt sich eine Drehung im Uhrzeigersinn. Im eingeschwungenen Zustand stehen 2 Rotorzähne immer den erregten Wicklungen gegenüber.

**Bild 5.8** Reluktanzschrittmotor

Reluktanzschrittmotoren sind sehr kostengünstig herzustellen und erlauben kleinere Schrittwinkel als Wechselpolschrittmotoren. Das Drehmoment ist vergleichsweise gering. Im stromlosen Zustand hat der Motor kein Selbsthaltebremse. Reluktanzschrittmotoren haben aufgrund dieser Nachteile keine Verbreitung.

■ 5.10 Hybridschrittmotor

Hybridschrittmotoren vereinigen den Vorteil der kleinen Schrittweite bei Reluktanzschrittmotoren mit dem Vorteil des größeren Drehmomentes bei Wechselpolschrittmotoren. Im Gegensatz zum Wechselpolschrittmotor ist der Rotor nicht radial, sondern axial magnetisiert. Der Permanentmagnet ist zwischen 2 gezahnten Polrädern eingebaut (Bild 5.9).

Ein Polrad bildet einen Nordpol und das andere einen Südpol. Über dem Umfang einer Polscheibe ändert sich die Flussrichtung nicht (Gleichpol). Die Polräder sind um eine halbe Zahnteilung gegeneinander verdreht eingebaut. Um kleine Schrittwinkel zu ermöglichen, sind die Statorpole auch gezahnt ausgeführt.

Die Wicklungen eines Stranges sind immer so geschaltet, dass am Umfang des Stators abwechselnd Nord- und Südpole entstehen. Wird eine Wicklung bestromt, so richtet sich der Rotor abhängig von der Stromrichtung so aus, dass sich der kleinste magnetische Widerstand ergibt (Bild 5.10).

Dadurch stehen Zähne über Zähnen oder über Lücken. Durch eine Vergrößerung der Zahenzahl kann der Schrittwinkel verkleinert werden. Betrachtet man Bild 5.10, so wird im ersten Schritt die Wicklung A bestromt. An der oberen Wicklung entsteht ein Nordpol, an der unteren

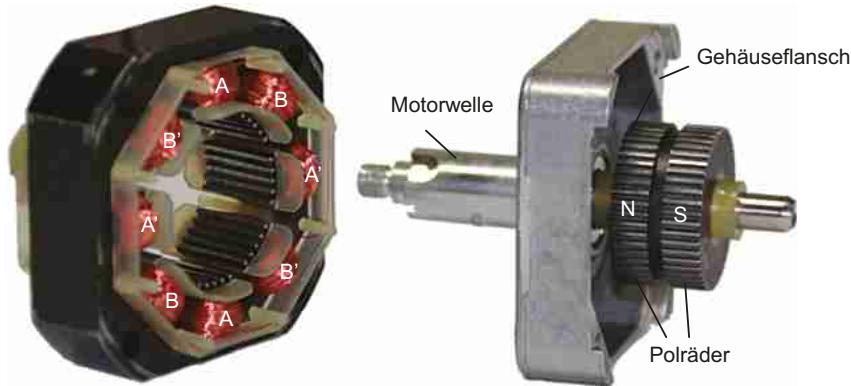


Bild 5.9 Hybridschrittmotor

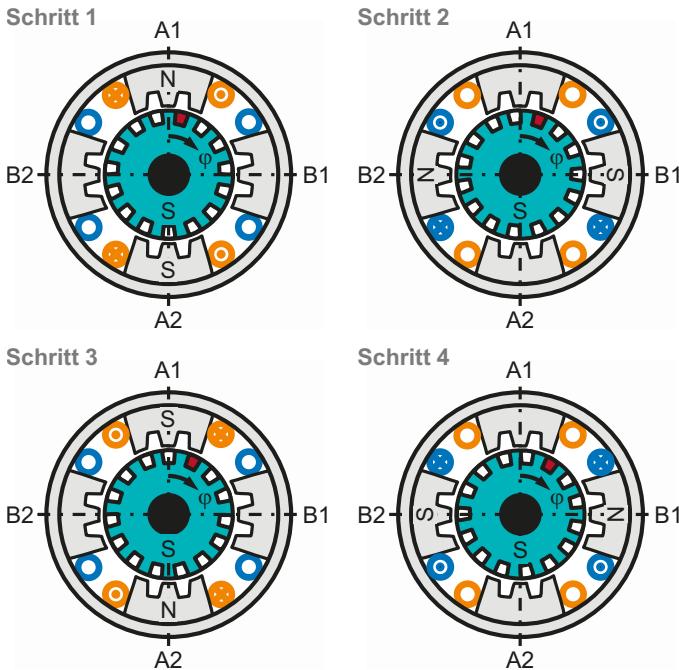


Bild 5.10 Schritte beim Hybridschrittmotor

ein Südpol. Damit stehen die Zähne des betrachteten Polrades, das ein Südpol ist, den Zähnen der oberen Wicklung gegenüber. Entsprechendes gilt für die untere Wicklung am nicht dargestellten Polrad, das ein Nordpol ist. Dadurch tragen immer beide Polräder zur Drehmomenterzeugung bei. Im Schritt 2 wird die Wicklung B bestromt und der Rotor dreht sich um $1/4$ der Zahnteilung. Der kürzeste Weg, den kleinsten magnetischen Widerstand einzunehmen, ist bei der gewählten Bestromung eine Drehung im Uhrzeigersinn. Um die Bewegung in den einzelnen Schritten zu visualisieren, ist in Bild 5.10 eine Nut des Polrades in roter Farbe

hervorgehoben. Der Schrittewinkel eines Hybridschrittmotors errechnet sich zu:

$$\alpha_S = \frac{2\pi}{4z_R} \quad (5.5)$$

z_R Anzahl Rotorzähne Number of rotor teeth

In Bild 5.11 ist die magnetische Anordnung im Schritt 1 dargestellt.

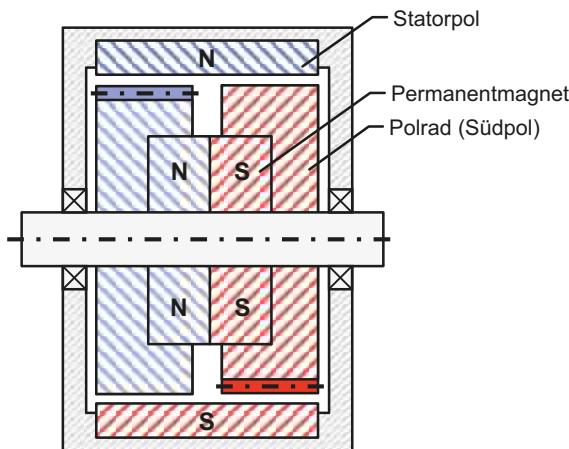


Bild 5.11 Magnetische Anordnung bei Schritt 1

5.11 Betriebsdiagramm

Das von einem Schrittmotor abgegebene Drehmoment ist abhängig von:

- der Art und den Kenndaten der Ansteuerung
- der Schrittfrequenz
- dem Lastträgheitsmoment

Die Anstiegszeit für das Drehmoment und damit die Fähigkeit, wie schnell der Rotor Winkelschritten folgen kann, hängt stark von der Ansteuerung ab. Weiteren Einfluss hat die bereitgestellte Spannung. Bei Motordiagrammen von Schrittmotoren muss die Ansteuerung bekannt sein. Ein Beispiel für das Motordiagramm eines Schrittmotors zeigt Bild 5.12.

Die gestrichelte Begrenzungslinie ① gibt an, bis zu welcher Schrittfrequenz der Motor aus dem Stillstand heraus gestartet oder aus einer Drehung heraus gestoppt werden kann, ohne dass es zu Schrittverlusten kommt. Die Drehzahl muss dazu in die entsprechende Schrittfrequenz umgerechnet werden. Diese Schrittfrequenz wird als Start-Stopp-Frequenz bezeichnet.

$$f_{SS} = z_S n_{SS} \quad (5.6)$$

f_{SS}	Start-Stopp-Frequenz	Start-stop-frequency	Hz
n_{SS}	Start-Stopp-Drehzahl	Start-stop-speed	1/s

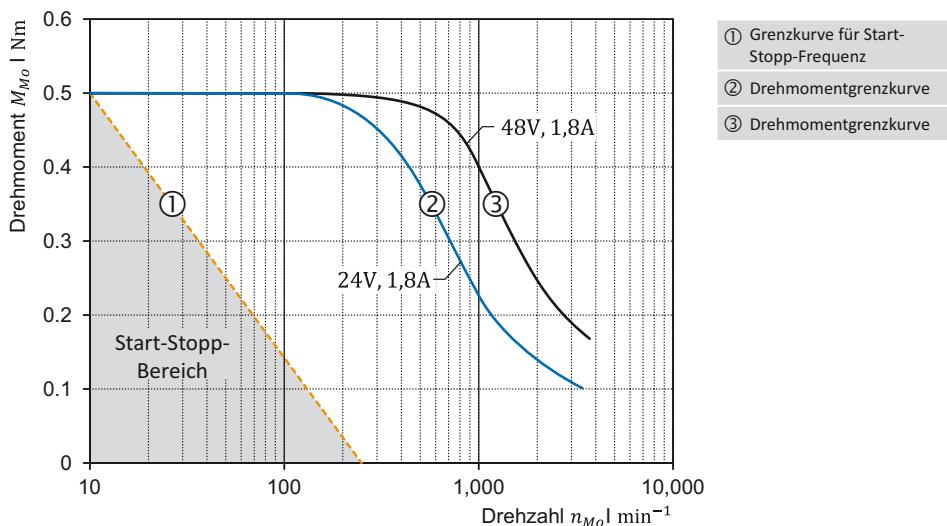


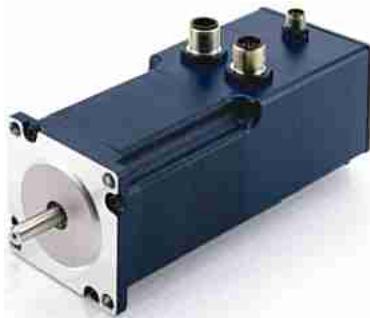
Bild 5.12 Beispiel für Betriebsdiagramm eines Schrittmotors

Der Betriebsbereich, der durch die Linie ① begrenzt wird, wird Start-Stopp-Bereich genannt. Die Grenzlinie wird ohne Lastträgheitsmoment angegeben. Je höher das Lastträgheitsmoment umso mehr muss der Start-Stopp-Bereich eingegrenzt werden. Es ist möglich, den Motor in Arbeitspunkten außerhalb des Start-Stopp-Bereichs zu betreiben. Allerdings muss dann die Schrittzahl langsam erhöht oder erniedrigt werden, um Schrittverlust zu vermeiden. Wird die Frequenzvorgabe schlagartig gestoppt, kommt es zu Schrittverlust.

Das maximale Drehmoment des Motors für zwei unterschiedliche Versorgungsspannungen zeigen die Begrenzungslinien ② und ③. Bei Vorgabe einer der Drehzahl entsprechenden Schrittzahl blockiert der Motor beim angegebenen Drehmoment (Lastdrehmoment). Um Schrittverlust zu vermeiden, wird empfohlen, mit der Schrittzahl ca. 25 % unterhalb dieser Grenze zu bleiben.

■ 5.12 Schrittmotoren im geregelten Betrieb

Zur Vermeidung von Schrittverlusten oder zur Verbesserung dynamischer Eigenschaften werden Schrittmotoren mit in das Motorgehäuse integrierten Positionsmessgeräten angeboten (Bild 5.13). In Kombination mit einem hierfür ausgelegten Motion Controller ergibt sich eine kostengünstige Lösung für einen positions- oder drehzahlgeregelten Antrieb. Voraussetzung sind allerdings die in der Einführung zu diesem Kapitel genannten vergleichsweise kleinen Drehmomenten und moderaten Drehzahlen. Wird ein 2-phänischer Motor blockförmig oder sinusförmig bestromt, ergibt sich ein bürstenloser Gleichstrommotor oder ein Synchronmotor.

Motor mit integriertem Positionsmessgerät**Motor mit integriertem Controller**

Dezentraler Antrieb



Bild 5.13 Schrittmotor mit Positionsmessgerät
(© Nanotec Electronic GmbH & Co KG, links:
Motor AS5918, rechts:
PD2-C-IP)

In Bild 5.13 rechts ist ein System gezeigt, bei dem die Leistungselektronik und der Motion Controller zusätzlich zum Positionsmessgerät in das Motorgehäuse integriert sind. Die Kommunikation mit dem Motor erfolgt über eine Feldbussystem. Damit lassen sich dezentrale Antriebslösungen realisieren.

6

Grundlagen Drehstromantriebe

Gleichstrommotoren wurden in vielen Anwendungen durch Drehstrommotoren abgelöst. Insbesondere im Bereich der industriellen Automatisierungstechnik werden fast ausschließlich Drehstrommotoren eingesetzt. Die wesentlichen Gründe hierfür sind:

- Drehstrommotoren sind wartungsfrei.
- Drehstrommotoren erlauben hohe Drehzahlen.
- Drehstrommotoren sind einfach aufgebaut.
- Drehstrommotoren sind in Kombination mit leistungsfähigen Signalelektroniken und schnellen Leistungselektroniken für Servoantriebe ebenso geeignet wie Gleichstrommotoren.

Drehstrommotoren nutzen ein drehendes bzw. wanderndes Feld zur Drehmoment- bzw. Krafterzeugung. Wichtige Grundlagen und übergreifende Zusammenhänge für Drehstrommotoren werden in diesem Kapitel zusammengefasst.

■ 6.1 Drehspannung und Drehstrom

Drehspannungs- bzw. Drehstromsysteme basieren auf drei Wechselspannungen bzw. Wechselströmen gleicher Amplitude und Frequenz (drei Phasen). Falls nicht bereits bekannt, sind die wichtigsten Zusammenhänge für Wechselspannung und Wechselstrom im Anhang A.1.4 kurz zusammengefasst.

Die Wechselspannungen bzw. Wechselströme sind bei Drehspannungssystemen jeweils um 120° elektrisch zueinander phasenverschoben (Bild 6.1). Zur deutlichen Unterscheidung vom mechanischen Winkel, insbesondere der Winkelposition einer Motorwelle, wird der elektrische Winkel an vielen Stellen mit einem Index versehen (φ_{El}).

Es gelten folgende Zusammenhänge:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_1(t) = \hat{u} \sin(\varphi_{\text{El}}) \\ u_2(t) = \hat{u} \sin(\varphi_{\text{El}} - \frac{2\pi}{3}) \\ u_3(t) = \hat{u} \sin(\varphi_{\text{El}} - \frac{4\pi}{3}) \end{array} \right\} \quad \text{mit } \varphi_{\text{El}} = \omega t \quad (6.1)$$

Zwischen den Strömen und den Spannungen gibt es eine mehr oder weniger große Phasenverschiebung φ . Sind der elektrische Aufbau und die Belastung in allen Phasen identisch, so ist auch die Phasenverschiebung identisch. Für die Ströme gilt dann:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_1(t) = \hat{i} \sin(\varphi_{\text{El}} + \varphi) \\ i_2(t) = \hat{i} \sin(\varphi_{\text{El}} - \frac{2\pi}{3} + \varphi) \\ i_3(t) = \hat{i} \sin(\varphi_{\text{El}} - \frac{4\pi}{3} + \varphi) \end{array} \right\} \quad \text{mit } \varphi_{\text{El}} = \omega t \quad (6.2)$$

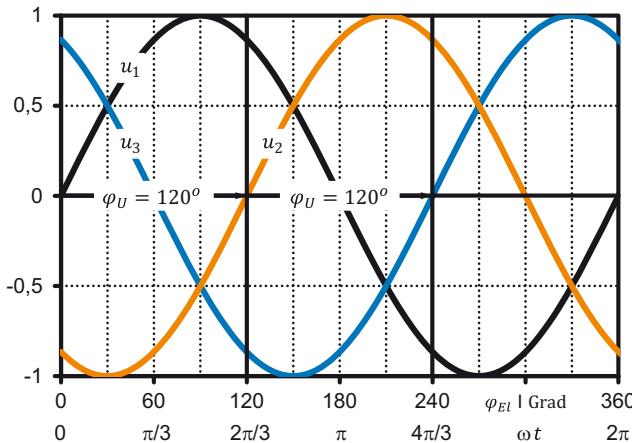


Bild 6.1 Drehspannungssystem

\hat{U}	Spannungsamplitude	Amplitude voltage	V
\hat{i}	Stromamplitude	Amplitude current	A
ω	Elektrische Kreisfrequenz	Electrical angular frequency	rad
φ	Phasenverschiebung Strom zu Spannung	Phase shift current to voltage	rad

Der zeitliche Verlauf von Wechselgrößen kann auch vektoriell als komplexe Größen dargestellt werden. Für die Spannung gilt:

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{U}_1(t) = U(\cos(\varphi_{El}) + j \sin(\varphi_{El})) \\ \underline{U}_2(t) = U(\cos(\varphi_{El} - \frac{2\pi}{3}) + j \sin(\varphi_{El} - \frac{2\pi}{3})) \\ \underline{U}_3(t) = U(\cos(\varphi_{El} - \frac{4\pi}{3}) + j \sin(\varphi_{El} - \frac{4\pi}{3})) \end{array} \right\} \quad \text{mit } \varphi_{El} = \omega t \quad (6.3)$$

U	Effektivwert Spannung	RMS-value voltage	V	V_{eff}	V_{rms}
I	Effektivwert Strom	RMS-value current	A	A_{eff}	A_{rms}

Die komplexen Größen werden durch unterstrichene Buchstaben gekennzeichnet und als Zeiger bezeichnet. Üblicherweise wird anstatt der Amplitude der Effektivwert der Wechselgröße (rms: root mean square) benutzt. Die Darstellung für die Ströme ist entsprechend. Aus der Euler'schen Gleichung

$$e^{jx} = \cos(x) + j \sin(x) \quad (6.4)$$

ergibt sich für die Spannungen und die Ströme in Polarkoordinaten:

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{U}_1(t) = U e^{\varphi_{El}} \\ \underline{U}_2(t) = U e^{\varphi_{El}} e^{-\frac{2\pi}{3}} \\ \underline{U}_3(t) = U e^{\varphi_{El}} e^{-\frac{4\pi}{3}} \end{array} \right\} \quad \text{bzw.} \quad \left\{ \begin{array}{l} \underline{I}_1(t) = I e^{\varphi_{El}} e^{\varphi} \\ \underline{I}_2(t) = I e^{\varphi_{El}} e^{-\frac{2\pi}{3}} e^{\varphi} \\ \underline{I}_3(t) = I e^{\varphi_{El}} e^{-\frac{4\pi}{3}} e^{\varphi} \end{array} \right\} \quad (6.5)$$

Eine Gegenüberstellung des Zeitdiagramms für Drehspannungen mit dem entsprechenden Zeitzeigerdiagramm (rotierendes Zeigerdiagramm) zeigt Bild 6.2. Der Phasenwinkel der Wechselgröße wird vorzeichenrichtig gegen den Uhrzeigersinn zur positiven reellen Achse aufgetragen. Der Momentanwert der Wechselgröße kann auf der imaginären Achse abgelesen werden.

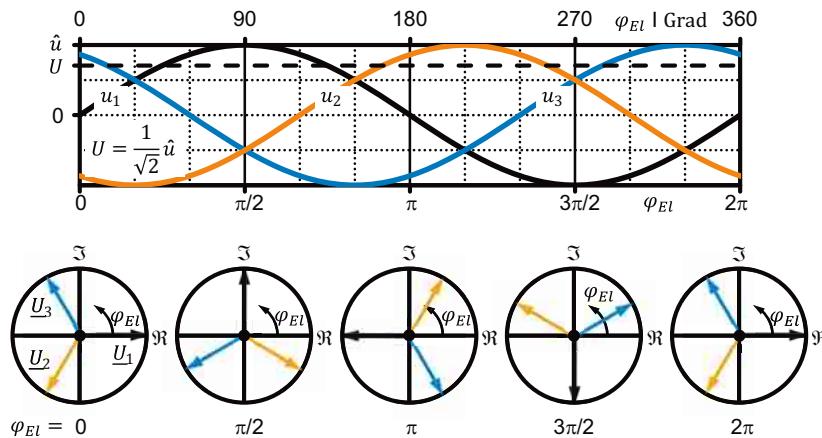


Bild 6.2 Zeitzeigerdiagramm Spannungen

Die grafische Addition der drei Spannungsvektoren ergibt, dass die Summenspannung zu jedem Zeitpunkt null ist. Für die Ströme gilt Identisches wie für die Spannungen.

$$\underline{U}_1 + \underline{U}_2 + \underline{U}_3 = 0 \quad (6.6)$$

Bei linearen Wechselstromnetzwerken enthält die Drehung eines Zeigers (Zeitzeiger) keine zusätzliche Information, da im stationären Fall (eingeschwungener Zustand) alle auftretenden Wechselgrößen die gleiche Frequenz aufweisen. Deshalb wird üblicherweise mit ruhenden Zeigern gearbeitet. Es wird nur die Phasenlage der Größe zum Zeitpunkt $t = 0$ ($\varphi_{El} = 0$, Nullphasenwinkel) dargestellt. Die Darstellung mit ruhenden Zeigern für die Spannungen U_1 und U_2 eines Drehspannungssystems zeigt Bild 6.3.

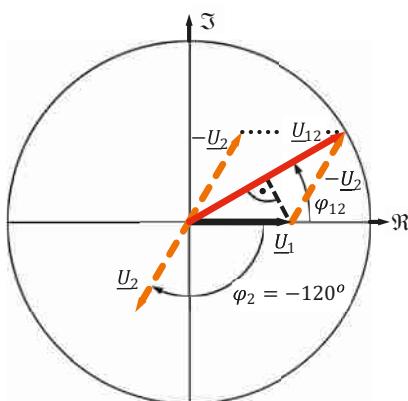


Bild 6.3 Spannungszeiger (ruhender Zeiger) und Differenzspannung

Die Spannungsdifferenz zwischen den beiden Wechselspannungen (z. B. $U_{12} = U_1 - U_2$) kann durch Vektorschrechnung ermittelt werden. Es ergibt sich ein gleichschenkliges Dreieck. Der

Nullphasenwinkel der Spannung U_{12} ist $\varphi_{12} = 30^\circ$. Ferner gilt:

$$\cos(\varphi_{12}) = \frac{0,5 U_{12}}{U_1} \rightarrow U_{12} = U_1 2 \cos(30^\circ) = U_1 2 \frac{1}{2} \sqrt{3} \quad (6.7)$$

Für die Differenzspannung folgt:

$$U_{12} = \sqrt{3} U = \sqrt{3} U_1 = \sqrt{3} U_2 \quad (6.8)$$

So ergibt sich z. B. in Europa aus zwei Wechselspannungen mit einem Effektivwert von je 230 V die Spannungsdifferenz (Drehspannung) von 400 V (Effektivwert).

■ 6.2 Anschluss von Drehstrommotoren

Drehstrommotoren werden mit Drehspannung versorgt. Dies kann auf zwei Arten erfolgen:

Direkter Anschluss des Drehstrommotors an das Netz: In diesem Fall ist die Motordrehzahl bei konstanter Belastung nicht variabel. Sie wird durch die Netzfrequenz bestimmt.

Anschluss des Drehstrommotors an einen Umrichter: Ein Umrichter ist eine Leistungselektronik, die ein Drehspannungssystem variabler Spannung und Frequenz erzeugt. Die Wirkungsweise eines Umrichters wird in Abschnitt 6.8 beschrieben. Wird der Motor an einen Umrichter angeschlossen, ist die Motordrehzahl variabel. Sie wird durch die Frequenz des Drehspannungssystems, das der Umrichter dem Motor bereitstellt, bestimmt.

Für Netzspannungen und Netzfrequenzen gelten regional unterschiedliche Werte (Tabelle 6.1).

Tabelle 6.1 Netzspannungen und Netzfrequenzen für ausgewählte Regionen

Netz-frequenz f_S	Netzspannung			Beispiel-region
	Einphasig Wechselstrom		Dreiphasig Drehstrom	
f_S	U_S	\hat{u}_S	U_S	\hat{u}_S
50 Hz	230 V	325 V	400 V	566 V Europa
50 Hz	220 V	311 V	380 V	537 V China
60 Hz	120 V	170 V	200 V-240 V, 480 V	283 V-339 V, 679 V USA

U_S : Effektivwert, \hat{u}_S : Spitzenwert; $U_S = 1/\sqrt{2}\hat{u}_S$

Eine Drehstrommaschine kann an ein Drehspannungssystem mit den Leitern L1, L2 und L3 und dem Neutralleiter N unterschiedlich angeschlossen werden. Die Schaltungsarten sind:

- Sternschaltung (Symbol: \wedge)
- Dreieckschaltung (Symbol: Δ)

In VDE 0293 ist die Farbkodierung der Kabellitzen festgelegt (Bild 6.4). Für Drehspannungssysteme werden die in Tabelle 6.2 gezeigten Farbkodierungen verwendet. Die häufig verwendete Leiterzuordnung ist zusätzlich angegeben.

Farbkodierung Kabel mit grün/gelb		ohne grün/gelb
Aderanzahl		
2		bl br
3	gg bl br	s br gr
4	gg br s gr	br bl s gr
5	gg bl br s gr	bl br s gr s

s: schwarz bl: blau br: braun gr: grau gg: grün/gelb

Bild 6.4 Farbkodierung Kabel

	VDE 0293	Häufig
grün/gelb	Schutzleiter (Protective Earth)	PE
blau	Neutralleiter	N
braun	Beliebiger Leiter	L1
schwarz	Beliebiger Leiter	L2
grau	Beliebiger Leiter	L3

Tabelle 6.2 Farbkodierung bei Drehspannungssystemen und häufig anzutreffende Leiterzuordnung

Die Anschlusspunkte im Motor werden Klemmen genannt. In der IEC 60034-8 ist die Klemmenbezeichnung von Drehstrommotoren festgelegt (Tabelle 6.3). So bedeutet U1 Wicklungsanfang der U-Phase.

Klemmenbezeichnung IEC 60034-8	
Phase	U□, V□ oder W□
Wicklungsanfang	□ = 1
Wicklungsende	□ = 2

Tabelle 6.3 Klemmenbezeichnung

Häufig werden Drehstrommotoren direkt ans Netz angeschlossen. Die Drehrichtung des Motors ist abhängig vom Anschluss der Leiter an die drei Motorwicklungen. Üblich ist, dass der in Tabelle 6.4 gezeigte Anschluss zu einem Rechtslauf des Motors gesehen auf die Motorwelle führt (Drehung im Uhrzeigersinn).

Tabelle 6.4 Drehrichtung Drehstrommotoren

	Rechtslauf Im Uhrzeigersinn	Linkslauf Gegen den Uhrzeigersinn
L1	→ U1	→ V1
L2	→ V1	→ U1
L3	→ W1	→ W1

Motorbild: © Siemens AG, Internet Bilddatenbank 2012



Einen Linkslauf erreicht man durch Vertauschen von 2 Phasen, z. B. U1 und V1. Bei Motoren mit 2 Wellenenden oder Linearmotoren ist die anschlussabhängige Bewegungsrichtung den Herstellerangaben zu entnehmen.

■ 6.3 Sternschaltung

In Bild 6.5 ist der typische Anschluss eines Drehstrommotors in Sternschaltung dargestellt. Die Klemmen der drei Wicklungsstränge des Drehstrommotors befinden sich im sogenannten Klemmkasten. Der Neutralleiter wird nicht angeschlossen. Einen Überblick der im Bild 6.5 und im Weiteren verwendeten Formelzeichen für Spannungen und Ströme zeigt Tabelle 6.5. Die Spannungen der Versorgungsleiter (im Beispiel: L1, L2 und L3) werden Leiterspannungen genannt. Die Spannungen zwischen den Versorgungsleitern sind die Außenleiterspannungen. Als Strangspannungen werden die Spannungen, die an den einzelnen drei Wicklungssträngen abfallen, bezeichnet. Die Ströme in den Versorgungsleitern werden Leiterströme und die Ströme in den Leitern zum Motor werden Außenleiterströme genannt. Ströme durch die einzelnen Wicklungsstränge werden als Strangstrome bezeichnet.

Tabelle 6.5 Formelzeichen Spannungen und Ströme

	Allgemein	Einzelne Phasen
Leiterspannung	U_L	U_{L1}, U_{L2}, U_{L3}
Außenleiterspannung	U_{Al}	U_{12}, U_{23}, U_{31}
Strangspannung	U_{St}	U_1, U_2, U_3
Leiterstrom	I_L	I_{L1}, I_{L2}, I_{L3}
Außenleiterstrom	I_{Al}	$I_{A11}, I_{A12}, I_{A13}$
Strangstrom	I_{St}	I_1, I_2, I_3

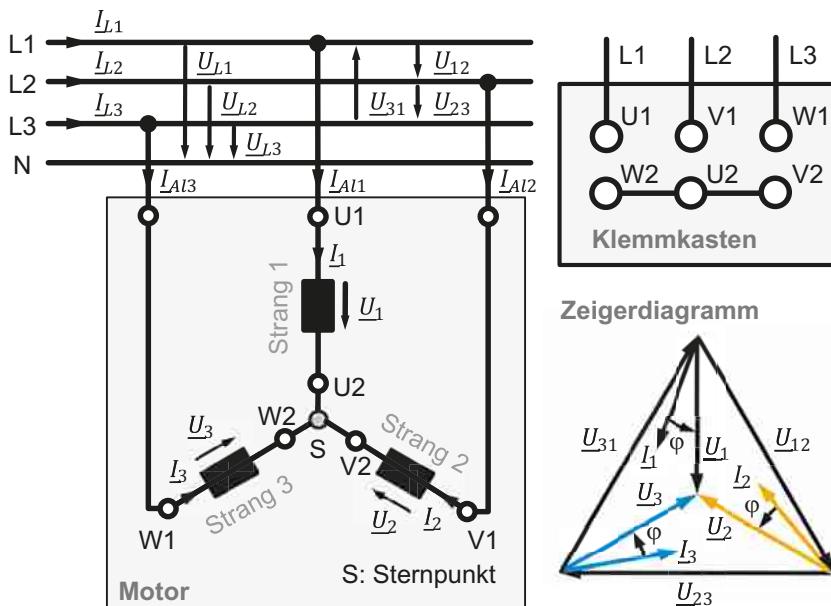
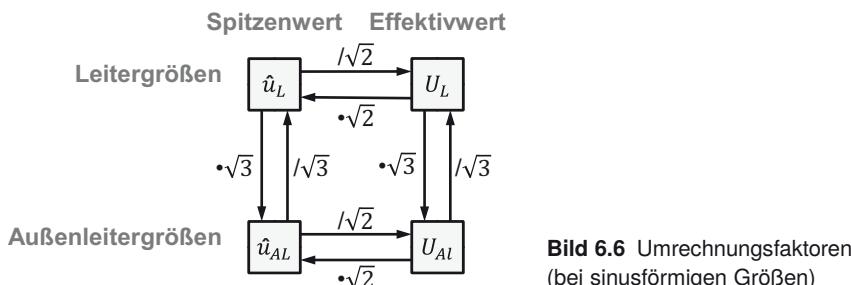


Bild 6.5 Sternschaltung

Bild 6.6 zeigt die Umrechnungsfaktoren für einzelne Spannungsgrößen.



Die Maschenregel liefert:

$$\begin{cases} \underline{U}_{12} + \underline{U}_2 - \underline{U}_1 = 0 \\ \underline{U}_{23} + \underline{U}_3 - \underline{U}_2 = 0 \\ \underline{U}_{31} + \underline{U}_1 - \underline{U}_3 = 0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \underline{U}_{12} = \underline{U}_1 - \underline{U}_2 \\ \underline{U}_{23} = \underline{U}_2 - \underline{U}_3 \\ \underline{U}_{31} = \underline{U}_3 - \underline{U}_1 \end{cases} \quad (6.9a)$$

$$\begin{cases} \underline{U}_{12} + \underline{U}_{L2} - \underline{U}_{L1} = 0 \\ \underline{U}_{23} + \underline{U}_{L3} - \underline{U}_{L2} = 0 \\ \underline{U}_{31} + \underline{U}_{L1} - \underline{U}_{L3} = 0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \underline{U}_{12} = \underline{U}_{L1} - \underline{U}_{L2} \\ \underline{U}_{23} = \underline{U}_{L2} - \underline{U}_{L3} \\ \underline{U}_{31} = \underline{U}_{L3} - \underline{U}_{L1} \end{cases} \quad (6.9b)$$

Der Zusammenhang zwischen den Spannungen ist:

$$U_{Al} = \sqrt{3} U_L \quad (6.10)$$

$$U_{St} = \frac{1}{\sqrt{3}} U_{Al} \quad (6.11a)$$

Bei einer Sternschaltung ist die Strangspannung niedriger als die Außenleiterspannung. Der Strangstrom ist identisch mit dem Außenleiterstrom.

$$I_{St} = I_{Al} \quad (6.11b)$$

In Bild 6.5 ist zusätzlich das Zeigerdiagramm für die einzelnen Spannungen und Ströme bei einer Sternschaltung dargestellt. Die Strangströme haben identische Phasenverschiebungen zu den Strangspannungen. Bild 6.7 zeigt den Anschluss eines Motors in Sternschaltung. Die drei an der Klemme W1 befestigten Verbindungslaschen sind vom Motorhersteller für die Verbindung einzelner Klemmen vorgesehen. Der Anschluss des Motors vereinfacht sich dadurch, da einzelne Kabelverbindungen entfallen. Bei einer Sternpunktsschaltung sind nur 2 Verbindungslaschen (von V2 nach U2 und von U2 nach W2) erforderlich.

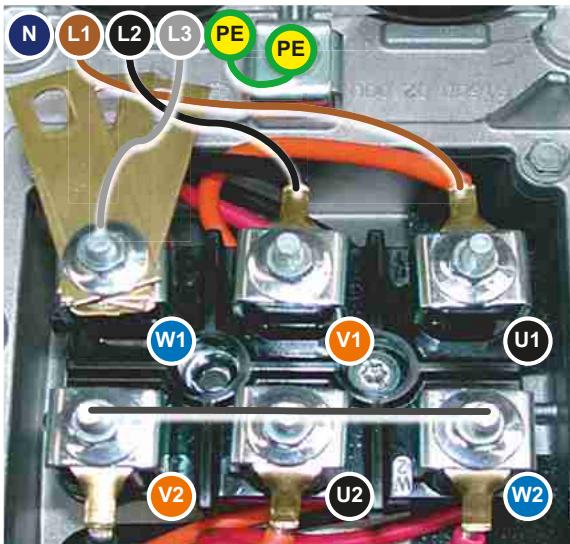


Bild 6.7 Klemmkasten (© Siemens AG, Antriebstechnik, Internet Bilddatenbank)

Sofern alle Stränge als identisch angenommen werden können, reicht es für Leistungsberechnungen bei sinusförmiger Speisung aus, nur einen Strang zu betrachten, um auf das Gesamtverhalten schließen zu können. Die Wirkleistung aus den 3 Strängen errechnet sich zu:

$$P = 3P_{St} = 3U_{St}I_{St} \cos(\varphi) = 3 \frac{1}{\sqrt{3}} U_{Al}I_{Al} \cos(\varphi) \quad (6.12)$$

P	Wirkleistung	Active power	W
P_{St}	Strangwirkleistung	Active power phase	W
U_{St}	Strangspannung	Phase voltage	V
I_{St}	Strangstrom	Phase current	A
U_{Al}	Außenleiterspannung	Line-to-line voltage	V
I_{Al}	Außenleiterstrom	Line-to-line current	A
φ	Phasenverschiebung	Phase shift	rad

Die Wirkleistung kann aus den Außenleitergrößen, welche immer zugänglich sind, berechnet werden.

■ 6.4 Dreieckschaltung

Bei einer Dreieckschaltung (Bild 6.8) können die Zusammenhänge wie bei der Sternschaltung (Abschnitt 6.3) hergeleitet werden. Es soll nur das Ergebnis gezeigt werden. Die Strangspannung ist identisch mit der Außenleiterspannung und der Strangstrom ist niedriger als der Außenleiterstrom. Es werden alle 3 Verbindungsstellen im Klemmkasten benötigt (Bild 6.7).

$$U_{St} = U_{Al} \quad (6.13a)$$

$$I_{St} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{Al} \quad (6.13b)$$

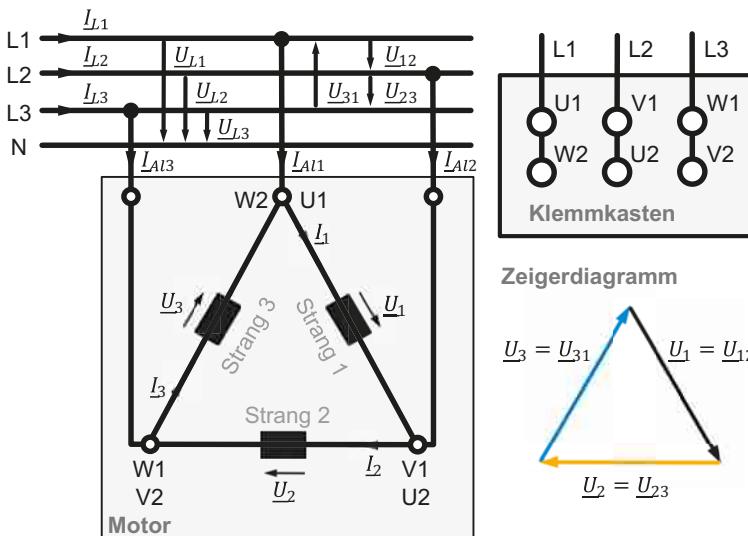


Bild 6.8 Dreieckschaltung

■ 6.5 Vergleich Stern- und Dreieckschaltung

Eine Übersicht wichtiger Zusammenhänge bei Stern- und Dreieckschaltung zeigt Tabelle 6.6. Bei gleichen Außenleitergrößen sind die Leistungen unabhängig von der Schaltungsart.

! Bei gleicher Leiterspannung ist der Strangstrom bei Sternschaltung geringer als bei Dreieckschaltung ($I_{St,\Delta} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{St,\lambda}$). Die Wirkleistung reduziert sich entsprechend.

Tabelle 6.6 Vergleich Stern- und Dreieckschaltung

	Sternschaltung	Dreieckschaltung
Strangspannung U_{St}	$\frac{U_{Al}}{\sqrt{3}}$	U_{Al}
Strangstrom I_{St}	I_{Al}	$\frac{I_{Al}}{\sqrt{3}}$
Strangwirkleistung P_{St}	$U_{St} I_{St} \cos(\varphi)$	
	$\frac{1}{\sqrt{3}} U_{Al} I_{Al} \cos(\varphi)$	
Strangblindleistung Q_{St}	$U_{St} I_{St} \sin(\varphi)$	
	$\frac{1}{\sqrt{3}} U_{Al} I_{Al} \sin(\varphi)$	
Gesamtwirkleistung P	$3 U_{St} I_{St} \cos(\varphi)$	
	$\sqrt{3} U_{Al} I_{Al} \cos(\varphi)$	
Gesamtblindleistung Q	$3 U_{St} I_{St} \sin(\varphi)$	
	$\sqrt{3} U_{Al} I_{Al} \sin(\varphi)$	

■ 6.6 Magnetisches Drehfeld

Alle Drehstrommaschinen nutzen magnetische Drehfelder zur Drehmoment- oder Spannungserzeugung. Mittels eines 3-phasigen Systems lässt sich das Drehfeld auf einfache Weise erzeugen. Das Drehfeld entsteht dadurch, dass für jede Phase Spulen über dem Umfang des Stators äquidistant verteilt werden. Die drei Wicklungsstränge haben die gleiche Windungszahl und werden mit um 120° elektrisch zu einander phasenverschobenen Spannungen (Drehspannung) versorgt. Üblicherweise liegen die Spulen in Nuten des Statorblechpaketes. Pro Phase entstehen dadurch jeweils $2z_p$ Pole, wobei z_p die Polpaarzahl einer Phase ist. In Anlehnung an Gleichstrommotoren spricht man von einem $2z_p$ -poligen Drehstrommotor.



Nicht die Gesamtzahl der Pole der einzelnen Wicklungsstränge des Stators eines Drehstrommotors ist die beschreibende Größe, sondern die Anzahl an Polen einer Phase.

Die Leiter für eine Stromrichtung einer Phase können über mehrere Nuten verteilt sein. Hat der Stator einer 4-poligen Maschine z. B. 24 Nuten und wird davon ausgegangen, dass in einer Nut nur Leiter einer Phase untergebracht sind, so werden zwei Nuten ($24/(3 \cdot 4)$) pro Phase und Stromrichtung belegt.

Für das einfachere Verständnis wird nun davon ausgegangen, dass alle Leiter einer Phase und Stromrichtung an einem Ort konzentriert sind, wie dies in Bild 6.9 für einen 2-poligen Drehstrommotor gezeigt ist.

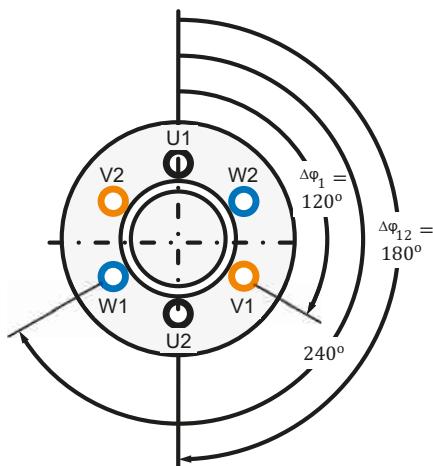


Bild 6.9 2-polige Drehfeldwicklung mit örtlich konzentrierten Wicklungen (vereinfachte Darstellung)

Ganz allgemein sind die Wicklungsanfänge (U_1, V_1, W_1), abhängig von der Polpaarzahl, um den Winkel:

$$\Delta\varphi_1 = \frac{2\pi}{3 z_p} \quad (6.14a)$$

zueinander versetzt.

Der mechanische Winkelversatz der Wicklungsausgänge (U_2, V_2, W_2) zum jeweiligen Wicklungsanfang ist:

$$\Delta\varphi_{12} = \frac{\pi}{z_p} \quad (6.14b)$$

Einen Stator für eine 6-polige Maschine während der Fertigung zeigt Bild 6.10. Er hat mehrere Nuten für die Leiter einer Stromrichtung.

Entscheidend für das Maschinenverhalten ist die magnetische Flussdichte im Luftspalt. Durch konstruktive Maßnahmen auf der Stator- und Rotorseite wird pro Phase über den Umfang des Luftspaltes eine möglichst sinusförmige magnetische Flussdichte erzeugt.

Durch jede Wicklung des Stators fließt bei Drehstrommaschinen ein sinusförmiger Strom (Bild 6.11). Dadurch entstehen drei sich zeitlich ändernde Magnetfelder, die sich überlagern.



Bild 6.10 Stator einer 6-poligen Drehstrommaschine
(© Siemens AG, Antriebstechnik)

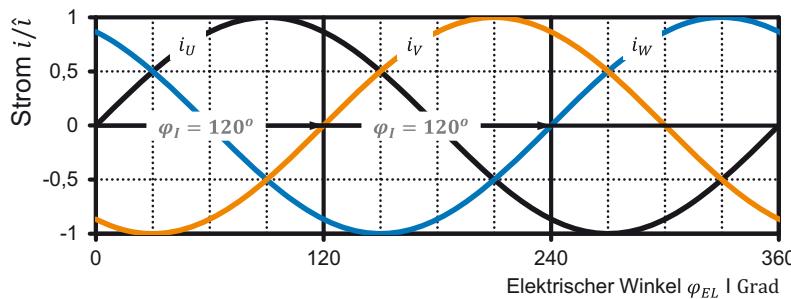


Bild 6.11 Drehstromsystem

Zunächst soll das Magnetfeld nur einer Wicklung (eines Stranges) am Beispiel der in Bild 6.12 gezeigten vereinfachten Darstellung betrachtet werden. Der mit „U“ gekennzeichnete Strang soll im ersten Schritt von einem konstanten Strom durchflossen werden. Vereinfacht soll von einem ideal sinusförmigen Verlauf der magnetischen Flussdichte im Luftspalt ausgegangen werden.

$$B_U(\gamma) = -\hat{B}_{St} \sin(\gamma) \quad (6.15)$$

B_U	Magnetische Flussdichte Strang U	<i>Magnetic flux density of phase U</i>	T
γ	Luftspaltwinkel	<i>Air gap angle</i>	rad
\hat{B}_{St}	Amplitude der magnetischen Flussdichte eines Strangs	<i>Amplitude magnetic flux density of one phase</i>	T

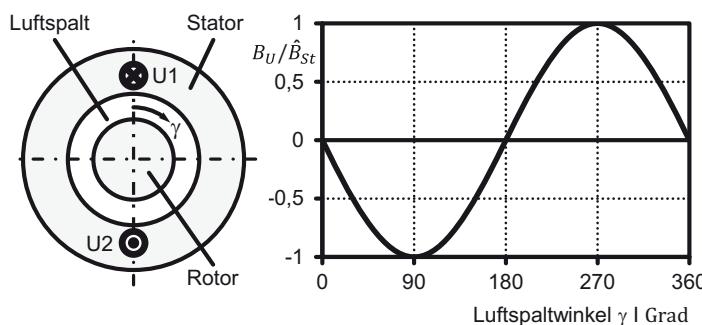


Bild 6.12 Konstanter Strom in einer Wicklung

Für $\gamma = 0$ und $\gamma = \pi$ ist die magnetische Flussdichte gleich null und wechselt ihr Vorzeichen. Das Vorzeichen der magnetischen Flussdichte gibt an, ob die magnetischen Feldlinien den Rotor verlassen oder in diesen eintreten. Verlassen die Feldlinien den Rotor, ist die magnetische Flussdichte definitionsgemäß positiv. Im Bereich $\pi < \gamma < 2\pi$ treten die Feldlinien aus dem Rotor aus, weshalb die magnetische Flussdichte in diesem Bereich positiv ist. Die magnetische Flussdichte erreicht bei $\gamma = 3\pi/2$ ihr positives Maximum. Bei $\gamma = \pi/2$ liegt das negative Maximum.

Betrachtet man nun einen sinusförmigen Strom durch die Wicklung und geht von einem linearen Zusammenhang zwischen Strom und magnetischer Flussdichte aus, so ist die magnetische Flussdichte zusätzlich noch eine Funktion der Zeit (Bild 6.13). Der räumliche Verlauf der magnetischen Flussdichte bleibt unabhängig vom zeitlichen Verlauf des Stromes immer sinusförmig. In Abhängigkeit vom Strom ändert sich die Amplitude der magnetischen Flussdichte. Die Orte der Nulldurchgänge und der Betragsmaxima, die mit **I** gekennzeichnet sind, bleiben konstant. Die maximale Amplitude der magnetischen Flussdichte ergibt sich bei maximalem Strangstrom. Der Nullphasenwinkel des Stromes wird zu null angenommen. Für die magnetische Flussdichte der U-Phase gilt:

$$B_U(\gamma, t) = -\hat{B}_{St} \sin(\omega t) \sin(\gamma) = -\hat{B}_{St} \sin(\varphi_{El}(t)) \sin(\gamma) \quad (6.16)$$

Für den Zeitpunkt $t_1 = 0$ ist die magnetische Flussdichte 0, da die Wicklung nicht bestromt wird (Strom i_U in Bild 6.11). Für $t_3 < \pi/(2\omega)$ ist sie maximal, da der maximale Strom durch die Wicklung fließt. Zum Zeitpunkt $t_2 < \pi/(6\omega)$ erreicht die magnetische Flussdichte im Maximum $\hat{B}_{St}/2$.

Charakteristisch ist, dass sich nur die Amplitude, jedoch nicht die Orientierung des Maximums ändert. Zur Vereinfachung wird daher das magnetische Feld durch einen Zeiger (Vektor) dargestellt, der parallel zu den Feldlinien im Rotor ist und zum Maximum der magnetischen Flussdichte zeigt. Die Zeigerlänge ist proportional zur maximalen magnetischen Flussdichte.

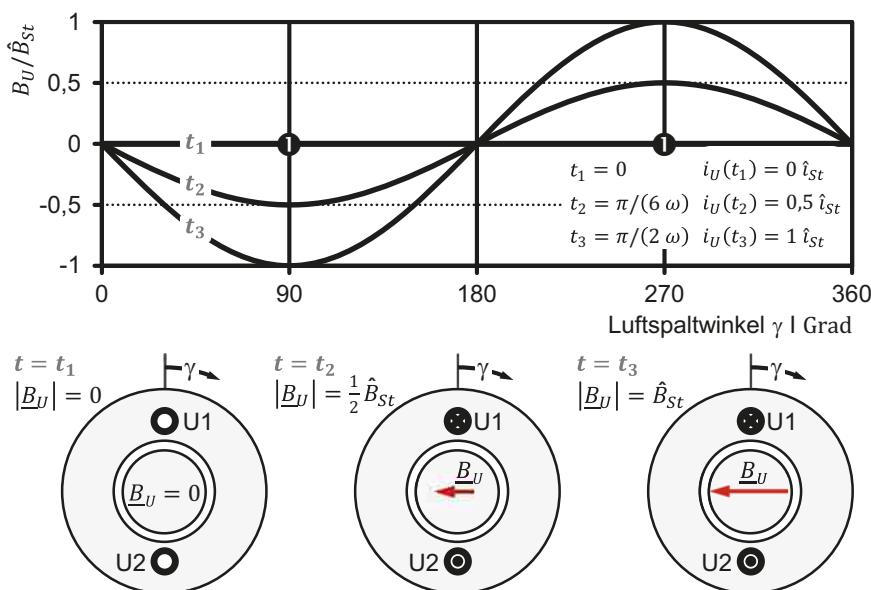


Bild 6.13 Magnetische Flussdichte im Luftspalt und Feldzeiger

Es sollen nun alle drei Wicklungen gemeinsam betrachtet werden. Der Ort des Maximums der magnetischen Flussdichte ist für jede Wicklung durch deren Platzierung im Stator festgelegt. Die winkel- und zeitabhängige Beschreibung der magnetischen Flussdichte im Luftspalt für

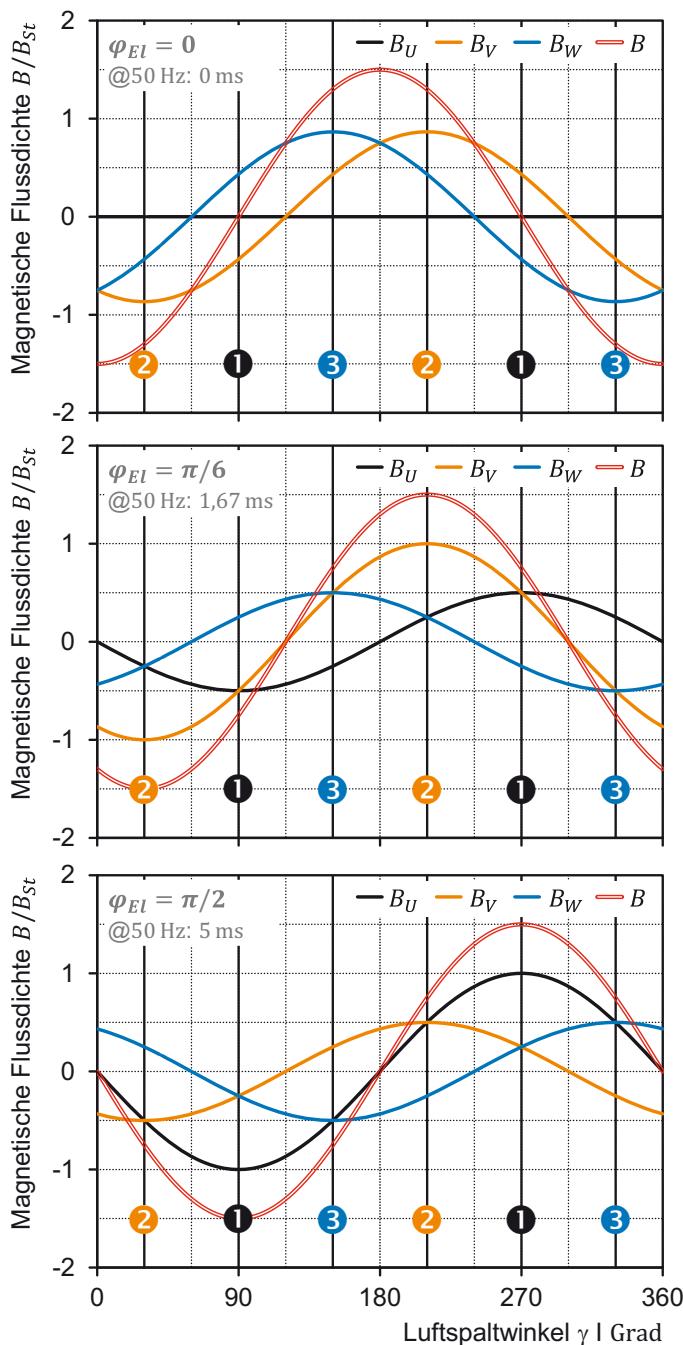


Bild 6.14 Magnetische Flussdichte für $\varphi_{El} = 0$ (oben), $\varphi_{El} = \pi/6$ (mittig) und $\varphi_{El} = \pi/2$ (unten)

alle drei Wicklungen lautet:

$$\begin{Bmatrix} \underline{B}_U(\gamma, t) \\ \underline{B}_V(\gamma, t) \\ \underline{B}_W(\gamma, t) \end{Bmatrix} = -\hat{B}_{St} \begin{Bmatrix} \sin(\omega t) \sin(\gamma) \\ \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \sin(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \sin(\gamma - \frac{4\pi}{3}) \end{Bmatrix} \quad (6.17)$$

Bild 6.14 zeigt die Verhältnisse der von den einzelnen Strängen erzeugten Flussdichten für die Zeitpunkte $t = t_1, t_2$ und t_3 . Zusätzlich ist die jeweils resultierende Gesamtflussdichte angegeben. Die Gesamtflussdichte ist konstant, ändert aber ihre Orientierung. Es ergibt sich ein drehendes Magnetfeld. Für die einzelnen Stränge sind die Orte der Betragsmaxima der magnetischen Flussdichte mit ❶, ❷ und ❸ eingetragen.

In Bild 6.15 sind die Zusammenhänge als Feldzeiger dargestellt. Die Berechnung des Betrages (Amplitude) und der Phase (Richtung) des augenblicklichen Maximums der resultierenden Gesamtflussdichte kann durch Vektoraddition erfolgen.

$$\underline{B} = \underline{B}_U + \underline{B}_V + \underline{B}_W \quad (6.18)$$

Für $\varphi_{El} = 0^\circ$ erhält man:

$$\hat{B} = 2 \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \frac{1}{2} \sqrt{3} \hat{B}_{St} = 2 \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1}{2} \sqrt{3} \hat{B}_{St} = \frac{3}{2} \hat{B}_{St} \quad (6.19)$$

Die resultierende magnetische Flussdichte ist das 1,5-Fache des Spitzenwertes eines Stranges. Für die magnetische Gesamtflussdichte ergibt sich damit:

$$B(\gamma, t) = -\hat{B} \cos(\gamma - \varphi_{El}(t)) = -\hat{B} \cos(\gamma - \omega t) \quad (6.20)$$

Da sich das Feld dreht, werden die Motoren als Drehfeldmotoren bezeichnet.

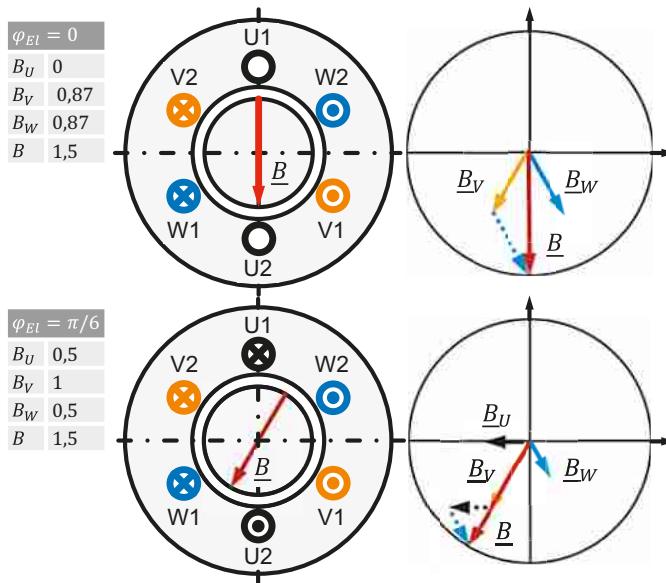


Bild 6.15 Magnetisches Drehfeld mit Feldzeiger

■ 6.7 Wicklungsaufbau

Beim Wicklungsaufbau sind im Wesentlichen folgende Arten zu unterscheiden (Bild 6.16):

- verteile Wicklung
Hin- und Rückleiter sind örtlich verteilt und überschneiden sich mit Wicklungen anderer Phasen.
- konzentrierte Wicklung
Hin- und Rückleiter einer Phase sind direkt benachbart. Es gibt keine Überschneidungen der Wicklungen einzelner Pole.

In Bild 6.17 ist jeweils ein Beispiel gezeigt.

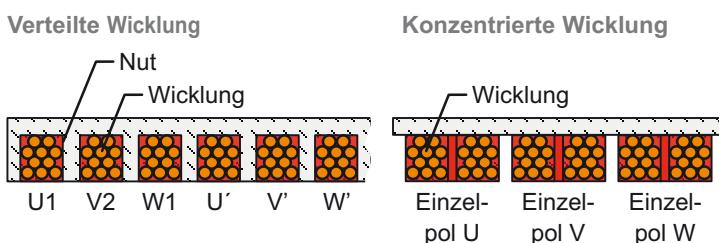


Bild 6.16 Wicklungsaufbau 3-phägige Motoren



Bild 6.17 Wicklungsaufbau 3-phägige Motoren (rechts: © maxon Group)

Umso mehr Windungen in einem gegebenen Wickelquerschnitt bei konstantem Drahtquerschnitt untergebracht werden können, desto mehr Kraft wird erzeugt. Der Füllgrad des Wicklungsquerschnittes wird durch den Füllfaktor definiert. Er berechnet sich aus der Summe aller Leiterquerschnitte in Bezug auf den Wickelquerschnitt A_{CW} .

$$f_C = \frac{NA_W}{A_{CW}} = \frac{1}{4} \frac{N\pi d_W^2}{A_{CW}} \quad (6.21)$$

f_C	Füllfaktor	<i>Filling factor</i>	
N	Anzahl Leitungen	<i>Number of wires</i>	
A_w	Drahtquerschnitt	<i>Cross section of wire</i>	m^2
A_{cw}	Wickelquerschnitt	<i>Cross section of winding</i>	m^2
d_w	Leiterdurchmesser	<i>Wire diameter</i>	m

Eine Gegenüberstellung beider Wicklungsprinzipien zeigt Tabelle 6.7.

Tabelle 6.7 Wicklungsprinzipien

	Verteilte Wicklung	Konzentrierte Wicklung	Haarnadelwicklung
Füllfaktor	geringer	höher	hoch
Volumenkraft-/drehmoment	niedriger	höher	hoch
Vibrationsbelastbarkeit	niedriger	höher	hoch
Montage	geringer	höher	gering
Modularität	nein	ja	

Ein spezieller Wicklungsaufbau für eine verteilte Wicklung ist die sogenannte „Haarnadelwicklung“ (Hair pin winding). Dieser Wicklungstechnik kommt in den vergangenen Jahren vor allem für elektrisch oder teilelektrisch angetriebene Kraftfahrzeuge hohe Bedeutung zu. Für Drehstrommaschinen wird mit dieser Technik der Stator aus einzelnen U-förmig geformten Kupferleitern, die an Haarnadeln erinnern, aufgebaut. Dabei werden massive rechteckförmige Leiterquerschnitte verwendet. Die Fertigung der Statorwicklung kann dadurch vollautomatisiert und mit kurzer Taktzeit, und damit kostengünstig, erfolgen.

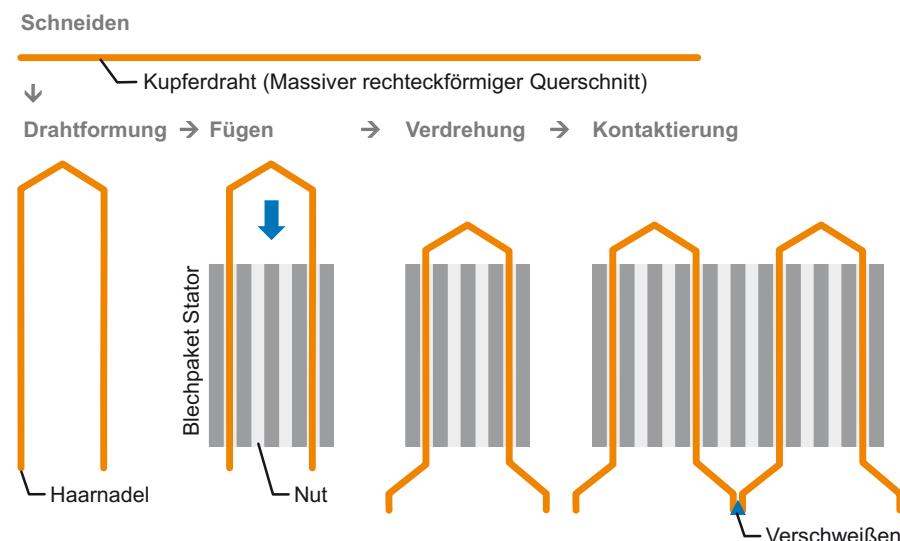


Bild 6.18 Haarnadelwicklung

Wesentliche Fertigungsschritte sind in Bild 6.18 für eine Phase und einen Leiter pro Nut des Stators eines Drehstrommotors dargestellt:

- Schneiden
Der einzelne Kupferdraht wird von der Rolle auf Länge geschnitten und gerichtet.
- Drahtformung
Der Kupferdraht wird bevor er in das Blechpaket des Stators eingefügt wird, U-förmig gebogen. Er gleicht einer Haarnadel.
- Fügen
Die Kupferdrähte werden in die Nuten des Stators geschoben.
- Verdrehung
Die Kupferdrähte werden in der Ebene oder im Raum so umgeformt, dass sich keine Überschneidungen mit anderen Phasen ergeben und eine elektrisch leitende Kontaktierung der Kupferdrähte einer Phase hergestellt werden kann.
- Kontaktierung
Der dauerhaft elektrisch leitende Kontakt der Kupferdrähte einer Phase wird stoffschlüssig hergestellt. Meist erfolgt dies durch Verschweißen, z. B. Laserschweißen.

In Bild 6.19 ist der Stator eines Drehstrom-Synchronmotors für einen Fahrzeugmotor eines Kraftfahrzeugs mit Haarnadelwicklung gezeigt.



Bild 6.19 Haarnadelwicklung (© BMW AG, Press Club)

■ 6.8 Umrichter

Soll die Drehzahl eines Drehstrommotors veränderbar sein, wird der Motor üblicherweise an ein Drehspannungssystem angeschlossen, bei dem die Amplitude und Frequenz der Spannung variiert werden können. Dazu werden Umrichter benutzt. Der Umrichter wird an alle drei Phasen oder an eine Phase des Netzes angeschlossen (Bild 6.20).

Im Umrichter werden die Drehspannungen (ggf. die Wechselspannung) zunächst gleichgerichtet und mit einem Kondensator geglättet, um Spannungsschwankungen zu reduzieren.

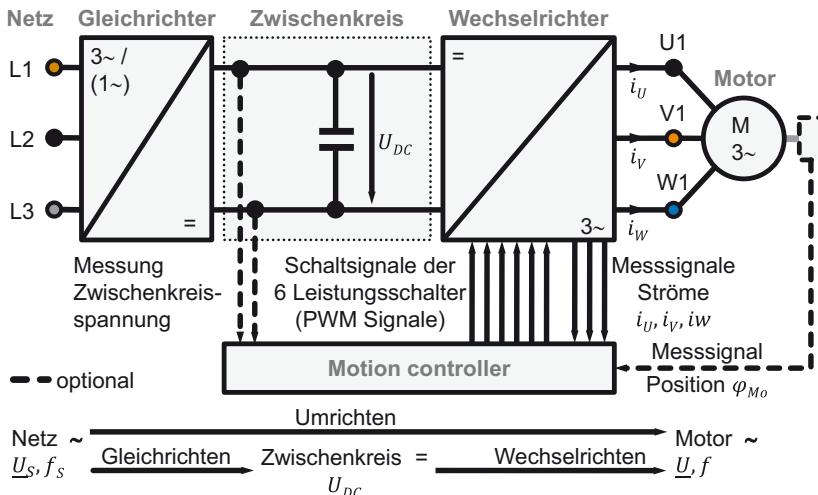


Bild 6.20 Umrichter für Drehstrommotoren

Aus der Gleichspannung wird im Wechselrichter ein Dreihspannungssystem erzeugt, an das der Motor angeschlossen wird. Zwischen dem Gleichrichter und dem Wechselrichter liegt der Gleichspannungzwischenkreis bzw. Zwischenkreis. Durch geeignete Steuerung der Leistungsschalter im Wechselrichter wird aus der Gleichspannung des Zwischenkreises die gewünschte Dreihspannung an den Motorklemmen vorgegeben.

Tabelle 6.8 zeigt einen Vergleich für die Spannung und die elektrische Frequenz an den Motorklemmen bei Netzbetrieb und Umrichterbetrieb. Für Motoren geringer Leistung (ungefähr bis 2 kW) ist eine 1-phägige Versorgung des Umrichters ausreichend und kostengünstig. Für Motoren höherer Leistung ist eine 3-phägige Versorgung zweckmäßig.

Tabelle 6.8 Vergleich Spannung und Frequenz an den Motorklemmen

	Spannung	Frequenz
Anschluss des Motors ans Netz	$U = U_{AI}$	$f = f_S$
Anschluss des Motors an den Umrichter	$0 \leq U \leq \frac{1}{\sqrt{2}} U_{DC}$	$0 \leq f \leq f_{max}$

U: Außenleiterspannung Motor, U_{AI} : Außenleiterspannung öffentliches Netz,
 U_{DC} : Zwischenkreisspannung, f: Frequenz Dreihspannungssystem Motor, f_S : Netzfrequenz,
 f_{max} : maximale Ausgangsfrequenz Dreihspannungssystem des Umrichters

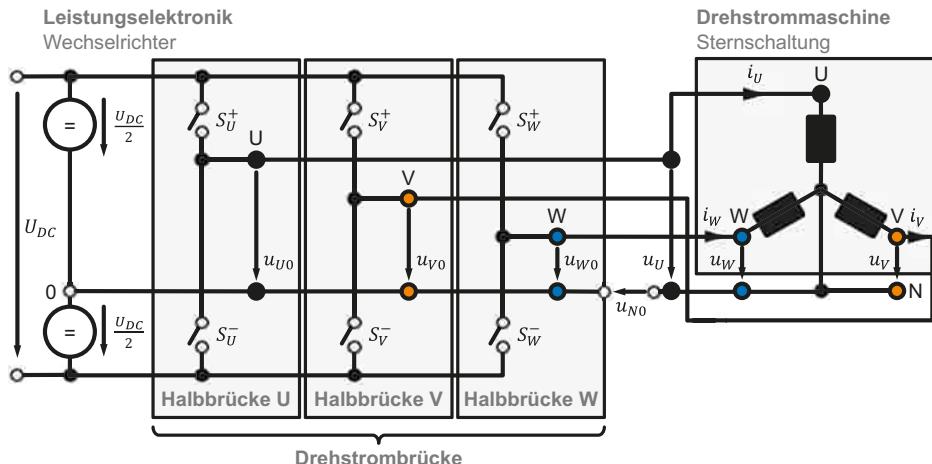
Für einen einphasigen oder dreiphasigen Anschluss eines umrichterbetriebenen Drehstromantriebes an das europäische Netz zeigt Tabelle 6.9 die Spannungsverhältnisse.

Zur verlustarmen Leistungssteuerung von Drehstrommotoren werden Leistungshalbleiter eingesetzt. Das Grundprinzip der Leistungssteuerung mit Leistungshalbleitern wurde in Abschnitt 4.4.4 erläutert. Im Gegensatz zum Gleichstrommotor mit zwei Halbbrücken (A und B, in Bild 4.18 mit idealen Schaltern und in Bild 4.19 mit realen Schaltern) werden beim Drehstrommotor drei Halbbrücken (U, V und W) eingesetzt. Die Schaltung ist in Bild 6.21 mit idealen Schaltern gezeigt und wird Drehstrombrücke genannt. Aus Bild 4.19 ergibt sich die Schaltung mit realen Schaltern.

Tabelle 6.9 Spannungen bei einphasigem oder dreiphasigem Anschluss an das europäische Netz

Netzanschluss Umrichter	Spannungsversorgung Umrichter	Gleichspannungs- zwischenkreis*	Außenleiter- spannung
Einphasig 1 ~	$U_S = 230 \text{ V}$ $\hat{U}_S = \sqrt{2} U_S = 325 \text{ V}$	$U_{DC} = 325 \text{ V}$	$0 \leq U_{AI} \leq 230 \text{ V}$
Dreiphasig 3 ~	$U_S = 400 \text{ V}$ $\hat{U}_S = \sqrt{2} U_S = 566 \text{ V}$	$U_{DC} = 566 \text{ V}$	$0 \leq U_{AI} \leq 400 \text{ V}$

* Nach Gleichrichtung und Glättung mit Kondensator

**Bild 6.21** Wechselrichter für Drehstrommotor mit idealen Schaltern

Die Spannungsquelle (Spannung des Zwischenkreises) wird in zwei Spannungsquellen mit jeweils halber Zwischenkreisspannung ($U_{DC}/2$) aufgeteilt. Der Mittelpunkt der Spannungsversorgung (0: Nullpotential) ist schaltungstechnisch nicht erforderlich. Er wird als Bezugspunkt für das Verständnis des Schaltungsprinzips eingeführt. Als Last für den Umrichter wird in Bild 6.21 eine Drehstrommaschine in Sternschaltung verwendet. Die zwischen dem Sternpunkt und dem Nullpotential des Umrichters sich ergebende Spannung wird als Sternpunktspannung u_{N0} bezeichnet. Die Strangspannungen lassen sich damit wie folgt berechnen:

$$u_U = u_{U0} - u_{N0} \quad (6.22a)$$

$$u_V = u_{V0} - u_{N0} \quad (6.22b)$$

$$u_W = u_{W0} - u_{N0} \quad (6.22c)$$

Wird davon ausgegangen, dass die drei Stränge elektrisch vollkommen identisch sind, gilt für die Sternpunktspannung (auf eine Herleitung wird hier verzichtet):

$$u_{N0} = \frac{1}{3} (u_{U0} + u_{V0} + u_{W0}) \quad (6.23)$$

Die sechs Leistungsschalter besitzen acht mögliche Schaltzustände die in Tabelle 6.10 angegeben sind (❶ bis ❻). Die aus dem jeweiligen Schaltzustand resultierenden Mittelpunktspan-

Tabelle 6.10 Schaltzustände und Spannungen

Schaltzustand						Mittelpunkts spannung			Strangspannung			Sternpunkt spannung	
	S_U^+	S_U^-	S_V^+	S_V^-	S_W^+	S_W^-	u_{UU}	u_{V0}	u_{W0}	u_U	u_V	u_W	u_{NO}
①	0	1	0	1	0	1	$-\frac{1}{2}U_{DC}$	$-\frac{1}{2}U_{DC}$	$-\frac{1}{2}U_{DC}$	0	0	0	$-\frac{1}{2}U_{DC}$
②	1	0	0	1	0	1	$\frac{1}{2}U_{DC}$	$-\frac{1}{2}U_{DC}$	$-\frac{1}{2}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{6}U_{DC}$
③	1	0	1	0	0	1	$\frac{1}{2}U_{DC}$	$\frac{1}{2}U_{DC}$	$-\frac{1}{2}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{6}U_{DC}$
④	0	1	1	0	0	1	$-\frac{1}{2}U_{DC}$	$\frac{1}{2}U_{DC}$	$-\frac{1}{2}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{6}U_{DC}$
⑤	0	1	0	1	1	0	$-\frac{1}{2}U_{DC}$	$-\frac{1}{2}U_{DC}$	$\frac{1}{2}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{6}U_{DC}$
⑥	1	0	0	1	1	0	$\frac{1}{2}U_{DC}$	$-\frac{1}{2}U_{DC}$	$\frac{1}{2}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{6}U_{DC}$
⑦	1	0	1	0	1	0	$\frac{1}{2}U_{DC}$	$\frac{1}{2}U_{DC}$	$\frac{1}{2}U_{DC}$	0	0	0	$\frac{1}{2}U_{DC}$

nungen, Strangspannungen und Sternpunktspannung sind in der Tabelle ebenfalls angegeben. Es ergeben sich zwei Spannungsniveaus ($U_{DC}/2$ und $-U_{DC}/2$) für die Mittelpunktsspannung. Für die Strangspannung existieren fünf Spannungsniveaus und für die Sternpunktspannung vier Spannungsniveaus. Die beiden Schaltzustände ① und ⑦ ergeben beide eine Phasenspannung von Null (Nullzustände). Mittels den Schaltzuständen ② bis ⑥ werden die Strangspannungen gesteuert (spannungsbildende Zustände).

Die Steuerung der Schalter (Pulsweitenmodulation) kann mit dem in Abschnitt 4.4.4 beschriebenen Unterschwingverfahren erfolgen. Die drei um 120° phasenverschobenen sinusförmigen Sollwertspannungen (Wechselspannungen) werden jeweils mit einem Dreieckssignal als Trägersignal (Vergleichsspannung) verglichen und die Schaltzustände der Schalter abhängig vom Vergleichsergebnis gesteuert. Die Sollwerte für die drei Spannungen (w_{UU} , w_{UV} und w_{UW}) entsprechen dem gewünschten Drehspannungssystem am Motor, das durch die Spannungsamplitude und die Frequenz definiert ist.

$$\left\{ \begin{array}{l} w_{UU}(t) = \hat{u} \sin(2\pi f t) \\ w_{UV}(t) = \hat{u} \sin(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}) \\ w_{UW}(t) = \hat{u} \sin(2\pi f t - \frac{4\pi}{3}) \end{array} \right\}; \quad 0 \leq \hat{u} \leq \frac{U_{DC}}{2} \quad (6.24a)$$

Es steht ein Spannungsbereich von $-U_{DC}/2$ bis $U_{DC}/2$ zur Verfügung. Die maximale Spannungsamplitude ist daher $\hat{u}_{max} = U_{DC}/2$. Der Modulationsgrad gibt das Verhältnis der maximalen Amplitude des Spannungssollwertes zur Amplitude des Trägersignals an. Mit dieser Normierung folgt:

$$\left\{ \begin{array}{l} w_{UU}^*(t) = \chi_A \sin(2\pi f t) \\ w_{UV}^*(t) = \chi_A \sin(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}) \\ w_{UW}^*(t) = \chi_A \sin(2\pi f t - \frac{4\pi}{3}) \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} \chi_A = \frac{\hat{u}}{\frac{U_{DC}}{2}} \\ -1 \leq \chi_A \leq 1 \end{array} \right\} \quad (6.24b)$$

χ_A Modulationsgrad Modulation factor

Für das Trägersignal (Dreieck) in einer PWM-Periode gilt mit $t^* = t/T_{PWM}$ und einer Normierung auf die maximale Spannungsamplitude:

$$x_{CS}^*(t) = \begin{cases} -1 + 4t^*; & 0 \leq t^* \leq 0,5 \\ 1 - 4(t^* - 0,5); & 0,5 \leq t^* \leq 1 \end{cases} \quad (6.25)$$

Tabelle 6.11 Schaltvorschrift für die Halbbrücken und Klemmenspannung

	Schalterstellung			Klemmenspannung
Halbbrücke U	$x_{CS} < w_{UU}$	$S_U^+ = 1$	$S_U^- = 0$	$u_{U0} = U_{DC}/2$
	$x_{CS} \geq w_{UU}$	$S_U^+ = 0$	$S_U^- = 1$	$u_{U0} = -U_{DC}/2$
Halbbrücke V	$x_{CS} < w_{UV}$	$S_V^+ = 1$	$S_V^- = 0$	$u_{V0} = U_{DC}/2$
	$x_{CS} \geq w_{UV}$	$S_V^+ = 0$	$S_V^- = 1$	$u_{V0} = -U_{DC}/2$
Halbbrücke W	$x_{CS} < w_{UW}$	$S_W^+ = 1$	$S_W^- = 0$	$u_{W0} = U_{DC}/2$
	$x_{CS} \geq w_{UW}$	$S_W^+ = 0$	$S_W^- = 1$	$u_{W0} = -U_{DC}/2$

An den Klemmen muss im Mittel jeweils eine Wechselspannung erzeugt werden. Die Erzeugung einer Wechselspannung bei einer Vollbrücke wurde in Abschnitt 4.5 beschrieben und ist in Bild 4.24 für eine Pulsweitenmodulation mit zwei Spannungsniveaus gezeigt. Aufbauend darauf kann das Schaltungsprinzip für drei Wechselspannungen, die den Klemmenspannungen am Drehstrommotor entsprechen, dargestellt werden. Die Schaltvorschrift und die Klemmenspannungen sind in Tabelle 6.11 dargestellt. Dabei ist nicht von Belang, ob das Trägersignal und die Spannungssollwerte normiert werden oder nicht, da die Schaltzeitpunkte davon unbeeinflusst bleiben.

Damit der sinusförmige Verlauf der Spannung durch das Modulationsverfahren ausreichend genau angenähert werden kann, muss die PWM-Frequenz deutlich größer sein als die einzustellende Frequenz des Drehspannungssystems an der Drehstrommaschine ($f_{PWM} \gg f$). Für die Außenleiterspannung zwischen den Klemmen U und V ist der Verlauf der Sollspannungen (w_{UU} , w_{UV}), des Trägersignals x_{CS} , der Mittelpunktsspannungen (u_{U0} , u_{V0}) und der Außenleiterspannung u_{UV} exemplarisch für einen Modulationsgrad von $\chi_A = 0,5$ in Bild 6.22 in einer halben Periode dargestellt. Für die Außenleiterspannung ergeben sich drei Spannungsniveaus. Die Spannungssollwerte w_{UU} und w_{UV} entsprechen dem gewünschten zeitlichen Verlauf der Leiterspannung. Die sich einstellende Außenleiterspannung u_{UV} ist daher um 30° voreilend (siehe Bild 6.3). Der Spannungssollwert für die Außenleiterspannung kann wie folgt berechnet werden:

$$w_U^{UV}(t) = w_{UU}(t) - w_{UV}(t) \quad (6.26)$$

Dieses Signal ist zusätzlich in Bild 6.22 eingetragen.

In einer halben PWM-Periode hat jede Halbbrücke jeweils einen Schaltvorgang. Die mittlere Außenleiterspannung U_{UV} wird in jeder halben PWM-Periode verändert und muss über diese berechnet werden. Durch die Darstellung des Spannungssollwertes für die Außenleiterspannung als nicht normierte Größe w_U^{UV} kann beurteilt werden, wie gut durch die PWM der sinusförmige Verlauf durch den Mittelwert der Außenleiterspannung U_{UV} nachgebildet wird. Bei der Darstellung in Bild 6.22 wurde das Frequenzverhältnis zu $f_{PWM} = 10 f$ gewählt. Auf Grund des niedrigen Frequenzverhältnisses wird der sinusförmige Verlauf durch die PWM nur grob angenähert. Die Schaltzustände der Schalter aus Tabelle 6.10 sind für die ersten beiden PWM-Perioden oben angegeben.

Der maximale Effektivwert der Außenleiterspannung beim hier beschriebenen Unterschwingverfahren der Pulsweitenmodulation ist:

$$\hat{U}_{AL}^U = \sqrt{3} \hat{U}_L^U = \sqrt{3} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{U_{DC}}{2} \quad (6.27a)$$

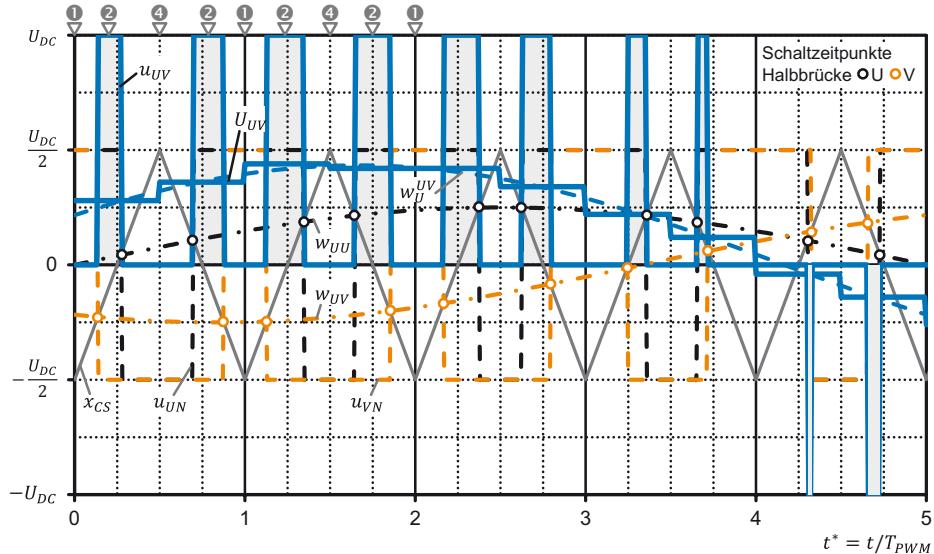


Bild 6.22 Steuersignale und Spannungsverlauf für einen Modulationsgrad $\chi_A = 0,5$

Der maximal erreichbare Effektivwert der Außenleiterspannung bei einer zur Verfügung stehende Versorgungsspannung von U_{DC} ohne Modulationsverfahren ist:

$$\hat{U}_{AL} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{DC} \quad (6.27b)$$

Durch das Unterschwingverfahren wird der maximal erreichbare Effektivwert auf 88,6 % des Wertes ohne Pulsweitenmodulation begrenzt.

$$\frac{\hat{U}_{AL}^U}{\hat{U}_{AL}} = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,866 \quad (6.27c)$$

Der zur Verfügung stehende Spannungsbereich kann durch Modulationsgrade $\chi_A > 1$ erweitert werden. Dabei geht allerdings der lineare Zusammenhang zwischen dem Modulationsgrad und den Spannungen verloren. Dieses Verfahren wird Übermodulation genannt. Weitere Informationen hierzu finden sich in [11]. Ein anderes Verfahren den Spannungsbereich ohne Einschränkung der Linearität auszunutzen, ist die Raumzeigermodulation. Dies wird in [14] beschrieben.

In Tabelle 6.12 sind die Eigenschaften von Antrieben, die mit Umrichtern oder direkt am Netz betrieben werden, gegenübergestellt. Es gibt keine strenge Trennung zwischen unterschiedlichen Umrichterausführungen. Am unteren Ende der Leistungsskala stehen Ausführungen für Standardaufgaben. Bei diesen Geräten wird die Frequenz des Drehspannungssystems abhängig von der gewünschten Drehzahl gesteuert. Die Spannung wird nach einer vorgegebenen Spannungs-Frequenz-Kennlinie eingestellt. Weitere Informationen hierzu finden sich in den Abschnitten 8.7 und 8.8.

Einige der angebotenen Umrichter haben eine sehr hohe Funktionalität. Beispielsweise gibt es Geräte mit einfacher Drehzahlregelung. Aus der gemessenen Position wird die aktuelle Drehzahl der Motorwelle bestimmt. Durch den geregelten Betrieb wird die Abweichung zwischen

Tabelle 6.12 Eigenschaften am Netz und am Umrichter betriebener Antriebe

	Netzbetrieb	Standard-aufgaben	Umrichterbetrieb		Servo-aufgaben
			...		
Elektronische Beeinflussung Motor	keine	Steuerung	Sensorlos		Regelung
			U/f-Kennlinie		Feldorientierte Regelung
Motorspannung	konstant		variabel		
Motorfrequenz	konstant		variabel		
Elektronikaufwand	keiner	klein	...		hoch
Positionsmessgerät		keines		erforderlich	
Drehzahlgenauigkeit	lastabhängig	typisch: 1 % – 5 %	...		< 0,01 %
Drehzahlstellbereich	1:1	< 1:100	...		> 1:10 000
Kosten Antrieb	niedrig	mittel	...		hoch

programmierter Drehzahl und Istdrehzahl im Vergleich zum gesteuerten Betrieb verringert. Insbesondere bei starken Belastungsänderungen ist dies sehr vorteilhaft.

Es gibt Umrichterausführungen, die eine sogenannte „sensorlose Regelung“ unterstützen. Anstatt die Istdrehzahl zu messen wird die Drehzahl, die für die Regelung benötigt wird, geschätzt. Diese Lösung ist „softwarebasiert“. Es werden mathematische Modelle des Motors benutzt. Vorteilhaft ist, dass das Verfahren kostengünstig realisierbar ist, da kein Positionsmessgerät, kein zusätzliches Kabel, keine zusätzlichen Stecker und keine Auswertelektronik für das Messgerät benötigt werden. Nachteilig ist, dass im Vergleich zur Regelung mit Messgerät große oder sehr große Drehzahlabweichungen, insbesondere bei niedrigen Drehzahlen, auftreten können.

Für Antriebsaufgaben, bei denen die Istdrehzahl oder Istposition einer Bewegungssachse der programmierten Drehzahl oder Position mit sehr hoher Dynamik und geringer Abweichung folgen muss, gibt es Umrichter am oberen Ende der Leistungsskala. Sie werden häufig als „Servoumrichter“ bezeichnet. Die Hardware der Geräte ist leistungsfähiger als bei anderen Umrichterausführungen, und die verwendeten Regelungs- und Steuerungsverfahren sind deutlich komplexer. Im Gegensatz zu den bisher beschriebenen Verfahren wird das Drehmoment über den Motorstrom geregelt. Dadurch ergibt sich die hohe Dynamik.

■ 6.9 Energiemanagement bei umrichterbetriebenen Antrieben

Die Energieeffizienz von elektrischen Antrieben hat in den vergangenen Jahren auf Grund steigender Kosten für elektrische Energie und der notwendigen Reduzierung des CO₂-Ausstoßes an Bedeutung gewonnen. Neben der Steigerung des Wirkungsgrades der Komponenten im

Antriebsstrang können die Energiekosten und die Umweltbelastung zusätzlich durch andere Maßnahmen reduziert werden. Diese Maßnahmen werden unter dem Begriff „Energiemanagement“ zusammengefasst. Bei Bremsvorgängen ist der Motor im generatorischen Betriebszustand. Mechanische Energie wird in elektrische Energie gewandelt. Die verschiedenen Möglichkeiten zur Weiterverarbeitung der bei einem Bremsvorgang erzeugten elektrischen Energie sind in Tabelle 6.13 und Bild 6.23 dargestellt. Die Energieabgabe an das Netz (Netzrückspeisung) im generatorischen Betriebszustand des Motors erfolgt durch einen antiparallel zum Gleichrichter geschalteten Wechselrichter. Der zusätzliche Wechselrichter arbeitet amplituden- und phasensynchron zum Netz.

Tabelle 6.13 Elektrische Weiterverarbeitung der Bremsenergie

	Prinzip, Vor- und Nachteile
① Energiespeicherung im Kondensator des Zwischenkreises	Die zur Verfügung stehende elektrische Energie kann vollständig vom Kondensator aufgenommen werden. Die Zwischenkreisspannung steigt an. Es erfolgt keine Überschreitung der maximal zulässigen Kondensatorspannung. Diese Lösung ist, sofern es die Applikation erlaubt, die kostengünstigste und hat einen hohen Wirkungsgrad.
② Energiewandlung in Wärmeenergie in einem Widerstand	Wird beim Bremsen mehr Energie abgegeben als der Zwischenkreis aufnehmen kann, ist die einfachste Lösung mit gleichzeitig niedrigen Anschaffungskosten ein zuschaltbarer Bremswiderstand. Der Bremswiderstand wird abhängig von der Zwischenkreisspannung mittels eines Leistungsschalters zu- oder abgeschaltet. Da ein Teil der Bremsenergie in Wärmeenergie umgesetzt wird, wirkt sich dies negativ auf den Wirkungsgrad des Antriebes aus.
③ Energieabgabe Versorgungsnetz (Netzrückspeisung)	Im Gegensatz zur Möglichkeit ② wird die überschüssige Bremsenergie in das Versorgungsnetz geleitet. Steigt die Zwischenkreisspannung über einen festgelegten Wert, so wird die aktuell überschüssige Energie durch einen zusätzlichen Wechselrichter amplituden- und phasensynchron in das Netz gespeist. Dies verbessert den Wirkungsgrad des Antriebes. Die Anschaffungskosten für einen rückspeisefähigen Umrichter sind allerdings höher.
④ Energieaustausch zwischen Motoren	Bei mehr als einem Antrieb in einer Maschine und Bewegungsprofilen, bei denen ein Antrieb gebremst wird, während ein anderer Antrieb beschleunigt, kann bei einem gemeinsamen Zwischenkreis Energie vom bremsenden auf den beschleunigenden Antrieb übertragen werden. Der Gleichrichter und der Zwischenkreis sind nur einmal vorhanden. Aus dem gemeinsamen Zwischenkreis werden mehrere Wechselrichter mit den dazugehörigen Motoren versorgt. Diese Methode wird mit ①, ① und ② oder ① und ③ kombiniert.
⑤ Energiespeicherung	Steht bei einem oder mehreren an einem gemeinsamen Zwischenkreis betriebenen Motoren relativ viel Bremsenergie zur Verfügung, und kann diese nicht sofort genutzt werden, so kann ein zusätzlicher Energiespeicher wirtschaftlich sinnvoll sein.

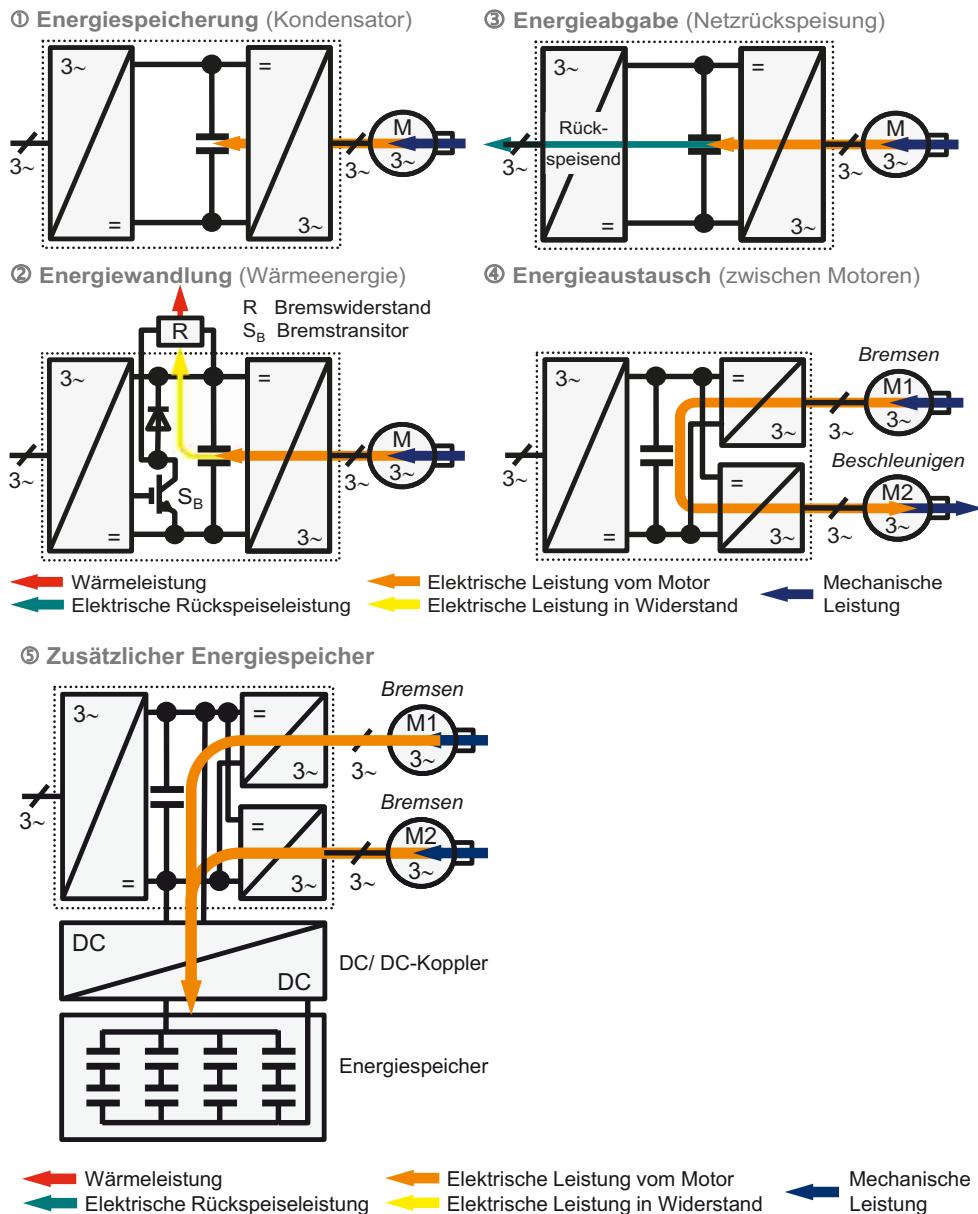


Bild 6.23 Leistungsfluss beim Bremsen

Vorteile der Lösung mit zusätzlichem Energiespeicher können sein:

- höherer Gesamtwirkungsgrad
- geringere Belastung des Versorgungsnetzes

- niedrigere Spitzenströme in den Versorgungsleitungen zum Umrichter. Dadurch ergeben sich geringere Installationskosten (Reduzierung des Kupferquerschnittes) und bei größeren Anlagen niedrigere Tarife beim Netzversorger
- Erreichen einer definierten Halteposition bei Netzausfall

In Bild 6.24 sind exemplarisch Komponenten für zusätzliche Energiespeicher gezeigt. Zum einen als Modul eines modularen Umrichters ① und zum anderen als externe Komponente des Umrichters mit vergleichsweise sehr hohem Energieinhalt ②.

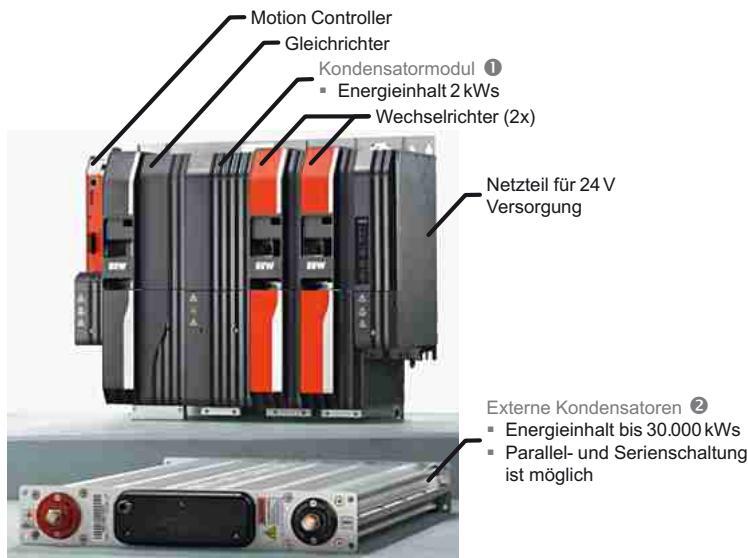


Bild 6.24 Komponenten für zusätzlichen Energiespeicher (© SEW-Eurodrive GmbH & Co KG)

Für einen energieeffizienten Antrieb sind folgende Punkte vorteilhaft:

- keine Überdimensionierung des Antriebes
- Einsatz von Komponenten mit einem hohen Wirkungsgrad (insbesondere Motor und mechanische Übertragungselemente)
- Betrieb am Umrichter
- keine Umsetzung der Bremsenergie in Wärme an einem Bremswiderstand

7

Synchronmotoren

Synchronmotoren werden hauptsächlich in Servoantrieben eingesetzt. Sie haben in den meisten Bereichen der Servoantriebstechnik Gleichstrommotoren abgelöst. Synchronmotoren werden typischerweise für Bemessungsdrehmomente von 0,5 Nm bis 150 Nm und für Bemessungsdrehzahlen von $1\,000\text{ min}^{-1}$ bis $6\,000\text{ min}^{-1}$ angeboten. Für spezielle Aufgaben, z. B. in Maschinen zur Kunststoffverarbeitung oder Hauptspindelantriebe in Werkzeugmaschinen, gibt es auch Synchronmotoren mit Drehmomenten von einigen hundert Newtonmetern oder Drehzahlen von $40\,000\text{ min}^{-1}$ und mehr.

■ 7.1 Aufbau und Wirkungsweise

Der Stator eines Drehstrom-Synchronmotors ist als Drehstromwicklung aufgebaut. Elektrisch erregte Synchronmotoren benötigen kontaktlose Überträger oder schleifende Kontakte (z. B. Schleifringe) zur Energietransfernung auf den Rotor. Werden schleifende Kontakte benutzt, ist der Motor nicht wartungsfrei. Erfolgt die Erregung mit Dauermagneten auf dem Rotor, so ergibt sich ein wartungsfreier Motor (Bild 7.1). Aufgrund dieses Vorteils werden in Servoantrieben permanenterregte Synchronmotoren eingesetzt. Im Weiteren wird nur diese Bauform betrachtet.

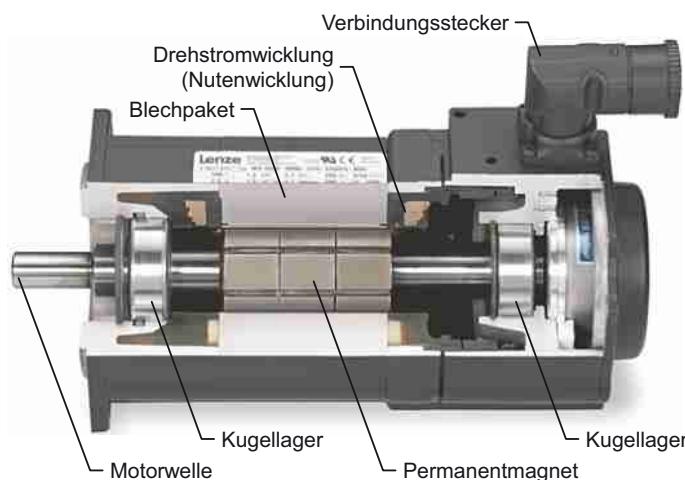


Bild 7.1 Aufbau Drehstrom-Synchronmotor (© Lenze SE)

Da der Rotor am Umfang abwechselnd Nord- und Südpole aufweist, wird er auch Polrad genannt. Der durch die Magnete im Luftspalt erzeugte radiale Flussdichtenverlauf ist im Gegen-

satz zum bürstenlosen Gleichstrommotor (Abschnitt 4.7) nicht rechteckförmig, sondern nahezu sinusförmig. Die Motordrehzahl ist abhängig von der Frequenz des Drehfeldes und der Polpaarzahl des Motors.

Es gilt:

$$n_{\text{Mo}} = \frac{f_{\text{El}}}{z_p} \quad (7.1)$$

n_{Mo}	Drehzahl Motor	Speed motor	1/s
f_{El}	Frequenz Drehspannungssystem	Frequency of AC system	Hz
z_p	Polpaarzahl	Number of pole pairs	

Der Zusammenhang zwischen der elektrischen und mechanischen Kreisfrequenz lautet:

$$\omega_{\text{Mo}} = \frac{\omega_{\text{El}}}{z_p} \quad (7.2)$$

Das Drehstromsystem und die Drehstromwicklung für einen 2-poligen Motor ist in Bild 7.2 gezeigt. Der Verlauf der radialen magnetischen Flussdichten der einzelnen Wicklungen (B_U , B_V , B_W) in Abhängigkeit vom Luftspaltwinkel und die daraus resultierende Gesamtflussdichte B_S im Luftspalt ist für den elektrischen Winkel $\varphi_{\text{El}} = 0$ und $\varphi_{\text{El}} = 3\pi/2$ dargestellt (Bild 7.2 unten links und rechts).

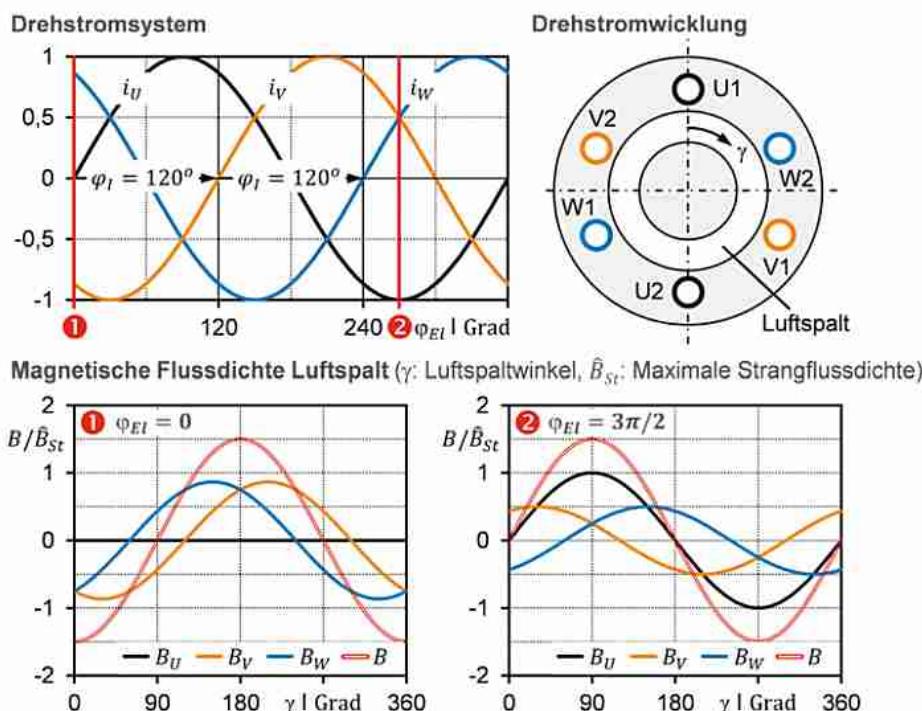


Bild 7.2 Drehstromsystem (oben links), Drehstromwicklung (oben rechts) und radiale magnetische Flussdichten im Luftspalt (unten links und rechts)

Die Drehmomenterzeugung des Synchronmotors soll zunächst am Modell eines 2-poligen permanenterregten Drehstrom-Synchronmotors erläutert werden (Bild 7.3). Jede Wicklung hat dabei nur einen Leiter. Im Gegensatz zur realen Anordnung des Synchronmotors wird der Rotor zunächst fixiert und der Stator drehbar gelagert. Die reale Bewegung der Motorwelle hat daher ein umgekehrtes Vorzeichen, wie die Richtungsvektoren der Kräfte an den Leitern anzeigen (actio = reactio).

Im Modell werden vier verschiedene Bestromungen (elektrische Winkel $\varphi_{El} = 0, 3\pi/2, \pi$ und $\pi/2$) des drehbaren Stators und die daraus resultierenden Kräfte auf die einzelnen Leiter der drei Phasen betrachtet. Die Orientierung des magnetischen Flusses des Rotors (Φ_R) und des resultierenden Flusses der drei Phasen des Stators (Φ_S) ist separat dargestellt. Der Winkel zwischen dem Magnetfeld des Rotors (Erregerfeld) und dem Magnetfeld des Stators ist der Magnetfeldwinkel (β).

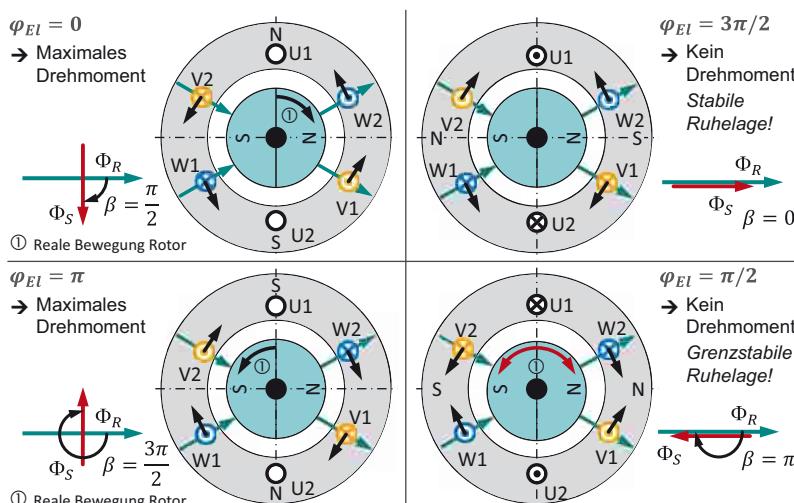


Bild 7.3 Modell zur Drehmomenterzeugung beim Drehstrom-Synchronmotor

Das maximale Drehmoment wird erreicht, wenn das Magnetfeld des Stators senkrecht zum Magnetfeld des Rotors steht. Bei $\varphi_{El} = 0$ ist die Drehrichtung der Motorwelle beim realen Motor (Stator fixiert) im Uhrzeigersinn, und bei $\varphi_{El} = \pi$ dreht die Welle gegen den Uhrzeigersinn. Für $\varphi_{El} = 3\pi/2$ entsteht kein Drehmoment. Beide Magnetfelder zeigen in die gleiche Richtung und die Motorwelle befindet sich in einer stabilen Ruhelage (vgl. Vorzugsposition beim Schrittmotor). Hingegen ist die Ruhelage für $\varphi_{El} = \pi/2$ grenzstabil. Die Magnetfelder sind entgegengesetzt gerichtet, was dazu führt, dass eine kleine Auslenkung aus dieser Position zu einer Drehung der Motorwelle im oder gegen den Uhrzeigersinn führt.



Eine falsche Kommutierung eines Synchronmotors beim Einschalten führt zu einer unkontrollierten und unter Umständen gefährlichen Bewegung. Bei einem 2-poligen Motor kommt es zu einer schnellen Winkelbewegung von bis zu 180° (siehe Fall grenzstabile Ruhelage in Bild 7.3).

Ein Anschluss der Drehstromwicklung des Stators an das Versorgungsnetz führt dazu, dass das Statordrehfeld sich unmittelbar mit der Netzfrequenz dreht. Die Pole des stillstehenden Rotors werden vom entgegengesetzten Pol des Statormagnetfeldes angezogen. Bezogen auf den Einschaltzeitpunkt ist das Statormagnetfeld bereits nach einer halben Periodendauer des Drehspannungssystems umgepolzt. Der zunächst angezogene Rotorpol wird dann abgestoßen. Aufgrund seiner Massenträgheit ist der Rotor nicht in der Lage, der Drehfeldfrequenz zu folgen. Ein kontinuierlich in eine Drehrichtung gerichtetes Drehmoment ergibt sich erst, wenn der Rotor ungefähr die Drehzahl erreicht, die durch das magnetische Drehfeld des Stators vorgegeben ist. Ein Synchronmotor läuft daher nicht von selbst an, sondern benötigt ein Anlaufverfahren, das eine Synchronisierung des Rotors mit dem Stator ermöglicht. Das Drehmomentmaximum für eine vorgegebene Stromamplitude wird bei einem Winkel zwischen den beiden Magnetfeldern von $\beta = \pi/2$ oder $\beta = -\pi/2$ erreicht. Der „eingesetzte“ Strom wird maximal in Drehmoment umgesetzt. Bei Belastung des Motors bleibt das synchrone Verhalten zwischen Rotor und Stator zunächst bestehen. Wird der Motor mit mehr als dem maximal zulässigen Drehmoment belastet, so nimmt die Motordrehzahl ab. Der Motor „kippt“, und der Rotor läuft dann nicht mehr synchron zum Drehfeld des Stators.

Daraus ergibt sich die Anweisung, wie der Motor gesteuert werden muss. Aufgabe des Motion Controller ist es, das Magnetfeld des Stators senkrecht zum Magnetfeld des Rotors einzustellen. Dies wird durch eine feldorientierte Regelung erreicht, die im Kapitel 11 einführend beschrieben wird. Stehen die beiden Magnetfelder senkrecht zueinander, wird das Rotormagnetfeld durch das Statormagnetfeld weder gestärkt noch geschwächt.

Das Motordrehmoment wird über die Stromstärke gesteuert. Für eine optimale Bestromung (Kommutierung) von Synchronmotoren, d. h. maximale Ausnutzung des Stroms bzgl. des Drehmoments, ist ein Positionsmessgerät erforderlich, das die Winkelorientierung des Magnetfeldes des Rotors liefert.

Synchronmotoren können mit Einschränkungen in den Regelungseigenschaften auch ohne Positionsmessgerät betrieben werden. Die dafür eingesetzten Verfahren werden unter dem Begriff „sensorlose Regelung“ oder „sensorless control“ bzw. SLC zusammengefasst. Derartige Systeme werden im Weiteren nicht behandelt.

■ 7.2 Elektrisches Ersatzschaltbild

Das elektrische Ersatzschaltbild des Drehstrom-Synchronmotors für einen Wicklungsstrang zeigt Bild 7.4. Die Spannungsgleichung lautet:

$$\underline{U}_{\text{St}} - \underline{U}_{\text{i}} - \underline{U}_{\text{R}} - \underline{U}_{\text{L}} = 0 \quad (7.3)$$

$\underline{U}_{\text{St}}$	Strangspannung	Phase voltage	V
\underline{U}_{i}	Induzierte Spannung	Induced voltage	V
\underline{U}_{R}	Spannungsabfall am Widerstand	Voltage drop at resistance	V
\underline{U}_{L}	Spannungsabfall an Induktivität	Voltage drop at inductance	V

Der Spannungsabfall am Widerstand ist:

$$\underline{U}_{\text{R}} = R_{\text{St}} \underline{I}_{\text{St}} \quad (7.4a)$$

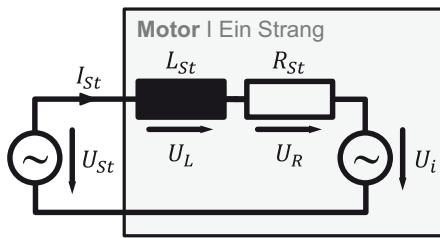


Bild 7.4 Elektrisches Ersatzschaltbild für einen Strang

Bei sinusförmigem Stromverlauf gilt für den induktiven Spannungsabfall mit $\omega_{El} = z_p \omega_{Mo}$:

$$\underline{U}_L = j\omega_{El} L_{St} \underline{I}_{St} = jz_p \omega_{Mo} L_{St} \underline{I}_{St} \quad (7.4b)$$

R_{St}	Strangwiderstand	Phase resistance	Ω
I_{St}	Strangstrom	Phase current	A
L_{St}	Stranginduktivität	Phase inductance	H

Für den Fall, dass das Statormagnetfeld senkrecht zum Rotormagnetfeld steht, zeigt Bild 7.5 die vektorielle Darstellung (Zeigerdiagramm). Der induktive Spannungsabfall steht senkrecht zum Spannungsabfall am Strangwiderstand. Damit gilt:

$$\underline{U}_{St} = c_U n_{Mo} + R_{St} \underline{I}_{St} + jz_p 2\pi n_{Mo} L_{St} \underline{I}_{St} \quad (7.5)$$

c_U Spannungskonstante (bezogen auf Strang) Voltage constant (related to phase) Vs

Die Strangspannung errechnet sich damit betragsmäßig zu:

$$U_{St} = \sqrt{(c_U n_{Mo} + R_{St} I_{St})^2 + (z_p 2\pi n_{Mo} L_{St} I_{St})^2} \quad (7.6)$$

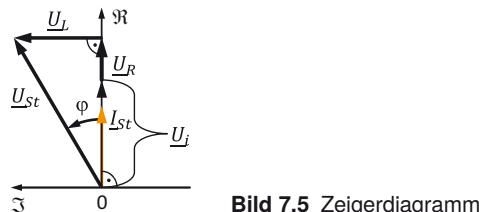


Bild 7.5 Zeigerdiagramm

Die von der Leistungselektronik erforderliche Spannung steigt bei höherer Drehzahl sowohl aufgrund des höheren induzierten als auch des höheren induktiven Spannungsabfalls. Gleichzeitig erhöht sich die Phasenverschiebung. Erreicht die Strangspannung die maximal zur Verfügung stehende Spannung des Umrichters, kann die Motordrehzahl ohne weitere Maßnahmen (Feldschwächung) nicht weiter erhöht werden (Spannungsgrenze).

■ 7.3 Spannungsinduktion und Drehmomenterzeugung

Die magnetische Flussdichte, die von den Rotormagneten auf einen Leiter des Stator wirkt, ist abhängig von der Winkelposition der Motorwelle und der Polpaarzahl. Wird davon ausgegangen, dass die Rotormagnete einen sinusförmigen radialen Flussdichteverlauf im Luftspalt erzeugen, gilt:

$$B_R(\varphi_{Mo}) = \hat{B}_R \sin(z_p \varphi_{Mo}) \quad (7.7)$$

B_R	Magnetische Flussdichte des Rotors	<i>Magnetic flux density of rotor</i>	H
\hat{B}_R	Maximale magnetische Flussdichte des Rotors (Amplitude)	<i>Maximal magnetic flux density of rotor (amplitude)</i>	H

Für einen 4-poligen Motor zeigt Bild 7.6 den Verlauf der radialen magnetischen Flussdichte am mit ① gekennzeichneten Leiter (U1) in einer Umdrehung der Motorwelle.

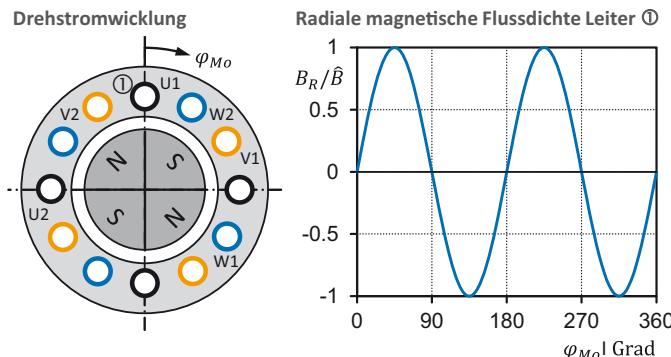


Bild 7.6 Radiale magnetische Flussdichte an einem Leiter (4-poliger Motor)

Dreht sich der Motor mit konstanter Drehzahl, folgt:

$$B_R(t) = \hat{B}_R \sin(z_p \omega_{Mo} t) = \hat{B}_R \sin(z_p 2\pi n_{Mo} t) \quad (7.8)$$

Die von den Rotormagneten induzierte Spannung in einem Leiter des Stators ist:

$$u_{i,1}(t) = B_R(t) l v \quad (7.9a)$$

$$u_{i,1}(t) = \hat{B}_R \sin(z_p 2\pi n_{Mo} t) l v \quad (7.9b)$$

Für einen Strang ergibt sich unter idealisierten Bedingungen (alle Leiter örtlich konzentriert) abhängig von der Windungszahl N die induzierte Spannung zu:

$$u_i(t) = \underbrace{2}_{2 \text{ Leiter/Schleife}} \hat{B}_R N \sin(z_p 2\pi n_{Mo} t) l v \quad (7.10)$$

Die induzierte Spannung wird auch als Polradspannung bezeichnet. Sie ist eine fiktive Hilfsgröße, welche an die induzierte Spannung des Gleichstrommotors angelehnt ist. Eine Messung

der Spannung am Polrad selbst ist nicht möglich, da dort keine Spannung erzeugt wird. Wird der Motor angetrieben und kein Verbraucher an den dann im generatorischen Betriebszustand befindlichen Motor angeschlossen, kann die induzierte Spannung an den Motorklemmen gemessen werden.

Bei Drehstrommaschinen ist wie bei Gleichstrommaschinen die Polteilung die Länge eines Poles auf dem Kreisumfang ($\tau_P = \pi d / (2z_P)$). Die Geschwindigkeit errechnet sich wie folgt:

$$v = \frac{x_U}{t_U} = \frac{\pi d}{t_U} = \frac{2\tau_P z_P}{1/n_{Mo}} = 2\tau_P z_P n_{Mo} \quad (7.11)$$

v	Umfangsgeschwindigkeit	<i>Circumferential speed</i>	1/s
x_U	Umfang des Luftspaltes	<i>Circumference of air gap</i>	m
t_U	Zeit für eine Umdrehung	<i>Time for one revolution</i>	s
τ_P	Polteilung	<i>Pole grating</i>	m
z_P	Polpaarzahl	<i>Number of pole pairs</i>	

Daraus folgt für den Scheitelwert der induzierten Spannung:

$$\hat{u}_i = 2 \hat{B}_R N l 2 \tau_P z_P n_{Mo} \quad (7.12)$$

Der magnetische Fluss eines Rotorpols errechnet sich aus der mittleren magnetischen Flussdichte zu:

$$\Phi_R = \bar{B}_R l \tau_P = \bar{B}_R A_P \quad (7.13)$$

Φ_R	Magnetischer Fluss des Rotorpoles	<i>Magnetic flux of rotor pole</i>	Wb
\bar{B}_R	Mittlere magnetische Flussdichte des Rotors	<i>Averaged magnetic flux density of rotor</i>	T
A_P	Polfläche	<i>Pole area</i>	m^2

Bei dem angenommenen sinusförmigen Verlauf der magnetischen Flussdichte errechnet sich die mittlere magnetische Flussdichte zu:

$$\bar{B}_R = \hat{B}_R \frac{z_P}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{z_P}} \sin(z_P \varphi_{Mo}) d\varphi_{Mo} \quad (7.14a)$$

$$\bar{B}_R = -\hat{B}_R \frac{1}{\pi} \cos(z_P \varphi_{Mo}) \Big|_0^{\frac{\pi}{z_P}} = \frac{2}{\pi} \hat{B}_R \quad (7.14b)$$

Der Zusammenhang zwischen magnetischem Fluss und magnetischer Flussdichte lautet:

$$\Phi_R = \frac{2}{\pi} \hat{B}_R l \tau_P \rightarrow \hat{B}_R = \frac{\pi}{2 l \tau_P} \Phi_R \quad (7.15)$$

Der Effektivwert der induzierten Spannung ist damit:

$$U_i = \frac{\hat{u}_i}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \pi N z_P n_{Mo} \Phi_R \quad (7.16a)$$

$$U_i = 4,44 N z_P n_{Mo} \Phi_R \quad (7.16b)$$

Die Gleichung für die induzierte Spannung hat eine ähnliche Struktur wie beim Gleichstrommotor.

$$U_i = k_u n_{Mo} \Phi_R \quad (7.17)$$

k_u	Konstante für induzierte Spannung	<i>Constant for induced voltage</i>
-------	-----------------------------------	-------------------------------------

Bei konstantem Fluss gilt:

$$U_i = c_u n_{Mo}; \quad \Phi_R = \text{konst.}; \quad c_u = 4,44 N z_P \Phi_R \quad (7.18)$$

c_u Spannungskonstante (bezogen auf Strang) *Voltage constant (referred to phase)* Vs

Das Drehmoment kann aus dem Zeigerdiagramm hergeleitet werden [3]. Der Zeiger der induzierten Spannung eilt dem Rotorfluss um 90° vor ($u_i \sim d\Phi R/dt$). Legt man an einen Strang eine Wechselspannung an, so ergibt sich das in Bild 7.7 gezeigte Zeigerdiagramm.

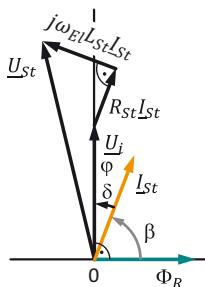


Bild 7.7 Zeigerdiagramm Drehmomenterzeugung

Beim permanenterregten Synchronmotor gibt es im Rotor nahezu keine elektrischen und magnetischen Leistungsverluste. Vernachlässigt man zusätzlich motorinterne Drehmomentverluste, so ist die Motorleistung identisch mit der im Luftspalt übertragenen Leistung aller drei Phasen. Es gilt damit:

$$P_{Mo} = 3 U_i I_{St} \underbrace{\cos(90^\circ - \beta)}_{\delta} \quad (7.19a)$$

$$\underbrace{M_{Mo} 2\pi n_{Mo}}_{\text{mechanische Leistung}} = \underbrace{3 U_i I_{St} \sin(\beta)}_{\text{elektrische Leistung Luftspalt}} \quad (7.19b)$$

β Magnetfeldwinkel *Magnetic field angle* rad

Für das Motordrehmoment folgt:

$$M_{Mo} = \frac{3}{2\pi n_{Mo}} U_i I_{St} \sin(\beta) = \frac{3}{2\pi n_{Mo}} \sqrt{2}\pi N z_P n_{Mo} \Phi_R I_{St} \sin(\beta) \quad (7.20a)$$

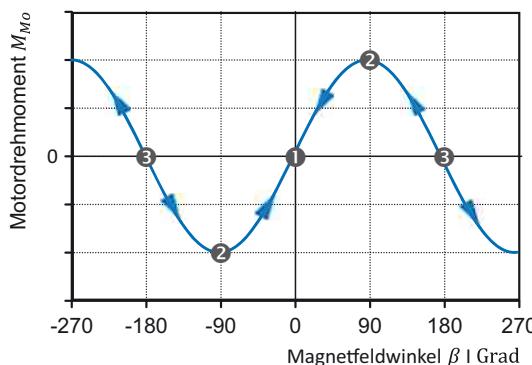
$$M_{Mo} = k_T \Phi_R I_{St} \sin(\beta); \quad k_T = \frac{3}{\sqrt{2}} N z_P \quad (7.20b)$$

k_T Konstante für Drehmoment *Constant for torque* Nm/(VsA)

Das Motordrehmoment ist unabhängig von der Drehzahl und hängt bei konstantem Fluss lediglich vom Magnetfeldwinkel und vom Strangstrom ab (Bild 7.8). Für $\beta = 0^\circ$ wird kein Drehmoment erzeugt (1). Dies ist eine stabile Ruhelage (Bild 7.3). Eine grenzstabile Ruhelage ergibt sich für $\beta = 180^\circ$ (3). Wie bereits eingangs anschaulich dargestellt, wird das Motordrehmoment für $\beta = 90^\circ$ bzw. $\beta = -90^\circ$ (270°) betragsmäßig maximal (2).

Für das Motordrehmoment gilt in diesem Fall:

$$M_{Mo} = k_T \Phi_R I_{St}; \quad \beta = 90^\circ \quad (7.21)$$



- ① Stabile Ruhelage ② Maximales Motordrehmoment
- ③ Grenzstabile Ruhelage

Bild 7.8 Motordrehmoment in Abhängigkeit vom Magnetfeldwinkel

Diese alternative Herleitung zur Steuervorschrift für eine permanenterregte Synchromaschine führt zum gleichen Ergebnis wie in Abschnitt 7.1. Bei konstantem Fluss gilt

$$M_{Mo} = c_T I_{St}; \quad \beta = 90^\circ \quad \text{und} \quad \Phi_R = \text{konst.}; \quad c_T = \frac{3}{\sqrt{2}} N z_P \Phi_R \quad (7.22)$$

c_T Drehmomentkonstante (bezogen auf Strang) *Torque constant (related to phase)* Nm/A

Auch die Gleichungen zur Drehmomenterzeugung haben einen ähnlichen Aufbau wie beim Gleichstrommotor.

7.4 Drehmoment-Drehzahl-Diagramm

Bei Drehstrom-Synchronmotoren mit feldorientierter Regelung werden die Strangströme ge regelt (Stromregelung). Einführende Informationen zum Thema feldorientierte Regelung finden sich im Kapitel 11. Die Stellgröße des Stromreglers ist die Strangspannung. Der Zusammenhang zwischen Motorstrom und Motordrehmoment ist abhängig vom Motortyp und insbesondere bei höheren Strömen aufgrund von Sättigungseffekten mehr oder weniger linear. Üblich ist eine Angabe der Drehmomentkonstante als Quotient des im Dauerbetrieb (S1) zulässigen Stillstands drehmoments zum dazugehörigen Stillstandsstrom bei definierter Über temperatur.

$$c_T = \frac{M_0}{I_0} \quad (7.23)$$

M_0	Stillstands drehmoment (S1)	<i>Torque at stand still (S1)</i>	Nm
I_0	Stillstandsstrom (S1)	<i>Current at stand still (S1)</i>	A

Die wichtigsten Betriebsbereiche eines permanenterregten Synchronmotors für den Einsatz in Servoantrieben sind in Bild 7.9 idealisiert dargestellt. In Tabelle 7.1 ist die Bedeutung der wichtigsten Grenzlinien aufgeführt.

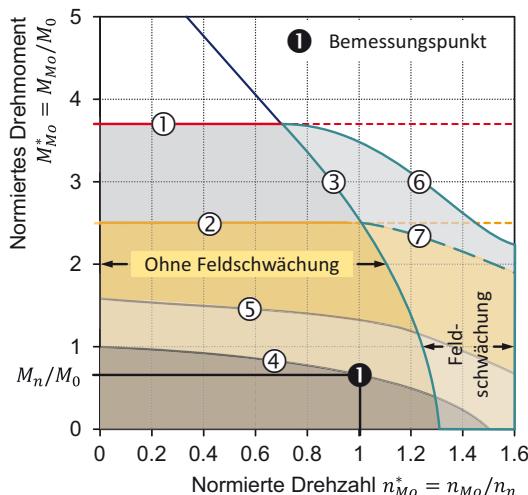


Bild 7.9 Drehmoment-Drehzahl-Diagramm Drehstrom-Synchronmotor (idealisiert)

①	Stromgrenze Motor
②	Stromgrenze Leistungselektronik
③	Spannungsgrenze ohne Feldschwächung in Kombination mit Leistungselektronik
④	Drehmomentgrenzkurven für Betriebsart S1 (Dauerbetrieb) bei maximaler Übertemperatur
⑤	Drehmomentgrenzkurven für Betriebsart S3 bei definiter Einschaltdauer
⑥	Drehmomentgrenzkurve mit Feldschwächung für Motor
⑦	Drehmomentgrenzkurve mit Feldschwächung für Motor in Kombination mit Leistungselektronik

Tabelle 7.1 Bedeutung der Grenzlinien

Werden zunächst thermische Beschränkungen und Nichtlinearitäten zwischen Strom und Motordrehmoment nicht betrachtet, ist das Motordrehmoment unabhängig von der Drehzahl. Für den Motor gibt es einen maximalen Strom, der nicht überschritten werden darf. Eine Überschreitung dieser Strom- und damit auch Drehmomentgrenze des Motors kann z. B. zu einer Entmagnetisierung der Permanentmagnete führen und damit den Motor dauerhaft schädigen. Im Drehmoment-Drehzahl-Diagramm entspricht dies der Grenzlinie ①.

Das Bauvolumen und die Kosten von Leistungselektroniken hängen bei gleichem Spannungsniveau im Wesentlichen vom Strom, der maximal zur Verfügung gestellt werden muss, ab. Bei der Auswahl einer Leistungselektronik für den Motor werden diese Zusammenhänge berücksichtigt. Aus thermischen Gründen kann der Motor mit seinem maximal zulässigen Strom nur sehr kurze Zeit betrieben werden. Dieser Bereich ist daher für die meisten Anwendungen nicht nutzbar. Die Leistungselektronik, mit der der Motor betrieben wird, ist deshalb üblicherweise für einen deutlich geringeren Strom dimensioniert (Grenzlinie ②). Diese Begrenzung wird als Stromgrenze des Antriebs (Kombination aus Motor und Leistungselektronik) bezeichnet. Die Sollwertvorgabe einer überlagerten Steuerung ist so zu parametrieren, dass die Stromgrenze in regulären Betriebszuständen des Antriebes nicht überschritten wird. Dadurch wird ein lineares Verhalten des Antriebes gewährleistet.

Eine weitere Begrenzung stellt die in den Statorwicklungen durch die Rotorbewegung induzierte Spannung dar, welche sich mit steigender Drehzahl erhöht. Ebenso steigt der Spannungsabfall an der Induktivität linear mit höherer Drehzahl. Erreicht bei konstantem Drehmoment (konstanter Strangstrom) die Strangspannung die maximale Spannung, die von der Leistungselektronik (Wechselrichter) zur Verfügung steht, ist die maximal mögliche Drehzahl (Grenzlinie ③, Spannungsgrenze) erreicht. Diese Begrenzung wird durch die maximal zur Verfügung stehende Zwischenkreisspannung der Leistungselektronik festgelegt und ist damit ebenfalls aus der Kombination von Motor und Leistungselektronik definiert.

Die Grenzlinie ④ begrenzt den zulässigen Bereich für den Dauerbetrieb (S1-Betrieb). Der Bemessungspunkt des Motors ist mit ① gekennzeichnet. Insbesondere aufgrund der im Stator entstehenden Verluste, können nicht alle Drehmomente im Dauerbetrieb zur Verfügung gestellt werden. In vielen praktischen Anwendungen ist das auch nicht nötig, weshalb abhängig vom Belastungsprofil im Diagramm weitere Grenzkurven eingetragen werden. Im Diagramm ist exemplarisch nur eine Grenzkurve dargestellt (⑤).

Das Erregerfeld, das durch die Permanentmagnete auf dem Rotor erzeugt wird, kann durch das vom Stator erzeugte Magnetfeld geschwächt werden. Dies ist möglich, wenn das Rotor-magnetfeld nicht senkrecht zum Statormagnetfeld steht (Magnetfeldwinkel $\beta \neq \pm 90^\circ$). Weitere Informationen zum Feldschwächungsbetrieb finden sich im Abschnitt 11.8 unter dem Thema feldorientierte Regelung. Bei Betrieb mit Feldschwächung reduziert sich bei vorgegebenem Strom das zur Verfügung stehende Motordrehmoment. Das maximale Motordrehmoment mit Feldschwächung für den Motor zeigt Grenzlinie ⑥. In Kombination Motor mit der Leistungselektronik ist das maximale Motordrehmoment durch die Grenzlinie ⑦ beschrieben.

Ein Beispiel für ein Drehmoment-Drehzahl-Diagramm eines permanenten regten Drehstrom-Synchronmotors für Servoanwendungen, in Kombination mit einer vom Hersteller vorgesehnen Leistungselektronik, zeigt Bild 7.10.

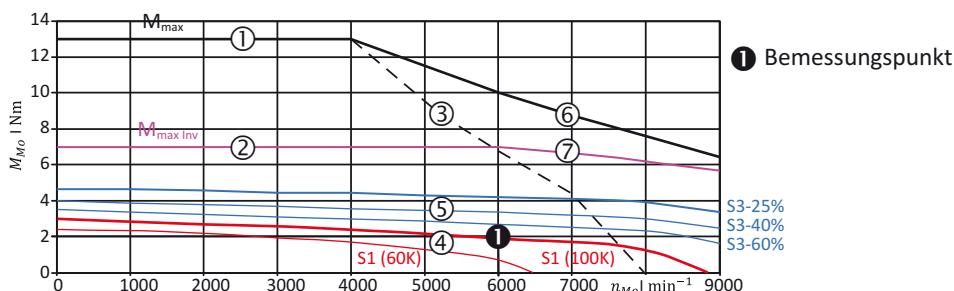


Bild 7.10 Beispiel Drehmoment-Drehzahl-Diagramm Drehstrom-Synchronmotor (© Siemens AG, Motortyp: 1FT7042-AK7)

Durch die Leistungselektronik wird die Stromgrenze und die Spannungsgrenze festgelegt. Die Grenzlinien sind mit den in Tabelle 7.1 aufgeführten Nummerierungen gekennzeichnet. Für den Dauerbetrieb gibt es bei diesem Diagramm zwei Kurven, die sich durch die maximale Übertemperatur unterscheiden (60 K und 100 K). Bei der Betriebsart S3 sind drei unterschiedliche Einschaltdauern angegeben (25 %, 40 % und 60 %).

Weitere Diagramme für den identischen Motor bei Betrieb mit anderen Leistungselektroniken sind im Anhang (Bild A.4) zu finden. Durch höhere Zwischenkreisspannungen wird der Drehzahlbereich erweitert (Verschiebung der Spannungsgrenze).

■ 7.5 Leistungsschild

Ein Beispiel für das Leistungsschild eines Drehstrom-Synchronmotors zeigt Bild 7.11. Die Bedeutung einiger Informationen sind in Tabelle 7.2 angegeben.

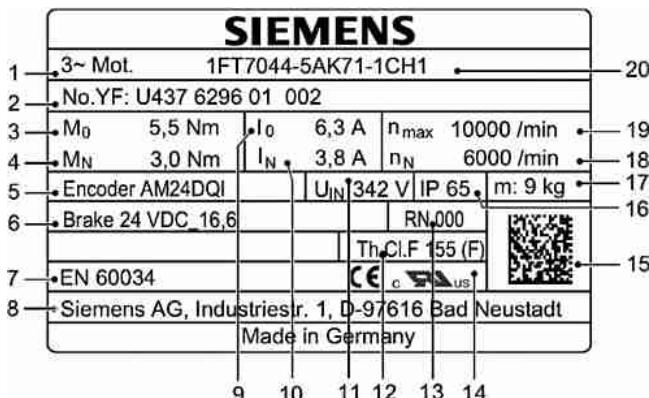


Bild 7.11 Beispiel Leistungsschild permanenterregter Drehstrom-Synchronmotor (© Siemens AG, Motortyp: 1FT7)

Tabelle 7.2 Auszug Informationen aus dem in Bild 7.11 gezeigten Leistungsschild

1	Drehstrommotor	
3	Stillstanddrehmoment M_0	Nm
4	Bemessungsdrehmoment M_n	Nm
5	Bezeichnung Positionsmessgerät	
6	Daten eingebaute Bremse	
7	Zu Grunde liegende Norm	
9	Stillstandsstrom I_0	A
10	Bemessungsstrom I_n	A
11	Induzierte Spannung bei Bemessungsdrehzahl U_{In}	V
12	Wärmeklasse	
14	Erfüllte Vorschriften	
16	Schutzart	
18	Bemessungsdrehzahl n_n	min^{-1}
19	Maximal zulässige Drehzahl n_{\max}	min^{-1}
20	Motorbezeichnung	

7.6 Komponenten eines Servoantriebes

Die Integration mehrerer Servomotoren in ein mehrachsiges Antriebssystem zeigt beispielhaft Bild 7.12.

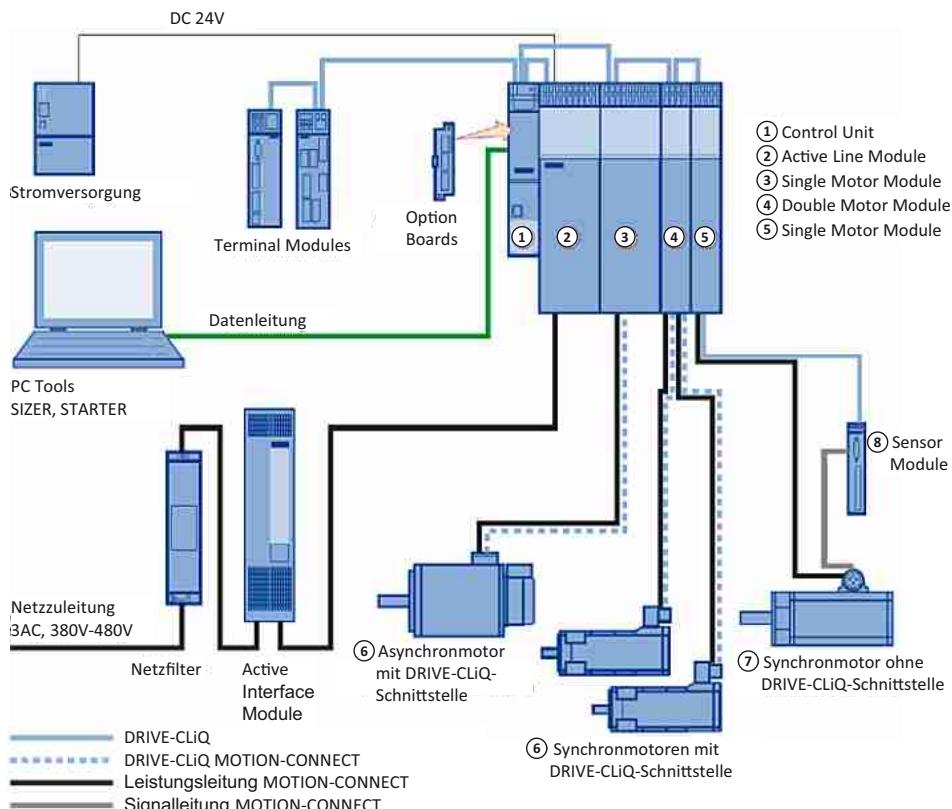


Bild 7.12 Komponenten von Servoantrieben am Beispiel des Antriebssystems SINAMICS® von Siemens (© Siemens AG)

Die wichtigsten Komponenten sind:

Motion Controller: Meist wird die Regelung und Steuerung von Drehstrom-Synchronmotoren und Drehstrom-Asynchronmotoren unterstützt (①). Der Motion Controller kommuniziert mit übergeordneten Steuerungen, z. B. zur Erzeugung von koordinierten Bewegungsprofilen für die einzelnen Achsen. Diese Kommunikation erfordert echtzeitfähige Protokolle. So muss bei Abtastfrequenzen von 8 kHz alle 125 µs ein neuer Positionssollwert mit einer zeitlichen Abweichung von kleiner 1 µs übertragen werden. Häufig werden für diese Aufgabe ETHERNET-basierte Lösungen, welche auf die speziellen Anforderungen von Servoantrieben angepasst wurden, eingesetzt. Dazu zählen z. B. PROFINET®, EtherCat®, EtherNet/IP® und DRIVE-CLiQ®.

Leistungselektronik: Ist die Gleichrichtung und die Wechselrichtung für Drehstrommotoren in einer Einheit untergebracht, wird diese Umrichter genannt. Für mehrere örtlich nahe

beieinander angeordnete Achsen ist es zweckmäßig, beide Funktionen zu trennen. Für alle Achsen gibt es einen gemeinsamen Gleichrichter und Gleichspannungswellenkreis (②). Abhängig von der Leistungsklasse der anzusteuernden Motoren kann es vom Bauvolumen und den Kosten her vorteilhaft sein, die Wechselrichtung für mehrere Motoren in einem Gehäuse zu integrieren. Es ist eine einachsige (③ und ⑤) und zweiachsige (④) Ausführung eines Wechselrichters gezeigt. Die Kommunikation zwischen den leistungselektronischen Komponenten und dem Motion Controller erfolgt im gezeigten Beispiel über DRIVE-CLiQ®.

Motor: Bei den gezeigten Motoren ⑥ ist im Motor ein Positionsmessgerät integriert, das mit dem Wechselrichter über eine serielle Schnittstelle kommuniziert. Diese Informationen werden an den Motion Controller weitergeleitet. Zur Umsetzung unterschiedlicher Schnittstellen zu Positionsmessgeräten gibt es wie am Motor ⑦ gezeigt spezielle Elektroniken(⑧).

Software: Zur Unterstützung der Auslegung, der Inbetriebnahme und des Service eines Antriebes bieten Antriebshersteller auf ihre Produkte abgestimmte Software an (im Beispiel SIZER® und STARTER®). Die Software ist üblicherweise auf handelsüblichen PCs ablauffähig und kommuniziert häufig auch unabhängig von der überlagerten Steuerung mit dem Motion Controller für die Motoren.

■ 7.7 2-phasige Motoren

Bei vom Bauvolumen vergleichsweise kleinen Motoren und zur Vereinfachung der Leistungselektronik sind 2-phasige Synchronmotoren vorteilhaft (ein Beispiel für einen Linearmotor ist in Abschnitt 9.4.1 beschrieben). Das Prinzip der Wicklungsanordnung und den Spannungsverlauf an den beiden Wicklungssträngen zeigt Bild 7.13 für einen 2-poligen Motor. Der Verlauf der radialen magnetischen Flussdichte zu ausgewählten Zeitpunkten ist in Bild 7.14 dargestellt. Wie beim Drehstrom-Synchronmotor ergibt sich ein umlaufendes Magnetfeld. Die Amplitude der aus den beiden Einzelsträngen sich ergebenden radialen magnetischen Flussdichte im Luftspalt ist identisch mit der maximalen magnetischen Flussdichte eines Stranges.

$$\hat{B} = \hat{B}_{St} \quad (7.24)$$

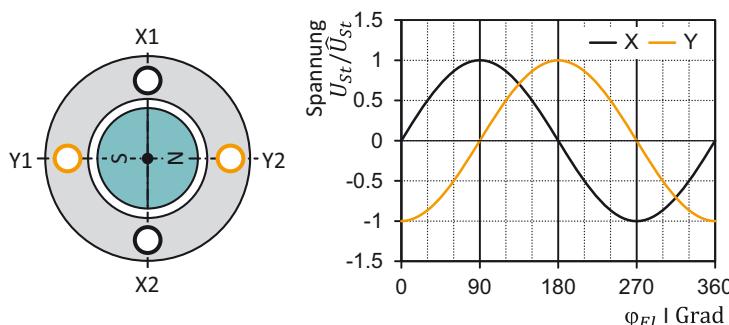


Bild 7.13 Prinzip 2-phaser Synchronmotor (2-polig)

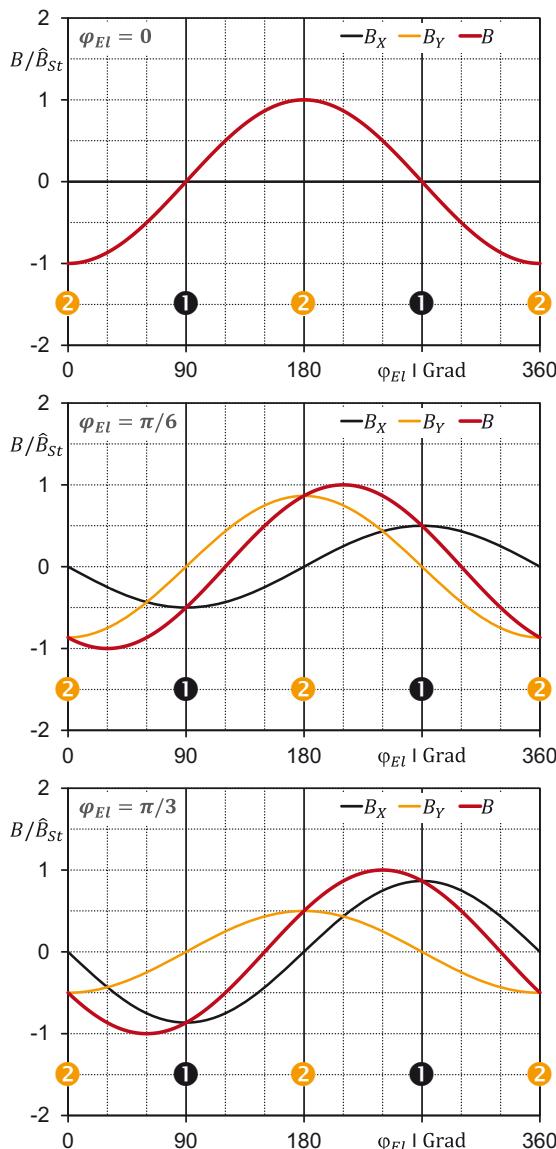


Bild 7.14 Radiale magnetische Flussdichte für $\varphi_{El} = 0$ (oben), $\varphi_{El} = \pi/6$ (mittig) und $\varphi_{El} = \pi/3$ (unten)

8

Asynchronmotoren

Der Drehstrom-Asynchronmotor ist der am häufigsten verwendete Elektromotor in Industrieantrieben. Er ist im Vergleich zum Gleichstrommotor wesentlich einfacher aufgebaut, deutlich robuster und wartungsfrei. Die grundlegende Erfindung, die zur Verbreitung von Asynchronmaschinen führte, war der Effekt, dass mit Drehspannung und geeigneter Anordnung von drei Wicklungssträngen ein Drehfeld entsteht (Abschnitt 6.6). Der erste Drehstrom-Asynchronmotor wurde im Jahr 1889 gebaut. Zunächst war die Motordrehzahl direkt mit der Frequenz des öffentlichen Versorgungsnetzes gekoppelt. Die Verbreitung drehzahlvariabler Antriebe mit Asynchronmotoren wurde durch zwei grundlegende Entwicklungen im Bereich der Elektronik ermöglicht:

- Mikroprozessoren
Mit Signalelektroniken auf Mikroprozessorbasis können aufwendige Regelungs- bzw. Steuerungsverfahren in Echtzeit zu vertretbaren Kosten realisiert werden.
- Leistungselektroniken auf Halbleiterbasis
Durch kostengünstige Leistungselektroniken auf Halbleiterbasis ist eine verlustarme Steuerung der Motorspannungen bzw. der Motorströme möglich.

Asynchronmotoren werden für einen breiten Leistungsbereich angeboten. Die größte Verbreitung haben Motoren im kW-Bereich.

■ 8.1 Aufbau und Wirkungsweise

Der Stator eines Drehstrom-Asynchronmotors ist als Drehstromwicklung aufgebaut. Werden die Wicklungen an ein Drehspannungssystem angeschlossen, so ergibt sich ein magnetisches Drehfeld. Abhängig von der Polpaarzahl des Motors und der Frequenz des Drehsystemes, mit dem der Motor gespeist wird, ergibt sich die Frequenz des umlaufenden Feldes. Sie wird als Synchrongeschwindigkeit bezeichnet und errechnet sich zu:

$$n_S = \frac{f}{z_p} \quad (8.1)$$

n_S	Synchrongeschwindigkeit	<i>Synchronous speed</i>	1/s
f	Frequenz Drehsystem	<i>Frequency of AC system</i>	Hz
z_p	Polpaarzahl	<i>Number of pole pairs</i>	

In Tabelle 8.1 sind die Synchrongeschwindigkeiten eines Motors, der direkt an das Netz angeschlossen wird (Netzbetrieb), für gebräuchliche Netzfrequenzen angegeben.

Tabelle 8.1 Synchrondrehzahlen bei Netzfrequenz 50 Hz und 60 Hz

Polpaarzahl z_p	Synchrondrehzahl bei 50 Hz	Synchrondrehzahl bei 60 Hz
1	3 000 min ⁻¹	3 600 min ⁻¹
2	1 500 min ⁻¹	1 800 min ⁻¹
3	1 000 min ⁻¹	1 200 min ⁻¹

Beim Rotor (Läufer) unterscheidet man bei Asynchronmotoren zwei Ausführungen:

- Schleifringläufer
- Käfigläufer bzw. Kurzschlussläufer

Die Schaltzeichen für beide Ausführungen sind Bild 8.1 zu entnehmen.

Käfigläufer Schleifringläufer

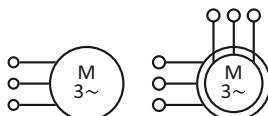


Bild 8.1 Schaltzeichen von Drehstrom-Asynchronmotoren

Beim Schleifringläufer ist in das Blechpaket des Rotors eine 3-strängige Wicklung eingelegt. Die Wicklungsanfänge sind an drei Schleifringen nach außen geführt. Die Wicklungsenden werden bereits im Motor als Stern oder Dreieck verschaltet. Bei Asynchronmotoren mit Käfigläufer hat der Rotor einen rotationssymmetrischen Käfig aus elektrisch leitendem Material, der in ein Blechpaket eingebettet ist (Bild 8.2). Zur besseren Übersicht sind im Bild nicht alle Bleche dargestellt. Die elektrischen Verbindungen zwischen den beiden Rotorenden lassen einen axialen Stromfluss zu. Alle axialen Verbindungen sind an den Enden elektrisch kurzgeschlossen. Bei der Ausführung mit Schleifringen kann das Drehstromsystem des Rotors unabhängig vom Drehstromsystem des Stators von außen gesteuert werden. Bevor Frequenzumrichter (Abschnitt 8.8) industriell verfügbar waren, konnte über diese Steuermöglichkeit ein hohes Drehmoment beim Anlauf des Motors von Drehzahl Null und drehzahlvariable Antriebe realisiert werden. Vorteilhaft bei Motoren mit Käfigläufer ist, dass der Rotor im Gegensatz zum Schleifringläufer nicht von außen bestromt werden muss und daher auch keine verschlei-

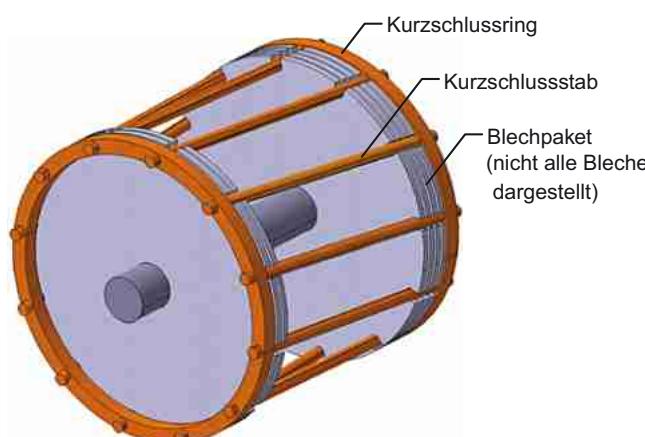


Bild 8.2 Prinzipieller Aufbau des Rotors eines Käfigläufers (Verbesserung der Übersichtlichkeit durch Darstellung weniger Bleche)

ßenden mechanischen Kontaktstellen benötigt. Drehstrom-Asynchronmotoren mit Käfigläufer sind wartungsfrei und daher die üblicherweise eingesetzte Bauform. Im Weiteren wird nur diese Bauform betrachtet.

Der Käfig kann durch einzelne Stäbe, welche in die Läufernut eingebbracht und durch Kurzschlussringe an den Enden miteinander verbunden sind (Bild 8.2), oder durch Druckguss erzeugt werden. Beim Druckguss wird flüssiges Material unter Druck in das Blechpaket gegossen (Bild 8.3). Als Material für den Käfig wird meist Aluminium oder Kupfer verwendet. Wegen der besseren elektrischen Leitfähigkeit von Kupfer im Vergleich zu Aluminium sind Asynchronmotoren mit „Kupferrotor“ energieeffizienter. Der Materialpreis von Kupfer ist höher als von Aluminium, weshalb Motoren mit „Kupferrotoren“ teurer sind. Die Mehrkosten bei der Anschaffung werden häufig sehr schnell durch die niedrigeren Energiekosten kompensiert.

Aluminiumdruckguss Kupferdruckguss



Bild 8.3 In Druckguss hergestellte Rotoren für Käfigläufer (© Siemens AG)

Zur Reduzierung der Drehmomentwelligkeit und damit Verbesserung des Gleichlaufverhaltens werden die Rotornuten teilweise geschrägt ausgeführt. Den Aufbau eines typischen Drehstrom-Asynchronmotors zeigt Bild 8.4.

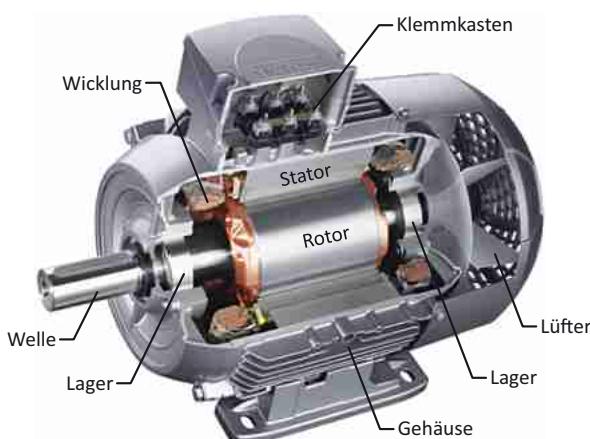


Bild 8.4 Drehstrom-Asynchronmotor mit Kupferrotor (© Siemens AG)

Wird der Motor an ein Drehspannungssystem angeschlossen, so läuft das Drehfeld über den zunächst noch stehenden Rotor und induziert in den Rotorstäben eine Spannung. Deshalb

werden Asynchronmotoren auch als Induktionsmotoren bezeichnet. Da die Rotorstäbe kurzgeschlossen sind, entstehen in diesen umlaufende Ströme. Durch das umlaufende Magnetfeld des Stators wirken auf die stromdurchflossenen Rotorstäbe Tangentialkräfte. Hierdurch ergibt sich ein Drehmoment, das den Rotor in Bewegung versetzt. Nach der Lenz'schen Regel bewegt sich der Rotor in der gleichen Richtung wie das Drehfeld des Stators, um die Drehzahldifferenz zwischen Stator und Rotor zu verringern. Dadurch wird die vom Stator im Rotor verursachte Induktion verringert. Die Drehzahldifferenz zwischen der Synchrongeschwindigkeit und der Drehzahl des Rotors (Motordrehzahl) ist:

$$\Delta n = n_S - n_{Mo} \quad (8.2)$$

Sind beide Drehzahlen identisch, wird die im Rotor induzierte Spannung gleich null. In den Rotorstäben fließt kein Strom, und es wird kein Motordrehmoment erzeugt. Die Synchrongeschwindigkeit wird daher vom Rotor des Asynchronmotors nicht erreicht, da der Motor zumindest mit dem eigenen Reibdrehmoment belastet wird. Der Rotor läuft asynchron zum Drehfeld des Stators, wovon die Motorbezeichnung abgeleitet ist. Der relative Unterschied zwischen der Drehzahl des umlaufenden Feldes und der des Rotors bzw. der Motorwelle wird als Schlupf bezeichnet:

$$s = \frac{\Delta n}{n_S} = \frac{n_S - n_{Mo}}{n_S} \quad (8.3)$$

s **Schlupf** **Slip**

Im Leerlauf ist der Schlupf gering, bei Belastung nimmt er zu.

■ 8.2 Spannungsinduktion und Drehmomenterzeugung

Die elektromagnetischen Zusammenhänge, die bei einer Asynchronmaschine zur Erzeugung eines Drehmomentes führen, sind komplex. Es soll hier nur eine vereinfachte Betrachtung durchgeführt werden [3]. Wie bereits hergeleitet, wird durch die Drehstromwicklung des Stators im Luftspalt zwischen Stator und Rotor eine sinusförmige magnetische Flussdichte erzeugt. Für einen 2-poligen Motor gilt:

$$B(\gamma, t) = -\hat{B} \cos(\gamma - \varphi_{El}(t)) \quad (8.4)$$

Die magnetische Flussdichte induziert in den Leiterschleifen des Rotors einen ortsabhängigen Strom. Die Stromverteilung über dem Umfang bezeichnet man als Strombelag. Er hat einen sinusförmigen Verlauf und eine Phasenverschiebung zur magnetischen Flussdichte. Der Index 2 steht für Rotorgrößen, während Statorgrößen mit dem Index 1 gekennzeichnet werden.

$$i_2(\gamma, t) = -\hat{i}_2 \sin(\gamma - \varphi_{El}(t) - \varphi_2) \quad (8.5)$$

i_2	Rotorstrom	<i>Rotor current</i>	A
φ_2	Phasenverschiebung	<i>Phase shift</i>	rad

Das ortsabhängige Drehmoment errechnet sich für einen Leiter der Länge l mit einem Radius r vom Drehpunkt aus der Lorentzkraft. Der zeitliche Bezug ist dabei nicht von Interesse und kann daher null gesetzt werden.

$$M(\gamma) = F_{\text{Lo}}(\gamma) r = i_2(\gamma) l B(\gamma) r \quad (8.6)$$

Um das Gesamtdrehmoment zu erhalten, muss über den Umfang integriert werden.

$$M_{\text{Mo}} = lr \int_0^{2\pi} \{i_2(\gamma) B(\gamma)\} d\gamma = lr \int_0^{2\pi} \{\hat{i}_2 \sin(\gamma - \varphi_{\text{El}}(t) - \varphi_2) \hat{B} \cos(\gamma)\} d\gamma \quad (8.7)$$

Nach einigen Umrechnungen erhält man unter Berücksichtigung des Effektivstromes und Umrechnung der magnetischen Flussdichte in einen Fluss das Motordrehmoment zu:

$$M_{\text{Mo}} = k_{\text{Mo}} I_2 \Phi \sin(\varphi_2) \quad (8.8)$$

k_{Mo}	Motorkonstante	<i>Motor constant</i>	Nm/(A Wb)
Φ	Magnetischer Fluss	<i>Magnetic flux</i>	Wb



Beim Strom I_2 handelt es sich um den Strom in den Kurzschlussstäben des Rotors. Im Gegensatz zum Synchronmotor gibt es keinen unmittelbaren Zusammenhang zwischen dem Außenleiterstrom und dem Drehmoment.

■ 8.3 Elektrisches Ersatzschaltbild

Zur Herleitung des elektrischen Ersatzschaltbildes eines Drehstrom-Asynchronmotors ist es zunächst hilfreich, mittels elektrischen und magnetischen Zusammenhängen, ein elektrisches Ersatzschaltbild für einen Transformator aufzubauen. Die dabei gewonnenen Erkenntnisse lassen sich anschließend auf einen Drehstrom-Asynchronmotor übertragen.

8.3.1 Einphasiger Transformator

Transformatoren setzen eine Wechselspannung am Eingang u_1 (Primärseite) auf eine Wechselspannung am Ausgang u_2 (Sekundärseite) mit meist anderer Amplitude um und dienen damit zur Anpassung des Spannungsniveaus. Bild 8.5 zeigt den Aufbau eines einphasigen Transformatoren, bei dem um einen Eisenkern zwei Spulen gewickelt sind. Der Eisenkern führt zu einer magnetischen Kopplung der beiden Spulen. Größen auf der Primärseite werden mit 1 indiziert und Größen auf der Sekundärseite mit 2.

Für jede Spule gilt der Zusammenhang zwischen Durchflutung, magnetischem Fluss und magnetischem Leitwert

$$\Phi = \Theta \Lambda \quad (8.9)$$

Φ	Magnetischer Fluss	<i>Magnetic flux</i>	$V_s = \text{Wb}$
Θ	Durchflutung	<i>Magnetomotive force</i>	A
Λ	Magnetischer Leitwert	<i>Magnetic conductance</i>	H

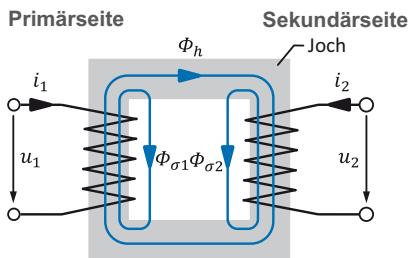


Bild 8.5 Einphasiger Transformator

Der Hauptfluss Φ_h ergibt sich auf Grund des hohen magnetischen Leitwertes von Eisen im Joch (Hauptleitwert Λ_h). Jede der beiden Spulen besitzt einen Streufluss ($\Phi_{\sigma 1}$ und $\Phi_{\sigma 2}$), der deutlich kleiner ist als der Hauptfluss ($\Phi_{\sigma} \ll \Phi_h$). Die Wirkung des Streuflusses im magnetischen Kreis kann ersatzweise im elektrischen Kreis als Streuinduktivität auf der Primär- und Sekundärseite ($L_{\sigma 1}$ und $L_{\sigma 2}$) einbezogen werden. Es ergibt sich eine elektrische Ersatzschaltung mit zwei elektrischen Kreisen, die über den Hauptfluss miteinander gekoppelt sind (Bild 8.6). Die Quellenspannungen auf der jeweiligen Seite (u_{q1} und u_{q2}) stellen die durch den Hauptfluss induzierten Spannungen dar.

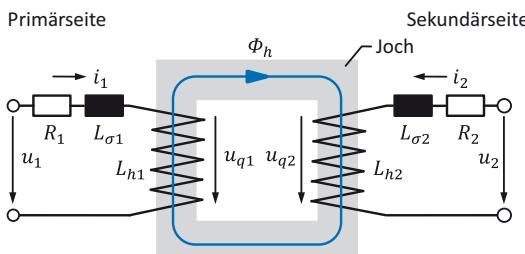


Bild 8.6 Ersatzanordnung mit Modellierung der Streuflüsse in den jeweiligen elektrischen Kreisen

Die Streuinduktivitäten berechnen sich aus:

$$L_{\sigma 1} = N_1^2 \Lambda_{\sigma 1} \quad (8.10a)$$

$$L_{\sigma 2} = N_2^2 \Lambda_{\sigma 2} \quad (8.10b)$$

L_{σ}	Streuinduktivität	Leakage inductance	H
N	Windungszahl	Number of turns	
Λ_{σ}	Magnetischer Streuleitwert	Magnetic leakage conductance	H

Für die Hauptinduktivität auf jeder Seite (L_{1h} und L_{2h}) und die Gegeninduktivität L_{12} gilt:

$$L_{1h} = N_1^2 \Lambda_h \quad (8.11a)$$

$$L_{2h} = N_2^2 \Lambda_h \quad (8.11b)$$

$$L_{12} = N_1 N_2 \Lambda_h \quad (8.11c)$$

L_h	Hauptinduktivität	Main inductance	H
L_{12}	Gegeninduktivität	Mutual inductance	H
Λ_h	Magnetischer Hauptleitwert	Magnetic main conductance	H

Daraus ergibt sich:

$$L_{h2} = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 L_{h1} \quad (8.12a)$$

$$L_{12} = \frac{N_2}{N_1} L_{h1} \quad (8.12b)$$

Die Spannungsgleichungen für die Primär- und Sekundärseite lauten:

$$u_1 = \underbrace{R_1 i_1}_{u_{R1}} + \underbrace{L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt}}_{u_{\sigma 1}} + \underbrace{L_{h1} \frac{di_1}{dt}}_{u_q 1} + L_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (8.13a)$$

$$u_2 = \underbrace{R_2 i_2}_{u_{R2}} + \underbrace{L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt}}_{u_{\sigma 2}} + \underbrace{L_{h2} \frac{di_2}{dt}}_{u_q 2} + L_{12} \frac{di_1}{dt} \quad (8.13b)$$

<i>u</i>	Spannung	<i>Voltage</i>	V
<i>u_R</i>	Spannungsabfall ohmscher Widerstand	<i>Voltage drop ohmic resistance</i>	V
<i>u_σ</i>	Spannungsabfall Streufluss	<i>Voltage drop leakage inductance</i>	V
<i>u_q</i>	Quellspannung	<i>Source voltage</i>	V
<i>i</i>	Strom	<i>Current</i>	A
<i>R</i>	Ohmscher Widerstand	<i>Ohmic resistance</i>	Ω

Es ist zweckmäßig, die Gleichungen auf die Primärseite zu beziehen. Eine Multiplikation von Gl. (8.13b) mit N_1/N_2 ergibt:

$$\frac{N_1}{N_2} u_2 = R_2 \frac{N_1}{N_2} i_2 + L_{\sigma 2} \frac{N_1}{N_2} \frac{di_2}{dt} + L_{h2} \frac{N_1}{N_2} \frac{di_2}{dt} + L_{12} \frac{N_1}{N_2} \frac{di_1}{dt} \quad (8.14)$$

Definiert man die mit N_1/N_2 skalierten Größen der Sekundärseite für Strom, Spannung, ohmschen Widerstand und Streuinduktivität (jeweils mit Apostroph gekennzeichnet) zu

$$i'_2 = \frac{N_2}{N_1} i_2; \quad u'_2 = \frac{N_1}{N_2} u_2; \quad R'_2 = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_2; \quad L'_{\sigma 2} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 L_{\sigma 2} \quad (8.15)$$

und setzt diese Zusammenhänge in Gl. (8.13a) und Gl. (8.14) ein, folgt mit Gl. (8.7):

$$u_1 = R_1 i_1 + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + L_{h1} \underbrace{\frac{N_1}{N_2} di'_2}_{L_{h1}} \quad (8.16a)$$

$$u'_2 = R'_2 i'_2 + L'_{\sigma 2} \underbrace{\frac{di'_2}{dt}}_{L_{h1}} + L_{h2} \underbrace{\left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \frac{di'_2}{dt}}_{L_{h1}} + L_{12} \frac{N_1}{N_2} \frac{di_1}{dt} \quad (8.16b)$$

Zur Vereinfachung wird im Folgenden $L_h = L_{h1}$ und $u_q = u_{q1}$ verwendet. Es ergibt sich:

$$u_1 = R_1 i_1 + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + L_h \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di'_2}{dt} \right) = R_1 i_1 + L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + L_h \frac{di_\mu}{dt} \quad (8.17a)$$

$$u'_2 = R'_2 i'_2 + L'_{\sigma 2} \underbrace{\frac{di'_2}{dt}}_{u_q} + L_h \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di'_2}{dt} \right) = R'_2 i'_2 + L'_{\sigma 2} \frac{di'_2}{dt} + L_h \frac{di_\mu}{dt} \quad (8.17b)$$

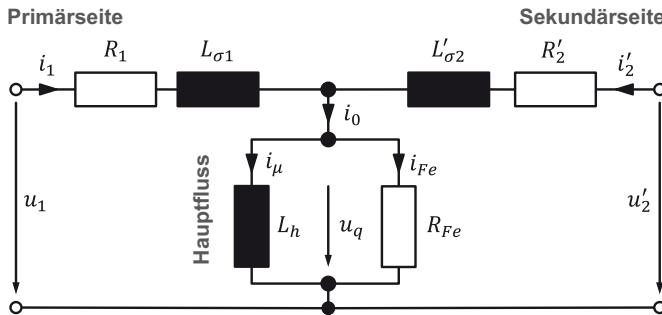


Bild 8.7 Elektrisches Ersatzschaltbild eines einphasigen Transformators mit Eisenverlusten im Hauptfluss

Durch die getroffene Skalierung der Größen auf der Sekundärseite, ergibt sich auf Primär- und Sekundärseite die gleiche Quellenspannung u_q . Damit ist für die Modellierung eine galvanische Kopplung beider Wicklungen möglich. Der Strom durch die Hauptinduktivität L_h wird als Magnetisierungsstrom i_μ bezeichnet. Das daraus resultierend elektrische Ersatzschaltbild eines einphasigen Transformators zeigt Bild 8.7. Um zusätzlich die Eisenverluste im Hauptfluss zu beschreiben, wird parallel zur Hauptinduktivität L_h ein Widerstand R_{Fe} , durch den der Strom i_{Fe} , fließt eingeführt.

Ohne Eisenverluste im Hauptfluss lautet das stationäre Betriebsverhalten mit komplexen Größen, Blindwiderständen und Effektivwerten:

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j X_{1\sigma} \underline{I}_1 + j \underbrace{X_h (\underline{I}_1 + \underline{I}'_2)}_{L_\mu} \quad (8.18a)$$

$$\underline{U}'_2 = R'_2 \underline{I}'_2 + j X'_{\sigma2} \underline{I}'_2 + j \underbrace{X_h (\underline{I}_1 + \underline{I}'_2)}_{L_\mu} \quad (8.18b)$$

$$\underline{I}_\mu = \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 \quad (8.18c)$$

$$\underline{U}_q = X_h (\underline{I}_1 + \underline{I}'_2) = X_h \underline{I}_\mu \quad (8.18d)$$

X_h	Blindwiderstand Hauptinduktivität	<i>Reactance main inductance</i>	Ω
$X_{\sigma1}$	Blindwiderstand Streuinduktivität Stator	<i>Reactance leakage inductance stator</i>	Ω
$X'_{\sigma2}$	Blindwiderstand Streuinduktivität Rotor (bezogen auf die Statorseite)	<i>Reactance leakage inductance rotor (referred to stator side)</i>	Ω
i_μ	Magnetisierungsstrom	<i>Magnetizing current</i>	A

mit:

$$X_h = 2\pi f L_h; \quad X_{\sigma1} = 2\pi f L_{\sigma1}; \quad X_{\sigma2} = 2\pi f L_{\sigma2} \quad (8.18e)$$

8.3.2 Einphasiges Ersatzschaltbild

Für einen Drehstrom-Asynchronmotor kann stator- und rotorseitig, in Analogie zum einphasigen Transformator (Primär- und Sekundärseite, Gl. (8.18)), die Spannungsgleichung in komplexen Größen aufgestellt werden. Die statorseitigen Größen werden mit 1 indiziert und die rotorseitigen Größen mit 2. Die beiden wesentlichen Unterschiede sind, dass die rotorseitige Spannung $\underline{U}_2 = 0$ ist und die Frequenzen auf beiden Seiten (f_1 und f_2) unterschiedlich sind.

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j X_{\sigma 1} \underline{I}_1 + \underline{U}_{q1}; \quad X_{\sigma 1} = 2\pi f_1 L_{\sigma 1} \quad (8.19a)$$

$$0 = R_2 \underline{I}_2 + j X_{\sigma 2} \underline{I}_2 + \underline{U}_{q2}; \quad X_{\sigma 2} = 2\pi f_2 L_{\sigma 2} \quad (8.19b)$$

Der Zusammenhang zwischen den Frequenzen auf Stator- und Rotorseite ergibt sich durch den Schlupf s :

$$f_2 = s f_1 \quad (8.19c)$$

s	Schlupf	Slip
f_1	Elektrische Frequenz Statorseite	<i>Electrical frequency stator side</i>
f_2	Elektrische Frequenz Rotorseite	<i>Electrical frequency rotor side</i>

Für $s = 1$ (Stillstand des Rotors, $n_{Mo} = 0$) wird $f_2 = f_1$. Bei $s = 0$ (Leerlauf der Maschine, $n_{Mo} = n_S$) wird $f_2 = 0$ (es wird keine Spannung induziert und das erzeugte Drehmoment ist Null). Der Blindwiderstand der Streuinduktivität des Rotors im Stillstand ($f_2 = f_1$) ist:

$$X_{\sigma 20} = 2\pi f_1 L_{\sigma 2} \rightarrow L_{\sigma 2} = \frac{1}{2\pi f_1} X_{\sigma 20} \quad (8.20a)$$

Eingesetzt in Gl. (8.19b), folgt mit Gl. (8.19b):

$$X_{\sigma 2} = \frac{2\pi f_2}{2\pi f_1} X_{\sigma 20} = \frac{f_2}{f_1} X_{\sigma 20} = s X_{\sigma 20} \quad (8.20b)$$

Die rotorseitige Quellenspannung U_{q2} ergibt sich aus der rotorseitige Quellenspannung im Stillstand U_{q20} über den Schlupf.

$$U_{q2} = s U_{q20} \quad (8.21a)$$

Im Stillstand gilt:

$$\frac{U_{q1}}{U_{q20}} = \frac{N_1}{N_2} \rightarrow U_{q20} = \frac{N_2}{N_1} U_{q1} \quad (8.21b)$$

Gl. (8.20b) und Gl. (8.21b) eingesetzt in Gl. (8.19b) ergibt:

$$0 = R_2 \underline{I}_2 + j s X_{\sigma 20} \underline{I}_2 + s \underline{U}_{q20} = R_2 \underline{I}_2 + j s X_{\sigma 20} \underline{I}_2 + s \frac{N_2}{N_1} \underline{U}_{q1} \quad (8.22)$$

Wie beim Transformator ist es zweckmäßig, alle Größen auf die Statorseite (\cong Primärseite beim Transformator) zu beziehen. Eine Multiplikation von Gl. (8.22) mit $N_1/(s N_2)$ ergibt:

$$0 = \frac{R_2}{s} \frac{N_1}{N_2} \underline{I}_2 + j X_{\sigma 20} \frac{N_1}{N_2} \underline{I}_2 + \underline{U}_{q1} \quad (8.23)$$

Definiert man die mit N_1/N_2 skalierten Größen der Rotorseite für Strom, ohmschen Widerstand und Blindwiderstand (jeweils mit Apostroph gekennzeichnet) zu (vgl. Transformator Gl. (8.15))

$$I'_2 = \frac{N_2}{N_1} I_2; \quad R'_2 = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_2; \quad X'_{\sigma 20} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 X_{\sigma 20} \quad (8.24)$$

und setzt diese Zusammenhänge in Gl. (8.23) ein, folgt:

$$0 = \frac{R'_2}{s} I'_2 + j X'_{\sigma 20} I'_2 + \underline{U}_q \quad (8.25)$$

Durch den Bezug auf die Statorseite sind beide Quellenspannungen identisch. Im Folgenden wird daher $\underline{U}_q = \underline{U}_{q1}$ gesetzt. Wie beim Transformator kann die Spannung \underline{U}_q als Spannungsabfall des Magnetisierungsstromes I_μ am Blindwiderstand X_h interpretiert werden (vgl. Gl. (8.18)). Damit ergeben sich aus Gl. (8.19a) und Gl. (8.25):

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j X_{\sigma 1} \underline{I}_1 + j X_h \underbrace{(\underline{I}_1 + \underline{I}'_2)}_{I_\mu} \quad (8.26a)$$

$$0 = \frac{R'_2}{s} I'_2 + j X'_{\sigma 20} I'_2 + j X_h \underbrace{(\underline{I}_1 + \underline{I}'_2)}_{I_\mu} \quad (8.26b)$$

$$I_\mu = \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 \quad (8.26c)$$

Werden wie beim Transformator zusätzlich die Eisenverluste im Hauptfluss berücksichtigt, ergibt sich das in Bild 8.8 dargestellte einphasige elektrische Ersatzschaltbild des Drehstrom-Asynchronmotors mit komplexen Größen.

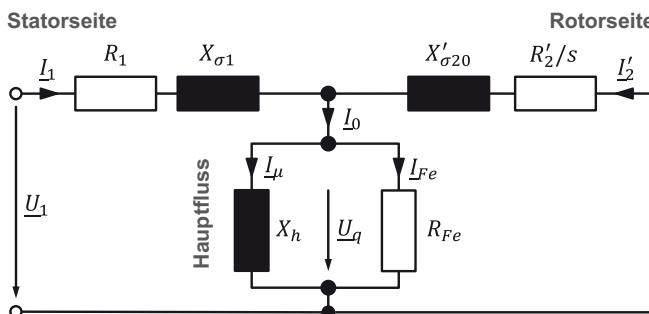


Bild 8.8 Einphasiges elektrisches Ersatzschaltbild Drehstrom-Asynchronmotor mit komplexen Größen und Leistungsfluss

Eine strombezogene Zusammenfassung der Blindwiderstände für die Stator- und Rotorseite, ohne Berücksichtigung der Eisenverluste im Hauptfluss, ergibt:

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + \overbrace{j(X_{\sigma 1} + X_h)}^{X_1} \underline{I}_1 + j X_h \underline{I}'_2 = R_1 \underline{I}_1 + j X_1 \underline{I}_1 + j X_h \underline{I}'_2 \quad (8.27a)$$

$$0 = \frac{R'_2}{s} I'_2 + \overbrace{j(X'_{\sigma 20} + X_h)}^{X'_2} I'_2 + j X_h \underline{I}_1 = \frac{R'_2}{s} I'_2 + j X'_2 I'_2 + j X_h \underline{I}_1 \quad (8.27b)$$

X_1	Blindwiderstand Statorstrom	<i>Reactance stator current</i>	Ω
X'_2	Blindwiderstand skaliertes Rotorstrom	<i>Reactance scaled rotor current</i>	Ω

8.3.3 Stromortskurve

Auflösung von Gl. (8.27b) nach \underline{I}'_2 ergibt:

$$\underline{I}'_2 = -\frac{jX_h}{\frac{R'_2}{s} + jX'_2} \underline{I}_1 \quad (8.28)$$

Eingesetzt in Gl. (8.27a)

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + jX_1 \underline{I}_1 + \frac{X_h^2}{\frac{R'_2}{s} + jX'_2} \underline{I}_1 \quad (8.29a)$$

$$\left(\frac{R'_2}{s} + jX'_2 \right) \underline{U}_1 = \left\{ (R_1 + jX_1) \left(\frac{R'_2}{s} + jX'_2 \right) + X_h^2 \right\} \underline{I}_1 \quad (8.29b)$$

Daraus ergibt sich der Statorstrom zu:

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + \overbrace{j(X_{\sigma 1} + X_h)}^{X_1} \underline{I}_1 + jX_h \underline{I}'_2 = R_1 \underline{I}_1 + jX_1 \underline{I}_1 + jX_h \underline{I}'_2 \quad (8.30)$$

Bei konstanter Statorspannung \underline{U}_1 , Widerständen R und Blindwiderständen (Reaktanzen) X hängt der Statorstrom \underline{I}_1 lediglich vom Schlupf s ab. Die komplexe Größe des Statorstroms ist abhängig von der reellen Größe des Schlupfs. Damit eignet sich der Zusammenhang zur Darstellung als Ortskurve. Um eine Verwechslung mit Ortskurven, die meist als Funktion der Kreisfrequenz ω dargestellt werden, zu vermeiden, wird diese spezielle Ortskurve als Funktion des Schlupfes s Stromortskurve (Bild 8.9) genannt.

$$\underline{I}_1(s) = \frac{\frac{R'_2}{s} + jX'_2}{(R_1 + jX_1) \left(\frac{R'_2}{s} + jX'_2 \right) + X_h^2} \underline{U}_1 = \frac{R'_2 + jX'_2 s}{(R_1 + jX_1)(R'_2 + jX'_2 s) + X_h^2 s} \underline{U}_1 \quad (8.31)$$

Für drei charakteristische Schlupfwerte ($s = 0, 1$ und ∞) soll das Verhalten betrachtet werden.

1. $s = 0$ Leerlauf ($n_{Mo} = n_0, M_{Mo} = 0, I = I_0$)

Für den Blind- und den Wirkwiderstand folgt aus Gl. (8.18d) und (8.18e):

$$\Re = R = R_1 \quad (8.32a)$$

$$\Im = X = X_1 \quad (8.32b)$$

Dies ergibt sich auch aus Bild 8.4, da der Rotorkreis in diesem Fall geöffnet ist ($R'_2/s \rightarrow \infty, \underline{I}'_2 = 0$). Der Leerlaufstrom I_0 und der Phasenversatz φ_0 errechnet sich zu:

$$I_0 = \frac{U_1}{\sqrt{R_1^2 + X_1^2}} \quad (8.32c)$$

$$\varphi_0 = \arctan \left(\frac{X_1}{R_1} \right) \quad (8.32d)$$

2. $s = 1$ Stillstand, Kurzschluss ($n_{\text{Mo}} = 0, M_{\text{Mo}} = M_{\text{A}}, I = I_{\text{A}}$)

Für den Blind- und den Wirkwiderstand folgt:

$$\Re = R = R_1 + R'_2 \frac{X_h^2}{R'^2_2 + X'^2_2} \quad (8.33a)$$

$$\Im = X = X_1 - X'_2 \frac{X_h^2}{R'^2_2 + X'^2_2} \quad (8.33b)$$

Für $R'_2 \ll X'_2$ und mit $X'_2 = X'_{\sigma 2} + X_h$ (Gl. (8.27b)) ergibt sich folgende Vereinfachung:

$$\Re = R = R_1 + R'_2 \frac{X_h^2}{(X'_{\sigma 2} + X_h)^2} = R_1 + R'_2 \frac{1}{\left(1 + \frac{X'_{\sigma 2}}{X_h}\right)^2} \quad (8.33c)$$

$$\Im = X = X_1 - \frac{X_h^2}{X'_2} \quad (8.33d)$$

Mit den Streuziffern

$$\sigma_1 = \frac{X_{\sigma 1}}{X_h} \quad (8.34a)$$

$$\sigma'_2 = \frac{X'_{\sigma 2}}{X_h} \quad (8.34b)$$

$$\sigma = 1 - \frac{X_h^2}{X_1 X'_2} \quad (8.34c)$$

folgt:

$$\Re = R = R_1 + R'_2 \frac{1}{(1 + \sigma_2)^2} \approx R_1 + R'_2 \quad (8.35a)$$

$$\Im = X = \sigma X_1 \approx X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2} \quad (8.35b)$$

Der Anlaufstrom I_A und der Phasenversatz φ_A errechnet sich damit ungefähr zu:

$$I_A \approx \frac{U_1}{\sqrt{R^2 + X^2}} = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R'_2)^2 + (X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2})^2}} \quad (8.35c)$$

$$\varphi_A \approx \arctan \left(\frac{X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2}}{R_1 + R'_2} \right) \quad (8.35d)$$

3. $s = \infty$

Für den Blind- und den Wirkwiderstand folgt:

$$\Re = R(s) = R_1 \quad (8.36a)$$

$$\Im = X(s) = X_1 - \frac{X_h^2}{X'_2} \quad (8.36b)$$

Der Strom I_∞ und die Phasenversatz φ_∞ errechnet sich zu:

$$I_\infty = \frac{U_1}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2})^2}} \quad (8.36c)$$

$$\varphi_\infty = \arctan \left(\frac{X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2}}{R_1} \right) \quad (8.36d)$$

Für die Stromortskurve ergibt sich ein kreisförmiger Verlauf (Bild 8.9). Diese Darstellung wird Heyland-Kreis oder Ossana-Kreis genannt. Im Bild sind die Zusammenhänge auf der Statorseite gezeigt. Die Rotorseite kann ggf. ergänzt werden. Der eingezeichnete Winkel φ_1 ist die Phasenverschiebung des Statorstroms I_1 zur Statorspannung U_1 . Der höchste Wirkungsgrad wird für den kleinsten Wert von φ_1 ($\cos(\varphi_1) \rightarrow 1$) erreicht. Grafisch wird dieser Punkt durch die Tangente an den Kreis durch den Nullpunkt ermittelt (Bild 8.9).

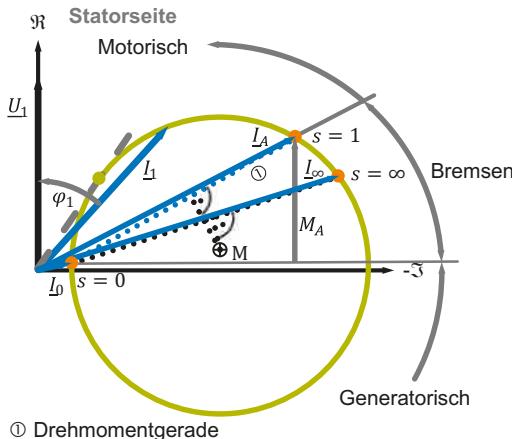


Bild 8.9 Stromortskurve

In Bild 8.10 ist der Leistungsfluss gezeigt. Um den ohmschen Verlust auf der Rotorseite darstellen zu können, wird der Rotorwiderstand aus Bild 8.8 in zwei einzelne Widerstände aufgeteilt:

$$\frac{R'_2}{s} = R'_2 + \frac{R'_2}{s} - R'_2 = R'_2 + \frac{1-s}{s} R'_2 \quad (8.37)$$

Die im Luftspalt übertragene Leistung aller drei Phasen wird Luftspaltleistung P_G genannt und ist eine Wirkleistung. Neben den elektrischen Verlusten in den Widerständen (P_Ω) und den Eisenverlusten (P_{Fe}), treten mechanische Verluste (P_{Lm}), z. B. durch Reibung in den Kugellagern des Motors, auf. Der Wirkungsgrad des Asynchronomotors ergibt sich aus den Leistungsflüssen (Bild 8.10) zu:

$$\lambda_{Mo} = \frac{P_{Mo}}{P_{El}} = \frac{P_{El} - P_L}{P_{El}} = \frac{P_{El} - (P_\Omega + P_{Fe} + P_{\Omega2} + P_{Lm})}{P_{El}} \quad (8.38)$$

λ_{Mo}	Wirkungsgrad Motor	<i>Motor efficiency</i>	
P_{Mo}	Mechanisch abgegebene Leistung	<i>Mechanical output power</i>	W
P_{El}	Elektrisch aufgenommene Leistung	<i>Electrical input power</i>	W
P_L	Verlustleistung	<i>Power loss</i>	W
P_Ω	Ohm'sche Verlustleistung	<i>Ohmic power loss</i>	W
P_G	Luftspaltleistung	<i>Air gap power</i>	W
P_{Fe}	Eisenverluste	<i>Iron loss</i>	W
P_{Lm}	Mechanische Verluste	<i>Mechanical losses</i>	W

Die Luftspaltleistung berechnet sich aus den drei Strängen zu:

$$P_G = 3 \frac{R'_2}{s} (I'_2)^2 \quad (8.39)$$

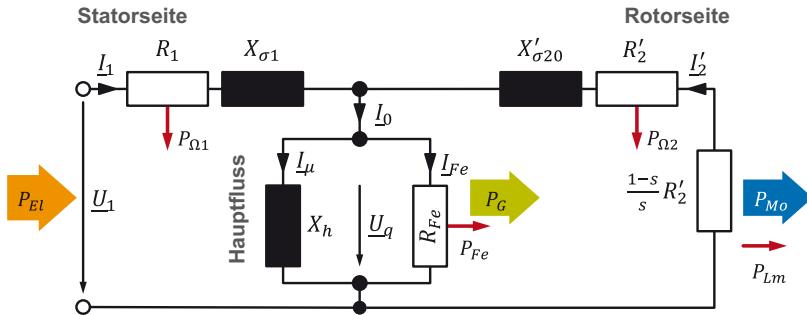


Bild 8.10 Leistungsfluss

Die ohmsche Verlustleistung auf der Rotorseite ist:

$$P_{\Omega 2} = 3R'_2(I'_2)^2 \quad (8.40)$$

Vernachlässigt man die ohmschen Verluste auf der Statorseite ($R_1 = 0$), die Streuverluste und die mechanischen Verluste, gilt für die mechanisch abgegebene Leistung:

$$P_{Mo} = P_G - P_{\Omega 2} = 3\left(\frac{R'_2}{s} - R'_2\right)(I'_2)^2 = 3\frac{1-s}{s}R'_2(I'_2)^2 = (1-s)P_G \quad (8.41)$$

Gleichzeitig ist die Eingangswirkleistung identisch mit der Luftspaltleistung ($P_{El} = P_G$) und damit:

$$P_{Mo} = (1-s)P_{El} \quad (8.42)$$

Die Eingangswirkleistung eines Stranges kann als Multiplikation der Spannung U_1 mit dem Realteil des komplexen Stroms $\Re\{\underline{I}_1\}$ ausgedrückt werden. Die Eingangswirkleistung ist somit:

$$P_{El} = 3U_1 I_1 \cos(\varphi_1) = 3U_1 \Re\{\underline{I}_1\} \quad (8.43a)$$

Die mechanische Leistung kann in Abhängigkeit von der elektrischen Frequenz, mit der der Motor gespeist wird ($f_1 = f_{El}$), und dem Schlupf s ausgedrückt werden:

$$P_{Mo} = M_{Mo} 2\pi n_{Mo} = M_{Mo} 2\pi(1-s) n_S = M_{Mo} 2\pi(1-s) \frac{f_{El}}{z_p} \quad (8.43b)$$

$$P_{Mo} = M_{Mo} 2\pi(1-s) \frac{f_{El}}{z_p} = (1-s)P_{El} = (1-s)3U_1 \Re\{\underline{I}_1\} \quad (8.43c)$$

Daraus ergibt sich der Zusammenhang für das Motordrehmoment:

$$M_{Mo} = \frac{3U_1 z_p}{2\pi f_{El}} \Re\{\underline{I}_1\} \quad (8.44)$$

Bei konstanter Speisespannung U_1 und Speisefrequenz ($f_{El} = f_1$) ist das Motordrehmoment proportional zum Realteil des Statorstroms. Wird das Anlaufdrehmoment gemessen ($s = 1$), kann die Drehmomentgerade in das Diagramm für die Stromortskurve (Bild 8.9) eingezeichnet werden.

■ 8.4 Motorkennlinie und Motorkenngrößen

Wird der Motor mit der für ihn vorgesehenen Spannung (Bemessungsspannung) und Frequenz (Bemessungsfrequenz) eingeschaltet, so wird das Hochlaufverhalten durch das Drehmoment-Drehzahl-Diagramm (Bild 8.11) beschrieben. Das Anzugsdrehmoment ist das Drehmoment, das der Motor bei festgebremstem Läufer minimal liefert. Der Anzugsstrom ist der dazugehörige Strom. Das Kippdrehmoment ist das maximale Drehmoment, das der Motor bereitstellt. Es stellt sich bei der Kippdrehzahl und beim Kippschlupf ein. Das Satteldrehmoment ist das niedrigste Drehmoment, das der Motor zwischen Stillstand und Kippdrehzahl liefert. Ein Sattelpunkt ist nicht bei jedem Motor vorhanden. Einen Überblick zu den angegebenen charakteristischen Größen liefert Tabelle 8.2.

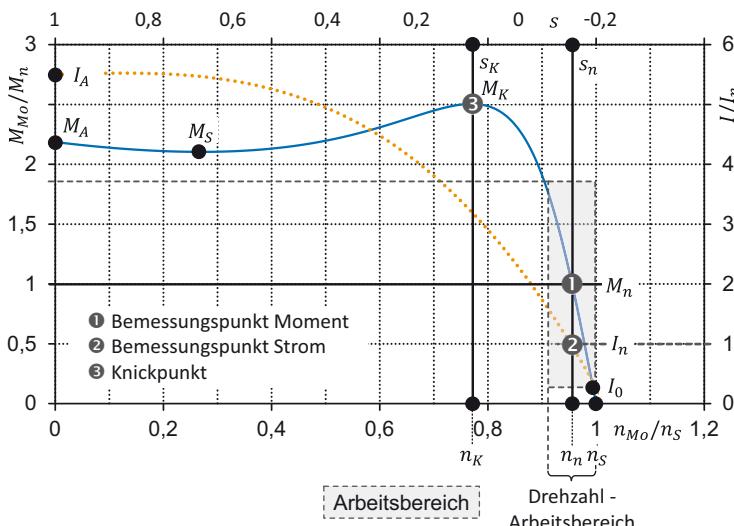


Bild 8.11 Drehmoment- und Strom-Kennlinie für Motorbetrieb

M_n	Bemessungs drehmoment	Rated torque	Nm
I_n	Bemessungsstrom	Rated current	A
n_n	Bemessungs drehzahl	Rated speed	1/s
s_n	Bemessungsschlupf	Rated slip	
M_A	Anzugsdrehmoment	Starting torque	Nm
I_A	Anzugsstrom	Starting current	A
M_K	Kippdrehmoment	Tilting torque	Nm
n_K	Kippdrehzahl	Tilting speed	1/s
s_K	Kippschlupf	Tilting slip	
M_S	Satteldrehmoment	Pull-up torque	Nm
I_0	Leerlaufstrom	No load current	A

Tabelle 8.2 Charakteristische Größen
Drehstrom-Asynchronmotor

Die Motordrehzahl erhöht sich so lange, bis das Lastdrehmoment und das Motordrehmoment identisch sind (stabiler Arbeitspunkt). Der Motor kann einen stabilen Arbeitspunkt nur dann erreichen, wenn das Lastdrehmoment kleiner ist als das Anfahr- und das Satteldrehmoment. Der Arbeitsbereich des Motors liegt im rechten steilen Bereich der Kennlinie mit mehr oder weniger linearem Abfall des Motordrehmomentes bei steigender Drehzahl. Hat der Motor eine Drehzahl erreicht, die rechts der Kippdrehzahl liegt, so kann er maximal bis zum Kippdrehmoment belastet werden. Steigt die Belastung über das Kippdrehmoment, bleibt der Motor mehr oder weniger schlagartig stehen, weshalb der Arbeitsbereich einen Sicherheitsabstand zu diesem Kennlinienpunkt aufweist.

Ein Teil der dem Stator zugeführten elektrischen Leistung wird berührungslos auf den Rotor übertragen (Induktion). Da bei der Leistungsübertragung der Luftspalt überwunden werden muss, ist der Leerlaufstrom vergleichsweise hoch. Er beträgt typischerweise 25 % bis 60 % des Nennstroms.

Die Kloß'sche Gleichung gibt eine vereinfachte, aber allgemein gültige Beziehung für das Motordrehmoment in Abhängigkeit vom Schlupf einer Asynchronmaschine an. Das Motordrehmoment wird dabei auf das Kippdrehmoment bezogen.

$$\frac{M_{Mo}}{M_K} = \frac{2}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s}} \quad (8.45)$$

Eine Herleitung hierzu findet sich in [3]. Die Drehmoment-Kennlinie (Bild 8.12) ist symmetrisch zu $s = 0$ bzw. $n_{Mo} = n_S$. Es können die folgenden zwei Grenzbereiche unterschieden werden:

- Für $s \ll s_K$ vereinfacht sich die Gleichung zu:

$$\frac{M_{Mo}}{M_K} = \frac{2s}{s_K} = \frac{2}{s_K} \frac{n_S - n_{Mo}}{n_S} = \frac{2}{s_K} \left(1 - \frac{n_{Mo}}{n_S}\right) \quad \text{oder} \quad n_{Mo} = \left(1 - \frac{s_K}{2} \frac{M_{Mo}}{M_K}\right) n_S \quad (8.46)$$

Es ergibt sich ein linearer Zusammenhang zwischen Motordrehmoment und Motordrehzahl. Mit höherer Belastung des Motors nimmt die Drehzahl linear ab. In diesem Drehzahlbereich verhält sich der Motor wie ein fremderregter oder nebenschlusserregter Gleichstrommotor.

- Für $s \gg s_K$ vereinfacht sich die Gleichung zu:

$$\frac{M_{Mo}}{M_K} = \frac{2s_K}{s} = 2s_K \frac{n_S}{n_S - n_{Mo}} = 2s_K \frac{1}{1 - \frac{n_{Mo}}{n_S}} \quad \text{oder} \quad n_{Mo} = \left(1 - 2s_K \frac{M_K}{M_{Mo}}\right) n_S \quad (8.47)$$

Das Motordrehmoment hat beim Anlauf einen hyperbelförmigen Verlauf.

Die Betriebszustände einer Asynchronmaschine unterteilen sich in die in Tabelle 8.3 dargestellten Bereiche.

Im Bereich $s > 1$ nimmt die Maschine sowohl elektrische als auch mechanische Leistung auf und arbeitet damit als Bremse. Der Bereich nennt man Gegenstrombremsbereich. Im Motor entstehen hohe Wärmeverluste.

Drehstrom-Asynchronmotoren sind für eine bestimmte Spannung und Frequenz dimensioniert bzw. bemessen. Wird die Spannung unterschritten, ist der Motor untermagnetisiert und er gibt nicht das erforderliche Drehmoment ab. Bei Überschreitung der Spannung ist der Motor übermagnetisiert und erwärmt sich stark. In beiden Fällen wird der Motor thermisch überlastet. Für den Bemessungspunkt werden in den Produktinformationen unter anderem folgende Daten angegeben (Tabelle 8.4). Die Bemessungsdrehzahl liegt ca. 3 % bis 10 % unterhalb der Synchrongeschwindigkeit.

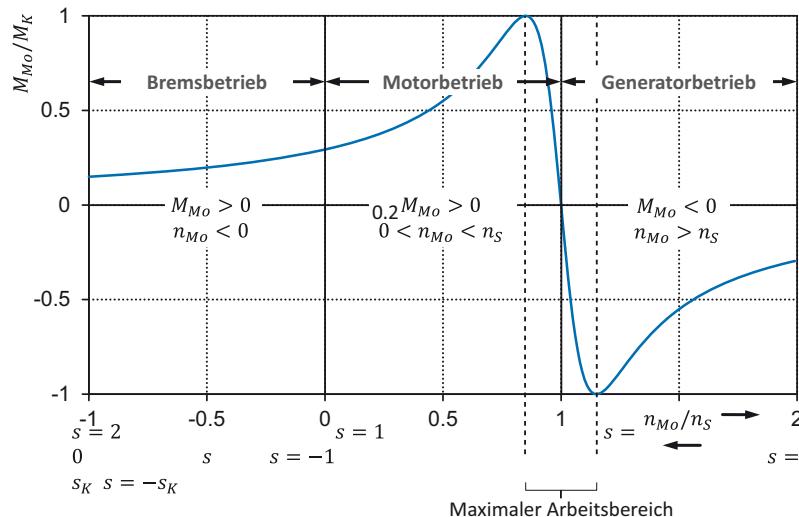


Bild 8.12 Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie nach Kloß'scher Gleichung

Tabelle 8.3 Betriebszustände einer Asynchronmaschine

Schlupf	Motordrehzahl	Betriebszustand	Leistungsfluss
$s < 0$	$n_{Mo} > n_s$	Generatorbetrieb	Aufnahme mechanischer Leistung an der Motorwelle und Abgabe elektrischer Leistung an das Netz
$s = 0$	$n_{Mo} = n_s$	Synchronlauf	
$0 < s < 1$	$0 < n_{Mo} < n_s$	Motorbetrieb	Aufnahme elektrischer Leistung aus dem Netz und Abgabe mechanischer Leistung an der Motorwelle
$s = 1$	$n_{Mo} = 0$	Stillstand	
$s > 1$	$n_{Mo} < 0$	Bremsbetrieb	Aufnahme mechanischer Leistung an der Motorwelle und elektrischer Leistung aus dem Netz

Bemessungsleistung	P_n
Bemessungsdrehzahl	n_n
Bemessungsfrequenz	f_n
Bemessungsspannung Dreieck	$U_{n\Delta}$
Bemessungsspannung Stern	$U_{n\lambda}$
Bemessungsstrom Dreieck	$I_{n\Delta}$
Bemessungsstrom Stern	$I_{n\lambda}$
Leistungsfaktor	$\lambda = \cos(\varphi)$
Anzugsstrom/Nennstrom	I_A/I_n
Anzugsdrehmoment/Nenndrehmoment	M_A/M_n
Kippdrehmoment/Nenndrehmoment	M_K/M_n
Effizienzklasse	IE

Tabelle 8.4 Wichtige Kenndaten

Die wichtigsten Kenndaten sind auf dem Leistungsschild des Motors angegeben. Ein Beispiel für einen Drehstrom-Asynchronmotor zeigt Bild 8.13. Daraus lassen sich bei Anschluss des Motors in Dreieckschaltung an ein 50-Hz-Netz die in Tabelle 8.5 angegebenen Informationen ableiten.

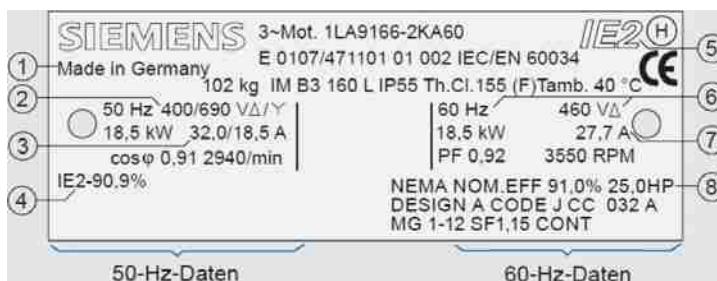


Bild 8.13 Beispiel Leistungsschild Drehstrom-Asynchronmotor (© Siemens AG, Antriebstechnik, Internet Bilddatenbank)

Bemessungsleistung	P_n	18,5 kW
Bemessungsdrehzahl	n_n	2940 min ⁻¹
Bemessungsdrehmoment	M_n	60 Nm
Polpaarzahl	Z_P	1
Bemessungsspannung	$U_{n\Delta}$	400 V
Bemessungsstrom	$I_{n\Delta}$	32 A
Leistungsfaktor ①	$\cos(\varphi)$	0,91
Wirkungsgrad ①	η_n	>90,9 %
Schutzart	IP	55
Bauform	IM	B3 160L
Wärmeklasse ②		F
Effizienzklasse	IE	2

① im Bemessungspunkt, ② bei max. Umgebungstemperatur 40 °C

Tabelle 8.5 Informationen aus Beispiel für das Leistungsschild (Bild 8.13)

Die Bemessungsdaten für Spannung und Strom sind abhängig davon, ob die Motorwicklungen in Dreieck oder Stern geschaltet werden. Alle anderen Bemessungsdaten sind davon unabhängig. Da im Bemessungspunkt an den Strängen die gleiche Spannung anliegen soll, gilt:

$$U_{n,\lambda} = \sqrt{3} U_{n\Delta} \quad (8.48)$$

Die Bemessungsspannungen und die Bemessungsfrequenz orientieren sich meist am europäischen Verbundsystem (230 V Δ / 400 V λ , 50 Hz oder 400 V Δ / 690 V λ , 50 Hz). Insbesondere für den US-amerikanischen Markt sind 480 V Δ oder 480 V λ bei 60 Hz notwendig. Die aus dem Netz aufgenommene Wirkleistung des Motors errechnet sich, wie bereits hergeleitet (Abschnitt 6.3), aus den Außenleitergrößen zu:

$$P_{Mo,El} = \sqrt{3} U_{Al} I_{Al} \cos(\varphi) \quad (8.49)$$

Den Verlauf wichtiger Größen eines Drehstrom-Asynchronmotors zeigt Bild 8.14.

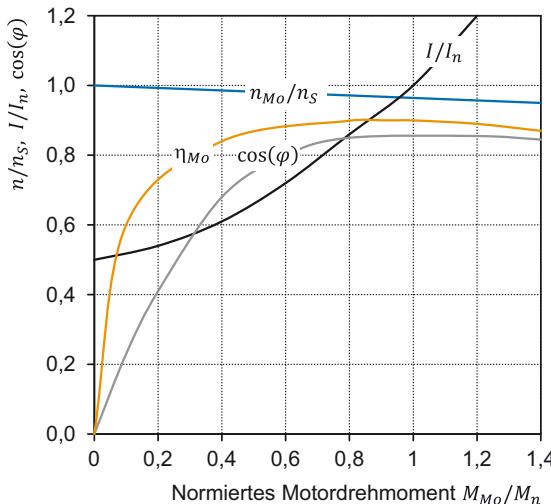


Bild 8.14 Kenngrößenverlauf
Drehstrom-Asynchronmotor
(exemplarisch)

Die Drehzahl ändert sich im Arbeitsbereich nur geringfügig. Der Wirkungsgrad ist bei Teillast bis ca. 3/4 des Bemessungsdrehmomente noch gut. Bei geringer Belastung der Maschine fallen der Wirkungsgrad und Leistungsfaktor rasch ab.

■ 8.5 Normmotoren

Speziell die sogenannten „Normmotoren“, „IEC-Normmotoren“ oder „NEMA-Motoren“ sind universell einsetzbare Motoren für Industrieanwendungen. Sie werden in abgestuften Baugrößen, Bauformen und Leistungsdaten, die in Normen definiert sind, von vielen Herstellern angeboten. Dies gewährleistet eine schnelle Austauschbarkeit bei Stillstand einer Produktionseinrichtung aufgrund eines Motorfehlers. Ein weiterer Vorteil ist, dass sich viele Antriebsaufgaben mit „standardisierten“ Komponenten lösen lassen. Die wichtigsten Kenngrößen sind die Bemessungsleistung und die Achshöhe (Baugröße). Einen Auszug für oberflächengekühlte Drehstrom-Asynchronmotoren mit Käfigläufer zeigt Tabelle 8.6.

Tabelle 8.6 Standardisierte Drehstrom-Asynchronmotoren nach DIN EN 50347, Oberflächengekühlte Motoren mit Käfigläufer (Auszug)

Baugröße	Wellendendurchmesser	Bemessungsleistung 2-polig	Bemessungsleistung 4-polig	Bemessungsleistung 6-polig
63M	11 mm	0,18 oder 0,25 kW	0,12 oder 0,18 kW	—
71M	14 mm	0,37 oder 0,55 kW	0,25 oder 0,37 kW	—
80M	19 mm	0,75 oder 1,1 kW	0,55 oder 0,75 kW	0,37 oder 0,55 kW
90S	24 mm	1,5 kW	1,1 kW	0,75 kW

■ 8.6 Anlaufstrombegrenzung

Beim Einschalten eines Asynchronmotors am Netz ist die Differenz zwischen der Drehzahl des umlaufenden Magnetfeldes des Stators und der Drehzahl der Motorwelle maximal ($n_{M0} = 0$). In den Rotorstäben wird die höchst mögliche Spannung induziert. Der Strom durch die Rotorstäbe (I_2) wird maximal. Dadurch fließt beim Anlauf eines Drehstrom-Asynchronmotors kurzzeitig ein hoher Strom (Anzugsstrom I_A), welcher typischerweise das 4- bis 8-Fache des Nennstroms erreicht. Bei höheren Motorleistungen ist ein direktes Einschalten am Netz nicht zulässig. Um zu hohe Einbrüche der Netzzspannung zu vermeiden, legt das jeweilige Energieversorgungsunternehmen (EVU) in seinen technischen Anschlussbedingungen (TAB) fest, unter welchen Bedingungen Motoren ans Netz angeschlossen werden dürfen.

Ein sehr einfaches Verfahren zur Begrenzung des Stroms beim Motoranlauf ist die Stern-Dreieck-Schaltung. Während des Anlaufs wird der Motor für kurze Zeit an diesem Netz in Stern geschaltet. Damit liegt während dieser Zeit an den Motorwicklungen eine niedrige Spannung an (z. B. 230 V bei einem 400-V-Netz). Der Anlaufstrom erniedrigt sich. Allerdings ist das Anlaufdrehmoment dadurch auf 1/3 reduziert. Beim Umschalten kommt es zu elektrischen Schaltspitzen und zu mechanischen Stößen. Ist der Motor angelaufen, werden die Motorwicklungen in Dreieck geschaltet. Die Netzzspannung ist identisch mit der Bemessungsspannung bei Dreieckschaltung. Einen Vergleich der wichtigsten Größen zwischen Stern- und Dreieckschaltung eines Motors an identischer Netzzspannung zeigt Tabelle 8.7.

	λ/Δ
Strangspannung	$1/\sqrt{3}$
Strangstrom	$1/\sqrt{3}$
Außenleiterstrom	1/3
Strangleistung	1/3
Drehmoment	1/3

Tabelle 8.7 Vergleich zwischen Stern- und Dreieckschaltung
(identische Netzzspannung)

Zur Anlaufstrombegrenzung werden heute meist elektronische Geräte (Bild 8.15), die zwischen das Netz und den Motor geschaltet sind, eingesetzt. Sie werden als Sanftanlaufgeräte, Sanftstarter, Motorstarter oder „Softstarter“ bezeichnet.



Bild 8.15 Sanftanlaufgerät (© Siemens AG, Antriebstechnik, Internet Bilddatenbank)

Sie reduzieren beim Motoranlauf mittels Phasenanschnittsteuerung von Thyristoren (Bild 8.16) die effektive Phasenspannung, mit welcher der Motor versorgt wird. Die Motorspannung wird rampenförmig von einer einstellbaren Startspannung bis auf die Netzspannung erhöht. Um Verluste zu minimieren, wird bei Erreichen der Netzspannung durch im Sanftanlaufgerät integrierte Kontakte die Elektronik zum Sanftanlauf überbrückt. Der sanfte Anlauf des Motors reduziert auch den mechanischen Verschleiß und die Anregung von mechanischen Eigenschwingungen. Im Vergleich zum Stern-Dreieck-Anlauf werden statt sechs Leistungsleitungen zum Motor nur drei benötigt. Manche Geräte unterstützen auch den sanften Auslauf.

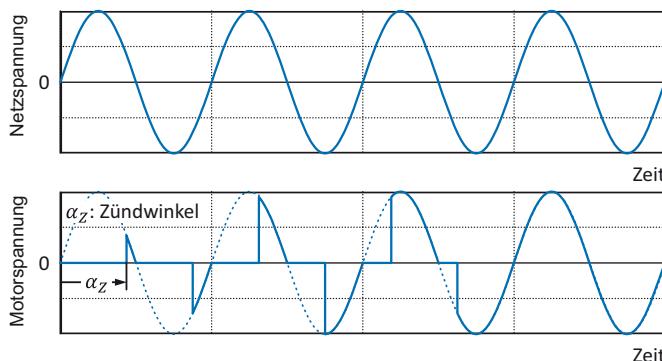


Bild 8.16 Netzspannung und Spannung an der Motorklemme

Einen Vergleich des Anlaufverhaltens bei Anschluss des Motors ans Netz mit dem bei Betrieb des Motors mit Sanftanlaufgerät zeigt Bild 8.17. Sowohl Strom- als auch Drehmomentspitzen können mittels eines Sanftanlaufgerätes verhindert werden.

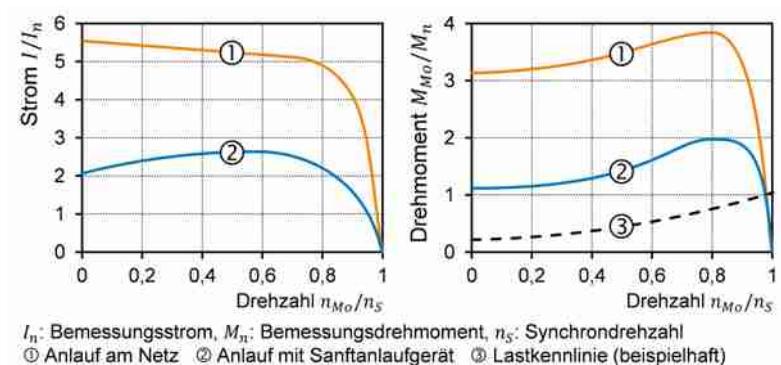


Bild 8.17 Vergleich Anlaufverhalten

Bei kleinen Spannungen reduziert sich das Motordrehmoment von Asynchronmotoren sehr stark. Um unnötige Leistungs- und Zeitverluste zu vermeiden, sollte die Startspannung daher so gewählt werden, dass der Motor sich bereits ab Beginn des Anlaufvorganges dreht (Spannungsanhebung).

■ 8.7 Drehzahlvariable Antriebe

Soll mit einem Drehstrom-Asynchronmotor ein drehzahlvariabler Antrieb realisiert werden, so kann die Drehzahl entweder gesteuert oder geregelt werden. Die Möglichkeiten zur Drehzahlbeeinflussung lassen sich zum Teil aus der bereits bekannten Gleichung ableiten.

$$n_{Mo} = (1 - s) n_S = (1 - s) \frac{f}{z_p} \quad (8.50)$$

Es sind:

Änderung der Polpaarzahl: Polumschaltbare Wicklung oder getrennte Wicklungen unterschiedlicher Polzahl

Vergrößerung des Schlupfes: Reduzierung der Spannung

Änderung der Frequenz: Versorgung des Motors mit einer vom Netz unabhängigen Frequenz

Zur Änderung der Polpaarzahl gibt es sogenannte polumschaltbare Motoren. Da sie nur wenige Festdrehzahlen erlauben, sind sie heute nur noch wenig verbreitet.

Bei einer Verringerung der Spannung ändert sich der Kippschlupf nicht (Bild 8.18, links). Bei konstanter Frequenz nimmt das Kippdrehmoment quadratisch ab. Dadurch reduziert sich das zur Verfügung stehende Motordrehmoment deutlich. Das Verfahren der Spannungsabsenkung eignet sich daher nur für Antriebsaufgaben, bei denen das Lastdrehmoment auch quadratisch mit der Drehzahl absinkt, wie dies z. B. bei Lüftern oder Pumpen der Fall ist.

Eine Verringerung der Frequenz führt zur Erniedrigung der Drehzahl und Erhöhung des Drehmomentes. Der umgekehrte Fall tritt bei einer Frequenzerhöhung ein (Bild 8.18, Mitte). Wird das Spannungs-Frequenz-Verhältnis

$$\chi_{Uf} = \frac{U}{f} \quad (8.51)$$

χ_{Uf} Spannungs-Frequenz-Verhältnis Voltage-frequency-ratio V/Hz

konstant gehalten, bleibt das Kippdrehmoment und die Kennlinien-Steigung in weiten Frequenzbereichen konstant (Bild 8.18, rechts). Es ist das am weitesten verbreitete Verfahren zur Drehzahlsteuerung und wird als U/f-Steuerung bezeichnet. Frequenzumrichter basieren auf diesem Steuerungsverfahren.

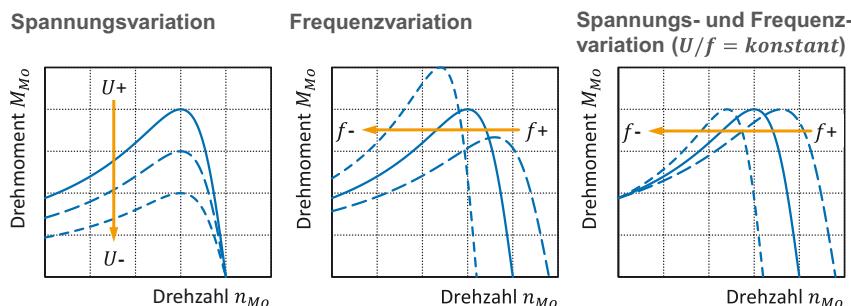


Bild 8.18 Drehzahlbeeinflussung über Spannung und Frequenz



Bei sehr niedrigen Frequenzen in der Umgebung von Drehzahl Null nimmt das Kippdrehmoment ab, da dann der elektrische Widerstand des Stators eine nicht mehr vernachlässigbare Rolle spielt. Es sind dann zusätzliche belastungsabhängige Maßnahmen erforderlich, damit der Motor die vorgegebene Drehzahl einhält.

■ 8.8 Frequenzumrichter

Frequenzumrichter sind Elektroniken, mit denen die Amplitude und die Frequenz des Drehspannungssystems, an das der Drehstrommotor angeschlossen ist, in weiten Bereichen variiert werden kann. Ein Betrieb des Motors am Frequenzumrichter besitzt im Vergleich zum Netzdirektanschluss folgende Vorteile:

- Wichtige Antriebsparameter, wie Drehzahl, Startdrehmoment etc., können flexibel und komfortabel eingestellt und jederzeit verändert werden.
- Höhere Drehzahlen als die Synchrongeschwindigkeit sind möglich.
- Reduktion des Anlaufstromes (Sanftanlauf) und damit auch Vermeidung von Stößen, wodurch der Verschleiß reduziert wird.
- Energieeinsparung. Der Antrieb läuft nur mit der aktuell erforderlichen Drehzahl und wird mit einer Spannung versorgt, die für die aktuelle Drehmomentbelastung ausreichend ist.

Bild 8.19 zeigt einen Frequenzumrichter mit dazugehörigem Bediengerät.

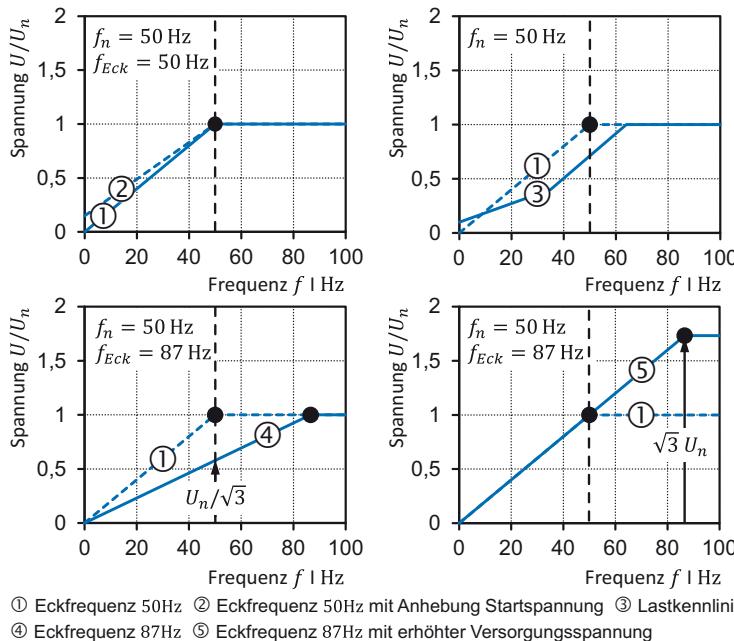


Bild 8.19 Frequenzumrichter (© SEW-Eurodrive GmbH & Co KG)

Frequenzumrichter ermöglichen die Programmierung unterschiedlicher Spannungs-Frequenz-Kennlinien (Bild 8.20). Die einfachste Kennlinie ist die Spannung von null beginnend linear mit der Frequenz zu erhöhen (Kennlinie ①). Die Frequenz, bei der die Kennlinie die maximal vom Zwischenkreis zur Verfügung stehende Spannung erreicht, wird Eckfrequenz

genannt (f_{Eck}). Damit der Motor auch bei niedrigen Frequenzen ausreichend Drehmoment liefert, erfolgt eine Spannungsanhebung (Kennlinie ②).

Zur Berücksichtigung unterschiedlicher drehzahlabhängiger Drehmomentbelastungen gibt es sogenannte Lastkennlinien (Beispiel: Kennlinie ③). Mit ihnen kann eine Anpassung an die jeweilige Antriebsaufgabe erfolgen und Energie eingespart werden. Allerdings ist zu beachten, dass das vom Motor bei der jeweiligen Drehzahl (Frequenz) erzeugbare Motordrehmoment größer ist als das Lastdrehmoment. Ansonsten kann es zum plötzlichen Stillstand des Motors kommen.



① Eckfrequenz 50Hz ② Eckfrequenz 50Hz mit Anhebung Startspannung ③ Lastkennlinie
④ Eckfrequenz 87Hz ⑤ Eckfrequenz 87Hz mit erhöhter Versorgungsspannung

Bild 8.20 U/f-Steuerung; ① Eckfrequenz 50 Hz, ② Eckfrequenz 50 Hz mit Anhebung Startspannung, ③ Lastkennlinie, ④ Eckfrequenz 87 Hz, ⑤ Eckfrequenz 87 Hz mit erhöhter Versorgungsspannung

Eine spezielle Kennlinie ist die sogenannte „87 Hz-Kennlinie“. Ohne Feldschwächung kann die Motordrehzahl auf das $\sqrt{3}$ -Fache der Nenndrehzahl gesteigert werden (Kennlinie ④). Das Drehmoment reduziert sich allerdings bei niedrigeren Drehzahlen im Vergleich zur „50-Hz-Kennlinie“.

Ist ein Motor beispielsweise auf 50 Hz und 230 V/400 V bemessen und kann der Frequenzumrichter 400 V für das Drehspannungssystem zur Verfügung stellen, so kann der Motor bei Verwendung der Kennlinie ⑤ bei Dreieckschaltung bis zu einer Drehfrequenz von 87 Hz das Bemessungsdrehmoment (Nenndrehmoment) zur Verfügung stellen. Voraussetzung ist, dass die Isolation des Motors diese erhöhte Spannung zulässt. Dies entspricht einer Leistungssteigerung von ca. 74 % (87 Hz/50 Hz).

Mit Frequenzumrichtern können höhere Drehzahlen als die Nenndrehzahl auch ohne höhere Spannungsversorgung erreicht werden (Bild 8.21). In diesem Fall nehmen das Erregerfeld und das Drehmoment des Motors bei Drehzahlen über der Nenndrehzahl ab. Die Motorleistung bleibt ungefähr konstant und entspricht etwa der Bemessungsleistung, d. h. das zur Verfügung

stehende Drehmoment reduziert sich umgekehrt proportional mit der Drehzahl. Oberhalb der Eckfrequenz befindet sich der Motor im Bereich der Feldschwächung.

! Das maximal zur Verfügung stehende Drehmoment sinkt zunächst umgekehrt proportional zur Drehzahl. Gleichzeitig nimmt allerdings das Kippdrehmoment quadratisch ab [3].

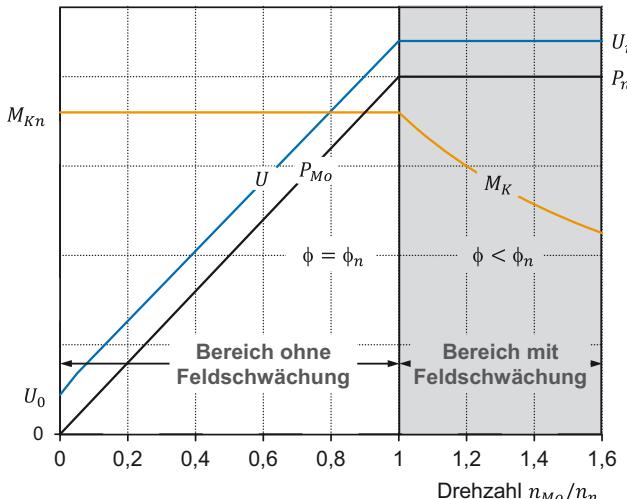


Bild 8.21
Betriebsdiagramm Drehstrom-Asynchronmotoren am Frequenzumrichter

Zum Anschluss eines Frequenzumrichters an das Netz, zur Kommunikation mit einer überlagerten Steuerung und zur Inbetriebnahme gibt es eine Vielzahl von Komponenten. Ein Beispiel zeigt Bild 8.22.

■ 8.9 Zentrale und dezentrale Antriebstechnik

Ist der Frequenzumrichter bzw. sind die Frequenzumrichter im Schaltschrank eingebaut, so wird diese Anordnung zentrale Antriebstechnik genannt (Bild 8.23, oben). Jeder Motor wird über ein Leistungskabel vom jeweiligen Frequenzumrichter versorgt. Bilden Motor bzw. Getriebemotor eine Einheit mit dem Frequenzumrichter, so ergibt sich eine dezentrale Antriebstechnik. Der Frequenzumrichter muss im Vergleich zum Schaltschrankbau für diese Anordnung in der Regel eine höhere Schutzart aufweisen. Die Vorteile eines dezentralen Aufbaus (Bild 8.23, unten) sind:

- Reduzierung der Montage- und Inbetriebnahmezeit
- Minimierung von Leitungen
- modularer und übersichtlicher Maschinenaufbau

Die Anschaffungskosten für die Antriebskomponenten sind allerdings auf Grund der höheren Anforderungen an die Schutzart höher.

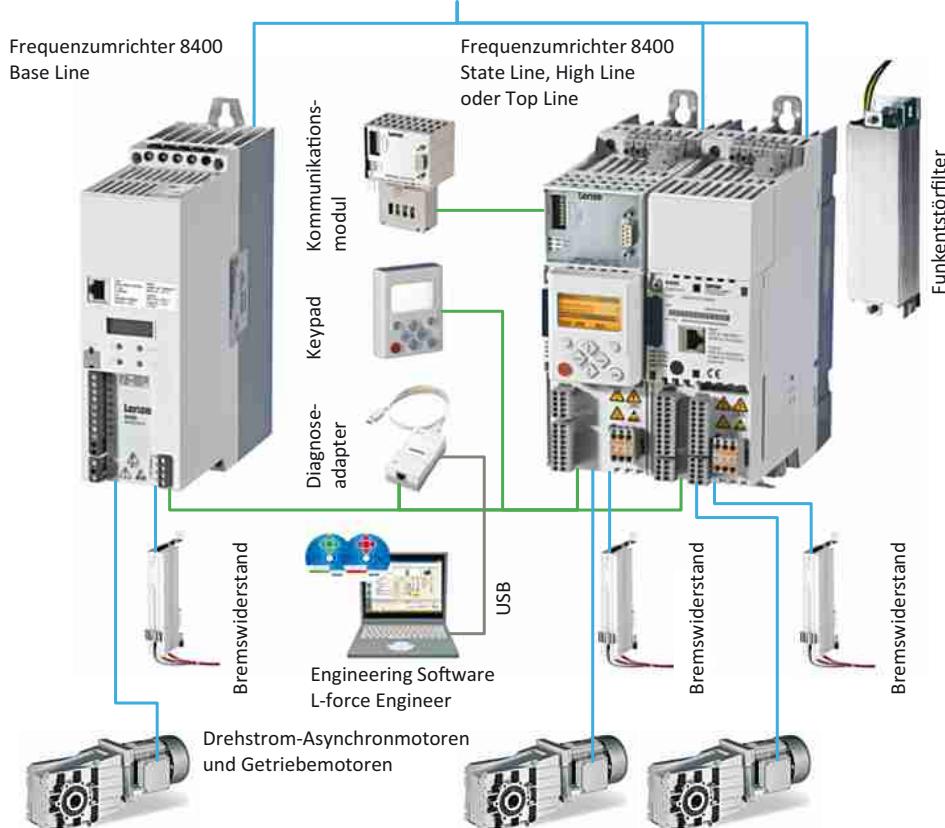


Bild 8.22 Systemkomponenten von Antrieben mit Frequenzumrichtern (Bildquelle: Lenze SE, L-force Inverter Drives 8400)

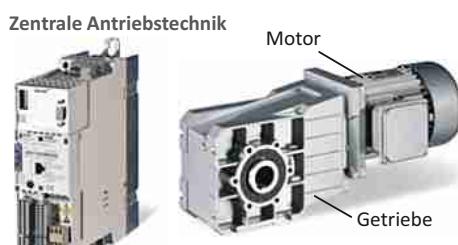


Bild 8.23 Zentrale und dezentrale Antriebstechnik (© Lenze SE)

■ 8.10 Feldorientierte Regelung

Ähnlich wie bei Drehstrom-Synchronmotoren kann auch für Drehstrom-Asynchronmotoren eine feldorientierte Regelung realisiert werden. Die feldorientierte Regelung ermöglicht ebenso einen Feldschwächebetrieb. Eine einführende Beschreibung findet sich in Abschnitt 11.8. Weitere Informationen hierzu finden sich in [12, 14].

■ 8.11 Betrieb am Wechselspannungsnetz

In einigen Anwendungen sind wartungsfreie Motoren, die mit Wechselspannung aus dem Netz betrieben werden sollen (einphasiger Anschluss), gefordert. Häufige Anwendungsfälle sind in der Gebäudetechnik oder in Geräten, die an einer Wechselstromsteckdose betrieben werden. Der Einsatz von Umrichtern scheidet aus Kostengründen in diesen Fällen aus. Einige gängige Lösungen mit Käfigläufer-Asynchronmotoren sollen im Folgenden kurz vorgestellt werden. Dazu zählen:

- Steinmetzschatzung
- Kondensatormotor
- Spaltdmotor

Bei der Steinmetzschatzung werden Asynchronmotoren mit drei Wicklungssträngen eingesetzt. Der Kondensatormotor und der Spaltdmotor haben zwei Wicklungsstränge.

Die Steinmetzschatzung erlaubt den Betrieb eines Drehstrom-Asynchronmotors am Wechselspannungsnetz. In Bild 8.24 ist die Steinmetzschatzung exemplarisch für eine Dreieckschaltung eines Drehstrom-Asynchronmotors dargestellt. Damit ein Drehfeld entsteht, sind zueinander phasenverschobene Spannungen in den Wicklungssträngen erforderlich. Dies wird im

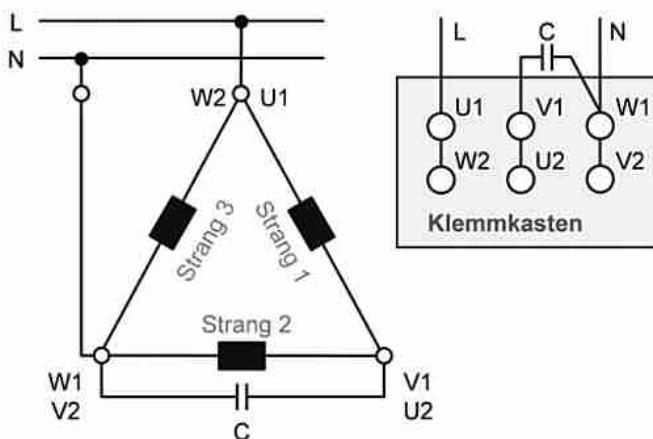


Bild 8.24 Steinmetzschatzung (Darstellung für Dreieckschaltung)

einfachsten Fall durch den in der Schaltung gezeigten Kondensator erreicht. Zwei der drei Motorleitungen werden direkt mit dem Wechselspannungsnetz verbunden.

Grundsätzlich ist zu beachten, dass ein symmetrisches Drehspannungssystem nur für einen Arbeitspunkt des Motors erreichbar ist. In allen anderen Arbeitspunkten ist die Amplitude der radialen magnetischen Flussdichte über dem Umfang nicht konstant. Das vom Motor abgegebene Drehmoment schwankt dadurch mehr oder weniger stark. Ein weiterer Nachteil ist, dass der Motor energetisch nicht optimal arbeitet. Die Steinmetzschazung wird daher nur eingesetzt, wenn keine anderen Motoren für den Betrieb am Wechselspannungsnetz zur Verfügung stehen.

Wie bereits aus dem Kapitel Synchronmotoren bekannt, ergibt sich mit zwei am Umfang des Stators verteilten Wicklungssträngen, die mit zwei um 90° elektrisch phasenverschobenen Spannungen gespeist werden (Bild 8.25) ein Drehfeld mit konstanter Amplitude der radialen magnetischen Flussdichte in einer Umdrehung.

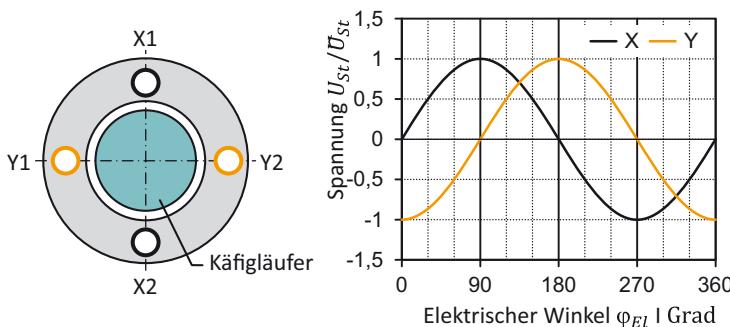


Bild 8.25 2-phägiger Asynchronmotor mit Käfigläufer

An einem Wechselspannungsnetz stehen die beiden Spannungen jedoch nicht zur Verfügung. Um den Betrieb von 2-phägigen Käfigläufer-Asynchronmotoren am Wechselspannungsnetz zu ermöglichen, muss daher eine elektrische Hilfsphase erzeugt werden. Diese Motoren werden Kondensatormotoren genannt (Bild 8.26). Eine der beiden Motorwicklungen wird direkt mit dem Wechselspannungsnetz verbunden (Hauptstrang). Der andere Wicklungsstrang (Hilfsstrang) wird mit einem in Reihe geschalteten Kondensator angeschlossen. Dadurch ergibt sich die für ein Drehfeld erforderliche Phasenverschiebung.

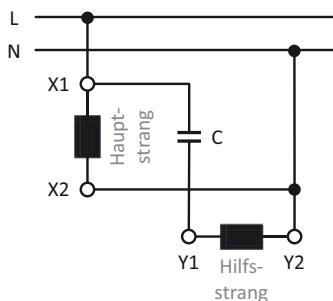


Bild 8.26 Kondensatormotor

Die Wicklungen des Haupt- und Hilfsstranges können je nach Anwendungsgebiet gleich oder unterschiedlich ausgeführt sein. Eine Richtungsumkehr ist einfach mit einem Schalter mög-

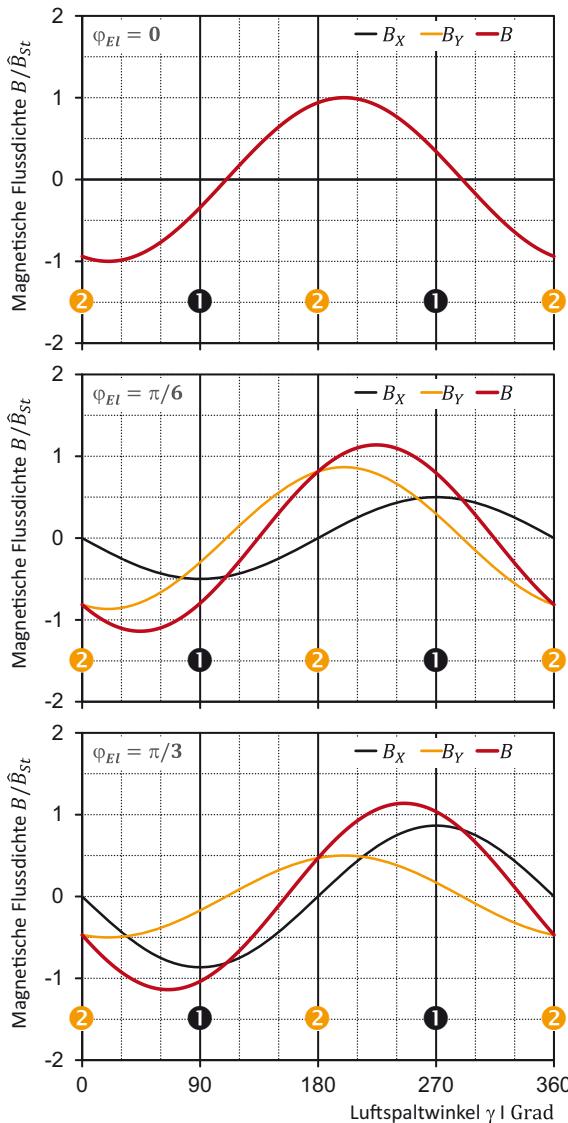


Bild 8.27 Radiale magnetische Flussdichte eines Kondensatormotors für $\varphi_{EI} = 0$ (oben), $\varphi_{EI} = \pi/6$ (mittig) und $\varphi_{EI} = \pi/3$ (unten) bei einem Phasenwinkelfehler von -20°

lich. Der Kondensator kann nur für einen Arbeitspunkt optimiert werden. In anderen Arbeitspunkten ist die Phasenverschiebung der Spannungen damit nicht mehr 90° . Bei einem Phasenwinkelfehler von -20° ist der Verlauf der radialen magnetischen Flussdichte zu ausgewählten Zeitpunkten in Bild 8.27 dargestellt. Die Amplitude des umlaufenden Magnetfeldes ist nicht mehr konstant. Die eingezeichneten Linien ① und ② sind die Orte der Extremwerte für die Magnetfelder der Einzelwicklungen ohne Phasenwinkelfehler.

Zeichnet man den Verlauf der maximalen magnetischen Flussdichte über dem elektrischen Winkel auf, so ergibt sich ein periodischer Verlauf mit der doppelten Netzfrequenz (Bild 8.28, links). Der Feldzeiger läuft damit nicht wie idealerweise auf einer Kreisbahn, sondern auf einer elliptischen Bahn (Bild 8.28, rechts). Davon ist auch die Bezeichnung elliptisches Drehfeld abgeleitet.

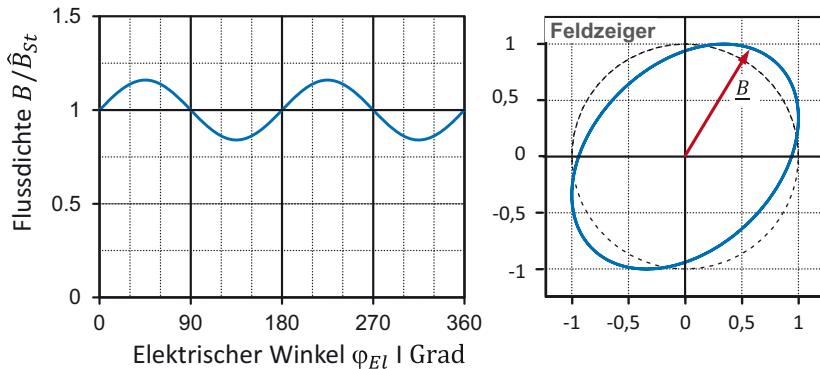


Bild 8.28 Elliptisches Drehfeld

Die Vorteile des Kondensatormotors sind, dass er bei vergleichsweise gutem Wirkungsgrad mit Wechselspannung betrieben werden kann und wartungsfrei ist. Nachteilig im Vergleich zu Drehstrom-Asynchronmotoren ist:

- das geringere Drehmoment bezogen auf das Bauvolumen
- das geringere Anlaufdrehmoment

Die Motoren haben eine starke Verbreitung in der Gebäudeautomatisierung.

Der Spaltmotor erzeugt ein Drehfeld durch den in Bild 8.29 gezeigten Aufbau. Die Hauptwicklung ist am Wechselspannungsnetz angeschlossen. Über die Schlitze im Blechpaket des Stators werden zwei räumlich phasenversetzte Teilfelder erzeugt. Im dargestellten Fall bilden sich vier Pole aus, jeweils zwei Haupt- und zwei Spaltpole. Die Spaltpole sind von einem Kurzschlusswicklungen umschlossen. Der für ein Drehfeld zusätzlich zum räum-

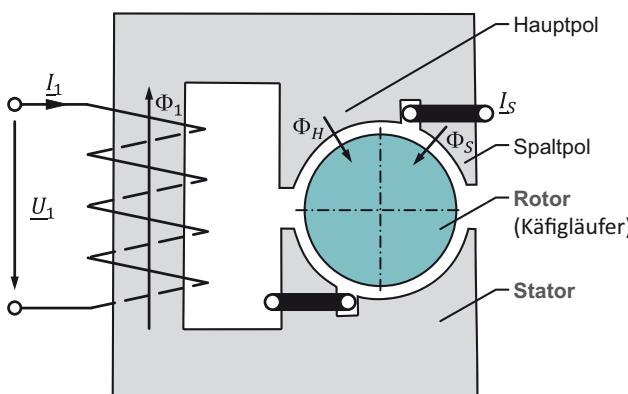


Bild 8.29 Spaltmotor

lichen Phasenversatz erforderliche zeitliche Phasenversatz der Teilstufen ergibt sich durch die unterschiedlichen Durchflutungen:

$$\underline{\theta}_H = \underline{I}_1 N_1 \quad (8.52a)$$

$$\underline{\theta}_S = \underline{I}_1 N_1 + \underline{I}_S N_S \quad (8.52b)$$

$\underline{\theta}_H$	Durchflutung Hauptpol	<i>Ampere turns main pole</i>	A
\underline{I}_1	Strom Hauptwicklung	<i>Current main winding</i>	A
N_1	Windungszahl Hauptwicklung	<i>Number of turns main winding</i>	
$\underline{\theta}_S$	Durchflutung Spaltpol	<i>Ampere turns slit-pole</i>	A
\underline{I}_S	Strom Spaltpol	<i>Current slit-pole winding</i>	A
N_S	Windungszahl Spaltpol	<i>Number of turns slit-pole winding</i>	

Aufgrund des einfachen Aufbaus sind Spaltpolen sehr kostengünstig. Nachteilig ist der schlechte Wirkungsgrad. Die einzelnen Hilfswicklungen umschließen jeweils einen Pol und sind kurzgeschlossen.

Weiterführende Informationen zum Betrieb von Synchron- und Asynchronmotoren am Wechselspannungsnetz finden sich in [5] und [8].

9

Elektromagnetische Direktantriebe

Die meisten Produktionsmaschinen benötigen hohe Drehmomente bei vergleichsweise niedrigen Drehzahlen. Das Bauvolumen eines Motors hängt, wie in Kapitel 2 dargestellt, im Wesentlichen vom maximalen Drehmoment ab. Mit mechanischen Übertragungselementen in elektromechanischen Antrieben kann das erforderliche Drehmoment des Motors deutlich reduziert werden. Maschinen mit Direktantrieben benötigen deshalb häufig deutlich größere und teurere Motoren als entsprechende Maschinen mit elektromechanischen Antrieben. Höhere Drehmomente oder Kräfte erfordern höhere Motorströme, wodurch teurere Leistungselektroniken mit größerem Bauvolumen erforderlich sind. Allerdings entfallen bei Direktantrieben die technischen Nachteile mechanischer Übertragungselemente. Direktantriebe werden aus den zuvor beschriebenen Gründen daher vor allem für Antriebsaufgaben eingesetzt, welche durch möglichst viele der folgenden Eigenschaften charakterisiert sind:

- extrem hohe Anforderungen an die Dynamik oder/und an die Genauigkeit
- die Eigenschaften mechanischer Übertragungselemente, wie z. B. zu niedrige Eigenfrequenzen oder Hysterese, sind limitierende Faktoren.
- es sind kleine Massen zu bewegen.
- geringe oder keine Prozesskräfte bzw. Prozessdrehmomente
- die Mehrkosten für Motor, Leistungselektronik und ggf. Kühlung des Direktantriebs, stehen in einer wirtschaftlich sinnvollen Relation zu den Kostenminderungen durch den Wegfall von mechanischen Antriebselementen und den Verbesserungen der Maschineneigenschaften durch Direktantriebstechnik
- Minimierung von Abrieb, wie es z. B. in Reinräumen für die Halbleiterproduktion erforderlich ist

Häufig werden Direktantriebe als Einbauversion, bestehend aus zwei oder mehr Motorteilen, vom Motorenhersteller angeboten und vom Maschinenhersteller in die Maschinenkonstruktion integriert. Im Weiteren werden nur solche Lösungen betrachtet. Die Integration des Motors in die Maschinenstruktur, anstatt des Anbaus des Motors an die Maschinenstruktur wie bei elektromechanischen Antrieben üblich, kann zu folgenden Problemen führen:

- Die Verlustleistung des Motors ist an einem für die Maschinengenauigkeit kritischeren Ort. Eine Lösung hierfür ist ein wassergekühlter Motor. Der damit einhergehende Aufwand für die Verrohrung, ggf. Drehdurchführungen etc. steigert die Kosten, neben den teureren Motoren und Leistungselektroniken bei Direktantrieben, zusätzlich.
- Die Kraft- bzw. Drehmomentwelligkeit des Motors wirkt direkt auf die Maschinenstruktur. Eigenmoden der Maschine können dadurch angeregt werden.
- Abhängig vom Motorprinzip und der Bauform treten bei Linearmotoren erhebliche Anziehungskräfte zwischen den relativ zueinander beweglichen Motorteilen auf (Abschnitt 9.2). Die Führungen werden dadurch stärker belastet.

- Bei vertikalen Achsen ist der Aufwand für einen Gewichtsausgleich und eine Bremse deutlich höher.
- Schleppketten werden durch die höheren Motorströme vom Querschnitt größer und schwerer, wodurch sich die Frequenz der Eigenmoden der Maschine reduzieren kann.

Synchronmotoren für rotatorische Direktantriebe unterscheiden sich von anderen rotatorischen Synchronmotoren meist dadurch, dass sie durchgehende Hohlwellen besitzen. Für viele Antriebsaufgaben müssen die Motoren vergleichsweise niedrige maximale Drehzahlen ermöglichen. Im Gegensatz dazu sind durch den Wegfall von mechanischen Übertragungselementen häufig hohe maximale Drehmomente notwendig. Deshalb werden diese Motoren auch häufig Torquemotoren (Drehmomentmotoren) genannt. Bild 9.1 zeigt einen Synchron-Einbaumotor.

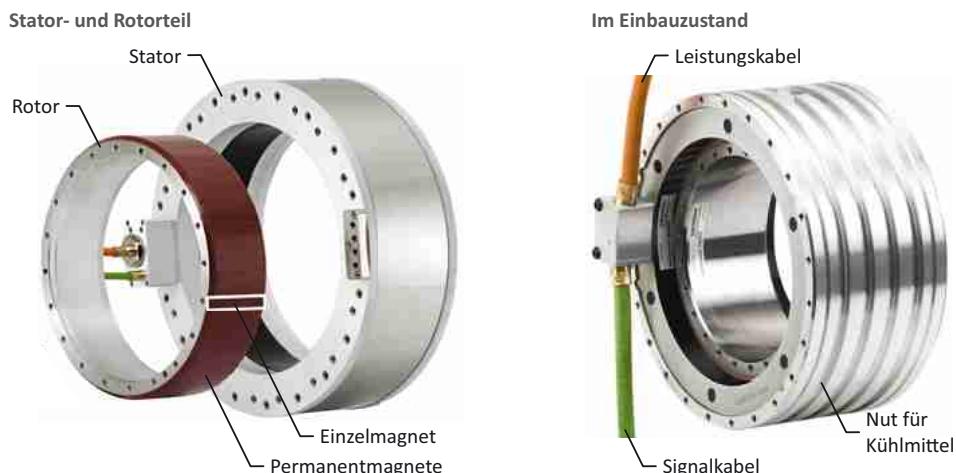


Bild 9.1 Drehstrom-Synchronmotor (Torquemotor) für rotatorischen Direktantrieb (© Siemens AG, Baureihe 1F6)

Die von rotatorischen elektromagnetischen Motoren bekannten Prinzipien lassen sich auf elektromagnetische Linearmotoren übertragen. Die am häufigsten verwendeten Motortypen bei Linearmotoren sind:

- 2- oder 3-phasige permanenterregte Synchronmotoren
- Drehstrom-Asynchronmotoren

Der Aufbau und die Funktionsweise eines linearen Drehstrommotors entsprechen dem eines „aufgeschnittenen“ und in die Ebene abgerollten rotatorischen Motors (Bild 9.2). Wird die Erregung durch Magnete erzeugt, erhält man einen permanenterregten Synchronmotor. Erfolgt die Erregung durch Kurzschlussstäbe, ergibt sich ein asynchroner Linearmotor.

Anstatt eines Drehfeldes bei einem rotatorischen Motor wird bei einem Linearmotor ein Wanderfeld erzeugt. Bei einem synchronen Linearmotor berechnet sich die Geschwindigkeit des bewegten Motorteiles aus der Geschwindigkeit des Wanderfeldes. Abhängig von der Länge eines Erregerpoles τ_P und der Frequenz f der Speisespannung des Motors folgt für die Geschwindigkeit:

$$\nu_{Mo} = 2\tau_P f \quad (9.1)$$

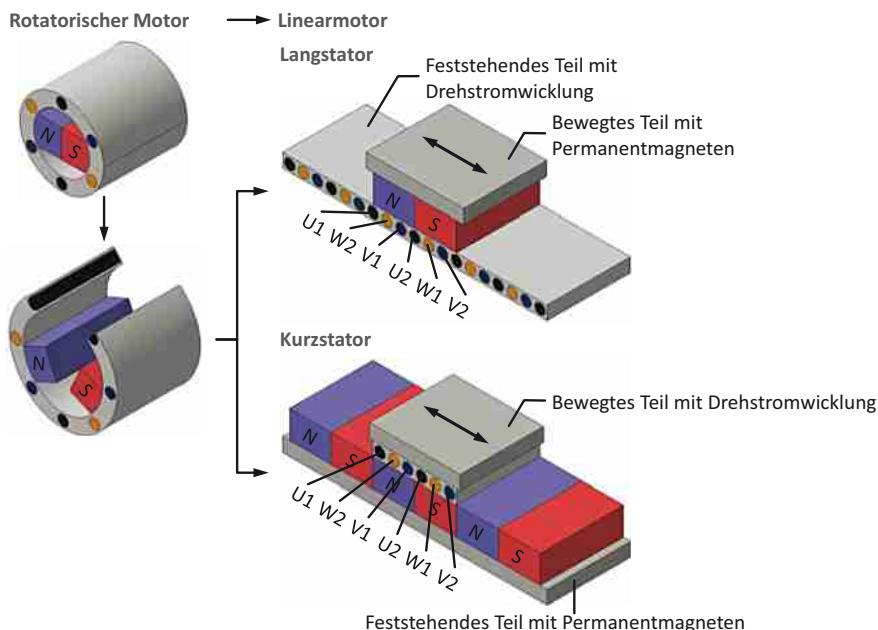


Bild 9.2 Vergleich rotatorischer Motor mit Linearmotor am Beispiel eines permanenterregten Drehstrom-Synchronmotors

v_{Mo}	Motorgeschwindigkeit	Motor speed	m/s
τ_P	Polteilung	Pole grating	m
f	Speisefrequenz Motor	Supply frequency motor	Hz

Bei sehr vielen Maschinen für die Produktion von Halbleitern und für die Produktion und Verarbeitung von elektronischen Bauelementen sind alle eingangs aufgeführten Anforderungen für einen Einsatz von Direktantrieben erfüllt. Daher haben in dieser Industrie Direktantriebe eine sehr starke Verbreitung. Beispiele von Maschinen mit einem hohen Ausrüstungsgrad von Direktantrieben sind:

- Wafer Scanner zur Schaltkreis-Strukturierung auf Silizium
- Wire Bonder zur Kontaktierung von Halbleiterbausteinen mit den Kontaktflächen eines Trägermaterials mittels feiner Drähte aus Gold oder Aluminium
- „High End“-SMD-Bestückungsmaschinen zur Platzierung von Bauelementen auf der Leiterplatte

Bild 9.3 zeigt eine SMD-Bestückungsmaschine mit linearen Direktantrieben.

Im Gegensatz dazu werden Direktantriebe an Werkzeugmaschinen selten eingesetzt, da von den eingangs genannten Bedingungen für einen sinnvollen Einsatz von Direktantrieben häufig nicht alle erfüllt werden. An spanenden Werkzeugmaschinen sind rotatorische Direktantriebe am Weitesten verbreitet. Sie sind z. B. bei 5-achsigen Werkzeugmaschinen vorteilhaft. Mit elektromechanischen Antrieben sind die rotatorischen Achsen und nicht der Zerspanungsprozess der limitierende Faktor in der Maschinendynamik und Mengenleistung. Um diese Begrenzung zu überwinden und gleichzeitig die für den Einsatz von Direktantrieben wichtige

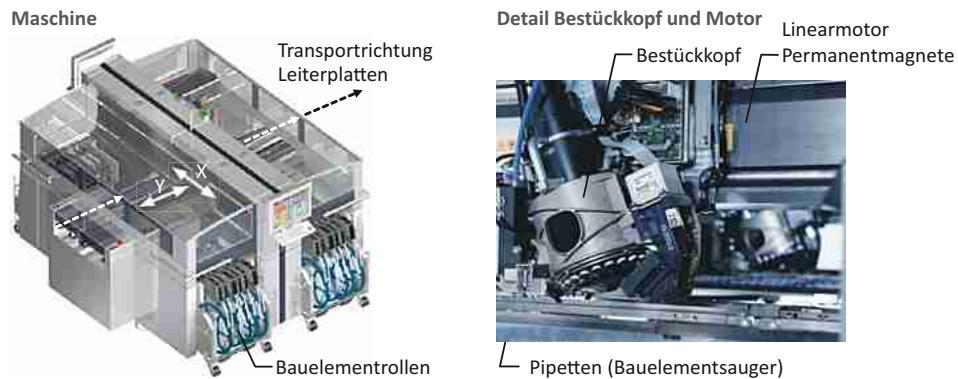


Bild 9.3 SMD-Bestückungsmaschine mit Linearmotoren (© ASM Assembly Systems GmbH & Co. KG, SIPLACE X)

Voraussetzung der Minimierung der zu bewegenden Massen zu schaffen, erfolgen angepasste Maschinenkonstruktionen. Die „schweren“ Motoren von Direktantrieben müssen dabei nicht von anderen linearen Maschinenachsen bewegt werden (Bild 9.4).



Bild 9.4 5-achsige Werkzeugmaschine mit rotatorischem Direktantrieb, teilweise optional (© Hermle AG)

Weitere Anwendungsgebiete für Linearmotoren in Werkzeugmaschinen sind:

- Maschinen mit prozessbedingt keinen oder vergleichsweise kleinen Bearbeitungskräften und hohen Bearbeitungsgeschwindigkeiten, wie z. B. Laserschneidmaschinen oder Wasserstrahlschneidmaschinen.
- Maschinen mit mindestens einer sehr langen Verfahrachse, bei denen ein Gewindetrieb oder eine Zahnstange-Ritzel-Lösung das statisch und dynamisch begrenzende Element für die Maschineneigenschaften wäre.

■ 9.1 Bauformen

Bei Linearmotoren gibt es folgende Bauformen:

- Flachmotor (Einzelkamm-Motor)
- U-förmiger Motor (Doppelkamm-Motor)
- tubularer Motor (Polysolenoid-Motor oder Röhrenmotor)

Im Bild 9.5 sind permanenterregte Linearmotoren dargestellt. Für andere Motorprinzipien, wie Asynchronmotoren, Gleichstrommotoren und Reluktanzmotoren gibt es entsprechende Bauformen. Jede Bauform hat spezifische Vor- und Nachteile (Tabelle 9.1). Welches der beiden Motorteile bewegt wird und welches feststeht, hängt von der Antriebsaufgabe ab.

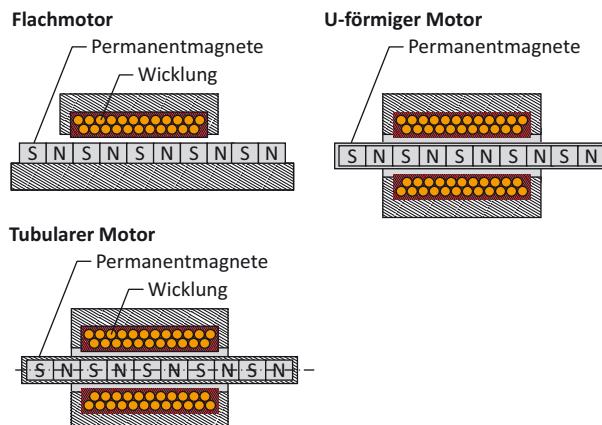


Bild 9.5 Bauformen von elektromagnetischen Linearmotoren, Beispiel: permanenterregte Synchronmotoren

Tabelle 9.1 Vergleich Bauformen

	Flachmotor	U-förmiger Motor	Tubularer Motor
Kräfte	Begrenzt durch verfügbare Fläche	Begrenzt durch verfügbare Fläche	begrenzt
Anziehungskräfte	hoch	gering	gering
Verfahrweg	unbegrenzt	unbegrenzt	begrenzt

■ 9.2 Krafterzeugung und Anziehungskräfte

Die Krafterzeugung bei Linearmotoren soll exemplarisch für permanenterregte Synchronmotoren in der Bauform als Flachmotor betrachtet werden. Vereinfachend wird angenommen, dass das Magnetfeld über einem einzelnen Magneten einen rechteckförmigen Verlauf hat und die Stränge blockförmig gespeist werden. Um die Abweichung der magnetischen Flussdichte vom Rechteck-Verlauf zu berücksichtigen, wird ein Korrekturfaktor eingeführt, mit dem der ortsabhängige Wert der magnetischen Flussdichte über einem Einzelmagneten in eine mitt-

ltere magnetische Flussdichte \bar{B} , die über die Länge des Magnetpols (Pollänge) konstant ist, umgerechnet wird. Der Korrekturfaktor χ_B wird auf die maximale magnetische Flussdichte im Luftspalt über einem einzelnen Magneten \hat{B} bezogen:

$$\bar{B} = \chi_B \hat{B} \quad (9.2)$$

\bar{B}	Äquivalente magnetische Flussdichte für rechteckförmigen Verlauf	Equivalent magnetic flux density for rectangular shape	T
χ_B	Korrekturfaktor Flussdichte	Correction value magnetic flux density	
\hat{B}	Maximale magnetische Flussdichte	Maximal magnetic flux density	T

Innerhalb einer Pollänge wird die Summe der Ströme durch die Einzelleiter aller Phasen in der Leiterstromsumme I_T zusammengefasst. Die Kraft pro Pol F_P errechnet sich damit zu:

$$F_P = N_P \bar{B} l I = \chi_B \hat{B} l I_T; \quad I_T = N_P I \quad (9.3)$$

F_P	Kraft pro Pol	Force per pole	N
N_P	Anzahl bestromter Leiter pro Pol	Number of energized wires per pole	
l	Leiterlänge	Wire length	m
I	Leiterstrom	Wire current	A
I_T	Leiterstromsumme	Total wire current	A

Die Motorkraft errechnet sich aus der Summe der Polkräfte zu:

$$F_{Mo} = n_P F_P = n_P N_P \bar{B} l I \quad (9.4)$$

F_{Mo}	Motorkraft	Motor force	N
n_P	Anzahl Pole	Number of poles	

Bei konstanter magnetischer Flussdichte ergibt sich ein linearer Zusammenhang zwischen Strom I und Motorkraft F_{Mo} , der durch die Kraftkonstante c_F charakterisiert wird:

$$F_{Mo} = c_F I \quad (9.5)$$

c_F	Kraftkonstante	Force constant	N/A
-------	----------------	----------------	-----

Den Strom pro Polteilung bezeichnet man als Strombelag A_I . Der Strombelag ist eine wichtige Kenngröße für die thermische Ausnutzung eines Motors.

$$A_I = \frac{I_T}{\tau_P} \quad (9.6)$$

A_I	Strombelag	Current density	A/m
τ_P	Polteilung	Pole grating	m

Die Polfläche errechnet sich zu:

$$A_P = N_P \bar{B} l I = \chi_B \hat{B} l I_T; \quad I_T = N_P I \quad (9.7)$$

A_P	Polfläche	Pole surface	m ²
-------	-----------	--------------	----------------

Damit folgt für die Kraft pro Pol:

$$F_P = \chi_B \hat{B} A_P A_I \quad (9.8)$$

Bezieht man die Kraft eines Poles auf die Polfläche, so ergibt sich die spezifische Kraft pro Pol. Dies kann auch als Flächenkraft interpretiert werden und ist eine wichtige Kenngröße, die die Motorkonstruktion charakterisiert.

$$f_P = \chi_B \hat{B} A_I \quad (9.9)$$

f_P	Spezifische Kraft pro Pol	Specific force per pole	N/m ²
-------	---------------------------	-------------------------	------------------

Bei Flachmotoren treten durch den Eisenrückfluss hohe Anziehungskräfte auf. Die Anziehungschaft für einen Magnetpol berechnet sich [2]:

$$F_{AP} = \frac{\overline{B}^2}{2\mu_0} A_P = \frac{\chi_B^2 \hat{B}^2}{2\mu_0} \tau_P l \quad (9.10)$$

F_{AP}	Anziehungskraft pro Pol	Attraction force per pole	N
μ_0	Magnetische Feldkonstante	Magnetic field constant	H/m

Die Anziehungskraft kann das 10-fache der Motorkraft erreichen und muss von der Lagerung der Bewegungssachse aufgenommen werden. Bei U-förmigen Linearmotoren und tubularen Motoren werden die Anziehungskräfte, wie bei rotatorischen Motoren durch den symmetrischen Motoraufbau, aufgehoben und damit die Lagerung einer Bewegungssachse nicht belastet. Bei Flachmotoren können die Anziehungskräfte zur Vorspannung der Lagerung (z. B. bei Kugelführungen oder Luftlager) genutzt werden.

■ 9.3 Flachmotoren und U-förmige Motoren

Bei Flachmotoren sind zwei Bauformen zu unterscheiden (Bild 9.2):

- Langstatormotor
Die Wicklungsstränge für das Wanderfeld sind im feststehenden Motorteil untergebracht. Die Erregung erfolgt im bewegten Motorteil.
- Kurzstatormotor
Die Wicklungsstränge für das Wanderfeld sind im bewegten Motorteil untergebracht. Die Erregung erfolgt im feststehenden Motorteil.

Der Kurzstatormotor ist die für kurze bis mittlere Ver Fahrwege vorteilhafte Bauform. Auf einer relativ kleinen Länge im Vergleich zum Ver Fahrweg sind Wicklungen erforderlich. Er wird hauptsächlich im Bereich des Maschinenbaus eingesetzt. Bei größeren Ver Fahrwegen können asynchrone Linearmotoren vorteilhaft sein, da sie keine teuren Magnete benötigen. Das Motor kabel zur Leistung übertragung wird üblicherweise in Schleppketten geführt.

Bei Kurzstatormotoren können in Bewegungsrichtung mehrere Wicklungssysteme hintereinander angeordnet werden. Sind die Teile mechanisch miteinander gekoppelt, erhöht sich die

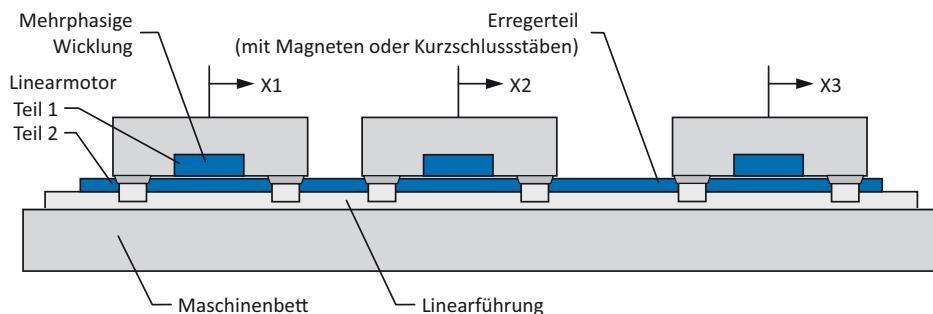


Bild 9.6 Mehrere Bewegungssachsen mit einem gemeinsamen Erregerteil und in einer gemeinsamen Führung

zur Verfügung stehende Motorkraft. Erfolgt keine mechanische Kopplung, so können mit einem Erregerteil mehrere unabhängige Bewegungen in einer Achsrichtung ausgeführt werden (Bild 9.6).

Damit bei einem Kurzstatormotor nicht für jeden Verfahrweg Spezialteile erforderlich sind und um den Transport zu vereinfachen, werden Einzelsegmente auf dem Maschinenbett befestigt. Bei permanenterregten Motoren sind die Magnete auf einem Trägerkörper der Einzelsegmente befestigt (Bild 9.7). Für Anwendungen mit hohen elektrischen Verlusten im bewegten Motorteil oder für Maschinen mit hohen Anforderungen an die Genauigkeit werden vom Motorhersteller Lösungen mit integrierten Kühlern angeboten.

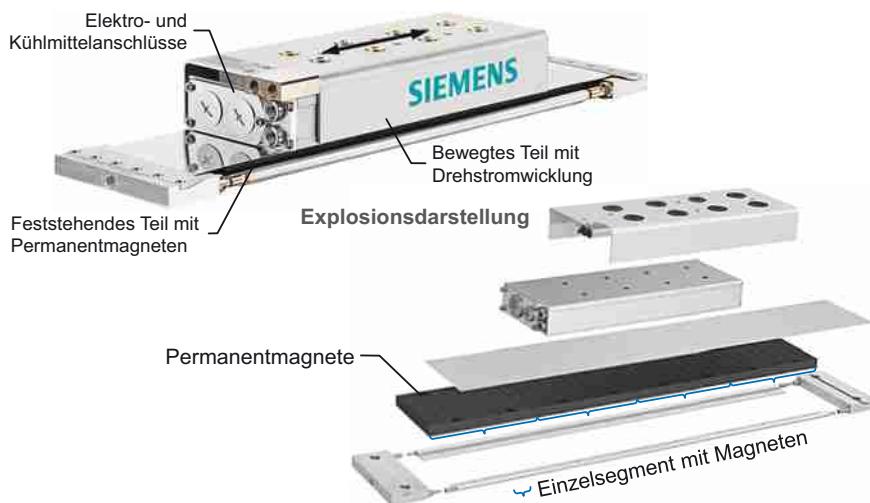


Bild 9.7 Linearer permanenterregter Drehstrom-Synchronmotor (© Siemens AG, Bilddatenbank, Motor 1FN3)

In Abschnitt 4.3 wurden eisenlose und eisenbehaftete Anker von Gleichstrommotoren behandelt. Diese beiden Ausführungen des Motors können bei permanenterregten Synchronmotoren auf die Komponente des Motors mit der Wicklung übertragen werden. Wie in Bild 9.8 dargestellt, ergibt sich dadurch ein:

- eisenbehafteter Motor
- eisenloser Motor

Der eisenbehaftete Motor ist im Bild 9.8 als Flachmotor und der eisenlose Motor als U-förmiger Motor ausgeführt. Eisenbehaftete Motoren eignen sich für sehr hohe Dauer- und Spitzenkräfte. Wie bei eisenlosen Ankern von Gleichstrommotoren eignen sich eisenlose permanenterregte synchrone Linearmotoren zur Bewegungssteuerung von kleinen Massen mit sehr hoher Dynamik. Da die Motoren prinzipbedingt keine Rastkräfte besitzen, ermöglichen diese eine sehr hohe Gleitlaufkonstanz. Darüber hinaus haben die Motoren keinerlei Anziehungskräfte zwischen den Motorkomponenten, die die Permanentmagnete und die Spulen tragen.

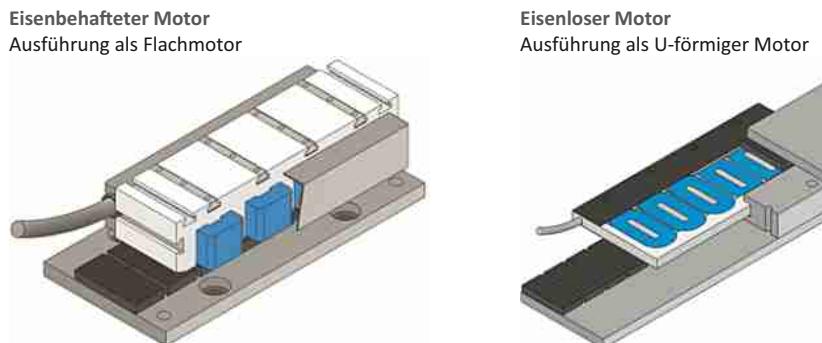


Bild 9.8 Eisenbehaftete und eisenlose permanenterregte Linearmotoren (© ETEL S.A.)

Bild 9.9 zeigt einen eisenlosen permanenterregten synchronen Linearmotor. Auf den Innenseiten eines U-förmigen Profils sind Permanentmagnete befestigt. Der magnetische Fluss im Luftspalt zwischen den Magneten wird über das U-Profil geschlossen. Die Wicklung ist im Zwischenraum der Magnete angeordnet. Das U-Profil ist feststehend und die Wicklung wird bewegt. Da im Bereich der Wicklung keine Flussführung erforderlich ist, kann diese eisenlos ausgeführt werden. Dadurch wird die bewegte Masse minimiert und sehr hohe Beschleunigungen sind möglich.

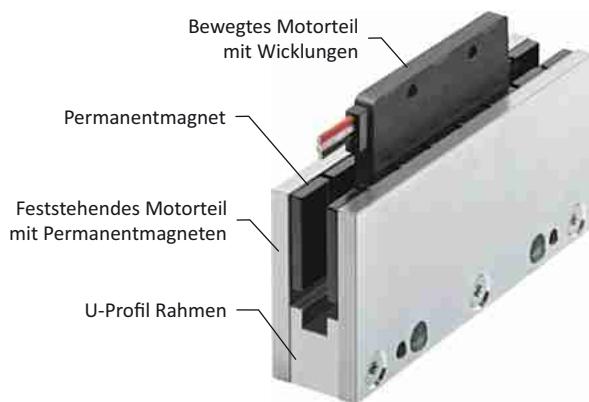


Bild 9.9 Eisenlose Linearmotoren
(© ETEL S.A., Baureihe ILF/ILM)

Den Aufbau einer Lineareinheit mit Linearmotor zeigt Bild 9.10. Die Motorführung ist mit der Schlittenführung identisch. Über eine Schleppkette werden Leistungs- und Signalkabel zum

bewegten Teil des Kurzstatormotors geführt. Ein Positionsmessgerät erfasst die Schlittenposition. Es liefert zusätzlich die Istwerte für den Lage- und Geschwindigkeitsregler und zur Motor-Kommutierung.

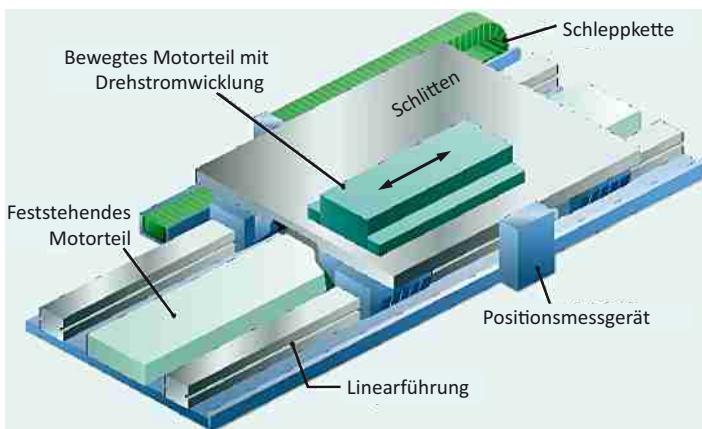


Bild 9.10 Lineareinheit mit Linearmotor (© Siemens AG)

Für lange Wege beim Material- oder Produkttransport gibt es spezielle Ausführungen von Linearmotoren. Ein Beispiel für den Transport von Produkten mit mehreren Bewegungssachsen in einer gemeinsamen Führung ist in Bild 9.11 dargestellt. Um lange Schleppketten oder schleifende Kontaktbahnen zu vermeiden, ist das System als Langstator ausgeführt. Am Wagen für

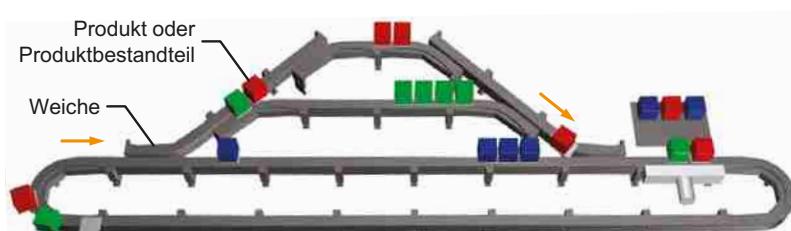


Bild 9.11 Linearmotoren für den Transport von Produkten (© B&R, ACOPOS-Trak)

den Produkttransport sind Permanentmagnete befestigt. Mehrere einzelne feststehende Module mit Wicklungen sind entlang des Verfahrweges verteilt. Mittels Weichen können die einzelnen Produkte auf parallele Bearbeitungsstationen verteilt und anschließend wieder zusammengeführt werden. Wesentliche Vorteile dieser Lösung sind:

- Skalierbarkeit
- parallele Bearbeitung von Produkten bei Durchsatz limitierenden Bearbeitungsschritten
- wartungsfreie Motoren

Motoren für Direktantriebe nutzen unterschiedliche Motorprinzipien. Für Servoapplikationen werden vor allem permanenterregte 2- oder 3-phasige Synchronmotoren und Drehstrom-Asynchronmotoren verwendet. Ein wesentlicher Vorteil von Synchronmotoren in Direktantrieben ist, dass in der Komponente, die die Magneten trägt, keine elektrischen Verluste entstehen. Falls für die Anwendung erforderlich, ist eine Kühlung nur für das Motorteil, in das die mehrphasige Wicklung eingebaut ist, notwendig. Im Vergleich zum Asynchronmotor ist die Motorkraft des Synchronmotors bezogen auf das Volumen günstiger. Bei niedrigen Geschwindigkeiten erzeugt der Synchronmotor wesentlich weniger Verlustleistung im Erregerteil als ein vergleichbarer Asynchronmotor. Dies gilt sowohl für Leerlaufbetrieb als auch unter Last. Die Erwärmung des Maschinengestells und damit die Maschinenverformung sind geringer. Es ist eine höhere Maschinengenauigkeit erreichbar.

Die Drehzahl- bzw. Geschwindigkeitsgrenze bei Synchronmotoren kann durch den Betrieb des Motors im Feldschwächbereich sehr stark erhöht werden. Somit ist auch bei hohen Drehzahlen bzw. Geschwindigkeiten die Verwendung eines Asynchronmotors nicht zwingend erforderlich. Es ist zu beachten, dass sich der Synchronmotor in hohen Geschwindigkeitsbereichen auf Grund des für die Feldschwächung erforderlichen zusätzlichen Stroms im Leerlauf stärker erwärmt als der Asynchronmotor.

■ 9.4 Tubulare Linearmotoren

Tubulare Linearmotoren sind eine spezielle Ausführung von Linearmotoren. Sie besitzen eine zylindrische Bauform. Ansonsten werden die bekannten Motorprinzipien eingesetzt. Vorteilhaft im Bereich der Automatisierungstechnik sind permanenterregte Synchronmotoren. Üblicherweise werden Antriebe mit Tubularmotoren bei einer oder mehrerer der folgenden Anforderungen eingesetzt:

- höchste Anforderungen an die Dynamik
- kompakte Bauweise
- Verfahrwege bis ca. 2 m
- Ersatz von pneumatischen Antrieben, wenn diese technische oder wirtschaftliche Grenzen erreichen

9.4.1 Aufbau und Funktionsweise

Den Aufbau eines Antriebes mit tubularem Motor ist exemplarisch in Bild 9.12 gezeigt. Beim dargestellten Motor handelt es sich um einen 2-phasigen Synchronmotor, dessen Funktions-

prinzip in Abschnitt 7.7 beschrieben ist. Die Erregung erfolgt mit Magneten, die sich im Innenraum eines Hohlzylinders befinden. Bei dem im Bild gezeigten Motor ist die Wicklung im Motorgehäuse untergebracht. Der Aufbau kann ebenso umgekehrt erfolgen (analog zu rotierenden Motoren als Außenläufer oder Innenläufer). Im Gehäuse sind ein Positionsmeßgerät, Temperatursensoren und eine Elektronik eingebaut.

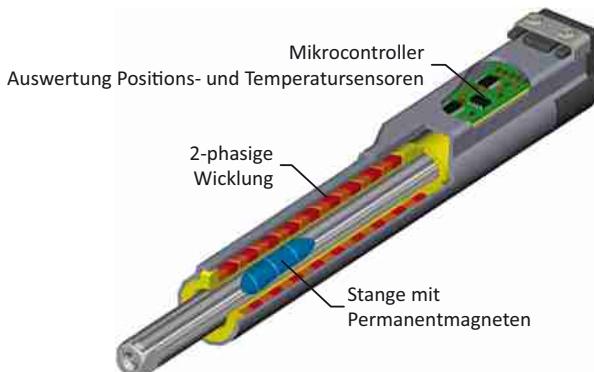


Bild 9.12 Aufbau tubularer Linearmotor (© NTI AG – LinMot)

Zur Positionsmessung und Kommutierung wird der Hall-Effekt genutzt. Das Magnetfeld der Permanentmagnete wird mittels Hallsensoren erfasst (Bild 9.13) und in der im Motorgehäuse eingebauten Elektronik ausgewertet. Die Positionsinformation wird an den „Motion Controller“ übertragen. Diese Lösung ist kostengünstig, jedoch für hochgenaue Positionieraufgaben nicht geeignet. Für diese Aufgaben kann ein extern angebautes Positionsmeßgerät verwendet werden.

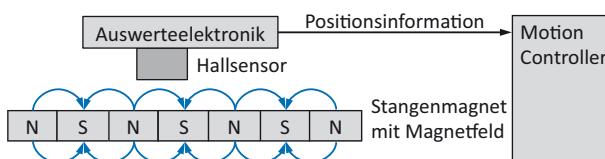


Bild 9.13 Positionsmessung

9.4.2 Eigenschaften und Anwendungsgebiete

Der Zusammenhang zwischen Motorkraft und Strom ist wie von anderen Drehstrom-Synchronmotoren bekannt linear. Sofern es die Antriebsaufgabe erlaubt, wird bei tubulären Linearmotoren der Verfahrweg dadurch verlängert, dass die Magnete nicht mehr vollständig im Wicklungsbereich sind. Allerdings sinkt bei gleichem Strom die Motorkraft. Die Vorteile von Antrieben mit tubulären Linearmotoren sind in Tabelle 9.2 zusammengefasst. Nachteilig sind:

- Motorkraft ist begrenzt
- Verfahrweg ist begrenzt

In Bild 9.14 sind einige Anwendungen von tubulären Linearmotoren gezeigt.

Tabelle 9.2 Vorteile von Antrieben mit tubularen Linearmotoren im Vergleich zu pneumatischen Antrieben

	Flexibilität	Produktivität	Kosten	Umgebung	Bemerkung
Hohe Dynamik		✓	✓		
Positioniergenauigkeit		✓			
Frei programmierbare Bewegungsprofile*		✓	✓	✓	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Schwingungsreduzierung ▪ Geräuschreduzierung ▪ Verschleißreduzierung
Elektronische Welle	✓		✓		<ul style="list-style-type: none"> ▪ Ersatz mechanischer Übertragungselemente, wie Getriebe, Gewindetriebe, etc.
Energieverbrauch			✓	✓	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Hohe Energieeffizienz
Wartungsfreier Motor		✓	✓	✓	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Keine Wartungszeiten ▪ Lange Lebensdauer
Hohe Prozessstabilität		✓	✓		<ul style="list-style-type: none"> ▪ Reduzierung des Ausschusses
Einfache Inbetriebnahme und Diagnose	✓	✓	✓		<ul style="list-style-type: none"> ▪ Reduzierung der Inbetriebnahmezeit ▪ Reduzierung der Zeit für Fehlersuche
Hygiene				✓	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Keine ölhaltige Druckluft ▪ Geeignet für Nahrungsmittel- und Getränkeindustrie
Kraftregelung	✓	✓	✓		<ul style="list-style-type: none"> ▪ Handhabung von weichen und sensiblen Produkten
Kompatibilität pneumatische Antriebe	✓	✓	✓		<ul style="list-style-type: none"> ▪ Einfacher Austausch oder Integration in bestehende Konstruktion

* Position, Geschwindigkeit und Beschleunigung

9.4.3 Vergleich pneumatischer mit elektrischem Antrieb

Ein Vergleich des Aufbaus eines pneumatischen mit einem elektrischen Linearantrieb ist in Bild 9.15 gezeigt.

Die Energieeffizienz von Maschinen gewinnt aus wirtschaftlichen Gründen und aus Gründen des Umweltschutzes zunehmend an Bedeutung. Pneumatische Antriebe zeichnen sich gegenüber elektrischen Antrieben durch deutlich niedrigere Anschaffungskosten aus. Energetisch haben pneumatische Antriebe den Nachteil eines geringeren Wirkungsgrades. Nach einem Bewegungsvorgang werden das im Zylinder komprimierte Luftvolumen und die darin gespeicherte Energie freigesetzt.

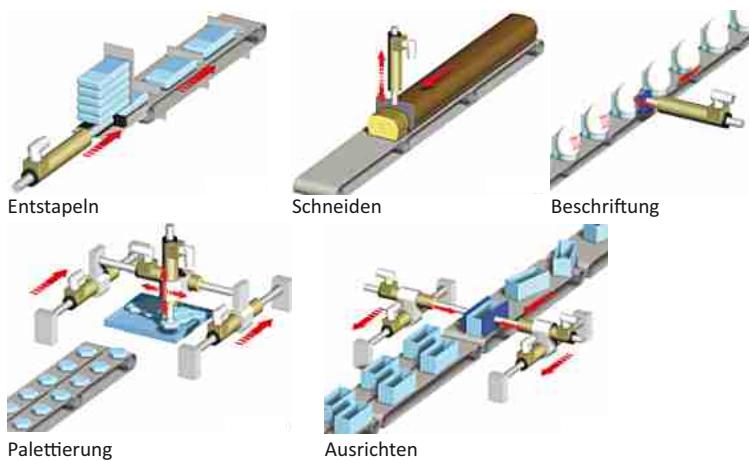


Bild 9.14 Anwendungen tubularer Linearmotoren (© NTI AG – LinMot)

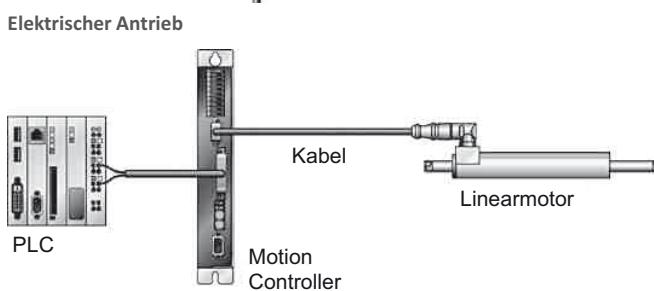
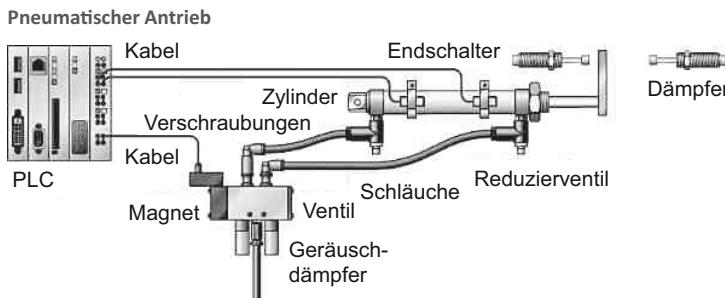


Bild 9.15 Komponentenvergleich pneumatische mit elektrischer Antriebstechnik (© NTI AG – LinMot)

9.4.4 Antriebssysteme

Bild 9.16 (links) zeigt einen elektrischen Zylinder mit einem Tubularmotor. Die „Kolbenstange“ befindet sich im Gehäuse mit der Wicklung. Der Motor hat keine eigene Führung. Je nachdem, was für die Anwendung zweckmäßiger ist, wird die „Kolbenstange“ oder das Gehäuse bewegt. Die Motoren gibt es auch in Hohlwellenausführung. Dies ist vorteilhaft z. B.

- bei Vakumsaugern
- Realisierung einer Linear- und einer Drehbewegung in einer kompakten Einheit mit niedriger Masse (Bild 9.16, rechts)



Bild 9.16 Elektrischer Zylinder und integrierter 2-achsiger Antrieb für Linear- und Drehbewegung
(© NTI AG – LinMot)

■ 9.5 Tauchspulenantriebe

Tauchspulenantriebe nutzen als Motor eine Tauchspule. Sie werden im Deutschen auch als elektrodynamische Antriebe bezeichnet. Die gängigen englischen Bezeichnungen sind „voice coil motor“ bzw. „voice coil actuator“. Tauchspulenantriebe werden zur Lösung spezieller Antriebsaufgaben eingesetzt. Üblicherweise werden Tauchspulenantriebe bei einer oder mehrerer der folgenden Anforderungen eingesetzt:

- höchste Anforderungen an die Dynamik, häufig in Kombination mit geringen dynamischen Abweichungen zwischen Soll- und Istposition
- vergleichsweise kleine zu bewegende Massen
- kleine Verfahrwege oder Bewegungswinkel
- hohe Gleichlaufkonstanz.

Die weitaus größte Verbreitung finden kundenspezifische Motoren, die an den jeweiligen konstruktiven mechanischen Aufbau der Maschine vom Motorhersteller angepasst sind. Ein breites Angebot von Standardmotoren, die von vielen Motorherstellern in großen Stückzahlen gefertigt werden, existiert daher nicht.

9.5.1 Wirkprinzip und Funktionsweise

Tauchspulenmotoren nutzen das Lorentzprinzip. Auf einen stromdurchflossenen Leiter in einem Magnetfeld wirkt eine Kraft. Fließt ein Strom durch einen Leiter, der senkrecht zur Magnetfeldrichtung angeordnet ist, so wird die auf den Leiter wirkende Kraft maximal (Bild 9.17).

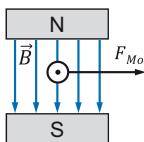


Bild 9.17 Wirkprinzip Tauchspulenmotor

Der konstruktive Motoraufbau wird so gewählt, dass diese Bedingung sehr gut erfüllt wird. Es gilt dann:

$$F_{\text{Lo}} = I l B; \quad \vec{I} \perp \vec{B} \quad (9.11)$$

F_{Lo}	Lorentzkraft	<i>Lorentz force</i>	N
l	Leiterlänge	<i>Wire length</i>	m
I	Strom	<i>Current</i>	A

Zur Erhöhung der Motorkraft werden mehrere Leiterschleifen eingesetzt, die in Bewegungsrichtung hintereinander angeordnet sind. Zur weiteren Steigerung der Motorkraft werden mehrere Lagen von Leiterschleifen übereinander angeordnet. Wird von konstanter magnetischer Flussdichte im Luftspalt ausgegangen, so ergibt sich die Motorkraft, abhängig von der Anzahl an Windungen im Magnetfeld N_{eff} , zu:

$$F_{\text{Mo}} = B_L N_{\text{eff}} l I \quad (9.12)$$

B_L	Magnetische Flussdichte im Luftspalt	<i>Magnetic flux density air gap</i>	T
N_{eff}	Effektive Windungszahl	<i>Effective number of turns</i>	

Die Motorkraft hängt linear vom Strom ab.

$$F_{\text{Mo}} = c_F I \quad (9.13)$$

F_{Mo}	Motorkraft	<i>Motor force</i>	N
c_F	Kraftkonstante	<i>Force constant</i>	N/A

Der prinzipielle Aufbau eines Tauchspulenmotors ist in Bild 9.18 dargestellt. Auf dem bewegten Motorteil ist eine zylinderförmige Spule (Tauchspule) befestigt, welche bestromt wird. Die Erregung wird meist mit Permanentmagneten erzeugt. Vernachlässigt man Streuverluste, ergibt sich das in Bild 9.19 gezeigte magnetische Ersatzschaltbild. Die einzelnen Kenngrößen sind in Tabelle 9.3 aufgeführt. Der magnetische Fluss berechnet sich zu:

$$\Phi = \frac{\Theta_{\text{PM}} \pm \Theta_{\text{Sp}}}{R_T} \quad (9.14)$$

R_T	Gesamter magnetischer Widerstand	<i>Total magnetic resistance</i>	A/Vs
-------	----------------------------------	----------------------------------	------

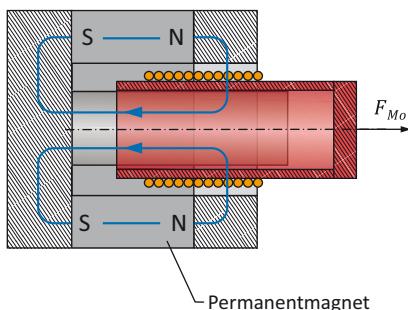


Bild 9.18 Aufbau Tauchspulenmotor

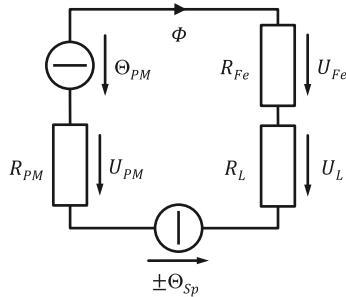


Bild 9.19 Magnetisches Ersatzschaltbild

Tabelle 9.3 Symbole

Θ_{PM}	Durchflutung Permanentmagnet	<i>Ampere turns permanent magnet</i>	A
Θ_{Sp}	Durchflutung Spule	<i>Ampere turns coil</i>	A
Φ	Magnetischer Fluss	<i>Magnetic flux</i>	Vs
R_{PM}	Magnetischer Widerstand Permanentmagnet	<i>Magnetic resistance permanent magnet</i>	A/Vs
U_{PM}	Magnetischer Spannungsabfall Permanentmagnet	<i>Magnetic voltage drop permanent magnet</i>	A
R_{Fe}	Magnetischer Widerstand Eisen	<i>Magnetic resistance iron</i>	A/Vs
U_{Fe}	Magnetischer Spannungsabfall Eisen	<i>Magnetic voltage drop iron</i>	A
R_L	Magnetischer Widerstand Luftspalt	<i>Magnetic resistance air gap</i>	A/Vs
U_L	Magnetischer Spannungsabfall Luftspalt	<i>Magnetic voltage drop air gap</i>	A

Die einzelnen magnetischen Widerstände sind:

$$\text{Permanentmagnet: } R_{PM} = \frac{l_{PM}}{\mu_0 \mu_{PM} A_{PM}} \quad (9.15a)$$

$$\text{Luftspalt: } R_L = \frac{l_L}{\mu_0 A_L} \quad (9.15b)$$

$$\text{Eisen: } R_{Fe} = \frac{l_{Fe}}{\mu_0 \mu_{Fe} A_{Fe}} \quad (9.15c)$$

Für die Permeabilität von Luft wird dabei näherungsweise μ_0 angenommen.

Die magnetische Flussdichte im Luftspalt ergibt sich zu:

$$B_L = \frac{\Phi}{A_L} = \frac{\Theta_{PM} \pm \Theta_{Sp}}{A_L R_T} = \frac{R_{PM} \Phi \pm N_{eff} I}{A_L R_T} = \frac{R_{PM} B_{PM} A_{PM} \pm N_{eff} I}{A_L R_T} \quad (9.16)$$

$$B_L = \frac{\frac{B_{PM} l_{PM}}{\mu_0 \mu_{PM}} \pm N_{eff} I}{A_L \left(\frac{l_{PM}}{\mu_0 \mu_{PM} A_{PM}} + \frac{l_L}{\mu_0 A_L} + \frac{l_{Fe}}{\mu_0 \mu_{Fe} A_{Fe}} \right)} \quad (9.17)$$

B_{PM}	Magnetische Flussdichte Permanentmagnet	<i>Magnetic flux density permanent magnet</i>	T
l_{PM}	Länge Magnetmaterial	<i>Length magnetic material</i>	m
μ_0	Magnetische Feldkonstante	<i>Magnetic constant</i>	Vs/Am
μ_{PM}	Permeabilitätszahl Magnetmaterial	<i>Permeability coefficient magnetic material</i>	
A_{PM}	Fläche Magnetmaterial	<i>Area magnetic material</i>	m^2
l_L	Länge Luftspalt	<i>Length air gap</i>	m
A_L	Luftspaltfläche	<i>Air gap area</i>	m^2
l_{Fe}	Länge Eisen	<i>Length iron</i>	m
μ_{Fe}	Permeabilitätszahl Eisen	<i>Permeability coefficient iron</i>	
A_{Fe}	Fläche Eisen	<i>Iron area</i>	m^2

Die Durchflutung, hervorgerufen durch die stromdurchflossene Spule, bewirkt abhängig von der Stromrichtung eine Erhöhung oder Erniedrigung der magnetischen Flussdichte im Luftspalt. Dadurch ergibt sich ein Anteil der Motorkraft, der quadratisch vom Strom abhängt.

9.5.2 Bauformen

Bei Tauchspulenantrieben sind grundsätzlich drei Bauformen zu unterscheiden:

- rotationssymmetrisch (Bild 9.18)
- quaderförmig (Bild 9.20, links)
- planar (Bild 9.20, rechts)

Bei der quaderförmigen Ausführung ist eine begrenzte Bewegung senkrecht zur Richtung der Motorkraft möglich, die im dargestellten Schnittbild senkrecht zur Motorkraft wirkt. Im Bild 9.20 (links) ist der zusätzliche Freiheitsgrad mit Y-Achse bezeichnet. Ein derartiger Aufbau ist insbesondere bei XY-Tischen sinnvoll, da dann keine Achse die jeweils andere „tragen“ und damit beschleunigen muss. Allerdings trägt nur diejenige Spulenlänge in Y-Richtung, die sich im Magnetfeld befindet, zur Krafterzeugung bei. Die Spulenbereiche außerhalb des Ma-

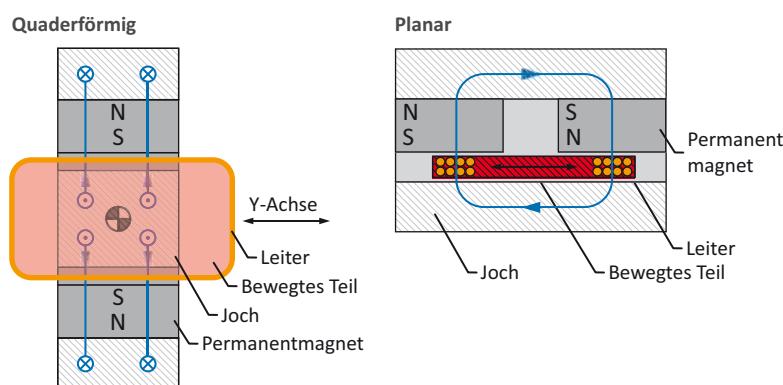


Bild 9.20 Bauformen

gnetfeldes verursachen, im Vergleich zu einer Ausführung ohne Querbewegung, zusätzliche ohmsche Verluste.

Bei planaren (ebenen) Tauchspulenmotoren werden Flachspulen eingesetzt. Um eine in eine Richtung gerichtete Kraft zu erzeugen, muss die Polarität des Magnetfeldes bei den Leitern, die entgegengesetzte Stromrichtungen aufweisen, wechseln. Eine mechanische Kommutierung ist nicht erforderlich, da bei Bewegung Leiter gleicher Stromrichtung immer im Bereich gleicher Magnetfeldrichtung verbleiben.

9.5.3 Eigenschaften

Die Vorteile von Tauchspulenantrieben sind:

- sehr hohe Bandbreite des Stromregelkreises auf Grund kleiner Induktivitäten; Voraussetzung sind allerdings vergleichsweise kleine zu bewegenden Massen und geringe Lastkräfte
- hohe Geschwindigkeitskonstanz aufgrund des eisenlosen Aufbaus und damit prinzipbedingt keine Rastkräfte
- Kraftregelung ist über Strommessung möglich, da ein weitestgehend linearer Zusammenhang zwischen beiden Größen gegeben ist
- hohe Positionsgenauigkeiten und geringe dynamische Positionsabweichung sind erreichbar, da keine mechanischen Übertragungselemente erforderlich sind (Direktantrieb); die erzielbaren Werte hängen im Wesentlichen von den Eigenschaften des eingesetzten Positionsmessgerätes und der Steifigkeit des mechanischen Aufbaus des bewegten Motorteils ab
- wartungsfreier Motor, da berührungsloses Motorprinzip

Nachteilig sind:

- niedrige Motorkraft
 - nur für kleine zu bewegende Massen sinnvoll, da ansonsten zu geringes Beschleunigungsvermögen
 - nur für geringe Prozesskräfte geeignet
- Verfahrweg ist meist begrenzt, da der Motor größer als der Verfahrweg ist.

Um eine sehr hohe Dynamik zu erreichen, muss insbesondere die Motorkraft sehr schnell variierbar sein. Dies ist unmittelbar verbunden mit der Dynamik der Stromeinstellung. Daher werden diese Antriebe mit Stromregelung betrieben (Abschnitt 11.3).

9.5.4 Einsatzgebiete und Antriebssysteme

Die englische Bezeichnung „voice coil motor“ ist abgeleitet vom frühen Einsatzgebiet der Tauchspulenantriebe in Lautsprechern (Bild 9.21). Lautsprecher erzeugen Druckwellen, die vom Ohr als Töne wahrgenommen werden. Die Druckwellen werden durch Volumenänderung eines Körpers mit konusförmigem oder kalottenförmigem Mantel gebildet. Die Bewegung für die Volumenänderung erfolgt mittels eines Tauchspulenantriebes. Bei diesem Anwendungsbereich sind folgende Eigenschaften von Tauchspulenantrieben vorteilhaft:

- hohe Dynamik, wegen Hörbereich des menschlichen Ohrs von ca. 20 Hz bis knapp 20 kHz
- lineares Verhalten zwischen Kraft und Strom, um Verzerrungen zu minimieren

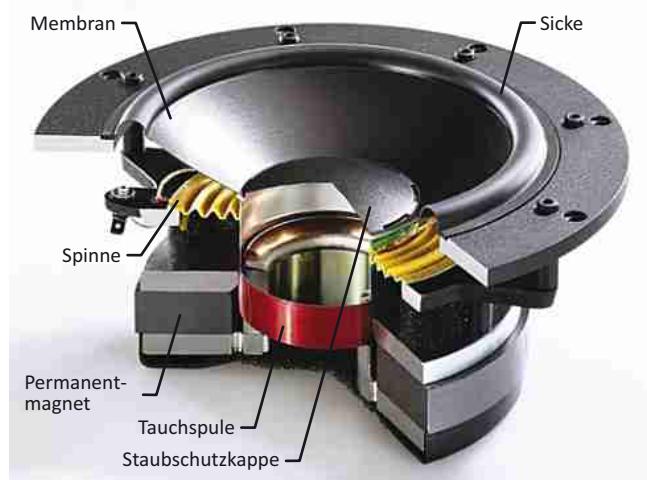


Bild 9.21 Aufbau Lautsprecher (© Audiotechnology ApS)

Zur Qualifizierung von Produkten bzgl. zulässiger Vibrationen und Schocks gibt es spezielle Testeinrichtungen, die meist identisch zum Englischen als „Shaker“ bezeichnet werden. Ein Shaker mit Tauchspulenmotor ist in Bild 9.22 gezeigt. Im Vergleich zu anderen Anwendungen sind die Motoren sehr groß. Es werden Durchmesser bis ca. 650 mm und ein Gewicht des bewegten Motorteils bis ungefähr 45 kg erreicht.

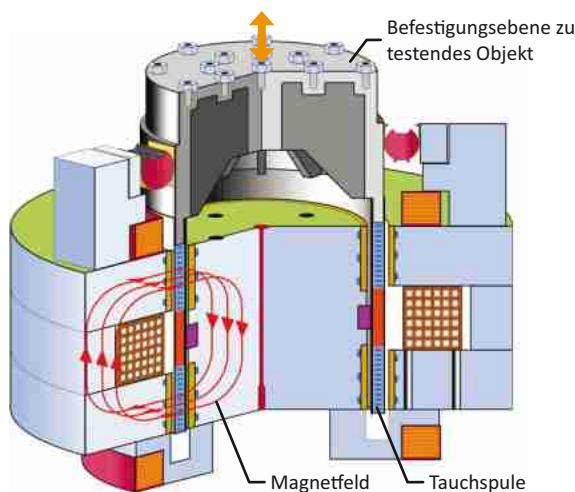


Bild 9.22 Einrichtung für Vibrationstests (© Hottinger Brüel & Kjaer GmbH)

Der gezeigte Shaker hat zwei Spulen, welche auf einem System aus Karbonfasern und Magnesium aufgebracht sind. Dadurch wird die bewegte Masse des Motorteils, bei gleichzeitig hoher

Steifigkeit, minimiert. In dieser Anwendung sind die hohe erreichbare Bandbreite und die Linearität von Tauchspulenantrieben vorteilhaft.

Bild 9.23 zeigt ein Antriebssystem mit Tauchspulenmotor. Diese Systemlösung bedeutet für den Anwender weniger konstruktiven Aufwand.

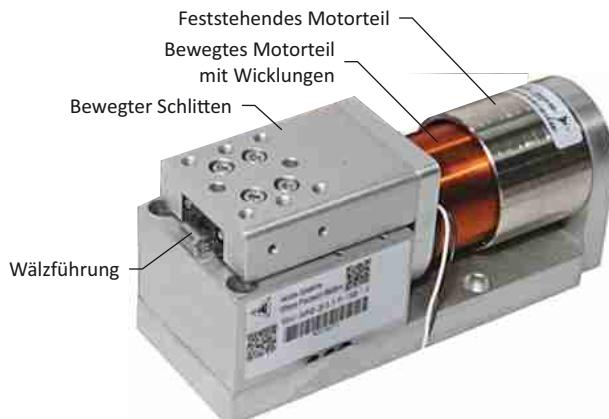


Bild 9.23 Antriebssystem mit Tauchspulenmotor (© Akribis Systems Company Limited)

10

Positionsmessgeräte

In Bild 10.1 ist ein vereinfachtes Blockschaltbild eines Servoantriebes dargestellt. Insbesondere der Stromregelkreis und die Leistungselektronik sind nicht berücksichtigt. Die Bedeutung der verwendeten Formelzeichen zeigt Tabelle 10.1. Der Positionsregler benötigt eine Rückführgröße für die Position y_{FBP} , um die Regelabweichung e_P zu berechnen und anschließend zu minimieren. Zur Ermittlung der Rückführgröße für die Position ist ein Positionsmessgerät erforderlich. In Servoantrieben wird meist der Positionsmesswert zusätzlich zur Berechnung der Rückführgröße für die Drehzahl oder Geschwindigkeit y_{FBS} und Steuerung des Stroms in der Motorwicklung bzw. der Ströme in den Motorwicklungen (Kommutierung) benutzt. Bezuglich des Bauvolumens und der Kosten ist diese Lösung vorteilhaft und wird herstellerunabhängig eingesetzt.

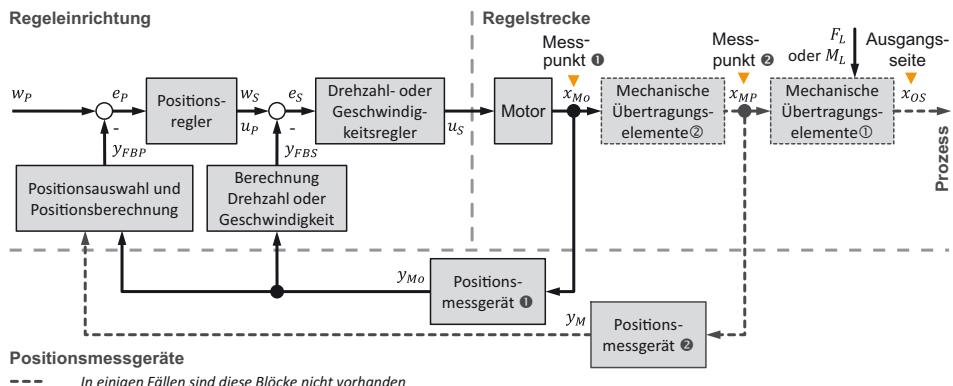


Bild 10.1 Positionsmessgeräte in Servoantrieben

Tabelle 10.1 Formelzeichen

	Rückführgröße	Sollwert	Stellgröße	Regelabweichung
	y_{FB}	w	u	e
Position oder Winkelposition	y_{FBP}	w_P	u_P	e_P
Geschwindigkeit oder Winkelgeschwindigkeit	y_{FBS}		$u_S = u_P$	e_S
x_{Mo}	Istposition Motor	y_{Mo}	Gemessene Position des Motors	
x_{MP}	Istposition der anzutreibenden Masse am Messpunkt	y_M	Gemessene Position der anzutreibenden Masse	
x_{OS}	Istposition Ausgangsseite der anzutreibenden Masse			

Zum weitaus größten Anteil werden Servoantriebe mit rotatorischen Motoren betrieben. Diese Motoren haben üblicherweise ein bereits vom Motorhersteller in das Motorgehäuse eingebautes Positionsmessgerät. Die Kombination aus Motor und Positionsmessgerät in einer Baueinheit wird bei Servoantrieben als Servomotor bezeichnet.

Bild 10.2 (links) zeigt beispielhaft einen elektromechanischen Servoantrieb zur Erzeugung einer Linearbewegung, der nur ein Positionsmessgerät verwendet. Das Positionsmessgerät ist in den rotatorischen Motor eingebaut (im Bild ist das Motorgehäuse an dieser Stelle entfernt). Die Linearbewegung des Schlittens wird mittels eines Gewindetriebes aus der Drehbewegung der Motorwelle erzeugt. Zur Erhöhung der Maschinengenauigkeit kann ein zusätzliches Positionsmessgerät an die zu bewegende Masse angebaut werden (gestrichelte Linie in Bild 10.1). Im gezeigten Beispiel ist das zweite Positionsmessgerät an den Schlitten angebaut (Bild 10.2, rechts). In diesem Fall wird das Positionsmessgerät am Motor meist nicht für die Positionsregelung verwendet, sondern nur zur Berechnung der Rückführgröße für den Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler y_{FBS} und zur Kommutierung des Motors. Abhängig von der Antriebskonfiguration zeigt Tabelle 10.2 gängige Konfigurationen zur Weiterverarbeitung von Positionsmesswerten. In speziellen Fällen werden beide Positionsmesswerte zur Berechnung der Rückführgröße für den Positionsregler verwendet.

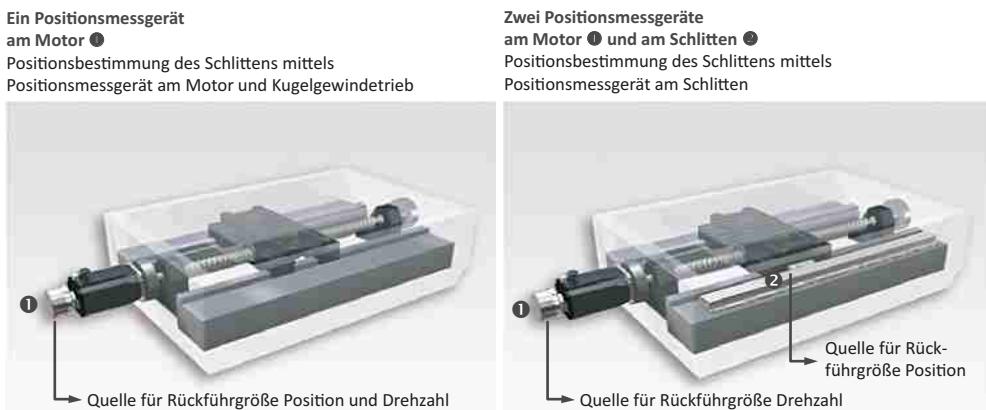


Bild 10.2 Positionsmessung und Quellen für Rückführgrößen in einem elektromechanischen Linearantrieb (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH)

Tabelle 10.2 Konfigurationen zur Weiterverarbeitung von Positionsmesswerten

	Elektromechanischer Antrieb	Direktantrieb
Messort Positionsmessung zur Berechnung der Rückführgröße für den Positionsregler	Motor ①	Schlitten ② oder Rundtisch
Positionsauswahl und Positionsberechnung	$y_{FBP} = f(y_{Mo})$	$y_{FBP} = f(y_M)^*$
Berechnung Rückführgröße für den Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler	$y_{FBS} = f(y_{Mo})$	$y_{FBS} = f(y_{Mo} = y_M)$

* In Spezialfällen $y_{FBP} = f(y_M, y_{Mo})$; ** Messung am Motor und am Schlitten oder Rundtisch sind identisch

Erfolgt die Positionsmessung an der anzutreibenden Masse (im Beispiel am Schlitten), wird dies häufig „direkte Messung“ oder „closed loop“ genannt. Im Gegensatz dazu wird eine al-

leinige Messung der Position am Motor als „indirekte Messung“ oder „semi-closed loop“ bezeichnet. Diese Bezeichnungen sind zu einem gewissen Grad irreführend. Für eine regelungs-technische, strukturmechanische und thermische Beurteilung ist immer die genaue Angabe des Messortes erforderlich.

Durch das zweite Positionsmessgerät, möglichst nahe am Wirkpunkt des zu steuernden Prozesses (Abtriebsseite des Antriebsstranges x_{OS}), können Abweichungen der dem Motor nachgeschalteten mechanischen Übertragungselementen von der Sollposition erkannt und minimiert werden. Ursachen für Positionsabweichungen an der zu bewegenden Masse bei einer alleinigen Messung am Motor sind z. B.:

- Nichtlinearitäten in den mechanischen Übertragungselementen (wie Reibung, Umkehrspiel, Spindelsteigungsfehler bei Gewindetrieben etc.)
- thermisch bedingte Längenänderungen, z. B. bei Gewindetrieben (hierauf wird in Abschnitt 10.8 eingegangen)
- belastungsabhängige Verformungen auf Grund von Elastizitäten in den mechanischen Übertragungselementen

Der Anbau eines zweiten Messgerätes an eine Bewegungssachse ist auch eine wirtschaftliche Frage. Werden die Anforderungen an die Maschinengenauigkeit nur durch ein zweites Messgerät ermöglicht, ist die Frage leicht zu beantworten. Ansonsten müssen Kosteneinsparungen durch höhere Maschinenproduktivität (Erzeugnisse/Zeiteinheit), weniger Ausschuss etc., die Mehrkosten für das zweite Messgerät zumindest kompensieren.

Bei elektrischen Direktantrieben kann die Verbindung zwischen Motor und anzutreibender Masse meist als starr angesehen werden. Ein Positionsmessgerät ist dann ausreichend. Jedoch sind die Anforderungen an das Messgerät bei Direktantrieben im Vergleich zu den bisher beschriebenen Konfigurationen am höchsten. Insbesondere muss das Messgerät eine hohe Eigenfrequenz in Messrichtung aufweisen.

Idealerweise hat das Positionsmessgerät keinen Messfehler. Die Messgröße für die Position ist dann identisch mit dem Positionsistwert ($y_p = x_p$). Reale Messgeräte haben allerdings mehr oder weniger große Abweichungen von der zu messenden Größe. Der Positionsistwert und die gemessene Position sind nicht identisch ($y_p \neq x_p$).

■ 10.1 Messsignale und Signalauswertung

Zur Positionsbestimmung erzeugen die am meisten verbreiteten Positionsmessgeräte in elektrischen Antrieben analoge mehr oder weniger sinusförmige elektrische Messsignale. Diese werden zur Erzeugung des Positionsmesswertes entweder im Positionsmessgerät oder der Folgeelektronik, z. B. dem Motion Controller, weiterverarbeitet. Um eine Richtungserkennung der Bewegung zu ermöglichen, werden üblicherweise zwei um 90° phasenverschobene Signale u_1 und u_2 gebildet. Für ideale Messsignale hängt der Signalwert von der Position x und der Signalperiode x_{SP} ab.

$$u_1 = \hat{u} \sin\left(2\pi \frac{x}{x_{SP}}\right) \quad (10.1a)$$

$$u_2 = -\hat{u} \cos\left(2\pi \frac{x}{x_{SP}}\right) \quad (10.1b)$$

u_1	Messsignal 1	<i>Measuring signal 1</i>	
u_2	Messsignal 2	<i>Measuring signal 2</i>	
\hat{u}	Amplitude Messsignal	<i>Amplitude measuring signal</i>	
x	Position oder Winkelposition	<i>Position or angular position</i>	m, rad
x_{SP}	Signalperiode	<i>Signal period</i>	m, rad

Bei Geräten zur Messung der Winkelposition errechnet sich die Signalperiode x_{SP} aus der Anzahl an Signalperioden pro Umdrehung z_{SP} (Gl. (10.2)). Ein Winkelmessgerät mit z. B. 2048 Signalperioden pro Umdrehung hat eine Signalperiode von $x_{SP} \approx 633''$. Die Zusammenhänge für Einheiten bei der Winkelmessung sind im Anhang in Tabelle A.15 angegeben.

$$x_{SP} = \frac{2\pi}{z_{SP}} \quad (10.2)$$

z_{SP} Anzahl Signalperioden pro Umdrehung *Number of signal periods per revolution*

Das Argument der trigonometrischen Funktionen in Gl. (10.1a) und Gl. (10.1b) kann durch den Signalperiodenwinkel φ_{SP} ersetzt werden:

$$\varphi_{SP} = 2\pi \frac{x}{x_{SP}} \quad (10.3)$$

φ_{SP} Signalperiodenwinkel *Signal period angle* rad

Es ist hilfreich, die Messsignale u_1 und u_2 auf den Nominalwert der Signalamplitude \hat{u}_n zu normieren:

$$u_1^* = \frac{u_1}{\hat{u}_n} = \frac{\hat{u}}{\hat{u}_n} \sin(\varphi_{SP}) \quad (10.4a)$$

$$u_2^* = \frac{u_2}{\hat{u}_n} = -\frac{\hat{u}}{\hat{u}_n} \cos(\varphi_{SP}) \quad (10.4b)$$

u_1^*	Normiertes Messsignal 1	<i>Normalized measuring signal 1</i>
u_2^*	Normiertes Messsignal 2	<i>Normalized measuring signal 2</i>
\hat{u}_n	Normiertes Amplitude Messsignal	<i>Nominal signal amplitude</i>

Die Frequenz der Messsignale f_{MP} errechnet sich für ein Gerät zur Winkelmessung aus der Anzahl an Signalperioden pro Umdrehung z_{SP} und der Drehzahl der zu messenden Welle n . Für ein lineares Positionsmessgerät errechnet sich die Frequenz der Messsignale aus der Geschwindigkeit v und der Länge einer Signalperiode x_{SP} .

Rotatorisches Positionsmessgerät

$$f_{MP} = z_{SP} n \quad (10.5a)$$

Lineares Positionsmessgerät

$$f_{MP} = \frac{v}{x_{SP}} \quad (10.5b)$$

f_{MP} Frequenz der Messsignale des Positionsmessgerätes *Frequency of measuring signal of position measuring device* Hz

Zusätzlich kann die Position in einer Signalperiode auf eine Signalperiode normiert werden.

$$y_p^* = \frac{y_p}{x_{SP}} \quad (10.6)$$

y_p^* Normierte Position *Normalized position*

In Bild 10.3 links sind die Zusammenhänge für $\hat{u} = \hat{u}_n$ dargestellt. Werden beide Messsignale in einem rechtwinkligen Koordinatensystem aufgetragen (vektorielle Darstellung) ergibt sich bei den angenommenen idealen Messsignalen ein Kreis (Bild 10.3, rechts). Der normierte Messsignalvektor \underline{u}^* kann als komplexe Größe betrachtet werden. Das Messignal $-u_2^*$ stellt den Realteil und das Messsignal u_1^* den Imaginärteil dar:

$$\underline{u}^* = -u_2^* + j u_1^* = |\underline{u}^*| \cos(\varphi_{SP}) \quad (10.7)$$

\underline{u}^* Normierter Messsignalvektor *Normalized measuring signal vector*

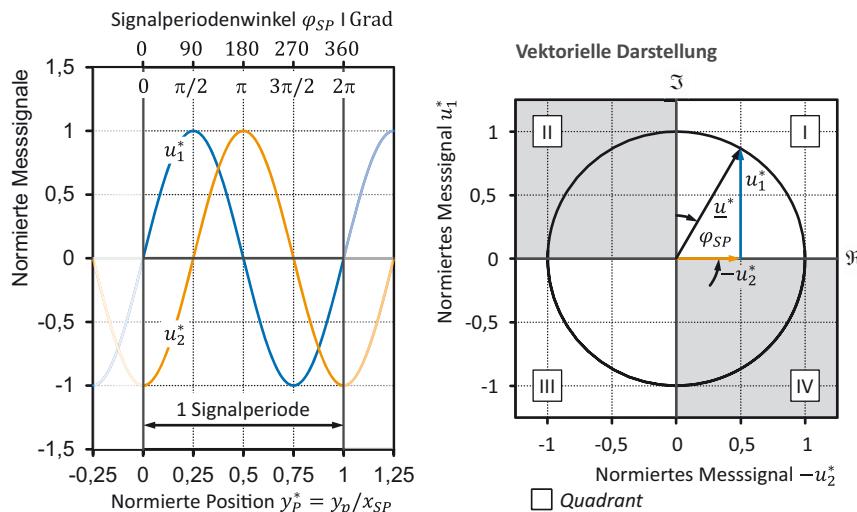


Bild 10.3 Messsignale und vektorielle Darstellung für $\hat{u} = \hat{u}_n$

Die übliche Methode zur Bestimmung der Position in einer Signalperiode basiert auf einer arctan-Berechnung. Die arctan-Berechnung wird so abgewandelt, dass sich ein eindeutiger Winkel in allen vier Quadranten und für $u_2^* = 0$ ergibt (Gl. (10.8a), atan2-Methode). Die Berechnung des Positionswertes in einer Signalperiode aus den Messsignalen wird im Folgenden Unterteilung genannt. Auf Grund der Periodizität der Messsignale ist der berechnete Unterteilungswinkel φ_{SD} nicht eindeutig. Daher kann damit ein absoluter Positionsbezug nur in einer Signalperiode ermittelt werden (Gl. (10.8a)). Bei den zunächst angenommenen idealen Messsignalen (Gl. (10.1)), entspricht der berechnete Unterteilungswinkel φ_{SD} dem Signalperiodenwinkel φ_{SP} .

$$\varphi_{SD} = \text{atan2}\left(\frac{u_1^*}{-u_2^*}\right) = \text{atan2}\left(\underbrace{\frac{\sin(\varphi_{SP})}{\cos(\varphi_{SP})}}_{\tan(\varphi_{SP})}\right) = \varphi_{SP} \quad (10.8a)$$

$$y_{SP} = \frac{x_{SP}}{2\pi} \varphi_{SD}; \quad y_{SP} \in [0, x_{SP}] \quad (10.8b)$$

φ_{SD}	Unterteilungswinkel	<i>Subdivision angle</i>	rad
φ_{SP}	Signalperiodenwinkel	<i>Signal period angle</i>	rad
y_{SP}	Positionsmesswert innerhalb einer Signalperiode	<i>Position measuring value in one signal period</i>	m, rad
x_{SP}	Signalperiode	<i>Signal period</i>	m, rad

Zur Unterteilung einer Signalperiode in viele Positionsmessschritte mittels der atan2-Methode werden A/D-Umsetzer benutzt, um die beiden analogen Messsignale zu digitalisieren. Anschließend erfolgt eine digitale atan2-Berechnung. Bild 10.4 (rechts) zeigt die Unterteilung der Messsignale in der Auswertelektronik für Positionsmessgeräte.

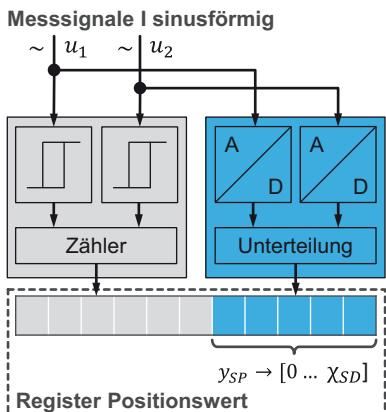


Bild 10.4 Weiterverarbeitung der Messsignale in der Auswertelektronik

Sowohl die A/D-Umsetzer als auch die atan2-Berechnung haben eine begrenzte Auflösung, d. h. bei der Auswertung ergeben sich zwei Quantisierungen des Wertebereiches. Der Unterteilungsfaktor χ_{SD} beschreibt in wie viele Positionsmessschritte eine Signalperiode unterteilt wird. Typische Unterteilungsfaktoren liegen zwischen 256-fach und 16.384-fach, wofür 8 bit bis 12 bit A/D-Umsetzer eingesetzt werden. Die Positionsauflösung q_P ist abhängig von der Signalperiode x_{SP} und dem Unterteilungsfaktor χ_{SD} .

$$q_P = \frac{x_{SP}}{\chi_{SD}} \quad (10.9)$$

q_P	Positionsauflösung	<i>Position resolution</i>	m,rad
χ_{SD}	Unterteilungsfaktor	<i>Subdivision factor</i>	
x_{SP}	Signalperiode	<i>Signal period</i>	m,rad

Typische Unterteilungsfaktoren bei Anwendungen in Servoantrieben sind 4096-fach bis 16.384-fach. Ein Positionsmessgerät mit 2048 Signalperioden pro Umdrehung und 16.384-fach Unterteilung besitzt 33 Millionen Messschritte pro Umdrehung (11 bit + 14 bit = 25 bit) und eine Positionsauflösung von $q_P = 0,04''$ ('' = Winkelsekunden). Eine hohe Positionsauflösung ist eine notwendige Voraussetzung, um den Rückführwert für den Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler aus dem Positionsmesswert berechnen zu können.

Um den gesamten Verfahrbereich einer Bewegungsachse abdecken zu können, müssen viele Signalperioden in Messrichtung ausgewertet werden. Durch Auswertung der Nulldurchgänge mittels Schmitt-Trigger und anschließendes Zählen (Vor-/Rückwärtszähler, um die Bewegungsrichtung zu berücksichtigen) kann eine relative Position über mehrere Signalperioden ermittelt werden (Bild 10.4, links). Der Positionswert wird aus dem Ergebnis der Unterteilung und dem Zählerwert gebildet (Bild 10.4, unten). Für Anwendungen mit vergleichsweise geringen Anforderungen an die Positionsauflösung ist das vorzeichenrichtige Zählen der vier Nulldurchgänge ausreichend. Der rechte Teil der Auswerterelektronik entfällt und der Unterteilungsfaktor ist in diesem Fall $\chi_{SD} = 4$. Beim oben gewählten Beispiel eines Positionsmessgerätes mit 2048 Signalperioden pro Umdrehung reduziert sich die Positionsauflösung allerdings auf $q_P = 0,044^\circ$.

Um eine absoluten Positionsbezug zu erhalten, sind folgende zwei Verfahren weit verbreitet:

- Das Positionsmessgerät besitzt zusätzlich zum sinusförmigen Messsignal ein Referenzmarkensignal. Es wird aus einer oder mehreren Referenzmarken innerhalb des Messbereiches gebildet. Damit kann innerhalb der Messlänge eindeutig ein Bezug zu einer Signalperiode hergestellt werden. Derartige Geräte werden inkrementelle Messgeräte genannt. Nachteilig ist, dass die Bewegungsachse ohne einen absoluten Positionsbezug solange bewegt werden muss, bis eine oder zwei Referenzmarken überfahren werden. Dies ist z. B. bei komplexen Kinematiken kritisch wegen möglicher Kollisionen.
- Zusätzlich zum inkrementalen Signal besitzt das Positionsmessgerät ein codiertes Signal. Der Code kennzeichnet eindeutig eine Signalperiode innerhalb der Messlänge. Derartige Geräte werden absolute Messgeräte genannt. Nach dem Einschalten der Spannungsversorgung der Maschine steht ohne Verfahrbewegung bereits der absolute Positionsbezug zur Verfügung. Für Überwachungszwecke kann die absolute Position jederzeit wieder neu ermittelt werden.

Die Steuerung und Regelung von Servoantrieben erfolgt üblicherweise vollständig digital. Darauf muss der Istwert für die Drehzahl oder die Geschwindigkeit als digitale Größe bereitgestellt werden. Um den Bauraum und die Kosten zu minimieren, wird auf ein separates Messgerät für die Drehzahl oder die Geschwindigkeit verzichtet. Die Rückführgröße für den Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler y_{FBS} basiert auf einer Berechnung aus Positionsmesswerten (Bild 10.1). Eine gängige und praxistaugliche Methode zur Bestimmung der Winkelgeschwindigkeit oder Geschwindigkeit y_{SC} ist eine zeitdiskrete Differentiation zweier aufeinanderfolgender digitaler Positionsmesswerte.

$$y_{SC}(k) = \frac{y_P(k) - y_P(k-1)}{T_S} \quad (10.10)$$

<i>k</i>	Abtastschritt	<i>Sampling step</i>	
y_{sc}	Berechnete Winkelgeschwindigkeit oder Geschwindigkeit zum aktuellen Abtastzeitpunkt	<i>Calculated actual angular speed or speed at current sampling point</i>	rad/s, m/s
$y_p(k)$	Gemessene Position zum aktuellen Abtastzeitpunkt	<i>Measured position at current sampling point</i>	rad, m
$y_p(k - 1)$	Gemessene Position zum vorangegangenen Abtastzeitpunkt	<i>Measured position at previous sampling point</i>	rad, m
T_s	Abtastzeit	<i>Sampling time</i>	s

■ 10.2 Messgenauigkeit

Messgeräte besitzen mehr oder weniger große Messfehler. Bei Positionsmessgeräten wird der Messfehler im Wesentlichen von folgenden Eigenschaften beeinflusst:

- abhängig vom Messprinzip von der Güte der Gitterstruktur, Magnetstruktur, Wicklung etc.
- Güte der Abtastung
- Güte der Signalverarbeitungselektronik
- Führungs- bzw. Lagerabweichungen zwischen den beiden relativ zueinander beweglichen Teilen des Messgerätes
- Rundlauffehler (bei Winkelmessung)

Der Positionsmessfehler Δy_p ist definiert zu:

$$\Delta y_p = x_p - y_p \quad (10.11)$$

Δy_p	Positionsmessfehler	<i>Position measuring error</i>	m, rad
x_p	Istposition	<i>Actual position</i>	m, rad
y_p	Gemessene Position	<i>Measured position</i>	m, rad

Die statischen Messfehler eines Gerätes und damit dessen statische Messgenauigkeit werden im Messprotokoll dokumentiert. Teilweise werden einzelne Fehleranteile separat aufgeführt. Beispielhaft ist ein Messprotokoll eines Gerätes zur Winkelmessung in Bild 10.5 dargestellt. Die Grenzen des Gesamtfehlers der Messung Δy_p zeigen die Begrenzungslinien ② und ③. Der Gesamtfehler setzt sich aus zwei Anteilen summativ zusammen:

- langperiodischer Messfehler (Linie ①)
- Messfehler in einer Signalperiode

$$\Delta y_p = \Delta y_{LP} + \Delta y_{SP} \quad (10.12)$$

Δy_{LP}	Langperiodischer Positionsmessfehler	<i>Long periodic position measuring error</i>	m, rad
Δy_{SP}	Positionsmessfehler in einer Signalperiode	<i>Position measuring error in one signal period</i>	m, rad

Für lineare Positionsmessgeräte wird der langperiodische Messfehler z. B. in einem Meter der Messlänge definiert, für Messgeräte zur Winkelmessung meist in einer Umdrehung der zu messenden Welle.

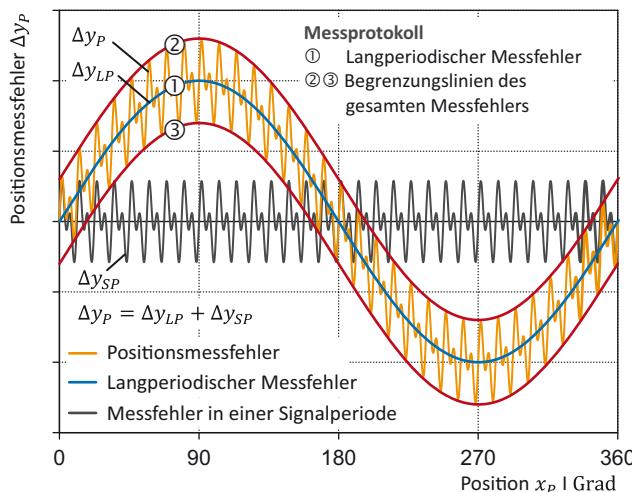


Bild 10.5 Messfehler eines Positionsmessgerätes mit wenigen Signalperioden pro Umdrehung (Messprotokoll, Prinzipdarstellung)

Die elektronische Unterteilung der Messsignale in einer Signalperiode führt zu zusätzlichen Messfehlern. Die übliche arctan2-Berechnung geht von idealen Messsignalen und idealer Unterteilungselektronik aus. Die Messsignale besitzen jedoch Signalabweichungen, wie:

- ① unterschiedliche Signalamplituden der beiden Messsignale
- ② Phasenverschiebungsfehler (Abweichung von der Phasenverschiebung der beiden Messsignale von 90°)
- ③ Nullpunktabweichung Messsignal 1
- ④ Nullpunktabweichung Messsignal 2
- ⑤ Signaloberwellen
- ⑥ Signalrauschen

Die ersten vier Abweichungen werden im Folgenden Grundabweichungen genannt und sind in Bild 10.6 als Lissajous-Figuren (vektorielle Darstellung) einzeln visualisiert. Zur Verdeutlichung sind in den Diagrammen die Signalabweichungen im Vergleich zu realen Messsignalen von Positionsmessgeräten überzeichnet dargestellt. Zusätzlich sind ideale Messsignale eingezeichnet. Für Positionsmessgeräte nach dem Stand der Technik sind die Signalabweichungen so klein, dass diese bei der grafischen Darstellung der Messsignale nicht sichtbar sind. Um Signalabweichungen zu quantifizieren, ist daher spezielle Hardware und Auswertesoftware erforderlich.

Den Einfluss der Grundabweichungen in Summe auf die beiden Messsignale zeigt Bild 10.7 (oben). Dabei ist der Einfluss der Grundabweichungen wiederum überzeichnet dargestellt. Im unteren Teil von Bild 10.7 ist der resultierende Messfehler in einer Signalperiode durch die Unterteilung der nicht idealen Messsignale gezeigt. Dieser Fehleranteil schwankt mit hoher Frequenz um den langperiodischen Messfehler. Es ist daher häufig vorteilhaft, nur die Spitzenwerte des Messfehlers in einer Signalperiode darzustellen (Linie ② und ③ im Messprotokoll in Bild 10.5 und in Bild 10.7). Die Maximalwerte werden vorzeichenrichtig auf den langperiodischen Messfehler aufaddiert.

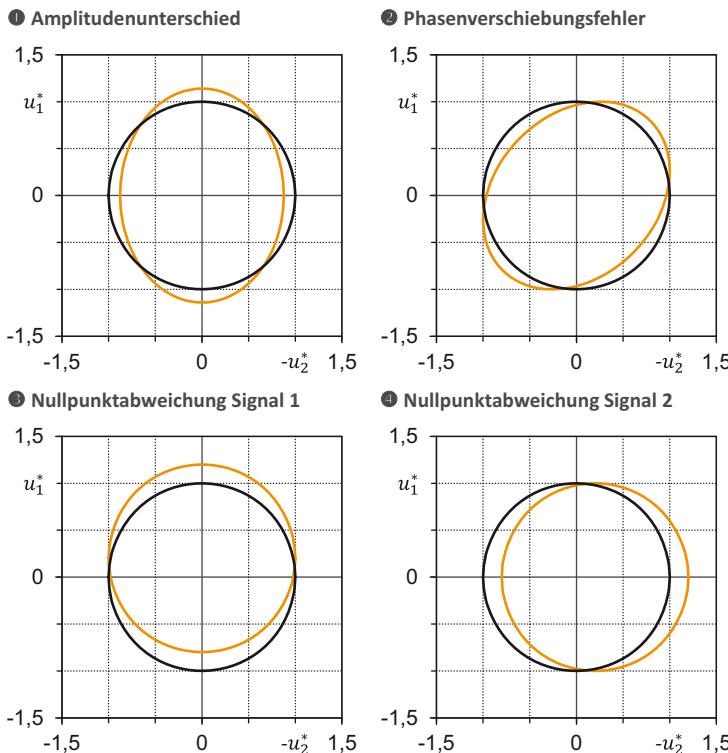


Bild 10.6 Über-
zeichnet dargestellte
Grundabweichungen
von Messsignalen
(normierte Messsi-
gnale)

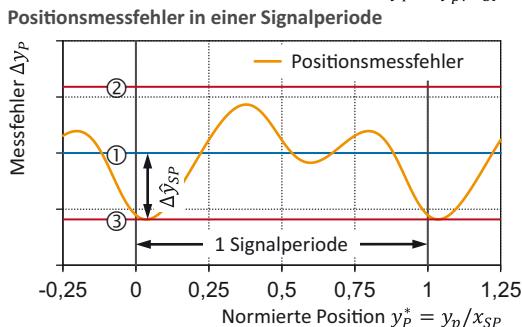
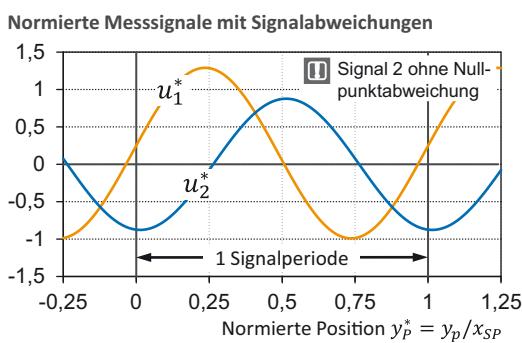


Bild 10.7 Messsignale mit überzeichnet
dargestellten Grundabweichungen (oben)
und daraus resultierende Positionsabwei-
chungen (unten)

Um den Einfluss von Positionsmessfehlern in einer Signalperiode auf das statische und dynamische Verhalten von geregelten Antrieben beschreiben zu können, muss die Abhängigkeit zwischen Signalabweichung und daraus verursachtem Messfehler beschrieben werden. Hierfür wird der Winkelfehler $\Delta\varphi_{SD}$, der durch die Unterteilung nicht idealer Messsignale entsteht, eingeführt. Er ist die Differenz aus dem Signalperiodenwinkel φ_{SP} , der die tatsächliche Position in einer Signalperiode definiert, und dem berechneten Unterteilungswinkel φ_{SD} .

$$\Delta\varphi_{SD} = \varphi_{SP} - \varphi_{SD} \quad (10.13a)$$

$\Delta\varphi_{SD}$	Winkelfehler der Unterteilung	<i>Angle error of subdivision</i>	rad
φ_{SP}	Signalperiodenwinkel	<i>Signal period angle</i>	rad
φ_{SD}	Unterteilungswinkel	<i>Subdivision angle</i>	rad

Der Positionsmessfehler in einer Signalperiode Δy_{SP} ergibt sich daraus zu:

$$\Delta y_{SP} = \frac{x_{SP}}{2\pi} \Delta\varphi_{SD} \quad (10.13b)$$

Werden nur Grundabweichungen der Messsignale betrachtet, so können die Messsignale wie folgt beschrieben werden (vgl. Gl. (10.1) mit idealen Messsignalen):

$$u_1 = U_{01} + \hat{u}_1 \sin\left(\varphi_{SP} + \frac{\Delta\varphi_{PS}}{2}\right) \quad (10.14a)$$

$$u_2 = U_{02} - \hat{u}_2 \cos\left(\varphi_{SP} - \frac{\Delta\varphi_{PS}}{2}\right) \quad (10.14b)$$

U_{01}	Nullpunktabweichung Messsignal 1	<i>Offset measuring signal 1</i>	
U_{02}	Nullpunktabweichung Messsignal 2	<i>Offset measuring signal 2</i>	
\hat{u}_1	Amplitude Messsignal 1	<i>Amplitude measuring signal 1</i>	
\hat{u}_2	Amplitude Messsignal 2	<i>Amplitude measuring signal 1</i>	
$\Delta\varphi_{PS}$	Phasenwinkelfehler	<i>Phase shift error</i>	rad

Der Phasenwinkelfehler $\Delta\varphi_{PS}$ wird dabei gleichmäßig auf die beiden Messsignale aufgeteilt ($\pm\Delta\varphi_{PS}/2$). Werden die Messsignale wiederum auf die nominelle Signalamplitude \hat{u}_n normiert, folgt:

$$u_1^* = \frac{u_1}{\hat{u}_n} = U_{01}^* + \hat{u}_1^* \sin\left(\varphi_{SP} + \frac{\Delta\varphi_{PS}}{2}\right); \quad U_{01}^* = \frac{U_{01}}{\hat{u}_n} \quad (10.15a)$$

$$u_2^* = \frac{u_2}{\hat{u}_n} = U_{02}^* - \hat{u}_2^* \cos\left(\varphi_{SP} - \frac{\Delta\varphi_{PS}}{2}\right); \quad U_{02}^* = \frac{U_{02}}{\hat{u}_n} \quad (10.15b)$$

U_{01}	Normierte Nullpunktabweichung Messsignal 1	<i>Normalized offset measuring signal 1</i>
U_{02}	Normierte Nullpunktabweichung Messsignal 2	<i>Normalized offset measuring signal 2</i>

Der Unterteilungswinkel φ_{SD} und der Unterteilungswinkelfehler $\Delta\varphi_{SD}$ ergibt sich zu:

$$\varphi_{SD} = \arctan\left(\frac{u_1^*}{-u_2^*}\right) = \arctan\left(\frac{U_{01}^* + \hat{u}_1^* \sin\left(\varphi_{SP} + \frac{\Delta\varphi_{PS}}{2}\right)}{-U_{02}^* + \hat{u}_2^* \cos\left(\varphi_{SP} - \frac{\Delta\varphi_{PS}}{2}\right)}\right) \quad (10.16a)$$

$$\Delta\varphi_{SD} = \varphi_{SP} - \varphi_{SD} = \varphi_{SP} - \arctan\left(\frac{U_{01}^* + \hat{u}_1^* \sin\left(\varphi_{SP} + \frac{\Delta\varphi_{PS}}{2}\right)}{-U_{02}^* + \hat{u}_2^* \cos\left(\varphi_{SP} - \frac{\Delta\varphi_{PS}}{2}\right)}\right) \quad (10.16b)$$

Tabelle 10.3 zeigt eine Näherungslösung für den Fehler des Unterteilungswinkels $\Delta\varphi_{SD}$ bei ausgewählten Abweichungen der Messsignale. Daraus kann der Positionsmessfehler in einer Signalperiode berechnet werden (Gl. (10.13b)). Die Näherungslösung gilt nur für kleine Abweichungen der Messsignale. Dies ist für die in diesem Lehrbuch beschriebenen Positionsmessgeräte, die nach dem aktuellen Stand der Technik arbeiten, erfüllt. Der Faktor χ_A definiert das Amplitudenverhältnis der beiden Messsignale:

$$\chi_A = \frac{\hat{u}_1^*}{\hat{u}_2^*} = \frac{\hat{u}_1}{\hat{u}_2} \quad (10.17)$$

χ_A Amplitudenverhältnis *Amplitude ratio*

Tabelle 10.3 Näherungslösung für kleine Abweichungen der Messsignale

Signalabweichung der Messsignale	Unterteilungswinkelfehler
1. Ungleiche Signalamplituden	$\Delta\varphi_{SD} = \frac{1 - \chi_A}{2\chi_A} \sin(2\varphi_{SP})$
2. Phasenwinkelfehler	$\Delta\varphi_{SD} = -\frac{1}{2} \Delta\varphi_{PS} \cos(2\varphi_{SP})$
3. Nullpunktabweichung Messsignal 1	$\Delta\varphi_{SD} = U_{01}^* \cos(\varphi_{SP})$

Um die Qualität der Abtastung und Elektronik von Positionsmessgeräten, auch unabhängig vom Messprinzip und von der Signalperiode des jeweiligen Messgerätes, quantitativ beurteilen zu können, wird der maximale Messfehler in einer Signalperiode auf die Signalperiode des Messgerätes bezogen (Gl. (10.18)). Dieser Kennwert wird als relativer Positionsmessfehler in einer Signalperiode bezeichnet und als Prozentwert angegeben. Je kleiner der Wert, umso höher ist die Qualität des Gerätes. Typische Werte sind im Bereich $\pm 1\%$ bis $\pm 0,1\%$. Diese Definition zur Charakterisierung ist auch aus Sicht des Anwenders vorteilhaft, da diesen nicht primär einzelne Signalabweichung interessieren, sondern der durch Signalabweichungen verursachte Positionsmessfehler.

$$\chi_{SP} = \pm \frac{|\Delta\hat{y}_{SP}|}{x_{SP}} \quad (10.18)$$

χ_{SP}	Relativer Positionsmessfehler in einer Signalperiode	<i>Relative position measuring error in one signal period</i>	%
$\Delta\hat{y}_{SP}$	Maximaler Positionsmessfehler in einer Signalperiode	<i>Maximal position measuring error in one signal period</i>	m,rad

Für Geräte zur Bestimmung der Winkelposition mit 2048 Signalperioden pro Umdrehung, entspricht eine Signalperiode ca. $600''$ ($1'' = 1/3.600^\circ$). Ist der maximale Positionsmessfehler in einer Signalperiode $\Delta y_{SP} = \pm 6$ arcsec, so besitzt das Messgerät einen relativen Positionsmessfehler in einer Signalperiode von $\chi_{SP} = \pm 1\%$

Zusätzlich zum Einfluss auf die Messgenauigkeit, haben Messfehler in einer Signalperiode Einfluss auf das dynamische Verhalten von positions- und drehzahlgeregelten Antrieben. So wird unter anderem dadurch das Gleichlaufverhalten vor allem im Bereich niedriger Drehzahlen oder Geschwindigkeiten maßgeblich beeinflusst. Auch können dadurch schwach gedämpfte mechanische Eigenschwingungen einer Maschine angeregt werden.

Insbesondere abhängig vom Messprinzip besitzen Positionsmessgeräte, bei vertretbaren Toleranzen zwischen den beiden relativ zueinander bewegten Teilen des Messgerätes, sehr unterschiedliche Signalperioden (lineare Messgeräte) bzw. Signalperioden pro Umdrehung (rotatorische Messgeräte). Daher ist der Positionsmessfehler in einer Signalperiode mehr oder weniger groß (Tabelle 10.4). Dies erklärt, warum bei hohen Anforderungen an die Antriebsdynamik photoelektrische Messgeräte eingesetzt werden. Die Messprinzipien werden in Abschnitt 10.5 bis Abschnitt 10.7 beschrieben.

Tabelle 10.4 Vergleich Messprinzipien bei gleichem relativem Positionsmessfehler in einer Signalperiode

	Signalperiode typisch	Positionsmessfehler in einer Signalperiode*
Photoelektrisch	200 µm – 0,128 µm	±1 µm – ± 0,001 µm
Magnetisch	2 mm – 200 µm	±10 µm – ± 1 µm
Induktiv	20 mm – 2 mm	±100 µm – ± 10 µm

* Bei relativem Positionsmessfehler in einer Signalperiode von $\chi_{SP} = \pm 0,5\%$

■ 10.3 Unterscheidungsmerkmale

Die wichtigsten Unterscheidungsmerkmale von Positionsmessgeräten sind in Tabelle 10.5 dargestellt.

Tabelle 10.5 Unterscheidungsmerkmale Positionsmessgeräte

Messprinzip	Photoelektrisch, magnetisch, induktiv oder kapazitiv
Messverfahren	Absolut oder inkremental
Bauart	Eigengeführt oder fremdgeführt bzw. mit oder ohne Eigenlagerung
Schutzart	Offen oder gekapselt
Ankopplung*	Elastisch oder starr
Unterscheidbare Umdrehungen**	Eine (Singleturn) oder mehrere (Multiturn)
Übertragung Positionsinformation	Analog oder digital

* an das zu messende Maschinenelement; ** nur bei absoluten Geräten zur Winkelmessung

Ein mehrere Antriebseigenschaften beeinflussendes Unterscheidungsmerkmal ist das dem Messgerät zu Grunde liegende Messprinzip. Bei ca. 90 % der weltweit produzierten Servoantriebe erfolgt die Positionsmessung mittels photoelektrischer Messgeräte. In Servomotoren werden hauptsächlich photoelektrische Messgeräte und zum Teil induktive Messgeräte eingebaut. Positionsmessgeräte, die separat an die anzutreibende Masse angebaut werden, nutzen überwiegend photoelektrische und vereinzelt magnetische oder induktive Messprinzipien. Kapazitive Messgeräte sind wenig verbreitet. Die Wirkungsweise der wichtigsten Prinzipien wird später bei den einzelnen Messgeräten erläutert.

Zur Steuerung und Regelung von Prozessen ist es häufig erforderlich, die Position eines Punktes einer Maschine in einem oder mehreren Freiheitsgraden zu kennen. Um die Position des Punktes zu bestimmen, wird üblicherweise die Istposition der einzelnen Bewegungssachsen (Servoantriebe) benutzt. Bei Maschinenkinematiken, bei denen Bewegungen gekoppelt sind, wie z. B. bei 5-achsigen Robotern oder Werkzeugmaschinen, müssen die Einzelpositionen der Bewegungssachsen (Maschinenkoordinatensystem) in Raumkoordinaten (Raumkoordinatensystem) am TCP (Tool Center Point) umgerechnet werden.

Zur eindeutigen Definition der Position in einer Maschine wird ein Nullpunkt (Maschinennullpunkt) festgelegt. Das Positionsmessgerät muss einen eindeutigen Bezug zum Maschinennullpunkt im gesamten Bewegungsbereich ermöglichen. Das Messverfahren gibt an, ob nach dem Einschalten der Spannungsversorgung des Messgerätes eine Bewegung der Maschinenachse erforderlich ist, um diesen Positionsbezug zu erhalten. Bei absoluten Messgeräten ist keine Bewegung erforderlich. Jede einzelne Signalperiode des Inkrementalsignals innerhalb des Messbereiches ist codiert und dadurch eindeutig gekennzeichnet (Bild 10.8, oben).

Inkrementale Messgeräte liefern nach dem Einschalten zunächst nur eine Positionsinformation relativ zur Position beim Einschalten. Sie haben daher meist eine Referenzmarke an einem definierten und der Steuerungseinrichtung bekannten Punkt des Messbereiches. Um einen eindeutigen Positionsbezug in der Maschine zu erhalten, muss die Referenzmarke nach dem Einschalten der Spannungsversorgung einmalig mittels einer sogenannten Referenzpunkt-fahrt überfahren werden. Zur Minimierung des Verfahrweges bei der Referenzpunktfahrt gibt es auch inkrementale Messgeräte mit abstandscodierten Referenzmarken (Bild 10.8, unten).

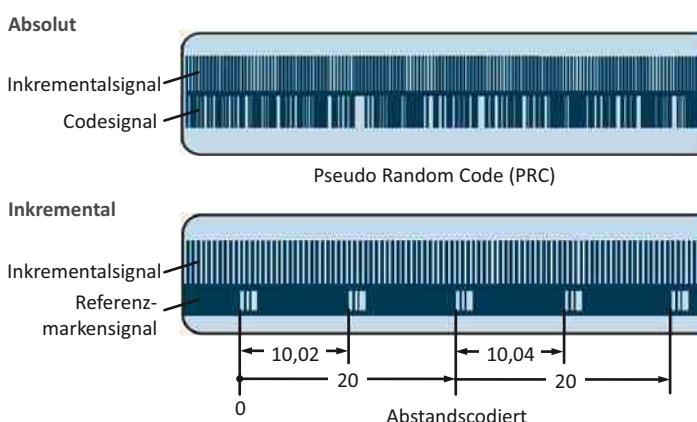


Bild 10.8 Messverfahren am Beispiel von photoelektrischen Messgeräten (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH)

Dabei sind mehrere Referenzmarken mit definiert unterschiedlichem Abstand im gesamten Messbereich verteilt angeordnet. Durch Zählen der Inkremente zwischen zwei benachbarten Referenzmarken kann mittels eines in der Steuerung ablaufenden Algorithmus nach einem sehr kurzen Verfahrweg ein eindeutiger Positionsbezug hergestellt werden.

Das Referenzieren kann auch durch unabhängig vom Messgerät erzeugte Signale erfolgen. Im Wesentlichen gibt es hierzu folgende Verfahren:

- Schaltsignale von separaten berührenden oder berührungslosen Schaltern
- Fahren gegen einen von der Position in der Maschine bekannten mechanischen Anschlag, und Erzeugung eines Schaltsignals bei Überschreitung eines vordefinierten Kraftpegels

Auf Grund vieler Nachteile sind diese Verfahren wenig verbreitet.

Absolute Messgeräte sind aus folgenden Gründen immer vorteilhaft:

- Die Referenzpunktfahrt entfällt.
- Nach Ausfall der Spannungsversorgung während eines Produktionsprozesses ist beim Wiederanlauf einer Maschine mit komplexer Maschinenkinematik die Gefahr von Kollisionen einzelner Maschinenelemente oder von Beschädigungen teurer Betriebsmittel minimiert.
- Wird der Positionsbezug in jedem Abtastzyklus des Motion Controllers vollständig neu bestimmt, können Fehlfunktionen des Messgerätes schneller erkannt werden. Plausibilitätsprüfungen sind in sehr kurzen Zeitabständen, von kleiner als 1 ms möglich. Der zwischen zwei Prüfungen zurückgelegte Weg ist sehr klein. So erfolgt bei einer Verfahrgeschwindigkeit von 1 m/s und einer zyklischen Prüfung im Zeitraster von 1 ms eine Bewegung von nur 1 mm. Die Sicherheit für die Bediener und die Maschine erhöht sich.
- Synchronmotoren können unmittelbar nach dem Einschalten optimal bestromt werden.

Inkrementale Messgeräte werden daher nur dann eingesetzt, wenn für die Messaufgabe kein absolutes Messgerät zur Verfügung steht oder das absolute Messgerät wesentlich teurer ist als die inkrementale Ausführung.

Die Bauart gibt Auskunft darüber, wie aufwendig die Montage des Messgerätes ist. Eigen geführte Messgeräte bzw. Messgeräte mit Eigenlagerung haben eine eigene Führung bzw. Lagerung. Geometrische Abweichungen zwischen dem zu messenden Maschinenelement und dem Messgerät, wie z. B. Fluchtungsfehler, werden durch eine vom Hersteller in das Messgerät eingebaute oder eine separat angebaute Kupplung ausgeglichen. Dadurch sind vergleichsweise große Montagetoleranzen zulässig und die Montage ist einfach. Fremdgeführte Messgeräte bzw. Messgeräte ohne Eigenlagerung nutzen die Führung bzw. Lagerung der Maschine. Sie können nur eingesetzt werden, wenn die Maschinenglagerung bzw. die Maschinenführung genau genug ist, um die mechanischen Toleranzen, die für die Funktion des Messgerätes erforderlich sind, einzuhalten. Die größten Vorteile dieser Messgeräte sind hohe Messgenauigkeit und kompakte Bauweise. Bei der Montage ist allerdings eine vergleichsweise genaue mechanische Justage der beiden zueinander beweglichen Teile des Messgerätes erforderlich.

Die Schutzart gibt erste Aufschlüsse über die Umgebungsbedingungen, in denen das Messgerät betrieben werden kann. Gekapselte Geräte erlauben den Einsatz in stark verschmutzten Umgebungen, wie sie z. B. in Werkzeugmaschinen durch Kühl-Schmiernittel und Späne auftreten. Wird das Messgerät in sauberen Umgebungen betrieben, z. B. in Reinräumen bei der Fertigung von Halbleitern, so können offene Geräte verwendet werden.

Einen wesentlichen Einfluss auf das statische und dynamische Verhalten eines Servoantriebes hat die Art der mechanischen Ankopplung des Messgerätes an das zu messende Maschinen-

teil. Wird, z. B. zum Ausgleich von Anbautoleranzen oder thermischen bedingten Längen- und Winkeländerungen, eine in das Messgerät eingebaute oder eine separate an das Messgerät angebaute Kupplung eingesetzt, so ist die Ankopplung mehr oder weniger elastisch. Damit diese Elastizität das dynamische Verhalten des Antriebes nicht begrenzt, ist die Eigenfrequenz des Kupplungssystems ausreichend hoch zu dimensionieren. Für hochdynamische Antriebe, wie z. B. Direktantriebe, sind Eigenfrequenzen im Bereich von 2 kHz anzustreben.

Beispiele für Bauarten, Schutzarten und Ankopplungen zeigen die folgenden Bilder. Bild 10.9 zeigt ein gekapseltes eigengeföhrtes Längenmessgerät für verschmutzte Umgebungsbedingungen mit elastischer Ankopplung. Es wird unter anderem in numerisch gesteuerten Werkzeugmaschinen eingebaut. Das Aufbauprinzip des Gerätes ist in Bild 10.10 dargestellt. Im Abschnitt 10.5 wird auf das Funktionsprinzip eingegangen.



Bild 10.9 Gekapseltes Längenmessgerät (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH, Baureihen LS und LC)

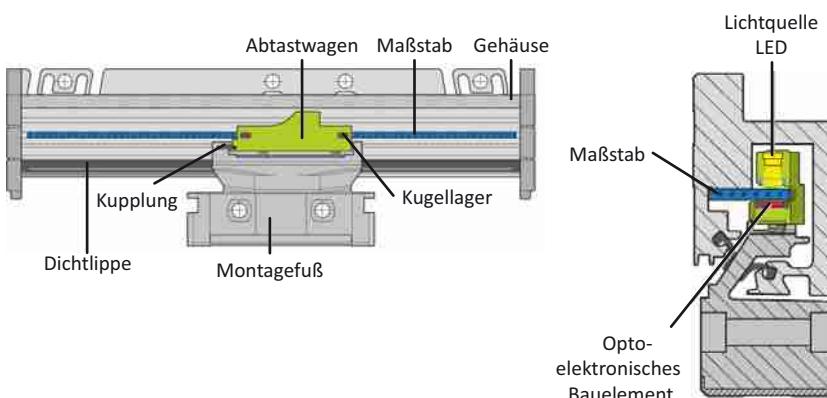


Bild 10.10 Aufbauprinzip gekapseltes Längenmessgerät – Längs- und Querschnitt (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH)

Die in Bild 10.11 gezeigten offenen Winkelmessgeräte besitzen keine eigene Lagerung und können nur in sauberen Umgebungen eingesetzt werden. Am Beispiel eines Rundtisches ist der Einbau eines offenen Winkelmessgerätes gezeigt (Bild 10.12).

Wird eine lineare Bewegung mit einem rotatorischen Motor gesteuert, so sind fast immer mehrere Motorumdrehungen erforderlich, um den gesamten Verfahrweg der Achse abzudecken. Erfolgt die Positionsmessung lediglich an der Motorwelle, so kann die Position im Verfahrbereich nach dem Einschalten der Spannungsversorgung ohne Bewegung der Motorwelle nur dann bestimmt werden, wenn zu jeder Motorumdrehung ein eindeutiger Bezug zur linearen

Axiale Abtastung
Teilungsträger aus Stahl



Radiale Abtastung
Teilungsträger aus Glas



Bild 10.11 Offene Winkelmessgeräte ohne Eigenlagerung (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH, Baureihen ECA 4000 und ERO 6000)

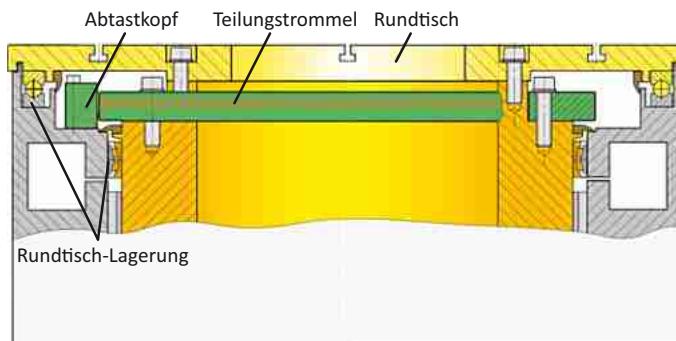


Bild 10.12 Einbau eines offenen Winkelmessgerätes in einen Rundtisch
(© Dr. Johannes Heidenhain GmbH)

Position hergestellt werden kann. Bei absoluten Geräten zur Winkelmessung unterscheidet man daher:

- Singleturm
Die gemessene Winkelposition ist nur in einer Umdrehung absolut.
- Multiturm
Die gemessene Winkelposition ist in vielen Umdrehungen absolut.

Bei der Unterscheidung von Umdrehung sind im Wesentlichen zwei Prinzipien verbreitet:

- Mehrstufige Untersetzungsgetriebe (meist 3-stufig)
In das Messgerät ist ein Getriebe integriert (Bild 10.13), das die Umdrehung der zu messenden Welle in mehreren Stufen ins Langsame übersetzt. Üblicherweise haben alle Getriebestufen das gleiche Übersetzungsverhältnis. In jeder Stufe werden die Umdrehungen entsprechend dem Übersetzungsverhältnis absolut gemessen. Gebräuchliche Stufungen sind 16:1. Damit können mit drei Getriebestufen 4096 Umdrehungen ($16 \times 16 \times 16$) unterschieden werden. Beim im Bild gezeigten Gerätbeispiel wird für die absolute Positionsmeßung in einer Umdrehung der zu messenden Welle ① ein photoelektrisches Messprinzip verwendet. Das Zahnrad auf dieser Welle dient der mechanischen Ankopplung der Multiturm-Getriebeeinheit (Antriebszahnrad ④). Auf den Abtriebswellen jeder Getriebestufe (⑤, ⑥ und ⑦) ist ein Magnet platziert. Mittels eines magnetischen Messprinzips kann die Position der Abtriebswellen jeweils absolut 16 Winkelpositionen zugeordnet werden.

- Batteriegestützter Umdrehungszähler

Einzelne Umdrehungen werden detektiert und elektronisch gezählt. Die Spannungsversorgung des Zählers wird, sofern das Messgerät mit der Hauptspannung versorgt wird, von dieser gespeist. Ansonsten wird der Zähler von einer Batterie (Hilfsspannung) oder einer anderen messgeräteinternen Energiequelle versorgt. Diese Systeme sind nicht immer wartungsfrei, und ein einmaliger Zählfehler führt dauerhaft zu einem Positionsfehler.

Das Thema Übertragung der Positionsinformation wird separat in Abschnitt 10.4 behandelt.

Singleturm



Multiturn-Getriebeeinheit



① Welle an der die Winkelposition zu messen ist - Wellenverzahnung zur mechanischen Ankopplung der Multiturn-Getriebeeinheit (Antriebsseite)

② Gitterstruktur auf Trägerkörper aus Glas (Teilscheibe) zur absoluten Positionsmessung (mit Pseudo-Random-Code, PRC)

③ Beleuchtungseinheit (unterhalb der Teilscheibe)

④ Antriebswelle Getriebe - mechanische Ankopplung zum Singleturm-Teil

⑤ Abtriebswelle der 1sten Getriebestufe (16:1)

⑥ Abtriebswelle der 2ten Getriebestufe (256:1)

⑦ Abtriebswelle der 3ten Getriebestufe (4096:1)

Bild 10.13 Multiturn-Messgerät

■ 10.4 Übertragung der Positionsinformation

Die Übertragung der Positionsinformation des Messgerätes zur überlagerten Elektronik, in der Regel dem Motion Controller, erfolgt entweder analog oder digital. Bei der digitalen Übertragung gibt es zwei Ausführungen:

- Rechtecksignale für eine Zählerauswertung
- serielle Schnittstelle

Die einfachste Methode zur Auswertung der beiden um 90° phasenverschobenen sinusförmigen Messsignale ist, auf deren Nulldurchgänge zu triggern und daraus bereits im Messgerät

rechteckförmige Signale zu erzeugen. Diese digitalisierten Signale werden an den Motion Controller übertragen, und dort in einem Zähler ausgewertet. Dadurch lassen sich Positionsschritte mit einem Viertel der Signalperiode erzeugen (Bild 10.14). Bei dieser Art der Auswertung ist die erreichbare Positionsauflösung vergleichsweise gering.

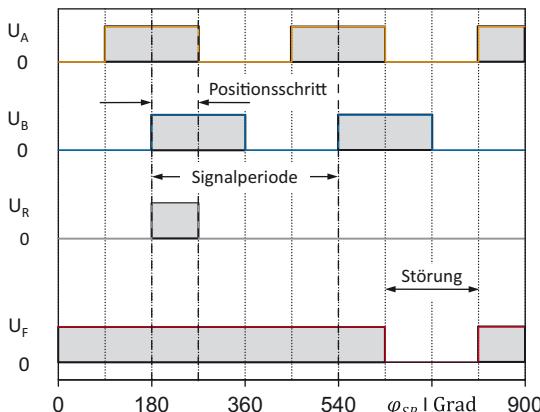


Bild 10.14 Digitalisierte Ausgangssignale (U_A , U_B : Inkrementalsignal; U_R : Referenzmarkensignal; U_F : Störsignal)

Eine Lösung zur Erhöhung der Positionsauflösung ohne hohe Mehrkosten ist, die sinusförmigen Messsignale, welche wie bereits beschrieben in einer Signalperiode absolut sind, elektronisch in feinere Schritte zu unterteilen. In Abschnitt Bild 10.4 ist das Grundprinzip der dafür eingesetzten Auswerteelektronik auf Basis einer arctan-Berechnung beschrieben.

Eine Unterteilung im Messgerät und Übertragung der Positionsinformation mittels Rechtecksignalen, welche im Motion Controller gezählt werden, führt in vielen Anwendungen zu sehr hohen Übertragungsfrequenzen, welche nicht wirtschaftlich über größere Kabellängen übertragbar sind. Besitzt das Messgerät z. B. 2048 Signalperioden pro Umdrehung und werden die Signale nur 10-fach unterteilt, so ergibt sich bei einer Drehzahl von 12.000 min^{-1} bereits eine Übertragungsfrequenz von ca. 4 MHz.

Um diese Problematik zu vermeiden, gibt es grundsätzlich zwei praktikable Lösungen:

- Übertragung der analogen Messsignale

Die sinusförmigen analogen Messsignale werden zum Motion Controller übertragen, dort digitalisiert und anschließend unterteilt. Als Übertragungspegel sind fast ausschließlich 1 V-Spitze-Spitze-Signalpegel eingeführt. Oft wird daher von der 1Vss-Schnittstelle gesprochen.

- Positionswertübertragung mittels serieller Schnittstelle

Die analogen Messsignale werden im Messgerät digitalisiert, anschließend unterteilt und der ermittelte digitale Positions値 mittels einer seriellen Schnittstelle übertragen.

Für hochdynamische Servoantriebe werden heute fast ausschließlich diese beiden Lösungen eingesetzt. Vor allem die deutlich höhere Drehzahlauflösung auf Grund der stark gesteigerten Positionsauflösung ermöglichte die Verbreitung von Servoantrieben mit digitaler Drehzahlregelung. Ein Positionsmessgerät in einem rotatorischen Servomotor mit 2048 Signalperioden pro Umdrehung und 16.384-fach Unterteilung (ca. 33 Millionen Positionsmessschritte

pro Umdrehung) hat in einem digitalen Drehzahlregelkreis mit einer Abtastzeit von $T_S = 100 \mu\text{s}$ ($f_S = 10 \text{ kHz}$) eine Drehzahlauflösung von $q_S = 0,018 \text{ min}^{-1}$.

Mittlerweile haben sich insbesondere im Bereich der Servoantriebstechnik – bis auf wenige Ausnahmen – Positionsmessgeräte mit schnellen seriellen Schnittstellen durchgesetzt. Durch Minimierung der Verarbeitungszeit für die Unterteilung und der Übertragungszeit des gemessenen Positionswertes ergeben sich in fast allen Anwendungen keine Nachteile für die erreichbare Bandbreite des Servoantriebes. Weitere wesentliche Vorteile dieser Art der Übertragung der Positionsinformation sind:

- geringere Verkabelungskosten und weniger Bauraum
Da serielle Schnittstellen weniger Adern im Verbindungskabel benötigen, werden Kabel und Stecker kostengünstiger und benötigen weniger Bauraum.
- kürzere und weniger fehleranfällige Inbetriebnahme
Sämtliche das Messgerät und ggf. den Motor betreffenden Informationen können in einem messgeräteinternen Speicher vom Hersteller während der Produktion gespeichert werden. Sie können von der Folgelektronik (in der Regel dem Motion Controller) ausgelesen werden. Eine zeitaufwändige und fehleranfällige manuelle Inbetriebnahme an der Folgeelektronik entfällt (Plug and play-Prinzip).

Als Beispiel für eine serielle Schnittstelle zu Positionsmessgeräten wird im Folgenden die Schnittstelle EnDat 3® beschrieben. Die Schnittstellen ist als OSI-orientiertes Schichtenmodell nach dem Master-Slave-Prinzip aufgebaut (Bild 10.15).

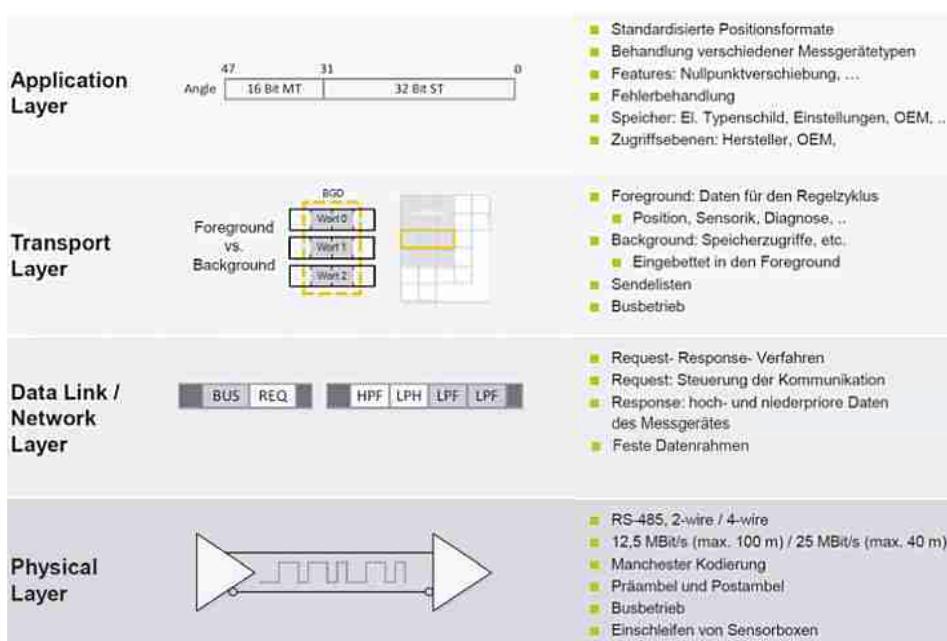


Bild 10.15 Beispiel für serielle Schnittstelle für Positionsmessgeräte EnDat 3® mit OSI-orientiertem Schichtenmodell (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH)

- **Foreground-Kommunikation**

Sie ist für Daten vorgesehen, die im Kommunikationszyklus (meist dem Abtastakt des Reglers) zur Verfügung stehen sollen. Hier werden echtzeitkritische Informationen, wie der Positionsmesswert, übertragen.

- **Background-Kommunikation**

Sie ist für Daten mit niedrigeren zeitlichen Anforderungen (keine echtzeitkritischen Daten), z. B. Lesen und Schreiben des Messgerätespeichers vorgesehen.

Die Schnittstelle unterstützt auch einen Busbetrieb. Dies reduziert in Anwendungen mit geringeren dynamischen Anforderungen an die Regelkreise den Verkabelungsaufwand noch weiter.

Insbesondere bei Servomotoren kann der Verkabelungsaufwand dadurch reduziert werden, dass keine separaten Kabel für den Motor und das Positionsmessgerät verwendet werden. Alle Adern für die Leistungs- und Signalübertragung werden in einem Kabel zusammengefasst. Ein Beispiel für eine Ein-Kabel-Lösung (Hybridkabel) für einen Drehstrommotor ist in Bild 10.16 gezeigt. Die Signalbelegung der einzelnen Kontakte des Hybridkabels ist in Tabelle 10.6 dargestellt.

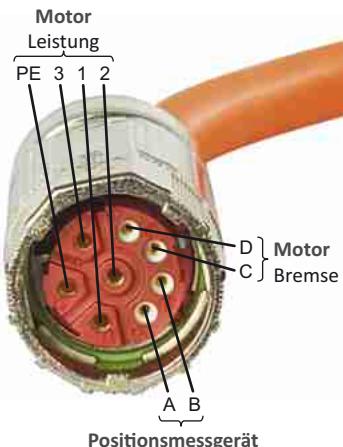


Bild 10.16 Ein-Kabel-Lösung für einen Drehstrommotor
(© Dr. Johannes Heidenhain GmbH)

Tabelle 10.6 Signalbelegung der einzelnen Kontakte des Hybridkabels

			Kontakt
Motor	Leistung	Leiterspannung U	1
		Leiterspannung V	2
		Leiterspannung W	3
		Schutzleiter (Protective Earth)	PE
	Bremse	B+	C
		B-	D
Positionsmessgerät	Spannungsversorgung und serielle Datenübertragung	P+	A
		P-	B

Eine Zusammenfassung wichtiger Vor- und Nachteile von Übertragungsarten der Positionsinformation zeigt Tabelle 10.7.

Tabelle 10.7 Vor- und Nachteile der Schnittstellen

	Sinusförmige Signale ~ 1 V _{ss}	Rechtecksignale	Seriell
Übertragungsart	analog	digital	
Echtzeitfähigkeit	ideal	abhängig von der Unterteilungselektronik	abhängig von der Unterteilungselektronik und Übertragungszeit
Unterstützung automatische Inbetriebnahme	nein	nein	ja
Leitungsanzahl			
Inkremental	8–10	8–10	≤ 6
Absolut	10–12	—	≤ 6

■ 10.5 Photoelektrische Messgeräte

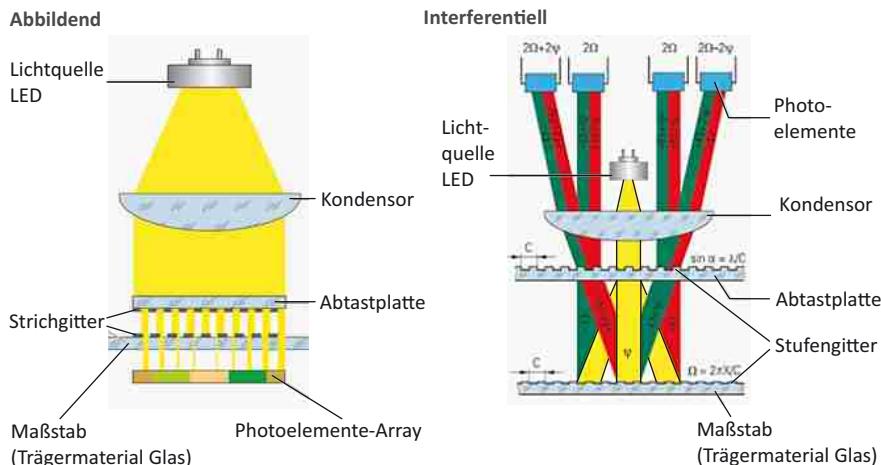
Bei Messgeräten mit photoelektrischem Messprinzip unterscheidet man zwei Verfahren:

- abbildendes Verfahren
- interferentielles Verfahren

Das abbildende Verfahren (Bild 10.17, links) arbeitet mit schattenoptischer Signalerzeugung. Zwei Strichgitter, die jeweils auf einem Trägermaterial aufgebracht sind (Maßstab und Abtastplatte), werden relativ zueinander bewegt. Das Trägermaterial der Abtastplatte ist lichtdurchlässig. Der Maßstab hat entweder ein lichtdurchlässiges Trägermaterial, auf dem lichtundurchlässige Strukturen aufgebracht sind (im Bild dargestellt), oder er besteht aus einem lichtundurchlässigen Trägermaterial mit reflektierenden Strukturen.

Fällt paralleles Licht durch ein Strichgitter, werden in einem bestimmten Abstand Hell/Dunkel-Felder abgebildet. In dieser Ebene befindet sich das zweite Strichgitter. Bei einer Relativbewegung der beiden Gitter zueinander wird das durchfallende Licht moduliert. Stehen Lücken der beiden Gitter übereinander, fällt Licht durch, befinden sich die Striche über den Lücken, herrscht Schatten. Photoempfindliche Bauelemente wandeln die positionsabhängigen Lichtintensitäten in elektrische Signale um. Je kleiner die Periode der Gitterstruktur, umso geringer sind die zulässigen Abstandstoleranzen zwischen Abtastplatte und Maßstab. Spezielle Ausgestaltungen der Abtastplatte führen zu sehr sinusförmigen Messsignalen. Dies ist eine wesentliche Voraussetzung für geringe Positionsmessfehler in einer Signalperiode.

Das interferentielle Verfahren (Bild 10.17, rechts) nutzt zur Erzeugung von Messsignalen die Beugung und die Interferenz des Lichts an feinen Gittern. Hierfür sind dreidimensionale Gitterstrukturen, sogenannte Stufengitter, erforderlich. Auf einer ebenen, reflektierenden Oberfläche sind reflektierende Striche mit typischerweise ca. 0,2 µm Höhe aufgebracht. Davor befindet sich als Abtastplatte ein lichtdurchlässiges Gitter mit der gleichen Periode wie beim Maßstab. Fällt eine ebene Lichtwelle auf die Abtastplatte, wird sie durch Beugung in drei Teilwellen der 1., 0. und -1. Ordnung mit annähernd gleicher Lichtintensität aufgespalten. Sie werden auf dem Maßstab so gebeugt, dass der Großteil der Lichtintensität in der reflektierten 1. und -1. Beugungsordnung steckt. Diese Teilwellen treffen am Gitter der Abtastplatte wieder aufeinander, werden erneut gebeugt und interferieren. Dabei entstehen im Wesentlichen drei Wellenzüge, welche die Abtastplatte unter verschiedenen Winkeln verlassen. Photosensitive



© Dr. Johannes Heidenhain GmbH, 2012

Bild 10.17 Abbildendes und interferentielles Messverfahren (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH)

Elemente wandeln die Lichtintensitäten in elektrische Signale um. Bei einer Relativbewegung zwischen Maßstab und Abtastplatte erfahren die gebrochenen Wellenfronten eine Phasenverschiebung. Die Bewegung um eine Gitterperiode verschiebt die Wellenfront der 1. Beugungsordnung um eine Wellenlänge nach Plus, die Wellenfront der -1. Beugungsordnung um eine Wellenlänge nach Minus. Da die beiden Wellenfronten beim Austritt aus dem Stufengitter miteinander interferieren, verschieben sich die Signale zueinander um zwei Gitterperioden. Man erhält zwei Signalperioden bei einer Relativbewegung um eine Gitterperiode. Es gibt auch Geräte, bei denen mit anderem optischen Aufbau vier Signalperioden entstehen. Interferentielle Messgeräte arbeiten mit Teilungsperioden zwischen $8\text{ }\mu\text{m}$ und $0,512\text{ }\mu\text{m}$. Nach Verschaltung der Messsignale ergeben sich Signalperioden zwischen $4\text{ }\mu\text{m}$ und $0,128\text{ }\mu\text{m}$. Das interferentielle Verfahren liefert prinzipiell sehr sinusförmige Messsignale. Dadurch sind die Positionsmessfehler in einer Signalperiode gering.

■ 10.6 Magnetische Messgeräte

Positionsmessgeräte mit magnetischen Messprinzipien werden nach den physikalischen Effekten, die genutzt werden, unterschieden. Beispiele sind:

- magnetoresistiv
- Hall

Magnetoresistive Geräte nutzen Widerstandsänderungen in veränderlichen Magnetfeldern (Bild 10.18).

Magnetoresistive Winkelmessgeräte liefern durchmesserabhängig typischerweise 256 bis 4.069 sinusförmige Signalperioden/Umdrehung. Das im Bild 10.19 gezeigte Gerät, welches den Halleffekt nutzt, baut sehr klein, erzeugt jedoch nur 1 Sinus- und Cosinus-Signal pro

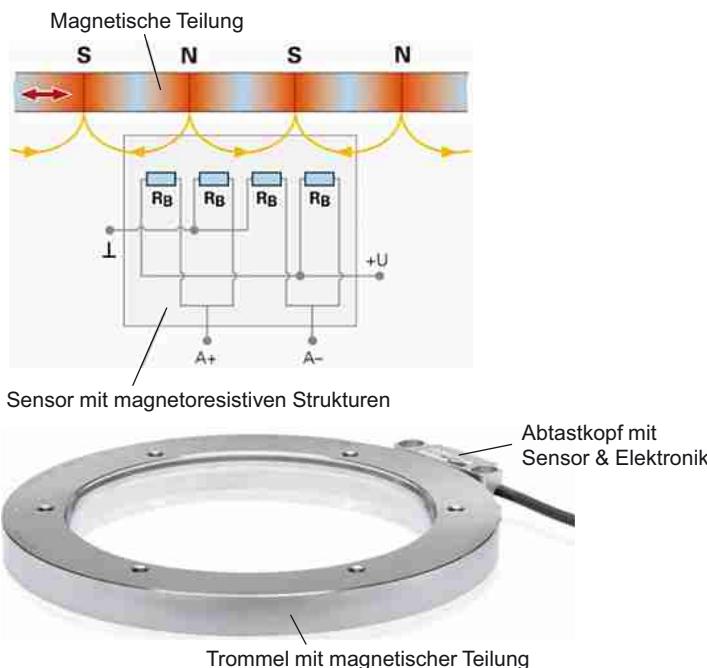


Bild 10.18 Magnetoresistive Messgeräte, Messverfahren (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH)

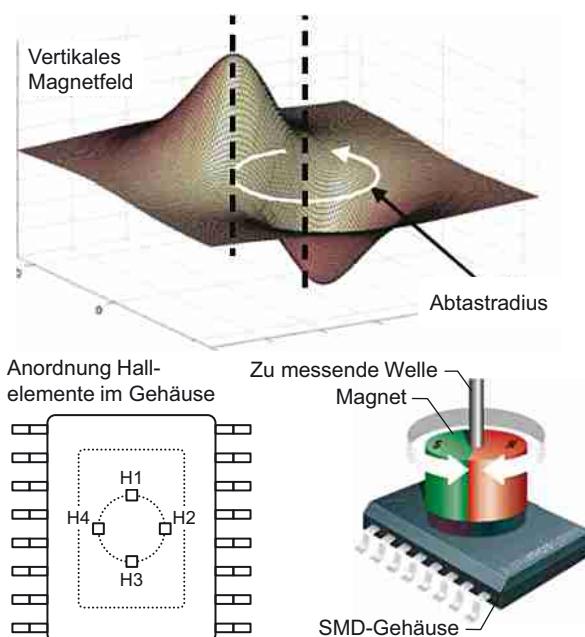


Bild 10.19 Halleffekt-basierte Messgeräte (© austriamicrosystems AG)

Umdrehung. Abhängig von der Messaufgabe ist das eine oder das andere Messgerät besser geeignet.

Werden Hallelemente in ein Magnetfeld gebracht, so sammeln sich positive und negative Ladungen auf jeweils unterschiedlichen Seiten des Hallelementes. Bei dem im Bild 10.19 gezeigten Gerät werden mehrere Hallelemente (X_1 , X_2 , Y_1 und Y_2) in einen hochintegrierten Schaltkreis eingebaut. Ein Magnet wird über dem Schaltkreis zentrisch auf der zu messenden Welle platziert. Das in einer Umdrehung sich sinusförmig ändernde Magnetfeld wird durch die Hallelemente detektiert. Die im Schaltkreis integrierte Auswerteelektronik ermittelt daraus die Winkelposition.

■ 10.7 Induktive Messgeräte

Die älteste Anwendung des induktiven Messprinzips in Servoantrieben ist der Resolver (Bild 10.20). Er wird auch heute noch in Servomotoren eingebaut, bei denen keine hohen Anforderungen an Genauigkeit und Drehzahlkonstanz gestellt werden.

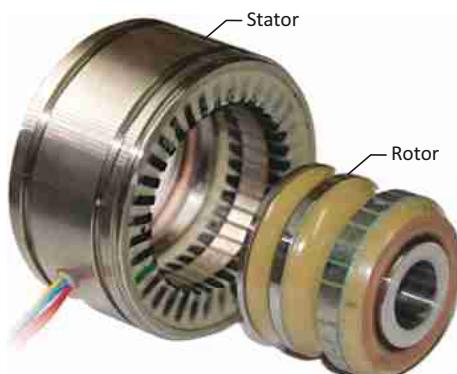


Bild 10.20 Resolver (© LTN Servotechnik GmbH)

Ein wartungsfreier Resolver benötigt zur Messung der Winkelposition mehrere Wicklungen (Bild 10.21). Um schleifende Kontakte zu vermeiden, wird der Rotor mittels eines Übertragers (Trafo) mit Wechselstrom einer konstanten Frequenz versorgt (Anregungssignal). Der Rotor erzeugt ein magnetisches Wechselfeld (Erregerfeld). Abhängig von der Winkelposition des Rotors ändert sich die Orientierung des magnetischen Feldes. Im Stator befinden sich zwei identische Wicklungen, die über dem Umfang äquidistant verteilt sind.

Am Ausgang der Wicklungen erhält man zwei um 90° elektrisch phasenverschobene Spannungen, deren Frequenz mit der Frequenz des Anregungssignals übereinstimmt (Bild 10.22). Bei einem Resolver mit Polpaarzahl eins sind die beiden Wicklungen um 90° mechanisch zueinander versetzt. Die Amplitude der beiden Messsignale ist abhängig von der Winkelposition des Rotors (Orientierung des Erregerfeldes).

Nach einer Demodulation ergeben sich ein Sinus- und ein Cosinus-Signal pro Umdrehung. Diese beiden Signale werden wie eingangs beschrieben unterteilt. Der Resolver kann statt der hier gezeigten Ausführung auch mit Polpaarzahlen größer eins ausgeführt werden. Diese Resolvers sind genauer, haben aber den Nachteil, dass sie nicht mehr absolut in einer Umdrehung

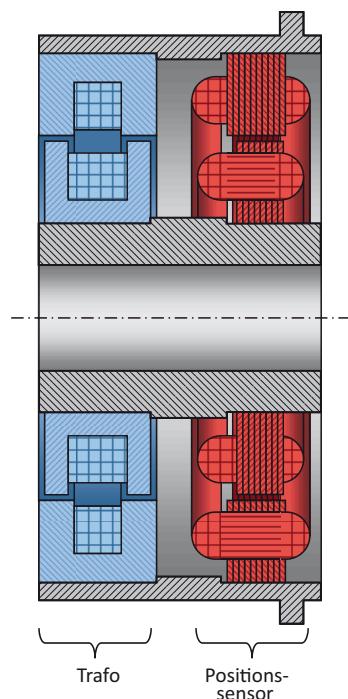


Bild 10.21 Aufbau eines Resolvers (© LTN Servotechnik GmbH)

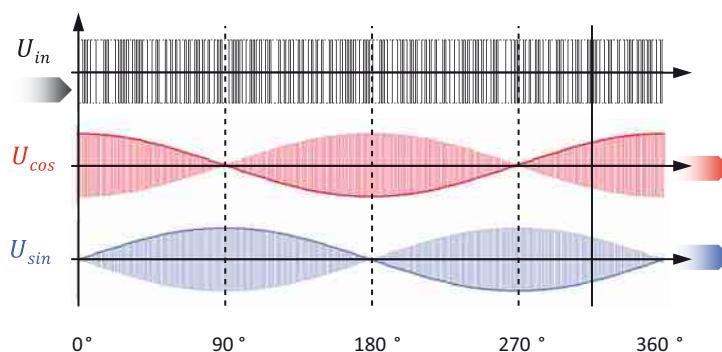


Bild 10.22 Eingangs- und Ausgangssignale (© LTN Servotechnik GmbH)

sind. Typischerweise haben Servoantriebe mit Resolvern 1024 bis 4096 Positionsmessschritte pro Umdrehung. Resolver lassen Arbeitstemperaturen bis 155 °C und Vibrationen bis 50 m/s² zu.

Bei dem in Bild 10.23 gezeigten induktiven Messgerät werden wie bei einem Resolver eine Trägerfrequenz erzeugt und die beiden Messsignale amplitudenmoduliert. Die Trägerfrequenz ist deutlich höher als bei Resolvoren. Dadurch wird das dynamische Verhalten verbessert. Die Geräte haben typischerweise 64, 32 oder 16 sinusförmige Messsignale pro Umdrehung. Diese Signale werden 16.384-fach unterteilt, wodurch sich eine Positionsauflösung von gut 500.000 Messschritten pro Umdrehung ergibt. Der Positionswert ist immer absolut, und es gibt Ausführungen mit 4096 unterscheidbaren Umdrehungen (Multiturn-Geräte) und batteriegepufferte

Geräte. Sowohl die Erzeugung der Trägerfrequenz als auch die gesamte Positionsauswertung erfolgt im Gerät.



Bild 10.23 Induktives Messgerät (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH, Baureihe ECI/EQI)

■ 10.8 Thermische Effekte

In den meisten Anwendungen haben thermisch bedingte Verlagerungen ihre Ursache in elektrischen und mechanischen Leistungsverlusten der Antriebssysteme. Exemplarisch wird hier auf die thermisch bedingte Verlagerung der linearen Achse eines elektromechanischen Servoantriebes eingegangen. Materialien ändern ihre Länge mit der Temperatur (Bild 10.24). Die Längenänderung ist durch den thermischen Längenausdehnungskoeffizient definiert. Typische Werte für einige Materialien zeigt Tabelle 10.8.



$$\Delta l_{Th} = \alpha_{Th} \Delta T l_0$$

Bild 10.24 Thermische Längenänderungen

Stahl	11
Aluminium	23
Glas	9
Silizium	4

Tabelle 10.8 Thermische Längenänderungen

Thermisch bedingte Längenänderungen berechnen sich zu:

$$\Delta l_{Th} = \alpha_{Th} \Delta T l_0 \quad (10.19)$$

Δl_{Th}	Thermische Längenänderung	<i>Thermal length change</i>	m
α_{Th}	Thermischer Längenausdehnungskoeffizient	<i>Coefficient of thermal expansion (CTE)</i>	K ⁻¹
ΔT	Temperaturänderung	<i>Temperature change</i>	K
l_0	Ausgangslänge	<i>Initial length</i>	m

In einem Gewindetrieb treten Leistungsverluste hauptsächlich in der Gewindemutter auf. Diese führen zu einer Erwärmung der Gewindespindel, wie dies in der Thermographieaufnahme (Bild 10.25) für den Vorschubantrieb einer Werkzeugmaschine visualisiert ist. Nach dem Reversierbetrieb über 6 Stunden mit einer Geschwindigkeit von $v = 24 \text{ m/min}$ zwischen zwei Positionen mit einem Abstand von $\Delta x = 150 \text{ mm}$ ergibt sich die gezeigte Temperaturverteilung. Zur Bildaufnahme wurde der Schlitten am Ende aus dem Aufnahmebereich der Wärmebildkamera bewegt. Auf der linken Seite sind der Zahnriemen und das Festlager der Vorschubachse zu erkennen.

Der starke Einfluss thermischer Verlagerungen auf die Positioniergenauigkeit kann anhand einer einfachen Berechnung verdeutlicht werden. Erfolgt die Ermittlung der Rückführgröße für den Positionsregler ausschließlich auf Basis der Positionsmessung am Motor, wird eine Gewindespindel aus Stahl mit einer Länge von einem Meter und eine örtlich konstante Temperaturerhöhung von $\Delta T = 20 \text{ K}$ angenommen, so ergibt sich ein thermisch bedingter Positionsfehler von $\Delta x_p \approx 200 \mu\text{m}$.

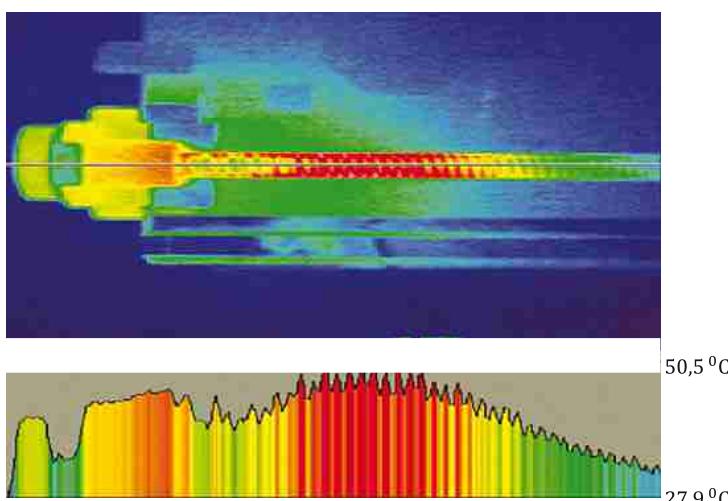


Bild 10.25 Thermographieaufnahme einer Linearcha... (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH)

Der Einfluss des Messortes, der als Quelle für das Rückföhrrsignal des Positionsreglers benutzt wird, auf die Positionsgenauigkeit soll mittels der Serienproduktion eines einfachen Werkstücks gezeigt werden. Bild 10.26 zeigt die Bearbeitungsaufgabe, bei der ein gleichmäßig über die Länge verteiltes Lochbild hergestellt und die Enden bearbeitet werden sollen. Anstatt mehrere Werkstücke herzustellen, werden die Bewegungen für alle Werkstücke eines Produktionsloses in Längs- und Querrichtung des Werkstückes (X- und Y-Achse) an einem einzigen Werkstück ausgeführt. Im ersten Schritt werden die Enden und die drei Bohrungen mit einer Zustelltiefe in Z-Richtung von 2 mm gefräst. Anschließend werden die Verfahrbewegungen für 30 weitere Werkstücke ohne Werkzeugkontakt ausgeführt. Danach erfolgt eine Bearbeitung am Werkstück mit einer zusätzlichen Zustellung von 2 mm. Insgesamt werden 10 dieser Durchläufe durchgeführt. Die Dauer für diesen Versuch beträgt 70 min.

Wird die Rückführgröße für den Positionsregler aus der Winkelposition am Motor ermittelt, ergeben sich erhebliche thermisch bedingte Verschiebungen der einzelnen Bohrpositionen

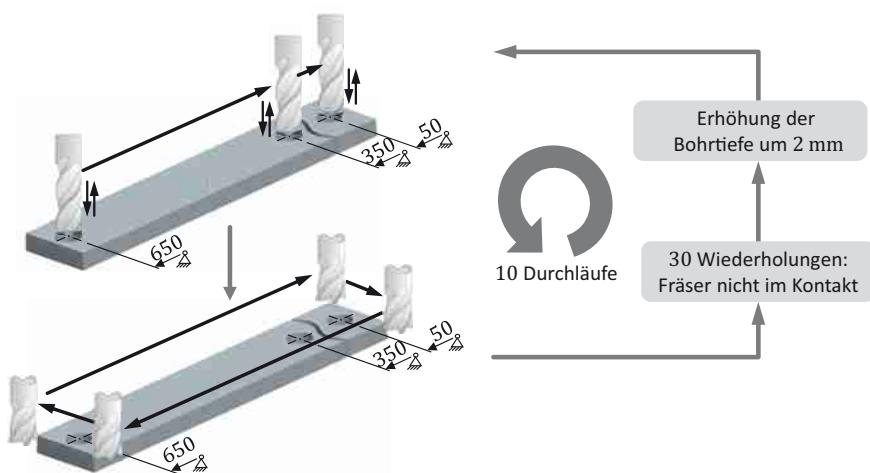
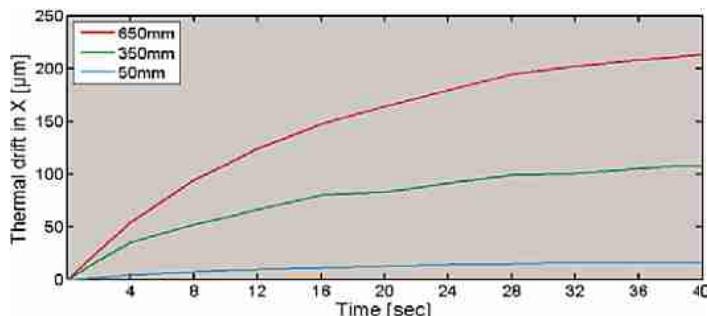


Bild 10.26 Bearbeitungsaufgabe (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH)

(Bild 10.27). Die Verschiebungen resultieren aus der Längenänderung der Gewindespindel, die durch Leistungsverluste in der Gewindemutter hervorgerufen werden. Je weiter der Bearbeitungspunkt vom Festlager entfernt ist, umso größer ist die thermische Verlagerung. Wird ein Längenmessgerät am Schleifschlitten als Quelle für das Rückführsignal des Positionsreglers für die gleiche Bearbeitungsaufgabe benutzt, wird eine erhebliche Verbesserung erreicht (Bild 10.28).

Thermische Verlagerung an unterschiedlichen Positionen (ISO 230-3)



Abweichung des Lochbildes mit Rückführgröße aus Positionsmessung am Motor

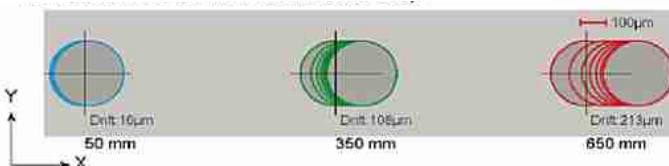
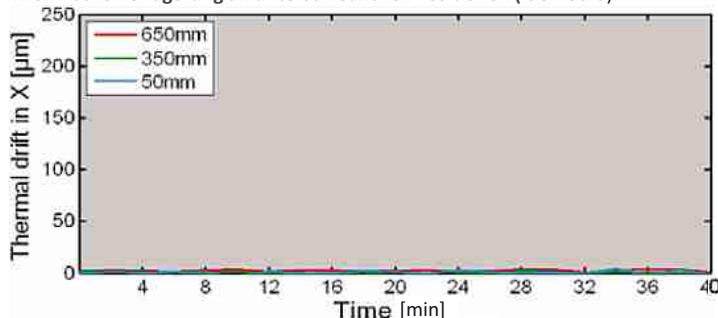


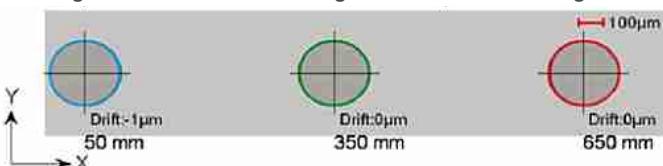
Bild 10.27 Thermisch bedingte Positionsfehler mit Rückführgröße für den Positionsregler aus Positionsmessung am Motor (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH)

Wird die Motorwelle als Messort zur Bestimmung der Rückführgröße für die Position benutzt, zeigt sich am bearbeiteten Werkstück die thermische Verlagerung als Stufen am Werkstück-

Thermische Verlagerung an unterschiedlichen Positionen (ISO 230-3)



Abweichung des Lochbildes mit Rückführgröße aus Positionsmessung am Schlitten

**Bild 10.28** Thermisch bedingte Positionsfehler mit Rückführgröße für den Positionsregler aus Positionsmessung am Schlitten (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH)① Rückführgröße Position am Motor
→ Thermisch bedingter Positionsfehler② Rückführgröße Position am Schlitten
→ Kein thermisch bedingter Positionsfehler**Bild 10.29** Bearbeitungsergebnis mit unterschiedlichem Messort zur Bestimmung der Rückführgröße für den Positionsregler (© Dr. Johannes Heidenhain GmbH)

de und in der Bohrung (Bild 10.29). Die thermische Verlagerung der am weitesten vom Festlager entfernten Bohrung beträgt 213 µm. Wird ein hochgenaues Längenmessgerät am Schlitten eingesetzt, kann die thermische Verlagerung kompensiert werden.

11

Servoantriebe

Servoantriebe können zur Steuerung und Regelung unterschiedlichster Prozesse eingesetzt werden. Meist werden folgende Regelgrößen unterstützt:

- Position
- Drehzahl bzw. Geschwindigkeit
- Drehmoment bzw. Kraft

Damit sind folgende Betriebsmodi zu unterscheiden:

- positionsgeregelter Betrieb
- drehzahlgeregelter oder geschwindigkeitsgeregelter Betrieb
- drehmomentgeregelter oder kraftgeregelter Betrieb

Entweder wird der Betriebsmodus einmalig bei der Inbetriebnahme festgelegt oder es erfolgt eine vom Zustand des zu steuernden Prozesses abhängige Umschaltung zwischen den Betriebsmodi (Ablöseregelung). Prozessbeispiele, die eine Umschaltung erfordern, sind:

- Fügeaufgaben bei der automatischen Montage (Positionsregelung ↔ Kraftregelung)
- Kunststoffspritzguss (Geschwindigkeitsregelung ↔ Kraftregelung)

Bei positionsgeregelterem Betrieb muss die Position an der anzutreibenden Masse statisch und dynamisch möglichst genau mit der programmierten Position übereinstimmen. Der zu steuernde Prozess definiert die erforderliche Positionsgenauigkeit der Maschine. Die statische und dynamische Positionsabweichung (Abweichung zwischen programmierte und tatsächlicher Bewegung in allen Maschinenkoordinaten) wird durch mehrere Faktoren beeinflusst. Dazu zählen die:

- geometrische Genauigkeit der Maschine
- Eigenschaften mechanischer Übertragungselemente im Antriebsstrang
- Verformungen der Maschinenstruktur unter Last (z. B. durch Bearbeitungskräfte)
- thermisch bedingte Verformungen der Maschine
- Eigenschaften der Maschinensteuerung
- Eigenschaften der Regelung der Antriebe
- Eigenschaften der Messgeräte

In diesem Kapitel werden nur Regelungseigenschaften der Antriebe betrachtet. Die Differenz aus Sollposition und gemessener Position wird im Weiteren als Positionsfehler e_p bezeichnet.

$$e_p = w_p - y_p \quad (11.1)$$

e_p	Positionsfehler	Position error	m,rad
w_p	Sollposition	Reference position	m,rad
y_p	Gemessene Position	Measured position	m,rad

Es ist zu beachten, dass bei dieser Verwendung des Begriffs Positionsfehler, nur ein Fehleranteil aus dem gesamten Positionsfehler, der die Maschinengenauigkeit beeinflusst, beschrieben wird. Sofern nicht anders angegeben, ist die gemessene Position identisch mit der Istposition, d. h. es wird angenommen, dass das Positionsmessgerät keinen Messfehler besitzt. Dann gilt:

$$e_P = w_P - x_P; \quad y_P = x_P \quad (11.2)$$

x_P Istposition Actual value position m,rad

■ 11.1 Anforderungen und Kenngrößen

Für Servoantriebe gibt es eine Vielzahl von Anforderungen an das statische und dynamische Verhalten. Zur vergleichenden Beurteilung gibt es Kenngrößen, die teilweise aus der Regelungstechnik bekannt sind. Insbesondere folgende Fragestellungen sind von Interesse:

- Wie beeinflusst eine Veränderung des Sollwertes (Position, Geschwindigkeit/Drehzahl oder Kraft/Drehmoment) den Istwert der anzutreibenden Masse? Dieser Zusammenhang wird „Führungsverhalten“ genannt.
- Wie beeinflusst eine Veränderung der Last (Lastkraft oder Lastdrehmoment) die Istgeschwindigkeit oder Istdrehzahl und die Istposition der anzutreibenden Masse? Dieser Zusammenhang wird „Lastverhalten“ genannt. Die Last ist eine Störgröße des Regelkreises (Laststörung).
- Viele Prozesse benötigen eine konstante Geschwindigkeit oder Drehzahl, um optimale Produktions- oder Messergebnisse zu erzielen. Daher ist es sehr wichtig, wie gut die Istposition der Sollposition bei einer Bewegung mit konstanter Geschwindigkeit oder Drehzahl folgt. Diese charakteristische Kenngröße wird in der Antriebstechnik häufig „Schleppabstand“ oder „Schleppfehler“ genannt. Regelungstechnisch entspricht dies dem Regelfehler bei konstanter Geschwindigkeit oder Drehzahl.
- Wie schnell erfolgt ein Positionierungsvorgang und welches Verhalten tritt dabei auf? Dies wird im Oberbegriff „Positionierverhalten“ zusammengefasst.
- Wie genau kann eine Position gehalten werden? Dies wird mit dem Oberbegriff „Positionsstabilität“ beschrieben.
- Wie konstant ist die Geschwindigkeit einer Bewegung? Der verwendete Begriff für diese Eigenschaft ist „Geschwindigkeitskonstanz“.
- Wie empfindlich reagiert das Antriebssystem auf Rauschen in den Signalpfaden oder Parametervariationen in den Systemkomponenten? Dies wird durch „Sensitivitätsanalysen“ beschrieben. Die Ausgangssensitivität (im Folgenden nur Sensitivität genannt) ist bei der „Sensitivitätsanalyse“ eine Worst-case-Betrachtung für eine Störung, da der Eingang für diese Störung die zu regelnde Größe ohne Verzögerung beeinflusst. Hierbei ist zu beachten, dass diese Größe nicht wie die Lastkraft oder das Lastdrehmoment einen physikalischen Eingang darstellt, sondern als Größe eingeführt wird, um das Regelkreisverhalten für jegliche Störung in einem Signalpfad abzusichern (Robustheit).

Tabelle 11.1 Dynamische Beurteilung von Servoantrieben – Übertragungsverhalten

Eingangsseite	\rightarrow	Ausgangsseite	Führungsverhalten $G_W(s) = \frac{x(s)}{w(s)}$	Störverhalten $G_ZL(s) = \frac{x(s)}{z_L(s)}$	Sensitivitätsverhalten $G_ZS(s) = \frac{x(s)}{z_S(s)}$
Linear	\rightarrow	Linear	$w_S \rightarrow v_M$	$F_L \rightarrow v_M$	$z_S \rightarrow v_M$
Rotatorisch	\rightarrow	Linear	$w_S \rightarrow v_M$	$F_L \rightarrow v_M$	$z_S \rightarrow v_M$
	\rightarrow	Rotatorisch	$w_S \rightarrow \omega_M (n_M)$	$M_L \rightarrow \omega_M (n_M)$	$z_S \rightarrow \omega_M (n_M)$

Tabelle 11.2 Dynamische Beurteilung von Servoantrieben – Formelzeichen

$G_W(s)$	Führungsübertragungsfunktion	<i>Reference transfer function</i>	
$G_{ZL}(s)$	Lastübertragungsfunktion	<i>Load transfer function</i>	
$G_{ZS}(s)$	Sensitivitätsübertragungsfunktion	<i>Sensitivity transfer function</i>	
w_S	Solldrehzahl oder Sollgeschwindigkeit	<i>Reference speed</i>	rad/s m/s
v_M	Istgeschwindigkeit der anzutreibenden Masse	<i>Actual speed of mass to be moved</i>	m/s
ω_M	Istwinkelgeschwindigkeit der anzutreibenden Masse	<i>Actual angular speed of mass to be moved</i>	rad/s
n_M	Istdrehzahl der anzutreibenden Masse	<i>Actual speed of mass to be moved</i>	1/s
F_L	Lastkraft	<i>Load force</i>	N
M_L	Lastdrehmoment	<i>Load torque</i>	Nm
z_L	Laststörung	<i>Load disturbance</i>	N Nm
z_S	Sensitivitätsstörung	<i>Sensitivity disturbance</i>	rad/s m/s

Für unterschiedliche Antriebskonfigurationen werden zur Beschreibung des Führungsverhaltens und des Störverhaltens im Weiteren die in Tabelle 11.1 und Tabelle 11.2 aufgeführten Abkürzungen verwendet. Beispielhaft wird dabei ein Regelkreis für die Geschwindigkeit oder Winkelgeschwindigkeit bzw. Drehzahl betrachtet. Das dazugehörige Blockschaltbild mit Übertragungsfunktionen ist in Bild 11.1 gezeigt.

Zur Ermittlung bzw. Beurteilung des dynamischen Verhaltens eines Antriebs mit linearen Systemeigenschaften sind zwei Anregungssignale am jeweiligen Eingang ausreichend (Bild 11.2).

- Sprunganregung

$$u(t) = \begin{cases} 0; & t < 0 \\ \hat{u}; & t \geq 0 \end{cases} \quad (11.3)$$

- Sinusförmige Anregung

$$u(t) = \hat{u} \sin(\omega t) \quad (11.4)$$

Das Ausgangssignal x reagiert auf das Eingangssignal u fast immer zeitverzögert. Bei sinusförmiger Anregung von linearen Systemen besitzt das Ausgangssignal nach einem abgeschlossenen Einschwingvorgang dieselbe Frequenz wie das Eingangssignal. Abhängig von

Beispiel Regelkreis für die Geschwindigkeit oder Winkelgeschwindigkeit bzw. Drehzahl

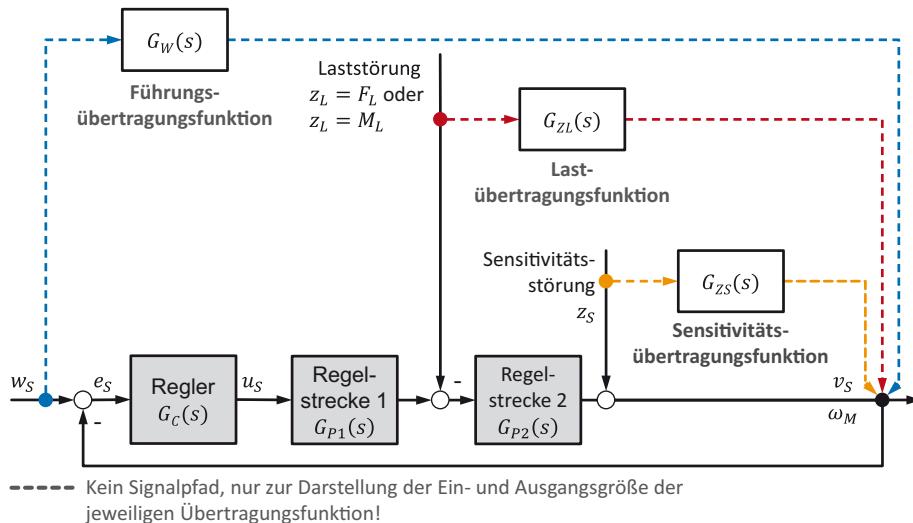
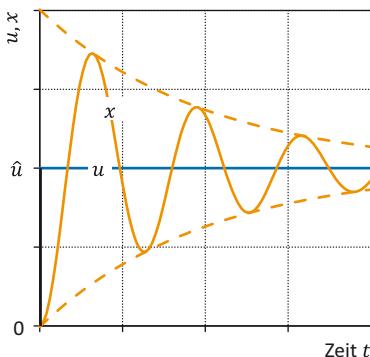


Bild 11.1 Regelkreis für die Geschwindigkeit oder Winkelgeschwindigkeit bzw. Drehzahl

Sprunganregung



Sinususanregung

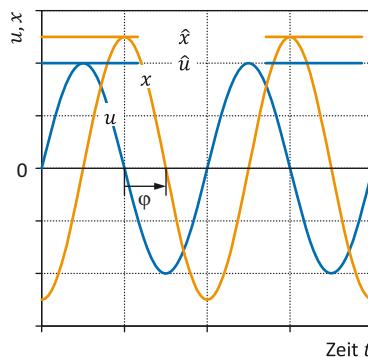


Bild 11.2 Sprung- und Sinusanregung

der Frequenz des Eingangssignals f hat das Ausgangssignal eine mehr oder weniger große Phasenverschiebung zum Eingangssignal (Phase) und das Amplitudenverhältnis beider Signale (Magnitude) verändert sich mehr oder weniger stark.

$$x(t) = \hat{x} \sin(\omega t + \varphi) = \hat{x} \sin(2\pi f t + \varphi) \quad (11.5)$$

$$A = \frac{\hat{x}}{\hat{u}} \quad (11.6)$$

φ	Phasenverschiebung (Phase)	<i>Phase shift (Phase)</i>	rad
A	Amplitudenverhältnis (Magnitude)	<i>Amplitude ratio (Magnitude)</i>	

Dieses Verhalten wird übersichtlich im gesamten interessierenden Frequenzbereich in einem Bode-Diagramm dargestellt (Bild 11.3). Das Amplitudenverhältnis wird meist in dB angege-

ben. Es gilt:

$$A|_{\text{dB}} = 20 \log(A) \quad (11.7)$$

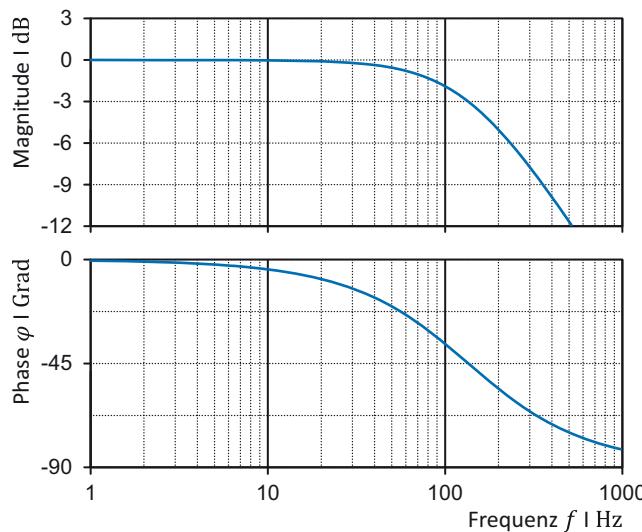


Bild 11.3 Bode-Diagramm (Führungsverhalten)

Zielsetzung bei Servoantrieben bzgl. dem Führungs- und Lastverhalten ist:

- Führungsverhalten
Von Frequenz 0 Hz bis zu einer möglichst hohen Frequenz sollen annähernd keine Veränderung des Amplitudenverhältnisses und keine Phasenverschiebung auftreten.
- Lastverhalten
Ein Lastdrehmoment oder eine Lastkraft soll von Frequenz 0 Hz bis zu möglichst hohen Frequenzen annähernd keine Amplitude am Ausgangsignal verursachen.

Die wichtigsten Kenngrößen bei der Beurteilung einer Sprungantwort und deren Definition werden in Bild 11.4 und Tabelle 11.3 gezeigt. Die Kenngrößen sind entsprechend auf das „Positionierverhalten“ übertragbar.

Eine wichtige Kenngröße zur dynamischen Beurteilung eines positionsgeregelten Antriebs ist der sogenannte „ K_V -Wert“, „ K_V -Faktor“ oder „Geschwindigkeitsverstärkung“. Er ist der Quotient aus Geschwindigkeit und Positionsfehler bei konstanter Sollgeschwindigkeit im stationären Zustand. Entsprechendes gilt für die Winkelgeschwindigkeit bei rotatorischen Bewegungseachsen.

$$K_V = \frac{v}{e_P} \Big|_{v=\text{konst.}} \quad \text{oder} \quad K_V = \frac{\omega}{e_P} \Big|_{\omega=\text{konst.}} \quad (11.8)$$

K_V	Geschwindigkeitsverstärkung	„ K_V -value“	1/s
v	Geschwindigkeit	Speed	m/s
ω	Winkelgeschwindigkeit	Angular speed	rad/s
e_P	Positionsfehler im stationären Zustand	Position error im steady state	m,rad

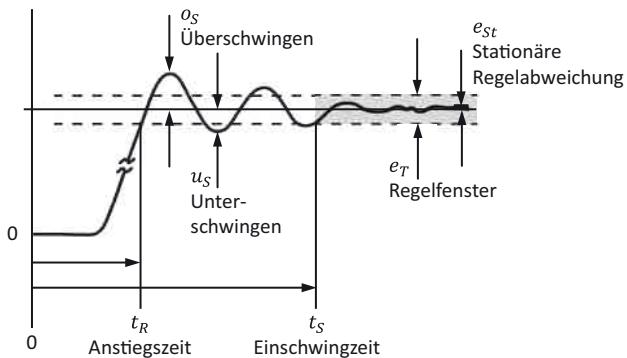


Bild 11.4 Wichtige Kenngrößen einer Sprungantwort

Tabelle 11.3 Wichtigste Kenngrößen einer Sprungantwort

		Definition
Regelfenster Response tolerance	e_T	Das Regelfenster ist die Differenz zwischen oberstem und unterstem zulässigem Istwert im stationären Zustand. Der oberste und unterste Grenzwert ist durch die Anforderung des Einsatzfeldes des Antriebes definiert. Meist wird das Regelfenster symmetrisch zum Sollwert gewählt.
Überschwingen Overshoot	o_s	Das Überschwingen ist der maximale Fehler der Regelgröße, bezogen auf den Endwert, nach erstmaligem Überschreiten des Regelfensters.
Unterschwingen Undershoot	u_s	Das Unterschwingen ist der maximale Fehler der Regelgröße, bezogen auf den Endwert, nach erstmaligem Unterschreiten des Regelfensters.
Anstiegszeit Rise time	t_R	Die Anstiegszeit ist die Zeit, die benötigt wird, bis der Istwert erstmalig das Regelfenster erreicht.
Einschwingzeit Settling time	t_S	Die Einschwingzeit ist die Zeit, die benötigt wird, bis der Istwert das Regelfenster nicht mehr verlässt.
Stationäre Regelabweichung Control error in steady state	e_{st}	Die stationäre Regelabweichung ist die Regelabweichung im eingeschwungenen Zustand.

Regelungstechnisch gesehen ist dieser Wert bei einer klassischen Kaskadenregelung, wie sie später noch vertiefend behandelt wird, identisch mit der Proportionalverstärkung des Positionsreglers. Der K_V -Wert ist die Kenngröße, die angibt, mit welchem Abstand der Positionsisztwert dem Positionssollwert bei konstanter Geschwindigkeit folgt. Um den Abstand gering zu halten, sind möglichst hohe Werte anzustreben. Hohe Werte sind insbesondere bei Bahnbewegungen, bei denen zwei oder mehr Servoantriebe an der Bewegungserzeugung beteiligt sind, unumgänglich, um eine hohe Bahngenaugkeit sicherzustellen. Es ist zu beachten, dass eine Bestimmung des K_V -Wertes nur bei nicht aktiven steuerungstechnischen Verfahren zur Minimierung des Regelkreises e_p bei konstanter Geschwindigkeit (z. B. Vorsteuerung) sinnvoll ist.

Die Geschwindigkeitsschwankung einer Bewegungsachse ist das Maximum des Geschwindigkeitsfehlers bei konstantem Geschwindigkeitssollwert nach abgeschlossenem Übergangsvorgang von einer auf eine andere Sollgeschwindigkeit. Dies gilt entsprechend für eine rotatori-

sche Bewegungssachse (Bild 11.5).

$$v_R = \max(e_S|_{\text{stationär}}) \quad \text{oder} \quad n_R = \frac{1}{2\pi} \max(e_S|_{\text{stationär}}) \quad (11.9)$$

v_R	Geschwindigkeitsschwankung	<i>Speed ripple</i>	m/s
e_S	Regelabweichung Winkelgeschwindigkeit oder Geschwindigkeit	<i>Control error angular speed or speed</i>	rad/s m/s
n_R	Drehzahlschwankung	<i>Speed ripple</i>	1/s

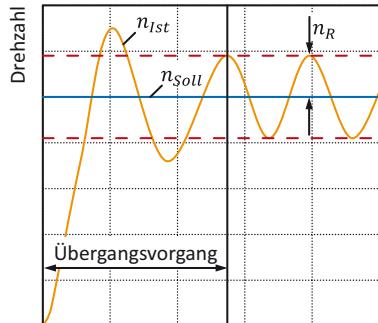


Bild 11.5 Drehzahlschwankung (überzeichnet dargestellt)

■ 11.2 Kaskadierte Regelung

Bei positionsgeregelten Servoantrieben werden von fast allen Herstellern ineinander verschachtelte Regelungsstrukturen, bestehend aus zwei oder drei „seriell angeordneten“ Reglern, als Kern der Regelung eingesetzt. Bild 11.6 zeigt die Variante mit drei „seriell angeordneten“ Reglern. Die Bedeutung der verwendeten Formelzeichen ist in Tabelle 11.4 gezeigt. Für die Leistungselektronik, die mechanischen Übertragungselemente und die Messgeräte wird bei der gezeigten stark vereinfachten Darstellung von einem idealen Verhalten ausgegangen. Der innerste Regelkreis ist der Stromregelkreis. Dem Stromregelkreis ist der Regelkreis für die Geschwindigkeit oder Winkelgeschwindigkeit überlagert. Diesem wiederum ist der Positionsregelkreis überlagert. Eine derartige ineinander verschachtelte Regelungsstruktur wird kaskadierte Regelung genannt. Die Regler und verwendeten Reglertypen sind:

- Positionsregler (P-Regler, sehr selten PI-Regler)
- Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler (PI-Regler)
- Stromregler (PI-Regler)

Zu einem späteren Zeitpunkt wird erläutert, warum meist kein Integralanteil beim Positionsregler benutzt wird. Anstatt des sperrigen Begriffs Winkelgeschwindigkeitsregelkreis wird üblicherweise der Begriff Drehzahlregelkreis verwendet. Der Istwert für den Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler wird meist aus der Istposition berechnet (Bild 11.6). Bei drehzahlgeregelter Betrieb entfällt der Positionsregler. Bei drehmomentgeregelterem Betrieb entfällt zusätzlich auch noch der Drehzahlregler. Die grau gezeichneten Signalpfade dienen als Sollwerteingänge

für den Drehzahl- bzw. Geschwindigkeitsregler bei drehzahl- bzw. geschwindigkeitsgeregelterem Betrieb w_{SC} oder den Stromregler bei drehmoment- oder kraftgeregeltem Betrieb w_{CC} . Im positionsgeregelten Betrieb sind diese beiden Eingänge inaktiv.

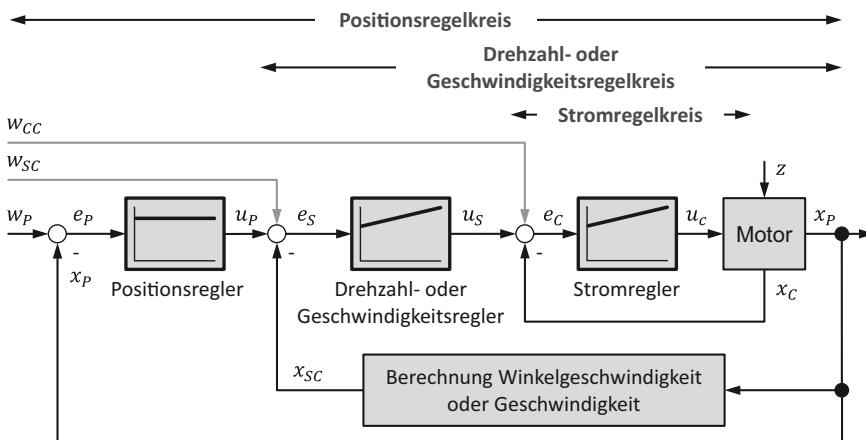


Bild 11.6 Kaskadierte Regelung eines positionsgeregelten Antriebes mit drei „seriell angeordneten“ Reglern

Tabelle 11.4 Formelzeichen

	Istwert x	Sollwert w	Stellgröße u	Regelabweichung e
Position oder Winkelposition	x_P	w_P	u_P	e_P
Geschwindigkeit oder Winkelgeschwindigkeit*	x_S	$w_S = u_P$	u_S	e_S
Strom*	x_C	$w_C = u_S$	u_C	e_C

* für positionsgeregelten Betrieb
 w_{SC} Sollwert Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler bei drehzahl- oder geschwindigkeitsgeregelterem Betrieb
 w_{CC} Sollwert Stromregler bei drehmoment- oder kraftgeregeltem Betrieb

Für diese Regelungsstruktur gilt im positionsgeregelten Betrieb:

- Der Sollwert des Drehzahl- oder Geschwindigkeitsreglers ist identisch mit der Stellgröße des Positionsreglers ($w_S = u_P$).
- Der Sollwert des Stromreglers ist identisch mit der Stellgröße des Drehzahl- oder Geschwindigkeitsreglers ($w_C = u_S$).

Bild 11.7 zeigt die Variante mit zwei „seriell angeordneten“ Reglern. Der innerste Regelkreis ist der Stromregelkreis und identisch zur Variante mit drei „seriell angeordneten“ Reglern. Der Sollwert des Stromreglers ist identisch mit der Stellgröße des Positionsreglers ($w_C = u_P$). Als Positionsregler wird ein PID-Regler verwendet. Diese Regelungsstruktur wird häufig in Motion Controllern für Anwendungen in Produktionsmaschinen der Elektronik- und Halbleiterindustrie eingesetzt. Auf diese Regelungsstruktur wird hier nicht weiter eingegangen. Das grundsätzliche Verhalten der Variante mit zwei „seriell angeordneten“ Reglern unterscheidet sich nicht zur Variante mit drei „seriell angeordneten“ Reglern.

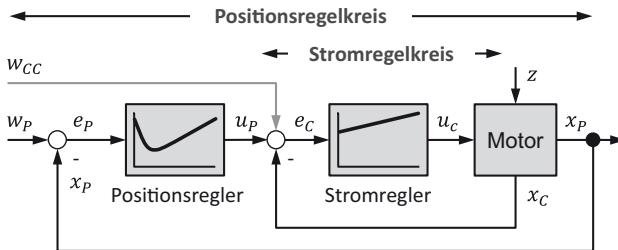


Bild 11.7 Kaskadierte Regelung eines positionsgeregelten Antriebes mit zwei „seriell angeordnet“ Reglern

Das Regelgesetz und die Übertragungsfunktion für einen zeitkontinuierlichen proportionalen Positionsregler lauten:

$$u_P(s) = K_P (w_P(s) - x_P(s)) = K_P e_P(s) \quad (11.10a)$$

$$G_{CP}(s) = \frac{u_P(s)}{e_P(s)} = K_P \quad (11.10b)$$

u_P	Stellgröße Positionsregler	Actuating variable position controller	rad/s, m/s
K_P	Proportionalverstärkung Positionsregler	Gain position controller	1/s
w_P	Sollposition	Reference position	rad, m
x_P	Istposition	Actual position	rad, m
e_P	Regelabweichung Position	Control error position	rad, m
G_{CP}	Übertragungsfunktion Positionsregler	Transfer function position controller	1/s

Für einen zeitkontinuierlichen PI-Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler gelten:

$$u_S(s) = K_S \left(1 + \frac{1}{T_{NS}} s \right) (w_S(s) - x_S(s)) = K_S \left(1 + \frac{1}{T_{NS}} s \right) e_S(s) \quad (11.11a)$$

$$G_{CS}(s) = \frac{u_S(s)}{e_S(s)} = K_S \left(1 + \frac{1}{T_{NS}} s \right) \quad (11.11b)$$

u_S	Stellgröße Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler	Actuating variable speed or velocity controller	A
K_S	Proportionalverstärkung Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler	Proportional gain speed or velocity controller	As/rad, As/m
T_{NS}	Nachstellzeit Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler	Reset time speed or velocity controller	s
w_S	Sollwinkelgeschwindigkeit oder Sollgeschwindigkeit	Reference angular speed or reference velocity	rad/s, m/s
x_S	Istwinkelgeschwindigkeit oder Istgeschwindigkeit	Actual angular speed or actual velocity	rad/s, m/s
e_S	Regelabweichung Winkelgeschwindigkeit oder Geschwindigkeit	Control error angular speed or velocity	1/s

Für einen zeitkontinuierlichen PI-Stromregler gilt:

$$u_C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_{NC}} \frac{1}{s} \right) (w_C(s) - x_C(s)) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_{NC}} \frac{1}{s} \right) e_C(s) \quad (11.12a)$$

$$G_{CC}(s) = \frac{u_C(s)}{e_C(s)} = K_C \left(1 + \frac{1}{T_{NC}} \frac{1}{s} \right) \quad (11.12b)$$

u_C	Stellgröße Stromregler	<i>Actuating variable current controller</i>	V
K_C	Proportionalverstärkung Stromregler	<i>Proportional current controller</i>	V/A
T_{NC}	Nachstellezeit Stromregler	<i>Reset time current controller</i>	s
w_C	Sollstrom	<i>Reference current</i>	A
x_C	Iststrom	<i>Actual current</i>	A
e_C	Regelabweichung Strom	<i>Control error current</i>	1/s

Die weite Verbreitung der Kaskadenstruktur bei der Regelung von Servoantrieben begründet sich aus deren Vorteilen:

- einfache Inbetriebnahme
- schrittweise vom innersten zum äußersten Regler unter Nutzung der drei Betriebsarten (bei Variante mit drei „seriell angeordneten“ Reglern)
 1. Schritt: Stromregler → 2. Schritt: Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler → 3. Schritt: Positionsregler
- einfach zu verstehen
- unempfindlich (robust) gegenüber Parameterschwankungen der Regelstrecke
- niedrige Berechnungszeit bei digitaler Realisierung der Regler

Die Regler in elektrischen Antrieben sind fast immer digital ausgeführt, d. h. die Regelkreise sind nur zu den Abtastzeiten geschlossen (zeitdiskrete Regelung). Als Hardware werden leistungsfähige Mikrocomputer benutzt. Die Abtastfrequenzen der Regler liegen typischerweise im Bereich zwischen 4 kHz und 32 kHz (Abtastzeit: 250 µs bis 31,25 µs). Die Regelgesetze werden als Algorithmen in Software realisiert. Aus Gründen eines einfacheren Einstiegs in das Thema werden alle Regler zunächst als zeitkontinuierlich bzw. „quasi-kontinuierlich“ betrachtet. Es wird also angenommen, dass die Abtastzeit ausreichend klein ist und damit der Unterschied zu analog realisierten Reglern vernachlässigbar ist. An ausgewählten Stellen wird später auf Effekte bei der digitalen Regelung eingegangen.

■ 11.3 Stromregelung

In Servoantrieben muss das Motordrehmoment oder die Motorkraft möglichst schnell auf Regelabweichungen, verursacht durch

- Veränderungen des Sollwertes
- Veränderungen des Lastdrehmomentes oder der Lastkraft

reagieren. Da der Motorstrom direkt mit dem Motordrehmoment oder der Motorkraft zusammenhängt, ist eine hohe Dynamik der Stromregelung eine unabdingbare Voraussetzung für

Servoantriebe mit schneller Reaktion auf Veränderung der Führungs- oder Lastgrößen. Das Blockschaltbild für einen zeitkontinuierlichen Stromregelkreis ist in Bild 11.8 gezeigt. Die Laststörung für diesen Regelkreis ist die induzierte Spannung ($z_{LC} = u_i$).

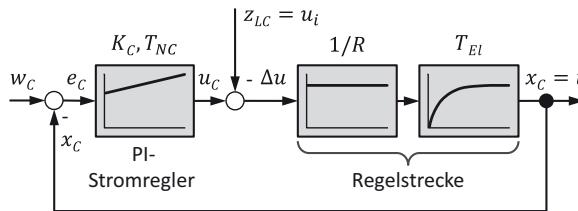


Bild 11.8 Stromregelkreis mit zeitkontinuierlichem Stromregler

Die Regelstrecke ist ein Verzögerungsglied 1. Ordnung (PT1), dessen Eigenschaften durch den Widerstand R und die Induktivität L der Motorwicklung bestimmt sind. Dynamisch wird das Verhalten durch die elektrische Zeitkonstante T_{El} bestimmt. Die Übertragungsfunktion des offenen Kreises ist:

$$G_{OC}(s) = \frac{x_C(s)}{e_C(s)} = \underbrace{K_C \left(1 + \frac{1}{T_{NC}} \frac{1}{s} \right)}_{\text{Regler } G_{CC}(s)} \underbrace{\frac{1}{R} \frac{1}{T_{El}s + 1}}_{\text{Regelstrecke } G_{PC}(s)} ; \quad T_{El} = \frac{L}{R} \quad (11.13)$$

K_C	Proportionalverstärkung des Stromreglers	<i>Proportional gain of the current controller</i>	V/A
T_{NC}	Nachstellzeit des Stromreglers	<i>Reset time of the current controller</i>	s

Für weitere Betrachtungen ist es hilfreich eine normierte Proportionalverstärkung K_C^* einzuführen. Die Zusammenhänge werden dadurch unabhängig vom Wicklungswiderstand des Motors R dargestellt. Das Blockschaltbild mit normierter Proportionalverstärkung zeigt Bild 11.9. Die Übertragungsfunktion des offenen Stromregelkreises lautet:

$$G_{OC}(s) = \frac{x_C(s)}{e_C(s)} = \underbrace{K_C^* \left(1 + \frac{1}{T_{NC}} \frac{1}{s} \right)}_{\text{Normierter Regler } G_{CC}^*(s)} \underbrace{\frac{1}{T_{El}s + 1}}_{\text{Normierte Regelstrecke } G_{PC}^*(s)} ; \quad K_C^* = \frac{K_C}{R} \quad (11.14)$$

K_C^*	Normierte Proportionalverstärkung des Stromreglers	<i>Normalized proportional gain of the current controller</i>
---------	--	---

Die Führungsübertragungsfunktion des Stromregelkreises mit P-Regler lautet:

$$G_{WC}(s) = \frac{x_C(s)}{w_C(s)} = \frac{G_{OC}(s)}{1 + G_{OC}} = \frac{K_C^* \frac{1}{T_{El}s + 1}}{1 + K_C^* \frac{1}{T_{El}s + 1}} = \frac{K_C^*}{T_{El}s + 1 + K_C^*} = \frac{K_C^*}{1 + K_C^*} \frac{1}{\frac{T_{El}}{1 + K_C^*} s + 1} \quad (11.15a)$$

$$G_{WC}(s) = \frac{x_C(s)}{w_C(s)} = \frac{K_C^*}{1 + K_C^*} \frac{1}{T_{CC}s + 1} = \frac{K_{CC}}{T_{CC}s + 1} \quad \begin{cases} K_C^* = \frac{K_C}{R}; K_{CC} = \frac{K_C^*}{1 + K_C^*} \\ T_{CC} = \frac{T_{El}}{1 + K_C^*} \end{cases} \quad (11.15b)$$

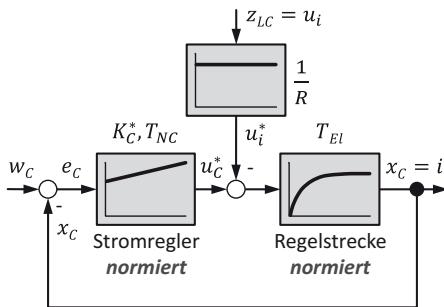


Bild 11.9 Stromregelkreis mit normierter Proportionalverstärkung K_C^*

G_{WC}	Führungsübertragungsfunktion des Stromregelkreises	Reference transfer function of the current control loop
T_{CC}	Zeitkonstante des Stromregelkreises	Time constant of current control loop
K_{CC}	Verstärkungsfaktor Stromregelkreis	Gain of current control loop

Das dynamische Verhalten ist charakterisiert durch die Zeitkonstante des Stromregelkreises T_{CC} . Mit zunehmender Proportionalverstärkung des Reglers reduziert sich die Zeitkonstante des Stromregelkreises T_{CC} im Vergleich zur elektrischen Zeitkonstante der Motorwicklung T_{El} . Dadurch folgt der Iststrom schneller dem Sollstrom. Dies ist in Bild 11.10 (links) für einen Sprung des Stromsollwertes dargestellt. Der stromgeregelte Aktuator hat eine deutlich höhere Dynamik im Vergleich zum spannungsgesteuerten Betrieb. Das Diagramm zeigt das Verhalten für die in Tabelle 11.5 gezeigten Motordaten. Da der Motor beschleunigt, steigt die induzierte Spannung (Bild 11.10, rechts) und muss entweder durch den Stromregler oder durch eine Kompensation der induzierten Spannung ausgeglichen werden. Bei der Kompensation der induzierten Spannung wird auf das Ausgangssignal zusätzlich zum Stellsignal des Reglers additiv das Stellsignal der Spannungskompensation u_{C1} , das sich aus der Istdrehzahl n_{Mo} und der Spannungskonstante c_U des Motors berechnet, aufgeschaltet. Das gesamte Stellsignal u_{CT}

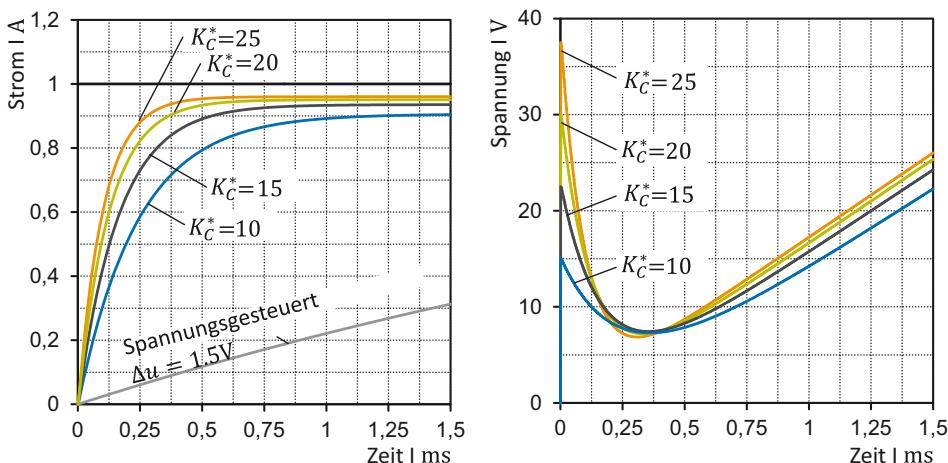


Bild 11.10 Einfluss der Proportionalverstärkung auf die Dynamik und die Spannungsstellgröße (mit Kompensation der induzierten Spannung)

berechnet sich in nicht normierten Größen zu:

$$u_{CT} = u_C + u_{Ci} = u_C + c_U n_{Mo} \quad (11.16)$$

u_{CT}	Gesamtstellgröße	Total actuating variable	V
u_C	Stellgröße Stromregler	Actuating variable current controller	V
u_{Ci}	Stellgröße Kompensation induzierter Spannung	Actuating variable compensation induced voltage	V

Die Anwendung einer Spannungskompensation ist im Vergleich zum Ausgleich der induzierten Spannung über den Regler vorteilhaft, da diese im gesamten Drehzahlbereich ein quasilineares Verhalten gewährleistet. In Bild 11.10 (links) wurde eine Spannungskompensation eingesetzt.

Widerstand	R	1.5	Ω
Induktivität	L	6	mH
Elektrische Zeitkonstante	T_{El}	4	ms
Eckfrequenz der Motorwicklung (-3dB Frequenz)	$f_{El} = \frac{1}{2\pi T_{El}}$	39,8	Hz

Tabelle 11.5
Motordaten

Die maximal erreichbare Proportionalverstärkung wird insbesondere durch folgende Effekte begrenzt:

- Da die Spannung, die durch die Leistungselektronik zur Verfügung gestellt werden kann, begrenzt ist ($U_{PE,max}$), ist die Stellgröße des Stromreglers und damit die Spannung an den Motorklemmen begrenzt. Mit steigender Proportionalverstärkung erhöht sich der erforderliche Spannungsbereich (Bild 11.10, rechts).
- Motion Controller basieren üblicherweise auf digitalen Schaltungen. Die Abtastzeit T_S und die Verarbeitungstotzeit T_P haben Einfluss auf die Regelkreisstabilität. Dadurch wird für eine vorgegebene Abtastzeit und Verarbeitungstotzeit die maximal zulässige Proportionalverstärkung ebenfalls begrenzt.

Da die einstellbare Proportionalverstärkung begrenzt ist, lässt sich ohne weitere Maßnahmen eine bleibende Regelabweichung nicht vermeiden. Sie berechnet sich zu:

$$e_C|_{st_{at}} = \frac{1}{1 + K_C^*} w_C \quad (11.17)$$

Eine Methode, die bleibende Regelabweichung zu minimieren, ist die Verwendung einer Sollwertgewichtung. Das Stellgesetz des Stromreglers wird modifiziert. Die normierte Stellgröße des Stromreglers u_C^* berechnet sich zu:

$$u_C^*(s) = K_{PWC} K_C^* w_C(s) - K_C^* x_C(s); \quad K_{PWC} = \frac{1 + K_C^*}{K_C^*} \quad (11.18)$$

K_{PWC}	Verstärkung des Sollwertes für den Proportionalanteil des Stromreglers	Gain of reference value for proportional part of the current controller
-----------	--	---

Die Führungsübertragungsfunktion in diesem Fall lautet:

$$G_{WCW}(s) = \frac{x_C(s)}{w_C(s)} = \frac{1}{T_{CC}s + 1} \quad (11.19)$$

G_{WCW}	Führungsübertragungsfunktion des Stromregelkreises mit Sollwertgewichtung	Reference transfer function of current control loop with reference weighting
-----------	---	--

Durch eine Sollwertgewichtung ergibt sich nur dann keine stationäre Regelabweichung, wenn der Widerstand R exakt bekannt ist. Die bleibende Regelabweichung, die durch die Lastgröße (induzierte Spannung) entsteht, bleibt durch die Sollwertgewichtung unbeeinflusst. Die Eckfrequenz der Führungsübertragungsfunktion ist identisch mit der -3 dB Frequenz:

$$f_{EC} = \frac{1 + K_C^*}{2\pi T_{EL}} = (1 + K_C^*) f_{EL} \quad (11.20)$$

f_{EC}	Eckfrequenz des Stromregelkreises	<i>Edge frequency of current control loop</i>	Hz
f_{EL}	Eckfrequenz der Motorwicklung	<i>Edge frequency of the motor winding</i>	Hz

Für die normierten Proportionalverstärkungen aus Bild 11.10 und die Motordaten aus Tabelle 11.5 sind die Kenngrößen der Stromregelung (basierend auf den zeitkontinuierlichen Berechnungen) in Tabelle 11.6 dargestellt.

Tabelle 11.6 Kenngrößen Stromregelung

		①	②	③	④	
Normierte Proportionalverstärkung	K_C^*	10	15	20	25	
Zeitkonstante des Stromregelkreises	T_{CC}	364	250	190	154	μs
Eckfrequenz des Stromregelkreises	f_{EC}	438	637	836	1035	Hz

Bild 11.11 zeigt das Verhalten der Stromregelung im Frequenzbereich als Bode-Diagramm. Im Amplituden- und Phasengang sind jeweils drei Übertragungsverhalten gezeigt:

- Regelstrecke
Elektrisches Teilsystem des Motors (Regelstrecke), das mit ① gekennzeichnet ist. Dabei ist zu beachten, dass der Amplitudengang normiert auf den Widerstand dargestellt ist.
- Führungsverhalten Stromregelkreis
Stromgeregelter Aktuator mit unterschiedlichen normierten Proportionalverstärkungen entsprechend Tabelle 11.6, die mit ①, ②, ③ und ④ markiert sind. Für den Regler wurde eine Sollwertgewichtung eingesetzt.
- offener Stromregelkreis
Wie für das Führungsverhalten, mit unterschiedlichen normierten Proportionalverstärkungen.

Die signifikante Erhöhung der Dynamik des Stromaufbaus und damit des Kraft- bzw. Drehmomentaufbaus durch die Stromreglung ist deutlich sichtbar. Daher besitzen Servoantriebe immer eine Stromregelung.

Durch den Einsatz eines PI-Reglers wird eine stationäre Regelabweichung im Führungs- und Lastverhalten verhindert. Der PI-Regler kann mit einer Sollwertgewichtung für den P-Anteil kombiniert werden. In diesem Fall muss der Integralanteil des Reglers im Führungsverhalten nur noch Parameterschwankungen des Widerstandes R ausgleichen. Wird der PI-Regler mit einer Kompensation der induzierten Spannung kombiniert, so muss der Integralanteil des Reglers nur noch Abweichungen durch eine nicht perfekte Kompensation ausgleichen. Durch die Verwendung einer Sollwertgewichtung und Kompensation der induzierten Spannung wird gewährleistet, dass die Abweichungen, die der Integralanteil auszugleichen hat, minimiert werden.

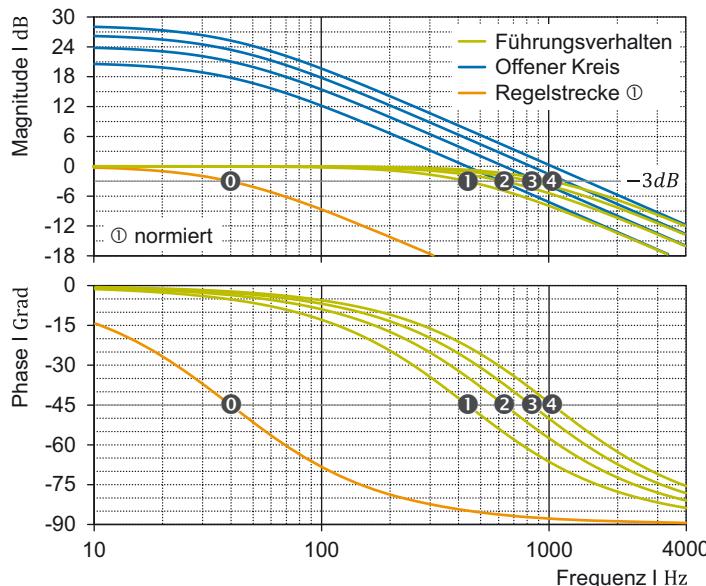


Bild 11.11 Bode-Diagramm des Stromregelkreises mit P-Regler (Stromregler mit Sollwertgewichtung). Das Amplitudenverhalten des elektrischen Teilsystems des Motors (Regelstrecke) ist auf den Widerstand normiert. ① Regelstrecke (Motor) $T_{\text{El}} = 4 \text{ ms}$ ② $K_C^* = 10$ ③ $K_C^* = 15$ ④ $K_C^* = 20$

$$\textcircled{4} K_C^* = 25$$

Die Führungsübertragungsfunktion mit PI-Regler lautet:

$$G_{\text{WC}}(s) = \frac{x_C(s)}{w_C(s)} = \frac{K_C^* \left(K_{\text{PWC}} + \frac{1}{T_{\text{NC}}} \frac{1}{s} \right) \frac{1}{T_{\text{El}} s + 1}}{1 + K_C^* \left(1 + \frac{1}{T_{\text{NC}}} \frac{1}{s} \right) \frac{1}{T_{\text{El}} s + 1}} = \underbrace{\frac{K_{\text{PWC}} T_{\text{NC}}}{K_C^*}}_{1/\omega_{\text{OC}}^2} \underbrace{\frac{s + 1}{s^2 + \frac{T_{\text{NC}}}{T_{\text{El}}} \left(1 + \frac{1}{K_C^*} \right) s + 1}}_{2D_C/\omega_{\text{OC}}} \quad (11.21)$$

Ohne Sollwertgewichtung: $K_{\text{PWC}} = 1$

Mit Sollwertgewichtung: $K_{\text{PWC}} = \frac{1+K_C^*}{K_C^*}$

Die Führungsübertragungsfunktion weist ein PD-T₂ Verhalten auf. Ein Koeffizientenvergleich für den Nenner führt zu den Kenngrößen eines Verzögerungsgliedes zweiter Ordnung:

$$\omega_{\text{OC}} = \sqrt{\frac{K_C^*}{T_{\text{NC}} T_{\text{El}}}} \quad (11.22a)$$

$$D_C = \frac{1}{2} \omega_{\text{OC}} T_{\text{NC}} \left(1 + \frac{1}{K_C^*} \right) = \frac{1}{2} \sqrt{K_C^* \frac{T_{\text{NC}}}{T_{\text{El}}}} \left(1 + \frac{1}{K_C^*} \right) \quad (11.22b)$$

ω_{OC}	Kennkreisfrequenz des Stromregelkreises	Characteristic angular frequency of current control loop	rad/s
D_C	Dämpfungsgrad des Stromregelkreises	Damping grade of current control loop	

Wird die Nachstellzeit gleich der elektrischen Zeitkonstante gesetzt ($T_{NC} = T_{El}$), so kann die Nullstelle der Übertragungsfunktion mit einem Pol kompensiert werden (Gl. (11.20)). Für diesen Fall lautet die Führungsübertragungsfunktion mit PI-Regler:

- Mit Sollwertgewichtung ($K_{PWC} = 1$)

$$G_{WC}(s) = \frac{x_C(s)}{w_C(s)} = \frac{1}{\frac{T_{El}}{K_C^*} s + 1} = \frac{1}{T_{CC} s + 1}; T_{CC} = \frac{T_{El}}{K_C^*} \quad (11.23a)$$

Es ergibt sich ein Verzögerungsglied 1. Ordnung.

- Ohne Sollwertgewichtung ($K_{PWC} = 1$)

$$G_{WC}(s) = \frac{x_C(s)}{w_C(s)} = \frac{\overbrace{\frac{K_{PWC} T_{El}}{K_C^*} s + 1}^{T_{VC}}}{\underbrace{\frac{T_{El}^2}{K_C^*} s^2 + T_{El} \left(1 + \frac{1}{K_C^*}\right) s + 1}_{1/\omega_{OC}^2 - 2D_C/\omega_{OC}}} \quad (11.23b)$$

Es ergibt sich ein PD-T₂ Verhalten. Für große Werte der normierten Proportionalverstärkung ($K_C^* \gg 1$) kann das Verhalten durch ein Verzögerungsglied 1. Ordnung, wie es sich ohne Sollwertgewichtung ergibt, angenähert werden.

Das Führungsverhalten mit PI-Stromregler ist in Bild 11.12 für den Beispieldmotor dargestellt. Tabelle 11.7 zeigt die Kenngrößen des Stromregelkreises. Das Verhalten im Frequenzbereich ist im Bode-Diagramm in Bild 11.13 gezeigt.

Elektrische Zeitkonstante	T_{El}	4	ms
Normierte Proportionalverstärkung	K_C^*	15	
Zeitkonstante des Stromregelkreises*	T_{CC}	250	μs
Eckfrequenz Stromregelkreis*	f_{EC}	597	Hz

* Annahme: P-Stromregler

Tabelle 11.7 Kenngrößen Stromregelkreis

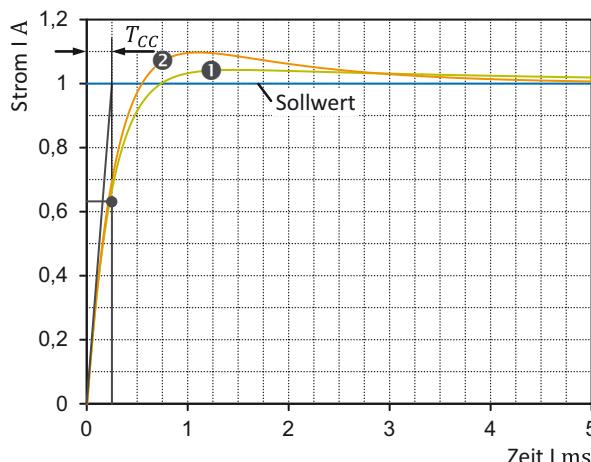


Bild 11.12 Sprungantwort mit PI-Stromregler und Sollwertgewichtung

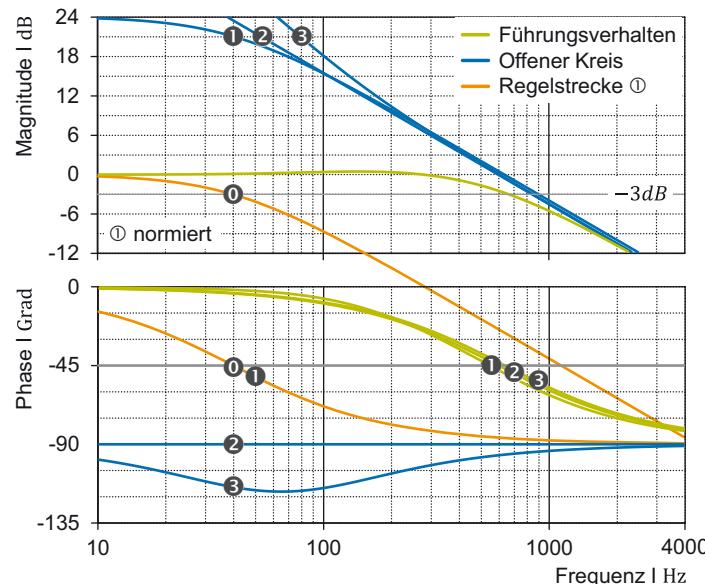


Bild 11.13 Bode-Diagramm des Stromregelkreises mit PI-Regler (Stromregler mit Sollwertgewichtung für den proportionalen Regleranteil). Das Amplitudenverhalten des elektrischen Teilsystems des Motors (Regelstrecke) ist auf den Widerstand normiert. ① Regelstrecke (Motor) $T_{EI} = 4\text{ ms}$
 ② $K_C^* = 15, T_{NC} = \infty$ ③ $K_C^* = 15, T_{NC} = 4\text{ ms}$ ④ $K_C^* = 15, T_{NC} = 1,5\text{ ms}$

■ 11.4 Bewegungsprofile

Elektrische Antriebe werden heute mit leistungsfähigen Mikrocomputern gesteuert und geregelt. Die Bewegungsabläufe sind frei programmierbar. Bei der Programmierung wird der zeitliche Verlauf der Position, der Geschwindigkeit oder der Kraft vorgegeben. Entsprechendes gilt für eine drehende Bewegung. Zeitverläufe für positionsgeregelte Antriebe werden folgend Bewegungsprofile genannt. Soll eine Bewegung von einer Position in eine andere Position erfolgen, so wird zumindest die Geschwindigkeit oder Drehzahl, mit der die Bewegung ablaufen soll, vorgegeben (Bild 11.14).

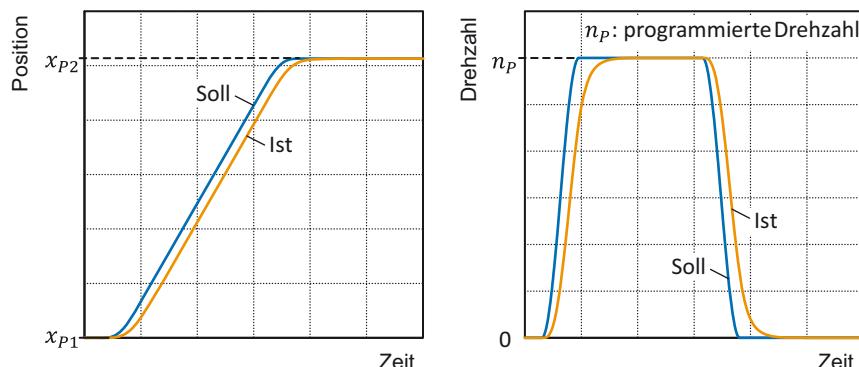


Bild 11.14 Positionierbewegung, links: Positionsverlauf, rechts: Drehzahlverlauf

Eine sprungförmige Änderung der Geschwindigkeit oder Drehzahl ist ein nützliches Testsignal zur Beurteilung oder Identifikation des Systemverhaltens. Sie ist jedoch ungeeignet als Bewegungsprofil. Für ein derartiges Bewegungsprofil müsste der Motor eine unendliche Beschleunigung, d. h. ein unendlich hohes Drehmoment bzw. eine unendlich hohe Kraft bereitstellen. Da dies nicht möglich ist, wird die Anstiegszeit auf die Geschwindigkeit oder Drehzahl sinnvollerweise so gewählt, dass das vom Motor zur Beschleunigung zur Verfügung stehende Drehmoment bzw. die zur Verfügung stehende Kraft nicht überschritten wird. Der Drehzahlverlauf ist rampenförmig. Ein derartiges Bewegungsprofil wird auch „beschleunigungsbegrenzt“ genannt (Bild 11.15).

Unter der Voraussetzung, dass ein „beschleunigungsbegrenztes“ Bewegungsprofil benutzt wird, hat der Sollwert für das Motordrehmoment beim Beschleunigen und beim Bremsen einen sprungförmigen Verlauf. Dadurch können Maschinenschwingungen angeregt werden. Um die Anregung von Maschinenschwingungen zu minimieren, wird vorzugsweise ein Bewegungsprofil benutzt, das keine sprungförmige Änderung der Sollbeschleunigung besitzt. Ein Bewegungsprofil mit einer derartigen Charakteristik wird „ruckbegrenzt“ genannt. Der Ruck ist als Ableitung der Beschleunigung nach der Zeit definiert.

$$j = \dot{a} \quad \text{oder} \quad j = \ddot{\alpha} \quad (11.24)$$

j Ruck Jerk m/s³, rad/s³

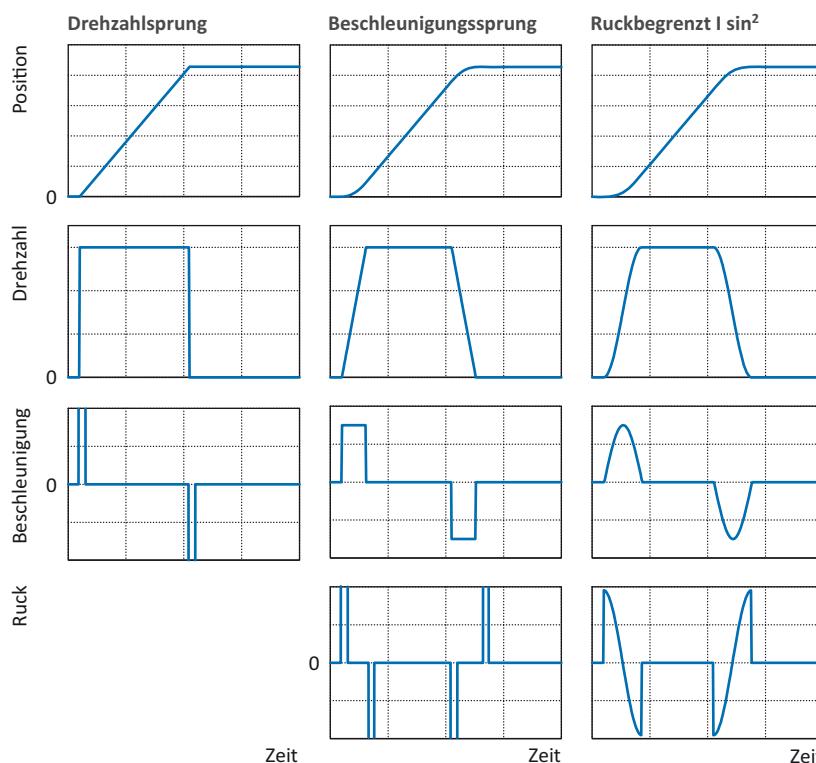


Bild 11.15 Bewegungsprofile (Zeitverläufe Sollwerte)

Es gibt unterschiedliche Typen von „ruckbegrenzten“ Bewegungsprofilen, z. B.:

- sprungförmiger Ruck
Der Verlauf der Sollbeschleunigung ist trapezförmig.
- sinusförmiger Ruck
Der Verlauf der Sollbeschleunigung ist eine \sin^2 -Funktion (in Bild 11.15 dargestellt).

Zusammengefasst haben „ruckbegrenzte“ Bewegungsprofile eine Vielzahl von Vorteilen:

- Minimierung der Anregung von Maschinenschwingungen.
- Die „sanfte“ Bewegungsführung reduziert insbesondere die Anregung von Eigenschwingungen schwach gedämpfter mechanischer Übertragungselemente und schwach gedämpfter Eigenschwingungen der Maschinenstruktur.
- Gewährleistung eines linearen Systemverhaltens der Regelung. Die Sollwerte für die Bewegungsgrößen werden so erzeugt, dass dadurch keine Systembegrenzungen, wie z. B. die Stromgrenze, überschritten werden.
- Höhere Verstärkung des Positionsreglers sind möglich, wodurch sich eine Verringerung des Positionsfehlers im stationären Zustand ergibt.
- Reduzierung des Verschleißes mechanischer Übertragungselemente aufgrund des „sanften“ Drehmoment- bzw. Kraftverlaufs
- Möglichkeit „weiche“ oder „empfindliche“ Produkte handzuhaben, wie z. B. Nahrungsmittel oder Halbleiter.

Der Einfluss des Bewegungsprofils auf Maschinenschwingungen (Bild 11.16) kann insbesondere mit der Istgeschwindigkeit und noch besser mit der Istbeschleunigung der zu bewegenden Masse veranschaulicht werden. Dabei wird eine elektromechanische Bewegungsachse betrachtet. Für die mechanischen Übertragungselemente werden eine Eigenfrequenz von 50 Hz und ein Dämpfungsgrad von 0,1 angenommen. Die Reglereinstellungen sind für alle Bewegungsprofile identisch.

Mit „beschleunigungsbegrenztem“ Bewegungsprofil hängt das Verhalten stark von der programmierten Sollbeschleunigung ab. Wird die Sollbeschleunigung erniedrigt, verringert sich die Maschinenschwingung. Bei einer starken Reduzierung der Sollbeschleunigung erhöht sich bei Produktionsmaschinen die Zeit zur Herstellung eines Produkts. Die Mengenleistung sinkt. Insgesamt ist ein Kompromiss zwischen den konträren Forderungen zu finden. Identisches gilt für „ruckbegrenzte“ Bewegungsprofile, die die Maschinenschwingungen am meisten reduzieren. Für das im Bild 11.16 (rechts) dargestellte Profil wurde als Sollbeschleunigung eine \sin^2 -Funktion benutzt, die eine identische maximale Sollbeschleunigung hat, wie das „beschleunigungsbegrenzte“ Bewegungsprofil (Bildmitte).



Durch die Wahl des Bewegungsprofils kann nur das Führungsverhalten verbessert werden. Das Störverhalten ist durch das Bewegungsprofil nicht beeinflussbar.

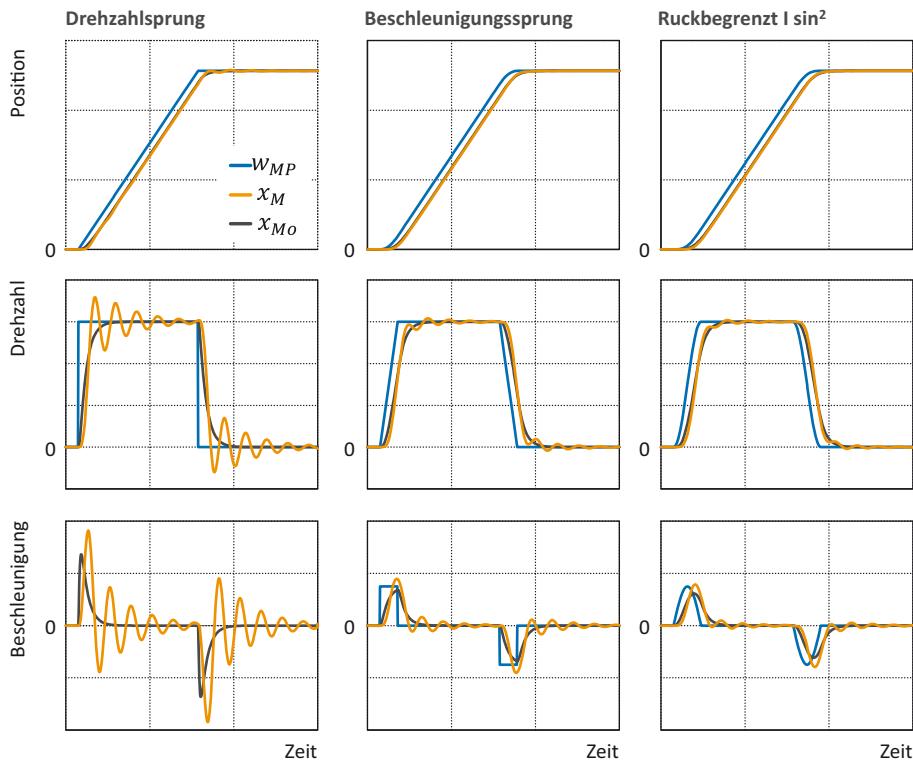


Bild 11.16 Einfluss des Bewegungsprofils auf das Antriebsverhalten (Elektromechanische Bewegungssachse mit einer Eigenfrequenz von 50 Hz und einem Dämpfungsgrad von $D = 0,1$; x_M : Istposition der anzutreibenden Masse, x_{Mo} : Istposition des Motors)

■ 11.5 Modellierung mechanischer Übertragungselemente

Mechanische Übertragungselemente und die Verbindungen zwischen diesen haben immer eine Elastizität, d. h. sie sind nie vollkommen steif. Ist die Elastizität vergleichsweise klein, ist sie vernachlässigbar. Es kann dann von einer „steifen Kopplung“ ausgegangen werden. Eine bessere Bezeichnung ist „quasi-steife Kopplung“. Insbesondere bei elektromechanischen Servoanrieben ist dieser Ansatz häufig nicht ausreichend, um das Antriebsverhalten genau genug zu beschreiben. Für diese Fälle müssen alle Elastizitäten, die wesentlichen Einfluss auf das Antriebsverhalten haben, berücksichtigt werden. Alle verbleibenden Elastizitäten werden vernachlässigt („quasi-steife“ Betrachtung). Daher muss für jedes Element des Antriebsstranges entschieden werden, welche Betrachtungsweise zweckmäßig ist:

- steife Kopplung
- elastische Kopplung

Abhängig von der Anzahl elastischer Kopplungen und der daraus resultierenden Frequenzen ergibt sich ein Ein-Masse-Schwinger oder ein Mehr-Massen-Schwinger. Für unterschiedliche

Fälle ist das dynamische Verhalten mechanischer Übertragungselemente im Frequenzbereich als Bode-Diagramm in Bild 11.17 dargestellt. Typische Eigenfrequenzen von Antriebssträngen im Bereich der Industrieautomatisierung liegen im Bereich $f_N = 10\text{Hz} \dots 200\text{Hz}$. Im Fall eines Mehr-Massen-Schwingers, bei dem die einzelnen Frequenzen sehr nahe beieinander liegen, müssen alle Frequenzen berücksichtigt werden.

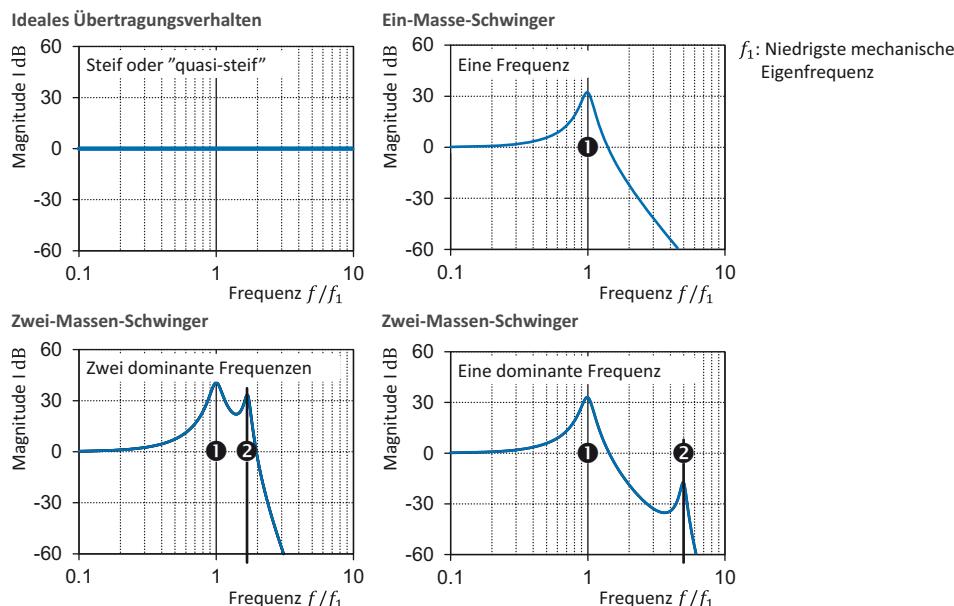


Bild 11.17 Eigenfrequenzen mechanischer Übertragungselemente (f_1 : Niedrigste mechanische Eigenfrequenz)

Sind alle höheren Frequenzen deutlich über der niedrigsten Frequenz, können diese bei der hier beschriebenen kaskadierten Regelungsstruktur meist vernachlässigt werden. Man spricht dann von einer dominanten Frequenz. Werden alle mechanischen Übertragungselemente als steif oder „quasi-steif“ modelliert (Bild 11.17, oben links), wird der Antrieb als mechanisch steif bezeichnet. Im Gegensatz dazu gehören alle anderen in Bild 11.17 gezeigten Modellierungen zur Klasse der mechanisch elastischen Antriebe.

Bei elektrischen Direktantrieben kann häufig von mechanisch steifen Systemen ausgegangen werden. Ausnahmen hiervon sind:

- Maschinen oder Einrichtungen, die mechanisch nicht für elektrische Direktantriebe ausgelegt sind
- die geforderte Antriebsdynamik ist so hoch, dass es extrem schwierig oder unmöglich ist, die erforderliche mechanische Steifigkeit zu erreichen

Bild 11.18 zeigt das Bode-Diagramm der mechanischen Übertragungselemente einer elektromechanischen Linearachse mit drei nahe beieinander liegenden Eigenfrequenzen.

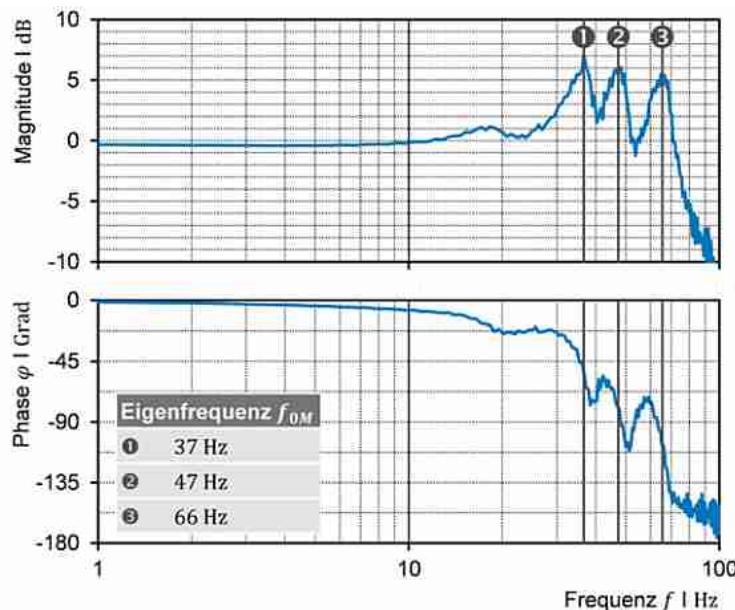


Bild 11.18 Bode-Diagramm der mechanischen Übertragungselemente einer elektromechanischen Linearachse

■ 11.6 Mechanisch steife Antriebe

Auf Grund des Wegfalls der elastischen Eigenschaften des mechanischen Teilsystems bei mechanisch steifen Antrieben, vereinfacht sich die Systembeschreibung sehr stark. Die Bewegungsgleichung eines mechanisch steifen Antriebes für eine Linearbewegung lautet:

$$m_T \ddot{x}_P = F_{Mo}(t) - F_L(t); \quad m_T = m_{Mo} + m_M \quad (11.25)$$

m_T	Gesamtmasse	Total mass	kg
x_P	Istposition	Actual position	k
F_{Mo}	Motorkraft	Motor force	N
F_L	Lastkraft	Load force	N
m_{Mo}	Masse des bewegten Motorteils	Mass of moved motor part	kg
m_M	Anzutreibende Masse	Mass to be moved	kg

Laplace-transformiert folgt für die Geschwindigkeit:

$$m_T v(s) s = F_{Mo}(s) - F_L(s) \quad (11.26)$$

$$v(s) = \frac{1}{m_T} (F_{Mo}(s) - F_L(s)) \frac{1}{s} \quad (11.27)$$

Die Führungs- und Störübertragungsfunktion der Last sind betragsmäßig identisch:

- Führungsübertragungsfunktion

$$G_{WV}(s) = \frac{v(s)}{F_{Mo}(s)} = \frac{1}{m_T} \frac{1}{s} \quad (11.28a)$$

- Lastübertragungsfunktion

$$G_{LV}(s) = \frac{v(s)}{F_L(s)} = -\frac{1}{m_T} \frac{1}{s} \quad (11.28b)$$

G_{WV}	Führungsübertragungsfunktion Motorkraft → Geschwindigkeit	Reference transfer function motor force → speed
G_{LV}	Lastübertragungsfunktion Lastkraft → Geschwindigkeit	load transfer function load force → speed

Bild 11.19 zeigt einen vereinfachten Geschwindigkeitsregelkreis für einen mechanisch steifen Antrieb. Die Konstante c_F ist die Kraftkonstante des Linearmotors. Es wird davon ausgegangen, dass die Geschwindigkeitsermittlung aus der gemessenen Position und die Positionsmessung selbst ideal sind. Auch die Stromregelung wird als ideal angenommen und ist daher nicht dargestellt.

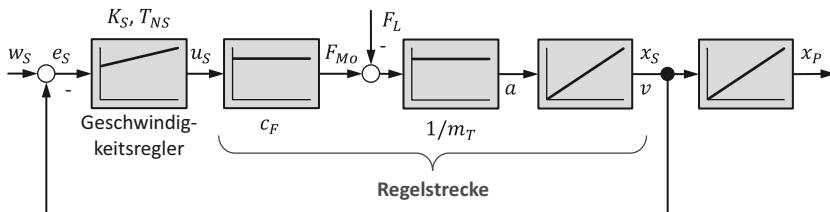


Bild 11.19 Vereinfachter Geschwindigkeitsregelkreis (zeitkontinuierlich)

Die Reglerparameter des Stromreglers sind meist vom Antriebslieferanten bereits voreingestellt und im Speicher des Motion Controllers abgelegt. Dies ist möglich, da auf die Einstellung des Stromreglers der jeweilige Motor maßgeblichen Einfluss hat. Alle an den Motor angekoppelten Mechaniken sind regelungstechnisch außerhalb des Stromregelkreises. In den meisten Fällen müssen oder können die Parameter des Stromreglers daher vom Anwender nicht verändert werden. Für einen rotatorischen Antrieb gelten die in Tabelle 11.8 dargestellten Analogien.

Tabelle 11.8 Analogiegrößen linearer und rotatorischer mechanisch steifer Antrieb

Analogie Linear → Rotatorisch	
Masse → Trägheitsmoment	$m_T \rightarrow J_T$
Kraftkonstante → Drehmomentkonstante	$c_F \rightarrow c_T$

Die Übertragungsfunktion des offenen Kreises lautet:

$$G_{0S}(s) = \frac{x_S(s)}{e_S(s)} = K_S \left(1 + \frac{1}{T_{NS}} \frac{1}{s} \right) \frac{c_F}{m_T} \frac{1}{s} \quad (11.29)$$

c_F	Kraftkonstante	Force constant	N/A
m_T	Gesamte zu bewegende Masse	Total mass to be moved	kg

Für eine allgemeine Betrachtung ist es hilfreich, diese unabhängig von der Kraftkonstante und der Masse durchzuführen. Hierfür ist es zweckmäßig, eine normierte Verstärkung zu definieren.

$$G_{0S}(s) = K_S^* \left(1 + \frac{1}{T_{NS}} \frac{1}{s} \right) \frac{1}{s}; \quad K_S^* = K_S \frac{c_F}{m_T} \quad (11.30)$$

K_S^*	Normierte Proportionalverstärkung Geschwindigkeitsregler	Normalized proportional gain speed controller	1/s
---------	--	---	-----

Für einen rein proportionalen Regler ergibt sich als Führungsübertragungsfunktion ein Verzögerungsglied erster Ordnung.

$$G_{WS}(s) = \frac{x_S(s)}{w_S(s)} = \frac{K_S^* \frac{1}{s}}{1 + K_S^* \frac{1}{s}} = \frac{1}{\frac{1}{K_S^*} s + 1} = \frac{1}{T_{SC} s + 1}; \quad T_{SC} = \frac{1}{K_S^*} \quad (11.31)$$

G_{ws}	Führungsübertragungsfunktion Geschwindigkeits- oder Drehzahlregelkreis	Reference transfer function speed control loop	
T_{SC}	Zeitkonstanter Geschwindigkeits- oder Drehzahlregelkreis	Time constant speed control loop	s

Eine Erhöhung der Proportionalverstärkung führt zu einer kleineren Zeitkonstante des Geschwindigkeitsregelkreises. Je höher die Verstärkung, desto schneller folgt die Istgeschwindigkeit der Sollgeschwindigkeit (Bild 11.20). Die Dynamik des Antriebes erhöht sich. Die Eckfrequenz (-3 dB Frequenz) des Drehzahlregelkreises errechnet sich zu:

$$f_{ES} = \frac{1}{2\pi T_{SC}} = \frac{K_S^*}{2\pi} \quad (11.32)$$

f_{ES}	Eckfrequenz Geschwindigkeits- oder Drehzahlregelkreis	Edge frequency velocity or speed control loop	Hz
----------	---	---	----

Sie ist eine charakteristische Kenngröße für die Dynamik des Geschwindigkeits- oder Drehzahlregelkreises.

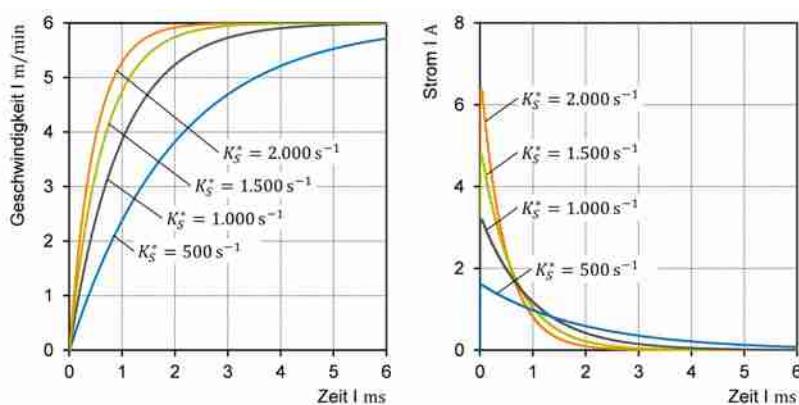


Bild 11.20 Einfluss der Proportionalitätsverstärkung auf die Dynamik und den Strom

Insbesondere durch folgende Effekte ist die erreichbare Verstärkung jedoch begrenzt:

- Der Strom und damit die zur Verfügung stehende Motorkraft zum Beschleunigen sind begrenzt. Der erforderliche Strom steigt mit höherer Verstärkung (Bild 11.20).
- Motion Controller arbeiten digital. Die Abtastzeit hat Einfluss auf das Stabilitätsverhalten. Bei vorgegebener Abtastzeit ist die Verstärkung begrenzt.

Das Lastverhalten mit einem Proportionalregler berechnet sich zu:

$$x_S(s) = \frac{1}{m_T} (F_{Mo}(s) - F_L(s)) \frac{1}{s} \quad (11.33a)$$

$$F_{Mo}(s) = -K_S c_F x_S(s); \quad w_S(s) = 0! \quad (11.33b)$$

$$x_S(s) = \left(-\frac{c_F}{m_T} K_S x_S(s) - \frac{1}{m_T} F_L(s) \right) \frac{1}{s} = \left(-K_S^* x_S(s) - \frac{1}{m_T} F_L(s) \right) \frac{1}{s} \quad (11.33c)$$

$$(s + K_S^*) x_S(s) = -\frac{1}{m_T} F_L(s) \quad (11.33d)$$

$$G_{ZLS}(s) = \frac{x_S(s)}{F_L(s)} = -\frac{1}{m_T} \frac{1}{s + K_S^*} = -\frac{1}{m_T K_S^*} \frac{1}{\frac{1}{K_S^*} s + 1} \quad (11.33e)$$

$$G_{ZLS}(s) = \frac{x_S(s)}{F_L(s)} = -\frac{1}{m_T K_S^*} \frac{1}{T_{SC} s + 1} \begin{cases} K_S^* = K_S \frac{c_F}{m_T} \\ T_{SC} = \frac{1}{K_S^*} = \frac{1}{K_S} \frac{m_T}{c_F} \end{cases} \quad (11.33f)$$

G_{ZLS}	Lastübertragungsfunktion Geschwindigkeits- oder Drehzahlregelkreis	<i>Load transfer function speed control loop</i>	m/(Ns), rad/(Nms)
-----------	---	--	----------------------

Die Lastübertragungsfunktion ist ebenfalls ein Verzögerungsglied erster Ordnung. Die stationäre Geschwindigkeitsabweichung ist umgekehrt proportional zur Proportionalverstärkung.

$$e_S|_{\text{steady state}} = -\frac{1}{m_T K_S^*} F_L = -\frac{1}{c_F K_S} F_L \quad (11.34)$$

Abhängig von der erreichbaren Verstärkung ergibt sich mit einem proportionalen Regler bei Belastung des Antriebes eine mehr oder weniger große stationäre Regelabweichung. Durch einen integralen Anteil im Regler wird die stationäre Regelabweichung null. Daher wird für den Geschwindigkeits- oder den Drehzahlregler ein PI-Regler verwendet. Der proportionale Anteil bestimmt im Wesentlichen die Dynamik und der integrale Anteil sorgt dafür, dass es zu keiner bleibenden Regelabweichung kommt.

Das Führungsverhalten eines Geschwindigkeits- oder Drehzahlregelkreises mit P-Regler in Abhängigkeit von der normierten Proportionalverstärkung ist in Bild 11.21 im Frequenzbereich dargestellt. Zusätzlich ist für den höchsten Verstärkungswert der Verlauf für einen optimierten PI-Regler jeweils als gestrichelte Linie eingezeichnet ($K_S^* = 2000 \text{ s}^{-1}$, $T_{NS} = 6 \text{ ms}$). Deutlich ist zu erkennen, dass durch den zusätzlichen integralen Anteil die Dynamik nur unwesentlich verändert wird. Allerdings erfolgt eine Überhöhung des Amplitudenganges. Abhängig von der Applikation, wird diese Überhöhung auf maximal 1 dB bis 3 dB eingestellt. Die Eckfrequenzen sind mit ①, ②, ③ und ④ markiert und angegeben.

Für einen rotatorischen Direktantrieb mit PI-Drehzahlregler ist in Bild 11.22 das Führungs- und das Lastverhalten zeitlich nacheinander dargestellt. Als Testsignale wurden ein Drehzahl- und ein Lastsprung verwendet. Bei mechanisch steifen Antrieben gibt es keine niedrigen Eigenfrequenzen, die von der Regelung angeregt werden können. Daher ist es bei Direktantrie-

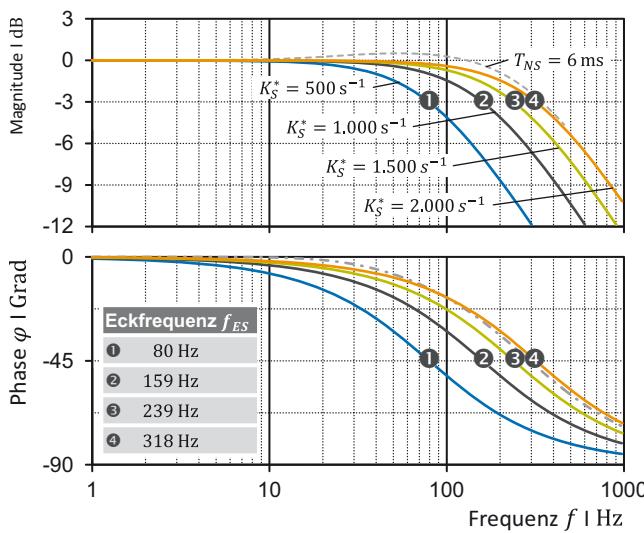


Bild 11.21 Bode-Diagramm Führungsverhalten Geschwindigkeits- oder Drehzahlregelkreis

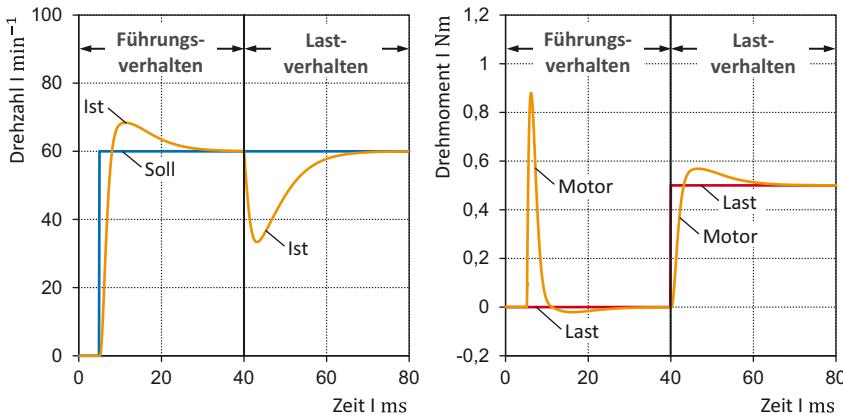


Bild 11.22 Führungs- und Störverhalten des Drehzahlregelkreises eines rotatorischen Antriebs, links: Drehzahlverlauf, rechts: Drehmomentverlauf

ben im Vergleich zu elektromechanischen Antrieben häufig möglich, eine sehr hohe Proportionalverstärkung einzustellen.

Bild 11.23 zeigt einen kaskadierten zeitkontinuierlichen Positionsregelkreis für einen linearen mechanisch steifen Antrieb. Mit proportionalen Reglern für Position und Geschwindigkeit ist der Einstieg in das Gebiet Positionsregelung für Servoantriebe einfacher und wesentliche Zusammenhänge lassen sich mit dieser Reglerstruktur darstellen. Der Geschwindigkeitsregelkreis hat daher keinen Integralanteil.

Es ist vorteilhaft, das System wie folgt zu normieren:

$$F_L^* = \frac{1}{m_T} F_L \quad \text{und} \quad F_{Mo}^* = \frac{1}{m_T} F_{Mo} \quad (11.35)$$

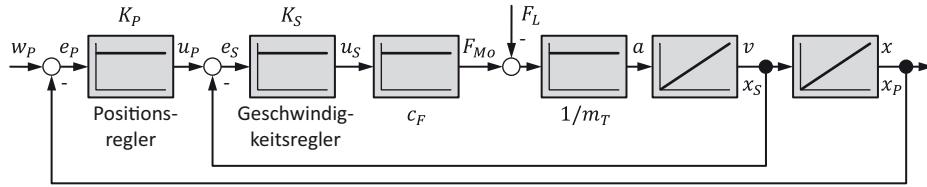


Bild 11.23 Zeitkontinuierlicher Positionsregelkreis für linearen mechanisch steifen Antrieb

Damit folgt aus:

$$F_{Mo} = K_P K_S c_F (w_P - x_P) - K_S c_F x_S \quad (11.36)$$

In normierter Darstellung:

$$F_{Mo}^* = \frac{c_F}{m_T} K_P K_S (w_P - x_P) - \frac{c_F}{m_T} K_S x_S \quad (11.37)$$

Für die Verstärkungen ist eine Normierung ebenfalls vorteilhaft:

$$F_{Mo}^* = K_P^* (w_P - x_P) - K_S^* x_S; \quad K_P^* = \frac{c_F}{m_T} K_P K_S; \quad K_S^* = \frac{c_F}{m_T} K_S \quad (11.38)$$

Durch die Normierungen wird das Blockschaltbild übersichtlicher (Bild 11.24). Die Zusammenhänge zwischen den physikalischen und den normierten Werten sind in Tabelle 11.9 gezeigt.

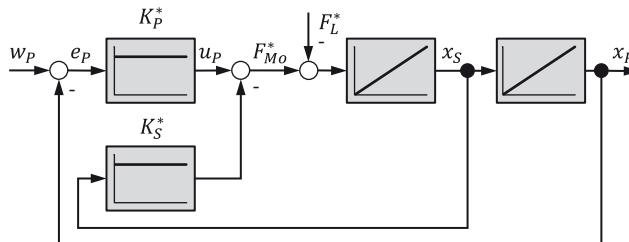


Bild 11.24 Blockschaltbild mit normierten Größen

Tabelle 11.9 Zusammenhänge zwischen physikalischen und normierten Größen

Physikalisch		Normiert	
F_{Mo}	N	$F_{Mo}^* = \frac{1}{m_T} F_{Mo}$	m/s^2
K_S	As/m	$K_S^* = \frac{c_F}{m_T} K_S$	$1/\text{s}$
K_P	$1/\text{s}$	$K_P^* = \frac{c_F}{m_T} K_P K_S = K_P K_S^*$	$1/\text{s}^2$

Im Frequenzbereich folgt:

$$(s^2 + K_S^* s + K_P^*) X_P(s) = K_P^* w_P(s) - F_L^*(s) \quad (11.39)$$

Daraus ergibt sich für die Führungs- und Lastübertragungsfunktion ein Verzögerungsglied zweiter Ordnung:

$$G_{WP}(s) = \frac{x_P(s)}{w_P(s)} = \frac{1}{\frac{1}{K_p^*}s^2 + \frac{K_S^*}{K_p^*}s + 1} \quad (11.40a)$$

$$G_{LP}(s) = \frac{x_P(s)}{F_L^*(s)} = -\frac{1}{K_p^*} \frac{1}{\frac{1}{K_p^*}s^2 + \frac{K_S^*}{K_p^*}s + 1} \quad (11.40b)$$

G_{WP}	Führungsübertragungsfunktion Positionsregelkreis	<i>Reference transfer function position control loop</i>	
G_{LP}	Lastübertragungsfunktion Positionsregelkreis	<i>Load transfer function position control loop</i>	m/N, rad/Nm

Ganz allgemein ist die Übertragungsfunktion eines Verzögerungsgliedes zweiter Ordnung durch die Kennkreisfrequenz, den Dämpfungsgrad und die Verstärkung definiert.

$$G(s) = \frac{x(s)}{u(s)} = \frac{K}{\frac{1}{\omega_0^2}s^2 + \frac{2D}{\omega_0}s + 1} \quad (11.41)$$

Ein Koeffizientenvergleich ergibt die charakteristischen Kenngrößen des Positionsregelkreises.

$$\omega_{0P} = \sqrt{K_p^*} \quad (11.42a)$$

$$D_p = \frac{1}{2} \frac{K_S^*}{\sqrt{K_p^*}} \quad (11.42b)$$

ω_{0P}	Kennkreisfrequenz des Positionsregelkreises	<i>Characteristic angular frequency of position control loop</i>	rad/s
D_p	Dämpfungsgrad des Positionsregelkreises	<i>Damping grade of position control loop</i>	

Das dynamische Verhalten des Positionsregelkreises wird mittels der beiden Reglerverstärkungen festgelegt.

$$K_p^* = \omega_{0P}^2 \quad (11.43a)$$

$$K_S^* = \frac{2D_p}{\omega_{0P}} K_p^* = 2D_p \sqrt{K_p^*} \quad (11.43b)$$

Bei vielen Antriebsaufgaben müssen Schwingungen bei der Positionierung vermieden oder begrenzt werden. Daher sind Stabilitätskriterien zur Reglerparametrierung nicht ausreichend. Ein Positioniervorgang ohne Schwingungen wird erreicht, wenn bei sinusförmigem Verlauf des Positionssollwertes für alle Frequenzen die Amplitude des Positionsistwertes nicht höher wird als die des Positionssollwertes.

$$A_p(\omega) = |G_{WP}(\omega)| \leq 1 \quad (11.44)$$

Durch Wahl des Dämpfungsgrades des Positionsregelkreises zu

$$D_p = \frac{1}{2} \sqrt{2} \approx 0,707 \quad (11.45)$$

kann diese Forderung gerade (ohne Sicherheitsreserve) erfüllt werden.

Die Kennfrequenz des Positionsregelkreises ergibt sich aus folgenden Zusammenhängen:

$$\frac{2D_p}{\omega_{0P}} = \frac{K_S^*}{K_P^*} = \frac{K_S^*}{K_P K_S^*} \quad (11.46)$$

$$f_{0P} = \frac{D_p}{\pi} K_P \quad (11.47)$$

f_{0P}	Kennfrequenz des Positionsregelkreises	Characteristic frequency of position control loop	1/s
----------	--	---	-----

Die Beziehung zwischen den Verstärkungen lautet:

$$K_S^* = 4D_p^2 K_P \quad (11.48)$$

Für zwei typische Dämpfungsgrade D_p des Positionsreglers folgt:

$$D_p = \frac{1}{2}\sqrt{2} \approx 0,707; \quad K_S^* = 2K_P \quad (11.49a)$$

$$D_p = 1; \quad K_S^* = 4K_P \quad (11.49b)$$

Eine Punkt-zu-Punkt Bewegung ist in Bild 11.25 dargestellt. Es sind die Sollwerte und alle wichtigen mechanischen Größen dargestellt. Den Einfluss des Dämpfungsgrades D_p auf einen Positioniervorgang zeigt Bild 11.26. Die normierte Proportionalverstärkung des Geschwindigkeitsreglers K_S^* und damit die Dynamik des Geschwindigkeitsregelkreises ist dabei identisch.

! Ein niedriger Dämpfungsgrad des Positionsregelkreises erhöht zwar die Dynamik, bei allerdings gleichzeitiger Erhöhung der Positionierzeit.

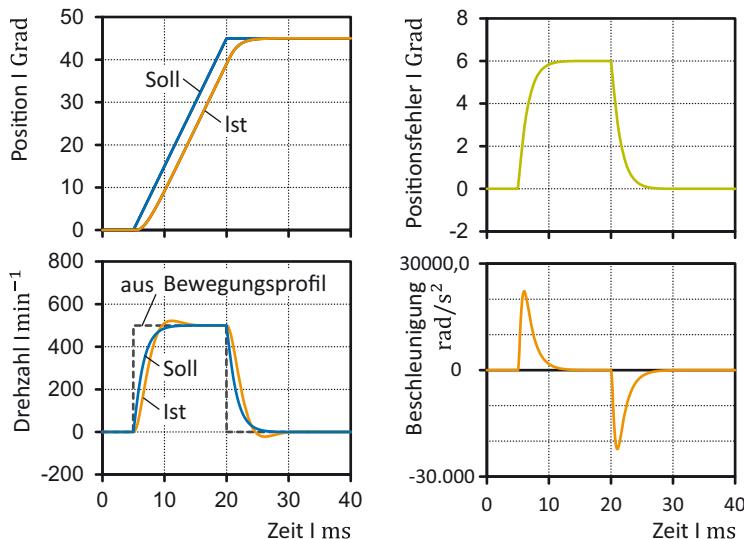


Bild 11.25 Punkt-zu-Punkt-Bewegung (Bewegungsprofil Positionsrampe)

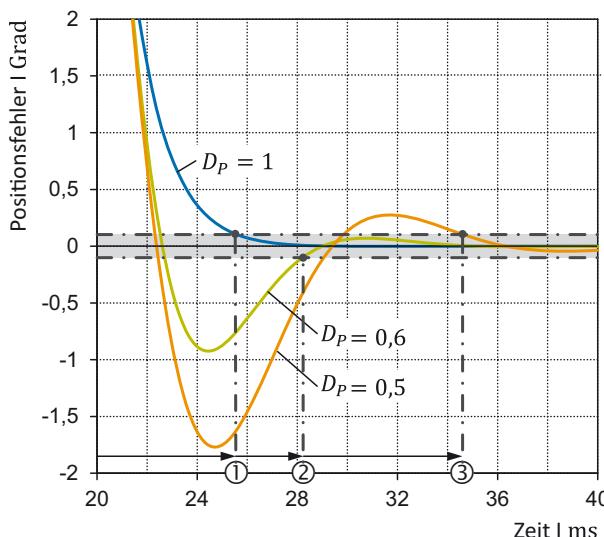


Bild 11.26 Positionierungsvorgang (Bewegungsprofil: Positionsrampe)

Zur Einhaltung eines vorgegebenen Positionsfensters von z. B. $\pm 0,1$ mm, gewährleistet der höchste Dämpfungsgrad die niedrigste Positionierzeit (mit ① gekennzeichnet). Die Positionierzeiten für niedrigere Dämpfungsgrade sind mit ② und ③ bezeichnet.



Ein Integralanteil im Regelkreis wirkt destabilisierend. Ein Positionsregler mit integralem Anteil bewirkt ein in vielen Anwendungen unerwünschtes Überschwingen der Position beim Positionierungsvorgang. So führt ein Überschwingen in der Position bei einer spanenden Bearbeitung eines Werkstückes auf einer Werkzeugmaschine zu einem unzulässigen Materialabtrag.

Das Führungsverhalten eines Positionsregelkreises mit $K_S^* = 2000 \text{ s}^{-1}$ ist in Bild 11.27 für die oben angegebenen zwei Dämpfungsgrade im Frequenzbereich gezeigt. Die Kennfrequenzen des Positionsregelkreises sind mit ① und ② markiert und angegeben.

Eine Abschätzung, welche Abtastzeit erforderlich ist, damit die zeitkontinuierliche Betrachtungsweise bei einer digitalen Regelung zulässig ist, liefert das Verhältnis der Periodendauer der Schwingung zur Abtastzeit. Eine Periode muss 10- bis 20-mal abgetastet werden, damit von einem quasi-zeitkontinuierlichen Verhalten ausgegangen werden kann.

$$\chi_S = \frac{T}{T_S}; \quad 10 \leq \chi_S < 20 \quad (11.50)$$

χ_S	Verhältnis Periodendauer zu Abtastzeit	Ratio of period time to sampling time	
T	Periodendauer	Period time	s
T_S	Abtastzeit	Sampling time	s

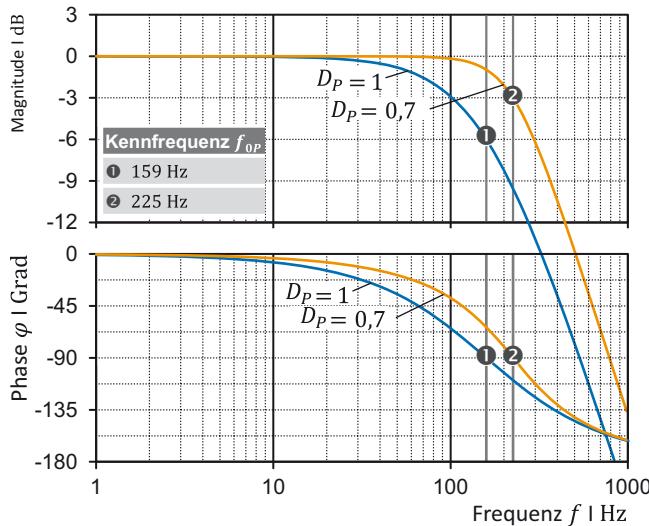


Bild 11.27 Führungsverhalten Positionsregelkreis



Die Abtastzeit des Motion Controllers kann nicht beliebig reduziert werden. Abhängig von der Leistungsfähigkeit der eingesetzten Elektronik ist eine mehr oder weniger lange Zeit, z. B. zur Berechnung der Regelalgorithmen und Verarbeitung der Ein- und Ausgangssignale erforderlich. Zur Erreichung höchster Dynamik und damit sehr hoher Reglerverstärkungen ist das oben angegebene Verhältnis nicht mehr erfüllbar. In diesen Fällen muss bei der Regleroptimierung zusätzlich die Abtastzeit berücksichtigt werden. Der Stromregelkreis kann dann auch nicht als ideal angenommen werden.

■ 11.7 Mechanisch elastische Antriebe

In Abschnitt 2.7 wurde das dynamische Verhalten mechanischer Übertragungselemente am Beispiel einer Linearachse mit einer dominanten Elastizität (Bild 2.12) hergeleitet. Um Missverständnisse mit in der Regelungstechnik häufig benutzten Zustandsgrößen zu vermeiden, werden in diesem Abschnitt andere Indizes als in Abschnitt 2.7 verwendet. Das regelungstechnische Ersatzschaltbild (Blockschatzbild) des Systems ist in Bild 11.28 dargestellt. Die Position der anzutreibenden Masse wird von der Winkelposition der Motorwelle (Führungsgröße) und der Prozesskraft (Lastgröße) beeinflusst. Das Blockschatzbild ist sowohl mit der Torsionssteifigkeit als auch mit der linearen Steifigkeit gezeigt. Der Übergang vom linearen in das rotatorische System ist im betrachteten Beispiel nur durch die Spindelsteigung bestimmt. Es ist zweckmäßig, im Weiteren die kinematische Konstante des Systems (siehe Kapitel 2) zu verwenden:

$$c_K = \frac{h_{Sp}}{2\pi} \quad (11.51)$$

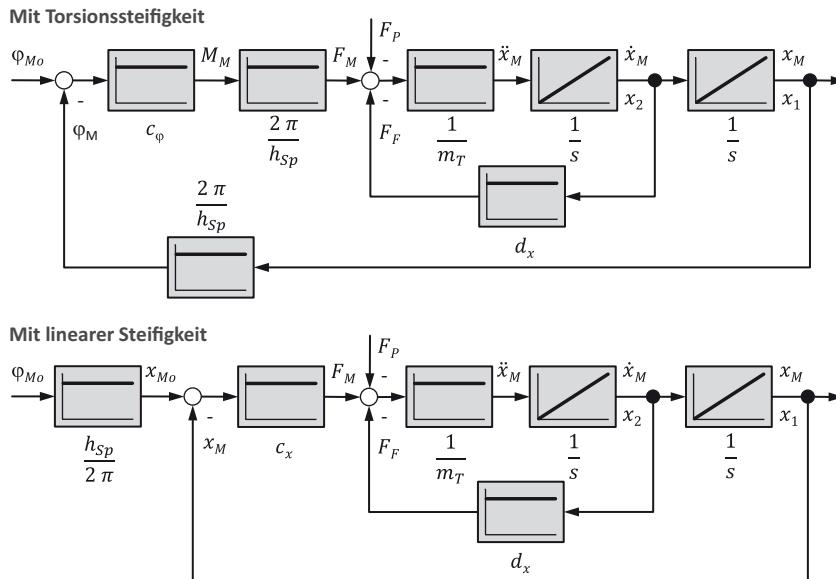


Bild 11.28 Blockschaltbild mechanischer Übertragungselemente einer Linearachse mit einer dominanten Elastizität

Die charakteristischen Größen dieses schwingungsfähigen Systems sind:

- mechanische Kennkreisfrequenz ω_{0M}
- mechanischer Dämpfungsgrad D_M

Sie ergeben sich, wie in Abschnitt 2.7.2 gezeigt, aus den charakteristischen Größen der mechanischen Übertragungselemente zu:

$$\omega_{0M} = \sqrt{\frac{c_x}{m_M}} \quad (11.52a)$$

$$D_M = \frac{1}{2} d_x \sqrt{\frac{1}{c_x m_M}} \quad (11.52b)$$

Das äquivalente Blockschaltbild mit den charakteristischen Schwingungsgrößen ist in Bild 11.29 dargestellt.

Um die positionsgeregelte Servoachse vollständig beschreiben zu können, ist das Blockschaltbild der mechanischen Übertragungselemente um die mechanischen und elektrischen Elemente des Motors, die Leistungselektronik, die Messgeräte und um die kaskadierten Regler zu ergänzen. Bild 11.30 zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild für einen positionsgeregelten elektromechanischen Antrieb. Dabei wurde angenommen, dass der Stromregelkreis ideal ist. Daher sind der elektrische Teil des Motors, die Leistungselektronik und der Stromregler nicht gezeigt. Auch für die Messgeräte wird von einem idealen Verhalten ausgegangen. Mechanische Leistungsverluste im Motor werden vernachlässigt. Die Messung der Position erfolgt an der anzutreibenden Masse (Schlitten).

Der Sollwerteingang ① ist die Sollposition w_p und der Lasteingang ② ist die Lastkraft F_L an der zu bewegenden Masse. Da der Positionsregler lineare Größen und der Drehzahlregler Winkelgrößen nutzt, ist eine Umwandlung ③ der Größen zwischen Positions- und Drehzahlregler, die

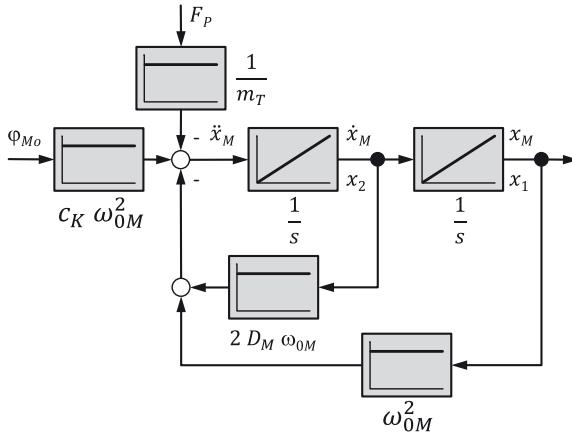


Bild 11.29 Blockschaltbild mit charakteristischen Größen einer Schwingung

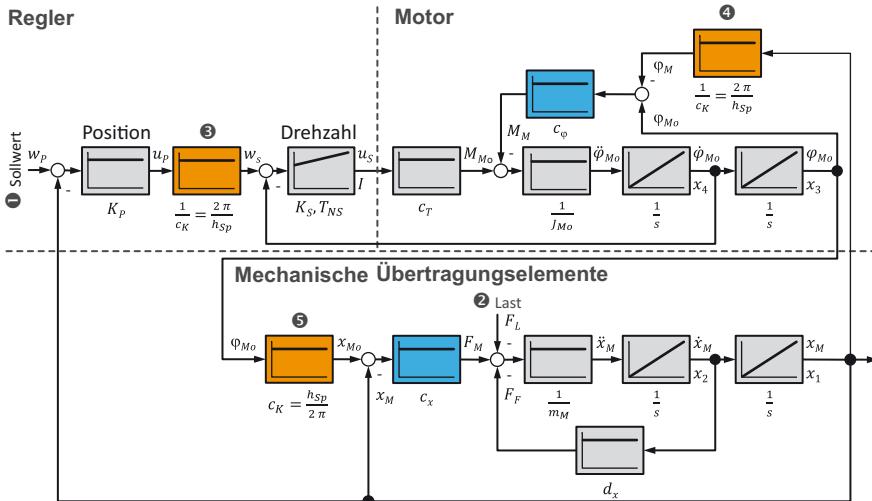


Bild 11.30 Blockschaltbild positionsgeregelter elektromechanischer Antrieb

den kinematischen Zusammenhang nutzt, erforderlich. Auch in der Regelstrecke (Motor und mechanische Übertragungselemente) sind Umwandlungen von linearen Größen in Winkelgrößen und umgekehrt notwendig (4 und 5).

Die Rückwirkung der mechanischen Übertragungselemente auf die Motorwelle in Form des Drehmomentes M_M kann auch als Lastgröße für den Drehzahlregelkreis betrachtet werden. Wendet man die von einem Geschwindigkeitsregelkreis bekannte Normierung auf den Drehzahlregelkreis an, ergeben sich die normierten Größen zu:

$$K_S^* = K_S \frac{c_T}{J_{Mo}} \quad (11.53a)$$

$$M_M^* = \frac{1}{J_{Mo}} M_M \quad (11.53b)$$

$$M_{Mo}^* = \frac{1}{J_{Mo}} M_{Mo} \quad (11.53c)$$

Mit normierter Darstellung für den Drehzahlregelkreis ergibt sich das in Bild 11.31 gezeigte Blockschaltbild.

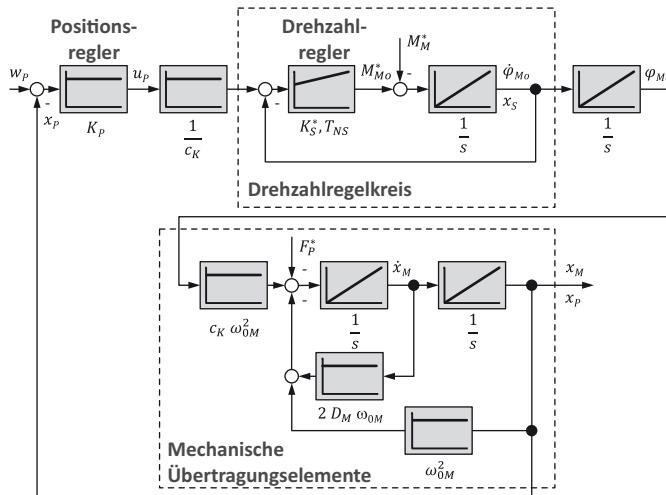


Bild 11.31 Vereinfachung des Blockschaltbildes

Eine Verschiebung des Integratorblocks von der Drehzahl zur Position der Motorwelle führt zum Blockschaltbild in Bild 11.32.

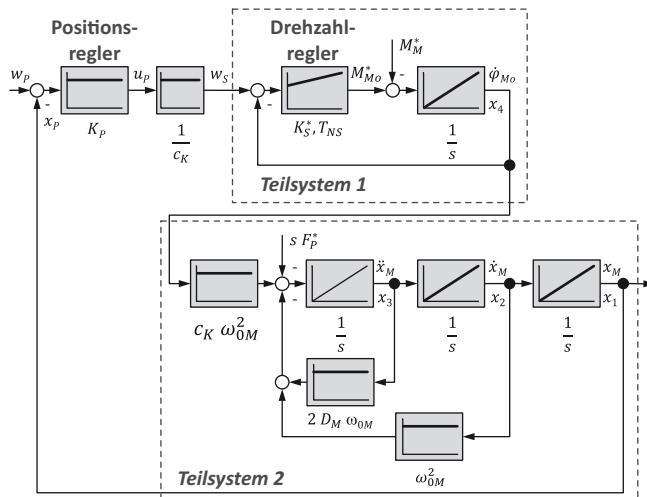


Bild 11.32 Blockschaltbild positionsgeregelte elektromechanische Linearchase

Die Beschreibung des Antriebsverhaltens kann stark vereinfacht werden, wenn folgende Randbedingungen erfüllt sind:

- Die Dynamik des Drehzahlregelkreises ist deutlich höher als die Dynamik der mechanischen Übertragungselemente.

- Störungen des Drehzahlregelkreises durch die Rückwirkung der mechanischen Übertragungselemente werden vom Drehzahlregler sehr schnell ausgeglichen. Der Einfluss der Störung auf den Drehzahlwert ist zu vernachlässigen.

Der Drehzahlregelkreis kann dann als ideal angesehen werden und es ergibt sich das in Bild 11.33 gezeigte nochmals vereinfachte Blockschaltbild.

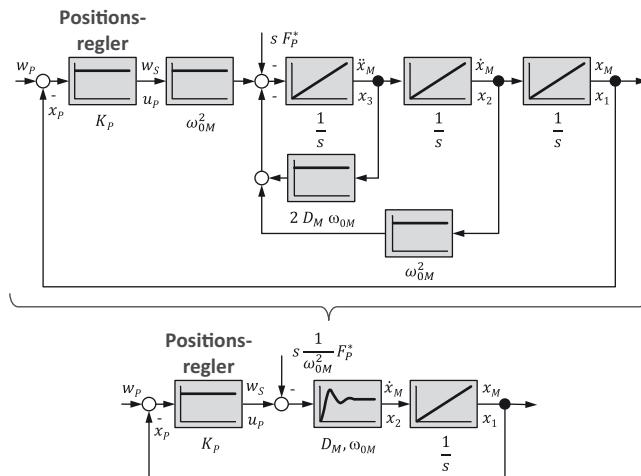


Bild 11.33 Blockschaltbild positionsgeregelte elektromechanische Linearachse (sehr stark vereinfacht)

Die maximal erreichbare Proportionalverstärkung des Positionsreglers hängt in dieser sehr vereinfachten Betrachtung nur von der Kennkreisfrequenz ω_{0M} und dem Dämpfungsgrad D_M der mechanischen Übertragungselemente ab. Für einen überschwingungsfreien Positioniervorgang zeigt Bild 11.34 die erreichbare Verstärkung.

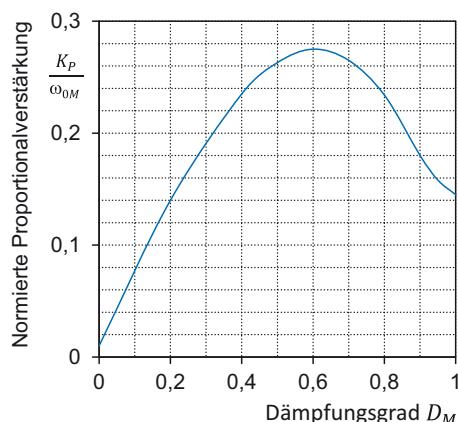


Bild 11.34 Maximal zulässige Proportionalverstärkung des Positionsreglers, Kriterium: kein Überschwingen beim Positionieren

Bild 11.35 bis Bild 11.37 zeigen das Verhalten eines Servoantriebes mit einer dominanten mechanischen Eigenfrequenz. Der Motion Controller hat eine Abtastzeit von 125 µs. Die Positionsmeßung erfolgt auf der Motorwelle.

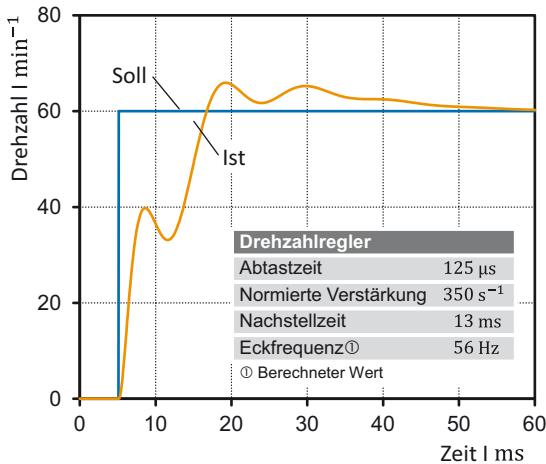
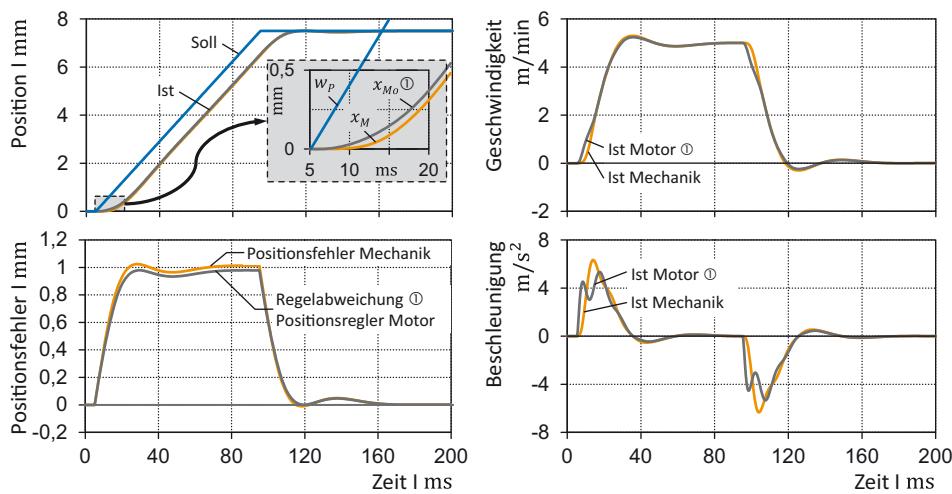


Bild 11.35 Führungsverhalten Drehzahlregelung für mechanisch elastischen Antrieb

Die Reglerparameter des

- P-Positionsreglers (K_P)
- PI-Drehzahlreglers (K_S, T_{NS})
- PI-Stromreglers (K_C, T_{NC})

sind bzgl. Schwingungsverhalten und Positionierverhalten optimiert. Im Führungsverhalten des Drehzahlreglers ist die Rückwirkung der mechanischen Eigenschwingung auf das Dreh-



① Kinematisch umgerechnet auf lineare Größe an anzutreibender Masse

Bild 11.36 Antrieb mit einer dominanten mechanischen Eigenfrequenz. Bewegungsverhalten Mechanik und Motor, bezogen auf Mechanik (Abtastzeit: 125 µs, Proportionalverstärkung Positionsregler: 85 s⁻¹)

zahlverhalten der Motorwelle deutlich ersichtlich (Bild 11.36). Die Differenz zwischen der Motorposition und der Position der anzutreibenden Masse, hervorgerufen durch die Elastizität des Gewindetriebes, ist in Bild 11.36 (vergrößerter Bereich in oberer Grafik) gut erkennbar. Die höhere Dynamik des Drehzahlregelkreises im Vergleich zum mechanischen System (Gewindetrieb) zeigt der Beschleunigungsverlauf. Dabei wurde die Winkelbeschleunigung der Motorwelle kinematisch auf eine lineare Beschleunigung an der anzutreibenden Masse umgerechnet. Beim Positionierungsvorgang (Bild 11.37) schwingt die Position der Motorwelle, die wiederum kinematisch auf die Position der anzutreibenden Masse umgerechnet wurde, nicht über. Bei der gewählten Einstellung der Reglerparameter schwingt allerdings die Position der anzutreibenden Masse über. Dies resultiert wiederum aus der Elastizität des Gewindetriebes. Durch Reduzierung der Reglerverstärkung kann dieses Überschwingen in der Position vermieden werden.

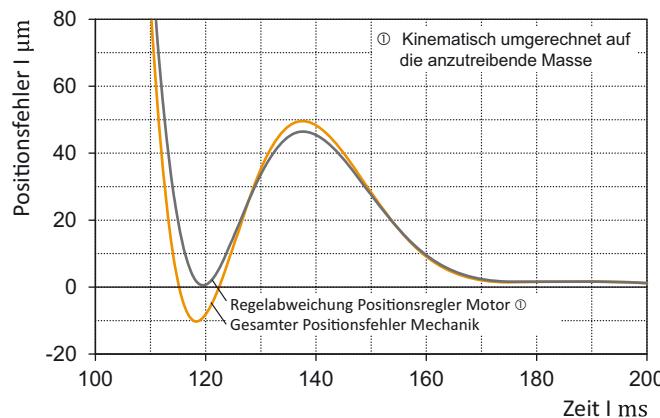


Bild 11.37 Positionsfehler bei einem Positionierungsvorgang

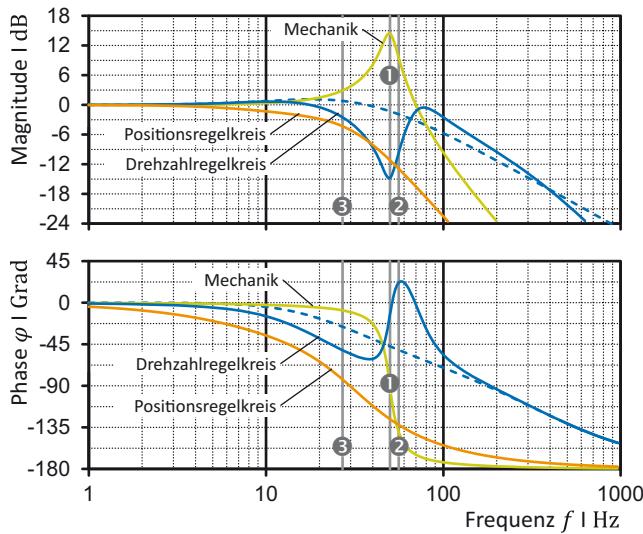
Das Führungsverhalten eines schwach gedämpften mechanisch elastischen Antriebes mit einer mechanischen Eigenfrequenz von $f_M = 50 \text{ Hz}$ und einem Dämpfungsgrad von $D_M = 0,1$ zeigt Bild 11.38 im Frequenzbereich für die Teilsysteme:

- mechanisches Übertragungselement
- Drehzahlregelkreis
- Positionsregelkreis

Die charakteristischen Frequenzen der Teilsysteme sind mit ①, ② und ③ markiert und in Tabelle 11.10 angegeben. Das Motorträgheitsmoment und das äquivalente Trägheitsmoment des Schlittens bezogen auf die Motorwelle sind identisch. Der Einbruch im Amplitudengang des Drehzahlregelkreises bei 50Hz ergibt sich durch die elastische Kopplung der Schlittenmasse mit dem Motorträgheitsmoment (Rückwirkung). Die gestrichelten Linien zeigen das Verhalten im Drehzahlregelkreis, würde die Rückwirkung nicht vorhanden sein. Die charakteristischen Frequenzen der Teilsysteme, basierend auf den vorgestellten Vereinfachungen, sind mit ② und ③ markiert.

Tabelle 11.10 Charakteristische Frequenzen der Teilsysteme

Charakteristische Frequenzen			
❶ Dominante mechanische Eigenfrequenz	f_{OM}	50 Hz	
❷ Eckfrequenz Drehzahlregelkreis	f_{ES}	56 Hz	
❸ Eigenfrequenz Positionsregelkreis	f_{OP}	27 Hz	

**Bild 11.38** Führungsverhalten Positionsregelkreis

■ 11.8 Feldorientierte Regelung

In vielen Anwendungsfeldern, wie z. B. der Industrieautomatisierung, werden wartungsfreie elektrische Antriebe gefordert. Diese Anforderung wird von Motoren mit einem wandernden oder rotierenden magnetischen Feld erfüllt. Insbesondere Drehstrommotoren sind daher sehr weit verbreitet. Damit Drehstrommotoren als Motoren in Servoantrieben einsetzbar sind, muss die Regelung ein gleiches oder besseres dynamisches Verhalten gewährleisten, als dies von Servoantrieben mit Gleichstrommotoren erreicht wird.

Unabhängig davon, ob der Antrieb positions- oder drehzahl- bzw. geschwindigkeitsgeregt betrieben wird, ist die Stellgröße des Drehzahl- bzw. Geschwindigkeitsreglers bei Regelungsstrukturen mit drei „seriell angeordneten“ Reglern (Abschnitt 11.2) das Solldrehmoment oder die Sollkraft. Für Regelungsstrukturen mit zwei „seriell angeordneten“ Reglern ist die Stellgröße des Positionsreglers das Solldrehmoment oder die Sollkraft. Die Stellgröße oder Solldrehmoment- bzw. Sollkraft-Schnittstelle im Regler ist daher für Gleichstrom- und Drehstrommotoren identisch. Für Gleichstrommotoren hängt das Istdrehmoment oder die Istkraft vom Strom in der einphasigen Ankerwicklung ab. Bei Drehstrommotoren beeinflussen alle drei Statorwicklungen das Istdrehmoment oder die Istkraft. Daraus resultiert die Forderung für die Reglerstruktur von Drehstrommotoren, dass der Istwert für das Motordrehmoment oder die Motorkraft über die Sollwertvorgabe als Eingangssignal regelbar sein muss. Identisches gilt

für die weniger verbreiteten 2-phasigen Wechselstrommotoren. Im Folgenden werden nur Drehstrommotoren betrachtet. Die beschriebenen Methoden können jedoch entsprechend auf 2-phasige Motoren übertragen werden.

Für Drehstrommotoren müssen Spannungen für die drei Statorwicklungen vorgegeben werden. Da die Summe der drei Spannungen in oberwellenfreien sinusförmigen Drehspannungssystemen zu jedem Zeitpunkt null ist, existieren lediglich zwei unabhängige Stellgrößen (Spannungen) für die Motorklemmen. Wird der Motor ohne Feldschwächung betrieben, steht nur ein Sollwert für das Drehmoment bzw. die Kraft (Stellgröße des Drehzahl- bzw. Geschwindigkeitsreglers oder Positionsreglers) zur Steuerung zweier unabhängiger Spannungen zur Verfügung. Daraus stellt sich zunächst die Frage, wie zwei bzw. drei Spannungen aus einem einzigen Sollwert bzw. einer einzigen Stellgröße zu erzeugen sind. Hierfür wurde das Prinzip der feldorientierten Regelung entwickelt. Dabei werden mathematische Modelle des jeweiligen Motor-typs und Transformationen benutzt. Die feldorientierte Regelung ermöglicht, dass synchrone und asynchrone Drehstrommotoren von der Drehmoment- bzw. Kraftschnittstelle in Reglern von Servoantrieben identisch zu Gleichstrommotoren sind. Bei Betrieb des Motors in Feldschwächung wird zusätzlich zum Motordrehmoment bzw. der Motorkraft die Orientierung des Magnetfeldes des Stators relativ zum Magnetfeld des Rotors beeinflusst, mit dem Ziel höhere Drehzahlen bzw. Geschwindigkeiten zu ermöglichen, als diese ohne Feldschwächung erreichbar wären. Der bekannte Nachteil ist bei gleichem Statorstrom ein reduziertes Drehmoment bzw. eine reduzierte Kraft. Die feldorientierte Regelung kann daher als System mit den beiden Eingangssignalen

- Sollwert Motordrehmoment M_{Soll} oder Sollwert Motorkraft F_{Soll}
- Erregerfluss Φ_E

und den drei Motorspannungen (u_U , u_V , u_W) als Ausgangssignale betrachtet werden (Bild 11.39).

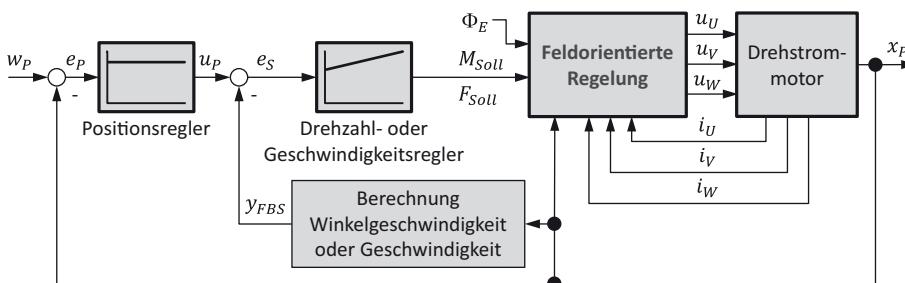


Bild 11.39 Feldorientierte Regelung eines positionsgeregelten Antriebes mit drei „seriell angeordnet“ Reglern

Meist werden die drei Phasenströme (i_U , i_V , i_W) gemessen und zur Stromregelung benutzt. Durch den Einsatz einer Stromregelung kann die Dynamik zur Einstellung des Istwertes für das Motordrehmoment bzw. der Kraft häufig vernachlässigt werden. In diesem Fall kann die Kombination aus feldorientierter Regelung und Drehstrommotor als idealer Drehmoment- oder Kraftaktuator gesehen werden. Die Steuerung der Ströme in den Statorwicklungen erfolgt mittels Leistungshalbleiter. Zur Minimierung von Leistungsverlusten in den Leistungsschaltern werden Verfahren der Pulsweitenmodulation (PWM) eingesetzt (siehe Kapitel 4 und Abschnitt 6.8). Damit wird die Spannung an den Motorklemmen gesteuert.

11.8.1 Raumzeiger und Koordinatensysteme

Zur feldorientierten Regelung von Drehstrommotoren ist es zweckmäßig, alle 3-phasigen elektrischen und magnetischen Größen wie Spannungen, Ströme, magnetische Flüsse und Durchflutungen in äquivalente 2-phasige Größen umzurechnen. Hierfür wird ein komplexer Vektor, der sogenannte Raumzeiger, eingeführt. Beispielhaft wird der Raumzeiger hier für Ströme diskutiert. Für andere Größen gilt Entsprechendes. Der Raumzeiger für den Strom ist definiert als:

$$\underline{i}(t) = c_S \{ \underline{a}^0 i_U(t) + \underline{a}^1 i_V(t) + \underline{a}^2 i_W(t) \} \quad (11.54a)$$

$$\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} + j\frac{1}{2}\sqrt{3}; \quad \varphi_{SV} = \frac{2\pi}{3} \quad (11.54b)$$

\underline{i}	Raumzeiger Strom	Space vector current	A
c_S	Skalierungsfaktor	Scaling factor	
\underline{a}	Komplexer Operator	Complex operator	
i_U	Strom U-Phase	Current U-phase	A
i_V	Strom V-Phase	Current V-phase	A
i_W	Strom W-Phase	Current W-phase	A
φ_{SV}	Drehwinkel Raumzeiger	Rotation angle space vector	rad

Häufig ist es vorteilhaft, den Raumzeiger als Funktion des elektrischen Winkels φ_{EI} darzustellen:

$$\underline{i}(\varphi_{EI}) = c_S \left\{ i_U(\varphi_{EI}) + i_V(\varphi_{EI}) \underbrace{e^{j\frac{2\pi}{3}}}_{\underline{a}} + i_W(\varphi_{EI}) \underbrace{e^{j\frac{4\pi}{3}}}_{\underline{a}^2} \right\} \quad (11.54c)$$

φ_{EI} Elektrischer Winkel Electrical angle rad

Eine Multiplikation mit dem komplexen Operator \underline{a} verursacht eine Drehung um $\varphi = 120^\circ$. Für weitere Betrachtungen wird von einem sinusförmigen 3-phasigen System ohne Oberwellen ausgegangen. Der Skalierungsfaktor c_S wird zur Normierung des Raumzeigers benutzt. Wird ein Skalierungsfaktor von

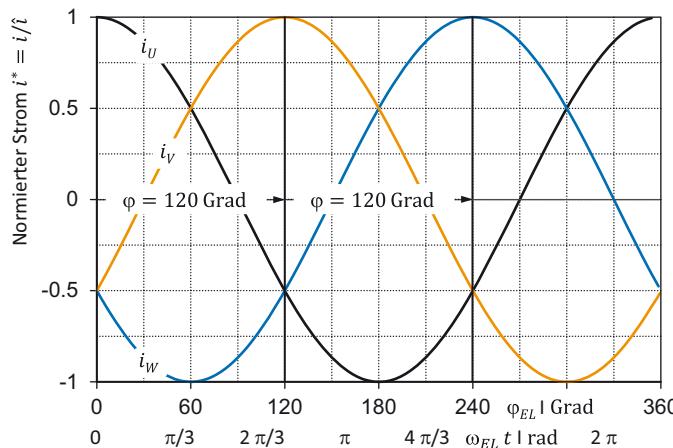
$$c_S = \frac{2}{3} \quad (11.55)$$

gewählt, entspricht die Länge des Raumzeigers für den Strom dem Phasenstrom. Die Erklärung hierfür erfolgt im Laufe dieses Abschnitts. Wird für den Strom in der U-Phase ein Nullphasenwinkel von $\varphi_{0U} = 90^\circ$ verwendet (Bild 11.40) vereinfachen sich die folgenden Berechnungen. Bei dieser Annahme gilt für die Phasenströme:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_U(\varphi_{EI}) = \hat{i} \sin\left(\varphi_{EI} + \frac{\pi}{2}\right) = \hat{i} \cos(\varphi_{EI}) \\ i_V(\varphi_{EI}) = \hat{i} \sin\left(\varphi_{EI} - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2}\right) = \hat{i} \cos\left(\varphi_{EI} - \frac{2\pi}{3}\right) = \hat{i} \cos\left(\varphi_{EI} - \varphi_V\right) \\ i_W(\varphi_{EI}) = \hat{i} \sin\left(\varphi_{EI} - \frac{4\pi}{3} + \frac{\pi}{2}\right) = \hat{i} \cos\left(\varphi_{EI} - \frac{4\pi}{3}\right) = \hat{i} \cos\left(\varphi_{EI} - \varphi_W\right) \end{array} \right\} \quad (11.56a)$$

$$\varphi_V = \frac{2\pi}{3}; \varphi_W = \frac{4\pi}{3} \quad (11.56b)$$

φ_{0U}	Nullphasenwinkel U-Phase	Zero phase angle U-phase	rad
φ_V	Phasenverschiebung V-Phase	Phase shift V-phase	rad
φ_W	Phasenverschiebung W-Phase	Phase shift W-phase	rad



Nullphasenwinkel Phase U: $\varphi_{0U} = 90^\circ$

Bild 11.40 Phasenströme mit Definition des Nullphasenwinkels für die U-Phase zu $\varphi_{0U} = 90^\circ$

Bei konstanter elektrischer Kreisfrequenz ω_{El} gilt mit $\varphi_{El} = \omega_{El} t$:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_U(t) = \hat{i} \cos(\omega_{El} t) \\ i_V(t) = \hat{i} \cos(\omega_{El} t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_W(t) = \hat{i} \cos(\omega_{El} t - \frac{4\pi}{3}) \end{array} \right\} \quad (11.56c)$$

ω_{El} Elektrische Kreisfrequenz Electrical angular frequency rad/s

Bei Drehstrommotoren ist der Neutralleiter nicht angeschlossen. Solange von sinusförmigen Signalen ohne Oberwellen ausgegangen wird, ist die Summe der drei Phasenströme zu jedem Zeitpunkt Null. Daher müssen nur zwei Phasen bekannt sein. Die dritte Phase kann daraus berechnet werden.

$$i_W(t) = -\{i_U(t) + i_V(t)\} \quad (11.57a)$$

$$i_W(\varphi_{El}) = -\{i_U(\varphi_{El}) + i_V(\varphi_{El})\} \quad (11.57b)$$

Werden die Phasenströme aus Gl. (11.56c) in die Bestimmungsgleichung für den Raumzeiger Gl. (11.54c) eingesetzt, folgt für den Raumzeiger der Phasenströme:

$$\underline{i}(t) = \frac{2}{3} \left\{ \underbrace{\hat{i} \cos(\varphi_{El})}_{i_U(\varphi_{El})} + \underbrace{\hat{i} \cos\left(\varphi_{El} - \frac{2\pi}{3}\right)}_{i_V(\varphi_{El})} e^{j \frac{2\pi}{3}} + \underbrace{\hat{i} \cos\left(\varphi_{El} - \frac{4\pi}{3}\right)}_{i_W(\varphi_{El})} e^{j \frac{4\pi}{3}} \right\}^{\varphi_{SVV}} \quad (11.58)$$

Mit der Beziehung

$$\frac{1}{2} (e^{jx} + e^{-jx}) = \cos(x) \quad (11.59)$$

ergibt sich:

$$2\hat{i}(\varphi_{\text{El}}) = \frac{2}{3}\hat{i}\frac{1}{2} \left\{ \underbrace{e^{j\varphi_{\text{El}}} + e^{-j\varphi_{\text{El}}}}_{\underline{a}} + \underbrace{e^{j\varphi_{\text{El}}} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \underbrace{e^{j\frac{2\pi}{3}}}_{\underline{a}} + e^{-j\varphi_{\text{El}}} e^{j\frac{2\pi}{3}} \underbrace{e^{j\frac{2\pi}{3}}}_{\underline{a}}}_{V\text{-Anteil}} \right. \\ \left. + \underbrace{e^{j\varphi_{\text{El}}} e^{-j\frac{4\pi}{3}} \underbrace{e^{j\frac{4\pi}{3}}}_{\underline{a}^2} + e^{-j\varphi_{\text{El}}} e^{j\frac{4\pi}{3}} \underbrace{e^{j\frac{4\pi}{3}}}_{\underline{a}^2}}_{W\text{-Anteil}} \right\} \quad (11.60\text{a})$$

$$\underline{i}(\varphi_{\text{El}}) = \frac{1}{3}\hat{i}\left(3e^{j\varphi_{\text{El}}} + e^{-j\varphi_{\text{El}}} + e^{-j\varphi_{\text{El}}} e^{j\frac{4\pi}{3}} + e^{-j\varphi_{\text{El}}} e^{j\frac{8\pi}{3}}\right) \quad (11.60\text{b})$$

Mit

$$e^{j\frac{8\pi}{3}} = e^{j\left(\frac{6\pi}{3} + \frac{2\pi}{3}\right)} = \underbrace{e^{j2\pi}}_1 e^{j\frac{2\pi}{3}} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (11.61)$$

folgt:

$$\underline{i}(\varphi_{\text{El}}) = \frac{1}{3}\hat{i}\left\{3e^{j\varphi_{\text{El}}} + e^{-j\varphi_{\text{El}}}\left(1 + e^{j\frac{4\pi}{3}} + e^{j\frac{2\pi}{3}}\right)\right\} \quad (11.62\text{a})$$

$$\underline{i}(\varphi_{\text{El}}) = \frac{1}{3}\hat{i}\left\{3e^{j\varphi_{\text{El}}} + e^{-j\varphi_{\text{El}}}\left(1 + \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + j\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + j\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)\right)\right\} \quad (11.62\text{b})$$

$$\underline{i}(\varphi_{\text{El}}) = \frac{1}{3}\hat{i}\left\{3e^{j\varphi_{\text{El}}} + e^{-j\varphi_{\text{El}}}\left(1 - \frac{1}{2} - j\frac{1}{2}\sqrt{3} - \frac{1}{2} + j\frac{1}{2}\sqrt{3}\right)\right\} \quad (11.62\text{c})$$

$$\underline{i}(\varphi_{\text{El}}) = \hat{i}e^{j\varphi_{\text{El}}} = \underbrace{\hat{i}\cos(\varphi_{\text{El}})}_{\Re(\underline{i})} + j\underbrace{\hat{i}\sin(\varphi_{\text{El}})}_{\Im(\underline{i})} \quad (11.62\text{d})$$

Die drei Phasenströme können damit mit einem komplexen Vektor, dem Raumzeiger, äquivalent beschrieben werden. Der elektrische Winkel des Raumzeigers ist identisch mit dem elektrischen Winkel der Phasenströme. Dieses einfache Ergebnis ergibt sich aus der zeitlichen Phasenverschiebung von $\varphi_V = -120^\circ$ bzw. $\varphi_W = -240^\circ$ und der Drehung von $\varphi_{SV,V} = -120^\circ$ bzw. $\varphi_{SV,W} = -240^\circ$ durch die Transformation (Multiplikation mit dem komplexen Operator). Das Ergebnis zeigt auch, dass durch die Wahl des Skalierungsfaktors zu $c_S = 2/3$ die Amplitude des Raumzeigers identisch mit der Amplitude des Phasenstroms ist. Betrachtet man die Multiplikation mit dem komplexen Operator separat für die beiden Phasenströme (i_V, i_W), kann dies auch gezeigt werden.

Für die Phase V gilt:

$$\underline{i}_V(\varphi_{\text{El}}) = \underline{a}i_V(\varphi_{\text{El}}) = \underbrace{e^{j\frac{2\pi}{3}}}_{\begin{array}{l} \text{Räumliche} \\ \text{Drehung } 120^\circ \end{array}} \hat{i} \cos\left(\varphi_{\text{El}} - \underbrace{\frac{2\pi}{3}}_{\text{Zeitliche Phasen-} \atop \text{verschiebung } 120^\circ}\right) \quad (11.63\text{a})$$

Wird der Cosinus-Term durch eine Exponentialfunktion ersetzt, folgt:

$$i_V(\varphi_{\text{El}}) = \hat{i}\frac{1}{2}\left(e^{j\frac{2\pi}{3}}e^{j(\varphi_{\text{El}} - \frac{2\pi}{3})} + e^{j\frac{2\pi}{3}}e^{-j(\varphi_{\text{El}} - \frac{2\pi}{3})}\right) \quad (11.63\text{b})$$

$$\underline{i}_V(\varphi_{\text{El}}) = \hat{i}\frac{1}{2}\left(e^{j\varphi_{\text{El}}} + e^{-j(\varphi_{\text{El}} - \frac{4\pi}{3})}\right) \quad (11.63\text{c})$$

Für $\varphi_{\text{El}} = 0$ folgt:

$$\underline{i}_V(0) = \hat{i} \frac{1}{2} \left\{ 1 + \underbrace{\cos\left(\frac{4\pi}{3}\right)}_{-\frac{1}{2}} + j \underbrace{\sin\left(\frac{4\pi}{3}\right)}_{-\frac{1}{2}\sqrt{3}} \right\} = \frac{1}{4} \hat{i} - j \frac{1}{4} \sqrt{3} \hat{i} \quad (11.63d)$$

Für die Phase W im Allgemeinen und für $\varphi_{\text{El}} = 0$ gilt:

$$\underline{i}_W(\varphi_{\text{El}}) = \underline{a}^2 i_W(\varphi_{\text{El}}) = e^{j\frac{4\pi}{3}} \hat{i} \cos\left(\varphi_{\text{El}} - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (11.64a)$$

$$\underline{i}_W(\varphi_{\text{El}}) = \hat{i} \frac{1}{2} \left(e^{j\varphi_{\text{El}}} + e^{-j(\varphi_{\text{El}} - \frac{8\pi}{3})} \right) \quad (11.64b)$$

$$\underline{i}_W(0) = \hat{i} \frac{1}{2} \left\{ 1 + \underbrace{\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)}_{-\frac{1}{2}} + j \underbrace{\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)}_{\frac{1}{2}\sqrt{3}} \right\} = \frac{1}{4} \hat{i} + j \frac{1}{4} \sqrt{3} \hat{i} \quad (11.64c)$$

Bild 11.41 zeigt die Transformation der Phasenströme ohne Skalierungsfaktor, d. h. mit $c_S = 1$. Mit dieser Annahme folgt für den Raumzeiger:

$$\underline{i}^* = 1.5 \hat{i} \quad (11.65)$$

Um zu erreichen, dass die Amplitude des Raumzeigers identisch mit der Amplitude des Phasenstroms ist, kann der Skalierungsfaktor von $c_S = 2/3$ auch aus dem Vektordiagramm (Bild 11.41) abgeleitet werden.

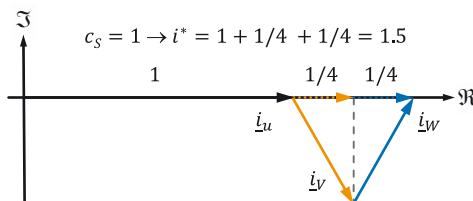


Bild 11.41 Transformierte Phasenströme und Skalierungsfaktor c_S



Die Definition des Skalierungsfaktors zu $c_S = 2/3$ führt jedoch zu keiner leistungsinvarianten Transformation. Dies muss bei Leistungsberechnungen beachtet werden.

Im 2-phasigen äquivalenten System des 3-phasigen Systems werden die Koordinatenachsen üblicherweise mit α und β bezeichnet. Dieses sogenannte α, β -Koordinatensystem ist fest mit dem Stator verbunden und wird daher statorfestes Koordinatensystem genannt.

Zur weiteren Verdeutlichung können die drei Wicklungssysteme durch 3 Einzelpulen ersetzt werden (Bild 11.42, oben). Dabei ist die Anordnung der Einzelpulen so gewählt, dass die Orientierung des maximalen magnetischen Flusses mit der realen Wicklungsanordnung übereinstimmt. Die Amplitudenverhältnisse der einzelnen magnetischen Flussdichten sind in der Darstellung nicht berücksichtigt, da diese eine Funktion der Zeit sind. Insgesamt sind die Einzelpulen nur eine äquivalente Anordnung. Für die U-Phase wird die Position der Einzelpulen so gewählt, dass die maximale magnetische Flussdichte bei positivem Phasenstrom nach rechts zeigt.

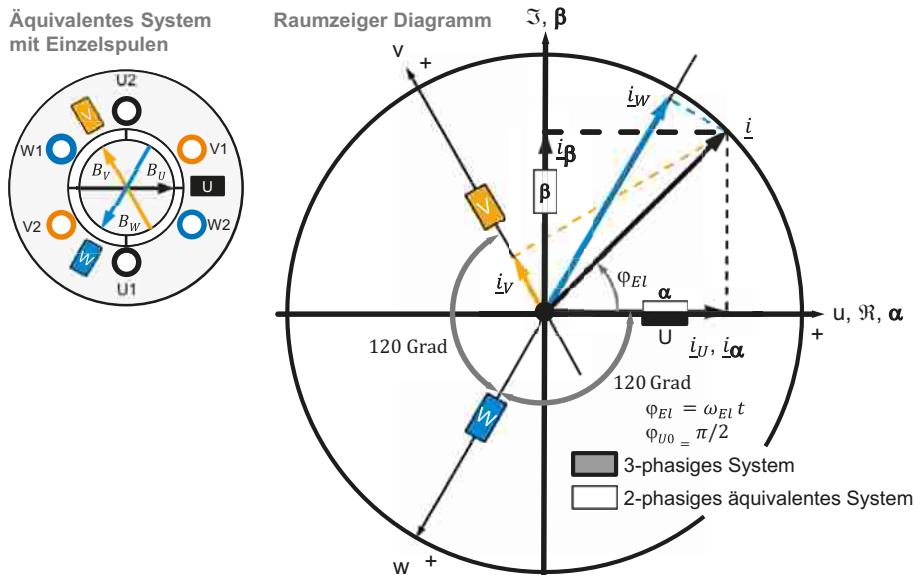


Bild 11.42 3-phasisches System und äquivalentes 2-phasisches System mit Einzelpulen

Die Richtung für die α -Koordinate ist so gewählt, dass diese mit der Richtung der U-Phase übereinstimmt (Bild 11.42). Die α - bzw. U-Koordinate ist der Realteil des Raumzeigers. Die β -Koordinate ist rechtwinklig zur α -Koordinate und repräsentiert den Imaginärteil des Raumzeigers. Eine Projektion des Raumzeigers auf die jeweilige Achse einer Phase (U, V and W) ergibt den Momentanwert des Phasenstroms (i_U , i_V oder i_W). Dabei ist das Vorzeichen zu beachten. Der Strom i_α ist identisch mit dem Phasenstrom i_U .

Der Bezugspunkt für den elektrischen Winkel $\varphi_{El} = \omega t$ gilt für den gewählten Nullphasenwinkel für den Strom der U-Phase von $\varphi_{0U} = 90^\circ$. Für davon abweichende Nullphasenwinkel muss der Bezugspunkt entsprechend angepasst werden. Die Projektion jeder einzelnen Phase führt zu einem gemeinsamen Schnittpunkt (gestrichelte Linien in Bild 11.42). Dies resultiert aus der linearen Beziehung eines Phasenstroms zu den beiden anderen Phasenströmen (Gl. (11.57)). Daher sind zwei Phasenströme ausreichend, um den Schnittpunkt zu definieren.

Im statorfesten oder α, β -Koordinatensystem sind die Koordinaten des Raumzeigers für den Strom wie folgt definiert:

$$i_\alpha = \Re(\underline{i}) = \hat{i} \cos(\varphi_{El}) \quad (11.66a)$$

$$i_\beta = \Im(\underline{i}) = \hat{i} \sin(\varphi_{El}) \quad (11.66b)$$

Für eine regelungstechnische Implementierung ist es wünschenswert, die Ströme i_α und i_β aus den gemessenen Phasenströmen zu berechnen. Mit Gl. (11.54), $c_S = 2/3$ und der Beziehung

$$e^{jx} = \cos(x) + j \sin(x) \quad (11.67)$$

folgt für die statorfesten Ströme:

- α -Koordinate

$$i_\alpha = \Re(\underline{i}) = \frac{2}{3} \left(\underbrace{i_U + i_V \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right)}_{-\frac{1}{2}} + \underbrace{i_W \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right)}_{-\frac{1}{2}} \right) \quad (11.68a)$$

$$i_\alpha = \frac{2}{3} \left(i_U - \frac{1}{2} i_V + \underbrace{\frac{1}{2} i_U + \frac{1}{2} i_V}_{-i_W} \right) = i_U \quad (11.68b)$$

- β -Koordinate

$$i_\beta = \Im(\underline{i}) = \frac{2}{3} \left(\underbrace{i_V \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right)}_{\frac{1}{2}\sqrt{3}} + \underbrace{i_W \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right)}_{-\frac{1}{2}\sqrt{3}} \right); \quad i_W = -i_U - i_V \quad (11.69a)$$

$$i_\beta = \frac{2}{3} \left(\frac{1}{2} \sqrt{3} i_U + \sqrt{3} i_V \right) = \frac{1}{\sqrt{3}} i_U + \frac{2}{\sqrt{3}} i_V \quad (11.69b)$$

Das äquivalente 2-phasige System berechnet sich aus zwei Phasenströmen zu:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_U \\ i_V \end{bmatrix}; \quad \text{Transformationsmatrix } 3 \rightarrow 2: \underline{T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (11.70)$$

Diese Transformation wird auch „Clarke-Transformation“ genannt. Die inverse Transformation ergibt sich aus

$$\frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta = \frac{1}{2} i_U + i_V = \frac{1}{2} i_\alpha + i_V \quad (11.71)$$

zu:

$$\begin{bmatrix} i_U \\ i_V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}; \quad \text{Transformationsmatrix } 2 \rightarrow 3: \underline{T}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (11.72)$$

Der dritte Phasenstrom kann aus den beiden anderen Phasenströmen berechnet werden.

Für eine feldorientierte Regelung ist, zusätzlich zur Transformation ins statorfeste Koordinatensystem, eine weitere Transformation in ein rotorfestes oder flussorientiertes Koordinatensystem erforderlich. Um das Verhalten und die Beziehungen der elektrischen und magnetischen Größen zu erhalten, platziert man sich gedanklich fest auf den Rotor und ist damit ein Beobachter im rotorfesten Koordinatensystem. Dieses Koordinatensystem wird meist d, q -Koordinatensystem genannt. Die Transformation vom statorfesten in ein rotorfestes Koordinatensystem ist abhängig vom Wirkprinzip des Drehstrommotors.

Im Folgenden soll dies exemplarisch für einen permanenterregten Drehstrom-Synchronmotor gezeigt werden. Die Umrechnung vom statorfesten oder α, β -Koordinatensystem in das rotorfeste oder d, q -Koordinatensystem erfolgt mit einer Drehtransformation (Bild 11.43). Für diese Drehung wird der Raumzeiger \underline{i} mit $e^{-j\varphi_R}$ multipliziert. Der Winkel φ_R ist der elektrische Winkel des Rotors, der sich aus dem mechanischen Winkel des Rotors φ_{Mo} wie folgt berechnet:

$$\varphi_R = z_P \varphi_{Mo} \quad (11.73)$$

φ_R	Elektrischer Winkel Rotor	Electrical angle rotor	rad
φ_{Mo}	Winkelposition Motor	Angular position motor	rad
z_P	Polpaare	Pole pairs	

Somit kann der elektrische Winkel des Rotors φ_R aus einer Positionsmessung auf der Motorwelle ermittelt werden.

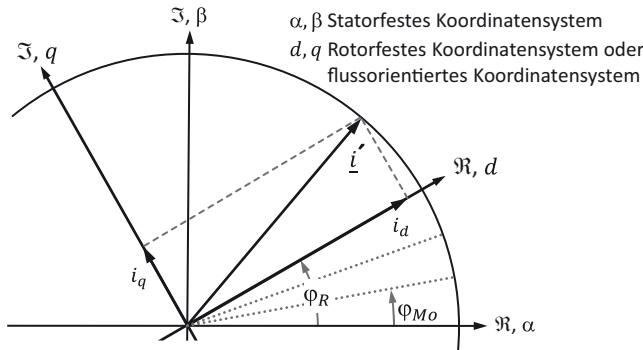


Bild 11.43 Drehtransformation vom α, β - ins d, q -Koordinatensystem (gezeigter Fall: 6-poliger Drehstrom Synchronmotor, $z_P = 3 \rightarrow \varphi_R = 3\varphi_{Mo}$)

Der Raumzeiger im rotorfesten Koordinatensystem wird im Folgenden mit einem Apostroph gekennzeichnet (\underline{i}'). Er besitzt ebenfalls einen Realteil i_d und einen Imaginärteil i_q . Es gelten folgende Zusammenhänge:

$$\underline{i}' = \underline{i} e^{-j\varphi_R} = i_d + j i_q = \underbrace{i_\alpha e^{-j\varphi_R}}_{i'_\alpha} + j \underbrace{i_\beta e^{-j\varphi_R}}_{i'_\beta} \quad (11.74)$$

$$\underline{i}' = \underbrace{i_\alpha \cos(-\varphi_R)}_{\Re(i'_\alpha)} + j \underbrace{i_\alpha \sin(-\varphi_R)}_{\Im(i'_\alpha)} + j \underbrace{i_\beta \cos(-\varphi_R)}_{\Re(i'_\beta)} - \underbrace{i_\beta \sin(-\varphi_R)}_{\Im(i'_\beta)} \quad (11.75)$$

$$\underline{i}' = \underbrace{i_\alpha \cos(\varphi_R) + i_\beta \sin(\varphi_R)}_{i_d = \Re(\underline{i}')} + j \underbrace{\{-i_\alpha \sin(\varphi_R) + i_\beta \cos(\varphi_R)\}}_{i_q = \Im(\underline{i}')} \quad (11.76)$$

Daraus ergibt sich die Transformation vom α, β - in das d, q -Koordinatensystem.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\varphi_R) & \sin(\varphi_R) \\ -\sin(\varphi_R) & \cos(\varphi_R) \end{bmatrix}}_R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}; \quad R: \text{Drehmatrix } \alpha, \beta \rightarrow d, q \quad (11.77)$$

i_d	Längsstrom	Longitudinal current	A
i_q	Querstrom	Cross current	A

Die beiden Stromkomponenten im d, q -Koordinatensystem werden Längsstrom i_d und Querstrom i_q genannt (Vektorzerlegung). Der Längsstrom geht in die Richtung des magnetischen Hauptflusses. Der Querstrom ist rechtwinklig dazu. Hierbei ist anzumerken, dass es sich dabei um eine rein mathematische Definition handelt, da der Stromfluss selbst immer in

Leitungsrichtung erfolgt und ein rein skalarer Wert ist. Diese Transformation wird „Park-Transformation“ genannt. Die Clarke- und die Park-Transformation können auch in einer zusammengefasst werden.

Die Transformation vom d, q - in das α, β -Koordinatensystem ($i = i' e^{j\omega t}$) ist die inverse Matrix der Drehmatrix \underline{R} . Allgemein gilt für die Inversion einer quadratischen Matrix:

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \rightarrow \underline{A}^{-1} = \frac{1}{a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}} \begin{bmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{bmatrix} \quad (11.78)$$

Damit lautet die inverse Drehmatrix:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\varphi_R) & -\sin(\varphi_R) \\ \sin(\varphi_R) & \cos(\varphi_R) \end{bmatrix}}_{\underline{R}^{-1}} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}; \quad \underline{R}^{-1} \text{ Inverse Drehmatrix } d, q \rightarrow \alpha, \beta \quad (11.79)$$

11.8.2 Permanenterregter Drehstrom-Synchronmotor

Im Folgenden wird das Modell eines permanenterregten Drehstrom-Synchronmotors, dessen Aufbau und Wirkungsweise in Kapitel 7 behandelt wurde, hergeleitet. Damit das Modell in Zusammenhang mit den im vorherigen Abschnitt erarbeiteten Transformationen nutzbar ist, wird ein 2-phägisches äquivalentes System abgeleitet. Dieses ist ein weiteres Teilsystem der feldorientierten Regelung. Die Rahmenbedingungen für die folgende Modellierung sind:

- Die Magnete des Rotors erzeugen einen sinusförmigen Verlauf der magnetischen Flussdichte im Luftspalt.
- Die Phasenströme sind sinusförmig.
- Das Magnetmaterial hat eine lineare Magnetisierungscharakteristik.
- Es wird keine magnetische Sättigung erreicht.

Zur Modellierung des magnetischen Verhaltens der Permanentmagnete wird eine von den magnetischen Eigenschaften äquivalente Spule für den Rotor benutzt. Der virtuelle Strom in dieser Spule erzeugt eine zu den Permanentmagneten identische magnetische Flussdichte im Luftspalt.



Statorgrößen werden im Folgenden mit einer 1 indiziert, Rotorgrößen mit einer 2.

Der virtuelle Strom wird als Raumzeiger im d, q -Koordinatensystem eingeführt (rotorfestes Koordinatensystem):

$$\underline{i}'_2 = i_{2d} + j i_{2q} \quad (11.80)$$

Der Längsstrom ist $i_{2d} = i_2$ und der Querstrom ist $i_{2q} = 0$. Um das Motordrehmoment zu berechnen, ist der verkettete magnetische Fluss der Statorwicklungen erforderlich. Für den Raumzeiger des verketteten Flusses im statorfesten Koordinatensystem gelten folgende Zusammenhänge:

$$\underline{\Psi}_1 = \underbrace{L_1 \underline{i}_1}_{\text{Stator}} + \underbrace{L_2 \underline{i}_2}_{\text{Rotor}}; \quad \text{mit} \quad L_1 = L_1^* - L_g^*, L_2 = \frac{2}{2} L_{12}^* \quad \text{und} \quad \underline{i}_2 = \underline{i}'_2 e^{j\varphi_E} \quad (11.81)$$

Ψ_1	Raumzeiger verketteter Fluss Statorwicklung	Space vector linked flux stator winding	Wb, Vs
L_1	Statorinduktivität	Stator inductance	H
i_1	Raumzeiger Statorstrom	Space pointer stator current	A
L_2	Rotorinduktivität	Rotor inductance	H
i_2	Raumzeiger Rotorstrom auf Stator umgerechnet	Space vector rotor current converted to stator	A
L_1^*	Selbstinduktivität Statorstränge	Self-inductance stator phases	H
L_g^*	Gegeninduktivität Statorstränge	Mutual inductance stator phases	H
L_{12}^*	Koppelinduktivität Statorstränge mit Magnetersatzwicklung	Coupling inductance stator phases with equivalent magnet winding	H

Im rotorfesten d, q -Koordinatensystem folgt für die Flussgleichung:

$$\underline{\Psi}_1 = \underbrace{L_1 i'_1}_{\text{Stator}} + \underbrace{L_2 i'_2}_{\text{Rotor}} = L_{1d} i_{1d} + j L_{1q} i_{1q} + L_{2d} i_{2d} + j \underbrace{L_{2q} i_{2q}}_0 \quad (11.82a)$$

$$\underline{\Psi}_1 = \underbrace{L_{1d} i_{1d}}_{\textcircled{1}} + \underbrace{j L_{1q} i_{1q}}_{\textcircled{2}} + \underbrace{L_{2d} i_{2d}}_{\textcircled{3}} = \underbrace{L_{1d} i_{1d} + L_{2d} i_{2d}}_{\Psi_{1d}} + j \underbrace{L_{1q} i_{1q}}_{\Psi_{1q}} \quad (11.82b)$$

Der verkettete Fluss der drei Statorwicklungen ist die Summe aus Term ① und ②. Term ③ repräsentiert den verketteten Fluss der Permanentmagnete des Rotors bzw. der äquivalenten Spulen mit der Statorwicklung. Daraus kann eine Aufteilung des verketteten Flusses in d, q -Koordinaten erfolgen. Werden motorinterne Verluste vernachlässigt, ergibt sich das Motordrehmoment aus den Raumzeigern in stator- und rotorfesten Koordinaten zu:

$$M_{Mo} = \underbrace{\frac{3}{2} z_P \underline{\Psi}_1 x \underline{i}_1}_{\text{statorfest}} = \underbrace{\frac{3}{2} z_P \underline{\Psi}_1 x i'_1}_{\text{rotorfest}} = \underbrace{\frac{3}{2} z_P (\Psi_{1d} i_{1q} - \Psi_{1q} i_{1d})}_{\text{rotorfest}} \quad (11.83)$$

Der Faktor 3/2 ergibt sich aus der Wahl des Skalierungsfaktors des Raumzeigers, der nur eine Phase berücksichtigt. Daher muss bei der Berechnung des Motordrehmomentes eine Multiplikation mit dem inversen Faktor $(2/3)^{-1}$ erfolgen. In rotorfesten Größen ergibt sich das Motordrehmoment aus Gl. (11.82) und Gl. (11.83) zu:

$$M_{Mo} = \frac{3}{2} z_P (L_{1d} i_{1d} i_{1q} + L_{2d} i_{2d} i_{1q} - L_{1q} i_{1q} i_{1d}) \quad (11.84a)$$

$$M_{Mo} = \frac{3}{2} z_P ((L_{1d} - L_{1q}) i_{1d} i_{1q} + L_{2d} i_{2d} i_{1q}) \quad (11.84b)$$

Im Folgenden wird davon ausgegangen, dass die Permanentmagnete identische Längs- und Querinduktivitäten haben ($L_{1d} = L_{1q}$). Insbesondere für Motoren mit oberflächenmontierten Magneten kann davon ausgegangen werden. Dadurch wird die Gleichung für das Motordrehmoment vereinfacht (Gl. (11.84)).

$$M_{Mo} = \frac{3}{2} z_P \underbrace{L_{2d} i_{2d}}_{\Psi_{2d}} i_{1q} \quad (11.85a)$$

$$M_{Mo} = \frac{3}{2} z_P \Psi_{2d} i_{1q} \quad (11.85b)$$

Der verkettete Fluss Ψ_{2d} der Permanentmagnete ist identisch mit der d -Achse des Rotors. Nur die q -Komponente des Stroms erzeugt Drehmoment. Das maximale Drehmoment für den eingesetzten Strom wird erzeugt, wenn der Raumzeiger für den Strom rechtwinklig zum magnetischen Fluss des Rotors ist.

Das einphasige elektrische Ersatzschaltbild ist in Bild 11.44 dargestellt.

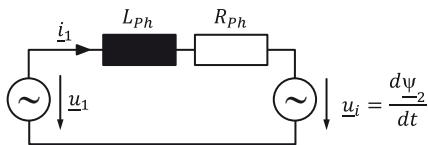


Bild 11.44 Einphasiges elektrisches Ersatzschaltbild

Die Spannungsgleichung lautet:

$$u_1 = R_{Ph} i_1 + L_{Ph} \frac{di_1}{dt} + \frac{d\Psi_2}{dt} \quad (11.86)$$

L_{Ph}	Stranginduktivität	<i>Phase inductance</i>	H
R_{Ph}	Strangwiderstand	<i>Phase resistance</i>	Ω

Daraus folgt elementweise in statorfesten Koordinaten:

$$u_{1\alpha} = R_{Ph} i_{1\alpha} + L_{Ph} \frac{di_{1\alpha}}{dt} + \frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} \quad (11.87a)$$

$$u_{1\beta} = R_{Ph} i_{1\beta} + L_{Ph} \frac{di_{1\beta}}{dt} + \frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} \quad (11.87b)$$

Die Transformation ins d, q -Koordinatensystem (mit Gl. (11.77) für die Spannungen) ergibt:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \cos(\varphi_{El}) \left\{ R_{Ph} i_{1\alpha} + L_{Ph} \frac{di_{1\alpha}}{dt} + \frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} \right\} \\ &\quad + \sin(\varphi_{El}) \left\{ R_{Ph} i_{1\beta} + L_{Ph} \frac{di_{1\beta}}{dt} + \frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} \right\} \end{aligned} \quad (11.88a)$$

$$\begin{aligned} u_{1q} &= -\sin(\varphi_{El}) \left\{ R_{Ph} i_{1\alpha} + L_{Ph} \frac{di_{1\alpha}}{dt} + \frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} \right\} \\ &\quad + \cos(\varphi_{El}) \left\{ R_{Ph} i_{1\beta} + L_{Ph} \frac{di_{1\beta}}{dt} + \frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} \right\} \end{aligned} \quad (11.88b)$$

Eine Umformung der Gleichung ergibt:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= R_{Ph} \underbrace{\{\cos(\varphi_{El}) i_{1\alpha} + \sin(\varphi_{El}) i_{1\beta}\}}_{i_{1d}} + L_{Ph} \underbrace{\left\{ \cos(\varphi_{El}) \frac{di_{1\alpha}}{dt} + \sin(\varphi_{El}) \frac{di_{1\beta}}{dt} \right\}}_{①} \\ &\quad + \underbrace{\cos(\varphi_{El}) \frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} + \sin(\varphi_{El}) \frac{d\Psi_{2\beta}}{dt}}_{②} \end{aligned} \quad (11.89a)$$

$$\begin{aligned} u_{1q} &= R_{Ph} \underbrace{\{-\sin(\varphi_{El}) i_{1\alpha} + \cos(\varphi_{El}) i_{1\beta}\}}_{i_{1q}} + L_{Ph} \underbrace{\left\{ -\sin(\varphi_{El}) \frac{di_{1\alpha}}{dt} + \cos(\varphi_{El}) \frac{di_{1\beta}}{dt} \right\}}_{③} \\ &\quad - \underbrace{\sin(\varphi_{El}) \frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} + \cos(\varphi_{El}) \frac{d\Psi_{2\beta}}{dt}}_{④} \end{aligned} \quad (11.89b)$$

Mit der bekannten Transformation vom d, q - ins α, β -Koordinatensystem (Gl. (11.79)) ergibt sich:

$$i_{1\alpha} = \cos(\omega_{El} t) i_{1d} - \sin(\omega_{El} t) i_{1q} \quad (11.90a)$$

$$i_{1\beta} = \sin(\omega_{El} t) i_{1d} + \cos(\omega_{El} t) i_{1q} \quad (11.90b)$$

Damit können die einzelnen Terme (① bis ④) berechnet werden.

- Term ①

Eine individuelle Berechnung der zwei Teilterme ergibt:

$$\begin{aligned} \cos(\omega_{El} t) \frac{di_{1\alpha}}{dt} &= -\omega_{El} \cos(\omega_{El} t) \sin(\omega_{El} t) i_{1d} + \cos^2(\omega_{El} t) \frac{di_{1d}}{dt} - \omega_{El} \cos^2(\omega_{El} t) i_{1q} \\ &\quad - \cos(\omega_{El} t) \sin(\omega_{El} t) \frac{di_{1q}}{dt} \end{aligned} \quad (11.91a)$$

$$\begin{aligned} \sin(\omega_{El} t) \frac{di_{1\beta}}{dt} &= \omega_{El} \sin(\omega_{El} t) \cos(\omega_{El} t) i_{1d} + \sin^2(\omega_{El} t) \frac{di_{1d}}{dt} - \omega_{El} \sin^2(\omega_{El} t) i_{1q} \\ &\quad + \sin(\omega_{El} t) \cos(\omega_{El} t) \frac{di_{1q}}{dt} \end{aligned} \quad (11.91b)$$

Daraus folgt für Term ①:

$$\cos(\varphi_{El}) \frac{di_{1\alpha}}{dt} + \sin(\varphi_{El}) \frac{di_{1\beta}}{dt} = \frac{di_{1d}}{dt} - \omega_{El} i_{1q} \quad (11.91c)$$

- Term ②

Da der Term ② identisch zu Term ① aufgebaut ist, folgt:

$$\cos(\varphi_{El}) \frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} + \sin(\varphi_{El}) \frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} = \frac{d\Psi_{2d}}{dt} - \omega_{El} \Psi_{2q} \quad (11.92)$$

- Term ③

Eine individuelle Berechnung der zwei Teilterme ergibt:

$$\begin{aligned} -\sin(\varphi_{El}) \frac{di_{1\alpha}}{dt} &= \omega_{El} \sin^2(\omega_{El} t) i_{1d} - \sin(\omega_{El} t) \cos(\omega_{El} t) \frac{di_{1d}}{dt} \\ &\quad + \omega_{El} \cos(\omega_{El} t) \sin(\omega_{El} t) i_{1q} + \sin^2(\omega_{El} t) \frac{di_{1q}}{dt} \end{aligned} \quad (11.93a)$$

$$\begin{aligned} \cos(\varphi_{El}) \frac{di_{1\beta}}{dt} &= \omega_{El} \cos^2(\omega_{El} t) i_{1d} + \cos(\omega_{El} t) \sin(\omega_{El} t) \frac{di_{1d}}{dt} \\ &\quad - \omega_{El} \cos(\omega_{El} t) \sin(\omega_{El} t) i_{1q} + \cos^2(\omega_{El} t) \frac{di_{1q}}{dt} \end{aligned} \quad (11.93b)$$

Daraus folgt für Term ③:

$$-\sin(\varphi_{El}) \frac{di_{1\alpha}}{dt} + \cos(\varphi_{El}) \frac{di_{1\beta}}{dt} = \omega_{El} i_{1d} + \frac{di_{1q}}{dt} \quad (11.93c)$$

- Term ④

Da der Term ④ identisch zu Term ③ aufgebaut ist, folgt:

$$-\sin(\varphi_{El}) \frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} + \cos(\varphi_{El}) \frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} = \omega_{El} \Psi_{2d} + \frac{d\Psi_{2q}}{dt} \quad (11.94)$$

In vektorieller Darstellung lauten die Beziehungen für einen permanenterregten Drehstrom-Synchronmotor im d, q -Koordinatensystem:

$$\begin{bmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{bmatrix} = R_{\text{Ph}} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} + L_{\text{Ph}} \begin{bmatrix} \frac{di_{1d}}{dt} \\ \frac{di_{1q}}{dt} \end{bmatrix} + \omega_{\text{El}} L_{\text{Ph}} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1d} \\ i_{1q} \end{bmatrix} + \omega_{\text{El}} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{2d} \\ \Psi_{2q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\Psi_{2d}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{2q}}{dt} \end{bmatrix} \quad (11.95)$$

Die Beziehungen für die rotorfesten Ströme im Frequenzbereich, mit $T_{\text{El}} = L_{\text{Ph}} / R_{\text{Ph}}$, sind:

$$\{T_{\text{El}} s + 1\} i_{1d}(s) = \frac{1}{R_{\text{Ph}}} \{ \omega_{\text{El}} L_{\text{Ph}} i_{1q}(s) + u_{1d}(s) - s \Psi_{2d}(s) + \omega_{\text{El}} \Psi_{2q}(s) \} \quad (11.96a)$$

$$\{T_{\text{El}} s + 1\} i_{1q}(s) = \frac{1}{R_{\text{Ph}}} \{-\omega_{\text{El}} L_{\text{Ph}} i_{1d}(s) + u_{1q}(s) - s \Psi_{2q}(s) - \omega_{\text{El}} \Psi_{2d}(s)\} \quad (11.96b)$$

Daraus ergibt sich das in Bild 11.45 gezeigte Blockdiagramm. Für $i_{1d} = 0$, $\Psi_{2d} = 0$ und $\Psi_{2d} = \text{konst.}$ kann das Blockschaltbild vereinfacht werden (gestrichelter Rahmen in Bild 11.45). Es ist dann gleich aufgebaut wie das eines Gleichstrommotors. Aufgabe der feldorientierten Regelung ist es, die Regelungsstruktur für Position und Drehzahl oder Geschwindigkeit unabhängig vom für den Servoantrieb eingesetzten Motor (Gleichstrom oder Drehstrom) zu belassen. Die Bezeichnung feldorientierte Regelung ergibt sich aus der Tatsache, dass sich die Regelung am magnetischen Feld orientiert.

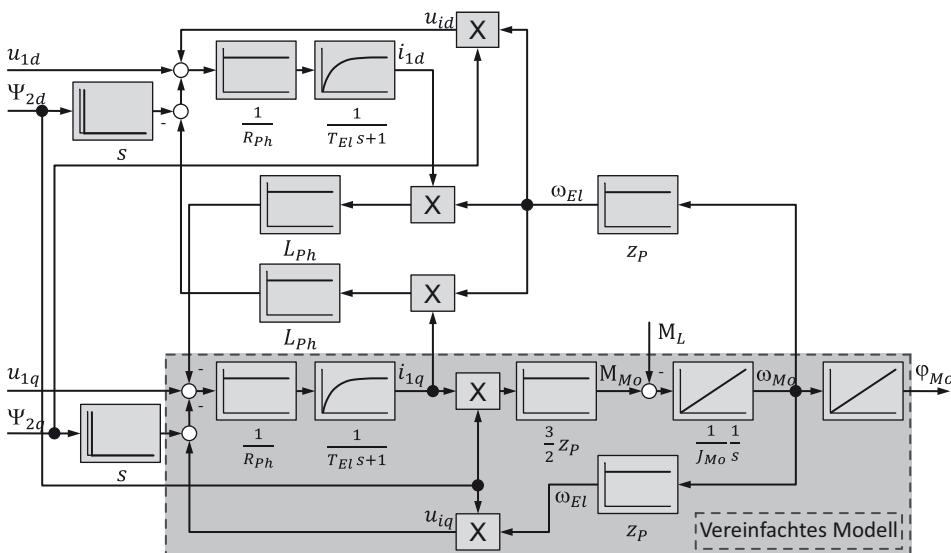


Bild 11.45 Blockdiagramm eines permanenterregten Drehstrom-Synchronmotors

Bild 11.46 zeigt das Blockschaltbild einer feldorientierten Regelung ohne Feldschwächung in einem positionsgeregelten Antrieb mit permanenterregtem Drehstrom-Synchronmotor. Die Phasenströme (i_U , i_V und i_W) werden gemessen und in die Istwerte für den Längs- und den Querstrom transformiert (i_d und i_q). Der Sollwert für den Querstrom ist die Stellgröße des Drehzahl- oder Geschwindigkeitsreglers ($w_{cq} = u_S$). Bild 11.47 zeigt das entsprechende Blockschaltbild der feldorientierten Regelung mit Feldschwächung.

Das Raumzeiger Diagramm für die elektrischen und magnetischen Größen in d, q -Koordinaten für die Betriebsarten

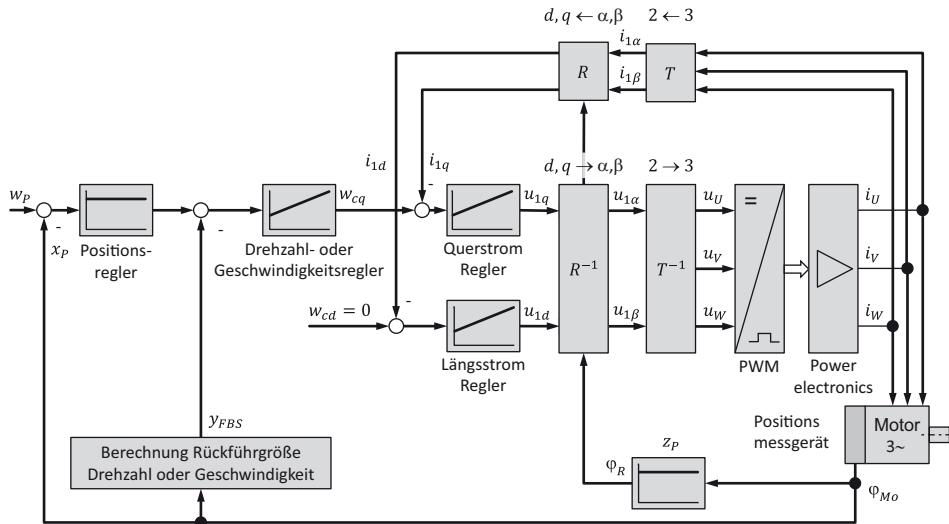


Bild 11.46 Feldorientierte Regelung ohne Feldschwächung für einen permanenterregten Drehstrom-Synchronmotor

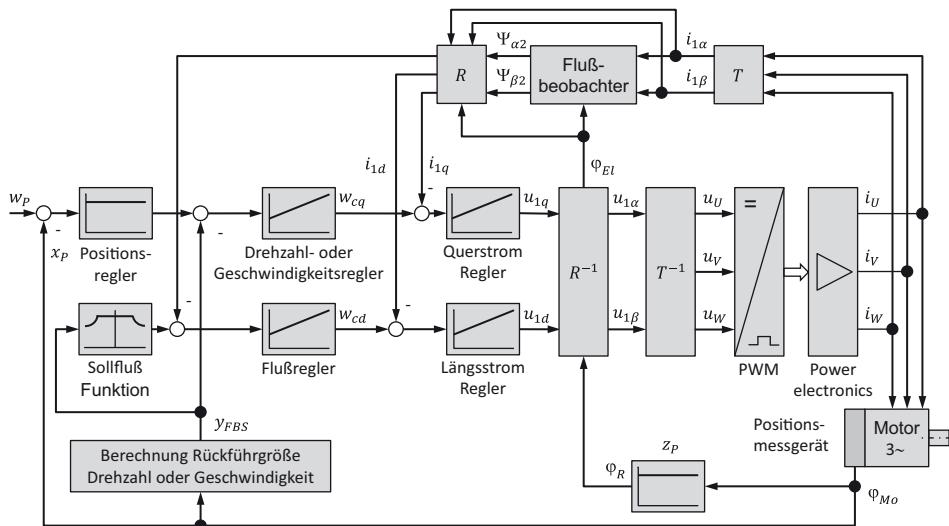


Bild 11.47 Feldorientierte Regelung mit Feldschwächung für einen permanenterregten Drehstrom-Synchronmotor

- ohne Feldschwächung
- mit Feldschwächung

ist in Bild 11.48 dargestellt. Die Zusammenhänge werden für einen Betrieb an der Spannungsgrenze der Leistungselektronik gezeigt.

Permanenterregte Drehstrom-Synchronmotoren in Kombination mit einer feldorientierten Regelung ermöglichen die für Servoantriebe erforderliche Regelungsdynamik. Im Vergleich

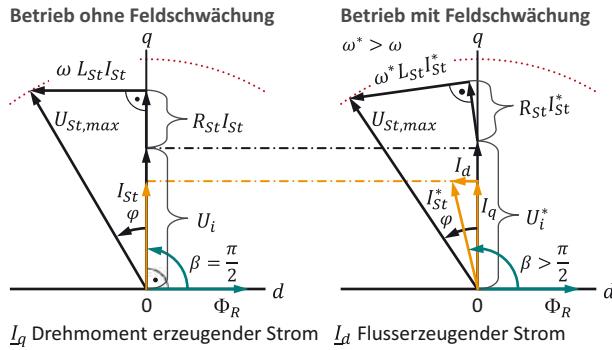


Bild 11.48 Feldorientierte Regelung für einen permanenterregten Drehstrom-Synchronmotor
(Dargestellte Situation: Spannungsgrenze der Leistungselektronik ist erreicht)

zu Servoantrieben mit Gleichstrommotoren sind höhere zulässige Drehzahlen und ein geringeres Trägheitsmoment des Rotors vorteilhaft. Aus diesen Gründen haben permanenterregte Drehstrom-Synchronmotoren eine sehr hohe Verbreitung in Servoantrieben.

A

Anhang

A.1 Weiterführende Informationen

A.1.1 Einführung

Tabelle A.1 SI-Einheiten, Basisgrößen und Basiseinheiten

Basisgröße und Dimensionsname	Größensymbol	Einheit	Einheitenzeichen
Länge	l	Meter	m
Masse	m	Kilogramm	kg
Zeit	t	Sekunde	s
Stromstärke	I	Ampere	A
Thermodynamische Temperatur	T	Kelvin	K
Stoffmenge	n	Mol	mol
Lichtstärke	l_v	Candela	dc

Tabelle A.2 SI-Einheiten, Abgeleitete Einheiten mit besonderem Namen (Auszug)

Größe	Einheit	Einheitenzeichen	In anderen SI-Einheiten	In SI-Basiseinheiten
Winkel (Ebene)	Radiant	rad	m/m	1
Frequenz	Hertz	Hz		$1/s$
Kraft	Newton	N	J/m	kgm/s^2
Druck	Pascal	Pa	N/m^2	$kg/(ms^2)$
Energie	Joule	J	Nm, Ws	$kgm^2/(s^2)$
Leistung	Watt	W	$J/s, VA$	$kgm^2/(s^3)$
Elektrische Ladung	Coulomb	C		As
Elektrische Spannung	Volt	V	$W/A; J/C$	$kgm^2/(As^3)$
Elektrische Kapazität	Farad	F	C/V	$A^2s^4/(kgm^2)$
Elektrischer Widerstand	Ohm	Ω	V/A	$kgm^2/(A^2s^3)$
Elektrischer Leitwert	Siemens	S	$1/\Omega$	$A^2s^3/(kgm^2)$
Magnetischer Fluss	Weber	Wb	Vs	$kgm^2/(As^2)$
Magnetische Flussdichte	Tesla	T	Wb/m^2	$kg/(As^2)$
Induktivität	Henry	H	Wb/A	$kgm^2/(A^2s^2)$

Tabelle A.3 Analogiegrößen, Analogiebeziehungen und Zusammenhänge

Linear		Rotatorisch			
x	Position	m	φ	Winkelposition	rad
$v = \dot{x} = \frac{dx}{dt}$	Geschwindigkeit	m/s	$\omega = \dot{\varphi} = \frac{d\varphi}{dt}$	Winkelgeschwindigkeit	rad/s
$a = \ddot{x} = \frac{dv}{dt} = \frac{dx}{dt^2}$	Beschleunigung	m/s^2	$\alpha = \ddot{\varphi} = \frac{d\omega}{dt} = \frac{d}{dt^2}$	Winkelbeschleunigung	rad/s^2
m	Masse	kg	J	Trägheitsmoment	$kg\ m^2$
F	Kraft	N	M	Drehmoment	Nm
$E = Fx$	Potentielle Energie	J, Ws	$E = M\varphi$	Potentielle Energie	J, Ws
$E = \frac{1}{2}mv^2$	Kinetische Energie	J, Ws	$E = \frac{1}{2}J\omega^2$	Kinetische Energie	J, Ws
$P = Fv$	Leistung	W	$P = M\omega$	Leistung	W
			$\omega = 2\pi n$	Winkelgeschwindigkeit	rad/s
			$n = \frac{\omega}{2\pi}$	Drehzahl	1/s
$m\ddot{x} = \sum F$	$m\dot{v} = \sum F$	$ma = \sum F$	$J\ddot{\varphi} = \sum M$	$J\dot{\omega} = \sum M$	$J\alpha = \sum M$
			$M = Fr; \quad F \perp r$		
			$v = \omega r; \quad \omega \perp r$		

A.1.2 Grundlagen elektrischer Maschinen

Tabelle A.4 Feldgrößen und Zusammenhänge bei magnetischen Feldern

Magnetische Feldstärke Homogenes Feld	$H = \frac{NI}{l}$ (Spule)	A/m
Durchflutung	$\Theta = NI$ (Spule) $\Theta = \oint_s \vec{H} d\vec{s}$	A
Magnetische Spannung	U_m $U_m = \oint_1^2 \vec{H} d\vec{s}$	A
Magnetischer Fluss	Φ $\Phi = \oint_A \vec{B} d\vec{A}$	Wb Vs
Magnetische Flussdichte Homogenes Feld	B $B = \frac{\Phi}{A}$	T, Vs/m ² , N/(Am)
Zusammenhang Feldgrößen	$B = f(H)$ Nicht ferromagnetisches Material $B = \mu H = \mu_0 \mu_r H$	
N : Windungszahl, μ_0 : Permeabilität leerer Raum $(4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am})$, μ_r : Permeabilitätszahl, $V = Nm/(As)$		

Tabelle A.5 Analogien charakteristischer Größen bei unterschiedlichen Transportvorgängen

	Mechanisch		Elektrisch	Fluidisch	Thermo-dynamisch
	Linear	Rotatorisch			
Transportgröße	x Weg m	φ Winkel rad	Q Ladung C, As	V Volumen m^3	Q_{Th} Wärme J, Nm
Ursache	F Kraft N, kgm/s^2	M Drehmoment $\text{Nm, kg m}^2/\text{s}^2$	U Spannung V, Nm/As	p Druck Pa, N/m^2	ΔT Temperatur-differenz K
Wirkung	v Geschwin-digkeit (dx/dt) m/s	ω Winkelge-schwindigkeit ($d\varphi/dt$) rad/s	I ① Strom (dQ/dt)	Q_v Volumenstrom (dV/dt)	\dot{Q}_{Th} Wärmestrom (dQ_{Th}/dt)
	a Beschleu-nigung (dv/dt) m/s^2	α Winkelbe-schleunigung $d\omega/dt$ rad/ s^2	i Stromänderung (di/dt)	\dot{Q}_v Volumenstrom-änderung dQ_v/dt m^3/s^2	\ddot{Q}_{Th} Wärmestrom-änderung $d\dot{Q}_{\text{Th}}/dt$ W/s
Energie E J	Fx Nm	$M\varphi$ Nm	$UQ = Ult$ VAs	pV Nm	Q_{Th} J
Leistung P W	Fv	$M\omega$	UI ② $UI \cos(\varphi)$ ③ VA	$p\dot{Q}_v$	\dot{Q}_{Th}
Energie-speicher J	Potenziell $g = 9,81 \text{ m/s}^2$ $E = mgh$				
	Feder c_s ④ N/m $E = \frac{1}{2}c_s \Delta x^2$	Feder c_s ④ N/rad $E = \frac{1}{2}c_s \Delta \varphi^2$	Kapazität C F, As/V $E = \frac{1}{2}CU^2$	Druckspeicher V_C ⑤ m^3 $E = pV_C$	Wärmekapazität C_{Th} J/K $E = C_{\text{Th}}\Delta T$
	Kinetisch m kg $E = \frac{1}{2}mv^2$	Kinetisch J kgm^2 $E = \frac{1}{2}J\omega^2$	Induktivität L H, Vs/A $E = \frac{1}{2}LI^2$		

① Ladungsstrom, ② Gleichspannung, ③ Wechselspannung (sinusförmig), ④ Federkonstante,

⑤ Speichervolumen φ : Phasenwinkel

Tabelle A.6 Internationale Norm für „Drehende elektrische Maschinen“ IEC 60034 (Auszug)

Teil	Norminhalt
1	Bemessung und Betriebsverhalten
2-1	Standardverfahren zur Bestimmung der Verluste und des Wirkungsgrades aus Prüfungen
5	Schutzarten aufgrund der Gesamtkonstruktion von drehenden elektrischen Maschinen (IP-Code)
6	Einteilung der Kühlverfahren (IC-Code)
7	Klassifizierung der Bauarten, der Aufstellungsarten und der Klemmkasten-Lage (IM-Code)
8	Anschlussbezeichnungen und Drehsinn
9	Geräuschgrenzwerte
11	Thermischer Schutz
12	Anlaufverhalten von Drehstrommotoren mit Käfigläufer ausgenommen polumschaltbare Motoren
14	Mechanische Schwingungen von bestimmten Maschinen mit einer Achshöhe von 56 mm und höher – Messung, Bewertung und Grenzwerte der Schwingstärke
18	Funktionelle Bewertung von Isoliersystemen
30	Wirkungsgrad-Klassifizierung von netzgespeisten Drehstrommotoren (IE-Code)
31	Auswahl von Energiesparmotoren einschließlich Drehzahlstellantrieben – Anwendungsleitfaden

Tabelle A.7 Mindestwirkungsgrade für Effizienzklassen nach IEC 60034-30 (Auszug für Bemessungsfrequenz 50 Hz)

Leistung in P _{Mo/kW}	2-polig				4-polig				6-polig			
	IE1	IE2	IE3	IE4	IE1	IE2	IE3	IE4	IE1	IE2	IE3	IE4
0,75	72,1 %	77,4 %	80,7 %	83,5 %	72,1 %	79,6 %	82,5 %	85,7 %	70,0 %	75,9 %	78,9 %	82,7 %
1,1	75,0 %	79,6 %	82,7 %	85,2 %	75,0 %	81,4 %	84,1 %	87,2 %	72,9 %	78,1 %	81,0 %	84,5 %
1,5	77,2 %	81,3 %	84,2 %	86,5 %	77,2 %	82,8 %	85,3 %	88,2 %	75,2 %	79,8 %	82,5 %	85,9 %
2,2	79,7 %	83,2 %	85,9 %	88,0 %	79,7 %	84,3 %	86,7 %	89,5 %	77,7 %	81,8 %	84,3 %	87,4 %
3	81,5 %	84,6 %	87,1 %	89,1 %	81,5 %	85,5 %	87,7 %	90,4 %	79,7 %	83,3 %	85,6 %	88,6 %
4	83,1 %	85,8 %	88,1 %	90,0 %	83,1 %	86,6 %	88,6 %	91,1 %	81,4 %	84,6 %	86,8 %	89,5 %
5,5	84,7 %	87,0 %	89,2 %	90,9 %	84,7 %	87,7 %	89,6 %	91,9 %	83,1 %	86,0 %	88,0 %	90,5 %
7,5	86,0 %	88,1 %	90,1 %	91,7 %	86,0 %	88,7 %	90,4 %	92,6 %	84,7 %	87,2 %	89,1 %	91,3 %
11	87,6 %	89,4 %	91,2 %	92,6 %	87,6 %	89,8 %	91,4 %	93,3 %	86,4 %	88,7 %	90,3 %	92,3 %
15	88,7 %	90,3 %	91,9 %	93,3 %	88,7 %	90,6 %	92,1 %	93,9 %	87,7 %	89,7 %	91,2 %	92,9 %
18,5	89,3 %	90,9 %	92,4 %	93,7 %	89,3 %	91,2 %	92,6 %	94,2 %	88,6 %	90,4 %	91,7 %	93,4 %
...												
375	94,0 %	95,0 %	95,8 %	96,5 %	94,0 %	95,1 %	96,0 %	96,7 %	94,0 %	95,0 %	95,8 %	96,6 %

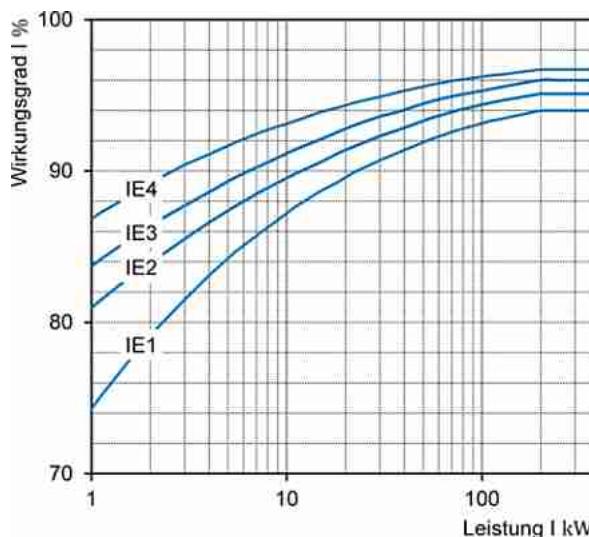


Bild A.1 Wirkungsgradanforderungen für Effizienzklassen nach IEC 60034-30, 4-polige Drehstrom-Asynchronmotoren mit Bemessungsfrequenz 50 Hz

A.1.3 Gleichstrommotoren

Tabelle A.8 Wichtige Zusammenhänge

Magnetische Flussdichte	Motordrehmoment $B \perp I_A$	Spannungsinduktion $B \perp v_{Mo}$
Konstant Ohne Feldschwächung	$M_{Mo} = c_T I_A = c_{Mo} I_A$	$U_I = c_U n_{Mo} = c_{Mo} \omega_{Mo}$
Variabel Feldschwächung	$M_{Mo} = k_{Mo} \Phi_E I_A$	$U_I = k_{Mo} \Phi_E \omega_{Mo}$
$c_{Mo} = k_{Mo} \Phi_{E,\max}$		

Tabelle A.9 Produktinformation permanenterregter Gleichstrommotor, Motortyp: Maxon Motor DCX 32 L GB 50 W KL

	Wert	Einheit
Werte bei Bemessungsspannung		
Bemessungsspannung	12	V
Leerlaufdrehzahl	7120	min^{-1}
Leerlaufstrom	274	mA
Bemessungsrehzahl	6560	min^{-1}
Bemessungsrehmoment	89,4	mNm
Bemessungsstrom	6	A
Stillstandsrehmoment	1730	mNm
Stillstandsstrom	111	A
Maximaler Wirkungsgrad	86	%

Tabelle A.9 Fortsetzung

Kenndaten		
Anschlusswiderstand	0,108	Ω
Anschlussinduktivität	0,034	mH
Drehmomentkonstante	15,6	mNm/A
Drehzahlkonstante	612	min ⁻¹ /V
Mechanische Zeitkonstante	3,44	ms
Rototrägheitsmoment	77,6	gcm ²
Thermische Daten		
Thermische Zeitkonstante der Wicklung	45	s
Thermische Zeitkonstante des Motors	837	s
Umgebungstemperatur	-40 bis +100	°C
Maximale Wicklungstemperatur	+155	°C
Thermischer Widerstand Gehäuse-Luft	7,28	K/W
Thermischer Widerstand Wicklung-Gehäuse	2,3	K/W
Mechanische Daten		
Lagerart	Kugellager	
Maximale Drehzahl	11300	min ⁻¹
Axialspiel	0 bis 0,1	mm
Radialspiel	0,02	mm
Maximale axiale Belastung (dynamisch)	7	N
Maximale radiale Belastung (5mm ab Flansch)	65	N
Gewicht	320	g
Weitere Spezifikationen		
Polpaarzahl	1	
Anzahl Kollektorsegmente	11	

Tabelle A.10 Produktinformation bürstenloser Gleichstrommotor, Motortyp: Maxon Motor EC 45 Ø45 mm, bürstenlos, 150 Watt, mit Hall-Sensoren

	Wert	Einheit
Werte bei Bemessungsspannung		
Bemessungsspannung	12	V
Leerlaufdrehzahl	5650	min ⁻¹
Leerlaufstrom	576	mA
Bemessungsdrehzahl	4370	min ⁻¹
Bemessungsdrehmoment	186	mNm
Bemessungsstrom	9,65	A
Stillstandsrehmoment	872	mNm
Stillstandsstrom	43,6	A
Maximaler Wirkungsgrad	79	%

Tabelle A.10 Fortsetzung

Kenndaten		
Anschlusswiderstand	0,275	Ω
Anschlussinduktivität	0,08	mH
Drehmomentkonstante	20	mNm/A
Drehzahlkonstante	478	min^{-1}/V
Mechanische Zeitkonstante	8,19	ms
Rototrägheitsmoment	119	gcm^2
Thermische Daten		
Thermische Zeitkonstante der Wicklung	15,4	s
Thermische Zeitkonstante des Motors	1600	s
Umgebungstemperatur	-20 bis +100	$^{\circ}\text{C}$
Maximale Wicklungstemperatur	+125	$^{\circ}\text{C}$
Thermischer Widerstand Gehäuse-Luft	1,9	K/W
Thermischer Widerstand Wicklung-Gehäuse	0,9	K/W
Mechanische Daten		
Lagerart	Kugellager	
Maximale Drehzahl	15000	min^{-1}
Axialspiel	0 bis 0,14	mm
Radialspiel	0,02	mm
Maximale axiale Belastung (dynamisch)	16	N
Maximale radiale Belastung (5mm ab Flansch)	140	N
Gewicht	850	g
Weitere Spezifikationen		
Polpaarzahl	1	
Schutzart	IP 54	

A.1.4 Grundlagen Drehstromantriebe

Wechselspannungen

Wechselspannungen und Dreieckspannungen werden meist in Kraftwerken erzeugt. Dem Verbraucher werden Spannungswerte zur Verfügung gestellt, die einen sinusförmigen Verlauf aufweisen (Bild A.2) und symmetrisch zur Nulllinie sind (kein Gleichanteil). Die Frequenz der Spannung wird in einem Spannungsnetz auf einem festgelegten Wert konstant gehalten. Im europäischen Spannungsnetz (Verbundsystem) ist die Frequenz 50 Hz. Ganz allgemein gilt für sinusförmige Wechselspannungen:

$$u(t) = \hat{u} \sin(\omega t + \varphi_u) = \hat{u} \sin(2\pi f t + \varphi_u) \quad (\text{A.1})$$

u	Wechselspannung	1 phase alternating voltage	V
\hat{u}	Spannungsamplitude	Voltage amplitude	V
$\omega, \omega_{\text{El}}$	Elektrische Kreisfrequenz der Wechselgröße	Electrical angular frequency of alternating value	rad/s
t	Zeit	Time	s
φ_u	Phasenverschiebung Spannung	Phase shift voltage	rad
f	Frequenz der Wechselgröße	Frequency of alternating value	Hz

Der Winkel φ_U ist die Phasenverschiebung des sinusförmigen Spannungssignals bei $t = 0$ (Nullphasenwinkel). Eine positive Phasenverschiebung bedeutet eine Verschiebung der Sinuskurve in negativer Richtung. Sofern gleichzeitig mit mechanischen Kreisfrequenzen gearbeitet wird, ist es übersichtlicher, statt ω das Formelzeichen ω_{El} für elektrische Kreisfrequenzen zu verwenden. Analog zu Wechselspannungen lassen sich Wechselströme beschreiben.

$$i(t) = \hat{i} \sin(\omega t + \varphi_I) \quad (\text{A.2})$$

φ_I Phasenverschiebung Strom Phase shift current rad

Das Produkt aus elektrischer Kreisfrequenz der Wechselgröße und der Zeit wird im Weiteren mit dem Formelzeichen φ_{El} abgekürzt.

$$\varphi_{\text{El}}(t) = \omega t = \omega_{\text{El}} t \quad (\text{A.3})$$

φ_{El} Elektrischer Winkel Wechselgröße Electrical angle of alternating value rad

Den zeitlichen Verlauf der Wechselgrößen, die Momentanwerte, zeigt Bild A.2. Die Phasenverschiebung (Phasenwinkel) zwischen Spannung und Strom ist eine wichtige Größe in Wechselstromsystemen. Sie ist wie folgt definiert:

$$\varphi = \varphi_u - \varphi_I \quad (\text{A.4})$$

φ Phasenverschiebung Phase shift rad

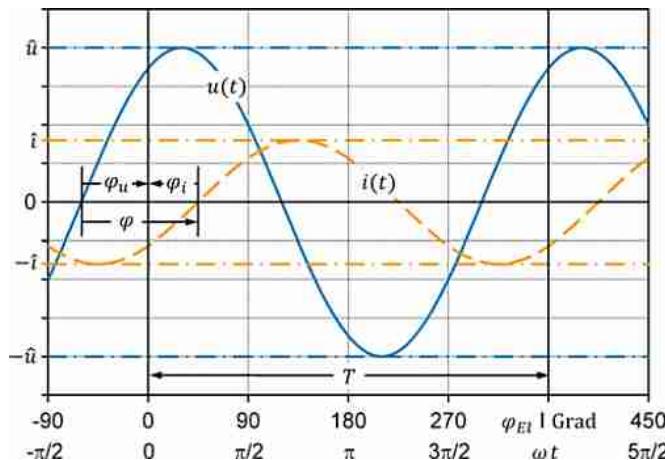


Bild A.2 Zeitlicher Verlauf von Wechselspannung und Wechselstrom

Ist die Phasenverschiebung positiv, eilt der Strom der Spannung zeitlich nach. Die Phasenverschiebung für die Spannung wird zur einfacheren Darstellung bzw. Rechnung meist mit 0 angenommen.

Zur Beschreibung von Wechselstrom- und Drehstromnetzen werden die gleichen Verfahren benutzt. Wird davon ausgegangen, dass das zu versorgende Netzwerk lineare Eigenschaften besitzt, so können die Verfahren linearer Wechselstromnetze angewandt werden. Für lineare Wechselstromnetze gilt, dass sich im eingeschwungenen Zustand an allen Stellen des Netzwerkes sinusförmige Spannungs- und Stromverläufe gleicher Frequenz einstellen. Die Frequenz aller Signale ist identisch mit der Frequenz der Speisespannung bzw. des Speisestroms. Allerdings können die Amplituden und Phasenlagen der Signale unterschiedlich sein.

Meist sind die Momentanwerte der Spannungen und Ströme von Motoren und Leistungselektroniken nicht von Interesse, sondern der Bezug zu Gleichstromgrößen. Dazu werden Effektivwerte benutzt. Der Spannungs- bzw. Stromeffektivwert berechnet sich aus der Amplitude der sinusförmigen Wechselgröße zu:

$$U = \frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} \quad I = \frac{\hat{i}}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.5})$$

U	Effektivwert Spannung	<i>rms-voltage</i>	V, V_{rms}
I	Effektivwert Strom	<i>rms-current</i>	A, A_{rms}
rms: root mean square			

Bei Wechselstrom ergibt sich die Momentanleistung aus den Momentangrößen für Spannung und Strom.

$$P_T(t) = u(t) i(t) = \hat{u} \sin(\omega t + \varphi_u) \hat{i} \sin(\omega t + \varphi_I) \quad (\text{A.6a})$$

$$P_T(t) = 2UI \sin(\omega t + \varphi_u) \sin(\omega t + \varphi_I) \quad (\text{A.6b})$$

$P_T(t)$	Momentanleistung	<i>Instantaneous power</i>	W
----------	------------------	----------------------------	---

Formt man diesen Zusammenhang um, erhält man zwei Leistungsanteile, aus denen sich die Momentanleistung zusammensetzt (Bild A.3).

$$P_T(t) = P_a(t) + P_r(t) \quad (\text{A.7})$$

$P_a(t)$	Momentanwert Wirkleistung	<i>Instantaneous active power</i>	W
$P_r(t)$	Momentanwert Blindleistung	<i>Instantaneous reactive power</i>	W

Die beiden Leistungsanteile lassen sich wie folgt interpretieren:

Momentanwert Wirkleistung: Die Wirkleistung wird zu keinem Zeitpunkt negativ. Sie gibt an, welche Leistung am ohmschen Teil des Verbrauchers aufgenommen wird.

Momentanwert Blindleistung: Die Blindleistung ist im Mittelwert 0, da sie keinen Gleichanteil enthält. Dieser Anteil beschreibt die Leistung, die von den Energiespeichern des Verbrauchers (Induktivität, Kondensator) momentan aufgenommen bzw. abgegeben wird. Mit dem Blindleistungsfluss sind Lade- und Entladeströme verbunden, welche beim Gesamtstrom bzgl. Leitungen und Versorgungseinheit des Verbrauchers zu berücksichtigen sind.

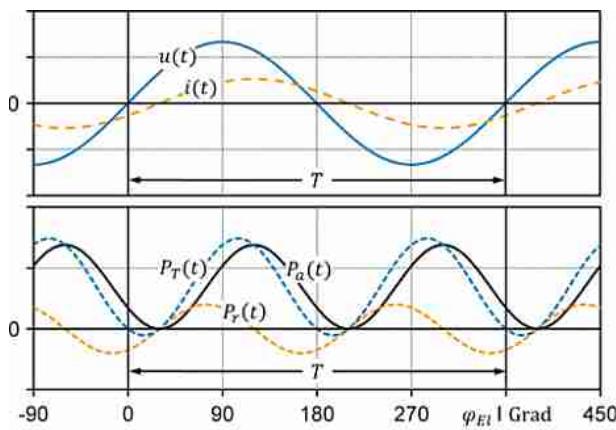


Bild A.3 Zeitlicher Verlauf von Wechselspannung und Wechselstrom ($P_T(t)$: Momentanleistung, $P_a(t)$: Momentanwert Wirkleistung, $P_r(t)$: Momentanwert Blindleistung)

Tabelle A.11 Zusammenhänge und Einheiten bei Leistungen für sinusförmigen Verlauf der Spannung und des Stroms

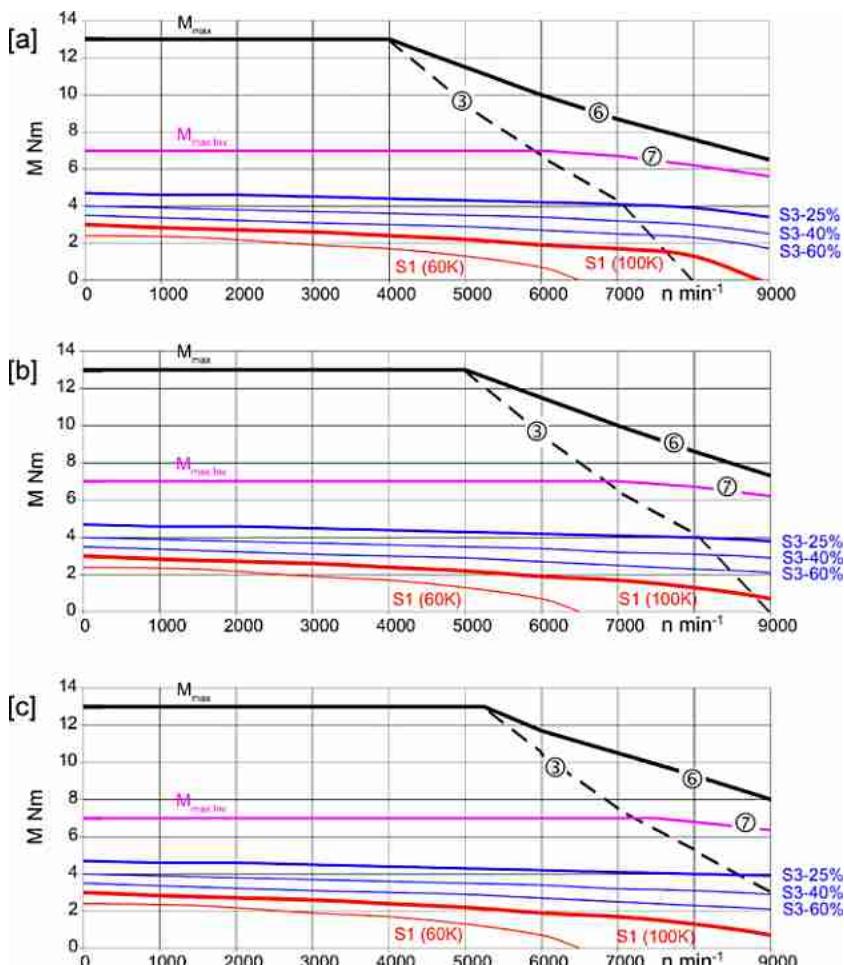
	Berechnung	Einheiten
Scheinleistung S <i>Apparent power</i>	$S = UI$ $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$	VA (Volt Ampere)
Wirkleistung P <i>Active power</i>	$P = S \cos(\varphi)$ $P = UI \cos(\varphi)$ $P = \frac{Q}{\tan(\varphi)}$	W (Watt)
Blindleistung Q <i>Reactive power</i>	$Q = S \sin(\varphi)$ $Q = UI \sin(\varphi)$ $Q = \frac{P}{\tan(\varphi)}$	var (Volt Ampere reaktiv)

Wichtiger als die Momentanleistung ist jedoch die mittlere Leistung in einer Periode. Der Mittelwert der Momentanleistung wird Wirkleistung genannt. Die Zusammenhänge und Einheiten für Wirkleistung, Blindleistung und Scheinleistung sind in Tabelle A.11 zusammengefasst. Bei einem Wechselstromverbraucher ist die zur Verfügung stehende mittlere Leistung (Wirkleistung) neben der Spannung und dem Strom auch noch durch den Term $\cos(\varphi)$ bestimmt. Dieser ist beim angenommenen sinusförmigem Verlauf der Größen gleich dem Leistungsfaktor λ .

$$\lambda = \cos(\varphi) = \frac{P}{S} = \frac{P}{UI} \quad (\text{A.8})$$

λ Leistungsfaktor Power factor

A.1.5 Synchronmotoren



	Netzspannung U_S	Zwischenkreisspannung U_{DC}	Umrichterausgangsspannung $U_{Inv,max}$	Einspeisemodul
[a]	400 V	528 V	380 V	SLM
[b]	400 V	600 V	425 V	ALM
[c]	480 V	634 V	460 V	SLM

SLM (Smart Line Module): Die Module generieren eine ungeregelte Zwischenkreisspannung und sind rückspeisefähig. ALM (Active Line Module): Die Module generieren eine geregelte Zwischenkreisspannung und sind rückspeisefähig

Bild A.4 Permanenterregter Drehstrom-Synchronmotor. Grenzkurven Drehmoment-Drehzahl-Diagramm mit unterschiedlichen Leistungselektroniken. ⑥, ⑦: Grenze mit Feldschwächung, ③: Grenze ohne Feldschwächung. Motortyp: Siemens 1FT7042-AK7, 6-polig, $n_n = 6000 \text{ min}^{-1}$

Tabelle A.12 Produktinformation permanenterregter Drehstrom-Synchronmotor, für zwei Wicklungsvarianten, Motortyp: Siemens 1FT7042

Produktvariante	AF7	AK7	
Projektierungsdaten			
Bemessungsdrehzahl	3000	6000	min^{-1}
Polzahl		6	
Bemessungsdrehmoment (100 K)	2,7	2	Nm
Bemessungsstrom	2,1	3	A
Stillstandsrehmoment (60 K)	2,5	2,4	Nm
Stillstandsrehmoment (100 K)	3	3	Nm
Stillstandsstrom (60 K)	1,7	3,1	A
Stillstandsstrom (100 K)	2,1	3,9	A
Rototrägheitsmoment (mit Bremse)		3,68	10^{-4} kgm^2
Rototrägheitsmoment (ohne Bremse)		2,81	10^{-4} kgm^2
Optimaler Betriebspunkt			
Optimale Drehzahl	3000	6000	min^{-1}
Optimale Leistung	0,85	1,26	kW
Grenzdaten			
Maximal zulässige Drehzahl (mechanisch)		9000	1/min
Maximales Drehmoment		13	Nm
Maximaler Strom	11	21	A
Physikalische Konstanten			
Drehmomentkonstante	1,43	0,77	Nm/A
Spannungskonstante	87	49	V/1000 min $^{-1}$
Wicklungswiderstand bei 20 °C	3,5	1,12	Ω
Drehfeldinduktivität	21,4	6,5	mH
Elektrische Zeitkonstante		6	ms
Mechanische Zeitkonstante	1,4	1,6	ms
Thermische Zeitkonstante		20	min
Wellentorsionssteifigkeit		11700	Nm/rad
Gewicht (mit Bremse)		5,5	kg
Gewicht (ohne Bremse)		4,6	kg
Empfohlener Umrichter			
Bemessungsstrom Umrichter	3	5	A
Maximalstrom Umrichter	6	10	A
Maximales Drehmoment bei maximalem Umrichterstrom	8	7	Nm

A.1.6 Asynchronmotoren

Tabelle A.13 Produktinformation 4-poliger Käfigläufer Drehstrom-Asynchronmotor (400 V, 50 Hz, IE3), Motortyp: SEW-Eurodrive DRP112M4

	Wert	Einheit
Bemessungsleistung	3	kW
Bemessungsdrehmoment	19,7	Nm
Bemessungsdrehzahl	1455	min ⁻¹
Bemessungsstrom	6	A
Leistungsfaktor	0,82	
Effizienzklasse	IE3	
Wirkungsgrad bei 50 % Bemessungsleistung	88,2	%
Wirkungsgrad bei 75 % Bemessungsleistung	88,7	%
Wirkungsgrad bei 100 % Bemessungsleistung	88,0	%
Verhältnis Anlaufstrom/ Bemessungsstrom	7,3	
Verhältnis Anlaufdrehmoment/ Bemessungsdrehmoment	2,4	
Verhältnis Hochlaufdrehmoment/ Bemessungsdrehmoment	2,0	
Verhältnis Kippdrehmoment/ Bemessungsdrehmoment	3,0	
Gewicht	41	kg
Rototrägheitsmoment	148	10 ⁻⁴ kgm ²

A.1.7 Positionsmessgeräte

Tabelle A.14 Produktinformation absolutes Längenmessgerät, Gerätetyp: Heidenhain Baureihe LC 100

Produktname	LC 115	LC 185	
Maßverkörperung			
Glasmaßstab mit Absolutspur und Inkrementalspur			
Teilungsperiode Inkrementalspur	20	μm	
Längenausdehnungskoeffizient	≈ 8	10 ⁻⁶ K ⁻¹	
Genauigkeitsklasse	± 3 ①, ± 5	μm	
Messlänge (ML)	140 bis 4240	mm	
Schnittstelle	EnDat 2.2		
Auflösung bei ± 3 μm	0,001	0,005	μm
bei ± 5 μm	0,010	0,010	
Diagnoseschnittstelle	digital		
Taktfrequenz serielle Schnittstelle	≤ 16	≤ 2	MHz
Rechenzeit zur Berechnung des Positionswertes im Messgerät		≤ 5	μs
Inkrementalsignale	–	~ 1 Vss	
Signalperiode	–	20	μm
–3 dB Grenzfrequenz	–	≥ 150	kHz

Tabelle A.14 Fortsetzung

Elektrischer Anschluss			
Kabellänge	≤ 100	≤ 150	m
Spannungsversorgung	DC 3,6 bis 14	V	
Leistungsaufnahme	3,6V: ≤ 1,1 14V: ≤ 1,3	W	
Stromaufnahme (typisch ohne Last)	5V: 140	mA	
Verfahrgeschwindigkeit	≤ 180	m/min	
Erforderliche Vorschubkraft	≤ 4	N	
Vibration 55Hz bis 2000Hz (EN 60068-2-6)	≤ 200	m/s ²	
Schock 11ms (EN 60068-2-27)	≤ 300	m/s ²	
Beschleunigung in Messrichtung	≤ 100	m/s ²	
Arbeitstemperatur	0 bis 50	°C	
Schutzart (EN 60529)	IP 53, IP 64 ②		
Masse	0,55 +2,9	kg kg/m ML	

① bis Messlänge 3040 mm ② mit Sperrluft

A.1.8 Servoantriebe

Tabelle A.15 Produktinformation permanenterregter synchroner Drehstrom-Linearmotor, Motortyp: Etel, LMS15-070

Produktvariante	3TA	3VA	
Maximale Kraft		1900	N
Dauerkraft	485	468	N
Stillstandskraft	372	358	N
Kraftkonstante	155	90,2	N/A _{rms}
Spannungskonstante	92,8	53,9	V _{rms} /(m/s)
Wicklungswiderstand bei 20 °C	7,63	2,78	Ω
Wanderfeldinduktivität	83,8	28,3	mH
Maximaler Strom	27,1	46,7	A
Dauerstrom	3,29	5,46	A
Stillstandsstrom	2,50	4,13	A
Maximale Dauerverlustleistung		178	W
Bemessungsspannung		600	V _{DC}
Thermische Zeitkonstante	1230	1320	s
Thermischer Widerstand		0,619	K/W
Polteilung		16	mm
Masse des Motorteils mit den Permanentmagneten		8,12	kg/m
Masse des Motorteils mit der Drehstromwicklung	4,29	4,22	kg
Anziehungskraft		3600	N
Rastkraft (Mittelwert zum Spitzenwert)		23	N
Mechanischer Abstand		0,9	mm

A.2 Formelzeichen und Einheiten

Lateinische Formelzeichen

Symbol	Deutsch	Englisch	Einheit
a	Beschleunigung	<i>Acceleration</i>	m/s^2
a	Komplexer Operator	<i>Complex operator</i>	
a_M	Beschleunigung der anzutreibenden Masse	<i>Acceleration of mass to be moved</i>	m/s^2
a_{Mo}	Beschleunigung Motor	<i>Acceleration motor</i>	m/s^2
A	Magnitude	<i>Magnitude</i>	
A	Fläche	<i>Area</i>	m^2
A_F	Krafterzeugende Fläche	<i>Force generating area</i>	m^2
A_T	Drehmomenterzeugende Fläche	<i>Torque generating area</i>	m^2
A_{Fe}	Fläche Eisen	<i>Area iron</i>	m^2
A_I	Strombelag	<i>Current density</i>	A/m
A_L	Luftspaltfläche	<i>Air gap area</i>	m^2
A_P	Polfläche	<i>Pole area</i>	m^2
A_{PM}	Fläche des Magnetmaterial	<i>Area of magnetic material</i>	m^2
B	Magnetische Flussdichte	<i>Magnetic flux density</i>	T
B_{PM}	Magnetische Flussdichte des Permanentmagneten	<i>Magnetic flux density of permanent magnet</i>	T
B_r	Remanenzflussdichte	<i>Remanence flux density</i>	T
B_R	Magnetische Flussdichte des Rotors	<i>Magnetic flux density of rotor</i>	T
B_S	Magnetische Flussdichte des Stators	<i>Magnetic flux density of stator</i>	T
B_{St}	Magnetische Flussdichte eines Strangs	<i>Magnetic flux density of one phase</i>	T
c_A	Konstante Motorkraft zu krafterzeugender Fläche	<i>Constant motor torque to force generating area</i>	N/m^2
c_A	Konstante Motordrehmoment zu drehmomenterzeugender Fläche	<i>Constant motor torque to torque generating area</i>	Nm/m^2
c_{ES}	Unterteilungsfaktor des Messgerätes	<i>Subdivision factor of measuring device</i>	
c_F	Kraftkonstante	<i>Force constant</i>	N/A
c_{IS}	Interpolationsfaktor des Messgerätes	<i>Interpolation factor of measuring device</i>	–
c_K	Kinematische Konstante	<i>Kinematic constant</i>	
c_{Mo}	Motorkonstante	<i>Motor constant</i>	$\text{N}/\text{A}, \text{Nm}/\text{A}$
c_S	Skalierungsfaktor	<i>Scaling factor</i>	
c_T	Drehmomentkonstante	<i>Torque constant</i>	Nm/A
c_U	Spannungskonstante	<i>Voltage constant</i>	$\text{Vs}/\text{m}, \text{Vs}$

c_x	Federsteifigkeit	<i>Spring stiffness</i>	N/m
c_x	Steifigkeit (linear)	<i>Stiffness (linear)</i>	N/m
c_φ	Torsionssteifigkeit	<i>Torsional stiffness</i>	Nm/rad
d	Durchmesser	<i>Diameter</i>	m
d_{eff}	Wirksamer Durchmesser	<i>Effective diameter</i>	m
d_T	Drehmomenterzeugender Durchmesser	<i>Torque generating diameter</i>	m
d_x	Dämpfungskoeffizient (linear)	<i>Damping coefficient (linear)</i>	Ns/m
D	Dämpfungsgrad	<i>Damping grade</i>	-
D_C	Dämpfungsgrad des Stromregelkreises	<i>Damping grade position of current control loop</i>	
D_M	Dämpfungsgrad mechanisches Übertragungselement	<i>Damping grade mechanical transfer element</i>	
D_P	Dämpfungsgrad Positionsregelkreis	<i>Damping grade position control loop</i>	-
e	Regelabweichung	<i>Control error</i>	
e_C	Regelabweichung Strom	<i>Control error current</i>	A
e_P	Regelabweichung Position	<i>Control error position</i>	m, rad
e_p	Positionsfehler	<i>Position error</i>	m, rad
e_S	Regelabweichung Winkelgeschwindigkeit oder Geschwindigkeit	<i>Control error angular speed or velocity</i>	rad/s, m/s
e_T	Regelfenster	<i>Response tolerance</i>	
e_{St}	Stationäre Regelabweichung	<i>Control error in steady state</i>	
E	Energie	<i>Energy</i>	J
E_{El}	Elektrische Energie	<i>Electrical energy</i>	J
E_M	Kinetische Energie der anzutreibenden Masse	<i>Kinetic energy of mass to be moved</i>	J
E_{Me}	Mechanische Energie	<i>Mechanical energy</i>	J
ED	Einschaltdauer	<i>Duty cycle</i>	-
f	Frequenz	<i>Frequency</i>	Hz
f_0	Eigenfrequenz	<i>Characteristic frequency</i>	Hz
f_{0M}	Eigenfrequenz mechanisches Übertragungselement	<i>Characteristic frequency mechanical transfer element</i>	Hz
f_{0P}	Eigenfrequenz Positionsregelkreis	<i>Characteristic frequency position control loop</i>	Hz
f_{EC}	Eckfrequenz des Stromregelkreises	<i>Edge Frequency of current control loop</i>	Hz
f_{Eck}	Eckfrequenz (Spannungs-Frequenz-Kennlinie)	<i>Edge Frequency (Voltage-frequency-curve)</i>	Hz
f_{El}	Elektrische Frequenz	<i>Electrical frequency</i>	Hz
f_{ES}	Eckfrequenz Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregelkreis	<i>Edge frequency speed or velocity control loop</i>	Hz
f_L	Lastfrequenz	<i>Load frequency</i>	Hz

f_{MP}	Frequenz der Messsignale des Positionsmessgerätes	<i>Frequency of measuring signals of position measuring device</i>	Hz
f_n	Bemessungsfrequenz (früher: Nennfrequenz)	<i>Rated frequency</i>	Hz
f_N	Eigenfrequenz	<i>Natural frequency</i>	Hz
f_p	Spezifische Kraft pro Pol	<i>Specific force per pole</i>	N/m ²
f_{PWM}	Frequenz Pulsweitenmodulation (PWM-Frequenz)	<i>Period time pulse width modulation (PWM-frequency)</i>	Hz
f_s	Abtastfrequenz	<i>Sampling frequency</i>	Hz
f_S	Netzfrequenz	<i>Supply frequency</i>	Hz
f_s	Schrittfrequenz (Schrittmotor)	<i>Step frequency (stepper motor)</i>	Hz
f_{SS}	Start-Stopp-Frequenz (Schrittmotor)	<i>Start-stop-frequency (stepper motor)</i>	Hz
F	Kraft	<i>Force</i>	N
F_1	Kraft Antriebsseite	<i>Force driving side</i>	N
F_1	Lorentzkraft Leiterabschnitt	<i>Lorentz force wire segment</i>	N
F_2	Kraft Abtriebsseite	<i>Force output side</i>	N
F_{Ac}	Beschleunigungskraft	<i>Acceleration force</i>	N
F_{AP}	Anziehungskraft pro Pol	<i>Attraction force per pole</i>	N
F_C	Federkraft	<i>Spring force</i>	N
F_F	Reibkraft	<i>Friction force</i>	N
F_L	Lastkraft	<i>Load force</i>	N
F_{Lo}	Lorentzkraft	<i>Lorentz force</i>	N
F_M	Kraft der anzutreibenden Masse	<i>Force of mass to be moved</i>	N
F_{Mo}	Motorkraft	<i>Motor force</i>	N
F_n	Bemessungskraft (früher: Nennkraft)	<i>Rated force</i>	N
F_P	Prozesskraft	<i>Process force</i>	N
F_p	Kraft pro Pol	<i>Force per pole</i>	N
F_W	Gewichtskraft	<i>Weight force</i>	N
g	Erdbeschleunigung	<i>Gravitational acceleration</i>	m/s ²
G	Übertragungsfunktion	<i>Transfer function</i>	
G	Elektrischer Leitwert	<i>Electric conductance</i>	S
G_0	Übertragungsfunktion offener Kreis	<i>Transfer function open loop</i>	
G_{0C}	Übertragungsfunktion offener Stromregelkreis	<i>Transfer function open current control loop</i>	
G_{0S}	Übertragungsfunktion offener Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregelkreis	<i>Transfer function open speed control loop</i>	
G_{CC}	Übertragungsfunktion Stromregler	<i>Transfer function current controller</i>	V/A
G_{CP}	Übertragungsfunktion Positionsregler	<i>Transfer function position controller</i>	1/s

G_{CS}	Übertragungsfunktion Drehzahlregler oder Geschwindigkeitsregler	<i>Transfer function speed or velocity controller</i>	A s/rad As/m
G_W	Führungsübertragungsfunktion	<i>Reference transfer function</i>	
G_{WM}	Führungsübertragungsfunktion mechanische Übertragungselemente	<i>Reference transfer function mechanical transfer elements</i>	
G_{WP}	Führungsübertragungsfunktion Positionsregelkreis	<i>Reference transfer function position control loop</i>	
G_{WS}	Führungsübertragungsfunktion Drehzahlregel- oder Geschwindigkeitsregelkreis	<i>Reference transfer function speed or velocity control loop</i>	
G_{ZL}	Lastübertragungsfunktion	<i>Load transfer function</i>	
G_{ZLM}	Lastübertragungsfunktion mechanische Übertragungselemente	<i>Load transfer function mechanical transfer elements</i>	rad/Nm m/N
G_{ZLP}	Lastübertragungsfunktion Positionsregelkreis	<i>Load transfer function position control loop</i>	rad/Nm m/N
G_{ZLS}	Lastübertragungsfunktion Drehzahlregel- oder Geschwindigkeitsregelkreis	<i>Load transfer function speed or velocity control loop</i>	rad/(Nms) m/(Ns)
G_{ZS}	Sensitivitätsübertragungsfunktion	<i>Sensitivity transfer function</i>	
h_{Sp}	Spindelsteigung des Gewindestriebes	<i>Spindle pitch of screw drive</i>	m
H	Magnetische Feldstärke	<i>Magnetic field strength</i>	A/m
H_C	Koerzitivfeldstärke	<i>Coercive field strength</i>	A/m
i	Strom	<i>Current</i>	A
\underline{i}	Raumzeiger Strom	<i>Space vector current</i>	A
i_d	Längstrom	<i>Longitudinal current</i>	A
i_{Fe}	Strom Eisen	<i>Current iron</i>	A
i_G	Getriebeübersetzung	<i>Gear ratio</i>	–
i_q	Querstrom	<i>Cross current</i>	A
i_R	Stromschwankung	<i>Current ripple</i>	A
i_α	Strom α -Koordinate im statorfesten System	<i>Current α-coordinate in stator-fixed system</i>	A
i_β	Strom β -Koordinate im statorfesten System	<i>Current β-coordinate in stator-fixed system</i>	A
i_μ	Magnetisierungsstrom	<i>Magnetizing current</i>	A
I	Strom	<i>Current</i>	A
I_0	Stillstandsstrom (S1)	<i>Current at stand still (S1)</i>	A
I_0	Leerlaufstrom (Asynchronmotor)	<i>No load current (asynchronous motor)</i>	A
I_1	Strom Hauptwicklung	<i>Current main winding</i>	A
I_A	Ankerstrom (Gleichstrommotor)	<i>Armature current (DC motor)</i>	A

I_A	Anzugsstrom (Asynchronmotor)	<i>Starting current (asynchronous motor)</i>	A
I_{Al}	Außenleiterstrom	<i>Line-to-line current</i>	A
I_d	Längstrom	<i>Longitudinal current</i>	A
I_L	Leiterstrom	<i>Line current</i>	A
I_{\max}	Maximaler Strom der Leistungselektronik	<i>Maximum current of power electronics</i>	A
I_n	Bemessungsstrom (früher: Nennstrom)	<i>Rated current</i>	A
I_q	Querstrom	<i>Cross current</i>	A
I_S	Strom Spaltpol	<i>Current slit-pole winding</i>	A
I_{St}	Stillstandsstrom	<i>Current at stand still</i>	A
I_{St}	Strangstrom	<i>Phase current</i>	A
I_T	Leiterstromsumme	<i>Total wire current</i>	A
j	Komplexe Zahl	<i>Complex number</i>	–
j	Ruck	<i>Jerk</i>	$\text{m}/\text{s}^3, \text{rad}/\text{s}^3$
J	Trägheitsmoment	<i>Inertia</i>	kgm^2
J_L	Lastträgheitsmoment	<i>Load inertia</i>	kgm^2
J_M	Trägheitsmoment der anzutreibenden Masse	<i>Inertia of mass to be moved</i>	kgm^2
J_{Mo}	Trägheitsmoment des bewegten Motorteils	<i>Inertia of moved motor part</i>	kgm^2
J_T	Gesamtes zu bewegendes Trägheitsmoment	<i>Total inertia to be moved</i>	kgm^2
k	Abtastschritt	<i>Sampling step</i>	–
k_{Mo}	Konstante des Motors	<i>Constant of motor</i>	
k_U	Konstante für induzierte Spannung	<i>Constant for induced voltage</i>	
k_T	Konstante für Drehmoment	<i>Constant for torque</i>	
K	Verstärkung	<i>Gain</i>	
K_C	Proportionalverstärkung Stromregler	<i>Proportional gain current controller</i>	
K_P	Proportionalverstärkung Positionsregler	<i>Proportional gain position controller</i>	1/s
K_S	Proportionalverstärkung Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler	<i>Proportional gain speed or velocity controller</i>	
K_V	Geschwindigkeitsverstärkung	„KV-value“	1/s
l	Länge	<i>Length</i>	m
l_0	Ausgangslänge	<i>Initial length</i>	m
l_{Fe}	Länge Eisen	<i>Length iron</i>	m
l_L	Länge Luftspalt	<i>Length air gap</i>	m
l_{PM}	Länge Magnetmaterial	<i>Length magnetic material</i>	m
l_T	Drehmomenterzeugende Länge	<i>Torque generating length</i>	m

l_{Th}	Thermische Längenänderung	<i>Thermal length change</i>	m
L	Induktivität	<i>Inductance</i>	H
L_A	Ankerinduktivität	<i>Armature inductance</i>	H
L_E	Erregerinduktivität	<i>Excitation inductance</i>	H
L_h	Hauptinduktivität	<i>Main inductance</i>	H
L_{St}	Stranginduktivität	<i>Phase inductance</i>	H
L_σ	Streuinduktivität	<i>Leakage inductance</i>	H
m	Masse	<i>Mass</i>	kg
m_M	Anzutreibende Masse	<i>Mass to be moved</i>	kg
m_{Mo}	Masse des bewegten Motorteils	<i>Mass of moved motor part</i>	kg
m_T	Gesamte zu bewegende Masse	<i>Total mass to be moved</i>	kg
M	Drehmoment	<i>Torque</i>	Nm
M_0	Stillstandsrehmoment (S1)	<i>Torque at stand still (S1)</i>	Nm
M_1	Drehmoment Antriebsseite	<i>Torque driving side</i>	Nm
M_1	Drehmoment Leiterabschnitt	<i>Torque wire segment</i>	Nm
M_2	Drehmoment Abtriebsseite	<i>Torque output side</i>	Nm
M_A	Anzugsdrehmoment	<i>Starting torque</i>	Nm
M_{Ac}	Beschleunigungsdrehmoment	<i>Acceleration torque</i>	Nm
M_F	Reibungsdrehmoment	<i>Friction torque</i>	Nm
M_K	Kippdrehmoment	<i>Tilting torque</i>	Nm
M_L	Lastdrehmoment	<i>Load torque</i>	Nm
M_{max}	Maximales Drehmoment (in Kombination mit Leistungselektronik)	<i>Maximum torque (in combination with power electronics)</i>	Nm
M_M	Drehmoment der anzutreibenden Masse	<i>Torque of mass to be moved</i>	Nm
M_{Mo}	Motordrehmoment	<i>Motor torque</i>	Nm
M_n	Bemessungsdrehmoment (früher: Nenndrehmoment)	<i>Rated torque</i>	Nm
M_P	Prozessdrehmoment	<i>Process torque</i>	Nm
M_S	Satteldrehmoment	<i>Pull-up torque</i>	Nm
M_{St}	Stillstandsrehmoment	<i>Torque at stand still</i>	Nm
M_W	Gewichtsdrehmoment	<i>Weight torque</i>	Nm
n	Drehzahl	<i>Speed</i>	1/s
n_0	Leerlaufdrehzahl	<i>Idle speed</i>	1/s
n_1	Drehzahl an der Antriebsseite	<i>Speed at driving side</i>	1/s
n_2	Drehzahl an der Abtriebsseite	<i>Speed at output side</i>	1/s
n_K	Kippdrehzahl	<i>Tilting speed</i>	1/s
n_M	Drehzahl der anzutreibenden Masse	<i>Speed of mass to be moved</i>	1/s
n_{Mo}	Drehzahl des Motors	<i>Speed of motor</i>	1/s
n_n	Bemessungsdrehzahl (früher: Nenndrehzahl)	<i>Rated speed</i>	1/s
n_p	Programmierte Drehzahl	<i>Programmed speed</i>	1/s

n_R	Drehzahlschwankung	<i>Speed ripple</i>	1/s
n_S	Synchrondrehzahl	<i>Synchronous speed</i>	1/s
n_{SS}	Start-Stopp-Drehzahl (Schrittmotor)	<i>Start-stop-speed (stepper motor)</i>	1/s
N	Windungszahl	<i>Number of turns</i>	–
N_1	Windungszahl Hauptwicklung	<i>Number of turns main winding</i>	–
N_P	Anzahl bestromter Leiter pro Pol	<i>Number of energized wires per pole</i>	
N_S	Windungszahl Spaltpol	<i>Number of turns slit-pole winding</i>	–
o_S	Überschwingen	<i>Overshoot</i>	
p	Anzahl Pole (bei mehrphasigen Systemen bezogen auf eine Phase)	<i>Number of poles (for multiphase systems related to one phase)</i>	–
P	Leistung	<i>Power</i>	W
P	Wirkleistung	<i>Active power</i>	W
P_1	Leistung an der Antriebsseite	<i>Power at driving side</i>	W
P_2	Leistung an der Abtriebsseite	<i>Power at output side</i>	W
P_a	Momentanwert Wirkleistung	<i>Instantaneous value active power</i>	W
P_{Ed}	Wirbelstromverluste	<i>Eddy current losses</i>	W
P_{El}	Elektrische Leistung	<i>Electrical power</i>	W
P_{Fe}	Eisenverluste	<i>Iron losses</i>	W
P_{Hy}	Hystereseverluste	<i>Hysteresis losses</i>	W
P_L	Verlustleistung	<i>Power loss</i>	W
P_{Le}	Streuverluste	<i>Leakage losses</i>	W
P_{LV}	Verlustleistung Vorwiderstand	<i>Power loss series resistance</i>	W
P_M	Leistung an der anzutreibenden Masse	<i>Power at mass to be moved</i>	W
P_{Me}	Mechanische Leistung	<i>Mechanical power</i>	W
P_{Mo}	Motorleistung (mechanisch)	<i>Motor power (mechanical)</i>	W
P_n	Bemessungsleistung (früher: Nennleistung)	<i>Rated power</i>	W
P_{Ohm}	Ohm'sche Verluste	<i>Ohm losses</i>	W
P_r	Momentanwert Blindleistung	<i>Instantaneous value reactive power</i>	W
P_{St}	Strangwirkleistung	<i>Active power phase</i>	W
P_T	Momentanwert Scheinleistung	<i>Instantaneous power</i>	W
q_P	Positionsauflösung	<i>Position resolution</i>	m, rad
Q	Blindleistung	<i>Reactive power</i>	var
r	Radius	<i>Radius</i>	m
R	Widerstand	<i>Resistance</i>	Ω
R_A	Ankerwiderstand	<i>Armature resistance</i>	Ω
R_E	Erregerwiderstand	<i>Excitation resistance</i>	Ω

R_{Fe}	Magnetischer Widerstand Eisen	<i>Magnetic resistance iron</i>	A/(Vs)
R_{L}	Magnetischer Widerstand Luft	<i>Magnetic resistance air</i>	A/(Vs)
R_{m}	Magnetischer Widerstand	<i>Magnetic resistance</i>	A/(Vs)
R_{PM}	Magnetischer Widerstand Permanentmagnet	<i>Magnetic resistance permanent magnet</i>	A/(Vs)
R_{St}	Strangwiderstand	<i>Phase resistance</i>	Ω
R_{T}	Gesamter magnetischer Widerstand	<i>Total magnetic resistance</i>	A/(Vs)
R_V	Querstrom	<i>Series resistance</i>	Ω
s	Laplace-Operator	<i>Laplace operator</i>	
s	Schlupf	<i>Slip</i>	—
s_K	Kippschlupf	<i>Tilting slip</i>	—
s_n	Bemessungsschlupf (früher: Nennschlupf)	<i>Rated slip</i>	—
S	Scheinleistung	<i>Apparent power</i>	VA
t	Zeit	<i>Time</i>	s
t_{Ac}	Beschleunigungszeit	<i>Acceleration time</i>	s
t_{On}	Einschaltzeit	<i>On time</i>	s
t_{Off}	Ruhezeit (Ausschaltzeit)	<i>Off time</i>	s
t_R	Anstiegszeit	<i>Raise time</i>	s
t_S	Einschwingzeit	<i>Settling time</i>	s
t_U	Zeit für eine Umdrehung	<i>Time for one revolution</i>	s
T	Periodendauer	<i>Period time</i>	s
T	Temperatur	<i>Temperature</i>	°C
T_0	Temperatur beim Einschalten	<i>Power on temperature</i>	°C
T_{∞}	Endtemperatur	<i>Final temperature</i>	°C
ΔT	Temperaturänderung	<i>Temperature change</i>	K
ΔT	Übertemperatur	<i>Over-temperature</i>	K
T_C	Zykluszeit	<i>Cycle time</i>	s
T_{CC}	Zeitkonstante des Stromregelkreises	<i>Time constant current control loop</i>	s
T_{El}	Elektrische Zeitkonstante	<i>Electrical time constant</i>	s
T_{NC}	Nachstellzeit Stromregler	<i>Reset time current controller</i>	s
T_{NS}	Nachstellzeit Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler	<i>Reset time speed or velocity controller</i>	s
T_{PWM}	Periodendauer Pulsweitenmodulation	<i>Period time pulse width modulation</i>	s
T_S	Abtastzeit	<i>Sampling time</i>	s
T_{SC}	Zeitkonstante Drehzahlregelkreis oder Geschwindigkeitsregelkreis	<i>Time constant speed control loop or velocity control loop</i>	s
T_{Th}	Thermische Zeitkonstante	<i>Thermal time constant</i>	s
u	Spannung	<i>Voltage</i>	V
u	Stellgröße	<i>Actuating variable</i>	

u_C	Stellgröße Stromregler	<i>Actuating variable current controller</i>	V
u_d	Quellspannung	<i>Source voltage</i>	V
u_i	Induzierte Spannung	<i>Induced voltage</i>	V
u_L	Spannungsabfall Induktivität	<i>Voltage drop inductance</i>	V
u_P	Stellgröße Positionsregler	<i>Actuating variable position controller</i>	m/s, rad/s
u_S	Stellgröße Geschwindigkeits- oder Drehzahlregler	<i>Actuating variable speed controller</i>	
u_S	Unterschwingen	<i>Undershoot</i>	
u_σ	Spannungsabfall Streufluss	<i>Voltage drop leakage inductance</i>	V
U	Spannung	<i>Voltage</i>	V
U_0	Nullpunktabweichung	<i>Offset</i>	
U_A	Ankerspannung	<i>Armature voltage</i>	V
U_{A0}	Klemmenspannung Klemme A	<i>Terminal voltage terminal A</i>	V
U_{Al}	Außenleiterspannung	<i>Line-to-line voltage</i>	V
U_{B0}	Klemmenspannung Klemme B	<i>Terminal voltage terminal B</i>	V
U_d	Längsspannung	<i>Longitudinal voltage</i>	V
U_{DC}	Spannung Gleichspannungsquelle	<i>Voltage DC-source</i>	V
U_{DC}	Zwischenkreisspannung	<i>DC-link voltage</i>	V
U_{Fe}	Magnetischer Spannungsabfall Eisen	<i>Magnetic voltage drop iron</i>	A
U_i	Induzierte Spannung	<i>Induced voltage</i>	V
U_{Inv}	Ausgangsspannung Umrichter	<i>Output voltage inverter</i>	V
U_L	Leiter spannung	<i>Line voltage</i>	V
U_L	Magnetischer Spannungsabfall Luftspalt	<i>Magnetic voltage drop air gap</i>	A
U_L	Spannungsabfall Induktivität	<i>Voltage drop inductance</i>	V
U_m	Magnetischer Spannungsabfall	<i>Magnetic voltage drop</i>	A
U_{max}	Maximale Spannung der Leistungselektronik	<i>Maximum voltage of power electronics</i>	V
U_n	Bemessungsspannung (früher: Nennspannung)	<i>Rated voltage</i>	V
U_{PM}	Magnetischer Spannungsabfall Permanentmagnet	<i>Magnetic voltage drop permanent magnet</i>	A
U_R	Spannungsabfall Widerstand	<i>Voltage drop resistance</i>	V
U_S	Versorgungsspannung	<i>Supply voltage</i>	V
U_{St}	Strangspannung	<i>Phase voltage</i>	V
U_{U0}	Klemmenspannung Klemme U	<i>Terminal voltage terminal U</i>	V
U_{V0}	Klemmenspannung Klemme V	<i>Terminal voltage terminal V</i>	V
U_{W0}	Klemmenspannung Klemme W	<i>Terminal voltage terminal W</i>	V
v	Geschwindigkeit	<i>Velocity</i>	m/s
v_1	Geschwindigkeit an der Antriebsseite	<i>Velocity at driving side</i>	m/s

v_2	Geschwindigkeit an der Abtriebsseite	<i>Velocity at output side</i>	m/s
v_M	Geschwindigkeit der anzutreibenden Masse	<i>Velocity of mass to be moved</i>	m/s
v_{Mo}	Geschwindigkeit des Motors	<i>Velocity of motor</i>	m/s
v_n	Bemessungsgeschwindigkeit (Früher: Nenngeschwindigkeit)	<i>Rated velocity</i>	m/s
v_P	Produktionsgeschwindigkeit bzw. programmierte Geschwindigkeit	<i>Production velocity resp. programmed velocity</i>	m/s
v_R	Geschwindigkeitsschwankung	<i>Velocity ripple</i>	m/s
w	Sollwert	<i>Reference value</i>	
w_C	Sollstrom	<i>Reference current</i>	A
w_{CC}	Sollwert Stromregler bei drehmoment- oder kraftgeregtem Betrieb	<i>Reference value current controller for torque- or force-controlled operation mode</i>	A
w_P	Sollposition	<i>Reference position</i>	m, rad
w_S	Sollwinkelgeschwindigkeit oder Sollgeschwindigkeit	<i>Reference angular speed or reference velocity</i>	rad/s, m/s
w_{SC}	Sollwert Drehzahl- oder Geschwindigkeitsregler bei drehzahl- oder geschwindigkeitsgezieltem Betrieb	<i>Reference value speed controller for speed-controlled operation mode</i>	rad/s, m/s
w_U	Spannungssollwert	<i>Reference value voltage</i>	V
x	Istwert	<i>Actual value</i>	
x	Position	<i>Position</i>	m, rad
x	Regelgröße	<i>Controlled variable</i>	
x_C	Iststrom	<i>Actual current</i>	A
x_{CS}	Trägersignal (Vergleichsspannung)	<i>Carrier signal (comparator voltage)</i>	V
x_M	Position der anzutreibenden Masse	<i>Position of mass to be moved</i>	m, rad
x_{Mo}	Position des Motors	<i>Position of motor</i>	m, rad
x_{MP}	Position Messpunkt	<i>Position measuring point</i>	m, rad
x_{OS}	Position Ausgangsseite der anzutreibenden Masse	<i>Position output side of mass to be moved</i>	m, rad
x_P	Istposition	<i>Actual position</i>	m, rad
x_S	Istwinkelgeschwindigkeit oder Istgeschwindigkeit	<i>Actual angular speed or actual velocity</i>	rad/s, m/s
x_{SC}	Berechnete Winkelgeschwindigkeit oder berechnete Geschwindigkeit	<i>Calculated angular speed or calculated velocity</i>	rad/s, m/s
x_{SP}	Signalperiode	<i>Signal period</i>	m, rad
x_U	Umfang des Luftspaltes	<i>Circumference of air gap</i>	m
X	Blindwiderstand	<i>Reactance</i>	Ω

X_h	Blindwiderstand Hauptinduktivität	<i>Reactance main inductance</i>	Ω
X_σ	Blindwiderstand Streuinduktivität	<i>Reactance leakage inductance</i>	Ω
y	Messgröße	<i>Measuring variable</i>	
y_{FBP}	Rückführgröße Position	<i>Feedback value position</i>	m, rad
y_{FBS}	Rückführgröße Geschwindigkeit oder Winkelgeschwindigkeit	<i>Feedback value speed or angular speed</i>	m/s, rad/s
y_M	Gemessene Position der antriebenden Masse	<i>Measured position of mass to be moved</i>	m, rad
y_{Mo}	Gemessene Position des Motors	<i>Measured position of motor</i>	m, rad
y_P	Gemessene Position	<i>Measured position</i>	m, rad
Δy_{LP}	Langperiodischer Positionsmeßfehler	<i>Long periodic position measuring error</i>	m, rad
Δy_P	Positionsmessfehler	<i>Position measuring error</i>	m, rad
y_{SC}	Berechnete Winkelgeschwindigkeit oder berechnete Geschwindigkeit	<i>Calculated angular speed or calculated velocity</i>	rad/s, m/s
y_{SC}	Berechnete Winkelgeschwindigkeit oder Geschwindigkeit zum aktuellen Abtastzeitpunkt	<i>Calculated angular speed or speed at current sampling point</i>	m/s, rad/s
Δy_{SP}	Positionsmessfehler in einer Signalperiode	<i>Position measuring error in one signal period</i>	m, rad
y_{SP}	Positionsmesswert in einer Signalperiode	<i>Position measuring value in one signal period</i>	m, rad
z	Störgröße	<i>Disturbance variable</i>	
z_L	Laststörung	<i>Load disturbance</i>	
z_P	Polpaarzahl (bei mehrphasigen Systemen bezogen auf eine Phase)	<i>Number of pole pairs (for multiphase systems related to one phase)</i>	–
z_{Ph}	Anzahl Phasen	<i>Number of phases</i>	–
z_R	Anzahl Rotorzähne	<i>Number of rotor teeth</i>	–
z_S	Schrittzahl	<i>Number of steps</i>	–
z_S	Sensitivitätsgröße	<i>Sensitivity variable</i>	
z_{SP}	Anzahl Signalperioden pro Umdrehung	<i>Number of signal period per revolution</i>	

Griechische Formelzeichen

Symbol	Deutsch	Englisch	Einheit
α	Winkelbeschleunigung	<i>Angular acceleration</i>	rad/s ²
α_M	Winkelbeschleunigung der anzutreibenden Masse	<i>Angular acceleration of mass to be moved</i>	rad/s ²
α_{Mo}	Winkelbeschleunigung des Motors	<i>Angular acceleration of motor</i>	rad/s ²
α_S	Schrittwinkel	<i>Step angle</i>	rad
α_{Th}	Thermischer Längenausdehnungskoeffizient	<i>Coefficient of thermal expansion (CTE)</i>	K ⁻¹
β	Magnetfeldwinkel	<i>Magnetic field angle</i>	rad
γ	Luftspaltwinkel	<i>Air gap angle</i>	rad
δ	Abklingkonstante	<i>Decay constant</i>	1/s
η	Wirkungsgrad	<i>Efficiency</i>	–
η_G	Wirkungsgrad des Getriebes	<i>Efficiency of gear</i>	–
η_{Mo}	Wirkungsgrad des Motors	<i>Efficiency of motor</i>	–
η_n	Wirkungsgrad im Bemessungspunkt (früher: Nennpunkt)	<i>Efficiency at rated point</i>	–
η_{Sp}	Wirkungsgrad des Gewindetriebes	<i>Efficiency of screw drive</i>	–
η_z	Wirkungsgrad des Zahnriemenstriebes	<i>Efficiency of timing belt gear</i>	–
Θ	Durchflutung	<i>Ampere turns</i>	A
Θ_H	Durchflutung Hauptpol	<i>Ampere turns main pole</i>	A
Θ_{PM}	Durchflutung Permanentmagnet	<i>Ampere turns permanent magnet</i>	A
Θ_S	Durchflutung Spaltpol	<i>Ampere turns slit-pole</i>	A
Θ_{SP}	Durchflutung Spule	<i>Ampere turns coil</i>	A
λ	Leistungsfaktor	<i>Power factor</i>	–
λ	Eigenwert	<i>Eigenvalue</i>	–
Λ	Logarithmisches Dekrement	<i>Logarithmic decrement</i>	–
Λ	Magnetischer Leitwert	<i>Magnetic conductance</i>	h
μ	Permeabilität	<i>Permeability</i>	Vs/(Am)
μ_0	Magnetische Feldkonstante	<i>Magnetic field constant</i>	Vs/(Am)
μ_{Fe}	Permeabilitätszahl Eisen	<i>Permeability coefficient iron</i>	–
μ_r	Permeabilitätszahl	<i>Permeability coefficient</i>	–
ρ	Dichte	<i>Density</i>	kg/m ³
τ_p	Polteilung	<i>Pole grating</i>	m
φ	Winkelposition	<i>Angular position</i>	rad
φ	Phasenwinkel	<i>Phase angle</i>	rad
φ	Phasenverschiebung	<i>Phase shift</i>	rad
φ_{El}	Elektrischer Winkel	<i>Electrical angle</i>	rad
φ_I	Phasenverschiebung Strom	<i>Phase shift current</i>	rad
φ_M	Winkelposition der anzutreibenden Masse	<i>Angular position of mass to be moved</i>	rad
φ_{Mo}	Winkelposition des Motors	<i>Angular position of motor</i>	rad
$\Delta\varphi_{PS}$	Phasenwinkelfehler	<i>Phase shift error</i>	rad

φ_R	Rotorwinkel	<i>Rotor angle</i>	rad
φ_{SD}	Unterteilungswinkel	<i>Subdivision angle</i>	rad
$\Delta\varphi_{SD}$	Winkelfehler der Unterteilung	<i>Rotation angle space vector</i>	rad
φ_{Sp}	Signalperiodenwinkel	<i>Signal period angle</i>	rad
φ_{SV}	Drehwinkel Raumzeiger	<i>Rotation angle space vector</i>	rad
φ_U	Phasenverschiebung Spannung	<i>Phase shift voltage</i>	rad
Φ	Magnetischer Fluss	<i>Magnetic flux</i>	Wb
Φ_E	Erregerfluss	<i>Excitation flux</i>	Wb
Φ_h	Hauptfluss	<i>Main flux</i>	Wb
Φ_R	Magnetischer Fluss des Rotors	<i>Magnetic flux of rotor</i>	Wb
Φ_S	Magnetischer Fluss des Stators	<i>Magnetic flux of stator</i>	Wb
χ_A	Modulationsgrad	<i>Modulation factor</i>	
χ_A	Amplitudenverhältnis	<i>Amplitude ratio</i>	
χ_B	Korrekturfaktor Flussdichte	<i>Correction value magnetic flux density</i>	
χ_D	Einschaltdauer	<i>Duty cycle</i>	
χ_J	Verhältnis Trägheitsmoment der anzutreibenden Masse bezogen auf den Motor zu Motorträgheitsmoment	<i>Ratio inertia of mass to be moved related on motor to motor inertia</i>	-
χ_s	Faktor für Verhältnis Periodendauer zu Abtastzeit	<i>Factor for ratio of period time to sampling time</i>	-
χ_{SD}	Unterteilungsfaktor	<i>Subdivision factor</i>	
χ_{SP}	Relativer Positionsmessfehler in einer Signalperiode	<i>Relative position measuring error in one signal period</i>	-
χ_{Uf}	Spannungs-Frequenz-Verhältnis	<i>Voltage-frequency-ratio</i>	-
Ψ	Verketteter Fluss	<i>Linked flux</i>	Wb
ω	Winkelgeschwindigkeit	<i>Angular speed</i>	rad/s
ω	Kennkreisfrequenz	<i>Characteristic angular frequency</i>	rad/s
ω_{OM}	Kennkreisfrequenz mechanisches Übertragungselement	<i>Characteristic angular frequency mechanical transfer element</i>	rad/s
ω_{OP}	Kennkreisfrequenz Positionsregelkreis	<i>Characteristic angular frequency position control loop</i>	rad/s
ω_{El}	Elektrische Kreisfrequenz	<i>Electrical angular frequency</i>	rad/s
ω_M	Winkelgeschwindigkeit der anzutreibenden Masse	<i>Angular speed of mass to be moved</i>	rad/s
ω_{Mo}	Winkelgeschwindigkeit des Motors	<i>Angular speed of motor</i>	rad/s
ω_N	Eigenkreisfrequenz	<i>Natural angular frequency</i>	rad/s

A.3 Griechisches Alphabet

Tabelle A.17 Griechisches Alphabet

Zeichen	Name	Transkription
A, α	Alpha	a
B, β	Beta	b
Γ, γ	Gamma	g
Δ, δ	Delta	d
E, ε	Epsilon	e
Z, ζ	Zeta	z
H, η	Eta	ē
Θ, θ, θ	Theta	th
I, ι	Iota	i
K, κ	Kappa	k
Λ, λ	Lambda	l
M, μ	My	m
N, ν	Ny	n
Ξ, ξ	Xi	x
O, ο	Omikron	o
Π, π	Pi	p
R, ρ	Rho	r(h)
Σ, σ, ζ	Sigma	s
T, τ	Tau	t
Υ, υ	Ypsilon	y bei αυ, ευ, ου: u
Φ, φ	Phi	ph
X, χ	Chi	ch
Ψ, ψ	Psi	ps
Ω, ω	Omega	ō

A.4 Verwendete Konvertierung und Reihenfolge

Tabelle A.18 Konvertierung und Reihenfolge

Lateinisch	Griechisch
A, a	A, α
B, b	B, β
C, c	X, χ
D, d	Δ , δ
E, e	E, ϵ
F, f	Φ , ϕ
G, g	Γ , γ
H, h	H, η
I, i	I, ι
J, j	Θ , θ
K, k	K, κ
L, l	Λ , λ
M, m	M, μ
N, n	N, ν
O, o	O, \circ
P, p	Π , π
R, r	P , ρ
S, s	Σ , σ
T, t	T, τ
W, w	Ω , ω
X, x	Ξ , ξ
Y, y	Y, υ
	Ψ , ψ
Z, z	Z, ζ

A.5 Übersicht Symbole und Abkürzungen

Tabelle A.19 Symbole

	Deutsch	Englisch
\square^*	Normierte Größe oder konjugiert komplexe Größe	Normalized variable or conjugate complex variable
$\hat{\square}$	Spitzenwert	Peak value
$\bar{\square}$	Mittelwert	Average value
$\underline{\square}$	Vektorgröße	Vector variable
\square_1	Größe Antriebsseite oder Stator oder Primärseite	Variable driving side or primary part or stator
\square_2	Größe Abtriebsseite oder Rotor oder Sekundärseite	Variable output side or secondary part or rotor
\square_{\max}	Maximalwert der Größe	Maximum value of variable
$\textcircled{1}$	Begrenzungslinie oder Bereich	Limit curve or area
$\textcircled{1}$	Charakteristischer Punkt	Characteristic point
\Im	Imaginärteil komplexe Zahl	Imaginary part complex number
\Re	Realteil komplexe Zahl	Real part complex number

Tabelle A.20 Abkürzungen

	Deutsch	Englisch
<i>IEC</i>	Internationale Elektrotechnische Kommission	International Electrotechnical Commission
<i>IC</i> International Cooling	Internationales Kennzeichen für Kühlverfahren	International abbreviation for cooling method
<i>IE</i> International Efficiency	Internationales Kennzeichen für Energieeffizienzklasse	International abbreviation for energy efficiency class
<i>IM</i> International Mounting	Internationales Kennzeichen für Bauart des Motors	International abbreviation for motor type
<i>IP</i> International Protection	Internationales Kennzeichen für Schutzklasse	International abbreviation for protection class
<i>NEMA</i>	Vereinigung nordamerikanischer Elektrohersteller	National Electrical Manufacturers Association
<i>VDE</i>	Verband der Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik	German association for electrical engineering, electronic and information technology

Literatur

- [1] Andreas Binder: Elektrische Maschinen und Antriebe, Springer Verlag, Berlin Heidelberg 2012. ISBN 978-3-540-71850-5
- [2] Ekkehard Bolte: Elektrische Maschinen, Springer Verlag, Berlin Heidelberg 2012. ISBN 978-3-642-05484-6
- [3] Rolf Fischer: Elektrische Maschinen, Carl Hanser Verlag, München 2017. ISBN 978-3-446-45218-3
- [4] Hans Groß, Jens Hamann, Georg Wiegärtner: Electrical Feed Drives in Automation, Publicis Corporate Publishing, Erlangen 2001. ISBN 978-3-89578-308-1
- [5] Karl-Heinrich Grote, Jörg Feldhusen (Hrsg.): Dubbel – Taschenbuch für den Maschinenbau, 23. Auflage, Springer, Berlin 2012. ISBN 3-54068-186-8
- [6] Gerd Hagmann: Grundlagen der Elektrotechnik, AULA Verlag GmbH, Wiebelsheim 2013. ISBN 978-3-89104-779-8
- [7] Urs Kafader: Auslegung von hochpräzisen Kleinstantrieben, Verlag maxon academy, Sachseln 2006. ISBN 978-3-9520143-4-9
- [8] Erwin Kiel: Antriebslösungen – Mechatronik für Logistik und Produktion, Springer Verlag, Berlin Heidelberg 2007. ISBN 978-3-540-73426-1
- [9] Jean Pollefliet: Electronic Power Control, Volume 2: Electronic Motor Control, Academia Press, Gent 2011. ISBN 978-9038219110
- [10] Jean Pollefliet: Electronic Power Control, Volume 1: Power Electronics, Academia Press, Gent 2011. ISBN 978-9038217918
- [11] Uwe Probst: Leistungselektronik für Bachelors, Carl Hanser Verlag, München 2020. ISBN 978-3-446-46317-2
- [12] Dierk Schröder: Elektrische Antriebe – Grundlagen, Springer Verlag, Berlin Heidelberg 2009. ISBN 978-3-642-02989-0
- [13] Otto Stemme: Magnetismus, Verlag maxon academy, Sachseln 2004. ISBN 978-3-9520143-3-2
- [14] Hans-Dieter Stölting, Eberhard Kallenbach: Handbuch elektrische Kleinantriebe, Carl Hanser Verlag, München 2011. ISBN 978-3-446-42392-3
- [15] Jens Weidauer: Elektrische Antriebstechnik, Publicis Corporate Publishing, Erlangen 2008. ISBN 978-3-89578-308-1
- [16] Germar Müller, Bernd Ponick: Grundlagen elektrischer Maschinen, WILEY-VCH Verlag GmbH, Weinheim 2014. ISBN 978-3-527-40524-4
- [17] Juha Pyrhonen, Tapani Jokinen, Valeria Hrabovcova: Design of Rotating Electrical Machines, John Wiley & Sons, Ltd., West Sussex 2008. ISBN 978-1-118-58157-5

Index

A
 α, β -Koordinatensystem 294
1Vss-Schnittstelle 240

abbildendes Verfahren 243
Abklingkonstante 49
Ablöseregelung 252
absolutes Messgerät 228
Abtastfrequenz 25
Abtastung 229
Abtastzeit 25, 264
Amplitudengang 53
Amplitudenverhältnis 233, 255
Anker 83
Anlaufverfahren 158
Anstiegszeit 257
Antriebsprinzip 26
Anziehungskraft 207
Anzugsdrehmoment 184
Anzugsstrom 184
anzutreibende Masse 18
anzutreibendes Massenträgheitsmoment 18
aperiodische Bewegung 49
aperiodischer Grenzfall 49
Außenleiterspannung 133
Außenleiterstrom 133
Auswertelektronik 227

B
batteriegestützter Umdrehungszähler 239
Bemessungsgrößen 80
Bemessungspunkt 94
beschleunigungsbegrenztes Bewegungsprofil 269
Beschleunigungsrehmoment 20
Betriebsmodi 252

Betriebszustände 17
Bewegungsgleichung 20
Bewegungsgrößen 18
Bewegungsprofil 42, 268
Bezugspunkt 38
BLDC-Motor 111
Bleche 87
Blechpaket 171
blockförmige Kommutierung 111
Bode-Diagramm 54, 255
bürstenbehafteter Motor 89
bürstenloser Gleichstrommotor 111

C
charakteristische Gleichung 48
Clarke-Transformation 296
closed loop 223

D
 d, q -Koordinatensystem 296
Dämpfungsgrad 279
Dauerbetrieb 71
Dauermagnete 65
dezentrale Antriebstechnik 194
digitale Regler 25
direkt gekoppelter Antrieb 28
Direktantrieb 201
direkte Messung 223
Doppelkamm-Motor 205
Drehfeld 137
drehmomentgeregelter Betrieb 252
Drehmomentkonstante 86, 163
Drehmomentwelligkeit 172, 201
Drehspannung 128
Drehspannungssystem 170
Drehstrombrücke 146
Drehstromsystem 128
Drehstromwicklung 156

Drehzahlauflösung 241
 drehzahlgeregelter Antrieb 22
 drehzahlgeregelter Betrieb 252
 Drehzahlregelkreis 284
 Drehzahlregler 258
 Drehzahlschwankung 44, 258
 drehzahlvariabler Antrieb 22, 191
 Dreieckschaltung 131

E

Eckfrequenz 192, 275
 EC-Motor 111
 Effizienzklasse 75
 Eigenfrequenz 272
 Eigenwert 49
 Einbaumotor 77
 Ein-Masse-Schwinger 271
 Einschaltdauer 70, 98
 Einschwingzeit 257
 Einzelkamm-Motor 205
 eisenbehafteter Anker 87
 eisenbehafteter Motor 209
 eisenloser Anker 88
 eisenloser Motor 209
 Eisenverluste 66
 elastische Kopplung 45, 271, 288
 Elastizität 44
 elektrisch erregte Maschine 82
 elektrische Zeitkonstante 62
 elektrischer Direktantrieb 26
 elektrischer Kreis 56
 elektromechanischer Antrieb 26
 Elementarmagnet 63
 Energieeffizienz 213
 Energiespeicher 153, 154
 Erregerfeld 63, 157
 Erregerwicklung 82

F

Federsteifigkeit 45
 feldorientierte Regelung 196, 290
 Feldschwächung 95, 194
 ferromagnetische Werkstoffe 63
 Flächenkraft 207
 Flachmotor 205

flussorientiertes Koordinatensystem 296
 fremderregte Maschine 82
 Frequenzumrichter 192
 Führungsverhalten 253

G

Gehäusemotor 77
 Gesamtmasse 19
 geschwindigkeitsgeregelter Betrieb 252
 Geschwindigkeitskonstanz 253
 Geschwindigkeitsregelkreis 280
 Geschwindigkeitsregler 258, 280
 Geschwindigkeitsschwankung 257
 Getriebeübersetzung 34
 Gewindetrieb 36
 Gleichlaufschwankung 105
 Grundabweichung 230

H

Halbbrücke 146
 Halbschrittbetrieb 119
 Halleffekt-basiertes Messgerät 244
 Haltedrehmoment 92
 harmonische Schwingung 49
 Hauptinduktivität 175
 Hauptpol 199
 Heyland-Kreis 182
 High-Inertia-Motor 31
 Hybridschrittmotor 123
 Hystereseverluste 66

I

indirekte Messung 224
 induktives Messgerät 235
 induzierte Spannung 59, 160
 inkrementelles Messgerät 228
 instationärer Betriebszustand 20
 interferentielles Verfahren 243
 International Mounting 80
 International Protection 74

K

K_V -Wert 256
 Käfigläufer 171

kaskadierte Regelung 258
 Kennkreisfrequenz 279
 kinematische Konstante 282
 Kippdrehmoment 184
 Kippdrehzahl 184
 Kippschlupf 184
 Klauenpolschrittmotor 117
 Klemmenspannung 102
 Kloß'sche Gleichung 185
 Koerzitivfeldstärke 64
 Kommutator 89
 Kommutierung 113, 158, 222
 komplexer Operator 291
 Kondensatormotor 196
 kraftgeregelter Betrieb 252
 Kupferverluste 66
 Kurzschlussläufer 171
 Kurzschlussringe 172
 Kurzstatormotor 207

L

langperiodischer Messfehler 229
 langperiodischer Positionsmessfehler 229
 Längsinduktivität 299
 Längstrom 297
 Langstatormotor 207
 Lastdrehmoment 20
 Lasteingang 283
 Lastkraft 20
 Laststörung 253
 Lastverhalten 253
 Läufer 83
 Leerlaufdrehzahl 92
 Leistungselektronik 22, 222
 Leistungsfluss 23
 Leistungshalbleiter 98
 Leistungsschalter 98
 Leistungssteuerung 97
 Leiterspannung 133
 Leiterstrom 133
 Lenz'sche Regel 60
 Linearmotor 202
 Lissajous-Figur 230
 logarithmisches Dekrement 51
 Lorentzkraft 57, 174

Low-Inertia-Motor 31
 Luftspalteistung 182

M

magnetische Sättigung 64
 magnetischer Kreis 56
 magnetischer Widerstand 60
 magnetisches Messgerät 244
 Magnetisierungskennlinie 63
 Magnetisierungsstrom 177
 magnetoresistives Messgerät 244
 Magnitude 53, 255
 Maschinenschwingung 270
 mechanisch elastisch 272
 mechanisch steif 272
 mechanische Übertragungselemente 22
 Mehr-Massen-Schwinger 271
 Messfehler 224
 Messfehler in einer Signalperiode 229
 Messgenauigkeit 229
 Messgeräte 23
 Messort 249
 Messprinzip 234
 Messprotokoll 229
 Messsignal 224, 230
 Messsignalvektor 226
 Messverfahren 234
 Mikroschrittbetrieb 120
 Modulationsgrad 101, 102
 Momentenwelligkeit 88
 Motion Controller 22, 158
 Motorklemme 290
 Motorstarter 189
 Motorsystem 77
 Multiturn 238

N

Nebenschlusserregung 105
 Nebenschlussmotor 105
 Nennwerte 81
 Netzbetrieb 170
 Netzfrequenz 170
 Neutralleiter 131
 Nominalwert 225

Nullphasenwinkel 291
Nullpunktabweichung 230

O

Oberwellen 102, 291
Ohmsche Verluste 66
Ökodesign-Anforderungen 76
Ossana-Kreis 182

P

Park-Transformation 298
periodischer Aussetzbetrieb 71
permanenterregte Maschine 82
permanenterregter Gleichstrommotor 108
permanenterregter Synchronmotor 155
Phase 53
Phasengang 54
Phasenströme 290
Phasenverschiebung 255
Phasenverschiebungsfehler 230
photoelektrisches Messgerät 235
Polpaarzahl 156, 170, 191
Polrad 123
Polradspannung 160
Polteilung 85
Polysolenoid-Motor 205
Positionierverhalten 253
Positionsauflösung 227
Positionsfehler 252, 288
positionsgegelter Betrieb 252
Positionsistwert 224
Positionsmessfehler in einer Signalperiode 229
Positionsmessgerät 222
Positionsmesswert 222
Positionsregelkreis 258
Positionsregler 222, 258
Positionsstabilität 253
Positionswertübertragung 240
Pulsweitenmodulation 99, 290
Punkt-zu-Punkt Bewegung 280
PWM-Frequenz 99

Q

Quellenspannung 177
Querinduktivität 299
Querstrom 297

R

Rastkraft 209
Rastmoment 88
Raumzeiger 291
Rechtecksignal 239
Referenzmarke 228
Regelfenster 257
Regelgesetz 260
Reihenschlussregung 105
Reihenschlussmotor 105
relativer Positionsmessfehler 233
Reluktanz 60
Reluktanzkraft 60
Reluktanzschrittmotor 122
Remanenzflussdichte 64
Resolver 246
Richtungserkennung 224
Röhrenmotor 205
rotorfestes Koordinatensystem 296
Rotormagnetfeld 158
Rückführgröße 222

S

Sanftanlaufgerät 189
Sanftstarter 189
Satteldrehmoment 184
Sattelpunkt 184
Schaltzeitpunkt 101
Schleifringläufer 171
Schleppabstand 253
Schleppfehler 253
Schlupf 173
Schrittfolge 122
Schrittfrequenz 116, 122
Schrittverlust 116
Schrittwinkel 119
Schrittzahl 119
selbsterregte Maschine 82
Selbsthaltedrehmoment 121

Selbstinduktion 62
 semi-closed loop 224
 Sensitivität 253
 sensorless control 158
 sensorlose Regelung 158
 serielle Schnittstelle 239
 Servoantrieb 222
 Servomotor 223
 Signalabweichung 230
 Signalamplitude 230
 Signaloberwellen 230
 Signalperiode 224
 Signalperioden pro Umdrehung 225
 Signalperiodenwinkel 225, 232
 Signalrauschen 230
 Singleturm 238
 sinusförmige Anregung 254
 sinusförmige Kommutierung 111
 Softstarter 189
 Sollwerteingang 283
 Sollwertgewichtung 264
 Spaltmotor 196
 Spaltpol 199
 Spannungsgrenze 94, 159, 165
 Spannungskompensation 263
 Spannungskonstante 87, 162
 Spannungs-Zeitfläche 101
 Spindelsteigung 36
 Sprunganregung 254
 starre Kopplung 44
 stationäre Regelabweichung 257
 stationärer Betriebszustand 20
 statorfestes Koordinatensystem 296
 steife Kopplung 271
 Steifigkeit 45
 Steinmetzschaltung 196
 Sternschaltung 131
 Stillstandsrehmoment 92, 163
 Stillstandsstrom 93, 163
 Störgröße 253
 Strangspannung 133
 Strangstrom 133
 Streuinduktivität 175
 Streuverluste 66
 Stromanpassung 119
 Strombelag 206
 Stromgrenze 94, 164

Stromortskurve 180
 Stromregelkreis 222, 258
 Stromregler 258
 Stromschwankung 104
 Synchrondrehzahl 170

T

Tastgrad 102
 Tastverhältnis 102
 Tauchspulenantrieb 215
 thermische Längenänderung 250
 thermische Zeitkonstante 68
 Torquemotor 202
 Torsionssteifigkeit 46, 282
 Trägersignal 100, 101
 Trägheitsmoment 19
 Transformation 293
 Transformator 174
 tubularer Linearmotor 211
 tubularer Motor 205

U

U/f-Steuerung 191
 Überschwingen 257
 Übertemperatur 67
 Übertrager 246
 U-förmiger Motor 205
 Ummagnetisierungsverluste 66
 Umrichter 145
 unterscheidbare Umdrehung 234
 Unterschwingen 257
 Unterschwingverfahren 148
 Unterteilung 226
 Unterteilungsfaktor 227
 Unterteilungswinkel 226
 ununterbrochener periodischer Betrieb 71

V

Verarbeitungstotzeit 264
 Vergleichsspannung 100
 verketteter Fluss 298
 Verstärkung 279
 Vier-Quadranten-Steller 107
 voice coil motor 215

Vollbrücke 107

Vollschriftbetrieb 118

Vollschriftwinkel → Schriftwinkel

Vorwiderstand 97

Vorzugsposition 115

W

Wanderfeld 202

Wechselpolschrittmotor 116

Wechselrichter 146

Wicklung 63

Wirbelstromverluste 66

Z

Zahnradgetriebe 34

Zahnriemen 36

Zahnstange-Ritzel 36

Zeigerdiagramm 159, 162

zentrale Antriebstechnik 194

Zugmittelgetriebe 34

Zustandsgröße 282

Zwischenkreis 146

Zwischenkreisspannung 147

Hagl

Elektrische Antriebstechnik

Dieses Lehrbuch bietet einen umfassenden Überblick über den grundlegenden Aufbau und die Wirkungsweise von elektrischen Antrieben. Es zeigt, wie Antriebe ausgelegt werden und gibt Hinweise zur Optimierung bezüglich Produktivität, Kosten, Bauraum und Energieeffizienz. Zahlreiche Bilder und Übungsaufgaben veranschaulichen den Lernstoff und dienen der Wissensvertiefung.

Für den Einstieg in das interdisziplinäre Fachgebiet stehen zu Beginn des Buches die Anforderungen an elektrische Antriebssysteme sowie deren Hauptunterscheidungsmerkmale im Vordergrund. Die Aufgaben einzelner Systemkomponenten wie Motor, Leistungselektronik, mechanische Übertragungselemente oder Positionsmeßgeräte werden beschrieben, Grundbeziehungen herausgearbeitet und wichtige Begriffe zum Thema Produktinformation erklärt. Im Hauptteil werden gängige Motoren in Anrieben von Produktionsmaschinen wie Gleichstrom-, Schritt-, Synchron- und Asynchronmotoren erläutert. Im Teilgebiet Servoantriebstechnik sind grundlegende Zusammenhänge dargestellt.

Der praxisnahe und leicht verständliche Aufbau des Buches ermöglicht den Lesern, sich schnell Wissen auf dem Gebiet der elektrischen Antriebstechnik anzueignen bzw. dieses zu erweitern. Das Lehrbuch richtet sich an Studierende in der Bachelorausbildung in den Fachrichtungen Automatisierungstechnik, Elektrotechnik, Mechatronik, Maschinenbau sowie anderer verwandter Studiengänge.

Die Neuauflage wurde grundlegend aktualisiert und um Themenfelder wie die Einführung in die Leistungssteuerung, das Ersatzschaltbild und die Stromortskurve von Drehstrom-Asynchronmotoren, elektromagnetische Direktantriebe, die Übertragung der Positionsinformation und thermische Effekte bei der Positionsmessung erweitert.

Der Autor:

Prof. Dr.-Ing. Rainer Hagl lehrt an der Technischen Hochschule Rosenheim in den ingenieurwissenschaftlichen Studiengängen und forscht unter anderem im Bereich Servoantriebssysteme.

HANSER

www.hanser-fachbuch.de

€ 29,99 [D] | € 30,90 [A]

ISBN 978-3-446-46572-5



9 783446 465725