

## Alberto Colotti | Felix Jenni Elektrische Antriebe Effizient bewegen und fördern







### Inhalt

1.	Grundlagen	5
1.1	Energie	5
1.2	Elektrische Grundlagen	10
1.3	Elektromechanische Grundlager	19 ו
2.	Antriebsanwendungen	23
2.1	Einordnung und Begriffe	23
2.2	Nutzen und Wirkungsgrad	25
2.3	Leistungsklassen	26
2.4	Arten von Anwendungen	27
2.5	Beispiele	31
3.	Elektrische Maschinen	35
3.1	Aufbau und Typen	35
3.2	Magnetfelder	38
3.3	Transformatoren	45
3.4	Gleichstrommaschine	49
3.5	Drehfeldmaschinen	54
3.6	Asynchronmaschine	59
3.7	Synchronmaschine	68
3.8	Verluste	78
3.9	Ausführung von Maschinen	81
4.	Leistungselektronik	87
4.1	Grundfunktion	87
4.2	Halbleiterbauelemente	88
4.3	Belastungsgrenzen und Schutz	
	von Leistungshalbleitern	94
4.4	Ausgewählte Dioden- und	
	Thyristorstromrichter	99
4.5	Thyristorschaltungen als	
	Wechselspannungssteller	105
4.6	Stromrichter mit abschaltbaren	
	Halbleitern	108
4.7	Frequenzumrichter	117
4.8	Hochleistungsstromrichter	121
4.9	Vereinfachte FU-Modelle	122
4.10	Wirkungsgrad von FU	123

5.	Antriebe	125
5.1	Einleitung	125
5.2	ASM mit netzfrequenter	
	Speisung	126
5.3	Leistungselektronik und	
	Messungen	132
5.4	Drehzahlsteuerung von	
	Drehfeldmaschinen	136
5.5	Drehzahlregelung von	
	Antrieben	141
6.	Auslegung und Realisierung	151
6.1	Auslegungsprozess	151

6.1	Auslegungsprozess	151
6.2	Gesetzliche Grundlagen	155
6.3	Betriebsarten	161
6.4	Randbedingungen	165
6.5	Gestaltung des Antriebs-	
	stranges	167
6.6	Elektrische Installation	173
6.7	Marktaspekte	181

# 7. Anhang 183 7.1 Autoren 183 7.2 Stichwortverzeichnis 184 7.3 Formelzeichen 190

#### Impressum

#### Elektrische Antriebe – Effizient bewegen und fördern

Herausgeberin: Zürcher Hochschule für Angewandte Wissenschaften

Autoren: Alberto Colotti, Zürcher Hochschule für Angewandte Wissenschaften und Felix Jenni, Fachhochschule Nordwestschweiz (Autorenverzeichnis Seite 183).

Lektorat und Seitenherstellung: Faktor Journalisten AG, Zürich; Othmar Humm, Christine Sidler, Jacqueline Felder

Diese Publikation ist Teil der Fachbuchreihe von EnergieSchweiz und der Konferenz Kantonaler Energiedirektoren (EnDK). Die Grundlage bilden Aus- und Weiterbildungsangebote von Fachhochschulen und Hochschulen. Die Publikation wurde durch das Bundesamt für Energie BFE/Energie-Schweiz und die Konferenz Kantonaler Energiedirektoren (EnDK) finanziert.

**Bezug:** Als Download (kostenfrei) unter www.energieschweiz.ch oder als Buch beim Faktor Verlag, info@faktor.ch oder www.faktor.ch

September 2020 2. aktualisierte Auflage ISBN: 978-3-905711-59-2

### **Grosses Potenzial**

Rund 50 % des Elektrizitätsverbrauches entfallen in der Schweiz auf Antriebe, in der Industrie sind es gar 70 %. Energieeffiziente Antriebe in Verbindung mit einer bedarfsgerechten Steuerung können Anlagen optimieren und Effizienzpotenziale ausschöpfen. Vorgaben durch Gesetze, Verordnungen und Normen entfalten zweifelsohne Wirkung. Noch wichtiger ist indessen profundes Fachwissen zur Projektierung elektrischer Antriebe. Das ist das Ziel dieser Fachpublikation.

Im ersten Kapitel sind die für die Thematik relevanten mathematischen und physikalischen Grundlagen dargestellt. Ausserdem zeigt das Kapitel den Stellenwert der elektrischen Antriebe im schweizerischen Energiebedarf. Das Kapitel 2 liefert einen Überblick über die Anwendungen und Merkmale elektrischer Antriebe. Die Funktionsprinzipien und der Aufbau elektrischer Maschinen sind im Kapitel 3 enthalten. Nach einer Einführung in die Funktion der Transformatoren werden Gleichstrom-. Asynchron- und Synchronmaschinen ausführlich behandelt. Thema des vierten Kapitels ist die Leistungselektronik. Wichtige Schaltungen der Antriebstechnik mit den entsprechenden Funktionen der Steuerung und der Kontrolle gehören ebenso dazu wie die Beschreibung von Leistungshalbleitern. Im Kapitel 5 sind Maschinen und Leistungselektronik kombiniert, ergänzt durch geeignete Steuerungen und Regelungen. Das sechste Kapitel schliesslich bietet einen Leitfaden für die Auswahl. das Design und die Dimensionierung von Antrieben. Gesetzliche und normative Vorgaben sind ebenfalls in diesem Kapitel zu finden.

Der Aufbau der Publikation erlaubt eine kapitelweise Nutzung oder die Lektüre des ganzen Textes. Diese Möglichkeiten entsprechen dem Zielpublikum: Studierende an Hochschulen und Fachhochschulen sowie Fachleute aus der Praxis. Zur Publikation passende Aufgaben sind im Web verfügbar. Die Autoren danken EnergieSchweiz für die finanzielle Unterstützung, sowie Hanna Putzi-Plesko, Urs Bikle und Martin Fierz für inhaltliche Beiträge. Für das abschliessende Fachlektorat gebührt der Dank Martin Wiederkehr. Für Verlagsdienstleistungen danken wir Christine Sidler und Othmar Humm.

#### Zur zweiten Auflage

Die 2015 erschienene Erstausgabe des Buches «Elektrische Antriebe» wurde in Fachkreisen positiv aufgenommen und an verschiedenen Institutionen im Unterricht eingesetzt. Diese praktischen Erfahrungen haben zu Überarbeitungen geführt, die in die vorliegende zweite Auflage eingeflossen sind. Energiediagramme wurden aktualisiert und Neuerungen aus der Normenwelt eingearbeitet. Auch technische Entwicklungen im Bereich der Halbleiter sind nachgeführt und ihre Bedeutung erläutert. Auf Wunsch verschiedener Dozenten enthält das Buch nun eine Einführung in die Funktionsweise von Transformatoren. Diese wichtigen Bauteile sind im Speisepfad der meisten elektrischen Antriebe enthalten.

Wiederum gebührt ein grosser Dank Christine Sidler vom Faktor Verlag, die unsere Überarbeitung tatkräftig unterstützt hat. Zu guter Letzt geht unser Dank an das Bundesamt für Energie. Es hat ermöglicht, dass dieses Werk in elektronischer Form öffentlich zur Verfügung steht und zur Klärung der Hintergründe von aktuellen energiepolitischen Fragen beiträgt.

#### Im August 2020, Alberto Colotti und Felix Jenni

Kapitel 1

### Grundlagen

#### 1.1 Energie

#### 1.1.1 Physikalische Grösse

Die Energie *E* ist eine fundamentale physikalische Grösse. Energie ist allgegenwärtig und kann weder erzeugt noch verbraucht werden. Nur die Umwandlung von einer Erscheinungsform in eine andere ist möglich: Am Anfang und am Ende jedes physikalischen Vorganges ist in einem abgeschlossenen System stets die gleiche Energiemenge vorhanden.

Bei mechanischen Vorgängen wird Energie auch als Arbeit *W* bezeichnet. Die SI-Einheit von Energie oder Arbeit ist das Joule *J*. Ein Joule ist eine sehr kleine Energiemenge im Vergleich zu typischen, im Alltag relevanten Energien; daher gibt es verschiedene Einheiten, die gebräuchlich sind (Tabelle 1.1).

Die Leistung *P* ist Energie oder Arbeit pro Zeiteinheit, mathematisch ausgedrückt die Ableitung von Energie nach der Zeit, P = dE/dt.

Leistung	Ρ	W = Nm/s	Watt
----------	---	----------	------

Wird in kurzer Zeit viel Energie umgesetzt (Arbeit verrichtet), ist die Leistung gross, und umgekehrt, wenn die Energie nur langsam umgesetzt wird, klein. Einen Bezug zum Begriff gibt die Tabelle 1.2 mit Leistungen aus dem täglichen Leben.

Die Arbeit, die ein sehr kräftiger, fleissiger Mensch pro Tag leisten kann, beträgt entsprechend etwa 100 W während 10 Stunden, d. h. etwa eine Kilowattstunde. Eine Kilowattstunde elektrischer Strom kostet etwa 20 Rappen. Verglichen mit dem, was wir an Energie konsumieren, ist die menschliche Leistungsfähigkeit damit offensichtlich sehr bescheiden! Physikalische Grössen umfassen einen sehr grossen Zahlenbereich. Für den einfacheren Umgang werden die sogenannten SI-Vorsätze in Tabelle 1.3 als Multiplikatoren verwendet.

Tabelle 1.2: Leistungen aus dem Alltag.

Tabelle 1.3: SI-Vorsätze.

Was	Typische Leistung
Pumpleistung des menschlichen Herzen	12 W
Dauerleistung eines Menschen	80100 W
Höchstleistung eines Menschen	1,5 kW
Maximale Sonneneinstrahlung senkrecht auf die Erdoberfläche	1 kW /m <sup>2</sup>
Motorleistung eines typischen Autos	100 kW

Kurz- zeichen	Bezeichnung	Multiplikator	
а	Atto	0,0000000000000000000000000000000000000	10 <sup>-18</sup>
f	Femto	0,00000000000000001	10 <sup>-15</sup>
р	Pico	0,0000000000001	10 <sup>-12</sup>
n	Nano	0,00000001	10 <sup>-9</sup>
μ	Mikro	0,000001	10 <sup>-6</sup>
m	Mili	0,001	10-3
k	Kilo	1000	10 <sup>3</sup>
Μ	Mega	1000000	106
G	Giga	1000 000 000	10 <sup>9</sup>
Т	Tera	100000000000	1012
Р	Peta	1000 000 000 000 000	10 <sup>15</sup>
E	Exa	1000 000 000 000 000 000	1018

Grösse	Formelzeichen	Einheit	Definition	Umre	chnungen
Energie	E, W	J, Ws	Joule, Wattsekunde: SI-Einheit	1 kJ	= 1000 J
		Cal	Kalorie: Energiemenge, um 1 g Wasser um 1°C zu erwärmen. (Für Nahrung wird oft Kalorie gesagt, aber kCal gemeint!)	1 Cal 1 kCal	≈ 4,18 J ≈ 4187 J ≈ 4,18 kJ
		kWh	Kilowattstunde: Energiemenge, die einer Leis- tung von 1 kW während einer Stunde entspricht. Vielfache: <b>MWh, GWh, TWh</b> .	1 kWh	n = 3,6 MJ
		oe	Öleinheit: Heizwert von 1 kg Erdöl. Auch gebräuchlich <b>toe</b> für «ton of oil equivalent» (41,9 GJ), sowie <b>Mtoe</b> (41,9 PJ)	1 oe	= 41,9 MJ = 11,6 kWh

Tabelle 1.1: Ausgewählte Energieeinheiten.

#### 1.1.2 Ressourcen und Statistik

Der Welt-Energieverbrauch war 2010 laut International Energy Agency (IEA) knapp 13000 Mtoe (oder 545 EJ); der weitaus grösste Teil davon, nämlich etwa 80%, entfällt auf die fossilen Energieträger Öl, Kohle und Gas. Die relative Bedeutung dieser drei Energieträger verschiebt sich kontinuierlich geringfügig: In den letzten Jahren hat die Bedeutung von Kohle und Erdgas ein wenig zugenommen, diejenige von Öl etwas abgenommen; eine Entwicklung, die vermutlich anhalten wird. Bei der Betrachtung von Energiestatistiken muss unterschieden werden zwischen dem Primärenergieverbrauch und dem Endenergieverbrauch. Der Primärenergieverbrauch ist der gesamte Energieverbrauch; der Endenergieverbrauch ist derjenige Anteil der Energie, der bei den Endverbrauchern eintrifft. Die Differenz von ca. 30 % ergibt sich aus Verlusten bei der mehrstufigen Energieumwandlung und -übertragung.

Abbildung 1.1 zeigt, dass sich die relative Bedeutung der einzelnen Energieträger mit der Zeit ändert, und dass sich der Welt-Primärenergieverbrauch seit 1971 mehr als verdoppelt hat.

Die Welt-Produktion von elektrischer Energie (Abbildung 1.2) hat sich seit 1971 etwa vervierfacht. Unpraktisch ist, dass in den Statistiken unterschiedliche Masseinheiten benutzt werden – es zeigt aber auf, dass die verschiedenen Einheiten auch in Gebrauch sind.

Da sich der Welt-Energieverbrauch in derselben Zeit «nur» verdoppelt hat, ist die relative Bedeutung der Elektrizität gestiegen. Im Jahr 2010 betrug der Anteil der Elektrizität an der Endenergie 17,7 %, mit steigender Tendenz. Da diese im Vergleich zu anderen Energieformen vielseitiger einsetzbar ist, und da mit elektrischer Energie oft eine höhere Effizienz erreicht wird, wird sich die Elektrifizierung fortsetzen, z. B. im Heizungsbereich mit Wärmepumpen, in der Mobilität mit Elektrofahrzeugen und allgemein bei Antrieben. Aufgrund des stetig steigenden Energiebedarfs und zunehmenden Schwierigkeiten





Abbildung 1.1: Welt-Primärenergieverbrauch nach Energieträgern 1971 bis 2017. Quelle: IEA key statistics 2019

Abbildung 1.2: Welt-Stromproduktion nach Energieträger 1971 bis 2017. Quelle: IEA key statistics 2019 in der Ausweitung der Fördervolumen sind die Energiepreise seit der Jahrtausendwende stark gestiegen. Rohöl hat in den 1990er-Jahren um 20 bis 30 US-\$ pro Barrel (Fass zu 159 Liter) gekostet, 2012 haben wir uns an Ölpreise über 100 US-\$ pro Barrel gewöhnt oder gewöhnen müssen. Selbstverständlich muss beim Preisvergleich auch die Inflation berücksichtigt werden. In der Schweiz ergibt sich das Bild in Abbildung 1.3 für die realen (an die Teuerung angepassten) Energiepreise. Man erkennt, dass sich der Ölpreis seit 1990 verdoppelt hat; im Vergleich dazu ist elektrische Energie heute real günstiger als 1990. Der gesamte Energieaussenhandel hat die Schweiz in den Jahren 2007 bis 2011 durchschnittlich knapp 9 Milliarden Franken pro Jahr gekostet; die Endverbraucherausgaben für Energie entsprachen 2011 5,5% des Bruttoinlandprodukts. Die Kosten für eine kWh Energie in der Schweiz liegen heute zwischen 10 (Heizöl, Erdgas) und 20 (Elektrizität) Rappen/kWh.

Der Energieverbrauch der Schweiz ist in der Gesamtenergiestatistik des Bundesamtes für Energie dargestellt. Die Schweiz verbraucht pro Jahr etwa 1 EJ an Energie. Dabei wird in der Gesamtenergiestatistik unterschieden zwischen dem Bruttoener-

gieverbrauch (2013: 1,16 EJ) und dem Endenergieverbrauch (2013: 0,90 EJ). Der Bruttoenergieverbrauch setzt sich zusammen aus den Energieimporten und der inländischen Produktion; Lagerveränderungen werden nicht berücksichtigt. Der Bruttoenergieverbrauch entspricht nicht dem Primärenergieverbrauch, der in globalen Statistiken angegeben wird, da für die Gewinnung der in die Schweiz importierten Energieträger (wie Uran-Brennstäbe, Benzin, und auch Rohöl) bereits Energie aufgewendet werden musste. Der Endverbrauch ist für die Schweiz gleich definiert wie für die ganze Welt. Auch in der Schweiz wird elektrische Energie zunehmend wichtiger, ihr Anteil am Endenergieverbrauch beträgt derzeit ca. 25 %.

#### 1.1.3 Verwendung von Energie

Wofür wird die Energie in der Schweiz gebraucht? Abbildung 1.4 zeigt die wichtigsten Verbrauchergruppen. Mit 51% des inländischen Verbrauchs sind Wärme (Raumwärme, Warmwasser, Prozesswärme) sowie mit etwa 30% die Mobilität besonders relevant. Betrachtet man nur die elektrische Energie in Abbildung 1.5, so sind Haushalte, Industrie sowie Dienstleistungen die Hauptverbraucher. Die Analyse des Verbrauchs von elektrischer Ener-



Abbildung 1.3: Indexierte inflationsbereinigte Energiepreise in der Schweiz. 2010 = 100 Indexpunkte. Quelle: Schweizerische Gesamtenergiestatistik 2018 gie zeigt, dass etwa die Hälfte auf das Konto von Antrieben geht – diese ungefähre Zahl aus Abbildung 1.6 gilt sowohl weltweit, als auch für die Schweiz. In der Industrie konsumieren Antriebe sogar um die 70 % der elektrischen Energie. Antriebe sind also die Hauptverbraucher elektrischer Energie, sowohl in der Schweiz wie auch weltweit, und entsprechend sind Anstrengungen zur Steigerung der Energieeffizienz in diesem Bereich darum besonders wirksam! Qualifizierte Schätzungen (topmotors.ch, S.A.F.E.) zeigen, dass viele Antriebe 20 % bis 30 % effizienter ausgelegt werden könnten.

Sehr anschaulich lässt sich das am Beispiel von Lüftungsanlagen illustrieren: Oft

wurde in der Vergangenheit die Luftmenge mittels Drosselklappen geregelt und der Lüfter lief immer mit maximaler Drehzahl. Wird nun ein drehzahlvariabler Antrieb eingesetzt, so kann auf die Drosselklappe verzichtet und nur so viel Luftdruck aufgebaut werden, wie für die Förderung der gewünschten Menge notwendig ist. Eine ähnliche Betrachtung gilt beispielsweise auch für Pumpen.

### 1.1.4 Graue Energie in Antriebssystemen und Ressourcenaufwand

Antriebe verbrauchen nicht nur Energie, auch für ihre Herstellung wird Energie benötigt – graue Energie. Für den gesamten Energiebedarf eines Antriebes muss der



Abbildung 1.4: Endenergieverbrauch Schweiz nach Verwendungszwecken (2018). Quelle: Prognos, TEP, Infras



Abbildung 1.5: Entwicklung des Gesamtstromverbrauchs nach Kundenkategorien, in GWh/Jahr. Quelle: Elektrizitätsstatistik 2019 Vollständigkeit halber auch diese mit berücksichtigt werden. Relevant ist die graue Energie vor allem bei Antrieben mit kurzen Betriebszeiten. Bei Dauereinsatz während der ganzen Lebensdauer dagegen beträgt die elektrische Energie für den Betrieb über 90 % (bis 95 %) des gesamten Energieverbrauchs.

Die graue Energie eines Produkts ist diejenige Energie, die nicht dem Betrieb zuzuordnen ist, d. h. der energetische Aufwand für Rohstoffgewinnung, Herstellung, Verpackung, Transport, Lagerung und Entsorgung. Die Bestimmung der grauen Energie ist immer aufwendiger und unsicher! Es gibt dazu Datenbanken (u.a. die Ecoinvent-Datenbank: www.ecoinvent.org/database), die typische Zahlen enthalten. Im Einzelfall ist aber immer zu prüfen, welche Annahmen getroffen wurden und ob diese gültig sind. So spielt z.B. der Recyclinganteil in vielen Rohstoffen eine grosse Rolle. Tabelle 1.4, mit Werten aus der Ecoinvent-Datenbank Version 2.2, gibt einen Anhaltspunkt zu den Grössenordnungen. Da die Bestimmung der grauen Energie aufwendiger ist, kann man sich zur Not mit der Energieintensität einer Volkswirtschaft behelfen: Zum Beispiel hat Deutschland laut IEA-Statistik im Jahr 2010 ein BIP von 2950 Milliarden US-\$ erwirtschaftet und dafür

Abbildung 1.6: Elektrischer Ener-

gieverbrauch nach

Anwendungen.

Links: weltweit;

Schweiz. Quelle:

VSE Bulletin 8/2012

rechts: in der

327 Mtoe Energie verbraucht. Dies entspricht etwa 1,3 kWh pro \$. Für dieselbe Rechnung erhält man weltweit einen mittleren Energieverbrauch von etwa 3 kWh/\$, für China 7 kWh/\$. Ein Grund für den höheren Energiebedarf ist die Verlagerung der Schwerindustrie aus Europa. Man kann also davon ausgehen, dass ein aus China importiertes Produkt im Wert von 1000 \$ in etwa 7 MWh graue Energie enthält. Dies ist aber natürlich nur für die Abschätzung einer Grössenordnung nützlich und soll eine genauere Berechnung mittels Datenbankwerten nicht ersetzen.

Das Vorgehen kann auch umgekehrt werden: Ausgehend von den Herstellungskosten kann über den Energiepreis auf die im Produkt enthaltene Energie geschlossen werden.

Ein Richtwert für die Herstellungskosten ist dabei ein Drittel des Einzelstückpreises. Für die Energie kann in der Schweiz der Preis von 0.20 Fr/kWh eingesetzt werden.

Tabelle 1.4: Energiebedarf zur Metallgewinnung.

Material	Graue Energie
Kupfer	17 kWh/kg
Stahl	3 bis 11 kWh/kg (je nach Legierungsgrad und Recyclinganteil)
Aluminium	58 kWh/kg (neu) 43 kWh/kg (Durchschnitt = 32 % Recyclinganteil) 14 kWh/kg (100 % rezykliert)



#### 1.2 Elektrische Grundlagen

### 1.2.1 Mathematische Voraussetzungen

Wichtige mathematische Operationen sind:

Differenzieren (Ableiten): Bestimmen der Veränderungsrate einer Grösse, am Beispiel einer Zeitfunktion:

$$\frac{dy(t)}{dt} = \dot{y}(t) \approx \frac{\Delta y(t)}{\Delta t}$$

Eine zeitliche Ableitung wird auch mit einem Punkt bezeichnet.

■ Integrieren (einer Zeitfunktion): Aufsummieren des Produktes «Zeitfunktion mal Zeitschritt» für sehr kurze Zeitschritte.

$$\int y(t)dt \approx \sum_{0...t} y(t)\Delta t = \sum_{0...t} \Delta A$$

Integrieren ist die Umkehroperation zum Differenzieren. Beide Operationen werden anhand der einfachen Zeitfunktion y(t) in Abbildung 1.7 verdeutlicht.

Reelle und komplexe Zahlen: Neben den reellen werden vor allem in der Elektrotechnik auch komplexe Zahlen verwendet. Während sich die reellen auf der reellen Zahlengeraden darstellen lassen, wird für die komplexen die komplexe Zahlenebene verwendet (Abbildung 1.8).

Auf der reellen Zahlengeraden lassen sich beliebige positive und negative Zahlen darstellen (z. B. a = -1,5; b = 2,156..).

Komplexe Zahlen bestehen aus einem Realteil auf der reellen Achse und einem Imaginärteil auf der imaginären Achse (z. B. z = 4+j2,5). Der Imaginärteil wird dabei mit *i* oder *j* gekennzeichnet. Ihr Name wird zur Kennzeichnung oft auch unterstrichen. Für die Nutzung in der komplexen Wechselstromrechnung werden normalerweise nur ein Teil der Eigenschaften und Definitionen der komplexen Zahlen gebraucht. Diese werden am Beispiel der beiden Zahlen z und w dargestellt:

$$\underline{z} = x + jy = |x + jy|e^{j\varphi_z} = |\underline{z}|e^{j\varphi_z}$$
$$\underline{w} = u + jv = |u + jv|e^{j\varphi_W} = |\underline{w}|e^{j\varphi_W}$$
$$x, u : \text{Realteil}$$
$$y, v : \text{Imaginärteil}$$

### Polare Darstellung mit Betrag und Winkel (Polar-Koordinaten)

$$\begin{split} \underline{z} &= |\underline{z}| \cdot e^{j\varphi_z} \\ |\underline{z}| &= |x + jy| = \sqrt{x^2 + y^2} \\ e^{j\varphi_z} &= \cos(\varphi_z) + j\sin(\varphi_z) \\ \varphi_z &= \arctan(y/x); \ \left| e^{j\varphi_z} \right| = 1 \end{split}$$

у ♦ dy/dt 1,5 ∫ydt y(t) 1 0,5  $\Delta t$ ► t(s) 0,5 1,5 2,5  $\Delta t$ Im W <u>|z</u>| l<u>w</u>l  $\varphi_{z}$ Re 0 0 X 11 reelle Zahlengerade komplexe Zahlenebene

Abbildung 1.7: Integrieren (rot) und Differenzieren (grün) der Zeitfunktion y(t) (schwarz).

Abbildung 1.8: Reelle Zahlengerade und komplexe Zahlenebene. ■ Kartesische Darstellung mit Komponenten (kartesische Koordinaten): Sind Betrag und Winkel einer Zahl bekannt, so lassen sich die Komponenten bestimmen:

 $x = |z| \cos(\varphi_z) : x : \text{Realteil}$  $y = |z| \sin(\varphi_z) : y : \text{Imaginärteil}$ 

Addition und Subtraktion werden komponentenweise ausgeführt:

(x + jy) + (u + jv) = (x + u) + j(y + v)(x + jy) - (u + jv) = (x - u) + j(y - v)

• Multiplikationen werden am einfachsten in der polaren Darstellung als Multiplikation der Beträge und Addition der Winkel ausgeführt:

$$\underline{z} \cdot \underline{w} = |\underline{z}| e^{j(\varphi_z)} \cdot |\underline{w}| e^{j(\varphi_w)} = |\underline{z}| |\underline{w}| e^{j(\varphi_z + \varphi_w)}$$
$$= (x + jy)(u + jv) = (xu - yv) + j(xv + yu)$$

Divisionen werden am einfachsten in der polaren Darstellung als Division der Beträge und Subtraktion der Winkel ausgeführt:

$$\frac{\underline{z}}{\underline{w}} = \frac{|\underline{z}|}{|\underline{w}|} e^{j(\varphi_z - \varphi_w)}$$
$$= \frac{(x + jy)}{(u + jv)} = \frac{(x + jy)(u - jv)}{(u + jv)(u - jv)}$$
$$= \frac{(xu + yv) + j(yu - xv)}{u^2 + v^2}$$

■ Beträge von Multiplikation und Divisionen: Bei Multiplikationen entspricht der Betrag des Produktes dem Produkt der Beträge der Multiplikanden. Bei Divisionen gilt entsprechend, dass der Betrag des Quotienten dem Quotienten der Beträge entspricht.

**Spezielle Winkel:** Es gelten folgende Beziehungen.

$$\frac{1}{j} = -j; \quad e^{j\pi/2} = j; \quad e^{-j\pi/2} = -j;$$
$$e^{\pm j\pi} = -1; \quad e^{j2\pi} = 1$$

#### 1.2.2 Spannung, Strom und Leistung

Spannung und Strom sind die in der Elektrotechnik grundlegenden Grössen. Die Spannung  $U_{AB}$  in Abbildung 1.9 zwischen den Punkten A und B gibt an, welche Ener-

gie *W* benötigt wird, um in einem elektrischen Feld mit der Feldstärke *E* die Ladung *Q* von A nach B zu bewegen. Der Strom *I* entspricht der Ladung *Q* pro Sekunde, die durch einen Leiter fliesst. Das Produkt von Spannung *U* mal Strom *I* schliesslich ergibt die Energie pro Sekunde, also die Leistung *P*.

Ladung	Q	C, As	Coulomb, Am- pere-Sekunden
Elektrische Feldstärke	Ε	V/m	Volt pro Meter
Spannung	U	V, W/A	Volt
Strom	1	А	Ampere

Wird die Ladung, wie in Abbildung 1.9 dargestellt, parallel zur Richtung des Feldes bewegt, so gilt für die Spannung *U* als Definition über die Arbeit *W*:

$$W = \int_{A}^{B} EQds = Q \int_{A}^{B} Eds \text{ und damit}$$
$$U = \frac{W}{Q} = \int_{A}^{B} Eds$$

Sind Feld und Weg nicht parallel, so muss nur die Feldkomponente in Wegrichtung berücksichtigt werden (d. h. das Skalarprodukt  $\vec{E} \cdot d\vec{s}$ ).

Der Strom wird über den Ladungsfluss beschrieben:

$$Q = \int_{t_1}^{t_2} I dt$$
 in Differential form  $I = \frac{dQ}{dt}$ 

und schliesslich die Leistung über die Arbeit:

$$P = \frac{dW}{dt} = \frac{dQ}{dt} \int_{A}^{B} Eds = I \cdot U$$

Zur näheren Kennzeichnung werden für elektrische Grössen verschiedene Schreibweisen verwendet (Tabelle 1.5).



Abbildung 1.9: Spannung, Strom, Energie und Leistung.

*U*, *I* werden für Gleichgrössen und für die Effektivwerte – sie werden nachfolgend definiert – von Wechselgrössen verwendet. Tritt in einer Berechnung beides auf, oder ist aus anderen Gründen nicht klar, was gemeint ist, so empfiehlt es sich, Effektivwerte mit dem Index <sub>eff</sub> oder <sub>rms</sub> zu kennzeichnen. Eine gross geschriebene Leistung *P* ist entweder die Leistung von Gleichgrössen oder aber ein Mittelwert. Zeitabhängige Grössen werden allgemein mit Kleinbuchstaben *x*, *x*(*t*) und Scheitelwerte mit  $\hat{x}$  gekennzeichnet.

#### 1.2.3 Periodendauer, Frequenz und Kreisfrequenz, elektrische Winkel

Typisch für die Wechselstromtechnik sind Signale, die sich nach der Periodendauer Tidentisch wiederholen («periodische Signale») wie in Abbildung 1.10 dargestellt. Der Kehrwert der Periodendauer ist die Frequenz *f*. In der Elektrotechnik wird oft mit der Kreisfrequenz  $\omega$  gearbeitet.

Perioden- dauer	Τ	S	
Frequenz	f	Hz, s <sup>-1</sup> , 1/s	Hertz; $f = 1/T$
Kreis-	ω	s <sup>-1</sup> , 1/s,	$\omega = 2\pi f =$
frequenz		rad/s	2π/Τ

Momentanwerte des Signals x(t) lassen sich als Funktion der (absoluten) Zeit t, ausgehend von null (im Bild  $t_1 = 1,33T$ ), als relative Zeit innerhalb einer Periode ( $t_2 =$ 0,33T = T/3) oder als relativer Winkel ( $\varphi_2 =$  $2\pi/3$  oder 120°) angeben. Für die Angabe als Winkel werden die Einheiten Grad (°) und Radiant (rad) verwendet – wobei das rad meistens nicht geschrieben wird. Der Dauer einer Periode entspricht dabei der Winkel 360°, entsprechend  $2\pi$  rad.

Tabelle 1.5: Schreibweisen von elektrischen Grössen.

Grösse	Alternativ- schreibweise	Bedeutung
U, I, P		Gleichgrösse
u, i, p	u(t), i(t), p(t)	Momentanwert oder Augenblickswert
$U_d$ , $I_d$ , $P$	ū, ī, p	Linearer Mittelwert/Gleich-Anteil
U, I	U <sub>eff</sub> , I <sub>eff</sub> ; U <sub>rms</sub> , I <sub>rms</sub>	Effektivwert, quadratischer Mittel- wert, RMS-Wert (root mean square value)
û, î, p		Scheitelwert

### 1.2.4 Gleich-, Wechsel- und Mischgrössen

Eine Beschreibung von elektrischen Grössen (Signalen) mit den nachfolgenden Methoden ist nur möglich, wenn diese entweder reine Gleichgrössen sind oder sich nach der Periodendauer T identisch wiederholen. Signale x(t) lassen sich, wie in Abbildung 1.11 dargestellt, einteilen in Gleich-, Wechsel- und Mischgrössen:

■ Gleichgrössen (DC, dc für «direct current»): Gleichgrössen sind über die Zeit konstant.

■ Wechselgrössen (AC, ac für «alternating current»): Wechselgrössen wiederholen sich nach der Periodendauer *T* identisch. Der lineare Mittelwert (gemäss nachfolgender Definition) ist null.

Grafische Interpretation: Die vom Signalverlauf eingeschlossenen Flächen A über und unter der Nulllinie sind innerhalb einer Periode gleich gross.

■ Mischgrössen: Diese setzen sich zusammen aus Gleich- und Wechselgrössen. Vereinzelt wird auch von «pulsierenden Gleichgrössen» gesprochen, wenn das Vorzeichen der Grösse gleich bleibt, d.h. immer positiv oder negativ ist.

#### 1.2.5 Signale im Frequenzbereich

Das Verhalten von vielen Bauelementen und Schaltungen ist frequenzabhängig. Viele Signale enthalten aber nicht eine, sondern mehrere Frequenzen. Für Beschreibungen müssen solche Signale deshalb zuerst in Funktion der Frequenz dargestellt werden. Ein Signal x(t) in Funktion der Zeit mit beliebiger Form, das sich nach der Periodendauer  $T = 1/f_1 = 2\pi/\omega_1$  identisch wiederholt, lässt sich immer als unendliche Summe von harmonischen Funktionen (Sinus- und Cosinus-Funktionen)

Abbildung 1.10: Zeit und Winkelangaben bei periodischen Signalen.



beschreiben. Diese Summe wird als «Fourier-Reihe» bezeichnet:

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ a_n \cos(n\omega_1 t) + b_n \sin(n\omega_1 t) \right]$$
$$= A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ A_n \cos(n\omega_1 t - \varphi_n) \right]$$

Die Formel zeigt, dass die Darstellung der *n*-ten Schwingung mit der Frequenz  $n\omega_1$ mit Sinus- und Cosinus- Komponenten ( $a_n$ und  $b_n$ ) oder mit Amplitude und Phase ( $A_n$ und  $\varphi_n$ ) möglich ist. Es gilt dann:

$$A_0 = \frac{a_0}{2}; \quad A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}; \quad \varphi_n = \arctan \frac{b_n}{a_n}$$

Das Beispiel eines Rechtecksignals als Zeitfunktion mit dem zugehörigen Amplitudenspektrum zeigt Abbildung 1.12: Die grüne Rechteck-Funktion lässt sich zerlegen in eine Gleichkomponente mit der Amplitude  $A_0$  (blau) und eine unendliche Zahl von harmonischen Schwingungen – gezeichnet sind die erste (rot) und dritte (violett) – die in der Summe wieder die ursprüngliche Funktion ergeben.

#### Bemerkungen

 $A_0$  beschreibt die Gleich-Komponente des Signals (falls vorhanden).

Alle anderen Komponenten  $A_i$  sind Harmonische, d. h. Vielfache der Grundfrequenz. Die Komponente  $A_1$ , die erste Harmonische oder Grundschwingung, hat die Periodendauer T des ursprünglichen Signals, die höheren Harmonischen haben die Periodendauer *T/n* 

 $\varphi_n$  ist der Phasenwinkel der *n*<sup>ten</sup> Harmonischen bezogen auf die Grundschwingung.

In vielen Anwendungen interessieren vor allem die Amplituden  $A_i$  der Harmonischen. Entsprechend wird meist nur das Amplitudenspektrum dargestellt. Der Phasenwinkel  $\varphi_n$  ist meistens nur für die erste Harmonische von Interesse, d. h. die Phasenlage  $\varphi_1$  der Grundschwingung, bezogen auf das ursprüngliche Signal x(t).

■ Für verschiedene Fragestellungen ist es praktischer, die Betrachtungen im Frequenz- statt im Zeitbereich zu machen. So werden z.B. Filter und Filtercharakteristiken fast ausschliesslich als Funktion der Frequenz beschrieben.

Die Berechnung der Frequenzkomponenten geschieht mit Hilfe der Fourier-Analyse.

#### 1.2.6 Widerstand, Induktivität und Kapazität

Die Schaltungssymbole der drei wichtigsten passiven Bauelemente der Elektrotechnik (Widerstand, Induktivität und Kondensator) zeigt Abbildung 1.13.

**Widerstände** benötigen eine Spannung  $u_R$ , damit der Strom  $i_R$  durch sie fliesst:  $u_R/R = i_R$ . Dabei treten die Spannung  $u_R$  über dem Element und Strom  $i_R$  durch das Element gleichzeitig auf und es entsteht die Verlustleistung  $p_R$  gemäss den Grundbeziehungen:



Abbildung 1.11: Definition von Gleich-, Wechselund Mischgrössen.

Abbildung 1.12: Zeitfunktion und zugehöriges Amplitudenspektrum.

 $p = u_R i_R = R i_R^2 = u_R^2 / R$ 

Die elektrische Energie wird im Widerstand in thermische Energie gewandelt. Diese heizt das Element auf und ein Teil der Wärme wird an die Umgebung abgegeben.

Induktivitäten und Kapazitäten sind per Definition verlustlos. Sie speichern Energie in magnetischen beziehungsweise elektrischen Feldern. Die gespeicherte Energie kann aus dem idealen Element wieder vollständig entnommen werden. Für den Energieinhalt von Induktivität L und Kapazität C gilt in jedem Moment:

$$W_L = \frac{L}{2}i^2$$
 und  $W_C = \frac{C}{2}u^2$ 

In Realität sind Spulen und Kondensatoren verlustbehaftet. Sie können als Induktivitäten beziehungsweise Kapazitäten mit zusätzlichen seriellen oder parallelen Widerständen modelliert werden.

Interessiert das Verhalten von Induktivitäten und Kapazitäten in Funktion der Zeit, so wird im allgemeinen Fall die Beschreibung mittels Integral oder Differential notwendig. Die Zusammenstellung der resultierenden elektrischen Grundgleichungen für alle drei Elemente zeigt Tabelle 1.6. Beispiele von Zeitverläufen sind in den Übungen enthalten. Die Beschreibungen mittels Integral und Differential gelten ohne Einschränkung für beliebige Zeitverläufe. Die in der letzten Spalte angegebene Wechselstromimpedanz dagegen setzt harmonische Signale (Sinus-/Cosinus-Funktionen) voraus.

Komplexe Wechselstromrechnung

Für Berechnungen von passiven RLC-Netzwerken mit harmonischen Signalen (sinus-/cosinusförmige Ströme und Spannungen) im eingeschwungenen Zustand ist die komplexe Wechselstromrechnung (komplexe WR) sehr hilfreich und entsprechend verbreitet. Das Prinzip wird am Beispiel des Stromes durch eine Induktivität veranschaulicht: An der Induktivität L liege die cosinusförmige Spannung *u*(*t*) an. Der Anfangswert des Stromes sei null und es resultiert für den Strom:

$$\dot{u}(t) = \frac{1}{L} \int_{0}^{t} u(t')dt' = \frac{1}{L} \int_{0}^{t} \hat{u} \cos(\omega t')dt'$$
$$= \frac{1}{\omega L} \hat{u} \sin(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \hat{u} \cos(\omega t - \pi/2)$$

Der Strom *i(t)* eilt der Spannung um den Winkel  $\pi/2$  (90°) nach, wie in Abbildung 1.14 links oben dargestellt.

Im unteren Bildteil sind in der gleichen Art Spannung und Strom an einer Kapazität gezeigt. Hier eilt der Strom der Spannung um den Winkel  $\pi/2$  (90°) vor. In beiden Bildern wird mit der Integration jeweils so begonnen, dass keine DC-Komponenten (Gleichkomponenten) auftreten. Dieser Fall entspricht dem eingeschwungenen, stationären Betrieb nach dem Abklingen aller transienten Vorgänge.

Die Ströme und Spannungen werden grafisch mittels Zeigern in der komplexen Zahlenebene dargestellt, wie in Abbildung 1.14 rechts gezeichnet. Als Zeigerlängen werden die Effektivwerte der jeweiligen Grössen verwendet. Ein erster Zeiger wird als Referenz gewählt (in den Abbildungen z.B. die Spannungen) und alle Weiteren dann darauf bezogen. In der Figur sind die Ströme mit dem Winkel  $\pm 90^{\circ}$  ( $\pm \pi/2$ ) zur Spannung gezeichnet, entsprechend ihrer Phasenverschiebung bei den betrachteten reaktiven Elementen.

Abbildung 1.13: Widerstand, Induktivität und Kondensator.



	Element	Symbol	Einheit	Ausgangs- Gleichung	Variante (Integral- gleichung)	Wechselstrom-Impedanz $\underline{Z} = R + jX$
Tabelle 1.6:	Widerstand	R	$\Omega$ (V/A)	$u(t) = R \cdot i(t)$		R
Grundbeziehungen an Widerstand,	Induktivität	L	H (Vs/A)	$u(t) = L \cdot di/dt$	$i(t) = (1/L) \int_0^t u(t') dt' + i(t = 0)$	$X_L = \omega L$
Induktivität und Kapazität.	Kapazität	С	F (As/V)	$i(t) = C \cdot du/dt$	$u(t) = (1/C) \int_0^t i(t') dt' + u(t = 0)$	$X_C = -1/(\omega C)$

In der komplexen WR wird die Drehung um 90° mit der Multiplikation mit der imaginären Zahl j ( $j = e^{j\pi/2}$ ) beschrieben. Damit gilt für Induktivität und Kapazität:

$$\underline{I}_{L} = \frac{\underline{U}_{L}}{j\omega L} \quad \text{und} \quad \underline{U}_{L} = j\omega L \cdot \underline{I}_{L}$$
$$\underline{I}_{C} = j\omega C \cdot \underline{U}_{C} \quad \text{und} \quad \underline{U}_{C} = \frac{\underline{I}_{C}}{j\omega C}$$

Das Rechnen mit der komplexen WR kann am Beispiel einer einfachen RLC-Schaltung in Abbildung 1.15 illustriert werden. Für die Teilspannungen gilt in komplexer Schreibweise:

$$\underline{U}_{R} = \underline{I}R; \qquad \underline{U}_{L} = \underline{I}j\omega L; \qquad \underline{U}_{C} = \frac{\underline{I}}{j\omega C}$$

Und für die ganze Masche:

$$\underline{U}_{0} = \underline{U}_{R} + \underline{U}_{L} + \underline{U}_{C} = \underline{I}R + \underline{I}j\omega L + \frac{\underline{I}}{j\omega C}$$
$$= \underline{I} \left\{ R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right\} = \underline{I} \left\{ R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \right\}$$

In Abbildung 1.15 rechts ist der Strom <u>*I*</u> als Referenzgrösse auf die reelle Achse gelegt. Bezogen auf den Strom ist die Spannung an der Induktivität 90° voreilend und die an der Kapazität um 90° nacheilend. Die Gleichung zeigt weiter, dass sich durch das Zusammenfassen der einzelnen Teil-Impedanzen auch komplexe Impedanzen Z angeben lassen:

$$\underline{Z} = \left\{ R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \right\}$$

#### **1.2.7** Linearer und quadratischer Mittelwert (Effektivwert)

Zur Beschreibung von periodischen Signalen werden Mittelwerte verwendet. Für zeitabhängige Funktionen, die sich nach der Periodendauer *T* identisch wiederholen, gilt:

**Linearer Mittelwert:** 
$$X_{DC} = 1/T \int_{0}^{T} x(t) dt$$

Bemerkungen:

Der lineare Mittelwert von reinen Wechselgrössen ist per Definition null.

Anfangs- und Endpunkt für die Integration können frei gewählt werden. Wichtig ist nur, dass das Integrationsintervall exakt eine Periodenlänge *T* beträgt.

**Zur** Kennzeichnung werden die Indizes DC, dc, d oder auch Überstreichen  $\overline{x}$  verwendet.



Abbildung 1.14: Komplexe WR – von Zeitverläufen zu Zeigern. Obere beiden Bilder für Induktivitäten, untere Bilder für Kapazitäten.

Abbildung 1.15: Beispiel zur komplexen WR. Links: Schaltung; rechts Zeigerdarstellung. Quadratischer Mittelwert:

$$X = X_{eff} = \sqrt{1/T \int_0^T x^2(t) dt}$$

Bemerkungen:

Der quadratische Mittelwert wird in der deutschen Sprache meist als Effektivwert bezeichnet – im Englischen mit «rms-value» (root-mean-square-value).

Anfangs- und Endpunkt für die Integration können frei gewählt werden. Wichtig ist aber, dass das Integrationsintervall exakt eine Periodenlänge *T* beträgt.

Der quadratische Mittelwert einer Grösse ist der Wert, der innerhalb der Periodendauer *T* an einem ohmschen Widerstand die gleiche Energie abgibt wie eine konstante Grösse des gleichen Betrags:

$$W = I^{2}_{eff} R \cdot T = R \int_{0}^{T} i^{2}(t) dt$$
$$\Rightarrow I_{eff} = \sqrt{1/T \int_{0}^{T} i^{2}(t) dt}$$

Quadratischer Mittelwert von harmonischen (Sinus-/Cosinus-)Grössen:

$$\begin{aligned} x(t) &= \hat{x}\cos(\omega t) = \hat{x}\cos(\frac{2\pi}{T}t) \\ \Rightarrow \quad X_{eff} &= \sqrt{1/T \int_{0}^{T} \hat{x}^{2}\cos^{2}(\omega t) dt} = \frac{\hat{x}}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

Quadratischer Mittelwert von Mischgrössen ( $x(t) = X_{DC} + x_{AC}(t)$ ).

Sind der Gleichwert  $X_{DC}$  und der Effektivwert  $X_{AC,eff}$  der Wechselgrösse bekannt, so bestimmt sich der Effektivwert gemäss:

$$X_{eff} = \sqrt{X_{DC}^2 + X_{AC, eff}^2}$$

Dieses Resultat ist von Interesse, da einzelne Messinstrumente bei der Effektivwertmessung nur den Effektivwert des Wechselanteils messen (was oft nicht klar deklariert ist!).

#### 1.2.8 Leistungsberechnungen

Für die Momentanleistung gilt immer:

$$p(t) = u(t) \cdot i(t)$$

p(t) ist zeitabhängig und kann positiv und negativ sein. Am Beispiel einer Induktivität zeigt das Abbildung 1.16. An einer Induktivität eilt der Strom gegenüber der Spannung um den Winkel  $\varphi_{ui} = \pi/2$  nach. Ist die Leistung grösser als null, so nimmt die Induktivität Energie auf und im umgekehrten Fall gibt sie diese wieder ab.

Leistung bei Gleichgrössen: Sind Spannung und Strom reine Gleichgrössen, so ist die Leistung konstant und es gilt:

P = UI

Die Scheinleistung S ist definiert als Produkt von zwei einzeln gemessenen Strom- und Spannungs-Effektivwerten. Scheinleistungen sind immer positiv.

$$S = UI = U_{eff}I_{eff}$$

Mittlere Leistung bei periodischen, zeitvariablen Grössen. Für die Leistung von zeitvariablen Grössen, die sich nach der Periodendauer *T* identisch wiederholen, gilt allgemein:

$$P = 1/T \int_{0}^{T} u(t)i(t)dt$$

In der ohmschen Last *R* lässt sich die Leistung in Funktion des Stromes oder der Spannung ausdrücken:

$$P = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} u(t)i(t)dt = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} u(t)\frac{u(t)}{R} dt$$
$$= \frac{U_{eff}^{2}}{R} = I_{eff}^{2} R$$

Die Wirkleistung *P* als Mittelwert der effektiv auftretenden Wirkleistung muss mit einem Wirkleistungsmessgerät (Wattmeter) bestimmt werden. Wirkleistungen können positiv und negativ sein.

Aus der Darstellung im Frequenzbereich gilt für die Wirkleistung:

Alle Produkte von Strömen und Spannungen, gebildet aus den Termen mit den gleichen Frequenzen, können einen Beitrag zur Wirkleistung ergeben.



Abbildung 1.16: Spannung, Strom und Leistung an einer Induktivität.

Der häufige Fall im Wechselspannungsnetz von zwei grundfrequenten (z. B. 50 Hz) Grössen mit einer Phasenverschiebung  $\varphi_{u,i}$ ergeben den bekannten Ausdruck, gebildet mit den Effektivwerten von Strom und Spannung:

$$P = U_I I_I \cos(\varphi_u - \varphi_i) = U_I I_I \cos(\varphi_{u,i})$$

Dabei ist  $\varphi_{u,i}$  die Phasenverschiebung gemessen vom Strom zur Spannung (Abbildung 1.18).

Alle Produkte, gebildet aus Termen mit verschiedenen Frequenzen, ergeben keinen Beitrag! Insbesondere ergeben Produkte von Gleich- und Wechselgrössen keine Wirkleistung!

Die **Blindleistung** *Q* kann nicht direkt gemessen werden – sie ist definiert als geometrische Differenz zwischen Schein- und Wirkleistung:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}$$
 beziehungsweise  $S^2 = P^2 + Q^2$ 

Aus der angegebenen Berechnung kann der Blindleistung kein Vorzeichen zugeordnet werden. Das Vorzeichen ist aber definiert:

■ Ist in einem **Verbraucher** der Strom gegenüber der Spannung nacheilend (Induktivität) so ist die Blindleistung positiv: *Q* > *0* (Blindleistungssenke).

Ist umgekehrt der Strom gegenüber der Spannung voreilend (Kapazität) so ist die Blindleistung negativ: Q < O (Blindleistungsquelle).

**Leistungsfaktor**  $\lambda$  respektive  $cos\varphi$ : Der Leistungsfaktor  $\lambda$  ist definiert als Verhältnis von Wirk- zu Scheinleistung:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{UI}$$

Enthalten Spannung und Strom nur die Grundfrequenz, und sind diese gegeneinander um den Winkel  $\varphi$  verschoben, so gilt für Schein- und Wirkleistung, ausgedrückt durch die Effektivwerte und die Phasenverschiebung:

$$S = UI \text{ und } P = UI \cos \varphi$$

Für den Leistungsfaktor resultiert für diesen Fall:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{UI\cos\varphi}{UI} = \cos\varphi$$

 $\cos \varphi$  wird entsprechend auch als **Grund**schwingungsleistungsfaktor bezeichnet.

**Bemerkung:** Geräte, Maschinen und Leitungen müssen für die auftretenden Spannungen und Ströme dimensioniert werden. Der Kehrwert des Leistungsfaktors  $1/\lambda$  beschreibt damit, wie viel grösser als für die Wirkleistung alleine dimensioniert werden muss.

#### 1.2.9 Dreiphasensysteme

Die Energieübertragung und -verwendung für Antriebsanwendungen erfolgt überwiegend in dreiphasigen Wechselspannungssystemen. Die wichtigsten Bezeichnungen und Definitionen sind in Abbildung 1.17 dargestellt. Bei Einphasensystemen wird die Last zwischen einem der Leiter L1...L3 und dem Neutralleiter N angeschlossen. Dieser einfache Fall wird hier nicht weiter betrachtet.

#### Leiter, Anschlusspunkte

■ L<sub>1</sub>, L<sub>2</sub> und L<sub>3</sub>: Aussenleiter, auch als Polleiter bezeichnet. Auf der Lastseite als Phasen mit U, V, W bezeichnet.

- N: Neutralleiter.
- PE: Schutzleiter.

• Nullpunkt: Bezugspunkt der Spannungen  $u_1$ ,  $u_2$  und  $u_3$  und Anschlusspunkt von Neutralleiter N und Schutzleiter PE.

Sternpunkt: Gemeinsamer Anschluss der drei **Stränge** (Wicklungen) einer Last in Sternschaltung.

#### Spannungen, Ströme

**u**<sub>1</sub>,  $u_2$  und  $u_3$ : Phasenspannungen (auch Sternspannung oder Aussenleiter-Neutralleiter-Spannungen). Diese werden auch mit  $u_Y$  gekennzeichnet. Der Index  $_Y$  symbolisiert den Stern.

**u**<sub>12</sub>,  $u_{23}$  und  $u_{31}$ : Aussenleiter-Spannungen (auch Leiter-Leiter- oder verkettete Spannungen) und Strangspannungen bei Dreiecklast. Kennzeichnung mit  $u_{\Delta}$  mit dem Index  $_{\Delta}$  für Dreieck.

■ *i*<sub>1</sub>, *i*<sub>2</sub> und *i*<sub>3</sub>: Leiterströme

■ U<sub>SN</sub>: Sternpunktspannung

■ *i*<sub>U</sub>, *i*<sub>V</sub> und *i*<sub>W</sub>: Strangströme in der Last

 $I u_U, u_V$  und  $u_W$ . Strangspannungen an der Last

#### Symmetrische Systeme

Ohne weitere Angaben wird davon ausgegangen, dass alle dreiphasigen Quellen und Lasten symmetrisch sind, d. h.:

Passive Elemente (Induktivitäten, Kapazitäten und Widerstände) sind in allen drei Phasen identisch.

Die Verläufe von Spannungen und Strömen in allen drei Phasen sind identisch, aber um je eine Drittelperiode (T/3,  $2\pi/3$ beziehungsweise 120°) versetzt:

$$f_1(t) = f(t); f_2(t) = f(t - T/3); f_3(t) = f(t - 2T/3)$$

Beispielsweise liefert eine dreiphasige symmetrische Spannungsquelle:

$$u_1(t) = \hat{u}\cos(\omega t + \varphi_{u1})$$
$$u_2(t) = \hat{u}\cos(\omega t + \varphi_{u1} - 2\pi/3)$$
$$u_2(t) = \hat{u}\cos(\omega t + \varphi_{u1} - 4\pi/3)$$

Alle drei Phasen sind dabei um den Anfangswinkel der Phase  $u_{\tau}$  plus die jeweiligen 120°-Schritte verschoben. Diese Verläufe sind in Abbildung 1.18 dargestellt. Der Effektivwert der drei Phasenspannungen ist dabei  $U = \hat{u}/\sqrt{2}$ . Der Winkel  $\varphi_0$  beschreibt den Winkel der Zeitfunktionen zur Zeit t = 0 und der Winkel  $\varphi_{ui}$  den Winkel des Stromes gegenüber der Spannung (nur für die Phase U dargestellt).

Die Differenz zwischen zwei Spannungen wird am Beispiel von  $u_{12} = u_1 - u_2$ :

$$u_{12} = \sqrt{3}\hat{u}\cos(\omega t + \varphi_0 + \pi/6)$$

Das Resultat der Gleichung zeigt den bekannten Faktor  $\sqrt{3}$  in den Amplituden und die Phasenverschiebung von  $\pi/6$  (30°) zwischen Phasen(Y)- und Aussenleiter( $\Delta$ )-Spannungen. Damit sind die Effektivwerte der Aussenleiterspannungen um den Faktor  $\sqrt{3}$  grösser, als die Phasenspannungen, d. h.  $U_{\Delta} = \sqrt{3} U_{Y}$ .

#### Bemerkung

Die beiden Faktoren  $\sqrt{2}$  und  $\sqrt{3}$  werden häufig verwechselt. Es gilt:

- I  $\sqrt{2}$  zwischen Effektiv- und Scheitelwert gilt immer bei sinusförmigen Grössen.
- Wie die 3 bei  $\sqrt{3}$  sagt, gilt dieser Faktor nur bei Dreiphasensystemen.

Werden die Spannungen als Zeiger in der komplexen Zahlenebene (Abbildung 1.18, rechts) dargestellt, entsprechen die Zeitfunktionen den Projektionen der Zeiger auf

Abbildung 1.17: Spannungs-, Stromund Leiterdefinitionen links bei Stern (Y)- und rechts bei Dreieckschaltung (Δ).

Abbildung 1.18: Phasenspannungen und Aussenleiterspannung u<sub>12</sub> im symmetrischen Dreiphasensystem; links: als Zeitfunktionen, rechts: als Zeiger in der komplexen Ebene.



die reelle Achse (Realteile der Zeiger). Weiter zeigt die Grafik wieder, dass die verketteten Spannungen um  $\sqrt{3}$  grösser sind als die Phasenspannungen.

### Leistungen bei harmonischen Grössen im symmetrischen Dreiphasensystem

Wie vorgehend definiert, sind in symmetrischen Systemen die Spannungen betragsmässig identisch, aber um je 120° gegeneinander versetzt. Das Gleiche gilt für die Ströme. Zwischen den sinusförmigen Spannungen und Strömen kann die Phasenverschiebung  $\varphi_{ui}$  auftreten. Für diesen Normalfall in Dreiphasensystemen gilt für die Momentanleistung:

$$p(t) = u_1(t)i_1(t) + u_2(t)i_2(t) + u_3(t)i_3(t)$$
  
=  $3U_Y I \cos(\varphi_{ui}) = \sqrt{3}U_A I \cos(\varphi_{ui})$ 

Die Kernaussage dieser Gleichung ist, dass im symmetrischen Dreiphasensystem die Momentanleistung *p* konstant ist, wie das Abbildung 1.19 illustriert.

Während im Einphasensystem Wirk- und Blindleistung pulsieren, ist dies bei Dreiphasensystemen also nicht der Fall. Dies hat in der Antriebstechnik eine grosse Bedeutung, da damit bei elektrischen Maschinen die mechanische Leistung an der Welle und damit das Drehmoment konstant sind. Mit den besprochenen Eigenschaften sind Schein- und Wirkleistung jetzt bestimmt:

$$S = 3U_Y I = \sqrt{3}U_\Delta I$$
$$P = 3U_Y I \cos(\varphi_{ui}) = \sqrt{3}U_\Delta I \cos(\varphi_{ui})$$

Einsetzen in der Definition für die Blindleistung ergibt zusammen mit der Vorzeichendefinition der Blindleistung (der Winkel wird vom Strom zu der Spannung gezählt und ist somit positiv, wenn der Strom der Spannung nacheilt):



Abbildung 1.19:

Leistung im Drei-

phasensystem.

#### 1.3 Elektromechanische Grundlagen

#### 1.3.1 Mechanische Bewegungsgleichungen

Mit Hilfe der Blockschaltbilder in Abbildung 1.20 kann die Wirkungskette für Translations- und Rotationsbewegung aufgezeigt werden: Am Anfang von mechanischen Bewegungen in Maschinen stehen die treibende Kraft  $F_M$  beziehungsweise das Drehmoment M<sub>M</sub>. Die Maschinen seien mit der Kraft  $F_{last}$  beziehungsweise dem Moment M<sub>Last</sub> belastet. Damit sind noch die Differenzen  $F_B$  beziehungsweise M<sub>B</sub> für die Beschleunigung verfügbar. Wirken diese auf eine bewegliche Masse m beziehungsweise auf ein Trägheitsmoment J, so entsteht Beschleunigung, Geschwindigkeit, Weg oder Drehwinkel und schliesslich Leistung und Arbeit. Zusammengefasst resultiert in allgemeiner Form für eine Linearbewegung mit den Anfangsbedingungen Null der Gleichungssatz:

$$a = \frac{F}{m} \implies v = \int adt = \frac{1}{m} \int Fdt \implies s = \int vdt$$
$$P = Fv \implies W = \int Fds = \int Fvdt$$

Und für Drehbewegung entsprechend:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{M}{J} \implies \Omega = \frac{1}{J} \int M dt \implies \varphi = \int \Omega dt$$
$$P = M\Omega \implies W = \int M d\varphi = \int M \Omega dt$$

Die genannten Grössen müssen in einem Bezugssystem angegeben werden. Gebräuchlich ist in der Antriebstechnik ein Zählpfeilsystem, in dem für den Antrieb dann eine positive Leistung vorliegt, wenn diese vom Antrieb an eine Last abgegeben wird. Abbildung 1.21 zeigt die Zählrichtungen für diesen Fall. Der am Umfang eines Rades mit Radius r zurückgelegte Weg s ist  $s = r \cdot \varphi$  und somit  $v = r \cdot \Omega$ .

Mit diesen Definitionen ergeben sich vier Bereiche, in denen einen Anwendung betrieben werden kann. Sie entsprechen den Quadranten  $Q_1$  bis  $Q_4$  in einem rechtwinkligen Koordinatensystem, wie in Abbildung 1.22 dargestellt.

Drehzahl-Angaben: Die mechanische Drehzahl von Antrieben wird in verschie-

den Einheiten angegeben. Am üblichsten ist die Angabe von Umdrehungen pro Minute (U/min, rpm: revolutions per minute, min<sup>-1</sup>, 1/min). Teilweise wird mit Umdrehungen pro Sekunde (U/s) gearbeitet. Für verschiedene Berechnungen wird auch die Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  in rad/s (1/s, s<sup>-1</sup>) benötigt. Für die Umrechnungen zwischen den verschiedenen Angaben gilt:

$$\frac{\Omega}{\text{rad/s}} = 2\pi \cdot \frac{n}{\text{U/s}} = \frac{2\pi}{60} \cdot \frac{n}{\text{U/min}}$$

Wird die Leistung in W und die Drehzahl in U/min angegeben, so gilt für das Drehmoment in Nm in guter Näherung:

$$\frac{M}{\mathrm{Nm}} \approx 10 \frac{P/\mathrm{W}}{\frac{n}{\mathrm{U/min}}}$$

#### 1.3.2 Trägheitsmoment

Masse und Trägheitsmoment spielen in der Antriebswelt eine wichtige Rolle. Eine Masse kann entweder mit einer Waage oder einer einfachen Rechnung bestimmt werden. Die Ermittlung von Trägheitsmomenten ist anspruchsvoller. Für den einfachen Massepunkt *m* in Abbildung 1.23a), der sich auf der Kreisbahn mit dem Radius *r* bewegt, gilt für das Trägheitsmoment bezüglich des Drehpunktes:

$$J_m = m \cdot r^2$$

Die Einheit des Trägheitsmomentes ist kg m<sup>2</sup>. Für den häufigen Fall eines rotierenden Vollzylinders gemäss Abbildung 1.23b) beträgt das gesamte Trägheitsmoment:

$$J_{VZ} = \frac{mr^2}{2} = \frac{1}{8}m \cdot d^2 = \frac{\pi}{32}\rho d^4 l$$

Kraft	F	Ν	Newton
Drehmoment	Μ	Nm	Newton-Meter
Masse	т	kg	Kilogramm
Trägheitsmoment	J	kgm <sup>2</sup>	Kilogramm-Meter <sup>2</sup>
Weg	S	m	Meter
Drehwinkel	$\varphi$	rad	Radiant
Geschwindigkeit	V	m/s	Meter/Sekunde
Drehzahl	n	U/min	Umdrehungen/Minute
Winkelgeschwindigkeit	Ω	rad/s (=1/s)	Radiant/Sekunde
Leistung	Р	W	Watt
Arbeit	W	J, Ws	Joule

Abbildung 1.20: Wirkungskette bei elektrischen Maschinen; links: lineare Bewegung, rechts: Rotation.

Abbildung 1.21: Bewegungszählpfeile. Bei rotierenden Antrieben wird die Seite der Leistungsabgabe als A-Seite bezeichnet. Die Drehrichtung wird mit Blick von der B- auf die A-Seite im mathematisch positiven Sinn gezählt.



Ersetzt man die Masse mit dem Produkt von Volumen und Dichte  $\rho$  des vorliegenden Materials so wird sichtbar, dass das Trägheitsmoment mit der vierten Potenz des Durchmessers ansteigt. Ein Vollzylinder mit dem doppelten Durchmesser weist als ein 16-fach höheres Trägheitsmoment auf. Für den Hohlzylinder gilt:

$$J_{HZ} = \frac{1}{8}m \cdot (d_a^2 + d_i^2) = \frac{\pi}{32}\rho (d_a^4 - d_i^4) \cdot l$$

Hier wird in der Schreibweise mit der Dichte sichtbar, dass das Trägheitsmoment als Überlagerung respektive als Differenz der einzelnen rotierenden Komponenten bestimmt werden kann. Zur Illustration der Grössenordnung der Zahlenwerte sind in Tabelle 1.7 einige Beispiele mit verschiedenen Einheitenvorsätzen aufgeführt.

Abbildung 1.22: Betriebsquadranten Q1..Q4 eines Antriebes; bei negativer Leistung arbeitet die Maschine als Bremse oder als Generator.





Durchmesser	Länge	Trägheitsmoment			Grössenbeispiel		
<i>d</i> /mm	//mm	J/kg m <sup>2</sup>	J/kg cm <sup>2</sup>	J/g cm <sup>2</sup>			
20	50	6,2·10 <sup>-6</sup>	0,062	62	kleiner Stellmotor, ca. 100 W		
100	100	7,7·10 <sup>-3</sup>	77	77000	mittlerer Motor, ca. 1 kW		
250	600	1,8	1,8·10 <sup>4</sup>	1,8·10 <sup>7</sup>	grosser Motor, ca. 200 kW		
1250	8000	15000	15.10 <sup>7</sup>	$15 \cdot 10^{10}$	grosser Turbogenerator, ca. 1 GW		

Abbildung 1.23: Trägheitsmoment rotierender Anordnungen: a) idealisierter Massenpunkt; b) Vollzylinder; c) Hohlzylinder. Die Körper rotieren um die dargestellte Rotationsachse.

Tabelle 1.7: Zahlenwerte für Trägheitsmomente von verschiedenen Stahlzylindern, angegeben für verschiedene gebräuchliche Grösseneinheiten, als Vergleich ein Beispiel eines Motors mit ähnlicher Rotorgrösse.

Kapitel 2

### Antriebsanwendungen

#### 2.1 Einordnung und Begriffe

Elektrische Antriebe erzeugen mit Hilfe elektrischer Energie mechanische Bewegungen oder Kräfte. Während vor der Elektrifizierung eine mechanische Kopplung zwischen einer Energieressource und einer Anwendung vorhanden sein musste, wurde es dank der Elektrizität möglich, eine Energiequelle über weite Distanzen an einem anderen Ort zu nutzen. Die Wandlung der Energieform erfolgt in elektrischen Maschinen. Man bezeichnet diese Maschinen als Motor, wenn die elektrische Leistung verwendet wird, um eine mechanische Arbeit auszuführen und als Generator wenn die mechanische Arbeit verwendet wird, um elektrischen Strom zu erzeugen. Der Oberbegriff elektrische Maschine bezeichnet beide Wandlungsrichtungen. Jede elektrische Maschine ist prinzipiell in der Lage, beide Operationen auszuführen. Bei elektromagnetischen Energiewandlern dient das magnetische Feld als Kopplung zwischen der Elektrik und der bewegten Mechanik. Einen Spezialfall bilden Transformatoren, die auch unter den Überbegriff der elektrischen Maschinen fallen. Hier wird Wechselstrom mittels einer elektromagnetischen Kopplung auf die starre Sekundärseite transformiert. Das Verhältnis der Spannungsamplituden kann über das Verhältnis der Windungszahlen von Ober- und Unterspannungsseite festgelegt werden.

In Abbildung 2.1 ist ein elektrischer Antrieb in seiner erweiterten Umgebung dargestellt. In einer Anlage ist der elektrische Antrieb ein Teil des Systems und wird



Abbildung 2.1: Elektrischer Antrieb in seiner Installationsumgebung mit verschiedenen Steuerungsebenen. durch die Automatisierungstechnik an die Leitebene angeschlossen. Von hier kommen die Befehle und Vorgaben, welche Bewegung er auszuführen hat.

Der Begriff des elektrischen Antriebes umfasst neben dem erwähnten Wandler weitere Komponenten. Eine genaue Abgrenzung des Begriffes ist nicht möglich. Je nach Anwendung werden Antriebe unterschiedlich definiert und umfassen mehr oder weniger Komponenten einer Anlage oder Maschine. In der IEC-Normenreihe 61800-9-x wird die Struktur mit den entsprechenden Begriffen beschrieben. Sie ist in Abbildung 2.2 zusammen mit einer im deutschen Sprachgebrauch üblichen Variante dargestellt.

In der Norm tauchen einige ungewohnte Begriffe auf, die in Zukunft eine breitere Verwendung finden dürften und deshalb im Folgenden beschrieben und, wo sinnvoll, übersetzt sind:

■ Transmission (Übertragung): Mechanische Übertragungselemente wie Getriebe, Riemen und Kupplungen, welche die Bewegung des Antriebes auf die Last übertragen und bei Bedarf in ihren Kraft- respektive Geschwindigkeitseigenschaften umformen. Dabei dienen Festkörper, Gase (z. B. in der Pneumatik) oder Flüssigkeiten (z. B. in der Hydraulik) als Übertragungsmedien. **Driven Equipment** (angetriebenes System): Umfasst alle Elemente, die vom Antrieb bewegt werden.

■ Basic Drive Module, BDM: Elektronischer Wandler der elektrischen Energie. Hier wird die zugeführte Elektrizität in die von der Maschine benötigte Form transformiert. Das BDM besteht aus dem Leistungsteil und der Signalelektronik, in der Informationen verarbeitet werden und das System gesteuert wird. Der deutsche Begriff Stromrichter umfasst nur einen Teil des BDM.

■ Feeding, Auxiliaries (Zuführungen, Schalt- und Schutzgeräte, Filter): Installationskomponenten, welche aus dem Netz den elektrischen Strom an das Stellgerät führen. Dazu gehören Schutzelemente wie Sicherungen oder Leitungsschutzschalter und Filter, welche die Einhaltung der zulässigen Netzrückwirkungen sicherstellen.

**Complete Drive Module**, CDM: Gesamtheit der elektrischen Komponenten zwischen Netz und der elektrischen Maschine.

**Power Drive System**, PDS: Umfasst die elektrischen, elektronischen und elektromechanischen Komponenten eines drehzahlvariablen Antriebes.

**Motor Starter** (Einschalt- und Anlaufhilfen): Leistungselektronische oder elektro-



Abbildung 2.2: Struktur eines Antriebssystems. Oben: Darstellung gemäss 61800-9-1. Unten: deutsche Begriffe. mechanische Schaltelemente, welche in einem Antrieb mit konstanter Drehzahl die Schaltvörgänge ausführen und das Anlaufverhalten verbessern. Beispiele dafür sind Motorschutzschalter, Stern-Dreieck-Schalter, Sanftanlasser. Diese Komponenten werden nicht vom Begriff PDS erfasst.

• Motor System: Ein elektrischer Antrieb, der entweder als PDS oder als Maschine mit Motorstarter ausgeführt ist.

■ Extended Product (Erweiterter Antrieb, Anlagenteil): Das gesamte System des elektrischen Antriebes mit der Last. Der Fokus der europäischen Mandate richtet sich darauf, ganze Systeme zu betrachten und zu optimieren, weil hier das grösste Potenzial zur Schonung von Ressourcen liegt.

■ Mains (Netz, Einspeisung): Externes Netz, welches die elektrische Energie zuführt. Es beinhaltet die übergeordneten Installations- und Schutzelemente. Die Abgrenzung zu den Feeding Auxiliaries ist nicht eindeutig festzulegen.

#### 2.2 Nutzen und Wirkungsgrad

In der Anwendung von elektrischen Antrieben geht es letztlich um den Nutzen ihres Einsatzes. Unter dem Aspekt der Energieverwendung kann der Wirkungsgrad eines Systems oder auch eines Teilsystems definiert werden, der aussagt, welcher Anteil der aufgenommenen Leistung wieder abgegeben und genutzt wird. Die Differenz ist der Eigenbedarf und muss als Verlustanteil betrachtet werden:

$$\eta = \frac{P_{ab}}{P_{auf}} = \frac{P_{ab}}{P_{ab} + P_{Verl}} = \frac{P_{auf} - P_{Verl}}{P_{auf}}$$

Abgegebene Leistung	$P_{ab}$	W
Aufgenommene Leistung	$P_{auf}$	W
Verlustleistung	P <sub>Verl</sub>	W

In den bereits erwähnten Ökodesign-Normen sollen Wirkungsgradeigenschaften von Antriebssystemen definiert werden. Daher muss definiert werden, welche Komponenten mit einem spezifischen Begriff gemeint und wo genau Abgrenzungen gegenüber äusseren Bestandteilen anzulegen sind. Ein klassisches Beispiel für die Schwierigkeiten der Abgrenzung stellen Pumpen dar. Gehört die Kühlung zum Motor oder zum System? Gehört das Kugellager zwischen dem Aktivteil des Energiewandlers noch zum Motor oder dient es der Lagerung der Pumpe? Je nach Zuteilung ändern sich die Wirkungsgradeigenschaften der Komponenten. Die spezifischen Aspekte der Pumpen werden in eigenen Normen definiert und sind in die EU-Verordnung 547/2012 eingeflossen, die von der schweizerischen Energieeffizienzverordnung (EnEV) übernommen wurde.

Die verschiedenen Komponenten des erweiterten Produktes sind in Abbildung 2.3 dargestellt. Betrachtet man eine Anwendung aus der Sicht des Leistungsflusses und des effizienten Ressourceneinsatzes, so erscheinen zwischen der Leistungszuführung und der Anwendung eine ganze Reihe von Verlustursachen und Verlustanteilen. Jeder Transport der Leistung und jede Umformung ihrer Erscheinung ist mit Verlusten verbunden. Sie werden umso grösser, je mehr Transformationsschritte in der Umwandlung angewendet werden.

Was letzlich mit der Nutzleistung geschieht, ist für die Betrachtung der Gesamteffizienz von noch weitreichenderer Bedeutung. Ein Beispiel einer Weiterverwendung, welche mit sehr hohen Verlusten verbunden ist, stellt ein pneumatischer Linearantrieb dar. Über Kompressor, Luftaufbereitung, Transport, Druckreduktionen und Bewegungen der Komponenten werden bei dieser Anwendung am Ende des Antriebes noch etwa 3 % der aufgewendeten Energie tatsächlich genutzt.

#### 2.3 Leistungsklassen

Die elektrische Antriebstechnik ist dank ihrer vielfältigen Anwendbarkeit in einer riesigen Bandbreite anzutreffen. Die Leistungsbereiche bewegen sich von  $\mu$ W, z. B. in der Uhrenindustrie, bis zu GW in der Kraftwerkstechnik. In der Motorennorm IEC 60072-1, in welcher Motorengrössen und Vorzugsleistungsdaten von elektrischen Maschinen angegeben sind, umfassen die beschriebenen Daten eine Leistungsbandbreite von 60W bis 1000 kW. Spricht man demnach von einer «mittleren Leistung», so wird diese etwa im Bereich von 1 kW bis 20 kW liegen. Zur Illustration: Ein vierpoliger Asynchronmotor in diesem



Abbildung 2.3: Systemaufbau und Leistungsfluss mit Verlusten (%-Angaben für Anlagen im Leistungsbereich von ca. 1 kW bis 100 kW).

Abbildung 2.4: Einsatzgebiete, geordnet nach Leistungsklassen und geschätzten jährlichen Produktionsstückzahlen. Leistungsbereich hat am 50-Hz-Netz eine Achshöhe von etwa 200 mm bis 300 mm und wiegt etwa 20 kg bis 100 kg.

Eine allgemeine Zuordnung von Leistungen und Anwendungen ist nicht möglich. In Abbildung 2.4 sind einige Branchen mit den hauptsächlich angewendeten Leistungsklassen dargestellt. Mit zunehmender Leistung sinkt die Anzahl der Antriebe. Zur Abschätzung der Energiemenge, die innerhalb einer Leistungsklasse umgesetzt wird, sind die Stückzahlen, die mittlere Einsatzdauer und die Leistung zu multiplizieren. In Abbildung 2.5 ist eine Abschätzung aus dem Jahr 2009 für den weltweiten Energieverbrauch von elektrischen Antrieben dargestellt. Erwartungsgemäss wird die grösste Energiemenge im mittleren Leistungsbereich umgesetzt. Dies ist auch der Grund dafür, dass Vorschriften für Wirkungsgradeigenschaften von elektrischen Antrieben mit Priorität in diesem Bereich erstellt und in Kraft gesetzt werden. Elektrische Maschinen hoher Leistung (z.B. Kraftwerksgeneratoren) werden in der Regel schon von sich aus für möglichst hohe Effizienz optimiert, da hohe Verlustleistungen direkt mit hohen Kosten (bzw. geringeren Einnahmen) und mit Kühlproblemen verbunden sind.

#### 2.4 Arten von Anwendungen

#### 2.4.1 Gruppierung

Antriebe können in Gruppen aufgeteilt werden, in denen die Auslegung Gemeinsamkeiten aufweist. Eine mögliche Aufteilung ist in Abbildung 2.6 dargestellt. Gemeinsame Merkmale sind:

Art der Drehzahlverstellung: In Leistungsantrieben wird oft mit einer konstanten Drehzahl gefahren, bei Bewegungsantrieben ist eine Drehzahlveränderung nötig und bei Anwendungen mit Positionierungen werden Servoantriebe eingesetzt, welche eine hochpräzise Regelung des Positionsverlaufes erlauben.

■ Leistungsaufnahme: In Leistungsantrieben muss eine geforderte Leistung für die Anwendung aufgebracht werden. Diese dient als Auslegungskriterium und ist meist einfach und eindeutig definierbar. In Antrieben mit dynamischen Bewegungs-

#### Abbildung 2.6: Anwendungsarten.



	Ou	tput size	, <i>P<sub>m</sub></i> (kW	/)	Oper	ation	ning stock	ning stock		Mc effici	otor ency	Power (P <sub>e</sub> )	pu
Motor size	Minimum	Maximum	Median	Total ${\sf GW}_{\rm m}$	Hours/year	Load factor	Number of run (millions)	Life-time (years)	Sales (millions/year)	Nominal	Mean	Total ${\sf GW}_{\rm e}$	Electricity dema (TWh/year)
Small	0,001	0,75	0,16	316	1 500	40%	2 000	6,7	300	40%	30%	422	632 (9,1%)
Medium	0,75	375	9,5	2 182	3 000	60%	230	7,7	30	86%	84%	1 559	4 676 (67,6%)
Large	375	100 000	750	450	4 500	70%	0,6	15,0	0,04	90%	88%	358	1 611 (23,3%)
Total				2 948			2 231	6,8	330		79%	2 338	6 919 (100%)

Abbildung 2.5: Globaler Energieverbrauch nach Leistungsklassen. Zitiert nach Waide, P; Brunner, C. U.: Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems. Working Paper, IEA, 2011.

Abbreviations: e = electrical; m = mechanical; P = power.

vorgängen ist die Leistungsaufnahme hingegen stark schwankend. Die Dimensionierung der Leistung des Systems erfolgt mit Annahmen für die grössten Belastungsfälle. Neben der Leistung müssen die Kräfte oder die Momente gesondert betrachtet werden. Eine Optimierung und Auslegung für einen bestimmten Betriebspunkt ist kaum sinnvoll möglich. Es ist in diesen Anwendungen eine sorgfältige Abwägung der Maximalwerte und auch der zeitlichen Dauer der Belastungen nötig. Es besteht die Gefahr von Überdimensionierungen, wenn für einen Worst-Case-Fall geplant wird, der so in der Praxis gar nie auftreten wird.

Die Steuerungsbedürfnisse sind in Leistungsantrieben tendenziell einfach. Ventilatoren beispielsweise werden in der Regel nur ein- und ausgeschaltet. Ganz anders sieht es bei Vorschubantrieben von Werkzeugmaschinen aus. Hier müssen Schnittstellen und Steuerungsmöglichkeiten zur Verfügung gestellt werden, mit denen der Anwender unterschiedlichste Bewegungen ausführen kann, die auch jederzeit veränderbar sind. Als Vorgabe können Positionen, Geschwindigkeiten oder auch Kräfte dienen. Derartige Antriebe wurden oft mit mechanischen Kurvenscheiben realisiert und treten in Werkzeugmaschinen, in Textilanlagen oder auch in der Plastikherstellung auf. Der elektrische Antrieb bietet gegenüber der mechanischen Lösung eine viel höhere Flexibilität, kürzere Umrüstzeiten und auch eine tiefere Wartungsintensität.

Die Sensorik des Antriebes liefert Informationen über den Zustand des Systems, die zu dessen Schutz oder auch für die eigentliche Anwendung benötigt werden. Der Umfang der benötigten Ausstattung reicht von einer einfachen Temperaturüberwachung bis zu höchst präzisen Positionsmesssystemen, welche kostenmässig ein Mehrfaches der Maschine oder der Leistungselektronik ausmachen können.

#### 2.4.2 Leistungsantriebe

In Leistungsantrieben hat die Maschine die Aufgabe, eine Leistung an der Welle zu erzeugen, die für einen bestimmten Prozess genutzt wird. Typische Beispiele dafür sind Pumpen. Häufig wird dabei die Leistung über die Drehzahl gesteuert, was am einfachsten mit einem Umrichter realisiert wird. Die genaue Kenntnis der Position der Maschine ist nicht notwendig. Die Anforderungen an die Drehzahlgenauigkeit sind unterschiedlich. Während in Ventilatoren oder Pumpen eine gewisse Drehzahlschwankung ohne weiteres zulässig ist, werden bei Schleifmaschinen höchste Anforderungen an den Gleichlauf gestellt, um sogenannte Rattermarken auf der bearbeiteten Fläche zu vermeiden.

Wird ein Leistungsantrieb bei einer konstanten Drehzahl eingesetzt, so kann auch ein direkt am Netz laufender Asynchronmotor dafür verwendet werden. In Abbildung 2.7 sind die Last- und die Antriebskennlinie für einen solchen Fall dargestellt. Solange das Antriebsmoment grösser ist als das Lastmoment, führt die Differenz zu einer Drehzahlerhöhung. Die eingezeichneten Arbeitspunkte entsprechen der Situation, bei der das Antriebsmoment und das Lastmoment im Gleichgewicht sind. Die Überlagerung von Antriebs- und LastAbbilduna 2.7: Typische Antriebskennlinien für quadratische Lasten. Lastkennlinie 1: Hochlauf mit dem eingezeichneten Beschleunigungsmoment, der Arbeitspunkt ist stationär und stabil. Lastkennlinie 2: Die Maschine kann ohne Hilfe nicht anlaufen, ein Arbeitspunkt ist stabil, der andere nicht.

Abbildung 2.8: Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie mit begrenzter Leistung.





kennlinie zeigt anschaulich die Betriebssituation eines ungeregelten Antriebes. Aufgrund des Verlaufes der Kennlinien am Schnittpunkt kann die Stabilität des Arbeitspunktes beurteilt werden. Ein Arbeitspunkt ist dann stabil, wenn bei zunehmender Drehzahl das Lastmoment  $M_{l}$  grösser wird als das Motormoment  $M_{M}$ . Im umgekehrten Fall wird nämlich eine durch eine Störung verursachte leichte Beschleunigung zu einer Vergrösserung des Drehmomentes und daher zu einer weiteren Beschleunigung des Antriebes führen. Damit wäre der Antrieb nicht stabil (instabiler Arbeitspunkt in Abbildung 2.7). Mathematisch formuliert lautet die Bedingung für Stabilität des Arbeitspunktes:

$$\frac{\Delta(M_L - M_M)}{\Delta n} > 0$$

Moment der Last	$M_L$	Nm
Moment der antreibenden	$M_M$	Nm
Maschine		
Änderung der Drehzahl	Δn	U/min

#### 2.4.3 Bewegungsantriebe

In einer Bewegungsanwendung führt der elektrische Antrieb eine Bewegung aus, welche über weitere mechanische Kopplungselemente in die letztlich geforderte Form umgewandelt wird. In vielen Fällen ist der Antrieb ein rotierendes System, während die letztlich genutzte Bewegung linear verläuft und über eine Spindel oder einen Riemen erreicht werden muss. Im Gegensatz zum Leistungsantrieb, wird bei einer Bewegung meistens eine variable Geschwindigkeit benötigt, sei es, um den Anlauf sanft zu gestalten oder auch um die Bewegung steuerbar durchführen zu können.

Typisch für viele Bewegungsabläufe ist auch, dass ab einer bestimmten Geschwindigkeit die Kraft reduziert werden kann. Dadurch resultiert das typische Drehzahl-Drehmoment-Profil vieler drehzahlvariabler Antriebe mit einer begrenzten Leistung, wie es in Abbildung 2.8 dargestellt ist.

Die Spindel eines Fräskopfes, die mit verschieden grossen Werkzeugen arbeitet, stellt einen solchen Fall dar. Üblicherweise wird mit einer konstanten Kraft auf die Schneidezähne des Fräsers gearbeitet. Bei kleinen Fräsköpfen mit wenig Schneidezähnen werden hohe Drehzahlen bei kleinen Drehmomenten gefordert. Hingegen wird ein grosser Fräser nur langsam, aber mit einem vergleichsweise höheren Moment, arbeiten. Ein ähnliches Bild ergibt sich bei einem Traktionsantrieb. Im Stillstand sind die grössten Kräfte für die Beschleunigung oder für die Überwindung eines Hindernisses aufzubringen. Mit zunehmender Drehzahl kann oft eine Reduktion der Beschleunigungskraft akzeptiert werden.

Im Bereich mit konstantem Drehmoment steigt die Leistung des Antriebes proportional zur Drehzahl an. Ab dem Eckpunkt wird das Drehmoment umgekehrt proportional zu n reduziert, das Produkt  $M \cdot n$ bleibt konstant. Mit einer derartigen Drehzahlcharakteristik wird vermieden, dass unnötig hohe Leistungen in einem System zur Verfügung gestellt werden müssen, die einen grösseren Stromrichter sowie



Abbildung 2.9: Hubanordnung auf einer schiefen Bahn. Links: Mechanische Anordnung mit Rollen und Last auf einem Förderband; Rechts: Beispielhaftes Fahrprofil mit den verschiedenen Abschnitten. I: Halten im Stillstand mit dem Haltemoment M<sub>R,H</sub> II: Beschleunigung mit dem Moment  $M_{R,B+}$ 

III: Fahrt mit konstanter Geschwindigkeit mit M<sub>R,K</sub> IV: Bremsen auf Stillstand mit dem Moment M<sub>R,R-</sub> grösseres Zubehör und Zuleitungen erfordern würden. Die Maschine selber wird durch die Leistungsbegrenzung nicht beeinflusst. Für ihre Dimensionierung ist das Drehmoment die massgebende Grösse.

Als Beispiel für eine weitere Bewegungsanwendung ist in Abbildung 2.9 eine Hubvorrichtung mit einer Last auf einem schräggestellten Förderband dargestellt. Das Band wird über Rollen mit dem Radius *r* angetrieben.

Die Masse m wird mit der Geschwindigkeit v und einem Neigungswinkel y nach oben befördert. Jeweils in den Endlagen steht die Masse still. Während der Fahrt mit konstanter Geschwindigkeit muss der Antrieb die Tangentialkraft auf der schiefen Bahn

 $F_{G,\gamma} = F_G \sin \gamma = m \cdot g \sin \gamma$ 

Gewichtskraft der	$F_G$	Ν
bewegten Masse		
Tangentialkraft in	F <sub>G,y</sub>	Ν
Bewegungsrichtung		
Erdbeschleunigung	g	9,81 m/s <sup>2</sup>

und die Reibung  $F_R$  überwinden. Die gesamte Kraft während der Konstantfahrt wird zu:

$$F_K = F_{G,\gamma} + F_K$$

Reibungskraft

Über den Hebelarm r resultieren das Drehmoment und die Drehzahl der Antriebsrolle. Im verlustlosen Fall ohne Berücksichtung der Reibung ist die Hubleistung an der Masse mit  $P = F_{G,\gamma} \cdot v$  gleich der Rotationsleistung der Rolle  $P = M \cdot \Omega$ . Wird die Last gesenkt und somit die Geschwindigkeit v negativ, so arbeitet der Antrieb als Generator und bremst die Last. Während der Beschleunigungs- und Bremsphase müssen zusätzlich zur Hubarbeit die linearen und die rotierenden Trägheiten überwunden werden. Mit einer konstanten Beschleunigung während der Zeit  $t_{R}$  auf die Geschwindigkeit ve ergibt sich bei Vernachlässigung der Reibung das Moment auf die Rolle  $M_R$ :

$$M_{R,B} = r \cdot F_{G,\gamma} + (m \cdot r^2 + 2J_R) \dot{\Omega}$$
$$= r \cdot mg \sin \gamma + \left(m \cdot r + 2\frac{J_R}{r}\right) \frac{v_e}{t_B}$$

Trägheitsmoment pro Rolle  $J_R$  kgm<sup>2</sup>

#### 2.4.4 Positionierungsantriebe

In Vorschubantrieben von Werkzeugmaschinen, in der Robotik oder in vielen Automatisierungsanwendungen wird der elektrische Antrieb eingesetzt, um eine geforderte Bahnkurve, d.h. ein zeitlich vorgegebener Positionsverlauf, zu erzeugen. Hier stehen dynamische Aspekte und die Genauigkeit der Regelung im Vorder-



 $F_R$  N

Abbildung 2.10: Bewegungsprofile mit den Beschleunigungs- (t<sub>A</sub>) und Bremsphasen (t<sub>B</sub>) und der Konstantfahrt t<sub>K</sub>. Gestrichelte Kurven mit Ruckbegrenzung. Links: Dreieckiges Drehzahlprofil; rechts: Profil mit begrenzter Geschwindigkeit. grund. Der Betrieb ist hochgradig fluktuierend, es werden kaum stationäre Betriebszustände von Moment, Geschwindigkeit und Temperatur erreicht. Zur Charakterisierung einer solchen Anwendung werden Bewegungsprofile verwendet. Sie zeigen, wie die Bewegungseigenschaften in Funktion der Zeit ausgeführt werden sollen. Je nach den vorliegenden Begrenzungen und den geforderten Optimierungen resultieren verschiedene Profile. Bei einer reinen Punkt-zu-Punkt-Positionierung werden folgende Fälle unterschieden:

Bei begrenzten Kräften oder Momenten wird über die ganze Zeit mit dem maximalen Wert beschleunigt oder gebremst. Das Geschwindigkeitsprofil ist **dreieckförmig** (Verlauf links in Abbildung 2.10).

Bei begrenzten Geschwindigkeiten folgt nach der Beschleunigung eine Phase mit konstanter Geschwindigkeit. Das Geschwindigkeitsprofil ist trapezförmig (Verlauf rechts in Abbildung 2.10).

Mit einer begrenzten Beschleunigungsänderung (Ruck-Begrenzung oder Jerk Limit) werden die stossartigen Kräfte auf das mechanische System reduziert. Das Drehzahlprofil erhält einen «Verschliff» (gestrichelte Verläufe in Abbildung 2.10). Dies ist bei sensiblen mechanischen Systemen oft gefordert. Wenn das mechanische System eine grosse Steifigkeit aufweist, können sehr schnell ändernde Beschleunigungen Schwingungen hervorrufen.

Die Wahl, ob ein dreieckiges Geschwindigkeitsprofil oder ein begrenztes trapezförmiges Profil gewählt wird, hängt von der zulässigen und möglichen Geschwindigkeit ab. In kurzen Bewegungen der Servotechnik wird üblicherweise eine minimale Bewegungszeit angestrebt, was mit einem Dreiecksprofil und einer entsprechenden Auslegung der Geschwindigkeit erreicht wird. In längeren Bewegungen mit einer Spindel, einem Riemen oder einer Zahnstange wird normalerweise die maximale Geschwindigkeit schon vor der halben Wegstrecke erreicht, was zu einer trapezförmigen Kurve führt.

#### 2.5 Beispiele

In den folgenden Abbildungen sind Beispiele von Anwendungen gezeigt und mit einigen typischen Anforderungen und Eigenschaften charakterisiert. Eine generelle Aussage über den eingesetzten Maschinentyp ist nicht möglich. Die Drehzahlsteuerung mittels Umrichter hat sich in vielen Anwendungen etabliert und wird weiter zunehmen. Die Gründe dafür liegen in den vergleichsweise niedrigen Kosten einer solchen Ausstattung und in den dadurch möglichen Verbesserungen in der Anwendung. Ein Sanftanlauf über die Drehzahlverstellung begrenzt die Ströme und schont alle beteiligten Komponenten. Er stellt für den Benutzer eine Steigerung des Komforts dar.

Abbildung 2.11: Pumpen sind typische Leistungsantriebe. Über die Drehzahl kann die Fördermenge verstellt werden. Häufig werden Pumpen aber nur in einem Arbeitspunkt betrieben. Da Pumpen normalerweise sehr lange Einschaltzeiten aufweisen, sind die Betriebskosten oft ein Mehrfaches der Anschaffungskosten. Der Wirkungsgrad des Motors und weitere Optimierungen sind sehr wichtig. Der Leistungsbereich von Pumpen geht von wenigen Watt bei Heizungen in den MW-Bereich in der Prozess- oder Energietechnik. Abbildung 2.12: Bei den Ventilatoren ist, wie bei den Pumpen, die Förderleistung das charakterisierende Merkmal. Ventilatoren werden sehr häufig im kleinen Leistungsbereich eingesetzt und am Einphasen-Netz betrieben. Ihre Bauformen sind sehr vielfältig. Im dargestellten Radialven-

tilator sind die Schaufeln direkt am dre-

Abbildung 2.11: Pumpen mit 3-phasigen Asynchronmotoren. Quelle: Hidrostal AG



henden Teil der Maschine befestigt. Der ASM-Spaltpolmotor erlaubt den Betrieb mit einer Phase ohne zusätzliche Steuerung. Er weist allerdings einen relativ schlechten Wirkungsgrad auf.

Abbildung 2.12: Radialventilator mit 1-phasigem Asynchronmotor (Spaltpolmotor). Quelle: EBM-Papst AG

Abbildung 2.13: Schnittbild einer Frässpindel mit Asynchronmaschine. 1 Schnittstelle zu Werkzeug 2 Labyrinth mit Sperrluft 3 und 4 gegenverspannte Hybrid-Kugellager 5 High-power-Asynchron- oder Synchronmotorsystem 6 Motor- und Lagerkühlung 7 Werkzeugspanner mit Federpaket 8 Hybrid Zylinderrollenlager 9 Hydraulikzylinder für Werkzeugspanner 10 Drehdurchführung für Werkzeugkühlung Quelle: Step-Tec AG

Abbildung 2.13: In Werkzeugfräsmaschinen werden schnelldrehende Drehstrommotoren als Leistungsantriebe in die Bearbeitungsspindeln eingesetzt. Die Maschine liefert die Zerspanleistung, die im Werkzeug umgesetzt wird. In modernen Bearbeitungszentren sind die Spindeln äusserst komplexe Systeme. Um die geforderten Genauigkeiten zu erreichen, werden die Lagerung, die Schmierung und die Kühlung aufeinander abgestimmt. Die ganze Motorspindel muss auf minimalem Raum untergebracht werden, was nur durch die optimale Abstimmung aller Komponenten erreicht werden kann.

Abbildung 2.14: Der typische Bewegungsablauf in einem Kranantrieb beginnt mit einem hohen Anlaufmoment. Dazu tragen sowohl die Initialbeschleunigung wie auch das Lösen aller Losbrechmomente bei. Kranantriebe kennen keine definierte Betriebsdauer. Man muss bei ihrer Dimensionierung von Annahmen bezüglich der Bewegungsintervalle ausgehen. In modernen und anspruchsvolleren Anlagen wird mit einem Umrichter eine variable Drehzahl und damit auch eine Begrenzung des Anlaufstromes ermöglicht. Typisch für Kranantriebe sind auch die teilweise sehr extremen Witterungsbedingungen, unter denen sie eingesetzt werden.

Abbildung 2.15: Mit der Integration einer elektrischen Maschine in eine Förderrolle wird eine maximale Systemkomprimierung angestrebt. Die Rolle beinhaltet die Maschine, eventuell ein Getriebe und sämtliche mechanischen Bauelemente. Als Maschinen werden Asynchron- und Synchronmotoren eingesetzt. Je nach Anwendung ist eine stufenlose Drehzahlveränderung nötig, was durch die Umrichterspeisung erreicht wird. Eine besondere Anforderung stellt das Abführen der Verluste









tor. Quelle: Demag Cranes & Components AG

*Abbildung 2.15: Rollenantriebe in Förderanlagen. Quelle: Interroll AG* 

dar. Die Maschinen sind durch die Rolle eingepackt und nicht durch äussere Luft gekühlt. Da eine hohe Temperatur auf der Rolle oft nicht zulässig ist, muss die Leistung der Maschine entsprechend begrenzt werden.

Abbildung 2.16: Traktionsanwendungen erreichen Leistungen bis in den MW-Bereich. Während dafür früher serieerregte Gleichstrommaschinen eingesetzt wurden, hat heute der Käfigläuferasynchronmotor die grösste Verbreitung gefunden. Wie beim Kranantrieb wird auch in der Traktion ein sehr hohes Anlaufmoment benötigt. Zudem muss die Drehzahl kontinuierlich und möglichst ohne Ruck verändert werden können. Eine besondere Herausforderung stellt in Schienenfahrzeugen die Schlagbelastung dar. Über das Rad werden sehr hohe Beanspruchungen an den Motor übertragen. Zudem sollen die Antriebe bei allen Witterungsbedingungen zuverlässig arbeiten.

Abbildung 2.17: In Roboterantrieben werden leichte Maschinen benötigt, deren Position sehr genau geregelt werden kann. Dazu werden Positionsgeber mit Genauigkeiten im Bereich von wenigen Bogensekunden eingesetzt. Je leichter der Roboterarm ist, umso dynamischer kann damit gefahren werden. Derartige Antriebe werden praktisch nur noch mit permanentmagneterregten Synchronmotoren realisiert.



Positionierantriebe auf mehreren Achsen. Quelle: ABB



Abbildung 2.16: Traktionsanwendung. Quelle: Bombardier Abbildung 2.18: Langsamlaufende Direktantriebe, wie sie z. B. in einem Drehtisch einer Bearbeitungsmaschine eingesetzt sind, werden auch als Torque-Antriebe bezeichnet. Sie zeichnen sich durch eine hohe Polzahl aus. Damit wird eine hohe Drehmomentausnutzung auf engstem Raum bei sehr kleinen Drehzahlen erreicht. Um den Antrieb konstruktiv in den Drehtisch zu integrieren, kommen häufig Hohlwellenmaschinen zum Einsatz. Die grosse Bohrung im Rotor ermöglicht die Zuführung von Sensor- oder Kühlleitungen.

Abbildung 2.19: In Montageanlagen oder auch in Werkzeugmaschinen werden für die verschiedensten Zustellbewegungen Vorschubantriebe eingesetzt. Es sind in der Regel kleine Antriebe mit Drehmomenten im Bereich bis 20 Nm und Drehzahlen bis ca. 8000 U/min. Ihre Aufgabe ist die Positionierung aufgrund eines Stellbefehls. Bevorzugt werden eigengekühlte Maschinen eingesetzt, die ohne Ventilation auskommen. Deren Oberfläche kann zwar sehr heiss werden, dafür treten keine Luftströme auf, die im Anlagenraum den Prozess stören können. Die Überlastbarkeit der Maschinen ergibt direkt die maximalen Momente und damit die erreichbaren Beschleunigungen und die Leistungsfähigkeit einer Anlage.

Abbildung 2.18: Drehtisch einer Bearbeitungsmaschine. Quelle: Peter Lehmann AG

Abbildung 2.19: Vorschubantriebe in einer Montageanlage. Quelle: ATS Wickel- und Montagetechnik AG




Kapitel 3

# **Elektrische Maschinen**

Nach einer Einführung in die Grundlagen der elektrischen Maschinen werden die wichtigsten Maschinentypen im Aufbau und in ihrer Wirkweise vorgestellt. Die Vermittlung der Grundlagen orientiert sich an der klassischen Gleichstrommaschine und an den in Antrieben am häufigsten eingesetzten dreiphasigen Drehfeldmaschinen.

## 3.1 Aufbau und Typen

Die in Abbildung 3.1 dargestellte Bauweise ist typisch für Drehstromantriebe. Gleichstrommaschinen weichen wesentlich davon ab, sie sind im entsprechenden Kapitel weiter ausgeführt. Die Hauptelemente einer Drehstrommaschine sind:

**Stator:** Weichmagnetisches Elektroblechpaket mit in Nuten eingelegten Wicklungen, auch Ständer genannt.

**Rotor:** Weichmagnetisches Elektroblechpaket mit meist einer Wicklung oder massiv mit Permanentmagneten, auch Läufer genannt.

Luftspalt: Trennt den stehenden vom bewegten Teil, die Energie muss über den Luftspalt auf den bewegten Teil übertragen werden.

■ Wicklungen: Spulen aus isoliertem Kupferdraht oder massive Stäbe, welche den zugeführten oder induzierten Strom auf dem Stator oder dem Rotor führen. Teilweise **Permanentmagnete** zur magnetischen Erregung der Maschine.

• Weichmagnetisches Material: Massiv, lamelliert oder gesintert, leitet das magnetische Feld in der Maschine besser als Luft und reduziert dadurch den Bedarf an magnetischer Spannung (magnetische Durchflutung).

Zusätzlich sind die folgenden Komponenten für weitere Funktionen notwendig:

**Welle:** zur Übertragung der mechanischen Kraft respektive des Drehmomentes.

**Lager:** mindestens ein Lager ist in der Regel der Maschine zugeordnet.

**Gehäuse** aus Stahl oder Aluminium mit Lagerschild und Flansch oder Füssen.

**Kühlung:** Fremdkühlungsaggregat oder selbstgekühlt.

**Klemmenkasten** zur Verbindung der Wicklungen und Sensoren mit der Speisung.

In Abbildung 3.2 sind die wichtigsten Typen von Maschinen aufgeführt und nach ihren Funktionsprinzipien klassifiziert. Eine erste kurze Erläuterung von Merkmalen und Anwendungsaspekten der Maschinentypen ist im folgenden Textabschnitt zu finden. In den nächsten Kapiteln werden der Aufbau, die Modellierung und die Betriebseigenschaften weiter erläutert.



Abbildung 3.1: Explosionsansicht eines Asynchron-Normmotors. Quelle: CEG Srl, motori elettrici Die Funktionsprinzipien der Linearmotoren sind ähnlich zu jenen der Drehfeldmaschinen (hier aber nicht weiter ausgeführt).

Gleichstrommaschinen (GM) standen am Ursprung der elektrischen Motorisierung, werden aber zusehends aus industriellen Antriebsanwendungen verdrängt. Betreffend Steuerbarkeit und Drehmomentgüte gehören sie noch heute zu den Maschinen für höchste Ansprüche. Im Bau und Unterhalt sind sie allerdings aufwendiger und entsprechend teuer. Viele Modelle von Drehfeldmaschinen basieren auf der Wirkungsweise der GM, was speziell bei den Regelungsprinzipien einige Parallelen bringt. Die Erläuterungen zur GM dienen vor allem dem Aufbau des Grundverständnisses von elektrischen Maschinen.

Am verbreitetsten kommt die Bauform der Gleichstrommaschine noch in Universalmaschinen vor. Diese lassen sich direkt oder über Wechselspannungssteller mit Phasenanschnittsteuerung am einphasigen Wechselstromnetz betreiben, weshalb man sie in vielen Haushaltgeräten findet (z. B. in Staubsaugern). Auf das Betriebsverhalten von Universalmotoren wird wegen ihrer Nähe zur GM nicht weiter eingegangen.

Die weitaus wichtigste Stellung in rotierenden Antrieben nehmen die **Drehfeldmaschinen (DFM)** ein. Darunter gibt es verschiedene Maschinentypen, deren Gemeinsamkeit es ist, dass im Luftspalt zwischen dem Stator und dem drehenden Rotor ein magnetisches Feld umläuft, also dreht. Das magnetische Feld ist charakterisiert durch eines oder mehrere Polpaare, bestehend aus jeweils einem Nord- und einem Südpol. Abhängig von der Drehgeschwindigkeit des Rotors im Vergleich mit der Feld-Drehgeschwindigkeit leiten sich die beiden wichtigsten Typen von DFM ab. In Synchronmaschinen (SM) dreht der Rotor in iedem stationären Belastungszu-

Rotor in jedem stationären Belastungszustand gleich schnell wie das Feld, er läuft immer synchron zum Feld.

In Asynchronmaschinen (ASM) dreht der Rotor unter mechanischer Belastung nicht mehr gleich schnell wie das Feld, er läuft dann asynchron zum Feld. Als Motor dreht er leicht langsamer, als Generator leicht schneller als das Feld. Nur im unbelasteten Zustand im Leerlauf dreht der Rotor nahezu synchron zum Feld.

Mit der Verbesserung und der Kostenreduktion der Halbleiter und dadurch der Regelgüte von Drehfeldmaschinen übernehmen diese zusehends die Domänen von Gleichstrommaschinen wie z. B. in Förderanlagen, Walzwerken oder Seilbahnen. Die **Asynchronmaschine** ist der in Antrieben am verbreitetsten eingesetzte Maschinentyp. Am häufigsten findet man sie in



Abbildung 3.2: Klassifizierung von elektrischen Maschinen. Die mit fettem Rahmen markierten Typen werden in den folgenden Kapiteln behandelt. dreiphasiger Ausführung mit einem sogenannten Käfigläufer, bei dem der Rotor eine in sich kurzgeschlossene Käfigwicklung trägt. Hierbei kommen in kleinen Leistungsklassen Aluminium-Druckgussläufer und in höheren Leistungsklassen «gestabte» Kupferkäfige vor.

Die ASM ist robust aufgebaut und sowohl in der Produktion als auch im Unterhalt kostengünstig. Sie gelangt bis zu sehr hohen Drehzahlen zum Einsatz. Ebenfalls ist sie kurzzeitig überlastbar und bei Antrieben mit grosser betrieblicher Drehzahlspanne dank der Möglichkeit der Feldschwächung beliebt. Ihre Bauweise birgt Nachteile bei der Kühlung des verlustbehafteten Rotors, was sich speziell bei Anwendungen mit hohen Drehmomenten und kleinen Drehzahlen negativ auswirkt. Ein weiterer Nachteil ist die Tatsache, dass das drehende Magnetfeld durch einen im Stator fliessenden Magnetisierungsstrom aufgebaut werden muss, was sowohl den Leistungsfaktor wie auch den Wirkungsgrad der ASM begrenzt.

Lange Zeit wurden Synchronmaschinen praktisch ausschliesslich in hohen Leistungsbereichen eingesetzt, am verbreitetsten als Generatoren in Wasser- oder Wärmekraftwerken. Mit der Einführung von Umrichtern und der rasanten Entwicklung der Permanentmagnete in den letzten Dekaden des 20. Jahrhunderts gewann die SM in Industrieantrieben zunehmend an Bedeutung. Im Bereich der Positionierantriebe ist die permanenterregte Synchronmaschine (PSM) als Servomotor heute dominant, und auch bei Motoren sehr hoher Leistung kann sie ihre Vorzüge gegenüber der ASM ausspielen. Als elektronisch kommutierte Motoren (EC-Motoren) bringt es die Bauform der SM auch in Kleinstmotoren auf grosse Stückzahlen (z.B. Uhren, Feinwerktechnik, Automobile).

In SM erzeugen Permanentmagnete oder elektrische Wicklungen auf dem Rotor ein magnetisches Feld. Mit den heute verfügbaren hochenergetischen Permanentmagneten lassen sich hohe Drehmomentdichten und Wirkungsgrade erzielen und damit sehr kompakte Bauweisen realisieren. Setzt man elektrisch erregte SM ein, bietet sich der grosse Vorteil, über die Erregung die Aufnahme respektive die Abgabe von Blindleistung der Maschine zu variieren. Mit einem Stromrichter lässt sich der Strom so regeln, dass im Stator ein rein drehmomentbildender Strom fliesst und die ohmschen Verluste und damit Erwärmungen und Wärmeausdehnungen geringer ausfallen als bei ASM. Weiter bietet die SM insbesondere bei hohen Polzahlen eine hohe Überlastbarkeit. Die im Vergleich zur ASM kompaktere Bauweise wird in Servomotoren für eine hohe Dynamik genutzt. Das kleinere Rotorvolumen und damit Rotorträgheitsmoment führt zu kleineren Drehzahlanregelzeiten und geringeren Verlusten bei Beschleunigung und Bremsung.

Auch in **Reluktanzmaschinen** dreht der Rotor stets synchron zum Statordrehfeld. Im Gegensatz zur elektrisch erregten oder permanenterregten SM ist ihr Rotor aber rein passiv mit einem Weicheisenpaket aufgebaut. Mit der Formgebung des Eisenpaketes werden magnetische Vorzugsrichtungen definiert. Dadurch richtet sich der Rotor im Magnetfeld aus und kann ein Drehmoment erzeugen.

Linearmotoren funktionieren nach dem gleichen Prinzip wie die Drehfeldmaschinen. Ihr Aufbau entspricht einer flach abgewickelten Synchron- oder Asynchronmaschine und die Speisung kann analog erfolgen. Auch Schrittmotoren und geschaltete Reluktanzmotoren (Switched Reluctance Motors, SRM) haben im Luftspalt ein – schrittweise – rotierendes Feld, werden aber mit blockförmigen Strömen gespeist.

Transformatoren werden ebenfalls als elektrische Maschinen bezeichnet. Sie sind das Kernelement der Wechselstromtechnik. Mit Transformatoren können Spannungen und Ströme so gewandelt werden, dass sie zum einen für die Anwendung passen und zum andern die Energie über grosse Strecken transportiert werden kann. Transformatoren der Energietechnik werden ein- und dreiphasig ausgeführt. Daneben gibt es viele Spezialformen z. B. in Schaltnetzteilen oder generell zusammen mit Leistungselektronik.

# 3.2 Magnetfelder

## 3.2.1 Krafterzeugung

Für die Wandlung zwischen elektrischer und mechanischer Energie sind die Kraftwirkungen auf ferromagnetische Oberflächen oder auf stromdurchflossene Leiter im Magnetfeld verantwortlich. Der bewegliche Teil einer elektrischen Maschine (Rotor) agiert als Übertragungsglied zwischen der elektrischen und mechanischen Energie. Die beiden Kraftprinzipien sollen genauer betrachtet werden:

Die Lorentzkraft bildet sich aus dem Pro-

dukt eines Magnetfeldes B und eines Stro-

mes *i* in einem Leiter der Länge *I*, wobei zur

Kraftbildung nur die senkrecht aufeinander

stehenden Komponenten von B und i bei-

tragen. Die resultierende Kraft steht wiede-

rum senkrecht zu den beiden Grössen. Für

eine rechtwinklige Anordnung gilt:

Abbildung 3.3: Lorentzkraft auf einen stromdurchflossenen Leiter im Magnetfeld mit Darstellung der «rechten Hand Regel»; rechts: Symbolik der Stromrichtungsbezeichnung.

Abbildung 3.4: Simulation einer Kraft auf einen magnetisierten Körper im Magnetfeld am Beispiel eines Permanentmagneten (links) und eines Reluktanzrotors (rechts).

$F_L$	= <i>i</i>	·B	·l	

Kraft auf einen	$F_L$	Ν	
Leiter			
Flussdichte des	В	T=Vs/m <sup>2</sup>	Tesla
Magnetfeldes			

Die **Reluktanzkraft** wirkt auf magnetisierbare Körper so, dass die Energie im Magnetfeld reduziert wird (Felder werden



ausgerichtet). Liegt ein Permanentmagnet in einem äusseren Magnetfeld *B*, so entsteht eine Kraft, die zum Produkt der Koerzitivfeldstärke  $H_{CPM}$  des Permanentmagneten und der magnetischen Flussdichte *B* proportional ist.

 $F_{PM} \sim H_{C,PM} \cdot B$ 

Kraft auf einen Perma-	F <sub>PM</sub>	Ν
nentmagneten		
Koerzitivfeldstärke des	H <sub>C,PM</sub>	A/m
Permanentmagneten		

Die Kraftrichtung ist stets so orientiert, dass sie versucht, die beiden Felder aufeinander auszurichten (in Abbildung 3.4 links bedeutet dies eine Ausrichtung des «grünen» Südpols des Magneten auf den durch den Ankerstrom magnetisierten Nordpol und umgekehrt).

Rotierende Reluktanzmaschinen sind im Rotor rein passiv, also ohne Permanentmagnete gebaut. Die Kraftdichte in diesen Maschinen nimmt quadratisch mit der magnetischen Flussdichte *B* zu, wobei auch hier die resultierende Kraft versucht, den magnetisierbaren Körper im Magnetfeld auszurichten. In Abbildung 3.4 rechts bedeutet dies eine Ausrichtung des Rotorpoles auf die Position mit dem geringsten magnetischen Widerstand, also dem kleinsten Luftspalt gegenüber den Statorpolen.

$$F_{Rel} \sim B^2$$

Kraft auf den Rotor einer	$F_{Rel}$	Ν
Reluktanzmaschine		

## 3.2.2 Induzierte Spannung

Das Induktionsgesetz beschreibt den Zusammenhang zwischen Klemmenspannung, Klemmenstrom und Flussänderung in einer Leiterschleife, die von einem magnetischen Fluss durchsetzt wird. Die Anordnung und die Zählrichtungen sind in Abbildung 3.5 dargestellt.

Der magnetische Fluss  $\phi$  bildet sich aus dem Integral der magnetischen Flussdichte *B* durch eine Fläche *A*. Mit einer konstanten Flussdichte, die senkrecht in eine Flä-



che eintritt, vereinfacht sich die Berechnung zu einem einfachen Produkt. Bei Anordnungen mit Eisen und Luftspalt, wie sie in Maschinen meistens vorliegen, ist diese Voraussetzung weitgehend erfüllt. Wird die Fläche von N Windungen umfasst, so definiert man einen verketteten Fluss  $\Psi$ .

 $\begin{array}{lll} \mbox{Magnetischer Fluss} & \phi & \mbox{Vs} & \phi = \mbox{B} \cdot \mbox{A} \\ \mbox{Verketteter Fluss der} & \mbox{\Psi} & \mbox{Vs} & \mbox{\Psi} = \mbox{N} \cdot \mbox{\phi} \\ \mbox{Spule oder Wicklung} & \end{array}$ 

Gemäss dem Induktionsgesetz gilt für die einfache Leiterschleife (Abbildung 3.5):

$$R \cdot i + \frac{\mathrm{d}\,\phi}{\mathrm{d}\,t} - u_{12} = 0$$

Die drei Summanden sind:

der ohmsche Spannungsabfall im Leiter bei fliessendem Strom  $R \cdot i$ 

■ die induzierte Spannung bei einer Änderung des Flusses in der Schleife d¢/dt

die Klemmenspannung  $u_{12}$ 

In Abhängigkeit der zeitlichen Veränderung des die Schleife durchsetzenden Flusses  $\phi$  gilt bei offenen Klemmen (Strom i = 0) für die Spannung  $u_{12}$ :

$$u_{12} = \frac{\mathrm{d}\phi}{\mathrm{d}t}$$



Abbildung 3.5: Leiterschleife im Magnetfeld. Wenn anstelle der Schleife eine Spule mit *N* Windungen vorliegt, so wird:

$$u_{12} = N \frac{\mathrm{d}\phi}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}\psi}{\mathrm{d}t}$$

Die folgenden Ursachen der Flussänderung sind möglich (Abbildung 3.6 a, b, c): a) **Transformatorisch induzierte Spannung:** Hierbei durchdringt ein extern erzeugtes Magnetfeld eine Leiterschleife. Wenn sich dieser magnetische Fluss  $\phi$  zeitlich ändert, wird eine Spannung induziert:

$$u_i = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\phi(t)$$

Das Ersatzschaltbild dieser Anordnung ist eine Spannungsquelle mit  $u_i$ .

b) **Bewegungspannung:** Wenn sich in einem Feld mit der Flussdichte *B* die Fläche *A* einer Leiterschleife verändert, ändert sich der Fluss mit  $d\phi = B \cdot dA$ . In Abbildung 3.6 b) wird diese Flächenänderung durch den sich mit der Geschwindigkeit *v* bewegenden roten Leiter dargestellt.

Mit  $dA = I \cdot dx$  und v = dx/dt wird:

#### $u_i = B \cdot l \cdot v$

c) **Selbstinduktion:** Fliesst in einer Leiterschleife oder einer Spule mit der Induktivität *L* ein Strom *i*(*t*), so erzeugt dieser den verketteten Fluss  $\Psi(t) = L \cdot i(t)$ . Bei einer zeitlichen Veränderung des Stromes bewirkt dieser selber auch ein sich zeitlich veränderndes Magnetfeld. Die dafür notwendige Spannung wird mittels Induktionsgesetz berechnet zu:

$$u = \frac{\mathrm{d}\psi}{\mathrm{d}t} = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$$

Das Ersatzschaltbild ist eine Induktivität.



Abbildung 3.6: Zum Induktionsgesetz a) transformatorisch induzierte Spannung; b) Bewegungsinduktion; c) Selbstinduktion

# 3.2.3 Durchflutung, Flussdichte und Feldstärke

Das Magnetfeld als Bindeglied zwischen der Elektrizität und den mechanischen Kräften entsteht durch Stromfluss oder durch permanentmagnetische Materialien. Magnetfelder sind immer quellenfrei, der Fluss verläuft entlang von geschlossenen Feldlinien ohne Anfang und Ende.

Das **Durchflutungsgesetz** besagt, dass das in Abbildung 3.7 dargestellte Integral der Magnetfeldstärke *H*, in Richtung des Weges entlang einer geschlossenen Linie  $\lambda$ , dem gesamten eingeschlossenen Strom entspricht, der als Durchflutung  $\theta$  bezeichnet wird.

Im Magnetkreis kommen Materialien vor, die für das Feld mehr oder weniger durchlässig (permeabel) sind. Mit dem Einsatz von magnetisch gut durchlässigen Stoffen, wie z. B. Eisen, wird das Magnetfeld gezielt geführt. Neben den Eisenwegen kommen in elektrischen Maschinen im Magnetkreis auch Luftstrecken vor, da die stehenden von den bewegten Teilen getrennt werden müssen. Ein vereinfachter Magnetkreis ist in Abbildung 3.8 dargestellt.

Abbildung 3.7: Illustration des Durchflutungsgesetzes.



Magnetische Durch-	θ	А	$\theta = N \cdot i$
flutung			
Magnetische Feldstärke	Н	A/m	

Abbildung 3.8: Magnetkreis mit Hauptfluss  $\phi_h$  und Streufluss  $\phi_\sigma$  (links). Rechts: elektrisches Ersatzschema mit den verketteten Flüssen  $\psi_\sigma = N\phi_\sigma$ ,  $\psi_h = N\phi_h$  und dem Widerstand der Spule  $R_{cu}$ . Ein Strom *i* in einer Wicklung mit *N* Windungen erzeugt ein Magnetfeld. Dieses wird weitgehend im Eisen mit hoher Permeabilität  $\mu$  geführt und überquert den Luftspalt der Weite  $\delta$ .

Wird abschnittsweise ein entlang des Integrationsweges konstantes Magnetfeld angenommen, so wird das Umlaufintegral zu einer reinen Summengleichung bestehend aus den Produkten von *H* mal der Länge *I* in den einzelnen Elementen.

$$H_{\delta} \cdot \delta + H_{Fe} \cdot l_{Fe} = N \cdot i = \theta$$

Da der magnetische Fluss einen geschlossenen Kreis bildet, ist der Gesamtfluss immer gleich. Er bleibt deswegen beim Austritt aus einer Fläche konstant. Nimmt man näherungsweise an, dass sich die flussführende Querschnittsfläche  $A_{Fe} \approx A_{\delta}$  nicht ändert, so gilt:

$$\phi = B_{\delta} \cdot A_{\delta} = B_{Fe} \cdot A_{Fe}$$

Und daher auch

$$B = B_{\delta} = B_{Fe}.$$

Der Zusammenhang zwischen Flussdichte und Magnetfeldstärke wird von der sogenannten Materialgleichung mit der Proportionalität  $\mu$  beschrieben:

$$B = \mu \cdot H = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$$

Magnetische Permeabilität	μ	Vs/Am
Permeabilitätskonstante	$\mu_0$	4π10 <sup>-7</sup> Vs/Am
Relative Permeabilität eines Materials	$\mu_{\rm r}$	-



Abbildung 3.9: Magnetisierungskurve von ferromagnetischen Materialien.

Abbildung 3.10: Magnetisierungskennlinie von Weicheisen (Elektroblech) und hartmagnetischem Eisen (Permanentmagnete) mit markierten B, und H<sub>CB</sub>. In der vorgestellten, idealisierten Betrachtung wurde vernachlässigt, dass sich immer auch ein Teil des Flusses als Streufeld ausbildet und nicht im Hauptkreis verläuft (Abbildung 3.8). Man unterscheidet deshalb zwischen Hauptfluss  $\phi_h$  und Streufluss  $\phi_{\sigma}$  und entsprechend zwischen Hauptinduktivitäten L<sub>b</sub> und Streuinduktivitäten  $L_{\sigma}$ . Ein Beispiel dafür ist die Spulenstreuung, die dazu führt, dass ein Teil des Flusses nicht durch den Luftspalt verläuft. Während nichtmagnetische Werkstoffe wie Luft, Kupfer und Aluminium eine konstante relative Permeabilität von  $\mu_r = 1$  aufweisen, verhält sich  $\mu_r$  bei ferromagnetischen Stoffen wie Eisen, Nickel oder Kobalt stark nichtlinear. Diese Abhängigkeit wird durch die Magnetisierungskurve in Abbildung 3.9 dargestellt. Bei tiefen Flussdichten ist  $\mu_r >> 1$ . Mit zunehmender Flussdichte beginnt sich das Material zu sättigen und der Fluss erhöht sich nur mit der Permeabilitätszahl der Luft ( $\mu_r \approx 1$ ). Ein Betrieb in der Sättigung wird aufgrund des





hohen Durchflutungsbedarfs und damit des hohen Stromes vermieden. In elektrischen Maschinen und Transformatoren werden die ferromagnetischen Komponenten so dimensioniert, dass deren maximale Flussdichte im Bereich des Knickes der Kennlinie zu liegen kommt. Betreibt man ein Material zu stark im Sättigungsbereich, so muss wegen des erhöhten Stromes eine Zunahme der Verluste und des Blindleistungsbedarfes in Kauf genommen werden. Eine sehr tiefe magnetische Flussdichte deutet auf einen überdimensionierten Eisenkreis und somit auf einen unnötig hohen Materialaufwand hin.

Bei der Ummagnetisierung von ferromagnetischen Werkstoffen tritt wie in Abbildung 3.10 gezeigt eine Hysterese auf, die charakterisiert werden kann mit:

■ **Remanenzflussdichte** *B<sub>r</sub>*: Die verbleibende Flussdichte, wenn die Feldstärke *H* ausgehend von Sättigungsbereichen auf null zurückgefahren wird.

**Koerzitivfeldstärke** *H*<sub>*CB*</sub>: Feldstärke, die erforderlich ist, um die magnetische Flussdichte auf null zu bringen.

Aufgrund ihrer hohen magnetischen Leitfähigkeit werden in elektrischen Maschinen ferromagnetische Werkstoffe mit kleinen H<sub>CB</sub> eingesetzt, sogenannt weichmagnetische Materialien. Werkstoffe mit hoher  $B_r$  eignen sich als Dauermagnete. Sie besitzen auch hohe  $H_{CB}$  und werden als hartmagnetische Materialien bezeichnet (Abbildung 3.9). Die Magnetkennlinien ändern sich mit der Temperatur. Als Mass für diesen Einfluss werden die Temperaturkoeffizienten  $\alpha$  angegeben. Mit steigenden Temperaturen werden B<sub>r</sub> und meisten auch  $H_{CB}$  kleiner. Deswegen sind die zulässigen Betriebstemperaturen von Magneten in Maschinen tiefer als üblicherweise

Tabelle 3.1: Dauermagnetmaterialien und ihre wichtigsten Eigenschaften.

Material	Ferrit	NdFeB	SmCo	
B <sub>r</sub>	0,35-0,45	1,2–1,45	0,85-1,1	Т
H <sub>CB</sub>	120-280	900-1100	650-900	kA/m
H <sub>CJ</sub>	150-320	1000-2600	1200-1500	kA/m
$\alpha_{Br}$	-0,2	-0,12	-0,03	%/K
$\alpha_{HCJ}$	0,3	-0,1	-0,2	%/K
Zulässige Be- triebstemperatur	ca. 250	ca. 150	ca. 180	°C

in den Datenblättern angegeben. Eine bleibende Entmagnetisierung des Magneten tritt auf, wenn dieser über die sogenannte Koerzitivfeldstärke der Polarisation  $H_{CI}$  hinaus belastet wird. Deren ebenfalls temperaturabhängige Grenzwerte dürfen keinesfalls überschritten werden.

Bei elektrischen Maschinen mit hoher Kraftdichte und gutem Wirkungsgrad kommen Permanentmagnete aus «Seltenen Erden» mit hohen  $B_r$  und  $H_{CB}$  zum Einsatz. Führend sind Neodym-Eisen-Bor-Werkstoffe (NdFeB). SmCo-Materialien zeigen ein besseres Temperaturverhalten. Preislich günstiger sind Ferrit-Magnete für geringere Ansprüche an Wirkungsgrad und Leistungsdichte. Eine Auswahl von Materialien zeigt Tabelle 3.1.

Die Eigenschaften der Magnete haben sich bis in die 1990er-Jahre stark entwickelt, was den Einsatzbereich in elektrischen Maschinen deutlich erweiterte. Seit Einführung von NdFeB-Magneten steigen die Preise nur noch leicht.

### 3.2.4 Berechnung der Induktivität

Die Beziehung zwischen dem mit N Windungen eines elektrischen Leiters verketteten Fluss  $\phi$ , der Flussverkettung  $\Psi$  und dem verursachenden Strom i wird durch die Induktivität L des Bauteils beschrieben:

$$\Psi = N\phi = Li$$

Induktivität  $L = \frac{V_s}{A}$  Henry

Die exakte Berechnung von magnetischen Kreisen ist anspruchsvoll. Für verschiedene Standardformen (z.B. Zweidrahtleiter, lange Zylinderspule, Ringspule) sind die exakten oder aber Näherungsformeln in Tabellenwerken zusammengestellt. Ist die Induktivität *L* eines magnetischen Bauteils einmal bekannt, lässt sich damit komfortabel arbeiten.

Reale induktive Bauteile weisen immer Stromwärmeverluste in den Leitern auf. Dazu können durch das Ummagnetisieren noch Kernverluste kommen. Weiter sind die Verluste oft strom- (Sättigung) und frequenzabhängig (Stromverdrängung: «Skinund Proximity-Effekt»). Bei Maschinen und Transformatoren ist die Induktivität von Spulen mit ferromagnetischem Kern mit und ohne Luftspalt von Interesse. Deren Berechnung erfolgt anhand des bekannten Aufbaus in Abbildung 3.8.

Der Streufluss wird vernachlässigt, so dass der Fluss auf dem ganzen betrachteten Weg konstant gleich  $\phi$  ist. Das gilt, wenn der Luftspalt  $\delta$  im Verhältnis zu den Abmessungen der Kernfläche  $A_{Fe}$  klein und die Flussdichte *B* im Luftspalt sowie im Eisen konstant sind. In diesem Fall gilt:

$$B = \mu_0 H_{\delta} = \mu_0 \mu_r H_{Fe} \quad \rightarrow \quad H_{Fe} = \frac{H_{\delta}}{\mu_r}$$

Eingesetzt in die Gleichung für die Durchflutung resultiert:

$$Ni = H_{Fe} l_{Fe} + H_{\delta} \delta = \frac{H_{\delta}}{\mu_r} l_{Fe} + H_{\delta} \delta = H_{\delta} (\frac{l}{\mu_r} + \delta)$$

Über die magnetische Flussdichte *B*, die Kernfläche  $A = A_{Fe} \approx A_{\delta}$  und die Windungszahl *N* ist die Flussverkettung  $\Psi = B \cdot A \cdot N$  bestimmt und mit dem Strom aus der Durchflutungsgleichung lässt sich die Induktivität *L* berechnen:

$$L = \mu_0 \mu_R \frac{AN^2}{l_{Fe} + \delta \mu_R} = \mu_0 \frac{AN^2}{\frac{l_{Fe}}{\mu_R} + \delta}$$

Ist kein Luftspalt  $\delta$  vorhanden, so fällt der Term  $\delta \cdot \mu_R$  weg und die Induktivität *L* wird maximal. Im umgekehrten Fall, wenn  $\delta \cdot \mu_R$ viel grösser als  $I_{Fe}$  ist, kann für den Wert der Induktivität der Eisenweg vernachlässigt werden.

•  $A_L$ -Wert: Für käufliche Kerne wird normalerweise von den Herstellern der sogenannte  $A_L$ -Wert angegeben. Dieser Wert berücksichtigt die Bauform des Kerns, das Material und eventuelle Luftspalte. Bei gegebenem  $A_L$ -Wert berechnet sich die Induktivität zu:

$$L = A_L N^2$$

Zu beachten: teilweise wird der  $A_L$ -Wert in nH/Windung angegeben.

Energie im Magnetfeld: Die gespeicherte Energie in einem induktiven Bauelement lässt sich auf zwei Arten berechnen: Über die Induktivität L, wenn diese bekannt ist, und den fliessenden Strom i oder durch die Flussdichte B und die Feldstärke H die mit diesem Element verknüpft ist. Das Produkt muss über das ganze Volumen V integriert werden, in dem das Feld ungleich null ist. Dieser Ansatz ist oft hilfreich, wenn das Volumen aufgrund praktischer Überlegungen eingegrenzt werden kann, weil ausserhalb davon die Feldstärke so klein ist, dass kein relevanter Beitrag mehr entsteht. Dies ist oft in Drosseln mit Luftspalten oder elektrischen Maschinen der Fall.

$$W = \frac{L}{2}i^2 = \frac{1}{2}\int_V BHdV$$

■ Transformatorformel: Die Berechnung der harmonischen Spannungen an einer Induktivität oder einem Transformator ist als «Transformatorformel» bekannt. Sie gilt für Spulen und Transformatoren mit ferromagnetischem Kern. Vom Aufbau seien bekannt: Die zulässige Induktion $\hat{B}$  im ferromagnetischen Material, die Kernfläche  $A_{Fe}$ , die Windungszahl N und die Frequenz f. Für den Effektivwert der Spannung resultiert damit:

$$U_{i(eff)} = \frac{l}{\sqrt{2}} N A_{Fe} 2\pi f \hat{B} = 4,44 f N A_{Fe} \hat{B}$$

■ Magnetisierungsstrom bei Spannungsspeisung: Für ein gegebenes Bauelement mit der Induktivität *L* gilt für den Strom *i*(*t*) in Funktion der Spannung *u*(*t*):

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u(\tau) d\tau$$

Bei einer harmonischen Spannung mit dem Effektivwert *U* und der Frequenz *f* resultiert für den Effektivwert des Magnetisierungsstromes  $I_{\mu}$  nach dem Abklingen von Einschaltvorgängen:

In den bisherigen Betrachtungen wurden die induktiven Bauelemente als konstant und stromunabhängig ( $B = \mu H$ ) angesetzt. Sobald sie aber mit ferromagnetischen Kernen ausgeführt werden, müssen für genauere Betrachtungen oder grosse Aussteuerungen die Nichtlinearität und die Sättigung mitberücksichtigt werden. Da eine mathematische Beschreibung nicht einfach ist, wird das Verhalten des Kerns mit Vereinfachungen beschrieben. Eine Möglichkeit ist die Annäherung der Magnetisierungskennlinie durch Geradenstücke mit nur zwei Steigungen: ein  $\mu_r >> 1$ unterhalb und  $\mu_r = 1$  oberhalb der Sättigung. In der Sättigung ist so das Magnetmaterial durch Luft «ersetzt», wie das in Abbildung 3.9 dargestellt ist.

■ Sättigung des Kernmaterials im stationären Betrieb: Wie sich die Sättigung im stationären Betrieb auswirkt, kann mit einem einfachen Experiment gezeigt werden: Eine Spule wird aus einer Spannungsquelle gespeist. Der Stromverlauf bis zum Erreichen der Sättigungsgrenze ist sinusförmig – oberhalb der Sättigung steigt er aber sehr steil an, wie das Abbildung 3.11 zeigt. Eine solche Stromform ist typisch, wenn eine Drossel oder ein Transformator mit zu hoher Spannung (oder zu tiefer Frequenz) betrieben werden. Dieser Betriebsfall kann für die Bauelemente kritisch sein, wenn die Strombelastung zu gross wird.

Sättigung des Kernmaterials bei transienten Vorgängen: Ein zweiter Betriebsfall, bei dem sich die Sättigung auswirken kann, entsteht, wenn die Spannung eines korrekt dimensionierten Bauteils nicht im optimalen Zeitpunkt aufgeschaltet wird, d. h. wenn der Anfangswert des Flusses, beziehungsweise des Magnetisierungsstromes, nicht zur Spannung passen. Abbildung 3.12 illustriert den auftretenden «Inrush-Current», der als Folge der ohmschen und der Eisen-Verluste innerhalb von mehreren Perioden abklingt.

$$I_{\mu} = \frac{U}{2\pi f \cdot I}$$

## 3.2.6 Wachstumsgesetz für elektromagnetische Bauelemente

Für die Spannung an einer Spule gilt bei harmonischer Speisung gemäss Transformatorformel:  $U = 4,44 \cdot f \cdot N \cdot \hat{B} \cdot A_{Fe}$ . Bei gegebener maximaler Induktion und Windungszahl wächst die zulässige Spannung U also proportional zur Eisenfläche  $A_{Fe}$ . Werden Stromdichte und Windungszahl konstant gehalten, so wächst der zulässige Strom / proportional zur Fläche der Wicklung. Die Stromdichte J liegt bei grösseren Spulen, Transformatoren und Maschinen im Bereich von 2 bis 10 A/mm<sup>2</sup>, abhängig von der Art der Kühlung. Für den Strom gilt  $I = J \cdot A_{Cu}$ . Damit gilt für die Leistung (bei konstanter Windungszahl):

 $S = \bigcup \cdot I = 4,44 \cdot f \cdot N \cdot \hat{B} \cdot A_{Fe} \cdot J \cdot A_{CU}$ 

also ~  $A_{Fe} \cdot A_{Cu}$  wie in Abbildung 3.13 dargestellt.

Vergrössert man die Abmessung eines Transformators in allen Dimensionen um den Faktor k, so nimmt

■ die Leistung um Faktor k<sup>4</sup> zu (Eisen- und Kupferfläche wachsen je quadratisch)

das Volumen um Faktor k<sup>3</sup> zu, und damit auch die Verluste (z. B. P<sub>Fe</sub> mit konstanten Verlusten pro kg)

die Oberfläche um Faktor k<sup>2</sup> zu, was für die Kühlung massgebend ist.

Der Preis pro VA nimmt also mit zunehmender Baugrösse ab, ebenso die Verluste. Der Wirkungsgrad nimmt damit zu. Hingegen wird die Kühlung immer aufwendiger, deshalb müssen grössere Transformatoren und Maschinen aktiv gekühlt werden.

5



Abbildung 3.11: Sättigung des Kernmaterials im stationären Betrieb. Links: Messschaltung, rechts: Stromund Spannungsverlauf.

Abbildung 3.12: Transiente Überströme bei Sättigung. Links: Messschaltung, rechts: Spannungs- und Stromverlauf.

# 3.3 Transformatoren

Transformatoren (kurz Trafos) bestehen aus Wicklungen, die über magnetische Flüsse mehr oder weniger stark gekoppelt sind. In der Energietechnik sind die Wicklungen auf einem gemeinsamen ferromagnetischen Kern aufgebracht. Neben den einfachen Zweiwicklungstransformatoren existieren verschiedenste Spezialbauformen wie Autotransformatoren mit nur einer Wicklung oder Transformatoren mit drei oder mehr Wicklungen. Eine grosse Bedeutung in der Energietechnik haben Dreiphasentransformatoren. Transformatoren haben einen hohen Wirkungsgrad, der mit steigender Bauleistung zunimmt. So betragen die Verluste bei einem 100-kVA-Transformator rund 2 % und bei 1 MVA noch etwa 1%. Gemäss EU-Verordnung 548/2014 müssen diese Verluste bei neuen Transformatoren ab 2021 auf 1,4 % beziehungsweise auf 0,3 % gesenkt werden.

# 3.3.1 Einphasentransformator mit Ersatzschaltbild

Abbildung 3.15 zeigt einen Transformator mit zwei Wicklungen auf einem gemeinsamen Kern. Es existieren dafür verschiedene Kernformen wie z.B. E-Kerne oder Ringkerne, wie Abbildung 3.14 zeigt. In der praktischen Ausführung werden die Spulen möglichst übereinander gelegt, um die Kopplung zu erhöhen.

■ Bezeichnungen: Grundsätzlich können die Wicklungen und die dazugehörigen Grössen einfach nummeriert werden:  $X_1$ ,  $X_2$  etc. Bei zwei Wicklungen werden oft die Bezeichnungen Primär- und Sekundär-Wicklung und entsprechend Primär- und Sekundär-Spannung oder -Strom verwendet. Die Primärwicklung ist dabei (meistens) die Wicklung, durch welche die Leistung in den Transformator hineinfliesst. Die Windungszahlen werden mit  $N_X$  bezeichnet. Die Zusammenhänge gelten für Momentan- (Kleinbuchstaben *u, i* etc.) und Effektivwerte (Grossbuchstaben *U, I* etc.).

■ Bezugsrichtungen: In diesem Buch werden alle Wicklungen des Transformators im Verbraucherzählsystem beschriftet. Es sind aber beliebige Definitionen möglich! Mit Punkten werden die Wicklungssinne (Wicklungsanfänge) angezeigt. Fliessen die Ströme bei den Punkten in den Trafo hinein, so addieren sich die Flüsse. Werden die Spannungen mit den dargestellten Bezugsrichtungen abgegriffen, so sind sie gleichphasig.

**Schaltungssymbole:** Abbildung 3.15 zeigt rechts zwei Schaltungssymbole von Transformatoren: oben zwei Induktivitäten, die mittels eines Kerns (angedeutet



Wicklungsanfänge  $i_1$   $u_1$   $N_1$   $i_2$   $u_1$   $N_1$   $i_2$   $u_1$   $N_2$   $u_2$  R  $u_1$   $i_1$   $i_2$   $u_1$   $u_1$   $i_2$   $u_2$  R  $u_1$   $i_2$   $u_2$   $u_1$   $u_1$   $u_2$   $u_3$   $u_2$   $u_3$   $u_2$   $u_3$   $u_4$   $u_1$   $u_1$   $u_1$   $u_2$   $u_2$   $u_2$   $u_3$   $u_3$   $u_2$   $u_3$   $u_3$   $u_4$   $u_1$   $u_1$   $u_1$   $u_2$   $u_2$   $u_2$   $u_3$   $u_2$   $u_3$   $u_2$   $u_3$   $u_2$   $u_2$   $u_3$   $u_3$   $u_2$   $u_3$   $u_3$   $u_3$   $u_3$   $u_3$   $u_1$   $u_1$   $u_1$   $u_2$   $u_3$   $u_3$ 

Abbildung 3.14: Einphasentransformator; links E-Kern, rechts Ringkern. Quelle: Wagner + Grimm AG

Abbildung 3.15: Transformator; links magnetischer Kreis, rechts Schaltungssymbole.



mit den vertikalen Strichen) gekoppelt sind. Dieses Symbol ist in der Elektronik und Leistungselektronik üblich. Die untere Darstellung mit zwei sich überschneidenden Kreisen wird in der Energieübertragung benutzt.

■ Magnetische Kopplung: Der durch den Primärstrom verursachte Fluss  $\phi_1$  geht nicht vollständig durch die Sekundärwicklung, ebenso geht der durch den Sekundärstrom verursachte Fluss  $\phi_2$  nicht vollständig durch die Primärwicklung. Der gemeinsame Fluss  $\phi_h$  beider Wicklungen wird als Hauptfluss und die Anteile, die jeweils nur durch eine Wicklung fliessen, als Streuflüsse  $\phi_{\sigma1}$  und  $\phi_{\sigma2}$  bezeichnet.

Die Beziehung zwischen den Flussverkettungen und den Strömen wird durch die Induktivitäten, die den Teilflüssen zugeordnet sind, beschrieben. Für die Streuflüsse gilt so:

$$\psi_{\sigma l} = N_{l} \phi_{\sigma l} = L_{\sigma l} i_{l}$$
$$\psi_{\sigma 2} = N_{2} \phi_{\sigma 2} = L_{\sigma 2} i_{2}$$

**Spannungsübersetzung:** Für die gesamten Flussverkettungen gilt:

$$\psi_1 = L_{\sigma l} i_l + N_l \phi_h$$
 und  $\psi_2 = L_{\sigma 2} i_2 + N_2 \phi_h$ 

Werden die Hauptflüsse  $\phi_h$  gleichgesetzt und abgeleitet ( $u = d\psi/dt$ ), so resultiert für die Spannungen:

$$u_2 = \frac{N_2}{N_1}u_1 - \frac{N_2}{N_1}L_{\sigma I}\frac{di_1}{dt} + L_{\sigma 2}\frac{di_2}{dt}$$

Bei kleinen Strömen  $i_1$ ,  $i_2$  oder kleinen Induktivitäten  $L_{\sigma 1}$ ,  $L_{\sigma 2}$  kann der Spannungsabfall über den Streuungen vernachlässigt werden und es resultiert die bekannte Leerlaufübersetzung  $\ddot{u}$  des Transformators, ausgedrückt nur durch das Verhältnis der Windungszahlen:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{N_2}{N_1} = \ddot{u}$$

■ Stromübersetzung: Über das Durchflutungsgesetz kann die Beziehung zwischen Primär- und Sekundärstrom hergestellt werden. Bei einem korrekt dimensionierten Eisenkern sind die magnetische Flussdichte *B* und damit die Feldstärke *H* auf diesem Weg überall etwa gleich und es gilt entlang des ferromagnetischen Kerns:

$$\oint Hd\lambda = H_{Fe}l_{Fe} = \frac{B_{Fe}}{\mu_0 \,\mu_R} l_{Fe} = N_l \,i_l + N_2 i_2$$

Aufgelöst nach dem Strom in der Sekundärwicklung resultiert:

$$i_2 \!=\! -i_I \frac{N_I}{N_2} \!+\! \frac{B_{Fe}}{\mu_0 \mu_R} \frac{l_{Fe}}{N_2} \!=\! -i_I \frac{N_I}{N_2} \!+\! i_\mu$$

Der Stromanteil  $i_{\mu}$  ist gegenüber den Strömen  $i_1$  und  $i_2$  meist klein: Die maximale Induktion beträgt  $\hat{B} \approx 1,5 T$  und die relative Permeabilität  $\mu_R$  im Eisen einige Tausend, die Eisenweglänge  $I_{Fe}$  wird möglichst kurzgehalten und zusätzlich noch durch die Windungszahl  $N_2$  geteilt.  $i_{\mu}$  wird als Magnetisierungsstrom bezeichnet und fliesst wie in Abbildung 3.16 gezeigt durch die Hauptinduktivität  $L_b$ .

Wird auch  $i_{\mu}$  vernachlässigt, so resultiert das ideale Übersetzungsverhältnis für die Ströme:

$$\frac{i_2}{i_1} = -\frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{\ddot{u}}$$

Die hergeleiteten Übersetzungsverhältnisse für Ströme und Spannungen können auch über die Leistungsbilanz eines verlustlosen Transformators ermittelt werden:

$$P_1 = u_1 i_1 = -P_2 = -u_2 i_2 = -u_1 N_2 / N_1 (-i_1 N_1 / N_2)$$

Diese Beziehungen sind in Abbildung 3.16 als Ersatzschaltung aus Widerständen, Induktivitäten und einem idealen Transformator dargestellt. Zusätzlich werden die ohmschen Verluste («Kupferverluste») in den Wicklungen mit den Widerständen  $R_1$ und  $R_2$  abgebildet. Bei der Ummagnetisierung des Kernmaterials treten Hystereseund Wirbelstromverluste auf, die quadratisch mit der Induktion und damit der Spannung ansteigen. Sie werden mit einem Widerstand  $R_{Fe}$  parallel zur Hauptinduktivität modelliert.

■ Umrechnung auf ein gemeinsames Spannungsniveau: Die Berechnungen mit Transformatoren lassen sich vereinfachen, wenn die Primär- und Sekundärseite in einem Stromkreis ohne Transformator zusammengefasst werden. Dazu werden Umrechnungen notwendig. Die umgerechneten Grössen werden mit (') gekennzeichnet. Die ideale Übersetzung fällt damit weg und es gilt die Ersatzschaltung in Abbildung 3.17.

Spannungen und Ströme:

 $u'_2 = u_2 \cdot (N_1/N_2) = u_2 \cdot \ddot{u}$  $i'_2 = i_2 \cdot (N_2/N_1) = i_2/\ddot{u}$ 

**Ersatzelemente:** Damit Wirk- und Blindleistung in Widerstand und Streuinduktivität auf der Sekundärseite unverändert bleiben gilt:

 $P_{V} = R'_{2} \cdot i'_{2}^{2} = R_{2} \cdot i_{2}^{2} = > R'_{2} = R_{2} \cdot ii^{2}$   $Q_{V} = X'_{\sigma 2} \cdot i'_{2}^{2} = X_{\sigma 2} \cdot i_{2}^{2} = > X'_{\sigma 2} = X_{\sigma 2} \cdot ii^{2}$   $=> L'_{\sigma 2} = L_{\sigma 2} \cdot ii^{2}$ 

**Last:** In der gleichen Art kann eine Lastimpedanz  $Z_2$  umgerechnet werden:

$$Z_{2}' = \frac{u_{2}'}{i_{2}'} = \frac{u_{2} \ddot{u}}{i_{2} \ddot{u}} = Z_{2} \cdot \ddot{u}^{2}$$

Alle Impedanzen werden also mit dem Quadrat des Wicklungsverhältnisses transformiert!

# 3.3.2 Messtechnische Bestimmung der Ersatzelemente

Bei Transformatoren können die Grössen des Ersatzschaltbildes aus den Messungen der Wicklungswiderstände, einem Kurzschluss- und einem Leerlaufversuch bestimmt werden. Benötigt wird dazu ein Leistungsanalysator oder die Einzelinstrumente sowie ein Ohmmeter.

 $X_{\sigma^1}$ 

 $X_h$ 

U1

■ Leerlaufversuch: Bei offener Sekundärseite wird primärseitig die Nennwechselspannung  $U_N$  eingespeist und dabei die aufgenommene Wirkleistung  $P_0$  und der Leerlaufstrom  $I_0$  gemessen (Abbildung 3.18). Im Leerlauf können der Längswiderstand  $R_1$  und die Impedanz  $X_{\sigma 1}$  vernachlässigt werden (der Strom durch die Elemente und damit der Spannungsabfall ist klein) und es gilt näherungsweise:

$$R_{Fe} = \frac{U_N^2}{P_0}$$
$$X_h = \frac{U_N^2}{Q_0} \text{ mit } Q_0 = \sqrt{S_0^2 - P_0^2} = \sqrt{(U_N I_0)^2 - P_0^2}$$

■ Kurzschlussversuch: Bei sekundärseitigem Kurzschluss wird die Primärspannung  $U_1$  so lange gesteigert, bis der Nennstrom  $I_N$  fliesst. Zusätzlich zur Spannung  $U_1 = U_k$ werden wiederum die aufgenommenen Leistungen  $S_k$  und  $P_k$  gemessen (Abbildung 3.19). Beim Kurzschluss können  $R_{Fe}$  und  $X_h$ (die parallel zu X' $_{\sigma 2}$  und  $R'_2$  liegen) in erster Näherung vernachlässigt werden (die Spannungen über den Elementen und damit die Ströme sind klein) und es gilt:

$$R_{T} = R_{I} + R'_{2} = \frac{P_{k}}{I_{N}^{2}}$$
$$X_{T} = X_{\sigma I} + X'_{\sigma 2} = \frac{Q_{k}}{I_{N}^{2}} \quad \text{mit} \quad Q_{k} = \sqrt{S_{k}^{2} - P_{k}^{2}}$$



 $R_{Fe}$ 

Abbildung 3.16: Vollständige Ersatzschaltung eines Transformators.



Die Aufteilung des gemessenen Gesamtwiderstandes  $R_{\tau}$  kann mit ohmschen Messungen der beiden Wicklungswiderstände verifiziert und abgeglichen werden. Eine Aufteilung der Reaktanz  $X_{\tau}$  auf die Primärseite und Sekundärseite ist so nicht möglich – es wird meist angenommen, dass beide gleich sind, was sich in der Praxis bewährt hat. Die einzelnen Induktivitäten ergeben sich aus der Division der gemessenen Reaktanzen durch die bei der Messung verwendete Kreisfrequenz.

Bei grossen Streuungen oder kleinen Hauptinduktivitäten kann diese näherungsweise Bestimmung der Elemente ungenügend sein und die beiden Messungen müssen rechnerisch abgeglichen werden.

## 3.3.3 Vereinfachte Ersatzschaltungen, Kurzschlussimpedanz

Für die praktischen Anwendungen werden die Ersatzschaltungen oft vereinfacht: In einem ersten Schritt wird der Widerstand  $R_{Fe}$ , der die Eisenverluste modelliert, weggelassen wie in Abbildung 3.20 links dargestellt. Bei grossen Transformatoren wird der Magnetisierungsstrom im Vergleich zum Nennstrom klein. Deshalb ist es in der Energietechnik üblich, auch die Hauptinduktivität  $L_h$  wegzulassen und Wider-

Abbildung 3.18: Leerlaufversuch mit den benötigten Instrumenten.



U

Abbildung 3.19: Kurzschlussversuch.

Abbildung 3.20: Vereinfachte Ersatzschaltungen. Links: ohne Eisenverluste, rechts ohne Eisenverluste und ohne Hauptinduktivität. stände und Streuimpedanzen zusammenzufassen, wie in der Abbildung rechts dargestellt. Die Ersatzschaltungen gelten dabei für ein- und dreiphasige Transformatoren identisch! Im dreiphasigen Fall sind sie aber auf jede Phase anzuwenden. Auf die Kennzeichnung mit (') wird der Einfachheit halber teilweise verzichtet.

Die Spannung, die bei einem Kurzschluss benötigt wird, um den Nennstrom fliessen zu lassen, ist eine charakteristische Grösse des Transformators und wird als Kurzschlussspannung  $U_k$  bezeichnet:

$$U_k = I_N \cdot Z_T$$
 mit  $Z_T = R_T + jX_T$ 

Diese Kurzschlussspannung  $U_k$  wird oft in % angegeben.

$$\varepsilon_c = \frac{U_k}{U_N} = \frac{I_N \cdot Z_T}{U_N}$$

Statt  $\varepsilon_c$  findet sich in der Literatur auch die Bezeichnung  $u_k$  (in %). Für den Kurzschlussstrom bei Anschluss des Trafos an ein starres Netz ergibt sich in der Folge:

$$I_k = \frac{U_N}{Z_T} = \frac{I_N}{\varepsilon_c}$$

Dies bedeutet, dass beispielsweise ein Trafo mit  $\varepsilon_c = 4$  % thermisch und mechanisch für einen Kurzschlussstrom (bis dieser abgeschaltet wird!) von 25  $I_N$  ausgelegt sein muss. Während bei kleinen Transformatoren die Kurzschlussimpedanz primär durch die Aufbaumöglichkeiten bestimmt wird (Ansatzweise: je kleiner die Leistung, desto grösser  $\varepsilon_c$ ), wird  $\varepsilon_c$  bei grösseren Leistungen gezielt gewählt, damit der Strom im Störungsfall definiert ist: Verteiltransformatoren unterhalb 1 MVA haben typischerweise ein  $\varepsilon_c$  von 4...5 %. Bei höchsten Leistungen kann  $\varepsilon_c$  bis zu 12 % betragen.



## 3.3.4 Dreiphasentransformatoren

Transformationen von Strömen und Spannungen im Dreiphasensystem können mit je einem Transformator pro Phase erfolgen. Bei sehr hohen Leistungen wird das teilweise auch so gemacht. Um Kernmaterial zu sparen, werden aber Dreiphasentransformatoren, wie in Abbildung 3.21 dargestellt, mit Dreischenkel-Kernen gebaut.

**Schaltgruppen:** Sowohl Primär- als auch Sekundärseite des Drehstromtransformators können in Stern- oder Dreieckschaltung ausgelegt werden. Häufig wird die Art der Schaltung auch gemischt, z.B. auf der Primärseite Dreieck und auf der Sekundärseite Stern. Damit sind Phasendrehungen zwischen der Primär und der Sekundärseite möglich. Die Art der Schaltung und die erzielte Phasendrehung werden als «Schaltgruppe» bezeichnet. Dabei wird für die Schaltung der Primärseite ein Grossbuchstabe, für die der Sekundärseite ein Kleinbuchstabe und für die Phasenlage zwischen Primär- und Sekundärseite eine Zahl (n\*30°) verwendet. Der Buchstabe N/n bezeichnet einen zugänglichen Sternpunkt. Zwei Beispiele zeigt Abbildung 3.22.

# 3.4 Gleichstrommaschine

## 3.4.1 Aufbau und Wirkungsweise

Die Wirkungsweise der Gleichstrommaschine (GM) basiert auf dem Prinzip der Lorentzkraft:  $F = B \cdot l \cdot i$ . Zwei magnetische Pole erzeugen das Erregerfeld *B*, darin werden auf einem beweglichen Rotor der Länge *l* Leiter angeordnet, die den Strom *i* führen. Auf die Leiter wirkt somit die Kraft *F*. Die Stromzufuhr zum Rotor (auch Anker genannt) muss so erfolgen, dass stets alle Leiter unter einem Polbereich gleichsinnig durchflossen werden. Die Richtung des Stromes wird also beim Übergang auf den nächsten Pol umgekehrt, um eine konstante Kraftwirkung zu erzeugen.

Die wichtigsten Elemente des Magnetkreises der GM sind aus Abbildung 3.23 ersichtlich. Der Stator trägt den Hauptpol mit der Erregerwicklung zum Aufbau des Feldes. Auf den Rotor hin ist der Polschuh so gestaltet, dass er eine möglichst grosse Anzahl der Leiter auf dem Rotor umfasst. Aussen stellt das Joch den magnetischen Rückschluss sicher.

Bei elektrisch erregten Maschinen wird der Polfluss  $\phi_E$  durch einen in der Erregerwicklung fliessenden Gleichstrom erzeugt. Die Maschine wird als fremderregt bezeichnet, wenn der Stromkreis der Erregung unabhängig vom Rotorkreis gespeist wird. In diesem Fall kann über eine Veränderung des Erregerstromes das Feld in seiner Amplitude eingestellt werden.

Abbildung 3.22: Schaltgruppe Yy0 (oben) und Schaltgruppe Dyn5 (unten).



Der Rotor einer GM (Abbildung 3.24) besteht aus der Antriebswelle, die ein Blechpaket trägt. Darin eingebettet liegen Lei-

Abbildung 3.21: Dreiphasiger Trockentransformator. Quelle: Wagner + Grimm AG Abbildung 3.23: Grundaufbau und Feldbilder einer zweipoligen, elektrisch erregten GM. Links nur mit dem Erregerstrom  $i_{\varepsilon}$  im Leerlauf. Rechts zusätzlich mit dem Ankerstrom  $i_A$  und dem verzerrten Feld im Lastfall. ter, die mit ihren Verbindungen die Ankerwicklung bilden. Die Verbindungen der Spulen werden auf einen Kollektor geführt, der ebenfalls auf der Welle sitzt und mitrotiert. Er besteht aus einem Ring gegeneinander isolierter Lamellen, an welche die einzelnen Ankerwicklungsspulen nacheinander mit ihren Anfängen und Enden verbunden werden. Zusammen mit den fest montierten Bürsten, welche als Schleifkontakte den Strom auf den Rotor übertragen, bildet der Kollektor den sogenannten Kommutator.

In Abbildung 3.25 ist das Prinzip der Ankerwicklung mit Kommutator anhand einer Leiterschleife in einem radial ausgerichteten Feld dargestellt. Der verkettete Fluss  $\Psi$  ändert sich mit der Position der Schleife. Damit die vom Ankerstrom  $i_{\Delta}$ durchflossenen Seiten der Schleife im Hauptfeld ein konstantes Drehmoment erzeugen, muss die Stromrichtung jeweils umgekehrt werden, wenn diese den Polbereich wechseln. Dafür sorgt der Kommutator (Stromwender). Die Stromzufuhr in die Ankerwicklung erfolgt über Schleifkontakte. So ändert sich in den Leitern die Stromrichtung, sobald sie in die Zone zwischen den Polen gelangen. Durch diese Umschaltung fliesst in der Ankerwicklung ein zeitlich nahezu rechteckiger Wechselstrom. An den Klemmen der Maschine wird eine näherungsweise konstante

Abbildung 3.24: Rotor mit Kollektor und Ankerwicklung. Spannung  $u_A(t) = U_A$  abgegriffen. Ohne den Kommutator würde an den Klemmen eine Wechselspannung wirken (in Abbildung 3.25 gestrichelt dargestellt).

## 3.4.2 Modellierung

In der Wicklung des Rotors wird bei Rotation im magnetischen Feld nach dem Induktionsgesetz eine Spannung induziert, welche proportional mit der Drehzahl an-





Abbildung 3.25: Prinzip der Kommutierende Schleife im Erregerfeld (N-, S-Pole); unten: Verläufe während einer Umdrehung (dunkel hinterlegt die Kommutierung des Stromes in der neutralen Zone); gestrichelt: Verläufe ohne Kommutator.



steigt. An den Ankerklemmen tritt eine Gleichspannung auf, weil der Kommutator die durch Reihenschaltung der Spulen aufaddierten Einzelspannungen stets mit der gleichen Polarität an die Klemmen führt. Das Prinzip dieser Gleichrichtung ist ähnlich wie beim leistungselektronischen Gleichrichter, nur dass sie hier nicht berührungsfrei erfolgt. Im verketteten Fluss sind alle vom Maschinenaufbau abhängigen Grössen (Anordnung der Wicklung, Windungszahl, Streuung) berücksichtigt. Bei der Gleichstrommaschine bezeichnet man ihn als Maschinenkonstante  $k\phi$  und es gilt:  $U_i = k\phi \cdot \Omega$ 

Induzierte oder innere	$U_i$	V
Spannung der Maschine		
Maschinenkonstante	kφ	Vs
Mechanische Winkel-	Ω	rad/s
geschwindigkeit		

Der Term  $k\phi$  ist bei Maschinen mit einer Dauermagneterregung eine konstante Grösse. Bei grösseren Maschinen mit einer elektrischen und daher verstellbaren Erregung ist  $k\phi$  abhängig vom Erregerstrom und zeigt eine Kennlinie, welche wie die Magnetisierungskennlinie eine ausgeprägte Sättigungseigenschaft aufweist (Abbildung 3.26).

Sobald in der Maschine ein Strom fliesst, kann die innere Spannung von aussen nicht mehr abgegriffen werden, da ein zusätzlicher Spannungsabfall über dem ohm'schen Widerstand der Wicklung entsteht. Man unterscheidet daher zwischen der inneren induzierten Spannung  $U_i$  und der aussen resultierenden Ankerspannung  $U_{\Delta}$ . Das elektromagnetisch erzeugte innere Drehmoment M<sub>i</sub> lässt sich ableiten aus der inneren Leistung  $P_i$  der Maschine:

$$P_i = U_i I_A = \Omega \cdot M_i$$

$$M_i = \frac{U_i}{\Omega} I_A = k\phi \cdot I_A$$

Die Motorkonstante  $k\phi$  ist demnach sowohl die Proportionalitätskonstante von Spannung zu Drehfrequenz als auch von Drehmoment zu Strom. Die zugeführte Leistung an der Klemme muss neben der inneren Leistung auch die Kupferverluste der Ankerwicklung abdecken:

$$P_A = P_i + P_{V,A} = U_A I_A$$
$$= U_i I_A + I_A^2 R_A$$

Zieht man von der inneren Leistung die Eisen- und Reibungsverluste ab, so gelangt man zu der an der Welle abgegebenen mechanischen Leistung. Da die Eisenverluste schwierig zu bestimmen sind und da sie ähnliche Abhängigkeiten wie die Reibungsverluste haben, werden die beiden häufig zusammengefasst und als eine mechanische Verlustkomponente P<sub>V,me</sub> betrachtet, die mit einem Verlustmoment  $M_V$ modelliert wird. Daraus ergibt sich für die an der Welle abgegebene Leistung schliesslich:

$$P_{me} = \Omega \left( M_i - M_V \right) = \Omega \cdot M$$

$$P_{me} = P_A - I_A^2 R_A - P_{V,me} = P_i - P_{V,me}$$

Dieser Leistungsfluss ist in Abbildung 3.27 illustriert. Im stationären Betrieb sind alle Grössen konstant und die Zeitfunktionen von Spannung und Strom können durch deren Mittelwert ersetzt werden. Unter dieser



Abbildung 3.26: Erregerfluss in Funktion des Erregerstromes. Der Nennpunkt wird etwa in den Bereich der beginnenden Abflachung gelegt. Der Remanenzfluss  $\phi_{rem}$  bleibt auch ohne Erregerstrom erhalten.

Abbildung 3.27: Leistungsfluss der GM.



Voraussetzung haben die Induktivitäten im System keine Wirkung. Unter Vernachlässigung des Spannungsabfalls an den Bürsten gelten im stationären Betrieb für den Rotorund den Erregerkreis die beiden Maschengleichungen:

$$U_A = R_A \cdot I_A + U$$
$$U_E = R_E \cdot I_E$$

In den Datenblättern von Gleichstrommaschinen sind verschiedene Konstanten zur Charakterisierung der Eigenschaften gebräuchlich, die alle von der Motorkonstanten  $k\phi$  abhängen. Es gibt:

die Drehmomentkonstante

$$k_T = \frac{M_i}{I_A} \approx \frac{M}{I_A} \approx k\phi$$

die Drehzahlkonstante

$$k_n = \frac{n}{U_i} = \frac{60}{2\pi} \cdot \frac{\Omega}{U_i} = \frac{60}{2\pi} \frac{1}{k\phi}$$

die Spannungskonstante

Abbildung 3.28: Elektrisches Ersatzschaltbild der GM mit angedeutetem mechanischem Strang und Erregerfluss.



Drehmomentkonstante $k_T$ Drehzahlkonstante $k_n$ Spannungskonstante $k_U$ 



Das vollständige dynamische Ersatzschaltbild ist in Abbildung 3.28 dargestellt. Die auftretenden Grössen sind nun variabel und werden deswegen mit kleinen Buchstaben dargestellt. In der Spannungsquelle  $u_i$  wird die Leistung der Maschine gewandelt. Der Widerstand  $R_A$  und die Induktivität  $L_A$  modellieren die Wirkungen des Stromes im Ankerkreis. Es gelten:

$$u_A = R_A \cdot i_A + L_A \cdot di_A/dt + u_i$$

 $u_E = R_E \cdot i_E + L_E \cdot di_E/dt$ 

## 3.4.3 Stationäres Betriebsverhalten

In fremderregten Gleichstrommaschinen werden die Stromversorgungen für Rotorund Erregerkreis getrennt ausgeführt. Beide Ströme sind somit unabhängig voneinander regelbar und der Fluss  $\phi = f(l_E)$  ist unabhängig von der Belastung.

Bei kleinen mechanischen Verlusten mit  $U_i$ =  $k\phi \cdot \Omega$  und  $M \approx M_i = k\phi \cdot I_A$  ergibt sich die Gleichung für die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie im stationären Zustand in der Form:

$$n = \frac{60}{2\pi} \cdot \Omega \approx \frac{60}{2\pi} \left[ \frac{U_A}{k\phi} - \frac{R_A}{(k\phi)^2} \cdot M \right]$$
$$= \frac{60}{2\pi} \frac{U_A}{k\phi} - \frac{60}{2\pi} \frac{R_A}{k\phi} \cdot I_A$$

Dabei ist anstelle der Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  die Drehzahl *n* aufgeführt, die üblicherweise auch in den Datenblättern von Maschinen genannt ist. Die Leerlaufdrehzahl

$$n_0 = \frac{60}{2\pi} \cdot \Omega_0 \approx \frac{60}{2\pi} \frac{U_A}{k\phi}$$

Leerlaufdrehzahl

n<sub>o</sub> U/min



Nm/A

U/min/V

V/(U/min)

Abbildung 3.29: Drehzahl-Drehmoment Kennlinie in Abhängigkeit des Ankerstromes  $I_A$  bei Variation von Spannung, Widerstand und Fluss und  $M \approx M_i$ . stellt sich mit dem Ankerstrom  $I_A \approx 0$  ein. Die Gleichung zeigt, dass die Drehzahl aufgrund des Spannungsabfalls im Ankerkreis bei steigender Belastung, ausgehend von der Leerlaufdrehzahl  $n_o$ , linear absinkt. In Abbildung 3.29 ist das Drehzahlverhalten bei verschiedenen Variationen dargestellt.

Eine Änderung der Ankerspannung  $U_A$ oder des Hauptfeldes  $\phi$  über den Erregerstrom  $I_E$  beeinflusst nach obiger Gleichung die Leerlaufdrehzahl  $n_o$ . Normalerweise sind die Nennspannung  $U_{AN}$  und der Nennfluss  $\phi_N$  so ausgelegt, dass sowohl die Kommutator-Lamellenspannung als auch die magnetische Sättigung keine wesentliche Erhöhung mehr zulassen. Also lassen sich die beiden Grössen gegenüber ihren Nenngrössen nur in Richtung  $U_A \leq U_{AN}$ und  $\phi \leq \phi_N$  reduzieren.

Im drehzahlgesteuerten Betrieb der GM unterscheidet man entsprechend der Abbildung 3.30 zwei Steuerbereiche:

Im Spannungsstellbereich (auch Ankerstellbereich genannt) wird die Maschine mit einer variablen Ankerspannung mit dem Nennfluss  $\phi_N$  betrieben.

Im Feldstellbereich bleibt die Ankerspannung auf ihrem erreichbaren Maximum, eine weitere Erhöhung der Drehzahl wird durch eine Reduktion des Feldes erreicht (Feldschwächung,  $I_E \sim 1/n$ ), was gleichzeitig zu einer Abnahme des Drehmoments führt (M ~ 1/n).

Die obere Drehzahlgrenze der Gleichstrommaschine ist ausser mechanisch vor allem durch die Stromwendung begrenzt. Können Anker- und Erregerkreis der Maschine unabhängig voneinander und frei eingestellt werden, ist die Drehzahl in ei-



nem sehr weiten Bereich stufenlos regelbar. Die GM kann im ganzen Betriebsbereich maximal mit dem Nennstrom  $I_{AN}$  belastet werden, wobei die Ankerspannung bis zum Erreichen der Eckdrehzahl  $n_{Eck}$  linear mit dieser zunimmt und danach konstant auf ihrem Nennwert  $U_{AN}$  bleibt, was konstanter Leistung an der Welle entspricht. Diese Kombination von Spannungsstellbereich unterhalb der Nennspannung der Maschine und Feldstellbereich ab dem sogenannten Eckpunkt ist typisch für die Steuerung aller drehzahlvariablen Antriebe, wobei der Übergang stufenlos erfolgt. Bei der später folgenden Behandlung der Drehfeldmaschinen ist gezeigt, wie auch dort mit speziellen ma-

Wie einleitend erwähnt, wird die Bauform der GM in Universalmotoren zum Betrieb an einphasiger Wechselspannung verwendet. Dazu werden Erreger- und Ankerwicklung in Reihe geschaltet. Man spricht daher von Reihenschlussmotoren. An dieser Stelle wird aber nicht weiter auf deren Betriebsverhalten eingegangen, da sie in Industrieantrieben kaum vorkommen.

thematischen Methoden genau diese Ei-

#### 3.4.4 Spezifische Aspekte

genschaft angestrebt wird.

Das Ersatzschaltbild, das zur Darstellung der Gleichstrommaschine in elektrischen Schemata verwendet wird, ist in Abbildung 3.31 dargestellt. Neben der Ankerwicklung werden zusätzliche Wicklungstypen eingebaut. Der Grund dafür liegt in der Ankerrückwirkung:

Durch den in der Ankerwicklung fliessenden Strom baut sich ein Magnetfeld auf, das dem Erregerfeld entgegenwirkt, in der Fachsprache auch als Ankerquerfeld oder häufiger als Ankerrückwirkung bezeichnet.

Da dadurch das Feld im Luftspalt stark verzerrt wird, kann es zu Problemen in der Stromwendung im Kommutator und zu einem starken Anstieg der Spannung zwischen zwei benachbarten Lamellen (sogenannte Stegspannung) kommen. Letzteres kann aufgrund der unvermeidlichen Ablagerung von Kohleabrieb und Staub Kurzschlüsse und Rundfeuer über den Bürsten zur Folge haben.

Abbildung 3.30: Betriebsdiagramm einer fremderregten GM. Daher werden grössere Maschinen mit sogenannten Wendepol- und Kompensationswicklungen ausgerüstet, welche den Effekten der Ankerrückwirkung entgegenwirken und so das Betriebsverhalten und die Lebensdauer der Maschine verbessern.

Sie sind mit unterschiedlichen Buchstaben gekennzeichnet. Die Zahlen nach dem Buchstaben bezeichnen jeweils den Anfang (1) und das Ende (2) der entsprechenden Wicklung. Treten Wicklungstypen mehrfach auf, so werden diese mit einer Nummer vor der Bezeichnung unterschieden. Gewisse Wicklungen, wie z.B. die Wendepol- und die Ankerwicklung, werden innerhalb der Maschine zusammengeschaltet, diese Anschlüsse sind dann nicht auf dem Klemmenkasten zugänglich.

Bei elektrisch erregten Maschinen sind verschiedene Schaltungen von Anker- und Erregerkreis möglich (Abbildung 3.31):

**Fremderregte Gleichstrommaschine:** Die Spannungen  $U_A$  und  $U_E$  werden unabhängig voneinander eingestellt; die dauermagneterregte Maschine entspricht dieser Schaltung mit einem konstanten Erregerstrom.

**Nebenschluss-Gleichstrommaschine:** Der Erregerkreis ist parallel zum Ankerkreis geschaltet, es wird  $U_A = U_F$ .

**Reihenschluss-Gleichstrommaschine:** Anker- und Erregerkreis sind in Serie geschaltet (A1-A2-D1-D2, die Serieerregerwicklung wird mit D bezeichnet), somit ist  $I_A = I_E$ ; die Universalmaschine für den Betrieb am Einphasen-Wechselstromnetz entspricht dieser Schaltung.

# 3.5 Drehfeldmaschinen

## 3.5.1 Aufbau der Wicklung

Dreht sich ein Dauermagnet oder ein Elektromagnet um seinen Mittelpunkt, so entsteht ein magnetisches Drehfeld. Drehfelder können aber auch erzeugt werden, wenn in räumlich versetzten Spulen jeweils zeitlich verschobene Wechselströme fliessen. In allen Drehfeldmaschinen (DFM) ist eine derartige Wicklung eingesetzt, die das rotierende magnetische Feld erzeugt und zusammen mit dem Rotor zur Drehmomentbildung beiträgt.

Statoren von DFM (Abbildung 3.32) bestehen aus einem geblechten Eisenkörper mit Längsnuten, um die Wicklungen aufzunehmen. Die Spulen der Wicklungen werden in die Nuten eingelegt und müssen an den Enden des Stators zur Nut geführt werden, die für die Rückleitung des Stromes vorgesehen ist. Die Bereiche ausserhalb des Eisenkörpers werden Wicklungsköpfe genannt. Sie tragen nicht zum Drehmoment bei, sind aber für die Funktion des Wicklungssystems notwendig.

In der Regel operieren DFM am 3-phasigen Spannungssystem und sind charakterisiert durch die Anzahl magnetischer Pole 2*p*, die von der Wicklung erzeugt werden. Da in Magnetfeldern Nord- und Südpole immer paarweise auftreten, spricht man von der Polpaarzahl *p*.

Eine symmetrische Drehstromwicklung besteht aus den drei Wicklungssträngen U, V und W, die denselben Spulenaufbau und die gleiche Windungszahl *N* besitzen. Die Achsen der Wicklungen sind bei Maschinen mit einem Polpaar räumlich um 120° versetzt. Bei steigender Polzahl reduziert





Abbildung 3.32: Gestaltung der

Drehfeldwicklung,

links: Statorpaket

beim Einlegen der Wicklung, rechts:

schematische Dar-

der drei Phasen. Quelle: Landert Motoren AG

stellung der Spulen

sich der Winkel entsprechend. In Abbildung 3.33 ist die Wicklungsgestaltung für eine zwei- und eine vierpolige Maschine zu sehen. Die Wicklungen sind symbolisch und mit den in den Nuten eingelegten Spulenseiten dargestellt.

Ordnet man das in Abbildung 3.33 links dargestellte Wicklungssystem mehrfach entlang des Umfangs an, entstehen Maschinen mit höheren Polpaarzahlen (Abbildung 3.33 rechts). Beispielhaft zeigt Abbildung 3.34 die Wicklungsanordnung und die Magnetfelder von DFM mit den Polpaarzahlen p = 1 und p = 2. Die 3 Stränge U, V, W einer Drehstromwicklung können in Stern oder in Dreieck geschaltet werden, wie in Abbildung 3.35 dargestellt.

Bei Sternschaltung liegt über einem Strang der  $1/\sqrt{3}$ -te Anteil der zugeführten verketteten Spannung. Bei der Dreieckschaltung liegt hingegen die ganze verkettete Spannung an einem Strang. Bei der Dreieck-







Abbildung 3.33: Wicklungsanordnung, links in einer zweipoligen, rechts in einer vierpoligen Drehstromwicklung.

Abbildung 3.34: Magnetisches Feld in einer zwei (links) und einer vierpoligen Asynchronmaschine (rechts).

schaltung ist darauf zu achten, dass alle 3 Stränge magnetisch identisch aufgebaut und betrieben werden, um die Bildung von Kreisströmen zu verhindern.

## 3.5.2 Entstehung des Drehfeldes

In Synchronmaschinen dreht ein Rotor, der ein zeitlich konstantes Magnetfeld mitführt. Ist das erzeugte Feld sinusförmig verteilt, so weist auch der mit jedem Strang des Stators verkettete Fluss eine zeitliche Sinusfunktion auf. Aufgrund des Induktionsgesetzes entsteht eine Spannung, die ebenfalls sinusförmig ist. Ihre Amplitude ist von der Stärke und von der Drehzahl des Magnetfeldes abhängig. In Abbildung 3.36 ist dieser Vorgang dargestellt. Die drei Wicklungsstränge sind in Abhängigkeit von ihrer Lage gegenüber dem Rotor mit einem unterschiedlichen Fluss verkettet. Bei Drehung des Rotors wird in den Strängen eine Spannung induziert. Aufgrund der räumlichen Verdrehung der drei Stränge sind die induzierten Spannungen phasenverschoben.

Wird nun der Rotor entfernt und die Statorwicklung mit einem Drehstrom gespeist, so entsteht ein gleiches Magnetfeld wie mit dem drehenden Magnetrotor. Dieses Drehfeld gibt den so aufgebauten Maschinen ihren Namen: Drehfeldmaschinen. Der Effekt entsteht durch die Überlagerung der einzelnen Phasenströme. In Abbildung 3.37 sind die Verläufe der drei Ströme dargestellt. Zu jedem Zeitpunkt kann der Fluss, als deren Wirkung, als Zeiger dargestellt werden, der senkrecht auf der Wicklungsachse steht. Die Länge der Zeiger hängt vom Augenblickswert des Stromes ab. Für einen symmetrischen Drehstrom mit der Phasenlage  $\varphi_i = 0$  gilt:

## $i_U = \hat{\imath} \cdot \cos(\omega t); i_V = \hat{\imath} \cdot \cos(\omega t - 120^\circ);$ $i_W = \hat{\imath} \cdot cos(\omega t - 240^\circ)$

Unter Berücksichtigung ihrer Richtung werden nun die Stromzeiger vektoriell addiert und zudem um den Faktor 2/3 skaliert. Dies ist üblich, weil so die resultierende Zeigerlänge gleich der maximalen Länge der Zeiger der einzelnen Phasenströme ist. Es zeigt sich, dass in einer zweipoligen Wicklung der resultierende Stromzeiger während einer Periode eine Rota-

U1/W2

Abbildung 3.35: Von den 3 einzelnen Strängen zu der Stern- oder der Dreieckschaltung.



Abbildung 3.36: Drehfeldwicklung mit rotierendem Magnetfeld. Links: Anordnung und Zählrichtungen, Rotor steht bei  $\omega t \triangleq 0^\circ$ , rechts: induzierte Spannungen und verketteten Flüsse bei Drehung des Rotors.

tion um 360° ausführt und dabei eine konstante Länge aufweist. Dieser Stromzeiger erzeugt ein magnetisches Feld, dessen Richtung und Pole rotieren. In der Maschine entsteht ein drehendes Magnetfeld durch die Überlagerung der Wirkung der drei Ströme. In Abbildung 3.38 sind die Feldlinien des Magnetfeldes in zwei aufeinanderfolgenden Zeitpunkten dargestellt. Die Feldlinien zeigen die Richtung des magnetischen Flusses in der Maschine an.

Der Zeiger, der in der zweidimensionalen Ebene rotiert, wird als **Raumzeiger** bezeichnet, da er die Richtung der Wirkung der überlagerten Ströme in der Maschine anzeigt. Wie beschrieben wurde, entsteht durch ein Drehstromsystem in der Drehstromwicklung ein Zeiger mit konstanter Länge und einer konstanten Rotationsgeschwindigkeit.

Die mathematische Beschreibung der Raumzeiger erfolgt mit Hilfe der Vektorrechnung oder der komplexen Zahlen. Dazu legt man ein rechtwinkliges Koordinatensystem in die Ebene senkrecht zur Maschinenachse und bezeichnet dieses als  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem. Die  $\alpha$ -Achse wird in die Richtung der Achse der Wicklung U gelegt, die  $\beta$ -Achse 90° voreilend dazu. In der komplexen Ebene entspricht die  $\alpha$ -Achse der reellen und die  $\beta$ -Achse der imaginären Komponente. Dieses System ist in Abbildung 3.39 dargestellt. Die Bildung des resultierenden Zeigers kann anschaulich durch die Addition der drei Vektoren der einzelnen Strangströme gezeigt werden. In der komplexen Notation gilt für den Stromraumzeiger einer Drehfeldwicklung:

$$\dot{i}_{S} = \frac{2}{3} \left( i_{U} \cdot 1 + i_{V} \cdot e^{j^{2}\pi/3} + i_{W} \cdot e^{j^{4}\pi/3} \right)$$
$$= \frac{2}{3} \left[ i_{U} + i_{V} \left( -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + i_{W} \left( -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right]$$

Setzt man für die Zeitfunktionen der Ströme ein symmetrisches System mit der Amplitude  $\hat{i}$  und der Drehfrequenz  $\omega$  ein, so ergibt sich nach einer vereinfachenden Rechnung:



Abbildung 3.37: Bildung des resultierenden Stromraumzeigers während einer elektrischen Periode.

Abbildung 3.38: Magnetisches Feld in einer zweipoligen Maschine bei Zeitpunkten  $\omega t \triangleq 0^{\circ}$ (links) und  $\omega t \triangleq 40^{\circ}$ (rechts) zur Illustration des Drehfeldes.  $\underline{i}_{S} = i_{S\alpha} + ji_{S\beta} = \hat{i} \cdot e^{j\omega t}$  $= \hat{i} [\cos(\omega t) + j\sin(\omega t)]$ Raumzeiger des Statorstromes  $\underline{i}_{S}$  A

Dabei wird sichtbar, dass der Zeiger is eine zeitunabhängige, konstante Amplitude aufweist und dass sein Winkel proportional mit der Zeit t grösser wird. Er hat somit eine konstante Winkelgeschwindigkeit  $\omega$ . Der gleiche Stromraumzeiger entsteht auch durch die Wirkung von zwei Spulen, die rechtwinklig zueinander angeordnet sind und deren Stromwerte den Komponenten des Zeigers entsprechen. Die beiden Achsen werden mit  $\alpha$  und  $\beta$  bezeichnet. Die Umrechnung von 3 Wicklungen auf dieses modellmässige Ersatzsystem wird mit dem Block in Abbildung 3.40 symbolisiert und auch Clark-Transformation genannt.

Bei höheren Polzahlen dreht sich das magnetische Feld während einer Periodendauer der Strangströme nur noch um den entsprechend reduzierten Umfang. Die Drehfrequenz des Feldes sinkt trotz gleichbleibender elektrischer Frequenz umgekehrt proportional zur Polpaarzahl. Die Drehzahl des Magnetfeldes in U/min wird somit zu:

$$n_s = \frac{60}{2\pi} \frac{\Omega_S}{p} = 60 \cdot \frac{f_S}{p}$$

Synchrone Winkel- geschwindigkeit	Ωs	rad/s
Synchrone Drehzahl	ns	U/min
Polpaarzahl der Maschine	р	-
Polzahl der Maschine	2р	-

# 3.5.3 Magnetkreis von Drehfeldmaschinen

Das Magnetfeld der Maschine wird bis auf den Luftspalt in Elektroblech geführt, womit sich die nach dem Gesetz  $B = \mu_r \cdot \mu_0 \cdot H$ aufzubringende magnetische Feldstärke Hdurch die hohe relative Permeabilität von Eisen ( $\mu_r >> 1$ ) in vernünftigen Grenzen halten lässt. Die Feldlinien und die Flussdichte des magnetischen Feldes sind in Abbildung 3.41 für eine vierpolige Asynchronmaschine dargestellt. Der magnetische Fluss  $\phi$  schliesst sich auf dem Weg Rotorjoch – Rotorzähne – Luftspalt – Statorzähne – Statorjoch – Statorzähne – Luftspalt – Rotorzähne. In den Jochen sieht man jeweils den halben Polfluss. In



Abbildung 3.40: Koordinatentransformation vom Drehstromsystem auf das rechtwinklige αβ-System.

Tabelle 3.2: Synchrone Drehzahlen bei Speisung mit 50 Hz in Abhängigkeit der Polzahl 2p (in Klammern die Polpaarzahl p).

Abbildung 3.39: Links: Bildung des Stromraumzeigers aus den Phasenströmen und Skalierung um <sup>2</sup>/<sub>3</sub>. Mitte: Zeiger der Wicklungsachsen. Rechts: Projektion des Raumzeigers auf das αβ-Koordinatensystem.



den Abschnitten entstehen unterschiedliche maximale Flussdichten, die sich etwa in folgenden Bereichen bewegen:

- Luftspalt  $B_{\delta} = 0.6 \text{ T bis } 1.1 \text{ T}$
- Zähne *B*<sub>*Z*</sub> = 1,5 T bis 2,1 T

■ Joch *B*<sub>J</sub> = 1,2 T bis 1,7 T

In elektrischen Maschinen wird zwischen dem Hauptfluss und den Streuflüssen unterschieden: Der Hauptfluss ist der Teil des Flusses, welcher durch Rotor und Stator fliesst und somit zur Drehmomentbildung der Maschine beiträgt. Die **Streuflüsse** hingegen sind die Flussanteile, welche sich nur mit der eigenen Wicklung (oder dem Magneten im Fall von Dauermagneterregung) verketten, aber nichts zur Drehmomentbildung beitragen. Die wichtigsten Streuanteile sind:

• Nutstreuung: Der Feldkreis schliesst sich bereits in der Nut und tritt nicht in den Luftspalt aus, in der Regel der dominante Anteil.

■ Wicklungskopfstreuung oder Stirnstreuung: Flussanteile ausserhalb des Blechpaketes; bei langen Wicklungsköpfen (tiefe Polzahlen) erheblich.

**Zahnkopfstreuung:** Der Fluss schliesst sich über den Luftspalt und tritt nicht in den anderen Blechkörper ein.

Streuung infolge Nutschrägung: Meistens wird das Stator- oder das Rotorblechpaket entlang der Motorachse um eine Nut geschrägt, um die Kraftbildung zu glätten, durch diese Schrägung entstehen weitere Streuflüsse.

# 3.6 Asynchronmaschine

### 3.6.1 Aufbau und Wirkungsweise

Der Aktivteil der Asynchronmaschine (ASM) besteht aus dem Stator mit einer Drehfeldwicklung und dem Rotor. Die beiden Wicklungssysteme von Stator und Rotor bilden zwei gekoppelte Magnetkreise, die zusammen das Drehmoment der ASM erzeugen. Aufgrund der Wicklung des Rotors wird unterschieden zwischen

**Käfig und Kurzschlussläufer**, deren Wicklung aus in Nuten eingelegten Stäben besteht, die an beiden Enden mittels eines Käfigrings verbunden werden.

**Schleifringläufer**, die eine mit isolierten Drähten gewickelte Drehfeldwicklung tragen, deren Enden auf Schleifringe geführt werden.

Das magnetische Drehfeld in einer ASM entsteht durch den in der Statorwicklung fliessenden Strom. Soll im Rotor ein Drehmoment entstehen, muss auch in der Rotorwicklung ein Strom fliessen (Lorentz-Kraft-Prinzip). Dies geschieht, wenn der Rotor einen Geschwindigkeitsunterschied zum Statordrehfeld aufweist und somit nicht synchron dreht. Die relative Differenz der beiden Drehzahlen wird als Schlupf bezeichnet. Durch die Relativbewegung des Rotors zum Feld wird in der Rotorwicklung eine Spannung induziert, die über den Rotorwiderstand wiederum einen Strom treibt und im Zusammenwirken mit dem Drehfeld schliesslich ein Drehmoment er-



zeugt. In Anlehnung an die Wirkungsweise der Spannungsinduktion im Rotor findet man für die ASM mit Käfigläufer auch häufig die Bezeichnung Induktionsmaschine. Die Komponenten der ASM sind im Schnittbild von Abbildung 3.42 ersichtlich.

Der Rotor selbst besteht neben der Antriebswelle im Normalfall aus einem geblechten Eisenkörper, bei hohen mechanischen Belastungen, z.B. bei sehr hohen Drehzahlen, kommen aber auch Vollstahlkörper zum Einsatz.

Als Material für die Käfige der Kurzschlussläufer werden Aluminium oder Kupfer eingesetzt (Abbildung 3.43). Mit Aluminium kann die Käfigwicklung sehr einfach und rationell im Druckgussverfahren direkt in das Blechpaket eingebracht werden. Wegen der höheren Leitfähigkeit resultiert mit Kupferkäfigen ein besserer Wirkungsgrad der Maschine. Im Bereich bis zu mittleren Motorengrössen ist auch mit Kupfer die Herstellung in einem Druckgussverfahren möglich.

Schleifringläufer besitzen einen Rotor mit einer Wicklung, die über Schleifringe nach aussen geführt wird. Dieser Maschinentyp wird als doppeltgespeiste Drehfeld- oder Asynchronmaschine bezeichnet und in sogenannten Kaskadenschaltungen in Leistungsbereichen von typisch > 50 MW eingesetzt (z. B. in Pumpspeicherkraftwerken).



Abbildung 3.42: Schnittbild einer ASM. Quelle: Siemens AG

#### Für kleine Luftspaltweiten $\delta$ spricht

- Geringer Magnetisierungsbedarf (Stromverluste)
- Besserer radialer Wärmeübergang auf den Stator (Kühlung)

Der Luftspalt zwischen Rotor und Stator der Maschine ist bei der Auslegung von grundlegender Bedeutung. Eine minimal nötige Luftspaltweite ergibt sich alleine durch die mechanische Forderung, Berührung zu vermeiden. Aufgrund von Fertigungstoleranzen, Durchbiegung und Schwingungen im Betrieb ist der minimale Abstand festzulegen. Tabelle 3.3 erklärt die Vorteile kleiner respektive grosser Luftspaltweiten  $\delta$ .

In der Regel wird der Minimierung des Magnetisierungsstromes die höchste Priorität beigemessen, aber gerade bei schnelllaufenden Maschinen kommt auch den Luftreibungsverlusten eine grosse Bedeutung zu. Im tiefen kW-Bereich liegt der Luftspalt um 0,3 mm und steigt bei grossen Maschinen bis zu einigen mm an.

Im idealen, verlustfreien Leerlauf ist die Drehzahl n der ASM gleich der synchronen Drehzahl  $n_s$ , d. h. der Drehzahl des Statordrehfeldes:





#### Für grosse Luftspaltweiten $\delta$ spricht

- Geringere Luftreibung (und damit geringere Reibungsverluste)
- Weniger Oberwellenverluste
- Bessere axiale Kühlung
- Grössere Fertigungstoleranzen (Produktionskosten)

Abbildung 3.43: Kurzschlusskäfig des Rotors einer ASM. Oben: Ausführung mit Druckguss-Aluminiumkäfig; unten: Kupferkäfig mit Einzelstäben. Quelle: Landert Motoren AG

Tabelle 3.3: Vor- und Nachteile bei der Bestimmung der Luftspaltweite.

$$n = n_S = \frac{60 \cdot f_S}{p}$$

Der Rotor dreht mit der mechanischen Winkelgeschwindigkeit  $\Omega_{me}$ , seine Achse bildet gegenüber der Achse  $\alpha$  der Statorwicklung den Winkel  $\gamma_{R}$ . Diese Definitionen sind zusammen mit der modellmässigen Darstellung der ASM in Abbildung 3.44 aufgezeigt.

Unter Belastung entsteht ein Schlupf

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\omega_s - p\Omega_{me}}{\omega_s} = \frac{f_R}{f_s}$$

wobei die Frequenz im Rotorkreis  $f_R = s \cdot f_s$ wird. Das Produkt  $p\Omega_{me}$  berücksichtigt die reduzierte Drehzahl bei steigender Polzahl der Maschine.

Schlupf	S	
Rotorfrequenz	$f_R$	Hz

Mit Schlupf ist die Drehzahl

$$n = n_s (1-s)$$
$$= \frac{60}{p} f_s (1-s)$$

Auch die im Rotor induzierte Spannung  $U_{qR}$  steigt gemäss Induktionsgesetz proportional mit dem Schlupf an. Die Verläufe von  $f_R$  und von  $U_{qR}$  sind in Abbildung 3.45 dargestellt. Bei Schlupf 1 steht der Rotor still, die induzierte Spannung  $U_{qR}$  erreicht ihren Maximalwert  $U_{qR0}$  und die Rotorfrequenz  $f_R$  entspricht der Statorfrequenz  $f_S$ . Die Spannung  $U_{qR}$  ist eine innere Grösse der ASM und kann nur bei Schleifringläufern im stromlosen Zustand gemessen werden. Bei der synchronen Drehzahl

(s = 0) wird keine Spannung auf dem Rotor induziert:  $U_{oR} = 0$ .

Im asynchronen Betrieb mit Schlupf bildet die ASM ein Drehmoment. Abbildung 3.46 links zeigt die Drehmomentkennlinie bei Speisung mit einer festen Spannung und Frequenz über Drehzahl n und Schlupf s. Das Moment ist bei der synchronen Drehzahl null. Es steigt dann mit zunehmendem Schlupf an, bis es beim Kippschlupf  $s_{\kappa}$  das Maximal- oder Kippmoment  $M_{\kappa}$  erreicht. Danach senkt es sich wieder ab und ist bei s = 1, also im Stillstand, auf dem Wert, der beim Anlauf zur Verfügung steht und daher als Anlaufmoment  $M_A$  bezeichnet wird.

Das Drehmoment im Arbeitsbereich der ASM liegt bei Nennfrequenz zwischen ca.  $\pm 50 \%$  des Kippmomentes, der Schlupf ungefähr im Bereich  $\pm s_K/2$ . In diesem Bereich kann das Drehmoment-Drehzahl-Verhalten näherungsweise als linear betrachtet werden. In Abbildung 3.46 rechts ist der linearisierte Verlauf zusammen mit dem zugehörigen Statorstrom in Abhängigkeit der Rotorfrequenz  $f_R$  dargestellt. Im Leerlauf fliesst der magnetisierende Strom  $l\mu$ .

Bei negativen Drehzahlen bleibt das Drehmoment positiv, dadurch wird die Richtung der Leistung umgekehrt, die Maschine nimmt von der Welle Leistung auf und gibt sie in den elektrischen Kreis ab. Dieser Betriebsbereich kann zur Bremsung verwendet werden.

Oberhalb der synchronen Drehzahl kehrt das Drehmoment das Vorzeichen um. Hier arbeitet die Maschine im übersynchronen



Abbildung 3.44: Wicklungssysteme der zweipoligen Käfigläufer-ASM. Links dargestellt mit der Leiteranordnung; rechts mit Ersatzelementen.

Generatorbetrieb und wird so auch in kleineren Kraftwerken (bis ca. 100 kW) eingesetzt. Die Kennlinie zeigt, dass ein Wechsel vom Generator- in den Motorbetrieb für die Maschine ohne Unterbruch möglich ist.

## 3.6.2 Modellierung und Ersatzschaltbild

Aufgrund des beschriebenen Aufbaus mit den beiden über einen Magnetkreis gekoppelten Wicklungen ist das elektrische Ersatzschaltbild der ASM gleich demjenigen des Transformators. Auch bei der ASM werden die sekundären Grössen mit dem Übersetzungsverhältnis auf die Primärseite umgerechnet, wodurch ein einziger Stromkreis entsteht, der mit den üblichen Mitteln der Wechselstromtheorie berechnet werden kann und in dem die einzelnen Elemente eine physikalische Bedeutung haben. Zu beachten ist, dass die folgenden Ersatzschaltbilder jeweils für einen Strang gelten. Die Ströme und Spannungen der Speisung müssen gemäss der Schaltung der Maschine berücksichtigt

Abbildung 3.45: Rotorspannung und Rotorfrequenz in Funktion von Schlupf bzw. Drehzahl des Rotors.



werden und die Leistungsdaten sind mit der Strangzahl zu multiplizieren. In der industriellen Praxis sind die meisten Maschinen dreisträngig ausgeführt. Im Folgenden wird diese Strangzahl verwendet.

In Abbildung 3.47 ist links das grundlegende Modell der Maschine als Ersatzschaltbild dargestellt. Es besteht aus zwei elektrischen Kreisen, die magnetisch gekoppelt sind. Im Fall des Kurzschlusskäfigs ist der Sekundärkreis kurzgeschlossen. In beiden Kreisen treten Streuinduktivitäten auf, welche die nicht gekoppelten magnetischen Flüsse modellieren. Der Magnetisierungsstrom  $l\mu$  erzeugt den Hauptfluss der Maschine, der auch mit der Rotorwicklung verkettet ist und dort eine Spannung induziert. Der Stator hat die Frequenz  $f_s$ und der Rotor, im Gegensatz zum Transformator, die schlupfabhängige Frequenz  $f_{R}$ . Im umgerechneten Ersatzschaltbild rechts erscheinen die auf den Stator bezogenen Rotorgrössen mit einem Strich (') markiert. Hier ist zusätzlich der Eisenwiderstand  $R_{Fe}$  eingezeichnet, der parallel zu der Hauptinduktivität liegt und die Eisenverluste abbildet, welche proportional zu  $U_q^2$  sind. Die Umrechnung beinhaltet auch die Transformation der Rotor- auf die Statorfrequenz. Dabei erscheint neu der schlupfabhängige Rotorwiderstand  $R'_{R}/s$ . Dieser bildet sowohl die Rotorverluste wie auch die innere Leistung der Maschine ab. Bei s=0 wird dieser unendlich und somit der Rotorstrom zu null.



Abbildung 3.46: Drehmoment (grün) und Statorstrom (rot). Links: dargestellt über Schlupf und Drehzahl. Rechts: in Abhängigkeit der Rotorfrequenz. In hellgrün die Näherungen für s >> s<sub>K</sub> und  $s \ll s_{\kappa}$ .

Zur Darstellung des Betriebsverhaltens kann das Ersatzschaltbild mit der Zusammenfassung der Stator- und Rotorstreureaktanzen zu einer Streureaktanz und durch Vernachlässigung des Eisenwiderstands  $R_{re}$  stark vereinfacht werden:

## $L_{\sigma} = L_{S\sigma} + L'_{R\sigma}$

Da normalerweise die Hauptinduktivität wesentlich grösser ist als die Streuinduktivitäten kann der Querpfad näherungsweise vor oder hinter den Längselementen angeordnet werden. In Abbildung 3.48 sind beide Varianten dargestellt. Der Sinn solcher Vereinfachungen liegt darin, einzelne Betriebszustände einfacher interpretieren zu können. So ist z.B. die Darstellung in Abbildung 3.48 links für die Untersuchung des Betriebsverhaltens unter Last gut geeignet. Hier ist der Magnetisierungsstrom unabhängig von der Belastung und kann einfach durch die Eingangsspannung eingestellt werden. Für eine Untersuchung der Leerlaufverhältnisse hingegen ist dieses Bild nicht geeignet. Da im Leerlauf kein Rotorstrom fliesst, würden nach diesem Schema im Leerlauf keine Verluste entstehen, was nicht korrekt ist.

**Ermittlung Maschinenparameter:** Bei unbekannten Parametern der Maschine braucht es eine experimentelle Ermittlung. Die Speisung erfolgt dazu aus einer variablen Spannungsquelle, es müssen jeweils Spannung, Strom und Leistung gemessen werden. Ähnlich wie beim Trafo sind folgende Versuche minimal nötig:

1. Gleichstromversuch zur Messung des Statorwiderstandes  $R_{s}$ .

2. Leerlaufversuch (unbelastete Maschine,  $s \approx 0$ ) bei  $U_s = U_N$  und  $f_s = f_N$  zur Bestimmung von  $R_{Fe}$  und  $L_s \approx L_h$ . Die Eisenverluste im Leerlauf sind näherungsweise gleich denjenigen im Lastfall, da die Spannungsabfälle über  $R_s$  und  $L_\sigma$  klein sind.

3. Kurzschlussversuch (mit festgehaltenem Rotor) bei  $I_s \approx I_N$  bei abgesenkter Spannung  $U_s$  und möglichst kleiner Frequenz  $f_s$  zur Bestimmung von  $R_s + R'_R$  und  $L_{\sigma}$ . Die Absenkung von  $f_s$  ist nötig, um die im Betrieb kleinen Frequenzen im Rotor ohne Stromverdrängung zu simulieren. Werden Umrichter eingesetzt, so können die Bestimmung der Parameter in Form einer Autoidentifikation über vorprogrammierte Routinen erfolgen.

## 3.6.3 Stationäres Betriebsverhalten

In dem in Abbildung 3.47 gezeigten Ersatzschaltbild ist der Widerstand  $R'_R/s$  im Rotorkreis als ein Element dargestellt. Um aus der Ersatzschaltung auf die innere meAbbildung 3.47: Elektrisches Ersatzschaltbild der ASM bei kurzgeschlossenem Rotor. Links; zwei gekoppelten Stromkreise, rechts auf einen Stromkreis umgerechnet.

Abbildung 3.48: Elektrische Ersatzschaltbilder. Links: Magnetisierungsstrom unabhängig von der Belastung. Mitte: Magnetisierungsinduktivität und Sekundärwiderstand an der gleichen Spannung. Rechts: Aufteilung des Rotorwiderstandes.

Haupt- und Streuinduktivitäten	$L_h$ , $L_{S\sigma}$ , $L_{R\sigma}$	Н
Widerstand von Stator und Rotor	$R_s, R_R$	Ω
Ersatzwiderstand der Eisenverluste	R <sub>Fe</sub>	Ω
Übersetzungsverhältnis zwischen Rotor und	ü	-
Stator		





chanische Leistung der Maschine zu gelangen, kann dieser Widerstand unterteilt werden in

$$\frac{R'_{R}}{s} = R'_{R} + R'_{R} \cdot \frac{1-s}{s} = R'_{R} + R'_{m}$$

Im Anteil  $R_{R}'$  fällt die Verlustleistung des Sekundärkreises an. Im Widerstand  $R'_{me}$ wird die innere mechanische Leistung  $P_{i}$ der Maschine umgesetzt:

$$P_i = 3 \cdot R'_{me} (I'_R)^2.$$

Das innere Drehmoment  $M_i$  lässt sich näherungsweise mithilfe der sogenannten Kloss'schen Gleichung in Abhängigkeit des Schlupfs und der Kippgrössen bestimmen:

$$M_i \approx M_K \cdot \frac{2}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s}}$$

Aus dem inneren Drehmoment resultiert nach Abzug von Luftreibungs- und mechanischen Verlusten das an der Welle verfügbaren Drehmoment  $M_{me}$ .

In der Momentengleichung treten der Kippschlupf  $s_{\kappa}$ 

$$s_{K} = \frac{R'_{R}}{\sqrt{R_{S}^{2} + (\omega_{S}L_{\sigma})^{2}}} \approx \frac{R'_{R}}{\omega_{S}L_{\sigma}}$$

und das Kippmoment  $M_{\kappa}$  auf. Für dieses gilt bei zusammengefassten Streuinduktivitäten die Näherung:

$$M_K \approx \frac{3 \cdot p \cdot U_S^2}{4\pi f_S \cdot \omega_S L_\sigma} = \frac{3 \cdot p \cdot U_S^2}{4\pi f_S \cdot X_\sigma}$$

Wie schon erwähnt, lässt sich die Kennlinie des Drehmoments im Betriebsbereich mit kleinen Rotorfrequenzen  $f_R$  und kleinem Schlupf ( $s < \frac{s_K}{2}$ ) der ASM linearisieren und es gilt:

$$M_i \approx 2M_K \frac{s}{s_K} = 2M_K \frac{f_R}{f_{R,K}} = M_N \frac{f_R}{f_{R,N}}$$

Dieser lineare Zusammenhang  $M \sim s$  und  $M \sim f_R$  ist in Abbildung 3.46 in hellgrün dargestellt. Er ist insbesondere nützlich, um aus einem gegebenen Arbeitspunkt mittels linearer Umrechnung einen anderen Arbeitspunkt zu bestimmen.

Beispielsweise kann mit dem Zusammenhang

$$s_K \approx 2 \frac{M_K}{M_N} s_N$$

aus Datenblattwerten der zugehörige Kippschlupf einer Maschine bestimmt werden. In ähnlicher Weise kann die Momentenkennlinie auch für  $s >> s_{\kappa}$  angenähert werden. Es resultiert hier ein 1/s Verlauf. Mit dieser Näherung kann das Anlaufmoment einfach abgeschätzt werden

$$M_A = M(s=0) \approx 2 M_K s_K$$

Eisenverluste

Mechanische Verluste

Allerdings ist hier zu beachten, dass aufgrund der Stromverdrängung im Rotor (siehe Abschnitte 3.6.5 und 5.2.2) diese Berechnung nur eine ungefähre Abschätzung des minimalen Anlaufmomentes ermöglicht.

In Abbildung 3.49 ist der Leistungsfluss in der ASM abgebildet. Die zugeführte elektrische Leistung, vermindert um die Verluste im Stator, wird auf den Rotor übertragen, wo weitere Verluste anfallen. Nach der Wandlung in mechanische Leistung müssen noch die mechanischen Verluste abgeführt werden. An der Welle steht schlussendlich die mechanische Nutzleistung zur Verfügung.

Abbildung 3.49: Leistungsfluss einer ASM.



ca. 15%

ca. 5%

Bei Belastung fallen immer die schlupfabhängigen Rotorverluste  $P_{V,R}$  an. Diese sind gemäss der Aufteilung des Rotorwiderstandes gegeben. Es gilt für die auf den Rotor übertragene Luftspaltleistung  $P_{\delta}$ :

$$P_{\delta} = 3 \cdot \frac{R'_{R}}{s} (I'_{R})^{2} = 3 \cdot (R'_{me} + R'_{R}) (I'_{R})^{2}$$

und daraus

$$sP_{\delta} = 3 \cdot (R'_{R}) (I'_{R})^2$$
 und  $P_i = (1-s)P_{\delta}$ 

Die Rotorverluste sind also proportional zum Schlupf, was bei der Überlastung einer ASM oft als Erstes zu einer Beschädigung des Rotors führt. Die vorgestellten Zusammenhänge können bei der Berechnung genutzt werden, um von der mechanischen Nominalleistung einer Maschine auf die Luftspaltleistung zu schliessen und so eine Aufteilung zwischen Rotor- und Statorverlusten vornehmen zu können.

Die verschiedenen Betriebsbereiche können auch anhand der Stromortskurve in Abbildung 3.50 dargestellt werden. Es ist ersichtlich, wie der Stromzeiger bei Veränderung des Schlupfes seine Phasenlage und auch seine Länge verändert. Bei s = 0 und im Leerlauf wird eine nahezu reine Blindleistung aufgenommen. Mit zunehmendem Schlupf geht die Maschine in den Motorbetrieb über. Der Winkel  $\varphi$  wird kleiner und der Strom wird grösser. Ab s = 1 arbeitet die Maschine im gegensynchronen Bremsbetrieb und nimmt Leistung sowohl vom Netz wie auch von der Welle auf. Die ganze Leistung wird im Rotor um-

gesetzt, was für die Erwärmung kritisch ist. Bei s < 0 fliesst die Leistung von der Welle in die Maschine und ab der Kompensation der inneren Verluste wird sie zum Generator und die Leistung  $P_s$  negativ. Bemerkenswert ist, dass bei sehr grossem Schlupf, positiv oder negativ, der Arbeitspunkt auf den gleichen Wert zustrebt, bei dem der Rotorkreis rein induktiv und das Drehmoment zu null wird.

## 3.6.4 Modellierung der ASM mit Raumzeigern

Bei der Beschreibung des Drehfeldes wurde gezeigt, wie mit Hilfe der sogenannten Raumzeiger die Vorgänge in den elektrischen Maschinen mathematisch beschrieben werden können. Nach der Transformation von 3 Phasen in ein rechtwinkliges Koordinatensystem (UVW  $\rightarrow \alpha\beta$ ) wird bei der Modellierung von elektrischen Maschinen nun eine weitere Transformation eingeführt, mit der das αβ-System auf ein rotierendes Koordinatensystem umgerechnet wird. Damit wird erreicht, dass die Vorgänge in der Maschine, welche von deren Bewegung abhängen, mathematisch vereinfacht werden. Es entsteht ein Modell, welches entkoppelte moment- und feldbildende Grössen aufweist und somit genau dem Verhalten der Gleichstrommaschine entspricht. Zudem wandeln sich die Wechselgrössen im stationären Betrieb zu Gleichgrössen, was für die Regelung eine willkommene Vereinfachung darstellt.



Abbildung 3.50: Lage des Zeigers des Statorstromes bei Variation des Schlupfes (Stromortskurve). In der oberen Halbebene ist die Statorleistung positiv, in der unteren negativ. Bei Schlupf 0 liefert der Stator die Magnetisierungsblindleistung und die Statorverluste. Der cosø ist annähernd 0 und nimmt mit zunehmendem Schlupf zu.

In Abbildung 3.51 ist ein Raumzeiger mit Bezug auf zwei zueinander verdrehten Koordinatensystemen dargestellt und in Abbildung 3.52 die Transformationsblöcke mit den Wicklungssystemen. Bei einem Winkel  $\gamma$  zwischen den beiden Systemen lautet die Transformationsgleichung beispielsweise für einen Stromvektor is:

$$\underline{i}_{S}^{xy} = \underline{i}_{S}^{\alpha\beta} e^{-j\gamma}$$

jβ

ji,

Orientiert man das xy-Koordinatensystem an einer bewegten Grösse der Maschine, so wird der Winkel  $\gamma$  zu einer Zeitfunktion y(t). Mit einer konstanten Drehgeschwindigkeit ist  $\gamma(t) = \omega t$ .

Eine für die Regelung von Antrieben oft verwendete Modellierung findet im rotorflussfesten dq-Koordinatensystem statt. Die Raumzeiger werden dazu auf ein Koordinatensystem projiziert, welches an der Richtung des mit dem Rotor verketteten Flusses orientiert ist und mit diesem rotiert. Wie in Abbildung 3.53 dargestellt, bilden die Rotorströme ebenfalls ein Drehfeld mit der Kreisfrequenz  $\omega_R$  gegenüber dem Rotor aus. Es gilt, wie schon bei der Definition des Schlupfes dargestelllt, wiederum:

$$\omega_{S} = \omega_{R} + \rho \Omega_{me},$$

was besagt, dass die Überlagerung der mechanischen Bewegung und des Rotorfeldes der Geschwindigkeit des Statorfeldes entspricht. Mit  $\omega_R = s \cdot \omega_S$  kann auf die Formel des Schlupfes umgeformt werden.

Winkel von Statorachse zu y rad Rotorfeld

Wird das vereinfachte Modell gemäss Abbildung 3.54 für die Beschreibung vorausgesetzt, so bildet der Magnetisierungsstrom iu exakt den Rotorfluss und entspricht demnach dem Strom *i*<sub>s.d</sub>. Der Strom  $i'_{R}$ , der in den Rotorwiderstand  $R'_{R}$  fliesst, ist rein ohmsch und deswegen 90° voreilend zu is.d. Er stellt den drehmomentbildenden Strom  $i_{5,a}$  dar.

So resultieren für Drehmoment und Spannung Formeln, die im stationären Zustand bis auf einen Faktor denjenigen der Gleichstrommaschine entsprechen:

$$M_{i} = \frac{3}{2} p \Psi_{R}' \cdot i_{S,q} = \frac{3}{2} p L_{h} i_{S,d} \cdot i_{S,q} = k_{T} \cdot i_{S,q}$$
$$U_{S,q} = \omega_{S} L_{h} \cdot i_{S,d} = \frac{2}{3p} k_{T} \cdot \omega_{S}$$

iβ

ji<sub>β</sub>

j*i*,

Abbildung 3.51: Raumzeigerdarstellungen in verschiedenen Koordinatensystemen.



= îe<sup>jw</sup>

Abbildung 3.52: Transformation zwischen statorfestem  $(\alpha\beta)$  und drehendem (xy) Koordinatensystem.

Der Grund für die Abweichung gegenüber der GM liegt in der unterschiedlichen Normierung der Stromgrössen und darin, dass das Ersatzschaltbild nur einen der drei vorkommenden Stränge abbildet.

## 3.6.5 Spezifische Aspekte der ASM

Ein wichtiges Phänomen bei Asynchronmaschinen mit Käfigläufern ist die Stromverdrängung im Motor gegen die Oberfläche hin. Dieser sogenannte Skin-Effekt tritt in massiven Leitern auf, die von Wechselströmen durchflossen werden. Je höher der Leiterstab gebaut und je höher die Frequenz des Rotorstromes  $f_R$  sind, desto stärker wirkt die Stromverdrängung. Das führt zu einer Erhöhung des Rotorwiderstands  $R_R$ . Dieses Phänomen wird mit speziellen Nutformen verstärkt (Abbildung 3.55) und gezielt zur Erhöhung des Anlaufmomentes von direkt am Netz betriebenen Maschinen genutzt. Für Umrichterspeisung ausgelegte ASM werden hingegen mit Standardnutformen gebaut. Hier ist in erster Linie eine kleine Nutstreuung gefordert, um die Überlastfähigkeit der Maschine zu optimieren.

Zur Reduktion parasitärer Drehmomente wird der Stator oder der Rotor in der Längsachse um eine Nut geschrägt. Die Schrägung ist in Abbildung 3.43 gut erkennbar. So wird der Einfluss der Nutung auf die Drehmomentbildung eliminiert.

Im Umrichterbetrieb treten im Strom Oberschwingungen auf, dadurch entstehen

Drehmomentpulsationen,

I magnetische Geräusche infolge der Kraftwirkungen der Oberschwingungsfelder,

erhöhte Stromwärmeverluste im Stator und im Rotor.

Eine Erhöhung der Schaltfrequenz des Stromrichters und der Streuinduktivität  $L_{\sigma}$ wirken begrenzend auf die Amplitude des Oberschwingungsstromes. Eine hohe Streuinduktivität ist daher vorteilhaft, was im Wesentlichen über die Stator- und Rotornutformen beeinflussbar ist. Aus der Gleichung des Kippmoments ist aber ersichtlich, dass dieser Effekt mit einer Kippmoment-Verringerung erkauft wird, was wiederum die Überlastbarkeit und damit den Feldstellbereich (siehe Abschnitt 5.4) der Maschine begrenzt.



Abbildung 3.53: Modell und Raumzeigerdarstellung im rotorflussfesten dq-System der ASM.

Abbildung 3.54: Vereinfachte Raumzeigerdarstellung.

Bei kleinerem Luftspalt werden der Magnetisierungsstrom und damit die Leerlaufverluste für einen geforderten Fluss kleiner. Zur Realisierung eines kleineren Luftspaltes muss aber mit kleineren Toleranzen produziert werden.

Ein weiterer wesentlicher Aspekt betrifft das Rotorkäfigmaterial. Meist werden Aluminiumdruckgusskäfige eingesetzt, allerdings ist Aluminium etwa 35 % weniger leitfähig als Kupfer. Dies führt zu proportional höheren Verlusten und kann die Einsparungen in der Beschaffung und Herstellung des günstigeren Aluminiums schnell zunichte machen.

Bei Druckgusskäfigen jeder Art ist in wirkungsgradoptimierten Auslegungen zudem darauf zu achten, dass nur die Nuten, nicht aber die Nutöffnungen mit leitendem Material gefüllt werden. Aufgrund von Stromverdrängung werden speziell die durch Oberwellen und Stromoberschwingungen induzierten Rotorströme zur Leiteroberfläche gedrängt und können in der Verengung hohe Verluste und sogar Übertemperaturen bewirken.

Über eine Erhöhung der Statornutenzahl lässt sich in der Regel die Feldform derart verbessern, dass Oberwellen- und Zusatzverluste stärker abnehmen, als die aufgrund der schlechteren Nutausnutzung erhöhten Leitverluste.

# 3.7 Synchronmaschine

## 3.7.1 Aufbau und Wirkungsweise

Als Generatoren in der Kraftwerkstechnik sind Synchronmaschinen (SM) seit den Anfängen der Elektrifizierung im Einsatz. Es werden mit Turbogeneratoren in grossen Kraftwerken Maschinenleistungen bis 1,5 GW realisiert. Zwei Beispiele von Synchrongeneratoren sind in Abbildung 3.56 dargestellt.

Die Synchronmaschinen besitzen, wie die Asynchronmaschinen, einen Stator mit einer Drehstromwicklung. Um die Maschine zu magnetisieren, wird auf den Rotor entweder eine mit Gleichstrom gespeiste Erregerwicklung aufgebracht oder an deren Stelle werden Permanentmagnete montiert. Ein Servomotor mit Dauermagneten auf dem Rotor ist in Abbildung 3.57 gezeigt. Wird die SM elektrisch erregt, so lässt sich die in der Statorwicklung induzierte Spannung in einem weiten Bereich verstellen. Mit der Erregung kann die Blindleistung der Maschine gesteuert werden. Diese Technologie wird speziell bei Grossmaschinen und Synchrongeneratoren eingesetzt. Die Erregerwicklung (Wicklung F in Abbildung 3.58) im Rotor wird



Abbildung 3.55: Rotornutformen in ASM: Standardformen (1, 2) und Stromverdrängungsläufer (3).





Abbildung 3.56: Synchrongeneratoren. Oben: Schenkelpolmaschine, unten: Vollpolmaschine (Turbogenerator). Quelle: Alstom

mit einem Gleichstrom gespeist, wobei dieser entweder über Bürsten und Schleifringe oder bürstenlos mittels einer rotierenden Erregermaschine übertragen wird. Man unterscheidet bei fremderregten SM zwischen der Ausführung als Vollpol- oder Schenkelpolmaschine. Vollpolmaschinen (Abbildung 3.56 unten) gelangen aufgrund der Fliehkräfte bei hochtourigen Anwendungen zum Einsatz, man findet sie vor allem. in Wärmekraftwerken. Die Schenkelpolmaschine (Abbildung 3.56 oben) ist in der Ausführung einfacher, man findet sie in vielen Motoranwendungen und in langsam drehenden Generatoren, wie z.B. in Wasserkraftwerken.

Im Modellbild in Abbildung 3.58 links ist zusätzlich auch die Dämpferwicklung (Wicklungen D und Q) dargestellt. Sie ähnelt der Käfigwicklung einer ASM und dämpft die Pendelungen der SM, wenn sie ungeregelt am Netz betrieben wird. Sie wird im Weiteren nicht mehr betrachtet, da sie bei an Stromrichtern betriebenen SM entfällt.

Permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PSM) werden in industriellen Anwendungen, in der Automatisierung und auch in der elektrischen Traktion eingesetzt. Sie sind sehr kompakt und haben eine hohe Überlastbarkeit. Deswegen sind Servomotoren praktisch ausschliesslich als PSM ausgeführt. Ihr Modellbild ist in Abbildung 3.58 rechts dargestellt. Mit der seit den 1990er-Jahren günstigen Verfügbarkeit von Dauermagnetmaterialien mit hohen Energiedichten sind die SM in der Servotechnik zum dominierenden Maschinentyp geworden.

Permanentmagnete sind in ihrer Handhabung heikel. Insbesondere beim Einbau, aber auch im Betrieb müssen Stossbelas-



Abbildung 3.57: Aufbau eines Drehstrom-Servomotors mit Dauermagneterregung. Quelle: Lenze GmbH



Abbildung 3.58: Modell einer zweipoligen SM; links mit Erreger- (F) und Dämpferwicklung (D, Q); rechts mit Oberflächenmagneten. tungen vermieden werden. Zudem ist schon bei der Auslegung sicherzustellen, dass in keinem Betriebszustand die auftretenden Ströme zu einer dauerhaften Entmagnetisierung führen. Dadurch ist auch die Feldschwächbarkeit gegenüber Asynchron- und Gleichstrommaschinen eingeschränkt.

Die Maschine kann nur dann ein konstantes Drehmoment entwickeln, wenn die Drehfelder von Rotor und Stator die gleichen Drehzahlen aufweisen. Das bezüglich des Rotors lagefeste Rotorfeld dreht daher im stationären Fall synchron mit dem Drehfeld des Stators. Diese Eigenschaft führt zu dem Namen der Maschine: Synchronmaschine.

$$n = n_s = 60 \cdot \frac{f_S}{p}$$

## 3.7.2 Modellierung und Ersatzschaltbild

Bei Drehung des Rotors wird durch das Rotorfeld eine Spannung in der Statorwicklungen induziert. Da der Rotor auch Polrad genannt wird, heisst die induzierte Spannung Polradspannung  $U_p$ . Sie ist im Leerlauf an den Klemmen abgreifbar und hängt von der Stärke des Magnetfeldes und von der Geschwindigkeit des Rotors ab. In Abbildung 3.59 sind die beiden so resultierenden Verläufe der Spannung dargestellt. Mit dem Index *N* sind die Spannung, der Erregerstrom und die Frequenz im Nennpunkt bezeichnet.

Der beschriebene Aufbau wird mit dem Ersatzschaltbild der SM in Abbildung 3.60 modelliert. Der induktive Widerstand der Wicklung wird in der synchronen Induktivität  $L_s$  oder der Synchronreaktanz  $X_s$  dargestellt.

Im Leerlauf entspricht die Klemmenspannung  $U_s$  exakt der Polradspannung  $U_p$ . Die Berechnung aus den Maschinendaten ergibt für den Effektivwert der Spannung:

$$U_p = 2\pi f_S N \xi_S \frac{\phi_h}{\sqrt{2}} = \omega_S \frac{\psi_p}{\sqrt{2}}$$

Windungszahl eines StatorstrangesN-Wicklungsfaktor zur Berücksichtigung der Verteilung der Wicklungen $\xi_s$ -

Abbildung 3.59: Induzierte Spannung U<sub>P</sub> einer SM. Links in Abhängigkeit vom Erregerstrom I<sub>f</sub> bei konstanter Frequenz f<sub>s</sub> und rechts von der Drehzahl bei konstanter Erregung.

Abbildung 3.60: Ersatzschaltbilder der SM. Links: Elektrische Erregung mit dem Strom I<sub>f</sub>. Rechts: Dauermagneterregung bei vernachlässigtem R<sub>s</sub>.



Synchrone Induktivität	Ls	Н	
Synchrone Reaktanz	Xs	Ω	$X_S = \omega_S \cdot L_S$
Amplitude des Erregerflusses	$\phi_h$	Vs	
Amplitude des verketteten Haupt-(Polrad-)flusses	$\psi_p$	Vs	$\psi_p = N \cdot \xi_S \cdot \phi_h$
Polradspannung	Ú <sub>P</sub>	V	
Für die Klemmenspannung eines Stranges gilt nach dem Ersatzschaltbild:

$$\underline{U}_{S} = \underline{U}_{P} + \underline{\Delta}\underline{U} = \underline{U}_{P} + \underline{I}_{S}(R_{S} + jX_{d})$$

oder für den Statorstrom

$$\underline{I}_{S} = \frac{\underline{U}_{S} - \underline{U}_{p}}{(R_{S} + jX_{S})} = \frac{\Delta \underline{U}}{(R_{S} + jX_{S})}$$

In PSM ist der Erregerfluss  $\phi_h$  nicht einstellbar, da er von den eingesetzten Magneten erzeugt wird. Dies führt bei gegebener Drehzahl und Statorwicklung zu einer definierten Polradspannung  $U_p$ .

### 3.7.3 Stationäres Betriebsverhalten

Die innere Leistung der Maschine ist bei Vernachlässigung der Statorverluste und aufgrund der Stranggrössen durch die Gleichung

## $P_i = \mathbf{3} \cdot U_S I_S \cos\varphi$

gegeben. Sie hängt also von Strom, Spannung und deren Phasenlage ab. Die möglichen Leistungszustände werden anschaulich mit den Zeigerdiagrammen in Abbildung 3.61 dargestellt.

Je nach Phasenlage können vier Betriebsquadranten unterschieden werden, in denen die Wirk- und die Blindleistung positiv oder negativ sein können.

Ein Drehmoment entsteht in einer Synchronmaschine durch Verdrehung des Polrades gegenüber dem Statordrehfeld. Der entstehende Winkel wird Polradwinkel 9 genannt und entspricht dem Winkel zwischen Klemmenspannung  $U_{\rm S}$  und Polradspannung  $U_P$ . Im Generatorbetrieb eilt das Polrad dem Statorfeld vor, es zieht das Statorfeld also bildlich gesprochen «hinter sich her» (untere Halbebene). Im Motorbetrieb eilt das Polrad nach, hier zieht also das Statorfeld das Polrad «hinter sich her» und der Rotor wird von der Last zurückgehalten (obere Halbebene). Sind Netz- und Polradspannung in Phase, so ist die Wirkleistung null. Dies ist der sogenannte Phasenschieberbetrieb.

Die Maschine nimmt Blindleistung auf (Q > 0), wenn die Klemmenspannung  $U_s$ 



Abbildung 3.61: Betriebsquadranten der SM. Obere Halbebene: Motor, unten: Generator. Linke Halbebene: kapazitiver, rechts: induktiver Betrieb. Abbildung 3.62: Drehmomentkennlinie der SM bei Speisung mit konstanter Frequenz, dunkelgrün bei Nennerregung, hellgrün bei erhöhter Erregung. (rechte Halbebene), im umgekehrten Fall gibt sie Blindleistung ab (linke Halbebene). Dieser Zusammenhang kann auch interpretiert werden, als Feldverstärkung oder Feldschwächung der Maschine. Der voreilende Strom <u>Is</u> zu der Klemmenspannung Us «schwächt» das Magnetfeld der Maschine, da die innere Spannung gegenüber der Speisung zu gross ist. Diese Eigenschaft wird im Einsatz der SM als Generator genutzt, um den Blindleistungsbedarf des Netzes abzudecken. Im drehzahlvariablen Betrieb am Umrichter ist so eine Erweiterung des Betriebes in den Feldschwächbereich möglich. Bei  $cos\varphi = 0$  ist der Strom in Phase zu der Netzspannung und die Blindleistung wird null.

grösser ist als die induzierte Spannung

Abbildung 3.63: Betriebskennlinien der PSM ohne Feldstellbereich. Die Gleichung für die Leistung kann auch in Funktion des Polradwinkels dargestellt werden. Unter Vernachlässigung der Verluste gilt:





$$P_{el} = P_{me} = -3U_S \frac{U_p}{X_S} \sin \vartheta$$

Und für das Drehmoment:

$$M = M_i = \frac{60 \cdot P_S}{2\pi n_S} = \frac{p \cdot P_S}{2\pi f_S}$$
$$= -\frac{3 \cdot 60 \cdot U_S}{2\pi n_S} \frac{U_p}{X_S} \sin \vartheta = -M_k \sin \vartheta$$

Polradwinkel von	θ	rad	$\triangleleft (\underline{U}_S) -$
<u>U</u> s zu <u>U</u> p			$\triangleleft (\underline{U}_p)$

Ein stabiler Betrieb ist nur im Bereich – 90°  $< \vartheta < 90°$  möglich. Die Momentenkennlinie in Abbildung 3.62 gilt nur für den stationären Betrieb mit konstantem Erregerstrom  $I_f$  oder mit Permanentmagnetisierung.

Bei der PSM im Stromrichterbetrieb kann die Drehzahl der Maschine durch Variation der Speisefrequenz verändert werden. Die Maschine weist in diesem Fall charakteristische Drehzahl-Drehmomentkennlinien auf, wie sie in Abbildung 3.63 dargestellt sind. Sie sind die Grundlage der Auslegung einer Maschine für den drehzahlvariablen Betrieb.

■ Dauerbelastung: Das Stillstandsmoment  $M_0$  ist das thermisch zulässige Moment im Stillstand. Im Stillstand treten nur Kupferverluste auf. Mit steigender Drehzahl nehmen die Eisen- und die Reibungsverluste zu. Falls die Kühlung nicht verbessert wird, reduziert sich dadurch die zulässige Dauerbelastung. Das Nennmoment  $M_n$  bei der – vielfach willkürlich festgelegten – Nenndrehzahl ist daher kleiner als das Stillstandsmoment  $M_0$ .

**Entmagnetisierungsgrenze:** Es gibt eine Stromgrenze, bei der die Magnete irreversibel geschwächt werden. Da diese Grenze temperaturabhängig ist, sollte sie für die maximal zulässige Temperatur angegeben werden, wobei speziell im Umrichterbetrieb auch die Zusatzverluste aufgrund von Stromoberschwingungen in die Erwärmungsrechnung eingehen müssen.

 Umrichterstromgrenze: Der Stromgrenzwert des Umrichters sollte unterhalb der für den Motor kritischen Grenze liegen.
 Überlastbarkeit: Kurzzeitig kann der Motor bis an die Umrichterstromgrenze betrieben werden. Die zulässige Dauer dieser Überbeanspruchung hängt von der Zykluszeit und der thermischen Zeitkonstante des Motors ab.

■ Maximale Betriebsdrehzahl: Die Drehzahl ist durch die maximale Umfangsgeschwindigkeit des Rotors, die kritischen Drehzahlen bezüglich Biegeschwingungen und die zulässigen Lagerbeanspruchungen begrenzt.

**Spannungsgrenze:** Ab der Eckdrehzahl *n<sub>Eck</sub>* steht nicht mehr genügend Spannung zur Verfügung, um das maximale Drehmoment zu erreichen. Für eine weitere Drehzahlerhöhung muss der Strom reduziert werden.

# 3.7.4 Modellierung der SM mit Raumzeigern

Wie bei der ASM lässt sich die Beschreibung des Verhaltens mit der Raumzeigermethode vereinfachen. Bei der SM wird dazu ebenfalls ein mit dem Rotorfluss mitrotierendes Koordinatensystem verwendet. Im Unterschied zur ASM ist dieses System hier aber gleichzeitig fest am Rotor ausgerichtet. Das rotororientierte System der SM wird mit den Achsen d und q bezeichnet. Die d-Achse ist an der Flussachse des Rotors orientiert (Abbildung 3.64). Für die Transformation muss der Winkel  $\gamma$  des Rotors gegenüber dem Stator bekannt sein. Projiziert man den Zeiger des Stromes auf die beiden Achsen des Koordinatensystems, so entstehen die beiden Komponenten  $i_d$  und  $i_q$  des Stromes. In Abbildung 3.65 ist das transformierte Modell mit den Ersatzwicklungen dargestellt, die in den beiden Achsen des jeweiligen Koordinatensystems liegen. Das Raumzeigermodell führt wie auch bei der ASM wieder zu einer Beschreibung, die der Gleichstrommaschine sehr ähnlich ist.

Die Betrachtung mit Raumzeigern im rotorfesten Koordinatensystem ist die Standardmethode für die Modellierung und die Regelung der SM im industriellen Einsatz. In Abbildung 3.66 ist die Sequenz der dabei benötigten Transformationsschritte dargestellt.

Bei einer allgemeinen Betrachtung müssen die Luftspalte in Längs-(d-Achse) und Querrichtung (q-Achse) als unterschiedlich angenommen werden. Daher werden die Werte der Synchroninduktivität  $L_s$  in der Längs- und Querachse benötigt und mit  $L_d$ und  $L_q$  bezeichnet. Dank der Transformation auf das rotorfeste rechtwinklige dq-Koordinatensystem entsteht ein einfaches Gleichungssystem für die Spannungsgleichungen:

$$u_d = R_S i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_S \cdot \Psi_q$$
$$u_q = R_S i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_S \cdot \Psi_d$$



Abbildung 3.64: Darstellung des Stromraumzeigers im rotorfesten Koordinatensystem.

Abbildung 3.65: Modell-Wicklungen der SM. Links: Statorfestes αβ-System; Mitte: Rotorfestes dq-System bei einer elektrisch erregten Maschine; rechts: Dauermagneterregung. mit  $\psi_d = L_d i_d + \psi_P$  und  $\psi_q = L_q i_q$ 

Die Spannung in den beiden Achsen setzt sich zusammen aus:

dem ohmschen Spannungsabfall über dem Wicklungswiderstand

einem induktiven Spannungsabfall bei einer Veränderung des Stromes

einer drehzahlabhängigen induzierten Spannung, welche vom Fluss in der jeweils anderen Achse verursacht wird.

Die Gleichungen führen zu den Ersatzschaltbildern der beiden Achsen in Abbildung 3.67. Der Nutzen dieser Darstellung wird dadurch sichtbar, dass im rotorflussfesten Koordinatensystem bei einem stationären Betrieb alle vorkommenden Grössen zu Gleichgrössen werden.

Das resultierende innere Drehmoment berechnet sich gemäss

$$\begin{split} M_i &= \frac{3}{2} p \left( \Psi_d i_q - \Psi_q i_d \right) \\ &= \frac{3}{2} p \left[ \Psi_p i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right] \end{split}$$

Der erste Summand im Ausdruck entspricht direkt der Lorentz-Kraft-Wirkung, der zweite stellt die Reluktanzkraft dar, wie sie in Reluktanz- und Schenkelpolmaschinen auftritt. Ohne die Reluktanzkraft wird die Vergleichbarkeit mit der Gleichstrommaschine sichtbar:

$$M_i = \frac{3}{2} p \cdot \Psi_p i_q = k_T i_q$$

Viele PSM weisen  $L_d \approx L_q$  auf. Hier wird bei Einprägung eines reinen  $i_q$ -Stromes durch die Regelung das maximale Drehmoment zu Strom Verhältnis erreicht. Das Ersatzschaltbild dieses Falles ist in Abbildung 3.68 links dargestellt. Aufgrund des Stromes  $i_s$  lässt sich das Zeigerdiagramm konstruieren, das die Spannungsverhältnisse in der Maschine illustriert (Abbildung 3.68 rechts).

Wird der Strom  $i_s$  voreilend gegenüber der Polradspannung eingeprägt, was einem negativen Strom  $i_d$  entspricht, so entsteht über der Induktivität  $L_d$  eine Spannungskomponente, welche der Polradspannung  $u_p$  entgegenwirkt. Das Feld wird somit geschwächt und die Maschine befindet sich im Feldstellbereich.

In Datenblättern von PSM werden meist die Drehmomentkonstante  $k_{\tau}$  und die Spannungskonstante  $k_{u}$  angegeben, wie sie schon für die Gleichstrommaschine in Abschnitt 3.4.2 eingeführt wurden.

$$u_p = k_U \cdot n$$
$$M_i = k_T \cdot i$$

Zu beachten ist, dass sich diese Angaben meist auf die Effektivwerte der Klemmengrössen beziehen, was zu unterschiedlichen Umrechnungen führt. Es gilt bei Stranggrössen:

$$k_T = 3 k_U \frac{60}{2\pi}$$



Abbildung 3.66: Koordinatentransformation zwischen den verschiedenen Raumzeigerdarstellungen und Klemmengrössen in Drehfeldmaschinen.

> Abbildung 3.67: Ersatzschaltbilder der SM in den beiden Achsen im dq-System.

Und bei Klemmengrössen:

$$k_T = \sqrt{3} k_U \frac{60}{2\pi}$$

Wie bei der Gleichstrom- und bei der Asynchronmaschine kann auch mit der Synchronmaschine die Drehzahl bei konstanter Spannung noch weiter erhöht werden, wenn sie in der Feldschwächung betrieben wird. Bei der PSM wird dazu, wie in Abbildung 3.68 gezeigt, ein feldschwächender Strom  $-i_d$  eingeprägt. Um die Erwärmung der Statorwicklungen zu beschränken, muss dafür der drehmomentbildende Strom  $i_q$  reduziert werden, wodurch das verfügbare Drehmoment abnimmt. Die Kennlinien für den Spannungsund den Feldstellbereich sind in Abbildung 3.69 dargestellt.

Abbildung 3.68: Ersatzschaltbild und Zeigerdiagramm bei einer SM mit  $L_d = L_q$ .

Abbildung 3.69: Erweiterung der Betriebskennlinien der PSM in den Feldschwächbereich. Im Bereich der Feldschwächung wird die Klemmenspannung durch einen negativen Strom  $i_d$  von aussen klein gehalten. Kann der Stromrichter aus irgendeinem Grund den feldschwächenden Strom nicht mehr liefern, so steigt die Spannung an und

3.7.5 Spezifische Aspekte der PSM





kann dabei den Stromrichter zerstören. Der zulässige Bereich der Feldschwächung ist daher begrenzt. Diese Art von Betrieb ist anspruchsvoll und setzt Steuerungskomponenten voraus, die entsprechende Schutzvorkehrungen bieten.

Der Rotor einer Maschine kann nur schlecht oder sehr aufwendiger gekühlt werden kann. Bei der SM entstehen im Gegensatz zur ASM keine lastabhängigen Verluste. Mit einer elektrischen Erregung hängen sie vom Erregerstrom ab. Wird die Erregung mit Dauermagneten realisiert, so reduzieren sich die Rotorverluste noch weiter. Es ist allerdings zu beachten, dass auch Dauermagnetmaterialien eine gewisse Leitfähigkeit aufweisen. Durch Oberschwingungen des Statorstromes werden im Rotor Wirbelströme induziert. die zu Verlusten und im Extremfall zu einer unzulässigen Erwärmung der Magnete und deren Beschädigung führen können. Die PSM hat sich zum Standardtyp für Servomotoren entwickelt. Sie erreicht kompaktere Dimensionen und eine höhere Überlastbarkeit als die ASM. Eine deutliche Steigerung der Leistungsfähigkeit wurde durch die Einführung von sogenannten Zahnspulen- oder Nutenwicklungen erreicht. Diese in modernen PSM sehr verbreitete Wicklungsform erlaubt es, hohe Polzahlen bei tiefen Nutenzahlen zu realisieren. Dadurch wird der Magnetkreis besser ausgenutzt und die Wicklungsköpfe können sehr kurz gehalten werden. Da die Überlastbarkeit der SM mit deren Polzahl ansteigt, entstehen so extrem dynamische Maschinen, wie sie für Servoanwendungen benötigt werden. In Abbildung 3.70 ist das Prinzip dieser Wicklungsform im Vergleich zur konventionell verteilten Wicklung (siehe auch Abbildung 3.32) dargestellt. Ein weiterer Grund für die grosse Verbreitung der PSM liegt in der Entwicklung der Energiedichten und der gleichzeitigen Reduktion der Kosten von Permanentmagneten auf der Basis von Seltenen Erden (Tabelle 3.1).

#### 3.7.6 Synchron-Reluktanzmotoren

Die einfachste Bauform der Synchronmaschine ist die Reluktanzmaschine (SynRM). In ihrer Funktionsweise und Modellierung entspricht sie der Synchronmaschine, nur wird hier die magnetische Unsymmetrie bei  $L_d \neq L_q$  zur Bildung eines Drehmoments genutzt. Der Rotor trägt keine magnetische Erregung, der Fluss  $\psi_{P}$  ist null. Ein hoher Grad von magnetischer Asymmetrie

auf dem Rotor wird durch interne Flussbarrieren erreicht. In dieser Ausführung können hohe Wirkungsgrade erreicht werden. Aus diesem Grund und wegen der Unabhängigkeit von Dauermagneten, ist die SynRM in den Fokus von modernen Entwicklungen gerückt. Abbildung 3.71 zeigt die Ausführung einer Reluktanzmaschine mit innenliegenden Flusssperren. Die Modellierung der SynRM erfolgt mit-

Rotor mit

Permanentmagnet

3-phasige

Wicklung

el. Anschlüsse Wicklung

und Hallsensoren



Abbildung 3.71: Links: Blechschnitte eines vierpoligen Synchronreluktanzmotors mit innenliegenden Flussbarrieren (Quelle: ABB); rechts: Modellierung in der Zweiachsentheorie.

Aufbau eines elektronisch kommutierten Motors mit einer eisenlosen Wicklung und einem dauermagnetisch erregten Rotor. Ouelle: Maxon Motor AG



tels der Raumzeigertheorie. Die dq-Achsen werden gemäss Abbildung 3.71 definiert. Die Rotorgestaltung ergibt eine grosse Induktivität in der d- und eine kleine in der q-Achse da der Pfad des Flusses  $\phi_{d}$  auf kleinere Luftabschnitte trifft als  $\phi_q$ . Gemäss den Formeln im Kapitel 3.6.4 hängt das Drehmoment direkt von der Differenz der beiden Induktivitäten ab. Wie bei der PSM entsteht das Drehmoment nahezu ohne Rotorverluste. Allerdings muss das Magnetfeld im Luftspalt durch die Statorwicklung erzeugt werden. Die Folge davon ist eine deutliche Reduktion des Leistungsfaktors und des  $cos \varphi$  gegenüber der PSM. Da der Reluktanzmotor in der gezeigten Ausführung an einem Stromrichter betrieben werden muss, der den  $cos \varphi$  kompensieren kann, wirkt sich dieser Nachteil nicht auf den Netzstrom aus.

## 3.7.7 Elektronisch kommutierte Motoren

EC-Motoren (Electronically Commutated) sind im Prinzip gleich aufgebaut wie permanenterregte Synchronmaschinen. Obwohl alle am Stromrichter betriebenen Maschinen elektronisch kommutiert sind. hat sich dieser Begriff ausschliesslich bei kleinen Maschinen eingebürgert, die als Stellantriebe verwendet werden. Gebräuchlich ist auch die Bezeichnung BLDC (Brushless-DC, Bürstenlose Gleichstrommaschine). Die besonderen Anforderungen in diesem Bereich haben zu Bauformen geführt, die sich deutlich von den grösseren Industriemotoren unterschieden. Abbildung 3.72 zeigt das Explosionsmodell eines typischen EC-Motors.

Abbildung 3.73: Kommutierungssequenz eines EC-Motors. Symbolisch angedeutet sind die Hallsensoren  $H_{u}$ ,  $H_{v}$ und  $H_{w}$ , welche das Magnetfeld des Rotors abtasten.



Abbildung 3.74: Aufbau von Schrittmotoren. Links schematisch: reiner Reluktanzschrittmotor. Mitte: Dauermagnet-, rechts: Hybrid-Schrittmotor. Quelle: Sonceboz SA EC-Motoren werden mit blockförmigen Wechselströmen bzw. Spannungen versorgt, wie sie auch in der Wicklung der Gleichstrommaschine auftreten. Diese Ähnlichkeit ist der Grund für die Bezeichnung BLDC. In jeder Phase fliesst nur während 120° pro Halbperiode ein Strom. Eine Phase ist immer stromlos. Der Strom wird so eingeprägt, dass das maximale Drehmoment erzeugt wird. Bei ideal trapezförmigen Spannungen entsteht mit einem rechteckförmigen Strom ein konstantes Drehmoment (Abbildung 3.73).

#### 3.7.8 Schrittmotoren

In Schrittmotoren bewegt sich das Magnetfeld des Stators nicht kontinuierlich, sondern schrittweise. Mit jeder neuen Feldposition wird der Rotor um einen Schritt weiter bewegt. Werden in der schematischen Struktur in Abbildung 3.74 links die Wicklungen U, V und W nacheinander bestromt, so richtet sich jeweils der Rotor mit seinem am nächsten gelegenen Zahn in die Richtung des Magnetfeldes des Stators aus. Es entsteht eine Rotation in der Gegenuhrzeigerrichtung. Die Geschwindigkeit hängt von der Anzahl Pole von Stator und Rotor sowie von der angelegten Schrittfrequenz ab. Die Weite eines Bewegungsschrittes ist durch die Anzahl der Zähne gegeben. Schrittmotoren folgen prinzipbedingt dem aussen angelegten Feld und können ohne Sensoren zur Positionsrückmeldung (Encoder, Drehgeber oder ähnliches) betrieben werden. Werden die Motoren allerdings überlastet, so kann der Rotor dem Feld nicht mehr folgen und es treten Schrittverluste auf.

Die Rotoren von Schrittmotoren werden selten als reiner Eisenkörper ausgeführt. Üblich sind Dauermagnet-Schrittmotoren mit glatten Rotoroberflächen oder Hybrid-Schrittmotoren, bei denen der Rotor zusätzlich zu den Magneten auch eine Zahnstruktur aufweist. Schnittbilder der beiden Typen sind in Abbildung 3.74 dargestellt. Die Hybridschrittmotoren erreichen höhere Leistungsdichten. Schrittmotoren sind oft Antriebe mit kleinen Leistungen und günstigen Bauformen für den Massenmarkt.

# 3.8 Verluste

#### 3.8.1 Leitungsverluste

In Statorwicklungen kommen praktisch nur noch isolierte Kupferleiter zum Einsatz. In Käfigwicklungen von Asynchronund Synchronmaschinen hingegen werden diverse Leitermaterialien verwendet. Sowohl Aluminium als auch Kupferlegierungen weisen eine stark reduzierte elektrische Leitfähigkeit im Vergleich zu Kupfer auf. Durch den Stromfluss treten Verluste (sogenannt ohmsche Verluste) auf. Wegen der Temperaturabhängigkeit des Widerstandes werden diese mit zunehmender Temperatur grösser:

$$P_{Leiter} = R \cdot I^2$$

$$R(9) = R_{20} \cdot [1 + \alpha_T(9 - 20 \circ C)]$$

Ohmscher Wider- stand als tempera- turabhängiger Wert	R(9)	Ω	
Temperatur	θ	°C	
Widerstand des Lei- ters bei 20°C	R <sub>20</sub>	Ω	
Temperaturkoeffizi- ent des verwende- ten Materials	α <sub>T</sub>	K-1	K: Kelvin

Die Abhängigkeit des Widerstandes von der Erwärmung ist ein wesentlicher Effekt. Bei Kupfer und Aluminium ist beispielsweise der Temperaturkoeffizient  $\alpha_{T} = 0,4$  %/K. Bei einer Erhöhung der Temperatur um 100 K erhöht sich demnach der Widerstand um 40 %.

Bei den zulässigen Temperaturen in elektrischen Maschine resultieren typische Werte für die möglichen Stromdichten, d. h. Strom/Leiterquerschnitt, die wesentlich von der Kühlart beeinflusst werden:

- für kleine, geschlossene Maschinen:
- 1,5 A/mm<sup>2</sup> bis 5 A/mm<sup>2</sup>
- für forciert luftgekühlte Maschinen:
- 5 A/mm<sup>2</sup> bis 10 A/mm<sup>2</sup>

In den Statorwicklungen tragen die gesamten Anteile inner- und ausserhalb des Aktivteils (Wickelkopf, Anschlüsse etc.) zu den Verlusten bei. Es treten kühlungsbedingt wesentliche Temperaturgefälle zwischen den in der Mitte des Stator- oder Rotor-Eisenpakets liegenden Leiteranteilen und den Teilen im Wickelkopf auf, die bei der Berechnung berücksichtigt werden müssen.

In leitenden Materialien kann ab gewissen Betriebsfrequenzen auch eine Stromverdrängung in Richtung der Leiteroberfläche auftreten, wodurch der wirksame Leiterguerschnitt reduziert und die Verluste weiter erhöht werden. Der Stromverdrängungseffekt steigt mit höheren Leiterquerschnitten. Deswegen werden die Spulen der elektrischen Maschinen aus einzelnen dünneren Drähten gewickelt, die parallel geschaltet und gegeneinander isoliert sind. In Abbildung 3.75 sind derartige Spulen sichtbar. Mit den dünneren Querschnitten wird zudem die Spule mechanisch flexibler, was das Einlegen in das Statorpaket durch die dünne Nutöffnung erleichtert.

#### 3.8.2 Eisenverluste

Die Eisenverluste setzen sich zusammen aus Hystereseverlusten und aus Wirbelstromverlusten. Die Hystereseverluste entstehen bei Ummagnetisierungvorgängen durch Durchlaufen der Hystereseschleife. In Abbildung 3.76 links wird die Schleife entlang den eingezeichneten Pfeilen durchlaufen. Die Verluste sind proportional zur umfassten Hysteresefläche  $A_{H}$ und zur Umlauffrequenz. Aufgrund der elektrischen Leitfähigkeit der Bleche entstehen durch ein magnetisches Wechselfeld elektrische Wirbelströme und dadurch Wirbelstromverluste. Diese Verluste steigen quadratisch mit der Frequenz und der Flussdichte im Material an.

$$\begin{aligned} P_{Hysterese} \sim f \cdot B^2 \\ P_{Wirbelstrom} \sim f^2 \cdot B^2 \end{aligned}$$

In Abbildung 3.76 rechts ist ein geschichtetes Blechpaket skizziert. Der Strom i(t)erzeugt eine Flussdichteverteilung B(t). Mit Wechselstrom ändert sich der Fluss, was zu einer induzierten Spannung und im leitfähigen Material zu den Wirbelströmen  $i_W$ führt.

Hystereseverluste lassen sich mit dem Einsatz hochwertiger Bleche und vor allem durch Senken der Betriebsfrequenz reduzieren, was bei gegebener Drehzahl nur durch eine Reduktion der Polpaarzahl erreicht werden kann. Eine kleinere magnetische Ausnutzung des Eisens reduziert die Verluste ebenfalls, muss aber durch einen grösseren Materialaufwand und eine Vergrösserung der Maschine erkauft werden. Die Wirbelstromverluste können zusätzlich durch den Einsatz dünnerer, gegeneinander isolierter Bleche reduziert werden.

Gesamthaft werden die Eisenverluste in einer Verlustziffer  $v_{15}$  zusammengefasst, die einen Vergleich unterschiedlicher Blechsorten erlaubt. Die Bezeichnung von Blechen ist gemäss folgendem Beispiel aufgebaut:

Bezeichnung: M250-50A

■ M: Kennbuchstabe für Elektroblech gemäss Norm EN 10027-1

• 250: das Hundertfache der Verluste  $v_{15}$  bei 1,5 T und 50 Hz in W/kg, im Beispiel 2,5 W/kg

■ 50: das Hundertfache der Blechdicke in mm, im Beispiel 0,5 mm



Abbildung 3.75: Einlegen einer Drehstromwicklung in ein Statorpaket und fertig belegter Stator. Quellen: e+a Elektromaschinen und Antriebe AG (links); Landert Motoren AG (rechts) Bei von den Nennwerten abweichenden Betriebsgrössen errechnet man die gesamten Eisenverluste über:

$$P_{Fe} \approx m_{Fe} \cdot v_{15} \cdot \left(\frac{\hat{B}}{1,5 T}\right)^2 \cdot \left(\frac{f}{50 Hz}\right)^{1.6} \cdot k_B$$

Spezifische Verlust-<br/>leistung $v_{15}$ W/kgZuschlagsfaktor<br/>durch Stanzeffekte $k_B$ -ca. 1,3

Der Faktor  $k_B$  beschreibt die Zunahme der Verluste in einem Blech, welche durch das Stanzen entstehen. Die mechanischen Beanspruchungen verformen das Materialgefüge und verschlechtern die magnetischen Eigenschaften.

Auch Permanentmagnete haben eine gewisse elektrische Leitfähigkeit. Es können speziell bei Oberflächenanordnungen durch das pulsierende Magnetfeld Wirbelstromverluste entstehen, die zur Erwärmung des Magneten beitragen. Bei versenkten Permanentmagneten ist das Phänomen kaum von Bedeutung.

#### 3.8.3 Mechanische Verluste

Sämtliche in einer elektrischen Maschine auftretenden mechanischen Verluste sind reibungsbedingt. Im Luftspalt, in eventuell vorhandenen Kühllöchern und den Wickelköpfen bzw. Kurzschlusskäfigen entstehen Luftreibungsverluste. Speziell bei Asynchronmaschinen mit kleinen Luftspaltweiten sind die Verluste im Luftspalt von Bedeutung. Zur Verlustminimierung ist mittels theoretischen und numerischen Methoden und meist umfangreichen Tests der Luftkreislauf so zu gestalten, dass eine turbulente Strömung möglichst verhindert wird. Die Luftreibungsverluste verhalten sich in laminarer Strömung proportional zur Strömungsgeschwindigkeit, während sie sich bei turbulenter Strömung mit dem Quadrat der Geschwindigkeit erhöhen. Dafür ist bei einer rein laminaren Strömung der Kühlungseffekt eingeschränkt. Somit stellt die Auslegung der Maschine betreffend Strömungsform und -geschwindigkeit ein Problem dar, welches diverse, teilweise gegenläufige Kriterien zu erfüllen hat.

In Maschinen mit einem zur Kühlung direkt auf der Welle montierten Lüfter steigt dessen Lüfterleistung quadratisch bis kubisch mit der Drehzahl an. Bei grösseren Drehzahlen dominiert diese gegenüber den anderen Reibungsverlusten.

Die Lagerreibung in der Maschine kann sich in Form von Haft- ( $M_{Reib,Haft}$ ) und Gleitreibung ( $M_{Reib,Gleit}$ ) äussern. Die Haftreibung kann dabei in Regelkreisen zu Schwierigkeiten führen, wenn sehr kleine Drehzahlen gefahren werden bzw. wenn positioniert werden soll. Durch den nicht kontinuierlichen Übergang von der Haft zur Gleitreibung und umgekehrt besteht die Gefahr von Oszillationen, wenn die Drehzahl zwischendurch null wird.

Die Gleitreibung kann in guter Näherung als konstant angenommen werden, was ein konstantes Bremsmoment ergibt. Davon resultieren drehzahlproportionale Verluste. Die prinzipiellen Verläufe der Verlustmomente sind in Abbildung 3.77 skizziert.



Abbildung 3.77: Drehzahlabhängigkeit der Verlustmomente M<sub>v</sub>(n) in einer elektrischen Maschine.

Abbildung 3.76: Hysteresekurve eines Elektrobleches (links); geschichteter Eisenkern mit eingezeichnetem Wicklungsstrom i, Flussdichte B und Wirbelströmen i<sub>w</sub> (rechts).

# 3.9 Ausführung von Maschinen

#### 3.9.1 Grobdimensionierung

In einer elektrischen Maschine sind einerseits der magnetische Fluss durch die Sättigung des Eisens und andererseits der Strom in der Wicklung durch die zulässige Erwärmung begrenzt. Die Drehzahl der Maschine ist hingegen nicht abhängig von diesen beiden Zuständen, sondern durch mechanische Grenzen limitiert. Aus diesen Überlegungen folgt, dass das Drehmoment als Produkt von Kraft und Hebelarm direkt auf die Grössen Strom und Fluss zurückgeführt werden kann und für eine geometrische Anordnung und Kühlung innerhalb einer gewissen Bandbreite als gegeben betrachtet werden muss.

Die gemäss Abbildung 3.78 zur Verfügung stehende aktive Rotoroberfläche  $A_R$  der Maschine erlaubt eine direkte Abschätzung des resultierenden Drehmoments.

$$M = F \cdot r = \sigma \cdot A_R \cdot r_R$$
$$= \sigma \cdot 2\pi r_R \cdot l_{Fe} \cdot r_R$$

Mit  $\sigma$  wird die Kraftdichte bezeichnet, welche in elektrischen Maschinen unter dem Begriff Drehschub bekannt ist.

$$\sigma = \frac{F}{A_R} = \frac{M}{2\pi r_R^2 l_{Fe}}$$

Drehschub einer elektrischen  $\sigma$  kN/m<sup>2</sup> Maschine

Zusammenfassend heisst das:

Das Volumen und damit die Baugrösse einer elektrischen Maschine werden mass-



geblich durch das geforderte Drehmoment bestimmt. Dies widerspiegelt sich auch direkt im Wachstumsgesetz für elektrische Maschinen:

 $M \sim \sigma \cdot l_{Fe} \cdot r_R^2 \sim \sigma \cdot l_{Fe} \cdot d_R^2$ 

I Je höher die Ausnutzung, desto höher ist auch der Drehschub  $\sigma$  und damit die Leistungsdichte der Maschine. Dies ist innerhalb einer Motortechnologie nur durch Verbesserung von Wirkungsgrad oder Kühlung zu erreichen.

Der Drehschub in Tabelle 3.4 dient zur Abschätzung und nicht zur exakten Berechnung einer Maschine. Sein Nutzen liegt darin, dass für grobe Planungen sofort eine Grössenermittlung einer Maschine erfolgen kann. Der Aussendurchmesser des Stators kann in guter Näherung als das Doppelte des Rotordurchmessers angenommen werden.

Aus mechanischen Überlegungen sind zudem folgende Parameter begrenzt:

Die Rotorumfangsgeschwindigkeit liegt für Normmotoren bei  $v_R \approx 100$  m/s. In schnelldrehenden Maschinen kann sie durch gezielte konstruktive Massnahmen bis zu 230 m/s erreichen.

■ Das Verhältnis der Rotorlänge zum Durchmesser ist begrenzt durch den Einfluss von Belüftung und Gesamtverlusten sowie durch die Rotordurchbiegung und das Biegeschwingungsverhalten. Es soll  $I_{Fe}/d_R \le 6$ bis 7 betragen. Ein übliches Verhältnis bei Normmotoren liegt bei etwa 1.

#### 3.9.2 Bauformen und Schutzarten

Elektrische Maschinen werden aufgrund der Anordnung der Gehäusebefestigung und ihrer Betriebslage nach **Bauformen** eingeteilt. Diese sind in der Norm IEC 60034-7 geregelt und werden auf dem Typenschild in Form einer der folgenden Bezeichnung angegeben.

ehschub in kN/m <sup>2</sup>
. 4
. 10
20
50

Tabelle 3.4:

Drehschub.

Werte für den

Abbildung 3.78: Lokale Kraftdichte in einer elektrischen Maschine. **Code I:** Kurzzeichen aus Buchstaben IM (International Mounting), gefolgt von den wichtigsten Ausführungen B (horizontal) oder V (vertikal) und einer Zahl.

**Code II:** Buchstaben IM gefolgt von 4 Ziffern (1. Ziffer: Bauform, 2. und 3. Ziffer: Aufstellung, 4. Ziffer: Ausführung des Wellenendes).

Eine Auswahl von Bauformen ist in der Tabelle 3.5 aufgelistet.

Um die Austauschbarkeit zwischen verschiedenen Herstellern zu gewährleisten, werden – abgesehen von besonderen Einsatzfällen – die Baugrössen elektrischer Maschinen nach ihrer Achshöhe genormt (IEC 60072-1). Die nach dieser Norm ausgeführten Motoren werden Normmotoren genannt.

Die **Schutzart** bestimmt den Schutz von Personen vor Berührung bewegter oder unter Spannung stehender Teile innerhalb des Gehäuses und den Schutz vor Eindringen von Fremdkörpern und Wasser. Hierbei werden gemäss der Norm 60034-5 den Buchstaben IP (für International Protection) zwei Ziffern nachgestellt. Übliche Schutzarten sind:

 IP55: Schutz gegen schädliche Staubablagerungen und Schutz gegen Strahlwasser aus allen Richtungen für elektrische Normmotoren in Innenraumanwendungen
 IP 65: Vollständiger Schutz gegen Staub-

ablagerungen und Schutz gegen Strahl-

wasser aus allen Richtungen für Servomo-

toren und bei höheren Anforderungen

Tabelle 3.5: Auswahl von normierten Bauformen elektrischer Maschinen.

Kurz-

Beschreibung

	zeichen	
	IM B3 (IM 1001)	Wichtigste Bauform: Gehäuse mit Füssen auf Boden, 2 Lagerschilde, Welle horizontal mit freiem Ende.
	IM B5 (IM 3001)	Geeignet für direkten Anbau: Gehäuse ohne Füsse, Flansch auf Antriebsseite, 2 Lagerschilde, Welle horizontal mit freiem Ende.
	IM V1 (IM 3011)	Verwendung wie B5: Gehäuse ohne Füsse, Flansch auf Antriebsseite, 2 Lager- schilde, Welle vertikal mit freiem Ende.
<u>F.[]]]</u>	IM 7211	Übliche Bauform für Grossmaschinen: Gehäuse mit Füssen, 2 Stehlager, ge- meinsames Fundament, Welle horizontal mit freiem Ende.

Neben den Schutzarten ist bei der Auslegung auch weiteren Gefährdungen Rechnung zu tragen. So sind speziell Schlagwetter- und Explosionsschutzmassnahmen zu ergreifen, wenn infolge des Betriebs oder durch Überschreitung von Oberflächentemperaturen Explosionen hervorgerufen werden können. Für die Dimensionierung der Maschinen sind dabei die Glimm- und Zündtemperaturen der in Kontakt kommenden Stoffe massgebend. Die Dimensionierungsvorschriften betreffen die Ausführung des Rotorkäfigs, der Isolierung, des Klemmbretts und der Luftspaltweite sowie die Gestaltung der Lüftung. Sie sind in der Normenreihe IEC 60079 aufgeführt.

#### 3.9.3 Isolationssysteme

Unter Isolation wird allgemein Material verstanden, welches Körper unterschiedlichen elektrischen Potenzials mechanisch trennt, wobei idealerweise kein Strom durch die Isolation fliesst. In der Isolation entsteht zwischen den Potenzialen ein elektrisches Feld. Dieses muss die Isolation aushalten, ohne dass sie zu leiten oder zu glimmen beginnt. Als Isolationssystem wird alles bezeichnet, was die Isolation betrifft. Deren Bestandteile sind:

Die Hauptisolation trennt das Eisen von den Wicklungselementen.

Die Phasenisolation isoliert zwischen berührenden Abschnitten von verschiedenen Phasen.

Die Leiterisolation ist direkt am elektrischen Leiter angebracht und isoliert zwischen den Windungen eines Stranges und den parallel geschalteten Einzeldrähten. Tabelle 3.6: Wärmeklassen (zulässige Betriebstemperatur in °C) von Isolationssystemen und mögliche Isolierstoffe.

Wärme- klasse	frühere Isolations- klasse	eingesetzte Stoffe
105	A	getränkte Baumwolle, Holz, Lacke auf Ölharzbasis
120	E	getränkte Papierschichtstoffe, Polykarbonat
130	В	Polyester (z. B. Mylar <sup>®</sup> )
155	F	verschiedene Polyamide (z.B. Nomex <sup>®</sup> , Kapton <sup>®</sup> )
180	Н	Silikon, Glasfaser, Glimmer

Im Betrieb erwärmt sich eine elektrische Maschine aufgrund der vorhandenen Verlustquellen. Die eingesetzten Materialien sind in ihren Betriebstemperaturen begrenzt. Man unterscheidet die Isolationsklassen nach den höchstzulässigen Dauertemperaturen und gibt diese für Aufstellungshöhen von maximal 1000 m.ü.M. an, da Kühleffekte und Isolation vom Luftdruck abhängen. Gemäss IEC 60085 sind Wärmeklassen definiert, welche die früher gebräuchlichen und noch oft verwendeten Isolationsklassen ersetzen (Tabelle 3.6).

Wicklungen bestehen aus einer oder mehreren Windungen pro Spule. Die Einzelleiter sind mit Lacken oder Isolationsbändern derart gegeneinander isoliert, dass sie die innerhalb einer Wicklung auftretenden Feldstärken isolieren. Gegenüber dem Blechpaket oder anderen in der gleichen Nut liegenden Spulen anderer Stränge sowie im Wickelkopf werden die Einzelspulen nochmals gesamthaft isoliert und damit auch mechanisch geschützt.

Maschinen höherer Isolationsklassen lassen sich zwar kompakter und damit kostengünstiger bauen, weisen aber aufgrund der höheren Betriebstemperaturen höhere Verluste auf. Auch ist eine Überdimensionierung der Isolation zu vermeiden, da ein höherer Isolationsmaterialauftrag zu einer Reduktion des Leiterquerschnitts und damit zu höheren elektrischen Widerständen und Verlusten führt. Eine Temperaturerhöhung um ca. 10 K reduziert die Lebensdauer der Isolation auf die Hälfte (sogenannte Montsinger'sche Regel).

Der Entwicklung von Baureihen elektrischer Maschinen geht meist eine lange Entwicklung und Langzeitüberprüfung des Isolationssystems voraus. Speziell zu beachten sind die steilen Spannungsflanken im Umrichterbetrieb und die dabei entstehenden elektrischen Wellenphänomene innerhalb einzelner Spulen und Stränge. Vielfach wird der Einfluss des Umrichterbetriebs auf das Isolationssystem nicht im Detail untersucht, sondern eine Überdimensionierung aufgrund von Erfahrungswerten vorgenommen (z. B. nächsthöhere Isolationsspannung). Bei grossen Maschinen sind ca. 10 % der Ausfälle auf Probleme mit der Windungsisolation zurückzuführen. Bei Niederspannungsmaschinen überwiegen die Lagerschäden.

#### 3.9.4 Mechanik

Die mechanischen Problemstellungen in elektrischen Maschinen konzentrieren sich im Wesentlichen auf die Lagerung, Kräfte und Schwingungen sowie die dazugehörigen Festigkeitsbetrachtungen.

Das Lagersystem stellt die mechanische Schnittstelle zwischen den festen und den bewegten Teilen der Maschine dar. Sie werden aufgrund der Drehzahlen und der auftretenden mechanischen Belastungen dimensioniert. Unterschiedliche Temperaturen oder Wärmeausdehnungen von Stator und Rotor bedingen, dass die Lagerung einer Maschine in ein Festlager zur Aufnahme radialer und axialer Kräfte und ein Loslager für rein radiale Positionierung aufgeteilt werden muss. Wird dies nicht berücksichtigt, entstehen zusätzliche Kräfte auf das Lager, was zu einer kürzeren Lebensdauer der Maschine führt.

Über den Lagerstellen kann durch verschiedene Effekte (z. B. Unsymmetrien im magnetischen Kreis, transiente Vorgänge bei Umrichterspeisung) die sogenannte Lagerspannung entstehen. Abhängig vom Lagertyp entstehen ab einer Spannung von ca. 20 V bis 60 V Stromdurchschläge. Diese **Lagerströme** beschädigen das Fett und die Laufbahnen des Lagers und führen zu Frühausfällen (Abbildung 3.79). Abhilfe bringen Filter, eine Lagerisolation oder das Schliessen des Stromkreises mittels einer leitenden Verbindung zwischen Stator und Rotor mit speziellen Schleifkontakten.

Abbildung 3.79: Drehfeldmaschine mit Wälzlager mit eingezeichnetem Wege der Lagerströme die bei Stromrichterspeisung auftreten können. Quelle: Schaeffler AG



Die mit Abstand häufigste, billigste und obendrein robusteste Lagerungsart von Maschinen sind **Wälzlager**. Sie werden in der Normalausführung fettgeschmiert und erreichen ohne Wartung eine Lebensdauer von 20000 h bis 40000 h. Es ist zu beachten, dass eine thermische Überbeanspruchung der Wälzlager und insbesondere des Fettes die Lebensdauer deutlich reduzieren kann.

Für höhere Lasten oder Lebensdauer werden ölgeschmierte Systeme eingesetzt. Diese haben den Vorteil, dass das Öl neben der Schmierung auch zur Kühlung des Lagers beiträgt. Bei hohen Drehzahlen werden immer häufiger auch Keramik-



Abbildung 3.80: Lager in elektrischen Maschinen. Oben: Gleitlagersysteme; Unten: Wälzlager. Quelle: Schäfer Technik GmbH

Tabelle 3.7: Überblick und Vergleich Wälz-, Gleitund Magnetlager.



Kriterium	Wälzlager	Gleitlager	Magnetlager
Last	Klein bis mittel	Mittel bis gross	Klein
Drehzahl	Mittel	Hoch	Sehr hoch
Lebensdauer	1–20 Jahre	unbegrenzt	20–50 Jahre
Wartung	Nachschmieren	Ölwechsel	Keine
Kosten	Tief	Mittel	Hoch
Verluste	Mittel	Hoch	Tief
Geräusch	Hoch	Tief	Mittel
Heikle Punkte	Erschütterungs- empfindlich, Verschleiss, Beschädigung beim Einbau	Ölleckage/ Dichtungen, Bearbeitungs- toleranzen, Transport	Richtige Lage Positionssen- sor, Notlaufla- ger notwen- dig (Wälzla- ger)

lager eingesetzt. Wälzlager sind charakterisiert durch hohe Lagersteifigkeiten und tiefe Reibungsverluste. Schwachstellen von Wälzlagern liegen häufig in Überfettung oder sich drehenden Lagerkäfigen. Die Wälzlager sind weitgehend genormt und dadurch austauschbar. Für anwendungsspezifische Lagerauslegungen verfügen alle Hersteller über Berechnungsprogramme.

Gleitlager kommen bei Lasten zum Einsatz, für die Wälzlager nicht mehr ausreichen. Aufgrund des notwendigen Schmierfilms eignen sie sich weniger für tiefe Drehzahlen und besitzen daneben auch den Nachteil hoher mechanischer Verluste, erheblicher Wartungsaufwände (Ölwechsel typisch 1-mal jährlich) und gelegentlich der Undichtigkeit. Sie kommen je nach Last und Festigkeitsanspruch in verschiedenen Ausführungen zum Einsatz und lassen sich wie Wälzlager isolieren. Die Kühlung erfolgt standardmässig eigengekühlt, bei sehr hohen Lasten auch fremdgekühlt. Um eine Zerstörung von Welle und Lager zu vermeiden, sind beim Transport spezielle Vorkehrungen zu treffen und eine Bewegung der gesamten Maschine zu verhindern.

Einen Überblick über die Lagertypen zeigt Abbildung 3.80. Alle anderen Lagerarten sind Spezialausführungen und kommen in Standardanwendungen nicht zum Einsatz. Stellvertretend sei etwa das **Magnetlager** erwähnt, das im Prinzip ein separater Elektromotor ist und dadurch sehr teuer wird. Bei sehr hohen Drehzahlen können sich die Vorteile bezahlt machen, wenn z. B. über Variation der Lagersteifigkeit die kritischen Drehzahlen im Antriebsstrang so verändert werden können, dass der gesamte Drehzahlbereich betrieben werden kann. Eine Gegenüberstellung der drei beschriebenen Lagertypen zeigt Tabelle 3.7.

Bei der **Festigkeitsauslegung** von elektrischen Maschinen sind zu beachten:

Statische Kräfte und Drehmomente (wirken auf Stator und dadurch Gehäuse und Fundament sowie auf Rotor und dadurch auf Welle, Wellenende und Kupplung)
 Fliehkräfte auf Rotor

Durch unterschiedliche Ausdehnungskoeffizienten entstehende Spannungen (z. B. im Verbund Stahl, Kupfer und Isolation).

Neben den nominalen Lasten fliessen auch Spitzenbelastungen wie Kippmomente während des Hochlaufs, die besonders kritischen Kurzschlussdrehmomente und -kräfte sowie Stossbelastungen in die mechanische Auslegung ein.

Hohe Beachtung muss in elektrischen Maschinen den Schwingungen geschenkt werden, die einerseits von aussen mechanisch oder auch elektrisch angeregt werden können. Die elektrische Anregung ist durch Drehmomentenrippel aufgrund von Stromoberschwingungen bei Umrichterbetrieb möglich. Folgende zwei Schwingungsarten treten hauptsächlich auf:

Biegeschwingung: Die Welle der elektrischen Maschine ist ein elastisches Gebilde aus Stahl. Durch Unwucht verlagert sich der Schwerpunkt, was zu Biegeschwingungen führt.

■ Torsionsschwingungen: Ein Antrieb besteht aus verschiedenen Schwungmassen. Die Wellen bilden eine Torsionsfeder. Durch einmalige oder periodische Drehmomentstösse wird das System zu Schwingungen angeregt.

Unterschieden werden Eigenschwingungen und erzwungene Schwingungen. Erstere werden angeregt durch kurzzeitige Kraftwirkungen auf die Welle. Die stets vorhandene Dämpfung bewirkt über die Zeit ein vollständiges Abklingen. Bei Torsionsschwingungen erfolgt die Anregung durch eine periodische Kraftwirkung, z. B. einer kleinen unvermeidbaren Restunwucht, wodurch die Welle mit der anregenden Frequenz schwingt.

Wenn die Anregung zu einer Schwingung mit der Eigenfrequenz führt, können durch Resonanzen bei geringer Dämpfung starke Erschütterungen und Überbeanspruchungen entstehen. Von kritischen Drehzahlen spricht man, wenn die Drehzahl einer Eigenfrequenz der Welle entspricht. Kleine und mittlere Maschinen werden meist unterkritisch betrieben, da die Betriebsdrehzahl in der Regel unterhalb aller kritischen Drehzahlen liegt.

Die Rotoren von elektrischen Maschinen müssen vor der Montage gewuchtet werden. Dies geschieht durch Anbringen von Gewichten oder durch Entfernen von Material. Die Wuchtgüten haben einen grossen Einfluss auf die Belastung der Lager und sind bei Antrieben, die schwingungsarm betrieben werden sollen, genau zu planen und zu definieren.

#### 3.9.5 Leistungsschilder

Gemäss der Norm IEC 60034-1 muss jede elektrische Maschine mit einem gut lesbaren Leistungs- oder Typenschild aus dauerhaftem Material ausgerüstet werden. Neben den Herstellerangaben (Name, Anschrift, Typ- und Seriennummer) enthalten neuere Schilder auch einen elektronisch lesbaren Code mit Informationen wie Baujahr, Herstelleradresse und den wichtigsten Daten und Weblinks. Während die minimal notwendigen Angaben in der Norm spezifiziert sind, ist deren Anordnung und Ergänzung mit anderen Grössen frei wählbar.

In Abbildung 3.81 und Abbildung 3.82 sind zwei typische Leistungsschilder eines Normmotors und eines Servomotors erläutert.

Servomotoren unterscheiden sich von Normmotoren in erster Linie dadurch, dass sie mit einer variablen Drehzahl eingesetzt werden. Daher sind auf den Datenschildern kaum Leistungsdaten sondern eher Drehmomentwerte für verschiedene Drehzahlen zu finden.

		Herstellerlogo						Maschinentyp					
	1	3~	Motor	Serier	nu	mmer			Motorbezeichnung Hersteller				
	2	Ρ	kW	0	Dι	ity S1	со	sφ		(12)	mkg		
	3	n	1/min	8	f	Hz		9	CI. F	13	IC		
	4	U	V 🔺		I	A	•	10	IE 1	14	IM		
	5	U	…V∆		I	A	4		IE 1	(15)	IP		
:	6	IEC	60034					11	CE		QR-Code		
1		Her	rstellerans	schrift									
		MA	DE IN										
	1		Typ: Dre	hstror	nm	notor,	Str	angz	zahl				
	2		Bemess	ungsle	ist	ung b	ei N	lenr	drehzal	hl			
	3		Bemessungsdrehzahl (an der Welle)										
	4		Elektrische Grössen in Sternschaltung										
	5		Elektriso	he Gr	ÖSS	en in	Dre	eieck	schaltu	ng			
	6		Zu Grur	nde lie	ger	nde N	orn	n					
	7		Betriebs	art									
	8		Bemess	ungsfr	eq	uenz							
	9		Isolierst	offklas	se	oder	Wä	irme	klasse				
	10		Wirkun	gsgrad	Ikla	asse u	nd	Wirl	kungsgr	ad			
	11		Vorschr	iften u	nd	Zertif	fika	te					
	12		Gewich	t der g	jes	amter	۱M	lasch	nine				
<del>.</del> f	13		Kühlung	gsart									
, ,	14		Bauforn	n									
,	(15)		Schutza	rt									

Abbildung 3.81: Leistungsschild eines Normmotors.

Tabelle 3.8:
Wichtigste
Angaben auf
Leistungsschildern
von Normmotoren.

		He	rstellerlog		Maschinentyp								
	1	3~ Motor Seriennu				ummer Moto			Notorbezeichnung Herstelle				
	2	M <sub>0</sub>	Nm	5	I <sub>0</sub>	Α	$\bigcirc$	n <sub>max</sub>	1/m	nin			
	3	M <sub>N</sub>	Nm	6	I <sub>N</sub>	Α	8	n <sub>N</sub>	1/m	nin			
	4	U <sub>N</sub>	V	9	f	Hz	10	CI. F		12	IC		
	(15)	End	oder				1	m	kg	13	IM		
	16	Bre	emse	. VDC	), N	lm				14	IP		
Abbildung 3.82:	17	IEC	60034					CE			QR-Code		
Leistungsschild		He	stelleran	schrift									
eines Servomotors.		MA	DE IN										
	1		Typ: Dre	ehstror	nmo	tor, St	rangz	zahl					
	2		Stillstan	dsdreł	nmor	ment /	$M_o$						
	3		Bemessungsdrehmoment M <sub>N</sub>										
	4	Bemessungsspannung U <sub>N</sub>											
	5		Stillstandsstrom I <sub>o</sub>										
	6		Bemessungsstrom $I_N$										
	7		Maxima	ıl zuläs	sige	Drehz	zahl <i>n</i>	max					
	8		Bemess	ungsd	rehza	ahl n <sub>N</sub>							
	9		Bemess	ungsfr	eque	$enz f_N$							
	10		Isolierst	offklas	se o	der W	'ärme	klasse	ē				
	1		Gewich	t der g	jesar	nten M	Masch	nine					
	12		Kühlung	gsart									
	13		Bauforn	n									
<b>T</b> 1 11 2 0	14		Schutza	rt									
Tabelle 3.9:	15		Bezeich	nung	des F	Positio	nsgek	oers					
Angahan auf	16		Daten d	ler ein	geba	uten l	Brems	se (PN	Л-Mot	tore	en)		
Angaben aur	Allgabell auf 1 distumerschildern  1 distumerschildern 1 distumer												
Von Servomotoren <sup>®</sup> Vorschriften und Zertifikate													

Kapitel 4

# Leistungselektronik

# 4.1 Grundfunktion

Die Grundaufgabe der Leistungselektronik (LE) ist das Umformen («Umrichten») von elektrischen Grössen (Ströme, Spannungen, Frequenz) aus einer vorgegebenen Form in die für die Anwendung notwendige Form. Die LE ist ein Bindeglied zwischen der angelieferten elektrischen Energie (Netz 1) und deren Verwendung (Netz 2 oder elektrische Maschine). Beispiele sind Antriebe, Netzgeräte zur Speisung von elektrischen Geräten, statische Netzkupplungen und vieles mehr. Als «Leistungselektronik», «Stromrichter» oder im englischen «converter» werden die Leistungshalbleiter mit der notwendigen Steuer- und Regelelektronik bezeichnet. Leistungselektronik wird in der Automatisierung, Energieerzeugung, Energieübertragung, Antriebstechnik und in Stellgeräten von Regeleinrichtungen für die verschiedensten Anwendungen und in vielen Variationen eingesetzt.

Die verschiedenen möglichen Grundfunktionen von Stromrichtern werden gemäss Abbildung 4.1 bezeichnet.

Oft erfolgen Umformungen über mehrere Stufen. So macht zum Beispiel ein typischer Frequenzumrichter aus einer Eingangs-Wechselgrösse zuerst eine Gleichgrösse und danach aus dieser wieder eine Wechselgrösse, aber mit anderen Parametern. In (Abbildung 4.2) sind die verschiedenen Stufen und ihre Bezeichnungen dargestellt.

Die konkrete Funktion einer leistungselektronischen Schaltung ist oft schwer aus dem physikalischen Aufbau der Schaltung zu erkennen. Dazu kommt, dass die Elektronik aus Schutzgründen fast immer «verpackt» ist. Entsprechend ist sie für den Anwender meist eine «black-box».



Abbildung 4.2: Umformungspfade. Links: Funktion; rechts: Schaltung.

# 4.2 Halbleiterbauelemente

Halbleiter (HL) sind chemische Elemente, deren elektrische Leitfähigkeit zwischen den Leitern (Metallen) und den Nichtleitern (Isolatoren) liegt. Durch das «Verunreinigen» (Dotieren) der reinen HL mit anderen Elementen wird deren Leitfähigkeit gezielt verändert. Dotierte Halbleiterstrukturen bilden die Grundlage aller leistungselektronischen Halbleiterbauelemente.

Ihre Geschichte beginnt in den 1950er-

Abbildung 4.3:Jahren des 20. Jahrhunderts mit den bipo-<br/>laren Bauelementen. 1948 wurde der<br/>Transistor in den Bell Labs erfunden und<br/>1958 wurde von General Electric der Thy-<br/>ristor als Produkt am Markt eingeführt. Die<br/>feldeffektbasierten Strukturen waren erst

Abbildung 4.4: Silizium-Bauelemente. Von links: IGBT, Frankenstück als Grössenvergleich, GTO und Thyristor.

Abbildung 4.5: Gehäuseformen von einzelnen Bauelementen verschiedener Hersteller. Das Ausgangsmaterial zur Herstellung der Bauelemente bilden sogenannte Wafer, hochreine Scheiben von einigen Zehntel-

gegen 1980 für die Leistungselektronik





verfügbar (MOSFET).



millimetern Dicke und bis 300 mm Durchmesser. Silizium (Si) ist das hauptsächlich eingesetzte Halbleitermaterial. In der Vergangenheit wurde auch Germanium eingesetzt. Seit einigen Jahren gewinnen Halbleiter auf der Basis von Silizium-Karbid (Silicon Carbide, SiC) und Gallium-Nitrid (Gallium Nitride, GaN) an Bedeutung. Gegenüber den konventionellen Siliziumelementen ist ihr Anteil am ganzen Marktvolumen aber klein

Je nach Bauelement, das mit den HL realisiert werden soll, sind diese abwechslungsweise so mit Fremdatomen dotiert, dass sie Elektronenmangel (p-Dotierung) oder Überschuss (n-Dotierung) haben. Abbildung 4.3 zeigt den Aufbau einer einfachen pn-Diode (Zweischicht-Element).

Das eigentliche HL-Bauelement wird aus den Wafern hergestellt. Eine Auswahl zeigt Abbildung 4.4. Für den Anwender ist meist nur das grössere Gehäuse sichtbar, welches die Funktionen Schutz, Isolation und Wärmeabfuhr übernimmt.

Abbildung 4.5 zeigt eine Auswahl von Elementen für Ströme von wenigen Ampère und einigen hundert Volt (kleine Kunststoffgehäuse) bis kA und kV (grosse Metall-Keramik-Gehäuse). Oft werden auch ganze Gruppen von Bauelementen in einem Gehäuse zu Modulen zusammengefasst.

Eingesetzt werden Halbleiterbauelemente mit drei Grundfunktionen:

a. Dioden, die in Vorwärtsrichtung leiten und in Rückwärtsrichtung sperren.

b. Thyristoren, die sich in Vorwärtsrichtung über die Ansteuerung einschalten lassen («zünden»). Sie schalten aus, wenn der Strom null wird und sperren in Rückwärtsrichtung.

c. Transistoren, wie MOSFET und IGBT, die sich in Vorwärtsrichtung über die Ansteuerung ein- und ausschalten lassen und in Rückwärtsrichtung schon bei kleinen Spannungen leiten. Das Leiten in Rückwärtsrichtung wird zum Teil mit zusätzlichen Dioden gewährleistet.

#### Bezeichnungen

Schaltungen mit Dioden und Thyristoren werden als «fremdgeführte Schaltungen» bezeichnet, da sie für die Funktion noch eine externe führende Grösse benötigen (meistens die Netzspannung). Bei Schaltungen mit FET und IGBT wird der Schaltzeitpunkt nur durch die Ansteuerung bestimmt. Entsprechend werden sie als «selbstgeführte Schaltungen» bezeichnet.
 Wird in einer leistungselektronischen Schaltung (oder auch in einer elektrischen Maschine) der Strom von einem Leitungszweig in einen anderen umgeschaltet, so spricht man von kommutieren.

In der Vergangenheit wurden Thyristoren und Dioden oft auch als «Ventile» bezeichnet.

■ HL-Bauelemente werden oft auch abgekürzt als **Halbleiter** bezeichnet.

#### 4.2.1 Dioden und Thyristoren

■ Dioden: Dioden sind vom Aufbau her die einfachsten HL-Bauelemente. Sie bestehen aus einer HL-Scheibe, an der es auf der einen Seite Elektronenüberschuss und auf der anderen Seite Elektronenmangel hat (sogenannte n- und p-Schichten). Dieser Aufbau führt dazu, dass sie ohne weitere äussere Massnahme abhängig von der Richtung der angelegten Spannung Strom leiten oder aber sperren. Die Bezeichnung der Anschlüsse, Anode *A* und Kathode *K*, wurde aus der Röhrentechnik übernommen (Abbildung 4.6a).

■ Leiten (Flussrichtung): Bei positiver Spannung von Anode zu Kathode ( $u_{AK} >$ 0) leitet die Diode. Sie hat dabei einen kleinen Vorwärts-Spannungsabfall  $u_F$ , der mit steigendem Strom ansteigt (Abbildung 4.6b). Der maximale stationäre Vorwärtsstrom  $i_F$  ist auf  $i_{F,n}$  begrenzt. Wird er überschritten, so wird die Diode aufgrund der entstehenden Verlustleistung zu heiss und in der Folge zerstört.

**Sperren** (Sperrrichtung): In Sperrrichtung fliesst ein sehr kleiner Sperrstrom. Dieser kann meistens vernachlässigt werden. Wird die negative Spannung aber zu hoch ( $u_{AK} < -u_{AK,max}$ ), so beginnt die Diode zu leiten, sie «bricht durch». Da in diesem Punkt die Spannung hoch ist,

werden die Verluste entsprechend gross und die Diode wird ebenfalls zerstört.

■ Übergang Leiten zu Sperren: Dioden benötigen, nachdem sie in Vorwärtsrichtung Strom geführt haben, eine gewisse Zeit, bis sie wieder sperren. Diese Sperrverzugszeit  $t_{rr}$  (reverse recovery time) beträgt bei Dioden für Netzanwendungen mehrere Mikrosekunden. Schnelle Dioden für selbstgeführte Stromrichter sperren zum Teil in weniger als 100 ns. Meist genügt es, die Diode als ideales Element zu betrachten, das bei Spannungen  $u_{AK} \ge$ 0 leitet und bei  $u_{AK} \le$  0 sperrt, wie in Abbildung 4.6c dargestellt.

Einzeldioden aus Silizium gibt es mit Spannungen und Strömen von gegen 10 kV/10 kA. Beide Extremwerte sind aber nicht mit einem Element gleichzeitig realisierbar. Dioden werden in fast allen Schaltungen eingesetzt. Obwohl sie von der Funktion her einfache Elemente sind, müssen beim Einsatz ihre Grenzen bezüglich Spannung, Strom und Temperatur eingehalten werden.

Silizium-Karbid-Schottky Dioden (Silicon Carbide Schottky, SiC): SiC-Dioden haben eine leicht tiefere Durchlassspannung als Si-Dioden. Was sie aber vor allem auszeichnet, ist das bessere dynamische Verhalten. Damit sinken die Schaltverluste und es lassen sich schnellere Schaltungen realisieren. SiC-Dioden sind aber teurer als Si-Dioden und zur Zeit nur bis zu mittleren Spannungen und Strömen erhältlich.

■ Thyristoren: Die Bezeichnung ist ein Zusammenzug aus «Thyratron» und «Transistor». Thyristoren haben einen komplexeren Aufbau als Dioden (vier statt nur zwei aufeinanderfolgende n- und p-Schichten), zeiAbbildung 4.6: Diode – Symbol und Kennlinien (rot: Bereiche, in denen das Element zerstört wird).





gen aber ein ähnliches Verhalten. Der dominante Unterschied ist, dass Thyristoren auch bei positiver Anoden-Kathodenspannung sperren können (Abbildung 4.7). Dieses Sperren wird auch als Blockieren bezeichnet. Mit einem Stromimpuls («Zündimpuls»)  $i_G > 0$  am Gate G kann bei positiver Anoden-Kathodenspannung  $u_{AK} \ge 0$ vom blockierenden in den leitenden Zustand umgeschaltet werden. Das Leiten endet, wenn der Anodenstrom null wird, d. h.  $i_A \leq 0$ . Dies muss durch die Schaltung gewährleistet werden, in der das Element eingesetzt ist. Der normale Thyristor kann nicht über das Gate ausgeschaltet werden. Wie bei Dioden kann beim Übergang von Leiten zu Sperren, während der Sperrverzugszeit, kurzzeitig ein negativer Anodenstrom fliessen.

Der maximale Vorwärtsstrom  $i_A$  darf nicht überschritten werden, da Thyristoren sonst innert kurzer Zeit zerstört werden. Bei zu grosser Anoden-Kathodenspannung  $u_{AK}$ können Thyristoren unkontrolliert einschalten. Meist werden sie dabei ebenfalls zerstört.

Thyristoren gibt es, wie Dioden, mit Spannungen und Strömen bis zu etwa 10 kV/ 10 kA (nicht beide Maximalwerte gleichzeitig). Mit Thyristoren werden zum Beispiel in Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungen (HGÜ) höchste Leistungen im GW-Bereich kontrolliert.

Thyristoren wurden früher auch für Antriebe breit eingesetzt. Heute finden sie sich im kleineren Leistungsbereich fast nur noch für Phasenanschnitt-Steuerungen in Sanftanlaufgeräten (Softstarter) für Drehfeldmaschinen. Bei Höchstleistungen (sehr grosse Antriebe, HGÜ) sind sie nach wie vor verbreitet, da sie sehr robust sind, geringe Verluste aufweisen und einfach herzustellen sind.

■ Triac (Triode für AC): Durch Thyristoren kann der Strom nur in positiver Richtung fliessen. Für Wechselspannungsanwendungen wird aber oft ein bidirektionaler Stromfluss verlangt. Dies kann mit zwei gegenparallel (antiparallel) geschalteten Thyristoren oder mit einem Triac realisiert werden. Werden zwei diskrete Thyristoren verwendet, so müssen beide Gates einzeln angesteuert werden ( $i_{G1}$ ,  $i_{G2}$ ), was zwei getrennte Ansteuerungen verlangt. Beim Triac sind beide Thyristoren auf dem gleichen Halbleiterkristall realisiert und benötigen für beide Stromrichtungen nur ein einziges Gatesignal  $i_{G}$  (Zündimpuls).

Abbildung 4.7: Thyristor – Symbol und Kennlinien (rot: Bereiche oder Übergänge, in denen das Element zerstört werden kann).







Abbildung 4.8: Triac – Aufbau, Symbol und idealisierte Kennlinie. Triac lassen sich nur bis zu Leistungen von ca. 10 kVA realisieren. Darüber müssen zwei Thyristoren eingesetzt werden. Deshalb finden sich Triac vor allem in einphasigen Handwerkzeugen, Haushaltsgeräten und Lichtreglern (Dimmer) sowie in kleineren Sanftanlaufgeräten.

Ansteuerung von Thyristoren und Triac: Thyristoren und Triacs werden mit kurzen Stromimpulsen  $i_G$  (Pulslänge Mikrosekunden) am Gate eingeschaltet. Bedingung für ein sicheres Leiten des Thyristors ist, dass der Anodenstrom  $i_A$  nach dem Wegfall des Zündimpulses einen minimalen Wert, den sogenannten Haltestrom (normalerweise ist dieser kleiner als 1% des Nennstromes) nicht mehr unterschreitet. Aus diesem Grund wird bei vielen Anwendungen mit langen Impulsen oder mit Impulswiederholung gearbeitet. Die Pulse werden dabei so lange angelegt, wie der jeweilige Thyristor leiten sollte. Dies ist abhängig von der Schaltung. So werden zum Beispiel für eine dreiphasige Brückenschaltung, bei der jeder Thyristor während

1/3-Periode (120°) leitet, die Pulsmuster gemäss Abbildung 4.9 verwendet. Mit Doppelimpulsen wird dort, wo in der gegenüberliegenden Brückenhälfte eine Kommutierung stattfindet, zur Sicherheit nochmals gezündet.

# 4.2.2 Ein- und ausschaltbare Leistungshalbleiter

Ein- und ausschaltbare Leistungshalbleiter bieten die grösste Flexibilität für den Bau von Stromrichtern. Von Bedeutung sind:

MOSFET (Metall Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) in Abbildung 4.10a. Mit MOSFET sind die kürzesten Schaltzeiten erreichbar. Wie der Name andeutet, werden sie über ein elektrisches Feld angesteuert und benötigen kaum Ansteuerleistung. Die Anschlüsse werden mit Drain D, Source S und Gate G bezeichnet. MOSFET sind die am häufigsten eingesetzten Elemente für Leistungen bis wenige kW. Typische Nennspannungen der Elemente liegen dabei unter 600 V, da mit steigender Sperrspannung die Leitverluste zu gross werden.



Abbildung 4.10: Ein- und ausschaltbare Leistungshalbleiter; Kennlinie realer IGBT.

Abbildung 4.9: Beispiele von Zünd-

schaltung.

impulsen für Thyris-

toren in einer dreiphasigen Brücken-

Drain, Kollektor, Anode	D, C, A	Anschluss mit postiver Spannung im Leitzustand (des schaltbaren Halbleiters)
Source, Emitter, Kathode	S, E, K	Anschluss mit negativer Spannung im Leitzustand (des schaltbaren Halbleiters)
Gate	G	Steueranschluss zum Einschalten

Zukünftig werden vermehrt Gallium-Nitrid(GaN)- und Silizium-Karbid(SiC)-Transistoren zum Einsatz kommen. Diese ermöglichen aufgrund der kleineren Durchlasswiderstände und Schaltverluste höhere Leistungsdichten und Schaltfreguenzen. Von den Materialien her sind auch höhere Kristalltemperaturen als bei Silizium möglich. Aufgrund der verfügbaren Elemente gilt das aber nur im Leistungsbereich bis zu wenigen kW für GaN und einigen 100 kW für SiC. Zuverlässigkeit und Preis begrenzen die breite Einführung der grundsätzlich schon sehr lange bekannten Elemente.

■ IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) in Abbildung 4.10b. IGBT kombinieren die Eigenschaften von Feldeffekttransistoren auf der Eingangsseite mit der hohen Stromtragfähigkeit von Bipolar-Transistoren und Thyristoren auf der Ausgangsseite. Bipolartransistoren selber sind heute in der Leistungselektronik bedeutungslos. IGBT sind die wichtigsten Elemente im Bereich von etwa 1 kW bis zu mehreren MW. Die Anschlussbezeichnungen sind Kollektor C, Emitter E und Gate G. Grössere IGBT werden aus Parallelschaltungen von IGBT hergestellt. Ab-



Abbildung 4.11: 900 A/4500 V IGBT Modul. Oben komplett, unten geöffnet.





bildung 4.11 zeigt ein 900A/4500V IGBT Modul bestehend aus 24 Einzel-IGBT und 12 Einzel-Dioden. IGBT sind mit Nennspannungen von bis 6,5 kV erhältlich.

■ Verschiedene Formen von **GTO-Thyris**toren (Gate-Turn-Off) in Abbildung 4.10c. GTO und IGCT (Integrated-Gate-Commutated-Thyristors) können für ähnlich hohe Ströme gebaut werden wie Thyristoren. Der Unterschied zu normalen nicht abschaltbaren Thyristoren wird im Gate-Anschluss mit einem kleinen Querstrich symbolisiert. GTO werden für Leistungen im MW-Bereich eingesetzt. Sie benötigen eine leitungsfähige Gate-Ansteuerung, speziell zum Ausschalten.

Der IGCT ist eine Weiterentwicklung des GTO mit integrierter Ansteuerung. Mit dem Aufkommen der IGBT hat die Bedeutung und der Einsatz von GTO stark abgenommen. Wie IGBT werden auch GTO mit Spannungsfestigkeiten von bis zu 6,5 kV hergestellt.

Für den Einsatz in den üblichen Stromrichterschaltungen müssen die abschaltbaren Halbleiter in Rückwärtsrichtung definiert leiten. Dies ist bei MOSFET durch den internen Halbleiteraufbau gegeben, die Struktur enthält eine Diode in Rückwärtsrichtung. Bei anderen Elementen muss eine Rückwärtsdiode zum Element dazu gebaut werden. Diese Diode wird üblicherweise im gleichen Gehäuse «verpackt» und ist bei den Symbolen entsprechend mit eingezeichnet. In Abbildung 4.10d ist mit den Bezeichnungen des IGBT die prinzipielle Kennlinie solcher Schalter-Dioden-Kombinationen dargestellt: Bei negativer Kollektor-Emitterspannung leitet die Diode und der Spannungsabfall entspricht der Vorwärtsspannung  $u_F$  der Diode. Bei positiver Kollektor-Emitterspannung ohne Ansteuerung blockiert der IGBT. Wird er über das Gate eingeschaltet, so liegt abhängig vom Strom die Spannung  $u_{\rm F}$  des IGBT an.

■ Modell des idealen Schalters: Für die weitere Verwendung werden die vorgestellten Leistungshalbleiter mit einem idealen Schalter S und einer ebenfalls idealen gegenparallelen Diode gemäss Abbildung 4.12 modelliert. Mit dem Schaltsignal *s* = 1 wird der Schalter ein- und mit s = 0 ausgeschaltet. Die Diode selber arbeitet unabhängig vom Schaltsignal.

Ansteuerung von feldgesteuerten Bauelementen: Die notwendigen Gatesignale lassen sich gemäss der Prinzipschaltung in Abbildung 4.13 erzeugen. IGBT und MOSFET werden über die Gatespannung ( $U_{GS}$  respektive  $U_{GE}$ ) gesteuert. Sie benötigen nur während den Schaltvorgängen einen kurzzeitigen Gatestrom  $i_G$ , um die in den Elementen vorhandenen parasitären Kapazitäten  $C_{GE}$  und  $C_{CG}$  umzuladen. Der Verlauf der Eingangsspannung ist bei beiden Elementen identisch. Zum Ausschalten genügt es, beim MOSFET die Gatespannung auf null zu schalten (Speisespannung  $U_2 = 0$ ), während beim IGBT im ausgeschalteten Zustand bevorzugt eine negative Gatespannung ( $U_2 < 0$ ) angelegt wird, um die Spannungsfestigkeit zu erhöhen. Die Ansteuer- und Schutzlogik ist als integrierte Schaltung in vielen verschiedenen Ausführungen erhältlich. Sie enthält typischerweise folgende Funktionen:

Uberwachung der Betriebsspannungen  $U_1$  und  $U_2$  des IC, damit die sichere Funktion der Schaltung gewährleistet ist.

Uberwachung der minimalen Ein- und<br/>Ausschaltzeiten  $t_{Ein,Min}$  und  $t_{Aus,Min}$ . Da beim<br/>Ein- und Ausschalten des Halbleiters Verluste und damit Erwärmung auftreten,<br/>sollte verhindert werden, dass die Schaltvorgänge unmittelbar nacheinander auftreten.Uberwachung des Stromes  $i_C$  durch den

Leistungshalbleiter. Dies wird typischerweise in Form einer Messung des Spannungsabfalls  $u_{CF}$  über dem Element realisiert.

Blockieren von erneutem Einschalten nach einem Fehler für eine vorgegebene Zeitspanne.

Eher seltene Funktionen sind:

Uberwachung der Strom-/Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten  $di_c/dt$  und  $du_{ce}/dt$ , um Fehler frühzeitig zu erkennen.

Begrenzung der Strom- und/oder Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten («Regelung»), um Störungen zu reduzieren.

Rückmeldung eines Fehlers an die übergeordnete Steuerung.

Temperaturüberwachung von Ansteuerung und/oder Halbleiter.

Mit den beiden externen Widerständen  $R_{G1}$  und  $R_{G2}$  im Gatepfad kann die Ein- und Ausschaltgeschwindigkeit des Halbleiters bei Bedarf reduziert werden. Viele Ansteuer-IC sind aber nur für einen einzigen Gate-Widerstand ausgelegt. Da die Leistungshalbleiter und ihre Ansteuerungen meistens auf einem anderen elektrischen Potenzial liegen als die restliche Elektronik, müssen die Speisung des Ansteuer-IC und das Einschaltsignal galvanisch getrennt auf die Ansteuerung gebracht werden. Dazu werden optische oder magnetische «Isolationen» (Optokoppler, Lichtleiter, Transformatoren...) oder sogenannte «level-shifter» eingesetzt.



Abbildung 4.13: Ansteuerschaltung für IGBT (und, ohne negative Spannung, für einen MOSFET).

# 4.2.3 Einsatzgebiete und Leistungsbereiche

Einsatzgebiete, Leistungsbereiche und typische Schaltfrequenzen der besprochenen Elemente sind als Übersicht in Tabelle 4.1 zusammengestellt. Typische Leistungen und Schaltfrequenzen für die wichtigsten abschaltbaren Halbleiter in selbstgeführten Stromrichtern zeigt Abbildung 4.14. Die Leistungsgrenzen und Schaltfrequenzen bei den IGBT verschieben sich laufend zu höheren Werten.

Tabelle 4.1: Leistungshalbleiter und Einsatzgebiete.

Abbildung 4.14: Stromrichterleistung und Schaltfrequenz für verschiedene Bauelemente.

Element	Leistungs- bereich bis	Schaltfre- quenz bis	Anwendung
Triac	10 kVA	100 Hz	Bohrmaschine, Wasch- maschine, Lichtregler etc.
MOSFET	10 kVA	1 MHz	Kleinantriebe, Schaltnetz- teile
IGBT	10 MVA	100 kHz	Antriebe, HGÜ
GTO/IGCT	100 MVA	1 kHz	Antriebe, Netzkupplung
Thyristor	1000 MVA	100 Hz	HGÜ, Sanftanlauf



# 4.3 Belastungsgrenzen und Schutz von Leistungshalbleitern

Mit Leistungshalbleitern (LHL) werden grosse Leistungen in Sekundenbruchteilen kontrolliert. Dazu müssen beim Bau von Stromrichtern verschiedenste Details sorgfältig berücksichtigt werden. Eine Auswahl der wichtigsten sind:

**Schaltbedingungen:** Eingeschaltete Halbleiter weisen eine sehr kleine und ausgeschaltete eine sehr grosse Impedanz auf. Deshalb ist es wichtig zu beachten, dass:

■ Zwei Spannungsquellen (oder Kondensatoren) nur über einen LHL zusammengeschaltet werden, wenn die Spannung über dem Schalter  $u_s = 0$  ist. Sonst kann der Ausgleichstrom  $i_s$  so gross werden, dass die LHL zerstört werden. Ist dies nicht gewährleistet, so muss eine strombegrenzende Induktivität  $L_s$  oder ein Widerstand  $R_s$  eingefügt werden (Abbildung 4.15 links).

Im Normalfall ist auf der einen Seite eines LHL eine Spannungsquelle (Kondensator) und auf der andern eine Stromquelle (Induktivität) eingesetzt (Abbildung 4.15 rechts). Induktivitäten dürfen nur dann in Serie zu abschaltbaren LHL geschaltet werden, wenn der Strom  $i_L$  beim Ausschalten einen Freilaufweg hat, z. B. über die gezeichnete Diode *D*, und damit die Spannung  $u_s$  über dem schaltenden Halbleiter begrenzt ist.

■ Ansteuerung: Mit der Ansteuerung wird gewährleistet, dass die Halbleiter im gewünschten Zeitpunkt schalten. Zusätzlich muss die Ansteuerung auch gewährleisten, dass die LHL vollständig ein- oder ausgeschaltet sind. Der Übergang zwischen den beiden Zuständen muss sehr schnell stattfinden, da bei den Schaltvor-



Abbildung 4.15: Einsatzbedingung für ein- und ausschaltbare Leistungshalbleiter.

gängen kurzzeitig sehr grosse Verluste auftreten.

Schaltfrequenz: Die maximale Schaltfrequenz von LHL ist abhängig von ihrem Typ. Weiter gilt, dass bei grossen Elementen die Schaltfrequenz abnimmt, bei der die Verluste nicht zu gross werden. Bei Leistungen im MW-Bereich wird normalerweise mit Frequenzen unter 1000 Hz geschaltet.

Schutz gegen Überspannung: Dieser wird durch den Aufbau des Stromrichters und durch die externe Beschaltung des LHL bestehend aus Widerständen, Kondensatoren und eventuell Dioden («Snubber», RCD-Beschaltung) gewährleistet.

■ Überstrom: Wenn immer möglich wird versucht, LHL auszuschalten, bevor sie zerstört werden. Dies erfordert eine sehr schnelle direkte oder indirekte Stromerfassung und sofortige Reaktion bei Überschreiten der Grenzen. Der Schutz gegen Überstrom wird oft direkt in die Ansteuerung eines Elements integriert. Vereinzelt kommen auch schnelle Sicherungen zum Einsatz.

Verluste in Leistungshalbleitern: In realen LHL treten verschiedene Verluste auf. Sobald Strom fliesst, entstehen Leitverluste. Sie sind gegeben durch das Produkt Vorwärtsspannungsabfall mal Vorwärtsstrom:  $p_F = u_F i_F$ . Die Vorwärtsspannung  $u_F$ ist selbst stromabhängig, wie in Abbildung 4.16 links dargestellt. Bei Feldeffekttransistoren wie MOSFET ist die Spannung proportional zum Strom, das Element lässt sich mit dem Widerstand R<sub>DS</sub> (Drain-Source-Widerstand) modellieren:  $u_F = R_{DS}i_F$ . Leider steigt  $R_{DS}$  proportional zur Temperatur an. Bei bipolaren Elementen wie Dioden und IGBT wird der Spannungsabfall mit einer Spannungsquelle  $u_{FO}$  und dem differenziellen Widerstand  $r_E$  modelliert:  $u_E = u_{EQ} + i_E \cdot r_E$ . In ausführlichen Datenblättern werden die Werte dieser Ersatzelemente angegeben.

Damit lassen sich die Durchlassverluste bei gegebener Stromform recht genau berechnen.

Für eine **Verlustabschätzung** kann auch ein mittlerer Spannungsabfall eingesetzt werden: Bei Dioden, die für Netzfrequenz ausgelegt sind, beträgt dieser etwa 1,5 V, wenn die Stromleitdauer lange ist. Bei kurzen, hohen Stromstössen, wie sie bei der Ladung von Kondensatoren auftreten, steigt der Spannungsabfall auf etwa 2 V.

Für 1200 V IGBT oder 600 V MOSFET mit den dazu passenden Dioden ist  $u_F = 2$  V ebenfalls ein guter Mittelwert.

Mit diesem Ansatz lassen sich die Verluste pro Halbleiter einfach über den Strommittelwert und den Spannungsabfall berechnen:

$$P_L = u_F \cdot \overline{i}_F \approx 2 \mathrm{V} \cdot \overline{i}_F$$

In der Leistungselektronik werden Halbleiter ausschliesslich in den beiden Zuständen «ganz eingeschaltet» und «ganz ausgeschaltet» betrieben. Die Übergänge zwischen den beiden Zuständen müssen sehr schnell erfolgen, da während des Schaltens an den LHL gleichzeitig grosse Spannungen und Ströme und als Resultat **Schaltverluste** auftreten. Typische Schaltzeiten liegen bei kleinen Halbleitern bei Bruchteilen von Mikrosekunden und bei grossen bei einigen Mikrosekunden – in dieser kurzen Zeitspanne können die Halbleiter die grossen Verluste ohne zu starke Erwärmung verkraften.

Die Schaltverluste bei ein- und ausschaltbaren Halbleitern haben eine mehrfache Abhängigkeit: Als erstes sind sie frequenzproportional. Deshalb wird in den Datenblättern statt der Verlustleistung  $P_s$  die Verlustenergie  $E_s$  pro Schaltvorgang oder für den Ein- und Ausschaltvorgang separat:



Abbildung 4.16: Durchlassspannung und Schaltverluste.

 $(E_s = E_{s,on} + E_{s,off})$  im Nennpunkt  $(U_n, i_n)$ angegeben. Multipliziert mit der Schaltfrequenz  $f_s$  resultiert die Schalt-Verlustleistung.

Die Verluste pro Schaltvorgang verhalten sich etwa proportional zum geschalteten Strom  $i_s$  (Abbildung 4.16 Mitte) und der geschalteten Spannung  $U_d$ . Die Schaltverluste im Leerlauf (Laststrom null) liegen in einer Brückenschaltung etwa bei 10 % der Verluste bei Nennstrom. Für die Schaltverluste resultiert damit die Abhängigkeit:

## $P_S = E_{S,n}(i_s) f_s U_d / U_n$

Bei ein- und ausschaltbaren LHL nehmen die Schaltverluste die gleiche Grössenordnung wie die Leitverluste an. Deshalb muss bei solchen Stromrichtern bei einer Erhöhung der Schaltfrequenz oft die Leistung reduziert werden.

In Anwendungen bei Netzfrequenz (Triac, Thyristoren) sind die Schaltverluste meist von untergeordneter Bedeutung.

Die Verluste in einem ein- und ausschaltbaren Leistungshalbleiter im Vergleich zu einem idealen Leistungshalbleiter zeigt Abbildung 4.17. Es ist ersichtlich, dass die Verluste entstehen, weil am Element gleichzeitig Spannung und Strom anliegen. Zusätzlich sind in der Abbildung noch die verzögerten Reaktionen der Halbleiter auf die Ansteuersignale,  $t_{d,Ein}$  und  $t_{d,Aus}$  eingezeichnet.

Kühlung: Die im Halbleiter entstehende Wärme muss so abgeführt werden, dass die zulässige Temperatur von etwa 150°C (je nach LHL 125°C...175°C) im Halbleiterkristall nicht überschritten wird. Dazu werden die Halbleiter mit ihrem Gehäuse auf einen Kühlkörper montiert. Von diesem muss die Wärme anschliessend entweder an die Umgebungsluft oder an ein Kühlmedium wie Wasser oder Öl abgegeben werden können.

Für die Temperaturbetrachtungen bei LHL werden Modelle aus der Elektrotechnik verwendet. Damit lassen sich Temperatur  $\vartheta$ , Wärmefluss  $P_V$  und Wärmekapazität  $C_{th}$ einfach modellieren. In Abbildung 4.18 sind am Beispiel eines schematischen Leistungshalbleiters mit Kühlkörper die wichtigsten thermischen Widerstände und Wärmekapazitäten skizziert. Die Verluste im Halbleiterkristall selbst stellen die Wär-



Abbildung 4.17: Leit- und Schaltverluste in ein- und ausschaltbaren LHL.

Abbildung 4.18: Ersatzschaltbild für Temperaturberechnungen. mequelle mit der Leistung  $P_V$  dar. Der Wärmefluss geht vom Halbleiterkristall über Gehäuse (Modul) und Kühlkörper auf die Umgebung. In der Ersatzschaltung sind:

■ 9<sub>(v) J</sub>: (Virtuelle) Sperrschichttemperatur (*J*: junction)

•  $\vartheta_G$ : Gehäusetemperatur des Halbleiters ( $\vartheta_G$ : case)

**\vartheta\_{\kappa}:** Kühlkörpertemperatur ( $\vartheta_h$ : heatsink)

**\vartheta\_{U}:** Umgebungstemperatur ( $\vartheta_{a}$ : ambient)

**R**<sub>th,JG</sub>: Übergangswiderstand Halbleitermaterial-Gehäuse, ist im Halbleiterdatenblatt angegeben (th: thermal).

■ *R*<sub>th,GK</sub>: Übergang vom Gehäuse auf den Kühlkörper. Dieser Wert ist von der Montage- und Oberflächenqualität abhängig. Er muss durch den Anwender möglichst klein gehalten werden (Feinbearbeitung der Oberflächen, Wärmeleitpaste etc.).

■ *R*<sub>th,KU</sub>: Übergang vom Kühlkörper auf die Umgebung. Dieser Wert ist dem Datenblatt des Kühlkörpers zu entnehmen.

#### Stationäre Temperaturberechnung

Über dem thermischen Widerstand  $R_{th}$  fällt bei Wärmefluss  $P_V$  eine Temperatur  $\Delta \vartheta$  ab. Es gilt analog zur Elektrotechnik:

 $\Delta \vartheta = R_{th} P_V$ 

Temperatur	$\Delta \vartheta$	К
Wärmefluss	$P_V$	W
Thermischer Widerstand	R <sub>th</sub>	K/W
Wärmekapazität	$C_{th}$	Ws/K

Für die Temperatur  $\vartheta$  an einer Wärmekapazität  $C_{th}$  gilt:

$$\mathcal{G} = \frac{1}{C_{th}} \int_{0}^{t} P_V(t') dt' + \mathcal{G}_0$$

Mit den angegebenen Analogien lässt sich jetzt wie mit elektrischen Grössen rechnen.

Im stationären Betrieb gilt:

$$\begin{aligned} \vartheta_{J} &= R_{th} \mathsf{P}_{\mathsf{V}} + \vartheta_{U} \\ &= (R_{th,JG} + R_{th,GK} + R_{th,KU}) \mathsf{P}_{\mathsf{V}} + \vartheta_{U} \end{aligned}$$

Einige typische Werte von thermischen Widerständen bei verschiedenen Baugrössen von LHL zeigt Tabelle 4.2.

Die Kühlung beansprucht meist viel Bauvolumen bei Stromrichtern und die Auslegung für eine optimale Wärmeabfuhr ist anspruchsvoll: Reine Luftkühlungen sind in der Ausführung am einfachsten, brauchen aber viel Platz. Wegen der relativ grossen Wärmewiderstände ist die abführbare Leistung begrenzt. Mit einer forcierten Luftzirkulation kann der Wärmeübergang vom Kühlkörper zur Umgebungsluft verbessert werden. Lüfter verursachen aber oft Lärm und Verschmutzung. Luftkühlungen werden bevorzugt bei Leistungen unterhalb von einem MW eingesetzt.

Einen einfachen Kühlkörper für Luftkühlung, bei dem der Halbleiter für eine optimale thermische Kontaktierung zwischen zwei Hälften mit grossem Druck gepresst wird, zeigt Abbildung 4.19.



Abbildung 4.19: Presskühlkörper für Halbleitermodule.

Gehäusebau- form (Zellen)	Dauerstrom	Wärmewiderstand			
		$R_{th,JG}$	R <sub>th,GU</sub> bei		
			Luftselbst- kühlung	Luft, forciert	Wasser- kühlung
	А	K/W	K/W	K/W	K/W
Schraubgehäuse	630	2,50.8	5,51,2	2,00,4	0,1
Module	30400	0,60.3	0,60,4	0,20,10	0,070,02
Scheiben	2001000	0,10.04	0,50,25	0,20,08	0,040,01

Tabelle 4.2: Wärmewiderstände für verschiedene Gehäusebauformen. Mit Flüssigkeitskühlungen lassen sich kleine Wärmeübergangswiderstände und Baugrössen erreichen. Die Flüssigkeit selber muss aber auch wieder gekühlt werden. Auch besteht die Gefahr von Flüssigkeitslecks. Bei Wasserkühlung muss das Wasser zusätzlich so aufbereitet werden, dass sein Widerstand gross ist und es sauber bleibt. Dies erfordert Flüssigkeitskreisläufe mit Rückkühler und Aufbereitungsanlagen ausserhalb des Stromrichters. Es ist damit klar, dass diese Kühlungsart eher bei grossen Leistungen wirtschaftlich ist.

#### Dynamische Temperaturberechnung

Bei Stromrichtern für Maschinen ist neben der möglichen Dauerleistung auch die kurzzeitige Überlastbarkeit von Interesse. Die Sperrschichttemperatur im dynamischen Betrieb lässt sich bestimmen, wenn die einzelnen Wärmekapazitäten bekannt sind. Die Temperaturberechnung erfolgt analog wie bei RC-Schaltungen. Die Bestimmung der Wärmekapazitäten ist meist schwierig, und auch die Berechnungen werden aufwendiger. In der Paxis werden deshalb Näherungsverfahren oder Messungen eingesetzt. Auf beides wird aber an dieser Stelle nicht weiter eingegangen. Leistungserhöhung bei Halbleitern: In grossen Stromrichtern genügen die zulässigen Ströme von einzelnen Halbleitern oft nicht. Zur Erhöhung der Strom- oder der Spannungsbelastbarkeit werden deshalb Leistungshalbleiter auch parallel oder in Serie geschaltet (Abbildung 4.20). Damit werden sehr leistungsfähige Elemente möglich. Bei Parallelschaltung von LHL muss eine gute Stromaufteilung auf die Elemente garantiert werden. Umgekehrt muss bei Serieschaltung dafür gesorgt werden, dass die Spannungsaufteilung über die einzelnen Schalter gleichmässig ist. Die korrekte Aufteilung der Spannun-

Abbildung 4.20: Parallel- und Serieschaltung von Leistungshalbleitern.



gen und Ströme muss dabei sowohl statisch als auch während der Schaltvorgänge gewährleistet werden.

Dies wird zum einen durch den geometrischen Schaltungsaufbau und zum andern mittels passiver Elemente (Widerstände, Induktivitäten und Kapazitäten) realisiert.

# 4.4 Ausgewählte Dioden- und Thyristorstromrichter

Viele leistungselektronische Schaltungen werden als Brückenschaltungen bezeichnet. Der Ausdruck geht geschichtlich auf Messschaltungen zurück, bei denen zwischen zwei ohmschen Spannungsteilern ein Messinstrument als «Brücke» geschaltet wurde, wie in Abbildung 4.21 links dargestellt. Die gleiche Grundstruktur wurde später mit Halbleitern aufgebaut. Die «Brücke» ist dabei das Netz bei fremdgeführten oder die Last bei selbstgeführten Schaltungen. Die ebenfalls häufig verwendete Bezeichnung H-Brücke lässt sich aus der Struktur der Messschaltung leicht verstehen. Von den einfachen Brückenschaltungen sind dann die Bezeichnungen Halbbrücke oder Brückenzweig für zwei in Serie geschaltete Halbleiter und dreiphasige Brücke für Schaltungen aus drei Brückenzweigen entstanden.

# 4.4.1 Einphasige Diodengleichrichter mit kapazitiver Last

Mengenmässig sind die einphasigen Diodengleichrichter mit kapazitiver Belastung die am häufigsten eingesetzten elektronischen Schaltungen am Netz. Sie finden sich beispielsweise in den Eingangsstufen von Geräten der Unterhaltungselektronik (Radio, Verstärker, TV-Geräte,...), der industriellen Elektronik (Messgeräte, Laborgeräte,...), Geräten der Informationstechnologie (PC, Drucker, Telefone,...) und einer grossen Zahl weiterer Anwendungen. Obwohl die einzelnen Geräte nur kleine Leistungen beziehen, ergeben sie in ihrer Summe doch eine wesentliche Netzbelastung. Die Belastung besteht dabei zum einen aus der bezogenen Wirkleistung, zum andern aus den Spannungsverzerrungen, welche die verzerrten Ströme durch den Spannungsabfall an der Netz-Innenimpedanz verursachen.

**Funktion der Schaltung:** Vier Dioden, die zu einer «Brücke» (auch «Grätzschaltung» genannt) zusammengeschaltet sind, bilden die eigentliche Gleichrichterschaltung in Abbildung 4.22. Gespeist wird die Brücke oft direkt aus dem Netz – die Impedanz  $L_s$  ist dann nur die (kleine) Netzimpedanz. In anderen Fällen wird die Spannung noch über einen Netztransformator angepasst –  $L_s$  beinhaltet dann auch die Streuimpedanz dieses Transformators.

Auf der Gleichspannungsseite der Diodenbrücke kann noch eine zusätzliche Induktivität  $L_d$  zur Glättung des Stromes eingesetzt werden.  $L_s$  und  $L_d$  begrenzen die Steilheit und den Spitzenwert des Stromes  $i_c$ , der in den Kondensator  $C_L$  fliesst. Aus dem Kondensator schliesslich wird die Last  $R_L$  in der Zeit gespeist, in der die Diodenbrücke keinen Strom liefert. In der rechten Hälfte der Abbildung 4.22 sind die Spannungen und die Ströme  $i_1$  für eine kleine Glättungsinduktivität  $L_d \rightarrow 0$  und  $i_1'$  für eine grosse

Abbildung 4.21: Brückenschaltungen. Links: Messbrücke; Mitte: H-Brücke mit Brückenzweig; rechts: dreiphasige Brücke.

Abbildung 4.22: Einphasiger Diodengleichrichter. Links: Schaltung, rechts: Strom- und Spannungsverläufe.







Induktivität  $L_d \rightarrow \infty$  gezeichnet. Bei einfachen Gleichrichterschaltungen sind die Impedanzen  $L_s$  und  $L_d$  meist so klein, dass sie für eine erste Funktionsanalyse vernachlässigt werden können. In der gleichen Art kann die Last durch eine Stromquelle mit dem Strom  $I_L = U_d / R_L$  ersetzt werden, da die Spannung an der Last durch die kapazitive Glättung relativ konstant ist.

**Zwischenkreis:** Bei vielen leistungselektronischen Schaltungen werden Wechselgrössen (AC) in Gleichgrössen (DC) und dann wieder in Wechselgrössen (AC) gewandelt. Die Gleichspannungsseite stellt in diesem Fall eine Verbindung zwischen AC und AC her und wird als Zwischenkreis bezeichnet. **Spannungen:** Bei Vernachlässigung von  $L_s$ und  $L_d$  ist der Scheitelwert der Spannung  $u_d$ , auf den der Kondensator aufgeladen wird, gleich dem der Netzspannung  $u_1$  und es gilt bei sinusförmiger Netzspannung:

$$\hat{u}_d = \hat{u}_1 = \sqrt{2}U_1$$

Wird die Schaltung belastet, so wird der Mittelwert der Kondensatorspannung kleiner als der Scheitelwert. Der minimale Spannungsmittelwert tritt auf, wenn die Last so viel Strom bezieht, dass dauernd zwei Dioden leiten – die Kondensatorspannung folgt dann der gleichgerichteten Netzspannung. Für diesen Fall lässt sich der Spannungsmittelwert mit einer Mittelung der Sinus-Halbperioden berechnen:

$$\overline{u}_{d} = U_{d} = \frac{1}{T/2} \int_{0}^{T/2} \hat{u}_{1} \sin(\omega t) dt$$
$$= \frac{2\hat{u}_{1}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_{1}}{\pi} = 0,900 \ U_{1}$$

Für die mittlere Ausgangsspannung des Gleichrichters bei Vernachlässigung der Spannungsabfälle über den Dioden gilt so:

$$0,900 U_1 \le U_d \le \sqrt{2}U_1$$

Bei 230V Eingangsspannung muss die Spannung also im Bereich: 207 V  $\leq U_d \leq$ 325V liegen. Um eine zu grosse Welligkeit zu vermeiden, wird der Zwischenkreiskondensator bei einphasigen Systemen relativ gross gewählt. Damit wird dann der Spannungsmittelwert bei 230 V Speisung typisch etwa 300 V.

Welligkeit der Zwischenkreisspannung: Die Zwischenkreisspannung hat eine Welligkeit der doppelten Netzfrequenz, d.h. bei 50 Hz Netzfrequenz 100 Hz. Die Amplitude der Welligkeit ist abhängig von der Güte der Glättung.

Netzstrom, Amplitudenspektrum: Die qualitative Betrachtung des Netzstromes  $i_1$ zeigt, dass für die Strom-Grundschwingung eine kleine Phasenverschiebung  $\varphi_1$ gegenüber der Netzspannung  $u_1$  auftritt - diese stört nicht weiter und kann meist vernachlässigt werden. Der Strom ist aber stark nichtsinusförmig, was sich im Frequenzspektrum mit kräftigen Harmonischen äussert. Diese Verzerrungen tragen nichts zur Wirkleistung bei, sie ergeben nur Blindleistung, die Leitungen und Bauelemente unnötig belastet. Zusätzlich verursachen die Stromverzerrungen an der Innenimpedanz des Netzes Spannungsverzerrungen, welche dann andere Verbraucher stören. Die Induktivitäten  $L_s$  und  $L_d$ helfen, die Amplitude des Netzstromes zu verkleinern. Bei sehr grossem L<sub>d</sub> würde der Strom im Idealfall wie skizziert rechteckförmig und für den Leistungsfaktor, d.h. das Verhältnis von Wirk- zu Scheinleistung, resultiert dann  $\lambda$  = P/S = 0,900. In Realität ist er meist kleiner, da L<sub>d</sub> aus Kostengründen wenn möglich nicht eingebaut oder aber klein gehalten wird. Bei einphasigen Gleichrichterschaltungen treten im Netzstrom neben der Grundfrequenz alle ungeraden Harmonischen, d. h. die 3, 5, 7,.. auf (bei 50 Hz Grundfrequenz 150, 250, 350 Hz,...). Mit steigender Frequenz nehmen die Amplituden der Harmonischen ab. Gerade Harmonische (2, 4, 6..) treten bei symmetrisch aufgebauten Brückenschaltungen nicht auf.

## 4.4.2 Dreiphasiger Diodengleichrichter mit kapazitiver Last

Oberhalb von etwa einem kW werden Gleichrichter mit kapazitiver Belastung meist dreiphasig ausgeführt. Das hat zwei wichtige Vorteile:

Die Belastung wird symmetrisch auf die drei Netzphasen verteilt.

Die Frequenz, mit der der Zwischenkreis geladen wird, ist statt 100 Hz 300 Hz und Glättungsdrosseln und -kondensator können kleiner ausgelegt werden.

Die Schaltung in Abbildung 4.23 (Dreiphasenbrücke) ist prinzipiell gleich aufgebaut wie in der einphasigen Ausführung. Die dreiphasige Speisung ergibt aber andere Stromformen im Netz und entsprechend auch andere Harmonische und Phasenverschiebungen. Typisch ist der Stromverlauf mit zwei kurzen um 60° versetzten Stromimpulsen pro Halbperiode, wie in Abbildung 4.23 rechts gezeigt. Wie bei der einphasigen Brücke kann auch für die dreiphasige der Bereich der Ausgangsspannung bestimmt werden. Die maximale Spannung  $u_{d,max}$  ist gegeben durch den Scheitelwert der verketten Spannungen (Leiter-Leiter-Spannungen), d.h. durch  $\hat{u}_{UV}$ ,  $\hat{u}_{VW}$  und  $\hat{u}_{WU}$ . Sind diese Spannungen sinusförmig und symmetrisch so gilt:

 $u_{d,\max} = \hat{u}_{UV} = \sqrt{2}U_{UV}$ 

In einem 400-V-System wird der Spitzenwert damit 566 V.

Wird der bezogene Laststrom so gross, dass die Spannung am Kondensator immer den Scheitelwerten der gleichgerichteten Netzspannung folgt, so kann die Lastspannung durch die Mittelwertbildung der Leiter-Leiter-Spannung im Bereich 60° (T/6) bis 120° (2T/6) gebildet werden:

$$\overline{u}_{d} = U_{d} = \frac{1}{T/6} \int_{T/6}^{2T/6} \hat{u}_{UV} \sin(\omega t) dt$$
$$= \frac{3\hat{u}_{UV}}{\pi} = \frac{3\sqrt{2}U_{UV}}{\pi} = 1,35U_{UV}$$

In einem 400-V-System kann der Mittelwert damit nicht kleiner als 540 V werden. Die Ausgangsspannung liegt belastungsabhängig im Bereich:

$$1,35 U_{UV} \leq U_d \leq \sqrt{2} U_{UV}$$

Bei der dreiphasigen Brückenschaltung ist der Bereich der Ausgangsspannung wesentlich enger als bei einer einphasigen Schaltung. Die stabilere Spannung wird bei den meisten Anwendungen geschätzt.

Welligkeit der Zwischenkreisspannung: Die Zwischenkreisspannung  $u_d$  hat eine Welligkeit der sechsfachen Netzfrequenz, d. h. bei 50 Hz Netzfrequenz 300 Hz. Die Amplitude ist abhängig von der Güte der Glättung.

**Netzstrom, Amplitudenspektrum:** Wie bei der einphasigen Brückenschaltung interessiert auch der Strom auf der Netzseite. Bei dreiphasigen Gleichrichterschaltungen treten Harmonische der Netzfrequenz  $f_N$  mit den Frequenzen (6n ± 1)  $f_N$ ; mit n = 1, 2, 3 auf (bei 50 Hz Netzfrequenz 250, 350; 550, 650,...Hz). Gerade Harmonische (2, 4, 6,..) treten bei symmetrisch aufgebauten Brückenschaltungen dagegen nicht auf.

Im Gegensatz zur einphasigen Schaltung fehlen die dritte Harmonische, die im einphasigen Fall die grösste ist und deren ungerade Vielfache.

Auch bei der dreiphasigen Brücke kann für den idealen Fall der gezeichneten Recht-



Abbildung 4.23: Dreiphasiger Diodengleichrichter. Links: Schaltung, rechts: Strom- und Spannungsverläufe. eck-Stromblöcke bei grosser Induktivität  $L_d$ der ideale Leistungsfaktor  $\lambda$  bestimmt werden:  $\lambda = P/S = 0,955$ . In Realität wird dieser aber wieder kleiner, da die Glättung nicht gut genug gemacht werden kann.

## Bemerkungen zu den Diodengleichrichtern mit kapazitiver Glättung

Diodenschaltungen in der besprochenen Art werden auch als «ungesteuerte Gleichrichter» bezeichnet. Dies im Gegensatz zu den gesteuerten Gleichrichtern mit Thyristoren.

Vereinzelt werden auch kleine Schaltungen an das Netz angeschlossen, die nur mit einer Diode gleichrichten. Diese sind jedoch leistungs- und mengenmässig unbedeutend.

■ Gleichrichterschaltungen oberhalb etwa 100 W mit kapazitiver Belastung sollten nicht direkt an das Netz zugeschaltet werden, da der erstmalige Ladestrom sonst zu gross werden kann. Für das erstmalige Einschalten bei ungeladenem Kondensator wird deshalb noch eine Ladeschaltung benötigt, wie in Abbildung 4.24 für eine dreiphasige Schaltung gezeichnet. Diese besteht aus Widerständen in Serie zum Ladepfad auf der Wechsel- **oder** Gleichspannungsseite, die nach dem Aufladevorgang überbrückt werden. Für kleine Leistungen existieren auch Lösungen mit temperaturabhängen Widerständen (NTC, PTC). Bei grösseren Leistungen werden vereinzelt auch Ladeschaltungen mit zusätzlichem Hilfstransformator eingesetzt, mit denen der Zwischenkreis vor dem Zuschalten des Gleichrichters ans Netz aufgeladen wird (Abbildung 4.25). Auch diese Schaltung benötigt eine Strombegrenzung wie sie mit der Impedanz  $Z_L$  angedeutet ist.

Seit einigen Jahren dürfen (auch einphasige) Gleichrichterschaltungen oberhalb von etwa 50 W nicht mehr direkt an das Netz angeschlossen werden, da sie die besprochenen nichtidealen Stromformen aus dem Netz beziehen und damit die Netzspannung verzerren. Mit Filtern, bestehend aus Induktivitäten und Kapazitäten, können die Abweichungen des Stromes von der Sinusform, und damit die Spannungsverzerrungen, teilweise korrigiert werden. Vermehrt wird aber in den Fällen, in denen das direkte Anschliessen ans Netz nicht mehr zulässig ist, eine «aktive» Schaltung eingesetzt, die wesentlich weniger Stromverzerrungen verursacht. Eine Möglichkeit sind die selbstgeführten Brückenschaltungen (Seite 109).

Die Zwischenkreiskondensatoren haben die Aufgabe, Energie zu speichern und können damit eine Gefahr darstellen. Deshalb muss gewährleistet werden, dass Zwischenkreise entladen werden, bevor an

Abbildung 4.24: Ladeschaltung mit Widerständen im Hauptpfad entweder auf der Netzseite oder im Zwischenkreis.



Abbildung 4.25: Ladeschaltung mit Hilfstransformator. Stromrichtern beziehungsweise angeschlossenen Geräten gearbeitet wird. Oft wird dies einfach durch einen Parallelwiderstand zum Kondensator gemacht. In den Datenblättern oder auf den Geräten finden sich Angaben, wie lange nach dem Abschalten gewartet werden muss, bis der Zwischenkreis entladen ist. Dies kann mehrere Minuten dauern.

Im Zwischenkreis werden üblicherweise Elektrolyt-Kondensatoren eingesetzt, welche eine begrenzte Lebensdauer aufweisen. Beim Bau der Geräte muss gut auf deren Qualität geachtet werden. Sie sind eine der häufigsten Ausfallursachen von Umrichtern.

# 4.4.3 Thyristorschaltungen als gesteuerte Gleich- und Wechselrichter

Gesteuerte Gleich- und Wechselrichter mit Thyristoren waren über lange Zeit die wichtigsten Schaltungen für verschiedenste Anwendungen. Es lassen sich damit einfach drehzahlvariable Gleichstrommaschinen-Antriebe realisieren. Da die Gleichstrommaschine selber einen relativ hohen Wartungsbedarf hat, werden solche Antriebe kaum mehr neu gebaut. Sie sind aber in der Industrie immer noch anzutreffen. Die Struktur eines solchen An-

Abbildung 4.26: Gleichstrommotor mit Thyristorstromrichter im Ankerkreis.



triebes mit einem Thyristorstromrichter für den Ankerkreis und einer Diodenbrücke für die Erregung zeigt Abbildung 4.26. Der gezeigte einfache Aufbau erlaubt den 2-Quadranten-Betrieb, d.h. Antreiben in eine Richtung und Bremsen in der Gegenrichtung. Heute werden Thyristorschaltungen bei neuen Antrieben mit kleiner Leistung noch vereinzelt auf der Netzseite für die Energierückspeisung eingesetzt. Auf der Maschinenseite trifft man sie noch in Spezialanwendungen für Leistungen im MW-Bereich an, zum Beispiel für Stromrichter-Synchronmotoren. Sehr bedeutend sind Thyristorschaltungen dagegen in der Energieübertragung bei sehr hohen Leistungen (>100 MW) für statische Blindleistungskompensatoren und in der HGÜ.

Thyristor-Brückenschaltungen selber sind identisch mit den vorgehend diskutierten Diodenschaltungen, werden aber meist ohne Glättungskondensator ausgeführt. Für die korrekte Funktion der Schaltung ist die Induktivität  $L_d$  zwingend notwendig. Sie ist so dimensioniert, dass im Normalbetrieb der Strom in  $L_d$  kontinuierlich fliesst. Schaltung, Netzspannung und idealisierter Stromverlauf einer einphasigen Thyristorbrücke zeigt Abbildung 4.27.

**Funktion der Thyristoren:** Bei Thyristoren wird der Einschaltzeitpunkt mit dem Gatesignal bestimmt. Damit wird der Winkel innerhalb einer Wechselspannungsperiode festgelgt, ab dem die Wechselspannung auf die Last durchgeschaltet wird. Man spricht daher vom «Zündwinkel», bei dem die Thyristoren «gezündet» werden. Ist die Spannung am Halbleiter  $u_{AK} > 0$ , so kann er eingeschaltet werden. Der frühest mögliche Einschaltzeitpunkt ist dabei der



Abbildung 4.27: Einphasige Thyristorbrücke. Links: Schaltung, rechts: Strom- und Spannungsverläufe.



Zeitpunkt, an dem in der gleichen Schaltung Dioden zu leiten beginnen würden. Gegenüber diesem Zeitpunkt kann das Einschalten nur verzögert werden. Die Verzögerung wird als Winkel  $\alpha$  in Bezug auf eine ganze Periode angegeben:  $0 \le \alpha \le \pi$ . Als Folge der Gleichrichterfunktion (gestrichelte invertierte Spannung  $u_1$ ) wiederholen sich Spannungs- und Stromverläufe nach jeder Halbperiode.

Die Thyristoren schalten wieder aus, sobald ihr Strom null wird. Wie in den Kurvenverläufen in Abbildung 4.27 rechts ersichtlich, ist die Phasenverschiebung  $\varphi$  des Netzsstromes *i*<sup>1</sup> gegenüber der Spannung  $u_1$  direkt durch den Winkel des Gatesignals  $\alpha$  bestimmt. Es gilt:  $\varphi = \alpha$ .

Abbildung 4.28 zeigt Schaltung und Signalverläufe der dreiphasigen Thyristorbrücke. Wie bei der dreiphasigen Diodenbrücke tragen hier drei Phasen zur Gleichspannung bei. Das Zündsignal kann wie bei der einphasigen Thyristorbrücke gegenüber dem frühest möglichen Einschaltzeitpunkt um maximal ein halbe Periode  $(0 \le \alpha \le \pi)$  verzögert werden.

#### Mittelwert der Zwischenkreisspannung

 $U_d$ : Die maximal erreichbaren Gleichspannungsmittelwerte in Tabelle 4.3 sind identisch zu den Werten bei den entsprechenden Diodenbrücken. Durch die Verzögerung des Leitbeginns um den Winkel  $\alpha$ kann die Spannung reduziert werden. Die Variation hat für ein- und dreiphasige Brücken den gleichen Verlauf.

Die Indizes bei den Spannungsangaben haben folgende Bedeutung: <sub>d</sub>, DC; <sub>i</sub>, ideal; <sub>o</sub>, bei Zündwinkel  $\alpha = 0$ ; <sub>a</sub> in Funktion des Zündwinkels  $\alpha$ .

Der Verlauf der mittleren Zwischenkreisspannung der beiden Schaltungen in Funktion des Winkels  $\alpha$  wird als Steuerkennlinie bezeichnet (Abbildung 4.29).

#### Zusammenfassung der wichtigsten Eigenschaften der Schaltungen

Der Zwischenkreisstrom *i*<sub>d</sub> kann aufgrund der Durchlasseigenschaften von Dioden und Thyristoren nur positiv sein.

Die Ausgangsspannung *u<sub>d</sub>* kann abhängig vom Winkel  $\alpha$  des Einschaltsignals positiv und negativ werden. Negative Spannung und positiver Strom ergeben negative Wirkleistung – dazu muss die «Last» aber eine Quelle sein (z.B. eine Gleichstrommaschine im Generatorbetrieb).



Dreiphasige Brücke

 $U_{di\alpha} = U_{di0} \cos(\alpha)$ 

Abbildung 4.29: Steuerkennlinie von Thyristorbrücken.

Tabelle 4.3: Ausgangsspannung der Thyristorbrücken.

Grösse

Maximalwert  $u_{di0}$ :

(identisch wie bei der Dio-

denbrücke, da  $\alpha = 0!$ )

Abbildung 4.28: Dreiphasige Thyristorbrücke. Links: Schaltung, rechts: Strom- und Spannungsverläufe bei  $\alpha = 0.$ 



 $U_{di0} = \frac{2\sqrt{2}U_1}{\pi} = 0,900 U_1$   $U_{di0} = \frac{3\sqrt{2}U_{UV}}{\pi} = 1,35 U_{UV}$ 

**Einphasige Brücke** 

Diese Betriebsart wird als Wechselrichterbetrieb bezeichnet.

• Der maximale Zündwinkel muss immer kleiner als  $\pi$  (180°) sein, da sonst der Stromrichter aufgrund von zusätzlichen Verzögerungen ungewollt vom Wechselrichter wieder in den Gleichrichterbetrieb «kippen» kann. Ein sinnvoller Wert für die «Wechselrichterkippgrenze» ist etwa 0,9  $\pi$ .

Durch die Verzögerung des Einschaltens der Thyristoren wird auch der Strom im Netz gegenüber der Netzspannung «verzögert» – er eilt der Spannung nach. Die Phasenverschiebung  $\varphi$  zwischen Strom und Spannung ist gleich dem Zündwinkel  $\alpha$ . Diese Phasenverschiebung ergibt im Netz eine induktive Blindleistung.

Die starke Glättung des Stromes auf der Gleichspannungsseite ergibt im Netz praktisch rechteckförmige Ströme, d.h. eine Stromgrundschwingung mit ausgeprägten Harmonischen.

# 4.5 Thyristorschaltungen als Wechselspannungssteller

Wechselspannungssteller (Wechselstromsteller, AC-Steller) wandeln Eingangs- in Ausgangs-Wechselgrössen der gleichen Frequenz um. Zusätzlich enthält das Ausgangssignal, abhängig von der Aussteuerung, noch Harmonische der Eingangsfrequenz. Wechselspannungssteller werden eingesetzt, um den Effektivwert einer Spannung bei fester Frequenz steuern zu können.

# 4.5.1 Einphasiger Wechselspannungssteller

Einphasige Wechselspannungssteller mit Triac als Schaltelement werden in grosser Zahl im kleinen Leistungsbereich eingesetzt. Hauptanwendungen sind Handwerkzeuge wie Bohrmaschinen, Winkelschleifer, Haushaltgeräte sowie Leistungsregler für Beleuchtungsanwendungen (Dimmer).

Der einfache Fall der Steuerung einer Glühlampe zeigt Abbildung 4.30 mit den Signalverläufen. Mit  $L_s$  werden die Induktivitäten der Zuleitung und eventuelle Hochfrequenz-Filter erfasst. Diese Induktivität ist klein und wird nachfolgend vernachlässigt. Der Strom verläuft proportional zur Lastspannung (rein ohmsche Last, i = u/R). Die grosse Steilheit beim Einschalten entspricht signifikanten hochfrequenten Spannungsanteilen. Diese müssen mit Netzfiltern vom Netz ferngehalten werden.

Im allgemeinen Fall besteht die Last aus einer Induktivität L, einem Widerstand Rund einer Gegenspannung  $u_i$  gemäss Abbildung 4.31. Diese Last entspricht einem Universalmotor (Allstrommotor, Einphasen-Reihenschlussmotor) wie er in elektrischen Kleinantrieben eingesetzt wird. Die



Abbildung 4.30: Wechselspannungssteller mit ohmscher Last. Links: Schaltung, rechts: Signalverläufe. Induktivität *L* wird dabei durch die seriegeschaltete Erregerwicklung gebildet und die induzierte Spannung  $u_i$  ist eine Funktion des Stromes  $i_i$  und der Drehzahl *n*.

Die Phasenverschiebung des Stromes wird durch die Last und den Zündzeitpunkt des Triac bestimmt. Die Zeitverläufe zeigen, dass der Strom  $i_1$  gegenüber der Spannung  $u_1$  nacheilt. Als Folge der Netz- und vor allem der Lastinduktivität wird der Verlauf des resultierenden Stromes «rund». Im gewählten Lastfall wird das Netz somit primär durch die phasenverschobene Grundschwingung belastet. Die höherfrequenten Harmonischen sind bei grösseren Lastinduktivitäten wenig problematisch, da ihre Amplituden mit steigender Frequenz schnell abnehmen.

Die Ausgangsspannung von AC-Stellern ist eine Wechselspannung. Deshalb wird der Effektivwert der Ausgangsspannung  $U_2$  in Funktion der Eingangsspannung  $U_1$ und des Zündwinkels  $\alpha$  für die beiden Grenzfälle einer rein ohmschen Last und einer rein induktiven Last angegeben (der Zündwinkel muss dabei in Radiant eingesetzt werden):

Rein **ohmsche** Last:

$$U_2 = U_1 \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin(2\alpha)} \quad \text{und}$$
$$I_1 = \frac{U_1}{R} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin(2\alpha)}$$

Rein induktive Last:

$$U_{2} = U_{1} \sqrt{2\left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi}\sin(2\alpha)\right)} \quad \text{und}$$
$$I_{l} = \frac{\sqrt{2}U_{1}}{\omega L} \sqrt{\left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)(1 + 2\cos^{2}\alpha) + \frac{3}{2\pi}\sin(2\alpha)}$$

Für ohmsch-induktive Last lassen sich Ausgangsspannung und Strom nicht mehr in einfacher Form angeben. Die Kennlinien liegen zwischen den beiden Grenzfällen. Die schliesslich resultierenden Steuerkennlinien zeigt Abbildung 4.32.

Grenzen der Aussteuerung für eine korrekte Funktion:

Bei rein ohmscher Belastung gilt

- $0 \le \alpha \le \pi$
- Bei rein induktiver Belastung muss  $\pi/2 \le \alpha \le \pi$  erfüllt sein.

Für den Zündbereich bei ohmsch-induktiver Belastung gilt:  $\varphi \le \alpha \le \pi$  mit  $\varphi = \arctan(\omega L/R) \triangleq$  Lastwinkel

#### 4.5.2 Dreiphasiger Wechselspannungssteller (Sanftanlauf)

Dreiphasige Wechselspannungssteller werden häufig in Anlaufschaltungen (Sanftanlasser, Softstart) für grössere Asynchronmaschinen eingesetzt. Damit lassen sich die Anlaufströme der Maschinen und deren Rückwirkungen auf andere Verbraucher reduzieren. Sind die Maschinen hochgelaufen, werden die Anlaufschaltungen oft mit mechanischen Schaltern überbrückt, um die Verluste zu reduzieren. Während des aktiven Hoch- und wieder Hinunterfahrens erzeugen die Steller Netzrückwirkungen.



Abbildung 4.32: Steuerkennlinien von Wechselspannungsstellern.

Abbildung 4.31: Wechselspannungssteller mit Motorlast. Links: Schaltung, rechts: Signalverläufe.


Die gleiche Schaltung kann auch verwendet werden, um beim Auslaufen ein «sanftes» Herunterfahren eines Antriebes zu garantieren.

Anlaufschaltungen werden zum Teil von den Netzbetreibern ab bestimmten Leistungen vorgeschrieben. Die am häufigsten eingesetzte Schaltung zeigt Abbildung 4.33.

Die Stromverläufe im Netz, die sich bei einer solchen Anlaufschaltung einstellen, sind vor allem bei kleinen Ansteuerwinkeln stark verzerrt, wie das Abbildung 4.34 zeigt. Da diese verzerrten Ströme nur während des Anlaufs auftreten, können sie trotzdem akzeptiert werden. Durch die Phasenverschiebung zwischen Strömen und Spannungen und die Verzerrungen tritt Blindleistung auf, die vom Zündwinkel abängig ist.

**Funktion der Schaltung:** Für die Steuerung und Regelung von Anlaufschaltungen existieren verschiedene Verfahren:

Die Spannung wird näherungsweise rampenförmig innerhalb einer fest vorgegebenen Zeit von null bis auf das Maximum hochgefahren. Dieses einfache Verfahren genügt für die meisten Anwendungen. Aus Sicherheitsgründen empfiehlt sich dabei eine Maximalstrom-Überwachung.

Die Schaltung wird mit einer Stromregelung ausgerüstet. Dies erlaubt ein Hochfahren mit einem vorgegebenen Strom bis zur Vollaussteuerung (Maximalspannung). Dabei wird die Hochfahrzeit variabel – bei zu kleinem Strom für eine gegebene Last ist es möglich, dass die Maschine gar nicht hochfährt.

Beim Ausschalten des Antriebes können Spannung respektive Strom in gleicher Art so geführt werden, dass die Geschwindigkeit in der gewünschten Form abnimmt: Analog zum Sanftanlauf wird die Funktion als Sanftauslauf bezeichnet.

Es existieren auch Geräte mit nur zwei Triacs – die dritte Phase wird direkt angeschlossen.

#### 4.5.3 Statische Schalter

Die vorgestellten ein- und dreiphasigen Thyristorschaltungen können auch als «Schalter» betrieben werden, indem der Ansteuerwinkel nicht variiert wird, sondern die Elemente analog wie ein Schütz oder Relais für längere Zeitspannen voll ein- oder ausgeschaltet betrieben werden. Der Vorteil von solchen «Schaltern» ist, dass kein Kontaktverschleiss auftreten kann. Sie kommen in Anwendungen mit grosser Schalthäufigkeit, oder wenn der Schaltzeitpunkt genau definiert sein muss



Abbildung 4.34: Netzstrom der Sanftanlaufschaltung bei verschiedenen Zündwinkeln.



Abbildung 4.33: Steuerkennlinien von Wechselspannungsstellern. Sanftanlaufschaltung für Asynchronmaschinen. (z. B. Schalten beim Spannungs-Nulldurchgang), zum Einsatz. Die Halbleiter müssen dabei in jeder Periode neu gezündet werden. Im Handel sind statische Schalter unter den Bezeichnungen «Halbleiterrelais», «solid state relay» oder auch als «Halbleiterschütz» erhältlich. Abbildung 4.35 zeigt eine Motorsteuerung mit Hilfe eines Halbleiterrelais, welches im Spannungs-Nulldurchgang schaltet, damit eventuelle Störungen minimal bleiben. Bei jedem Spannungs-Nulldurchgang erzeugt die Nulldurchgangsdetektion (u = 0?) einen kurzen Impuls – liegt dann am optisch getrennten Eingang ein Ein-Signal an, so wird der Triac gezündet und leitet anschliessend bis zum nächsten Nulldurchgang des Stromes.

# 4.6 Stromrichter mit abschaltbaren Halbleitern

Stromrichter mit abschaltbaren Leistungshalbleitern werden als «selbstgeführte Stromrichter» bezeichnet. Dies im Gegensatz zu den Dioden und Thyristorschaltungen, bei denen mindestens ein Schaltzeitpunkt von aussen vorgegeben ist.

#### 4.6.1 Abwärtssteller

Mit Abwärtsstellern wird eine (meist als konstant angenommene) positive Eingangsspannung  $U_d$  fast verlustlos in eine pulsförmige Spannung  $u_a$  «gewandelt» (*a* für Ausgang des Stellers). Abwärtssteller sind heute in fast allen elektronischen Geräten als sogenannte getaktete Längsregler oder englisch «buck-converter» und «chopper» anzutreffen. Im Zusammenhang mit Antrieben werden sie für die Speisung von Erregerwicklungen oder für Antriebe mit nur einer Drehmoment- und Drehrichtung (1-Quadranten-Antrieb) eingesetzt. In Abbildung 4.36 sind der Aufbau und die Signalverläufe dargestellt.

Für die Diskussion der Schaltung wird angesetzt, dass der Maximalwert der Spannung  $u_R$  kleiner ist als die Eingangsspannung  $U_d$ .

Die Spannung  $U_d$  werde mit dem Transistor Tr an die Diode D geschaltet. Damit liegt an der Drossel L eine positive Spannung und der Strom  $i_l$  baut sich auf. Wird



Abbildung 4.35: Im Nulldurchgang schaltendes Halbleiterrelais für eine Motorsteuerung.

Abbildung 4.36: Abwärtssteller. Links: Schaltung, rechts: Spannungen und Ströme. Tr ausgeschaltet, so «zieht» die Drossel den Strom  $i_L$  weiter durch die Diode D.  $i_L$ baut sich dabei bis zum nächsten Einschalten ab. Dieser Vorgang wiederholt sich in jedem Ein-Aus-Zyklus. Ist der Kondensator  $C_L$  vorhanden, so wird die Spannung  $u_R$  zusätzlich geglättet. Der Spannungsmittelwert von  $u_a$  lässt sich direkt aus dem Ein-Ausschaltverhältnis (Tastverhältnis)  $m = T_E/T$  bestimmen. Die Takt- oder Schaltfrequenz  $f_T$  ist durch die Taktperiode T bestimmt:  $f_T = 1/T$ .

Für die mittlere Ausgangsspannung  $U_a$  in Funktion der Einschaltzeit  $T_E$  und der Taktperiode T gilt:

 $U_a = U_d T_E / T = m \cdot U_d$ 

Sie liegt im Bereich:  $0 \le U_a \le U_d$ .

Aus dem Mittelwert des Laststromes  $I_L$ lässt sich über eine Leistungsbilanz in der gleichen Art der Strommittelwert  $I_d$  bestimmen:

$$I_d = I_L T_E / T = m \cdot I_L$$

Die Ansteuerung des Transistors  $T_r$  erfolgt über einen Modulator, der aus einem zeitkontinuierlichen Sollwert, der Modulationsfunktion m(t), das Ein-Ausschaltsignal s(t) für Tr erzeugt. Der Modulator und sein Übertragungsverhalten werden bei der nachfolgenden H-Brücke diskutiert.

Das Filter bestehend aus L und  $C_L$  ist nur für schnelle Vorgänge wirksam. «Langsame» Änderungen der Modulationsfunktion m(t) werden nicht ausgefiltert und erscheinen in der Ausgangspannung. **Limiten des Abwärtsstellers:** Aus der Schaltung ist ersichtlich, dass der Betrag der Ausgangsspannung  $u_A$  nicht grösser als die Zwischenkreisspannung  $U_d$  werden kann:  $u_A \le U_d$ . m(t) darf folglich nur im Bereich  $0 \le 1$  liegen. Wird m(t) vorgegeben, so muss es begrenzt werden. Da Halbleiter und Schaltungsaufbau strommässig begrenzt sind, gilt:  $i_L \le i_{Lmax}$ .

#### 4.6.2 Einphasige Brückenschaltung

Die (selbstgeführte, einphasige Brückenschaltung) H-Brücke ist die Schaltung der Wahl für dynamische Antriebe mit Gleichstrommotoren. Sie hat im kleineren Leistungsbereich die Thyristorschaltungen vollständig und bei grossen Leistungen weitgehend verdrängt. Für Leistungen bis etwa 1 kW wird sie mit MOSFET gebaut. Darüber mit IGBT, wie in Abbildung 4.37 links gezeichnet.  $C_d$  hat die Aufgabe, die positive Spannung U<sub>d</sub> (zumindest für kurze Zeit) konstant zu halten. Die Induktivität L<sub>1</sub> dient zur Glättung des Stromes. Sie ist oft in der Last selber enthalten. Nur wenn notwendig wird eine zusätzliche Induktivität eingesetzt.

H-Brücken werden so betrieben, dass pro Zweig immer ein Schalter eingeschaltet ist,  $S_1$  oder  $S_2$  beziehungsweise  $S_3$  oder  $S_4$ . Nur während des Umschaltvorgangs werden für eine kurze Zeit beide Schalter ausgeschaltet, damit sicher kein Brückenkurzschluss eintritt. So lässt sich jeder Brückenzweig als Umschalter modellieren und die Beziehungen zwischen Spannungen und Strömen der H-Brücke lassen sich einfach mittels der **Schaltfunktion s** beschreiben. Die Schaltfunktion erfasst dabei die Stel-



Abbildung 4.37: H-Brücke. Links mit Halbleitern, rechts mit Umschaltern.

lung der «Schalter» im rechten Modell der H-Brücke in Abbildung 4.37.

Ist ein Schalter in der oberen Stellung, so ist s = 1 und umgekehrt in der unteren Stellung s = -1. Die Schaltfunktion kann bei idealen (unendlich schnell und verlustlos) Schaltern nur diese beiden Zustände einnehmen. Wird die Zwischenkreisspannung  $U_d$  gedanklich noch auf zwei Spannungsquellen mit einem Mittelabgriff aufgeteilt wie in Abbildung 4.37 rechts, so gilt für die beiden Hilfsspannungen  $u_A$  und  $u_B$  und die Differenzspannung  $u_l$ :

$$u_A = \frac{U_d}{2} s_A; u_B = \frac{U_d}{2} s_B \text{ und } u_L = \frac{U_d}{2} (s_A - s_B)$$

Für die Spannung  $u_L$  an der Last ergeben sich damit die drei Zustände  $u_L = + u_d$ ; 0;  $-u_d$ . Für den Strom gilt:

$$i_d = i_L(s_A - s_B)$$
 d.h.  $i_d = +i_L; 0; -i_L$ 

Sind die beiden Schaltfunktionen gleich, so sind Lastspannung und Zwischenkreisstrom null – dieser Zustand wird als **Nullzustand** bezeichnet. Sind die Schaltfunktionen unterschiedlich, so ist die Ausgangsspannung entweder positiv oder negativ – diese beiden Zustände werden als **Aktiv-Zustände** bezeichnet. Abbildung 4.38 zeigt drei Ausschnitte aus Schaltfunktionen und die resultierenden Ausgangsspannungen und -ströme. Im ersten Zeitabschnitt wird so geschaltet, dass die Ausgangsspannung  $u_L$  zwischen +  $U_d$  und null variiert, im zweiten ist  $u_L$  konstant null und im dritten zwischen null und  $-U_d$ . Das Bild verdeutlicht, wie mit der Variation des Verhältnisses zwischen Null- und Aktiv-Zuständen die mittlere Ausgangsspannung und mit der Art des Aktiv-Zustandes die Polarität eingestellt werden können.

Die Spannungssteuerung durch Variation der Einschaltzeiten von Aktiv- und Nullzuständen wird als **Pulsweitenmodulation** (**PWM**) bezeichnet. Damit wird innerhalb der konstanten Taktperiode *T* das Verhältnis von Aktiv- zu Nullzustand so gesteuert, dass die gewünschte mittlere Ausgangspannung  $U_L$  an der Last entsteht. Die Wirkung der dabei an der Last auftretenden hochfrequenten Spannungsanteile auf den Strom wird durch die glättende Wirkung der Lastinduktivität stark reduziert – «die hochfrequenten Spannungsanteile werden ausgefiltert».

Das Verhältnis von Aktiv- zu Nullzustand kann in Funktion der Zeit auch so variiert werden, dass an der Last eine Wechselspannung auftritt. Auf diese Art wird die H-Brücke zum einphasigen Wechselrichter (DC zu AC). Der Funktionsblock, der aus einem beliebigen (zum Beispiel sinusförmigen) Sollwert die entsprechenden Schaltfunktionen  $s_A$  und  $s_B$  erzeugt, wird als **Modulator** bezeichnet. Er erzeugt aus einem zeitabhängigen Sollwert die notwendigen Schaltfunktionen so, dass die gefilterte Lastspannung dem Sollwert entspricht.



Abbildung 4.38: Schaltfunktionen und resultierende Ausgangsspannung und -Strom der H-Brücke. Sehr einfache Verhältnisse ergeben sich, wenn die Skalierungen für den Modulator so gewählt werden, dass der Sollwert immer zwischen  $\pm 1$  liegt. Ein so skalierter Sollwert wird als **Modulationsfunktion** *m*, bezeichnet. Der Betrag der Modulationsfunktion entspricht dem Verhältnis der Einschaltzeit der Aktiv-Zustände pro Periode zur Periodendauer *T*. Es gilt:

$$u_{L}(t) = \frac{U_{d}}{2} \{s_{A} - s_{B}\} = U_{d} m(t) \text{ und}$$
$$i_{d}(t) = \frac{i_{L}}{2} \{s_{A} - s_{B}\} = i_{L} m(t)$$

Durch die Umwandlung der zeitkontinuierlichen Modulationsfunktion in eine Schaltfunktion entsteht eine kleine zeitliche Verzögerung der Ausgangsgrössen zur Modulationsfunktion von etwa einer viertel PWM-Periode. Diese kann aber in den meisten Fällen vernachlässigt werden. Es resultiert so das äusserst einfaches Modell für die H-Brücke in Abbildung 4.39.

**Limiten der H-Brücke:** Aus der Schaltung der Brücke ist direkt ersichtlich, dass der Betrag der Ausgangsspannung  $u_A$  nicht grösser als die Zwischenkreisspannung  $U_d$ werden kann, d. h.  $|u_L| \leq U_d$ . Zusätzlich sind natürlich die strommässigen Begrenzungen von Halbleitern und Schaltungsaufbau zu berücksichtigen. Es gilt immer:  $|i_L| \leq i_{Lmax}$ .

Bemerkungen zur H-Brücke: H-Brücken werden für die Speisung von Gleichstrommaschinen eingesetzt. Bei permanentmagneterregten Maschinen, d.h. Maschinen mit konstantem Feld, lassen sich damit einfache, wartungsarme 4-Quadranten-Antriebe realisieren. Wird auf der Netzseite, wie in Abbildung 4.40 nur ein einoder dreiphasiger Diodengleichrichter eingesetzt, so kann der Energiefluss allerdings nur von der Netz- zur Lastseite stattfinden. Beim Generatorbetrieb würde die zurückfliessende Energie den Zwischenkreis aufladen, bis die Halbleiter oder der Kondensator durch Überspannung zerstört würden.

Dem wird mit der angedeuteten zusätzlichen «Bremsschaltung» begegnet, bestehend aus einem Leistungshalbleiter, einer Spannungsmessung mit Halbleiteransteuerung und dem eigentlichen «Bremswiderstand»  $R_B$ . In diesem wird die zurückfliessende Energie in Wärme umgesetzt.

Eine Rückspeisung der Energie ins Netz ist möglich, wenn der Diodengleichrichter durch eine rückspeisefähige Schaltung ersetzt wird.

#### 4.6.3 Dreiphasige Brückenschaltung

Für Drehfeldmaschinen (Synchron- und Asynchronmaschinen, elektronisch kommutierte Motoren) wird ein dreiphasiges Wechselspannungssystem mit variabler Frequenz, Amplitude und Drehrichtung benötigt. Ein solches lässt sich erzeugen,



Abbildung 4.39: Modell von Modulator und H-Brücke. Links: Schaltungsteile; rechts: mathematischer Funktionsblock.

Abbildung 4.40: Gleichstrommaschinen-Antrieb mit H-Brücke. wenn die H-Brücke mit einem weiteren Zweig zur Dreiphasenbrücke erweitert wird (Abbildung 4.41 links). Die schattierten Induktivitäten sind normalerweise nicht eingebaut, da Maschinen selber genügend induktiv sind. Der Stromrichter (ohne Last) wird für die weitere Verwendung wie rechts dargestellt vereinfacht als Block gezeichnet.

Unter den gleichen Voraussetzungen wie bei der H-Brücke lassen sich auch die Dreiphasenbrücken mit Schaltfunktionen beschreiben. Es gelten für die Aussenleiterspannungen:

$$u_{UV} = \frac{U_d}{2}(s_U - s_V) \quad u_{VW} = \frac{U_d}{2}(s_V - s_W)$$
$$u_{WU} = \frac{U_d}{2}(s_W - s_U)$$
$$i_d = \frac{1}{2}(s_U i_U + s_V i_V + s_W i_W)$$

Für die Beschreibung der gefilterten Spannungen und Ströme ist wieder die Verwendung von Modulationsfunktionen praktisch, wie sie bei der einphasigen Brücke vorgestellt wurden. Für die drei Zweige gilt so:

$$u_{UV} = \frac{U_d}{2} (m_U - m_V) \quad u_{VW} = \frac{U_d}{2} (m_V - m_W)$$
$$u_{WU} = \frac{U_d}{2} (m_W - m_U)$$
$$i_d = \frac{1}{2} (m_U i_U + m_V i_V + m_W i_W)$$

Damit die Modulatoren korrekt arbeiten, dürfen die Modulationsfunktionen m betragsmässig nie grösser als Eins werden  $(|m| \le 1)$ . Ausgangsspannung der dreiphasigen Brücke: Mit symmetrischen sinusförmigen Modulationsfunktionen für die einzelnen Brückenzweige lässt sich so ein symmetrisches Spannungssystem mit variabler Frequenz, Amplitude und Phasenfolge an den Klemmen des Stromrichters erzeugen. Die Amplitude der Modulationsfunktionen wird dabei als Modulationsgrad *M* bezeichnet:

$$m_U = M\cos(\omega t) \quad m_V = M\cos(\omega t - 2\pi/3)$$
$$m_W = M\cos(\omega t - 4\pi/3)$$

Zwischen den Leitern treten die Differenzen der drei Modulationsfunktionen  $m_{U}$ ,  $m_V$  und  $m_W$  auf. Mit Hilfe der Additionstheoreme von trigonometrischen Funktionen lassen sich Amplitude und Phase der Differenzen ( $m_U-m_V$ ,  $m_V-...$ ) bestimmen. Für  $m_U-m_V$  und damit für  $u_{UV}$  resultieren:

$$m_U - m_V = M\sqrt{3}\cos(\omega t - \pi/6) \quad \text{und damin}$$
$$u_{UV} = \sqrt{3}M \frac{U_d}{2}\cos(\omega t - \pi/6)$$

Die Gleichung zeigt die bekannte Eigenschaft, dass bei symmetrischen Dreiphasensystemen der Betrag der Aussenleiterspannungen  $\sqrt{3}$  mal dem Betrag der Phasengrössen entspricht.

Mit dem maximal möglichen Modulationsgrad M = 1 werden Scheitelwert und Effektivwert der Spannung zwischen zwei Brückenzweigen (Aussenleiterspannung):

$$\hat{u}_{UV} = \sqrt{3} \frac{U_d}{2} = 0,87 U_d$$
 und  
 $U_{UV} = \frac{\hat{u}_{UV}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{U_d}{2} = 0,61 U_d$ 



Abbildung 4.41: Selbstgeführte dreiphasige Brückenschaltung.

Vergrösserung des Modulationsgrades: Unter der Voraussetzung, dass die Lasten nur über die drei Phasen ohne Nullleiter gespeist werden, können mit einem «Trick», der heute bei praktisch allen Stromrichtern fest implementiert ist, die Amplituden der Differenzen der drei Modulationsfunktionen vergrössert werden, ohne dass die einzelnen Modulationsfunktionen selber grösser als 1 werden. Damit lässt sich mit einem Stromrichter bei gegebener Zwischenkreisspannung eine höhere Ausgangsspannung erzeugen. Es wird der folgende Ansatz gemacht: Zu den symmetrischen harmonischen Modulationsfunktionen  $m_U$ ,  $m_V$  und  $m_W$  wird eine weitere Harmonische  $m_3$  mit der dreifachen Frequenz und der Amplitude 1/6 addiert (injiziert). Diese Funktion ist immer dort, wo die drei Grundfunktionen ihr Maximum haben, in Gegenphase, und reduziert damit das Maximum der Modulationsfunktionen, wie das Abbildung 4.42 zeigt.

$$m_U = M \left\{ \sin(\omega t) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right\}$$
$$m_V = M \left\{ \sin(\omega t - 2\pi/3) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right\}$$
$$m_W = M \left\{ \sin(\omega t - 4\pi/3) + \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \right\}$$

Die Maximalwerte der Modulationsfunktionen  $m_U$ ,  $m_V$  und  $m_W$  werden damit erst bei einem Modulationsgrad von  $M = 2/\sqrt{3}$ = 1,155 Eins.

Was jetzt wieder interessiert, sind die maximalen Scheitel- und Effektivwerte der Spannung zwischen zwei Phasen.

Abbildung 4.42: Überlagerung einer dritten Harmonischen zur Modulationsgrad-Vergrösserung.



Betrachtet wird wieder  $u_{UV}$ :

$$u_{UV} = \frac{U_d}{2} (m_U - m_V)$$
$$= \sqrt{3}M \frac{U_d}{2} \cos(\omega t - \pi / 6)$$

In der Spannung zwischen den drei Phasen sind die zugefügten dritten Harmonischen nicht mehr enthalten – sie heben sich auf! Mit dem maximal möglichen Modulationsgrad von M = 1,155 ergibt sich für Amplitude und Effektivwert der Phasen-Phasen-Spannung:

$$\hat{u}_{UV} = U_d$$
 und  $U_{UV} = \frac{U_d}{\sqrt{2}}$ 

Wie bei den dreiphasigen Diodengleichrichtern umgekehrt hergeleitet, kann der Scheitelwert der Zwischenkreisspannung maximal gleich dem Scheitelwert der Netzspannung werden. Damit ist die grösstmögliche Ausgangsspannung der Dreiphasenbrücke gleich der speisenden Netzspannung. Am Beispiel des 400-V-Netzes resultiert für den Scheitelwert der Zwischenkreisspannung  $\hat{u}_d = 400 \cdot \sqrt{2} = 566$  V.

Der Scheitelwert der Ausgangsspannung ist dann ebenfalls 566 V und schliessliche der maximal mögliche Effektivwert  $\hat{u}_{UV}$  = 566 V/ $\sqrt{2}$  = 400 V. In Realität wird die Ausgangsspannung als Folge der verschiedenen Spannungsabfälle etwas kleiner. Die hergeleitete Eigenschaft ist dann interessant, wenn eine Maschine, welche für Netzspannung ausgelegt ist, über einen Stromrichter gespeist wird: Die Stromrichter-Ausgangsspannung kann den Werte der Netzspannung knapp, (aber nicht ganz) erreichen.

#### 4.6.4 Erzeugung der Schaltfunktionen, Ausgangsspannung

Für die Erzeugung der Schaltfunktionen für die verschiedenen Schaltungen existieren viele Verfahren. Wie sich leicht vorstellen lässt, wächst deren Komplexität mit der Komplexität der Stromrichter, d. h. während der Modulator für einen Abwärtssteller recht einfach ist, wird ein guter Modulator für einen dreiphasigen Stromrichter wesentlich aufwendigerer sein. Es existiert eine grosse Zahl von Modulator-Konzepten, von denen das Einfachste als erstes dargestellt wird.

Modulator nach dem Trägerverfahren: Betrachtet wird ein Modulator für einen Brückenzweig einer H-Brücke. Es wird ein trapezförmiges Sollwertsignal mit der Frequenz  $f_{\rm s}$  für die Ausgangsspannung angenommen, welches so skaliert ist, dass es zwischen ±1 liegen kann. Als zweites Signal ist ein dreieckförmiges «Trägersignal» mit der Amplitude Eins und der gewünschten Schaltfrequenz  $f_T = 1/T_T$  gegeben. Wie in Abbildung 4.43 dargestellt, lässt sich mit einem Vergleich von Sollwert- und Trägersignal direkt die Schaltfunktion erzeugen (Träger < Sollwert: *s* = 1; Träger > Sollwert: s = -1). Solche Modulatoren können einfach mit Analogschaltungen oder digital realisiert werden.

Zwei typische Sollwerte (entsprechend der Spannungsgrundschwingung) und die entsprechenden Pulsmuster zeigt Abbildung 4.44. Links ist ersichtlich, wie die Pulsweite in Funktion des Sollwertes variiert, was auch der Grund für die Bezeichnung **Pulsweitenmodulation** (PWM) ist. Die Abbildung lässt vermuten, dass die geschalteten Spannungen neben den gewünschten Grundschwingungen auch Frequenzanteile im Bereich der Schaltfrequenz  $f_{\tau}$  enthalten. Diese können sich als Geräusch in Maschinen bemerkbar machen. Besonders unangenehm wird es, wenn die Frequenzen zusätzlich auf Resonanzen fallen. Dann können neben den akustischen Belästigungen auch mechanische Schäden auftreten. Beidem kann auf zwei Arten begegnet werden:

Die Trägerfrequenz  $f_T$  wird so hoch gewählt, dass sie oberhalb der menschlichen Hörgrenze (üblich sind dafür Frequenzen grösser als 16 kHz) und ausserhalb eventueller Resonanzen liegt. Das ist vor allem im Leistungsbereich bis zu einigen 10 kW üblich. Hohe Schaltfrequenzen haben aber grössere Schaltverluste zur Folge.

Die Trägerfrequenz wird so variiert, dass statt einer festen Frequenz ein Rauschen auftritt. Dies wird als akustisch wesentlich angenehmer empfunden. Ein einfaches Verfahren dafür ist die sogenannte Toleranzband-Modulation. Der Nachteil einer variablen Schaltfrequenz ist ein Spannungsspektrum mit vielen Harmonischen.

Die maximale Leiter-Leiterspannung, die sich mit dreiphasigen Brücken erreichen lässt, zeigt Abbildung 4.44 rechts. Die Spannung besteht nur noch aus 120°-

Sollwert Träger  $U_{A0}$ - 1 S Träger Sollwert U<sub>UV, Ist</sub> u и U<sub>UV, Ist</sub> U<sub>UV, Soll</sub> U<sub>UV, Soll</sub> 2π 4π 3π ωt ωt 3π π

Abbildung 4.43: Prinzip der Pulsweitenmodulation; links: Zeitverläufe, rechts: Blockdiagramm.

Abbildung 4.44: Leiter-Leiter-Spannung bei Pulsweitenmodulation. Blöcken. Die Amplitude der Grundschwingung wird dabei sogar noch 10 % grösser als die Zwischenkreisspannung:  $\hat{u}_{UV}$  = 1,1  $U_d$ . Es treten in diesem Fall jedoch niederfrequente Harmonische der Grundschwingung mit den Ordnungszahlen 5,7,11,13, ... auf. Solche niederfrequente Harmonische sind in vielen Anwendungen sehr störend. In Maschinen können sie zu Drehmomentpulsationen führen.

Abbildung 4.45: Spannungsspektrum mit sinusförmigem Sollwert und  $m = 1,0, f_T/f_S = 21,$  $U_d = 1.$ 





Von den gezeigten Stromrichterspannungen interessieren neben den zeitlichen Verläufen auch die in den Spannungen enthaltenen Freguenzen. Für die drei Fälle sinusförmiger Sollwert, Sollwert mit überlagerter dritter Harmonischer und 120°-Blöcke mit Grundfrequenz  $f_s$  resultieren die Spannungsspektren in Abbildung 4.45 bis Abbildung 4.47.

Drehzeiger-, Raumzeiger-, Vektormodulation: Ein häufig verwendetes Modulations- oder Steuerverfahren für dreiphasige Brückenschaltungen ist die sogenannte Vektor-, Raum- oder Drehzeiger-Modulation.

Für die Beschreibung des Funktionsprinzips der Zeigermodulation wird die symbolisierte Schnittebene durch den Stator in Abbildung 4.48 betrachtet: Die drei als diskrete Spulen gezeichneten Wicklungen wirken in den drei um 120° gegeneinander verdrehten Achsen U, V, W. Die gleichen Achsen sind auch die Wirkungsrichtungen der Spannungen, die an den Spulen anliegen. Bei Stromrichterbetrieb können die Mittelpunktspannungen U<sub>xo</sub> für jeden Brückenzweig nur die beiden Werte  $\pm U_d/2$  annehmen. Bei drei Brückenzweigen mit zwei möglichen Spannungen ergeben sich so für den Stromrichter 8 diskrete Zustände XZ. In zwei Zuständen sind

Abbilduna 4.46 (links): Spannungsspektrum bei überlagerter dritter Harmonischer mit  $m = 1,155, f_T/f_S = 21,$  $U_d = 1.$ 

Abbildung 4.47 (rechts): Spannungsspektrum bei 120°-Blöcken.  $U_d = 1.$ 



alle Mittelpunktspannungen identisch  $(+U_d/2 \text{ oder } -U_d/2)$  und die resultierenden Wirkungen der Spannungen in der Maschine heben sich auf. Es wird von 6 aktiven Zuständen ( ${}^{1}Z...{}^{6}Z$ ) und zwei Nullzuständen ( ${}^{0}Z$  und  ${}^{7}Z$ ) gesprochen. Die aktiven Zustände werden als Zeiger mit ihren Wirkungsrichtungen dargestellt wie in der Bildmitte gezeichnet.

Soll jetzt, wie in Abbildung 4.48 rechts skizziert, mit dem Stromrichter ein beliebiger Sollwert-Zeiger <u>u</u> erzeugt und an eine Last angelegt werden, so werden dazu die beiden nächstliegenden Spannungszustände verwendet. Deren «Länge» wird mit ihrer Einschaltdauer innerhalb einer halben Taktperiode  $T_T/2$  variiert. Für den gezeichneten Zeiger <u>u</u> beispielsweise wird während der Zeit  $t_1$  der Zustand <sup>1</sup>Z, währen der Zeit  $t_2$  der Zustand <sup>2</sup>Z und während der Restzeit  $(T_T/2-t_1-t_2)$  die Nullzustände eingeschaltet. Gemittelt über die halbe Taktperiode lässt sich so jeder Spannungssollwert nachbilden - genau gleich wie bei der beschriebenen Trägermodulation. Auf diese Art lassen sich Spannungszeiger realisieren, die mit variablen Amplituden und Winkelgeschwindigkeiten drehen.

Auch mit der Zeigermodulation kann der maximal mögliche Modulationsgrad von M = 1,155 erreicht werden. Die Spannungsspektren einer Zeigermodulation sind praktisch identisch zu denen einer Trägermodulation mit Injektion einer dritten Harmonischen.

Während sich Trägerverfahren sehr gut in analoger Schaltungstechnik aufbauen lassen, werden Zeigermodulatoren mit Prozessoren oder programmierbaren Bausteinen realisiert. Für dreiphasige Anwendungen stellen sie den Stand der Technik dar. Entsprechend sind sie in der Literatur auch ausführlich beschrieben.

Toleranzband-, Hysterese-, Phasenstromregler: Mit Toleranzbandreglern wird nicht mehr die Stromrichter-Ausgangsspannung geregelt, sondern direkt eine Grösse, die mit der Spannung verknüpft ist wie der Strom oder das Drehmoment. Einen einphasigen Stromregler nach dem Toleranzbandverfahren zeigt Abbildung 4.49.

 $t_2 \cdot {}^2Z$ 

Abbildung 4.48: Zeigermodulation. Links: Wirkungsrichtung des dreiphasigen Spulensystems; Mitte: mögliche Spannungszeiger; rechts: Zusammensetzen von beliebigen Zeigern.



β 27

<sup>1</sup>Z

Abbildung 4.49: Toleranzbandregler. Links: Blockdiagramm; rechts Funktion. Wie im Bild skizziert, wird die Soll-Istwert-Differenz mit einem Toleranzband erweitert. Wird der Stromfehler grösser als die obere Schwelle, so wird die Spannung  $-U_d/2$  an die Last geschaltet und im umgekehrten Fall die Spannung  $+U_d/2$ . Die dabei auftretende Schaltfrequenz ist nicht mehr konstant, was akustisch statt einer festen Frequenz einem Rauschen entspricht, was als angenehmer wahrgenommen wird.

#### 4.6.5 Regelung von selbstgeführten Stromrichtern

Die beschriebenen selbstgeführten Stromrichter mit Spannungszwischenkreis sind Spannungsquellen: Sie schalten die «feste» Zwischenkreisspannung über die kleine Innen-Impedanz des Stromrichters auf den Ausgang durch. Bei zu kleiner Lastimpedanz oder gar einem Kurzschluss ist die Gefahr dabei gross, dass der Stromrichter zerstört wird.

Die Regelverfahren für Maschinen basieren oft auf Stromspeisung. Dazu werden die Stromrichter mit einem Stromregelkreis so geregelt, dass sie Stromquellencharakteristik haben. Kleinere Stromrichter, die als Spannungsquellen betrieben werden, haben zu ihrem Schutz mindestens eine Stromüberwachung integriert.

Die Stromüberwachung oder -regelung wird als innerster Regelkreis eines Antriebes realisiert. Darüber können weitere Regelungen z.B. für Drehmoment (Kraft), Drehzahl (Geschwindigkeit) oder Drehwinkel (Weg) kommen, wie in Abbildung 4.50 dargestellt.

# 4.7 Frequenzumrichter

Mit Diodengleichrichtern, zusammen mit selbstgeführten dreiphasigen Brückenschaltungen. lassen sich einfache Frequenzumrichter (FU) realisieren. Während auf der Maschinenseite fast ausschliesslich dreiphasige Stromrichter und Maschinen eingesetzt sind, kann die Netzseite ein- oder dreiphasig ausgeführt sein. Oberhalb von 1 bis 2 kW sind die üblichen FU auf der Netzseite dreiphasig ausgelegt. Ausnahmen sind hier die Anwendungen bei Bahnen, wo auch im MW-Bereich einphasig gespeist wird.

#### 4.7.1 Betriebsarten

Einfache FU können nur im Motorbetrieb mit positiver und negativer Drehrichtung fahren. Abbremsen ist nicht möglich, da der Zwischenkreis kaum Energie aufnehmen kann. Für viele einfache Anwendungen ist das ausreichend. Bis auf die Bremsschaltung entspricht die Struktur derjenigen in Abbildung 4.53. Steigt die Zwischenkreisspannung durch den Energiefluss von der Last in den Zwischenkreis zu hoch an, so wird der Stromrichter abgeschaltet und damit der Leistungsfluss unterbrochen. Solche Umrichter werden in grosser Zahl für Lüftungen und Pumpen eingesetzt. Ein Beispiel von Pumpen mit direkt angebautem Stromrichter zeigt Abbildung 4.51.

Abbildung 4.51: Pumpe mit direkt angebautem Frequenzumrichter. Quelle: Biral AG







■ Eine grosse Gruppe von FU ist mit «Bremsschaltungen» ausgerüstet, die in begrenztem Umfang Bremsenergie aufnehmen können, d. h. für Anwendungen, bei denen nur gelegentlich abgebremst werden muss. Die Funktion der Schaltung ist in Abbildung 4.52 illustriert.

Ist die Zwischenkreisspannung  $U_d$  grösser als die Einschaltschwelle  $U_{Ein}$ , so wird mit dem Schaltelement Tr der Bremswiderstand  $R_B$  in den Zwischenkreis geschaltet. Dieser entlädt den Zwischenkreis bis die Schwelle  $U_{Aus}$  unterschritten wird. Wird dem Zwischenkreis weiter Energie zugeführt, so wiederholt sich der Vorgang. Die Bremsenergie ist durch die Leistungsfähigkeit des Bremswiderstandes begrenzt. Oft sind die Bremswiderstände ausserhalb des eigentlichen Stromrichters plaziert, da sie heiss werden können, wie das in Abbildung 4.53 angedeutet ist.

In Anwendungen, in denen die Maschine häufig und mit hohen Leistungen gebremst

Ρ

wird (Generatorbetrieb), werden auf der Netzseite des FU «rückspeisefähige» Stromrichter benötigt. Das waren in der Vergangenheit teilweise Thyristorbrücken mit einem Transformator gegenparallel zu einfachen Diodengleichrichtern. Dies erlaubte bei gegebener Netzspannung leicht höhere Zwischenkreisspannungen als die nachfolgende gebräuchlichere Variante mit zwei Thyristorbrücken.

**I** Bei der gebräuchlicheren Variante mit zwei gegenparallelen Thyristorbrücken in Abbildung 4.54 arbeitet für den Leistungsfluss vom Netz zur Maschine die obere Brücke im Gleichrichterbetrieb. Soll die Leistung von der Maschine ins Netz fliessen, so steigt die Zwischenkreisspannung an. Oberhalb einer vorgegebenen Spannungsschwelle wird die untere Thyristorbrücke im Wechselrichterbetrieb aktiv (Ansteuerwinkel  $\alpha > 90$  Grad) und speist Energie ins Netz zurück. Nachteil dieser Schaltungsvariante sind die nicht sinusförmigen Netz-



Abbildung 4.52: Bremsschaltung; Schutz und Funktion.

Abbildung 4.53: Frequenzumrichter mit Bremsschaltung.

Abbildung 4.54: Frequenzumrichter mit Thyristor-Rückspeiseschaltung. ströme und der Blindleistungsbedarf, wie das bei den Thyristorbrücken diskutiert wurde.

In moderneren Ausführungen können auch auf der Netzseite selbstgeführte Brückenschaltungen in der gleichen Art wie auf der Maschinenseite eingesetzt werden. Damit lässt sich die Stromform auf der Netzseite mittels PWM gut an die Sinusform annähern. Die Zwischenkreisspannung kann höher gestellt werden (die Schaltung funktioniert als Aufwärtssteller), als dies mit Diodenbrücken möglich ist. Mit einer Spannungsregelung wird der gewünschte Spannungswert von  $U_d$  konstant gehalten. Weiter kann die Blindleistung auf der Netzseite unabhängig von der Wirkleistung auf der Maschinenseite frei eingestellt werden.

Diese sehr flexible Lösung wird mit den zwei vollständigen selbstgeführten Stromrichtern teurer als die Kombination Diodenbrücke und gegenparallele Thyristorbrücke. Auch die Regelung des netzseiteigen Stromrichters wird anspruchsvoller. Zusätzlich werden für eine korrekte Funktion des Stromrichters noch kleine «Netzdrosseln»  $L_F$  und zur Dämpfung von hochfrequenten Störungen ein HF-Filter benötigt. Diese Struktur in Abbildung 4.55 wird zum Teil auch als AFE («Active Front End») bezeichnet.

Aus Kostengründen wird diese Schaltung, welche die maximale Funktionalität bietet, bis heute nur in begrenztem Umfang und vor allem bei grossen Leistungen oder Gruppenantrieben eingesetzt. Sie ist aber bei Bahnen heute Stand der Technik, da sich wegen dem Bremsbetrieb der Einsatz dort lohnt. Auch diese Struktur braucht eine zusätzliche Ladeschaltung für den Zwischenkreis, damit die Netzströme beim Einschalten nicht zu gross werden. Das deshalb, weil sich eine selbstgeführte Brückenschaltung, bei der die abschaltbaren Halbleiter nicht aktiv sind, wegen der antiparallelen Dioden wie eine einfache Diodenbrücke verhält.

#### 4.7.2 Energie im Zwischenkreis

Der Zwischenkreis kann als Energiespeicher verwendet werden. Dies bietet sich an, um beispielsweise beim Beschleunigen der Maschine den notwendigen Netzstrom begrenzt zu halten. Umgekehrt kann beim Bremsen die Energie für eine spätere Verwendung «zwischengespeichert» werden. So entstehen weniger Verluste, als wenn der Energieaustausch über das Netz erfolgt.

Wird Energie in die Kondensatoren gesteckt, so steigt die Spannung und umgekehrt sinkt sie bei der Entnahme. Diese Spannungsvariation ist abhängig von der Energiemenge und der Zwischenkreiskapazität. Es gilt:  $E = \frac{1}{2}C \cdot U^2$ 

Damit die Leistungshalbleiter und Kondensatoren nicht für zu grosse Spannungen ausgelegt werden müssen, sollte die Spannungsvariation begrenzt bleiben. Das bedeutet umgekehrt, dass die Kapazität gross gewählt werden muss.

• Mit normalen oder auch mit Elektrolyt-Kondensatoren ergeben grosse Kapazitäten schnell grosse Bauvolumen.

Mit «Superkondensatoren» (super-caps) kann die Speicherfähigkeit des Zwischenkreises mit weniger Volumenbedarf erhöht werden. Leider können Einzelkondensatoren nur für Spannungen von wenigen Volt hergestellt werden. Für grössere Spannun-



Abbildung 4.55: Frequenzumrichter mit selbstgeführtem Stromrichter auf der Netzseite. gen sind Serieschaltungen mit aktiven Symmetrierschaltungen notwendig. Dies wird teuer und schaltungstechnisch aufwendiger, was dazu führt, dass «Superkondensatoren» nur wenig eingesetzt werden.

Solche Energiepuffer sind speziell bei Gruppenantrieben interessant, bei denen der Netto-Energiefluss im Zwischenkreis schnell und häufig ändert.

#### 4.7.3 Gruppenantriebe

In komplexen Anwendungen werden oft mehrere Antriebe eingesetzt. Manchmal ist es dabei so, dass zur gleichen Zeit ein Teil davon im Motor- und andere im Generatorbetrieb laufen. Dies ergibt Optimierungsmöglichkeiten:

Statt für jeden Antrieb einen Zwischenkreis zu realisieren, kann für Teilgruppen (oder alle) ein gemeinsamer Zwischenkreis verwendet werden. Sind von einer solchen Gruppe gleichzeitig Antriebe im Motorund Generatorbetrieb, so kann die Energie über den Zwischenkreis zwischen den Antrieben ausgetauscht werden. Durch die «kurzen» Wege des Leistungsflusses direkt zwischen den maschinenseitigen Stromrichtern werden die Verlust minimal. Oft kann bei Gruppenanordnungen die Einspeisung gegenüber Einzelspeisungen für jeden Antrieb signifikant vereinfacht werden, da nur noch die für die ganze Gruppe gemeinsam benötigte Leistung installiert werden muss. Eine Anwendung mit grosser Leistung, bei der im Prinzip von Gruppenantrieben mit einer Einspeisung gesprochen werden kann, sind Strassenbahnnetze. Die einzelnen Antriebe sind

räumlich eventuell recht weit auseinander, aber die Funktion ist identisch.

■ Für mehrere Antriebe lässt sich eine selbstgeführte Brückenschaltung mit Gleich- und Wechselrichterfunktion «Active Front End» auf der Netzseite auch für kleinere Einzelleistungen rechtfertigen.

In Abbildung 4.56 ist eine solche Anordnung von Antrieben dargestellt. In Anwendungen mit häufiger Rückspeisung von einzelnen Antrieben lässt sich so zum Teil sehr viel Energie einsparen. Aus Sicherheitsgründen werden die einzelnen Antriebe wie angedeutet über Sicherungen zusammengeschaltet.



Abbildung 4.56: Gruppenantrieb mit gemeinsamem Zwischenkreise und rückspeisefähiger Einspeisung.

### 4.8 Hochleistungsstromrichter

Bei Leistungen über 100 kW lassen sich mit den besprochenen einfachen Stromrichterschaltungen die Anforderungen an die Stromformen im Netz oder an die Drehmomentwelligkeit in der Last nicht mehr in jedem Falle erfüllen. Deshalb werden «höherpulsige» Schaltungen oder «mehrstufige» Stromrichter eingesetzt. Die zwei wichtigsten werden nachfolgend vorgestellt.

#### Fremdgeführte höherpulsige Schaltun-

gen: Die einfachsten und meistverwendeten Schaltungen verwenden Dreiwicklungstransformatoren gemäss Abbildung 4.57, bei denen die beiden Wicklungen auf der Sekundärseite so ausgelegt sind, dass ihre Ausgangsspannungen gegeneinander um 30 Grad phasenverschoben sind. Pro Netzperiode hat die resultierende Zwischenkreisspannung bei diesen Schaltungen 12 Maxima. Entsprechend wird die Bauform als 12-pulsige Schaltung bezeichnet.

Auf der Gleichspannungsseite (Ausgangsseite) ist immer eine Glättungsinduktivität  $L_d$  notwendig, damit die Ströme genügend

geglättet sind. Die Ströme der beiden Brücken werden auf der Primärseite des Transformators addiert, und es resultiert die Stromform  $i_U$ , die mit mehreren Stromniveaus besser an die Sinusform angenähert ist als die einer einfachen Brücke. Dies ergibt eine wesentliche Reduktion der Netzrückwirkungen, die aber mit einem teureren Transformator und zusätzlichen Leistungshalbleitern bezahlt wird.

Höherpulsige Schaltungen können mit Dioden oder Thyristoren aufgebaut werden. Analog zur gezeigten Serieschaltung von Stromrichtern sind auch Parallelschaltungen möglich. Das Prinzip der höherpulsigen Schaltungen lässt sich beliebig erweitern, was vor allem bei Höchstleistungen, wie zum Beispiel der Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung, gemacht wird.

Selbstgeführte mehrstufige (multi level) Stromrichter: Bei den bis anhin betrachteten Brückenschaltungen kann die Mittelpunktspannung jedes Zweiges nur die beiden Spannungsniveaus  $+U_d/2$  und  $-U_d/2$  einnehmen, wie links in Abbildung 4.58 dargestellt. Mit geschickter Serieschaltung von abschaltbaren Halblei-



Abbildung 4.57: 12-pulsiger Thyristorgleichrichter.

Abbildung 4.58: Prinzip der höherstufigen Stromrichter. tern lassen sich mehr Spannungsniveaus erreichen. Von praktischer Bedeutung sind insbesondere die dreistufigen Schaltungen. Sie lassen sich auf der Netz- und auf der Lastseite einsetzen und erlauben eine weitere Annäherung der Signale auf den Wechselspannungsseiten an die Sinusform, ohne die Schaltfrequenz pro Halbleiter zu erhöhen. Umgekehrt steigen aber die Leitverluste, da mehr Leistungshalbleiter im Strompfad sind.

Ein einzelner Brückenzweig eines dreistufigen Stromrichters ist in Abbildung 4.58 rechts dargestellt. Der zweite Vorteil der mehrstufigen Stromrichter ist, dass jeder einzelne Halbleiter nur noch einen Teil der Zwischenkreisspannung sieht – bei der betrachteten Schaltung die Hälfte. Der Gewinn wird aber mit mehr Leistungshalbleitern und einer anspruchsvolleren Steuerung des Stromrichters bezahlt. Damit die Mittelpunktspannung exakt definiert ist, werden immer zwei benachbarte Schalter eingeschaltet:  $S_1 + S_2$ ;  $S_2 + S_3$  oder  $S_3 + S_4$ . Mit mehrstufigen Umrichtern lassen sich selbstverständlich auch Pulsweitensteuerungen einsetzen, was zu einer weiteren Verbesserung der Signalformen führt.

Das primäre Einsatzgebiet von mehrstufigen Umrichtern sind Anwendungen mit grosser Leistung. Bei kleineren Leistungen sind sie nur ganz vereinzelt anzutreffen.

## 4.9 Vereinfachte FU-Modelle

Die vorgestellten vollständigen Beschreibungen von Stromrichtern sind für Verwendungen oft unnötig genau und unhandlich. Für viele Anwendungen, z. B. die Modellierung ganzer Antriebe oder die Simulation von Regelungen, genügt eine einfache Beschreibung des Verhaltens. Da in praktisch allen Lasten nur die tiefen Frequenzen eine Wirkung entfalten, können die hochfrequenten Anteile in den Ausgangsgrössen meist ignoriert werden.

Weiter kann angenommen werden, dass der Zwischenkreis von FU so realisiert ist, dass er, falls notwendig, auch Energie aus der Last aufnehmen kann. Wie beschrieben, verhalten sich FU mit Spannungszwischenkreis ohne zusätzliche Regelung wie Spannungsquellen mit sehr kleiner Innenimpedanz.

Wird der Stromrichter mit einem Stromregelkreis ergänzt, so resultiert ein Stromquellenverhalten, solange die dafür notwendige Ausgangsspannung innerhalb des möglichen Spannungsaussteuerbereichs liegt.

Wird vorausgesetzt, dass die Ausgangsgrössen ein symmetrisches, harmonisches Dreiphasensystem sein sollen, so gilt für Spannungen und Ströme:

$$x_U = \hat{x}\cos(\varphi)$$
  $x_V = \hat{x}\cos(\varphi - 2\pi/3)$ 

$$x_W = \hat{x}\cos(\varphi - 4\pi/3)$$

Der Winkel  $\varphi$  entspricht dabei dem Integral der Kreisfrequenz  $\omega$ :

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \int_0^t \omega(t') dt'$$



Abbildung 4.59: Stromrichtermodell als gesteuerte Spannungs- oder Stromquelle. oder bei konstanter Drehzahl einfacher  $\varphi(t) = \varphi_0 + \omega t$ . Wird mit diesen Grössen eine Drehfeldmaschine gespeist, so bestimmt das Vorzeichen von  $\omega$  die Drehrichtung des Feldes.

Auch  $\hat{x}$ , die Amplitude der drei Grössen  $x_U$ ,  $x_V$  und  $x_W$ , kann dabei eine Funktion der Zeit sein:  $\hat{x} = f(t)$ .

Mit den vorgehenden Randbedingungen sind Stromrichter dreiphasige Strom- oder Spannungsquellen, wie in Abbildung 4.59 links dargestellt, je nach Regelung oder Steuerung. Diese einfache Betrachtung ist für die Anwendung sehr hilfreich.

Die drei beschriebenen Sollwert-Grössen kann man sich auch als Zeiger x(t) mit der Länge  $\hat{x}$  und dem Winkel  $\varphi$  bezüglich der U-Achse vorstellen, der auf die drei um 120° versetzten Achsen U, V, W abgebildet wird, wie das in Abbildung 4.59 rechts dargestellt ist.

# 4.10 Wirkungsgrad von FU

Der Wirkungsgrad von kompletten FU variiert abhängig von der Leistung, der Auslastung und der Qualität des Umrichters. Für eine konservative Abschätzung bei Nennleistung kann die rote Kurve in Abbildung 4.60 verwendet werden. Sie entspricht den Anforderungen gemäss IEC 61800-9. Gute Umrichter können aber durchaus höher liegen, wie die grüne Kurve zeigt. Verbessert werden können die Wirkungsgrade mit folgenden Massnahmen:

Bei Diodengleichrichtern auf der Netzseite kann mit einer verbesserten Netzstromform die Leitdauer der Dioden vergrössert werden. Damit sinkt der Spannungsabfall etwas ab. Im Wirkungsgrad sind damit aber nur Promille zu gewinnen.

Der Verbrauch von Steuerung und Hilfselektronik ist vor allem bei kleinen Antrieben im Vergleich zur Nennleistung relevant. Der Energiebedarf der Ansteuerung sollte deshalb klein gehalten werden.

Eventuell eingesetzte Ventilatoren sollten in der Auslegung korrekt bemessen sein. Bei grossen Antrieben können sie, abhängig vom Kühlleistungsbedarf, geregelt oder geschaltet werden.

■ Viel Potenzial steckt in den lastseitigen Stromrichtern: Werden die Leistungshalbleiter eher überdimensioniert, sinken die Leitverluste, eventuell steigen dafür aber die Schaltverluste. Hier muss ein Optimum gesucht werden. Eine tiefe Schaltfrequenz reduziert die Schaltverluste, was sich aber negativ auf die Verluste in der Last und eventuell durch Geräusche manifestiert.

• Mit dem Einsatz von GaN- und SiC-basierten Halbleitern lässt sich der WirkungsAbbildung 4.60: Wirkungsgrad von Frequenzumrichtern.



grad der Stromrichter weiter steigern. Zusätzlich kann aufgrund der kleineren Verluste, der zulässigen höheren Temperaturen und der höheren möglichen Schaltfrequenzen die Baugrösse der Stromrichter reduziert werden.

Bei inaktiven Antrieben können die Stromrichter teilweise deaktiviert werden. Am einfachsten geschieht das durch Abschalten der PWM. Damit fallen die Schaltverluste weg und der Stromrichter kann schnell wieder aktiviert werden.

In der IEC 61800-9 wird ausführlich beschrieben, welche Verluste in Funktion der Leistung zu erwarten sind und wie sie sich in Funktion des Arbeitspunktes bestimmen lassen. Kapitel 5

# Antriebe

#### 5.1 Einleitung

Ein elektrischer Antrieb wandelt elektrische Energie in mechanische Energie um, oder umgekehrt, mechanische in elektrische. Im einfachsten Fall besteht ein Antrieb lediglich aus einer Maschine, vielleicht noch mit einer Anlaufhilfe. Liegt die elektrische Energie aber nicht in der benötigten Form vor, so kann sie mit Hilfe von Leistungselektronik so angepasst beziehungsweise umgewandelt werden, dass eine optimale Nutzung möglich wird. Die Kombinationen von Leistungselektronik und Maschinen ergeben vielfältige Möglichkeiten, um den Arbeitspunkt der Maschine zu beeinflussen. Für die am weitesten verbreiteten Maschinentypen, die Asynchronmaschine mit Käfigläufer und die permanenterregte Synchronmaschine, ergeben sich die zwei grundsätzlichen Speisungsarten gemäss Abbildung 5.1:

Abbildung 5.1: Speisungsvarianten für Drehfeldmaschinen.

Abbildung 5.2: Anlauf bei netzfrequenter Speisung. Oben: Direktanlauf; unten: mit Anlaufhilfe.

Im oberen Fall werden die Maschinen mit fester oder variabler Spannung betrieben, aber in beiden Fällen mit Netzfrequenz.



Im unteren Fall werden Maschinenspannung und -frequenz über einen Stromrichter dem gewünschten Arbeitspunkt angepasst. Die Drehzahl der Maschinen ist dabei unabhängig von der Netzfrequenz und der Netzspannung.

Antriebe mit netzfrequenter Speisung können weiter nach der Art ihres Anlaufverfahrens eingeteilt werden. Der einfachste Fall ist der direkte Anlauf am Netz in Abbildung 5.2 oben. Dieser ist für kleine ASM der Normalfall. SM mit Dämpferkäfig können teilweise direkt am Netz anlaufen. Diese Betriebsart wird aber nur in Spezialfällen eingesetzt.

Grössere ASM und Synchrongeneratoren benötigen sogenannte Anlauf-, Anfahr-, oder Starthilfen, mit denen sie aus dem Stillstand bis in die Nähe der stationären Drehzahl beschleunigt und erst dann fest auf das Netz geschaltet werden. Bei SM ist zusätzlich noch eine Synchronisiereinrichtung notwendig, die für eine korrekte Phasenlage der Spannungen von Maschine und Netz beim Zuschalten sorgt.

Mit dem Einsatz von Stromrichtern in Abbildung 5.3 sind die flexibelsten Anlaufund Betriebsarten möglich, da Netz- und Maschinengrössen entkoppelt sind. Neben der Drehzahl kann damit auch die Drehrichtung geändert werden.



und Spannung.

Welche Speisungsvariante für einen Antrieb am besten eingesetzt wird, ist abhängig von den Anforderungen:

Ist eine Anlaufhilfe notwendig respektive vorgeschrieben?

Genügt eine feste Drehzahl oder ist die Flexibilität eines Stromrichters notwendig?

Ein Antrieb ohne Anlaufhilfe ist die preisgünstigste Lösung. Passen Antrieb und Anwendung exakt zusammen, so sind Antriebe mit und ohne Anlaufhilfe auch bezüglich der Effizienz meist die beste Lösung. Muss dagegen ein grosser Lastbereich abgedeckt werden, oder ist ganz allgemein Flexibilität gefragt, so muss ein Stromrichter in Betracht gezogen werden. Einige ausgewählte Anwendungsbeispiele verschiedener Antriebskonzepte zeigt Tabelle 5.1.

# 5.2 ASM mit netzfrequenter Speisung

#### 5.2.1 Bewegungsgleichung

Bei netzfrequenter Speisung interessieren die Betriebszustände: «Stillstand – Anlauf» (Hochlauf), «stationärer Betrieb» und «Auslauf – Stillstand». In den Übergangszuständen: «Anlauf aus dem Stillstand auf Betriebsdrehzahl» und von da «Auslauf bis zum Stillstand» gilt die Bewegungsgleichung ausgedrückt durch Antriebsmoment M, Lastmoment  $M_L$  und Trägheitsmoment J:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{M}{J} = \frac{M - M_L}{J}$$

und daraus für die Drehzahl

$$\Omega(t) = \frac{1}{J} \int_{0}^{t} (M(t') - M_L(t')) dt'$$

Für eine Zunahme der Drehzahl muss das Drehmoment  $M - M_L$  positiv sein. Damit beschleunigt die Maschine bis zum nächsten stabilen Arbeitspunkt, in dem  $M = M_L$ ist. Sind Antriebsmoment M und Lastmoment  $M_L$  gleich gross, so ändert sich die Drehzahl nicht mehr und der stationäre Betrieb ist erreicht.

Je nach Anwendung ist die Anlaufzeit  $t_A$ , d. h. die Zeit, die bis zum Erreichen des stabilen Arbeitspunktes benötigt wird, eine wichtige Grösse. Für die Anlaufzeit von null bis zur Betriebsdrehzahl  $\Omega_B$  resultiert aus der Bewegungsgleichung:

$$t_A = J \int_0^{\Omega_B} \frac{1}{M(\Omega) - M_L(\Omega)} \ d\Omega$$

		Netzfrequente Speisung		Speisung mit verstellbarer Frequenz	
Tabelle 5.1: Einsatz verschie- dener Antriebs- konzente.		Ohne Anlaufhilfe	Mit Anlaufhilfe	Gesteuert	Geregelt
	ASM	Pumpen und Lüfter kleiner Leistung	Pumpen und Lüfter grosser Leistung	Drehzahlvariable Pum- pen, Förderbänder	Fahrmotoren bei Bah- nen
	SM	Nur für spezielle SM mit Dämpferkäfig möglich	Grosse SM im Netz: Pumpen, Gasturbinen	Synchrondrehende Rol- len, z. B. in der Herstel- lung von Kunststoffen	Servoantriebe in der Automatisierung
Abbildung 5.3: Speisung der Maschine mit variabler Frequenz	Netz ,	Netzfrequenz Stromric	Antrieb Variable Frequenz und Spannung	Maschine Variable Drehz und Drehricht	ahl ung System

Vereinfacht gilt, wenn die Differenz zwischen Antriebs- und Lastmoment unabhängig von der Drehzahl konstant ist:

$$t_A = \frac{J}{M - M_L} \ \Omega_E$$

Auf welche Art die Maschine bis zum Betriebspunkt beschleunigt, hängt vom gewählten Anlaufverfahren und dem Verlauf von Antriebs- und Lastmoment in Funktion der Drehzahl ab.

Für einen korrekten Anlauf gilt aber immer, dass unterhalb der angestrebten Betriebsdrehzahl das Antriebsmoment M grösser als das Lastmoment  $M_l$  sein muss. Ist das nicht erfüllt, so stellt sich ein Arbeitspunkt bei einer zu tiefen Drehzahl ein, der dazu führen kann, dass die Maschine heiss und dadurch beschädigt wird. Wird die Maschine bei der Betriebsdrehzahl  $\Omega_B$  vom Netz getrennt, so fehlt das Antriebsmoment. Mit dem Moment M<sub>1</sub> der Lastmaschine und einer eventuellen Reibung wird abgebremst. Analog wie beim Anlauf kann die Zeit für diesen freien Auslauf mit der Auslaufzeit t<sub>Ausl</sub> bestimmt werden:

$$t_{Ausl} = -J \int_{\Omega_B}^0 \frac{1}{M_L(\Omega)} \, d\Omega$$

Für ein konstantes Lastmoment vereinfacht sich die Gleichung wieder zu:

$$t_{Ausl} = \frac{J}{M_L} \Omega_B$$

#### 5.2.2 Anlaufverfahren

#### Direktanlauf der ASM

Beim Direktanlauf wird die Asynchronmaschine, wie in Abbildung 5.2 oben dargestellt, über einen Schalter direkt ans Netz geschaltet. Dabei stellt sich ein relativ hoher Anlaufstrom ein. Dieser kann anhand der vereinfachten Ersatzschaltungen in Abbildung 5.4 bestimmt werden: Bei Vernachlässigung des im Verhältnis zum Anlaufstrom kleinen Magnetisierungsstromes  $I\mu$  gilt die rechte Teilfigur und bei Stillstand:

$$I_{S,Anl} \approx I_{S,s=1} = \frac{U_S}{\sqrt{(\omega_S L_\sigma)^2 + (R_S + R_R')^2}}$$

Für das Anlaufmoment (s = 1) einer Maschine mit der Polpaarzahl p resultiert schliesslich:

$$M_{Anl} \approx \frac{3p}{\omega_{S}} R_{R}^{\prime} I_{S}^{2} = \frac{3p}{\omega_{S}} \frac{U_{S}^{2} R_{R}^{\prime}}{\{(\omega_{S} L_{\sigma})^{2} + (R_{S} + R_{R}^{\prime})^{2}\}}$$

Damit sind die beiden wichtigen Werte Anlaufstrom und Anlaufmoment bestimmt. Durch die Stromverdrängung im Rotor wird das Anlaufmoment grösser und der Strom kleiner als mit den Ersatzschaltbilddaten des Nennpunktes gerechnet wird. Strom- und Moment in Funktion der Drehzahl zeigt Abbildung 5.5. Der Anlaufstrom liegt in der Praxis durchaus zwischen dem 5- bis 10-fachen Nennstrom der Maschine! Dies ist auch der Grund, dass ein Direktanlauf bei grösseren Maschinen nicht akzeptiert werden kann. Typische Werte von Anlauf- und Nenngrössen für drei verschiedene Motoren zeigt Tabelle 5.2.

Thermisch stellt der hohe Anlaufstrom für die Maschine keine Gefährdung dar, da er nur kurzfristig auftritt. Allenfalls muss die Anzahl Anläufe pro Zeiteinheit reduziert Abbildung 5.4: Ersatzschaltung der Kurzschlussläufer ASM. Links: Ersatzschaltung mit auf die Statorseite reduzierter Streuung; rechts: Stillstand und Vernachlässigung des Magnetisierungsstromes.

Abbildung 5.5: Drehmoment und Statorstrom bei Direktanlauf am Netz.

Tabelle 5.2: Anlauf- und Nenngrössen bei verschiedenen Leistungen. Quelle: IP 55–IC 411–IE2 Datenkatalog ABB



Nenn- leistung	Nennstrom	Anlauf- strom	Nenn- moment	Anlauf- moment
1,1 kW	2,4 A	18 A	3,6 Nm	9,7 Nm
11 kW	19,8 A	117 A	36 Nm	58 Nm
110 kW	195 A	1482 A	352 Nm	704 Nm

werden. Bei falscher Belastung der Antriebsmaschine, indem zum Beispiel eine Last mit einem zu hohen Anlaufmoment gewählt wird (d. h.  $M_L > M$ ), kann der längere Betrieb mit dem Anlaufstrom die Maschine aber zerstören.

Beim direkten Anlaufen ist das Drehmoment M der Maschine zu Beginn hoch. Ist ein sanftes Anfahren gefordert, so muss ein anderes Anlaufverfahren gewählt werden. Da das Anlaufmoment proportional zur Statorspannung im Quadrat ( $U_5^2$ ) und der Anlaufstrom proportional zur Statorspannung sind, bewirkt eine Senkung der Spannung  $U_5$  automatisch einen kleineren Strom und eine Senkung des Anlaufdrehmomentes.

Die Reduktion des Antriebsmomentes verlängert einerseits die Anlaufzeit, andererseits birgt sie auch die Gefahr, dass der Nennbetriebspunkt nicht erreicht werden kann.

#### Stern-Dreieck-Anlauf

Bei Maschinen, die im Normalbetrieb in Dreieckschaltung betrieben werden, wurde in der Vergangenheit für viele Anwendungen die Stern-Dreieck-Umschaltung eingesetzt, um die Strangspannung und damit den Anlaufstrom zu senken. Der Grund war die einfache Realisierbarkeit mit Schaltern oder Schützen.

Für die Netzströme  $I_N$  der beiden Schaltungen in Abbildung 5.6 gilt bei identischen Strangimpedanzen  $Z_{Str}$ :

$$I_{N,Y} = \frac{U_{Str,Y}}{Z_{Str}} = \frac{U_N / \sqrt{3}}{Z_{Str}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{U_N}{Z_{Str}}$$
$$I_{N,D} = \sqrt{3} I_{Str,D} = \sqrt{3} \frac{U_N}{Z_{Str}}$$

Die Auflösung der beiden Gleichungen ergibt für das Verhältnis zwischen den beiden Strömen und Drehmomenten:

$$I_{N,D} = 3I_{N,Y}$$
 und  $M_D = 3M_Y$ 

Wird eine Maschine also in Sternschaltung betrieben, so sind Strom und Moment um den Faktor drei kleiner als bei Dreieckschaltung, wie in Abbildung 5.6 rechts dargestellt.

Ströme und Spannungen einer realen Maschine mit den Nenndaten 3 kW/400V/ 5,9A in Dreieckschaltung bei Stern- und Dreieckanlauf zeigt Tabelle 5.3.



Abbildung 5.6: Schaltungen, Strom und Moment beim Stern-Dreieck-Anlauf.

> Abbildung 5.7: Stern-Dreieck-Umschaltung mit Schützen.

Tabelle 5.3: Vergleich Anlaufströme direkter Stern- oder Dreieck-Anlauf einer 3-kW-Maschine. Schaltungstechnisch kann die Stern-Dreieck-Schaltung, wie in Abbildung 5.7 gezeichnet, umgesetzt werden: Für den Anlauf werden der Netzschalter K<sub>1</sub> und der Schalter für Stern K<sub>2h</sub> geschlossen. Sobald eine vorgegebene Drehzahl (z. B. 80 %) erreicht ist, wird K<sub>2b</sub> geöffnet und der Schalter für Dreieckschaltung K<sub>2a</sub> geschlossen. K<sub>2a</sub> und K<sub>2b</sub> können zusammen mit einem dreipoligen Umschalter realisiert werden. Bei diesem Umschalten springt der Strom auf den dreifachen Wert. Ein zu frühes Umschalten verringert daher den Einschaltstrom gegenüber dem direkten Hochfahren am Netz kaum. Zusätzlich kann sich eine sehr kurze Stromspitze  $\hat{i}$ aufgrund der Phasendrehung der Maschinenspannungen beim Umschalten von Stern auf Dreieck ergeben.

#### Sanftanlauf

Die Strangspannung kann durch die Verwendung von Vorwiderständen gesenkt werden, wie in Abbildung 5.8 links gezeichnet. Durch den Spannungsabfall an diesen zusätzlichen Widerständen wird die Spannung an den Maschinenklemmen selber reduziert. Der dadurch resultierende kleinere Strom führt zu einem kleineren Moment und damit zu einem langsameren Anlauf. Zur Verlustreduktion im Betrieb werden die Vorwiderstände ab einer gewissen Drehzahl überbrückt. Bei ASM mit bewickeltem Rotor wurden früher Anlaufwiderstände im Rotor zur Erhöhung des Drehmomentes eingesetzt. Mit dem zu-

Abbildung 5.8: Sanftanlauf mit Anlaufwiderständen (links) und Thyristorsteller (rechts).



nehmenden Einsatz von Leistungselektronik werden Vorwiderstände immer seltener verwendet. Die heute am häufigsten eingesetzten Anlaufschaltungen sind die in Abbildung 5.8 rechts gezeichneten Thyristor- oder Triacsteller, mit denen Spannung und Strom in Funktion der Zeit gezielt variiert werden.

Das Prinzip und den Betriebszyklus eines Sanftanlaufs zeigt Abbildung 5.9. Dargestellt sind drei korrespondierende Strom-Drehmoment-Verläufe:

Strom- und Moment bei einem Direktanlauf  $(I_D, M_D)$ .

Als Vergleich Strom- und Moment bei einem Anlauf in Sternschaltung  $(I_{\gamma}, M_{\gamma})$ .

Strom- und Moment bei einem Anlauf mit Thyristorsteller und Regelung auf den dreifachen Nennstrom ( $I_{Str}$ ,  $M_{St}$ ). Ist der Stromrichter voll ausgesteuert, verlaufen die Stromkurve und das zugehörige Moment ab dieser Drehzahl identisch wie bei Direktanlauf, d. h. mit  $I_D$ ,  $M_D$ .

Abbildung 5.9: Sanftanlauf einer Asynchronmaschinen mit konstantem Strom.



In Abbildung 5.10 ist schliesslich ein ganzer Betriebszyklus mit Stromaufbau, Hochlauf mit konstantem Strom, Betrieb und abschliessendem kontrolliertem Auslauf dargestellt, wie er mit einer modernen Sanftanlaufschaltung möglich ist.

Für die Steuerung von Sanftanlaufschaltungen werden abhängig von der Ausführung Strom, Spannungs- respektive Temperaturmessungen benötigt. Etwas mehr dazu ist unter 5.3.1 zu finden.

#### 5.2.3 Stationärer Betrieb, Betriebspunkte

Sobald das Lastmoment gleich dem abgegebenen Moment der Maschine ist, d. h.  $M = M_L$ , ist ein stationärer Arbeitspunkt erreicht und die Drehzahl bleibt konstant. Das kann in verschiedenen Betriebspunkten der Fall sein, wie in Abbildung 5.11 dargestellt.

Abbildung 5.10: Betriebszyklus mit Sanftanlauf und Sanftauslauf. **Leerlauf:** Ist das Lastmoment  $M_L = 0$ , so wird die Maschine unter Vernachlässigung der Verluste bis zur Synchrondrehzahl  $n_s$ 



beschleunigen, da erst dort wegen M = 0auch  $M - M_L = 0$  gilt. Dieser Betriebspunkt wird als Leerlauf bezeichnet. Im Stator fliesst nur noch der Leerlaufstrom (Magnetisierungsstrom  $l\mu$ ).

■ Nennlast: Bei Nennlast (Volllast) entsprechen das Lastmoment (im Bild  $M_{L,1}$ ) dem Nennmoment  $M_n$  der Maschine und der Statorstrom dem Nennstrom. Die Maschine dreht mit Nenndrehzahl  $n_n$ , d. h. etwas langsamer als mit der Synchrondrehzahl mit dem Nennschlupf  $s_n$ .

Der stationäre Betrieb der Maschine muss auf einem Punkt zwischen Leerlauf und Nennlast liegen.

■ Überlast: Kurzzeitig kann die Maschine auch mit einem Lastmoment belastet werden, das grösser ist als das Nennmoment. Da dabei auch der Statorstrom über dem Nennwert liegt, erwärmt sich bei längerem Betrieb die Maschine zu stark.

■ Instabile Arbeitspunkte: Für einen stabilen Betrieb muss darauf geachtet werden, dass die Lastkennlinie bis zum gewünschten stationären Betriebspunkt stets unter der Kennlinie der Antriebsmaschine verläuft, wie das in Abbildung 5.11 bei *M*<sub>L,1</sub> der Fall ist.

Ist das wie bei  $M_{L,2}$  gezeichnet nicht gegeben, so gibt es zwei Drehzahlen ( $n_A$  und  $n_B$ ), bei denen  $M = M_L$  gilt:



Abbildung 5.11: Charakteristische Betriebspunkte der ASM.

Unterhalb von  $n_A$  ist  $M < M_L$  – hier wird die laufende Maschine abgebremst und im Extremfall gar negativ drehen. Ein Anlauf ist nicht möglich, die Maschine verharrt im Stillstand mit dem entsprechenden Anlaufstrom und wird überhitzen.

Zwischen  $n_A$  und  $n_B$  ist  $M > M_L$  und die Maschine beschleunigt bis zu  $n_B$ .

Oberhalb von  $n_B$  bremst die Maschine ab, bis sie wieder  $n_B$  erreicht.

Der Betriebspunkt  $n_A$  wird als instabil bezeichnet, da die Drehzahl dort nicht verharrt, und umgekehrt  $n_B$  als stabil.

**Lastmoment** grösser als das Kippmoment Lastmoment grösser als das Kippmoment  $M_{\kappa}$  belastet, gilt immer  $M-M_{L} < 0$  und auch  $d\Omega/dt < 0$ . Die Antriebsmaschine wird bis zum Stillstand abgebremst und es fliesst der Anlaufstrom. Tabelle 5.4 zeigt typische Werte des Motormomentes M, des Motorstromes I und des Wirkungsgrades  $\eta$  für eine zweipolige 3-kW-Asynchronmaschine am 400-V-50-Hz-Netz in verschiedenen Betriebspunkten.

#### 5.2.4 Bremsen und Stillsetzen

Wird die Maschine bei der Betriebssdrehzahl  $n_B$  vom Netz getrennt, wird sie nur durch das Moment  $M_L$  der Lastmaschine und die Reibung abgebremst. Auf die Zeit bis zum Stillstand kann kein Einfluss genommen werden. Insbesondere bei fehlendem Lastmoment kann die Auslaufzeit länger werden, als von der Anwendung her gewünscht.

Für eine kontrollierte Auslaufzeit muss aktiv gebremst oder gar angetrieben werden. Einfache elektrische Lösungen zum Bremsen waren in der Vergangenheit die Gleichstrom- und Gegenstrom-Bremsen:

Tabelle 5.4: 3-kW-ASM mit einem Polpaar an der Netzspannung 400 V/50 Hz.

Bei einer Gleichströmbremsung werden die Statorwicklungen mit Gleichstrom ge-

Betriebspunkt	Drehmoment	Strom	Wirkungsgrad
Anlauf	30,1 Nm	53,7 A	
Leerlauf 0 %	0 Nm	2,0 A	
Teillast 50 %	4,9 Nm	3,0 A	82,8%
Vollast 100 %	9,7 Nm	5,9 A	85,2 %
Überlast 150 %	14,5 Nm	9,0 A	80 %
Kippen	23,5 Nm	44 A	

speist wodurch ein stehendes Statorfeld entsteht. Durch die im drehenden Rotor induzierten Ströme entsteht ein Bremsmoment. Bei Drehzahl null ist das Drehmoment dann aber null, da im Rotor keine Ströme mehr induziert werden. Durch geeignete Speisung lassen sich die Statorströme dabei gut unter Kontrolle halten.

■ Bei der Gegenstrombremsung wird die Richtung des Drehfeldes im Stator durch das Vertauschen von zwei Phasen gedreht. Die Maschine wird auf null abgebremst und anschliessend – wenn der Bremsvorgang nicht rechtzeitig unterbrochen wird – in Gegenrichtung beschleunigt. Bei der Gegenstrombremsung werden als Folge des grossen Schlupfes, die Statorströme analog wie beim Anlauf sehr gross.

Die Bremsenergie wird in beiden Fällen in der Maschine in Wärme umgesetzt. Dies begrenzt die Einsatzdauer beider Bremsarten.

Wenn die Auslaufzeit dagegen verlängert werden soll, kann das mit einem Thyristorsteller gemacht werden, wie er für einen Sanftanlauf verwendet wird. Dabei wird während dem Auslauf der Maschine dosiert noch so viel Energie zugeführt, dass sie mit dem gewünschten Geschwindigkeits-Zeitverlauf abbremst (Abbildung 5.10). Auch dabei kann die Maschine zu stark erwärmt werden, insbesondere bei langen Auslaufzeiten.

Abbildung 5.12: Prinzipbild eines Motors mit Haltebremse. Quelle: Pilz GmbH & Co. KG



Der Nachteil aller Verfahren ist, dass sie beim Wegfall der elektrischen Versorgung und im Stillstand kein Bremsmoment aufbringen können. Ist dies notwendig, so wird eine mechanische Bremse (Haltebremse, Stillstandsbremse) notwendig. Diese werden aus Sicherheitsgründen normalerweise so ausgelegt, dass sie stromlos gebremst sind («stromlos aktiv»). Ein Prinzipbeispiel einer federbelasteten Haltebremse, die stromlos bremst, zeigt Abbildung 5.12.

Wird ein Stromrichter eingesetzt, so ist ein definiertes Abbremsen mit verschiedenen Abbremsrampen, innerhalb des Drehmomentes welches der Stromrichter aufbringen kann, jederzeit möglich, vorausgesetzt der Stromrichter kann Energie aufnehmen (Bremschaltung, Rückspeisung ins Netz). Für ein sicheres Stillsetzen wird aber wieder eine Haltebremse benötigt.

# 5.3 Leistungselektronik und Messungen

Soll ein Antrieb mit variabler Drehzahl betrieben werden, so muss die Maschine mit verstellbarer Frequenz gespeist werden können. Bei den Drehstrommaschinen ist es grundsätzlich das Ziel, diese mit harmonischen (sinusförmigen) Spannungen beziehungsweise Strömen zu speisen, damit die Verluste minimal sind. Durch die geeignete Leistungselektronik kann dabei sowohl die Amplitude als auch die Frequenz dieser Grössen unabhängig vom Netz variiert werden, wie das in Abbildung 5.13 links symbolisiert ist.

Aufgrund des Schaltens entstehen in Realität keine perfekten Strom- und Spannungsverläufe. In diesem Kapitel werden aber nur die Grundschwingungen aus dem vereinfachten Stromrichtermodell rechts betrachtet, da nur diese für die Steuerungen und Regelungen relevant sind. Die Stromrichtermodelle haben dabei die Fähigkeit, Energie aufzunehmen oder abzugeben.

#### 5.3.1 Zustandserfassung

Bei Stromrichterspeisung wird das gesamte Antriebssystem gegenüber einer direkten Netzspeisung komplizierter. Neben der Maschine und der Leistungselektronik gehören auch verschiedene Messeinrichtungen, Hilfs- und Steuersignale zum Gesamtaufbau, wie in Abbildung 5.14 dargestellt. Typische Messsignale sind:

Maschinen- respektive Stromrichtertemperatur

 Maschinenströme, eventuell Netzströme
 Zwischenkreis- respektive Maschinenspannungen

Drehzahl, Drehwinkel



Abbildung 5.13: Stromrichter. Links: Funktionsblock; rechts: elektrische Ersatzschaltung. Welche Signale im Einzelnen verwendet werden, ist abhängig von der Anwendung und vom eingesetzten Regelkonzept.

#### Strom- und Spannungsmessungen

Mit Stromsensoren werden die Zuleitungsströme der Maschine für Überwachung und Regelung erfasst. Da bei Stromrichterspeisung die auftretenden Frequenzen sehr tief sein können – im Extremfall sind es gar Gleichgrössen – muss die Strommessung Gleich- und Wechselgrössen erfassen können.

Maschinen werden nur über drei Zuleitungen gespeist. Ein Sternpunkt der Maschine darf nicht angeschlossen werden! Damit ist die Summe der drei Zuleitungsströme in jedem Zeitpunkt:  $i_U + i_V + i_W = 0$  und es genügt, zwei der drei Zuleitungsströme zu messen. Der dritte lässt sich aus den gemessenen berechnen. Dies erspart Kosten und Einbauplatz.

Vereinzelt werden aber trotzdem drei Ströme gemessen. Damit kann dann eine gegenseitige Überwachung der Messungen oder eine Isolationsüberwachung der Wicklungen realisiert werden. Strommessungen werden meist galvanisch getrennt mittels DC-fähigen Stromwandlern ausgeführt.

Die Motorspannungen können durch direkte Spannungsmessungen an der Maschine ermittelt werden. Dies ist insbesondere bei schnellen, geberlosen Reglern von Bedeutung, wegen der Spannungsverzerrungen durch die PWM aber schwierig. Oft werden die Motorspannungen rechnerisch über eine Messung der Zwischenkreisspannung und den Einschaltzuständen des Stromrichters bestimmt. Für genaue Resultate müssen dabei auch die Spannungsabfälle über den Halbleitern berücksichtigt werden, was bei einer direkten Messung entfällt. Zu beachten ist, dass auch bei der Spannungsmessung der Frequenzbereich bis zu DC geht.

Werden Spannungen und Ströme für eine geberlose Drehzahlberechnung benötigt, so sind die Ansprüche an die Genauigkeit der Messungen relativ hoch!

#### Motorentemperatur

Mittels Temperatursensoren kann die Temperatur der Maschine oder des Stromrichters erfasst werden. Solche Sensoren basieren meist auf einer elektrischen Widerstandsänderung in Funktion der Temperatur. Durch die Messung des Widerstandes kann bei bekanntem Temperaturkoeffizienten direkt die Temperatur bestimmt werden. Als Material werden häufig Platin (Pt) oder Silizium (Si) verwendet. Platin bietet den Vorteil, dass es über weite Temperaturbereiche eine lineare Widerstandsänderung aufweist. Ein Pt-100-Element zum Beispiel ist ein Platin-Widerstandsfühler mit 100 Ohm Nennwiderstand bei 0°C, mit dem Temperaturen im Bereich von -250°C bis +850°C gemessen werden können. Diese Sensoren sind relativ teuer und werden daher in der Antriebstechnik fast nur in der Entwicklungsphase eingesetzt.

Siliziumfühler werden oft als KTY-Sensoren bezeichnet. Bei diesen Sensoren ist der Messbereich mit circa –40 °C bis +200 °C



Abbildung 5.14: Antriebssystem mit Stromrichter und Messungen. kleiner als bei den Platin-Sensoren. Da dies jedoch meist ausreicht, überwiegt der Vorteil der tiefen Kosten. KTY-Sensoren sind in der Antriebstechnik häufig anzutreffen. Die gemessenen Temperaturen werden als Schwellwerte für verschiedene Überwachungen und Aktionen wie Lüftersteuerung, Lastreduktion oder Wartungsarbeiten verwendet.

■ Temperaturschalter: Bei einer reinen Temperaturmessung muss entweder durch eine zusätzliche Beschaltung oder durch einen Mikroprozessor dafür gesorgt werden, dass beim Erreichen einer kritischen Temperatur die notwendigen Massnahmen ausgeführt werden, wie zum Beispiel das Trennen der Maschine vom Netz.

Temperaturschalter hingegen «öffnen» oder «schliessen» Kontakte beim Erreichen ihrer Schalttemperatur. Mechanische Temperaturschalter werden in Form von Bimetall-Schaltern hergestellt. Sie sind jedoch relativ gross.

«Schalter» werden auch mit temperaturabhängigen Widerständen vor allem in Form von PTC («positive temperature coefficient») realisiert. Im Vergleich zu mechanischen Schaltern sind PTC klein. Der Widerstandsanstieg bei steigender Temperatur kann einen Stromkreis so hochohmig machen, dass er «unterbrochen» wirkt. Das ist aber nur für kleine Leistungen direkt auswertbar.

#### Drehzahl- und Winkelmessungen

Für die Bestimmung von Drehzahlen und Rotorlagen (Winkel) sind verschiedenste Ansätze möglich. Praktische Bedeutung haben vor allem vier Prinzipien: Tachogeneratoren, magnetische oder optische Inkremental- und Absolutgeber (Encoder), Resolver und schliesslich die geberlosen Verfahren. Oft werden die Messeinrichtungen einfach als Drehgeber bezeichnet. Die Prinzipien werden nachfolgend kurz beschrieben.

**Tachogeneratoren, Tachos:** Bei vielen einfachen Anwendungen wird lediglich die Drehzahl der Antriebsmaschine benötigt. Dazu können sogenannte Tachos oder Tachogeneratoren (kleine Gleichstrommaschinen) verwendet werden, die eine Spannung erzeugen, welche proportional zur Drehzahl ist ( $U_i = k\phi \cdot \Omega$  resp.  $U_i = k_U \cdot n$ ). Damit lassen sich Drehzahl und Drehrichtung in Form eines analogen Signals angeben. Die Nachteile von Tachogeneratoren sind, dass Kollektor und Bürsten zum einem dem Verschleiss unterworfen sind und zum andern Rauschen erzeugen.

Inkrementalgeber (Inkremental-Encoder): Digitale Inkrementalgeber generieren eine Folge von Pulsen. Die eigentliche «Messung» kann dabei optisch oder magnetisch erfolgen. Wie in Abbildung 5.15 dargestellt, erzeugen die Geber dabei ein bis drei Signale, je nach Ausführung.

Mit der einfachsten Form eines Inkrementalgebers mit nur einer Spur, kann nur die Geschwindigkeit bestimmt werden.

Mit den um eine Viertelperiode verschobenen Signalen der zwei Spuren A und B kann dagegen auch die Drehrichtung detektiert werden. Zusätzlich kann über eine logische XOR-Verknüpfung eine Pulsfrequenz-Verdoppelung (bei Flankendetektion sogar eine Vervierfachung) erreicht werden.

Die ein- und zweispurigen Ausführungen liefern aber keine Information über die absolute Lage des Rotors. Mit einem zusätzlichen Indexpuls I, einmal pro Umdrehung,

Abbildung 5.15: Ausgangssignale von Inkrementalgebern: links mit digitalem, rechts mit analogen Signalen.



kann eine Referenzposition bestimmt werden. Mit dieser zusätzlichen Information kann dann mit einem Zähler auch die absolute Lage des Rotors erfasst werden. Bei einem Neustart des Systems muss aber die Nulllage immer ein erstes Mal identifiziert werden.

Inkrementalgeber erzeugen je nach Bauform wenige zehn bis mehrere tausend Pulse pro Umdrehung. Wie in Abbildung 5.16 schematisch gezeigt, arbeiten die Geber mit magnetischer oder optischer Messung. Da die Anforderungen an die Drehzahl- und oder Winkelmessung von den Anwendungen abhängen, gibt es eine Vielzahl von verschiedenen Sensoren.

Analoge Inkrementalgeber liefern statt der digitalen Pulse zwei um 90 Grad versetzte harmonische Signale (sinus/cosinus). Damit ist eine weitere Winkelauflösung möglich. Für die exakte Winkelberechnung werden die Signale über Analog-Digital-Wandler eingelesen und anschliessend auf einem Prozessor verarbeitet. Es existieren auch diskrete Bausteine, welche diese Funktion ausführen.

Mit solchen analogen Gebern sind sehr hohe Auflösungen möglich.

**Winkelgeber (Absolut-Encoder):** Muss jederzeit und ohne Initialisierung die absolute Winkellage bekannt sein, so können Absolutgeber eingesetzt werden. Diese verwenden mehrere Spuren und geben die absolute Lage jederzeit als binäres Signal aus. Die Ausgabe selber kann dabei parallel oder seriell erfolgen. Absolutgeber werden vor allem in der Servotechnik eingesetzt. Die Drehzahl n beziehungsweise die Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$  wird aus dem gemessenen Winkel  $\varphi$  durch Differenzieren ermittelt:

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \int_0^t \Omega(t') dt' \quad \leftrightarrow \quad \frac{d\varphi(t)}{dt} = \Omega = 2\pi \frac{n}{60}$$

**Resolver:** Resolver sind in der Funktion ähnlich aufgebaut wie Drehfeldmaschinen. Im Stator sind aber statt drei um 120 Grad versetzten Spulen nur zwei um 90 Grad versetzte eingesetzt, wie in Abbildung 5.17 dargestellt. Damit in den Statorwicklungen (Sekundärseite) unabhängig von der Drehzahl eine Spannung induziert wird, muss der bewickelte Rotor (Primärseite) mit Wechselspannung gespeist werden. Um keine Schleifringe einsetzen zu müssen, wird das Rotorsignal mit einer hohen Frequenz transformatorisch auf den Rotor übertragen. Abhängig von der Rotorlage wird in einer Statorwicklung mehr und in der andern weniger Spannung induziert. Aus den induzierten Spannungen lässt sich jederzeit die Lage des Rotors bestimmen. Allerdings benötigen sie eine anspruchsvolle Elektronik zur Erzeugung der Lage-Informationen.

**Geberlose Verfahren:** Eine grosse Bedeutung haben in der moderneren Antriebstechnik die sogenannten geberlosen Verfahren zur Bestimmung der Drehzahl. Diese basieren auf den gemessenen elektrischen Grössen Strom und Spannung und einem Maschinenmodell mit den Ersatzelementen der Maschine. Damit lassen sich verschiedene Grössen berechnen, wie zum Beispiel Drehzahl und Flüsse in der Maschine. Die Verfahren sind preisgünstiger als angebaute Geber. Bei Anwendungen, in denen die Anforderungen bei tiefen Drehzahlen gering sind, werden sie verbreitet eingesetzt. Bei tiefen Drehzahlen funktionieren die einfachen geberlosen Drehzahlerfassungen nicht. In diesem



Abbildung 5.16: Bauformen von Inkrementalgebern: links: magnetisch, rechts: optisch. Quelle: Maxon Bereich muss mit anspruchsvollen Verfahren gearbeitet werden, die aber noch nicht sehr verbreitet sind.

Da vom Anwender nicht erwartet werden kann, dass er die Ersatzelemente der Maschine für die Drehzahlbestimmung selber identifiziert, haben moderne Antriebsstromrichter Identifikationsprozeduren implementiert, mit denen die angeschlossene Maschine mit Last ausgemessen wird. Daraus werden anschliessend auch die notwendigen Informationen für eine «geberlose» Drehzahlmessung gewonnen.

Eine Gegenüberstellung der vorgestellten Prinzipien ist in Tabelle 5.5 aufgelistet.

# 5.4 Drehzahlsteuerung von Drehfeldmaschinen

Die Drehzahl von Drehfeldmaschinen ist von der Statorfrequenz der Maschinen abhängig: Bei SM wird das Verhältnis zwischen elektrischer Frequenz und Drehzahl nur durch die Polpaarzahl bestimmt, bei ASM tritt zusätzlich der belastungsabhängige Schlupf *s* auf. Drehzahlfehler durch den Schlupf können auch bei reinen Steuerungen durch Korrekturmassnahmen klein gehalten werden.

Drehzahlsteuerungen werden für den Spannungsstellbereich (Bereich mit konstantem Fluss), d. h. bis zur Nenndrehzahl und für den Feldstellbereich (Bereich mit konstanter Statorspannung), d. h. oberhalb der Nenndrehzahl realisiert.

#### 5.4.1 U/f-Steuerung von ASM

Aus den Grundlagen in Kapitel 3 folgt, dass für ein maximales Moment der magnetische Fluss möglichst gross gehalten werden muss. Jedoch muss Sättigung vermieden werden, da sonst der Strombedarf für den Aufbau des Magnetfeldes zu gross wird. Der Fluss  $\phi_h$  im Luftspalt der Maschine ist bestimmt durch den Magnetisierungsstrom  $I_{\mu}$ , wie im Ersatzschaltbild in Abbildung 5.18 dargestellt.

Abbildung 5.17: Funktionsprinzip

eines Resolvers.





Abbildung 5.18: Ersatzschaltung für die Spannungsfrequenz-Führung.

Тур	Tacho	Inkremental- geber	Absolutgeber	Resolver	Geberlose Lösungen
Auflösung	+	++	+	0	+
Mechanische Robustheit	0	+	0	++	++
Erreichbare Genauigkeiten	-	0,04"	5"	10'	30'
Einsatz	Einfache DZ- Messungen mit begrenzter Lebensdauer	Gute Auflösung; ohne absolute Lage erforderlich	Absolute Lage erforderlich	Robuste Imple- mentierung er- forderlich	Kostengünstige und robust; schwierig bei niedrigen Dreh- zahlen

Tabelle 5.5: Gegenüberstellung verschiedener Gebersysteme. Wenn nun die Statorfrequenz zur Variation der Drehzahl verändert wird, so interessiert, wie die Statorspannung  $U_s$  geführt werden muss, damit  $I_{\mu}$  und damit der Fluss  $\phi_h$  konstant bleiben. Aus der elektrischen Ersatzschaltung gilt:

$$\phi_h \propto I_{\mu} = \frac{U_{qS}}{\omega_S L_h} \approx \frac{U_S}{\omega_S L_h} = \frac{U_S}{2\pi f_S L_h}$$

**Spannungsstellbereich:** Für einen konstanten Magnetisierungsstrom  $I_{\mu}$  muss also die innere Spannung  $U_{qs}$  proportional zur Statorfrequenz geführt werden. Diese Eigenschaft begründet die Begriffe **Spannungs-Frequenz-Führung** oder **U/f-Steuerung**. Wird der Spannungsabfall über dem Statorwiderstand  $R_s$  und der Streuung  $L_a$  vernachlässigt, so gilt die Proportionalität auch für die Statorspannung  $U_s$ . Für das Kippmoment der ASM gilt, ausgedrückt durch die Spannung  $U_{s,1}$  und näherungsweise  $U_s$ :

$$M_{K} = \frac{3U_{S,1}^{2}}{2\omega_{S}^{2}L_{\sigma}} = \frac{3}{2L_{\sigma}}\frac{U_{S,1}^{2}}{\omega_{S}^{2}} \approx \frac{3}{2L_{\sigma}}\frac{U_{S}^{2}}{\omega_{S}^{2}}$$

Bei höheren Frequenzen kann der Spannungsabfall über dem Statorwiderstand  $R_s$ vernachlässigt und statt  $U_{s,1}$  direkt  $U_s$  eingesetzt werden. Wird also die Statorspannung im Spannungsstellbereich proportional zur Frequenz geführt wird, bleibt das Kippmoment  $M_k$  konstant.

Neben dem Verhalten des Kippmomentes sind auch der Kippschlupf  $s_{k}$  beziehungsweise der Schlupf *s* bei Belastung von Interesse. Es gilt näherungsweise:

$$s = \frac{\Delta n}{n_S} \approx \frac{s_K}{2M_K} M$$
 mit  $s_K = \frac{R'_R}{\omega_S L_\sigma}$ 

Berechnet man nun mit diesem Zusammenhang den Drehzahlabfall für ein bestimmtes Moment, so wird

$$\Delta n \approx \frac{s_K \cdot n_S}{2M_K} M \approx \frac{R'_R}{2\pi f_S L_\sigma} \frac{60f_S}{p} M$$
$$\approx \frac{R'_R}{2\pi L_\sigma} \frac{60}{p} M$$

und erkennbar, dass  $\Delta n$  nicht von der Frequenz  $f_s$  abhängt. Die Drehmomentkurven verlaufen bei variablem  $f_s$  parallel (siehe Abbildung 5.19). Insbesondere ist der Drehzahlabfall im Kipppunkt  $\Delta n_k$  immer gleich gross. ■ Feldstellbereich: Kann die Spannung nicht mehr weiter erhöht werden, z. B. weil der Stromrichter bei  $\omega_{5,N}$  und  $U_{5,N}$  voll ausgesteuert ist, so nehmen mit weiter steigender Frequenz Magnetisierungsstrom, Fluss und Kippmoment ab, die Maschine ist in der Feldschwächung im Feldstellbereich. Der Magnetisierungsstrom nimmt linear

$$I_{\mu} = \frac{U_{S,N}}{\omega_{S,N}L_{h}} \frac{\omega_{S,N}}{\omega_{S}} = I_{\mu,N} \frac{\omega_{S,N}}{\omega_{S}} \propto \frac{1}{\omega_{S}}$$

und das Kippmoment quadratisch ab:

$$M_{K} \approx \frac{3U_{S,N}^{2}}{2\omega_{S,N}^{2}L_{\sigma}} \frac{\omega_{S,N}^{2}}{\omega_{S}^{2}} = M_{K,N} \omega_{S,N}^{2} \frac{1}{\omega_{S}^{2}} \propto \frac{1}{\omega_{S}^{2}}$$

Für die Drehzahländerung gilt:

$$\Delta n = \frac{1}{2M_{K,N}} \frac{R'_R}{L_\sigma} \frac{60}{2\pi} \left(\frac{f_S}{f_{S,eck}}\right)^2 M \frac{1}{p}$$

d. h. der Drehzahlabfall nimmt linear zur Belastung und zusätzlich quadratisch mit der Frequenz zu. Hier werden die Drehmomentkurven zunehmend flächer, wobei  $\Delta n_{\kappa}$  weiterhin konstant bleibt.

Wird dabei die Maschine so belastet, dass weiterhin Nennstrom fliesst, so reduziert sich aufgrund der Leistungsbilanz mit zunehmender Drehzahl das zulässige Drehmoment mit (etwa) 1/n.

Die Verringerung des erreichbaren Drehmomentes ist oft keine Einschränkung, da bei vielen Anwendungen wie Werkzeugmaschinen oder Wicklern bei hohen Drehzahlen nur ein kleines Drehmoment gefordert ist. Falls wirklich ein Antrieb gefordert wird, der über den gesamten Drehzahlbereich das volle Moment liefern kann, so

Abbildung 5.19: Drehmoment-Drehzahl-Kennlinen im Motorbetrieb für Spannungs- und Feldstellbereich.



muss entweder die Maschine oder der gesamte Antrieb neu dimensioniert werden. Abbildung 5.19 zeigt für verschiedene Statorfrequenzen die Drehmoment-Drehzahl-Kennlinien.

Die Arbeitsbereiche zeigt zusammenfassend Abbildung 5.20: Im Spannungsstellbereich bleibt der Fluss  $\phi$  konstant auf  $\phi_N$ und die Maschine kann mit Nennstrom für jede Frequenz das volle Moment  $M_N$  erzeugen, während im Feldstellbereich, bei konstanter Statorspannung  $U_{5,N}$ , der Fluss und das Drehmoment umgekehrt proportional zur Drehzahl abnehmen. Durch die quadratische Abnahme des Kippmoments und die lineare Abnahme der Belastung entsteht ein Schnittpunkt dieser beiden Kurven:

$$M = M_N \frac{f_{S,eck}}{f_S} = M_{K,N} \left(\frac{f_{S,eck}}{f_S}\right)^2$$

bei der maximalen Frequenz, bei der die Nennleistung noch erreicht werden kann:

$$f_{S,Max,PN} = \frac{M_{K,N}}{M_N} f_{S,eck} = \ddot{U} f_{S,eck}$$

Die Überlastbarkeit  $\ddot{U}$  einer Maschine bestimmt also direkt den Feldstellbereich. Oberhalb von  $f_{S,max,PN}$  wird die Kippgrenze erreicht und das zulässige Drehmoment nimmt noch stärker ab.



Wird eine Maschine anstelle von Stern in Dreieck geschaltet, so steigt die Spannung um den Faktor  $\sqrt{3}$  und damit auch die Eck-



frequenz. Durch diese Drehzahlerhöhung kann die Leistung um  $\sqrt{3}$  erhöht werden.

■ Schlupfkompensation: Bei einer Laständerung ändert sich neben dem Schlupf der Maschine auch der Statorstrom. Wenn nun die Frequenz in Funktion des Laststromes angepasst wird, so bleibt die Drehzahl der Maschine trotz Laständerung näherungsweise konstant.

U/f-Steuerungen sind verhältnismässig einfach zu implementieren, basieren jedoch auf statischen Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien der ASM. Sie bieten sich daher vor allem für Anwendungen mit eher langsamen Drehzahländerungen an. Soll die Drehzahl jedoch dynamisch verändert werden, so muss eine Flussregelung verwendet werden.

#### Erweiterung für kleine Drehzahlen

Bei tiefen Statorspannungen und Frequenzen wird der Fluss durch den Spannungsabfall über dem Statorwiderstand zu klein und damit sinkt das Kippmoment ab. Dies kann durch eine Spannungsanhebung korrigiert werden. Sind genügend Parameter bekannt, so kann eine solche Anhebung für jeden Betriebspunkt exakt berechnet werden. In diesem Fall wären aber auch genügend Informationen vorhanden, um eine noch bessere Vektorregelung zu realisieren.

Für die Flussführung existieren in der Praxis Ansätze, die mit wenig Information über die Maschine auskommen. Die Grenzen sind durch die korrekt notwendigen Spannungsverläufe in Abbildung 5.21 gegeben: **Voller Fluss bei**  $f_s = 0$  und Moment null: In diesem Fall muss nur der ohmsche Spannungsabfall für den Magnetisierungsstrom kompensiert werden:  $\Delta U_s = R_s \cdot l\mu$ . Bei Moment ungleich null ist die Spannung aber zu klein.

■ Voller Fluss bei  $f_s = 0$  und Nennmoment: Hier wird der Spannungsabfall bei Nennstrom kompensiert:  $\Delta U_s = R_s \cdot I_N$ . Bei kleinerem Moment ist die Spannungsanhebung zu gross und es treten unnötige Verluste auf.

Zwischen diesen beiden Kurven muss die Spannung, abhängig von der Anwendung,

geführt werden. Bei käuflichen Antrieben können je nach Ausführung verschiedene Parameter eingestellt werden. Die Mindestvariante ist die Steilheit der Kurven Ulf (V/Hz) und die Spannungsanhebung im Bereich der Drehzahl null ( $U_{Boost}$ ). Die Steilheit der Kurve kann aus den Nenndaten der Maschine bestimmt werden. Für eine Standardmaschine ist dies U/f = 400V/50Hz = 8 V/Hz. Die Anhebung  $U_{Boost}$  erfolgt wie oben beschrieben und hängt von den Anforderungen an das Losbrechmoment ab. Wird die Anhebung zu gross gewählt, so kann im Stillstand mehr als Nennstrom fliessen und die Verluste bei kleinen Drehzahlen werden zu gross. Die Zusammensetzung des U/f-Verlaufs mit der Spannungsanhebung kann, wie in der Abbildung 5.21 dargestellt, gegenüber einer einfachen Anhebung noch optimiert werden.

#### 5.4.2 U/f-Steuerung der SM

Auch Synchronmaschinen können mit Spannungsfrequenz-Steuerung betrieben werden. Der Betrieb am starren Netz (400 V/50 Hz) z. B. entspricht einem festen Betriebspunkt einer solchen Steuerung. Als Ausgangspunkt für die folgenden Betrachtungen dient das Strang-Ersatzschaltbild der Vollpol-SM im stationären Betrieb in Abbildung 5.22. Der Betrag der Polradspannung ist bei konstanter Erregung proportional zur Drehzahl und damit zur Statorfrequenz:  $U_p \sim f_S$ .

Um ein gewünschtes Drehmoment M bei möglichst kleinem Strom  $I_s$  zu erreichen, müssen die Spannung  $\underline{U}_p$  und der Strom  $\underline{I}_s$ in Phase sein, wie in der Abbildung rechts gezeichnet. Für das Drehmoment gilt dann  $M = k_T I_S = k_T I_{S,g}.$ 

Die Polradspannung und die Spannungsabfälle am Statorwiderstand  $R_s$  und der Induktivität  $L_d$  ergeben schliesslich eine Statorspannung  $\underline{U}_s$ , die etwas grösser und um den Polradwinkel  $\vartheta$  gegenüber  $\underline{U}_p$  verdreht ist. Für ein vorgegebenes Moment M, und damit Strom  $I_{s,q}$ , lässt sich die Spannung  $\underline{U}_s$  in Funktion der Drehzahl als Zeiger und davon der Betrag bestimmen:

$$\underline{U}_{S} = jU_{P} + jU_{R} - U_{x} = jU_{P} + jI_{S}R_{S} - I_{S,q}\omega_{S}L_{d}$$

$$U_{S} = \sqrt{\left(U_{P} + I_{S,q}R_{S}\right)^{2} + \left(I_{S,q}\omega_{S}L_{d}\right)^{2}}$$

Bei einer Steuerung sind im Allgemeinen das Lastmoment M und damit  $I_{S,q}$  nicht bekannt und die aufgeprägte Spannung  $U_S$ deshalb nicht korrekt. Was dabei passiert, lässt sich am einfachsten im Leerlauf bei Drehmoment null veranschaulichen, wenn der Polradwinkel der Synchronmaschine null ist und damit Stator- und Polradspannung in Phase sind. Als weitere Vereinfachung sei die Drehzahl so hoch, dass der ohmsche Spannungsabfall über  $R_S$  gegenüber dem induktiven an  $L_d$  vernachlässigt werden kann.

Im Zeigerdiagramm in Abbildung 5.23 links ist die Statorspannung zu hoch. Das kann auftreten, wenn die Spannungsführung für ein bestimmtes Moment gemacht wird, die Maschine aber im Leerlauf dreht. Der resultierende Strom ist in diesem Fall ein rein induktiver Strom in Richtung der positiven d-Achse. Dieser Blindstrom in der d-Achse wirkt «Feld verstärkend».

Im umgekehrten Fall, wenn, wie in der Mitte gezeichnet, die induzierte Spannung



Abbildung 5.21: Spannungsanhebung für verschiedene Betriebsfälle mit der Vergrösserung um null. Punktiert: korrekte Spannungsverläufe für Leerlauf und Nennlast. Ausgezogen: U/f-Verlauf und Boost-Spannung einfach. Gestrichelt: Optimierung von U/f-Verlauf und Boost-Spannung

Abbildung 5.22: links: Ersatzschaltbild der SM; Mitte: optimale Spannungsführung; rechts: Lage des Polrades.

Abbildung 5.23: Statorstrom im Leerlauf bei zu grosser (links) und zu kleiner Statorspannung (Mitte), rechts: Statorstrom im allgemeinen Fall.

Abbildung 5.24: Synchron laufende SM am gleichen Stromrichter.  $U_p$  zu klein ist, resultiert ein Blindstrom auf der negativen d-Achse – er erzeugt ein dem Rotorfeld entgegenwirkendes Feld. Dieser zweite Fall ist speziell dann von Interesse, wenn die Statorspannung nicht mehr weiter erhöht werden kann, weil z. B. der Stromrichter voll ausgesteuert ist. Dieser Blindstrom wirkt «Feld schwächend». Interessant daran ist, dass so wie auch bei der ASM auf einfachste Art Feldschwächung möglich ist.

Den allgemeinen Fall mit Lastmoment, d. h. es fliesst Wirkstrom  $I_{S,q}$ , und nicht korrekter Statorspannung zeigt das Diagramm rechts. Durch den Blindstrom ist der Statorstrom nicht minimal.

#### Drehzahl

Während bei der ASM mit veränderter Belastung die mechanische Drehzahl ändert, ist sie bei der SM lastunabhängig. Im ungeregelten Betrieb wird die Synchrondrehzahl und damit die Statorfrequenz entsprechend der gewünschten Drehzahl und die



Statorspannung gemäss einer vorausberechneten Kennlinie eingestellt. Wird bei einer SM mit U/f-Steuerung das Moment zu hoch, so kippt die Maschine, d. h. sie fällt aus dem Tritt. Aus diesem Grund sind Synchronmaschinen viel empfindlicher auf eine nicht korrekte Spannungs-Frequenzführung als Asynchronmaschinen.

#### Anwendungen mit U/f-Steuerung

In gewissen Anwendungen müssen mehrere Maschinen synchron zueinander betrieben werden. Beispiele sind Rollenantriebe in der Textil und Kunststoffindustrie. Dafür sind parallel geschaltete Synchronmaschinen, wie in Abbildung 5.24 dargestellt, prädestiniert. Sie haben alle die gleiche Drehzahl, ohne dass eine komplizierte Mehrachsenregelung notwendig wird. Die Drehzahl selber lässt sich direkt über die Statorfrequenz stellen. Zusätzlich erlaubt die Struktur auch den Energieaustausch zwischen den verschiedenen Maschinen.

Bei Parallelschaltung sind aber die Klemmenspannungen aller Maschinen identisch. Eine Anpassung der U/f-Spannungsführung für unterschiedliche Belastungen der verschiedenen Antriebe ist nicht möglich. Die Ströme, und damit Wirk- und Blindleistungen stellen sich frei ein.



# 5.5 Drehzahlregelung von Antrieben

#### 5.5.1 Regelkreise und Regler

Das Ziel einer Regelung ist, einen Ist-Wert, bei einer Maschine beispielsweise die Drehzahl, möglichst nahe an einen Sollwert zu bringen. Oft werden in einem System auch verschiedene Grössen geregelt. Am Beispiel des verschachtelten Regelkreises in Abbildung 5.25 werden die wichtigsten Bezeichnungen eingeführt. Alle auftretenden Grössen x seien dabei Funktionen der Zeit x(t).

#### Funktionsblöcke und Bezeichnungen

■ **Regelkreis:** Ganzes System zwischen Soll- und Istwert. Damit von einer Regelung gesprochen werden kann, müssen Rückführungen der Istwerte (*n*<sub>*lst*</sub>, *i*<sub>*lst*</sub>) und Vergleiche mit den Sollwerten (*n*<sub>*Soll*</sub>, *i*<sub>*Soll*</sub>) vorhanden sein.

■ Soll-Ist-Wert-Vergleicher: Erzeugt aus der Differenz zwischen Sollwert und gemessenem Istwert ( $n_{Ist,M}$ ,  $i_{Ist,M}$ ) (nach der Messeinrichtung) das Eingangssignal e für den Regler.

**Regler:** Erzeugt das Eingangssignal für einen weiteren Regelkreis (*i*<sub>Soll</sub>) oder für das Stellglied *u*.

**Stellglied** (Modulator und Stromrichter): Verstärkt und formt das Signal vom Regler so um, dass damit die Regelstrecke beeinflusst werden kann.

■ Regelstrecke (Maschine und Last): Anlagenteil, der schliesslich geregelt werden soll. Es können verschiedene Grössen geregelt werden – am Beispiel von Maschinen z. B. Strom, Drehzahl und Position.

**Messungen:** Die zu regelnden Grössen werden so aufbereitet, dass sie das gleiche

Format und den gleichen Bereich haben wie die Sollwerte (z.B. Umformung der Drehzahl in eine Spannung).

■ Verschachtelte Regelkreise, Kaskadenregelungen: Mehrere Regelkreise, in denen in den äusseren Kreisen die Sollwerte für die inneren Kreise erzeugt werden. Kaskadenregelungen sind typisch für die Antriebstechnik.

#### PI-Regler und ihre Eigenschaften

Das Gebiet der Regeltechnik kennt verschiedenste Regler und Regler-Kombinationen. Über viele Jahrzehnte haben sich Proportional-Intergral-Regler, kurz PI-Regler, als die Lösung bewährt, mit der sich der grösste Teil aller Aufgabenstellungen lösen lässt. Vereinzelt werden die Regler noch um Differenzierer (D-Anteile) erweitert, mit dem die Geschwindigkeit weiter erhöht werden kann. PID-Regler sind aber nicht beliebt, da sie Rauschen und Störungen verstärken und sie werden deshalb nur wenn wirklich notwendig implementiert. Der typische Regelkreis mit PI-Regler in Abbildung 5.26 wird genauer betrachtet. Dabei seien die Eigenschaften der zu regelnden Strecke mit G<sub>s</sub> und die eines Messsystems mit  $G_M$  beschrieben.

P-Regler verstärken die Soll-Ist-Wert-Differenz  $e(t) = r(t) - y_M(t)$  mit dem konstanten Faktor  $k_P$ . Mit dem Ausgangssignal u(t) des Reglers wird dann die nachfolgende Stufe angesteuert. Damit u(t) nicht null ist, muss aber immer eine Soll-Ist-Wert-Differenz, d. h. ein Regelfehler, anstehen. Änderungen am Eingang wirken sich sofort auf den Ausgang aus.

■ I-Regler dagegen integrieren die Soll-Ist-Wert-Differenz. Der Ausgang des Reglers ändert so lange, bis die Differenz *e(t)* null



Abbildung 5.25: Verschachtelter Regelkreis: aussen Drehzahl, innen Strom. ist. Entsprechend sind I-Regler langsam, aber genau. Allerdings können sie nur einen festen Sollwert genau erreichen.

■ PI-Regler kombinieren die Eigenschaft des P-Reglers (Geschwindigkeit), mit der des I-Reglers (Genauigkeit), und es resultieren schnelle und genaue Regler für feste oder nur langsam ändernde Sollwerte.

Die Reaktionen der beiden Teile auf ein schrittähnliches Eingangssignal sind in Abbildung 5.26 grün skizziert.

Die Auslegung von guten Reglern wird schnell anspruchsvoll, nicht zuletzt weil sie eine gute Identifikation der Regelstrecke erfordert. Sprunghafte Veränderungen, z. B. durch Getriebespiel, nichtlineare Vorgänge durch Sättigung, ändernde Übersetzungen oder Lasten, erschweren die Reglerauslegung zusätzlich.

■ Zustandsregler: Vereinzelt genügen die Möglichkeiten von PID-Regler nicht, um ein System in der gewünschten Qualität zu regeln. In solchen Fällen werden andere Regelstrukturen eingesetzt. Ein der bekanntesten sind die sogenannten Zustandsregler (state controller).

#### 5.5.2 Allgemeine Antriebsregelstruktur

Bei Antrieben kann auf verschiedene Grössen geregelt werden: Direkt am Antrieb zum Beispiel auf die Wellengrössen Drehmoment, Drehzahl oder Drehwinkel. Nach einer Umsetzung der Wellengrössen in die Grössen der Anwendung können die zu regelnden Grössen am Beispiel eines Fahrzeugs Zugkraft, Geschwindigkeit und Position sein. Weitere Beispiele sind Druck oder Füllstand von Behältern. Je weiter die Betrachtung vom Antrieb weg geht, desto mehr Regelgrössen sind vorstellbar. Nachfolgend werden die antriebsnahen Grössen Moment, Drehzahl, Drehwinkel und Fluss  $\phi$  beziehungsweise der verkettete Fluss  $\psi$  in der Maschine als zu regelnde Grössen betrachtet. Oft sind deren Regelungen nicht unabhängig voneinander: Ein Fluss wird abhängig von der Drehzahl geführt und umgekehrt wird eine Drehzahlregelung dem Fluss angepasst. Fluss- und Drehzahlregelkreise können sich in den Maschinen selber beeinflussen.

Die mögliche Struktur einer ausgebauten Winkelregelung zeigt Abbildung 5.27:

■ Der Sollwert für den Fluss  $\phi_{Soll}$  wird in Funktion der Ist-Drehzahl  $n_{lst}$  mit einem Kennlinienglied erzeugt: Im Spannungsstellbereich entspricht er dem Nennfluss und im Feldstellbereich wird er abgesenkt. Der Flussregler (grün) vergleicht den Sollmit dem Ist-Fluss  $\phi_{Soll} - \phi_{lst}$  und erzeugt daraus den Sollwert  $I_{F,Soll}$  für nachfolgenden Stromregler. Der Differenzbilder vor dem Stromregler vergleicht den Strom-Sollwert mit dem Istwert  $I_{F,Ist}$  und der Regler erzeugt daraus den Sollwert für die Leistungselektronik, welche schliesslich die notwendige flussbildende Spannung  $U_F$  erzeugt, die den Strom  $I_F$  durch die Last treibt.

■ Zum Teil wird auch direkt der flussbildende Strom  $I_{F,Soll}$  in Funktion der Ist-Drehzahl mit einem Kennlinienglied (rot gestrichelt) erzeugt. Der Flussregler entfällt und der Fluss muss nicht gemessen werden. Dabei wird der wirkliche Fluss weniger genau geführt als bei einer Regelung.

■ Der Winkel- oder Positionsregelkreis besteht aus drei verschachtelten (kaskadierten) Kreisen: Der Regler des äussersten Kreises erzeugt aus der Differenz  $\varphi_{Soll} - \varphi_{Ist}$ zwischen Soll- und Ist-Drehwinkel den Drehzahlsollwert  $n_{Soll}$ . In den meisten An-



Abbildung 5.26: Regelkreis mit PI-Regler.
wendungen wird die Ausgangsgrösse  $n_{Soll}$  des Winkelreglers noch so begrenzt, dass keine zu grossen Drehzahlen gefordert werden. Im nachfolgenden Drehzahlregler werden Soll- und Ist-Drehzahl verglichen und daraus der Sollwert  $I_{M,Soll}$  für den momentbildenden Strom des nachfolgenden Stromreglers erzeugt. Auch dieser Sollwert wird auf die von Stromrichter und Maschine zulässigen Stromwerte begrenzt. Der Stromregler schliesslich erzeugt wiederum aus der Soll-Ist-Wert-Differenz die Sollwerte für die Leistungselektronik welche die momentbildende Spannung  $U_M$  generiert.

Da bei sich bei änderndem Fluss die Verstärkung des Drehzahlregelkreises ändert, muss diese in Funktion des Flusses, beziehungsweise des flussbildenden Stromes, eventuell angepasst werden, wie das mit der Rückführung des flussbildenden Stromes auf den Drehzahlregler angedeutet ist.

Grundsätzlich könnte der ganze Winkelregelkreis auch mit nur einem Regler ausgeführt werden, der aus dem Soll-Ist-Wert-Vergleich  $\varphi_{Soll} - \varphi_{lst}$  über einen Regler direkt die Leistungselektronik ansteuert. Die dabei auftretende Drehzahl  $n_{Soll}$  und der Strom  $I_{M,lst}$  würden sich dabei frei einstellen und wahrscheinlich unzulässige Werte annehmen. Mit dem Einsatz der vorgestellten Kaskadenstruktur mit Begrenzung der Zwischensollwerte wird das vermieden. Praktisch alle anspruchsvolleren Regelkreise nutzen deshalb die vorgestellte Struktur.

Die vorgestellte Grundstruktur gilt für Gleich- und Wechselstrom-Antriebe. Während der Fluss (Feld) und der Moment bildende Pfad bei der Gleichstrommaschine direkt aus dem Aufbau ersichtlich sind, müssen bei Drehfeldmaschinen beide Teile mittels mathematischer Transformationen aus dem physikalischen Aufbau «extrahiert» werden. Winkel- und Drehzahlregelkreis sind schliesslich bei allen Maschinen identisch.

#### Ablauf der Regler-Auslegung

Die Auslegung der Regelkreise geschieht «von innen nach aussen», d. h. zuerst werden für Leistungselektronik und Maschine die Stromregler ausgelegt. Für die resultierenden geregelten Stromkreise werden dann ein eventueller Flussregler und der Drehzahlregler und schliesslich für den geschlossenen Drehzahlregelkreis der Winkelregler ausgelegt.

#### 5.5.3 Regelung der GM

Am einfachsten lässt sich die vorgestellte Struktur am Beispiel der Regelung einer Gleichstrommaschine in Abbildung 5.28 darstellen. Betrachtet wird eine Maschine mit Fremderregung. Bei Permanentmagnet-Erregung fällt der ganze Feld- (Fluss-) Regelkreis weg und der Fluss  $\phi$  bleibt konstant. Das Feld wird über den Erregerstrom *I<sub>F</sub>* erzeugt und das Drehmoment über den Ankerstrom  $I_A$ . Die Beziehung zwischen Strom und Moment ist durch die bekannte Beziehung  $M = k\phi \cdot I_A$  gegeben, d.h. die Verstärkung im Ankerkreis ändert bei änderndem Fluss und die Verstärkung eines überlagerten Drehzahlreglers muss angepasst werden.

Mit bekannten Ersatzelementen der Maschine und bekannter Last ist die Auslegung der Regelung für eine GM eine Standardaufgabe der Antriebs- und Regelungstechnik. Die Struktur der GM-Rege-



Abbildung 5.27: Winkel- und Flussregelkreis einer Maschine. Obere Bildhälfte: Flussregelkreis; untere Bildhälfte: Winkelregelkreis. lung ist die Grundlage für das Verständnis der Regelungen von Drehfeldmaschinen.

## 5.5.4 Regelung der ASM

Bei der Darstellung der Synchron- und Asynchronmaschinen wurde gezeigt, dass sich die mathematischen Modelle der Maschinen auf eine Beschreibung in zwei Achsen reduzieren lässt. Das ist in Abbildung 5.29 nochmals verdeutlicht. Wird das Koordinatensystem zusätzlich so gelegt, dass eine Achse auch bei drehender Maschine immer mit der «Achse» des Rotorflusses zusammenfällt, liegt ein dq-Koordinatensystem vor. Eine der Stromkomponenten wirkt dabei auf den Fluss und die andere auf das Drehmoment. Die darauf aufbauenden Regelkonzepte werden als «Flussorientierte Regelungen», «Feldorientierte Regelungen» oder auch als «Vektorregelungen» bezeichnet. Die zweiachsige Beschreibung lässt sich gemäss Abbildung 5.30 in drei Schritte unterteilen:

Die gemessenen Spannungen und Ströme werden von Dreiphasengrössen auf die statorfesten αβ-Grössen umgerechnet, d. h. von drei «Achsen» auf zwei.

Zur Bestimmung des Winkels *y* für das dq-Koordinatensystem wird die Lage des

Rotorflusses  $\psi_{R,\alpha\beta}$  in  $\alpha\beta$ -Koordinaten benötigt. Diese lässt sich bei der SM, bei der der Fluss in der Achse des Polrades liegt, über die Messung der Rotorposition direkt mittels eines Winkelgebers bestimmen.

Wird kein Winkelgeber eingesetzt, und generell bei ASM, muss der Fluss mit Hilfe der Maschinenparameter, der Spannungen  $u_{U,V,W}$  und den Strömen  $i_{U,V,W}$  berechnet werden. Der Funktionsblock dazu wird als Flussrechner bezeichnet. Der Ausgang des Flussrechners können die Komponenten  $\psi_{R,d}$  und  $\psi_{R,q}$  oder Betrag  $\psi_R$  und Winkel  $\gamma$  sein. Die Umrechnung von der einen in die andere Darstellung ist immer möglich.

Ist der Winkel  $\gamma$  einmal bekannt, so können alle in  $\alpha\beta$ -Koordinaten vorhandenen Grössen durch Komponenten in dq-Koordinaten ausgedrückt werden, im Beispiel der Statorstrom  $\underline{i}_S = i_{s,d} + ji_{s,q}$ .

• Mit bekanntem Winkel  $\gamma$  des Rotorflusses lassen sich umgekehrt alle in dq-Koordinaten bekannten Grössen mit dem Winkel  $\gamma$  in  $\alpha\beta$ - und anschliessend in uvw-Darstellung zurückrechnen. Dies ist im Bild rechts für die Modulationsfunktionen zur Ansteuerung des Stromrichters dargestellt. In dq-Darstellung und unter Verwendung



Abbildung 5.28: Feld- und Drehzahlregelkreis einer GM.

Abbildung 5.29: Rotorfluss orientierte Beschreibung der DFM. eines Flussrechners resultiert schliesslich für Drehfeldmaschinen die allgemeine Regelstruktur in Abbildung 5.31.

### Fluss- und Drehzahlrechner

Flussrechner erfüllen eine Kernaufgabe in flussorientierten Regelungen. Sie ermitteln die nicht direkt messbaren Grössen  $\gamma$ ,  $\psi_R$ sowie  $i_d$  und  $i_q$ . Praktisch als Nebenprodukt liefern die meisten auch die Wellendrehzahl n ohne Verwendung eines Drehgebers. Aus den gemessenen Strömen und Spannungen, zusammen mit den Maschinenparametern, für jeden Zeitpunkt Betrag und Lage des Flusses und die Drehzahl zu bestimmen, funktioniert in der Theorie gut, ist aber in der Praxis anspruchsvoll. Die praktischen Probleme haben dabei verschiedene Ursachen:

■ Vor allem bei kleinen Drehzahlen ist die exakte Spannungsmessung schwierig, unter anderem weil die Stromrichter-Ausgangsspannung durch das Schalten der Halbleiter stark verzerrt ist. Dabei können die Spannungsspitzen trotz kleiner Grundschwingung gross sein, was eine genaue Messung erschwert.

Die Bestimmung der Ersatzelemente in der Maschine ist nicht einfach und entspre-

chend sind die Werte meist nicht exakt bekannt.

Die Ersatzelemente sind abhängig vom Zeit- und Arbeitspunkt: Erwärmung, Eisensättigung und Stromverdrängung verändern deren Wert während des Betriebes.

Vor allem bei tiefen Drehzahlen (unterhalb 5 % bis 10 %  $n_n$ ) sind einfache Flussberechnungen fehleranfällig. Dadurch werden die Lage des Koordinatensystems und daraus auch die Drehzahlberechnung ungenau. Das grosse Interesse an Flussrechnern und geberlosen Drehzahlerfassungen hat zu einer Vielzahl an Arbeiten und Lösungen geführt. Das Resultat sind einfache Lösungen mit Einschränkungen vor allem bei tiefen Drehzahlen und anspruchsvolle Lösungen, die auch bei tiefen Drehzahlen (zum Teil bis zum Stillstand) gute Resultate liefern.

Falls die Genauigkeit der berechneten Drehzahl nicht genügt, so kann immer ein zusätzlicher Drehgeber eingesetzt werden.

## Regelkreis

Die verschiedenen Grössen des Regelkreises sind in Abbildung 5.31 dargestellt. Abhängig von der Drehzahl  $n_{lst}$  wird die Sollflussverkettung  $\psi_{Soll}$  vom Drehzahl-Fluss-



Kennlinienglied vorgegeben. Soll-Ist-Wert-Vergleich und anschliessender Flussregler erzeugen den Sollwert für den Regler des flussbildenden Stromes  $i_{d Soll}$ .

Wird der Fluss nicht erfasst, so kann wie bei der GM mit dem Kennlinienglied auch direkt der flussbildende Stromsollwert  $i_{d,Soll}$ in Funktion der Drehzahl  $n_{lst}$  vorgegeben werden. Der Fluss ist dann gesteuert, aber oft genügt die Genauigkeit. In diesem Fall entfällt der Flussregler!

Der Drehzahlsollwert  $n_{Soll}$  ist von aussen vorgegeben. Der Istwert  $n_{Ist}$  kann wie in Abbildung 5.31 gezeichnet vom Flussrechner kommen oder aber von einem separaten Drehzahlgeber. Der Drehzahlregler wird, falls notwendig, dem sich ändernden Fluss nachgeführt (oder dem sich ändernden feldbildenden Strom). Der Ausgang des Drehzahlreglers ist der Stromsollwert  $i_{a.Soll}$  für den momentbildenden Strom.

Die beiden Stromregler erzeugen die Modulationsfunktionen  $m_d$  und  $m_q$  in dq-Koordinaten für den Stromrichter. Je nach verwendetem Modulator müssen diese dann in  $\alpha\beta$ -Koordinaten  $m_{\alpha}$ ,  $m_{\beta}$  für eine Drehzeigermodulation oder in solche für die drei Phasen  $m_U$ ,  $m_V$ , und  $m_W$  transformiert werden.

Aus den Modulationsfunktionen erzeugt der Modulator die Ansteuersignale für den dreiphasigen Stromrichter. Die Ausgangsspannungen des Stromrichters werden auf die Maschine geführt und gleichzeitig zusammen mit den auftretenden Strömen für die weitere Verwendung im Flussrechner gemessen.

Im stationären Betrieb sind in dq-Darstellung die Drehzahlen  $n_{Sollr}$ ,  $n_{lst}$ , die Flussverkettungen  $\psi_{Sollr}$ ,  $\psi_{lst}$ , die Ströme  $i_{d,Sollr}$ ,  $i_{d,lst}$ und  $i_{q,Sollr}$ ,  $i_{q,lst}$  Gleichgrössen. Werden PI-Regler eingesetzt, so regeln diese so gut, dass Soll- und Istwerte nahezu übereinstimmen. Nur bei dynamischen Änderungen treten kurzzeitig Abweichungen auf. Neben der Entkopplung von Fluss und Drehmoment ist dies ein weiterer grosser Vorteil der dq-Darstellung.

Alle auftretenden  $x_{U,V,W}$ -Grössen sind im stationären Betrieb symmetrische harmonische (sinusförmige) Funktionen.

#### Eigenschaften der Regelstruktur

Durch die direkte Führung der fluss- und momentbildenden Komponenten werden schnelle und exakte Regelungen erreicht. Innere Grössen sind unter Kontrolle (Moment, Strom, Drehzahl) und Schäden durch Überschreiten von Grenzen treten nicht auf. Wo immer diese Eigenschaften verlangt sind, werden heute flussorientierte Regelungen eingesetzt. Der Preis für die guten Eigenschaften sind eine anspruchsvollere Struktur und Rechenleistung. Bei dynamischen oder grösseren Antrieben sind flussorientierte Regelungen heute «state of the art».

Neben der beschriebenen, auf den Rotorfluss orientierten Regelung der ASM existieren weitere Verfahren. Das bekannteste davon dürfte die «Direkte Selbstregelung», auch «direct torque control» sein, bei dem der Statorfluss geregelt wird. Auch eine Regelung auf konstantem Hauptfluss ist machbar. Solche Verfahren haben aber eher eine untergeordnete Bedeutung.

#### 5.5.5 Regelung der SM

Die Grundstruktur der Regelung einer Synchronmaschine entspricht exakt der, wie sie für die Asynchronmaschine vorgestellt wurde. Im Gegensatz zu ASM haben SM ein Magnetfeld, das nicht über die Statorwicklung realisiert wird: Bei fremderregten Maschinen wird es durch den Erregerstrom erzeugt, bei permanenerregten Maschinen mit Permanentmagneten. Die Lage des Flusses ist durch die Rotorlage (Polradlage) gegeben. Diese kann mit einem Winkelsensor genau erfasst werden. Wird ein Winkelsensor eingesetzt, so kann aus dessen Signalen auch die Drehzahl extrahiert werden.

Für die nachfolgenden Betrachtungen wird eine konstante Erregung mit Permanentmagneten angenommen, da die meisten Maschinen mit Stromrichterspeisung so aufgebaut sind. Der Einfachheit halber wird weiter eine Maschine mit identischem magnetischen Eigenschaften in d- und q-Richtung betrachtet. Zusätzlich zum Feld der Permanentmagnete kann über die d-Komponente des Statorstromes das Rotorfeld verstärkt oder geschwächt werden. Diese wird für den Feldsstellbereich genutzt.

#### Spannungsstellbereich

Im Spannungsstellbereich wird der maximale Wirkungsgrad dann erreicht, wenn der Strom in d-Richtung auf null gehalten und nur Wirkstrom in q-Richtung eingespeist wird. Erst für die Feldschwächung wird ein Strom in negativer d-Richtung notwendig. Die Zeigerdiagramme in Abbildung 5.32 zeigen beide Betriebsfälle. Sie sind grundsätzlich identisch zu denen der U/f-Steuerung der SM. Im Diagramm ganz rechts für Feldstellbereich ist der ohmsche Spannungsabfall vernachlässigt. Das Zeigerdiagramm zeigt, dass für Feldschwächung ein voreilender Strom notwendig ist, die Maschine wirkt damit kapazitiv.

Die Führung des feldbildenden Stromes  $i_d$ kann über eine drehzahlabhängige Flussregelung oder eine Vorgabe des Stromes gemacht werden. Meist wird eine Kombination mit Stromvorgabe mit  $i_{d,Soll} = 0$  bis zum Beginn der Feldschwächung und mit anschliessender Flussregelung eingesetzt, wie sie in Abbildung 5.33 dargestellt ist.

#### Feldstellbereich

Der Statorstrom ist gegeben durch die Spannungsdifferenz zwischen der Statorund der Polradspannung und der Impedanz im Statorkreis. Da die Feldschwächung vor allem bei höheren Drehzahlen gemacht wird, kann der Statorwiderstand  $R_{\rm s}$  meist vernachlässigt werden und es gilt:

$$\underline{i}_{S} = \frac{\underline{u}_{S} - ju_{P}}{R_{S} + j\omega_{S}L_{d}} \approx \frac{\underline{u}_{S} - ju_{P}}{j\omega_{S}L_{d}}$$

Wird der Strom in die d- und q-Komponente zerlegt folgt:

$$\dot{i}_{S} = i_{S,d} + ji_{S,q} = \frac{u_{S,d} + ju_{S,q} - ju_{P}}{j\omega_{S}L_{d}}$$
$$= \frac{u_{S,q} - u_{P}}{\omega_{S}L_{d}} - j\frac{u_{S,d}}{\omega_{S}L_{d}}$$

Wird davon ausgegangen, dass der Betrag des Statornennstromes  $i_{S,n}$  stationär eingehalten werden muss, so steht mit zunehmendem Strom  $i_{S,d}$  immer weniger Strom  $i_{S,q}$  zur Verfügung, was wegen  $M = k_T i_{S,q}$  zu einem kleineren maximalen Drehmoment führt:

$$i_{S,q} = \sqrt{i_{S,n}^2 - i_{S,d}^2} = \sqrt{i_{S,n}^2 - \left[\frac{u_{S,q} - u_P}{\omega_S L_d}\right]^2}$$



Abbildung 5.32: Ströme und Spannungen im Spannungs- und Feldstellbereich. Links: Ersatzschaltung; Mitte: Stromführung im Spannungsstellbereich; rechts Feldschwächbetrieb.

Abbildung 5.33: Fluss-und Drehzahlregelung für SM.



Wie zu erwarten, wird bei kleiner Statorinduktivität  $L_d$  die Abnahme schneller. Maschinen, die für einen weiten Feldschwächbetrieb ausgelegt sind, werden deshalb mit grossen  $L_{d}$ - und kleinen  $L_{q}$ -Werten ausgelegt.

Bei Feldschwächung wird mit hohen Drehzahlen die Polradspannung (eingeprägte Spannung der SM) grösser als die Nennspannung am Stromrichterausgang. Geht die Kontrolle über den Stromrichter verloren oder schalten alle Halbleiter ab, so kann durch die hohe Maschinenspannung der Stromrichter zerstört werden. Dieses Phänomen muss bei der Anpassung des Stromrichters an Maschine und Feldschwächbereich beachtet werden. Bei der Projektierung muss dazu die maximal auftretende Drehzahl berücksichtigt werden.

## 5.5.6 Parametrierung von Stromrichtern und Reglern

Vor der ersten Inbetriebnahme eines Antriebes müssen die konkreten Eigenschaften und Grenzen von Stromrichter, Maschine und Last bekannt sein. Daraus können dann die korrekten Einstellungen für die Regler-Parameter bestimmt werden. Ein Teil dieser Informationen lassen sich am fertigen Aufbau ermitteln, andere müssen durch den Anwender vorgegeben werden. Beispiele dafür sind:

**Polpaarzahl:** Das Übersetzungsverhältnis zwischen Frequenz und Drehzahl. Insbesondere bei geberlosen Antrieben sehr wichtig.

■ Minimale Drehzahl: Bei Maschinen ohne Fremdlüfter kann oft für sehr kleine Drehzahlen die Kühlung nicht mehr sichergestellt werden. Dann muss die minimale Drehzahl begrenzt werden.

**Maximale Drehzahl:** Schützt die Maschine vor mechanischer Zerstörung.

**Nennstrom:** Bestimmt die Dauerbelastung der Maschine und schützt sie vor thermischer Zerstörung.

■ Maximaler Strom: Wird meist als Vielfaches des Nennstromes angegeben. Er wird nur kurzfristig zugelassen. Zum Teil kann statt eines festen Stromwertes auch die Grenze für das Integral des Stromes  $\int i^2(t')dt'$  (sogenannter i<sup>2</sup>t-Wert) vorgegeben werden. Der maximale Strom ist zum einen eine Grenze für den Stromrichter und zum andern schützt er die Maschine vor Beschädigungen durch lokale Überhitzung oder Entmagnetisierung der Permanentmagnete.

• Maximale Zwischenkreisspannung: Gibt an, ab welcher Spannung ein Bremswiderstand zugeschaltet oder eine Rückspeisung aktiv werden soll, beziehungsweise ab welcher Spannung die Maschine vom Stromrichter getrennt werden muss. Damit werden Stromrichter und Maschine vor Überspannung geschützt.

■ Anlaufzeit: Zeit, die bis zum Erreichen des Arbeitspunktes benötigt wird. Je kleiner die Anlaufzeit gewählt wird, desto schneller wird das System, aber Stromrichter, Maschine und Anwendung werden stärker belastet. Bei zu kleiner Wahl der Anlaufzeit wird die Belastung so gross, dass der Frequenzumrichter begrenzt.

■ Bremszeit: Zeit, die bis zum Stillstand benötigt wird. Je kleiner die Bremszeit gewählt wird, desto schneller wird zwar das System, desto stärker wird aber auch die Maschine belastet. Bei zu kleiner Bremszeit muss der Anstieg der Zwischenkreisspannung begrenzt werden. Sind weder Bremsschaltung noch Rückspeisefähigkeit gegeben, muss die Maschine vom Stromrichter getrennt werden und läuft anschliessend unkontrolliert aus, was je nach Anwendung nicht zulässig ist.

**Drehzahl-Beschleunigung** (z. T. auch Frequenz-Beschleunigung): Schutz von Stromrichter und Last.

**Drehzahl-Verzögerung** (z. T. auch Frequenz-Verzögerung): Schutz von Stromrichter und Last.

## Auto-Parametrierung («auto tuning»)

Ein manuelles Einstellen der Regler-Parameter ist für Anwender sehr anspruchsvoll. Es setzt exakte Kenntnisse der Maschinentheorie, aller benötigten Maschinenelemente, der auftretenden Lastfälle und der Regeltechnik voraus. Dies ist oft nicht der Fall. Käufliche Antriebe sind deshalb mit Auto-Identifikations- und Auto-Parametrier-Routinen ausgestattet. Diese ermitteln die notwendigen Informationen über die Maschine durch gezielte Messungen, zum Teil im Stillstand und zum Teil mit drehenden Maschinen. Mit den Messresultaten werden die Regelparameter bestimmt und die Regler konfiguriert. Die Erstellung von Auto-Identifikation- und Auto-Parametrier-Routinen ist sehr interessant, aber anspruchsvoll.

Sind die Resultate, die sich mittels Auto-Parametrierung erreichen lassen, nicht befriedigend, so sind sie sicher immer gute Ausgangswerte für eine nachfolgende manuelle Nachjustierung der Parameter.

# **Auslegung und Realisierung**

# 6.1 Auslegungsprozess

## 6.1.1 Lasten- und Pflichtenheft

Die Auslegung eines elektrischen Antriebes ist ein iterativer Prozess, der durch eine Reihe von Vorgaben und Randbedingungen geprägt ist. Zwei Fragen müssen vorab – so weit wie möglich – beantwortet sein:

Was soll der Antrieb machen?

• Welche Bedingungen sind dabei einzuhalten?

In einem Kunden-Lieferanten-Verhältnis erstellt der Kunde das Lastenheft und formuliert hier seinen Auftrag und die Randbedingungen an den Lieferanten. Der Lieferant wird daraus seinerseits ein Pflichtenheft erstellen, in dem er sein Angebot beschreibt, Einschränkungen dokumentiert und auch die kommerziellen Bedingungen ankündigt. Wird das Pflichtenheft akzeptiert, so kommt es zum Vertragsabschluss und die Ausführung des Projektes kann beginnen. Dieser Vorgang illustriert Abbildung 6.1.

Die Erstellung des Lasten- und des Pflichtenheftes sind bereits erste Schritte im Auslegungsprozess des elektrischen Antriebes. Wie weit in dieser Phase schon gegangen werden kann, hängt vom Verhältnis zwischen den Beteiligten ab. Ein umfassendes Pflichtenheft ist oft schon eine fast vollständige Dimensionierung. Es wird nicht möglich sein, dieses bereits vor einem Vertragsabschluss oder einer gültigen Beauftragung zu erstellen, wenn noch keine Finanzierung dieser Arbeiten vorliegt. Dennoch ist es für alle Beteiligten vorteilhaft und vermeidet nachfolgende Auseinandersetzungen und unnötige Zeitund Ressourcenverluste, wenn die entscheidenden Vorgaben und Bedingungen fassbar festgehalten werden können.

#### 6.1.2 Spezifikation

Der geforderte Bewegungsablauf und die im stationären und dynamischen Fall auftretenden Kräfte sind die grundlegenden technischen Anforderungen an ein Antriebssystem. Diese **Bewegungsvorgaben** führen zur Dimensionierung der einzelnen Komponenten. Neben der Bewegung haben auch die **Steuerungsvorgaben** (funktionale Anforderungen) Auswirkungen auf die zu wählenden Elemente und ihre Schnittstellen. Schliesslich ist jede Auslegung auch **Randbedingungen** unterworfen, die berücksichtigt werden müssen und die technische Lösung einschränken.



Abbildung 6.1: Entstehung eines Produktes. Abbildung 6.2 zeigt den Auslegungsprozess mit den Vorgaben und den Randbedingungen als erstes Element. In Abbildung 6.3 sind mögliche Elemente der Antriebsvorgaben aufgelistet. Für die Steuerungsvorgaben werden drei funktionale Ebenen unterschieden und in der sogenannten Automatisierungspyramide dargestellt. Diese ist zusammen mit einer Liste von Komponenten in Abbildung 6.4 dargestellt. Und schliesslich sind in Tabelle 6.1, nach Themen gruppiert, Randbedingungen aufgeführt, die bei der Gestaltung eines Antriebssystems auftreten können.

## 6.1.3 Gestaltung

Die Gestaltung eines Antriebssystems beinhaltet zwei grundlegende Aspekte:

In der Systemgestaltung werden geeignete Komponenten bestimmt und ausgewählt, es handelt sich hier um die Gestaltung der Topologie des Antriebes: Welche Maschinenart, welche Stromrichterfunktionen und welche Zusatzgeräte werden benötigt für die geforderte Aufgabenstellung. Dieser Aspekt basiert stark auf Erfahrungen und Kenntnissen über verfügbare Geräte und deren Eigenschaften.

In der **Dimensionierung** müssen die Grössen der Komponenten berechnet und definiert werden; hier sind in erster Linie genaue Behandlung und Berechnung der technischen Vorgaben gefragt.

Auch in der Antriebstechnik ist nicht alles Geforderte wirklich machbar. Deswegen ist im Auslegungsprozess in Abbildung 6.2 auch der Abbruchpfad dargestellt. Oft sind es kommerzielle Forderungen, welche eine Realisierung verhindern, z.B. wenn das angestrebte Produkt die Kosten der Realisierung nicht wert ist. Ein anderer häufiger Fall ist, dass zwar eine Bewegung realisiert werden soll, dass aber der dazu



Abbildung 6.2: Auslegungsprozess eines elektrischen Antriebes.



benötigte Raum nicht zur Verfügung steht. Physikalische Grenzen verhindern dann die Realisierung.

## 6.1.4 Abwicklung

Der Entwurf und die Gestaltung des elektrischen Antriebes erfordert einerseits eine möglichst umfassende Kenntnis des Entwurfsprozesses und andererseits einen guten Überblick über die zur Verfügung stehenden Komponenten, ihre Funktionen und deren Integrationsmöglichkeiten.

Die Vorgaben an den Antrieb sind oft widersprüchlich. Das gilt insbesondere für die kommerziellen Aspekte wie Kosten und Realisierungszeit gegenüber den technischen Anforderungen. Es ist daher ratsam, den Anforderungen und Bedingungen jeweils auch eine Priorität oder eine mögliche Alternative zuzuordnen. Der gestaltete Antrieb verändert seinerseits auch

Abbildung 6.4: Funktionale Ebenen eines Antriebssystems.



Geometrie und Einbau	<ul> <li>Raumverhältnisse, mögliche Dimensionen des Antriebes</li> <li>Art der Kopplung an die Last, Kupplung, Direktanbau, Hohlwelle, Flansch, Durchführungen und Längen der Wellen</li> <li>geforderte Rund- und Planlaufeigenschaften</li> </ul>
	Einbautoleranzen
Mechanische Bedingungen	<ul> <li>axiale und radiale Lasten auf das Wellenende des Antriebes</li> <li>gleichförmige Belastungen oder Schlagbelastungen</li> <li>äussere Vibrationen und Schwingungen</li> <li>Beanspruchungen des Gehäuses</li> <li>zulässiges Gewicht des Antriebes</li> </ul>
Geräusche	Stillstands- und Betriebsgeräusche
Verluste, Temperatur und Kühlung	<ul> <li>Wirkungsgrad, Verluste</li> <li>Umgebungstemperatur, Maximal- und Minimalwerte</li> <li>zulässige Temperaturabgabe an die Umgebung, zulässige Temperaturen an der Oberfläche</li> <li>mögliche Kühlarten (rein passiv eigengekühlt, Selbstbelüftung mit Ventila- tor auf Welle, Fremdbelüftung, Flüssigkeitskühlung)</li> </ul>
Schutzart des Antriebes	<ul> <li>Schutz vor Berührungen von bewegten mechanischen Teilen</li> <li>elektrischer Schutz</li> <li>Schutz und Kapselung vor Flüssigkeiten</li> </ul>
Elektrische Umgebung	<ul> <li>Speisung des Antriebssystems (Spannung, Frequenz, Netzart)</li> <li>zur Verfügung stehende Leistung</li> <li>Qualität und Verfügbarkeit der Speisung</li> <li>EMV Vorschriften</li> </ul>
Gestaltung und Design	<ul> <li>Form und Farbgebung</li> <li>Transparenz oder Geheimhaltung</li> </ul>
Betriebssicherheit	<ul> <li>Lebensdauer der mechanischen und elektrischen Komponenten</li> <li>Wartungsintervalle für Schmierung</li> <li>Zuverlässigkeit, Ausfallwahrscheinlichkeit und Fehlermechanismen</li> </ul>
Vorschriften und Normen	<ul> <li>allgemeine nationale Gesetze</li> <li>Branchenspezifische Vorschriften</li> <li>anerkannte technische Vorschriften</li> <li>Prüfungsvorschriften und zulässige Verbrauchsdaten</li> <li>Sicherheitsfunktionen bezüglich Produktgestaltung</li> </ul>
Kommerzielle Bedingungen	<ul> <li>Stückzahlen des Produktes</li> <li>Kosten, Herstellkosten, Verkaufspreis, Reparaturkosten</li> <li>Lebenszyklus, Ersatzteilbeschaffungen</li> </ul>

Tabelle 6.1: Randbedingungen bei der Auslegung eines elektrischen Antriebs. die Eigenschaften des Gesamtsystems. Ein typisches Beispiel dazu ist die Dynamik des Antriebes. Wenn die Maschine einen bedeutenden Anteil zum Trägheitsmoment beiträgt, so kann erst mit der abgeschlossenen Wahl geprüft werden, ob die Bedingungen noch erfüllt sind. Aus den genannten Gründen ist der Entwurfsprozess gemäss Abbildung 6.2 ein iterativer Vorgang.

Im Entwurfsprozess spielt das Verhältnis von Aufwand zu Ertrag eine bedeutende Rolle. Kompromisse in der Funktionsgestaltung zugunsten von deutlichen Kosteneinsparungen oder eine kleine Kostenerhöhung für eine deutliche Qualitätssteigerung müssen genau bedacht und aufgrund technischer und kommerzieller Aspekte gewählt werden. Der Iterationsprozess stellt so auch einen Optimierungsprozess dar, welcher im Gespräch der verschiedenen Anspruchsgruppen zu bewältigen ist. Bei einem Standardablauf gibt der Kunde als Anwender oder Systemintegrator dem Hersteller der Komponenten die Anforderungen vor. Diese beinhalten die Spezifikationen des Antriebes und die Randbedingungen.

Aufgrund aller Anforderungen definiert der Lieferant von Komponenten als Planer des Antriebes die Maschine, die zugehörige Leistungs- und Steuerelektronik und eventuell die Schnittstellen unter Berücksichtigung der anzuwendenden Normen und Vorschriften.

Abbildung 6.5: Kunden- und Lieferantenverhältnisse.

Bei kleinen Anlagen gibt es oft keinen Entwurfsprozess. Der Kunde sucht direkt in den Produktkatalogen von Herstellern, ob die einzelnen Teile oder gar die ganzen Antriebe mit der von ihm gewünschten

Anwender

Installiert

Komponenten zur eigenen

Verwendung

Funktionalität erhältlich sind. Falls nicht, so diskutiert er mit den Herstellervertretern mögliche Ansätze zum Erfüllen der Forderungen.

Verschiedene Arten von Kunden- beziehungsweise Lieferantenverhältnissen sind in Abbildung 6.5 dargestellt. Die Antriebskomponenten werden oft von sogenannten Erstausrüstern (OEM, Original Equipment Manufacturer) zu Teilsystemen oder Anlageteilen zusammengebaut. Die OEM verkaufen ihre Systeme nicht direkt an Anwender, sondern an Systemintegratoren. Diese realisieren Anlagen, die an den Anwender verkauft werden. Sind die Anlagen da, muss schliesslich ein Installateur beim Anschluss ans Netz gewährleisten, dass alle gültigen Vorschriften eingehalten werden.



# 6.2 Gesetzliche Grundlagen

## 6.2.1 Überblick

Die Gestaltung von elektrischen Antrieben unterliegt gesetzlichen Vorschriften. Aufgrund der Grundlagen in den **Gesetzen** werden sowohl in der Schweiz wie auch in der Europäischen Union **Richtlinien** und **Verordnungen** verabschiedet, welche die Zulassung im Markt regeln. Die Texte listen meist keine konkreten technischen Vorschriften auf, sondern verweisen auf einen anerkannten technischen Stand, der unter anderem in **Normen** festgehalten ist, und erheben diesen zur Pflicht.

Im Zusammenhang mit elektrischen Antrieben und Anlagen sind folgende Richtlinien massgebend:

Die Maschinenrichtlinie (MRL) 2006/42/ EG enthält die Grundlagen für die Gestaltung und die Anwendung von Anlagen bezüglich ihrer Unfallsicherheit und regelt deren Zulassung im europäischen Wirtschaftsraum. In der MRL bezeichnet der Begriff Maschine eine Gesamtheit von miteinander verbundenen Teilen, von denen mindestens eines beweglich ist. Die MRL gilt für alle derartigen Maschinen, ausser den darin erwähnten Ausnahmen.

Die Niederspannungsrichtlinie (NRL) 2006/95/EG enthält die Vorschriften zur Vermeidung von elektrischen Risiken. Einzelne elektrische Geräte und insbesondere elektrische Motoren und Transformatoren werden in der MRL ausgenommen und unter den Anwendungsbereich der NRL gestellt. Es ist allerdings zu beachten, dass diese Geräte, wenn sie in eine Maschine eingebaut werden, die Einhaltung der MRL ermöglichen müssen.

Die EMV-Richtlinie 2004/108/EG legt fest, dass Geräte eine elektromagnetische Verträglichkeit aufweisen müssen.

Die Ökodesignrichtlinie 2009/125/EG formuliert den Rahmen für die Festlegung von Anforderungen an die umweltgerechte Gestaltung energieverbrauchsrelevanter Produkte. Zur Umsetzung dieser Richtlinie wurde die Motorenverordnung EG 640/2009 erlassen, in der die minimalen Wirkungsgrade von elektrischen Maschinen festgelegt sind. Mit der Deklaration der Konformität seines Produktes mit den Vorschriften erhält der Hersteller die Zulassung, diese im europäischen Raum vertreiben zu dürfen. Auf vollständigen Maschinen wird dies durch die Anbringung des CE-Zeichens bezeugt. Bei unvollständigen Maschinen, was für elektrische Antriebe meist der Fall ist, muss der Hersteller eine Herstellererklärung beilegen und darin beschreiben, welche Normen eingehalten sind. Diese Erklärung dient dann seinerseits dem Hersteller der vollständigen Maschine als Beleg für deren Konformität.

Sowohl das CE-Zeichen wie die Herstellererklärung sind Selbstdeklarationen. Im Schadensfall wird die Konformität überprüft. Der Hersteller muss dann die Grundlagen seiner Deklaration nachweisen können. Dabei kann er sich auf die Konformitätserklärungen der eingekauften Komponenten und auf die Einhaltung von zutreffenden Normen beziehen.

Normen gelten als anerkannter technischer Stand in ihrem Fachgebiet. Sie werden von nationalen und internationalen Organisationen erarbeitet und nach ihrem Gültigkeitsbereich bezeichnet. So stehen z.B. SN für Schweizer, EN für Europäische und IEC oder ISO für internationale Normen. Elektrotechnische Normen werden in Europa vom CENELEC und international von der IEC erarbeitet. Sie SN werden von der Schweizerischen Normen Vereinigung SNV herausgegeben.

Normen werden mit einer fünfstelligen Nummer bezeichnet, der zur weiteren Unterteilung weitere Nummern angefügt werden können. In der Zahlengruppe 6xxxx sind EN enthalten, die von der IEC übernommen wurden. Die 5xxxxx Gruppe enthält die EN der CENELEC.

Eine wichtige Unterteilung der Normen betrifft deren Gültigkeitsbereich:

Grundnormen (A-Normen) beschreiben physikalische Zusammenhänge, Messverfahren und grundlegende Definitionen

Generische Normen oder Gruppennormen (B-Normen) gelten allgemein für bestimmte Eigenschaften

Produktnormen (C-Normen) beziehen sich auf definierte Produkte. Wo Produkt-

normen existieren, gelten diese mit Vorrang gegenüber den generischen Normen.

Die Hierarchie von relevanten Gesetzen, Verordnungen und zugeordneten Normen ist beispielhaft für die Bereiche sicherheitstechnische Produktgestaltung, EMV und Energieeffizienz in Abbildung 6.6 dargestellt.

## 6.2.2 Wirkungsgrad

Gestützt auf die Artikel im Energiegesetz SR 730.0 hat die Schweiz die Energieverordnung EnV erlassen, in welcher zuerst die Übernahme der Europäischen EG-Verordnung 640/2009 und dann auch (in der Fassung vom 15.5.2020) die 2019/1781 festgehalten sind. Diese sogenannte «Motorenverordnung» konkretisiert die Ökodesignrichtlinie 2009/125/EG für elektrische Maschinen. In der Verordnung wird argumentiert, dass 70 % des Stromverbrauches in der Industrie auf Antriebssysteme zurückgehen. Man geht davon aus,

Abbildung 6.6: Gesetzliche Grundlagen und zugeordnete Normen. dass 20 bis 30% dieser Energie kostengünstig eingespart werden können und dass dabei der wichtigste Faktor der Einsatz von energieeffizienteren Motoren sei. Als Grundlage für die Festlegung der Effizienzdaten dienen zurzeit (Jahr 2020) die Normen IEC 60034-30-1 für netzbetriebene und IEC 60034-30-2 für drehzahlvariabel betriebene Motoren. Betroffen sind Maschinen, die unter folgende Kriterien fallen:

Dreiphasige, eintourige 50Hz- oder 50/60Hz-Käfigläufer-Asynchronmotoren

- Polzahlen der Maschinen 2 bis 8
- Nennspannung *U<sub>N</sub>* bis 1000 V
- Nennleistung im Bereich 0,12 1000 kW
- ausgelegt f
  ür Dauerbetrieb

Ausgenommen sind Maschinen, welche ganz in einer Flüssigkeit betrieben werden

• vollständig in ein Produkt integriert werden und nicht unabhängig erfasst werden können



unter speziellen Randbedingungen (Einsatzhöhe, Einsatztemperatur, teilweise explosionsgefährdete Umgebung) betrieben werden

als Bremsen eingesetzt werden

Die Nenn-Mindesteffizienzen traten für zwei- bis sechspolige Maschinen gemäss folgendem Zeitplan in Kraft:

Ab 16. Juni 2011 müssen Motoren mindestens Effizienzniveau IE2 erreichen.

Ab 1. Januar 2015 gilt: Motoren mit einer Nennausgangsleistung von **7,5 bis 375 kW** müssen entweder mindestens das Effizienzniveau IE3 erreichen oder dem Effizienzniveau IE2 entsprechen und mit einer Drehzahlregelung (Frequenzumrichter) ausgestattet sein.

Ab 1. Januar 2017 gilt: Alle Motoren mit einer Nennausgangsleistung von 0,75 bis 375 kW müssen entweder mindestens das Effizienzniveau IE3 erreichen oder dem Effizienzniveau IE2 entsprechen und mit einer Drehzahlregelung ausgestattet sein.

Die weiteren Verschärfungen gelten für zwei- bis achtpolige Maschinen und die tieferen Anforderungen bei Drehzahlregelungen entfallen:

Ab 1. Juli 2021 gilt im Bereich **0,75 bis 1000 kW** mindestens das Effizienzniveau IE3 und für 0,12 bis 0,75 kW das Effizienzniveau IE2. Ab 1. Juli 2023 gilt für zwei- bis sechspolige Motoren im Bereich **75 bis 200 kW** mindestens IE4 und zusätzlich für explosionsgeschützte zwei- bis achtpolige Motoren im ganzen Leistungsbereich sowie Einphasenmotoren ab 0,12 kW IE2.

In Abbildung 6.7 sind die Wirkungsgradverläufe für die Klassen IE1 bis 5 für zweiund vierpolige Motoren dargestellt. Man erkennt, dass die Verbesserungen bei kleinen Leistungen ausgeprägt sind.

Vierpolige Motoren haben einen höheren Wirkungsgrad für die gleiche Leistung als zweipolige. Dies wird wegen der besseren magnetischen Ausnutzung und den kürzeren Drahtlängen der vierpoligen Maschine erreicht.

Neben den Vorschriften für Elektromotoren treten am 1. Juli 2021 auch Vorschriften für Motorsteuerungen in Kraft. Diese werden in der Verordnung als Drehzahlregelungen bezeichnet und basieren auf der Normenreihe 61800-9. In den Vorschriften werden die maximal zulässigen Verluste definiert und die Kategorie IE2 vorgeschrieben. Im Kapitel 4.10 ist für den Nennbetrieb eine aus den zulässigen Verlusten berechnete Wirkungsgradkurve dargestellt.



Abbildung 6.7: Minimale Wirkungsgrade für zwei- (gestrichelte Linien) und vierpolige Motoren (durchgezogene Linien) am 50Hz-Netz gemäss 60034-30-1.

#### 6.2.3 Funktionale Sicherheit

Die funktionale Sicherheit (englisch: Safety) behandelt den Schutz von Menschen und Technik vor einer ungewollten oder falschen Funktion von Antrieben. Diese Sicherheitsfunktionen müssen abhängig vom Einsatz der Antriebe festgelegt werden. Zur Beurteilung der Sicherheitsfunktionen muss auch die Zuverlässigkeit betrachtet werden, mit der diese Funktionen ausgeführt werden. Da dieser ganze Themenbereich weitreichende Folgen haben kann, ist der ganze Prozess von der Definition von Gefährdungen bis zur Beurteilung eines Systems in Normen beschreiben.

In der A-Norm EN 12100 sind die grundlegenden Begriffe und Gestaltungsgrundsätze festgehalten. Darüber sind in Gruppennormen (B-Normen) übergreifende Regelungen und Verfahren festgehalten. Schliesslich existieren für einzelne Maschinentypen oder Anwendungsbereiche spezifische Produktnormen (C-Normen).

Für die Anforderungen an die Zuverlässigkeit einer Sicherheitsfunktion existieren zwei unterschiedliche Bezeichnungsarten. In IEC 61508 und 62061 wird die Sicherheitsanforderung durch den Sicherheits-Integrationslevel (Safety Integration Level, SIL) ausgedrückt, in der EN 13849-1 durch den Performance Level PL. Die beiden Kriterien lassen sich bedingt ineinander umrechnen. Die Bestimmung des benötigten Performance Levels PL<sub>r</sub> (PL<sub>required</sub>) erfolgt anhand des Risikographen wie in Abbildung 6.8 dargestellt. Die grundlegende **Vorgehensweise** bei der Sicherheitsgestaltung von Maschinen beinhaltet 4 Schritte:

1. Gefährdung einschätzen mit Risikograph, Bestimmung des PL<sub>r</sub> (Abbildung 6.8)

2. Vermeiden oder reduzieren der Risiken – Gefahrenguellen reduzieren (offene

Flächen, Geschwindigkeiten, Kräfte)

– Schutzmassnahmen (Schutztüren, Alarmierungen, Zutritte begrenzen)

– Benutzungsvorschriften und Anleitungen verfassen

3. Realisierung und Integration der Sicherheitsfunktionen

4. Bestimmung des erreichten PL-Wertes

5. Wenn die Vorgaben erfüllt sind, folgt die Deklaration der Konformität, wenn nicht, muss die Sicherheitsgestaltung verbessert werden.

Zur Unterstützung der sicherheitstechnischen Gestaltung von Maschinen bieten elektrische Antriebe gewisse Funktionen an, die ihrerseits einen gewissen SIL- oder PL-Wert erreichen und die zur Reduktion von Gefahren einer Maschine eingesetzt werden können. In der 61800-5-2 sind verschiedene Sicherheitsfunktionen definiert. Eine ganze Gruppe von Funktionen betrifft das Stillsetzen von Antrieben. Beispiele dafür sind:

Sichere Anlaufsperre (eng. Safe Torque Off, STO): Drehmomentfreischaltung des Antriebes.

Sicherer Halt (Safe Stop1, SS1): sicheres Stillsetzen und Drehmomentfreischaltung.



Abbildung 6.8: Risikograph zur Bestimmung des benötigten PL<sub>r</sub>. Sicherer Betriebshalt (Safe Stop2, SS2): sicheres Stillsetzen und sicher überwachter Stillstand.

Daneben gibt es Sicherheitsfunktionen, die unter gewissen Umständen ein begrenztes weiteres Funktionieren der Anlage erlauben:

Sicher reduzierte Geschwindigkeit (Safely Limited Speed, SLS): eine bestimmte Geschwindigkeit wird sicher nicht überschritten.

Sichere Drehrichtung (Safe Direction, SDI): eine bestimmte Drehrichtung wird sicher eingehalten.

Sicher begrenztes Schrittmass (Safely Limited Increment, SLI): ein bestimmter Bewegungsschritt wird sicher eingehalten.

Jede Anlage, von der eine Gefährdung ausgehen kann, muss über eine Notausschaltung verfügen, die nach Betätigung in der Aus-Position verriegelt bleibt. Die Anforderungen an die Funktionen der Not-Schalter resultieren aus der sicherheitstechnischen Gestaltung der Anlage. Es wird zwischen Not-Halt und Not-Aus unterschieden:

Ein Not-Halt ist dabei als Handlung definiert, die dazu dient, eine Bewegung oder ganze Anlage so schnell wie möglich anzuhalten. Not-Halte sind Teil der funktionalen Sicherheit einer Anlage und werden mit den Sicherheitsfunktionen der Antriebe realisiert.

Bei einem Not-Aus wird die elektrische Energieversorgung einer Anlage unterbrochen um eine gefährliche Situation zu beenden oder zumindest zu entschärfen. Während in kleinen Anlagen ein Not-Aus die ganze Energieversorgung ausschaltet, werden bei grösseren Anlagen selektive Stromlosschaltungen für einzelne Anlagenteile eingesetzt.

Es ist zu beachten, dass beim Einsatz einer Not-Aus-Funktion nicht zwingend das schnellstmögliche und definierte Anhalten eines Antriebes beziehungsweise einer Anlage gewährleistet ist, aber dafür die Anlagenteile stromlos sind. Die Ausschaltfunktionen sind symbolisch in Abbildung 6.9 dargestellt.

Die sichere Anlaufsperre wird mit einer Impulssperre in der Hardware realisiert. Je nach geforderter Zuverlässigkeit genügt dafür eine einfache Unterbrechung der Impulse oder es müssen überwachte und redundante (mehrkanalige) Unterbrechungen realisiert werden, bei denen die Sicherheitsfunktion auch nach Ausfall einer Komponente noch garantiert ist.

Zur Einschätzung des erreichten PL müssen die Eigenschaften und Ausfallswahrscheinlichkeiten der eingesetzten Komponenten beurteilt werden. Zusammen mit den möglichen Fehlerursachen und Szenarien folgt dann die Wahrscheinlichkeit eines gefährlichen Schadens, die als PFH (probability of dangerous failure per hour) angegeben wird und die gemäss den Normen einem bestimmten PL entspricht.

Gemäss der MRL genügt im Prinzip die Selbstdeklaration des Herstellers. Da die Thematik komplex ist und rechtliche Folgen nach sich ziehen kann, ist es empfehlenswert, auf Fachstellen zurückzugreifen und eine unabhängige Zertifizierung durchführen zu lassen.



Abbildung 6.9: Prinzip von Not-Halt, Impulssperre und Not-Aus in einem Antrieb.

#### 6.2.4 Elektrische Sicherheit

Der Schutz vor elektrischen Spannungen und Strömen ist bei Antrieben wenig anwendungsabhängig. Die MRL schreibt vor: «Eine mit elektrischer Energie versorgte Maschine muss so konstruiert, gebaut und ausgerüstet sein, dass alle von Elektrizität ausgehenden Gefährdungen vermieden werden oder vermieden werden können.» Die übergeordnete B-Norm, durch deren Anwendung die Hersteller diese Vorgabe als erfüllt betrachten können, ist die 60204-1: «Sicherheit von Maschinen -Elektrische Ausrüstung von Maschinen -Teil 1: Allgemeine Anforderungen». Massgebend für die Gestaltung einer Anlage zur Vermeidung von elektrischen Risiken ist die MRL.

Als Regelwerk für die Ausführung von elektrischen Installationen gilt in der Schweiz die Niederspannungsinstallationsnorm NIN (SEV 1000). Mit der korrekten Anwendung der NIN wird der Schutz von «Personen, Nutztieren und Sachwerten» sichergestellt:

Schutz gegen gefährliche Körperströme und elektrischen Schlag durch Verhindern beziehungsweise Begrenzen solcher Ströme auf ungefährliche Werte. Dies muss gewährleistet sein für den Nennbetrieb (Basisschutz bei direktem Berühren) und für den Fehlerfall (indirektes Berühren im Fehlerfall). In gefährdeten Umgebungen sowie bei offen zugänglichen Steckdosen ist zudem der sogenannte Zusatzschutz vorgeschrieben. Dieser schützt bei direktem Berühren durch Fehlerstromschutzschaltungen (FI-Schutzschalter, RCD).

Schutz gegen indirekte und direkte thermische Auswirkungen: Personen und Nutztiere dürfen nicht der Gefahr von Verbrennungen ausgesetzt sein. Es muss gewährleistet sein, dass keine Brände durch Übertemperatur oder Lichtbögen entstehen.

## 6.2.5 Elektromagnetische Verträglichkeit

Die grundlegenden gesetzlichen Vorgaben gemäss der EMV – Richtlinie 2004/108/EG betreffen zwei Themen:

Mit welchen Störeinflüssen muss ein Gerät noch korrekt funktionieren, d.h. welche Störfestigkeit (Immunität) muss es aufweisen?

• Welche Störungen darf ein Gerät aussenden?

Wie bei den Sicherheitsaspekten dienen auch in diesen Fragen Normen als Regelwerke, bei deren Einhaltung die gesetzlichen Vorgaben als erfüllt betrachtet werden können.

Zum Thema **Störfestigkeit** sind die beiden folgenden Fragen zu beachten:

■ Welche Qualität der Netzspannung darf der Anwender erwarten? Diese Frage beantwortet die EN 50160: «Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen». In der EN 50160 ist beispielsweise festgehalten, dass die Netzfrequenz während 99,5 % der Zeit innerhalb 50 ±0,5 Hz liegt und während 100 % der Zeit zwischen 47 Hz und 52 Hz.

■ Welche Störfestigkeit gegen statische Entladungen, hochfrequente magnetische Felder, schnelle transiente Stossgrössen, Stossspannungen, etc. muss ein Gerät aufweisen? Die Antworten dazu finden sich in der Normenreihe 61000-4-x. Diese umfangreiche Gruppe ist vor allem für die Gerätehersteller von Bedeutung.

Zu den Grundlagen der Themen im Zusammenhang mit der **Störaussendung** äussert sich die Grundnorm 55011. Sie definiert in Abhängigkeit von Einsatzumgebungen die Grenzwerte der Störungen, welche die Geräte aussenden dürfen. Für drehzahlveränderliche elektrische Antriebe muss die Produktnorm 61800-3 eingehalten werden. Gemäss der Hierarchie der Normen ist eine spezifische Produktnorm immer höher als die Grundnorm zu gewichten, wobei darin oft auf Grundnormen verwiesen wird. In der 61800-3 sind ebenfalls Umgebungsbereiche definiert, in denen unterschiedliche Forderungen gestellt werden. Die Umgebungen sind in den Klassen C1 (Wohnbereiche mit direktem Anschluss ans Niederspannungsnetz) bis C4 (Industriebereiche mit eigenem Verteiltransformator) unterteilt. In den höheren Klassen wird eine höhere Störaussendung zugelassen, die Geräte müssen dafür im Gegenzug eine höhere Immunität aufweisen.

Die 61800-3 bezieht sich ihrerseits auf die beiden sogenannten Netznormen 61000-3-2 und 61000-3-12, in denen Grenzwerte für Oberschwingungsströme definiert sind, die vom Netz bezogen werden dürfen.

Es lohnt sich für den Anwender von Antrieben in jedem Fall zu prüfen, ob die notwendigen Normen eingehalten werden. Müssen nachträglich weitere EMV-Massnahmen installiert werden, so sind damit grosse Aufwände für eine Umgestaltung der Anlage verbunden.

# 6.3 Betriebsarten

## 6.3.1 Lasten und deren Kennlinien

Die Kenntnis der Belastungskennlinie ist für die Antriebsauslegung von grundlegender Bedeutung. Die Funktion des Lastmomentes in Abhängigkeit der Drehzahl bestimmt die Drehmoment- und Leistungsanforderungen an den Antrieb. Daraus ergeben sich für einen vorgesehenen Betriebsbereich die Dimensionierungen der Leistungseinspeisung und des ganzen Antriebssystems mit der Motoransteuerung und der Maschine.

Bei den Lastkennlinien ist zwischen stationärem und dynamischem Verhalten zu unterscheiden. Die dynamische Belastung eines Antriebes hängt von den geforderten Beschleunigungen und den vorhandenen Trägheiten von Antrieb und Last ab. Es ist zu beurteilen, ob der stationäre Betriebsfall, der in der Regel viel einfacher bestimmt werden kann, zur Dimensionierung genügt, oder ob die Dynamik mit entsprechenden Annahmen für den zeitlichen Verlauf betrachtet werden muss.

Vier typische Kennlinien von stationären Lasten werden im Folgenden beschrieben. Sie sind in Abbildung 6.10 grafisch mit ihren Verläufen von Drehmoment und Leistung dargestellt.



Abbildung 6.10: Lastkennlinien von typischen Antriebsanwendungen. Quelle: EMSA

## A) Konstantes Drehmoment («constant-torque load»)

Der Fall ist typisch für Hebezeuge. Oft ist zusätzlich beim Losbrechen kurzzeitig ein höheres Moment nötig. Auch Antriebe in Walzwerken oder Förderbänder weisen dieses Verhalten auf. Wird in Werkzeugmaschinen z. B. mit einem Fräser bei einer konstanten Zerspankraft gearbeitet, so resultiert ebenfalls diese Lastkennlinie.

Im Stillstand muss der Antrieb eines Hebezeuges keine Leistung abgeben. Dennoch liegt eine Kraft vor. In elektrischen Antrieben ist bereits die Erzeugung einer Kraft mit Verlustleistungen verbunden. In einem solchen Fall ist, wenn möglich, eine mechanische Arretierung mit einer Bremse vorzusehen, welche auch ohne Verluste eine Haltekraft erzeugen kann. Vernachlässigt man die Reibungsverhältnisse, so ergibt sich auch in der Traktion ein konstantes Drehmoment des Antriebes, wenn mit einer konstanten Beschleunigung oder einer konstanten Zugkraft gefahren wird.

## B) Konstante Leistung («constant-power load»)

Die Last ergibt sich, wenn ein Antrieb mit einer Drehzahl gefahren wird, welche umgekehrt proportional zur Kraft verläuft. Ein typisches Beispiel dazu ist ein Abzug ab einer Rolle mit einer konstanten Abzugsgeschwindigkeit des Wickelgutes. Bei abnehmendem Durchmesser des Wickels sinkt das Drehmoment bei konstanter Kraft. Für eine konstante Fördergeschwindigkeit muss aber die Drehzahl proportional erhöht werden. Ein gleicher Verlauf wird auch bei Schleifmaschinen verwendet. Eine konstante Schleifleistung benötigt bei variablem Durchmesser der Schleifscheibe eine Anpassung der Drehzahl der Schleifspindel.

## C) Drehmoment proportional zur Drehzahl («linear-torque load»)

In verschiedenen Bearbeitungsvorgängen steigt die Bearbeitungskraft mit der Geschwindigkeit an. Je schneller eine Verformung erfolgen soll, je mehr Kraft wird dafür benötigt. Hier steigt die Leistung quadratisch mit der Drehzahl an. Walzanlagen sind typisch für diesen Verlauf.

## D) Drehmoment quadratisch zur Drehzahl («quadratic-torque load»)

In Ventilatoren, Pumpen, Zentrifugen oder Kompressoren steigt das Drehmoment quadratisch und somit die Leistung mit der dritten Potenz. Minimale Drehzahlschwankungen führen bereits zu sehr grossen Leistungsunterschieden.

## 6.3.2 Thermische Belastung

Die thermische Belastung einer elektrischen Maschine begrenzt deren Leistung. Bis zu einer mittleren elektrischen Betriebsfrequenz (etwa 100 Hz) kann davon ausgegangen werden, dass die Stromleitungsverluste in den Leitern den grössten Teil der Verluste ausmachen und dass die Eisenverluste vergleichsweise klein sind. Die Erwärmung der Wicklung hängt hier in erster Linie vom fliessenden Stromeffektivwert ab. Dieser ist bei Synchronmaschinen mit guter Näherung proportional zum erzeugten Drehmoment. Bei Asynchronmaschinen gilt dies nur näherungsweise.

Die mittlere thermische Belastung kann somit mit dem Effektivwert des Drehmomentes abgeschätzt werden, welcher aus dem zeitlichen Verlauf M(t) zu bestimmen ist:

$$M_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{T} M(t)^{2} dt} \leq M_{N}$$

Diese Berechnung gibt die mittlere Belastung der Maschine wieder. Sie berücksichtigt aber zwei wichtige Aspekte nicht:

■ Der Erwärmungsvorgang der Maschine hängt von deren **thermischen Zeitkonstanten** ab. Je nach Zyklus der Belastung ist es möglich, dass die mittlere Belastung im zulässigen Bereich liegt, aber trotzdem maximale Temperaturen auftreten, welche zu einer Schädigung der Maschine führen. In Abbildung 6.11 ist beispielhaft ein Belastungsverlauf dargestellt. Bei Belastung mit dem Nennmoment steigt die Temperatur gemäss einer e-Funktion an und hat nach der thermischen Zeitkonstante *T*<sub>th</sub> 63 % der Nennerwärmung erreicht. Eine Überlast führt zu einem schnelleren Anstieg der Temperatur. Zeitabschnitte im Leerlauf ohne Last oder mit kleineren Momenten als das Nennmoment lassen die Maschine abkühlen.

Mit steigender Drehzahl nimmt die zulässige Belastung einer elektrischen Maschine ab. Wenn ein Antrieb drehzahlvariabel eingesetzt wird, so ist zu prüfen, ob das berechnete effektive Moment bei der linear gemittelten Drehzahl des Antriebes zulässig ist. Genaugenommen müssten die Verluste des Antriebes in Funktion von Moment und Drehzahl analysiert und gemittelt werden. Die dafür benötigten Parameter sind aber meist nicht erhältlich und zudem ist der Erwärmungsvorgang auch von Umgebungsgrössen abhängig, so dass die geschilderte Näherung meist für die Dimensionierung genügt.

Bei einem Motor mit einer bekannten thermischen Zeitkonstanten  $T_{th}$ , der eine Nennerwärmung  $\Delta \vartheta_N$  bei seinem Nennmoment  $M_N$  aufweist, gilt für ein konstantes Moment M die folgende Gleichung für die Erwärmung in Funktion der Zeit:

$$\Delta \mathcal{G}(t) = \Delta \mathcal{G}_N \left(\frac{M}{M_N}\right)^2 \left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{T_{th}}}\right)$$

Für die Dimensionierung von dynamischen Vorgängen ist die thermische Zeitkonstante der Maschine massgebend. Die Maschine kann kurzzeitig über dem Nennmoment belastet werden, ohne dass sie sich unzulässig erwärmt. Die thermische Motorüberwachung ist in modernen Antrieben in die Grundfunktionen der Steuerung integriert. Aufgrund der Motornenndaten wird die aktuelle Motortemperatur abgeschätzt. Zur Parametrierung dieser Funktion muss die Steuerung neben den Nenndaten der Maschine auch deren thermische Zeitkonstante kennen.

## 6.3.3 Normierte Betriebsarten

Einzelne typische Betriebsfälle sind in der Norm 60034-1 beschrieben und charakterisiert. Sie werden mit S1 bis S9 bezeichnet. Diese Fälle treten zwar nur selten in der definierten Reinkultur auf, oft kann aber eine Anwendung, bei der die genauen Belastungsverläufe nicht bekannt sind, näherungsweise auf einen dieser Fälle abgebildet werden. Durch die normierten Verläufe entsteht eine Dimensionierungsbasis, auf die sich die involvierten Stellen beziehen können.

Die vier gebräuchlichsten Normlastfälle sind in Tabelle 6.2 dargestellt. Bei einzelnen Fällen müssen auch die zu Grunde liegenden zeitlichen Parameter genannt werden. Diese sind bei einem zyklischen Betrieb nötig, da die Belastung in Relation zu dem Erwärmungsverlauf der Maschine zu



Abbildung 6.11: Beispiel für einen Drehmomentverlauf mit Erwärmungskurve.



Tabelle 6.2: Wichtige Betriebsarten gemäss 60034-1. setzen ist. Die Normfälle gehen jeweils von einem definierten thermisch eingeschwungenen Zustand aus und gelten für eine definierte Drehzahl. Typische Beispiele für die beschriebenen Lastfälle sind:

- S1: Pumpen, Ventilatoren, Kompressoren, Generatoren
- S2: Türöffner,
- S3: Traktion, Servomotoren
- S6: Schleifspindeln, Sägen

Die Betriebsarten beziehen sich auf die elektrische Maschine und ihr Erwärmungsverhalten. Eine ähnliche Betrachtung muss auch auf der Seite des Stromrichters erfolgen. Hier ist zu beachten, dass die Zeitkonstanten in einem Umrichter wegen der viel kleineren thermischen Speicherfähigkeit der Halbleiter und auch der Kühlkörper kürzer ausfallen. Eine übliche zulässige Zeitdauer für die Überlast eines Stromrichters ist 10 s. Daher ist z.B. ein S3-Betrieb der Maschine mit einer Einsatzdauer von 40 % bei 10 Minuten für den Stromrichter bereits ein S1-Betrieb, in dem das thermische Gleichgewicht erreicht wird. Die benötigten Daten des Umrichters entsprechen dann bereits den Dauernenndaten.

Bei zyklischen Betriebsfällen mit langen Unterbrüchen stellt sich die Frage nach dem geeigneten **Pausenmanagement**. Ein komplettes oder teilweises Abschalten des Systems führt zur Vermeidung von Leerlaufverlusten. Zu beachtende Aspekte in diesem Zusammenhang sind:

• Wie schnell muss die Anlage im Bedarfsfall wieder betriebsbereit sein?

■ Ist die Zuverlässigkeit des Prozesses gewährleistet? Entstehen durch Betriebsunterbrüche Temperatur- oder andere Veränderungen, welche die Prozessanforderungen beeinträchtigen?

• Wo liegen im Stillstand und im Leerlauf die grössten Verbraucher, kann auf deren Funktion verzichtet werden?

• Wie zuverlässig ist das Aufstarten des Systems möglich?

# 6.4 Randbedingungen

#### 6.4.1 Umgebungsbedingungen

Von den vielen Umgebungsbedingungen, die einen Einfluss auf die Dimensionierung eines Antriebes und auf die Wahl seiner Komponenten haben, spielen die Apekte, welche sich auf die Temperatur der Antriebskomponenten auswirken, eine besonders wichtige Rolle.

Die Aufstellhöhe der Anlage ist zu beachten, wenn diese 1000 m. ü. M. (Meter über Meer) übersteigt. Die Datenblätter von Maschinen und Komponenten enthalten normalerweise Werte, die bis zu dieser Höhe zulässig sind. Darüber werden sogenannte «Deratings» also Leistungsabschläge vorgeschrieben, die der reduzierten Kühlfähigkeit der Luft Rechnung tragen.

Die zulässige **Umgebungstemperatur** ist eine weitere Voraussetzung für die Datenblattangaben. Hier ist zu beachten, dass die Art der Kühlung einen wesentlichen Einfluss auf die Kühlfähigkeit hat. Im Dimensionierungs- und Auswahlprozess ist zu beachten, wie und wie viel Wärme der Antrieb an die Umgebung abgeben darf.

Bei den elektrischen **Maschinen** in industriellen Anwendungen kann üblicherweise gewählt werden zwischen:

**Eigengekühlt:** Die Maschine gibt Wärme nur über die Oberfläche ohne bewegte Medien ab.

Selbstgekühlt: Die Maschine wird über einen auf der Motorenachse angebauten Ventilator belüftet und gekühlt; bei drehzahlvariablen Antrieben muss auf die Drehzahlabhängigkeit der Kühlwirkung geachtet werden.

**Fremdgekühlt:** Der Lüfter ist selber angetrieben und belüftet die Maschine unabhängig von deren Drehzahl.

■ Flüssigkeitsgekühlt: Die Maschine wird über einen geschlossenen Kreislauf gekühlt, die Wärme wird in einem zweiten Kreislauf an die Umgebung abgegeben.

Ausser bei der Flüssigkeitskühlung entsteht in jedem Fall eine Erwärmung unmittelbar in der Gegend der elektrischen Maschine. Werden Luftströme eingesetzt, so führen diese zusätzlich zu Aufwirbelungen und kanalisieren den Wärmestrom in eine bestimmte Richtung. In einer Umgebung mit einer starken Verschmutzung kann der Luftstrom zu einer Verstopfung von Lüftungskanälen führen.

Die Stromrichter werden hauptsächlich in folgenden Kühlvarianten angeboten (Abbildung 6.12):

**Wandmontage:** Das Gerät wird mit einem Kühlkörper an eine Wand angebaut, die Verlustleistung fällt im Innenraum (z. B. Schaltschrank) an.

Durchsteckkühlkörper: Der Kühlkörper des Gerätes ragt aus dem Inneren des Schaltschrankes heraus und gibt im Aussenbereich Wärme ab, wo der Luftstrom durch einen Lüfter zusätzlich verstärkt werden kann.

**Cold Plate:** Das Gerät hat keinen eigenen Kühlkörper, die Verluste des Stromrichters werden auf eine metallische Platte geführt, welche den Namen «Cold Plate» hat. Die Cold Plate wird an eine Wand angebaut, die dann sozusagen als externer Kühlkörper funktioniert. Damit ist eine Erwärmung dieser Wand verbunden. Bei grossen Anbauflächen kann so eine deutliche Volumenreduktion des Stromrichtergerätes erreicht werden.

**Flüssigkeitskühlung:** Ein Kühlkreislauf durchströmt das Gerät und führt die Wärme ab.

## 6.4.2 Geometrische Umgebungsbedingungen

Der vorgesehene Ein- oder Anbauraum liefert die geometrischen Randbedingungen für die Wahl der elektrischen Maschine.





Lager Welle

	Typische zulässige Belastungen am Wellenende eines 4-poligen IEC-Norm- motors für eine Lebensdauer von 40000 h bei Betrieb mit 50 Hz						
		Radiale Bela	astung $F_{R}$ in I	Axiale Belastung $F_{A}$ in			
		Abhängigk	eit des Angri	N in horizontaler			
_		<i>x</i> der Belastung			Aufstellung		
	Achshöhe	<i>x</i> = 0	x = L / 2	x = L	Druck	Zug	
	71	490	450	420	310	140	
	112	1410	1260	1140	860	410	
	225	4760	//10	/1110	30/10	2760	

Abbildung 6.12: Symbolische Darstellung der Kühlarten und Wärmeströme von Stromrichtern.

Abbildung 6.13: Bauformen von elektrischen Maschinen. Von links nach rechts: Innenläufer; Glockenankerrotor meist mit Luftspaltwicklung; Aussenläufer; Scheibenläufer in flacher Ausführung.



lastung.

Wo nicht zwingende Gründe oder grosse Vorteile einen definierten Raum festlegen, sollte vorab der Platzbedarf ermittelt werden. Es ist in der Auslegung abzuwägen, ob eine optimierte Lösung zu einem einzigartigen Produkt führt, welches bezüglich Leistungen, Dimensionen oder Kosten die Aufwände einer Abweichung von Standardelementen rechtfertigt.

Die häufigsten Bauformen der elektrischen Maschinen sind in der IEC 60034-7 mit dem Code B3 und B5 bezeichnet. Hier ist die Welle über eine Kupplung mit der Anlage verbunden. In 60072-1 sind Vorzugsmasse für Flansche, Wellen und Keilbahnen festgelegt, welche die mechanischen Schnittstellen bilden.

In Abbildung 6.13 sind Ausführungsvarianten von elektrischen Maschinen dargestellt. Abweichungen von der klassischen Form mit Innenläufer und Zylinderrotor führen zu besonderen Durchmesser-Längen-Verhältnissen oder zu besonderen technischen Eigenschaften. Der Glockenankerrotor mit Luftspaltwicklung z. B. weist ein sehr niedriges Trägheitsmoment, tiefe Eisenverluste und einen nahezu drehmomentrippelfreien Betrieb auf. Aussenläufer können wegen dem grösseren Luftspaltdurchmesser höhere Drehmomente erzeugen, dafür ist die Kühlung schwieriger.

## 6.4.3 Wellenbelastungen

Die Angaben über die vorhandenen Belastungen am Wellenende sind nötig, um die Lebensdauer der Lagerung bestimmen oder planen zu können. Es ist in industriellen Motoren mittlerer Leistung kaum mehr üblich, dass diese gewartet werden. Lagerschäden gehören aber zu den häufigen Ausfallsursachen. Umso wichtiger ist eine klare Vorstellung über die erwartete Lagerlebensdauer. Da diese stark von der Belastung abhängt, sind die Zusammenhänge im Lasten- wie auch im Pflichtenheft zu spezifizieren respektive zu deklarieren. Typisch zulässige Belastungen von Maschinen mit mittleren Achshöhen zeigt Abbildung 6.14.

# 6.5 Gestaltung des Antriebsstranges

Nach der Klärung der Vorgaben und der Randbedingungen wird nun gemäss Abbildung 6.2 das Antriebssystem gestaltet. Dabei stellen sich konzeptionelle Fragen und Dimensionierungsaspekte. Zuerst muss immer eine Struktur gewählt werden, die dann aufgrund der technischen Vorgaben zu dimensionieren ist. Zu beachten ist, dass die grundlegende Strukturwahl einen wesentlich grösseren Einfluss auf die Qualität des Gesamtergebnisses hat, als die dann folgenden Dimensionierungen. In den folgenden Abschnitten werden Formen von Antriebsstrukturen vorgestellt und untersucht.

## 6.5.1 Mechanische Getriebe

Ein **Getriebe** passt die mechanischen Grundgrössen der Bewegung zwischen Maschine und Last an. Da die elektrische Antriebstechnik eine wesentlich kleinere Kraftdichte als mechanische Übertragungselemente aufweist, wird oft ein Getriebe eingesetzt, um die nötigen Kräfte und Drehmomente in einem gegebenen Bauraum erzeugen zu können. Das Getriebe ist ein mechanischer Transformator, die Leistung bleibt bis auf die Verluste erhalten, das Verhältnis von Drehzahl und Drehmoment wird variiert. Das Getriebe weist ein Übersetzungsverhältnis von

$$i = \frac{n_M}{n_L} = \frac{M_L}{M_M}$$

auf, d. h. das Getriebe erhöht die Drehzahl an der Maschine, wenn i > 1 ist. Das Drehmoment wird in diesem Fall untersetzt, d.h. die Maschine muss weniger Drehmoment aufbringen, als an der Last benötigt wird.

Abbildung 6.15: Antrieb mit Getriebestufe.



Antriebe mit **Spindeln** oder **Zahnstangen** werden eingesetzt, um die Drehbewegung der elektrischen Maschine mit mechanischen Komponenten in eine lineare Bewegung umzuformen. Die Steigung *h* der Spindel bestimmt das Übersetzungsverhältnis der Bewegungen und somit auch die resultierenden Kräfte, Drehzahlen und Trägheitsmomente. Die Geschwindigkeit der linearen Bewegung mit einer Spindel wird

$$v_L = n_M \frac{h}{60} = \Omega_M \frac{h}{2\pi}$$

Für die Kraft gilt

$$F = M \, \frac{2\pi}{h}$$

Bei einer Zahnstange wird die Bewegung vom Wirkradius  $r_R$  des Ritzels bestimmt. Wenn  $n_M$  die Drehzahl der Maschine ist, so bewegt sich die Last mit der Geschwindigkeit

$$v_L = \frac{n_M}{60} \ 2\pi \ r_R$$

Geschwindigkeit der Last $v_L$ m/sGewindesteigung der Spindelhmpro Umdrehungwirkdurchmesser des Ritzels $r_R$ m

## 6.5.2 Optimale Getriebeübersetzung

Mit dem Einsatz eines Getriebes oder einer anderen Umformung der Bewegung verändern sich die Verhältnisse von Lastmoment und Drehzahl zu den Grössen am Antrieb. Für eine bestimmte an der Last geforderte Bewegung muss der Antrieb je nach Übersetzungsverhältnis entweder einen grösseren Drehzahlbereich mit kleinerem Moment oder ein grösseres Moment bei kleinerer Drehzahlvariation als an der Last benötigt aufbringen. Es stellt sich die Frage, bei welchem Übersetzungsverhältnis das an der Maschine benötigte Moment minimal wird.

Das Getriebe übersetzt sowohl die Drehzahl als auch das Drehmoment. Dadurch wird das Trägheitsmoment der Last auf die Maschinenseite mit  $\frac{1}{z^2}$  transformiert:

$$J_L^* = \frac{1}{i^2} J_L$$

Auf die Maschinenseite  $J_L^*$  kg m<sup>2</sup> umgerechnetes Trägheitsmoment der Last

Bei einem dynamischen Vorgang muss der Antrieb ein Drehmoment aufbringen, das aus der Summe von Eigenbeschleunigung, Lastbeschleunigung und Lastmoment besteht. Das benötigte Maschinenmoment ist eine Funktion des Übersetzungsverhältnisses. Untersucht man dessen Verlauf, so zeigt sich, dass ein optimales Übersetzungsverhältnis *i*opt,*L* existiert, für welches das Moment an der Maschine minimal wird. Es ist:

$$i_{opt,L} = \sqrt{\frac{J_L \alpha_L + M_L}{J_M \alpha_L}}$$

Beschleunigung der Last  $\alpha_L$  rad/s<sup>2</sup>

Wenn die Beschleunigungsmomente we-

sentlich grösser sind als das Lastmoment

Abbildung 6.17: Drehmomente im Antrieb mit

Getriebestufe.



Abbildung 6.16: Umformung der rotativen Bewegung in eine lineare Bewegung, links mit Spindeln und rechts mit Zahnstange.



 $(M_L \ll J_L \alpha_L)$ , vereinfacht sich der Ausdruck zu:

$$i_{opt,0} = \sqrt{\frac{J_L}{J_M}}$$

In diesem Fall ist das umgerechnete Trägheitsmoment der Last gleich dem Trägheitsmoment der Maschine und ist so ideal an den Antrieb angepasst:

$$J_M = \frac{J_L}{i^2} = J_L^*$$

Steigt das Lastmoment  $M_L$ , so muss gemäss der Formel für  $i_{opt}$  auch das Übersetzungsverhältnis ansteigen. In Abbildung 6.18 sind die Verläufe der Drehmomentanteile, des Beschleunigungs- und des totalen Drehmomentes bei konstanter Beschleunigung und konstanter Last für ein variables Übersetzungsverhältnis dargestellt. Das Ergebnis lässt zwei grundlegende Schlüsse zu:

In Anwendungen mit vernachlässigbarem stationärem Lastmoment sollte das optimale Übersetzungsverhältnis aufgrund der vorliegenden Trägheitsmomente zu *i*<sub>opt 0</sub> gewählt werden.

• Mit einem Lastmoment wird das minimale Motormoment bei einer grösseren Übersetzung erreicht  $(i_{opt,L} > i_{opt,0})$ .

In Fällen ohne grosse Dynamik sollte das Übersetzungsverhältnis so gross, wie von der maximalen Drehzahl des Antriebes erlaubt, gewählt werden. So wird das Moment der Antriebsmaschine minimal.

## 6.5.3 Direktantriebe

In Direktantrieben wird die benötigte Bewegung direkt von der elektrischen Maschine erzeugt. Die Last wird ohne Getriebe. Riemen oder anderen Übertragungselemente angetrieben. Dadurch entfallen damit verbundene Reibungen, Ungenauigkeiten und Elastizitäten. Da alle mechanischen Übertragungselemente einem Verschleiss unterliegen, erhöhen sich die Wartungsintervalle einer Anlage durch den Einsatz von Direktantrieben. Da anderseits aber die Leistungsdichte einer Maschine mit zunehmender Drehzahl ansteigt und Getriebe auf sehr engem Raum die Bewegung anpassen können, benötigen Direktantriebe meist mehr Platz.

Durch die kurzen Wege und die Spielfreiheit können Direktantriebe mit sehr hoher dynamischer Steifigkeit und Positioniergenauigkeit realisiert werde, wenn entsprechend genaue Messsysteme eingesetzt werden.

In der Antriebstechnik wird häufig mit dem Begriff Torque-Motor ein hochpoliger permanentmagneterregter Synchronmotor bezeichnet, der als Direktantrieb eingesetzt wird. In Abbildung 6.19 sind zwei



Abbildung 6.18: Drehmomentverläufe bei variablem Übersetzungsverhältnis i. Die Achsen sind auf die Werte im optimalen Auslegungsfall ohne Lastmoment i<sub>opt,0</sub> normiert. mögliche Ausführungsformen von Direktantrieben für lineare und rotative Anwendungen dargestellt.

#### 6.5.4 Regelungstechnische Aspekte

Die mechanische Gestaltung eines Antriebsstranges hat einen grossen Einfluss auf die erreichbaren Regelgüten. Die Massenträgheiten und die Schwingungsfähigkeiten des Systems werden durch den mechanischen Aufbau definiert. Der Regelkreis hat die Aufgabe, einem Sollwert zu folgen und auftretende Störungen zu unterdrücken. Zwei Merkmale charakterisieren ein geregeltes dynamisches System:

Die Dämpfung gibt an, wie der Istwert nach einer Veränderung einschwingt. Schwach gedämpfte Systeme neigen zu Eigenschwingungen und zu Überschwingungen. Starke Dämpfungen führen zu einer langsamen, sogenannt kriechenden, Annäherung an den Endwert.

Die **Bandbreite** oder Kennkreisfrequenz gibt an, bis zu welchen Frequenzen ein System überhaupt reagieren kann. Eine hohe Bandbreite führt zu einer guten Reaktionsfähigkeit auch bei schnellen Änderungen.

Durch die unterschiedlichen Belastungen mit Kräften und Trägheiten verändern sich die Eigenschaften eines Antriebs. Eine Optimierung in einem bestimmten Arbeitspunkt ist daher für die meisten praktischen Anwendungen nicht möglich. Diese Sachverhalte führen zu folgenden Massnahmen und Auslegungskriterien:

Regler müssen in Extremfällen der Belastung dimensioniert und getestet werden.

Mechanische Übertragungselemente können zu kurzzeitigen Entlastungen füh-

ren. Das Getriebespiel, Keilverbindungen oder unterschiedlich gespannte Riemen entlasten den Antrieb und erhöhen die Schwingungsneigung in diesem Zustand.

Mit steigender Getriebeübersetzung reduziert sich das Massenträgheitsmoment, die Regelverstärkungen müssen deswegen reduziert werden. Dafür wird das benötigte Moment kleiner und die Maschine kann besser auf Schwankungen reagieren.

Mit Direktantrieben werden sehr hohe Regelqualitäten erreicht. Da keine mechanischen Übertragungsglieder auftreten, ist das System weniger schwingungsanfällig und kann somit steif geregelt werden.

Getriebe mit Gelenken haben ein variables Übersetzungsverhältnis.

Losbrechmomente sind bei kalten Maschinen am grössten und erhöhen sich zudem mit dem Alter einer Anlage. Zu hohe Integralanteile führen dann zu Überschwingungen des Systems.

Die Qualität eines Regelkreises hängt entscheidend von der Qualität der Messsysteme ab. Messsysteme können durch Verschmutzungen oder mechanischen Verschleiss schlechter werden, was zu Instabilitäten und Fehlern im System führen kann.

#### 6.5.5 Pneumatik und Hydraulik

Pneumatik kommt in der Automation für lineare Bewegungen häufig zum Einsatz. Die Pneumatik ist einfach in der Handhabung und in der Installation, sie kann problemlos auch in explosionsgefährdeten Umgebungen eingesetzt werden. Aus der Sicht der elektrischen Antriebstechnik fallen hingegen die negativen Eigenschaften auf: Die Energieaufbereitung und deren Transport sind mit grossen Verlusten ver-

Abbildung 6.19: Ausführungsformen von Direktantrieben. Links: linearer Direktantrieb (Quelle ETEL S.A.); rechts: rotativ als Torque-Motor (Quelle: Schaeffler AG).



bunden. Die Bewegungen sind nur aufwendiger steuerbar und benötigen zusätzliche Elemente, um in definierten Positionen zu stoppen. Bahnregelungen sind schlecht möglich und veränderbare Wegstrecken nur mit komplizierten Mehrwegventilen machbar.

Gegenüber einem elektrischen Linearantrieb ist die Pneumatik wesentlich günstiger in der Beschaffung. Bei den Betriebskosten hingegen sieht es deutlich anders aus. Die Energiekosten einer Druckluftanlage übersteigen ihre Anschaffungskosten meist bereits nach zwei Jahren. Durch die grossen Verluste in der Bereitstellung der Druckluft entsteht eine sehr ungünstige Leistungsbilanz, wodurch ein pneumatisches Handlingssystem 10- bis 30-mal mehr Energie als ein entsprechendes elektrisches System benötigt. Die wesentlich höheren Investitionskosten des elektrischen Antriebes werden in wenigen Jahren amortisiert. In Abbildung 6.20 ist der Aufbau eines elektrischen Linearantriebes mit der pneumatischen Variante verglichen. Nicht dargestellt ist der Kompressor zur Bereitstellung der Druckluft.

## 6.5.6 Gestaltung für den Bremsbetrieb

Im Bremsbetrieb arbeitet die elektrische Maschine im generatorischen Betrieb. Für die Maschine ist die Umkehrung der Richtung des Leistungsflusses kein Problem. Auch der Stromrichter kann die Leistung von der Maschine in den Zwischenkreis führen. Wie in den Kapiteln 4 und 5 beschrieben, ist hingegen die Rückspeisung aus dem Zwischenkreis in das Netz nicht mit jedem Stromrichter möglich. Es existieren folgende Lösungsvarianten für diese Situation:

■ Einsatz eines rückspeisefähigen Netz-Stromrichters (sogenanntes «Active Front End»). Solche Geräte sind wesentlich aufwendigerer als die passiven und nur unidirektionalen Diodengleichrichterbrücken.

■ Erhöhung der Zwischenkreiskapazität oder der Spannung zur Zwischenspeicherung der Bremsenergie. Bei einem Mehrachssystem ist die Gleichzeitigkeit von Brems- und Motorbetrieb der verschiedenen Achsen zu berücksichtigen. Diese Lösung ist nur für kleine Bremsenergien geeignet, da sonst die Kapazitäten gross und teuer werden.

Einsatz eines Bremswiderstandes mit einem Brems-Chopper, der die Energie aus



Abbildung 6.20: Systemvergleich elektrischer Lineardirektantrieb und pneumatischer Zylinder. Quelle: Linmot dem Zwischenkreis bei Überspannung in Wärme umwandelt.

Für die korrekte Systemwahl und Dimensionierung müssen die auftretende Bremsleistung und die Bremsenergie abgeschätzt werden. Beide Grössen müssen im System zulässig sein. Die Berechnungen erfolgen aufgrund der auftretenden mechanischen Grössen im Antrieb, wobei die Verluste in diesem Fall nicht zu der Leistung addiert, sondern davon abgezogen werden müssen:

 $P_{Brems} = P_{Brems,Mech} - P_{V,Motor} - P_{V,Wechselrichter}$ 

Diese Leistung fällt im Zwischenkreis des Stromrichters an.

## 6.5.7 Automatisierungspyramide

In der industriellen Automatisierung werden Antriebe und Sensorelemente zusammen mit ihren Auswertungs- oder Steuereinheiten zu komplexen Systemen zusammengeführt. Wie in Abbildung 6.21 dargestellt, bezeichnet man das ganze System als Automatisierungspyramide.

Auf der **Feldebene** befinden sich die Antriebe mit den Maschinen, dem Stromrichter und die Sensoren. Auf der nächsten Ebene (**Steuerungsebene**) steuern SPS (Speicherprogrammierbare Steuerungen) oder CNC (Computerized Numerical Control) die Funktionen der Anlagen. Hier kommen alle Informationen zu den aktuellen Zuständen auf der Anlage zusammen. Die **Leitebene** schliesslich gibt die auszuführenden Prozesse vor. Die verschiedenen

Abbildung 6.21: Prinzip und Komponenten der Automatisierungspyramide.



Ebenen werden mit Kommunikationssystemen verbunden. Aufgrund der Anforderungen an die Reaktionszeiten und die Zuverlässigkeit der Übertragung werden zwischen der Feldebene und der Steuerungsebene spezielle Kommunikationsprotokolle verwendet. In der Industrieautomation übernehmen serielle Datenverbindungen, sogenannte Feldbusse, den Datenaustausch. Heutige Systeme sind so leistungsfähig, dass damit Kommunikationsanforderungen auch für den Echtzeitbereich (bis zu Zyklen < 1 ms) erfüllt werden.

Die Automatisierungstechnik ist eine eigene Fachdisziplin und verbindet die physikalischen Grundprozesse in der Antriebstechnik mit den übergeordneten Führungsprozessen.

# 6.6 Elektrische Installation

Die elektrische Ausrüstung einer Anlage richtet sich nach der Norm 60204-1, sofern keine spezifische Produktnorm für den Typ der Anlage (in den Normen Maschine genannt) existiert. Die Normen, die Komponenten und die Varianten in der Installationstechnik sind vielfältig und können hier nur in einzelnen Teilen erläutert werden. Es existieren von den Herstellern sehr gute und frei zugängliche Dokumente, die zur Vertiefung empfohlen werden.

## 6.6.1 Trennen, schalten, schützen

Die Schaltelemente in einem Laststromkreis führen verschiedene Funktionen aus. In Abbildung 6.22 sind die gemäss Schutzbestimmungen vorgeschriebenen Funktionen aufgelistet und mit den dafür vorgesehenen Elementen ergänzt. Typisch ist dabei, dass Funktionen zusammengefasst und integriert werden. Ein Beispiel dafür ist der Motorschutzschalter, der alle Schutzund Schaltfunktionen integriert und teilweise auch bereits die Anlaufhilfen enthält.

Jede Anlage muss mit einem Hauptschalter ausgerüstet sein, welcher vom Netz trennt:

Im allgemeinen Fall müssen die Schaltvorrichtungen pro Antrieb in der Nähe des Eingriffsortes angebracht und abschliessbar sein. Sie müssen alle aktiven Leiter, aber nicht den Schutzleiter (PE: «protective earth», PEN: «protective earth neutral») sicher auftrennen.

Bei Strömen bis zu 16 A kann ein einzelner Antrieb über eine Steckvorrichtung im Hauptstromkreis vom Netz getrennt werden.

In Ausnahmefällen kann bei einfachen Anlagen der Hauptschalter einer Anlage zur Trennung vom Netz verwendet werden. Auch in diesem Fall darf der Schutzleiter nicht getrennt werden!

## 6.6.2 Absicherung

Die Grundidee einer Absicherung (Überstrom-Schutzeinrichtung) ist, dass der Strom in einem Stromkreis so begrenzt wird, dass sich das schwächste Glied in der Kette nicht unzulässig erwärmt (Überlastschutz) und der Stromkreis im Kurzschlussfall (Kurzschlussschutz) sicher unterbrochen wird. Die Absicherungen werden aufgrund der installierten Zuleitungen gemäss den NIN Vorgaben dimensioniert.



Abbildung 6.22: Funktionen von Schaltelementen im Laststromkreis und ihre symbolische Darstellung.

Abbildung 6.23: Absicherung, Wartungsschalter und Motorschutz für einen Antrieb. Um darüber hinaus auch Geräte zu schützen, wird die Absicherung aber oft kleiner gewählt, als für die Zuleitung erlaubt. Sie muss zudem den grösstmöglichen Kurzschlussstrom abschalten können. In Anlagen werden Absicherungen selektiv gestaltet. Dies bedeutet, dass jedes Sicherungselement im Fehlerfall seinen Stromabgang ausschaltet bevor vorgelagerte Absicherungen eingreifen und dann auch weitere Teile, welche nicht vom Fehler betroffen sind, ausschalten. Beim Einsatz von Stromrichtern müssen grundsätzlich vor dem Stromrichter und vor der Maschine Schutzeinrichtungen vorliegen. Der Grund für die doppelte Absicherung liegt darin, dass Stromrichter wie «Transformatoren» wirken: Eine hohe Spannung bei kleinem Strom auf der Netzseite kann durch den Stromrichter auf der Maschinenseite in eine kleine Spannung bei grossem Strom gewandelt werden. Ein solcher eventuell für Leitungen und Maschine zu grosse Strom kann auf der Netzseite nicht erfasst werden.

Dazu werden verschiedene Arten von Schutzelementen eingesetzt: Schmelzsicherungen, Leitungsschutzschalter, Thermorelais und Kombinationen davon sowie Überwachungen, die in Stromrichter integriert sind.

Die einfachste Art von Absicherungen sind

die Schmelzsicherungen. Ihre Funktion be-

ruht auf der Erwärmung eines Schmelz-

drahtes bis zum Durchschmelzen. Bime-

tall-Schalter öffnen einen Schaltkontakt

wenn sie ihre Ansprechtemperatur erreicht

haben. Sie schalten nach der Abkühlung

wieder ein. In Abbildung 6.24 sind drei

thermische Auslösekennlinien skizziert

Abbildung 6.24: Auslösekennlinien Überlastsicherungen: links: Einzelkennlinien; rechts: Kombination (T: thermische Auslösung; M: magnetische Auslösung).



und gekennzeichnet ( $T_{SF}$ : Schmelzsicherung mit «flinker» Auslösung;  $T_{ST}$ : Schmelzsicherung mit «träger» Auslösung;  $T_{Bi}$ : Bimetallsicherung). Nach der 60898-1 dürfen diese Sicherungen bei Beanspruchungen von mehr als einer Stunde auch bei 1,13-fachem Nennstrom  $I_n$  nicht auslösen und umgekehrt müssen sie beim 1,45-fachen Strom sicher auslösen. Die Kennlinien zeigen, dass diese Elemente auch bei grossen Strömen relativ lange brauchen bis sie auslösen.

Magnetische Überlastsicherungen dagegen lösen innert weniger als 100 ms aus, wenn der Strom / den Schwellwert erreicht hat. In der 60898-1 sind dafür drei Schwellen definiert:

B:  $l \ge 5 I_n$ , C:  $l \ge 10 I_n$  und D:  $l \ge 20 I_n$ .

Es ist naheliegend, die Charakteristiken von thermischen und magnetischen Überlastsicherungen zu kombinieren, wie in Abbildung 6.24 rechts skizziert.

Auslöseschwellen sind nicht exakt. In der 60898-1 sind deshalb Bereiche für die einzelnen Schwellen und Zeiten definiert. Welche magnetische Charakteristik (B, C, D) vor einem Stromrichter sinnvoll ist, hängt von der Bauform und Überlastbarkeit des Stromrichters ab. In den meisten Fällen dürfte aber die Charakteristik B genügen.

In der Vergangenheit war explizit gefordert, dass alle Motoren über 0,5 kW mit Motorschutzschaltern ausgerüstet werden müssen. Diese Vorschrift wurde in der NIN ersetzt: «Motoren müssen gegen übermässige Temperaturen durch eine Überlast-Schutzeinrichtung mit manueller Rückstellung oder einer gleichwertigen Überlast-Schutzeinrichtung geschützt werden.» Obwohl sich diese Vorschrift genaugenommen auf «feuergefährdete Betriebsstätten» bezieht, wird ihre Einhaltung sehr empfohlen. Stromrichter verfügen grundsätzlich über die Möglichkeit, den Motorstrom so zu begrenzen, dass die genannte Vorschrift ohne zusätzlichen Schalter eingehalten werden kann. Oft kann im Stromrichter ein thermisches Maschinenmodell hinterlegt werden, welches ermöglicht, den Motor kurzzeitig so zu überlasten, dass er nur seine maximal zulässige Temperatur erreicht, ohne dass viel Reserve eingebaut werden muss (*I<sup>2</sup>t*-Überwachung).

Die Implementation des Motorschutzes im Stromrichter ist preisgünstiger und zuverlässiger als ein zusätzlicher Motorschutzschalter. Auch wird die Verdrahtung einfacher und eine eventuelle Abschirmung der Motorzuleitung muss nicht unterbrochen werden.

#### 6.6.3 FI-Schutzeinrichtungen

Fehlerstrom-Schutzeinrichtungen (Fehlerstrom-Schutzschalter, RCD (residual current device, residual current protection device), FI-Schalter (F für Fehler, / für Strom), Differenzstrom-Überwachungsgeräte, etc.) sind Geräte, welche die überwachten Stromkreise unterbrechen, wenn die Ströme nicht in den dafür vorgesehenen Leitern fliessen. Dazu wird die Summe der Ströme gemessen – weicht sie um den Nenn-Auslösestrom  $I\Delta_n$  von null ab, löst die Schutzeinrichtung aus. Im einphasigen Fall umfasst die Messung den Strom im Pol- und im Neutralleiter  $(I_L + I_N)$  und im dreiphasigen in allen Aussenleitern und dem Neutralleiter ( $I_{L1} + I_{L2} + I_{L3} + I_N$ ). Den prinzipiellen Aufbau einer FehlerstromSchutzeinrichtung und eines dreiphasigen FI-Schalters zeigt Abbildung 6.25 rechts. Fehlerstromschutzschalter und Leistungsschalter sind auch kombiniert erhältlich und werden oft mit dem englischen Ausdruck RCCB (residual current/circuit breaker) bezeichnet.

Für gewisse Einsätze schreibt das Gesetz den Einsatz von FI-Schaltern vor, in andern wird er empfohlen. Da Ströme wegen kapazitiven Kopplungen oder nicht perfekten Isolationen nicht nur dort fliessen, wo sie sollen und sich auch nicht beliebig exakt erfassen lassen, müssen bis zum Unterbruch der Stromkreise gewisse Fehlerströme akzeptiert werden.

Für den Personenschutz werden FI-Schalter mit einem nominalen Auslösestrom von  $l\Delta_n \leq 30$  mA eingesetzt. Da die Empfindlichkeit des menschlichen Körpers mit steigender Frequenz abnimmt, kann die Abschaltgrenze oberhalb von 100 Hz linear bis zur Grenze des Brandschutzes bei 300 mA angehoben werden.

Die einfachste Form von FI-Schaltern, die Bauform AC, kann nur reine Wechsel- Fehlerströme detektieren. Diese einfachste Bauform ist in der Schweiz nicht zugelassen. Üblich sind Wandler der Bauform A,



Abbildung 6.25. Links: Prinzip einer Fehlerstrom-Schutzeinrichtung; rechts: Aufbau eines dreiphasigen FI/LS-Schalters vom Typ B mit integriertem Leistungsschalter.

Тур	Symbol	Beschreibung			
AC	$\sim$	Schutz bei sinusförmigen Wechselströmen, in der Schweiz gemäss NIN verboten			
А		Schutz bei sinusförmigen Wechselströmen und pulsierenden Gleichströmen			
В		Schutz bei sinusförmigen Wechselströmen und pulsierenden und glatten Gleichströmen			
B+	KHz	Schutz wie B mit zusätzlichem Brandschutz bis 20 kHz			

Abbildung 6.26: Arten von FI-Schaltern. welche Wechsel- und pulsierende Gleichgrössen erfassen. Beide Bauformen sind rein passiv, d. h. sie brauchen keine zusätzliche Energie für ihre Funktion und arbeiten sehr zuverlässig.

Allstromsensitive FI-Schalter der Bauform B können auch konstante beziehungsweise langsam ändernde Gleichgrössen erfassen. Sie bestehen normalerweise aus zwei Teilen: Der eine Teil ist ein Schalter des Typs A, der Wechselgrössen und pulsierende DC-Ströme erfassen kann. Der zweite Teil misst die Gleichstrom-Anteile und braucht dazu eine Hilfsspannung (Abbildung 6.25). Diese wird meist aus den Leitern der gemessenen Ströme gewonnen. Verständlicherweise darf dabei die Spannung zwischen den Leitern nicht zu klein sein – die Detektion der Gleichstromanteile funktioniert entsprechend erst oberhalb einer gewissen Spannung. Die Bauform A ist im Zusammenhang mit elektronischen Schaltungen ungeeignet, da durch die Halbleiter auch Gleichgrössen

als Fehlerströme auftreten können. Es wird empfohlen im Zusammenhang mit Stromrichtern, allstromsensitive FI-Schalter der Bauform B einzusetzen. Eine Erweiterung stellen die B+ -Typen dar. Diese halten zusätzlich die Brandschutzgrenzen von 300 mA bis zur Frequenz von 20 kHz ein.

Das effektive Ansprechen der Schalter erfolgt zwischen 0,5  $I\Delta_n$  und  $I\Delta_n$ , typisch bei etwa 0,8  $I\Delta_n$ . Bei normalen Schaltern wird bei zu grossem Fehlerstrom mit Auslösen des Schalters sofort begonnen. Je höher der Fehlerstrom über der Ansprechschwelle liegt, desto schneller erfolgt das Ausschalten. Die Detektion eines Fehlerstromes, der merklich grösser als der Nennfehlerstrom ist, erfolgt in weniger als 10 ms. Ein vollständiges Ausschalten findet etwa innerhalb einer Netzperiode statt. Bei Fehlerströmen im Bereich des Nennfehlerstromes kann es unter Umständen bis 300 ms dauern bis zur Auslösung. Bei Geräten mit Filtern am Eingang (Stromrichter, elektronische Vorschaltgeräte für



Abbildung 6.27: Gefährdungen (nach 60479-1) und typische Auslösebereiche eines FI-Schalters.

Abbildung 6.28: Fehlerströme i<sub>F</sub> verursacht durch Filter, Stromrichter und Maschine. Leuchtstoffröhren), bei sehr langen Leitungen oder mit Gleichtaktaussteuerungen, welche durch Asymmetrien in der PWM entstehen, fliessen über die Kapazitäten gegen Erde Fehlerströme, welche Fehlabschaltungen auslösen können (Abbildung 6.28). Zur deren Vermeidung gibt es verschiedene Abhilfen:

Am einfachsten ist der Verzicht auf Fl-Schalter, wenn die Installation das zulässt oder die Zwischenschaltung eines Trenntransformators.

■ Einfach ist auch die Erhöhung des Auslösestromes innerhalb der erlaubten Grenzen. Insbesondere können FI-Schalter verwendet werden, deren Auslösestrom mit steigender Frequenz ansteigt. Dies ist speziell hilfreich, da die Fehlerströme, verursacht durch Stromrichter, vor allem höherfrequente Anteile enthalten. Diese Auslösecharakteristik ist im Typ B realisiert. Diese Schalter werden zum Teil als «umrichterfeste» FI-Schalter bezeichnet.

■ Fehlabschaltungen beim Einschalten können auch durch den Einsatz von verzögerten FI-Schaltern vermieden werden, die während einer bestimmten Zeit sicher nicht reagieren (mehrere 10 ms bis s).

## 6.6.4 Elektromagnetische Verträglichkeit

Elektrische Geräte können von aussen gestört werden. Sie können aber auch andere Geräte, Apparate und Verbraucher stören. Die Störungen selber werden in leitungsgebundene (elektrische) und feldgebundene (elektromagnetische) eingeteilt.

Bei Antrieben werden Störungen hauptsächlich durch die Leistungshalbleiter beim schnellen Schalten von hohen Spannungen und Strömen erzeugt. Empfindlich auf die Störungen sind umgekehrt vor allem die Steuer- und Messelektronik. Die Störausbreitung und Störeinstreuung symbolisiert Abbildung 6.29.

## A) Leitungsgebundene Störungen (galvanisch gekoppelte Störungen)

Leitungsgebundene Störungen auf der Netzseite werden durch Geräte verursacht, die einen nicht rein sinusförmigen Strom beziehen (Abbildung 6.30). Bei Stromrichtern mit Dioden-Gleichrichtern enthält der Strom niederfrequente Vielfache der Netzfrequenz, die durch die Eingangsstufe verursacht werden. Diese erzeugen an der Netzimpedanz einen Spannungsabfall  $\Delta u$  mit dem Resultat, dass auch mit einer anfänglich ideal sinusförmigen Netzspannung  $u_{N,i}$  am gemeinsamen Anschlusspunkt der Verbraucher (sogenannter POC, «point of common coupling») eine verzerrte Spannung  $u_N$  entsteht.

Überschreitet ein Stromrichter die gemäss den Normen zulässigen Werte der Stromoberschwingungen (beschrieben in 61000-3-2 und 61000-3-12 für Geräte bis zu 75 A Leiterstrom und der 40-fachen Netzfrequenz), so muss ein zusätzlicher Netzfilter (z. T. als Sinusfilter bezeichnet) zwischen Stromrichter und Netz eingesetzt werden.

Hochfrequente Rückwirkungen entstehen durch den getakteten, maschinenseitigen Stromrichter. Bei einem gut aufgebauten Stromrichter sind diese durch den Zwischenkreis meist gedämpft und damit wenig problematisch. Wird hingegen auf der Netzseite ebenfalls ein getakteter Stromrichter als aktive Eingangsstufe eingesetzt, so entstehen starke Rückwirkungen, die fast immer ein zusätzliches Filter notwendig machen.

Abbildung 6.29: Leitungs- und feldgebundene Störungen in einem Antrieb.

Abbildung 6.30: Rückwirkung auf die Netzspannung durch eine Störquelle.



Die Ausgangsspannungen des getakteten Stromrichters auf der Maschinenseite enthalten bei guten Steuerverfahren (PWM) neben der gewünschten Grundfrequenz nur Frequenzen im Bereich der Taktfrequenz und höher. Im Maschinenstrom werden diese Frequenzen im mittleren Freguenzbereich durch die Maschineninduktivitäten stark gedämpft und sind für die Funktion der Maschine normalerweise nicht relevant. Durch die Kapazitäten zwischen den Wicklungen und gegen das Gehäuse sinkt bei hohen Frequenzen die Impedanz aber. Dies kann sich durch sehr kurze, kräftige Stromimpulse in den Schaltzeitpunkten äussern. Je nach Anwendung wird deshalb auch auf der Maschinenseite ein Filter notwendig.

Einkopplung auf Signalleitungen: Leitungsgebundene Störungen können galvanisch auf Messsignale eingekoppelt werden. Den Mechanismus illustriert Abbildung 6.31. Der Störstrom  $i_S$  erzeugt an der gemeinsamen Rückleitung für Energie und Signale über der Impedanz  $Z_G$  einen Spannungsabfall  $u_{Z,G}$ . Damit wird am Ende der Messleitung statt der Messgrösse  $u_M$ die Summe  $u_M + u_{Z,G}$  gemessen.

Einspeisung

Messsignal

 $U_{M} + U_{ZG}$ 

U,

Differenz-

Verstärker

Abbildung 6.31: Galvanische Störungseinkopplung auf Messsignale.

Abbildung 6.32: Induktives und kapazitives Einkoppeln von Störungen auf Messsignale.

Abbildung 6.33: Massnahmen zur Reduktion der Störungsaussendung.

## B) Feldgebundene Störungen (induktiv oder kapazitiv eingekoppelte Störungen) Feldgebundene Störungen werden über

elektrische und magnetische Felder übertragen (Abbildung 6.32). Gemeinsam an beiden Arten der Einkopplung ist, dass sie bei sich ändernden elektrischen Spannungen und Ströme auftritt. Je schneller die Änderung ist, desto grösser werden die erzeugten und eingekoppelten Störungen. Schaltvorgänge, welche diese schnellen Änderungen hervorrufen können, sind typisch bei den aktiven Elementen der maschinenseitigen Stromrichterausgänge oder bei rückspeisefähigen Eingängen. An diesen Stellen müssen die Entwickler entsprechende Abhilfe-Massnahmen treffen.

## 6.6.5 EMV-konforme Installation

Die Maschinen haben aufgrund ihres metallischen Aufbaus kaum Felder im hochfrequenten Bereich ausserhalb der Gehäuse. Die Stromrichter müssen so aufgebaut werden, dass die Felder nach aussen abgeschirmt werden und innerhalb der zulässigen Grenzen liegen. Eine Abstrahlung findet vor allem auf den Leitungen zwischen Stromrichter und Maschine statt. Es empfiehlt sich deshalb (Abbildung 6.33): Die Leitungen zwischen Stromrichter und Maschine möglichst kurz halten (Stromrichter und Maschine zusammenbauen...).

Die Leitungen abzuschirmen (Vorsicht, die zusätzliche Kapazität auf den Schirm



G,

U<sub>M</sub>
kann die auftretenden Stromspitzen im Stromrichter vergrössern).

Ein induktiv-kapazitives EMV-Filter am Stromrichterausgang einsetzen.

Grundsätzlich könnte auch die Schaltgeschwindigkeit im Stromrichter reduziert werden. Die dabei entstehenden Schaltverluste sprechen aber gegen diese Lösung.

Abschirmungen, Filter, Hilfsschaltungen und Stromrichtergehäuse müssen geerdet werden. Neben den Sicherheitsfunktionen werden mit den Verbindungen auf Erdpotenzial auch die Störungsaussendung und die Einstreuung reduziert. Damit dies gut funktioniert, ist es sehr wichtig, dass die Verbindungen zwischen den verschiedenen Erdungspunkten mit möglichst kleiner Impedanz ausgeführt werden, d.h. kurze Verbindungen, gute Kontakte und ausreichende HF-Leiterquerschnitte. Zu beachten ist, dass der Schirm nicht als Potenzialausgleich für niederfrequente Ströme dient. Eine gute Erdverbindung ist zusätzlich immer nötig, wobei hier wiederum zu beachten ist, dass diese Verbindung nicht zu einer Schleife mit dem Schirm führt, über die andere Störungen, meist induktiv, eingekoppelt werden können.

Neben der Reduktion von Störungsaussendungen ist bei der Gestaltung eines Antriebes auch die Immunität, also die Wirkung von Störungen zu beachten und zu reduzieren. Grundsätzlich sollen Leitungen, die Störungen aussenden (meist Netz und Maschinenzuleitungen) und Messleitungen, in denen Störungen zu Fehlern führen können, möglichst gut örtlich getrennt geführt werden. Galvanisch eingekoppelte Störungen lassen sich durch den Einsatz von Zweileiter-Messungen und anschliessenden Differenzverstärkern, wie in Abbildung 6.34 links dargestellt, reduzieren.

Eine teurere, aber ebenfalls anzutreffende Lösung ist die Verwendung von galvanisch isolierten Messungen, wie in Abbildung 6.34 rechts skizziert. Diese Lösung hat den Vorteil, dass die Messung anschliessend auf ein beliebiges Potenzial bezogen werden kann.

Das Abschirmen von Mess- und Steuerleitungen hilft gegen kapazitiv eingekoppelte Störungen und ein Verdrillen gegen magnetische Einkopplung (Abbildung 6.35 links). Lichtleiter sind gegen fast alle Störungen immun. Der störungsunempfindliche Aufbau von Mess- und Steuerleitungen ist anspruchsvoll. Viele Geräte verwenden deshalb schon intern galvanische Trennungen in Form von Optokopplern oder induktiven Isolatoren, wie in Abbildung 6.35 rechts dargestellt. Meist müssen die Signale vor und nach dem Trennen elektrisch mit einer Verstärkerstufe V noch aufbereitet werden.



Abbildung 6.34: Vermeiden von galvanischen Einkopplungen. Links: durch Zweileiter-Messung; rechts: durch Isolierverstärker.

Abbildung 6.35: Abhilfen gegen Störungseinkopplungen. Links: abgeschirmte und verdrillte Leitungsführung sowie Lichtleiter; rechts: induktive und optische Potenzialtrennung.

#### 6.6.6 Messtechnik, Betriebsüberwachung

Für die Überwachung von Antrieben können verschiedene Betriebsgrössen interessieren:

Am Netzeingang: Spannung, Strom, Leistung bei Netzfrequenz, in Spezialfällen auch die niederfrequenten Netzrückwirkungen und leitungsgebundene EMV.

Spannung, Strom, Leistung am Stromrichterausgang (nicht immer zugänglich). Diese Messungen sind als Folge der auftretenden Frequenzen anspruchsvoll und werden zum Teil direkt auf dem Stromrichter gemacht, da die Grössen für die Regelung benötigt werden.

An der Maschinenwelle: Beschleunigung, Drehzahl, Moment.

Die Umgebung von Maschine und Stromrichter wie Temperatur, Feuchte, etc.

Durch die Anwender einfach und meist ungefährlich messbar sind die Netz- und Maschinenströme mittels Zangenamperemeter. Für Schein- und Wirkleistungsmessungen müssen zusätzlich Spannungen abgegriffen werden, was einen Eingriff in die Installation bedeutet, der von Nichtfachleuten nicht gemacht werden sollte. Die Messanordnung für Wirkleistungsmessungen in Ein- und Dreiphasensystemen zeigt Abbildung 6.36. Bei Dreiphasensystemen wird dabei sehr häufig die gezeichnete Aaronschaltung oder Zwei-Wattmeter-Methode eingesetzt. Für die gesamte Leistung gilt dabei:  $P = P_1 + P_2$ .

Leistungsmessungen mit üblichen Geräten sind heikel, wenn die gemessenen Signale höhere Frequenzen enthalten, wie das vor allem an den Maschinenanschlüssen der Fall ist. Für verlässliche Messungen müssen Geräte mit einer hohen Bandbreite verwendet werden – und solche sind teuer. Drehzahlmessungen und Beschleunigungsmessungen für Überprüfungen können mit Handgeräten durchgeführt werden. Festinstallierte Messgeräte sind in vielen Antrieben in Form von Tacho-Generatoren, Inkrementalgebern oder Resolver enthalten. Diese Messungen können sehr genau sein. Oft werden die Drehzahlen aus den elektrischen Maschinengrössen berechnet, die dann allerdings bei tiefen Drehzahlen nicht so genau sind. Echte Drehmomentmessungen müssen in der Welle zwischen Maschine und Last eingebaut werden. Sie benötigen Platz und sind relativ teuer – beides Gründe, um, wenn möglich, darauf zu verzichten.

Temperaturmessungen von Gehäuse, Leistungshalbleitern und Wicklungen sollten schon beim Bau der Maschine vorgesehen werden. Diese haben vor allem bei Maschinen ohne Fremdkühlung eine grosse Bedeutung, da sie bei tiefen Drehzahlen und hohen Momenten heiss werden können.

Das Erfassen der genannten und weiterer Grössen hat nur einen Sinn, wenn sie auch ausgewertet werden. Dies ist die Aufgabe der übergeordneten Betriebsüberwachung in der Leitebene. Bei modernen Stromrichtern lassen sich sehr viele Grössen via Bussysteme auslesen und für Diagnosen und Kontrollfunktionen verwenden.

Abbildung 6.36. Links: Einphasige Schein- und Wirkleistungsmessung; rechts: dreiphasige Wirkleistungsmessung mit Aaronschaltung (Zwei-Wattmeter-Methode).



# 6.7 Marktaspekte

#### 6.7.1 Kataloge und Auslegungstools

Die Wahl der Komponenten erfolgt mit der Hilfe von Katalogen oder der direkten Unterstützung von Herstellern. Etliche Firmen bieten auch Auslegungsprogramme an, in denen von den Anwendungsdaten direkt zu den zur Verfügung stehenden Komponenten geführt wird. Neben den Daten der eigenen Produkte ist es üblich, dass für die Maschinen auch Fremdprodukte eröffnet und verwendet werden können.

Soll der programmgestützte Auslegungsprozess noch herstellerunabhängig erfolgen, so bietet sich das «Motor System Tool» an (Abbildung 6.37). Folgende Funktionen können damit ausgeführt werden:

Zusammenstellen eines Antriebssystems mit Last, Übertragungselementen und Antrieb aufgrund von Menüs, in denen die benötigten Parameter eingegeben werden können.

Eingabe von Betriebspunkten und Lastfällen

Darstellung von Wirkungsgradeigenschaften des Antriebs

Nachprüfung der Auslegung; können die geforderten dynamischen Eigenschaften erreicht werden?

Berechnung von Betriebskosten des Systems

In vielen Katalogen finden sich neben den eigentlichen Produktdaten auch viele Hinweise auf technische Hintergründe und zum Dimensionierungsprozess. In den Dokumenten sammeln sich die vielfältigen Erfahrungen der Hersteller, sie sind daher für den Anwender wertvoll. Zudem wollen die Hersteller auch mit ihrer Kompetenz überzeugen und einen guten Kundenservice anbieten. Es lohnt sich daher, diese zu konsultieren und auch Gespräche mit verschiedenen Firmen zu führen.

#### 6.7.2 Arten von Anbieter

Die Antriebstechnik ist ein riesiger Markt, auf dem sich eine grosse Zahl von Anbietern bewegen. Von den grössten Weltkonzernen bis zu kleinen, spezialisierten und agilen Firmen finden sich alle Arten von Anbietern. Es ist unmöglich, irgendeine Art von Klassifizierung und Bewertung angeben zu wollen. Einige Aspekte und Varianten sind im Folgenden aufgelistet, die Hinweise für eine Wahl des geeigneten Anbieters geben können:

■ Komponenten vs. System: Während grosse Firmen meist in der Lage sind, ganze Systeme anzubieten, finden sich bei Kleineren eher Komponentenlieferanten. Diese zeichnen sich aus durch eine klar deklarierte und fokussierte Kernkompetenz. Hat bei einer Antriebsaufgabe dieser Kern genau die entscheidende Bedeutung, so lohnt sich die Zusammenarbeit mit einem Komponentenhersteller.

• Automatisierung vs. Maschinenbau: Die meisten Firmen der Antriebstechnik haben ihren Ursprung in einer bestimmten Komponente des Systems und haben sich danach vergrössert und weitere Elemente hinzugefügt. Die eigentliche Herkunft zeigt sich meist noch in der Gewichtung der Komponenten und auch in der Ausrichtung der Innovationskraft.

■ Katalog vs. Custom: Im Antriebsgeschäft stellt sich oft die Frage, ob bei einem bestimmten Kriterium zugunsten von standardisierten Komponenten Kompromisse eingegangen werden soll. Auch die Hersteller von Produkten der Antriebstechnik zeichnen sich durch unterschiedliche Bereitschaften und Fähigkeiten in dieser Hinsicht aus. Jeder Hersteller wird im ersten Moment seine Bereitschaft für ein kunden-

Abbildung 6.37: Unabhängiges Auslegungstool für Antriebssysteme. Quelle: EMSA



spezifisches Gerät bekunden. Wie weit das wirklich möglich und nötig ist, sollte genau geprüft werden.

■ Servicenetz vs. Kundennähe: Mit der Grösse und der weltweiten Präsenz einer Firma ist oft auch eine gewisse Distanz in Kundennähe zu beobachten. Natürlich kann sich keine Firma einen grossen Kundenabstand leisten und natürlich wird jede Firma alles daran legen, so nahe wie möglich beim Kunden zu sein. Aber es ist auch eindeutig, dass bei einer kleinen Firma mit wenigen Mitarbeitern die entscheidenden Wissensträger viel schneller und einfacher zur Verfügung stehen. Kapitel 7

# Anhang

# 7.1 Autoren



#### Alberto Colotti

Dr. sc. dipl. El. Ing. ETH/HTL. 1988 Diplom als Elektroingenieur an der HTL Brugg-Windisch. 1992 Dipl. El. Ing. der ETH Zürich. 1992 bis 1994 Ent-

wicklungsingenieur bei Zühlke AG in Schlieren. 1994 bis 1998 Assistenz und Doktorat am Institut für elektrische Maschinen der ETH Zürich. 1999 bis 2010 Entwickler und Entwicklungsleiter von elektrischen Antrieben bei Landert Motoren AG in Bülach. Seit 2004 Lehrbeauftragter ETH Zürich für das Fach «Elektromagnetische Wandler der Mechatronik». Seit 2011 Dozent für Leistungselektronik und elektrische Antriebe an der School of Engineering der Zürcher Hochschule für Angewandte Wissenschaften (ZHAW) in Winterthur.



#### Felix Jenni

Dr. sc. dipl. El. Ing. ETH/HTL, Prof. für elektrische Energietechnik. 1977 Diplom an der HTL Winterthur mit anschliessender Entwicklungstätigkeit

in der Textilindustrie. 1982 Diplom an der ETH Zürich mit nachfolgendem Doktorat an der Professur für Leistungselektronik und Messtechnik. 1989 bis 1995 Oberassistent und Dozent für Leistungselektronik an der ETHZ. 1995 bis 1998 Energiebeauftragter der ETHZ. 1998 bis 2002 Sektionsleiter Elektrotechnik und anschliessend bis 2008 Abteilungsleiter «Infrastruktur und Elektrotechnik» am Paul Scherrer Institut. Von 2008 bis 2020 Dozent für elektrische Energietechnik an der Fachhochschule Nordwestschweiz (FHNW).

#### Weitere Autoren

Zum Inhalt beigetragen haben weiter Frau Dr. Hanna Putzi-Plesko (ZHAW), Herr Dr. Urs Bikle (Stadler Rail) und Herr Dr. Martin Fierz (FHNW).

# 7.2 Stichwortverzeichnis

#### Α

Absolutgeber 135 Abwärtssteller 108 Achshöhe 82 AC-Steller 105 Active Front End (AFE) 119, 120, 171 AL-Wert 42 Amplitudenspektrum 13 Anker 49, 50, 53, 143 Anlauf 24, 106, 125, 126, 129, 148 Anlaufmoment 127 Anlaufstrom 127, 128, 131 Anschaffungskosten 31 Antriebsauslegung 161 Antriebskennlinie 28 Arbeit 5, 11, 19 Asynchronmaschine (ASM) 36, 58, 59, 62, 106, 111, 125, 137, 144 Aufstellhöhe 83, 165 Auslauf 126, 130 Auslegungsprogramme 181 Auslegungsprozess 151 Auto-Identifikations-Routine 148 Automatisierung 24, 69 Automatisierungspyramide 152, 172 Auto-Parametrierung 149 Auxiliaries 24

# B

Basic Drive Module (BDM) 24 Bauformen 81, 167 Belastungskennlinie 161 Belastungsverläufe 163 Beschleunigung 19, 29 Beschleunigungsphase 30 Betriebsarten 163 Betriebsdrehzahl 73 Betriebskosten 31 Betriebspunkt 130 Betriebsquadranten 71 Betriebstemperaturen 83 Bewegungsprofil 31 Bewegungsvorgaben 151 Biegeschwingungen 73 **Bipolartransistoren 92** BLDC 77 Blindleistung 17, 19, 68, 71, 100, 107, 119, 139 Brandschutz 175 Bremse 131, 132, 162

Bremsenergie 172 Bremsphase 30 Bremsschaltung 111, 117, 148, 171 Brückenschaltung 99, 109, 119 Bürstenlose Gleichstrommaschine 77

# С

CE-Zeichen 155 Complete Drive Module (CDM) 24

# D

Dauerbelastung 72 Dauermagneterregung 59 Dauermagnetmaterialien 75 Diode 88, 89, 95, 108 Direct torque control 146 Direktanlauf 127 Direktantrieb 34, 169 Direkte Selbstregelung 146 Drain 91 Drehbewegung 19 Drehfeld 54, 59, 70 Drehfeldmaschine (DFM) 35, 36, 54, 56, 111, 123, 132, 143, 145 Drehfrequenz 58 Drehgeber 78, 134 Drehmomentbildung 59 Drehmoment-Drehzahl-Kennlinien 138 Drehmomentkonstante 52, 74 Drehmomentpulsationen 67, 115 Drehschub 81 Drehstromsystem 57 Drehstromwicklung 54, 57 Drehwinkel 19, 142 Drehzahlkonstante 52 Drehzahlmessungen 180 Drehzahlregelkreise 142 Drehzahlsteuerungen 136 Drehzeiger-Modulation 115 Dreieckschaltung 55 Dreiphasenbrücke 112 Dreiphasensysteme 17 Dreiphasentransformator 49 Driven Equipment 24 Druckgusskäfige 68 Durchflutung 40 Durchflutungsgesetz 40

#### Ε

Eckdrehzahl 53, 73 EC-Motoren 37, 77 Effektivwert 12, 16 Einphasensysteme 17 Einphasentransformator 45 Einphasige Diodengleichrichter 99 Einschaltdauer 116 Einschalthilfen 24 Einschaltstrom 129 Eisenverluste 51, 62, 79 Elektrische Ausrüstung 173 Elektroblech 58 Elektrolyt-Kondensatoren 103, 119 Elektromagnetische Verträglichkeit 155, 160, 177 Elektronisch kommutierte Motoren 37 EMV-Filter 179 EMV-Richtlinie 155 Encoder 78 Energie 5, 6, 7, 8, 9, 14, 43, 103, 119, 171 Entmagnetisierung 70 Entwurfsprozess 153, 154 Erdpotenzial 179 Erregerfluss 71 Erregerstrom 49, 53, 70, 143 Erregung 37, 68 Ersatzelement 47 **Extended Product 25** 

#### F

Feeding 24 Fehlerstrom-Schutzeinrichtung 175 Feldebene 172 Feldgebundene Störungen 178 Feldlinien 40, 57, 58 Feldorientierte Regelungen 144 Feldschwächung 72, 75, 137 Feldstärke 11, 58 Feldstellbereich 53, 74, 137, 147 Ferromagnetisch 38, 41, 45 Filter 24, 102 FI-Schalter 160, 175, 176, 177 Fluss 56, 57, 58, 62, 138, 142 Flussorientierte Regelungen 144, 145, 146 Flusssperren 76 Förderband 30 Fourier 13 Fremderregte Gleichstrommaschine 49, 54, 143

Fremdgeführte Schaltungen 89 Frequenz 12, 13 Frequenzspektrum 100 Frequenzumrichter (FU) 87, 117, 122, 123 Funktionale Sicherheit 158

#### G

Gallium-Nitrid GaN 88 Geberlose Verfahren 135 Generator 23, 37, 68 Generatorbetrieb 111, 118, 120 Geräusche 67 Gesamteffizienz 26 Geschalteter Reluktanzmotor 37 Geschwindigkeitsprofil 31 Gesetze 155 Getriebe 24, 167, 168 Glättungsinduktivität 99 Gleichgrössen 12, 146 Gleichrichterbetrieb 118 Gleichrichterschaltung 99 Gleichspannungsmittelwerte 104 Gleichstrommaschine (GM) 35, 36, 49, 78, 143 Gleitreibung 80 Grundschwingung 13, 115 Gruppenantriebe 120 GTO-Thyristoren 92

#### Н

Haftreibung 80 Halbleiter 88, 89 Halbleiterrelais 108 Haltekraft 162 Harmonische 13, 100, 101, 106, 115 Hauptfluss 41, 59, 62 Hauptinduktivität 41 Hauptpol 49 H-Brücke 99, 109, 111 Hersteller 154, 181 Hochlauf 107, 126, 130 Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragungen 90 Höherpulsige Schaltungen 121 Hubvorrichtung 30 Hybridschrittmotoren 78 Hysterese 41, 79, 116

# I

IGBT 88, 92, 109 IGCT 92 Impulssperre 159 Induktionsgesetz 38, 50, 56, 61 Induktionsmaschine 60 Induktivität 14, 39, 42, 62, 63, 70 Induzierte Spannung 39, 51, 61 Inkrementalgeber 134 Innere Leistung 51, 63, 71 Isolation 82, 133

# J

Joch 49, 58

# K

Käfigläufer 37, 59 Kapazitäten 14 Kaskadenstruktur 143 Kataloge 181 Kennlinienglied 142 Kippschlupf 61, 64, 131, 137 Koerzitivfeldstärke 38, 41 Kommunikationssystem 172 Kommutator 50 Kommutierung 91 Koordinatensystem 57, 65, 73 Kopplung 46 Kosten 153 Kraftdichte 38, 81 Kranantrieb 32 Kreisfrequenz  $\omega$  12 Kreisströme 56 Kritische Drehzahl 85 Kühlung 35, 96, 97, 165, 166 Kupferverluste 51, 78 Kurzschlussimpedanz 48 Kurzschlusskäfig 62 Kurzschlussspannung 48 Kurzschlussstrom 174 Kurzschlussversuch 47, 63

#### L

Ladeschaltung 102, 119 Ladung 11 Lager 35, 73, 80, 83, 84 Längsachse 73 Lastenheft 151 Lastkennlinie 28, 161 Lebensdauer 83, 84 Leerlauf 53, 61, 63, 130 Leerlaufversuch 47 Leistung 5, 11, 16, 19, 25, 26, 27, 28, 161 Leistungsfaktor 17, 77, 100, 102 Leistungsmessungen 180 Leistungsschild 85 Leitebene 24, 172 Leitungsgebundene Störungen 177 Leitverluste 95 Linearer Mittelwert 15 Linearmotor 36, 37 Lorentzkraft 38, 49 Lüfter 8, 80, 117 Luftreibungsverlust 60, 80 Luftspalt 35, 40, 58, 60, 65, 68

#### Μ

Magnetfeld 38, 56, 57 Magnetische Ausnutzung 79 Magnetische Feldstärke 40 Magnetischer Fluss 38, 58 Magnetischer Widerstand 38 Magnetisierungskurve 41, 51 Magnetisierungsstrom 37, 43, 60, 62, 63, 66, 136, 137 Magnetkreis 40, 49, 59 Mains 25 Maschinenkonstante 51 Maschinenrichtlinie (MRL) 155 Masse 20 Mehrachsenregelung 140 Mehrachssystem 171 Mehrstufige (multi level) Stromrichter 121 Messeinrichtungen 132 Mischgrössen 12 Mittelpunktspannungen 115 Mittelwert 101 Modulation 109, 111, 112, 113, 115, 146 Momentanleistung 16, 19 Momentanwerte 12 MOSFET 91, 95, 109 Motorbetrieb 117, 120 Motorenverordnung 155 Motorschutzschalter 25, 173, 174 Motor Starter 24 Motor System 25 Motorüberwachung 163

#### Ν

Nebenschluss-Gleichstrommaschine 54 Nennpunkt 70, 128 Netzfilter 105 Netznormen 161 Neutralleiter 17 Niederspannungsinstallationsnorm NIN 160 Niederspannungsrichtlinie (NRL) 155 Normen 154, 155 Normmotor 82, 85 Not-Halt 159 Nuten 35, 54, 59, 67

#### 0

Oberschwingungen 67, 75 Oberwellenverluste 60, 68 Ökodesignrichtlinie 155

# Ρ

Pausenmanagement 165 Pendelungen 69 Performance Level 158 Permanenterregte Synchronmaschine (PSM) 37, 69 Permanentmagnet 35, 37, 68, 69, 80 Permeabilität 40, 58 Permeabilitätskonstante 40 Personenschutz 175 Pflichtenheft 151 Phasenschieberbetrieb 71 Phasenspannung 17 Phasenstromregler 116 Phasenverschiebung 14, 17, 18, 104 Pneumatik 170 Pneumatischer Linearantrieb 26 Polfluss 49 Polradspannung 70, 71, 74, 139, 148 Polradwinkel 71, 139 Polschuh 49 Polzahl 34, 36, 54, 58, 148 Positionsgeber 33 Power Drive System (PDS) 24 Pulsweitenmodulation (PWM) 110, 111, 114, 124, 178 Pumpen 8, 28, 31, 117

# Q

Quadranten 19 Quadratischer Mittelwert 16 Querachse 73

# R

Raumzeiger 57, 65, 73, 77 Regelkreis 119, 141, 145, 170 Regler 117, 141, 142, 143, 146 Reibung 30, 51 Reihenschluss-Gleichstrommaschine 54 Reluktanzmaschine SynRM 37, 76 Remanenzflussdichte 41 Resolver 135 Resonanzen 114 Roboterantriebe 33 Rotationsbewegung 19 Rotor 35, 49, 59, 68, 81 Rotorfeld 70, 144 Rotorfrequenz 61, 64 Rotorkreis 52, 63 Rotorwiderstand 59, 67 Ruck-Begrenzung 31 Rückspeisung 118, 120, 148, 171

# S

Safety 158 Sanftanlasser 25, 90, 106 Sanftanlauf 31, 107, 129 Sättigung 41, 43 Schaltelemente 173 Schaltfrequenz 67, 94, 114, 117 Schaltfunktion 109, 110, 111, 112, 114 Schaltgeräte 24 Schaltgruppe 49 Schaltverluste 95, 114, 123 Scheinleistung 16, 19 Schenkelpolmaschine 69 Schienenfahrzeuge 33 Schleifkontakt 50 Schleifringläufer 59, 61 Schlupf 59, 61, 64, 137 Schlupfkompensation 138 Schrittmotor 37, 78 Schutz 24, 75, 95, 160 Schutzart 82 Schutzleiter 17 Schutz von Leistungshalbleitern 94 Schwingungen 85 Selbstgeführte Stromrichter 89, 108, 117 Selbstinduktion 39 Seltenen Erden 42 Sensor 133 Servoantrieb 27 Servomotor 37, 69, 85 Sicherheitstechnische Gestaltung 158 Sicherung 173, 174 Silizium-Karbid SiC 88 Softstart 106 Solid state relay 108 Spannung 11, 56

Spannungs-Frequenz-Führung 137 Spannungsgrenze 73 Spannungsinduktion 60 Spannungskonstante 52, 74 Spannungsmessungen 133 Spannungsspektren 100, 116 Spannungsstellbereich 53, 137, 147 Spannungsübersetzung 46 Spindeln 32, 168 Stationärer Arbeitspunkt 130 Statische Schalter 108 Stator 35, 49, 54, 59, 62, 68 Statorstrom 61 Stellglied 141 Stern-Dreieck-Schalter 25, 128 Sternpunkt 17 Sternschaltung 55 Steuerkennlinie 104, 106 Steuerungsebene 172 Steuerungsvorgaben 151 Stillsetzen 132, 158 Störaussendung 160, 179 Störfestigkeit 160 Strang 17, 56, 62 Streufluss 41 Streuinduktivität 41 Streureaktanz 63 Streuung 41 Strom 11, 38, 116 Stromdichte 78 Strommessung 133 Stromoberschwingungen 72 Stromregelung 117 Stromrichter 24, 75, 87, 116, 125, 129, 165, 166, 171, 174, 177 Stromrichtermodell 132 Stromübersetzung 46 Stromverdrängung 63, 67, 68, 79, 127 Stromwender 50, 53 Stromzeiger 56 Superkondensatoren 119 Synchrone Drehzahl 60, 61, 140 Synchrongeneratoren 68 Synchronmaschine (SM) 36, 37, 68, 111, 125, 139, 146 Synchronreaktanz 70

# Т

Tachogeneratoren 134 Tastverhältnis 109 Temperatur 93, 133, 134 Temperaturabhängigkeit 78 Temperaturmessungen 133, 180 Thermische Widerstände 96 Thermische Zeitkonstante 162, 163 Thyristoren 88, 89, 96, 103, 118, 129 Toleranzbandregler 116 Torque-Motor 34, 169 Trägermodulation 114, 116 Trägheit 21 Trägheitsmoment 19, 20, 21, 126, 168, 169, 170 Traktion 29, 33, 69 Transformationsblöcke 66 Transformator 23, 37, 45, 62 Transformatorformel 43 Transistor 88 Transmission 24 Triac 90, 96, 105, 129 Turbogeneratoren 68 Typenschild 85

#### U

Überlast 69, 72, 130 Übersetzungsverhältnis 62 Übersynchroner Generatorbetrieb 61 Überwachung 180 U/f-Steuerung 137, 140 Umfangsgeschwindigkeit 73 Umgebungsbedingungen 165 Umrichterbetrieb 83 Umrichterstromgrenze 72 Universalmotor 36, 53, 105 Unwucht 85

# V

Vektorrechnung 57 Vektorregelungen 144 Ventilator 28, 31 Verketteter Fluss 39, 50 Verkettete Spannung 17 Verluste 68, 78, 79 Verluste in Leistungshalbleitern 95 Verordnungen 155 Vollpolmaschinen 69 Vorschriften 155 Vorwiderstände 129

#### W

Wachstumsgesetz 44, 81 Wärmekapazität 96 Wärmeklassen 83 Wechselgrössen 12 Wechselrichter 110, 118 Wechselspannungssteller 36, 105 Wechselstromimpedanz 14 Weichmagnetisch 35, 41 Welle 35, 167 Werkzeugmaschinen 30 Wicklung 35, 54, 59, 68, 69, 75 Widerstand 13 Winkelgeber 135, 146 Winkelgeschwindigkeit 20, 52, 58, 61 Wirbelstromverlusten 79 Wirkleistung 16, 19 Wirkungsgrad 25, 31, 45, 123

# Ζ

Zeiger 14, 18, 56, 57, 116, 123, 139 Zündimpuls 90 Zündwinkel 105 Zusatzverluste 68, 72 Zwischenkreis 104, 120 Zwischenkreisspannung 100, 101, 104, 109, 113, 118, 119, 148

# 7.3 Formelzeichen

Formel- zeichen	Bezeichnung	Einheit
α	allgemeiner Winkel, Zündwinkel	rad, Grad
α	Winkelbeschleunigung	rad/s <sup>2</sup>
α	Temperaturkoeffizient	K <sup>-1</sup>
η	Wirkungsgrad	-
δ	Luftspaltweite in magnetischen Kreisen	m
$\phi$	Magnetischer Fluss	Vs
$\varphi$	allgemeiner Winkel, Phasenwinkel	rad, Grad
γ	allgemeiner Winkel	rad, Grad
μ	magnetische Permeabilität	Vs/m <sup>2</sup>
$\theta$	magnetische Durchflutung	А
ψ	Verketteter magnetischer Fluss	Vs
ξ	Wicklungsfaktor	-
θ	Polradwinkel	rad, Grad
θ	Temperatur	°C, K
Δ	Delta für kleine Änderungen	-
Ω	Winkelgeschwindigkeit	1/s, rad/s
λ	elektrischer Leistungsfaktor	-
ω	Kreisfrequenz	1/s, rad/s
A	Fläche	m <sup>2</sup>
а	Beschleunigung	m/s <sup>2</sup>
В	Magnetische Flussdichte, Induktion	$T = Vs/m^2$
С	Kapazität	F = As/V
COSφ	Grundschwingungs-Leistungsfaktor	-
E	Energie (engl. W: work)	J, kWh, cal, kcal
F	Kraft	Ν
f	Frequenz	Hz, s <sup>-1</sup>
Н	Magnetische Feldstärke	A/m
i	Getriebeübersetzung	-
I, i	Strom	А
J	Massenträgheitsmoment, Träg- heitsmoment	kg m <sup>2</sup>
kφ	Maschinenkonstante	Vs
L	Induktivität	Н
1	Länge	m
Μ	Drehmoment (engl. T: torque)	Nm
Μ	Modulationsgrad	-
т	Masse	kg
т	Modulationsfunktion	-
Ν	Windungszahl	-
n	Drehzahl	U/min
р	Polpaarzahl	-
P, p	(Wirk-) Leistung	W
Q	Blindleistung	VA, Var
R	Widerstand	$\Omega = V/A$
r	Radius	m
S	Scheinleistung	VA

S	Weg	m
S	Schlupf	-
S	Schaltfunktion	-
Т	Periodendauer	S
t	Zeit als variable Grösse	S
U, u	Spannung	V
V	Geschwindigkeit	m/s
Х	Weg als variable Grösse	m
Ζ	Impedanz	Ω
Ζ	Zustand	-

#### wichtige Indizes Gleich-Anteil, linearer Mittelwert X Scheitelwert, Amplitude Â Magnetisierung μ Streuanteil (eines Flusses) σ Leerlauf, unbelastet 0 AC, ac Wechselgrösse (alternating current) Gleich-Anteil, linearer Mittelwert d Gleichgrösse (direct current) DC, dc D, ∆ Dreieckschaltung Effektivwert eff Ν Nenn (teilweise n zur Unterscheidung von Netz) Netz Ν R Rotor Stator S S Synchron Sternschaltung Y