



Bibliothek des technischen Wissens

Elektrische Maschinen

Leistungselektronik, Elektrische Antriebe

6. Auflage

VERLAG EUROPA-LEHRMITTEL · Nourney, Vollmer GmbH & Co. KG
Düsselberger Straße 23 · 42781 Haan-Gruiten

Europa-Nr.: 46444

Inhaltsverzeichnis

		Seite
1 Grundlagen		
1.1	Magnetisches Feld	9
1.2	Bewegte Leiterschleife im Magnetfeld	12
1.3	Ruhende Leiterschleife im magnetischen Wechselfeld	15
1.4	Stromdurchflossene Leiterschleife im Magnetfeld	16
1.5	Grundlagen der Antriebstechnik.	18
1.5.1	Drehmomenterzeugung in Elektromotoren.	19
1.5.2	Gleichungen zur Antriebsberechnung	19
1.5.3	Antriebsquadranten	28
1.6	Bauelemente der Leistungselektronik	31
1.6.1	Dioden	35
1.6.2	Transistoren.	37
1.6.2.1	Bipolare Transistoren, BP.	37
1.6.2.2	Unipolartransistoren, MOSFET.	39
1.6.2.3	Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT.	42
1.6.3	Thyristoren	46
1.6.3.1	Symmetrisch sperrender Thyristor (SCR).	47
1.6.3.2	Weitere Thyristorarten	52
1.7	Grundsaltungen der Leistungselektronik	55
1.7.1	Netzgeführte Stromrichter.	56
1.7.1.1	Einpuls-Mittelpunktschaltung M1.	56
1.7.1.2	Zweipuls-Mittelpunktschaltung M2	70
1.7.1.3	Dreipuls-Mittelpunktschaltung M3.	70
1.7.1.4	Vollgesteuerte Brückenschaltungen.	74
1.7.1.5	Zwölfpuls-Brückenschaltungen	77
1.7.1.6	Halbgesteuerte Brückenschaltungen.	78
1.7.2	Netzgeführte Wechselrichter.	80
1.7.3	Berechnung netzgeführter Schaltungen	83
1.7.4	Wechselstrom- u. Drehstromsteller	88
1.7.4.1	Wechselstromsteller.	88
1.7.4.2	Drehstromsteller.	90
1.7.5	Selbstgeführte Stromrichter	91
1.7.5.1	Gleichstromsteller (Chopper)	91
1.7.5.2	Selbstgeführte Wechselrichter	99
1.7.5.3	Grundlagen der Frequenzumrichter.	102
1.7.5.4	Modulation der Ausgangsspannung	106
1.7.5.5	Steuerung/Regelung der Ausgangsspannung	110
1.7.5.6	Netzurückwirkungen von Frequenzumrichtern.	113
2 Gleichstrommaschinen		
2.1	Aufbau der Gleichstrommaschine.	117
2.1.1	Stator – Ständer	118
2.1.2	Rotor – Anker.	119
2.2	Schaltungen der Gleichstrommaschinen	121
2.3	Spannungserzeugung	122
2.4	Drehmomenterzeugung und Leistungsumsatz.	127
2.5	Generatorbetrieb und Motorbetrieb.	128
2.6	Magnetische Felder	131
2.6.1	Hauptfeld	131
2.6.2	Ankerfeld	131
2.6.3	Gesamtfeld (Resultierendes Feld)	132
2.7	Ankerrückwirkung.	132
2.7.1	Entstehung.	132
2.7.2	Reduzierung der Ankerrückwirkung.	133
2.8	Stromwendung (Kommutierung).	134

		Seite
2 Gleichstrommaschinen		
Fortsetzung		
2.8.1	Ursachen des Bürstenfeuers	134
2.8.2	Stegspannung (Lamellenspannung)	136
2.9	Motoren	137
2.9.1	Nebenschlussmotor und fremderregter Motor.	137
2.9.2	Reihenschlussmotor (Hauptschlussmotor)	141
2.9.3	Doppelschlussmotor	142
2.10	Anlassvorgang	143
2.11	Elektrische Bremsung	146
2.11.1	Senkbremsung	146
2.11.2	Nachlaufbremsung	149
2.12	Drehzahlsteuerung	151
2.12.1	Ankerstellbereich	151
2.12.2	Feldstellbereich.	153
2.12.3	Betrieb am Wechselstromnetz	155
2.12.3.1	Einquadrantenbetrieb (1-Q-Betrieb)	156
2.12.3.2	Zweiquadrantenbetrieb (2-Q-Betrieb)	159
2.12.3.3	Vierquadrantenbetrieb (4-Q-Betrieb)	160
2.12.4	Betrieb am Gleichstromnetz	162
2.13	Verluste und Wirkungsgrad	163
2.13.1	Verlustarten	163
2.13.2	Wirkungsgrad	164
2.14	Gleichstrom-Ankerwicklungen	167
2.14.1	Ringwicklung	167
2.14.2	Trommelwicklung	168
2.14.3	Umschalten bzw. Umwickeln einer Maschine.	175
3 Transformatoren		
3.1	Aufgaben und Arten	179
3.2	Einphasentransformator	181
3.2.1	Wirkungsweise des idealen Transformators.	181
3.2.2	Grundgleichungen	183
3.2.2.1	Spannungsübersetzung	183
3.2.2.2	Stromübersetzung	183
3.2.2.3	Widerstandstransformation	184
3.2.2.4	Transformatoren-Hauptgleichung	184
3.3	Betriebsverhalten	185
3.3.1	Ersatzschaltung des realen Transformators	185
3.3.2	Leerlaufbetrieb	186
3.3.3	Lastbetriebsverhalten	190
3.3.4	Spannungsverhalten bei normaler Belastung.	193
3.4	Parallelschaltung von Transformatoren.	194
3.5	Energieumsatz im Transformator	197
3.5.1	Verluste	197
3.5.2	Volllastwirkungsgrad/Bemessungslastwirkungsgrad	198
3.5.3	Jahreswirkungsgrad.	199
3.6	Drehstromtransformator	202
3.6.1	Transformatorenbank.	202
3.6.2	Konstruktive Vereinigung von drei Einphasen- transformatoren zu einem Drehstromtransformator	203
3.6.3	Schaltgruppen.	205
3.6.4	Betriebsverhalten von Drehstromtransformatoren unter einphasiger oder extrem unsymmetrischer Belastung	206
3.7	Besondere Ausführungsformen des Transformators	211
3.7.1	Spartransformator	211
3.7.2	Stelltransformator	213
3.7.3	Transformatoren für Messzwecke	214

		Seite
3 Transformatoren		
Fortsetzung		
3.8	Konstruktive und technologische Gestaltung der aktiven Transformatorbauteile	217
3.8.1	Anordnung der aktiven Bauteile	217
3.8.2	Werkstoffe und Aufbau des Eisenkerns	218
3.8.3	Blechschnitte und konstruktive Zusammenfassung der Kernbleche	219
3.8.4	Wicklungen	221
3.8.5	Äußere Gestaltung	224
3.9	Transformatorenschutz	226
3.9.1	Innere Fehler	226
3.9.2	Schutzeinrichtungen	226
4 Wechselstrommaschinen		
4.1	Grundlagen der Drehstromwicklungen	230
4.2	Wicklungsfaktoren	231
4.2.1	Verteilte Wicklung – Zonenfaktor	231
4.2.2	Gesehnte Wicklung – Sehnungsfaktor	232
4.2.3	Bedeutung der Wicklungsfaktoren	234
4.3	Magnetische Felder	235
4.3.1	Felderregerkurve und Feldkurve	235
4.3.1.1	Konzentrierte Wicklung	236
4.3.1.2	Verteilte Wicklung	237
4.3.2	Nutzfluss und Streufluss	238
4.3.3	Drehfelder	238
4.4	Entwurf von Wechselstromwicklungen	242
4.4.1	Einschicht-Ganzlochwicklungen	242
4.4.2	Zweischicht-Ganzlochwicklungen	247
4.4.3	Einschicht-Bruchlochwicklungen	251
4.4.4	Zweischicht-Bruchlochwicklungen	254
4.4.5	Polumschaltbare Wicklungen (Dahlander)	255
4.4.6	Polumschaltbare Sonderwicklungen	260
4.4.7	Einphasenwicklungen	260
4.4.8	Umwickeln von Maschinenwicklungen	261
4.5	Drehstrom-Asynchronmaschine	266
4.5.1	Aufbau	266
4.5.2	Wirkungsweise	267
4.5.3	Läuferfrequenz und Läuferspannung	271
4.5.4	Leistungsaufteilung	272
4.5.5	Ersatzschaltung und Zeigerdiagramm	275
4.5.6	Drehmoment	278
4.5.7	Stromaufnahme	281
4.5.8	Kreisdiagramm	284
4.5.8.1	Leerlauf- und Kurzschlussversuch	285
4.5.8.2	Auswertung	286
4.5.8.3	Bedeutung des Kreisdiagramms	289
4.5.9	Belastungskennlinien	290
4.5.10	Anlauf und Anlassen	292
4.5.10.1	Hochlaufvorgang	292
4.5.10.2	Anlaufstrom	293
4.5.10.3	Schleifringläufer mit Anlasswiderständen	294
4.5.10.4	Stromverdrängungsläufer	297
4.5.10.5	Stern-Dreieck-Anlaufschaltung	298
4.5.10.6	Sanftanlasser mit Drehstromsteller	301
4.5.10.7	Anlasstransformator	302
4.5.10.8	Weitere Anlassverfahren	302
4.5.11	Drehzahlsteuerung	303
4.5.11.1	Steuerungsmöglichkeiten	303

		Seite
4 Wechselstrommaschinen		
Fortsetzung		
4.5.11.2	Ändern der Ständerspannung	304
4.5.11.3	Schlupfwiderstände	306
4.5.11.4	Läufergegenspannung	307
4.5.11.5	Frequenzverstellung	307
4.5.11.6	Polumschaltung	309
4.5.12	Bremsen	311
4.6	Einphasen-Asynchronmotoren	315
4.6.1	Einsträngiger Motor – Anwurfmotor	315
4.6.2	Zweisträngiger Motor	317
4.6.2.1	Zweiphasiger Anschluss	318
4.6.2.2	Einphasiger Anschluss	319
4.6.2.3	Kondensatormotor	320
4.6.2.4	Einphasenmotor mit Widerstandshilfswicklung	322
4.6.2.5	Spaltpolmotor	323
4.6.3	Drehstrommotor im Einphasenbetrieb	324
4.7	Synchronmaschinen	326
4.7.1	Aufbau und Arten	326
4.7.1.1	Außenpolmaschine	327
4.7.1.2	Innenpolmaschine	328
4.7.2	Erregung	330
4.7.3	Wirkungsweise	331
4.7.3.1	Leerlauf	331
4.7.3.2	Belastung	332
4.7.3.3	Ersatzschaltung und Zeigerdiagramm	333
4.7.3.4	Kurzschluss	334
4.7.3.5	Drehmoment	336
4.7.4	Generatorbetrieb	337
4.7.4.1	Inselbetrieb	337
4.7.4.2	Parallelbetrieb	338
4.7.5	Motorbetrieb	339
4.7.5.1	Betriebsverhalten	339
4.7.5.2	Mechanische Pendelungen	341
4.7.5.3	Anlauf	341
4.7.6	Drehzahlsteuerung	342
4.7.7	Besonderheiten der Schenkelpolmaschine	342
4.8	Drehstromantriebe am Frequenzumrichter (<i>U</i> -Umrichter)	344
4.8.1	Drehstrom-Kurzschlussläufermotor am Frequenzumrichter	345
4.8.2	87-Hz-Betrieb	347
4.8.3	Parametrierung von Frequenzumrichtern	347
4.8.4	Bremsung, Bremsarten	349
4.8.5	Motorschutz	349
4.8.6	Parallelschalten von Motoren	350
4.8.7	Elektrischer Anschluss	350
5 Weitere Maschinenarten		
5.1	Transformatoren	351
5.1.1	Streufeldtransformator	351
5.1.2	Stromrichtertransformator (SRT)	352
5.2	Wechselstrommaschinen	356
5.2.1	Einphasen-Reihenschlussmotor und Universalmotor	356
5.2.2	Repulsionsmotor	358
5.2.3	Drehstrom-Kollektormotor	358
5.2.4	Reluktanzmotor	359
5.2.5	Drehstromsynchronmotor mit permanenterregtem Läufer	360
5.2.6	Asynchroner Linearmotor	361
5.3	Servoantriebe	362
5.3.1	Bauarten	363

		Seite
5 Weitere Maschinenarten		
Fortsetzung	5.3.2 Erregerkreiswerkstoffe	364
	5.3.3 Motorkenndaten	365
	5.3.4 Gleichstrom-Scheibenläufermotor	369
	5.3.4.1 Aufbau und Wirkungsweise	369
	5.3.4.2 Betriebsverhalten	370
	5.3.5 Gleichstrom-Langläufermotor	370
	5.3.5.1 Aufbau und Wirkungsweise	370
	5.3.5.2 Betriebsverhalten	371
	5.3.6 Bürstenloser Gleichstrom-Servomotor	371
	5.3.7 Drehstrom-Asynchronservomotoren	373
	5.3.8 Drehstrom-Synchronservomotoren	374
	5.3.9 Gebersysteme für Servomotoren	376
	5.4 Schrittmotoren	380
	5.4.1 Aufbau, Bauarten und Wirkungsweise	380
	5.4.2 Ansteuerungsarten/Betriebsarten	381
	5.4.3 Schritarten	383
	5.4.4 Steuerlogik	384
	5.4.5 Treiberstufen	385
	5.4.6 Betriebsverhalten	386
	5.4.7 Zusammenfassung und Erläuterungen	387
	5.5 Umformer	388
6 Prüfen der Maschinen	6.1 Elektrische Prüfung	391
	6.1.1 Körperschluss (Prüfung der Isolation)	391
	6.1.2 Windungsschluss	395
	6.1.3 Unterbrechung	396
	6.2 Erwärmungsprüfung	398
	6.3 Strom- und Drehmomentüberlastbarkeit	401
	6.4 Mechanische Prüfung	402
	6.5 Störungen und Fehlersuche im Betrieb	403
7 Normung der Maschinen	7.1 Übersicht über die einschlägigen Normen elektrischer Maschinen	408
	7.2 Bauformen und Baugröße	409
	7.3 Schutzarten	412
	7.4 Bemessung und Betrieb	414
	7.5 Betriebsarten, Bemessungsklassen	414
	7.6 Erwärmung – Thermische Klassen, Wärmeklassen	420
	7.7 Kühlung, Umgebungs- und Kühlmitteltemperatur	422
	7.8 Bemessungsspannungen	425
	7.9 Leistungsschilder	426
	7.10 Anschlussbezeichnungen und Drehsinn drehender elektrischer Maschinen	427
Anhang		429
Bildquellenverzeichnis		431
Sachwortverzeichnis		432

Hinweise auf DIN-Normen in diesem Werk entsprechen dem Stand der Normung bei Abschluss des Manuskripts. Maßgebend sind die jeweils neuesten Ausgaben der Normblätter des DIN Deutsches Institut für Normung e.V. im Format A4, die durch die Beuth-Verlag GmbH, Berlin Wien Zürich, zu beziehen sind. – Sinngemäß gilt das Gleiche für alle in diesem Buch herangezogenen amtlichen Richtlinien, Bestimmungen, Verordnungen usw.

1.5.1 Drehmomenterzeugung in Elektromotoren

Auf einen stromdurchflossenen Leiter wirkt in einem magnetischen Feld die Kraft $F = B \cdot l \cdot I$ (s. Abschn. 1.4). Ordnet man eine oder mehrere Spulen auf einem drehbar gelagerten Anker so an, dass die Stromrichtung in den Ankerspulen unter *einem* Pol immer gleich ist, ergibt sich eine kontinuierliche Drehbewegung des Ankers. Die Leistung eines Motors kann allgemein berechnet werden nach der Gleichung

$$P = F \cdot v.$$

Setzt man für F die Umfangskraft am Anker in der Einheit Newton (N) und die Umfangsgeschwindigkeit der Ankerleiter v in m/s ein, ergibt sich die Leistung P in Nm/s.

$$1 \text{ Nm/s} = 1 \text{ W}.$$

Die Umfangsgeschwindigkeit der Ankerleiter, die vom Wellenmittelpunkt den Abstand r (Radius) haben, wird in Verbindung mit der Drehzahl n berechnet nach der bekannten Gleichung

$$v = d \cdot \pi \cdot n \quad \text{oder} \quad v = 2r \cdot \pi \cdot n.$$

Setzt man dieses in obige Gleichung ein, erhält man

$$P = F \cdot r \cdot 2 \cdot \pi \cdot n.$$

Den Ausdruck $F \cdot r$ nennt man das Drehmoment (Drehwirkung einer Kraft) und bezeichnet es mit dem Kurzzeichen M . Der Ausdruck $2 \cdot \pi \cdot n$ wird Winkelgeschwindigkeit ω genannt.

Es gilt also:

$$P = M \cdot 2 \cdot \pi \cdot n = M \cdot \omega$$

Nach M umgestellt ergibt sich:

$$M = \frac{P}{2 \cdot \pi \cdot n} = \frac{P}{\omega} \quad (1.10)$$

In einem Motor steht dieses Drehmoment M an der Motorwelle nutzbringend zur Verfügung. Besteht zwischen dem Motormoment M_M und dem anzu-treibenden Lastmoment oder Gegenmoment M_L ein Gleichgewichtszustand, bleibt die Drehzahl des Motors unverändert, der Motor „pendelt“ sich auf die entsprechende Drehzahl ein.

Das in Motoren erzeugte Drehmoment ändert sich bei gleicher Leistung umgekehrt mit der Drehzahl. Motor- und Lastmoment der anzutreibenden Maschine wirken gegeneinander.

In einem Generator wirkt das entstehende Drehmoment bremsend, also dem antreibenden Moment der Antriebsmaschine entgegen.

Beispiel 1.13 Ein Motor hat die Bemessungsleistung 5 kW und die Bemessungsdrehzahl 1200 min⁻¹. Wie groß ist sein Bemessungsmoment?

$$\text{Lösung} \quad M = \frac{P}{2 \cdot \pi \cdot n} = \frac{5000 \frac{\text{Nm}}{\text{s}} \cdot 60 \frac{\text{s}}{\text{min}}}{2 \cdot 3,14 \cdot 1200 \frac{1}{\text{min}}}$$

$$M = 39,8 \text{ Nm}$$

Das Drehmoment lässt sich aber auch anders berechnen. Wir hatten im Abschnitt 1.4 die Kraft eines stromdurchflossenen Leiters im Magnetfeld nach der Gleichung $F = B \cdot l \cdot I$ berechnet. Ist der Abstand r der Ankerleiter vom Wellenmittelpunkt bekannt, lässt sich für die Maschine mit $M = F \cdot r$ folgende Gleichung aufstellen:

$$M = B \cdot l \cdot I \cdot r \quad (1.11)$$

Setzt man in diese Gleichung die Flussdichte B in Vs/m², die wirksame Leiterlänge l in m, den Abstand der Ankerleiter vom Wellenmittelpunkt r in m und die Stromstärke I in Nm/sV (1 A = 1 W/V = 1 Nm/sV) ein, ergibt sich das Drehmoment M in der Einheit Nm. Das Drehmoment einer Maschine wird größer, wenn man im Magnetfeld mehrere Ankerleiter anordnet.

Beispiel 1.14 Die Flussdichte im Luftspalt eines Gleichstrommotors beträgt 0,8 Vs/m², die wirksame Leiterlänge 30 cm, der Leiterstrom 10 A, der Abstand eines Ankerleiters von der Wellenmitte 20 cm. Wie groß ist das auf einen Leiter ausgeübte Drehmoment?

$$\text{Lösung} \quad M = B \cdot l \cdot I \cdot r$$

$$M = 0,8 \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2} \cdot 0,3 \text{ m} \cdot 10 \frac{\text{Nm}}{\text{sV}} \cdot 0,2 \text{ m}$$

$$M = 0,48 \text{ Nm}$$

1.5.2 Gleichungen zur Antriebsberechnung

In den folgenden Abschnitten werden zunächst die grundlegenden Gleichungen vorgestellt, die anschließend für einige ausgewählte Antriebsberechnungen angewandt werden. Das geschieht in einer *Gegenüberstellung* der jeweils analogen translatorischen und rotatorischen Größen.

Translation/geradlinige Bewegung	Rotation/Kreisbewegung
----------------------------------	------------------------

Bei konstanter Beschleunigung a bzw. Winkelbeschleunigung α gilt für:

die Geschwindigkeit v die Winkelgeschwindigkeit ω

$$v = a \cdot t \quad (1.12) \quad \omega = \alpha \cdot t \quad (1.13)$$

den Weg s den Drehwinkel

$$s = \frac{1}{2} \cdot a \cdot t^2 \quad (1.14) \quad \varphi = \frac{1}{2} \cdot \alpha \cdot t^2 \quad (1.15)$$

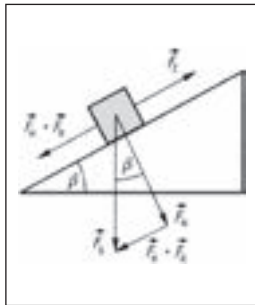
Bezüglich der Rotation arbeitet man in der Antriebstechnik anstelle der Winkelgeschwindigkeit mit der Drehzahl n .

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot n = \frac{v}{r} \quad (1.16)$$

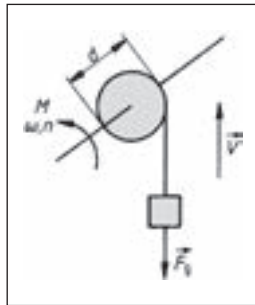
Bewegungen bzw. Änderungen von Bewegungszuständen/Beschleunigungen erfordern Kräfte oder Drehmomente. Für die Anteile von Antriebskraft F und Antriebsmoment M gilt mit der Gegen-/Widerstandskraft F_g und der beschleunigenden Kraft F_b bzw. dem Gegen-/Widerstandsmoment M_g und dem Beschleunigungsmoment M_b :

$$F = F_g + F_b \quad (1.17) \quad M = M_g + M_b \quad (1.18)$$

In den folgenden Bildern sind Beispiele für Gegenkräfte und Gegenmomente aufgezeigt, wie sie beim Verschieben bzw. beim Heben einer Masse auftreten.



1.22 Kräfte bei linearer Aufwärtsbewegung auf geneigten Ebenen



1.23 Umwandlung linearer Bewegung in Rotation über eine Seilscheibe

Zum Herausziehen mit konstanter Geschwindigkeit benötigt man die Zugkraft F_z :

$$F_z = m \cdot g (\sin \beta + \mu \cdot \cos \beta) \quad (1.19)$$

Zum Heben mit konstanter Geschwindigkeit benötigt man das Antriebsmoment M_h :

$$M_h = m \cdot g \cdot \frac{d}{2} \quad (1.20)$$

Massenträgheitsmoment. Ein Körper der Masse m hat bei der Momentangeschwindigkeit v die Bewegungsenergie (kinetische Energie) $W_{\text{kin}} = 1/2 m \cdot v^2$. Rotiert ein starrer Körper um eine Achse (z. B. der Rotor eines Elektromotors), haben die Teilchen mit dem größeren Abstand vom Rotationsmittelpunkt die höhere Bahngeschwindigkeit (s. Gl. 1.16) und folglich die größere kinetische Energie. Das i -te Teilchen mit dem Massenanteil Δm_i hat die Bewegungsenergie $1/2 \Sigma m_i \cdot v^2$. Ersetzt man die vom Bahnradius abhängige Bahngeschwindigkeit durch $v_i = \omega \cdot r_i$ (Gl. 1.16) mit ω als der allen Punkten eines rotierenden Körpers gemeinsamen Winkelgeschwindigkeit, erhält man für die Rotationsenergie des i -ten Teilchens

$$W_{\text{roti}} = \frac{1}{2} \Delta m_i \cdot \omega^2 \cdot r_i^2.$$

Die Rotationsenergie der gesamten Masse ist dann

$$W_{\text{rot}} = \Sigma W_{\text{roti}} = \Sigma \frac{1}{2} \Delta m_i \cdot \omega^2 \cdot r_i^2.$$

Mit dem Massenträgheitsmoment $J = \Sigma m_i \cdot r_i^2$ ergibt sich

$$W_{\text{rot}} = \frac{1}{2} J \cdot \omega^2. \quad (1.21)$$

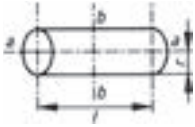

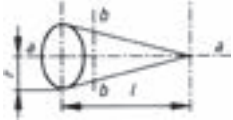
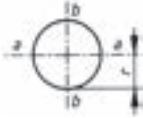
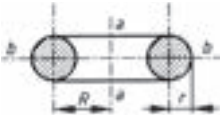
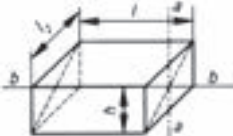
Das Massenträgheitsmoment ist nicht nur vom Betrag der rotierenden Massen abhängig, sondern speziell von der Massenverteilung um die Achse. Aus $J = \Sigma \Delta m_i \cdot r_i^2$ wird deutlich, dass es bei Verminderung des Massenradius r_i proportional zu r_i^2 abnimmt. Folglich wird das Trägheitsmoment eines Körpers von der jeweiligen Lage der Rotationsachse bestimmt.

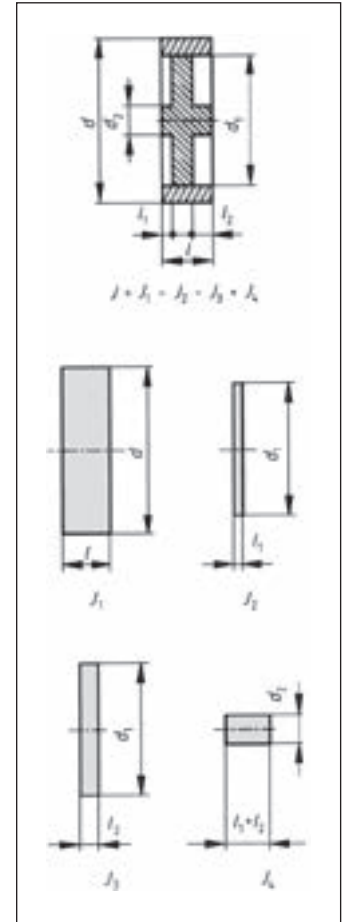
In Tabelle 1.24 sind die Bestimmungsgleichungen zur Berechnung der Trägheitsmomente von Standardkörpern für unterschiedliche Rotationsachsen angegeben.

Bei der Berechnung von Trägheitsmomenten zerlegt man den vorliegenden Rotationskörper nach Möglichkeit in einzelne Standardkörper, deren Trägheitsmomente nach vorzeichenbehafteter Addition das Gesamtträgheitsmoment ergeben (s. Bild 1.25). Lässt sich dieses Verfahren für komplizierte Körper nicht hinreichend genau berechnen, muss es messtechnisch bestimmt werden.

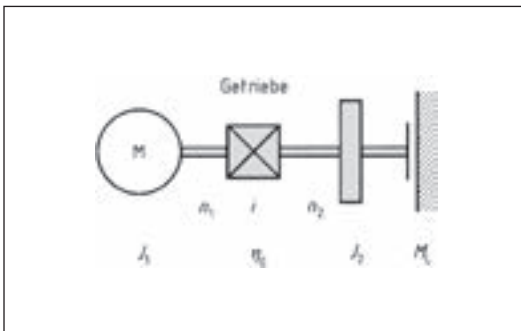
Befindet sich zwischen Motor und Arbeitsmaschine ein Getriebe (s. Bild 1.26), sind alle Trägheitsmomente der Lastseite J_2 auf die Motorwelle umzurechnen. Weil die kinetische Energie rotierender Körper, unabhängig von der Welle, auf die ihre Trägheitsmomente bezogen sind, gleich bleibt, gilt unter Berücksichtigung des

Tabelle 1.24 Formeln zur Berechnung von Trägheitsmomenten

J bezogen auf die Drehachse $a-a$	J bezogen auf die Drehachse $b-b$	Die Drehachsen $a-a$ und $b-b$ verlaufen durch den Körperschwerpunkt
Zylinder $J = \frac{1}{2} m \cdot r^2$	$J = \frac{m}{12} (3 r^2 + l^2)$	
Hohlzylinder $J = \frac{1}{2} m (R^2 + r^2)$	$J = \frac{m}{12} (3 R^2 + 3 r^2 + l^2)$	
Kegel $J = \frac{3}{10} m \cdot r^2$	$J = \frac{3}{80} m (4 r^2 + l^2)$	
Kugel $J = \frac{2}{5} m \cdot r^2$	$J = \frac{2}{5} m \cdot r^2$	
Kreisring $J = m \left(R^2 + \frac{3}{4} r^2 \right)$	$J = m \left(\frac{4 R^2 + 5 r^2}{8} \right)$	
Stab $J = \frac{1}{12} m \cdot l^2$	$J = \frac{m}{12} (h^2 + l_2^2)$	



1.25 Bestimmung des Gesamtträgheitsmoments durch Addition der Komponenten nach Zerlegung in Standardkörper



1.26 Motor mit Getriebe und rotierender Masse

Getriebewirkungsgrad η_G für das Verhältnis der kinetischen Energien:

$$W_{\text{kin}1} = \frac{W_{\text{kin}2}}{\eta_G} \quad (1.22)$$

$$\text{Mit } W_{\text{kin}1} = \frac{1}{2} J_1 \cdot \omega_1^2 \text{ und } W_{\text{kin}2} = \frac{1}{2} J_2 \cdot \omega_2^2$$

sowie $\omega_1 = 2\pi \cdot n_1$; $\omega_2 = 2\pi \cdot n_2$ erhält man nach Umformung:

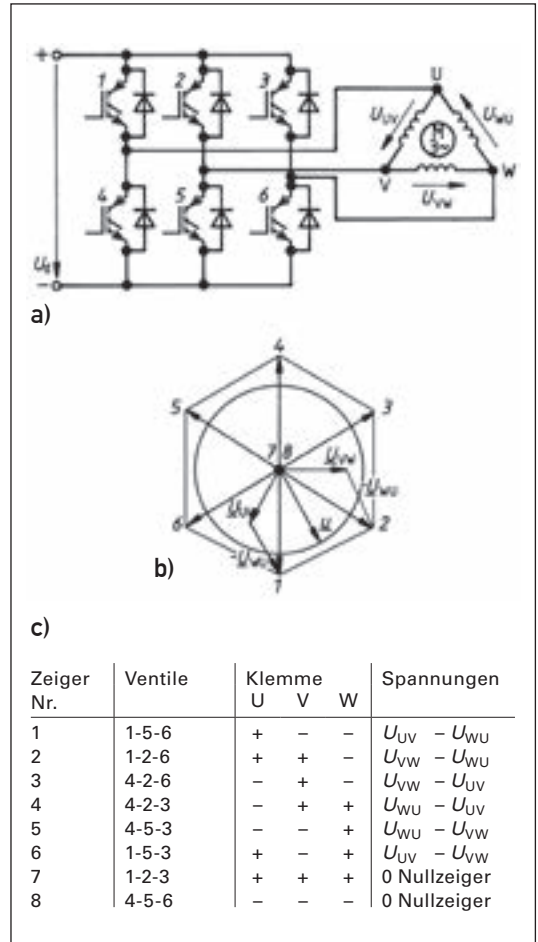
$$J_1 = \frac{J_2}{\eta_G} \cdot \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 = \frac{J_2}{\eta_G \cdot i^2} \quad (1.23)$$

Gleichung (1.23) verdeutlicht, dass die Summe aller Lastträgheitsmomente durch ein Getriebe mit dem Übersetzungsverhältnis i , auf die

Die Außenleiterspannung ist auch hier nahezu sinusförmig und bei Frequenzen über 42 Hz bis zum Typenpunkt höher als beim Sinus-PWM-Verfahren, um den Bemessungsfluss zu erreichen.

Mikrocontroller. Die mathematische Behandlung der Ansteuerung des Wechselrichters und auch des Asynchronmotors hat sich durchgesetzt. Die Ansteuerung der Transistoren übernimmt ein Mikrocontroller gesteuerter Pulsweiten-Modulator, in dessen ROM verschiedene Wellenformen der Referenzspannung durch eine Anzahl Stützstellen tabellarisch hinterlegt sind bzw. werden können. Auch sind Mikrocontroller verfügbar, die integrierte PWM-Ausgänge beinhalten. Der Prozessor übernimmt weiter die Überwachung und bearbeitet die vom Benutzer eingestellten Drehzahlswerte, Drehrichtungen und Beschleunigungs- bzw. Bremsvorgaben. Die hohe Rechenleistung moderner Mikrocontroller ermöglicht auch mathematisch aufwendige Verfahren, wie die Raumzeigermodulation, die Standard vieler Pulsrichter ist.

Raumzeigermodulation. Das Drehfeld einer Asynchronmaschine läuft im Luftspalt der Maschine gleichmäßig um. Die Amplitude der möglichst sinusförmigen Induktion \hat{B} kann man sich als umlaufenden Zeiger (Raumzeiger) vorstellen, der mit konstanter Größe und konstanter Kreisfrequenz senkrecht zur Motorwelle rotiert. Werden dreiphasige sinusförmige Größen eingespeist, beschreibt der Endpunkt des Zeigers einen Kreis (vgl. Bild 4.15), sodass man dieses Drehfeld als Kreisdrehfeld bezeichnet. Jede Abweichung in der Einspeisung führt zu Abweichungen von der Kreisform (vgl. elliptisches Drehfeld in Abschn. 4.6.2). Letztlich wird in der Maschine mit den drei um 120° versetzten Wicklungen dieser magnetische Raumzeiger von drei um 120° phasenverschobenen Spannungen erzeugt, die in der geometrischen Addition auch einen entsprechenden kreisförmigen Spannungs-Raumzeiger darstellen. Mit der Stromrichterspeisung wird bei der Raumzeigermodulation versucht den Spannungsraumzeiger des Netzbetriebs nachzubilden. Betrachten wir den Wechselrichter in Bild 1.176, der eine in Dreieck geschaltete Maschine speist. Durch Ansteuern z. B. der Transistoren 1, 5 und 6 wird an Klemme U das positive Potential und an die Klemmen V und W das negative Potential der Zwischenkreisspannung U_d geschaltet. Damit sind die Spannungen U_{UV} positiv, U_{WU} negativ und U_{VW} null. In Bild 1.176b sind die Spannungen entsprechend der Wickelachse der Spulen addiert und bilden den Grundzeiger 1. Ebenso sind die Spannungen für die Bildung des Grundzeigers 2 eingezeichnet. Insgesamt können nach Tabelle 1.176c acht Zeiger gebildet werden, sechs Zeiger



1.176 Bildung der Grund-Raumzeiger bei Stromrichterspeisung

- a) Schaltung Wechselrichter mit Motor in Dreieckschaltung
 b) Grund-Raumzeigerdarstellung
 c) Zustände der Grundzeiger

mit Richtungen und zwei Nullzeiger (7 + 8) bei denen jeweils drei Transistoren auf der positiven bzw. der negativen Seite der Zwischenkreisspannung gleichzeitig durchgesteuert sind.

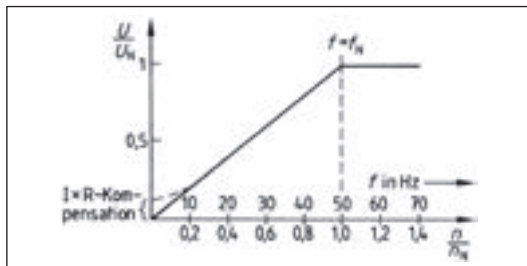
Der Grundgedanke der Raumzeigermodulation besteht darin, zwischen den Grundzeigern mehrere Soll-Raumzeiger zu bilden, die im Mittel angenähert werden. In Bild 1.176b ist ein beliebiger Raumzeiger \underline{u} eingezeichnet. Er wird durch die Grundzeiger 1, 2 und 7 gebildet und damit durch eine entsprechende Pulsung der zugehörigen Transistoren. Nach Ablauf der vorgesehenen Zeit für diese Stellung des Raumzeigers wird ein neuer Raumzeiger vorgegeben. Bei der

Raumzeigermodulation stellt man also zu einer vorgegebenen Lage des Raumzeigers die dazu notwendigen Klemmenspannungen ein. Ausgehend von einem Anfangswinkel springt der Raumzeiger dann fortlaufend um einen gewissen Winkel auf einem Kreisbogen. Diese Form der Modulation liefert günstigere Ergebnisse als andere Modulationsformen, wenn die Zeigerzahl groß genug ist. In der Praxis sind für einen Umlauf über 600 Zeiger üblich, sodass die Raumzeiger jeweils um z. B. 2° weiterspringen.

Im Vergleich mit der Sinusmodulation ist bei der Raumzeigermodulation der Oberwellengehalt der Motorströme und des Drehfelds geringer und der Rundlauf verbessert. Durch die Raumzeigermodulation lassen sich in die Ständerwicklung der Drehfeldmaschine Ströme einprägen, wie sie u. a. bei der feldorientierten Regelung benötigt werden.

1.7.5.5 Steuerung/Regelung der Ausgangsspannung

Skalare Regelung, U/f -Kennlinie. Im einfachsten Fall folgt die Modulation und die Größe der Ausgangsspannung der U/f -Kennlinie 1.177.

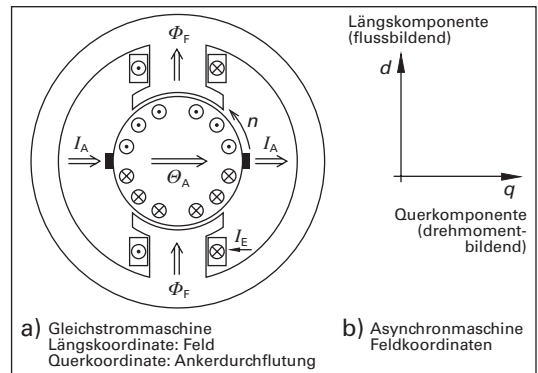


1.177 U/f -Kennlinie, Spannung in Abhängigkeit von Speisefrequenz und Drehzahl eines Asynchron-Käfigläufermotors

Proportional mit der Frequenz wird die Ausgangsspannung geändert. Ziel ist es, den Magnetisierungsstrom und damit das magnetische Luftspaltfeld konstant zu halten. Dann kann das Bemessungsdrehmoment von geringer Frequenz bis zur Bemessungsfrequenz der Asynchronmaschine ohne Überschreitung der Bemessungsströme voll ausgenutzt werden. Über den Typenpunkt ist im Allgemeinen eine Erhöhung der Spannung nicht möglich, sodass die Maschine im Bereich der Feldschwächung mit abnehmendem Drehmoment arbeitet. Im unteren Drehzahlbereich muss der Spannungsfall am ohmschen Anteil der Wicklung durch die $I \times R$ -Kompensation kompensiert werden. Gute Ergebnisse werden auch bei kleiner Drehzahl erreicht durch eine dynamische, der Belastung entsprechende Spannungsanhebung. Ist die Asynchronmaschine z. B.

mit einem Inkrementalgeber ausgestattet, ist die Drehzahlregelung mit einem Regelkreis mit PI-Regler möglich. Zur Anpassung der U/f -Kennlinie s. auch Abschn. 4.8. Für besondere Anforderungen bezüglich Drehzahlgenauigkeit, Rundlauf bei niedriger Frequenz, Dynamik des Antriebs usw. werden heute die feldorientierte Vektorregelung oder die direkte Drehmoment-Regelung eingesetzt.

Bei der **feldorientierten Regelung (FOR)**, der **Vektorregelung**, wird der Asynchronmaschine ein der Gleichstrommaschine vergleichbares Verhalten eingeprägt. Bei der fremderregten Gleichstrommaschine stehen der Erregerfluss und die Ankerdurchflutung durch die Wirkung des mechanischen Kommutators immer senkrecht aufeinander (1.178).



1.178 Feldorientierung

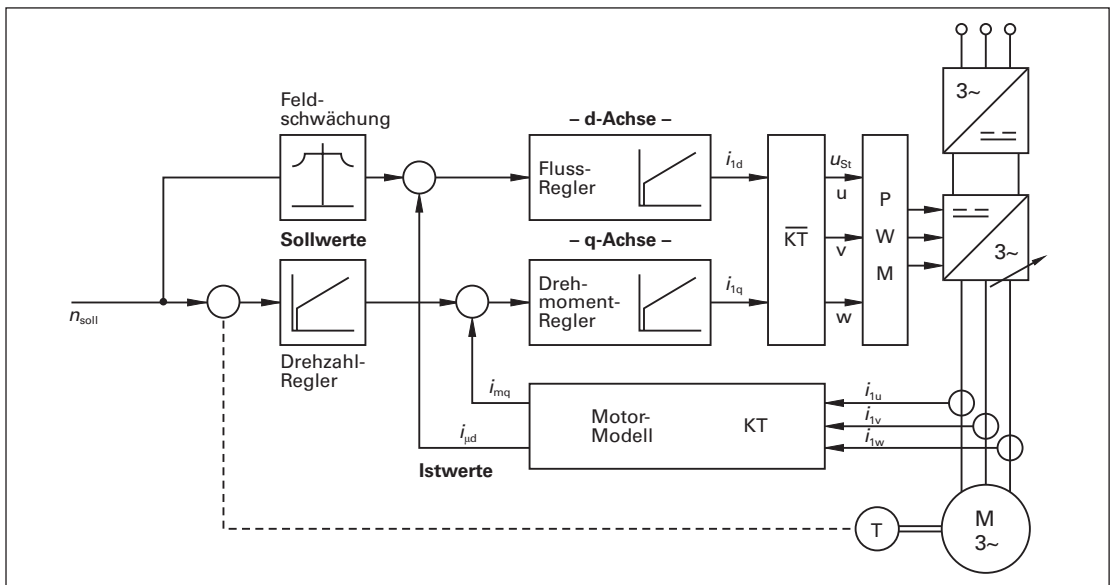
a) Gleichstrommaschine b) Angepasste Feldkoordinaten der Asynchronmaschine

Der Erregerfluss ist bei der vollkompensierten Maschine von der Ankerdurchflutung unabhängig. Das Drehmoment ist den beiden senkrecht aufeinander stehenden Größen – Erregerfluss und Ankerstrom – proportional. Beide Komponenten können unabhängig voneinander geregelt werden und verleihen der Gleichstrommaschine die hohe Dynamik und den guten Rundlauf auch bei kleinsten Drehzahlen. Die Eigenschaften der Gleichstrommaschine sollen bei der FOR auf die Asynchronmaschine übertragen werden. Um ein regelbares Modell der Asynchronmaschine zu erhalten, muss von den tatsächlich vorhanden dreiphasigen Stromgrößen und deren Raumzeigern in der Ständerwicklung letztlich in ein zweiaxsiges Ersatzsystem mit Längskoordinate d , Querkoordinate q und den Stellgrößen i_{1d} (Fluss bildender Strom) und i_{1q} (Moment bildender Strom) umgewandelt werden. Zur mathematischen Beschreibung benutzt man Koordinatensysteme und deren Umwandlung:

- Ständerdrehfeld **mit umlaufendem Raumzeiger** gebildet aus den drei Strangströmen und deren Durchflutungen.
- Das **zweiachsige ortsfeste Koordinatensystem** ist mit dem Ständer der Asynchronmaschine fest verbunden und steht still. Die Achsen sind mit α und β bezeichnet. Die Komponenten werden durch eine Koordinatentransformation aus dem dreiphasigen System einschließlich der Maschinenparameter, der Ströme und der Spannungen gewonnen. In der Literatur wird dieses mathematische Verfahren als *Clarke-Transformation* beschrieben.
- Das **feldorientierte Koordinatensystem** dreht sich mit der Winkelgeschwindigkeit des Läufers und ist auf das den Läufer durchsetzende Magnetfeld ausgerichtet. Die Achsen sind mit d-Komponente (Längskomponente) und q-Komponente (Querkomponente) bezeichnet. Die auftretenden Ströme, Spannungen und die

Flussverkettung sind Gleichgrößen. Sie werden mit Hilfe einer weiteren Koordinatentransformation aus dem obigen α -, β -Koordinatensystem umgeformt. In der Literatur wird dieses mathematische Verfahren als *Park-Transformation* bezeichnet.

Die nun gewonnenen Komponenten sind keine realen Größen, sondern mathematische, die unabhängig voneinander in der Regelung verarbeitet werden können. Damit die Größen korrekt gewonnen werden können, müssen die Motordaten in das Motormodell impliziert werden. Sie werden eingegeben oder vom Frequenzumrichter selbst erkannt (adaptiert). Im feldorientierten Koordinatensystem weist der Stromzeiger zwei Komponenten auf:



1.179 Struktur der feldorientierten Regelung (FOR)

- Die feldbildende Komponente $i_{\mu d}$ steht für die Flussverkettung des Läufers der Asynchronmaschine. Sie baut das Magnetfeld ähnlich dem Erregerfeld der Gleichstrommaschine auf.
- Die drehmomentbildende Komponente i_{mq} steht bei der gegebenen Flussverkettung für das Drehmoment der Asynchronmaschine und hat damit die gleiche Wirkung wie der Ankerstrom der Gleichstrommaschine.

Bild 1.179 zeigt die dreistufige Reglerstruktur der feldorientierten Vektor-Regelung:

1. Die gemessenen Motorstromwerte werden mit Hilfe des Motormodells und der Koordinatentransformation (KT) in die feld- und drehmomentbildende Komponente (d-q-System) umgesetzt.
2. Wie in der Gleichstrommaschine werden die feld- und drehmomentbildenden Komponenten mit den Ist- und Sollwerten verglichen und geregelt. Über den gesamten Grunddrehzahlbereich ist somit der magnetische Fluss, wie angestrebt, konstant.

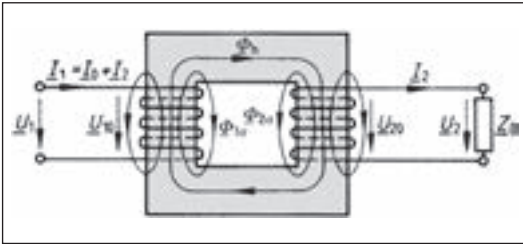
Die so gewonnenen Größen (Feldstellgröße i_{d}) und (Drehmomentstellgröße i_{q}) müssen in inverser Koordinatentransformation (\overline{KT}) zurückgewonnen werden um sie dem Pulsweitenmodulator (PWM) zuzuführen, der das Leistungsteil steuert. Der Istwert der Drehzahl kann intern aus den gewonnenen Größen bestimmt werden. Bei hohen Anforderungen an die Genauigkeit und bei kleinen Drehzahlen ist der Motor mit einem Drehzahlgeber versehen. Wegen des hohen Aufwands an Informationsverarbeitung sind für den FOR-Frequenzumrichter leistungsfähige Mikrocontroller erforderlich.

Direkte Drehmoment- und Feldregelung (DTC). Dieses Regelverfahren ist auch unter „Direkte Selbstregelung“ (DSR) bzw. „Direct Torque

3.3 Betriebsverhalten

3.3.1 Ersatzschaltung des realen Transformators

In Bild 3.6 sind die Maschen des belasteten realen Transformators dargestellt. Sein Netzwerk besteht aus zwei Maschen mit einem gemeinsamen Zweig. Hierfür soll schrittweise eine Ersatzschaltung entwickelt werden, die bei Anlegen der Spannung U_1 das eingangsseitige Netz genauso belastet wie ein realer Einphasentransformator.



3.6 Magnetisches Hauptfeld und Streufelder im belasteten realen Transformator

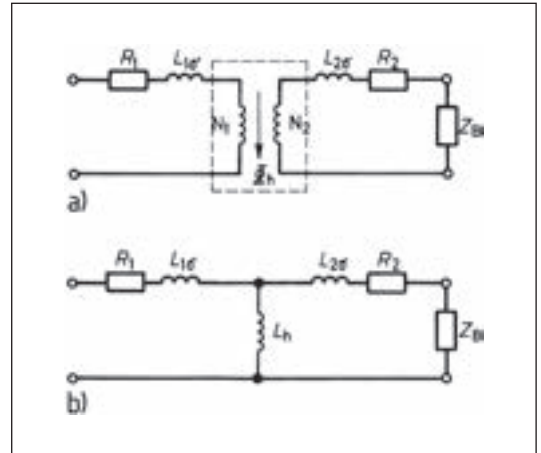
1. Schritt: Zur Vereinfachung legt man einen Einphasentransformator mit $N_1 = N_2$ zugrunde, wie er z. B. als Trenn- oder Schutztransformator eingesetzt wird.

2. Schritt: Die beiden Wicklungswiderstände R_1 und R_2 denkt man sich aus dem Transformator heraus und legt sie als Vorwiderstände zu den beiden Wicklungen in die Zuleitungen. Die Spulen sind dann reine Induktivitäten.

3. Schritt: Im realen Transformator ist die Permeabilität der Luft größer als null, sodass zwischen seinen beiden Wicklungen der magnetische Streufluss Φ_σ auftritt. Für den Sonderfall, dass sämtliche Windungen beider Wicklungen vom gleichen Hauptfluss Φ_h durchsetzt sind und die Einzelstreufelder allein vom jeweils eigenen Strom erzeugt werden, ist eine Aufteilung des Gesamtstreufields Φ_σ in den Primärstreufluss $\Phi_{10} \sim I_1$ und den Sekundärstreufluss $\Phi_{20} \sim I_2$ zulässig. Diese Bedingungen sind nur dann annähernd erfüllt, wenn die beiden Wicklungen (wie in Bild 3.6) auf verschiedenen Schenkeln angeordnet sind. Da die beiden getrennten Streufelder jeweils nur in die Spule eine Gegenspannung induzieren, von der sie erzeugt werden, ist die Streufeldtrennung gleichbedeutend mit der Einführung der primärseitigen Streuinduktivität L_{10} und der sekundärseitigen Streuinduktivität L_{20} . Die Trennung geschieht willkürlich. Deshalb setzt man meist

$$L_{10} = L_{20} \quad \text{wobei} \quad N_1 = N_2 \quad \text{ist.} \quad (3.29)$$

4. Schritt: Die beiden Streuinduktivitäten denkt man sich ebenfalls aus dem Transformator heraus und bringt sie als induktive Vorwiderstände in die Zuleitungen ein. Mit dieser Maßnahme spaltet man vom Gesamtfluss den Hauptfluss Φ_h ab. Φ_h ist proportional dem Magnetisierungsstrom I_μ . Er ist somit der einzige Fluss im Eisenkern und durchsetzt beide Spulen gleich stark (3.7 a).



3.7 Ersatzschaltbild eines Transformators mit $N_1 = N_2$ ohne Eisenverlustwiderstand

a) mit getrennten Wicklungen, b) mit gemeinsamer Wicklung

Aufgrund der vorausgegangenen Schritte ist ein idealer Übertrager mit widerstandslosen Spulen entstanden, die man sich unmittelbar übereinandergewickelt denken muss. In diese Spulen induziert der Hauptfluss Φ_h die gleichgerichteten und wegen $N_1 = N_2$ gleichgroßen Spannungen U_h , sodass man Anfänge und Enden der beiden Wicklungen gefahrlos miteinander verbinden darf. Es entsteht so eine Spule, die aus zwei parallelen Leitern besteht und vom Magnetisierungsstrom $I_\mu = I_1 - I_2$ durchflossen wird. Sie ist vom Hauptfluss Φ_h durchgesetzt, sodass sie die Hauptinduktivität L_h aufweist (3.7 b).

5. Schritt: Die Spule mit der Hauptinduktivität L_h befindet sich auf dem Eisenkern, der von dem Hauptfluss Φ_h durchsetzt ist. Im Eisenkern des realen Transformators entstehen Eisenverluste (Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverluste). Ein Maß für die Höhe dieser Verluste ist der Wert des zur Hauptinduktivität parallel zu schaltenden Eisenverlustwiderstands R_{Fe} .

6. Schritt: Einführung transformierter Größen. Der Entwicklung der Ersatzschaltung lag ein Transfor-

mator mit $N_1 = N_2$ zugrunde. Wenn $N_1:N_2$ klein oder groß gegenüber 1 ist, ergeben sich für die Darstellung des Zeigerdiagramms Schwierigkeiten, weil die Zeiger von Eingangs- und Ausgangsspannung in ihrer Länge große Unterschiede aufweisen. Außerdem soll die oben gefundene Ersatzschaltung auch für $N_1 \neq N_2$ anwendbar sein. Aus diesen beiden Gründen ist es ratsam, eine Transformation der Beträge der ausgangsseitigen Größen auf die Eingangsseite vorzunehmen, die eine vom Übersetzungsverhältnis unabhängige Darstellung von Ersatzschaltung und Zeigerdiagramm ermöglicht.

Die umgerechneten/transformierten Beträge der sekundärseitigen Größen werden mit (') gekennzeichnet. Für den transformierten Betrag des Ausgangswicklungswiderstands gilt

$$R'_2 = R_2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad \text{oder} \quad R'_2 = R_2 \cdot \ddot{u}^2. \quad (3.30)$$

Da die Induktivitäten proportional dem Quadrat der zugehörigen Windungszahl sind, gilt für die sekundäre Streuinduktivität

$$L'_{2\sigma} = L_{2\sigma} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (3.31)$$

oder für die Streureaktanz (Streublindwiderstand)

$$X'_{2\sigma} = X_{2\sigma} \cdot \ddot{u}^2. \quad (3.32)$$

Für den Strom in der Ausgangswicklung ergibt sich

$$I'_2 = I_2 \frac{N_2}{N_1} \quad \text{oder} \quad I'_2 = I_2 \cdot \frac{1}{\ddot{u}}. \quad (3.33)$$

Aus der Spannungstransformation erhält man

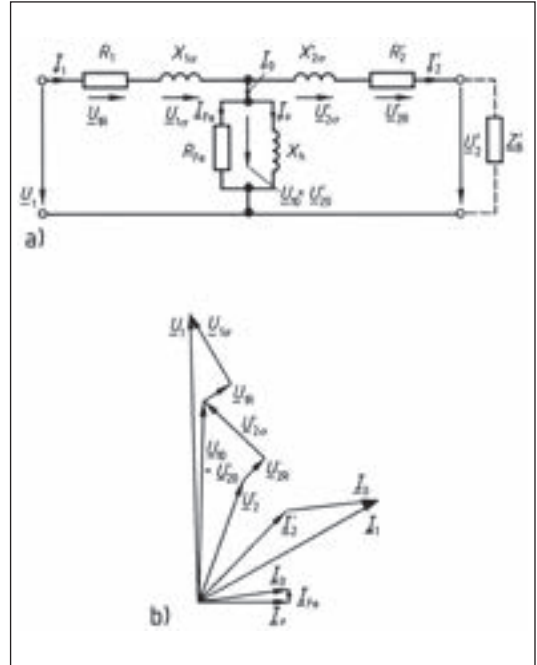
$$U'_2 = U_2 \frac{N_1}{N_2} \quad \text{oder} \quad U'_2 = U_2 \cdot \ddot{u}. \quad (3.34)$$

Die Belastungsimpedanz (Scheinwiderstand) ist umzurechnen in

$$Z'_2 = Z_2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad \text{oder} \quad Z'_2 = Z_2 \cdot \ddot{u}^2. \quad (3.35)$$

Ist $N_1 \neq N_2$ sind alle Spannungen mit dem Übersetzungsverhältnis \ddot{u} , alle Ströme mit $1/\ddot{u}$ und alle Widerstände mit \ddot{u}^2 auf $N_1 = N_2$ und somit in die auf die Primärseite bezogenen Beträge der Ausgangsgrößen zu transformieren.

Die aus den vorausgegangenen Schritten entstandene Ersatzschaltung zeigt Bild 3.8.



3.8 Vollständige Ersatzschaltung (a) und vollständiges Zeigerdiagramm (b) eines Transformators mit $N_1 \neq N_2$ nach Einführung transformierter Größen

Beispiel 3.5 Beide Wicklungen eines 50-kVA-Drehstromtransformators sind in Stern geschaltet. Er hat $\ddot{u} = 10 \text{ kV}/400 \text{ V}$, $I_{2N} = 72 \text{ A}$, $N_1 = 1950$, $N_2 = 78$, $R_1 = 26,7 \Omega$, $R_2 = 0,04275 \Omega$, $X_{1\sigma} = 26,2 \Omega$, $X_{2\sigma} = 0,042 \Omega$. Zu berechnen sind die Beträge der auf die Eingangsseite transformierten Ausgangsgrößen.

Lösung

$$U'_{2N} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{1950 \cdot 400 \text{ V}}{78 \cdot 1,73} = \mathbf{5780 \text{ V}} \quad \text{Strangspannung}$$

$$I'_{2N} = I_{2N} \frac{N_2}{N_1} = \frac{78 \cdot 72 \text{ A}}{1950} = \mathbf{2,88 \text{ A}}$$

$$R'_2 = R_2 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 = \frac{0,04275 \Omega \cdot 1950^2}{78^2} = \mathbf{26,7 \Omega}$$

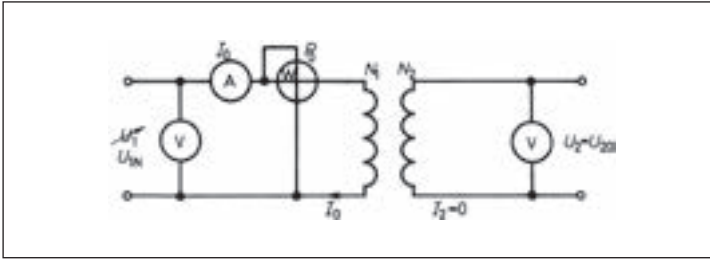
$$X'_{2\sigma} = X_{2\sigma} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 = \frac{0,042 \Omega \cdot 1950^2}{78^2} = \mathbf{26,2 \Omega}$$

$$U'_{2R} = I'_{2N} \cdot R'_2 = 2,88 \text{ A} \cdot 26,7 \Omega = \mathbf{76,8 \text{ V}}$$

$$U'_{2\sigma} = I'_{2N} \cdot X'_{2\sigma} = 2,88 \text{ A} \cdot 26,2 \Omega = \mathbf{75,4 \text{ V}}$$

3.3.2 Leerlaufbetrieb

Im Leerlaufversuch wird das Leerlaufbetriebsverhalten von Transformatoren untersucht. Man misst in ihm die Bemessungsspannung U_{1N} , den



3.9
Schaltung zum Leerlaufversuch mit
einstellbarer Eingangsspannung

Leerlaufstrom I_{0N} und die im Leerlauf aufgenommene Leistung P_{0N} . Eine zweckmäßige Messschaltung zeigt Bild 3.9. Bei Drehstromtransformatoren arbeitet man am günstigsten mit zwei Leistungsmessern in Aronschaltung, um den Stromfehler möglichst gering zu halten.

Der Versuch ist mit Spannung von Bemessungsfrequenz durchzuführen. Je nach Aufgabenstellung arbeitet man mit der Bemessungsspannung U_{1N} oder mit einer veränderlichen Eingangsspannung. Der Leistungsmesser ist in jedem Fall direkt an die Klemmen der Eingangswicklung anzuschließen, um P_{0N} möglichst genau bestimmen zu können. Bei sehr kleinen Transformatoren sollte man den Eigenverbrauch der Messgeräte in der Auswertung der Messergebnisse berücksichtigen.

Leerlaufbetriebsverhalten

Leerlaufscheinleistung S_{0N} . Im Leerlaufbetrieb fließt der Leerlaufstrom I_{0N} durch die Eingangswicklung und der Transformator nimmt die Leerlaufscheinleistung S_{0N} auf.

$$S_{0N} = I_{0N} \cdot U_{1N} \quad (3.36)$$

Sie kann nur in ihm selbst umgesetzt werden, da er wegen $I_2 = 0$ ausgangsseitig keine Leistung abgibt. Ihr Wirkleistungsanteil ist deshalb eine reine Verlustleistung, die in den Transformatorbauteilen in Wärme umgewandelt wird. Bei Vernachlässigung der Transformatorkapazitäten dient die aufgenommene Blindleistung ausschließlich dem Aufbau des magnetischen Flusses Φ_{10} .

Der Leistungsfaktor im Leerlauf $\cos \varphi_0$ lässt sich aus den im Leerlaufversuch gemessenen Größen P_{0N} und $I_{0N} \cdot U_{1N} = S_{0N}$ berechnen.

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_{0N}}{I_{0N} \cdot U_{1N}} \quad (3.37)$$

Über diese Gleichung lässt sich der Phasenverschiebungswinkel φ_0 zwischen Bemessungsspannung und Leerlaufstrom bestimmen. In der Praxis ist $\cos \varphi_0 = 0,1$ bis $0,4$.

Beispiel 3.6

Ein Drehstromtransformator, dessen Eingangswicklung in Dreieck und dessen Ausgangswicklung in Stern geschaltet ist, hat die Bemessungsleistung $S_N = 315 \text{ kVA}$ bei $\hat{u} = 5 \text{ kV}/400 \text{ V}$. Er nimmt im Leerlaufversuch $P_{0N} = P_{FeN} = 770 \text{ W}$ auf. Der Leerlaufstrom I_{0N} beträgt 2% von $I_{1N} = 36,4 \text{ A}$ (Leiterstrom). Zu berechnen ist der Leistungsfaktor im Leerlauf.

Lösung

Die Leerlaufwirkleistung ist bei Drehstrom $P_{0N} = U_{1N} \cdot I_{0N} \cdot \sqrt{3} \cdot \cos \varphi_0$. Mit $I_{0N} = 0,02 \cdot I_{1N}$ erhält man

$$\begin{aligned} \cos \varphi_0 &= \frac{P_{0N}}{U_{1N} \cdot 0,02 \cdot I_{1N} \cdot \sqrt{3}} \\ &= \frac{770 \text{ W}}{5000 \text{ V} \cdot 0,728 \text{ A} \cdot \sqrt{3}} = \mathbf{0,1223}. \end{aligned}$$

Leerlaufverluste. Die im Leerlaufbetrieb aufgenommene Wirkleistung P_0 deckt die Verluste im Wicklungswiderstand R_1 sowie die im magnetischen Kreis entstehenden Hysteres- und Wirbelstromverluste.

$$P_0 = P_{0Cu} + P_{Hy} + P_{Wi} \quad (3.38)$$

Die während einer Periode entstehenden Hystereseverluste P_{Hy} entsprechen dem beim einmaligen Durchlaufen der Hystereseschleife aufgenommenen Energiebetrag, der im Transformator Kern in Wärme umgewandelt wird. Sie sind deshalb abhängig von der magnetischen Flussdichte B und von der Frequenz der Eingangsspannung. Da die Hystereseschleife im Takt der Frequenz durchlaufen wird, ist $P_{Hy} \sim f$. Der Flächeninhalt der Hystereseschleife ist ein Maß für die verrichtete Hysteresearbeit und deshalb auch für einen Teil der im Eisenkern des Transformators in Wärme umgewandelten Energie. Für die in Transformatoren verwendeten Magnetwerkstoffe kann man in guter Näherung davon ausgehen, dass sich der Flächeninhalt ihrer Hystereseschleife proportional zu B^2 ändert. Damit gilt für Transformatoren mit gleichen Eisenvolumen

$$P_{Hy} \sim f \cdot B^2. \quad (3.39)$$

Die Hystereseverluste verhalten sich proportional zur Frequenz und etwa zum Quadrat der magnetischen Flussdichte B .

4.8.1 Drehstrom-Kurzschlussläufermotor am Frequenzumrichter

Die Drehfeldfrequenz einer Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer kann fast verlustfrei durch Polumschalten oder durch Frequenzverstellen gesteuert werden.

Nach Gleichung 4.11 ist die Drehfeldfrequenz

$$n_d = \frac{f_1 \cdot 60}{p} \quad (4.85)$$

proportional zur Frequenz f_1 des speisenden Netzes und umgekehrt proportional zur Polpaarzahl p . Bei gleich bleibendem Schlupf ändert sich somit die Betriebsdrehzahl proportional mit der Frequenz.

Die Wicklung eines Drehstrommotors besteht vereinfacht aus einer Reihenschaltung von einem Wirkwiderstand R und einem Blindwiderstand X_L . Der Scheinwiderstand Z der Wicklung sinkt daher bei geringerer Frequenz, da nach $X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$ der Blindanteil proportional zur Frequenz abnimmt. Ein Verringern der Frequenz muss somit einhergehen mit einer Reduzierung der Ständerspannung, damit der Bemessungsstrom nicht überschritten und die Maschine nicht thermisch überlastet wird. Der Frequenzbereich $f < f_N$ wird als Spannungsstellbereich bezeichnet (s. Bild 4.191). Durch die Anpassung der Spannung wird der Motor in diesem Bereich mit Bemessungsstrom betrieben und entwickelt somit (bei $\Phi_d = \Phi_{dN} = \text{konstant}$) sein Bemessungsdrehmoment. Der Strom wird „eingepreßt“. Bei einer Erhöhung der Frequenz über f_N hinaus ist eine Spannungserhöhung nicht möglich, die Spannung bleibt konstant. Gleichzeitig wird der Blindwiderstand der Wicklung größer, was eine Verringerung des magnetischen Flusses Φ_d zur Folge hat. Das zur Verfügung stehende Drehmoment der Maschine nimmt mit $1/f$ ab. Der Frequenzbereich $f > f_N$ wird auch als Feldstellbereich bezeichnet. Der Motor lässt sich bis zur Kippgrenze mit konstanter Leistung betreiben, da der Wirkanteil des Stroms konstant bleibt. Das Kippmoment fällt quadratisch ab. Bei einem Standardmotor mit z. B. einem $M_K/M_N = 2,5$ ergibt sich somit für $P = \text{konstant}$ eine Maximalfrequenz $f = 125 \text{ Hz}$.

Spannungsbedarf. Nach Gleichung 4.13 ändert sich der magnetische Drehfluss

$$\Phi_d \sim \frac{U_{q1}}{f_1} \quad (4.86)$$

bei konstanter Quellenspannung im umgekehrten Verhältnis mit der Frequenzverstellung. Vernachlässigen wir die Spannungsfälle der Ständerwicklung, setzen $U_1 \approx U_{q1}$, betrachten die Maschine bei konstanter Bemessungsspannung U_1 und verändern die Frequenz f_1 auf f'_1 , gilt

$$\frac{f'_1}{f_1} = \frac{n'_1}{n_1} \approx \frac{\Phi_d}{\Phi'_d}. \quad (4.87)$$

Ausgehend von den Bemessungsdaten der Maschine bedeuten dann

- ein Verringern der Netzfrequenz $f'_1 < f_{1N}$: Der magnetische Drehfluss $\Phi'_d > \Phi_{dN}$ ist größer als der Bemessungsfluss; damit steigen der Magnetisierungsstrom und die Verluste der Maschine. Bei vorgegebener Baugröße und Kühlung wird die Maschine unzulässig erwärmt.
- ein Erhöhen der Netzfrequenz $f'_1 > f_{1N}$: Der magnetische Drehfluss $\Phi'_d < \Phi_{dN}$ ist kleiner als der Bemessungsfluss; die Maschine wird magnetisch nicht voll ausgelastet.

Um die Drehfeldmaschine mit den Bemessungsgrößen bei Drehzahlsteuerung durch die Netzfrequenz auszulasten, ist es sinnvoll, den magnetischen Drehfluss $\Phi_d = \Phi_{dN} = \text{konstant}$ zu halten. Dazu muss mit der Frequenz f_1 die Ständerspannung U_1 gleichsinig verstellt werden.

Für $\Phi_d = \Phi_{dN} = \text{konstant}$ gilt:

$$\frac{f'_1}{f_{1N}} = \frac{U'}{U_N} = \frac{n'_d}{n_{dN}} \quad (4.88)$$

Werden die Spannungsfälle der Ständerwicklung berücksichtigt, muss die nötige Ständerspannung auch an die Stromaufnahme angepasst werden. Sie weicht dann geringfügig von der linearen Änderung mit der Frequenz ab (s. $I \times R$ -Kompensation in Bild 4.191).

Beispiel 4.44 Ein Drehstromasynchronmotor mit Kurzschlussläufer und den Bemessungsdaten 400 V, 4 kW, 8,4 A, $\cos \varphi = 0,82$, 50 Hz, 1435 min^{-1} soll bei gleich bleibender Schlupfdrehzahl im Bereich von 1000 min^{-1} bis 2000 min^{-1} frequenzgesteuert betrieben werden. Der Frequenzbereich und die zugehörigen Spannungen sind zu bestimmen.

Lösung

Die Schlupfdrehzahl ist

$$n_s = n_d - n_N = 1500 \text{ min}^{-1} - 1435 \text{ min}^{-1} \\ n_s = 65 \text{ min}^{-1}$$

Zur unteren Drehzahl $n' = 1000 \text{ min}^{-1}$ gehört somit die Drehfeldfrequenz

$$n'_d = n' + n_s = 1000 \text{ min}^{-1} + 65 \text{ min}^{-1} \\ n'_d = 1065 \text{ min}^{-1}$$

und zur oberen Drehzahl $n'' = 2000 \text{ min}^{-1}$ gehört dann die Drehfeldfrequenz

$$n''_d = 2065 \text{ min}^{-1}.$$

Die zugehörigen Frequenzen sind nach Gleichung 4.87

$$f'_1 = \frac{f_{1N} \cdot n'_d}{n_{dN}} \\ f'_1 = \frac{50 \text{ Hz} \cdot 1065 \text{ min}^{-1}}{1500 \text{ min}^{-1}} = \mathbf{35,5 \text{ Hz}}$$

und nach der gleichen Rechnung ist

$$f'_1 = 68,6 \text{ Hz.}$$

Nach Gleichung 4.88 sind die zugehörigen Spannungen für konstanten Fluss

$$U'_1 = \frac{U_{1N} \cdot f'_1}{f_{1N}} = \frac{400 \text{ V} \cdot 35,5 \text{ Hz}}{50 \text{ Hz}} = 284 \text{ V}$$

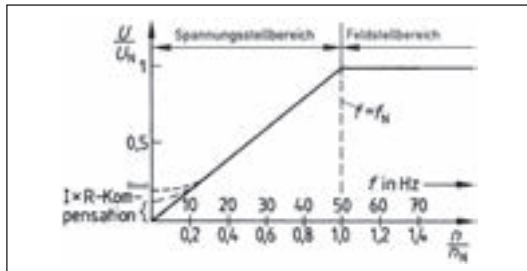
und für die obere Drehzahl

$$U'_1 = 549 \text{ V.}$$

Für den gewünschten Drehzahlbereich müsste der Frequenzumrichter also in dem Bereich 35,5 Hz und 284 V bis 68,8 Hz und 549 V arbeiten, um Φ_d konstant zu halten. Voraussetzung hierfür ist eine entsprechend hohe Eingangsspannung.

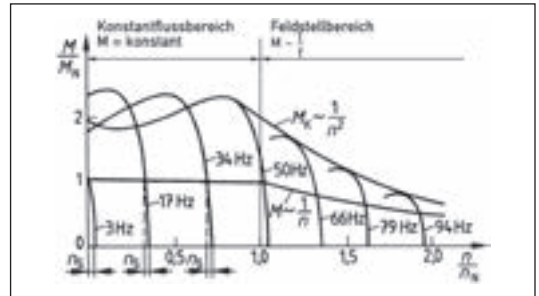
Drehmoment, Leistung. Hält man die Bedingungen für konstanten magnetischen Fluss ein, bleiben bei der Frequenzverstellung das Bemessungsmoment und das Kippmoment gleich groß, die Drehmoment-Drehzahl-Kennlinien werden wie in Bild 4.192 parallel verschoben. Bedingt durch die Höhe der Versorgungsspannung lässt sich die nötige Motorspannung bei höheren Frequenzen nicht weiter erhöhen, sodass das Feld des Motors geschwächt wird. Somit sinken das Bemessungsmoment und das Kippmoment. Es wird also bis zur maximalen Spannung, die vom Frequenzumrichter erreicht werden kann, mit konstantem Drehmoment und mit der Drehzahl steigender Leistung $P = M \cdot \omega$ gefahren. Oberhalb der maximalen Spannung wird der Motor im Bereich der Feldschwächung mit abnehmendem Drehmoment und bei steigender Drehzahl mit konstanter Leistung gefahren (4.193).

$I \times R$ -Kompensation. Aus dem vereinfachten Ersatzschaltbild 4.85 ist ableitbar, dass bei niedrigen Ständerfrequenzen ($< 10 \text{ Hz}$) der ohmsche Anteil in den Ständerwicklungswiderständen gegenüber den abnehmenden induktiven Blindwiderständen nicht mehr vernachlässigbar ist. Die daraus resultierenden verhältnismäßig hohen ohmschen Spannungsfälle im unteren Frequenzbereich lassen sich durch eine überproportionale Spannungsanhebung ausgleichen.



4.191 Spannungskenmlinie in Abhängigkeit von Speisefrequenz und Drehzahl eines D-Käfigläufermotors

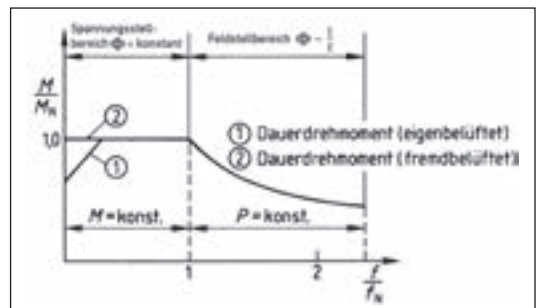
Man spricht dann von $I \times R$ -Kompensation (gestrichelte Linie in Bild 4.191). Eine zusätzliche feste Spannungsanhebung (Boost) im unteren Frequenzbereich ermöglicht Drehmomentensteigerungen zur Verbesserung der Losbrech- und Beschleunigungseigenschaften des Umrichterantriebs.



4.192 Drehmoment-Drehzahl-Kennlinienschar eines umrichter gespeisten D-Käfigläufermotors

Die Schlupfkompensation dient zum Ausgleichen des belastungsabhängigen Schlupfs durch geringfügiges Anheben der Speisefrequenz. Bemerkenswert ist, dass der Wert des Bemessungsschlupfs s_N unter $\Phi_d = \text{konstant}$ bei Veränderung der Speisefrequenz konstant bleibt (4.192).

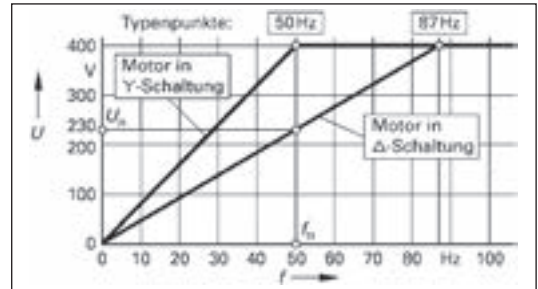
Betriebsverhalten bei Umrichterbetrieb. Der Arbeitspunkt der Asynchronmaschine liegt im Motorbetrieb immer bei Drehzahlen oberhalb der Kippdrehzahl. In diesem Bereich ist das Drehmoment etwa proportional zum Motorstrom. Unter konstantem magnetischen Fluss wird durch Verändern der Ständerfrequenz die Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie parallel verschoben (4.192). Im Betrieb mit Bemessungsmoment bleibt der Bemessungsschlupfdrehzahl n_s deshalb konstant und der Motor kann in jedem Drehzahlpunkt bis zur Bemessungsdrehzahl sein Bemessungsmoment entwickeln.



4.193 Typische Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie eines umrichter gespeisten D-Käfigläufermotors

Konstantmomentenbereich. Im Bereich bis zur Bemessungsfrequenz f_N arbeitet der Motor mit konstantem Drehmoment (Bild 4.193).

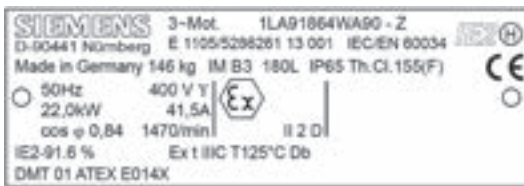
Konstantleistungsbereich. Nach Überschreiten der Bemessungsfrequenz bleibt die Ständerspannung (Netzspannung = maximale Umrichterspannung) konstant und der magnetische Fluss im Motor sinkt (Feldschwäcbereich). Das Motormoment fällt oberhalb dieser Frequenz hyperbolisch ($\sim 1/n$) ab. Der Motor gibt unter den Bedingungen $I = I_N = \text{konstant}$ und $M < M_K$ nahezu konstante Leistung ab. Die Grenze für die maximale Drehzahl bei $P = \text{konstant}$ lässt sich aus $n_{\max} = (M_K/M_N) \cdot n_K$ ermitteln.



4.195 Typenpunkte für Y- und Δ-Schaltung

4.8.2 87-Hz-Betrieb

Drehstrommotoren, die für Sternschaltung im 400-V-Netz bemessen sind (s. Bild 4.194), lassen sich über einen FU auch in Dreieckschaltung mit 400 V betreiben. Voraussetzung ist, dass der zulässige Strangstrom nicht überschritten wird.



4.194 Leistungsschild eines Asynchronmotors

Die um $\sqrt{3}$ erhöhte Strangspannung sorgt gemäß der linearen U/f -Kennlinie für eine Frequenzanhebung auf die Eckfrequenz $f = 87 \text{ Hz}$.

Der an dem FU eingestellte Punkt wird als **Typenpunkt** bezeichnet. An diesem Typenpunkt gibt der Motor sein Bemessungsdrehmoment ab, die Leistung ist $\sqrt{3}$ -mal größer. Der Wirkungsgrad des Motors verbessert sich, da die Bemessungsdrehzahl ebenfalls $\sqrt{3}$ -mal so groß ist, der Schlupf aber konstant bleibt.

Beim Betrieb mit der 87-Hz-Kennlinie sind folgende Punkte zu beachten:

- Das zulässige Motordrehmoment muss oberhalb der Bemessungsfrequenz aus thermischen Gründen reduziert werden, da die Eisenverluste überproportional ansteigen.
- Der Umrichter muss für den höheren Leiterstrom (die höhere Leistung) bemessen sein.
- Die mechanischen Grenzen des Motors sind zu berücksichtigen.
- Aufgrund der erhöhten thermischen Belastung des Motors sollte nur die nächstgrößere, listenmäßige Bemessungsleistung ausgenutzt werden.
- Bei der Wicklungsauslegung ist mindestens die Wärmeklasse F zu verwenden.

4.8.3 Parametrierung von Frequenzumrichtern

Vor der Erstinbetriebnahme muss der FU auf die Bemessungsdaten des Motors parametrieren werden. Bei einfachen Anwendungsfällen kann dies über das optionale Bedienteil (Basic Operating Panel, BOP, s. Bild 4.196) vorgenommen werden. Die Bedeutung der Tasten ist in Tab. 4.197 dargestellt. Die Parameternummern sind herstellerspezifisch (hier nach Siemens) und umfassen z. B. einen Zahlenbereich von 0000 – 9999. Der Nummer wird ein „P“ für direkt änderbare Parameter vorangestellt. Zahlen mit einem „r“ am Anfang zeigen an, dass der Parameter schreibgeschützt ist und nicht direkt geändert werden kann (z. B. r0070 = ungefilterte Zwischenkreisspannung). Nach Drücken der „P“-Taste können die Parameter über die Tasten „▲“ und „▼“ angewählt und über die „P“-Taste geändert werden. Durch die Auswahl einer Benutzer-Zugangsstufe (P0003) und eines Parameterfilters (P0004) ist es möglich, nur relevante Parameter anzeigen zu lassen. Die „FN“-Taste dient zur Quittierung von Störungen und der Auswahl verschiedener Anzeigewerte während des Umrichterbetriebs, wie z. B. Zwischenkreisspannung, Ausgangsstrom, Ausgangsfrequenz, Ausgangsspannung oder eines gewählten Parameters unter P0005. Weiterhin kann mit dieser Taste durch kurzes Drücken zum Parameter r0000 zurückgesprungen werden.



4.196 Basic Operating Panel