

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	20
1.5.3	Antriebsquadranten	29
1.5.4	Energieeffizienz und Wirkungsgrad	32
1.5.5	Antriebe 4.0	35
1.6	Bauelemente der Leistungselektronik	37
1.7	Grundsaltungen der Leistungselektronik	41
1.7.1	Netzgeführte Stromrichter.	42
1.7.1.1	Einpuls-Mittelpunktschaltung M1.	42
1.7.1.2	Zweipuls-Mittelpunktschaltung M2	56
1.7.1.3	Dreipuls-Mittelpunktschaltung M3.	56
1.7.1.4	Vollgesteuerte Brückenschaltungen.	60
1.7.1.5	Zwölfpuls-Brückenschaltung.	63
1.7.1.6	Halbgesteuerte Brückenschaltungen	64
1.7.2	Netzgeführte Wechselrichter.	66
1.7.3	Berechnung netzgeführter Schaltungen	69
1.7.4	Wechselstrom- u. Drehstromsteller	74
1.7.4.1	Wechselstromsteller.	74
1.7.4.2	Drehstromsteller	76
1.7.5	Selbstgeführte Stromrichter	77
1.7.5.1	Gleichstromsteller (Chopper)	77
1.7.5.2	Selbstgeführte Wechselrichter	85
1.7.5.3	Grundlagen der Frequenzumrichter	88
1.7.5.4	Modulation der Ausgangsspannung	92
1.7.5.5	Steuerung/Regelung der Ausgangsspannung	96
2 Gleichstrom- maschinen		
2.1	Aufbau der Gleichstrommaschine.	100
2.1.1	Stator – Ständer.	101
2.1.2	Rotor – Anker	102
2.2	Schaltungen der Gleichstrommaschinen.	104
2.3	Spannungserzeugung.	105
2.4	Drehmomenterzeugung und Leistungsumsatz.	110
2.5	Generatorbetrieb und Motorbetrieb.	111
2.6	Magnetische Felder.	114
2.6.1	Hauptfeld	114
2.6.2	Ankerfeld	114
2.6.3	Gesamtfeld (Resultierendes Feld).	115
2.7	Ankerrückwirkung.	115
2.7.1	Entstehung	115
2.7.2	Reduzierung der Ankerrückwirkung	116
2.8	Stromwendung (Kommutierung)	117
2.8.1	Ursachen des Bürstenfeuers	117
2.8.2	Stegspannung (Lamellenspannung)	119
2.9	Motoren	120
2.9.1	Nebenschlussmotor und fremderregter Motor.	120
2.9.2	Reihenschlussmotor (Hauptschlussmotor)	124
2.9.3	Doppelschlussmotor.	125
2.10	Anlassvorgang.	126
2.11	Elektrische Bremsung.	129
2.11.1	Senkbremsung.	129
2.11.2	Nachlaufbremsung	132
2.12	Drehzahlsteuerung	134
2.12.1	Ankerstellbereich	134
2.12.2	Feldstellbereich	136
2.12.3	Betrieb am Wechselstromnetz.	138
2.12.3.1	Einquadrantenbetrieb (I-Q-Betrieb)	139
2.12.3.2	Zweiquadrantenbetrieb (2-Q-Betrieb)	142

		Seite
2 Gleichstrom- maschinen		
Fortsetzung		
2.12.3.3	Vierquadrantenbetrieb (4-Q-Betrieb)	143
2.12.4	Betrieb am Gleichstromnetz	145
2.13	Verluste und Wirkungsgrad	146
2.13.1	Verlustarten	146
2.13.2	Wirkungsgrad	147
2.14	Gleichstrom-Ankerwicklungen	150
2.14.1	Ringwicklung	150
2.14.2	Trommelwicklung	151
2.14.3	Umschalten bzw. Umwickeln einer Maschine	158
3 Transformatoren		
3.1	Aufgaben und Arten	162
3.2	Einphasentransformator	164
3.2.1	Wirkungsweise des idealen Transformators	164
3.2.2	Grundgleichungen	166
3.2.2.1	Spannungsübersetzung	166
3.2.2.2	Stromübersetzung	166
3.2.2.3	Widerstandstransformation	167
3.2.2.4	Transformatoren-Hauptgleichung	167
3.3	Betriebsverhalten	168
3.3.1	Ersatzschaltung des realen Transformators	168
3.3.2	Leerlaufbetrieb	169
3.3.3	Lastbetriebsverhalten	173
3.3.4	Spannungsverhalten bei normaler Belastung	176
3.4	Parallelschaltung von Transformatoren	177
3.5	Energieumsatz im Transformator	180
3.5.1	Verluste	180
3.5.2	Volllastwirkungsgrad/Bemessungslastwirkungsgrad	181
3.5.3	Jahreswirkungsgrad	182
3.6	Drehstromtransformator	185
3.6.1	Transformatorenbank	185
3.6.2	Konstruktive Vereinigung von drei Einphasentransformatoren zu einem Drehstromtransformator	186
3.6.3	Schaltgruppen	188
3.6.4	Betriebsverhalten von Drehstromtransformatoren unter einphasiger oder extrem unsymmetrischer Belastung	189
3.7	Besondere Ausführungsformen des Transformators	194
3.7.1	Spartransformator	194
3.7.2	Stelltransformator	196
3.7.3	Transformatoren für Messzwecke	197
3.8	Konstruktive und technologische Gestaltung der aktiven Transformatorbauteile	200
3.8.1	Anordnung der aktiven Bauteile	200
3.8.2	Werkstoffe und Aufbau des Eisenkerns	201
3.8.3	Blechschnitte und konstruktive Zusammenfassung der Kernbleche	202
3.8.4	Wicklungen	204
3.8.5	Äußere Gestaltung	207
3.9	Transformatorenschutz	209
3.9.1	Innere Fehler	209
3.9.2	Schutzeinrichtungen	209
4 Wechselstrom- maschinen		
4.1	Grundlagen der Drehstromwicklungen	213
4.2	Wicklungsfaktoren	214
4.2.1	Verteilte Wicklung – Zonenfaktor	214
4.2.2	Gesehnte Wicklung – Sehnungsfaktor	215
4.2.3	Bedeutung der Wicklungsfaktoren	217
4.3	Magnetische Felder	218
4.3.1	Felderregerkurve und Feldkurve	218
4.3.1.1	Konzentrierte Wicklung	219
4.3.1.2	Verteilte Wicklung	220
4.3.2	Nutzfluss und Streufluss	221
4.3.3	Drehfelder	221
4.4	Entwurf von Wechselstromwicklungen	225
4.4.1	Einschicht-Ganzlochwicklungen	225
4.4.2	Zweischicht-Ganzlochwicklungen	230

		Seite
4 Wechselstrom-		
maschinen		
Fortsetzung		
4.4.3	Einschicht-Bruchlochwicklungen	234
4.4.4	Zweischicht-Bruchlochwicklungen	237
4.4.5	Polumschaltbare Wicklungen (Dahlander)	238
4.4.6	Bruchlochwicklung eines Servomotors	243
4.4.7	Einphasenwicklungen	243
4.4.8	Umwickeln von Maschinenwicklungen	244
4.5	Drehstrom-Asynchronmaschine	249
4.5.1	Aufbau	249
4.5.2	Wirkungsweise	250
4.5.3	Läuferfrequenz und Läuferspannung	254
4.5.4	Leistungsaufteilung	255
4.5.5	Ersatzschaltung und Zeigerdiagramm	258
4.5.6	Drehmoment	261
4.5.7	Stromaufnahme	264
4.5.8	Kreisdiagramm	267
4.5.8.1	Leerlauf- und Kurzschlussversuch	268
4.5.8.2	Auswertung	269
4.5.8.3	Bedeutung des Kreisdiagramms	272
4.5.9	Belastungskennlinien	273
4.5.10	Anlauf und Anlassen	275
4.5.10.1	Hochlaufvorgang	275
4.5.10.2	Anlaufstrom	276
4.5.10.3	Schleifringläufer mit Anlasswiderständen	277
4.5.10.4	Stromverdrängungsläufer	280
4.5.10.5	Stern-Dreieck-Anlaufschaltung	281
4.5.10.6	Sanftanlasser mit Drehstromsteller	284
4.5.10.7	Anlasstransformator	285
4.5.10.8	Weitere Anlassverfahren	285
4.5.11	Drehzahlsteuerung	286
4.5.11.1	Steuerungsmöglichkeiten	286
4.5.11.2	Ändern der Ständerspannung	287
4.5.11.3	Schlupfwiderstände	289
4.5.11.4	Läufergegenspannung	290
4.5.11.5	Frequenzverstellung	290
4.5.11.6	Polumschaltung	292
4.5.12	Bremsen	294
4.6	Einphasen-Asynchronmotoren	298
4.6.1	Einsträngiger Motor – Anwurfmotor	298
4.6.2	Zweisträngiger Motor	300
4.6.2.1	Zweiphasiger Anschluss	301
4.6.2.2	Einphasiger Anschluss	302
4.6.2.3	Kondensatormotor	303
4.6.2.4	Einphasenmotor mit Widerstandshilfswicklung	305
4.6.2.5	Spaltpolmotor	306
4.6.3	Drehstrommotor im Einphasenbetrieb	307
4.7	Synchronmaschinen	309
4.7.1	Aufbau und Arten	309
4.7.1.1	Außenpolmaschine	310
4.7.1.2	Innenpolmaschine	311
4.7.2	Erregung	313
4.7.3	Wirkungsweise	314
4.7.3.1	Leerlauf	314
4.7.3.2	Belastung	315
4.7.3.3	Ersatzschaltung und Zeigerdiagramm	316
4.7.3.4	Kurzschluss	317
4.7.3.5	Drehmoment	319
4.7.4	Generatorbetrieb	320
4.7.4.1	Inselbetrieb	320
4.7.4.2	Parallelbetrieb	321
4.7.5	Motorbetrieb	322
4.7.5.1	Betriebsverhalten	322
4.7.5.2	Mechanische Pendelungen	324
4.7.5.3	Anlauf	324
4.7.6	Drehzahlsteuerung	325
4.7.7	Besonderheiten der Schenkelpolmaschine	325

			Seite
5	Drehstrom- antriebe am Frequenz- umrichter (U-Umrichter)	5.1 Drehstrom-Kurzschlussläufermotor am Frequenzumrichter	328
		5.2 87-Hz-Betrieb	330
		5.3 Parametrierung von Frequenzumrichtern	330
		5.4 Bremsung, Bremsarten.	332
		5.5 Motorschutz	332
		5.6 Parallelschalten von Motoren	333
		5.7 Elektrischer Anschluss	333
		5.8 Netzrückwirkungen von Frequenzumrichtern.	333
		5.9 Erhöhte Spannungsbeanspruchung durch Umrichterbetrieb.	337
6	Servoantriebe	6.1 Bauarten	341
		6.2 Erregerkreiswerkstoffe	341
		6.3 Motorkenndaten	342
		6.4 Gleichstrom-Scheibenläufermotor.	346
		6.4.1 Aufbau und Wirkungsweise.	346
		6.4.2 Betriebsverhalten	347
		6.5 Gleichstrom-Langläufermotor.	348
		6.5.1 Aufbau und Wirkungsweise.	348
		6.5.2 Betriebsverhalten	348
		6.6 Bürstenloser Gleichstrom-Servomotor	349
		6.7 Drehstrom-Asynchronservomotoren	351
		6.8 Drehstrom-Synchronservomotoren	352
		6.9 Schrittmotoren	354
		6.9.1 Aufbau, Bauarten und Wirkungsweise.	354
		6.9.2 Ansteuerungsarten/Betriebsarten	356
		6.9.3 Schrittararten	357
		6.9.4 Steuerlogik	359
		6.9.5 Treiberstufen	359
		6.9.6 Betriebsverhalten	360
		6.9.7 Zusammenfassung und Erläuterungen	361
		6.10 Gebersysteme für Servomotoren	362
7	Weitere Maschinenarten	7.1 Transformatoren	366
		7.1.1 Streufeldtransformator	366
		7.1.2 Stromrichtertransformator (SRT)	367
		7.2 Wechselstrommaschinen.	371
		7.2.1 Einphasen-Reihenschlussmotor und Universalmotor	371
		7.2.2 Repulsionsmotor	373
		7.2.3 Drehstrom-Kollektormotor	373
		7.2.4 Energiesparmotoren	374
		7.2.4.1 Der Reluktanzmotor	376
		7.2.4.2 Synchron-Reluktanzmotor	377
		7.2.4.3 Drehstromsynchronmotor mit permanenterregtem Läufer	378
		7.2.4.4 Torquemotoren	379
		7.2.5 Asynchroner Linearmotor	380
		7.3 Windenergieanlagen (WEA) zur Stromerzeugung	382
		7.3.1 Wirkungsweise der WEA	383
		7.3.2 Anlagenkonstruktion	384
		7.3.3 Konzepte von WEA zur Stromeinspeisung	385
		7.3.4 Generatoren in WEA	387
		7.3.5 Windenergieanlagen und Netzintegration.	390
8	Explosions- geschützte Motoren	8.1 Explosionsschutz – Maßnahmen und Ziele	391
		8.2 Rechtsgrundlagen und Normen	391
		8.3 Begriffsbestimmungen.	392
		8.4 Gerätekennzeichnungen und Zertifizierungsverfahren in Europa (ATEX) und international (IEC Ex)	398
		8.5 Explosionsgeschützte Drehstrom-Käfigläufermotoren	402
		8.5.1 Besondere Konstruktionsmerkmale	402
		8.5.2 Zündschutzarten von Elektromotoren	402
		8.5.2.1 Druckfeste Kapselung – Ex „d“	403
		8.5.2.2 Überdruckkapselung – Ex „p“	405
		8.5.2.3 Erhöhte Sicherheit – „e“-Schutzniveau „eb“	407
		8.5.2.4 Erhöhte Sicherheit Ex „e“ – Schutzniveau – „ec“	413
		8.5.2.5 Zündschutzart – Ex „db eb“	413

		Seite
8 Explosionsgeschützte Motoren		
Fortsetzung		
8.5.2.6	Motoren mit doppelter Zündschutzart – Ex „db eb+eb“	414
8.5.2.7	Staub-Zündschutzart – Schutz durch Gehäuse – Ex „t“	414
8.5.2.8	Staub-Zündschutzart – Schutz durch Überdruckkapselung – Ex „p“	415
8.5.2.9	Zusammenfassungen	415
8.6	Explosionengeschützte Asynchronmotoren im Frequenzumrichterbetrieb	416
8.6.1	Allgemeines	416
8.6.2	Leistungsbegrenzung und Drehmomentreduktion	418
8.6.3	Motorverluste im FU-Betrieb	419
8.6.4	Lagerbelastungen	420
8.6.5	U/f-Verhältnis und Motorerwärmung	421
8.6.6	Spannungsfälle im FU-Motorabzweig	421
8.6.7	Wicklungsbelastung durch Impulsspannungen	422
8.6.8	Störungen im FU-Betrieb und Schutzfunktionen	422
8.6.9	Maßnahmen zum sicheren Betrieb von Ex-Motoren am Frequenzumrichter	423
8.6.10	Projektierung eines Ex-Antriebs mit Frequenzumrichter	424
8.7	Anforderungen an den Schutz von Ex-Motoren	426
8.7.1	Rechtliche und normative Vorgaben	426
8.7.2	Schutzprinzipien und Schutzgeräte für Ex-Motoren	427
8.7.2.1	Stromabhängiger Schutz	427
8.7.2.2	Temperaturabhängiger Motorschutz	428
8.7.2.3	Schutz durch Strombegrenzung	429
8.7.3	Auswahl eines Motorschutzkonzepts	430
8.7.4	Mechanischer Schutz	432
8.7.5	Kurzschlusschutz	432
8.7.6	Kennzeichnung, Installation und Inbetriebnahme von Motor-Schutzgeräten	433
8.7.7	Motorschutz für Ex-Motoren im Frequenzumrichterbetrieb	434
8.7.8	Motorschutz in Abhängigkeit von der Betriebsart	435
8.8	Wartung und Instandsetzung von Ex-Motoren und elektrischen Geräten	437
8.8.1	Rechtlicher und normativer Rahmen	437
8.8.2	Instandsetzung von Ex-Motoren	437
8.9	Begriffsdefinitionen (Glossar)	439
9 Prüfen der Maschinen		
9.1	Elektrische Prüfung	441
9.1.1	Körperschluss (Prüfung der Isolation)	441
9.1.2	Stoßspannungsprüfung	443
9.1.3	Prüfungen von Maschinen im Umrichterbetrieb	443
9.2	Erwärmungsprüfung	448
9.3	Strom- und Drehmomentüberlastbarkeit	451
9.4	Mechanische Prüfung	453
10 Normung der Maschinen		
10.1	Übersicht über die einschlägigen Normen elektrischer Maschinen	454
10.2	Bauformen und Baugröße	455
10.3	Schutzarten	458
10.4	Bemessung und Betrieb	459
10.5	Betriebsarten, Bemessungsklassen	460
10.6	Erwärmung – Thermische Klassen, Wärmeklassen	466
10.7	Kühlung, Umgebungs- und Kühlmitteltemperatur	467
10.8	Bemessungsspannungen	470
Anhang	Bildquellenverzeichnis	474
	Sachwortverzeichnis	475

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.

5.1 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

$$n_d = \frac{f_1 \cdot 60}{p} \quad (5.1)$$

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 5.3). 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

$$\Phi_d \sim \frac{U_{q1}}{f_1} \quad (5.2)$$

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

$$\frac{f'_1}{f_1} = \frac{n'_1}{n_1} \approx \frac{\Phi_d}{\Phi'_d} \quad (5.3)$$

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 $\Phi_d = \Phi_{dN}$ = konstant zu halten. Dazu muss mit der Frequenz f_1 die Ständerspannung U_1 gleichsinnig verstellt werden.

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

$$\frac{f'_1}{f_{1N}} = \frac{U'}{U_N} = \frac{n'_d}{n_{dN}} \quad (5.4)$$

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 5.3).

Beispiel 5.1 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 5.3

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

und nach der gleichen Rechnung ist

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

Nach Gleichung 4.88 sind die zugehörigen Spannungen für konstanten Fluss

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

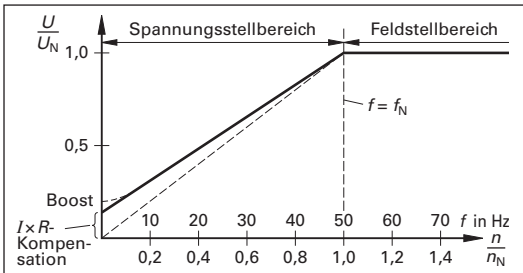
und für die obere Drehzahl

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

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.

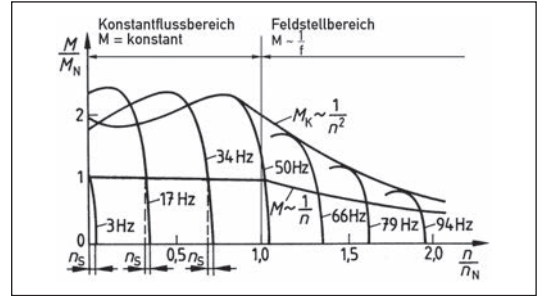
Drehmoment, Leistung. Hält man die Bedingungen für konstanten magnetischen Fluss ein, bleiben bei der Frequenzverstellung das Bemessungsmoment und das Kippmoment gleich groß, die Drehmoment-Drehzahl-Kennlinien werden wie in Bild 5.4 parallel verschoben. Bedingt durch die Höhe der Versorgungsspannung 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 (5.5).

$I \times R$ -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.



5.3 Spannungsstellbereich in Abhängigkeit von Speisefrequenz und Drehzahl eines D-Käfigläufermotors

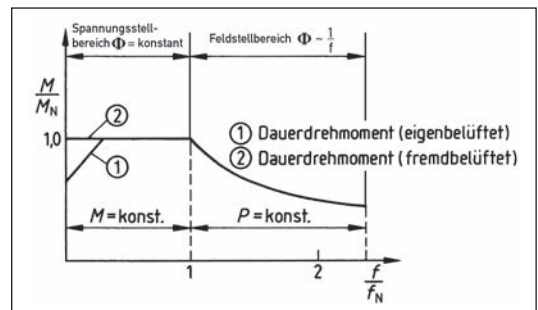
Man spricht dann von $I \times R$ -Kompensation (gestrichelte Linie in Bild 5.3). Eine zusätzliche feste Spannungsanhebung (Boost) im unteren Frequenzbereich ermöglicht Drehmomentensteigerungen zur Verbesserung der Losbrech- und Beschleunigungseigenschaften des Umrichterantriebs.



5.4 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 (5.4).

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 (5.4). Im Betrieb mit Bemessungsmoment bleibt der Bemessungsschlupfdrehzahl n_s deshalb konstant und der Motor kann in jedem Drehzahlpunkt bis zur Bemessungsdrehzahl sein Bemessungsmoment entwickeln.



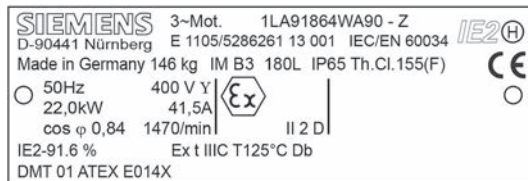
5.5 Typische Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie eines umrichter gespeisten D-Käfigläufermotors

Konstantmomentenbereich. Im Bereich bis zur Bemessungsfrequenz f_N arbeitet der Motor mit konstantem Drehmoment (Bild 5.5).

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

5.2 87-Hz-Betrieb

Drehstrommotoren, die für Sternschaltung im 400-V-Netz bemessen sind (s. Bild 5.6), lassen sich über einen FU auch in Dreieckschaltung mit 400 V betreiben. Voraussetzung ist, dass der zulässige Strangstrom nicht überschritten wird.



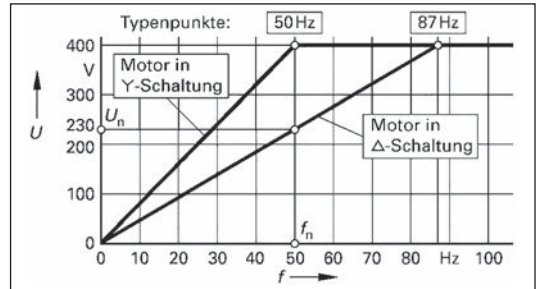
5.6 Leistungsschild eines Asynchronmotors
© Siemens AG

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



5.7 Typenpunkte für Y- und Δ-Schaltung

5.3 Parametrierung von Frequenzumrichtern

Vor der Erstinbetriebnahme muss der FU auf die Bemessungsdaten des Motors parametrierung werden. Bei einfachen Anwendungsfällen kann dies über das optionale Bedienteil (Basic Operating Panel, BOP, s. Bild 5.8) vorgenommen werden. Die Bedeutung der Tasten ist in Tab. 5.9 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.



5.8 Basic Operating Panel, © Siemens AG

Tabelle 5.9 Funktionen des Bedienteils

Taste	Funktion
I	Motor EIN
O	Motor AUS
↺	Drehrichtungsumkehr
JOG	Tipp-Betrieb
FN	Funktionsauswahl
P	Parameterzugriff
▲	Wert erhöhen
▼	Wert reduzieren

Aufgrund der zahlreichen Parameter, die für die Steuerung eines Drehstrommotors zur Verfügung stehen, sind Frequenzumrichter mit einem Schnellinbetriebnahme-Modus (Tabelle 5.10) ausgerüstet, über den nur die wichtigsten Motor-kenndaten konfiguriert werden.

Tabelle 5.10 Schnellinbetriebnahmeparameter

Parameter	Funktion	Wert
P0003	Zugriffsstufe	1
P0004	Parameterfilter	0
P0010	Schnellinbetriebnahme	1
P0304	Motorbemessungsspannung in V	400
P0305	Motorbemessungsstrom in A	41,5
P0307	Motorbemessungsleistung in kW	22
P0310	Motorbemessungsfrequenz in Hz	50
P0311	Motorbemessungsdrehzahl in min ⁻¹	1465
P0700	Befehlsquelle BOP	1
P1000	Frequenzsollwert über BOP	1
P1080	Minimale Frequenz in Hz	0
P1082	Maximale Frequenz in Hz ¹	50
P1120	Rampenhochlaufzeit t_{hr} in s	5
P1121	Rampenauslaufzeit t_{ar} in s	5
P3900	Ende Schnellinbetriebnahme	1

¹ Bei $f > f_N$ muss P2000 (Bezugsfrequenz) angepasst werden

Rampenzeiten. Über die Rampenzeiten werden Hochlauf- und Auslaufzeiten definiert, um positive oder negative Beschleunigungen aufgrund plötzlicher Sollwertänderungen zu begrenzen, damit der angeschlossene Antrieb so gut wie möglich geschont wird. Der Antrieb wird somit durch die Rampen geführt beschleunigt. Man unterscheidet zwischen linearen (Bild 5.11) und verrundeten Rampen (Bild 5.12). Bei linearen Rampen beziehen sich die Rampenzeiten auf die parametrisierte Maximalfrequenz.

Es gilt

$$\frac{t_{hr}}{f_{\max}} = \frac{t_h}{f_1 - f_{\min}} \quad (5.5)$$

für den Hochlauf und

$$\frac{t_{ar}}{f_{\max}} = \frac{t_a}{f_1 - f_{\min}} \quad (5.6)$$

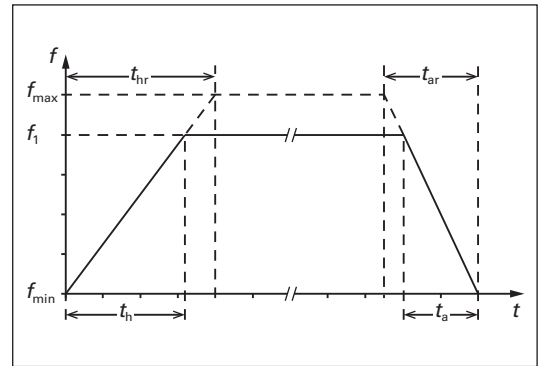
für den Auslauf.

Die Hochlaufzeit des Antriebs ist somit

$$t_h = \frac{t_{hr} \cdot (f_1 - f_{\min})}{f_{\max}} \quad (5.7)$$

und die Auslaufzeit

$$t_a = \frac{t_{ar} \cdot (f_1 - f_{\min})}{f_{\max}} \quad (5.8)$$



5.11 Lineare Rampen

Bei linearen Rampen treten Momentenstöße an den Übergängen auf, die sich bei diversen Antriebslösungen negativ auswirken (z. B. Kippgefährdung von Gegenständen auf einem Transportband oder ruckartiges Beschleunigen eines Aufzuges). Um möglichst sanfte Übergänge zu erhalten, werden die Rampenzeiten zu diesem Zweck verrundet.

Bei $t_v \leq t_r$ gilt

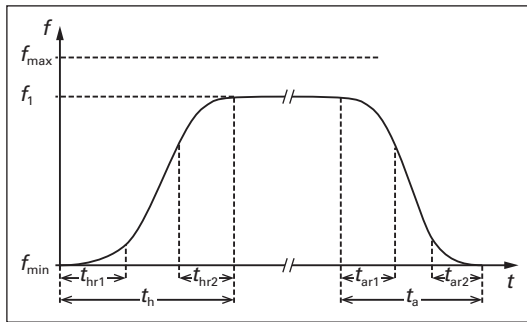
$$t_h = \frac{1}{2} (t_{hv1} + t_{hv2}) + \frac{t_{hr} \cdot (f_1 - f_{\min})}{f_{\max}} \quad (5.9)$$

$$t_a = \frac{1}{2} (t_{av1} + t_{av2}) + \frac{t_{ar} \cdot (f_1 - f_{\min})}{f_{\min}} \quad (5.10)$$

Bei $t_v > t_r$ gilt

$$t_h = \sqrt{\frac{2 \cdot (f_1 - f_{\min}) \cdot (t_{hr} \cdot t_{hv1}^2)}{f_{\max} \cdot (t_{hv1} + t_{hv2})}} + \left(1 + \frac{t_{hv2}}{t_{hv1}}\right) \quad (5.11)$$

$$t_a = \sqrt{\frac{2 \cdot (f_1 - f_{\min}) \cdot (t_{ar} \cdot t_{av1}^2)}{f_{\max} \cdot (t_{av1} + t_{av2})}} + \left(1 + \frac{t_{av2}}{t_{av1}}\right) \quad (5.12)$$



5.12 Verrundete Rampen

5.4 Bremsung, Bremsarten

Die grundsätzlichen Arten der elektrischen Bremsung wurden bereits in Kapitel 2.9 behandelt. Frequenzumrichter bieten verschiedene Möglichkeiten, einen Antrieb gezielt abzubremesen. Bei der *generatorischen Bremsung* (Läuferfrequenz $f_2 >$ Drehfeldfrequenz f_d) wird die anfallende Energie in den Zwischenkreis zurückgespeist und muss – um ein Abschalten des Umrichters aufgrund ansteigender Zwischenkreisspannung zu verhindern – über einen externen Bremswiderstand (Chopperwiderstand) in Wärme umgewandelt werden.

Der Vorteil dieser Widerstandsbremsung ist, dass große Lasten (z. B. bei Förderbändern, Fahrantrieben und Hebezeugen) schnell abgebremst werden können, ohne den Umrichter zu überhitzen. Die Auslegung des Bremswiderstands ist abhängig von der erforderlichen Bremsleistung und der Zwischenkreisspannung.

Bei der DC-Bremsung wird im Gegensatz zur generatorischen Bremsung nicht die Ausgangsfrequenz verringert, sondern in die Ständerwicklung des Motors wird ein Gleichstrom eingeprägt. Die induzierte Spannung in den Kurzschlussstäben des Rotors sorgt aufgrund des geringen ohmschen Widerstands der Läuferstäbe für einen sehr hohen Strom und somit ein sehr starkes Bremsmoment. Die DC-Bremse wird für Frequenzen unter ca. 10 Hz eingesetzt, da der ohmsche Widerstand der Rotorstäbe mit sinkender Frequenz dominiert und der Bremsseffekt verstärkt wird. Das erzeugte Bremsmoment nimmt kurz vor dem Stillstand aufgrund des Induktionsgesetzes jedoch stark ab, ein geringes Stillstandsmoment ist aber durch das Blechpaket des Läufers noch vorhanden. DC-Bremsen sind jedoch nicht geeignet, eine Last in Ruhe zu halten. Die kinetische Energie wird bei dieser Art der Bremsung direkt im Motor absorbiert und führt zur Erwärmung der Maschine, der Zwischenkreis wird somit entlastet.

Verbundbremse. Durch die Kombination der generatorischen Bremsung und der DC-Bremse erreicht man ein effektives Abbremsen ohne den Einsatz zusätzlicher Komponenten. Sobald die Zwischenkreisspannung einen festgelegten Höchstwert erreicht, wird der Motorstrom mit einem Gleichstrom überlagert. Der Abbremsvorgang erfolgt hierbei mit geregelter Motorfrequenz bei minimaler Belastung des Zwischenkreises.

Hinweis: Alle Bremsarten führen zu starken Momentbelastungen der Rotoren, was im Extremfall besonders bei großen Motoren aufgrund der Trägheitsmomente zu einem Verdrehen des Läuferblechpakets oder zu einem Wellenbruch führen kann.

5.5 Motorschutz

Frequenzumrichter bieten zwei integrierte Schutzmechanismen, um den Motor vor Überlastung zu schützen. Beim *elektronischen Motorschutz* berechnet die CPU des Umrichters indirekt die Motortemperatur abhängig von Motorstrom, Frequenz und Zeit in einem sogenannten Temperaturmodell. Dieser (berechnete) elektronische Schutz berücksichtigt im Gegensatz zu herkömmlichen Motorschutzschaltern auch die verringerte Kühlung bei niedrigen Frequenzen und damit geringen Lüfterdrehzahlen eigengekühlter Motoren. Der *Motorvollschutz* mit Thermistoren oder Halbleitersensoren KTY 84 im Wicklungskopf des Motors, die an den Umrichter angeschlossen werden, bietet einen zusätzlichen Schutz gegen Überhitzung wie z. B. durch Abdeckung, Verschmutzung, Blockieren oder Lüfterausfall. Herkömmliche Motorschutzschalter bzw. -relais bei mit Umrichtern betriebenen Motoren werden somit überflüssig und sind auch nicht geeignet, da es durch die Frequenzabhängigkeit des magnetischen Auslösers zu Fehlabschaltungen kommen kann.

Umrichterschutz. Um die thermische Überlastung und damit den Ausfall des Umrichters selbst zu verhindern, wird der Leistungsteil auf kritische Zustände hin überwacht. Die Analyse der IGBT- bzw. Kühlkörper-Temperatur sorgt für den Schutz der Halbleiter-Bauelemente. Die $I^2 \cdot t$ -Überwachung dient dem Schutz von Komponenten, denen im Gegensatz zu den Halbleitern eine große thermische Zeitkonstante anhaftet. Beim Auftreten einer thermischen Überlast kann der Umrichter je nach Parametrierung unterschiedlich reagieren. Durch *Pulsfrequenzreduktion* werden die Schaltverluste reduziert; hierdurch erhöht sich jedoch die Stromwelligkeit und somit bei

kleinen Trägheitsmomenten das Momentenrippel an der Motorwelle. Bei Lasten mit quadratischer Momentenkennlinie ist eine *Ausgangsfrequenzreduktion* hilfreich, da hierdurch der Motorstrom quadratisch abnimmt und somit auch die Verluste im Leistungsteil stark verringert werden. Falls beide Reduktionsmaßnahmen im Fehlerfall jeweils nicht ausreichend greifen bzw. nicht in Frage kommen, schaltet sich der Umrichter nach Erreichen der Abschaltschwelle ab und zeigt eine Störung an.

5.6 Parallelschalten von Motoren

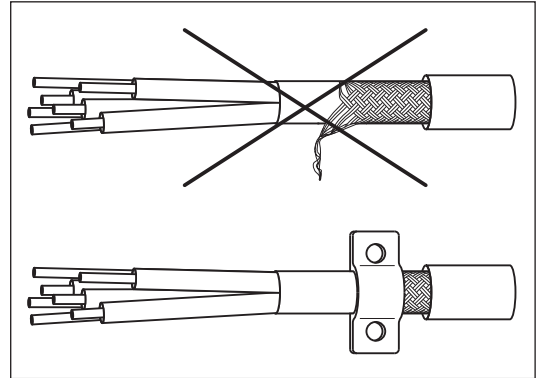
An einem Frequenzumrichter lassen sich auch mehrere Motoren parallel betreiben. Durch die Verwendung von Motoren mit unterschiedlichen Polpaarzahlen und/oder Schlupfdrehzahlen sind unterschiedliche Drehzahlen realisierbar. Das Verhältnis zwischen den Drehzahlen der Motoren bleibt im gesamten Bereich gleich. Durch die Parallelschaltung verringern sich der Gesamtwiderstand und die Gesamtinduktivität am Umrichterausgang, die Streukapazität der Leitungen vergrößert sich. Hierdurch kommt es zu einer erhöhten Stromverzerrung, die sich durch den Einsatz von Motordrosseln am Umrichterausgang vermindern lässt. Der Umrichter muss für die Summe der Motorströme ausgelegt sein und entsprechend parametrisiert werden. Da der elektronische Motorschutz logischerweise nicht mehr verwendet werden kann, empfiehlt es sich, einen Motorvollschutz mit Thermistoren zu verwenden.

5.7 Elektrischer Anschluss

Zum störungsfreien Betrieb eines Frequenzumrichters muss die Installation EMV-gerecht erfolgen (s. Abschn. 5.9), wobei folgende Punkte zu beachten sind:

- Bei Verwendung einer Fehlerstromschutzeinrichtung ist ein RCD vom Typ B (allstromsensitiv) mit $I_{\Delta n} = 300 \text{ mA}$ zu verwenden.
- Pro RCD darf nur ein Umrichter versorgt werden.
- Der Neutraleiter des Netzes muss geerdet werden.
- Metallische Gehäuse Teile und Kontaktstellen müssen blank (verzinkt), gut leitend und sternförmig mit dem Erdpotential verbunden sein.
- Verbindungsleitungen müssen so kurz wie möglich ausgeführt werden.
- Mindestens die Motorleitungen sollten geschirmt ausgeführt werden.
- Abschirmlitzen dürfen nicht verdreht werden (sog. Pig-tails), sie sind mit metallischen Kabelschellen beidseitig zu befestigen (s. Bild 5.13). Dabei ist auf sauberes Absetzen der Abschirmung zu achten, um die Entstehung von kleinen HF-Antennen zu vermeiden.

- Steuer-, Netz- und Motorleitungen müssen in getrennten Installationskanälen verlegt werden.
- Kreuzungen von Leistungs- und Steuerleitungen müssen im 90°-Winkel ausgeführt werden.
- Im DC-Zwischenkreis entsteht eine hohe Spannung, die durch den Kondensator auch nach dem Abschalten noch vorhanden ist. Eine Entladezeit von mindestens 5 Minuten ist zu beachten.



5.13 Befestigung geschirmter Leitungen

5.8 Netzurückwirkungen von Frequenzumrichtern

Bei der Konzeption von Geräten sowie der Errichtung elektrotechnischer Installationen sind Maßnahmen zur Einhaltung elektromagnetischer Verträglichkeit (EMV), die dem Stand der Technik entsprechen, unabdingbar. Bei der Anwendung von Frequenzumrichtern sind drei Normen wesentlich:

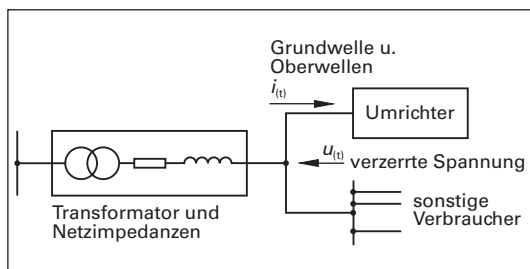
- die Umgebungsnorm EN 55011
- die Produktnorm EN 61800-3
- die „Netznorm“ EN 61000-3-12

An dieser Stelle wollen wir die Rückwirkungen auf das elektrische Netz betrachten. Oberschwingungsströme und -spannungen entstehen durch nichtlineare Lasten die an das Stromnetz angeschlossen sind, wie:

- Sanftanlasser
- drehzahlgeregelte Antriebe
- Computer und andere elektronische Geräte
- elektronische Steuerungen für die Beleuchtung
- Schaltnetzteile
- Schweißgeräte
- unterbrechungsfreie Stromversorgungen USV

Nicht sinusförmige Stromformen beinhalten eine Strom-Grundwelle und eine Anzahl von Strom-Oberwellen, die durch die Fourieranalyse ermittelt werden können. Umrichter verhalten sich bezüglich der

von ihnen verursachten Netzurückwirkungen ähnlich wie die bekannten Gleichstromstellglieder der Leistungselektronik (s. Abschn. 1.7.1.1). Auch Umrichter 5.14 entnehmen dem Netz neben dem Grundschwingungsstrom auch Oberschwingungsströme, die an den Netzimpedanzen Oberschwingungsspannungen zur Folge haben. Neben den harmonischen Oberschwingungen (ganzzahlige Vielfache der Netzfrequenz) treten auch interharmonische Oberschwingungen (unganzzahlige Vielfache der Netzfrequenz) auf, die von der Ausgangsfrequenz des Umrichters abhängig sind. Bei Puls-umrichtern sind die Amplituden der interharmonischen Oberschwingungen meist um eine Größenordnung kleiner als die der harmonischen. Sie können bis zu 5 % der Grundschwingungsamplitude betragen und stellen damit meist kein Problem für die Netze dar.



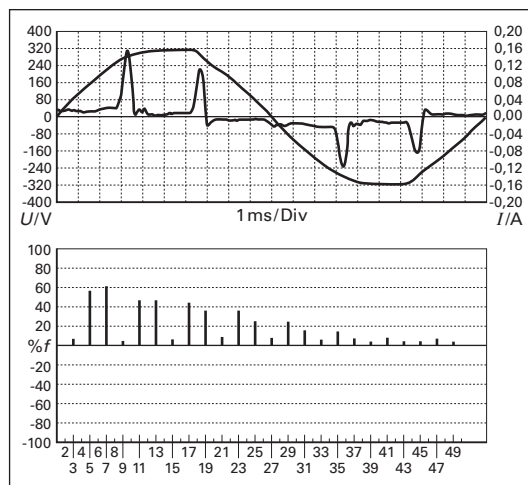
5.14 Anlage mit Umrichterbelastung

Unzulässig hohe Oberschwingungen führen ggf. zum:

- zusätzlichen Erwärmen von Transformatoren, Leitungen, Motoren, Generatoren und Kondensatoren
- Flackern von Anzeigen und Beleuchtungsanlagen
- ungewollten Auslösen von Leistungsschaltern
- Ausfall von Computern
- und zu falschen Messergebnissen

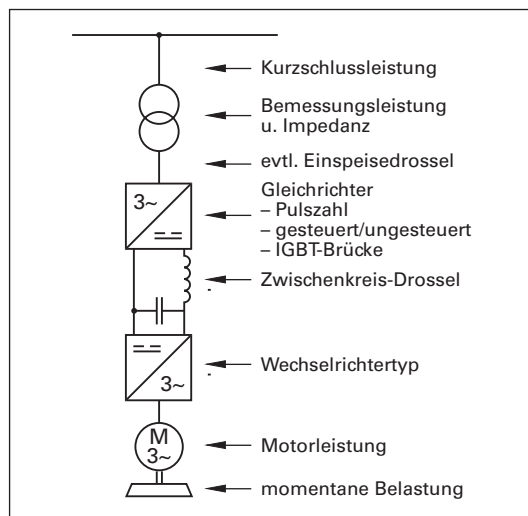
THD-Faktor. Die harmonische Verzerrung ist eine Form der „Verschmutzung“ elektrischer Anlagen die Probleme verursachen kann, wenn die Summe der Oberschwingungsströme bestimmte Grenzen überschreitet. Ein markanter Grenzwert der EN 61000-3-12 ist die Festlegung auf einen THD-Wert von 40 % für die fünfte Oberwelle. Der THD-Faktor (Total Harmonic Distortion) ist der Verzerrungs- oder Klirrfaktor als Effektivwert der Oberschwingung(en) zum Effektivwert der Grundschwingung. Bild 5.15 zeigt den zeitlichen Verlauf und das Oberwellenspektrum eines handelsüblichen Frequenzumrichters mit B6-Brücke für eine Phase.

Gut zu erkennen sind der Ladestrom des Zwischenkreiskondensators im Liniendiagramm sowie das damit verursachte Oberwellenspektrum.



5.15 Eingangsstrom Frequenzumrichter

Einfluss auf Oberwellen. Der Anteil der Oberwellen wird durch verschiedene in Bild 5.16 dargestellte Merkmale beeinflusst. Die verschiedenen Einflussfaktoren des Antriebs und des Netzes vergrößern oder verringern den Oberwellengehalt von Spannung und Strom wie in Tabelle 5.17 dargestellt.



5.16 Einflussfaktoren auf den Oberwellengehalt

Tabelle 5.17 Wirkung der Einflussfaktoren

Oberwellengehalt von Strom bzw. Spannung		
Faktoren	größer $\uparrow$	kleiner $\downarrow$
Größere Motorleistung	$\uparrow$	
Größere Last	$\uparrow$	
Größere DC- oder AC-Induktivität		$\downarrow$
Größere Pulszahl der Gleichrichter		$\downarrow$
Frequenzumrichter mit integriertem Filter		$\downarrow$
Längeres Einspeiseleitung	$\uparrow$	
Größere Transformatorenleistung		$\downarrow$
Niedrigere Impedanz des Transformators		$\downarrow$
Größer Kurzschlussleistung der Einspeisung		$\downarrow$

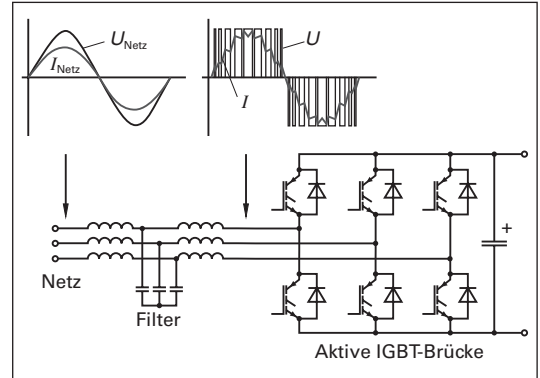
Pulszahl des Diodengleichrichters. Die häufigste dreiphasige Gleichrichterschaltung ist die 6-Puls-Brückenschaltung B6U. Diese Schaltung ist einfach und preiswert, erzeugt jedoch einen relativ hohen Anteil von Oberwellen. Durch eine Induktivität auf der DC- bzw. der AC-Seite wird wegen der Tiefpasswirkung zusammen mit dem Zwischenkreiskondensator der Oberwellengehalt kleiner. Die Verwendung einer 12-Puls-Gleichrichterschaltung nach Bild 1.92 führt zur deutlichen Verringerung der Oberwellen. Die Schaltung bedarf zur Einspeisung eines Dreiwicklungstransformators, der zwei um 30° versetzte Ausgangsspannungen erzeugt. Besonders der spezielle Transformator verursacht die höheren Kosten im Vergleich zum 6-Puls-Gleichrichter. Eine weitere Verringerung der Oberwellen würde der Einsatz einer 24-Puls-Gleichrichterschaltung hervorrufen, aber die Kosten weiter erhöhen.

Rückspeiseeinheiten:

Thyristorbrücke mit Phasenanschnitt. Mit einer vollgesteuerten Brückenschaltung B6C kann die Gleichspannung über den Zündwinkel verändert werden. Bei Zündwinkeln über 90° wird die Gleichspannung negativ. Dies ermöglicht eine Rückspeisung der Leistung ins Netz. Werden zwei B6C parallel geschaltet, kann bei gleicher Polarität der Gleichspannung der Gleichstrom umgepolt werden. Die Kurvenform und damit der Oberwellenanteil sind bei Vollaussteuerung ähnlich der ungesteuerten Brücke. Bei Teilaussteuerung sind die Oberschwingungsströme jedoch größer.

Aktive IGBT-Ein- und Rückspeiseeinheit. Eine aktiv gepulste, kippsichere, geregelte Ein- und Rückspeiseeinheit deren Energiefluss vom Netz zum Zwischenkreis und in umgekehrte Richtung erfolgt, besteht aus einer selbstgeführten

IGBT-Brücke 5.18, die über einen Schaltimpuls-Filter am Netz betrieben wird.



5.18 Aktive IGBT-Ein- und Rückspeiseeinheit

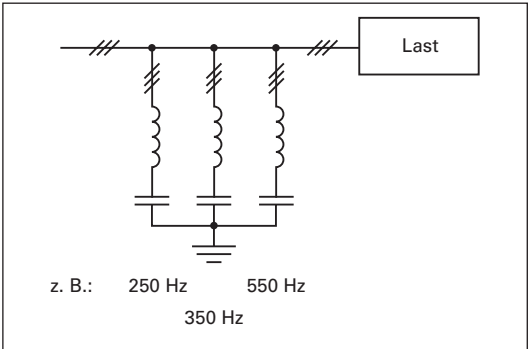
Diese Schaltung erzeugt eine geregelte Zwischenkreisspannung, die diese unabhängig von Netzspannungsschwankungen und kurzfristigen Spannungseinbrüchen konstant hält. Eine schnelle Vektorregelung sorgt für sinusförmigen Netzstrom, sowohl für die entnommene als auch für die rückgespeiste Energie. Der nur gering zu bemessende Filter eliminiert die pulsfrequenten Netzrückwirkungen fast vollständig. Der Oberwellengehalt liegt weit unter denen von 12- und 24-pulsigen Schaltungen. Der Leistungsfaktor ist frei wählbar. Die standardmäßige Einstellung $\cos \varphi = 1$ kann in weiten Grenzen in den induktiven und kapazitiven Bereich verschoben werden. Dieses Verfahren wird auch als **PFC (Power Factor Correction)** bezeichnet. Zusammengefasst sind die Vorteile:

- Sichere Funktion auch bei sinkender Netzspannung und bei Netzunterbrechung
- Hohe Dynamik der Antriebsregelung auch im Feldschwächebereich in allen 4 Quadranten
- Möglichkeit der Erzeugung kapazitiver Blindleistung und Kompensierung der Oberschwingungsströme paralleler Lasten
- Nahezu sinusförmiger Strom mit geringem Oberschwingungsanteil. Der IGBT-Umrichter hat bei niederfrequenten Harmonischen einen sehr geringen Anteil
- Möglichkeit der Spannungsüberhöhung bei niedriger Einspeisespannung.

Der Hauptnachteil sind die hohen Kosten, die sich aus der IGBT-Brücke und der zusätzlichen Filterung ergeben.

Passiv-Filter sind LC-Schaltungen mit einer Induktionsspule und einem in Reihe geschalteten Kondensator, die auf die zu reduzierende Frequenz abgestimmt sind (Bild 5.19). In Industrieanlagen sind die LC-Werte meist auf die besonders stark auftretende 5. Oberwelle abgestimmt. Sollen die

Filter auf mehrere Oberwellen abgestimmt sein, haben sie entsprechend mehrere parallele Zweige. Der beste Ort des Filters ist nahe der Oberschwingungsquelle. Sind die Filter im Frequenzumrichter integriert, kann die ins Netz zurück gespeiste Gesamtstromverzerrung je nach Typ auf 5 bzw. 10 % begrenzt werden.



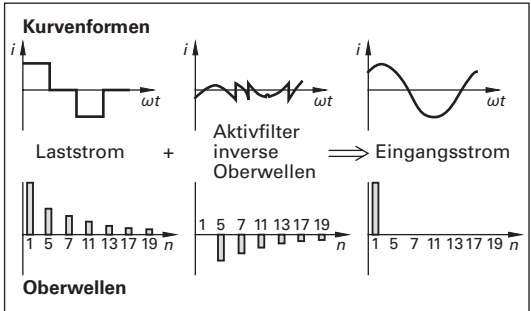
5.19 Abgestimmter Passivfilter mit mehreren Zweigen

Passivfilter können zu neuen Resonanzen und damit zu zusätzlichen Oberschwingungsproblemen führen. Aktivfilter vermeiden die Probleme.

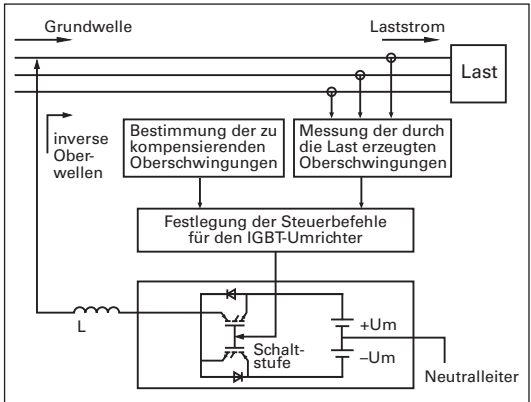
Aktiv-Filter beseitigen Netzurückwirkungen, indem sie am Ort ihrer Entstehung Ströme mit genau dem gleichen Oberschwingungsspektrum und mit entgegengesetzter Phasenlage in das Netz einspeisen (Bild 5.20).

Die Aktivfilter messen die durch die Last erzeugten Oberschwingungen und bestimmen daraus die Steuerbefehle für den IGBT-Umrichter. Die Funktionsblöcke eines Aktivfilters zeigt Bild 5.21.

Sie lassen sich flexibel vor Ort programmieren und passen sich automatisch den Verbrauchern an. Externe Aktivfilter sind am besten beim Einsatz mehrerer Antriebe geeignet.



5.20 Wirkungsweise eines Aktivfilters



5.21 Funktionsblöcke eines Aktivfilters

Kosten. Die dargestellten Verfahren zur Oberwellenreduzierung haben jeweils ihre besonderen Möglichkeiten aber auch ihre besonderen Kosten. Nachfolgend sind die Verfahren und deren Wirkung im Vergleich mit einem 6-Pulsgleichrichter ohne Drossel für Kleinantriebe in Tabelle 5.22 dargestellt. Bei Groß- und Größt-Leistungen sowie Mehrfachantrieben gelten andere wirtschaftliche Rahmenbedingungen.

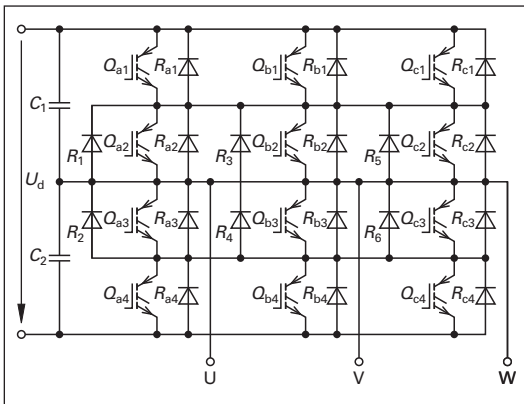
Tabelle 5.22 Kostenvergleich: Reduzierung von Oberwellen (ABB)

Schaltung	Herstellungskosten	Grundwelle	Oberschwingung in %					
			5.	7.	11.	13.	17.	19.
6-Puls-Gleichrichter ohne Drossel	100 %	100 %	63	54	10	6,1	6,7	4,8
6-Puls-Gleichrichter mit AC- oder DC-Drossel	120 %	100 %	30	12	8,9	5,6	4,4	4,1
12-Puls-Gleichrichter mit Dreiwicklungstransformator	210 %	100 %	3,6	2,6	7,5	5,2	1,2	1,3
24-Puls-Gleichrichter mit zwei Dreiwicklungstransformatoren	250 %	100 %	4	2,7	1	0,7	1,4	1,4
Aktiver IGBT-Gleichrichter	150 %	100 %	2,6	3,3	3	0,1	2,1	2,2

5.9 Erhöhte Spannungsbeanspruchung durch Umrichterbetrieb

Im praktischen Betrieb werden aktuell 2-Level-Umrichter und 3-Level-Umrichter eingesetzt.

2-Level-Umrichter schalten zwischen 0 V und $\pm U_{\max}$ DC. Hierfür sind pro Phase 2 IGBT's erforderlich. Bei 3-Level-Umrichtern wird zwischen 0 V, $0,5 \cdot U_{\max}$ und $U_{\max}$ DC geschaltet. Dies hat eine bessere Qualität der Ausgangsspannung und somit eine bessere Abbildung des Ausgangssignals (geringerer Oberwellengehalt und kleinere Spannungsflanken) zur Folge. Durch den niedrigeren THD-Wert sinkt der erforderliche Filteraufwand. 3-Level-Umrichter benötigen zwar 4 IGBT pro Phase, durch die geringere erforderliche Sperrspannung pro IGBT kann man aber verlustärmere Halbleiter einsetzen und verringert dadurch die Schaltverluste.

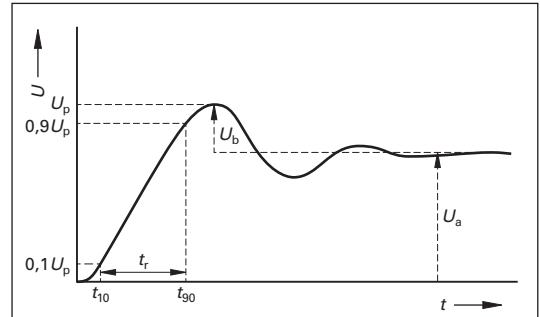


5.23 3-Level-Wechselrichter

Der Betrieb von Motoren mit Umrichtern beaufschlagt diese mit nichtsinusförmigen Spannungen und Strömen, dies verursacht eine zusätzliche Belastung der Motoren und der Umgebung. Im Einzelnen sind dies Kupfer- und Eisenverlusten, Pendelmomente, Geräusche, Wellenspannungen die erhöhte Spannungsbeanspruchung sowie die dielektrische Erwärmung der Wicklungsisololation. Die ersten vier Punkte wurden bereits in Kapitel 4.5.11.5 ausreichend erörtert, an dieser Stelle wird weiterführend auf die letzten beiden Punkte zur Zusatzbelastung der Statorwicklung eingegangen.

Durch die Weiterentwicklung der IGBT's mit immer kürzeren Schaltzeiten und Pulsfrequenzen bis zu 20 kHz verbessern sich die Regeldynamik und die Drehmomentkonstanz der Antriebe. Die Anstiegszeiten der Umrichterausgangsspannung liegen aktuell im Bereich von $0,05 \mu\text{s}$ bis $2,0 \mu\text{s}$. Als Resultat dieser kurzen Anstiegszeiten der Spannungsimpulse (also großes du/dt) und der

hohen Pulsfrequenzen führt dies nach der Wellentheorie zu Wanderwellen auf den Leitungen zwischen Umrichter und Statorwicklung.



5.24 Wellenform eines Spannungsimpulses
 U_p Spitzenwert der Impulsspannung
 U_a Impulsspannung im eingeschwungenen Zustand
 U_b Überschwingspannung
 t_r Impulsanstiegszeit

Trifft eine rücklaufende auf eine hinlaufende Welle¹, so entsteht bei einer Zwischenkreisspannung $U_{Zk} = 565 \text{ V}$ eine Spannungsamplitude von $\hat{u} = 2 \cdot U_{Zk}$. Aufgrund des ohmschen Widerstands der Leitung ist die Amplitude der Ausgangsspannung $\hat{u} < 2 \cdot U_{Zk}$. Bei sehr hohen Pulsfrequenzen ändert sich jedoch der Schaltzustand des Wechselrichters während des transienten Ausgleichsvorgangs, sodass eine „Einschaltwelle“ auf eine „Ausschaltwelle“ treffen kann. Am Leitungsende – und somit an den Motorklemmen bzw. an den Statorwicklungen – können dadurch resultierende Spannungen entstehen, die theoretisch (unge-dämpfte Leitung) bis zum dreifachen der Zwischenkreisspannung ansteigen, was eine Spannungsamplitude von ca. 1700 V ergeben würde. In der Praxis treten abhängig von Pulsfrequenz, Schaltzeiten und Leitungslänge für einen U-Umrichter am 400-V-Drehstromnetz Spannungsamplituden von ca. 1200 V auf.

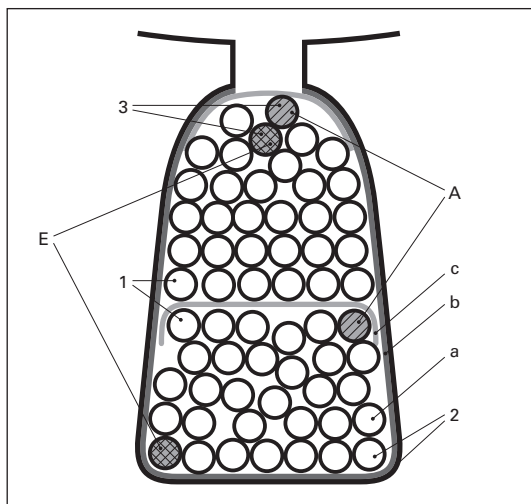
Spannungsbelastung der Statorwicklung

Statorwicklungen bestehen üblicherweise aus mehreren in Reihe oder parallel geschalteten Spulen, welche sich aus einzelnen Teilspulen zusammensetzen (vgl. Kapitel 4.4). In der DIN EN 60034-18-41 wird die Spannungsbeanspruchung thematisiert.

¹ Die Impulsspannungsfolgefrequenz ergibt sich aus dem Reziprokwert der mittleren Dauer zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen gleicher Polarität, unipolar oder bipolar.

Die elektrische Beanspruchung innerhalb der Wicklungsisolierung wird durch den Phase-Erde-Spannungssprung und die Impulsanstiegszeit dieser Spannung an den Motoranschlussklemmen bestimmt. Besonders gefährdet ist der Anfang der ersten und das Ende der letzten Teilspule eines Strangs, da hier die Bedämpfung gleich Null ist und die größten Spannungsamplituden auftreten.

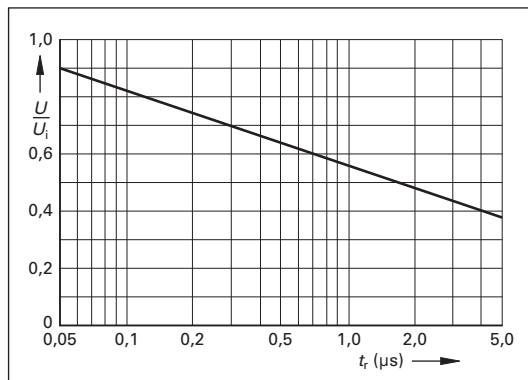
Bei Runddrahtwicklungen hängt die Verteilung der transienten Spannung von der Lage der einzelnen Windungen in den Nuten ab (Bild 5.25). Kurze Impulsanstiegszeiten verursachen eine Spannung, die in den Spulen ungleichmäßig verteilt ist, wobei hohe Beanspruchungspegel über der ersten Windung oder den ersten Windungen (abhängig vom Wicklungsaufbau) der einzelnen Wicklungsstränge vorhanden sind. Im ungünstigsten Fall können die erste und die letzte Windung nebeneinanderliegen (3), sodass die Spannung zwischen diesen Windungen so groß werden kann wie der Spannungsabfall über der Spule.



5.25 Aufbau der Wicklungsisolierung

- | | |
|------------------------|----------------------|
| a Drahtisolierung | 1 Phase-Phase |
| b Nutisolation | 2 Phase-Erde |
| c Phasenisolierung | 3 Windung-Wicklung |
| A Anfang (Teil-) Spule | E Ende (Teil-) Spule |

Bild 5.26 zeigt die ungünstigste über der ersten Spule gemessene Spannung bei einer Reihe von Statoren in Abhängigkeit von der Anstiegszeit. Die Spannung ist als Anteil der Phase-Erde-Sprungspannung dargestellt. Die Sprungspannung entsteht sowohl an der ansteigenden als auch an der abfallenden Flanke der Phase-Erde-Spannung. Die Windungsspannung verändert sich in gleicher Weise, wenn es sich um eine positive oder negative Spitze handelt.



5.26 Ungünstigste Spannungsbeanspruchung der Wicklungsisolierung

Teilentladungen (PD) durch Lufteinschlüsse

Die Isolation der Spulen wird durch hochwertige Drahtlacke gewährleistet, die je nach Anwendungsfall in mehreren Schichten auf den Draht aufgetragen werden. Eine ausreichende Spannungsfestigkeit wird somit erreicht.

Zusätzlich werden fertig gewickelte Statoren mit Tränklack getränkt und anschließend in einem Ofen gebacken. Hierdurch wird die komplette Wicklung erstens mechanisch stabilisiert und zweitens die Isolationsfestigkeit erhöht. Je nach Tränkverfahren kommt es jedoch zu mehr oder weniger starken und häufigen Lufteinschlüssen. Bei hoher elektrischer Beanspruchung zwischen den Windungen, gegen Erde oder zwischen den Phasen kann die Luft einen elektrischen Durchschlag erfahren; es entsteht ein Funke, wodurch die Isolierschicht des Drahtes durch die partielle Erhitzung beansprucht wird. Lochfraßkorrosion und weiße Pulverspuren sind typische Anzeichen dieser Teilentladungen (PD, partial discharge) während des Betriebes.

Die Entstehung von Lufteinschlüssen lässt sich am besten durch das Vakuumtränkverfahren vermeiden.

Dielektrische Erwärmung

Die Lebensdauer der Isolation kann weiterhin durch die Wirkung der dielektrischen Erwärmung bei höheren Frequenzen – abhängig von der Wellenform des Umrichters – negativ beeinflusst werden. Falls die Spulen einen Nutteil-Glimmschutz oder einen Endenglimmschutz haben, kann der durch den Umrichter verursachte hochfrequente Strom in diesen Materialien zur Überhitzung und Zerstörung führen. Sowohl die Impulsfolgefrequenz als auch die mit der Anstiegszeit der Vorderflanke in Zusammenhang stehende Frequenz erzeugen eine zusätzliche Erwärmung durch

dielektrische Verluste in den Isolierstoffen, hiervon sind alle Bereiche der Isolation betroffen.

Impulsspannungs-Isolationsklassen (IVIC)

Die Impulsspannungs-Isolationsklasse IVIC² gibt die zulässige Spitze-Spitze-Spannung an, die vom Hersteller als Verhältnis zur Bemessungsspannung für eine bestimmte umrichter gespeiste Maschine in der Dokumentation und auf dem Leistungsschild angegeben wird. Hierdurch werden die Grenzen für den zuverlässigen Betrieb definiert. Wenn z. B. die Bemessungsspannung der Maschine bei Netzfrequenz 400 V beträgt und das Isoliersystem bei Impulsspannung für die mittlere Beanspruchungskategorie definiert ist, steht auf dem Leistungsschild: $U_N = 400\text{ V}$ und

² Impulse Voltage Isolation Class

IVIC B. Somit lässt sich relativ einfach mit einer Spannungsmessung im Betrieb überprüfen, ob die umrichter gespeiste Maschine entsprechend der spezifizierten Grenzen zuverlässig betrieben wird.

Tabelle 5.27 Impulsspannungsisolationsklassen

Impuls- spannungs- isolationsklasse IVIC	Maximale zulässige Spitze-Spitze- spannung im Betrieb bezogen auf U_N	
	Phase-Phase	Phase-Erde
A – Gering	3,3	2,3
B – Mittel	4,5	3,1
C – Stark	5,9	4,2
D – Extrem	7,4	5,2

Aufgaben zu Abschnitt 5

1. Warum ist es notwendig, die Oberwellen in elektrischen Anlagen zu begrenzen?
2. Erläutern Sie die Wirkungsweise von Passiv- und Aktivfiltern.
3. Ein Käfigläufermotor mit den Bemessungsdaten von Bild 5.6 soll im 87-Hz-Typenpunkt betrieben werden. Berechnen Sie die Motorleistung, für die der Frequenzumrichter bemessen sein muss. Berechnen Sie die Läuferdrehzahl und den Leiterstrom.
4. Nennen Sie die Parameter aus Tabelle 5.10, die für den 87-Hz-Betrieb des Motors aus Bild 5.6 geändert werden müssen.
Welche elektrischen Kenngrößen müssen für den 87-Hz-Betrieb überprüft und ggf. korrigiert werden?
5. Im Display eines Frequenzumrichters am 400-V-Netz wird der Wert $U = 577\text{ V DC}$ angezeigt.

- Überprüfen Sie rechnerisch, ob der angezeigte Wert plausibel ist. Begründen Sie Ihre Aussage.
6. In der Zuleitung eines Motors, der an einem Frequenzumrichter betrieben wird, ergibt die Messung mit einem Digitalmultimeter eine Stromaufnahme von 5,3 A. Die Anzeige des Frequenzumrichters zeigt einen Wert von 6,7 A für den Motorstrom an. Begründen Sie, welcher Wert richtig ist und erklären Sie die Ursache des falschen Messwertes.
 7. Für einen Antrieb soll der angeschlossene Frequenzumrichter mit linearen Rampen parametrisiert werden. Die Maximalfrequenz beträgt 50 Hz. Der Motor soll zwischen 10 Hz und 40 Hz betrieben werden. Die Hochlaufzeit soll 5 s, die Auslaufzeit 3 s betragen. Die Dauer eines Lastspiels beträgt 20 s. Berechnen Sie die Rampenhochlaufzeit t_{hr} und die Rampenauslaufzeit t_{ar} . Nach welcher Zeit muss der Stoppbefehl für den Motor erfolgen?

6 Servoantriebe

Ursprünglich dienten Servomotoren als Hilfsantriebe (lat. servus = Sklave, Diener) und wurden als fremderregte DC-Motoren konstruiert (s. Bild 6.18). Der beschränkte Einsatz begründete sich vorwiegend durch die geringen Lamellenspannungen der Kommutatoren, die schlechten Wirkungsgrade der Leistungselektronik sowie die Trägheit analoger Regelungstechnik. Teils werden auch Schrittmotoren nach Abschnitt 6.9 zu den Servomotoren gezählt. Der Begriff des Hilfsantriebs ist jedoch nicht mehr zeitgemäß, da heutige Servomotoren komplexe und eigenständige Antriebslösungen verwirklichen und auch als Hauptantriebe eingesetzt werden. Der lateinische Ausdruck servo (beobachten, bewachen) ist hier viel treffender und spiegelt den eigentlichen Sinn eines Servoantriebs wider, denn alle Arten von Servomotoren haben eine entscheidende Gemeinsamkeit: Die Notwendigkeit der Drehzahl- und Lageregelung, die eine unbedingte Voraussetzung ist für anspruchsvolle elektromechanische Bewegungsvorgänge. Kombiniert mit geeigneter Steuerelektronik (Servoverstärker) werden Servoantriebe in zunehmendem Umfang dort eingesetzt, wo Drehzahlen in Hochlauf- und Bremsvorgängen kurzzeitig verändert werden müssen. Servomotoren lassen sich in wenigen Millisekunden aus dem Stillstand auf ihre Bemessungsdrehzahl beschleunigen, in der gleichen Zeit abbremsen und in ihrer Drehrichtung umsteuern. Sie werden als hochdynamische, beschleunigungsoptimierte Antriebsmaschinen zur regelungstechnischen Anpassung von Winkeln, Lagen und Wegen eingesetzt. Beim Verfahren von Wegen arbeiten sie im kontinuierlichen Rundlaufbetrieb, für Positionieraufgaben im Schrittbetrieb mit vollem Auflösungsvermögen des Winkels. Das Bemessungsdrehmoment liegt im Bereich von 0,1 Nm bis 150 Nm bei Bemessungsdrehzahlen 2000 min^{-1} bis 6000 min^{-1} . Größere Drehmomente (bis 20000 Nm) sind mit sogenannten Torquemotoren realisierbar.

Anwendungsbereiche von Servoantrieben sind:

- Verpackungstechnik
- Robotertechnik
- CNC-Werkzeugmaschinen
- Textilmaschinen
- Handlingsysteme
- Wickelantriebe
- Drucktechnik
- Kunststoff-, Spritzgieß- und Folienziehmaschinen

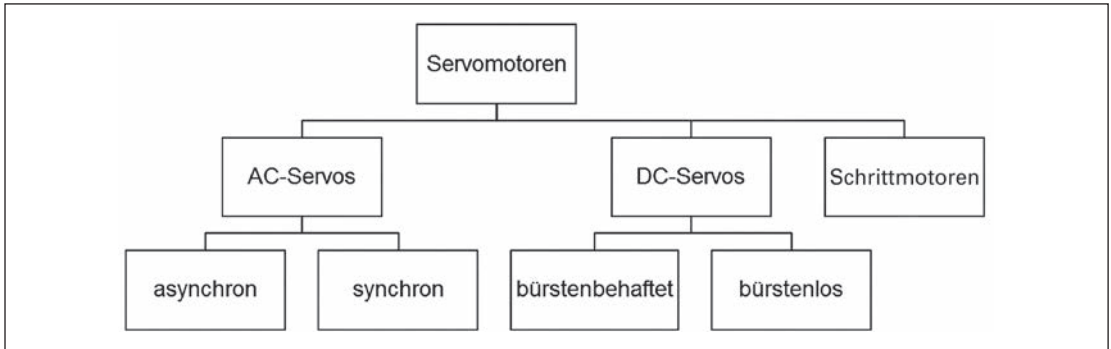
- Holz-, Glas-, Keramik- und Steinbearbeitung
- Blech- und Papierverarbeitung
- Fördertechnik
- Lebensmittelindustrie

Servoantriebe werden nicht nach einer Leistungsanforderung, sondern nach dem erforderlichen Drehmoment ausgewählt. Dieses muss als statisches Moment auch bei der Drehzahl $n=0$ aufgebracht werden. Zum Beispiel ist der Drehzahlregelbereich bei numerisch gesteuerten Werkzeugmaschinen $> 1:10000$. Er umfasst den Vorschubbereich und den Eilgangbereich. Im Vorschubbereich (d. h. niedrige Drehzahlen mit $n < 1 \text{ min}^{-1}$ und große Drehmomente) wird bearbeitet, im Eilgangbereich (hohe Drehzahlen und geringe Drehmomente) fährt die Maschine z. B. mit Schneidwerkzeugen in eine neue Arbeitsposition.

Für Positionierungsaufgaben z. B. in der Verpackungsindustrie werden unterschiedliche Geschwindigkeiten bei gleichzeitig hoher Dynamik und exakter Positionierung benötigt. Für diese speziellen Anforderungen werden Drehstrom- und seltener Gleichstrommotoren eingesetzt, weil sie die hierfür erforderlichen Eigenschaften aufweisen (vgl. Tab. 6.1).

Tabelle 6.1 Anforderungen an Servoantriebe

Anforderung	Wert
Positioniergenauigkeit	$0,5 \mu\text{m} - 2 \text{ mm}$
Drehzahlstellbereich	$0,01 - 10000 \text{ min}^{-1}$
Drehmoment	hoch
Beschleunigung	$3 - 30 \text{ m/s}^2$
Stillstandsmoment	hoch
Überlastbarkeit	bis zu $4 \cdot M_N (S_2)$
Drehzahlsteifigkeit	hoch
Rundlauf	gut
Dynamik	sehr hoch
Trägheitsmoment	möglichst klein
Betriebsbereich	4 Quadranten
Wirkungsgrad	hoch
Erwärmung	gering
Kühlung	selbst
Zuverlässigkeit	hoch
Wartungsaufwand	gering
Schutzart	hoch, z. B. IP 65
Baugröße	möglichst kompakt
Lebensdauer	hoch



6.2 Klassifizierung von Servomotoren nach Stromart

6.1 Bauarten

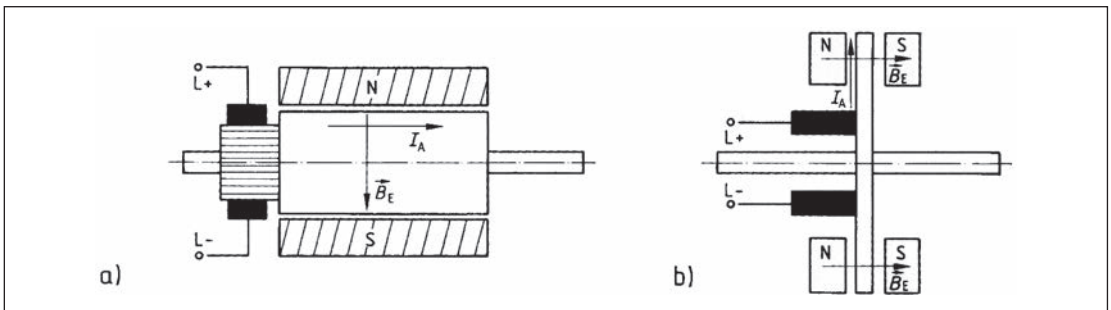
Man unterscheidet Motoren mit Scheibenläufer und Lang- bzw. Schlankläufermotoren. Scheibenläufer haben eine axiale Feldführung, Langläufermotoren die klassische radiale Feldführung (6.3). Beide Formen gibt es für Gleich- und Drehstrom. Sie werden meist permanentmagnetisch erregt. In den Anfängen der Servotechnik wurden überwiegend Gleichstrommotoren mit der klassischen elektromechanischen Kommutierung über Flach- und Trommelankercommutatoren eingesetzt. Durch die heutigen modernen und verlustarmen Halbleiterbauelemente der Leistungselektronik gab es in den letzten Jahrzehnten einen Trend zur elektronischen Kommutierung, wie sie bei den Drehstrom-Synchron-Servomotoren in Scheiben- und Langläuferbauweise ausschließlich angewendet wird. In den elektronisch kommutierten Motoren ist die Ankerwicklung nicht auf dem Läufer untergebracht, sondern im Stator angeordnet. Die Dauermagnete für die Erregung rotieren in ihnen mit der Welle.

Auch Drehstrom-Asynchronmotoren gibt es als Servomotoren, die über einen mikroprozessor-gesteuerten Frequenzumformer gespeist werden.

6.2 Erregerkreiswerkstoffe

Mit Ausnahme der Drehstrom-Asynchronmotoren sind Servomotoren heute fast ausschließlich mit Permanentmagneten bestückt, die konstruktionsmäßig vor Entmagnetisierung – besonders durch Ankerquerfelder – zu schützen sind. Das durch den Ankerstrom erzeugte Ankerquerfeld überlagert sich so zum permanentmagnetischen Erregerfeld, dass dieses auf der einen Seite geschwächt und auf der anderen Seite verstärkt wird. Damit die Dauermagnete nicht irreversibel entmagnetisiert werden, darf das Ankerquerfeld jeweils eine bestimmte Stärke nicht überschreiten. Wie von den Gleichstrommotoren bekannt, überschreiten abmagnetisierte Motoren nach $n = U_N / k_E \cdot \Phi_E$ bei anliegender Bemessungsspannung ihre Bemessungsdrehzahl. Außerdem erfordern sie zur Erzeugung des Bemessungsmoments einen höheren Strom, der zu unzulässigen Motorerwärmungen führen kann. Die maximal zulässige Gegenfeldstärke ist von der Betriebstemperatur und vom Energieprodukt oder Energiedichte $(B \cdot H)_{\max}$ der Dauermagnete abhängig.

In den letzten Jahrzehnten entwickelte hoch-energetische Magnetwerkstoffe auf der Basis



6.3 Aufbauprinzip von Servomotoren

a) als permanenterregter Langläufermotor, b) als Scheibenläufermotor