

Ministerium für Bildung und Wissenschaft der Ukraine
Staatshochschule
"Nationale Bergbauuniversität der Ukraine"



E. Nolle, A. Beshta

Elektrische Maschinen und Antriebe

Lehrbuch

Dnipropetrovsk
NBU
2013

УДК 621.313
ББК 31.261
Б 57

Рекомендовано до видання вченою радою Державного вищого навчального закладу «Національний гірничий університет» (протокол № 6 від 2 липня 2013 р.)

Рецензенти:

Л.В. Дубинець, д-р техн. наук, проф., завідувач кафедри автоматизованого електроприводу (Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна);

О.В. Садовой, д-р техн. наук, проф., завідувач кафедри електрообладнання, проректор з наукової роботи (Дніпродзержинський державний технічний університет).

Nolle E.

B 57 Elektrische Maschinen und Antriebe: Lehrbuch / E. Nolle, A. Beshta. – D.: Nationale Bergbauuniversität, 2013. – 232 p.

ISBN 978 – 966 – 350 – 418 – 6

Alle Rechte werden vorbehalten, wie z. B. die der Übersetzung, des Nachdruckes und/oder der Vervielfältigung des Buches oder Teilen daraus. Kein Teil des Buches darf ohne schriftliche Genehmigung der Autoren in irgendeiner Form (digital, Fotokopie, Mikrofilm, o. a.) reproduziert oder unter Verwendung elektronischer Systeme verarbeitet, vervielfältigt oder verbreitet werden. Dies gilt auch für Zwecke der Unterrichtsgestaltung, mit Ausnahme der in den §§ 53, 54 URG genannten Sonderfälle.

УДК 621.313
ББК 31.261

ISBN 978 – 966 – 350 – 418 – 6

© Є. Нолле, О. Бешта, 2013
© Державний ВНЗ «Національний гірничий університет», 2013

Inhaltsverzeichnis:	Seite
Vorwort	7
1 Grundlagen	8
1.1 Grundgleichungen der Elektrotechnik	8
1.2 Elektrische Netzwerke	10
1.2.1 Grundelemente der Elektrotechnik	10
1.2.2 Elektrische Netzwerke	10
1.2.3 Die Kirchhoff'schen Sätze	12
1.3 Wechselstromnetzwerke	13
1.3.1 Symbolische Methode	13
1.3.2 Der komplexe Widerstand	14
1.3.3 Ortskurven	14
1.3.4 Die komplexe Leistung	15
1.4 Magnetischer Kreis	15
1.4.1 Materie im Magnetfeld	15
1.4.2 Streu- und Nutzfluss	18
1.4.3 Das Hopkinson'sche Gesetz	18
1.5 Leiterwerkstoffe für elektrische Maschinen	20
1.5.1 Temperaturabhängigkeit des Widerstandes	21
1.6 Isolierstoffe für elektrische Maschinen	21
1.6.1 Temperaturklassen	21
1.6.2 Montsinger'sche Regel	22
2 Transformatoren	23
2.1 Aufbau	23
2.1.1 Transformatorkern	24
2.1.2 Wicklung	26
2.1.3 Kühlung	27
2.1.4 Konstruktionsteile	27
2.2 Wirkungsweise	28
2.2.1 Idealer Transformator	28
2.3 Ersatzschaltung	29
2.3.1 Leerlauf und Magnetisierung	29
2.3.2 Kurzgeschlossener Transformator	31
2.3.3 Ersatzschaltung des realen Transformators	32
2.4 Betrieb	34
2.4.1 Betriebsverhalten	34
2.4.2 Realer Leerlauf	34
2.4.3 Kurzschluss	36
2.5 Bestimmung der Ersatzschaltung	37
2.6 Sonderausführungen	39
2.6.1 Drehstromtransformatoren	39
2.6.2 Spartransformatoren	42
2.6.3 Kleintransformatoren	43
2.6.4 Leistungsübertrager mit Ferritkernen	44
3 Asynchronmaschinen	46
3.1 Aufbau	46

3.1.1	Stator mit Drehstromwicklung	46
3.1.2	Rotor	47
3.1.3	Konstruktionsteile	48
3.2	Wirkungsweise	48
3.2.1	Magnetische Drehfelder	48
3.2.2	Wirkungsweise	51
3.3	Ersatzschaltung	53
3.3.1	Leerlauf	53
3.3.2	Stillstand oder Kurzschluss	54
3.3.3	Ersatzschaltung für allgemeine Belastung	55
3.3.4	Vereinfachte Ersatzschaltung der Asynchronmaschine	56
3.4	Betrieb	57
3.4.1	Zeigerdiagramm und Ortskurve	57
3.4.2	Belastungskennlinien und Kloß'sche Formel	59
3.4.3	Anlauf am starren Netz	62
3.4.4	Betrieb am realen Netz	68
3.4.5	Betrieb am Umrichter	69
3.5	Bestimmung der Ersatzschaltung	74
3.6	Sonderausführungen	76
3.6.1	Asynchrongeneratoren	76
3.6.2	Einphasenmotoren	79
4	Synchronmaschinen	86
4.1	Aufbau	86
4.1.1	Stator mit Drehstromwicklung	86
4.1.2	Läufer	87
4.1.3	Konstruktionsteile	89
4.1.4	Klemmenbezeichnung	90
4.1.5	Hilfseinrichtungen	90
4.2	Wirkungsweise	91
4.3	Ersatzschaltung	92
4.3.1	Leerlauf	92
4.3.2	Kurzschluss	93
4.3.3	Ersatzschaltung der Synchronmaschine	94
4.4	Betrieb	95
4.4.1	Inselbetrieb der Synchronmaschine	95
4.4.2	Netzbetrieb der Synchronmaschine	96
4.4.3	Einschalten am starren Netz	101
4.4.4	Betrieb am Netz	103
4.4.5	Betrieb am Umrichter	104
4.5	Bestimmung der Ersatzschaltung	104
4.5.1	Induktiver Volllastpunkt, Potierreaktanz	104
4.5.2	Kenngrößen der Ersatzschaltung	106
4.6	Sonderausführungen	106
4.6.1	Schenkelpolmaschinen	106
4.6.2	Permanent erregte Synchronmaschine	109
4.6.3	Stromrichteromotor	112
4.6.4	Torquemotoren	112
4.6.5	Drehstromlinearmotoren	113
4.6.6	Wechselstrom-Synchronmotoren	114

4.6.7	Drehstromlichtmaschine	117
4.6.8	Reluktanzmotor	118
5	Stromwendermaschinen	122
5.1	Aufbau	122
5.1.1	Stator	122
5.1.2	Rotor mit Stromwender	124
5.1.3	Konstruktionsteile	125
5.1.4	Klemmenbezeichnung und Erregungsart	125
5.1.5	Hilfseinrichtungen	127
5.2	Wirkungsweise	127
5.2.1	Grundgesetze	127
5.2.2	Generatorbetrieb	128
5.2.3	Motorbetrieb	128
5.2.4	Ankerquerfeld	129
5.3	Ersatzschaltung	131
5.4	Betrieb	132
5.4.1	Fremd erregte Gleichstrommaschine	132
5.4.2	Reihenschlusserregter Gleichstrommotor	134
5.4.3	Stromversorgung von Gleichstrommaschinen	136
5.5	Bestimmung der Ersatzschaltung	139
5.5.1	Widerstände	139
5.5.2	Leerlaufversuch	140
5.6	Sonderausführungen	140
5.6.1	Permanent erregte Gleichstrommotoren	141
5.6.2	Universalmotor	141
5.6.3	Gleichstrommotoren mit eisenlosem Anker	144
6	Sonstige elektrische Maschinen	148
6.1	Elektronikmotoren	148
6.1.1	Einpulsiger Elektronikmotor	148
6.1.2	Zweipulsiger Elektronikmotor	149
6.1.3	Vierpulsiger Elektronikmotor	149
6.2	Schrittmotoren	150
6.2.1	Wechselpoltyp oder Heteropolarmotor	151
6.2.2	Gleichpoltyp oder Homopolarmotor	152
6.2.3	Dynamische Momentkennlinie	153
6.2.4	Lineare Schrittmotoren	154
6.3	Unipolarmaschine	155
6.4	Transversalflussmaschine	156
6.5	Piezoelektrische Motoren	159
6.5.1	Piezoelektrische Aktoren	159
6.5.2	Nanoschrittmotor	160
6.5.3	Piezoelektrischer Ultraschallmotor	160
7	Dynamische Vorgänge	163
7.1	Kinematische Grundgleichungen	163
7.2	Quasistationäre Antriebsaufgabe	164
7.2.1	Vorbetrachtung zur allgemeinen Antriebsaufgabe	164
7.2.2	Vereinfachte Antriebsaufgabe	166

7.2.3	Allgemeine quasistationäre Antriebsaufgabe	167
7.2.4	Anwendungsbeispiele	168
7.3	Dynamische Vorgänge	171
7.3.1	The equation of motion of electric drive with elastic mechanical coupling	171
7.3.2	Dynamic model of the separately excited DC motor	175
7.3.3	Dynamic model of AC motor	177
7.3.4	Dynamic model of synchronous machine	186
7.3.5	Basic performance criteria of speed control	188
7.3.6	Principles of regulation	191
7.3.7	Speed control system for DC motors	196
7.3.8	Speed control system for AC motors	199
8	Verluste und Erwärmung	203
8.1	Verluste	203
8.1.1	Verlustarten	203
8.1.2	Wirkungsgrad	204
8.2	Verlustbewertung und Wirtschaftlichkeit	205
8.3	Erwärmung und Kühlung	207
8.3.1	Grundelemente der thermischen Analyse	207
8.4	Wärmeschaltbilder für elektrische Maschinen	210
8.4.1	Vollständiges Wärmeschaltbild des Kleintransformators	210
8.4.2	Vollständiges Wärmeschaltbild der Asynchronmaschine	212
8.4.3	Vereinfachtes Wärmeschaltbild des Kleintransformators für den stationären Betrieb	213
8.4.4	Vereinfachtes Wärmeschaltbild der Asynchronmaschine für transiente Vorgänge	214
8.4.5	Einkörpermodell für die Abkühlung	216
8.5	Beispiele für Erwärmungsvorgänge in elektrischen Maschinen	217
8.5.1	Endübertemperaturen des Kleintransformators EI 84b	217
8.5.2	Temperaturverlauf beim Dauerbetrieb einer Asynchronmaschine	218
8.5.3	Kurzzeitbetrieb einer Asynchronmaschine	218
8.5.4	Abkühlung der Asynchronmaschine	220
8.5.5	Kurzzeitbetrieb der Asynchronmaschine mit Sonderwicklung für erhöhte Sättigung	221
9	Normung	222
9.1	Normmotoren und Baugröße (nur rotierende Maschinen)	222
9.2	Bauformen (nur rotierende Maschinen)	224
9.3	Schutzarten (allg.)	225
9.4	Kühlungsarten (allg.)	226
9.4.1	Ruhende Wandler, Transformatoren, Drosseln	226
9.4.2	Rotierende Maschinen	227
9.5	Betriebsarten (allg.)	229
9.6	Drehrichtung (nur rotierende Maschinen)	230
9.7	Wirkungsgradklassen (nur rotierende Maschinen)	230
9.8	Temperaturklassen (allg.)	231
10	Anhang	233
10.1	Quellen	233
10.2	Literaturhinweise	233
10.3	Wichtige Normen und Bestimmungen	234

Vorwort

Ausgehend vom Aufbau und der Funktionsweise der wichtigsten ruhenden und elektromechanischen Energiewandler wird deren Betriebsverhalten beschrieben. Dazu wird gezeigt, wie man aus meist einfachen Messungen im Prüffeld geeignete Ersatzschaltungen entwerfen kann.

Diese lassen sich für die praktisch besonders wichtigen stationären Betriebszustände meist einfach algebraisch auswerten, so dass das Betriebsverhalten durch kompakte Gleichungen, übersichtliche Zeigerdiagramme und/oder praxisgerechte Betriebskennlinien dargestellt und beschrieben werden kann.

Darüber hinaus werden aber auch Lösungen für den wichtigsten transienten Fall des quasistationären Betriebes in Form einer Differentialgleichung 1. Ordnung angegeben.

Und schließlich wird der allgemeine Fall dynamischer Vorgänge behandelt, der i. d. R. die Lösung von Differentialgleichungssystemen höherer Ordnung erfordert. Dieser Abschnitt wurde von Prof. A. Beshta von der National Mining University Dnipropetrovsk verfasst und ist im Original in englischer Sprache gedruckt.

In einem eigenen Kapitel wird ebenfalls auf die unterschiedlichen Verlustarten, deren Kapitalisierung und die Erwärmung der elektrischen Maschinen eingegangen. Gerade Letzteres wird wegen der immer höheren Anforderungen an die optimale Materialausnutzung und den wirtschaftlichen Betrieb der Maschinen zunehmend wichtiger.

Abschließend werden auch wichtige Vorgaben und Rahmenbedingungen für die Elektrischen Maschinen durch die derzeit aktuellen Normen kurz angesprochen.

Sersheim, 2013, Eugen Nolle

Bemerkung:

Besonderer Dank gilt an dieser Stelle Herrn Prof. h. c. (NBU) Dr.-Ing. Nikolaus Neuberger, der einen Großteil des verwendeten Bildmaterials erstellt hat.

1 Grundlagen

1.1 Grundgleichungen der Elektrotechnik

In den Maxwell'schen Gleichungen sind alle wesentlichen Erkenntnisse über die makroskopische Elektrotechnik, d. h. somit auch über die elektrischen Maschinen zusammengefasst. Mit den genormten Formelzeichen:

H = magnetische Feldstärke	D = elektrische Flussdichte
B = magnetische Flussdichte	J = Leitungs-Stromdichte
E = elektrische Feldstärke	ρ_e = Raumladungsdichte

lauten die Maxwell'schen Gleichungen in der üblichen differentiellen Schreibweise

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \approx \vec{J} \quad \text{Durchflutungsgesetz}$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{Induktionsgesetz}$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0$$

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho_e \approx 0,$$

wobei im Anwendungsbereich der elektrischen Maschinen die bereits mit angegebenen Vereinfachungen zulässig sind.

Ergänzt werden die Maxwell'schen Gleichungen in der Regel noch durch die drei Materialgleichungen und den Erhaltungssatz der Ladung, der dann direkt zum 1. Kirchhoffschen Satz führt

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}, \quad \vec{J} = \kappa \vec{E}, \quad \vec{B} = \mu \vec{H},$$

$$\operatorname{div} \vec{J} = -\frac{\partial \rho_e}{\partial t} \approx 0 \quad \text{Kontinuitätsgleichung.}$$

Zur Behandlung von elektrischen Maschinen ist jedoch die integrale Schreibweise der Maxwell'schen Gleichungen vorteilhafter.

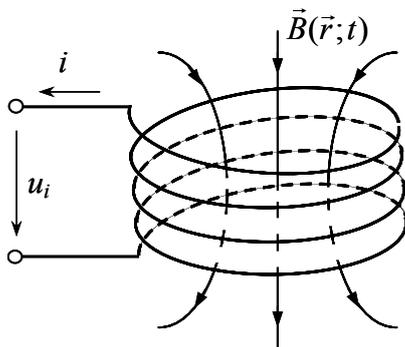


Bild 1.1 Induktionsgesetz für ruhende Anordnungen

So lautet das Induktionsgesetz für ruhende Anordnungen bei zeitlich veränderlichem Magnetfeld nach Bild 1.1 allgemein

$$u_i = -\frac{d\Phi}{dt} = -N \cdot \iint_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} \quad ,$$

während sich die induzierte Spannung bei bewegten Leitern im zeitlich konstanten Magnetfeld ergibt zu

$$u_i = \int_C (\vec{v} \times \vec{B}) \cdot d\vec{l} = \dot{l} \cdot (\vec{v} \times \vec{B}) = l v B .$$

Beim üblichen Aufbau von elektrischen Maschinen stehen Leiter-, Feld- und Bewegungsrichtung nach Bild 1.2 a) näherungsweise senkrecht aufeinander und oftmals ist auch das Feld im aktiven Bereich etwa homogen. In diesem Fall lässt sich für den mit einheitlicher Geschwindigkeit v bewegten, geraden Leiter der Länge l im homogenen Magnetfeld der Flussdichte B das Induktionsgesetz direkt in der bereits mit angegebenen einfachen skalaren Form schreiben.

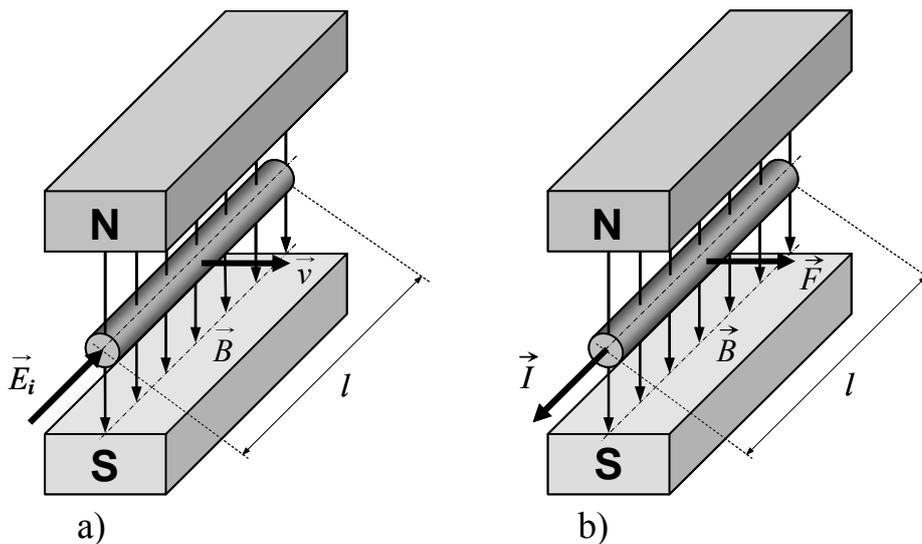


Bild 1.2 Typische Leiteranordnung bei elektrischen Maschinen mit
a) Induktionsgesetz für bewegte Leiter
b) Kraft auf Strom durchflossene Leiter

Weiterhin lässt sich aus der Lorentzkraft direkt die Kraft auf Strom durchflossene Leiter im äußeren Magnetfeld \vec{B} ableiten, wobei das Wegelement $d\vec{l}$ in Stromrichtung positiv gezählt wird und C allgemein die Leiterkontur angibt.

Geht man wieder von der üblichen Maschinengeometrie gemäß Bild 1.2 b) aus, vereinfacht sich auch dieser Ausdruck auf die einfache skalare Form

$$\vec{F} = I \cdot \int_C d\vec{l} \times \vec{B} = I \cdot (\dot{l} \times \vec{B}) \quad \text{mit} \quad F = |\vec{F}| = I l B .$$

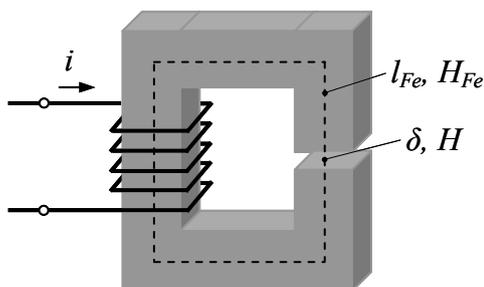


Bild 1.3 Typischer Magnetkreis bei elektrischen Maschinen und Durchflutungsgesetz

In analoger Form vereinfacht sich nach Bild 1.3 auch das Durchflutungsgesetz für abschnittsweise homogene Magnetkreise der magnetischen Feldstärke H_n und Länge l_n , die von Strömen I_k bzw. Spulen der Windungszahlen N_m mit den Strömen I_m erregt werden, zu

$$\Theta = \sum_k I_k = \sum_m N_m \cdot I_m = \oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} = \sum_n H_n l_n .$$

1.2 Elektrische Netzwerke

1.2.1 Grundelemente der Elektrotechnik

Elektrische Netzwerke lassen sich prinzipiell aus 4 Grundelementen aufbauen, von denen jedes eine einzige elementare Wechselwirkung verkörpert und durch ein festgelegtes Symbol mit eindeutig definierter Strom-Spannungs-Beziehung dargestellt wird.

Man unterscheidet dementsprechend:

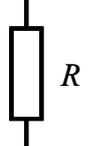
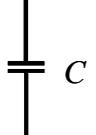
Symbol	Bezeichnung, Zusammenhang	Energieumwandlung, Wechselwirkung
	ideale Spannungsquelle $u_i \neq f(i)$	Umwandlung von nichtelektrischer in elektrische Energie: z. B. mechanische oder chemische Energie, Wärme, Licht, usw. in elektrische Energie
	allg. Verbraucher $u = f(i)$ bzw. Widerstand $u = R \cdot i$ (Ohmsches Gesetz)	Umwandlung von elektrischer in nichtelektrische Energie: z. B. elektrische Energie in mechanische oder chemische Energie, Wärme, Licht, usw.
	Induktivität $u = L \frac{di}{dt}$	Umwandlung zwischen elektrischer und magnetischer Energie => reversibel
	Kapazität $u = \frac{1}{C} \int i dt$	Umwandlung zwischen elektrischer Feld- und Strömungsenergie. => reversibel

Tabelle 1.1 Grundelemente der Elektrotechnik

Allgemeine Energieumwandlungen lassen sich dann durch Kombinationen dieser Grundelemente in Form von Netzwerken beschreiben, wobei u. U. bestimmte Kombinationen zu neuen Elementen (z. B. als reale Spannungs- bzw. Stromquelle, reale Induktivität, u. s. w.) zusammengefasst werden.

1.2.2 Elektrische Netzwerke

Sehr häufig besteht die Aufgabe eines Elektroingenieurs darin, das Verhalten einer elektrischen Einrichtung zu beschreiben und gegebenenfalls in gewünschter Weise zu optimieren.

In Bild 1.4 ist z. B. ein Auszug des Schaltplanes eines PKW unter Verwendung von genormten Schaltzeichen dargestellt.

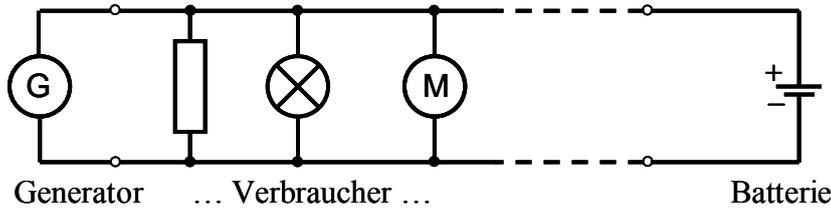


Bild 1.4 Vereinfachter Schaltplan eines PKW

Der Vorteil dieser Darstellung besteht darin, dass die Geräteart unmittelbar erkennbar ist.

Da für das grundsätzliche Verhalten die konkrete Geräteart in der Regel aber keine Rolle spielt, untersucht man Netzwerke jedoch nicht anhand der Schaltpläne, sondern auf der Basis von sog. Ersatzschaltungen.

Hier wird jedes konkrete Bauelement durch die oben beschriebenen Grundelemente dargestellt. Diese idealisierten Bauelemente werden entsprechend den realen Gegebenheiten durch widerstandslos gedachte Drähte zum Netzwerk verbunden.

Man erhält so aus dem Schaltplan Bild 1.4 die äquivalente Ersatzschaltung Bild 1.5.

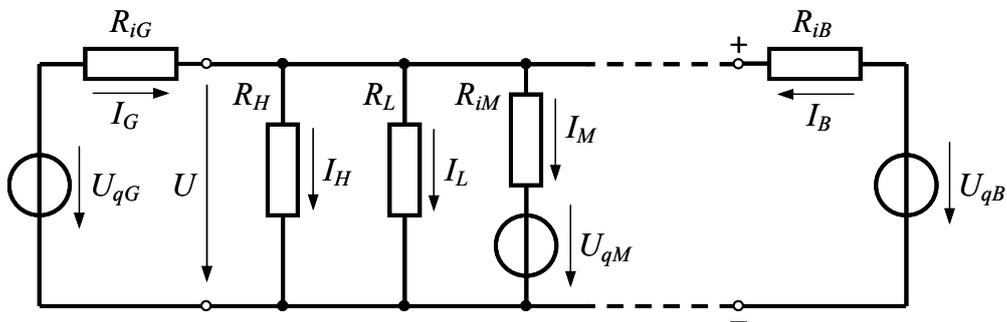


Bild 1.5 Vereinfachte Ersatzschaltung eines PKW

Während man bei einfachen Gleichstromnetzwerken die tatsächliche Stromrichtung noch unmittelbar erkennen kann, ist dies bei komplizierten Netzwerken meistens nicht mehr möglich. Die Stromrichtung ergibt sich dann erst als Ergebnis einer Rechnung. Dazu legt man willkürlich für jeden Zweig des Netzwerkes eine positive Zählrichtung für den Strom fest. Ergibt die Rechnung für den einzelnen Zweigstrom einen positiven Wert, so fließt der betreffende Strom in Richtung des Zählpfeils, anderenfalls fließt er entgegen der gewählten Zählrichtung.

Prinzipiell kann man die Zählrichtung der Spannung ebenfalls beliebig festlegen. Üblich ist aber, dass man im sog. **Verbraucherzählpfeilsystem (VZS)** den Strom durch ein Element und die Spannung an dem betreffenden Element gleichsinnig positiv zählt.

Dann genügt allein die Festlegung der Zählrichtung für den Strom.

Festlegung: Im Weiteren soll hier stets das Verbraucherzählpeilsystem VZS vorausgesetzt werden.

Abweichungen, die lediglich bei Quellen sinnvoll sind (daher dann als Erzeugerzählpeilsystem EZS bezeichnet), werden durch die zusätzliche Angabe des Spannungszählpeils jeweils gesondert gekennzeichnet. Noch zwingender wird die Festlegung von Zählrichtungen in Wechselstromnetzwerken, da hier eine eindeutige physikalische Stromrichtung überhaupt nicht existiert. In diesem Sinne gilt alles bisher für Gleichstromnetzwerke gesagte auch für Wechselstromnetzwerke.

1.2.3 Die Kirchhoff'schen Sätze

Nach dem Ladungserhaltungssatz kann elektrische Ladung weder erzeugt noch vernichtet werden.

Für jeden beliebigen Knotenpunkt besagt somit der 1. Kirchhoff'sche Satz:

=> Alle Ladung die einem Knotenpunkt zufließt, muss zeitgleich auch von ihm abfließen.

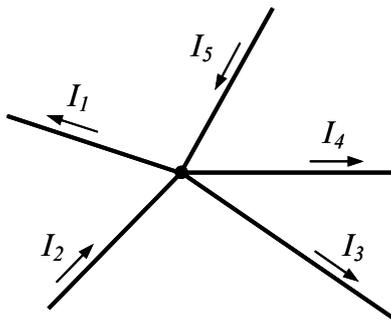


Bild 1.6 Knotenpunkt mit Strömen I_n

$$\sum_n I_n = I_1 - I_2 + I_3 + I_4 - I_5 = 0$$

Weiterhin folgt aus dem Verschwinden des Umlaufintegrals der elektrischen Feldstärke für jede beliebige geschlossene Kontur der 2. Kirchhoff'sche Satz:

=> Die Umlaufspannung in jeder beliebigen Masche ist stets 0.

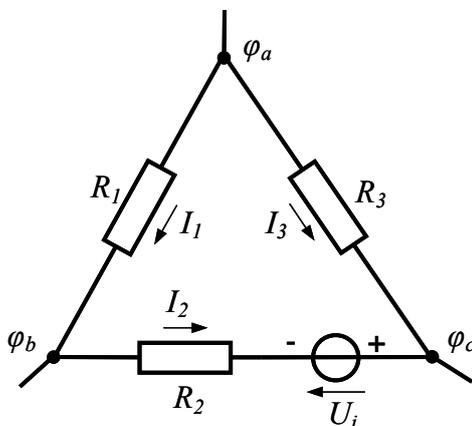


Bild 1.7 Masche mit Strömen I_n und Quellenspannung U_i

$$\begin{aligned} U_{ab} &= \varphi_a - \varphi_b = R_1 I_1 \\ U_{bc} &= \varphi_b - \varphi_c = R_2 I_2 - U_i \\ U_{ca} &= \varphi_c - \varphi_a = -R_3 I_3 \\ \sum_n U_n &= U_{ab} + U_{bc} + U_{ca} = \sum_n R_n I_n - \sum_m U_{im} \\ &= R_1 I_1 + R_2 I_2 - U_i - R_3 I_3 \\ &= 0 \end{aligned}$$

1.3 Wechselstromnetzwerke

1.3.1 Symbolische Methode

Im engeren Sinne spricht man von linearen, sinusförmigen Wechselstromnetzwerken, wenn alle Ströme und Spannungen zeitlich sinusförmig mit der gleichen Frequenz und konstanter Amplitude und Phase verlaufen.

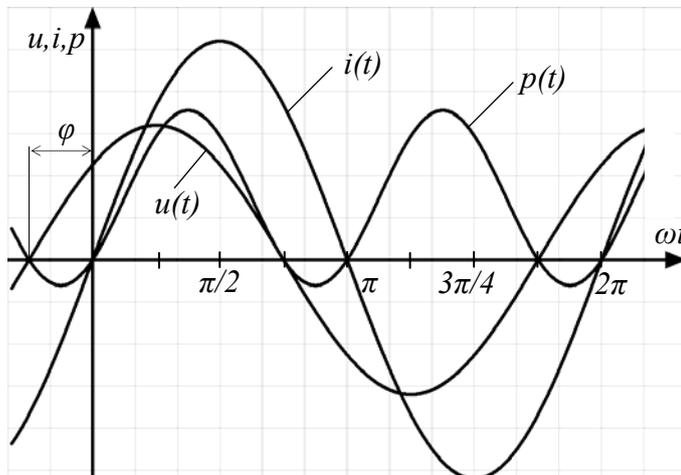


Bild 1.8 Sinusförmiger Verlauf von Strom und Spannung

Dabei wird nach DIN 40110 der Strom i als Bezugsgröße gewählt. Für die Zeitabhängigkeit der Spannung gilt dann z. B.

$$\begin{aligned} u(t) &= \hat{U} \sin(\omega t + \varphi_u) = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \varphi_u) \\ &= \operatorname{Im}\left\{\hat{U} \cdot e^{j(\omega t + \varphi_u)}\right\} = \operatorname{Im}\left\{\underbrace{\hat{U} \cdot e^{j\varphi_u}}_{\hat{U}} \cdot e^{j\omega t}\right\} = \operatorname{Im}\left\{\hat{U} \cdot e^{j\omega t}\right\}. \end{aligned}$$

Da sich in gleicher Weise alle Ströme und Spannungen in der Form

komplexer Scheitelwert · Drehfaktor

darstellen lassen, kann man solche Wechselstromnetzwerke elegant durch Zusammenhänge komplexer Zeiger beschreiben. Lediglich wenn konkrete Zeitwerte gewünscht werden, sind diese gemäß der oben genannten Vorschrift zu bilden.

Alle Aussagen über Zählpfeile können dabei für die komplexen Scheitel- bzw. Effektivwerte übernommen werden.

Desgleichen gelten die für Gleichstromnetzwerke bzw. Augenblickswerte formulierten Kirchhoff'schen Sätze auch für die komplexen Zeiger, wie sich durch Ausklammern des gemeinsamen Drehfaktors leicht zeigen lässt:

$$\sum_n \hat{I}_n = \sum_n I_n = 0, \quad \sum_n \hat{U}_n = \sum_n U_n = 0.$$

Dieses Verfahren, Wechselstromnetzwerke durch komplexe Zeiger zu behandeln, bezeichnet man als symbolische Methode.

1.3.2 Der komplexe Widerstand

Im Zeitbereich gilt zwischen Strom und Spannung an den Grundelementen:

$$u_R = R \cdot i, \quad u_L = L \frac{di}{dt} \quad \text{und} \quad u_C = \frac{1}{C} \int i dt.$$

Diese Zusammenhänge vereinfachen sich für die komplexen Zeiger, gemäß obiger Abbildungsvorschrift, zu den rein algebraischen Operationen

$$\underline{U}_R = R \cdot \underline{I}$$

$$\underline{U}_L = j\omega L \underline{I} = jX \underline{I} \quad \text{mit} \quad X = X_L = \omega L$$

$$\underline{U}_C = \frac{1}{j\omega C} \underline{I} = jX \underline{I} \quad \text{mit} \quad X = -X_C = -\frac{1}{\omega C}.$$

Somit bleibt unter Einführung von Blindwiderständen bzw. allgemein komplexen Widerständen das Ohm'sche Gesetz auch für Wechselstromnetzwerke in der Form

$$\frac{\hat{U}}{\hat{I}} = \frac{U}{I} = \frac{\hat{U} e^{j\varphi_u}}{\hat{I} e^{j\varphi_i}} = \frac{\hat{U}}{\hat{I}} e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} = \frac{\hat{U}}{\hat{I}} e^{j\varphi} = \underline{Z}$$

gültig mit

$$\underline{Z} = R + jX$$

komplexer Widerstand, Impedanz

$$R = \operatorname{Re}\{\underline{Z}\}$$

Wirkwiderstand

$$X = \operatorname{Im}\{\underline{Z}\}$$

Blindwiderstand

$$Z = |\underline{Z}| = \sqrt{R^2 + X^2}$$

Scheinwiderstand

$$\varphi = \varphi_u - \varphi_i = \arg(\underline{Z}) = \arctan\left(\frac{X}{R}\right)$$

Phasenwinkel.

1.3.3 Ortskurven

Oftmals soll der Zusammenhang zwischen Strom und Spannung nicht nur für eine Frequenz, sondern für einen ganzen Frequenzbereich untersucht werden.

Betrachtet man dazu z. B. die Reihenschaltung aus R und L , so gilt für den komplexen Widerstand

$$\underline{Z} = R + jX_L = R + j\omega L.$$

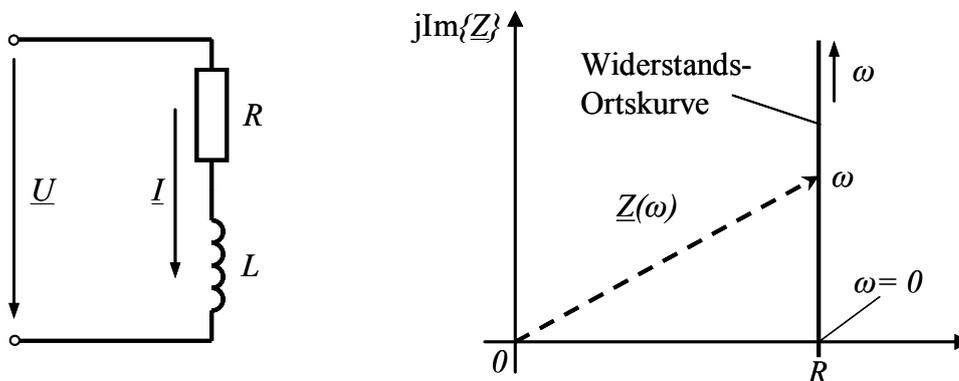


Bild 1.9 Widerstands-Ortskurve der Reihenschaltung aus R und L mit ω als Parameter

Dieses kann man laut Bild 1.9 sehr anschaulich in der Form

$$\underline{Z}(\omega) = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = R(\omega) + jX(\omega)$$

als Ortskurve in der komplexen Zahlenebene, dann als Widerstandsebene \underline{Z} bezeichnet, darstellen.

Allg. bezeichnet man den geometrischen Ort der Zeigerspitze einer interessierenden Wechselstromgröße, hier \underline{Z} , in Abhängigkeit von einem skalaren Parameter (hier ω) als Ortskurve der betreffenden Größe.

Ortskurven sind wichtige Hilfsmittel zur Beschreibung des Betriebsverhaltens von elektrischen Maschinen.

1.3.4 Die komplexe Leistung

Obwohl die Augenblicksleistung in elektrischen Wechselstromnetzwerken selbst keine Wechselgröße ist

$$\begin{aligned} p &= u \cdot i = \hat{U} \sin(\omega t + \varphi) \cdot \hat{I} \sin \omega t \\ &= \frac{\hat{U}\hat{I}}{2} [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)] = UI [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)], \end{aligned}$$

lassen sich gemäß

$$\underline{S} = \underline{U} \cdot \underline{I}^* = UIe^{j\varphi} = S(\cos \varphi + j \sin \varphi) = P + jQ$$

die besonders interessierenden Leistungsmittelwerte

$$P = UI \cos \varphi = \operatorname{Re}\{\underline{S}\} = \quad \text{Wirkleistung}$$

$$Q = UI \sin \varphi = \operatorname{Im}\{\underline{S}\} = \quad \text{Blindleistung}$$

$$S = UI = |\underline{S}| = \sqrt{P^2 + Q^2} = \quad \text{Scheinleistung}$$

direkt aus den komplexen Effektivwertzeigern der Spannung und des Stromes bestimmen. Dabei kennzeichnet \underline{I}^* den konjugiert komplexen Stromzeiger.

Oftmals lassen sich nur auf diesem Wege wichtige Eigenschaften bei elektrischen Maschinen auf einfache Weise ermitteln.

1.4 Magnetischer Kreis

1.4.1 Materie im Magnetfeld

Nach dem Durchflutungsgesetz ist jeder Strom untrennbar mit einem Magnetfeld verbunden. Ohne besondere Maßnahmen sind diese Felder in der Regel aber klein und für technische Zwecke ungeeignet. So erzeugt z. B. ein linienförmiger Gleichstrom $I = 20 \text{ A}$ im Abstand $r = 10 \text{ cm}$ die magnetische Flussdichte $B = 40 \text{ } \mu\text{T}$, was etwa dem Wert des Erdmagnetfeldes in Deutschland entspricht. Daher lassen sich bei vielen praktischen Anwendungen erst durch weitgehendes Ausfüllen des Magnetkreises mit sog. ferromagnetischen Stoffen technisch brauchbare Felder realisieren.

Zu diesen ferromagnetischen Stoffen gehören in erster Linie

Eisen, Kobalt und Nickel,

wobei aus Preisgründen dem Eisen die größte Bedeutung zukommt.

Untersucht man das Verhalten der Stoffe im Magnetfeld, so ergeben sich grob

drei Gruppen:

1. Diamagnetische Stoffe mit $\mu_r < 1$
Diese Stoffe schwächen das Magnetfeld gegenüber dem Wert in Vakuum ab. Die Abweichung ist aber minimal und beträgt selbst bei Wismut nur 0,17 %.
2. Paramagnetische Stoffe mit $\mu_r > 1$
Diese Stoffe verstärken zwar das Magnetfeld, wobei dieser Verstärkungseffekt für technische Zwecke aber ebenfalls meistens vernachlässigbar ist.
3. Ferromagnetische Stoffe mit $\mu_r \gg 1$
Nur diese verstärken das Magnetfeld nutzbar für technische Anwendungen (Größtwert ca. $\mu_r = 3,8 \cdot 10^6$ bei einem 3%-SiFe-Einkristall).
Bei Eisenwerkstoffe kann man pauschal etwa mit $\mu_r \approx 1000$ rechnen.

Da ferromagnetische Stoffe in der Regel auch gute elektrische Leiter sind, können sie nur bei kleinen Abmessungen bzw. bei zeitlich konstanten Feldern als Massivteile eingesetzt werden.

Beim Betrieb mit Wechselströmen müssen die Magnetkerne lamelliert, d. h. aus dünnen, isolierten Einzelblechen geschichtet werden.

Entsprechend ihrer großen Bedeutung sind diese sog. Elektrobleche in separaten Normen beschrieben und dabei grob nach der Art der Herstellung eingeteilt.

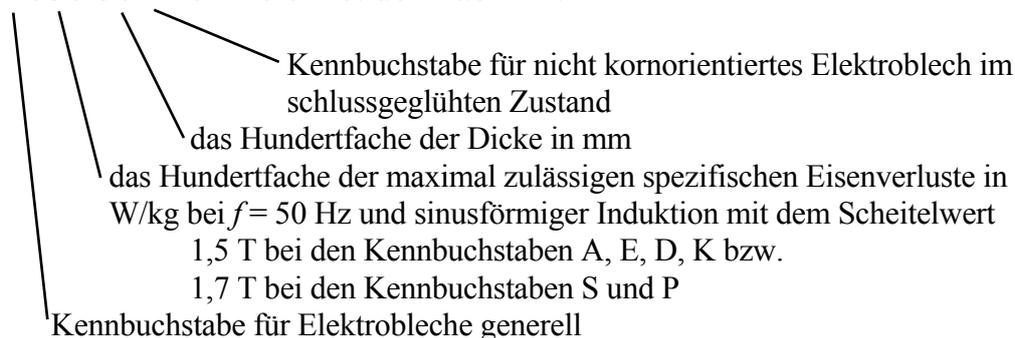
Dabei unterscheidet man folgende Sorten.

Lieferzustand	Untergruppen	Kennbuchstabe	Normen DIN EN
schlussgeglüht	nicht kornorientiert	A	10 106
	kornorientiert	S, P	10 107
nicht schlussgeglüht	unlegiert u./o. legiert	D, E, K	10 341

Tabelle 2: Einteilung der Elektrobleche

Innerhalb der einzelnen Gruppen sind die Elektrobleche zusätzlich nach den maximal zulässigen spezifischen Eisenverlusten klassifiziert.

M530-50A kennzeichnet demnach mit



ein typisches Elektroblech für den Einsatz bei Kleinmotoren aller Art.

Da Elektrobleche in der Regel nicht nur bei den der Norm zugrunde gelegten Betriebsbedingungen eingesetzt werden, hat der Elektromaschinenbauer noch weitere Diagramme über den Verlauf der spezifischen Verluste, der Magnetisierbarkeit und des spezifischen Scheinleistungsbedarfes in Abhängigkeit von der Aussteuerung \hat{B} und der Frequenz f

zur Verfügung, wie sie in Bild 1.10 beispielhaft für die in Europa bevorzugten Gruppen der schlussgeglühten Elektrobleche dargestellt sind.

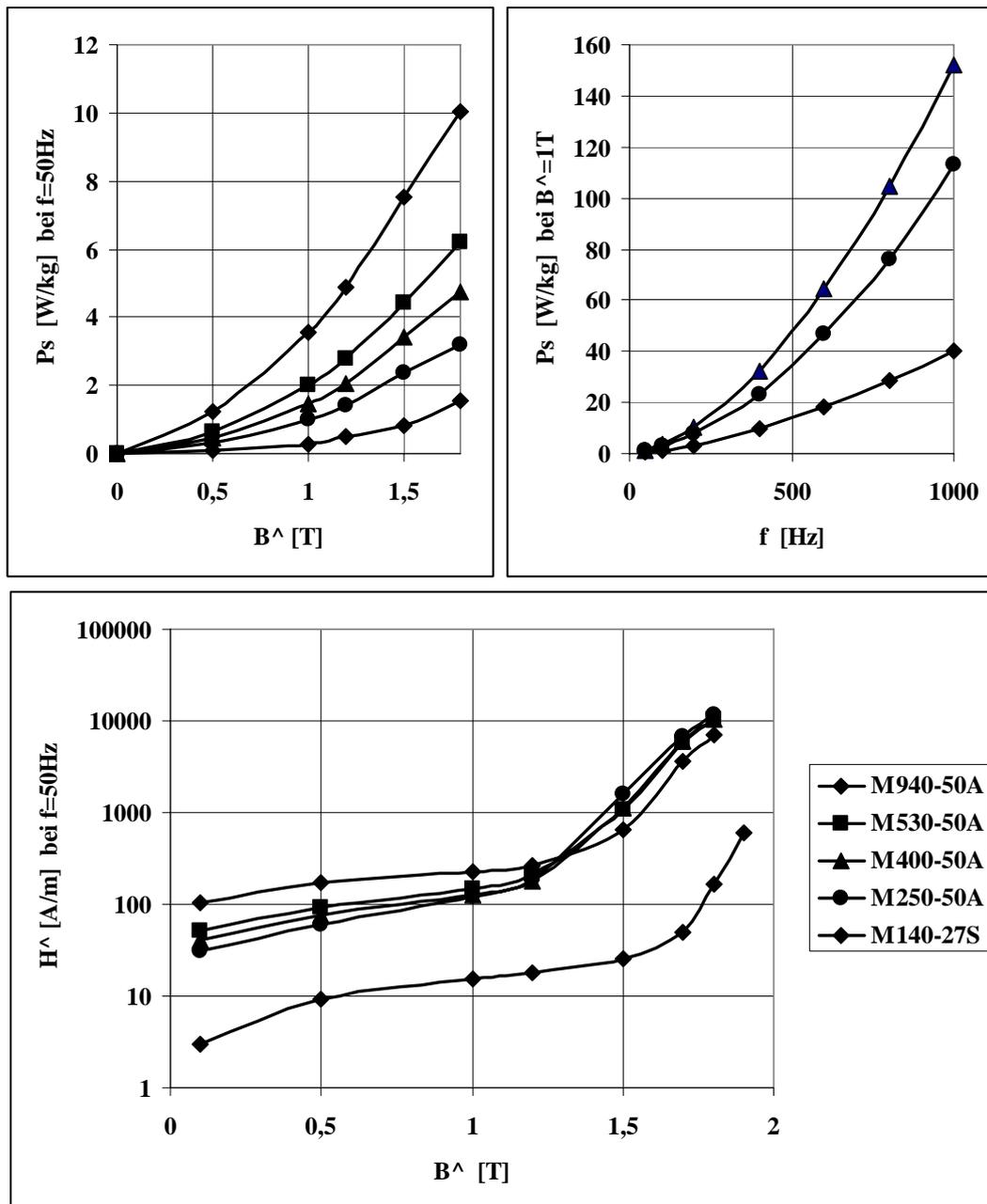


Bild 1.10 Magnetische Eigenschaften von wichtigen schlussgeglühten Elektroblechen [1], [2]

Näherungsweise, insbesondere für Trendanalysen, lassen sich diese Einflüsse für die vorrangig interessierenden spezifischen Eisenverluste P_s formelmäßig aus den Norm-Bezugswerten P_{s0} je nach Sorte bei $\hat{B}_0=1,5\text{T}$ bzw. $1,7\text{T}$ und $f=50\text{Hz}$ abschätzen durch

$$P_s \approx P_{s0} \cdot \left(\frac{\hat{B}}{\hat{B}_0} \right)^2 \cdot \left(\frac{f}{50\text{Hz}} \right)^{1,6}$$

Auch für Sonderlegierungen (NiFe, CoFe) und Ferrite stellen die Lieferanten entsprechende technische Datenblätter zur Verfügung.

1.4.2 Streu- und Nutzfluss

Magnetfelder sind nach Abschnitt 1.1 quellenfrei, d. h. die Feldlinien sind entweder in sich geschlossen oder sie verlaufen beidseitig ins Unendliche. Damit ähneln sie formal in vieler Hinsicht den ebenfalls quellenfreien stationären Strömungsfeldern.

Allerdings gibt es für Magnetfelder einerseits keine Isolatoren und andererseits leiten auch die technischen Magnetwerkstoffe das Magnetfeld nur etwa $10^3 \dots 10^4$ mal besser als Vakuum. Das bedeutet, dass Magnetfelder auch durch ferromagnetische Stoffe nicht vollständig in vorgegebene Bahnen gezwungen werden können. Ein Teil des Feldes wird also stets als unerwünschter Streufluss auftreten.

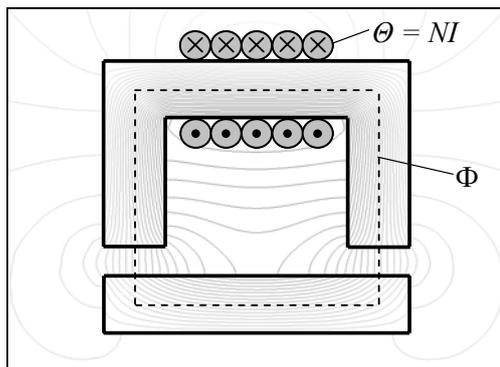


Bild 1.12 Magnetkreis mit Nutz- und Streufluss

Betrachtet man den Magnetkreis nach Bild 1.12 als Elektromagneten, so gehören nur diejenigen Feldlinien die nirgends im Joch verlaufen zum Streufluss. Stellt der gleiche Magnetkreis aber eine Einrichtung zur induktiven Erwärmung dar, so sind alle Feldlinien außerhalb der Luftspalte dem Streufluss zuzuordnen.

Die Abgrenzung Nutz- zu Streufluss kann also letztlich nur anhand der konkreten Aufgabenstellung derart erfolgen, ob ein bestimmter Flussanteil an der beabsichtigten Wirkung beteiligt ist oder nicht.

1.4.3 Das Hopkinson'sche Gesetz

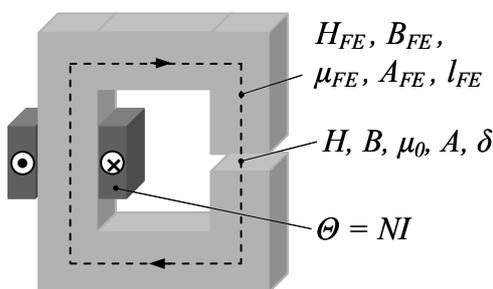


Bild 1.13 Einfacher Magnetkreis

Betrachtet man in Analogie zum stationären Strömungsfeld den einfachen Magnetkreis in Bild 1.13, so gilt zunächst unter Vernachlässigung des Streuflusses

$$\Phi_{Fe} = A_{Fe} \cdot B_{Fe} = \Phi = A \cdot B$$

$$\Theta = H_{Fe} l_{Fe} + H \delta = l_{Fe} \frac{B_{Fe} A_{Fe}}{\mu_{Fe} A_{Fe}} + \delta \frac{BA}{\mu_0 A} = \Phi \left(\frac{l_{Fe}}{\underbrace{\mu_{Fe} A_{Fe}}_{R_{mFe}}} + \frac{\delta}{\underbrace{\mu_0 A}_{R_{m\delta}}} \right)$$

$$= \Phi (R_{mFe} + R_{m\delta}) = \Phi R_m.$$

Wegen der formalen Ähnlichkeit zum Ohm'schen Gesetz bezeichnet man diesen Zusammenhang auch als Ohm'sches Gesetz für magnetische Kreise bzw. Hopkinson'sches Gesetz. Dabei wird die Materialeigenschaft $B_{Fe} = f(H_{Fe})$, z. B. in Form einer Magnetisierungskennlinie, als bekannt vorausgesetzt.

Prinzipiell kann auf diese Weise für jeden angenähert homogenen Abschnitt des Magnetfeldes der sog. magnetische Widerstand

$$R_m = \frac{V_m}{\Phi} = \frac{l}{\mu A}$$

angegeben werden. Zusammen mit den Durchflutungen Θ_m als Ursache des Magnetfeldes lassen sich so allgemein Magnetkreise analog zu Gleichstromnetzwerken durch magnetische Ersatzschaltungen beschreiben.

Dabei können auch die Kirchhoffschen Sätze in analoger Form übernommen werden:

$$\sum_n \Phi_n = 0 \quad \text{für jeden Knotenpunkt und}$$

$$\sum_n H_n l_n = \sum_n R_{mn} \Phi_n = \sum_m \Theta_m \quad \text{für jede Masche.}$$

Dies gilt grundsätzlich auch für permanent erregte Magnetkreise, wie an nachfolgendem Beispiel gezeigt wird.

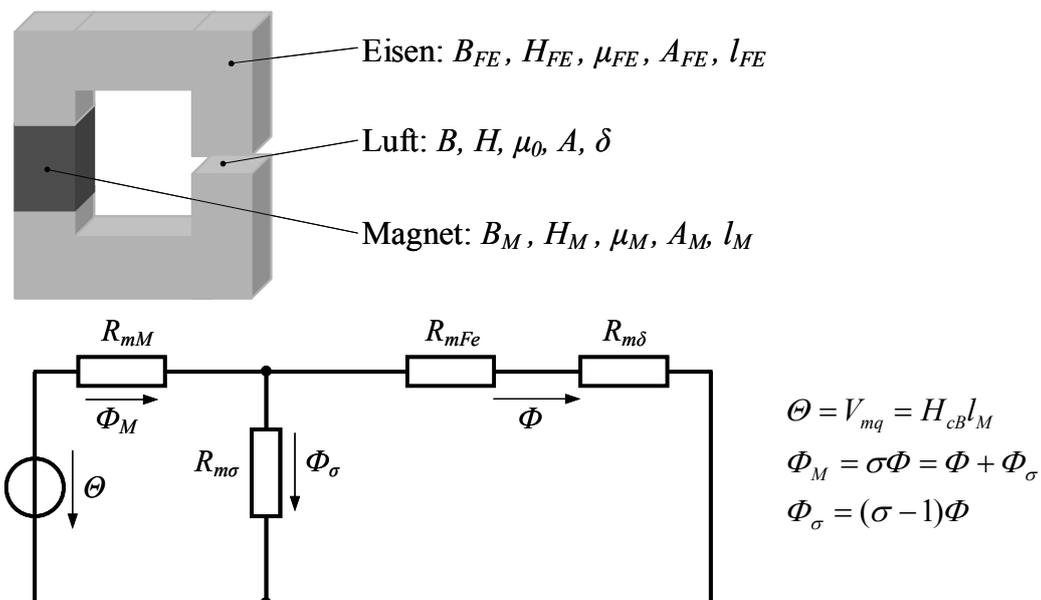


Bild 1.14 Permanent erregter Magnetkreis mit Ersatzschaltbild

Durch Auswertung des Ersatzschaltbildes für moderne Hochleistungsmagnete mit linearer Entmagnetisierungskennlinie findet man nach vergleichsweise einfacher

Rechnung die meistens interessierende Luftspaltinduktion zu

$$B = \frac{B_r}{\sigma \cdot \frac{A}{A_M} + \tau \mu_{rM} \cdot \frac{\delta}{l_M}} = \frac{\Phi}{A} \quad .$$

Dabei erfasst man mit σ die Streuung des Magnetkreises und mit τ den Durchflutungsbedarf des Eisens gemäß

$$\Phi_M = \sigma \Phi = \Phi + \Phi_\sigma \quad \text{mit } \sigma \geq 1$$

$$R_{ma} = R_{m\delta} + \sum_n R_{mFen} = \tau R_{m\delta} \quad \text{mit } \tau \geq 1 \quad .$$

Für überschlägige Betrachtungen sind oftmals noch folgende Vereinfachungen zulässig

- Luftspaltnagnete $A \approx A_M$ und $\sigma \approx 1$
 - moderne Hochleistungsmagnete $\mu_{rM} \approx 1,1 \approx 1$
 - kurze Eisenwege und/oder begrenzte Aussteuerung $\tau \approx 1,1 \approx 1,$
- so dass dann für die Luftspaltinduktion näherungsweise gilt

$$B \approx \frac{B_r}{1 + \delta/l_M} \quad .$$

1.5 Leiterwerkstoffe für elektrische Maschinen

Der wichtigste Leiterwerkstoff für elektrische Maschinen ist zweifelsohne Kupfer, das vor allem fast ausschließlich zur Wicklungsherstellung in Form von isolierten Drähten verwendet wird. In den Kurzschlusskäfigen von größeren Asynchronmaschinen kommt aber auch unisoliertes Kupfer zur Anwendung.

Bei bestimmten Anwendungen wird an Stelle von Kupfer vorteilhaft auch Aluminium eingesetzt. So werden die Wicklungen von Verteilertransformatoren fast ausschließlich aus Aluminium gefertigt. Auch die Kurzschlusskäfige von kleineren Asynchronmaschinen werden zur rationellen Serienfertigung vorzugsweise im Druckgussverfahren aus Aluminium hergestellt.

Besonders bei Einphasen-Asynchronmaschinen werden die Käfige zur Verbesserung des Anlaufverhaltens auch aus speziellen AlSi-Legierungen gegossen.

In gleicher Absicht werden bei größeren Asynchronmaschinen auch andere Legierungen, wie z. B. Messing, in den Kurzschlusskäfigen verarbeitet.

Werkstoff	Kurzbez.	ρ kg/dm ³	R_m N/mm ²	E kN/mm ²	α_l $\cdot 10^{-6}$ K	c J/kgK	λ W/mK	κ_{20} m/Ωmm ²	α_{20} $\cdot 10^{-3}$ /K
Kupfer	E-Cu F20	8,9	200	125	17	385	385	56	3,92
Aluminium	E-Al F10	2,7	100	72	24	896	211	35	4,08
Rotor-Al.	Al	2,67	80		24	850	200	33	5,2
Legierung	G-AlSi12	2,65	220	76	21	880	159	18	1,8
Messing	Ms 60	8,4	350	102	20	400	110	15	1,9

Tabelle 1.3 Eigenschaften der wichtigsten Leiterwerkstoffe

Die Eigenschaften der wichtigsten Leiterwerkstoffe sind in Normen festgelegt und in Tabelle 1.3 auszugsweise als Richtwerte angegeben.

1.5.1 Temperaturabhängigkeit des Widerstandes

Die genannten Leiter weisen, wie alle metallischen Leiter, eine deutliche Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstandes auf, die bei der Maschinendimensionierung und bei deren Betrieb berücksichtigt werden muss. Daher sind auch z. B. Verluste, Wirkungsgrad, Kurzschlussspannung, Drehzahl usw. von elektrischen Maschinen bei vorgegebenen bzw. bestimmten, der jeweiligen Temperaturklasse zugeordneten, **Bezugstemperaturen** anzugeben. Im üblichen Temperaturbereich kann diese Temperaturabhängigkeit des Widerstandes durch einen linearen Temperaturkoeffizienten erfasst werden, und es gilt

$$R_w = R_{20} [1 + \alpha_{20} (\vartheta_w - 20^\circ\text{C})]$$

mit R_{20} = Kaltwiderstand bei 20 °C

α_{20} = Temperaturkoeffizient des Widerstandes bei 20 °C

ϑ_w = aktuelle Temperatur in °C

R_w = Warmwiderstand bei ϑ_w .

Weiterhin wird die (mittlere) Wicklungstemperatur ϑ_2 bei elektrischen Maschinen nach DIN VDE 550, DIN EN 60034 bzw. DIN EN 60076 bevorzugt aus zwei Widerstandsmessungen wie folgt berechnet:

$$\vartheta_2 = \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{235}{225} K + \vartheta_1 \right) - \frac{235}{225} K$$

für Kupfer
für Aluminium

mit R_1 = mittlerer Widerstand bei bekannter Temperatur ϑ_1 , z. B. Raumtemperatur

R_2 = mittlerer Widerstand bei einer anderen Temperatur ϑ_2 .

Auf diesen Zusammenhängen beruht in der Praxis vorzugsweise auch die Bestimmung der Wicklungstemperatur von elektrischen Maschinen und deren Umrechnung auf Warmwerte.

1.6 Isolierstoffe

Aus Funktions- und Sicherheitsgründen müssen Strom- bzw. Spannung führende Teile isoliert werden. Dabei genügt in Einzelfällen ein Mindestabstand in isolierender Umgebung, z. B. bei den Anschlussklemmen in Luft. Für kompakte Anordnungen, wie Wicklungen, Kabel usw., muss aber eine konstruktive Isolation vorgesehen werden. Da diese in der Regel auch mechanische Kräfte aufnehmen muss, kommen praktisch nur feste Isolierstoffe in Frage, wobei diese auch als ausgehärtete flüssige Stoffe gefertigt sein können (Lacke, Harze usw.).

1.6.1 Temperaturklasse

Die wesentlichen Bestandteile des Isoliersystems von elektrischen Maschinen sind:

Drahtlack, Imprägniermittel, Flächenisolationen, Bänder und Schläuche.

Diese ist der entscheidende und meist kritische Faktor für die Funktionsfähigkeit und Lebensdauer elektrischer Maschinen. Dabei genügt es heute oft nicht mehr die qualitativ hochwertigen Materialien für sich allein zu prüfen, sondern es muss das gesamte System betrachtet werden. Nur so können chemische und/oder physikalische Unverträglichkeiten der verschiedenen Komponenten rechtzeitig

erkannt und vermieden werden. Entsprechend ihren Eigenschaften werden die Isolierstoffe in Temperaturklassen mit festgelegten Grenztemperaturen nach Tabelle 1.4 eingeteilt.

Temperaturklasse		A	E	B	F	H
Grenztemperatur der Isolierstoffe	°C	105	120	130	155	180
höchste Temperatur aus Widerstandsmessung	°C	100	115	120	145	165
Bezugstemperatur bei rotierenden Maschinen	°C	75	75	95	115	135
Bezugstemperatur bei Transformatoren	°C	80	95	100	125	145

Tabelle 1.4 Temperaturklassen, zulässige Höchst- und empfohlene Bezugstemperaturen, gültig für Maschinen mittlerer Leistung

Die Festlegung der Temperaturklasse erfolgt dabei derart, dass sich charakteristische Eigenschaften der Isolierstoffe nach Lagerung bei der Grenztemperatur über eine festgelegte Zeit (i. d. R. 20000 h) nur in vorgegebenen Grenzen verschlechtern dürfen. So gelten z. B. als Mindestwerte für

- die Zugfestigkeit $\geq 50 \%$
- die Biegefestigkeit $\geq 50 \%$
- die Durchschlagsfeldstärke $\geq 50 \%$
- den Massenverlust $< 5 \%$,

jeweils bezogen auf den Wert vor der Temperaturlagerung.

1.6.2 Montsinger'sche Regel

Bei den wichtigen organischen Isolierstoffen sind die physikalischen Eigenschaften stark temperatur- und zeitabhängig. Sie sind daher nur bis zu einer bestimmten, durch die Temperaturklasse festgelegten, Temperatur einsetzbar.

Setzt man nun den Isolierstoff einer höheren Temperatur aus, so beschleunigt sich die Alterung bzw. die Verschlechterung der charakteristischen Eigenschaften. Umgekehrt verlangsamen sich diese Vorgänge bei niedrigeren Temperaturen. Dabei folgen alle modernen Isolierstoffe einer einheitlichen Gesetzmäßigkeit, die als Montsinger'sche Regel oder neuerdings auch als 10K-Gesetz bekannt ist.

Danach gilt für die zu erwartende Lebensdauer t_L bei einer abweichenden Temperatur ϑ :

$$t_L = t_{LN} \cdot 2^{\frac{\vartheta - T_I}{T_{1/2}}},$$

- mit T_I = Temperaturindex = zul. Grenztemperatur gemäß Einstufung
 t_{LN} = angesetzte Lebensdauer bei Grenztemperatur, üblich 20000 h
 $T_{1/2}$ = Halbwertszeit-Temperaturintervall
 = 8K für die Temperaturklasse A
 = 10K für die Temperaturklassen E-F
 = 12K für die Temperaturklasse H.

Auf dieser Basis lassen sich z. B. kurzzeitige Temperaturüberschreitungen (Störfälle) hinsichtlich des Lebensdauerverbrauches bewerten.

Ebenso kann man danach auch Versuche im sog. Zeitrafferverfahren durchführen und auswerten.

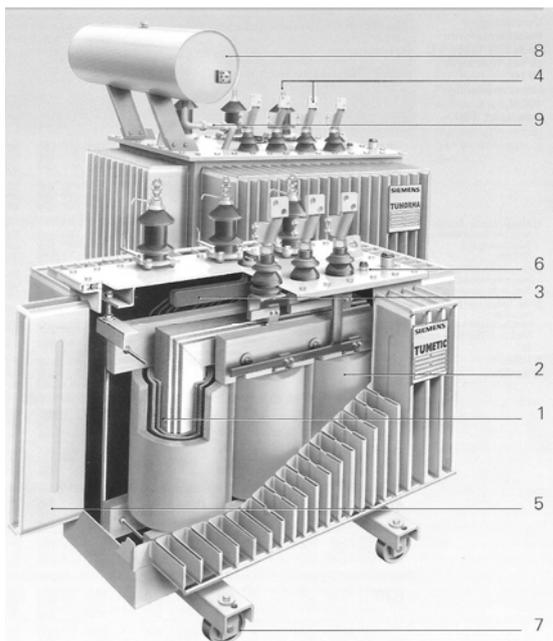
2 Transformatoren

Transformatoren ermöglichen eine verlustarme Umwandlung von elektrischer Energie

mit gegebenen Werten der Spannung u_1 und des Stromes i_1 in solche mit anderen Werten der Spannung u_2 und des Stromes i_2 , ohne die eine großräumige Energieversorgung nicht möglich wäre. Diese Umformung setzt zeitabhängige Spannungs- und Stromverläufe voraus, wobei in der gesamten Energieversorgung und -verteilung bevorzugt sinusförmig veränderliche Größen verwendet werden. Nur dann lassen sich Transformatoren durch einfache Ersatzschaltungen beschreiben und die geltenden Zusammenhänge durch übersichtliche Zeigerdiagramme darstellen.

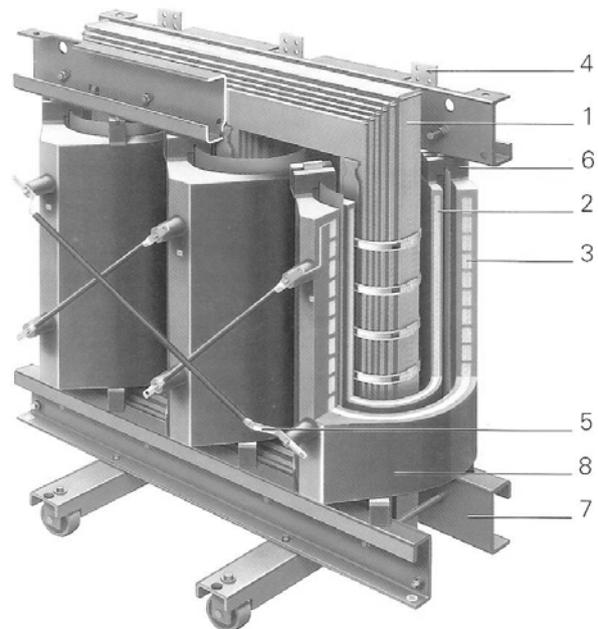
Sind jedoch die Verläufe, wie in der Leistungselektronik üblich, nicht sinusförmig, müssen die quantitativen Zusammenhänge im Zeitbereich beschrieben werden.

2.1 Aufbau



- | | |
|------------------|--------------------|
| 1 Eisenkern | 6 Kesseldeckel |
| 2 Wicklungen | 7 Transportgestell |
| 3 Umsteller | 8 Ausdehnungsgefäß |
| 4 Durchführungen | 9 Buchholzrelais |
| 5 Kessel | |

Öl-Verteilungstransformator [3]



- | | |
|-----------------|-----------------------|
| 1 Eisenkern | 5 OS-Anschlüsse |
| 2 US-Wicklung | 6 Distanzstücke |
| 3 OS-Wicklung | 7 Transportgestell |
| 4 US-Anschlüsse | 8 Gießharz-Isolierung |

Gießharz-Trockentransformator [4]

Bild 2.1 Aufbau von Transformatoren

Transformatoren bestehen nach Bild 2.1 aus einem gut magnetisierbaren Kern, den Primär- und Sekundärwicklungen und je nach Ausführung aus diversen Konstruktionsteilen, wie z. B. Transportrahmen, Befestigungs- und Anschluss-teilen, Ölkessel, Überwachungseinrichtungen etc.

Je nach Anwendungsfall und Leistungsklasse werden unterschiedliche Ausführungen bevorzugt.

So unterscheidet man laut Norm einerseits nach der Leistung zwischen

- Kleintransformatoren, mit Leistungen bis ca. 16 kVA und
 - Leistungstransformatoren, bei größeren Leistungen,
- nach der Phasen- bzw. Strangzahl zwischen
- Ein- und Dreiphasentransformatoren (Drehstromtransformatoren) und
- nach dem Kernaufbau zwischen
- Kern- und Manteltransformatoren.

2.1.1 Transformator Kern

Der Transformator Kern besteht aus ferromagnetischen Stoffen (siehe Kap. 1.4) und zwar

- bei technischen Frequenzen <1 kHz
zur Reduzierung von Wirbelstromverlusten bevorzugt aus dünnen, isolierten, geschichteten Elektro- oder Spezialblechen,
- bei höheren Frequenzen >1 kHz
in gleicher Absicht aus besonders dünnen, gewickelten Ring- bzw. Schnittbandkernen und
- bei hohen Frequenzen >20 kHz
aus sog. Ferriten (Oxidkeramik), die das Magnetfeld bei begrenzter Aussteuerbarkeit ($<0,4$ T) ebenfalls gut leiten und einen sehr hohen Volumenwiderstand aufweisen.

Allerdings sind dabei die maximal möglichen Abmessungen durch den notwendigen Sinterprozess begrenzt.

Die Kerne von Kleintransformatoren werden meistens aus Elektroblechen genormter Größe (DIN EN 60 740-1) und geeigneter Blechqualität hergestellt. Dabei werden heutzutage bevorzugt EI-, UI- oder 3UI-Blechformen entsprechend Bild 2.2 verarbeitet.

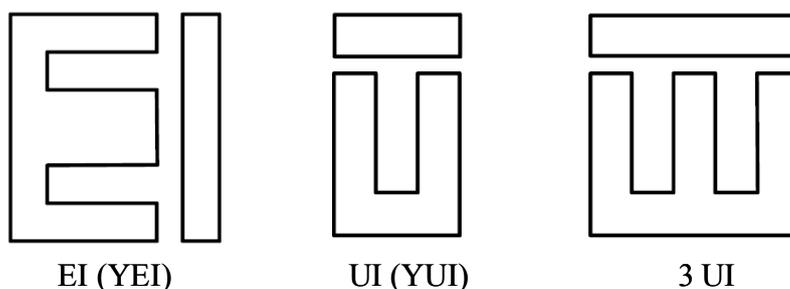
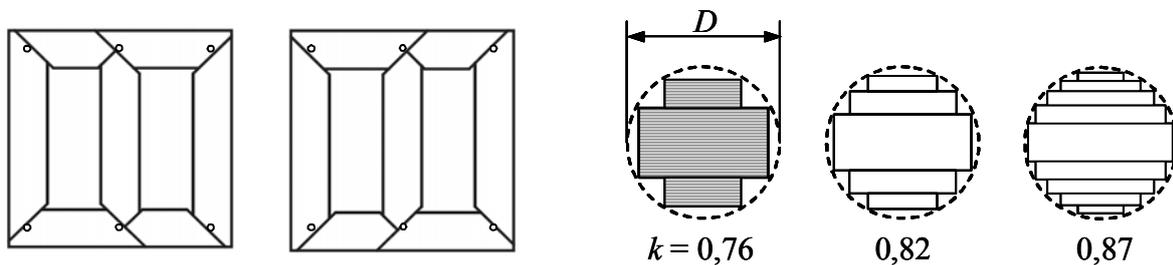


Bild 2.2 Genormte Blechschnitte für Kleintransformatoren

Bei großen Transformatoren wird der Kern entsprechend Bild 2.3 a) aus Streifenblechen nach vorgegebenen Legeplänen geschichtet. Dadurch wird erreicht, dass der nachteilige Einfluss der unvermeidlichen Stoßfugen und bei kornorientierten Blechen die Abweichung der Feld- von der Vorzugsrichtung reduziert wird.

Weiterhin wird durch die besonders dünne Blechisolation und die gute Ebenheit der praktisch ausschließlich kalt gewalzten kornorientierten Elektrobleche ein hoher Eisenfüllfaktor von meist über $f_{Fe} \geq 96\%$ ermöglicht.

Aus wirtschaftlichen und technischen Gründen strebt man bei großen Transformatoren weiterhin einen kreisförmigen Kernquerschnitt an. Dies lässt sich durch einen mehr oder weniger fein gestuften Kern nach Bild 2.3 b) mit der unter c) angegebenen Flächenausnutzung des Hüllkreises D erreichen.



a) Legeplan

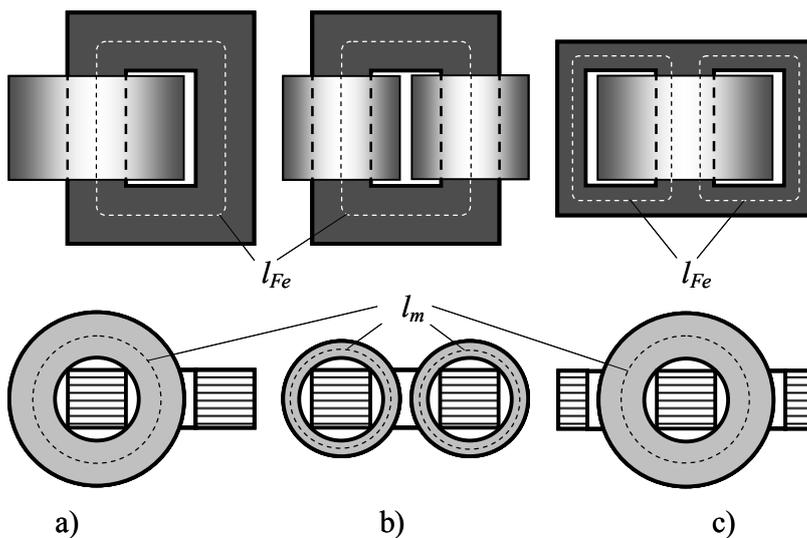
b) Querschnittsformen

Lagen: 1, 3, 5 bzw. 2, 4, 6,

c) eff. Fläche $A_{Fe} = k \cdot \frac{\pi D^2}{4}$ mit $f_{Fe} \approx 0,96$

Bild 2.3 Kernkonzepte bei Großtransformatoren [5]

Beim Kernkonzept unterscheidet man nach Bild 2.4 auch zwischen Kern- und Manteltransformatoren, wobei erstere bei großen Leistungen und letztere bei Kleintransformatoren bevorzugt werden.



a)

b)

c)

Bild 2.4 Kern- und Mantelbauweise bei Transformatoren

a), b) Kerntransformatoren

c) Manteltransformator

l_{Fe} = mittlere Eisenlänge,

l_m = mittlere Windungslänge

Prinzipiell kann man Drehspannungssysteme auch durch Zusammenschalten von 3 Einphaseneinheiten transformieren. Diese Vorgehensweise wird oft für höchste Spannungen und größte Leistungen gewählt, da dann die einzelne Baueinheit kleiner wird und auch nur 1 Einphasentransformator als Reserve benötigt wird. Davon abgesehen ermöglicht die konstruktive Zusammenfassung als Drehstromtransformator erhebliche Vorteile, so dass sie im Bereich der Energieverteilung dominieren. Bild 2.5 zeigt die vorherrschenden Ausführungsformen, wobei wiederum die Kernbauform (Dreischenkeltransformator) bevorzugt wird.

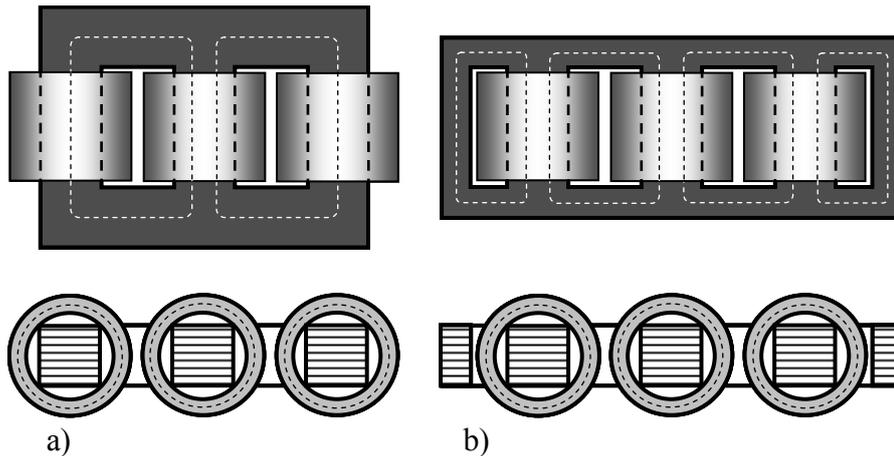
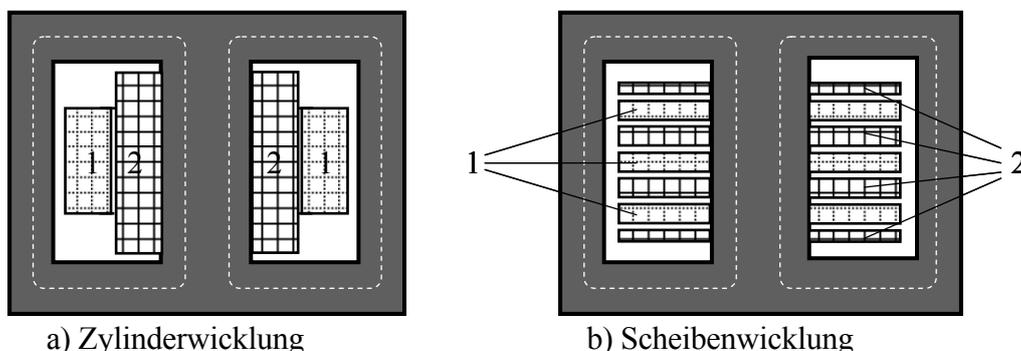


Bild 2.5 Drei- und Fünfschenkeltransformator
a) Kerntransformator
b) Manteltransformator

Auch bei Ferrit- und Schnittbandkernen orientiert man sich an der Geometrie der genormten Kleintransformatoren. Dadurch kann auf die gesamte Palette von Trafo-Normteilen, insbesondere aber auf Normspulenkörper, Anschlusssteile und Befestigungsmaterial, zurückgegriffen werden. Allerdings werden in speziellen Varianten auch andere, z. B. kreisförmige Kernquerschnitte ausgeführt.

2.1.2 Wicklung

Am einfachsten und preisgünstigsten sind die sog. Zylinderwicklungen nach Bild 2.6 a) herstellbar, die somit nach Möglichkeit realisiert werden.



a) Zylinderwicklung
b) Scheibenwicklung
Bild 2.6 Wicklungskonzepte bei Transformatoren
1 Oberspannungswicklung
2 Unterspannungswicklung

Bei besonderen Forderungen oder Beanspruchungen (Höchstspannung, Kurzschlussspannung, Sicherheit) muss jedoch oftmals ein Scheibenspulenkonzept verwirklicht werden.

Da die Lagen- und Spulenspannung bestimmte Maximalwerte nicht überschreiten darf, muss die Wicklung z. B. bei hohen Spannungen in mehrere Teilspulen aufgeteilt werden. Dabei können die Teilspulen von Ober- und Unterspannungswicklung nach Bild 2.6 b) ineinander verschachtelt sein, oder es ist nur die Oberspannungswicklung aus Teilspulen aufgebaut und in Form einer Zylinderspule über der Unterspannungswicklung angeordnet. Letzteres wird heutzutage gerne bei luftgekühlten Verteilertransformatoren (siehe hierzu Bild 2.1 rechts) verwirklicht.

Darüber hinaus verlangt die Norm bei besonderen Sicherheitsanforderungen, z. B. bei sicherer Trennung, eine räumliche Trennung von Primär- und Sekundärspulen als zusätzliche Sicherheitsbarriere.

2.1.3 Kühlung

Zwar haben Transformatoren von allen elektrischen Maschinen die besten Wirkungsgrade, doch fallen trotzdem u. U. recht große Verlustleistungen an, die eine wirksame Kühlung erfordern.

So weisen z. B. große Netzkupplungstransformatoren mit $S_N = 100$ MVA trotz ihres guten Wirkungsgrades von $\eta \approx 99\%$ Verlustleistungen in der Größenordnung

$$P_v \approx 0,01 \cdot P_N \approx 0,01 \cdot 100 \text{ MVA} = 1 \text{ MW}$$

auf, so dass hier nur Öl gekühlte Ausführungen in Frage kommen.

Demgegenüber werden Kleintransformatoren aus wirtschaftlichen Gründen bevorzugt für Luftkühlung konzipiert.

Für die genauen Zusammenhänge siehe hierzu auch Abschnitt 8.3.

2.1.4 Konstruktionsteile

Insbesondere im Bereich der Kleintransformatoren sind außer den Elektroblechen und Lackdrähten auch die wichtigsten Konstruktionsteile wie:

Befestigungswinkel, Spulenkörper, Anschlussklemmen, usw.

genormt. Diese Teile können dann in großen Stückzahlen gefertigt werden und sind preisgünstig verfügbar.

Demgegenüber sind Großtransformatoren meist Sonderkonstruktionen, die i. d. R. anwendungsspezifisch konzipiert und als Einzelstücke hergestellt werden. Neuerdings versucht man jedoch auch hier Standardkomponenten mit Hilfe des Baukasten-Konzeptes möglichst für mehrere Ausführungen zu verwenden, um so eine schnelle und rationelle Fertigung zu ermöglichen.

2.2 Wirkungsweise

Transformatoren sind die konsequente Anwendung des Induktionsgesetzes für ruhende Anordnungen. Sie bestehen nach Bild 2.7 aus

- der Primärwicklung,
 - die als Verbraucher vom speisenden Netz bzw. Generator elektrische Leistung gegebener Spannung u_1 beim Strom i_1 aufnimmt und im Kern ein zeitlich veränderliches Magnetfeld aufbaut,
- dem weichmagnetischen Kern,
 - der das Magnetfeld möglichst gut bei minimalen Verlusten leitet und
- der Sekundärwicklung,
 - in der entsprechend dem Induktionsgesetz eine Quellenspannung induziert wird und die so an einen etwaigen Lastkreis elektrische Leistung bei der Spannung u_2 und dem Strom i_2 abgeben kann.

2.2.1 Idealer Transformator

Die grundlegenden Zusammenhänge lassen sich besonders einfach am idealen Transformator erkennen, für den folgende Idealisierungen gelten:

- der Kern leitet das Magnetfeld perfekt und ohne Verluste ($\mu_{rFe} \rightarrow \infty; P_{vFe} \rightarrow 0$)
- die Wicklungen bestehen aus elektrisch perfekt leitendem Material ($\kappa_{Cu} \rightarrow \infty$) und
- die magnetische Kopplung zwischen den Wicklungen ist vollkommen (keine Streufelder: $\Phi_1 = \Phi_2$).

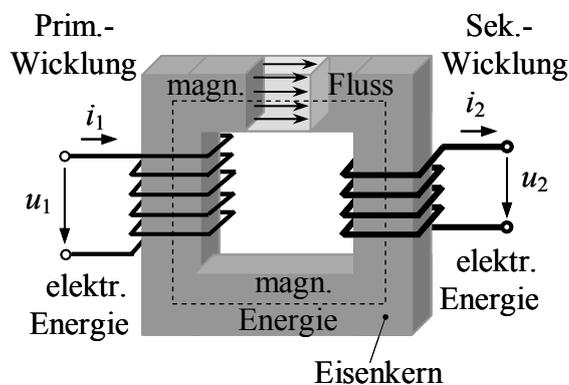


Bild 2.7 Wirkungsweise des Transformators

Mit den in Bild 2.7 eingetragenen Zählrichtungen gilt dann allg. mit

$$u_1 = \frac{d\Psi_{m1}}{dt} = N_1 \frac{d\Phi}{dt} = N_1 A_{Fe} \frac{dB}{dt}$$

$$u_2 = \frac{d\Psi_{m2}}{dt} = N_2 \frac{d\Phi}{dt} = N_2 A_{Fe} \frac{dB}{dt} = N_2 \frac{u_1}{N_1}$$

für das Übersetzungsverhältnis des idealen Transformators

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

Weiterhin erfordert ein idealer Kern keine resultierende Durchflutung, so dass mit den festgelegten Zählrichtungen für den Strom in Richtung des Leistungsflusses

gilt:

$$\begin{aligned}\Theta_1 + \Theta_2 &= N_1 i_1 - N_2 i_2 = 0 \\ \frac{i_1}{i_2} &= \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{\hat{u}}.\end{aligned}$$

Verläuft der magnetische Fluss bzw. die Flussdichte im idealen Transformator gemäß

$$\Phi(t) = A_{Fe} B(t) = A_{Fe} \hat{B} \sin \omega t$$

sinusförmig, so gilt dies, abgesehen von einer Zeitverschiebung, auch für die Spannungen

$$u_{1,2} = N_{1,2} \frac{d\Phi}{dt} = \omega N_{1,2} A_{Fe} \hat{B} \cos \omega t.$$

Damit findet man für den Effektivwert der Klemmenspannungen die für die Transformatordimensionierung grundlegende Beziehung

$$U_{1,2} = \sqrt{2} \pi f \hat{B} A_{Fe} N_{1,2},$$

die man daher auch als Transformatorhauptgleichung bezeichnet.

Verläuft dagegen die Spannung, wie in der Leistungselektronik oft üblich, z. B. als symmetrische, rechteckförmige Wechselspannung der Maximalwerte $U_{1,2}$ und der Frequenz f , so folgt dafür aus dem Induktionsgesetz eine modifizierte Form der Transformatorhauptgleichung:

$$U_{1,2} = 4 f \hat{B} A_{Fe} N_{1,2}.$$

Grundsätzlich ändert sich auch bei anderen Wechselspannungsformen jeweils nur der Vorfaktor in der Transformatorhauptgleichung.

=> Alle in diesem Abschnitt abgeleiteten Zusammenhänge gelten exakt nur für den idealen Transformator, sie können aber als Näherungen auch für den realen Transformator übernommen werden.

2.3 Ersatzschaltung

2.3.1 Leerlauf und Magnetisierung

Breibt man den sekundärseitig leer laufenden, realen Transformator am Netz, so nimmt er eine gewisse Wirkleistung P_{10} und überwiegend induktive Blindleistung Q_{10} auf.

Dabei setzt sich die Wirkleistung aus 2 Anteilen, den

$$\begin{aligned}P_{1Cu0} &= R_{1Cu} I_{10}^2 &&= \text{Wicklungsverlusten bei } I_{10} \text{ und} \\ P_{vFe} &= P_{10} - P_{1Cu0} &&= \text{Eisenverlusten}\end{aligned}$$

zusammen, wobei normalerweise letztere dominieren und zur Ummagnetisierung des Kernes benötigt werden. Diese lassen sich im Sinne einer Ersatzschaltung näherungsweise durch einen auf die Eingangsspannung U_1 bezogenen Eisenverlustwiderstand berücksichtigen

$$R_{Fe} = \frac{U_1^2}{P_{vFe}}.$$

(Wegen dem dabei üblich kleinen Leerlaufstrom und dem ebenfalls kleinen Spannungsabfall an den in Bild 2.8 eingerahmten Elemente R_{1Cu} und $X_{1\sigma}$ können diese hier normalerweise vernachlässigt werden.)

Die Blindleistung wird, wegen der endlichen Permeabilität des Kernmaterials, für den Aufbau des Magnetfeldes benötigt und durch eine Hauptinduktivität bzw. bei sinusförmigen Vorgängen einen Hauptblindwiderstand

$$X_h = \omega L_h = \frac{U_1^2}{Q_{10}}$$

berücksichtigt.

Mit dem beim Leerlaufversuch üblicherweise gemessenen Leerlaufstrom I_{10} definiert man zusammen mit dem Bemessungsstrom I_{1N} den relativen Leerlaufstrom

$$i_{10} = \frac{I_{10}}{I_{1N}},$$

sowie den

$$I_{Fe} = \frac{P_{vFe}}{U_1} = \frac{U_1}{R_{Fe}} \quad \text{Eisenverluststrom und den}$$

$$I_{\mu} = \sqrt{I_{10}^2 - I_{Fe}^2} \quad \text{Magnetisierungsstrom,}$$

aus dem sich dann auch ohne explizite Bestimmung von Q_{10} der Hauptblindwiderstand näherungsweise bestimmen lässt

$$X_h = \frac{U_1}{I_{\mu}} .$$

Dabei handelt es sich bei den o. g. Strömen um deren Effektivwerte, die sich für sinusförmige Verläufe direkt aus der entsprechenden Zeigergleichung ergeben

$$\underline{I}_{10} = \underline{I}_{Fe} + \underline{I}_{\mu} ,$$

wobei \underline{I}_{Fe} und \underline{I}_{μ} senkrecht aufeinander stehen.

Bild 2.8 zeigt somit eine für den leer laufenden Transformator geeignete Ersatzschaltung und das zugehörige Zeigerdiagramm.

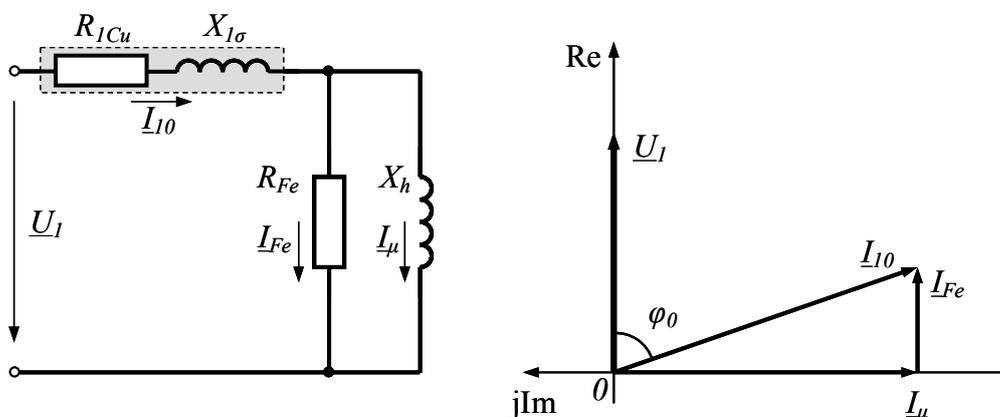


Bild 2.8 Ersatzschaltung und Zeigerdiagramm des leer laufenden Transformators

2.3.2 Kurzgeschlossener Transformator

Kurzschlussversuch

Im Kurzschlussversuch wird der sekundärseitig kurzgeschlossene Transformator bei soweit reduzierter Netzspannung U_{1k} betrieben, dass in den Wicklungen etwa die jeweiligen Bemessungsströme fließen. Da diese Spannung üblich sehr klein im Vergleich zur Bemessungsspannung ist, kann der Einfluss des im Leerlaufversuch bestimmten Querzweiges hier vernachlässigt werden.

Entsprechend dem relativen Leerlaufstrom beim Leerlaufversuch bezeichnet man beim Kurzschlussversuch die auf die Bemessungsspannung U_{1N} bezogene Kurzschlussspannung U_{1k} als relative Kurzschlussspannung

$$u_k = \frac{U_{1k}}{U_{1N}} ,$$

die eine wichtige Kenngröße der Transformatoren darstellt.

Auch im Kurzschlussversuch nimmt der Transformator Wirk- und Blindleistung vom Netz auf. Dabei ergibt sich die Wirkleistung als Folge der endlichen Wicklungswiderstände R_{1Cu} und R_{2Cu} zu

$$P_{1k} = R_{1Cu} I_{1k}^2 + R_{2Cu} I_{2k}^2 ,$$

wobei I_{1k} und I_{2k} die gemessenen Kurzschlussströme bedeuten. Wegen der nicht perfekten magnetischen Kopplung bildet dabei jede Wicklung ein eigenes Streufeld aus, deren Blindleistungsanteile durch die sog. Streuinduktivitäten $L_{1\sigma}$ und $L_{2\sigma}$ bzw. bei sinusförmigen Größen durch die Streublindwiderstände $X_{1\sigma}$ und $X_{2\sigma}$ erfasst werden

$$Q_{1k} = X_{1\sigma} I_{1k}^2 + X_{2\sigma} I_{2k}^2 .$$

Da der Kurzschlussstrom hier als gemeinsame Größe auftritt, bietet sich eine Reihenschaltung von R_{1Cu} und $X_{1\sigma}$ bzw. R_{2Cu} und $X_{2\sigma}$ an, wobei zwischen Primär- und Sekundärseite noch ein idealer Übertrager mit dem Übersetzungsverhältnis \ddot{u} wirksam ist.

Diese Situation ist in Bild 2.9 als vorläufige Ersatzschaltung des kurzgeschlossenen Transformators dargestellt.

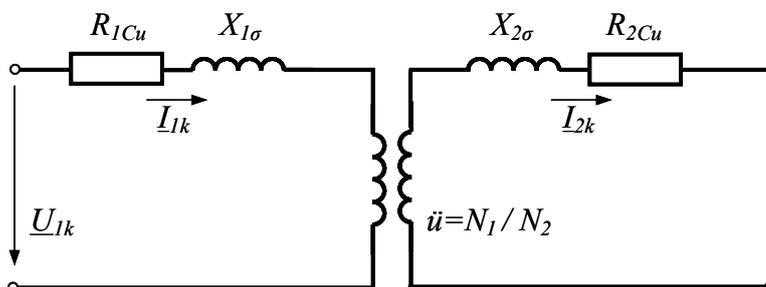


Bild 2.9 Ersatzschaltung des kurzgeschlossenen Transformators

Bezogene Sekundärgrößen

In der Ersatzschaltung nach Bild 2.9 ist physikalisch korrekt ein idealer Übertrager mit dem Übersetzungsverhältnis \ddot{u} zwischen der Primär- und Sekundärwicklung berücksichtigt. Dieser erfordert im Zeigerdiagramm

unterschiedliche Maßstäbe für die primären und sekundären Größen, was die Übersichtlichkeit jedoch stark beeinträchtigt. Dies lässt sich vermeiden, wenn man an Stelle der wahren Sekundärgrößen bei der Windungszahl N_2 mit solchen für die geänderte Windungszahl $N'_2 = N_1$, d. h. mit

$$U'_2 = \ddot{u} \cdot U_2 \quad \text{und} \quad I'_2 = \frac{I_2}{\ddot{u}}$$

rechnet. Damit sich dabei die Leistungen nicht ändern, müssen auch die Widerstände wie folgt umgerechnet werden

$$R_{2Cu} \cdot I_{2k}^2 = R'_{2Cu} \cdot I_{2k}'^2 \quad \Rightarrow \quad R'_{2Cu} = \left(\frac{I_{2k}}{I_{2k}'} \right)^2 \cdot R_{2Cu} = \ddot{u}^2 \cdot R_{2Cu}$$

$$X_{2\sigma} I_{2k}^2 = X'_{2\sigma} \cdot I_{2k}'^2 \quad \Rightarrow \quad X'_{2\sigma} = \ddot{u}^2 \cdot X_{2\sigma}$$

Dann entfällt der Übertrager und man kann den Primär- und Sekundärkreis direkt leitend verbinden, obwohl diese in Wirklichkeit keine leitende Verbindung haben (galvanische Trennung!).

Dabei wird die Blindleistung üblich zu gleichen Teilen der Primär- und der Sekundärwicklung zugeordnet, also

$$X_{1\sigma} \approx X'_{2\sigma} \approx \frac{X_{1k}}{2} = \frac{Q_{1k}}{2I_{1k}^2}$$

gewählt, und es werden oft auch die Wirk- und Blindwiderstände zur Kurzschlussimpedanz zusammengefasst:

$$R_{1k} = R_{1Cu} + R'_{2Cu}$$

$$X_{1k} = X_{1\sigma} + X'_{2\sigma}$$

$$\underline{Z}_{1k} = R_{1k} + jX_{1k} \quad \text{mit} \quad Z_{1k} = \sqrt{R_{1k}^2 + X_{1k}^2} = \frac{U_{1k}}{I_{1k}}$$

Bild 2.10 zeigt die entsprechende Ersatzschaltung und das zugehörige Zeigerdiagramm.

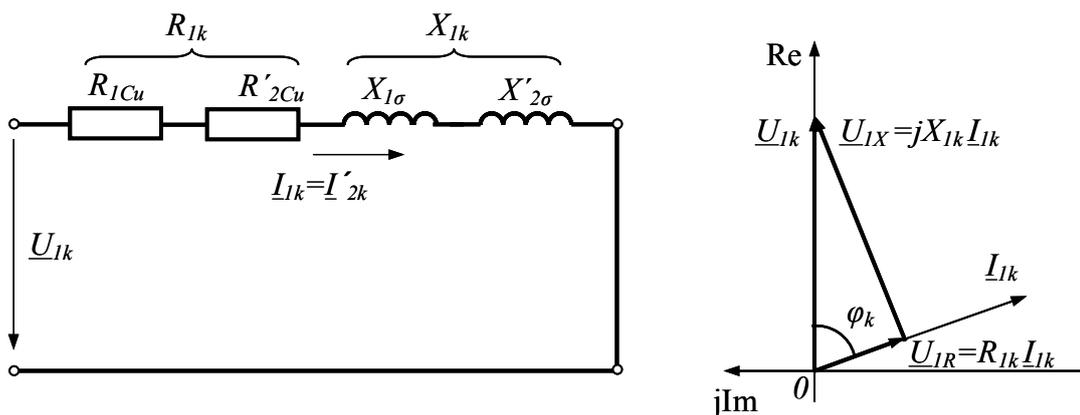


Bild 2.10 Ersatzschaltung und Zeigerdiagramm des kurzgeschlossenen Transformators

2.3.3 Ersatzschaltung des realen Transformators

Vollständige Ersatzschaltung

Fasst man für den allgemeinen Lastfall beide zuvor besprochenen Aspekte zusammen, so erhält man die in Bild 2.11 angegebene Ersatzschaltung des realen

Transformators mit Zeigerdiagramm.

Hierbei erscheinen alle Größen des Lastkreises zur einheitlichen Darstellung auf das Übersetzungsverhältnis 1 umgerechnet und sind mit einem ' gekennzeichnet.

Dies muss insbesondere auch für die am Transformator angeschlossene Last berücksichtigt werden.

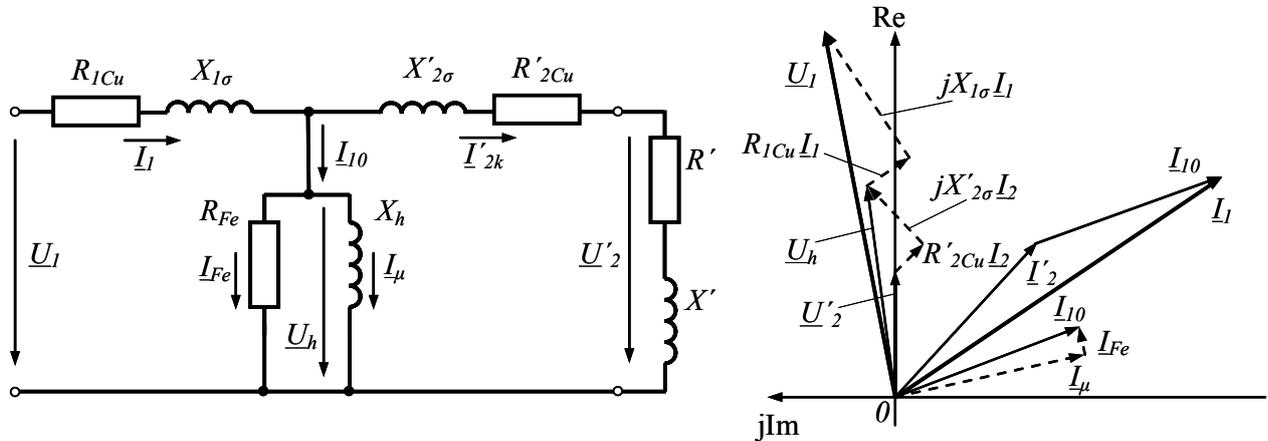


Bild 2.11 Vollständiges Ersatzschaltbild des realen Transformators

Vereinfachte Ersatzschaltung

Oftmals lässt sich bei Transformatoren der Rechenaufwand beim Auswerten der Ersatzschaltung dadurch vereinfachen, dass man den hochohmigen Querzweig gemäß Bild 2.12 direkt an die Eingangsklemmen verschiebt. Abgesehen von sehr kleinen Übertragern bleibt bei üblichen Leistungstransformatoren der daraus resultierende Fehler deutlich kleiner als die Unsicherheit, die sich bei der Bestimmung der Ersatzschaltungselemente aus dem Leerlauf- und Kurzschlussversuch ergibt. Daher wird in der Praxis bevorzugt auf diese vereinfachte Ersatzschaltung zurückgegriffen.

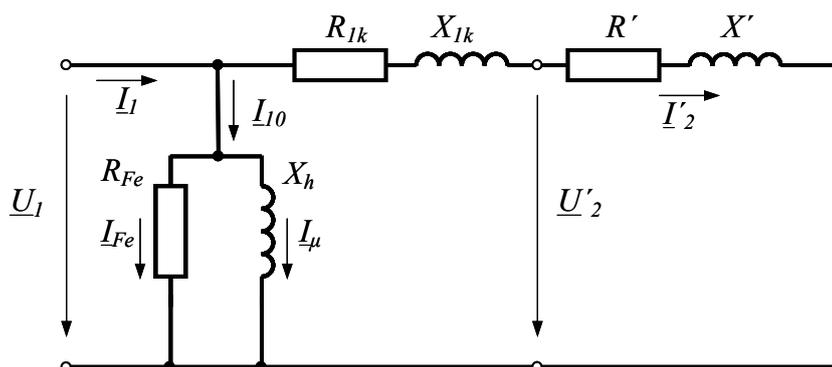


Bild 2.12 Vereinfachte Ersatzschaltung des Transformators

Als großer Vorteil lassen sich auf dieser Basis, selbst bei nichtlinearen Elementen R_{Fe} und/oder X_h , für die vorrangig interessierenden Ein- und Ausgangsgrößen des Transformators einfache analytische Ausdrücke ohne die sonst notwendige numerische Iteration angeben.

2.4 Betrieb

2.4.1 Betriebsverhalten

Auf der Basis des vereinfachten Ersatzschaltbildes lassen sich alle interessierenden Größen des Transformators bei einer gegebenen allg. Belastung \underline{Z} angeben:

$$\begin{aligned} \underline{Z} &= R + jX & Z &= \sqrt{R^2 + X^2} \\ \underline{Z}' &= \ddot{u}^2 \underline{Z} = R' + jX' & Z' &= \ddot{u}^2 Z \\ \underline{Z}_{2g} &= R_{1k} + R' + j(X_{1k} + X') & Z_{2g} &= \sqrt{(R_{1k} + R')^2 + (X_{1k} + X')^2} \\ I_2' &= \frac{U_1}{Z_{2g}} & I_2 &= \ddot{u} I_2' \\ U_2' &= \frac{Z'}{Z_{2g}} U_1 = Z' I_2' & U_2 &= \frac{1}{\ddot{u}} U_2' = Z \cdot I_2 \\ I_1 &= U_1 \sqrt{\left(\frac{1}{R_{Fe}} + \frac{R_{1k} + R'}{Z_{2g}^2} \right)^2 + \left(\frac{1}{X_h} + \frac{X_{1k} + X'}{Z_{2g}^2} \right)^2} \approx I_2' \text{ zur Kontrolle!!!} \\ S_1 &= U_1 I_1 & S_2 &= U_2 I_2 = U_2' I_2' \\ P_2 &= R I_2^2 = R' I_2'^2 \\ P_1 &= P_2 + \frac{U_1^2}{R_{Fe}} + R_{1Cu} I_1^2 + R_{2Cu} I_2^2 \approx P_2 + \frac{U_1^2}{R_{Fe}} + R_{1k} I_2'^2 \\ \cos \varphi &= \frac{P_1}{S_1} & \eta &= \frac{P_{ab}}{P_{zu}} = \frac{P_2}{P_1} \end{aligned}$$

Mit diesen Zusammenhängen lässt sich das Betriebsverhalten der Transformatoren in der Praxis meistens ausreichend genau beschreiben.

2.4.2 Realer Leerlauf

Leerlaufstrom

Betrieht man den leer laufenden Transformator an einer sinusförmigen Spannung, so muss auch der magnetische Fluss bzw. die Flussdichte im Kern praktisch sinusförmig verlaufen. Letztere erfordert eine durch die Hysteresekurve des Kernwerkstoffes $B(H)$ festgelegte Feldstärke, woraus sich bei homogenen Magnetkreisen der zeitliche Verlauf des Magnetisierungsstromes mit Hilfe des Durchflutungsgesetzes direkt proportional zur magnetischen Feldstärke ergibt zu

$$i_{10}(t) = \frac{H[B(t)] \cdot l_{Fe}}{N_1} = \frac{H(\hat{B} \sin \omega t) \cdot l_{Fe}}{N_1}$$

Bild 2.13 zeigt anschaulich, wie so auf Grund der realen Hystereseschleife ein verzerrter, d. h. Oberschwingungshaltiger Magnetisierungsstrom entsteht. Da man bei Transformatoren Luftspalte mit ihrer linearisierenden Wirkung auf die Magnetisierungskurve möglichst vermeidet, ist dieser Effekt hier besonders ausgeprägt. Dabei können die Stromoberwellen je nach Aussteuerung und Blechqualität bis zur Hälfte des Grundwellenscheitelwertes betragen.

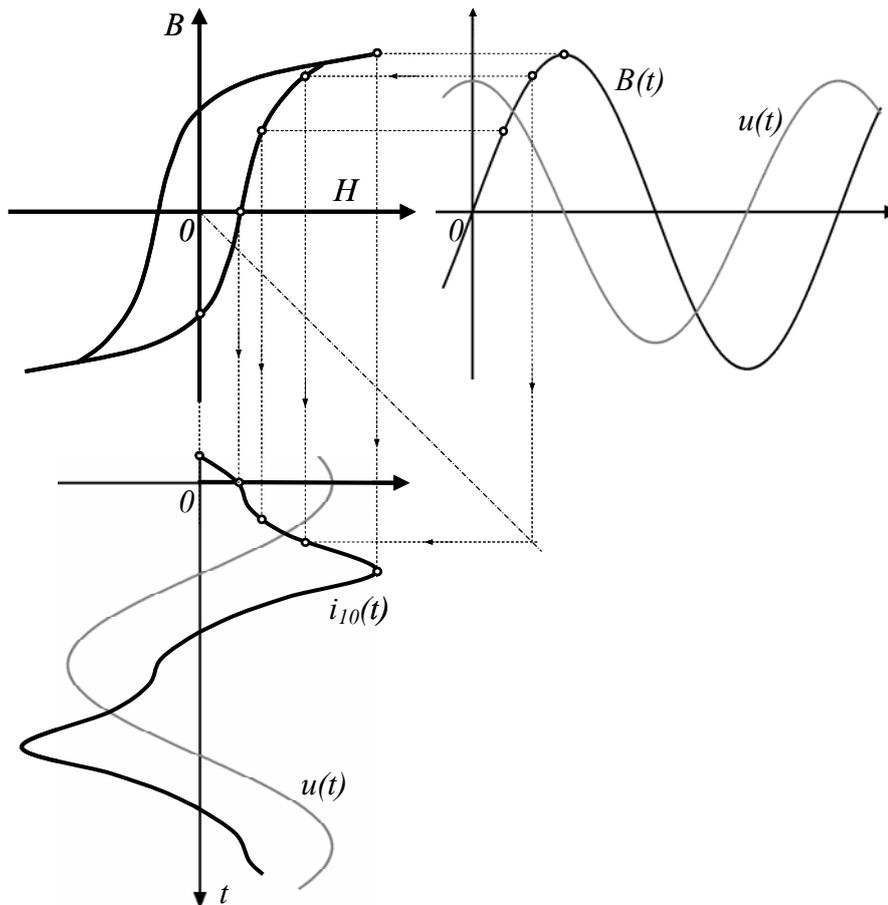


Bild 2.13 Magnetisierungsstrom bei sinusförmiger Erregung

Einschaltstromstoß

Je nach Kernkonzept, -material und Ausschaltsituation kann im Kern eines abgeschalteten Transformators eine Remanenzinduktion von bis zu $B_r \approx 1,2 \text{ T}$ bestehen. Wird nun dieser Transformator unbelastet an einer sinusförmigen Spannung eingeschaltet, so muss ab dem Einschaltzeitpunkt das Induktionsgesetz unter Beachtung von B_r als Anfangswert erfüllt werden.

Dies kann bei ungünstigem Einschaltzeitpunkt etwa im Spannungsnulldurchgang bei $t = 0$ nach Bild 2.14 zu einer sehr hohen magnetischen Flussdichte B_{krit} führen, die abschnittsweise bei $B_{krit} > B_{sätt}$ den Kern weit in die Sättigung treibt und wegen der dort dann fehlenden Feldverstärkung durch den Eisenkern eine entsprechend hohe Durchflutung und einen dazu proportionalen Einschaltstromstoß erfordert.

Am starren Netz wird dieser allein begrenzt durch

- den Induktionshub bis zur Kernsättigung,
- die Induktivität der Primärwicklung ohne Kern und
- deren Wirkwiderstand.

Insbesondere bei den praktisch luftspaltlosen Ring- und Schnittbandkernen können dabei Stromspitzen I_{1es} bis zum 50fachen des Bemessungsstromes auftreten, die u. U. erhebliche Probleme beim Überstromschutz bereiten.

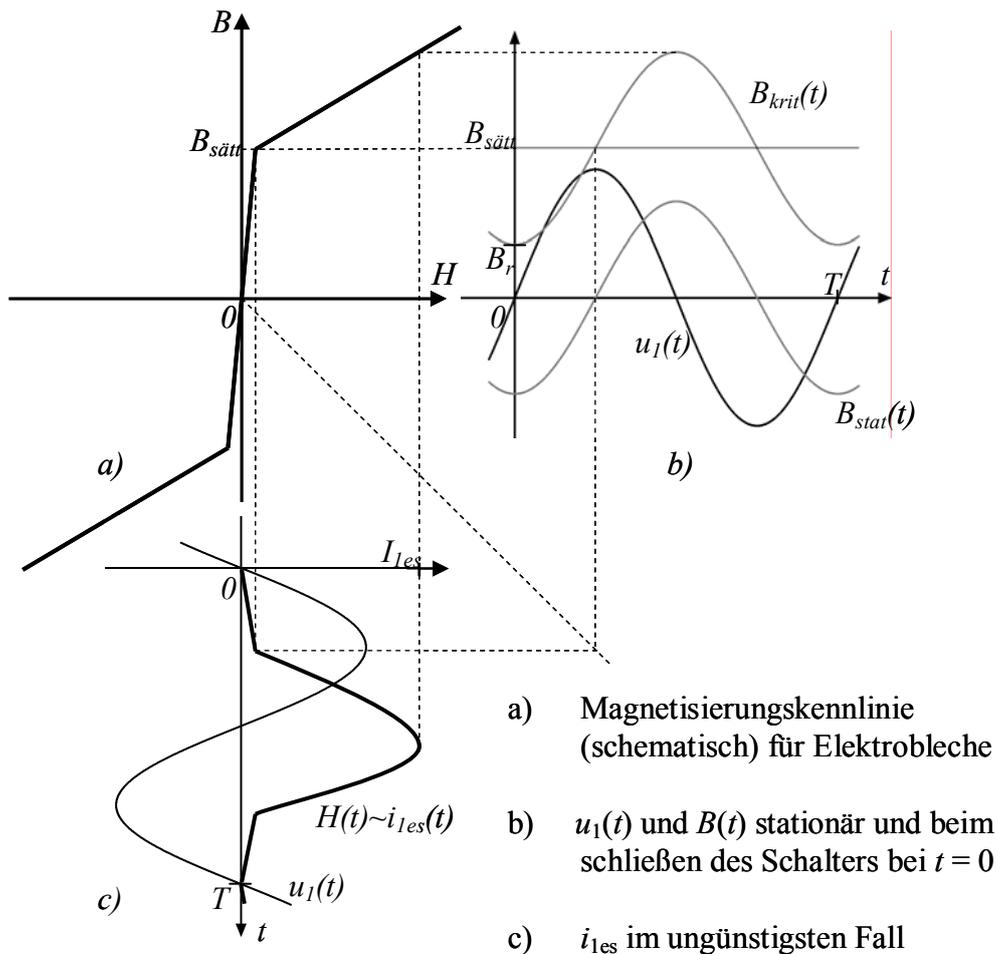


Bild 2.14 Einschaltstrom beim leer laufenden Transformator

2.4.3 Kurzschluss

Dauerkurzschlussstrom

Wird beim Kurzschlussversuch die primärseitige Spannung von U_{1k} auf U_{1N} vergrößert, so vergrößert sich in gleichem Maße auch der Kurzschlussstrom

$$I_{1kd} = \frac{U_{1N}}{Z_{1k}} = \frac{U_{1N}}{U_{1k} / I_{1N}} = \frac{I_{1N}}{U_{1k} / U_{1N}} = \frac{1}{u_k} \cdot I_{1N}$$

auf das $1/u_k$ -fache des Bemessungsstromes.

Man bezeichnet diesen Wert daher auch als Dauerkurzschlussstrom.

Darf der Dauerkurzschlussstrom z. B. aus Funktions- oder Sicherheitsgründen (Vorschalttransformatoren für Gasentladungslampen, Schweißtransformatoren, Spielzeug- oder Klingeltransformatoren) bestimmte Werte nicht überschreiten, muss eine entsprechend große Kurzschlussspannung vorgesehen werden. Umgekehrt führen spannungssteife Transformatoren mit der notwendig kleinen Kurzschlussspannung zu besonders hohen Kurzschlussströmen. Hier sind dann besondere Maßnahmen zum Kurzschlussschutz erforderlich.

Stoßkurzschlussstrom

Schließt man einen laufenden Transformator sekundärseitig kurz, so tritt bei ungünstigem Schalt Augenblick zusätzlich ein Stoßkurzschlussstrom auf, dessen

Spitzenwert bei großen Transformatoren nahezu den doppelten Scheitelwert des Dauerkurzschlussstromes

$$I_{1ks} \approx 2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{1kd} = \frac{2\sqrt{2}}{u_k} \cdot I_{1N} \approx 70 \cdot I_{1N} \quad \text{bei } u_k = 4\%$$

erreichen kann. Da die Stromkräfte mit dem Stromquadrat anwachsen, stellt dieser die größte mechanische Beanspruchung für die Spulen dar und muss durch deren Konstruktion und Fixierung sicher beherrscht werden.

2.5 Bestimmung der Ersatzschaltung

Grundsätzliche Festlegungen:

- In diesem Buch werden Ersatzschaltungen und Zeigerdiagramme stets für den realen Strang entwickelt und angegeben. Bei Drehstromanwendungen werden zudem symmetrische Verhältnisse vorausgesetzt. Dabei sind U, I, R, X, Z Strangwerte, während P, Q, S stets als Gesamtwerte für den Transformator bzw. die Maschine gelten.
- Praktisch weisen die o. g. Strangwerte bei Drehstromausführungen durch Bauteiltoleranzen, Messfehler, Unsymmetrien, u. s. w. oft kleine Unterschiede auf. In der Ersatzschaltung werden dann die jeweiligen Mittelwerte berücksichtigt bzw. berechnet.
- Widerstände werden üblich als Gleichstromwerte gemessen. Bei Wechselstromanwendungen können sich diese als Folge der Stromverdrängung vergrößern:

$$R_{AC} \geq R_{DC}.$$
- Zu beachten ist, dass aus Sicht des Netzes für Spannungen und Ströme laut Norm i. d. R. Außenleiterwerte angegeben werden. Diese müssen dann gemäß der tatsächlichen Verschaltung auf die jeweiligen Strangwerte und umgekehrt umgerechnet werden.
- m_1 kennzeichnet dabei die Strangzahl mit:

$$m_1 = 1 \text{ bei Ein- bzw. } m_1 = 3 \text{ bei Dreiphasentransformatoren.}$$

Soll für einen gegebenen, nicht zu kleinen Transformator das Ersatzschaltbild durch Messungen bestimmt werden, so empfiehlt sich folgende Vorgehensweise:

- Lagerung des Transformators im üblich temperierten Prüffeld zur Angleichung der Wicklungs- an die Raumtemperatur \mathcal{G}_U .
- Bestimmung der Wicklungswiderstände und -temperatur des kalten Transformators

Messwerte: $R_{1Cu} \quad R_{2Cu} \Rightarrow$ i. d. R. als DC-Werte bei \mathcal{G}_U .
- Durchführung des Leerlaufversuches und Auswertung bevorzugt bei Bemessungsspannung:

Messwerte: $U_1 \quad I_{10} \quad P_{10} \quad U_{20}$

- Auswertung des Leerlaufversuches:

$$\ddot{u} = \frac{N_1}{N_2} \approx \frac{U_1}{U_{20}}$$

$$P_{vFe} = P_{10} - m_1 R_{1Cu} I_{10}^2 \quad I_{Fe} = \frac{P_{vFe}}{m_1 U_1} \quad \Rightarrow R_{Fe} = \frac{U_1}{I_{Fe}}$$

$$I_{\mu} = \sqrt{I_{10}^2 - I_{Fe}^2} \quad \Rightarrow X_h = \frac{U_1}{I_{\mu}}$$

- Durchführung des Kurzschlussversuches und Auswertung bevorzugt bei Bemessungsstrom:

Messwerte: U_{1k} I_{1k} P_{1k}

- Auswertung des Kurzschlussversuches:

$$R_{1k} = \frac{P_{1k}}{m_1 I_{1k}^2} \quad \text{für Ersatzschaltung verwenden}$$

$$\geq R_{1Cu} + \ddot{u}^2 \cdot R_{2Cu} = R_{1Cu} + R'_{2Cu} \quad \text{nur zur Kontrolle bei Transformatoren}$$

$$Z_{1k} = \frac{U_{1k}}{I_{1k}} \quad X_{1k} = \sqrt{Z_{1k}^2 - R_{1k}^2}$$

Davon ausgehend kann der Wicklungswiderstand R_{1k} des kalten Transformators nun für andere Betriebstemperaturen ϑ als $R_{1k\vartheta}$ in bekannter Weise umgerechnet werden

$$R_{1k\vartheta} = R_{1k} \cdot \frac{1 + \alpha_{20}(\vartheta - 20^\circ\text{C})}{1 + \alpha_{20}(\vartheta_K - 20^\circ\text{C})}$$

Damit sind alle Größen des Ersatzschaltbildes bekannt, so dass z. B. die Betriebsverhältnisse des betriebswarmen Transformators für eine beliebig vorgegebene Belastung berechnet und angegeben werden können.

Hinweise:

- Bei der zuvor beschriebenen Vorgehensweise wird davon ausgegangen, dass sich die Wicklungstemperatur des Transformators durch eine zügige Versuchsdurchführung sowohl beim Leerlauf- als auch beim Kurzschlussversuch nicht wesentlich gegenüber der anfänglichen Kalttemperatur ändert. Ist dies nicht gesichert, so müssen durch zusätzliche Widerstandsmessungen die jeweils aktuellen Wicklungstemperaturen bestimmt und für die Auswertung berücksichtigt werden. Diese Vorgehensweise wird später bei der Asynchronmaschine im Abschnitt 3.5 ausführlich beschrieben.
- Ebenso wird bei der Asynchronmaschine auch die Umrechnung der Ersatzschaltung auf andere Betriebsfrequenzen angegeben. (siehe Abschnitt 3.4)

2.6 Sonderausführungen

2.6.1 Drehstromtransformatoren

Insbesondere in der Energieversorgung und bei größeren Leistungen werden bevorzugt Drehstromtransformatoren eingesetzt. Dabei können die 3 Ober- und Unterspannungswicklungen auf vielerlei Arten untereinander verschaltet werden.

Schaltgruppen

In Bild 2.15 sind die wichtigsten Schaltgruppen für Drehstromtransformatoren mit Schaltbild, Zeigerbild, Kurzbezeichnung und Kennzahl angegeben.

Dabei bezeichnet man die Wicklungen mit der betriebsmäßig höchsten Spannung als Oberspannungswicklungen und kennzeichnet sie durch die vorgestellte Ziffer 1 vor den Anschlussbezeichnungen U, V, W. Sinngemäß erhalten die Unterspannungswicklungen die Ziffer 2 und weitere Spannungsebenen mit abnehmender Spannung fortlaufend höhere Ziffern.

Ebenso werden die Wicklungsanschlüsse durch nachgestellte Ziffern gekennzeichnet. Dabei bedeuten:

1 Wickelanfang, 2 Wickelende, 3, 4, ... ggf. Anzapfungen.

Die Wicklungen selbst können in

Dreieck: D, d Stern: Y, y Zickzack: z

verschaltet sein, wobei Großbuchstaben für die Oberspannungswicklung und Kleinbuchstaben für die Unterspannungswicklung stehen und in dieser Reihenfolge als Schaltgruppe des Drehstromtransformators bezeichnet werden.

Ist in der jeweiligen Spannungsebene der Sternpunkt belastbar herausgeführt, so wird dies durch ein nachgestelltes

N, n für die Ober- bzw. die Unterspannungsebenen verdeutlicht.

Darüber hinaus wird durch die abschließende Kennzahl die Nacheilung der Unterspannung gegenüber der namensgleichen Oberspannung als Vielfaches von 30° angegeben.

Beispiel: Yzn5

- Oberspannungswicklungen in Stern
- Unterspannungswicklungen in Zickzack
- Sternpunkt der Unterspannungswicklungen herausgeführt
- Nacheilung der Unterspannung gegenüber der jeweiligen namensgleichen Oberspannung $5 \cdot 30^\circ = 150^\circ$

Die Bezeichnung Ober- bzw. Unterspannungswicklung darf jedoch nicht mit den Begriffen

Primärwicklung \Rightarrow Energieaufnahme

Sekundärwicklung \Rightarrow Energieabgabe

verwechselt werden, die sich allein an der Energierichtung orientieren. Insbesondere muss die Oberspannungswicklung nicht zwangsläufig die Primärwicklung sein.

				<i>Yy 0</i>
				<i>Dyn5</i>
				<i>Yzn5</i>

Bild 2.15 Gängige Schaltgruppen bei Drehstromtransformatoren

Symmetrische Belastung

Nach Möglichkeit wird bei Drehstromtransformatoren eine symmetrische Belastung angestrebt. Dann wiederholen sich die entsprechenden Größen der einzelnen Stränge bei identischen Werten jeweils zeitlich um 120° versetzt und es genügt daher diese Zusammenhänge für einen Strang darzustellen. Dabei spricht man von einer einphasigen Ersatzschaltung, die völlig analog zum Einphasentransformator entwickelt und mit der Strangzahl $m_1 = 3$ ausgewertet werden kann.

Unsymmetrische Belastung

Im Bereich der Niederspannungs-Energieversorgung mit der Vielzahl von zufällig eingeschalteten Wechsel- und Drehstromverbraucher können unsymmetrische Belastungen der vorgeschalteten Verteilertransformatoren nicht ausgeschlossen werden. Damit dies nicht zu unzulässigen Verzerrungen und Überspannungen im Drehspannungsnetz führt, sind in diesen Fällen nur solche Schaltgruppen zulässig bei denen

- der sekundärseitige Sternpunkt herausgeführt und
- ein strangweiser Durchflutungsausgleich gesichert ist.

Von den in Bild 2.15 angegebenen Schaltgruppen sind dies vorzugsweise
Yzn5 für kleinere bzw.

Dyn5 für große Verteilertransformatoren.

Darüber hinaus gibt es noch Sonderschaltungen z. B.

Ydyn0 mit Ausgleichswicklung,

die ohne Phasendrehung ebenfalls eine unsymmetrische Belastung ermöglichen, dazu aber für die Ausgleichswicklung einen zusätzlichen Aufwand erfordern.

Parallelbetrieb

Bei wachsendem Energiebedarf müssen u. U. Transformatoren parallel geschaltet werden. Damit dies ohne Probleme möglich ist, sind folgende Übereinstimmungen erforderlich:

- Bemessungsspannung und -frequenz
- Phasenlage der Spannungen
(meistens als passende bzw. gleiche Schaltgruppe gefordert)
- Kurzschlussspannung
- Kurzschlussleistungsfaktor
(oft indirekt über ein max. Leistungsverhältnis $S_{N1}:S_{N2} \leq 3:1$ angenähert).

Während die beiden ersten Forderungen unabdingbar sind, brauchen die folgenden nur näherungsweise erfüllt werden. Allerdings verteilt sich z. B. bei unterschiedlichen Kurzschlussspannungen die Leistung nicht mehr prozentual gleichmäßig auf die einzelnen Transformatoren, so dass die insgesamt übertragbare Leistung der Parallelschaltung $S_{ges\ max}$ dann kleiner als die Summenleistung der Einzeltransformatoren $\sum S_{Nv}$ wird.

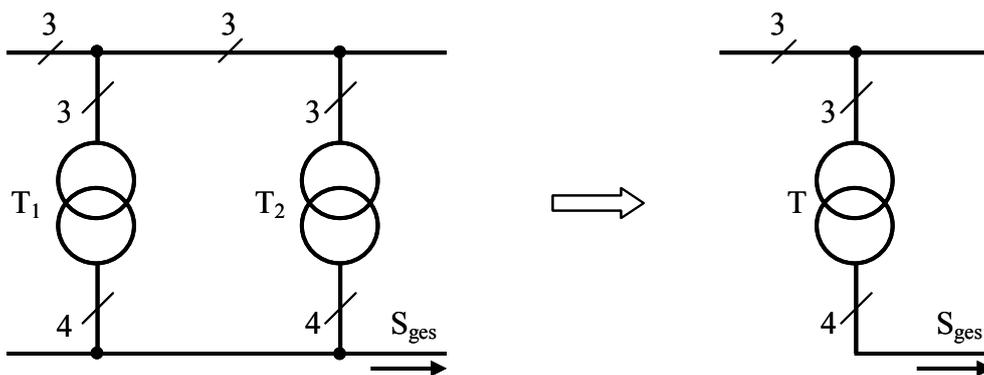


Bild 2.16 Transformatoren im Parallelbetrieb

Dabei gilt mit dem Leistungsbeitrag S_v des einzelnen Transformators

$$S_{ges\ max} = \sum_v \frac{u_{k\ min}}{u_{kv}} \cdot S_{Nv} \leq \sum_v S_{Nv}$$

$$\frac{S_v}{S_{Nv}} = \frac{S_{ges}}{S_{ges\ max}} \cdot \frac{u_{k\ min}}{u_{kv}} \leq 1$$

und für die resultierende Kurzschlussspannung der Parallelschaltung

$$u_k = \frac{S_{ges}}{S_{ges\ max}} \cdot u_{k\ min} \leq u_{k\ min}$$

Aber auch bei gleichen Kurzschlussspannungen jedoch unterschiedlichen Kurzschlussleistungsfaktoren ergibt sich entsprechend Bild 2.17 als Folge der vektoriellen Stromaddition eine Minderausnutzung durch die Parallelschaltung. Unterscheiden sich sowohl $u_{1k} \neq u_{2k}$ als auch $\varphi_{1k} \neq \varphi_{2k}$ der parallel zu schaltenden Transformatoren überlagern sich beide Effekte, so dass dann die zulässige Leistung noch stärker reduziert werden muss.

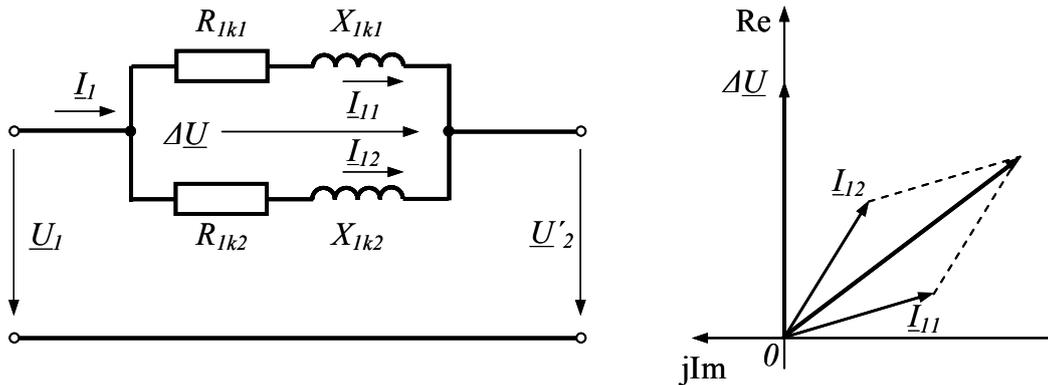


Bild 2.17 Gesamtstrom bei unterschiedlichem $\cos \varphi_k$ der Transformatoren

2.6.2 Spartransformatoren

Oftmals muss eine Versorgungsspannung geändert werden, ohne dass gleichzeitig eine galvanische Trennung erforderlich ist. Dies lässt sich vorteilhaft mit sog. Spartransformatoren erreichen, bei denen stets eine Wicklung, z. B. nach Bild 2.18 die Unterspannungswicklung, für die Primär- oder Sekundärwicklung gemeinsam genutzt wird.

Dabei können Spartransformatoren sowohl als Einphasen- oder auch als Drehstromtransformatoren gebaut werden. Bei symmetrischer Belastung genügt wieder die Untersuchung der einphasigen Ersatzschaltung.

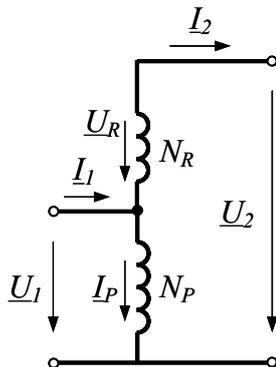


Bild 2.18 Prinzipschaltbild des Spartransformators

Vereinfachend geht man hier von einem verlustlosen (idealen) Transformator aus, wobei sich dann folgende grundlegenden Zusammenhänge ergeben:

$S_D = U_1 I_1 = U_2 I_2$	Durchgangsleistung
$I_1 = I_2 + I_P$	Knotenpunktgleichung
$N_P I_P = N_R I_2$	Durchflutungsgleichgewicht
$S_B = (U_2 - U_1) I_2 = S_D \left(1 - \frac{U_1}{U_2}\right)$	Bauleistung.

Interessant ist dabei, dass die Bauleistung des Spartransformators, das ist die Leistung die per Magnetfeld übertragen und für die er somit ausgelegt werden muss, umso kleiner ist, je mehr sich die Primär- und Sekundärspannungen annähern. Spartransformatoren sind also bei kleinen Spannungsunterschieden besonders vorteilhaft.

Allerdings sind folgende Nachteile zu beachten:

- die fehlende galvanische Trennung,
- die zusätzlich verkleinerte Kurzschlussspannung

$$u_{kD} = u_{kB} \left(1 - \frac{U_1}{U_2}\right),$$

- negative Effekte im Störfall durch Übersättigung des Kernes und
- Symmetrieprobleme bei Drehstromausführungen und unsymmetrischen Betriebszuständen.

Der Einsatz von Spartransformatoren muss also im Einzelfall stets sorgfältig geprüft werden.

2.6.3 Kleintransformatoren

Diese werden in größten Stückzahlen zur Versorgung von Geräten, Anlagen, Maschinen usw. für private und industrielle Anwendungen eingesetzt. Dabei dienen sie in 1. Linie der Sicherheit, indem sie elektrische Energie der öffentlichen Stromversorgung entnehmen und potentialfrei sowie u. U. mit ungefährlich kleinen Spannungen für die Anwendung bereitstellen.

Dabei sind je nach Anwendungsfall die einschlägigen Normen, z. B. für

- Trenntransformatoren,
 - Sicherheitstransformatoren, usw.
- zu beachten.

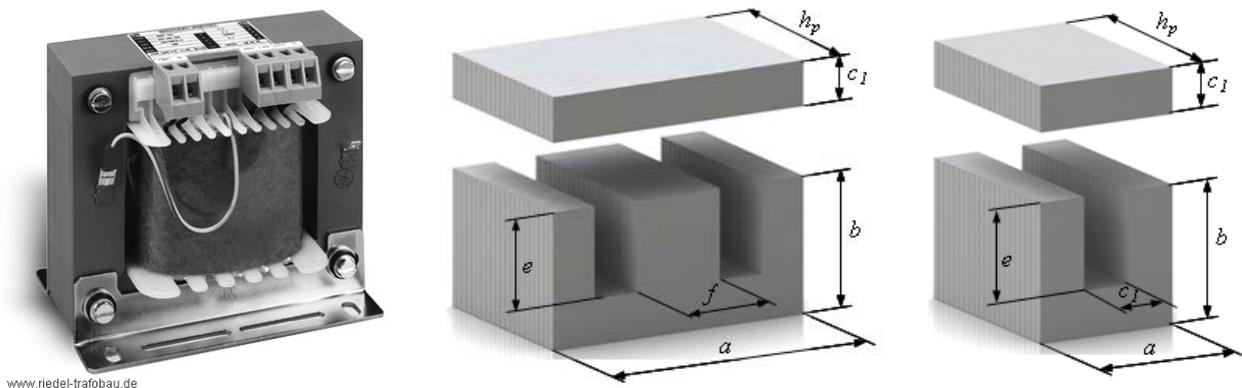


Bild 2.19 Typischer Kleintransformator [6] mit Normabmessungsbezeichnungen

Kleintransformatoren werden mit genormten Blechschnitten und vorgegebenen Pakethöhen gefertigt, für die dann ebenfalls passende Spulenkörper, Anschlussklemmen, Fuß- und Befestigungswinkel, etc. angeboten werden.

Darüber hinaus gibt es für diese Transformatoren in den Normen auch Leistungs- und Dimensionierungsempfehlungen, wie sie z. B. in der Tabelle 2.1 für 50 Hz-Netzbetrieb auszugsweise angegeben sind. Oft lassen sich in der Praxis mit Hilfe von geeigneten Dimensionierungsprogrammen aber auch deutlich höhere Leistungen realisieren.

Ausführung	a mm	b mm	c ₁ mm	e mm	f mm	h _p mm	m _{Fe} kg	m _{Cu} kg	P _N W	B T	S _N A/mm ²	η %
EI 42	42	28	7	21	14	13.7	0.112	0.015	3.32	1.56	9.3	47
EI 48	48	32	8	24	16	15.7	0.17	0.027	6.8	1.57	7.7	59
EI 54	54	36	9	27	18	17.7	0.243	0.046	11.8	1.59	6.7	67
EI 60	60	40	10	30	20	19.9	0.34	0.065	18.7	1.6	5.9	73
EI 66 a	66	44	11	33	22	21.9	0.45	0.091	27.5	1.61	5.4	77
EI 78	78	52	13	39	26	26.4	0.69	0.181	59	1.64	4.41	83
EI 84 a	84	56	14	42	28	27.9	0.93	0.241	77	1.64	4.07	85
EI 96 a	96	64	16	48	32	34	1.48	0.398	138	1.66	3.51	89
EI 120 a	120	80	20	60	40	40	2.72	0.79	283	1.67	2.95	91
EI 150 Na	150	100	25	75	50	47.9	5.1	1.57	560	1.67	2.55	93
UI 75 a	75	100	25	75		24.9	1.34	0.7	187	1.75	3.61	87
UI 90 a	90	120	30	90		29.9	2.29	1.29	365	1.77	3.04	90
UI 114 a	114	152	38	114		37.8	4.6	2.98	860	1.78	2.41	93
UI 132 a	132	176	44	132		43.8	7.2	4.77	1470	1.79	2.15	95
UI 150 b	150	200	50	150		74.8	15.9	7.9	3090	1.77	1.87	96
UI 168 a	168	224	56	168		55.8	14.9	10.2	3390	1.8	1.79	96
UI 180 a	180	240	60	180		59.8	18.4	12.4	4170	1.8	1.72	96
UI 210 a	210	280	70	210		69.8	29	20.5	7200	1.8	1.49	97
UI 240 a	240	320	80	240		79.8	44	31	11100	1.79	1.31	97

Tabelle 2.1 Beispiele für Kleintransformatoren mit kornorientierten Elektroblechen [7]

2.6.4 Leistungsübertrager mit Ferritkernen

Mit Hilfe der Leistungselektronik werden zunehmend die relativ großen und schweren Netztransformatoren durch kleinere Leistungsübertrager ersetzt, die dann häufig mit nicht-sinusförmigen Spannungen höherer Frequenz betrieben werden.

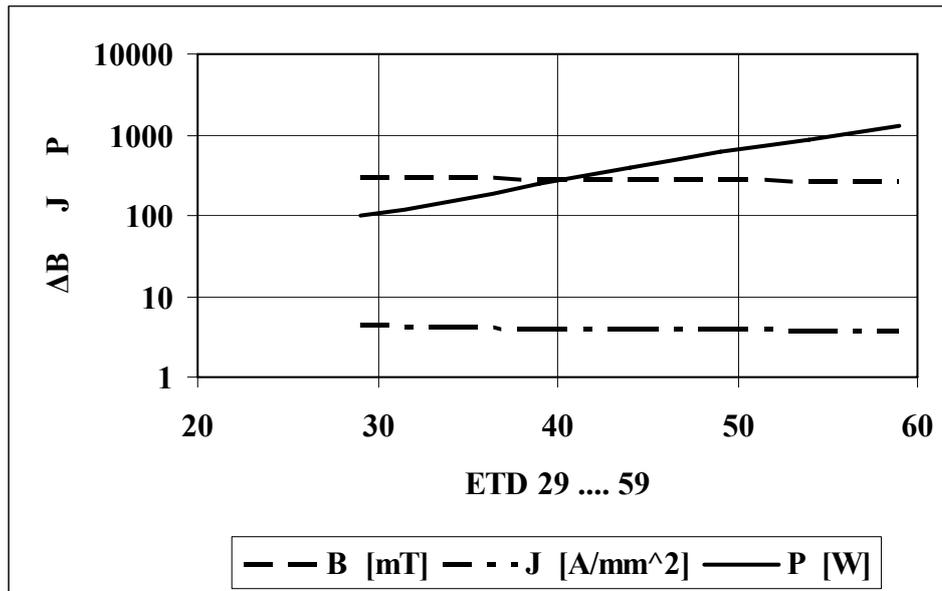


Bild 2.20 Typische Bauformen von Ferritkernen [8]

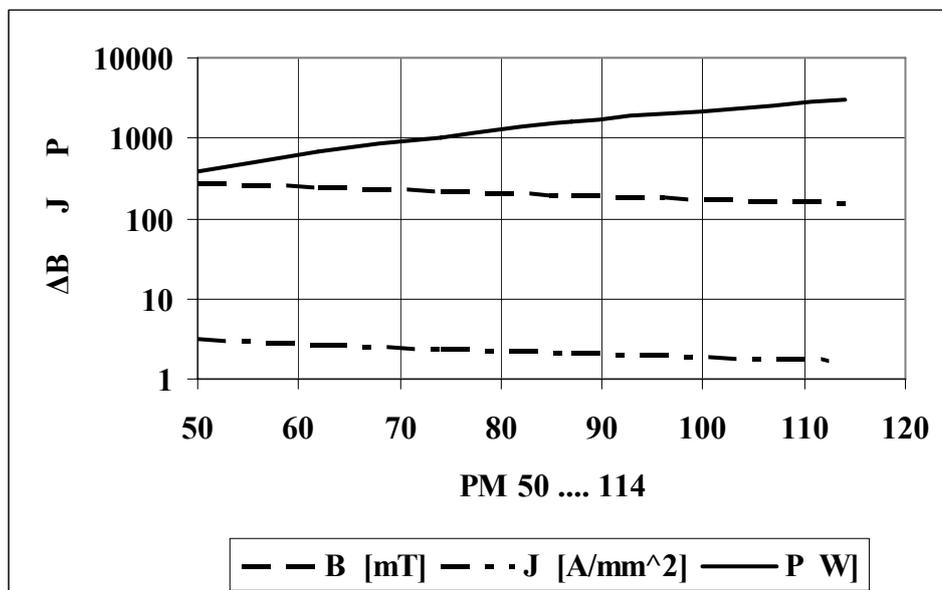
Dabei gilt zwar weiterhin die im Hauptteil angegebene Ersatzschaltung, aber sie kann jetzt nicht mehr mit Hilfe der symbolischen Methode algebraisch ausgewertet werden. Vielmehr erfordern die konkreten Spannungs- und Stromverläufe die korrekte Anwendung des Induktions- und Durchflutungsgesetzes in ihrer Differential- oder Integralform, wie dies bereits in Abschnitt 2.2.1 beispielhaft für eine symmetrische Rechteckwechselspannung angegeben ist. Daher geben die Hersteller dem Anwender für typische Ausführungen und Spannungsverläufe Empfehlungen, nach denen er auf einfache Weise Kerne, Wickeldaten etc. näherungsweise auswählen bzw. festlegen kann.

Bild 2.21 zeigt eine Übersicht über die bei Leistungsübertragern mit gebräuchlichen Ferritkern-Reihen übertragbaren Leistungen P . Die angegebenen Leistungen gelten bei Gegentaktbetrieb mit $f = 25$ kHz, einer Eigenerwärmung um ca. 30 K und einem Kupferfüllfaktor von ca. 40%.

Außerdem sind dort auch Anhaltswerte für den in den Kernen zugrunde gelegten Induktionshub ΔB und die in den Wicklungen zulässige Stromdichte J dargestellt. Entsprechende Angaben für Eintaktdurchflussübertrager bzw. Speicherübertrager können den einschlägigen Herstellerunterlagen, z. B. in [9] entnommen werden.



a) Richtwerte ΔB , J und P für die ETD-Reihe



a) Richtwerte ΔB , J und P für die PM-Reihe

Bild 2.21 Dimensionierungsangaben für Leistungsübertrager mit Ferritkernen

3 Asynchronmaschinen

Mit den Asynchronmaschinen kommen wir zum wichtigsten elektromechanischen Energiewandler unserer Zeit. Die Hauptgründe dafür sind:

- robuste Bauweise, höchste Zuverlässigkeit, nur 1 bewegliches Teil
- gute technische Eigenschaften: η , $\cos(\varphi)$, M ,
- Anlauf am Netz auch unter Last möglich,
- durch Großserienfertigung relativ preisgünstig verfügbar.

3.1 Aufbau

Asynchronmaschinen bestehen in der Hauptsache aus

- dem Stator mit Gehäuse und Klemmenkasten,
- dem Rotor mit Welle und
- diversen Konstruktionsteilen wie Lagerung, Lüfter, Füße, Flansche usw.

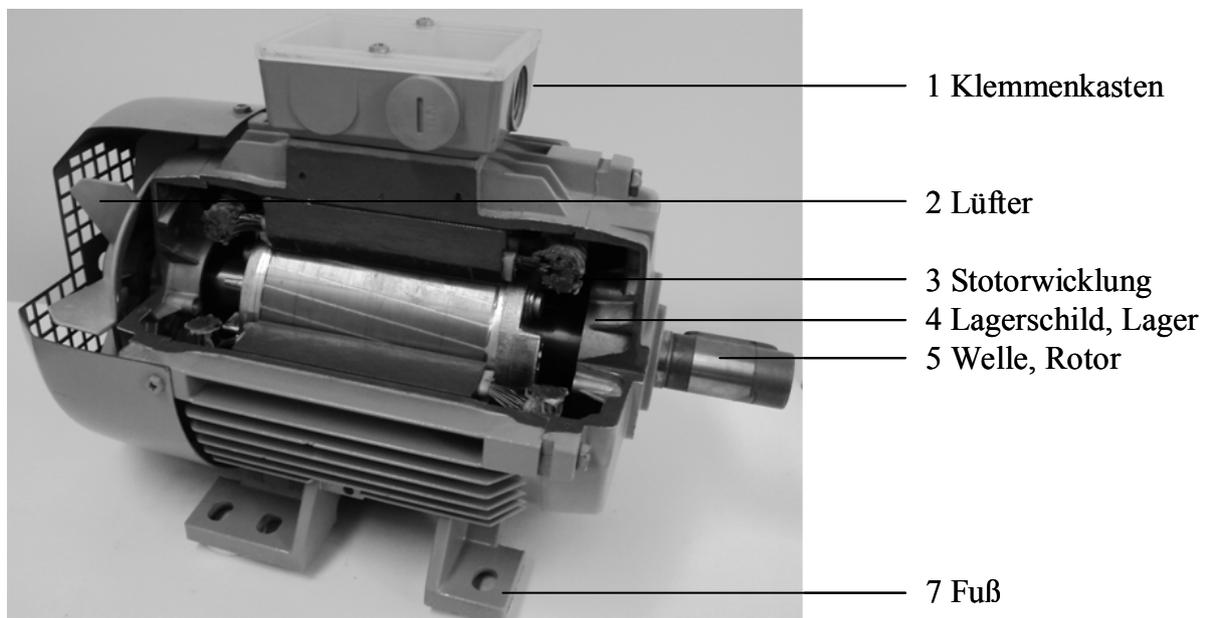


Bild 3.1 Asynchronmotor mit Käfigläufer und Oberflächenkühlung

3.1.1 Stator mit Drehstromwicklung

Nach Bild 3.1 besteht der Stator, neuerdings auch als Primärteil bezeichnet, aus

- genuteten, isolierten Elektroblechlamellen, die aus Elektroblechen vorgegebener Qualität, meistens durch Stanzoperationen mit hoher Genauigkeit und in großen Stückzahlen gefertigt, zum sog. Statorpaket gestapelt sind,
- der in die Nuten eingelegten und verfestigten Wicklung, bei kleineren Maschinen in der Regel aus lackisolierten Drähten gefertigt, bei Großmaschinen auch als sog. Formspulen vorgefertigt,
- dem Gehäuse, zur besseren Kühlung oft mit Rippen versehen und
- dem Klemmenkasten, als Schnittstelle zwischen Maschine und Netz.

Nutform und -zahl müssen hinsichtlich der gestellten Aufgabe dimensioniert

werden. Auch die Wicklungsauslegung bedarf sorgfältiger Überlegungen. Als Drehstromwicklung ist sie dreisträngig ausgeführt und kann für eine feste oder auch umschaltbare Polzahl verschaltet werden.

Asynchronmaschinen werden häufig direkt am Netz oder bei vergleichbaren Spannungen betrieben. Wegen der damit verbundenen Gefährdung für Mensch und Tier dürfen Spannung führende oder sich bewegende Teile nicht berührbar sein und auch das Eindringen von Fremdkörpern und Wasser soll entsprechend der festgelegten Schutzart verhindert werden.

Besonders kritisch ist in dieser Hinsicht die Schnittstelle zwischen Motor und Installation, die aus diesem Grunde oft in einem eigenen abgeschlossenen Raum, dem sog. Klemmenkasten, untergebracht ist.

Um Verwechslungen bei den Anschlüssen möglichst auszuschließen, ist die Klemmenbezeichnung für alle wichtigen Maschinen in DIN EN 60034-8 genormt. Danach gelten für Asynchronmaschinen beispielsweise die in Bild 3.2 angegebenen Bezeichnungen.

Bei richtigem Anschluss und vorausgesetzt richtiger Wicklungsverschaltung weist der Motor Rechtslauf, d. h. Drehung im Uhrzeigersinn, auf.

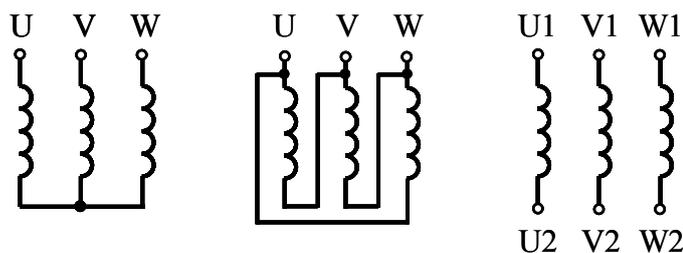


Bild 3.2 Genormte Klemmenbezeichnungen bei Asynchronmaschinen

3.1.2 Rotor

Der Rotor von Asynchronmaschinen besteht aus

- einem genuteten Blechpaket, meist zusammen mit den Statorblechen aus Elektroblech gestanzte,
- der in die Nuten eingebrachten Kurzschlusswicklung, bei kleineren Maschinen üblich als Kurzschlusskäfig aus Kupfer, Aluminium oder Aluminiumlegierung gegossen, bei größeren Maschinen aus Kupfer, Messing o. ä. verlötet bzw. geschweißt,
- u. U. einem Lüfterflügel und Wuchtnocken, zur internen Luftumwälzung (oftmals mit den Kurzschlussringen integriert) bzw. zum Auswuchten,
- sowie der Welle, zur Lagerung und Leistungsentnahme bzw. -zuführung.

In Sonderfällen wird die Rotorwicklung auch aus isolierten Drähten mit einer der Statorwicklung entsprechenden Polzahl gewickelt und über Schleifringe nach außen geführt. Durch die Reihenschaltung mit äußeren Widerständen kann dann insbesondere das Anlaufverhalten günstig beeinflusst werden und es ist eine gewisse Drehzahlverstellung (Schlupf) möglich. Durch die moderne Umrichter-

technik verlieren diese sog. Schleifringläufermaschinen an Bedeutung, da mit den Schleifringen die Hauptvorteile der Asynchronmaschinen, wie Wartungsfreiheit, Betriebssicherheit usw., verloren gehen.

Nur bei besonderen Anwendungen, wie z. B. bei doppelt gespeisten Asynchrongeneratoren für Windkraftanlagen, werden sie derzeit wieder vorteilhaft eingesetzt.

3.1.3 Konstruktionsteile

Außer den bereits genannten vorwiegend aktiven Teilen der Asynchronmaschine müssen oft noch weitere Konstruktionsteile vorgesehen werden, so z. B.

- Lagerschilde,
die den Rotor drehbar im Stator zentrieren und in Flanschausführung auch die Befestigung erlauben,
- ggf. ein äußerer Lüfterflügel mit Haube,
zur forcierten Kühlung bei oberflächenbelüfteten Maschinen, sowie
- Riemenscheiben, Kupplungen, Bremsen, Füße, Abdeckungen usw.

3.2 Wirkungsweise

3.2.1 Magnetische Drehfelder

Wenn ein magnetisches Feld, gekennzeichnet durch seine Nord- und Südpole, im Raum rotiert, so spricht man von einem Drehfeld.

Dabei ist es gleichgültig, ob dieses durch

- drehen eines Magneten oder
- durch Speisung von räumlich versetzten Wicklungen mit zeitlich verschobenen Strömen verursacht wird.

In der Praxis werden beide Prinzipien angewendet. So rotieren bei Synchronmaschinen tatsächlich Permanent- bzw. Elektromagnete und im Stator normaler Synchron- und Asynchronmaschinen werden Drehfelder mit ortsfesten Wicklungen durch Speisung mit Drehstrom erzeugt.

In gleicher Weise beruht auch die Funktion der sog. bürstenlosen Gleichstrommaschinen auf Drehfeldern.

Ausbildung von Drehfeldern mit ruhenden Wicklungsanordnungen

Betrachtet wird ein Stator mit drei räumlich um je 120° versetzten Wicklungen, die von zeitlich um $T/3 \hat{=} 120^\circ$ verschobenen, sinusförmigen Strömen gespeist werden. Für unterschiedliche Zeitpunkte $t_1 \dots t_4 \dots$ ergibt sich dann das in Bild 3.3 skizzierte Verhalten. Man erkennt, dass

- sich der resultierende Induktionszeiger mit konstanter Drehzahl dreht und
- dabei seine Länge nicht ändert.

Da somit die Spitze des Induktionszeigers einen Kreis beschreibt, bezeichnet man Drehfelder dieser Art als Kreisdrehfelder.

Ändert sich im Gegensatz dazu die Geschwindigkeit und/oder die Länge des Induktionszeigers periodisch bei der Drehung, so beschreibt die Spitze des Induktionszeigers eine Ellipse und man spricht dann von einem elliptischen

Drehfeld. Letztere treten üblich bei den sog. Einphasenmaschinen auf und werden dort auch ausführlich besprochen.

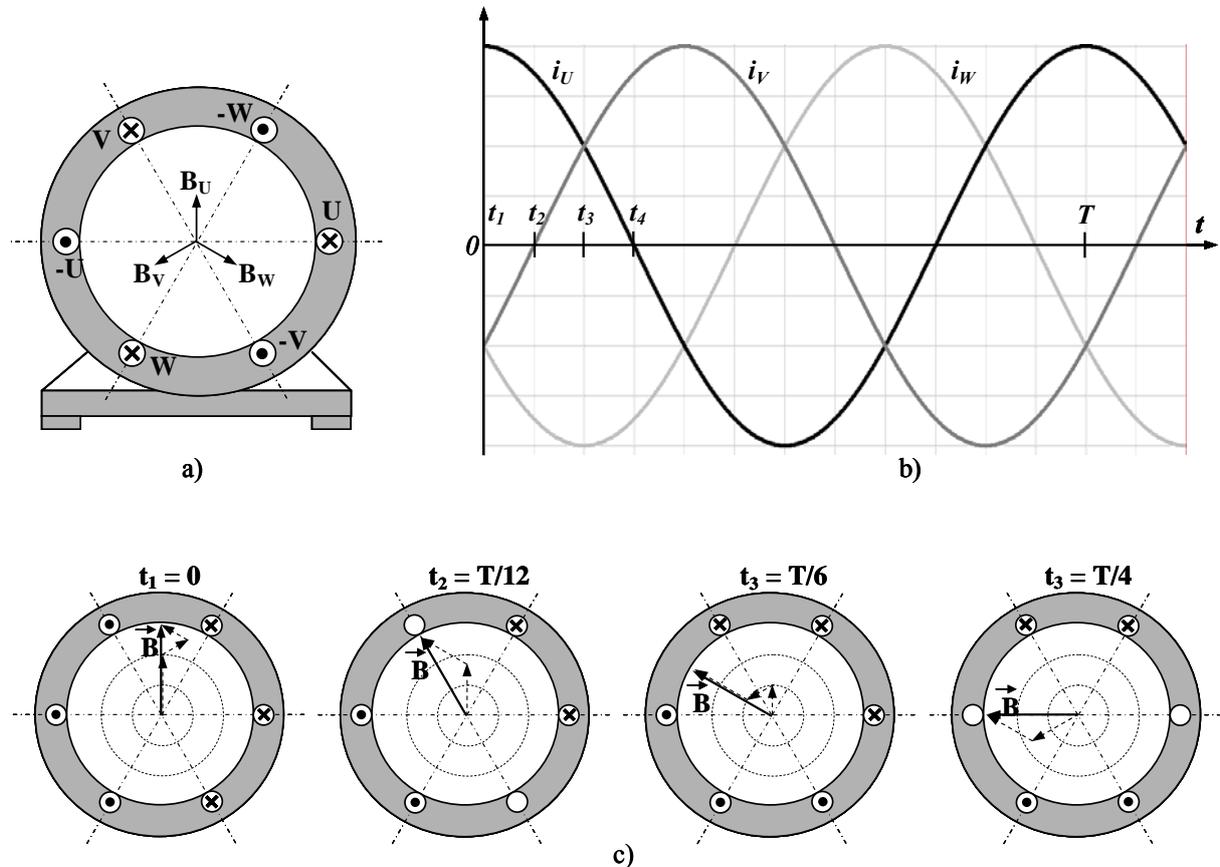


Bild 3.3 Ausbildung von Drehfeldern mit ruhenden Wicklungen
 a) Wicklungsanordnung mit Zählpfeilen für die Stromrichtung
 b) Stromverlauf in den drei Strängen
 c) resultierendes Feld mit zugehörigen physikalischen Stromrichtungen

Weiter ist ersichtlich, dass die Ströme und damit die von ihnen erzeugten Felder mit der Periodendauer T periodisch sind. Insbesondere stimmt der Zustand z. B. bei $t = T$ erstmalig wieder mit demjenigen bei $t = 0$ überein, wobei sich der Induktionszeiger in dieser Zeit genau einmal gedreht hat.

Hat das speisende Netz die Frequenz f , so dreht sich demnach der Induktionszeiger bei der zuvor betrachteten 2-poligen Maschine f mal pro Zeiteinheit, so dass das erzeugte Drehfeld mit der Frequenz f umläuft. Wird jedoch die Wicklung so ausgeführt, dass $2p$ Pole mit $p = \{1, 2, 3, \dots\}$ am Umfang entstehen, benötigt das Feld jeweils p Perioden für einen vollen Umlauf. Damit gilt für die Drehfeld- bzw. synchrone Drehzahl einer allg. $2p$ -poligen Maschine

$$n_d = \frac{f}{p}.$$

Beim Betrieb einer $2p$ -poligen Drehstromwicklung an Netzfrequenz $f = 50$ Hz ergeben sich somit die in Tabelle 3.1 angegebenen Drehfelddrehzahlen, was auch erklärt, wieso Asynchronmaschinen am Netz nur mit ganz bestimmten Drehzahlen laufen können.

p	1	2	3	4	6	...
$n_d \text{ s}^{-1}$	50	25	$16 \frac{2}{3}$	$12 \frac{1}{2}$	$8 \frac{1}{3}$...
$n_d \text{ min}^{-1}$	3000	1500	1000	750	500	...

Tabelle 3.1 Mögliche Drehfelddrehzahlen beim Betrieb an $f=50 \text{ Hz}$

Grundwellenmaschine

Berücksichtigt man für die weitere Überlegung noch einen hochpermeablen Rotor, so wird aus dem relativ schwachen Bohrungsfeld erst ein nutzbares Luftspaltfeld. Dieses kann man für feste Zeitpunkte über dem Luftspaltumfang auftragen und erhält für die bisher idealisierten, konzentrierten Wicklungen Verläufe nach Bild 3.4.

Darin zeigt sich in Abhängigkeit von der Zeit

- das Fortschreiten des Feldes über der Umfangskoordinate x_U (Drehung) und
- eine Änderung der örtlichen Feldverteilung.

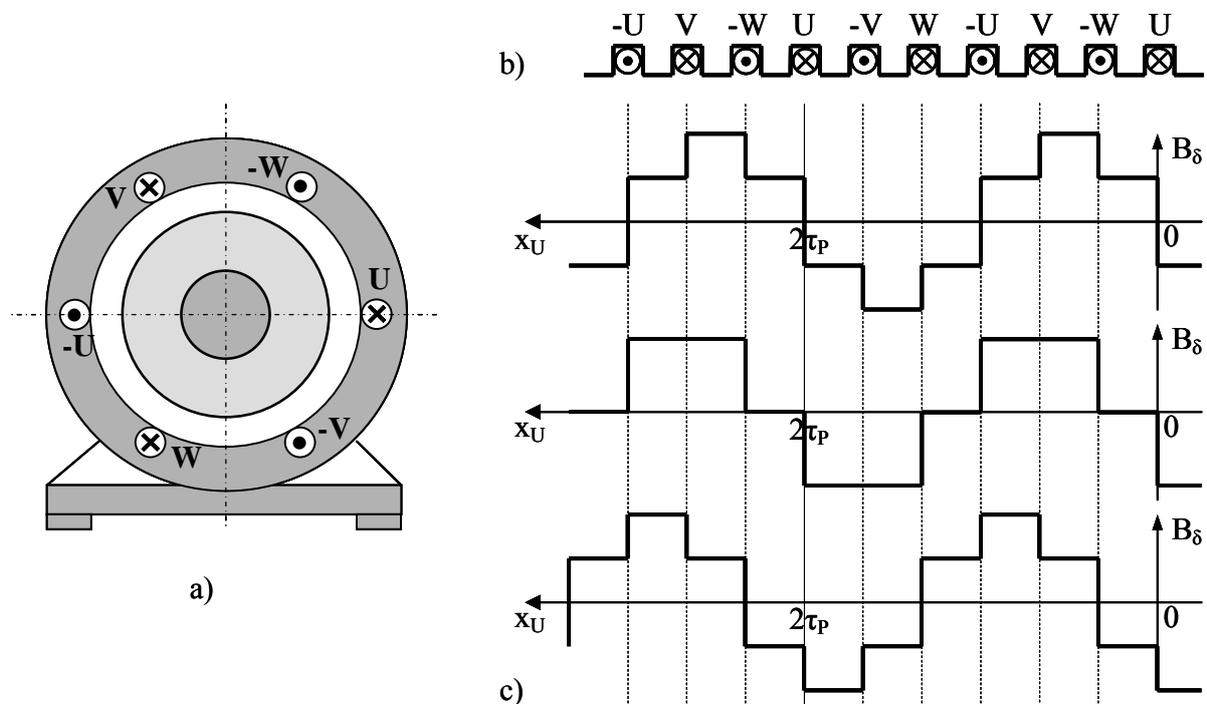


Bild 3.4 Luftspaltfeld einer Drehstrommaschine für verschiedene Zeitpunkte t_v
a) Stator mit Drehstromwicklung und hochpermeablem Rotor
b) Luftspalt in die Ebene abgewickelt: Abstandskoordinate x_U
c) Feldverlauf für unterschiedliche Zeitpunkte über x_U

Untersucht man den Feldverlauf über dem Umfang für beliebige, feste Zeitpunkte, so findet man nach Fourier

- eine konstante Grundwelle (= konstante Zeigerlänge) und
- sog. Feldoberwellen,

die wesentliche für das unterschiedliche Aussehen des Feldverlaufes verantwortlich sind.

Da letztere meist zu unerwünschten Nebeneffekten wie Pendel- bzw. Sattelmomenten, Geräuschen, Verlusten, Verzerrungen usw. führen, versucht man

diese im Rahmen der technischen Möglichkeiten unter Beachtung der Wirtschaftlichkeit durch

verteilte Wicklungen, Sehnung und Schrägung möglichst klein zu halten, so dass die dann verbleibende Grundwelle allein das Verhalten der Maschine bestimmt.

Nur solche Maschinen mit dominierender Grundwelle lassen sich durch einfache Ersatzschaltungen und übersichtliche Zeigerdiagramme beschreiben. Daher gelten die nachfolgenden Überlegungen und Zusammenhänge korrekt nur für diese sog. Grundwellenmaschinen.

Insbesondere bei sehr kleinen Maschinen lassen sich die Oberwellen oft nicht wirtschaftlich vermeiden. Da eine korrekte Berechnung dann sehr aufwendig ist, rechnet man vereinfachend nur mit der Grundwelle, während Auswirkungen der Oberwellen entweder nicht oder durch Erfahrungswerte gesondert berücksichtigt werden. Man bezeichnet dieses Vorgehen dann als Grundwellenbetrachtung und das so ermittelte Verhalten als Grundwellenverhalten, was aber meistens eine brauchbare Näherung für das Verhalten der realen Maschine darstellt.

3.2.2 Wirkungsweise

Betrachtet man zum einfachen Verständnis als Gedankenexperiment eine an beliebiger Stelle des Luftspaltes, z. B. bei $\varphi_U = 90^\circ$, platzierte Leiterschleife der Länge l , so weist die radial nach außen gerichtete Luftspaltinduktion an dieser Stelle den nachfolgend angegebenen und in Bild 3.5 dargestellten Verlauf auf

$$B_\delta(t) = \hat{B}_\delta \cos \omega t .$$

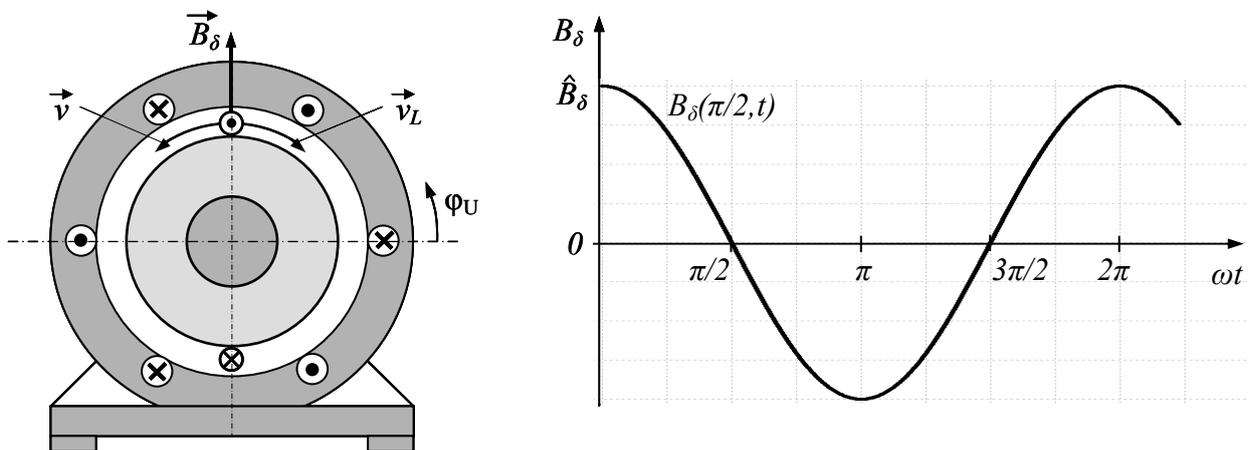


Bild 3.5 Spannunginduktion im Rotor einer Asynchronmaschine

Das Drehfeld überläuft die ruhende Leiterschleife mit der konstanten Geschwindigkeit

$$v = \omega r_\delta$$

bzw. der Leiter bewegt sich relativ zum (ruhend gedachten) Feld mit

$$\vec{v}_L = -\vec{v}$$

und es wird in der Leiterschleife gemäß dem Induktionsgesetz für bewegte Leiter

die Spannung

$$u_i = v_L B_\delta l_{ges} = \omega r_\delta \cdot \hat{B}_\delta \cos \omega t \cdot 2l = \hat{U}_i \cos \omega t$$

mit der ebenfalls eingezeichneten Zählrichtung induziert.

Ist die Leiterschleife geschlossen, treibt die induzierte Spannung einen gleichgerichteten, nacheilend phasenverschobenen Strom

$$i = \frac{\hat{U}_i}{Z} \cos(\omega t - \varphi),$$

wobei $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ den Scheinwiderstand der Leiterschleife und $\varphi = \arctan(X/R)$ die dadurch bewirkte Phasenverschiebung angibt. Dann erfährt z. B. der obere Leiter im Radialfeld des Stators eine Lorentzkraft in Umlaufrichtung des Feldes

$$F_t = i B_\delta l = \frac{\hat{U}_i \hat{B}_\delta l}{Z} \cos(\omega t - \varphi) \cdot \cos \omega t$$

und zusammen mit der entgegengesetzt gleichen Kraft auf den unteren Leiter wirkt auf die Leiterschleife mit dem Hebelarm r_δ das resultierende Moment

$$M_L = 2F_t r_\delta = \frac{2r_\delta \hat{U}_i \hat{B}_\delta l}{Z} \cos(\omega t - \varphi) \cdot \cos \omega t = \frac{4f \hat{B}_\delta^2}{Z/l} V_B [\cos \varphi + \cos(2\omega t - \varphi)]$$

mit dem positiven Mittelwert

$$\bar{M}_L = \frac{4f \hat{B}_\delta^2}{Z/l} V_B \cos \varphi = 4f \hat{B}_\delta^2 \frac{R/Z}{Z/l} V_B$$

und dem überlagerten Pendelmoment doppelter Frequenz

$$M_{L\sim} = \frac{4f \hat{B}_\delta^2}{Z/l} V_B \cos(2\omega t - \varphi).$$

Dabei gibt

$$V_B = \pi r_\delta^2 l$$

das Bohrungsvolumen der Maschine an.

Da bei den realen Asynchronmaschinen viele Leiterschleifen gleichmäßig über dem Umfang verteilt angeordnet sind, addieren sich die Mittelwerte zum Gesamtmoment, während sich die Pendelmomente gegenseitig aufheben:

$$M_{ges} = \sum M_L = N \cdot \bar{M}_L \quad \text{mit} \quad N = \text{Zahl der Leiterschleifen.}$$

Wegen $Z/l \approx R/Z \approx \text{const.}$ folgt die für ein gegebenes Maschinenkonzept generelle Aussage

$$M \sim V_B,$$

wonach das verlangte Moment und nicht die Leistung das Bohrungsvolumen und somit die Maschinengröße, deren Kosten und die Verluste bestimmt.

Diese Erkenntnis bildet auch die Grundlage für die sog. Ausnutzungsziffern, wie z. B. der Esson'schen Leistungszahl.

Als Folge des angreifenden Momentes wird der Rotor beschleunigt, wodurch seine Relativgeschwindigkeit und damit die induzierte Spannung, deren Frequenz und der Rotorstrom abnehmen. Die beim Hochlauf entwickelte Kraft und das Moment hängen über die sich ändernde Frequenz auch von dem sich dadurch ändernden Blindwiderstand des Rotors ab, wodurch sich dann die in Bild 3.11 dargestellte charakteristische Momentenkennlinie der Asynchronmaschine ergibt.

Wird der Motor belastet, so stellt sich eine Drehzahl in der Nähe der Drehfeld-drehzahl ein, bei der sich Antriebs- und Lastmoment im Gleichgewicht befinden. Betrachtet man abschließend noch den Grenzfall der synchron mit dem Drehfeld rotierenden Leiterschleifen, so folgt mit $v_L = 0$ sofort $U_i = 0$ bzw. $I = 0$ und damit auch $M = 0$.

Das bedeutet, dass die Asynchronmaschine nur dann ein Moment entwickeln kann, wenn sich Drehfeld-drehzahl n_d und Rotordrehzahl n unterscheiden, also asynchron laufen, daher auch der Name

Asynchronmaschine.

Diesen Drehzahlunterschied erfasst man durch die

- Schlupfdrehzahl $n_s = n_d - n$ bzw. als bezogene Größe durch den
- Schlupf s mit

$$s = \frac{n_s}{n_d} = \frac{n_d - n}{n_d} = 1 - \frac{n}{n_d},$$

welcher ein wichtiger Parameter zur Beschreibung des Betriebsverhaltens von Asynchronmaschinen ist.

3.3 Ersatzschaltung

3.3.1 Leerlauf

Wenn der Rotor einer Asynchronmaschine mit der Drehfeld-drehzahl $n = n_d$, d. h. $s = 0$ umläuft, wird dort keine Spannung induziert, es fließen daher keine Ströme und es wird kein Moment entwickelt.

Diesen Betriebszustand bezeichnet man als idealen Leerlauf, während beim realen Leerlauf zumindest die Rotor- und Reibungsverluste vom Drehfeld gedeckt werden müssen und die Rotordrehzahl somit geringfügig hinter der Drehfeld-drehzahl zurückbleibt.

Der Drehfluss $\underline{\Phi}_d$ erfordert dabei die Magnetisierungsdurchflutung $\underline{\Phi}_\mu$, die resultierend über die Stränge der Statorwicklung als Magnetisierungsstrom \underline{I}_μ aufzubringen ist. Dieser beträgt normalerweise das 0,1.....0,4fache des Bemessungsstromes, kann aber in Sonderfällen, z. B. bei kleinen, hochpoligen Maschinen, auch Werte in der Größenordnung des Bemessungsstromes annehmen.

Insbesondere erfordert der Luftspalt einen erheblichen Anteil am Magnetisierungsstrom, der somit prozentual höher als bei Transformatoren ist.

Außer dem Magnetisierungsstrom \underline{I}_μ treten auch beim idealen Leerlauf im Stator die praktisch stromunabhängigen Eisenverluste mit dem Eisenverluststrom \underline{I}_{Fe} auf, die zusammen den netzseitigen Leerlaufstrom $\underline{I}_{10} = \underline{I}_\mu + \underline{I}_{Fe}$ ergeben und in der Statorwicklung pro Strang die Stromwärmeverluste $R_{1Cu} \cdot |\underline{I}_{10}|^2$ bewirken.

Da nicht alle mit der Statorwicklung verketteten Feldlinien als Drehfluss auf den Rotor übertreten, wird dieser Streufluss durch eine Streuinduktivität auf der Statorseite berücksichtigt.

Damit lässt sich das Verhalten der leer laufenden Asynchronmaschine für den hier üblichen symmetrischen Betrieb wieder durch eine einphasige

Ersatzschaltung nach Bild 3.6 a) äquivalent beschreiben, die somit völlig derjenigen des leer laufenden Transformators entspricht.

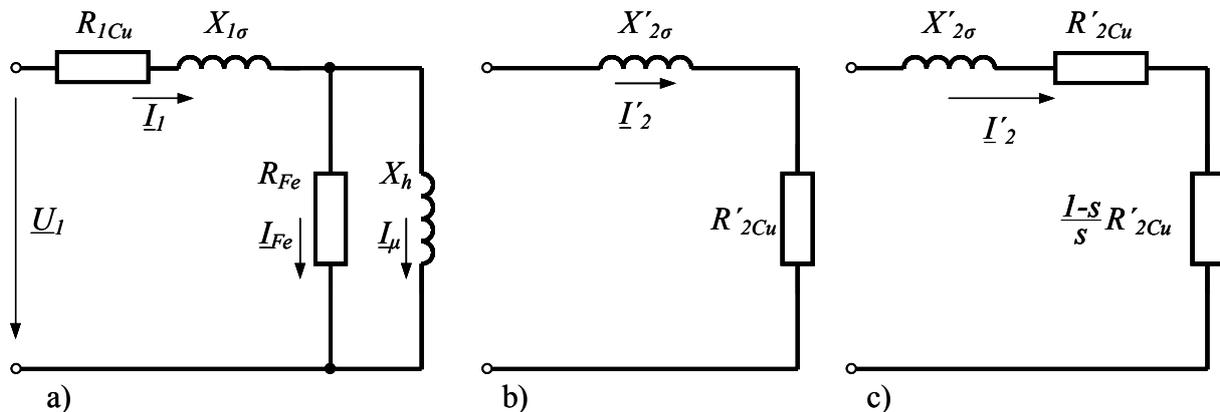


Bild 3.6 Ersatzschaltung der Asynchronmaschine

a) bei Leerlauf

b) Rotor- bzw. Sekundärkreis bei Stillstand

c) Rotor- bzw. Sekundärkreis bei allgemeiner Belastung

3.3.2 Stillstand oder Kurzschluss

Bei Stillstand überläuft das Drehfeld jeden Leiter der rotorseitigen Kurzschlusswicklung mit der Drehfelddrehzahl und induziert dort eine Spannung, die bei geschlossenem Stromkreis einen Wechselstrom gleicher Frequenz ausbildet. Die Höhe des induzierten Stromes hängt dabei vom Widerstand und der Streuinduktivität der Kurzschlusswicklung ab (siehe 3.2.2).

In der Ersatzschaltung für die leer laufende Asynchronmaschine ist daher ein Sekundärkreis mit der Impedanz $\underline{Z}_2 = R_{2Cu} + jX_{2\sigma}$ anzufügen, der über einen idealen Übertrager magnetisch mit dem Stator gekoppelt ist. Für eine einheitliche Betrachtung bezieht man entsprechend Bild 3.6 b), in Analogie zum Vorgehen beim Transformator, üblicherweise die rotorseitigen Bauelemente auf den Stator, so dass sie potentialmäßig direkt durchgeschaltet werden können, obwohl sie natürlich in Wirklichkeit galvanisch getrennt sind.

Die Umrechnung erfolgt mit einer verallgemeinerten Übersetzung gemäß folgender Beziehung, wobei bei Kurzschlussläufern zusätzlich eine Angleichung der Rotorstranzzahl an die Statorstranzzahl vorgenommen wird:

$$\underline{Z}'_2 = \frac{m_1}{m_2} \cdot \left(\frac{N_1 \xi_1}{N_2 \xi_2} \right)^2 \cdot \underline{Z}_2 = \dot{u}^2 \cdot \underline{Z}_2 \quad \text{allgemein}$$

$$= \frac{m_1}{N_{N2}} \cdot (2N_1 \xi_1)^2 \cdot \underline{Z}_2 \quad \text{für Käfigläufer}$$

mit $m_n =$ Stranzahl und $n = 1$ für den Stator
 $N_n =$ Windungen pro Strang $n = 2$ für den Rotor
 $\xi_n =$ Wickelfaktor
 $N_{Nn} =$ Nutzahl.

Dieses Vorgehen entspricht wieder demjenigen beim Transformator. Da aber die tatsächlichen Rotorwerte bei Asynchronmaschinen mit Kurzschlussläufer

ohnehin nicht direkt zugänglich sind und in der Regel auch nicht interessieren, ist die Rechnung mit Ersatzgrößen hier besonders zweckmäßig. Lediglich bei der Motordimensionierung muss man auf die wahren Werte zurückrechnen.

Bei stillstehendem (blockiertem) Rotor entwickelt der Motor das sog.

- Stillstands-, Anlauf-, Anzugs- oder Anfahrmoment M_A ,

ohne dass dabei eine mechanische Leistung abgegeben wird. Somit wird dabei die gesamte über den Luftspalt übertragene Wirkleistung im Rotor (und gegebenenfalls dazu in Reihe geschalteten Außenwiderständen) in Stromwärme umgesetzt.

Da üblicherweise gilt

$$|Z_2'| \ll X_h < R_{Fe} ,$$

ist der Anlaufstrom wesentlich größer als der Leerlaufstrom und auch deutlich größer als der Bemessungsstrom, so dass bei größeren Motoren diesbezügliche Vorkehrungen zur Anlaufstromreduzierung erforderlich sind.

Da sich die Asynchronmaschine bei stillstehendem Rotor wie ein kurzgeschlossener Transformator verhält, bezeichnet man diese Situation auch als Kurzschluss.

3.3.3 Ersatzschaltung für allgemeine Belastung

Das Ersatzschaltbild für den Rotor bei allgemeiner Belastung lässt sich nach Bild 3.6 c) besonders einfach aus demjenigen für Stillstand ableiten, wenn man berücksichtigt, dass die im Rotor induzierte Spannung und deren Frequenz proportional zum Schlupf s sind

$$U_{2h} = s U_{1h} , \quad f_2 = s f_1 .$$

Durch Anwendung der Kirchhoffschen Sätze findet man für den Stator bei Netzfrequenz f_1 bzw. ω_1 :

$$\underline{U}_1 = (R_{1Cu} + jX_{1\sigma})\underline{I}_1 + jX_h \underline{I}_\mu$$

$$0 = jX_h \underline{I}_\mu - R_{Fe} \cdot \underline{I}_{Fe}$$

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{Fe} + \underline{I}_\mu + \underline{I}_2'$$

und für den Rotor bei dessen Frequenz ω_2

$$0 = (R_{2Cu}' + j\omega_2 L_{2\sigma}')\underline{I}_2' - j\omega_2 L_h \underline{I}_\mu$$

$$= \left(\frac{R_{2Cu}'}{s} + jX_{2\sigma}' \right) \underline{I}_2' - jX_h \underline{I}_\mu ,$$

wobei dieser in der letzten Zeile durch die Multiplikation mit $1/s$ auf Netzfrequenz umgerechnet erscheint und dann potentialmäßig an das Statornetzwerk angekoppelt werden kann. Als einziger Unterschied zum Stillstand tritt der Rotorwiderstand in der Form R_{2Cu}'/s jetzt schlupfabhängig auf und nimmt richtig für

- Leerlauf mit $s = 0$ den Wert Unendlich für einen offenen Rotorkreis und für

- Stillstand mit $s = 1$ den Wert R_{2Cu}' an.

Da im Rotor beim Strom $I_2' = |\underline{I}_2'|$ pro statorseitigem Strang die Stromwärmever-

luste $R'_{2Cu} \cdot |I'_2|^2$ auftreten, empfiehlt sich folgende Aufteilung des Widerstandes

$$\frac{R'_{2Cu}}{s} = R'_{2Cu} + \frac{1-s}{s} R'_{2Cu},$$

wobei der erste Anteil die Stromwärmeverluste im Rotor und der zweite die vom Rotor je Strang entwickelte mechanische Leistung erfasst.

Damit hat man eine weitgehend korrekte Ersatzschaltung für die hier betrachtete Grundwellenmaschine und man kann diese, wie in Bild 3.7 angegeben, besonders anschaulich mit einem hinterlegtem Leistungsflussdiagramm darstellen.

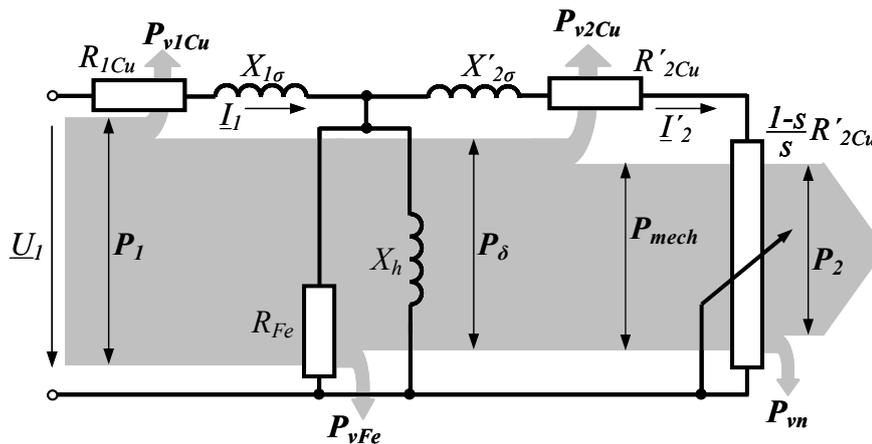


Bild 3.7 Vollständige Ersatzschaltung der Asynchronmaschine mit hinterlegtem Leistungsflussdiagramm

Bei Maschinenberechnungen stützt man sich heute überwiegend auf die Auswertung dieser Ersatzschaltung, mit der sich auch die leicht lastabhängigen Eisenverluste und die ebenfalls lastabhängige nichtlineare Hauptinduktivität L_h berücksichtigen lassen. Die Auswertung erfolgt dann üblich numerisch durch Iteration mit dem Computer, PC o. ä.

3.3.4 Vereinfachte Ersatzschaltung der Asynchronmaschine

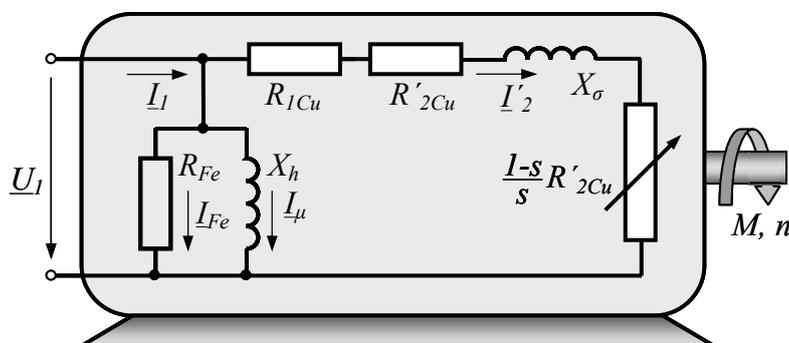


Bild 3.8 Vereinfachte Ersatzschaltung der Asynchronmaschine

Für die analytische Beschreibung des Betriebsverhaltens von Asynchronmaschinen wird nachfolgend von einer vereinfachten Ersatzschaltung nach Bild 3.8 ausgegangen. Dazu wird, wie schon beim Transformator, wieder der hoch-

ohmige Querzweig direkt an den Eingang verschoben. Dadurch vereinfacht sich die Auswertung deutlich und man kann so für die hauptsächlich interessierenden Größen einfache Formeln angeben. Diese liefern bei größeren Maschinen i. d. R. meist ausreichend genaue Ergebnisse, während bei sehr kleinen Maschinen unter Umständen mit merklichen Abweichungen zu rechnen ist.

3.4 Betrieb

3.4.1 Zeigerdiagramm und Ortskurve

Für einen beliebigen, stationären Betriebszustand $n, s = \text{const.}$ lässt sich auf der Basis der vereinfachten Ersatzschaltung unmittelbar das Zeigerdiagramm des Ständerstromes angeben. Dazu legt man nach Bild 3.9 die Klemmenspannung in die reelle Achse der komplexen Ebene, so dass gilt:

$$\begin{aligned} \underline{I}_{Fe} &= \frac{U_1}{R_{Fe}} && \text{Eisenverluststrom} \\ \underline{I}_{\mu} &= \frac{U_1}{jX_h} = -j \frac{U_1}{X_h} && \text{Magnetisierungsstrom} \\ \underline{Z}_{2g} &= R_{1Cu} + \frac{R'_{2Cu}}{s} + j(X_{1\sigma} + X'_{2\sigma}) = R + jX_{\sigma} && \text{Impedanz des Lastkreises} \\ &&& \neq \text{Rotorkreis} \\ \underline{I}'_2 &= \frac{U_1}{\underline{Z}_{2g}} = \frac{U_1}{R + jX_{\sigma}} = U_1 \frac{R - jX_{\sigma}}{Z_{2g}^2} && \text{Laststrom} \neq \text{Rotorstrom.} \end{aligned}$$

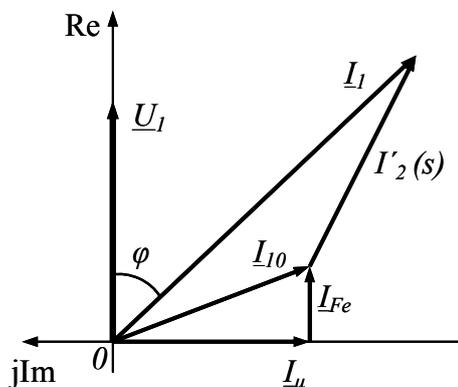


Bild 3.9 Zeigerdiagramm des Ständerstromes bei festem Schlupf s

Durch Addition der Zeiger erhält man damit den

$$\underline{I}_{10} = \underline{I}_{Fe} + \underline{I}_{\mu} \quad \text{Leerlaufstrom und den}$$

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{10} + \underline{I}'_2 \quad \text{resultierenden Strom.}$$

Die Spannung eilt dem Strom um den Winkel $\varphi > 0$ voraus, d. h. die Asynchronmaschine verhält sich stets induktiv.

Führt man die gleiche Betrachtung für andere Schlupfwerte durch, so durchläuft die Zeigerspitze des Ständerstromes eine Kurve,

die sog. Ortskurve des Ständerstromes,

die im vorliegenden Fall ein Kreis ist und zu Ehren ihrer Entdecker (1894) auch

als

Heyland- bzw. Ossanna-Kreis bezeichnet wird. Dabei tritt der Schlupf s als Parameter auf. Der Durchmesser des Kreises ist durch den maximalen Strom

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{R_{1Cu} + \frac{R_{2Cu}'}{s} + jX_\sigma}} = \text{Max.}$$

festgelegt und tritt auf bei

$$R_{1Cu} + \frac{R_{2Cu}'}{s} = 0 \quad \Rightarrow \quad s_5 = -\frac{R_{2Cu}'}{R_{1Cu}}$$

Dabei liegt I_2' parallel zur imaginären Achse, so dass der geometrische Ort des Kreismittelpunktes ebenfalls auf dieser Parallelen durch $s_1 = 0$ liegen muss. Allein mit dem Leerlaufpunkt $s_1 = 0$ und dem Anlaufpunkt $s_3 = 1$, z. B. aus einfachen Messungen im Prüffeld bestimmbar, kann somit die Ortskurve der Asynchronmaschine konstruiert werden.

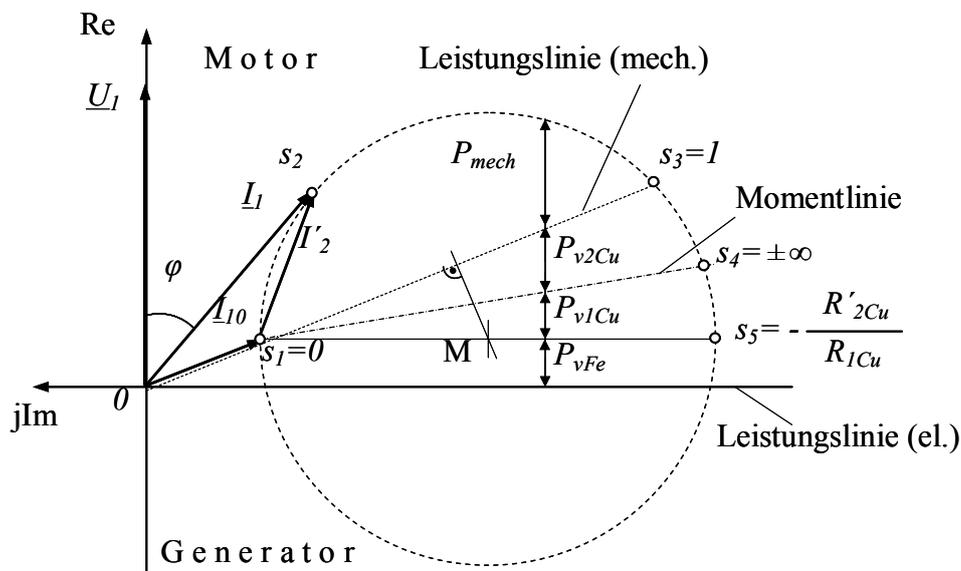


Bild 3.10 Ortskurve des Ständerstromes

Da der Stromrealteil bei vorausgesetzt konstanter reeller Spannung proportional zur Wirkleistung ist, kann man bei Festlegung eines Leistungsmaßstabes durch die Eisenverluste $P_{vFe} \sim I_{Fe}^2$ der Stromortskurve direkt auch Aussagen zur Leistungsaufteilung entnehmen.

Dabei gilt für charakteristische Betriebspunkte und -bereiche:

$s_1 = 0$ idealer	$I_2 = 0$	d. h. kein Laststrom
Leerlaufpunkt:	$I_1 = I_{10}$	Leerlaufstrom
	$P_1 = P_{vFe}$	nur Eisenverluste
$s_3 = 1$ Stillstand:	$I_1 = I_{1A}$	hoher Anlaufstrom
	$P_1 = P_{v1Cu} + P_{v2Cu} + P_{vFe}$	nur Verluste
	$P_{mech} = 0$	Leistungslinie (mech.)

$s_4 = \pm\infty$ theoretischer Betriebspunkt:	$P_1 = P_{v1Cu} + P_{vFe}$	Statorverluste vom Netz
	$P_{mech} = -P_{v2Cu}$	Rotorverluste durch Antrieb
	$P_\delta \sim M = 0$	Momentlinie
$s_5 = -R_{2Cu} / R_{1Cu}$	Hilfspunkt zur Konstruktion der Ortskurve:	
$0 < s < 1$	Motorbetrieb	
$1 < s < \infty$	Gegenfeld- oder Senkbremsen	
$-\infty < s < 0$	Generatorbetrieb, für $\varphi > 90^\circ$ el. Leistungsabgabe.	

3.4.2 Belastungskennlinien und Klob'sche Formel

Durch punktweise Auswertung der Stromortskurve kommt man bei einer Darstellung über der Drehzahl n zu den sog. Belastungskennlinien, die z. B. bei Motorbetrieb meistens für

- I_1	Statorstrom,
- P_1	aufgenommene elektrische Wirkleistung,
- P_2	abgegebene mechanische Leistung,
- M	Drehmoment,
- $\cos(\varphi)$	Leistungsfaktor und
- η	Wirkungsgrad

in einem gemeinsamen Diagramm dargestellt werden.

Ausgehend von der vereinfachten Ersatzschaltung nach Bild 3.8 werden diese Kenngrößen heutzutage aber vorteilhaft berechnet.

Mit dem Schlupf s als Parameter und den bereits bekannten Abkürzungen

$$R = R_{1Cu} + \frac{R'_{2Cu}}{s}; \quad X_\sigma = X_{1\sigma} + X'_{2\sigma}; \quad Z_{2g} = \sqrt{R^2 + X_\sigma^2}$$

findet man dafür die Beziehungen

$$n = (1-s)n_d = (1-s)\frac{f_1}{p}; \quad \omega = (1-s)\omega_d = 2\pi n$$

$$I_2' = \frac{U_1}{Z_{2g}}$$

$$I_1 = U_1 \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{R_{Fe}} + \frac{R}{Z_{2g}^2}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_h} + \frac{X_\sigma}{Z_{2g}^2}\right)^2}$$

$$P_\delta = m_1 \frac{R'_{2Cu}}{s} I_2'^2 = \frac{m_1 R'_{2Cu} U_1^2}{s(R_{1Cu}^2 + X_\sigma^2) + 2R_{1Cu}R'_{2Cu} + R_{2Cu}^2 / s}$$

$$P_1 = P_{zu} = P_\delta + m_1 \left(R_{1Cu} I_2'^2 + \frac{U_1^2}{R_{Fe}} \right) \quad \text{laut Ersatzschaltung}$$

$$= P_\delta + m_1 \left(R_{1Cu} I_1^2 + \frac{U_1^2}{R_{Fe}} \right) \quad \text{empfohlen für praktische Auswertung!!!}$$

$$P_{v2Cu} = m_1 R'_{2Cu} I_2'^2 = s P_\delta$$

$$P_{mech} = P_\delta - P_{v2Cu} = (1-s)P_\delta = P_i$$

$$P_2 = P_{ab} = P_{mech} - P_{vn} \quad \text{mit } P_{vn} = \text{mech. Verluste}$$

$$M = \frac{P_2}{\omega} = \frac{P_{mech} - P_{vn}}{(1-s)\omega_d} = \frac{P_\delta}{\omega_d} - M_{vn} \approx \frac{P_\delta}{\omega_d} = M_i$$

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{m_1 U_1 I_1}$$

$$\eta = P_2 / P_1 ,$$

die sich in dieser Form auch leicht programmieren und auswerten lassen. Bild 3.11 zeigt beispielhaft die so berechneten Belastungskennlinien eines typischen 4poligen Norm-Asynchronmotors beim Betrieb am 50Hz-Netz.

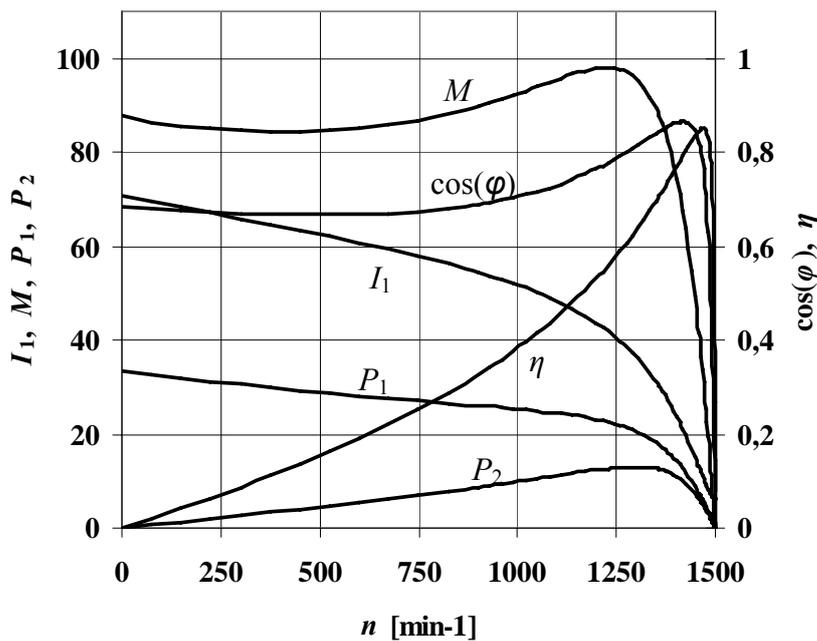


Bild 3.11 Belastungskennlinien einer Asynchronmaschine

Beim sog. Kippschlupf $s = s_K$ entwickelt die Asynchronmaschine ihr maximales (motorisches) Moment, das Kippmoment M_K , das man näherungsweise aus

$$\frac{dM}{ds} \approx \frac{dM_i}{ds} = \frac{1}{\omega_d} \frac{dP_\delta}{ds} = 0 \quad \text{bei} \quad s_K = \frac{R'_{2Cu}}{\sqrt{R_{1Cu}^2 + X_\sigma^2}}$$

findet zu

$$M_K = \frac{m_1 U_1^2}{2\omega_d (R_{1Cu} + \sqrt{R_{1Cu}^2 + X_\sigma^2})} \neq f(R'_{2Cu}).$$

Bezieht man das Moment auf seinen Maximalwert M_K , so erhält man die für theoretische Überlegungen oft verwendete normierte Darstellungsform

$$\frac{M_i}{M_K} = \frac{2(R_{1Cu} + \sqrt{R_{1Cu}^2 + X_\sigma^2})}{2R_{1Cu} + \sqrt{R_{1Cu}^2 + X_\sigma^2} \cdot \left(\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s} \right)}$$

Da bei großen Asynchronmaschinen bzw. bei höherer Frequenz R_{1Cu} gegenüber X_σ meist vernachlässigt werden kann, vereinfachen sich die Beziehungen dann zu

$$s_K = \frac{R'_{2Cu}}{X_\sigma}; \quad M_K = \frac{m_1 U_1^2}{2\omega_d X_\sigma}; \quad M_i = \frac{m_1 U_1^2}{\omega_d X_\sigma (s/s_K + s_K/s)}$$

$$\frac{M_i}{M_K} = \frac{2}{s/s_K + s_K/s} \approx \frac{M}{M_K},$$

wobei der letzte Ausdruck allg. als Klobß'sche Formel bekannt ist.

Zusatzverluste:

Hierbei handelt es sich um meist kleinere Verlustanteile, die z. B. als Folge

- von Wirbelstromverlusten in massiven Konstruktionsteilen,
- von Eisenverlusten durch Nutungsüberwellen,
- der Bearbeitung vorzugsweise des Rotorblechpaketes (überdrehen) und
- Überwellen durch die Stromversorgung (insbesondere bei Umrichterspeisung) auftreten.

Werden die Ersatzschaltungselemente, wie nachfolgend beschrieben, aus einem Leerlauf- und Kurzschlussversuch bestimmt, so sind diese Zusatzverluste entsprechend den konkreten Versuchsbedingungen dort bereits mit enthalten.

Dies gilt allerdings nicht für die zusätzlichen Verluste durch Umrichterspeisung, die in starkem Maße vom Steuerverfahren des Umrichters und auch seiner Taktfrequenz abhängen, und daher stets separat erfasst werden müssen.

Da eine konkrete Vorausberechnung dieser Zusatzverluste kaum möglich ist, werden sie bei Bedarf entweder gemessen, oder, wie nachfolgend angegeben, pauschal nach Norm berücksichtigt

$$P_{vZ} = \left\{ \begin{array}{l} 0,025 \\ 0,025 - 0,005 \cdot \log\left(\frac{P_{2N}}{kW}\right) \\ 0,005 \end{array} \right\} \cdot P_{1N} \cdot \frac{I_1^2 - I_{10}^2}{I_{1N}^2 - I_{10}^2} \quad \begin{array}{l} P_{2N} \leq 1kW \\ \text{für } 1kW \leq P_{2N} \leq 10MW. \\ P_{2N} \geq 10MW \end{array}$$

Mechanische Verluste:

Diese sind physikalisch korrekt in der Form

$$P_{vm} = P_{vR} + P_{vL} \quad \text{mit} \quad P_{vR} \sim n \quad \text{und} \quad P_{vL} \sim n^3$$

von der Drehzahl und somit auch von der Belastung abhängig.

Tatsächlich hängen diese Werte in der Praxis aber auch von vielen anderen Faktoren, wie z. B. der Lager- und Lufttemperatur, dem Luftdruck, der Luftfeuchtigkeit, u. s. w. ab, so dass sie streng genommen nicht exakt berechnet werden können.

Da insbesondere bei größeren Asynchronmaschinen die Drehzahl aber nur wenig lastabhängig variiert, werden die mechanischen Verluste bei Netzbetrieb allgemein nur mit ihrem konstanten, lastunabhängigen Wert P_{vmN} berücksichtigt.

Dabei überwiegen nach eigenen Untersuchungen bei typischen Norm- und Industriemotoren kleinerer und mittlerer Leistung beim Betrieb unter Bemessungsbedingungen am Netz normalerweise die Reibungsverluste, wobei man näherungsweise von folgender Verlustaufteilung ausgehen kann

$$P_{vLN} : P_{vRN} : P_{vmN} \approx \frac{1}{3} : \frac{2}{3} : 1 \quad \text{beim Betrieb an Netzfrequenz mit } f_{1N} = 50 \text{ Hz.}$$

Auf dieser Basis lassen sich dann auch die mechanischen Verluste bei drehzahlvariabel betriebenen Motoren, wie später in Abschnitt 3.4.5. gezeigt wird, leicht abschätzen.

Erst bei sehr großen Asynchronmaschinen überwiegen die Lüfterverluste im Vergleich zu den Lagerverlusten. Auch wird die Lüfterleistung bei fremd belüfteten Motoren neuerdings zunehmend separat angegeben.

3.4.3 Anlauf am starren Netz

Sofern die Netzverhältnisse es zulassen, schaltet man Asynchronmaschinen möglichst direkt ein.

Dabei verhält sich, wie bereits gezeigt, eine stillstehende Asynchronmaschine wie ein kurzgeschlossener Transformator bei voller Netzspannung und der auftretende Netzstrom kann ein Vielfaches des Bemessungsstromes betragen. Dieser muss daher ab bestimmten Leistungen (üblich ab ca. 4 kW) durch gezielte Maßnahmen reduziert werden. Von besonderem Interesse sind dabei der Einschalt- oder Anlaufstrom I_{1A} und das Anlaufmoment M_A , die aus deren allgemeinen Beziehungen durch $s = 1$ festgelegt sind:

$$I_{1A} \approx I_2'(s=1) = \frac{U_1}{Z_k} = \frac{U_1}{\sqrt{(R_{1Cu} + R_{2Cu}')^2 + X_\sigma^2}}$$

$$M_A \approx M_i(I_2') = \frac{m_1 R_{2Cu}' I_2'^2}{\omega_d} = \frac{m_1 R_{2Cu}' U_1^2}{\omega_d Z_k^2} = \frac{m_1 R_{2Cu}' U_1^2}{\omega_d \left((R_{1Cu} + R_{2Cu}')^2 + X_\sigma^2 \right)}$$

Die Wahl der Anlassmethode richtet sich dann nach dem zulässigen Anlaufstrom, den Netzverhältnissen und der Anlaufdauer.

Rotoranlasser

Da beim Schleifringläufermotor die Kurzschlusswicklung über die Schleifringe zugänglich ist, kann man nach Bild 3.12 den Rotorwiderstand R_{2Cu} durch äußere Widerstände R_V derart vergrößern, dass z. B. in Stufe I mit

$$s_K^* = \frac{R_{2Cu}' + R_V'}{\sqrt{R_{1Cu}^2 + X_\sigma^2}} = s_K \cdot \frac{R_{2Cu}' + R_V'}{R_{2Cu}'} = s_K \cdot \left(1 + \frac{R_V'}{R_{2Cu}'} \right) = 1 ,$$

$$R_V = \left(\frac{1}{s_K} - 1 \right) R_{2Cu} ,$$

der Anlauf bei maximalem Moment und reduziertem Anlaufstrom erfolgt. Natürlich sind auch andere Werte für R_V möglich, die während des Hochlaufes auch noch verändert werden können. Nach dem Hochlauf werden die Vorwiderstände dann i. d. R. vollständig überbrückt.

Bild 3.12 zeigt die Situation beim Anlauf mit einem in zwei Stufen änderbaren Vorwiderstand. Dabei ist allerdings darauf zu achten, dass der Vorwiderstand nicht zu früh verkleinert wird, da es sonst trotzdem zu unzulässigen Stromwerten kommen kann.

Zwar haben Schleifringläufermotoren aktuell keine große praktische Bedeutung mehr, die Überlegung zeigt aber den interessanten Einfluss der Rotorwiderstände

auf die Anlaufverhältnisse. Dies wird bei den heute üblichen Stromverdrängungsläufern, wie nachfolgend gezeigt, auf interessante Weise genutzt.

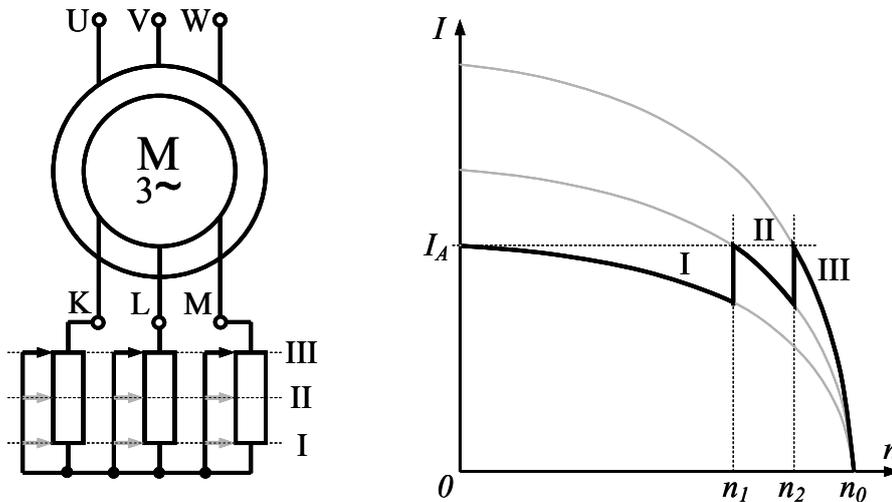


Bild 3.12 Hochlaufvorgang eines Asynchronmotors mit Rotoranlasser

Stromverdrängungsläufer

Die Möglichkeit der äußeren Einflussnahme gibt es beim Kurzschlussläufer nicht. Zur Verbesserung der Anlaufeigenschaften netzbetriebener Asynchronmotoren sieht man daher bevorzugt Stromverdrängungsläufer nach Bild 3.13 vor.

Durch die besondere Formgebung der Stäbe erreicht man beim Anlauf, wegen der dabei hohen Rotorfrequenz, durch Wirbelstromeffekte eine starke Widerstandszunahme von R_{2Cu} , die im Normalbetrieb bei der dann kleinen Schlupffrequenz wieder von selbst weitgehend verschwindet. Letzteres ist für gute Wirkungsgrade im Normalbetrieb unerlässlich. Ebenfalls verringert sich die Rotorinduktivität mit zunehmender Rotorfrequenz. Beide Effekte haben bei richtiger Dimensionierung zur Folge, dass sich beim Anlauf der Strom verringert, während das Anzugsmoment deutlich zunimmt. Da sich die Rotorfrequenz beim Hochlauf automatisch verringert, passen sich Widerstand und Induktivität bei geeigneter Stabgeometrie von selbst optimal an die jeweilige Drehzahl an, so dass im Idealfall des Doppelkäfigs trotz reduziertem Anlaufstrom praktisch ein Hochlauf mit Kippmoment möglich ist. Damit kann man bei den heute üblichen netzbetriebenen Asynchronmotoren den Anlaufstrom weitgehend größenunabhängig etwa beim 3...8 fachen des Bemessungsstromes halten.

Als Folge der Stromverdrängung unterscheiden sich dann allerdings die Werte R_{2Cu} , $X_{2\sigma}$ im Normalbetrieb bei $s \ll 1$ bzw. $f_2 \rightarrow 0$ von den beim Kurzschlussversuch mit $s = 1$ bzw. $f_2 = f_1$ bestimmten Werten R_{2CuA} , $X_{2\sigma A}$.

Zur Korrektur werden daher die Stromverdrängungsfaktoren

$$k_R = \frac{R_{2CuA}}{R_{2Cu}} = \frac{R'_{2CuA}}{R'_{2Cu}} \geq 1$$

$$k_L = \frac{X_{2\sigma A}}{X_{2\sigma}} = \frac{X'_{2\sigma A}}{X'_{2\sigma}} \leq 1$$

eingeführt, die in komplizierter Weise von der Nutgeometrie abhängen und daher stets gesondert bestimmt und angegeben werden. Damit lassen sich dann die im Kurzschlussversuch ermittelten Größen R'_{2CuA} und $X'_{\sigma A}$ wie folgt für den Normalbetrieb umrechnen:

$$R'_{2Cu} = \frac{R'_{2CuA}}{k_R} \quad X_{\sigma} = \frac{2}{1+k_L} X_{\sigma A} .$$

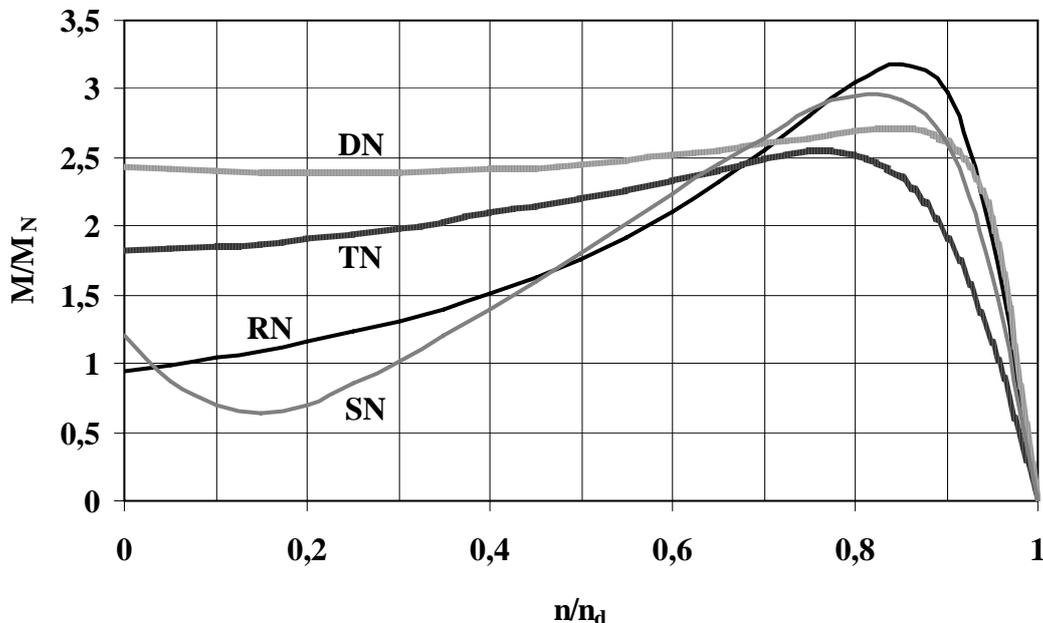
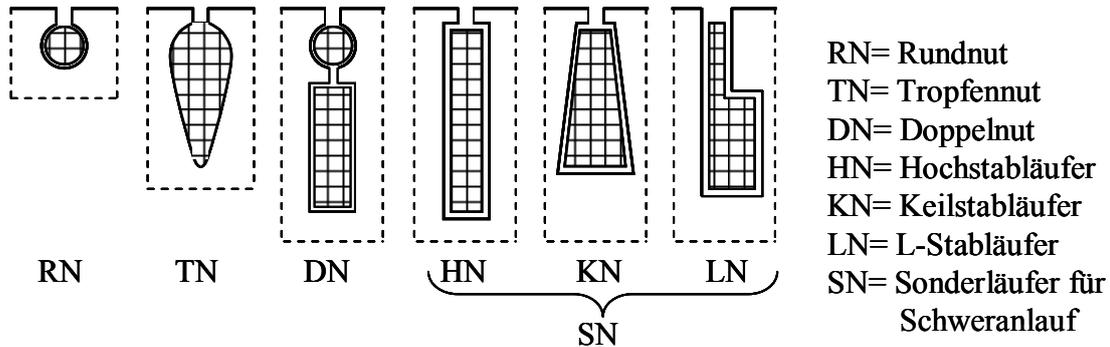


Bild 3.13 Stabformen bei Stromverdrängungsläufern mit Moment- und Stromverlauf [10]

Trotz diesen heute üblichen konstruktiven Maßnahmen ist der Anlaufstrom bei größeren Asynchronmaschinen zur Sicherstellung der gesetzlich vorgegebenen Spannungstoleranz an der Netzübergabestelle immer noch zu hoch und muss ggf. durch zusätzliche äußere Maßnahmen weiter reduziert werden.

Dazu wird in erster Linie die Spannung am Motor beim Anlauf verkleinert.

Stern-Dreieck-Anlauf

Eine einfache Möglichkeit der Spannungsabsenkung bietet die Stern-Dreieck-Schaltung. Dabei lässt man einen für Dreieckschaltung bemessenen Motor nach Bild 3.14 in Sternschaltung anlaufen und schaltet erst dann auf Dreieck um, wenn der Motor seine Enddrehzahl fast erreicht hat.

Diese Umschaltung erfolgt mit geeigneten Schaltern oder Schützsicherungen. Anlaufstrom und Anlaufmoment gehen dabei etwa auf 1/3 ihres Wertes bei Direkteinschaltung zurück. Insbesondere wegen der Momentreduzierung ist diese Möglichkeit daher für kritische Anlaufverhältnisse (Schweranlauf, Kompressoren usw.) nicht geeignet.

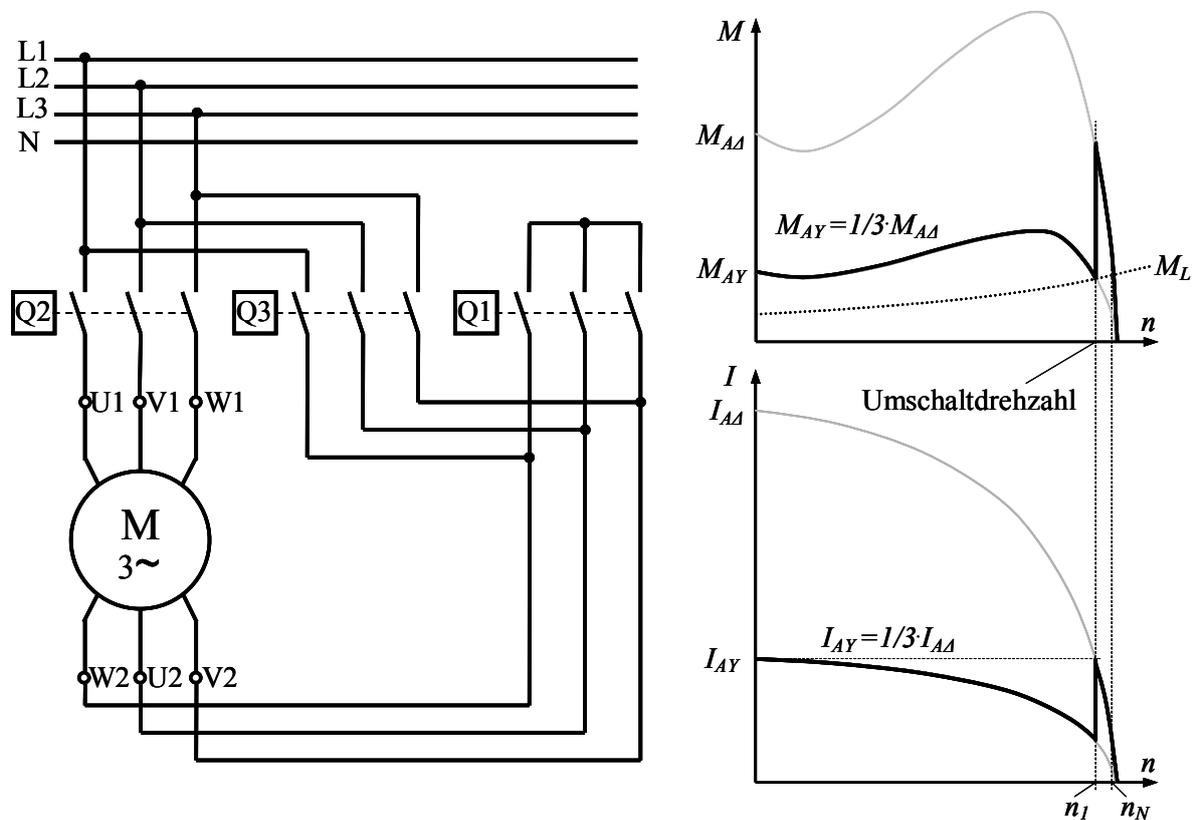


Bild 3.14 Stern-Dreieck-Anlauf bei Asynchronmaschinen

Entsprechend der prinzipiellen Schaltfolge beim Stern-Dreieck-Anlauf

- Q1 geschlossen, Anlauf in Stern durch schließen von Q2
 - Q1 öffnen und danach Q3 schließen für den Normalbetrieb in Dreieck
- entsteht beim Umschalten auf Dreieck eine Leistungsunterbrechung und ein sog. Phasensprung. Dies führt zu einem erneuten Einschwingvorgang in der Stromversorgung und unter ungünstigen Bedingungen zu kurzzeitigen Überstromspitzen.

Wegen diesen Nachteilen wird der Stern-Dreieck-Anlauf in der Praxis bei großen Asynchronmaschinen meist nicht vorgesehen.

Einschalten über Anlasstransformatoren

Bei schwierigen Anlaufverhältnissen und allg. bei großen Asynchronmaschinen erfolgt der Anlauf stets mit Hilfe von Anlasstransformatoren, die wegen ihrer besonderen Verwendung hier als Spartransformatoren für Kurzzeitbetrieb ausgelegt werden und so trotz großer Durchgangsleistung vergleichsweise klein bleiben können. Durch Wahl einer geeigneten Übersetzung lässt sich so jeder Motor mit seinem charakteristischen Anlaufstrom I_{1A} bei Direkteinschaltung unter

Beachtung eines vorgebbaren zulässigen Netzstromes I_{1zul} einschalten.
 Mit dem hierfür zusätzlich vereinfachten Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine nach Bild 3.15 a) gilt

$$R_{kA} = R_{1Cu} + R'_{2CuA}$$

$$Z_{kA} = \sqrt{R_{kA}^2 + X_{\sigma A}^2} = \frac{U_1^*}{I_{1A}^*} = \frac{U_1}{I_{1A}} \approx \text{const.}$$

bzw. für den Anlasstransformator

$$\ddot{u} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{N_R + N_P}{N_P} = \frac{U_1}{U_1^*} = \frac{I_{1A}^*}{I_{1zul}} > 1.$$

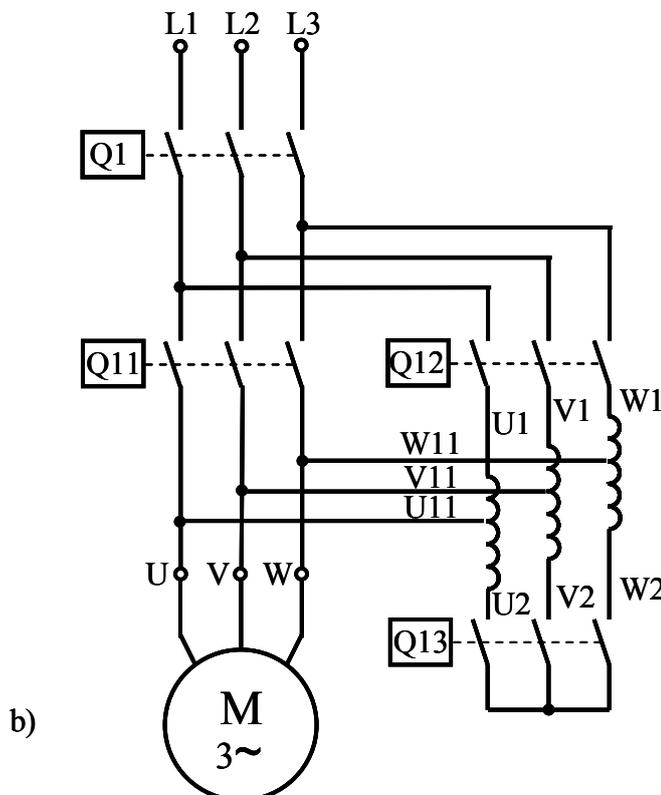
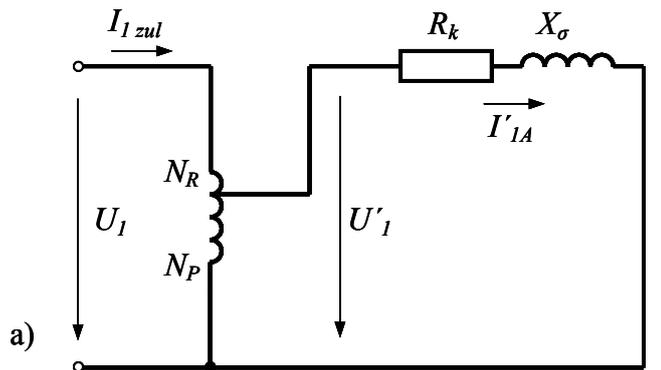


Bild 3.15 Asynchronmaschine mit Anlasstransformator
 a) idealisierte Ersatzschaltung
 b) praktisch übliche Schaltung

Damit kann man das erforderliche Übersetzungsverhältnis des Anlasstransformators bestimmen

$$I_{1A} = \frac{U_1}{Z_{kA}} = \ddot{u} \frac{U_1^*}{Z_{kA}} = \ddot{u} I_{1A}^* = \ddot{u}^2 I_{1zul}$$

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{I_{1A}}{I_{1zul}}}$$

und wegen der quadratischen Abhängigkeit des Momentes von der Spannung auch das dabei zu erwartende Anzugsmoment des Motors

$$\frac{M_A^*}{M_A} = \left(\frac{U_1^*}{U_1} \right)^2 = \frac{I_{1zul}}{I_{1A}} = \frac{1}{\ddot{u}^2}.$$

Demnach werden durch den Anlasstransformator sowohl der Netzstrom als auch das Anzugsmoment mit \ddot{u}^2 gegenüber den Werten bei Direkteinschaltung reduziert. Es gelten also ähnliche Verhältnisse wie beim Stern-Dreieck-Anlauf, jetzt aber mit wählbarem Reduktionsfaktor.

Meist wird der Anlasstransformator entsprechend Bild 3.15 b) zusätzlich mit einem Sternpunktschütz versehen, das während des Hochlaufes geöffnet wird. Dann wirkt er, bei richtiger Bemessung, zusätzlich als Vordrossel, so dass eine weitere Anlaufstufe mit höherer Klemmenspannung wirksam wird.

Nach erfolgtem Hochlauf wird der Motor dann, ohne Anlasstransformator, direkt auf das Netz durchgeschaltet.

Für die Schaltfolge beim Anlauf mit Anlasstransformatoren gilt:

- Q1 und Q13 geschlossen, Anlauf über Transformator durch Schließen von Q12
- Q13 öffnen, weiterer Hochlauf über Vordrossel mit höherer Spannung
- Q11 schließen und danach Q12 öffnen, Resthochlauf und Normalbetrieb.

Die Vorteile durch den Anlauf mit Anlasstransformatoren sind:

- wählbarer bzw. anpassbarer Reduktionsfaktor für den Anlaufstrom
- keine Leistungsunterbrechung und kein Phasensprung beim Umschalten.

Elektronische Anlasser, Sanftanlasser

Vor allem im Bereich mittlerer Leistungen werden zunehmend elektronische Anlasser oder sog. Sanftanlaufschaltungen entsprechend Bild 3.16 eingesetzt.

Dabei handelt es sich um Drehstromsteller, die durch Phasenanschnitt die Motorspannung beim Einschalten von einem wählbaren Anfangswert in bestimmter Zeit oder mit einem vorgebbaren maximalen Strom auf die volle Netzspannung hochfahren. Entsprechend der Spannung reduziert sich hierbei das Hochlaufmoment etwa quadratisch und damit bei gleichen Stromverhältnissen stärker als bei Stern-Dreieck-Anlauf oder mit Anlasstransformatoren.

Wegen der fehlenden Mechanik gelten diese Geräte mittlerweile als sehr zuverlässig und betriebssicher. Als weiteren Vorteil lassen sich die Motoren mit diesen Geräten in längeren Leerlauf- oder Schwachlastphasen mit reduzierter Spannung betreiben, wodurch Verluste und Stromkosten eingespart werden können. Allerdings bewirkt der Phasenanschnitt durch Oberwellen auch Zusatzverluste, die einen Teil dieser Einsparungen wieder aufheben.

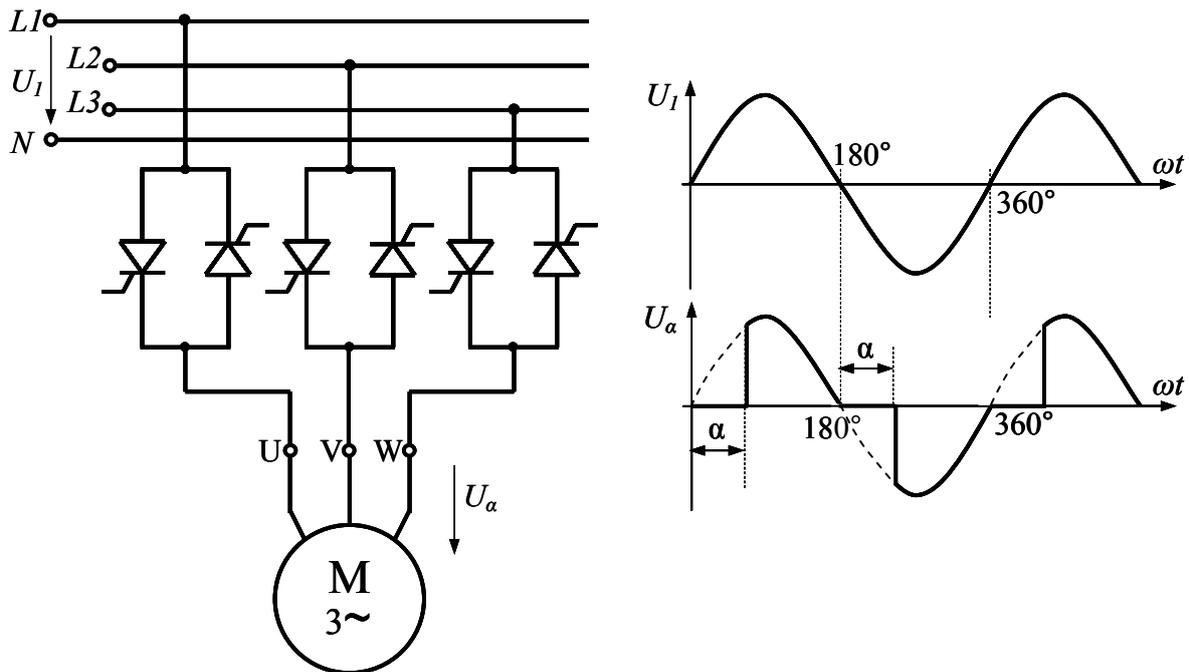


Bild 3.16 Elektronische Anlasser, Sanftanlasser

3.4.4 Betrieb am realen Netz

Normalerweise ist der Betrieb von Asynchronmaschinen am realen Netz völlig unproblematisch, was mit zu deren herausragender Bedeutung als Elektroantrieb geführt hat.

Bei den bisherigen Überlegungen zum Betriebsverhalten wurde die Versorgungsspannung stets als ideal, d. h. konstant, angenommen, was so jedoch in der Praxis i. d. R. nicht zutrifft. Dabei entsprechen moderne Verbundnetze zwar in guter Näherung einem starren Netz. Trotzdem sind z. B. durch die unvermeidlichen Spannungstoleranzen an der Netzübergabestelle bzw. durch Spannungsverluste auf langen Zuleitungen usw. gewisse Spannungsschwankungen am Verbraucher unvermeidlich.

Besonders kritisch sind dabei Unterspannungen, da sie bei konstanter Belastung zwangsläufig höhere Ströme erfordern, die ihrerseits die lastabhängigen Verluste quadratisch vergrößern und unter Umständen zu einer unzulässigen Maschinen-erwärmung führen. Aber auch Überspannungen sind kritisch, da moderne Maschinen oft nahe an der Sättigung betrieben werden und dann der Magnetisierungsstrom und die Eisenverluste überproportional zunehmen.

Aus diesen Gründen ist die zulässige Spannungstoleranz bei normalen Asynchronmaschinen gegenüber den sonst üblichen Toleranzen auf $\pm 5\%$ eingeeengt. Soll die Maschine für einen größeren Spannungsbereich einsetzbar sein, so ist dies bei der Auslegung explizit zu berücksichtigen und z. B. auf dem Typenschild anzugeben.

3.4.5 Betrieb am Umrichter

Drehzahlvariable Anwendungen blieben den robusten und zuverlässigen Asynchronmaschinen lange verschlossen, da sie am öffentlichen Netz nur in engen, durch die Polzahl grob gestuften, Drehzahlbereichen arbeiten können. Nur in Sonderfällen war eine Drehzahlverstellung möglich, so z. B. durch

- Schlupfverstellung beim Schleifringläufermotor, wodurch allerdings der größte Vorteil „Betriebssicherheit“ aufgegeben werden musste und auch der Wirkungsgrad litt, bzw.
- Spannungssteuerung in Verbindung mit stark drehzahlabhängigen Lastkennlinien (Änderung des Nebenschlussverhaltens).

Erst durch die moderne Leistungselektronik ist es möglich, Asynchronmaschinen an einem künstlichen frequenz- und spannungsvariablen Netz mit hervorragenden dynamischen Eigenschaften zu betreiben.

Frequenzumrichter

Moderne Frequenzumrichter sind meistens entsprechend Bild 3.17 aufgebaut.

Danach entnehmen sie dem öffentlichen Versorgungsnetz elektrische Energie bei konstanter Spannung und Frequenz und wandeln diese mit Gleichrichtern zunächst in eine ggf. variable Gleichspannung um. Aus dieser wird dann im Wechselrichter gemäß Bild 3.18 ein Spannungspulsmuster erzeugt, das meistens bei konstanter Pulsfrequenz im kHz-Bereich und Variation (Modulation) der Pulsbreite eine dominierende Grundwelle gewünschter Frequenz und Amplitude enthält. Man spricht daher auch von Pulsbreiten- bzw. Pulsweitenmodulation (PWM).

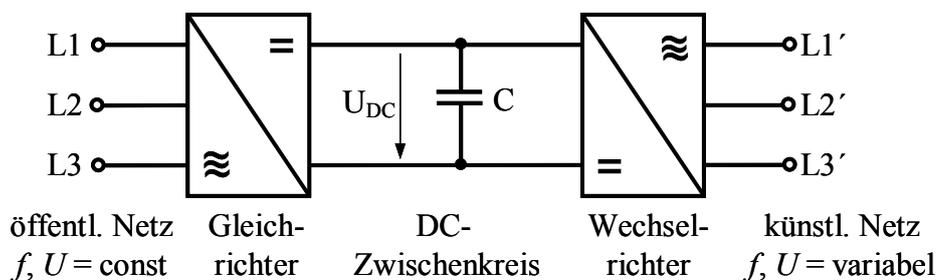


Bild 3.17 Konzept moderner Frequenzumrichter

Als Folge der obligatorischen Maschineninduktivitäten verläuft dabei der Strom schon näherungsweise sinusförmig mit kleinen Oberwellen insbesondere der Pulsfrequenz und Vielfachen davon, während die Spannung oftmals ein durch Einschwingvorgänge und Leitungsreflexionen zusätzlich verzerrtes Pulsmuster aufweist.

Zur Verbesserung der Spannungskurvenform und zur weiteren Reduzierung der Stromoberwellen und der daraus resultierenden Zusatzverluste schaltet man daher bei besonderen Anforderungen oder längeren Verbindungsleitungen zwischen Umrichter und Maschine spezielle Filter. Dadurch werden auch die steilen Spannungsflanken und etwaige Schaltüberspannungen von der Maschine

ferngehalten und so deren Betriebssicherheit deutlich erhöht. Auch lassen sich oft nur so die gültigen EMV-Forderungen einhalten. In diesem Fall wird der Motor wieder mit sinusförmigen Spannungen und Strömen, jetzt allerdings bei variabler Spannung und Frequenz, betrieben.

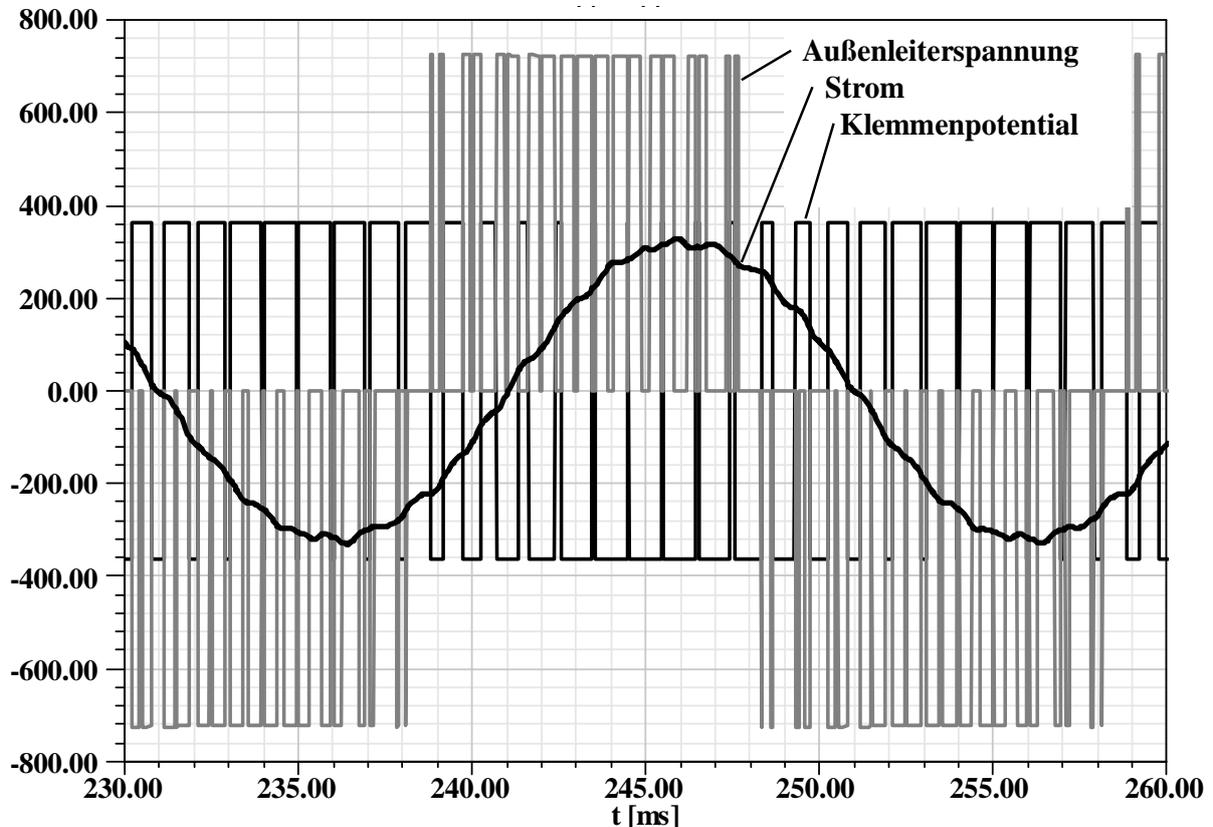


Bild 3.18 Idealisierter Spannungs- und Stromverlauf beim Pulsrichter

Ohne diese Filter muss

- bei Verwendung von normalen Motoren mit einer verkürzten Lebensdauer gerechnet oder es müssen
- Motoren mit spezieller Wickeltechnik (schaltfeste Wicklungen) und isolierenden Lagern eingesetzt werden.

Da die Oberwellen keinen Beitrag zur Nutzleistung liefern und lediglich die Motorverluste und somit dessen Temperatur erhöhen, wird deren Minimierung sowohl aus thermischen als auch aus wirtschaftlichen Gründen angestrebt.

Daher wird bei den folgenden Überlegungen nur die sinusförmige Grundwelle betrachtet.

Frequenz- und Spannungsbedarf bei Umrichterspeisung

Beim Betrieb am Umrichter soll die Asynchronmaschinen die vorgegebene Antriebsaufgabe (n , M) unter günstigen Betriebsbedingungen des Motors lösen, z. B. bei maximalem Wirkungsgrad.

Dazu müssen Spannung und Frequenz des künstlichen Netzes so gewählt werden, dass der Motor das geforderte Moment bei optimalem Schlupf mit den kleinsten Verlusten entwickelt.

Dabei kann die Frequenzforderung noch einfach durch den Zusammenhang

$$f_1 = p \frac{n}{1-s} \approx pn(1+s) \quad \text{für } s \ll 1$$

angegeben werden, während die optimale Spannung vom Belastungszustand und den konkreten Maschinendaten abhängt und daher in der Regel in Realzeit berechnet oder vorteilhaft aus einem hinterlegten Kennlinienfeld ausgelesen wird. Bei weniger anspruchsvollen Lösungen arbeitet man jedoch üblich mit dem maximalen Fluss in der Asynchronmaschine, so dass mit der Frequenz f_1 auch die erforderliche Spannung U_1 leicht formelmäßig dargestellt werden kann. Mit einer Maschinenkonstante c gilt dann für den in Bild 3.19 dargestellten sog. Spannungsstellbereich

$$U_1 = \sqrt{c f_1^2 + (R_{1Cu} \cdot I_1)^2}.$$

In diesem Bereich kann die Asynchronmaschine bei ausreichender Kühlung (Fremdkühlung) dauernd den Bemessungsstrom führen und somit näherungsweise ihr Bemessungsdrehmoment M_N entwickeln, wodurch die Leistung hier etwa proportional mit der Drehzahl ansteigt.

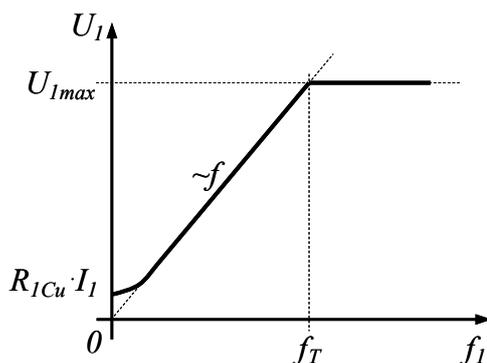


Bild 3.19 Spannungsbedarf der Asynchronmaschine bei Frequenzänderung

Typenpunkt und Feldschwächbereich der Asynchronmaschine

Im sog. Typenpunkt erreicht die Spannung U_1 entsprechend Bild 3.19 ihren maximalen Wert, der z. B. durch die Zwischenkreisspannung festgelegt ist. Für eine weitere Frequenzerhöhung kann die Spannung dann nicht mehr vergrößert werden, wodurch der Drehfluss und damit das Drehmoment etwa proportional mit $1/f_1$ abfallen. Man bezeichnet diesen Arbeitsbereich daher auch als Feldschwächbereich, der wegen $n \sim f_1$ durch eine etwa konstante Leistung P_N gekennzeichnet ist. Da außerdem im Bereich $U_1 = \text{const.}$ das Kippmoment gemäß

$$M_K = \frac{m_1 U_1^2}{2\omega_d X_\sigma} \sim \frac{1}{f_1^2}$$

quadratisch mit zunehmender Frequenz abfällt, muss wegen der geforderten Überlastbarkeit das Lastmoment ab einer bestimmten Frequenz f_K^* ebenfalls quadratisch reduziert werden, wodurch die Leistung dann mit $1/f_1$ abnimmt:

$$n \sim f_1; \quad M \sim \frac{1}{f_1^2}; \quad P \sim \frac{1}{f_1} \quad \text{für} \quad n_K^* < n \leq n_{\max}.$$

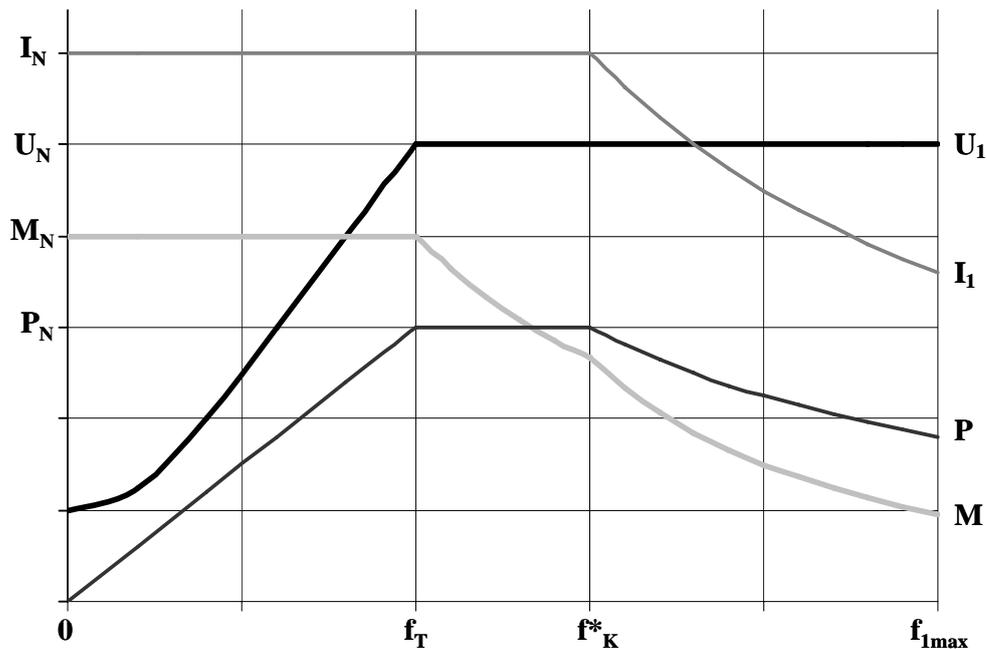


Bild 3.20 Arbeitsbereiche einer am Umrichter betriebenen Asynchronmaschine

Mechanische Gesichtspunkte legen dann in der Regel die obere Drehzahlgrenze f_{1max} ; n_{max} fest.

Dabei kann man mit ähnlichen Verläufen entsprechend Bild 3.20 in allen vier Quadranten arbeiten, also in beiden Drehrichtungen motorisch antreiben oder generatorisch bremsen. Das motorische Gegenfeldbremsen wird bei Umrichter gespeisten Asynchronmaschinen aber nicht angewendet.

Anlaufverhalten

Der Anlauf bei Umrichter gespeisten Asynchronmaschinen erfolgt stets über die Frequenz. Bei geeigneter Frequenzvorgabe ist dann ein Hochlauf z. B. mit Bemessungsmoment M_N ohne Überstrom, also bei I_N , möglich; dgl. kann das Anlaufmoment bei wenig erhöhtem Anlaufstrom bis zum Kippmoment gesteigert werden. Insbesondere sind daher alle Maßnahmen die den Anlauf der Asynchronmaschine am starren Netz begünstigen überflüssig, so dass für optimierte Umrichter gespeiste Asynchronmaschinen besonders streuarmer und niederohmiger Rotorstabformen (z. B. Rundstäbe) eingesetzt werden, was wiederum dem Kippmoment und dem Wirkungsgrad zugute kommt.

Aus wirtschaftlichen Gründen werden bei normalen Anforderungen jedoch meist Normmotoren mit Stromverdrängungsläufern eingesetzt, obwohl diese hier gar nicht wirksam wird.

Frequenzabhängigkeit der Ersatzschaltungselemente

Die aus dem Leerlauf- und Kurzschlussversuch ermittelten Ersatzschaltungselemente gelten zunächst nur bei der dort vorgegebenen Frequenz. Wird diese geändert, so ändern sich auch einige der Elemente in charakteristischer Weise.

Kennzeichnet man dazu die Elemente bei der ursprünglichen Versuchsfrequenz f_0 durch den zusätzlichen Index „0“, so gilt bei der beliebigen Betriebsfrequenz f

aber ungeändert sinusförmigen Spannungen und Strömen:

$$\begin{aligned}
 R_{1Cu} &= R_{1Cu0} ; & X_{1\sigma} &= \frac{f}{f_0} X_{1\sigma0} & \text{bzw.: } X_{\sigma} &= \frac{f}{f_0} X_{\sigma0} \\
 R'_{2Cu} &= R'_{2Cu0} ; & X'_{2\sigma} &= \frac{f}{f_0} X'_{2\sigma0} \\
 R'_{2CuA} &= \frac{k_R}{k_{R0}} R'_{2CuA0} ; & X'_{2\sigma A} &= \frac{k_L}{k_{L0}} \frac{f}{f_0} X'_{2\sigma A0} & \text{bzw.: } X_{\sigma A} &= \frac{1+k_L}{1+k_{L0}} \frac{f}{f_0} X_{\sigma A0} \\
 R_{Fe} &= \left(\frac{f}{f_0} \right)^{0.4} R_{Fe0} ; & X_h &= \frac{f}{f_0} X_{h0}.
 \end{aligned}$$

Hinweis: Diese Zusammenhänge gelten sinngemäß auch für Transformatoren.

Da sich dabei mit der Frequenz über die Drehfeldzahl das Drehzahlniveau deutlich ändert, wird jetzt auch eine Korrektur der mechanischen Verluste erforderlich. Dabei gilt unter Berücksichtigung der bereits in 3.4.2. angegebenen Drehzahlabhängigkeit und Verlustaufteilung bei typischen Norm- und Industriebmotoren kleinerer und mittlerer Leistung beim Betrieb unter Bemessungsbedingungen am Netz

$$\begin{aligned}
 P_{vm} &= \frac{2 \frac{f}{f_{1N}} + \left(\frac{f}{f_{1N}} \right)^3}{2 \frac{f_0}{f_{1N}} + \left(\frac{f_0}{f_{1N}} \right)^3} \cdot P_{vm0} & \text{eigenbelüftet mit } f_{1N} &= 50 \text{ Hz} \\
 P_{vR} &= \frac{f}{f_0} P_{vR0} & \text{fremdbelüftet :} & & \text{Reibungsanteil} \\
 P_{vL} &= P_{vLN} & & & \text{Lüfteranteil.}
 \end{aligned}$$

Geräusche

Maschinengeräusche und/oder Vibrationen treten bevorzugt dann auf, wenn Resonanzen in die Nähe von Anregungsfrequenzen fallen. Bei Netzspeisung kennt man i. d. R. diese Anregungsfrequenzen und kann wegen der relativ konstanten Drehzahl etwaige Resonanzen in unkritische Bereiche verschieben.

Diese Möglichkeit scheidet bei Umrichter gespeisten Maschinen meist aus, da mit dem üblichen Drehzahlstellbereich von $n/n_{\max} = 0,01 \dots 1$ auch die entsprechenden Anregungsfrequenzen in diesem Verhältnis variieren und so meist keine Resonanzlücke gefunden wird. Hier müssen durch eine sorgfältige Maschinenkonstruktion jegliche Anregungen minimiert werden.

Leistung und Wirkungsgrad

Während bei netzbetriebenen Asynchronmaschinen alle wichtigen Betriebsdaten für den Bemessungspunkt festgelegt sind, existiert bei Umrichter gespeisten Maschinen kein vergleichbarer universeller Betriebspunkt. Dies ist insbesondere beim Vergleich mit anderen Antrieben zu beachten, was nachfolgend am Beispiel der Leistung und des Wirkungsgrades gezeigt wird.

Betrachtet man z. B. die genannten Werte einer Umrichter gespeisten Asynchronmaschine im Typenpunkt in Bezug auf die entsprechenden Werten einer identisch ausgenutzten Asynchronmaschine im Netz-Bemessungsbetrieb, so erhält man näherungsweise die nachfolgend angegebenen frequenzabhängigen Werte, die für $f_T \rightarrow 0$ bei der Leistung und dem Wirkungsgrad notwendig gegen 0 und bei den Verlusten gegen die konstanten Bemessungs-Kupferverluste streben:

$$P_T \approx P_N \frac{f_T}{f_{1N}}$$

$$P_{vT} \approx P_{vCuN} + P_{vFeN} \left(\frac{f_T}{f_{1N}} \right)^{1,6} + P_{vn}(f_T)$$

$$\eta_T = \frac{P_T}{P_T + P_{vT}} \approx \frac{P_N \frac{f_T}{f_{1N}}}{P_N \frac{f_T}{f_{1N}} + P_{vCuN} + P_{vFeN} \left(\frac{f_T}{f_{1N}} \right)^{1,6} + P_{vn}(f_T)}$$

Da insbesondere bei Direktantrieben und Linearmotoren häufig der Typenpunkt deutlich unter 50 Hz liegt, sind die daraus resultierenden "schlechten" Wirkungsgrade eine direkte Konsequenz dieser Zusammenhänge und nicht Zeichen einer falschen oder schlechten Motordimensionierung bzw. -ausnutzung.

Daher muss man beim Vergleich mit Umrichter gespeisten Asynchronmotoren stets auf einen gemeinsamen Bezugspunkt, z. B. Netzfrequenz, umrechnen.

3.5 Bestimmung der Ersatzschaltung

Bei den hier betrachteten Drehstrommaschinen liegt im Normalfall stets eine symmetrische Belastungssituation vor, so dass für die Auswertung die einphasige Ersatzschaltung mit $m_1=3$ genügt. Dazu müssen allerdings die in der Regel leicht unterschiedlichen Strangwerte der Widerstände, Spannungen und Ströme wieder mit ihren Mittelwerten berücksichtigt werden, was nachfolgend zur besseren Übersichtlichkeit jedoch nicht explizit gekennzeichnet ist.

Entsprechend den Normvorgaben wird dazu folgende Vorgehensweise empfohlen:

- Vorab Lagerung der Maschine im üblich temperierten Prüffeld zur Angleichung der Wicklungs- an die Raumtemperatur:

Messwert: \mathcal{G}_U

- Messung der Wicklungswiderstände vor dem Leerlaufversuch:

Messwerte: R_{1Cu1} $\mathcal{G}_{I1} = \mathcal{G}_U$

- Durchführung des Leerlaufversuches und Auswertung bevorzugt bei Bemessungsspannung:

Messwerte: U_1 I_{10} P_{10}

In der Praxis wird dabei meistens eine Leerlaufkennlinie aufgenommen, die bei Einhaltung von

$n_0 \geq 0,99 \cdot n_d \approx \text{const.}$, d. h. auch $P_{vn} \approx P_{vnN} = \text{const.}$

eine einfache Trennung der Eisen- und mechanischen Verluste möglich ist.

- Messung der Wicklungswiderstände nach dem Leerlaufversuch:

Messwert: R_{1Cu12}

- Auswertung des Leerlaufversuches:

$$R_{1Cu1} = \frac{R_{1Cu11} + R_{1Cu12}}{2}$$

$$P_{vFe} = P_{10} - m_1 R_{1Cu1} I_{10}^2 - P_{vn} \quad \Rightarrow \quad R_{Fe} = \frac{m_1 U_1^2}{P_{vFe}}$$

$$Q = \sqrt{(m_1 I_{10} U_1)^2 - P_{10}^2} \quad \Rightarrow \quad X_h = \frac{m_1 U_1^2}{Q}$$

- Übernahme des Wicklungswiderstandes vor dem Kurzschlussversuch vom Leerlaufversuch, falls die Versuche unmittelbar nacheinander durchgeführt werden:

Messwert: $R_{1Cu1} = R_{1Cu2}$

- Durchführung des Kurzschlussversuches und Auswertung bevorzugt bei Bemessungsstrom:

Messwerte: U_{1k} I_{1k} P_{1k}

- Messung der Wicklungswiderstände nach dem Kurzschlussversuch:

Messwert: R_{1Cuk2}

- Auswertung des Kurzschlussversuches:

$$R_{1Cuk} = \frac{R_{1Cuk1} + R_{1Cuk2}}{2} \quad \mathcal{G}_k = \frac{R_{1Cuk}}{R_{1Cu1}} \cdot \left(\frac{235K}{225K} + \mathcal{G}_{11} \right) - \frac{235K}{225K} \quad \text{bei Cu Al}$$

$$R_{kA} = \frac{P_{1k}}{m_1 I_{1k}^2} \quad R'_{2CuA} = R_{kA} - R_{1Cuk} \quad R'_{2Cu} = \frac{1}{k_R} R'_{2CuA}$$

$$Z_{kA} = \frac{U_{1k}}{I_{1k}} \quad X_{\sigma A} = \sqrt{Z_{kA}^2 - R_{kA}^2} \quad X_{\sigma} = \frac{2}{1 + k_L} X_{\sigma A}$$

Bei bekannten Stromverdrängungsfaktoren müssen diese bei Stillstand ermittelten Werte i. d. R. noch, wie angegeben, auf den stromverdrängungsfreien Normalbetrieb umgerechnet werden.

Damit liegen alle Elemente des Ersatzschaltbildes fest, wobei entsprechend der Wahl des Kurzschlussversuches die Verhältnisse für Normalbetrieb $P_2 \leq P_{2N}$ gut erfasst werden, während beim Anlaufpunkt durch etwaige Sättigungseffekte gewisse Abweichungen nicht auszuschließen sind. Weiterhin gelten die so ermittelten Werte der Ersatzschaltung zunächst grundsätzlich bei der mittleren Wicklungstemperatur des Kurzschlussversuches \mathcal{G}_k , die bei der Messung dort auch tatsächlich herrschte. Etwaige Umrechnungen auf andere Temperaturen oder Frequenzen werden erst danach in einem nachfolgenden Schritt vorgenommen.

3.6 Sonderausführungen

3.6.1 Asynchrongeneratoren

Asynchrongeneratoren im Netzbetrieb

Wird eine am Netz laufende Asynchronmaschine durch einen äußeren Antrieb über ihre Drehfelddrehzahl hinaus angetrieben, so wird sie mit $s < 0$ nach Abschnitt 3.4.1 zum Generator und kann für $\varphi > 90^\circ$ Wirkleistung an das Netz abgeben. Diese Situation ist somit durch die bisherigen Überlegungen bereits vollständig erfasst.

Zu beachten ist, dass eine Asynchronmaschine nur induktives Verhalten annehmen kann und somit auch im Generatorbetrieb, zum Aufbau des Drehfeldes, induktive Blindleistung vom Netz aufnehmen muss. Dieser Nachteil hat dazu geführt, dass die Energieversorgung heute überwiegend durch Synchrongeneratoren erfolgt und Asynchrongeneratoren nur bei begrenzten Leistungen wie z. B. in Wind- und Wasserkraftanlagen oder bei der Kraft-Wärme-Kopplung parallel in ein bestehendes Netz einspeisen.

Quantitativ lassen sich alle Zusammenhänge wieder mit Hilfe der bereits bekannten Ersatzschaltungen und den dort angegebenen Formeln beschreiben, wobei hier wegen $s < 0$ als Besonderheit mit negativen Widerständen gerechnet werden muss.

Asynchrongeneratoren im Inselbetrieb

Auch im Inselbetrieb, z. B. als preisgünstigem Notstromaggregat, muss dem Asynchrongenerator induktive Blindleistung d. h. ein induktiver Blindstrom zur Verfügung gestellt werden, was hier stets durch parallel geschaltete Kondensatoren erfolgt.

Geht man bei den folgenden Überlegungen entweder von einem einphasigen Asynchrongenerator oder von einem symmetrisch belasteten, dreiphasigen Asynchrongenerator in Sternschaltung aus, so lässt sich die Funktion wieder durch Betrachtung eines einzelnen Stranges entsprechend Bild 3.21 untersuchen bzw. angeben.

Dabei ist unter a) die Prinzipschaltung des Generators zur Aufnahme der Leerlaufkennlinie b) dargestellt, die unabhängig von der konkreten Betriebsart eine reine Maschineneigenschaft darstellt.

Schaltet man dieser Asynchronmaschine nun entsprechend c) einen geeigneten Kondensator C parallel und treibt sie mit $n = n_d$ an, so führt eine beliebig kleine Anfangsstörung, z. B. durch eine Remanenz im Läuferisen, zur Selbsterregung.

Dabei bewirkt der anfänglich bei $\Delta U_1 \rightarrow 0$ größere Kondensatorstrom eine weitere Aufmagnetisierung der Asynchronmaschine und somit einen Spannungsanstieg bis zum Schnittpunkt der Kondensatorgeraden mit der Leerlaufkennlinie. Diese Leerlaufspannung U_{10} stellt sich somit als stabiler Arbeitspunkt bei dem zunächst noch unbelasteten Generator an dessen Anschlussklemmen ein. Eine Änderung der Kapazität bewirkt eine Verschiebung des Schnittpunktes und somit eine Änderung der Leerlaufspannung, wie sie in d) als Selbsterregungskennlinie dargestellt ist.

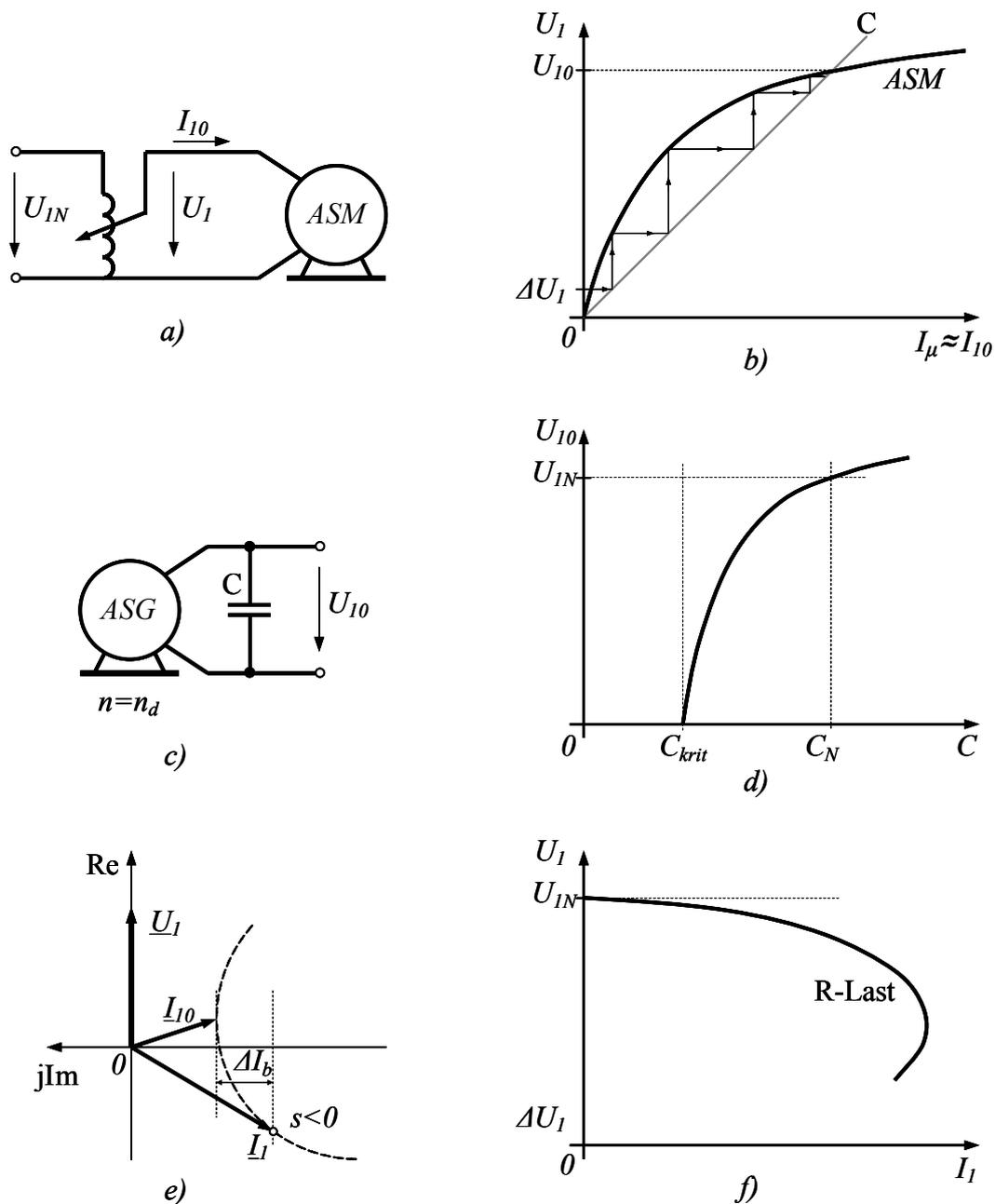


Bild 3.21 Asynchronengenerator im Inselbetrieb

- Prinzipschaltung zur Aufnahme der Leerlaufkennlinie
- Leerlaufkennlinie und Selbsterregung des Asynchronengenerators
- Prinzipschaltung für Selbsterregung und Generatorbetrieb
- Selbsterregungs-Kennlinie
- Zeigerdiagramm mit Wirklast
- Belastungskennlinie mit Belastungsgrenze

Die Frequenz der Leerlaufspannung ergibt sich dabei als $f = n \cdot p$ direkt proportional zur Drehzahl.

Diejenige Kapazität die als Leerlaufspannung $U_{10} = U_{1N}$ die Bemessungsspannung ergibt bezeichnet man üblich als Bemessungskapazität C_N . Für diese gilt mit

$$I_C(U_{1N}) = \omega_1 C_N U_{1N} = I_{\mu 0} \approx I_{10}(U_{1N})$$

$$C_N \approx \frac{I_{10}(U_{1N})}{\omega_1 U_{1N}}$$

Außerdem gibt es für die Kapazität einen Mindestwert C_{krit} , welche als Kondensatorgerade die Anfangstangente an die Leerlaufkennlinie darstellt. Bei kleineren Kapazitätswerten ist keine Selbsterregung des Asynchrongenerators möglich.

$$C_{krit} = \frac{\Delta I_{10}}{\omega_1 \Delta U_1} \text{ für } \Delta I_{10}; \Delta U_1 \rightarrow 0$$

Wird dieser Asynchrongenerator zusätzlich mit reiner Blindleistung belastet, so entspricht dies einer Änderung der resultierend wirksamen Kapazität C_w in deren Folge z. B. bei C-Last die Klemmenspannung ansteigt bzw. bei L-Last abfällt.

Diese Spannungsänderung kann im Prinzip durch eine entsprechende Anpassung der ursprünglichen Kapazität $C_w = C_N$ wieder ausgeglichen werden.

Bei einer Belastung des Asynchrongenerators mit Wirkleistung muss nach e) für eine vorgegebene, konstante Frequenz entsprechend $s < 0$ zunächst die Antriebsdrehzahl erhöht werden. Außerdem benötigt der Asynchrongenerator jetzt einen um ΔI_b größeren Blindstrom, was einen entsprechend größeren Kondensator erfordert. Da in der Praxis Kapazitätsänderungen jedoch problematisch sind und daher möglichst vermieden werden, führt dies zu einer stark lastabhängigen Abnahme der Klemmenspannung und bei Überschreitung einer kritischen Wirkleistung bei

$$\Delta I_b > I_C - I_{10}$$

entsprechend b) zum völligen Zusammenbruch der Klemmenspannung. Asynchrongeneratoren in dieser Grundform sind daher entsprechend f) absolut kurzschlussfest und deutlich in ihrer Wirkleistung begrenzt. Durch die in der Praxis vorherrschenden ohmsch-induktiven Belastungen kommt es dann oft noch zu einer weiteren Spannungs- und Leistungsreduzierung, da der Kondensator hierbei zusätzlich auch noch die induktive Blindleistung für die angeschlossene Belastung liefern muss. Daher ist diese Grundschaltung in der Praxis kaum anwendbar.

Asynchrongeneratoren mit Sättigungsdrosseln

Für eine angemessene Generatorleistung und eine ausreichende Spannungstabilisierung werden bei Asynchrongeneratoren daher nach Bild 3.22 a) zusätzlich sog. Sättigungsdrosseln integriert bzw. parallel geschaltet.

Diese begrenzen entsprechend b) durch ihren ausgeprägten Sättigungsknick eine Übererregung des Generators als Folge der jetzt deutlich größeren parallel geschalteten Kondensatoren $C_N^* > C_N$, indem sie bei einsetzender Sättigung mit ihrem steil ansteigenden Magnetisierungsstrom die überschüssige Blindleistung aufnehmen und so bei Bemessungsspannung zu einem großen verfügbaren ΔI_b mit einer angemessen großen generatorischen Leistung führen. Auch erreicht man, durch die nun sehr flache resultierende Leerlaufkennlinie der Parallelschaltung aus Asynchronmaschine und Sättigungsdrossel, eine für die praktischen Anwendungen meist ausreichende Spannungskonstanz.

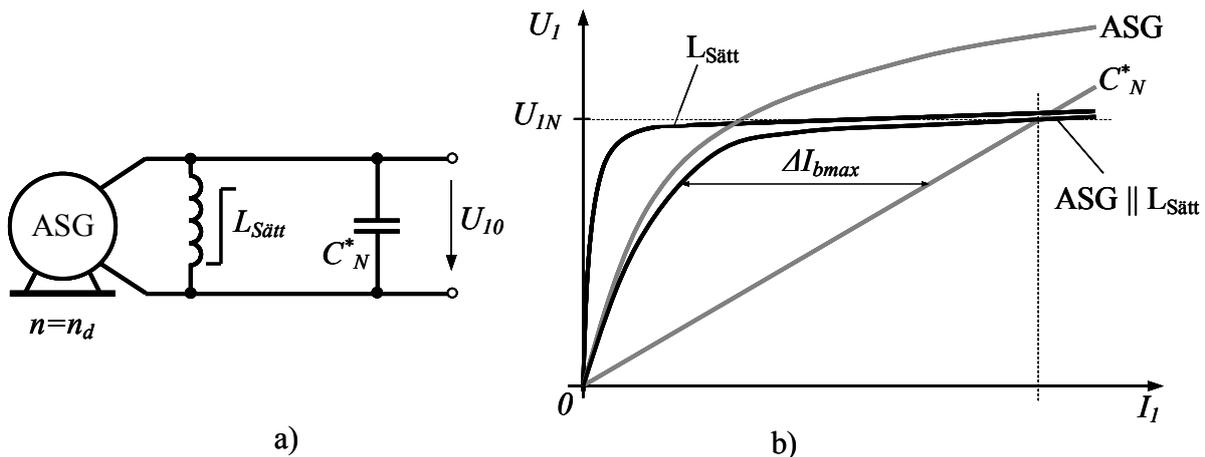


Bild 3.22 Asynchrongenerator mit Sättigungsdrosseln
a) Prinzipschaltung
b) Leerlaufkennlinie

Da die Kondensatorkosten wesentlich durch ihre Kapazität bestimmt werden, schaltet man diese bei Drehstromgeneratoren aus wirtschaftlichen Gründen meist in Dreieck, wodurch sich die Kapazität auf $\frac{1}{3}$ des Sternschaltungswertes reduziert

$$C_{\Delta} \approx \frac{I_{10}}{3\omega_1 U_{10}} = \frac{1}{3} C_Y.$$

3.6.2 Einphasenmotoren

Von wenigen Ausnahmen abgesehen, laufen große Asynchronmotoren immer am Drehstromnetz. Dabei wird der höhere Installationsaufwand durch die guten Betriebseigenschaften mehr als ausgeglichen.

Demgegenüber steht für kleinere Leistungen oftmals kein Drehstromnetz zur Verfügung. Will man trotzdem die robuste Asynchronmaschine einsetzen, fällt die Wahl dann auf sog. Einphasenmotoren. Dabei bezieht sich die Bezeichnung Einphasenmotor in der Regel nur auf den äußeren Anschluss, während der Motor intern, vom Anwurfmotor abgesehen, i. d. R. zwei- bzw. dreiphasig arbeitet.

Drehfeldbildung mit zwei Phasen

Drehfelder lassen sich nicht nur mit einem Drehstromsystem, sondern auch mit einem Zweiphasen-System erzeugen. Dazu betrachtet man wieder einen Stator, jetzt aber mit zwei um 90° versetzten, sinusförmig verteilten Wicklungen gemäß Bild 3.23. Werden diese von sinusförmigen, zeitlich um 90° verschobenen Strömen gleicher Amplitude durchflossen, so bildet jede Wicklung ein über dem Umfang sinusförmig verteiltes Wechselfeld aus

$$B_y = \hat{B} \sin(\omega t) \cos(\beta)$$

$$B_z = -\hat{B} \cos(\omega t) \sin(\beta),$$

die sich in der Bohrung zum resultierenden Feld

$$B = B_U + B_Z = \hat{B}[\sin(\omega t) \cos(\beta) - \cos(\omega t) \sin(\beta)] = \hat{B} \sin(\omega t - \beta)$$

d. h. einem reinen Drehfeld überlagern.

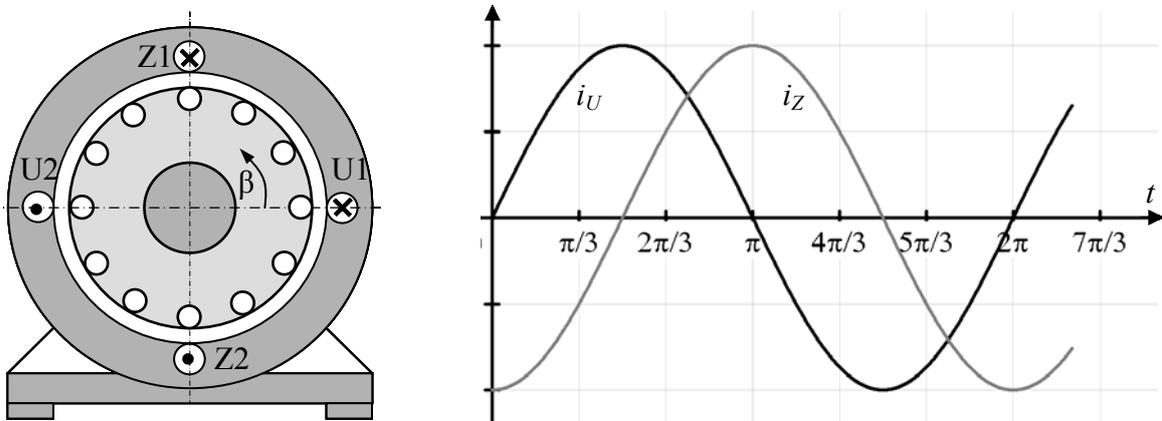


Bild 3.23 Drehfeldbildung mit zwei um 90° versetzten Wicklungen

Nun können in der Praxis zwar einfach um 90° versetzte Wicklungen realisiert werden, wogegen es sehr schwierig ist, mit passiven Elementen eine lastunabhängige Phasenverschiebung des Stromes gleicher Größe zu erreichen. Meist lassen sich nur Phasenverschiebungen $< 90^\circ$ verwirklichen, die dann zu einem elliptischen Drehfeld gemäß Bild 3.24 führen.

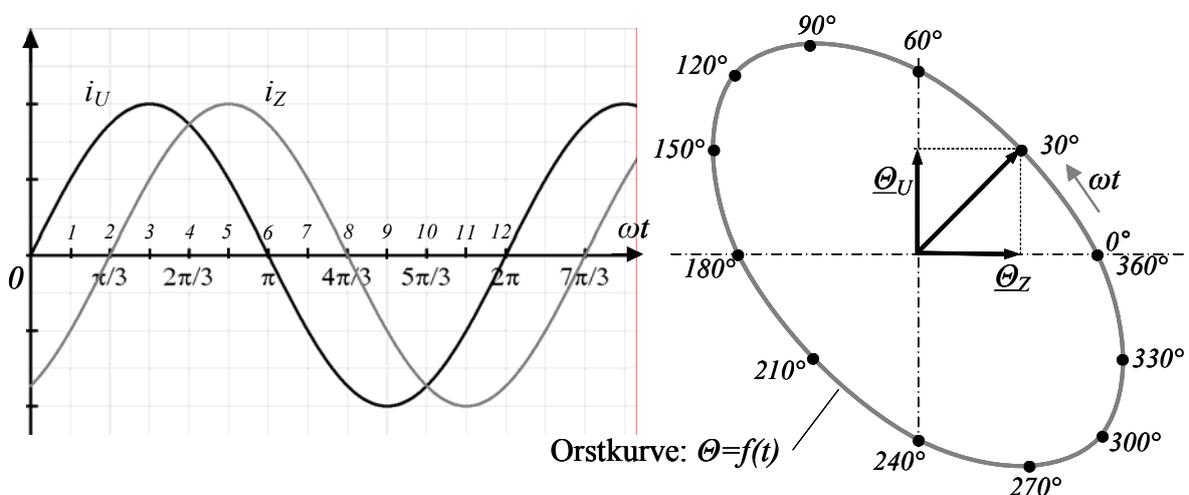


Bild 3.24 Ausbildung von elliptischen Drehfeldern

Dort ist die resultierende Durchflutung für gleiche Einzeldurchflutungen mit einer Phasenverschiebung von 60° aufgezeichnet und man erkennt

- die ortsabhängige Amplitude der Gesamtdurchflutung, die zu einer Minderausnutzung der Maschine führt und
- die unterschiedlichen Winkelschritte, die Pendelmomente und ggf. zusätzliche Geräusche verursachen.

Ähnliche Verhältnisse stellen sich ein, wenn bei korrekter Phasenverschiebung die Durchflutungen unterschiedlich sind.

Allgemein kann man sagen, dass die Ellipse umso schmaler, d. h. die Maschinen-

ausnutzung umso schlechter und die Momentschwankungen umso größer sind, je größer die Durchflutungsunterschiede und/oder die Abweichung der Phasenverschiebung von 90° werden.

Kondensatormotor

Am einfachsten lassen sich große Phasenverschiebungen verlustarm mit den betriebssicher und preiswert herstellbaren Kondensatoren verwirklichen. Daher kommt den Kondensatormotoren unter den größeren Einphasenmotoren auch die größte Bedeutung zu.

Bei den hier üblich zweisträngig ausgeführten Motoren liegt dann nach Bild 3.25

- der Hauptstrang direkt am Netz, während
- der Hilfsstrang über den Kondensator an das Netz geschaltet ist.

Leider kann mit einem festen Kondensator nur in einem Betriebspunkt, z. B. im Bemessungspunkt, ein ungefähres Kreisdrehfeld erreicht werden, während bei anderen Betriebszuständen, z. B. beim Anlauf, dann mehr oder weniger stark elliptische Drehfelder auftreten. Dies führt dazu, dass je nach Anwendungsfall gemäß Bild 3.25 mehrere Schaltungsvarianten gebräuchlich sind.

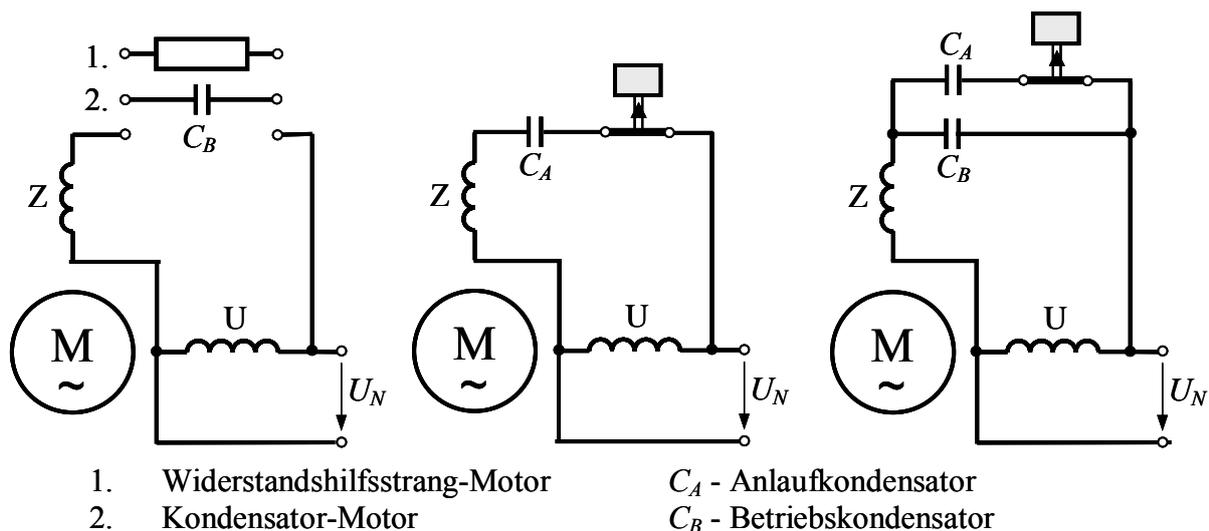


Bild 3.25 Schaltungen zweisträngiger Kondensatormotoren für Rechtslauf

Dabei gibt es folgende Möglichkeiten:

- der Hilfsstrang ist dauernd über den Betriebskondensator am Netz eingeschaltet,
- der Hilfsstrang ist nur beim Anlauf über den Anlaufkondensator am Netz,
- der Betriebskondensator wird während des Hochlaufes zusätzlich durch einen Anlaufkondensator vergrößert.

Als Richtwert für günstige Kapazitätswerte des Betriebskondensators gilt:

$$C_B = \frac{1}{\omega_1 \cdot (U_1 / I_1)_{AP} \cdot \ddot{u} \sqrt{1 + \ddot{u}^2}} \approx \frac{P_1}{2\omega_1 U_1^2}$$

$$U_C = \sqrt{1 + \ddot{u}^2} \cdot U_1 \approx \sqrt{2} U_1 \quad \text{mit} \quad \ddot{u} = \frac{N_Z \xi_Z}{N_U \xi_U} = \frac{I_U}{I_Z}$$

Die so erreichbaren Momentkennlinien sind u. a. in Bild 3.26 eingetragen.

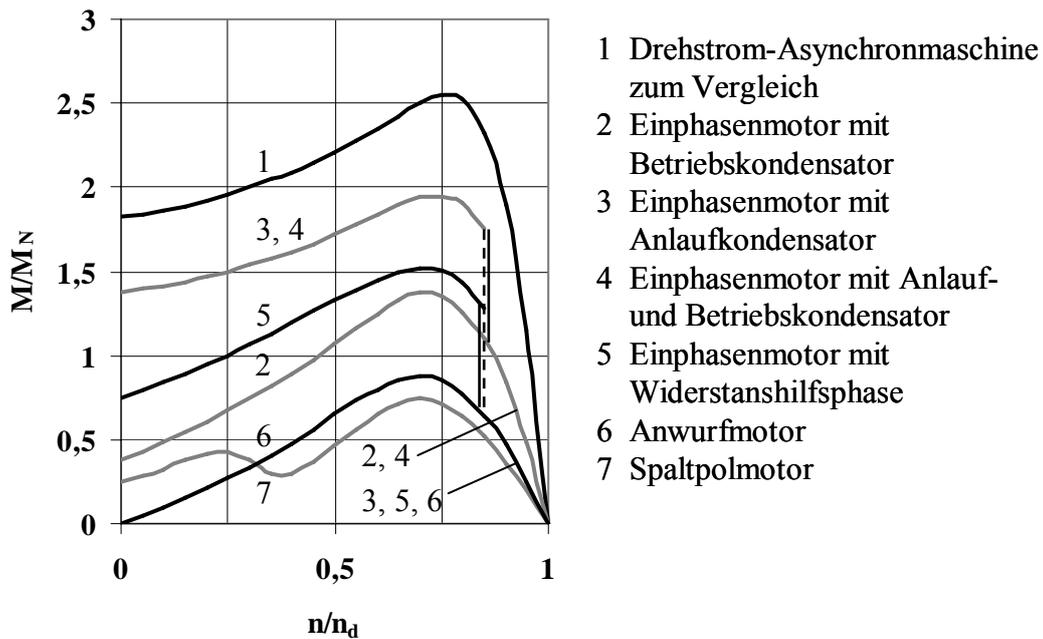


Bild 3.26 Drehmoment-Drehzahl-Kennlinien bei gleicher Motorgröße [10]

Motor mit Widerstandshilfsphase

Eine eher kleinere Phasenverschiebung des Stromes zwischen Haupt- und Hilfsstrang lässt sich auch dadurch erreichen, dass man z. B. den Widerstand des Hilfsstranges künstlich vergrößert.

Dazu legt man entweder

- einen ohmschen Widerstand in Reihe zur Hilfswicklung,
- wickelt diese mit Widerstandsdraht,
- wickelt einen Teil bifilar oder
- kombiniert diese Möglichkeiten.

Wegen den erhöhten Verlusten wird die Hilfsphase hier nach dem Hochlauf i. d. R. abgeschaltet. Diese Motoren sind zwar billiger und robuster als vergleichbare Kondensatormotoren, doch erreichen sie auch nicht deren Leistungsdichte. Charakteristisch für diese Ausführung ist das vergleichsweise große Anzugsmoment, weshalb sie gerne in Kühlgeräten eingesetzt werden.

Schaltung und Momentkennlinie der Motoren mit Widerstandshilfsphase sind bereits in den Bildern 3.25 und 3.26 mit eingetragen.

Spaltpolmotor

Während zwischen 90° versetzten Wicklungen keine direkte magnetische Kopplung besteht, wird beim Spaltpolmotor nach Bild 3.27 gezielt eine Kopplung derart vorgesehen, dass ein Teil des von der Hauptwicklung induzierten Flusses die hier kurzgeschlossene Hilfswicklung = Kurzschlusswicklung durchsetzt. Entsprechend dem Induktionsgesetz wird in der Kurzschlusswicklung eine Spannung induziert, die wegen der Induktivität des Kurzschlusskreises einen nachteiligen Strom zur Folge hat.

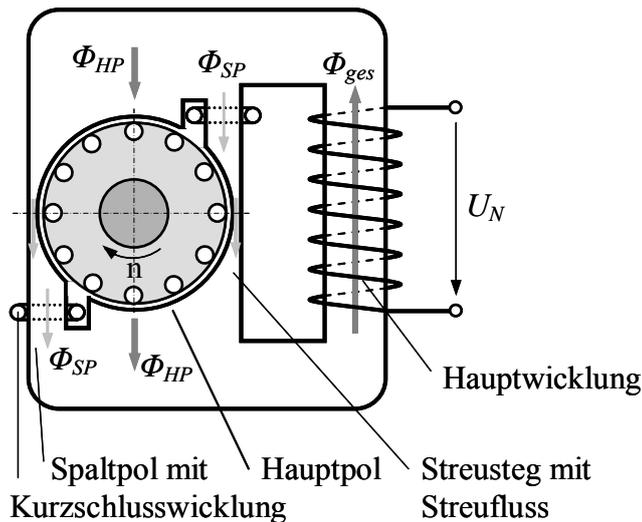


Bild 3.27 Prinzipdarstellung eines Spaltpolmotors [11]

Dadurch überlagert sich dem Hauptfeld im Bereich des Spaltpoles ein dem Kurzschlussstrom proportionales, d. h. nacheilendes Teilfeld. Man erhält dann in der Regel ein stark elliptisches Gesamtfeld mit der Drehrichtung vom Haupt- zum Hilfs- bzw. Spaltpol.

Da hier die Teilfelder durch konzentrierte Wicklungen bzw. Pole erzeugt werden, trifft die bisherige Voraussetzung sinusförmig verteilter Felder nicht mehr zu. Demzufolge tritt insbesondere eine starke dritte Oberwelle auf, die nach Bild 3.26 zu einer meist unerwünschten Momenteinsattelung führt. Auch bewirkt die hier dauernd eingeschaltete Kurzschlusswicklung hohe Verluste, so dass der Wirkungsgrad von Spaltpolmotoren je nach Leistung sehr klein ist:

$$\eta \approx 5 \dots 25 \% \text{ bei } P_N = 1 \dots 200 \text{ W.}$$

Insbesondere wegen diesem Nachteil werden Spaltpolmotoren zunehmend durch verlustärmere und kleinere Elektronikmotoren ersetzt, so dass sie ihre frühere große Bedeutung in der Konsum- und Massenware inzwischen weitgehend verloren haben.

Anwurfmotor

Als einziger Einphasen-Asynchronmotor arbeitet der Anwurfmotor auch intern einphasig, d. h. er besitzt nur eine Wicklung. Damit kann man naturgemäß auch nur ein Wechselfeld erzeugen, das gewissermaßen den Grenzfall des elliptischen Drehfeldes darstellt.

Dazu betrachtet man allein den Hauptstrang U laut Bild 3.23 mit einem sinusförmig über dem Luftspalt verteilten Wechselfeld, für das unter Berücksichtigung der trigonometrischen Additionstheoreme gilt

$$B(\varphi, t) = \hat{B} \sin(\omega t) \cos(\beta) = \frac{\hat{B}}{2} [\sin(\omega t - \beta) + \sin(\omega t + \beta)],$$

was somit 2 gegenläufige Drehfelder jeweils halber Amplitude darstellt. Auf den stillstehenden Rotor wirken somit entgegengesetzt gleiche Drehmomente, also das resultierende Moment 0, so dass dieser Motor auch nicht von selbst anlaufen

kann. Wird der Rotor jedoch von außen in einer beliebigen Richtung angeworfen, so bildet sich nach Bild 3.28 sofort ein resultierendes Moment in dieser Richtung aus und der Motor läuft dann von selbst hoch. Da dieser Motor sozusagen angeworfen werden muss, bezeichnet man ihn als Anwurfmotor.

Nach erfolgtem Hochlauf kann dieser Motor mit ca. $2/3$ seines Kippmomentes dauernd belastet werden. Seine Momentenkennlinie ist zum Vergleich ebenfalls in Bild 3.26 mit eingezeichnet.

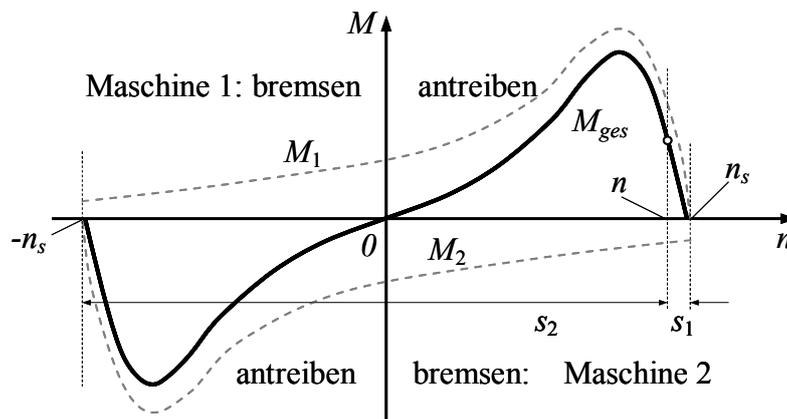


Bild 3.28 Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie des Anwurfmotors [11]

Nach dem Hochlauf arbeitet der Motor mit demjenigen Teildrehfeld, dessen Richtung mit der Drehrichtung übereinstimmt, als Motor, während das andere Teildrehfeld, wenn auch mit kleinerem Moment aber hohem Strom, als Bremse wirkt. Die Leistungsausnutzung dieser Motoren ist daher schlechter und die Verluste sind höher als bei echten Drehstrommotoren.

Diese Situation tritt auch bei anderen Einphasenmotoren auf, wenn nach dem Hochlauf die Hilfsphase abgeschaltet wird, so z. B. bei
 - Kondensatormotoren mit Anlaufkondensator oder bei
 - Einphasenmotoren mit Widerstandshilfsphase.

Steinmetzschtaltung

Ein Sonderfall der Einphasen-Asynchronmaschinen liegt bei der Steinmetzschaltung vor, da hier ein normaler Drehstrommotor mit Hilfe eines Kondensators, gemäß Bild 3.29, am Einphasennetz betrieben wird.

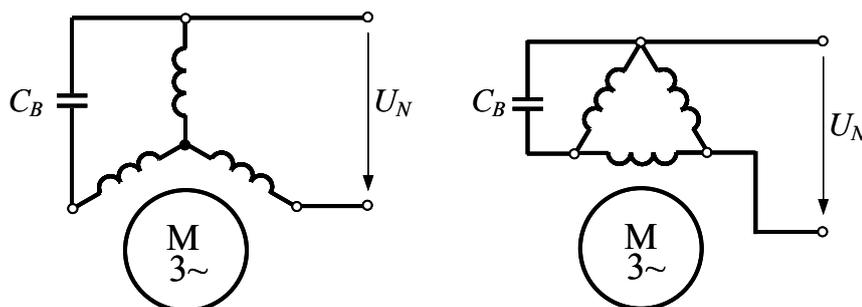


Bild 3.29 Steinmetzschaltungen mit Betriebskondensator

Man verwendet diese Schaltung bevorzugt dann, wenn kleinere Motoren wahlweise am Drehstrom- oder Einphasennetz betrieben werden sollen. Gelegentlich wird sie auch dann angewendet, wenn nur wenige Motoren für Einphasenbetrieb benötigt werden und nur passende Drehstromausführungen vorhanden bzw. entwickelt sind. Die Steinmetzschtaltung zeigt ein dem Kondensatormotor nach Bild 3.26 vergleichbar günstiges Betriebsverhalten. Lediglich der benötigte Betriebskondensator ist mit

$$C_B = \frac{2P_1}{\sqrt{3} \omega_1 U_1^2}; \quad \text{bei } U_C \approx U_1 \quad \text{mit } \cos \varphi_{ges} \approx \frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0,87$$

etwa um den Faktor 2 größer, wobei mit dieser Festlegung Symmetrie bei praktisch üblicher Teillast auftritt. Da sich der Kondensatorpreis hauptsächlich nach der Kapazität richtet, wird in Großserien die Steinmetzschtaltung aus wirtschaftlichen Gründen jedoch kaum angewendet.

Außenläufermotoren

Prinzipiell kann bei Asynchronmaschinen der bewickelte Stator auch innen und der Rotor außen angeordnet sein. Diese Bauart wird dann bevorzugt, wenn die Motorleistung direkt am rotierenden Außenmantel benötigt wird.

Hinsichtlich der Funktionsweise, dem Betriebsverhalten und der quantitativen Beschreibung können alle Aussagen sinngemäß von den normalen Innenläufermaschinen übernommen werden.

Typische Beispiele für Außenläufermotoren sind:

- Lüfter, mit direkt auf dem Außenläufer angebrachten Flügeln,
- Trommelmotoren für Bandförderer, i. d. R. mit integriertem Getriebe,
- Bremsenprüfstände für KFZ, usw.

4 Synchronmaschinen

Die elektrische Energie wird fast ausschließlich über Synchrongeneratoren bereitgestellt. Der Leistungsbereich erstreckt sich dabei von

- einigen Watt z. B. beim Fahrraddynamo über
- Kilowatt bei Notstromaggregaten, Wasser-, Wind- und Heizkraftwerken (Kraft-Wärme-Kopplung) bis
- in den Gigawattbereich bei Kraftwerksgeneratoren
z. B. 2polig: 1,2 GW/50 Hz bei 21 kV
4polig: 2 GW/50 Hz bei 27 kV.

Damit sind sie mit Abstand die größten überhaupt gebauten elektrischen Maschinen.

Als Motoren sind die Leistungen deutlich kleiner und reichen von

- Bruchteilen eines Watt als Mikromotoren, z. B. in Armbanduhren, bis zu
- etwa 100 MW bei Hochofengebläsen und Antrieben zur Gasverflüssigung.

4.1 Aufbau

Synchronmaschinen bestehen ähnlich den Asynchronmaschinen aus

- dem Stator mit Gehäuse,
- dem Läufer, wie der Rotor hier üblich bezeichnet wird,
- diversen Konstruktionsteilen, z. B. Lagerung, Kühlung, Schleifringen usw. und
- ggf. Hilfseinrichtungen, wie Erregermaschinen, Regler usw.

- Synchron-Vollpolmaschine, 12-polig, elektrisch erregt
- Nennmoment: 1.78 MNm, 0 ... 58.5/min
- Nennleistung: 10.9 MW, 58.5 ... 112.5/min
- Betrieb mit $\cos\varphi = 1$
- 2.5-fach überlastbar kurzzeitig:
Max. Drehmoment: 4.3MNm
Max. Leistung: 26.5 MW
- 5.5m-Grobblech-Walzgerüst
- Dillinger Hüttenwerke AG

Quelle: Siemens AG Deutschland

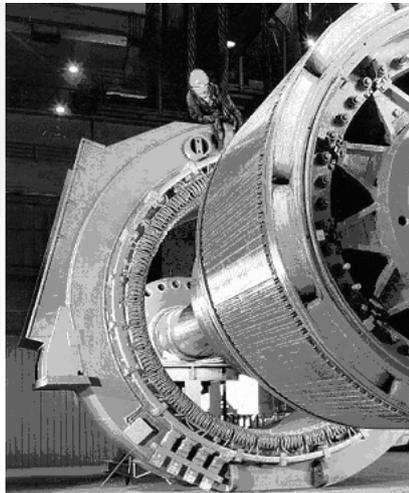


Bild 4.1 Aufbau und Daten einer Synchronmaschine [12]

4.1.1 Stator mit Drehstromwicklung

Von wenigen Ausnahmen (z. B. Bahnstromversorgung 16 2/3 Hz einphasig, kleine Notstromaggregate, Kleinstmotoren) abgesehen, werden große Synchronmaschinen stets als Drehstrommaschinen gebaut. Dabei unterscheidet sich der Stator einer Synchronmaschine prinzipiell nicht von dem einer Asynchronmaschine. Daher können alle Überlegungen zum Drehfeld nach Abschnitt 3.2.1

von der Asynchronmaschine übernommen werden. Lediglich bei den höchsten Leistungen ergeben sich einige Besonderheiten durch die Baugröße.

So müssen z. B.

- die notwendig großen Drahtquerschnitte zur Reduzierung von Wirbelstromeffekten verdreht bzw. verroebelt und
- besondere Vorkehrungen hinsichtlich der Kühlung in Form von Wasserstoffkühlung bis ca. 500 MW bzw. direkter Flüssigkeitskühlung (Thermoöl, Wasser) bei größeren Leistungen getroffen werden.

Neuerdings versucht man auch Anwendungen mit Supraleitung.

4.1.2 Läufer

Der Hauptunterschied zwischen Synchron- und Asynchronmaschinen besteht im Rotor, der bei der Synchronmaschine als sog. Magnetläufer ausgebildet ist.

Dabei kommen nach Bild 4.2 hauptsächlich zwei Bauformen zur Anwendung,

- Vollpoläufer für hohe Drehzahlen und Leistungen, sowie
- Schenkelpolläufer für niedrige Drehzahlen und allgemein bei kleineren Leistungen.

In Sonderfällen, z. B. zur berührungslosen Erregung von großen Synchrongeneratoren, werden auch sog. Außenpolmaschinen vorgesehen.

Die Läufer großer Synchronmaschinen sind in der Regel immer elektrisch erregt, während bei kleineren Leistungen neuerdings vermehrt permanent erregte bzw. der Steuerbarkeit wegen auch hybrid erregte Systeme zum Einsatz kommen.

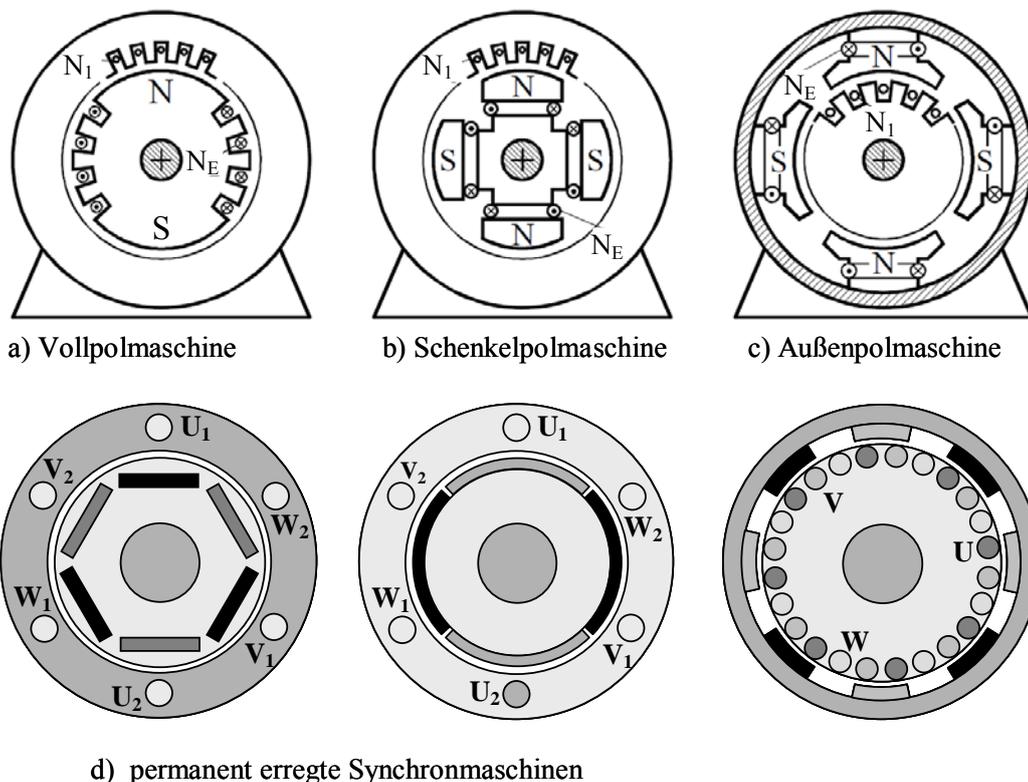


Bild 4.2 Bauformen von Synchronmaschinen [5 für a, b, c]

Da im Läufer von Synchronmaschinen betriebsmäßig kein Wechselstrom auftritt, können diese großteils massiv ausgeführt werden. Lediglich die Polschuhe bei Schenkelpollläufern werden geblecht.

Ebenso muss hier die Magnetisierungsdurchflutung i. d. R. nicht allein vom Netz aufgebracht werden. Daher kann der Luftspalt auch wesentlich großzügiger, z. B. mit ... 5...150 mm, festgelegt werden, was nicht nur mechanische Vorteile bringt, sondern aus Gründen der Kurzschlussstrombegrenzung und Maschinenleistung vorteilhaft bzw. notwendig ist.

Vollpolläufer

Vollpolläufer werden bevorzugt in schnell laufenden, also 2- oder 4poligen Turbogeneratoren großer Leistung eingesetzt. Bedenkt man dabei, dass bei einem Rotordurchmesser von 1 m und einer Drehzahl $n = 3000 \text{ min}^{-1}$ die Umfangsgeschwindigkeit bereits $v_u \approx 160 \text{ m/s}$, also halbe Schallgeschwindigkeit, beträgt, so wird verständlich, dass hier der mechanischen Festigkeit eine herausragende Bedeutung zukommt.

Daher müssen diese Läufer oft aus hochwertigem Elektrostahl geschmiedet und die Nuten aus dem vollen Rotorzylinder gefräst werden. Trotzdem kann dabei der Rotordurchmesser nicht größer als ca. 1,2 m gemacht werden, da sonst die Festigkeitsgrenze des Stahles überschritten wird. Turbogeneratoren müssen daher schlank konstruiert werden, wobei der Rotor gegenüber dem abgeschrägten Stator oft zusätzlich verlängert wird (Länge bis ca. 9 m).

Die in die Läufernuten eingelegte und durch unmagnetische Stahlkappen und Nutverschlusskeile gegen die Fliehkraft gesicherte Erregerwicklung wird bei diesen großen Synchronmaschinen allgemein berührungslos (transformatorisch, mitrotierende Gleichrichter) versorgt. Als verteilte Wicklung erzeugt sie ein möglichst sinusförmiges Feld auf dem Läuferumfang, da jegliche Feldoberwellen zu unerwünschten Oberwellen bei der erzeugten Netzspannung führen können.

Weiterhin kann der Läufer zusätzlich noch eine sog. Dämpferwicklung tragen, die wie der Kurzschlusskäfig einer Asynchronmaschine aufgebaut ist und vorrangig Oberschwingungen und Pendelungen abdämpft. Bei Massivläufern wird diese Aufgabe teilweise auch direkt vom Elektrostahl übernommen.

Schenkelpolläufer

Langsam laufende, hochpolige Synchronmaschinen großer Leistung und alle Synchronmaschinen kleinerer Leistung werden bevorzugt mit Schenkelpolläufern ausgeführt. Dabei kann man die Polzahl der Maschine direkt am Polrad abzählen. Mit kleiner werdender Drehzahl nehmen Polzahl und Polraddurchmesser zu. Letzterer erreicht bei großen Wasserkraftgeneratoren Werte bis zu 16 m (Itaipu) bzw. 19 m (Three Gorges Project, China).

Das Polrad besteht in der Regel aus einem massiven Träger auf den die einzelnen Pole, mit Polkern, Polschuh und Wicklung, aufgesetzt sind.

Neuerdings werden Polkerne und Polschuhe bevorzugt aus speziellen Elektroblechen geschichtet und meist durch Schwalbenschwanznuten auf dem Träger

befestigt. Diese sind wieder üblich mit hier partiellen Dämpferwicklungen zur Dämpfung von Oberschwingungen und Pendelungen ausgerüstet. Im Motorbetrieb können diese u. U. auch als Anlaufhilfe benutzt werden.

Außerdem kann durch eine gezielte Formgebung der Polschuhkontur der Verlauf des Luftspaltfeldes beeinflusst werden. Bei Generatoren kommen im Hinblick auf die Spannungsform nur Sinusfeldpole in Frage, während bei Motoren, wegen der etwas höheren Feldausnutzung, meist Rechteckfeldpole verwendet werden.

Permanentmagnetläufer

Bei Permanentmagnetläufern entsprechend Bild 4.2 d) wird das Läufer-Drehfeld nicht durch rotierende Elektromagnete, sondern durch Permanent- bzw. Dauermagnete erzeugt. Man erspart sich dadurch

- die Erregerleistung und
- die Vorrichtungen zu deren Bereitstellung und Übertragung.

Nachteilig ist dabei, dass hier das Luftspaltfeld dann nicht mehr einfach von außen veränderbar ist.

Je nach konstruktiver Ausführung entsprechen Permanentmagnetläufer in der noch bevorzugten Luftspaltmagnetanordnung elektrisch eher den Schenkelpol- und magnetisch den Vollpolausführungen, während bei den neuerdings aus Fertigungsgründen zunehmend entwickelten Konzepten mit integrierten Magneten sowohl elektrisch wie auch magnetisch Verhältnisse wie bei der Schenkelpolmaschine vorliegen.

Bei manchen Anwendungen werden vorteilhaft auch sog. Außenpolmaschinen eingesetzt.

Zwar werden tendenziell eher kleinere Synchronmaschinen als bürstenlose Gleichstrommotoren oder Servomotoren mit Permanentmagnetläufern ausgerüstet, doch kommen sie neuerdings auch im MW-Bereich, z. B. bei getriebelosen Windkraftanlagen, zum Einsatz.

Die modernen Hochleistungsmagnetwerkstoffe ermöglichen auch ganz neue Konzepte, so dass insbesondere im Bereich der Klein- und Kleinstmotoren die Zahl und Vielfalt der Synchronmaschinen stark zugenommen hat.

4.1.3 Konstruktionsteile

Bei kleinen und mittleren Leistungen gelten auch hier die bereits unter Abschnitt 3.1.3 gemachten Aussagen zu den Asynchronmaschinen.

Großmaschinen sind in der Regel Sonderkonstruktionen, wo keine einheitlichen Lösungskonzepte vorgegeben sind. Aber auch hier ermöglichen Baukastenkonzepte eine Verwendung von Standardkomponenten bei mehreren Ausführungen und ermöglichen so eine rationelle Fertigung bei kürzeren Lieferzeiten.

Als Besonderheit werden große, langsam laufende Wasserkraftgeneratoren bevorzugt mit vertikaler Drehachse in Verbindung mit Francis- oder Kaplan-turbinen bis ca. 800 MW eingesetzt. Kennzeichnend für diese Ausführungen sind die Stehlager, die für teilweise gewaltige Lagerkräfte ausgelegt sein müssen.

4.1.4 Klemmenbezeichnung

Bei den Klemmenbezeichnungen gilt entsprechend Bild 4.3 DIN EN 60034-8 auch bei Synchronmaschinen, mit den schon vom Transformator bzw. von der Asynchronmaschine bekannten Bezeichnungen. Lediglich für das ggf. elektrisch erregte Polrad kommen die bei den Stromwendermaschinen ausführlich besprochenen Gleichstrom-Bezeichnungen hinzu.

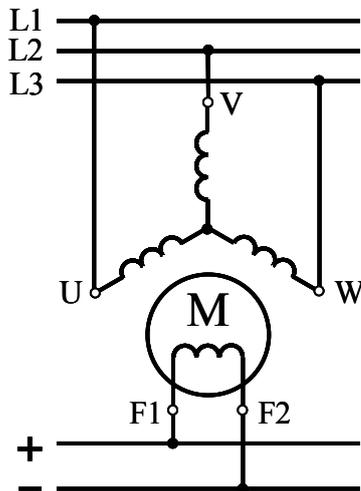


Bild 4.3 Klemmenbezeichnungen bei Synchronmaschinen

4.1.5 Hilfseinrichtungen

Abgesehen von den permanent erregten Synchronmaschinen benötigen diese auch Einrichtungen zur Bereitstellung und Regelung der Erregerleistung. Bei kleinen Maschinen wird diese in der Regel dem Läufer über Schleifringe zugeführt, während bei großen Synchronmaschinen bürstenlose Erregermaschinen eingesetzt werden. Bei letzteren handelt es sich um sog. Außenpol-Synchronmaschinen entsprechend Bild 4.2 c), wobei in der hier rotierenden Drehstromwicklung eine dem Außenpolfeld proportionale Spannung induziert wird. Über eine mitrotierende, meist steuerbare, Drehstrombrücke wird die dann einstellbare Spannung gleichgerichtet und dem Polrad direkt über die gemeinsame Welle zugeführt (berührungslos, wartungsfrei, betriebssicher).

Bei Generatoranwendungen wird über die Erregung die Anpassung des Generators an das Netz bezüglich Spannung, $\cos(\varphi)$ und eingespeister Leistung vorgenommen. Bei Speisung von Inselnetzen genügt dabei i. d. R. eine reine Spannungs- und gegebenenfalls Frequenzregelung.

Bei Motoren wird vorzugsweise nur der $\cos(\varphi)$ über die Erregung beeinflusst. Dabei wird die Erregerleistung meistens dem gemeinsamen Netz entnommen und über Stromrichter gemäß den Reglerdaten eingestellt. Lediglich bei Kraftwerksgeneratoren wird sie aus Sicherheitsgründen einem separaten Versorgungsnetz entnommen (sichere Eigenversorgung).

4.2 Wirkungsweise

Nach Abschnitt 3.2.1 bewirkt eine mit Drehstrom gespeiste Dreiphasenwicklung in der Bohrung des Stators ein magnetisches Drehfeld. Ist der Läufer seinerseits als Magnetläufer gleicher Polzahl ausgeführt, so wird er, erstmals auf Drehfeld-drehzahl gebracht, vom Statorfeld nach dem Prinzip mitgenommen

ungleiche Pole ziehen sich an, gleiche stoßen sich ab.

Bei leer laufender Maschine stehen sich also z. B. der Nordpol des Läuferfeldes und der Südpol des Statorfeldes stets gegenüber, so dass der Läufer zwangsläufig mit der Drehfeld-drehzahl rotiert, also synchron zum Drehfeld umläuft.

Aus diesem Umstand leitet sich auch ihr Name ab:

Synchronmaschine.

Wird nun der Läufer durch äußere Einwirkung gegenüber dem Drehfeld angetrieben oder abgebremst, so wird die an der Welle zu- bzw. abgeführte mechanische Leistung als elektrische Leistung dem Netz zugeführt bzw. entnommen. Die Synchronmaschine arbeitet dementsprechend als Generator oder Motor.

Für die Grundwellenmaschine lässt sich das entwickelte Moment direkt aus den beiden Drehfeldern ableiten, wobei man die Betrachtung am einfachsten von einem läuferbezogenen Koordinatensystem aus durchführt.

Dabei hat das näherungsweise radiale Läuferfeld bei der Polpaarzahl $p=1$ die Form

$$B_L = \hat{B}_L \sin \beta,$$

während für das Statorfeld zusätzlich eine Verschiebung um den sog. Polradwinkel ϑ ($\vartheta < 0$ für Motorbetrieb) zu berücksichtigen ist

$$B_S = \hat{B}_S \sin(\beta + \vartheta).$$

Mit dem resultierenden Luftspaltfeld

$$B = B_L + B_S = \hat{B}_L \sin \beta + \hat{B}_S \sin(\beta + \vartheta)$$

folgt über die magnetische Feldenergiedichte

$$\begin{aligned} w_m &= \frac{B^2}{2\mu_o} = \frac{1}{2\mu_o} [\hat{B}_L \sin \beta + \hat{B}_S \sin(\beta + \vartheta)]^2 \\ &= \frac{1}{2\mu_o} \left\{ \frac{\hat{B}_L^2}{2} (1 - \cos 2\beta) + \frac{\hat{B}_S^2}{2} [1 - \cos 2(\beta + \vartheta)] + \hat{B}_L \hat{B}_S [\cos \vartheta - \cos(2\beta + \vartheta)] \right\} \end{aligned}$$

für die Energie im Luftspalt

$$\begin{aligned} W_m &= \iiint_{V_\delta} w_m dV \approx l r_\delta \delta \int_{\beta=0}^{2\pi} w_m d\beta \\ &\approx \frac{V_\delta}{2\mu_o} \left(\frac{\hat{B}_L^2 + \hat{B}_S^2}{2} + \hat{B}_L \hat{B}_S \cos \vartheta \right) \quad \text{mit} \quad V_\delta = 2\pi r_\delta l \delta. \end{aligned}$$

Damit lässt sich die Umfangskraft nach dem Prinzip der virtuellen Verschiebung gemäß

$$F_u = \frac{dW_m}{dl_u} = \frac{dW_m}{d(r_\delta \vartheta)} = \frac{1}{r_\delta} \frac{dW_m}{d\vartheta}$$

bzw. das dadurch bewirkte Drehmoment leicht in der Form angeben

$$M = r_s F_u = \frac{dW_m}{d\vartheta} \approx \frac{V_s \hat{B}_L \hat{B}_S}{2\mu_o} (-\sin \vartheta) = -M_K \sin \vartheta.$$

Es handelt sich dabei um ein Rückstellmoment (-), das für $|\vartheta| = 90^\circ$ jeweils seinen maximalen Wert, das Kippmoment M_K , erreicht. Bei höherem Moment fällt die Synchronmaschine außer Tritt, d. h.

- im Generatorbetrieb geht sie wegen $P_{el} = 0$ bei anstehender Antriebsleistung durch (Schleudern, Schleuderdrehzahl, Schnellabschaltung) bzw.
- als Motor läuft sie aus und bleibt stehen.

Interessant ist, dass das Kippmoment proportional zum Luftspaltvolumen, also ebenfalls zu einem charakteristischen Maschinenvolumen, ist, im Unterschied zur Asynchronmaschine aber linear vom Stator- und Rotorfeld abhängt.

4.3 Ersatzschaltung

4.3.1 Leerlauf

Bei der Synchronmaschine sind zwei Arten des Leerlaufes zu unterscheiden,

- der generatorische und
- der motorische Leerlauf.

Generatorischer Leerlauf

Beim generatorischen Leerlauf wird das Polrad einer elektrisch unbelasteten Synchronmaschine mit der synchronen Drehzahl $n = n_d$ angetrieben. Bei gegebener Rotorerregung induziert das umlaufende Drehfeld in der Statorwicklung die Leerlaufspannung U_{10} mit der Frequenz $f_1 = n_d p$, die als Leerlaufkennlinie $U_{10}(I_E)$ laut Bild 4.4 vom Erregerstrom I_E abhängig ist und der Magnetisierungskennlinie des Erregerkreises folgt.

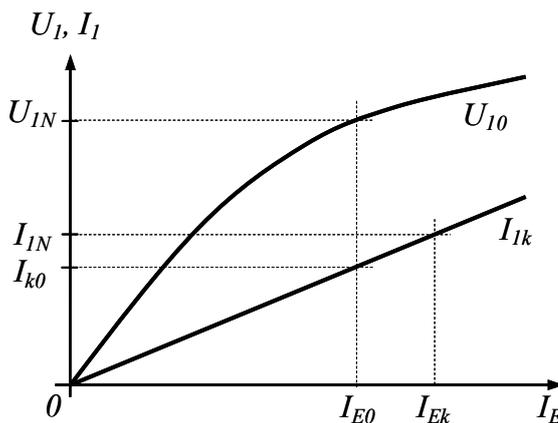


Bild 4.4 Leerlauf- und Kurzschlusskennlinie einer Synchronmaschine

Der große Luftspalt bewirkt dabei eine starke Linearisierung der Kennlinie und erlaubt die Vernachlässigung von Hystereseeffekten. Denjenigen Erregerstrom, der bei leer laufender Synchronmaschine an den Klemmen die Bemessungsspannung U_{1N} bewirkt, bezeichnet man als Leerlauf-Bemessungserregerstrom I_{E0} .

Motorischer Leerlauf

Wird bei einer am Netz betriebenen, mechanisch unbelasteten Synchronmaschine der Erregerstrom auf $I_E = 0$ reduziert, so läuft sie in der Regel aufgrund von magnetischen Unsymmetrien im Rotor (Reluktanz) weiter. Dazu muss das Drehfeld jetzt allein mit der Drehstromwicklung erzeugt werden, die einen dem Luftspalt entsprechend großen und durch etwaige Sättigungseffekte zusätzlich erhöhten Magnetisierungsstrom I_μ vom Netz aufnimmt. Die unerregte Synchronmaschine verhält sich dabei wie ein induktiver Blindwiderstand, der auch als Ankerblindwiderstand oder synchrone Reaktanz X_d bezeichnet wird

$$X_d = \frac{U_1}{I_\mu} = \frac{U_{1N}}{I_{\mu 0}} \approx \frac{U_{1N}}{I_{10}}$$

4.3.2 Kurzschluss

Anders als bei der Asynchronmaschine, wo der stillstehende Rotor den Kurzschluss kennzeichnet, kann dieser bei der Synchronmaschine schaltungs-technisch durch kurzschließen der Statorwicklungen hergestellt werden.

Im Versuch wird die mit synchroner Drehzahl n_d angetriebene Synchronmaschine mit dem Leerlauf-Bemessungserregerstrom I_{E0} beaufschlagt. Die so mit dem Läufer erzeugte Drehdurchflutung muss dann durch eine nahezu gleiche, entgegengesetzt wirkende Drehdurchflutung der Statorwicklung zu Null kompensiert werden, da wegen dem Klemmenkurzschluss in dieser lediglich der praktisch meist vernachlässigbare innere Spannungsabfall induziert werden kann. Entsprechend der Festlegung von I_{E0} ist der dabei in der Statorwicklung fließende Kurzschlussstrom I_{k0} ungefähr gleich dem Magnetisierungsstrom der Synchronmaschine beim motorischen Leerlauf

$$I_{k0} \approx I_{\mu 0}$$

und es gilt

$$X_d = \frac{U_{1N}}{I_{\mu 0}} \approx \frac{U_{1N}}{I_{k0}}$$

Da in der Praxis die Durchführung des Kurzschlussversuches besonders unproblematisch ist, wird X_d üblicher Weise auf diesem Wege ermittelt.

Mit dem Bemessungsscheinwiderstand bzw. der Betriebsimpedanz

$$Z_N = \frac{U_{1N}}{I_{1N}}$$

definiert man den relativen Ankerblindwiderstand bzw. die relative synchrone Reaktanz

$$x_d = \frac{X_d}{Z_N} = \frac{I_{1N}}{I_{k0}}$$

und damit das Leerlauf-Kurzschlussverhältnis als sog. Kontrollzahl

$$k_k = \frac{1}{x_d} = \frac{I_{k0}}{I_{1N}} = \frac{Z_N}{X_d} \approx \begin{array}{ll} 0,4 \dots 0,65 & \text{für Vollpolläufer} \\ 0,6 \dots 1,2 & \text{für Schenkelpolläufer.} \end{array}$$

Damit bleibt der Dauerkurzschlussstrom z. B. bei Vollpolläufern kleiner als der Bemessungsstrom, sofern die Synchronmaschine mit I_{E0} erregt wird.

Variiert man den Erregerstrom, so gilt gemäß Bild 4.4 für die im Kurzschluss stets ungesättigte und somit lineare Synchronmaschine

$$\frac{I_{1k}}{I_E} = \frac{I_{1N}}{I_{Ek}} = k_k \frac{I_{1N}}{I_{E0}} = \frac{I_{k0}}{I_{E0}}.$$

Bei Übergangszuständen oder unsymmetrischen Belastungen bzw. Störungen werden in der Synchronmaschine an Stelle der synchronen Reaktanz X_d deutlich kleinere transiente X'_d und subtransiente X''_d Reaktanzen wirksam, die dann zu wesentlich höheren Ausgleichs- bzw. Stoßkurzschlussströmen führen. (genauer hierzu siehe z. B. in [5])

4.3.3 Ersatzschaltung der Synchronmaschine

Den allgemeinen Belastungsfall untersucht man, analog zur Asynchronmaschine, wieder zweckmäßig anhand der Ersatzschaltung.

Ausgehend vom motorischen Leerlauf, bei dem sich die Synchronmaschine näherungsweise wie eine verlustbehaftete Induktivität verhält, lässt sich der Statorkreis gemäß Bild 4.5 a) darstellen.

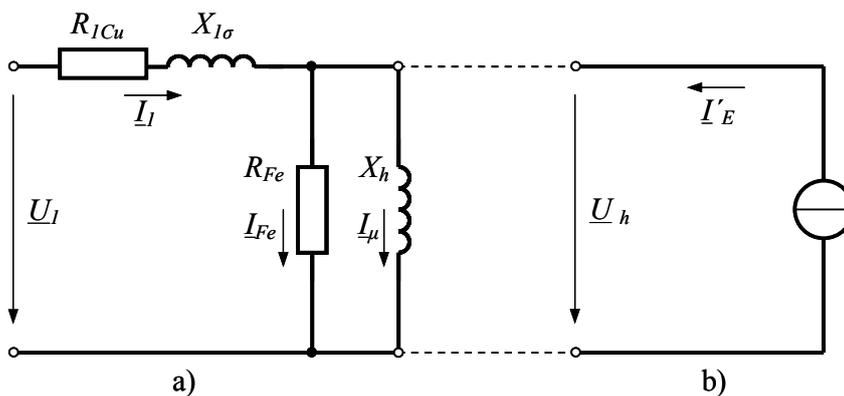


Bild 4.5 Ersatzschaltung der Synchronmaschine

a) Stator mit Drehstromwicklung

b) Rotor mit Erregerwicklung

Dabei sind die weitgehend lastunabhängigen Eisenverluste wieder physikalisch korrekt parallel zur Hauptfeldreaktanz berücksichtigt. Für grundsätzliche Überlegungen werden diese aber meistens vernachlässigt.

Wie weiter aus dem generatorischen Leerlauf ersichtlich ist, kann die Hauptfeldspannung völlig gleichwertig auch durch das rotierende Läuferfeld aufgebaut werden, das im Ersatzschaltbild gemäß Bild 4.5 b) durch einen auf die Statorseite umgerechneten Erregerstrom

$$\underline{I}'_E = \frac{\sqrt{2} N_E \xi_E}{m_1 N_1 \xi_1} \underline{I}_E = \frac{1}{\ddot{u}} \underline{I}_E; \quad \ddot{u} = \frac{m_1 N_1 \xi_1}{\sqrt{2} N_E \xi_E}$$

- mit N_E = gesamte Erregerwindungszahl
 ξ_E = Wickelfaktor der Erregerwicklung
 m_1 = Strangzahl des Stators
 N_1 = gesamte Strangwindungszahl
 ξ_1 = Wickelfaktor der Statorwicklung

berücksichtigt wird. Dieser stellt sich für die Statorseite, wegen der synchronen Drehzahl $n = n_d$, als ein netzfrequenter Wechsel- bzw. Drehstrom dar.

Fasst man darin die Parallelschaltung aus Stromquelle und Hauptfeldreaktanz als eine reale Stromquelle auf, so kann diese nach den Regeln der Elektrotechnik äquivalent in eine reale Spannungsquelle in Form einer Reihenschaltung aus Hauptfeldreaktanz X_h und Polradspannung \underline{U}_P umgeformt werden mit

$$\underline{U}_P = jX_h \underline{I}'_E .$$

Weiterhin kann man, wie bereits oben angedeutet, für grundsätzliche Überlegungen den vergleichsweise hochohmigen Eisenverlustwiderstand vernachlässigen. Damit liegt dann die übliche Ersatzschaltung gemäß Bild 4.6 a) vor, wobei die vom Statorstrom durchflossene Haupt- und Streureaktanz zur bereits bekannten synchronen Reaktanz $X_d = X_\sigma + X_h$ zusammengefasst sind.

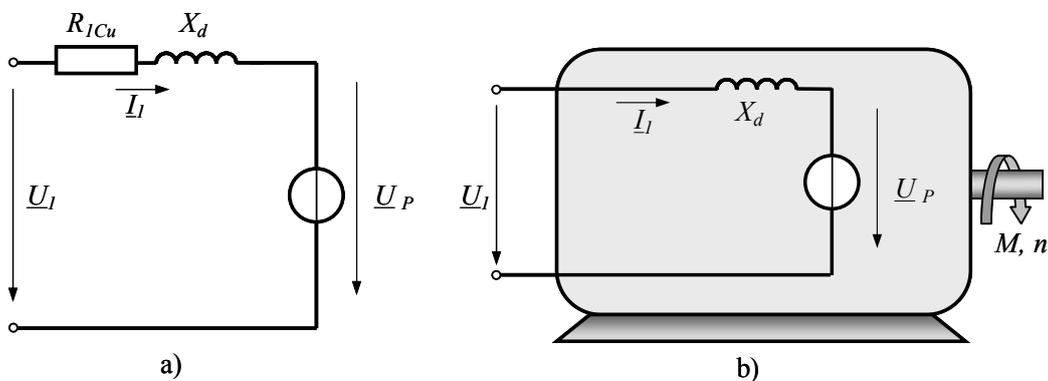


Bild 4.6 Vereinfachte Ersatzschaltungen der Synchronmaschine

In der Praxis wird der mathematische Aufwand bei der Untersuchung des Betriebsverhaltens oft durch Vernachlässigung von R_{1Cu} weiter verringert. Man untersucht daher Synchronmaschinen bevorzugt anhand der vereinfachten Ersatzschaltung nach Bild 4.6 b). Dies ist natürlich nicht zulässig, wenn z. B. Verluste und Erwärmungen berechnet werden sollen. In diesem Fall werden die Verluste über die Elemente R_{1Cu} bzw. R_{Fe} bestimmt, ohne diese jedoch bei der Netzwerkanalyse zu berücksichtigen. Bei typischen Wirkungsgraden größerer Synchronmaschinen von $\eta > 95\%$ ist der daraus resultierend Fehler i. d. R. aber vernachlässigbar.

4.4 Betrieb

4.4.1 Inselbetrieb der Synchronmaschine

Belastet man die konstant erregte Synchronmaschine im Inselbetrieb durch einen allg. Verbraucher mit dem Strom \underline{I}_1 , so folgt aus dem vereinfachten Ersatzschaltbild für die Klemmenspannung

$$\underline{U}_1 = jX_d \underline{I}_1 + \underline{U}_P .$$

Ist dabei der Betrag des Stromes konstant, so beschreibt \underline{U}_1 nach Bild 4.7 a) einen Halbkreis mit dem Radius $\Delta U = X_d I_1$ um \underline{U}_P . Bei induktiver Belastung durch das

Netz, also kapazitiv wirkender Synchronmaschine, verkleinert sich demnach die Spannung linear, während sie bei kapazitiver Belastung linear ansteigt. Insgesamt erhält man so bei konstanter Erregung die in Bild 4.7 b) dargestellten Belastungskennlinien für Inselbetrieb.

Soll jedoch das Netz lastunabhängig mit konstanter Spannung versorgt werden, muss die Erregung entsprechend den in Bild 4.7 c) dargestellten Regulierkennlinien angepasst werden.

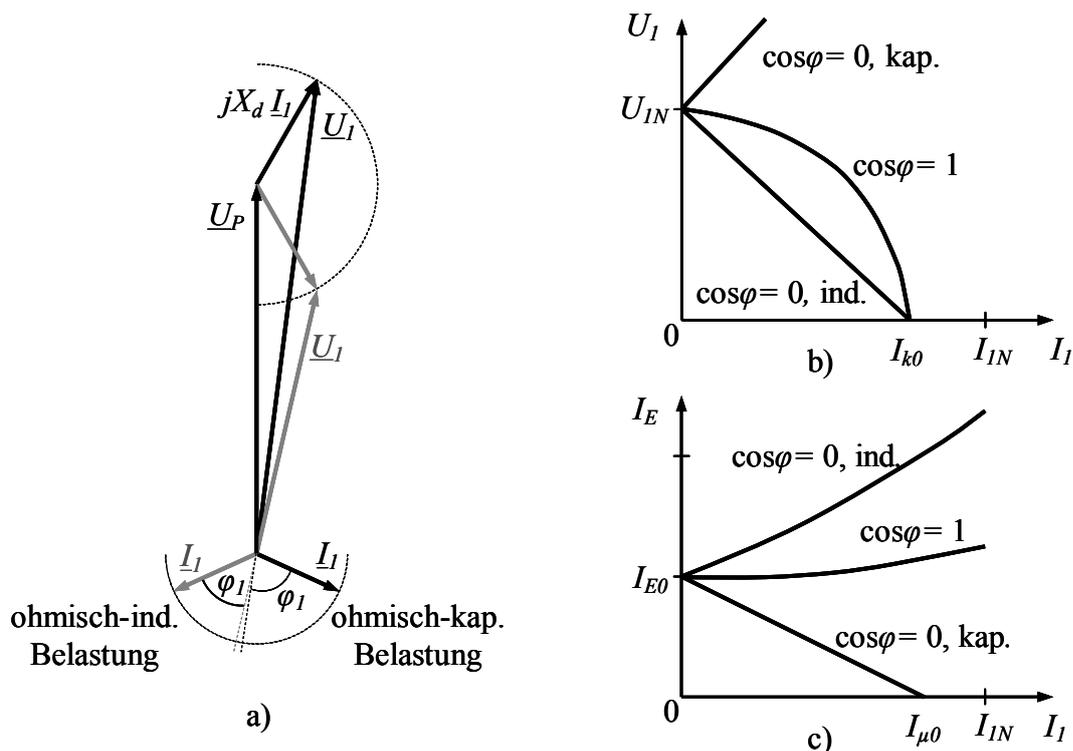


Bild 4.7 Synchrongenerator im Inselbetrieb [5]

- | | |
|-------------------------|--|
| a) Zeigerdiagramm | ($U_P = \text{const.}; I_1 = \text{const.}$) |
| b) Belastungskennlinien | ($I_E = \text{const.}$) |
| c) Regulierkennlinien | ($U_1 = \text{const.}$) |

4.4.2 Netzbetrieb der Synchronmaschine

Einschalten der Synchronmaschine

Betreibt man die mechanisch unbelastete Synchronmaschine mit ihrem Leerlauf-Bemessungserregerstrom am starren Netz, so kann wegen $\underline{U}_P(I_{E0}) = \underline{U}_{1N}$ kein Strom durch X_d fließen. Diese Situation mit $I_1 = 0$ wird daher zum momentfreien und stromlosen einschalten der Synchronmaschinen an einem gegebenen Netz angestrebt.

Phasenschieberbetrieb

Reduziert man bei der mechanisch unbelastet am starren Netz laufenden Synchronmaschine den Erregerstrom $I_E < I_{E0}$, so verringert sich die Polradspannung und es tritt gemäß

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_P}{jX_d} = -j \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_P}{X_d} \quad \text{mit} \quad U_1 > U_P$$

ein um 90° nacheilender, also rein induktiver, Strom auf. Die Größe des Stromes kann entsprechend Bild 4.8 a) stufenlos über I_E durch $U_P(I_E)$ variiert werden.

Bei fehlendem Erregerstrom $I_E = 0$ hat er als statorseitiger Magnetisierungsstrom seinen Größtwert

$$\underline{I}_1(I_E = 0) = -j \frac{U_1}{X_d} = -j I_{\mu 0} = \underline{I}_{\mu 0}$$

und liegt in der negativen imaginären Achse.

Umgekehrt erhält man bei vergrößerter Erregung $I_E > I_{E0}$

$$\underline{I}_1 = j \frac{U_P - U_1}{X_d} \quad \text{mit} \quad U_P > U_1$$

gemäß Bild 4.8 b) einen um 90° voreilenden, also rein kapazitiven Strom, der ebenfalls stufenlos über $U_P(I_E)$ verändert werden kann.

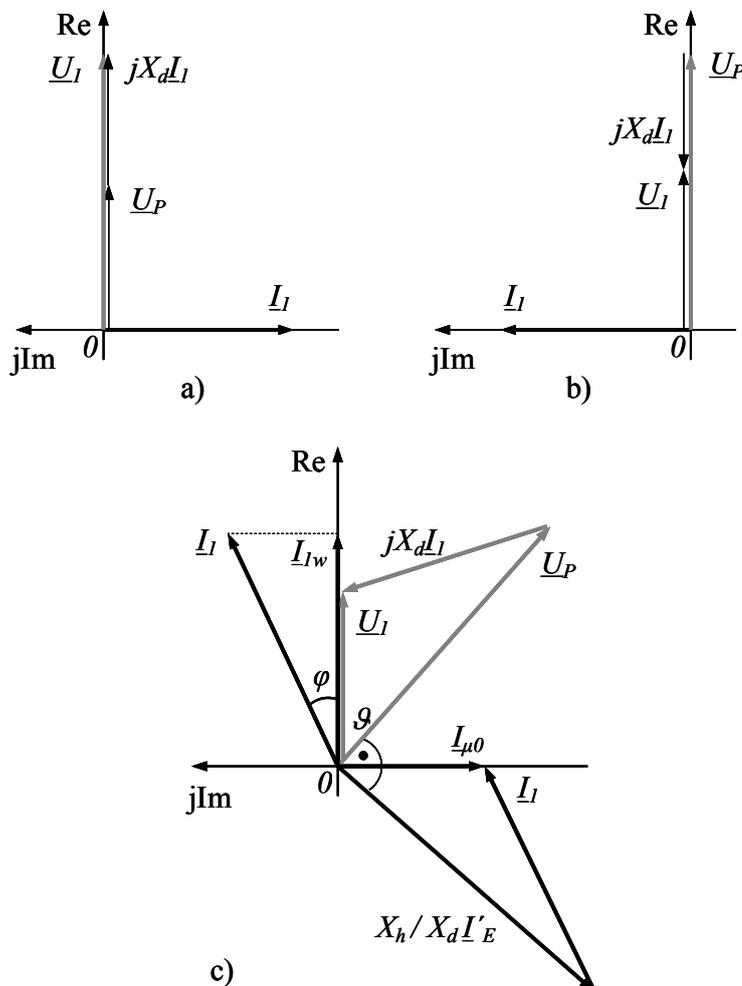


Bild 4.8 Zeigerdiagramme der Synchronmaschine

- a) leer laufend untererregt
- b) leer laufend übererregt
- c) bei allgemeiner Belastung

Die leer laufende Synchronmaschine verhält sich also, abhängig von I_E , wahlweise als einstellbare Induktivität oder Kapazität in den Grenzen:

$$X_L = \frac{X_d}{1 - U_P/U_1} = X_d \dots \infty \quad \text{induktiv für } I_E \leq I_{E0}$$

$$X_C = \frac{X_d}{U_P/U_1 - 1} = X_{C\min} \dots \infty \quad \text{kapazitiv für } I_E \geq I_{E0}.$$

Insbesondere diese Möglichkeit hat der Synchronmaschine zu ihrer vorherrschenden Stellung bei der Bereitstellung von elektrischer Energie verholfen. Teilweise laufen Synchronmaschinen nur zum Zwecke der Blindleistungsregulierung als sog. Phasenschieber und werden ohne Wellenende ausgeführt.

Allgemeine Belastung

Wird eine am starren Netz laufende, verlustlose Synchronmaschine an ihrer Welle zusätzlich mit dem Moment M belastet, so liefert sie im Motorbetrieb bei der lastunabhängigen, konstanten Drehzahl $n = n_d$ die mechanische Leistung

$$P_2 = \omega_d M = \frac{\omega_1}{p} M.$$

Diese Leistung wird als elektrische Wirkleistung

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi = m_1 U_1 I_{1w}$$

mit dem Wirkanteil I_{1w} des Stromes dem Netz entnommen.

Nach dem vereinfachten Ersatzschaltbild Bild 4.6 b) bewirkt der Statorstrom an der synchronen Reaktanz einen um 90° voreilenden Spannungsabfall $jX_d I_1$, so dass die erforderliche Polradspannung und der sie verursachende, um 90° nacheilende, Erregerstrom bekannt sind

$$\underline{U}_P = jX_h \underline{I}'_E = \underline{U}_1 - jX_d \underline{I}_1$$

$$\underline{I}'_E = \frac{\underline{U}_1 - jX_d \underline{I}_1}{jX_h} = -j \frac{\underline{U}_1}{X_h} - \frac{X_d}{X_h} \underline{I}_1 = (\underline{I}_{\mu 0} - \underline{I}_1) \frac{X_d}{X_h}$$

$$\approx \underline{I}_{\mu 0} - \underline{I}_1 \quad \text{für } X_\sigma \ll X_h.$$

Der resultierende Magnetisierungsstrom liegt dann weiterhin näherungsweise in der negativen imaginären Achse und erfüllt die Knotenpunktgleichung.

Dabei gilt

$$\underline{I}_\mu = \underline{I}_1 + \underline{I}'_E = \left(1 - \frac{X_d}{X_h}\right) \underline{I}_1 + \frac{X_d}{X_h} \underline{I}_{\mu 0} = -\frac{X_\sigma}{X_h} \underline{I}_1 + \left(1 + \frac{X_\sigma}{X_h}\right) \underline{I}_{\mu 0}$$

$$\approx \underline{I}_{\mu 0} \quad \text{für } X_\sigma \ll X_h.$$

In dieser vereinfachten Betrachtung erscheint der Polradwinkel ϑ direkt als Winkel zwischen \underline{U}_1 und \underline{U}_P bzw. $\underline{I}_{\mu 0}$ und \underline{I}_E und zwar

- nacheilend, d. h. $\vartheta < 0$ bei motorischem und

- voreilend, d. h. $\vartheta > 0$ bei generatorischem Betrieb.

Da weiterhin der Netzstrom der Netzspannung um den Phasenwinkel φ vorausschneidet, arbeitet der Motor in der gezeichneten Weise übererregt, also kapazitiv. Diese Zusammenhänge sind in Bild 4.8 c) als Zeigerdiagramm graphisch dargestellt.

Aus dem Zeigerdiagramm lässt sich auch die bereits bekannte Drehmomentkennlinie der verlustlosen Synchronmaschine, jetzt durch die Kenngrößen der Ersatzschaltung ausgedrückt, ableiten. Dabei folgt über den Wirkanteil des Statorstromes

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi = m_1 U_1 I_{1w} = m_1 U_1 \frac{X_h}{X_d} I'_E \sin(-\vartheta) = -m_1 U_1 \frac{U_P}{X_d} \sin \vartheta = P_2 = \omega_d M$$

$$M = -\frac{m_1 U_1}{\omega_d} \cdot \frac{U_P}{X_d} \sin \vartheta = -M_k \sin \vartheta .$$

Am starren Netz verläuft das Drehmoment somit wie erwartet sinusförmig und erreicht bei $\vartheta = -90^\circ$ im Motorbetrieb das Kippmoment und damit die Stabilitätsgrenze.

Anders als bei der Asynchronmaschine lässt sich das Kippmoment bei fester Netzspannung jedoch über die Erregung $M_K \sim U_P$ verändern.

Bei Bemessungsbetrieb erreicht der Polradwinkel etwa Werte

$$\vartheta_N \approx 20 \dots 30^\circ,$$

so dass mit

$$M_K/M_N \approx 2 \dots 3$$

ähnliche Überlastverhältnisse wie bei Asynchronmaschinen vorliegen.

Im Unterschied zur Asynchronmaschine hängen bei der Synchronmaschine Leistung und Drehmoment aber linear von der Netzspannung U_1 ab, wodurch letztere z. B. weniger empfindlich auf Spannungsschwankungen reagiert.

Stromortskurven

Anders als bei der Asynchronmaschine ist bei der Synchronmaschine die Drehzahl stets konstant, so dass Betrachtungen über der Drehzahl hier nicht sinnvoll sind. Man berechnet daher z. B. bei konstanter Klemmenspannung U_1 den Ständerstromzeiger \underline{I}_1 in Abhängigkeit vom Polradwinkel ϑ für jeweils konstante Werte der Polradspannung $U_P = f(I_E)$.

Aus der vereinfachten Ersatzschaltung folgt dann mit

$$\underline{U}_P = jX_h \underline{I}'_E = U_P \cdot e^{j\vartheta} = \quad \text{Polardarstellung von } \underline{U}_P$$

$$\underline{U}_1 = U_1 = jX_d \underline{I}_1 + \underline{U}_P$$

für den Statorstrom

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_m - \underline{I}'_E = \frac{U_1 - \underline{U}_P}{jX_d} = -j \frac{U_1}{X_d} + j \frac{U_P}{X_d} e^{j\vartheta} = \underline{I}_{\mu 0} + j \frac{X_h}{X_d} I'_E e^{j\vartheta}$$

$$\approx \underline{I}_{\mu 0} + j I'_E e^{j\vartheta} \quad \text{für } X_\sigma \ll X_h .$$

Die gesuchte Ortskurve ist somit ein Kreis mit dem Radius U_P/X_d , dessen Mittelpunkt im Abstand $I_{\mu 0} = U_1/X_d$ vom Koordinatenursprung auf der negativen imaginären Achse liegt.

Bei vorgegebenen Werten der Spannung U_1 und des Erregerstromes I_E kann der Statorstrom einer konkreten Synchronmaschine (X_d und f fest vorgegeben) nur Werte annehmen, die auf solchen Kreisen liegen.

In Bild 4.9 sind diese Stromortskurven für unterschiedliche Bedingungen gezeichnet.

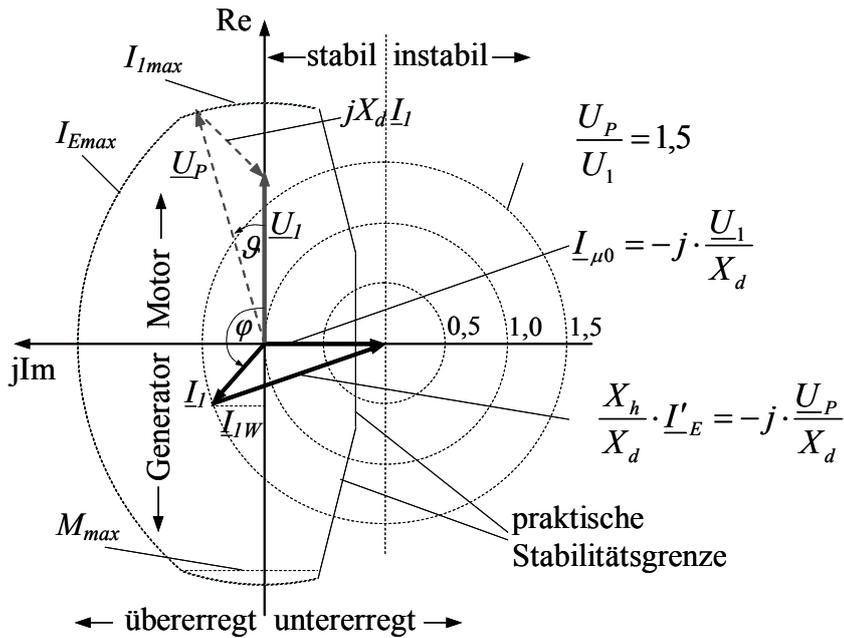


Bild 4.9 Stromortskurven der verlustlosen Vollpolmaschine

Dabei sind auch die Abgrenzungen

Motor	Generator
kapazitiv	induktiv
stabil	instabil

und die Betriebsgrenzen durch

- den zulässigen Erregerstrom,
- den zulässigen Statorstrom,
- die praktische Stabilitätsgrenze und
- ggf. das max. Antriebsmoment

eingezeichnet.

Nach Festlegung eines Leistungs- und Momentmaßstabes durch

$$P_1 = P_2 = m_1 U_1 I_1 \cos(\varphi) = m_1 U_1 I_{1w} = m_1 U_1 \operatorname{Re}\{I_1\} = \omega_d M$$

kann man der Stromortskurve auch Aussagen über die Leistungsverhältnisse und das Moment der Synchronmaschine entnehmen. Insbesondere müssen die Punkte konstanter Wirkleistung und konstanten Momentes auf Parallelen zur imaginären Achse liegen, was zu den nachfolgend diskutierten V-Kurven führt.

V-Kurven der Synchronmaschine

Bestimmt man für die Werte $P_1 = P_2 = \text{const.}$ den Statorstrom über dem Erregerstrom, so erhält man entsprechend Bild 4.10 die sog. V-Kurven für unterschiedliche Wirkbelastungen. Dabei ergeben sich deren Endpunkte durch die Grenzen des zulässigen Arbeitsbereiches:

$$I_{Emin} \leq I_E \leq I_{Emax}, I_1 \leq I_{1max}, M \leq M_{max}.$$

Die V-Kurven vermitteln einen guten Überblick über die Leistungsverhältnisse der Synchronmaschinen und werden daher oftmals als Grundlage für deren Regelung verwendet.

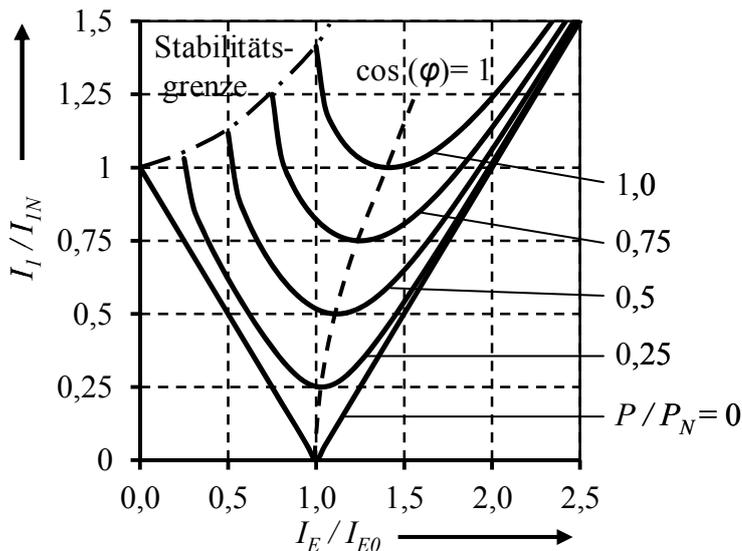


Bild 4.10 V-Kurven für unterschiedliche Wirkbelastungen

4.4.3 Einschalten am starren Netz

Anlauf von Synchronmotoren am starren Netz

Gemäß ihrer Funktionsweise entwickeln Synchronmaschinen nur bei synchroner Drehzahl ein resultierendes Drehmoment, während bei asynchroner Drehzahl (also auch bei Stillstand) lediglich Pendelmomente entstehen. Demzufolge kann eine Synchronmaschine normalerweise nicht selbständig am Netz ($U_1, f \approx \text{const.}$) anlaufen.

Aus diesem u. a. Gründen werden in den Polrädern zusätzlich meist partielle Dämpferkäfige = Kurzschlusskäfige vorgesehen, die unter günstigen Bedingungen einen asynchronen Leerhochlauf der Synchronmaschine bis nahe der Drehfeld-drehzahl ermöglichen, von wo aus sie dann selbständig in den Synchronismus übergehen kann. Dies ist deshalb möglich, da sich die asynchrone Leerlaufdrehzahl, insbesondere bei großen Maschinen, nur wenig von der Drehfeld-drehzahl unterscheidet und somit das Pendelmoment bereits sehr niederfrequent ist.

Zur Reduzierung der asynchronen Anlaufströme können alle beim Asynchronmotor besprochenen Verfahren, bei den eher größeren Leistungen jedoch bevorzugt Anlasstransformatoren, eingesetzt werden.

Trotzdem können bei dieser Grobsynchronisation recht beachtliche Momentstöße und Rückwirkungen auf das speisende Netz auftreten, so dass sie in der Praxis nach Möglichkeit vermieden wird.

Aus Sicherheitsgründen muss dabei während des Hochlaufvorganges die Erregerwicklung mit einem geeigneten Widerstand (ca. $10 \cdot R_E$) überbrückt werden. Der Erregerstrom selbst wird dann erst zur Synchronisation eingeschaltet.

Synchronisation am starren Netz

Bei Generatoranwendungen kann der ohnehin vorhandene äußere Antrieb vorteilhaft zur quasi momentfreien und stromlosen Synchronisation benutzt werden. Eine Synchronmaschine kann momentfrei und stromlos auf ein bestehendes Netz aufgeschaltet werden, wenn folgende Übereinstimmungen

zwischen Netz- und Generatorspannung bestehen:

- Phasenfolge L1, L2, L3 des Netzes zu U, V, W des Generators
(Diese wird üblich nur bei der Inbetriebnahme geprüft und liegt dann schaltungstechnisch fest.)
- Frequenz, durch Angleichung der Polrad- an die Drehfelddrehzahl
- Spannung (Betrag- bzw. Effektivwert), durch Vorgabe des passenden Erregerstromes und
- Phasenlage.

Da während der Synchronisation Netz- und Generatorfrequenz noch nicht exakt übereinstimmen, verschiebt sich die Phasenlage der Spannungen entsprechend dieser Schwebungsfrequenz langsam gegeneinander. Im Zeitabschnitt ungefähre Übereinstimmung erfolgt dann die Aufschaltung.

Diese Bedingungen lassen sich optisch durch unterschiedliche Schaltungen kontrollieren, die so früher auch bei der manuellen Synchronisation eingesetzt wurden.

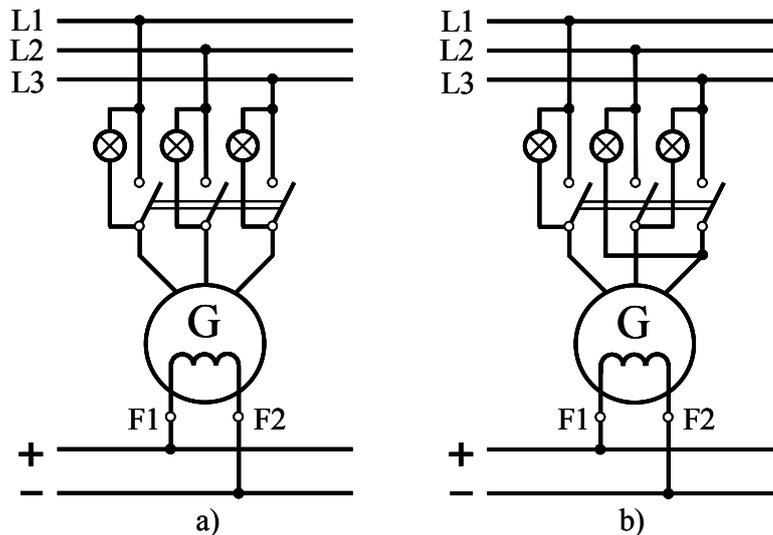


Bild 4.11 Anzeige günstiger Synchronisationsbedingungen

- a) Dunkelschaltung: 3 Lampen dunkel
- b) gemischte Schaltung: 1 Lampe dunkel, 2 Lampen hell

Bild 4.11 a) zeigt z. B. die sog. Dunkelschaltung, wo bei günstigen Synchronisationsbedingungen alle drei Lampen dunkel sind. Allerdings lässt sich damit der günstigste Einschaltzeitpunkt nur ungenau bestimmen, so dass diese Schaltung in der Praxis kaum verwendet wurde. Eine wesentliche Verbesserung ergibt sich durch die in Bild 4.11 b) dargestellte gemischte Schaltung, bei der man eine aktive Anzeige der Synchronisationsbedingungen inklusive einer Aussage über die Drehzahl erhält. So müssen zum Zeitpunkt günstiger Zuschaltbedingungen bei dieser Schaltung die gekreuzt angeschlossenen Lampen gleich hell leuchten, während die Lampe im Strang U dunkel sein muss.

Heutzutage erfolgt die Synchronisation bei großen Synchronmaschinen allgemein mit Hilfe von Synchronisatoren oder aber vollautomatisch.

4.4.5 Betrieb am Umrichter

Ähnlich wie bei der Asynchronmaschine hat die moderne Umrichtertechnik auch der Synchronmaschine als Motor viele neue Anwendungsfelder erschlossen. Insbesondere die schwierigen Anlaufbedingungen der Synchronmaschine spielen bei Umrichterspeisung keine Rolle mehr, da hierbei der Anlauf stets über die variable Frequenz, sofern gewünscht auch bei vollem Moment, erfolgen kann.

Als besondere Vorteile kann man bei Synchronmaschinen

- deren Bereitstellung von induktiver Blindleistung für vereinfachte Umrichter-konzepte ausnutzen oder

- mit Permanentmagneterregung besonders verlustarme, leistungsstarke und recht robuste Antriebe realisieren.

Durch die feste Beziehung zwischen Statorfrequenz und Drehzahl erfolgt die Frequenzvorgabe $f_1 = n \cdot p$ allein aus der Wunschdrehzahl und ist last- bzw. stromunabhängig. Lediglich die Statorspannung muss wieder der Frequenz und ggf. der Belastung angepasst werden. (siehe hierzu auch Abschnitt 3.4.5)

Oberhalb des Typenpunktes ist ein Betrieb im sog. Feldschwächbereich möglich, so dass man mit der Synchronmaschine ebenfalls in allen vier Quadranten gemäß Bild 3.20 arbeiten kann.

Durch den komplizierten Aufbau des Polrades muss in der Regel aber die maximal zulässige Drehzahl gegenüber der Asynchronmaschine reduziert werden. Nur bei permanent erregten Synchronmaschinen kann man durch einen zusätzlichen Schleuderschutz (getränkte, faserverstärkte Bandagen am Polradumfang) oder bei Konzepten mit integrierten Magneten vergleichbar hohe Drehzahlen, z. Zt. bis ca. $n \approx 30000 \text{ min}^{-1}$ erreichen. Allerdings erfordert hier der Feldschwächbetrieb wegen der dann konstanten Polraderregung zusätzliche Maßnahmen.

Bezüglich Geräuschen, Leistung und Wirkungsgrad gelten die unter Abschnitt 3.4.5 gemachten Aussagen zur Asynchronmaschine grundsätzlich auch für die Synchronmaschine.

Für konkrete Ausführungen hierzu siehe auch Kapitel 4.6 Sonderausführungen.

4.5 Bestimmung der Ersatzschaltung

4.5.1 Induktiver Volllastpunkt, Potierreaktanz

Im Prüffeld können insbesondere große Synchronmaschinen meist nicht unter Bemessungsbedingungen getestet werden, da hierzu die erforderliche Antriebsleistung fehlt. Ersatzweise führt man dann eine Messung beim induktiven Volllastpunkt durch, bei dem die Maschine bezüglich Magnetfeld, Statorspannung und –strom unter Originalbedingungen betrieben wird und man bei der Erregung wegen $I_{Eü} \geq I_{EN}$ auf der sicheren Seite liegt. Allerdings erfolgt dieser Versuch momentfrei, so dass dabei die Mechanik nicht überprüft werden kann. Hier verfügt man jedoch über große Erfahrung und vertraut auf die konstruktive Auslegung.

Im Versuch lässt man dazu die mechanisch unbelastete Synchronmaschine am starren Netz übererregt bei rein induktiver Belastung im Bemessungspunkt U_{1N}, I_{1N} laufen und bestimmt den hierzu erforderlichen Erregerstrom $I_{Eü}$. Lässt sich dieser

Punkt einstellen und auch thermisch bis in den stationären Zustand ohne unzulässige Erwärmung fahren, ist die Maschine magnetisch und elektrisch in Ordnung.

Außerdem kann man dabei, wie nachfolgend beschrieben, die sog. Potierreaktanz $X_{Pot} \approx X_\sigma$ ermitteln, die in der angegebenen Weise einen Näherungswert für den Streublindwiderstand darstellt.

Dazu benötigt man die Leerlaufkennlinie der Synchronmaschine und aus dem 3poligen Kurzschlussversuch den Erregerstrom I_{Ek} entsprechend Bild 4.4.

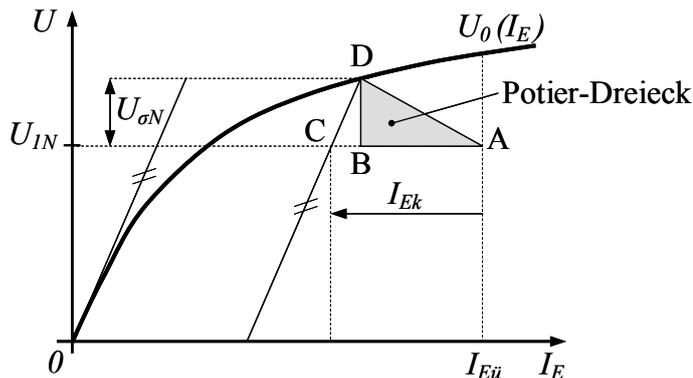


Bild 4.13 Bestimmung der Potierreaktanz

Trägt man nun in der Leerlaufkennlinie nach Bild 4.13 in Höhe der Bemessungsspannung U_{1N} die Punkte

$$A \text{ als } \overline{U_{1N}A} = I_{Eü}$$

$$C \text{ als } \overline{U_{1N}C} = I_{Eü} - I_{Ek}$$

ein, so schneidet eine Parallele zur Anfangssteigung der Leerlaufkennlinie durch C letztere in D. Das Lot von D auf \overline{AC} ergibt dann B und legt das sog. Potierdreieck ABD fest. Die Strecke \overline{BD} stellt als

$$U_{Pot} = X_{Pot} I_{1N} \approx U_{\sigma N}$$

den Spannungsabfall an der gesuchten Potierreaktanz dar und liefert so einen Näherungswert für X_σ

$$X_{Pot} = \frac{U_{Pot}}{I_{1N}} \approx \frac{U_{\sigma N}}{I_{1N}} = X_\sigma.$$

4.5.2 Kenngrößen der Ersatzschaltung

Auch für Synchronmaschinen lassen sich die Kenngrößen der Ersatzschaltung näherungsweise aus Prüffeldmessungen ermitteln. Insbesondere werden dabei zunächst auch die Wirkwiderstände R_{1Cu} und R_E , ähnlich wie bei der Asynchronmaschine, nach Lagerung im temperierten Prüffeld und somit indirekt bekannter Wicklungstemperatur vorab bestimmt: R_{1Cu} und R_E bei $\mathcal{G}_k = \mathcal{G}_U$.

Weiterhin ergeben sich die Eisen- und mechanischen Verluste z. B. aus Leerlaufmessungen bei $n = n_d$ wie folgt

$$- I_E = 0: \quad \text{Messwert: } M_{vn} \quad P_{vn} = \omega \cdot M_{vn}$$

$$- I_E = I_{E0} \quad \text{Messwert: } M_0 \quad P_{vFe} = \omega \cdot (M_0 - M_{vn}) \Rightarrow R_{Fe} = \frac{m_1 U_{1N}^2}{P_{vFe}}$$

Nachfolgend werden diese Werte für die grundsätzlichen Zusammenhänge (vereinfachte Ersatzschaltung) jedoch nicht berücksichtigt.

Generatorischer Leerlauf:

Bei der extern mit $n = n_d$ angetriebenen Synchronmaschine wird die Leerlaufkennlinie und der Leerlauf-Bemessungserregerstrom ermittelt:

$$U_{10} = U_{10}(I_E) \quad \text{mit} \quad I_{E0} = I_E(U_{1N}).$$

Generatorischer Kurzschluss:

Der allpolige Kurzschlussversuch bei $n = n_d$ liefert die Kurzschlusskennlinie und damit die Werte:

$$\begin{aligned} I_{1k} = I_{1k}(I_E) & \quad \text{mit} \quad I_{k0} = I_{1k}(I_{E0}) \\ & \quad \quad \quad I_{Ek} = I_E(I_{1N}) \\ X_d = U_{1N} / I_{k0} & \quad \text{mit} \quad x_d = X_d / Z_N = I_{1N} / I_{k0} = 1 / k_k . \end{aligned}$$

Induktiver Volllastpunkt:

Dieser ermöglicht gemäß der unter 4.5.1 angegebenen Vorgehensweise eine Funktionskontrolle der Synchronmaschine und liefert über die Potierreaktanz X_{Pot} einen Näherungswert für die Streureaktanz X_σ bzw. über die Aufteilung von X_d auch die Stromübersetzung und den Ausdruck für $U_P(I_E)$.

$$X_h = X_d - X_\sigma \approx X_d - X_{Pot} \quad \text{mit} \quad X_\sigma \approx X_{Pot}$$

$$\ddot{u} = \frac{I_E}{I_E'} \approx \frac{X_h}{X_d} \cdot \frac{I_{E0}}{I_{k0}}$$

$$U_P = X_h I_E' = \frac{1}{\ddot{u}} X_h I_E .$$

Damit sind dann alle Ersatzschaltungselemente der Synchronmaschine bekannt.

4.6 Sonderausführungen

4.6.1 Schenkelpolmaschinen

Die bisherigen Ausführungen gelten nur für Vollpolmaschinen, bei denen als Folge des nahezu rotationssymmetrischen Läufers die Stator- und Polrad-durchflutungen bei beliebiger Phasenlage einfach geometrisch addiert werden können. Dies gilt bei Schenkelpolmaschinen nicht mehr, da wegen der unterschiedlichen Luftspalte in der

- Polachse (d-Achse) die synchrone Längsreaktanz $X_d = X_{hd} + X_\sigma$ bzw. in der
- Pollücke (q-Achse) die synchrone Querreaktanz $X_q = X_{hq} + X_\sigma < X_d$ wirksam ist.

Daher muss der Statorstrom bezüglich der Pollage in die Komponenten

$$\underline{I}_{1d} = \text{Stromkomponente in Richtung der Polachse}$$

$$\underline{I}_{1q} = \text{Stromkomponente in Richtung der Pollücke}$$

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{1d} + \underline{I}_{1q}$$

zerlegt werden, die mit unterschiedlicher Gewichtung in die Zeigerdiagramme eingehen. So wirkt

$$\underline{I}'_{1d} = k_{Bd} \underline{I}_{1d} \quad \text{mit} \quad k_{Bd} = 0,8 \dots 0,95$$

$$\underline{I}'_{1q} = k_{Bq} \underline{I}_{1q} \quad \text{mit} \quad k_{Bq} = 0,2 \dots 0,5$$

gemäß Bild 4.14 a) im Zeigerdiagramm der Erregerstromkomponenten, während sie als Spannungsabfälle

$$\Delta \underline{U}_q = jX_d \underline{I}'_{1d} \quad \text{in der Querachse (in Richtung der Polradspannung)}$$

$$\Delta \underline{U}_d = jX_q \underline{I}'_{1q} \quad \text{in der Längsachse}$$

gemäß Bild 4.1.4 b) im Spannungszeigerdiagramm auftreten.

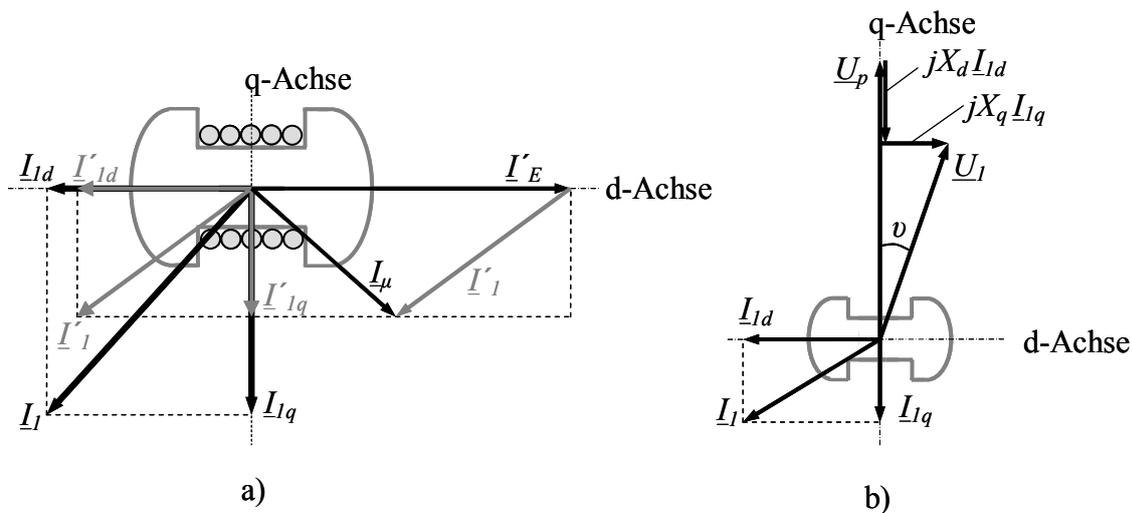


Bild 4.14 Zeigerdiagramme der Schenkelpolmaschine [5]

a) wirksame Stromkomponenten

b) wirksame Spannungskomponenten

Aus letzterem folgen dann aus den Komponenten der Netzspannung bezüglich der d- bzw. q-Achse

$$jX_q \underline{I}_{1q} = -j \underline{U}_1 e^{j\vartheta} \sin \vartheta ; \quad \underline{U}_p + jX_d \underline{I}_{1d} = \underline{U}_1 e^{j\vartheta} \cos \vartheta$$

die entsprechenden Stromkomponenten

$$\underline{I}_{1d} = j \frac{\underline{U}_p}{X_d} - j \frac{\underline{U}_1}{X_d} e^{j\vartheta} \cos \vartheta ; \quad \underline{I}_{1q} = -\frac{\underline{U}_1}{X_q} e^{j\vartheta} \sin \vartheta$$

bzw. mit der Festlegung $\underline{U}_1 = U_1$ der Statorstrom

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= I_{1w} + jI_{1b} \\ &= \underline{I}_{1d} + \underline{I}_{1q} = j \frac{U_p}{X_d} - j \frac{U_1}{X_d} e^{j\vartheta} \cos \vartheta - \frac{U_1}{X_q} e^{j\vartheta} \sin \vartheta \\ &= -\frac{U_p}{X_d} \sin \vartheta - \frac{U_1}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\vartheta \\ &\quad + j \left[\frac{U_p}{X_d} \cos \vartheta - \frac{U_1}{2} \left(\frac{1}{X_d} + \frac{1}{X_q} \right) + \frac{U_1}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cos 2\vartheta \right] \end{aligned}$$

mit der angegebenen Wirk- bzw. Blindkomponente.

Damit ergibt sich aus der Wirkleistung auch die Momentkennlinie der verlustlosen Schenkelpolmaschine zu

$$P_1 = P_2 = m_1 U_1 I_{1w}$$

$$M = \frac{P_1}{\omega_d} = -\frac{m_1 U_1}{\omega_d} \left[\frac{U_p}{X_d} \sin \vartheta + \frac{U_1}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\vartheta \right].$$

Letztere ist in Bild 4.15 a) dargestellt und setzt sich aus 2 Anteilen zusammen,
 - dem Beitrag einer Vollpolmaschine mit $\sin(\vartheta)$ und
 - einem Reaktionsmoment mit $\sin(2\vartheta)$.

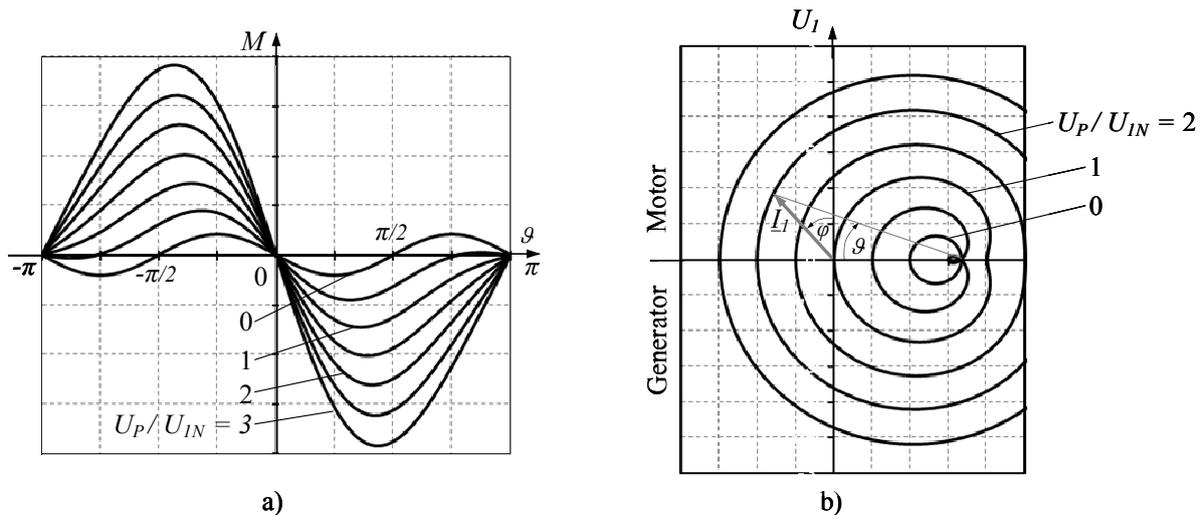


Bild 4.15 Betriebskennlinien der Schenkelpolmaschine
 a) Momentkennlinie der Schenkelpolmaschine
 b) Stromortskurven der Schenkelpolmaschine

Für $U_p = 0$ wird aus der unerregten Schenkelpolmaschine eine Reluktanzmaschine, die somit allein das angegebene Reaktionsmoment aufweist. (siehe auch 4.6.7)

Weiterhin können aus den Stromkomponenten für feste Werte von U_1 und U_p durch Variation von ϑ die Stromortskurven der Schenkelpolmaschine entsprechend Bild 4.15 b) bestimmt werden. Dabei gibt der innere Kreis mit $U_p = 0$ die Verhältnisse der unerregten Maschine an und beschreibt somit allg. das Reaktionsmoment bzw. das Moment als Reluktanzmaschine.

Zur Bestimmung der synchronen Längs- und Querreaktanz treibt man die Synchronmaschine bei offener Erregerwicklung mit ungefähr der Drehfeldfrequenz an und misst dabei den bei fester Klemmenspannung U_{1N} aufgenommenen Netzstrom I_1 .

Dieser schwankt dann mit der Schwebungsfrequenz zwischen den Grenzwerten

$$I_{1max} \Rightarrow X_q = U_1 / I_{1max} \quad \text{und}$$

$$I_{1min} \Rightarrow X_d = U_1 / I_{1min},$$

die in angegebener Weise die gesuchten Reaktanzen festlegen. Da dieser Versuch aus Antriebsgründen meistens bei reduzierter Spannung durchgeführt wird, ergibt sich für das weitgehend lineare X_q trotzdem ein korrekter Wert, während sich für X_d ein Wert für die ungesättigte Maschine einstellt.

4.6.2 Permanent erregte Synchronmaschine

Bei den grundsätzlichen Überlegungen zur Synchronmaschine wurde bisher stets ein elektrisch erregtes Polrad vorausgesetzt, das über den variabel eingepprägten Erregerstrom bezüglich der Statorwicklung wie eine einstellbare Polradspannung wirkt. Bei einer Reihe von Anwendungen kann man auf eine einstellbare Polradspannung verzichten und dann eine konstante Erregung z. B. in Form von Permanentmagneten vorsehen.

Dadurch ergeben sich einige Vorteile bezüglich

- Verluste, Erwärmung und Wirkungsgrad

durch den Wegfall der Erregerleistung,

- Aufbau, Preis und Zuverlässigkeit

durch die wicklungslosen Läufer, fehlende Schleifringe usw.,

was z. B. bei Generatoren für Windkraftanlagen, hochdynamischen Antrieben für die Industrie und bei Kleinmotoren interessiert.

Wie in Abschnitt 1.4.3 gezeigt wird, kann ein Permanentmagnet dargestellt werden als eine Durchflutung mit einem magnetischen Innenwiderstand

$$\Theta_M = V_{Mi} = H_{cB} l_M \hat{=} N_E I_E$$

$$R_{mM} = \frac{l_M}{\mu_{rM} \mu_0 A_M}.$$

Da bei modernen Hochleistungsmagneten $\mu_{rM} \approx 1$ ist, trägt dieser praktisch mit seiner ganzen Länge zum Luftspalt bei, so dass bei derartigen Maschinen auch

- der mechanische (echte) Luftspalt großzügig dimensioniert werden kann und

- die Statorrückwirkung vergleichsweise gering ist.

Damit gelten alle für die elektrisch erregte Synchronmaschine gemachten Aussagen prinzipiell auch für permanent erregte Maschinen mit der Einschränkung $U_p = \text{const.}$

Bürstenlose Gleichstrommaschine

Bei der bürstenlosen Gleichstrommaschine verbindet man die Vorzüge der einfachen regelungstechnischen Struktur einer Gleichstrommaschine mit den konstruktiven Vorteilen einer Drehfeldmaschine.

Es handelt sich dabei um eine Umrichter gespeiste, permanent erregte Synchronmaschine mit Lagegeber entsprechend Bild 4.16, wobei die 3 Stränge der Synchronmaschine über elektronische Schalter S1 ... S6 an einen DC-Zwischenkreis angeschlossen sind, der z. B. über einen steuerbaren Gleichrichter vom öffentlichen Netz gespeist wird.

Dabei entwickelt laut Bild 4.17 a) in der Läuferposition (1) ein Strom I im Strang U das größte Moment, weshalb dieser Strang in der Umgebung von (1) auch bestromt bleibt. Dagegen entwickeln die gleichen Ströme I in den Strängen V und W dann gerade zwar gleich große, aber im Vergleich zu U kleinere Momentbeiträge. Allerdings nimmt bei der eingezeichneten Drehung in mathematisch positiver Richtung dabei das Moment des Stromes in V ab, wogegen der Beitrag von W dann zunimmt. Daher wird in dieser Position (1)

zweckmäßig der Strom von Strang V durch öffnen des Schalters S6 in den Strang W durch schließen von Schalter S2 kommutiert.

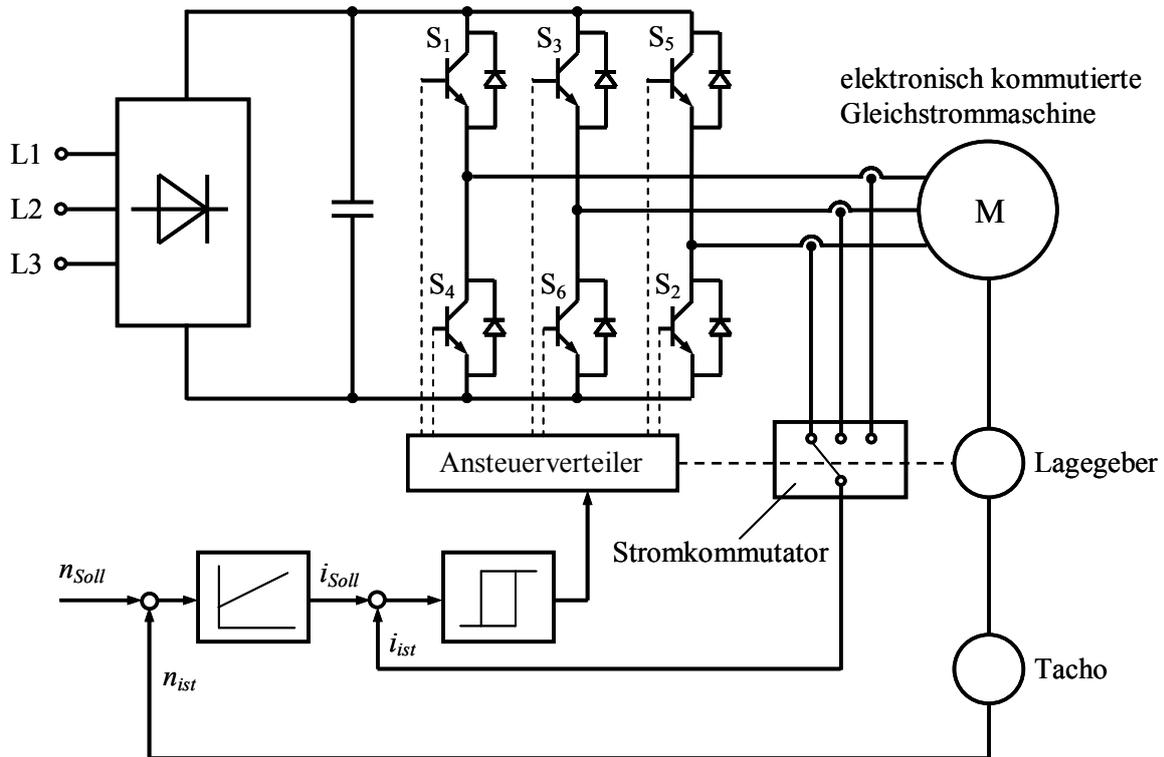


Bild 4.16 Permanent erregte Synchronmaschine als bürstenlosen Gleichstrommaschine

In gleicher Weise werden nun bei der hier betrachteten 2poligen Maschine in 60°-Schritten immer die günstig liegenden Stränge bestromt, so dass sich mit der in Bild 4.17 b dargestellten Schaltfolge die dort unter c) angegebenen idealisierten Stromverläufe ergeben. Entsprechend dieser Funktionsweise wird die Synchronmaschine etwa in ihrem Kippunkt betrieben, was zu der erwünscht guten Maschinenausnutzung führt. Da die Ströme hier aber lageabhängig weitergeschaltet werden, ist ein Kippen der Maschine ausgeschlossen. Ebenso ist die Ankerrückwirkung wegen der geringen Permeabilität der Permanentmagnete, z. B. bei Luftspaltanordnung, gering.

Die Wicklungsumschaltung erfordert einen Umrichter wie er auch zum üblichen Betrieb mit Frequenzvorgabe erforderlich ist, nur dass hier die Umschaltung durch Auswertung der Lagegebersignale erfolgt und in den Wicklungssträngen etwa blockförmige Ströme fließen.

Allerdings verliert dabei die Synchronmaschine ihr Synchronverhalten und nimmt Nebenschlussverhalten an, d. h. sie verhält sich nun wie eine konstant erregte Gleichstrommaschine, wodurch sich auch die Bezeichnungen erklären

- bürstenlose Gleichstrommaschine (bIGM),
- elektronisch kommutierte Gleichstrommaschine, oder
- brushless DC-Motor (bIDC).

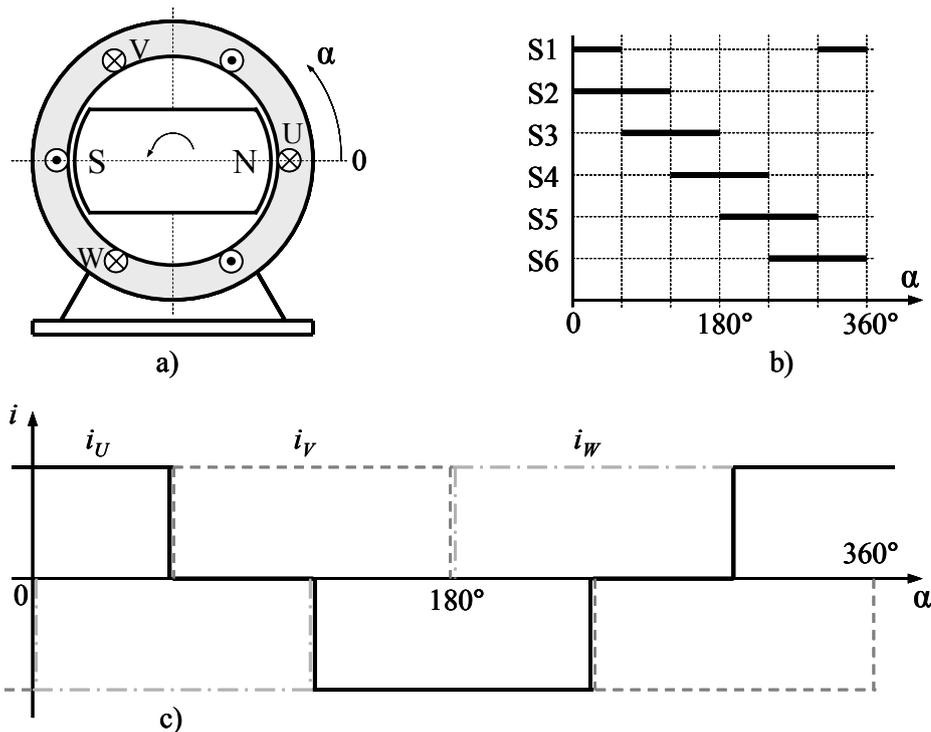


Bild 4.17 Betriebsweise der bürstenlosen Gleichstrommaschine

- a) Momententwicklung
- b) Schaltfolge
- c) idealisierte Stromverläufe

Zur weiteren Reduzierung des Aufwandes werden zunehmend sensorlose Schaltungen realisiert, bei denen die Rotorlage nicht mit einem separaten Geber erfasst, sondern indirekt über die induzierte Spannung des jeweils gerade nicht bestromten Stranges bestimmt wird. Gewisse Probleme ergeben sich dabei noch beim Anlauf bzw. bei kleinen Drehzahlen.

Da bei diesen bürstenlosen Gleichstrommaschinen der Steuerungsaufwand überschaubar bleibt, werden sie zunehmend bei kleineren und mittleren Leistungen eingesetzt, wodurch sich folgende Vorteile ergeben:

- robuster Aufbau für hohe Zuverlässigkeit und Wartungsarmut
- relativ einfacher Umrichter mit Ansteuerung
- minimalen Statorverluste und quasi verlustloser Rotor
für problemlose Kühlung über die Gehäuseoberfläche bei gutem Wirkungsgrad
- hohe Leistungsdichte für kompakte Ausführungen und
- hohe Dynamik bei großem Drehzahlstellbereich.

AC-Servomotor

Wird eine permanent erregte Synchronmaschine nach Bild 4.16 an Stelle der zuvor besprochenen Blockbestromung mit Hilfe eines PWM-Umrichters ebenfalls rotorlageabhängig mit sinusförmigem Drehstrom gespeist, so spricht man allg. von einem AC-Servomotor. Dabei kommen dann meist auch besondere Steuer- und Regelverfahren (z. B. feldorientierte Regelung) zur Anwendung, die es ermöglichen, die feld- und momentbildenden Stromanteile unabhängig vonein-

ander optimal vorzugeben. Durch diese aufwendigere Ansteuerung lassen sich die ohnehin schon guten Betriebseigenschaften des bürstenlosen Gleichstrommotors weiter verbessern und man erhält so einen Antrieb mit:

- geringem Blindleistungsbedarf durch Permanentmagneterregung und optimaler Umrichterausnutzung, z. B. Betrieb mit $\cos(\varphi) \approx 1$,
- minimalen Statorverlusten und ebenfalls quasi verlustlosem Rotor für eine problemlose Kühlung über die Gehäuseoberfläche
- aktuell bestem Wirkungsgrad und höchster Leistungsdichte
- höchste Dynamik bei größtem Drehzahlstellbereich und dauerndem Stillstandsmoment.

Daher wird dieses Konzept bei hohen Ansprüchen zunehmend eingesetzt.

4.6.3 Stromrichtermotor

Beim Stromrichtermotor handelt es sich ebenfalls um eine Synchronmaschine, die hier prinzipiell elektrisch übererregt betrieben wird. Sie liefert dann die zur Kommutierung erforderliche Blindleistung und der Umrichter kann ohne aufwendige Zwangskommutierung als lastgeführter Wechselrichter arbeiten. Diese sind wesentlich einfacher aufgebaut und im Aufwand den Netzstromrichtern für Gleichstrommaschinen vergleichbar.

Abhängig davon ob sie mit oder ohne Rückführung der Rotorlage arbeiten, verhalten sich Stromrichtermotoren wie Gleichstrom- oder Synchronmotoren.

Problematisch sind beim Stromrichtermotor

- die aufwendige Erregereinrichtung und
- sehr niedrige Drehzahlen, z. B. beim Anlauf, da die Synchronmaschine hier die erforderliche Kommutierungsblindleistung u. U. noch nicht liefern kann.

Letzteres hat dazu geführt, dass sie nur noch bei sehr großen Leistungen gebaut werden, da die hier sonst erforderlichen Umrichter mit Zwangskommutierung sehr aufwendig sind (Mittelspannung) bzw. gar nicht zur Verfügung stehen.

4.6.4 Torquemotoren

Zunehmend werden Antriebe für große Drehmomente, hohe Dynamik, kurze Schaltzeiten, hohe Positioniergenauigkeit und gute Wiederholgenauigkeit verlangt, die auch noch wartungsarm und spielfrei sein sollen.



Bild 4.18 Beispiele von Torquemotor [13]

Dann fällt die Wahl häufig auf sog. Torquemotoren entsprechend Bild 4.18, bei denen es sich bevorzugt um hochpolige, permanent erregte Synchronmaschinen handelt. Diese werden zur Steigerung der Leistungsdichte sogar meistens mit einer Wasserkühlung ausgeführt.

Entsprechend den grundsätzlichen Überlegungen zu Synchronmaschinen bestimmt das erwartete Drehmoment das Volumen, das Gewicht, die Verluste und somit letztlich die Kosten der Maschine. Im Vergleich zu entsprechenden Getriebemotorlösungen sind daher Ausführungen mit Torquemotoren oft schwerer und auch teurer. Entscheidend bei der Auswahl ist somit, in wie weit die o. g. Vorteile für den konkreten Anwendungsfall wichtig sind.

Bei der Wirkungsweise der Torquemotoren gelten alle Aussagen über die bürstenlose Gleichstrommaschine bzw. den AC-Servomotor weiter, wobei hier entsprechend den meist hohen Anforderungen eine feldorientierte Ansteuerung mit sinusförmigem Drehstrom bevorzugt wird.

4.6.5 Drehstromlinearmotoren

Prinzipiell können alle rotierenden Maschinen auch als Linearmotoren ausgeführt werden. Dabei haben in der jüngeren Vergangenheit insbesondere permanent erregte Synchronlinearmotoren nach Bild 4.19 für anspruchsvolle lineare Bewegungsabläufe große praktische Bedeutung erlangt.

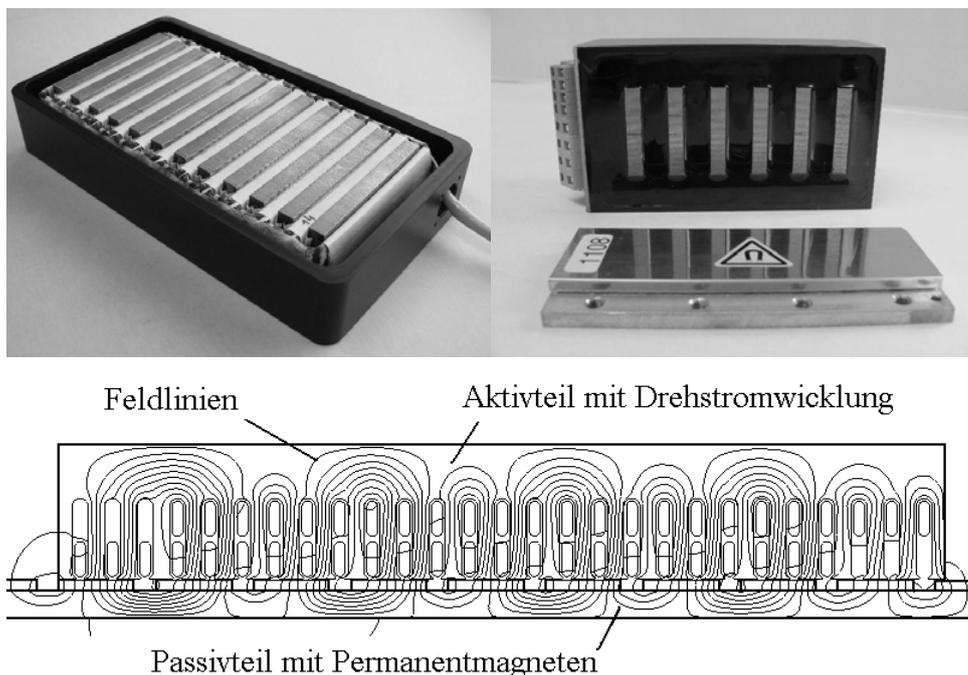


Bild 4.19 Linearmotor [13] mit Feldverlauf

Linearmotoren werden bevorzugt dort eingesetzt, wo lineare Bewegungen erforderlich sind und so die Umwandlung von Rotation in Translation mit allen damit verbundenen Nachteilen, wie Verluste, Spiel, Geräusch, Wartung usw. entfällt. Da es für lineare Bewegungsaufgaben keine den Getrieben vergleichbare praktikable Übersetzungsmöglichkeiten gibt, müssen Linearmotoren stets als sog.

Direktantriebe für die volle Schubkraft und tatsächliche Geschwindigkeit gebaut werden. Da hierbei insbesondere die Schubkraft die Baugröße der Motoren bestimmt, sind Linearmotoren oft größer, schwerer und auch teurer als leistungsgleiche konventionelle Antriebe. Dafür entfallen aber Getriebe, Spindeln, Kurventriebe, Zahnriemen, Zahnstangen usw., sowie deren Wartungsaufwand und Störanfälligkeit, was bei Wirtschaftlichkeitsabwägungen und Zuverlässigkeitsabschätzungen zu berücksichtigen ist.

Zum einfacheren Verständnis der Linearmotoren kann man sich einen normalen Motor am Umfang aufgeschnitten und diesen dann in die Ebene abgewickelt vorstellen, wobei üblich das Sekundärteil über den gesamten Fahrweg verlängert wird. Dabei gilt folgende Analogie zu den rotierenden Maschinen:

- Wanderfeld \leftrightarrow Drehfeld
- synchrone Geschwindigkeit \leftrightarrow Drehfelddrehzahl
- Schubkraft \leftrightarrow Drehmoment, usw.

Für die Schnittgestaltung und Wicklungsauslegung gelten daher die schon für rotierende Maschinen bekannten Bemessungsregeln weiter. Lediglich die beiden Endpole des Linearmotors werden oft zur Anpassung an den Feldauf- und -abbau mit nur halb bewickelten Nuten ausgeführt. Ebenso gelten alle für die rotierenden Maschinen angegebenen Beschreibungsmöglichkeiten, wie Ersatzschaltbilder, Zeigerdiagramme, Ortskurven usw., auch für die Linearmotoren.

Linearmotoren werden bevorzugt als Kurzstatormotoren mit permanent erregtem Sekundärteil ausgeführt, wobei besonders leistungsstarke und hoch ausgenutzte Systeme i. d. R. wieder wassergekühlt sind.

4.6.6 Wechselstrom-Synchronmotoren

Für zeit- bzw. frequenzproportionale Antriebe in Uhren, Zählern usw., sowie Anwendungen mit hohen Anforderungen an Gleichlaufeigenschaften in der Steuerungs-, Regelungs- und Unterhaltungstechnik, werden gerne Wechselstrom-Synchronmotoren, oft auch als Einphasen-Synchronmotoren bezeichnet, eingesetzt. Wie Einphasen-Asynchronmaschinen entwickeln diese meistens elliptische Drehfelder, die zu einer Minderausnutzung des Materials und periodischen Schwankungen in der synchronen Umlaufgeschwindigkeit führen. Da Synchronmaschinen normalerweise nicht von selbst am starren Netz anlaufen können, müssen besondere Vorkehrungen getroffen werden damit sie anlaufen und in den Synchronismus übergehen können.

Prinzipiell können alle unter 3.6.2 behandelten Einphasen-Asynchronmaschinen auch als Synchronmaschinen ausgeführt werden, indem man den Kurzschlussrotor durch einen Magnetläufer ersetzt.

So lassen sich beispielsweise

- Kondensatormotoren,
 - Motoren mit Widerstandshilfsphase,
 - Spaltpolmotoren und
 - Anwurfmotoren (oft als Zappelmotoren bezeichnet)
- auch als Synchronmaschinen fertigen.

Ebenso kann eine Drehstrom-Synchronmaschine in Steinmetzschaltung auch am Einphasennetz betrieben werden.

Ringmagnet-Motoren

Besonders einfache und kostengünstige Synchronmaschinen lassen sich mit Ringmagneten gemäß Bild 4.20 fertigen, die am Umfang meist mehrpolig magnetisiert sind. Oft verwendet man hierzu isotrope Hartferrite mit $B_r = 0,3 \dots 0,4 \text{ T}$. Der für Ferrite typische, hohe Volumenwiderstand schließt nachteilige Wirbelstromeffekte aus, so dass eine Unterteilung der Magnete hier unnötig ist und auch hohe Oberwellenanteile keine zusätzliche Magneterwärmung bewirken. Daher wird diese Läuferart besonders gerne in kleinen Einphasen-Synchronmaschinen mit ihren elliptischen und stark oberwellenhaltigen Statorfeldern verwendet.

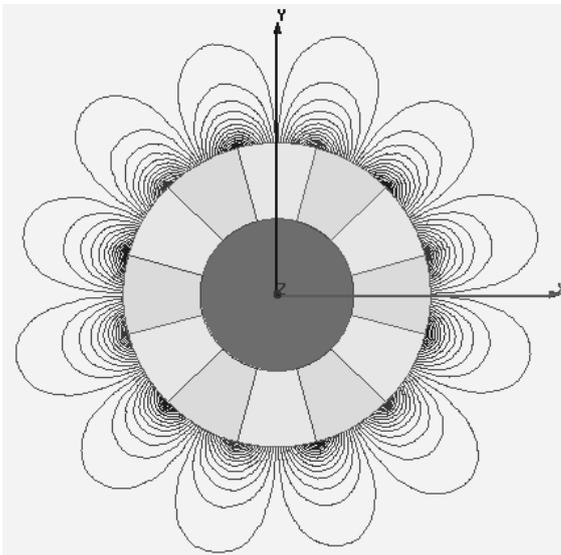


Bild 4.20 12poliger Ferrit-Ringmagnet mit Feldverlauf

Hysteresemotor

Kleine Synchronmaschinen können oft wahlweise mit Ringmagnet-Rotoren oder mit Hystereseläufern bestückt werden.

Nach Bild 4.21 besteht der Hysteresemotor aus einem Stator, der auf eine der bereits bekannten Arten im Luftspalt ein Drehfeld erzeugt. Im Unterschied zum Ringmagnetmotor wird hier als Rotor ein sog. Hysteresering, bestehend aus Material mit einer breiten Hystereseschleife (halbhartes Magnetmaterial), vorgesehen.

Zwar entwickeln Hystereseläufer im Vergleich zu Magnetläufern ein deutlich kleineres Moment, haben aber den Vorteil, dass sie ohne Hilfseinrichtungen von selbst anlaufen und dabei vergleichsweise große Trägheitsmomente in den Synchronismus ziehen können.

Beim An- und Hochlauf wird dieser Hysteresering durch das überlaufende Drehfeld ummagnetisiert, wobei die Hystereseverluste proportional zur Ummagnetisierungsfrequenz, d. h. proportional zum Schlupf s , sind.

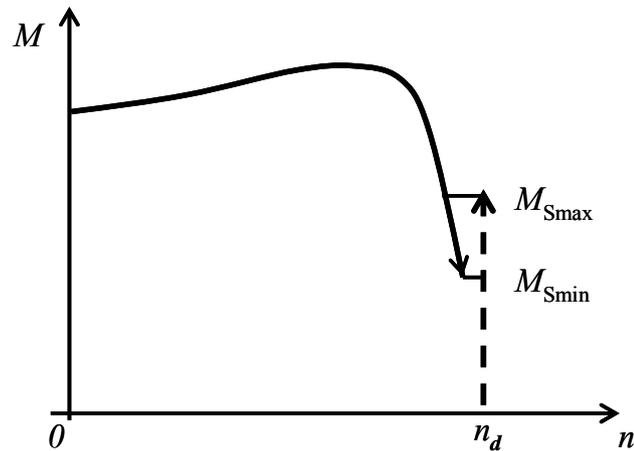


Bild 4.21 Hysterese-Außenläufermotor mit Momentverlauf

Dabei ist die Luftspaltleistung durch den Hysteresering kaum drehzahlabhängig, so dass diese wie beim Asynchronmotor über den Schlupf in mechanische Leistung und Rotorverluste aufgespalten wird. Demnach folgt für die mechanische Leistung bzw. für das entwickelte Drehmoment

$$P_{v2} \sim P_H \sim f_2 \sim s \text{ bei } P_\delta \approx \text{const.}$$

$$P_2 = \omega M = (1-s) \omega_d M \approx P_\delta - P_{v2} = (1-s)P_\delta$$

$$M \approx \frac{P_\delta}{\omega_d} \approx \text{const.}$$

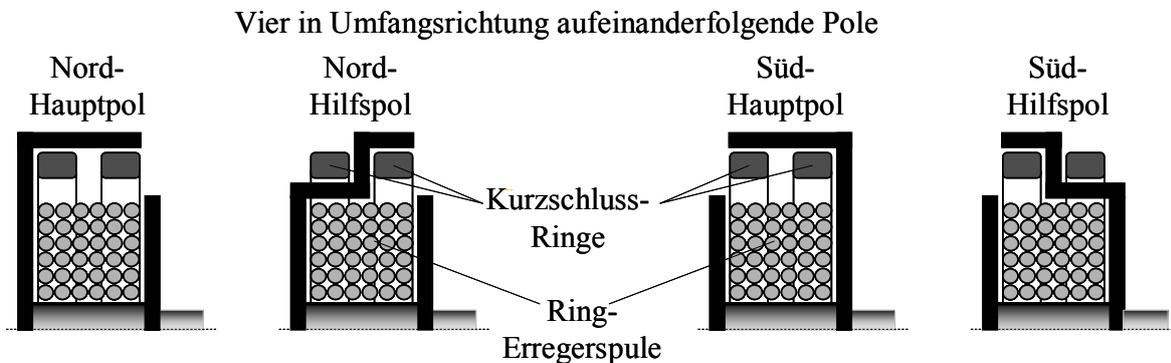
Beim Erreichen der synchronen Drehzahl nimmt der Hysteresering permanentmagnetische Eigenschaften an und das Hochlaufmoment springt auf das deutlich kleinere synchrone Moment M_{Smin} (ca. 10...30 %) und der Hysteresemotor läuft dann wie ein permanent erregter Synchronmotor mit der Drehfelddrehzahl n_d weiter. Bei Überlastung kann er kurzzeitig asynchron mit höherem Drehmoment weiterlaufen; ein längerer Asynchronlauf sollte aber wegen den dabei anfallenden Rotorverlusten bzw. der Rotorerwärmung vermieden werden.

Im Hysteresering können auch Wirbelströme fließen, die ein zusätzliches asynchrones Moment bewirken, dgl. lässt sich durch zusätzlich angebrachte Permanentmagnete das synchrone Moment vergrößern. Durch den magnetisch schlecht leitenden Hysteresering ist der Magnetisierungsstrom bei diesen Motoren vergleichsweise hoch, so dass sie einen schlechten $\cos(\varphi)$ und eine geringe spezifische Leistung aufweisen.

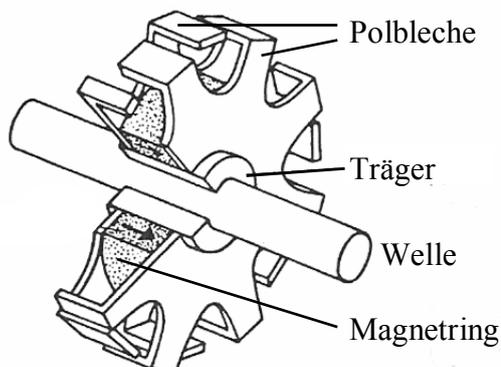
Klauenpol-Synchronmotor

Langsam laufende Motoren kleiner Leistung werden bevorzugt mit einem Stator nach dem Klauenpolprinzip aufgebaut, wobei hier den permanent erregten Synchronmaschinen eine besondere Bedeutung zukommt. Den bekannten Vorteilen der Synchronmaschine stehen normalerweise deren Anlaufprobleme am starren Netz hinderlich im Wege, da im Normalfall der Rotor samt angekoppeltem Trägheitsmoment von Stillstand auf volle Drehzahl beschleunigt werden muss. Wegen der zu n^2 proportionalen kinetischen Energie der rotierenden Massen gelingt der Anlauf bei kleinen Drehzahlen viel leichter, was

die Dominanz der Synchronmaschinen bei kleinen Drehzahlen erklärt. Darüber hinaus sind diese Motoren, bestehend aus einem meist einstückig gestanzten Spulenkasten mit Klauenpolen und Ringwicklung sowie einem Hysterese- bzw. Ringmagnetläufer entsprechender Polzahl besonders einfach und preisgünstig herzustellen, was wiederum deren Großserienfertigung begünstigt.



Durch eine Ringwicklung nach Bild 4.20 werden die einzelnen Klauenpole am Umfang abwechselnd zu Nord- bzw. Südpolen, ohne dass dadurch ein Drehfeld entsteht. Um dies zu erreichen, kann man zwischen den Hauptpolen sog. Hilfspole gemäß Bild 4.22 anordnen. Die konzentrisch zur Erregerspule liegenden Kurzschlussringe sind mit den Haupt- und Hilfspolen unterschiedlich verkettet, so dass sich dadurch eine Phasenverschiebung und in deren Folge ein meist stark elliptisches Drehfeld (Spaltpolprinzip) ausbildet.



In Sonderfällen wird auch die Erregerwicklung entsprechend Bild 4.23 durch axial magnetisierte Ringmagnete ersetzt, wodurch sich dann besonders einfache und preisgünstige Konzepte ergeben.

4.6.7 Drehstromlichtmaschine

Klauenpol-Synchrongeneratoren verrichten z. B. als Drehstrom-Lichtmaschinen millionenfach ihren Dienst im Straßenverkehr. Sie bestehen gemäß Bild 4.24 aus einem Stator mit Drehstromwicklung und einem Polrad in Klauenpolausführung.

Zur Anpassung an das übliche Bordnetz (z. B. 12V DC bei PKW) sind in der Lichtmaschine ein Gleichrichter und ein Spannungsregler integriert.

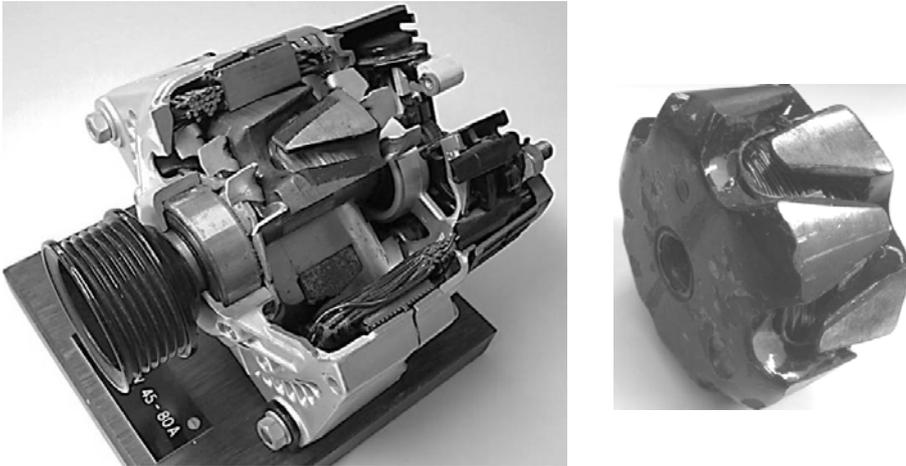


Bild 4.24 Drehstromlichtmaschine für PKW

Da Lichtmaschinen in einem weiten Drehzahlbereich elektrische Leistung bei etwa konstanter Ausgangsspannung liefern müssen, kommt hier nur eine elektrisch erregte Ausführung in Frage. Dazu wird der Erregerstrom durch einen Spannungsregler vorgegeben und dem Polrad über Schleifringe zugeführt.

Die übliche Bemessungsleistung einer PKW-Lichtmaschine beträgt ca. 2kW und soll möglichst schon bei der Leerlaufdrehzahl $n_0 \approx 600 \text{ min}^{-1}$ des Verbrennungsmotors abgegeben werden können.

Neuerdings werden zunehmend auch höhere Generatorleistungen installiert, da der Leistungsbedarf bei den Autos spürbar ansteigt.

4.6.8 Reluktanzmotor

Bekanntlich werden ferromagnetische Stoffe von einem Magneten, unabhängig von der Polart angezogen. Nach diesem Prinzip lassen sich ebenfalls sehr einfache und robuste Motoren und gelegentlich auch Generatoren bauen. Da hierbei im Rotor nur ein Gleichfeld auftritt, kann dieser aus massivem Stahl gefertigt werden, so dass diese Technik u. a. für höchste Drehzahlen, z. B. in Ultrazentrifugen zur Isotopentrennung (bis mehrere $100\,000 \text{ min}^{-1}$), zur Anwendung kommt.

Neuerdings werden sie auch als geschaltete Reluktanzmotoren (SR-Motoren) eingesetzt.

Das Drehfeld wird dabei im Stator meistens durch eine Drehstromwicklung erzeugt. Für Einphasenbetrieb können jedoch auch alle bereits beschriebenen Einphasen-Statoren verwendet werden, so z. B. bei

- Kondensatorbetrieb bis einige 100 W
- Spaltpolbetrieb bis einige W und
- Klauenpolbetrieb im mW-Bereich.

Für normale Anwendungen setzt man insbesondere bei höheren Leistungen i. d.

R. geblechte Rotoren ein.

So wird bei einem Rotor nach Bild 4.25 a) durch Aussparungen am Umfang der Luftspalt abschnittsweise vergrößert. Der Rotor ist dann bestrebt, sich mit dem kleinen Luftspalt in Richtung des umlaufenden Feldmaximums einzustellen. Nachteilig bei diesem Konzept ist, dass durch die Aussparungen der Magnetisierungsstrom ansteigt, was zu einem schlechteren $\cos(\varphi)$ und Wirkungsgrad führt. Auch ist die Leistung deutlich kleiner als bei einem baugleichen Asynchronmotor.

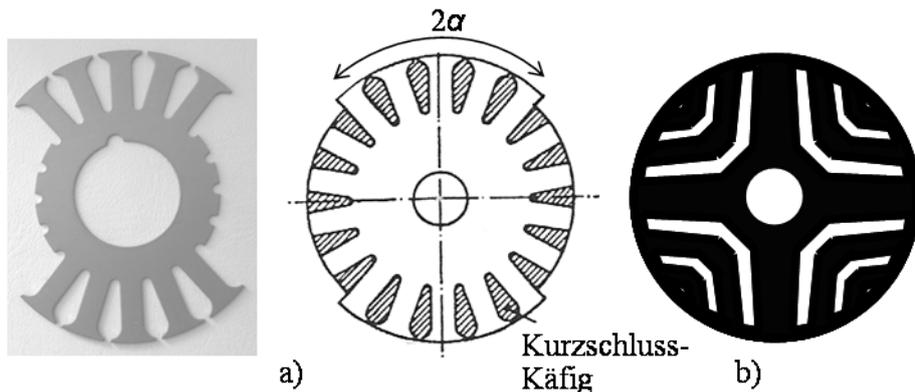


Bild 4.25 Läufer von Reluktanzmotoren

a) 2polige Ausführung mit Aussparungen am Polumfang [14]

b) 4polige Ausführung mit innerer Flussperren

Günstigere Verhältnisse liegen bei einem Rotor nach Bild 4.25 b) vor, wo durch innere Flussperren das Magnetfeld ebenfalls bevorzugt nur in bestimmten Richtungen durch den Rotor verlaufen kann. Bei geeigneter Formgebung der Flussperren erreicht man bei diesen Reluktanzmotoren fast die Werte normaler Asynchronmaschinen.

Für einen asynchronen Selbstanlauf erhalten die Rotoren hier partielle oder vollständige Kurzschlusskäfige. Nach dem Hochlauf gehen sie in den Synchronismus über, können aber bei Überlastung auch wieder asynchron weiterlaufen.

Die Entstehung des Reluktanzmomentes lässt sich direkt aus der allgemeinen Momentbeziehung für Schenkelpolmaschinen ableiten, wenn man dort für die fehlende Erregung $U_F=0$ berücksichtigt

$$M \approx \frac{P_1}{\omega_d} = \frac{m_1 U_1 I_{1w}}{\omega_d} = -\frac{m_1 U_1 U_1}{\omega_d} \frac{1}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\vartheta = -\frac{m_1 U_1^2}{2 \omega_d} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\vartheta .$$

Für eine optimale Maschinenausnutzung muss demnach X_q möglichst klein und X_d möglichst groß gewählt werden, was z. B. bei einer Ausführung nach Bild 4.25 a) einen großen Luftspalt in der q-Achse und einen kleinen Luftspalt in der d-Achse erfordert. Da beides nur begrenzt möglich ist, erreichen Reluktanzmaschinen in der Praxis i. d. R. nie die hohen spezifischen Momente von elektrisch oder permanent erregten Synchronmaschinen.

5 Stromwendermaschinen

Ihren Namen haben die Stromwendermaschinen von dem aus isolierten Kupferlamellen aufgebauten Stromwender, auch Kommutator oder Kollektor genannt. Mit seiner Hilfe werden rotorlageabhängig Ströme bzw. Teilströme auf mechanischem Wege umgeschaltet. Dadurch konnte man, lange bevor entsprechende elektronische Lösungen existierten, anspruchsvolle drehzahlvariable Maschinen realisieren. Mangels Alternativen wurde der hohe Wartungsaufwand als unvermeidlich akzeptiert. Erst durch die rasante Entwicklung in der Umrichtertechnik und dem damit verbundenen Preisverfall haben wartungsarme Drehfeldmaschinen die Stromwendermaschinen bei größeren Leistungen inzwischen weitgehend verdrängt, so dass sie insbesondere für die Industrie ihre frühere herausragende Bedeutung verloren haben.

Demgegenüber werden sie im Bereich der Klein- und Hilfsantriebe als

- permanent erregte Gleichstrommotoren
(Auto, Haushalt, Verfahrens- und Regelungstechnik usw.) bzw.
 - Universalmotoren zum direkten Betrieb am Netz
(Haushalt, Heimwerkerbereich usw.)
- weiterhin in größten Stückzahlen gefertigt.

5.1 Aufbau

Den prinzipiellen Aufbau der Stromwendermaschinen zeigt Bild 5.1. Dabei werden bei größeren Leistungen a) bevorzugt elektrisch erregte Ausführungen und bei kleinen Leistungen b) üblich permanent erregte Konzepte vorgesehen.



a) elektrisch erregt
Bild 5.1 Aufbau von Gleichstrommaschinen

b) permanent erregt

5.1.1 Stator

Im Gegensatz zu Drehfeldmaschinen wird im Stator von Gleichstrommaschinen, auch als Ständer oder Magnetgestell bezeichnet, ein ruhendes Magnetfeld mit ausgeprägten Polpaaren erzeugt.

Je nach Leistung kommen bevorzugt folgende Konzepte zur Anwendung:

- < 1 kW: zweipolig, permanent erregt, keine Hilfswicklungen
- < 3 kW: vierpolig, permanent erregt bei PKW-Anlassern, bzw. zweipolig, reihenschlusserregt bei Universalmotoren,
- 1.....ca. 50 kW: sowohl permanent als auch elektrisch erregt, mindestens vierpolig, Wendepole
- > 50 kW: vorrangig elektrische Erregung, mindestens vierpolig, Wendepole und Kompensationswicklungen für bessere Materialausnutzung und guten Rundlauf.

Das betriebsmäßig konstante Statorfeld lässt dort prinzipiell eine massive Bauweise zu. Lediglich im Bereich der Polschuhe treten durch die vorbeilaufenden Rotorzähne schnelle Feldschwankungen auf, so dass diese bei großen Maschinen schon immer lamelliert waren. Häufig wird aus Fertigungsgründen dann der gesamte Polkörper als lamellierter Kern aufgebaut und nach aufschieben der Erregerwicklung am massiven Statorrücken (Ständerjoch) befestigt.

Durch die immer höheren Anforderungen an die Dynamik werden entsprechend Bild 5.2 neuerdings zunehmend komplett lamellierte Statorpakete, meist mit integrierten Kühlluftkanälen, verwendet. Bei größeren Gleichstrommaschinen trägt der Stator zwischen den Hauptpolen sog. Wendepole und ab ca. 50 kW zusätzlich auf den Hauptpolen Kompensationswicklungen. Diese sind in Reihe mit dem Anker geschaltet und begünstigen die Kommutierung und Ausnutzung der Gleichstrommaschinen. Die Erregerwicklungen auf den Hauptpolen bzw. die entsprechenden Permanentmagnete verursachen den Haupt- oder Erregerfluss, der sich ausgehend vom Hauptpol über Luftspalt, Anker, Luftspalt, Hauptpol und Gehäuse schließt. Bei den bevorzugt symmetrisch aufgebauten Magnetkreisen teilt sich der Fluss eines Poles im Gehäuse und Anker, so dass diese dann nur für den halben Fluss zu bemessen sind.

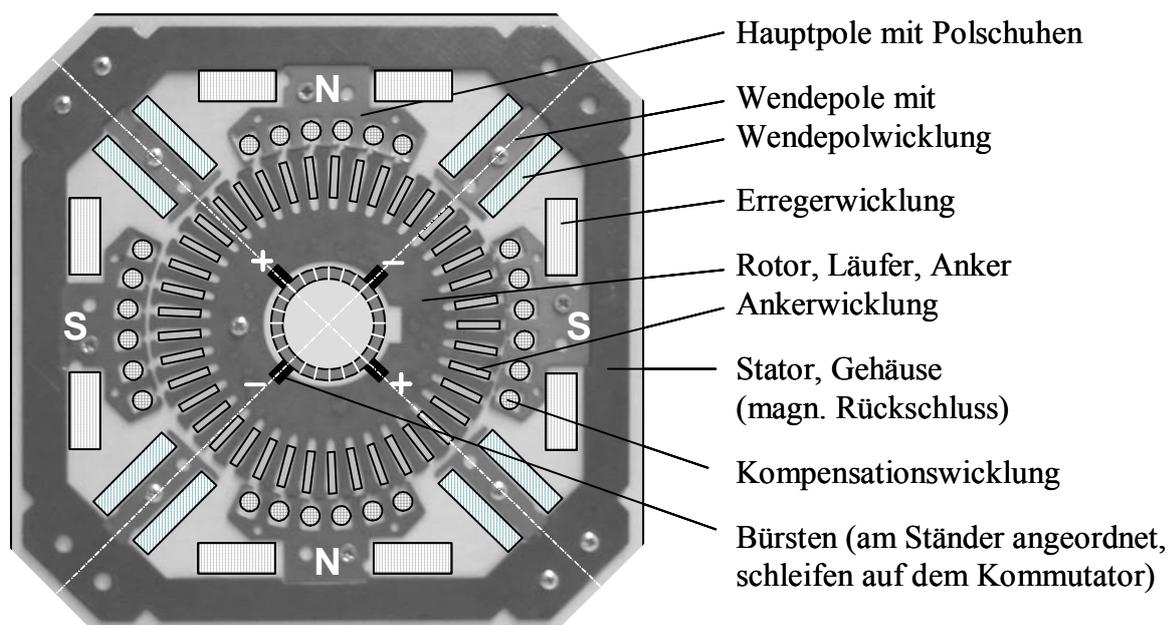


Bild 5.2 Querschnitt einer Gleichstrommaschine

5.1.2 Rotor mit Stromwender

Der Läufer oder Anker, wie man den Rotor bei Gleichstrommaschinen üblicherweise auch bezeichnet, wird bei einer allg. $2p$ -poligen Maschine pro Umdrehung p mal ummagnetisiert. Er muss daher prinzipiell aus isolierten Einzelblechen aufgebaut sein.

In die Läuferbleche sind, zur Aufnahme der Ankerwicklung, am Umfang sog. Nuten und gegebenenfalls zur Welle hin Luftlöcher eingestanz. In die Nuten wird die Ankerwicklung eingelegt und durch Verschlusskeile, Deckschieber und/oder Tränkung gegen die Fliehkräfte gesichert. Die Wicklung besteht aus einzelnen Spulen, deren Anfang und Ende fortlaufend auf benachbarte Lamellen des Stromwenders geführt und dort durch Löten, Schweißen oder Verstemmen miteinander elektrisch und mechanisch verbunden sind. Große Leiterquerschnitte müssen zur Reduzierung von Stromverdrängungseffekten unterteilt bzw. verroebelt werden.

Die Luftlöcher dienen bei größeren Maschinen der intensiven Kühlung. Dabei wird die Kühlluft i. d. R. axial von der Antriebsseite her durch die Maschine gedrückt, so dass der Abrieb der Kohlebürsten auf der Gegenseite möglichst direkt ins Freie geblasen werden kann.

Der Stromwender besteht entsprechend Bild 5.3 aus gegeneinander isolierten Hartkupferlamellen, die meistens durch Gießharz, evtl. mit zusätzlicher Armierung, zusammengehalten werden. Über die feststehenden Kohlebürsten wird bei der Rotordrehung immer anderen Ankerspulen der Strom zugeführt, so dass dieser ebenfalls ein gegenüber dem Stator ruhendes Magnetfeld erzeugt. Die Kohlebürsten sind über den Bürstenapparat mit dem Stator verbunden und Federn sorgen für einen definierten Anpressdruck der Kohlen auf den Kollektor. Neuerdings wird, hauptsächlich als Konsequenz der zunehmend schärferen Produkthaftung, eine Selbstabschaltung des Ankerstromes gegen Beschädigung des Kollektors bzw. daraus resultierender Folgeschäden vorgesehen.

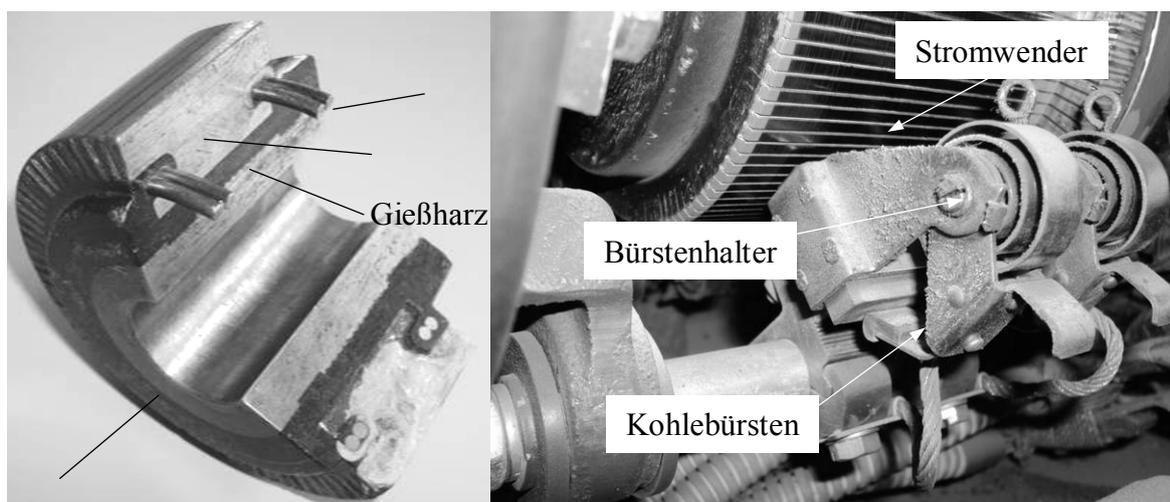


Bild 5.3 Stromwenderaufbau und Bürstenapparat

5.1.3 Konstruktionsteile

Auch hier gelten allgemein die bereits unter 3.1.3 gemachten Aussagen zur Asynchronmaschine auch für die Stromwendermaschinen.

Der Stromwender erfordert dabei wieder konstruktiv:

- zusätzliche Baulänge,
 - gute Zugänglichkeit für Wartung usw. (sofern vorgesehen),
 - Maßnahmen gegen innere Verschmutzung
- und führt zu

- erschwerten Bedingungen bei höheren Schutzarten.

Da größere Gleichstrommaschinen praktisch nur noch für drehzahlvariable Anwendungen eingesetzt werden, sind sie bevorzugt fremd belüftet. Dazu ist in der Regel ein separat angetriebener Lüfter am Stator angeflanscht, der die Kühlung auch bei niedriger Drehzahl sicherstellt. Bei höheren Schutzarten sind u. U. Wärmetauscher und zusätzliche Filter (Kohlestaub) vorzusehen.

Als Besonderheit werden insbesondere bei den in größten Stückzahlen hergestellten Motoren kleiner Leistung bevorzugt Gleitlager eingesetzt.

5.1.4 Klemmenbezeichnung und Erregungsart

Für die Klemmenbezeichnungen bei Gleichstrommaschinen gilt ebenfalls DIN EN 60034-8. Entsprechend ihrer früheren Bedeutung wird dabei zusätzlich nach der Erregungsart unterschieden.

In Bild 5.4 sind die wichtigsten Erregungsarten mit den genormten Klemmenbezeichnungen angegeben:

- a) Reihenschlusserregung,
- b) Nebenschlusserregung,
- c) Fremderregung und
- d) Doppelschlusserregung.

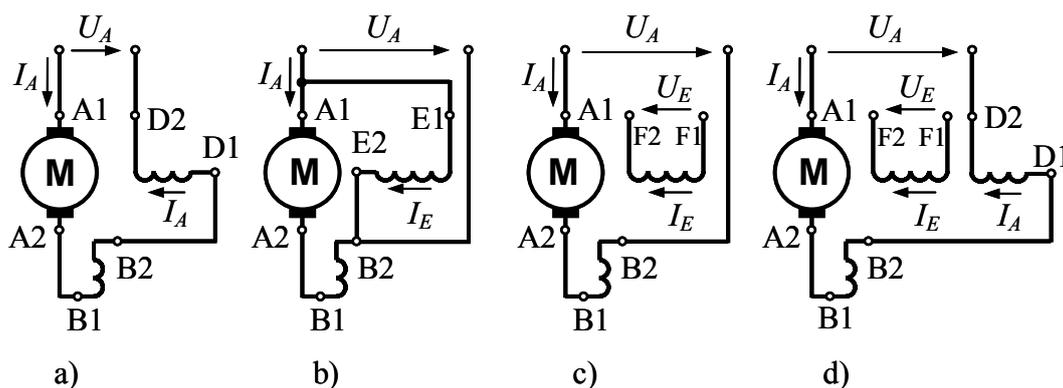


Bild 5.4 Klemmenbezeichnungen bei Gleichstrommaschinen

A1 - A2 Ankerwicklung D1 - D2 Reihenschlusswicklung

B1 - B2 Wendepolwicklung E1 - E2 Nebenschlusswicklung

C1 - C2 Kompensationswicklung F1 - F2 fremd erregte Wicklung

Reihenschlusserregung

Diese, auch als Hauptschlusserregung bezeichnete, Schaltung kommt praktisch nur bei Motoren vor. Nach Bild 5.4 a) fließt derselbe Strom in der Anker- und Erregerwicklung, die hier vergleichsweise wenige Windungen aufweist. Da der zunehmende Laststrom auch das Erregerfeld verstärkt, haben diese Motoren das größte Anzugsmoment. Umgekehrt nimmt bei Entlastung auch das Erregerfeld ab und die Drehzahl steigt u. U. unzulässig an.

Besondere Bedeutung hat die Reihenschlusserregung heutzutage für Universalmotoren.

Nebenschlusserregung

Bei Nebenschlusserregung liegt die Erregerwicklung gemäß Bild 5.4 b) parallel zum Anker an der gemeinsamen, meist konstanten Versorgungsspannung. Bei dieser früher sehr gebräuchlichen Schaltungsart steigt der Ankerstrom proportional und die Drehzahl fällt linear mit zunehmender Belastung und man bezeichnet dieses Verhalten allg. als Nebenschlussverhalten.

Viele Begriffe in der Antriebstechnik leiten sich noch heute vom Verhalten dieser Ausführung ab und man spricht dann, unabhängig von der Maschinenart, von Nebenschlussverhalten.

Fremderregung

Bei fremd erregten Gleichstrommaschinen wird der Erregerstrom von einer getrennten Quelle, z. B. von einem steuerbaren Netzgleichrichter geliefert. Die entsprechende Schaltung mit Klemmenbezeichnungen ist in Bild 5.4 c) angegeben.

Da hierbei Ankerspannung und Erregerstrom unabhängig voneinander eingestellt werden können, eignet sich diese Schaltungsart besonders für drehzahlvariable Antriebe. Bei konstanten Versorgungsspannungen zeigt die fremd erregte Maschine Nebenschlussverhalten.

Auch permanent erregte Gleichstrommaschinen zählen zu den fremd erregten Gleichstrommaschinen, wobei natürlich die Erregerwicklung und die entsprechenden Anschlussklemmen fehlen und die Erregerdurchflutung durch die Dauermagnete unveränderlich vorgegeben ist.

Fremderregung ist die z. Zt. gebräuchlichste Erregungsart.

Doppelschlusserregung

Diese wird bei mittleren Leistungen oft an Stelle der aufwendigeren Kompensationswicklung vorgesehen.

Nach Bild 5.4 d) unterstützt dabei eine Hilfsreihenschlusserregung (Compoundwicklung) die dominierende Fremderregung lastabhängig, wodurch negative Auswirkungen der Erregerfeldschwächung durch die Ankerrückwirkung (Gefahr der Instabilität) vermieden werden.

5.1.5 Hilfseinrichtungen

Früher waren für den Betrieb von Gleichstrommaschinen eine ganze Reihe von meist verlustbehafteten, mechanisch betätigten Hilfseinrichtungen, wie

- Anlasser,
 - Feldsteller,
 - Umschalter usw.
- erforderlich.

Diese Funktionen werden heutzutage weitestgehend von den eher verlustarmen, kontaktlosen und verschleißfreien Stromrichtern mit übernommen.

5.2 Wirkungsweise

5.2.1 Grundgesetze

Die Wirkungsweise von Gleichstrommaschinen beruht auf der direkten Anwendung des Induktionsgesetzes und der Kraft auf Strom durchflossene Leiter gemäß Abschnitt 1.1.

Nach diesen wird in einem Leiter der Länge l , der sich senkrecht durch ein homogenes Magnetfeld der Flussdichte B mit der Geschwindigkeit v bewegt, die Spannung

$$U_i = \vec{l} \cdot (\vec{v} \times \vec{B}) = l v B$$

induziert und in der gleichen Anordnung erfährt der vom Strom I durchflossene Leiter im senkrecht stehenden, homogenen Magnetfeld B die Kraft

$$\vec{F} = I \cdot \vec{l} \times \vec{B} \quad \text{mit} \quad F = |\vec{F}| = l \cdot I \cdot B.$$

Die dabei unterstellte Orthogonalität der Einflussgrößen ist bei Gleichstrommaschinen allg. in guter Näherung deshalb erfüllt, da sich dann das Maximum an Spannung bzw. Moment, d. h. eine optimale Materialausnutzung, ergibt.

Für die grundsätzlichen Zusammenhänge kann man daher von einer idealisierten Gleichstrommaschine entsprechend Bild 5.5 a) ausgehen.

Polschuhe und zylindrischer Anker bewirken im Bereich der Pole ein näherungsweise konstantes Radialfeld. Dieses steht somit senkrecht zur Bewegungsrichtung der axialen Ankerdrähte und letztere stehen dadurch senkrecht zum Feld und zur Bewegungsrichtung.

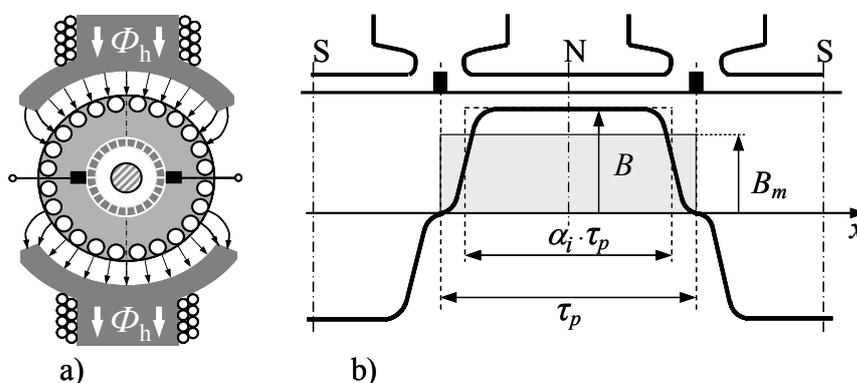


Bild 5.5 a) Idealisierte 2polige Gleichstrommaschine

b) Feldverlauf mit Definition des Polbedeckungsfaktors α_i [5]

5.2.2 Generatorbetrieb

In der idealisierten 2poligen Anordnung nach Bild 5.5 a) mit

B = Luftspaltfeld (radial)

r = Ankerradius

l = Ankerlänge

n = Ankerdrehzahl

α_i = ideelles Polbedeckungsverhältnis entsprechend Bild 5.5 b)

z = Leiterzahl je Ankerzweig = Leiterzahl zwischen benachbarten Kohlen

z_w = $\alpha_i z$ = wirksame Leiterzahl je Ankerzweig

Φ_h = Nutzfluss je Pol

wird nach dem Induktionsgesetz die Spannung

$$U_i = z_w l v B = \alpha_i z l \omega r B = c_m \Phi_h n$$

mit

$$c_m = 2 p z \quad \text{und} \quad \Phi_h = \alpha_i \frac{\pi r}{p} l B$$

induziert, die im Leerlauf an den Bürsten messbar ist.

Bei Belastung verringert sich diese um

- den Spannungsabfall am Ankerwiderstand $R_A \cdot I_A$ (ggf. einschließlich der Widerstände von Wendepol-, Kompensations- und/oder Reihenerregerwicklung)
- den Bürstenspannungsabfall ca. 2 V bei Kohlebürsten
ca. 0,6 V bei metallhaltigen Bürsten
→ 0 V bei Edelmetallbürsten.

Für die Klemmenspannung gilt dann allgemein

$$U_A = U_i - R_A I_A - U_{Bü}.$$

5.2.3 Motorbetrieb

Wird der in Bild 5.5 a) dargestellten Anordnung über den Stromwender der Ankerstrom I_A zugeführt, so bewirken die z_w Leiter je Ankerzweig eine tangentialer Umfangskraft F_t , die mit dem Hebelarm r das innere Drehmoment

$$M_i = F_t \cdot r = z_w l I_A B r = \frac{c_m \Phi_h}{2\pi} I_A$$

ergibt.

Dieses Moment wird unabhängig von der Motordrehzahl entwickelt. Allerdings muss die äußere Spannungsquelle zusätzlich zu den Spannungsabfällen auch die drehzahlabhängige induzierte Spannung nach 5.2.2 überwinden. Damit gilt für die Klemmenspannung bei Motorbetrieb

$$U_A = U_i + R_A I_A + U_{Bü}.$$

Diese Beziehung wird später als Ausgangspunkt für die Ersatzschaltung der Gleichstrommaschine im stationären Betrieb verwendet.

5.2.4 Ankerquerfeld

Bürstenverstellung und Wendepole

Nach Bild 5.6 b) erzeugt auch die Strom durchflossene Ankerwicklung ein Magnetfeld, das bei symmetrischer Bürstenstellung etwa senkrecht zum Hauptfeld gerichtet ist und daher als Ankerquerfeld bezeichnet wird. Dieses zum Ankerstrom proportionale Querfeld überlagert sich dem Erregerfeld (Bild 5.6 a), so dass das resultierende Feld gemäß Bild 5.6 c) eine mit dem Ankerstrom zunehmende Drehung gegenüber dem ungestörten Verlauf erfährt. Dadurch befinden sich die symmetrisch liegenden, kommutierenden Spulen nicht mehr in einer feldfreien Zone, so dass bei Überbrückung der Lamellen durch die Kohlebürsten zusätzlich ein Kurzschlussstrom entsteht. Dieser erschwert die Kommutierung und führt zu einem vorzeitigen Verschleiß des Stromwenders. Bei kleinen Gleichstrommaschinen mit festgelegter Drehrichtung werden daher die Bürsten aus der Mittellage verdreht, so dass sie bei einem mittleren Strom wieder in der lastabhängigen neutralen Zone liegen.

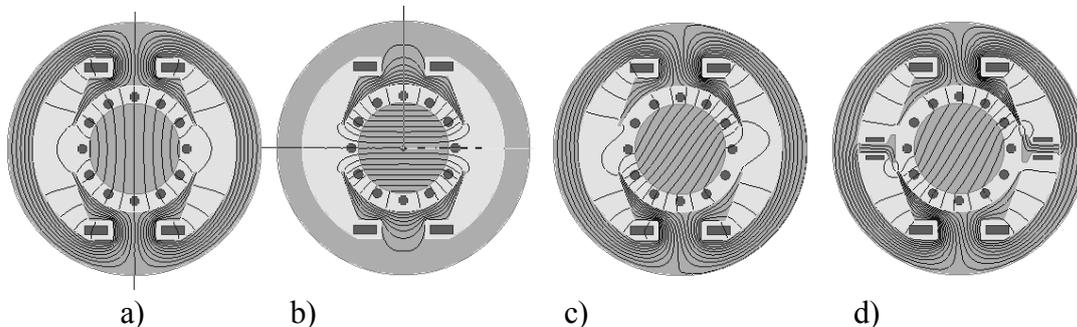


Bild 5.6 Magnetisches Feld in Gleichstrommaschinen

- a) Erregerfeld
- b) Ankerquerfeld
- c) Erreger- und Ankerquerfeld
- d) resultierendes Feld mit Wendepolen

Bei größeren Maschinen oder bei Betrieb in beiden Drehrichtungen ist die Bürstenverstellung nicht anwendbar und man kompensiert das Ankerquerfeld entsprechend Bild 5.6 d) durch ein entsprechendes Gegenfeld mit Hilfe der sog. Wendepole. Dieses wird zur Verbesserung der Kommutierung meistens etwas stärker gewählt (überkompensiert). Da es wie das Ankerquerfeld proportional zum Ankerstrom sein muss, liegen die Spulen der Wendepole in Reihe mit dem Anker. Dadurch bleiben die kommutierenden Ankerspulen unabhängig von der Belastung und der Drehrichtung in der dadurch immer geometrisch symmetrisch liegenden, neutralen Zone.

Bei einer Drehrichtungsumkehr wird dann die Reihenschaltung von Anker- und Wendepolwicklung jeweils gemeinsam umgepolzt.

Doppelschluss- und Kompensationswicklung

Das Ankerquerfeld bewirkt neben einer Verdrehung der neutralen Zone (die durch Wendepole vermieden werden kann) auch eine Feldverzerrung unter den

Hauptpolen gemäß Bild 5.7. Diese Ankerrückwirkung führt zu einer
 - Schwächung des Erregerfeldes als Folge der nichtlinearen Magnetisierungskennlinie und zu
 - stark unterschiedlichen Lamellenspannungen.

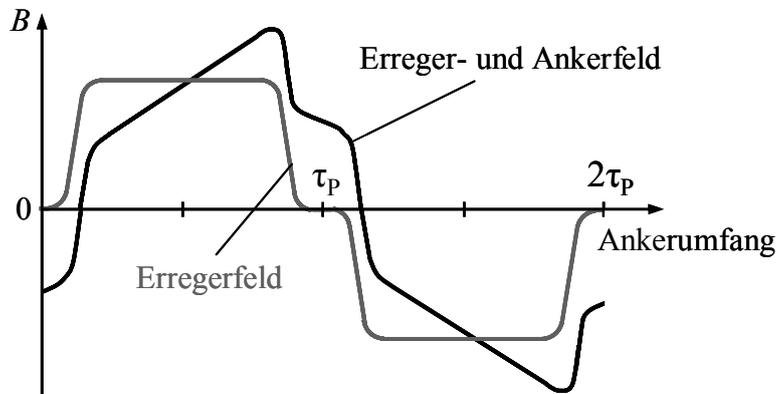


Bild 5.7 Feldverzerrung durch das Ankerquerfeld [15]

Dabei kann die Erregerfeldschwächung bei Leistungen bis ca. 50 kW noch durch eine auf den Hauptpolen aufgebrachte, relativ kostengünstige Doppelschluss- oder Kompoundwicklung vermieden werden, ohne dass dadurch jedoch die unterschiedlichen Lamellenspannungen geändert werden.

Da Letztere auf ca. 35 V begrenzt sind, führen diese bei größeren Leistungen auf eine deutlich reduzierte Maschinenausnutzung, was nur durch eine deutlich aufwendigere Kompensationswicklung vermieden werden kann. Dazu ordnet man im Bereich der Hauptpole gemäß Bild 5.8 zusätzlich eine vom Ankerstrom durchflossene verteilte Wicklung an, die dort lokal die Ankerdurchflutung vollständig kompensiert.

Durch wird dann auch die Erregerfeldschwächung vermieden, so dass keine Doppelschlusswicklung mehr erforderlich ist.

Neuerdings verzichtet man nach Möglichkeit auf eine Kompensationswicklung, da diese die Kosten deutlich erhöht und den Wirkungsgrad spürbar verschlechtert.

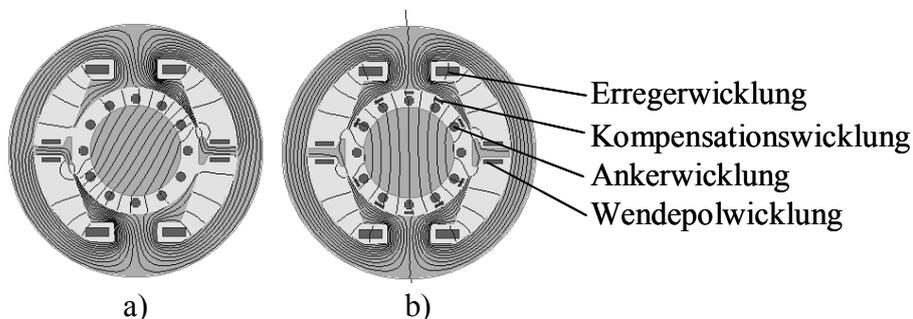


Bild 5.8 Feldverlauf in der Gleichstrommaschine

- a) ohne Kompensationswicklung
- b) mit Kompensationswicklung

5.3 Ersatzschaltung

Entsprechend dem üblichen Vorgehen bei der Bestimmung des Ankerwiderstandes über die Anschlussklemmen im Klemmenkasten wird dabei der Bürstenspannungsabfall automatisch im Ankerwiderstand mit erfasst. Dadurch vereinfacht sich die in 5.2.3 angegebene Spannungsgleichung im Verbraucherzählpfeilsystem zu

$$U_A = R_A I_A + U_i = R_A I_A + c_m \Phi_h n \quad \text{mit} \quad c_m \text{ als Maschinenkonstante,}$$

so dass die daraus folgende Ersatzschaltung der Gleichstrommaschine für den stationären Betrieb nur die in Bild 5.9 angegebenen Elemente U_i , R_A und Φ_h aufweist.

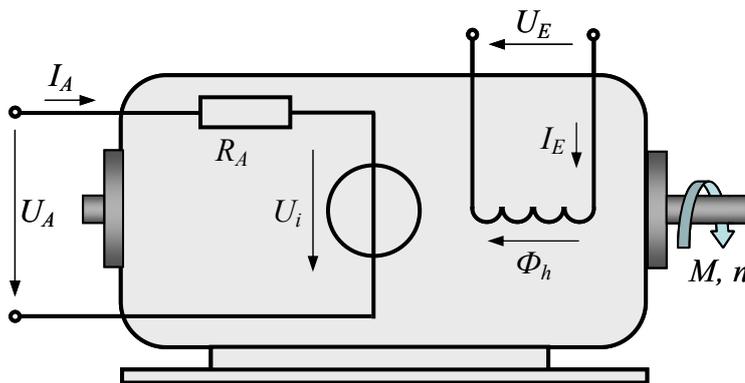


Bild 5.9 Ersatzschaltung der Gleichstrommaschine

Dieses einfache Ersatzschaltbild spiegelt auch die einfache regelungstechnische Struktur der Gleichstrommaschine wieder, die in der Vergangenheit ebenfalls viel zu ihrer Verbreitung beigetragen hat.

Bei der nachfolgend vorrangig betrachteten Fremderregung werden Anker- und Erregerkreis unabhängig voneinander versorgt, so dass man eine größtmögliche Flexibilität bei der Stromversorgung erhält.

Demgegenüber sind die genannten Wicklungen bei der Reihenschlusserregung zu einem gemeinsamen Stromkreis in Reihe geschaltet, wodurch sich eine zusätzliche Kopplung in Form einer lastabhängigen Erregung ergibt.

Interessant ist die Tatsache, dass auch bei Gleichstrom betriebenen Stromwendermaschinen, zumindest im Anker, Eisenverluste auftreten und diese im Gegensatz zu den Drehfeldmaschinen hier bei den mechanischen Verlusten berücksichtigt werden müssen. Letzteres ist darauf zurück zu führen, dass zunächst das innere Moment die Drehung des Ankers bewirkt und dieser dann unter dem ruhenden Erregerfeld rotiert, was zu einer Ummagnetisierung der Ankerbleche und den damit verbundenen Verlusten führt.

5.4 Betrieb

5.4.1 Fremd erregte Gleichstrommaschine

Betriebskennlinien

Bei der fremd erregten Gleichstrommaschine kann der Erregerfluss praktisch unabhängig vom Ankerkreis vorgegeben werden.

Für den hier betrachteten stationären Betrieb mit

$$\Phi_h, U_A = \text{const.}$$

folgt mit der Klemmenspannung nach 5.3 unter Berücksichtigung der in 5.2.3 angegebenen Momentgleichung

$$U_A = U_i + R_A \cdot I_A = c_m \Phi_h n + \frac{2\pi R_A}{c_m \Phi_h} M_i$$

und damit für die Betriebskennlinien

$$I_A = \frac{2\pi}{c_m \Phi_h} M_i \sim M_i$$

$$n = \frac{U_A}{c_m \Phi_h} - \frac{2\pi R_A}{(c_m \Phi_h)^2} M_i.$$

Diese sind in Bild 5.10 mit Angabe der Betriebsart und -grenzen graphisch dargestellt.

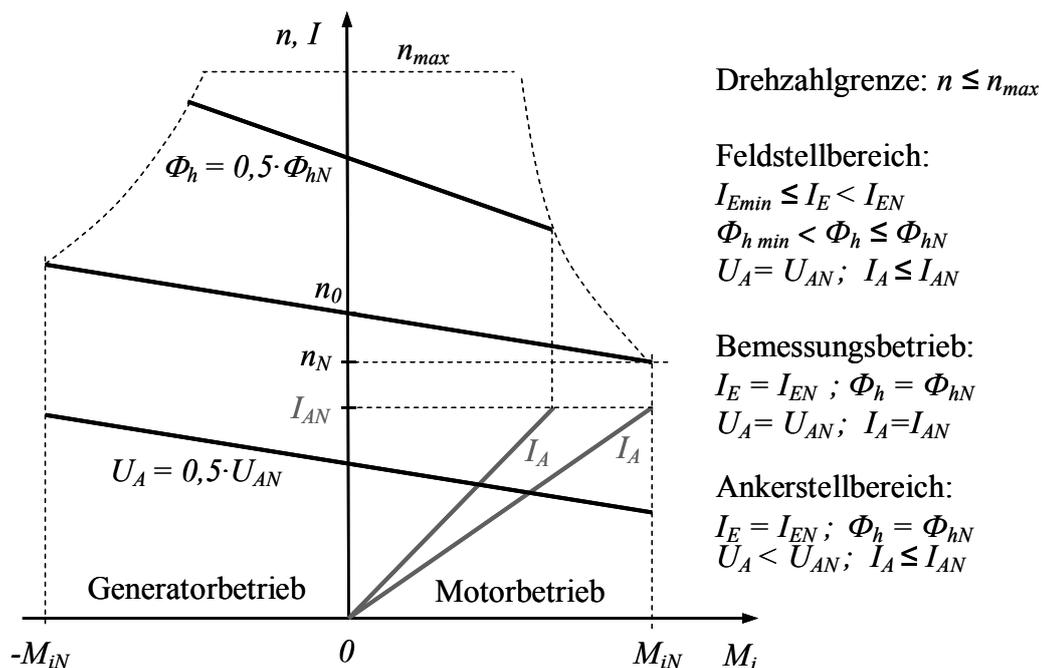


Bild 5.10 Betriebskennlinien der fremd erregten Gleichstrommaschine

Dabei ergibt sich die Stromkennlinie stets als Ursprungsgerade

- mit einheitlicher Steigung im Ankerstellbereich und
- mit zunehmender Steigung bei abnehmender Erregung im Feldschwächbereich.

Demgegenüber verlaufen die Drehzahlkennlinien

- im Ankerstellbereich als parallel verschobene Geraden und
- im Feldschwächbereich als mit abnehmender Erregung zunehmend stärker abfallende Geraden.

Diese Zusammenhänge gelten sowohl für Motor- als auch Generatorbetrieb, wobei letzterer heutzutage kaum mehr angewendet wird.

Die Grenzen des Dauerlastbetriebes ergeben sich dabei thermisch aus den Bemessungswerten für den Erreger- und Ankerstrom.

Weiterhin gibt es für den Erregerstrom noch einen Mindestwert, da sonst die Ankerdrehzahl zu groß wird und dieser durch Fliehkräfte zerstört werden kann. Aus diesem Grunde darf der Erregerkreis von elektrisch erregten Gleichstrommaschinen auch keine Schalter oder Sicherungen enthalten.

Leerlauf

Bei einer idealen, mechanisch verlustlosen Gleichstrommaschine gilt im Leerlauf mit $M_i = M_{vn} = 0$:

$$I_{A0} = 0 \quad \text{für den Ankerstrom bzw.}$$

$$n_{0,id} = \frac{U_A}{c_m \Phi_h} \quad \text{als ideale Leerlaufdrehzahl.}$$

Tatsächlich wird wegen den unvermeidlichen Eisen-, Reibungs- und Lüfterverlusten beim realen Leerlauf ein kleines inneres Antriebsmoment $M_i = M_{vn}$ benötigt, das aber nicht an der Welle zur Verfügung steht. Dementsprechend fließt auch ein kleiner, von Null verschiedener Leerlaufstrom I_{A0} und die Maschine nimmt die Anker-Leerlaufleistung P_{A0} bei der realen Leerlaufdrehzahl $n_{0,re} < n_{0,id}$ auf. Im Folgenden werden diese zusätzlichen Indizes bei der Drehzahl jedoch nicht mehr explizit angegeben, da sich deren konkrete Bedeutung jeweils aus der aktuell betrachteten Situation ergibt.

Anlauf

Weiterhin folgt beim Einschalten der stillstehenden Maschine mit $n = 0$ d. h.

$U_i = 0$ für deren Anlaufstrom I_{AA} und das Anlaufmoment M_{iA}

$$I_{AA} = \frac{U_A}{R_A} \gg I_{AN}$$

$$M_{iA} = \frac{c_m \Phi_h}{2\pi} I_{AA} = \frac{c_m \Phi_h}{2\pi} \cdot \frac{U_A}{R_A} \gg M_{iN} ,$$

was insbesondere bei Leistungen ab etwa 1 kW eine wirksame Anlaufstrombegrenzung erfordert.

An Stelle der dazu früher üblichen Vor- bzw. Anlasserwiderstände werden heutzutage aus Gründen der Zuverlässigkeit und/oder Verluste bevorzugt elektronische Lösungen realisiert.

Wirkungsgrad

Für den Gesamtwirkungsgrad der allg. elektrisch erregten Gleichstrommaschine gilt

$$\eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}} = \frac{\omega \cdot M}{U_A I_A + U_E I_E} = \frac{\omega \cdot (M_i - M_{vn})}{U_A I_A + U_E I_E} = \underbrace{\frac{\omega \cdot M_i}{U_A I_A}}_{\eta_A} \cdot \frac{1 - M_{vn}/M_i}{1 + U_E I_E / U_A I_A}$$

mit

$$\eta_A = \frac{\omega \cdot M_i}{U_A I_A} = \frac{U_i}{U_A} = \frac{n}{n_0} = 1 - \frac{\Delta n}{n_0} = 1 - \frac{R_A I_A}{U_A} = 1 - \frac{I_A}{I_{AA}} = 1 - \frac{P_{vA}}{P_A} = \frac{P_i}{P_A},$$

wobei η_A in angegebener Weise als sog. Ankerwirkungsgrad die bestimmende Größe darstellt.

Da man im Hinblick auf die Erwärmung und den wirtschaftlichen Betrieb bestrebt ist, die Verluste klein zu halten, führt dies zu einer harten Nebenschlusskennlinie. Dies ist wiederum der Hauptgrund für die bei größeren Leistungen unverzichtbare Anlaufstrom- bzw. Anlaufmomentbegrenzung.

Weiterhin kann man am Ankerwirkungsgrad auch die grundsätzlichen und wichtigsten Einfluss- und Optimierungsgrößen für Gleichstrommaschinen erkennen. Dabei ist zunächst nicht überraschend, dass ein kleiner Ankerwiderstand zu einem guten Wirkungsgrad führt. Aber auch mit drehzahlsteifen, hochtourigen Motoren lassen sich gute Wirkungsgrade erreichen, was wieder dem Verhalten von Drehfeldmaschinen bei Umrichterspeisung entspricht.

5.4.2 Reihenschlusserregter Gleichstrommotor Betriebskennlinien

Für die hier allein betrachteten Motoren ist zusätzlich zu den obigen Gleichungen noch die Kopplung zwischen Ankerstrom und Erregerfeld zu berücksichtigen. Lässt man dabei Sättigungseffekte im Erregerkreis zunächst außer Acht, so gilt mit einer weiteren Maschinenkonstanten c_m' und unter Beachtung des durch die Reihenschaltung gleichen Stromwertes I_A in der Anker- und Erregerwicklung

$$\Phi_h = c_m' I_A$$

$$U_i = c_m \Phi_h n = c_m c_m' I_A n = c_R I_A n \quad \text{mit } c_R = c_m c_m'$$

$$M_i = \frac{c_m}{2\pi} \Phi_h I_A = \frac{c_m}{2\pi} c_m' I_A^2 = \frac{c_R}{2\pi} I_A^2$$

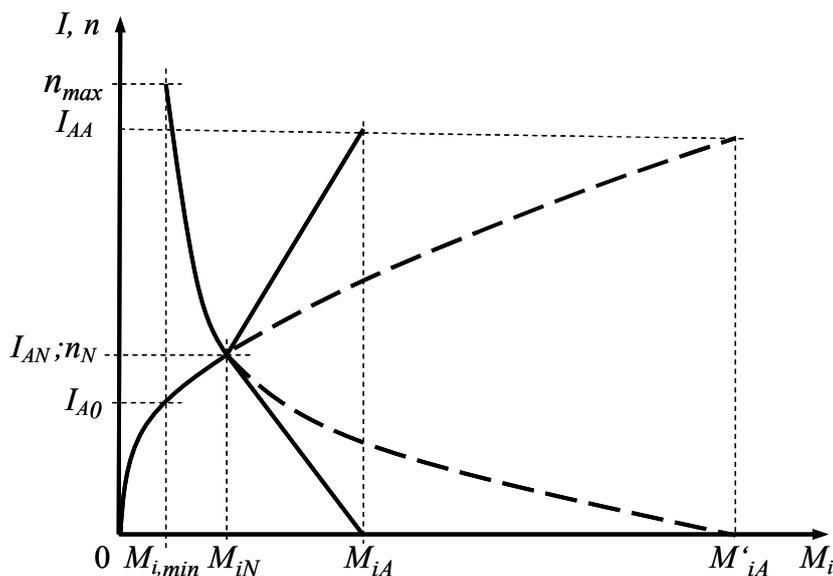


Bild 5.12 Betriebskennlinien des Reihenschlussmotors

$$I_A = \sqrt{\frac{2\pi M_i}{c_m c_m'}} = \sqrt{\frac{2\pi M_i}{c_R}}$$

$$U_A = U_i + R_A I_A = (c_m c_m' n + R_A) I_A = (c_R n + R_A) I_A$$

$$n = \frac{U_A}{\sqrt{2\pi c_m c_m' M_i}} - \frac{R_A}{c_m c_m'} = \frac{U_A}{\sqrt{2\pi c_R M_i}} - \frac{R_A}{c_R}$$

Diese Zusammenhänge sind wieder beispielhaft in Bild 5.12 als Betriebskennlinien graphisch dargestellt. Auffällig ist dabei der nichtlineare Strom- und Drehzahlverlauf, wobei letzterer für $M_i \rightarrow 0$ theoretisch gegen Unendlich strebt.

Leerlauf

Speziell gilt nach den obigen Gleichungen für den idealen, unbelasteten Reihenschlussmotor

$$I_{A0} \rightarrow 0$$

$$n_0 \rightarrow \infty,$$

d. h. er geht durch.

Zwar werden auch hier die unvermeidlichen Verluste die Drehzahl begrenzen, doch liegt dieser Wert, insbesondere bei mittleren und größeren Motoren, jenseits der Festigkeitsgrenze des Ankers. Daher war es in der Vergangenheit auch verboten, solche Motoren mit Flachriemen zu belasten.

Ebenso begrenzt eine etwaige Remanenz im Stator die Drehzahl auf endliche Werte, doch ist diese von vielen Zufälligkeiten abhängig, so dass man grundsätzlich nicht mit ihr rechnen sollte.

Dagegen reichen bei Kleinmotoren in der Regel großzügig dimensionierte Lüfterflügel aus, um ein Durchgehen des Motors zu verhindern.

Anlauf

Beim Anlauf aus dem Stillstand mit $n = 0$ nimmt der Reihenschlussmotor den Anlaufstrom

$$I_{AA} = U_A / R_A \gg I_{AN}$$

auf und entwickelt dabei das Stillstands- oder Anlaufmoment

$$M_{iA} = \frac{c_m c_m'}{2\pi} \left(\frac{U_A}{R_A} \right)^2 = \frac{c_R}{2\pi} \left(\frac{U_A}{R_A} \right)^2 = \left(\frac{I_{AA}}{I_{AN}} \right)^2 M_{iN} \gg M_{iN}.$$

Da der erhöhte Ankerstrom $I_{AA} > I_{AN}$ bei derartigen Anwendungen kurzzeitig meistens zulässig ist, entwickeln Reihenschlussmotoren das größte Anlaufmoment. Sie wurden daher bevorzugt bei erschwerten Anlaufbedingungen eingesetzt, z. B.

- als Anlasser für Kraftfahrzeuge oder
- bei Elektrofahrzeugen in Flurförderfahrzeuge, Bahnmotoren, etc.

Da bei den heutigen Anwendungen dieses hohe Anzugsmoment oft unerwünscht ist, werden die Motoren so ausgelegt, dass der Magnetkreis bei Bemessungsbetrieb etwa gesättigt ist und die Motoren in Überlastsituationen Nebenschlussverhalten mit einem nur noch linearen Drehmomentanstieg annehmen: $M \sim I_A$.

Dann weichen die durchgezogenen realen Betriebskennlinien von den gestrichelt dargestellten idealen Verläufen derart ab, dass die Drehzahl mit zunehmender Belastung stärker abfällt und das Anzugsmoment deutlich unter dem zuvor berechneten Wert bleibt. Dies führt insbesondere bei handgeführten Geräten zu einer höheren Sicherheit.

5.4.3 Stromversorgung von Gleichstrommaschinen

Mit der Erfindung und Markteinführung von steuerbaren Leistungshalbleitern (Thyristoren, Triacs, FET, IGBT's, GTO's usw.) hat sich nicht nur das Marktsegment der Gleichstrommaschinen sondern auch deren Umgebung spürbar geändert. So wurden u. a. die Hilfseinrichtungen Erregermaschine, Feldsteller, Anlasser usw. fast ausnahmslos durch verlustarme elektronische Schaltungen ersetzt.

Größere Gleichstrommaschinen werden heutzutage hauptsächlich über steuerbare Gleichrichter am Wechselstromnetz betrieben. Lediglich bei kleinen Leistungen kommen in Verbindung mit permanent erregten Motoren auch ungesteuerte Gleichrichter vor.

Mit Gleichstromstellern lassen sich Gleichstrommaschinen auch an vorhandenen DC-Netzen (Bordstromversorgung, Gerätestromversorgung, DC-Schiene usw.) verlustarm geregelt betreiben, sofern sie nicht direkt an einer DC-Versorgung (z. B. in Kraftfahrzeugen) laufen.

Gleichrichter

Mit Gleichrichtern lassen sich Wechsel- bzw. Drehspannungen in Gleichspannungen umwandeln. Sind die Gleichrichter steuerbar, kann zusätzlich die Höhe der Gleichspannung verlustarm, kontaktlos, verschleißfrei und betriebs-sicher geändert werden.

Je nach Leistung kommen zur Versorgung der Gleichstrommaschinen von

- ungesteuerten Einweggleichrichtern, z. B. beim Haarföhn in der Schwachlaststufe, bis zu
 - zwölfpulsigen, gesteuerten Drehstrombrücken im MW-Bereich
- eine Vielzahl von Schaltungsvarianten vor.

Durch verzögerte Zündung der Thyristoren um den Steuerwinkel α kann man den Gleichspannungsmittelwert gegenüber dem ungesteuerten, d. h. voll ausgesteuerten Fall reduzieren.

Für die dreipulsige Mittelpunktschaltung ergibt sich z. B. ein Verlauf nach Bild 5.13 und man erhält für den ideellen Gleichspannungsmittelwert

$$\begin{aligned}
 U_{di\alpha} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/3+\alpha}^{\pi/3+\alpha} \sqrt{2} U_{Str} \cos \omega t \, d\omega t = \frac{3\sqrt{2} U_{Str}}{2\pi} \sin \omega t \Big|_{-\pi/3+\alpha}^{\pi/3+\alpha} \\
 &= \frac{3\sqrt{2} U_{Str}}{2\pi} \left[\underbrace{\sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{3} + \alpha\right)}_{2 \cos \alpha \sin(\pi/3) = \sqrt{3} \cos \alpha} \right] = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_{Str} \cos \alpha = U_{di} \cos \alpha,
 \end{aligned}$$

der für den ungesteuerten Fall mit $\alpha = 0$ den Wert

$$\frac{U_{di}}{U_{Str}} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \approx 1,17$$

annimmt.

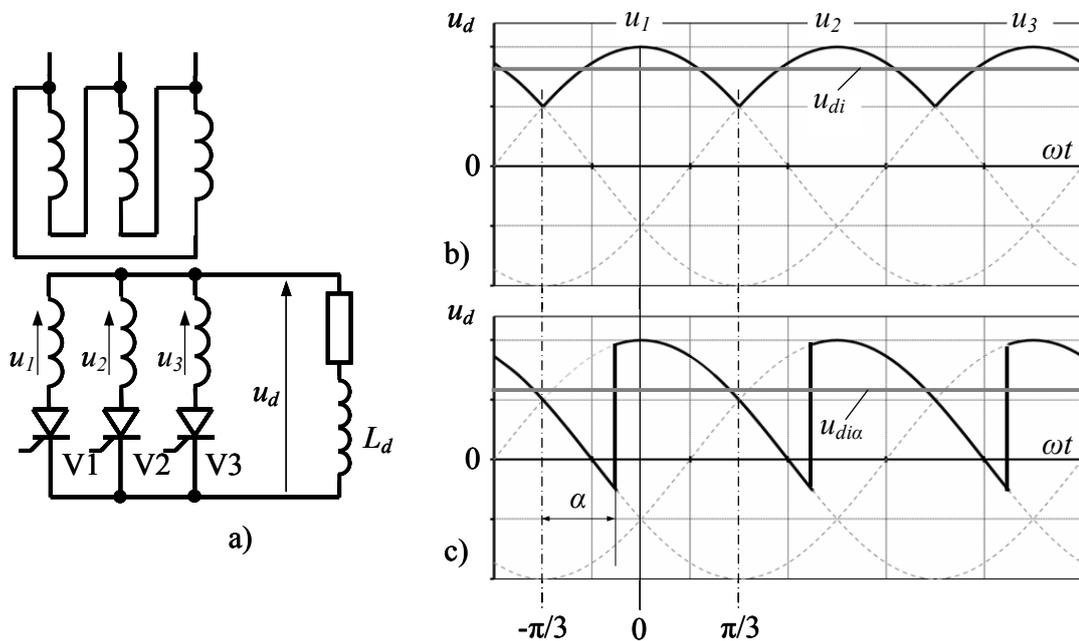


Bild 5.13 Gleichspannungsverlauf bei der dreipulsigen Mittelpunktschaltung

- a) dreipulsige Mittelpunktschaltung
- b) Gleichspannungsverlauf bei $\alpha = 0^\circ$
- c) Gleichspannungsverlauf bei $\alpha = 45^\circ$

Gleichstromsteller

Mit Gleichstromstellern lassen sich vorgegebene Gleichspannungen verlustarm in andere, variable Gleichspannungen umformen. Man bezeichnet sie daher auch als DC/DC-Wandler, Zerhacker oder Chopper. Dabei deuten insbesondere die beiden letztgenannten Bezeichnungen bereits das Funktionsprinzip der Gleichstromsteller an:

Die vorgegebene Gleichspannung wird für eine kurze Zeit t_e auf einen Energiespeicher geschaltet und für die Pausenzeit t_p abgeschaltet. In Verbindung mit dem Energiespeicher stellt sich dann eine vom Tastverhältnis $t_e/(t_e + t_p)$ abhängige mittlere Ausgangsspannung an der Last ein.

Als Schalter verwendet man vorwiegend abschaltbare Leistungshalbleiter wie GTO's, IGBT's oder MOSFET's. Für größte Leistungen kommen auch noch Thyristoren mit Zwangskommutierung vor. Die Schaltfrequenzen hängen von den verwendeten Schaltern ab und reichen von einigen 100 Hz bei Thyristoren über 20 kHz bei GTO's bis zu größer 100 kHz bei MOSFET's.

Werden Gleichstromsteller zur Steuerung von Gleichstrommaschinen eingesetzt, so nutzt man vorwiegend deren Induktivität als Energiezwischenspeicher. Man geht dann von einer Prinzipschaltung nach Bild 5.14 aus.

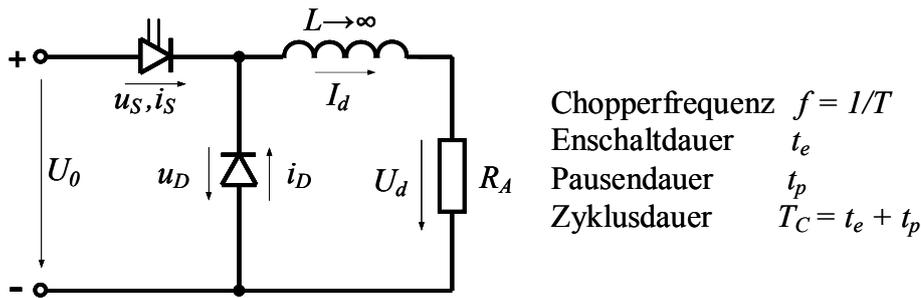


Bild 5.14 Prinzipschaltung eines Gleichstromstellers (Abwärtswandler)

Die Annahme $L \rightarrow \infty$ ist dabei zulässig, wenn

$$\tau = \frac{L}{R_A} \gg T_C = t_e + t_p = \frac{1}{f}$$

gilt. Dies ist für die Erregerwicklung bei Gleichstrommaschinen in der Regel stets erfüllt und auch für den Ankerkreis kann sie heutzutage, wegen den zunehmend höheren Schaltfrequenzen der Gleichstromsteller, als erfüllt betrachtet werden. Notfalls wird eine Induktivität in Reihe zur Ankerwicklung geschaltet.

Funktionsweise des Gleichstromstellers:

Durch die Induktivität $L \rightarrow \infty$ kann nur ein konstanter Gleichstrom I_d fließen. Dieser wird bei geschlossenem Schalter von der Spannungsquelle als Energiepaket

$$W_e = U_0 I_d t_e$$

geliefert und fließt bei offenem Schalter über die Freilaufdiode weiter durch L und R_A . Dabei wird in R_A während eines Schaltspieles T_C die Energie

$$W_R = U_d I_d T_C = W_e$$

umgesetzt, die nach dem Energieerhaltungssatz gleich der von der Spannungsquelle gelieferten Energie sein muss.

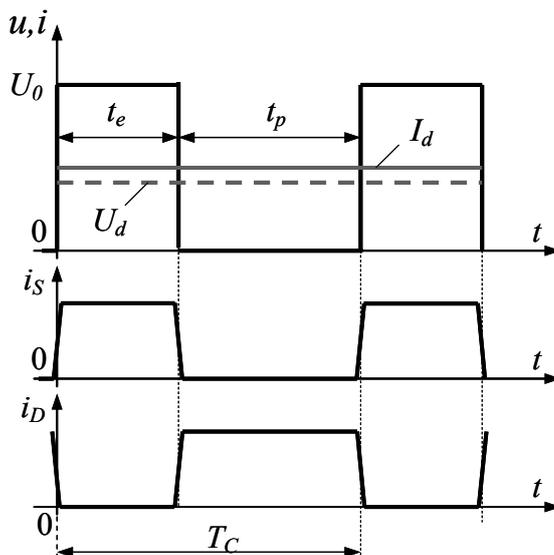


Bild 5.15 Spannungs- und Stromverläufe beim idealen Gleichstromsteller

Die Verluste in den Halbleitern werden dabei näherungsweise vernachlässigt. Für die Spannung am Widerstand erhält man somit

$$U_d = \frac{t_e}{T_C} U_0,$$

also einen zum Tastverhältnis proportionalen Anteil der Versorgungsspannung U_0 . In gleicher Weise verändert sich auch der Strom I_d mit dem Tastverhältnis

$$I_d = \frac{U_d}{R_A} = \frac{t_e}{T_C} \cdot \frac{U_0}{R_A}.$$

Bild 5.15 zeigt die idealisierten Spannungs- und Stromverläufe für ein Tastverhältnis $t_e/T_C \approx 0,4$.

Mit entsprechend aufwendigeren Schaltungen kann man auf die gezeigte Weise einen Betrieb in allen vier Quadranten ermöglichen. Insbesondere kann man dann durch eine sinusförmige Variation des Tastverhältnisses einen nahezu sinusförmigen Ausgangsstrom erzeugen. Dieses Prinzip wird in modernen Umrichtern überwiegend angewendet und ist unter der Bezeichnung PWM = Pulsweitenmodulation bekannt.

Da bei der oben gezeigten Schaltung gilt

$$\text{Lastspannung} \leq \text{Versorgungsspannung},$$

spricht man von einem Abwärtswandler (Buck Converter).

Durch eine Schaltungsmodifikation lässt sich in sog. Aufwärtswandlern (Boost Converter) die Energierichtung umkehren, d. h.

$$\text{Versorgungsspannung} \leq \text{Lastspannung}$$

erreichen, was insbesondere bei der Energierückspeisung benötigt wird.

Grundsätzlich fließt die Energie auf der Oberspannungsseite impulsförmig, während sie auf der Unterspannungsseite näherungsweise kontinuierlich verläuft.

5.5 Bestimmung der Ersatzschaltung

5.5.1 Widerstände

Grundsätzlich beginnt die Bestimmung der Ersatzschaltungselemente mit der Widerstandsmessung der Anker- und, sofern vorhanden, der Erregerwicklung. Dazu muss die Wicklungstemperatur bekannt sein, was üblich dadurch sichergestellt wird, dass der Prüfling spannungs- und stromlos eine angemessene Zeit im temperierten Prüffeld gelagert wird und so seine Wicklungstemperatur indirekt über die leicht messbare Raumtemperatur abgelesen werden kann. Die dann gemessenen Wicklungswiderstände gelten für diese Raumtemperatur und können je nach Bedarf z. B. auf die Betriebstemperatur oder andere Temperaturen umgerechnet werden.

Sofern sich bei den nachfolgenden Messungen die Wicklungstemperaturen ändern, müssen jeweils vor und nach den einzelnen Messung die Wicklungswiderstände erneut gemessen und daraus deren aktuelle Temperaturen bestimmt werden. Die Versuchsauswertung wird dann mit dem arithmetischen Mittelwert des Widerstandes bei der zugehörigen mittleren Wicklungstemperatur vorgenommen.

In der Regel lässt sich der Widerstand der Erregerwicklung R_E direkt mit Hilfe einer Messbrücke bestimmen, während der deutlich kleinere Ankerwiderstand R_A , insbesondere wegen dem bei kleinen Strömen unsicheren Übergangswiderstand am Kollektor, besser nach der Strom-Spannungs-Methode gemessen wird. Dazu wird der Ankerkreis der unerregten Gleichstrommaschine so mit einer kleinen Gleichspannung U_A beaufschlagt, dass etwa der Bemessungsstrom $I_A \approx I_{AN}$ in der Ankerwicklung fließt und deren Widerstand dann nach dem Ohm'schen Gesetz

$$R_A = \frac{U_A}{I_A}$$

bestimmt werden kann. Bei diesem Vorgehen werden, entsprechend der gewählten Ersatzschaltung, automatisch der Bürstenspannungsabfall und der Widerstand von Hilfswicklungen im Ankerkreis, wie Wendepol-, Doppelschluss- oder Kompensationswicklung, in R_A mit erfasst.

Bei permanent- oder reihenschlusserregten Gleichstrommotoren muss dabei zusätzlich der Anker blockiert werden. Bei Letzteren ist dann auch der Widerstand der Erregerwicklung in R_A enthalten.

5.5.2 Leerlaufversuch

Die für den stationären Betrieb noch unbekannte Maschinenkonstante ($c_m \Phi_h$) und das mechanische Verlustmoment M_{vn} bestimmt man am einfachsten aus einem Leerlaufversuch.

Dabei werden z. B. bei Bemessungsbedingungen $U_A = U_{AN}$, $I_E = I_{EN}$ im stationären Betrieb zusätzlich die Werte I_{A0} und n_0 aufgenommen, aus denen sich die gesuchten Maschinengrößen wie folgt berechnen lassen

$$c_m \Phi_h = \frac{U_A - R_A I_{A0}}{n_0}$$

$$M_{vn} = \frac{c_m \Phi_h}{2\pi} I_{A0} .$$

Grundsätzlich kann diese Messung aber auch bei jedem anderen stationären Lastfall erfolgen, wobei dann unter Verwendung von I_A und n jetzt das aktuelle Gesamtmoment M an Stelle von M_{vn} bestimmt werden kann. Allerdings muss dabei mit einer größeren Messunsicherheit gerechnet werden.

Führt man entsprechende Versuche bei unterschiedlichen Erregerströmen durch, kann man sehr einfach das Magnetisierungsverhalten des Erregerkreises bzw. dessen Sättigungsverhalten bestimmen. Die sich dann ändernden Werte ($c_m \Phi_h$) liefern so den Zusammenhang $\Phi_h = f(I_E)$.

5.6 Sonderausführungen

Wie schon einleitend erwähnt, haben Stromwendermaschinen ihre frühere Bedeutung besonderes bei großen Leistungen verloren. Trotzdem werden sie als

- permanent erregte Gleichstrommotoren und
- Universalmotoren

weiterhin in größten Stückzahlen gefertigt.

5.6.1 Permanent erregte Gleichstrommotoren

Gleichstrommotoren erfordern zum Betrieb ein Erregerfeld. Dieses wird insbesondere bei kleinen Leistungen fast ausschließlich und bei mittleren Leistungen zunehmend durch Permanentmagnete aufgebracht.

Den wesentlichen Vorteilen wie

- einfacher Aufbau, verlustlose Erregung, wirtschaftliche Fertigung usw.
- steht als gewisser Hauptnachteil die
- begrenzte Änderungsmöglichkeit des Erregerfeldes gegenüber.

Prinzipiell verhalten sich permanent erregte Gleichstrommotoren wie fremd erregte, so dass deren Funktion und Betriebsweise nach Abschnitt 5.4.1 als bekannt vorausgesetzt werden kann.

Genauso vielfältig wie die Anforderungen bezüglich Herstellkosten, Anwendungen und Betriebseigenschaften sind auch die möglichen Motorkonzepte, von denen Bild 5.16 die z. Zt. gebräuchlichsten Bauformen zeigt.

Bei größeren bzw. höherwertigen Motoren wird unter Verwendung von Seltenerd-Hochleistungsmagneten bevorzugt eine Luftspaltnagnetanordnung gewählt. Diese zeichnet sich u. a.

- durch Streuarmut
d. h. gute Ausnutzung des teuren Magnetmaterials,
- durch geringe Ankerrückwirkung
als Folge des großen Quasi-Luftspaltes wegen $\mu_{rM} \approx 1$
und demzufolge durch
- kompakte Bauweise und
- günstige dynamische Eigenschaften aus.

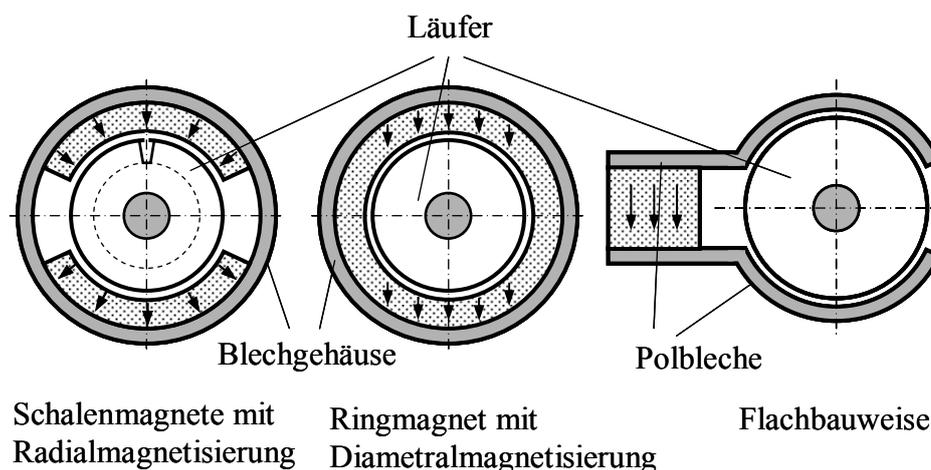


Bild 5.16 Bauformen permanent erregter Gleichstrommotoren [11]

5.6.2 Universalmotor

Aufbau, Besonderheiten und Ersatzschaltung:

Bei Gleichstrommaschinen kann man die Drehrichtung dadurch umkehren, dass entweder der Anker- oder der Erregerstrom umgepolt wird. Werden beide

gleichzeitig umgepolt, so ändert sich die ursprüngliche Drehrichtung nicht. Somit können Gleichstrommaschinen prinzipiell mit Wechselstrom betrieben werden, wenn

- bei Reihenschlusserregung die Umpolung des Anker- und Erregerstromes gezwungenermaßen gleichzeitig erfolgt und
- auch der Erregerkreis für den Wechselfluss lamelliert wird.

Da früher derartige Motoren tatsächlich für den Betrieb an Gleich- und Wechselspannung ausgelegt waren, bezeichnete man sie als Universalmotoren. Heutzutage werden sie praktisch ausschließlich am Wechselstromnetz betrieben.

Bild 5.17 a) zeigt den Aufbau von modernen Universalmotoren. Da sie im Gegensatz zu Drehfeldmotoren für beliebige Drehzahlen gebaut werden können, werden sie bevorzugt dort eingesetzt, wo man hohe Leistung auf kleinstem Raum benötigt. Man wählt dann zu dem bei kleinen Abmessungen auch nur kleinen Moment eine entsprechend hohe Drehzahl (bis ca. 60000 min^{-1}) und erreicht so die gewünschte hohe Leistung bis ca. 3 kW bei immer noch erfreulich gutem Wirkungsgrad.

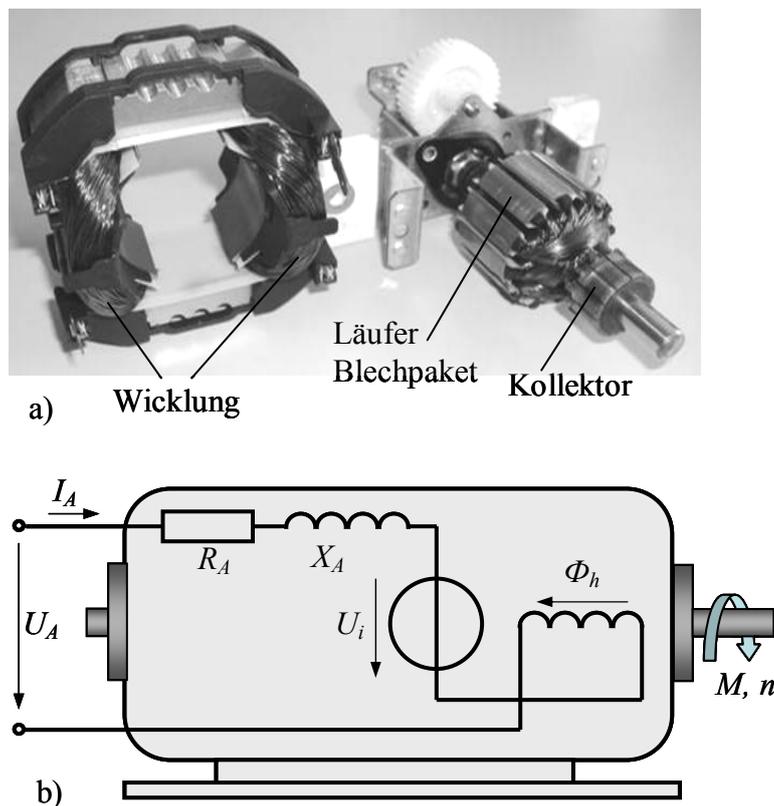


Bild 5.17 Aufbau und vereinfachte Ersatzschaltung von Universalmotoren

Universalmotoren werden daher bevorzugt in leistungsstarken tragbaren Geräten, so z. B.

- im Haushalt für Staubsauger, Küchenmaschinen, Waschmaschinen, usw. oder
- für Handwerker- und Heimwerkerbedarf in Bohrmaschinen, Winkelschleifern usw. eingesetzt.

Sie werden i. d. R. zweipolig und ohne Wendepol- und Kompensationswicklung

ausgeführt. Dabei wird die Kommutierung üblich durch Bürstenverstellung begünstigt und zur einfacheren und besseren Entstörung schaltet man den Anker meistens zwischen die Erregerspulenhälften.

Die bei Wechselstrombetrieb zusätzlich transformatorisch in die kommutierenden, kurzgeschlossenen Ankerspulen induzierten Spannungen wirken sich erschwerend auf die Kommutierung aus (zusätzlicher Kurzschlussstrom über die Bürsten). Diese Spannung sollte daher ca. 5 V nicht überschreiten, wodurch der praktisch realisierbare Fluss und das Moment des Universalmotors begrenzt sind. Weiterhin muss die vereinfachte Ersatzschaltung der reihenschlusserregten Gleichstrommaschine für den Universalmotor nach Bild 5.17 b) auch im stationären Betrieb um den induktiven Blindwiderstand X_A des Ankerkreises erweitert werden, wodurch sich auch einige Betriebseigenschaften des Universalmotors ändern.

Betriebsverhalten:

Mit den hier auch bei stationärem Betrieb zeitabhängigen Größen

$$i_A = \hat{I}_A \sin(\omega t); \quad \Phi_h = c_m' i_A = \hat{\Phi}_h \sin(\omega t)$$

folgt zunächst für das entwickelte Drehmoment

$$\begin{aligned} M_i(t) &= \frac{c_m}{2\pi} \Phi_h i_A = \frac{c_m}{2\pi} \hat{I}_A \hat{\Phi}_h \sin^2(\omega t) = \frac{c_m}{2\pi} I_A \frac{\hat{\Phi}_h}{\sqrt{2}} [1 - \cos(2\omega t)] \\ &= \frac{c_R}{2\pi} I_A^2 [1 - \cos(2\omega t)] = \overline{M}_i [1 - \cos(2\omega t)] \end{aligned}$$

mit

$$c_R = c_m \cdot c_m' \quad \text{und} \quad \overline{M}_i = \frac{c_R}{2\pi} I_A^2,$$

das somit aus einem konstanten Mittelwert \overline{M}_i und einem überlagerten Wechselanteil $\overline{M}_i \cos(2\omega t)$ doppelter Netzfrequenz besteht.

Da der Magnetkreis für $\hat{\Phi}_h$ ausgelegt sein muss, ist die Materialausnutzung bei Wechselstrombetrieb ungünstiger. Demgegenüber ist das überlagerte Pendelmoment meist unkritisch, da diese schnellen Momentschwankungen durch das Trägheitsmoment des Ankers und der angetriebenen Geräte weitgehend unwirksam bleiben.

Die nachfolgend angegebenen Betriebskennlinien findet man analog zum Vorgehen beim reihenschlusserregten Gleichstrommotor durch Auswertung der Ersatzschaltung zu

$$\begin{aligned} I_A &= \sqrt{\frac{2\pi \overline{M}_i}{c_R}} \\ n &= \sqrt{\frac{U_A^2}{2\pi c_R \overline{M}_i} - \left(\frac{X_A}{c_R}\right)^2} - \frac{R_A}{c_R}. \end{aligned}$$

Danach steigt die Drehzahl bei Entlastung wieder stark an, wird aber durch die unvermeidliche Reibung und großzügig dimensionierte Lüfterflügel in der Praxis

auf zulässige Werte begrenzt.

Eine Drehzahleinstellung kann hier allein durch Änderung der Betriebsspannung erfolgen, was sich bei Wechselspannungsbetrieb aber besonders einfach, preisgünstig und nahezu verlustlos durch Phasenanschnittsteuerung realisieren lässt. Eine entsprechende Prinzipschaltung ist in Bild 5.18 angegeben.

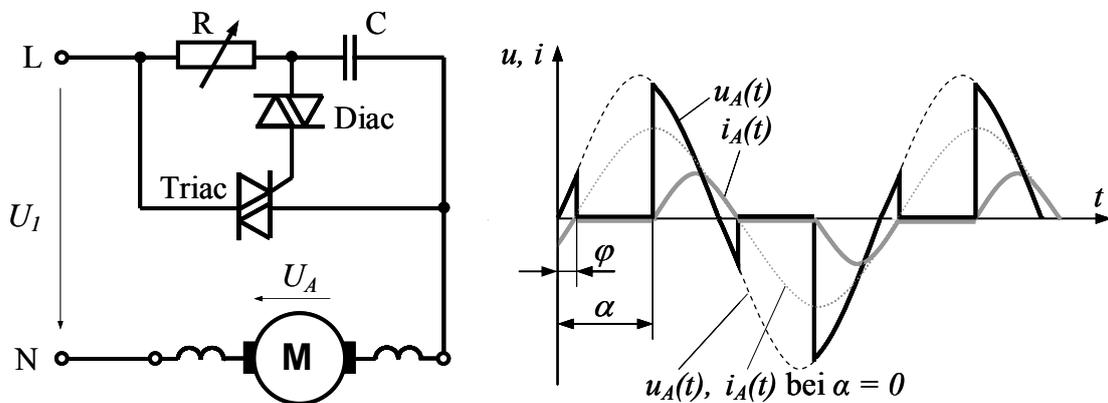


Bild 5.18 Universalmotor mit Phasenanschnittsteuerung

Da bei üblichen Auslegungen der Erregerkreis für Ströme $I_A \geq I_{AN}$ gesättigt wird, steigt im Überlastbereich das Moment nur noch linear mit dem Strom, also nicht mehr quadratisch, an. Der Hochlaufvorgang erfolgt dann bei weniger überhöhtem Moment, was insbesondere für die Sicherheit handbetriebener Geräte (Haushaltsanwendungen, Heimwerker) wichtig ist. Oft werden zusätzlich noch elektronische Anlauf-Strombegrenzungen vorgesehen.

Bestimmung der Ersatzschaltung:

Die Kenngrößen der Ersatzschaltung werden hier bevorzugt aus einem Kurzschlussversuch bestimmt, wobei dieser mit blockiertem Rotor meist bei reduzierter Spannung etwa mit Bemessungsstrom durchgeführt wird.

Dann gilt mit den Messwerten U_{Ak} , $I_{Ak} \approx I_{AN}$, P_{Ak} und $\overline{M}_{ik} \approx M_k \approx M_{iN}$:

$$c_R = \frac{2\pi M_k}{I_{Ak}^2} \quad \text{als Maschinenkonstante und}$$

$$R_A = \frac{P_{1k}}{I_{Ak}^2}; \quad Z_A = \frac{U_{1k}}{I_{Ak}}; \quad X_A = \sqrt{Z_A^2 - R_A^2},$$

womit alle Elemente der Ersatzschaltung für den stationären Betrieb bekannt sind.

5.6.3 Gleichstrommotoren mit eisenlosem Anker

Für Servo- und Stellantriebe verlangt man häufig Motoren mit kleinen elektrischen und/oder mechanischen Zeitkonstanten. In diesen Fällen kommen dann gerne Ausführungen mit eisenlosem Anker zum Einsatz, die bevorzugt gefertigt werden als

- Glockenläufermotoren bis ca. 100 W bzw.
- Scheibenläufermotoren bis zu einigen kW.

Da die Wicklung hier gleichmäßig am Umfang verteilt ist, weist das Moment

praktisch keine Schwankungen auf. Diese Motoren haben daher besonders gute Gleichlaufeigenschaften.

Ebenso steht der gesamte Rotorquerschnitt als Wickelraum zur Verfügung, wodurch die Verluste klein bleiben und sich gute Wirkungsgrade realisieren lassen.

Allerdings muss hier der magnetische Fluss eine relativ große eisenlose Strecke überwinden, wodurch die Materialausnutzung dieser Motoren nur bei Verwendung von modernen Hochleistungs-Permanentmagneten gut ist. Andererseits erreicht man dadurch zusammen mit der niedrigen Ankerwindungszahl die gewünschte kleine Ankerinduktivität und -zeitkonstante.

Die kleine mechanische Zeitkonstante für hochdynamische Drehzahländerungen ergibt sich dabei aus dem niedrigen Trägheitsmoment des eisenlosen Läufers.

Glockenläufermotor

Bild 5.19 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Glockenläufermotors. Dabei ist die Ankerwicklung oft als Schrägwicklung ausgeführt und mit Harz zu einem zylindrischen (glockenförmigen) Läufer verfestigt. Dieser dreht sich im Luftspalt zwischen einem zwei- oder vierpoligen Permanentmagneten und dem magnetischen Rückschluss.

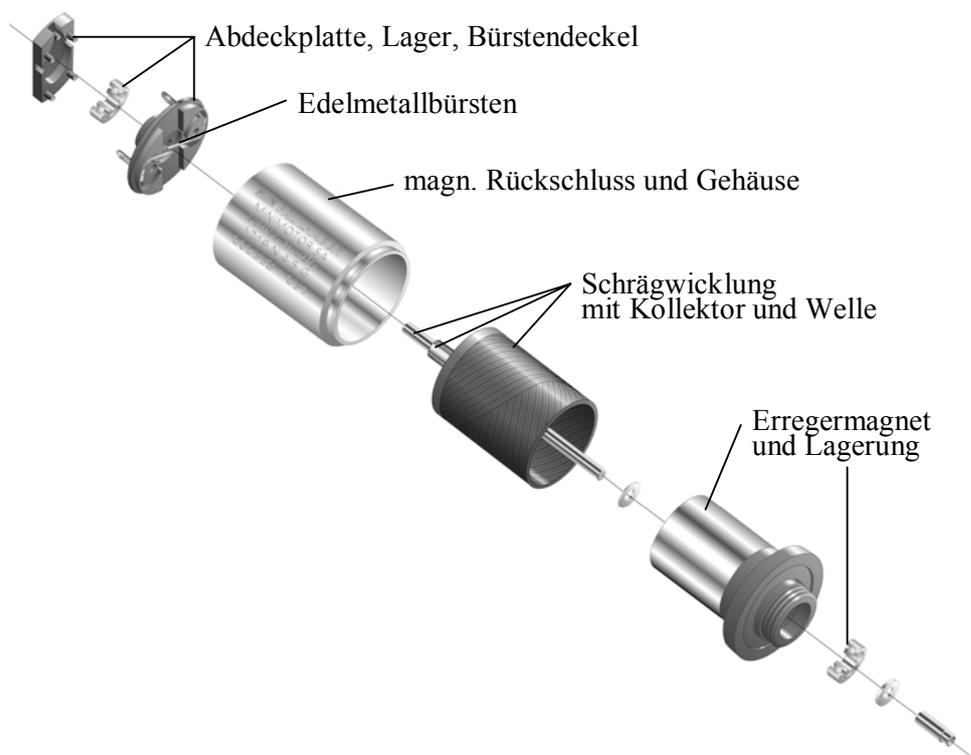


Bild 5.19 Aufbau eines Glockenläufermotors [16]

Scheibenläufermotor

Hier ist ein eisenloser, scheibenförmiger Läufer im axialen Feld von Permanentmagneten nach Bild 5.20 angeordnet. Bei höheren Leistungen werden die Magnete auch beidseitig des Läufers angebracht.

Der Läufer besteht bei kleinen Leistungen aus einer Isolierstoffscheibe und trägt eine gedruckte, geätzte oder gestanzte Wellenwicklung. Damit diese kreuzungsfrei ausführbar ist, befinden sich auf einer Seite alle Hin- und auf der anderen alle Rückleiter. Durch geeignete Durchkontaktierungen erhält man meist einwindige Ankerspulen. Die Bürsten schleifen dann direkt auf den Leiterbahnen. Bei höheren Leistungen ist der Läufer aus Draht gewickelt und mit Harz verfestigt. Die Wicklung ist dann auf einen herkömmlichen Kommutator geführt.

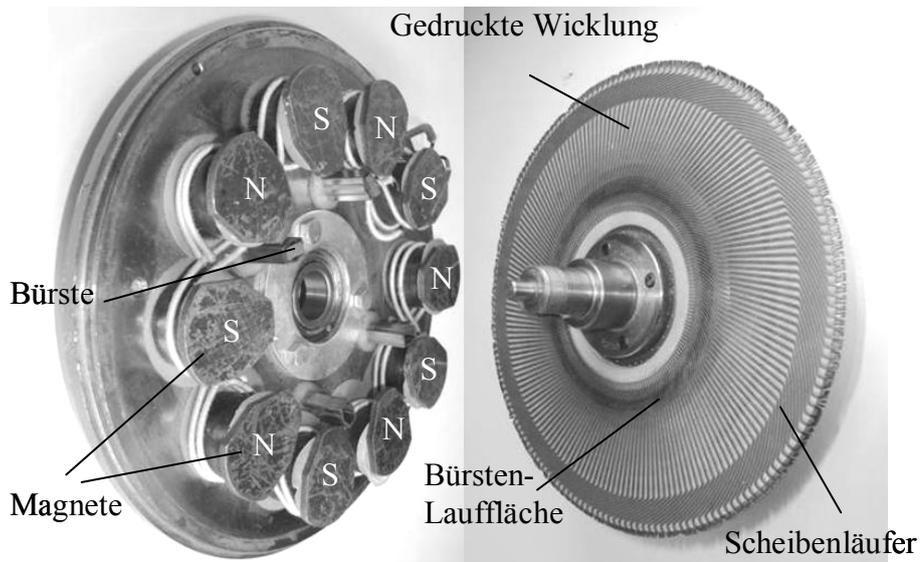


Bild 5.20 Aufbau eines Scheibenläufermotors

6. Sonstige elektrische Maschinen

6.1. Elektronikmotoren

Elektronikmotoren sind kontaktlos kommutierende Synchronmaschinen mit Permanentmagnetläufern und einer ein- oder mehrsträngigen Ständerwicklung, die läuferlageabhängig geschaltet wird. Sie entsprechen damit den bereits bekannten bürstenlosen Gleichstrommotoren, wobei sie deren Leistungsbereich zu kleineren Werten hin fortsetzen: $P \leq 100 \text{ W}$. Entsprechend diesem Leistungsbereich steht die wirtschaftliche Fertigung im Vordergrund, was mit einem möglichst einfachen Motorkonzept in Verbindung mit einer optimal angepassten, meist integrierten, Elektronik erreicht wird.

Da mit zunehmender Spulenzahl im Ständer der schaltungstechnische Aufwand erheblich ansteigt, werden Elektronikmotoren bevorzugt wie folgt gebaut:

- mit nur einem Strang bei kostengünstigen Ausführungen, bzw.
- mit maximal vier Strängen bei hochwertigen Ausführungen.

6.1.1. Einpulsiger Elektronikmotor

Bei einem einpulsigen Motor wird die Erregerspule, z. B. durch einen Hallgeber synchronisiert, pro Umdrehung für einen Winkel $\alpha \leq 180^\circ$ unipolar erregt, so dass der Läufer pro Umdrehung einen Momentstoß erfährt. Damit ist bei einem ausreichenden Trägheitsmoment im System und nicht zu großem Lastmoment eine kontinuierliche Drehbewegung möglich.

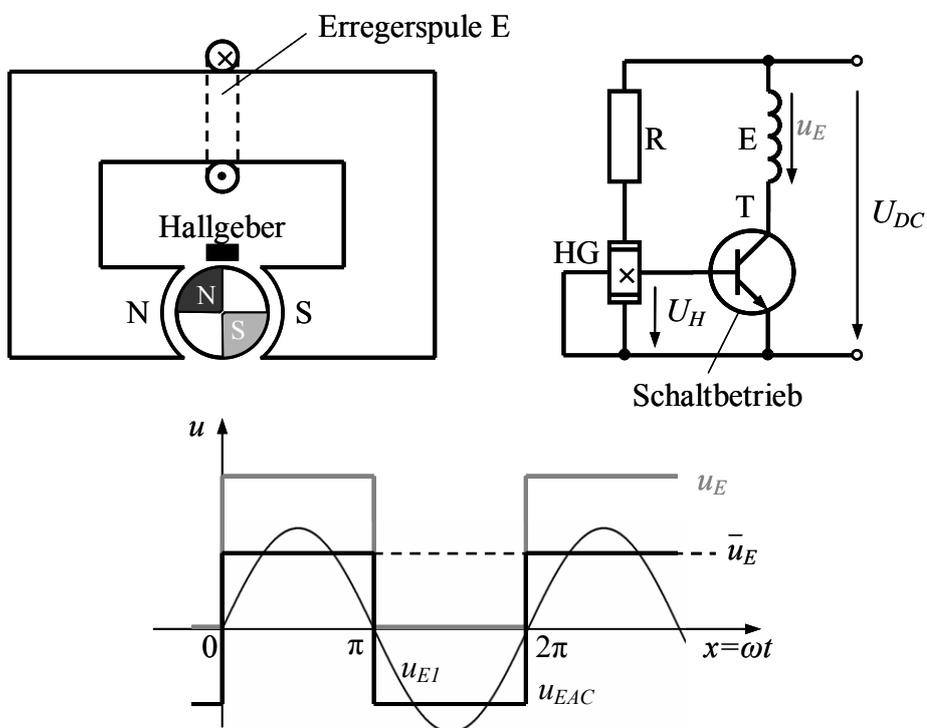


Bild 6.1 Einsträngiger, einpulsiger Elektronikmotor mit Ansteuerschaltung

Die Fourierzerlegung der erregenden Spannung ergibt

- einen Gleichanteil \bar{u}_E und

- Wechselanteile u_{EAC}, u_{E1} ,

die zu einer mit- und gegenlaufenden Feldwelle führen.

Das Nutzmoment = mittleres Antriebsmoment wird dabei allein von der mitlaufenden Welle aufgebracht, während das Gleichfeld ein Pendelmoment mit der Ständerfrequenz und das gegenlaufende Feld ein solches mit doppelter Ständerfrequenz verursachen. Dementsprechend sind die Betriebseigenschaften dieser Motoren eher schlecht.

Um einen sicheren Anlauf zu gewährleisten werden die Hauptpole oft zusätzlich mit einer Stufenpolgeometrie und Hilfsmagneten ausgerüstet.

6.1.2. Zweipulsiger Elektronikmotor

Wird der Motor nach Bild 6.1 bipolar oder mit zwei getrennten Wicklungen antiparallel betrieben, so erfährt der Läufer pro Umdrehung zwei Momentstöße und mit dem Gleichanteil im Erregerfeld entfallen auch die diesbezüglichen Pendelmomente. Dementsprechend läuft dieser Motor schon gleichmäßiger.

6.1.3. Vierpulsiger Elektronikmotor

Noch günstigere Bedingungen ergeben sich bei einem vierpulsigen Motor nach Bild 6.2.

Bei der sog. 90°-Schaltung wird in Drehrichtung nacheinander je eine Erregerspule für 90° mit Strom beaufschlagt. Es entsteht dann ein stets positives Moment mit einer nur noch leichten Welligkeit. Die mathematisch positive Drehrichtung ergibt sich dabei z. B. mit der Schaltfolge: E1 E3 E2 E4.

Ein Vorteil dieser Schaltung besteht darin, dass die Transistoren im Schaltbetrieb, also verlustarm, arbeiten können.

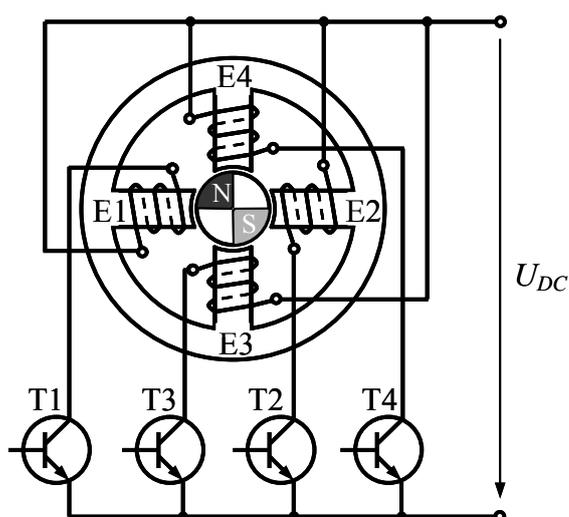


Bild 6.2 Viersträngiger, vierpulsiger Elektronikmotor

Demgegenüber führt bei der 180°-Schaltung jeder Wicklungsstrang für eine halbe Umdrehung, also 180°, Strom. Im Gegensatz zur 90°-Schaltung wird der Strom

hier lageabhängig nach einer Sinus-Funktion geändert, so dass die Überlagerung ein Kreisdrehfeld und somit ein oberwellenfreies Antriebsmoment ergibt. Nachteilig sind hier die

- bei einer linearen Ansteuerung hohen Transistorverluste (B-Betrieb),
- oder die anderenfalls erforderliche aufwendigere Pulsweitenmodulation.

6.2. Schrittmotoren

Mit der zunehmenden Verbreitung der Digitaltechnik werden elektromechanische Energiewandler gewünscht, die elektrische Impulse in eine exakt gleiche Anzahl von mechanischen Schritten umsetzen. Da solche Antriebe schrittweise arbeiten, bezeichnet man sie als Schrittmotoren.

Sie bilden mit der Ansteuerelektronik eine Einheit und müssen optimal an die Antriebsaufgabe angepasst sein. Aus Kostengründen verzichtet man auf eine Lagerückmeldung und betreibt den Motor in einer offenen Steuerkette.

Da Schrittmotoren keine Schleifringe, Kommutatoren oder Sensoren besitzen, sind sie sehr betriebssicher und wartungsarm.

Nach Bild 6.3 bestehen sie aus mindestens 2 gegeneinander gedrehten Systemen, die in einer Ebene oder axial versetzt angeordnet sein können. Durch zyklisches Ansteuern der einzelnen Systeme springt die Ständerdurchflutung ruckartig weiter und der Rotor stellt sich entsprechend dem Prinzip der minimalen Luftspaltenergie jeweils auf diese neue Lage ein.

Gemäß dieser Funktionsweise ähneln Schrittmotoren den Synchronmotoren (Reluktanzmotoren) und können wie diese

- nur ein begrenztes maximales Moment entwickeln,
- bei Belastung um den sog. Lastwinkel von der theoretischen Lage abweichen
- und zu Schwingungen angeregt werden.

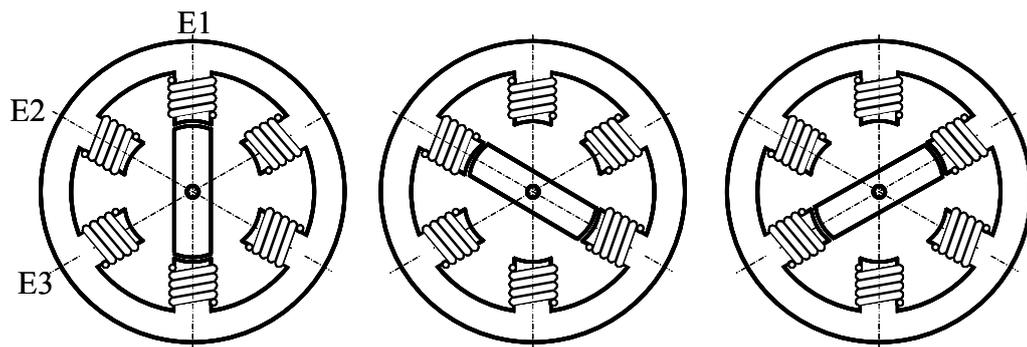


Bild 6.3 Aufbau- und Funktionsprinzip von Schrittmotoren

Durch die konkrete Geometrie und Systemzahl ist die Schrittzahl pro Umdrehung

$$z = 2pm \quad \text{mit} \quad p = \text{Polpaarzahl}$$

$$m = \text{Phasen - bzw. Systemzahl}$$

und der Bemessungsschrittwinkel

$$\alpha = \frac{2\pi}{z} = \frac{360^\circ}{z}$$

als Drehwinkel pro Impulswechsel festgelegt.

Für einen Motor entsprechend Bild 6.3 gilt daher mit

$$p=1, m=3 \quad \Rightarrow \quad z=6 \text{ und } \alpha=60^\circ.$$

Werden die Systeme so erregt, dass pro Schritt die resultierende Durchflutung um α weiter springt, so spricht man von einem Vollschrittbetrieb.

Dies ist z. B. dann der Fall, wenn jeweils nur ein System erregt wird. Zur Momentverstärkung kann man aber auch mehrere Systeme gleichzeitig erregen. Bleiben die Erregungsmuster dabei gleich, führt der Motor ebenfalls einen Vollschritt aus.

Weiterhin hat man die Möglichkeit, ausgehend vom nur erregten System E1, in einem Zwischenschritt die Systeme E1 und E2 gleichzeitig zu erregen. Dann nimmt der Läufer eine Mittelstellung ein und führt dementsprechend nur einen halben Schritt aus. Man spricht dabei vom sog. Halbschrittbetrieb. In diesem Falle verändern sich z bzw. α zu

$$z_H = 4pm$$

$$\alpha_H = \frac{\pi}{z} = \frac{180^\circ}{z} \quad \text{bei Halbschrittbetrieb.}$$

Nachteilig ist bei Halbschrittbetrieb, dass die resultierende Erregung zwischen zwei aufeinander folgenden Schritten i. d. R. unterschiedlich ist. Dies führt zu unterschiedlichen Momenten und man spricht von harten und weichen Schritten. Da die Auslegung vom kleinsten Moment ausgehen muss, führt dies i. d. R. zu einer Minderausnutzung des Motors. Der Unterschied zwischen harten und weichen Schritten wird mit zunehmender Systemzahl zwar geringer, aber der Steuerungs- und Motoraufwand nimmt dadurch stark zu.

Durch unterschiedliche Erregung der einzelnen Systeme kann man prinzipiell auch jeden Zwischenwert des Winkels einstellen. Dieser Mikroschritt- oder Ministepbetrieb erfordert jedoch eine besonders aufwendige Elektronik.

In der Praxis bevorzugt man daher den Vollschrittbetrieb und erhöht ggf. die Polzahl, was bei gezahnten Gleichpolmotoren besonders einfach ist.

6.2.1. Wechselpoltyp oder Heteropolarmotor

Die bisherigen grundsätzlichen Überlegungen zum Schrittmotor erfolgten für den sog. Wechselpoltyp oder Heteropolarmotor, bei dem sich die Flussrichtung über dem Läuferumfang entsprechend der Polzahl ändert. Bild 6.4 zeigt einen solchen Motor aus zwei 12-poligen Systemen in Klauenpolausführung. Hier ist die Magnetisierung des Läufers jeweils durchgehend, während die zwei Teilstatoren um eine halbe Polteilung gegeneinander verdreht sind.

Diese einfache Ausführung kann für Schrittwinkel $\alpha \geq 7,5^\circ$ gefertigt werden, während bei kleineren Schrittwinkeln die Magnetisierung problematisch und durch Streueffekte zunehmend unwirksam wird.

Vorteilhaft an dem in Bild 6.4 dargestellten Konzept ist die sehr einfache und kostengünstige Fertigung der Teilstatoren aus einstückigen Stanzbiegeteilen für den Magnetkreis und Ringspulen zur Erregung.



Bild 6.4 Klauenpol-Schrittmotor

6.2.2. Gleichpoltyp oder Homopolarmotor

Für kleinere Schrittwinkel bevorzugt man den Gleichpoltyp oder Homopolarmotor, dessen prinzipieller Aufbau in Bild 6.5 dargestellt ist.

Dieser besteht aus 2 axial versetzten gezahnten Rotorhälften, wobei diese z. B. um eine halbe Zahnteilung verdreht sind. Als Besonderheit weisen hier alle Zähne einer Rotorhälfte jeweils eine einheitliche magnetische Polarität auf, wodurch die angestrebten kleinen Polteilungen ohne unzulässige Streueffekte erst möglich sind. Für eine kontinuierliche Drehung sind die Statorpole mit ihrer auf die Rotorzahnung abgestimmten Zahngeometrie gegenüber der Rotorzahnung entsprechend der Phasenzahl versetzt und werden dann entsprechend der gewünschten Drehrichtung zyklisch angesteuert.

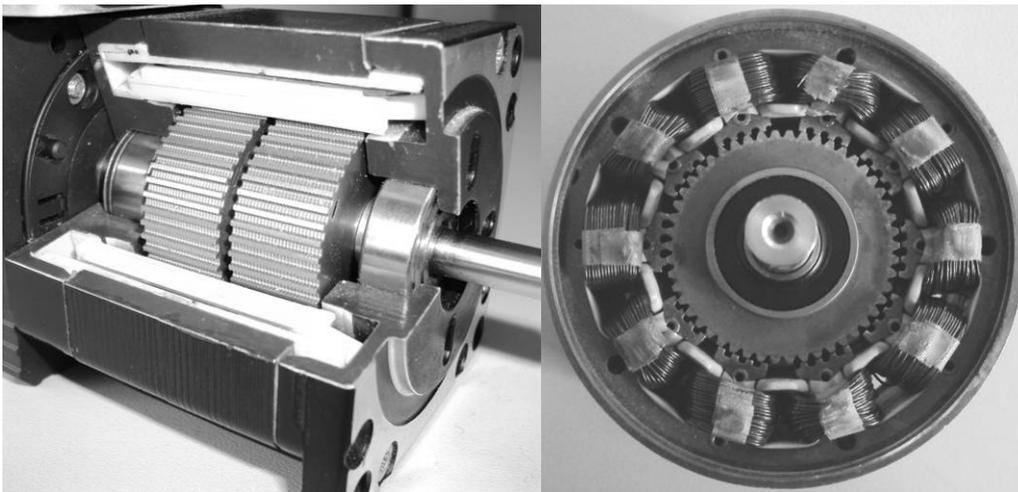


Bild 6.5 Gleichpol-Schrittmotor

Auch hier ist Voll- oder Halbschrittbetrieb möglich, wobei wiederum ersterer in der Praxis bevorzugt wird.

Die angesprochenen kleinen Schrittwinkel werden durch die besondere

Geometrie, wie sie z. B. in Bild 6.6 im Detail dargestellt ist, möglich. Man erreicht damit Schrittwinkel von $\alpha = 0,72^\circ$ bzw. $\alpha_H = 0,36^\circ$, was bei Schritt-frequenzen von bis zu 50 kHz im Vollschrittbetrieb bei $\alpha = 0,72^\circ$ immer noch einer Drehzahl von $n_{max} \approx 6000 \text{ min}^{-1}$ entspricht.

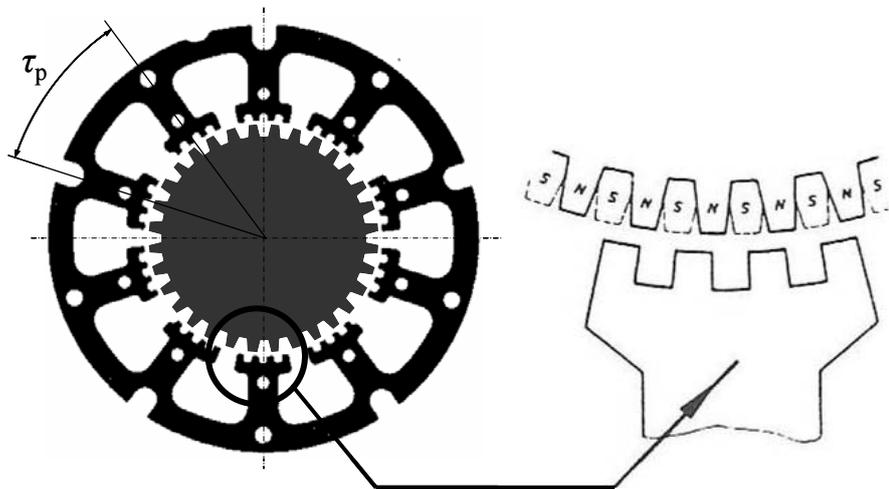


Bild 6.6 Schnittgeometrie für kleine Schrittwinkel [17]

6.2.3. Dynamische Momentkennlinie

Ihr Kippmoment können Schrittmotoren nur bei sehr niedrigen Drehzahlen bzw. bei ruhendem Rotor entwickeln. Mit zunehmender Schrittfrequenz $f_z = z n$ bewirken die abnehmende Stromflussdauer und die zunehmend induzierte Gegenspannung eine Abnahme des Nutzmomentes M , dessen Verlauf üblich als Grenzfrequenzkennlinie vom Motorhersteller angegeben wird. Diese ist in Bild 6.7 als Kurve c eingetragen.

Wird bei einer bestimmten Schrittfrequenz das zulässige Moment überschritten, so fällt der Motor außer Tritt und er macht Schrittfehler, was wegen der fehlenden Lagerückmeldung unter allen Umständen vermieden werden muss. Aus dem gleichen Grund darf die Start-Schrittfrequenz bestimmte, vom Nutzmoment M_L abhängige, Werte nicht überschreiten. Dieser Zusammenhang wird ebenfalls vom Hersteller als sog. Startgrenzfrequenzkennlinie für den trägheitslos $J_L = 0$ belasteten Motor angegeben und ist als Kurve b in Bild 6.7 mit eingetragen.

Da üblicherweise die angetriebene Last wegen $J_L \neq 0$ das Trägheitsmoment des Motors J_R vergrößert, muss die Start-Schrittfrequenz zusätzlich reduziert werden. Diese Reduzierung erfolgt dann anhand einer Korrekturkurve, die ihrerseits zu einer nunmehr systemspezifischen Startgrenzfrequenzkennlinie a führt.

Darüber hinaus lässt sich auch die zulässige Frequenzänderung aus der Momentkennlinie ableiten. Soll z. B. die Drehzahl n von einem stationären Zustand mit dem Lastmoment M_L aus geändert werden, so folgt mit dem wirksamen Trägheitsmoment J_{ges} für das maximale Beschleunigungsmoment

$$J_{ges} = J_R + J_L$$

$$M_b = M - M_L \geq \frac{2\pi}{z} J_{ges} \frac{df_z}{dt} = \alpha J_{ges} \frac{df_z}{dt}$$

und so als Obergrenze für die Frequenzänderung

$$\left| \frac{df_z}{dt} \right| \leq \frac{z}{2\pi J_{ges}} M_b = \frac{M_b}{\alpha J_{ges}}, \quad (\alpha \text{ im Bogenmaß}).$$

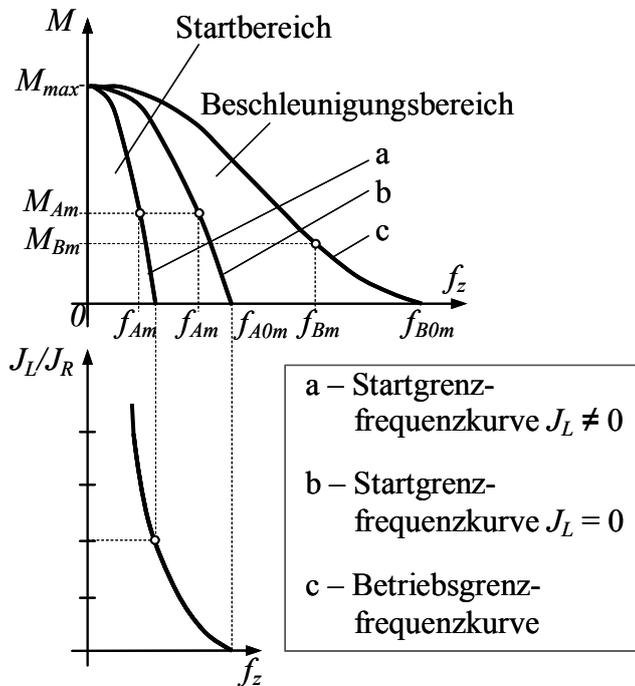


Bild 6.7 Dynamische Drehmoment-Kennlinien [11]

Prinzipiell gelten zum Beschleunigen und Abbremsen die gleichen Zusammenhänge. Lediglich die Reibung wirkt sich unterschiedlich aus und unterstützt in der Regel Bremsvorgänge, während sie die Beschleunigung behindert.

Die obigen Zusammenhänge verdeutlichen anschaulich den einleitenden Hinweis auf die enge Verquickung zwischen Schrittmotor und Last.

6.2.4. Lineare Schrittmotoren

Neuerdings kommen zunehmend auch lineare Schrittmotoren auf den Markt.

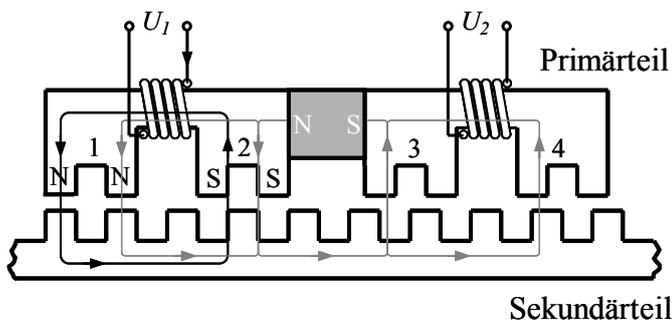


Bild 6.8 Linearer Schrittmotor

Dabei entsprechen die Primärteile meist dem Gleichpoltyp, während die Sekundärteile dann, entsprechend Bild 6.8, als Reluktanzteile ausgebildet sind. In besonderen Fällen werden auch zweiachsige Schrittmotoren für xy-Betrieb gebaut.

6.3. Unipolarmaschine

Unipolarmaschinen gelten als die ältesten elektrischen Maschinen überhaupt:

- 1823 Barlowsches Rad (Motor)
- 1831 Unipolargenerator von Faraday.

Neuerdings werden sie gerne als Aufnehmer bei hohen Drehzahlen (bis ca. 50000 min^{-1}) eingesetzt. Ihre prinzipbedingten Vorteile sind dabei:

- extrem kleiner Innenwiderstand
d. h. praktisch lastunabhängige Signalspannung,
- induzierte Gleichspannung
somit keine Phasen- oder Amplitudenkorrektur erforderlich,
- streng drehzahlproportionale Spannung
für hochdynamische Vorgänge.

Nachteilig sind etwaige Störungen durch die Bürsten bei kleinen Signalen.

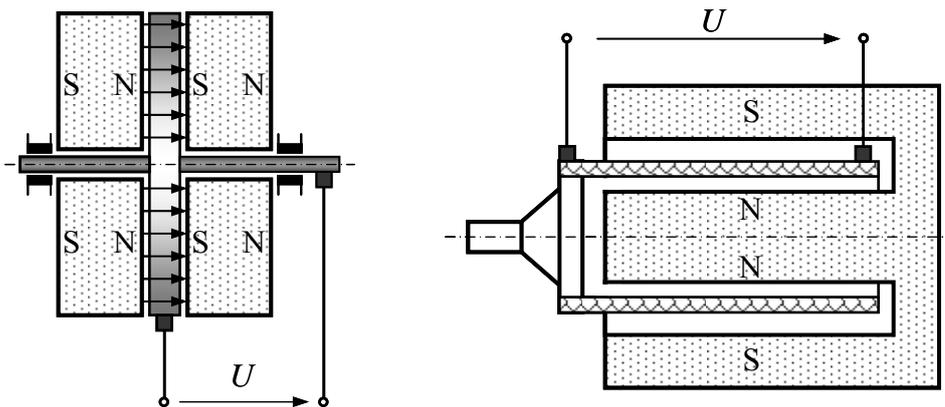


Bild 6.9 Bauformen von Unipolarmaschinen

Nach Bild 6.9 werden Unipolarmaschinen meist scheiben- oder glockenförmig ausgeführt. Dabei gilt für die induzierten Spannungen bei homogenem Luftspaltfeld B :

$$U_i = \pi(r_a^2 - r_i^2)B \cdot n \approx \pi r_a^2 B \cdot n = A_K B \cdot n \quad \text{scheibenförmig}$$

$$= 2\pi r l B \cdot n = A_Z B \cdot n \quad \text{glockenförmig.}$$

Typische Signalspannungen liegen bei

$$\text{ca. } \frac{10 \text{ mV}}{1000 \text{ min}^{-1}}.$$

6.4. Transversalflussmaschine

Während die klassischen elektrischen Maschinen bereits im 19. Jahrhundert entwickelt wurden, tauchten Ansätze zur Transversalflussmaschine erstmalig um 1970 auf (Prof. Laithwaite GB). Diese wurden dann ab den 80er Jahren an der TU Braunschweig von Prof. Weh aufgegriffen und für rotatorische Antriebe weiterentwickelt. Seitdem werden an unterschiedlichen Stellen rotierende und lineare Transversalflussmaschinen entwickelt und erprobt.

Bei allen klassischen Motorkonzepten verläuft das Magnetfeld nach Bild 6.10.a) zumindest abschnittsweise in Bewegungsrichtung und umschlingt dabei die Poldurchflutung. Dadurch entsteht notwendig eine gegenläufige Kopplung zwischen Polfluss und Poldurchflutung. So erfordert z. B. ein großer Magnetfluss breite Zähne und lässt durch die dann notwendig schmalen Nuten nur wenig Platz für die Wicklung und umgekehrt. Das zur Maschinenleistung proportionale Produkt $P \sim \Phi_n \Theta_p$ ist daher auch bei optimaler Auslegung aus konstruktiven Gründen immer begrenzt.

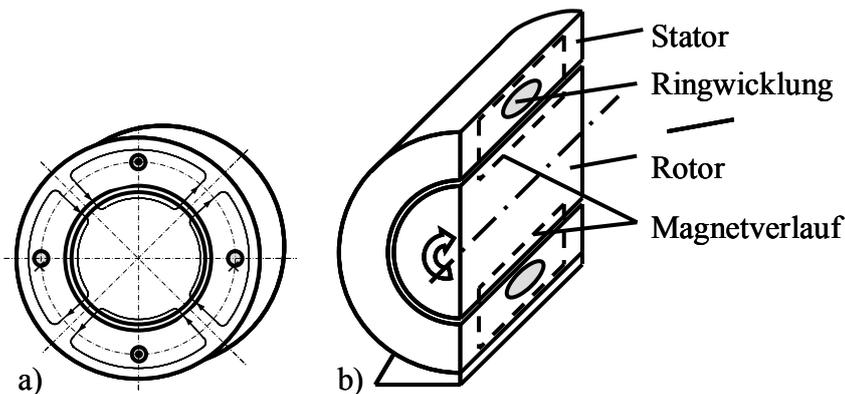


Bild 6.10 Feldverlauf beim Transversalflussmotor im Vergleich
a) konventioneller Motor
b) Transversalflussmaschine

Demgegenüber verläuft das Magnetfeld beim Transversalflussmotor gemäß Bild 6.10.b) stets senkrecht (d. h. transversal; daher auch der Name Transversalflussmaschine) zur Bewegungsrichtung, wodurch die o. g. Kopplung entfällt.

Dies hat, wie nachfolgend gezeigt wird, eine interessante und weitreichende Konsequenz zur Folge.

Um das Wesentliche zeigen zu können, genügt dazu die Betrachtung des in Bild 6.11 dargestellten Abschnittes eines einphasigen Linear-Transversalflussmotors. Dabei ist wegen der bekannten Tatsache

- ungleiche Magnetpole ziehen sich an, gleiche stoßen sich ab -
die prinzipielle Funktionsweise mit der sich ergebenden, eingezeichneten Schubkraft F_S sofort klar.

Für die quantitative Abschätzung dieser Schubkraft ersetzt man zweckmäßig die Permanentmagnete durch Ringströme auf deren Oberfläche, wie dies in Bild 6.12 angedeutet ist.

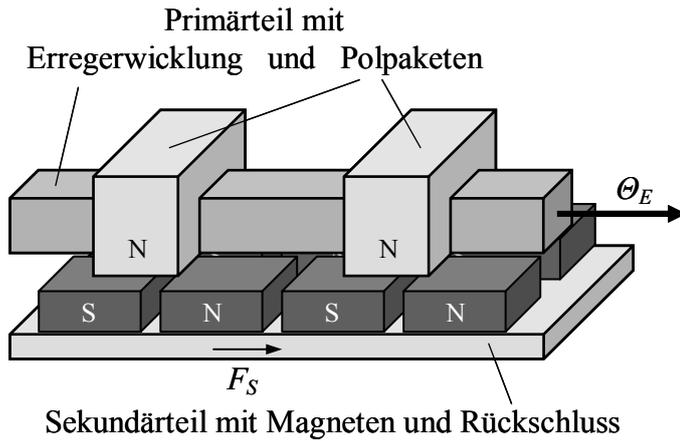


Bild 6.11 Einphasiger Linear-Transversalflussmotor

Dabei gilt für die äquivalente Durchflutung eines Magneten nach Abschnitt 1.4.3

$$\Theta_M = H_{cB} l_M.$$

Für das von der Spule erzeugte, erregende Feld $B_{E\delta}$ gilt bei Vernachlässigung des Eisenweges wegen $\mu_{Fe} \gg \mu_0$ näherungsweise:

$$B_{E\delta} = \mu_0 H_{E\delta} \approx \mu_0 \frac{\Theta_E}{\delta_{ges}} = \mu_0 \frac{\Theta_E}{2(l_M + \delta)},$$

so dass die Kraft pro Polpaket durch

$$F_{SP} = l B = 2b_M \cdot 2\Theta_M \cdot \frac{\mu_0 \Theta_E}{2(l_M + \delta)} = \frac{2\mu_0 H_{cB} b_M \Theta_E}{1 + \delta/l_M}$$

gegeben ist.

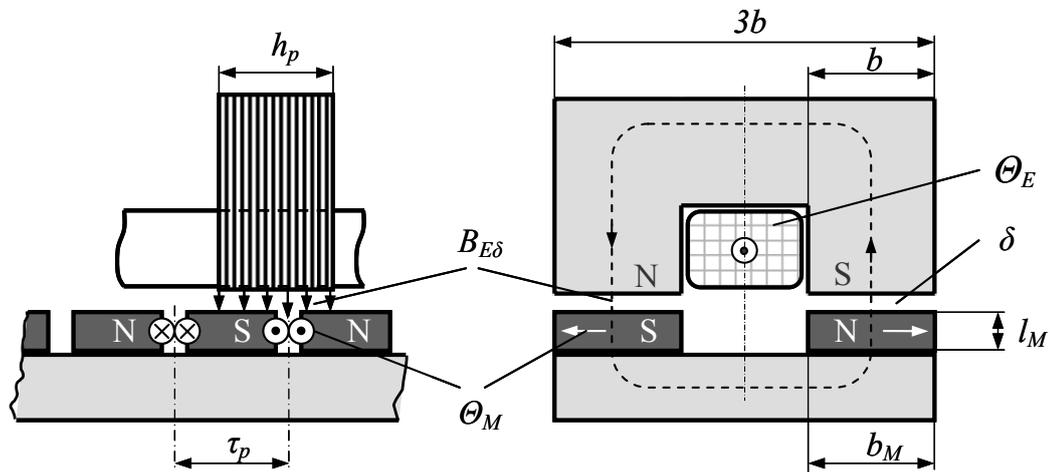


Bild 6.12 Ersatzanordnung für den Transversalflussmotor

Bezieht man diese Kraft auf die pro Polpaket erforderliche Fläche

$$A_p = 3b \cdot 2\tau_p = 6b\tau_p,$$

so ergibt sich die spezifische Schubkraft oder der Schub (bei rotierenden Maschinen allg. als Drehschub bezeichnet) mit $b_M \approx b$ zu

$$f_S = \frac{F_{SP}}{A_p} = \frac{\mu_0}{3} \cdot \frac{H_{cB}}{1 + \delta/l_M} \cdot \frac{\Theta_E}{\tau_p}.$$

Da die Schubkraft der skizzierten einphasigen Anordnung eine lageabhängige Welligkeit aufweist, definiert man für ihren Mittelwert noch einen Korrekturfaktor k , für den allg. Werte im Bereich

$$k = 0,6 \dots 0,8$$

gefunden werden.

Resultierend folgt dann für die mittlere spezifische Schubkraft

$$\bar{f}_S = k \cdot f_S = k \cdot \frac{\mu_0}{3} \cdot \frac{H_{cB}}{1 + \delta/l_M} \cdot \frac{\Theta_E}{\tau_p} \sim \frac{1}{\tau_p},$$

die in der angegebenen Weise umgekehrt proportional zu τ_p ist.

Somit kann man beim Transversalflussmotor, im Unterschied zu konventionellen Maschinen (Asynchron-, Synchronmaschine, usw.) die spezifische Schubkraft durch Verkleinerung der Polteilung erhöhen. Tatsächlich begrenzen jedoch auch hier die mit abnehmender Polteilung rapide zunehmenden fertigungstechnischen Probleme und negativen Streueinflüsse die praktisch realisierbaren Polteilungen zu kleinen Werten hin. Realistisch kann somit für Transversalflussmaschinen im kW-Bereich die in Bild 6.13 angegebene Abhängigkeit der spezifischen Schubkraft von der Polteilung erwartet werden.

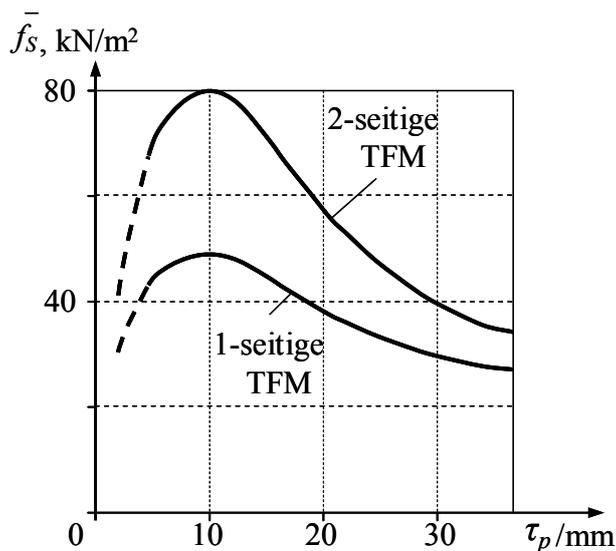


Bild 6.13 Spezifische Dauerschubkraft im Vergleich

Natürlich drängt sich bei diesem Bild sofort die Frage nach dem Sinn eines einseitigen Transversalflussmotors auf.

Diese beantwortet sich unter anderem aus dem konstruktiven Aufwand und damit letztlich den Kosten für beide Konzepte. So gilt der Aufbau der zweiseitigen Transversalflussmotoren als sehr komplex und fertigungstechnisch noch nicht seriengerecht gelöst, während z. B. die einseitigen Lineartransversalflussmotoren mit vorhandenen Massenbauteilen herstellbar sind.

6.5. Piezoelektrische Motoren

Herkömmliche Motoren beruhen in der Regel auf Kraftwirkungen, die Strom durchflossene Leiter, Permanentmagnete und/oder permeable Körper im Magnetfeld erfahren. Darüber hinaus gibt es aber auch nichtmagnetische Effekte auf deren Basis man elektromechanische Energiewandler bauen kann.

Besonders interessant sind in diesem Zusammenhang piezoelektrische Kristalle,

- die unter dem Einfluss mechanischer Spannungen unterschiedliche Oberflächenpotentiale ausbilden und so zu Sensoren aller Art (Beschleunigung, Druck, Kraft, Temperatur usw.) benutzt werden, oder
- durch Anlegen von Spannungen eine Längenänderung erfahren, so dass sie für Ultraschallwandler, Schwingquarze, Resonatoren usw. einsetzbar sind.

Neuerdings benutzt man den letztgenannten Effekt auch zur Fertigung von elektro-mechanischen Energiewandlern in

- piezoelektrischen Aktoren,
- Nanoschrittmotoren und
- Wanderwellen- bzw. Ultraschallmotoren.

Bevorzugtes Ausgangsmaterial ist dabei Blei-Zirkonat-Titanat, das folgende charakteristische Daten aufweist:

- große spezifische Längenänderung bis 2 mm/m
- hohe Stellgenauigkeit von ca. 10 nm/V
- hohe Stellgeschwindigkeit bis 1 m/s
- hohe Steifigkeit (E-Modul) von ca. 10^5 N/mm²
- hohe Stellkraft bis 20 N/mm²
- typischer Feldstärkebedarf von ca. 1 kV/mm.

6.5.1. Piezoelektrische Aktoren

Diese werden bevorzugt ausgeführt

- entweder als Linearaktor
mit säulenförmig gestapelten Piezokristallen für hohe Kräfte bei kleinen Stellwegen, z. B. bis einige kN bei ca. 10 µm Stellweg,
- oder als Biege wandler
mit bimetallartiger Wirkungsweise der Piezoelemente für größere Stellwege bei kleineren Kräften, z. B. einige N bei 100 µm Stellweg.

Günstige Anwendungsfälle ergeben sich dort, wo große Kräfte bei hoher Steifigkeit gefordert werden, z. B.

- Optik:
Laserabstimmssysteme, Interferometrie, Holographie, Feinstpositionierungen,

- Feinwerktechnik:

Mikromanipulatoren, Feinpositionierung, Nachführungen,

- Medizin/Biologie:

Mikromanipulatoren, Dosiereinrichtungen, Mikrodüsen

und im

- Maschinenbau:

Verschleißkompensation, Feinstvorschübe, aktive Schwingungsdämpfung usw.

6.5.2. Nanoschrittmotor (Inchworm-Motor)

Ergänzt man einen Piezoaktor gemäß Bild 6.14 durch zwei Elektromagnete, die im angegebenen Schrittbetrieb einen Reibschluss mit der Unterlage bewirken, so kann man auch spielfreie Nanoschrittmotoren realisieren.

Eingesetzt werden diese Schrittmotoren, wenn große Strecken bei mäßigen Anforderungen an die Geschwindigkeit abgefahren werden müssen, z. B. für

- Spiegelnachführungen
- Röntgen- und Mikrolithografie
- Ventilantriebe usw.

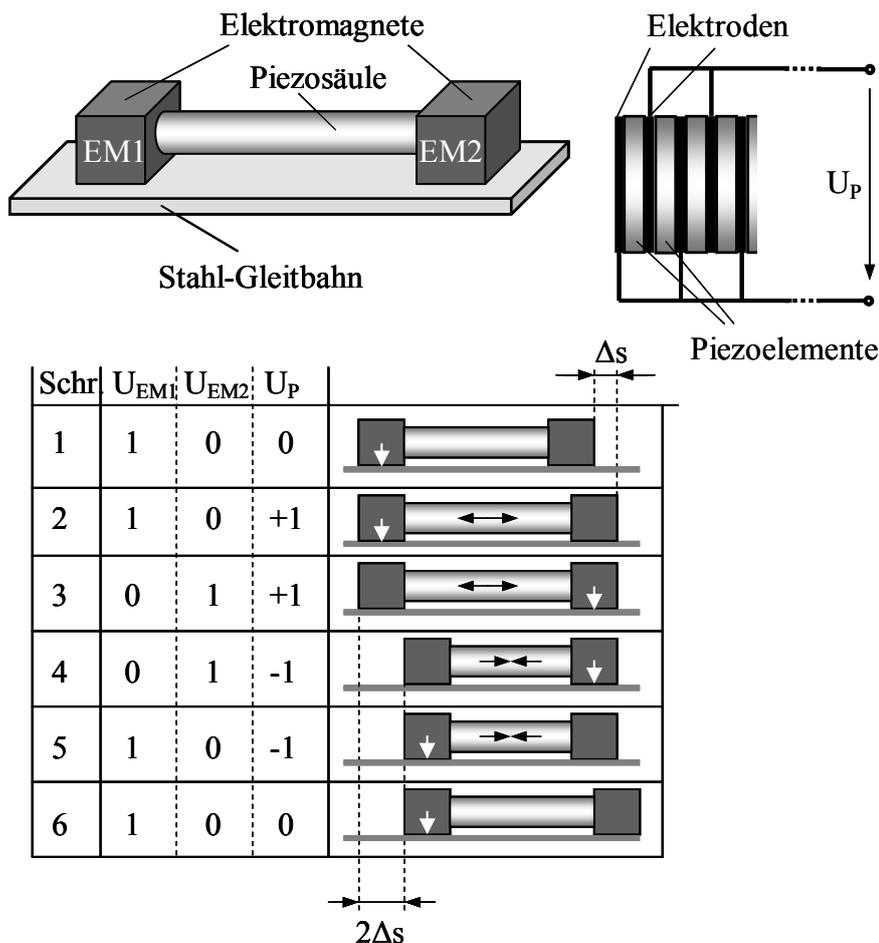


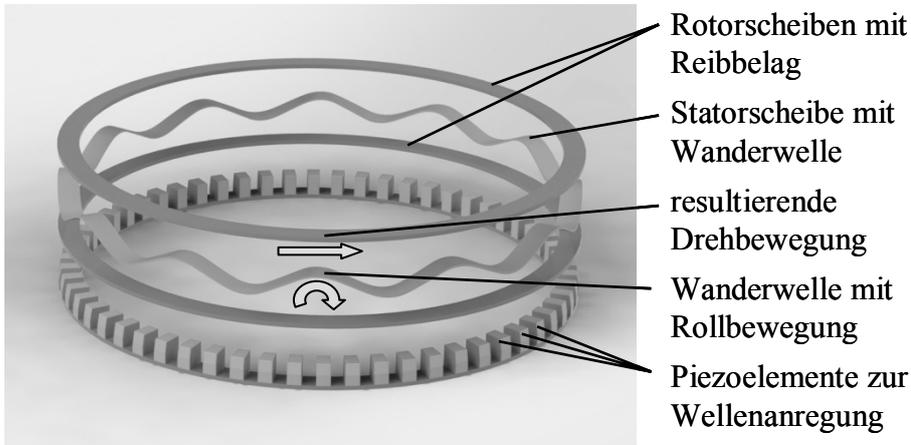
Bild 6.14 Prinzip des Nanoschrittmotors [11]

6.5.3. Piezoelektrischer Ultraschallmotor (Wanderwellenmotor)

Durch eine ringförmige Anordnung von Piezokristallen nach Bild 6.15 wird bei deren Betrieb an Wechselspannung in der Statorscheibe eine umlaufende Wanderwelle mit einer Rollbewegung in den Wellenbergen nach Bild 6.15.b) erzeugt. Durch den Reibschluss der mit einer Feder angepressten Rotorscheiben entsteht so eine translatorische Bewegungskomponente in Umfangsrichtung, welche die kontinuierliche Drehung des Rotors bewirkt. Ein besonderer Vorteil dieser Motoren ist das hohe Haltemoment $>$ Drehmoment, das leistungslos durch den dann vollflächigen Reibschluss zwischen Stator und Rotor bewirkt wird.



a)



b)

Bild 6.15 Ultraschall-Wanderwellenmotor

a) Gesamtaufbau

b) Funktionsweise

Da die typische Betriebsfrequenz dieser Motoren bei $f > 20$ kHz, also jenseits des Hörbereiches, liegt, werden sie auch als Ultraschallmotoren bezeichnet.

7. Dynamische Vorgänge

Bei den bisherigen Überlegungen werden vorrangig die besonders wichtigen stationären Betriebszustände mit $n = \text{const.}$ betrachtet, was bei der quantitativen Auswertung auf meist einfache und übersichtliche algebraische Zusammenhänge führt. Dabei ist auch bei Berücksichtigung von nichtlinearen Einflüssen und Zusammenhängen immer noch eine vergleichsweise einfache Auswertung, z. B. durch Iteration möglich.

Demgegenüber werden bei dynamischen Vorgängen auch mechanische Energieänderungen wirksam, die bei der mathematischen Beschreibung i. d. R. zusätzlich auf meist nichtlineare Differentialgleichungen führen und dementsprechend aufwendige Rechenverfahren erfordern. Man ist daher bestrebt, den rechnerischen Aufwand bei der Analyse möglichst zu reduzieren.

Dazu lassen sich die typischen Antriebsaufgaben der Praxis vorteilhaft wie folgt einteilen:

- ca. 80% der Fragestellungen betreffen „stationäre Situationen“.

Diese werden durch die bereits bekannten einfachen, algebraischen Gleichungen beschrieben und sind somit problemlos behandelbar.

- ca. 15% der Fragestellungen betreffen „quasistationäre Situationen“.

Hier werden die dynamischen Vorgänge allein durch das mechanische Trägheitsmoment des Gesamtsystems bestimmt, was dann allg. auf eine nichtlineare Differentialgleichung 1. Ordnung führt, für die es aber noch erprobte und einfache Lösungsstrategien gibt.

- und nur ca. 5% der Fragestellungen betreffen „allg. dynamische Situationen“.

Nur bei diesen restlichen Aufgaben müssen tatsächlich die vollständigen dynamischen Gleichungen berücksichtigt werden, was dann allg. auf oft nichtlineare Differentialgleichungen höherer Ordnung führt, die dann besonders aufwendig bei der Auswertung sind.

Daher werden die Betrachtungen in Abschnitt 7.2 auf die sog. quasistationären Vorgänge beschränkt, so dass zusammen mit den Angaben der vorangehenden Kapitel rd. 95% der praktisch relevanten Aufgaben gelöst werden können.

Weiterhin werden dabei die konkreten Anwendungsbeispiele aus dem Bereich der Gleichstrommaschine gewählt, da man hierbei die einfachsten, linearen Maschinengleichungen erwartet und somit die grundsätzlichen Überlegungen nicht durch nichtlineare Maschineneigenschaften erschwert werden.

7.1 Kinematische Grundgleichungen

Bei der Betrachtung dynamischer Vorgänge müssen außer den bekannten Motoreigenschaften auch die kinematischen Grundgleichungen berücksichtigt werden.

Da in der Antriebstechnik sowohl rotatorische als auch translatorische Vorgänge eine Rolle spielen, sind in Tabelle 7.1 noch einmal alle wichtigen kinematischen Grundgleichungen zusammenfassend dargestellt.

Auf dieser Basis lassen sich später alle kinetischen Energien im Gesamtsystem zu

einer Schwungmasse J_{red} und alle Nutz- und Verlustarbeiten zu einem Gesamtmoment M_{red} zusammenfassen, was die Übersichtlichkeit bei der Auswertung deutlich verbessert.

Translation		Rotation	
s	Weg	φ	Winkel
$v = \frac{ds}{dt}$	Geschwindigkeit	$\omega = \frac{d\varphi}{dt} = 2\pi n$	Winkelgeschwindigkeit
$a = \frac{dv}{dt}$	Beschleunigung	$\alpha = \frac{d\omega}{dt} = 2\pi \frac{dn}{dt}$	Winkelbeschleunigung
$r = \frac{da}{dt}$	Ruck	$r_\varphi = \frac{d\alpha}{dt}$	Winkeleruck
m	Masse	J	Trägheitsmoment
$F = m \cdot a$	Kraft	$M = J \cdot \alpha$	Moment
$W = F \cdot s = m \cdot a \cdot s$	Arbeit	$W = M \cdot \varphi = J \cdot \alpha \cdot \varphi$	Arbeit
$W = \frac{m}{2} v^2$	kinetische Energie	$W = \frac{J}{2} \omega^2$	kinetische Energie
$dW = P dt = F ds = m v dv$	Energieänderung	$dW = P dt = M d\varphi = J \omega d\omega$	Energieänderung
$P = \frac{dW}{dt} = F \cdot v = m \cdot a \cdot v$	Leistung	$P = \frac{dW}{dt} = M \cdot \omega = J \cdot \alpha \cdot \omega$	Leistung

Tabelle 7.1 Kinematische Grundgleichungen

7.2 Quasistationäre Antriebsaufgabe

7.2.1 Vorbetrachtung zur allgemeinen Antriebsaufgabe

Außer den zuvor angegebenen kinematischen Grundgleichungen treten bei der allgemeinen Antriebsaufgabe auch Motoreigenschaften und Rückwirkungen des Systems auf den Motor in Erscheinung. So wirkt sich z. B. bei Antrieben mit Gleichstrommaschinen die unvermeidliche Ankerinduktivität verzögernd auf Änderungen des Ankerstromes oder das Trägheitsmoment der Arbeitsmaschine verzögernd auf Drehzahländerungen und damit über die induzierte Ankerspannung wieder auf das Antriebsmoment aus.

Zur Veranschaulichung wird nach Bild 7.1, als denkbar einfachster Fall, ein konstant mit I_E erregter, unbelasteter, reibungsfreier Gleichstrommotor $M = 0$

betrachtet, der mit konstantem Trägheitsmoment J aus dem Stillstand $n = 0$ zur Zeit $t = 0$ an der ebenfalls konstanten Ankerspannung U_A eingeschaltet wird.

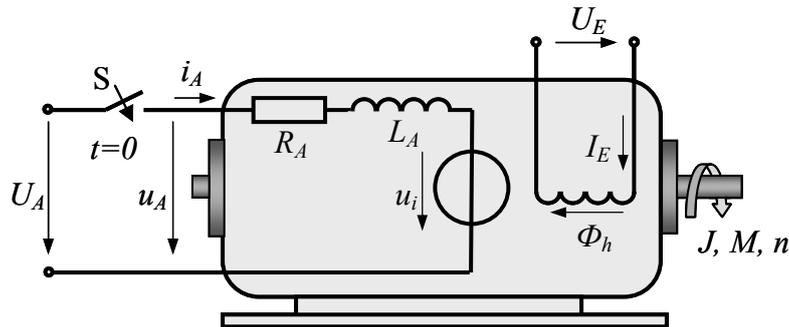


Bild 7.1 Ersatzschaltung der Gleichstrommaschine für dynamische Vorgänge

Dann gelten die folgenden grundlegenden Zusammenhänge

$$\Phi_h, J = \text{const.}$$

$$u_i = c_m \Phi_h n$$

$$M_i = \frac{c_m \Phi_h}{2\pi} i_A = J \cdot \frac{d\omega}{dt} = 2\pi J \frac{dn}{dt} \quad \Rightarrow \quad i_A = \frac{4\pi^2 J}{c_m \Phi_h} \frac{dn}{dt}$$

$$U_A = u_i + R_A i_A + L_A \frac{di_A}{dt}.$$

Durch Einsetzen in die Maschengleichung erhält man so

$$U_A = c_m \Phi_h n + \frac{4\pi^2 R_A J}{c_m \Phi_h} \frac{dn}{dt} + \frac{4\pi^2 L_A J}{c_m \Phi_h} \frac{d^2 n}{dt^2}$$

$$\tau_A \tau_J \frac{d^2 n}{dt^2} + \tau_J \frac{dn}{dt} + n = \frac{U_A}{c_m \Phi_h} = n_0$$

mit

$$\tau_A = \frac{L_A}{R_A} \quad \text{Ankerzeitkonstante}$$

$$\tau_J = \frac{4\pi^2 R_A J}{(c_m \Phi_h)^2} \quad \text{Trägheitszeitkonstante}$$

bereits eine inhomogene, lineare, gewöhnliche Differentialgleichung 2. Ordnung mit konstanten Koeffizienten für die Drehzahl n , die insbesondere bei hochdynamischen Antrieben mit Fallunterscheidung gelöst werden muss.

Mit den Lösungen der zugehörigen charakteristischen Gleichung

$$\tau_A \tau_J p^2 + \tau_J p + 1 = 0$$

$$p_{1,2} = \frac{-\tau_J \pm \sqrt{\tau_J^2 - 4\tau_A \tau_J}}{2\tau_A \tau_J}$$

kann man dann z. B. für den Kriechfall die Verläufe für den Ankerstrom und die Drehzahl wie folgt angeben

$$i_A(t) = I_{AA} \frac{e^{p_1 t} - e^{p_2 t}}{\sqrt{1 - 4\tau_A / \tau_J}} \quad \text{mit} \quad I_{AA} = \frac{U_A}{R_A}$$

$$n(t) = n_0 \left\{ 1 + \frac{p_1}{p_2 - p_1} e^{p_2 t} - \frac{p_2}{p_2 - p_1} e^{p_1 t} \right\} \quad \text{mit} \quad n_0 = \frac{U_A}{c_m \Phi_h}.$$

Diese Verläufe sind in Bild 7.2 als Hochlauf der realen Maschine für die Werte $\tau_A = 2 \text{ s}$ und $\tau_J = 10 \text{ s}$ dargestellt.

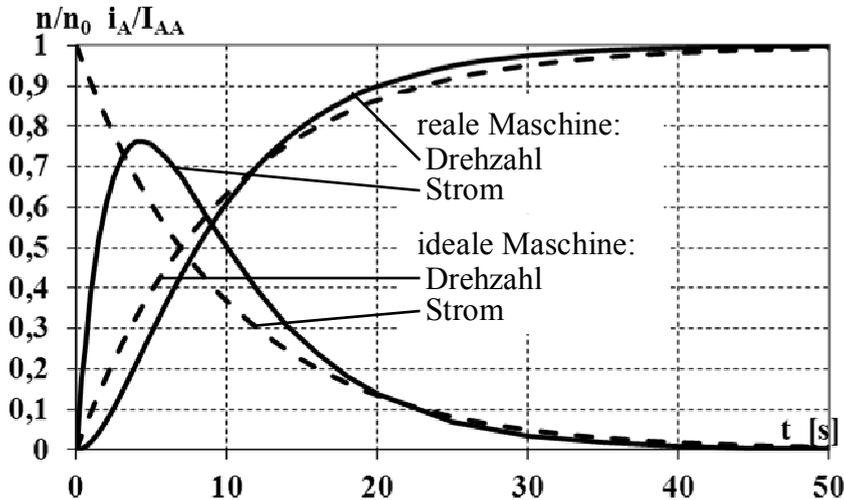


Bild 7.2 Hochlaufvorgang des unbelasteten, reibungsfreien Gleichstrommotors

7.2.2 Vereinfachte Antriebsaufgabe

Vielfach kann der Rechenaufwand jedoch verringert werden, da bei den heutigen Konzepten oftmals die Regel-, Anker- und allg. die Maschinenzeitkonstanten deutlich kleiner als die mechanische Trägheitszeitkonstante des Gesamtsystems sind:

$$\tau_{\text{Elektronik}} \leq \tau_A = \frac{L_A}{R_A} \ll \tau_J.$$

Dieser vereinfachte Hochlaufvorgang führt dann unter Vernachlässigung von τ_A bzw. L_A im vorliegenden Fall nur noch auf die inhomogene Differentialgleichung 1. Ordnung mit konstanten Koeffizienten für die Drehzahl n

$$\tau_J \frac{dn}{dt} + n = n_0,$$

die in bekannter Weise für $t \geq 0$ durch die Verläufe

$$n = n_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_J}} \right) \quad \text{mit} \quad n_0 = \frac{U_A}{c_m \Phi_h} = \text{Leerlaufdrehzahl}$$

$$i_A = I_{AA} e^{-\frac{t}{\tau_J}} \quad I_{AA} = \frac{U_A}{R_A} = \text{Anlaufstrom}$$

für die Drehzahl und den Ankerstrom gelöst wird.

Dieser Hochlauf der idealen Maschine ist ebenfalls schon in Bild 7.2 eingetragen und stellt den Grenzfall des realen Hochlaufes für $\tau_A \ll \tau_J$ dar.

Diese vereinfachte Betrachtung ist daher umso genauer, je dominierender die Trägheitszeitkonstante im Vergleich zur Ankerzeitkonstante ist. Da letztere dann das Geschehen nicht mehr wesentlich bestimmt, liegt bezüglich der Maschine

quasistatisches Verhalten vor und man spricht daher von einer **quasistationären Betrachtung**.

7.2.3 Allgemeine quasistationäre Antriebsaufgabe

Unter der einzigen Voraussetzung, dass die Einschwingvorgänge in der jetzt beliebigen Antriebsmaschine wesentlich schneller als etwaige Einschwingvorgänge der Drehzahl ablaufen, kann man nun die allgemeine quasistationäre Antriebsaufgabe anschaulich mit Hilfe einer Energiebilanz verstehen.

Danach bewirkt die vom Motor in der kurzen Zeit dt zugeführte Leistung P_M alle Energieänderungen im System, sowie die Nutz- und Reiarbeit.

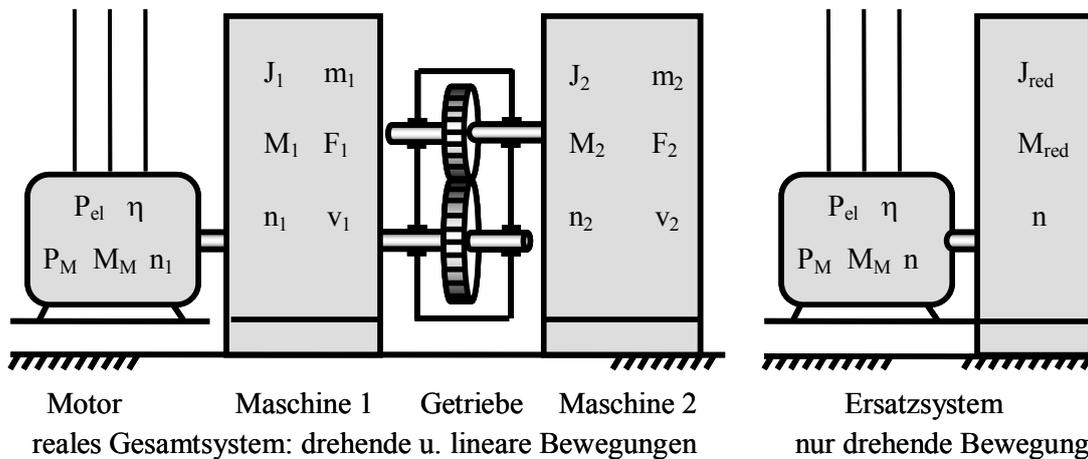


Bild 7.3 Allg. quasistationäre Antriebsaufgabe mit Übersetzung

Unter Berücksichtigung eines Getriebes mit der symbolischen Übersetzung gemäß Bild 7.3

$$i = \frac{n_1}{n_2} = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{d\omega_1}{d\omega_2} \quad \text{und} \quad \frac{v_1}{v_2} = \frac{dv_1}{dv_2} = \frac{r_1}{r_2} \cdot i$$

gilt

$$\begin{aligned}
 dW_M &= P_M dt = M_M \omega_1 dt \\
 &= J_1 \omega_1 d\omega_1 + J_2 \omega_2 d\omega_2 + m_1 v_1 dv_1 + m_2 v_2 dv_2 + M_1 \omega_1 dt + M_2 \omega_2 dt + F_1 v_1 dt + F_2 v_2 dt \\
 &= \left(J_1 + \frac{\omega_2 d\omega_2}{\omega_1 d\omega_1} J_2 \right) \omega_1 d\omega_1 + \left(m_1 + \frac{v_2 dv_2}{v_1 dv_1} m_2 \right) v_1 dv_1 \\
 &\quad + \left(M_1 + \frac{\omega_2}{\omega_1} M_2 \right) \omega_1 dt + \left(F_1 + \frac{v_2}{v_1} F_2 \right) v_1 dt \\
 &= \left(J_1 + \frac{1}{i^2} J_2 + r_1^2 m_1 + \frac{r_2^2}{i^2} m_2 \right) \omega_1 d\omega_1 + \left(M_1 + \frac{1}{i} M_2 + r_1 F_1 + \frac{r_2}{i} F_2 \right) \omega_1 dt \\
 &= J_{red} \omega_1 d\omega_1 + M_{red} \omega_1 dt,
 \end{aligned}$$

wobei jetzt alle Kenngrößen des realen Gesamtsystems als

$$J_{red} = J_1 + \frac{1}{i^2} J_2 + r_1^2 m_1 + \frac{r_2^2}{i^2} m_2$$

$$M_{red} = M_1 + \frac{1}{i} M_2 + r_1 F_1 + \frac{r_2}{i} F_2$$

auf die Motorwelle umgerechnet erscheinen.

Dividiert man diese Gleichung durch $\omega_1 dt$, erhält man

$$M_M = J_{red} \frac{d\omega_1}{dt} + M_{red}$$

bzw. aufgelöst nach der Winkelbeschleunigung an der Motorwelle

$$\alpha_1 = \frac{d\omega_1}{dt} = 2\pi \frac{dn_1}{dt} = \frac{M_M - M_{red}}{J_{red}}$$

$$\frac{dn_1}{dt} = \frac{dn}{dt} = \frac{M_M - M_{red}}{2\pi J_{red}}$$

Diese Gleichung bezeichnet man vereinfachend mit $n = n_1$ als

- quasistationäre Hauptgleichung der Antriebstechnik, oder
- als Grundgleichung der quasistationären Antriebstechnik.

Sie gilt für jede Art von Antriebsmaschine unter der einzigen Voraussetzung, dass diese dynamisch wesentlich schneller als das mechanische Gesamtsystem ist.

Da im allgemeinen Fall nichtlineare Zusammenhänge zwischen den Größen, die ihrerseits auch zeitabhängig sein können, bestehen, kann diese Gleichung zwar nur numerisch, aber insgesamt problemlos z. B. mit dem PC gelöst werden. In wichtigen Sonderfällen ist, wie nachfolgend gezeigt, jedoch auch eine analytische Lösung möglich.

7.2.4 Anwendungsbeispiele

Für die nachfolgenden Anwendungsbeispiele werden, wie schon einleitend erwähnt, Gleichstrommotoren mit ihren besonders einfachen Maschinen-gleichungen betrachtet.

Auslaufversuch

Zur Behandlung dynamischer Vorgänge ist insbesondere die Kenntnis des Massenträgheitsmomentes J_{red} unerlässlich. Dieses kann bei den meist zeitlich konstanten Werten durch einen Auslaufversuch gemäß Bild 7.4 bestimmt werden.

Dabei läuft das System für $t \leq 0$ stationär bei konstanter Drehzahl $n(0)$, woraus man den aktuellen Wert resultierenden Momentes

$$M_{red} = M_i(I_A) = \frac{c_m \Phi_h}{2\pi} I_A \quad \text{bei} \quad \omega(0) = 2\pi n(0)$$

ermittelt.

Nach dem öffnen des Schalters bei $t = 0$ fällt die Drehzahl dann wegen fehlendem Antriebsmoment $M_M = 0$ ab und durch Auswertung der Anfangstangente an $n(t)$ folgt aus der Grundgleichung der quasistationären Antriebstechnik mit der Zeit T_A das gesuchte zeitlich konstante Trägheitsmoment zu

$$\frac{dn}{dt} = \frac{-n(0)}{T_A} = \frac{-M_{red}}{2\pi J_{red}}$$

$$J_{red} = \frac{T_A M_{red}}{\omega(0)} = \frac{T_A M_{red}}{2\pi n(0)}$$

Wird der Versuch mit einer leer laufenden Maschine durchgeführt, gelten die angegebenen Formeln ebenso, dann mit den entsprechenden Leerlaufwerten.

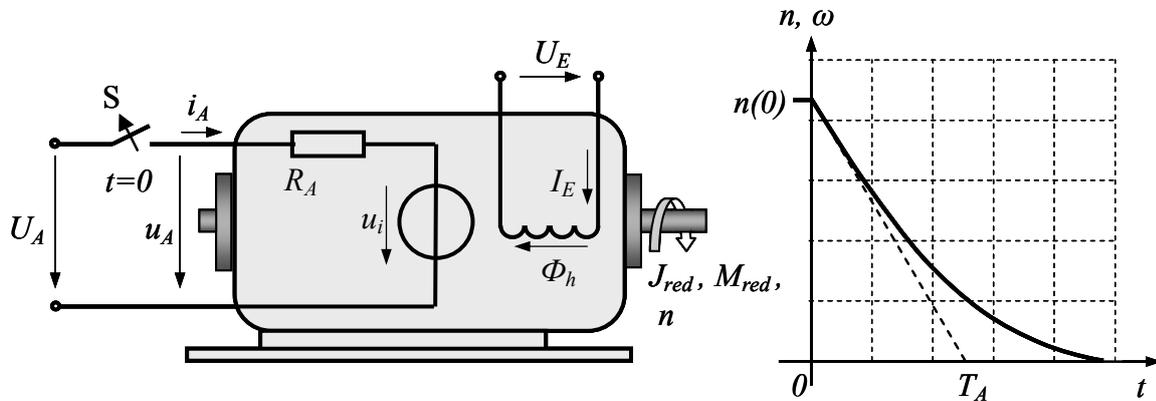


Bild 7.4 Auslaufversuch

Anlauf einer Gleichstrommaschine mit wirksamer Strombegrenzung

Wie bereits bei den Gleichstrommaschinen ausführlich diskutiert muss, von kleinen Maschinen abgesehen, beim Anlauf eine wirksame Strombegrenzung entsprechend Bild 7.5 vorgesehen werden.

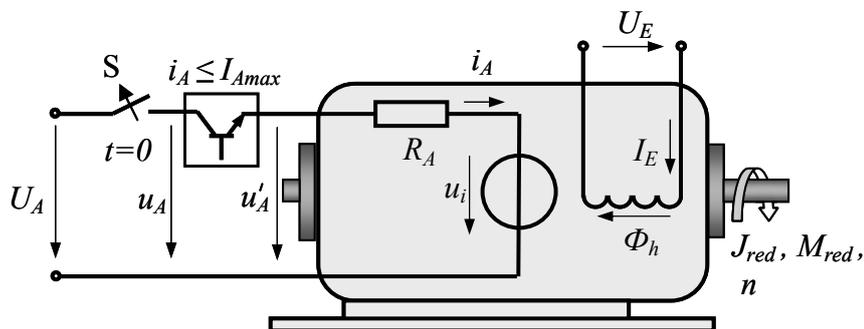


Bild 7.5 Hochlauf einer Gleichstrommaschine

Für das zeitinvariante System mit $I_E, M_{red}, J_{red} = \text{const.}$ gilt dann während der Strombegrenzungsphase

$$i_A = I_{Amax}$$

$$M_M = M_{i_{max}} = \frac{c_m \Phi_h}{2\pi} I_{Amax}$$

$$\frac{dn}{dt} = \frac{M_M - M_{red}}{2\pi J_{red}} = \text{const.}$$

$$n = \frac{M_M - M_{red}}{2\pi J_{red}} t \quad \text{mit} \quad n(0) = 0.$$

Die Strombegrenzung endet dabei nach der Zeit t_g bei der Grenzdrehzahl n_g , die sich aus der Maschengleichung für den Ankerkreis ergibt

$$U_A = c_m \Phi_h n_g + R_A I_{A \max}$$

$$n_g = \frac{U_A - R_A I_{A \max}}{c_m \Phi_h}$$

$$t_g = \frac{2\pi J_{red}}{M_M - M_{red}} n_g .$$

Für Drehzahlen $n > n_g$ ist die Strombegrenzung unwirksam und es folgt üblich ein weiterer Hochlauf an dann konstanter Ankerspannung.

Resthochlauf an konstanter Spannung:

Nach der Strombegrenzungsphase steigt die Drehzahl i. d. R. weiter an, wobei nunmehr die Ankerspannung konstant bleibt und der Ankerstrom somit notwendig abnimmt.

Für $t > t_g$ folgt aus der Maschengleichung

$$U_A = c_m \Phi_h n + R_A i_A$$

$$i_A = \frac{U_A - c_m \Phi_h n}{R_A} = \frac{c_m \Phi_h}{R_A} (n_0 - n)$$

$$M_M = M_i = \frac{c_m \Phi_h}{2\pi} i_A = \frac{c_m \Phi_h}{2\pi} \cdot \frac{U_A - c_m \Phi_h n}{R_A} = \frac{(c_m \Phi_h)^2}{2\pi R_A} (n_0 - n)$$

und eingesetzt in die Grundgleichung der quasistationären Antriebstechnik

$$\frac{dn}{dt} = \frac{M_M - M_{red}}{2\pi J_{red}} = \frac{(c_m \Phi_h)^2}{4\pi^2 R_A J_{red}} (n_0 - n) - \frac{M_{red}}{2\pi J_{red}}$$

$$\tau_J \frac{dn}{dt} + n = n_0 - \frac{2\pi R_A M_{red}}{(c_m \Phi_h)^2} = n_0 \left(1 - \frac{M_{red}}{M_{iA}} \right) = n_e$$

$$\tau_J \frac{dn}{dt} + n = n_e$$

die bereits bekannte inhomogene, lineare, gewöhnliche Differentialgleichung 1. Ordnung mit konstanten Koeffizienten für die Drehzahl n .

Dabei ist

- n_0 wieder die Leerlaufdrehzahl der unbelasteten, reibungsfreien Gleichstrommaschine und

- n_e die Enddrehzahl des Antriebes bei der vorgegebenen Belastung mit M_{red} .

Diese Differentialgleichung gilt mit dem Anfangswert n_g bei t_g und beschreibt den Resthochlauf für $t > t_g$

$$n = n_e - (n_e - n_g) e^{-\frac{t-t_g}{\tau_J}}$$

$$i_A = I_{Ae} + (I_{A \max} - I_{Ae}) e^{-\frac{t-t_g}{\tau_J}} .$$

Der gesamte Hochlauf erfolgt dann wie in Bild 7.6 dargestellt.

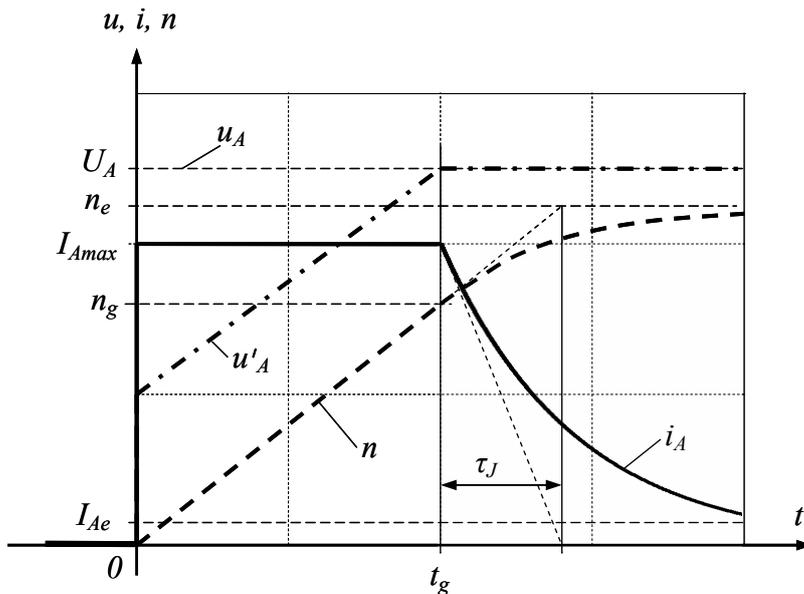


Bild 7.6 Hochlauf eines Antriebssystems mit Strombegrenzung

Häufig wird in diesem Zusammenhang in der Praxis auch nach der Hochlaufzeit t_x gefragt, nach der eine vorgegebene Drehzahl n_x erreicht wird. Diese erhält man durch auflösen der zuvor genannten Drehzahlabhängigkeit nach der Zeit zu

$$t_x = \frac{2\pi J_{red}}{M_M - M_{red}} \cdot n_x = \frac{n_x}{n_g} \cdot t_g \quad \text{für } n_x \leq n_g$$

$$t_x = t_g + \tau_J \cdot \ln \frac{n_e - n_g}{n_e - n_x} \quad \text{für } n_x \geq n_g.$$

7.3 Dynamische Vorgänge

7.3.1. The equation of motion of electric drive with elastic mechanical coupling

So far, the mechanical part of the drive has been considered as rigid system with solid elements. This assumption allowed representing the mechanical part of the drive as a single-mass system described by simple drive design scheme (equivalent scheme). However, in reality, all mechanical units are deformed under forces and torques applied.

Let us consider a mechanism with the actuator and the electric machine coupled via elastic element. It could be a gearing with the long shaft or some hoisting rope or belt or chain conveyor, etc. In addition, notable deformations can occur in drives with a complex kinematic chain, where individual elements are rigid enough. However, total effect of small deformations of individual elements can be significant.

According to Hooke's law, forces F_r and moments M_r arising in elastic (resilient) element, are proportional to the linear (Δl) and angular displacement ($\Delta \varphi$):

$$F_r = C_1 \Delta l; M_r = C_2 \Delta \varphi,$$

where C_1, C_2 , – stiffness coefficients of mechanical chains, with dimension N/m and N·m/rad accordingly.

In general, the kinematic scheme of mechanisms can be very complex and can contain several elastic elements. For example, in a simple hoist (Fig. 7.7), there are three elastic elements: two clutches and the cable.

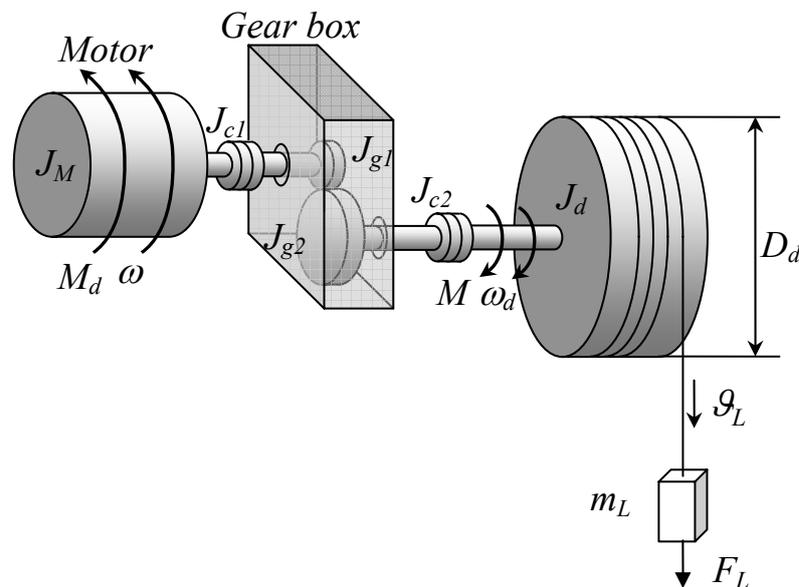


Figure 7.7. Kinematic scheme of the hoist

This being so, the design scheme of the mechanical part of the drive comprises four masses, as shown in Fig. 7.8.

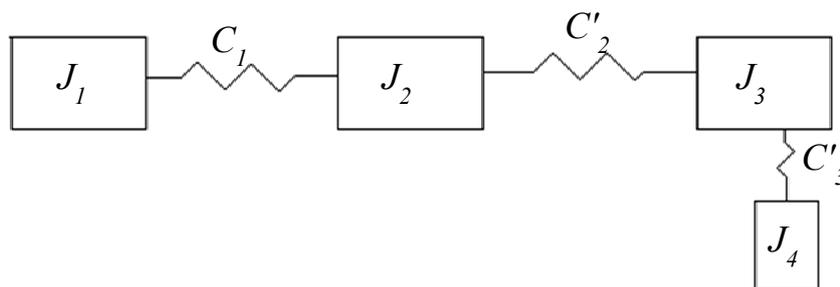


Figure. 7.8. Design scheme of the hoist

Compilation of the above design schemes of electromechanical actuator and possible simplification is an important first step in the study of complex electromechanical systems. In order to evaluate dynamic performances of

electromechanical systems and compare different ones of them, it is necessary to reduce masses and stiffnesses to the simplified design scheme.

Let us consider the reduced two-mass system of the mechanical part of the drive (Figure 7.9).

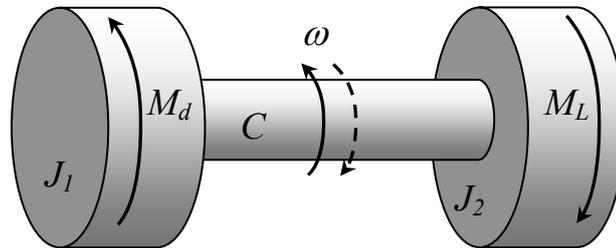


Figure 7.9. The equivalent rotational elements of a motor drive system

In the two-mass system, all masses of the real kinematics scheme are reduced to two bodies separated by elastic element. One of the masses J_1 is rigidly connected to the electric motor and includes the moments of inertia of all elements up to the resilient element with the least stiffness. The other mass J_2 includes moments of inertia of all parts of the elastic element up to a machine tool including itself. These inertias and resilient element are reduced to the motor shaft (speed).

The two-mass design model takes into account either only the stiffness of the most flexible element or equivalent stiffness. In parallel connection of elements we have:

$$C_e = C_1 + C_2 + C_3 + \dots + C_n,$$

and in series connection:

$$C_e = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n}},$$

For resilient k -th shaft the stiffness reduced to one angular speed is defined as

$$C_{r,k} = \frac{C_k}{i_k^2}.$$

For resilient moving towards k -th element:

$$C_{r,k} = \frac{C_k V_k^2}{\omega^2},$$

where ω – angular motor speed.

For the circuit in Fig.7.8 with the notation of Fig.7.7 the moments of inertia reduced to the motor shaft are defined as:

$$J_1 = J_M; \quad J_2 = J_{c1} + J_{g1}; \quad J_3 = \frac{J_{g2}}{i^2} + \frac{J_d}{i^2}; \quad J_4 = \frac{m_L g_L^2}{\omega^2}.$$

In this case C_1 is not changed; $C'_2 = C_2/i^2$, $C'_3 = C_c \rho^2 / i^2$; where C_c – cable stiffness; ρ – reduction radius; i - gear ratio.

$$J_1 = J_M + J_{g1} + J_{c1} + \frac{J_{g2}}{i^2} + \frac{J_{c2}}{i^2} + \frac{J_d}{i^2} - \text{total reduced moment of inertia all}$$

links up to the cable;

$$J_2 = \frac{m_L g_L^2}{\omega^2} - \text{load's moment of inertia reduced to the motor speed.}$$

$$C = \frac{C_c g_L^2}{\omega^2} - \text{reduced stiffness of the cable.}$$

To set up the equations of motion of the two-mass system it is necessary to cut mentally the elastic element and apply to its end points the torques of resilient deformation which have equal values and opposite directions. In this case, the motion of each mass can be considered separately.

According to the design scheme in Figure 7.9 we can write the equations of motion of the first and second mass on the basis of Newton's second law:

$$\left. \begin{aligned} M - M_{rs} - M_{L1} &= J_1 \frac{d\omega}{dt} = J_1 p \omega; \\ M_{rs} - M_{L2} &= J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = J_2 p \omega_2; \\ M_{rs} &= C_e (\varphi_1 - \varphi_2) = \frac{C_e}{p} (\omega_1 - \omega_2), \end{aligned} \right\} \quad (7.1)$$

where, p - the operator of differentiation; M_{L1} - the torque of the mechanical losses in the motor; M_{L2} - the total reduced torque of the load including the torque of mechanical losses; M_{rs} - resilient torque.

Given the losses of the internal viscous friction resilient torque is

$$M_{rs} = \frac{C_e}{p} (\omega_1 - \omega_2) + K_{fr} (\omega_1 - \omega_2), \quad (7.2)$$

where $K_{fr} (\omega_1 - \omega_2)$ - torque of internal viscous friction; K_{fr} - coefficient of internal viscous friction.

Considering the dynamic performances of electric drive the mechanical part is dealt as a part of the controlled electromechanical system.

For an absolutely rigid system described by the equation of motion

$$M - M_L = Jp\omega, \quad (7.3)$$

the transfer function of the mechanical part relative to the input $M_{dyn} = M - M_L$ can be written as:

$$W(p) = \frac{\omega(p)}{M_{dyn}(p)} = \frac{1}{Jp}.$$

The diagram shown in Figure 7.10 corresponds to this transfer function.

Block diagrams of two-mass system can be constructed using equations (7.1) and (7.2). The block diagrams of two-mass resilient system without (a) and with (b) internal viscous friction losses are shown in Figure 7.11.

In real two-mass systems the damping caused by internal viscous friction is very low. Step of reference signal at the input of oscillatory elements produces significant oscillations of the elastic torque. Damping these oscillations can be made by electric drive which implies selecting the appropriate structure and parameters of the control system. Even the slight damping significantly alters the dynamic performances of the mechanical part of the drive. Therefore the analysis of resilient systems must take damping into account.

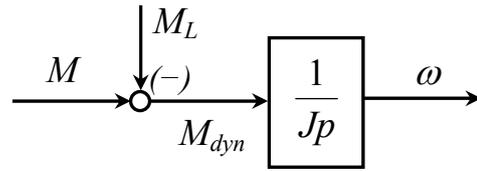


Figure 7.10. Block diagram for an absolutely rigid system

7.3.2. Dynamic model of the separately excited DC motor

Separately excited DC motor is the most common type of DC motors. For mathematical description of the DC motor let us make the following assumptions: the demagnetization effect of the armature is compensated; the resultant leakage inductance of the armature winding, compensation and additional poles is constant. We also assume that the armature winding inductance is constant and the demagnetization effect of eddy currents in the massive parts of the magnetic circuit is neglected. Taking into account these assumptions the equations for the excitation and armature circuits can be written as:

$$U_e = i_e R_e + L_e p i_e = i_e R_e (1 + T_e p), \quad (7.4)$$

$$U_a = i_a R_a + L_a p i_a + e_M = i_a R_a (1 + T_a p) + e_M, \quad (7.5)$$

where U_e, U_a - supply voltage of excitation and armature windings accordingly;

i_e, i_a - current of excitation and armature windings accordingly;

R_e, R_a - ohmic resistance of excitation and armature windings accordingly;

L_e, L_a - inductance of excitation and armature windings accordingly;

$T_e = L_e / R_e; T_a = L_a / R_a; e_M = c_m \Phi_h n$ - rotational EMF.

The block diagram of electromechanical energy conversion corresponding to (7.4) and (7.5) with the equation of motion (7.3) and $M = c_m \Phi_h \cdot i_a$ is shown in Figure 12 as well.

The block diagram shows two possible control channels: a) motor field and b) armature voltage. In case there is no armature reaction the electromagnetic processes in the field winding and the armature circuit can be controlled

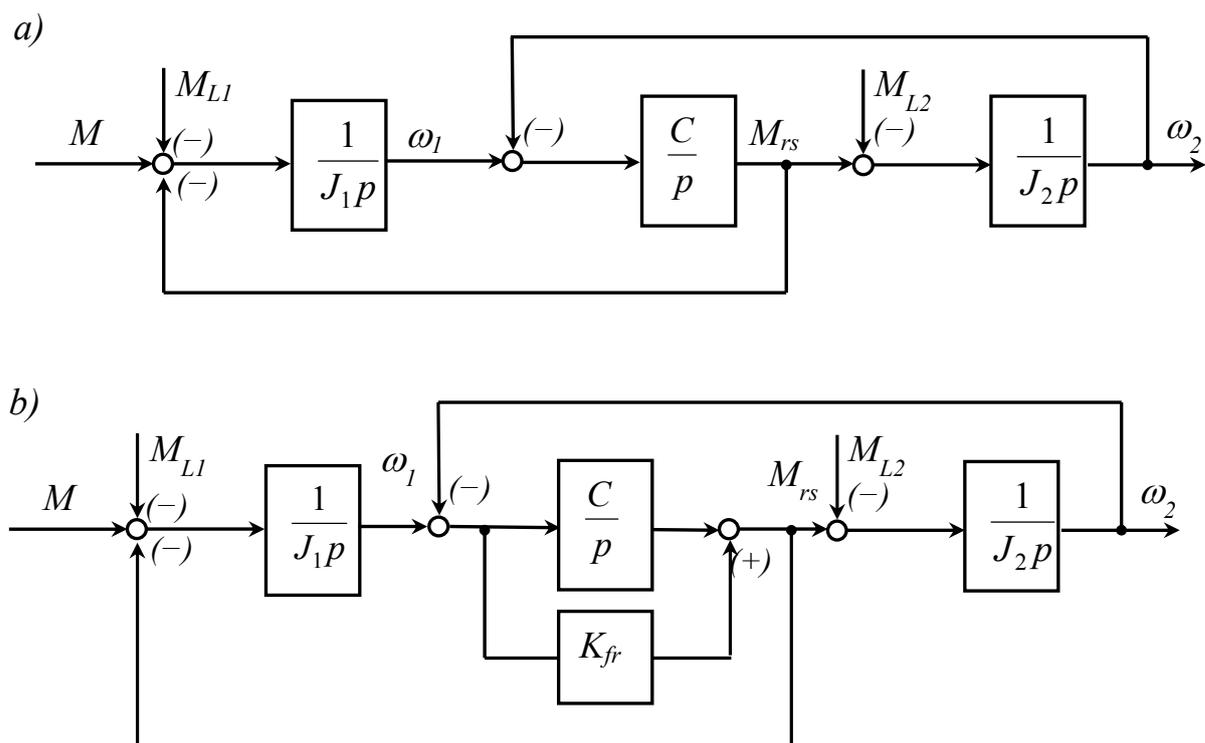


Figure 7.11. Block diagrams of two-mass resilient system without (a) and with (b) losses of internal viscous friction

separately. Nevertheless the processes in the armature circuit depends on magnetic flux.

After the transformation of equation (7.5) with $M = c_m \Phi_h \cdot i_a$ the mathematical description of the process of energy conversion is written as equation of dynamic torque-speed and current-speed characteristics:

$$\omega = \frac{U_a}{c_m \Phi_h} - \frac{R_a}{(c_m \Phi_h)^2} (1 + T_a p) M \quad (7.6)$$

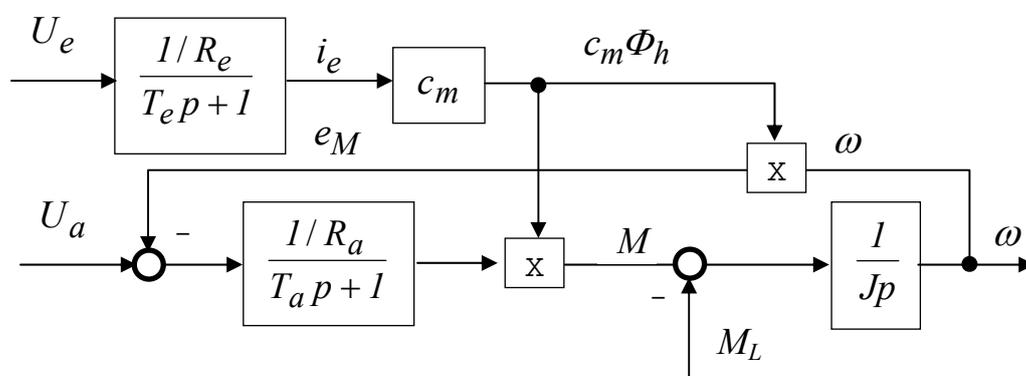


Figure 7.12. Block diagram of DC motor

$$\omega = \frac{U_a}{c_m \Phi_h} - \frac{R_a}{c_m \Phi_h} (1 + T_a p) i_a \quad (7.7)$$

The time constant of the armature circuit T_a of medium and high power motors varies within $T_a = (0.01...0.2)$ seconds. Typically, the time constant of the field winding T_e for motors from one to several thousand kilowatts changes within $T_e = (0.2...5)$ seconds.

From the joint solutions of (7.5) and the equations of motion (7.3) we find the expression for the transfer function of the motor in the form of oscillating element

$$W_M(p) = \frac{\omega(p)}{U_{in}(p)} = \frac{K_M}{T_a T_M p^2 + T_M p + 1}, \quad (7.8)$$

where $K_M = 1/K\Phi$ - transfer coefficient of the motor; $T_M = JR_a / (c_m \Phi_h)^2$ - the electromechanical time constant; J - the total moment of inertia; $U_{in} = U_a - i_L R_a$ - input action.

From (7.8), the characteristic equation $T_M T_a p^2 + T_M p + 1 = 0$ has roots:

$$p_{1-2} = -\frac{1}{2T_a} \left(1 \mp \sqrt{1 - \frac{4T_a}{T_M}} \right). \quad (7.9)$$

Thus, the behavior of DCs motor is characterized by the ratio T_M / T_a , which determines the damping factor and oscillatory performances of transition processes.

From the equation (7.9) it follows that if $T_M > 4T_a$, then the two roots are real and negative, which corresponds to monotonic transition process. The most unfavorable combination of parameters which determine the quality of transients, takes place when $T_M < T_a$. In this case the oscillation damping is weak.

7.3.3 Dynamic model of AC motor

Mathematical description of transient processes is based on well-known electromechanical laws. Balance equations of instantaneous EMF for stator and rotor circuits are written by 2-nd Kirchhoff law

$$\left. \begin{aligned} U_A &= R_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt}, \\ U_B &= R_B i_B + \frac{d\psi_B}{dt}, \\ U_C &= R_C i_C + \frac{d\psi_C}{dt}, \end{aligned} \right\}; \quad \left. \begin{aligned} U_a &= R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt}, \\ U_b &= R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt}, \\ U_c &= R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (7.10)$$

where we have instantaneous voltage, current and flux linkage values.

The motor with symmetrical windings has $R_A = R_B = R_C = R_l$; $R_a = R_b = R_c = R_2$.

Flux linkages are determined by Ampere law. For example, the flux linkage of the winding of phase "A" is defined as

$$\psi_A = L_A i_A + L_{AB} i_B + L_{AC} i_C + L_{Aa} i_a + L_{Ab} i_b + L_{Ac} i_c. \quad (7.11)$$

The same equations can be written for stator's windings of phases "B" and "C". The flux linkage of rotor winding's phase A is determined by

$$\psi_a = L_a i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c + L_{aB} i_B + L_{aC} i_C + L_{aA} i_A. \quad (7.12)$$

The designations L_A and L_a stand for full self-inductances; others stand for mutual inductances between corresponding windings.

The mutual inductance L_{12} between stator and rotor windings depends on their relative layout; it is a function of angle α between of corresponding windings axes, i.e.

$$L_{12} = L_{12m} \cos \alpha,$$

where L_{12m} - maximal value of mutual inductance (appears when windings' axes coincide).

Therefore equations (7.11) and (7.12) are equations with variable coefficients. They are not convenient for numerical calculations.

Description and calculations of AC motor can be simplified by using space vector method. The idea of the method is in mathematical transforming of instantaneous three-phase values (voltage, current, flux linkage) into the space-integrated vector. It gives projections on winding axes equal to instantaneous values and rotates in the air gap region with synchronous speed.

The space-integrated vector of current is defined by instantaneous values of phase current i_A, i_B, i_C as

$$\bar{I}_1 = \frac{2}{3} \cdot (i_A + \underline{a} i_B + \underline{a}^2 i_C), \quad (7.13)$$

where $\underline{a} = e^{j120} = -\frac{1}{2} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$; $\underline{a}^2 = -\frac{1}{2} - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}$ - vectors, which take into account dimensional displacement of phase windings.

Vector magnitude of the space vector is equal to $3\bar{I}_1/2$ (Fig. 7.13).

Mathematical pattern of space vector may be described as $\bar{I}_1 = I_{1m} e^{j\omega_1 t}$, where I_{1m} - stator current magnitude; $\omega_1 = 2\pi f_1$ - stator current angular speed.

This vector with module I_{1m} is rotating in the complex plane with angular speed ω_1 in counter-clockwise (positive) direction. Projections of the vector define instantaneous values of phase currents.

It is possible to get space vectors for other vectors in equations (7.10)... (7.13).

Thus the system of equations reduces to

$$\bar{U}_1 = R_1 \bar{I}_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt}; \quad (7.14)$$

$$\bar{U}_2 = R_2 \bar{I}_2 + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt}; \quad (7.15)$$

$$\bar{\Psi}_1 = L_1 \bar{I}_1 + L_m(\theta) \bar{I}_2; \quad (7.16)$$

$$\bar{\Psi}_2 = L_2 \bar{I}_2 + L_m(\theta) \bar{I}_1, \quad (7.17)$$

where \bar{I}_1, \bar{I}_2 - space vectors of stator and rotor currents; $\bar{\Psi}_1, \bar{\Psi}_2$ - space vectors of stator and rotor flux linkages; $L_1 = L_m + L_{1\sigma}, L_2 = L_m + L_{2\sigma}$ - total inductances of stator and rotor in three-phase representation; $L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$ - leakage inductances of stator and rotor; $L_m = 3L_{12}/2$ - equivalent mutual inductances of stator in three-phase representation; L_{12} - mutual inductance of single phase; θ - angle between axes of stator and rotor windings.

The disadvantage of the system of equations (7.14)...(7.15) is that equations of voltage balance of stator are defined in fixed coordinate system (α, β) bound to stator, but the rotor equations are written in rotating coordinate system (d, q) associated with rotor (Figure 7.14,a). Hence the equations (7.16) and (7.17) contain variable coefficient $L_m(\theta)$.

The space vector method allows to represent equations (7.14)...(7.17) in common coordinate system (x, y) rotating with arbitrary speed ω_k (Figure 7.14,b).

Meanwhile the selection of coordinate system type depends on the problem in question. As a rule, vector control of AC motor requires consideration of rotating coordinate system. Analysis of dynamic performances of AC motor is more explicit in the fixed coordinate system.

In the coordinate system (x, y) the set of equations (7.14)...(7.17) is transformed into another one

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 R_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_1, \quad (7.18)$$

$$\bar{U}_2 = \bar{I}_2 R_2' + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} + j(\omega_k - Z_n \omega) \bar{\Psi}_2, \quad (7.19)$$

$$\bar{\Psi}_1 = L_1 \bar{I}_1 + L_m \bar{I}_2, \quad (7.20)$$

$$\bar{\Psi}_2 = L_2 \bar{I}_2 + L_m \bar{I}_1, \quad (7.21)$$

where Z_n - number of pole pairs; ω - rotor's angular speed.

All coefficients in equations (7.18)...(7.21) are constants and may be defined by motor nameplate data.

Torque of the motor can be defined from one of equations

$$M = \frac{3}{2} Z_n \bar{\Psi}_1 \cdot \bar{I}_1, \quad (7.22)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_n L_m \bar{I}_1 \cdot \bar{I}_2, \quad (7.23)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_n \frac{L_m}{L_2} \bar{\Psi}_2 \cdot \bar{I}_1. \quad (7.24)$$

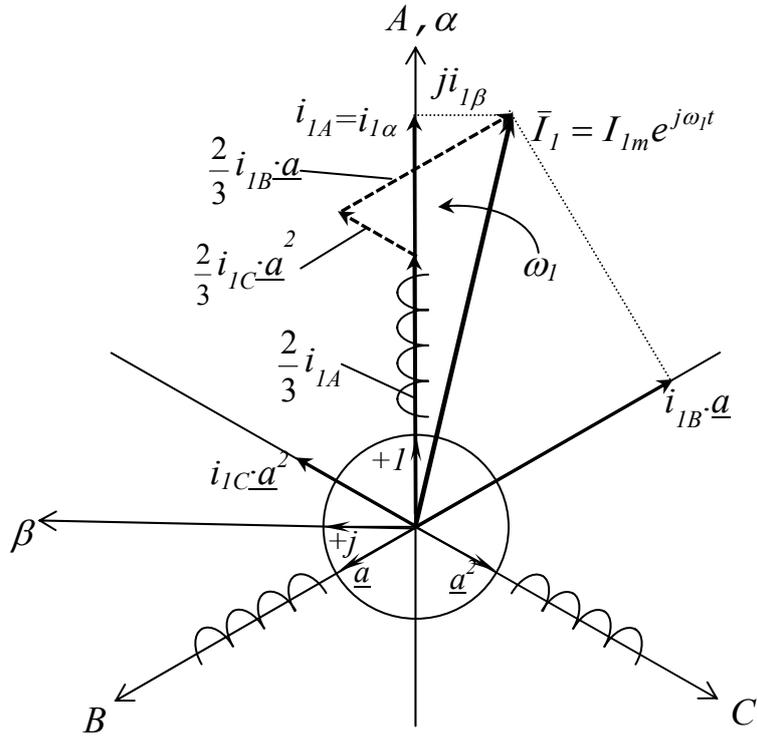


Figure 7.13. Composition of space-integrated vector of current

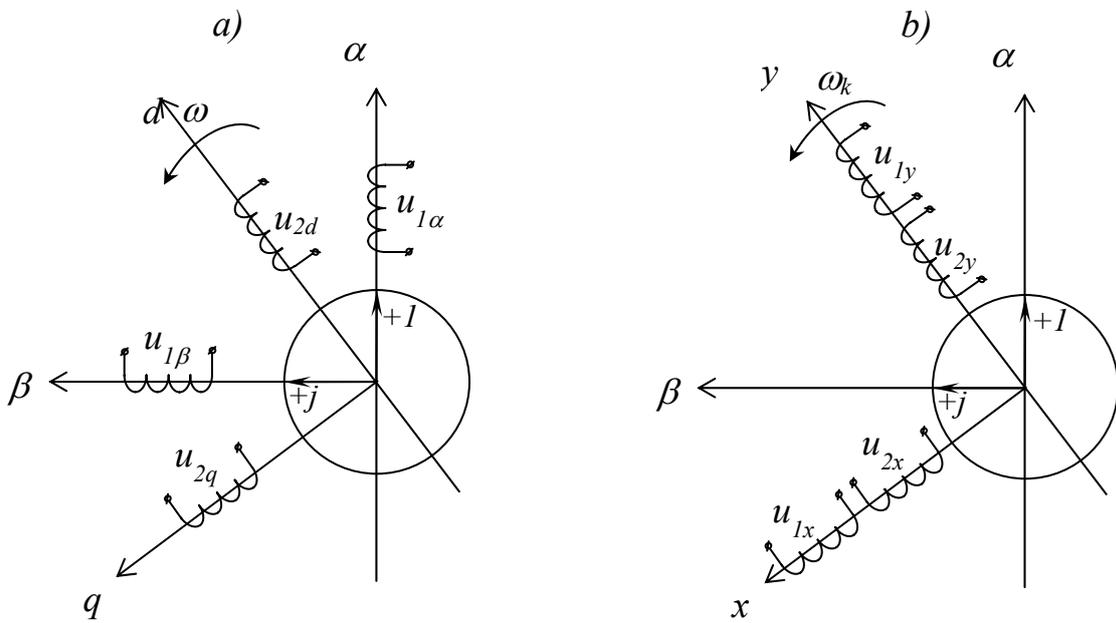


Figure 7.14. Generalized two-phases machine scheme (a) in the rotating coordinate system (b)

Any vector in the complex plane can be decomposed into its components in mutually perpendicular axes. In this form, the equation for current vector in the fixed coordinate system (α, β) can be represented as

$$\bar{I}_{(\alpha, \beta)} = I_\alpha + jI_\beta = I_m e^{j\varphi}, \quad (7.25)$$

where I_m, φ - magnitude and argument of vector \bar{I} .

By such decomposition of stator current space vector we can replace the common flux linkage with sum of two flux linkages derived by currents $I_{1\alpha}$ and $I_{1\beta}$.

These currents can be considered as currents of two windings located on axes α и β accordingly. This way, three-phase motor may be replaced with two-phase generalized machine (Figure 7.14).

Generalized machine is symmetrical and has two windings on the stator and rotor, shifted in space in 90 degrees. The rotating magnetic field in the air gap is created by alternating voltage applied across the stator windings.

Two-phase model is simpler than three-phase, it provides explicit description of electromagnetic energy transformation.

The current vector (voltage or linkage one) can be written in either algebraic or exponential forms relative to rotating coordinate system (x, y)

$$\bar{I}_{(x, y)} = I_x + jI_y = I_{(\alpha, \beta)} e^{-j\omega_k t} \quad (7.26)$$

It is easy to get transitional equations both from fixed coordinate system to rotating one or in opposite way.

$$\left. \begin{aligned} I_{(x, y)} &= I_{(\alpha, \beta)} e^{-j\omega_k t}; \\ I_x &= I_\alpha \cos \omega_k t + I_\beta \sin \omega_k t; \\ I_y &= I_\beta \cos \omega_k t - I_\alpha \sin \omega_k t. \end{aligned} \right\} \quad (7.27)$$

$$\left. \begin{aligned} I_{(\alpha, \beta)} &= I_{(x, y)} e^{j\omega_k t}, \\ I_\alpha &= I_x \cos \omega_k t + I_y \sin \omega_k t, \\ I_\beta &= I_x \sin \omega_k t - I_y \cos \omega_k t. \end{aligned} \right\} \quad (7.28)$$

Electric drive control systems contain two coordinate converters (Figure 7.15).

The point is that controllers operate with rotating coordinate system but the actual output signals and internal values (voltages, currents, linkages) are three-phase harmonic functions of time.

FC1 is operating with the set of equations

$$\left. \begin{aligned} i_A &= I_{1\alpha}; \\ i_B &= -I_{1\alpha}/2 + \sqrt{3}I_{1\beta}/2; \\ i_C &= -I_{1\alpha}/2 - \sqrt{3}I_{1\beta}/2. \end{aligned} \right\} \quad (7.29)$$

FC2 uses the following equations

$$I_{1\alpha} = \text{Re}(\bar{I}_1) = \text{Re}\left[\frac{2}{3}(i_A + \bar{a}i_B + \bar{a}^2i_C)\right] = \frac{2}{3}\left[i_A - \frac{i_B + i_C}{2}\right] = i_A, \quad (7.30)$$

$$I_{1\beta} = \text{Im}(\bar{I}_1) = \text{Im}\left[\frac{2}{3}(i_A + \bar{a}i_B + \bar{a}^2i_C)\right] = \frac{i_B - i_C}{\sqrt{3}}. \quad (7.31)$$

Dynamic model of AC motor in the (α, β) axes. From the set of equations (7.18...7.24) we can get for $\omega_k = 0$

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 R_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt}, \quad (7.32)$$

$$0 = \bar{I}_2 R_2 + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} - j\omega Z_n \bar{\Psi}_2, \quad (7.33)$$

$$\bar{\Psi}_1 = L_1 \bar{I}_1 + L_{12m} \bar{I}_2, \quad (7.34)$$

$$\bar{\Psi}_2 = L_2 \bar{I}_2 + L_{12m} \bar{I}_1. \quad (7.35)$$

Expressing parameters of equations (7.32)...(7.35) by \bar{I}_1 and $\bar{\Psi}_2$ we can get

$$\bar{I}_2 = \frac{\bar{\Psi}_2 - L_{12m} \bar{I}_1}{L_2}, \quad (7.36)$$

$$\bar{\Psi}_1 = L_{1e} \bar{I}_1 + K_2 \bar{\Psi}_2. \quad (7.37)$$

Transforming equations (7.32) and (7.33) by obtained formulas (7.36)...(7.37) we are getting

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 R_1 + L_{1e} p \bar{I}_1 + K_2 p \bar{\Psi}_2, \quad (7.38)$$

$$0 = \frac{\bar{\Psi}_2}{T_2} (1 + pT_2 - j\omega Z_n T_2) - \frac{L_{12m}}{T_2} \bar{I}_1, \quad (7.39)$$

where $K_2 = \frac{L_{12m}}{L_2}$; $L_{1e} = L_1 - \frac{L_{12m}^2}{L_2}$; $T_2 = \frac{L_2}{R_2}$.

Decomposing vectors $\bar{V}_1, \bar{I}_1, \bar{\Psi}_2$ on axes α and β we have

$$U_{1\alpha} = I_{1\alpha} R_1 (1 + pT_{1e}) + K_2 p \Psi_{2\alpha}, \quad (7.40)$$

$$U_{1\beta} = I_{1\beta} R_1 (1 + pT_{1e}) + K_2 p \Psi_{2\beta}, \quad (7.41)$$

$$0 = \frac{\Psi_{2\alpha}}{T_2} (1 + pT_2) - \frac{L_{12m}}{T_2} I_{1\alpha} + \Psi_{2\beta} \omega Z_n, \quad (7.42)$$

$$0 = \frac{\Psi_{2\beta}}{T_2} (1 + pT_2) - \frac{L_{12m}}{T_2} I_{1\beta} - \Psi_{2\alpha} \omega Z_n, \quad (7.43)$$

where $T_{1e} = \frac{L_{1e}}{R_1}$.

The structural scheme of AC motor reflecting electromagnetic processes is given in (Figure 7.16).

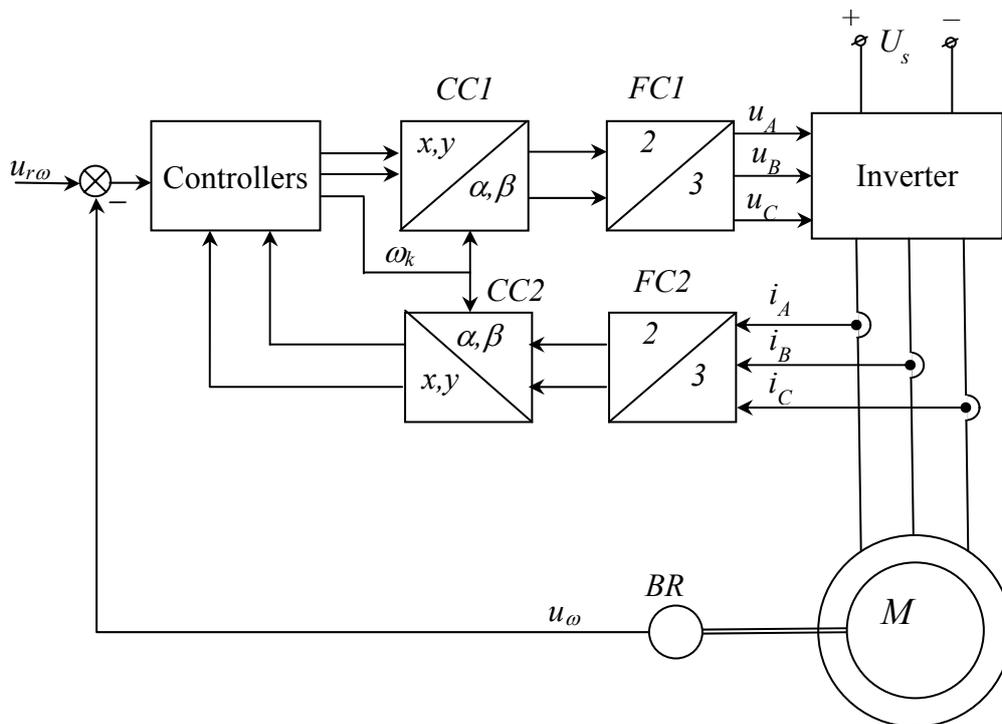


Figure.7.15. Functional scheme of AC drive vector control:

CC1- coordinate converter from rotating system to fixed one;
 CC2- coordinate converter from fixed system to rotating one;
 FC1- functional converter of two phases generalized motor to three phases one;
 FC2- functional converter of three phases motor to generalized two phases one.

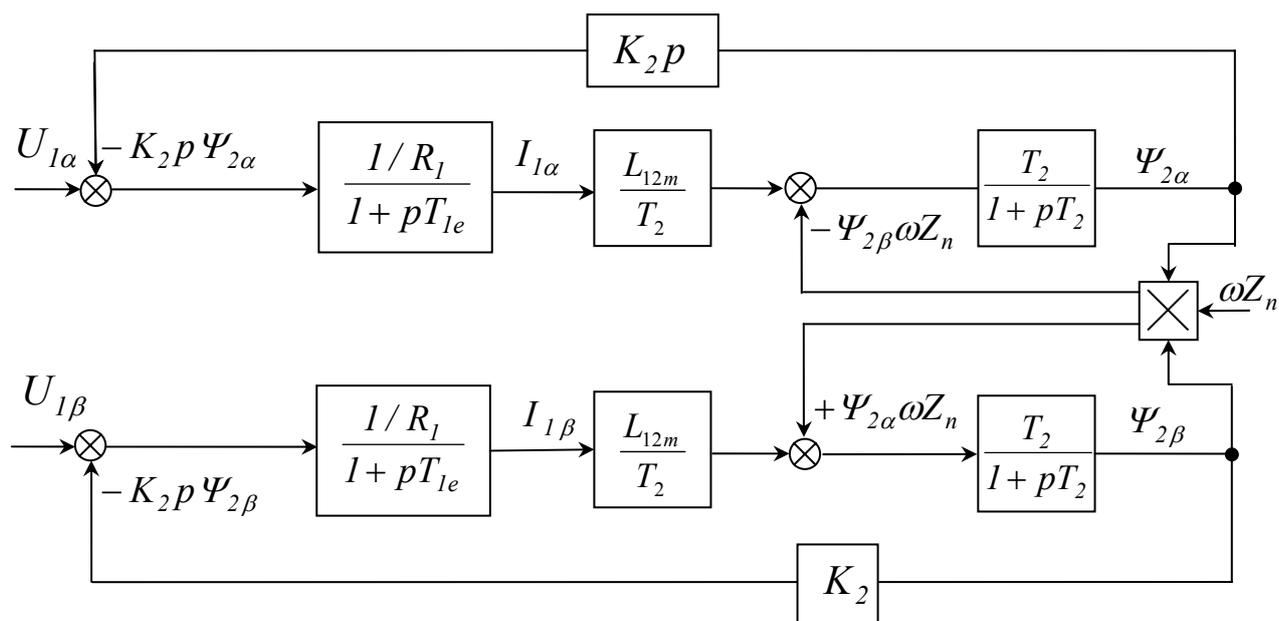


Figure.7.16. The structural scheme of AC motor in (α, β) axes

Dynamic model of AC motor in the (x,y) axes rotating with speed $\omega_k = \omega_l$. From the set of equations (7.18...7.24) we can get

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 R_1 + \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} + j\omega Z_n \bar{\Psi}_1, \quad (7.44)$$

$$0 = \bar{I}_2 R_2 + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt}, \quad (7.45)$$

$$\bar{\Psi}_1 = L_1 \bar{I}_1 + L_{12m} \bar{I}_2, \quad (7.46)$$

$$\bar{\Psi}_2 = L_2 \bar{I}_2 + L_{12m} \bar{I}_1. \quad (7.47)$$

We see that equations (7.46...7.47) and (7.34...7.35) are the same so we can use equations (7.36...7.37). Inserting the last equations in the set of equations (8.68...8.69) we are getting

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 R_1 + [1 + T_{1e}(p + j\omega_l)] + K_2 \bar{\Psi}_2 (p + j\omega_l), \quad (7.48)$$

$$0 = \frac{\bar{\Psi}_2}{T_2} [1 + pT_2 + j(\omega_l - \omega Z_n)T_2] - K_2 R_2 \bar{I}_1. \quad (7.49)$$

Orienting vector $\bar{\Psi}_2$ along the x axis we get $\Psi_{2y} = 0, \Psi_{2x} = \Psi_{2m}$. After decomposing vectors $\bar{U}_1, \bar{I}_1, \bar{\Psi}_2$ on axes x and y we obtain

$$U_{1x} = I_{1x} R_1 (1 + pT_{1e}) + pK_2 \Psi_{2m} - I_{1y} R_1 \omega_l T_{1e}, \quad (7.50)$$

$$U_{1y} = I_{1y} R_1 (1 + pT_{1e}) + K_2 \Psi_{2m} \omega_l + I_{1x} R_1 \omega_l T_{1e}, \quad (7.51)$$

$$0 = \frac{\Psi_{2m}}{T_2} (1 + pT_2) - K_2 R_2 I_{1x}, \quad (7.52)$$

$$0 = \Psi_{2m} (\omega_l - \omega Z_n) - K_2 R_2 I_{1y}. \quad (7.53)$$

The structural scheme of AC motor in the synchronous rotating coordinate system can be derived on the basis of these equations (Figure 7.17).

The main advantage of the scheme (Figure 7.17) is that there is only one component of linkage. For this system it is easy to compose regulators using classical methods (the cross-links should be compensated before that).

The control scheme can be further simplified by using current source fed AC motor (Figure 7.18). It may be, for instance, PWM converter with relay current controllers.

The scheme in Figure 7.18 does not have any cross-links. Two possible channels can be used for control. The first one is for flux control and the second – for torque control. Thus independent control of these parameters can be implemented and high-speed performances obtained. The output angular frequency of inverter is derived by calculation of angular speed of rotor linkage and angular rotor speed.

In control systems with relay regulators and high-speed PWM converters the current control loop can be “wrapped” and dealt as a single element.

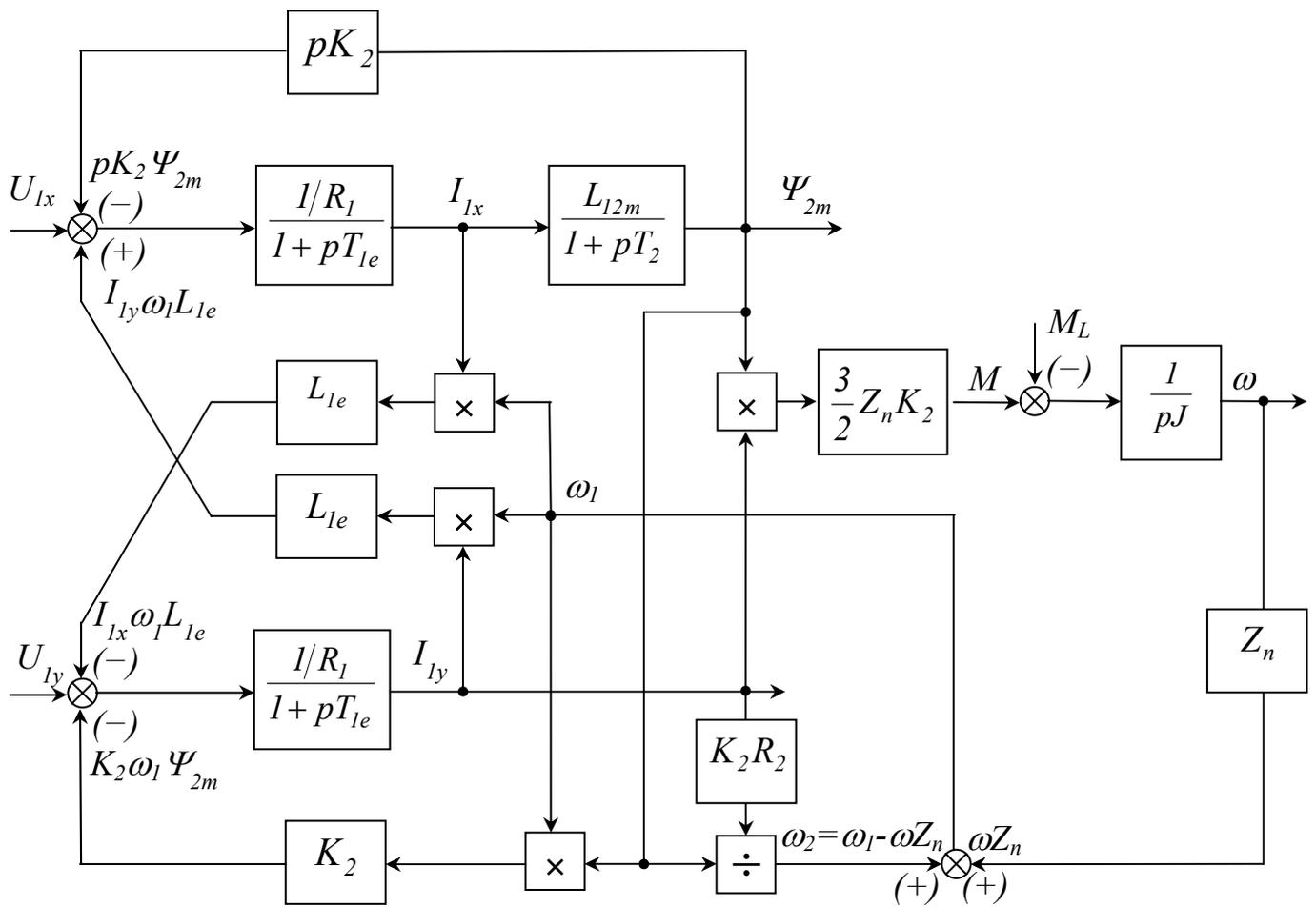


Figure 7.17. Structural scheme of AC motor in the synchronous rotating coordinate system oriented along rotor linkage vector

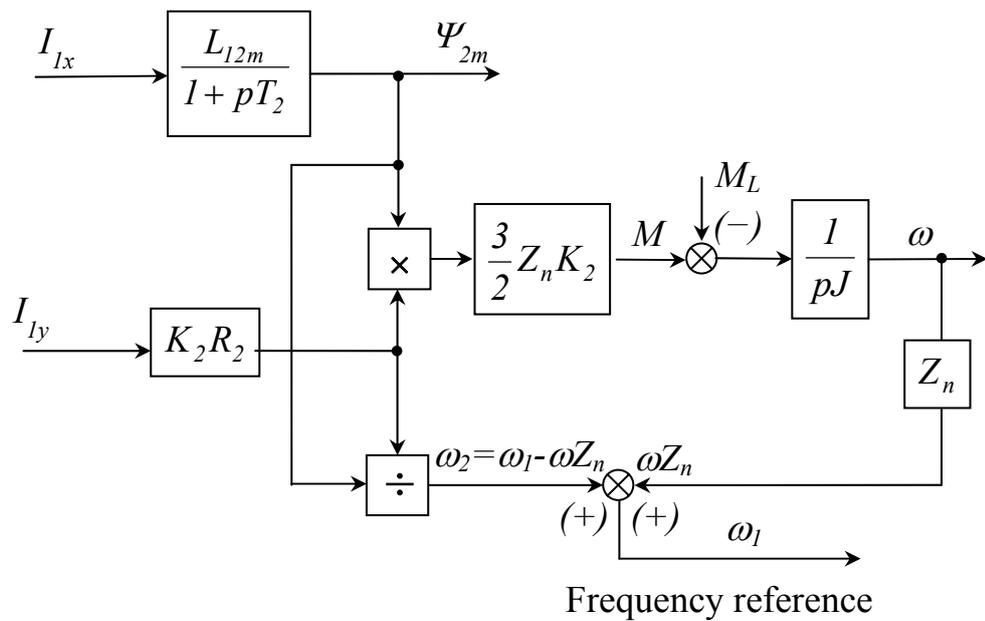


Figure 7.18. Structural scheme of AC motor fed from current source

7.3.4. Dynamic model of synchronous machine

The resulting torque of synchronous machine under dynamic conditions can be approximated as the sum of synchronous M_{syn} and asynchronous M_a moments:

$$M = M_{syn} + M_a = C_{em}\theta + \beta(\omega_0 - \omega) \quad (7.54)$$

where $C_{em} = M_{rat} / \theta_{rat}$ - the stiffness of the elastic electromagnetic coupling of the motor; M_{rat}, θ_{rat} - rated torque and rated load angle; $\beta = 2M_{cr} / \omega_0 S_{cr}$ - the stiffness of the linear part of the starting torque-speed characteristic of the synchronous motor; M_{cr}, S_{cr} - critical torque and slip of the starting load-speed characteristic.

Given that $\theta = (\omega - \omega_0) / p$ the final equation of torque-speed characteristic of the synchronous motor is obtained from (7.54) as

$$M = \left(\frac{C_{em}}{p} + \beta \right) (\omega_0 - \omega), \quad (7.55)$$

Block diagram of the synchronous motor, obtained on the basis of (7.55), is shown in Figure 7.19.

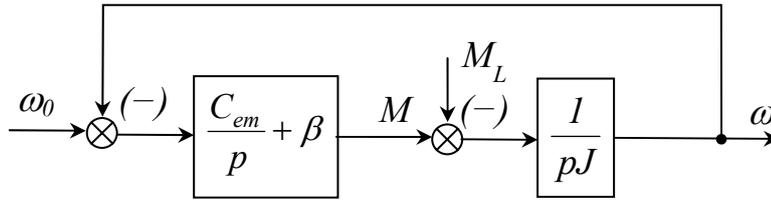


Figure 7.19. Block diagram of the synchronous motor in the steady-state mode

Mathematical description of the electromechanical energy conversion in the synchronous motor can be derived from the equations of the generalized machine in axes (d, q) , rigidly connected to the rotor.

Let us take the (d) axis coinciding with the longitudinal axis of the field winding, and (q) -axis laying ahead of it in 90° . The stator field rotates with angular velocity $\omega_l = 2\pi f_l$, and the coordinate axes $\omega_k = Z_n \omega$, where Z_n - number of pole pairs; ω - angular velocity of the rotor.

In the frame (d, q) the electrical balance equations transform to:

$$\bar{U}_l = \bar{I}_l R_l + \frac{d\bar{\Psi}_l}{dt} + jZ_n \omega \bar{\Psi}_l, \quad (7.56)$$

$$\bar{U}_f = \bar{I}_f R_f + \frac{d\bar{\Psi}_f}{dt}, \quad (7.57)$$

where $\overline{U}_1, \overline{I}_1, \overline{\Psi}_1$, - respectively the space vector of voltage, current, stator flux; $R_f, \overline{I}_f, \overline{\Psi}_f$ - the resistance and space vector of current and flux of the excitation winding.

Projecting (7.56) on the axes (d, q) we obtain

$$U_{1d} = I_{1d}R_1 + \frac{d\Psi_{1d}}{dt} - Z_n\omega\Psi_{1q},$$

$$U_{1q} = I_{1q}R_1 + \frac{d\Psi_{1q}}{dt} + Z_n\omega\Psi_{1d},$$

$$U_f = I_fR_f + \frac{d\Psi_f}{dt},$$

$$\Psi_{1d} = I_{1d}L_d + I_fL_{ad},$$

$$\Psi_{1q} = I_{1q}L_q,$$

$$\Psi_f = I_fL_f + I_{1d}L_{ad},$$

where Ψ_{1d}, Ψ_{1q} - linkages along the axes (d) and (q) respectively; Ψ_f - linkage of the excitation winding; $L_d=L_{ad}+L_{1\sigma}$; $L_q=L_{aq}+L_{1\sigma}$ - total inductance of the stator winding along the axes (d) and (q) ; $L_f=L_{ad}+L_{of}$ - total inductance of excitation winding; L_{ad}, L_{aq} - mutual inductances of the axes (d) and (q) ; $L_{1\sigma}, L_{of}$ - inductance of the stator and the excitation windings caused by leakage flux.

From the joint solutions of these equations we have

$$U_{1d} = I_{1d}R_1(1 + pT_{1d}) + pI_fL_{ad} - \omega Z_n I_{1q}L_q, \quad (7.58)$$

$$U_{1q} = I_{1q}R_1(1 + pT_{1q}) + \omega Z_n I_fL_{ad} + \omega Z_n I_{1d}L_d, \quad (7.59)$$

$$U_f = I_fR_f(1 + pT_f) + pI_{1d}L_{ad}, \quad (7.60)$$

where $T_{1d}=L_d/R_1$ - time constant of the stator winding of the d -axis with short-circuited excitation winding; $T_{1q} = L_q/R_1$ - time constant of the stator winding of the q -axis; $T_f = L_f/R_f$ - time constant of the excitation winding.

The torque of synchronous motor in (d, q) axes is defined as

$$M = \frac{3}{2}Z_n(\Psi_{1d}I_{1q} - \Psi_{1q}I_{1d}). \quad (7.61)$$

Figure 20 shows the block diagram of synchronous motor. The diagram is built on the basis of equations (7.55)...(7.59) considering that $U_{1d}=U_{1m}\sin\theta$; $U_{1q} = -U_{1m}\cos\theta$.

Motor control system is synthesized on the basis of the block diagram in Fig. 20.

In this case the main control coordinates are I_{1d}, I_{1q}, Ψ_f .

Reluctance of synchronous motors with permanent magnets is comparable to the resistance of the air gap and the armature reaction can be neglected. The expression for the motor torque can be written as

$$M \approx \frac{3}{2}Z_n\overline{\Psi}_0\overline{I}_1, \quad (7.62)$$

where Ψ_0 - permanent magnets flux.

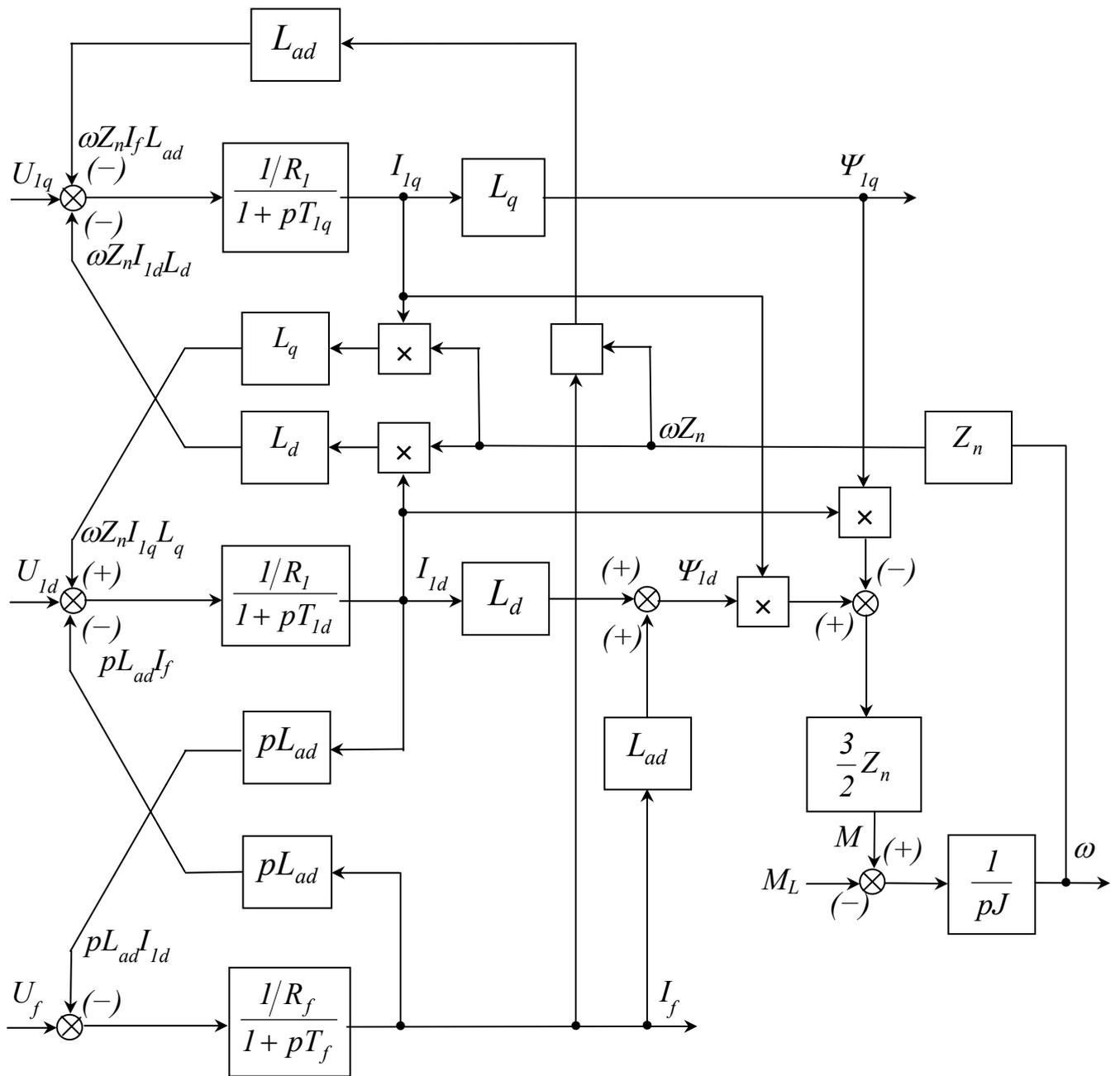


Figure 7.20. Block diagram of the synchronous motor

7.3.5. Basic performance criteria of speed control

The main purpose of electric drive is speed regulation according to technological process requirements.

There are common criteria of speed control quality used for specification of requirements for electric drive: speed control range, precision and control

stability, smoothness, dynamic criteria of speed control quality, control efficiency, etc.

The basic performance criterion of electric drive is a *speed control range*

$$D = \frac{\omega_{max}}{\omega_{min}}, \quad (7.63)$$

where ω_{max} – maximal motor speed, the rated motor speed or its maximal speed for motors operating with field weakening; ω_{min} – minimal motor speed, this value is defined by the speed when the drive system can still sufficiently suppress torque ripples.

As a rule the minimal speed is calculated as motor's speed under rated load when it operates on the speed-torque characteristic which crosses the point $(0, T_{eh} = 2T_{rat})$ (Figure 7.21).

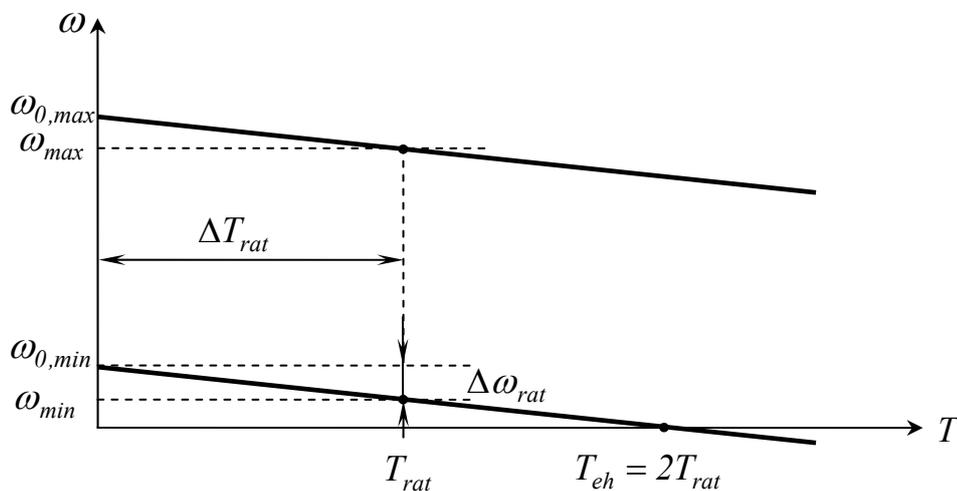


Figure. 7.21. Speed control range definition

According to the designations in the Figure 7.1 we have

$$D = \frac{\omega_{max}}{\omega_{min}} = \frac{\omega_{max}}{\Delta\omega_{rat}} = \frac{\omega_{max}\beta}{T_{rat}},$$

where $\beta = \frac{\Delta T}{\Delta\omega}$ – torque-speed characteristic stiffness.

General-purpose electric drives have the speed control range within 20...50. The speed control range of metal-working machinery drives is 1000...10000 and higher.

The *speed control precision* is defined as a ratio of a speed variation to the mean value of the speed in the given load range. The main criterion of speed control precision is a steady-state torque-speed characteristic stiffness β .

The higher stiffness gives the higher precision. The speed *offset* is defined via speed drop under the rated load:

$$\delta = \frac{\Delta\omega_{rat}}{\omega_{min}} = \frac{\Delta\omega_{rat}D}{\omega_{max}}, \quad (7.64)$$

where $\Delta\omega_{rat}$ – speed drop under rated torque.

According to the expression (7.64) the speed control range in the area below rated value is

$$D = \frac{\delta\omega_{rat}}{\Delta\omega_{rat}} = \frac{\delta\omega_{rat}\beta}{T_{rat}}. \quad (7.65)$$

The expression explains the fact that the control precision is better under operation with higher speed.

Control smoothness is defined by the *smoothness factor* as a ratio of two adjoining speed values

$$k_{sm} = \frac{\omega_n}{\omega_{n-1}}. \quad (7.66)$$

Permissible continuous load of DC motors is defined by the rated armature current which implies operation with nominal temperature. The corresponding torque is expressed via flux as

$$T_{per} = K\Phi \cdot I_{rat}. \quad (7.67)$$

When the speed is regulated by flux changing the permissible torque is

$$T_{per} = K\Phi \cdot I_{rat} = T_{rat} \frac{\Phi}{\Phi_{rat}} = T_{rat} \frac{\omega_{rat}}{\omega_{max}}. \quad (7.68)$$

The dynamic performances of the speed control are illustrated in the Figure 7.22.

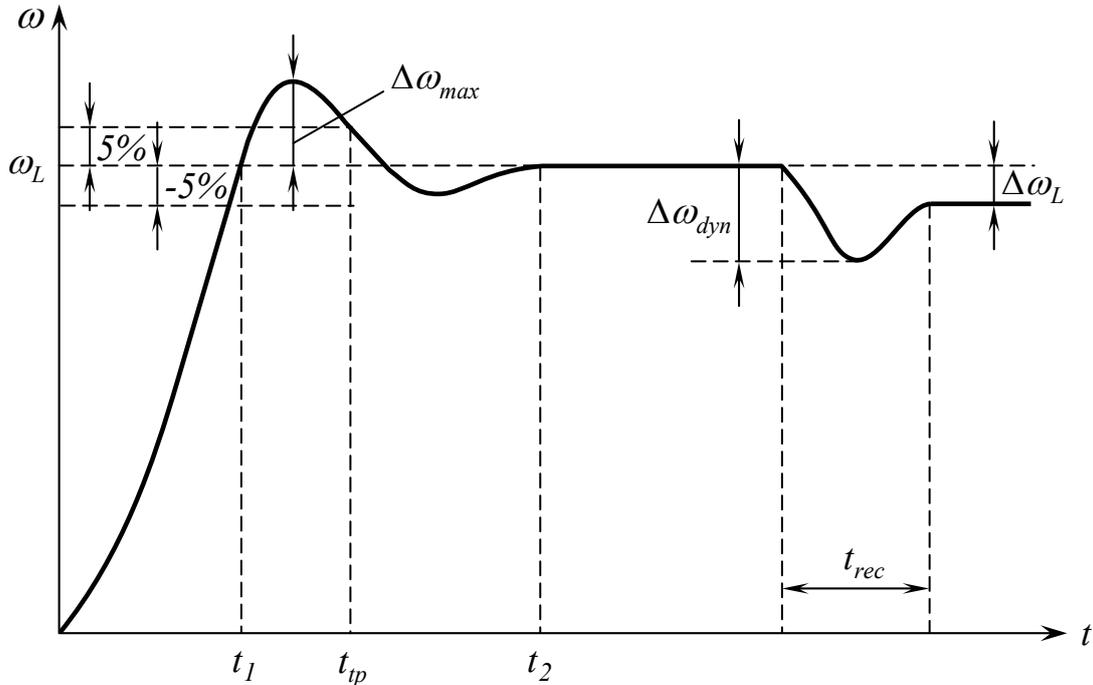


Figure 7.22. Dynamic performances of the speed control quality

The main dynamic performances are:

- overshoot $\sigma = \Delta\omega_{\max} / \omega_L \cdot 100\%$;
- first coincidence time t_1 and control time t_2 ;
- transient process time t_{tp} (defined as a time necessary to reduce the error to 5%);
- dynamic speed drop $\Delta\omega_{\text{dyn}}$ and time of speed recovery t_{rec} .

An amplitude-frequency description can be used to analyze dynamic performances of electric drive. Herewith an electric drive pass band ω_{pb} is normalized by amplification factor decreasing to the value $\sqrt{2}/2$.

High-speed electric drives have the pass band within 30...100 Hz.

7.3.6. Principles of regulation

The most widely used control systems use cascade multiloop structure with series correction (Fig. 7.23).

The characteristic feature of the cascade control systems is that the number of controllers and control loops equals the number of controlled parameters (coordinates). Controllers are connected in series, and the output signal of the external controller is the reference signal for the internal one.

For example, in Figure 7.23 the system has two loops containing controllers with transfer functions $W_{con,1}$, $W_{con,2}$, controlled object units $W_{ob,1}$, $W_{ob,2}$, and the feedback loop $W_{fbl,1}$, $W_{fbl,2}$. Internal loop adjusts the controlled state variable y_1 .

Since the inner loop has higher speed, it should be adjusted first. Then the external loop is to be tuned up. This loop optimizes transients of coordinate y_2 according to the reference x_2 .

Thus, the control circuits are subordinated to each other and operation speed decreases from the inner to the outer contours. Due to this separation in time it is possible to tune up the dynamics of each loop independently. This is the main advantage of cascade control.

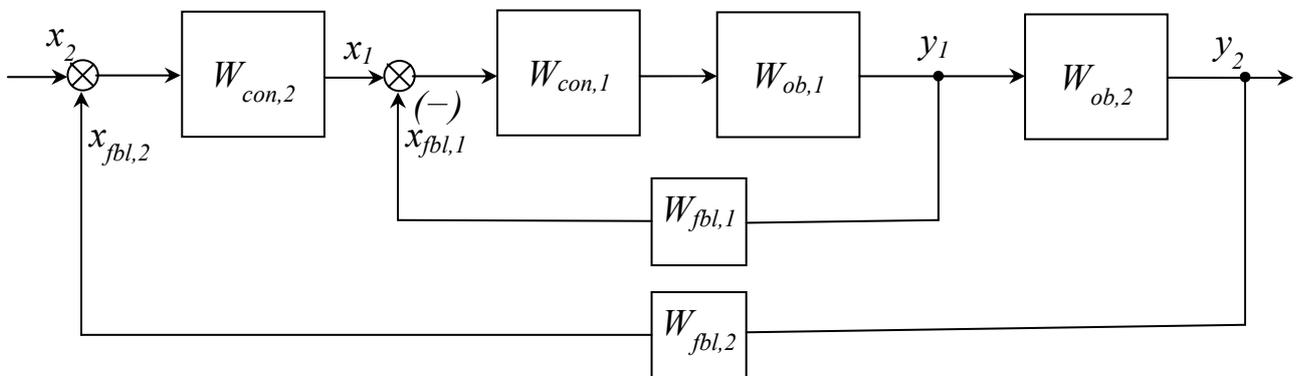


Figure 7.23. Cascade multiloop control system

Consider the simplest case, when the control object contains aperiodic element with big time constant T_{ob}

$$W_{ob} = \frac{K_{ob}}{T_{ob}p + 1}. \quad (7.69)$$

Let us examine the compensation for of the object time constant by using different controllers.

Proportional controller (P) with a transfer coefficient K_{con} . In this case, the transfer function of the open loop is

$$W = K_{con}W_{ob} = \frac{K_{con}K_{ob}}{1 + T_{ob}p} \quad (7.70)$$

The transfer function of the closed loop is

$$W_{cl} = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{K_{con}K_{ob}}{T_{ob}p + 1 + K_{con}K_{ob}} = \frac{1}{\frac{T}{1 + K_{con}K_{ob}}p + 1} = \frac{1}{pT_e + 1}. \quad (7.71)$$

Consequently, due to a force equivalent to the transient time T_e constant decreased and therefore the transitional process is much faster than in the open-loop system without proportional control.

The static control error is

$$\frac{\Delta X(p)}{X(p)} = \frac{1}{1 + W(p)} = \frac{T_{ob}p + 1}{T_{ob}p + 1 + K_{con}K_{ob}}.$$

When $t \rightarrow \infty$ the limit is defined as

$$\lim_{p \rightarrow 0} \frac{X(p) - Y(p)}{X(p)} = \frac{1}{1 + K_{con}K_{ob}}.$$

Thus, the larger the resulting loop amplification factor $K_{con}K_{ob}$ we have, the less is the static steady-state control error.

However, an excessive increasing of the amplification factor breaks the system stability. In order to avoid instability, a P-controller should be used (in the case where there are no strict requirements for static accuracy).

Proportional-derivative controller (PD). It has the transfer function

$$W_{con} = K_{con}(1 + T_{con}p). \quad (7.71)$$

Consecutive inclusion of inertial link and PD controller gives resulting transfer function

$$W = \frac{K_{con}(1 + T_{con}p)K_{ob}}{1 + T_{ob}p}. \quad (7.72)$$

If the time constant T_{con} is set equal to T_{ob} , the transfer function (7.72) reduces to

$$W = K_{con}K_{ob}.$$

I.e. inertia effect is fully compensated by PD controller. Therefore, the output signal will repeat the step reference signal. However, the ideal PD controller can

not be implemented in practice. In addition, there are some limitations on the drive side limiting its performance: noise, limitations on the admissible acceleration and dynamic loads, limitations on the admissible rate of increase of the armature current, etc.

Proportional-integral control (PI) has the transfer function

$$W = \frac{K_{con}(1 + T_{con}p)}{1 + T_{ob}p}. \quad (7.73)$$

In this case, the transfer function of the open loop is

$$W = W_{con}W_{ob} = \frac{K_{con}(T_{con}p + 1)K_{ob}}{T_{ob}p(T_{ob}p + 1)}. \quad (7.74)$$

If the time constant T_{con} of the regulator is set equal to T_{ob} , we get from (7.74) the equation

$$W = \frac{K_{ob}K_{con}}{T_{ob}p} = \frac{1}{T_I p}. \quad (7.75)$$

This function corresponds to integrating elements (I) with integration time

$$W = \frac{K_{ob}K_{con}}{T_{ob}p} = \frac{1}{T_I p}, \quad (7.76)$$

where $T_I = \frac{T_{ob}}{K_{con}K_{ob}}$ - time constant of integrating element.

In this case, the PI controller compensates object inertia by forcing transient processes.

Thus, if the control object contains only one aperiodic element with big constant time, then the desired transfer function of the open control loop should be selected as integrating element $W_d = 1/(T_I p)$. When the element has a feedback it becomes aperiodic one. Its time constant $T_I = T_{ob}/(K_{con}K_{ob})$ is far less than T_{ob} and can be selected according to the required system performance.

The static error is

$$\frac{\Delta X(p)}{X(p)} = \frac{1}{1+W(p)} = \frac{pT_I(1+pT_{ob})}{T_I T_{ob} p^2 + T_I p + K_{ob}}.$$

In the steady state mode with $t \rightarrow \infty$ it is defined as

$$\lim_{p \rightarrow 0} \frac{\Delta X(p)}{X(p)} = 0.$$

Therefore, with PI controller the speed error is zero by the end of transition process.

If the control object has extra aperiodic element with small time constant T_μ we have

$$W_{ob} = \frac{K_{ob}}{(T_{ob}p + 1)(T_\mu p + 1)}. \quad (7.77)$$

The same PI controller should be applied to compensate the big time constant. In this case, the transfer function of the open loop is

$$W = \frac{K_{ob}K_{con}(T_{con}p + 1)}{(T_{ob}p + 1)(T_{\mu}p + 1)T_{con}p}. \quad (7.78)$$

To compensate the big time constant it is necessary, as in the previous case, to set

$$T_{con} = T_{ob}. \quad (7.79)$$

This is the first condition of optimization of the PI controller for systems with transfer function (7.77).

After transformations we have closed-loop transfer function

$$W_{cls} = \frac{K_{ob}K_{con}}{T_{ob}T_{\mu}p^2 + T_{ob}p + K_{ob}K_{con}} = \frac{a_0}{a_2p^2 + a_1p + a_0}. \quad (7.80)$$

The selection of the gain of the proportional part of the PI-controller is based on the fact that the modulus of the transfer function (7.80) is as close as possible to one in a given frequency band. Such adjusting method is called *modular optimum* (or *technical optimum*).

For the transfer function (7.79) the module of the real part of the amplitude characteristic is

$$W_{cls}(\omega) = \sqrt{\frac{b_0^2}{a_0^2 + \omega^2(2a_0a_2 - a_1^2) + \omega^4a_2^2}}. \quad (7.81)$$

The second condition to optimize the PI-controller according to (7.80) is that the expression (7.81) tends to infinity at low frequencies. i.e.

$$a_1^2 = 2a_0a_2 \text{ or } T_{ob}^2 = 2K_{ob}K_{con}T_{ob}T_{\mu}, \quad (7.82)$$

From this expression one obtains the next parameter of the PI regulator

$$K_{con} = \frac{T_{ob}}{2K_{ob}T_{\mu}}. \quad (7.83)$$

If (7.79) and (7.83) are substituted in (7.80), we get the transfer function of the closed loop

$$W_{cls} = \frac{1}{2T_{\mu}^2p^2 + 2T_{\mu}p + 1}. \quad (7.84)$$

Comparing (7.84) with the transfer function model of the oscillatory element

$$W_{osc} = \frac{1}{T^2p^2 + 2\xi Tp + 1}, \quad (7.85)$$

we get that the damping coefficient of the transfer function (7.85) is $\xi = \sqrt{2}/2$. Such damping coefficient of the oscillatory element corresponds to the step-response characteristic, shown in Fig. 7.24.

The figure illustrates that the overcontrol value is $\sigma = 4,3\%$; first adjustment time is $t_1 = 4,7T_{\mu}$ and the control time is $t_2 = 8,4T_{\mu}$.

Equation (7.85) is suitable for any control loop that is optimized by the module of the transfer function.

Thus, according to (7.85) the desired transfer function of optimized open loop for the object (7.77) should be:

$$W_d = \frac{1}{aT_\mu p(T_\mu p + 1)}, \quad (7.86)$$

where a - setting coefficient of the circuit, taken equal to $a = 2$ if it is optimized by the technical optimum.

In general case, the desired transfer function of the open n -th circuit is

$$W_{d,n} = \frac{1}{a^n T_\mu p (a^{n-1} T_\mu p + 1)}. \quad (7.87)$$

Proportional-integral-derivative controller (PID) is used if the control object contains two aperiodic links with big time constants T_1 and T_2 and aperiodic link with small time constant T_μ (formula (8.87)).

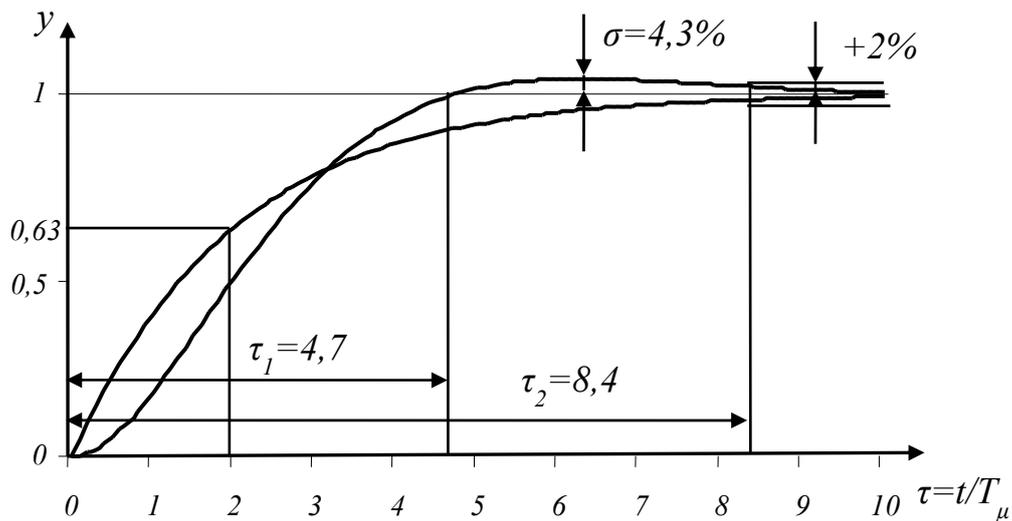


Figure 7.24. The step-response characteristic of oscillatory element

$$W_{ob} = \frac{K_{ob}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_\mu p + 1)}, \quad (7.88)$$

In order to tune up the open loop with such element (7.88) according to the technical optimum one should apply PID controller with transfer function corresponding the desired function (7.86)

$$W_{con} = \frac{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)}{2K_{ob} T_\mu}. \quad (7.89)$$

To adjust the open loop with the element (7.77) according to the symmetrical optimum the desired transfer function must be

$$W_d = \frac{1}{2T_\mu p(T_\mu p + 1)} \cdot \frac{4T_\mu p + 1}{4T_\mu p}. \quad (7.90)$$

Transfer function of the controller is

$$W_{con} = \frac{T_{ob}(4T_\mu p + 1)}{8T_\mu^2 K_{ob}}. \quad (7.91)$$

In general case for n series-connected elements the transfer function of the controller is

$$W_{con} = K_{con} \frac{(1 + n4T_\mu p)^n}{(n4T_\mu p)^n}. \quad (7.92)$$

7.3.7. Speed control system for DC motors

The functional diagram of cascade multiloop speed control system for DC motor is shown in Figure 7.25.

The system has two controllers: speed controller (regulator) SC and current controller CC connected in series. The motor M is fed by the controlled rectifier CR. The motor speed is regulated below rated speed by means of armature voltage regulation. The feedback signal of the armature current is taken from the current transducer CT and goes to the input of the current controller as a feedback signal. In real motor drives the proportional to the current signal is taken from the shunt of the armature circuit or from the current transformer CT at the AC input of the current controlled inverter after rectifying.

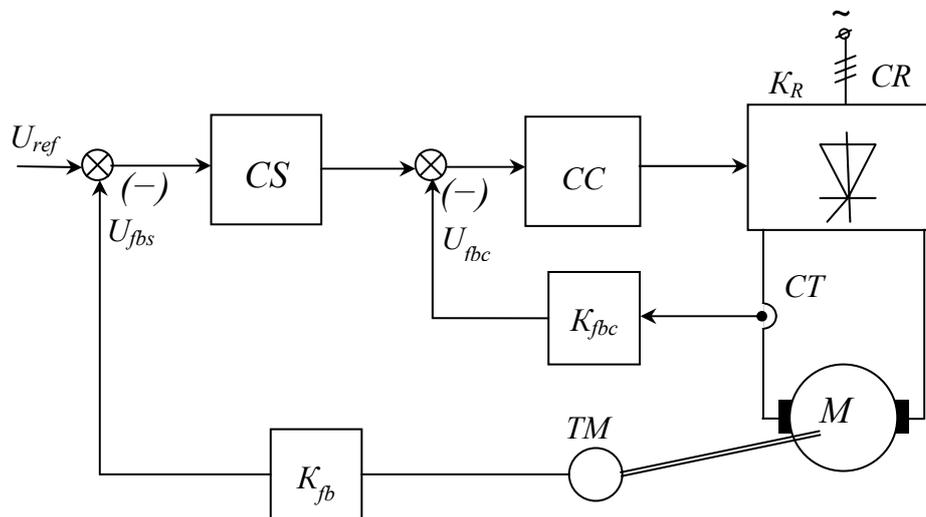


Figure 7.25. Speed control system of DC electric drive

The speed feedback is implemented by tachometer TM . The output voltage is applied to the input terminal of the speed controller and compared to the reference signal U_{ref} .

Figure 7.26 shows the block diagram of the cascade multiloop speed control system, in which there are two loops, closed by independent feedbacks.

The current loop contains the current controller and the controlled plant, including controlled rectifier with transfer function $K_R/(1 + pT_\mu)$, motor armature circuit with transfer function $(1/R_a)/(1 + pT_a)$ and the feedback loop with transfer coefficient K_{fbc} .

There is an additional intrinsic loop of motor EMF E_M in the current circuit. It is usually neglected or compensated by application of proportional to the motor EMF positive feedback to the input of the pulse-phase control system (PPCS).

The outer speed control loop comprises the optimized reduced current loop and integrating element that stands for the transfer function of mechanical part of the drive. The speed loop is closed by feedback with the transmission ratio K_{fbs} .

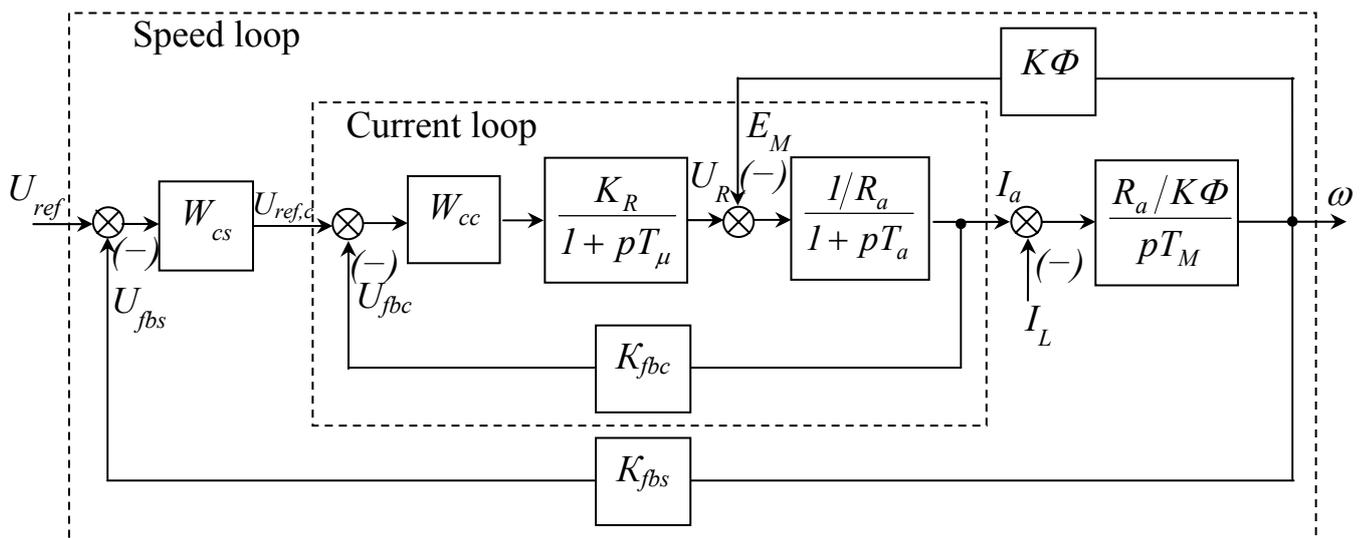


Figure 7.26. The block diagram of the cascade multiloop speed control system of DC electric drive

Current loop tuning. Using the approach described in chapter 7.3.6 we can obtain:

- desired transfer function of the open current loop

$$W_{d,c} = \frac{1}{a_c T_\mu p (T_\mu p + 1)},$$

where $a_c = 2$, T_μ - non-compensable low time constant of the current loop;

- transfer function of the controlled object

$$W_{ob,c} = \frac{K_R (1/R_a) K_{fbc}}{(T_\mu p + 1)(T_a p + 1)};$$

- transfer function of the current loop PI controller

$$W_{cc} = \frac{W_{d,c}}{W_{ob,c}} = \frac{T_a p + 1}{a_c T_\mu K_R (1/R_a) K_{fbc} p} = \frac{T_a p + 1}{T_{Ic} p},$$

where $T_{Ic} = a_c T_\mu K_R (1/R_a) K_{fbc}$ - time constant of the integrating of the current controller;

- transfer function of the closed current circuit with unit feedback

$$W_{clc} = \frac{1}{a_c T_\mu p (T_\mu p + 1) + 1} = \frac{1}{a_c T_\mu^2 p^2 + a_c T_\mu p + 1}$$

This is an oscillation element with damping coefficient $\xi = 0,5\sqrt{a_c}$.

This function can be simplified using its approximation as aperiodic element with time constant $a_c T_\mu$

$$W_{clc} \approx \frac{1/K_{fbc}}{a_c T_\mu + 1}.$$

It is very important to take into account that the default setting of the current loop is effective only when the internal feedback of motor EMF can be neglected. This is possible when the mechanical transient process in the drive is slower than the electromagnetic one and the motor speed does not change significantly. Otherwise, the parameters of the transient process will be significantly different from the optimum.

Tuning the speed loop. The speed control loop comprises the optimized (reduced) closed current loop W_{clc} , the transfer function of mechanical part of the drive $W = (R_a / K\Phi) / (T_M p)$, feedback with the transmission ratio K_{fbs} .

Using the approach described in chapter 7.3.6 we can obtain:

- desired transfer function of the open speed loop

$$W_{ds} = \frac{1}{a_s a_c T_\mu p (a_c T_\mu p + 1)},$$

where $a_s = a_c = 2$ for technical optimum;

- transfer function of the controlled object

$$W_{obs} = \frac{(1/K_{fbc}) R_a (1/K\Phi) K_{fbs}}{(a_c T_\mu p + 1) T_M p};$$

- transfer function of the speed loop P controller

$$W_{cs} = \frac{W_{d,s}}{W_{obs}} = \frac{T_M K_{fbc} K\Phi}{a_s a_c T_\mu R_a K_{fbs}} = K_{cs}$$

- transfer function of the closed speed circuit with unit feedback

$$W_{cls} = \frac{1}{a_s a_c T_\mu p (a_c T_\mu p + 1) + 1}.$$

This is an oscillation element with damping coefficient $\xi = 0,5\sqrt{a_s}$.

Thus, the calculated speed of the speed loop is half of the current loop speed. This is the main disadvantage of cascade control systems - reduction of speed of external contours relative to the inner ones.

In order to reduce the static error and expand the regulation range instead of P-speed controller it is appropriate to use the PI controller with transfer function

$$W_{cs} = K_{cs} \frac{4T_{\mu s} p + 1}{4T_{\mu s} p},$$

where $T_{\mu s} = a_c T_{\mu c} + T_{ts}$ - non-compensable small time constant of the speed loop; $-T_{ts}$ - time constant of the speed transducer.

When we use the PI speed controller we have:

– transfer function of the open speed loop

$$W_s = \frac{8T_{\mu} p + 1}{8a_s a_c T_{\mu}^2 p^2 (a_c T_{\mu} p + 1)};$$

– transfer function of the closed speed loop

$$W_{cls} = \frac{8T_{\mu} p + 1}{8a_s a_c T_{\mu}^2 p^2 (a_c T_{\mu} p + 1) + 8T_{\mu} p + 1}.$$

The presence of forcing element (derivative) in the numerator of the last formula causes significant overshoot of the speed $\sigma = 43\%$. In order to reduce the overshoot down to 8% the aperiodic element can be set at the at the input terminal of the system with PI speed control. It has the transfer function

$$W_f = \frac{1}{8T_{\mu} p + 1}.$$

In systems with relatively narrow speed range and when $\Phi = const$ an indirect EMF or voltage feedback can be applied instead of the speed feedback.

7.3.8. Speed control system for AC motors

Block diagram of the induction motor, built on the basis of expressions (7.50...7.53) and (7.3), (7.24) is shown in Figure 7.17. In this case, the induction motor (controlled object) consists of two interconnected circuits.

In accordance with the principle of cascade control the of automatic control system comprises two channels of control (the linkage and torque). Internal loops of both channels have regulators of I_{lx} and I_{ly} currents with the cross-links compensation. The outer control loops are torque and speed loops accordingly.

Functional diagram of the AC drive with independent voltage inverter (IVI) based on pulse-width modulation (PWM) is shown in Figure 7.27. In the Figure 7.27 it is shown:

TH – Hall transducer; *TF* – flux transducer; *VF* – vector-filter; *PT1*, *PT2* – phase transformer; *CT1*, *CT2* – coordinate transformer; *CCx*, *CCy* – current controller; *BC* – compensating block; *CS* – speed controller; *CF* – flux controller; *RF* – ramp function, *BD* – block of dividing.

The control system in Fig.7.27 implements the principle of direct vector control. The main feature of such control is direct measurement of linkage vector, for example $\bar{\Psi}_2$ and its position in the space.

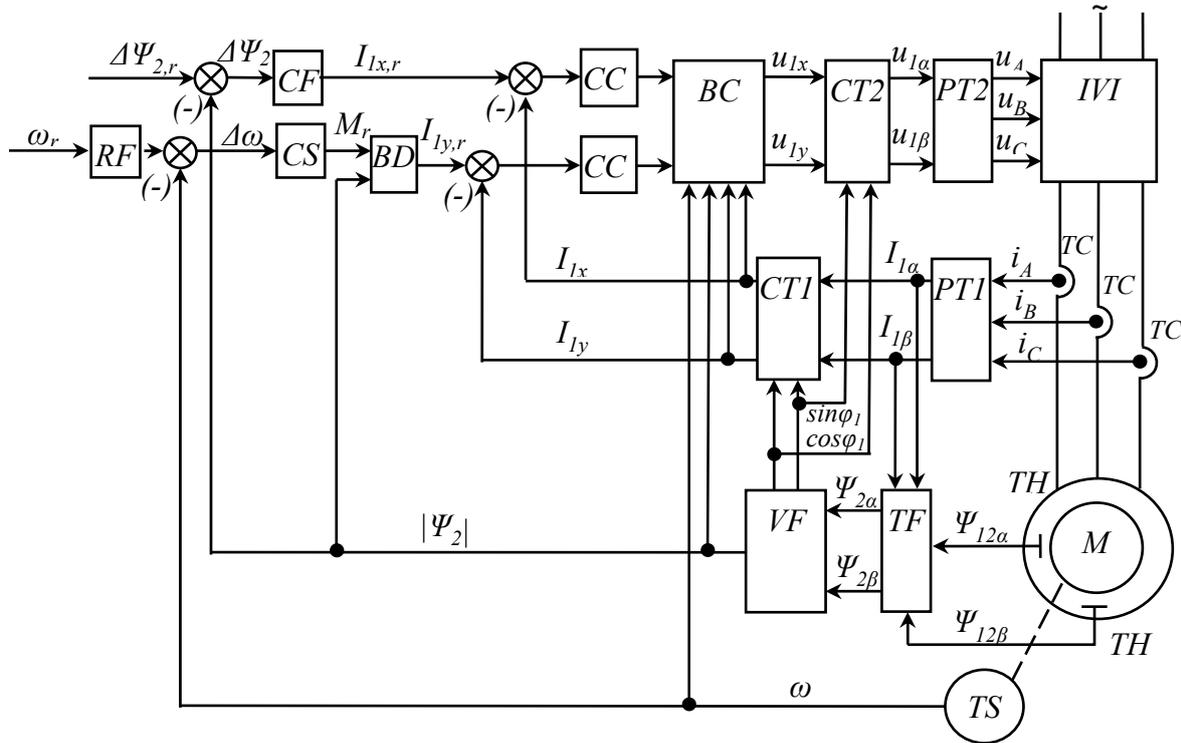


Figure 7.27. Functional diagram of field-oriented (vector) AC drive with independent voltage inverter

The algorithm of this control (Figure 7.27) is the following:

Conditions: $\omega_k = \omega_l$, $\Psi_{2x} = |\bar{\Psi}_2| = \Psi_{2m}$, $\Psi_{2y} = 0$, $I_{2x} = 0$

1. Phase stator current transformation (*PT1*):
$$\begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} I_{1\alpha} \\ I_{1\beta} \end{bmatrix}$$

$$I_{1\alpha} = \text{Re}(\bar{I}_1) = \text{Re}\left[\frac{2}{3}(i_A + \bar{a}i_B + \bar{a}^2i_C)\right] = \frac{2}{3}\left[i_A - \frac{i_B + i_C}{2}\right] = i_A,$$

$$I_{1\beta} = \text{Im}(\bar{I}_1) = \text{Im}\left[\frac{2}{3}(i_A + \bar{a}i_B + \bar{a}^2i_C)\right] = \frac{i_B - i_C}{\sqrt{3}}.$$

2. Direct coordinate transformation (*CT1*):
$$\begin{bmatrix} I_{1\alpha} \\ I_{1\beta} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} I_{1x} \\ I_{1y} \end{bmatrix}$$

$$I_{1x} = I_{1\alpha} \cos \omega_k t + I_{1\beta} \sin \omega_k t, \quad I_{1y} = -I_{1\alpha} \sin \omega_k t + I_{1\beta} \cos \omega_k t.$$

3. Mutual linkage transformation into rotor linkage (TF) $\begin{bmatrix} \Psi_{12\alpha} \\ \Psi_{12\beta} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} \Psi_{2\alpha} \\ \Psi_{2\beta} \end{bmatrix}$

$$\Psi_{2\alpha} = \frac{L_{12m}}{L_2} \Psi_{12\alpha} - L_{2\sigma} I_{1\alpha}, \quad \Psi_{2\beta} = \frac{L_{12m}}{L_2} \Psi_{12\beta} - L_{2\sigma} I_{1\beta}.$$

4. Vector $\overline{\Psi}_2$ magnitude and trigonometric functions forming (VF)

$$|\overline{\Psi}_2| = \sqrt{\Psi_{2\alpha}^2 + \Psi_{2\beta}^2}, \quad \cos \varphi_1 = \frac{\Psi_{2\alpha}}{|\overline{\Psi}_2|}, \quad \sin \varphi_1 = \frac{\Psi_{2\beta}}{|\overline{\Psi}_2|}.$$

5. Reference signals for stator currents (CF, BD)

$$I_{1x,r} = \frac{|\overline{\Psi}_2|_r}{L_{12m}} - CF, \quad I_{1y,r} = \frac{M_r}{\frac{3}{2} Z_n K_2 |\overline{\Psi}_2|} - BD.$$

6. Maintaining consistency of:

$$I_{1x} = \text{const by } CCx; \quad I_{1y} = \text{const by } CCy; \quad |\overline{\Psi}_2| = \text{const by } CF; \quad \omega = \text{const by } CS.$$

7. Compensation of rotation EMF (BC)

$$U_{kx} = I_{1y} R_l \omega_l T_{le}; \quad U_{ky} = -K_2 \Psi_{2m} \omega_l - I_{1x} R_l \omega_l T_{le}.$$

After that

$$U'_{1x} = U_{1x} + U_{kx} = I_{1x} R_l (1 + p T_{le}) = K_l u_{1x},$$

$$U'_{1y} = U_{1y} + U_{ky} = I_{1y} R_l (1 + p T_{le}) = K_l u_{1y},$$

where K_l - inverter coefficient of transformation.

8. Reverse coordinate transformation $\begin{bmatrix} u_{1x} \\ u_{1y} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} u_{1\alpha} \\ u_{1\beta} \end{bmatrix}$ (CT2)

$$u_{1\alpha} = u_{1x} \cos \omega_k t + u_{1y} \sin \omega_k t, \quad u_{1\beta} = u_{1x} \sin \omega_k t - u_{1y} \cos \omega_k t, \quad \varphi_1 = \int_0^t \omega(t) dt.$$

9. Control signals transformation $\begin{bmatrix} u_{1\alpha} \\ u_{1\beta} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} u_{1A} \\ u_{1B} \\ u_{1C} \end{bmatrix}$ (PT2).

The block diagram of induction motor control system is shown in Figure 7.28.

Transfer functions of the controllers of the block diagram in Figure 7.28 can be defined according the principle of cascade control.

Implementation of the automatic control system for variable frequency drive has some difficulties caused by the following circumstances:

- control of induction motor in the rotating coordinate system spatially oriented to the rotor flux linkage vector requires high accuracy of its magnitude and phase estimation, the error in their measurement causes significant electromagnetic torque ripples;

- temperature causes the drift of parameters, which requires their real-time identification and adaptation of controllers;

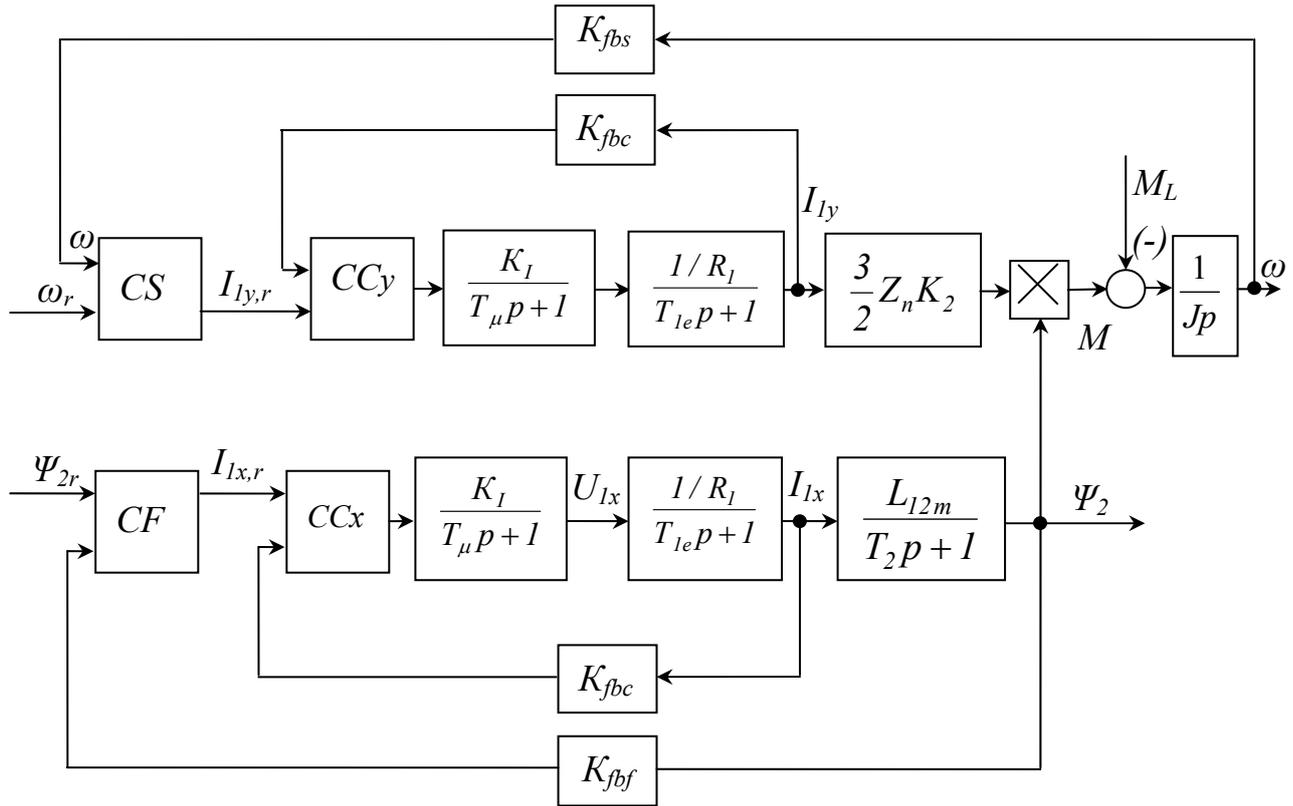


Figure 7.28. The block diagram of induction motor control system

- cross-links compensation requires adequate speed of signals' transducers and internal control loops;

- heating of the motor and the saturation of the magnetic circuit affect the most important parameter T_2 , which leads to variation of current and torque of the motor in statics and dynamics.

When speed transducer available the rotor flux vector is calculated using mathematical model shown in (Fig.7.17). To calculate rotor flux $\bar{\Psi}_2$ according to this block diagram it is sufficient to have data about three stator currents and motor rotational speed. The change of resistance of the stator windings and stator losses does not affect the accuracy of $\bar{\Psi}_2$ estimation.

Sensorless control systems rely on indirect estimation of the flux linkage $\bar{\Psi}_2$ by integration of stator and rotor voltage equations.

8 Verluste und Erwärmung

8.1 Verluste

Die Energieumwandlung in elektrischen Maschinen erfolgt niemals ohne die meist unerwünschten Verluste, deren Anteil an der umgesetzten Leistung stark variieren und Werte zwischen

- < 1 % bei Großmaschinen und
- > 90 % bei Klein- und Kleinstmaschinen

annehmen kann.

Wie nachfolgend angegeben ist, treten diese auf unterschiedliche Art und mit unterschiedlichen Auswirkungen in Erscheinung.

8.1.1 Verlustarten

Last- bzw. stromunabhängige Verluste

Diese fallen bei laufender Maschine weitgehend unabhängig vom Laststrom und somit von der Belastung ständig an.

Hierzu zählen

- insbesondere die Eisenverluste.

Last- bzw. stromabhängige Verluste

Hierunter versteht man

- alle Stromwärmeverluste die vom Laststrom verursacht werden, einschließlich Stromverdrängung,
- sowie ggf. Übergangsverluste an Schleifringen bzw. Stromwendern mit
 - $U_{Bü} \approx 1 \text{ V}$ pro Übergang bei Kohlebürsten
 - $\approx 0,3 \text{ V}$ pro Übergang bei metallhaltigen Bürsten
 - $\rightarrow 0 \text{ V}$ bei Edelmetallbürsten.

Mechanische Verluste

Dazu zählen alle Reibungs- und Lüfterverluste, die als

- Lager- und Bürstenreibungsverluste etwa proportional zur Drehzahl n angesetzt, bei Großmaschinen eher vernachlässigbar sind, bei Kleinmaschinen aber durchaus erheblich zu den Verlusten beitragen und die
- Lüfter- bzw. Ventilationsverluste, die bei Eigenbelüftung proportional zu n^3 und bei Fremdbelüftung drehzahlunabhängig berücksichtigt werden.

Erregerverluste

Hier werden alle in einem etwaigen Erregerkreis auftretenden Verluste, also auch die Verluste in Feldstellern, Endstufen von Reglern usw., erfasst. Dabei gilt

$$P_E = U_E I_E.$$

Zusatzverluste

Eine Reihe von überwiegend lastabhängigen Verlusten, wie z. B. Verluste durch

- Streufelder in Konstruktionsteilen
 - mechanische Bearbeitung der Blechpakete
 - Leitwertschwankungen im Luftspalt infolge Nutung
 - Oberwellen des Stromes und der Spannung, usw.,
- sind nicht oder nur schwer erfassbar. Sie werden daher laut Norm
- sofern sinnvoll möglich messtechnisch bestimmt, oder
 - pauschal mit den nachfolgend angegebenen Anteilen der Bemessungsleistung berücksichtigt:

$$P_{vz} = \begin{cases} 0,5 \dots 2,5 \\ 0,2 \dots 0,8 \\ 0,5 \\ 1 \end{cases} \% P_{1N} \begin{cases} \frac{I_1^2 - I_{10}^2}{I_{1N}^2 - I_{10}^2} \\ \left(\frac{I}{I_N}\right)^2 \end{cases} \quad \text{für} \quad \left. \begin{array}{l} \text{Asynchronmaschinen} \\ \text{Synchronmaschinen} \\ \text{kompensierte Gleichstrommaschinen} \\ \text{unkompensierte Gleichstrommaschinen.} \end{array} \right\}$$

8.1.2 Wirkungsgrad

Der Wirkungsgrad kennzeichnet die Effektivität der Energieumwandlung.

Dabei gilt allgemein

$$\eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}} = \frac{P_{zu} - P_{vges}}{P_{zu}} = 1 - \frac{P_{vges}}{P_{zu}} = \frac{P_{ab}}{P_{ab} + P_{vges}}$$

Die mathematisch zwar gleichwertigen, aber unterschiedlichen Schreibweisen stehen in den Normen für eine unterschiedliche Vorgehensweise bei der praktischen Bestimmung des Wirkungsgrades. So spricht man im 1. Fall von der direkten Methode, während die anderen Ausdrücke für die indirekte Methode stehen. Die Unterschiede ergeben sich insbesondere bei Maschinen mit guten Wirkungsgraden auf Grund der unvermeidlichen Messfehler. Daher wird auch bei erwarteten Wirkungsgraden von $\eta \geq 95 \%$ die Bestimmung nach der indirekten Methode empfohlen.

Auch werden laut Norm die Formeln so geschrieben und verwendet, dass die tatsächlich gemessenen Größen möglichst direkt in die Formeln eingesetzt werden können, was Fehler bei der Auswertung reduziert.

Besonders bei größeren Maschinen strebt man aus wirtschaftlichen Gründen gute Wirkungsgrade an. Doch kommt auch bei Klein- und Kleinstmaschinen dem Wirkungsgrad zunehmend eine größere Bedeutung zu, insbesondere wenn sie in transportablen Geräten aus Batterien und Akkumulatoren versorgt werden müssen.

Maximaler Wirkungsgrad

Bei einer beliebigen elektrischen Maschine gegebener Abmessungen und Konzeption gilt mit den Maschinenkonstanten c , c_{Fe} , c_{Cu} für die Leistung

$$P = m_1 \eta \cos \varphi UI = cUI.$$

Mit den lastunabhängigen Eisen- und den mechanischen Verlusten bei drehenden Maschinen ($P_{vn} = 0$ bei ruhenden Wandlern!)

$$P_{vFe} + P_{vn} = m_1 \frac{U_1^2}{R_{Fe}} + P_{vn} = c_{Fe} U_1^2 + P_{vn}$$

und den lastabhängigen Kupferverlusten einschließlich der Zusatzverluste

$$P_{vCu} = m_1 R I^2 = c_{Cu} I^2$$

folgt bei konstanter Abgabeleistung näherungsweise für die Gesamtverluste

$$P_{vges} = P_{vFe} + P_{vn} + P_{vCu} = c_{Fe} U^2 + c_{Cu} I^2 + P_{vn} = c_{Fe} U^2 + c_{Cu} \left(\frac{P}{cU} \right)^2 + P_{vn}.$$

Diese weisen in Abhängigkeit der Betriebsspannung dann ein Minimum auf, wenn gilt

$$\frac{dP_{vges}}{dU} = 2c_{Fe}U - 2c_{Cu} \frac{P^2}{c^2 U^3} = 0 \quad \Rightarrow U_{opt} = \sqrt[4]{\frac{c_{Cu} P^2}{c_{Fe} c^2}}.$$

Damit folgt für die Einzelverluste und den Wirkungsgrad bei optimaler Betriebsspannung

$$P_{vFeopt} = P_{vCuopt} = \sqrt{c_{Fe} c_{Cu}} \frac{P}{c} = P_{vopt}$$

$$\eta_{max} = \frac{P}{P + 2P_{vopt} + P_{vn}} \approx \frac{1}{1 + \frac{2}{c} \cdot \sqrt{c_{Fe} c_{Cu}}} \quad \text{für } P_{vn} \ll P_{vopt},$$

wonach eine gegebene Maschine bei fester Leistung genau dann mit maximalem Wirkungsgrad arbeitet, wenn die lastunabhängigen Eisenverluste und die lastabhängigen Kupferverluste etwa gleich groß sind.

Da Maschinen überwiegend nur im Teillastbetrieb laufen (Sicherheitszuschläge), wird der maximale Wirkungsgrad vorteilhaft oft nicht bei Bemessungsleistung, sondern etwa bei

$$P \approx (0,75 \dots 1) P_N \quad \text{bei rotierenden Maschinen}$$

$$\approx (0,2 \dots 0,5) P_N \quad \text{bei Verteilertransformatoren}$$

$$\approx (0,8 \dots 1) P_N \quad \text{bei Gerätetransformatoren}$$

vorgegeben.

8.2 Verlustbewertung und Wirtschaftlichkeit

Die Verluste erfordern stets einen zusätzlichen Energieeinsatz, der außer der dadurch bewirkten Umweltbelastung besonders bei größeren Maschinen auch deren Wirtschaftlichkeit nachteilig beeinflusst.

Für viele Entscheidungen ist daher eine wirtschaftliche Bewertung der Energiekosten unerlässlich, wie sie in der nachfolgenden Tabelle 8.1 als Verlustbewertung beispielhaft für ausgewählte Anwendungsfälle unter Berücksichtigung der erwarteten Nutzungsdauer und der aktuellen Energiekosten angegeben ist.

Bei Großgeräten ist es daher mittlerweile üblich, dass bei Überschreitung von vertraglich festgelegten Verlusten diese kapitalisiert, d. h. die dadurch entstehenden Mehrkosten vom Kaufpreis abgezogen werden.

Anwendung	typ. Nutzungsdauer h	typ. Energiekosten €/kWh	Energiekosten/Watt €/W
Spielzeuge, Heimwerker	50	0,25	0,0125
PKW-Hilfsantriebe	50	2	0,1
Haushalt, Handwerker	500	0,25	0,125
PKW-Dauerantriebe	5000	2	10,0
Industrie-Hauptantriebe	50000	0,12	6,0
Windkraftanlagen	100000	0,075	7,5
Energieversorgung	300000	0,04	12,0

Tabelle 8.1 Beispiele für Verlustbewertungen (Stand 2011)

Oft lässt sich dabei durch den Einsatz von zwar teureren, aber verlustärmeren Geräten sogar Geld sparen, wie am nachfolgenden Beispiel für einen typischen Industrieantrieb gezeigt wird.

t_L = erwartete Nutzungsdauer	50000 h
P_N = Bemessungsleistung	30 kW
f_L = typische Auslastung	0,8
k_E = maßgebende Energiekosten	0,12 €/kWh
$\eta; \eta^*$ = Wirkungsgrad; (* verlustarme Ausführung)	ca. 90,7 %; 92,3 %
$K_M; K_M^*$ = Motorkosten; (* verlustarme Ausführung)	ca. 1800 €; 2250 €

Damit belaufen sich die Kosteneinsparungen durch den besseren Wirkungsgrad über der Nutzungsdauer auf insgesamt

$$\Delta K_v = t_L f_L P_N k_E \left(\frac{1}{\eta} - \frac{1}{\eta^*} \right) = 2750 \text{ €},$$

während der verlustärmere Motor lediglich Mehrkosten in Höhe von ca.

$$\Delta K_M = K_M^* - K_M = 450 \text{ €}$$

erfordert. Diese Investition in den verlustärmeren Motor wäre somit auf jeden Fall lohnend.

Noch größere Einsparungen sind laut einer ZVEI-Studie durch die Verbesserung des sog. Systemwirkungsgrades möglich, wenn z. B. bei den energieintensiven Pumpen oder Lüftern der üblich ungesteuerte Festantrieb inklusive Drosselklappe durch einen drehzahlvariablen Antrieb mit Frequenzumrichter ersetzt wird. Stellt der zuvor betrachtete Motor demnach einen typischen Pumpenantrieb dar, so stehen laut der genannten Studie den Mehrinvestitionen von ca. 3.450,- € für den verlustärmeren Motor und den zusätzlich erforderlichen Umrichter Einsparungen bei den Energiekosten in Höhe von ca. 64.500,- € gegenüber.

Auch der weit verbreitete Standby-Betrieb von Geräten im privaten bzw. kommerziellen Sektor erfordert einen hohen Energie- und somit Kapitaleinsatz. Allein im privaten Bereich werden dafür in Deutschland pro Jahr ca. 14000 GWh aufgewendet, was etwa dem Anteil von zwei 900MW-Kraftwerksblöcken entspricht und pro Kopf in Deutschland ca. 35,- € Energiekosten verursacht.

Ebenso werden durch die zunehmende Zahl von elektrischen Energieverbrauchern in modernen Kraftfahrzeugen auch dort die Energiekosten immer interessanter, zumal dort die kWh, wie schon in Tabelle 8.1 angegeben, etwa 2 €

kostet.

Diese Gesichtspunkte werden daher auch beim Kauf von Geräten und Einrichtungen insbesondere dann berücksichtigt, wenn die über der Nutzungsdauer anfallenden Energiekosten in der Größenordnung des Einkaufspreises oder darüber liegen. Hier kann ein teureres Gerät mit besserem Wirkungsgrad gesamtwirtschaftlich die günstigere Lösung sein.

8.3 Erwärmung und Kühlung

Praktisch alle beim Betrieb elektrischer Maschinen anfallenden Verluste werden in Wärme umgesetzt. Da diese Eigenerwärmung durch die festgelegte Temperaturklasse und erwartete Nutzungsdauer nach oben begrenzt ist, müssen entweder

- die Verluste konstruktiv niedrig gehalten werden, was dann zu meist größeren und teureren Maschinen führt, aber aus wirtschaftlichen Gründen durchaus vorteilhaft sein kann, und/oder

- sie müssen entsprechend wirksam aus der Maschine abgeführt werden.

Dazu stehen bei Großmaschinen eine ganze Reihe von Möglichkeiten wie

- forcierte Luftkühlung,
- Wasserstoffkühlung,
- indirekte und direkte Flüssigkeitskühlung (Öl, Wasser, Kühlmittel) und
- Supraleitung

zur Verfügung, während bei Kleinmaschinen hauptsächlich

- natürliche bzw. forcierte Luftkühlung

zur Anwendung kommen.

Da aus wirtschaftlichen Gründen die zulässigen Grenztemperaturen zunehmend ausgenutzt werden, kommt der thermischen Berechnung eine wachsende Bedeutung zu.

Wichtige Materialeigenschaften in diesem Zusammenhang sind zusammenfassend in Tabelle 8.2 angegeben.

8.3.1 Grundelemente der thermischen Analyse

Temperaturfelder gehorchen den gleichen Grundgesetzen wie die elektrischen Strömungsfelder und können daher völlig analog behandelt werden.

Daher kann man analoge thermische Basiselemente definieren, die auch durch die gleichen Symbole wie in der Elektrotechnik dargestellt werden, und das physikalische Zusammenwirken in einem

thermischen Ersatzschaltbild = Wärmeschaltbild

angegeben.

Die quantitative Auswertung erfolgt dann unter Berücksichtigung ebenfalls analoger Kirchhoff'scher Sätze für die Wärmeströme und Temperaturgefälle.

Wärmequellen:

Die Ursache der Erwärmung von elektrischen Maschinen sind die an den unterschiedlichen Stellen innerhalb der Maschine lokalisierten Verluste P_v .

Wärmequellen haben physikalisch den Charakter von Stromquellen.

Wärmewiderstände:

Wärme kann innerhalb von Feststoffen nur durch Wärmeleitung von Stellen höherer zu Stellen niedriger Temperatur fließen.

In Anlehnung an das Ohmsche Gesetz gilt dabei für die Temperaturdifferenz

$$\Delta \vartheta = R_\lambda \cdot P_v .$$

Dabei kennzeichnet P_v den Wärmestrom durch einen betrachteten Feldbereich und R_λ dessen Wärmewiderstand.

Bei näherungsweise homogenen Feldbereichen gilt für den Wärmewiderstand, in völliger Analogie zum elektrischen Widerstand,

$$R_\lambda = \frac{l}{\lambda A} \quad \text{mit} \quad l = \text{Länge der Wärmestromlinien}$$

λ = Wärmeleitfähigkeit

A = Querschnitt der Wärmeströmung.

Weiterhin treten an Grenzflächen zwischen festen und flüssigen bzw. gasförmigen Medien sog. Wärmeübergänge auf und man definiert dafür den Wärmeübergangswiderstand

$$R_K = \frac{1}{\alpha_K A_K} \quad \text{mit} \quad \alpha_K = \text{Wärmeübergangszahl für Konvektion}$$

A_K = für Konvektion wirksame Wärmeübergangsfläche
(Vergrößerung durch Rippen möglich).

Nachfolgend sind Orientierungswerte für die wirksame Wärmeübergangszahl bei Konvektion für wichtige Wärmeübergänge angegeben.

- natürliche Konvektion:

$$\begin{aligned} \alpha_K &\approx 8 \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}} \cdot \sqrt[4]{\frac{0,5\text{m}}{h}} && \text{Luftkühlung mit der Kühlflächenhöhe } h \\ &\approx 100 \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}} && \text{Ölkühlung} \\ &\approx 300 \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}} && \text{Wasserkühlung} \\ &\approx 1000 \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}} && \text{Siedekühlung in Kältemittel bei ca. } 60^\circ\text{C} \end{aligned}$$

- forcierte/erzwungene Konvektion mit der Geschwindigkeit v in m/s über der überströmten Länge l in m:

$$\begin{aligned} \alpha_K &\approx 6 \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}} \cdot \left(\frac{v}{\text{m/s}}\right)^{0,78} \cdot \left(\frac{\text{m}}{l}\right)^{0,22} && \text{Luftkühlung} \\ &\approx 2800 \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}} \cdot \left(\frac{v}{\text{m/s}}\right)^{0,78} \cdot \left(\frac{\text{m}}{l}\right)^{0,22} && \text{Ölkühlung} \\ &\approx 7300 \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}} \cdot \left(\frac{v}{\text{m/s}}\right)^{0,78} \cdot \left(\frac{\text{m}}{l}\right)^{0,22} && \text{Wasserkühlung} \end{aligned}$$

- erzwungene, turbulente Rohrströmung mit der Geschwindigkeit v in m/s und dem hydraulischen Rohrdurchmesser d_h in m, bezogen auf die mittlere Temperatur des Kühlmediums:

$$\alpha_K \approx 2,8 \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}} \cdot \left(\frac{v}{\text{m/s}}\right)^{0,78} \cdot \left(\frac{\text{m}}{d_h}\right)^{0,22} \quad \text{Luft}$$

$$\approx 2100 \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}} \cdot \left(\frac{v}{\text{m/s}}\right)^{0,78} \cdot \left(\frac{\text{m}}{d_h}\right)^{0,22} \quad \text{Wasser}$$

Analog geben heiße Körper auch Wärme durch Strahlung an ihre (kühlere) Umgebung ab, die durch den Wärmestrahlungswiderstand

$$R_S = \frac{1}{\alpha_S A_S} \quad \text{mit} \quad \alpha_S = \text{Wärmeübergangszahl für Strahlung}$$

$A_S = \text{für Strahlung wirksame Übergangsfläche}$
(in der Regel nur die Hüllfläche)

erfasst wird. Bei üblichen konstruktiven Ausführungen und Temperaturverhältnissen kann als Wärmeübergangszahl für Strahlung pauschal mit dem Wert

$$\alpha_S \approx 6 \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}}$$

gerechnet werden.

Dabei kann insbesondere bei forciert oder mit Flüssigkeit gekühlten Maschinen der Strahlungsanteil meistens gegenüber der Konvektion vernachlässigt werden.

Wärmekapazitäten:

Jeder Körper besitzt aufgrund seiner spezifischen Wärmekapazität c und Masse m eine Wärmekapazität

$$C = m \cdot c .$$

Richtwerte für c sind ebenfalls in der Tabelle 8.2 mit angegeben.

Wärmeströme:

Man versteht darunter die Verlustleistungen = Wärmeleistungen = Wärmeströme, die über definierte Pfade (Bereiche, Querschnitte) abfließen.

Sie entsprechen dem Strom in elektrischen Netzwerken.

Temperaturgefälle:

Wärme fließt nur von Stellen höherer zu Stellen niederer Temperatur. Entscheidend für den Wärmestrom ist die Temperaturdifferenz, d. h. das Temperaturgefälle über der betrachteten Strecke, und der Wärmewiderstand des betreffenden Abschnittes. Dabei entsprechen die Temperaturen den Potentialen in elektrischen Netzwerken und die Temperaturdifferenzen den Spannungen.

Eine der Spannung in elektrischen Netzwerken vergleichbare Größe ist für thermische Betrachtungen nicht definiert.

Mit dem Wärmeschaltbild steht ein leistungsfähiges Instrument zur quantitativen Beschreibung der Erwärmung in elektrischen Maschinen zur Verfügung.

Werkstoff	Dichte [kg/m ³]	Wärme- leitfähigkeit [W/mK]	spez. Wärme [Ws/kgK]	kin. Viskosität *10 ⁻⁶ [m ² /s]	elektr. Leitfähigkeit [m/Ωmm ²]
Kupfer	8900	385	385		56
Aluminium	2700	204	940		35
Rotor-Alum.	2670	200	850		33
AlSi-Leg.	2650	159	880		18
Ms 60	8400	110	400		15
Eisen (rein)	7870	81	470		7,7
Stahl	7850	50	490		6,3
Stahl unmagn.	7900	14	510		1,4
Gusseisen	7250	58	500		1
Elektrobleche					
M 250-50 A	7600	20	460		
M 330-50 A	7650	25	460		
M 400-50 A	7700	29	460		
M 530-50 A	7700	34	460		
M 800-50 A	7800	46	460		
Isolierstoffe allg. ca.	1000	0,2	1000		
typ. Kühlmittel				bei 40°C	
Luft	1,1	0,027	1020	17,5	
Wasser	990	0,63	4180	0,66	
Trafo Öl	880	0,132	2000	11,5	

Tabelle 8.2 Typische Eigenschaften wichtiger Werkstoffe

8.4 Wärmeschaltbilder für elektrische Maschinen

8.4.1 Vollständiges Wärmeschaltbild des Kleintransformators

Betrachtet man beispielhaft die thermischen Verhältnisse am nachfolgend schematisch dargestellten Einphasentransformator, so ergibt sich folgende Situation.

Die in der Wicklung der Masse m_{Cu} und der Wärmekapazität C_{Cu} entstehenden Kupferverluste P_{vCu} gelangen per Wärmeleitung über den inneren Wärmewiderstand R_{Cui} an die Spulenoberfläche und werden von dort zum Teil über R_{CuU} direkt an die umgebende Luft abgegeben, während der Rest per Wärmeleitung durch den Spulenkörper mit R_{CuFe} auf den Eisenkern übertragen wird. Letzterer hat die Wärmekapazität C_{Fe} und trägt selbst mit den Eisenverlusten P_{vFe} zu den Gesamtverlusten des Transformators $P_{vges} = P_v$ bei.

Die auf den Eisenkern übertragenen Kupferverluste und die Eisenverluste werden gemeinsam über den inneren Wärmewiderstand des Eisens R_{Fei} an die Kernoberfläche geleitet und von dort durch Konvektion und Strahlung gemeinsam über R_{FeU} ebenfalls an die Umgebung abgegeben.

Diese Zusammenhänge lassen sich direkt durch das in Bild 8.2 dargestellte vollständige Wärmeschaltbild beschreiben.

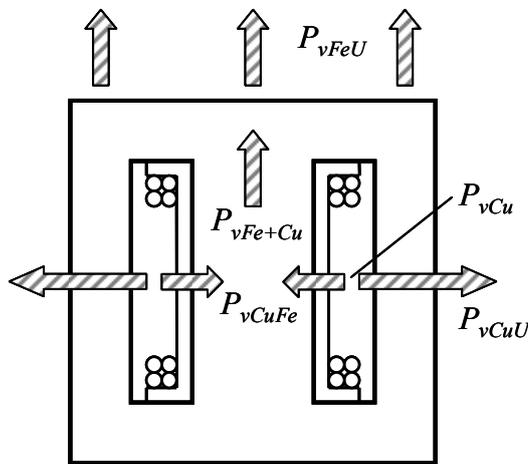
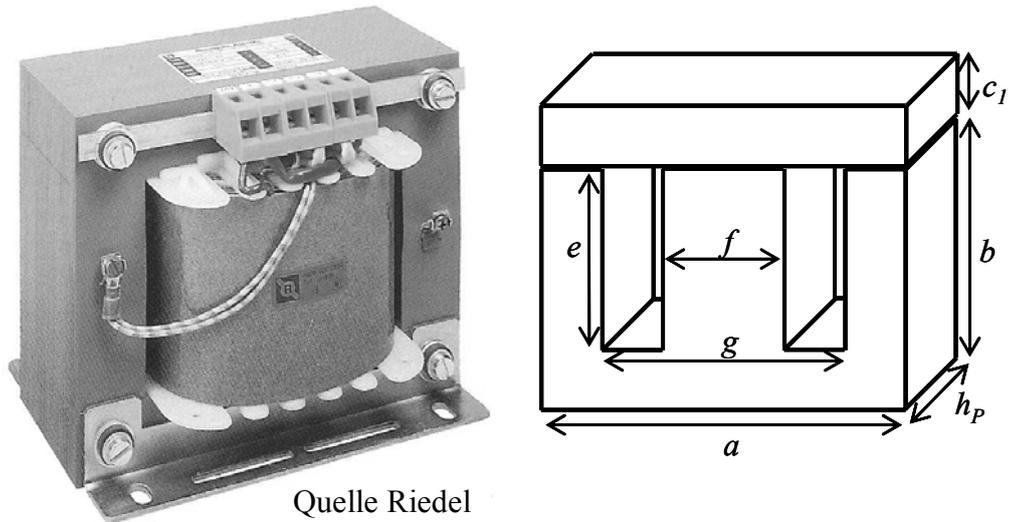


Bild 8.1 Bezeichnungen und thermische Verhältnisse beim Kleintransformator [6]

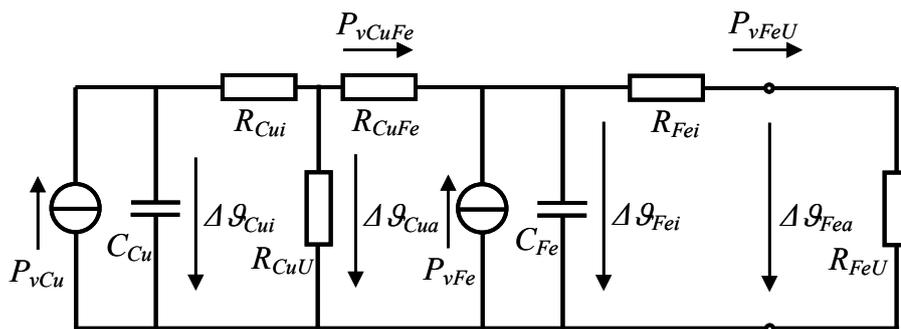


Bild 8.2 Vollständiges Wärmeschaltbild des Kleintransformators

Damit können auch bei transienten Lastsituationen die Übertemperaturen bzw. die Temperaturen der wichtigsten Transformator Teile mit guter Genauigkeit quantitativ beschrieben werden.

8.4.2 Vollständiges Wärmeschaltbild der Asynchronmaschine

Analog zum Vorgehen beim Transformator kann auch für die Asynchronmaschine ein weitgehend vollständiges Wärmeschaltbild entworfen werden, das aber wegen der komplexeren Geometrie und den daraus resultierenden vielfältigen thermischen Kopplungen die in Bild 8.3 angegebene aufwendigere Form aufweist.

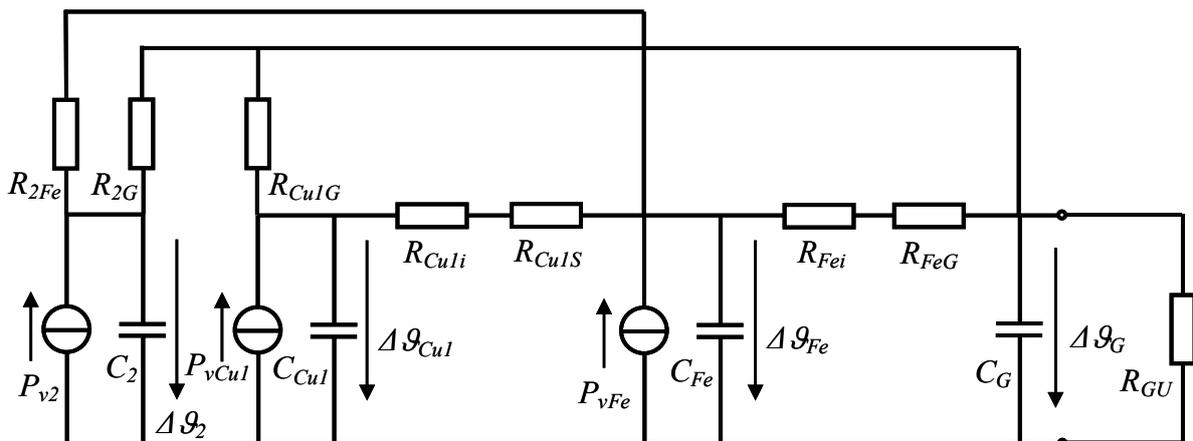


Bild 8.3 Asynchronmaschine mit weitgehend vollständigem Wärmeschaltbild

Die Auswertung dieses Wärmeschaltbildes führt bereits auf ein gekoppeltes Differentialgleichungssystem für die dort angegebenen 4 unbekanntenen Temperaturdifferenzen.

Fazit: Nachteilig ist, dass sich schon für diese beiden typischen Anwendungsbeispiele relativ komplizierte Netzwerke ergeben, deren Analyse dementsprechend aufwendig wird.

Man ist daher bestrebt, diesen Aufwand, je nach Zielsetzung, praxisgerecht zu reduzieren.

8.4.3 Vereinfachtes Wärmeschaltbild des Transformators für den stationären Betrieb

Oftmals interessiert man sich nicht für den Erwärmungsvorgang selbst, sondern nur für die stationäre Temperaturverteilung, die sich nach hinreichend langer Betriebszeit unter konstanten Bedingungen einstellt. Dies ist z. B. bei Dauerbetrieb S1 zur Kontrolle der maximalen Erwärmung im Hinblick auf die Einhaltung einer vorgegebenen Temperatur bzw. Temperaturklasse der Fall.

Dabei spielen für $t \rightarrow \infty$ die Wärmekapazitäten keine Rolle mehr, wodurch sich die vollständige thermische Ersatzschaltung des Transformators aus Bild 8.2 beispielsweise auf das in Bild 8.4 angegebene einfache Widerstandsnetzwerk reduziert, welches mit den bekannten Methoden zur Analyse von Gleichstromnetzwerken vergleichsweise einfach ausgewertet werden kann.

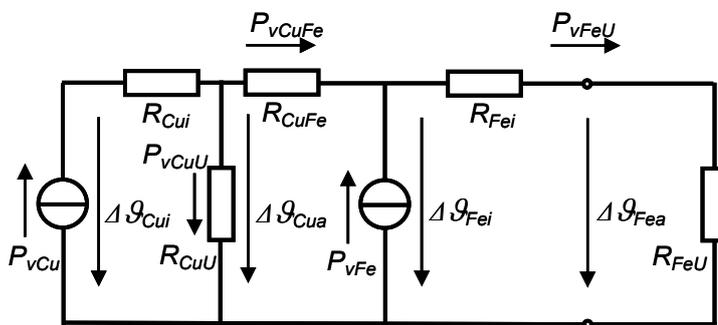


Bild 8.4 Vereinfachte thermische Ersatzschaltung des Kleintransformators für den stationären Betrieb

Mit den in Bild 8.1 festgelegten Bezeichnungen lassen sich dabei die Elemente der Ersatzschaltung näherungsweise wie folgt aus gemessenen bzw. bekannten Größen des konkreten Transformators bestimmen:

P_{vCu} und P_{vFe} aus Messungen oder Berechnungen bekannt

$\lambda_{Cui} \approx 0,75 \frac{W}{mK}$ z. B. als Richtwert für getränkte Wicklungen

$$l_{Cui} \approx \frac{g - f}{8}$$

$$A_{Cui} = 4 \cdot (f + h_p) \cdot e$$

$$R_{Cui} = \frac{l_{eff}}{\lambda_{eff} A_{Cui}}$$

$$\alpha_K = 8 \frac{W}{m^2 K} \sqrt[4]{\frac{0,5m}{b + c_1}}$$

$$\alpha_S = 6 \frac{W}{m^2 K}$$

$$A_{CuU} = 2 \cdot g \cdot e$$

$$R_{CuU} = \frac{1}{(\alpha_K + \alpha_S) A_{CuU}}$$

$$\alpha_{CuFe} = \frac{\lambda_{Iso}}{d_{Sp} + \delta} \quad \begin{array}{l} d_{Sp} = \text{Dicke des Spulenkörpers} \\ \delta = \text{Abstand zwischen Kern und Spulenkörper (Trafo getränkt)} \end{array}$$

$$A_{CuFe} \approx A_{Cui} = 4 \cdot (f + h_p) \cdot e$$

$$R_{CuFe} = \frac{1}{\alpha_{CuFe} A_{CuFe}}$$

$$\lambda_{Fei} \approx 34 \frac{\text{W}}{\text{mK}} \quad \text{z. B. für Elektroblech M 530 - 50A laut Tabelle 8.2}$$

$$l_{Fei} \approx \frac{e}{4}$$

$$A_{Fei} = f \cdot h_p$$

$$R_{Fei} = \frac{l_{Fei}}{2 \cdot \lambda_{Fei} A_{Fei}}$$

$$A_{FeU} = 2[a \cdot (b + c_1) - g \cdot e] + [a + 2 \cdot (b + c_1)] \cdot h_p$$

$$R_{FeU} = \frac{1}{(\alpha_K + \alpha_S) A_{FeU}}$$

8.4.4 Vereinfachtes Wärmeschaltbild der Asynchronmaschine für transiente Vorgänge

Bei Erwärmungsvorgängen und/oder bei zeitlich veränderlichen Betriebsbedingungen müssen dagegen die Wärmekapazitäten berücksichtigt werden, da diese den Temperaturverlauf wesentlich beeinflussen. Trotzdem kann man auch hier oftmals den oben angesprochenen hohen Aufwand aus folgenden Gründen reduzieren:

- Die inneren Wärmewiderstände in den Wicklungen und im Eisenkern können oft in guter Näherung vernachlässigt werden, da einerseits die innere Wärmeleitung durch Tränkung der Wicklung deutlich verbessert wird und andererseits der Eisenquerschnitt i. d. R. groß ist und Eisen als Metall eine gute Wärmeleitfähigkeit aufweist.
- Spulenkörper bzw. Nutisolationen sind zwar aus Isolationsmaterial mit einer üblich schlechten Wärmeleitfähigkeit, werden aber konstruktiv möglichst dünn gehalten. Da außerdem die wirksamen Wärmeübergangsflächen oft vergleichsweise groß sind und der Wärmeübergang wieder durch Tränkung zusätzlich verbessert wird, können auch diese Wärmewiderstände im Vergleich zu den äußeren Wärmeübergangswiderständen oft näherungsweise vernachlässigt werden.

Dadurch sind in der vollständigen Ersatzschaltung nach Bild 8.3 dann alle Wärmequellen und Wärmekapazitäten parallel geschaltet und können so zu der in Bild 8.5 dargestellten vereinfachten thermischen Ersatzschaltung für transiente Vorgänge zusammengefasst werden.

Mit den dafür berechneten Werten des Wärmeschaltbildes

$$P_v = P_{vges} = \frac{P}{\eta} - P = \frac{1-\eta}{\eta} \cdot P = P_{vFe} + P_{vCu} + P_{vR} + \dots\dots\dots,$$

$$C = m_{Fe} c_{Fe} + m_{Cu} c_{Cu} + m_{Al} c_{Al} + \dots\dots$$

$$\alpha_K = \left(\frac{8}{6} \right) \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{K}} \cdot \left(\frac{v}{\text{m/s}} \right)^{0,78} \quad \text{bei} \quad \left(\begin{array}{l} \text{natürlicher Konvektion} \\ \text{erzwungener Luftbewegung mit } v \end{array} \right)$$

$$\alpha_S = 6 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{K}}$$

$$\left(\begin{array}{l} A_K \\ A_S \end{array} \right) = \text{wirksame Kühlfläche für} \quad \left(\begin{array}{l} \text{Konvektion} \\ \text{Strahlung} \end{array} \right)$$

$$R = R_K // R_S = \frac{1}{\alpha_K A_K + \alpha_S A_S}$$

erscheinen jetzt alle wärmewirksamen Verluste, alle wirksamen Wärmekapazitäten und der resultierende Wärmeübergangswiderstand als konzentrierte Einzellemente in einem gut überschaubaren Netzwerk. Man spricht daher auch von einem sog. 1-Körper-Modell, das trotz der genannten Vereinfachungen in der Praxis oft ausreichend genaue Temperaturverläufe liefert.

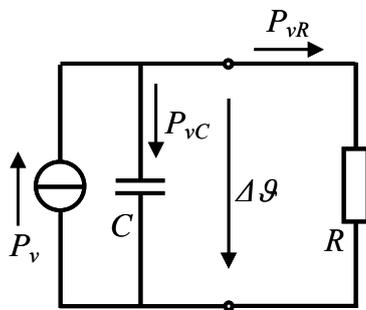


Bild 8.5 Thermisches Einkörpermodell für transiente Vorgänge

In dieser Form werden daher meistens die Auswirkungen der unterschiedlichen Betriebsarten sowohl bei Transformatoren als auch bei rotierenden Maschinen zur Abschätzung der zulässigen Belastung, der Einschaltdauer, etc. untersucht.

Wird nach diesem Modell z. B. die anfänglich kalte Asynchronmaschine zur Zeit $t = 0$ eingeschaltet und so belastet, dass dauernd die Verluste P_v (z. B. bei Bemessungsbetrieb mit $P_v = P_{vN}$) anfallen, so gilt für den oberen Knotenpunkt des Wärmeschaltbildes Bild 8.5

$$P_v = P_{vC} + P_{vR} = C \frac{d\Delta\theta}{dt} + \frac{1}{R} \Delta\theta.$$

Dies ist eine inhomogene, gewöhnliche Differentialgleichung 1. Ordnung mit konstanten Koeffizienten für die Temperaturdifferenz, die zu folgendem Lösungsansatz führt

$$\Delta\theta = K \cdot e^{-\frac{t}{R \cdot C}} + R \cdot P_v.$$

Die darin auftretende Konstante K ergibt sich aus der Anfangsbedingung bei $t = 0$

$$\Delta\theta(0) = K + R \cdot P_v = 0 \quad \text{zu} \quad K = -R \cdot P_v,$$

so dass mit den wichtigen Abkürzungen

$$\Delta\theta_\infty = R \cdot P_v \quad = \text{stationäre Endtemperatur}$$

$$\tau = R \cdot C \quad = \text{thermische Zeitkonstante}$$

für den u. a. in Bild 8.8 dargestellten Temperaturverlauf folgt

$$\Delta\vartheta = \Delta\vartheta_{\infty} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right).$$

8.4.5 Einkörpermodell für die Abkühlung

Wird der erwärmte Transformator oder die erwärmte Asynchronmaschine abgeschaltet, so kühlen sie als Folge der fehlenden Verluste ab.

Für eine praxiserichte Betrachtung kann man dabei ebenfalls auf die Ersatzschaltung nach Bild 8.5 zurückgreifen, wobei diese hier mit $P_v = 0$ in die noch einfachere Form laut Bild 8.6 übergeht.

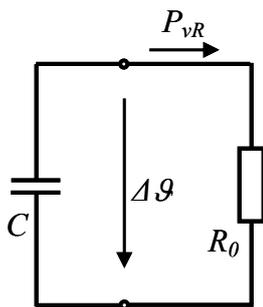


Bild 8.6 Einkörpermodell für die Abkühlphase

Dabei ist zu beachten, dass bei abgeschaltetem Motor in der wichtigen Kühlungsart IC 411 z. B. auch der Lüfter außer Betrieb ist und so nur noch α_{K0} für natürliche Kühlung berücksichtigt werden darf.

Mit den dann neuen Werten für R_0 und τ_0 lässt sich der Temperaturverlauf in der Abkühlphase entsprechend der Kondensatorentladung wieder sofort angeben

$$R_0 = \frac{1}{\alpha_{K0}A_K + \alpha_S A_S} \quad \text{und} \quad \tau_0 = R_0 \cdot C$$

$$\Delta\vartheta = \Delta\vartheta_0 e^{-\frac{t}{\tau_0}},$$

wobei $\Delta\vartheta_0$ hier allg. die Übertemperatur der Maschine zu Beginn der Abkühlphase angibt.

Damit lässt sich dann auch beispielsweise die Mindestpausendauer Δt_R einer Maschine in der Betriebsart S2 angeben, die laut Norm dann als abgekühlt gilt, wenn ihre Temperatur nur noch um maximal 2 K von der Umgebungstemperatur abweicht

$$\Delta t_R \geq \tau_0 \cdot \ln \frac{\Delta\vartheta(0)}{2\text{K}}.$$

Demgegenüber wird in der Praxis für die Mindestpausenzzeit oft auch der einfachere Näherungswert

$$\Delta t_R \geq 3 \cdot \tau_{th0}$$

angegeben.

8.5 Beispiele für Erwärmungsvorgänge in elektrischen Maschinen

8.5.1 Endübertemperaturen des Kleintransformators EI 84b

Mit den Abmessungen entsprechend Bild 8.1

$$\begin{array}{llll} a = 84 \text{ mm} & c_l = 14 \text{ mm} & f = 28 \text{ mm} & h_p = 42 \text{ mm} & d_{sp} = 1,5 \text{ mm} \\ b = 56 \text{ mm} & e = 42 \text{ mm} & g = 56 \text{ mm} & & \delta = 0,5 \text{ mm} \end{array}$$

und den Verlustleistungen des Kleintransformators

$$P_{vCu} = 12,4 \text{ W} \quad P_{vFe} = 7,2 \text{ W}$$

folgt mit einem Kern aus der Elektroblechsorte M 530-50A für die Widerstände des vereinfachten Wärmeschaltbildes

$$\begin{array}{lll} R_{Cui} = 0,3968 \text{ K/W} & R_{CuU} = 11,143 \text{ K/W} & R_{CuFe} = 1,7007 \text{ K/W} \\ R_{Fei} = 0,1313 \text{ K/W} & R_{FeU} = 3,1836 \text{ K/W} & \end{array}$$

Mit den in Bild 8.7 angegebenen Sonderfällen findet man mit Hilfe des Überlagerungsprinzips aus den Teillösungen die interessierenden Werte der Endübertemperaturen des Kleintransformators bei Dauerbetrieb und natürlicher Luftkühlung.

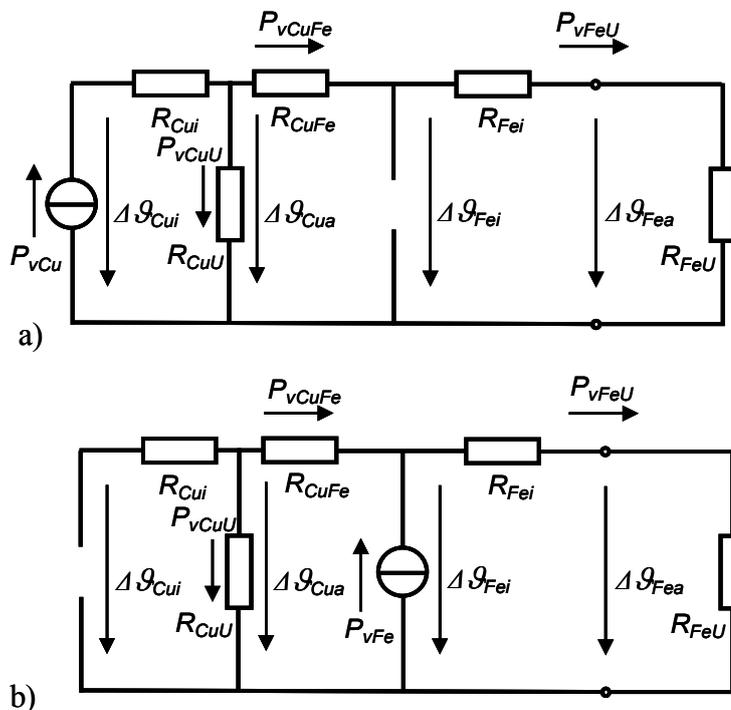


Bild 8.7 Teilaufgaben zur Auswertung des Wärmeschaltbildes für Kleintransformatoren

a) Sonderfall $P_{vFe} = 0 \text{ W}$

b) Sonderfall $P_{vCu} = 0 \text{ W}$

Diese Endtemperaturen sind in der nachfolgenden Tabelle 8.3 angegeben.

Fall:	$\Delta \theta_{Cui}$ [K]	$\Delta \theta_{Cua}$ [K]	$\Delta \theta_{Fei}$ [K]	$\Delta \theta_{Fea}$ [K]
$P_{vFe} = 0 \text{ W}$	47,81	42,89	28,35	27,22
$P_{vCu} = 0 \text{ W}$	16,46	16,46	18,97	18,22
resultierend:	64,27	59,35	47,32	45,44

Tabelle 8.3 Endtemperaturen beim Kleintransformator EI 84b

Demnach erwärmt sich die Wicklung des Kleintransformators bei den angegebenen Verlusten im Innern etwa um $\Delta \vartheta_{Cui} \approx 65 \text{ K}$, was für praktische Ausführungen in der Temperaturklasse E ein durchaus üblicher Wert ist (z. B. als Reserve für höhere Umgebungstemperaturen, Aufstellungshöhen $> 1000 \text{ m}$, etc.).

8.5.2 Temperaturverlauf beim Dauerbetrieb einer Asynchronmaschine

Soll für eine Norm-Asynchronmaschine der Baugröße BG 100/4 in der

- Kühlungsart IC411 und der

- Effizienzklasse IE 2 ähnlich Bild 8.2

mit den Angaben

$$\begin{array}{llllll} m_{\text{Fe}} \approx 14 \text{ kg} & c_{\text{Fe}} \approx 480 \text{ Ws/kgK} & A_K \approx 0,36 \text{ m}^2 & P_N = 2,2 \text{ kW} & P_{\text{vFeN}} = 90 \text{ W} \\ m_{\text{Cu}} \approx 3 \text{ kg} & c_{\text{Cu}} \approx 385 \text{ Ws/kgK} & A_S \approx 0,12 \text{ m}^2 & \eta = 0,843 & P_{\text{vInN}} = 60 \text{ W} \\ m_{\text{Al}} \approx 4 \text{ kg} & c_{\text{Al}} \approx 870 \text{ Ws/kgK} & v \approx 4 \text{ m/s} & m_K = 2,8 & P_{\text{vCuN}} = 260 \text{ W} \end{array}$$

der Temperaturverlauf bei Dauer-Betrieb S1 mit Bemessungsbelastung P_N bestimmt werden, so gilt unter Verwendung der Zusammenhänge für das thermische Einkörpermodell

$$P_v = P_{\text{vges}} = P_{\text{vN}} = 410 \text{ W}$$

$$C_{th} = 11355 \frac{\text{Ws}}{\text{K}}$$

$$\alpha_K = 6 \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}} \cdot 4^{0,78} = 17,7 \frac{\text{W}}{\text{m}^2\text{K}}$$

$$R_{th} = R_{thK} // R_{thS} = 0,141 \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

Damit sind alle Elemente der vereinfachten thermischen Ersatzschaltung bekannt und mit den bereits definierten Abkürzungen

$$\Delta \vartheta_{\infty} = R \cdot P_v \approx 57,8 \text{ K}$$

$$\tau = R \cdot C \approx 1601 \text{ s}$$

folgt dann für den u. a. in Bild 8.8 dargestellten Temperaturverlauf

$$\Delta \vartheta(t) = \Delta \vartheta_{\infty} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) = 57,8 \text{ K} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{1601 \text{ s}}} \right).$$

8.5.3 Kurzzeitbetrieb einer Asynchronmaschine

Bei dem nun betrachteten Kurzzeitbetrieb S2 der unter 8.5.2 definierten Asynchronmaschine wird die anfänglich kalte Maschine während einer vorgegebenen kurzen Zeit Δt_p mit der höheren Leistung P_N^* , d. h. auch höheren Verlusten P_v^* , betrieben, so dass sie im Abschaltzeitpunkt

- die zulässige Übertemperatur $\Delta \vartheta_{zul}$ noch nicht überschritten und

- dabei den Beharrungszustand noch nicht erreicht hat.

Zu beachten ist, dass bei kurzzeitigen Überlastsituationen hinsichtlich der vorrangig interessierenden Wicklungstemperatur anfänglich noch nicht die volle Wärmekapazität des Motors wirksam ist. Näherungsweise kann bei den heutzutage üblich getränkten Statoren die Wärmekapazität von Wicklung und Stator-eisen als wirksam betrachtet werden, was hier näherungsweise durch eine bei S2-

Betrieb thermische wirksame Wärmekapazität bzw. Zeitkonstante

$$C_{S2} \approx \frac{1}{3} C = 3785 \frac{\text{Ws}}{\text{K}}$$

$$\tau_{S2} \approx \frac{1}{3} \tau = 534 \text{s}$$

berücksichtigt werden kann.

Hinweis:

Demgegenüber sollte bei sehr schnellen, subtransienten Erwärmungsvorgängen und allg. bei Leistungstransformatoren mit ihrer thermisch nur schwach an den Kern gekoppelten Wicklung allein die Wärmekapazität der Wicklung berücksichtigt werden.

In Fortsetzung des Zahlenbeispiels unter Abschnitt 8.5.2 werden dazu die Vorgabewerte

$$\Delta t_p = 10 \text{ min} \quad \Delta \vartheta_{zul} = 70 \text{ K}$$

gewählt.

Analog zum Dauerbetrieb darf jetzt die Motortemperatur bei höheren Verlusten und somit einer höheren theoretischen Endübertemperatur in der vorgegebenen Zeit auf die zulässige Übertemperatur

$$\Delta \vartheta_{zul} = \Delta \vartheta_{\infty}^* \left(1 - e^{-\frac{\Delta t_p}{\tau}} \right) \quad \text{mit} \quad \Delta \vartheta_{\infty}^* = R \cdot P_v^*$$

ansteigen, so dass für die maximalen Gesamtverluste während der Belastungsdauer gilt

$$P_v^* = \frac{\Delta \vartheta_{zul}}{\left(1 - e^{-\frac{\Delta t_p}{\tau}} \right) \cdot R_{th}} = 736 \text{ W.}$$

Diese setzen sich bei zunächst nicht geänderten Wickeldaten und vorausgesetzt gleicher Betriebsspannung und -frequenz aus den stromunabhängigen, den mechanischen und den stromabhängigen Verlusten gemäß

$$P_v^* \approx P_{vFeN} + P_{vnN} + P_{vCuN} \left(\frac{I_N^*}{I_N} \right)^2$$

zusammen, so dass thermisch eine Strom- und dazu eine etwa proportionale Moment- und Leistungssteigerung um den Faktor

$$\frac{P_N^*}{P_N} \approx \frac{M_N^*}{M_N} \approx \frac{I_N^*}{I_N} = \sqrt{\frac{P_v^* - P_{vFeN} - P_{vnN}}{P_{vCuN}}} \approx 1,5$$

möglich ist. Allerdings verringert sich dadurch das relative Kippmoment der Maschine von ihrem ursprünglichen Wert m_K auf

$$m_K^* = \frac{M_K}{M_N^*} = \frac{M_K}{M_N} \cdot \frac{M_N}{M_N^*} = m_K \cdot \frac{P_N}{P_N^*} \approx 1,87 \leq m_K$$

und es muss geprüft werden, ob dieser Betrieb aus Gründen der Überlastbarkeit noch zulässig ist. Dabei wird für Normmotoren üblich eine Mindestüber-

lastbarkeit von $m_K \geq 1,6$ verlangt.

Ist die zu erwartende Überlastbarkeit zu klein, muss schließlich die thermisch zulässige Kurzzeitleistung soweit reduziert werden, bis der geforderte Mindestwert erreicht wird. Der Motor bleibt dann bei der ursprünglich vorgegebenen Einschaltdauer Δt_p entsprechend kälter und erreicht seine eigentlich zulässige Temperatur nicht mehr, oder er kann entsprechend länger belastet werden. Der Temperaturanstieg bei S2-Betrieb ist ebenfalls in Bild 8.8 dargestellt.

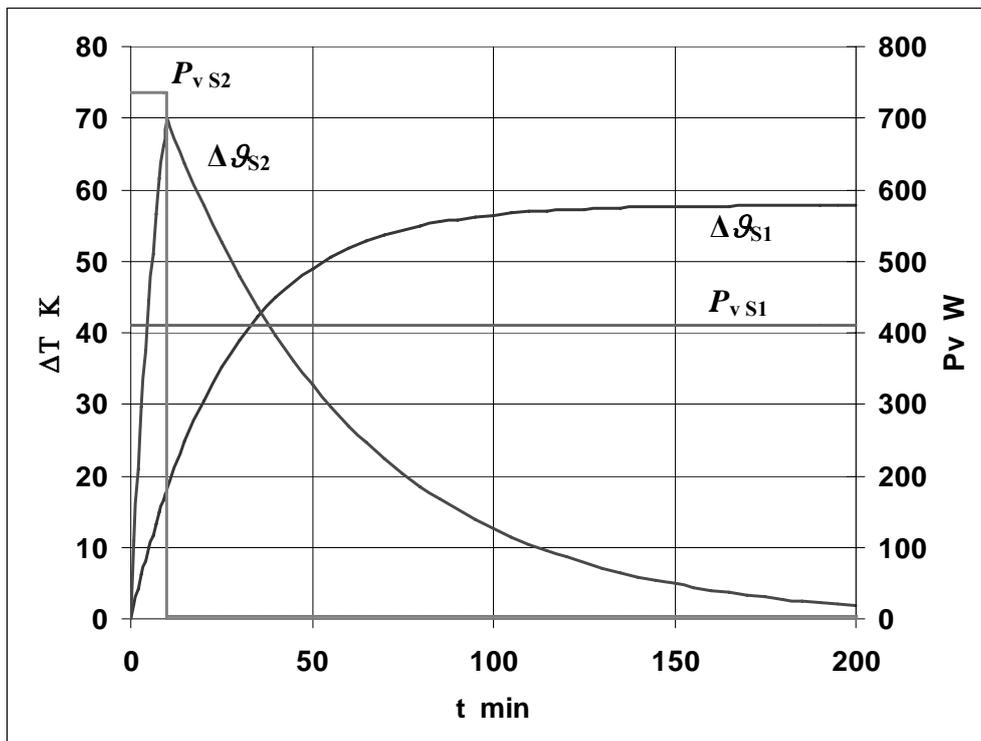


Bild 8.8 Verlauf der Motortemperatur bei Dauer- und Kurzzeitbetrieb

8.5.4 Abkühlung der Asynchronmaschine

Bei hier wieder voll wirksamer Wärmekapazität C , aber mit geänderten Kühlbedingungen für die jetzt still stehende, eigenbelüftete Asynchronmaschine

$$\alpha_{K0} = 8 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{K}}, \text{ (ohne Höhenkorrektur, da keine glatte Gehäuseoberfläche)}$$

$$R_0 = \frac{1}{\alpha_{K0} A_K + \alpha_S A_S} = 0,278 \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

$$\tau_0 = R_0 \cdot C = 3154 \text{s}$$

folgt mit der Anfangsübertemperatur $\Delta \vartheta_0 = \Delta \vartheta_{zul} = 70 \text{K}$ für den ebenfalls in Bild 10 dargestellten Temperaturverlauf in der Abkühlphase

$$\Delta \vartheta = \Delta \vartheta_0 e^{-\frac{t}{\tau_0}} = 70 \text{K} \cdot e^{-\frac{t}{3154 \text{s}}}$$

Dabei beträgt die Mindestpausenzeit bei S2-Betrieb in diesem Fall

$$\Delta t_R \geq \tau_0 \cdot \ln \frac{\Delta \vartheta_0}{2 \text{K}} = 11214 \text{s} \approx 187 \text{min} \approx 3 \text{h}.$$

8.5.5 Kurzzeitbetrieb der Asynchronmaschine mit Sonderwicklung für erhöhte Sättigung

Wird ein Asynchronmotor mit gegebenem Kippmoment M_K im Kurzzeitbetrieb höher belastet, so verringert sich zwangsläufig seine Überlastbarkeit, die je nach Anwendung bzw. laut Norm einen Mindestwert nicht unterschreiten darf.

Insbesondere bei kurzer Einschaltdauer legt dann oftmals diese Grenze und nicht die Übertemperatur die maximal mögliche Kurzzeitleistung P_N^* fest.

Daher wird bei diesen Motoren nach Möglichkeit die Betriebsinduktion im Rahmen der zulässigen Sättigungsgrenze erhöht, wodurch sich das Kippmoment quadratisch vergrößert. Praktisch wird dies durch eine höhere Betriebsspannung bzw. eine reduzierte Windungszahl realisiert

$$f_S = \frac{U_{1N}^{**}}{U_{1N}} \Bigg|_{N_1 = \text{const.}} = \frac{N_1}{N_1^{**}} \Bigg|_{U_1 = \text{const.}} = \sqrt{\frac{M_K^{**}}{M_K}}.$$

Dann ergibt sich mit dem im Beispiel gewählten Sättigungsfaktor $f_S = 1,15$ und den bereits unter 8.5.3 festgelegten Werten für die Temperaturgrenze $\Delta\vartheta_{zul}$ und Einschaltdauer Δt_P , aber nicht geänderter Frequenz bzw. Drehzahl, bei der unveränderten maximal zulässigen Verlustleistung

$$P_v^{**} = P_v^* = \frac{\Delta\vartheta_{zul}}{R \cdot \left(1 - e^{-\frac{\Delta t_P}{\tau}}\right)} = f_S^2 P_{vFeN} + P_{vnN} + \frac{1}{f_S^2} P_{vCuN} \left(\frac{I_N^{**}}{I_N}\right)^2 = 736 \text{ W}$$

eine thermisch zulässige Leistungssteigerung um den Faktor

$$\frac{P_N^{**}}{P_N} \approx \frac{M_N^{**}}{M_N} \approx \frac{I_N^{**}}{I_N} = f_S \cdot \sqrt{\frac{P_v^{**} - f_S^2 P_{vFeN} - P_{vnN}}{P_{vCuN}}} \approx 1,68$$

bei einer neuen Überlastbarkeit

$$m_K^{**} = \frac{M_K^{**}}{M_N^{**}} = \frac{M_K^{**}}{M_K} \cdot \frac{M_K}{M_N} \cdot \frac{M_N}{M_N^{**}} = f_S^2 \cdot m_K \cdot \frac{P_N}{P_N^{**}} \approx 2,2 \geq m_K^*.$$

Dadurch kann der so modifizierte Motor i. d. R. sogar eine höhere Kurzzeitleistung bei einer ebenfalls höheren Überlastbarkeit abgeben.

Ist Letztere dann immer noch zu klein, muss schließlich wieder die thermisch zulässige Kurzzeitleistung entsprechend reduziert werden.

9 Normung

9.1 Normmotoren und Baugröße (nur rotierende Maschinen)

In den Anfängen der elektrischen Maschinen stand deren Funktion im Vordergrund. Zwar gab es bald gewisse Leistungsreihen innerhalb der einzelnen Firmen, die aber nicht über die Firmengrenzen hinweg kompatibel waren.

Erst als nach dem 2. Weltkrieg mit dem einsetzenden Aufschwung der Bedarf an elektrischen Antrieben stark zunahm, erkannte man die Vorteile von standardisierten elektrischen Maschinen bezüglich

- Großserienfertigung
- Lagerhaltung
- Austauschbarkeit usw.

Dies führte um 1960 in Deutschland und anderen Ländern zur Festlegung von Normmotoren bzw. zur IEC-Motorenreihe.

Ausgehend von der Achshöhe AH, die dem Motor als Baugröße „BG xxx“ den Namen gibt, wurden dabei entsprechend Bild 9.1 gewisse Hauptabmessungen festgelegt. Für definierte Betriebsbedingungen konnte man den einzelnen Baugrößen zusätzlich konkrete Leistungen mit relativ engen Bereichen für Moment, Drehzahl, Wirkungsgrad usw. zuordnen. Diese Festlegungen sind in DIN EN 50 347 enthalten, wobei insbesondere die Anforderungen an den Mindestwirkungsgrad zunehmend erhöht wurden bzw. werden.

=> Siehe hierzu auch Abschnitt 9.7, Wirkungsgradklassen.

Über die zuvor genannten Standard-Baugrößen hinaus gibt es zwischenzeitlich auch sog. Transnormmotoren, die entsprechend den Normzahlen der R 20-Reihe

$$\sqrt[20]{10} \approx 1,12,$$

die Reihe in Richtung größerer Werte, z. B. als BG 355, 400, 450, ..., fortsetzen.

Diese Festlegungen sind in IEC 60072-2 angegeben.

Weiterhin sind in IEC 60072-3 die Vorgaben für kleine Einbaumotoren definiert.

Obwohl die Vorgaben für Normmotoren ursprünglich nur für Asynchronmaschinen festgelegt wurden, haben die Motorenhersteller diese zwischenzeitlich auch für die anderen Maschinenarten weitgehend übernommen.

Dabei wurde, insbesondere bei den immer wichtiger werdenden permanent erregten Synchronmaschinen, die Reihe auch zu kleineren Achshöhen hin näherungsweise in Form einer R10-Reihe z. B. als

$$\text{BG } 20, 28, 36 \text{ und } 48$$

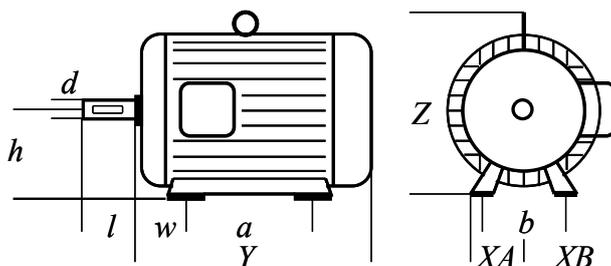
erweitert.

	Wellenende d*l [mm]	Leistung in kW		
Achshöhe AH	Polzahl			
	2 und 4	2	4	6
56	9×20	0,09 / 0,12	0,06 / 0,09	-
63	11×23	0,18 / 0,25	0,12 / 0,18	-
71	14×30	0,37 / 0,55	0,25 / 0,37	-
80	19×40	0,75 / 1,1	0,55 / 0,75	0,37 / 0,55
90S	24×50	1,5	1,1	0,75
90L		2,2	1,5	1,1
100L	28×60	3	2,2 / 3	1,5
112M	28×60	4	4	2,2
132S	38×80	5,5 / 7,5	5,5	3
132M		-	7,5	4 / 5,5
160M	42×110	11 / 15	11	7,5
160L		18,5	15	11
180M	48×110	22	18,5	-
180L		-	22	15
200L	55×110	30 / 37	30	18,5 / 22

a) Wellenendabmessungen und Leistungen

AH mm	a mm	b mm	w mm	Schraube M	XA mm	XB mm	Y mm	Z mm
56	71	90	36	5	62	104	174	166
63	80	100	40	6	73	110	210	181
71	90	112	45	6	78	130	224	196
80	100	125	50	8	96	154	256	214
90S	100	140	56	8	104	176	286	244
90L	125						298	
100L	140	160	63	10	122	194	342	266
112M	140	190	70	10	134	218	372	300
132S	140	216	89	10	158	232	406	356
132M	178						440	
160M	210	254	108	12	186	274	545	480
160L	254						562	
180M	241	279	121	12	208	312	602	554
180L	279						632	
200L	305	318	133	16	240	382	680	600

b) genormte Abmessungen nach DIN EN 50347 für die Bauform IM B3



c) Bedeutung der Bezeichnungen

Bild 9.1 Normabmessungen nach DIN EN 50347 und Leistungszuordnung (Auszug)

9.2 Bauformen (nur rotierende Maschinen)

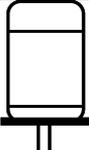
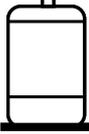
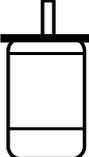
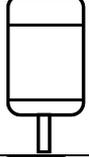
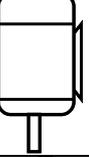
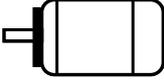
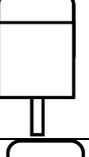
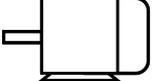
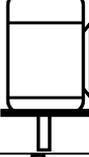
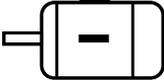
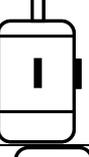
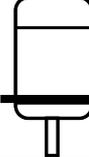
Maschinen mit Schildlagern horizontale Welle		Maschinen mit Schildlagern vertikale Welle	
	IM B3 IM 1001 klass. Fußmotor		IMV1 IM3231 Flansch und Wellenende unten
	IM B5 IM 3001 Flanschmotor mit großem Flansch		IMV2 IM3011 Flansch unten Wellenende oben
	IM B6 IM 5051 Fußmotor Wandbefestigung links		IMV3 IM3031 Flansch und Wellenende oben
	IM B7 IM 1061 Fußmotor Wandbefestigung rechts		IM2V4 IM3011 Flansch oben Wellenende unten
	IM B8 IM 1071 Fußmotor Deckenbefestigung		IMV5 IM1011 Fußmotor Wandbefest. Wellenende unten
	IM B9 IM 9101 Flanschmotor ohne Lagerschild		IMV6 IM1031 Fußmotor Wandbefest. Wellenende oben
	IM B14 IM 3601 Flanschmotor mit kleinem Flansch		IM2V8 IM9111 ohne Flansch Wellenende unten
	IM B15 IM 1201 Fußmotor ohne Lagerschild		IMV15 IM7201 Fußmotor mit Flansch Wellenende unten
	IM B30 IM 9201 Rohrmotor ohne Füße ohne Flansch		IM V31 IM 9231 Rohrmotor ohne Füße ohne Flansch
	IM B35 IM 2001 Fußmotor mit großem Flansch		IM V10 IM 4011 Flansch in Gehäusenähe Wellenende unten

Bild 9.2 Genormte Bauformen nach DIN EN 60034-7 (Auszug)
IM = International Mounting

Je nach Einsatz und Anwendung werden Maschinen unterschiedlich gebaut, was zur Unterteilung nach Bauformen entsprechend Bild 9.2 geführt hat.

Diese zunächst in Deutschland eingeführte Unterscheidung wurde später praktisch als IEC-Code I übernommen. Daneben existiert noch der sog. Code II als rein numerisch verschlüsseltes Kennzeichnungssystem. Diesbezüglich gilt DIN EN 60034-7.

9.3 Schutzarten (allg.)

In ihrer Ausführung müssen elektrische Maschinen, wie alle Geräte, den vorherrschenden Umgebungsbedingungen angepasst sein. Anderenfalls müsste stets von den ungünstigsten Bedingungen ausgegangen werden, was zwangsläufig zu unwirtschaftlichen Lösungen führen würde.

Dies hat zur Festlegung von Schutzarten geführt, die im Wesentlichen den Schutz gegen Berühren und gegen Eindringen von Festkörpern und Wasser festlegen.

Diese 1934 in Deutschland eingeführte Klassifizierung wurde ebenfalls international übernommen und ist als DIN EN 60034-5 auch für Deutschland gültig. Ein Auszug ist mit Erläuterungen in Bild 9.3 wiedergegeben.

Kennbuchstabe 1. Kennziffer	Berühr- und Fremdkörperschutz falls 3. Stelle angegeben: nur Fremdkörperschutz	2. Kennziffer	Wasserschutz
IP0X	kein Berührschutz kein Fremdkörperschutz	IPX0	kein Wasserschutz
IP1X	Handrückschutz	IPX1	Schutz gegen Tropfwasser
IP2X	Fremdkörperschutz $\geq 50\text{mm } \varnothing$	IPX2	Schutz gegen schräg fallendes Wasser bis 15°
IP3X	Fingerschutz: Normfinger Fremdkörperschutz $\geq 12,5\text{mm } \varnothing$	IPX3	Schutz gegen Sprühwasser bis 60°
IP4X	Werkzeugschutz Sonde 2,5 mm Fremdkörperschutz $\geq 2,5\text{mm } \varnothing$	IPX4	Schutz gegen Spritzwasser
IP5X	Drahtschutz Sonde 1 mm \varnothing Fremdkörperschutz $\geq 1\text{mm } \varnothing$	IPX5	Schutz gegen Strahlwasser
IP6X	Drahtschutz Sonde 1mm \varnothing Staubschutz	IPX6	Schutz gegen starkes Strahlwasser
	Drahtschutz Sonde 1mm \varnothing Staubdicht	IPX7	Schutz gegen zeitweiliges Untertauchen
		IPX8	Schutz gegen dauerndes Untertauchen
Dabei werden nicht gebrauchte Kennziffern durch ein X ersetzt.			
Optional sind zusätzlich noch eine 3. und 4. Stellen möglich:			
3. Stelle	nur Berührschutz	4. Stelle	bes. Betriebssituationen
A	Handrückschutz	H	Hochspannung
B	Fingerschutz: Normfinger	M	bewegliche Teile in Betrieb
C	Werkzeugschutz: 2,5mm \varnothing	S	bewegliche Teile in Ruhe
D	Drahtschutz: 1mm \varnothing	W	besondere Wetterbedingungen

Bild 9.3 Genormte Schutzarten nach DIN EN 60034-5
IP = International Protektion

In der Praxis werden bevorzugt folgende Schutzarten ausgeführt:

- Transformatoren: IP00, bei Einbau in Schaltschränke
- Motoren: IP23, IP44, IP54, IP56.

Darüber hinaus sind für die einzelnen Schutzarten auch Sinnbilder festgelegt, die oft unverlierbar an den Geräten und Maschinen angebracht werden.

Auch gibt es besondere Normen und Kennzeichnungen für den Explosionsschutz, auf den hier aber nicht näher eingegangen wird.

9.4 Kühlungsarten (allg.)

Die unvermeidlichen Verluste bei der Energieumwandlung führen zu einer Erwärmung der elektrischen Maschinen. Diese ist insbesondere durch die Isolierstoffe begrenzt, so dass eine angemessene Kühlung erforderlich ist.

Aus historischen Gründen werden dabei teilweise die Kennzeichnungen und Symbole bei ruhenden und elektromechanischen Wandlern, wie folgt, noch unterschiedlich angegeben.

9.4.1 Ruhende Wandler, Transformatoren, Drosseln

Entsprechend den praktischen Gegebenheiten wird hier nur nach Kühlmittel und Kühlmittelbewegung unterschieden. Erfolgt die Wärmeabgabe über 2 separate Kühlkreise, wird für beide eine entsprechende Angabe in der Reihenfolge von innen nach außen gemacht.

Dabei gelten die Abkürzungen:

Kühlmittel:	Kurzzeichen:	Kühlmittelbewegung:	Kurzzeichen:
Luft	A	natürlich	N
Wasser	W	erzwungen, nicht gerichtet	F
Gas	G	erzwungen, gerichtet	D
Mineralöl (brennbar)	O		
syntetisches Öl	L		

Tabelle 9.1 Bezeichnungen bei Kühlungsarten für ruhende Wandler

Die Angabe erfolgt dann z. B. in der Form:

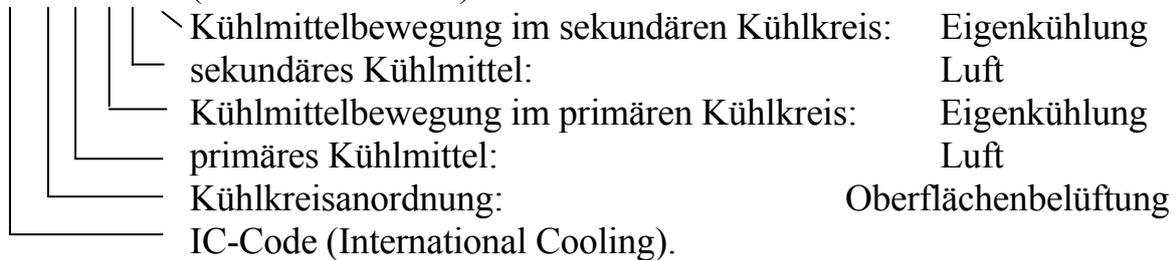
ONAF	für einen Verteilertransformator mit natürlicher Ölkühlung im inneren Kühlkreis und forcierter Luftkühlung außen, bzw.
AN	für einen Kleintransformator mit natürlicher Luftkühlung.

9.4.2 Rotierende Maschinen

Mit den Schutzarten wurden 1934 für rotierende Maschinen auch Kühlungsarten definiert, die z. Zt. als DIN EN 60 034-6 entsprechend Bild 9.4 gültig sind.

Für diese ist das ausführliche Bezeichnungssystem folgendermaßen aufgebaut:

IC 4 A 1 A 1 (Kurzform: IC411)



Dabei kann in der sog. Kurzform der Kühlungsart der Kennbuchstabe „A“ für das Kühlmittel Luft entfallen.

schem. Darstellung	Kühlungsart	Kurzform	Ausführung
	IC4A1A0	IC410	Oberflächenbelüftung prim. und sek. Kühlmittel Luft prim. Kühlmittelbewegung Eigenkühlung sek. freie Kühlung
	IC4A1A1	IC411	Oberflächenbelüftung prim. und sek. Kühlmittel Luft prim. Kühlmittelbewegung Eigenkühlung sek. Kühlmittelbewegung Eigenkühlung
	IC4A1A6	IC416	Oberflächenbelüftung prim. und sek. Kühlmittel Luft prim. Kühlmittelbewegung Eigenkühlung sek. Kühlmittelbewegung Fremdlüfter
	IC0A1	IC01	freier Kühlkreis Kühlmittel Luft Kühlmittelbewegung durch Eigenkühlung
	IC0A6	IC06	freier Kühlkreis Kühlmittel Luft Kühlmittelbewegung durch Fremdlüfter

Bild 9.4 Häufig benutzte Kühlungsarten bei rotierenden Maschinen

In der nachfolgenden Tabelle sind dazu die in der Norm festgelegten Buchstaben und Ziffern zur Kennzeichnung angegeben.

Kennziffer	Kurzbezeichnung	Beispiel
0	Freier Kühlkreis	Durchzugbelüftung
1	Kühlkreis mit Zuführung über Rohr oder Kanal	Durchzugbelüftung mit Zuführung über Rohr
2	Kühlkreis mit Abführung über Rohr oder Kanal	Durchzugbelüftung mit Abführung über Rohr
3	Kühlkreis mit Zu- und Abführung über Rohre oder Kanäle	Durchzugbelüftung mit Zu- und Abführung über Rohr
4	Oberflächenbelüftung	Oberflächenbelüftung; Rippen zur verbesserten Wärmeübertragung
5	Eingebauter Wärmetauscher (umgebendes Kühlmittel)	Oberflächenbelüftung; eingebauter Wärmetauscher
6	Angebauter Wärmetauscher (umgebendes Kühlmittel)	Oberflächenbelüftung; angebauter Wärmetauscher
7	Eingebauter Wärmetauscher (zugeführtes Kühlmittel)	Wasserkühlung; eingebauter Wärmetauscher
8	Angebauter Wärmetauscher (zugeführtes Kühlmittel)	Wasserkühlung; angebauter Wärmetauscher
9	Getrennt angeordneter Wärmetauscher	Wasserkühlung; getrennter Wärmetauscher

a) Kennziffern für Kühlkreis-Anordnung

Buchstabe	Kühlmittel	
A	Luft	<u>A</u> ir
F	Frigen, Kältemittel	
H	Wasserstoff	<u>H</u> ydrogen
N	Stickstoff	<u>N</u> itrogen
C	Kohlendioxid	<u>C</u> arbon dioxide
W	Wasser	
U	Öl	<u>U</u> ile
S	jegliches andere	
Y	noch nicht bestimmt	

b) Kennbuchstaben für Kühlmittel

Kennziffer	Kurzbezeichnung	Beispiel
0	Freie Kühlung	Freie Konvektion durch Temperaturdifferenz
1	Eigenkühlung	Eigenbelüftung durch Ventilator mit Drehzahl der Hauptmaschine
2, 3, 4		freigehalten für zukünftige Verwendung
5	Eingebaute, unabhängige Baugruppe	Eingebauter Fremdlüfter mit eigenem elektrischem Antrieb
6	Angebauter, unabhängige Baugruppe	Angebauter Fremdlüfter mit eigenem elektrischem Antrieb
7	Getrennte, unabhängige Baugruppe	Getrennter Fremdlüfter, z. B. Luftzufuhr für mehrere Maschinen
8	Antrieb durch Eigenbewegung	Fahrmotor
9	sonstige Bewegungsarten	

c) Kennziffern für Kühlmittel-Bewegungsart

Tabelle 9.2 Bezeichnungssystem für Kühlungsarten bei rotierenden Maschinen nach DIN EN 60034-6 IC = International Cooling

9.5 Betriebsarten (allg.)

Betriebsart	Verluste und Übertemp.	Betriebsbedingungen, Erläuterungen
S1 Dauerbetrieb		<p>Betrieb mit konstanter Belastung und Verlusten P_v, der so lange ansteht, bis der Transformator, die Maschine, etc. den thermischen Beharrungszustand erreichen kann. Das Gerät kann pausenlos so betrieben werden, ohne dass seine zulässige Maximaltemperatur $\Delta\theta_{max}$ überschritten wird.</p>
S2 Kurzzeitbetrieb		<p>Der Maschine kann innerhalb einer festgelegten Zeit Δt_p eine höhere Leistung bei höheren Verlusten P^*_v entnommen werden. Dabei darf am Belastungsende die zulässige Maximaltemperatur $\Delta\theta_{zul}$ noch nicht überschritten werden. Vor einer erneuten Belastung muss die Maschine vollständig abgekühlt sein, was dann der Fall ist, wenn ihre Temperatur um max. 2K von der des umgebenden Kühlmittels abweicht.</p>
S3, S4, S5 periodische Aussetzbetriebe Beispiel: S4 25% $J_{ges}=0,85\text{kgm}^2$		<p>Der Betrieb setzt sich aus einer Folge identischer Lastzyklen der Spieldauer T_C zusammen. Dabei wird die Maschine in der Belastungsphase Δt_p konstant belastet und die restliche Zeit abgeschaltet. Angegeben wird dazu die Zyklusdauer T_C und die relative Einschaltdauer $\Delta t_p / T_C$. Nach einer endlichen Folge von Lastzyklen stellt sich ein stationärer Temperaturverlauf ein, bei dem der Maximalwert die zulässige Temperatur aber nicht überschreiten darf.</p> <p>S3: An- und Auslauf nicht temperaturrelevant S4: Anlauf erwärmt merklich S5: An- und Auslauf erwärmen merklich Daher muss bei den Betriebsarten S4 und S5 das auf die Motorwelle bezogene maximale Trägheitsmoment des Gesamtsystems angegeben werden.</p>
S6 unterbrochener periodischer Betrieb		<p>Der Betrieb setzt sich aus einer Folge identischer Lastzyklen der Spieldauer T_C zusammen. Dabei wird die Maschine in der Belastungsphase Δt_p konstant belastet und die restliche Zeit im Leerlauf betrieben. Angegeben werden dabei die Zyklusdauer T_C und die relative Belastungs- oder Einschaltdauer $\Delta t_p / T_C$. Nach einer endlichen Folge von Lastzyklen stellt sich ein stationärer Temperaturverlauf ein, bei dem die zulässige Temperatur nicht überschritten werden darf.</p>

Bild 9.5 Betriebsarten nach DIN EN 60034-1

Elektrische Maschinen werden auf unterschiedlichste Weise, von Dauerbetrieb bei Heizungs-Umwälzpumpen bis zu extremem Kurzzeitbetrieb bei diversen Heimwerkermaschinen etc., benutzt.

Da man aus wirtschaftlichen Gründen bemüht ist, den Antrieb so auszulegen, dass er bei vorgesehenem Betrieb die zulässige Temperatur gerade nicht überschreitet, hat dies zur Festlegung der Betriebsarten geführt. Diese sind in DIN EN 60034-1 definiert und auszugsweise in Bild 9.5 wiedergegeben.

Mit der neuen Norm wurden teilweise auch folgende neue Bezeichnungen eingeführt:

Δt_P	= Betriebszeit mit konstanter Belastung
Δt_R	= Stillstandszeit ohne Verluste
Δt_D	= Anlaufzeit
Δt_F	= Zeit mit elektrischer Bremsung
Δt_V	= Leerlaufzeit
T_C	= Spieldauer

9.6 Drehrichtung (nur rotierende Maschinen)

Normalerweise wird bei elektrischen Maschinen von Rechtslauf ausgegangen. Dieser liegt dann vor, wenn sie sich bei Blick auf die Hauptantriebswelle im Uhrzeigersinn drehen. Für die Festlegung der Drehrichtung gilt DIN EN 60034-8.

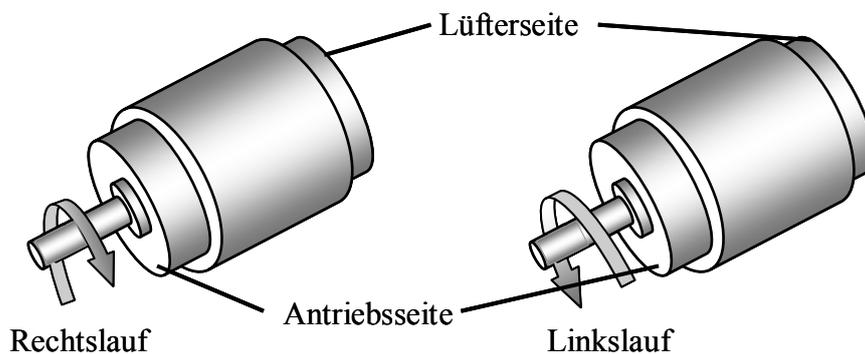


Bild 9.6 Festlegung der Drehrichtung nach DIN EN 60034-8

9.7 Wirkungsgradklassen (nur rotierende Maschinen)

Von der insgesamt bereit gestellten elektrischen Energie werden weltweit über 30% und in Deutschland ca. 60% zum Antrieb mit Elektrischen Maschinen eingesetzt.

Daher ist der Einsatz von, im Rahmen der technischen und wirtschaftlichen Möglichkeiten, verlustminimierten Antrieben sowohl aus Gründen der Umweltschonung als auch zur Reduzierung der Betriebskosten unerlässlich.

Beginnend in den 90er Jahren wurden daher für die Elektrischen Maschinen zunehmend höhere Mindestwirkungsgrade festgelegt, wobei diese Vorgaben zunächst nicht global einheitlich waren. Dieser Nachteil wurde dann mit der Norm DIN EN 60034-30 beseitigt, mit der jetzt weltweit harmonisierte Wirkungsgradklassen definiert sind. Beispielhaft sind dazu in Bild 9.7 die Mindestwirkungsgrade 4poliger Asynchronmotoren im S1-Betrieb am 50Hz-Netz

dargestellt.

Gemäß einer EU-Verordnung müssen, zeitlich gestaffelt, Motoren mit immer besserem Wirkungsgrad, d. h. mit immer höherer Wirkungsgradklasse, eingesetzt werden.

So müssen z. B. Asynchronmotoren im S1-Betrieb

- seit dem 16.06.2011

einen Mindestwirkungsgrad entsprechend IE2,

- ab 01.01.2015 im Leistungsbereich 7,5kW bis 375kW

einen Mindestwirkungsgrad entsprechend IE3 oder alternativ IE2 bei Betrieb am Umrichter und

- ab 01.01.2017 im Leistungsbereich 0,75kW bis 375kW

einen Mindestwirkungsgrad entsprechend IE3 oder alternativ IE2 bei Betrieb am Umrichter

aufweisen.

Auf Grund des technischen Fortschrittes werden darüber hinaus bereits Festlegungen für eine weitere Anhebung des Mindestwirkungsgrades in der Klasse IE4 diskutiert.

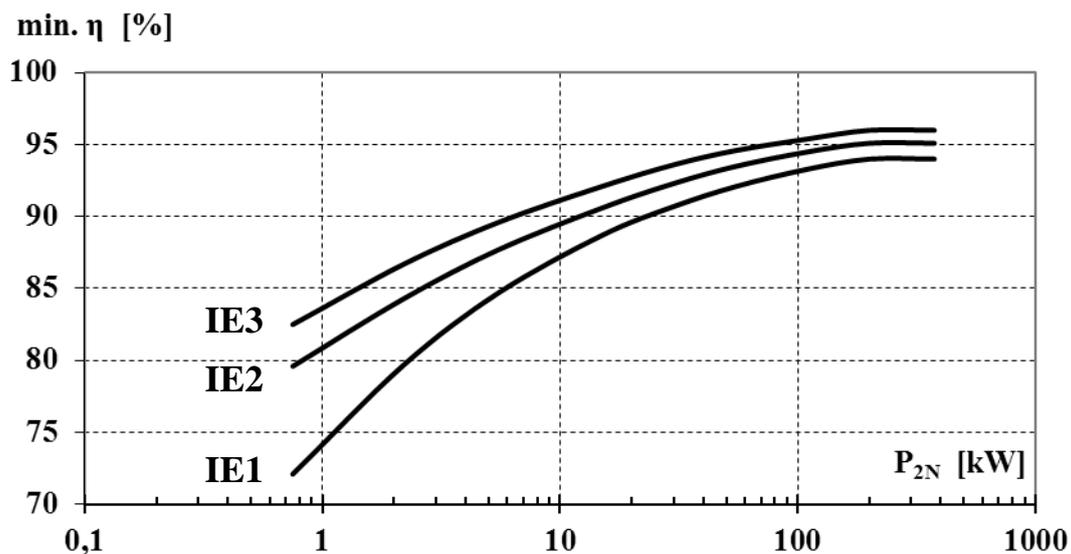


Bild 9.7 Mindestwirkungsgradklassen netzbetriebener 4-poliger Asynchronmaschinen

9.8 Temperaturklassen (allg.)

Elektrische Maschinen bestehen aus

- eher temperaturunkritischen aktiven Teilen und Konstruktionselementen, wie Eisen, Kupfer, usw. und
- eher temperaturkritischen passiven Teilen, wie z. B. Isolationen, Lager und Kabel.

Zur Sicherstellung einer Mindestbetriebsdauer von z. B. 20000 h müssen insbesondere die zulässigen Höchsttemperaturen aller verarbeiteten Werkstoffe beachtet werden. Anhaltswerte hierfür sind bereits in Abschnitt 1.6, Tabelle 1.4 für die wichtigsten Isolierstoffe im Einzelnen angegeben.

Bei der Auslegung von elektrischen Maschinen wird die höchste zulässige Temperatur vorgegeben und damit die Temperaturklasse der Maschine festgelegt. Die eingesetzten Materialien müssen dann mindestens diese Temperaturklasse aufweisen, können aber auch für höhere Temperaturen geeignet sein. Letzteres wird häufig dann vorgesehen, wenn gewisse Reserven oder eine besonders hohe Betriebssicherheit gewünscht werden.

Wird die Erwärmung von elektrischen Maschinen wie üblich durch die Widerstandszunahme in Wicklungen ermittelt, so gelten für diese "mittlere" Höchsttemperatur reduzierte Maximalwerte.

Ebenso müssen wichtige Maschineneigenschaften für vereinbarte, bzw. nachgewiesene oder laut Norm festgelegte Bezugstemperaturen angegeben werden. Diese sind zwar schon in Abschnitt 1.6, Tabelle 1.3 angegeben, werden hier der Vollständigkeit halber aber nochmals aufgeführt.

Temperaturklasse		A	E	B	F	H
Grenztemperatur der Isolierstoffe	°C	105	120	130	155	180
höchste Temperatur aus Widerstandsmessung	°C	100	115	120	145	165
Bezugstemperatur bei rotierenden Maschinen	°C	75	75	95	115	135
Bezugstemperatur bei Transformatoren	°C	80	95	100	125	145

Tabelle 9.3 Temperaturklassen, zulässige Höchst- und empfohlene Bezugstemperaturen, gültig für Maschinen mittlerer Leistung

10 Anhang

10.1 Quellen

- [1] Cogent Power Ltd.: *Electrical Steel Non Oriented Fully Processed*, Surahammar (Sweden), 11/2002
- [2] ThyssenKrupp Electrical Steel GmbH: *Kornorientiertes Elektroband PowerCore*, Gelsenkirchen, 09/2004
- [3] Siemens AG, Prospekt TV2: *TUMETIC, TUNORMA Öl-Verteilungstransformatoren 50 bis 2500 kVA*, Kirchheim/Teck, 1996
- [4] Siemens AG, Prospekt TV1: *GEAFOL-Gießharztransformatoren 100 bis 2500 kVA*, Kirchheim/Teck, 1995
- [5] Fischer R.: *Elektrische Maschinen*, Hanser-Verlag 15. Auflage, 2011
- [6] Michael Riedel Transformatorenbau, Max-Eyth-Str. 10, Ilshofen-Eckartshausen
- [7] Norm: DIN 41302 ff (zwischenzeitlich zurückgezogen)
- [8] EPCOS AG: *Product Catalog*
- [9] Kilgenstein O.: *Schaltnetzteile in der Praxis*, Vogel-Buchverlag 2. Auflage, 1988
- [10] Moeller F. / Vaske P.: *Elektrische Maschinen und Umformer, Teil I*, Teubner-Verlag 12. Auflage, 1976
- [11] Stölting H.-D. / Beisse A.: *Elektrische Kleinmaschinen*, Teubner Studienbücher, 1987
- [12] Siemens: *Technischer Bericht*
- [13] Fischer Elektromotoren GmbH, Billigheim-Allfeld, 2012-08-06
- [14] Blum GmbH, Vaihingen/Enz, Technische Unterlagen, 1999
- [15] Valvo: *Permanentmagnetisch erregte Gleichstrommotoren*, Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH, 1986
- [16] Dr. Fritz Faulhaber GmbH & Co.KG
- [17] Ruschmeyer K. u. a.: *Motoren und Generatoren mit Dauermagneten*, expert-verlag GmbH 1983

10.2 Literaturhinweise

- Bolte E.: *Elektrische Maschinen*, 2012, Springer
- Fischer R.: *Elektrische Maschinen*, 15. Aufl. 2011, Hanser
- Fuest K.: *Elektrische Maschinen und Antriebe*, 6. Aufl. 2004, Vieweg
- Häberle G.: *Tabellenbuch Elektrotechnik*, 21. Aufl. 2005, Europa
- Jonas G.: *Grundlagen zur Auslegung und Berechnung elektrischer Maschinen*, 2001, VDE
- Moeller F./Vaske P.: *Elektrische Maschinen und Umformer*, 1976, Teubner
- Müller G.: *Grundlagen elektrischer Maschinen*, 9. Aufl. 2006, Wiley-VCH
- Müller G.: *Theorie elektrischer Maschinen*, 6. Aufl. 2009, Wiley-VCH
- Seefried E.: *Elektrische Maschinen und Antriebstechnik*, 1. Aufl. 2001, Vieweg
- Spring E.: *Elektrische Maschinen*, 3. Aufl. 2009, Springer
- Stölting H.-D. und Beisse A.: *Elektrische Kleinmaschinen*, 1987, Teubner
- Vogt K.: *Berechnung elektrischer Maschinen*, 1996, Wiley-VCH
- Vogt K.: *Berechnung elektrischer Maschinen*, Band 2, 6. Aufl. 2007, Wiley-VCH

10.3 Wichtige Normen und Bestimmungen: (Stand 02.2013)

Normreihe Titel / Inhalt

Magnetische Werkstoffe:

DIN EN 10106	Elektrobleche, kaltgewalzt, nicht kornorientiert, schlussgeglüht
DIN EN 10107	Elektrobleche, kaltgewalzt, kornorientiert, schlussgeglüht
DIN EN 10341	Elektrobleche, kaltgewalzt, legiert u./o. unlegiert, nicht schlussgeglüht
DIN EN 60404 - 2	Bestimmung der magnetischen Eigenschaften im Epsteinrahmen
- 4	mit Gleichfeld
- 5	Dauermagnetwerkstoffe
- 6	Pulverkerne
- 8-6	magnetische Eigenschaften von Stanzteilen
- 11	Oberflächenisolation
- 13	Dichte, spezifischer Widerstand, Stapelfaktor

Kleintransformatoren:

DIN VDE 550 - 1	allgemeine und grundsätzliche Bestimmungen
- 3	besondere Bestimmungen für Trenn- und Steuertransformatoren
DIN 41300 - 1	kennzeichnende Daten von Kleintransformatoren
DIN EN 60740 - 1	Kernbleche, mechanische und elektrische Eigenschaften
DIN EN 61558 - ff	Sicherheit von Transformatoren, Drosseln, Netzgeräten, etc.
DIN EN 61797 - 1	Spulenkörperhauptmaße

Leistungstransformatoren:

DIN EN 50464 - ff	Verteilungstransformatoren
DIN EN 60076 - 1	allgemeine und grundsätzliche Bestimmungen
- 2	Übertemperaturen flüssigkeitsgefüllter Transformatoren
- 5	Kurzschlussfestigkeit
- 11	Trockentransformatoren
- 16	Transformatoren für Windkraftanwendungen
DIN EN 60974 - ff	Transformatoren für Lichtbogen-Schweißeinrichtungen
DIN EN 61378 - 1	Stromrichtertransformatoren
- 2	Transformatoren für HGÜ-Anwendungen

Drehende Elektrische Maschinen:

DIN EN 60034 - 1	Bemessung und Betriebsverhalten
- 2-1	Standardverfahren zur Bestimmung von Verlusten und Wirkungsgrad
- 2-2	Bestimmung der Einzelverluste bei großen Maschinen
- 4	Kenngrößen von Synchronmaschinen
- 5	Schutzarten
- 6	Kühlverfahren
- 7	Bauarten, Aufstellungsarten
- 8	Anschlussbezeichnungen, Drehsinn
- 9	Geräuschgrenzwerte
- 11	Thermischer Schutz
- 12	Anlaufverhalten von Drehstrommotoren mit Käfigläufer
- 14	mech. Schwingungen, Messung, Grenzwerte
- 16-1	Erregersysteme für Synchronmaschinen
- 28	Bestimmung des Ersatzschaltbildes von Drehstromasynchronmotoren
- 29	indirekte Erwärmungsprüfung
- 30	Wirkungsgrad-Klassifizierung bei Drehstrommotoren mit Käfigläufer

DIN EN 50347		Abmessungen und Eigenschaften von Norm-Asynchronmaschinen,
IEC 60072	- 2	Abmessungen bei Transnormmotoren
	- 3	Abmessungen bei kleinen Einbaumotoren

Sonstige:

EN 60038		CENELEC-Normspannungen
DIN IEC 60079		Explosionsschutz
DIN 40110		Wechselstromgrößen

Нолле Євген
Бешта Олександр Степанович

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА ПРИВОДИ

Навчальний посібник

(Німецькою та англійською мовами)

Видано за редакцією авторів.

Підп. до друку 21.06.2013. Формат 30×42/4.
Папір офсетний. Ризографія. Ум. друк. арк. 12,9.
Обл.-вид. арк. 12,9. Тираж 300 пр. Зам. №

Підготовлено до друку та видруковано
в Державному ВНЗ «Національний гірничий університет».
Свідоцтво про внесення до Державного реєстру ДК № 1842 від 11.06.2004.

49005, м. Дніпропетровськ, просп. К. Маркса, 19.