



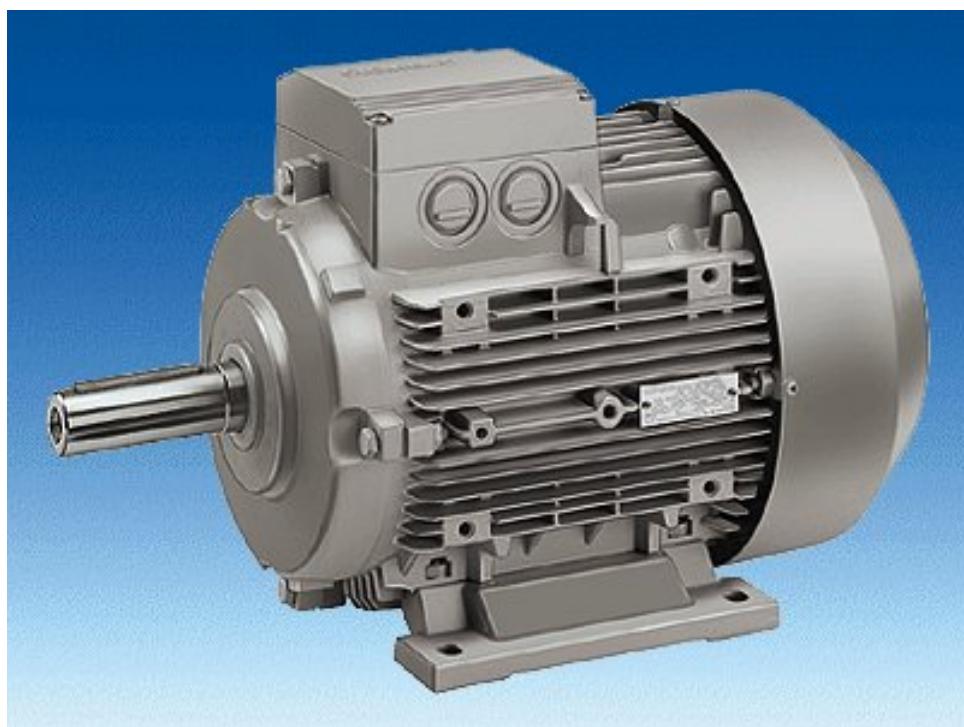
Fakultät: Mechatronik und Elektrotechnik

Prof. Dr.-Ing. E. Nolle
Manuskript zur Vorlesung:

Elektrische Maschinen

Teil: 1 u. 2

Esslingen 2007



Inhaltsverzeichnis:

Seite

Elektrische Maschinen Teil 1:

1	Grundlagen	1.
1.1	Grundgleichungen der Elektrotechnik	1
1.2	Elektrische Netzwerke	3
1.2.1	Grundelemente der Elektrotechnik	3
1.2.2	Elektrische Netzwerke	3
1.2.3	Die Kirchhoffschen Sätze	4
1.3	Wechselstromnetzwerke	6
1.3.1	Symbolische Methode	6
1.3.2	Der komplexe Widerstand	6
1.3.3	Ortskurven	7
1.3.4	Die komplexe Leistung	8
1.4	Magnetischer Kreis	9
1.4.1	Materie im Magnetfeld	9
1.4.2	Streu- und Nutzfluss	10
1.4.3	Das Hopkinson'sche Gesetz	11
1.5	Leiterwerkstoffe für elektrische Maschinen	13
1.5.1	Temperaturabhängigkeit des Widerstandes	13
1.6	Isolierstoffe für elektrische Maschinen	14
1.6.1	Isoliersystem und Isolierstoffklasse	14
1.6.2	Lacke und Tränkharze	14
1.6.3	Gießharze	15
1.6.4	Flächenisolierstoffe	15
1.6.5	Formisolierteile	16
1.6.6	Montingersche Regel	16
2	Transformatoren	2.
2.1	Aufbau	1
2.1.1	Transformatorkern	2
2.1.2	Wicklung	3
2.1.3	Kühlung	4
2.1.4	Konstruktionsteile	4
2.2	Wirkungsweise	5
2.2.1	Idealer Transformator	5
2.3	Ersatzschaltung	7
2.3.1	Leerlauf und Magnetisierung	7
2.3.2	Kurzgeschlossener Transformator	8
2.3.3	Ersatzschaltung des realen Transformators	9
2.4	Betrieb	11
2.4.1	Betriebsverhalten	11
2.4.2	Realer Leerlauf	11
2.4.3	Kurzschluss	13
2.5	Bestimmung der Ersatzschaltung	14
2.6	Sonderausführungen	15
2.6.1	Drehstromtransformatoren	15
2.6.2	Spartransformatoren	17
2.6.3	Kleintransformatoren	18
2.6.4	Leistungsübertrager mit Ferritkernen	19

3	Asynchronmaschinen	3.	
3.1	Aufbau	1	
3.1.1	Stator mit Drehstromwicklung	1	
3.1.2	Rotor	2	
3.1.3	Konstruktionsteile	2	
3.2	Wirkungsweise	3	
3.2.1	Magnetische Drehfelder	3	
3.2.2	Wirkungsweise	5	
3.3	Ersatzschaltung	7	
3.3.1	Leerlauf	7	
3.3.2	Stillstand oder Kurzschluss	7	
3.3.3	Ersatzschaltung für allgemeine Belastung	8	
3.3.4	Vereinfachte Ersatzschaltung der Asynchronmaschine	9	
3.4	Betrieb	10	
3.4.1	Zeigerdiagramm und Ortskurve	10	
3.4.2	Belastungskennlinien und Kloß'sche Formel	12	
3.4.3	Anlauf am starren Netz	14	
3.4.4	Betrieb am realen Netz	17	
3.4.5	Betrieb am Umrichter	18	
3.5	Bestimmung der Ersatzschaltung	22	
3.6	Sonderausführungen	23	
3.6.1	Asynchrongeneratoren	23	
3.6.2	Einphasenmotoren	24	
4	Synchronmaschinen	Kurzeinführung	4.
5	Stromwendermaschinen	Kurzeinführung	5.

Elektrische Maschinen Teil 2:

4	Synchronmaschinen	4.
4.1	Aufbau	1
4.1.1	Stator mit Drehstromwicklung	1
4.1.2	Läufer	2
4.1.3	Konstruktionsteile	3
4.1.4	Klemmenbezeichnung	3
4.1.5	Hilfseinrichtungen	4
4.2	Wirkungsweise	5
4.3	Ersatzschaltung	6
4.3.1	Leerlauf	6
4.3.2	Kurzschluss	6
4.3.3	Ersatzschaltung der Synchronmaschine	7
4.4	Betrieb	9
4.4.1	Inselbetrieb der Synchronmaschine	9
4.4.2	Netzbetrieb der Synchronmaschine	9
4.4.3	Einschalten am starren Netz	13
4.4.4	Betrieb am Netz	14
4.4.5	Betrieb am Umrichter	15
4.5	Bestimmung der Ersatzschaltung	16
4.5.1	Induktiver Vollastpunkt, Potierreaktanz	16
4.5.2	Kenngrößen der Ersatzschaltung	16
4.6	Sonderausführungen	18
4.6.1	Schenkelpolmaschinen	18
4.6.2	Bürstenlose Gleichstrommaschine	20
4.6.3	Stromrichtermotor	20

4.6.4	Drehstromlinearmotor	21
4.6.5	Wechselstrom-Synchronmotoren	22
4.6.6	Drehstromlichtmaschine	25
4.6.7	Reluktanzmotor	26

5 Stromwendermaschinen**5.****5.1 Aufbau****1**

5.1.1	Stator	1
5.1.2	Rotor mit Stromwender	2
5.1.3	Konstruktionsteile	3
5.1.4	Klemmenbezeichnung und Erregungsart	3
5.1.5	Hilfseinrichtungen	4

5.2 Wirkungsweise**5**

5.2.1	Grundgesetze	5
5.2.2	Generatorbetrieb	5
5.2.3	Motorbetrieb	6
5.2.4	Ankerquerfeld	6

5.3 Ersatzschaltung**8****5.4 Betrieb****9**

5.4.1	Fremderregte Gleichstrommaschine	9
5.4.2	Reihenschlusserregter Gleichstrommotor	10
5.4.3	Stromversorgung von Gleichstrommaschinen	12
5.4.4	Dynamische Vorgänge	15

5.5 Bestimmung der Ersatzschaltung**22**

5.5.1	Widerstände	22
5.5.2	Leerlaufversuch	22

5.6 Sonderausführungen**23**

5.6.1	Permanent erregte Gleichstrommotoren	23
5.6.2	Universalmotoren	24
5.6.3	Gleichstrommotoren mit eisenlosem Anker	26

6 Normung, Verluste, Erwärmung**6.****6.1 Genormte Begriffe und Definitionen****1**

6.1.1	Baugröße (nur rotierende Maschinen)	1
6.1.2	Bauformen (nur rotierende Maschinen)	1
6.1.3	Schutzarten (allg.)	1
6.1.4	Kühlungsarten (allg.)	5
6.1.5	Betriebsarten (allg.)	5
6.1.6	Temperaturklassen (allg.)	8
6.1.7	Drehrichtung (nur rotierende Maschinen)	8

6.2 Verluste**9**

6.2.1	Stromunabhängige Verluste	9
6.2.2	Stromabhängige Verluste	9
6.2.3	Erregerverluste	9
6.2.4	Zusatzverluste	9
6.2.5	Wirkungsgrad	10
6.2.6	Verlustbewertung und Wirtschaftlichkeit	11

6.3 Erwärmung und Kühlung**12**

6.3.1	Grundelemente der thermischen Analyse	12
6.3.2	Entwurf einer thermischen Ersatzschaltung	14
6.3.3	Vereinfachte thermische Ersatzschaltung für elektrische Maschinen	14
6.3.4	S1-Betrieb einer Norm-Asynchronmaschine	15
6.3.5	S2-Betrieb einer Norm-Asynchronmaschine	16
6.3.6	S2-Betrieb mit Sonderwicklung für erhöhte Sättigung	18

6.4 Wachstumsgesetze**19**

Literaturhinweise:

Elektrische Maschinen

- Fischer, R.: **Elektrische Maschinen, 13. Aufl. 2006, Hanser**
- Fuest, K.: Elektrische Maschinen und Antriebe, 1983, 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, 1994, VHC
- Müller, G.: Theorie elektrischer Maschinen, 1995, VHC
- Seefried, E.: Elektrische Maschinen und Antriebstechnik, 1. Aufl. 2001, Vieweg
- Spring, E.: Elektrische Maschinen, 1998, Springer
- Stötting, H.-D. und Beisse, A.: Elektrische Kleinmaschinen, 1987, Teubner
- Vogt, K.: Berechnung elektrischer Maschinen, 1996, VHC

Leistungselektronik

- Braun, W.: **Leistungselektronik, Skript HE**
- Brosch, P.: **Leistungselektronik, 1. Aufl. 2000, Vieweg**
- Heumann, K.: Grundlagen der Leistungselektronik, 6. Aufl. 1996, Teubner
- Jäger, R./Stein, E.: Übungen zur Leistungselektronik, VDE-Verlag
- Lappe, R.: Handbuch Leistungselektronik, 5. Aufl. 1994, Technik
- Michel, M.: Leistungselektronik, 2. Aufl. 1996, Springer
- Stephan, W.: Leistungselektronik interaktiv, 2001, Hanser

Elektrische Antriebstechnik

- Garbrecht/Schäfer: Das 1x1 der Antriebsauslegung, 2. Aufl. 1995, VDE
- Grünberger, H.P.: **Elektrische Antriebs- und Traktionstechnik, 5. Aufl. 2003**
- Kümmel, F.: Elektrische Antriebstechnik
Bd.1 Maschinen
Bd.2 Leistungsstellglieder, 1986, VDE
- Mayer, M.: Elektrische Antriebstechnik
Bd.1 Asynchronmaschinen im Netzbetrieb und drehzahlgeregelte Schleifringläufermaschinen, 1985
Bd.2 Stromrichtergespeiste Gleichstrommaschinen und umrichtergespeiste Drehstrommaschinen, 1987, Springer
- Riefenstahl, U.: Elektrische Antriebstechnik, 1999, Teubner
- Schönfeld, R.: Digitale Regelung elektrischer Antriebe, 2. Aufl. 1990, Hüthig
- Schönfeld, R.: Elektrische Antriebe, 1995, Springer
- Schröder, D.: Elektrische Antriebe
Bd.1 Grundlagen, 1994
Bd.2 Regelung von Antrieben, 1995
Bd.3 Leistungselektronische Bauelemente, 1996
Bd.4 Leistungselektronische Schaltungen, 1998, Springer
- Vogel, J.: Elektrische Antriebstechnik, 6. Aufl. 1998, Hüthig

Wichtige Normen und Bestimmungen:

IEC / EN	DIN / VDE	Titel / Inhalt
60034	530	Drehende Elektrische Maschinen
- 1	- 1	Bemessungswerte, Betriebsverhalten
- 2	- 2	Verluste, Wirkungsgrad
- 5	- 5	Schutzarten
- 6	- 6	Kühlungsarten, Kühlverfahren
- 7	- 7	Bauformen, Aufstellung
- 8	- 8	Anschlussbezeichnungen, Drehsinn
- 9	- 9	Geräuschgrenzwerte
-12	- 12	Anlauf von Käfigläufermotoren
-14	- 14	Mech. Schwingungen, Messung, Grenzwerte
-17		Umrichter gespeiste Käfigläufermotoren
60072	42672 ff	Drehstrommotoren mit Käfigläufer, Anbaumaße
60085		Allgemeines
	532	Transformatoren, Drosselpulen
60076 - 1	-101	Allgemeines
- 2	-102	Übertemperaturen
14/271/CD	-103	Isolationspegel, Spannungsprüfungen
/314A/CDV	-105	Kurzschlussfestigkeit
	- 6	Trockentransformatoren
60551	- 7	Geräuschpegel, Grenzwerte
	- 21	Anlasstransformatoren und -drosselpulen
	-222	Öl-Transformatoren
	536	Belastbarkeit von Öltransformatoren
	550	Kleintransformatoren
60742	551	Trenn- und Sicherheitstransformatoren
60146 - 1	558 - 8/11	Halbleiter-Stromrichter, Stromrichter-Transf.
60740	41300 ff	Kleintransformatoren, Drosseln, Übertrager
60038	60038	IEC-Normspannungen

Wichtige Formelzeichen:

Formelzeichen	Einheit	Bedeutung
A	m^2	Fläche
A	A/m	Strombelag
a	m/s^2	Beschleunigung
B	$\text{T} = \text{Vs}/\text{m}^2$	magnetische Flussdichte
B_r	$\text{T} = \text{Vs}/\text{m}^2$	Remanenz-Flussdichte
C	$\text{F} = \text{As}/\text{V}$	Kapazität
c	$\text{J}/(\text{kg} \cdot \text{K})$	spezifische Wärme
D	As/m^2	elektrische Flussdichte
E	V/m	elektrische Feldstärke
E_d	V/m	Durchschlagsfeldstärke
F	N	Kraft
f	Hz	Frequenz
f_{Fe}	1	Eisenfüllfaktor
H	A/m	magnetische Feldstärke
H_c	A/m	Koerzitivfeldstärke
I i	A	Strom
i	1	mechanische Übersetzung
J j	A/m^2	Stromdichte
J	kg m^2	Trägheitsmoment
j		imaginäre Einheit
K	€	Kosten
k	€ /	spezifische Kosten
k	1	Verhältniszahl, Maßstabsfaktor, Baufaktor
L	$\text{H} = \text{Vs}/\text{A}$	Induktivität
l	m	Länge
l_m	m	mittlere / repräsentative Länge
M	Nm	Drehmoment
m	kg	Masse
m_1	1	Strangzahl
N	1	Windungszahl
n	1/s	Drehzahl
n_d	1/s	Drehfeld-Drehzahl
P p	W	Wirkleistung
P_N	W	Bemessungsleistung
P_S	W	spezifische Eisenverluste
P_δ	W	Luftspaltleistung
p	1	Polpaarzahl
Q	VA	Blindleistung
R	Ω	elektrischer Widerstand, Wirkwiderstand
R_i	Ω	Innenwiderstand
R_V	Ω	Vorwiderstand
R_m	$1/(\Omega \text{s})$	magnetischer Widerstand
R_m	N/m^2	Zugfestigkeit
r	m	Radius
r	m/s^3	Ruck
r_ϕ	$1/\text{s}^3$	Winkelruck
S	VA	komplexe Leistung
S	VA	Scheinleistung
s	1	Schlupf
T	s	Spieldauer
T_A	s	Anlaufzeit, Auslaufzeit
TI	°C	Temperatur-Index
$T_{1/2}$	K	Halbwertszeit-Temperaturintervall
t	s	Zeit
t_L	s	Lebensdauer

U_i	u_i	V	induzierte Spannung, Quellenspannung
U_P		V	Polradspannung
V		m^3	Volumen
V_m		A	magnetische Spannung
v		m/s	Geschwindigkeit
W		J	Arbeit
W_e	W_m	J	elektrische / magnetische Energie
w_e	w_m	J/m^3	elektrische / magnetische Energiedichte
X		Ω	Blindwiderstand
\underline{Z}		Ω	komplexer Widerstand
Z		Ω	Scheinwiderstand
z		1	Leiterzahl je Ankerzweig
z_w		1	wirksame Leiterzahl je Ankerzweig
\tilde{u}		1	elektrische Übersetzung
α		$1/s^2$	Winkelbeschleunigung
α		$W/(Km)$	Wärmeübergangszahl
α_i		1	ideelles Polbedeckungsverhältnis
α_l		$1/K$	Längenausdehnungskoeffizient
α_{20}		$1/K$	Temperaturkoeffizient des elektrischen Widerstandes
β	γ	rad; °	Winkel
δ		m	Luftspalt
ϵ		$As/(Vm)$	elektrische Permittivität
ϵ_0		$As/(Vm)$	elektrische Feldkonstante
ϵ_r		1	relative Permittivität
η		1	Wirkungsgrad
Θ		A	Durchflutung
ϑ		°C	Temperatur
ϑ		rad; °	Polradwinkel
κ		$1/(\Omega m)$	elektrische Leitfähigkeit
λ		$W/(Km)$	Wärmeleitfähigkeit
μ		$Vs/(Am)$	magnetische Permeabilität
μ_0		$Vs/(Am)$	magnetische Feldkonstante
μ_r		1	relative Permeabilität
ξ		1	Wickelfaktor
ρ		kg/m^3	Stoffdichte
ρ_e		As/m^3	elektrische Ladungsdichte
σ		1	Streukoeffizient
τ		s	Zeitkonstante
τ		1	Zuschlagsfaktor für Eisendurchflutung
Φ		Vs	magnetischer Fluss
φ		V	elektrisches Potential
φ		Rad; °	Phasenwinkel, Drehwinkel
Ψ_m		Vs	insgesamt verketteter magnetischer Fluss
ω		1/s	Kreisfrequenz, Winkelgeschwindigkeit

Wichtige Indizes:

A	Ankerwert, Anfangswert, Wert bei Anlauf
B	Batterie, Akkumulator
Bü	Bürsten
C	kapazitive Größe
Cu	Leiteranteil
c	Koerzitivwert
d	Dauerwert, Drehfeld, Werte der d-Achse, Gleichrichtwert
E	Erregerwert
e	elektrisch, Endwert für $t \rightarrow \infty$, Einschaltphase
eff	Effektivwert
Fe	Wert für Eisenanteil des Magnetkreises
G	Generator
g	Gesamtwert, Werte am Ende der Strombegrenzungsphase
H	Heizung
h	Werte des gemeinsamen Hauptkreises
i	induzierter / ideeller / innerer Wert, Wert für Strom
J	durch Massenträgheit bestimmter Wert
K	Wert im Kippunkt, Konvektion
k	Wert bei Kurzschluss
L	Lampe, Leiter bzw. Leiterschleife, induktive Größe, Lüftungsanteil, Läuferwert
M	Motor, Magnetwert
m	magnetisch, mittlerer bzw. repräsentativer Wert, Maschineneigenschaft
N	Bemessungswert
n	drehzahlabhängiger Wert
P	Polradwert, Potierwert
p	Einschaltpause
q	Werte der q-Achse
R	Reibungsanteil, ohmsche Größe, Reihenschlusserregung
r	Relativwert, Verhältniszahl, Remanenzwert
red	auf Motorwelle bezogener Wert
S	Statorwert, spezifischer Wert, Strahlung
s	Spitzenwert, Schlupfwert
T	Wert bei Eckfrequenz
t	Tangentialwert
th	thermischer Wert
u	Wert für Spannung, Wert in Umlaufrichtung
V	Wert für vorgeschaltetes Element
v	Verlust
W	Warmwert
w	Wirkanteil
Z	Zusatzverlust
zul	zulässiger Wert
ü	Übergangswert, Wert im induktiven Volllastpunkt
α	Wert beim Anschnittwinkel α
δ	Luftspaltwert
μ	Magnetisierungswert
σ	Streufeldwert
0	Leerlaufwert, Bezugswert
1	Wert für Primärseite bzw. Stator oder Zustand 1
2	Wert für Sekundärseite bzw. Rotor oder Zustand 2
20	Werte bei 20 °C
∞	Endwert für $t \rightarrow \infty$

Wichtige Sonderzeichen:

\vec{V}	Vektor
\bar{p}	arithmetischer Mittelwert
\underline{I}	komplexer Zeiger
\underline{I}^*	konjugiert komplexer Zeiger
\hat{I}	Scheitelwert bei sinusförmigen Größen
\dot{I}_2	auf Primärseite / Stator umgerechnete Sekundär- / Rotorgröße
U_1^*	Hilfs- / Zwischengröße

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:

$$H = \text{magnetische Feldstärke} \quad D = \text{elektrische Flussdichte}$$

$$B = \text{magnetische Flussdichte} \quad J = \text{Leitungs-Stromdichte}$$

$$E = \text{elektrische Feldstärke} \quad \rho_e = \text{Raumladungsdichte}$$

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 angegebenen Vereinfachungen zulässig sind.

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

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

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

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

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

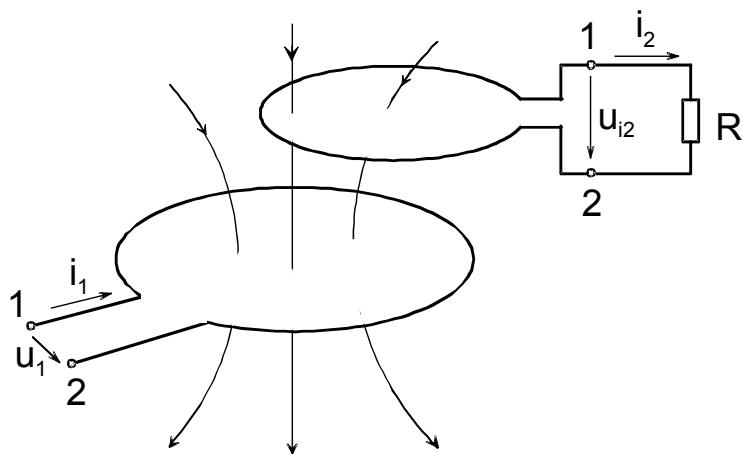


Bild 1.1 Festlegungen zum Induktionsgesetz

Beim üblichen Aufbau von elektrischen Maschinen nach Bild 1.2 stehen Leiter-, Feld- und Bewegungsrichtung näherungsweise senkrecht aufeinander und oftmals ist auch das Feld im aktiven Bereich etwa homogen, so dass sich dann einfache skalare Formeln für diese Grundgesetze ergeben.

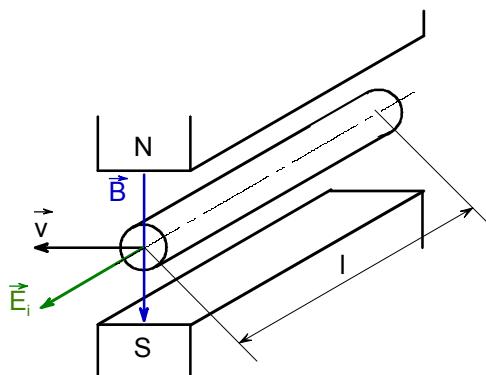


Bild 1.2 Typische Leiteranordnung bei elektrischen Maschinen

In diesem Fall gilt für den mit einheitlicher Geschwindigkeit v bewegten, geraden Leiter der Länge l im homogenen Magnetfeld der Flussdichte B

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

In analoger Form vereinfacht sich auch das Durchflutungsgesetz für abschnittsweise homogene Magnetkreise der magnetischen Feldstärke H_n und Länge l_n , die von Strömen I_m bzw. Spulen der Windungszahl N mit dem Strom I erregt werden, zu

$$\Theta = \sum_m I_m = N \cdot I = \oint_C \vec{H} \cdot \vec{ds} = \sum_n H_n l_n .$$

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 1.3 aus, vereinfacht sich auch dieser Ausdruck auf die einfache skalare Form

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

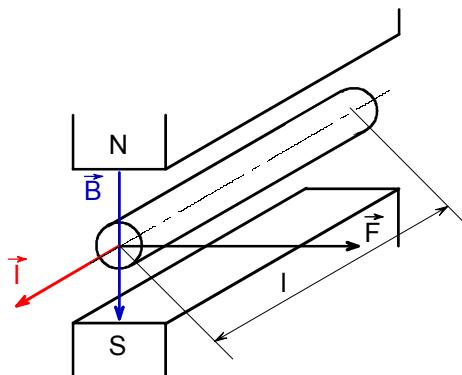


Bild 1.3 Kraft auf Strom durchflossene Leiter im Magnetfeld

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 dargestellt wird.
Man unterscheidet dementsprechend:

Symbol	Bezeichnung, Zusammenhang	Wechselwirkung
	ideale Spannungsquelle $u_i = f(i)$	Umwandlung von nichtelektrischer in elektrische Energie, z. B. mechanische u./o. 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 u./o. 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 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 vereinfacht der Schaltplan eines PKW unter Verwendung von genormten Schaltzeichen dargestellt.

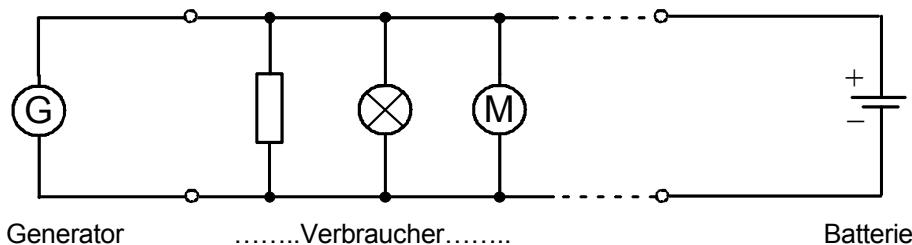


Bild 1.4 Vereinfachter Schaltplan eines PKW

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.

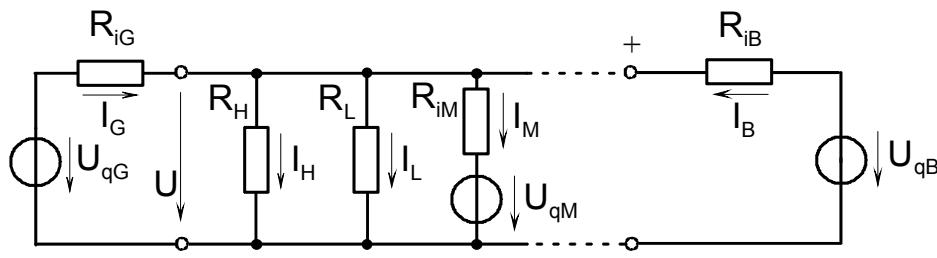


Bild 1.5 Vereinfachte Ersatzschaltung eines PKW

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.

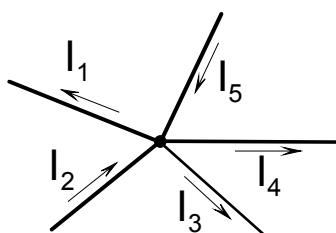
Daher soll hier im Weiteren stets das Verbraucherzählpfeilsystem VZS vorausgesetzt werden.

Abweichungen, die lediglich bei Quellen sinnvoll sind (daher dann als Erzeugerzählpfeilsystem EZS bezeichnet), werden durch zusätzliche Angabe des Spannungszählpfeils 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 Kirchhoffschen Sätze

Nach dem Ladungserhaltungssatz kann elektrische Ladung weder erzeugt noch vernichtet werden. Für jeden beliebigen Knotenpunkt besagt somit der 1. Kirchhoffsche Satz:

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

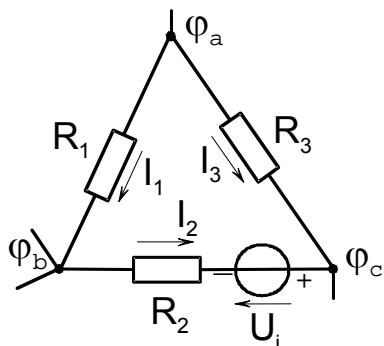


$$\sum_n I_n = I_1 - I_2 + I_3 + I_4 - I_5 = 0$$

Bild 1.6 Knotenpunkt mit Strömen I_n

Weiterhin folgt aus dem Verschwinden des Umlaufintegrals der elektrischen Feldstärke über jede beliebige geschlossene Kontur der 2. Kirchhoffsche Satz:

Die Umlauftspannung in einer beliebigen Masche ist stets 0.



$$U_{ab} = \varphi_a - \varphi_b = R_1 I_1$$

$$U_{bc} = \varphi_b - \varphi_c = R_2 I_2 - U_i$$

$$U_{ca} = \varphi_c - \varphi_a = -R_3 I_3$$

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

Bild 1.7 Masche mit Strömen I_n und Quellenspannungen U_{im}

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 f und konstanter Amplitude und Phase verlaufen.

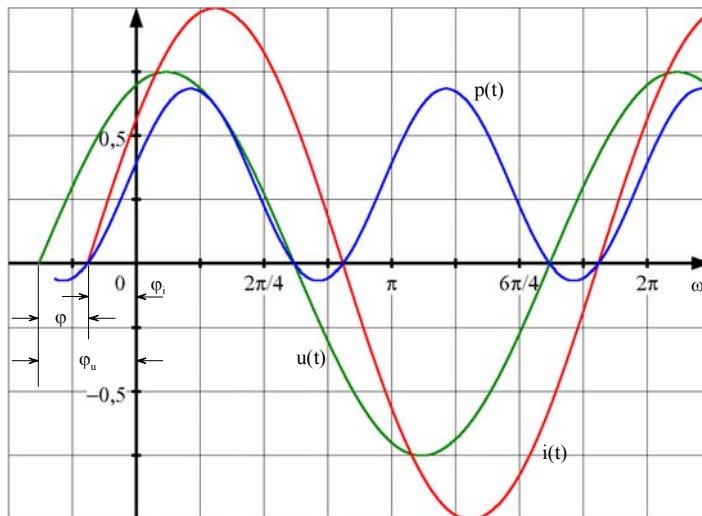


Bild 1.8 Sinusförmiger Verlauf von Strom und Spannung

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

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

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 für die komplexen Scheitel- bzw. Effektivwerte übernommen werden.

Desgleichen gelten die für Gleichstromnetzwerke bzw. Augenblickswerte formulierten Kirchhoffschen 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

Bekanntlich gilt im Zeitbereich 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

$$\begin{aligned}\underline{U}_R &= R \cdot \underline{I} \\ \underline{U}_L &= j\omega L \underline{I} = jX \underline{I} \quad \text{mit} \quad X = X_L = \omega L \\ \underline{U}_C &= \frac{1}{j\omega C} \underline{I} = jX \underline{I} \quad \text{mit} \quad X = -X_C = -\frac{1}{\omega C}.\end{aligned}$$

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

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

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

gültig.

1.3.3 Ortskurven

Oftmals soll der Zusammenhang zwischen Strom und Spannung nicht nur für eine Frequenz untersucht werden.

Man kann dann z. B.

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

als Ortskurve in der komplexen Zahlenebene, hier dann als Widerstandsebene bezeichnet, darstellen.

Als Beispiel wird in Bild 1.9 die Reihenschaltung aus R und L mit der Frequenz ω als Parameter betrachtet:

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

Den geometrischen Ort der Zeigerspitze einer interessierenden Wechselstromgröße (\underline{Z}) in Abhängigkeit von einem skalaren Parameter (ω) bezeichnet man als Ortskurve der betreffenden Größe. Ortskurven sind wichtige Hilfsmittel zur Beschreibung des Betriebsverhaltens von elektrischen Maschinen.

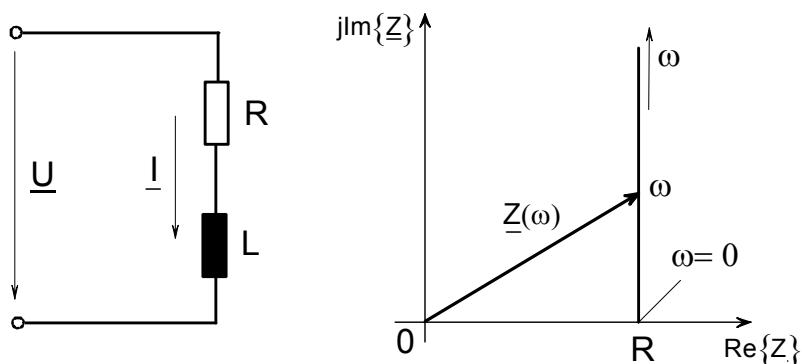


Bild 1.9 Widerstandortskurve der Reihenschaltung aus R und L mit ω als Parameter

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

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

die besonders interessierenden Leistungsmittelwerte

$$\begin{aligned} P &= UI \cos \varphi = \operatorname{Re}\{\underline{S}\} = \text{Wirkleistung} \\ Q &= UI \sin \varphi = \operatorname{Im}\{\underline{S}\} = \text{Blindleistung} \\ S &= UI = |\underline{S}| = \sqrt{P^2 + Q^2} = \text{Scheinleistung} \end{aligned}$$

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 von $I = 20 \text{ A}$ im Abstand $r = 10 \text{ cm}$ die magnetische Flussdichte $B = 40 \mu\text{T}$, was nur 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 $\mu_r < 1$

d. h. diese Stoffe schwächen das Magnetfeld gegenüber dem Wert in Vakuum ab.

Die Abweichung ist aber minimal und beträgt selbst bei Wismut lediglich 0,17 %.

2. Paramagnetische Stoffe mit $\mu_r > 1$

d. h. diese Stoffe verstärken zwar das Magnetfeld, wobei dieser Verstärkungseffekt mit kleiner 1 % für technische Zwecke aber ebenfalls vernachlässigbar ist.

3. Ferromagnetische Stoffe mit $\mu_r \gg 1$

d. h. sie verstärken das Magnetfeld um Größenordnungen

(Größtwert: $\mu_r = 3,8 \cdot 10^6$ bei einem 3%-SiFe-Einkristall).

Bei technischen Anwendungen rechnet man für Eisenwerkstoffe etwa mit $\mu_r \approx 1000$.

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.

Bei Betrieb mit Wechselströmen müssen die Magnetkerne laminiert, 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 in



Innerhalb der einzelnen Gruppen sind die Bleche nach den maximal zulässigen spezifischen Eisenverlusten klassifiziert. So kennzeichnet

M 530 – 50 A

Kennbuchstabe für nicht kornorientiertes Elektroblech im schlussgeglühten Zustand
 das Hundertfache der Dicke in mm
 das Hundertfache der maximal zulässigen spezifischen Eisenverluste in W/kg bei sinusförmiger Induktion mit $B = 1,5 \text{ T}$ (bei Sondergüten S u. P: 1,7 T) und $f = 50 \text{ Hz}$
 Kennbuchstabe für Elektroblech

ein typisches Elektroblech zum Einsatz bei Kleinmotoren aller Art.

Für genauere Betrachtungen sind jedoch die konkreten Verlust- und Magnetisierungskennlinien erforderlich, die in Bild 1.10 auszugsweise für die in Europa bevorzugten Gruppen der schlussgeglühten Elektrobleche dargestellt sind.

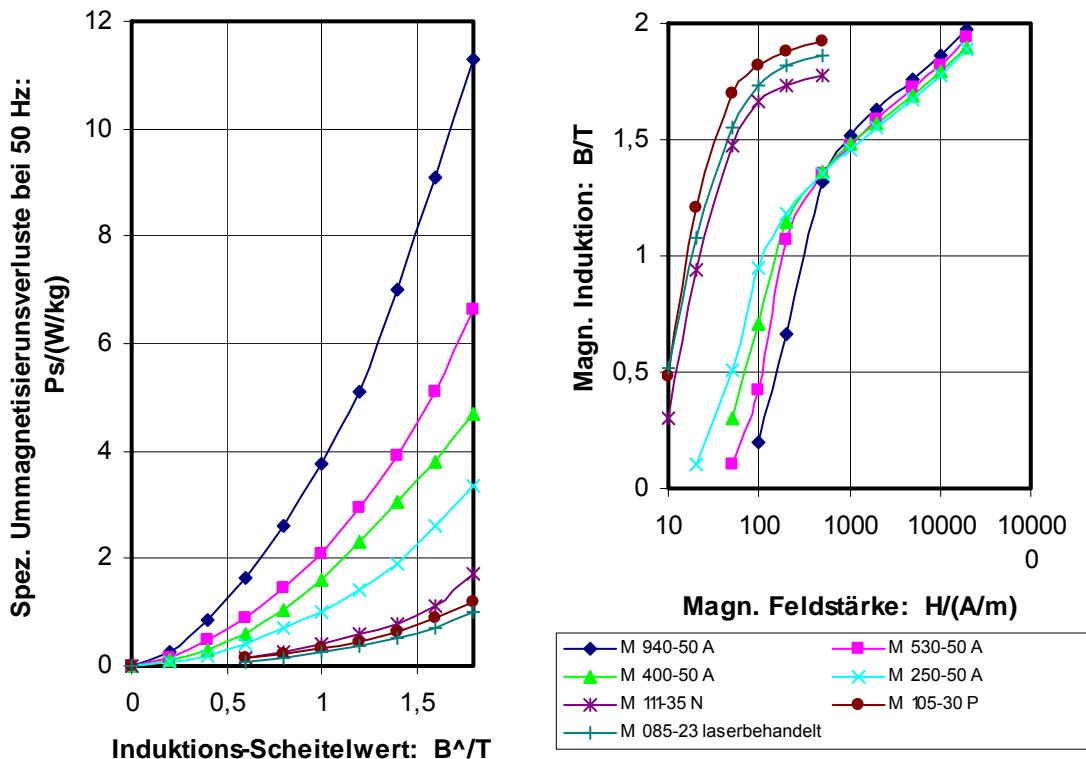


Bild 1.10 Magnetische Eigenschaften von wichtigen schlussgeglühten Elektroblechen

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 Magnetisierbarkeit, der spezifischen Verluste und des spezifischen Scheinleistungsbedarfes in Abhängigkeit von

der Aussteuerung \hat{B} und der Frequenz f
zur Verfügung.

Näherungsweise, insbesondere für Trendanalysen, lassen sich diese Einflüsse für die vorrangig interessierenden spezifischen Eisenverluste formelmäßig aus den Norm-Bezugswerten durch

$$P_s \approx P_{s0} \cdot \left(\frac{\hat{B}}{1,5T} \right)^2 \cdot \left(\frac{f}{50Hz} \right)^{1,6},$$

mit P_{s0} = Norm-Bezugswert bei 1,5 T (Sondergüten: 1,7T) und 50 Hz, abschätzen.

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.

Ein wichtiger Unterschied besteht allerdings hinsichtlich der jeweiligen Leitfähigkeit.

So kennen wir beim Strömungsfeld einerseits

- perfekte Leiter (Supraleiter) mit $\kappa \rightarrow \infty$ bzw.
- technische Leiter z.B. Cu mit $\kappa \approx 56 \cdot 10^6 \text{ 1}/\Omega\text{m}$ und andererseits
- Isolatoren z.B. Quarz mit $\kappa \approx 10^{-17} \text{ 1}/\Omega\text{m}$,

d.h. Unterschiede in der elektrischen Leitfähigkeit von rd. 25 Größenordnungen.

Deshalb kann man Ströme in dünnen Drähten konzentriert führen und gegen die Umgebung praktisch perfekt isolieren.

Im Gegensatz dazu 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.

Betrachtet man den Magnetkreis nach Bild 1.11 als Elektromagnet, 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 Luftpalte 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.

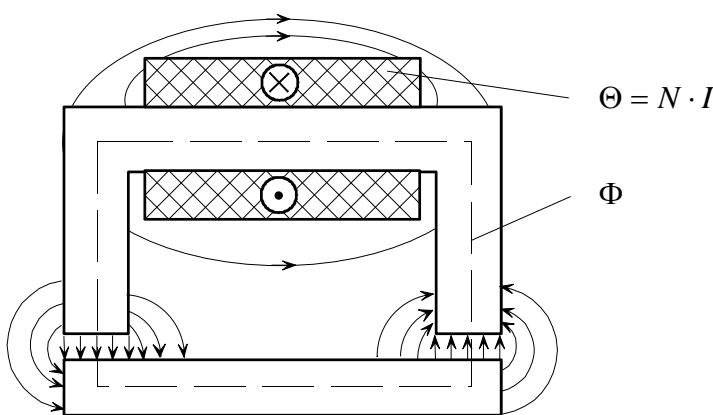


Bild 1.11 Magnetkreis mit Nutz- und Streufluss

1.4.3 Das Hopkinsonsche Gesetz

Betrachtet man in Analogie zum stationären Strömungsfeld den einfachen Magnetkreis in Bild 1.12, so gilt zunächst unter Vernachlässigung des Streuflusses

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

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

= Ohmsches Gesetz für magnetische Kreise
= Hopkinsonsches 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.

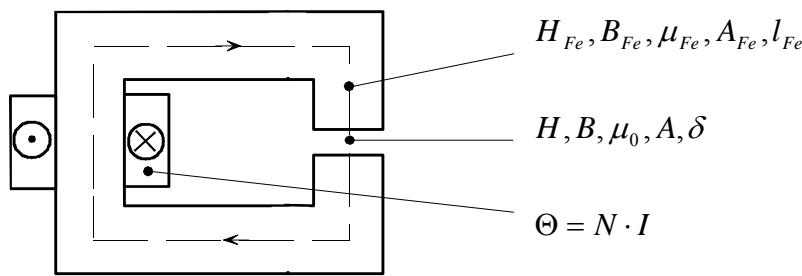


Bild 1.12 Einfacher Magnetkreis

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. Durch Auswertung des Ersatzschaltbildes für moderne Hochleistungsmagnete mit linearer Entmagnetisierungskennlinie findet man nach vergleichsweise einfacher Rechnung die meistens interessierende Luftspaltinduktion zu

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

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

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

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

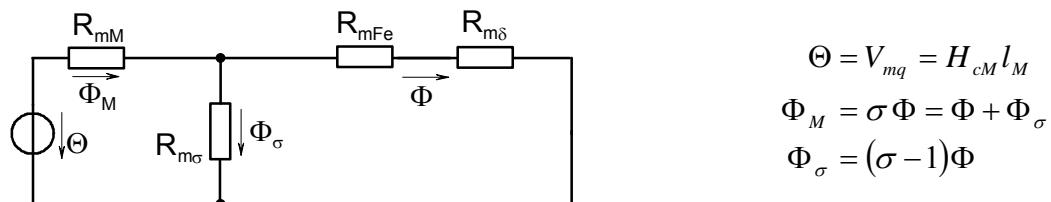
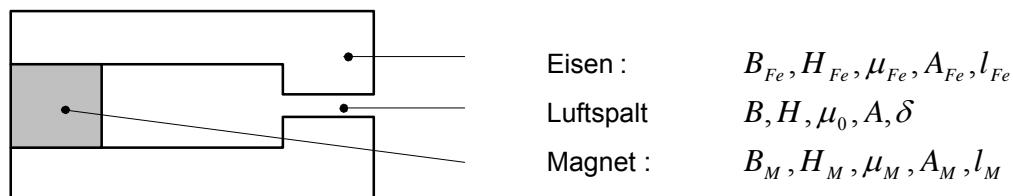


Bild 1.13 Permanenterregter Magnetkreis mit Ersatzschaltbild

Für überschlägige Betrachtungen sind oftmals noch folgende Vereinfachungen zulässig

- Luftspaltmagnete $A \approx A_M$ und $\sigma \approx 1$

- moderne Hochleistungsmagnete $\mu_{rM} \approx 1,1 \approx 1$

- kurze Eisenwege und/oder begrenzte Aussteuerung $\tau \approx 1$,
so dass dann für die Luftspaltinduktion näherungsweise gilt

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

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 bei 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 AISI-Legierungen gegossen.

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

Die Eigenschaften der wichtigsten Leiterwerkstoffe sind in Normen festgelegt und in Tabelle 1.2 als Richtwerte auszugsweise angegeben.

Dabei sind vor allem wichtig:

- konstruktiv ρ = Dichte, R_m = Zugfestigkeit, E = E-Modul,
- thermisch α_t = Längenausdehnungskoeffizient; c = spezifische Wärmekapazität;
λ = Wärmeleitfähigkeit und
- elektrisch κ_{20} = Leitfähigkeit, α_{20} = Temperaturkoeffizient des Widerstandes jeweils bei 20 °C.

Werkstoff	Kurzbez.	ρ kg/dm ³	R_m N/mm ²	E kN/mm ²	α_t $\cdot 10^{-6} \text{K}$	c J/kgK	λ W/mK	κ_{20} m/Ωmm ²	α_{20} $\cdot 10^{-3} \text{K}$
Kupfer	E-Cu F20	8,9	200	125	17	385	385	57	3,9
Aluminium	E-Al F10	2,7	100	72	24	896	211	35	4,1
Rotor-Al.	Al	2,67	80		24	850	200	32	5,2
Legierung	G-AISi12	2,65	220	76	21	880	159	18	1,8
Messing	Ms 60	8,4	350	102	20	400	110	15	1,9

Tabelle 1.2 Eigenschaften der wichtigsten Leiterwerkstoffe

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 bestimmten, der jeweiligen Temperaturklasse zugeordneten, **Bezugstemperaturen** anzugeben.

Im üblichen Temperaturbereich kann diese Temperaturabhängigkeit des Widerstandes durch einen linearen Temperaturkoeffizienten erfasst werden, und es gilt

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

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 kann die mittlere Wicklungstemperatur bei elektrischen Maschinen aus zwei Widerstandsmessungen bei unterschiedlichen Temperaturen nach DIN VDE 0530 bzw. DIN VDE 0532 berechnet werden:

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

für Kupfer	
für Aluminium	

mit R_1 = mittlerer Widerstand bei ϑ_1 ; ϑ_1 bekannt, z.B. Raumtemperatur

R_2 = mittlerer Widerstand bei ϑ_2 .

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

1.6 Isolierstoffe für elektrische Maschinen

1.6.1 Isoliersystem und Isolierstoffklasse

Aus Funktions- und Sicherheitsgründen müssen strom- bzw. spannungsführende Teile isoliert werden. In Einzelfällen genügt dabei 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.).

Die wesentlichen Bestandteile des Isoliersystems von elektrischen Maschinen sind:

- Drahtlack,
- Imprägniermittel,
- Flächenisolationen,
- Bänder und Schläuche.

Das Isoliersystem 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 ganze System betrachtet werden. Nur so können chemische und physikalische Unverträglichkeiten der verschiedenen Komponenten rechtzeitig erkannt und vermieden werden. Entsprechend ihren Eigenschaften werden die Isolierstoffe in Isolierstoffklassen mit festgelegten Grenztemperaturen nach Tabelle 1.3 eingeteilt.

Die Festlegung der Isolierstoffklasse erfolgt dabei derart, dass sich charakteristische Eigenschaften der Isolierstoffe nach Lagerung bei 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 %, |

bezogen auf den jeweiligen Wert vor der Temperaturauslagerung.

Achtung: Die Bezugstemperaturen weisen, entsprechend den gültigen Normen, bei Transformatoren und rotierenden Maschinen die in Tabelle 1.3 angegebenen unterschiedlichen Werte auf.

Temperaturklasse		A	E	B	F	H
Grenztemperatur der Isolierstoffe	°C	105	120	130	155	180
höchste Temperatur aus Widerstandsmessung	°C	100	115	120	140	165
Bezugstemperatur bei rotierenden Maschinen	°C	75	75	95	115	130
Bezugstemperatur bei Transformatoren	°C	80	95	100	120	145

Tabelle 1.3 Temperaturklassen, zulässige Höchst- und Bezugstemperaturen

1.6.2 Lacke und Tränkharze

Lacke:

Diese werden als Drahtlacke fast ausschließlich bei der Herstellung von Lackdrähten für die Wicklungsfertigung verarbeitet. Dazu werden in der Regel mehrere dünne Lackschichten, teilweise unterschiedlicher Zusammensetzung und Eigenschaften, übereinander aufgetragen. Dabei wählt man oft für die äußerste Schicht einen besonders harten und abriebfesten Lack. Neuerdings werden zunehmend auch Backlacke als Deckschicht verwendet, wodurch Wicklungen oft noch auf dem Wickeldorn als verfestigte Formspulen gefertigt werden können.

Tränklacke zur nachträglichen Spulenverfestigung werden zunehmend durch die umweltfreundlicheren Tränkharze ersetzt.

Tränkharze:

Diese entsprechen in ihrer chemischen Zusammensetzung weitgehend den Lacken, wobei lediglich ein höherer Feststoffanteil (d. h. weniger Lösemittel) gewählt wird. Dadurch erreicht man

- umweltfreundlichere Arbeitsbedingungen,
- eine bessere Füllung von Spalten und Hohlräumen, d. h. eine höhere elektrische und mechanische Festigkeit und
- dickere Lacküberzüge, d. h. bessere Isolations- und Schutzeigenschaften.

Bei der Verarbeitung werden die zu schützenden Anlagen- bzw. Geräteteile (Spulen, Wicklungen)

- mit Harz geträufelt, bzw.
- in Harz getaucht (ggf. unter Vakuum)

und anschließend im Ofen thermisch ausgehärtet.
Harze und damit auch die Fertigprodukte werden ebenfalls Isolierstoffklassen zugeordnet.

1.6.3 Gießharze

Gießharze werden in vielfältiger Form und für unterschiedlichste Zwecke angeboten.

Mit ihnen lassen sich Bauteile usw. komplett umhüllen, und man erreicht so außer der mechanischen Verfestigung und der zusätzlichen Isolation auch einen mechanischen Schutz der Teile gegen äußere Krafteinwirkungen. Weiterhin kann den Bauteilen eine gewünschte, in der Serie gleich bleibende, äußere Gestalt und Farbe gegeben und so ästhetischen Gesichtspunkten Rechnung getragen werden.

Die Klassifizierung der Gießharze kann nach unterschiedlichen Gesichtspunkten erfolgen.

Praktisch üblich ist die nachfolgend angegebene Einteilung nach der chemischen Basis:

chemische Basis	Polyurethan	Epoxid	Silikon
Formstoff	zäh - hart	hart	weich
Temperatur-Index	130 °C	180 °C	> 180 °C.

Gießharze werden meistens in weiten Grenzen mit unterschiedlichsten Füllstoffen gemischt und als sog. gefüllte Harze verarbeitet. Dadurch lassen sich wichtige Materialeigenschaften oft gezielt verbessern.

Häufig verwendete Füllstoffe sind:

Quarz SiO_2 , Korund Al_2O_3 , Karbid SiC, Aluminium oder V2A in Pulverform.

So kann man z. B. die mechanischen Eigenschaften von Epoxidharz und insbesondere dessen linearen Wärmeausdehnungskoeffizienten und die Wärmeleitfähigkeit durch Quarzsand wie folgt verbessern:

Epoxidharz:	ungefüllt	mit 60 % Quarz gefüllt
λ	W/(m K)	0,2
α_l	10^{-6} K^{-1}	65

Die Aushärtung der Gießharze erfolgt bei

1-Komponenten-Harzen (1K)	thermisch im Ofen
2-Komponenten-Harzen (2K)	chemisch und/oder thermisch im Ofen (ggf. thermische Nachhärtung oder Temperung).

1.6.4 Flächenisolierstoffe

Flächenisolierstoffe werden in elektrischen Maschinen in vielfältiger Form verarbeitet, z. B. als

- Lagen-, Spulen-, Nut- und Phasentrennisolation,
- Klebe- und Isolierbänder bzw. Isolierschlüche,
- Isolierstoffplatten usw.

Je nach Aufgabe sind sie elektrischen Feldern, Temperaturschwankungen, sowie mechanischen Kräften und Umwelteinflüssen ausgesetzt.

Darüber hinaus dienen sie dem Wärmetransport und ggf. als Abstandshalter bzw. Konstruktionselement. Die wichtigsten Flächenisolierstoffe sind mit ihren charakteristischen Werten in Tabelle 1.4 angegeben.

Isolierstoffe	ρ kg/dm ³	R_m N/mm ²	E_d kV/mm	ϵ_r 1	λ W/m K	TI °C
Pressspan	1,2 - 1,4	70	10...13	2,5...4	0,45	105
Hartpapier	1,4	70...100	20...30	4...8	0,28	
Polyamidpapier	0,7 - 1	90...110	15...30			200
Polyesterfolie	1,39	160	150...250			130
Polyamidfolie	1,42	180	150...250	3...4		> 250
Mehrschichtisolierstoffe aus Kombinationen o. g. Folien						
Schichtpressstoff						
Glas-Epoxidharz	1,6 - 1,8	200 - 300	10...20			130

Tabelle 1.4 Eigenschaften von wichtigen Flächenisolierstoffen

1.6.5 Formisolierteile

Unter Formisolierteilen versteht man Bauteile komplexer Geometrie, wie z. B. Abstützungen, Klemmenblöcke, Spulenkörper, Lüfterflügel usw.

Diese werden für Sonderanwendungen und Kleinserien häufig aus Formisolierstoffen durch mechanische Bearbeitung (Sägen, Bohren, Fräsen usw.) gefertigt. Die Formisolierstoffe werden ihrerseits meist durch Verkleben von Flächenisolierstoffen hergestellt und haben daher auch deren technische Eigenschaften.

Für die Massenfertigung werden sie aber in der Regel aus Kunststoff gespritzt, wobei sie zur Erhöhung der mechanischen Festigkeit oft zusätzlich faserverstärkt sind.

1.6.6 Montsingersche 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 Montsingersche Regel bekannt ist.

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

$$t_L = t_{LN} \cdot 2^{-\frac{\vartheta - TI}{T_{1/2}}} \quad \text{mit} \quad \begin{aligned} TI &= \text{Temperaturindex} \\ &= \text{zul. Grenztemperatur gemäß Einstufung} \\ t_{LN} &= \text{angesetzte Lebensdauer bei Grenztemperatur} \\ &\quad (\text{üblich: } 20000 \text{ h}) \\ T_{1/2} &= \text{Halbwertszeit - Temperaturintervall.} \\ &= 8 \text{ K für Temperaturklasse A} \\ &= 10 \text{ K für Temperaturklasse E - F} \\ &= 12 \text{ K für Temperaturklasse H.} \end{aligned}$$

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

Weiterhin kann man auch Versuche im sog. Zeitrafferverfahren durchführen. So entspricht ein Versuch mit 50 K Übertemperatur über ca. 1 Monat einem Dauerversuch bei Grenztemperatur über

$$t_{LN}^* = 720h \cdot 2^5 \approx 20000h.$$

Bedingung für die Zulässigkeit des Zeitrafferverfahrens ist, dass sich der Stoff bei der Übertemperatur noch nicht chemisch oder physikalisch gegenüber seinem Zustand bei Grenztemperatur verändert (mit Ausnahme der Temperatur).

Für seriöse Auswertungen sollte die Übertemperatur im Bereich

$$\vartheta - TI \leq 30 \text{ K}$$

gewählt werden, was bei $T_{1/2}=10 \text{ K}$ einen Zeitmultiplikator von ≤ 8 ergibt.

2 Transformatoren

Transformatoren ermöglichen die 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 .

Diese Umformung setzt zeitabhängige Spannungs- und Stromverläufe voraus, wobei in der gesamten Energieversorgung und -verteilung bevorzugt sinusförmig veränderliche Größen verwendet werden. 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

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 Anschlussteilen, Ölbehälter, Überwachungseinrichtungen etc.

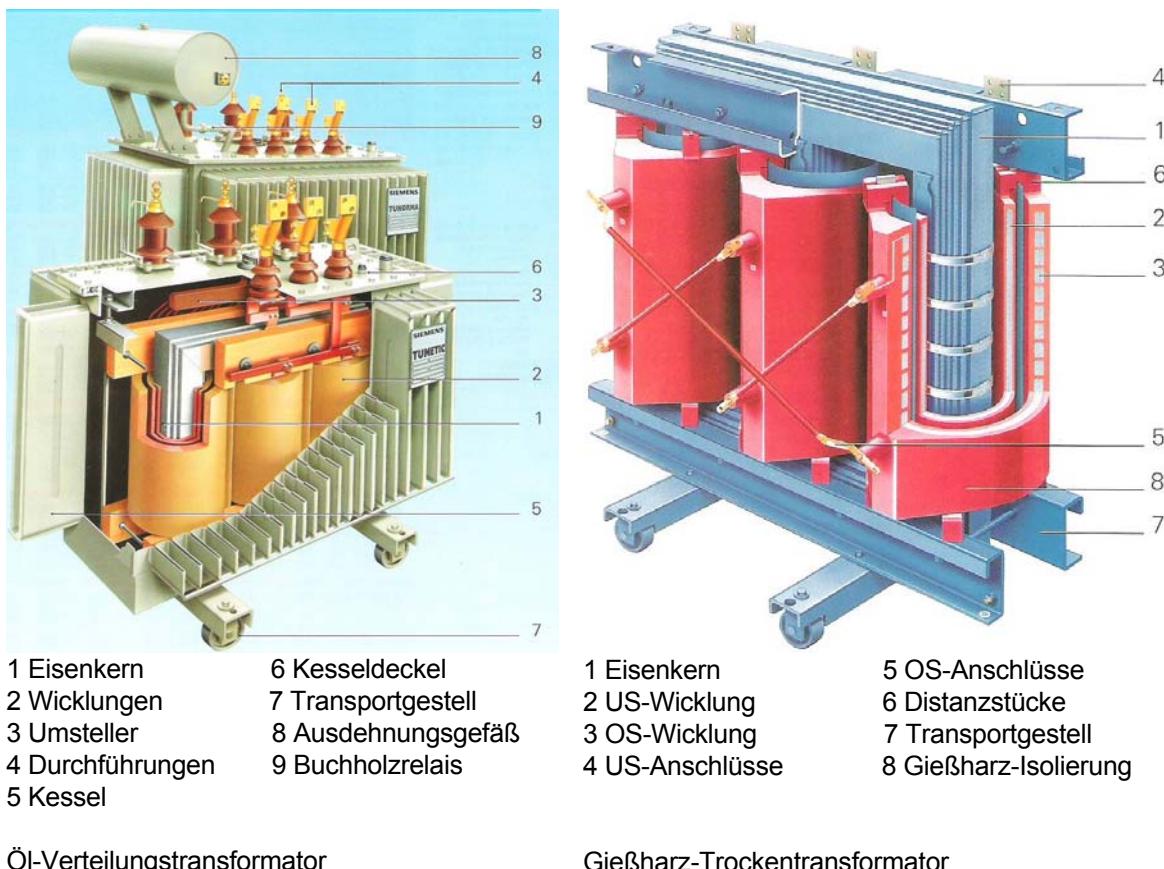


Bild 2.1 Aufbau von Transformatoren [Quellen: Siemens]

Je nach Anwendungsfall und Leistungsklasse werden unterschiedliche Ausführungen bevorzugt.

So unterscheidet man laut Norm einerseits zwischen

- Kleintransformatoren, mit Leistungen bis ca. 16 kVA und
- Leistungstransformatoren, für größere Leistungen,
sowie zwischen
 - Ein- und
 - Dreiphasentransformatoren (Drehstromtransformatoren).

2.1.1 Transformatorkern

Der Transformatorkern 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 hierbei die maximal möglichen Abmessungen durch den notwendigen Sinterprozess begrenzt. (Siehe hierzu auch Abschnitt 2.6.4.)

Der Kern von Kleintransformatoren ist meistens aus Elektroblechen genormter Größe (DIN 41302 ff) und geeigneter Blechqualität hergestellt. Dabei werden heutzutage bevorzugt EI-, UI- oder 3UI-Blechformen entsprechend Bild 2.2 verarbeitet.

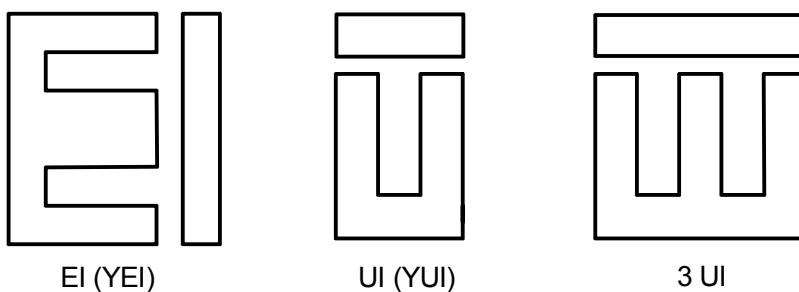


Bild 2.2 Genormte Blechschnitte für Kleintransformatoren

Bei großen Transformatoren wird der Kern 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 Elektrobleche ein hoher Eisenfüllfaktor von meist über 96 % ermöglicht. Aus wirtschaftlichen und technischen Gründen strebt man bei großen Transformatoren einen kreisförmigen Kernquerschnitt an. Dies lässt sich durch einen mehr oder weniger fein gestuften Kern nach Bild 2.3 erreichen.

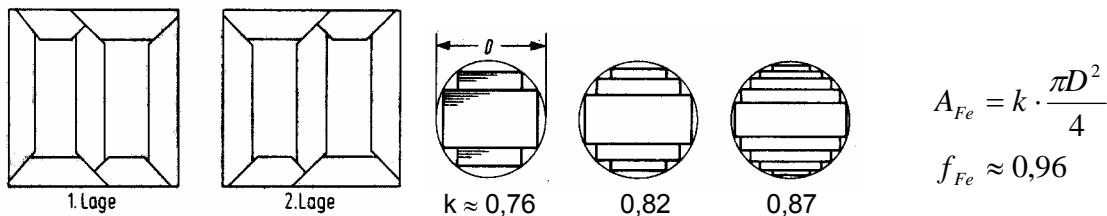


Bild 2.3 Kernkonzepte bei Großtransformatoren [Quelle: Fischer]

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

Prinzipiell kann man Drehspannungssysteme 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 zum 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.

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, Anschlussteile und Befestigungsmaterial, zurückgegriffen werden. Allerdings werden in speziellen Varianten auch andere, z. B. kreisförmige Kernquerschnitte ausgeführt.

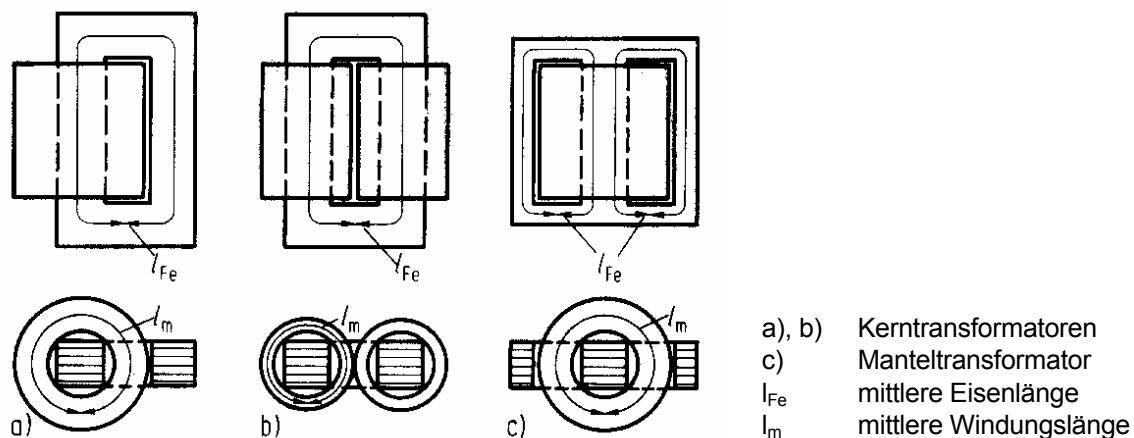


Bild 2.4 Kern- und Mantelbauweise bei Transformatoren [Quelle: Moeller]

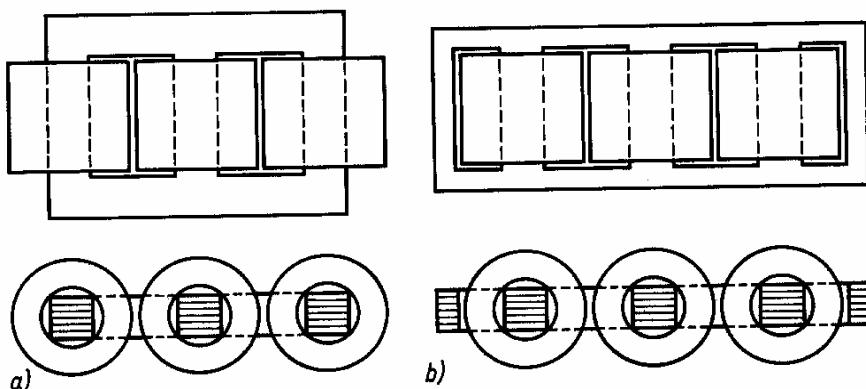


Bild 2.5 Drei- und Fünfschenkeltransformator [Quelle: Moeller]

2.1.2 Wicklung

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

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

Da die 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 ineinander verschachtelt sein (Bild 2.6), 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 verwirklicht.

Darüber hinaus verlangt die Norm bei besonderen Sicherheitsanforderungen (sichere Trennung) eine räumliche Trennung von Primär- und Sekundärspulen als zusätzliche Sicherheitsbarriere.

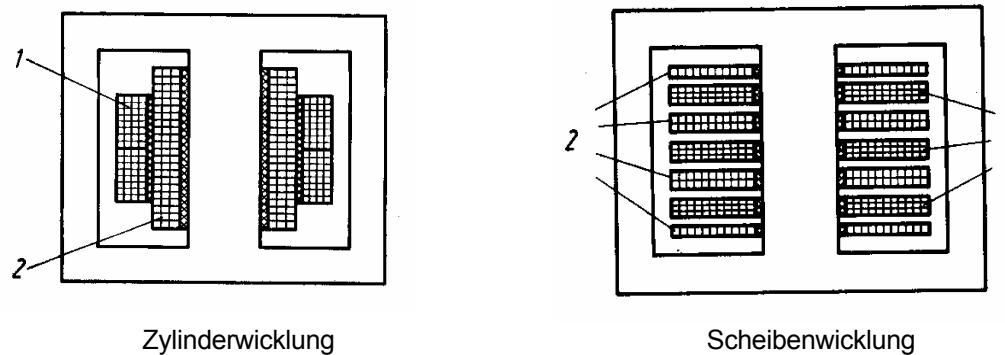


Bild 2.6 Wicklungskonzepte bei Transformatoren [Quelle: Moeller]

- 1 Oberspannungswicklung
- 2 Unterspannungswicklung

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 $P_N = 100 \text{ MVA}$ trotz ihres guten Wirkungsgrades von $\eta \approx 99\%$ Verlustleistungen in der Größenordnung

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

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 6.3.

2.1.4 Konstruktionsteile

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

- Befestigungswinkel
- Spulenkörper
- Anschlussklemmen
- Sicherheitsabdeckungen usw.

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

Demgegenüber sind Großtransformatoren meist Sonderkonstruktionen, die meist 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 ($\mu_{Fe} \rightarrow \infty$; $P_{vFe} \rightarrow 0$)
- die Wicklungen bestehen aus elektrisch perfekt leitendem Material ($\kappa_{Cu} \rightarrow \infty$) und
- die magnetische Kopplung zwischen den Wicklungen ist vollkommen (keine Streufelder).

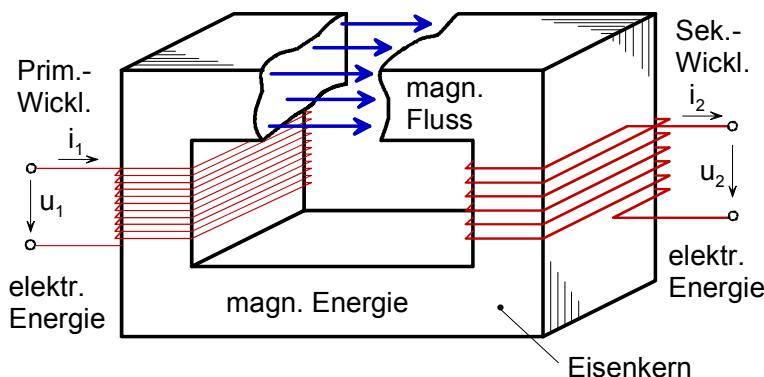


Bild 2.7 Wirkungsweise des Transformators

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 Transformators

$$\dot{\nu} = \frac{u_1}{u_2} = \frac{N_1}{N_2} .$$

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

$$\Theta_1 + \Theta_2 = N_1 i_1 - N_2 i_2 = 0$$

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{\dot{\nu}} .$$

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 auch als Transformatorhauptgleichung bezeichnet.

Verläuft dagegen die Spannung, wie in der Leistungselektronik oft üblich, z. B. als rechteckförmige Wechselspannung der Amplituden $U_{1,2}$ 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

Betreibt man den sekundärseitig leer laufenden 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

$$P_{1Cu0} = R_{1Cu} I_{10}^2 \quad = \text{Wicklungsverlusten bei } I_{10} \text{ und}$$

$$P_{vFe} = P_{10} - P_{1Cu0} \quad = \text{Eisenverlusten}$$

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

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

(Die Näherung besteht darin, dass hierbei der Spannungsabfall an R_{1Cu} und X_{10} vernachlässigt wird.)

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 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 eine für den leer laufenden Transformator geeignete Ersatzschaltung und das zugehörige Zeigerdiagramm.

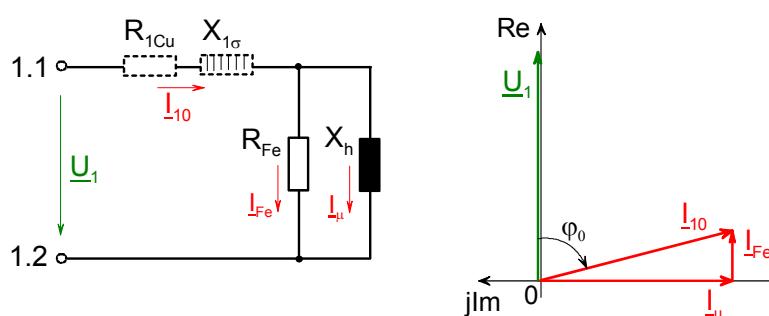


Bild 2.8 Ersatzschaltung und Zeigerdiagramm des leer laufenden Transformators

2.3.2 Kurzgeschlossener Transformator

2.3.2.1 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 nur wenige Prozente der Bemessungsspannung beträgt, 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 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 als gemeinsame Größe auftritt, bietet sich hier 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 $\ddot{\nu}$ wirksam ist.

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

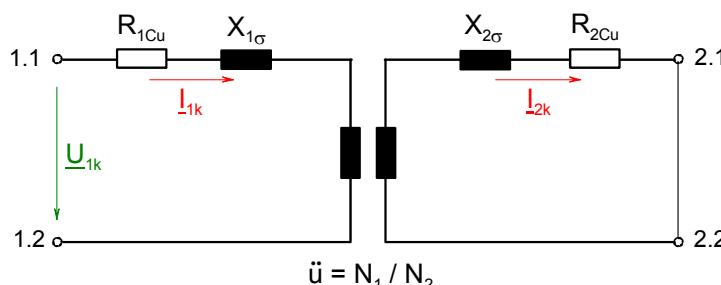


Bild 2.9 Ersatzschaltung des kurzgeschlossenen Transformators

2.3.2.2 Bezogene Sekundärgrößen

In der Ersatzschaltung nach Bild 2.9 ist physikalisch korrekt ein idealer Übertrager mit dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{\nu}$ zwischen der Primär- und Sekundärwicklung berücksichtigt. Dieser erfordert im Zeigerdiagramm unterschiedliche Maßstäbe für die primären und sekundären Größen, was die Übersichtlichkeit stark beeinträchtigt. Dies lässt sich vermeiden, wenn man an Stelle der wahren Sekundärgrößen bei der Windungszahl N_2 mit solchen für die Windungszahl $N'_2 = N_1$, d.h. mit

$$U'_2 = \ddot{\nu} \cdot U_2 = U_1 \quad ; \quad I'_2 = \frac{I_2}{\ddot{\nu}}$$

rechnet.

Damit sich dadurch die Leistungen nicht ändern, müssen auch die Widerstände gemäß

$$R_{2Cu} \cdot I_{2k}^2 = R'_{2Cu} I'^2_2 \quad \Rightarrow R'_{2Cu} = \left(\frac{I_{2k}}{I'_2} \right)^2 \cdot R_{2Cu} = \ddot{\nu}^2 \cdot R_{2Cu}$$

$$X_{2\sigma} I_{2k}^2 = X'_{2\sigma} \cdot I'^2_2 \quad \Rightarrow X'_{2\sigma} = \ddot{\nu}^2 \cdot X_{2\sigma}$$

auf die Übersetzung 1 umgerechnet werden.

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

Hinweis: Weitere Zwischenschritte werden in der Vorlesung angegeben.

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

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

gewählt.

Meistens werden auch die Wirk- und Blindwiderstände

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

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

zur Kurzschlussimpedanz

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

zusammengefasst.

Bild 2.10 zeigt die entsprechende Ersatzschaltung und das zugehörige Zeigerdiagramm.

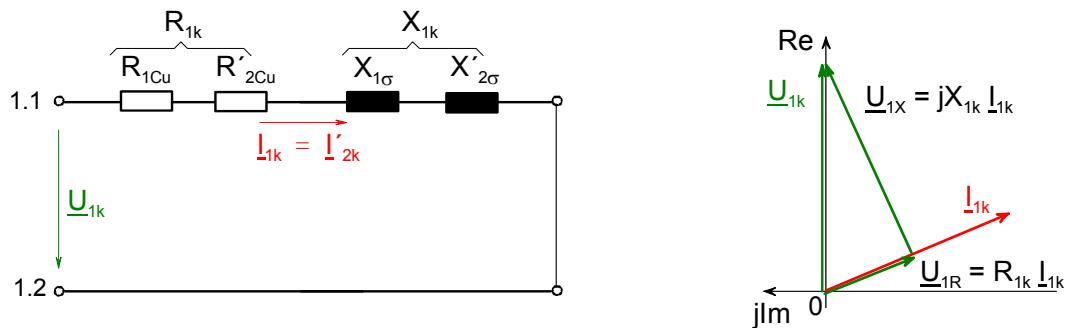


Bild 2.10 Ersatzschaltung und Zeigerdiagramm des kurzgeschlossenen Transfomators

2.3.3 Ersatzschaltung des realen Transfomators

2.3.3.1 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 Transfomators 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 Transfomator angeschlossene Last berücksichtigt werden.

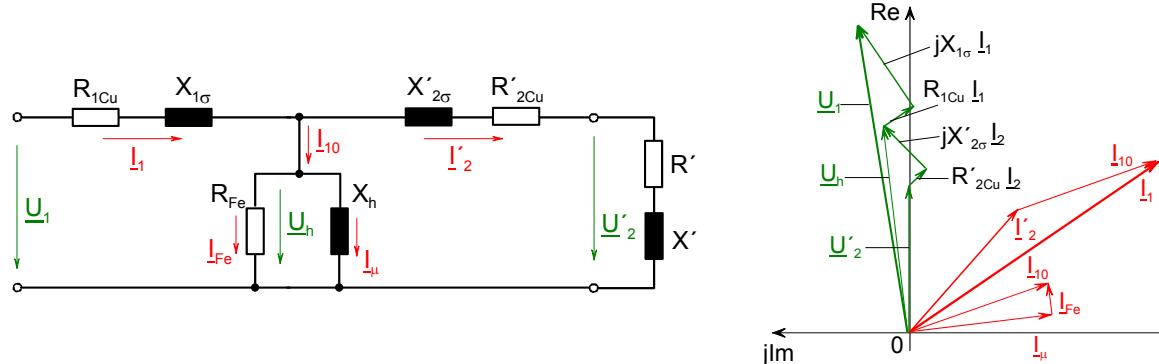


Bild 2.11 Vollständiges Ersatzschaltbild des realen Transfomators

2.3.3.2 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.

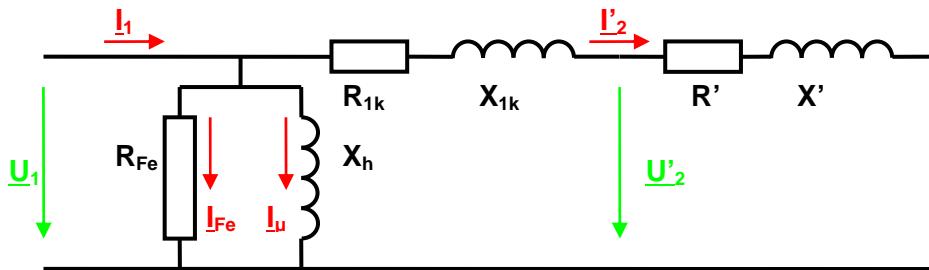


Bild 2.12 Vereinfachte Ersatzschaltung des Transformators

Daher wird in der Praxis bevorzugt und auch im Rahmen dieser Vorlesung und im zugeordneten Labor grundsätzlich auf diese vereinfachte Ersatzschaltung zurückgegriffen.

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 Transformatoren 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:

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

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

2.4.2 Realer Leerlauf

2.4.2.1 Leerlaufstrom

Betreibt man den leer laufenden Transformator an einer sinusförmigen Spannung, so muss auch der magnetische Fluss bzw. die Flussdichte im Kern 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 zu

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

ergibt. Bild 2.13 zeigt anschaulich, wie sich so bei üblich nichtlinearer Kennlinie ein verzerrter, d.h. oberschwingungshaltiger Magnetisierungsstrom ergibt. Da bei Transformatoren Luftspalte mit ihrer linearisierenden Wirkung auf $B(H)$ möglichst vermieden werden, ist dieser Effekt hier besonders ausgeprägt. Dabei können die Stromoberwellen je nach Aussteuerung bis zur Hälfte des Grundwellenscheitelwertes betragen.

2.4.2.2 Einschaltstromstoß

Je nach Kernkonzept, -material und Ausschaltsituation kann im Kern eines abgeschalteten Transformators eine Remanenzinduktion von bis zu ca. $B_r \approx 1,2$ 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.

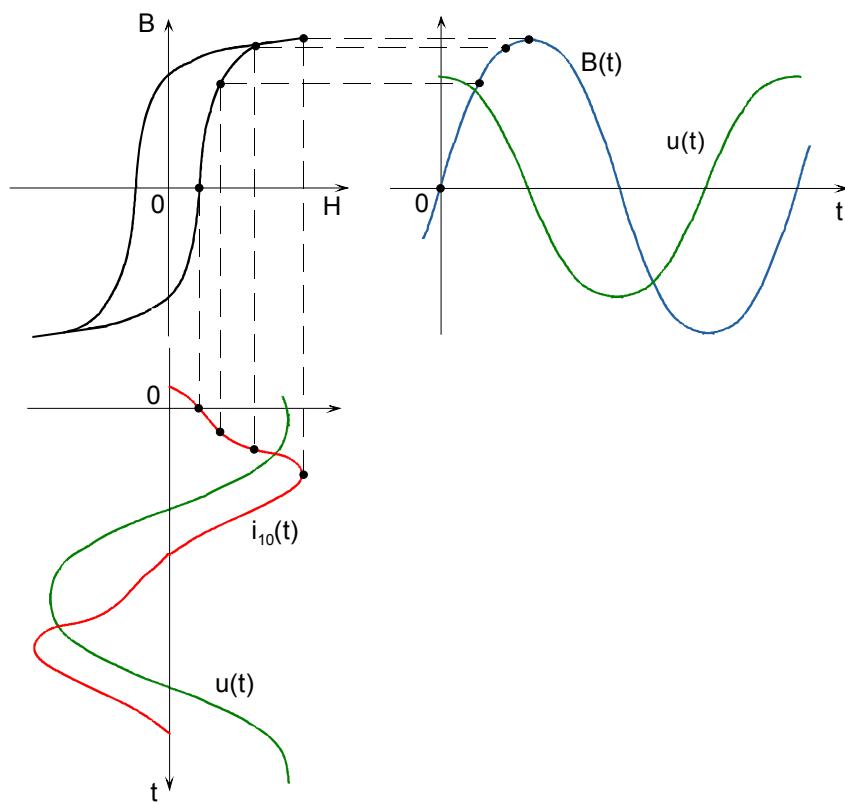


Bild 2.13 Magnetisierungsstrom bei sinusförmiger Erregung

Dies kann bei ungünstigem Zeitpunkt etwa im Spannungsnulldurchgang nach Bild 2.14 zu einem sehr hohen Spitzennetzfluss führen, der den Kern weit in die Sättigung treibt und einen entsprechend hohen Einschaltstromstoß erzwingt. Am starren Netz wird dieser allein durch

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

begrenzt.

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

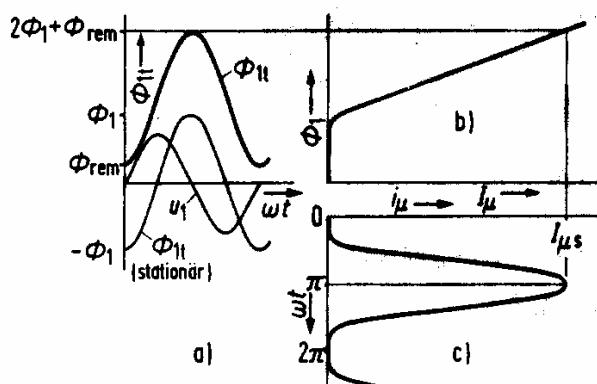


Bild 2.14 Einschaltstrom beim leer laufenden Transformator

[Quelle: Fischer]

2.4.3 Kurzschluss

2.4.3.1 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 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 Kurzschlusschutz erforderlich.

2.4.3.2 Stoßkurzschlussstrom

Schließt man einen laufenden Transformator sekundärseitig kurz, so tritt bei ungünstigem Schaltaugenblick 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

Festlegungen:

- In der Vorlesung werden Ersatzschaltungen stets für den realen Strang entwickelt.
- Bei Drehstromanwendungen werden zudem symmetrische Verhältnisse vorausgesetzt.
- U, I, R, X, Z sind somit Strangwerte, P, Q, S, gelten für den Transformator bzw. die Maschine insgesamt.
- Zu beachten ist aber, dass aus Sicht des Netzes für Spannungen und Ströme laut Norm i. d. R. Außenleiterwerte angegeben werden. Diese müssen dann entsprechend der tatsächlichen Verschaltung auf die jeweiligen Strangwerte und umgekehrt umgerechnet werden.
- m_1 kennzeichnet die Strangzahl. Dabei gilt:
 $m_1 = 1$ bei Einphasen- bzw. $m_1 = 3$ bei Drehstromausführungen.

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

- Bestimmung der Wicklungswiderstände und -temperatur des kalten Transformators (üblich bei Raumtemperatur, nach Lagerung des Gerätes im temperierten Prüffeld) und ggf. Umrechnung auf die gewünschte Betriebs- bzw. die gültige Bezugstemperatur.
Messwerte: R_{1Cu} , R_{2Cu} , (i. d. R. als DC-Werte)

- Leerlaufversuch im Prüffeld bei $U_1 \approx U_{1N}$

Messwerte: U_1 , I_{10} , P_{10} , U_{20}

Rechenwerte:

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

$$P_{vFe} = P_{10} - m_1 R_{1Cu} I_{10}^2$$

$$I_{Fe} = \frac{P_{vFe}}{m_1 U_1} \Rightarrow R_{Fe} = \frac{U_1}{I_{Fe}}$$

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

- Kurzschlussversuch bei $I_{1k} \approx I_{1N}$

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

Rechenwerte:

$$R'_{2Cu} = \dot{u}^2 R_{2Cu}$$

$$R_{1k} = \frac{P_{1k}}{m_1 I_{1k}^2} \geq R_{1Cu} + R'_{2Cu} \quad \text{zur Kontrolle, in Ersatzschaltung aber } R_{1k} \text{ verwenden}$$

$$Z_{1k} = \frac{U_{1k}}{I_{1k}}$$

$$X_{1k} = \sqrt{Z_{1k}^2 - R_{1k}^2}$$

$$X_{1\sigma} \approx X'_{2\sigma} \approx \frac{X_{1k}}{2} \quad \text{als übliche Festlegung, sofern benötigt}$$

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

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.

2.6.1.1 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.

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 herausgeführt, so wird dies durch ein nachgestelltes

N, n

verdeutlicht.

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

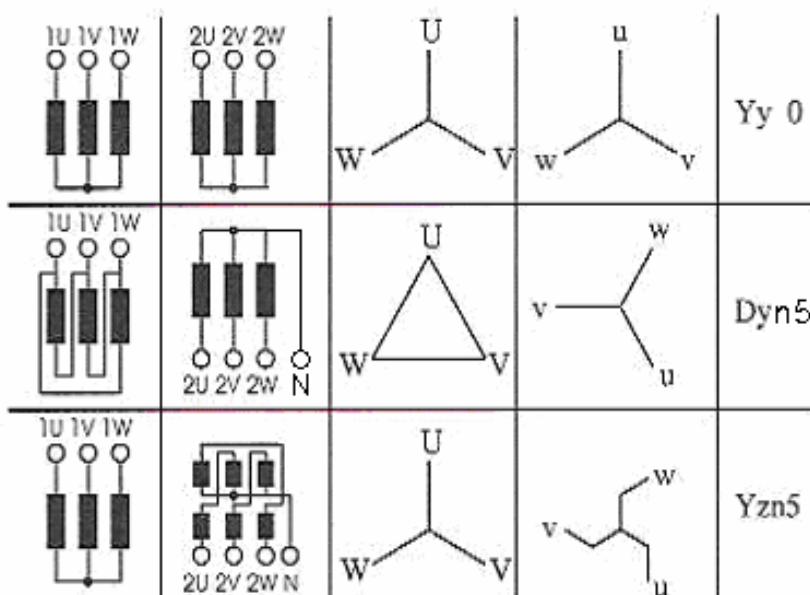


Bild 2.15 Gängige Schaltgruppen bei Drehstromtransformatoren

Beispiel: Yzn5

- Oberspannungswicklungen in Stern
- Unterspannungswicklungen in Zickzack
- Sternpunkt der Unterspannungswicklungen herausgeführt
- Nacheilung der Unterspannung gegenüber der gleichnamigen 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.

2.6.1.2 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 ausgewertet werden kann.

2.6.1.3 Unsymmetrische Belastung

Insbesondere im Bereich der Niederspannungs-Energieversorgung mit der Vielzahl von zufällig eingeschalteten Ein- und Dreiphasenverbrauchern können unsymmetrische Belastungen der vorgesetzten Drehstrom-Verteilertransformatoren nicht ausgeschlossen werden.

Damit dies nicht zu unzulässigen Verzerrungen und Überspannungen im sekundärseitigen Spannungsstern 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.

$Yyn0$ mit Ausgleichswicklung,

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

2.6.1.4 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 maximales Leistungsverhältnis $S_{N1}:S_{N2} \leq 3:1$ angenähert).

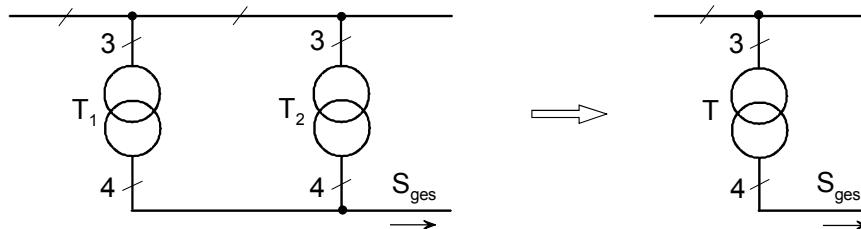


Bild 2.16 Transformatoren im Parallelbetrieb

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 übertragbare Leistung der Parallelschaltung $S_{\text{ges max}}$ kleiner als die Summenleistung der Einzeltransformatoren ΣS_{Nv} wird.

Dabei gilt mit dem Leistungsbeitrag S_v des Einzeltransformators

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

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

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 als Folge der vektoriellen Stromaddition eine Minderausnutzung der Parallelschaltung.

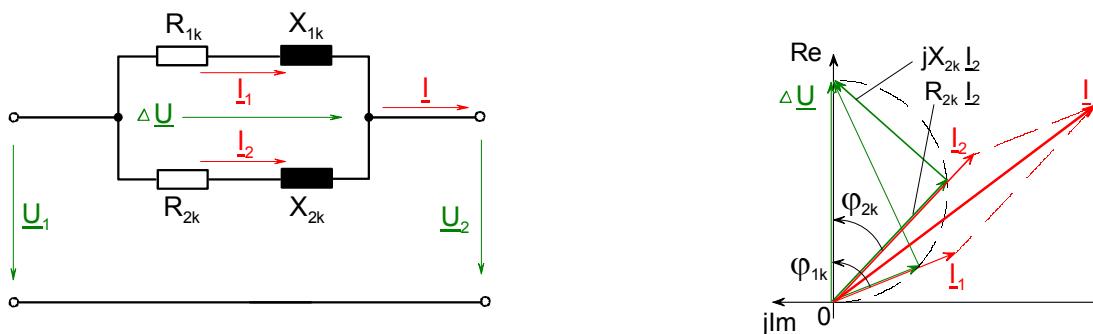


Bild 2.17 Gesamtstrom bei unterschiedlichem $\cos \varphi_k$ der Transformatoren

Für $u_{1k} \neq u_{2k}$ und $\varphi_{1k} \neq \varphi_{2k}$ überlagern sich beide Effekte, d. h. die tatsächliche Leistung der Parallelschaltung reduziert sich noch weiter gegenüber der rechnerischen Summenleistung.

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.

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

$$S_D = U_1 I_1 = U_2 I_2 \quad \text{Durchgangsleistung}$$

$$I_1 = I_2 + I_P \quad \text{Knotenpunktsgleichung}$$

$$N_P I_P = N_R I_2 \quad \text{Durchflutungsgleichgewicht}$$

$$S_B = (U_2 - U_1) I_2 = S_D \left(1 - \frac{U_1}{U_2}\right) \quad \text{Bauleistung}$$

Interessant ist dabei, dass die Bauleistung des Spartransformatoren, 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.

Nachteile bei Spartransformatoren sind

- die fehlende galvanische Trennung,
- die zusätzlich verkleinerte Kurzschlussspannung

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

- sowie negative Effekte im Störfall durch Übersättigung des Kernes und
 - Symmetrieprobleme bei Drehstromausführungen und unsymmetrischen Betriebszuständen.
- Der Einsatz von Spartransformatoren muss also im Einzelfall sorgfältig geprüft werden.

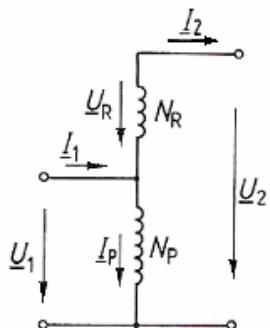


Bild 2.18 Prinzipschaltbild des Spartransformators [Quelle: Fischer]

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 einschlägige Normen z.B. für

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



Bild 2.19 Typischer Kleintransformator [Quelle: Riedel]

Kleintransformatoren werden mit genormten Blechschnitten und vorgegebenen Pakethöhen gefertigt. Für diese gibt es dann in den Normen auch Leistungs- und Dimensionierungsempfehlungen, wie z.B. in der Tabelle 2.1 für 50 Hz-Netzbetrieb auszugsweise angegeben.

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
EI 42	42	28	7	21	14	13.7	.112	.015	3.32	1.56	9.3
EI 48	48	32	8	24	16	15.7	.17	.027	6.8	1.57	7.7
EI 54	54	36	9	27	18	17.7	.243	.046	11.8	1.59	6.7
EI 60	60	40	10	30	20	19.9	.34	.065	18.7	1.6	5.9
EI 66 a	66	44	11	33	22	21.9	.45	.091	27.5	1.61	5.4
EI 78	78	52	13	39	26	26.4	.69	.181	59	1.64	4.41
EI 84 a	84	56	14	42	28	27.9	.93	.241	77	1.64	4.07
EI 96 a	96	64	16	48	32	34	1.48	.398	138	1.66	3.51
EI 120 a	120	80	20	60	40	40	2.72	.79	283	1.67	2.95
EI 150 Na	150	100	25	75	50	47.9	5.1	1.57	560	1.67	2.55
UI 75 a	75	100	25	75		24.9	1.34	.7	187	1.75	3.61
UI 90 a	90	120	30	90		29.9	2.29	1.29	365	1.77	3.04
UI 114 a	114	152	38	114		37.8	4.6	2.98	860	1.78	2.41
UI 132 a	132	176	44	132		43.8	7.2	4.77	1470	1.79	2.15
UI 150 b	150	200	50	150		74.8	15.9	7.9	3090	1.77	1.87
UI 168 a	168	224	56	168		55.8	14.9	10.2	3390	1.8	1.79
UI 180 a	180	240	60	180		59.8	18.4	12.4	4170	1.8	1.72
UI 210 a	210	280	70	210		69.8	29	20.5	7200	1.8	1.49
UI 240 a	240	320	80	240		79.8	44	31	11100	1.79	1.31

Tabelle 2.1 Kleintransformatoren mit kornorientierten Elektroblechen [Quelle: DIN 41302]

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 [Quelle: Epcos]

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. In Abschnitt 2.2.1 wurde dies beispielhaft für eine symmetrische Rechteckwechselspannung gezeigt.

Daher geben die Hersteller dem Praktiker für typische Anwendungen Empfehlungen in die Hand, nach denen er auf einfache Weise Kerne, Wickeldaten etc. näherungsweise auswählen bzw. festlegen kann. Bild 2.21 zeigt eine Übersicht über gebräuchliche Ferritkerne und die damit bei unterschiedlichem Feld- und somit Spannungsverlauf übertragbaren Leistungen. Dazu passend sind in Tabelle 2.2 zusätzlich Angaben zum thermischen Verhalten und zur Wicklungsauslegung enthalten.

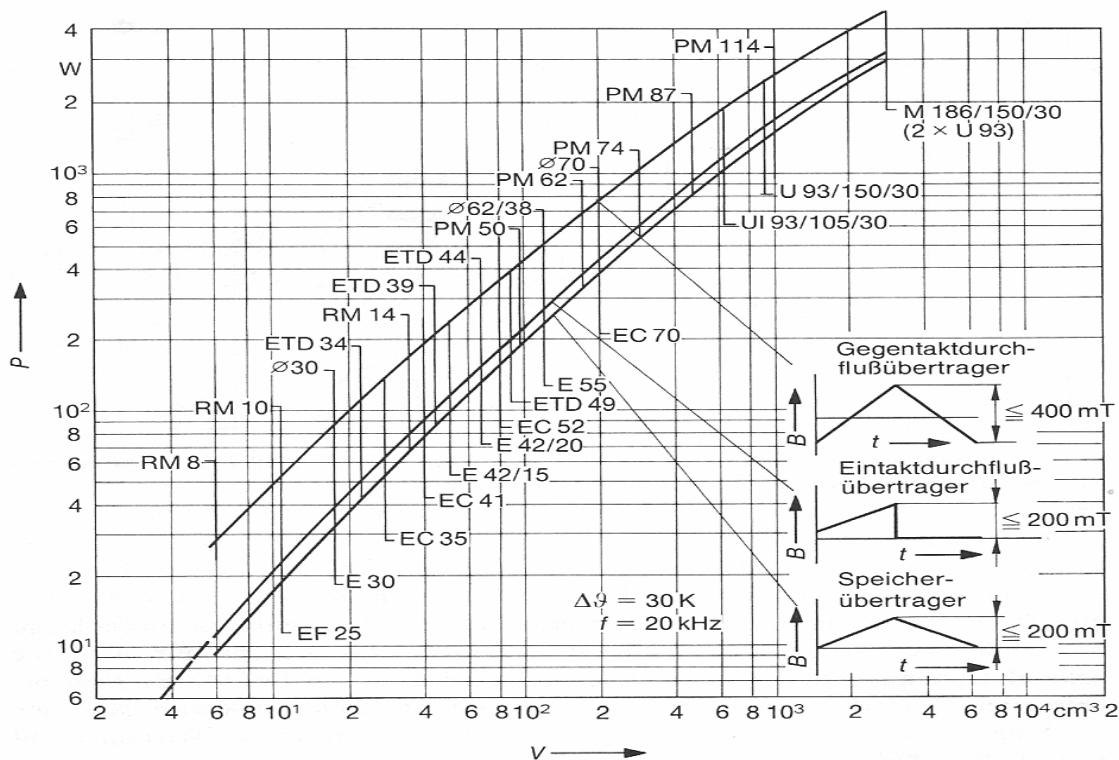


Bild 2.21 Übertragbare Leistungen mit Ferritkernen [Quelle: Kilgenstein]

Stromdichte S , Induktionshub ΔB und übertragbare Leistung P von Leistungsübertragern mit Siferrit-Kernen für eine Schaltfrequenz von 20kHz

Spalte 1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
Kerntyp ↓	A_e mm ²	A_{min} mm ²	V_e mm ³	A_N mm ²	R_{thu} K/W	ΔB_2 mT	S_2 A/mm ²	P W	ΔB_2 mT	S_2 A/mm ²	Durch- flüß- betrieb	P Speicher- betrieb W
EF 12,6	13	12,2	384	11,6	77	375	11,8	5,3	188	12,1	2,0	1,7
16	20,1	19,3	754	22,3	54	384	8,9	12,3	192	9,3	4,6	3,9
20	33,5	32	1500	34	39	3,82	7,6	27	191	8,0	9,9	8,5
25	52,5	51,5	3020	56	28	392	5,8	54	196	6,5	21,3	18,3
E30	60	49	4000	73	22	327	6,5	75	163	6,9	28	24
42/15	181	175	17600	157	14	361	3,1	254	193	4,1	128	110
42/20	240	229	23300	170	14,3	317	2,6	270	191	3,5	153	131
55	354	350	42500	238	10	285	2,6	500	198	3,2	307	264
EC 35	84,3	71	6530	97	18	337	5,6	123	168	6,1	48	41
41	121	106	10800	134	15	350	4,5	204	175	5,2	84	72
52	180	141	18800	212	11	313	3,8	363	157	4,4	150	129
70	279	211	40100	469	7,3	302	2,6	822	151	3,2	359	309
PM 50 × 39	340	275	29600	154	15	280	2,8	328	162	3,7	173	149
62 × 49	550	460	62200	270	11,5	227	2,2	593	167	2,7	380	327
74 × 59	740	615	98000	423	9,3	205	1,8	924	166	2,1	620	532
87 × 70	915	700	140000	657	7,7	190	1,5	1370	153	1,8	940	808
114 × 93	1730	1340	360000	1070	5,7	144	1,2	2560	144	1,2	1817	1561
Kern- u. Wickeldaten						$\Delta\theta = \Delta\theta_{Fe} + \Delta\theta_{Cu} = 30 \text{ K}$						
Wärme- wider- stand						Gegentakt bei $\Delta B \leq 400 \text{ mT}$			Eintakt bei $\Delta B \leq 200 \text{ mT}$			

Tabelle 2.2: Charakteristische Werte für Leistungsübertrager [Quelle: Kilgenstein]

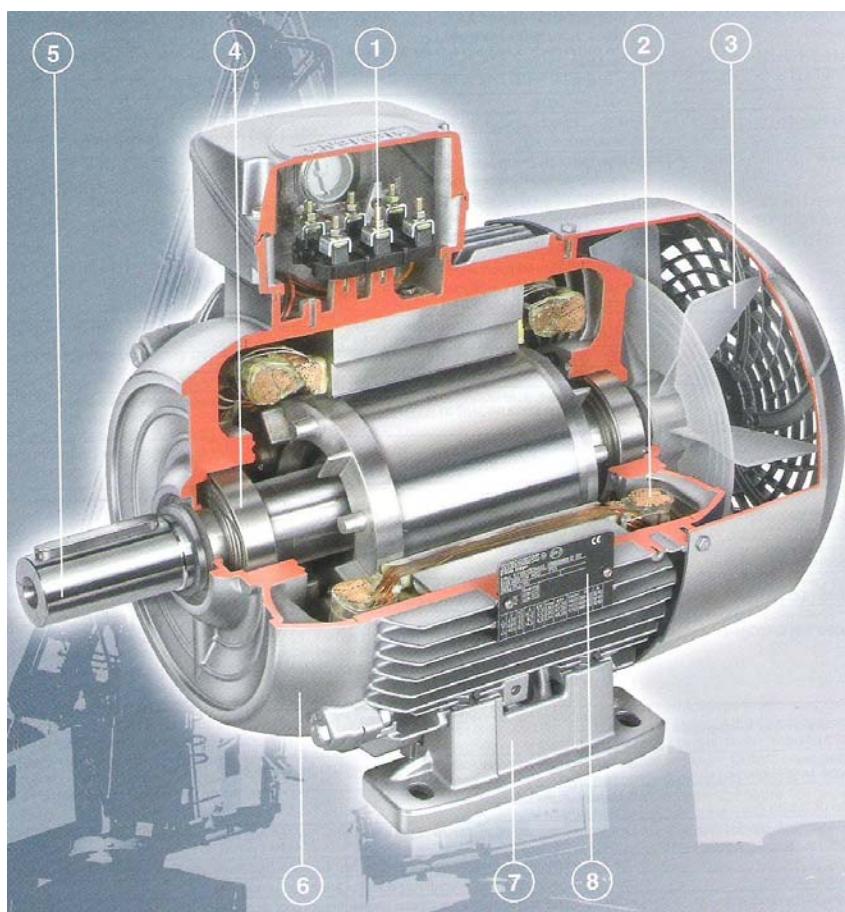
3 Asynchronmaschinen

Mit den Asynchronmaschinen kommen wir zum wichtigsten elektromechanischen Energiewandler unserer Zeit.

3.1 Aufbau

Asynchronmaschinen bestehen in der Hauptsache aus

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



- 1 Klemmenkasten
- 2 Stotorwicklung
- 3 Lüfter
- 4 Lager
- 5 Welle, Rotor
- 6 Lagerschild
- 7 Fuß
- 8 Typenschild

Bild 3.1 Asynchronmotor mit Käfigläufer und Oberflächenkühlung [Quelle: Siemens]

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 lackisierten 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. Diesem Sicherheitsgedanken folgend wird dieser sogar oft in einer höheren Schutzart ausgeführt. Um Verwechslungen bei den Anschlüssen möglichst auszuschließen, ist die Klemmenbezeichnung für alle wichtigen Maschinen in DIN EN 60 034-8 genormt. Für Asynchronmaschinen gelten danach auszugsweise die in Bild 3.2 angegebenen Bezeichnungen. Bei richtigem Anschluss und vorausgesetzt richtiger Wicklungsverschaltung weist der Motor Rechtslauf (d. h. Drehung im Uhrzeigersinn) auf.

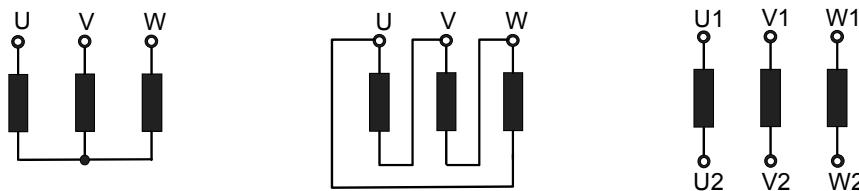


Bild 3.2 Genormte Klemmenbezeichnungen bei Asynchronmaschinen

3.1.2 Rotor

Der Rotor von Asynchronmaschinen besteht aus

- einem genuteten Blechpaket,
- meist zusammen mit den Statorblechen aus Elektroblech gestanzt,
- der in die Nuten eingebrachten Kurzschlusswicklung,
- und zwar bei kleineren Maschinen üblich als Kurzschlusskäfig aus Aluminium oder Aluminiumlegierung gegossen, bei größeren Maschinen auch aus Kupfer, Messing oder Bronze verlötet bzw. geschweißt, neuerdings auch aus Kupfer gegossen,
- u.U. einem Lüfterflügel,
- zur internen Luftumwälzung, oftmals mit den Kurzschlussringen integriert, 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 Reihenschaltung mit äußeren Widerständen kann dann insbesondere das Anlaufverhalten günstig beeinflusst werden und es ist eine gewisse Drehzahlverstellung (Schlupf) möglich. Durch die moderne Umrichtertechnik verlieren diese sog. Schleifringläufer an Bedeutung, da mit den Schleifringen die Hauptvorteile der Asynchronmaschinen, wie Wartungsfreiheit und Betriebssicherheit usw., verloren gehen. Nur bei besonderen Anwendungen, wie z. B. bei doppelt gespeisten Asynchronengeneratoren für Windkraftanlagen, werden sie derzeit noch 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, Füßen, 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.

3.2.1.1 Ausbildung von Drehfeldern mit ruhenden Wicklungenanordnungen

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

Man erkennt, dass

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

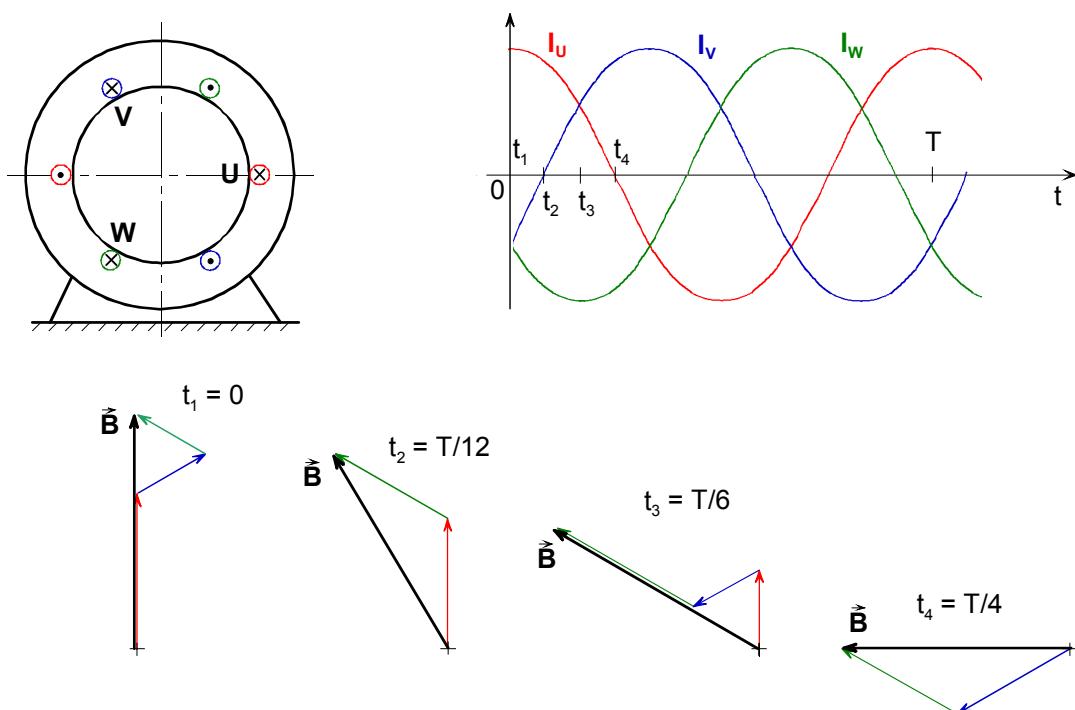


Bild 3.3 Ausbildung von Drehfeldern mit ruhenden Wicklungen bei Speisung mit phasenverschobenen, sinusförmigen Strömen

Drehfelder dieser Art bezeichnet man als Kreisdrehfelder; im Gegensatz zu den elliptischen Drehfeldern, bei denen der Induktionszeiger seine Länge und Geschwindigkeit bei der Drehung periodisch ändert (die Zeigerspitze also eine Ellipse beschreibt).

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. z. Z. $t = T$ mit demjenigen bei $t = 0$ überein, nur dass sich der Induktionszeiger in dieser Zeit 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 am Umfang entstehen, benötigt das Feld p Perioden für einen vollen Umlauf. Damit gilt für die Drehfeld- bzw. synchrone Drehzahl einer allg. $2p$ -poligen Maschine

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

Für die Drehfelddrehzahl bei Netzfrequenz $f = 50$ Hz gilt daher abhängig von der Polpaarzahl p der Wicklung

p	1	2	3	4	6	...
n_d s ⁻¹	50	25	16 2/3	12 1/2	8 1/3	...
n_d min ⁻¹	3000	1500	1000	750	500	...

was erklärt, weshalb Asynchronmaschinen am Netz nur mit ganz bestimmten Drehzahlen laufen können.

3.2.1.2 Grundwellenmaschine

Berücksichtigt man für die weitere Überlegung noch einen hochpermeablen Rotor, wird aus dem relativ schwachen Bohrungsfeld 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

- das Fortschreiten des Feldes über der Umfangskoordinate x_u (Drehung) und
- eine Änderung der Feldverteilung jeweils mit der Zeit.

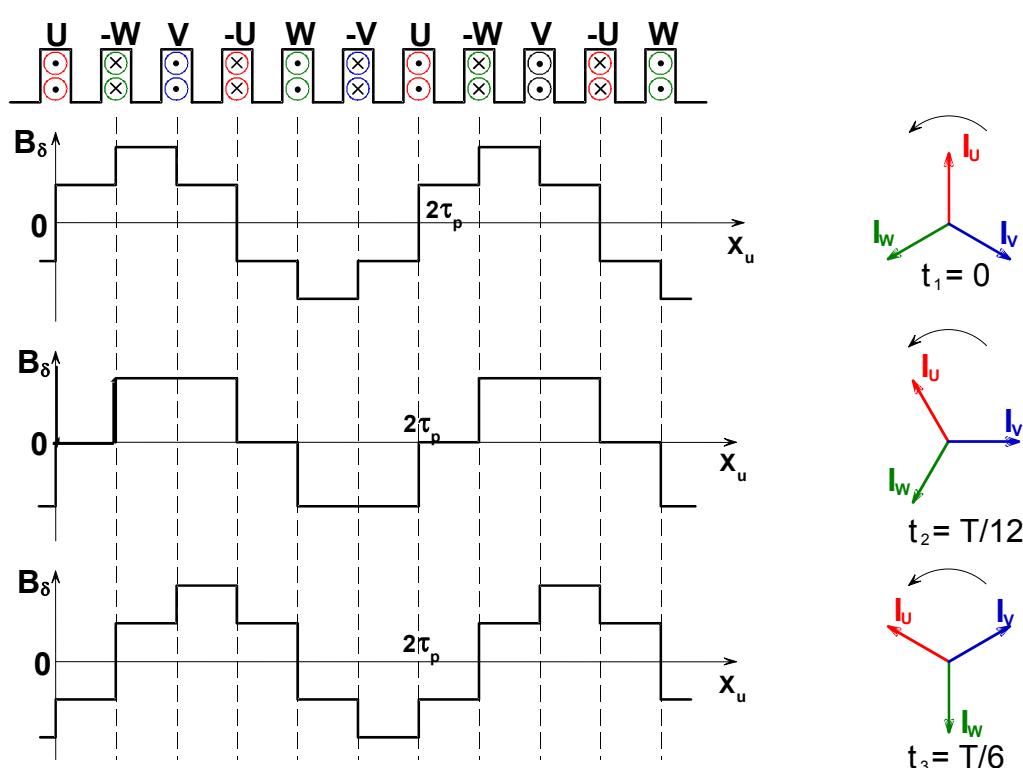


Bild 3.4 Luftspaltfeld einer Drehstrommaschine über dem Bohrungsumfang x_u für verschiedene Zeitpunkte t_v

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

- eine konstante Grundwelle (= konstante Zeigerlänge) und
- sogenannte Feldoberwellen, die 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 diese lassen sich durch einfache Ersatzschaltungen und übersichtliche Zeigerdiagramme beschreiben.

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 als

- Grundwellenbetrachtung, das so ermittelte Verhalten als
- Grundwellenverhalten und die idealisierte Maschine als
- Grundwellenmaschine.

Nachfolgend wollen wir uns auf die Betrachtung von Grundwellenmaschinen beschränken.

3.2.2 Wirkungsweise

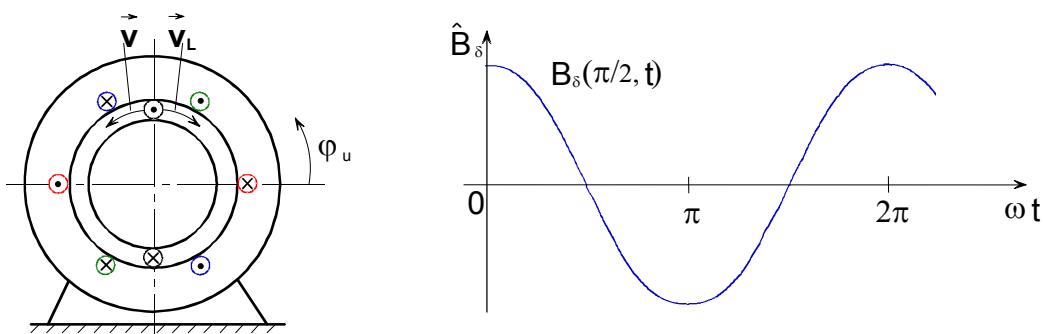


Bild 3.5 Spannungsinduktion im Rotor einer Asynchronmaschine

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

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

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

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

und zusammen mit der entgegengesetzten 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 gilt

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

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:

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

Wegen $Z/l \approx \text{const.}$ und $R/Z \approx \text{const.}$ 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 und deren Kosten bestimmt.

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

Als Folge des angreifenden Momentes wird der Rotor beschleunigt, wodurch allerdings seine Relativgeschwindigkeit und somit Strom, Kraft und Moment abnehmen. Wird der Motor dann belastet, stellt sich eine Drehzahl in der Nähe der Drehfelddrehzahl 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 auch $U_i = 0$, $I = 0$ und $M = 0$.

Das bedeutet, dass die Asynchronmaschine nur dann ein Moment entwickeln kann, wenn sich Drehfelddrehzahl n_d und Rotordrehzahl n unterscheiden, also asynchron laufen;

daher der Name Asynchronmaschine.

Diesen Unterschied erfasst man durch die

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

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

wobei letzterer ein wichtiger Parameter zur Beschreibung des Betriebsverhaltens von Asynchronmaschinen ist.

3.3 Ersatzschaltung

3.3.1 Leerlauf

Wenn der Rotor einer Asynchronmaschine mit der Drehfelddrehzahl $n = n_d$, d. h. $s = 0$ umläuft, wird dort keine Spannung induziert, es fließen demzufolge keine Ströme und es wird kein Moment entwickelt. Diesen Betriebszustand bezeichnet man als idealen Leerlauf, während beim realen Leerlauf die Rotor- und Reibungsverluste vom Drehfeld gedeckt werden müssen und die Rotordrehzahl somit geringfügig hinter der Drehfelddrehzahl zurückbleibt.

Der Drehfluss $\underline{\Phi}_d$ erfordert die Magnetisierungsdurchflutung $\underline{\Theta}_\mu$, die resultierend über die Stränge der Statorwicklung als Magnetisierungsstrom I_μ aufzubringen ist. Dieser beträgt normalerweise das 0,1....0,4fache des Bemessungsstromes, kann aber in Sonderfällen (kleine, hochpolige Maschinen) 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 I_μ treten auch beim idealen Leerlauf im Stator die praktisch stromunabhängigen Eisenverluste mit dem Eisenverluststrom I_{Fe} auf, die zusammen den netzseitigen Leerlaufstrom $I_{10} = I_\mu + I_{Fe}$ ergeben und in der Statorwicklung pro Strang die Stromwärmeverluste $R_{1Cu} \cdot |I_{10}|^2$ bewirken.

Da nicht alle mit der Statorwicklung verketteten Feldlinien als Drehfluss in den Rotor übertreten, ist dieser Streufluss durch eine Streuinduktivität auf der Statorseite zu berücksichtigen. Damit lässt sich das Verhalten der leer laufenden Asynchronmaschine durch die einphasige Ersatzschaltung Bild 3.6a äquivalent beschreiben.

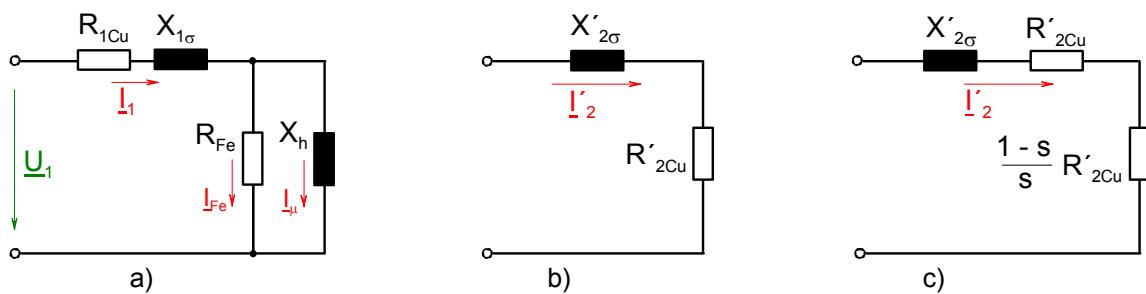


Bild 3.6 Ersatzschaltung der Asynchronmaschine

- a) bei Leerlauf
- b) Sekundärkreis bei Stillstand
- c) Sekundärkreis allgemein

Das Ersatzschaltbild der leer laufenden Asynchronmaschine entspricht somit völlig demjenigen des leer laufenden Transformators.

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 $Z_2 = R_{2Cu} + j X_{2sigma}$ anzufügen, die über einen idealen Übertrager mit dem Stator magnetisch gekoppelt ist. Für eine einheitliche Betrachtung bezieht man, 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 gemäß folgender Beziehung:

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

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

mit m_n = Strangzahl und $n = 1$ für Stator
 N_n = Windungen pro Strang $n = 2$ für Rotor
 ξ_n = Wickelfaktor
 N_{Nn} = Nutzzahl.

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 sogenannte - Stillstands-, Anlauf-, Anzugs- oder Anfahrmoment M_A , ohne dass dabei eine mechanische Leistung abgegeben wird. Somit wird die gesamte über den Luftspalt übertragene Wirkleistung im Rotor (und gegebenenfalls dazu in Reihe geschalteten Außenwiderständen) in Stromwärme umgesetzt.

Da üblicherweise gilt

$$|\underline{Z}'_2| \ll X_h < R_{Fe},$$

ist der Anlaufstrom wesentlich größer als der Leerlaufstrom und auch deutlich größer als der Bemessungsstrom, so dass bei größeren Motoren diesbezügliche Vorkehrungen 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

Hinweis: Wichtige Zwischenschritte werden in der Vorlesung erläutert.

Das Ersatzschaltbild für die allgemeine Belastung lässt sich 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 Kirchhoff'schen 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 $I_2' = |I_2|$ pro statorseitigem Strang die Stromwärmeverluste $R_{2Cu}' |I_2'|^2$ auftreten, empfiehlt sich folgende Aufteilung des Widerstandes

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

wobei der 1. Anteil die Stromwärmeverluste im Rotor und der 2. Anteil 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 hinterlegten Leistungsflussdiagramm darstellen.

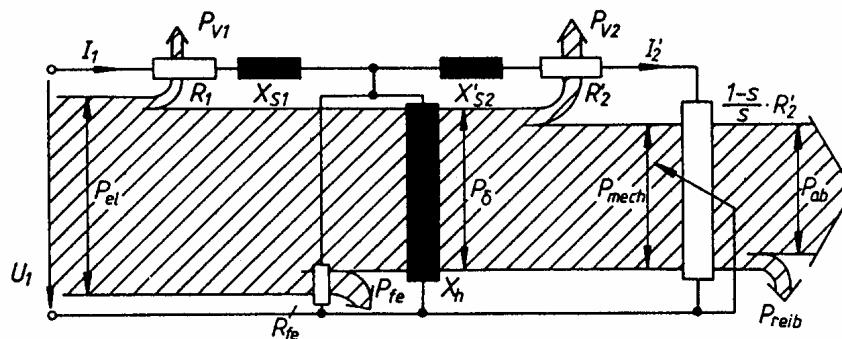


Bild 3.7 Vollständige Ersatzschaltung der Asynchronmaschine mit Leistungsflussdiagramm
[Quelle: Fuest]

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 numerisch durch Iteration mit dem PC o.ä.

3.3.4 Vereinfachte Ersatzschaltung der Asynchronmaschine

Für eine analytische Beschreibung der interessierenden Zusammenhänge wird i. d. R. wieder von einer vereinfachten Ersatzschaltung nach Bild 3.8 ausgegangen. Dazu wird, wie schon beim Transformator, der Querzweig wieder direkt an den Eingang verschoben. Dadurch vereinfacht sich die Auswertung deutlich und man kann für die hauptsächlich interessierenden Größen einfache Formeln angeben. Diese liefern bei größeren Maschinen ($P > 10 \text{ kW}$) meist ausreichend genaue Ergebnisse, während bei kleineren Maschinen unter Umständen mit merklichen Abweichungen zu rechnen ist. Trotzdem bevorzugt man in der Praxis die Auswertung der vereinfachten Ersatzschaltung, die hier auch grundsätzlich verwendet wird.

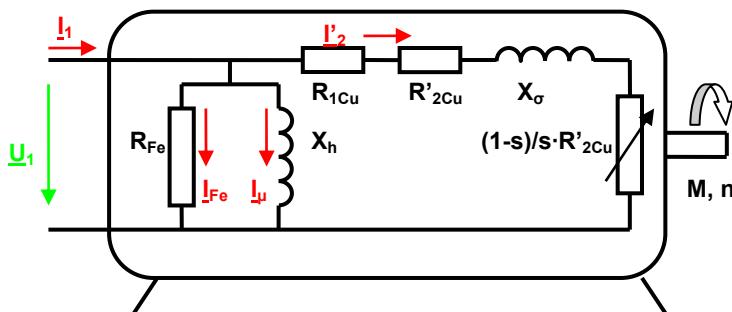


Bild 3.8 Vereinfachte Ersatzschaltung der Asynchronmaschine

3.4 Betrieb

3.4.1 Zeigerdiagramm und Ortskurve

Für einen beliebigen, festen Betriebszustand $s = \text{const.}$ 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:

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

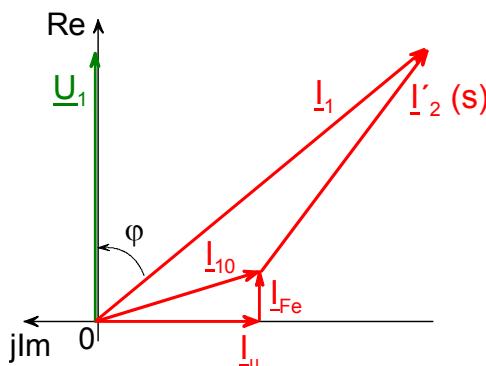


Bild 3.9 Zeigerdiagramm des Ständerstromes bei festem Schlupf s

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 sogenannte 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

$$I'_2 = \frac{U_1}{\left| R'_{1Cu} + \frac{R'_{2Cu}}{s} + jX_\sigma \right|} = \text{Max}$$

festgelegt und tritt auf bei

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

Dabei liegt \underline{I}_2' parallel zur imaginären Achse, so dass der geometrische Ort des Kreismittelpunktes ebenfalls auf dieser Parallelen durch $s_1 = 0$ liegen muss. Mit dem Leerlaufpunkt $s_1 = 0$ und dem Anlaufpunkt $s_3 = 1$, z.B. aus einfachen Messungen im Prüffeld bestimmbar, kann somit die Ortskurve konstruiert werden.

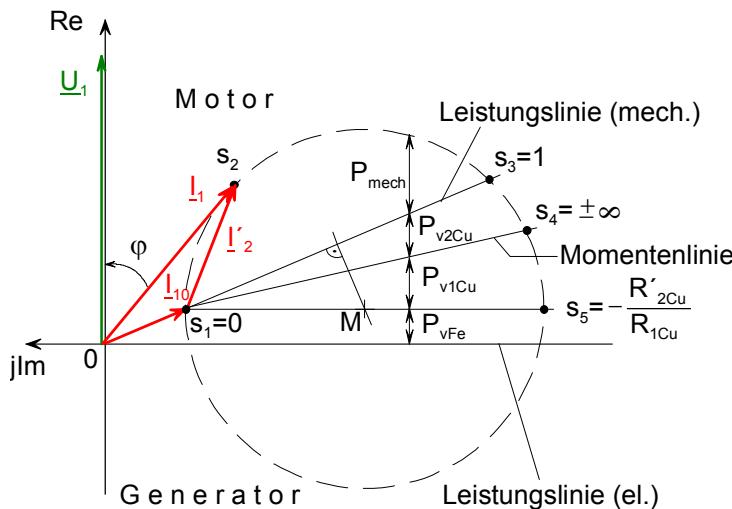


Bild 3.10 Ortskurve des Ständerstromes

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

1. $s_1 = 0$ Leerlaufpunkt:
 $I'_2 = 0$ d.h. kein Laststrom
 $I_1 = I_{10}$ Leerlaufstrom
 $P_1 = P_{vFe}$ nur Eisenverluste
2. $s_3 = 1$ Stillstand:
 $I_1 = I_{1A}$ hoher Anlaufstrom
 $P_1 = P_{v1Cu} + P_{v2Cu} + P_{vFe}$ nur Verluste
 $P_{mech} = 0$ Leistungslinie (mech.)
3. $s_4 = \pm\infty$
 $P_1 = P_{v1Cu} + P_{vFe}$
 $P_{mech} = -P_{v2Cu}$ Rotorverluste werden durch den äußeren Antrieb aufgebracht
 $P_\delta \sim M = 0$ Momentenlinie
4. $0 < s < 1$ Motorbetrieb
 $1 < s < \infty$ Gegenfeld- oder Senkbremse
 $-\infty < s < 0$ Generatorbetrieb, jedoch nur für $\varphi > 90^\circ$ Leistungsabgabe ins Netz.

3.4.2 Belastungskennlinien und Kloß'sche Formel

Durch punktweises Auswerten der Stromortskurve kommt man bei einer Darstellung über der Drehzahl n zu den sog. Belastungskennlinien, die meistens für

- I_1 Statorstrom
- P_1 elektrische Wirkleistung
- P_{mech} mechanische Leistung
- M Drehmoment
- $\cos \varphi$ 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 die Beziehungen

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

$$I'_2 = \frac{U_1}{Z_{2g}}$$

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

$$P_\delta = m_1 \frac{R'_{2Cu}}{s} I'^2_2 = \frac{m_1 R'_{2Cu} U_1^2}{s(R_{1Cu}^2 + X_\sigma^2) + 2R_{1Cu} R'_{2Cu} + R'^2_{2Cu} / s}$$

$$P_1 = P_{zu} = P_\delta + m_1 \left(R_{1Cu} I'^2_2 + \frac{U_1^2}{R_{Fe}} \right) \quad \text{wird später noch korrigiert!}$$

$$P_{v2Cu} = m_1 R'_{2Cu} I'^2_2 = sP_\delta$$

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

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

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

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

$$\eta = P_2 / P_1 ,$$

die sich in dieser Form auch leicht programmieren lassen.

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

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

zu

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

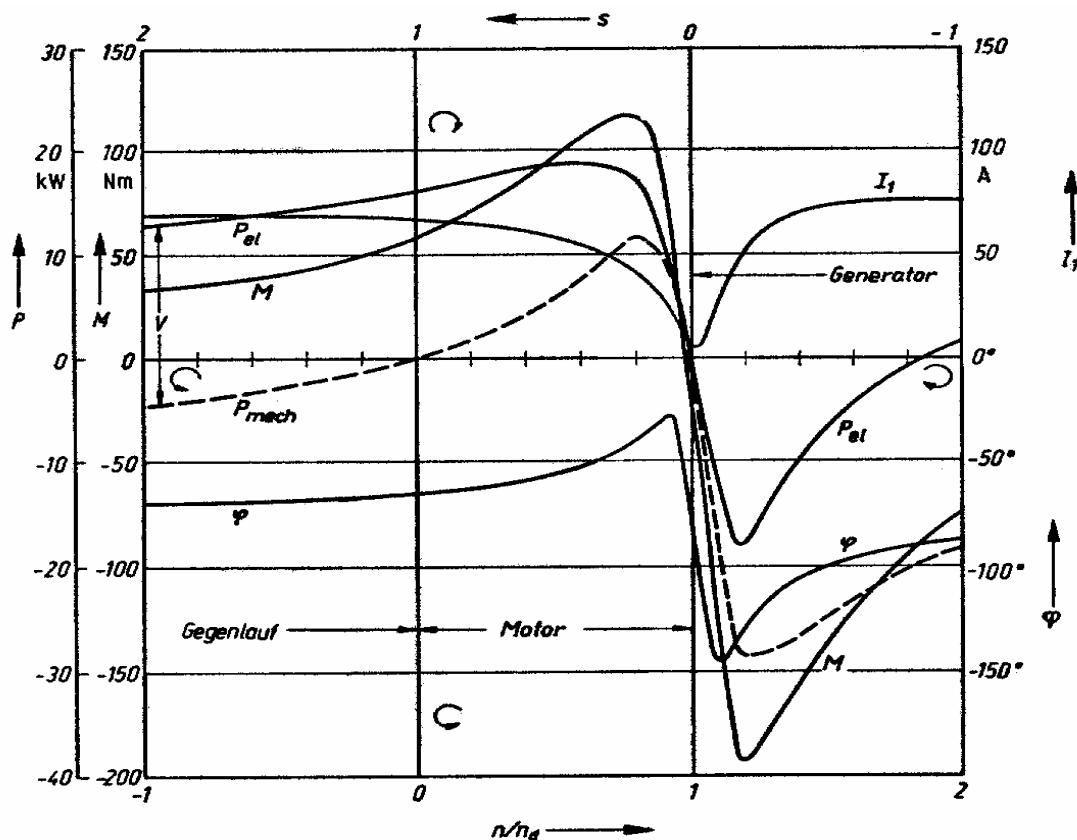


Bild 3.11 Belastungskennlinien einer Asynchronmaschine [Quelle: Moeller]

Normiert man das Moment auf seinen Maximalwert M_K , so erhält man

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

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

$$\begin{aligned} s_K &= \frac{R_{2Cu}'}{X_\sigma}; & M_K &= \frac{m_1 U_1^2}{2\omega_d X_\sigma}; & M_i &= \frac{m_1 U_1^2}{\omega_d X_\sigma (s/s_K + s_K/s)} \\ \frac{M_i}{M_K} &= \frac{2}{s/s_K + s_K/s} \approx \frac{M}{M_K}, \end{aligned}$$

wobei der letzte Ausdruck als Kloß'sche Formel bekannt ist.

Für die praktische Auswertung dieser Zusammenhänge werden noch folgende Korrekturen empfohlen:

- Statorverluste werden physikalisch korrekt mit I_1 berechnet (**Korrektur zur o. g. Gleichung!**)

$$P_1 = P_\delta + m_1 \left(R_{1Cu} I_1^2 + \frac{U_1^2}{R_{Fe}} \right)$$

- Zusatzverluste werden bei Bedarf pauschal nach Norm berücksichtigt

$$P_{vZ} = 0,005 P_{1N} \left(\frac{I_1}{I_{1N}} \right)^2.$$

Insbesondere bei Umrichterspeisung ist neuerdings die Drehzahlabhängigkeit der Reibungs- und Lüfterverluste zu beachten. Für diese gilt allgemein

$$P_{vn} \approx \left\{ \begin{array}{ll} P_{vRN} \cdot \frac{n}{n_N} + P_{vLN} \cdot \left(\frac{n}{n_N} \right)^3 & \text{bei Eigenbelüftung} \\ P_{vRN} \cdot \frac{n}{n_N} + P_{vLN} & \text{bei Fremdbelüftung} \\ P_{vnN} \approx \text{const.} & \text{bei kleinen Drehzahländerungen} . \end{array} \right\}$$

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

$$P_{vLN} : P_{vRN} : P_{vnN} \approx \frac{1}{3} : \frac{2}{3} : 1 \quad \text{bei Bemessungsdrehzahl } n_N.$$

Auf dieser Basis lassen sich dann auch die mechanischen Verluste bei drehzahlvariablen betriebenen Motoren leicht abschätzen.

Außerdem wird neuerdings die Lüfterleistung bei fremd belüfteten Motoren zunehmend separat ausgewiesen.

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 Netzzspannung und der auftretende Netzstrom kann ein Vielfaches des Bemessungsstromes betragen. Dieser muss daher ab bestimmten Leistungen (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:

$$\begin{aligned} I_{1A} &\approx I_2(s=1) = \frac{U_1}{Z_k} = \frac{U_1}{\sqrt{(R'_{1Cu} + R'_{2Cu})^2 + X_\sigma^2}} \\ M_A &= \frac{m_1 R'_{2Cu} I_2^2}{\omega_d} = \frac{m_1 R'_{2Cu} U_1^2}{\omega_d Z_k^2} = \frac{m_1 R'_{2Cu} U_1^2}{\omega_d ((R'_{1Cu} + R'_{2Cu})^2 + X_\sigma^2)} . \end{aligned}$$

Die Wahl der Anlassmethode richtet sich dann nach der Größe zulässigen Höhe des Anlaufstromes, den Netzverhältnissen und der Anlaufdauer.

3.4.3.1 Rotoranlasser

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

$$\begin{aligned} s_K^* &= \frac{R'_{2Cu} + R'_V}{\sqrt{R'_{1Cu}^2 + X_\sigma^2}} = s_K \cdot \frac{R'_{2Cu} + R'_V}{R'_{2Cu}} = s_K \cdot \left(1 + \frac{R'_V}{R'_{2Cu}} \right) = 1 , \\ R'_V &= \left(\frac{1}{s_K} - 1 \right) R'_{2Cu} , \end{aligned}$$

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

Zwar haben Schleifringläufermotoren 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.

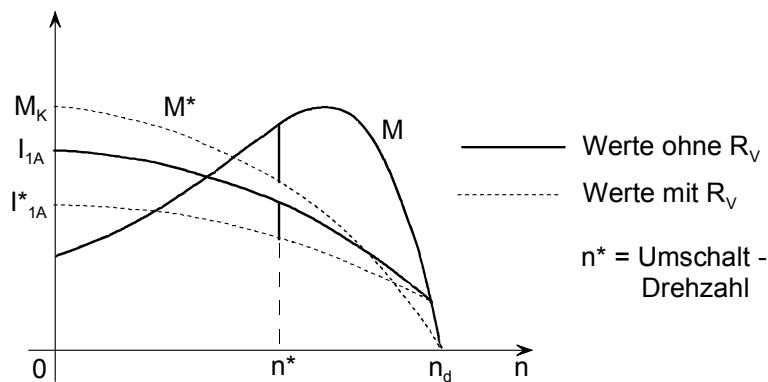


Bild 3.12 Hochlaufvorgang eines Asynchronmotors mit Rotoranlasser

3.4.3.2 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.

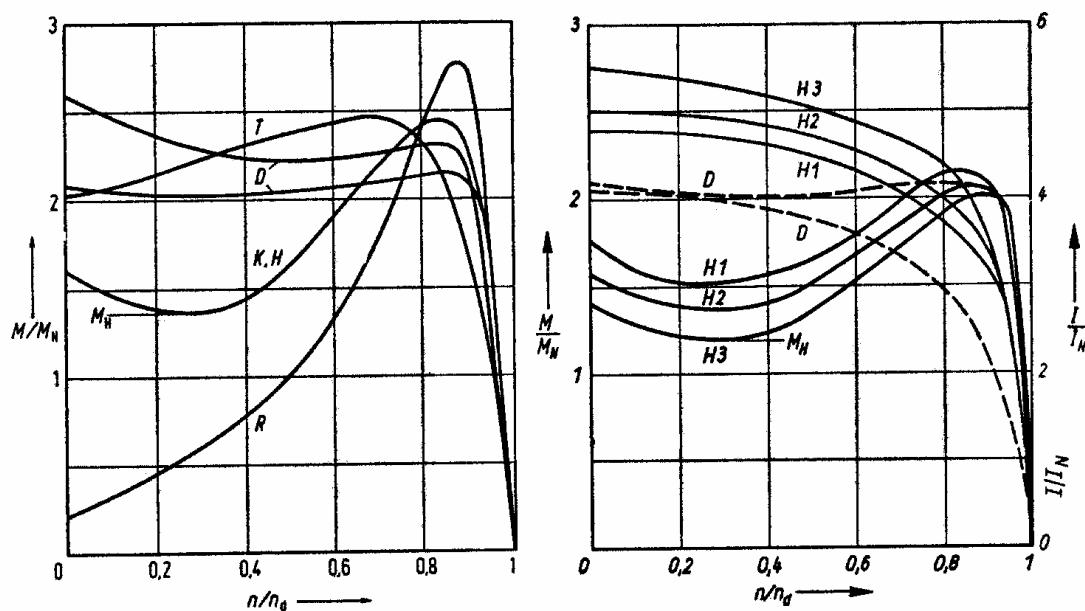
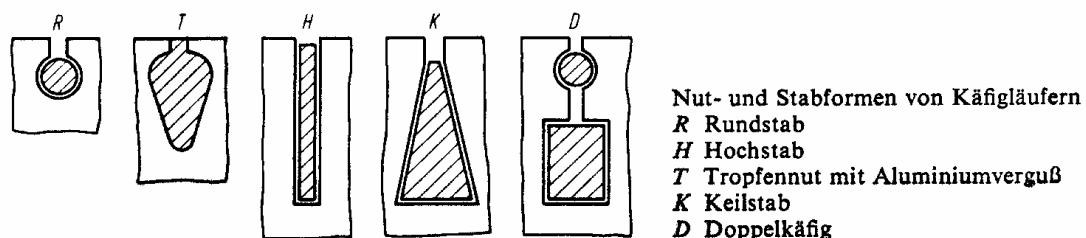


Bild 3.13 Stabformen bei Stromverdrängungsläufern und deren Auswirkungen auf den Moment- und Stromverlauf [Quelle: Moeller]

Durch die besondere Formgebung der Stäbe erreicht man beim Anlauf wegen der hohen Rotorfrequenz durch Wirbelstromeffekte eine starke Widerstandszunahme von R_{2Cu} , die im Normalbetrieb bei der kleinen Schlupffrequenz weitgehend wieder 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 von selbst optimal an die jeweilige Drehzahl an.

Dadurch 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 allerdings die Werte R_{2Cu} , $X_{2\sigma}$ im Normalbetrieb bei $s < 1$; $f_2 \rightarrow 0$ von den beim Kurzschlussversuch mit $s=1$; $f_2=f_1$ 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 für Aufgaben stets angegeben werden. Damit lassen sich dann die im Kurzschlussversuch ermittelten Größen R'_{2CuA} ; $X'_{2\sigma A}$ wie folgt für den Normalbetrieb umrechnen:

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

$$X_{\sigma} = \frac{2}{1+k_L} X_{\sigma A} .$$

Trotz diesen üblichen konstruktiven Maßnahmen ist der Anlaufstrom bei größeren Maschinen immer noch zu hoch und muss ggf. durch zusätzliche äußere Maßnahmen weiter reduziert werden. Dazu wird in erster Linie die Spannung am Motor verkleinert.

3.4.3.3 Stern-Dreieck-Anlauf

Eine einfache Möglichkeit der Spannungsabsenkung bietet die Stern-Dreieck-Schaltung. Dabei lässt man einen für Dreieckschaltung bemessenen Motor 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 Schützschaltungen. Anlaufstrom und Anlaufmoment gehen dabei auf 1/3 ihres Wertes bei Direkteinschaltung zurück. Insbesondere wegen der Momentreduzierung ist diese Möglichkeit aber für kritische Anlaufverhältnisse (Schweranlauf, Kompressoren usw.) nicht geeignet.

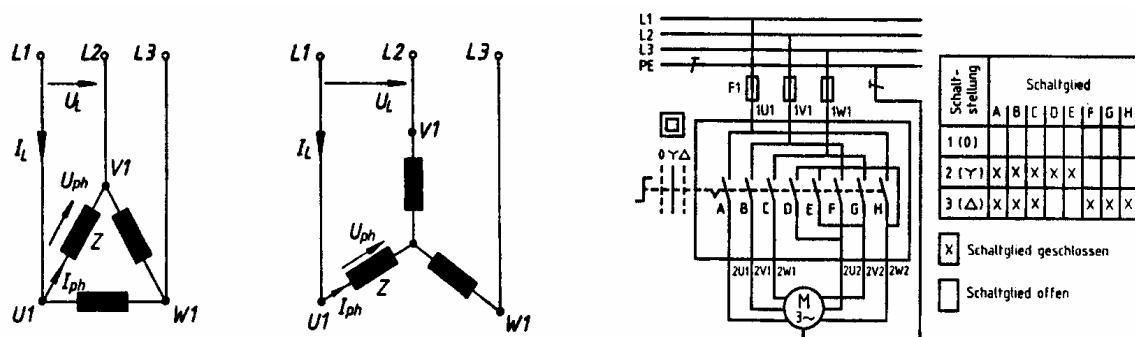


Bild 3.14 Stern-Dreieck-Anlauf bei Asynchronmaschinen [Quelle: Fuest, Tabellenbuch ET]

3.4.3.4 Einschalten über Anlasstransformatoren

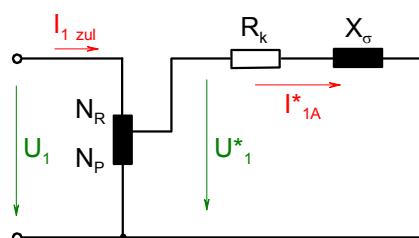


Bild 3.15 Asynchronmaschine mit Anlasstransformator

In besonders kritischen Fällen und bei großen Asynchronmaschinen erfolgt der Anlauf stets mit Hilfe von Anlasstransformatoren, die wegen ihrer besonderen Verwendung hier als Spartransformatoren für Kurzzeitbetrieb ausgelegt werden. 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 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

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

Damit kann man das erforderliche Übersetzungsverhältnis des Anlasstransformators bestimmen zu

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

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

Da in diesem Verhältnis auch die Klemmspannung am Motor herabgesetzt wird und das Anzugsmoment quadratisch mit der Spannung abnimmt, werden durch den Anlasstransformator - Netzstrom und - Anzugsmoment

mit \ddot{u}^2 gegenüber den Werten bei Direkteinschaltung reduziert. Es gelten also ähnliche Verhältnisse wie beim Stern-Dreieck-Anlauf, nur mit wählbarem Reduktionsfaktor.

Meist wird der Anlasstransformator zusätzlich mit einem Sternpunktenschütz versehen, das während des Hochlaufes als weitere Zwischenstufe geöffnet wird. Dann wirkt der Transformator bei richtiger Bemessung zusätzlich als Vordrossel, so dass eine weitere Anlaufstufe mit höherer Klemmspannung wirksam wird.

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

3.4.3.5 Elektronische Anlasser, Sanftanlasser

Vor allem im Bereich mittlerer Leistungen werden zunehmend elektronische Anlasser oder sog. Sanftanlaufschaltungen 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.

Vorteilhaft ist, dass der Motor mit diesen Geräten auch in Leerlauf- oder Teillastphasen bei reduzierter Spannung betrieben werden kann, wodurch Verluste und somit Stromkosten gespart werden.

Entsprechend der Spannung reduziert sich das Hochlaufmoment etwa quadratisch und damit bei gleichem zulässigen Netzstrom stärker als bei Stern-Dreieck-Anlauf oder mit Anlasstransformatoren.

Außerdem bewirkt der Phasenanschnitt durch Spannungs- und Stromoberwellen Zusatzverluste, die im Teillastbetrieb mit reduzierter Spannung einen Teil der Einsparungen wieder aufheben.

3.4.4 Betrieb am realen Netz

Moderne Verbundnetze entsprechen in guter Näherung einem starren Netz. Trotzdem sind z. B. durch lange 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 Maschinenerwärmung führen.

Umgekehrt sind auch Überspannungen kritisch, da moderne, hoch ausgenutzte Maschinen nahe an der Sättigung betrieben werden und der Magnetisierungsstrom und die lastunabhängigen Verluste bei Überspannung überproportional zunehmen.

Aus diesen Gründen ist die zulässige Spannungstoleranz bei Asynchronmaschinen gegenüber den sonst üblichen Toleranzen auf $\pm 5\%$ eingeengt. 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.

3.4.5.1 Frequenzumrichter

Moderne Frequenzumrichter sind meistens entsprechend Bild 3.16 aufgebaut.

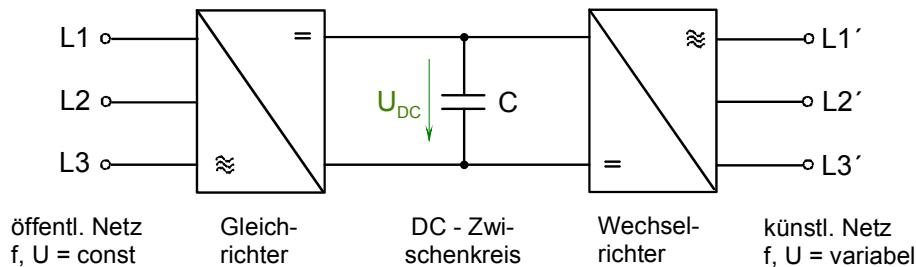


Bild 3.16 Konzept moderner Frequenzumrichter

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 3.17 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. Pulswidmenmodulation (PWM).

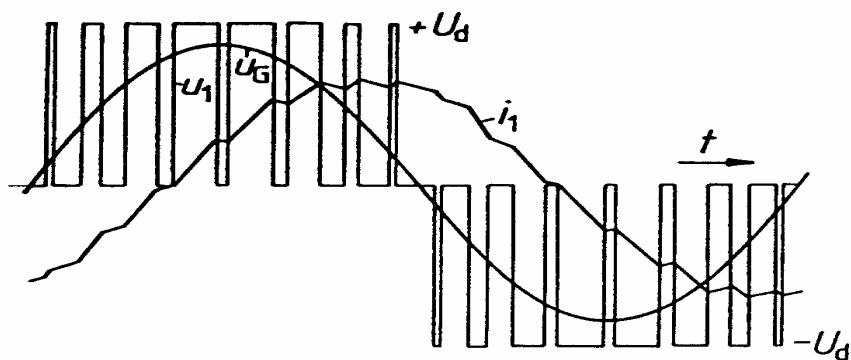


Bild 3.17 Spannungs- und Stromverlauf beim Pulsumrichter [Quelle: Fischer]

Als Folge der obligatorischen Maschineninduktivitäten verläuft der Strom dabei 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 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, allerdings bei variabler Spannung und Frequenz, betrieben.

Ohne diese Filter muss

- bei Verwendung von normalen Motoren mit einer verkürzten Maschinen-Lebensdauer gerechnet oder es müssen
- Motoren mit spezieller Wickeltechnik (schalfeste Wicklungen) eingesetzt werden.

3.4.5.2 Frequenz- und Spannungsbedarf bei Umrichterspeisung

Beim Betrieb am Umrichter soll die Asynchronmaschinen die gestellte 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 beim optimalen Schlupf das geforderte Moment bei niedrigsten 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 aus einem hinterlegten Kennlinienfeld ausgelesen wird. Bei weniger anspruchsvollen Lösungen arbeitet man 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 Maschinenkonstanten c gilt dann für diesen sog.

Spannungsstellbereich

$$U_1 = \sqrt{cf_1^2 + (R_{1Cu} \cdot I_1)^2} .$$

In diesem Bereich kann die Asynchronmaschine bei ausreichender Kühlung (Fremdkühlung) dann dauernd ihr Bemessungsmoment M_N entwickeln, so dass die Leistung proportional zur Drehzahl wächst.

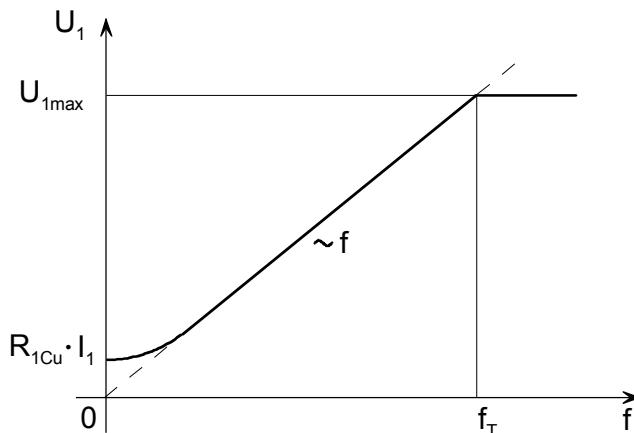


Bild 3.18 Spannungsbedarf der Asynchronmaschine bei Frequenzänderung

3.4.5.3 Typenpunkt und Feldschwächbereich der Asynchronmaschine

Im sog. Typenpunkt erreicht die Spannung U_1 ihren maximalen Wert, der z. B. durch die Zwischenkreisspannung festgelegt ist. Für eine weitere Frequenzerhöhung kann die Spannung dann nicht mehr erhöht 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 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, kann wegen der geforderten Überlastbarkeit die Leistung ab einer bestimmten Frequenz nicht mehr konstant gehalten werden.

Dabei gilt:

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

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

Dabei kann man mit ähnlichen Verläufen in allen vier Quadranten arbeiten, also in beiden Drehrichtungen motorisch antreiben oder generatorisch bremsen.

Das motorische Gegenfeldbremsen wird bei umrichterbetriebenen Asynchronmaschinen aber nicht angewendet.

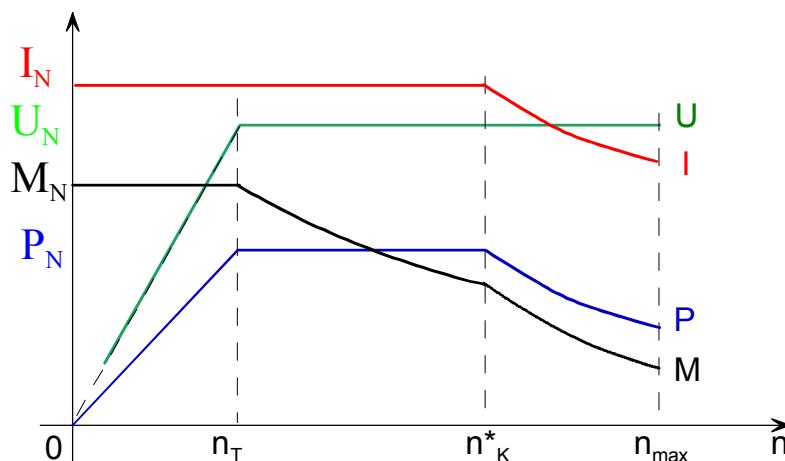


Bild 3.19 Arbeitsbereich einer umrichtergespeisten Asynchronmaschine

3.4.5.4 Anlaufverhalten

Der Anlauf bei umrichtergespeisten 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 bis zum Kippmoment gesteigert werden. Insbesondere sind daher alle Maßnahmen die den Anlauf der Asynchronmaschine am starren Netz begünstigen überflüssig, so dass für optimierte umrichtergespeiste Asynchronmaschinen besonders streuarme und niederohmige Schnitte eingesetzt werden, was wiederum dem Kippmoment und dem Wirkungsgrad zugute kommt. Aus wirtschaftlichen Gründen werden bei normalen Anforderungen jedoch auch hier bevorzugt Normmotoren mit Stromverdrängungsläufern eingesetzt, obwohl diese hier gar nicht wirksam wird.

3.4.5.5 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 durch den zusätzlichen Index 0, so gilt bei der beliebigen Betriebsfrequenz f aber ungeändert sinusförmigen Spannungen und Strömen:

$$R_{1Cu} = R_{1Cu0} ;$$

$$X_{1\sigma} = \frac{f}{f_0} X_{1\sigma0}$$

$$R_{2Cu} = R_{2Cu0} ;$$

$$X_{2\sigma} = \frac{f}{f_0} X_{2\sigma0}$$

$$R_{2CuA} = \frac{k_R}{k_{R0}} R_{2CuA0} ;$$

$$X_{2\sigma A} = \frac{k_L}{k_{L0}} \frac{f}{f_0} X_{2\sigma A0}$$

$$R_{Fe} = \left(\frac{f}{f_0} \right)^{0.4} R_{Fe0} ;$$

$$X_h = \frac{f}{f_0} X_{h0}$$

$$\begin{aligned}
 P_{vn} &= \left[2 \frac{f}{f_0} + \left(\frac{f}{f_0} \right)^3 \right] \frac{P_{vn0}}{3} && \text{eigenbelüftet} \\
 &= \frac{f}{f_0} P_{vn0} && \text{(Reibung zu Lüftung ursprünglich etwa } 2:1) \\
 & && \text{fremdbelüftet (nur Reibungsanteil).}
 \end{aligned}$$

Hinweis: Diese Zusammenhänge gelten (bis auf P_{vn}) sinngemäß auch beim Transformator.

3.4.5.6 Geräusche

Maschinengeräusche treten bevorzugt dann auf, wenn Resonanzen in die Nähe von Anregungsfrequenzen fallen.

Bei Netzspeisung kennt man in der Regel die Anregungsfrequenzen und kann wegen der relativ konstanten Drehzahl etwaige Resonanzen in unkritische Bereiche verschieben.

Diese Möglichkeit scheidet bei umrichtergespeisten Maschinen meist aus, da mit dem üblichen Drehzahlstellbereich von $n/n_{max} = 0,01 \dots 1$ auch die entsprechenden Anregungsfrequenzen in diesem Bereich variieren und so meist keine Resonanzlücke gefunden wird. Hier muss durch sorgfältigste Maschinenkonstruktion jegliche Anregung minimiert werden.

3.4.5.7 Leistung und Wirkungsgrad

Während bei netzbetriebenen Asynchronmaschinen alle wichtigen Betriebsdaten für den Bemessungspunkt festgelegt sind, existiert bei umrichtergespeisten Maschinen kein vergleichbarer universeller Betriebspunkt. Dies ist insbesondere beim Vergleich mit anderen Antrieben zu beachten, was nachfolgend am Beispiel des Wirkungsgrades gezeigt wird. Für die abgegebene Leistung und die Verluste einer umrichtergespeisten Asynchronmaschine gilt unterhalb des Typenpunktes bei Betrieb mit ihrem Bemessungsstrom näherungsweise

$$\begin{aligned}
 P_2 &\approx P_T \frac{f_1}{f_T} \\
 P_v &\approx P_{vCuN} + P_{vFeT} \left(\frac{f_1}{f_T} \right)^{1,6} + P_{vn}.
 \end{aligned}$$

Demzufolge ergibt sich für den Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_v} \approx \frac{P_T \frac{f_1}{f_T}}{P_T \frac{f_1}{f_T} + P_{vCuN} + P_{vFeT} \left(\frac{f_1}{f_T} \right)^{1,6} + P_{vn}}$$

ein frequenzabhängiger Wert, der für $f_1 \rightarrow 0$ notwendig gegen 0 strebt. 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 umrichtergespeisten Asynchronmotoren stets auf einen gemeinsamen Bezugspunkt, z. B. Netzfrequenz, umrechnen.

3.5 Bestimmung der Ersatzschaltung

Die Kenngrößen der Ersatzschaltung lassen sich auch hier vorteilhaft aus einem Leerlauf- und Kurzschlussversuch im Prüffeld bestimmen. Dazu wird folgende Vorgehensweise empfohlen:

- **Bestimmung der Wicklungstemperatur und des Strangwiderstandes R_{1Cu} bei kalter Maschine**
(Raumtemperatur) und ggf. Umrechnung auf Warmwerte bzw. Bezugstemperatur
⇒ Achtung bei Dreieckschaltung

- Leerlaufversuch (Messungen erst nach einer kurzen Einlaufzeit bei reduzierter Spannung)

In der Praxis wird dabei meistens eine Leerlaufkennlinie aufgenommen, die bei
 $n_0 \geq 0,99 \cdot n_d \approx \text{const.}$, d. h. auch $P_{vn} \approx P_{vnN} = \text{const.}$
zusätzlich eine Trennung der Eisen- und Reibungsverluste ermöglicht.
Die diesbezügliche Vorgehensweise wird im Laborversuch erläutert und durchgeführt.
Messwerte: U_1 ; I_{10} ; P_{10} ; ggf. auch P_{vFe} und P_{vn} getrennt

Rechenwerte:

$$P_{vFe} = P_{10} - m_1 R_{1Cu} I_{10}^2 - P_{vn}$$

$$R_{Fe} = \frac{m_1 U_1^2}{P_{vFe}}$$

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

$$X_h = \frac{m_1 U_1^2}{Q}$$

- Kurzschlussversuch (etwa bei $I_1 \approx I_{1N}$)

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

Rechenwerte:

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

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

$$Z_{kA} = \frac{U_{1k}}{I_{1k}}$$

$$X_{\sigma A} = \sqrt{Z_{kA}^2 - R_{kA}^2}$$

Bei bekannten Stromverdrängungsfaktoren können/müssen diese noch auf den stromverdrängungsfreien Normalbetrieb umgerechnet werden.

Damit liegen alle Elemente des Ersatzschaltbildes fest, wobei entsprechend der Wahl des Kurzschlussversuches die Verhältnisse bezüglich Sättigung für Normalbetrieb $P_2 \leq P_{2N}$ gut erfasst werden, während beim Anlaufpunkt durch etwaige Sättigungseffekte gewisse Abweichungen nicht auszuschließen sind.

3.6 Sonderausführungen

3.6.1 Asynchrongeneratoren

3.6.1.1 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 überwiegend durch Synchrongeneratoren erfolgt und Asynchrongeneratoren nur bei begrenzten Leistungen z.B. in Windkraftanlagen oder bei der Kraft-Wärme-Kopplung parallel in ein bestehendes Netz einspeisen. Quantitativ lassen sich alle Zusammenhänge wieder mit Hilfe der Ersatzschaltung und den bereits angegebenen Formeln beschreiben, wobei als Besonderheit wegen $s < 0$ hierbei mit negativen Widerständen gerechnet werden muss.

3.6.1.2 Asynchrongeneratoren im Inselbetrieb

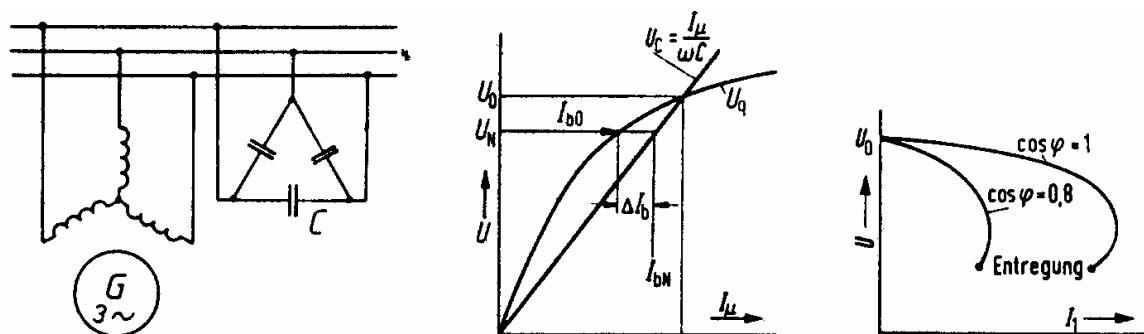


Bild 3.20 Asynchrongenerator im Inselbetrieb [Quelle: Fischer]

Auch im Inselbetrieb, z. B. als preisgünstigem Notstromaggregat, muss dem Asynchrongenerator induktive Blindleistung d.h. ein induktiver Blindstrom

$$I_{lb} = I_\mu + \Delta I_b = I_\mu - \text{Im}\{I_2\}$$

zur Verfügung gestellt werden, der nach Bild 3.10 aus dem konstanten Magnetisierungsstrom I_μ und einem lastabhängigen Anteil ΔI_b besteht.

Nach Bild 3.20 wird dies üblich durch parallel geschaltete Kondensatoren erreicht. Bei geeigneter Wahl der Kapazität $C > C_{krit}$ setzt dann Selbsterregung ein und die Klemmenspannung des leer laufenden Generators steigt auf die Leerlaufspannung an. Diese ergibt sich aus dem Schnittpunkt der Leerlaufkennlinie der Asynchronmaschine mit der Kondensatorgeraden. Unterhalb der Leerlaufspannung liefern die Kondensatoren mehr induktiven Blindstrom als der Generator bei der betreffenden Spannung benötigt. Durch diesen Blindstromüberschuss wird die Maschine zusätzlich erregt und die Spannung steigt an. Dabei genügt für den Beginn der Selbsterregung die Remanenz des Läufereisens.

Erfordert die leer laufende Asynchronmaschine bei der gewünschten Leerlaufspannung U_{10} den Leerlaufstrom I_{10} , so lässt sich daraus die benötigte Strangkapazität abschätzen:

$$I_C(U_{10}) = \omega_1 C_Y U_{10} = I_{b0} \approx I_{10} \quad \text{jeweils Strangwerte in Sternschaltung}$$

$$C_Y \approx \frac{I_{10}}{\omega_1 U_{10}} \quad \text{je Kondensator in Sternschaltung}$$

$$C_\Delta \approx \frac{I_{10}}{3\omega_1 U_{10}} \quad \text{je Kondensator in Dreiecksschaltung.}$$

Wird nun der Asynchronmotor belastet, so benötigt er den zusätzlichen Blindstrom ΔI_b , so dass
 - für konstante Spannung die Kapazität C für $I_C = I_{b0} + \Delta I_b$ vergrößert werden muss oder
 - die Klemmenspannung zunehmend kleiner wird.

Benötigt die angeschlossene Last selbst Blindleistung, so muss diese zusätzlich durch die Kondensatoren ausgeglichen werden und zwar muss
 - bei L-Last die Kapazität entsprechend vergrößert bzw.
 - bei C-Last verkleinert werden.

Ohne diese Korrektur würde die Spannung zusätzlich fallen bzw. ansteigen.

Für eine automatische Spannungsstabilisierung werden daher bei Notstromaggregaten nach Bild 3.21 zusätzlich sog. Sättigungsdrosseln integriert bzw. parallelgeschaltet.

Diese begrenzen durch ihren ausgeprägten Sättigungsknick eine Übererregung des Generators, indem sie bei einsetzender Sättigung mit ihrem steil ansteigenden Magnetisierungsstrom die resultierende Kapazität verringern und so für eine befriedigende Spannungskonstanz sorgen.

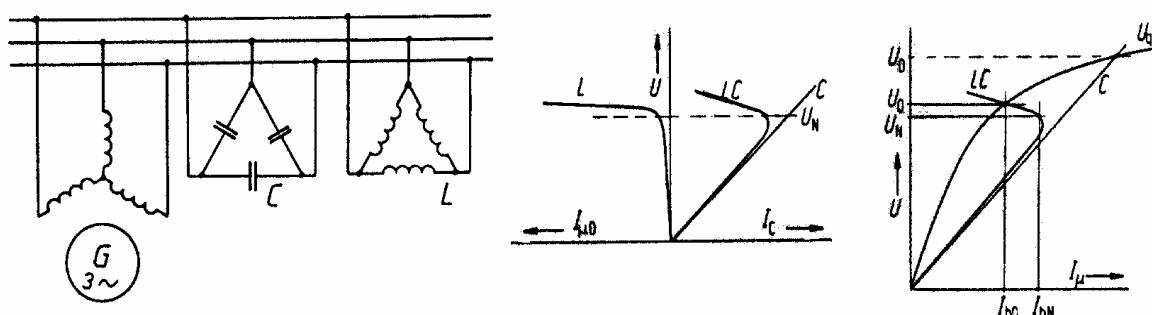


Bild 3.21 Asynchronmotor mit Sättigungsdrosseln [Quelle: Fischer]

Eine detaillierte Untersuchung der Asynchronmotoren erfolgt ebenfalls im Labor.

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 oft auf sog. Einphasenmotoren. Dabei bezieht sich die Bezeichnung Einphasenmotor in der Regel nur auf den äußeren Anschluss, während der Motor intern, vom Anwurfmotor abgesehen, zwei- bzw. dreiphasig arbeitet.

3.6.2.1 Drehfeldbildung mit zwei Phasen

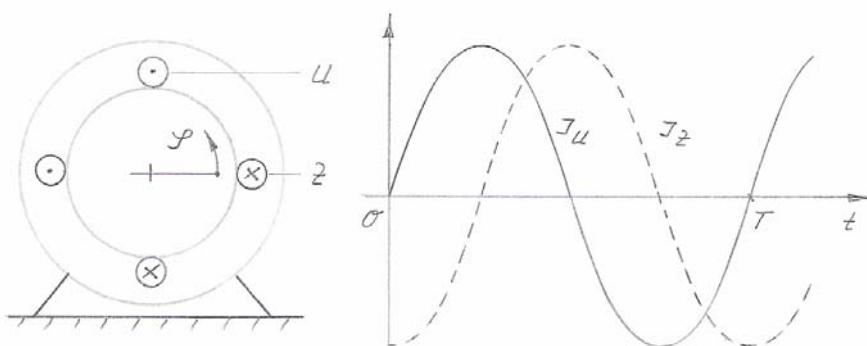


Bild 3.22 Drehfeldbildung mit zwei um 90° versetzten Wicklungen

Drehfelder lassen sich nicht nur mit einem Drehstromsystem, sondern auch mit einem Zweiphasensystem erzeugen. Dazu betrachtet man wieder einen Stator, jetzt aber mit zwei um 90° versetzten, sinusförmig verteilten Wicklungen gemäß Bild 3.22. Werden diese von sinusförmigen, zeitlich um 90° verschobenen Strömen gleicher Amplitude durchflossen, so bildet jede Wicklung ein über dem Umfang

sinusförmig verteiltes Wechselfeld aus

$$B_U = \hat{B} \cos(\varphi) \sin(\omega t)$$

$$B_Z = -\hat{B} \sin(\varphi) \cos(\omega t),$$

die sich in der Bohrung zum resultierenden Feld

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

d.h. einem reinen Drehfeld überlagern.

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 3.23 führen. Dort ist das resultierende Feld für eine Phasenverschiebung von 60° aufgezeichnet und man erkennt

- die ortsabhängige Amplitude des Luftspaltfeldes, die zu einer Minderausnutzung der Maschine führt und
- die unterschiedlichen Winkelschritte, die zu Pendelmomenten und gegebenenfalls zu zusätzlichen Geräuschen führen.

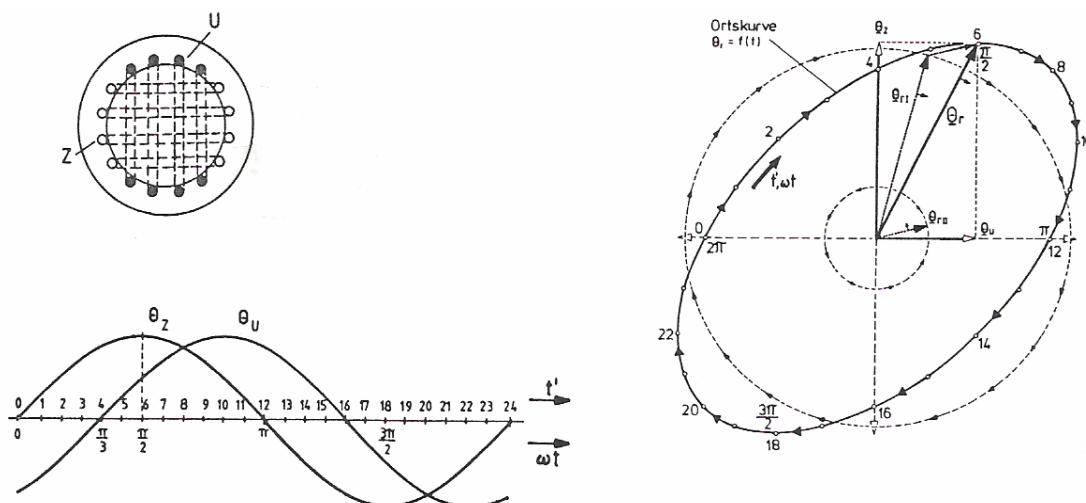


Bild 3.23 Ausbildung von elliptischen Drehfeldern [Quelle: Stötting]

Ähnliche Verhältnisse stellen sich ein, wenn bei korrekter Phasenverschiebung die Durchflutungen unterschiedlich sind. Allgemein kann man sagen, dass

- die Ellipse umso schmäler, d.h.
- die Maschinenausnutzung umso geringer und
- die Momentschwankung umso größer ist je größer
- die Durchflutungsunterschiede und/oder
- die Abweichung der Phasenverschiebung von 90° sind.

3.6.2.2 Kondensatormotor

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

Bei den üblich zweisträngig ausgeführten Motoren liegt dann nach Bild 3.24

- der Hauptstrang direkt am Netz, während
- der Hilfsstrang über einen 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 3.24 mehrere Schaltungsvarianten gebräuchlich sind.

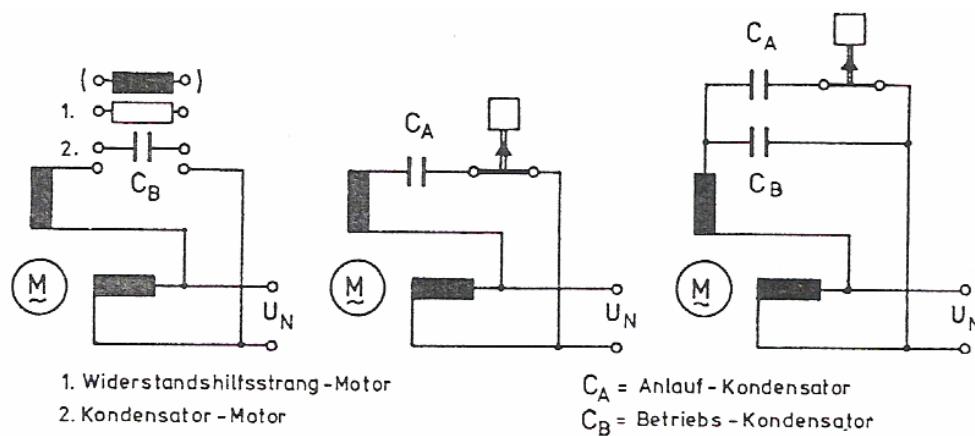


Bild 3.24 Schaltungen zweisträngiger Kondensatormotoren [Quelle: Stötting]

Dabei gibt es folgende Möglichkeiten:

- über einen Anlaufkondensator ist die Hilfswicklung nur während des Hochlaufes ans Netz angeschlossen,
- der Hilfsstrang bleibt über einen Betriebskondensator dauernd an das Netz angeschlossen, oder
- der Betriebskondensator wird während des Hochlaufes zusätzlich durch einen Anlaufkondensator vergrößert.

Die so erreichbaren Momentkennlinien sind u. a. in Bild 3.25 eingetragen.

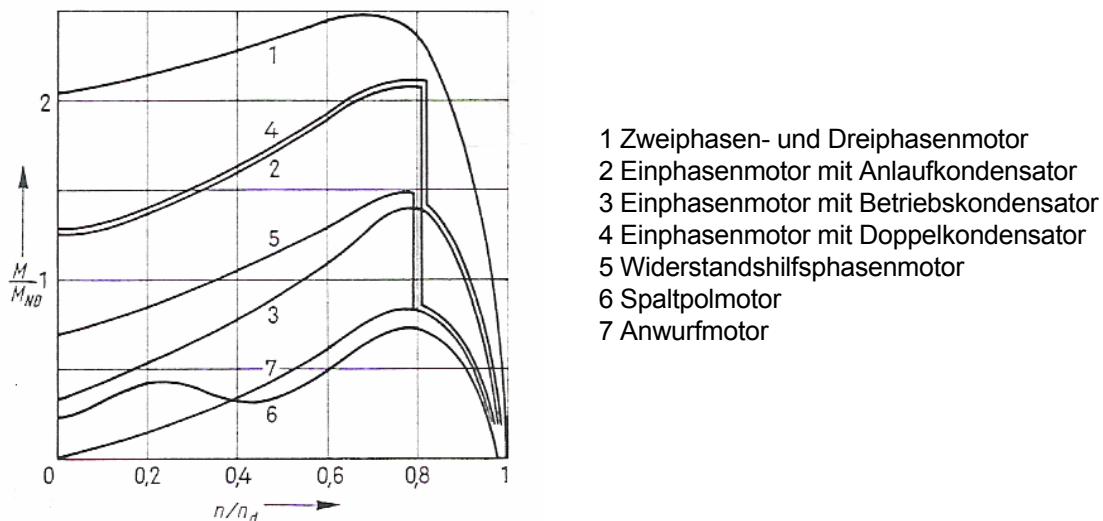


Bild 3.25 Drehmoment-Drehzahl-Kennlinien bei gleicher Motorgröße [Quelle: Moeller]

Als Richtwert für günstige Kapazitätswerte des Betriebskondensators gilt:

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

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

3.6.2.3 Motor mit Widerstandshilfsphase

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

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

Wegen den erhöhten Verlusten wird die Hilfsphase nach dem Hochlauf in der Regel abgeschaltet. Diese Motoren sind zwar billiger und robuster als vergleichbare Kondensatormotoren, doch erreichen sie nicht deren Leistungsdichte. Verwendet werden sie z. B. gerne in Kühlgeräten, wo das relativ hohe Anzugsmoment erforderlich ist.

Schaltung und Momentkennlinie des Motors mit Widerstandshilfsphase sind bereits in den Bildern 3.24 und 3.25 mit eingetragen.

3.6.2.4 Spaltpolmotor

Während zwischen 90° versetzten Wicklungen keine direkte magnetische Kopplung besteht, wird beim Spaltpolmotor nach Bild 3.26 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 nacheilenden Strom zur Folge hat. Dadurch überlagert sich dem Hauptfeld im Bereich des Spaltpoles ein dem Kurzschlussstrom proportionales, d. h. nacheilendes Teifeld. Man erhält dann in der Regel ein stark elliptisches Gesamtfeld mit der Drehrichtung vom Hauptpol zum Hilfs- bzw. Spaltpol.

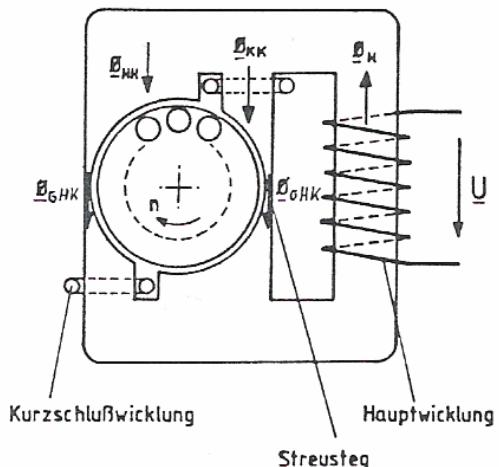


Bild 3.26 Prinzipdarstellung eines Spaltpolmotors [Quelle: Stötting]

Da hier die Teifelder 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 3.25 zu einer meist unerwünschten Momenteinsattelung führt. Auch bewirkt die dauernd eingeschaltete Kurzschlusswicklung hohe Verluste, so dass der Wirkungsgrad von Spaltpolmotoren je nach Leistung nur $\eta \approx 5\ldots25\%$ bei $P_N = 1\ldots200\text{ W}$ beträgt.

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

3.6.2.5 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.

Zum Verständnis geht man von einem sinusförmig über dem Luftspalt verteilten Wechselfeld aus, für das unter Berücksichtigung der trigonometrischen Additionstheoreme gilt:

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

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 3.27 sofort ein resultierendes Moment in dieser Richtung aus und der Motor läuft dann von selbst hoch. Nach erfolgtem Hochlauf kann dieser Motor mit ca. 2/3 seines Kippmomentes dauernd belastet werden. Seine Momentkennlinie ist zum Vergleich ebenfalls in Bild 3.25 mit eingezeichnet.

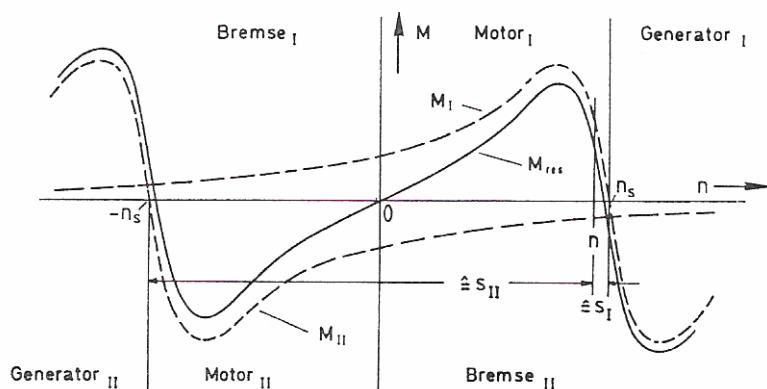


Bild 3.27 Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie des Anwurfmotors [Quelle: Stötting]

Da dieser Motor sozusagen angeworfen werden muss, bezeichnet man ihn als Anwurfmotor.

Nach dem Hochlauf arbeitet der Motor mit dem 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.

3.6.2.6 Steinmetzschatzung

Ein Sonderfall der Einphasen-Asynchronmaschinen liegt bei der Steinmetzschatzung vor, da hierbei ein normaler Drehstrommotor mit Hilfe eines Kondensators, gemäß Bild 3.28, am Einphasennetz betrieben wird. 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 Steinmetzschatzung zeigt ein dem Kondensatormotor nach Bild 3.25 vergleichbar günstiges Betriebsverhalten. Lediglich der benötigte Betriebskondensator ist mit

$$C_B = \frac{2P_1}{\sqrt{3} \omega_1 U_1^2}; \quad \text{bei} \quad U_C \approx U_1$$

etwa um den Faktor 2 größer, wobei mit dieser Festlegung Symmetrie bei $\cos(\varphi)=0,5$, d. h. praktisch üblicher Teillast, auftritt. Da sich der Kondensatorpreis hauptsächlich nach der Kapazität richtet, wird in Großserien die Steinmetzschatzung aus wirtschaftlichen Gründen kaum angewendet.

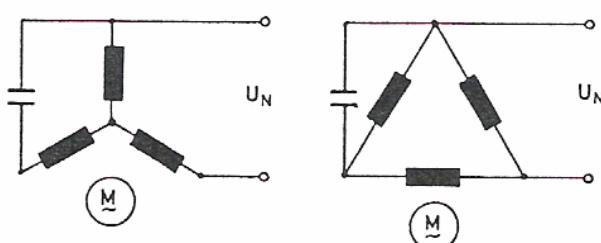


Bild 3.28 Steinmetzschatzungen mit Betriebskondensator [Quelle: Stötting]

3.6.2.7 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. Typische Beispiele sind:

- Lüfter, vorzugsweise in Spaltpolausführung,
- Trommelmotoren für Bandförderer, in der Regel mit integriertem Getriebe,
- Bremsenprüfstände für Kraftfahrzeuge usw.