

Vorlesungsskripte

Prof. Dr.-Ing. Wolf-Rainer Novender

29. September 2007

3 Elektrische Maschinen I (Grundlagen)

Inhalt

- 3.1 Vorbemerkungen**
 - 3.1.1 Zu diesem Skript ...
 - 3.1.2 Ersatzschaltbilder (ESB)
 - 3.1.3 Zählpfeile
 - 3.1.4 Schreibweisen
- 3.2 Physikalische Grundlagen**
 - 3.2.1 Magnetischer Kreis
 - 3.2.2 Induktionsgesetz
 - 3.2.3 Kräfte
 - 3.2.4 Konstruktive Entwicklung
 - 3.2.5 Energiewandlung
 - 3.2.6 Übungsaufgaben
- 3.3 Gleichstrommaschine**
 - 3.3.1 Aufbau und Wirkungsweise
 - 3.3.2 Kommutierung
 - 3.3.3 Ankerrückwirkung
 - 3.3.4 Klemmenbezeichnungen und Schaltungen
 - 3.3.5 Drehrichtung
 - 3.3.6 Betriebsverhalten
 - 3.3.7 Bildmaterial
 - 3.3.8 Übungsaufgaben
- 3.4 Transformator**
 - 3.4.1 Funktionsprinzip
 - 3.4.2 Idealer Transformator
 - 3.4.3 Aufbau
 - 3.4.4 Ersatzschaltbild des realen Transformators
 - 3.4.5 Bestimmung der ESB-Parameter
 - 3.4.6 Wirkungsgrad
 - 3.4.7 Spannungsänderung bei Belastung
 - 3.4.8 Drehstromtransformatoren
 - 3.4.9 Anschlußbezeichnungen
 - 3.4.10 Einsatzgebiete
 - 3.4.11 Bildmaterial
 - 3.4.12 Übungsaufgaben
- 3.5 Drehfelder**
 - 3.5.1 Läuferdrehfeld
 - 3.5.2 Ständerdrehfeld
 - 3.5.3 Nachweis
 - 3.5.4 Linearfeld (Wanderfeld)
 - 3.5.5 Drehstromwicklung
- 3.6 Asynchronmaschine**
 - 3.6.1 Wirkungsweise

- 3.6.2 Aufbau
- 3.6.3 Läufer­spannung, -frequenz
- 3.6.4 Ersatzschaltbild
- 3.6.5 Leistungsbilanz
- 3.6.6 Bestimmung der ESB-Parameter
- 3.6.7 Betriebsverhalten
- 3.6.8 Anlaßverfahren
- 3.6.9 Drehzahlsteuerung
- 3.6.10 Bremsen
- 3.6.11 Linearmotor
- 3.6.12 Bildmaterial
- 3.6.13 Übungsaufgaben

3.7 Synchronmaschine

- 3.7.1 Aufbau
- 3.7.2 Betriebsverhalten
- 3.7.3 Bildmaterial
- 3.7.4 Übungsaufgaben

3.8 Formeln

3.1 Vorbemerkungen

3.1.1 Zu diesem Skript ...

Dieser Umdruck ist als begleitendes Material zu der gleichnamigen Vorlesung gedacht. Aus didaktischen Gründen sind nicht alle Diagramme und Zeichnungen vorhanden und sollten in der Vorlesung nachgetragen bzw. ergänzt werden.

Ergänzende Informationen, Herleitungen, Hinweise, Beispiele etc., werden eingerückt und in einer etwas kleineren Schrift gedruckt.

Einige Themen zur Vertiefung bzw. Ergänzung sind im Anhang aufgeführt.

Die wesentlichsten Formeln, die man zur Lösung der Aufgaben braucht, sind eingerahmt.

Dieses Skript benutzt teilweise noch die alte Darstellungsform für Induktivitäten und Strom-/Spannungsquellen. Weiterhin wird vielfach bei Dezimalzahlen der Dezimalpunkt statt des Dezimalkommas verwendet.

3.1.2 Ersatzschaltbilder (ESB)

passiver Zweipol - R, L, C

aktiver Zweipol - U, I , (un)gesteuert

Gegeninduktivität - M , beschreibt die magnetische Kopplung zwischen Induktivitäten

Diese Elemente können sowohl linear als auch nichtlinear sein.

Schaltungen, die nur aus den o. a. Elementen bestehen, lassen sich analytisch oder numerisch meistens einfach berechnen. Man versucht daher, komplizierte physikalische/elektrische Zusammenhänge mit diesen Elementen zu beschreiben (Modelle).

3.1.3 Zählpfeile

Sie geben eine angenommene Stromrichtung und Polarität der Spannung an. Unabhängig von der Ladungsart (\oplus, \ominus) ist allgemein international verbindlich folgendes vereinbart (Abb. 3.1.1):

	Strompfeil	Spannungspfeil	
Erzeugerzählpfeilsystem (EZS)	$\ominus \Rightarrow \oplus$	$\oplus \Rightarrow \ominus$	gegensinnig
Verbraucherzählpfeilsystem (VZS)	$\oplus \Rightarrow \ominus$	$\oplus \Rightarrow \ominus$	gleichsinnig

Bei falsch angenommenen Polaritäten bzw. Stromrichtungen in Ersatzschaltbildern werden die Zahlenwerte negativ und zeigen somit wieder die richtige Richtung an.

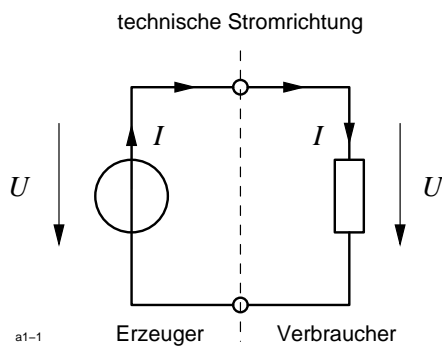


Abb. 3.1.1: Zählpfeilsysteme

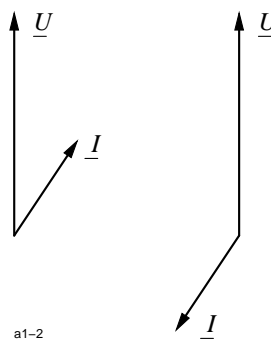


Abb. 3.1.2: Zeigerdiagramm im VZS und EZS

Welches Zählpfeilsystem wählt man?

Prinzipiell wird man das Zählpfeilsystem wählen, bei dem die angenommene Stromrichtung mit der tatsächlichen übereinstimmt, d. h. für das ESB eines Generators wählt man das EZS, entsprechend das VZS für ein Motor-ESB. In beiden Fällen zählt die aufgenommene oder abgegebene Leistung positiv, da Spannung *und* Strom positiv sind.

Die einmal vereinbarte Stromrichtung liefert aber auch dann richtige Ergebnisse, wenn die tatsächliche Richtung nicht mit der angenommenen übereinstimmt. Der Strom und die damit verbundenen Spannungsabfälle nehmen dann negative Werte an. Die daraus resultierende negative Leistung entspricht einer Leistungsumkehr. Genau das passiert aber auch, wenn bei angenommenem VZS ein Motor in den Generatorbetrieb geht und umgekehrt.

Die Wahl des Zählpfeilsystems ist frei und sollte zweckmäßig sein. Die Ergebnisse sind immer richtig, wenn man das Zählpfeilsystem *während* eines Rechnungsganges *nicht* ändert.

Zum Zählpfeilsystem passend müssen auch die Zeigerdiagramme gezeichnet werden (Abbildung 3.1.2).

Auch hier ergeben sich unterschiedliche Darstellungen entsprechend der Zählpfeilvereinbarung bei gleichem Sachverhalt.

3.1.4 Schreibweisen

- $i(t)$ - zeitabhängige Größen
- I, U - Gleichstrom, Effektivwerte
- \mathbf{B}, \vec{B} - Vektorgößen
- $\underline{U}, \underline{I}$ - komplexe Größen
- $\Re\{\dots\}, \Im\{\dots\}$ - Real- und Imaginärteil einer komplexen Größe

3.2 Physikalische Grundlagen

3.2.1 Magnetischer Kreis

3.2.1.1 Definitionen und Eigenschaften

Stromdurchflossene Leiter und Werkstoffe, deren atomare Elektronenströme speziell ausgerichtet sind, üben aufeinander Kräfte aus, die durch ein Vektorfeld — das magnetische Feld — beschrieben werden können. Dieses Feld beschreibt die Wirkungslinien der magnetischen Kräfte in Betrag und Richtung. Diese Wirkungslinien lassen sich sichtbar machen (besser: nachweisen) mit Probemagneten (Magnetnadel), Eisenfeilspäne, etc.

Definitionen:

- ☞ Ein Magnet besitzt einen Nordpol und Südpol.
- ☞ Außerhalb des Magneten verlaufen die Feldlinien vom Nordpol zum Südpol (positive Feldrichtung).
- ☞ Gleiche Pole stoßen sich ab, ungleiche ziehen sich an.

Eigenschaften des magnetischen Feldes:

- analog zum elektrischen Feld:
 - ☞ die Tangente an die Feldlinie gibt die Krafrichtung an;
 - ☞ die Kraftwirkung ist eindeutig, d. h. die Feldlinien schneiden sich nicht;
 - ☞ die Feldliniendichte ist ein Maß für die Stärke der Kraftwirkung;
- im Gegensatz zum elektrischen Feld:
 - ☞ es gibt keine magnetische Ladung (Monopol);
 - ☞ magnetische Feldlinien sind in sich geschlossen; sie haben keinen Anfang und kein Ende.

Frage: Wodurch entsteht das Erdmagnetfeld?

3.2.1.2 Magnetische Feldstärke und Durchflutung

Ein stromdurchflossener gerader Leiter erzeugt ein Magnetfeld, dessen Feldlinien konzentrische Kreise in der Ebene senkrecht zum Leiter bilden (Versuch Oersted, 1820).

Definition:

- ☞ Stromstärke I und Magnetfeld bilden ein Rechtssystem.

Rechte-Hand-Regel:

- ☞ Zeigt der Daumen der rechten Hand in die Stromrichtung, dann weisen die gekrümmten Finger in Feldrichtung.

Die Stärke des Magnetfeldes entlang der magnetischen Feldlinie bezeichnet man als die *magnetische Feldstärke (Erregung)* \vec{H} . Den Zusammenhang zwischen dem Strom I und \vec{H} beschreibt das *Durchflutungsgesetz*:

$$\Theta = \oint \vec{H} d\vec{s} = \sum_{i=1}^n I_i \approx \sum H_i s_i \quad (3.2.1)$$

Θ : Durchflutung (magnetische Spannung), $[\Theta] = 1 \text{ Ampere} \times \text{Windungszahl (AW-Zahl)}$

\vec{H} : magnetische Feldstärke, $[H] = 1 \text{ A/m}$

Das Durchflutungsgesetz ist allgemein gültig. Die Feldstärke \vec{H} kann für beliebig verlaufende stromführende Leiter berechnet werden. Gleichung (3.2.1) läßt sich einfach berechnen, wenn man als Integrationsweg eine Feldlinie mit $H = \text{const}$ aussucht (Abb. 3.2.1). Eine analytische Lösung ist im Prinzip nur für einfache Anordnungen möglich.

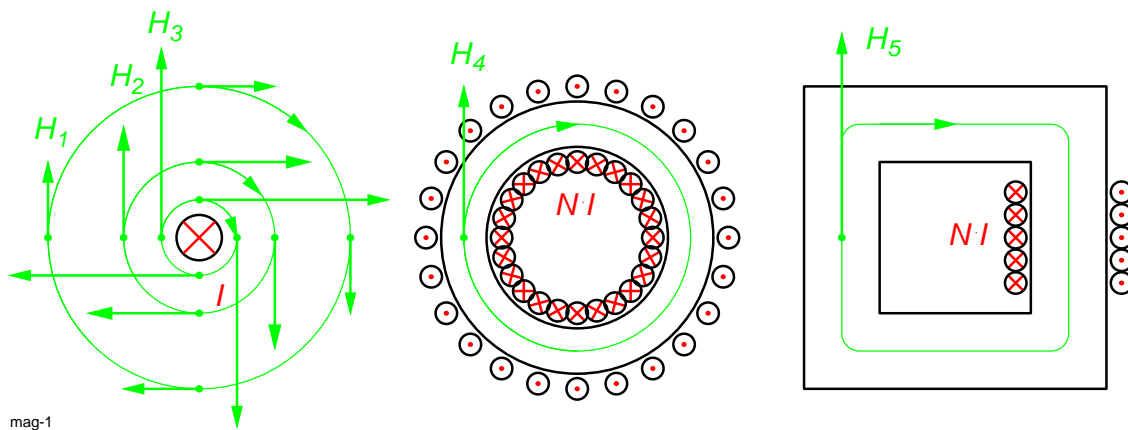


Abb. 3.2.1: Die Feldstärke ist umgekehrt proportional zum Abstand benachbarter Feldlinien. Daraus folgt, dass längs parallel verlaufender Feldlinien die Feldstärke konstant sein muss, was für die drei Beispiele zutrifft.

Die magnetische Feldstärke ist proportional der Summe der Ströme. Dabei spielt es keine Rolle, woher der Strom kommt. Man kann also den gleichen Strom (Leiter) mehrmals durch die Integrationsfläche führen, um die Durchflutung/magnetische Feldstärke zu erhöhen. Dieses Prinzip führt zur Verwendung von Wicklungen/Spulen.

☞ Zeigen die Finger der rechten Hand in Stromrichtung, dann weist der Daumen zum Nordpol der Spule.

Der Durchflutungssatz verknüpft die magnetische Feldstärke H mit der elektrischen Stromstärke i unabhängig von der elektrischen Spannung u .

3.2.1.3 Magnetischer Fluß, magnetische Flußdichte

Die Wirkung des magnetischen Feldes ist materialabhängig. Dies wird nicht durch die magnetische Feldstärke berücksichtigt. Deshalb wird als weitere vektorielle Größe die *magnetische Flußdichte* oder *magnetische Induktion* \vec{B} eingeführt.

Die magnetische Flußdichte \vec{B} und die magnetische Feldstärke \vec{H} beschreiben beide Richtung und Stärke einer magnetischen Wirkung. Für das Vakuum (materiefreier Raum) gilt die Proportionalität

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (3.2.2)$$

mit

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \quad (3.2.3)$$

als *Permeabilitätskonstante*.

Durch Einbringen von Materie in ein vorhandenes magnetisches Feld kann sich die magnetische Flußdichte \vec{B} ändern. Die Änderung zwischen \vec{B}_0 (ohne Materie) und \vec{B}_m (mit Materie) wird durch die *relative Permeabilität* μ_r ausgedrückt

$$\mu_r = \frac{|\vec{B}_m|}{|\vec{B}_0|} \quad (3.2.4)$$

und ist dimensionslos. Der allgemeine Zusammenhang zwischen der Flußdichte \vec{B} und der Feldstärke \vec{H} lautet dann

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (3.2.5)$$

μ_r ist abhängig vom Werkstoff:

- $\mu_r < 1$: diamagnetisch, z. B. Bismut, N_2 ($1 - 10^{-4}$)
- $\mu_r = 1$: Vakuum
- $\mu_r > 1$: paramagnetisch, z. B. O_2 , Platin ($1 + 10^{-4} \dots 10^{-3}$)
- $\mu_r \gg 1$: ferromagnetisch, z. B. Ferrite ($1 + 0.5 \dots 10^3$), Mu-Metall ($\approx 10^5$).

Für den EM-Bau ist der Ferromagnetismus wichtig. Er gestattet die Verstärkung der magnetischen Flußdichte und damit der magnetischen Wirkung um den Faktor 10^3 bis 10^4 .

Betrachtet man alle Feldlinien, die durch eine vorgegebene Fläche \vec{A} verlaufen, erhält man den magnetischen Fluß Φ .

$$\Phi = \int \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad \text{oder} \quad \vec{B} = \frac{d\Phi}{d\vec{A}} \quad (3.2.6)$$

mit den Maßeinheiten

$$[B] = 1 \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2} = 1 \text{ T} \quad (\text{Tesla})$$

$$[\Phi] = 1 \text{ Vs} = 1 \text{ Wb} \quad (\text{Weber})$$

3.2.1.4 Magnetisierungskennlinie

Die Funktion $B = f(H)$ für Eisenwerkstoffe bezeichnet man als Magnetisierungskennlinie (MKL). *Leider* ist der Zusammenhang zwischen B und H nicht linear (siehe Abb. 3.2.2). Außerdem ist der Verlauf der Magnetisierung nicht eineindeutig und hängt von der sog. Vorgeschichte des Eisens ab (*Hysterese*).

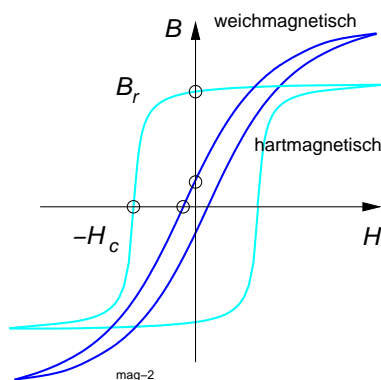


Abb. 3.2.2: Magnetisierungskennlinien

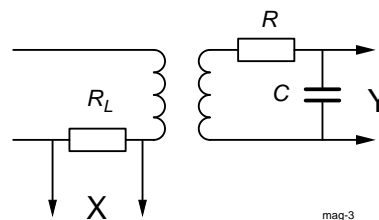


Abb. 3.2.3: Meßschaltung

Zur Beurteilung einer MKL dienen die Punkte B_r und H_c . Mit B_r bezeichnet man die Restinduktion (*Remanenz*) für $I = H = 0$. Als *Koerzitivfeldstärke* H_c bezeichnet man den Wert, der aufgebracht werden muß, damit $B = 0$ wird. Magnetisch weiche Werkstoffe haben kleine Koerzitivfeldstärken ($0.1 < H_c < 10^3 \frac{\text{A}}{\text{m}}$), bei harten Werkstoffen, z. B. Dauermagneten, kann H_c Werte bis $10^7 \frac{\text{A}}{\text{m}}$ annehmen. Abgesehen von Maschinen mit Dauermagneten (*Permanentmagneten*) werden im EM-Bau vorwiegend weiche Eisenwerkstoffe mit $H_c \approx 100 \frac{\text{A}}{\text{m}}$ (Silicium) bis $H_c \approx 300 \frac{\text{A}}{\text{m}}$ (Kobalt) verwendet.

Die durch die Hysterese aufgespannte Fläche ist ein Maß für die Energie, die zur Ummagnetisierung notwendig ist und führt zu den sog. *Eisenverlusten*, sollte also möglichst klein sein. Die Eisenverluste sind abhängig von der Frequenz und der Maximalinduktion, typische Werte für Weicheisenbleche sind 0.06–10 W/kg bei 0.2/0.5 mm Dicke, 1 T und 50 Hz.

Bedeutung der ferromagnetischen Werkstoffe für den EM-Bau:

normales Weicheisen: Verstärkung der magnetischen Wirkung; Führung des magnetischen Flusses;

Permanentmagnete: Ersetzen von gleichstromerregten Spulen; kleinere Baugrößen; einfachere Konstruktion; kleinere Zeitkonstanten.

Versuch 3.2.1 Die dynamische Magnetisierungskennlinie $B = f(H)$ läßt sich mit der Schaltung nach Abb. 3.2.3 als Oszillogramm darstellen. Die am Widerstand R_L abgegriffene Spannung ist dem Magnetisierungstrom proportional und entspricht der magnetischen Feldstärke H . Integriert man die Ausgangsspannung des Transformators mit einem RC-Glied, erhält man eine Spannung, die dem Fluß Φ und damit der Induktion B proportional ist.

Nach Gleichungen (3.2.6) und (3.2.8) gilt:

$$B(t) = \frac{1}{A} \Phi(t) \sim \int U(t) dt$$

3.2.1.5 Berechnung

Die Berechnung eines magnetischen Kreises erfolgt in Analogie zum elektrischen Stromkreis. Tabelle 3.2.1 stellt die gleichwertigen Größen gegenüber. „Treibende Kraft“ ist die Durchflutung¹ Θ , die in der magnetischen Anordnung den Fluß² Φ erzeugt, der wiederum von den magnetischen Widerständen im Kreis abhängt. Die Berechnung gestaltet sich recht einfach, solange R_m konstant ist (z. B. bei Luft). I. allg. verwendet man im EM-Bau ferromagnetische Werkstoffe, deren magnetischer Widerstand induktionsabhängig ist. Damit verhält sich der magnetische Kreis *nichtlinear*, die Berechnung wird erschwert.

elektrisch		magnetisch	
Spannung	$[U] = 1 \text{ V}$	Durchflutung	$[\Theta] = 1 \text{ A}$
Strom	$[I] = 1 \text{ A}$	Fluß	$[\Phi] = 1 \text{ Vs}$
Widerstand	$[R] = 1 \Omega$	Widerstand	$[R_m] = 1 \frac{\text{A}}{\text{Vs}}$
Leitwert	$G = R^{-1}$	Leitwert	$\Lambda = R_m^{-1}$
Stromdichte	$[J] = 1 \frac{\text{A}}{\text{m}^2}$	Flußdichte	$[B] = 1 \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2}$
$I = \frac{U}{R} = U \cdot G$ $R = \frac{l}{\kappa \cdot A}$ $J = \frac{I}{A}$		$\Phi = \frac{\Theta}{R_m} = \Theta \cdot \Lambda$ $R_m = \frac{l}{\mu \cdot A}$ $B = \frac{\Phi}{A}$	

Tabelle 3.2.1: Vergleich zwischen magnetischem und elektrischem Kreis

¹In der Literatur wird auch der Formelbuchstabe V verwendet.

²Man beachte die Sinnverwandschaft zwischen den Wörtern „Strom“ und „Fluß“.

Allgemein sucht man zu einem vorgegebenen Fluß den notwendigen (Erreger-)Strom oder umgekehrt. Die Berechnung läuft in der folgenden Reihenfolge ab:

$$\boxed{I} \iff \sum I = \oint H ds \iff \boxed{H} \iff H = \frac{B}{\mu_0 \mu_r} \iff \boxed{B} \iff B = \frac{\Phi}{A} \iff \boxed{\Phi}$$

Vernachlässigt man die Streuung, muß der Fluß in allen Teilen des magnetischen Kreises, unter Berücksichtigung paralleler Zweige, gleich groß sein.

Soll die Nichtlinearität von ferromagnetischem Material berücksichtigt werden, erhält man den Zusammenhang zwischen B und H direkt aus der Magnetisierungskennlinie.

3.2.2 Induktionsgesetz

3.2.2.1 Elektromagnetische Induktion

Faraday, 1831: Jede zeitliche Änderung des magnetischen Flusses Φ induziert eine elektrische (Quell-) Spannung u_q :

$$u_q = (-)N \frac{d\Phi}{dt} = (-)N \frac{d(\vec{B} \cdot \vec{A})}{dt} = (-) \frac{d\Psi}{dt} \quad (3.2.7)$$

Hierbei stellt Φ den magnetischen Fluß durch eine Windung dar. Die Höhe der induzierten Spannung ist proportional der Windungszahl N . Die Größe Ψ beschreibt den Gesamtfluß (*verketteter Fluß*).

Das Minuszeichen in Gleichung (3.2.7) hat „akademischen Charakter“. Strenggenommen unterscheidet man zwischen der Quellenspannung u_q , die sich aus der elektrischen Feldstärke \vec{E} ergibt, und der sog. EMK e (Elektromotorische Kraft), die man aus der induzierten Feldstärke \vec{E}_i herleitet. Es gilt $\vec{E} = -\vec{E}_i$. Im Prinzip verwendet man den positiven Wert und bezeichnet ihn als die *induzierte Spannung*.

Das Induktionsgesetz verknüpft den magnetischen Fluss Φ mit der Spannung u unabhängig von der elektrischen Stromstärke i .

Schließt man einen Stromkreis, in dem eine Spannung induziert wird, fließt ein *Induktionsstrom*, der selber ein Magnetfeld erzeugt, welches so gerichtet ist, daß es seiner Ursache entgegenwirkt, d.h. das primäre Feld (Ursache) schwächt.

Lenzsche Regel:

☞ Der Induktionsstrom wirkt seiner Ursache entgegen³.

³ Andernfalls hätte man ein „Perpetuum mobile“.

Gleichung (3.2.7) gilt für alle Anordnungen mit geschlossenen Flächen und besagt, daß Spannungen durch Induktionsänderungen $d\vec{B}$ und/oder Flächenänderungen $d\vec{A}$ induziert werden.

Bewegt sich ein Leiterstück der Länge l mit der Geschwindigkeit v in einem Magnetfeld \vec{B} und stehen die drei Größen senkrecht aufeinander, ergibt sich für die induzierte Spannung

$$u_i = N \frac{d\Phi}{dt} = N \cdot \vec{B} \cdot \frac{d\vec{A}}{dt} = N \cdot \vec{B} \cdot l \cdot \frac{d\vec{s}}{dt} = N \cdot B \cdot l \cdot v \quad (3.2.8)$$

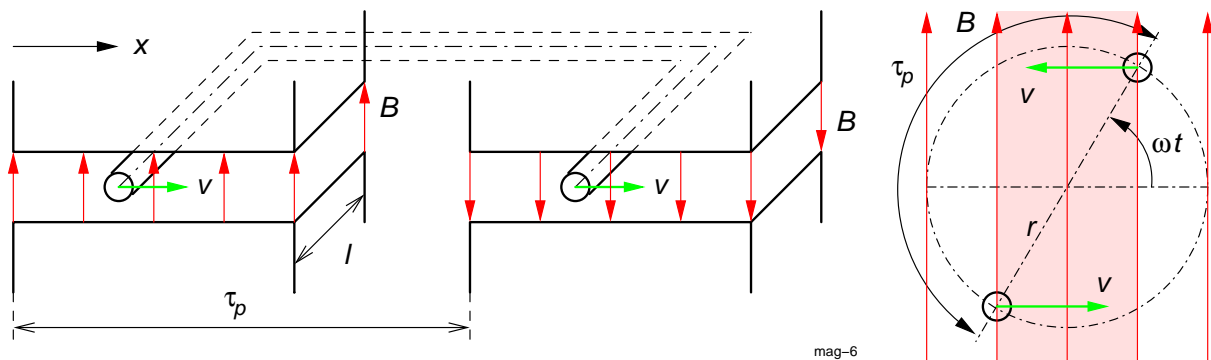


Abb. 3.2.4: Beispiele zum Induktionsgesetz

Abbildung 3.2.4 zeigt zwei Anwendungen des Induktionsgesetzes. Bei der linearen Anordnung (links) wird in jedem Leiterstab, der sich mit der Länge l und der Geschwindigkeit v im Luftspaltfeld B bewegt, die Spannung $U = B \cdot l \cdot v$ induziert. Durch die Reihenschaltung bilden die beiden Leiterstäbe eine Windung. Die induzierten Spannungen addieren sich nur dann zur doppelten Spannung, wenn B am zweiten Leiter seine Richtung wechselt (Vektorcharakter von B und v in Gleichung (3.2.8) beachten!).

Den Abstand, bei dem sich eine magnetische Anordnung mit entgegengesetzt gerichteter Feldpolarität wiederholt, bezeichnet man als *Polteilung* τ_p . Nach $2\tau_p$ wiederholt sich die Feldstruktur.

Die rechte Anordnung in Abb. 3.2.4 zeigt eine mit der Winkelgeschwindigkeit ω rotierende Leiterschleife (Windung) in einem homogenen, konstanten Magnetfeld B . Der durch die Windung durchtretende Fluß ändert sich mit dem Winkel ωt :

$$\Phi(t) = B \cdot 2 \cdot r \cdot l \cdot \cos \omega t$$

Eingesetzt in Gleichung (3.2.8) ergibt sich für die induzierte Spannung die wichtige Abhängigkeit

$$u_i = N \cdot B \cdot D \cdot l \cdot \omega \cdot \sin \omega t \sim \omega \quad (3.2.9)$$

mit dem Durchmesser $D = 2 \cdot r$. Zum gleichen Ergebnis kommt man, wenn man die Spannung über die Geschwindigkeit der Leiterstäbe berechnet. Jeder Leiterstab bewegt sich mit variabler Geschwindigkeit durch ein konstantes Magnetfeld.

Bei dieser Anordnung beträgt die Polteilung $\tau_p = \pi \cdot D / 2$ und entspricht 180° .

Tritt das sich ändernde Magnetfeld durch einen elektrisch leitenden Körper, z. B. Eisen, Kupfer, Aluminium, werden die induzierten Spannungen am Ort ihres Entstehens quasi kurzgeschlossen, es kommt zu *Wirbelströmen*, die Wärme erzeugen (Verlustwärme, induktives Härten). Wirbelströme verursachen mit dem sie verursachenden Magnetfeld Kräfte (Wirbelstrombremse).

Durch Unterteilung und elektrische Isolation des leitfähigen Werkstoffes (*Lamellierung*, *Blechung*) kann man Wirbelströme reduzieren.

Versuch 3.2.2 *Erwärmung eines massiven und eines lamellierten Eisenkerns in einem Wechselfeld.*

Versuch 3.2.3 *(Pendel-)bewegung einer massiven und einer geschlitzten Aluminiumplatte im konstanten Magnetfeld.*

3.2.2.2 Selbstinduktion, Induktivität

Stammt beim Induktionsvorgang die Feldänderung vom „eigenen“ Strom, wird bei Stromänderungen diesem Strom der Induktionsstrom überlagert. Auf Grund der Lenzschen Regel (Vorzeichen) bedeutet das: der Induktionsstrom wirkt seiner Ursache entgegen, er versucht die Änderung zu verhindern, die Stromänderung wird *verzögert*.

Die Höhe der selbstinduzierten Spannung lässt sich aus der Stromänderung herleiten:

$$u_i = N \frac{d\Phi}{dt} = NA \frac{dB}{dt} \quad (3.2.10)$$

$$= NA \mu_0 \mu_r \frac{dH}{dt} \quad (3.2.11)$$

Den Zusammenhang zwischen H und I liefert das Durchflutungsgesetz (3.2.1), in dem die Geometrie der Anordnung eingeht. Es gilt $H = f(I)$. Wegen der Linearität zwischen H und I kann man auch schreiben

$$H = k \cdot I$$

Damit ergibt sich für die induzierte Spannung in Gleichung 3.2.11:

$$u_i = \underbrace{N \cdot A \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot k}_L \frac{di}{dt} \quad (3.2.12)$$

und somit

$$\boxed{u_i = L \frac{di}{dt}} \quad (3.2.13)$$

Die *Induktivität* L ist geometrieabhängig. Sie besitzt die Maßeinheit

$$[L] = 1 \frac{\text{Vs}}{\text{A}} = 1 \text{ H} \quad (\text{Henry}).$$

Falls die Spule/Wicklung ferromagnetisches Material enthält, ist die Induktivität zusätzlich auch stromabhängig, da $\mu_r = f(I)$!

Aus den Gleichungen (3.2.7) und (3.2.13) erhält man

$$N \frac{d\Phi}{dt} = L \frac{di}{dt}$$

und daraus folgt

$$L = N \frac{d\Phi}{dI} = \frac{d\Psi}{di} \quad (3.2.14)$$

Das bedeutet, daß die Induktivität das Verhältnis von Spulenfluß zum Spulenstrom darstellt.

Merke: Ströme durch Induktivitäten können sich nur stetig ändern (wegen Gleichung (3.2.13)). Anwendung: z. B. Glättungs-drosseln.

Sind zwei oder mehrere Induktivitäten magnetisch gekoppelt (z. B. beim Transformator) wird neben der Selbstinduktionsspannung noch eine Spannung durch die gekoppelten *Gegeninduktivitäten* erzeugt. Die Gegeninduktivität M berücksichtigt den gekoppelten Fluß (Hauptfluß) und besitzt ebenfalls die Maßeinheit H.

3.2.2.3 Anwendung des Induktionsgesetzes

Die nach den Gleichungen (3.2.7) und (3.2.13) induzierten Spannungen ergeben sich aus den mit der Spule verketteten *Magnetfeldänderungen*. Je nach Ursache unterscheidet man zwischen einer

Transformationsspannung: $\vec{A} = \text{const}, \quad \frac{d\vec{B}}{dt} \neq \text{const}$
Transformator (ruhender Energiewandler)

Bewegungsspannung: $\vec{B} = \text{const}, \quad \frac{d\vec{A}}{dt} \neq \text{const}$
Motoren, Generatoren (rotierende Energiewandler)

Selbstinduktionsspannung: $L = \text{const}, \quad \frac{di}{dt} \neq \text{const}$
trifft auf alle ruhende und bewegte magnetische Anordnungen zu.

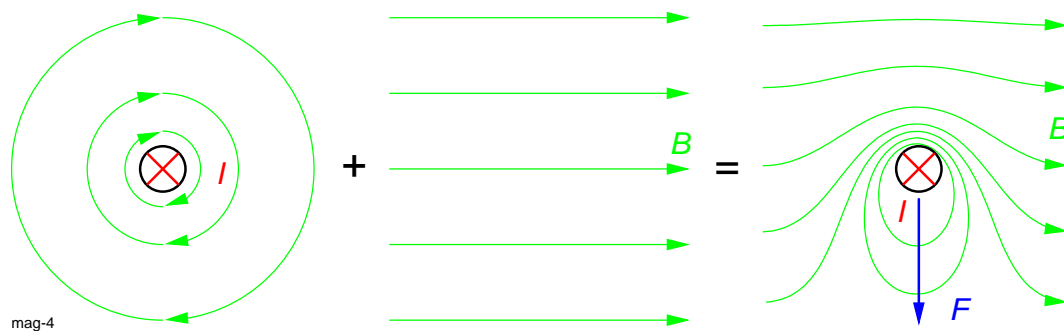


Abb. 3.2.5: Rückwirkung eines stromführenden Leiters

3.2.3 Kräfte

3.2.3.1 ... auf stromführende Leiter

Für die Kraft gilt

$$\boxed{d\vec{F} = I(d\vec{l} \times \vec{B})} \quad (3.2.15)$$

mit der Maßeinheit

$$[F] = 1 \frac{\text{A m V s}}{\text{m}^2} = 1 \frac{\text{W s}}{\text{m}} = 1 \frac{\text{N m}}{\text{m}} = 1 \text{ N}$$

Falls \vec{B} senkrecht auf \vec{l} steht, ergibt sich der einfache Zusammenhang

$$\boxed{F = I \cdot l \cdot B} \quad (3.2.16)$$

Das durch den Leiterstrom (Abb. 3.2.5) erzeugte Eigenfeld überlagert sich mit dem vorhandenen Magnetfeld. Oberhalb des Leiters tritt eine Feldverstärkung auf, unterhalb eine Feldschwächung.

Rechte-Hand-Regel:

- Daumen → Stromrichtung,
Zeigefinger → Feldrichtung,
Mittelfinger → Kraftrichtung.

Kräfte auf stromführende Leiter spielen im EM-Bau eine wichtige Rolle. Die im Fehlerfall auftretenden dynamischen Stromkräfte auf im **Luftraum** befindliche Spulenteile (z. B. Wickelköpfe) können zur Zerstörung einer Maschine führen.

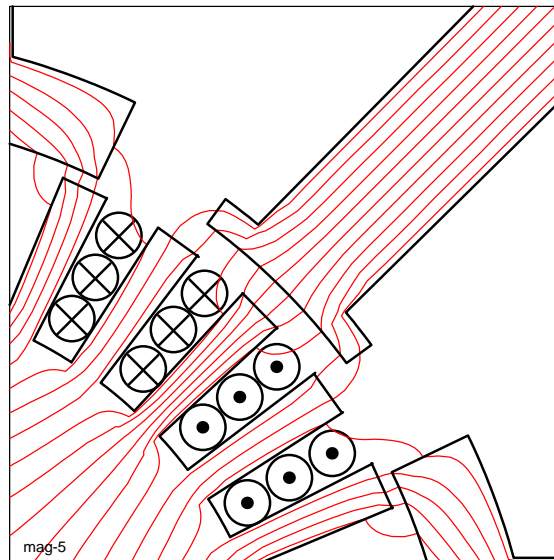


Abb. 3.2.6: Feld in einer Gleichstrommaschine

3.2.3.2 ... auf ferromagnetische Stoffe

Jede elektrische, rotierende Maschine besteht aus einem feststehenden Teil (*Stator, Ständer*) und einem rotierenden Teil (*Rotor, Läufer*). Beide Teile trennt ein Luftspalt. Will man den Luftspalt verringern, müssen die Leiter in Nuten gelegt werden (siehe Abschnitt 3.2.4). Da Eisen wegen seiner hohen Permeabilität den magnetischen Fluß besser führt als Luft, wird das Feld in den Nuten geringer (Abb. 3.2.6). Wendet man die oben hergeleiteten Kraftgleichungen auf diese Anordnungen an, so wird auch die Kraft geringer. Aber in der Praxis zeigt sich der entgegengesetzte Effekt: das Drehmoment nimmt sogar noch etwas zu. Daraus kann man folgern, daß neben den Kräften auf stromführende Leiter auch Kräfte auf Eisenkörper wirken müssen. Die Natur unterscheidet jedoch nicht zwischen Leiter- und Elementarströmen. Alle Kräfte werden hervorgerufen durch atomare Elektronenströme (Kreisströme), die wiederum magnetische Momente erzeugen (Bahnmoment, Spinnmoment).

Für die Kraftberechnung auf ferromagnetische Materialien sind verschiedene Methoden entwickelt worden. Ein Literaturstudium zeigt, daß sich seit Generationen Wissenschaftler Gedanken über dieses Thema gemacht haben, um zufriedenstellende Erklärungen und Berechnungsmethoden zu finden. Eine analytische Berechnung ist nur für sehr einfache Anordnungen mit konstanter Permeabilität möglich. In der Praxis verwendet man vorwiegend numerische Methoden.

Für kleine Luftspalte δ lassen sich mit guter Näherung die Normal- und Tangentialkräfte auf ferromagnetische Oberflächen mit der sog. *Kranformel* berechnen:

$$F = \frac{A}{2\mu_0} B^2 \quad (3.2.17)$$

mit der Eisenquerschnittsfläche A und der Luftspaltinduktion B .

Anwendung: kurze translatorische Bewegungen; elektromagnetische Antriebe für Hubmagnete, Schalter.

Das Drehmoment elektrischer Maschinen wird vorwiegend durch diese Kräfte hervorgerufen.

3.2.4 Konstruktive Entwicklung

3.2.4.1 Luftspalt

Am Beispiel einer drehbaren Leiterschleife im Magnetfeld kann man die Wirkungsweise elektrischer Maschinen veranschaulichen (Abb. 3.2.7):

auf einen stromdurchflossenen Leiter im Magnetfeld wirkt eine Kraft, die zu einem Drehmoment führt (siehe Kapitel 3.2.3.1, Seite 3.2.9). Bewegt sich die Leiterschleife im Magnetfeld und ändert sich dabei der magnetische Fluß durch die Schleife, wird eine Spannung induziert (siehe Kapitel 3.2.2.1, Seite 3.2.5).

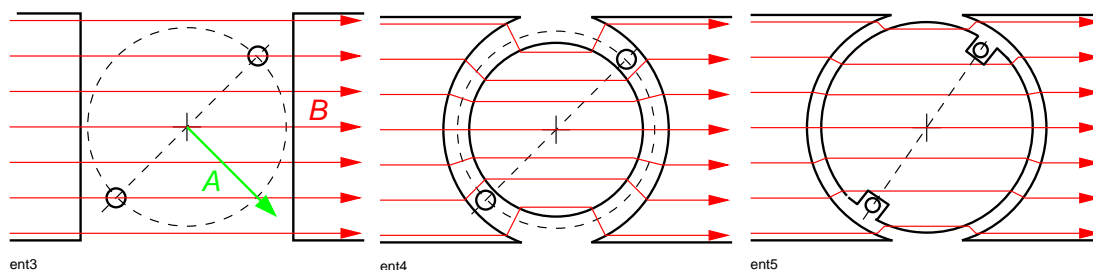


Abb. 3.2.7:

Abb. 3.2.8:

Abb. 3.2.9:

Beide Vorgänge laufen gleichzeitig ab: ein von außen zugeführter Strom erzeugt ein Drehmoment und bewirkt eine Drehung der Leiterschleife, *gleichzeitig* wird durch die Flußänderung eine Spannung induziert, die nach der Lenzschen Regel dem Strom *entgegenwirkt* (Motorbetrieb). Dreht man die Leiterschleife durch ein äußeres Moment, entsteht eine Spannung in der Leiterschleife, die wiederum einen Strom zur Folge hat⁴, der *gleichzeitig* nach der Lenzschen Regel ein *Gegenmoment* erzeugt (Generatorbetrieb).

Die in Abb. 3.2.7 dargestellte Leiterschleife dreht sich in einem Luftspalt, der mindestens so groß sein muß wie der Durchmesser der Schleife.

Beispiel: Bei einer angenommenen Luftspaltinduktion von 1 T und einem Luftspalt von 30 cm ist nur für den Luftspalt eine Durchflutung von etwa 240 000 A erforderlich!

Als ein weiterer Nachteil dieser einfachen Anordnung erweist sich, daß das abgegebene Moment und die induzierte Spannung nicht gleichmäßig sondern sinusförmig verlaufen, da der Feldvektor \vec{B} und der Flächenvektor \vec{A} nicht immer senkrecht aufeinander stehen.

Füllt man das Innere der Leiterschleife mit Eisen und beeinflusst man den Feldverlauf des externen Feldes (*Erregerfeld*) mittels *Polschuhen* entsprechend Abb. 3.2.8, reduziert sich der Durchflutungsbedarf beträchtlich. Gleichzeitig bleiben die induzierte Spannung und der Momentenverlauf unter den Polschuhen (homogenes Feld) annähernd konstant. Die Luftspaltlänge ergibt sich aus der Leiterhöhe.

⁴natürlich nur, wenn die Leiterschleife durch einen externen Widerstand (Verbraucher) geschlossen ist

Beispiel: Bei einem Gesamtluftspalt von $2 \cdot 1.5 \text{ cm} = 3 \text{ cm}$ beträgt die erforderliche Durchflutung etwa 24 000 A.

Der Erregerbedarf läßt sich weiter senken, wenn man die Leiter innerhalb des Läufers unterbringt (siehe Abb. 3.2.9). Der Luftspalt dient jetzt nur noch dazu, die Drehbewegung des Läufers zu ermöglichen. Technologisch sind Werte von einigen Zehntel Millimeter möglich (z. B. Asynchronmaschine).

Beispiel: Geht man von einem Gesamtluftspalt von 0.3 mm aus, werden zur Erzeugung von 1 T nur noch etwa 240 A benötigt.

3.2.4.2 Magnetischer Kreis

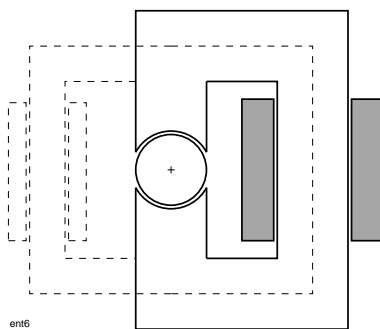


Abb. 3.2.10: Unsymmetrischer und ...

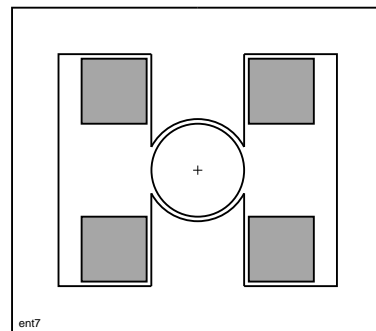


Abb. 3.2.11: ...symmetrischer Magnetkreis

Zur Erzeugung des Erregerfeldes kann man die Polschuhe seitlich mit einem Eisenkern (*Schenkel*), der die Erregerwicklung trägt, schließen (C-Magnet), wie es Abb. 3.2.10 zeigt. Diese einfache Anordnung wird teilweise bei Kleinmotoren gewählt, z. B. zweipolige Spaltmotoren. Man kann die Erregerwicklung auch auf 2 Schenkel verteilen, die Eisenquerschnitte der Schenkel brauchen dann nur halb so groß zu sein (gestrichelte Ausführung).

Bringt man die Erregerwicklung auf den Polschuhen unter, erhält man die Anordnung nach Abb. 3.2.11. Diese Form, die bei den ersten Gleichstrommaschinen verwendet wurde, benutzt man heute für Maschinen, bei denen die äußeren Eisenkerne gleichzeitig als Gehäuse dienen (genietete oder geschweißte Ausführung). Diese Bauweise wird seit Jahren wegen des geringeren Gewichts und der höheren mechanischen Festigkeit (Stahlbauweise) bevorzugt. Je nach Einsatzgebiet werden die massiven Eisenkerne durch Bleche ersetzt, z. B. Universalmotoren.

Die klassische Form einer zweipoligen Maschine zeigt Abb. 3.2.12. Aus fertigungstechnischen Gründen erhält der Eisenkern eine runde Form. Bei Maschinen, bei denen keine Wirbelströme im Erregerkreis auftreten, bildet das Gehäuse den magnetischen Kreis und besteht aus Gußeisen. Ist der Eisenkern geblecht, wird das Blechpaket entweder im massiven Gehäuse befestigt oder erhält Befestigungselemente zum Aufstellen der Maschine.

Bisher wurde davon ausgegangen, daß die Leiterschleife drehbar war und den Läufer (oder Rotor, Anker) der Maschine darstellte. Die Erregerwicklung war im feststehenden Teil der Maschine (Ständer, Stator, Gehäuse) untergebracht (*Außenpolmaschine*).

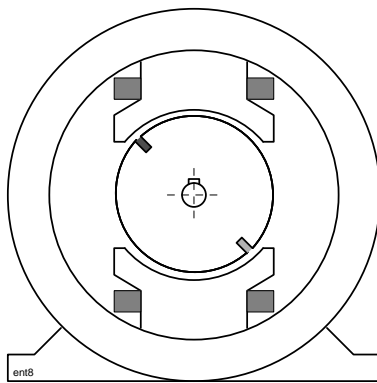


Abb. 3.2.12: Außenpolmaschine

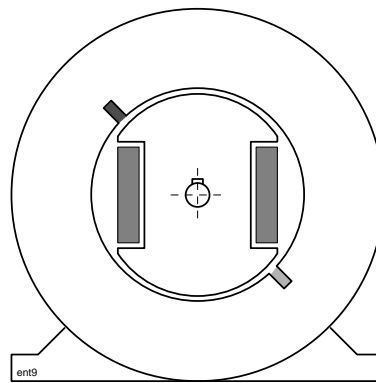


Abb. 3.2.13: Innenpolmaschine

Für das Induktions- und Kraftgesetz ist es unerheblich, welches Teil der Maschine sich bewegt oder feststeht. Es kommt nur auf die relative Bewegung von Erregerfeld und Leiterschleife zueinander an.

Läßt man dagegen die Erregerpole rotieren, spricht man von einer *Innenpolmaschine*. Die Leiterschleife wird dabei im Ständer untergebracht, wie es Abb. 3.2.13 für eine zweipolige Maschine zeigt.

Aufgabe: Zeichnen Sie in die Abbildungen 3.2.12 und 3.2.13 den Feldlinienverlauf ein.

3.2.4.3 Baugröße

Nach Gleichung (3.2.16) wird das Drehmoment der Maschine bestimmt durch den Leiterstrom, das Erregerfeld, die wirksame Leiterlänge und den Abstand des stromführenden Leiters vom Drehpunkt. Der Strombelastbarkeit des Leiters sind thermische Grenzen gesetzt, ebenso kann man das Erregerfeld wegen der Eisensättigung nicht beliebig vergrößern. I. allg. wird man zur Erzielung hoher Drehmomente die Abmessungen der Maschine vergrößern. Langsamlaufende Maschinen führt man mit großem Durchmesser aus (Walzwerkantriebe, Fördermaschinen, Wasserkraftgeneratoren). Höhere Drehzahlen bei gleichem Drehmoment bedeuten höhere Leistung und führen zu „schlanken“ Maschinen (Turbogeneratoren).

Zum Teil sind die Abmessungen elektrischer Maschinen genormt. I. allg. stimmt das Maß für die sog. *Wellenhöhe* mit der Zahlenangabe für die *Baugröße* überein. Im Prinzip haben Maschinen gleicher Baugröße das gleiche Nenndrehmoment. Da die Leistung definiert ist als das Produkt aus Drehmoment und Drehzahl ($P = \omega \cdot M$), folgt daraus auch, daß Motoren mit hohen Drehzahlen kleinere Abmessungen besitzen und leichter sind als leistungsgleiche Motoren mit niedrigeren Drehzahlen.

Bei den bisherigen Betrachtungsweisen wurde das Erregerfeld von 2 Polen (1 Polpaar) aufgebracht. Maschinen mit großem Durchmesser lassen sich räumlich und magnetisch besser ausnutzen, wenn man sie mit einer höheren Polpaarzahl baut. Dazu werden längs des Umfangs mehrere Erregerpole mit abwechselnder Polarität angebracht. Im gleichen Maß ordnet man zusätzliche Leiterschleifen an (siehe dazu Abbildungen 3.3.2 auf Seite 3.3.0, 3.7.1 bis 3.7.3 auf Seite 3.7.0).

Bei einer Maschine mit dem Bohrungsdurchmesser D des Stators und p Polpaaren ($2p$ polig) beträgt die *Polteilung*

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot D}{2p} \quad (3.2.18)$$

Nach 2 Polteilungen liegen die gleichen magnetischen Verhältnisse vor. Ordnet man dem Feldverlauf längs der 2 Polteilungen den elektrischen Winkel α_{el} zu, besteht zwischen dem räumlichen Winkel α_{mech} die Beziehung

$$\alpha_{el} = p \cdot \alpha_{mech} \quad (3.2.19)$$

d. h. bei einer 2poligen Maschine stimmen elektrischer und räumlicher Winkel überein.

3.2.4.4 Verwendung von Permanentmagneten

In den vorangegangenen Kapiteln wurde die Erregung des Feldes durch stromdurchflossene Spulen angenommen und gezeichnet. Dem Vorteil der einfachen Feldsteuerung mittels externer Stromversorgung steht der Nachteil der sogenannten Erregerverluste gegenüber.

Ersetzt man den bewickelten Schenkel durch einen oder mehrere Permanentmagnete, ändert sich die Funktionsweise der Maschine nicht. Die genannten Vor- und Nachteile sind jetzt vertauscht: es treten keine Erregerverluste auf, das Erregerfeld läßt sich nicht ändern — und auch nicht abschalten. Einen Kompromiß erhält man, wenn man beide Systeme kombiniert. Die Permanentmagneten liefern die Grunderregung, die zusätzliche Erregerwicklungen können das Feld verstärken oder schwächen.

Permanentmagnete können in verschiedenen Formen (Stab, Scheibe, Platte, Ring, Topf, Hufeisen, etc.) und mit unterschiedlichen Magnetisierungsrichtungen (axial, radial, diametral, streifenförmig, mehrpolig) hergestellt werden. Dies erlaubt eine optimale Anpassung an die Maschinenkonstruktion.

3.2.5 Energiewandlung

Prinzipien der Energiewandlung siehe Abschnitt 2.5.2 Seite 2.5.1

3.2.5.1 Arten

Elektrische Maschinen wandeln im allgemeinen elektrische Energie in mechanische um (Motor) und umgekehrt (Generator). Man spricht von *rotierenden* Energiewandlern. Im Gegensatz dazu formen *ruhende* Energiewandler die elektrische Energie auf eine andere elektrische Größe (Spannung, Strom, Stromart) um. Im weitesten Sinne geschieht dies durch elektronische Schaltungen (Stromrichter). Man rechnet diese Energiewandler der Leistungselektronik zu. Für den Sonderfall der reinen Wechselstrom- und Wechselspannungsumformung verwendet man Transformatoren, die man zu den elektrischen Maschinen zählt, obwohl die Energiewandlung magnetisch, also ohne bewegte Teile erfolgt.

3.2.5.2 Leistungsbilanz

Für stationäre Betriebszustände rechnet man statt mit Energien mit Leistungen. Bei der Umwandlung der Leistung P_1 in die Leistung P_2 entstehen Umwandlungsverluste P_v :

$$P_1 = P_2 + P_v \quad (3.2.20)$$

Das Verhältnis von abgegebener zu aufgenommener Leistung bezeichnet man als Wirkungsgrad η :

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_v} = \left(1 - \frac{P_v}{P_1}\right) \quad (3.2.21)$$

Da bei ruhenden Energiewandlern keine mechanischen Verluste auftreten, ist bei gleicher Leistung ihr Wirkungsgrad größer als der der rotierenden Energiewandler.

Grundsätzlich nimmt der Wirkungsgrad mit wachsender *Bemessungsleistung*⁵ (früher „Nennleistung“) zu.

Je nach Art der Energiewandlung sind für P_1 und P_2 die mechanische Leistung P_{mech}

$$P_{mech} = \Omega \cdot M = 2\pi \cdot n \cdot M \quad (3.2.22)$$

mit der Winkelgeschwindigkeit Ω bzw. der Drehzahl n und dem Drehmoment M und/oder die elektrische Leistung P_{el} einzusetzen. Damit ergeben sich folgende Leistungsbilanzen:

Motorbetrieb: $P_{mech} = P_{el} - P_v$

Generatorbetrieb: $P_{el} = P_{mech} - P_v$

Transformator: $P_{el2} = P_{el1} - P_v$

3.2.5.3 Verlustarten

Wicklungsverluste

Der Wicklungswiderstand R eines Leiters ergibt sich aus der *temperaturabhängigen* Leitfähigkeit κ des Leitermaterials, dem Leiterquerschnitt A und der Leiterlänge l zu

$$R = \frac{l}{\kappa \cdot A} \quad (3.2.23)$$

⁵Nach DIN VDE 0530 Teil 1 bedeuten:

Bemessungsbetrieb: die Gesamtheit aller elektrischen und mechanischen Größen in Dauer und zeitlicher Folge, wie sie für die Maschine vom Hersteller festgelegt und auf dem Leistungsschild angegeben sind. Die Maschine erfüllt dabei die vereinbarten Bedingungen.

Bemessungsgröße: Größe zur Kennzeichnung des Bemessungsbetriebes.

Bemessungsleistung: Leistung zur Kennzeichnung des Bemessungsbetriebes.

Man erhält die Verluste aus den allgemeinen Leistungsformeln

$$P = U \cdot I = I^2 \cdot R = \frac{U^2}{R} \quad (3.2.24)$$

Für den Bemessungsbetrieb müssen Widerstandswerte auf unterschiedliche Temperaturen umgerechnet werden. Für Kupferleiter kann man folgende Umrechnungsformeln benutzen:

$$R_w = \frac{235 + \vartheta_w}{235 + \vartheta_k} R_k \quad (3.2.25)$$

mit R_w bei der Temperatur ϑ_w und R_k bei ϑ_k (in °C).

Diese Verluste werden oft auch als *Kupferverluste* bezeichnet, da Kupfer im EM-Bau vorwiegend als Leitermaterial eingesetzt wird.

Erregerverluste

Dazu zählen alle Verluste, die zur Erzeugung eines Erregerfeldes auftreten (siehe dazu „Gleichstrommaschine“ und „Synchronmaschine“). In erster Linie sind dies die Wicklungsverluste der Erregerwicklung, die ebenfalls nach Gleichung (3.2.24) berechnet werden und auch temperaturabhängig sind. Evtl. vorhandene Vorwiderstände sowie die Verluste der Schleifringübertragung (s. u.) müssen ggf. berücksichtigt werden.

Bürstenübergangsverluste

Die mechanische Übertragung elektrischer Energie erfolgt entweder über Schleifringe oder Bürsten. Der Übergangswiderstand ist von vielen Einflußfaktoren abhängig (Querschnitt, Material, Druck, Stromdichte). Vorteilhaft berechnet man diese Verluste aus der Bürstenübergangsspannung U_B und dem Strom durch die Bürsten I_a

$$P_B = U_B \cdot I_a \quad \text{pro Bürste!} \quad (3.2.26)$$

Die Spannung U_B ist nicht stromproportional und wird je nach Bürstensorte mit $U_B \approx 0.5 \dots 1.5$ V angenommen. Diese Spannung tritt bei jeder Bürste auf, bei Gleichstrommaschinen muß man mit $2U_B$ rechnen.

Reibungsverluste

Die *Reibungsverluste* sind mechanische Verluste und treten nur bei laufender Maschine auf. Sie enthalten die *Lagerreibung*, *Gasreibung* der rotierenden Zylindermantelfläche und Lüfter und eventuell die *Bürstenreibung*. Die Lager- und Gasreibung sind schwer berechenbar, ihre Verluste sind etwa proportional Ω , bei höheren Drehzahlen macht sich die Gasreibung mit $\Omega^q, q > 1$ bemerkbar. Die Bürstenreibung ist proportional Ω . Da diese Verluste lastunabhängig sind, treten sie auch im Leerlauf auf (Leerlaufversuch).

Genaugenommen nimmt die Lagerreibung bei sehr geringen Drehzahlen wieder zu, beim Stillstand geht die *Gleitreibung* in *Haftreibung* über. Zum Anfahren wird ein *Losbrechmoment* benötigt.

Eisenverluste

Die *Eisenverluste* setzen sich aus den *Hystereseverlusten* durch die drehzahl-/frequenzabhängige Ummagnetisierung des Eisens und den dadurch verursachten *Wirbelstromverlusten* zusammen. Beide Verlustarten hängen etwa quadratisch von der Induktion B ab, die Hystereseverluste sind außerdem proportional zur Frequenz (Drehzahl), die Wirbelstromverluste sogar quadratisch.⁶

Vereinfacht nimmt man an:

$$P_{Fe} \sim (\hat{B}^2, \Omega, \Omega^2) \quad P_{Rbg} \sim (\Omega, \Omega^q) \quad \text{mit } q > 1$$

Messtechnisch erfaßt man im allg. die Eisen- und Reibungsverluste zusammen:

$$P_{F+R} \sim (B^2, \Omega, \Omega^2)$$

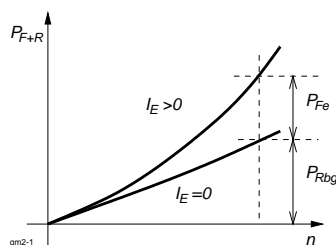


Abb. 3.2.14: $P_{F+R} = f(\Omega, B)$

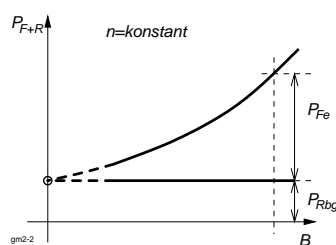


Abb. 3.2.15: $P_{F+R} = f(B)$

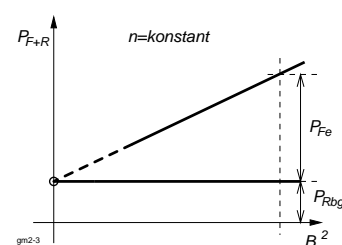


Abb. 3.2.16: $P_{F+R} = f(B^2)$

Abbildung 3.2.14 zeigt die Eisen- und Reibungsverluste in Abhängigkeit von der Drehzahl bei verschiedenen Induktionen. Für $B = 0$ treten nur Reibungsverluste auf.

Die Eisen- und Reibungsverluste nimmt man normalerweise beim Leerlaufversuch auf. Zur Trennung der Verluste wird die Maschine bei *konstanter Drehzahl* mit verschiedenen Induktionen betrieben. Die Reibungsverluste bleiben dabei konstant, man erhält sie aus dem Schnittpunkt der Kurve $P_{Fe}(B)$ mit der Ordinatenachse ($B = 0$). Da die Maschine i. allg. ohne oder bei geringer Induktion nicht betrieben werden kann, läßt sich dieser Punkt nicht exakt ermitteln (Abb. 3.2.15). Trägt man statt dessen die Verluste P_{F+R} als Funktion von B^2 (quadratisch!) auf, kann man auf grafischem Weg die Eisen- und Reibungsverluste trennen, da jetzt die Funktion $P_{Fe}(B)$ geradlinig verläuft und besser extrapoliert werden kann (Abbildung 3.2.16).

Je nach Art der Maschine läßt sich die Induktion entweder durch den Erregerstrom (Gleichstrommaschine) oder durch die Ständerspannung (z. B. Asynchronmaschine) verändern.

Zusatzverluste

Zu den Zusatzverlusten zählt man solche Verluste, die sich weder rechnerisch noch meßtechnisch erfassen lassen. Verursacht werden sie u. a. durch Wirbelströme in den Konstruktionsteilen und Oberwellenfelder. Sie betragen je nach Maschinentyp zwischen 0.5 bis 2 % der Bezugsleistung⁷.

⁶Der Zusammenhang ist wesentlich komplizierter.

⁷Nach DIN VDE 0530 Teil 2 wird als **Bezugsleistung** die Leistungsaufnahme bzw. -abgabe bezeichnet, die sich bei dem größten der Nennströme und der größten der Nennspannungen ergibt.

3.2.5.4 Bestimmung des Wirkungsgrades

Direkte Methode

Dabei wird der Wirkungsgrad *direkt* aus dem Verhältnis abgegebener zur zugeführter Leistung ermittelt. Gemessen werden die elektrische Leistung (Strom, Spannung), Drehzahl und Drehmoment. Wegen der Meßgenauigkeit verwendet man dieses Verfahren nur bei Maschinen bis zu einem Gesamtwirkungsgrad von 80 – 90 %. Bei Einzelmaschinen muß eine Prüffeldmaschine mit mindestens der gleichen Leistung zur Verfügung stehen.

Einzelverlustverfahren

Bei diesem Verfahren ermittelt man die Verluste einzeln durch geeignete Versuchsanordnungen (Leerlaufversuch, Kurzschlußversuch) und berechnet daraus den Gesamtwirkungsgrad. Dabei teilt man die Gesamtverluste in 2 Gruppen ein:

Leerlaufverluste: diese Verluste treten bereits beim Leerlauf der Maschine auf und sind weitgehend von der Belastung unabhängig. Dazu gehören die Eisen- und Reibungsverluste, Erregerverluste (falls vorhanden) sowie ein Teil der Zusatzverluste, der durch Streufelder hervorgerufen wird.

Lastverluste: dazu zählen alle stromabhängigen Verluste wie Wicklungs- und Übergangsverluste sowie die damit verbundenen Zusatzverluste.

Indirektes Verfahren

Bei vielen Maschinen lassen sich die Einzelverluste überhaupt nicht oder nur mit großem Aufwand bestimmen. Läßt man statt dessen den Prüfling auf eine Prüffeldmaschine arbeiten, bei der die Verluste bekannt sind, kann man „rückwärts“ auf den Wirkungsgrad des Prüflings schließen.

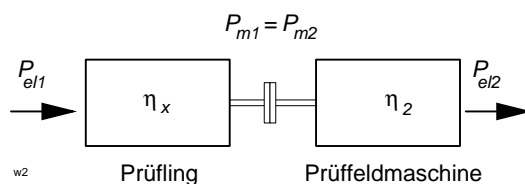


Abb. 3.2.17: Indirektes Verfahren

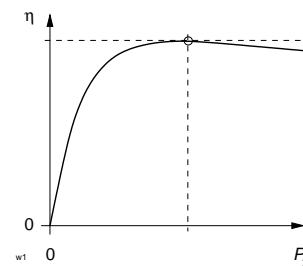


Abb. 3.2.18: $\eta = f(P_2)$

Die Verluste der Prüffeldmaschine, die i. a. eine fremderregte Gleichstrommaschine darstellt, ermittelt man einmalig mit den bekannten Verfahren. Für die mechanische Leistung an der Kupplung erhält man (siehe Abb. 3.2.17)

$$P_{m2} = P_{m1} = \frac{P_{el2}}{\eta_2}$$

und daraus den gesuchten Wirkungsgrad des Prüflings

$$\eta_x = \frac{P_{m1}}{P_{el1}} = \frac{P_{el2}}{\eta_2 P_{el1}}.$$

Pendelmaschine

Die Pendelmaschine ist eine Prüffeldmaschine, die gleichzeitig als Belastungs- bzw. Antriebsmaschine das übertragende Drehmoment liefert. Ihr Gehäuse ist drehbar gelagert. Das Reaktionsmoment, das normalerweise auf das Fundament wirkt, wird auf einen am Gehäuse befestigten Hebelarm übertragen, der direkt mit einer Kraftmeßeinrichtung verbunden ist. Unter Berücksichtigung des Hebelarmes kann aus der Kraft direkt das Drehmoment abgeleitet werden. Bei dem angezeigten Drehmoment muß noch ein Korrekturmoment berücksichtigt werden, dessen Wert drehzahlabhängig ist, von der Ausführung der Maschine abhängt und einmalig bei der Kalibrierung der Maschine bestimmt wird (Korrekturkurve, -tabelle).

Rückarbeitsverfahren

Soll ein Prüfling unter Nennbedingungen geprüft werden, z. B. Erwärmungsprobe, Dauerlauf, muß die entsprechende Leistung bereitgestellt und nach Abzug der Verluste wieder abgeführt werden. Bei kleinen Leistungen nimmt man die abgegebene Leistung als Verlustleistung in Kauf und wandelt sie in Wärme um (Belastungswiderstände, Wasserbremse).

Bei großen Leistungen bereitet das Bereitstellen der erforderlichen Leistung evtl. Schwierigkeiten, abgesehen von der Unwirtschaftlichkeit dieses Verfahrens. Bei dem Rückarbeitsverfahren wandelt man die mechanische Energie wieder in elektrische Energie um und speist sie in das Versorgungsnetz zurück. Die tatsächlich aus dem Netz bezogene Leistung entspricht dann nur der Verlustleistung von Prüfling und Prüffeldmaschine. Dieses Verfahren läßt sich auch bei Transformatoren anwenden.

Optimaler Wirkungsgrad

Betrachtet man in Gleichung (3.2.21) $\eta = f(P_2)$, so ist $\eta = 0$ für $P_2 = 0$ und wächst mit steigender Belastung, da die konstanten Leerlaufverluste einen kleiner werdenden Anteil zu der abgegebenen Leistung darstellen.

Mit zunehmender Belastung fallen die lastabhängigen Verluste mehr ins Gewicht wegen der quadratischen Abhängigkeit vom Laststrom, so daß der Wirkungsgrad wieder sinkt (Abbildung 3.2.18). Den maximalen Wirkungsgrad erreicht man, wenn die lastabhängigen Verluste gleich den lastunabhängigen Verlusten sind ($d\eta/dP_2 = 0$).

3.2.6 Übungsaufgaben

3.2.6.1 Magnetischer Kreis (linear)

Daten des magnetischen Kreises:

$$A_{Fe1} = A_{Fe2} = A_0 = 80 \text{ cm}^2$$

$$l_{Fe1} = 60 \text{ cm}$$

$$l_{Fe2} = 50 \text{ cm}$$

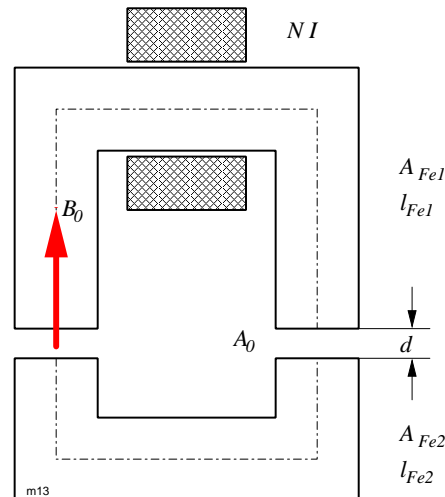
$$d = 3 \text{ mm}$$

$$\mu_r = 2500$$

$$B_0 = 1 \text{ T}$$

1. Berechnen Sie den Erregerbedarf $\Theta = N \cdot I$.
2. Wie ändert sich die Luftspaltinduktion B'_0 , wenn bei einer Erregung von $\Theta' = 5000 \text{ A}$ der Luftspalt auf $d' = 1 \text{ mm}$ verringert wird?

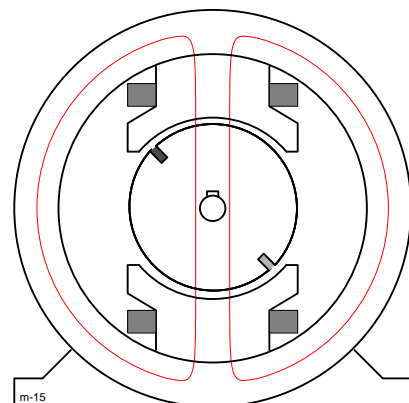
Hinweis: Vernachlässigen Sie die Streuung.



3.2.6.2 Drehmoment und Spannung in einer Gleichstrommaschine

Eine zweipolige Gleichstrommaschine hat einen Luftspalt von $l_L = 2 \text{ mm}$ und eine Erregerwicklung mit $N = 650$ Windungen auf jedem Pol. Die Polfläche im Luftspalt ist $A_P = 0.2 \text{ m}^2$. Der Erregerstrom beträgt $I_E = 1.9 \text{ A}$. Der Rotor hat den Durchmesser $d = 0.2 \text{ m}$ und die Länge $l = 0.3 \text{ m}$. Der Strom in jedem Leiter der Rotorwicklung ist $I_A = 10 \text{ A}$.

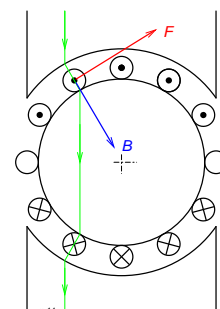
1. Berechnen Sie die Luftspaltinduktion B , wobei der magnetische Spannungsabfall im Eisen vernachlässigt werden soll!
2. Welches Drehmoment M erzeugt jeder Leiter der Rotorwicklung?
3. Berechnen Sie die Spannung, die in einem Rotorleiter induziert wird, wenn die Drehzahl $n = 100 \text{ min}^{-1}$ ist!



3.2.6.3 Drehmoment einer Gleichstrommaschine

Der Rotor einer Gleichstrommaschine hat die Länge $l = 0.5 \text{ m}$ und den Durchmesser $d = 0.3 \text{ m}$. Er ist mit insgesamt $z = 300$ Leitern bewickelt. Durch jeden fließt der Strom $I = 10 \text{ A}$. Die Erregerpole des Stators bewirken im Luftspalt ein homogenes Magnetfeld mit $B = 0.9 \text{ T}$, in dem zwei Drittel aller Leiter des Rotors liegen.

1. Wie groß ist die Kraft F auf einen Rotorleiter?
2. Berechnen Sie das Drehmoment M !



3.2.6.4 Wirkungsgrade, Momente und Verluste

1. Berechnen Sie den Nennwirkungsgrad und das Nenndrehmoment folgender Maschinen (Typenschildangaben):
 - a) Gleichstrommotor: 220 V; 17 A; 3 kW; 1450 min^{-1} ; Erregung: 220 V/1 A;
 - b) Drehstrommotor: 220 V/380 V; 21.8 A/12.6 A; $\cos \varphi = 0.87$; 1390 min^{-1} ; 6 kW.
2. Ein Elektrizitätswerk bestellt eine Turbogruppe bestehend aus Dampfturbine und Synchron-generator. Der Synchrongenerator soll folgende Nenndaten haben: 1500 MVA, 27 kV, $\cos \varphi = 0.8$, 1500 min^{-1} . Sein Wirkungsgrad wird mit 99 % angenommen.

Bestimmen Sie für Nennbetrieb

- a) die Strangströme I_N bei Sternschaltung,
 - b) die notwendige Nennleistung der Dampfturbine P_T ,
 - c) die im Generator erzeugte Verlustleistung P_V und
 - d) das Wellenmoment M_N .
3. Eine Drehstrom-Asynchronmaschine (Prüfling) ist mit einem Prüffeldgenerator gekoppelt. Bei einem Lastversuch werden folgende Werte gemessen: Prüfling: 400 V (verkettet); 12.5 A; 6928.2 W (aufgenommene Wirkleistung); 1420 min^{-1} . Generator: 4675 W (abgegebene, elektrische Leistung). Der Generator hat einen Wirkungsgrad von 0.85. Berechnen Sie
 - a) das Drehmoment,
 - b) den Leistungsfaktor und
 - c) den Wirkungsgrad der ASM.

3.3 Gleichstrommaschine

3.3.1 Aufbau und Wirkungsweise

Gleichstrommaschinen werden je nach Anwendung als Gleichstrommotor oder -generator betrieben. Zwischen beiden Arten besteht kein konstruktiver Unterschied.

Der Gleichstrommotor nutzt die Kraftwirkung auf einen stromführenden Leiter bzw. ferromagnetische Stoffe im Magnetfeld aus (siehe Abschnitt 3.2.3). Beim Gleichstromgenerator kommt das Induktionsgesetz zur Anwendung (siehe Abschnitt 3.2.2.1).

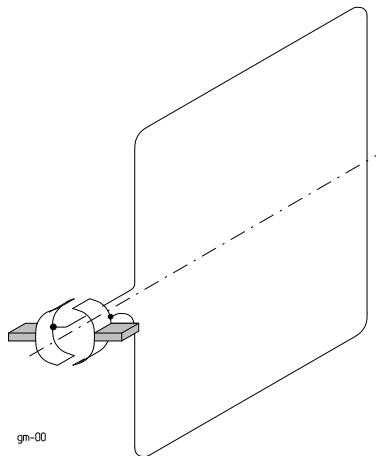


Abb. 3.3.1: Stromwendung

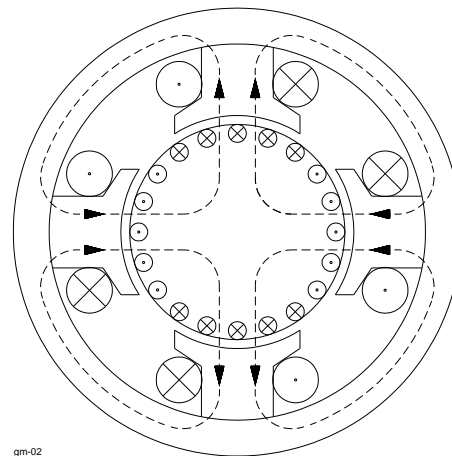


Abb. 3.3.2: 4polige GM

Für eine technisch vernünftig funktionierende Gleichstrommaschine müssen einige konstruktive Änderungen vorgenommen werden:

- damit die Leiterschleife nicht nach einer halben Drehung stehen bleibt bzw. die induzierte Spannung nicht ihr Vorzeichen wechselt, muß die Stromrichtung in der Leiterschleife umgekehrt („gewendet“) werden. Dies geschieht am einfachsten durch einen *Stromwender (Kommutator, Kollektor)*, der mit der Leiterschleife mechanisch verbunden ist (Abb. 3.3.1 und 3.3.3).
- Verstärkung und Führung des externen magnetischen Feldes durch Polschuhe; Füllung mit Eisen und Anpassung an die Polschuhform; möglichst geringer Luftspalt (siehe Abschnitt 3.2.4);
- ersetzt man die Leiterschleife durch mehrere Windungen, erhöht sich das Drehmoment (Motor) und die Spannung (Generator);
- Verdoppelung, Vervielfachung der Polschuhe und Leiterschleifen führt zur Leistungs- und Drehmomentsteigerung sowie einem gleichmäßigeren Lauf (Abb. 3.3.2).

3.3.1.1 Erregung

Das externe Magnetfeld bezeichnet man als *Erregerfeld*, die entsprechenden Formelgrößen werden meistens mit dem Index „f“ oder „E“ gekennzeichnet. Das Erregerfeld wird in den *Erreger-* oder *Hauptpolen*

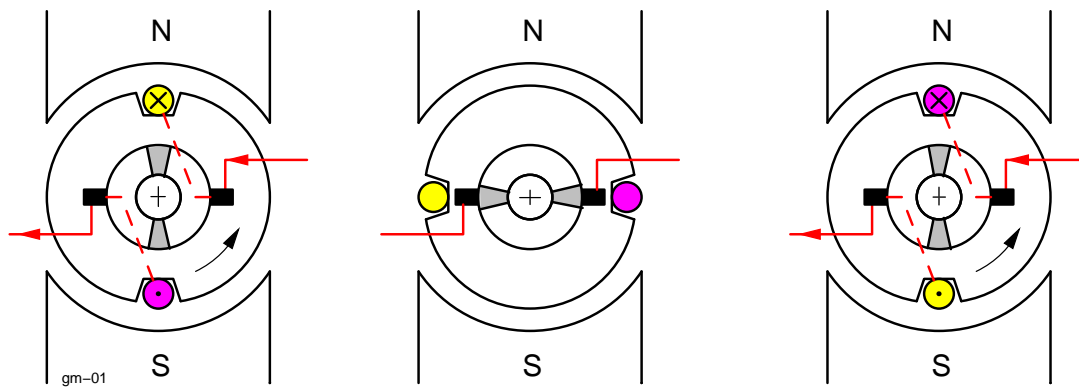


Abb. 3.3.3: Stromwendung

symmetrisch zur *Pol-* oder *Längsachse* erzeugt (*Längsfeld*). Das dabei feldfreie Gebiet in der *Querachse* bezeichnet man als *neutrale Zone*. Der *Ständerrücken* dient zur Befestigung der Pole, als magnetischer *Rückschluß* und als Gehäuse. Erhöhung der Hauptpolzahl führt zu Maschinen mit großem Durchmesser (4–5 m), großem Drehmoment und geringer Drehzahl ($30\text{--}60\text{ min}^{-1}$), z. B. Fördermaschinen, Walzwerkantriebe. Alle an der Erregung beteiligten Eisenteile können massiv sein.

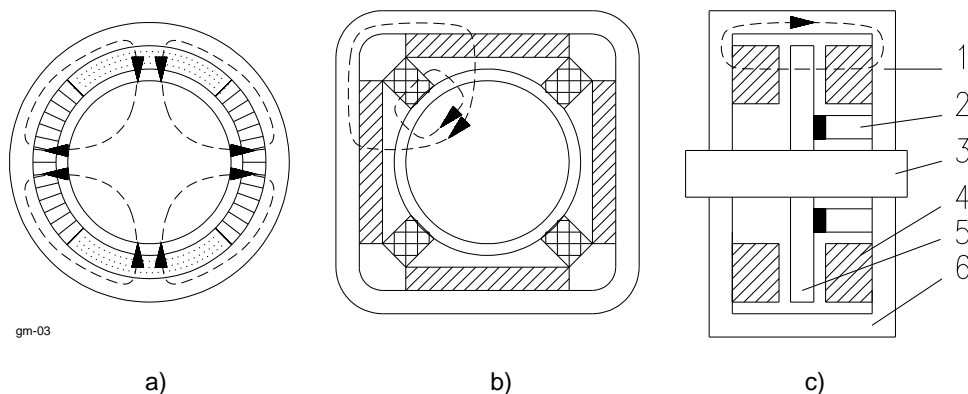


Abb. 3.3.4: Bauformen permanent erregter Gleichstrommaschinen

Statt einer Wicklung können auch Permanentmagnete benutzt werden. Abb. 3.3.4 zeigt verschiedene Ausführungsformen:

- a) zylindrischer Trommelläufer mit radial magnetisierten Schalenmagneten;
- b) rechteckiger Trommelläufer mit radial und tangential magnetisierten Magneten (bis zu einigen kW);
- c) Scheibenläufer: (2) Kohlebürsten, (3) Welle, (4) Magnet, (5) Läuferscheibe, (6) Gehäuse.

3.3.1.2 Anker

Den rotierenden Teil der Maschine bezeichnet man als *Läufer* oder *Anker* (Index „A“).

Die *Ankerwicklung* entspricht der Leiterschleife. Sie wird in *Nuten* gelegt. Damit kann der Luftspalt möglichst klein gemacht werden. Gleichzeitig ist die Ankerwicklung gegen mechanische Beanspruchung (z. B. Fliehkräfte) geschützt.

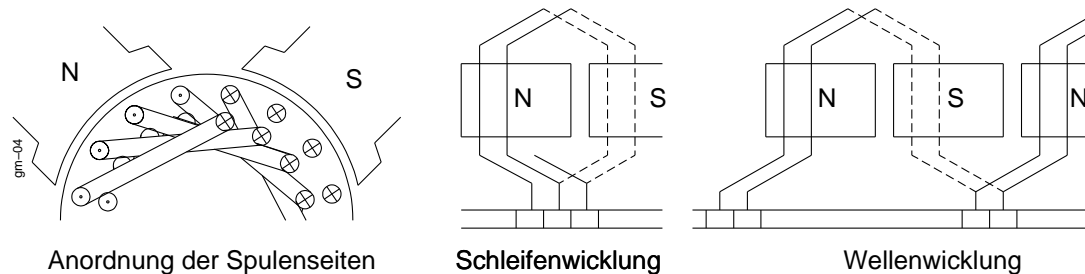


Abb. 3.3.5: Ankerwicklungen für Gleichstrommaschinen

Ankerwicklungen können je nach Bedarf entweder als *Schleifenwicklung* oder *Wellenwicklung* ausgeführt werden (Abb. 3.3.5). Die Ringwicklung (Ringanker) hat nur noch historische Bedeutung.

Der Anker muß geblecht sein, da das Ankerfeld bei Drehung von einem Hauptpol zum nächsten sich in der Richtung ändert (Wirbelströme).

3.3.1.3 Kommutator, Kohlebürsten

Äußeres Kennzeichen einer Gleichstrommaschine ist der *Kommutator*. Er besteht aus einzelnen *Lamellen* (*Stege*) aus Kupfer, die mit der Ankerwicklung verbunden sind (gelötet, geschweißt).

Der Strom wird mittels *Kohlebürsten* übertragen. Die Kohlebürsten können drehbar angeordnet sein, um einen optimalen (An-)Lauf zu erzielen. Grundsätzlich sollen die Bürsten so stehen, daß kein *Bürstenfeuer* auftritt. Dies ist dann der Fall, wenn beim Übergang der Kohlebürsten von einer Lamelle zur nächsten Lamelle kein Strom fließt. Dabei ist zu beachten, daß die Kohlebürsten breiter als eine Lamelle sind, also zwei oder mehr Lamellen immer kurzschließen. Man verdreht die Bürsten dann so, daß die in den kurzgeschlossenen Wicklungsteilen induzierten Spannungen am geringsten sind. Die tatsächliche Lage ist willkürlich und hängt von der ausgeführten Ankerwicklung ab.

Der Kommutator einschließlich der Kohlebürsten ist das wartungsintensivste Teil der Gleichstrommaschine (Verschleiß).

Im allg. gibt es soviele Bürsten wie Hauptpole.

3.3.2 Kommutierung

Beim Wechsel der Bürste von einer Lamelle zur nächsten wechselt die Stromrichtung in dem Ankerleiter, der die kurzgeschlossenen Lamellen verbindet. Der Ankerstrom I_A ist eingeprägt und konstant. Ist die Bürste nur mit einer Lamelle verbunden (siehe Abb. 3.3.6 links Lamelle 2 bzw. rechts Lamelle 1), fließt in jedem Ankerleiter der Spulenstrom $I_s = I_A/2$. Beim Wechsel von Lamelle 2 zu 1 muß der Spulenstrom der kurzgeschlossenen Windung seine Stromrichtung von $+I_s$ nach $-I_s$ umkehren. Diesen Vorgang bezeichnet man als *Kommutierung*. Dafür steht nur eine bestimmte *Stromwendezeit* zur Verfügung, die durch die Breite der Bürste und der Kommutatorgeschwindigkeit v_k bestimmt wird. Die von

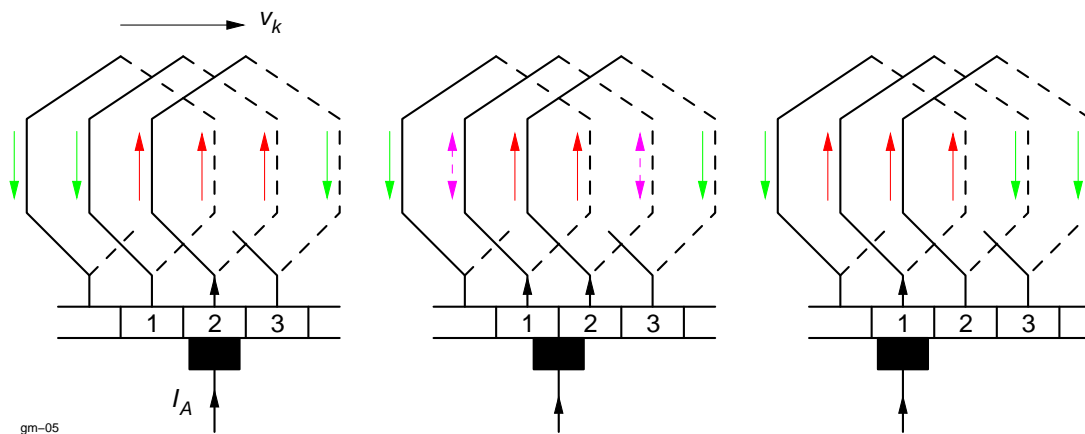


Abb. 3.3.6: Kommutierungsvorgang bei einer Schleifenwicklung

der Stromänderung verursachte Flußänderung in der betroffenen Ankerwindung erzeugt eine Selbstinduktionsspannung, die sog. *Stromwendespannung*, die die Stromänderung verzögert und zur *Unterkommutierung* führt. Dadurch entsteht an der ablaufenden Bürstenkante⁸ eine beträchtliche Stromdichte, die zur Funkenbildung beitragen kann und unbedingt zu vermeiden ist.

3.3.3 Ankerrückwirkung

Das Erregerfeld \vec{B}_E verläuft bei einer 2poligen Maschine von einem Hauptpol (N) durch den Anker zum gegenüberliegenden Hauptpol (S) und ist symmetrisch zur Polachse (Abb. 3.3.7). Der Ankerstrom erzeugt im Anker ein *Ankerquerfeld* \vec{B}_A , welches senkrecht zum Erregerfeld liegt. Betrachtet man die Überlagerung der beiden Felder im Luftspalt, $\vec{B} = \vec{B}_A + \vec{B}_E$, erhält man den asymmetrischen Verlauf der Luftspaltinduktion \vec{B} (siehe auch Abb. 3.2.5, Seite 3.2.9).

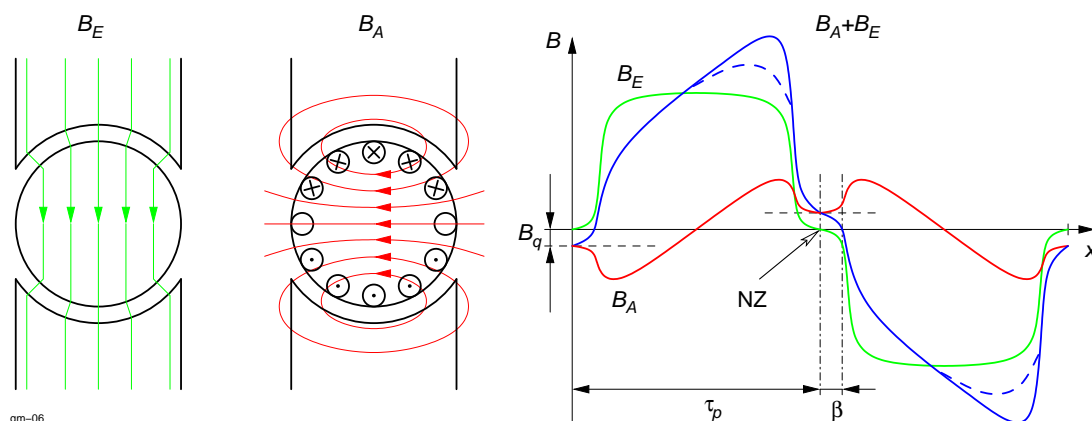


Abb. 3.3.7: Induktionsverlauf am Ankerumfang (Ankerrückwirkung)

Man erkennt, daß das Ankerquerfeld wegen der in der Mitte der Polücke vorhandenen Induktion B_q eine Verschiebung der neutralen Zone (NZ), an der die Luftspaltinduktion $B = 0$ ist, um den Winkel

⁸das ist die Kante, die die vorherige Lamelle verläßt

β verursacht hat. Als Folge davon verschlechtert sich die Kommutierung und es kommt je nach Belastung der Maschine zum Bürstenfeuer. Dem könnte man dadurch begegnen, daß man die *Bürstenbrücke* in Richtung der Verschiebung verdreht. Wechselt man jedoch die Drehrichtung (Ankerstrom *oder* Erregerstrom umpolen), ändert das Ankerquerfeld auch seine Richtung, so daß die Bürstenbrücke in die entgegengesetzte Richtung verdreht werden müßte.

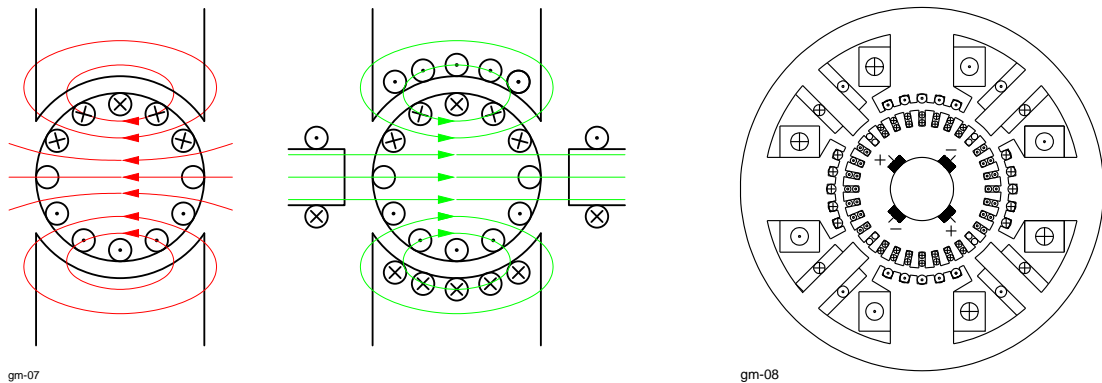


Abb. 3.3.8: Wende- und Kompensationswicklung

Statt dessen kann man mit Hilfe von *Wendepolen* (ab 2–3 kW) dem Ankerquerfeld ein lastabhängiges Hilfsfeld entgegensetzen (Abb. 3.3.8), welches in den Ankerwicklungen Gegenspannungen induziert und dafür sorgt, daß während des Kommutierungsvorganges (Kurzschluß zweier benachbarter Lamellen) der Strom in der kurzgeschlossenen Spule verschwindet. Die neutrale Zone bleibt dabei in der geometrischen Mitte zwischen den Hauptpolen.

Die Summe aus Erregerfeld und Ankerquerfeld ergibt einen asymmetrischen Verlauf des Luftspaltfeldes. Es kommt zu einer Feldschwächung an einer Polkante und Feldüberhöhung an der entgegengesetzten Polkante (Abb. 3.3.7). Wegen der Eisensättigung fällt die Überhöhung geringer aus als die Schwächung (strichlierte Linie), so daß insgesamt das Erregerfeld geschwächt wird. Diese ungewollte *Feldschwächung* tritt bei hohen Belastungen auf und kann zum instabilen Betrieb führen. Deshalb wird bei sehr großen/teuren Maschinen in den Hauptpolen eine zusätzliche *Kompensationswicklung* eingelegt, die diese Verzerrung verhindern soll.

Die Wendepol- und Kompensationswicklungen liegen in Reihe mit der Ankerwicklung.

3.3.4 Klemmenbezeichnungen und Schaltungen

Abb. 3.3.9 zeigt die möglichen Wicklungs- und Klemmenbezeichnungen der Gleichstrommaschine.

Nach DIN VDE 0530 Teil 8 sind den einzelnen Wicklungen der Gleichstrommaschine folgende Kennbuchstaben zugeordnet:

A1-A2: Ankerwicklung

B1-B2: Wendepolwicklung (geteilt: 1B1-1B2, 2B1-2B2)

C1-C2: Kompensationswicklung (oder 1C1-1C2, 2C1-2C2)

D1-D2: Erregerwicklung für Reihenschlußschaltung

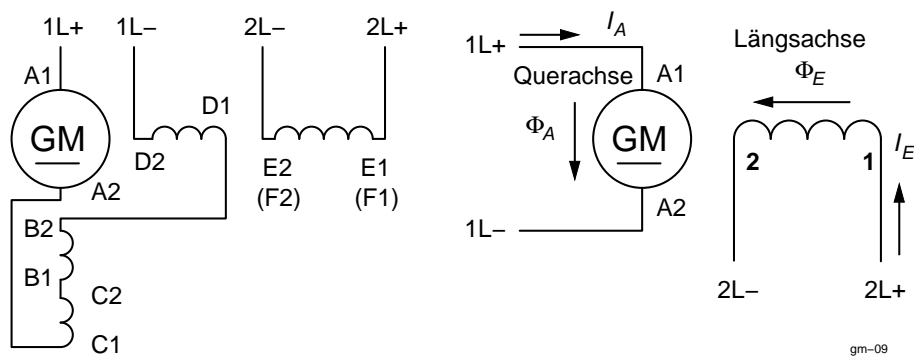


Abb. 3.3.9: Klemmenbezeichnungen

E1-E2: Erregerwicklung für Nebenschlußschaltung

F1-F2: Erregerwicklung für Fremderregung.

Je nach Schaltung der Anker und Erregerwicklung(en) unterscheidet man (Abb. 3.3.10):

- Reihenschluß- (Hauptschluß-),
- Nebenschluß-,
- fremderregte und
- Doppelschluß- (Kompound-) Maschinen.

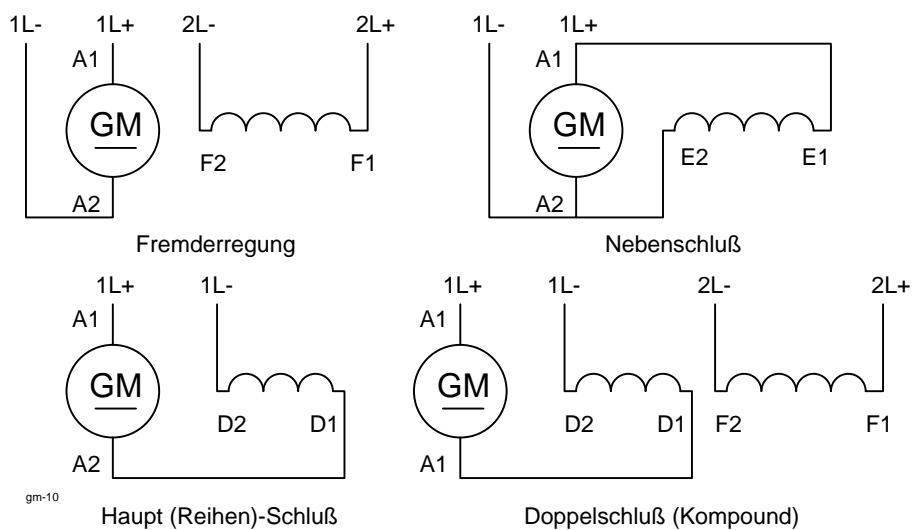


Abb. 3.3.10: Schaltungen der Gleichstrommaschine

3.3.5 Drehrichtung

Den Drehsinn einer elektrischen Maschine bestimmt man mit Blickrichtung auf die Stirnseite des Wellenendes (siehe DIN VDE 0530 Teil 8). Bei Gleichstrommaschinen ist dies im allgemeinen die dem

Kollektor entgegengesetzte Stirnseite.

Die Drehrichtung ergibt sich beim

Motor , indem man den Zeiger von Φ_A auf dem *kürzeren* Weg in Richtung des Zeigers von Φ_E dreht;

Generator , indem man den Zeiger von Φ_A auf dem *längeren* Weg in Richtung des Zeigers von Φ_E dreht.

Siehe dazu auch Abb. 3.3.9.

Folgende Aussagen sind mit den o. a. Regeln identisch:

- Rechtslauf liegt vor, wenn der Strom in allen Wicklungen von der niedrigeren Kennzahl (1) zur höheren Kennzahl (2) bzw. umgekehrt fließt;
- der Anker dreht sich unter der Spitze des Feldpfeiles von der Plusbürste zur Minusbürste.

3.3.6 Betriebsverhalten

3.3.6.1 Ersatzschaltbild

Das prinzipielle Ersatzschaltbild einer GM zeigt Abb. 3.3.11. Die eingezeichnete Richtung des Ankerstromes i_A ist willkürlich (siehe dazu Abschnitt 3.1.3).

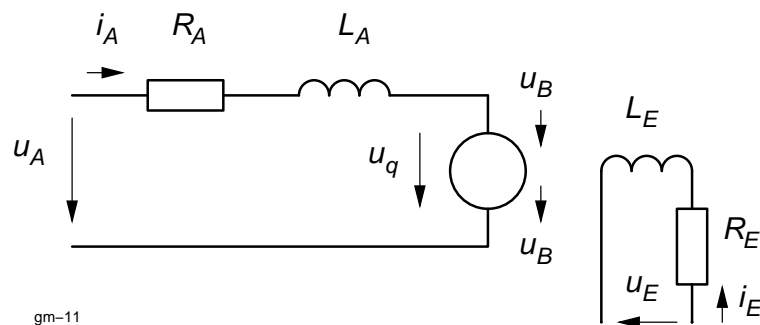


Abb. 3.3.11: Ersatzschaltbild einer Gleichstrommaschine

Es bedeuten:

i_A Ankerstrom

i_E Erregerstrom, unabhängig von der Art der Erregerwicklung

R_A ohmscher Widerstand der Ankerwicklung (ohne Kohlebürsten)

R_E ohmscher Widerstand der Erregerwicklung

L_A Induktivität der Ankerwicklung

L_E Induktivität der Erregerwicklung

u_q durch Drehbewegung induzierte (Quellen-) Spannung

u_A Anker(klemmen)speisung

u_E Erreger(klemmen)spannung

u_B Bürstenübergangsspannung (tritt zweimal auf)

Betrachtet man das *dynamische* Verhalten der Gleichstrommaschine, sind die Ströme und Spannungen zeitabhängig.

Für den *stationären* Betrieb vereinfacht sich das Ersatzschaltbild: aus den zeitabhängigen Größen werden Gleichstromgrößen ($u(t) \rightarrow U, i(t) \rightarrow I$), die Induktivitäten sind wirkungslos.

Erreger- und Ankerwiderstände sind temperaturabhängig. Für den Bemessungsbetrieb müssen sie auf die Grenz-Übertemperatur umgerechnet werden (siehe DIN VDE 0530 Teil 1).

3.3.6.2 Induzierte Spannung

Grundsätzlich wird bei jeder Drehbewegung eine Spannung induziert, egal ob die GM als Motor oder Generator arbeitet.

$$U_q = C_1 \cdot \Phi_E \cdot \Omega \quad (3.3.1)$$

C_1 Maschinenkonstante, die die unvollkommene Umsetzung des Induktionsgesetzes auf Grund von Streuflüssen, Polbedeckungsfaktor, usw. berücksichtigt; diese Konstante ist abhängig von der Geometrie bzw. Konstruktion der Maschine.

Φ_E Erregerfluß

Ω Drehzahl $2\pi n$.

Die induzierte Spannung U_q ist proportional zum Erregerfluß und der Drehzahl. Für den Idealfall $I_A = 0$ ist sie identisch mit der Klemmenspannung U_A und kann im Prinzip nur bei einem leerlaufenden Generator direkt gemessen werden.

Der Erregerfluß Φ_E hängt über die Magnetisierungskennlinie vom Erregerstrom I_E ab, also $\Phi_E = f(I_E)$.

Versuch 3.3.1 *Leerlaufender Gleichstromgenerator*, $U_A = f(\Phi_E, n)$.

3.3.6.3 Drehmoment

Das am Anker angreifende *innere* Drehmoment M_i ergibt sich aus

$$M_i = C_2 \cdot \Phi_E \cdot I_A \quad (3.3.2)$$

mit der Maschinenkonstante C_2 und dem Ankerstrom I_A .

Das Drehmoment ist proportional zum Ankerstrom und Erregerfluß.

Versuch 3.3.2 *Pendelgenerator mit Drehmomentenwaage*, $M = f(I_A)$.

Aufgabe: Tragen Sie die Ergebnisse der Versuche 3.3.1 und 3.3.2 in Abb. 3.3.12 ein.

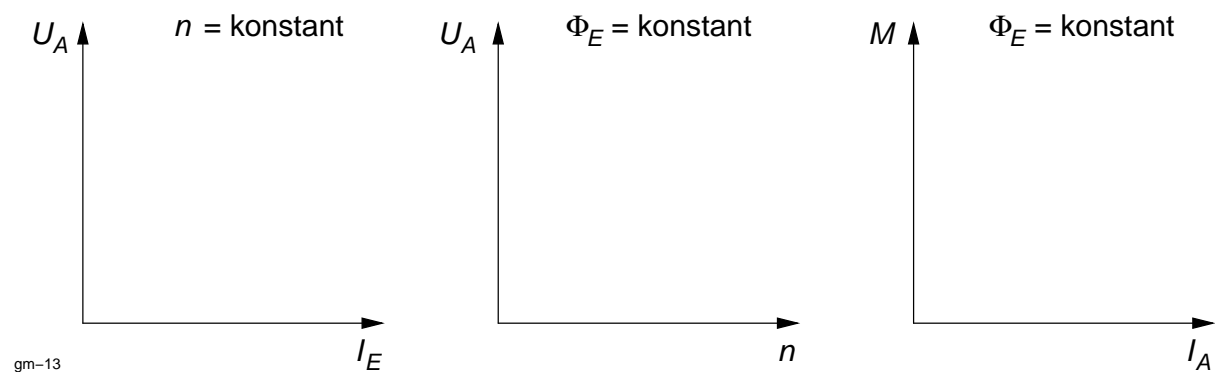


Abb. 3.3.12: Ergebnisse der Versuche 3.3.1 und 3.3.2

3.3.6.4 Grundgleichungen

Aus dem ESB nach Abb. 3.3.11 lassen sich folgende Gleichungen herleiten:

$$u_A = u_q + R_A \cdot i_A + L_A \frac{di_A}{dt} [+2u_B] \quad (3.3.3)$$

$$u_E = R_E \cdot i_E + L_E \frac{di_E}{dt} \quad (3.3.4)$$

Bei *dynamischen* Vorgängen (Einschalten, schnelle Änderungen) müssen die Einflüsse der beiden Induktivitäten L_A und L_E und deren Zeitkonstanten $\tau_A = L_A/R_A$, $\tau_E = L_E/R_E$ beachtet werden.

Für das Drehmoment gilt

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{M_i - M_L}{J} \quad (3.3.5)$$

mit M_L als Lastmoment⁹ und J als Trägheitsmoment aller rotierender Teile.

Für den *stationären* Betrieb (konstante Drehzahl) vereinfachen sich diese Gleichungen zu

$$U_A = I_A \cdot R_A + U_q [+2U_B] \quad (3.3.6)$$

$$U_E = I_E \cdot R_E \quad (3.3.7)$$

$$M_i = M_L \quad (3.3.8)$$

Mit den Gleichungen (3.3.1), (3.3.2), (3.3.6) bis (3.3.8) lassen sich alle stationären Betriebszustände der Maschine beschreiben.

⁹Im Zusammenhang mit dem inneren Drehmoment M_i muß das Lastmoment M_L auch die Reibungsverluste der Maschine enthalten.

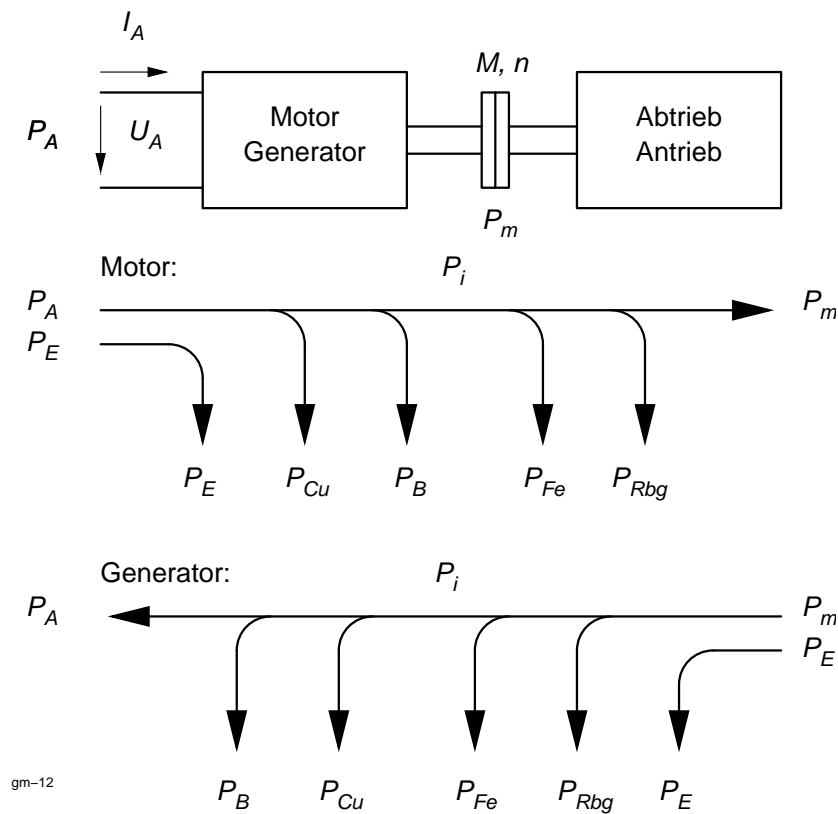


Abb. 3.3.13: Leistungsbilanz der Gleichstrommaschine

In den Gleichungen (3.3.1) und (3.3.2) treten die Maschinenkonstanten C_1 und C_2 auf. Man kann zeigen, daß diese beiden Konstanten identisch sind. Es gilt nämlich:

$$P_i = U_q \cdot I_A = M_i \cdot \Omega = C_1 \cdot \Phi_E \cdot \Omega \cdot I_A = C_2 \cdot \Phi_E \cdot I_A \cdot \Omega$$

Im allg. errechnet man C_2 aus dem Nennmoment M_N (Typenschild, Messung). Da dieses Moment auch die Reibungsverluste enthält, ist es nicht identisch mit M_i . Gleichsetzen von C_1 und C_2 führt dementsprechend zu ungenauen Ergebnissen.

3.3.6.5 Leistungsbilanz

Für den Motor gilt (siehe Abb. 3.3.13):

$$P_A = P_m + P_{Cu} + \underbrace{P_{Fe} + P_{Rbg}}_{P_{F+R}} [+P_B] \quad (3.3.9)$$

Wirkungsgrad:

$$\eta_m = \frac{P_m}{P_A + P_E} \quad (3.3.10)$$

Bei Generatorbetrieb muß P_A mit P_m vertauscht werden.

Ankerleistung: $P_A = U_A \cdot I_A$

Kupferverluste/Anker: $P_{Cu} = I_A^2 \cdot R_A$

innere Leistung: $P_i = U_q \cdot I_A = M_i \cdot \Omega$

Eisenverluste: $P_{Fe} = f(B^2, \Omega, \Omega^2)$

Reibungsverluste: $P_{Rbg} = f(\Omega, \Omega^q), \quad q > 1$

Bürstenverluste: $P_B = 2U_B \cdot I_A$

Wellenleistung: $P_m = M \cdot \Omega$

Erregerleistung: $P_E = U_E \cdot I_E$

Die Spannungsabfälle $2U_B$ an den Kohlebürsten sind stromabhängig und betragen je nach Kohlesorte und Ankerstrom 0.5–3.0 V. Sie werden vielfach vernachlässigt.

Schwierigkeiten bereitet die Berechnung der Eisen- und Reibungsverluste. Der *Leerlaufversuch* liefert abhängig von der Drehzahl n und dem Erregerfluß Φ_E wegen $P_m = 0$ nach Abzug der Leerlaufverluste

$$P_{F+R}(n, \Phi_E) = U_A \cdot I_{A0} - R_A \cdot I_{A0}^2 [-2U_B \cdot I_{A0}] \quad (3.3.11)$$

3.3.6.6 Drehzahl

Setzt man Gleichung (3.3.1) in (3.3.6) ein und vernachlässigt die Bürstenverluste, ergibt sich

$$U_A = I_A \cdot R_A + C_1 \cdot \Phi_E \cdot \Omega \quad (3.3.12)$$

und daraus der wichtige Zusammenhang

$$\Omega = \frac{U_A - I_A \cdot R_A}{C_1 \cdot \Phi_E} \quad (3.3.13)$$

Diese Gleichung beschreibt folgende Sachverhalte:

bei konstanter Erregung Φ_E

- ist bei gleicher Belastung ($I_A = \text{const}$) die Drehzahl proportional zur Ankerspannung;
- ist der Drehzahlabfall bei konstanter Ankerspannung proportional zur Belastung;

bei konstanter Ankerspannung

- die Drehzahl *umgekehrt* proportional zum Erregerfluß Φ_E , d. h. im Extremfall „geht“ bei Ausfall des Erregerfeldes der Gleichstrommotor „durch“.

Der Drehzahlabfall bei Belastung ist proportional zum Ankerwiderstand und damit konstruktionsbedingt.

Hinweis: man kann statt mit der Winkelgeschwindigkeit Ω auch mit der Drehzahl n rechnen und die Umrechnungsfaktoren in der Konstanten $C \cdot \Phi$ berücksichtigen. Im allg. benutzt man die Gleichungen (3.3.1) und (3.3.2) zum Umrechnen auf andere Betriebszustände, die Konstante $C \cdot \Phi$ kürzt sich dabei heraus.

3.3.6.7 Gleichstromgeneratoren

Der Einsatz von Gleichstromgeneratoren hat heute an Bedeutung verloren. Gleichspannungen werden hauptsächlich aus Wechsel-/Drehstromnetzen mittels Gleichrichter erzeugt. Vereinzelt findet man sie noch als Steuergeneratoren für Leonardantriebe (geregelter Gleichstromantriebe). In großen Stückzahlen bei kleinen Leistungen (mehrere kW) fanden sie als *Lichtmaschinen* in Fahrzeugen weite Verbreitung. Heute werden sie ersetzt durch die sog. *Drehstromlichtmaschine* (siehe Abschnitt 3.7.1). Der Generatorbetrieb wird auch beim *Nutzbremsen* elektrisch betriebener Fahrzeuge angewendet (Elektroauto, Schienenfahrzeuge), wobei auch hier Wechsel-/Drehstrommaschinen mehr und mehr den Platz der Gleichstrommaschine einnehmen.

Prinzipiell lassen sich Gleichstromgeneratoren nach Abb. 3.3.10 schalten. Historische Bedeutung hat der Nebenschlußgenerator. Damit der Generator eine Spannung erzeugen kann, benötigt er ein Erregerfeld. Dazu wird eine externe Gleichspannung benötigt. Im Jahre 1866 stellte Werner von Siemens fest, daß sich ein Generator auch *selbst erregen* kann, vorausgesetzt, der durch den Restmagnetismus vorhandene Erregerfluß reicht aus, eine Spannung zu erzeugen, die den Erregerfluß verstärkt (*dynamoelektrisches Prinzip*).

3.3.6.8 Nebenschluß/fremderregte GM

Bei einer *fremderregten* GM liegt die Erregerwicklung an einer vom Ankerkreis unabhängigen Spannungsquelle U_E , die in der Maschine einen von der Belastung unabhängigen Erregerstrom I_E und damit einen gleichbleibenden Erregerfluß Φ_E bewirkt. Bei der *Nebenschlußmaschine* liegt die Erregerwicklung parallel zum Anker. Die Belastungskennlinien lassen sich direkt aus Gleichung (3.3.13) herleiten. Danach kann man die Drehzahl durch die Ankerspannung U_A , den wirksamen Ankerwiderstand und den Erregerfluß Φ_E beeinflussen. Abb. 3.3.14 zeigt das Kennlinienfeld einer ungesättigten Gleichstrommaschine¹⁰.

Wegen der Proportionalität zwischen M_i und I_A kann man statt des Ankerstromes das innere Drehmoment an die Abszissenachse schreiben.

3.3.6.9 Anlassen und Bremsen, Drehzahlsteuerung

Zur Drehzahlsteuerung bestehen folgende Möglichkeiten:

¹⁰D. h. die Feldschwächung durch die Ankerrückwirkung wird vernachlässigt.

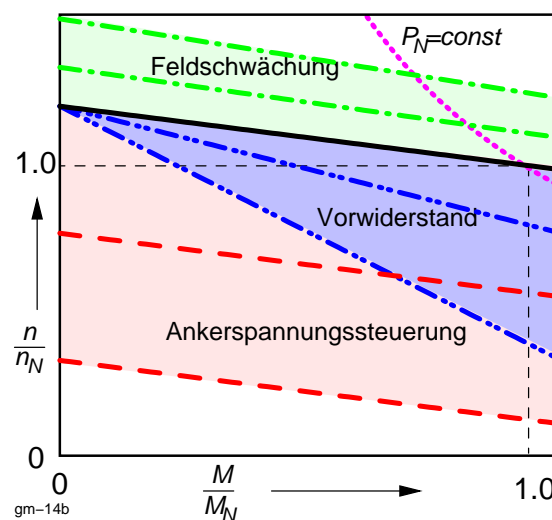


Abb. 3.3.14: Kennlinienfeld einer Gleichstrommaschine

Ankerspannung: die regelbare Spannungsquelle muss für die Leistung der Maschine ausgelegt sein; die Steigung der Kennlinie wird nicht beeinflusst. Früher und teilweise heute noch im Einsatz ist der Leonard-Umformer: eine Asynchronmaschine treibt mit nahezu konstanter Drehzahl einen fremderregten Nebenschlussgenerator. Durch Änderung der Generatorerregung kann man die Ausgangsspannung des Generators stufenlos zwischen $-U_{AN}$ und $+U_{AN}$ einstellen. Heute wird die veränderliche Gleichspannung vorwiegend durch gesteuerte Gleichrichter (Stromrichter) erzeugt.

Vorwiderstand: in Gleichung (3.3.13) muss R_A durch $(R_A + R_V)$ ersetzt werden; Kennlinie wird steiler (weicher), führt zu lastabhängigen Drehzahlen; gängige Methode zum Anlassen; unwirtschaftlich für Dauerbetrieb;

Feldschwächung: Drehzahlerhöhung; Grenzdrehzahl nicht überschreiten; Leistungshyperbel $M_N \cdot \Omega_N$ beachten (Belastungsmoment reduzieren); Kennlinie wird weicher.

Gleichstrommotoren, die an eine regelbare Spannungsquelle angeschlossen sind, lässt man mit geringer Ankerspannung an und erhöht die Spannung unter Beachtung des maximalen Ankerstromes solange, bis die gewünschte Drehzahl bzw. Ankerspannung erreicht ist. Andernfalls schaltet man einen veränderlichen Vorwiderstand in den Ankerkreis.

Als Generator kann die GM zum *Bremsen* verwendet werden. Dazu wird der Anker vom Netz getrennt und auf einen Bremswiderstand geschaltet. Das Bremsmoment ist identisch mit M_i und damit proportional zum Ankerstrom. Da mit sinkender Drehzahl die induzierte Spannung abnimmt und damit auch der Ankerstrom, muß zum Erzielen eines konstanten Bremsmomentes der Bremswiderstand verringert werden.

Drehrichtungsumkehr ist entweder durch Umpolen des Erregerfeldes *oder* des Ankerfeldes möglich.

3.3.6.10 Reihen-/Hauptschlußmaschine

Hier ist die Erregerwicklung mit dem Anker in Reihe geschaltet. Das Erregerfeld ist vom Ankerstrom abhängig. Geht man von der Kraftgleichung (3.2.15) aus, erkennt man, daß \vec{B} sich somit mit I ändert, also

die Kraft bzw. das Drehmoment bei ungesättigter Maschine quadratisch vom Ankerstrom abhängen:

$$\boxed{M_i \sim I_A^2} \quad \text{ungesättigte Maschine} \quad (3.3.14)$$

Berücksichtigt man diesen Sachverhalt in den Grundgleichungen, erhält man für die Belastungskennlinie der Reihenschlußmaschine die vereinfachten Zusammenhänge

$$\boxed{\Omega \sim \frac{U_A}{\sqrt{M}}} \quad \text{und} \quad \boxed{\Omega \sim \frac{U_A}{I_A}} \quad (3.3.15)$$

die in Abb. 3.3.15 dargestellt sind.

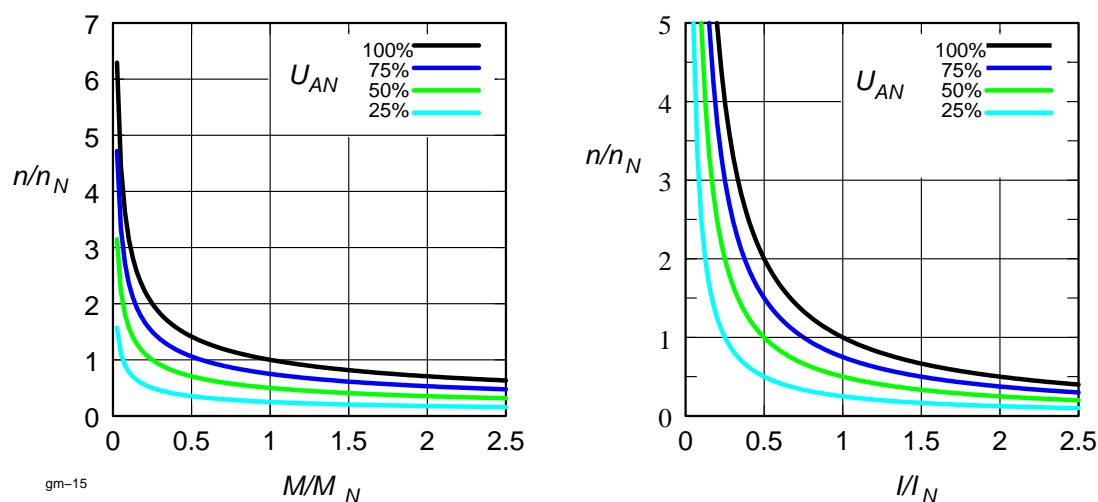


Abb. 3.3.15: Kennlinien einer Reihenschlußmaschine

Das Drehmoment steigt quadratisch mit dem Ankerstrom an. Entsprechend der Proportionalität (3.3.15) wird die Drehzahl/Drehmomentkennlinie durch eine Hyperbel dargestellt. Sie zeigt ein weiches Drehzahlverhalten, bei völliger Entlastung besteht die Gefahr des Durchgehens, im Stillstand tritt das höchste Drehmoment auf. Dieses Betriebsverhalten kennzeichnet das typische Einsatzgebiet der Reihenschlußmaschine als Antriebsmotor von Elektrofahrzeugen und Hebezeugen. Widerstandsbremung ist möglich, z. B. bei Bahnmotoren.

Hinweis: Reihen-/Hauptschlußmaschinen müssen mit einer formschlüssigen Kupplung betrieben werden.

3.3.6.11 Doppelschlußmaschine

Die Doppelschlußmaschine stellt eine Kombination aus Reihen- und Nebenschlußmaschine dar. Je nach Polung und Auslegung der beiden Erregerwicklungen ändert sich bei Belastung der Drehzahlabfall unterschiedlich (Abb. 3.3.16). Arbeitet die Reihenschlußwicklung *mit* der Nebenschlußwicklung spricht man von *Übercompundierung* (b), wirkt sie *gegen* das Nebenschlußfeld, bezeichnet man die Maschine

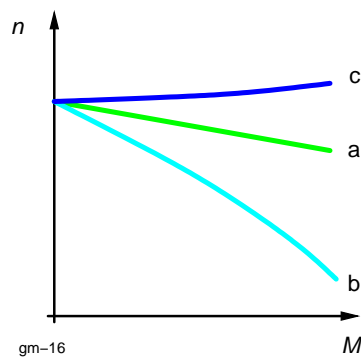


Abb. 3.3.16: Doppelschlußmaschine

als *gegencompoundiert*. In diesem Fall erhöht sich die Drehzahl bei Belastung, der Antrieb neigt zur Instabilität (c). Kennlinie (a) stellt die Nebenschlußmaschine ohne Reihenschlußanteil dar.

Hinweis: Zur Umkehrung der Stromrichtung müssen beide Errgerwicklungen umgepolt werden. Man bevorzugt deshalb die Umpolung der Ankerwicklung.

3.3.7 Bildmaterial

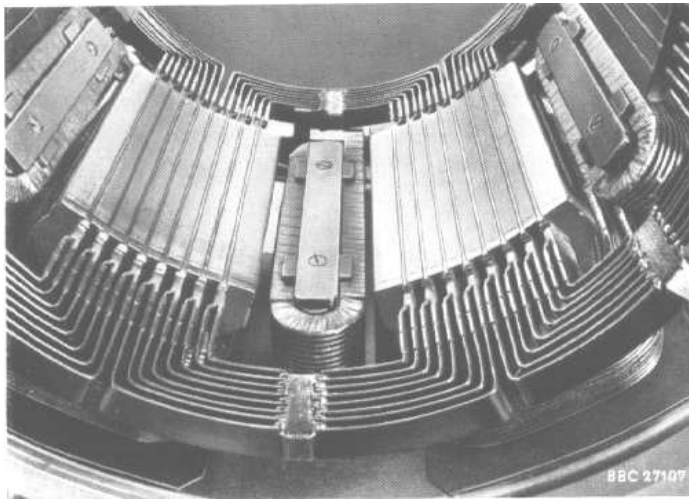


Abb. 3.3.17: Erreger-, Wendepole und Kompensationswicklung, Quelle: BBC Nachrichten, 1956



Abb. 3.3.18: Kommutator und Ankerwicklung, Quelle: Franz Kessler KG, 1988

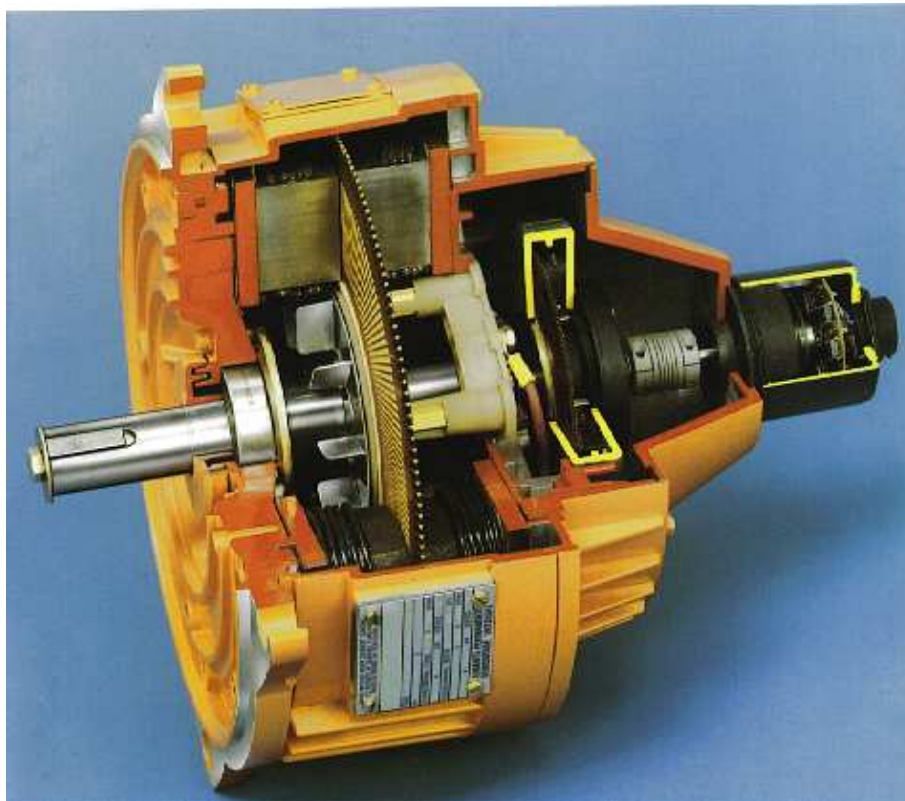


Abb. 3.3.19: Scheibenläufer, Quelle: ABB, Druckschrift DEA1504 88D

3.3.8 Übungsaufgaben

3.3.8.1 Fremderregter G-Motor

Typenschild: G-Motor; 110 V; 34 A; 3 kW; 1450 min^{-1} ; $R_A = 0.3 \Omega$; Erregung: 110 V; 1.3 A

Bürstenübergangsverluste sollen vernachlässigt werden.

1. Berechnen Sie U_q sowie den inneren Spannungsabfall $I_A \cdot R_A$ absolut und prozentual bei Nennleistung.
2. Ermitteln Sie
 - a) die Leerlaufdrehzahl ($I_A = 0$) und
 - b) die Drehzahl bei $0.5 I_{AN}$.
3. Wie groß ist n bei $0.5 U_{AN}$ und I_{AN} ?
4. Wie groß ist n bei $0.5 \Phi_N$, U_{AN} und I_{AN} ?
5. Wie groß ist der Anlaufstrom (ohne Anlasswiderstand)?
6. Anlasswiderstand:
 - a) Wie groß muss ein Vorwiderstand R_V sein, damit der Anlaufstrom auf $2 I_{AN}$ begrenzt wird?
 - b) Bei welcher Drehzahl fließt der Nennstrom?
 - c) Wie groß ist dabei die Verlustleistung in R_V bezogen auf die aufgenommene Leistung (ohne Erregerleistung)?
7. Wie groß ist das Nennmoment?
8. Wie groß ist das Anlaufmoment bei Aufgabe 6a?

3.3.8.2 Gleichstrommotor

Ein permanenterregter Gleichstrommotor hat folgende Daten:

220 V, 10 kW, $R_A = 0.6 \Omega$, Wirkungsgrad $\eta_M = 0.8$.

- Wie groß muß ein Vorwiderstand R_V sein, damit der Anlaufstrom nicht das 1.5fache des Nennstromes übersteigt?

3.3.8.3 Gleichstromgenerator

Ein Gleichstromgenerator (120 kW, 500 V, 240 A) liefert eine Leerlaufspannung U_{A0} von 506.5 V.

- Bestimmen Sie den Ankerwiderstand R_A .

3.3.8.4 Gleichstromgenerator

Ein Gleichstromgenerator (50 kW, 460 V) hat einen inneren Spannungsabfall von 3 % (von U_{AN}) bei Nennlast.

- Wie groß sind der Ankerwiderstand R_A und die Nennverluste P_{CuN} der Ankerwicklung?

3.3.8.5 Gleichstrommotor

Ein Gleichstrommotor hat folgende Daten:

$$\Phi_E = \text{const} \quad U_{AN} = 220 \text{ V} \quad 2U_B = 2 \text{ V} \quad I_{AN} = 47 \text{ A} \quad R_A = 0.18 \Omega$$

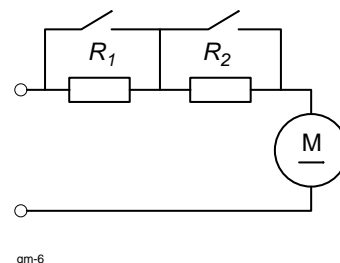
Im Leerlauf an Nennspannung beträgt der Leerlaufstrom $I_{A0} = 7 \text{ A}$ und die Drehzahl $n_0 = 1520 \text{ min}^{-1}$.

Stationärer Betrieb

1. Wie groß ist U_{q0} ?
2. Wie groß sind die Nenndrehzahl n_N und U_{qN} ?
3. Wie groß sind $P_{(F+R)0}$ im Leerlauf?

Anlaufvorgang

Der Motor soll mittels 2 Vorwiderstände R_1 und R_2 unbelastet in 2 Stufen angefahren werden. Der Ankerstrom I_A soll dabei $2 I_{AN}$ nicht überschreiten.



1. Wie groß müssen $R_1 + R_2$ für die erste Anlaufstufe sein?
2. Mit zunehmender Drehzahl nimmt der Ankerstrom ab. Bei welchem U_{q1} beträgt $I_A = 1.1 I_{AN}$?
3. Wie groß ist dann n_1 ?
4. Bei der Drehzahl n_1 wird der Widerstand R_1 überbrückt. Wie groß muß R_2 für die 2. Stufe gewählt werden?
5. Bei welcher Drehzahl n_2 kann auch R_2 überbrückt werden, ohne daß $2 I_{AN}$ überschritten wird?
6. Wie groß ist R_1 ?

3.3.8.6 Gleichstrommaschine

Gegeben: 220 V, 65 A, 1440 min^{-1} , $R_A = 0.1 \Omega$, 12 kW (Motor); fremderregt

1. Wie groß ist das Nennmoment des Motors?
2. Wie groß ist die Leerlaufspannung bei Nenndrehzahl, wenn die Maschine als Generator betrieben wird?
3. Wie groß ist die Spannung bei Nenndrehzahl und Nennstrom im Generatorbetrieb?
4. Wie groß muss die Drehzahl sein, damit im Generatorbetrieb die Nennspannung bei Nennstrom anliegt?

3.3.8.7 Fremderregter Gleichstrommotor

7.5 kW, 220 V, 40 A, $R_A = 0.4 \Omega$, $n_N = 1390 \text{ min}^{-1}$

1. Wie groß ist die Leerlaufdrehzahl ($I_A = 0$) ?
2. Welche Drehzahl n' stellt sich im Senkbetrieb (Generator) bei $I_A = 20 \text{ A}$ ein?
3. Welche Drehzahl n'' stellt sich im Senkbetrieb bei $I_A = 20 \text{ A}$ und einem Zusatzwiderstand $R_v = 2 \Omega$ im Ankerkreis ein?

3.3.8.8 Gleichstrommotor

Ein fremderregter Gleichstrommotor hat folgende Daten:

$$U_{AN} = 220 \text{ V}, I_{AN} = 400 \text{ A}, n_N = 1500 \text{ min}^{-1}, R_A = 20 \text{ m}\Omega, U_{EN} = 220 \text{ V}, I_{EN} = 4 \text{ A}$$

Die Nenndrehzahl bei Nennerregung wird im Leerlauf bei einer Ankerspannung $U_{A0} = 212.8 \text{ V}$ erreicht.

Bestimmen Sie bei Nennerregung und Nenndrehzahl unter Vernachlässigung der Bürstenübergangsverluste und Erwärmung

1. die im Anker induzierte Spannung U_q ,
2. den Leerlaufstrom I_{A0} ,
3. die Eisen- und Reibungsverluste P_{F+R} ,
4. die Stromwärmeverluste P_{Cu} bei Nennbetrieb,
5. die Nennleistung P_m ,
6. das Nenndrehmoment M_N ,
7. den Gesamtwirkungsgrad η_N ,
8. den Anlaufstrom I_{Anl} ,

9. das Anlaufmoment M_{Anl} .

3.3.8.9 Gleichstrommotor

Daten: 220 V; 460 A; 1500 min⁻¹;

Erregerleistung: 800 W; Ankerwiderstand: $R_A = 23,9 \text{ m}\Omega$

Zur Ermittlung der Eisen- und Reibungsverluste der Maschine unter Nennbedingungen wurde ein Leerlaufversuch mit Nenndrehzahl gemacht. Dabei wurde die Ankerkreisspannung solange gesteigert, bis die Nenndrehzahl erreicht war. Das war bei einer Spannung von 219 V der Fall, der Leerlaufstrom betrug 27,9 A.

Berechnen Sie für den Nennbetrieb der Maschine unter Vernachlässigung des Bürstenspannungsabfalls

1. die Eisen- und Reibungsverlustleistung
2. die Stromwärmeverlustleistung im Ankerkreis
3. die mechanische Leistung (Wellenleistung)
4. den Wirkungsgrad
5. das Drehmoment.

3.3.8.10 Gleichstrommaschine

Motorbetrieb

Ein fremderregter Gleichstrommotor hat folgende Daten:

$U_{AN} = 220 \text{ V}$, $I_{AN} = 500 \text{ A}$, $n_N = 1500 \text{ min}^{-1}$, $R_A = 25 \text{ m}\Omega$, $U_{EN} = 220 \text{ V}$, $I_{EN} = 4 \text{ A}$.

Die Nenndrehzahl bei Nennerregung wird im Leerlauf bei einer Ankerspannung $U_{A0} = 209 \text{ V}$ erreicht.

Bestimmen Sie bei Nennerregung und Nenndrehzahl unter Vernachlässigung der Bürstenübergangsverluste und Erwärmung

1. die im Anker induzierte Spannung U_q ,
2. den Leerlaufstrom I_{A0} ,
3. die Eisen- und Reibungsverluste P_{F+R} ,
4. die Stromwärmeverluste P_{Cu} bei Nennbetrieb,
5. die Nennleistung P_m ,
6. das Nenndrehmoment M_N und
7. den Gesamtwirkungsgrad η_N .

Generatorbetrieb

Derselbe Motor soll als fremderregter Gleichstromgenerator betrieben werden.

Bestimmen Sie für den Nennbetrieb ($I_{AN}, U_{AN}, I_{EN}, U_{EN}$)

1. die im Anker induzierte Spannung U_{qG} ,
2. die Drehzahl n_G ,
3. die Antriebsleistung P_{mG} (P_{F+R} unverändert vom Motorbetrieb übernehmen),
4. das Drehmoment M_{NG} sowie
5. den Gesamtwirkungsgrad η_{NG} .

3.3.8.11 Gleichstrommotor

Ein fremderregter Gleichstrommotor hat folgende Daten:

$$U_N = 440 \text{ V}, I_N = 126 \text{ A}, R_{Ak} = 162 \text{ m}\Omega (20^\circ \text{C}), R_{Ek} = 252 \Omega (20^\circ \text{C})$$

$$2U_B = 2 \text{ V}, U_E = 440 \text{ V}, n_N = 1500 \text{ min}^{-1}$$

Im Leerlauf erreicht die kalte Maschine ihre Nenndrehzahl bei $U_{A0} = 415 \text{ V}$ und $I_{A0} = 4.96 \text{ A}$.

1. Berechnen Sie P_m, M und η bei Betriebstemperatur (75°C) und Nennbetrieb.
2. Wie groß wäre der Anlaufstrom des kalten Motors?
3. Wie groß muß ein Vorwiderstand im Ankerkreis gewählt werden, damit der Anlaufstrom bei kalter Maschine $2I_N$ nicht überschreitet?

3.4 Transformator

Der Transformator ist eine *ruhende* elektrische Maschine. Er kann eine vorgegebene Wechselspannung in eine Wechselspannung anderer Spannungshöhe umwandeln. Eine Transformation von Strömen ist ebenfalls möglich. In der Energietechnik liegt seine Hauptanwendung in der Anpassung der Übertragungsnetze an die verschiedenen Netz-, Generator- und Verbraucherspannungen.

3.4.1 Funktionsprinzip

Das Funktionsprinzip des Transformators beruht auf der magnetischen Beeinflussung gekoppelter Induktivitäten (Abb. 3.4.1). Für die folgenden Betrachtungen werden vorerst ein linearer Zusammenhang zwischen Strom und Fluß (Luftspule, Eisenspule ohne Sättigung) und verlustlose Spulen angenommen.

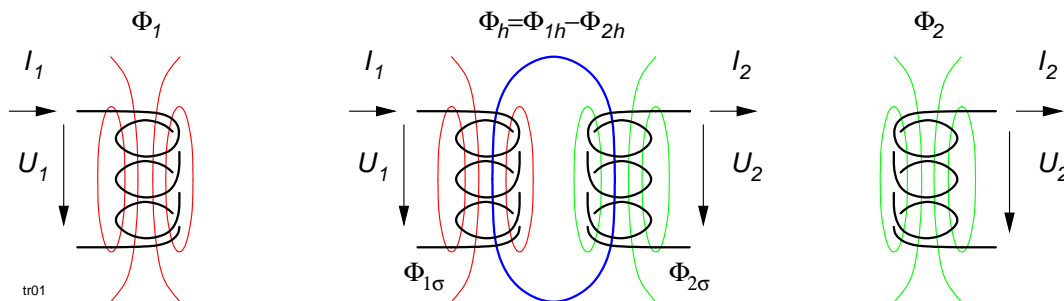


Abb. 3.4.1: Prinzip der induktiven Kopplung

Durch Anlegen einer *sinusförmigen* Wechselspannung U_1 an die *Primärspule* fließt ein Strom I_μ , der in Abhängigkeit von der Windungszahl N_1 einen sinusförmigen Fluß Φ_1 erzeugt.

Beim Transformator tritt ein Teil dieses Flusses als Hauptfluß Φ_h durch die *Sekundärspule*. Der andere Teil verläuft ungenutzt außerhalb der Spule und wird als Streufluß $\Phi_{1\sigma}$ bezeichnet. Es gilt:

$$\Phi_1 = \Phi_h + \Phi_{1\sigma} \quad (3.4.1)$$

Nach dem Induktionsgesetz (Gleichung (3.2.7), Seite 3.2.5) wird in der Sekundärspule eine Spannung U_{20} induziert, deren Höhe von der Windungszahl N_2 und der zeitlichen Änderung des Flusses Φ_h abhängt und ebenfalls sinusförmig ist:

$$U_{20} = N_2 \frac{d\Phi_h}{dt} \quad (3.4.2)$$

Der Transformator wird im *Leerlauf* betrieben. Der Durchflutungssatz liefert den Magnetisierungsstrom I_μ , der notwendig ist, den Fluß Φ_h und damit die sekundäre Leerlaufspannung U_{20} zu erzeugen. Danach gilt:

$$N_1 \cdot I_\mu = \Phi_h \cdot R_m \quad (3.4.3)$$

mit R_m als magnetischer Widerstand zwischen den beiden Spulen (siehe Tabelle 3.2.1, Seite 3.2.4).

Wird die Sekundärseite des Transformators belastet, fließt ein Strom I_2 , der so gerichtet ist, daß er seiner Ursache entgegenwirkt. Dazu baut er einen entgegengerichteten Fluß Φ_2 auf, dessen Hauptkomponente Φ_{2h} zu einer Schwächung des Flusses Φ_h führt und ebenfalls einen Streufluß $\Phi_{2\sigma}$ erzeugt. Auch hier gilt:

$$\Phi_2 = \Phi_{2h} + \Phi_{2\sigma} \quad (3.4.4)$$

Damit das Durchflutungsgesetz gewahrt bleibt, muß der Primärstrom I_1 größer werden. Im *Lastfall* gilt:

$$N_1 \cdot I_1 - N_2 \cdot I_2 = N_1 \cdot I_\mu \quad (3.4.5)$$

Das Minuszeichen rührt von der Lenzschen Regel her. Man beachte, daß der Primärstrom I_1 auch den Magnetisierungsstrom I_μ enthält, also

$$I_1 = I_\mu + \frac{N_2}{N_1} I_2 \quad (3.4.6)$$

Durch den erhöhten Primärstrom wird ein zusätzlicher Fluß Φ_{1h} erzeugt, der den Sekundärfluß Φ_{2h} vollständig kompensiert und es sich wieder der ursprüngliche Hauptfluß Φ_h einstellt.

Daraus folgt, daß der stationäre Hauptfluß eines Transformators unabhängig von seiner Belastung konstant bleibt. Dies läßt sich einfach mit einem Dreiwicklungstransformator beweisen. Dieser Transformator besitzt eine Primärwicklung und zwei Sekundärwicklungen. Die Leerlaufspannung einer Sekundärwicklung kann man als Maß für den wirksamen Hauptfluß betrachten. Sie ändert sich nur unwesentlich bei Belastung der zweiten Sekundärwicklung.

Die rechte Seite der Gleichung (3.4.5) stellt die magnetische Spannung (Erregung) dar, die erforderlich ist, den Fluß

$$\Phi_1 = \frac{1}{N_1} \int U_1 dt \quad (\text{Induktionsgesetz}) \quad (3.4.7)$$

aufrechtzuerhalten. Dieser Fluß, genauer genommen die dazugehörige Induktion, dient als Entwurfsgröße beim Bau von Transformatoren.

3.4.2 Idealer Transformator

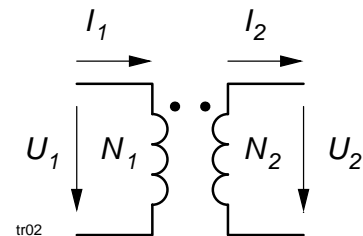
Bildet man für den *Leerlauf* das Verhältnis von Primär- zu Sekundärspannung, erhält man mit den Gleichungen (3.4.2) und (3.4.7)

$$\frac{U_1}{U_{20}} = \frac{N_1}{N_2} \frac{\Phi_h + \Phi_{1\sigma}}{\Phi_h} \quad (3.4.8)$$

Sind Primär- und Sekundärspule *vollständig magnetisch gekoppelt*, werden $\Phi_1 \rightarrow \Phi_h$ und $\Phi_{1\sigma} \rightarrow 0$. Für den *idealen* Transformator ergibt sich daraus das *Übersetzungsverhältnis* \ddot{u} mit

$$\boxed{\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = \ddot{u}} \quad (3.4.9)$$

Gleichung (3.4.3) zeigt, daß der magnetische Widerstand R_m bei vorgegebenem Fluß Φ_1 bzw. Φ_h die Höhe des Magnetisierungstromes I_μ bestimmt. Läßt man $\mu_r \rightarrow \infty$, geht der magnetische Widerstand $R_m \rightarrow 0$ und der Magnetisierungstrom $I_\mu \rightarrow 0$. Für den idealen Transformator folgt daraus das Übersetzungsverhältnis für die Ströme



$$\boxed{\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{\ddot{u}}} \quad (3.4.10)$$

Ein idealer Transformator hat keine Verluste und keine Streuung. Die Ausgangsleistung ist gleich der Eingangsleistung.

Hinweis: ein Transformator kann von beiden Seiten betrieben werden. Die Zuordnung der Wicklungen zur Primär- und Sekundärseite ist willkürlich und hängt von der Energierichtung ab. Als Primärwicklung wird die Wicklung bezeichnet, die den Magnetisierungstrom liefert. Da i. allg. der Transformator zur Spannungsanpassung eingesetzt wird, verwendet man zweckmäßigerweise die Begriffe *Unterspannungs-* und *Oberspannungsseite* bzw. *-wicklung*.

Zur Beurteilung der Polarität von Ein- und Ausgangsspannung ist der Wickelsinn der Spulen maßgebend. Klemmen, die im Stromlaufplan mit einem Punkt versehen sind, besitzen gleiche Polarität. Diese Vereinbarung trifft man vorwiegend für sog. *Übertrager* in der Nachrichtentechnik an. In der Energietechnik verwendet man statt dessen genormte Anschlußbezeichnungen.

3.4.3 Aufbau

Ein Transformator in der Energietechnik besteht aus den Wicklungen und dem Eisenkern. Der Eisenkern dient zur magnetischen Kopplung der Wicklungen. Zur Verringerung der Hystereseverluste (siehe Abschnitt 3.2.1.4) verwendet man Weicheisen. Da er einem Wechselfluß ausgesetzt ist, muß er geblecht sein, um die Wirbelstromverluste herabzusetzen. Zur Überwindung des magnetischen Widerstandes R_m ist ein Magnetisierungstrom erforderlich. Um ihn möglichst gering zu halten, wird man versuchen, R_m so klein wie möglich zu machen. Man erreicht dies durch einen qualitativ guten Eisenkern ($\mu_r \gg 1$), große Eisenquerschnitte und die Vermeidung von Luftspalten.

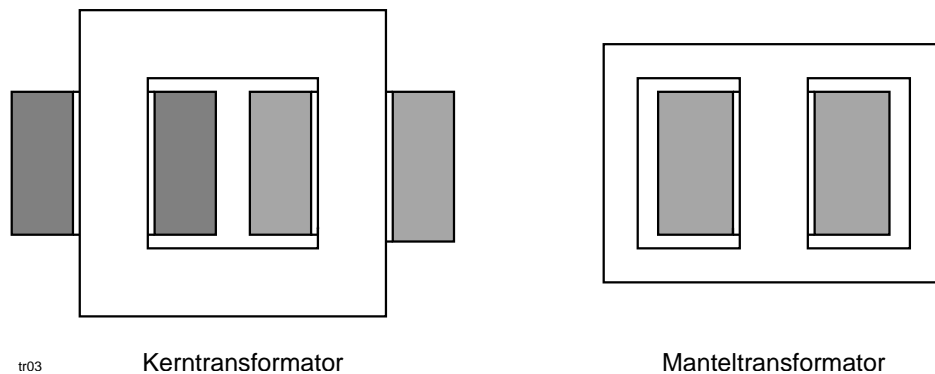


Abb. 3.4.2: Kernaussführungen

Beim *Kerntransformator* verteilt man die Wicklungen auf zwei Schenkel (Abb. 3.4.2), die durch Joche miteinander verbunden sind. Beim *Manteltransformator* liegen die Wicklungen auf einem Schenkel und man führt den Fluß durch zwei Joche zurück¹¹.

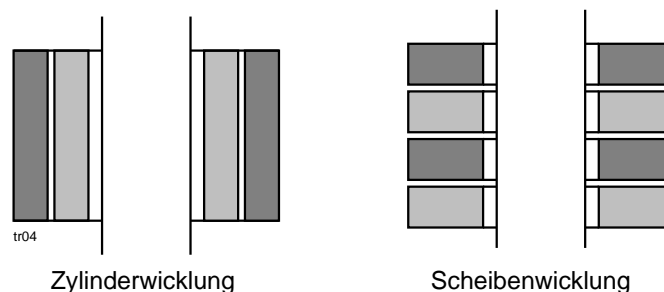


Abb. 3.4.3: Wicklungen

Die Streuflüsse vermindern die Wirkung der Hauptflüsse. Durch Vermeidung von Stoßfugen (Luftspalt), geringe Induktionen (Sättigung) und enge magnetische Kopplung von Primär- und Sekundärwicklungen lassen sich die Streuflüsse auf einige Prozent verringern. Primär- und Sekundärwicklung können auf getrennten Schenkeln untergebracht werden, was die Streuung erhöht. Zur Verringerung der Streuung ist es i. allg. günstiger, die Wicklungen übereinander (*Zylinderwicklung*) oder eng nebeneinander (*Scheibenwicklung*) anzuordnen (Abb. 3.4.3). Die Wicklungsausführung hat auch Einfluß auf den Isolationsaufwand. Zur Vermeidung hoher *Lagenspannungen* bei Zylinderwicklungen teilt man die gesamte Wicklung in Einzelspulen auf und schaltet sie als Scheibenwicklung in Reihe.

¹¹ **Begriffe:** einen bewickelten Eisenkern bezeichnet man als *Schenkel*, unbewickelt als *Joch*.

3.4.4 Ersatzschaltbild des realen Transformators

Verluste entstehen durch den ohmschen Widerstand der Wicklung, durch den magnetischen Widerstand des Eisenkerns, durch die unvollkommene Kopplung der Spulen/Wicklungen und durch die Ummagnetisierung und Wirbelströme im Eisenkern.

Abb. 3.4.4 zeigt das Ersatzschaltbild eines realen Transformators, welches diese Verluste berücksichtigt.

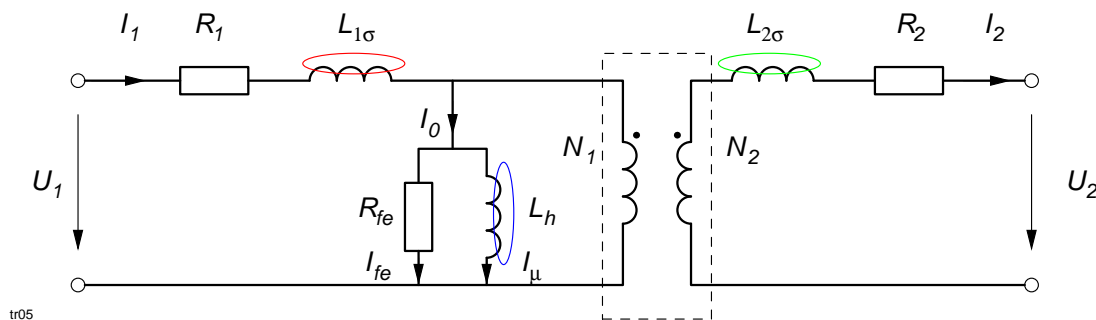


Abb. 3.4.4: Ersatzschaltbild eines realen Transformators

Die ohmschen Verluste der Wicklungen werden durch die Widerstände R_1 und R_2 erfaßt.

Die Wicklungen stellen Induktivitäten dar. Die Streuflüsse werden durch *Streuinduktivitäten* nachgebildet, die nicht mit anderen Induktivitäten magnetisch gekoppelt sind ($L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$). Den Hauptfluß $\Phi_h = \Phi_{1h} - \Phi_{2h}$ erzeugt die *Hauptinduktivität* L_h . Die Kopplung zwischen Primär- und Sekundärseite wird durch den idealen Transformator erreicht, der entsprechend dem Windungszahlverhältnis Spannungen und Ströme gemäß den Gleichungen (3.4.9) und (3.4.10) transformiert.

Für die Eisenverluste des Transformators kann man vereinfacht folgende Abhängigkeiten annehmen¹²:

$$P_{fe} \sim B^2 \sim \Phi_h^2 \quad \Phi_h \sim U_1$$

Daraus folgt

$$P_{fe} \sim U_1^2$$

Diese Abhängigkeit erfüllt ein konstanter Widerstand an der Spannung U_1 , denn es gilt $P_{fe} = U_1^2 / R_{fe}$. Man erfaßt deshalb die Eisenverluste des Transformators durch einen ohmschen Widerstand R_{fe} , den man parallel zur Hauptinduktivität schaltet. Dieser Widerstand ist nicht Teil des Transformators, also in Wirklichkeit nicht vorhanden und nicht direkt meßbar!

Für die Berechnung des Betriebsverhaltens ist es im allg. günstiger, alle Betriebsgrößen auf eine Seite (z. B. Primärseite) zu beziehen und die magnetische Kopplung durch eine galvanische Verbindung zu ersetzen. Dies erreicht man dadurch, daß man den idealen Transformator „hinter“ die sekundären Größen legt. Man erhält das sog. T-Ersatzschaltbild (Abb. 3.4.5), welches aus einem verlustbehafteten Transformator mit dem Übersetzungsverhältnis 1:1 und einem nachgeschalteteten idealen Transformator mit dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} : 1$ besteht.

¹²In Wirklichkeit ist der Zusammenhang wesentlich komplizierter.

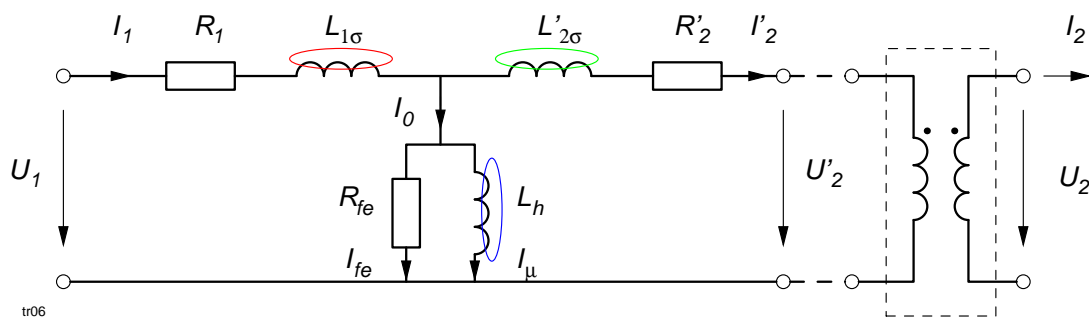


Abb. 3.4.5: T-Ersatzschaltbild eines realen Transformators

Durch die „Verschiebung“ des idealen Transformators hinter das T-Ersatzschaltbild müssen alle sekundären Größen entsprechend des Übersetzungsverhältnisses umgerechnet werden:

$$U'_2 = \ddot{u} \cdot U_2 \quad (3.4.11)$$

$$I'_2 = \frac{1}{\ddot{u}} I_2 \quad (3.4.12)$$

$$R'_2 = \ddot{u}^2 \cdot R_2 \quad (3.4.13)$$

$$L'_{2\sigma} = \ddot{u}^2 \cdot L_{2\sigma} \quad (3.4.14)$$

Die mit einem Strich (') gekennzeichneten Größen nennt man *reduzierte* oder *transformierte Größen*.

Statt mit Induktivitäten kann man auch mit Reaktanzen rechnen. In diesem Zusammenhang spricht man von *Streureaktanzen*, *Hauptreaktanz*, *Querimpedanz* (X_h, R_{fe}) und *Längsimpedanz* ($R_1, X_{1\sigma}, X'_{2\sigma}, R'_2$). Analog zu Gleichung (3.4.14) gilt auch für die Reaktanzen

$$X'_2 = \ddot{u}^2 X_2 \quad (3.4.15)$$

Mit den angenommenen Stromrichtungen in Abb. 3.4.5 erhält man in der komplexen Schreibweise für den *Leerlaufstrom* I_0 :

$$I_1 - I'_2 = I_\mu + I_{fe} = I_0 \quad (3.4.16)$$

der neben dem Magnetisierungsstrom noch eine reelle Komponente I_{fe} zur Deckung der Eisenverluste enthält.

Aus dem Ersatzschaltbild erkennt man einen wichtigen Sachverhalt: die Eisenverluste in der Querimpedanz sind nur von der Spannung und der Frequenz abhängig und somit *lastunabhängig*. Die Wicklungsverluste in der Längsimpedanz sind nur vom Belastungsstrom abhängig, also *lastabhängig*.

3.4.5 Bestimmung der ESB-Parameter

Die Elemente des Ersatzschaltbildes können aus einem Kurzschluß- und einem Leerlaufversuch bestimmt werden.

3.4.5.1 Leerlaufversuch

Beim *Leerlaufversuch* wird aus Sicherheitsgründen grundsätzlich von der *Oberspannungsseite* (OS) eingespeist. Gemessen werden die Leerlaufspannung U_{10} , der Leerlaufstrom I_{10} und die aufgenommene Leerlauf(wirk)leistung P_{10} (Abbildung 3.4.6).

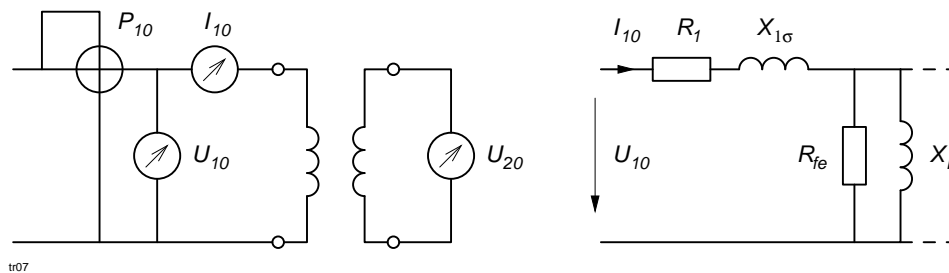


Abb. 3.4.6: Leerlaufversuch: Meßschaltung und Ersatzschaltbild

Wegen des geringen Leerlaufstromes und der im allgemein kleinen Längsimpedanz dürfen die Spannungsabfälle an R_1 und $X_{1\sigma}$ vernachlässigt werden.

Frage: Welche zusätzliche Bedeutung haben Volt- und Amperemeter in der Meßschaltung?

$$\ddot{u} \approx \frac{U_{10}}{U_{20}} \quad (3.4.17)$$

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_{10}}{U_{10} \cdot I_{10}} \quad (3.4.18)$$

$$I_{fe} = I_{10} \cdot \cos \varphi_0 \quad (3.4.19)$$

$$I_{\mu} = I_{10} \cdot \sin \varphi_0 \quad (3.4.20)$$

$$X_h = \frac{U_{10}}{I_{\mu}} \quad (3.4.21)$$

$$R_{fe} = \frac{U_{10}}{I_{fe}} \quad \text{oder direkter:} \quad R_{fe} = \frac{U_{10}^2}{P_{10}} \quad (3.4.22)$$

$$i_0 = \frac{I_{10}}{I_{1N}} \quad (\text{relativer Leerlaufstrom}) \quad (3.4.23)$$

Die Leerlaufleistung entspricht den lastunabhängigen Eisenverlusten P_{fe} . Wird der Leerlaufversuch mit Nennspannung durchgeführt, gilt $P_{feN} = P_{I0}$. Andernfalls muss die gemessene Leerlaufleistung P_{I0} auf die Nennspannung U_{1N} umgerechnet werden. Vereinfacht gilt:

$$P_{feN} = P_{I0} \left(\frac{U_{1N}}{U_{10}} \right)^2 \quad (3.4.24)$$

Die Eisenverluste stellen einen nicht zu unterschätzenden Betriebskostenanteil dar, da sie unabhängig von der Belastung während der ganzen Betriebszeit (z. B. 20 Jahre) auftreten und bezahlt werden müssen (Wirkleistung!).

3.4.5.2 Kurzschlußversuch

Beim *Kurzschlußversuch* wird die *Unterspannungsseite* (US) kurzgeschlossen und von der *Oberspannungsseite* (OS) eine verminderte Spannung U_{1k} eingespeist, die so groß eingestellt wird, daß der Nennstrom $I_{1k} = I_{1N}$ fließt. Gemessen wird die Kurzschlußspannung U_{1k} , der Kurzschlußstrom I_{1k} sowie die Kurzschlußleistung P_{1k} (Abbildung 3.4.7).

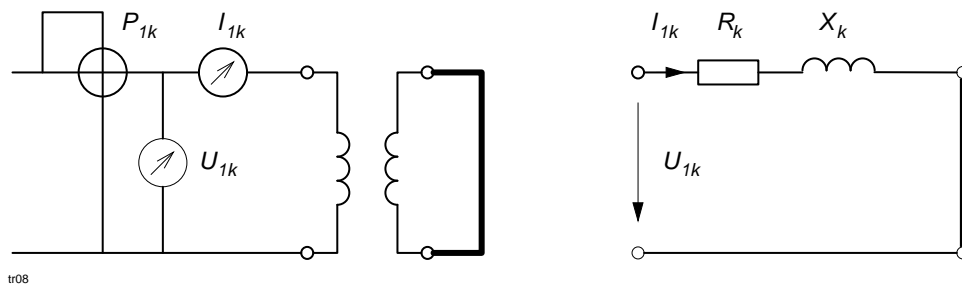


Abb. 3.4.7: Kurzschlußversuch: Meßschaltung und Ersatzschaltbild

Da die Längsimpedanz um mehrere Größenordnungen kleiner ist als die Querimpedanz, kann der Einfluß der Querimpedanz vernachlässigt werden. Die Längsimpedanz Z_k wird zu einem Widerstand R_k und einer Reaktanz X_k zusammengefaßt.

$$Z_k = \sqrt{R_k^2 + X_k^2} = \sqrt{(R_1 + R_2')^2 + (X_{1\sigma} + X_{2\sigma}')^2} \quad (3.4.25)$$

$$\cos \varphi_k = \frac{P_{1k}}{U_{1k} \cdot I_{1k}} \quad (3.4.26)$$

$$Z_k = \frac{U_{1k}}{I_{1k}} \quad (3.4.27)$$

$$R_k = Z_k \cdot \cos \varphi_k \quad (3.4.28)$$

$$X_k = Z_k \cdot \sin \varphi_k \quad (3.4.29)$$

Für normal gewickelte Transformatoren kann man annehmen:

$$R_1 = \frac{R_k}{2} = R'_2 \quad (3.4.30)$$

$$X_{1\sigma} = \frac{X_k}{2} = X'_{2\sigma} \quad (3.4.31)$$

$$R_2 = \frac{R'_2}{i^2} \quad (3.4.32)$$

$$X_{2\sigma} = \frac{X'_{2\sigma}}{i^2} \quad (3.4.33)$$

Hinweis: Wegen des Stromverdrängungseffektes würde eine Gleichstrommessung zu kleine Werte für R_1 und R_2 liefern.

Ein wichtiges Beurteilungskriterium stellt die *relative Kurzschlußspannung* u_k dar¹³:

$$u_k = \frac{U_{1k}}{U_{1N}} \quad (3.4.34)$$

Sie beschreibt den inneren Spannungsabfall und beträgt je nach Transformatorleistung und Anwendung etwa 4 – 12 %. Je größer die relative Kurzschlußspannung ist, desto mehr sinkt die Sekundärspannung bei steigender Belastung, desto kleiner ist der *Dauerkurzschlußstrom*:

$$I_D = \frac{U_{1N}}{Z_k} = \frac{U_{1N}}{Z_k} \cdot \frac{I_{1N}}{I_{1N}} = I_{1N} \frac{U_{1N}}{Z_k \cdot I_{1N}} = I_{1N} \frac{U_{1N}}{U_{1k}} = \frac{I_{1N}}{u_k} \quad (3.4.35)$$

Ein Kurzschluß bei Nennspannung kann zu gefährlich hohen Kurzschlußströmen und damit zur Zerstörung von Betriebseinrichtungen führen. Aus diesem Grund schreibt man zur Begrenzung der Kurzschlußströme in Energieverteilungsnetzen Mindestwerte für die Kurzschlußimpedanzen vor.

Die Kurzschlußleistung entspricht den lastabhängigen Kupferverlusten P_{Cu} . Wird der Kurzschlußversuch mit Nennstrom durchgeführt, gilt $P_{CuN} = P_{1k}$, andernfalls muss die gemessene Kurzschlußleistung P_{1k} auf Nennstrom umgerechnet werden:

$$P_{CuN} = P_{1k} \left(\frac{I_{1N}}{I_{1k}} \right)^2 \quad (3.4.36)$$

Frage: Ist beim Kurzschlußversuch $I_{2k} = I_{2N}$ wenn $I_{1k} = I_{1N}$ ist? Gilt Gleichung (3.4.5) noch?

¹³VDE 0532 bezeichnet die relative Kurzschlußspannung mit u_z .

3.4.6 Wirkungsgrad

Für den *Wirkungsgrad* gilt bei abgegebener Leistung P_{ab} und Laststrom I

$$\eta = \frac{P_{ab}}{P_{ab} + P_{feN} + P_{CuN} \left(\frac{I}{I_N} \right)^2} \quad (3.4.37)$$

wobei der Ausdruck (I/I_N) sowohl für den Primär- als auch für den Sekundärstrom gilt.

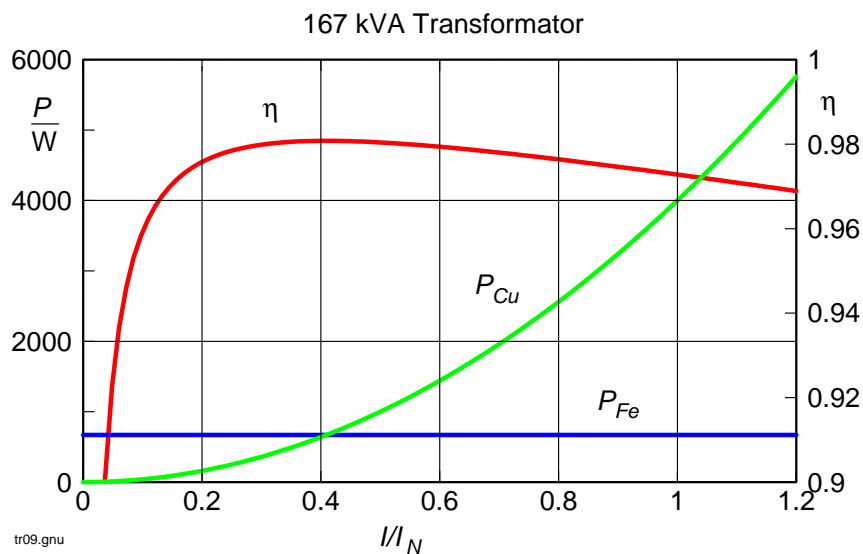


Abb. 3.4.8: Verluste und Wirkungsgrad eines 167 kVA Transformators

Es läßt sich zeigen, daß der Wirkungsgrad maximal wird, wenn die stromabhängigen Verluste P_{Cu} gleich den Eisenverlusten P_{Fe} sind (Abb. 3.4.8)¹⁴:

$$P_{CuN} \left(\frac{I}{I_N} \right)^2 = P_{feN} \quad (3.4.38)$$

Ein direktes Messen (direktes Verfahren) des Wirkungsgrades mittels Leistungsmesser scheidet wegen des hohen Wirkungsgrades und der benötigten Leistung bei großen Leistungstransformatoren aus.

¹⁴ergibt sich aus $\frac{d\eta}{dP} = 0$

3.4.7 Spannungsänderung bei Belastung

Mit dem vereinfachten Ersatzschaltbild, wie es beim Kurzschlußversuch angenommen wird (Abb. 3.4.7), läßt sich auf einfache Art der Zusammenhang zwischen Ein- und Ausgangsspannung (Größe und Phase) konstruieren.

Die Spannungsabfälle $U_R = I_1 \cdot R$ und $U_X = I_1 \cdot X$ bilden die Katheten eines rechtwinkligen Dreiecks (*Kappsches Dreieck*). Das Seitenverhältnis des Dreiecks ergibt sich aus dem Kurzschlußversuch (Abb. 3.4.9):

$$\tan \varphi_k = \frac{X}{R} \quad (3.4.39)$$

Die Hypotenuse entspricht der Differenzspannung U_K zwischen den Pfeilspitzen von U_1 und U_2' . Die Lage des Dreiecks wird durch den sekundären Leistungsfaktor φ_2 , die Größe des Dreiecks durch den sekundären Laststrom I_2' bestimmt. Je nach Belastung liegt der Spannungsvektor U_2' auf einem Kreis um die Spitze des Vektors von U_1 mit dem Radius U_K .

Man beachte, daß bei kapazitivem Leistungsfaktor die Ausgangsspannung mit der Belastung steigen kann.

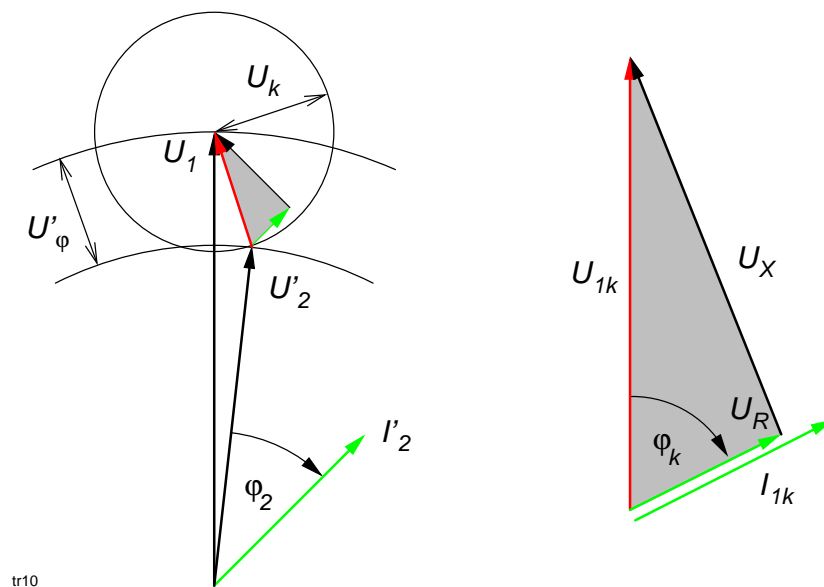


Abb. 3.4.9: Spannungsänderung infolge der Belastung

$$\underline{U}_1 = I_1 \cdot R + j I_1 \cdot X + \underline{U}_2' = \underline{U}_R + \underline{U}_X + \underline{U}_2' \quad (3.4.40)$$

Für überschlägige Berechnungen (nach VDE 0532 Teil 10 bei Nennkurzschlußspannungen $< 4\%$) ergibt sich die Ausgangsspannung bei relativer Teilbelastung I_2/I_{2N} zu:

$$U_2(\varphi_2, I_2) = U_{20} \left(1 - u_\varphi \frac{I_2}{I_{2N}} \right) \quad (3.4.41)$$

mit

$$u_{\varphi} = \frac{U'_{\varphi}}{U_{1N}} = u_r \cdot \cos \varphi_2 + u_x \cdot \sin \varphi_2 \quad (3.4.42)$$

$$u_r = u_k \cdot \cos \varphi_k \quad (3.4.43)$$

$$u_x = u_k \cdot \sin \varphi_k \quad (3.4.44)$$

und der sekundären Leerlaufspannung U_{20} .

Hinweis: Nach VDE 0532 (?) soll zur Ermittlung der Nennübersetzung folgende Regelung gelten:

- bei Kleintransformatoren ($S_N \leq 16 \text{ kVA}$) wird das Übersetzungsverhältnis mit der Sekundärspannung bei ohmscher *Nennlast* ermittelt;
- bei Großtransformatoren ($S_N > 16 \text{ kVA}$) wird die sekundäre *Leerlaufspannung* eingesetzt.

3.4.8 Drehstromtransformatoren

Drehstromleistung kann prinzipiell mittels drei Einphasentransformatoren übertragen werden. Bei symmetrischer Belastung spielen sich in jedem Transformator die gleichen elektromagnetischen Zustände ab, jeweils um 120° verschoben. Aus wirtschaftlichen Gründen baut man Drehstromtransformatoren als eine Einheit. Je nach Bauart bringt man die Wicklungen auf einem Schenkel (Mantel-) oder auf drei Schenkeln (Kern- oder Fünfschenkeltransformator) unter (analog zu Abb. 3.4.2). Ab sehr großen Leistungen verwendet man aus Transportgründen und zwecks Reservehaltung drei Einphasentransformatoren (Transformatorbank).

Die Wicklungen können je nach Anwendung auf der Oberspannungsseite und auf der Unterspannungsseite sowohl im Stern als auch im Dreieck geschaltet werden. Zusätzlich gibt es für die Unterspannungsseite auch die Zickzackschaltung (s. u.).

3.4.8.1 Ersatzschaltung

Aus dem Aufbau eines Drehstromsystems aus 3 Einphasentransformatoren folgt, daß sich die Grundgleichungen des einphasigen Transformators ohne Einschränkungen auf die einander zugeordneten primären und sekundären Strangspannungen bzw. -ströme anwenden lassen. Bei der Berechnung sind jedoch die Schaltungen der Primär- und Sekundärwicklungen zu beachten.

Für die Scheinleistung in Drehstromsystemen gilt, unabhängig von der Schaltungsart

$$S = \sqrt{3} U \cdot I \quad \text{mit } U \text{ als verkettete Spannung und } I \text{ als Leiterstrom} \quad (3.4.45)$$

Je nach Schaltungsart müssen die einphasigen Ersatzgrößen entsprechend der nebenstehenden Tabelle umgerechnet werden.

Hinweis: Die relativen Größen ($i_0, u_k, u_x, u_r, u_\varphi$) gelten unverändert.

Schaltung	$S_{1\sim}$	$U_{1\sim}$	$I_{1\sim}$
Stern	$\frac{S}{3}$	$\frac{U}{\sqrt{3}}$	I
Dreieck	$\frac{S}{3}$	U	$\frac{I}{\sqrt{3}}$

3.4.8.2 Schaltungsarten

Drehstromwicklungen können im Stern, Zickzack, Dreieck oder mit offenen Wicklungen ausgeführt werden.

Bei der *Zickzackschaltung* verteilt man die Unterspannungswicklung auf zwei Schenkel des Kerns. Sie findet vorteilhaft bei unsymmetrischer Belastung Verwendung (Verteilertransformatoren in Ortsnetzen). Nachteilig ist der erhöhte Wicklungsaufwand durch die entgegengesetzte Reihenschaltung der beiden Teilwicklungen.

Die Schaltungsarten sowie die Ausführung des Sternpunktes werden durch große (OS) und kleine Buchstaben (US) gekennzeichnet.

Schaltung	OS	US
Stern	Y	y
Dreieck	D	d
Zickzack		z
offen	III	iii
Sternpunkt herausgeführt	N	n

3.4.8.3 Schaltgruppen

Bei einphasigen Transformatoren sind Primär- und Sekundärwicklung mit demselben Fluß gekoppelt, die Ausgangsspannung kann, je nach Polung der Sekundäranschlüsse, nur gleich- oder gegenphasig sein.

Bei Drehstromtransformatoren gilt dies ebenfalls für die Spannungen von Wicklungen, die auf einem Schenkel liegen.

Zusätzlich können aber noch, je nach Schaltungsart, verkettete Spannungen mit Wicklungen gebildet werden, die auf anderen Schenkel liegen und jeweils um 120° phasenverschoben sind. Durch geometrische Addition dieser Wicklungsspannungen ergeben sich unterschiedliche Phasenlagen zwischen Primär- und Sekundärspannungen.

Dividiert man den Winkel zwischen den korrespondierenden Spannungszeigern¹⁵ durch 30° , ergibt sich eine Kennzahl zwischen 0 und 11 (Uhrzeiger), die zusammen mit der Schaltungsart die *Schaltgruppe* bildet (siehe Abb. 3.4.10).

Beispiel: Schaltgruppe Yzn11 bedeutet, der Transformator ist primär im Stern und sekundär im Zickzack geschaltet, der sekundäre Nulleiter ist ausgeführt, die Phasenlage zwischen den Sternspannungen 1V und 2V beträgt 330° .

¹⁵man benutzt dazu die Spannungen 1V und 2V bezogen auf den vorhandenen oder angenommenen Sternpunkt

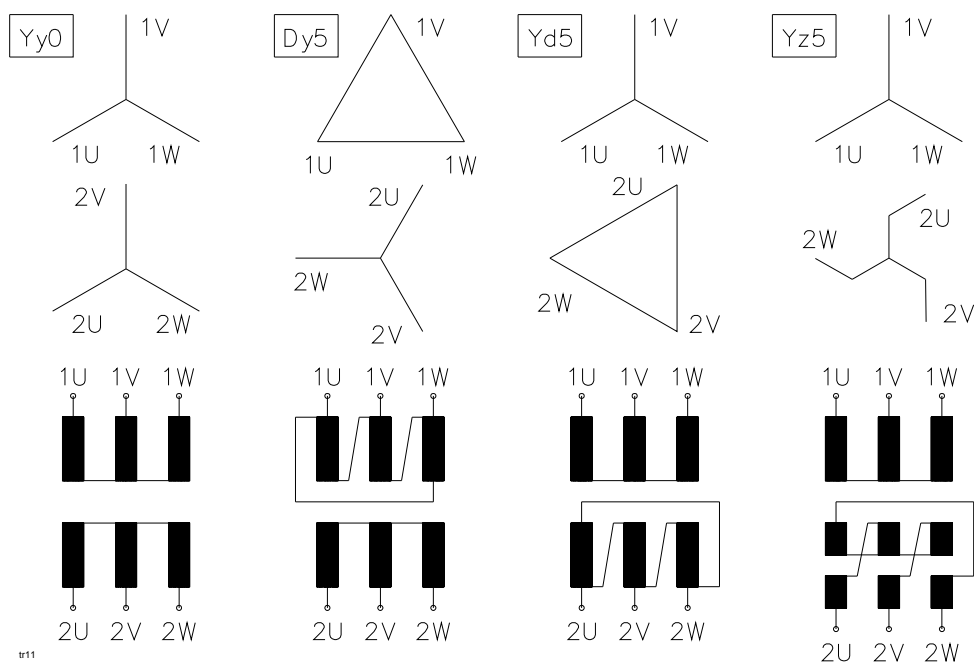


Abb. 3.4.10: Übersicht der wichtigsten Schaltgruppen

3.4.9 Anschlußbezeichnungen

Die Klemmenbezeichnung von Transformatoren sind nach DIN 42 400 genormt (Abb. 3.4.11).

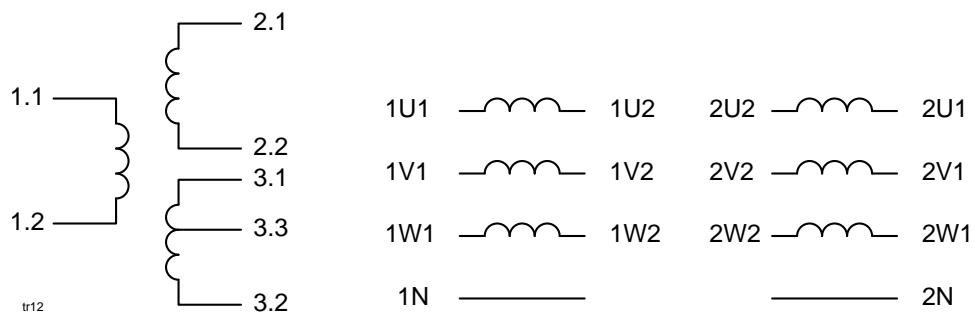


Abb. 3.4.11: Anschlußbezeichnungen ein- und dreiphasiger Transformatoren

3.4.10 Einsatzgebiete

In der Energieversorgung werden Transformatoren zur Verteilung der Energie eingesetzt. Die Übertragung über größere Entfernungen ist wirtschaftlich nur bei hohen Spannungen möglich.

Ein großer Kraftwerksgenerator erzeugt eine Spannung in der Größenordnung 20 – 30 kV, die von einem *Maschinentransformator*, der direkt mit dem Kraftwerksgenerator verbunden ist, auf 220 kV oder

380 kV hochtransformiert und ins (europäische) Netz eingespeist wird. Mittels *Verteilertransformatoren* wird die Leistung den regionalen Mittelspannungsnetzen mit z. B. 20 kV zugeführt und von dort am Verbraucherort auf die benötigte Spannung von z. B. 400/230 V heruntertransformiert.

Schweißtransformatoren haben eine hohe relative Kurzschlußspannung, damit bei Änderung der Lichtbogenspannung (Elektrodenabstand) der Schweißstrom einigermaßen konstant bleibt und die Elektroden beim Zünden nicht am Werkstück „festkleben“.

Spielzeugtransformatoren („Klingeltrafo“) müssen kurzschlußfest sein (u_k sehr groß).

Trenntransformatoren dienen zur galvanischen Trennung zweier Netze ($\ddot{u} = 1$).

Spannungswandler dienen besonders zum Messen hoher Wechselspannungen, ihre Sekundärspannung beträgt z. B. 100 V (genormt).

Stromwandler sind wie Transformatoren aufgebaut, der zu messende Strom fließt durch die Primärwicklung *und ist eingepreßt*. Die Primärwicklung besteht deshalb aus wenigen Windungen, im Extremfall aus einer Windung (der stromführende Leiter wird durch den Kern gesteckt). Die Sekundärströme werden mit einem Amperemeter gemessen. *Die Sekundärseite muß deshalb kurzgeschlossen sein und bleiben!* Die Sekundärströme sind genormt (z. B. 1 A, 5 A).

3.4.11 Bildmaterial

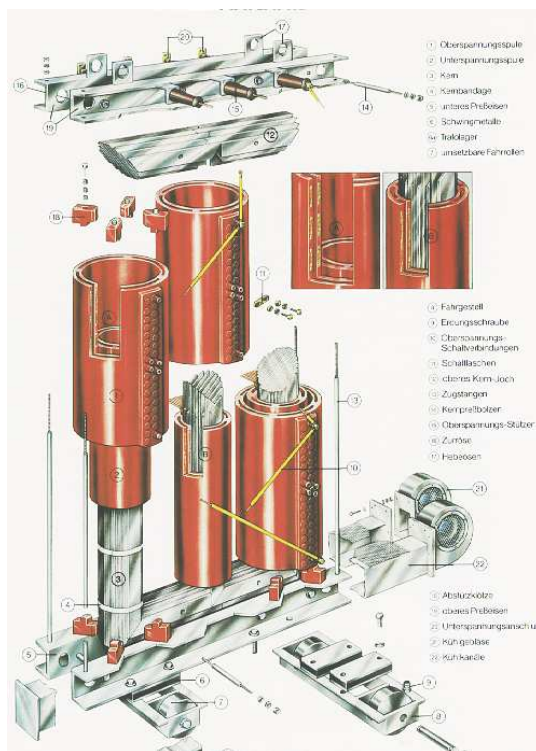


Abb. 3.4.12: Drehstrom-Gießharztransformator; Quelle: MagnetTek, 1992



Abb. 3.4.13: Hochspannungstransformator für ein Wechselspannungsprüffeld; Quelle: Haefely 1994

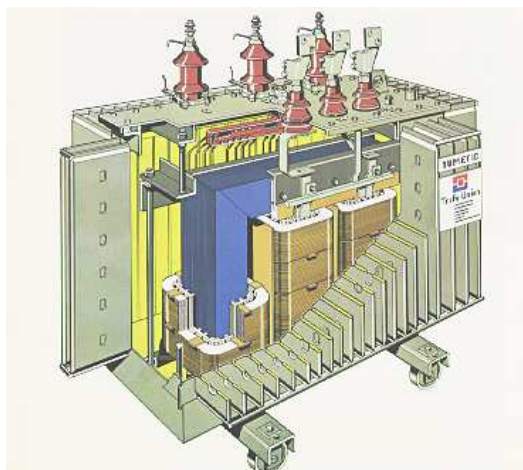


Abb. 3.4.14: Flüssigkeitgefüllter Verteilungstransformator in Rechteckbauweise; Quelle: Trafo-Union, 1976



Abb. 3.4.15: Zwei 430 MVA Maschinen-Transformatoren 415/21 kV; Quelle: Trafo-Union 1987

3.4.12 Übungsaufgaben

3.4.12.1 Einphasentransformator

Typenschild: 160 kVA; 50 Hz; 20 kV/0.4 kV

Leerlaufversuch bei 12 kV: 288 W

Kurzschlussversuch bei 5.6 A: 1570, W

Berechnen Sie

1. die Nennströme I_{1N} und I_{2N} ;
2. die Nennverluste P_{FeN} und P_{CuN} ;
3. den sekundären Belastungsstrom I_2 , bei dem der Wirkungsgrad am größten ist.

Hinweis: Alle Versuche wurden von der Oberspannungsseite aus ausgeführt, jedoch nicht mit ihren Nennwerten.

3.4.12.2 Transformator

Typenschild: 167 kVA; 5.77/0.23 kV; 50 Hz;

Leerlauf: 5770 V; 1.14 A; 669 W

Kurzschluß: 231 V (OS); 28.94 A; 4000 W

1. Berechnen Sie die charakteristischen Werte des Ersatzschaltbildes.
2. Berechnen Sie die Wirkungsgrade
 - a) bei Teillast $0.5 S_N$ und $\cos \varphi_2 = 1$.
 - b) bei Nennlast und $\cos \varphi_2 = 0.8$ induktiv.
3. Bei welcher relativen Teillast ist der Wirkungsgrad am größten?

3.4.12.3 Drehstromtransformator

Gegeben: Drehstromtransformator 1,73 MVA; 5,77/1 kV; Schaltung Dy11.

1. Zeichnen Sie die dreiphasige Schaltung des Transformators. Sie brauchen die Kennzahl 11 in der Schaltgruppe nicht zu berücksichtigen.
2. Zeichnen Sie das einphasige T-Ersatzschaltbild (ESB) einschließlich des idealen Transformators, der das Übersetzungsverhältnis berücksichtigt. Zeichnen Sie die Größen U_1 , I_1 , U'_2 , I'_2 , U_2 und I_2 ein.
3. Wie groß sind U_1 , U_2 und \ddot{u} im ESB (Leerlauf)?
4. Für welche Stromstärken I_1 und I_2 müssen die Wicklungen ausgelegt sein?

5. Bei einem Kurzschlußversuch mit Nennstrom wurde auf der Primärseite die Spannung $U_{1k} = 346 \text{ V}$ gemessen. Wie groß ist die relative Kurzschlußspannung?

3.4.12.4 Drehstromtransformator

Das Typenschild eines Transformators enthält folgende Angaben:

1,73 MVA; 5,77/1 kV; Dy 11; 50 Hz

Ein Leerlaufversuch ergibt:

5,77 kV; 5 A; 5000 W

Im Kurzschluß erhält man

346 V; 173 A; 31 kW

1. Berechnen Sie die Elemente des *einphasigen* Ersatzschaltbildes.
2. Wie groß ist der Gesamtwirkungsgrad bei Teillast $0.5 S_N$ und $\cos \varphi_2 = 1$?
3. Wie groß ist der Gesamtwirkungsgrad bei Volllast und $\cos \varphi_2 = 0.8$?
4. Bei welcher Leistung S_1 tritt der maximale Wirkungsgrad auf?

3.5 Drehfelder

3.5.1 Läuferdrehfeld

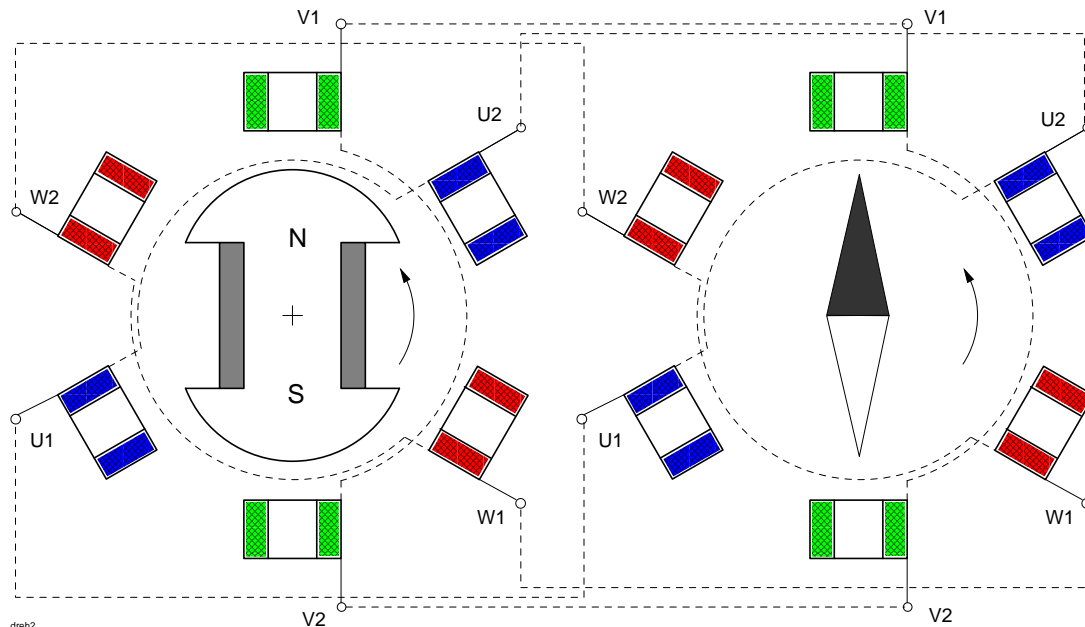


Abb. 3.5.1: Erzeugung eines Drehfeldes

Ein rotierender Magnet (Läufer) mit ausgeprägtem Nord- und Südpol (permanent oder elektrisch erregt) erzeugt ein Drehfeld und induziert damit in den Phasen U, V und W drei gegeneinander um 120° phasenverschobene Spannungen (Abb. 3.5.1 links: Generator).

Aufgabe: Tragen Sie den Feldverlauf ein.

Verbindet man den Generator mit einer Maschine (offene-, Stern-, Dreieckschaltung) gleicher Spulenordnung (Ständer), fließen aufgrund der Spannungen jeweils drei ebenfalls um 120° phasenverschobene Ströme (Abb. 3.5.1 rechts: Motor), die ein ähnliches Drehfeld erzeugen.

Hinweis: Es spielt keine Rolle, ob sich der Magnet dreht und die Spulen feststehen oder umgekehrt. Es ist ebenfalls unerheblich, ob der Magnet innen und die Spulen außen angeordnet sind oder umgekehrt. Es kommt alleine nur auf die relative Bewegung beider Systeme zueinander an.

Den rotierenden Magneten bezeichnet man i. allg. als *Polrad*, je nach Maschinentyp wird er als Schenkelpol oder Turboläufer ausgeführt (siehe Abschnitt 3.7.1).

Damit die induzierte Spannung möglichst sinusförmig verläuft, versucht man, die Luftspaltinduktion entlang des Umfangs sinusförmig zu machen. Dies erreicht man durch eine besondere Polschuhform (Schenkelpol) und eine verteilte Ständer- bzw. Läuferwicklung (Turboläufer).

3.5.2 Ständerdrehfeld

siehe Kapitel 4.4, Seite 4.4.0

3.5.3 Nachweis

Versuch 3.5.1 Spulengruppe mit Magnetnadel an einem Drehstromsystem.

Hinweis: Aus Platzgründen wird nur ein „halber“ Pol aufgebaut. Das Magnetfeld ist schwächer. Die Wirkung des Magnetfeldes wird durch Verwendung eines Eisenkreises um Zehnerpotenzen verbessert (siehe Abschnitt 3.2.4, Seite 3.2.11).

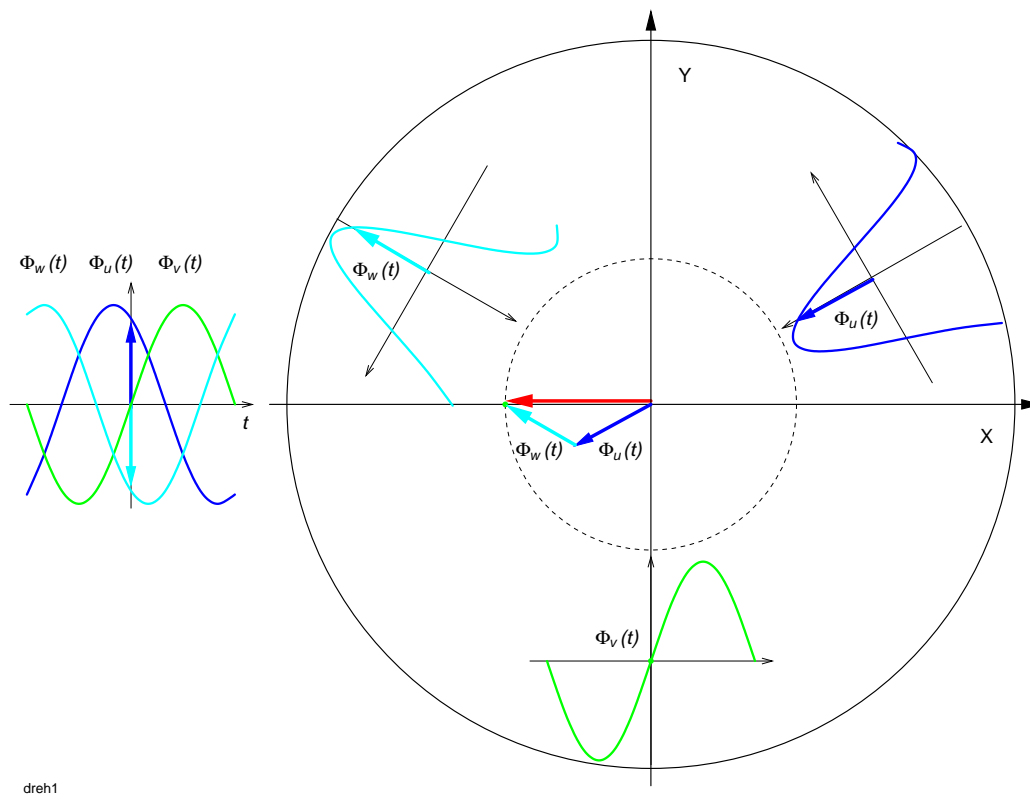


Abb. 3.5.2: Erzeugung eines Drehfeldes

Den resultierenden Flußverlauf in der Bohrungsmitte erhält man durch geometrische Addition der drei sowohl elektrisch als auch mechanisch verschobenen Einzelflüsse (Abb. 3.5.2).

Man kann den Drehfeldvektor aus den drei Augenblickswerten unter Berücksichtigung der geometrischen Lage konstruieren (Abb. 3.5.3).

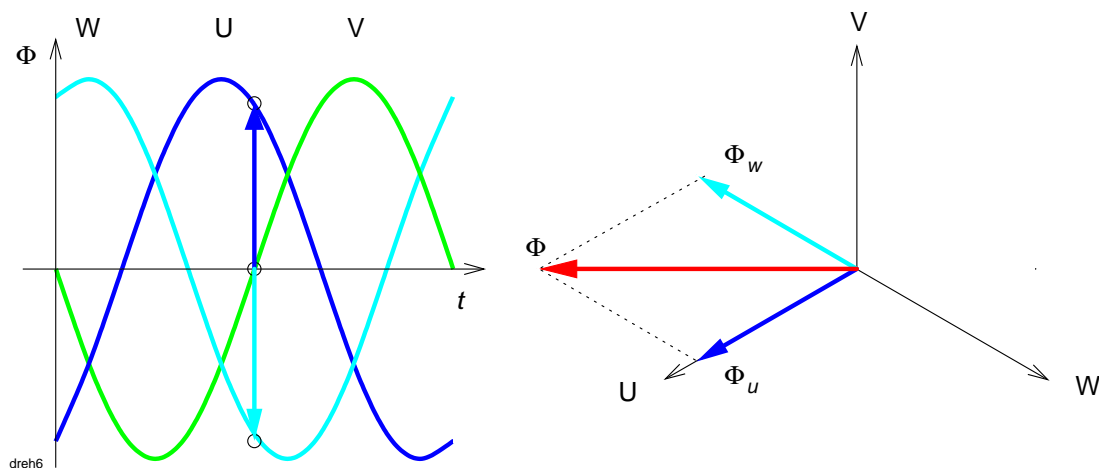
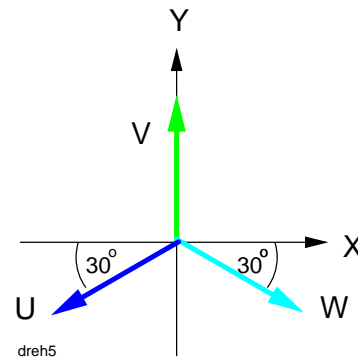


Abb. 3.5.3: Konstruktion des Drehfeldvektors

Bei sinusförmigen Flußverlauf gelten für die drei Phasen z. B.:

$$\begin{aligned}\Phi_u(t) &= \hat{\Phi} \sin(\omega t) \\ \Phi_v(t) &= \hat{\Phi} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Phi_w(t) &= \hat{\Phi} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\end{aligned}$$



Zerlegt man die 3 Flüsse in kartesische Komponenten, erhält man

$$\begin{aligned}x(t) &= -\Phi_u(t) \cdot \cos 30^\circ + \Phi_w(t) \cdot \cos 30^\circ \\ y(t) &= -\Phi_u(t) \cdot \sin 30^\circ + \Phi_v(t) - \Phi_w(t) \cdot \sin 30^\circ\end{aligned}$$

Dies entspricht einem Kreis in der Parameterdarstellung, d. h. die drei Flüsse überlagern sich zu einem sich drehenden Fluß (*Drehfeld*), der durch einen sich drehenden Vektor (*Raumzeiger*) dargestellt werden kann.

Frage: Was passiert, wenn eine Phase ausfällt (mit und ohne angeschlossenem Neutralleiter)?

Versuch 3.5.2 Spannungsmessung in der Ständerbohrung einer Drehstrommaschine.

Versuch 3.5.3 Computersimulation: Erzeugung eines Drehfeldes aus drei Wechselfeldern

3.5.4 Linearfeld (Wanderfeld)

Statt die Pole einer Drehstromwicklung kreisförmig anzuordnen, kann man sie z. B. auch mit ihren Spulenachsen neben- oder hintereinander positionieren (Abb. 3.5.4).

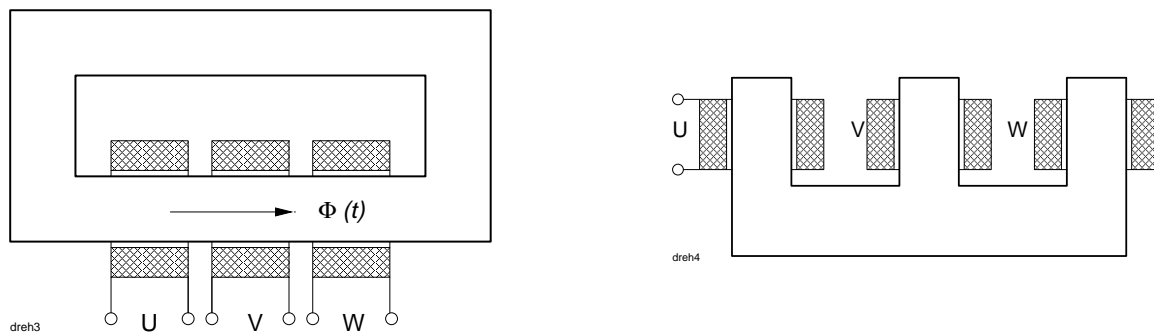


Abb. 3.5.4: Unterschiedliche Spulenanordnungen einer Drehstromwicklung

Frage: Wie ist der zeitliche Flußverlauf $\Phi(t)$ im Eisen, wenn die Spulenachsen hintereinander angeordnet sind (Abb. 3.5.4, links)?

Diesen Sachverhalt nutzt man z. B. bei Drehstromtransformatoren aus (Übergang vom Tempeltyp zum Kerntyp).

Frage: Analog zur Drehgeschwindigkeit im Drehfeld: wie groß ist die Geschwindigkeit des Wanderfeldes in Abb. 3.5.4, rechts)?

3.5.5 Drehstromwicklung

Statt jeweils 2 konzentrierte, gegenüberliegende Spulen pro Phase (siehe Abb. 3.5.1) erhält man die gleiche Wirkung durch eine Wicklung, dessen Achse mit der Magnetachse des Polrades zusammenfällt.

Zur Verminderung des Erregerbedarfs (Verringerung des magnetischen Widerstands) werden die Spulen in Nuten gelegt, der magnetische Kreis mit Eisen gefüllt (Ständer, Stator).

Abb. 3.5.5 zeigt eine permanenterregte Innenpolmaschine, bei der die Drehstromwicklung als *Durchmesserwicklung* in gegenüberliegenden Nuten untergebracht ist. Pro Phase werden mindestens zwei Nuten für die Hin- und Rückleiter benötigt.

Aufgabe: Zeichnen Sie den Feldlinienverlauf in Abb. 3.5.5 ein.

Damit die induzierte Spannung sinusförmig ist (Wunsch des Kraftwerks), muß die Flußänderung in einer Wicklung z. B. V1-V2 ebenfalls sinusförmig sein (Abb. 3.5.6).

Den sinusförmigen Flußverlauf erreicht man durch variablen Luftspalt (z. B. Schenkelpol) oder verteilte Wicklungen (z. B. Turboläufer).

Bei den Abbildungen 3.5.1 und 3.5.5 handelt es sich um eine Maschine mit 2 Polen bzw. 1 Polpaar, also $p = 1$ (man zählt nur die Pole/Polpaare einer Phase). Der Polteilung τ_p entspricht immer 180°_{el} . Sie ist für $p = 1$ identisch mit dem räumlichen/mechanischen Winkel 180°_{mech} .

Aus den Abbildungen erkennt man, daß bei einer Umdrehung des Magneten (Polrades) der Fluß genau einmal seine Richtung wechselt, d. h. die mechanische Winkelgeschwindigkeit Ω ist identisch mit der elektrischen Winkelgeschwindigkeit ω .

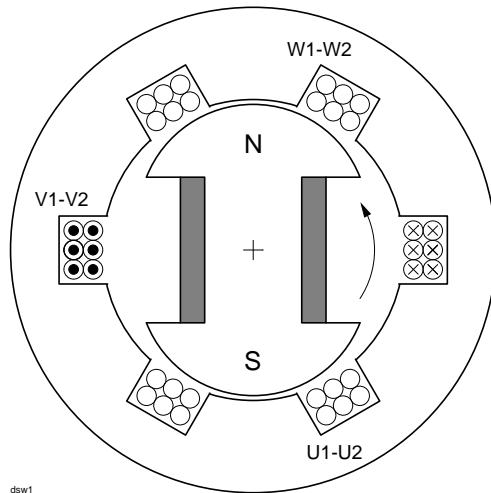


Abb. 3.5.5: DS-Wicklung im Schnitt

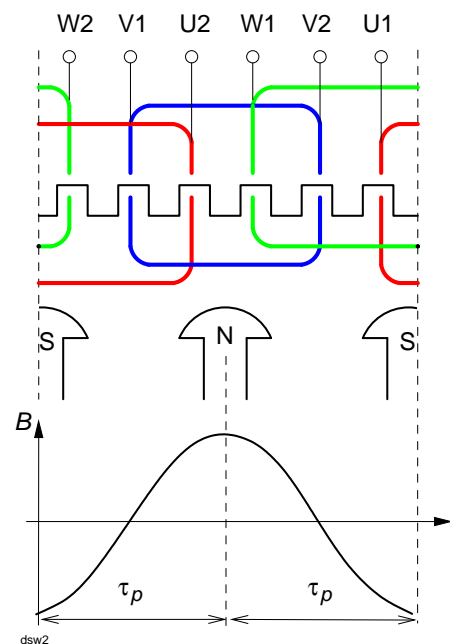


Abb. 3.5.6: ... und abgewickelt

Zur besseren Ausnutzung kann man die Anzahl der Polpaare erhöhen, sowohl für das Polrad (Läufer, Rotor) als auch für die Wicklung im Ständer (Stator). Entlang des Ständerumfangs treten jetzt die Wicklungen U1-U2, V1-V2 und W1-W2 genauso oft auf, wie Polpaare vorhanden sind. Die Wicklungen eines Stranges werden üblicherweise in Reihe geschaltet. Für das Polrad gilt das entsprechende, die Pole werden mit wechselnder Polarität angeordnet.

Allgemein gilt mit D als Bohrungsdurchmesser des Stators:

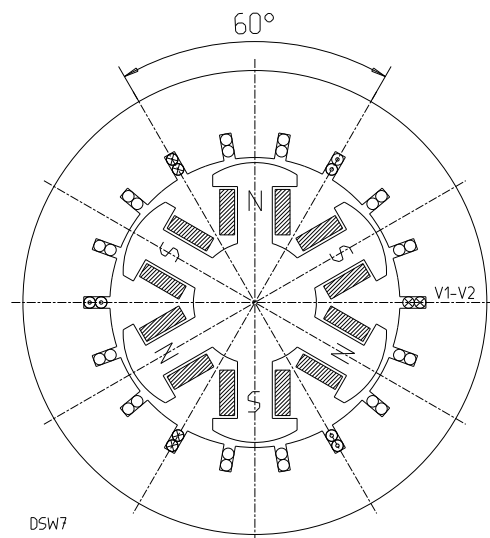
$$\Omega = \frac{\omega}{p} \longrightarrow n = \frac{f}{p} \quad (3.5.1)$$

$$\tau_p = \frac{D \cdot \pi}{2p} \quad (3.5.2)$$

$$\alpha_{el} = p \cdot \alpha_{mech} \quad (3.5.3)$$

Aufgaben:

- Zeichnen Sie den Feldverlauf für die Phase V ein.
- Wie groß ist α_{mech} ?



3.6 Asynchronmaschine

3.6.1 Wirkungsweise

Im Kapitel 3.5 wurde gezeigt, wie man aus räumlich versetzten Spulen und zeitlich phasenverschobenen Strömen ein Drehfeld erzeugen kann. Die Drehzahl n_1 des Drehfeldes ergibt sich aus der Netzfrequenz f_1 und der Polpaarzahl p zu

$$n_1 = \frac{f_1}{p} \quad (3.6.1)$$

Versuch 3.6.1 *Spulengruppe mit Magnetnadel an einem Drehstromsystem (siehe Abb. 3.5.1).*

Die Spulen bilden die Ständerwicklung und erzeugen ein Drehfeld. Die Magnetnadel ist ein kleiner Dauermagnet und folgt dem Drehfeld als Läufer. Wegen des geringen Trägheitsmomentes und der kleinen Reibungsverluste wird sich die Magnetnadel *synchron* mit dem Drehfeld drehen, und zwar so, daß sich im Luftspalt entgegengesetzte Pole gegenüberstehen. Bei größeren Massen (Trägheitsmomente) läuft eine solche Anordnung jedoch nicht von alleine an.

Durch einen „Trick“ kann man das Drehfeld doch zur Erzeugung einer Drehbewegung auch aus dem Stillstand heraus benutzen.

Versuch 3.6.2 *Spulengruppe mit drehbarer Spule, Klemmen offen (Oszilloskop)*

In einer in Maschinenmitte drehbar gelagerten Spule wird durch das Drehfeld eine Spannung induziert. Wenn sich die Spule nicht bewegt, ist die Frequenz der induzierten Spannung gleich der Drehfeldfrequenz. Die Form der induzierten Spannung hängt von der Form der räumlichen Feldverteilung im Luftspalt ab.

Versuch 3.6.3 *siehe Versuch 3.6.2, Klemmen kurzgeschlossen*

Durch den Kurzschluß kann ein Strom in der Läuferwicklung fließen. Dessen Magnetfeld erzeugt zusammen mit dem Ständerdrehfeld ein Drehmoment. Die Drehrichtung ergibt sich z. B. aus der Lenzschen Regel. Danach wird sich der Läufer in die Richtung bewegen, bei der die Ursache gehemmt wird, also die Induktionsspannung kleiner wird. Das geschieht in Drehrichtung des Ständerdrehfeldes.

Man erhält das Drehmoment auch aus der Kraftformel für stromführende Leiter in einem Magnetfeld $M = 2 \cdot r \cdot B \cdot l \cdot I$ (siehe Abschnitt 3.2.3.1, Seite 3.2.9).

Versuch 3.6.4 *siehe Versuch 3.6.1, drehbar gelagerter Kurzschlußring*

Der Kurzschlußring stellt die kurzgeschlossene Spule dar. Die induzierte Spannung ist zwar wesentlich kleiner, dafür ist der Kurzschlußstrom entsprechend größer.

Frage: Wie schnell wird sich der Kurzschlußring drehen?

Dazu muß man sich das Prinzip noch einmal vor Augen halten: das Drehmoment entsteht auf Grund des Kurzschlußstromes, der Strom entsteht durch die im Ring induzierte Spannung, die Spannung entsteht durch die Flußänderung, die wiederum entsteht durch die *relative Geschwindigkeit zwischen Drehfeld und dem Läufer* (Kurzschlußring). Sie ist am größten, wenn der Ring sich nicht bewegt ($n = 0$), sie ist Null, wenn der Ring sich mit der gleichen Drehzahl wie das Drehfeld dreht ($n = n_1$). Wenn aber die relative Geschwindigkeit zwischen Ständerfeld und Läufer Null ist, sieht der Ring keine Flußänderung, damit wird keine Spannung induziert, es fließt kein Kurzschlußstrom mehr, das Drehmoment verschwindet. Damit fällt die Drehzahl ab. Dadurch entsteht aber wieder eine Relativgeschwindigkeit zwischen beiden Systemen.

Stationär wird sich ein Gleichgewichtszustand einstellen, bei dem die Drehzahldifferenz Δn zwischen Ständerdrehzahl n_1 und Läuferdrehzahl n gerade so groß wird, daß der induzierte Kurzschlußstrom ein Drehmoment erzeugt zur Überwindung der mechanischen Verluste. Man bezeichnet diese Drehzahldifferenz Δn bezogen auf die Ständerdrehzahl n_1 als den *Schlupf* s . Es gilt

$$s = \frac{\Delta n}{n_1} = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (3.6.2)$$

Der Läufer dreht sich also *asynchron* zum Ständerdrehfeld mit dem Schlupf s .

Um das Drehmoment zu erhöhen, kann man die Zahl der Kurzschlußwindungen erhöhen und so anordnen, daß sie einen Käfig bilden.

Versuch 3.6.5 siehe Versuch 3.6.1, mit Kurzschlußkäfig

Man bezeichnet eine solche Maschine wegen ihrer Wirkungsweise als *Kurzschlußläufer*, die Ausführung des Läufers nennt man *Käfigläufer*.

Versuch 3.6.6 siehe Versuch 3.6.1, mit einer Blechdose

Würde man die Anzahl der kurzgeschlossenen Windungen weiter erhöhen, kommt man im Grenzfall zu einem zylindrischen Hohlkörper. Aus den Kurzschlußströmen werden Wirbelströme, die ebenfalls mit dem Ständerdrehfeld Drehmomente erzeugen.

Hinweis: Auf massive Leiter (Cu, Al, Fe, ...) im Drehfeld wirken Drehmomente auf Grund der in ihnen induzierten Wirbelströme.

Versuch 3.6.7 Lineare Spulenordnung an einem Drehstromnetz mit Aluminiumschiene (siehe Abbildung 3.5.4 rechts, Seite 3.5.3).

Dieser Versuch zeigt das Prinzip des Linearmotors.

Beim Käfigläufer besteht i. allg. keine Eingriffsmöglichkeit von außen, die Kurzschlußströme zu beeinflussen. Verwendet man statt der *Käfigwicklung* eine offene Wicklung (siehe Versuch 3.6.2) und führt die Wicklungsenden über *Schleifringe* aus der Maschine, hat man Zugriff auf die induzierte Spannung und Ströme im Läufer. Eine solche Maschine bezeichnet man als *Schleifringläufer*.

3.6.2 Aufbau

3.6.2.1 Ständer

Das Ständerblechpaket besteht aus gegeneinander isolierten Dynamoblechen und trägt die Drehstromwicklung. Zur Reduktion von *Pulsationsverlusten* (Einfluß der Nutung), bringt man z. B. Drahtwicklungen als *Träufelwicklung* in halbgeschlossenen Nuten unter.

3.6.2.2 Luftspalt

Um den Erregerbedarf (entspricht dem Leerlaufstrom der ASM) möglichst gering zu halten, wird man versuchen, den Luftspalt so klein wie möglich zu machen. Zur Wahrung der Betriebssicherheit sind dem konstruktive Grenzen gesetzt (Auslaufen von Lagern, Durchbiegung der Welle). Der Luftspalt beträgt je nach Maschinengröße 0.2 bis 5 mm. Für Maschinen bis ca. 200 kW sind Mindestmaße für den Luftspalt vorgeschrieben.

3.6.2.3 Läufer

Der Läuferkörper wird vielfach aus wirtschaftlichen Gründen ebenfalls geblecht, da Läufer- und Ständerblech aus einer Blechtafel gestanzt werden können. *Massivläufer* werden eigentlich nur für schweranlaufende Antriebe aus thermischen Gründen und für höchste Drehzahlen aus Gründen der Festigkeit gebaut.

Frage: Warum *kann* der Läufer, warum *muß* der Ständer geblecht sein?

Kurzschlußläufer

Beim Kurzschlußläufer besteht die Läuferwicklung aus einzelnen Leitern oder Stäben, die an den axialen Enden des Läufers durch Kurzschlußringe verbunden sind. Wegen der Form bezeichnet man diesen Läufer auch als *Käfigläufer*. Die Leiter können unterschiedliche Querschnitte haben und bestehen aus Kupfer, Bronze, Messing oder Aluminium. Um den magnetischen Kreis der Maschine zu schließen, werden die Hohlräume im Käfig mit Eisen ausgefüllt. In der Praxis werden bei großen Maschinen die Läuferstäbe in die Läufernuten möglichst spielfrei eingeschlagen und an den Enden mit den Kurzschlußringen hartverlötet oder geschweißt. Bei kleineren und mittleren Maschinen gießt man die Stäbe und Ringe aus einem Stück in das Läuferisen (Druckguß, Niederdruckguß, Kokillenguß).

Schleifringläufer

Der Schleifringläufer besitzt Läufernuten, in denen die 3phasige Läuferwicklung eingelegt wird. Dabei führt man im Läufer die gleiche Polpaarzahl aus wie im Ständer. Die Wicklungen schaltet man im Stern. Ihre Enden werden auf Schleifringe geführt.

Mit einer „Bürstenabhebevorrichtung“ kann man die Abnutzung und Reibungsverluste durch die Schleifringe vermindern, der Wirkungsgrad steigt geringfügig.

3.6.3 Läuferspannung, -frequenz

Die Läuferfrequenz f_2 ist die Frequenz, mit der sich das Ständerdrehfeld im Läufer ändert. Bei stillstehendem Läufer ist $f_2 = f_1$, dreht sich der Läufer mit Synchrondrehzahl, beträgt $f_2 = 0$. Dieser Zusammenhang lässt sich einfach durch den Schlupf ausdrücken:

$$f_2(s) = s \cdot f_1 \quad (3.6.3)$$

Bei konstantem Hauptfluß ändert sich die Läuferfrequenz U_{q2} proportional mit der Frequenz f_2 , es gilt

$$U_{q2}(s) = s \cdot U_{q20} \quad (3.6.4)$$

wobei man U_{q20} als die *Läuferstillstandsspannung* bezeichnet. Sie steht auf dem Typenschild und kann sehr einfach im Stillstand zwischen den Schleifringen bei offenem Läuferkreis gemessen werden.

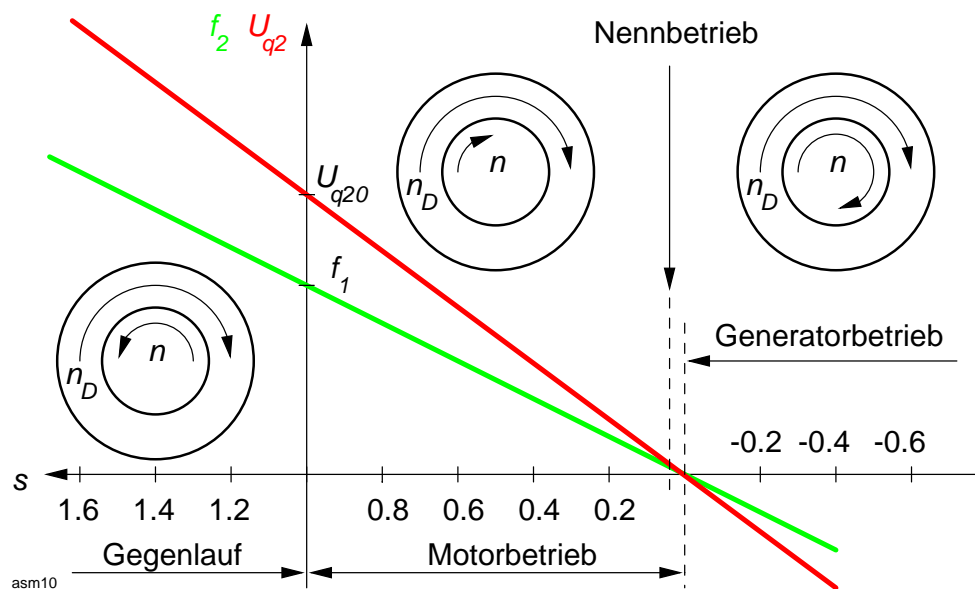


Abb. 3.6.1: Betriebsbereiche der Asynchronmaschine

Abb. 3.6.1 zeigt die Läuferfrequenz f_2 und -spannung U_{q2} in Abhängigkeit vom Schlupf. Man erkennt drei Betriebsbereiche:

$s > 1$ Gegenlauf (Bremsbetrieb)

$1 > s > 0$ untersynchroner Lauf (Motorbetrieb)

$0 > s$ übersynchroner Lauf (Generatorbetrieb)

Der *Nennschlupf* bei Nennbetrieb für Asynchronmotoren beträgt etwa 0.5 bis 4 %.

Versuch 3.6.8 Messungen im Läuferkreis eines Schleifringläufers

Man erkennt in Abb. 3.6.1, daß die Läuferfrequenz im Gegenlauf größer wird als die Ständer-/Netzfrequenz f_1 . Diese Tatsache nutzt man aus zum Erzeugen von Drehspannungen höherer Frequenz, wie man sie z. B. für hochtourige Antriebe benötigt. Abb 3.6.2 zeigt die typische Schaltung eines solchen *Frequenzumformers*.

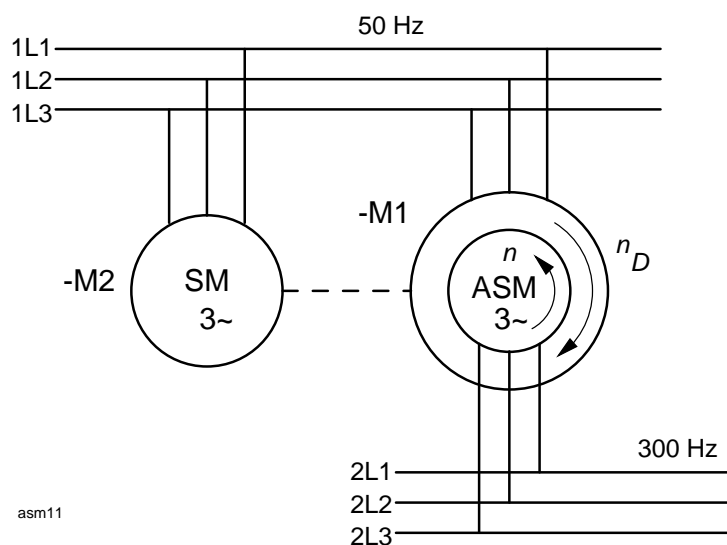


Abb. 3.6.2: Frequenzumformer

Frage: Der Umformer (Abb. 3.6.2) wird durch einen Synchronmotor M2 mit 1500 min^{-1} (Gegenlauf) angetrieben. Welche Polpaarzahl muß der Schleifringläufer M1 haben, damit die Frequenz der Ausgangsspannung 300 Hz beträgt?

Versuch 3.6.9 Frequenzumformer

Frage: Welche Drehzahlen sind bei Netzfrequenz möglich?

3.6.4 Ersatzschaltbild

Im **Stillstand** ($f_1 = f_2, s = 1$) verhält sich die ASM wie ein Transformator. Das Drehfeld der Ständerwicklung (=Primärwicklung) induziert im Läufer (=Sekundärwicklung) eine Läuferfrequenz gleicher Frequenz. Je nach Ausführung der Maschine ist die Sekundärwicklung kurzgeschlossen (Kurzschlußläufer) oder es fließt ein durch externe Widerstände gesteuerter Belastungsstrom.

3.6.5 Leistungsbilanz

Die Aufteilung der einzelnen Wirkleistungskomponenten läßt sich direkt aus dem ESB nach Abb. 3.6.3 herleiten. Es sei daran erinnert, daß es sich hier um ein einphasiges ESB handelt, d. h. die aus dem ESB ermittelten Werte müssen mit der Phasenzahl m (hier 3) multipliziert werden. Weiterhin muß man die auf eine Phase bezogenen Größen U_1 und I_1 entsprechend der Schaltung der Maschine umrechnen analog wie bei Drehstromtransformatoren (Abschnitt 3.4.8.1, Seite 3.4.11).

Die ASM nimmt aus dem Netz (U_1, I_1) die Wirkleistung P_1 auf:

$$P_1 = 3 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (3.6.6)$$

Davon gehen im Ständer die Kupferverluste der Wicklung ab:

$$P_{Cu1} = 3 \cdot R_1 \cdot I_1^2 \quad (3.6.7)$$

Die Eisenverluste sind proportional U_q^2 , einer direkten Messung aber nicht zugänglich. Vereinfachend denkt man sich R_{Fe} parallel zu den Eingangsklemmen. Damit werden die Eisenverluste lastunabhängig und können aus einem Leerlaufversuch bestimmt werden.

$$P_{Fe} = 3 \frac{U_q^2}{R_{Fe}} \approx 3 \frac{U_1^2}{R_{Fe}} \quad (3.6.8)$$

Wegen der geringen Läuferfrequenz im normalen Betriebsbereich rechnet man *alle* Eisenverluste dem Ständer zu. Die verbleibende Leistung wird als *Luftspaltleistung* oder *Drehfeldleistung* P_D bezeichnet, sie wird über den Luftspalt auf den Läufer übertragen. Ein Teil wird dort als Stromwärmeverluste¹⁶ in der Läuferwicklung umgesetzt:

$$P_{Cu2} = 3 \cdot R'_2 \cdot I_2'^2 \quad (3.6.9)$$

Den verbleibenden Teil nennt man die *innere Leistung* P_i . Zu ihr gehört das *innere Drehmoment* M_i . Diese Leistung ist entsprechend der Gleichung (3.6.5) drehzahlabhängig, nämlich

$$P_i = 3 \frac{1-s}{s} R'_2 \cdot I_2'^2 \quad (3.6.10)$$

Man beachte, daß in dieser Leistung die Reibungsverluste P_{Rbg} enthalten sind, so daß für die abgegebene, mechanische Leistung P_2 gilt:

$$P_2 = P_i - P_{Rbg} = 2\pi \cdot n \cdot M \quad (= P_m) \quad (3.6.11)$$

¹⁶Der normalerweise verwendete Begriff „Kupferverluste“ paßt hier nicht so recht, da die Läuferwicklung z. B. aus Aluminium- oder Bronzestäbe bestehen kann.

Die Reibungsverluste sind drehzahlabhängig:

$$P_{Rbg} = f(n, n^q) \quad q > 1 \quad (3.6.12)$$

und lassen sich rechnerisch nur sehr schwer bestimmen. Im allgemeinen ermittelt man sie aus einem Leerlaufversuch zusammen mit den Eisenverlusten (da $P_{Cu2} \approx 0$).

Für den Wirkungsgrad der Maschine ergibt sich daraus

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P(\text{Typenschild})}{\sqrt{3} U_N I_N \cos \varphi_N} \quad (3.6.13)$$

Insgesamt erhält man für die Leistungsbilanz nach Abb. 3.6.4

$$P_1 = P_{Cu1} + P_{Fe} + \underbrace{\overbrace{P_{Rbg} + P_2}^{P_D} + P_{Cu2}}_{P_i} \quad (3.6.14)$$

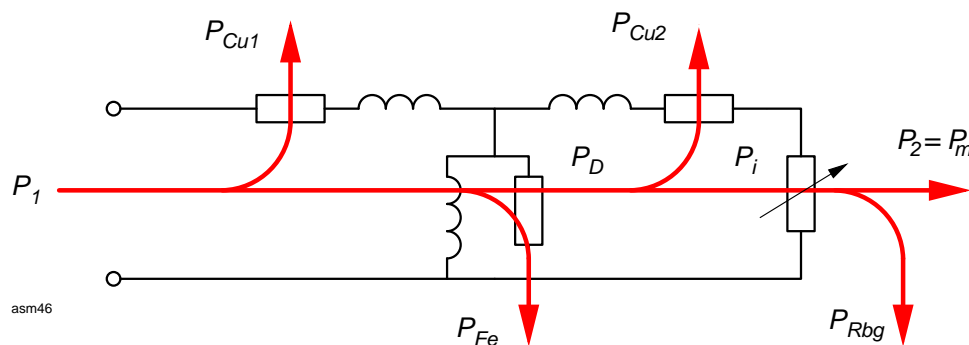


Abb. 3.6.4: Leistungsbilanz der Asynchronmaschine

Aus den Gleichungen (3.6.9) und (3.6.10) wird ein wichtiger Zusammenhang ersichtlich. Aus:

$$P_D = P_i + P_{Cu2} = 3 \cdot R'_2 \cdot I_2'^2 \frac{1}{s} = \frac{P_{Cu2}}{s} \quad (3.6.15)$$

ergibt sich für die innere Leistung (= mechanische Leistung plus Reibungsverluste):

$$P_i = P_D - P_{Cu2} = P_D (1 - s) \quad (3.6.16)$$

und für die Stromwärmeverluste in der Läuferwicklung (einschließlich evtl. externer Widerstände beim Schleifringläufer):

$$P_{Cu2} = s \cdot P_D \quad (3.6.17)$$

Man erkennt, daß im Stillstand ($s = 1$) die gesamte Luftspaltleistung im Läufer in Wärme umgesetzt wird. Mit zunehmender Drehzahl werden diese Verluste kleiner.

Zu der inneren Leistung P_i gehört das *innere Drehmoment* M_i

$$M_i = M + M_{Rbg} = \frac{P_2 + P_{Rbg}}{2\pi \cdot n} = \frac{P_D - P_{Cu2}}{2\pi \cdot n} = \frac{P_i}{2\pi \cdot n} = \frac{P_D(1-s)}{2\pi \cdot n_1(1-s)} \quad (3.6.18)$$

$$\boxed{M_i = \frac{P_D}{2\pi \cdot n_1}} \quad (3.6.19)$$

mit M_{Rbg} als Reibungsmoment. Das Drehmoment läßt sich aus der Luftspaltleistung ohne Kenntnis der Betriebsdrehzahl berechnen.

3.6.6 Bestimmung der ESB-Parameter

Für die einphasigen Ersatzschalbilder (Abbildungen 3.6.3 und 3.6.5) müssen zuerst die einphasigen Größen U_1 und I_1 entsprechend der Schaltung (Dreieck oder Stern) ermittelt werden. Bei Leistungsmessungen gehen die gemessenen Gesamtleistungen nur zu einem Drittel in das einphasige ESB ein.

Weiterführende Informationen findet man im Abschnitt 6.5.1.

3.6.6.1 Widerstandsmessung

Den einphasigen Widerstand R_1 erhält man durch eine Gleichstrommessung mit etwa $0.1 I_N$. Dabei ist die Schaltung und Umgebungstemperatur der Maschine zu berücksichtigen. Die Wicklungswiderstände müssen auf Betriebstemperatur umgerechnet werden.

3.6.6.2 Übersetzungsverhältnis

Bei Schleifringläufermaschinen kann man über die Läuferstillstandsspannung das Übersetzungsverhältnis zwischen Ständer- und Läuferwicklung ausrechnen. Die Läuferstillstandsspannung U_{20} wird bei stehender Maschine ($s = 1$, $f_2 = f_1$) zwischen den Schleifringen bei offenem Läuferkreis gemessen.

$$\ddot{u} = \frac{U_1}{U_{20}} \quad (3.6.20)$$

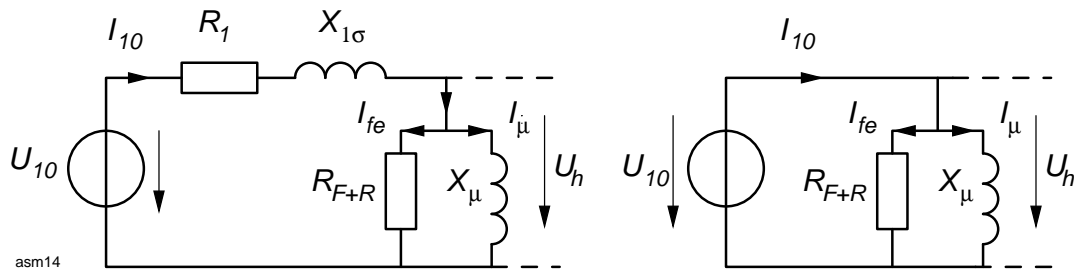


Abb. 3.6.5: Einphasige Ersatzschaltbilder für den Leerlaufversuch

3.6.6.3 Leerlaufversuch

Man bestimmt den Leerlaufstrom I_{10} und die aufgenommene Leistung P_0 bei evtl. verschiedenen Spannungen U_{10} . Wegen $s \approx 0$ (evtl. mit Hilfsmaschine auf Synchrondrehzahl bringen), ist auch der Läuferstrom $I_2'(s) \approx 0$, so daß sich das ESB vereinfacht (Abb. 3.6.5 links).

Die Leerlaufverluste P_0 setzen sich zusammen aus den Stromwärmeverlusten der Ständerwicklung P_{CuI} , den Eisenverlusten P_{Fe} und den mechanischen Reibungsverlusten P_{Rbg} . Letztere werden im ESB durch einen gemeinsamen Widerstand R_{F+R} dargestellt. Es gilt:

$$P_0 = P_{Fe} + P_{Rbg} + P_{CuI} \quad (3.6.21)$$

Legt man zur Vereinfachung der Berechnungen die Querimpedanz $X_\mu \parallel R_{F+R}$ parallel zu den Eingangsklemmen (Abb. 3.6.5 rechts), ergibt sich aus

$$P_0 = 3 \frac{U_{10}^2}{R_{F+R}} \quad (3.6.22)$$

der Ersatzwiderstand für die Eisen- **und** Reibungsverluste

$$R_{F+R} = 3 \frac{U_{10}^2}{P_0} \quad (3.6.23)$$

daraus

$$I_{F+R} = \frac{U_{10}}{R_{F+R}} \quad (3.6.24)$$

$$I_\mu = \sqrt{I_{10}^2 - I_{F+R}^2} \quad (3.6.25)$$

und schließlich

$$X_\mu = \frac{U_{10}}{I_\mu} \quad (3.6.26)$$

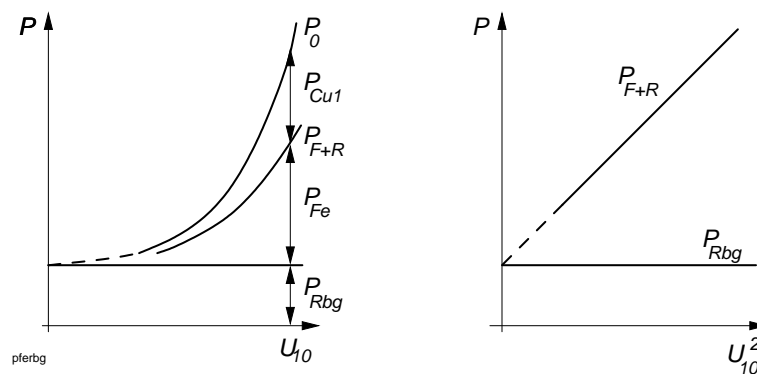


Abb. 3.6.6: Trennung der Eisen- und Reibungsverluste

Zur Trennung der Eisen- und Reibungsverluste nutzt man die quadratische Abhängigkeit der Eisenverluste von der Spannung aus. Mißt man die Leerlaufverluste der Maschine bei verschiedenen Spannungen, ändern sich P_{Fe} und P_{CuI} quadratisch mit der Spannung U_{10} , die Reibungsverluste P_{Rbg} bleiben jedoch wegen der annähernd gleichbleibenden Drehzahl konstant. Für $U_{10} = 0$ erhält man als Schnittpunkt von P_0 mit der Ordinate die Reibungsverluste. Da die Maschine bei zu kleinen Spannungen die Drehzahl nicht mehr halten kann, muß man den Schnittpunkt durch Extrapolation ermitteln. Wegen der damit verbundenen Ungenauigkeit trägt man die Verluste über dem Quadrat der Spannung auf, die Verlustparabeln werden zu Geraden und der Schnittpunkt läßt sich bequem ermitteln (Abb. 3.6.6).

Frage: Welchen prinzipiellen Verlauf hat der Leerlaufstrom in Abhängigkeit von der Spannung?

Hinweis: Im Gegensatz zum Ersatzschaltbild nach Abb. 3.6.3 berücksichtigt der Widerstand R_{F+R} auch die Reibungsverluste. Die im Widerstand $R'_2(1-s)/s$ umgesetzte Wirkleistung stellt dann die abgegebene mechanische Leistung *ohne* Reibungsverluste dar. Bringt man die ASM mit einer Hilfsmaschine auf Synchrondrehzahl (z. B. mit einem Synchronmotor), enthält der Leerlaufstrom *keinen* Anteil für die Reibungsverluste.

3.6.6.4 Kurzschlußversuch

Dazu wird der Läufer festgebremst ($s = 1$) und der Ständer an eine Spannung mit Netzfrequenz gelegt. Mit Rücksicht auf die Wicklungserwärmung führt man den Kurzschlußversuch bei verminderter Spannung durch. Gemessen werden die Kurzschlußspannung U_k , der Ständerstrom I_k sowie die aufgenommene Kurzschlußleistung P_k . Vernachlässigt man die Sättigung, darf man die Ströme linear und die Leistung quadratisch auf die Nennspannung umrechnen:

$$I_{kN} = I_k \frac{U_N}{U_k} = I_{Anl} \quad (\text{Anlaufstrom}) \quad (3.6.27)$$

$$P_{kN} = P_k \left(\frac{U_N}{U_k} \right)^2 \quad (3.6.28)$$

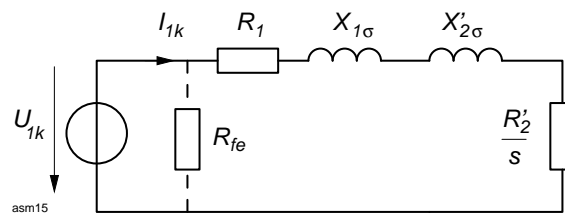


Abb. 3.6.7: Einphasiges Ersatzschaltbild beim Kurzschlußversuch

Aus dem einphasigen Ersatzschaltbild nach Abb. 3.6.7 ergeben sich wegen $s = 1$ folgende Beziehungen:

$$R = R_1 + \frac{R'_2}{1} = \frac{P_k/3}{I_{1k}^2} \quad \text{und daraus} \quad (3.6.29)$$

$$R'_2 = R - R_1 \quad (3.6.30)$$

Unter der Annahme, daß $X_{1\sigma} \approx X'_{2\sigma}$ gilt, erhält man

$$X_{1\sigma} = X'_{2\sigma} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{U_{1k}}{I_{1k}}\right)^2 - R^2} \quad (3.6.31)$$

Da im Stillstand das Reibungsmoment $M_{Rbg} = 0$ ist, lässt sich mit Hilfe der Gleichungen (3.6.14) und (3.6.19) auch das *Anlaufmoment* abschätzen. Dabei entsprechen die Kurzschlußleistung P_{kN} der aufgenommenen Leistung P_1 bei Nennspannung, P_{Cu1N} den Kupferverlusten beim Anlaufstrom I_{Anl} .

$$M_{iN} = M_{AnlN} = \frac{P_{kN} - P_{Cu1N} - P_{Fe}}{2\pi \cdot n_1} \quad (3.6.32)$$

3.6.7 Betriebsverhalten

Aus dem Ersatzschaltbild (siehe Abschnitt 3.6.4) lassen sich analytisch die Betriebsgrößen der ASM in Abhängigkeit anderer Betriebsgrößen berechnen.

Zur Beurteilung des Anlaufvorganges benötigt man den Anlaufstrom I_A und das Moment in Abhängigkeit der Drehzahl (Abb. 3.6.8). Dabei unterscheidet man das Anlaufmoment M_A , das Kippmoment M_K und ein eventuelles Sattelmoment M_S . Um sicher die Nenndrehzahl zu erreichen, muß das Lastmoment immer kleiner sein als das Antriebsmoment, besondere Aufmerksamkeit ist dem Sattelmoment zu schenken. Andernfalls bleibt der Motor in der Anlaufphase „hängen“, der damit verbundene Motorstrom würde die Wicklung gefährden. Wegen Fertigungstoleranzen und Spannungsschwankungen muß ein Sicherheitsabstand eingeplant werden.

Typische Kenngrößen:

- $I_A \approx 3 \dots 8 I_N$

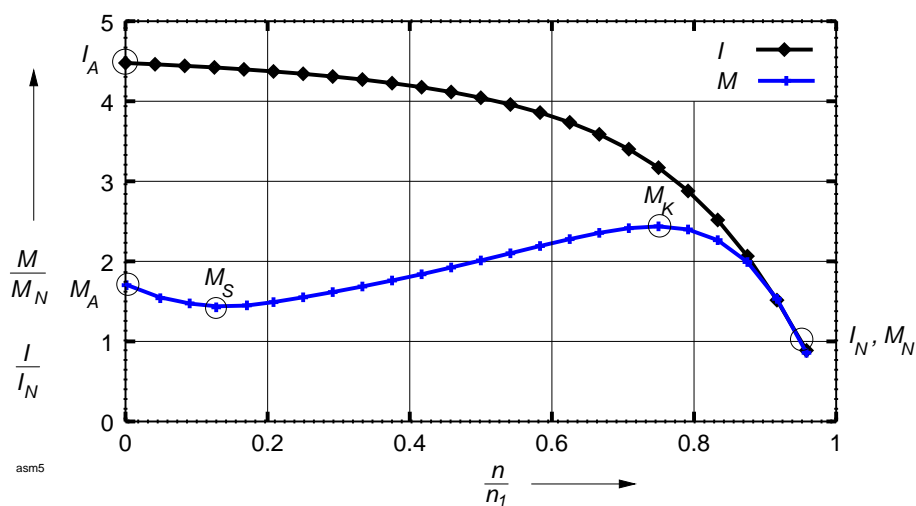


Abb. 3.6.8: Anlaufstrom und -moment der Asynchronmaschine (normiert)

- $M_A \approx 1.5 \dots 3M_N$ (Anzugsverhältnis)
- $M_K \approx 2 \dots 3M_N$ (Überlastungsverhältnis)

Das Überlastungsverhältnis muß nach DIN VDE mindestens 1.6 betragen.

Trägt man die Leistungen P_1 und P_2 , den Netzstrom I_1 , den Leistungsfaktor $\cos \varphi$ und den Wirkungsgrad η über das Drehmoment M auf, erhält man die Belastungskennlinien, die einen Überblick über das Verhalten der Maschine zwischen Leerlauf und Nennbetrieb geben (Abb. 3.6.9).

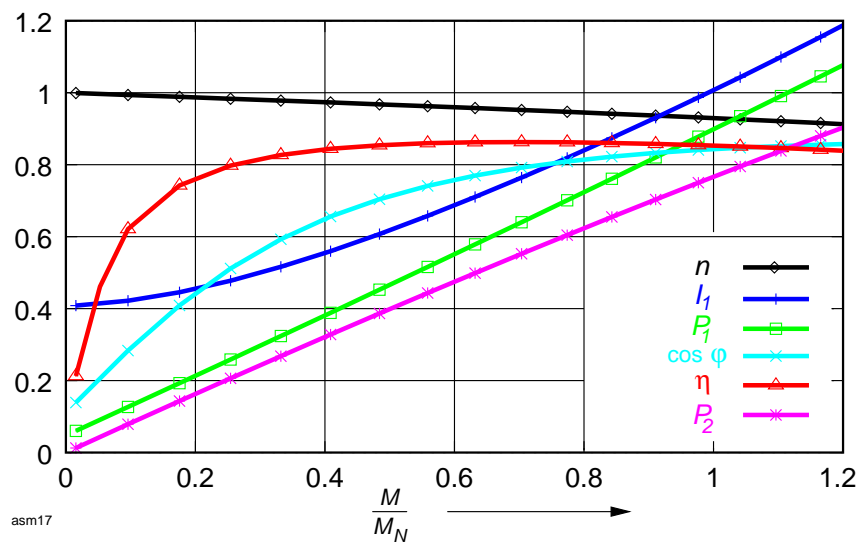


Abb. 3.6.9: Belastungskennlinien der Asynchronmaschine (normiert)

Typische Kenngrößen:

- $I_0 \approx 0.5 \dots 0.8I_N$

- $\cos \varphi_0 \approx 0.2$
- $\cos \varphi_N \approx 0.8 \dots 0.9$
- $s_N \approx 1 \dots 6\%$

Man erkennt, daß der Wirkungsgrad bei nicht zu kleiner Teillast noch recht gut ist. Dagegen sinkt der Leistungsfaktor rascher ab. Im Leerlauf nimmt die Maschine einen relativ hohen Leerlaufstrom auf, der wegen der fehlenden Wirkleistung bzw. des schlechten Leistungsfaktors einen hohen Blindstromanteil enthält. Wegen des geringeren Wirkungsgrades und Leistungsfaktor bei Teillast ist es daher unwirtschaftlich, Antriebe mit überdimensionierten Asynchronmaschinen auszustatten.

Kompensation

Wegen des hohen Blindstrombedarfs, vor allem im Leerlauf, muß die Blindleistung eventuell kompensiert werden. Dazu werden parallel zur Maschine entweder in Dreieck oder Stern geschaltete Kondensatoren zugeschaltet.

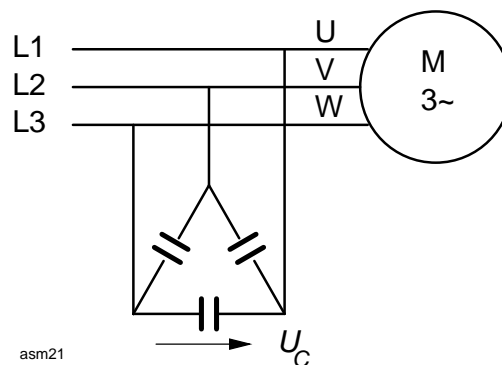
Wenn $\cos \varphi_1$ den unkompensierten Leistungsfaktor, $\cos \varphi_2$ den kompensierten darstellen, ergibt sich die zu kompensierende Blindleistung aus

$$Q_C = P \cdot (\tan \varphi_1 - \tan \varphi_2) \quad (3.6.33)$$

Die Kapazität eines Kondensators errechnet sich aus

$$C = \frac{Q_C}{3 \cdot \omega \cdot U_C^2} \quad (3.6.34)$$

wobei für U_C die je nach Schaltung an einem Kondensator liegende Spannung einzusetzen ist.



Bei größeren Blindleistungen kann auch eine Synchronmaschine als „Phasenschieber“ eingesetzt werden.

Drehmoment als Funktion der Spannung

Man kann zeigen (Kapitel 4.5.5), daß zwischen Klemmenspannung U und Drehmoment M bei konstanter Netzfrequenz folgender wichtige Zusammenhang besteht¹⁷:

$$M \sim U^2 \sim \Phi_d^2 \quad (3.6.35)$$

Bei Spannungsänderungen von z. B. $\pm 10\%$ schwankt das Moment von 81 % bis 121 %. Vor allem bei möglichen Unterspannungen ist auf genügend Abstand zwischen Antriebs- und Lastmoment zu achten (*Unterspannungsauslösung*).

¹⁷Nach Gleichung (3.2.16), Seite 3.2.9 ist das Drehmoment proportional zum Läuferstrom I_2 und dem Luftspaltfeld Φ_d . Nach dem Induktionsgesetz ist die im Läufer induzierte Spannung U_2 und damit I_2 ebenfalls proportional zum Luftspaltfeld Φ_d .

3.6.8 Anlaßverfahren

Die bisherigen Herleitungen haben gezeigt, daß beim Anlassen einer ASM während der Hochlaufphase ein Mehrfaches des Nennstromes fließen kann. Dieser Anlaufstrom nimmt erst im Bereich des Kippschlupfes merklich ab und ist von der Belastung der Arbeitsmaschine unabhängig. Jedoch beeinflusst die Schwere des Anlaufs die Dauer des Hochlaufvorganges. Der Anzugsstrom kann zu Spannungseinbrüchen im Netz führen, die Störungen von aus dem selben Netz gespeisten Verbrauchern verursachen können. Die Elektrizitätsversorgungsunternehmen (EVU) schreiben daher in ihren technischen Anschlußbedingungen (TAB) maximale Anzugsströme vor.

Unabhängig von eventuellen Netzstörungen kann es andere Gründe für einen „schonenden“ Anlauf geben, z. B. in der Textilindustrie (Fadenriss) oder bei Aufzügen.

Bei den Anlaßverfahren sind zwei verschiedene Maßnahmen möglich:

- Erhöhung des Läuferwiderstandes: bei Schleifringläufern durch Anlaßwiderstände, beim Käfigläufer mittels Stromverdrängung
- Verringerung der Ständerspannung: bei kleinen bis mittleren Leistungen mittels der Stern-Dreieck-Schaltung, sonst mittels Anlaßtransformatoren, Vorwiderständen oder elektronischen Maßnahmen.

3.6.8.1 Schleifringläufer mit Anlaßwiderständen

Es lässt sich zeigen, daß die Höhe des Kippmomentes und die Lage des Kippmomentes, der sog. *Kippschlupf*, durch die Streureaktanz X_σ und dem Läuferwiderstand R_2 beeinflusst werden können. Grundsätzlich gilt (siehe Kapitel 4.5.5, Gleichungen (4.5.17) und (4.5.18)):

- Mit wachsendem R_2 wird der Kippschlupf größer, das Kippmoment bleibt unverändert.
- Mit wachsender Streureaktanz X_σ verringern sich Kippmoment und Kippschlupf.

Beim Schleifringläufer besteht eine einfache Möglichkeit, den Läuferwiderstand R_2 durch einen externen Anlaßwiderstand zu vergrößern. Um kurze Anlaufzeiten zu erreichen, kann man den Motor mit dem Kippmoment anlaufen lassen und den Anlaßwiderstand mit steigender Drehzahl verringern.

In der Praxis wählt man drei in Stern geschaltete Drahtwiderstände, deren Widerstandsstufen beim Hochlaufen *stufenweise* überbrückt werden. Bei Motoren großer Leistung verwendet man Flüssigkeitsanlasser, bei denen man Elektroden *stufenlos* in eine Flüssigkeit taucht. Abb. 3.6.10 zeigt die ein- und mehrpolige Darstellung eines Schleifringläufers mit einem 5stufigen Anlaßwiderstand.

Anlasser sind im Bereich 1.7 bis 2000 kW genormt. Richtlinien dazu findet man in DIN VDE 0660 und DIN 46 062.

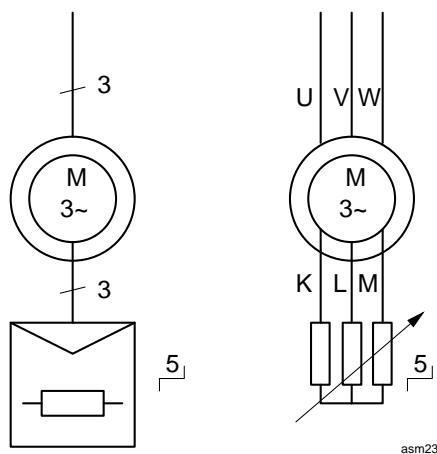


Abb. 3.6.10: Anlaufwiderstand

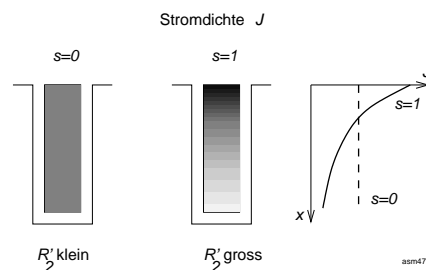


Abb. 3.6.11: Stromverdrängung

3.6.8.2 Stromverdrängungsläufer

Für den Kurzschlußläufer wird das gleiche Prinzip wie beim Schleifringläufer — Erhöhung des Läuferwiderstandes während des Anlaufs — mit Hilfe der Stromverdrängung erreicht.

Tatsächlich besitzt der Leiterstab eine räumliche Ausdehnung und erfährt unter dem Einfluß eines sich ändernden Magnetfeldes eine *Stromverdrängung*, die sowohl seinen Wirk- als auch Streublindwiderstand verändert.

Der Leiterstrom bildet ein Nutenstreufeld, welches wegen der Nutenform inhomogen ist. Es wechselt seine Richtung mit der Läuferfrequenz $s \cdot f_1$. Dadurch werden im Leiterstab selbst Wirbelströme erzeugt, die sich mit dem Leiterstab überlagern und zu einer ungleichmäßigen Stromverteilung über den Leiterquerschnitt führen (Abb. 3.6.11).

Durch die Formgebung der Läufernuten (Rundstab, Hochstab, Keilstab, Doppelkäfig, etc.) kann der Hersteller weitgehend das Anzugsmoment und den Anzugsstrom beeinflussen.

3.6.8.3 Anlaßtransformator

Zum Herabsetzen der Motorspannung kann man Anlaßtransformatoren in Sparschaltung benutzen. Dazu wird zunächst der Sternpunktschalter S1 geschlossen bevor der Motor an Spannung gelegt wird. Während des Hochlaufvorganges öffnet man S1, der Spartransformator wirkt als Vorschalt-drossel. Anschließend wird der Motor über den Schalter S2 an die volle Netzspannung gelegt (Abb. 3.6.12).

Durch das Übersetzungsverhältnis des Spartransformators T1 wird die Motorspannung und im gleichen Maße auch der Motorstrom reduziert. Der primärseitige Netzstrom wird durch T1 nochmals um den gleichen Faktor geringer. Das Anzugsmoment sinkt quadratisch mit der Motorspannung.

Diese Schaltung bewirkt also, daß Anzugsmoment und netzseitiger Anlaufstrom quadratisch mit der Motorspannung zurückgehen. Das Übersetzungsverhältnis bzw. die reduzierte Motorspannung kann den Erfordernissen angepaßt werden. Die Schaltung wird bei großen Leistungen ab etwa 500 kW verwendet.

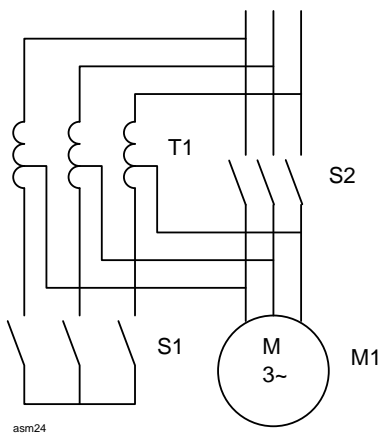


Abb. 3.6.12: Anlaßtransformator

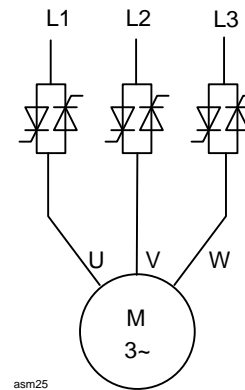


Abb. 3.6.13: Drehstromsteller

Statt Spartransformatoren mit festem Übersetzungsverhältnis lassen sich auch in Stufen oder stufenlose Regeltransformatoren verwenden.

3.6.8.4 Drehstromsteller

Die auch als elektronische Anlasser bezeichneten Drehstromsteller erfüllen ihren Zweck ähnlich wie beim Anlaßtransformator, die Spannungsreduktion wird durch je einem antiparallelen Thyristorpaar oder bei kleinen Leistungen durch einen Triac in jeder Zuleitung erreicht (Abb. 3.6.13). Mit diesen kontaktlos arbeitenden Drehstromstellern läßt sich die Motorspannung durch Veränderung des Steuerwinkels stufenlos und schnell einstellen. Dabei kann der Hochlaufvorgang soweit automatisch ablaufen, daß die Motorspannung innerhalb einer bestimmten Zeit ihren Nennwert erreicht. Mit einer unterlagerten Stromregelung regelt man den Spannungsanstieg so, daß ein vorgegebener Anlaufstrom nicht überschritten wird.

Man beachte, daß die Kurvenform der Motorspannung während des Anlaufs nicht mehr sinusförmig ist sondern Oberschwingungen enthält.

3.6.8.5 Stern-Dreieck-Anlauf

Eine besonders elegante und zudem kostengünstige Möglichkeit besteht darin, den Motor am selben Netz im Stern anlaufen zu lassen und anschließend für den Nennbetrieb auf Dreieck umzuschalten. Die Phasenwicklungen müssen für die verkettete Spannung ausgelegt sein. In der Sternschaltung beträgt die Phasenspannung nur das $1/\sqrt{3}$ fache der Nennspannung, das Anlaufmoment geht deshalb auf $1/3$ des Anlaufmomentes der Dreieckschaltung zurück, der netzseitige Anlaufstrom sinkt ebenfalls auf $1/3$ seines Wertes der Dreieckschaltung (Abb. 3.6.14).

Wegen des auf ein Drittel reduzierten Anlaufmomentes eignet sich dieses Verfahren nur für leichte Anlaufbedingungen. Sobald das Lastmoment M_L beim Hochlaufvorgang in der Sternschaltung größer wird als das Motormoment M_Y , bleibt der Motor „hängen“. Wenn diese Drehzahl zu niedrig ist und man schaltet auf Dreieck (oder man schaltet zu früh auf Dreieck) tritt hier noch ein hoher Anlaufstrom I_D auf, den man eigentlich vermeiden wollte.

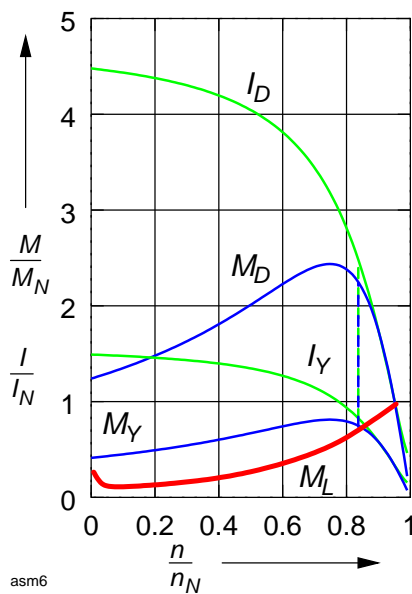


Abb. 3.6.14: Stern-Dreieck

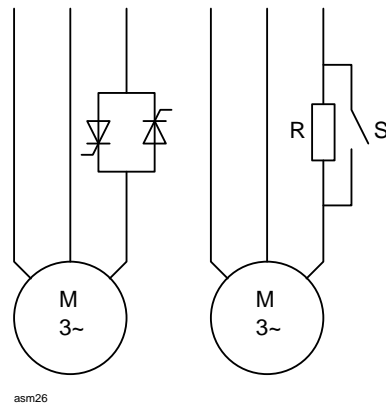


Abb. 3.6.15: Kusa

Frage: Warum ist der Strom in den Zuleitungen bei der Sternschaltung nur $1/3$ so groß wie bei der Dreieckschaltung?

Für den Stern-Dreieck-Anlauf müssen folgende Voraussetzungen erfüllt sein:

- die Wicklungsanfänge und -enden müssen zugänglich sein;
- der Nennbetrieb muß bei der Dreieckschaltung sein;
- das Lastmoment muß passen.

Frage: Welche Spannungsangaben müssen auf dem Leistungsschild stehen, wenn der Motor an unserem Netz 400 V/230 V im Stern-Dreieck betrieben werden soll?

3.6.8.6 Kurzschlußläufer-Sanftanlauf

Das auch als *Kusa-Schaltung* bekannte Verfahren dient in erster Linie dazu, das Anlaufmoment für einen *sanften* Hochlaufvorgang herabzusetzen. Dazu schaltet man einen Widerstand oder eine Drosselspule in *eine* Zuleitung (Abb. 3.6.15). Durch diese Maßnahme verringert sich der Strom in der Widerstandsphase entsprechend des Widerstandswertes. Die Anlaufströme in den beiden anderen Zuleitungen werden dabei jedoch größer. Da die Ständerströme jetzt unsymmetrisch sind, geht das Drehfeld von seiner Kreisform in eine Ellipse über, das Drehmoment nimmt ab. Für den Grenzfall $R \rightarrow \infty$ (Ausfall einer Phase) liegt ein reines Wechselfeld vor, der Motor kann kein Drehmoment entwickeln.

In der Praxis wird der Widerstand durch ein antiparalleles Thyristorpaar oder Triac ersetzt, durch Verstellung des Zündwinkels kann man den Strom zwischen Null und Nennstrom ändern.

3.6.8.7 Weitere Anlaßverfahren

Die folgenden Anlaßverfahren können ebenfalls verwendet werden:

Vorschaltwiderstände/-drosseln in Analogie zum Anlaßtrafo;

Frequenzanlauf mittels Frequenzumrichter (siehe Abschnitt 3.6.9.5) fährt man den Antrieb mit steigender Frequenz an;

Anwurfmotor mit einer Hilfsmaschine bringt man die ASM in die Nähe der Betriebsdrehzahl;

Anlaufkupplung der Motor läuft im Leerlauf hoch und wird dann mittels Kupplung mit der Last verbunden.

3.6.9 Drehzahlsteuerung

Kombiniert man die Gleichungen (3.6.1) und (3.6.2), erkennt man die Einflußgrößen, mit denen man die Drehzahl n beeinflussen kann:

$$n = n_1 (1 - s) = \frac{f_1}{p} (1 - s) \quad (3.6.36)$$

Je nach Einflußgröße bestehen folgende Verfahren:

- Schlupfänderung
 - Widerstandsänderung im Läuferkreis (nur Schleifringläufer)
 - Veränderung der Ständerspannung
 - Läuferferrückspeisung
- Änderung der Polpaarzahl
- Änderung der Netzfrequenz

In vielen Fällen basieren die Prinzipien der Drehzahlverstellung auf Methoden, die bei den Anlassverfahren beschrieben wurden.

Die *Drehrichtung* läßt sich durch Vertauschen zweier beliebiger Phasen ändern (*Wendeschützschaltung*).

3.6.9.1 Schlupfwiderstände

Das Einschalten von Läuferwiderständen (*Schlupfwiderstände*) entspricht der Wirkungsweise von Anlaßwiderständen (behandelt auf Seite 3.6.14 ff.). Bei Verwendung von Vorwiderständen ist darauf zu achten, daß sie für eine größere Einschaltdauer ausgelegt werden müssen als Anlaßwiderstände.

3.6.9.2 Änderung der Klemmenspannung

Die quadratische Abhängigkeit zwischen dem Moment und der Klemmenspannung (siehe Seite 3.6.13) läßt sich eingeschränkt zur Drehzahlsteuerung ausnutzen.

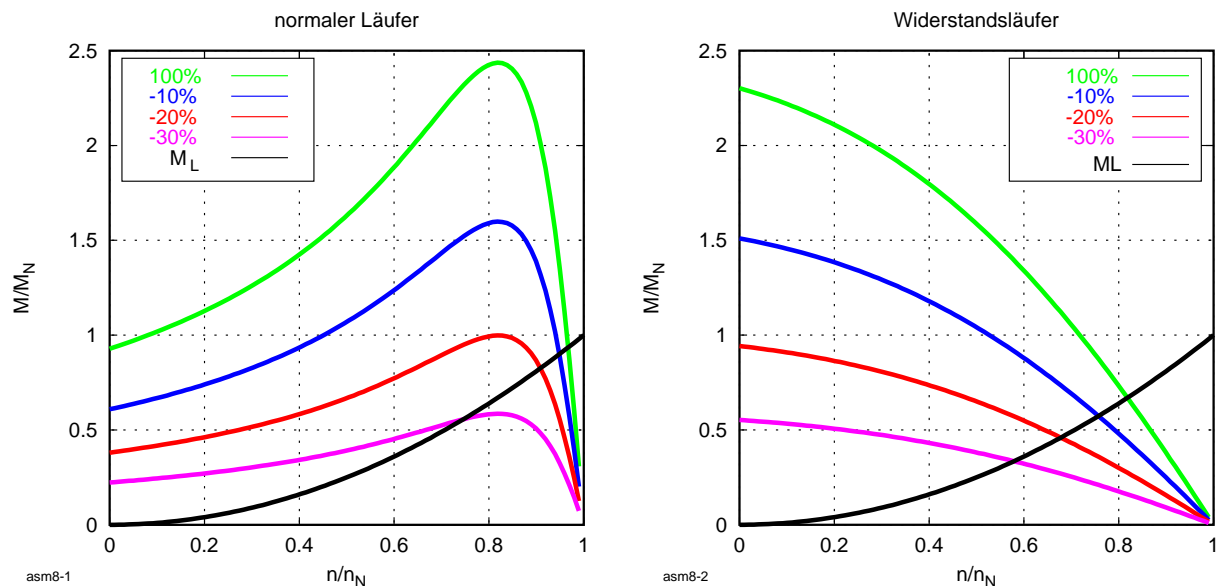


Abb. 3.6.16: Momentenkennlinien bei reduzierter Klemmenspannung

In Abb. 3.6.16 sind die Momentenkennlinien für unterschiedliche Läuferausführungen bei verschiedenen Spannungsabsenkungen aufgetragen. Bei beiden Läuferarten wurde das gleiche Lastmoment $M_L \sim n^2$ eingetragen. Man erkennt, daß bei normalem Läufer die Schnittpunkte mit der Lastkennlinie sehr dicht zusammen liegen, durch die Spannungsabsenkung würden sich nur geringe Drehzahländerungen ergeben. Durch Erhöhung des Läuferwiderstandes R_2 kann man das Kippmoment in Richtung Anlaufpunkt verschieben. *Widerstandsläufer*¹⁸ sind Käfigläufer, die durch besondere konstruktive Maßnahmen (Material, schmale Kurzschlußringe) einen höheren spezifischen Widerstand besitzen und so bemessen sind, dass das Kippmoment etwa im Stillstand auftritt. Durch die flacheren Momentenkennlinien ergeben sich jetzt Schnittpunkte, die weiter auseinander liegen.

Der Anwendungsbereich dieser Drehzahlsteuerung ist begrenzt auf kleine Antriebe, bei denen das Lastmoment proportional n^2 oder n^3 ist, z. B. Lüfter, Pumpen.

3.6.9.3 Läuferückspeisung

Durch Läuferwiderstände läßt sich die Drehzahl von Schleifringläufern beeinflussen. Die dabei auftretende Verlustleistung berechnet sich nach den Gleichungen (3.6.9) bzw. (3.6.17), Seite 3.6.7. Statt die Läuferverluste in Wärme umzusetzen, kann man sie auch dem Netz wieder zurückführen. Dabei muß man bedenken, daß Netzfrequenz und Läuferfrequenz verschieden sind.

¹⁸oder auch *Schlupfmotoren* genannt

Früher verwendete man statt der Vorwiderstände einen Motor-Generator-Satz, der die schlupffrequente Läuferleistung in eine Gleichspannung umformte. Mit der wurde ein Gleichstrom-Asynchronmaschinen-Satz angetrieben, bei der die Asynchronmaschine übersynchron die Energie wieder zurück in das Netz speiste. Dieser Aufwand lohnte sich jedoch nur für größere Antriebsleistungen.

Mit der heutigen Leistungselektronik läßt sich dieses Verfahren wesentlich vereinfachen und effizienter realisieren (Abb. 3.6.17). Mit einem ungesteuerten Gleichrichter GR wird die drehzahlabhängige Läuferspannung (U_2, f_2) gleichgerichtet, geglättet und einem netzgeführten Wechselrichter WR zugeführt, der zur Spannungsanpassung über einen Transformator T mit dem speisenden Netz (U_1, f_1) verbunden ist.

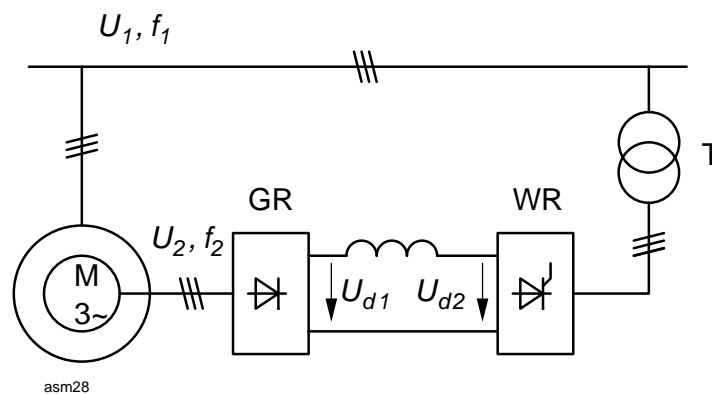


Abb. 3.6.17: Untersynchrone Stromrichter-kaskade

3.6.9.4 Polumschaltung

Durch Änderung der Polpaarzahl p kann man die Drehfeldfrequenz n_1 grobstufig ändern. Dies geschieht entweder dadurch, daß man die Maschine mit zwei voneinander unabhängigen Drehstromwicklungen versieht oder durch Umschaltung der Spulengruppen (*Dahlanderschaltung*). Eine Kombination beider Verfahren ist ebenso möglich. Für beide Verfahren kommen nur Käfigläufer in Frage, da Schleifringläufer eine feste Polpaarzahl haben.

3.6.9.5 Frequenzsteuerung

Aus der Grundgleichung (3.6.36) folgt u. a. daß die Drehzahl stufenlos über die Frequenz f_1 der Ständerspannung U_1 geändert werden kann. Dazu benötigt man ein Versorgungsnetz mit variabler Frequenz. Früher verwendete man dazu einen Umformersatz bestehend aus z. B. einem Gleichstrommotor und einem Synchrongenerator, der mit der entsprechenden Drehzahl betrieben wurde. Mittels Leistungselektronik ist es relativ einfach, „synthetisch“ ein Drehstromnetz mit variabler Frequenz und Spannung zu erzeugen. Man bezeichnet diese Geräte i. allg. als *Frequenzumrichter*.

Idealerweise soll die ASM bei allen Drehzahlen ihr Nennmoment aufbringen können. Dazu muß, wie bereits mit Gleichung (3.6.35) gezeigt, der Drehfeldfluß Φ_d konstant bleiben. Man erreicht dies, indem man proportional mit der Frequenz die Klemmenspannung U_1 mitverändert (*U/f-Steuerung*).

Prinzipiell können f_1 und U_1 über ihre Nennwerte f_{1N} und U_{1N} erhöht werden. Damit wäre jedoch die abgegebene Leistung größer als die Nennleistung ($P_N = 2\pi \cdot n_N \cdot M_N, M_N = \text{konstant}$). Deshalb erfolgt die Spannungsanpassung nur bis zum Nennpunkt bei f_N , für höhere Drehzahlen bleibt $U_1 = U_{1N}$, der Hauptfluß nimmt nach $\Phi_d \sim U_{1N}/f_1$ ab, die Maschine arbeitet im sog. *Feldschwächbetrieb* (analog zur Gleichstrommaschine).

Abb. 3.6.18 zeigt das Kennlinienfeld einer U/f-Steuerung.

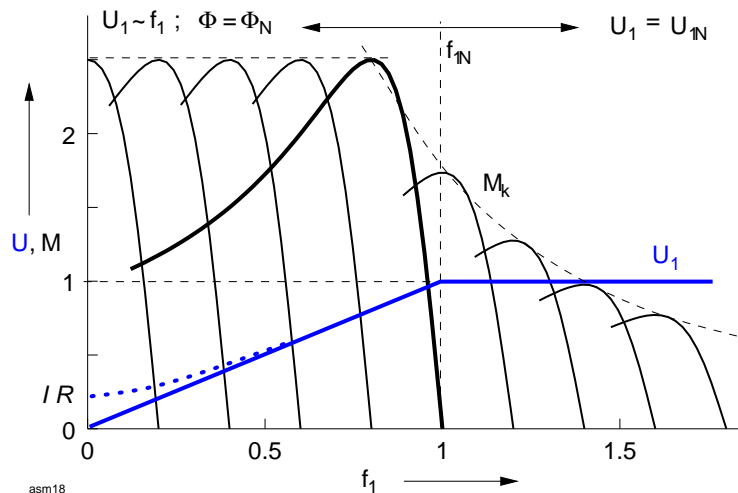


Abb. 3.6.18: U/f-Steuerung (normierte Darstellung)

Hinweis: Der Eisenverlustwiderstand R_{Fe} im ESB ist spannungs- und frequenzabhängig.

3.6.10 Bremsen

Zum Abbremsen von Antrieben verwendet man mechanische und/oder elektrische Verfahren. Bei den elektrischen Bremsverfahren unterscheidet man zwischen Verlustbremsung (Gleichstrom, Gegenstrom) und Nutzbremung mit Energierücklieferung (Generatorbetrieb). *Haltebremsen* ist nur mechanisch möglich. Elektrische Bremsen sind wartungs- und verschleißfrei.

3.6.10.1 Gleichstrombremsen

Legt man an die Ständerwicklung einer ASM eine Gleichspannung an, entsteht ein räumlich feststehendes, konstantes Luftspaltfeld (Abb. 3.6.19). Abhängig von der Drehzahl werden in den Läuferstäben (oder beim Schleifringläufer in den Läuferwicklungen) Ströme induziert, die ihrer Ursache entgegenwirken, also ein Bremsmoment erzeugen. Für die Höhe des Bremsmomentes ist die Relativbewegung zwischen Feld und Läufer maßgeblich, wegen des feststehenden Ständerfeldes entspricht der Schlupfdrehzahl die Betriebsdrehzahl. Rechnerisch bedeutet dies, daß bei der Berechnung des Ersatzschaltbildes der Schlupf s durch den Ausdruck $(1 - s)$ ersetzt werden muß.

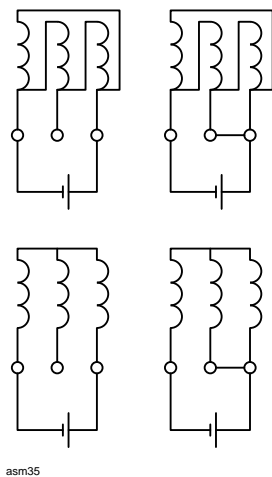


Abb. 3.6.19: Gleichstrombremsung

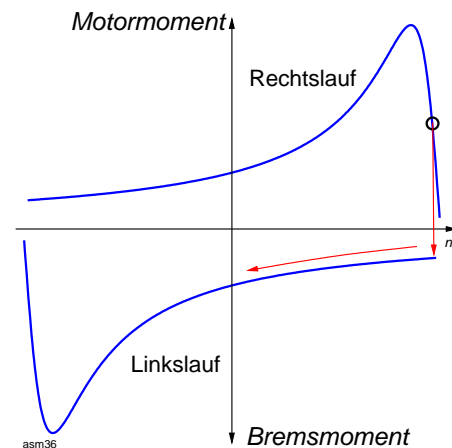


Abb. 3.6.20: Gegenstrombremsung

3.6.10.2 Gegenstrombremsung

Vertauscht man im Motorbetrieb zwei Zuleitungen, ändert sich der Drehsinn der Maschine, sie arbeitet im Gegenlauf und entwickelt ein Bremsmoment (siehe auch Abb. 3.6.1, Seite 3.6.3). Zum Umschaltzeitpunkt beträgt der Schlupf etwa $s \approx 2$. Damit der Motor nicht über den Stillstand hinaus wieder in die entgegengesetzte Richtung anläuft, muß im Augenblick des Stillstandes die Netzspannung z. B. durch einen mit der Motorwelle gekuppelten Brems- oder Drehzahlwächter abgeschaltet werden (Abb. 3.6.20).

Der Motor nimmt im Gegenlauf Ströme auf, die über dem Anlaufstrom liegen. Durch Herabsetzen der Klemmenspannung oder durch Zuschalten von Vorwiderständen beim Schleifringläufer läßt sich der Ständerstrom begrenzen.

3.6.10.3 Generatorisches Bremsen

Bei übersynchronen Drehzahlen ($s < 0$) wechselt das Drehmoment sein Vorzeichen, die ASM muß von der Arbeitsmaschine angetrieben werden, sie wird zum Generator. Dabei speist sie Energie in das Netz zurück. Ist das Bremsmoment gleich dem Nennmoment, stellt sich eine Drehzahl ein, die um den Nennschlupf s_N über der Drehfelddrehzahl liegt. Bei Hebezeuge polt man zwei Motorzuleitungen um, die sich einstellende Senkgeschwindigkeit (*Senkbremsung*) ist etwa um $2 \cdot s \cdot n_1$ größer als im Hubbetrieb (bei gleicher Last).

Stillstandsbremsung läßt sich nur durch Änderung der Drehfeldfrequenz erzielen (Frequenzumrichter). Je nach Umrichtertyp kann die Bremsenergie in das Netz zurückgespeist werden.

3.6.10.4 Mechanisches Bremsen

Mechanische Bremsen können am Motor angebaute, elektrisch betätigte Magnetbremsen sein. Es gibt sie als Kegel-, Backen- oder Lamellenbremsen. Aus Sicherheitsgründen wird die Bremskraft durch eine Feder aufgebracht. Gelöst (*gelüftet*) werden sie elektrisch.

Bremsmotoren besitzen einen konischen Läufer und dazu passend eine konische Ständerbohrung. Der Läufer trägt an einem Ende eine Bremsscheibe und ist axial verschiebbar. Im ausgeschalteten Zustand drückt eine Feder die Bremsscheibe gegen die Bremsbacken, der Läufer ist blockiert. Beim Einschalten entsteht eine magnetische, axiale Kraft, die den Läufer in die Ständerbohrung zieht und damit die Bremse löst (Abb. 3.6.21).

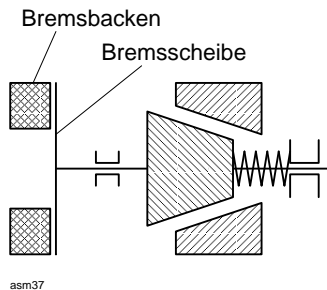


Abb. 3.6.21: Bremsmotor

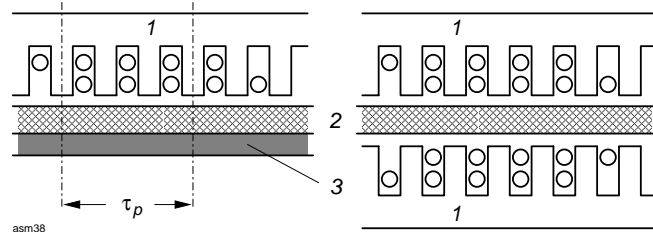


Abb. 3.6.22: Linearmotor

Versuch 3.6.11 Betriebsverhalten eines Schleifringläufers (Anlauf, Leerlauf, Belastung, Generatorbetrieb, Gegenstrombremsung)

3.6.11 Linearmotor

Liegt die Drehstromwicklung in einer Ebene (siehe Abschnitt 3.5.4), spricht man von einem *Linearmotor*. Statt eines Drehfeldes bildet dieser Motortyp ein Wanderfeld aus. Man kann ihn sich dadurch entstanden denken, indem man die Ständerwicklung (1) aufschneidet und in einer Ebene abwickelt (*Induktor*; *Induktorkamm*). Als Läufer (2) kommt eine massive Schiene aus gut leitendem Material (Aluminium, Kupfer) in Frage. In der einseitigen Ausführung erhält die Schiene einen magnetischen Rückschluss aus Eisen (3). Bei der doppelseitigen Bauform, die aus zwei identischen Induktorkämmen (1) besteht, kann dieser Rückschluss entfallen. Gleichzeitig kompensieren sich die „radialen“ Anziehungskräfte.

Versuch 3.6.12 Vorführung eines Linearmotors

3.6.12 Bildmaterial



Abb. 3.6.23: Drehstromkäfigläufer mit angeflanschem Drehzahlgeber, 5,5 kW, 4-polig, Schutzart IP 55; Photo: Novender

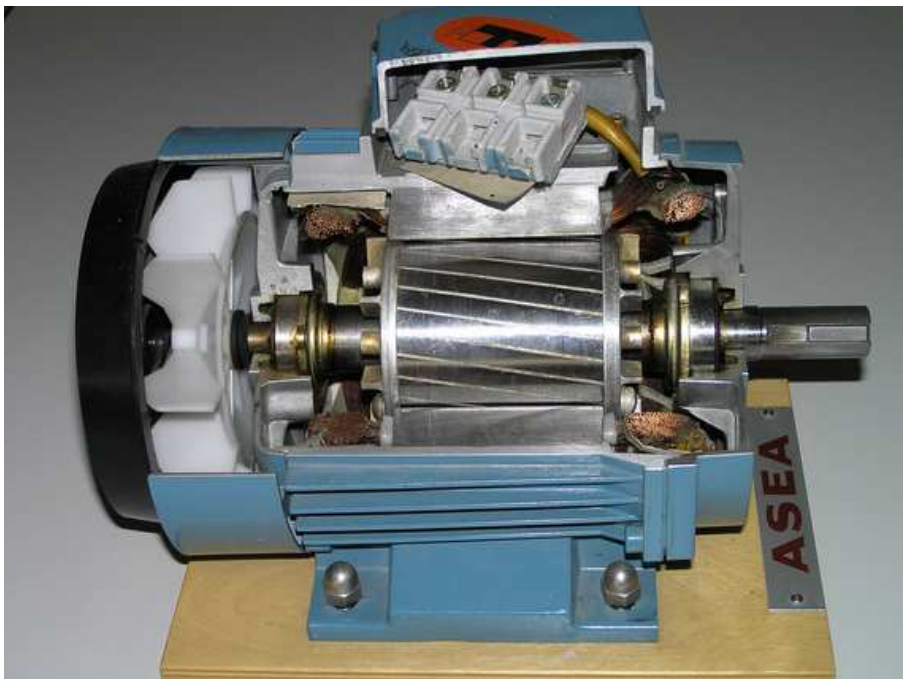


Abb. 3.6.24: Drehstromkäfigläufer (Modell); Photo: Novender



Abb. 3.6.25: Schleifringe eines Drehstrom-Schleifringläufers; Photo: Novender

3.6.13 Übungsaufgaben

3.6.13.1 Asynchronmaschine

An einer leerlaufenden Asynchronmaschine (220 V, Δ) wird die Leistungsaufnahme in Abhängigkeit von der Netzspannung gemessen:

U/V	100	150	180	200	210	220
P/W	525	680	800	900	950	1000

Wie groß sind die Eisenverluste P_{Fe} und die Reibungsverluste P_{Rbg} bei Nennspannung, wenn man die Kupferverluste vernachlässigt?

3.6.13.2 Asynchronmaschine

Ein vierpoliger Käfigläufer hat folgende Nenndaten:

380 V, Y, 50 Hz, 206 A, $R_1 = 11,8 \text{ m}\Omega$.

Ein Leerlaufversuch zur Ermittlung der Eisen- und Reibungsverluste ergibt:

$I_{10}=61,8 \text{ A}$, $P_{10}=4,65 \text{ kW}$ ($P_{Cu2} \approx 0$).

Bei Nennbelastung werden folgende Werte gemessen:

$I_1=206 \text{ A}$, $P_1=118 \text{ kW}$, $n=1490 \text{ min}^{-1}$.

Berechnen Sie

1. die Eisen- und Reibungsverluste P_{F+R} ,
2. die Nennleistung (Wellenleistung) P_2 unter der Annahme $P_{Fe} = P_{Rbg} = 0.5 P_{F+R}$,
3. das Nenndrehmoment M_N ,
4. den Nennwirkungsgrad η und
5. den Nennleistungsfaktor $\cos \varphi$.

3.6.13.3 Asynchronmotor, Blindleistungskompensation

Ein 3phasen-Asynchronmotor in Stern-Schaltung hat folgende Daten:

$$U_N = 380 \text{ V}, f = 50 \text{ Hz}, I_N = 200 \text{ A}, R_1 = 0.015 \Omega, n_N = 1490 \text{ min}^{-1}$$

Im Leerlauf werden folgende Werte gemessen:

$$I_{10} = 60 \text{ A}, P_0 = 5 \text{ kW}$$

Im Nennbetrieb nimmt der Motor die Leistung $P_1 = 120 \text{ kW}$ auf.

1. Bestimmen Sie
 - a) den Nennleistungsfaktor $\cos \varphi_N$,
 - b) die Polpaarzahl p und Synchrondrehzahl n_D ,
 - c) aus dem Leerlaufversuch ($P_{Cu2} = 0$) die Eisen- und Reibungsverluste P_{F+R} ,
 - d) den Nennschlupf s_N ,
 - e) die Nennluftspaltleistung P_D (Annahme: $P_F = P_R = 0.5P_{F+R}$),
 - f) die mechanische Leistung (Nennleistung) P_2 ,
 - g) das Nennmoment M_N und
 - h) den Gesamtwirkungsgrad η_N .
2. Die Blindleistung des Motors soll durch drei Kondensatoren vollständig kompensiert werden.
 - a) Wie groß ist die Blindleistung Q_N des Motors ?
 - b) Wie groß muß die Kapazität eines Kondensators in Sternschaltung (C_Y) und in Dreieckschaltung (C_Δ) sein ?
 - c) Wie groß wird der kompensierte Nennstrom I'_N ?

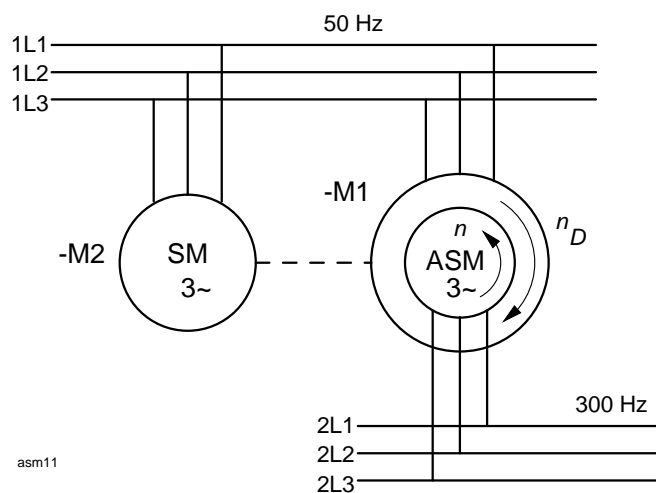


Abb. 3.6.26: Frequenzumformer

3.6.13.4 Schleifringläufer, 60 Hz

Das Leistungsschild eines Schleifringläufermotors für die USA enthält folgende Angaben (U_{20} ist die Rotorstillstandsspannung):

$$380 \text{ V, Y, } 6 \text{ kW, } 888 \text{ min}^{-1}, 60 \text{ Hz, } U_{20} = 127 \text{ V}$$

Leerlaufversuch: 380 V, 249 W, 3.75 A

1. Bestimmen Sie die Polpaarzahl p und die Synchrondrehzahl n_1 .
2. Wie groß ist der Nennschlupf s_N ?
3. Wie groß ist die Frequenz f_{2N} im Läuferkreis bei Nenndrehzahl?
4. Wie groß ist die dabei induzierte Läuferspannung U_{2N} ?
5. Bestimmen Sie aus dem Leerlaufversuch R_{F+R} , X_h und L_h für das vereinfachte Ersatzschaltbild.

Denken Sie daran, daß der Motor in den USA, also an einem 60 Hz Netz betrieben wird.

3.6.13.5 Frequenzumformer

Der Schleifringläufermotor M1 wird durch einen Synchronmotor M2 mit der Drehzahl n angetrieben (Abb. 3.6.26). Der Schleifringläufer liegt mit seiner Ständerwicklung an einem Netz mit der Frequenz f_1 . An seinen Schleifringen lässt sich eine Spannung mit der Frequenz f_2 abgreifen.

- Entwickeln Sie eine geschlossene Formel, mit der man die Polpaarzahl p des Schleifringläufers aus den beiden Frequenzen f_1 und f_2 sowie der Drehzahl n berechnen kann.
- Überprüfen Sie Ihre Formel für $f_2 = 300 \text{ Hz}$, $f_1 = 50 \text{ Hz}$ und $n = -1500 \text{ min}^{-1}$ (Gegenlauf).

3.6.13.6 Asynchronmotor

Eine Asynchronmaschine (Käfigläufer, 2 kW, YΔ 690 V/400 V, 2870 min^{-1} , $M_A = 1.2 M_N$) wird an einem Netz 400 V/230 V in der Dreieckschaltung betrieben.

1. Wie groß ist die Polpaarzahl p und der Nennschlupf s_N ?
2. Wie groß ist das Nennmoment M_N ?
3. Wie groß ist das Anlaufmoment M_{AY} , wenn der Motor in der Sternschaltung anläuft?

3.6.13.7 Frequenzsteuerung ASM

Ein Drehstromasynchronmotor mit Kurzschlußläufer (400 V; 4 kW; 8,4 A; 50 Hz; 1435 min^{-1}) soll bei gleichbleibender Schlupf*drehzahl* (absolut) im Bereich 1000 bis 2000 min^{-1} mittels U/f-Umrichter gesteuert werden. Das Moment soll sich nicht ändern (konstanter magnetischer Fluß).

Bestimmen Sie für den Drehzahlbereich die zugehörigen Spannungen und Frequenzen des Frequenzwandlers.

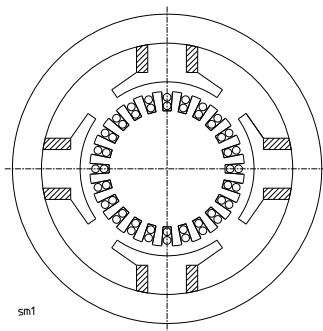


Abb. 3.7.1: Außenpolmaschine

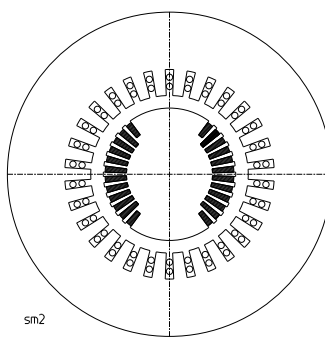


Abb. 3.7.2: Turboläufer

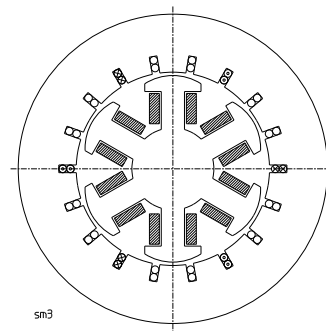


Abb. 3.7.3: Schenkelpolmaschine

3.7 Synchronmaschine

3.7.1 Aufbau

Die prinzipielle Funktionsweise einer Synchronmaschine wurde bereits im Abschnitt 3.5, Seite 3.5.0 beschrieben.

Als Generator ist die Synchronmaschine der Hauptstromerzeuger unserer Energieversorgung mit Einheitsleistungen bis 1700 MVA, als Motor findet sie vom Uhrenantrieb bis zu Schwerantrieben mit Leistungen von 30 MW Anwendung. Zusätzlich kann sie zur Blindleistungskompensation, meistens in Verbindung als Synchronmotor, eingesetzt werden (rotierender Phasenschieber).

Aus der Funktionsweise ergibt sich der Zusammenhang zwischen Frequenz und Drehzahl:

$$n = n_0 = n_N = n_1 = \frac{f_1}{p} \quad (3.7.1)$$

Die SM rotiert mit einer Drehzahl, die nur von der Frequenz der Klemmenspannung und der Polpaarzahl abhängt. Für den Motorbetrieb bedeutet dies eine starke Einschränkung der Anwendungsgebiete bzw. besondere Maßnahmen für den Anlauf und die Drehzahlsteuerung.

Die Maschine besitzt eine Gleichstromwicklung, die das Erregerfeld erzeugt, und eine Drehstromwicklung, die mit einem Dreiphasennetz verbunden ist. Für die Wirkungsweise der SM ist es egal, welche der Wicklungen im Stator und im Läufer untergebracht ist. Je nach Anordnung der Erregerwicklung spricht man von einer *Innen-* oder *Außenpolmaschine*. Dabei spielt die Übertragung der Leistung vom bzw. zum Läufer (Auslegung der Schleifringe) die entscheidende Rolle. Aus diesem Grund kommen Außenpolmaschine nur für kleine Leistungen bis etwa 50 kVA in Frage, z. B. für Notstromaggregate (Abb. 3.7.1). Ausnahme bilden Erregermaschinen für die Synchronmaschine selbst.

Bei den Innenpolmaschinen entscheidet die Polpaarzahl über zwei unterschiedliche Ausführungen: für 2- und 4polige Maschinen führt man den Läufer als *Vollpol-* oder *Turboläufer* (Abb. 3.7.2, 3.7.21), darüber hinaus als *Schenkelpol* (Abb. 3.7.3, 3.7.16) aus. Daraus ergeben sich für Turbogeneratoren die typischen Drehzahlen 1500 und 3000 min^{-1} bei maximalen Einheitsleistungen von etwa 1700 MVA. Dabei erreicht man Läuferdurchmesser von maximal 1.20 m bei 2poligen und 1.80 m bei 4poligen Maschinen bei aktiven Läuferlängen von bis zu 10 m (2polig) bzw. 8 m (4polig). Abb. 3.7.15 zeigt den 4poligen Läufer

eines 1500 MVA Turbogenerators. Für Schenkelpolgeneratoren reichen die Drehzahlen herab bis auf etwa 60 min^{-1} bei Leistungen bis etwa 800 MVA und Läuferdurchmesser bis 16 m.

Das Erregerfeld kann auch durch Dauermagnete aufgebracht werden, findet aber nur bei Motoren bis ungefähr 10 kW Anwendung. Im allgemeinen entfallen dann alle Einflußmöglichkeiten auf das Erregerfeld und beschränken die Maschine in der Steuerung ihres Betriebsverhaltens.

Zur Dämpfung von transienten Vorgängen (Laststöße, Stoßkurzschlüsse, Pendelungen) besitzen die Läufer von SM einen *Dämpferkäfig* oder eine *Dämpferwicklung*. Gleichzeitig verleiht der Dämpferkäfig der Maschine eine Eigenschaft der Asynchronmaschine, nämlich der *selbständige Anlauf* als Synchronmotor.

Eine Sonderform der Synchronmaschine stellt die *Klauenpolmaschine* dar, die man heute in jedem Personenkraftwagen als Drehstromlichtmaschine einsetzt und die mit typisch 12 Polen ausgestattet ist (Abb. 3.7.22, 3.7.23).

3.7.2 Betriebsverhalten

Die nachfolgenden Betrachtungen gelten für einen Vollpol-Synchrongenerator. Auf die Unterschiede zur Schenkelpolmaschine wird in einem gesonderten Abschnitt (siehe Kapitel 4.6.3, Seite 4.6.2) eingegangen.

3.7.2.1 Induzierte Spannung

Den gleichstromerregten Läufer bezeichnet man als *Polrad*. Das Polrad induziert in einer Strangwicklung die *ideelle Polradspannung* U_p , die der im Leerlauf induzierten Quellenspannung entspricht.

Für die folgenden Betrachtungen wird angenommen, daß nur ein sinusförmiges Grundfeld vorhanden ist und somit auch die Spannung sinusförmig ist¹⁹.

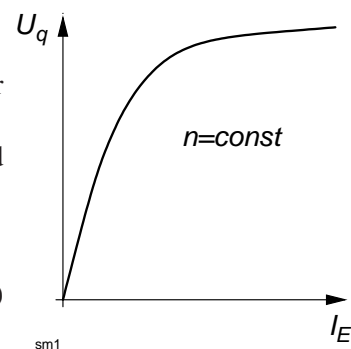
Die *Frequenz der Spannung* ist nach Gleichung (3.7.1) proportional zur Drehzahl n .

Die *Höhe der Spannung* hängt von zwei Faktoren ab:

- nach dem Induktionsgesetz ist die Spannung proportional zur Flußänderung und damit proportional zur Drehzahl n ;
- der Fluß ist eine nichtlineare Funktion des Erregerstromes I_E und von der Magnetisierungskennlinie abhängig.

Für die induzierte Spannung U_q gilt folglich

$$\boxed{U_q \sim \Omega \quad U_q \not\propto I_E} \quad \text{mit} \quad \Omega = 2\pi \cdot n \quad (3.7.2)$$



¹⁹Im Kapitel 4.4.4.3 (Seite 4.4.8) werden Verfahren beschrieben, mit denen man den zeitlichen Verlauf der Spannung nahezu sinusförmig machen kann.

3.7.2.2 Ersatzschaltbild und Zeigerdiagramm

Das Ersatzschaltbild der Synchronmaschine enthält im *stationären Betrieb* nur Elemente, die die Ständerseite der Maschine beschreiben. Im Gegensatz zur Asynchronmaschine fehlt die Relativbewegung (Schlupf) zwischen Läufer- und Ständerfeld, der stationäre Einfluß des Erregerfeldes wird durch die Polradspannung \underline{U}_p ausgedrückt (Abb. 3.7.4).

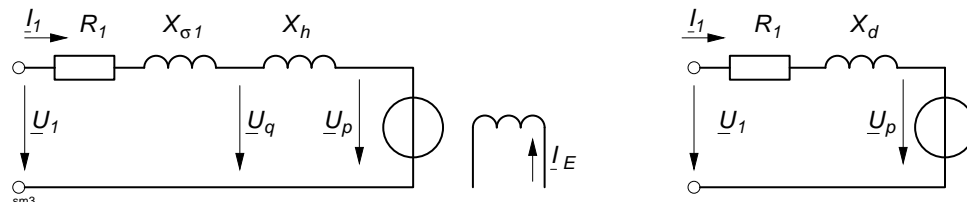


Abb. 3.7.4: Ersatzschaltbild der Vollpolmaschine

Den Streufluß (Nut-, Wickelkopfstreuung) berücksichtigt man mit der Streureaktanz $X_{1\sigma}$. Der Widerstand R_1 erfaßt den Wirkwiderstand der Ständerwicklung, der vor allem bei großen Maschinen sehr viel kleiner als die Streureaktanz ist und oft vernachlässigt werden kann. Die bei Belastung auftretende Ankerrückwirkung schwächt die Wirkung des Erregerfeldes, den dadurch auftretenden Spannungsabfall zwischen der ideellen Polradspannung \underline{U}_p und der induzierten Spannung \underline{U}_q verursacht die Hauptreaktanz X_h . Streu- und Hauptreaktanz faßt man zur Synchronreaktanz X_d zusammen.

Aus dem Ersatzschaltbild läßt sich das Zeigerdiagramm der Synchronmaschine herleiten. Es wird das Verbraucher-Zählpfeilsystem zugrunde gelegt. Damit lassen sich an einem Diagramm die unterschiedlichen Belastungsfälle (Motor, Generator, kapazitive-, induktive Blindleistung) erklären. Die Spannung dient als Bezugspegel und bildet mit dem Laststrom \underline{I}_1 den Winkel φ (Abb. 3.7.5).

Klemmenspannung \underline{U}_1 und Polradspannung \underline{U}_p bilden den sog. *Polradwinkel* ϑ . Dieser Winkel ist von der Wirklast abhängig. Die Verdrehung kann an der Maschine beobachtet werden (Stroboskop).

Aus dem Zeigerdiagramm bzw. dem Ersatzschaltbild läßt sich die Spannungsgleichung der Synchronmaschine für den stationären Betrieb angeben:

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_p + \underline{I}_1(R_1 + j(X_h + X_{1\sigma})) = \underline{U}_p + \underline{I}_1(R_1 + jX_d) \quad (3.7.3)$$

3.7.2.3 Synchronreaktanz

Zur Bestimmung der Synchronreaktanz führt man einen Leerlauf- und Kurzschlußversuch bei konstanter Nenndrehzahl in Abhängigkeit vom Erregerstrom I_E durch (Abb. 3.7.6).

Bei kleinen Erregerströmen steigt die Leerlaufspannung \underline{U}_q linear mit dem Erregerstrom an, mit zunehmendem Strom macht sich die Sättigung bemerkbar, weicht die Leerlaufkennlinie von der sog. *Luftspaltgeraden* ab. Zur Erzeugung der Nennspannung (Betriebspunkt P_N) wird der Leerläufererregerstrom I_{E0} benötigt.

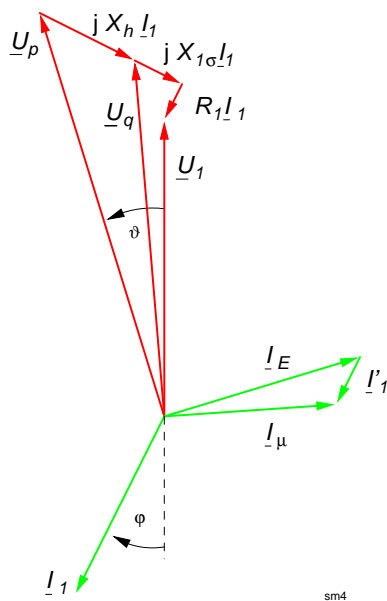


Abb. 3.7.5: Zeigerdiagramm

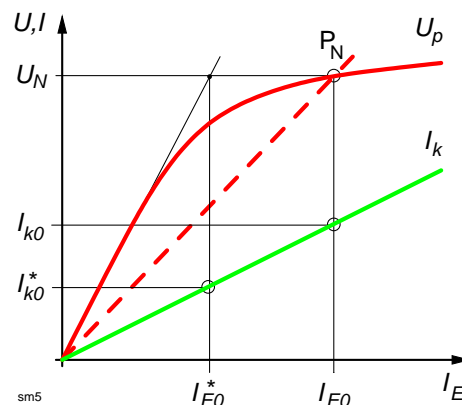


Abb. 3.7.6: Leerlauf- und Kurzschlußkennlinie

Beim dreipoligen Kurzschlußversuch wird der Ständerstrom I_k in Abhängigkeit vom Erregerstrom gemessen. Da die Polradspannung bei ungesättigter Maschine dem Erregerstrom direkt proportional ist (Luftspaltgerade), ist die Kurzschlußkennlinie eine Gerade. Bei I_{E0} beträgt $I_k = I_{k0}$.

Die Synchronreaktanzen bestimmen sich aus dem Verhältnis U_p/I_k . Wie man den Kennlinien entnehmen kann, ist dieser Wert nur konstant für kleine Erregerströme bzw. wenn man einen linearen Zusammenhang zwischen Erregerstrom und Leerlaufspannung annimmt (Luftspaltgerade). Aus dem Quotienten U_N/I_{k0}^* erhält man den Wert der *ungesättigten Synchronreaktanzen*.

Mit zunehmender Sättigung verändert sich die Synchronreaktanzen, sie wird kleiner. Prinzipiell müßte man zu jedem Erregerstrom einen anderen Wert für X_d einsetzen. Als Kompromiß ersetzt man die tatsächliche Leerlaufkennlinie durch eine Gerade durch den Betriebspunkt und berücksichtigt dadurch die Sättigung. Für die *gesättigte Synchronreaktanzen* ergibt sich damit

$$X_d = \frac{U_N}{I_{k0}} \quad (3.7.4)$$

Durch diese Linearisierung erhält man eine Proportionalität zwischen der induzierten Spannung und dem Erregerstrom.

Versuch 3.7.1 Leerlauf- und Kurzschlußversuch an einer Synchronmaschine.

Fragen:

- Warum ist der Kurzschlußstrom weitgehend unabhängig von der Drehzahl?
- Warum nimmt beim Kurzschlußversuch das Drehmoment bei sehr kleinen Drehzahlen zu?

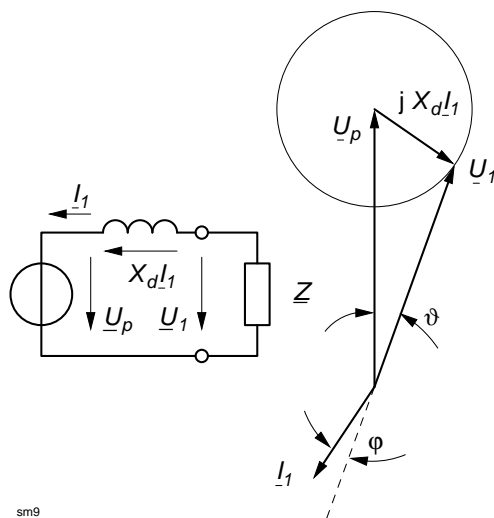


Abb. 3.7.7: Zeigerdiagramm

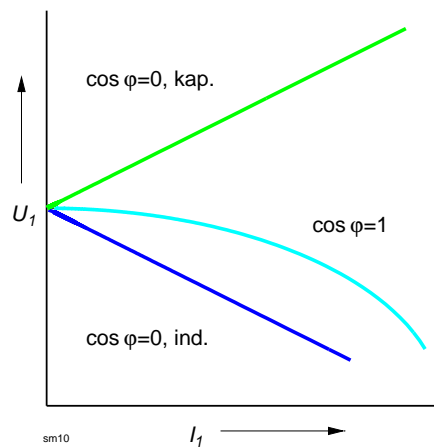


Abb. 3.7.8: Belastungskennlinien

3.7.2.4 Inselbetrieb

Speist der Synchrongenerator alleine ein Drehstromnetz, liegt ein sog. *Inselbetrieb* vor. Der Erregerstrom steuert die Größe der Polrad- und damit der Ausgangsspannung U_1 , die Drehzahl verändert ebenfalls die Ausgangsspannung und zusätzlich die Frequenz von U_1 . Der Leistungsfaktor $\cos \varphi$ stellt sich entsprechend der Netzimpedanz ein, der Polradwinkel ϑ ergibt sich aus dem Wirkleistungsanteil der erzeugten Leistung und hängt somit mit dem Leistungsfaktor zusammen. Mit zunehmendem Wirkanteil der Leistung muß dem Generator mechanische Leistung zugeführt werden, andernfalls sinkt die Drehzahl und damit die Frequenz in dem Drehstromnetz.

Hält man die Drehzahl und Erregung konstant, ergeben sich je nach Art und Größe der Belastung Kennlinien für die Ausgangsspannung U_1 . Legt man das vereinfachte Ersatzschaltbild zugrunde und zeichnet dazu das Zeigerdiagramm, erkennt man, daß bei konstantem Ständerstrom I_1 der Spannungszeiger U_1 sich auf einem Kreis mit dem Radius $X_d \cdot I_1$ um U_p bewegt (Abb. 3.7.7). Ähnlich wie beim Transformator sinkt bei induktiver Belastung die Spannung stärker als bei rein ohmscher, bei kapazitivem Strom steigt die Spannung an (Abb. 3.7.8).

Um die Spannung konstant zu halten, muß bei kapazitiver Last, z. B. bei leerlaufenden Freileitungen, der Erregerstrom verringert, bei induktiver Last wesentlich verstärkt werden (*Regulierkennlinien*).

3.7.2.5 Netzbetrieb

Die Verhältnisse ändern sich, wenn der Generator mit anderen Generatoren parallel arbeiten soll im sog. *Netzbetrieb*. Jetzt sind Klemmenspannung und Frequenz fest vorgegeben. Dies ist jedoch nur unter drei Voraussetzungen möglich:

1. Netz und Generator müssen die gleiche Spannung besitzen,
2. Netz und Generator müssen die gleiche Frequenz und Drehrichtung haben,

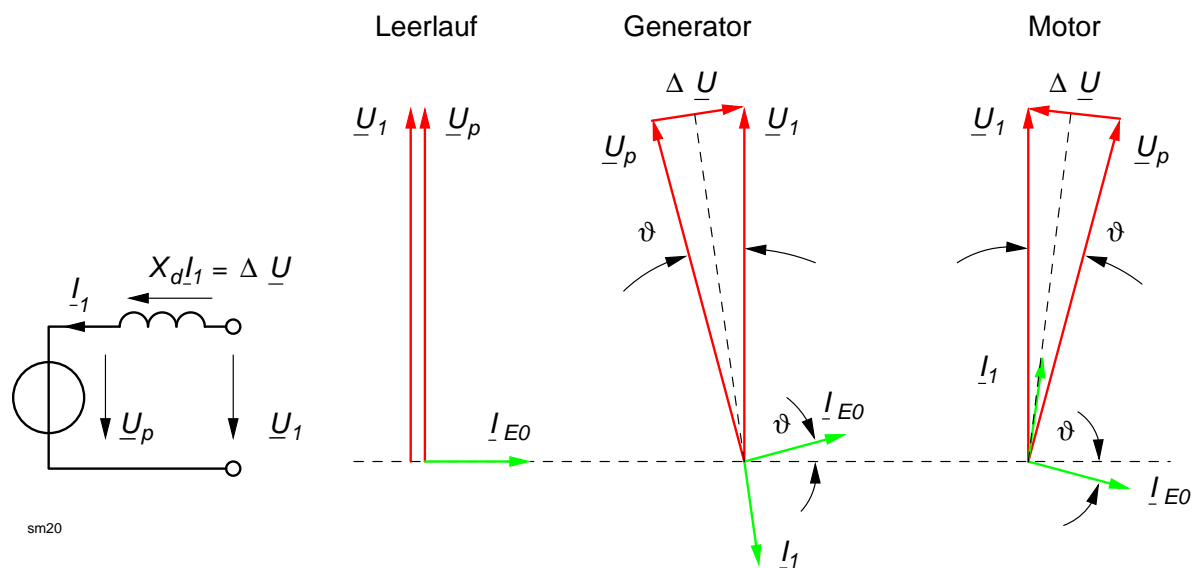


Abb. 3.7.9: Wirklastbetrieb der Synchronmaschine am Netz. Es gilt: $\underline{U}_p \perp \underline{I}_{E0}$

3. die Phasendifferenz zwischen Netz und Generator muß Null sein.

Nur in diesem Augenblick (!) darf der Generator mit seinen entsprechenden Klemmen „an das Netz gehen“. Man bezeichnet diesen Vorgang als *synchronisieren*. Ab diesem Zeitpunkt wird die Ausgangsspannung des Generators U_1 zur Netzspannung U_N und ist mehr oder weniger „starr“, d. h. sie kann sich in Größe und Phasenlage nicht mehr ändern. Daraus ergeben sich je nach Erregerstrom I_E und Wellenleistung verschiedene Betriebszustände, die man sich leicht über das vereinfachte Ersatzschaltbild am Zeigerdiagramm veranschaulichen kann (Abb. 3.7.9). Für den Ständerstrom erhält man

$$\underline{I}_1 = -j \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_p}{X_d} = -j \frac{\Delta \underline{U}}{X_d} \quad (3.7.5)$$

Im *Leerlauf* sind Polradspannung U_p und Netzspannung U_1 gleich groß und in Phase. Mit $\Delta \underline{U} = 0$ ist auch $I_1 = 0$. Die Lage des Polrades ist identisch mit dem Stromzeiger \underline{I}_E .

Führt man der Maschine mechanische Energie bei unverändertem Erregerstrom zu, dreht sich das Polrad aus der Leerlaufstellung heraus um den Polradwinkel ϑ in Drehrichtung bei gleicher Drehzahl. Die Differenzspannung $\Delta \underline{U}$ erzeugt einen um 90° nacheilenden Ständerstrom, der annähernd gegenphasig zur Netzspannung ist und damit einen von der Maschine abgegebenen Wirkstrom darstellt. Die Maschine arbeitet als *Generator*, sie wandelt die mechanische Leistung in elektrische Wirkleistung um und speist sie in das Netz.

Bei mechanischer Belastung der Synchronmaschine wird das Polrad verzögert, es stellt sich ein Polradwinkel gegen die Drehrichtung bei synchroner Drehzahl ein. Aufgrund des nacheilenden Polrades entsteht die Differenzspannung $\Delta \underline{U}$ und ein Ständerstrom \underline{I}_1 , der fast in Phase mit der Netzspannung ist. Die Maschine entnimmt dem Netz Wirkleistung, sie arbeitet als *Motor*.

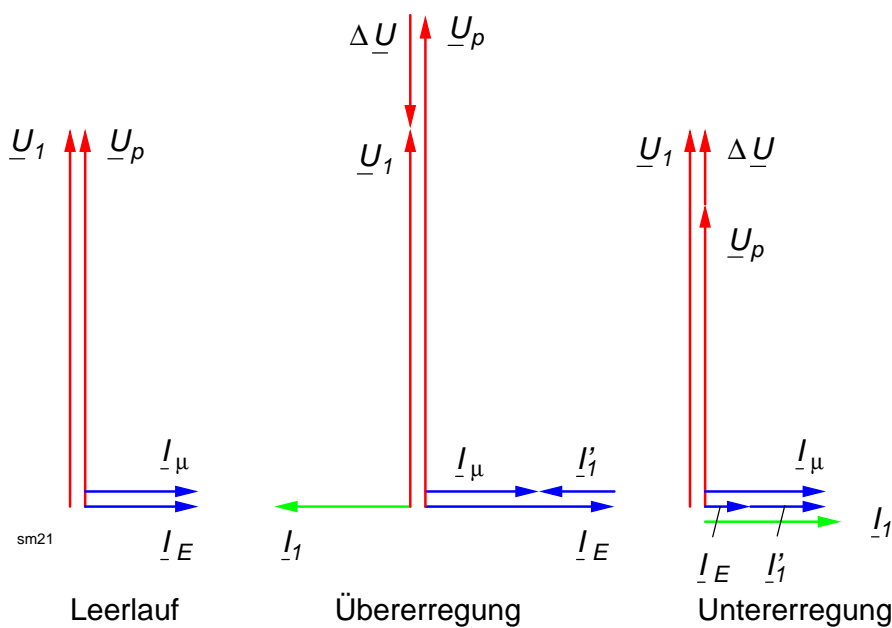


Abb. 3.7.10: Blindlastbetrieb der Synchronmaschine am Netz

Mit zunehmender Wellenbelastung (Motor oder Generator) verdreht sich das Polrad aus seiner Leerlaufstellung $\vartheta = 0$. Bei Entlastung geht das Polrad in die Leerlaufstellung zurück. Der theoretisch maximale Polradwinkel beträgt 90°_{el} .

Ändert man bei einer leerlaufenden Maschine nur den Erregerstrom, sind zwei Zustände möglich (siehe Abb. 3.7.10). Wird durch den Erregerstrom die Polradspannung größer als die Netzspannung gemacht ($U_p > U_N$), fließt wegen der Phasenlage von $\Delta \underline{U}$ ein reiner Blindstrom, der im Verbraucherzählpfeilsystem der Netzspannung um 90° voreilt. Die Synchronmaschine nimmt bei *Übererregung* kapazitiven Blindstrom auf, verhält sich also wie ein kapazitiver Verbraucher. Umgekehrt entsteht bei *Untererregung* ein induktiver Blindstrom, die Maschine verhält sich am Netz wie ein induktiver Verbraucher.

Merke: Mit dem Drehmoment der Maschine wird die Wirkleistung, mit der Erregung die Blindleistung gesteuert.

Die Möglichkeit, neben dem Drehmoment auch die Blindleistung zu steuern, erlaubt es, die Synchronmaschine neben ihrer eigentlichen Aufgabe als Motor bzw. Generator zusätzlich als *Phasenschieber* einzusetzen. Im Generatorbetrieb betreibt man die Maschine praktisch immer übererregt, um die Blindleistung der Verbraucher im Netz zu decken. Im Motorbetrieb lässt sich durch Übererregung der Leistungsfaktor der Maschine ($\cos \varphi = 1$ ist möglich) und sogar zusätzlich der Gesamtleistungsfaktor der Anlage verbessern.

Die Zeigerdiagramme in Abbildung 3.7.11 zeigen die prinzipiell möglichen Betriebsarten einer Synchronmaschine am Netz. Als Referenz dient die Netzspannung \underline{U}_1 . Der ohmsche Spannungsabfall $\underline{I}_1 \cdot \underline{R}_1$ wird vernachlässigt. Der Stromzeiger \underline{I}_1 kann sich in vier Quadranten bewegen.

Aufgabe: Tragen Sie die Betriebsarten in die Diagramme ein.

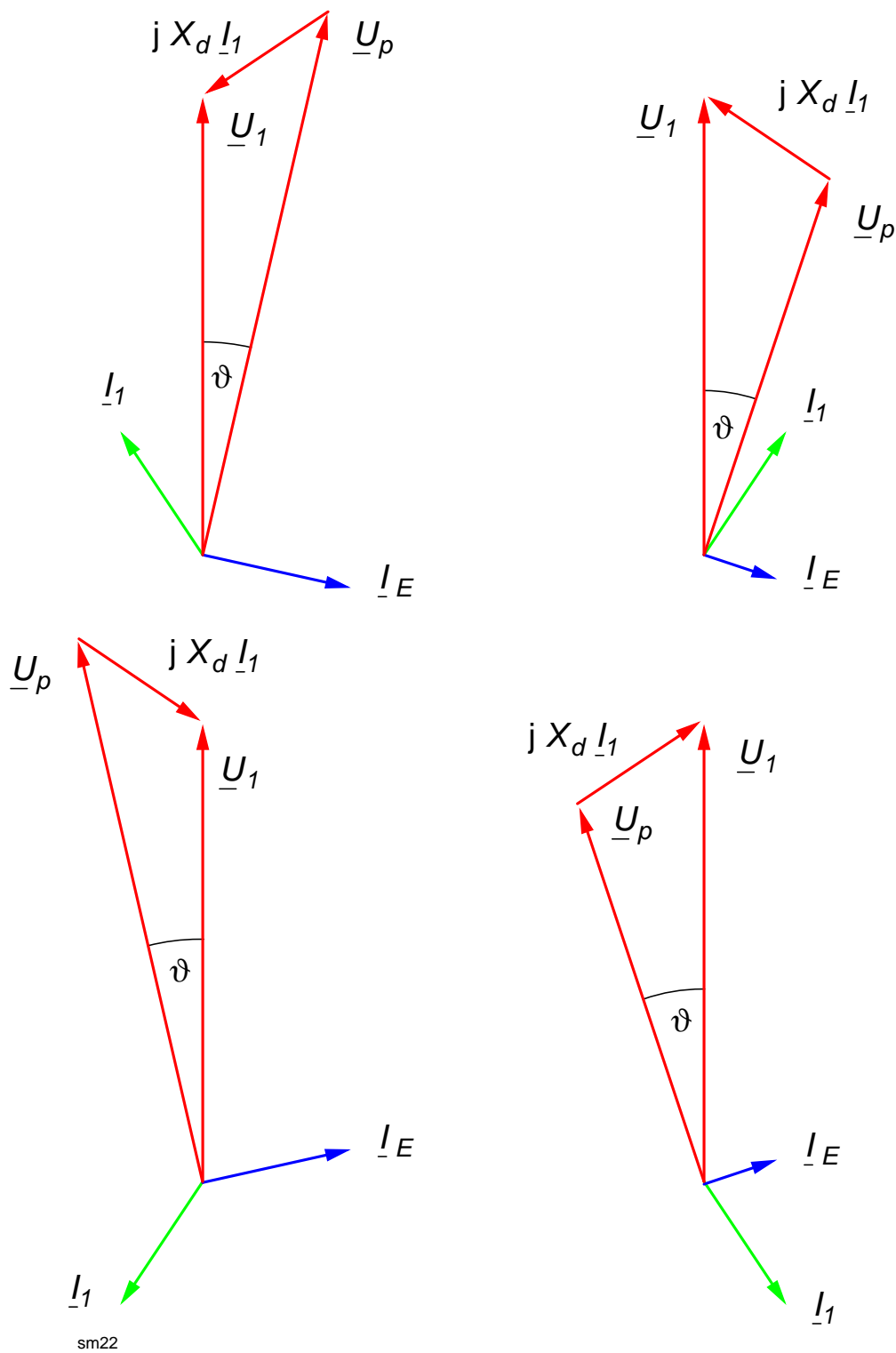


Abb. 3.7.11: Vierquadrantenbetrieb der Synchronmaschine am Netz

3.7.2.6 Stromortskurve

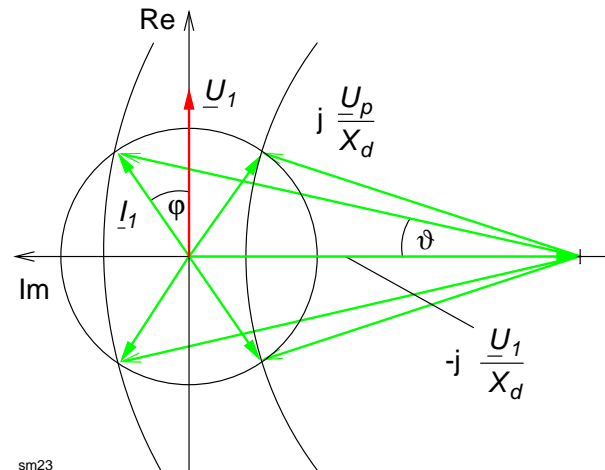
Vernachlässigt man den ohmschen Spannungsabfall und faßt Streu- und Hauptreaktanz zusammen zur Synchronreaktanz, läßt sich für Gleichung (3.7.3) vereinfacht schreiben

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_p + jX_d \cdot \underline{I}_1 \quad (3.7.6)$$

Dividiert man diese Gleichung durch jX_d , erhält man eine Gleichung für den Ständerstrom

$$\underline{I}_1 = j \frac{\underline{U}_p}{X_d} - j \frac{\underline{U}_1}{X_d} \quad (3.7.7)$$

Legt man \underline{U}_1 in die reelle Achse, ergibt sich die Ortskurve für den Ständerstrom \underline{I}_1 aus den Schnittpunkten der Kreise mit \underline{I}_1 als Radius um den Nullpunkt und den Kreisen mit dem Radius \underline{U}_p/X_d um die Spitze des Zeigers $-j\underline{U}_1/X_d$.



Das Diagramm in Abb. 3.7.12 zeigt die Grenzen der Stromortskurve im Generatorbetrieb, wobei aus Gründen der Darstellung die Ortskurve in den 1. Quadranten gelegt wurde (Drehung um 180°).

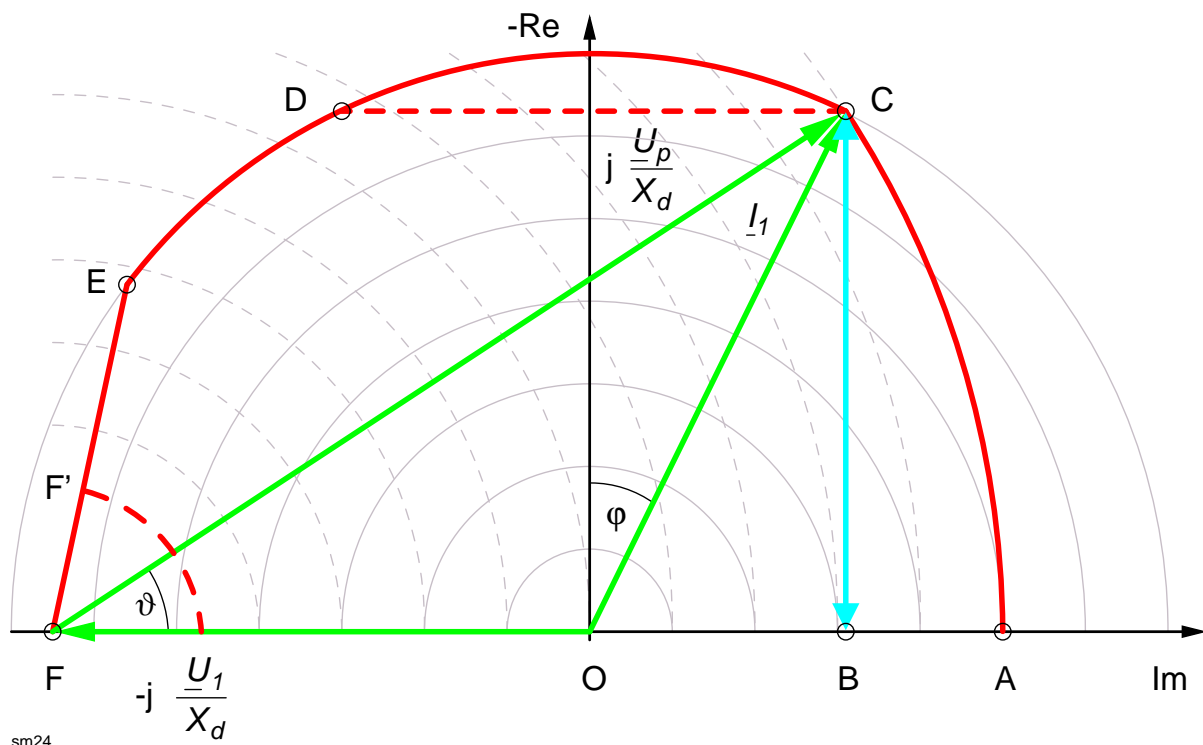


Abb. 3.7.12: Stromortskurve der Synchronmaschine

Der zulässige Betriebsbereich der Synchronmaschine liegt innerhalb der eingezeichneten Grenzlinien ACDEF, die durch folgende Größen bestimmt sind:

- max. Erregerstrom (Läufererwärmung, Teilkreis AC)
- max. Ständerstrom (Ständererwärmung, Teilkreis CE)
- u. U. max. Wellenleistung $S_N \cdot \cos \varphi_N$ (Strecke CD)
- theoretische Stabilitätsgrenze (Kippgrenze bei $\vartheta = 90^\circ$, Lot auf Punkt F), im stationären Betrieb muß ein Respektabstand eingehalten werden, der bei einer Vollpolmaschine etwa bei einem Polradwinkel von $\vartheta = 75^\circ$ liegt (Strecke EF).
- u. U. Mindesterregerstrom für Mindestkippmoment (Teilkreis durch F').

Der Respektabstand dient als Sicherheitsabstand zum Kippunkt und verhindert außerdem eine Aufheizung der Ständerendpartien bei Untererregung. Maximaler Erregerstrom und Ständerstrom treten im Schnittpunkt C auf, der i. a. den Nennbetriebspunkt darstellt und zu dem der Nennleistungsfaktor $\cos \varphi_N$ gehört.

Statt der Stromortskurve kann man auch das *Leistungsdiagramm* auswerten. Es entsteht durch Multiplikation der Ströme mit $3 \cdot U_1$. Die Wirkleistung entnimmt man der Realteilachse (Lage des Spannungszeigers U_1), entsprechend wird die Blindleistung entlang der Imaginärachse angezeigt. Die Kreise um den Ursprung entsprechen konstanten Scheinleistungen.

Der Abstand OF im Stromdiagramm entspricht dem Verhältnis U_1/X_d , im Leistungsdiagramm ergibt sich der Abstand wie folgt. Wegen

$$Z_N = \frac{U_N^2}{S_N} = \frac{3 \cdot U_1^2}{S_N} \quad \text{folgt} \quad 3 \cdot U_1^2 = Z_N \cdot S_N \quad (3.7.8)$$

Da der Leistungsmaßstab durch Multiplikation mit $3 \cdot U_1$ aus dem Strommaßstab hervorgeht, gilt für den Abstand OF im Leistungsdiagramm

$$\frac{3 \cdot U_1^2}{X_d} = \frac{Z_N \cdot S_N}{X_d} = \frac{S_N}{x_d} \quad (3.7.9)$$

Trägt man den Gesamtstrom der Maschine I_1 über den Erregerstrom I_E bei konstanter Wirklast P_2 auf, erhält man die sog. *V-Kurven* (siehe Abb. 3.7.13). Sie ergeben sich, wenn man in der Stromortskurve auf Parallelen zur imaginären Achse (entspricht konstantem Wirkstrom) die Länge von I_1 und $U_p/X_d \sim I_E$ berechnet. Für reine Wirkleistung ($\cos \varphi = 1$) wird I_1 minimal. Aus diesem Diagramm kann ein Kraftwerksbetreiber erkennen, wieviel Blindleistung er bei vorgegebener Wirkleistung übernehmen kann, ohne den zulässigen Ständerstrom zu überschreiten. Bei Untererregung darf die Stabilitätsgrenze nicht unterschritten werden.

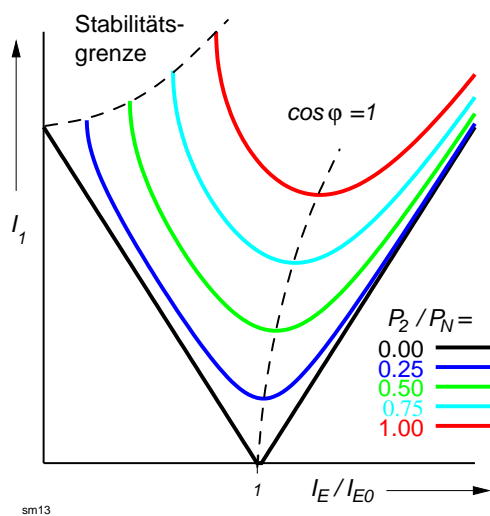


Abb. 3.7.13: V-Kurven

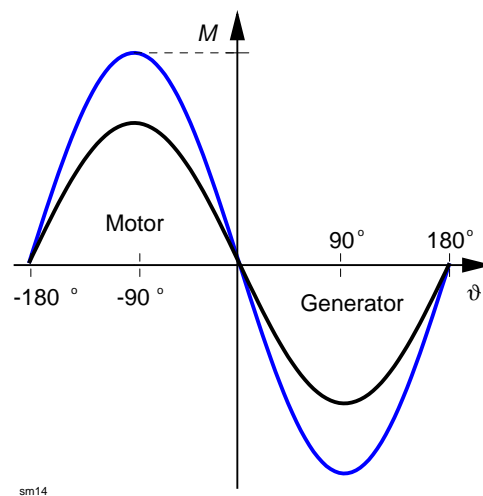


Abb. 3.7.14: Drehmoment

3.7.2.7 Drehmoment

Aus der Stromortskurve kann man für die Wirkkomponente des Ständerstromes folgende Beziehung ableiten:

$$I_1 \cdot \cos \varphi = -\frac{U_p}{X_d} \cdot \sin \vartheta \quad (3.7.10)$$

Das Minuszeichen ergibt sich aus $\cos(180^\circ - \varphi) = -\cos \varphi$. Die Wirkleistung der Maschine berechnet sich aus

$$P_1 = 3 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi = -3 \frac{U_1 U_p}{X_d} \sin \vartheta \quad (3.7.11)$$

Ersetzt man darin P_1 durch $2\pi \cdot n_1 \cdot M$, erhält man für das Moment der Synchronmaschine die Formel

$$M = -\frac{3 \cdot U_1 \cdot U_p}{2\pi \cdot n_1 \cdot X_d} \cdot \sin \vartheta \quad (3.7.12)$$

Das Drehmoment der Vollpolmaschine in Abhängigkeit vom Polradwinkel verläuft bei konstanter Klemmen- und Polradspannung sinusförmig, das Kippmoment ist proportional zur Polradspannung (siehe Abbildung 3.7.14).

3.7.3 Bildmaterial

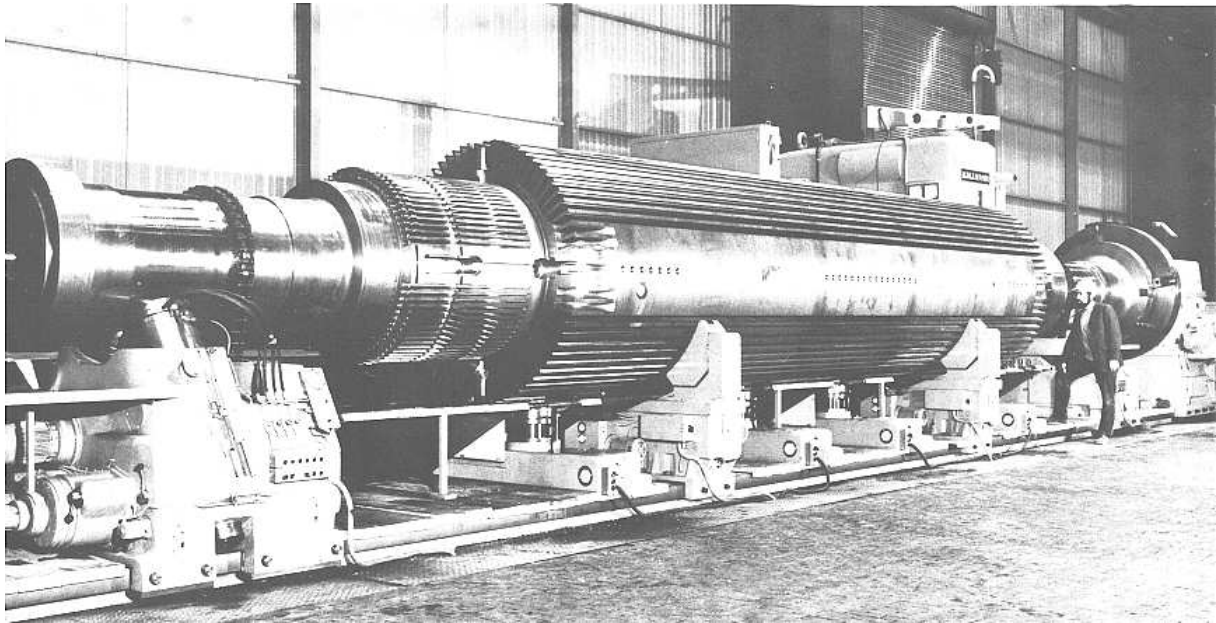


Abb. 3.7.15: Fräsen des 1500 MVA Läufers Biblis; Quelle: KWU 1971



Abb. 3.7.16: Schenkelpolmaschine; Quelle: BBC Mitteilungen 1972



Abb. 3.7.17: Stapeln des Blechkörpers eines Turbogenerators; Quelle: ABB Beschreibung HTGG F09 006 D



Abb. 3.7.18: Ständerwicklung; Quelle: Siemens Erlangen



Abb. 3.7.19: Einlegen eines Wicklungsstabes; Quelle: Siemens Erlangen



Abb. 3.7.20: Läuferwickelkopf; Quelle: Siemens Erlangen



Abb. 3.7.21: Rotor mit eingelegter Erregerwicklung;
Quelle: ABB Druckschrift CH-KW 2508 92
D

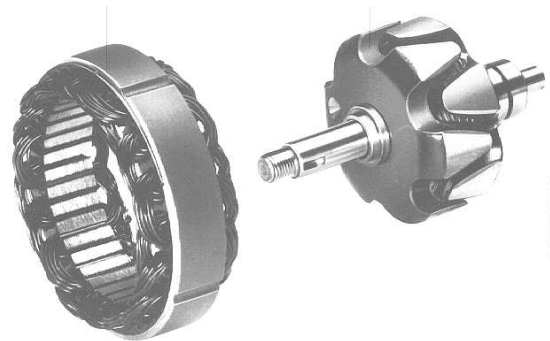


Abb. 3.7.22: Ständer und Rotor eines Klauenpol-Generators;
Quelle: Bosch, Technische Unterrichtung, 1982

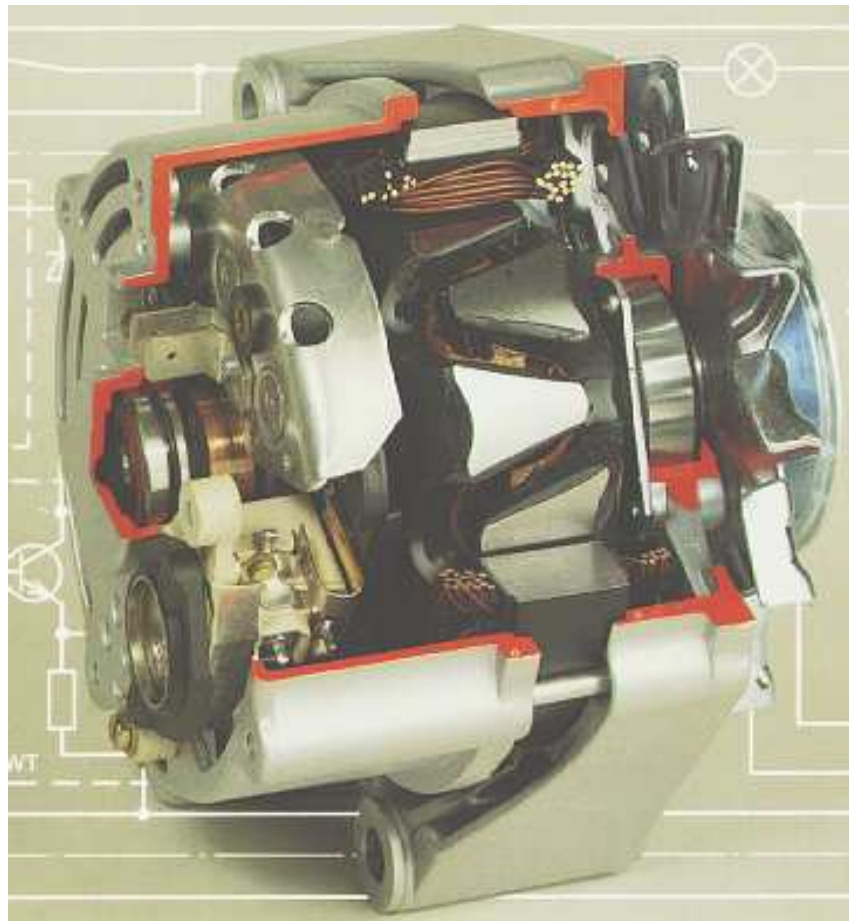


Abb. 3.7.23: Gesamtmodell eines Klauenpol-Generators;
Quelle: Bosch, Technische Unterrichtung, 1982

3.7.4 Übungsaufgaben

3.7.4.1 Synchrongenerator - Inselbetrieb

Ein Synchrongenerator mit den Daten 380 V, Y, 50 Hz, 120 A, $X_d = 1.5 \Omega$ wird mit $\cos \varphi = 1.0$ belastet. Die Leerlauferregung ist $I_{E0} = 2.0$ A. Der Ständerwiderstand und die magnetische Sättigung können vernachlässigt werden.

1. Wie verändert sich die Strangspannung U_1 , wenn der Erregerstrom $I_E = I_{E0}$ konstant gehalten, der Ständerstrom jedoch mit $I = 0, 40, 80, 120$ A geändert wird?
2. Welcher Erregerstrom I_E muß bei $I = 0, 40, 80, 120$ A jeweils eingestellt werden, um U_1 auf dem Nennwert konstant zu halten?

3.7.4.2 Synchronmotor

Ein Synchronmotor für 380 V, Y, 50 Hz hat die Leerlauferregung $I_{E0} = 1.8$ A. Er läuft mit dem Leistungsfaktor $\cos \varphi = 0.8$ (induktiv) und dem Polradwinkel $\vartheta = 30^\circ$.

1. Berechnen Sie den Erregerstrom I_E !
2. Bestimmen Sie grafisch anhand des Zeigerbildes, wie der Erregerstrom I_E verändert werden muß, um bei gleichem Polradwinkel den Leistungsfaktor $\cos \varphi = 1.0$ einzustellen!

Empfohlener Maßstab: 20 V/cm.

3.7.4.3 Synchronmotor

Ein Synchronmotor hat die Daten 380 V, Dreieck, 50 Hz, 3000 min^{-1} , $\cos \varphi = 1.0$. Die synchrone Reaktanz beträgt $X_d = 2.0 \Omega$. Der Erregerstrom ist bei Nennbetrieb um $I_{EN}/I_{E0} = 2.2$ größer als im Leerlauf. Der Ständerwiderstand, die Eisenverluste und die magnetische Sättigung können wie üblich vernachlässigt werden.

1. Berechnen Sie den Polradwinkel ϑ !
2. Wie groß ist das Drehmoment M_i ?
3. Berechnen Sie den Nennstrom I_N !

3.7.4.4 Synchrongenerator

Ein dreiphasiger Synchrongenerator (Vollpolmaschine) hat folgende Daten:

688 MVA, 21 kV, Y-Schaltung, 50 Hz, 3000 min^{-1} , $\cos \varphi = 0.8$, Gesamtwirkungsgrad $\eta_G = 99.5\%$.

Bei einem Leerlaufversuch wurde die Nennspannung mit einem Erregerstrom $I_{f0} = 1689$ A erreicht, für den Kurzschlußversuch mit Nennstrom war ein Erregerstrom $I_{fk} = 3842$ A nötig.

1. Wie groß ist die Synchronreaktanz X_d bei linearisierter Magnetisierungskennlinie?

2. Wie groß ist die Polpaarzahl?
3. Welche mechanische Leistung P_m muß eine Dampfturbine mindestens abgeben, damit die Nenn-
daten erreicht werden?
4. Wie groß sind dabei die Gesamtverluste P_v im Generator?
5. Wie groß ist der Erregerbedarf bei Nennbetrieb?

3.8 Formeln

Wechselstrom

Die hinterlegten Formeln werden in EM 2 verwendet.

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \quad \text{mit} \quad f = \frac{1}{T}$$

Grundlagen

$$P_{\text{mech}} = \Omega \cdot M = 2\pi \cdot n \cdot M$$

$$1 \text{ Nm} = 1 \text{ Ws}$$

$$R_w = \frac{235 + \vartheta_w}{235 + \vartheta_k} R_k \quad \text{für Kupfer, } [\vartheta] = 1^\circ \text{C}$$

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + P_v} = \left(1 - \frac{P_v}{P_1}\right)$$

Magnetische Feld

$$\Theta = \oint \vec{H} \, d\vec{s} = \sum_{i=1}^n I_i \approx \sum H_i s_i$$

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} = \mu_0 \cdot \mu_r(H) \cdot \vec{H} = \frac{d\Phi}{d\vec{A}}$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$$

$$u_i = N \frac{d\Phi}{dt} = N \frac{d(\vec{B} \cdot \vec{A})}{dt} = L \frac{di}{dt}$$

$$L = N \frac{d\Phi}{di} \quad [L] = 1 \frac{\text{Vs}}{\text{A}} = 1 \text{ H}$$

$$d\vec{F} = I(d\vec{l} \times \vec{B})$$

$$\underline{U} = \underline{I} \underline{Z}$$

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

$$\underline{Z} = j\omega L$$

$$\underline{Z} = \frac{1}{j\omega C} = -j \frac{1}{\omega C}$$

$$S = UI \quad [S] = 1 \text{ VA}$$

$$P = UI \cos \varphi \quad [P] = 1 \text{ W}$$

$$Q = UI \sin \varphi \quad [Q] = 1 \text{ var}$$

$$S^2 = P^2 + Q^2$$

Drehstrom

$$S = \sqrt{3} UI$$

$$P = \sqrt{3} UI \cos \varphi$$

$$Q = \sqrt{3} UI \sin \varphi$$

$$S^2 = P^2 + Q^2$$

$$\eta = \frac{P_m}{P}$$

Kompensation

$$Q_C = P (\tan \varphi_1 - \tan \varphi_2)$$

$$C = \frac{Q_C}{\omega U^2}$$

Gleichstrommaschine

$$U_q = C_1 \Phi_E \Omega$$

$$M_i = C_2 \Phi_E I_A$$

$$i_0 = \frac{I_{10}}{I_{1N}}$$

$$P_{feN} = P_{10} \left(\frac{U_{1N}}{U_{10}} \right)^2$$

Für den Motorbetrieb:

$$U_A = I_A R_A + U_q + 2U_B$$

$$P_A = P_m + P_{Cu} + \underbrace{P_{Fe} + P_{Rb}}_{P_{F+R}} + P_B$$

$$\eta = \frac{P_m}{P_A + P_E}$$

Transformator

$$\ddot{u} = \frac{U_{1h}}{U_{2h}} = \frac{N_1}{N_2} \approx \frac{U_{10}}{U_{20}} \approx \frac{I_2}{I_1}$$

T-Ersatzschaltbild

$$I'_2 = \frac{1}{\ddot{u}} I_2 \quad U'_2 = \ddot{u} U_2$$

$$R'_2 = \ddot{u}^2 R_2 \quad L'_{2\sigma} = \ddot{u}^2 L_{2\sigma}$$

$$X'_2 = \ddot{u}^2 X_2$$

Kurzschluß

$$\cos \varphi_k = \frac{P_{1k}}{U_{1k} I_{1k}}$$

$$Z_k = \frac{U_{1k}}{I_{1k}} = \sqrt{R_k^2 + X_k^2}$$

$$R_k = Z_k \cos \varphi_k \quad X_k = Z_k \sin \varphi_k$$

$$\tan \varphi_k = \frac{X_k}{R_k}$$

$$R_1 = \frac{R_k}{2} \approx R'_2$$

$$X_{1\sigma} = \frac{X_k}{2} \approx X'_{2\sigma}$$

$$u_k = \frac{U_{1k}}{U_{1N}} = \frac{I_{1N}}{I_{kD}}$$

$$P_{CuN} = P_{1kN} = P_{1k} \left(\frac{I_{1N}}{I_{1k}} \right)^2$$

Leerlauf

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_{10}}{U_{10} I_{10}}$$

$$I_{fe} = I_{10} \cos \varphi_0$$

$$I_\mu = I_{10} \sin \varphi_0$$

$$R_{fe} = \frac{U_{10}}{I_{fe}} = \frac{U_{10}^2}{P_{10}}$$

$$X_h = \frac{U_{10}}{I_\mu}$$

Streuung und Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_{ab}}{P_{ab} + P_{feN} + \left(\frac{I}{I_N} \right)^2 P_{CuN}}$$

$$\sigma = 1 - k^2 = \frac{I_{10}}{I_{1k}}$$

Vereinfachtes Zeigerdiagramm

$$u_r = u_k \cos \varphi_k$$

$$u_x = u_k \sin \varphi_k$$

$$u_\varphi = u_r \cos \varphi + u_x \sin \varphi$$

$$U_2(\varphi_2, I_2) = U_{20} \left(1 - u_\varphi \frac{I_2}{I_{2N}} \right)$$

Aufbau und Bauformen

$$A_{fe} = D^2 \frac{\pi}{4} k_a k_{fe}$$

Entwurfsgleichungen

$$U = 4.44 f \hat{\Phi} N$$

$$\frac{S_{N0}}{S_{N1}} = \lambda_L^4, \quad \frac{m_0}{m_1} = \lambda_L^3$$

$$\frac{O_0}{O_1} = \lambda_L^2 \quad \text{mit} \quad \lambda_L = \frac{l_0}{l_1}$$

$$d_k = (1.5) \cdot \sqrt[4]{\frac{S_N}{C}}$$

Spartransformator

$$S_T = U_1 I_p = U_r I_2$$

$$S_D = U_1 I_1 = U_2 I_2$$

$$S_T = S_D \left(1 - \frac{U_1}{U_2} \right)$$

$$I_p = I_1 - I_2$$

$$I_{KT} = \frac{I_{1N}}{u_k}$$

$$u_{KD} = u_k \left(1 - \frac{U_1}{U_2} \right)$$

$$I_{KD} = \frac{I_{KT}}{1 - \frac{U_1}{U_2}}$$

Drehstromwicklung

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \longrightarrow n = \frac{f}{p}$$

$$\tau_p = \frac{D \cdot \pi}{2p}$$

$$\alpha_{el} = p \cdot \alpha_{mech}$$

$$q = \frac{N}{2 \cdot p \cdot m}$$

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

$$\alpha = p \cdot \frac{2\pi}{N} = \frac{180^\circ}{m \cdot q}$$

$$\xi_{zv} = \frac{\sin \left(q \cdot \frac{v \cdot \alpha}{2} \right)}{q \cdot \sin \left(\frac{v \cdot \alpha}{2} \right)}$$

$$\xi_{sv} = \cos \left(\frac{v \cdot \beta}{2} \right) = \sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot v \cdot \frac{w}{\tau_p} \right)$$

$$\xi_v = \xi_{zv} \cdot \xi_{sv}$$

$$U_{i1} = 4.44 \cdot N_1 \cdot \xi_1 \cdot f_1 \cdot \Phi_1$$

Asynchronmaschine

$$n_1 = \frac{f_1}{p}$$

$$s = \frac{\Delta n}{n_1} = \frac{n_1 - n}{n_1}$$

$$f_2(s) = s \cdot f_1$$

$$U_{q2}(s) = s \cdot U_{q20}$$

$$\frac{R'_2}{s} = R'_2 + \frac{1-s}{s} R'_2$$

$$P_1 = 3 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi = \sqrt{3} \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi$$

$$P_1 = P_{Cu1} + P_{Fe} + \underbrace{P_{Rbg} + P_2 + P_{Cu2}}_{P_i}$$

$$P_{Cu1} = 3 \cdot R_1 \cdot I_1^2$$

$$P_{Cu2} = 3 \cdot R'_2 \cdot I_2'^2 = s \cdot P_D$$

$$P_i = P_D - P_{Cu2} = P_D(1-s)$$

$$P_2 = P_i - P_{Rbg} = 2\pi \cdot n \cdot M \quad (= P_m)$$

$$M_i = M + M_{Rbg} = \frac{P_i}{2\pi \cdot n} = \frac{P_D}{2\pi \cdot n_1}$$

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_{\text{Typenschild}}}{\sqrt{3} U_N I_N \cos \varphi_N}$$

Leerlaufversuch (vereinfachtes ESB)

$$R_{F+R} = 3 \frac{U_{10}^2}{P_0}$$

$$I_{F+R} = \frac{U_{10}}{R_{F+R}}$$

$$I_\mu = \sqrt{I_{10}^2 - I_{F+R}^2}$$

$$X_\mu = \frac{U_{10}}{I_\mu}$$

Kurzschlußversuch

$$I_{kN} = I_k \frac{U_N}{U_k} = I_{Anl}$$

$$P_{kN} = P_k \left(\frac{U_N}{U_k} \right)^2$$

$$R'_2 = \frac{P_k}{3 I_k^2} - R_1$$

$$X_{1\sigma} = X_{2\sigma} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\left(\frac{U_k}{I_k} \right)^2 - R^2}$$

$$M_{iN} = M_{AnlN} = \frac{P_{kN} - P_{CuN} - P_{Fe}}{2\pi \cdot n_1}$$

Kloßsche Gleichung

$$s_K \approx \frac{R'_2}{X_\sigma}$$

$$M_K \approx \frac{3 \cdot U_1^2}{4\pi \cdot n_1 \cdot X_\sigma}$$

$$\frac{M}{M_K} = \frac{2}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s}}$$

Verschiedenes

$$M \sim U^2 \sim \Phi_d^2$$

$$\frac{R_{2V} + R_2}{s^*} = \frac{R_2}{s}$$

Synchronmaschine

$$n = n_0 = n_N = n_1 = \frac{f_1}{p}$$

Vollpolmaschine

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_p + \underline{I}_1 (R_1 + jX_d)$$

$$X_d = \frac{U_N}{I_{k0}}$$

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

$$M = -\frac{3 \cdot U_1 \cdot U_p}{2\pi \cdot n_1 \cdot X_d} \cdot \sin \vartheta$$