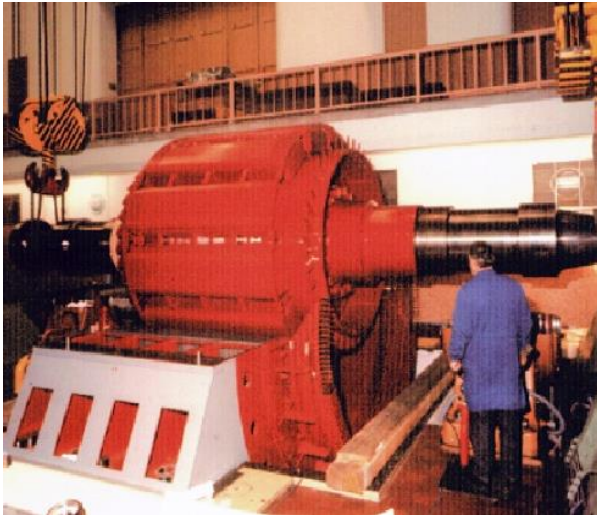




Großgeneratoren u. Hochleistungsantriebe

Vorlesung, Übungen



(Quelle: Andritz Hydro, Österreich)



(Quelle: Siemens AG, Deutschland)

Inhaltsverzeichnis

Literatur und verwendete Formelzeichen	0/3
1. Allgemeines über den Elektromaschinenbau	1/1
1.1 Entstehung und Bedeutung des Elektromaschinenbau	1/1
1.2 Entwicklungsstand und Innovationsschwerpunkte	1/3
1.3 Trends und Entwicklungen bei Großgeneratoren und Hochleistungsantrieben	1/7
2. Erwärmung und Kühlung	2/1
2.1 Einleitung	2/1
2.2 Wicklungsisolierung	2/2
2.3 Wärmequellen und Verlustdichte	2/16
2.4 Kühlarten und Kühlsysteme	2/18
2.5 Kühlmittel	2/20
2.6 Strömungstechnische Zusammenhänge	2/24
2.7 Ventilationsverluste	2/30
2.8 Wärmeabfuhr durch das Kühlmittel und dessen Erwärmung	2/31
2.9 Wärmeübergang	2/32
2.10 Wärmeleitung	2/36
2.11 Wirksamkeit der Kühlung und Leistungsverbrauch, Vergleich der Kühlmittel	2/41
2.12 Instationäre Wärmeströmung und Erwärmung Übungsbeispiele	2/44 2/49
3. Stromverdrängung in Maschinenwicklungen	3/1
3.1 Zusatzverluste in elektrischen Maschinen	3/1
3.2 Grundsätzliches zur Stromverdrängung	3/4
3.3 Die einseitige Stromverdrängung in einem massiven Nutenleiter	3/5
3.4 Kritische Leiterhöhe	3/14
3.5 Ausnützung der Stromverdrängung in elektrischen Maschinen	3/18
3.6 Maßnahmen zur Verminderung der Stromverdrängung	3/23
3.7 Luftspaltwicklungen für supraleitende Turbogeneratoren Übungsbeispiele	3/35 3/37
4. Erregungsbedarf und Kennlinien von Synchronmaschinen	4/1
4.1 Leerlauf- und Kurzschlusskennlinie	4/1
4.2 Ermittlung des Erregerbedarfs der Synchronmaschine	4/2
4.3 Zeigerdiagramm der gesättigten Synchron-Vollpolmaschine	4/4
4.4 Sättigung des Polschäfts im übererregten Betrieb – Potier-Reaktanz	4/5
4.5 Stromortskurven und Betriebskennlinien von Synchronmaschinen	4/8
4.6 Die Dämpferwicklung bei Schiefast und Oberwellen	4/17
5. Bemessung großer Synchronmaschinen	5/1
5.1 Einsatz und Aufbau von großen Synchronmaschinen	5/7
5.2 Entwurfs-Zusammenhänge bei Drehstrom-Synchronmaschinen	5/14
5.3 Besondere Auslegungs-Probleme und konstruktive Lösungen Übungsbeispiele	5/25 5/30
6. Windgeneratoren und Hochleistungsantriebe	6/1
6.1 Halbleiter-Erregung	6/1
6.2 Windgeneratoren	6/1
6.3 Umrichter gespeiste Synchronmotoren als Hochleistungsantriebe	6/5
6.4 Stromrichter motoren	6/8
6.5 Synchronmotoren mit Direktumrichterspeisung	6/17
6.6 Stromrichter-Auswirkungen und Maßnahmen	6/20
6.7 Synchrongeneratoren mit HGÜ-Kopplung	6/24
6.8 Doppelt gespeiste Großmaschinen Übungsbeispiele	6/31 6/38
7. Kraftbeanspruchung in großen Synchronmaschinen	7/1
7.1 Drehmoment-Bildung	7/1
7.2 Radiale Luftspaltkräfte bei zentrischer Läuferlage	7/4
7.3 Einseitiger magnetischer Zug infolge exzentrischer Läuferlage	7/8
7.4 Stromkräfte auf Nutleitern	7/20
7.5 Stromkräfte in Wickelköpfen	7/27
7.6 Läuferpolbefestigungen großer Synchronmaschinen Übungsbeispiele	7/28 7/33

Literatur

- [1] Wiedemann, E.; Kellenberger, W.: Konstruktion elektrischer Maschinen, Springer, Berlin, 1967
- [2] Bohn, T. (Hrsg.): Elektrische Energietechnik, aus: Handbuchreihe Energie, Bd. 4, TÜV Rheinland, 1987
- [3] Hering, E.; Vogt, A.; Bressler, K.: Handbuch der Elektrischen Anlagen und Maschinen, Springer, Berlin, 1999
- [4] Gotter, G.: Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen, Berlin, Springer, 1962
- [5] Eck, B.: Ventilatoren, Springer, 1962
- [6] Richter, H.: Rohrhydraulik, Springer, 1958
- [7] VDI-Wärmeatlas, VDI-Verlag, Düsseldorf
- [8] Böning, W. (Hrsg.): Hütte Band I – Elektrische Energietechnik, Springer, Berlin, 1980
- [9] Richter, R.; Prassler, H.: Elektrische Maschinen, Band 1, Birkhäuser, Basel, 1968
- [10] Vogt, K.: Berechnung elektrischer Maschinen, VCH, Weinheim, 1996
- [11] Schuisky, W.: Berechnung elektrischer Maschinen, Springer, Wien, 1960
- [12] Field, A. F.: Eddy currents in large slot-wound conductors, Trans. AIEE 24 (1905), pp.761-788
- [13] Emde, F.: Einseitige Stromverdrängung in Ankernuten, E. u. M. 24 (1908), pp.703-707 und pp.726-731
- [14] Küpfmüller, K.: Einführung in die theoretische Elektrotechnik, Springer, Berlin, 1973
- [15] Sequenz, H.: Die Wicklungen elektrischer Maschinen, 3. Band: Wechselstrom-Sonderwicklungen, Springer, Wien, 1954
- [16] Sequenz, H. (Hrsg.): Herstellung der Wicklungen elektrischer Maschinen, Springer, Wien, 1973
- [17] Neidhöfer, G.: Innenkühlung von Roebelstäben und Maßnahmen zur Verminderung der Zusatzverluste, Scientia Electrica 14 (1968) 3, pp.49-72
- [18] Bonfert, W.: Betriebsverhalten der Synchronmaschine. Springer, 1962
- [19] Rentzsch, H.: Handbuch für Elektromotoren, BBC-Fachbuch, Girardet-Verlag, 1980
- [20] Gandert, H.-J.: Schnelle Erregungssysteme und ihre Beitrag zur Netzstabilität bei großen Generatoren, ETZ 102 (1981) 6, pp.299-302
- [20] Kleinrath, H.: Stromrichtergespeiste Drehfeldmaschinen, Springer, Wien, 1980
- [21] Sonderheft: Stromrichter-Drehstromantriebe, Brown Boveri Mitt. 69 (1982) 4/5
- [22] Späth, H.: Steuerverfahren für Drehstrommaschinen, Springer, 1983
- [23] Sonderheft: Drehzahlveränderbare elektrische Großantriebe, Energie & Automation 9 (1987), Siemens AG
- [23] Brandl, P.: Stromkräfte in den Stirnverbindungen von Drehstromwicklungen, Brown Boveri Mitteilungen 67 (1980) 2, pp.128-134
- [24] Jacoby, G.: Greift die Kraft an der Wicklung oder an den Zähnen eines Ankers an?, Sachsenwerk Mitteilungen 1 (1937) pp.22-24
- [25] Lingener, A.: Auswuchten – Theorie und Praxis, Verlag Technik GmbH Berlin – München, 1992
- [26] Klempner, G.; Kerszenbaum, I.: Handbook of Large Turbo-Generator Operation and Maintenance, Wiley IEEE-Press, New York, 2008, USA
- [27] Binder, A.: Elektrische Maschinen und Antriebe, Springer, Berlin-Heidelberg, 2012
- [28] Binder, A.: Elektrische Maschinen und Antriebe - Übungsbuch Springer, Berlin-Heidelberg, 2012
- [29] Kleinrath, H.: Grundlagen elektrischer Maschinen, Akademische Verlagsgesellschaft, Wiesbaden, 1975
- [30] Quantz, L.; Meerwarth, K.: Wasserkraftmaschinen, Springer, Berlin, 1963
- [31] Lloyd, M. R.: Development in Large Variable Speed Drives, Proceedings of the Int. Conf. on El. Machines, 1992, Manchester, p.7-11
- [32] Seinsch, H.-O.: Oberfelderscheinungen in Drehfeldmaschinen, B.G.Teubner, Stuttgart, 1992
- [33] Jordan, H. Geräuscharme Elektromotoren. Verlag W. Girardet, Essen, 1950

Verwendete Formelzeichen

a	-	Anzahl paralleler Wicklungszweige bei Drehfeldmaschinen, aber: HALBE Anzahl paralleler Wicklungszweige bei Gleichstrommaschinen
A	A/m	Strombelag
A	m ²	Fläche
b_s, b_r	m	Nutbreite (Stator, Rotor)
b_p	m	Polschuhbreite
B	T	magnetische Induktion (Flussdichte)
d_E	m	Eindringmaß
d_{si}	m	Bohrungsdurchmesser
E	V/m	elektrische Feldstärke
f	Hz	elektrische Frequenz
F	N	Kraft
g	-	ganze Zahl
h	m	Höhe
H	A/m	magnetische Feldstärke
I	A	elektrische Stromstärke
j	-	imaginäre Einheit
J	A/m ²	elektrische Stromdichte
J	kgm ²	polares Trägheitsmoment
k	-	Ordnungszahl
k_d	-	Zonenfaktor
k_K	-	Leerlauf-Kurzschluss-Verhältnis
k_p	-	Sehnungsfaktor
k_R	-	Stromverdrängungsfaktor
k_w	-	Wicklungsfaktor
l	m	Länge (axial)
L	H	Selbstinduktivität
m	-	Strangzahl
M	H	Gegeninduktivität
M	Nm	Drehmoment
M_b	Nm	asynchrones Kippmoment
M_{p0}	Nm	synchrones statisches Kippmoment
M_s	Nm	Kupplungsmoment, Wellenmoment (shaft)
M_I	Nm	Anfahrmoment
n	1/s	Drehzahl
N	-	Windungszahl je Strang
N_c	-	Spulenwindungszahl
p	-	Polpaarzahl
P	W	Leistung
q	-	Lochzahl (Nuten pro Pol und Strang)
Q	-	Nutenzahl
R	Ohm	elektrischer Widerstand
s	-	Schlupf
s	m	Weglänge
t	s	Zeit
T	s	Zeitkonstante
U	V	elektrische Spannung
U_p	V	Polradspannung
$ü_I$	-	Stromübersetzungsverhältnis

v	m/s	Geschwindigkeit
V	A	magnetische Spannung
V	m ³	Volumen
W	J	Energie
W	m	Spulenweite
x	m	Umfangskoordinate
X	Ohm	Reaktanz
X_d, X_q	Ohm	Längs-, Querreaktanz
y	-	Weite einer Spule, gezählt in Nutteilungen
z	-	gesamte Leiterzahl
Z	Ohm	Impedanz
α	rad	Zündwinkel
γ	-	Feldfaktor
δ	m	Luftspalt
φ	rad	Phasenwinkel
Φ	Wb	magnetischer Fluss
Ψ	Vs	magnetische Flussverkettung
κ	S/m	elektrische Leitfähigkeit
μ	-	Ordnungszahl
μ	Vs/(Am)	magnetische Permeabilität
μ_0	Vs/(Am)	magnetische Permeabilität des Vakuums ($4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/(Am))
ν	-	Ordnungszahl
ξ	-	„reduzierte“ Leiterhöhe
η	-	Wirkungsgrad
ζ	-	Widerstandsbeiwert bei Strömungen
ϑ	°C	Temperatur
Θ	A	elektrische Durchflutung
τ_Q, τ_s, τ_r	m	Nutteilung allgemein bzw. Stator- und Rotornutteilung
τ_p	m	Polteilung
ω	1/s	elektrische Kreisfrequenz
Ω	1/s	elektrische Winkelgeschwindigkeit
ω_m, Ω_m	1/s	mechanische Winkelgeschwindigkeit

Indizes

av	Mittelwert
b	asynchrones Kippen
c	Spule
d	direct (längs), dc (Gleichgröße), Zone (distribution), Verluste (dissipation)
e	elektrisch
f	Feld
Fe	Eisen
h	Haupt-
i	induziert
in	zugeführt
k	Kurzschluss-
m	Magnetisierungs-, magnetisch
m	mechanisch
m	maximal

N	Nenn
out	abgegeben
p	Pol, Polrad, Sehnung (pitch)
q	quadrature (quer)
Q	Nut
r	Rotor
s	Stator
s	Welle (shaft)
syn	Synchron
w	Wicklung
δ	Luftspalt
σ	Streu-
0	Leerlauf
1	Anfahrpunkt ($s = 1$ bei Asynchronmaschine)

Notationen

i	Kleinbuchstabe: z.B.: elektrische Stromstärke, Augenblickswert
I	Großbuchstabe: z.B.: elektrische Stromstärke, Effektivwert oder Gleichstrom-Wert
X, x	Großbuchstabe: z.B. Reaktanz, Kleinbuchstabe: z.B. bezogene Reaktanz (p.u. -Wert)
\underline{I}	unterstrichen: komplexe Größen
\hat{I}	Spitzenwert, Amplitude
I'	auf Ständerwicklungsdaten umgerechnet
$\text{Re}(\cdot)$	Realteil von ...
$\text{Im}(\cdot)$	Imaginärteil von ...

Beispielhafte Prüfungsfragen zur Selbstkontrolle beim Erlernen des Stoffgebiets:

Kapitel 2 Erwärmung und Kühlung

- Wärmeklassen und Grenzübertemperaturen: Definitionen und physikalische Bedeutungen
- Verlustquellen und Verlustdichten in elektrischen Großmaschinen (Größenordnungen)
- Kühlarten und Kühlsysteme: Übersicht und konstruktive Beispiele
- Vergleich von flüssigen und gasförmigen Kühlmitteln (qualitativ)
- Turbulente Strömung: Kenngrößen und Bedeutung für die Kühlung
- Druckerzeugung und Kennlinien bei Lüftern
- Wärmeabfuhr durch Kühlmittel und konvektiven Wärmeübergang
- Wärmeleitung in elektrischen Maschinen: Grundgesetze und Lösungsbeispiele
- Wirksamkeit unterschiedlicher Kühlmittel (qualitativ, Größenordnungen)
- Thermische Zeitkonstanten und Aussetzbetrieb

Kapitel 3 Stromverdrängung in Maschinenwicklungen

- Zusätzliche Verlustquellen bei Großmaschinen in Leerlauf und Last
- Physikalisch anschauliche Erklärung der einseitigen Stromverdrängung
- Einseitige Stromverdrängung: Stromdichteverteilung, Eindringtiefe (Einfluss von Frequenz etc.)
- Kritische Leiterhöhe beim Massivleiter und bei Spulen (qualitative Beschreibung, Zahlenbeispiel bei 50 Hz)
- Maßnahmen zur Verringerung der Stromverdrängung

- Asynchroner Anlauf von Synchronmotoren am Netz
- Stromverdrängung bei in Nuten liegenden Spulen (qualitative Beschreibung)
- Der ROEBEL - Stab: Aufbau und Wirkungsweise
- Stromverdrängung in Stirnverbindungen: Ursachen und Abhilfen

Kapitel 4 Erregungsbedarf von Synchronmaschinen

- Erläutern Sie den Verlauf von Leerlauf- und Kurzschlusskennlinie! Wie werden diese Kennlinien gemessen?
- Wie wird die synchrone Reaktanz rechnerisch und messtechnisch bestimmt ? (Hinweis: Übungsbeispiel)
- Erregerbedarfsermittlung: Beschreibung und physikalische Begründung der einzelnen Schritte !
- Zeigerdiagramm der Synchronmaschine bei Berücksichtigung der Sättigung

Kapitel 5 Bemessung großer Synchronmaschinen

- Bauweisen von Vollpol- und Schenkelpolsynchronmaschinen
- Die Schleuderdrehzahl: Definition und Bedeutung
- ESSON'sche Leistungsgleichung: Einflussgrößen und physikalische Aussagen
- Maßnahmen und Grenzen bei der Erhöhung der elektromagnetischen Ausnutzung
- Entwurfsgang bei Synchronmaschinen: Prinzipielle Vorgehensweise
- Biegeschwingsverhalten von Maschinenrotoren
- Isoliertechnik für Hochspannungswicklungen

Kapitel 6 Windgeneratoren und Hochleistungsantriebe

- Arten von Windgeneratoren: Vor- und Nachteile
- Beschreibung der doppeltgespeisten Asynchronmaschine (Hinweis: Übungsbeispiel)
- Leistungsgrenzen bei Hochleistungsantrieben (Maschinentypen, Umrichterarten)
- Beschreiben Sie unterschiedliche Arten drehzahlveränderbarer Großantriebe
- Funktionsweise des Stromrichter-motors (Prinzipschaltung)
- Beschreibung und Funktionsweise des Direktumrichter-antriebs
- Übliche Betriebsarten für Feldorientierung bei Synchronmaschinen
- Stromkommutierung im Stromrichter-motor: Qualitative Beschreibung
- Einflussgrößen auf die Stromüberlappung
- Vergleich von Stromrichter-motor und Gleichstromantrieb
- Direktumrichter: Betriebsweisen (Sinus- / Trapezbetrieb)
- Stromkurvenformen bei Stromrichter-motor und Direktumrichter – Antrieb
- Auswirkungen der Stromüberschwingungen im Stromrichter-motor
- Erläutern Sie das Funktionsprinzip der Läufer-speisung mit einer frequenzvariablen Läufer-zusatzspannung für drehzahlvariable Windgeneratoren ! Skizzieren Sie die $M(n)$ -Kennlinien!
- Warum ist Doppelt-Speisung (Umrichter speist Läuferkreis) kostengünstiger als eine Umrichterspeisung über den Ständer? Was ist dabei die technische Einschränkung?
- Untersynchrone Stromrichter-kaskade: Erläutern Sie das Funktionsprinzip!
- Warum ist bei der untersynchronen Stromrichter-kaskade nur untersynchroner Betrieb möglich? Nennen Sie Anwendungen!

Kapitel 7 Kraftbeanspruchung in großen Synchronmaschinen

- Drehmomentbildung in elektrischen Maschinen
- Radialkräfte im Luftspalt: Ursachen und Eigenschaften

- Einseitiger magnetischer Zug: Anschauliche Beschreibung, Auswirkungen auf das Betriebsverhalten
- Tangential- und Radialkräfte auf Nutenleiter
- Befestigungsarten von Läufer- Schenkelpolen
- Mechanische Festigkeit von Turborotoren

Check list of questions for examination:

Chapter 2: Heating and cooling of electrical machines

- Thermal classes and temperature limits: Definitions and physical meaning
- Loss sources and loss densities in large electrical machines (orders of magnitude)
- Cooling systems: Overview and examples
- Comparison of liquid and gaseous coolants (basic quantities)
- Turbulent flow: Characterization and significance for cooling
- Pressure generation in fans, characteristic curves of fans
- Heat transfer to coolants by convection; determination of coolant flow rate
- Thermal conduction in electrical machines: Basic laws and application examples
- Comparison of effects of different coolants (basic quantities)
- Thermal time constants and duty cycles

Chapter 3: Eddy current losses in winding systems

- Losses in synchronous machines at no-load and load
- Physical explanation of current displacement effect in massive slot conductor
- Current density distribution due to single sided current displacement in massive slot conductors; penetration depth
- Critical conductor height for massive slot conductors and for coils at e.g. 50 Hz
- Measures to reduce eddy currents in electrical winding
- Asynchronous starting of synchronous machines at the grid
- Current displacement in conductors of coils in slots – *Field's* formula
- The ROEBEL – bar: construction principle and effect
- Current displacement in winding overhangs: Causes and counter-measures

Chapter 4: Excitation of synchronous machines

- Describe the no-load and short-circuit characteristic! Describe measurement method for their determination!
- How is synchronous reactance determined by calculation and measurement? (see also: Collection of exercise examples)
- Describe the steps for determination of exciting ampere-turns for a given load point, and give an explanation for each step!
- Draw phasor diagram of synchronous machine with consideration of main flux saturation!

Chapter 5: Design of large synchronous machines

- Basic construction principles of cylindrical rotor and salient pole rotor synchronous machines
- Over-speed test: Necessity and significance for design! How big is it for steam and water turbines?
- Basic equation for hydro power plant design

- Discuss *ESSON*'s equation and its meaning!
- Measures for increase of electromagnetic utilization; physical limits!
- Basic steps for design of large synchronous machines
- Methods for fixation of salient rotor poles
- Bending vibrations of turbine generator rotors
- Voltage and current limits for big generators

Chapter 6: Wind generators and high power drives

- Types of electric wind turbine generators: Pros and Cons
- Basic principle of doubly fed induction generator
- Power limits of large drive systems (Motor and inverter types)
- Discuss different types of big variable speed drives
- Basic principle of synchronous converter drives!
- Describe the function of cyclo-converter fed synchronous drives!
- Typical operation modes for field-oriented controlled synchronous motors!
- Commutation of winding current in synchronous converter drives!
- Parameter influence on current overlap in synchronous converter drives!
- Comparison of synchronous converter drive and separately excited DC drive!
- Discuss sinusoidal and trapezoidal control of cyclo-converter!
- Give typical current wave forms in synchronous converter and cyclo-converter drives!
- Discuss current harmonic effects in converter-fed synchronous machines!
- Explain the principle of doubly-fed induction machines! What is the needed variation of the rotor voltage, impressed by the rotor-side inverter, for variable speed wind turbine operation? Sketch the resulting $M(n)$ -curves!
- Why is a doubly-fed induction machine system (inverter feeds rotor winding) cheaper in costs than a stator-fed induction machine? What are the technical restrictions?
- Sub-synchronous inverter cascade: Explain the working principle!
- Sub-synchronous inverter cascade: Why is only sub-synchronous motor operation possible? Give typical application examples!

Chapter 7: Forces in big synchronous machines

- Torque generation in electrical machines
- Radial magnetic forces in the air gap
- Single sided magnetic pull
- Tangential and radial forces at slot conductors

1. Allgemeines über den Elektromaschinenbau

1.1 Entstehung und Bedeutung des Elektromaschinenbaus

Die Anfänge elektrischer Maschinen gehen auf die zweite Hälfte des letzten Jahrhunderts zurück, und sehr bald wurde der Elektromaschinenbau in industriellem Rahmen betrieben. Wichtigste **Meilensteine** der Entwicklung waren

- | | | |
|------|--|--------------------------------------|
| 1866 | Entdeckung des "dynamoelektrischen Prinzips"
→ Dynamomaschine (Gleichstrommaschine) | <i>Werner v. Siemens</i> |
| 1888 | Bau des ersten Drehstrom-Asynchronmotors
→ Induktionsmaschine | <i>Michael v. Dolivo-Dobrowolsky</i> |
| 1901 | Erfindung des Vollpolläufers → schnelldrehende
Synchronmaschine (Turbogenerator/-motor) | <i>Charles E. Brown</i> |

Mit dem Nachweis **wirtschaftlich nutzbarer Stromübertragung**, nämlich

- | | | | | | |
|------|-------------|---------|------|--------|--|
| 1886 | Gleichstrom | 30 kW | über | 8 km | von <i>Kriegstetten</i> nach <i>Solothurn</i> |
| 1891 | Drehstrom | 210 kVA | über | 175 km | von <i>Lauffen/Neckar</i> nach <i>Frankfurt/Main</i> |

war die Verwertung der Elektrizität vom Erzeugungsort entkoppelt, was den Bau von Kraftwerken ("Zentralen") zur öffentlichen Elektrizitätsversorgung und den dezentralen Einsatz elektromotorischer Antriebe auslöste. Ebenfalls waren damals schon die **Vorteile des Wechselstroms** – speziell des Drehstroms – gegenüber dem Gleichstrom hinsichtlich **Erzeugung** (kommutatorlose Generatoren können sehr groß gebaut werden) und **Verteilung** (Hochspannung von Wechselstrom über Transformatoren) erkannt.

Anmerkung: Heute bringt durch den Einsatz moderner Hochspannungs-Stromrichter in Kombination mit speziellen Stromrichter-Transformatoren die Energieübertragung von hochgespanntem Gleichstrom (HGÜ: Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung) gegenüber Wechselstrom den Vorteil, nur Wirkstrom zu übertragen.

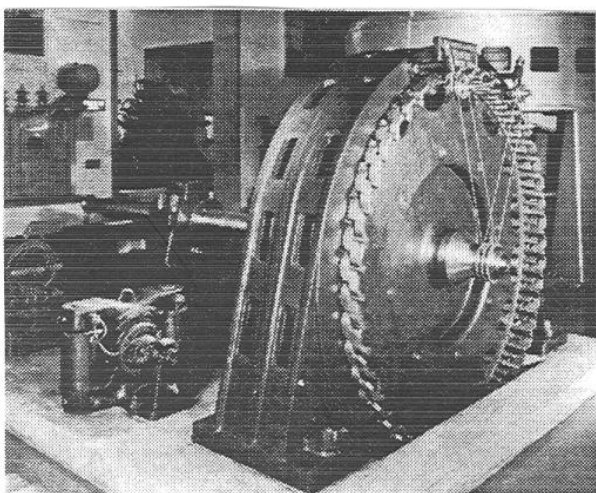


Bild 1.1-1: Wasserkraftgenerator *Lauffen* 1891
(Drehstrom-Synchrongenerator, Quelle: *Deutsches Museum, München*)



Bild 1.1-2: Pumpspeicher-Wasserkraftgenerator
(Quelle: *Kaprun/Tauernkraftwerke, ELIN*)

In der Folgezeit richteten sich die Bemühungen vor allem darauf, die Generatoren und Motoren in Leistungsstärke, Werkstoffausnutzung, Wirkungsgrad und Wirtschaftlichkeit weiter zu entwickeln und sie einer breiten Verwendung zuzuführen. Mit der Technikdurchdringung und Elektrifizierung vieler Bereiche galt es zudem, Sonderarten und -formen elektrischer Maschinen für die verschiedensten Zwecke zu schaffen. Seit langem ist die **elektrische Maschine das Rückgrat der öffentlichen und dezentralen Stromversorgung** und das **Kernstück vielfältigster Antriebe** in Haushalt, Gewerbe, Verkehr und Industrie.

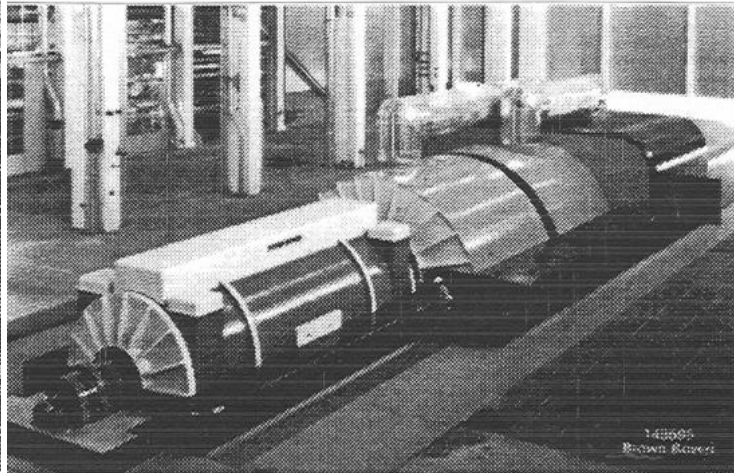
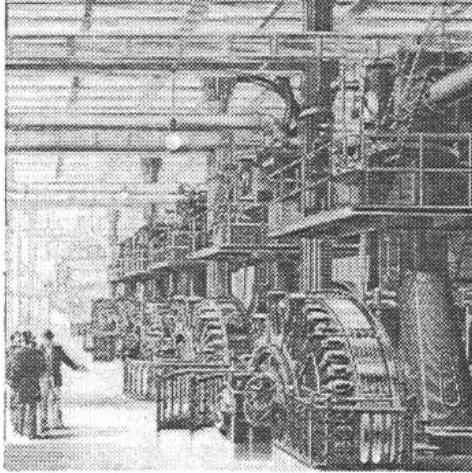


Bild 1.1-3: Zentralstation mit Dynamomaschinen (Gleichstromgeneratoren), im Elektrizitätswerk Paris, 1895 (Quelle: *Internet*)

Bild 1.1-4: Dampfturbogruppe mit Drehstrom-Turbogenerator (vorne) in einem thermischen um Kraftwerk (Quelle: *BBC*)

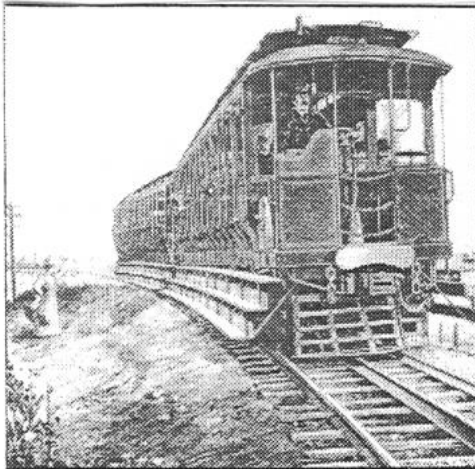


Bild 1.1-5: Elektrozug mit Gleichstrommotor-Antrieb, Stromzuführung über holz-isolierte Mittelschiene, USA, um 1900 (Quelle: *Internet*)

Bild 1.1-6: Hochgeschwindigkeitstriebzug ICE3, Drehstrom-Asynchron-Fahrmotoren, 16x500 kW, Deutschland, 2001, Umformung des 16.67 Hz-Fahrdrahtstroms durch Umrichter in frequenzstellbaren Drehstrom (Quelle: *DB AG*)

Der Bau elektrischer Maschinen umfasst ein weites Spektrum von **Kleinst- und Kleinmaschinen** (mit Leistungen von nur wenigen Milliwatt (mW) bis ca. 100 W) über den unteren und mittleren Leistungsbereich (**Norm-, Transnorm- und Mittelmaschinen**) (ca. 1 kW bis einige MW) bis hin zu **Groß- und Größtmaschinen** (Megawatt bis z. Zt. ca. 1.8 Gigawatt). Im unteren Leistungsbereich sind es fast ausschließlich Motoren für Kleinantriebe in Haushalts-, Automobil- und mikrotechnischen Applikationen, daran anschließend hauptsächlich Normmotoren (im wesentlichen für industrielle Antriebe), ebenso im mittleren Leistungsbereich und daneben Generatoren (für Inselnetze, Fahrzeuge, ...) ; hohe Einsatz-

leistungen sind den **Großantrieben** und Sondermaschinen, besonders aber den **Großgeneratoren** (in Kraftwerken der öffentlichen Stromversorgung) vorbehalten.

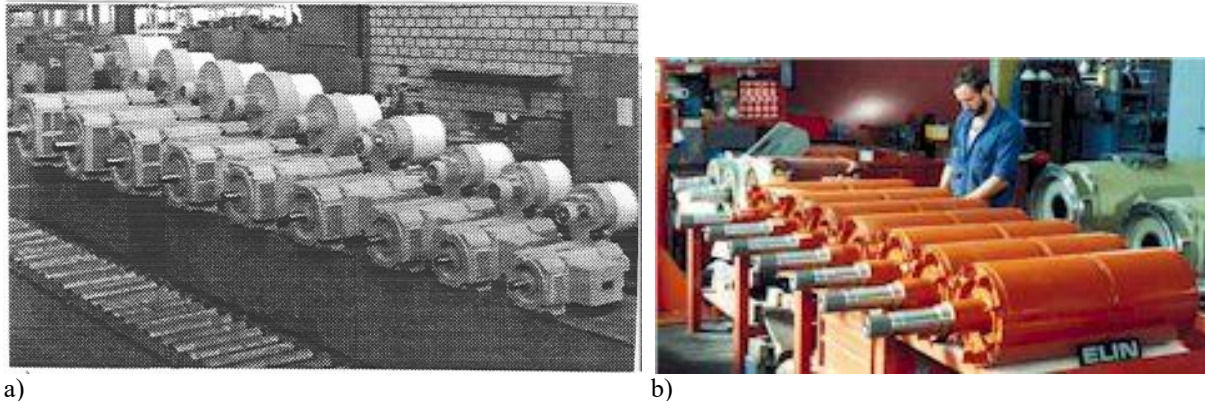


Bild 1.1-7: Kleinserienfertigung für die Antriebstechnik: a) Baureihe fremderregter, fremdgekühlter Gleichstrommaschinen als drehzahlvariable Antriebe in Verbindung mit Stromrichtern. Die Achshöhen und Wellenabmessungen sind genormt. b) Läuferfertigung hochtouriger Asynchronmotoren für Umrichterspeisung (Quelle: a) ABB, b) ELIN-EBG Motoren GmbH)

Rund 60 % der erzeugten elektrischen Energie wird durch Elektromotoren in **mechanische Arbeit** zurück verwandelt. Wegen der relativ geringen Benutzungsdauer der Motoren ist ihre produzierte Summenleistung ein Mehrfaches derjenigen aller Generatoren, und ihr Produktionswert beträgt mehr als das Zehnfache der gefertigten Generatoren. **Kleinmotoren** mit den sehr hohen Stückzahlen (z. B. Antriebe für Videokameras: 1 Million Stück pro Tag) werden vollautomatisch produziert. Auch die **Normmaschinen** im Leistungsbereich bis ca. 500 kW sind in Baureihen entwickelt und werden halbautomatisiert gefertigt, weitgehend auch **Mittelmaschinen** für Standardzwecke. Bei **Sonder- und Großmaschinen** wird ein modularer Aufbau angestrebt und baugruppenweise, zunehmend in rechnergestützten Fertigungs- und Abwicklungssystemen fabriziert. Besonders bei kleinen Losgrößen und Einzelanfertigungen steht die optimale Anpassung der betreffenden Maschine an die Einsatzbedingungen und Kundenanforderungen im Vordergrund.

Der **Inhalt dieses Skripts** ist hauptsächlich auf elektrische Mittel- und Großmaschinen ausgerichtet mit den Anwendungen als (**Groß-)**Generatoren und **Hochleistungsantrieben**.

1.2 Entwicklungsstand und Innovationsschwerpunkte bei elektrischen Mittel- und Großmaschinen

Heutige elektrische Maschinen sind ein Produkt, dessen Qualitätsstand auf einer unablässigen und besonders in letzter Zeit sehr lebhaften Entwicklung beruht. Die Neuerungen umspannen das ganze Feld vom Entwurf über die Fertigung einschließlich Prüfung bis hin zum Betrieb. Sie betreffen die materiellen Maschinentechiken, ebenso die experimentellen und technisch-wissenschaftlichen Lösungshilfen wie auch die Einsatzweisen, welche sich aus dem aktuellen Umfeld ergeben.

Der Erfolg einer Entwicklungsperiode drückt sich summarisch in der **höheren Leistung je Volumen- oder Gewichtseinheit** aus: Bei Mittelmaschinen z.B. ist während des letzten Vierteljahrhunderts rund eine **Verdoppelung** erreicht worden, bei Turbogeneratoren eine Steigerung sogar bis auf das **Fünffache**. Als Folge davon sind die magnetischen, elektrischen und mechanischen Bauteile beträchtlich stärker ausgenutzt, was neue Techniken zur

Erhöhung der Beanspruchung und zur Minderung nachteiliger Erscheinungen wie Zusatzverluste bedingte. Das Schema Bild 1.2.1 gibt eine einleitende Übersicht.

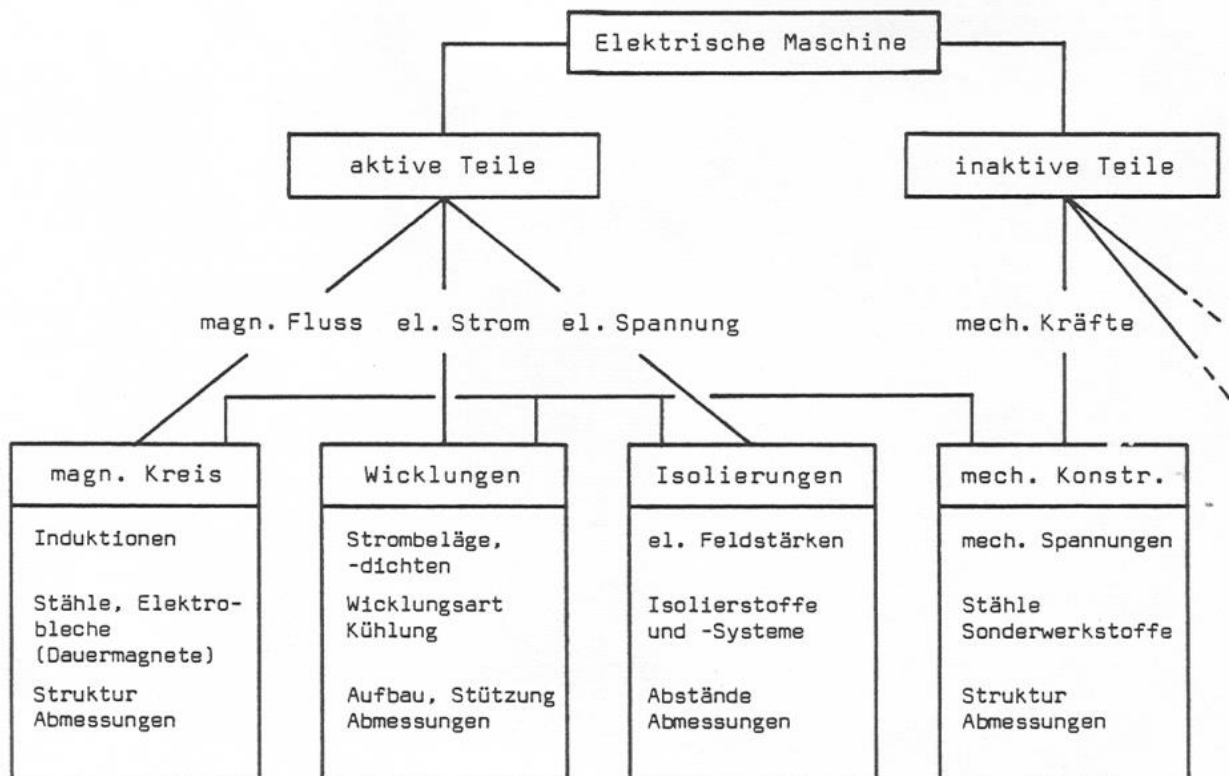


Bild 1.2-1: Komponenten elektrischer Maschinen als Ansatz für Innovationen

a) Magnetischer Kreis:

Der **magnetische Kreis** konnte durch geeignete Bemessung und vor allem durch bessere Werkstoffe mehr ausgenutzt werden. **Schmiedestähle** für Massivbauteile mit Gleichfluss (z.B. Schenkelpole, Jochringe, Vollpolläufer) haben dank Beilegierungen (Nickel, Mangan ...) eine höhere Sättigungsinduktion (Bild 1.2-2). Für wechsellamellierte Aktivteile (lamelliertes Ständer- und Läuferisen) gibt es Sondergüten von **Elektroblechen** mit niedrigen Ummagnetisierungsverlusten, vor allem in Walzrichtung. **Kornorientierte E-Bleche** sind noch günstiger, eignen sich jedoch für elektrische Maschinen wegen der Drehmagnetisierung kaum, wohl aber für Transformatorkerne. Ähnliches gilt für die **"amorphen Metalle"** (folienartige "metallische Gläser"). **Moderne Dauermagnete** (Seltenerd-Magnete Samarium-Kobalt und Neodymium-Eisen-Bor) mit hohem Energieprodukt kommen zur Flusserzeugung mittlerweile nicht nur bei Sonder- und Kleinmaschinen in Frage, sondern auch bei Windgeneratoren und Schiffsantrieben.

b) Wicklungen:

Bei den **Wicklungen** ging der Weg zur Leistungssteigerung, weil als bester Leiterwerkstoff (mit Ausnahme von Supraleitern) nur **Kupfer** in Frage kommt, über eine Erhöhung des Strombelages und der Stromdichten. Die Verlustzunahme konnte durch geeignete Wicklungsauslegungen und durch Sonderstäbe (ROEBEL- oder Drill-Stäbe, Mehrfach-ROEBEL-Stäbe) eingeschränkt werden. Der Wärmeabfluss wurde mit verbesserten Isolationswerkstoffen auf Glimmer-Glasfaser-Epoxydharz-Basis erleichtert und bei Großmaschinen durch **Leiter-Direktkühlung** ("Hohlleiter") mit Luft, Wasserstoff oder Wasser erheblich verstärkt (Bild

1.2-3). Gegen die höheren Streufelder sind auch alle wicklungsnahen Bauteile, z.B. Blechkörper-Pressplatten und Wickelkopf-Abstützungen, besonders auszugestalten. Ferner müssen die Stützkonstruktionen der Wickelköpfe, aber auch die Nutverkeilungen, den höheren elektrodynamischen Kräften im **Dauerbetrieb** und bei **Störungen** (Stoßkurzschluss, Schiefast, ...) angepasst werden.

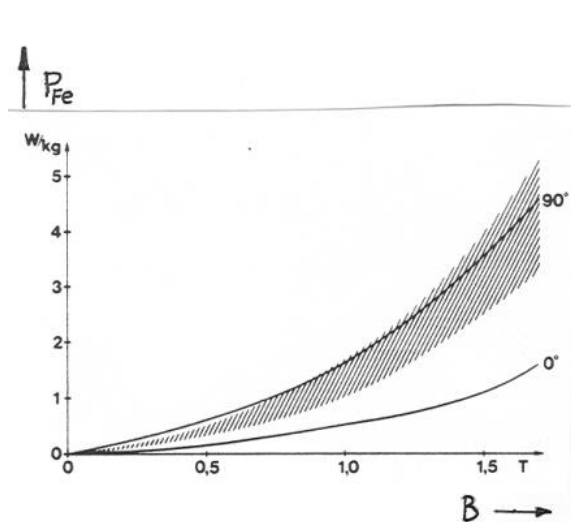


Bild 1.2-2: Typische Ummagnetisierungsverluste P_{Fe} in Elektrolechen: $-0^\circ/90^\circ$: kornorientierte Bleche mit Vorzugs- (Längs-)/Querrichtung - schraffiert: E-Sonderbleche für drehende Magnetisierung (1.0 ... 1.7 W/kg bei 1 T, 50 Hz)

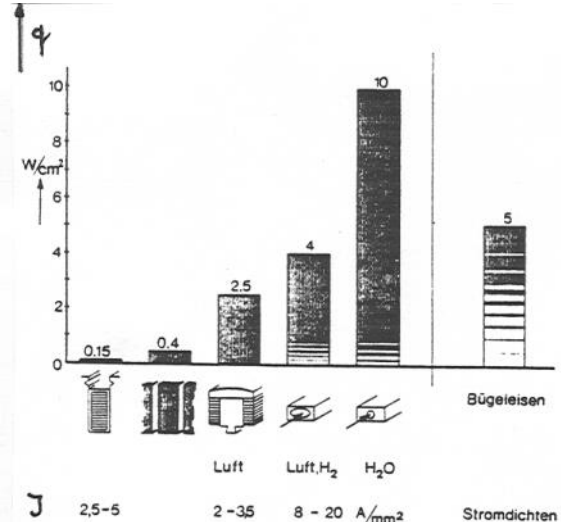
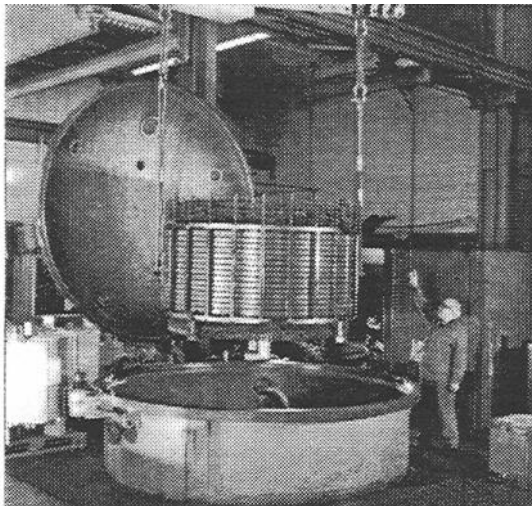


Bild 1.2-3: Wärmestromdichten q , elektrische Stromdichten J , a) Vollpol-Erregerwicklung indirekt luftgekühlt, b) oberflächen-luftgekühlt, c) Polwicklung oberflächen-luftgekühlt, d)+e) direkte Leiterkühlung mit Luft, Wasserdampf und deionisiertem Wasser, f) Bügeleisen [2]



a)



b)

Bild 1.2-4: Isoliertechnologie: a) Vakuum-Tauchanlage für Ganztränkung eines Ständers einer Hochspannungsmittelmaschine ("Vakuum": Druck auf 1/100 ... 1/1000 des Luftdrucks gesenkt), b) Automatisches Umwickeln von ROEBEL-Stäben mit Glasfaser-Glimmer-Isolierbändern (Quelle: a) *ABB*, b) *Andritz-Hydro*)

c) Isolierungen:

Die Isolierungen wurden für alle Wicklungsarten (Draht- bis Stab-, Nieder- bis Hochspannungswicklungen) dank der Fortschritte im Kunststoff-/Kunstharzbereich in den letzten zwanzig Jahren durch neue Isolierstoffe und -systeme grundlegend umgestellt und werden ständig weiter entwickelt. Sie besitzen eine hohe dielektrische und thermische Festigkeit und erfüllen ebenso die vielen anderen Anforderungen seitens Herstellung und Betrieb (u.a. mech.

Eignung, Wärmeleitfähigkeit, Beständigkeit z.B. gegen Feuchtigkeit und chem. Einflüsse). Für **Hochspannungswicklungen** ("Hochspannung": $U_N > 1 \text{ kV}$, Wicklungen typisch 3.3 / 6.6 / 10.5 kV usw. bis ca. 30 kV) verwendet man **Isolationssysteme aus Glimmer auf Glasfasergewebeband und mit synthetischen Tränkharzen**. Die Imprägnierung geschieht entweder am Einzelstab oder durch Überflutung des Blechkörpers mitsamt isolierter Wicklung im Harz unter Vakuum und Druck mit anschließendem Aushärten in einem Ofen. So können mit relativ dünnen Isolierungen höhere Spannungen sicher beherrscht werden, gleichzeitig ist eine hohe mechanische Festigkeit erzielt. Der **wesentliche Anspruch** ist, dass zwischen der auf Hochspannungspotential befindlichen Wicklung und dem auf Masse befindlichen Eisenblechpaket in der Nut nur eine geringe Distanz zum Spannungsabbau zur Verfügung steht. Deshalb werden – anders als beim Transformator, der Freileitung und dem Kabel – i. a. nur Spannungen bis 30 kV eff. dimensioniert. Neuere Entwicklungen, wo PVC-Hochspannungskabel in die Nuten als Wicklung verlegt werden, zielen auf Betriebsspannungen über 100 kV ("**Powerformer**"), um den Blocktransformator einzusparen, der die Maschinen-spannung auf Netzspannung anhebt.

d) Mechanische Konstruktion:

Auch bei der **mech. Konstruktion** ging die Weiterentwicklung über bessere bzw. neue Werkstoffe, Strukturen und Herstellungsverfahren. Sie betrifft – neben den eigentlichen Aktivteilen und ihrer Halterung im Ständer und Läufer – alle der elektromechanischen Energiewandlung direkt oder indirekt dienenden Bauteile wie Welle, Lager, Gehäuse etc., welche statischen und dynamischen Kräften und auch anderen wie z. B. klimatischen Einflüssen unterworfen sind. Ein **Beispiel** aus der Fülle von Problemstellungen und Lösungen ist das Ständerkonzept großer Wasserkraftgeneratoren: **Schrägelemente** in der Traglagerbrücke (oberer "Armstern") und eine wabenförmige Leichtbaukonstruktion der Ständerabstützung bauen die mechanischen (Dehn-)Kräfte auf Grund unterschiedlicher Ständer- und Läufererwärmung im Ständer und Fundament ab und gewährleisten einen konzentrischen Luftspalt zwischen Ständer und Läufer im Betrieb.

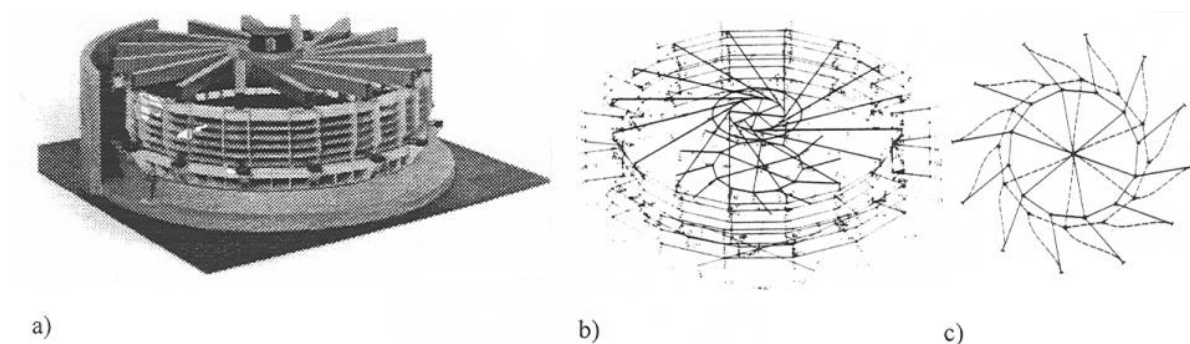


Bild 1.2-5: Armstern-Schrägelemente eines großen Wasserkraftgenerators in Vertikalbauweise: a) Statormodell, b) Mathematische Stabmodell-Nachbildung, c) berechnete Verformung in übertriebenem Maßstab bei Übergang vom Kaltzustand auf Betriebstemperatur ((Quelle: ABB)

e) Moderne Berechnungsmethoden:

Praktisch alle technischen Fortschritte sind mit Lösungshilfen verknüpft, die einerseits durch das Labor und Prüffeld für Entwicklungsversuche geboten werden und welche andererseits mit modernsten Analyse- und Simulationsverfahren auf dem Rechner geschaffen wurden. Für letztere einige Beispiele:

Numerische Feldberechnungen ermöglichen die genaue Ermittlung der Magnetfeldverteilung im Raum auch bei nichtlinearen Ferromagnetika, und erlauben somit auch eine Feinstrukturierung und –bemessung des magnetischen Kreises (Bild 1.2-6).

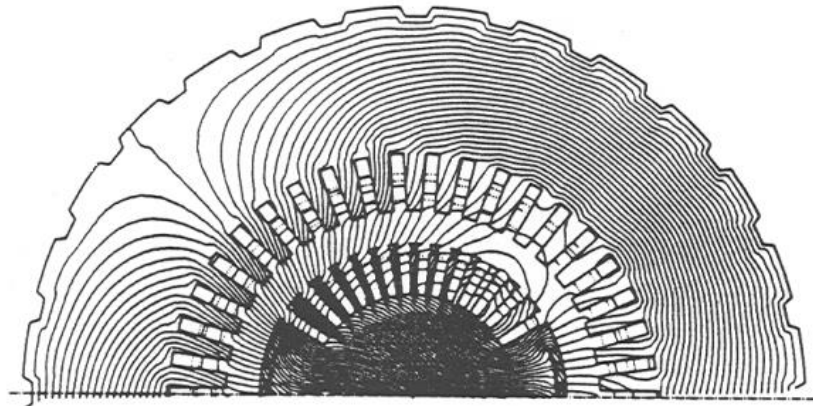


Bild 1.2-6: Magnetfeld im Mittenschnitt eines zweipoligen Turbogenerators bei Last (Quelle: ABB)

Mechanische Strukturanalysen z.B. mit Finite-Elemente-Methoden erfassen das statische und dynamische Verhalten eines mechanischen Gebildes unter bestimmten Lasten oder Anregungen.

Beispiel: Die Biegeeigenfrequenzen eines Turbogeneratorläufers und die Biegeeigenformen können mit dem Einfluss der (elastischen) Lagerstellen berechnet werden.

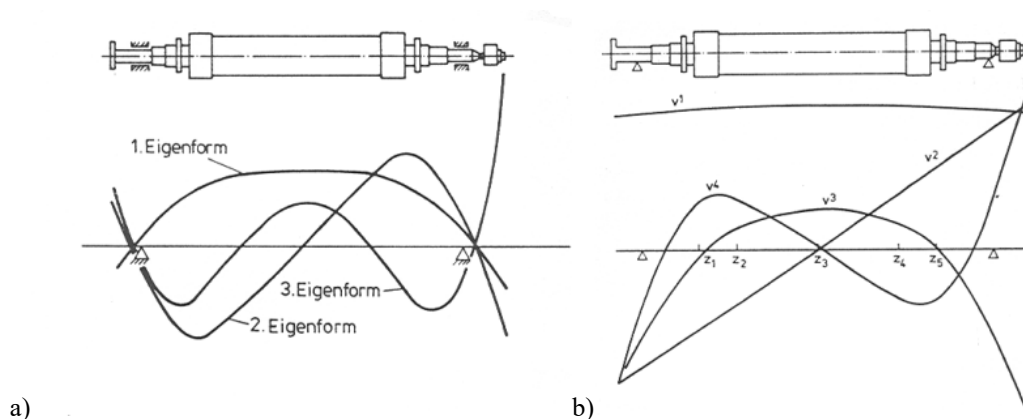


Bild 1.2-7: Berechnete Biegelinien eines Turbogeneratorläufers (Maßstab übertrieben): a) in harten Lagern, b) in elastischen Lagern (v^1, v^2 : Starrkörpermodi, v^3, v^4 : 1. u. 2. Eigenform, $z_1 \dots z_5$: Wuchtebenen). Der Dauerbetrieb erfolgt mit einer Drehzahl (Drehfrequenz) oberhalb dieser Biegeeigenfrequenzen liegt, so dass beim Hochfahren diese kritischen Schwingungszustände durchfahren werden müssen [25].

Systemanalysen erlauben die Simulation von Abläufen in komplexen Verbänden. Motoren oder Generatoren, mit Arbeits- oder Kraftmaschinen gekuppelt und mit dem elektrischen Netz verbunden, stellen solche Systeme dar. Durch Simulation beispielsweise von Störungen wie z. B. **Kurzschlüssen** oder **Lastaufschaltungen** können Betriebsverhalten und Beanspruchungen (z. B. dynamische Wechsellmomente, die die Welle verdrillen) vorausbestimmt und daraus die Auslegung wie auch der Schutz angepasst werden (Bild 1.2-8).

1.3 Trends und Entwicklungen bei Großgeneratoren und Hochleistungsantrieben

Die Tätigkeiten im heutigen Elektromaschinenbau sind im Wesentlichen geprägt durch:

- Fortentwicklung der Maschine als technisch hochstehendes und rationell gefertigtes Produkt
- weitere Hebung ihrer Nutzungseigenschaften, Betriebstüchtigkeit und Lebensdauer

- Entwicklung spezieller oder neuartiger Maschinen für Sonderzwecke
- vermehrte Eingliederung elektrischer Maschinen in Systeme mit ganzheitlicher Optimierung
- Erweiterung und Neuerschließung von Einsatzmöglichkeiten, die sich durch Innovation in anderen Technikgebieten und durch den Bedarf technischer Prozesse ergeben und die ganz besonders zur Bewältigung von Energie- und Umweltproblemen dienen.

Vor diesem Hintergrund seien einige Beispiele und Gebiete neuerer Entwicklungen gegeben.

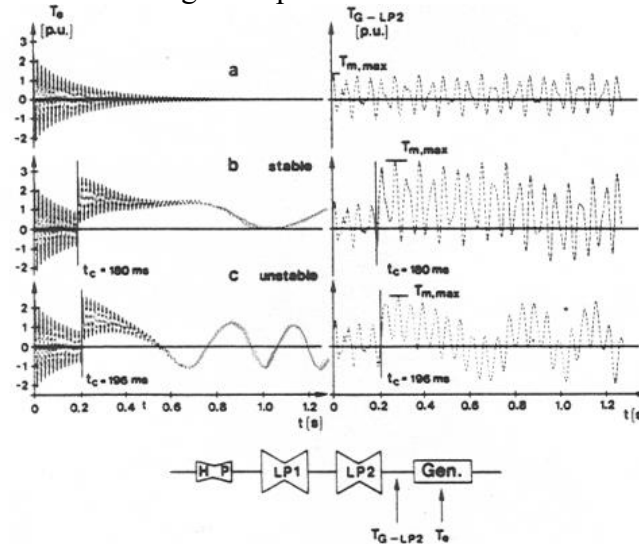


Bild 1.2-8: Berechnete Drehmomente im Wellenstrang einer Dampfturbogruppe in einem thermischen Kraftwerk: HP (high pressure): Hochdruckturbine, LP (low pressure): 2 Niederdruckdampfturbinen, Gen.: Turbogenerator. M_e : elektrisches Generator-Luftspalmmoment, M_{G-LP2} : mechanisches Kupplungs-Drehmoment zwischen Generator G und Niederdruckturbine LP2, jeweils in p.u. (= bezogen auf das Nennmoment M_N)

a) Dreiphasiger Kurzschluss an den Generatorklemmen

b) und c): wie a), jedoch Wiederkehr der Netzspannung nach der Zeit $t_c = 180$ ms bzw. 196 ms.

Im Fall c) erfolgt ein niederfrequentes Aufklappen des Wechselmoments (instabile Schwingung) mit hoher Amplitude in der Kupplung, die zum Bruch der Welle führen kann. (Quelle: ABB)

Supraleitung in elektrischen Maschinen ist der einzige Weg, um die Begrenzung durch den OHM'schen Widerstand normaler Wicklungsleiter zu umgehen und somit noch bessere Wirkungsgrade, kleinere Abmessungen und Gewichte oder größere Grenz-Einheitsleistungen zu erzielen. Die besten, sog. "harten" **Tieftemperatur-Supraleiter** (zumeist Niob-Legierungen mit Titan oder Zinn, aber mit Zinn spröde) ertragen hohe Flussdichten (rund 10 T) und Stromdichten (rund 1000 A/mm^2), sind aber – wie alle Supraleiter – nur für Gleichstrom verlustfrei. Abgesehen von Sondermaschinen für Raum- und Seefahrzeuge käme die Tieftemperatur-Supraleitung wegen des großen Aufwandes beim Kälteteil (Flüssig-Helium-Verdampfungs-Kühlung, 4.2 K He-Verdampfungs-temperatur) und der damit verbundenen Sonderkonstruktion nur für die Gleichstrom-Erregerwicklung großer Turbogeneratoren wirtschaftlich ($> 500 \text{ MW}$) in Frage. Die Funktionsfähigkeit wurde bereits an Prototypen mit Nb-Ti-Wicklungen (z. B. bis 70 MVA, japanisches Verbundprojekt) nachgewiesen. Allerdings wurden in den letzten Jahren keine großen thermischen Kraftwerke (z. B. Kernkraftwerke) mehr errichtet, wo sich die Tieftemperatur-Supraleiter-Technologie auf Grund der großen Leistungen und damit großen Verlusteinsparungen wirtschaftlich dargestellt hätte (Bild 1.3-1).

Durch den Einsatz von **Hochtemperatur-Supra-Bandleitern** (HTSL, keramische Supraleiterdrähte auf Wismutbasis: *Wismut-Strontium-Kalzium-Kupferoxid*, $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{CaCu}_2\text{O}_y$ ($y = 8 \dots 10$): Abkürzung Bi(2212) bzw. $\text{Bi}_{2-x}\text{Pb}_x\text{Sr}_2\text{Ca}_2\text{Cu}_3\text{O}_y$ ($y = 8 \dots 10$): Abkürzung Bi(2223)) ergeben sich neue Perspektiven. Allerdings sind die Magnetfelder in elektrischen Maschinen so hoch, dass die Magnetfeldfestigkeit der HTSL bei der kostengünstigen Flüssig-Stickstoff-

Kühlung (Verdampfung bei 77.3K) nicht ausreicht. Es muss mit Neon- oder He-Kaltgas auf ca. 30K gekühlt werden. Damit ist der Kühlaufwand soweit verringert, dass bereits Maschinen mit einer Leistung von 30 MW wirtschaftlich betrieben werden können. Mehrere Prototypen sind in Bau. Ein Fortschritt bei der HTSL-Werkstoffentwicklung zu höherer Magnetfeldfestigkeit wird den Einsatz dieser Technologie natürlich beschleunigen (Bild 1.3-2). Näheres siehe Vorlesung „*Neue Technologien elektrischer Energiewandler*“).

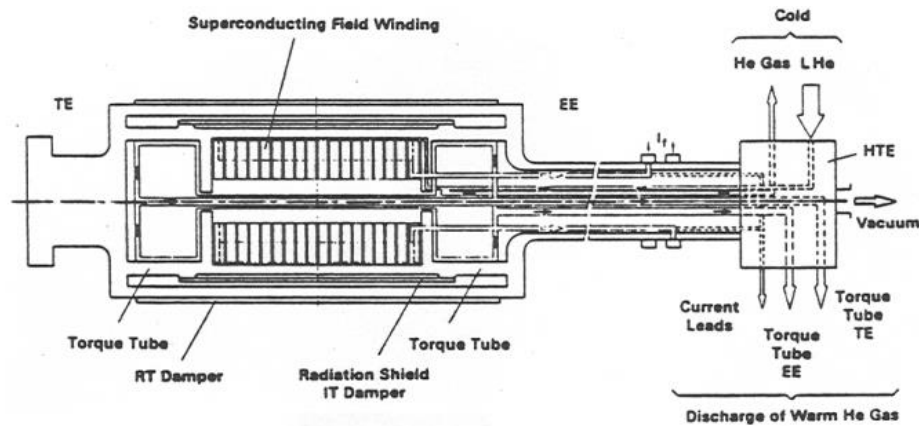


Bild 1.3-1: Schnittbild eines zweipoligen Testrotors für den Einsatz einer NbTi-Supraleiterwicklung. Die Statorwicklung (Wechselstrom!) ist aus normalleitendem Kupfer als Luftspaltwicklung wegen der hohen Flussdichten ausgebildet (Quelle: *Siemens AG*).

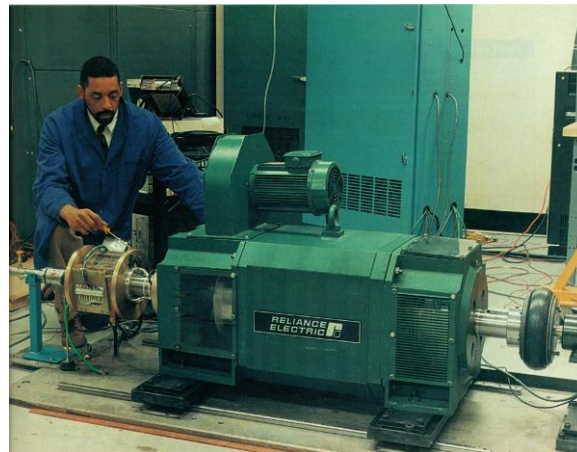


Bild 1.3-2: 150 kW-Synchronmotor mit HTSL-BiSCCO-Erregerwicklung als Prototyp für größere Maschineneinheiten (Quelle: *Fa. Reliance*)

Der **Linearmotor**, an sich schon seit 1890 bekannt, hat in den letzten Jahren dank der Fortschritte bei den Hochenergie-Selten-Erd-Magneten als Synchronlinearmotor eine Renaissance erlebt und wird vermehrt für Direktantriebe mit fortschreitender Bewegung z. B. in Werkzeugmaschinen eingesetzt. Zur Anwendung kommt dabei die Kurzstator-Bauweise. Neben diesen vielfältigsten Linearantrieben im unteren Leistungsbereich ist der Linearmotor das Kernstück einiger "People-Mover" in der Verkehrstechnik (z. B. Zubringer beim *John-F.-Kennedy-Airport/New York*, in *Kuala Lumpur* und in *Vancouver*, jeweils als asynchroner Kurzstator-Antrieb mit Alu-Reaktionsschiene). Zugkraft und Geschwindigkeit lassen sich über leistungselektronische Umrichter regeln, welche die Motoren mit der Spannung verstellbarer Größe und Frequenz speisen. Der Hauptvorteil des Linearmotors, die Antriebskraft kontaktlos zu übertragen, kann ergänzt werden durch die elektromagnetische oder elektrodynamische Schwebetechnik als Ersatz für das Rad-Schiene-System (**Magnetschwebbahnen**). Bei den geplanten und tw. im (Probe-)Betrieb befindlichen Hochleistungs-Schnellbahnen mit elektromagnetischem Schwebesystem (TRANSRAPID, Deutschland, HSST, Japan) oder elektrodynamischem Schwebesystem (*Yamanashi*, Japan) wird der

Synchron-Linear-Langstatormotor eingesetzt. Wegen der hohen Beschleunigungen und Geschwindigkeiten bis ca. 550 km/h sind die Ströme so groß, dass wegen der aufwendigen Stromzuführung das Langstatorprinzip verwendet werden muss. Die Erregung des auf dem Fahrzeug befindlichen Sekundärteils ("Polrad") erfolgt fallweise mit Nb-Ti-Supraleiter-Spulen (*Yamanashi*, Japan).

Mit einer maximalen Leistung von z. B. 9.3 MW für die ehemalige TRANSRAPID-Versuchsanlage im *Emsland* und ähnliche Größenordnungen für *Shanghai* (Bild 1.3-3) ist auch dieser Linearantrieb als Mittel- bis kleine Großmaschine anzusprechen, die über GTO-Stromrichter gespeist wird. In *Shanghai* werden z. B. an beiden Enden der ca. 30 km langen Fahrtrecke die einspeisenden Umrichter installiert Näheres siehe Vorlesung „*Neue Technologien elektrischer Energiewandler*“).



Bild 1.3-3: TRANSRAPID-Magnetschwebebahn mit Synchron-Linear-Langstatormotor und elektromagnetischem Schweben (abstandsgeregelte Elektro-Trag- und Führungsmagnete) (Quelle: *Thyssen-Krupp*)

Stromrichtermaschinen – eine Kombination von elektrischer Maschine, Halbleiterstromrichter und elektronischem Steuer-/Regelsystem – (Bild 1.3-6) dominieren und erweitern immer mehr diejenigen Einsatzgebiete, in welchen variable und/oder ungewöhnliche Drehzahlen verlangt sind. Mit den verschiedenen Maschinen- und Stromrichterarten wird eine Vielfalt technischer Aufgaben, insbesondere bei den **Antrieben** (ortsfeste Anlagen, Fahrzeuge wie z. B. Drehstromtraktion) optimal abgedeckt.

Aber auch bei der **Stromerzeugung** sind mittlerweile stromrichtergespeiste Maschinen im Einsatz oder in Planung, so bei den drehzahlvariablen, **getriebelosen Synchron-Windgeneratoren** (Bild 1.3-5). Die stark variable Ausgangsfrequenz des Windturbinenantriebs wird durch einen Umrichter in die konstante Netzfrequenz umgewandelt. Bei getriebebehafteten **doppeltgespeisten Asynchron-Windgeneratoren**, wo der Rotor über einen Umrichter gespeist wird, kann die Umrichterleistung deutlich kleiner als die Maschinenleistung sein (z. B. 30%), wenn ein eingeschränkter Drehzahlbereich ausreichend ist (z. B. $n_N \pm 30\%$). Dies ist bei allen Turbinen oder Pumpen der Fall, da die Leistung $P \sim n^3$ ist, so dass bei 30% Drehzahlabenkung $n = 0.7n_N$ die Leistung bereits auf $P = 0.35P_N$ absinkt. Für das Pumpspeicher-Kraftwerk *Goldisthal/Thüringen* sind zwei doppeltgespeiste Asynchrongeneratoren mit 330 MW in Verwendung, wo die Rotorspeisung über Großumrichter (Direktumrichter oder Spannungszwischenkreis-Umrichter, Kapitel 6) erfolgt. Solche Generatorsysteme sind z. B. in *Japan* seit mehreren Jahren in Betrieb, um die Netz-Spitzenlast abzudecken und möglichst verlustarm zu pumpen (Bild 1.3-4).

Trotzdem liegt die Hauptanwendung der Stromrichtermaschinen im **Motoren- und Antriebsbereich**, bei großen Leistungen von 20 ... 100 MW zumeist als **Synchron-**

maschinen mit maschinengeführter Kommutierung der Thyristoren der Wechselrichter. Die Drehzahlregulierung ist stufenlos und erlaubt somit eine optimale Prozessführung z. B. bei Kompressorantrieben in Gaspipelines, Hochofenverdichter-Gebläsen, Kesselspeisepumpenantrieben, Windkanalanlagen u.ä.. Außerdem ist sie verlustarm und vermeidet die sonst beträchtlichen Schlupfverluste (z.B. in hydraulischen oder Wirbelstrom-Regelkupplungen) und Drosselverluste (z.B. in Drosselorganen für Flüssigkeiten oder Gase). Sehr niedrige oder sehr hohe Speisefrequenzen schaffen die Möglichkeit für Direktantriebe entsprechender Drehzahl ohne mechanische Drehzahlwandler.

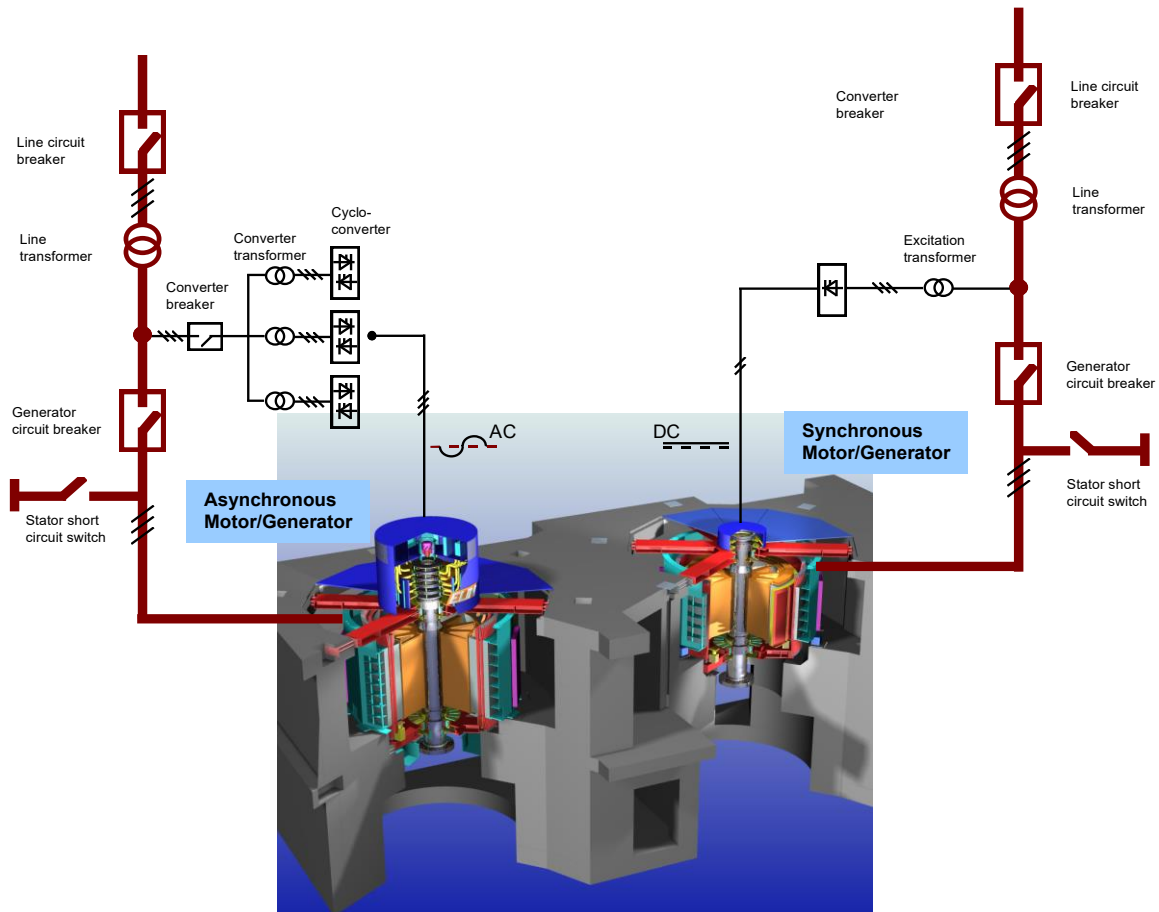


Bild 1.3-4: Pumpspeicher-Kraftwerk *Goldisthal/Thüringen*: Netzgespeister Synchron-Motor/Generator, 331 MVA, 333.3/min, 18-polig, 50 Hz, Doppeltgespeister Schleifringläufer-Asynchronmotor/Generator 340 MVA, 300 ... 346/min, 18-polig, 50 Hz, Direktumrichterspeisung im Läufer (Quelle: *Andritz Hydro*)

Die **Leit- und Steuerungstechnik** erlebt mit der fortschreitenden Entwicklung der modernen Mikroelektronik eine starke Entfaltung. Mit ihr lassen sich Maschinen und ganze Anlagen wie auch industrielle Prozesse optimal steuern, regeln und führen. Ferninbetriebnahmen von kompletten Walzstraßen in Walzwerken über Rechnerschnittstellen und Datenleitungen der Post mit entsprechender Visualisierung für die Ingenieure ist Stand der Technik – und doch jedes Mal eine Herausforderung. Dank der modernen Elektronik können elektrische Maschinen und zugehörige Aggregate noch ökonomischer und sicherer betrieben werden. Bei Großanlagen wird zunehmend die automatische Maschinenüberwachung während des Betriebes ("**Monitoring**", Bild 1.3-7) eingeführt. Sie dient zur dauernden Kontrolle des Betriebsverhaltens und des Zustandes wichtigster Komponenten, so dass u. a. die Restlebensdauer der Wicklungsisolation durch on-line-Teilentladungsmessung erfasst oder aufkommende Schwächen wie z. B. Lagerschäden durch Schwingungsüberwachung frühzeitig erkannt werden können. Ein Beispiel ist die Schwingungs-Überwachung am Wellenstrang einer Turbogruppe. Die gemessenen Lagerschwingungen werden durch einen

Rechner analysiert ("Diagnose"), gespeichert und auf Bildschirmen für das Bedienungspersonal angezeigt. Periodische Vergleiche mit früheren Messdaten ermöglichen zudem eine Trendanalyse. Gerade bei Großmaschinen lohnt sich der Aufwand für Monitoring und Diagnose.

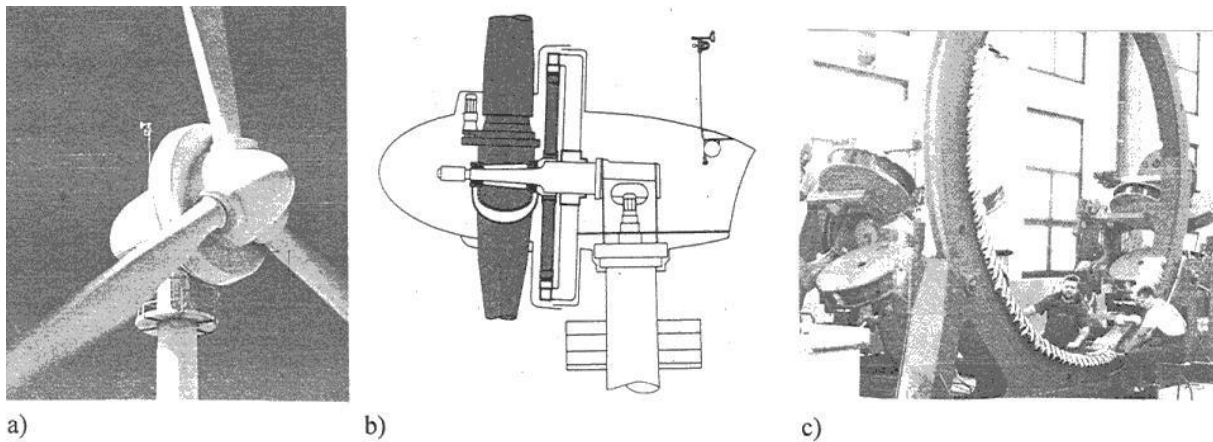


Bild 1.3-5: Drehzahlvariable, getriebelose Windturbinen mit elektrisch erregtem hochpoligem Schenkelpol-Synchrongenerator, 38/min, 500 kW, 65m Gondelhöhe, Stromrichterkopplung zum starren 50 Hz-Netz, a) in Betrieb, b) Schnittbild, c) Bewicklung des Generatorständers mit Runddraht-Zweischicht-Schleifenwicklung(Quelle: Enercon)



Bild 1.3-6: Synchron-Vollpol-Stromrichter-motor (Walzwerksantrieb) Siemens AG

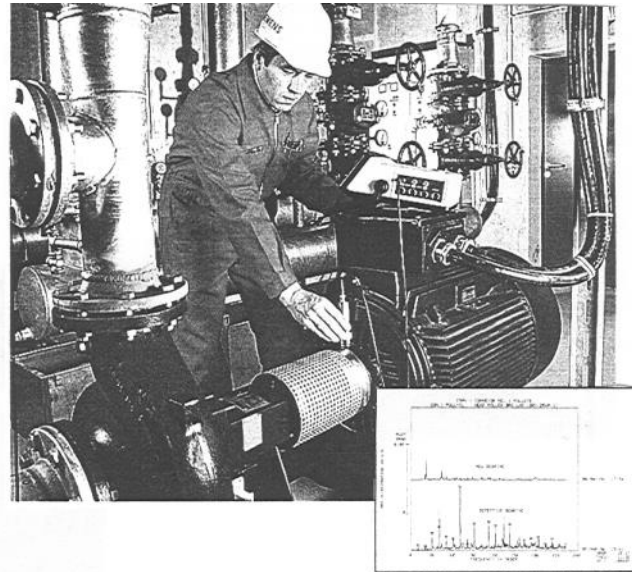


Bild 1.3-7: On-line-Schwingungsdiagnose bei elektrischen Antrieben (Quelle: Siemens AG)

Solche und viele andere Neuerungen an und mit elektrischen Maschinen dienen in der Hauptsache zur Erhöhung der Wirtschaftlichkeit und Betriebssicherheit technischer Anlagen und letztlich zum sparsameren Umgang mit Energie und Material.

2. Erwärmung und Kühlung

2.1 Einleitung

Die elektrische Maschine ist ein räumliches Gebilde mit **verteilten Wärmequellen** verschiedenster **Dichte**, mit dreidimensionalen **Wärmeströmungen** auf Wegen unterschiedlicher **Wärmeleitfähigkeit**, mit vielfältigen **Wärmeübergängen** an Grenzflächen und mit **Wärmetransport** durch räumliche Kühlmittelströme. Im **stationären** Beharrungszustand stellt sich ein dreidimensionales Temperaturfeld ein. Bei **instationären** Vorgängen wirkt die **Wärmekapazität** der Bauteile mit, das Temperaturfeld hängt zusätzlich von der Zeit ab. Daher ist die **Vorausbestimmung der Temperaturen und Erwärmungen** ein oft schwieriges Problem, jedoch eine für den Entwurf und die Weiter-/Neuentwicklung elektrischer Maschinen **entscheidende Aufgabe**. Die Fortschritte in der Ausnutzungs- und Leistungssteigerung wurden und werden vorrangig durch kühltechnische Maßnahmen erreicht, da die Steigerung der magnetischen Flussdichte auf Grund der Sättigung des Eisens kaum möglich ist. Wo vollständig theoretische bzw. rechnerische Behandlung unmöglich ist, müssen Ähnlichkeitsbetrachtungen an ausgeführten Maschinen sowie Versuche an Modellen bzw. Vorläufern verwendet werden. Aufgabe des/der Entwurfsingenieurs/-ingenieurin ist es, eine möglichst günstige Kühlung zu erzielen und diese so auszulegen, dass jede der Verlustquellen in aktiven und inaktiven Teilen in gewünschter und sicherer Weise daran teilnehmen. Außerdem sind Aufwand für Kühleinrichtungen (Herstellung, Betrieb, Wartung) und Leistungsbedarf des Kühlsystems zu berücksichtigen.

Temperatureinheiten (nach Bundesgesetz über Einheiten im Messwesen 1969/70):

- Gesetzliche Basiseinheit für die Temperatur T ("thermodynamische Temperatur" oder "**KELVIN-Temperatur**") ist das "**Kelvin**". Sein Einheiten-Zeichen ist K. Nullpunkt der K-Skala ist der absolute Temperatur-Nullpunkt, der nach NERNST nur asymptotisch erreicht werden kann (**3. Hauptsatz der Wärmelehre**).

- Bei elektrischen Maschinen wird im europäischen Raum für die Temperatur zumeist die **CELSIUS-Temperatur** ϑ verwendet; der Nullpunkt der *Celsius*-Temperaturskala ist die Temperatur gefrierenden Wassers, 100°C die Temperatur siedenden Wassers (bei Normluftdruck). Bezeichnung: "**Grad Celsius**". Einheiten-Zeichen ist $^{\circ}\text{C}$.

- Differenzen von zwei *Celsius*-Temperaturen $\Delta\vartheta$ (Übertemperaturen bzw. Erwärmungen) sind also *Kelvin*-Temperaturen und daher in K anzugeben. In Größengleichungen sollte nur die Einheit K verwendet werden.

Umrechnung von relevanten Einheiten:

$$\text{Kraft } F: \quad 1 \text{ N} \quad = \quad 1 \text{ kg m/s}^2 \quad = \quad \frac{1}{9.81} \text{ kp}$$

$$\text{Druck } p: \quad 1 \text{ N/m}^2 = 1 \text{ Pa} = 10^{-5} \text{ bar} = \frac{10^{-5}}{0.981} \text{ at} = \frac{1}{9.81} \text{ kp/m}^2 = \frac{1}{9.81} \text{ mmWS}$$

$$\text{Energie } W: \quad 1 \text{ Nm} = 1 \text{ Ws} = \frac{1}{9.81} \text{ kp}\cdot\text{m} = \frac{1}{4187} \text{ kcal}$$

$$1 \text{ kWh} = 860 \text{ kcal}, \quad 1 \text{ kcal} = 427 \text{ kp m} = 4187 \text{ Nm}$$

Verluste in elektrischen Maschinen werden in Wärme umgesetzt und **erwärmen** ihre Bauteile. Zweck der **Kühlung** ist es, die anfallenden Verlustleistungen abzuführen, derart, dass die Betriebstemperatur bzw. **Übertemperatur (Erwärmung)** der einzelnen Bauteile in gesetzten Grenzen bleiben und eine angemessene **Lebensdauer** der Maschine, vor allem der Isolierstoffe als "Achillesferse" des elektrischen Systems, sichergestellt ist. Zu hohe

Betriebstemperaturen würden insbesondere die mechanische und elektrische Festigkeit der Wicklungsisolierung verschlechtern. Die rasche thermische Alterung führt zum **"Wärmefaktor"**. Die Isolation versagt; es tritt ein Masseschluss (Wicklung-Blechpaket), Windungs- oder Wicklungsschluss (zwischen zwei Strängen z. B. U und V) auf. Damit ist die Maschine unbrauchbar und muss neu bewickelt werden. Das **MONTSINGER-Gesetz** besagt, dass bei 10 K Erhöhung der mittleren Wicklungserwärmung die Lebensdauer des Isolierstoffs auf die Hälfte sinkt (**10 K-Regel**). Basis für die MONTSINGER-Regel ist das **Gesetz von Svante Arrhenius**, wonach die chemische Reaktionskinetik (in diesem Fall der Zersetzungsprozess der Moleküle im Isolierstoff) mit steigender Temperatur exponentiell zunimmt. Zeitliche und örtliche starke Temperatur-Differenzen können übermäßige Relativdehnungen zwischen Wicklung und Eisen bewirken mit Zerreißen der Isolation und Ablösen der Isolationshülse vom Kupfer (**"Delamination"**), siehe 2.2. Ebenso erfolgt eine Gefährdung der anderen Bauteile durch hohe Wärmespannungen (Zug-/Druckspannungen) und -dehnungen, z.B. Wärmerisse in Massivteilen oder an festen Verbindungen, Aufheben von Schrumpfkraften z. B. der Jochringe auf dem Rotornabenstern bei hochpoligen Rohrturbinengeneratoren, Wandern von Bauteilen usw.

2.2 Wicklungsisolierung

a) Wärmeklassen:

Hauptgrund für die Begrenzung der Temperatur ist die **Wärmebeständigkeit der Isolierstoffe**, weshalb **Grenztemperaturen** und **Grenz-Übertemperaturen** festgelegt sind. Diese werden nach den höchst zulässigen Dauertemperaturen in **Wärmeklassen** (früher: Isolierstoffklassen) eingeteilt. Einen Auszug aus der internationalen Norm IEC 34-1 (Bestimmungen für umlaufende elektrische Maschinen) zeigt Tab. 2.2-1.

Klasse	Isolierstoff	Grenztemperatur
A	Baumwolle, Papier, Pressspan, Holz ... Tränkmittel: Asphalt, Schellack	105 °C
E	Drahtlacke auf Basis Polyvinylacetal-, Epoxid-Harzen; Papierschlittstoffe (kunstharzgetränkt)	120 °C
B	Glasfaser-, Asbest-, Glimmerprodukte ... Tränkmittel: Asphalt, Schellack, Harzlacke u.a.	130 °C
F	wie B, jedoch Epoxid-Harze als Tränkmittel	155 °C
H	wie B, jedoch Silikon-Harze; Silikon-Kautschuk	180 °C
200	Glimmer, keramische Stoffe (z.B. Porzellan), Glas, Quarz ...	240 °C

Tabelle 2.2-1: Einteilung von Isolierstoffen nach Wärmeklassen gemäß IEC 34-1

Als Wicklungsisolierungen sind die Isolierstoffe in unmittelbarem Kontakt mit den wärmsten Bauteilen. Daher werden die Grenztemperaturen auf die Wicklungsleiter übertragen, wobei für den Unterschied zwischen örtlichen Temperaturspitzen (**"hot-spot"**) und der messbaren mittleren Wicklungstemperatur ein Sicherheitsabstand gewahrt bleiben muss.

Wärmeklasse	E	B	F	H
Sicherheitszuschlag für heißeste Wicklungsstelle (hot-spot)	5 K	10K	15K	15 K

Tabelle 2.2-2: Gemäß IEC 34-1 zulässige Übertemperatur an der heißesten Wicklungsstelle (hot-spot)

Zur Begrenzung der Wärmedehnungen und um von der schwankenden Temperatur der Umgebung bzw. des rückgekühlten Zwischenkühlmittels unabhängig zu sein, wird meist eine

maximale Grenz-Übertemperatur $\Delta\theta$ über der maximalen Kühlmitteltemperatur von 40 °C vorgeschrieben. Beispielsweise für *indirekt mit Luft gekühlte*, stationär betriebene *Maschinen* legt IEC 34-1 als Grenz-Übertemperaturen der Wicklungen (über OHM'sche Widerstandszunahme der Wicklung gemessen: $R_{\theta} = R_{20^{\circ}\text{C}}(1 + \alpha_{\theta} \cdot \Delta\theta)$) folgendes fest:

Wärmeklasse	E	B	F	H
Wechselstromwicklungen	75 K	80 K	100 K*)	125 K
Erregerwicklungen	75 K	80 K	100 K	125 K
einlagige mit blanker Oberfläche	80K	90 K	110 K	135 K
Vollpolläufer	-	90 K	110 K	-

*) Für Bemessungsleistungen unter $S_N = 5 \text{ MVA}$: 105 K

Tabelle 2.2-3: Gemäß IEC 34-1 zulässige Grenz-Übertemperatur über 40°C, bestimmt aus der Widerstandszunahme der Wicklung

Die **maximal zulässigen** mittleren Temperaturen (in °C) liegen somit um 40 K höher. Ähnliche, z. T. etwas niedrigere Werte gelten für *indirekt mit Wasserstoff gekühlte Maschinen* (siehe IEC 34-1).

Bei *direkter Kühlung* sind **Grenztemperaturen** (keine Übertemperatur) **für die Wicklungen sowie für die Kühlmittel** unmittelbar beim Austritt des Kühlmittels aus dem Hohlleiter festgelegt. Wicklungstemperatur und Kühlmitteltemperatur sind identisch. Einerseits stellt die Einhaltung der Austrittstemperatur des Kühlmittels sicher, dass die zulässige Temperatur der Wicklungs-Heißpunkte nicht überschritten wird, da die Temperatur am Austritt am höchsten ist, weil dort das Kühlmittel am höchsten erwärmt ist. Bei Flüssigkeitskühlung wird durch die maximal zugelassene Temperatur verhindert, dass das Wasser verdampft (Wasserkühlung) oder eine Verharzung des Öles (bei Ölkühlung) eintritt.

Wärmeklasse	B	F
Zwischenkühlmittel beim Austritt aus direkt gekühlten Aktivteilen:		
- Gas (Luft, Wasserstoff, Helium ...)	110 °C	130 °C
- Wasser oder Öl	85 °C	85 °C
Wechselstromwicklungen	120 °C	140 °C
Erregerwicklungen von Vollpolläufern (steigend mit Anzahl Gasaustrittszonen)	100–115 °C	115–130 °C
Sonstige Erregerwicklungen gasgekühlt	130 °C	150 °C

Tabelle 2.2-4: Gemäß IEC 34-1 zulässige Grenztemperatur bei direkter Leiterkühlung

b) Prüfspannung und Teilentladungen:

Die Wicklungsisolierung z. B. der Statorwicklung für Wechselspannung (z. B. 50 Hz) gegen das geerdete Statorblechpaket sollte 40 Jahre Betriebszeit standhalten. Die Lackdrahtisolierung der Kupferleiter und das Isoliersystem der Spulen ist je nach Ausführung für unterschiedliche Wärmeklassen (z. B. B, F, H gemäß IEC 60034-1, Tab. 2.2-1) ausgeführt. Um z. B. bei Großmaschinen 40 Jahre Betriebszeit zu erreichen, wird häufig höherwertig ausgeführt (z. B. W. Kl. F), aber mit geringerer Temperatur betrieben (z. B. W. Kl. B). Der Effektivwert der Prüfwechselspannung U_{Test} ist als Summe aus doppelter Nennspannung U_N (verkettete Spannung effektiv) zuzüglich 1000 V in IEC 60034-1 für eine Prüfdauer 5s festgelegt, z. B. $U_N = 3 \text{ kV}$, $U_{\text{Test}} = 2 \cdot 3 + 1 = 7 \text{ kV}$, 50 Hz.

Niederspannungswicklungen haben Nenn-Wechselspannungen (eff.) U_N bis 1 kV. Werte darüber haben die Hochspannungswicklungen $U_N > 1 \text{ kV}$ bis ca. 30 kV. Höhere

Nennspannungen führen auf sehr dicke Spulenisolationsdicken und werden daher nicht ausgeführt, obwohl einzelne Prototypen auch mit Kabelwicklungen bis über 100 kV gebaut wurden („Fa. ABB, „Powerformer“), die sich aber wegen der dann sehr großen Nuten und dem dann hohen Nuttreufluss nicht durchgesetzt haben. Großmaschinen sind wegen der hohen Leistungen mit Hochspannungswicklungen ausgeführt, um den Leiterstrom zu begrenzen (Bild 2.2-1).

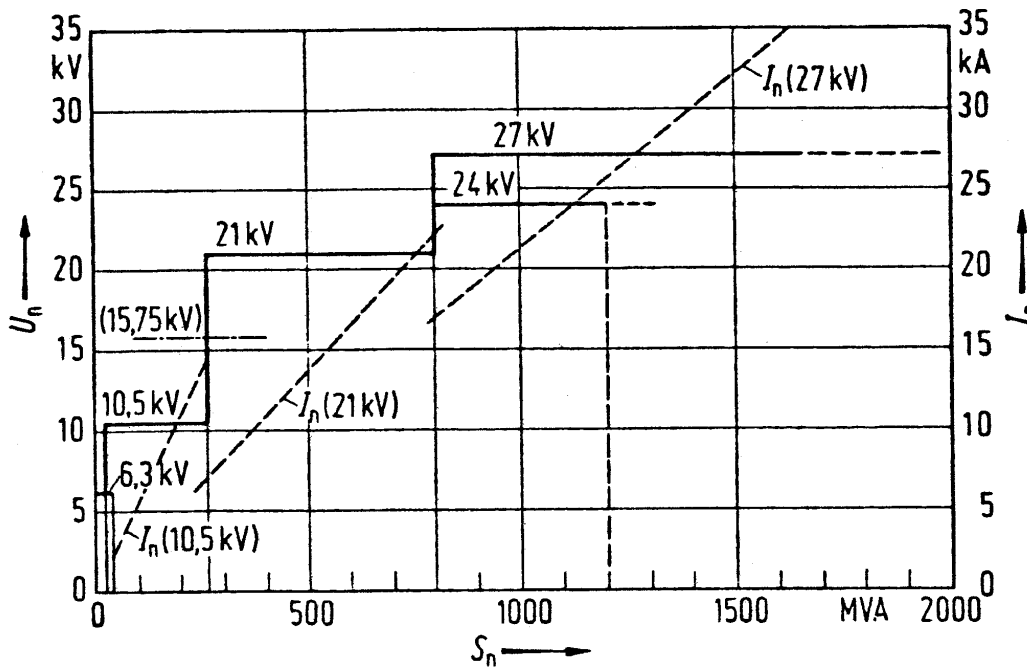


Bild 2.2-1: Die typischen Nennspannungen U_N (verkettet, eff.) der Statorwicklung nehmen mit der Nennscheinleistung S_N zu, um den Nennstrom I_N zu begrenzen [2].

Auch bei Großantrieben wird Hochspannung verwendet. Nur bei den Windgeneratoren mit mittlerweile bis ca. 10 MW wird Niederspannung weiterhin eingesetzt, um die strengereren und damit teureren gesetzlichen Regelungen für das Wartungspersonal bei Hochspannung zu vermeiden. Dafür hat man bei z. B. $U_N = 750$ V, $S_N = 8$ MVA den hohen Nennstrom $I_N = 6165$ A, was sehr große Leiterquerschnitte und viele parallele Wicklungszweige erfordert.

Niederspannungs-Isoliersysteme sind auf speziellen Kunststoff-Isolierfolien aufgebaut und verwenden als Imprägnierung häufig Epoxidharz. Sie unterliegen dem thermischen *MONTSINGER*-Alterungsgesetz. Teilentladungen dürfen nicht auftreten, da diese Isolierstoffe nicht dieser beständigen Erosion durch die el. Entladungen widerstehen können und zerstört werden, so dass es zum Erdschluss kommt. Hochspannungs-Isoliersysteme bestehen aus Wickeln aus Glasfaser-Wickelbändern mit Glimmer-Belag (Spaltglimmer oder Feinglimmer), die im Vakuumverfahren harzgetränkt sind. Auf Grund der hohen Spannung muss mit dem Auftreten von Teilentladungen gerechnet werden, gegen die das Isoliersystem eine gewisse Beständigkeit aufweisen muss. Deshalb ist für die Wicklungsalterung das thermische *MONTSINGER*-Alterungsgesetz nur bedingt wirksam. Die Teilentladungsbeständigkeit je nach Ausführung des Isoliersystems bestimmt die Lebensdauer L . **Glimmer** hat eine annähernd temperatur-**unabhängige** el. Durchschlagfeldstärke $E_{D,M}$ und Permittivität ϵ_M . Man unterscheidet den Spaltglimmer mit Flächengrößen $A > 1$ cm² und den Feinglimmer als Flocken mit $A < 1$ cm², der auf einem Flächenisoliertstoff (z. B. Polyamid oder Glasfaser-Gewebe) aufgeklebt als Glimmerpapier bezeichnet wird. Die Harzprägnierung dieser um die Leiter gewickelten Isolierstofflagen („Wickel“) zeigt eine Abnahme der Durchschlagfeldstärke E_R mit der Temperatur, aber eine Zunahme der Harz-Permittivität ϵ_R . Wir betrachten dazu Bild 2.2-2, wo an einem Isolierstoff (Breite d_i , Permittivität ϵ_i) die Leiter-

Erd-Spannung U anliegt und ein Lufteinschluss („void“, Breite d_v , Permittivität ϵ_0) im Isolierstoff vorliegt. Im einfachsten Fall paralleler Schichten mit den Breiten d_i , d_v ergibt sich die el. Feldstärke E_{air} im Lufteinschluss gemäß Bild 2.2-2 in Abhängigkeit ϵ_i/ϵ_0 und d_i/d_v bei typischem $\epsilon_i/\epsilon_0 = 4$ und $d_i/d_v \gg 1$ als etwa viermal die mittlere Feldstärke $E = U/d$, für die der Isolierstoff bemessen ist, während im Isolierstoff die dort herrschende el. Feldstärke $E_i < E$ ist. Auf Grund der begrenzten Durchschlagfeldstärke E_D von Luft < 40 kV/cm kommt es nur im Lufteinschluss zu einer Entladung („Teil“-Entladung; „Korona“-Glimmen), die auf Grund der Wechselspannung regelmäßig erlischt und neu zündet. Die zugehörige Spannung $U = U_{PD}$, wenn $E_{air} = E_D$ ist, heißt **Teilentladungs-Einsatzspannung** für Lufteinschlüsse, die mit steigender Temperatur wegen der physikalischen Eigenschaften von Luft sinkt! Die Teilentladungs-Aussetzspannung $U_{PD,ex} < U_{PD}$ ist kleiner, da der lokale Funke im heißen Entladungskanal erst wieder verlöschen muss.

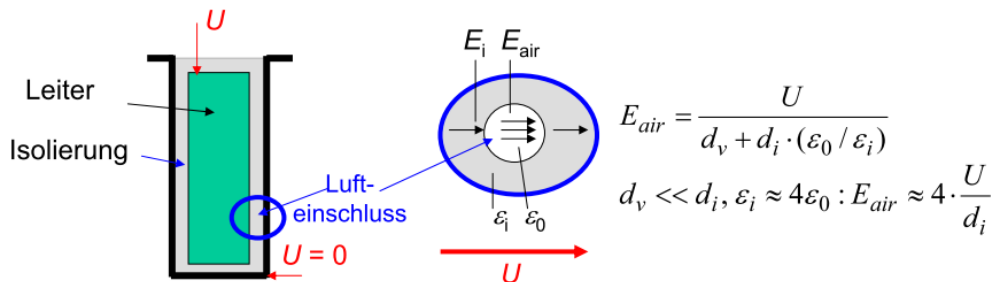


Bild 2.2-2: Teilentladung an einem Luft-einschluss in einer Wicklungs-isolierung bei der Spannung U gegen Erde (Blechpaket); Isolationsbreite d_i , Einschlussbreite d_v

Solange der benachbarte Isolierstoff dieser el. Erosion von Zünden und Verlöschen der Entladung widerstehen kann, kann die Spannung an der Isolierung gehalten werden. Wenn der Isolierstoff zerstört wird, kommt es zum Überschlag, wenn der Leiter und das Blechpaket vom Funken überbrückt werden (Erdschluss der Statorwicklung), so dass die Maschine über die Ständererdschlussüberwachung abgeschaltet wird (Wicklungsschadenfall). Für diesen einfachen Isolierungsfall würde mit steigender Temperatur das Teilentladen schon früher einsetzen, so dass mit steigender Temperatur die Lebensdauer sinkt. Dem liegt zwar nicht der temp.-abhängige chem. Zersetzungsprozess des *MONTSINGER*-Gesetzes zugrunde, verhält sich aber ähnlich, dass L mit steigendem ϑ sinkt.

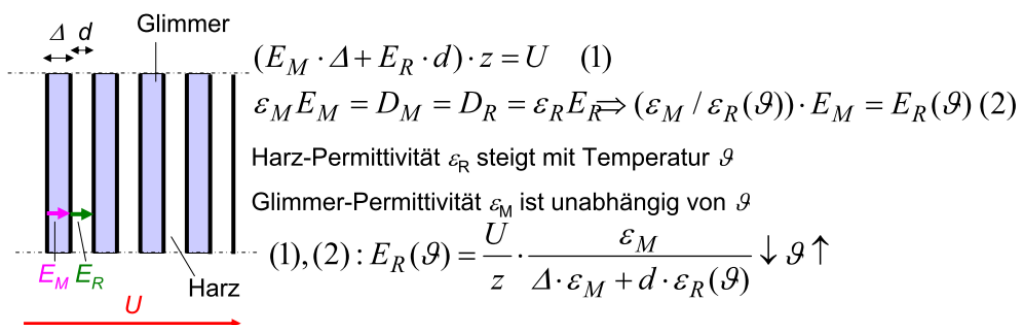


Bild 2.2-3: Schnitt durch einen Isolierwickel aus z ($= 4$) Windungen von Glimmerbändern (Breite Δ je Band) und dazwischen liegender Harzschichten (Breite d je Schicht): Berechnung der el. Feldstärke E_M im Glimmer und E_R im Harz bei anliegender Spannung U

In Bild 2.2-3 liegt die Spannung U an z Windungen Glimmerband mit Harz dazwischen an, was eine temperaturabhängige Feldstärke $E_R(\vartheta)$ im Harz zur Folge hat. Wegen der zwar gegenüber Luft deutlich höheren, aber gegenüber Glimmer deutlich kleineren Harz-Durchschlagfeldstärke $E_{D,R}$ ist $E_R(\vartheta)$ die kritische Größe. Mit steigender Temperatur sinkt $E_R(\vartheta)$, so dass ein Wicklungs-isolations-versagen wegen Harzdurchschlag bei niedrigerer

Temperatur wahrscheinlich ist, was also dem *MONTSINGER*-Gesetz nicht folgt. Das *MONTSINGER*-Lebensdauergesetz ist somit für glimmerisolierte Hochspannungswicklungen nicht sinnvoll anwendbar, da hier Teilentladungen das Isolationsversagen bestimmen.

c) Außenglimmschutz:

Hochspannungswicklungen werden bei kleineren Großmaschinen (niederpolige Maschinen im unteren MW-Bereich), die je nach Kesselgröße noch vollständig in einen Tränkkessel passen, zunächst in die Nuten eingelegt, so dass dann die Ganztränkung des bewickelten Stators im Kessel erfolgt. Es wird dazu der Kessel mit dem bewickelten Stator evakuiert, so dass Lufteinschlüsse vermieden werden, und dann das heiße flüssige Harz unter Druck eingepresst. Hochpolige Maschinen und große niederpolige Maschinen sind zu groß für die Ganztränkung. Die Spulen oder bei einwindigen großen Spulen auch die Halbspulen („Stäbe“) werden einzeln gefertigt, isoliert und imprägniert, so dass sie funktionsfertig und einzelgeprüft in die Nuten des Stators eingelegt und verschaltet werden.

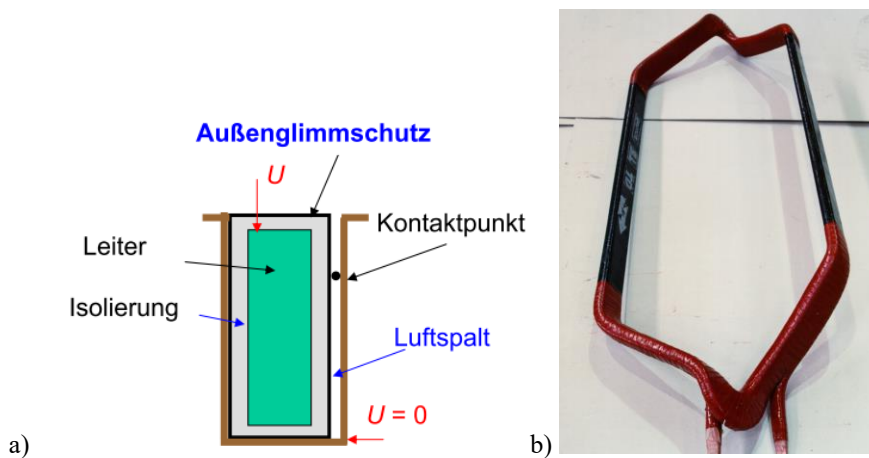


Bild 2.2-4: a) Der Außenglimmschutz (AGS) überbrückt im Kontaktpunkt den ungewollten Luftspalt zwischen Spule und Blechpaket, b) Isolierte Spule mit AGS (Graphithaltig, daher schwarz) im Nutbereich (Quelle: Andritz Hydro, A). Die technisch sichere Ausführung siehe Bild 2.2-8.

Wenn z. B. beim Einlegen einer vorgefertigten Spule wie in Bild 2.2-4a ein Restspalt („Einlege-Toleranz“) verbleibt, der zu klein ist, um aufgefüllt zu werden ($< 0.2 \text{ mm}$), so ist der dortige Luftspalt durch Teilentladungen gefährdet. Mit einem (z. B. basierend auf Graphit hergestellten) hochohmigen, aber el. leitfähigen Außenglimmschutz (Widerstand R im $\text{k}\Omega$ -Bereich, Bild 2.2-4b) auf der zuvor vollständig imprägnierten Spule, der an mindestens einem Kontaktpunkt den Spalt überbrückt, kann die Teilentladung vermieden werden. Ersetzen wir vereinfachend in Bild 2.2-2 die Schichtung aus Harz und Luft durch zwei Kondensatoren mit der gemeinsamen Fläche A als $C_i = \epsilon_i \cdot A / d_i$, $C_v = \epsilon_0 \cdot A / d_v$ mit $C_i / C_v = (\epsilon_i / \epsilon_0) \cdot (d_v / d_i)$, so folgt mit $\epsilon_i / \epsilon_0 \approx 4$, $d_v / d_i \ll 1$ auch $C_i / C_v \ll 1$. Der kapazitive Verschiebungsstrom zufolge der Leiter-Erd-Wechselspannung \underline{U} (Ständer-Kreisfrequenz $\omega = 2\pi \cdot f$) ist der stets auftretende netzfrequente Leiter-Erdstrom \underline{I} (2.2-1) mit der Statorfrequenz f aus der Serienschaltung von C_i , C_v , der auf die Spannung \underline{U}_v am Lufteinschluss C_v führt. Daraus folgt die el. Feldstärke E_{air} (2.2-2) in Übereinstimmung mit Bild 2.2-2.

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}}{\frac{1}{j\omega C_i} + \frac{1}{j\omega C_v}} \Rightarrow \underline{U}_v = \frac{\underline{I}}{j\omega C_v} = \frac{(C_i / C_v) \cdot \underline{U}}{1 + \frac{C_i}{C_v}} \approx \frac{C_i}{C_v} \cdot \underline{U} = \frac{\epsilon_i \cdot d_v}{\epsilon_0 \cdot d_i} \cdot \underline{U} \quad (2.2-1)$$

$$E_{\text{air}} = \frac{\underline{U}_v}{d_v} \approx \frac{\epsilon_i}{\epsilon_0 \cdot d_i} \cdot \underline{U} = \frac{4}{d_i} \cdot \underline{U} \quad (2.2-2)$$

Der Außenglimmschutz (AGS) in Bild 2.2-4a mit dem Querwiderstand $R_{\text{AGS}} = R$ liegt im Kontaktpunkt parallel zu C_v . Der kapazitive netzfrequente Leiter-Erdstrom \underline{I} ist somit mit AGS durch (2.2-3) bestimmt.

$$\underline{U} = \underline{I} \cdot \left(\frac{1}{j\omega C_i} + \frac{R}{1 + j\omega C_v R} \right) \quad (2.2-3)$$

Der Erdstrom \underline{I} teilt sich auf AGS als \underline{I}_R über R und auf den Luftspalt als \underline{I}_v über C_v auf: $\underline{I}_v + \underline{I}_R = \underline{I}$. Die Spannung am Lufteinschluss

$$\underline{U}_v = \underline{I}_R \cdot R = \frac{R \cdot \underline{U}}{1 + j\omega C_v R} \cdot \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_i} + \frac{R}{1 + j\omega C_v R}} \quad (2.2-4)$$

wird über die Größe von R beeinflusst. Ohne parallelen AGS zu C_v ist dort $R \rightarrow \infty$. Wir erhalten aus (2.2-4) wieder (2.2-1), so dass Teilentladung auftreten kann. Für $R \rightarrow 0$ ist $\underline{U}_v = 0$ und für kleines R so klein, dass die Durchschlagfeldstärke der Luft nicht erreicht wird. Der AGS hat den Luftspalt kurzgeschlossen. Tatsächlich muss der AGS aber hochohmig genug sein, um \underline{I}_R ausreichend klein zu halten (mA-Bereich), damit die Verluste $R \cdot I_R^2$ je Nut ausreichend klein bleiben.

Der bis hierher beschriebene Ablauf, dass Teilentladungen durch Lufteinschlüsse in der Isolierhülle („Wickel“, Bild 2.2-5a) entstehen, konnte seit der Einführung der dünnflüssigen Epoxid-Tränkharze in den 1960er-Jahren weitgehend überwunden werden. Insbesondere bei vakuumgetränkten Spulen bzw. Stäben sind die Isolierhülsen nahezu einschlussfrei.

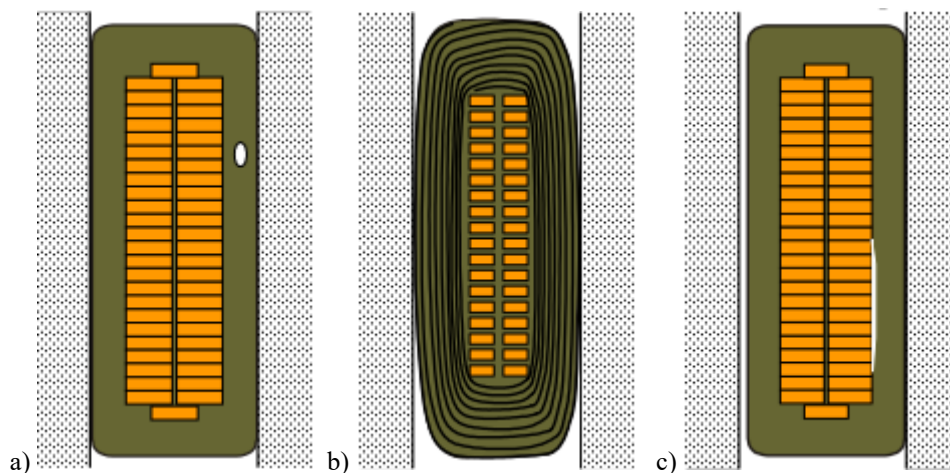


Bild 2.2-5: Isolierter Roebel-Stab in der Nut: a) Lufteinschluss in der Isolierhülle, b) Die Delaminierung der Wickelschichten der Isolierbandlagen in der Isolierhülle führt zu Luftspalten zwischen den Schichten, c) Luftspalt links zwischen Isolierhülse außen und Nutwand, sowie rechts zwischen Kupferleiter und Hülse innen (Quelle: M. Liese, TU Dresden)

Diese mit Epoxidharz getränkten Isolierhülsen sind bei korrekter Fertigung weitgehend temperaturstabil. Damit findet auch das in Bild 2.2-5b angedeutete, früher gefürchtete Aufplustern der Isolierbandlagen („Delaminierung“) nicht mehr statt, das für ehemals mit Asphalt oder Schellack getränkte Isolierungen typisch war. Damit entfallen die Luftspalte zwischen den Isolierbandlagen und die dort auftretenden Teilentladungen, wie sie in Bild 2.2-2 beschrieben sind. Allerdings führten die im Betrieb nicht mehr fest sitzenden Stäbe bzw. Spulenseiten zu einem anderen Teilentladungstyp, der **Nutentladung**, verursacht durch

Entladungen über den Spalt zwischen Stabaußenhaut und Nutflanke (in den Bildern 2.2-4a und 2.2-5c übertrieben groß dargestellt). Die vorgefertigten Stäbe bzw. Spulen lassen sich eben nur mit einem minimalen Spiel in die etwas breiteren Nuten („Übermaß“) einbauen. Zudem variieren die Stab- bzw. Spulenbreiten trotz aller Fertigungsperfektion leicht über der Stab- bzw. Spulenlänge („Fertigungstoleranz“). Gleiches gilt auch für die Nuten der geschichteten Blechpakete, so dass sich über der Nutlänge variable Restspalte zeigen. Wo es geht, werden sie durch Einführen schwach leitender („hochohmiger“) Füllstreifen ausgefüllt (Bild 2.2-6).

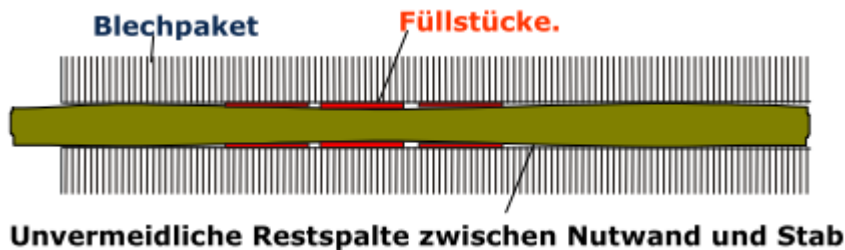


Bild 2.2-6: Blick von oben auf die Nut im Blechpaket mit eingelegter Spulenseite. Die Fertigungstoleranzen von Nut und Spule sowie das Einlegespiel führen zu Spalten, die mit halbleitenden Füllstücken ausgefüllt werden (Quelle: *M. Liese*, TU Dresden).

Dünnere Streifen als 0,2 mm lassen sich jedoch nicht einschieben, so dass von Anfang an Restspalte übrigbleiben. Sie vergrößern sich im Betrieb durch plastische Verformung (Kriechen) der Isolierhülle infolge zyklischer Wärmedehnungsbehinderungen und des Stabhämmerns gegen die Nutflanken. Denn die Spulen sind im Betrieb bei Volllast heißer als das Blechpaket und dehnen sich stärker, sodass auf die Spulenhülsen ein hoher thermischer Pressdruck wirkt, der die Hülsen plastisch deformiert (zusammendrückt). Nach Abkühlen der Maschine bei Schwachlast und Leerlauf schrumpfen alle Teile. Es verbleibt wegen der bleibend zusammengedrückten Isolierhülsen ein Restspalt. Ein Zahlenbeispiel zu dieser Wärmedehnungsbehinderung der Spule in der Nut findet sich bei Bild 2.2-7. Auf Grund der Lastwechsel erfolgt dieses Pressen und Entlasten zyklisch. Zusätzlich sind die in Nutlängsrichtung auftretenden magnetischen *Lorentz*-Wechselkräfte mit $2f$ als „Stabhämmerkräfte“ deformierend wirksam (Kap. 7.4).

Fallweise treten auch Spalte im Stabinneren zwischen Hülseninnenseite und Kupferleiter auf (Bild 2.2-5c), entstanden durch Aufreißen der (an sich sehr zuverlässigen) Verklebung zwischen Kupferleiter und Hülle. Auch hier sind die erläuterten thermischen Dehnungsbehinderungen die Ursache. Wenn, dann kommt das vornehmlich nach dem axialen Austritt des Stabs bzw. der Spulenseite aus dem Blechpaket im inneren Einlaufbogen des Stabs bzw. der Spulenseite in den gebogenen Teil des Wickelkopfs (beim Stab in die Wickelkopfevolvente) vor (Bild 2.2-10b). Die Bedeutung der so verursachten Teilentladungen liegt deutlich über der, die durch (nicht völlig auszuschließende, aber nachrangige) Defizite in der Isolierhülle infolge Lufteinschlüssen in der Hülle verursacht werden. Bild 2.2-7 geht auf dieses „Kriechen“ (plastisches Zusammendrücken) der Isolierhülle ein. In Bild 2.2-7a wird unterstellt, dass der Nutinhalt die Nut bei Raumtemperatur 20 °C völlig ausfüllt. Das ist an Stellen der Fall, wo man den Einbauspalt durch das Beifüttern mit halbleitenden Streifen gemäß Bild 2.2-6 exakt gefüllt hat. Im Leerlauf der Synchronmaschine ist der Statorstrom Null, aber der magnetische Wechselfluss im Stator, hervorgerufen durch die Drehung des über I_f erregten Läuferfelds, bewirkt die Ummagnetisierungsverluste im Statorblechpaket und erwärmt dieses. Bei Last (Statorstromfluss $I_s > 0!$) erwärmen sich auch die Kupferleiter und die Isolierung und weiter das Blechpaketeisen durch den zusätzlichen Stator magnetfluss. Die Wärmeausdehnungskoeffizienten quer zur Isolierhülle sind gegenüber dem des Eisenblechpakets bei den Kupferleitern das 1,4-fache und beim Isolierstoff das 3,2-fache. Bei typischen Volllast-Temperaturen von 80 °C Eisentemperatur, 130 °C Kupfertemperatur (W.

Kl. B) und einer dazwischen liegenden Isolierhülse würde sich der Inhalt einer z. B. 35 mm breiten Nut unbehindert um ca. 0.035 mm ausdehnen, kann es aber wegen der sich weniger ausdehnenden Nutbreite nicht. Die Isolierhülse als „schwächster“ Teil wird daher zusammen gepresst und dabei bleibend (plastisch) verformt, so dass weiterhin alles in die Nut passt (Bild 2.2-7b). Nach dem Abkühlen auf niedrigere Betriebstemperaturen oder Raumtemperatur ergeben sich dann Spalte selbst an den Stellen mit spaltfreiem Stabeinbau (Bild 2.2-7c).

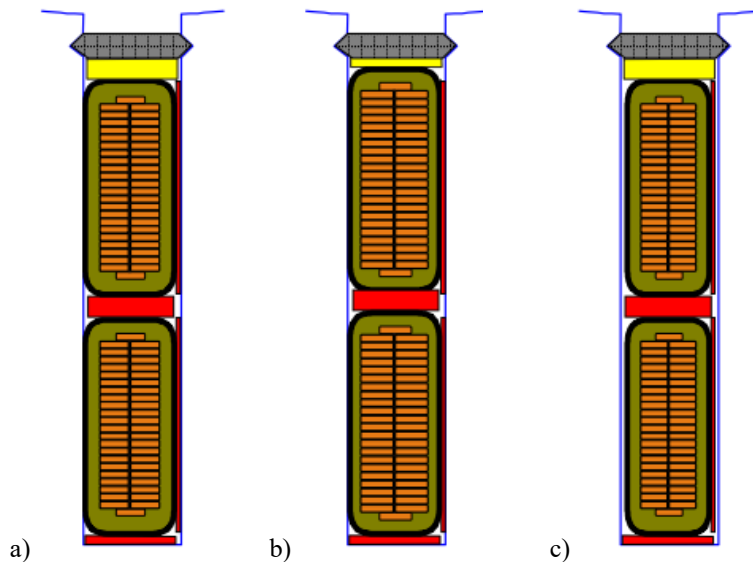


Bild 2.2-7: Nutbild einer Zweischicht-Roebel-Stab-Wicklung a) bei 20°C mit seitlichem Füllstreifen zum Schließen des fertigungsbedingten Spalts, b) bei 130°C Kupfertemperatur, 80°C Eisentemperatur und seitliches Zusammenpressen der Nuthülse sowie vertikales elastisches Zusammenpressen des gelben Deckschiebers (Wellfeder) unter dem Nutverschlusskeil, c) Bei nach b) folgender Abkühlung auf 20°C: Durch die bleibende Zusammendrückung der Nuthülse bleiben seitlich links und rechts Spalte, während oben die Wellfeder sich wieder elastisch entspannt (M. Liese, TU Dresden).

Bei der Teilentladungsproblematik geht es also heute primär um die Beherrschung von Längsspalten in der Nut, d. h. die Beherrschung der „Nutentladungen“ gemäß Bild 2.2-4a anstatt der früher dominierenden „inneren“ Teilentladungen auf Grund von Luft einschüssen in der Isolierhülse (Bild 2.2-2). Voraussetzung für die Beherrschung dieser „Nutentladungen“ sind die in den Bildern 2.2-4 und 2.2-7 an den Staboberflächen angedeuteten Außenglimmschutzschichten (AGS) als schwach leitende Ummantelung. Der AGS allein, wie in Bild 2.2-4a gezeigt, wirkt jedoch nur sehr unzuverlässig, denn der in Bild 2.2-4a angedeutete Kontaktpunkt als zufälliger Berührungspunkt des AGS mit der Nutflanke ist leider während einer Betriebsdauer von ca. 40 Jahren nicht stabil. Mit größtmöglicher Sorgfalt beim Beifüttern der Stäbe mit schwach leitenden Füllstreifen können diese Zufallskontaktpunkte zwar eine Zeitlang ausreichen, das beschriebene „kriechende“ Zusammendrücken der Stab-Isolierhülsen im Betrieb verschlechtert die Kontaktsituation aber fortwährend. Es werden immer weniger Kontaktpunkte. Das Teilentladungsgeschehen nimmt folglich mit der Zeit zu und veranlasst zur falschen Vermutung, aus den zunehmenden „Nut-Teilentladungen“ auf eine zunehmende Alterung der Isolierung, also auf eine „innere“ Teilentladung infolge Delaminierung zu schließen. Deshalb werden „Nut-Teilentladungen“ nur verhindert, wenn sich über den Spalten zwischen AGS und Nutflanken generell keine Spannungen aufbauen können. Dazu ist es nötig, den AGS zu erden, also ihm auch das Potential des Blechpakets zuzuweisen.

Ein funktionierendes AGS-Design muss eine konstruktiv gesicherte Erdung des AGS aufweisen, wie es z. B. Bild 2.2-8 zeigt.

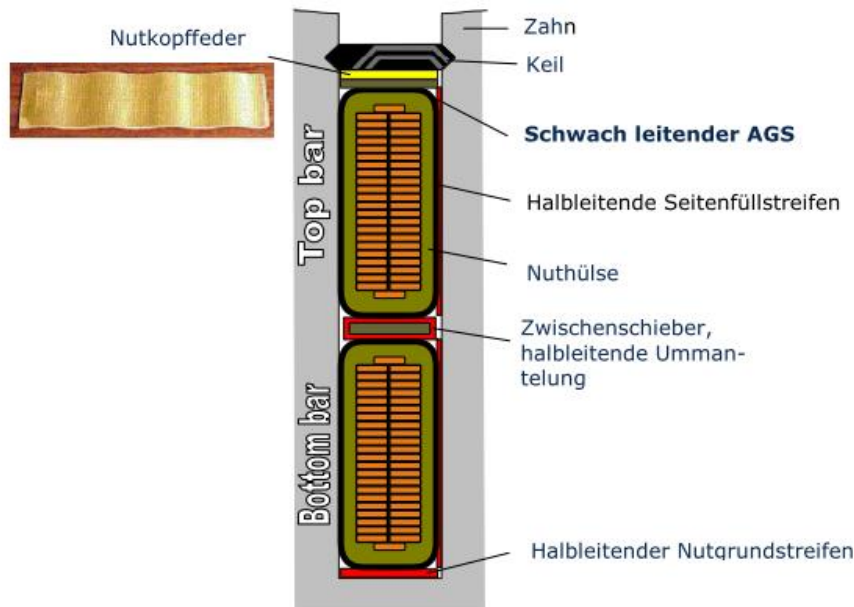


Bild 2.2-8: Nutbild einer Zweischicht-Roebel-Stab-Wicklung mit einem über einen halbleitenden Nutgrundstreifen und Zwischenschieber geerdeten Außenglimmschutz AGS (*M. Liese, TU Dresden, [34]*).

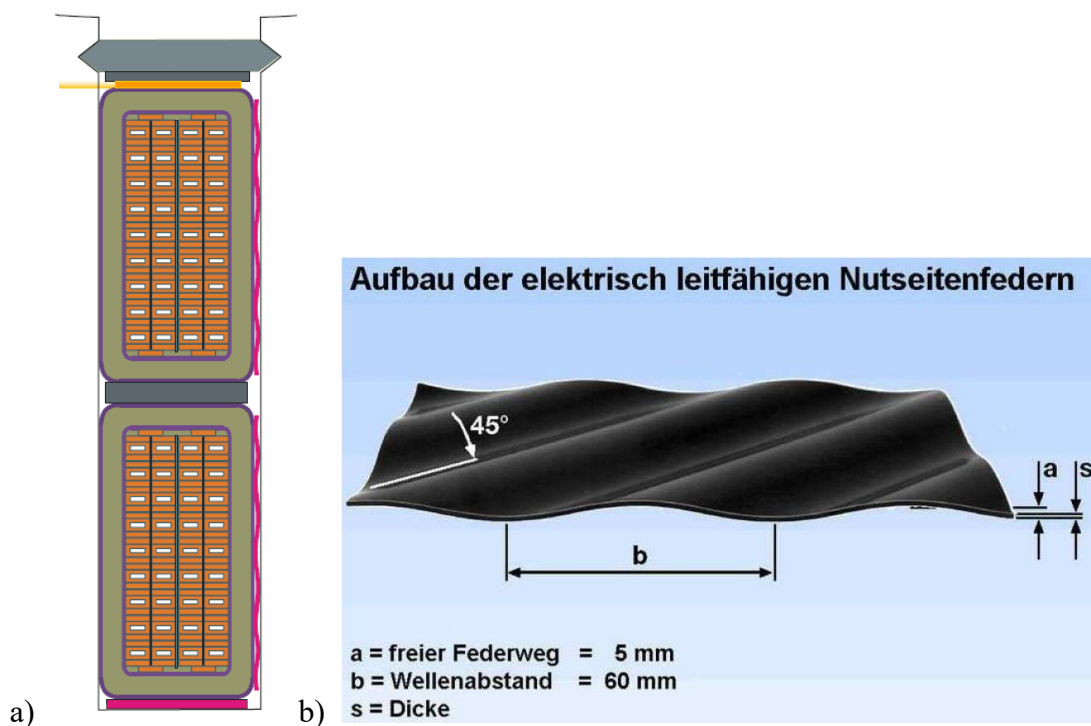


Bild 2.2-9: a) Nutbild einer Zweischicht-Doppel-Roebel-Stab-Wicklung für 27 kV mit direkter Wasser-Leiterkühlung mit einem zu Bild 2.2-8 alternativen AGS-Erdungskonzept über zwei seitliche (rechts in der Nut) halbleitende Nutseitenfedern für Ober- und Unterschicht, b) Unter 45° gewellte halbleitende Nutseitenfeder mit einem freien Federweg $a = 5 \text{ mm}$ (*M. Liese, TU Dresden & Siemens AG*).

Die sichere Erdung des AGS des Unterstabs wird dabei durch einen schwach leitenden Nutgrundstreifen erreicht. Eine Nutkopffeder sorgt dafür, dass er vom Unterlagestab gegen das Eisen im Nutgrund gedrückt wird. Die Erdung des AGS des Oberlagestabs erfolgt über einen Zwischenschieber, der mit einer schwach leitenden Schicht ummantelt ist. So wird der AGS des Oberlagestabs an den geerdeten AGS des Unterlagestabs gekoppelt. Spalte, die trotz der eingeschobenen schwach leitenden seitlichen Füllstücke vorhanden sind und sich im Betrieb verbreitern, spielen bezüglich der Nut-Teilentladung wegen des am Spalt

herrschenden Spannungsfalls $\Delta U = 0$ keine Rolle mehr. Die AGS-Erdung ist über den halbleitenden Nutgrundstreifen und Zwischenschieber dauerhaft trotz der Schwingungsbeanspruchung gesichert. Allerdings wird z. Zt. bei indirekt gekühlten Stäben wie in Bild 2.2-8, also bei „kleineren“ luftgekühlten Turbogeneratoren und bei luftgekühlten Wasserkraft-Schenkelpolmaschinen, eine derartig gesicherte AGS-Erdung aus Kostengründen nicht verwendet. Man verlässt sich auf die gemäß Bild 2.2-4a vorhandenen Kontaktpunkte, deren Zahl aber im Laufe der Zeit (wie oben beschrieben) abnehmen kann. In sehr großen Synchronmaschinen wird fallweise die direkte Leiterkühlung mit Wasserstoffgas oder entionisiertem Wasser eingesetzt. Bei diesen sehr teuren Maschinen wird fallweise der AGS mit der in Bild 2.2-9a dargestellten, halb leitenden seitlichen Wellfedern (= „schwach leitende Nutseitenfedern“) geerdet. Sie stellen nicht nur die AGS-Erdung sicher, sondern reduzieren auch das Kriechen der Isolierhülse, denn die Feder lässt thermische Stabausdehnungen auf Grund ihrer Elastizität einigermaßen „gewaltfrei“ zu. Die entspannte Feder (Bild 2.2-9b) hat etwa $a = 5$ mm Höhe und wird in der Nut etwas zusammengepresst. Der dafür erforderliche Platz geht zu Lasten des Leiterquerschnitts, so dass eine kleine Leistungsreduktion nötig ist.

c) Innenpotenzialsteuerungsschicht (IPS):

Die Spannungsdifferenzen an Spalten im Stabinneren zwischen Isolierhülse und Kupferleiteroberfläche werden ebenfalls auf niedrigem Niveau unterhalb der Teilentladungseinsatzspannung gehalten, wenn die Hülse an der Innenseite eine schwach leitende IPS erhält, die galvanisch (= el. leitfähig) mit einem der Teilleiter des Stabs verbunden ist. Dadurch werden Teilentladungen auch über diese inneren Spalte unterdrückt, falls sie alterungsbedingt auftreten. Diese Innenspalte (Bild 2.2-5c) treten dank der guten Klebeverbindungen in modernen Wicklungen eher selten auf [16]. Deshalb wird der IPS häufig nicht verwendet.

d) Teilentladungsmuster:

Die Art der el. „Elektroden“, zwischen denen das Teilentladungsgeschehen abläuft, führt zu typischen Mustern in der zeitlichen Teilentladungsverteilung. Das Muster beim Überslag zwischen zwei „Isolierstoffelektroden“ bei einem Lufteinschluss in der Isolierhülse gemäß Bild 2.2-5a sieht anders aus als das bei der Entladung von einer Metallelektrode gegen eine Isolierstoffelektrode, wie das beim Innenspalt zwischen Kupferleiter und Isolierhülse der Fall ist (Bild 2.2-5c). Bei den Teilentladungen über einen Spalt zwischen Stabaußenseite und Nutwand, also von der Isolierstoff- gegen die Metallelektrode, sieht das Entladungsmuster wieder anders aus. Die Teilentladungsmessungen lassen also grundsätzlich spezifische Aussagen zu den Orten des Teilentladungsgeschehens zu, was aber ein ausgeprägtes Expertenwissen erfordert. Auch den Ort längs der Nut bzw. welche Nut kann man über die Laufzeit der Messsignale annähernd ermitteln.

e) Kriechfreie Isolierhülsen bei Ganztränkung:

Das in Bild 2.2-7 beschriebene „Kriechen“ (plastisches Zusammendrücken) der Isolierhülsen von Stäben, die bei Raumtemperatur in die Nuten eingepasst wurden, kann bei den Stäben bzw. Spulen ganzgetränkter Ständerwicklungen (meist „kleinere“ luftgekühlte Turbogeneratoren) nicht auftreten. Schließlich gelieren und verfestigen sich die Tränkeharze dort bei einer leicht über der Bemessungstemperatur liegenden Ausbacktemperatur im Wärmeofen. Alle Nutkomponenten werden damit auf dieselbe Temperatur gebracht und wärmegelehnt, so dass der Verbackungsprozess bei den sich dann einstellenden geometrischen Verhältnissen stattfindet und somit „gewaltfrei“ stattfindet. Das führt zu völlig anderen Verhaltensmustern der Wicklung im Betrieb. Bei der Abkühlung haben alle Nutkomponenten das Bestreben zu schrumpfen. Die größeren Wärmeausdehnungskoeffizienten von Kupferleiter und Isolierhülse führen nun dazu, dass die Nutinhalte stärker

schrumpfen als das umgebende Blechpaketeisen. Die als Zugkräfte auf die Bandwickel der Isolierhülse wirkenden Schrumpfkkräfte führen zur **Delaminierung** der Hülsen, damit zu Spaltenbildung zwischen den Isolierbandlagen des Wickels und so zu untragbar niedrigen Teilentladungseinsetzspannungen.

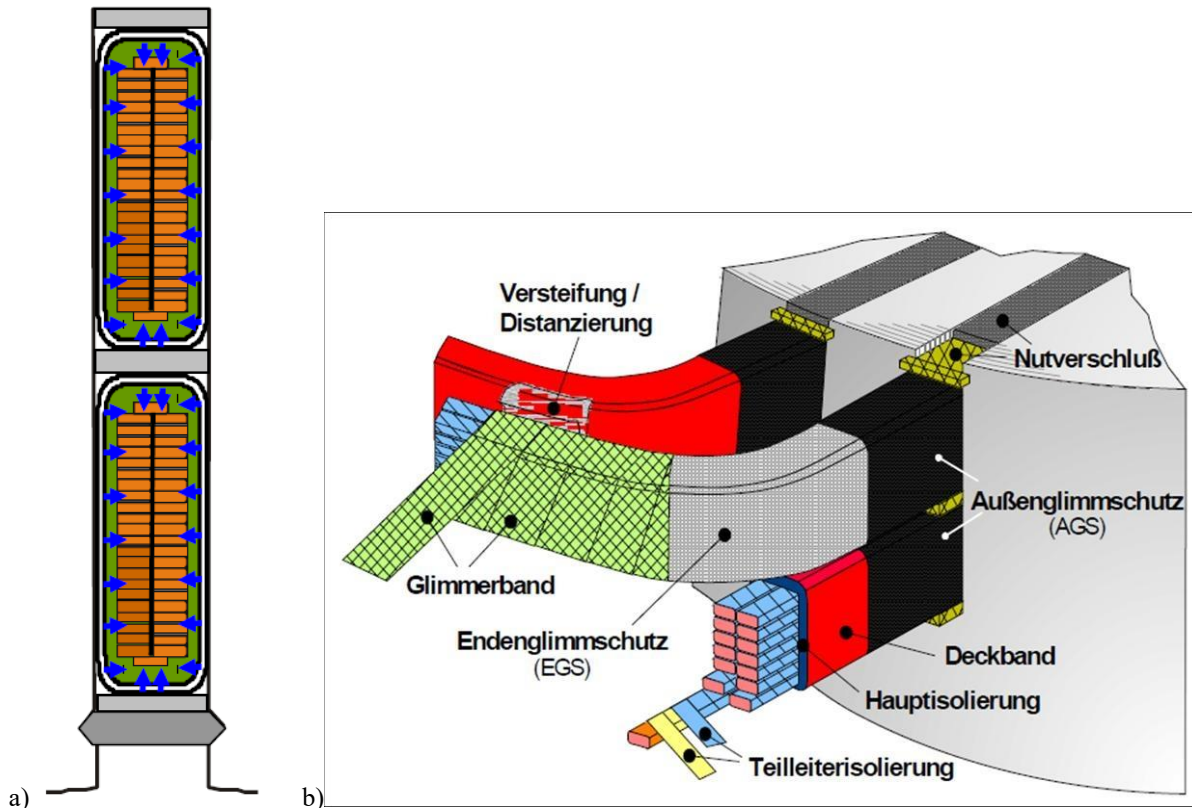


Bild 2.2-10: a) Nutbild einer ganzgetränkten Zweischicht-Roebel-Stab-Wicklung für indirekte Luft-Leiterkühlung mit zweilagigem AGS und eingetragener Schrumpfbewegung beim Abkühlen nach dem Warmaushärten des Tränkharze. Dadurch entsteht zwischen Außen- und Innenlage des AGS ein Spalt, der durch eine schwach leitende (nicht dargestellte) Trennfolie überbrückt wird (M. Liese, TU Dresden). b) Außenglimmschutz in der Nut und am Nutausgang und Endglimmschutz im Wickelkopf [35]

Als Gegenmaßnahme wurde bei einem namhaften Hersteller für ganzgetränkte Generatoren ein **zweilagiger AGS** eingeführt. Zwischen die beiden Lagen wurde eine Trennfolie eingebracht. Beim Abkühlen der Stäbe unter die Ausbacktemperatur führt das zu einem Sollbruch zwischen beiden AGS-Lagen, wie es in Bild 2.2-10a (übertrieben groß) angedeutet ist. Das Entstehen der Spannungsdifferenz über dem „Sollspalt“ wird durch das schwach leitende Band (Trennfolie) als galvanische Verbindung verhindert. Das Band verläuft entlang der Stäbe und schlängelt sich einmal außen über das äußere AGS-Band und anschließend innen um das innere AGS-Band. So wird das innere, mit der Isolierhülse verklebte, eigentliche AGS-Band des Stabs fortlaufend mit dem äußeren, am Nuteisen klebenden AGS-Band verbunden und damit geerdet. Damit ist die el. Spannung über dem Spalt zwischen innerem und äußerem AGS-Band Null. Es können dort keine Teilentladungen auftreten. In der Isolierhülse kommt es so zu keinen weiteren methodischen Delaminierungen mehr, so dass auch bei Ganztränkung ein niedriges Teilentladungsniveau realisiert wird. Der Stab bzw. die Spulenseite erfährt später bei thermischen Belastungsschwankungen so gut wie keine thermische Dehnungsbehinderung mehr. Es gibt damit kein Kriechen der Isolierhülse und kaum noch die thermische Alterung der zusammengepressten Hülse.

f) Schwingungsinduzierte Funkenerosion (vibration sparking):

Teilentladungen treten in der Wicklung dort auf, wo die lokale Spannung U über den Spalten die Teilentladungs-Einsatzspannung überschreitet. Die dreiphasigen Generator-Stator-Wicklungen sind zur Unterdrückung der dritten Spannungsoberschwingung in Stern geschaltet. Das el. Sternpunktspotential gegenüber Erde ist dauernd Null. Daher sind jene Spulen je Strang, die in der Nähe des Sternpunkts N liegen, mit niedrigen Spannungen gegen Erde beansprucht, so dass dort keine Teilentladungen auftreten, sondern bevorzugt bei den Spulen, die nahe an den drei Generatorklemmen U, V, W auf Hochspannungspotential liegen. Die „schwingungsinduzierte Funkenerosion“ (Bild 2.2-11) tritt aber auch bei sternpunktsnahen Spulen auf, da sie eine andere Ursache hat. Wie im Stabkupfer wird nämlich auch längs des AGS die statorfrequente (f_s) Stabspannung (Scheitelwert) $\hat{U}_{bar} = v_{syn} \cdot \hat{B}_\delta \cdot l_e$, $v_{syn} = 2f_s \tau_p$ induziert. Die geerdeten AGS-Beläge benachbarter Nuten sind über die Zahnbleche miteinander leitend verbunden, so dass Kurzschluss-Maschen entstehen, die - über die Endzahnbleche begrenzt - die Maschenfläche A aufspannen. Diese Zahnbleche verbinden die AGS der Stäbe benachbarter Nuten an den Enden zu einem Käfig nach Art des Käfigläufers (Bsp. 2.2-1a). Aber auch über die trapezförmigen Schichtbalken, an denen die Bleche außen über Schwalbenschwanznuten eingehängt und verschweißt sind, kann sich der AGS-Strom von AS- zu BS-Endblech schließen, so dass der gesamte Jochwechselfluss (das ist der halbe Polfluss) in diese Schleife induziert (Bsp. 2.2-1b).

Beispiel 2.2-1:

Zweipoliger Turbogenerator 650 MVA, $f_s = 50$ Hz, $d_{si} = 1.2$ m, $l_e = 5$ m, $\hat{B}_\delta = 1.1$ T, $q_s = 10$:
 $\tau_p = d_{si} \pi / (2p) = 1.2 \cdot \pi / 2 = 1.88$ m, $v_{syn} = 188$ m/s, $\hat{U}_{bar} = 188 \cdot 1.1 \cdot 5 = 1034$ V. Stator-Nutzahl: $Q_s = 60$, Stator-Nutteilung $\tau_{Q_s} = 2p \tau_p / Q_s = 62.8$ mm. Gegenüber dem großen *ohm'schen* Längswiderstand des AGS je Nut $R_{AGS} = R = 2 \dots 25$ k Ω können in der Masche die statorfrequente Selbstinduktionsspannung und die Blech- bzw. Schichtbalkenwiderstände $R_{sheet} + R_{bar}$ vernachlässigt werden. Berechnung des effektiven AGS-Längsstroms:

a) Maschenfluss je Nutteilungs-Kurzschlussmasche:

$$\Phi = \frac{2}{\pi} \cdot \tau_p \cdot l_e \cdot \hat{B}_\delta \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\tau_{Q_s}}{\tau_p}\right) = \frac{2}{\pi} \cdot 1.88 \cdot 5 \cdot 1.1 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{62.8}{1880}\right) = 0.34 \text{ Wb},$$

$$I_{AGS} \approx \frac{\sqrt{2} \pi f_s \Phi}{2 \cdot (R + R_{sheet})} \approx \frac{\sqrt{2} \pi f_s \Phi}{2 \cdot R} = \frac{\sqrt{2} \pi \cdot 50 \cdot 0.34}{2 \cdot (2000 \dots 25000)} = 19 \dots 1.5 \text{ mA}.$$

b) Jochfluss:

$$\Phi_{ys} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \tau_p \cdot l_e \cdot \hat{B}_\delta = \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 1.88 \cdot 5 \cdot 1.1 = 3.29 \text{ Wb},$$

$$I_{AGS} \approx \frac{\sqrt{2} \pi f_s \Phi_{ys}}{R + R_{sheet} + R_{bar}} \approx \frac{\sqrt{2} \pi f_s \Phi_{ys}}{R} = \frac{\sqrt{2} \pi \cdot 50 \cdot 3.29}{(2000 \dots 25000)} = 365.5 \dots 29.2 \text{ mA} = \frac{\hat{U}_{bar} / \sqrt{2}}{R}.$$

Ohm'sche Verluste im AGS je Nut $P_{AGS} = R \cdot I_{AGS}^2 \cong 267 \dots 21$ W.

Bei Bsp. 2.2-1b fließen in allen AGS Längsströme in der Größenordnung von 100 mA und mehr. Die Größe hängt bei der gegebenen Stabspannung allein vom jeweiligen AGS-Längswiderstand ab. Bei stabilen AGS-Querverbindungen an den Nutenden zu den Endblechen bleiben die parasitären Ströme thermisch ungefährlich, da die Verluste im Vergleich zu den Stromwärmeverlusten im Promille-Bereich liegen. Sobald die Stäbe aber auf Grund von Setzungseffekten den Platz haben, um sich in den Nuten etwas zu bewegen (z. B. durch die magnetische Leiterwechselkraft und die Stator-Blechpaketschwingungen), können

sie die Stabkontakte zu den Zähnen öffnen und schließen. Es wird damit ein „Schalterkontakt“ aufgerissen und geschlossen, so dass der parasitäre AGS-Stromfluss über den „geöffneten Schaltern“ bei kleinem AGS-Strom zusammenbricht. Bei großen AGS-Strömen erfolgt bei Öffnung des „Schalters“ eine Kurzlichtbogen-Zündung. Der AGS-Stromfluss setzt sich über diesen Lichtbogen fort, und es wird eine zerstörerische Lichtbogen-Energie freigesetzt. So kann man beim Aufreißen eines AGS-Stroms von 100 mA mit einer Lichtbogen-Spannung von etwa 70 V rechnen, was zu einer momentanen Lichtbogenleistung von 7 W führt. Sie liegt um Größenordnungen über den Momentanleistungen oder Energien, die bei Nutentladungen punktuell auftreten können (Bsp. 2.2-2).

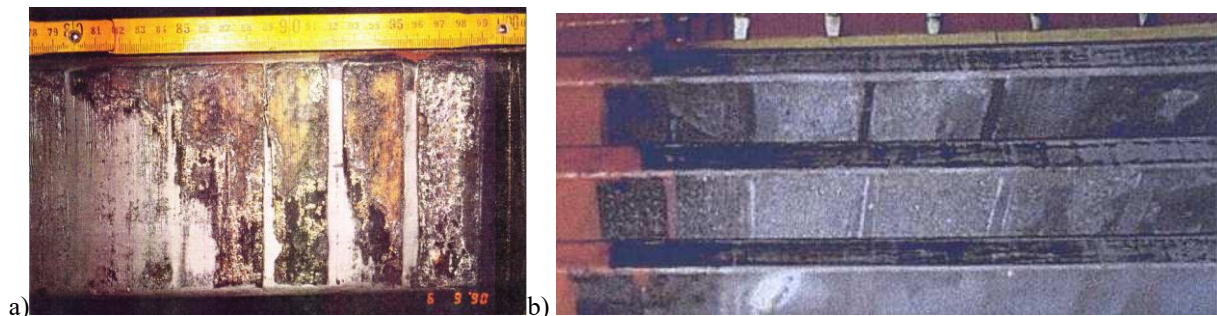


Bild 2.2-11: Ausfall der Statorwicklung durch Erdschluss: a) Vierpoliger 1550 MVA-Turbogenerator im Block 2, KKW Philippsburg, D, 1990: Funkenerosions-Schaden an einem der betroffenen Stäbe. Wo er am Nutende an den Zahnflanken anlag, ist die Isolierhülle teilweise tief wegerodiert. Wo der Stab an die radialen Kühlkanäle im Blechpaket grenzte, blieb die Isolierhülle weitgehend unversehrt. b) Turbogenerator GT2C, GuD-Kraftwerk Barking, London, UK, 2001: Geschwärzte Stäbe mit den Schäden in Sternpunktsnähe im Blechpaketbereich und unbeschädigt im Radialkühlslitzbereich (M. Liese, TU Dresden).

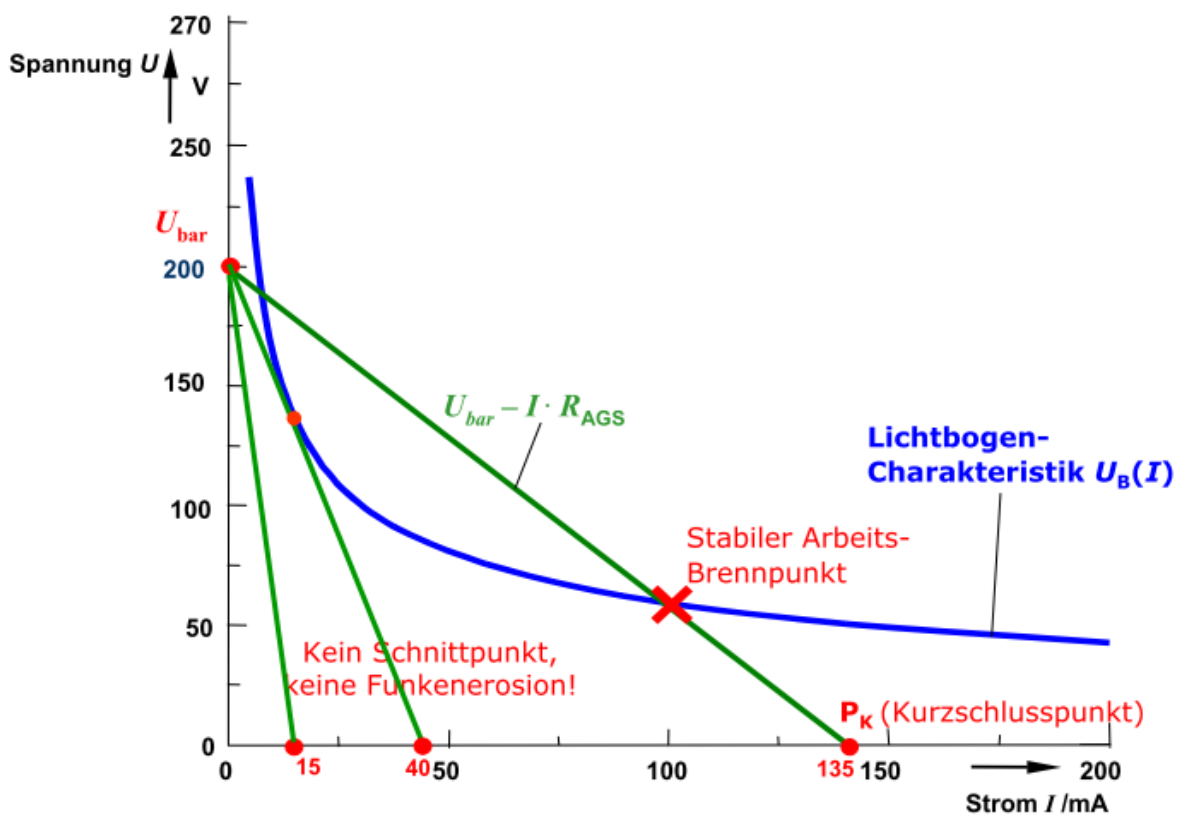


Bild 2.2-12: Dimensionierung des AGS mit der Lichtbogencharakteristik $U_B(I)$ für kleine Luftstrecken 0.1 ... 0.3 mm (techn. Dienst der Allianz-Versicherung) für drei unterschiedlich große AGS-Widerstände, die bei einer Stabspannung 200 V auf 10 mA, 40 mA, 135 mA AGS-Strom führen. Für Werte > 40 mA ($R_{AGS} < 5 \text{ k}\Omega$) kann „vibration sparking“ auftreten (M. Liese, TU Dresden).

Beispiel 2.2-2:

Dimensionierung des AGS-Widerstands $R_{\text{AGS}} = R$ mit der stationären Kurzlichtbogencharakteristik $U_B(I)$ für kleine Luftstrecken 0.1 ... 0.3 mm (gemäß techn. Dienst der Allianz-Versicherung, Bild 2.2-12) zur Vermeidung von „vibration sparking“ für eine Stabspannung $\hat{U}_{\text{bar}} = 280 \text{ V}$ bzw. $U_{\text{bar}} = 200 \text{ V}$. Für eine Kurzschlussmasche gilt bei geschlossenem Kontakt (Punkt P_k) $U_{\text{bar}} = R \cdot I$, und somit für $R = 1.5 \text{ k}\Omega$, $5 \text{ k}\Omega$, $13.4 \text{ k}\Omega$ ein Strom $U_{\text{bar}} / R = I = 135 \text{ mA}$, 40 mA , 15 mA . Bei geöffnetem Kontakt und brennendem Lichtbogen gilt $U_{\text{bar}} = R \cdot I + U_B(I)$, was mit $U_{\text{bar}} - R \cdot I = U_B(I)$ einem Schnittpunkt der Lichtbogencharakteristik $U_B(I)$ mit der Widerstandsgeraden $U_{\text{bar}} - R \cdot I$ entspricht. Der zweite obere Schnittpunkt ist elektromagnetisch instabil. Beim Grenzwert $R = 5 \text{ k}\Omega$ gibt es nur einen Schnittpunkt. Damit beim Öffnen des Kontakts kein Lichtbogen auftritt, muss folglich $R > 5 \text{ k}\Omega$ sein (= kein Schnittpunkt in Bild 2.2-12). Beim zu kleinen Wert $R = 1.5 \text{ k}\Omega$ ist die Bogenbrennspannung ca. 70 V und der Bogenstrom $I = 100 \text{ mA}$ mit daher 7 W Bogenleistung, die über längere Dauer wirkend, wegen Erosion die Isolierung zerstört.

So kommt es bei der „Funkenerosion“ nicht zu einem Spannungsüberschlag wie bei der Teilentladung, sondern bei zu kleinem AGS-Widerstand fließen die bereits fließenden parasitären AGS-Ströme („Kurzschlusspunkt“ P_k des Kontakts in Bild 2.2-12), wenn sie aufgetrennt werden, über den Lichtbogen weiter, so dass die zerstörerische Lichtbogenenergie zum Tragen kommt. Man muss die AGS-Widerstände mit Hilfe der Lichtbogentheorie so groß dimensionieren, dass die AGS-Ströme klein genug werden, um beim Aufreißen des AGS-Stromkreises zu verlöschen. Allerdings dürfen die AGS-Widerstände dabei nicht so groß werden, dass die parallele Verhinderung der Nutentladungen gefährdet würde. Dies erfolgt über eine Kontrollrechnung mit dem *Paschen*-Gesetz für die Durchschlagsfeldstärke von Luft E_D bei kleinen Spalten $d = 0.1 \dots 0.3 \text{ mm}$ und führt meist auf Werte von ca. 25 k Ω .

Fazit:

Anders als bei Teilentladungen sind die parasitären AGS-Ströme unabhängig von der Leiter-Erd-Spannung. Daher ist es ein Kennzeichen der „Funkenerosion“, dass auch sternpunktnahe Stäbe betroffen sein können. Allgemein sind die Stäbe somit hinsichtlich der Schadensorte uneinheitlich beschädigt, d. h. es gibt Schadensorte im Bereich der hohen Leiter-Erd-Spannung in Klemmen-Nähe, aber auch im Bereich niedriger Leiter-Erd-Spannungen in Sternpunktsnähe, jedoch meist im Nutendbereich. Das ist der zufälligen Kontaktierung und damit Erdung der AGS geschuldet, die von Nut zu Nut unterschiedlich sein kann, wenn nicht ein sicheres AGS-Erdungskonzept gemäß Bild 2.2-8 und 2.2-9 verwendet wird. Bei dem sternpunktsnahen Schaden Bild 2.2-11b kann also der Schaden wegen der dort geringen Leiter-Erd-Spannung nicht durch Teilentladungen entstanden sein, so dass „Funkenerosion“ als Erklärung in Frage kommt. Gründe für mehr oder weniger locker in den Nuten sitzende Stäbe wurden oben genannt. Die magnetischen *LORENTZ*-Stabkräfte (siehe Kap. 7.4) sind durch die infolge magnetischer Zahnentlastung (durch hohe Zahneisensättigung) auftretenden magnetischen Radialfeldstärken in der Nut in Wechselwirkung mit den Leiterströmen bedingt, sind aber meistens klein. Die wesentliche Schwingungsanregung ist vielmehr, dass die Spulen bzw. Stäbe im schwingenden Blechpaket untergebracht sind, was den Begriff „vibration sparking“ erklärt. Leider kann man auch bei richtig dimensioniertem AGS-Widerstand nicht wirklich eine dauerhafte Unterdrückung der Funkenerosion erreichen. Die Widerstände des schwach leitenden AGS-Materials nehmen über der Betriebszeit ab und damit die parasitären AGS-Ströme entsprechend zu. So bleibt als sicherer Weg zur Vermeidung auch dieses Fehlers wieder nur die in Bild 2.2-8, 2.2-9 beschriebene konstruktive Erdung des AGS der Unter- und

Oberlagestäbe. Dann können die parasitären AGS-Ströme unabhängig von sich an den Nutenden öffnenden Kontakten stets design-gesichert ins Blechpaket abfließen.

2.3 Wärmequellen und Verlustdichte

Verluste der elektrischen Maschine sind elektrischen und mechanischen Ursprungs, sie entstehen in aktiven und inaktiven Teilen. Ihre Einteilung in Einzelverluste, wie sie zur Bestimmung des Wirkungsgrades üblich ist (Leerlaufverluste, laststromabhängige Verluste, zusätzliche Lastverluste), genügt für Kühlungsfragen nicht. Hier sind außer ihrer Art auch die Verlustdichten und der Entstehungsort von Bedeutung.

Verlustdichten lassen sich ausdrücken durch:

- die raumspezifischen Verluste $p_d = P_d/V$ (W/m^3) als Maß für die Quellenintensität,
- die flächenspezifischen Verluste $q = P_d/A$ (in W/m^2 , W/cm^2), d.h. Wärmestromdichten
z.B. an Flächen mit Wärmeleitung bzw. Wärmeübergang.

a) Stromdurchflossene Wicklungen

Stromdurchflossene Wicklungen sind der verlustintensivste Aktivteil in elektrischen Maschinen. In ihnen entstehen:

- *Stromwärmeverluste* P_{Cu} ("Kupferverluste", "OHM'sche Verluste"). In dauerbelasteten Arbeitswicklungen und je nach der Stromdichte von $J = 2.5...7...15 \text{ A}/\text{mm}^2$ (hängt von Kühlart ab) beträgt $p_d = J^2 / \kappa = P_{Cu} / V$ rund $0.15...1...5 \text{ W}/\text{cm}^3$. Typisch für kurzzeit-belastete Anlaufwicklungen (Käfigwicklung, Anlauf läufig) gilt $w = 50...200 \text{ W}/\text{cm}^3$ (einschließlich Stromverdrängung).
- *zusätzliche Verluste* $P_{Cu,ad}$ durch Stromverdrängung, Schlingströme, Stromober-schwingungen (z. B. bei Umrichterbetrieb). Bei normalen Wechselstromwicklungen betragen sie das 0.2 bis 1.5-fache der OHM'schen Verluste, in Hochstab-Anlaufwicklungen (gewollt) das 3 bis 4-fache. Ihre Dichte ist bei Nutenleitern sehr ungleich verteilt und gegen die Nutöffnung hin am größten.

Beispiel 2.3-1:

$$\vartheta = 120^\circ\text{C}, \kappa_{Cu, \vartheta} = (1/1.39) \cdot \kappa_{Cu, 20^\circ\text{C}} = 41 \text{ Smm}^2/\text{m}, J = 7 \text{ A}/\text{mm}^2$$

$$p_d = J^2 / \kappa_{Cu, \vartheta} = P_{Cu} / V = 1.19 \text{ W}/\text{cm}^3$$

Die **Wärmestromdichten** q bei dauerbelasteten Wicklungen betragen bei *indirekt gekühlten Nutenleitern* in der Isolationshülse etwa $0.08...0.15 \text{ W}/\text{cm}^2$. Von der Pollücke her belüftete *Polspulen* haben q -Werte bis etwa $2.5 \text{ W}/\text{cm}^2$. An der *Kanalwand direkt gekühlter* Leiter (Luft, H_2 , H_2O) besteht ein Wärmeeinfall von ca. $0.5...9 \text{ W}/\text{cm}^2$.

Zum Vergleich: Bügeleisen hat rund $q = 5 \text{ W}/\text{cm}^2$.

b) Dynamoblechkörper:

Dynamoblechkörper sind der Sitz der **Ummagnetisierungsverluste** (Hysteresese- + Wirbelstromverluste), auch "*Eisenverluste*" genannt. Ihre Dichte ist relativ niedrig; bei 50 Hz und je nach Blechqualität und Induktion liegt p_d bei rund $0.03...0.15 \text{ W}/\text{cm}^3$. Doch haben die Blechkörper relativ große Volumina. und die elektrisch isolierenden Papier- bzw. Lackaufträge wirken als Wärmewiderstände. An den Blechpaketwänden fließen ca. $q = 0.1...0.4 \text{ W}/\text{cm}^2$ zum Kühlschlitz.

Beispiel 2.3-2:

Dynamoblech: 1.7 W/kg spezifische Ummagnetisierungsverluste (1 T, 50 Hz). Bei 1.8 T Zahninduktion ($\rho_{Fe} = 7850 \text{ kg/m}^3$): $P_{Fe} = 1.7 \cdot 1.8^2 \cdot 7850 = 43237 \text{ W/m}^3$, $p_d = 0.043 \text{ W/cm}^3$.
Bei einer Erhöhung der Verluste um 1.85 infolge Stanzen gegenüber der EPSTEIN-Probe und durch Oberwelleneinflüsse: $p_d = \underline{0.08} \text{ W/cm}^3$.

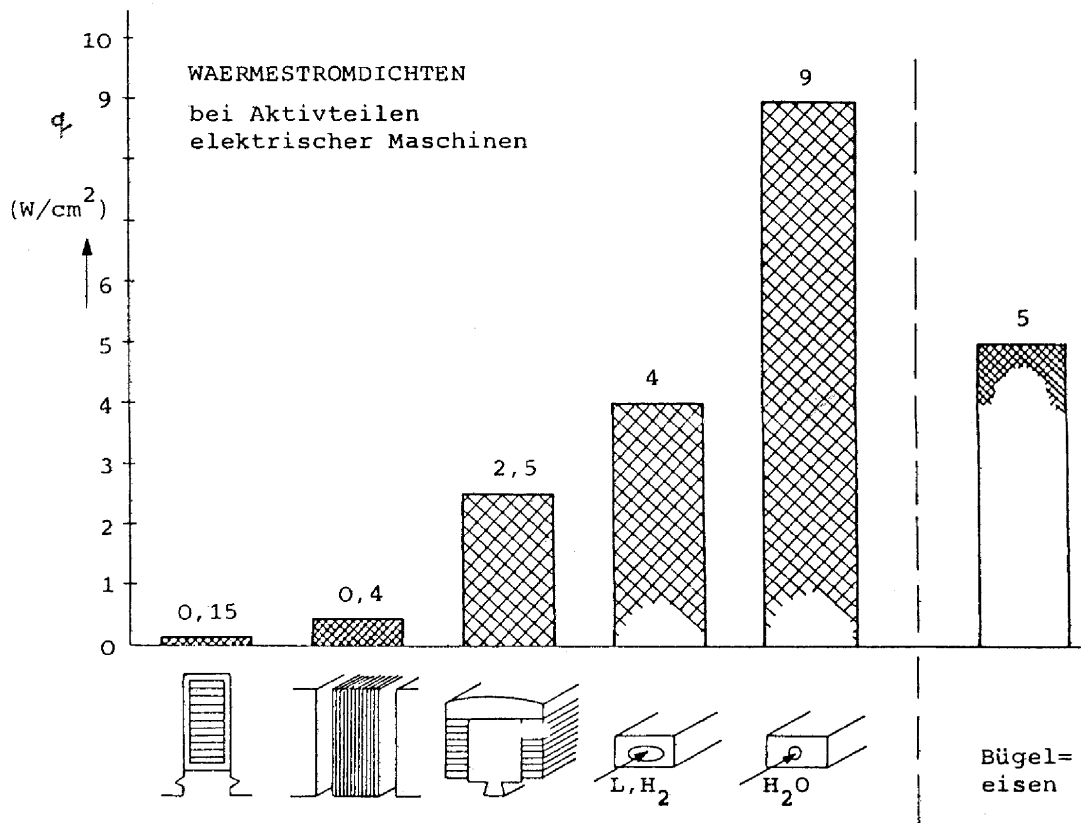


Bild 2.3-1: Wärmestromdichten q in Wicklungen elektrischer Maschinen: a) Vollpol-Erregerwicklung indirekt luftgekühlt, b) oberflächen-luftgekühlt, c) Polwicklung oberflächen-luftgekühlt, d)+e) direkte Leiterkühlung mit Luft, Wasserstoffgas und deionisiertem Wasser, f) zum Vergleich: Bügeleisen [2]

c) Massive Eisenteile:

Massive Eisenteile verursachen *Wirbelstromverluste*, wenn sie magnetischen Wechselfeldern ausgesetzt sind. Insbesondere sind es:

- *Massivpole* und *Massivläufer* unter dem Einfluss von
 - Feld- und Wicklungsoberwellen bei Sinusstromspeisung: $q \approx 1 \text{ W/cm}^2$,
 - Feldgrundwellen zufolge Stromrichterüberschwingungsströmen und gegenläufigen Grundfeldern bei Einphasen- und unsymmetrischer Dreiphasenlast: $q = 1 \dots 5 \text{ W/cm}^2$
 - elektrischem Selbstanlauf $q \leq 150 \text{ W/cm}^2$ (kurzzeitig).
- *metallische Abstützteile*, insbesondere Pressplatten und -finger im Stirnraum unter Einfluss des Streufeldes.

d) Mechanische Verluste:

Nichtelektrische (mechanische) Verluste treten hauptsächlich auf als

- *Reibungsverluste* in Lagern, auf Schleifringen und Kommutatoren.
- *Ventilationsverluste*, d.h. Kühlmittel-Förderleistung sowie Gasreibungsverluste an drehenden Oberflächen. Letztere können bei Schnellläufern $q = 0.5 \dots 2.5 \text{ W/cm}^2$ ausmachen.

Aus diesem Grund ist zur Zeit bei luftgekühlten Turbogeneratoren die obere Leistungsgrenze etwa 400 MVA Nennscheinleistung. Bei noch größeren Einheiten nehmen die Ventilationsverluste stärker zu als die kühlende Wirkung des erforderlichen größeren Kühlluftstroms.

2.4 Kühlarten und Kühlsysteme

Kühlarten werden einerseits eingeteilt nach dem *Zustandekommen der Kühlung*:

- Selbstkühlung Maschine wird ohne Verwendung eines Lüfters durch natürliche Luftbewegung und Strahlung gekühlt (Anwendung: Kleinstmaschinen)
- Eigenkühlung Kühlmittel wird durch einen am Läufer angebrachten oder von ihm angetriebenen Ventilator bewegt (Anwendung: Klein-/Mittel- und Großmaschinen mit zumeist konstanter Drehzahl).
- Fremdkühlung Kühlmittelbewegung durch Ventilator bzw. Pumpe mit Fremdantrieb. Maschinengröße beliebig, Drehzahl konstant oder stellbar.

Kühlsysteme werden eingeteilt nach der *Wirkungsweise der Kühlung*:

- Oberflächenkühlung Wärme wird von der Oberfläche der geschlossenen Maschine an das äußere Kühlmittel abgegeben (bei Selbst- oder Eigenkühlung verwendet). *Beispiel:* Bild 2.4-1.
- Innenkühlung Wärme wird an das die Maschine durchströmende Kühlmittel abgegeben, das sich ständig erneuert. Maschine ist offen, "Durchzugsbelüftung". (meist als Eigenkühlung). *Beispiel:* Bild 2.4-2.
- Kreislaufkühlung Wärme wird über ein Zwischenkühlmittel abgeführt, das Maschine und Wärmetauscher im Kreislauf durchströmt (Eigen- oder Fremdkühlung). *Beispiel:* Bild 2.4-3.
- Flüssigkeitskühlung Maschinenteile werden von Wasser oder einer anderen Flüssigkeit durchströmt oder in eine Flüssigkeit getaucht (meist als Fremdkühlung). *Beispiel:* Bild 2.4-3 und 2.4-8.
- Direkte Leiterkühlung Eine oder alle Wicklungen werden durch Gas (z.B. Wasserstoff) oder Flüssigkeit z.B. Wasser) gekühlt, wobei das Kühlmittel innerhalb der Leiter oder Spulen strömt (Eigen- oder Fremdkühlung). *Beispiel:* Bild 2.4-3, 2.4-7 und 2.4-8.

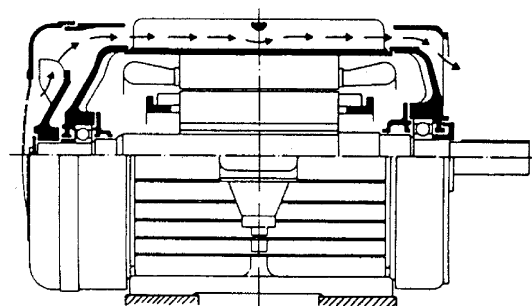


Bild 2.4-1: Oberflächengekühlte Asynchronmaschine mit Käfiganker und Rippengehäuse (IEC-Normmotor). (Quelle: BBC)

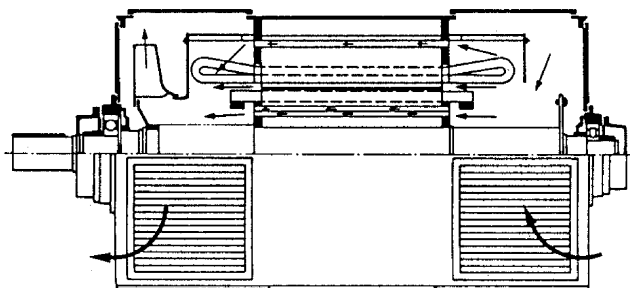


Bild 2.4-2: Innenbelüfteter Käfigläufermotor mit rein axialer Kühlluftführung (kann ebenso radial oder gemischt radial/axial sein) (Quelle: BBC).

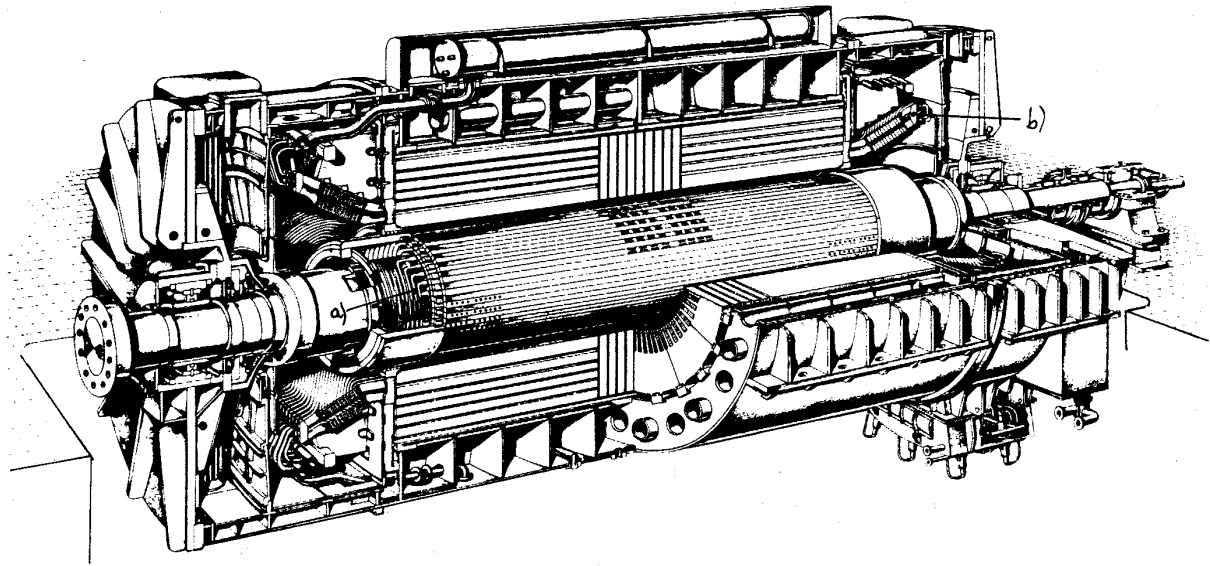


Bild 2.4-3: Turbogenerator mit Kreislauf- und direkter Leiter-Kühlung: a) Rotor-Erregerwicklung aus H₂-Gasgekühlten Hohlleitern (Bild 2.4-4). H₂-Gas wird durch beidseitige Ventilatoren in geschlossenem Kreislauf bewegt. Parallelströme dienen zur Kühlung des Blechkörpers und der Stirnräume. b) Drehstrom-Wicklung im Stator (wassergekühlte ROEBEL-Stäbe (Bild 2.4-5)). Kühlwasser wird durch außenliegende Pumpe gefördert. (Quelle: BBC)

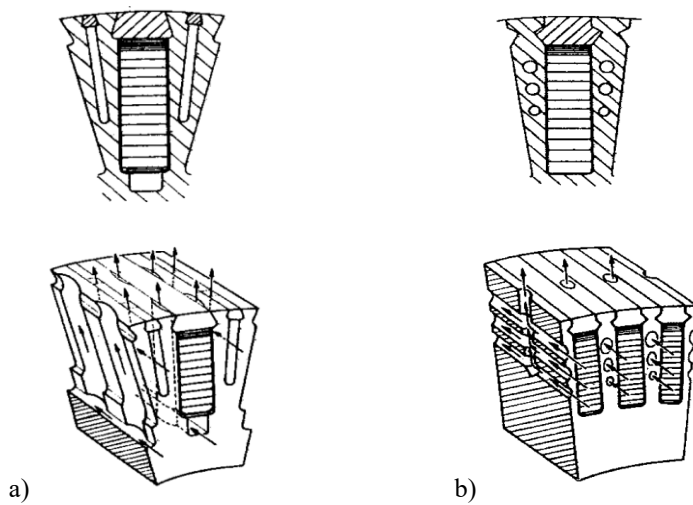


Bild 2.4-4: Varianten für indirekte Leiterkühlung (Erregerwicklung eines Turbogenerators): (oben: Nutquerschnitt, unten: Kühlgasführung), a) Kühlbohrungen im Zahn, b) Kühlkanäle im Zahn und am Nutgrund [16]

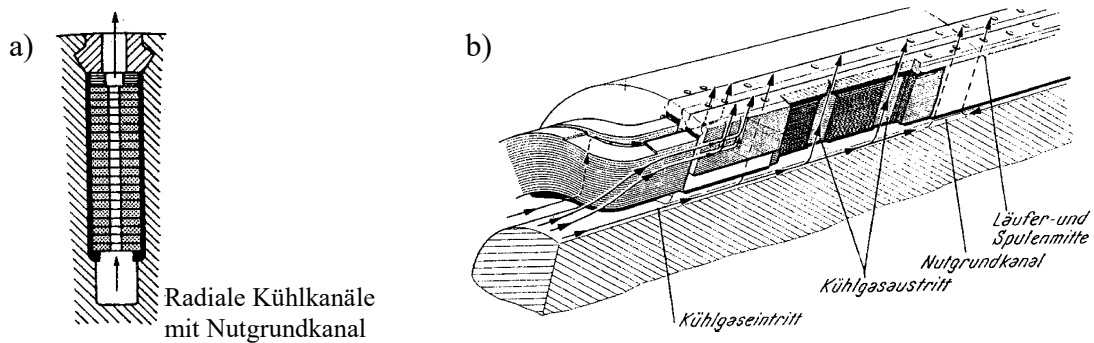


Bild 2.4-5: Direkte Leiterkühlung mit Kühlgas: Variante mit Grundnut und radialer Kühlung a) Nutquerschnitt, b) Kühlgasführung im Turbo-Rotor [16]

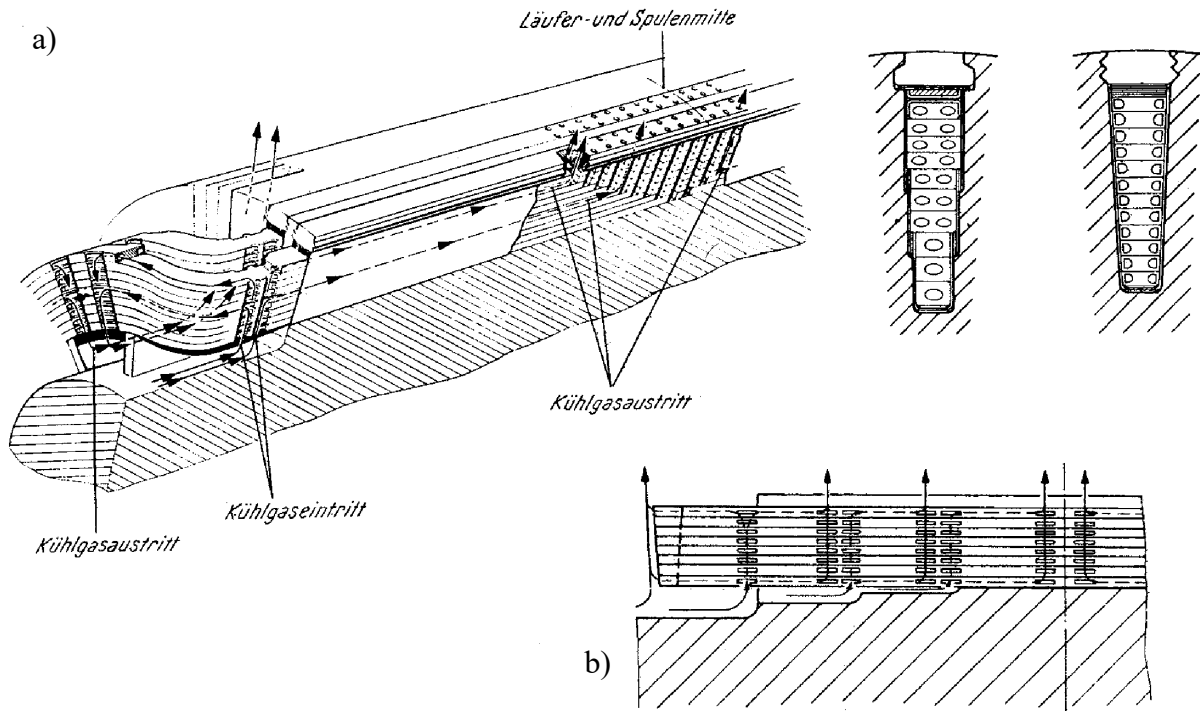


Bild 2.4-6: Direkte Leiterkühlung mit Kühlgas (Wasserstoff): Variante mit **axialer** Kühlung, Kühlgasführung im Turbo-Rotor (zu Bild 2.4-3) a) ohne Nutgrundkanal, b) mit Nutgrundkanal für 8 Kühlzonen je Windung [16]

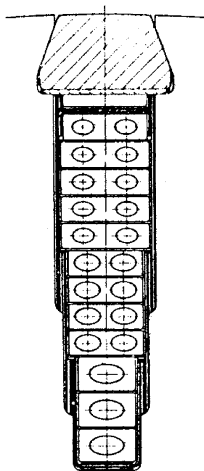


Bild 2.4-7: Läufernut eines Turbogenerators (Bild 2.4-3 u. -6) mit Direktkühlung der Hohlleiter durch Wasserstoff. [1]

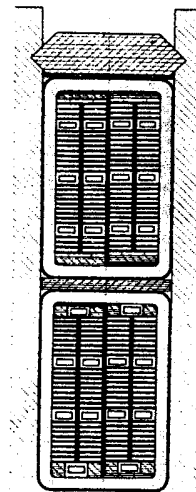


Bild 2.4-8: Statornut eines Turbogenerators (Bild 2.4-3) mit zwei wassergekühlten Doppel-ROEBEL-Stäben. (Quelle: BBC)

2.5 Kühlmittel

Aufgabe des Kühlmittels ist die Aufnahme der anfallenden Verlustwärme, Mitnahme nach außen bzw. Rückgabe in Wärmetauschern (Kühlern). Nebenbedingung ist, dass die Kühlmittel elektrisch isolieren müssen zw. dürfen sie nur eine begrenzt hohe elektrische Leitfähigkeit haben. Gebräuchlich sind **gasförmige** und **flüssige** Kühlmittel.

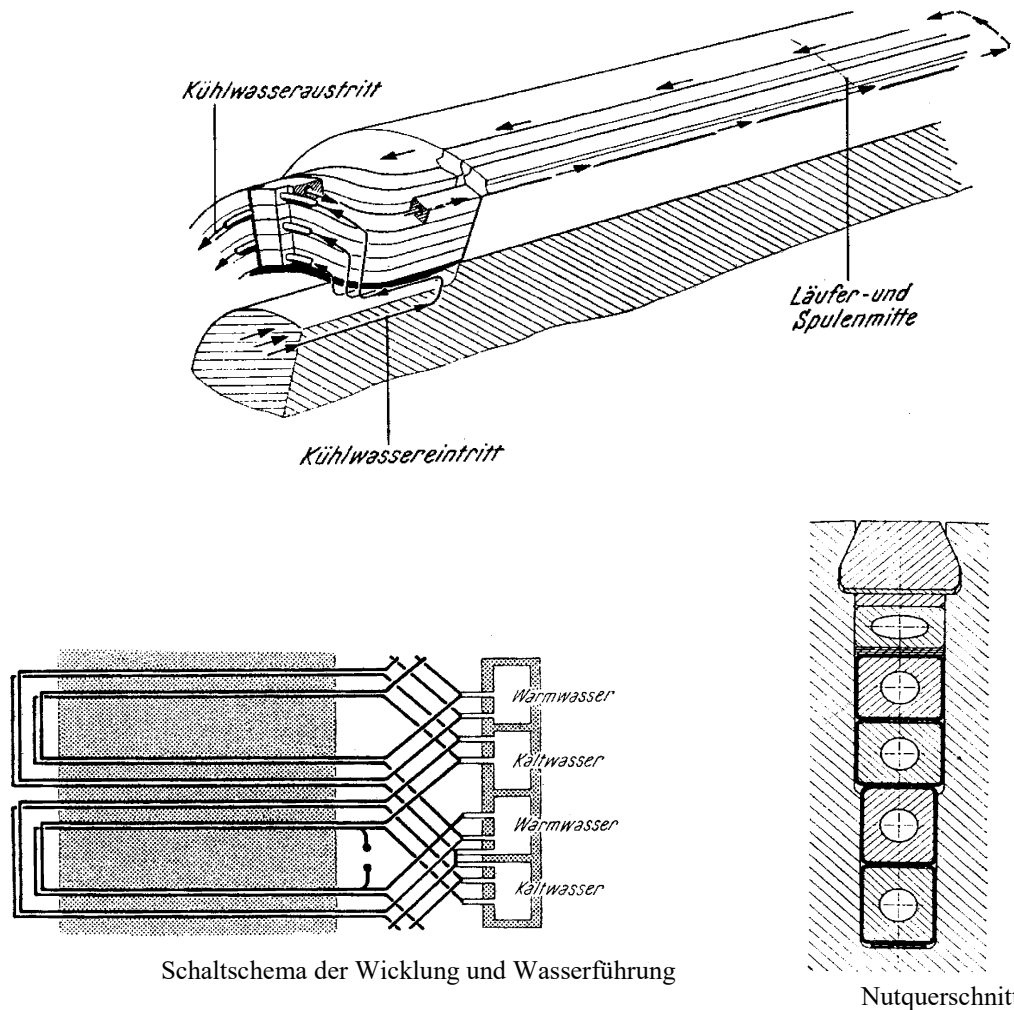


Bild 2.4-9: Direkte Leiterkühlung mit Wasser: Kühlwasserführung im Turbo-Rotor, zugehörige Läufernut und Schaltschema der Wicklung und Wasserführung [16]

2.5.1 Gasförmige Kühlmittel

a) Luft:

Am verbreitetsten (und billigsten) ist **Luft** bei Oberflächen-, Durchzugs- und Kreislaufkühlung, seltener bei direkter Leiterkühlung. Kühlluft soll frei sein von

- Staub (insbesondere von leitendem),
- Kohlebürstenabrieb und
- Feuchtigkeit (besonders Öl), die Staubniederschlag in pastenförmige Krusten verwandeln kann, was zur Gefährdung der Spannungssicherheit und Behinderung der Kühlung führen würde.

Abhilfe bringt **Luftfilterung** bei offenen Maschinen in staubhaltiger Umgebung, getrennte Belüftung von Schleifringen und Kommutatoren oder Kühlung im austretenden (allerdings warmen) Luftstrom. Durchzugsbelüftung mit Filterung ist bei großen Maschinen wegen des hohen Luftdurchsatzes und damit verbundenen hohen Luftgeräusches ausgeschlossen.

Beispiel 2.5.1-1:

Turbogenerator: 50 MVA, $\cos\varphi = 0.8$ übererregt, Wirkungsgrad: $\eta = 97.8\%$

Verluste: $P_N = S_N \cos\varphi = P_{out} = 40 \text{ MW}$, $P_d = (1/\eta - 1)P_N = 900 \text{ kW}$,

Luftdichte bei 50°C: $\rho_L = 1.058 \text{ kg/m}^3$, spezifischer Wärmeinhalt von Luft bei 50°C: $c_{\rho L} = 1065 \text{ Ws/m}^3\text{K}$, **erforderlicher Kühlluftstrom** für $\Delta\vartheta = 28 \text{ K}$ Lufterwärmung:

$$\dot{V} = \frac{P_d}{c_{\rho L} \Delta\vartheta} = \frac{900000}{1065 \cdot 28} = \underline{\underline{30 \text{ m}^3/\text{s}}}$$

Fazit:

Ein 50 MVA-Turbogenerator, 3000/min, mit 85 Tonnen Masse und 900 kW inneren Verluste braucht für 28 K Lufterwärmung einen Luftvolumenstrom von 30 m³/s; das entspricht einem Massenstrom von rund 115 Tonnen/h, also der 1.35-fachen Generatormasse je Stunde. Große Maschinen werden daher fast ausschließlich mit Kreislaufkühlung betrieben. Ein wesentlicher Nachteil von Luft ist, dass sie wegen der hohen Dichte große Ventilationsverluste verursacht.

b) Wasserstoff, Stickstoff und Heliumgas:

Wasserstoffgas wird nur bei geschlossenem Kreislauf und vorwiegend in großen Maschinen, besonders Turbogeneratoren und größeren Schenkelpol-Phasenschieber verwendet. Der Gasdruck ist meist erhöht bis zu etwa 6 bar. Es ergibt sich dadurch ein hohes Wärmeabfuhr- und -übertragungsvermögen bei gegenüber Luft niedrigen Ventilationsverlusten. Auch hat H₂-Gas eine wesentlich höhere Wärmeleitfähigkeit als Luft. Weitere Vorteile sind kleinere Kühlerabmessungen und Gasdurchtrittsquerschnitte und kein Nähren von Wicklungsbränden.

Jedoch sind **geschlossene explosions sichere Gehäuse** erforderlich, da Wasserstoff mit Luftsauerstoff **Knallgas** bildet. Der Explosionsbereich reicht von ca. 4 bis 78 Vol.-% H₂ in Luft; das maximal explosionsfähige Gemisch tritt bei ca. 30 Vol.-% auf. Es sind somit gasdichte Gehäuse mit Wellendichtung erforderlich. Die Wellendichtung entfällt bei Blindleistungsmaschinen ("Phasenschieber"), da diese kein heraus geführtes Wellenende haben. Einrichtungen zur Aufrechterhaltung von Druck und Reinheit des Gases (üblich 96 bis 99 Vol.-% H₂ in Luft) sowie Spüleinrichtung mit CO₂ (inert) zum Füllen und Entleeren sind nötig.

Stickstoff (inertes Gas) wird in einzelnen Sonderfällen, z.B. Fremdkühlung von Teilbereichen in sonst H₂-gekühlten Maschinen verwendet (statt mit Luft wegen Explosionsgefahr).

Stoffwerte gasförmiger Kühlmittel	Temperatur ϑ	Dichte ρ	spez. Wärme- inhalt $c\rho$	kinematische Zähigkeit ν	Wärmeleit- fähigkeit λ	Durchschlags- feldstärke E_D
Einheit	°C	kg/m ³	Ws/(m ³ K)	m ² /s	W/(mK)	kV/m
Luft	0	1.251	1260	13.7·10 ⁻⁶	0.024	3200
	50	1.058	1065	18.4·10 ⁻⁶	0.027	3200
Wasserstoff 100 Vol.-%	0	0.087	1236	98·10 ⁻⁶	0.169	1900
	50	0.0735	1056	126·10 ⁻⁶	0.183	1900
Wasserstoff 96 Vol.-%	0	0.134	1240	73.4·10 ⁻⁶	0.156	1900
	50	0.113	1060	94.8·10 ⁻⁶	0.169	1900
Helium He	0	0.173	930	107·10 ⁻⁶	0.142	1000
Kohlen- dioxyd CO ₂	0	1.912	1600	7.2·10 ⁻⁶	0.0143	2900
Stickstoff N ₂	0	1.210	1300	13.6·10 ⁻⁶	0.0232	3300

Tabelle 2.5.1-1: Stoffwerte gasförmiger Kühlmittel bei Atmosphärendruck $p = 1 \text{ at} \cong 1 \text{ bar}$. c ist die spezifische Wärmekapazität bei konstantem Druck p .

Helium hat zwar keine Explosionsgefahr, aber einen niedrigeren Wärmeinhalt und höhere Ventilationsverluste als bei H₂. Das erklärt seine seltene Verwendung, z.B. bei Gebläse-motoren in heliumgekühlten Hochtemperaturreaktoren.

Die Stoffwerte bei $p = 1 \text{ at}$ (Index 0) werden mit folgenden Formeln auf einen beliebigen Druck p umgerechnet (λ ist druckunabhängig):

$$\rho(p) = \rho_0 \cdot p \quad c\rho(p) = (c\rho)_0 \cdot p \quad \nu(p) = \nu_0 / p \quad (2.5.1-1)$$

Ein Vergleich der Kühlmittel untereinander (einschließlich Flüssigkeiten) ist in Abschnitt 2.11 gegeben.

2.5.2 Flüssige Kühlmittel

a) Öle:

Öle sind im Apparatebau sehr verbreitet, z.B. Transformatorenöl. Sie haben gutes Isoliervermögen. Bei elektrischen Maschinen verwendet man, abgesehen von Schmier- und Dichtungsölen, dünnflüssige Spezialöle vereinzelt zur Kühlung z.B. von Hochspannungswicklungen, Blechkörpern, Pressplatten.

b) Wasser:

Wasser hat eine noch höhere Kühlfähigkeit sowie einen kleineren Druckbedarf zum Umwälzen als Öl. Verbreitete Anwendung findet Wasser bei Turbogeneratoren und vermehrt bei großen Schenkelpolmaschinen zur Kühlung der Ankerwicklung im Stator, der rotierenden Erregerwicklung und von Stator-Blechkörper und Pressplatten. Wasser zur Wicklungskühlung darf nur eine geringe elektrische Leitfähigkeit haben ($\kappa \leq 5 \mu\text{S/cm}$) und darf die Wicklung nicht chemisch angreifen; daher muss es entmineralisiert, deionisiert und sauerstoffarm sein.

Stoffwerte flüssiger Kühlmittel	Temperatur ϑ	Dichte ρ	spez. Wärmeinhalt $c\rho$	kinematische Zähigkeit ν	Wärmeleitfähigkeit λ	spezif. elektr. Widerstand $\rho_{el} = 1/\kappa$
Einheit	°C	kg/m ³	Ws/(m ³ K)	m ² /s	W/(mK)	Ωm
Wasser	20	998	$4174 \cdot 10^3$	$1.01 \cdot 10^{-6}$	0.598	*)
	40	992	$4145 \cdot 10^3$	$0.66 \cdot 10^{-6}$	0.627	
	60	983	$4123 \cdot 10^3$	$0.48 \cdot 10^{-6}$	0.652	
leichtflüssiges Spezial-Kühlöl Flammpkt. 120°C	20	800	$1600 \cdot 10^3$	$5.0 \cdot 10^{-6}$	0.147	$10^8 \dots 10^{14}$
	40	785	$1640 \cdot 10^3$	$3.3 \cdot 10^{-6}$	0.143	
	60	770	$1670 \cdot 10^3$	$2.25 \cdot 10^{-6}$	0.140	
Transformatorenöl Flammpkt. 140°C	20	870	$1760 \cdot 10^3$	$36.5 \cdot 10^{-6}$	0.124	$10^8 \dots 10^{14}$
	40	850	$1820 \cdot 10^3$	$16.7 \cdot 10^{-6}$	0.123	
	60	840	$1860 \cdot 10^3$	$8.7 \cdot 10^{-6}$	0.122	

*) Für direkte Kühlung elektrischer Leiter wird empfohlen: $(2 \text{ bis } 5) \cdot 10^3 \Omega \text{ m}$

Tabelle 2.5.1-2: Stoffwerte flüssiger Kühlmittel bei Atmosphärendruck $p = 1 \text{ at} \cong 1 \text{ bar}$. c ist die spezifische Wärmekapazität bei konstantem Druck p .

Durch die Wasserströmung (Strömungsgeschwindigkeit ν) erfolgt ein Angriff der Rohrwandung (hier oft Cu-Hohlleiter) infolge

- **Erosion** (Abrieb bei hohem ν),

- **Kavitation** (hohes $v \rightarrow$ Unterdruckbildung \rightarrow Wasserverdampfung \rightarrow "schlagartiges" Vernichten der Dampfblasen in anschließenden Hochdruckzonen \rightarrow Rohrwandbeschädigung),
 - **Korrosion** (chem. Oberflächenveränderung).

Dem wird durch begrenzte Strömungsgeschwindigkeiten vorgebeugt: Maximales v bei Öl- bzw. H_2O -Strömung in Cu normalerweise bis ca. 2 m/s, bei Rohren aus nichtrostendem Stahl kann man höher gehen.

Ein Vergleich der Kühlmittel untereinander (einschließlich Gasen) ist in Abschnitt 2.11 gegeben.

2.6 Strömungstechnische Zusammenhänge

Zum Verständnis der Kühlmittelströmung in elektrischen Maschinen wird auf die strömungstechnischen Grundlagen kurz eingegangen. Die allgemeinen Gesetze dienen zum Vergleich ähnlicher Vorgänge und Gebilde (z.B. Gasart, Gestalt) und zu Umrechnungen. Andere Angaben sind direkt auf die Kühlmittelströmung in elektrischen Maschinen und auf ihre Berechnung zugeschnitten.

2.6.1 Strömungszustände

In Leitungen (Rohr, Kanal) kann das Medium **laminar** ("geschichtet", d.h. Stromlinien parallel zu Wänden) oder **turbulent** ("wirbelig", d.h. mit heftigen Querbewegungen) strömen. Maßgebend ist die (aus der Modellwissenschaft bzgl. dynamischer Ähnlichkeit stammende) dimensionslose **REYNOLDS-Zahl**

$$Re = \frac{v_{av} \cdot d}{\nu} \quad (2.6.1-1)$$

v_{av} : mittlere Durchfluss-Geschwindigkeit

ν : kinematische Zähigkeit

d : **hydraulischer Durchmesser** des Kanals

$$d = 4A/U \quad A, U \text{ Querschnitt, Umfang des Kanals} \quad (2.6.1-2)$$

Bei kreisrundem Kanal (Durchmesser D) ist d identisch mit geometrischen Durchmesser D :

$$A = D^2 \pi / 4, U = D \pi : d = 4A/U = D$$

In *geraden glatten* Rohren ist die Strömung

stets laminar für $Re < 2320$ (**kritische Reynoldszahl $Re_k = 2320$**)

praktisch immer turbulent ab $Re > 3000$.

Örtliche Störungen (Einströmen, Hindernisse, Umlenkungen, rauhe Wände etc.) begünstigen die Turbulenz und bestimmen den Zustand im Zwischenbereich. Wegen des **erheblich besseren Wärmeübergangs** infolge der Durchwirbelung wird **turbulente Strömung** in elektrischen Maschinen immer angestrebt.

2.6.2 Druckerzeugung

Die Druckerzeugung (Druckdifferenz Δp zwischen Anfang und Ende des Strömungswegs) zum Antreiben des Fluids erfolgt bei Flüssigkeitsströmung durch Pumpen, bei Gasströmung durch Ventilatoren (Lüfter), Verdichter und fördernde Maschinenteile bzw. rotierende Spalte

oder Kammern. Für den Elektromaschinenbauer besonders wichtig und aufschlussreich sind die Zusammenhänge für Ventilatoren, da sie meistens auf der Maschinenwelle sitzen und in der Auslegung (Außendurchmesser) durch die Maschinengeometrie eingeschränkt sind. Außerdem können die Maschinenläufer selbst derart gestaltet werden, dass sie wie Ventilatoren wirken.

Ein Anhaltspunkt für den Ventilatordruck von radial wirkenden Lüftern ergibt sich aus der Fliehkraft F einer rotierenden Säule (Drehzahl n , Winkelgeschwindigkeit $\omega = 2\pi n$) in einem geschlossenen radialen Spalt des Querschnitts A (genauere Berechnung siehe Spezialliteratur). Die Fliehkraft dF eines differentiell kleinen Massenelements dm der Säule beim Radius r ist:

$$dF = \omega^2 \cdot r \cdot dm = \omega^2 \cdot r \cdot \rho \cdot A \cdot dr \tag{2.6.2-1}$$

$$F = \int_{r_1}^{r_2} dF = \frac{\rho}{2} \cdot \omega^2 \cdot A \cdot (r_2^2 - r_1^2) \tag{2.6.2-2}$$

Der Druck dieser Säule auf den Querschnitt außen bei r_2 ist $p = F / A$. Dieser Druck wird, da er eine Druckzunahme gegenüber dem statischen Druck bei r_1 bedeutet, als vom Radiallüfter erzeugter Druck Δp_V bezeichnet.

$$\Delta p_V = \frac{\rho}{2} \cdot \omega^2 \cdot (r_2^2 - r_1^2) \tag{2.6.2-3}$$

Daraus erkennt man für den **Ventilatordruck** Δp_V :

- er ist proportional zur Dichte des Mediums } gilt ebenso für
- er wächst mit dem Quadrat der Drehzahl } Axialventilatoren
- bei Radialventilatoren ist er umso größer, je größer der Austrittsradius r_2 und je kleiner der Eintrittsradius r_1 ist.

Die letzte Eigenschaft ist besonders wichtig für die Ausbildung eigenventilierter Rotoren (Übungsbeispiel 1).

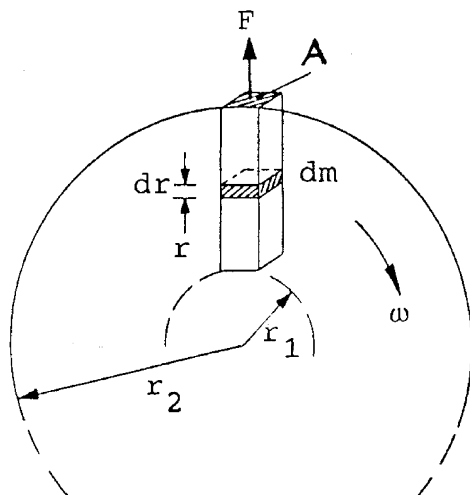


Bild 2.6.2-1: Rotierende Fluidsäule mit dem Querschnitt A , Wirkung der Fliehkraft F

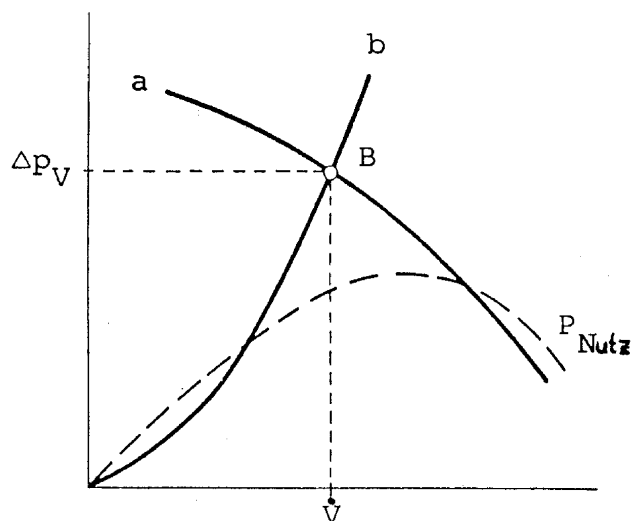


Bild 2.6.2-2: Ventilator Kennlinie a, Strömungswiderstandskennlinie b, Arbeitspunkt B und Nutzleistung P_{Nutz}

Infolge der inneren Druckverluste im Lüfter nimmt der nutzbare Ventilatordruck mit wachsendem Durchfluss, d.h. Volumenstrom \dot{V} ab (Analogon zu Spannungsquelle mit innerer Spannung und Innenwiderstand). Wie in 2.6.3 dargestellt, nehmen diese Druckverluste in turbulenten Strömungen quadratisch mit der Strömungsgeschwindigkeit v zu und damit wegen

$$\dot{V} = A \cdot v \quad A: \text{Strömungsquerschnitt} \quad (2.6.2-4)$$

mit dem Volumenstrom. Dieser Zusammenhang

$$\Delta p_V = f(\dot{V}) = \Delta p_{V0} - k \cdot \dot{V}^2, \quad \Delta p_{V0} = \frac{\rho}{2} \cdot \omega^2 \cdot (r_2^2 - r_1^2) \quad (2.6.2-5)$$

wird durch die **Ventilator Kennlinie** a in Bild 2.6.2-2 beschrieben. Jeder Ventilator kann also (n und ρ konstant angenommen) unterschiedliche Volumenströme \dot{V} fördern bei entsprechend zugeordneten Drücken Δp_V . Der Betriebspunkt B ist durch den Schnittpunkt von a mit der **Widerstandskennlinie** b des vor- und nachgeschalteten Strömungswiderstandes (also den Strömungswegen in der elektrischen Maschine) gegeben. Die vom Ventilator aufgebrauchte **Nutzleistung** P_{Nutz} beträgt

$$P_{Nutz} = \dot{V} \cdot \Delta p_V \quad (2.6.2-6)$$

Der Verlauf der Nutzleistung bei variablem Volumenstrom hat ein Maximum, in dessen Nähe vorteilhaft der Betriebspunkt B zu legen ist.

Die an der Welle erforderliche Antriebsleistung des Ventilators beträgt:

$$P_V = P_{Nutz} / \eta_V \quad (2.6.2-7)$$

wobei η_V den **Ventilator-Wirkungsgrad** bedeutet.

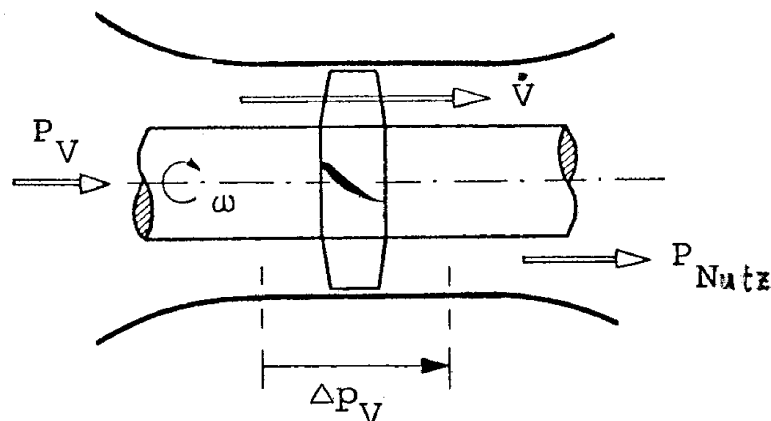


Bild 2.6.2-3: Betriebsgrößen am Beispiel des Axialventilators

\dot{V} : geförderter Volumenstrom, Δp_V : Ventilatordruck
 P_V : Antriebsleistung, P_{Nutz} : Nutzleistung

Die Größenordnungen von Ventilatorwirkungsgraden sind:

$\eta_V \approx 0.1$	0.3	0.6	0.85
einfachste Maschinen-		übliche		optimal ausgelegte und		angebrachte Ventilatoren
ventilatoren oder solche mit		Maschinen-				
mit ungünstigem Einbau		ventilatoren				

In den turbulenten Strömungswiderständen ist der Druckabfall proportional zu \dot{V}^2 (siehe Abschnitt 2.6.3). Daher ändern sich die Betriebsgrößen eines Ventilators mit der Drehzahl n bei sonst gleichbleibenden Bedingungen gemäß

$$\dot{V} \sim n \quad \Delta p_V \sim n^2 \quad P_V \sim n^3 \quad (2.6.2-8)$$

Diese Zusammenhänge sind wichtig für die Umrechnung von Ventilator-Kennlinien und – Betriebsdaten auf andere Drehzahlen bei drehzahlveränderbaren Antrieben mit Wellenlüftern.

2.6.3 Druckverluste

Bei der Überwindung der Strömungswiderstände im Kühlsystem entstehen Druckabfälle. Sie sind im wesentlichen gegeben durch Widerstand von Hindernissen und Leitungsteilen. Als Ansatz für die Druckabfälle in turbulenter Strömung dient wegen des Verlustes an kinetischer Strömungsenergie, die in Wärme umgewandelt wird:

$$\Delta p_H \sim \frac{\rho}{2} \cdot v^2 \quad (2.6.3-1)$$

Wird die Strömung völlig abgebremst, so ist der damit verbundene Druckaufbau direkt mit (2.6.3-1) zu ermitteln (**Staudruck**). Die Größe des Druckverlustes eines Strömungswiderstandes wird durch (zumeist experimentell ermittelte) Beiwerte ζ (**Widerstandsziffer**) ausgedrückt.

2.6.3.1 Druckverluste an Hindernissen

Hindernisse entstehen durch Änderung von Geschwindigkeitsbetrag und Strömungsrichtung, also durch v -Zunahme bei **Verengungen** (abgerundete bis kantige Strömungseintritte), Strahlausbreitung bei **Querschnittserweiterungen** (allmähliche bis plötzliche Erweiterung) verbunden mit v -Abnahme, **Strahlumlenkungen** in Kniestücken und Krümmern ohne v -Änderung, **Abzweigstellen** mit Volumenstromänderungen, usw. Der entsprechende Druckabfall wird ausgedrückt durch

$$\Delta p_H = \zeta \cdot \frac{\rho}{2} \cdot v^2 \quad (2.6.3.1-1)$$

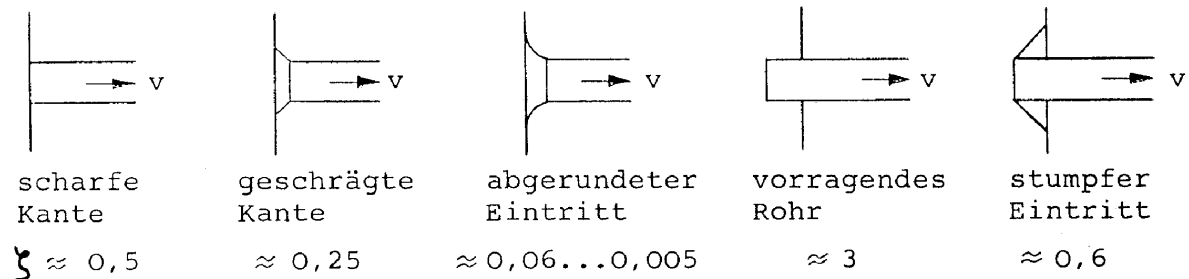


Bild 2.6.3-1: Widerstandsziffern bei Rohreintritten

Die wichtigsten Widerstandsziffern sind für *Rohreintritte*, also Querschnittübergängen $A_2 < A_1$, die gemäß (2.6.2-4) eine Beschleunigungsphase der Strömung darstellen (da $v_2 = \dot{V} / A_2 > v_1 = \dot{V} / A_1$), gemäß Bild 2.6.3-1 gegeben. Querschnittsübergänge dürfen also nicht zu schroff sein.

Für **Umlenkungen** gelten die Widerstandsziffern gemäß Bild 2.6.3-2.

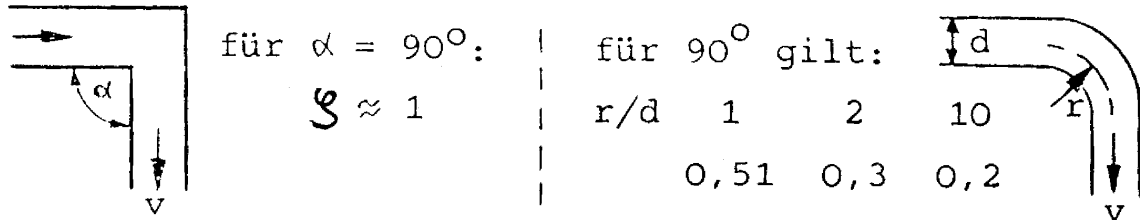


Bild 2.6.3-2: Widerstandsziffern bei Umlenkungen

Bei *Rohraustritte*, also Querschnittsvergrößerungen des Strömungskanals, erfolgt eine Verzögerung der Strömung: $A_2 > A_1$, $v_2 = \dot{V} / A_2 < v_1 = \dot{V} / A_1$. Der Druckverlust ist auf Grund von "Totwasserzonen" größer als bei Eintritt. Bei scharfer Kante gilt $\zeta \approx 1$, wenn der anschließende Querschnitt A_2 deutlich größer als A_1 ist (**CARNOT'scher Stoßverlust**).

2.6.3.2 Druckverluste durch Rohrreibung

Technisch am wichtigsten ist die turbulente Strömung im geraden Kreisrohr bzw. unrunder Rohr (z. B. elliptischer Querschnitt) mit unterschiedlicher **Wandrauhigkeit**. Der Druckverlust wird durch die **Widerstandszahl** λ_R und die Hauptabmessungen des Rohrs (l : Länge, d : hydraulischer Durchmesser) ausgedrückt.

$$\Delta p_R = \lambda_R \frac{l}{d} \cdot \frac{\rho}{2} \cdot v^2 \tag{2.6.3.2-1}$$

Für glatte Rohre (z.B. gezogene Cu-Hohlleiter) gilt bis $Re < 10^5$ nach BLASIUS:

$$\lambda_R = 0.316 Re^{-1/4} \tag{2.6.3.2-2}$$

Für raue Rohre gilt nach HOPF und FROMM

$$\lambda_R = 10^{-2} (k/d)^{0.314} \tag{2.6.3.2-3}$$

Dabei ist k ein **Rauhigkeitsmaß**, z.B. $k = 2.5$ für neues Gusseisenrohr und Eisenblech. Für Kanäle, die aus geschichteten Dynamoblechen und eingestanzten Löchern (z.B. $d = 0.014$ m) gebildet sind, wurde experimentell gefunden:

$$\lambda_R = 0.04 \tag{2.6.3.2-4}$$

Beispiel 2.6.3.2-1: Rückgerechnetes Rauhigkeitsmaß für in Dynamoblechpakete gestanzte axiale Kühlkanäle bei $d = 14$ mm:

$$k = d \cdot \left(\frac{\lambda_R}{10^{-2}} \right)^{\frac{1}{0.314}} = 0.014 \cdot \left(\frac{0.04}{10^{-2}} \right)^{\frac{1}{0.314}} = 1.15$$

2.6.3.3 Gesamter Druckverlust und Bedarf an Förderdruck

Der gesamte Druckverlust entspricht der Summe aller Druckabfälle in Teilabschnitten des Strömungswegs. Im einfachsten Fall eines Leitungsstückes mit konstantem Querschnitt (überall dieselbe Geschwindigkeit v) und N Hindernissen gilt:

$$\Delta p_{ges} = \frac{\rho}{2} \cdot v^2 \cdot \left[\lambda_R \frac{l}{d} + \sum_{j=1}^N \zeta_j \right] \quad (2.6.3.3-1)$$

Bei wechselnden Querschnitten A_i sind die Abschnittsweisen Geschwindigkeiten $v_i = \dot{V}/A_i$ einzuführen. Gasgekühlte Maschinen bilden strömungsseitig meist ein verzweigtes Netz. Wegen der Nichtlinearität $\Delta p \sim v^2$ (in Unterschied zum elektrischen Analogon mit $\Delta U \sim I$) gilt das Superpositions-Prinzip **nicht**. Maschinenströme und Druckabfälle müssen durch graphische oder numerische Verfahren ermittelt werden.

Der gesamte Druckverlust stellt den **Bedarf an Förderdruck** dar und ist durch einen Druckerzeuger (Ventilator) auszugleichen, damit sich bei gegebener Geometrie die gewünschte Geschwindigkeit v und der Kühlmittelstrom \dot{V} einstellen. Entsprechend Δp_{ges} und \dot{V} sind Ventilator oder Pumpe auszulegen bzw. zu wählen.

2.6.4 Strömungsgeschwindigkeiten und Kühlmittelstrom

Die Bestimmung von v und \dot{V} stellt sich als Aufgabe in jenen Fällen, wenn der Förderdruck nicht oder nur beschränkt frei ist (z.B. fester Eigendruck eines Läufers oder höchster erzielbarer Druck eines Maschinenventilators). Man berechnet über die Bedingung

$$\Delta p_{ges} = \Delta p_v \quad (2.6.4-1)$$

die sich einstellende Geschwindigkeit v und den Volumenstrom $\dot{V} = v \cdot A$ (siehe Übungsbeispiel 1). Bei Abweichung von den erforderlichen Werten kann oftmals über Geometrieänderungen ein Abgleich erreicht werden.

2.6.5 Folgerungen für eigenventilierte Maschinen

Die Druckabfälle sind proportional zur Dichte des Fluids gemäß (2.6.3.1-1) und (2.6.3.2-1). Die Widerstandsziffern ζ sind unabhängig von v , ebenso die Widerstandszahl λ_R bei rauhen Rohren gemäß Gl. (2.6.3.2-3). Nur bei glatten Rohren besteht eine, allerdings schwache Abhängigkeit von v und der kinematischen Zähigkeit ν des Fluids, Gl. (2.6.3.2.-2). Bei festen Maschinenabmessungen kann man daher angenähert für den Druckabfall schreiben

$$\Delta p_{ges} \sim \frac{\rho}{2} \cdot v^2 \sim \frac{\rho}{2} \cdot \dot{V}^2 \quad (2.6.5-1)$$

Bei eigenventilierten Maschinen wird er durch den Förderdruck von Ventilator und drehenden Maschinenteilen aufgebracht. Dieser ist gemäß Gl. (2.6.2.-3)

$$\Delta p_v \sim \frac{\rho}{2} \cdot n^2 \quad (2.6.5-2)$$

Durch Gleichsetzen fällt die Dichte als einziger Stoffwert des strömenden Mediums heraus, und es folgt:

$$v, \dot{V} \neq f(\rho) \quad \text{und} \quad v, \dot{V} \sim n \quad (2.6.5-3)$$

Dies bedeutet:

- Der geförderte Kühlgas-Volumenstrom (nicht Massenstrom!) ist nahezu unabhängig von der Gasart (ob Luft, H₂ oder andere Gase), also auch unabhängig vom statischen Gasdruck (ob 1, 2 oder x bar).
- Strömungsgeschwindigkeiten und Kühlgasstrom sind proportional zur Drehzahl (halbe Drehzahl: halbe Gasgeschwindigkeit und halber Volumen-Durchsatz, ...).

2.7 Ventilationsverluste

Bei elektrischen Maschinen versteht man unter den Ventilationsverlusten P_{Vent} die Summe von

- **Leistungsverbrauch für die Kühlung**, d.h. die *Kühlmittel-Förderleistung* P_F (bei Ventilatoren also die Antriebsleistung P_V) und
- **Leistungsverlust**, der durch die Anwesenheit des Kühlgases (auch Gasfüllung) im Maschineninnern entsteht, nämlich die *Oberflächen-Reibungsverluste* P_{OR} .

$$P_{Vent} = P_F + P_{OR} \quad (2.7-1)$$

Sie sind bei aerodynamisch "schlecht" gestalteten Elektromaschinen nur sehr schwierig bzw. überhaupt nicht berechenbar. Hier muss auf Messungen an vergleichbaren Ausführungen zurückgegriffen werden; auch lassen sich aufgrund von Messreihen empirische Gebrauchsformeln erstellen.

Für Maschinen mit geordneten Strömungsabläufen und für grundlegende Betrachtungen gelten die nachstehend angeführten Zusammenhänge.

2.7.1 Kühlmittel-Förderleistung

Die Kühlmittel-Förderleistung ist die Antriebsleistung von fördernden Rotorteilen, innen und außen befindlichen Ventilatoren, Kompressen und Pumpen, also jene Leistung, die zur Bewegung der Kühlmittel aufzubringen ist. Sie beträgt für den jeweiligen Strömungskreis (vgl. Abschnitt 2.6.2):

$$P_F = \dot{V} \cdot \Delta p / \eta \quad (2.7.1-1)$$

Zum Vergleich der Förderleistung für verschiedene Kühlgase folgt aus bei sonst gleichbleibenden Bedingungen aus den Gleichungen (2.6.5.-2), (2.6.5.-3) und (2.7.1.-1):

$$P_{F,G} \sim \rho_G \sim p \quad , \quad (2.7.1-2)$$

dass also die Förderleistung proportional zur Dichte des jeweiligen Gases ist und wegen $\rho_G \sim p$ linear mit dem absoluten Gasdruck p wächst. Ausgehend von Luft bei Normaldruck ($p = 1$ bar) mit der Förderleistung $P_{F,L1}$ ergibt sich z.B. für H₂ (96 % Volumenanteil, 50 °C) in Abhängigkeit des statischen Drucks p die in der Tabelle angegebene Förderleistung.

p / bar	1	2	3	4	5	6
$P_{F,H_2}(p)/P_{F,LI}$	0.107	0.214	0.320	0.427	0.534	0.641

Tabelle 2.7.1-1: Förderleistung von Wasserstoffgas bei steigendem Gasdruck im Vergleich zur Förderleistung von Luft bei 1 bar und jeweils 50 °C Gastemperatur

Fazit:

Bei demselben statischen Gasdruck benötigt ein H₂-Luft-Gemisch (96 %) nur etwa 11 % der Förderleistung wie Luft.

2.7.2. Oberflächen-Reibungsverluste

Die Oberflächen-Reibungsverluste werden verursacht durch drehender Maschinenteile im gasförmigen Kühlmedium, ohne dass eine eigentliche Förderung stattfindet. Besonders von Bedeutung sind diese Verluste, wenn hohe Umfangsgeschwindigkeiten und große reibende Flächen vorliegen. Bei langen rotierenden Zylindern mit der Mantelfläche A (m²) und der Umfangsgeschwindigkeit u (m/s) sind die Verluste (kW):

$$P_{OR} = k_{OR} \cdot A \cdot u^3 \quad (2.7.2-1)$$

Der Faktor k_{OR} hat bei turbulenter Reibungsgrenzschicht den allgemeinen Aufbau

$$k_{OR} \sim \rho_G \cdot \text{Re}^{-0.2} \quad (2.7.2-2)$$

In **Modellversuchen** wurde für schnelldrehende Turborotoren bei normalen Luftspaltweiten und Lauf in Luft ($p = 1$ bar Gasdruck) je nach Oberflächenrauigkeit gefunden:

$$k_{OR} \approx (1.8 \dots 3 \dots 4) \cdot 10^{-6} \text{ kW s}^3/\text{m}^5.$$

Der Einfluss der Gaseigenschaften und des Gasdruckes auf P_{OR} folgt aus Gleichung (2.7.2-2) und wegen $\rho_G \sim p$ (Dichte), $\nu \sim 1/p$ (kinematische Zähigkeit):

$$P_{OR,G} \sim \rho_G \cdot \nu_G^{0.2} \sim p^{0.8} \quad (2.7.2-3)$$

Für Drehung des Rotors in H₂ (96 % Volumenanteil, 50 °C) beim Gasdruck p ergibt sich im Vergleich zu Luft bei Normaldruck ($p = 1$ bar):

p / bar	1	2	3	4	5	6
$P_{OR,H_2}(p)/P_{OR,LI}$	0.148	0.258	0.357	0.449	0.537	0.622

Tabelle 2.7.2-1: Oberflächen-Reibungsverluste von Rotoren in Wasserstoffgas bei steigendem Gasdruck im Vergleich zu diesen Verlusten bei Rotation in Luft bei 1 bar und jeweils 50 °C Gastemperatur

Fazit:

- Beim selben statischen Druck verursacht ein H₂-Luft-Gemisch (96 %) nur ca. 15 % der Oberflächen-Reibungsverluste, die bei Drehung in Luft entstehen würden.
- Die Oberflächen-Reibungsverluste steigen mit der 0.8-ten Potenz des statischen Gasdruckes (siehe Übungsbeispiel 1).

2.8 Wärmeabfuhr durch das Kühlmittel und dessen Erwärmung

Beim Durchströmen beheizter Rohre und Bestreichen geheizter Flächen nimmt das Kühlmittel Wärme auf und führt sie nach außen bzw. gibt sie in Rückkühlern ab (Wärmetransport,

-mitnahme). Durch Aufnahme der Verluste P_d erfährt das Kühlmittel eine Temperaturzunahme vom Betrag:

$$\Delta\vartheta = \frac{P_d}{c \cdot \rho \cdot \dot{V}} \quad (2.8-1)$$

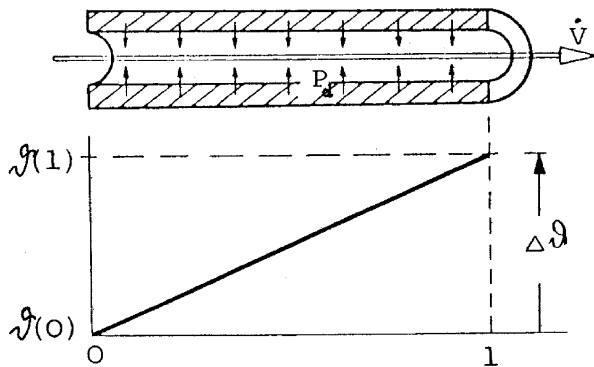


Bild 2.8-1: Temperaturzunahme in einem durch ein Rohr mit den Verlusten P_d strömendes Kühlmittel

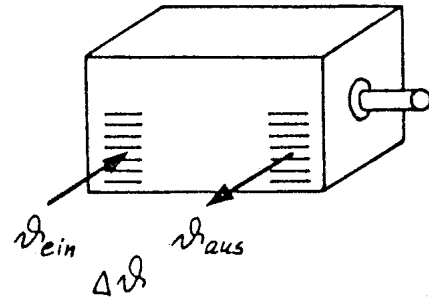


Bild 2.8-2: Kühlmitelein- und Austrittstemperatur einer durchzugsbelüfteten Mittelmaschine

Elektrische Maschinen werden immer von mehreren parallelen Kühlmittel-Teilströmen durchsetzt (Vielfachverzweigung auf Ständer, Läufer, Luftspalt, Stirnraum sowie innerhalb der Bauteile). Bei der Auslegung ist dafür zu sorgen, dass alle Zweige mit der notwendigen Kühlmittelmenge (wegen vertretbarer Kühlmittel-Erwärmung) und in ausreichender Geschwindigkeit (wegen ausreichendem Wärmeübergang, siehe Abschnitt 2.9) versorgt werden, damit alle Bauteile in zulässigen Temperaturgrenzen bleiben.

Für die **resultierende Erwärmung** des gesammelten gasförmigen Kühlmittels sind je nach Maschinentyp und -größe sowie Kühlmittelführung (offener oder geschlossener Kreislauf) die Werte $\Delta\vartheta = 15...35(40) \text{ K}$ üblich. Die Erwärmung der Teilströme weicht i.a. vom resultierenden Wert ab, da ihr Durchsatz der zugelassenen Erwärmung des versorgten Bauteils angepasst wird. Die für das frische bzw. rückgekühlte Kühlmittel höchste zugelassene "Eintrittstemperatur" beträgt normalerweise $40 \text{ }^\circ\text{C}$.

Bei direkt gekühlten Aktivteilen ist als **Ausnahme** obiger Regel die **Austrittstemperatur** des Zwischenkühlmittels begrenzt (Gase $\leq 110^\circ\text{C}/130^\circ\text{C}$ Wärmeklasse B/F, H_2O oder Öl $\leq 85^\circ\text{C}$, siehe Abschnitt 2.2).

2.9 Wärmeübergang

Die Übertragung der Wärme von festen Körpern an die Umgebung bzw. an das vorbeistreichende Kühlmittel geschieht durch **Wärmeübergang**. Dieser kann durch

a) Strahlung

erfolgen, hat aber bei elektrischen Maschinen nur untergeordnete Bedeutung, da die Temperaturdifferenz zwischen heißem Bauteil und Umgebung selten 100 K überschreitet. Bei dieser Temperaturdifferenz ist die **Wärmeübergangszahl** etwa gleich groß wie bei Wärmeübergang durch Konvektion in ruhender Luft, also $\alpha_s \approx 7 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$.

Überwiegend ist der Wärmeübergang durch

b) **Konvektion**

bestimmt, also Abtransport von Wärme durch ein vorbei streichendes Kühlmedium, das sich dabei erwärmt.

Zwischen einer Wand mit der Temperatur ϑ_W und dem Kühlmittel mit der Temperatur ϑ_{KM} wird über die Grenzfläche der Größe A der Wärmestrom durch **Konvektion** P_d übertragen:

$$P_d = \alpha_K A (\vartheta_W - \vartheta_{KM}) \quad (2.9-1)$$

Wenn der Wärmestrom P_d übertragen wird, dann ist die Wand um

$$\Delta\vartheta = \frac{P_d}{\alpha_K A} \quad (2.9-2)$$

wärmer als das Kühlmittel. Dabei ist α_K ist die sogenannte **Wärmeübergangszahl (WÜZ)** durch Konvektion.

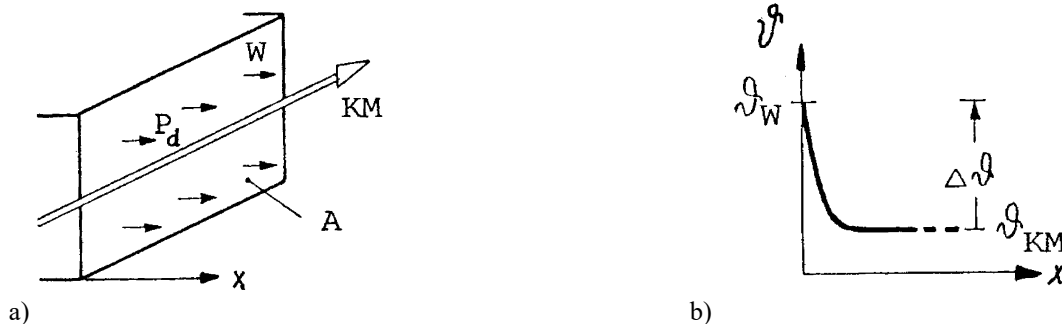


Bild 2.9-1: a) Wärmeübergang von einer heißen Wand W auf ein vorbei streichendes Kühlmedium KM durch Konvektion, b) zugehöriges Temperaturprofil im Abstand x von der Wand

Bei **freier (natürlicher) Konvektion** kommt die Strömung durch innere Ursachen zustande, z.B. durch den Luftauftrieb in der Nähe heißer Flächen durch Dichteunterschiede: Die kalte Luft ist schwerer und sinkt ab, während die an der heißen Fläche erwärmte Luft leichter ist und aufsteigt (**Thermosyphonwirkung**). Typische Beispiele sind Heizkörper ("Konvektoren") in Wohnungen und an Transformatorkesseln zur Wärmeabfuhr aus dem heißen Öl. Für die WÜZ hat man in diesem Fall angenähert:

$$\alpha_K \approx 7 \text{ W}/(\text{m}^2\text{K})$$

Dieser Wert entspricht etwa der WÜZ durch **Strahlung** (α_S), ist also niedrig. Beide zusammen ($\alpha_K + \alpha_S \approx 15 \text{ W}/(\text{m}^2 \text{K})$) sind maßgebend bei gekapselten Kleinmotoren mit Selbstkühlung, also ohne Außenventilation und Transformatoren in der Kühlart ONAN (oil natural, air natural), also ebenfalls ohne Außenventilation. Auch wird damit bei Mittel- und Großmaschinen die vom Gehäuse abgegebene Wärme erfasst, wenn Verluste und Wirkungsgrad kalorimetrisch zu messen sind.

Bei **erzwungener Konvektion** wird das Kühlmittel durch äußere Ursachen (Druckunterschiede) bewegt, also durch drehende Bauteile, Eigen- oder Fremdventilatoren bzw. Pumpen künstlich umgewälzt. Durch die höheren Fluid-Geschwindigkeiten v und meist vorhandene Turbulenz ist α_K wesentlich größer als bei freier Konvektion. Dies ist der Normalfall für den Wärmeübergang bei elektrischen Maschinen.

Die WÜZ sind von verschiedenen Einflussgrößen abhängig, insbesondere von der Geometrie, von Stoffwerten des strömenden Mediums sowie von Strömungsgeschwindigkeit und Strömungszustand. **Turbulente Strömung** hat immer die höheren WÜZ als laminare Strömung und wird daher angestrebt. Die WÜZ wurden in umfangreichen theoretischen und experimentellen Arbeiten für grundlegende Fälle untersucht.

a) Turbulente Flüssigkeitsströmung in Rohren (Hohlleiter). Für normale Längen-/Durchmesser-Verhältnisse des Kanals ($l/d = 100...400$) und bei Kühlung gilt ab $Re > 10^4$ gilt:

$$\alpha_K \approx 0.024 \cdot (c \cdot \rho)^{0.3} \cdot \frac{\lambda^{0.7}}{d^{0.2} v^{0.5}} \cdot v^{0.8} \tag{2.9-3}$$

(Bild 2.9-2)

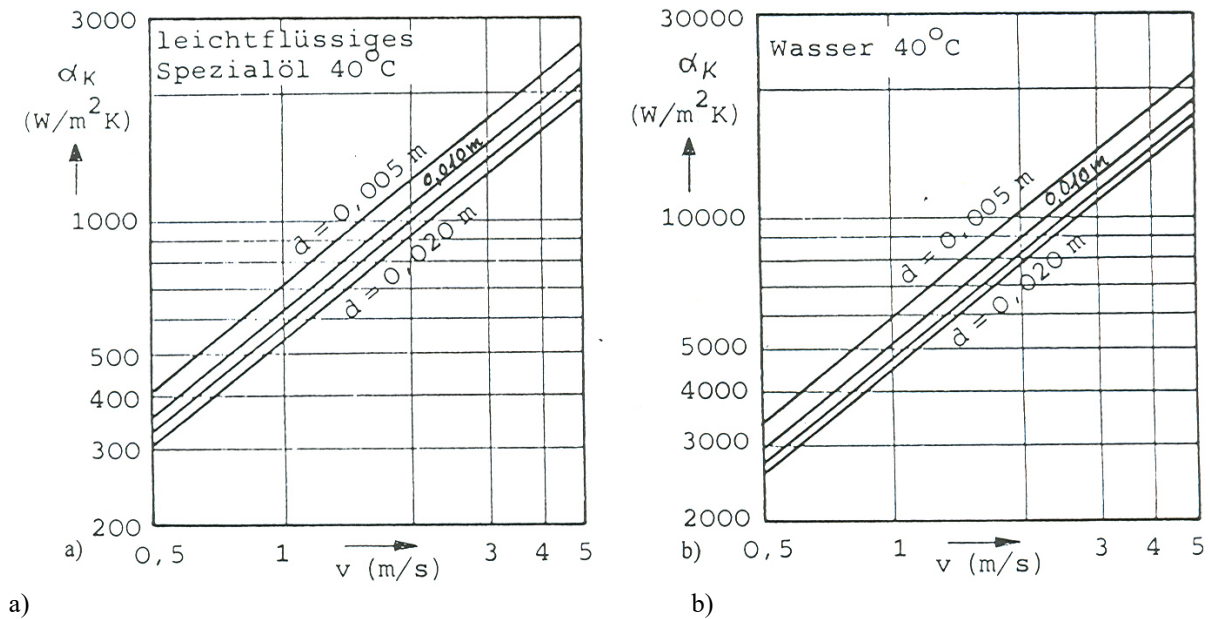


Bild 2.9-2: Wärmeübergangszahlen bei turbulenter Flüssigkeitsströmung in Rohren bei 40°C Fluidtemperatur, a) leichtflüssiges Spezialöl, b) Wasser

b) Turbulente Gasströmung in Rohren: $\alpha_K \approx 0.027 \cdot (c \cdot \rho)^{0.78} \cdot \left(\frac{\lambda}{d}\right)^{0.22} \cdot v^{0.78} \tag{2.9-4}$

(ab $Re > 10^4$, Bild 2.9-3)

Für andere Kühlgase als Luft werden zweckmäßigerweise Umrechnungsfaktoren gebildet mit Luft als Bezugsfall, weil gemäß Gleichung (2.9.-4) und wegen $\rho \sim p$ gilt:

$$\alpha_K \sim (c \cdot \rho)^{0.78} \cdot \lambda^{0.22} \sim p^{0.78} \tag{2.9-5}$$

Es ergibt sich für H₂ (96 % Volumenanteil, 50 °C) beim Druck p in Vergleich zu Luft von Normaldruck ($p = 1$ bar):

p / bar	1	2	3	4	5	6
$\alpha_{KH_2(p)} / \alpha_{KL1}$	1.49	2.56	3.51	4.40	5.23	6.03

Tabelle 2.9.-1: Wärmeübergangszahlen bei turbulenter Wasserstoff-Gasströmung in Rohren bei 50 °C bei steigendem Gasdruck im Vergleich zur Wärmeübergangszahl an Luft bei 1 bar und jeweils 50 °C Gastemperatur

Fazit:

- Bei demselben statischen Druck und derselben Geschwindigkeit hat ein H₂-Luft-Gemisch (96 %) eine um rund 50 % höhere WÜZ als Luft.
- Die WÜZ steigt mit der 0.78-ten Potenz des statischen Gasdruckes (siehe Übungsbeispiel 1).

Für kompliziertere Anordnungen und Bauteile in elektrischen Maschinen muss auf direkte Messungen zurückgegriffen werden. Beispielsweise für **Polspulen von Synchronmaschinen** wurden gesamthafte WÜZ gemessen und als Funktion der Läufer-Umfangsgeschwindigkeit u erfasst, wobei die Oberfläche der Polspulen als Projektion gerechnet ist. Daher sind die für Rippenspulen höhere WÜZ zu verwenden.

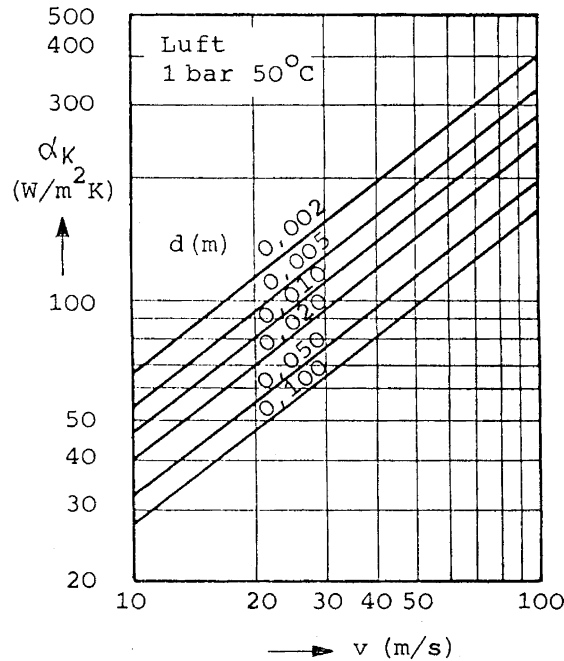


Bild 2.9-3: Wärmeübergangszahl: Turbulente Luftströmung in Rohren

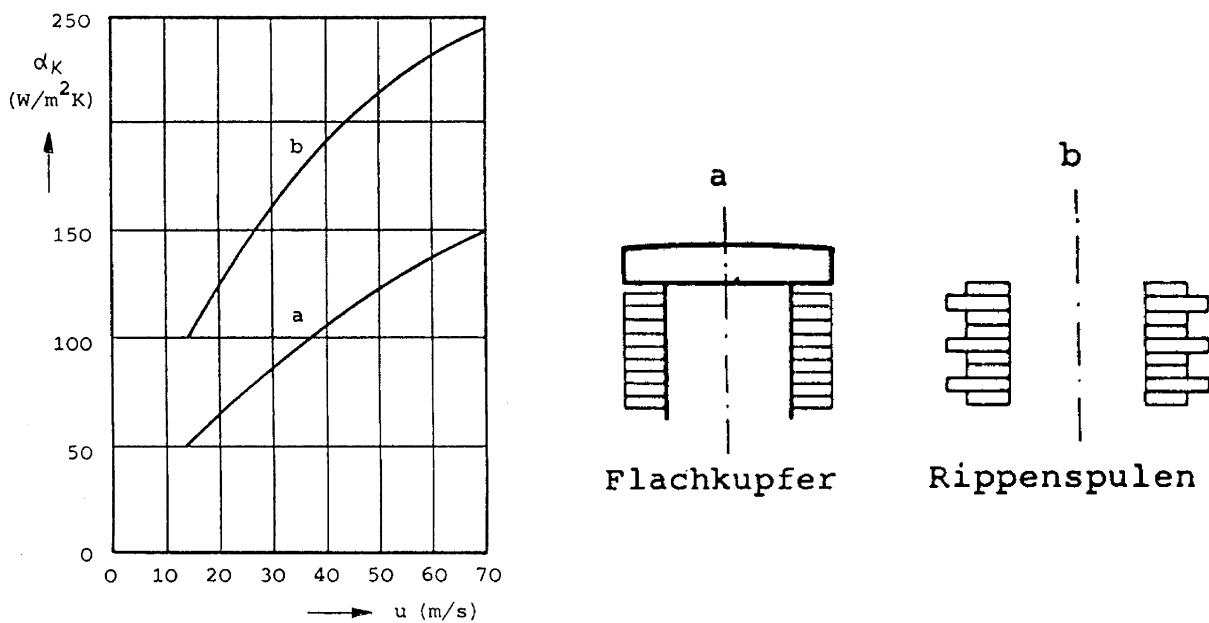


Bild 2.9-4: Gemessene Wärmeübergangszahlen an Polspulen von Schenkelpol-Synchrongeneratoren: a) Flachkupfer- und b) Rippenspulen (Quelle: BBC)

2.10 Wärmeleitung

Wärmeleitung ist molekulare "Wärmewanderung" in Stoffen (feste Körper, Flüssigkeiten, Gase), wobei sich die Lage der Stoffteilchen zueinander nicht ändert. In Metallen beispielsweise wird die Wärmeenergie in Form von Bewegungsenergie der Leitungselektronen (die auch den elektrischen Ladungstransport bewirken) weiter befördert, während die Atomrümpfe des Metallgitters an ihrem Ort bleiben. Durch Kollision der Leitungselektronen mit den Atomrümpfen wird die kinetische Energie an die Atomrümpfe übertragen, die um ihre Ruhelage schwingen (= Erwärmung des Metalls). Daher sind Metalle, die gute elektrische Leiter sind (viele Leitungselektronen je Volumeneinheit), auch gute Wärmeleiter. Die elektrische Leitfähigkeit κ ist der Wärmeleitfähigkeit λ direkt proportional (**WIEDEMANN-FRANZ-LORENZ'sches Gesetz**).

In elektrischen Maschinen ist die Wärmeleitfähigkeit von Bedeutung bei Wärmefluss durch Bauteile mit und ohne Wärmequellen (Wicklungen, Blechkörper, Isolierschichten ...) und dünne gasgefüllte Spalte (Einbauspäule, Gaseinschlüsse ...).

2.10.1 Grundgleichungen der Wärmeströmung und Temperaturfelder

Da die Leitungselektronen sowohl den Stromfluss als auch den Wärmefluss verursachen, gilt analog zum elektrischen Transportgesetz, dem OHM'schen Gesetz

$$J = \kappa E = -\kappa \cdot \text{grad}\varphi \quad (2.10.1-1)$$

(J : ele. Stromdichte, E : ele. Feldstärke, φ : ele. Potential)

als Wärmetransportgleichung die FOURIER'sche Wärmeleitungsgleichung

$$q = -\lambda \cdot \text{grad}\vartheta = -\lambda \cdot (\partial\vartheta/\partial x, \partial\vartheta/\partial y, \partial\vartheta/\partial z) \quad (2.10.1-2)$$

(q : ele. Stromdichte, ϑ : Temperatur).

Zwischen zwei benachbarten Punkten verschiedener Temperaturen fließt die Wärme immer in Richtung fallender Temperatur. Die Wärmestromdichte q ist dem Temperaturgefälle, d.h. dem negativen Temperaturgradienten $-\text{grad}\vartheta$ und der Wärmeleitfähigkeit λ proportional.

Ein von einem in x -Richtung eindimensionalen Wärmestrom $q_x = -\lambda \cdot (\partial\vartheta/\partial x)$ durchströmtes Massenelement dm (Strömungsquerschnitt A)

$$dm = \rho \cdot dV = \rho \cdot A dx \quad (2.10.1-3)$$

mit der Wärmekapazität c wird durch den Wärmestrom, aber auch durch Verluste im Massenelement selbst erwärmt (Verlustdichte $p_d = P_d/V$). Die Bilanzgleichung besagt somit an der Stelle x :

$$dm \cdot c \cdot (d\vartheta(x)/dt) = p_d(x) \cdot dV + q_x(x)A - q_x(x+dx)A \quad (2.10.1-4)$$

Mit (2.10.1-3) und $\partial q_x/\partial x = (q_x(x+dx) - q_x(x))/dx$ folgt nach Kürzen von A :

$$\rho \cdot c \cdot (d\vartheta(x) / dt) = p_d(x) - \partial q_x(x) / \partial x \tag{2.10.1-5}$$

Verbunden mit dem FOURIER'schen Wärmeleitgesetz $q_x = -\lambda \cdot (\partial\vartheta / \partial x)$ folgt

$$\rho \cdot c \cdot (d\vartheta(x) / dt) = p_d(x) + \lambda \cdot \partial^2 \vartheta(x) / \partial x^2 \tag{2.10.1-6}$$

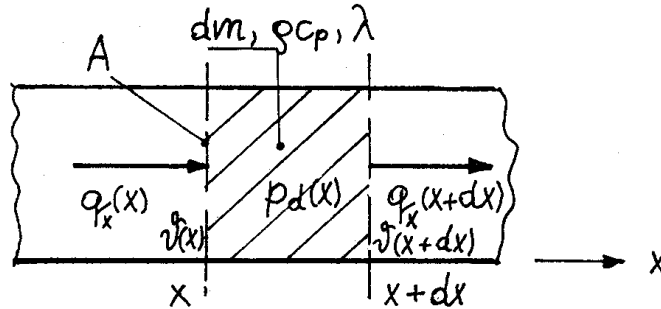


Bild 2.10.1-1: Erwärmung eines Massenelements dm durch Verlustdichte p_d und Wärmestrom q_x .

Bei Berücksichtigung aller drei Raumrichtungen und unterschiedlicher Wärmeleitfähigkeiten in diesen Richtungen (**anisotroper Stoff**) folgt aus (2.10.1-6):

$$\rho \cdot c \cdot \frac{\partial \vartheta}{\partial t} = p_d(x, y, z) + \lambda_x \cdot \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial x^2} + \lambda_y \cdot \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial y^2} + \lambda_z \cdot \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial z^2} \tag{2.10.1-7}$$

Dabei hängt die Temperatur $\vartheta(x, y, z, t)$ von allen drei Raumkoordinaten und der Zeit ab (**instationäres räumliches Temperaturfeld**). Die gesuchten Lösungen $\vartheta(x, y, z, t)$ sind erst durch Randbedingungen (z.B. Temperaturen, Wärmezu- bzw. -abflüsse an gewissen Raumstellen) eindeutig bestimmt und werden – außer in besonders einfach gelagerten Fällen - mit numerischen Verfahren ermittelt.

Als Sonderfall ist das **stationäre Temperaturfeld** mit inneren Wärmequellen zu betrachten, bei dem keine Aufheizungen, sondern nur noch Wärmeflüsse zwischen Punkte mit zeitlich konstanter Temperatur stattfinden (**POISSON'sche Gleichung**).

$$\lambda_x \cdot \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial x^2} + \lambda_y \cdot \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial y^2} + \lambda_z \cdot \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial z^2} = -p_d(x, y, z) \tag{2.10.1-8}$$

Für **isotrope Körper** ($\lambda = \lambda_x = \lambda_y = \lambda_z$) **ohne Wärmequellen** ($p_d = 0$) geht sie über in die **LAPLACE'sche Gleichung**, dem einfachsten Fall eines Temperaturfelds

$$\frac{\partial^2 \vartheta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial z^2} = 0 \tag{2.10.1-9}$$

2.10.2 Wärmeleitfähigkeiten

Wärmeleitfähigkeiten sind für jeden Werkstoff bzw. Flüssigkeiten und Gase experimentell ermittelt worden. In 2.5 wurden die λ -Werte der im Elektromaschinenbau gebräuchlichen Kühlgase und -flüssigkeiten bereits angegeben. Für feste Stoffe gilt folgende Tabelle.

<u>Metalle</u>	λ (W/m.K)	<u>Nichtmetalle und Isolierstoffe</u>	λ (W/m.K)
Gusseisen	30... 46	Glas	0.8 ... 1.2
Stahl	40... 46	Asbest	ca. 0.2
rostfreier Stahl	25... 30	Glimmer	0.4 ... 0.6
unmagn. Stahl	14... 16	Papier	0.05...0.15
Dynamobleche (siliziert)	15... 48	Polyamidpapier (Nomex)	ca. 0.13
Elektrolyt-Kupfer	ca. 390	Pressspan	0.08...0.2
Automaten-Kupfer	ca. 380	Holz	0.14...0.3
Messing	ca. 110	Hartpapier	0.23...0.28
Bronze	ca. 100	Micafolium-Umpressung	0.15...0.2
Zink	ca. 110	Glimmer-Kunsthartzisol.	0.2 ... 0.3
Blei	ca. 35	Epoxydharz	0.17...0.23
Rein Aluminium	ca. 220	Kunstharz-Pressstoffe	0.2 ... 0.5
Aluminium-Legierung	100...190	Teflon	0.2 ... 0.24

Gültig für 50° C. Bei 100° C erniedrigen sich die Werte um ca. 1...2 %.

Gültig für 50° C. Bei 100° C sind die Werte ca. 10 % höher.

Beispiel 2.10.2-1:

Bei reinen Metallen sind elektrische und thermische Leitfähigkeit angenähert proportional (*Wiedemann-Franz-Lorenz'sches Gesetz*), da beide Leitungsvorgänge durch Leitungselektronen bewirkt werden. Dies zeigt nachstehende Tabelle am Verhältnis der Stoffparameter zueinander.

	Kupfer	Rein-Aluminium	Rein-Eisen
κ / S/m (bei 20°C)	$57 \cdot 10^6$ (100%)	$34 \cdot 10^6$ (60%)	$10 \cdot 10^6$ (18%)
λ / W/(mK) (50°C)	380 (100%)	220 (58%)	48 (13%)

Tabelle 2.20.2-1: Elektrische und thermische Leitfähigkeit von einigen Metallen

Bei Dynamoblechpaketen ist die *Wärme-Querleitfähigkeit* (senkrecht zur Schichtung) durch den relativen Dickenanteil von Blech, Isolationsauftrag und eingeschlossene Gasspalte und durch die Eigenleitfähigkeiten bestimmt und damit deutlich kleiner als in Blechebene (siehe Beispiel 2.10.3-1).

2.10.3 Eindimensionale Wärmeleitung

Die meisten praktischen Aufgaben lassen sich näherungsweise auf eindimensionale Wärmeleitung zurückführen:

$$q_x = -\lambda \cdot (\partial \vartheta / \partial x) \tag{2.10.3-1}$$

a) Quellenfreie planparallele Platte (Bild 2.10.3-1):

Eine Platte mit der Platten-Dicke δ und Fläche A sei vom Wärmestrom $qA = P$ durchflossen. Ansatz nach Gleichung (2.10.3.-1):

$$q = \frac{P}{A} = -\lambda \frac{d\vartheta}{dx} \rightarrow \frac{d\vartheta}{dx} = -\frac{P}{\lambda A} \tag{2.10.3-2}$$

Der Temperaturverlauf in der Platte wird durch Integration von (2.10.3-2) ermittelt:

$$\vartheta(x) = -\frac{P}{\lambda A} x + C \quad \text{Randbedingung: bei } x = 0 \text{ ist } \vartheta = \vartheta(0).$$

Mit der Randbedingung wird die Integrationskonstante C bestimmt: $C = \vartheta(0)$.

$$\vartheta(x) = \vartheta(0) - \frac{P}{\lambda A} x \tag{2.10.3-3}$$

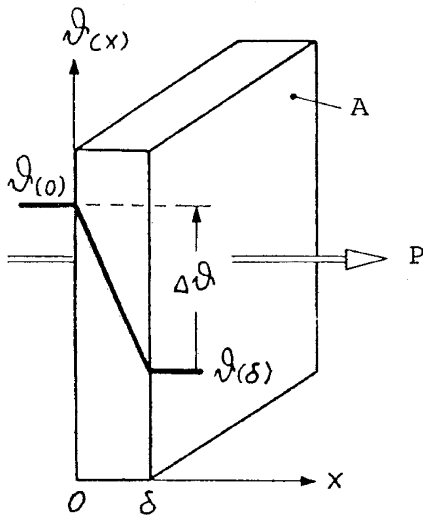


Bild 2.10.3-1: Auf Grund des Temperaturfalls in einer planparallelen Platte findet quer zu ihr ein Wärmestrom statt.

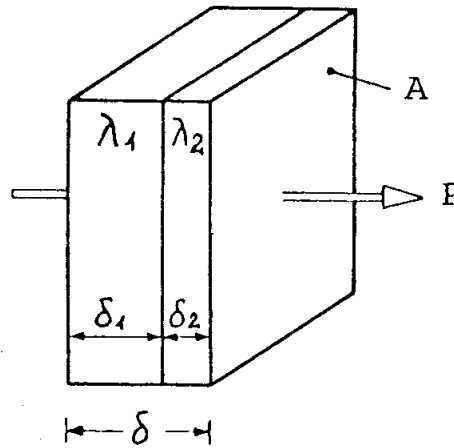


Bild 2.10.3-2: Schichtstruktur aus zwei planparallelen Platten; quer zu ihr fließt ein Wärmestrom.

Temperatur-Abnahme in der Platte $\Delta\vartheta = \vartheta(0) - \vartheta(\delta)$:

$$\Delta\vartheta = \frac{\delta}{\lambda A} \cdot P \tag{2.10.3-4}$$

Als Anwendungsbeispiel kann eine Isolationsschicht zwischen Nutkupfer und Blechpaket angesehen werden (siehe Übungsbeispiel 3). Analog zum OHM'schen Gesetz für elektrische Leiter lässt sich ein *Wärmewiderstand* R definieren.

$$R = \frac{\delta}{\lambda A} \tag{2.10.3-5}$$

Daraus folgt mit (2.10.3-4) da "**OHM'sche Gesetz der Wärmeleitung**":

$$\Delta\vartheta = R \cdot P \tag{2.10.3-6}$$

b) Geschichtete Körper (Bild 2.10.3-2):

Geschichtete Körper, bestehend z.B. aus Lagen zweier verschiedener Stoffe derselben Fläche A , durch die senkrecht ein Wärmestrom fließt, sind in thermischer Hinsicht die Reihenschaltung zweier thermischer Widerstände R_1 und R_2 :

$$R_{res} = \frac{1}{A} \cdot \left(\frac{\delta_1}{\lambda_1} + \frac{\delta_2}{\lambda_2} \right) \tag{2.10.3-6}$$

Man kann eine Ersatzanordnung der Gesamtdicke $\delta = \delta_1 + \delta_2$ mit demselben resultierenden Widerstand bilden,

$$R_{res} = \frac{1}{A} \cdot \frac{\delta_1 + \delta_2}{\lambda_{res}} \tag{2.10.3-7}$$

so dass eine *resultierende Wärmeleitfähigkeit* λ_{res} entsteht:

$$\lambda_{res} = \frac{\delta_1 + \delta_2}{\frac{\delta_1}{\lambda_1} + \frac{\delta_2}{\lambda_2}} \Rightarrow \text{allgemein bei } N \text{ Schichten: } \lambda_{res} = \frac{\sum_{i=1}^N \delta_i}{\sum_{i=1}^N \frac{\delta_i}{\lambda_i}} \tag{2.10.3-8}$$

Diese Schichtstruktur wird z.B. bei quer durchströmten Dynamoblechpaketen gebildet ("**Querwärmeleitfähigkeit**"), welche neben dem Blech deren Lack- bzw. Papierauftrag und restliche Gaseinschlüsse berücksichtigt.

Beispiel 2.10.3-9:

Schichtung aus einem Blech, einem Lackauftrag einseitig und einer dünnen Luftschicht:

1.7 W/kg-Blech mit	$\delta_B = 0.5$ mm	und	$\lambda_B = 18$ W/(m·K)
Lackisolation	$\delta_{Is} = 0.02$ mm		$\lambda_{Is} = 0.3$ W/(m·K)
Luftzwischen-schicht	$\delta_L = 0.0015$ mm		$\lambda_L = 0.027$ W/(m·K)

$$\lambda_q = 3.4 \text{ W/(m·K)}$$

Fazit:

In Querrichtung ist die Wärmeleitfähigkeit im Blechpaket um den Faktor 5 kleiner als in Blechebene.

c) Körper mit inneren Wärmequellen

Ein Körper mit inneren Wärmequellen ist z.B. eine Platte mit **symmetrischer** Kühlung an beiden Seitenflächen.

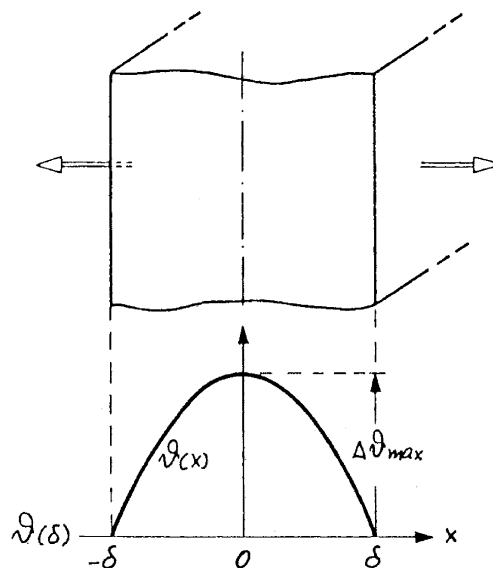


Bild 2.10.3-3: Platte mit inneren Wärmequellen und seitlicher Kühlung

Gemäß (2.10.1-8) folgt für die eindimensionale Anordnung mit einfacher Integration :

$$\frac{d^2 \vartheta}{dx^2} = -\frac{p}{\lambda} \rightarrow \frac{d\vartheta}{dx} = -\frac{p}{\lambda} \cdot x + C_0 \quad (2.10.3-9)$$

Die 1. Randbedingung folgt aus der Symmetrie der Anordnung: Es kann kein Wärmefluss über die Symmetrielinie $x = 0$ fließen:

$$q(0) = -\lambda \cdot \left. \frac{d\vartheta}{dx} \right|_{x=0} = 0 \rightarrow C_0 = 0$$

Nochmalige Integration von (2.10.3-9) liefert:

$$\vartheta(x) = -\frac{p}{\lambda} \cdot \frac{x^2}{2} + C_1 \quad (2.10.3-10)$$

Die 2. Randbedingung muss aus Symmetriegründen vorgeben, dass die (bekannte) Temperatur der Seitenflächen gleich ist: $\vartheta(-\delta) = \vartheta(\delta)$: Damit ist die zweite Integrationskonstante bestimmt.

$$C_1 = \vartheta(\delta) + \frac{p}{\lambda} \cdot \frac{\delta^2}{2}$$

Der Temperaturverlauf in der Platte ist **parabolisch** und hat sein Maximum bei $x = 0$:

$$\vartheta(x) = \vartheta(\delta) + \frac{p}{2\lambda} \cdot (\delta^2 - x^2) \quad (2.10.3-11)$$

Die größte innere Temperaturerhöhung liegt bei $x = 0$ und beträgt

$$\Delta\vartheta_m = \vartheta(0) - \vartheta(\delta) = \frac{p}{2\lambda} \cdot \delta^2 \quad (2.10.3-12)$$

Fazit:

Die Maximaltemperatur nimmt quadratisch mit der Plattendicke zu. Daher muss bei großen elektrischen Maschinen das Blechpaket, das durch die Verlustdichte der Ummagnetisierungsverluste aufgeheizt wird, in axiale Abschnitte mit dazwischen liegenden Kühlschlitzen aufgeteilt werden, um hohe Übertemperaturen im Paketinneren zu vermeiden (siehe Übungsbeispiele 2 und 3).

2.11 Wirksamkeit der Kühlung und Leistungsverbrauch, Vergleich der Kühlmittel

Die **Wirksamkeit der Kühlung** lässt sich über das Ausmaß der **Wärmeleitung**, des **Wärmeübergangs** und der **Wärmeabfuhr** beurteilen.

Indirekte Kühlung ist begrenzt durch die **Wärmeleitungs-Widerstände** zwischen Quelle und Kühlmittel. Besondere Kühlmittel sind hier nur beschränkt wirksam, da sie – abgesehen von

Gasspalt-Widerständen – die körperliche Wärmeleitung nicht beeinflussen; höhere Gasdrücke begünstigen nur Wärmeübergang und –abfuhr (Übungsbeispiel 3).

Bessere Wirksamkeit setzt *direkte Kühlung* voraus, bei der die Wärme unmittelbar an der Quelle vom Kühlmittel übernommen wird. Bestimmend sind hier:

a) Wärmeabfuhrvermögen:

Das in einem Kanal des Querschnittes A mit der Geschwindigkeit v strömende Kühlmittel nimmt bei einer Temperatur-Erhöhung $\Delta\vartheta$ den Wärmestrom P auf (siehe Abschnitt 2.8.) :

$$P = c \cdot \rho \cdot A \cdot v \cdot \Delta\vartheta \quad (2.11-1)$$

Das Produkt $c\rho v$ kann als "**spezifisches Wärmeabfuhrvermögen**" des Kühlmittels bezeichnet werden. Darin sind für v technisch übliche oder erreichbare bzw. sonstwie begrenzte Werte einzusetzen. Hier seien die Durchschnittswerte: Gase 50 m/s, H₂O in Cu-Hohlleitern 1.5 m/s verwendet. Mit den in Abschnitt 2.5 angegebenen Stoffwerten der Kühlmittel ergeben sich die Vergleichszahlen der unten angeführten Tabelle 2.11-2.

b) Wärmeübertragungsvermögen:

Der von der Kanalwand der Oberfläche O an das vorbei streichende Kühlmittel durch **Konvektion** übertragene Wärmestrom ist bei einem Temperatursprung $\Delta\vartheta_K$ gemäß Abschnitt 2.9.

$$P = \alpha_K \cdot O \cdot \Delta\vartheta_K \quad , \quad (2.11-2)$$

so dass analog die WÜZ α_K als "**spezifisches Wärmeübertragungsvermögen**" bezeichnet werden kann. Mit obigen v -Werten und für einen hydraulischen Durchmesser $d = 0.01$ m findet man über Gleichung (2.9-3) und (2.9-4) die Tabellen-Vergleichswerte in Tab. 2.11-2.

c) Leistungsverbrauch:

Der Leistungsverbrauch für die Kühlung, d.h. die Summe aus Förderleistung und Oberflächen-Reibungsverlusten, ist für Gase in Abschnitt 2.7 behandelt worden und so in die Vergleichstabelle übertragen.

Ein geschlossener Vergleich Flüssigkeits-/Luftkühlung ist nur für bestimmte Anordnungen und definierte Umstände möglich. Die Rotoroberflächen-Reibungsverluste hängen z.B. nicht vom Kühlwasser in Wicklungen oder Blechkörper ab, sondern vom Luftspaltgas. – Die Förderleistung bei Flüssigkeiten ist vergleichsweise sehr niedrig, daher genügt eine mehr summarische Betrachtung:

Förderleistung (Abschnitt 2.7): $P_F = \dot{V} \cdot \Delta p / \eta$

benötigter Kühlmittelstrom (Abschnitt 2.8): $\dot{V} = \frac{P_d}{c \cdot \rho \cdot \Delta\vartheta}$

Förderdruck (Abschnitt 2.6): $\Delta p_{ges} = \frac{\rho}{2} \cdot v^2 \cdot \left[\lambda_R \frac{l}{d} + \sum_{j=1}^N \zeta_j \right] = \frac{\rho}{2} \cdot v^2 \cdot \zeta_{ges}$

Darin ist ζ_{ges} eine gesamthafte Widerstandsziffer, welche die Rohrreibung einschließt. Unter vereinfachender Annahme, dass Kühlmittelerwärmung $\Delta\vartheta$ sowie Wirkungsgrad η des Druckerzeugers bei allen Kühlmitteln gleich seien, folgt

$$P_F = \frac{P_d}{c \cdot \rho \cdot \Delta \vartheta} \cdot \frac{\rho}{2} \cdot v^2 \cdot \zeta_{ges} \cdot \frac{1}{\eta} \sim \frac{1}{c\rho} \cdot \rho \cdot v^2 \cdot \zeta_{ges} \quad (2.11-3)$$

Gasgekühlte Systeme mit relativ kurzen Strömungslängen und starker Vielfachverzweigung haben gesamthafte Widerstandsziffern von meist $\zeta_{ges} = 5...20$ (siehe Übungsbeispiel 1); **flüssigkeitsgekühlte Anordnungen** mit relativ langen Strömungswegen haben Werte von etwa $\zeta_{ges} \approx 100...200$.

Beispiel 2.11-1:

Mit den o. g. Werten sowie den Stoffeigenschaften und entsprechenden v -Werten ergibt sich für H₂O-Kühlung im Vergleich zu Luft:

	$c\rho / \text{Ws}/(\text{m}^3\text{K})$	$\rho / \text{kg}/\text{m}^3$	$v / \text{m}/\text{s}$	ζ_{ges}
Wasser, 60°C	$4123 \cdot 10^3$	983	1.5	150
Luft, 50°C	1065	1.058	30	10

Tabelle 2.11-1: Vergleich von Stoffwerten bezüglich Kühlleistung

$$P_{F,H_2O}/P_{F,L} = 0.009 = 0.9\%$$

Fazit:

Das Verhältnis der Förderleistungen für H₂O-Kühlung im Vergleich zu Luft liegt somit bei $P_{F,H_2O}/P_{F,L} \approx 0.1...1\%$, ist also eine verschwindend kleine Relation. Auch im Vergleich zu H₂ braucht die Flüssigkeitskühlung sehr wenig Leistung.

Kühlmittel	STOFFWERTE		WIRKSAMKEIT		LEISTUNGSVERBRAUCH	
	Dichte	spez. Wärmeinhalt	Wärmeabfuhrvermögen	Wärmeübertragungsvermögen	Förderleistung	Oberflächen-Reibungsverluste
Bezugswert LUFT	ρ/ρ_L	$c\rho/(c\rho)_L$	$c\rho v/(c\rho v)_L$	$\alpha_K/\alpha_{K,L}$	$P_F/P_{F,L}$	$P_{OR}/P_{OR,L}$
Luft, 1 bar	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
H ₂ , 96%						
1 bar	0.107	≈ 1.0	≈ 1.0	1.49	0.107	0.148
2 bar	0.214	≈ 2.0	≈ 2.0	2.56	0.214	0.258
4 bar	0.427	≈ 4.0	≈ 4.0	4.40	0.427	0.449
He, 1 bar	0.138	0.74	0.74	1.17	0.138	0.209
CO ₂ , 1 bar	1.528	1.27	1.27	1.08	1.528	1.344
N ₂ , 1 bar	0.967	1.03	1.03	1.02	0.967	0.966
Wasser	935	3880	116	43	0.1...1%	durch Luftspaltgas bestimmt
Spezialöl	740	1550	47	5	0.1...1%	durch Luftspaltgas bestimmt

Tabelle 2.11-2: Vergleich für verschiedene Kühlmittel mit Luft als Bezugsfall

Die Tabelle 2.11-2 verdeutlicht die vorteilhaften Eigenschaften einerseits **von H₂** unter den Kühlgasen sowie der **Flüssigkeitskühlung** gegenüber **jeder** Gaskühlung.

Kühlsysteme großer bis größter Wirksamkeit kommen immer und nur dann zur Anwendung, wenn Zwang zu erhöhter Ausnutzung vorliegt (zur Erhöhung der Grenzleistung, bei Beschränkung von Abmessungen und Gewicht für Aufstellung oder Transport) und wenn wichtige bewertbare Eigenschaften verbessert werden können (niedrigere Temperaturen, geringere Relativdehnungen, kleinere Verluste, besserer Wirkungsgrad, ...), also bei

Großmaschinen (Turbogeneratoren, große Schenkelpolmaschinen und Phasenschieber-Maschinen, da diese hoch übererregt und daher mit hohen Läuferverlusten betrieben werden) und vereinzelt Sondermaschinen (insbesondere bei Luft- und Raumfahrzeugen). Wenn verschiedene Kühlsysteme und Kühlmittel die gestellten Aufgaben erfüllen können, sind Kostenüberlegungen hinsichtlich Herstellung (Maschinenpreis), Eigenschaften (z.B. über Verlustbewertung) und Betrieb (Bedienung, Wartung) angebracht.

2.12 Instationäre Wärmeströmung und Erwärmung

Instationäre Erwärmung tritt bei allen thermischen Übergangsvorgängen auf wie **Anfahren, Lastübernahme, Lastabschaltung, zeitlich veränderliche Belastungszuständen, Abstellen, Bremsen** usw. Instationäre Vorgänge liegen immer dann vor, wenn die einem erwärmten Raumelement zu- und abfließenden Wärmemengen ungleich groß sind. Die Differenz wird im Element gespeichert bzw. von ihm freigegeben, was zur zeitlichen Temperaturänderung führt.

Eine geschlossene rechnerische Behandlung instationärer Erwärmungsvorgänge (siehe die partielle Differentialgleichung (2.10.1-7)), ist nur für einfachste Anordnungen und Fälle möglich. Einige grundsätzliche Vorgänge erkennt man bereits an Hand des **Einkörperproblems**, das die stärkste Vereinfachung von (2.10.1-7) darstellt.

a) "Ein-Körper-Problem"

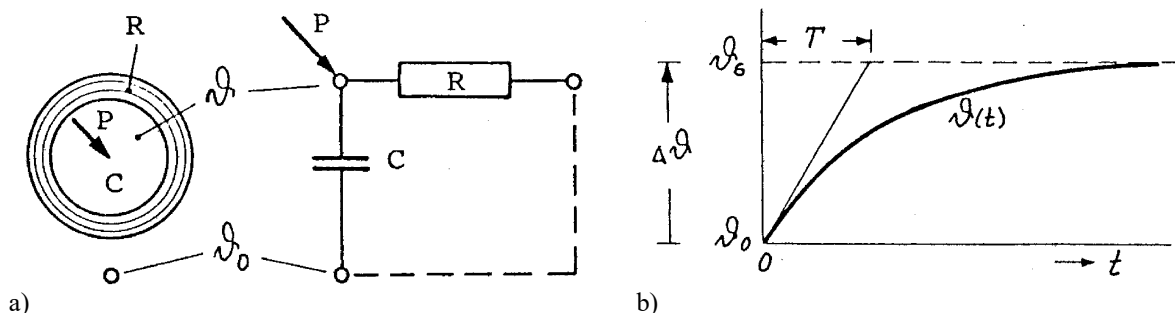


Bild 2.12-1: Thermisches Ein-Körper-Problem: a) Modell, b) Aufheizvorgang

Es wird ein punktförmiger Körper betrachtet. Daher gibt es keine Wärmeströme innerhalb des Körpers, sondern nur eine Wärmestrom zwischen Körper und Umgebung. Der Körper hat daher kein inneres Temperaturgefälle (z. B. hohe Eigen-Wärmeleitfähigkeit wie bei Cu) und wird als konzentrierte Masse M angesehen. Seine Wärmekapazität beträgt $C = cM$ (Ws/K). Er ist über einen äußeren Wärmewiderstand $R = 1/(\alpha_K A)$ (K/W) (A : Körperoberfläche, α_K : WÜZ an der Oberfläche) mit der Umgebung verbunden, deren Temperatur ϑ_0 unverändert bleibe. Ab dem Zeitpunkt $t = 0$ entstehe im Körper die konstante Verlustleistung P (W). Für ein beliebiges Zeitintervall dt lautet die Wärmebilanz:

$$P dt = \frac{1}{R} \cdot (\vartheta - \vartheta_0) dt + C d\vartheta$$

Erzeugte Wärmemenge	an Umgebung infolge Übertemperatur $\vartheta - \vartheta_0$ abgegebene Wärmemenge	im Körper infolge Temperaturerhöhung $d\vartheta$ gespeicherte Wärme
---------------------	--	--

Es folgt die Differentialgleichung

$$\vartheta + CR \frac{d\vartheta}{dt} = \vartheta_0 + PR \quad (2.12-1)$$

b) Stationärerwärmung eines Ein-Körpers

Im **stationären Zustand** ist die zeitliche Temperaturänderung $d\vartheta/dt = 0$. Die dann auftretende stationäre Temperatur ist

$$\vartheta_s = \vartheta_0 + PR \quad , \quad (2.12-2)$$

also die um die Umgebungstemperatur ϑ_{s0} angehobene stationäre Übertemperatur

$$\Delta\vartheta_s = PR \quad (2.12-3)$$

c) Aufheizen eines Ein-Körpers

Mit der Abkürzung $T = CR$, die sich als **thermische Zeitkonstante** erweist, erhält man die allgemeine Lösung (homogene Lösung $K \cdot e^{-t/T}$ und partikuläre Lösung ϑ_s)

$$\vartheta(t) = \vartheta_s + K \cdot e^{-t/T} \quad , \quad (2.12-4)$$

wobei die Anfangsbedingung $\vartheta(t=0) = \vartheta_0$ die Integrationskonstante $K = \vartheta_0 - \vartheta_s$ bestimmt. Es folgt für den **Aufheizvorgang** (Bild 2.12-1b)

$$\vartheta(t) = \vartheta_0 + (\vartheta_s - \vartheta_0) \cdot (1 - e^{-t/T}) \quad . \quad (2.12-5)$$

Fazit:

Bei der Aufheizung, z.B. der Inbetriebnahme einer Maschine mit gleichbleibender Last, strebt die Temperatur ϑ , vom Anfangswert ϑ_0 ausgehend, gemäß Gleichung (2.12-5) dem Endwert ϑ_s zu, der theoretisch nie erreicht wird. Doch zum Zeitpunkt $t = 3T$ beträgt die Erwärmung bereits 0.95 der **stationären Enderwärmung** $\Delta\vartheta_s = \vartheta_s - \vartheta_0$.

Im Anfangsbereich findet wegen der noch sehr geringen Erwärmung keine Wärmeabgabe nach außen statt, es wird die anfallende Wärme vollständig im Körper gespeichert. Im Grenzfall völlig unterbundenen Wärmeaustausches wird nur der Körper aufgeheizt (**adiabatischer Vorgang**). Die Anfangssteigerung der Erwärmungskurve beträgt daher:

$$\left. \frac{d\vartheta}{dt} \right|_{t=0} = \frac{\vartheta_s - \vartheta_0}{T} = \frac{P}{Mc} \quad (2.12-6)$$

d) Abkühlen eines Ein-Körpers

Um **Abkühlung** zu erreichen, wird in einem warmen Körper zum Zeitpunkt $t = 0$ die Wärmeentwicklung abgebrochen ($P = 0$). Die anfängliche Übertemperatur $\Delta\vartheta$ strebt bei unveränderter Kühlung dem Endwert 0 zu, der Körper nimmt also Umgebungstemperatur ϑ_0 an. Die thermische Zeitkonstante T bleibt wegen der unveränderten Kühlbedingungen und Stoffparameter unverändert.

Differentialgleichung: $\vartheta + CR \frac{d\vartheta}{dt} = \vartheta_0$ (2.12-7)

Anfangsbedingung $\vartheta(t = 0) = \vartheta_0 + \Delta\vartheta$

Die Abkühlungskurve lautet damit

$\vartheta(t) = \Delta\vartheta \cdot e^{-t/T} + \vartheta_0$ (2.12-8)

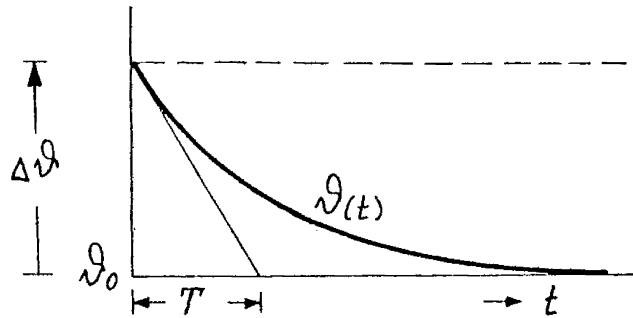


Bild 2.12-2: Abkühlvorgang beim Ein-Körper-Problem

e) Aussetzbetrieb

Bei Durchlaufbetrieb mit Aussetzbelastung ergibt sich eine sägezahnartige Kurve, die durch Aneinanderreihen von Teilen der Aufheiz- und Abkühlungskurve entsteht.

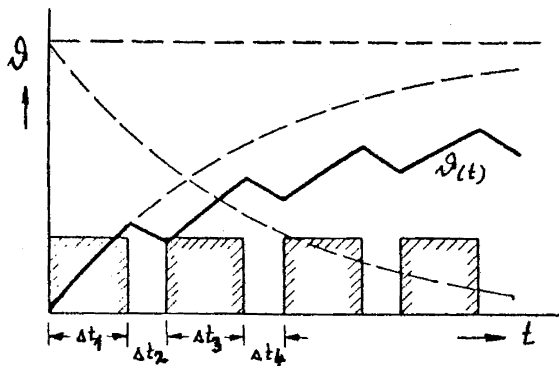


Bild 2.12-3: Der Temperaturverlauf bei Aussetzbetrieb setzt sich aus Aufheiz- und Abkühlvorgängen zusammen.

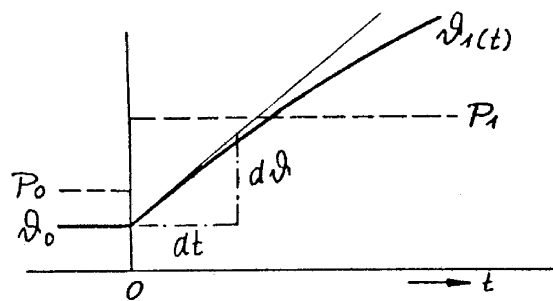


Bild 2.12-4: Nahezu linearer Anstieg des Temperaturverlaufs bei einem idealisierten Lastsprung

f) Kurzzeitige Überlast

Kurzzeitige Überlastungen, wie z.B. Kurzschlüsse, Lastspitzen usw., führen zu schnellen Temperaturzunahmen, da vorerst die Mehrwärme im Körper gespeichert wird, denn in der kurzen Zeit kann kaum nennenswerte Wärme aus den betroffenen Bauteilen abfließen. Als vereinfachtes Modell wird der **Lastsprung** betrachtet. Bei sprunghafter Verlustzunahme von P_0 auf P_1 bei $t = 0$ und Verbleiben auf diesem Wert für $t \geq 0$ nimmt die Übertemperatur während $t \ll T$ zunächst linear mit der Zeit (**adiabatisches Aufheizen**) zu gemäß der Steigung (Bild 2.12-4)

$\frac{d\vartheta}{dt} \Big|_{t=0} = \frac{P_1 - P_0}{Mc}$ (2.12-9)

Beispielsweise für einen *stromführenden Leiter* mit der Stromdichte J_0 im Dauerbetrieb und J_1 bei sprunghaft erhöhter Last ergeben sich als anfallende Mehrverluste im Leitervolumen V :

$$P_1 - P_0 = (J_1^2 - J_0^2) \cdot \frac{V}{\kappa} \quad (2.12-10)$$

die in der Wärmekapazität $C = c\rho V$ zu speichern sind. Aus (2.12-9) folgt

$$\left. \frac{d\mathcal{G}}{dt} \right|_{t=0} = \frac{J_1^2 - J_0^2}{c\rho\kappa} \quad (2.12-11)$$

(Siehe Übungsbeispiel 4).

g) Erwärmung bei Änderung der Stoffparameter

Ändert sich die Temperatur in weiten Grenzen, so muss die Temperaturabhängigkeit der Stoffwerte (insbesondere von κ) eingeführt oder es zumindest mit Werten für das Temperaturmittel gerechnet werden.

Beispiel 2.12-1: Thermische Instabilität überlasteter elektrischer Leiter

Der spezifische elektrische Widerstand $\rho_{el} = 1/\kappa$ nimmt, ausgehend von der Bezugstemperatur \mathcal{G}_0 , über den Temperaturkoeffizienten α_g mit der Temperatur \mathcal{G} zu:

$$\rho_{el}(\mathcal{G}) = \rho_{el}(\mathcal{G}_0) \cdot [1 + \alpha_g(\mathcal{G} - \mathcal{G}_0)] \quad (2.12-13)$$

Also wächst auch die Verlusterzeugung $P(\mathcal{G}) \sim \rho_{el}(\mathcal{G})$ mit steigender Temperatur, was den Aufheizvorgang beschleunigt und eine höhere Enderwärmung bewirkt. Übersteigt jedoch die Verlustzunahme die mit wachsender Temperatur abgebbaren Verluste, so wächst die im Leiter zu speichernde Wärme mit der Zeit unbegrenzt an und damit auch die Leitertemperatur.

$$P(\mathcal{G}) = J^2 V \rho_{el}(\mathcal{G}) = J^2 V \rho_{el}(\mathcal{G}_0) \cdot (1 - \alpha_g \mathcal{G}_0) + J^2 V \rho_{el}(\mathcal{G}_0) \cdot \alpha_g \cdot \mathcal{G} = P_0(1 - \alpha_g \mathcal{G}_0) + P_0 \alpha_g \cdot \mathcal{G}$$

$$\mathcal{G}(1 - R P_0 \alpha_g) + C R \frac{d\mathcal{G}}{dt} = \mathcal{G}_0 + P_0(1 - \alpha_g \mathcal{G}_0) R \quad (2.12-14)$$

Aus (2.12-14) folgt, dass die Zeitkonstante des Aufheizvorgangs nunmehr lautet:

$$T = \frac{C \cdot R}{1 - R \cdot P_0 \cdot \alpha_g} \quad (2.12-15)$$

Für $P(\mathcal{G}_0) \cdot R \leq \frac{1}{\alpha_g}$ bleibt T positiv und der Aufheizvorgang endet mit einer stationären

Übertemperatur. Andernfalls wird T negativ, d. h. der Aufheizvorgang folgt der Funktion $\exp(t/T)$, nimmt also exponentiell zu bis zum Schmelzen des Stoffs ("**Sicherungseffekt**"). Die **Grenze thermischer Stabilität** ist folglich gegeben durch (R : Wärmewiderstand)

$$P(\mathcal{G}_0) \cdot R \leq \frac{1}{\alpha_g} \quad (2.12-16)$$

So darf ein Cu-Leiter ($\alpha_g = 1/255 \text{ 1/K}$, bei $\vartheta_0 = 20 \text{ °C}$) nie einer längeren Überlast ausgesetzt werden, die beim Leiterwiderstand für 20 °C einer fiktiven Übertemperatur von $1/\alpha_g = 255 \text{ K}$ entsprechen oder darüber liegen würde.

h) Erwärmung inhomogener Körper

Maschinen und Apparate bestehen aus zahlreichen Einzelteilen (Wicklungen, Isolationen, Aktiveisen, ...) mit **thermisch sehr verschiedenem Verhalten**. Sie lassen sich **nicht als Einkörpersystem** beschreiben. So hat das Wicklungskupfer eine Eigenzeitkonstante T_{Cu} von normalerweise **nur einigen Minuten**, während die Zeitkonstante von Eisenkörpern T_{Fe} **bei einer Stunde** liegen kann. Bei sehr **kurzen** Belastungsschwankungen kann man näherungsweise mit der Wicklungs-Zeitkonstanten T_{Cu} bei konstanter Eisentemperatur rechnen, während bei **langsamen** Belastungsänderungen vorwiegend das Eisen den Erwärmungsverlauf bestimmt. Daher ist es z.B. für die Abschätzung der Beharrungserwärmung in Versuchsläufen doch möglich, den oberen Teil der Aufheizkurve als einzige e -Funktion mit asymptotischen Einmünden in den Endwert anzusehen ("**Thermische Ersatzzeitkonstante**"). Zur genauen Beschreibung der Erwärmungsverläufe hingegen muss zur **Mehrkörper-Anordnung** aus Einzelmassen, Einspeisungen, Wärmekapazitäten und thermischen Kopplungswiderständen übergegangen werden. Die zuständigen Ansätze führen zu gekoppelten Differentialgleichungen, die vorteilhaft durch Digitalrechenprogramme gelöst werden.

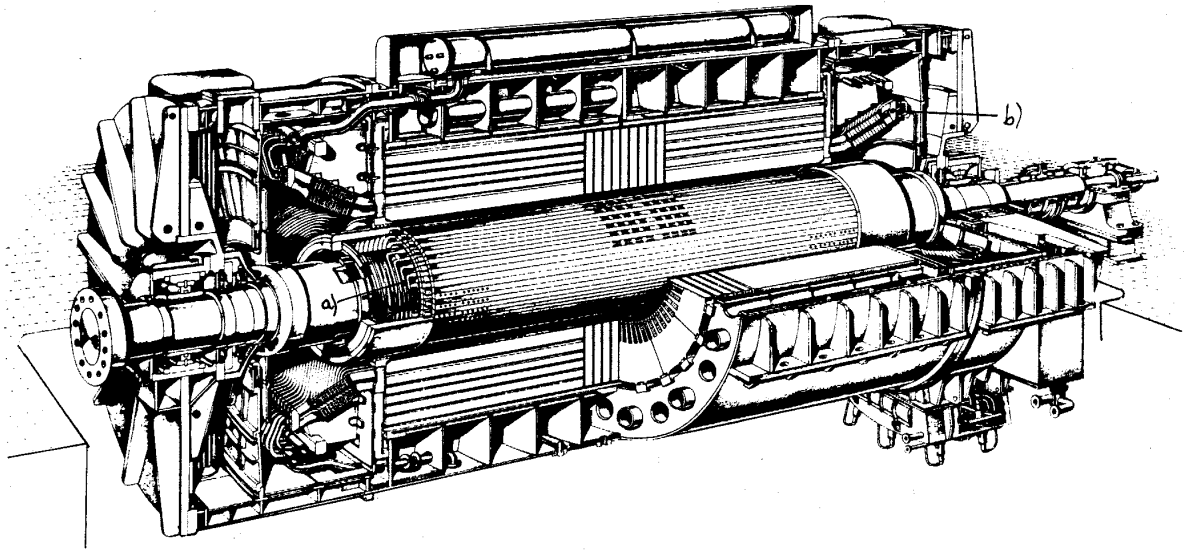
Übungsbeispiele zu Kapitel 2Übungsbeispiel Ü2.1: Ventilation und Erwärmung der Hohlleiter-Erregerwicklung eines Turbogeneratorläufers bei direkter Wasserstoffgas-Kühlung

Bild Ü2.1-1: Turbogenerator mit Kreislauf- und direkter Leiterkühlung (Quelle: BBC, [2])

Zweipoliger Läufer eines Turbogenerators für $f = 50$ Hz (Bild Ü2.1-1) mit Eigenförderung von H_2 als Kühlmittel für die Hohlleiterwicklung. Eintritt des Kühlgases in den Rotor beidseitig unter den Kappen, Strömung des H_2 im Aktivteil axial durch die Hohlleiterkanäle, Warmgasaustritt in Rotormitte durch radiale Öffnungen in den Luftspaltraum.

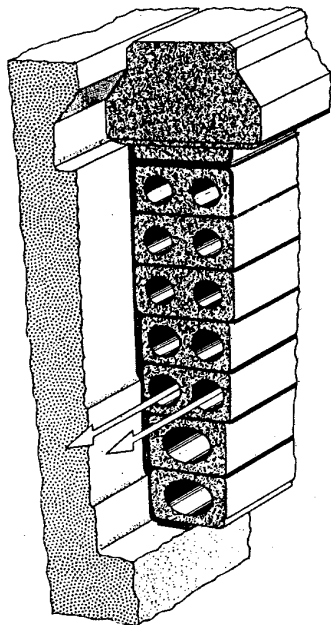


Bild Ü2.1-2: Hohlleiter-Erregerwicklung für direkte Leiterkühlung (etwas abweichend zu den Beispielangaben) (Quelle: BBC)

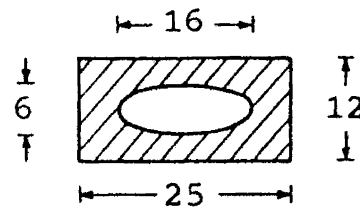


Bild Ü2.1-3: Abmessungen eines "mittleren" Hohlleiters

Zu berechnen sind

1. die Eigendruckhöhe des Rotors,
2. die im Kanal eines Hohlleiters bewirkte Gasgeschwindigkeit,

3. die Gaserwärmung längs des Hohlleiters,
4. der Temperatursprung an der Kanalwand durch Konvektion,
5. der Erwärmungsverlauf längs des Hohlleiters sowie
6. die Gasförderleistung und
7. die Gasreibungsverluste an der Rotoroberfläche.

Gaseintrittsradius unter der Kappe $r_1 = 0.250 \text{ m}$
 Gasaustrittsradius, d.h. halber Rotordurchmesser $r_2 = 0.575 \text{ m}$
 (Möglichst große Differenz zwischen r_1 und r_2 begünstigt Gas-Eigenförderung des Rotors.)

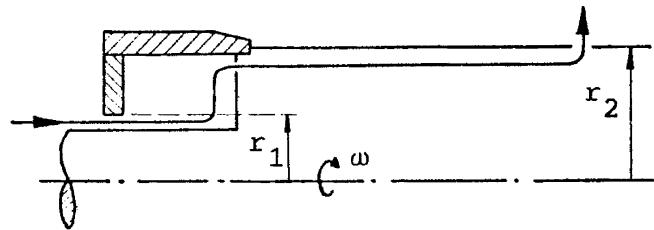


Bild Ü2.1-4: Eintritt des Kühlgases in den Rotor beidseitig unter den Kapfen, Strömung des H₂ im Aktivteil axial durch die Hohlleiterkanäle, Warmgasaustritt in Rotormitte durch radiale Öffnungen in den Luftspalraum

Rotorangaben:

Rotordurchmesser	$d_r = 1.15 \text{ m}$	Drehzahl	$n = 50 \text{ /s}$
halbe Aktivlänge	$l = 2.5 \text{ m}$	Mehrlänge pro Kappe	$l_K = 0.5 \text{ m}$
Gasdruck H ₂ (96 % rein)	$p = 3 \text{ bar}$	Kaltgastemperatur	$\vartheta_0 = 30 \text{ °C}$
Leiter-(Erreger-)Strom	$I_f = 1700 \text{ A}$		

Abmessungen eines Hohlleiters:

Die verschieden hohen und breiten Hohlleiter einer Nut und ihre Kanäle werden so bemessen, dass die Leitererwärmungen praktisch gleich sind (Bilder Ü2.1-2, Ü2.1-3).

Vorbereitende Rechnungen:

Kanalquerschnitt (Ellipse): $A_K = \pi / 4 \cdot 16 \cdot 6 = 75.4 \text{ mm}^2$

Cu-Querschnitt: $A_{Cu} = 25 \cdot 12 - A_K = 224.6 \text{ mm}^2$

Kanalumfang: $U_K = \pi / 2 \cdot [3/2 \cdot (16 + 6) - \sqrt{16 \cdot 6}] = 36.4 \text{ mm}$

hydraulischer Kanaldurchmesser: $d = 4 \cdot 75.4 \cdot 10^{-6} / (36.4 \cdot 10^{-3}) = 8.3 \text{ mm}$

mechanische Winkelgeschwindigkeit: $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 50 = 314 \text{ /s}$

H₂ bei $p = 3 \text{ bar}$:

Dichte: $\rho = 0.113 \cdot 3 = 0.339 \text{ kg/m}^3$

kinematische Zähigkeit: $\nu = 94.8 \cdot 10^{-6} / 3 = 31.6 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2/\text{s}$

spez. Wärmehalt: $c\rho = 1060 \cdot 3 = 3180 \text{ Ws}/(\text{m}^3\text{K})$

spez. el. Widerstand mittlere Leitertemperatur 80° C angenommen):
 $\rho_{Cu} = 1.724 \cdot 10^{-8} \cdot [1 + 0.00393 \cdot (80 - 20)] = 2.13 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$

Stromwärmeverluste eines Hohlleiters: $P_{Cu} = 1700^2 \cdot \frac{2.13 \cdot 10^{-8} \cdot 2.5}{224.6 \cdot 10^{-6}} = 685 \text{ W}$

Strömungsparameter: Widerstandsziffer ζ durch Hindernisse:

Eintritt in Hohlleiter (Verengung):	ca. 0.5
mit 2 x 90° abgerundeten Umlenkungen:	ca. 1.0
90°-Umlenkung (axial → radial) bei Hohlleiter-Ende:	ca. 1.0

Rotorausritt (Erweiterung): ca. 1.0

Für Rotoreintritt und Umlenkungen unter Kappe: ca. 2.5

$$\sum_{j=1}^N \zeta_j = \zeta \approx 6.0$$

Rotor-Mantelfläche (einschließlich Kappen): $A = d_r \pi \cdot 2(l + l_K) = 1.15\pi \cdot 6 = 21.7 \text{ m}^2$

Rotor-Umfangsgeschwindigkeit: $u = d_r \pi n = 1.15\pi 50 = 180.6 \text{ m/s}$ (= 650 km/h !)

1. Eigendruckhöhe des Läufers:

Für vollkommene Drosselung ($\dot{V} = 0$):

$$\Delta p_{V0} = \frac{\rho}{2} \cdot \omega^2 \cdot (r_2^2 - r_1^2) = \frac{0.339}{2} \cdot 314^2 \cdot (0.575^2 - 0.25^2) = 4480 \text{ Pa}$$

Bei Förderung ($\dot{V} \neq 0$) ergibt sich über die Ventilator Kennlinie eine Abnahme des nutzbaren Druckes auf folgenden geschätzten Wert: $\Delta p_V \approx \underline{4000 \text{ Pa}}$

2. Gasgeschwindigkeit im Hohlleiterkanal:

Druckabfall im Hohlleiter sowie vor- und nachgeschalteten Hindernissen:

$$\Delta p_{ges} = \frac{\rho}{2} \cdot v^2 \cdot \left[\lambda_R \frac{l}{d} + \sum_{j=1}^N \zeta_j \right]$$

muss dem Eigendruck Δp_V gleich sein. Für Rohrreibung im glatten Hohlleiterkanal gilt:

$$\lambda_R = 0.316 \text{ Re}^{-1/4} = 0.316 \cdot \left(\frac{v}{v \cdot d} \right)^{1/4}$$

Mit den Abkürzungen

$$a = 0.316 \cdot \left(\frac{v}{d} \right)^{1/4} \cdot \frac{l}{d} = 0.316 \cdot \left(\frac{31.6 \cdot 10^{-6}}{0.0083} \right)^{1/4} \cdot \frac{2.5}{0.0083} = 23.6$$

$$b = \frac{2}{\rho} \cdot \Delta p_V = \frac{2}{0.339} \cdot 4000 = 23600$$

ergibt sich die zu lösende Bestimmungsgleichung für die Geschwindigkeit v

$$v^{7/4} + \frac{\zeta}{a} v^2 = \frac{b}{a}, \quad \text{also} \quad v^{7/4} + 0.254 v^2 = 1000.$$

Durch Iteration oder graphisches Verfahren findet man $v = \underline{39 \text{ m/s}}$.

Kontrolle und Rückrechnung:

Ist die Strömung turbulent?

$$\text{Re} = 39 \cdot 0.0083 / (31.6 \cdot 10^{-6}) = 10240 > \text{Re}_{krit} \quad (\text{also turbulent})$$

Druckabfall durch Rohrreibung:

$$\lambda_R = 0.316 \cdot 10250^{-1/4} = 0.0314, \quad \lambda_R \cdot (l/d) = 0.0314 \cdot (2.5/0.0083) = 9.5$$

$$\Delta p_R = \frac{\rho}{2} \cdot v^2 \cdot \lambda_R \frac{l}{d} = \frac{0.339}{2} \cdot 39^2 \cdot 9.5 = 2450 \text{ Pa}$$

Druckabfall durch Hindernisse:

$$\Delta p_H = \frac{\rho}{2} \cdot v^2 \cdot \sum_{j=1}^N \zeta_j = \frac{0.339}{2} \cdot 39^2 \cdot 6 = 1550 \text{ Pa}$$

Summe: $\Delta p_{ges} = \Delta p_H + \Delta p_R = 1550 + 2450 = 4000 \text{ Pa} \dots$ in Ordnung !

3. Gaserwärmung längs Hohlleiter

Temperatur-Zunahme des H₂ zwischen Ein- und Austritt des Hohlleiters:

$$\Delta \vartheta_{H_2} = \frac{P_{Cu}}{c \rho v A_K} = \frac{685}{3180 \cdot 39 \cdot 75.4 \cdot 10^{-6}} = 73 \text{ K}$$

Unter der Annahme, dass P_{Cu} gleichmäßig über die Länge verteilt ist (d.h. gemittelt κ_{Cu} sei überall vorhanden), nimmt die Gaserwärmung zwischen Ein- und Austritt vom Wert 0 linear auf 73 K zu (siehe Diagramm Bild Ü2.1-5).

4. Temperatursprung an Kanalwand

Wärmeübergangszahl:

$$\alpha_K \approx 0.027 \cdot (c \cdot \rho)^{0.78} \cdot \left(\frac{\lambda}{d}\right)^{0.22} \cdot v^{0.78} = 0.027 \cdot 3180^{0.78} \cdot \left(\frac{0.169}{0.0083}\right)^{0.22} \cdot 39^{0.78} = 490 \text{ W/(m}^2\text{K)}$$

Der Temperatur-Sprung durch Konvektion ist demnach

$$\Delta \vartheta_K = \frac{P_{Cu}}{\alpha_K U_{Kl}} = \frac{685}{490 \cdot 36.4 \cdot 10^{-3} \cdot 2.5} = 15 \text{ K}$$

Wieder unter der Annahme gleichmäßiger Verteilung von P_{Cu} längs des Leiters ist $\Delta \vartheta_K$ an jeder Längsstelle x des Hohlleiters gleich groß (siehe Diagramm Bild 5).

5. Erwärmungsverlauf längs des Hohlleiters

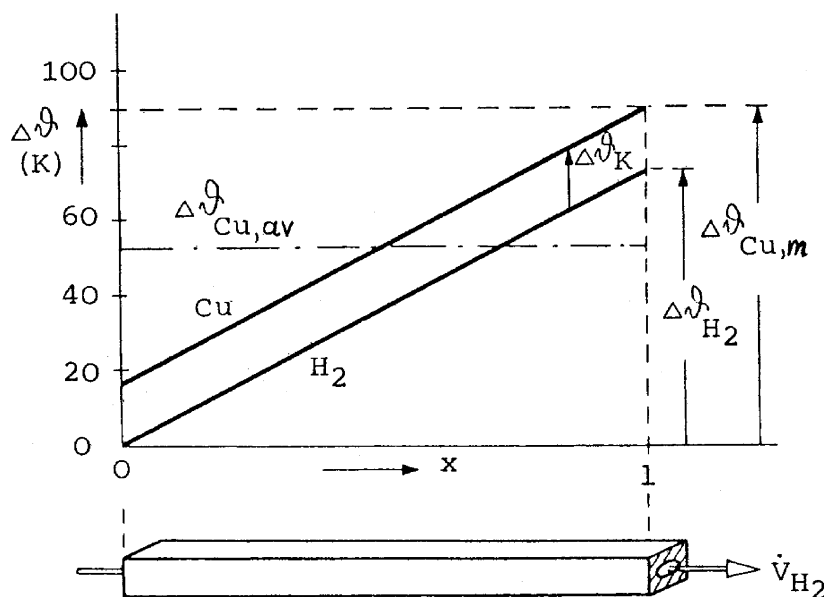


Bild Ü2.1-5: Erwärmungsverlauf des Cu-Hohlleiters

Der Erwärmungsverlauf setzt sich zusammen aus $\Delta\vartheta_{H_2}$ und $\Delta\vartheta_K$. Das Kühlgas ist am Austritt um $\Delta\vartheta_{H_2} = 73$ K gegenüber dem Eintritt erwärmt (dazwischen lineare Zunahme). Der Hohlleiter ist überall um $\Delta\vartheta_K = 15$ K wärmer als das H_2 -Gas. Also beträgt die Hohlleiter-Erwärmung beim Gaseintritt ($x = 0$): 15 K und an der wärmsten Stelle, d.h. beim Gasaustritt ($x = l$):

$$\Delta\vartheta_{Cu,m} = \Delta\vartheta_K + \Delta\vartheta_{H_2} = 15 + 73 = \underline{88 \text{ K}}$$

Damit wird die nach IEC34-1 für Wärmeklasse B zugelassene Grenz-Übertemperatur von 90K nicht überschritten.

Die mittlere Hohlleiter-Erwärmung beträgt $\Delta\vartheta_{Cu,av} = \Delta\vartheta_K + \Delta\vartheta_{H_2} / 2 = 15 + 36.5 = \underline{51.5 \text{ K}}$

Somit ist die mittlere Hohlleitertemperatur $\vartheta_{Cu,av} = \vartheta_0 + \Delta\vartheta_{Cu,av} = 30 + 51.5 = \underline{81.5^\circ\text{C}}$, was die eingangs getroffene Annahme von 80°C für den mittleren spezifischen elektrischen Widerstand zur Berechnung der Stromwärmeverluste bestätigt.

Bemerkung: Die obige Rechnung basiert auf der Annahme, dass alle im Hohlleiter entstehende Stromwärme über das Kanalgas abgeführt wird. Ein (geringer) Teil-Wärmestrom fließt jedoch über Nutisolation und benachbarte Zähne zum Luftspalt. Zusammen mit der nicht berücksichtigten Wärme-Längsleitfähigkeit des Cu ergibt sich eine Absenkung der oben berechneten Erwärmungsspitze um ca. 5...10 %.

6. Gasförderleistung:

Für den einen betrachteten Hohlleiter beträgt sie mit einem geschätzten Wirkungsgrad 50%

$$P_{F,HL} = \frac{v \cdot A_K \cdot \Delta p_V}{\eta} = \frac{39 \cdot 75.4 \cdot 10^{-6} \cdot 4000}{0.5} = \underline{24 \text{ W}}, \text{ also } 3.5 \% \text{ der abgeführten Stromwärmeverluste } P_{Cu}.$$

Jede Nut hat 12 Hohlleiter (abweichend von Nutschnittbild Bild 2), über dem Rotorumfang befinden sich 32 bewickelte Nuten. Für den gesamten Rotor aus den beiden Hälften (mittensymmetrische Ventilation) ist also die gesamte Gasförderleistung (ohne Wickelkopfbereiche)

$$P_{F,Rotor} = 12 \cdot 32 \cdot 2 \cdot 24 = 18\,430 \text{ W} \approx \underline{19 \text{ kW}}$$

7. Oberflächen-Reibungsverluste:

Bei Lauf in Luft (z.B. Anfangsläufe im Prüffeld) sind die Verluste gemäß $P_{OR} = k_{OR} A u^3$ mit $k_{OR} = 3.5 \cdot 10^{-6}$:

$$P_{OR} = 3.5 \cdot 10^{-6} \cdot 21.7 \cdot 180.6^3 = 447 \text{ kW}$$

Für Lauf in H_2 (96 Vol.-%) bei 3 bar ergibt sich gemäß Tabelle 2.7.2-1:

$$P_{OR} = 0.357 \cdot 447 = \underline{160 \text{ kW}}$$

Beispiel Ü2.2: Übertemperatur in einer isoliert eingebetteten Wicklung mit Wärmeabgabe nur bei den Stirnseiten

Bei dieser indirekten Kühlung, die nur bei kurzen Kleinmaschinen zur Anwendung kommt, fließt die Stromwärme des Aktivteils innerhalb der Wicklung axial zu beiden Wickelköpfen, wo der Wärmetausch mit der Kühlluft erfolgt.

Gegeben:

Stromdichte: $J = 4 \text{ A/mm}^2$, Aktivlänge $2l = 0.4 \text{ m}$

spezifischer elektrischer Widerstand des Cu bei 100° C : $\rho_{\text{Cu}} = 2.27 \cdot 10^{-8} \Omega \text{m}$

Zu berechnen ist die Temperaturdifferenz in der Wicklung zwischen Maschinenmitte und Stirnseite.

Stromwärmeverluste je Volumeneinheit:

$$p_{\text{Cu}} = J^2 \rho_{\text{Cu}} = (4 \cdot 10^6)^2 \cdot 2.27 \cdot 10^{-8} = 363 \cdot 10^3 \text{ W/m}^3$$

Der axiale Temperaturverlauf im Kupfer ist parabolisch mit Höchstwert in Maschinenmitte.

$$\Delta \vartheta_m = \frac{p_{\text{Cu}}}{2\lambda_{\text{Cu}}} \cdot l^2 = \frac{363 \cdot 10^3}{2 \cdot 390} \cdot 0.2^2 = \underline{19 \text{ K}}$$

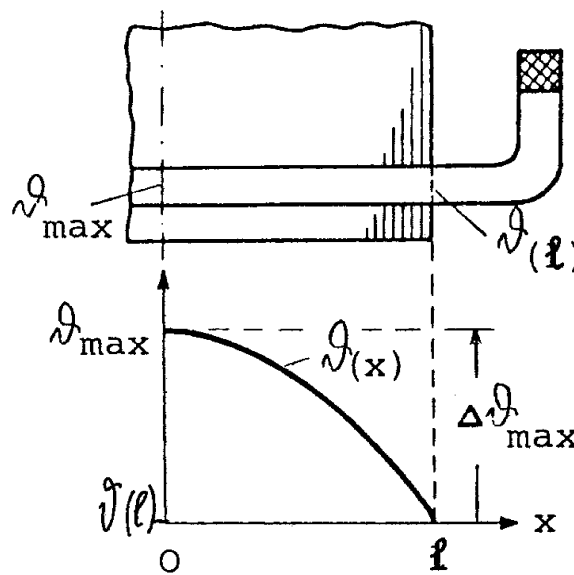


Bild Ü2.2-1: Parabolischer Temperaturverlauf in der Wicklung

Fazit:

Selbst in kurzen ungekühlten Leiterstrecken können nennenswerte Mehrerwärmungen auftreten.

Beispiel Ü2.3: Erwärmung der indirekt luftgekühlten Erregerwicklung eines Turborotors

Die Stromwärme der Nutleiter fließt über Nutisolation (I_s) einschließlich Gasspalt (S) und über den Zahn (Z) an die Rotoroberfläche. Dort erfolgt der Wärmeübergang durch Konvektion (K) an das Luftspaltgas (G). Im Bild Ü2.3-1 ist der Wärmeweg mit den thermischen Teilwiderständen schematisch eingezeichnet. Der Punkt 0 stellt den Kühleraustritt dar, an dem das rückgekühlte Gas die Erwärmung 0 hat.

Zu berechnen sind

1. die Stromwärmeverluste in der Nut je 1 m Länge,
2. die Temperaturgefälle und
3. die Gesamterwärmung des Nutkupfers (Cu) bei Lauf in Luft.
4. Ferner sind die Werte auf eine gedachte Kühlung mit Wasserstoff verschiedenen Druckes umzurechnen und zu interpretieren.

Gegeben sind:

Rotordurchmesser	$d_r = 0.75 \text{ m}$	Drehzahl	$n = 50 \text{ /s}$
Nutteilung	$1/Q_r = 1/38$	Erregerstrom	$I_f = 410 \text{ A}$
Leiter pro Nut	17	Leiterquerschnitt	$A_{Cu} = 124 \text{ mm}^2$
Höhe der Nutfüllung	$h = 93 \text{ mm}$	mittl. Zahnbreite	$b_d = 26 \text{ mm}$
Höhe Zahnkopf	$h_K = 27 \text{ mm}$	Wärmeleitfähigkeit	$\lambda_d = 44 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$
Nutisolation Dicke	$\delta_{Is} = 0.8 \text{ mm}$	Wärmeleitfähigkeit	$\lambda_{Is} = 0.4 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$
Gasspalt ideell	$\delta_S = 0.1 \text{ mm}$	Kaltlufttemperatur	$\vartheta_0 = 30^\circ\text{C}$

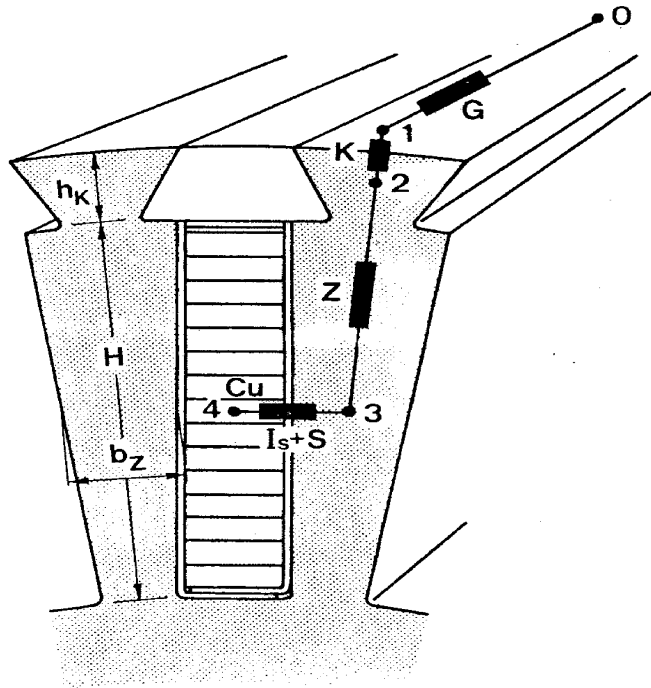


Bild Ü2.3-1: Wärmewiderstände von der Erreger-Wicklung zum Kühleraustritt (Quelle: BBC)

1. Stromwärmeverluste der Nut:

Spezifischer elektrischer Widerstand des Cu bei Auslege-Erwärmung $\Delta\vartheta = 90 \text{ K}$, d.h. bei der Temperatur $\Delta\vartheta_0 + \Delta\vartheta = 30 + 90 = 120^\circ\text{C}$:

$$\rho_{el,Cu} = 1.724 \cdot 10^{-8} \cdot [1 + 0.00393 \cdot (120 - 20)] = 2.4 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$$

Stromwärmeverluste der Nutfüllung pro 1 m Länge:

$$P' = 17 \cdot I_f^2 \rho_{el,Cu} / A_{Cu} = 17 \cdot 410^2 \cdot 2.4 \cdot 10^{-8} / (124 \cdot 10^{-6}) = \underline{553 \text{ W/m}}$$

Für die nachfolgenden Rechnungen genügt es, einen Längenausschnitt zu behandeln, da das Temperaturfeld bei dieser indirekten Kühlung an jedem Längsort praktisch gleich ist.

2. Temperaturgefälle:

2. 1 Temperaturabfall in Nutisolation und Gaseinschlüssen:

Es sei angenommen, dass die vom Kupfer zum Zahneisen fließende Verlustwärme gleichmäßig über die gesamte Isolationsfläche tritt. Als Querschnitt A für den Wärmefluss stehen beide Nutflanken je der Höhe h und von 1 m Länge zur Verfügung:

$$A = 2h = 0.186 \text{ m}^2/\text{m}$$

Temperaturgefälle in Nutisolation: $\Delta\vartheta_{Is} = \frac{\delta_{Is}}{A \cdot \lambda_{Is}} \cdot P' = \frac{0.8 \cdot 10^{-3}}{0.186 \cdot 0.4} \cdot 553 = \underline{6 \text{ K}}$

Bei Annahme eines Lufteinschlusses zwischen Kupfer und Zahnflanke von einer mittleren Stärke von $\delta_S = 0.1 \text{ mm}$ tritt ein zusätzlicher Temperaturabfall in diesem ideellen Spalt auf

von $\Delta\vartheta_S = \frac{\delta_S}{A \cdot \lambda_S} \cdot P' = \frac{0.1 \cdot 10^{-3}}{0.186 \cdot 0.027} \cdot 553 = \underline{11 \text{ K}}$.

Bei Lauf in H_2 würde er wegen $\lambda_{H_2} = 0.169 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$ nur betragen:

$\Delta\vartheta_S = \frac{\delta_S}{A \cdot \lambda_S} \cdot P' = \frac{0.1 \cdot 10^{-3}}{0.186 \cdot 0.169} \cdot 553 = 1.76 \approx \underline{2 \text{ K}}$.

Somit ist der gesamte Temperaturunterschied zwischen Nutkupfer und Zahnflanke:

a) bei Lauf in Luft: $\Delta\vartheta_{Is+S} = 6 + 11 = \underline{17 \text{ K}}$

b) bei Lauf in H_2 beliebigen Drucks, da λ unabhängig von p ist: $\Delta\vartheta_{Is+S} = 6 + 2 = \underline{8 \text{ K}}$

2.2 Temperaturabfall im Zahn:

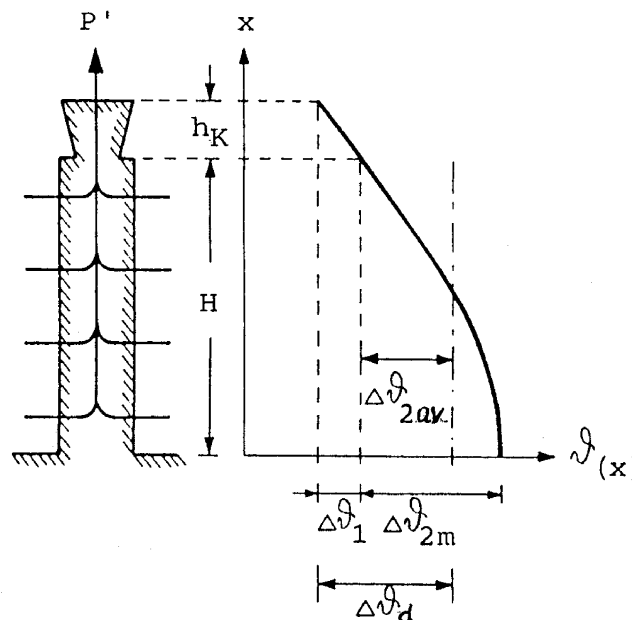


Bild Ü2.3-2: Wärmestrom im Zahn und parabolischer Temperaturverlauf im Zahn

Im Zahnkopf fließt der gesammelte Wärmestrom P' und verursacht den Temperaturabfall

$\Delta\vartheta_1 = \frac{h_K}{b_d \cdot \lambda_d} \cdot P'$

Im Zahnabschnitt der Höhe h und gedachter mittlerer Breite b_d fließt die Wärme von den Seiten kontinuierlich zu und bildet dort einen radial zunehmenden Wärmestrom. Der radiale Temperaturverlauf in diesem Abschnitt ist durch den parabolischen Temperaturverlauf beschrieben: $\vartheta(x) \sim (h^2 - x^2)$

Über die Höhe h beträgt der Temperaturunterschied mit $p = P'/(h \cdot b_d)$ und $\delta = h$ gemäß

$\Delta\vartheta_m = \frac{p}{2\lambda} \cdot \delta^2: \Delta\vartheta_{2,m} = \frac{h}{2b_d \lambda_d} \cdot P'$

Der parabelförmige Temperaturverlauf ergibt über h gemittelt:

$$\Delta\vartheta_{2,av} = \frac{2}{3} \cdot \Delta\vartheta_{2,m} = \frac{h}{3b_d\lambda_d} P'$$

Also ist der mittlere Temperaturabfall über dem Zahn:

$$\Delta\vartheta_d = \Delta\vartheta_1 + \Delta\vartheta_{2,av} = \frac{h_K + h/3}{b_d\lambda_d} P' = \frac{0.027 + 0.031}{0.026 \cdot 44} \cdot 553 = \underline{28 \text{ K}}$$

2.3 Temperatursprung an der Rotoroberfläche:

Für die maßgebende Wärmeübergangszahl weiß man aus Modellversuchen und Rückrechnungen echter Fälle bei dieser Umfangsgeschwindigkeit und bei Lauf in Luft:

$$\alpha_K \approx 250 \text{ W/(m}^2 \text{ K)}.$$

Wärmeübertragende Fläche pro 1 m Längeneinheit ist der Bogen einer Nutteilung:

$$A_r' = d_r\pi / Q_r = 0.75\pi / 38 = 0.062 \text{ m}^2/\text{m}$$

$$\text{Temperatursprung durch Konvektion: } \Delta\vartheta_K = \frac{P'}{\alpha_K A_r'} = \frac{553}{250 \cdot 0.062} = \underline{36 \text{ K}}$$

2.4 Gaserwärmung:

Die Gaserwärmung zwischen Kühleraustritt und Rotorumgebung ist nicht allein durch Rotor-Stromwärme bestimmt, sondern auch durch Aufnahme der Oberflächen-Reibungsverluste, der Statorverlusten usw. Im Beispiel sei bei Lauf in Luft angenommen: $\Delta\vartheta_G = \underline{8 \text{ K}}$

2.5 Erwärmung und Temperatur der Wicklung:

Erwärmung ist gleich der Summe der Temperaturabfälle:

$$\Delta\vartheta_{Cu} = \Delta\vartheta_G + \Delta\vartheta_K + \Delta\vartheta_d + \Delta\vartheta_{Is+S} = 8 + 36 + 28 + 17 = \underline{89 \text{ K}}$$

Sie erreicht praktisch die für Erregerwicklungen der Wärmeklasse B zugelassene Grenzerwärmung von 90 K gemäß Abschnitt 2.2.

Die mittlere Wicklungstemperatur ist um $\vartheta_0 = 30^\circ\text{C}$ höher:

$$\vartheta_{Cu} = \vartheta_0 + \Delta\vartheta_{Cu} = 30 + 89 = \underline{119^\circ\text{C}}$$

Sie stimmt mit dem zu Beginn angenommenen Wert 120°C für die Bestimmung der Kupferverluste überein.

4. Was ergäbe sich bei Verwendung von H₂ statt Luft?

Der Kühlmittel-Volumenstrom bleibt nach Abschnitt 2.6.5 unverändert, daher auch die Geschwindigkeiten.

$\Delta\vartheta_G$ ist, da $c\rho$ von Luft und H₂ beim demselben Druck fast identisch sind, nur noch vom Druck (umgekehrt proportional) abhängig.

$\Delta\vartheta_K$ wird nach Abschnitt 2.9 bei Normaldruck um den Faktor 1.49 kleiner und fällt noch mit $1/p^{0.78}$.

$\Delta\vartheta_d$ ist unabhängig von der Gasart, da reine Wärmeleitung im Metall.

$\Delta\vartheta_{Is+S}$ verringert sich gemäß vorstehenden Rechnungen, ist aber druckunabhängig.

	Luft: 1 bar	H ₂ : 1 bar	H ₂ : 2 bar	H ₂ : 3 bar
$\Delta\vartheta_G / \text{K}$	8	8	4	2.7
$\Delta\vartheta_K / \text{K}$	36	24	14	10
$\Delta\vartheta_d / \text{K}$	28	28	28	28
$\Delta\vartheta_{Is+S} / \text{K}$	17	8	8	8
$\Delta\vartheta_{Cu} / \text{K}$	89	68	54	48.7

Tabelle Ü2.3-1: Vergleich der Erreger-Wicklungserwärmung bei indirekter Kühlung mit Luft und Wasserstoffgas

Wollte man für Lauf in H₂ bei 3 bar dieselbe Kupfer-Erwärmung ausnützen, so dürften die Stromwärmeverluste auf das $89/48.7 = 1.8$ -fache erhöht werden, was einer Steigerung des Erregerstromes auf das $\sqrt{1.8} = 1.35$ -fache entspricht.

Fazit:

Man erkennt hieraus, dass die Verwendung künstlicher Kühlmittel und eine Gasdruckerhöhung bei indirekter Kühlung nur begrenzte Wirkung haben, da die zwischen Wärmequelle und Kühlmittel liegenden Wärmewiderstände (durch körperliche Wärmeleitung) unbeeinflusst bleiben. Weiteres siehe Abschnitt 2.11.

Beispiel Ü2.4: Kurzzeitige Überlastung eines stromführenden Leiters

Nach geltender Vorschrift muss die Ankerwicklung von Synchrongeneratoren während $\Delta t = 15$ s den 1.5-fachen Nennstrom schadlos führen können.

Frage: Wie groß darf die Nennstromdichte J_N sein, damit die vorübergehend auftretende Mehrerwärmung $\Delta\vartheta$ beispielsweise 30 K nicht übersteigt?

Antwort:

Umformung von $\left. \frac{d\vartheta}{dt} \right|_{t=0} = \frac{J_1^2 - J_0^2}{c\rho\kappa}$ und Ersatz von J_0 durch J_N ergeben:

$$J_1^2 - J_N^2 = J_N^2 \cdot [(J_1 / J_N)^2 - 1] = \frac{d\vartheta}{dt} \cdot c\rho\kappa$$

oder

$$J_N = \sqrt{\frac{d\vartheta}{dt} \cdot c\rho\kappa \cdot \frac{1}{(J_1 / J_N)^2 - 1}}$$

Mit den Cu-Stoffwerten $\rho_{el} = 1/\kappa = 2.47 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$ (bei 130°C), $c\rho = 385 \cdot 8890 = 3.42 \cdot 10^6$ Ws/(m³K) folgt mit $d\vartheta/dt = \Delta\vartheta/\Delta t$:

$$J_N = \sqrt{\frac{30}{15} \cdot \frac{3.42 \cdot 10^6}{2.47 \cdot 10^{-8}} \cdot \frac{1}{1.5^2 - 1}} = 14.9 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2 \approx \underline{15 \text{ A/mm}^2}$$

Fazit:

Man erkennt aus dem Beispiel, dass der Stromausnützung elektrischer Leiter mit Rücksicht auf eine Überlastbarkeit nahe Grenzen gesetzt sind.

3. Stromverdrängung in Maschinenwicklungen

3.1 Zusatzverluste in elektrischen Maschinen

Die **Verlustquellen** in großen elektrischen Maschinen müssen wesentlich sorgfältiger vorausberechnet werden, da zu hohe Verluste wegen der großen absoluten Verlustwerte (in kW!) zur Überhitzung von Bauteilen und deren Zerstörung führt. Diese **sorgfältige Vorausberechnung** ist auch notwendig, um die Wirkung besonderer Maßnahmen zur Verlustverringerung im voraus gut bestimmen zu können. Dank dieser **verlustsenkenden Maßnahmen** sind die **Wirkungsgrade** großer Maschinen **besonders hoch** ($> 97\%$).

Die Verluste in Synchronmaschinen für Sinusbetrieb (Netzbetrieb) werden wie folgt klassifiziert:

A) Leerverluste:

Maschine rotiert mit Nenndrehzahl, ist auf (Nenn-)Spannung erregt, aber hat eine stromlose Ständerwicklung ($I_s = 0$):

- A1) **Ummagnetisierungsverluste** (Wirbelstrom- und Hystereseverluste) im Ständerblechpaket, hervorgerufen durch die Feldgrundwelle
 - a) in den Ständerzähnen
 - b) im Ständerjoch (Rücken)
- A2) **Reibungsverluste** (Lager, Bürsten bei elektrischer Läufererregung)
- A3) **Ventilationsverluste** (Lüfterleistung, Pumpenleistung, Reibung des Kühlmediums)
- A4) **Leerlaufzusatzverluste**

B) Lastabhängige Verluste:

Zu den Betriebsbedingungen von A) kommt Stromfluss in der Ständerwicklung hinzu ($I_s > 0$):

- B1) **Stromwärmeverluste** in der Ständerwicklung
- B2) **Lastabhängige Zusatzverluste**

C) Erregungsverluste (außer bei permanentmagneterregten Synchronmaschinen):

- C1) **Stromwärmeverluste** in der Erregerwicklung
- C2) **Bürstenübergangsverluste** (bei Schleifringenerregung)
- C3) Verluste in der **Erregermaschine** bzw. im **Erregerstromrichter**

Zusatzverluste entstehen durch Effekte, die in erster Näherung (z. B. bei kleinen Maschinen) in ihrer Auswirkung auf die Erwärmung vernachlässigt werden können, da ihre Wirkung deutlich kleiner ist als die dominanten Ummagnetisierungs- oder Stromwärmeverluste. Bei **großen Maschinen** werden diese Nebeneffekte auf Grund der hohen Ausnützung **deutlich merkbar** und bedürfen einer genauen Vorherbestimmung, um die Kühlung richtig zu dimensionieren. Andernfalls werden Bauteile überhitzt und versagen.

zu A4) **Leerlaufzusatzverluste**

A 4.1) *Endplattenverluste*

Der Hauptfluss tritt an den Stirnseiten aus der Maschine aus und durchsetzt dabei senkrecht die Blechebenen. Daher können sich die durch dieses Wechselfeld verursachten Wirbelströme in den Endblechen ungehindert ausbilden. Bei Großmaschinen müssen die Blechpakete über Zuganker, die in massiven Endplatten fixiert sind, vorgepresst werden, um nicht durch die Wechselkräfte des Wechselfelds aufzublättern. In diesen massiven Endplatten können Wirbelströme hohe Verluste erzeugen (Bild 3.1-1a). **Abhilfen** sind
- **Schlitz**en der Platten im Zahnbereich (Pressfinger)

- **Amagnetische Endplatten** (Edelstahl oder Aluminium). Dadurch sinkt die Feldamplitude B im Verhältnis μ_0/μ_{Fe} und damit die Verluste im Verhältnis B^2 . Außerdem steigt die Eindringtiefe, d.h. die Wirbelstromdichte sinkt und damit die Verluste.
- **Geschichtete Endplatten:** Die Platten bestehen aus verklebten und vergossenen Dynamo-blechen, die fein gestuft sind, so dass die Stirnflächen nur aus "dünnen Ringen" bestehen, in denen nur geringe Wirbelströme fließen (BBC-Patent).

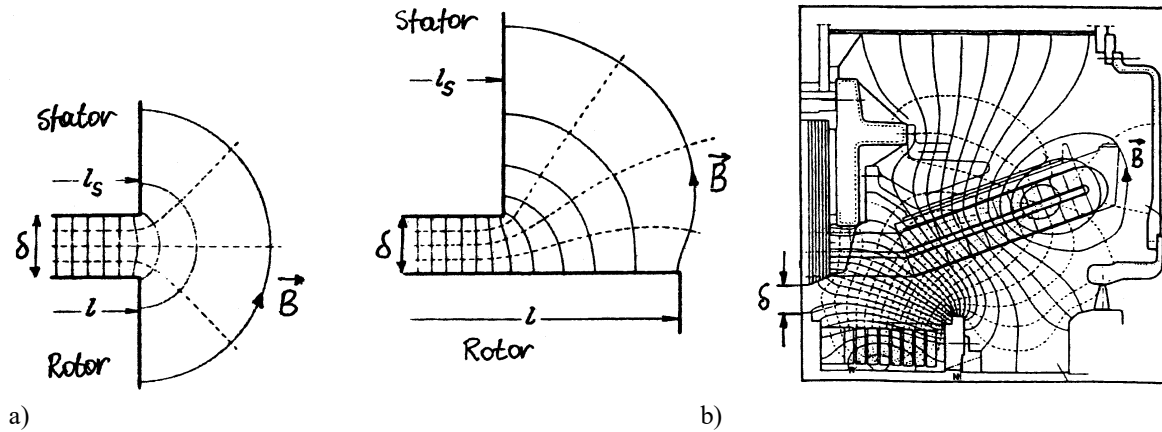


Bild 3.1-1: Das Stirnwechselfeld tritt senkrecht durch die Endplatten und verursacht dort Wirbelströme, a) Idealisiertes Leerlaufsfeld, gleiche/ungleiche Ständer-/Läuferlänge, b) Lastfeld im Stirnraum eines Turbogenerators (Quelle: BBC)

A 4.2) Polschuhoberflächenverluste

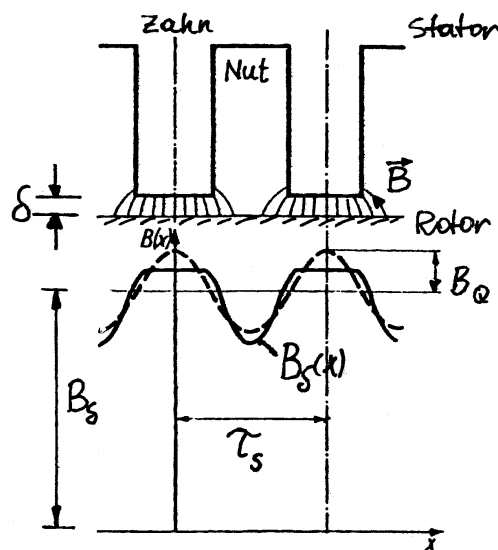


Bild 3.1-2: Die Ständer-Nutöffnungen bewirken im Leerlaufsfeld eine nutperiodische Feldwelle, die in der massiven Läufer-Poloberfläche bei Rotation (Drehzahl n) nutfrequente ($f_Q = nQ$) Wirbelströme hervorruft.

Die Hochspannungswicklungen von großen Maschinen erfordern offene Nuten. Das Luftspaltfeld weicht dem erhöhten magnetischen Widerstand (Luft!) der Nutöffnungen aus und bündelt im Zahnkopfbereich. Dadurch wird das Luftspalt mit der Ständernutzahl moduliert und induziert im rotierenden Läufer eine nutfrequente ($f_Q = nQ$) Wirbelstromverteilung, die die Poloberfläche erwärmt. **Abhilfen** sind

- gerillte Polschuhe (quasi geblecht !)
- geblechte Polschuhe. Die massiven Polendplatten, die das Polblechpaket zusammen halten, müssen dann ebenfalls eine gerillte Oberfläche erhalten.

B2) Lastabhängige Zusatzverluste

B2.1) *Polschuhoberflächenverluste durch endliche Nuten- und Strangzahl*

Das Feld der Ständerwicklung ist **treppenförmig** und enthält daher außer der Grundwelle, die mit dem Polrad synchron mit rotiert und dieses daher nicht induziert, auch **Oberwellen** mit nicht durch drei teilbarer Ordnungszahl (bei Ganzlochwicklungen nur ungerade Ordnungszahlen), die eine kürzere Wellenlänge haben und daher langsamer als das Polrad drehen. Sie induzieren in den Oberflächen der Läuferpole zusätzliche Wirbelströme.

Abhilfe:

- Oberwellenarme Ständerwicklungen durch
 - hohe Nutenzahl pro Pol und Strang,
 - gesehnte Spulen (5. und 7. Oberwelle klein halten).

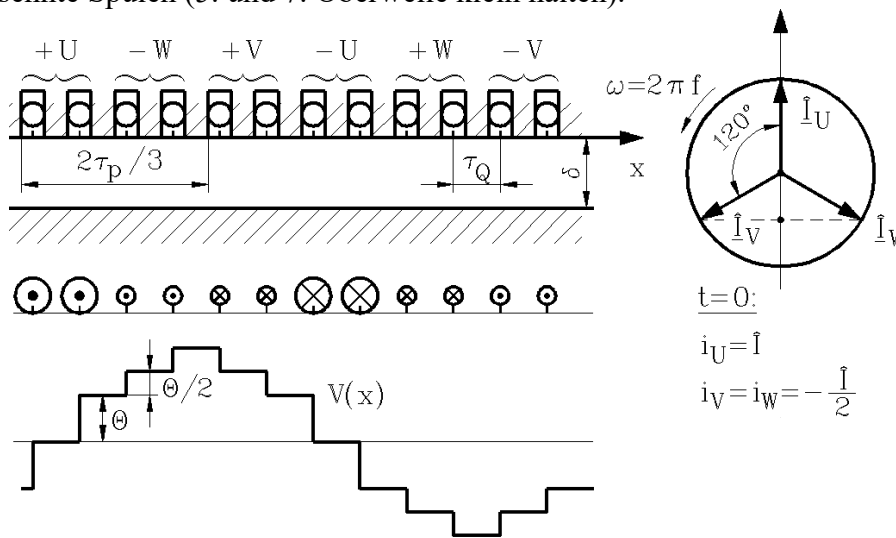


Bild 3.1-3: Jede in Nuten gelegene Drehfeldwicklung (hier: Ständerwicklung) erregt ein Feld, dass – bei vernachlässigten Nutöffnungen – ein treppenförmiges Luftspaltfeld erzeugt. Die Höhe der Stufung wird durch die endliche Strangzahl (hier: $m = 3$) mit bestimmt (hier: Luftspalt konstant angenommen).

B2.2) *Ummagnetisierungsverluste in den Zähnen durch eine dritte Harmonische*

Durch Sättigung und durch die Pollücken wird das Luftspaltfeld verzerrt, vor allem unter Last, wenn sich Ständer- und Läuferfeld überlagern. Es entsteht eine ausgeprägte "dritte Harmonische" (Wellenlänge 1/3 der Grundwelle = Ordnungszahl 3), die vor allem in den Ständerzähnen durch die dort gegenüber dem Luftspaltfeld um den Faktor 2 erhöhte Flussdichte zusätzliche Wirbelstrom- und Hysteresisverluste (mit dreifacher Grundfrequenz) erzeugt.

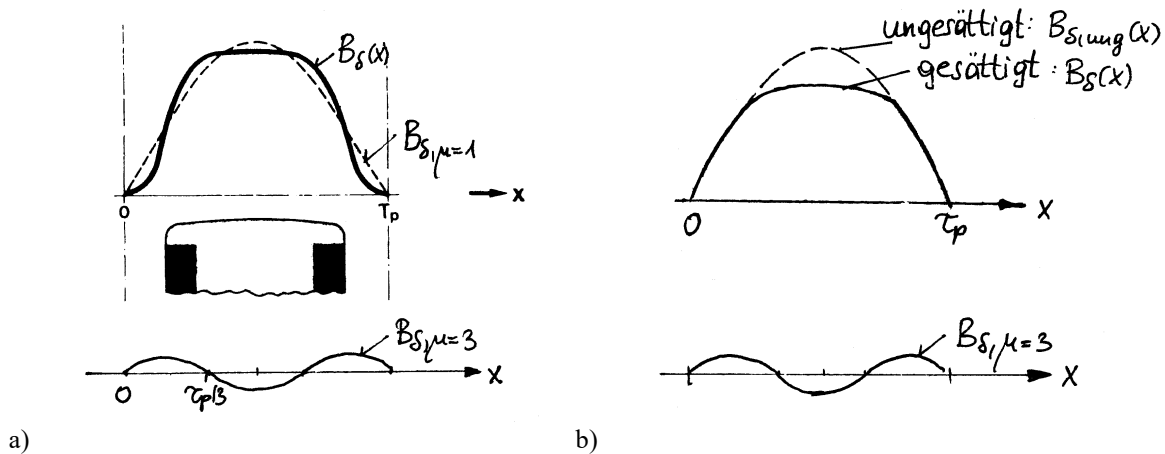


Bild 3.1-4: Dritte Harmonische des Luftspaltfeldes: a) durch Pollücken [2], b) durch Sättigung

B2.3) Endplattenverluste durch das Ständerfeld

Auch das vom Ständerfeld erregte Stirnfeld tritt senkrecht durch die Endplatten des Ständerblechpakets und induziert zusätzliche Wirbelströme (Bild 3.1-1 b, c).

B2.4) Dämpferzusatzverluste:

Die an den Stirnseiten kurzgeschlossenen Stäbe des Dämpferkäfigs wirken wie Kurzschlusschleifen. Alle Oberwellen des Ständerfelds, deren Wellenlänge λ nicht im ganzzahligen Verhältnis zur Stabteilung τ_r stehen ($\lambda/\tau_r = 1, 2, 3, \dots$), induzieren in diese Kurzschlusschleifen Wirbelströme auch bei Synchronlauf, da sie langsamer als das Polrad rotieren.

Abhilfe:

- Oberwellenarme Ständerwicklung
- Schrägung der Dämpferstäbe (z. B. um eine Ständernutteilung).

B2.5) Wirbelstromverluste in der Ständerwicklung durch Stromverdrängung

Auf Grund der hohen Stromstärken bei großen Maschinen und der auf Grund der thermischen Limits begrenzten Stromdichten sind die Querschnitte der Leiter der Ständerwicklung groß. Die durch den mit Ständerfrequenz pulsierenden Strom erregten Ständernut- und Stirnstreufelder induzieren in den Kupferstäben Wirbelströme, die wegen damit verbundenen Stromverdrängungen nur an den Stabrändern fließen ("**Skin**"-Effekt). Das hat hohe Wirbelstromdichten und hohe zusätzliche Verluste zur Folge.

Abhilfe:

- Unterteilen der Stäbe in gegeneinander isolierte parallele Teileiter,
- Verdrillen der Teileiter im Nutbereich, bei Turbogeneratoren (zweipolig: lange Wickelköpfe: auch im Stirnbereich).

Während bei kleineren Maschinen Zusatzverluste lt. Norm IEC34-2 insgesamt mit 0.5% der zugeführten Leistung (Motor) grob abgeschätzt werden, sind sie tatsächlich zumeist schon bei Sinusspeisung größer (typisch 0.5% bis 3%), und **erst recht bei Stromrichterspeisung**, wo die Ströme und Felder Oberschwingungen enthalten. Sie müssen genau vorausberechnet werden. Von diesen Zusatzverlusten werden die gemäß B2.5) beschriebenen Wirbelstromverluste zufolge Stromverdrängung in der Ständerwicklung im folgenden ausführlicher behandelt.

3.2 Grundsätzliches zur Stromverdrängung

Wird ein elektrischer Leiter ausgedehnten Querschnitts von einem magnetischen Wechselfeld durchsetzt, so entstehen in ihm zufolge des **FARADAY'schen Induktionsgesetzes** Wirbelströme. Auch das eigene magnetische Feld wechselstromführender Leiter verursacht solche Wirbelströme. Sie überlagern sich dem Leiterstrom, was zu einer ungleichmäßigen Stromverteilung im Querschnitt ("**Stromverdrängung**") führt. Diese ist in Nutleitern wegen des feldverstärkenden Eisens besonders ausgeprägt, während sie in den Stirnverbindungen wegen der umgebenden Luft kleiner ist.

Die Stromverdrängung führt zu Gesamtverlusten im Leiter, die größer sind als wenn der Leiterstrom mit gleichmäßiger Verteilung allein fließen würde. Dieser Effekt kann bei elektrischen Maschinen nur zu wenigen Zwecken genützt werden, so z.B. zur Verbesserung der Anlaufeigenschaften von Induktionsmotoren. Sonst aber ist die Stromverdrängung sehr nachteilig, weil sie die Wicklungsverluste erhöht und somit eine günstige Maschinenauslegung behindert. **Ohne konstruktive Gegenmaßnahmen wären Maschinen nur mit**

Leistungen bis zu einigen MW möglich. Diese Grenzen waren aber schon um 1900 erreicht, so dass frühzeitig Abhilfemaßnahmen gefunden werden mussten.

Durch den Einzug der *Stromrichtertechnik* auch bei Großmaschinen und den damit verbundenen höherfrequenten Stromüberschwingungen müssen diese Maßnahmen besonders verfeinert werden.

In der Frühzeit der elektrischen Maschine (vor 1900) war die Stromverdrängung in Nutenleitern noch unerkannt; damals führte man wechselstromführende Wicklungen mit massiven, d. h. stromverdrängungsbehafteten Stäben aus. Erst als bei größeren Einheiten trotz reichlicher Stabquerschnitte sehr hohe Betriebstemperaturen auftraten und gelegentlich die Isolation verkohlte, wurde man auf den **Stromverdrängungs-Effekt** aufmerksam und untersuchte ihn in grundlegenden theoretischen Arbeiten [3.1, 3.2]. In der Folge entwickelte man geeignete Wicklungen sowie Wicklungsleiter für hohe Ströme und mit stark verminderter Stromverdrängung. Durch den Einzug der *Stromrichtertechnik* bei Großmaschinen und den damit verbundenen höherfrequenten Stromüberschwingungen müssen diese Maßnahmen weiter verfeinert werden, wobei Aufwand, Nutzen und Kosten gegeneinander abgewogen werden müssen. Ähnliches gilt für *Großtransformatoren* sowie Maschinen und Transformatoren mit *supraleitenden Wicklungen*.

3.3 Die einseitige Stromverdrängung in einem massiven Nutenleiter

Der einfachste Fall ist der massive Rechtecknutenleiter im unendlich permeablen Eisen. Er hat als Hochstabläufer bei Asynchronmaschine unmittelbare praktische Bedeutung.

3.3.1 Beschreibung der Stromverdrängung

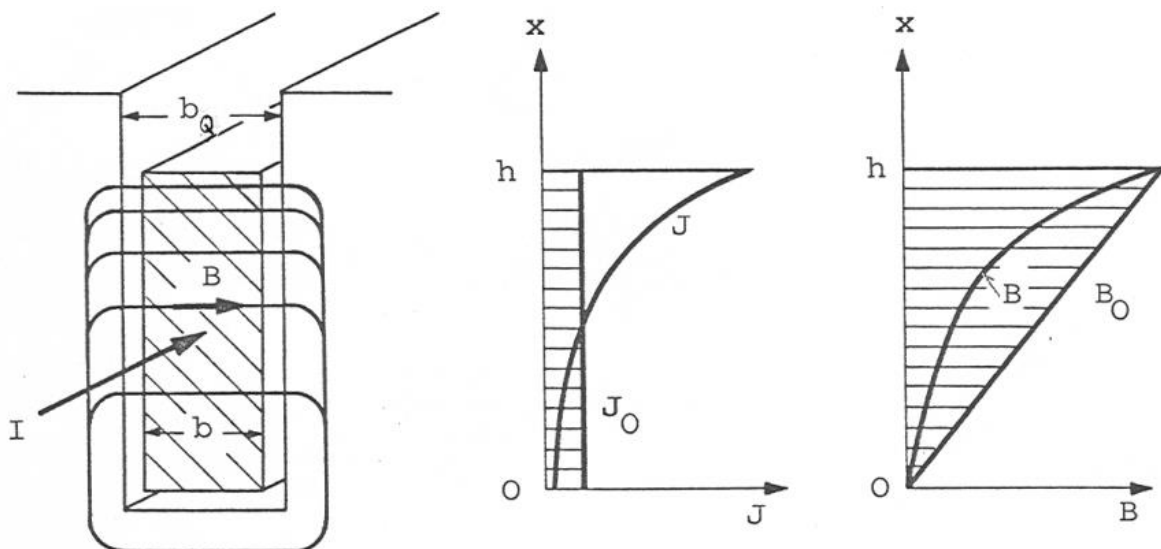


Bild 3.3.1-1: Nutquerfeld B und Stromdichte J eines stromdurchflossenen Nutenleiters bei Gleichstrom (0) und Wechselstrom

Betrachtet sei ein massiver Leiter mit verhältnismäßig großer Höhe h gegenüber der Breite b in einer Rechtecknut der Breite b_Q . Der Leiter(wechsel)strom I (Effektivwert) erzeugt ein magnetisches Streufeld B , das wegen $\mu_{Fe} \gg \mu_0$ annähernd senkrecht aus den Zahnflanken austritt, die Nut nahezu geradlinig durchquert (**Nutquerfeld**) und sich im Eisen schließt. Bei

Gleichstrom (Index 0) ist die Stromdichte J_0 überall im Leiterquerschnitt dieselbe. Wird der magnetische Widerstand des Eisenweges gegen den des Luftweges vernachlässigt, so ist die magnetische Feldstärke H_0 am Höhenort x gemäß dem Durchflutungsgesetz proportional dem darunter fließenden Strom. Sie steigt wie das Nutquerfeld $B_0 = \mu_0 H_0$ linear über der Leiterhöhe:

$$\frac{B_0(x)}{\mu_0} = H_0(x) = \frac{I_0}{b_Q} \cdot \frac{x}{h} \quad (3.3.1-1)$$

Bei Wechselstrom (kein Index) wechselt auch das Querfeld zeitlich und induziert den Leiter. In Leiterstreifen unterschiedlichen Höhenortes werden, weil von ihm die Stärke des Querfeldes abhängt, verschieden große Spannungen induziert. Die inneren Spannungsunterschiede erzeugen im Leiter **Wirbelströme** I_W , die so gerichtet sind, dass sie das ursprüngliche Feld zu schwächen suchen.

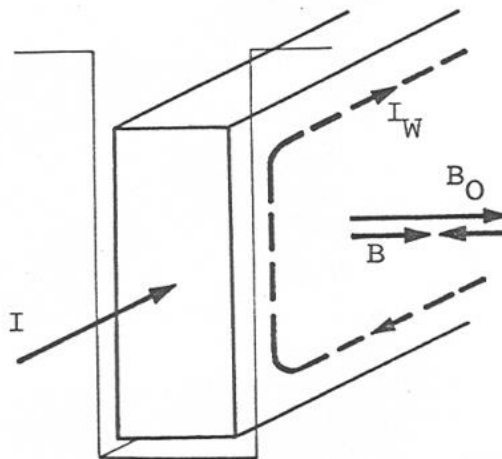


Bild 3.3.1-2: Leiterstrom I und Wirbelstrom I_W eines stromdurchflossenen Nutenleiters bei Gleichstrom (0) und Wechselstrom

Daher fließen die Wirbelströme im unteren Leiterbereich **entgegen** dem Strom I und überlagern sich diesem im oberen Bereich **gleichsinnig**. Über der Leiterhöhe stellt sich eine ungleichmäßige Verteilung des Stromes mit der Stromdichte $J = f(x)$ ein (Bild 3.3.1-1), es erfolgt die "**einseitige Stromverdrängung**". Durch die Rückwirkung der Wirbelströme auf das ursprüngliche Feld ergibt sich auch eine "**Feldverdrängung**" mit dem Verlauf $B = f(x)$.

Die Stromverdrängung führt zu Gesamtverlusten im Nutenleiter, die größer sind, als wenn der Leiterstrom mit gleichmäßiger Verteilung allein fließen würde. Gegenüber dem Gleichstromfall mit nur OHM'schen Verlusten entstehen also bei Wechselstrom zusätzliche Verluste (**Stromverdrängungsverluste, Wirbelstromverluste**). Die Verlusterhöhung durch Stromverdrängung lässt sich in eine (gedachte) Erhöhung des Leiter-Wirkwiderstandes umdeuten. Die Feldverdrängung ihrerseits verursacht eine Abnahme der Leiter-Induktivität, also der Nut-Streureaktanz.

3.3.2 Herleitung der Hauptgleichungen

Im gewählten Koordinatensystem liegt die Leiterachse in z -Richtung, die in die Blattebene hinein zeigt. Sie gibt die positive Richtung des Leiterstromes I , der Stromdichte J und der elektrischen Feldstärke E an (J und E Vektoren). Mit der erlaubten Annahme, dass das Streufeld senkrecht zu den Zahnflanken die Nut durchquert, fallen die magnetische Feldstärke

H und zugehörige Induktion B in y -Richtung. Diese ist für H und B nach der Rechts-schraubenregel auch die positive Richtung. In einer langen Nut kann das Querfeld über die z -Achse als unveränderlich angesehen werden, H und B hängen dann nur vom Abstand x von der Leiterunterkante ab.

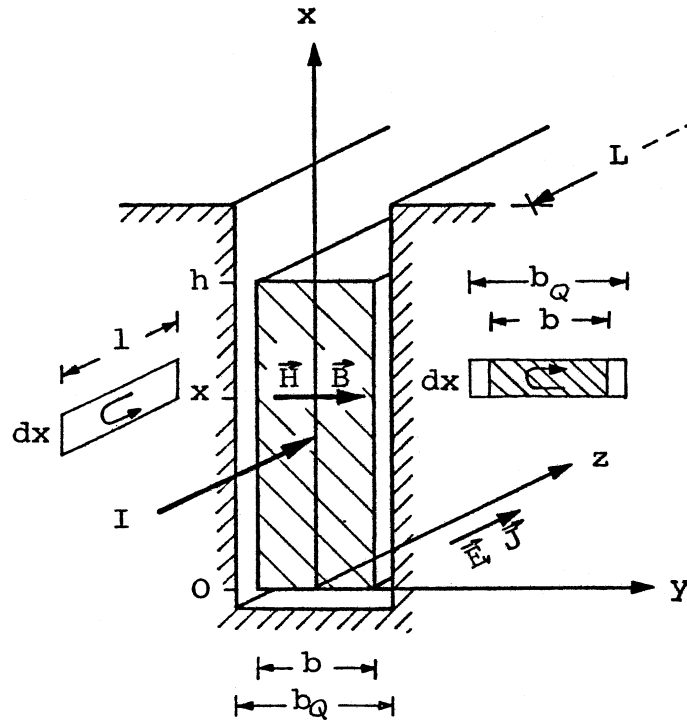


Bild 3.3.2-1: Lage des Nutenleiters und Richtungen der Strom- und Feldgrößen

Anwendung des Durchflutungsgesetzes

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} = \Theta = \vec{J} \cdot \vec{A} = \kappa \vec{E} \cdot \vec{A} \tag{3.3.2-1}$$

in der x - y -Ebene auf ein schmales horizontales Rechteck (dx, b_Q ; Rechteckberandung ist Kurve C) in der Nut ergibt:

$$-H_y(x)b_Q + H_y(x+dx)b_Q = \kappa E_z b dx \Rightarrow -H_y(x)b_Q + (H_y(x) + \frac{\partial H_y}{\partial x} dx)b_Q = \kappa E_z b dx \tag{3.3.2-2}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} = \kappa \frac{b}{b_Q} E_z \tag{3.3.2-3}$$

Anwendung des FARADAY'schen Induktionsgesetzes

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{s} = u_i = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} \tag{3.3.2-4}$$

in der x - z -Ebene auf ein schmales Rechteck (dx, l ; Rechteckberandung ist Kurve C) im Leiter ergibt mit $\Phi = \vec{B} \cdot \vec{A} = \mu \vec{H} \cdot \vec{A}$:

$$E_z(x)l - E_z(x+dx)l = -\mu l \cdot dx \cdot \frac{\partial H_y}{\partial t} \Rightarrow E_z(x)l - \left(E_z(x) + \frac{\partial E_z}{\partial x} dx\right)l = -\mu l \cdot dx \cdot \frac{\partial H_y}{\partial t} \quad (3.3.2-5)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} = \mu \frac{\partial H_y}{\partial t} \quad (3.3.2-6)$$

Die partiellen Differentialgleichungen (3.3.2-3) und (3.3.2-6) lassen sich vereinfachen, wenn man die Eigenschaft der Feldgrößen, zeitlich sinusförmig zu wechseln, ausnützt und sie durch die komplexen Augenblickswerte

$$H(x,t) = \operatorname{Re}\{\underline{H}(x) \cdot \sqrt{2} \cdot e^{j\omega t}\}, \quad E(x,t) = \operatorname{Re}\{\underline{E}(x) \cdot \sqrt{2} \cdot e^{j\omega t}\}, \quad J(x,t) = \operatorname{Re}\{\underline{J}(x) \cdot \sqrt{2} \cdot e^{j\omega t}\}$$

$$H(x,t) \rightarrow \underline{H}(x), \quad E(x,t) \rightarrow \underline{E}(x), \quad J(x,t) \rightarrow \underline{J}(x) \quad (3.3.2-7)$$

ersetzt. Dadurch wird es möglich, die zeitabhängigen Feldgrößen E , H und J in die komplexen zeitunabhängigen Zeiger \underline{E} , \underline{H} , und \underline{J} überzuführen. Deren Drehung mit der Winkelgeschwindigkeit ω wird durch Multiplikation mit $e^{j\omega t} (= \cos \omega t + j \sin \omega t)$ ausgedrückt, so dass $\frac{d}{dt}$ durch $j\omega$ -Multiplikation ersetzt wird. Die partiellen Differentialgleichungen (3.3.2-3) und (3.3.2-6) gehen in gewöhnliche Differentialgleichungen mit komplexen Größen über:

$$\frac{\partial \underline{H}_y}{\partial x} = \kappa \frac{b}{b_Q} \underline{E}_z, \quad \frac{\partial \underline{E}_z}{\partial x} = j\omega\mu \underline{H}_y \quad (3.3.2-8)$$

Nach Eliminierung der Feldgröße \underline{H} folgt die zu lösende Differentialgleichung

$$\frac{d^2 \underline{E}_z(x)}{dx^2} - j\omega\mu\kappa \frac{b}{b_Q} \underline{E}_z(x) = 0, \quad (3.3.2-9)$$

die mit dem Ansatz $\underline{E}_z(x) = \underline{C}e^{\lambda x}$ ergibt:

$$\lambda_{1,2} = \pm \sqrt{j\omega\mu\kappa \frac{b}{b_Q}} = \pm(1+j) \sqrt{\pi f \mu\kappa \frac{b}{b_Q}} = \pm(1+j)\beta, \quad (3.3.2-10)$$

da $\omega = 2\pi f$ und $\sqrt{2j} = \sqrt{(1+j)^2} = 1+j$. Es wird die Abkürzung

$$\beta = \sqrt{\pi f \mu\kappa \frac{b}{b_Q}} \quad (3.3.2-11)$$

verwendet. Die allgemeine Lösung für die elektrische Feldstärke lautet

$$\underline{E}_z(x) = \underline{C}_1 e^{-(1+j)\beta x} + \underline{C}_2 e^{(1+j)\beta x} \quad (3.3.2-12)$$

Für die magnetische Feldstärke folgt über Gl. (3.3.2-8):

$$\underline{H}_y(x) = -\frac{1+j}{j} \cdot \frac{\beta}{\omega\mu} \left(\underline{C}_1 e^{-(1+j)\beta x} - \underline{C}_2 e^{(1+j)\beta x} \right) \quad (3.3.2-13)$$

Die Konstanten \underline{C}_1 , \underline{C}_2 ergeben sich aus den Randbedingungen. An der Stabunterkante ($x = 0$) ist die magnetische Feldstärke Null; hierfür liefert Gl. (3.3.2-13): $\underline{C}_1 = \underline{C}_2 = \underline{C}$. Damit wird aus Gl. (3.3.2-13):

$$\underline{H}_y(x) = \frac{1+j}{j} \cdot \frac{\beta}{\omega\mu} \cdot \underline{C} \left(-e^{-(1+j)\beta x} + e^{(1+j)\beta x} \right) = \frac{1+j}{j} \cdot \frac{\beta}{\omega\mu} \cdot \underline{C} \cdot 2 \cdot \text{sh}[(1+j)\beta x] \quad (3.3.2-14)$$

An der Staboberkante $x = h$ ist die eingeschlossene Durchflutung gleich dem Leiterstrom \underline{I} ; die magnetische Feldstärke beträgt dort: $\underline{H}(x = h) = \underline{I}/b_Q$.

Für das folgende sei der Stromzeiger als Bezugsgröße willkürlich in die reelle Achse der komplexen Ebene gelegt, d.h. Ersatz von \underline{I} durch I . Es wird

$$\underline{C} = \frac{j}{1+j} \cdot \frac{\omega\mu}{\beta b_Q} \cdot \frac{I}{2 \cdot \text{sh}[(1+j)\beta h]} \quad (3.3.2-15)$$

und es folgt für die magnetische Feldstärke

$$\underline{H}_y(x) = \frac{I}{b_Q} \cdot \frac{\text{sh}[(1+j)\beta \cdot x]}{\text{sh}[(1+j)\beta \cdot h]} \quad , \quad (3.3.2-16)$$

für die elektrische Feldstärke

$$\underline{E}_z(x) = \frac{j}{1+j} \cdot \frac{\omega\mu}{\beta} \cdot \frac{I}{b_Q} \cdot \frac{\text{ch}[(1+j)\beta \cdot x]}{\text{sh}[(1+j)\beta \cdot h]} \quad , \quad (3.3.2-17)$$

und für die elektrische Stromdichte

$$\underline{J}_z(x) = \kappa \underline{E}_z = \frac{j}{1+j} \cdot \frac{\omega\mu\kappa}{\beta} \cdot \frac{I}{b_Q} \cdot \frac{\text{ch}[(1+j)\beta \cdot x]}{\text{sh}[(1+j)\beta \cdot h]} \quad . \quad (3.3.2-18)$$

Den Effektivwert der Stromdichte (Betrag von \underline{J}) findet man über die Formeln $\text{sh}(x + jy) = \text{sh} x \cos y + j \text{ch} x \sin y$
 $\text{ch}(x + jy) = \text{ch} x \cos y + j \text{sh} x \sin y$

durch Aufspalten der Gl. (3.3.2-18) in Real- und Imaginärteil zu

$$J_z = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\omega\mu\kappa}{\beta} \cdot \frac{I}{b_Q} \cdot \sqrt{\frac{\text{ch}^2 \beta x + \cos^2 2\beta x}{\text{ch}^2 \beta h - \cos^2 2\beta h}} \quad . \quad (3.3.2-19)$$

Die Stromdichte ist an der Staboberkante $x = h$ am größten und nimmt nach innen ab (Bild 3.3.1-1). Bei großen Argumenten βh , d.h. im Fall relativ hoher Stäbe mit $h \gg 1/\beta$, sind Stromdichte und Feldstärken im unteren Stabbereich verschwindend klein, d.h. es liegt eine

starke Stromverdrängung vor. Für solche Fälle lässt sich Gl. (3.3.2-19) vereinfachen, weil $\cos 2\beta h \ll \cosh 2\beta h$, und mit der Höhenvariablen $x' = h - x$ umformen in:

$$J_z = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\omega\mu\kappa}{\beta} \cdot \frac{I}{b_Q} \cdot e^{-\beta \cdot x'} \tag{3.3.2-20}$$

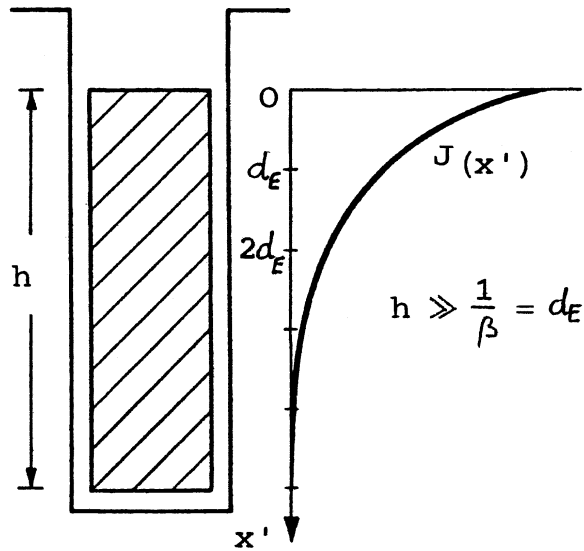


Bild 3.3.2-2: Stromdichteverteilung bei hoher Stromverdrängung: Exponentielle Abnahme der Stromdichte längs der Leiterhöhe

Die Stromdichte (und folglich auch die elektrische und magnetische Feldstärke) nehmen nach dem Leiterinnern exponentiell ab. Man gelangt zum bekannten Fall **ebener Wirbelstromfelder in einer dicken Platte (unendlicher Halbraum)**. Die Tiefe d_E , bei der Stromdichte und Feldstärke auf den e -ten Teil ihrer Oberflächenwerte abgenommen haben, bezeichnet man als "**Eindringmaß**" (in der Literatur meistens "**Eindringtiefe**" genannt):

$$d_E = \frac{1}{\beta} = \sqrt{\frac{b_Q}{b} \cdot \frac{1}{\pi f \mu \kappa}} \tag{3.3.2-21}$$

Die "**wahre Eindringtiefe**" ist natürlich größer. Bei $3d_E$ ist das Feld auf 5% seines Werts am Rand abgeklungen. Nach $4 \dots 8 d_E$ ist das Feld im Inneren des Leiters Null.

Mit Gl. 3.3.2-19 ergeben sich die Gesamtverluste des Leiters mit der Länge L :

$$P_1 = \frac{b \cdot L}{\kappa} \cdot \int_0^h J_z^2 dx = I^2 R_{\sim} \tag{3.3.2-22}$$

die über einen "Wirkwiderstand R_{\sim} " des Leiters ausgedrückt werden sollen. Der Gleichstromwiderstand R_0 des Leiters (Maß für die OHM'schen Verluste ohne Stromverdrängung) ist

$$R_0 = \frac{L}{bh\kappa} \tag{3.3.2-23}$$

Das Verhältnis $k_R = R/R_0$ ist der "**Stromverdrängungsfaktor**" und gibt an, wie hoch die Verluste bei Auftreten der Stromverdrängung gegenüber dem Gleichstromfall sind. Es ergibt sich mit (3.3.2-19) und (3.3.2-22):

Stromverdrängungsfaktor k_R

$$k_R = \frac{R_{\sim}}{R_0} = \varphi(\xi) = \xi \cdot \frac{sh2\xi + \sin 2\xi}{ch2\xi - \cos 2\xi} \quad (3.3.2-24)$$

mit der reduzierte Leiterhöhe ξ (auf das Eindringmaß bezogene Leithöhe, d.h. normierte Variable)

$$\xi = \beta h = \frac{h}{d_E} = h \sqrt{\pi f \mu \kappa \frac{b}{b_Q}} \quad (3.3.2-25)$$

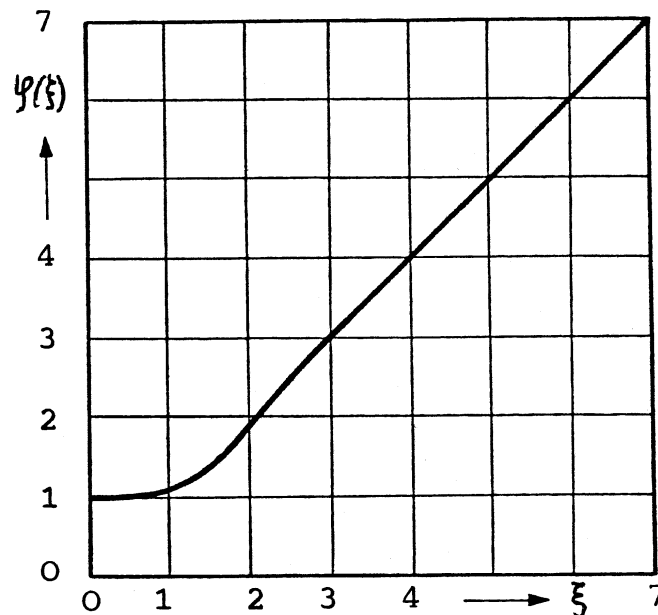


Bild 3.3.2-3: Stromverdrängungsfaktor in Abhängigkeit von der reduzierten Leiterhöhe

3.3.3 Zahlenbeispiel und allgemeine Feststellungen

Beispiel 3.3.3-1:

Cu-Leiter verschiedener Höhe bei $f = 50$ Hz: Höhe h : a) 5 mm, b) 10 mm, c) 40 mm

Mit $\kappa = 50 \cdot 10^6$ $1/\Omega$ m, $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/(Am) und der Einfachheit halber $b/b_Q = 1$ wird das Eindringmaß $d_E = 0.01$ m, d.h. 10 mm (Bild 3.3.3-1).

Allgemeine Feststellungen:

- Bei relativ niedrigen Leitern (bis $h \approx 0.5 d_E$, d.h. $\xi < 0.5$) ist die Stromverdrängung **unbedeutend**.

- Über $h > 0.5 d_E$ macht sich die Stromverdrängung bemerkbar und nimmt für relativ hohe Leiter erhebliche Werte an. Ab ungefähr $\xi = 3$ steigt k_R faktisch linear mit ξ , weil dann $\varphi(\xi) \approx \xi$.

- Bei **starker Stromverdrängung** beteiligt sich praktisch nur der obere Bereich des Leiters an der Stromführung ("**Skin- bzw. Hauteffekt**"). Im gesamten Nutleiter entstehen dabei Verluste, die gleich groß sind wie in einem stromverdrängungsfreien Leiter mit der Ersatzhöhe d_E , denn für hohe ξ , z.B. $\xi > 3$ gilt:

$$R_{\sim} = k_R R_0 \approx \xi R_0 = \frac{h}{d_E} \cdot \frac{L}{bh\kappa} = \frac{L}{bd_E\kappa} \tag{3.3.3-1}$$

- Nutenleiter sind möglichst hoch auszuführen, wenn ein großer Wirkwiderstand, d.h. hohe Verluste gewünscht sind, z. B. in **Stromverdrängungs-(Hochstab-)Läufern** von Asynchronmotoren für den Hochlauf.

- Nutenleiter **müssen möglichst niedrig ausgeführt werden**, wenn zusätzliche Verluste durch Stromverdrängung unerwünscht sind, also in allen dauerbelasteten Wechselstrom-Arbeitswicklungen.

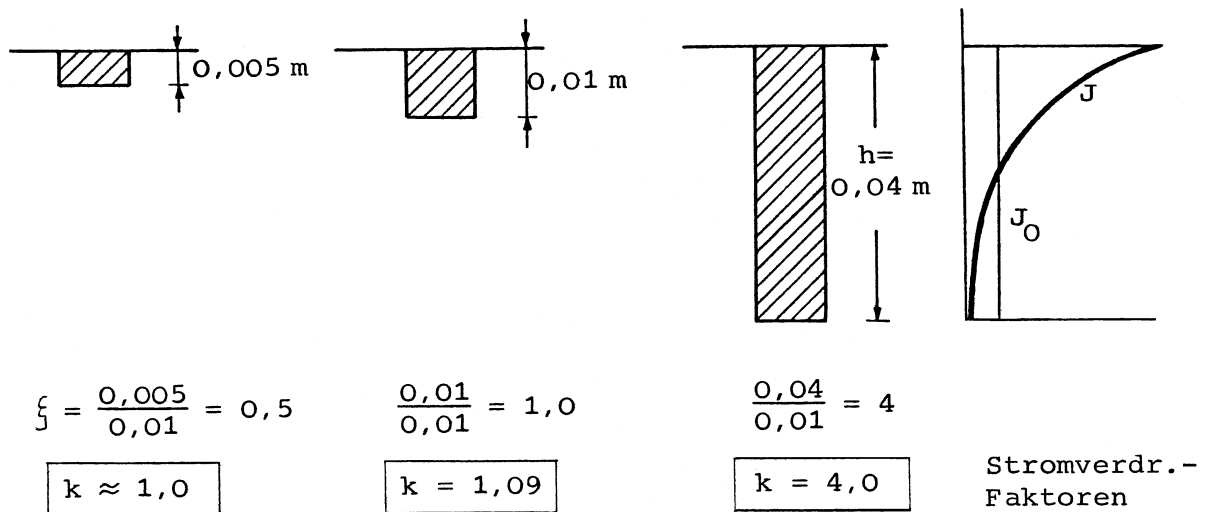


Bild 3.3.3-1: Stromverdrängungsfaktor in Abhängigkeit von der Leiterhöhe h

Verluste in Massivteilen:

Aus (3.3.2-20) folgt die Wirbelstromdichte in massiven "Halbräumen", wenn der Nutenleiter als sehr viel höher als die Eindringtiefe ist ($h \gg d_E$). Mit $H_t = \sqrt{2} I/b_Q$ folgt

$$J_z = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\omega\mu\kappa}{\beta} \cdot \frac{I}{b_Q} \cdot e^{-\beta \cdot x'} = \frac{H_t}{d_E} \cdot e^{-x'/d_E} \tag{3.3.3-2}$$

Die Verluste sind mit der **Oberfläche A** des massiven Halbraums:

$$P_1 = A \cdot \int_0^{\infty} \frac{J_z^2}{\kappa} \cdot dx' = A \cdot \frac{H_t^2}{2} \cdot \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\kappa}} \Rightarrow \frac{P_1}{A} = \frac{H_t^2}{2\kappa} \cdot \frac{1}{d_E} \tag{3.3.3-3}$$

Beispiel 3.3.3-2:

Eindringmaß und Wirbelstromverluste für typische Werkstoffe im Elektromaschinenbau:

Material	$\kappa / \text{S/m}$	d_E / mm	P_l/A (bezogen auf die Verluste bei Kupfer)
Kupfer	$50 \cdot 10^6$	10	1.0
Aluminium	$29 \cdot 10^6$	13	1.32
Eisen ($\mu_r = 100$)	$4 \cdot 10^6$	3.5	35.7
Eisen ($\mu_r = 1000$)	$4 \cdot 10^6$	1.1	113.6
unmagn. Stahl ($\mu_r = 1$)	$1.5 \cdot 10^6$	57.5	5.8

Tabelle 3.3.3-1: Eindringmaß und relative Wirbelstromverluste für typische Werkstoffe im Elektromaschinenbau bei $f = 50 \text{ Hz}$, 55°C ,

Fazit:

Die niedrigen flächenbezogenen Verluste empfehlen **Aluminium(-Legierungen)** als **Pressplatten** für Blechpakete, da die Endplattenverluste klein sind. Massive Eisenpressplatten sind zwar mechanisch hochwertiger, aber – sättigungsabhängig – enorm anfällig für hohe Endplattenverluste. **Amagnetische Pressplatten**, aber vor allem **Pressplatten aus geschichteten Eisenblechen** sind wesentlich verlustärmer und werden bei großen Turbogeneratoren, wo die mechanische Festigkeit der Alu-Pressplatten nicht mehr ausreicht, eingesetzt.

Augenblicksverteilung der Stromdichte im massiven Nutenleiter:

Aus (3.3.2-18) folgt der räumliche Verlauf der Stromdichte im Nutleiter zu jedem Zeitpunkt t bei sinusförmig sich änderndem, eingprägtem Nutenleiterstrom $i(t) = \sqrt{2} \cdot I \cdot \cos \omega t$:

$$\underline{J}_z(x) = \kappa E_z = \frac{j}{1+j} \cdot \frac{\omega \mu \kappa}{\beta} \cdot \frac{I}{b_Q} \cdot \frac{ch[(1+j)\beta x]}{sh[(1+j)\beta h]} = J_{re}(x) + jJ_{im}(x)$$

$$J_z(x, t) = \text{Re}\left\{ \underline{J}_z(x) \cdot \sqrt{2} \cdot e^{j\omega t} \right\} = \sqrt{2} \cdot (J_{re}(x) \cdot \cos \omega t - J_{im}(x) \cdot \sin \omega t) \quad (3.3.3-4)$$

Während der Anteil $\sqrt{2} \cdot J_{re}(x) \cdot \cos \omega t$ in Phase mit dem Leiterstrom ist, ist der Anteil $\sqrt{2} \cdot J_{im}(x) \cdot \sin \omega t$ um 90° phasenverschoben, so dass in Summe die Phasenverschiebung der resultierenden Stromdichte $0^\circ < \varphi < 90^\circ$ ist, bedingt durch den OHM'schen Widerstand und durch die Nutstreuinduktivität, wie in jedem OHM'sch-induktiven Kreis.

Beispiel 3.3.3-3:

Kupferhochstab, $h = 4 \text{ cm}$, $f = 50 \text{ Hz}$, $b/b_Q = 1$, $\kappa = 50 \cdot 10^6 \text{ S/m}$, $d_E = 1/\beta = 10 \text{ mm}$, $\xi = 4.0$.

In Bild 3.3.3-2 ist $J_z(x, t)$ für $0 \leq x \leq h$ für unterschiedliche Zeitpunkte aufgetragen, bezogen auf $J = I/(bh)$:

Anfang der Periode	$i = 0$	$\omega t = -\pi / 2$
1/8 Periode	$i = \hat{I} / \sqrt{2}$	$\omega t = -\pi / 4$
1/4 Periode	$i = \hat{I}$	$\omega t = 0$
3/8 Periode	$i = \hat{I} / \sqrt{2}$	$\omega t = \pi / 4$
Halbe Periode	$i = 0$	$\omega t = \pi / 2$

Tabelle 3.3.3-2: Stromverteilung über den Querschnitt eines Hochstabs aus Kupfer während einer halben Periode

Durch graphische Mittelung der Kurve $J_z(x, \omega t = \pm\pi/2)$ längs x sieht man unmittelbar und anschaulich, dass die resultierende Stromdichte im Leiter Null ist, entsprechend $i = 0$. In Bild 3.3.3-3 sind die räumlichen Verläufe der Stromdichteverteilung übereinander gezeichnet. Man erkennt, dass die Einhüllende aller Verläufe durch (3.3.2-19) beschrieben ist ($\beta h = 4$):

$$\frac{J_z(x)}{I/(b \cdot h)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\omega \mu_0 k h}{\beta} \cdot \sqrt{\frac{ch2\beta x + \cos 2\beta x}{ch2\beta h - \cos 2\beta h}}$$

$$\frac{J_z(x)}{I/(b \cdot h)} = \frac{\sqrt{2\pi} 50 \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 0.04}{100} \cdot \sqrt{\frac{ch200x + \cos 200x}{ch8 - \cos 8}}$$

a) $\frac{J_z(x=0.04m)}{I/(b \cdot h)} = \underline{\underline{5.58}},$ b) $\frac{J_z(x=0)}{I/(b \cdot h)} = \underline{\underline{0.20}}$

3.4 Kritische Leiterhöhe

Gegeben sind eine Nut und ein massiver Leiter fester Breite b sowie ein konstanter Strom I . Mit Vergrößerung der Leiterhöhe h wächst der leitende Querschnitt, - die OHM'schen (Gleichstrom-)Verluste P_0 fallen. In gleichem Zuge steigt $\xi = h/d_E$ und der Stromverdrängungsfaktor k_R , d.h. die Wirbelstromverluste nehmen zu.

Die gesamten (Wechselstrom-)Verluste P_1 gehen zunächst also zurück, erreichen ein Minimum bei einer gewissen Leiterhöhe h_{krit} , bei deren Überschreitung sie wiederum ansteigen und schließlich einem Grenzwert zustreben.

Bezogene Leiterhöhe: $\xi = h / d_E$

Bezugsverluste sind die OHM'schen Verluste eines Leiters mit der Höhe d_E :

$$P_{0d_E} = \frac{I^2 L}{b d_E \kappa} \tag{3.4-1}$$

OHM'sche Verluste:

$$P_0 = I^2 R_0 = \frac{I^2 L}{b \kappa h} = \frac{I^2 L}{b d_E \kappa} \cdot \frac{d_E}{h} = \frac{P_{0d_E}}{\xi} \tag{3.4-2}$$

Wechselstromverluste:

$$P_1 = I^2 R_{\sim} = I^2 R_0 \frac{R_{\sim}}{R_0} = P_0 k_R \tag{3.4-3}$$

oder, mit Gl. (3.3.2-24):

$$P_1 = P_{0d_E} \cdot \frac{sh(2\xi) + \sin(2\xi)}{ch(2\xi) - \cos(2\xi)} \tag{3.4-4}$$

Das **Verlustminimum** ergibt sich über $dP_1/d\xi = 0$, d.h. $sh(2\xi) \cdot \sin(2\xi) = 0$ bei

$$\xi_{krit} = \frac{\pi}{2} = 1.57 \tag{3.4-5}$$

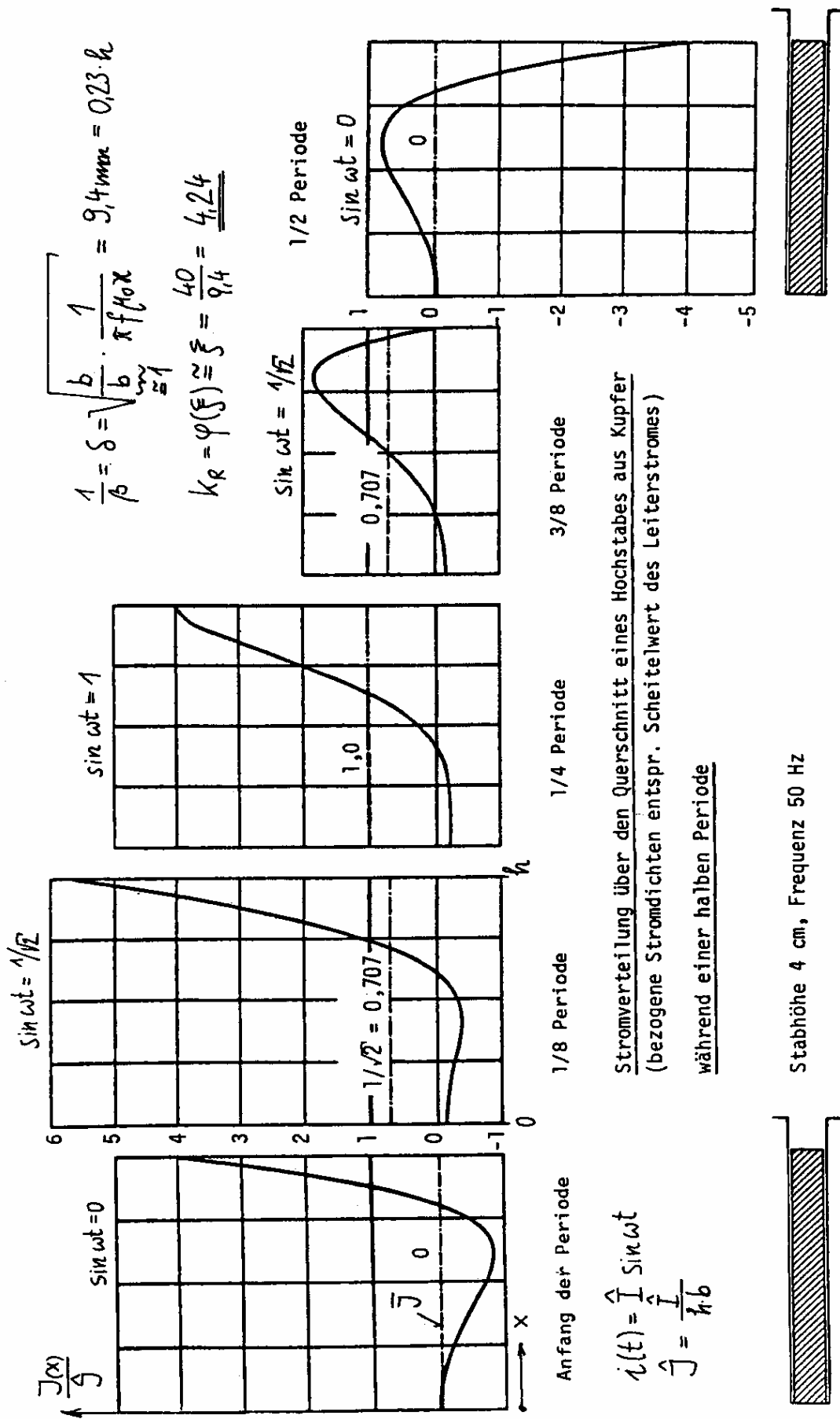


Bild 3.3.3-2: Stromverteilung über den Querschnitt eines Hochstabs aus Kupfer während einer halben Periode

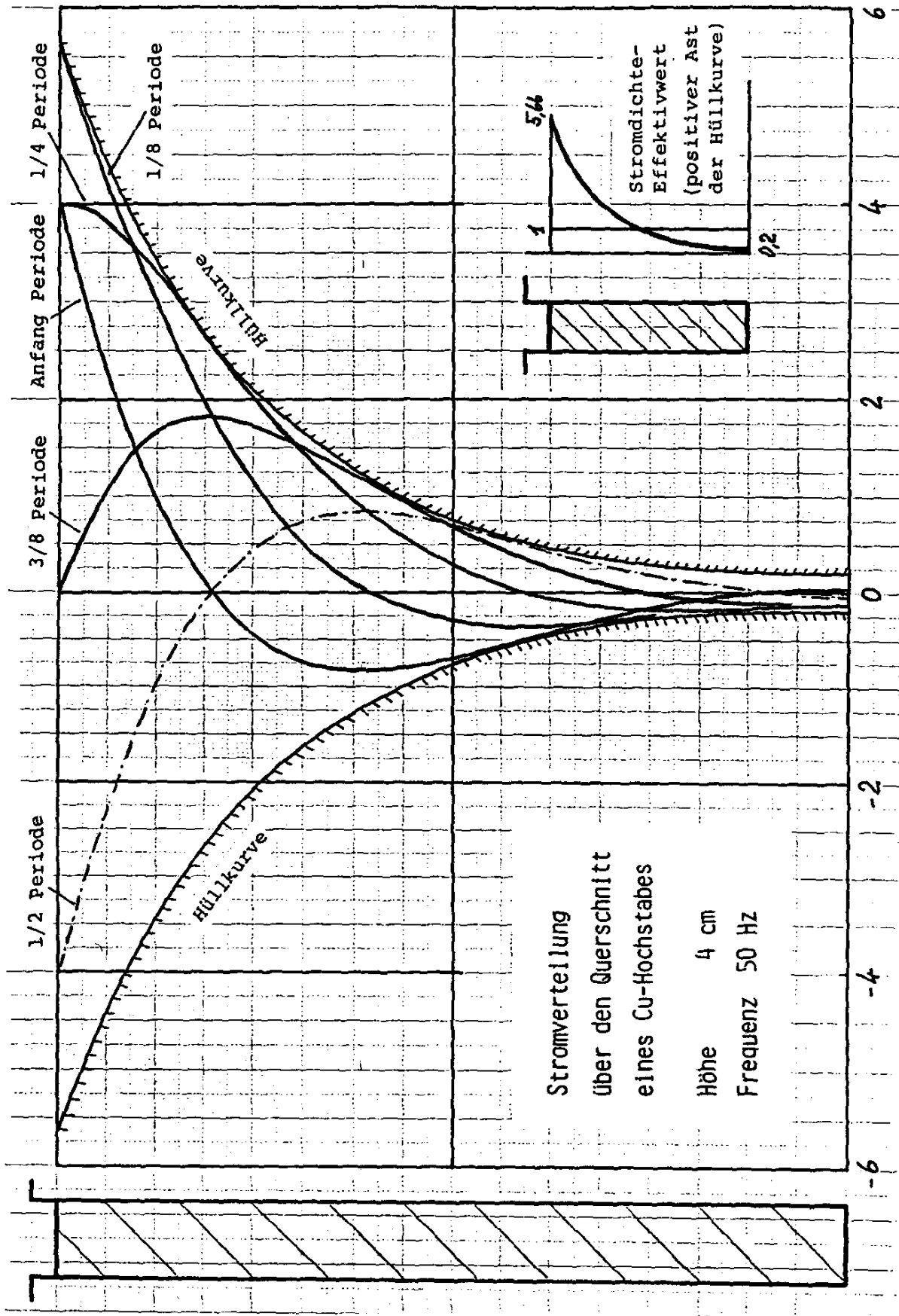


Bild 3.3.3-3: Hüllkurve der Stromverteilung über den Querschnitt eines Hochstabs aus Kupfer während einer halben Periode

Kritische Leiterhöhe:

$$h_{krit} = \xi_{krit} \cdot d_E = 1.57 \cdot d_E \tag{3.4-6}$$

Daraus folgt ein **optimaler Stromverdrängung-Faktor** $k_{R,opt}$ für kleinste Wechselstromverluste:

$$k_{R,opt} = \varphi(\xi_{krit}) = \varphi(\pi / 2) = 1.44 \tag{3.4-7}$$

Kümmert man sich nicht um dieses Minimum, sondern lässt die Leiterhöhe unendlich groß werden in der Hoffnung, dann unendlich kleine Verluste zu erhalten, ergeben sich wegen des Skin效ekts endlich große **"Grenzverluste"**, d.h. trotz größeren Leiterhöhen verbleiben die Wechselstromverluste bei einem konstanten Wert, der den Verlusten eines Gleichstromleiters mit der Höhe d_E entspricht.

$$P_1(\xi \rightarrow \infty) \approx P_{0d_E} \cdot th(2\xi) = P_{0d_E} \tag{3.4-8}$$

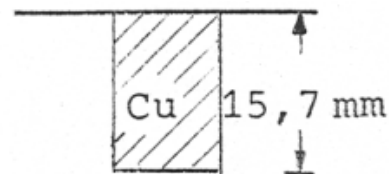
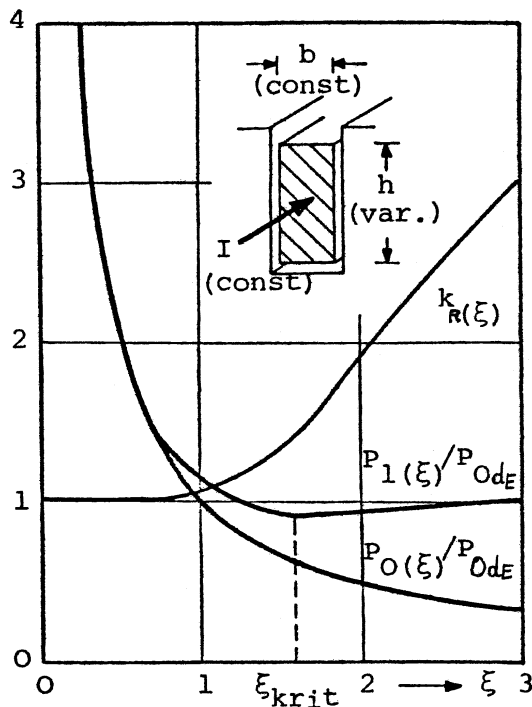


Bild 3.4-1: Stromverdrängungsfaktor und bezogene Gleich- und Wechselstromverluste in Abhängigkeit von der Leiterhöhe h : Ab der kritischen Leiterhöhe bringt eine Vergrößerung der Leiterhöhe wieder HÖHERE Verluste.

Bild 3.4-2: Der verlustoptimale Nutenleiter bei 50 Hz ist ca. 16 mm hoch.

Beispiel 3.4-1:

Cu-Leiter, $f = 50$ Hz: $\Rightarrow d_E = 0.01$ m: $h_{krit} = 0.0157$ m.

Fazit:

Kleinste Wechselstromverluste in einem einzigen Massiv-Nutenleiter erzielt man bei einer Cu-Höhe von rund 16 mm. Höhere Leiter bewirken trotz größeren Cu-Querschnitts keine Abnahme der Wechselstrom-(Gesamt-)Verluste ("Kupferverschwendung"). Dieser Umstand setzt die eingangs in Kap. 3.2 erwähnte Grenze im Bau höherer Maschinenleistungen, als nur massive Stabwicklungen verwendet wurden.

3.5 Ausnutzung der Stromverdrängung in elektrischen Maschinen

3.5.1 Anlaufmomenterhöhung bei netzgespeisten Asynchronmaschinen

a) Anlaufmoment

Die Stromverdrängung in Nutenleitern bei der **Asynchronmaschine (Induktionsmaschine)** zur Verbesserung ihrer Anlaufeigenschaften herangezogen. Asynchronmaschinen decken den unteren und mittleren Leistungsbereich bis rund 20 MW Einheitsleistung ab. Für Konstantdrehzahl-Antriebe (Lüfter, Verdichter, Pumpen) stellt der asynchrone Selbstanlauf das kostengünstigste Hochlaufverfahren dar.

Beim **Hochlaufvorgang** soll der Wirkwiderstand im Läuferkreis möglichst groß sein (**hohes Anzugsmoment** $M_e(n = 0)$ bei verhältnismäßig kleinem Anlaufstrom), im Betrieb jedoch möglichst klein (guter Wirkungsgrad). Im Einschaltaugenblick (Stillstand, Schlupf $s = 1$) ist die Frequenz der Läuferströme gleich Netzfrequenz, bei wachsender Läuferdrehzahl nimmt der Schlupf (und damit die Läuferfrequenz $f_r = sf_s$) stetig ab, im Betrieb ist die Läuferfrequenz sehr klein. Verwendet man im Läufer hohe Stäbe ("**Hochstabläufer**"), so kann man diesen Umstand nutzen, weil die Eindringtiefe im Stab **frequenzabhängig** ist. Beim Einschalten wirkt sich die Stromverdrängung und damit die Zunahme des Läufer-Wirkwiderstandes am stärksten aus ("**Stromverdrängungsläufer**"), bei Nennbetrieb treten sie kaum mehr in Erscheinung.

Neben einer Vergrößerung des Widerstandes durch die Wirbelströme (üblich sind Hochstäbe mit $h \approx 3...5d_E$, also $k_R = 3 \dots 5$ bei 50 Hz) tritt eine **Verminderung der Nutstreuung** (Induktivitäts-Verminderung) durch sie hinzu. Die Verbesserung der Drehmoment-Drehzahl-Charakteristik $M_e(n)$ gegenüber Rundstäben ist im Bild 3.5-1 zu erkennen.

Auch der **Doppelkäfigläufer** kann als Stromverdrängungsläufer angesehen werden: Der Läuferstrom wird bei niedrigen Drehzahlen in den **Außenkäfig (Anlaufkäfig)** mit hohem Widerstand, z. B. Messingstäbe) gedrängt, im Betrieb verteilt sich der Strom auf beide Käfige gemäß ihren Widerständen und fließt daher hauptsächlich im Innenkäfig (**Arbeitskäfig** mit niedrigem Widerstand, Kupferstäbe).

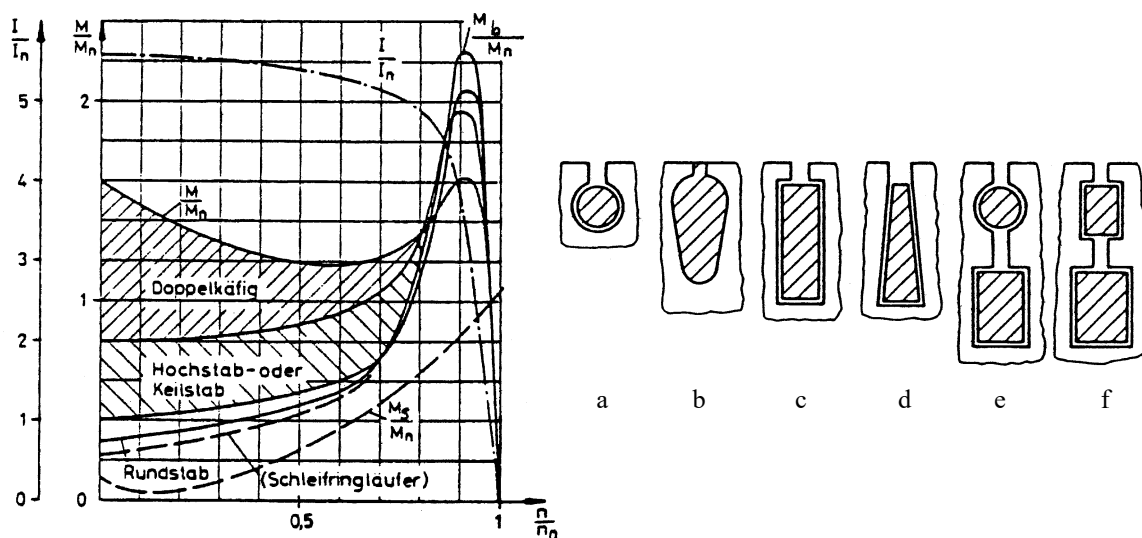


Bild 3.5.1-1: Asynchronmaschinen für Selbstanlauf sind mit Hoch-, Keil- und Doppelstabläufern ausgerüstet; a) Asynchrones Anlaufmoment mit Kippmoment M_b , Effektivwert des Ständerstroms I , Gegenmoment M_s einer Pumpe mit Losbrechmoment, b) Stabformen: (a) Rundstab, (b) Alu-Druckguss-Stab, (c) Hochstab, (d) Keilstab, (e) + (f): Doppelstab [2]

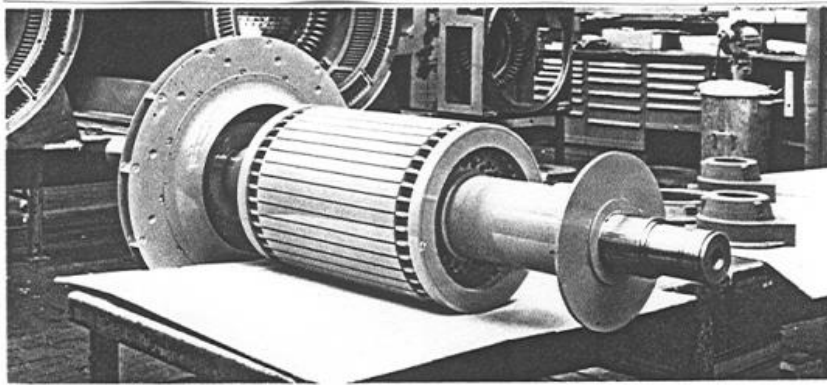


Bild 3.5.1-2: Kupfer-Hochstab-Käfigläufer mit End-Schrumpfringen und Wellen-Radiallüfter für Konstant-Drehzahlbetrieb und asynchronen Selbstanlauf [2]

b) Anlauf-Erwärmung

Bei **reinem Schwungmassenanlauf** (kein Gegenmoment, nur Beschleunigen der Drehmassen auf Nenndrehzahl) wird im Läuferkäfig eine Stromwärmeenergie W_r erzeugt, die dem Betrag nach **gleich groß** ist wie die kinetische Energie der Drehmassen nach Erreichen der Enddrehzahl. Das Netz liefert somit den doppelten betrag von W_r . Bei **Lastanlauf** (Gegenmoment $M_s(n)$) ist die im Läufer umgesetzte Stromwärme um den Faktor $M_s / (M_e - M_s)$ größer.

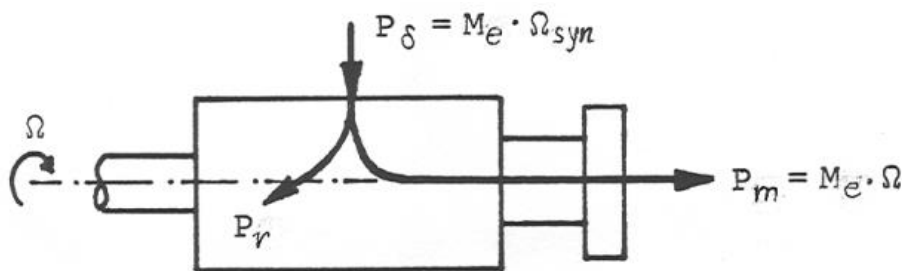


Bild 3.5.1-3: Leistungsfluss im Läufer eines Asynchronmotors während des asynchronen Anlaufs:

$\Omega = 2\pi n = (1-s) \Omega_{syn}$. Die zugeführte Luftspaltleistung $P_\delta = M_e \Omega_{syn}$ wird in

- Stromwärmeverluste P_r und in
- mechanische Leistung $P_m = M_e \Omega$ umgesetzt.

Diese Stromwärme wird während der kurzen Hochlaufzeit im Käfig gespeichert (Wärmekapazität des Käfigs !) und führt zu einer nahezu linearen Temperaturerhöhung (adiabatische Erwärmung).

$$\Delta \vartheta_r = \frac{W_r}{m_{Käfig} C_{Käfig}} \quad (3.5-1)$$

Da der Käfig unisoliert ist, ist die **Erwärmungsgrenze** nicht durch die wärmeempfindlichen Isolierstoffe, sondern durch die mechanische Beanspruchung der aufgeheizten Teile bedingt (Wärmespannungen und -dehnungen, Verkrümmungen, Wärmerisse zwischen Stab und Ring). Die Stäbe werden mechanisch z. B. in Paketmitte fixiert, damit die Wärmedehnung nach den Stabenden für alle Stäbe gleichmäßig erfolgt. Die kurzzeitigen Übertemperaturen dürfen hohe Werte (einige Hundert Kelvin) annehmen. Die pro Anlauf zulässige Erwärmung hängt stark von der Temperatur vor dem Anlauf (Start aus kaltem oder warmem Zustand) ab, ebenso die zulässige Anzahl der nacheinander erfolgenden Hochläufe (**Starthäufigkeit** z. B. drei Anläufe aus kaltem Zustand).

Beim **Doppelkäfig** teilt sich die gesamte Anlaufwärme auf den Außenkäfig (Anlaufkäfig) und den Innenkäfig (Betriebskäfig) gemäß dem Verhältnis der Stromverdrängung (Stromaufteilung) in Abhängigkeit des Schlupfs (von $s = 1$ bei $n = 0$ auf $s \cong 0$ bei $n \cong n_{syn}$) auf. Auf den Anlaufkäfig entfallen typisch 70% - 80% von W_r .

Beim **Hochstabskäfig** ist der Vorgang insofern komplex, als über die Höhe des Stabs zufolge der starken Stromverdrängung eine unterschiedliche Erwärmung erfolgt. Es erfolgt Wärmefluss von der Stabober- zur Stabunterkante. Das umgebende Zahneisen kann wegen der guten Kontaktierung zum Stab auch Wärme übernehmen, wobei aber wegen der Einbautoleranzen kaum mit einem gleichmäßigen Wärmedurchgang je Stab über die Blechpaketlänge und auch von Stab zu Stab zu rechnen ist.

Beispiel 3.5.1-1:

Bild 3.5.1-5 zeigt ein Beispiel für den örtlichen und zeitlichen Erwärmungsvorgang eines Hochstabs während des asynchronen Anlaufs. Die Staboberkante wird am meisten aufgeheizt und erreicht die Höchsterwärmung schon vor Ende des Hochlaufs, da bereits ein Teil der Wärme während des relativen langen Hochlaufs Zeit hat, abzufließen. Die mittlere Erwärmung im Querschnitt ist maßgebend für die thermisch bedingte Stabdehnung. Sie erreicht ebenfalls ihr Maximum schon vor Ende des Hochlaufs. Auf Grund der unterschiedlichen Staberwärmung treten innere Dehn- und Druckspannungen auf, die zu **Stabverkrümmungen** führen können. Dagegen sind eine Begrenzung der Anlauferwärmung und konstruktive Maßnahmen zur Stabbefestigung vorzusehen.

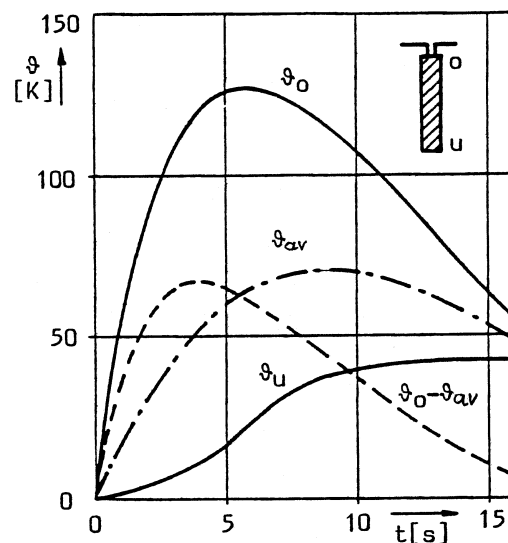


Bild 3.5.1-5: Berechnete Kupfer-Hochstab-Erwärmung während eines lang andauernden Asynchronanlaufs ("Schweranlauf") an der Stabober- und Unterkante ϑ_o , ϑ_u sowie mittlere Erwärmung ϑ_{av} . Die Staboberkante ist der thermisch kritische Bereich. Die unterschiedliche Erwärmung kann zu unerwünschten Wärmedehnungen führen, so dass im schlimmsten Fall der Stab aus der Nut austritt. (Quelle: BBC)

3.5.2 Kurzschlussgeneratoren

Zur Prüfung von Leistungsschaltern werden Synchrongeneratoren verwendet, die plötzlich kurz geschlossen werden. Der hohe Stoßkurzschlussstrom kann zur Schalterprüfung verwendet werden (Abschalten des Kurzschlussstroms). Der Generatorsatz besteht aus einem Generator z. B. mit gekuppelter Erregermaschine und einem antreibenden kleinen Motor ("Ponymotor"). Meist ist noch ein zusätzliches Schwungrad angekuppelt. Der Ponymotor fährt den Maschinensatz (Generator leerlaufend, Klemmen offen) mit kleiner Leistung

langsam auf Nenndrehzahl. Dann wird der Generator erregt, so dass Spannung an den Klemmen (an die der Prüfkreis mit dem Leistungsschalter angeschlossen ist) ansteht. Danach wird kurzgeschlossen. Die in den rotierenden Massen gespeicherte kinetische Energie wird beim Kurzschluss in elektrische Energie umgewandelt.

Die Höhe des Stoßkurzschlussstroms wird vor allem durch die subtransiente Reaktanz X''_d begrenzt, die zum wesentlichen Teil aus der Ständerstreureaktanz $X_{s\sigma}$ gebildet wird. Fallweise werden daher massive Stäbe bei diesen **Kurzschlussgeneratoren** für die Ständerwicklung verwendet. Durch die verringerte Ständer-Nutstreuung infolge Feldverdrängung sinkt X''_d , und es können höhere Stoßkurzschlussströme erzielt werden. Die nur während weniger Millisekunden auftretende Stromwärme breitet sich anschließend auf den gesamten Stabquerschnitt aus.

3.5.3 Anlaufmomenterhöhung bei netzgespeisten Synchronmotoren

a) Anlaufmoment

Netzgespeiste Synchronmotoren werden für den durchlaufenden Antrieb größerer Arbeitsmaschinen, meist ab einigen hundert kW bis typisch 50 MW eingesetzt. Gegenüber Asynchronmotoren bevorzugt man die teureren Synchronmotoren erst bei höheren Leistungen wegen der besseren Eigenschaften:

- besserer Leistungsfaktor durch Übererregung,
- besserer Wirkungsgrad, da keine Käfigverluste im Dauerbetrieb,
- Drehmoment M_e hängt von $U_s \cdot U_p(I_f)$ ab, nimmt also nur linear mit U_s bei Spannungsschwankungen ab, während bei ASM dies quadratisch abnimmt ($M_e \sim U_s^2$).

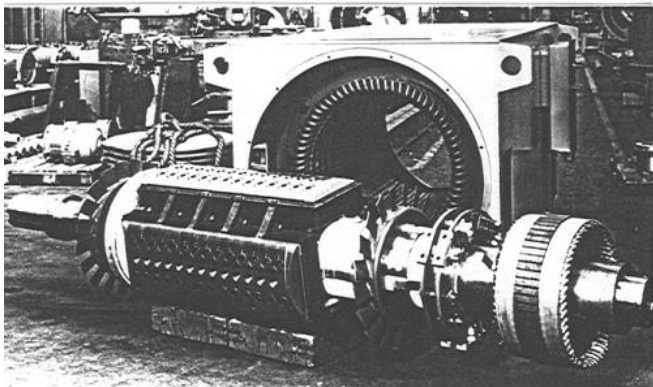


Bild 3.5.3-1: Schenkelpolsynchronmotor ($2p = 4$) mit Massivpolen für asynchronen Anlauf (rechts Läufer der Erregermaschine, links Läufer-Axiallüfter, dahinter Motorständer) [2]

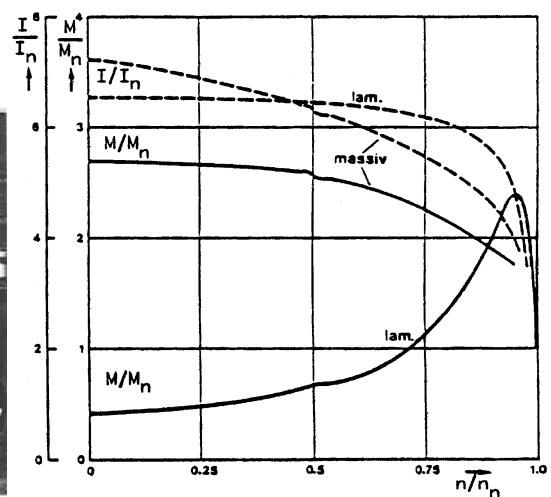


Bild 3.5.3-2: Asynchrones Anlaufmoment von Synchronmotoren mit Massivpolen oder mit Anlaufkäfig in lamellierten Polen [2]

Synchronmotoren mit Selbstanlauf haben entweder

- eine **stärker bemessene Dämpferwicklung** ("Kurzschlusskäfig") und lamellierte Pole oder
- bei Schweranläufen **massiveiserne Pole**, die ggf. durch Kupferstirnringe leitend miteinander verbunden sind, dafür aber keinen Anlaufkäfig.

Während des Anlaufs bleibt die Feldwicklung unerregt und wird meist über einen Widerstand kurzgeschlossen. Damit wird die in die Feldwicklung induzierte schlupffrequente Wechselspannung (Frequenz sf_s) während des Anlaufs begrenzt (Vermeidung von Überspannungen, da die Feldwicklung meist eine hohe Windungszahl hat). Der Wechselstrom in der Feldwicklung trägt zum Anlaufmoment bei. Das **Intrittziehen** von der asynchronen Enddrehzahl in den Synchronismus geschieht selbsttätig durch das **Reluktanzmoment** der Schenkelpole und/oder durch das **synchronisierende Moment** bei zugeschalteter Erregung.

Die kurzgeschlossene Feldwicklung erzeugt kein Drehfeld, sondern ein in der d -Achse des Läufers stehendes, mit der Frequenz sf_s pulsierendes Wechselfeld, das gedanklich in ein mit dem Ständerfeld mitrotierendes **Mitfeld** und in ein **Gegenfeld** zerlegt werden kann. Das MITfeld läuft bezüglich dem Ständer mit

$$\Omega_{mit} = s\Omega_{syn} + \Omega_m = s\Omega_{syn} + (1-s)\Omega_{syn} = \Omega_{syn} \quad (3.5.3-1)$$

Synchrongeschwindigkeit und bildet daher mit dem Ständerfeld ein antreibendes Moment, während das GEGENfeld mit

$$\Omega_{geg} = -s\Omega_{syn} + \Omega_m = -s\Omega_{syn} + (1-s)\Omega_{syn} = (1-2s)\Omega_{syn} \quad (3.5.3-2)$$

umläuft. Es induziert in der Ständerwicklung mit der Frequenz $f_{s,z} = |1-2s| \cdot f_s$ den netzfremdfrequenten Zusatzstrom $I_{s,z}$, der mit dem GEGENfeld ein **asynchrones Zusatz-Drehmoment** $M_{e,z}$ erzeugt. Beim Schlupf $s = 0.5$ verschwinden Zusatz-Strom und -Moment, weil $f_{s,z}$ Null ist. Der zugehörige "Sattel" im Verlauf des Anlaufdrehmoments ist als **GÖRGES-Phänomen** in Bild 3.5.3-2 erkennbar. Bei $0 \leq n/n_{syn} < 0.5$ wirkt das Zusatzmoment antreibend, darüber bremsend.

b) Anlauf-Erwärmung bei Massiveisenpolen

Bei Massiveisen steht – im Unterschied zu Anlaufkäfigen – der ganze Läuferumfang für die axialen Dämpferströme zur Verfügung. Allerdings ist die elektrische Eindringtiefe vergleichsweise gering. Für die Bestimmung in üblichen Stähle muss neben der Frequenz und Leitfähigkeit auch die feldstärkeabhängige Permeabilität bestimmt werden. Die Luftspalt-Tangentialfeldstärke $B_{t,\delta}$ ist proportional dem Anfahrstrombelag A .

$$\int_C \vec{H} \cdot d\vec{s} = (H_{t,\delta} - H_{t,Fe})s = \Theta \Rightarrow A = \frac{\Theta}{s} = \frac{B_{t,\delta}}{\mu_0} - \frac{B_{t,Fe}}{\mu_{Fe}} \approx \frac{B_{t,\delta}}{\mu_0}, \mu_{Fe} \gg \mu_0 \quad (3.5.3-3)$$

Diese Feldstärke kann zur Bestimmung der Eisenpermeabilität verwendet werden. Bei Netzfrequenz (Stillstand, Schlupf $s = 1$) ergibt sich für das Eindringmaß typisch 5 ... 15 mm.

Die Anlaufwärme breitet sich dank Wärmeleitung – abhängig von der Wärmeleitfähigkeit des Stahls und abhängig von der Anlaufdauer – weiter nach innen aus. Überschlagsrechnungen bedienen sich des über den Anlauf gemittelten thermischen und elektrischen Eindringvolumens.

Fazit:

Massivläufer ertragen wegen des robusten Aufbaus und Materials die vergleichsweise höchsten (vorübergehenden) Anlaufferwärmungen.

3.6 Maßnahmen zur Verminderung der Stromverdrängung

Bei allen dauerbelasteten Wechsel- und Drehstrom-Arbeitswicklungen ist die Stromverdrängung nachteilig, weil sie

- die **Stromtragfähigkeit** von Nutenleitern begrenzt, d.h. die Verwendung hoher Ströme pro Nut (also hohe Strombeläge und spezifische Maschinenleistungen) behindert
- und **unerwünschte Zusatzverluste** (von Nachteil z.B. für Erwärmung und Wirkungsgrad) hervorruft.

3.6.1 Mehrlagenwicklungen aus massiven Leitern

Die entscheidende Einflussgröße für die Stromverdrängung ist die **Leiterhöhe**. Der nahe-
liegende Gedanke zur Unterdrückung der Stromverdrängung ist, den Leiter in m dünne
Streifen (m Teileiter mit kleiner **Teileiterhöhe** h_T) zu zerlegen, diese voneinander zu
isolieren und erst außerhalb der Nut (im Abstand $l_b/2$ vom Nutausgang) miteinander zu
verbinden. Eine solche Parallelschaltung bleibt aber auf die Stromverteilung **wirkungslos**,
weil dadurch der elektrischen Strömung der ohnehin axiale Verlauf nur nochmals künstlich
vorgeschrieben wird und sich die Wirbelströme an den äußeren Verbindungsstellen unge-
hindert schließen können. Man nennt diese in den Teileitern fließenden Ströme **Schling-
ströme**. Diese Schlingströme sind lediglich im Verhältnis $l_{Fe}/(l_b + l_{Fe})$ kleiner als die Wirbel-
strömung im vergleichbaren Massivleiter (Blechpaketlänge l_{Fe}) mit der Höhe $h = m h_T$.

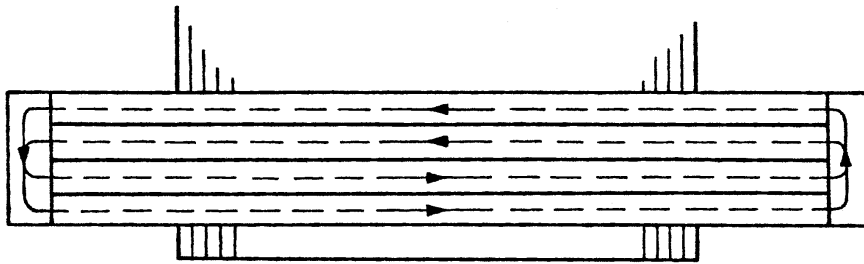


Bild 3.6.1-1: Ausbildung von durch den Nutenquerfluss induzierten Schlingströmen in den stirnseitig verbundenen $m = 4$ Teileitern

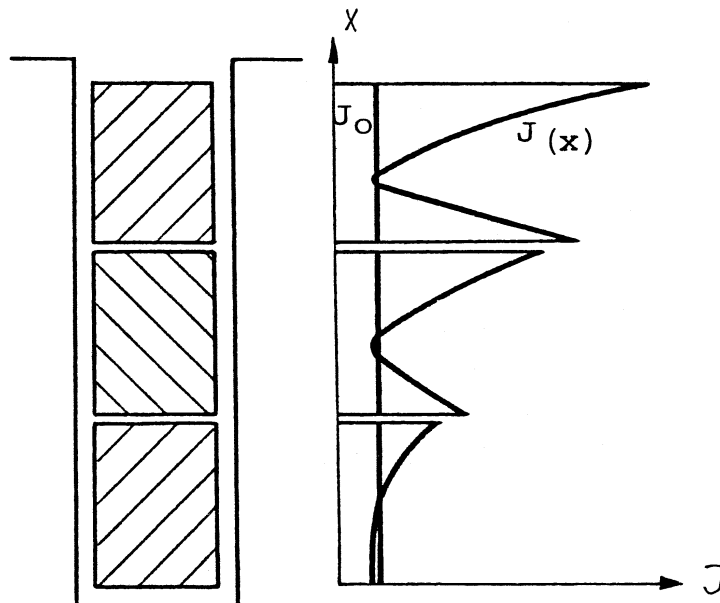


Bild 3.6.1-2: Dreiwändige Spule einer Einschichtwicklung: Der unterste Leiter erfährt einseitige Stromverdrängung im Eigenfeld, die beiden oberen Leiter eine Überlagerung aus einseitiger Stromverdrängung im Eigenfeld und zweiseitiger Stromverdrängung im Fremdfeld, das von den darunter liegenden Leitern erregt wird.

Eine **erste wirksame Maßnahme** besteht im Gebrauch mehrerer massiver Leiter in einer Nut, die als Elemente **einer Spule** elektrisch in Reihe geschaltet werden. Hier führt jeder Leiter erzwungenermaßen denselben Strom, der wiederum – und in den einzelnen Leiterlagen in verschiedener Stärke – eine Verdrängung erfährt. Im untersten Leiter erscheint wieder die *einseitige Stromverdrängung (unsymmetrische Wirbelstromverteilung)*, die vom eigenen Wechselstrom hervorgerufen wird. Die Wirbelstrombildung in den höheren Lagen wird vom Strom der darunter liegenden Leiter mit beeinflusst, es entsteht die *doppelseitige Stromverdrängung (symmetrische Wirbelstromverteilung)*.

Für eine Anordnung mit m übereinanderliegenden Leitern (Bild 3.6.1-3) ergibt sich der Stromverdrängungsfaktor (Herleitung ähnlich wie in Abschnitt 3.3.2) für die p -te Lage

$$k_p = \varphi(\xi) + p(p-1)\psi(\xi) \tag{3.6.1-1}$$

Die Funktion φ berücksichtigt – wie gehabt – die einseitige Stromverdrängung, die Funktion ψ die zweiseitige Stromverdrängung.

$$\psi(\xi) = 2\xi \frac{sh\xi - \sin \xi}{ch\xi + \cos \xi}, \quad \xi = \frac{h}{d_E} = h \sqrt{\pi f \mu \kappa} \frac{b}{b_Q} \tag{3.6.1-2}$$

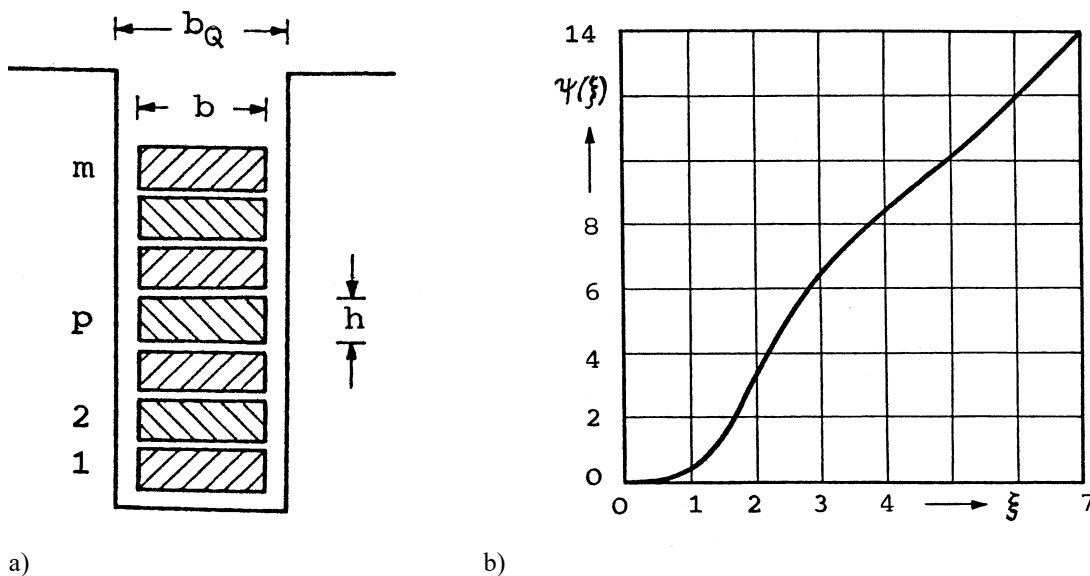


Bild 3.6.1-3: Stromverdrängung in einer m -windigen Einschichtspule: a) Anordnung der m Serienleiter in der Nut, b) Wirkung der zweiseitigen Stromverdrängung

Für $p = 1$ (unterster Leiter) – der nur im Eigenfeld liegt – tritt nur φ auf. Damit wird die Stromverdrängung identisch mit den Formeln aus Abschnitt 3.3.2. Der oberste Leiter liegt im höchsten Fremdfeld der $m-1$ darunter liegenden Leiter und wird daher mit den höchsten Verlusten beaufschlagt.

Die **mittlere Widerstandserhöhung** für alle m in Serie liegenden Nutenleiter ist

$$k_m = \frac{1}{m} \sum_{p=1}^m k_p = \varphi(\xi) + \frac{m^2 - 1}{3} \psi(\xi) \tag{3.6.1-3}$$

Da in den Stirnverbindungen die Stromverdrängung zumeist vernachlässigt werden kann, ist die **mittlere Widerstandserhöhung** für die m -windige Spule zufolge Stromverdrängung

$$k_R = \frac{k_m \cdot l_{Fe} + l_b}{l_{Fe} + l_b} \quad (3.6.1-4)$$

Der Formelsatz (3.6.1-1) – (3.6.1-4) nennt man **FIELD'sche Formeln**. Sie wurden von dem Amerikaner FIELD und dem Deutschen EMDE hergeleitet (siehe Literaturliste).

Beispiel 3.6.1-1:

Wie ändert sich der Stromverdrängungsfaktor k_m , wenn der gesamte Cu-Querschnitt zunehmend in Einzelleiter unterteilt wird?

Die gesamte Cu-Höhe sei $m \cdot h = 0.06 \text{ m} = \text{konstant}$!

Bei $f = 50 \text{ Hz}$ und $b/b_Q = 0.8$ wird $d_E = 0.0113 \text{ m}$. Gl. (3.6.1-3) liefert hierfür mit wachsender Lagenzahl m die in Bild 3.6.1-4 angegebenen k_m -Werte. Ausgehend von einem Massivleiter in der Nut mit $k_{m=1} = 5.3$ **nimmt der Stromverdrängungsfaktor zunächst nicht ab (!), sondern wächst erheblich** auf ca. $k_{m=2} = 8.3$ bei $m = 2$ (verursacht durch die doppelte Stromverdrängung im oberen und noch relativ hohen Leiter). Erst danach erfolgt eine Abnahme, und bei größerer Lagenzahl (und entsprechend niedrigen Leitern) wird die Stromverdrängung stark eingedämmt (z.B. $k_{m=10} = 1.9$ bei $m = 10$).

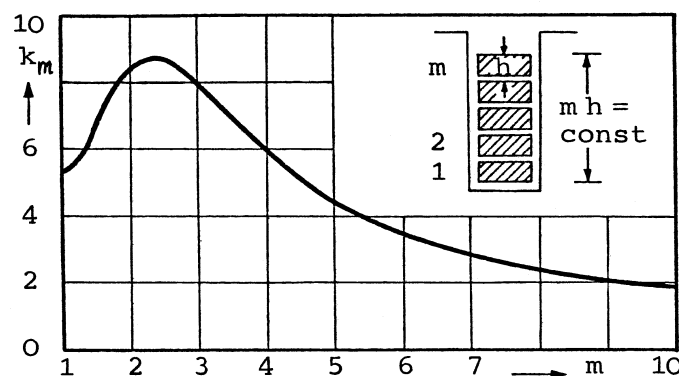


Bild 3.6.1-4: Widerstandszunahme bei Wechselstromspeisung in m -windigen Einschichtspulen unterschiedlicher Windungszahl (Lagenzahl)

Es gibt auch hier eine **kritische (Einzel-) Leiterhöhe** für kleinste Gesamtverluste. Für nicht zu hohe ξ kann man $\varphi(\xi)$, Gl. (3.3.2-24) und $\psi(\xi)$, Gl. (3.6.1-3), durch abgebrochene Reihen ausdrücken:

$$\varphi(\xi) \approx 1 + \frac{4}{45} \xi^4, \quad \psi(\xi) \approx \frac{\xi^4}{3} \quad (3.6.1-5)$$

Damit wird der Stromverdrängungsfaktor (3.6.1-3) für die Nut:

$$k_m \approx 1 + \frac{4}{45} \cdot \xi^4 + \frac{m^2 - 1}{3} \cdot \frac{\xi^4}{3} = 1 + \frac{m^2 - 0.2}{9} \cdot \xi^4 \quad (3.6.1-6)$$

Bei konstantem Leiterstrom I und unveränderter Leiterzahl m sind die Gesamtverluste in einem Leiter (als Nutmittel) in Anlehnung an Abschnitt 3.4 und mit $h = \xi \cdot d_E$:

$$P_1 = k_m \cdot P_0 = \frac{I^2 L}{b \cdot h \cdot \kappa} \cdot k_m \approx \frac{I^2 L}{b \cdot d_E \cdot \kappa} \cdot \left(\frac{1}{\xi} + \frac{m^2 - 0.2}{9} \cdot \xi^3 \right) \quad (3.6.1-7)$$

Das **Verlustminimum** stellt sich ein für $dP_1/d\xi = 0$, d.h. bei

$$\xi_{krit} = \frac{h_{krit}}{d_E} \approx \sqrt[4]{\frac{3}{m^2 - 0.2}} \approx \sqrt[4]{\frac{3}{m^2}} = \frac{1.32}{\sqrt{m}} \quad (3.6.1-8)$$

und der **optimale Stromverdrängungsfaktor** wird

$$k_{m,opt} = k_m(\xi_{krit}) \approx 1 + \frac{m^2 - 0.2}{9} \cdot \xi_{krit}^4 \approx 1 + \frac{m^2 - 0.2}{9} \cdot \frac{3}{m^2 - 0.2} = 1 + \frac{1}{3} = \underline{\underline{1.33}} \quad (3.6.1-9)$$

Die kritische (Einzel-)Leiterhöhe ist gemäß Gl. (3.6.1-8) umso kleiner, je größer die Lagenzahl ist. Die **gesamte kritische Leiterhöhe H_{krit} in der Nut** ist

$$H_{krit} = m \cdot h_{krit} \approx m \cdot d_E \cdot \frac{1.32}{\sqrt{m}} = 1.32 \cdot \sqrt{m} \cdot d_E \quad (3.6.1-10)$$

Fazit:

Die gesamte kritische Leiterhöhe in der Nut wächst mit der Lagenzahl m . Gegenüber dem Fall eines einzigen Stabes in der Nut ist bei der Mehrlagenwicklungen die in der Nut unterbringbare Leiterhöhe nicht mehr absolut nach oben begrenzt, sondern kann durch Wahl höherer Lagenzahlen gesteigert werden kann.

Es besteht aber der Nachteil, dass die Einzelleiter voraussetzungsgemäß denselben Strom führen müssen (innerhalb der Spule in Reihe geschaltet). Zahlreichere und entsprechende flache Einzelleiter bedingen daher niedrige Ströme und folglich höhere Spannungen. Diese Wicklung ist also nur für **kleine Maschinen** mit **niedrigen Nennströmen** geeignet.

3.6.2 Spulenwicklungen mit unterteilten Leitern

Der nächste Schritt zur Erhöhung der Leiterströme bei geringer Stromverdrängung besteht darin, dass man die in Reihe geschalteten Leiter einer Spulenwicklung ihrerseits in dünne, parallel geschaltete Teilleiter unterteilt, wie in Bild 3.6.2-1 für eine Zweischichtwicklung gezeigt ist.

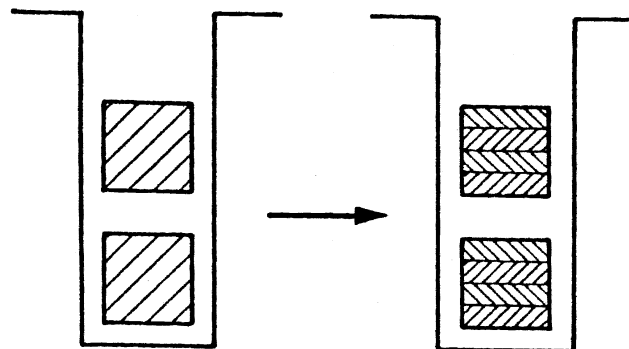


Bild 3.6.2-1: Unterteilung der Leiter einer Spulenwicklung in jeweils 4 Teilleiter geringer Teilleiterhöhe

Wegen der nun geringen Höhe der Teilleiter h_T nehmen in ihnen die Wirbelströme erheblich ab. Doch sind die Teilleiter wegen ihrer unterschiedlichen Höhenlage ungleich mit dem Nut-

querfluss verkettet. Würde man sie an den Enden jedes Leiters untereinander verbinden, so würden zwischen den Teilleitern Ausgleichsströme (die bereits erwähnten "Schlingströme") fließen, wodurch die Unterteilungsmaßnahme praktisch wieder aufgehoben wäre (Abschnitt 3.6.1). Man muss also die Teilleiter **mindestens innerhalb einer Windung** galvanisch voneinander getrennt führen und beim Übergang von einer Spulenseite zur anderen die **Höhenlage der Teilleiter ändern**.

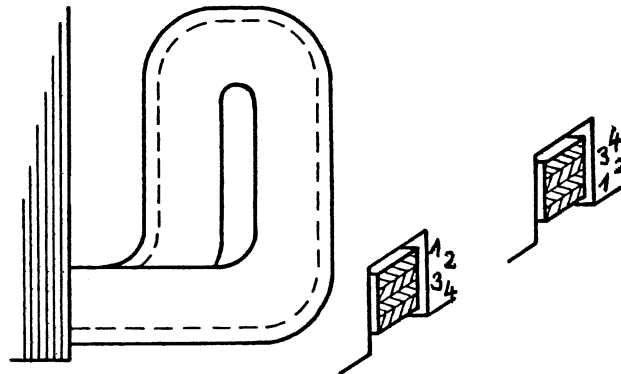


Bild 3.6.2-2: Einwindige Einschichtspule, $m = 4$ Teilleiter (Lagenwechsel durch Kröpfung), die erst nach einer Windung miteinander galvanisch verbunden sind. Durch Lagenwechsel beim zweiten Nutdurchgang hebt sich die Verkettung der Teilleiter mit dem Nutquerfluss nahezu auf, so dass fast keine Schlingströme induziert werden.

Dies gelingt z.B. durch eine **Kröpfung** in den Stirnbügeln, d.h. durch Umklappen des Leiterquerschnittes im Stirnraum, wodurch beim Übergang von Nut zu Nut die Höhenlage der Teilleiter umgekehrt wird. Bei dieser fabrikatorisch einfachen Technik werden lange durchgehende Teilleiterbündel zusammengestellt und während der Spulen-Formgebung an den Stirnenden "gekröpft" (Bild 3.6.2-2).

Beispiel 3.6.2-1 (Bild 3.6.2-3):

Einwindige Zweischicht-Spule, $m = 2$ Teilleiter: Durch den Lagenwechsel "1 mit 2 vertauscht" hebt sich die gesamte Verkettung der Schleife (gebildet aus den 2 Teilleitern) mit dem Nutquerfluss fast auf. Bei einer Einschichtwicklung ($B_{\sigma v} = B_{\sigma u}$) ist die Verkettung exakt Null (KEINE Schlingströme !). Es verbleibt dann nur die Stromverdrängung in den Teilleitern selbst gemäß (3.6.1-3). Man nennt die Verluste durch Schlingströme **Stromverdrängungsverluste 1. Art**, jene in den Teilleitern selbst als **Stromverdrängungsverluste 2. Art**.

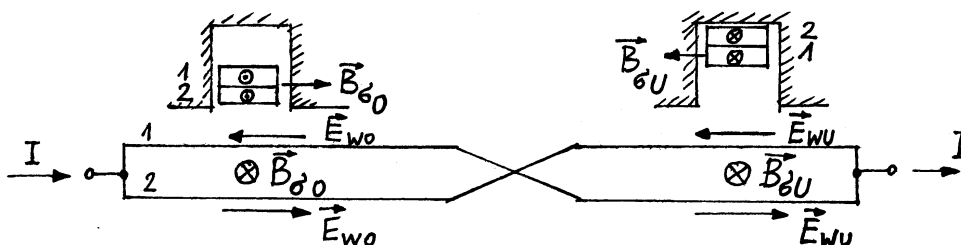


Bild 3.6.2-3: Einwindige Zweischichtspule, $m = 2$ Teilleitern, Lagenwechsel, Teilleiter nach einer Windung miteinander verbunden, aufgeklappte Darstellung. Die resultierende Nutquerflussverkettung ist nahezu Null.

Da die Nutquerflussdichte (ohne Einfluss der Stromverdrängung) linear längs der Nuthöhe wächst, ist bei $m > 2$ kein vollständiges Aufheben der Nutquerflussverkettung zwischen den beiden Nutdurchgängen möglich, sondern nur eine Minimierung. Die Maßnahme der **Teilleiter-Verschränkung** an den Enden der Spulenseite (d.h. Stirnende eines Leiters) ist auch für Zweischichtwicklungen möglich. Bei in Serie geschalteten Spulen kann z. B. die Teilleiterfolge in der zweiten Spule gegenüber der ersten gestürzt werden (Vorteil: kein

Kröpfen → kürzere Wickelköpfe, aber fabrikatorischer Mehraufwand, da Lötarbeiten nach Einlegen der Wicklung).

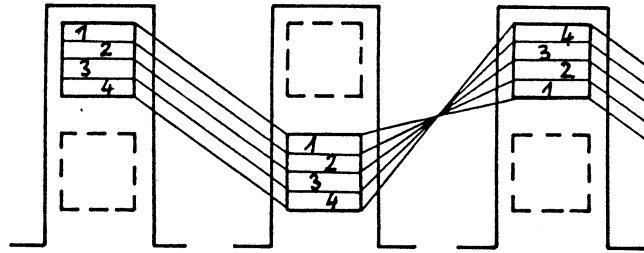


Bild 3.6.2-4: Einwindige **Zweischichtspule** mit $m = 4$ Teileleitern und Lagenwechsel durch Verschränkung

Es gibt verschieden Arten der **Verschränkung** (teilweise bis vollständige), auch Kombinationen mit **Kröpfung**. Man erreicht damit eine sehr wirksame Verminderung der Schlingströme zwischen den parallel geschalteten Teileleitern eines Wicklungsstranges. Die Häufigkeit der zyklischen Lagevertauschung wird durch das Ausmaß der Leiterunterteilung und durch die Leiterzahl je Nut bestimmt; ihre Durchführbarkeit ist an die Anzahl Nuten je Pol und Phase, Anzahl paralleler Stromkreise und an die Polzahl gebunden und entsprechend begrenzt. Diese Technik kommt also im wesentlichen bei **Mittelmaschinen** mit nicht zu großen Leiterquerschnitten, d.h. nicht zu großen Teileleiterzahlen, zur Anwendung.

Bei **Zweischichtwicklungen** ergibt sich durch die **Sehnung** (Schrittverkürzung W/τ_p), dass in einigen Nuten in Ober- und Unterschicht der Strom desselben Strangs fließt, in anderen Nuten aber der Strom des benachbarten Strangs.

Beispiel 3.6.2-2:

Dreisträngige Zweischichtwicklung (Strangzahl $m_s = 3$), $q = 3$ Nuten je Pol und Strang (somit $m_s q = 9$ Nuten pro Pol), Sehnung $W/\tau_p = 8/9$:

Je Pol und Strang ist in 2 von $q = 3$ Nuten Ober- und Unterschicht vom selben Strang belegt (**Normalnut**), in 1 Nut jedoch liegen in Ober- und Unterschicht benachbarte Stränge (**Mischnut**), deren resultierende Nutdurchflutung wegen der 120° -Phasenverschiebung zwischen benachbarten Strangströmen um

$$\frac{\sqrt{3}/2 + 1}{1 + 1} = 0.933$$

kleiner ist.

Fazit:

Daher ist dort auch die Wirkung der Stromverdrängung verringert. Statt der zusätzlichen Stromwärme $(k_R - 1)P_0$

$$P_1 - P_0 = (k_R - 1)P_0 = \frac{k_m - 1}{1 + l_b / l_{Fe}} \cdot P_0 \quad (\text{ohne Sehnung}) \quad (3.6.1-11)$$

tritt näherungsweise die um den Faktor k_1 verringerte zusätzliche Stromwärme auf:

$$P_1' - P_0 = (k_R - 1)P_0 \cdot k_1 = \frac{k_m - 1}{1 + l_b / l_{Fe}} \cdot k_1 \cdot P_0 \quad (\text{mit Sehnung}) \quad (3.6.1-12)$$

$$k_1 = \frac{7}{16} + \frac{9}{16} \cdot \frac{W}{\tau_p} \quad (3.6.1-13)$$

Beispiel 3.6.2-3:

Dreisträngige Zweischichtwicklung (Strangzahl $m_s = 3$), $q = 3$ Nuten je Pol und Strang (somit $m_s q = 9$ Nuten pro Pol), Sehnung $W/\tau_p = 8/9$: $k_1 = \frac{7}{16} + \frac{9}{16} \cdot \frac{8}{9} = 15/16 = 0.937$.

3.6.3 Wicklungen mit verdrehten Stäben im Nutbereich

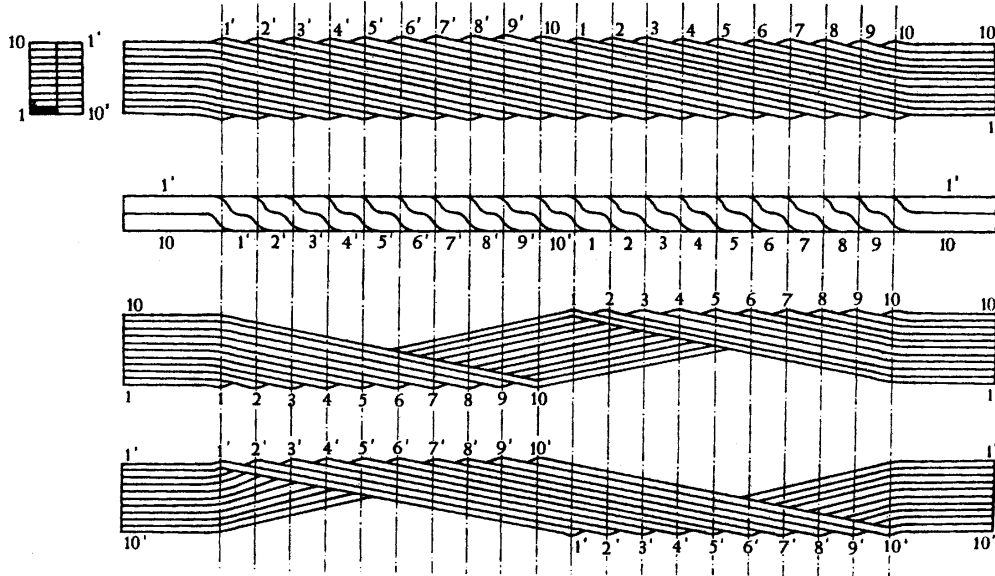


Bild 3.6.3-1: Aufbau des klassischen ROEBEL-Stabs, im Beispiel aus 2x10 Teilleitern bestehend

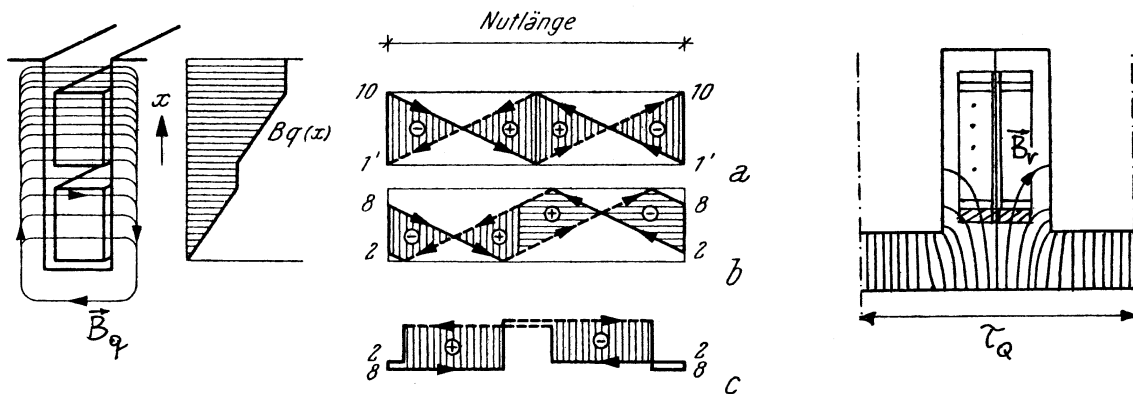


Bild 3.6.3-2: Querfeld einer mit zwei ROEBEL-Stäben belegten Nut sowie Verkettung beliebiger Teilleiterpaare: a) Teilleiter 1' + 10, b) Teilleiter 2 + 8: Die Nutquerfeldverkettung wird jeweils vollständig aufgehoben. c) Auch die Radialfeldverkettung (Hauptfluss!) zwischen zwei beliebig herausgegriffenen Teilleitern ist im ROEBEL-Stab Null. [16]

Bei hohen Strömen sind große Leiterquerschnitte erforderlich, was zwangsläufig zu zahlreichen Teilleitern führt. Gleichzeitig stehen bei den betreffenden Maschinen (große Mittel- und Großmaschinen) größere Eisenlängen zur Verfügung. Der Grundgedanke von Stromverdrängungs-Gegenmaßnahmen besteht hier darin, die Teilleiter beim Durchlaufen der Aktivlänge kontinuierlich einen Lagenwechsel vornehmen zu lassen, was durch "Verdrillen" erreicht wird (**Ludwig ROEBEL**). Damit ist jeder Teilleiter bereits längs einer einzigen Nut mit demselben Querfeld verkettet. Die Teilleiter werden an den Enden jeder Windungshälfte miteinander verbunden und bilden so einen verdrehten Stab als selbständige Baueinheit, der unter verschiedenen Namen den Elektro-Großmaschinenbau revolutioniert hat (Drill-Leiter, Litzestab, Kunststab, ROEBEL-Stab). In seinem Innern ist bereits der vollständige Streufeld-

Ausgleich vollzogen ist, d. h. die **Querflussverkettung** zwischen zwei beliebigen Teilleitern je Nut ist **Null**.

Selbst das **radial** in die offene Nut eindringende Hauptfeld, das ebenfalls Schlingströme zwischen zwei nebeneinander liegenden Teilleitern verursachen kann, wird durch diese Anordnung der Verschränkung unwirksam. Gemäß Bild 3.6.3-2c ist die zugehörige **radiale Flussverkettung** zwischen je zwei Teilleitern ebenfalls **Null**.

Das Nut-Querfeld verursacht in ROEBEL-Stäben nur noch Wirbelstromverluste in den Teilleitern infolge ihrer endlichen Höhe, also Stromverdrängungsverluste 2. Art, während die 1. Art Null sind. Gebräuchlich sind bei 50 Hz etwa 1.3 bis 3 mm hohe Teilleiter. Sie lassen sich mit den **FIELD'schen Formeln** direkt berechnen. Man gelangt zu Stromverdrängungsfaktoren $k_p = 1.2$ bis 2, je nach Höhe und Anzahl der Teilleiter.

Fazit:

Mit Verdrillung der Stäbe ist die Stromverdrängung weitgehend vermindert, ebenso entfällt die Beschränkung nutzbarer Leiterquerschnitte je Nut. Großmaschinen werden nahezu ausschließlich mit Drillstäben gebaut, ebenso Großtransformatoren.

Beispiel 3.6.3-1:

Einwindige Zweischicht-Wicklung (**Stabwicklung**) mit ROEBEL-Stäben: 2x12 Teilleiter: Teilleiterhöhe $h_T = 2$ mm, $f = 60$ Hz. Stromverdrängung in den Stirnverbindungen vernachlässigt. $\vartheta_{Cu} = 100$ °C, $b/b_Q = 0.7$, Stirnverbinderlänge/Blechpaketlänge: $l_b/l_{Fe} = 0.65$.

$$\xi = \frac{h_T}{d_E} = h_T \sqrt{\pi f \mu_0 \kappa \frac{b}{b_Q}} = 0.002 \sqrt{\pi \cdot 60 \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 43.4 \cdot 10^6 \cdot 0.7} = 0.17$$

Je Nut liegen 2 Stäbe und damit $m = 24$ Teilleiter übereinander. Wird die Sehnung vernachlässigt, so fließt in Ober- und Unterschicht derselbe Leiterstrom, so dass die FIELD'schen Formeln für $m = 24$ verwendet werden dürfen.

$$\varphi(\xi) \approx 1 + \frac{4}{45} \xi^4 = 1.000074 \quad , \quad \psi(\xi) \approx \frac{\xi^4}{3} = 0.000276$$

$$k_m = \varphi(\xi) + \frac{m^2 - 1}{3} \psi(\xi) = 1.000074 + \frac{24^2 - 1}{3} \cdot 0.000276 = 1.000074 + 0.053 = \underline{\underline{1.0531}}$$

Es ist also nur der Einfluss der **beidseitigen** Stromverdrängung ψ relevant, während die einseitige Stromverdrängung φ vernachlässigbar ist.

$$k_R = \frac{k_m + (l_b / l_{Fe})}{1 + (l_b / l_{Fe})} = \frac{1.0531 + 0.65}{1.65} = \underline{\underline{1.032}}$$

Die **mittlere Widerstandserhöhung** beträgt 3.2% und ist ausreichend klein. Die lokale Verteilung der Wirbelstromverluste allerdings nimmt nichtlinear vom untersten Teilleiterpaar des unteren ROEBEL-Stabs zum obersten Teilleiterpaar des oberen ROEBEL-Stabs zu.

$$k_p = \varphi(\xi) + p(p-1)\psi(\xi) = 1.000074 + p(p-1) \cdot 0.000276$$

p	k_p
1 (unterste Lage, Unterstab)	1.000074
12 (oberste Lage, Unterstab)	1.036506
24 (oberste Lage, Oberstab)	1.152426

Tabelle 3.6.3-1: Lokale Zunahme des Wechselstromwiderstands

3.6.4 Wicklungen mit verdrehten Stäben im Stirnbereich

Auch außerhalb der Nut werden die Stäbe von Wechselfeldern (Stirnstreufeld) erfasst, welche die Stirnverbinder von der Breitseite (**Querfeld**) wie von der Schmalseite (**Radialfeld**) durchsetzen. Vor allem bei zweipoligen Turbogeneratoren sind die Stirnverbindungen sehr lange und daher der Wirbelstromeinfluss in diesem Bereich nicht vernachlässigbar, während bei hochpoligen Wasserkraftgeneratoren die Stirnverbindungen im Verhältnis zur Eisenblechpaketlänge deutlich kürzer sind, so dass dieser Einfluss von untergeordneter Bedeutung ist.

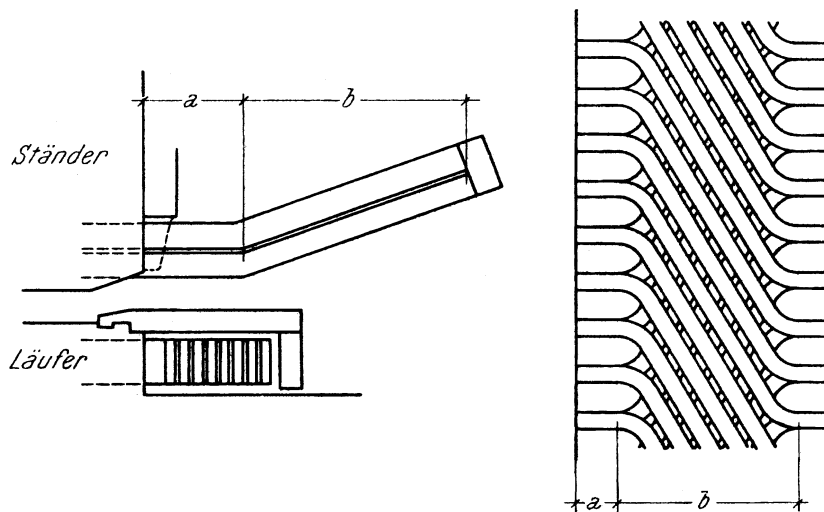


Bild 3.6.4-1: Stirnraum eines Turbogenerators mit Wickelkopf (Stirnverbindungen): a) Gerader ausladender Teil, b) Evolventen-artig gekrümmter Teil in Seitenansicht und in Draufsicht (abgewickelt) [16]

Im Schnitt senkrecht zur Zylinderachse des Blechpakets sind die Stäbe einer Lage (Ober- oder Unterschicht) als nebeneinander liegende Rechteckprofile in Bild 3.6.4-2 skizziert. Das vom jeweiligen Stabstrom erregte Eigenfeld B_e und das von der anderen Lage zusätzlich aufgeprägte Fremdfeld B_f sind als resultierendes **Querfeld** B_q dargestellt.

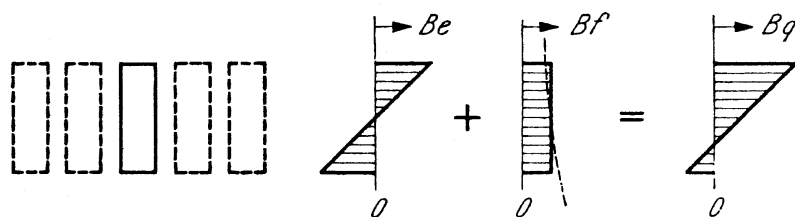


Bild 3.6.4-2: Querfeld B_q in einem Stirnverbinder sowie seine Zerlegung in Fremdfeld B_f und Eigenfeld B_e [16]

Hinzu kommt das **Radialfeld** B_r des Hauptflusses, das in den Stirnraum hinaus streut. Es durchsetzt die Stäbe längs der Schmalseite in voller Länge. Das Radialfeld ändert sich gemäß der Polzahl der Maschine sinusförmig am Umfang zwischen Plus und Minus. Im axialen Abstand vom Blechpaket z sinkt es etwa mit $1/z$, so dass vor allem der gerade Abschnitt der Stirnverbindungen vom Radialfeld betroffen ist.

Um unerwünschte Zusatzverluste durch das mit f wechselnde Stirnfeld (B_q, B_r) zu verringern, müssen auch die Stirnverbindungen aus gegeneinander isolierten Teilleitern gefertigt werden.

Damit wird die Stromverdrängung 2. Art verringert. Durch Verdrillung der Stirnverbinder werden auch die Schlingströme vermieden (Stromverdrängung 1. Art).

Beispiel 3.6.4-1:

ROEBEL-Stab, im Nutbereich mit 360°-Verdrillung: Jeder Teileiter wechselt seine Position vollständig innerhalb der Nut. Im Stirnbereich: jeweils 180°-Verdrillung.

- Das im Stirnteil vorhandene Fremdfeld B_f ergibt – wenn man beide Stirnverbinderhälften betrachtet – keine Summenflussverkettung Null, weil die Auskreuzungen von je 2 Teileitern in beiden Stirnverbindungen nicht symmetrisch sind. Nur längs der z -Achse konstante Feldanteile werden auf Null ausgeglichen.

- Das Eigenfeld wird vollständig ausgeglichen (= Summenflussverkettung Null).

- Das im Stirnteil vorhandene Radialfeld B_r ergibt – wenn man beide Stirnverbinderhälften betrachtet – keine Summenflussverkettung Null, weil die Auskreuzungen von je 2 Teileitern in beiden Stirnverbindungen nicht symmetrisch sind. Nur längs der z -Achse konstante Feldanteile werden auf Null ausgeglichen.

Durch eine 180°/540°/-180°-Verdrillung gelingt ein vollständiger Feldausgleich.

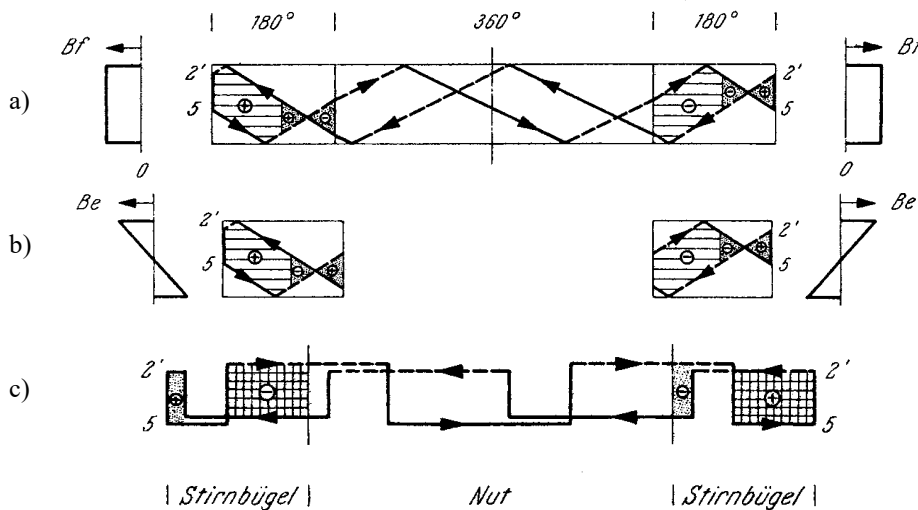


Bild 3.6.4-3: 180°/360°/180°-Verdrillung eines ROEBEL-Stabs mit nahezu vollständigem Ausgleich des Stirnfeldeinflusses: a) Einfluss des Fremdfelds (seitliche Ansicht), b) Einfluss des Eigenfelds c) Sicht von oben (Schmalseite). Einfluss des Radialfelds [16]

3.6.5 Mehrfach-ROEBEL-Stäbe

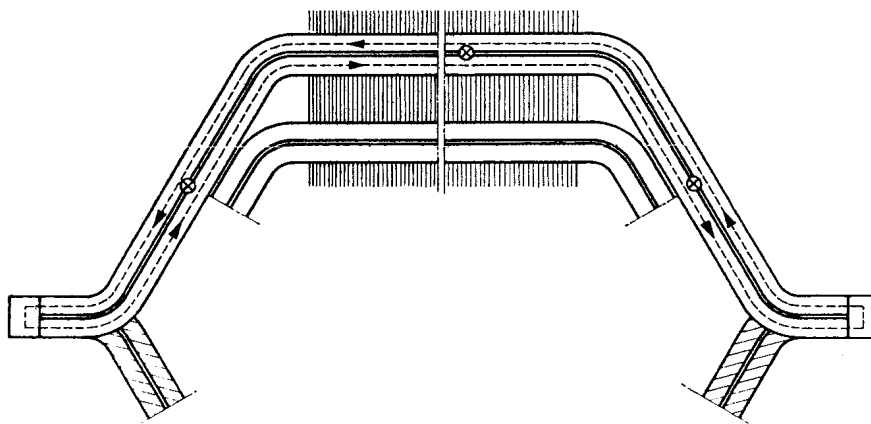


Bild 3.6.5-1: Schlingströme durch das Radialfeld bei Doppel-ROEBEL-Stäben mit verbundenen Enden [16]

Bei den größten Maschinen (Turbogeneratoren mit Leistungen < 1 GW) werden die Teilleiter so breit, dass durch das Radialfeld in den Teilleitern erhebliche Wirbelströme hervorgerufen werden. Durch Unterteilen in zwei nebeneinander liegende, **parallel geschaltete ROEBEL-Stäbe** pro Nut und Schicht wird die Teilleiterbreite halbiert. Allerdings werden zwischen den beiden Stäben durch das Radialfeld induzierte Schlingströme hervorgerufen. Daher sollte man die Einzelstäbe dort getrennt belassen und sie im Wicklungsstrang derart weiter verbinden, dass sich die resultierende Schlingenspannung – betrachtet über den gesamten Wicklungsstrang – weitgehend aufhebt. Neben diesen Kunstschaltungen ist natürlich auch eine aufwendige **Vierfachverdrillung** möglich, wie in Bild 3.6.5-2 angedeutet.

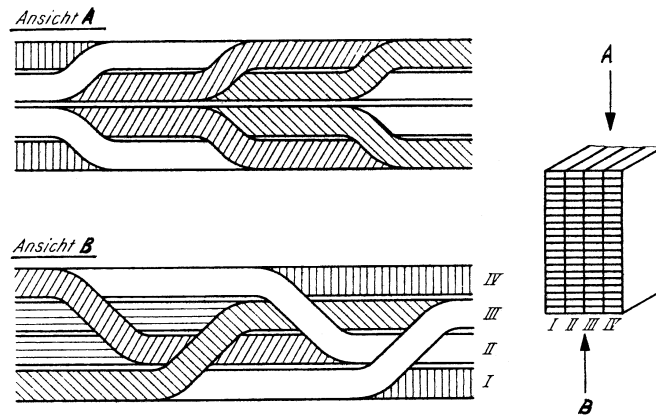


Bild 3.6.5-2: Vierebenen-ROEBEL-Stab mit vollständigem Ausgleich der Radialfelder [16]

3.6.6 Wirbelstromverluste in Hohlleiter-ROEBEL-Stäben

Es gibt unterschiedliche Ausführungen der direkten Leiterkühlung, wie sie in Bild 3.6.6-1 dargestellt sind.

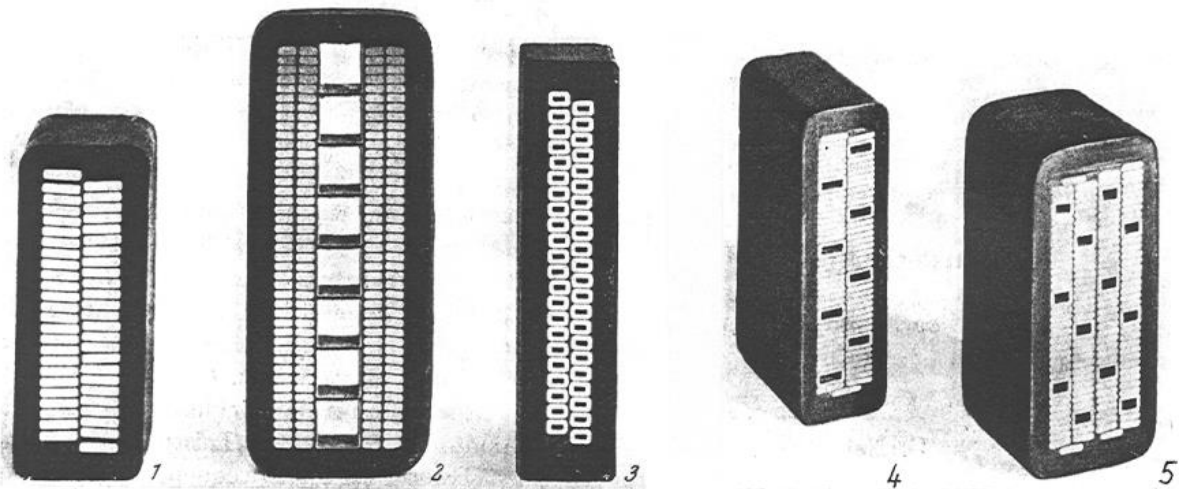


Bild 3.6.6-1: ROEBEL-Stäbe im Querschnitt mit Hochspannungsisolation (schwarze Hülse) [16]:

- 1: Indirekt gekühlter Zwei-Ebenen-Stab (keine Hohlleiter)
- 2: Nahezu direkt gekühlter gasgekühlter Doppel-ROEBEL-Stab (mittig: Gasrohre, keine Hohlleiter)
- 3: Flüssigkeitsgekühlter Zweiebenen-Stab aus hohlen Teilleitern
- 4: Wie 3), jedoch nur wenige Hohlleiter (entweder Stahlhohlleiter: niedrigerer Leitwert als Kupfer, aber höhere Fluidgeschwindigkeit als bei Kupferhohlleiter, oder Kupfer)
- 5: Wie 4), jedoch Vierebenen-Stab

Für den Nutbereich können die FIELD'schen Formeln auch für die Hohlleiter gemäß Typ 3 (Bild 3.6.6-1) übernommen werden, wenn der zusätzliche **Hohlleiterkoeffizient** ν (ohne Herleitung) verwendet wird.

$$\nu = \frac{12 \cdot J_T \cdot A_T}{b_T^2 h_T^4} \tag{3.6.6-1}$$

b_T, h_T : Teilleiterbreite und -höhe des Hohlleiters gemäß Bild 3.6.6-1

A_T : leitender Querschnitt des Hohlleiters

J_T : Axiales Flächenträgheitsmoment

Für den rechteckigen Hohlleiter mit einem rechteckigen Kanal (Breite b_k , Höhe h_k) gilt:

$$J_T = \frac{1}{12} \cdot (b_T h_T^3 - b_k h_k^3) \tag{3.6.6-2}$$

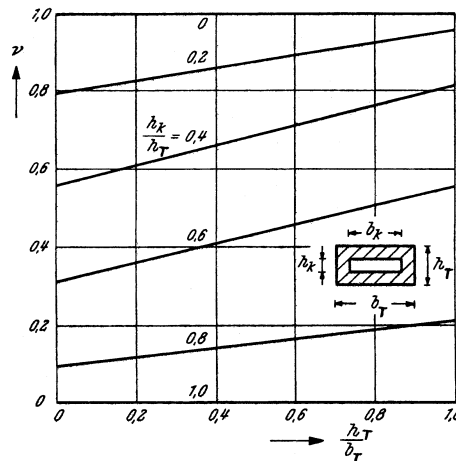


Bild 3.6.6-1: Hohlleiterkoeffizient ν für Rechteckprofile mit allseitig gleicher Wandstärke ($h_T - h_k = b_T - b_k$) [16]

Für ROEBEL-Stäbe, die aus gleichartigen Teilleitern (nur volle oder nur hohle Teilleiter) aufgebaut sind, gilt (Lagenzahl je ROEBEL-Stab: m bei Einschicht, $m/2$ bei Zweischichtwicklung)

$$k_m = 1 + \frac{m^2 - 0.2}{9} \xi^4 \nu \tag{3.6.6-3}$$

Bei ROEBEL-Stäben mit gemischtem Aufbau (Leitertyp 4, 5 aus Bild 3.6.6-1) sind zwei Eckfälle von praktischer Bedeutung:

a) *Hohlleiter aus Widerstandsmaterial (zumeist Stahl):*

Die Hohlleiter nehmen wegen der Stromaufteilung (großer Widerstand) nur unwesentlich an der Stromleitung teil und verursachen auch nur unbedeutende Wirbelstromverluste. Es genügt daher, nur die vollen Leiter mit $\nu = 1$ mit (3.6.6-3) zu berechnen, wobei für die Lagenzahl nur die vollen Leiter zu berücksichtigen sind.

b) *Hohlleiter aus Leitermaterial:*

Die Nutzstromdichte in den Hohl- und Volleleitern ist praktisch gleich. Allerdings sind die Hohlleiter höher und haben daher höheres ξ und damit eine höhere Stromverdrängung. Mit

der vereinfachten Annahme, dass die Leiterquerschnittsflächen bei beiden Leitertypen etwa gleich sind, kann man mit den FIELD'schen Formeln die Widerstandszunahme berechnen.

Einschichtwicklung:

m_H : Lagenzahl der Hohlleiter je Stab

m_V : Lagenzahl der Volleiter je Stab

$m = m_H + m_V$: Gesamtlagenzahl eines ROEBEL-Stabs

Zweischichtwicklung:

$m_H/2$: Lagenzahl der Hohlleiter je Stab

$m_V/2$: Lagenzahl der Volleiter je Stab

$m/2 = m_H/2 + m_V/2$: Gesamtlagenzahl eines ROEBEL-Stabs

Näherungsrechnung:

Stromverdrängung der Volleiter k_{mV} und der Hohlleiter k_{mH} , jeweils getrennt betrachtet:

$$k_{mV} = 1 + \frac{m^2 - 0.2}{9} \xi_V^4, \quad k_{mH} = 1 + \frac{m^2 - 0.2}{9} \xi_H^4 \quad (3.6.6-4)$$

Mittlere Wirkung von Voll- und Hohlleitern:

$$k_{m,V+H} = k_{mV} \cdot \frac{m_V}{m} + k_{mH} \cdot \frac{m_H}{m} \quad (3.6.6-5)$$

Die Berechnungen und Messungen zeigen, dass es i.a. günstiger ist, Variante a) zu realisieren und die höheren Strömungsgeschwindigkeiten zu nutzen.

3.7 Luftspaltwicklungen für supraleitende Turbogeneratoren

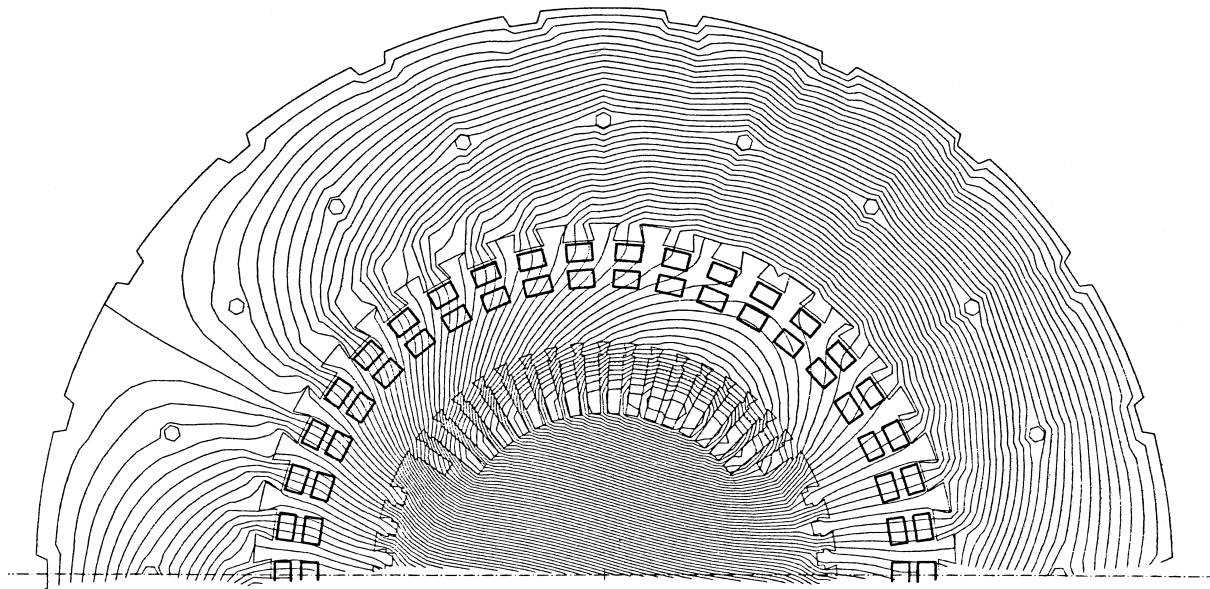


Bild 3.7-1: Mittenschnitt eines zweipoligen Turbogenerators mit nutenlosem Stator und Luftspaltwicklung, Rotor mit konventioneller Kupfer-Erregerwicklung (Quelle: BBC)

Eine Weiterentwicklung des ROEBEL-Stabes ist auf seine zukünftige Verwendung in "Luftspaltwicklungen" gerichtet. Diese werden bei sog. "nutenlosen" Turbogeneratoren benötigt. Deren Vorteile sind:

- höhere spezifische Leistung durch erhöhten Strombelag,
- weniger Eisenverluste durch Wegfall der Zähne,
- räumliche Ausnutzung des großen Luftspaltes,
- günstig niedrigere Reaktanzen: $X_d \sim X_h \sim 1/\delta \downarrow$, daher: $M_e \sim U_s U_p / X_d \uparrow$

Ebenso werden Luftspaltwicklungen bei Turbogeneratoren mit **supraleitender** Erregerwicklung eingesetzt, bei denen der normalleitende Stator ebenfalls keine Zähne und Nuten hat, da das Luftspaltfeld so hoch ist, dass die Zähne enorm hoch sättigen würden. Eine Luftspaltwicklung wird in zwei Richtungen von Wechselfeldern durchsetzt: **radial** durch das Hauptfeld, **tangential** durch das Streufeld. Im geeigneten ROEBEL-Stab wird die Hauptverdrillung auf das Hauptfeld ausgerichtet, eine weitere Verdrillung der zusätzlich unterteilten Teileiter und besondere Schaltungsmaßnahmen müssen das Streufeld kompensieren.

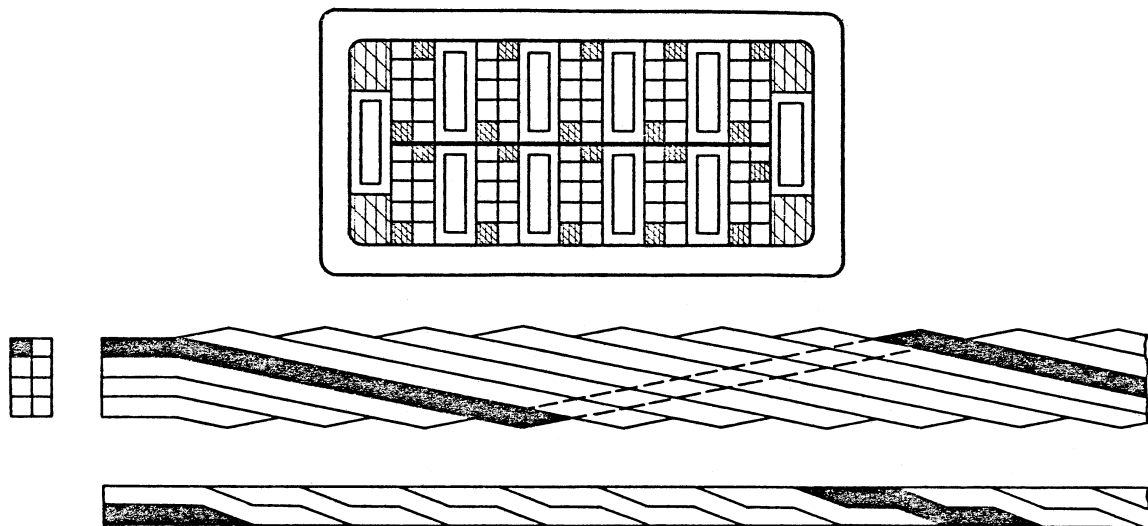


Bild 3.7-2: ROEBEL-Stab für Luftspaltwicklung: Die Teileiter sind wiederum unterteilt und in sich verdrillt.



Bild 3.7-3: Montage der Anschlüsse an die ROEBEL-Stäbe im Wickelkopf eines luftgekühlten Turbogenerators (Quelle: BBC)

Übungsbeispiele zu Kapitel 3Übungsbeispiel Ü3.1: Selbstanlauf eines großen Motorgenerators

Der Wasserkraftgenerator im Pumpspeicherwerk Vianden 10 wird für den Pumpbetrieb als Motor über den Blocktransformator entweder direkt oder über eine Drossel an die Sticheleitung zwischen Kraftwerk und Übertragungsnetz geschaltet. Wegen der Zwischenimpedanz und durch den Anzugsstrom (ca. $2I_N$) sinkt die Klemmenspannung entsprechend ab; das Asynchronmoment genügt aber zum Anfahren, denn neben der Massenbeschleunigung ist nur ein kleines Gegenmoment aus den Verlusten des Maschinensatzes bei geschlossenem Schieber und fallweise entwässerter Pumpturbine zu überwinden. Die Schenkelpole sind aus Massiveisen und stirnseitig miteinander verbunden.

Nenndaten:

$S_N = 230 \text{ MVA}$, $n_N = 333,3/\text{min}$, $2p = 18$, $f = 50 \text{ Hz}$

Massivpole:

18 Massivpole mit je $A_{Pol} = 1.685 \text{ m}^2$ Oberfläche,
spezifische Wärmekapazität (Stahl): $c_{Fe} = 460 \text{ J}/(\text{kgK})$

Dichte (Stahl): $\rho_{Fe} = 7850 \text{ kg}/\text{m}^3$

spez. ele. Widerstand (Stahl): $\rho_{el,Fe} = 27,5 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$

rel. Permeabilität (hoch gesättigter Polschuh): $\mu_{Fe,rel} = 15$

Massenträgheitsmomente: Motorgenerator: $J_G = 1175 \text{ tm}^2$
Pumpturbine: $J_P = 75 \text{ tm}^2$

Drehmomente (gemittelt): Motor: Anlaufmoment: $\bar{M}_e = 0,24M_N$
Gegenmoment: $\bar{M}_s = 0,04M_N$

Zu berechnen sind:

- 1) Anlaufdauer
- 2) Erwärmung der Pole

1. Anlaufdauer:

Nenn-Winkelgeschwindigkeit: $\Omega_N = 2\pi 333,3/60 = 34,9 \text{ rad/s}$

Nenn-Moment: $M_N = S_N / \Omega_N = 230000 / 34,9 = 6590 \text{ kNm}$

Kinetische Energie: $W_{kin} = \frac{J_P + J_G}{2} \cdot \Omega_N^2 = \frac{(75 + 1175) \cdot 10^3}{2} \cdot 34,9^2 = 761,5 \text{ MJ}$

Anlaufdauer t_a : $(J_P + J_G) \frac{d\Omega}{dt} = M_e - M_s \Rightarrow (J_P + J_G) \frac{\Omega_N}{t_a} = \bar{M}_e - \bar{M}_s$

$$t_a = \frac{(75 + 1175) \cdot 10^3 \cdot 34,9}{(0,24 - 0,04) \cdot 6590 \cdot 10^3} = 33 \text{ s}$$

2. Erwärmung der Pole:

Anlaufwärme in den Polen: $W_r = \frac{\bar{M}_e}{\bar{M}_e - \bar{M}_s} \cdot W_{kin} = \frac{0,24}{0,20} \cdot 761,5 = 914 \text{ MJ}$

$$\text{Eindringmaß im Stillstand: } d_E = \sqrt{\frac{\rho_{el,Fe}}{\pi \cdot sf \cdot \mu_0 \mu_{Fe,rel}}} = \sqrt{\frac{27.5 \cdot 10^{-8}}{\pi \cdot 50 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 15}} = 0.01 \text{ m}$$

Eindringvolumen während des Anlauf V :

Schichtdicke durch fallende Frequenz und durch Wärmeausbreitung etwa $4d_E = 0.04 \text{ m}$

$$V = 2p \cdot A_{Pol} \cdot 4d_E = 18 \cdot 1.686 \cdot 0.4 = 1.21 \text{ m}^3$$

$$\text{Erwärmung: } \Delta \vartheta_r = \frac{W_r}{\rho_{Fe} V \cdot c_{Fe}} = \frac{914 \cdot 10^6}{7850 \cdot 1.21 \cdot 460} = \underline{209 \text{ K}}$$

Übungsbeispiel Ü3.2: Stromverdrängung in ROEBEL-Stäben mit flüssigkeitsgekühlten Hohlleitern

Gegeben:

a) Vierebenen-ROEBEL-Stab ausschließlich mit Hohlleitern, $m_H/2 = 18$ Lagen je Stab, Zweischichtwicklung, $b_T = 8.0 \text{ mm}$, $h_T = 4.0 \text{ mm}$, $b_k = 5.5 \text{ mm}$, $h_k = 1.5 \text{ mm}$.

Nut: $b/b_Q = 0.75$, $f = 50 \text{ Hz}$, $\vartheta_{Cu} = 100 \text{ °C}$. Ohne Sehnungseinfluss.

b) Vierebenen-ROEBEL-Stab mit gemischtem Aufbau aus Voll- und Hohlleitern, $m_H/2 = 6$, $m_V/2 = 24$ Lagen je Stab, Zweischichtwicklung,

Volleiter: $b_T = 8.0 \text{ mm}$, $h_{TV} = 1.8 \text{ mm}$

Hohlleiter: $b_T = 8.0 \text{ mm}$, $h_{TH} = 4.4 \text{ mm}$, $b_k = 5.5 \text{ mm}$, $h_k = 1.5 \text{ mm}$.

Nut: $b/b_Q = 0.75$, $f = 50 \text{ Hz}$, $\vartheta_{Cu} = 100 \text{ °C}$. Ohne Sehnungseinfluss.

Berechnen Sie die mittlere Widerstandserhöhung und die lokale Widerstandserhöhung in den obersten Nutenleitern je Lage (jeweils ohne Einfluss der Stirnverbinder)

1. für Variante a),
2. für Variante b).

1. Variante a):

$$A_T = b_T h_T - b_k h_k = 8 \cdot 4 - 5.5 \cdot 1.5 = 23.75 \text{ mm}^2$$

$$J_T = \frac{1}{12} \cdot (b_T h_T^3 - b_k h_k^3) = \frac{1}{12} \cdot (8 \cdot 4^3 - 5.5 \cdot 1.5^3) = 41.12 \text{ mm}^4$$

$$\nu = \frac{12 \cdot J_T \cdot A_T}{b_T^2 h_T^4} = \frac{12 \cdot 41.12 \cdot 23.75}{8^2 4^4} = 0.715$$

$$\xi = h_T \sqrt{\pi f \mu_0 \kappa \frac{b}{b_Q}} = 0.004 \sqrt{\pi \cdot 50 \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 43.4 \cdot 10^6 \cdot 0.75} = 0.32$$

Mittlere Widerstandserhöhung:

$$k_m = 1 + \frac{m_H^2 - 0.2}{9} \xi^4 \nu = 1 + \frac{36^2 - 0.2}{9} 0.32^4 \cdot 0.715 = \underline{\underline{2.08}}$$

Lokale Widerstandserhöhung durch Wirbelstromverluste:

$$k_p \approx 1 + \frac{4}{45} \xi^4 \nu + p(p-1) \frac{\xi^4 \nu}{3} \approx 1 + p(p-1) \frac{\xi^4 \nu}{3}$$

p	k_p
18 (oberste Lage, Unterstab)	1.765
36 (oberste Lage, Oberstab)	4.15

Tabelle Ü3.1-1: Lokale Zunahme des Wechselstromwiderstands

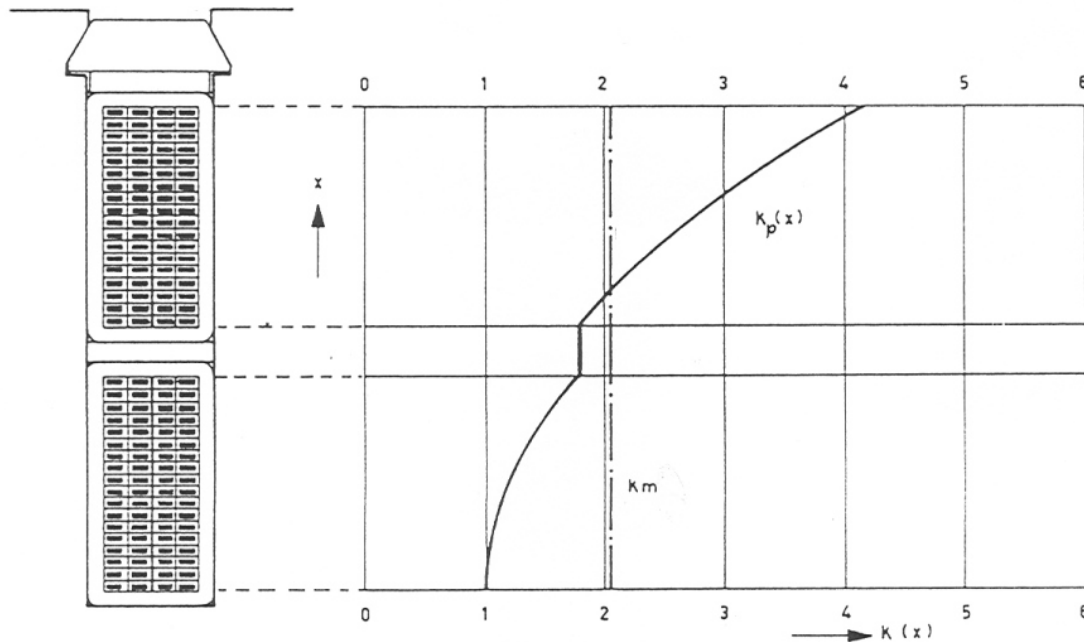


Bild Ü3.1-1: Widerstandserhöhung k durch Stromverdrängung in flüssigkeitsgekühlten ROEBEL-Stäben (Quelle: BBC)

2. Variante b):

Hohlleiter:

$$A_{TH} = b_T h_{TH} - b_k h_k = 8 \cdot 4.4 - 5.5 \cdot 1.5 = 26.95 \text{ mm}^2$$

$$J_T = \frac{1}{12} \cdot (b_T h_{TH}^3 - b_k h_k^3) = \frac{1}{12} \cdot (8 \cdot 4.4^3 - 5.5 \cdot 1.5^3) = 55.24 \text{ mm}^4$$

$$\nu = \frac{12 \cdot J_T \cdot A_{TH}}{b_T^2 h_{TH}^4} = \frac{12 \cdot 55.24 \cdot 26.95}{8^2 \cdot 4.4^4} = 0.745$$

$$\xi_H = h_{TH} \sqrt{\pi f \mu_0 \kappa \frac{b}{b_Q}} = 0.0044 \sqrt{\pi \cdot 50 \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 43.4 \cdot 10^6 \cdot 0.75} = 0.352$$

Voll-Leiter:

$$A_{TV} = b_T h_{TV} = 8 \cdot 1.8 = 14.4 \text{ mm}^2$$

$$\xi_V = h_{TV} \sqrt{\pi f \mu_0 \kappa \frac{b}{b_Q}} = 0.0018 \sqrt{\pi \cdot 50 \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 43.4 \cdot 10^6 \cdot 0.75} = 0.144$$

Ersatzlängenzahl bei ausschließlicher Hohlleiteranordnung je Stab:

$$m_{H,ers} / 2 = m_H / 2 + \frac{A_{TV}}{A_{TH}} \cdot (m_V / 2) = 6 + \frac{14.4}{26.95} \cdot 24 = 18.82, m_{H,ers} = 37.64$$

Ersatzlängenzahl bei ausschließlicher Volleleiteranordnung je Stab:

$$m_{V,ers} / 2 = m_V / 2 + \frac{A_{TH}}{A_{TV}} \cdot m_H / 2 = 24 + \frac{26.95}{14.4} \cdot 6 = 35.23, m_{V,ers} = 70.46$$

Stromverdrängung der Voll-Leiter k_{mV} und der Hohlleiter k_{mH} , jeweils getrennt betrachtet:

$$k_{mV} = 1 + \frac{m_{V,ers}^2 - 0.2}{9} \xi_V^4 = 1 + \frac{70.46^2 - 0.2}{9} 0.144^4 = 1.237 \quad ,$$

$$k_{mH} = 1 + \frac{m_{H,ers}^2 - 0.2}{9} \xi_H^4 = 1 + \frac{35.23^2 - 0.2}{9} \cdot 0.352^4 \cdot 0.745 = 2.577$$

Mittlere Wirkung von Voll- und Hohlleitern:

$$k_{m,V+H} = k_{mV} \cdot \frac{m_V}{m_{V,ers}} + k_{mH} \cdot \frac{m_H}{m_{H,ers}} = 1.237 \cdot \frac{2 \cdot 24}{70.46} + 2.577 \cdot \frac{2 \cdot 6}{37.64} = \underline{\underline{1.664}}$$

Lokale Widerstandserhöhung durch Wirbelstromverluste:

Alleinige Betrachtung der Hohlleiter:

$$k_{pH} \approx 1 + p(p-1) \frac{\xi_H^4}{3}$$

Alleinige Betrachtung der Vollleiter:

$$k_{pV} \approx 1 + p(p-1) \frac{\xi_V^4}{3}$$

Gemeinsame Betrachtung der Voll- und Hohlleiter:

$$k_{p,V+H} = k_{pV} \cdot \frac{m_V}{m_{V,ers}} + k_{pH} \cdot \frac{m_H}{m_{H,ers}} = k_{pV} \cdot \frac{2 \cdot 24}{70.46} + k_{pH} \cdot \frac{2 \cdot 6}{37.64} = k_{pV} \cdot 0.68 + k_{pH} \cdot 0.32$$

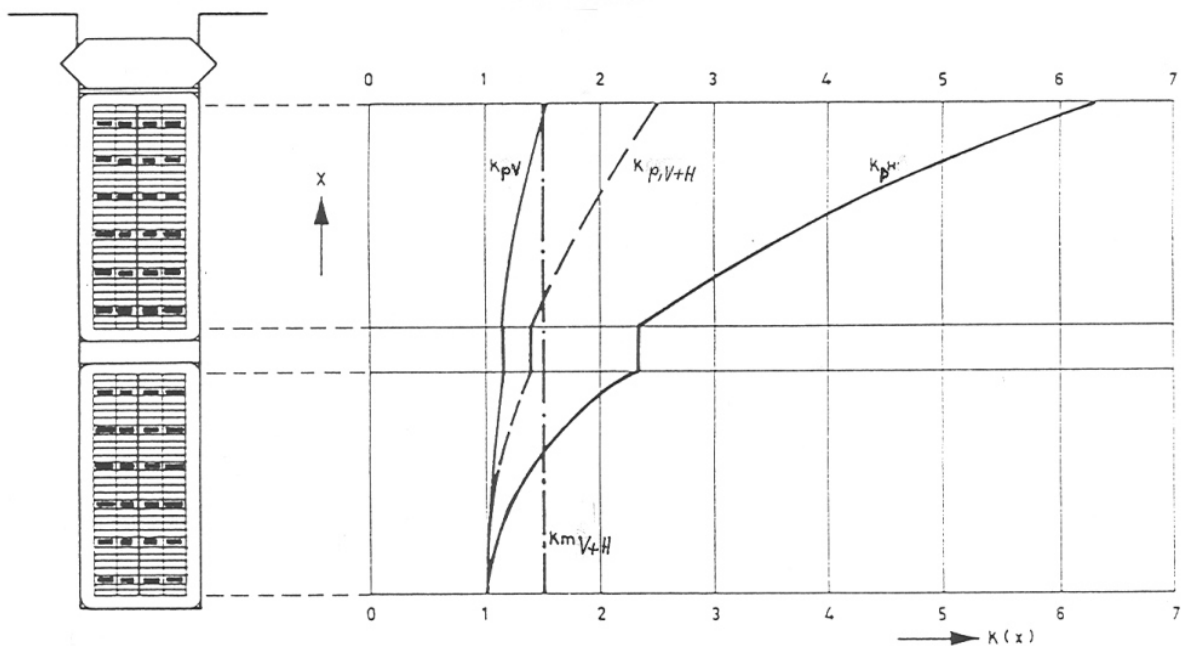


Bild Ü3.1-2: Widerstandserhöhung k durch Stromverdrängung in flüssigkeitsgekühlten ROEBEL-Stäben, gebildet aus vollen und hohlen Teileitern (Quelle: BBC)

p	k_{pH}
18.82 (oberste Lage, Unterstab)	2.28
37.64 (oberste Lage, Oberstab)	6.26

Tabelle Ü3.1-2: Lokale Zunahme des Wechselstromwiderstands bei Hohlleitern

p	k_{pV}
35.23 (oberste Lage, Unterstab)	1.17
70.46 (oberste Lage, Oberstab)	1.70

Tabelle Ü3.1-3: Lokale Zunahme des Wechselstromwiderstands bei Voll-Leitern

p	$k_{p,V+H}$
oberste Lage, Unterstab	1.53
oberste Lage, Oberstab	3.15

Tabelle Ü3.1-4: Lokale Zunahme des Wechselstromwiderstands bei gemeinsamer Betrachtung von Voll- und Hohlleitern

4. Erregungsbedarf und Kennlinien von Synchronmaschinen

Die Erregerverluste P_f stellen einen wesentlichen Bestandteil der Gesamtverluste dar und erwärmen den Läufer. Die rechnerische Vorausbestimmung des Erregerbedarfs erfolgt mit Hilfe der Leerlauf- und Kurzschlusskennlinie für jeden beliebigen Betriebspunkt der Synchronmaschine.

4.1 Leerlauf- und Kurzschlusskennlinie

a) Leerlaufkennlinie:

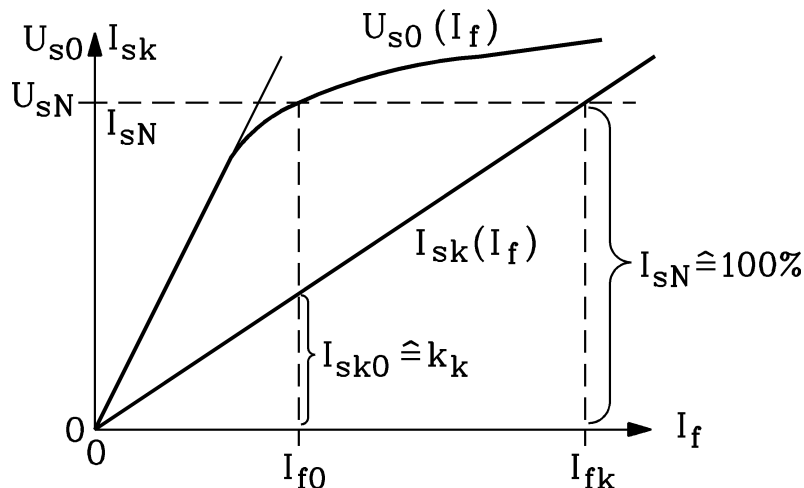


Bild 4.1-1: Leerlaufkennlinie $U_{s0}(I_f)$ und Kurzschlusskennlinie $I_{sk}(I_f)$ bei Berücksichtigung der Eisensättigung. Bestimmung des Leerlauf-Kurzschluss-Verhältnisses $k_k = 1/x_d$ eingezeichnet.

Die bei fester Drehzahl an den offenen Klemmen der angetriebenen Synchronmaschine gemessene Leerlaufspannung U_{s0} in Abhängigkeit des veränderlichen Erregerstroms I_f heißt **Leerlaufkennlinie**. Wird bei konstanter Maschinendrehzahl der Erregerstrom I_f von 0 aus erhöht, so steigt das Polradfeld zunächst linear mit an, und damit ebenso die Leerlaufspannung. Es wird nur der Luftspalt magnetisiert (Feldstärke H_δ). In den Zähnen des Stators (und bei Vollpolmaschinen auch in jenen des Rotors) muss sich der Luftspaltfluss auf etwa doppelte Luftspaltflussdichte zusammendrängen, so dass ab etwa 0.7 T Luftspaltflussdichte in den Zähnen eine Flussdichte von 1.4 T herrscht. Ab 1.5 T beginnt das Eisen zu **sättigen**, so dass der Erregerbedarf auch zur Magnetisierung der Eisenwege erforderlich ist. Dies erklärt den gekrümmten Verlauf der Leerlaufkennlinie bei höheren Flussdichten. Daher entspricht die **Magnetisierungs-Kennlinie** $U_h(I_m)$ (I_m : "Magnetisierungsstrom = resultierende Wirkung aus Ständer- und Läuferdurchflutung) unter Last genau der Leerlaufkennlinie $U_{s0}(I_f)$.

b) Kurzschlusskennlinie

Der bei fester Drehzahl in der kurzgeschlossenen Ständerwicklung der angetriebenen Synchronmaschine gemessene Kurzschlussstrom I_{sk} in Abhängigkeit des veränderlichen Erregerstroms I_f heißt **Kurzschlusskennlinie**. Die Kurzschlusskennlinie $I_{sk}(I_f)$ ist gemäß Bild 4.1-2 **linear**. Gemäß dem Zeigerdiagramm wirkt das von I_{sk} erregte, synchron mit dem Läufer rotierende Ständermagnetfeld dem Polradfeld entgegen und verringert es auf die kleine Restamplitude im Luftspalt (entspricht I_m), die erforderlich ist, jene Spannung U_i in der Ständerwicklung zu induzieren, die den Spannungsfall von I_{sk} am OHM'schen Wicklungswiderstand und an der Streureaktanz $X_{s\sigma}$ deckt. Dieses kleine Luftspaltfeld sättigt das Eisen **nicht** und erklärt die Linearität der Kurzschlusskennlinie.

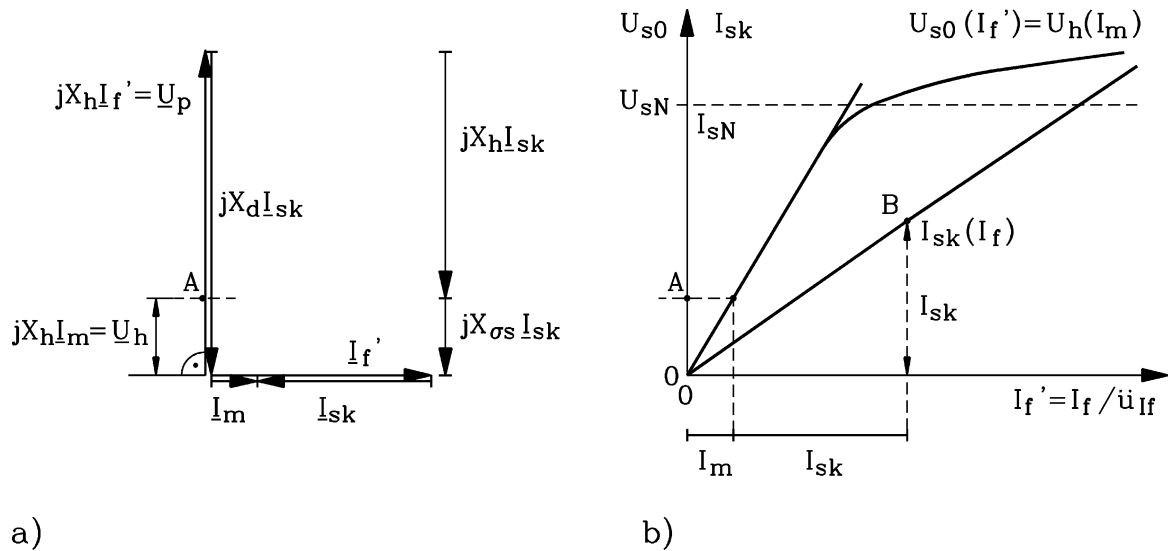


Bild 4.1-2: Graphische Ermittlung der Kurzschlusskennlinie $I_{sk}(I_f)$ aus a) dem Zeigerdiagramm für den Dauerkurzschluss und b) der Hauptfeld-Sättigungskennlinie $U_h(I_m)$

Anmerkung:

Mit \ddot{u}_{If} wird das Übersetzungsverhältnis zwischen Ständer- und Feldwicklung bezeichnet (Umrechnung Windungszahl, Strangzahl (3 / 1), Wicklungsfaktoren).

4.2 Ermittlung des Erregerbedarfs der Synchronmaschine

Aus der gemessenen Leerlauf- und Kurzschlusskennlinie kann bei bekannter Ständerstreureaktanz $X_{s\sigma}$ und bekanntem Strangwiderstand R_s der Erregerbedarf einer Synchronmaschine für einen beliebigen Lastpunkt (U_s, I_s, φ) mit guter Genauigkeit vorherbestimmt werden.

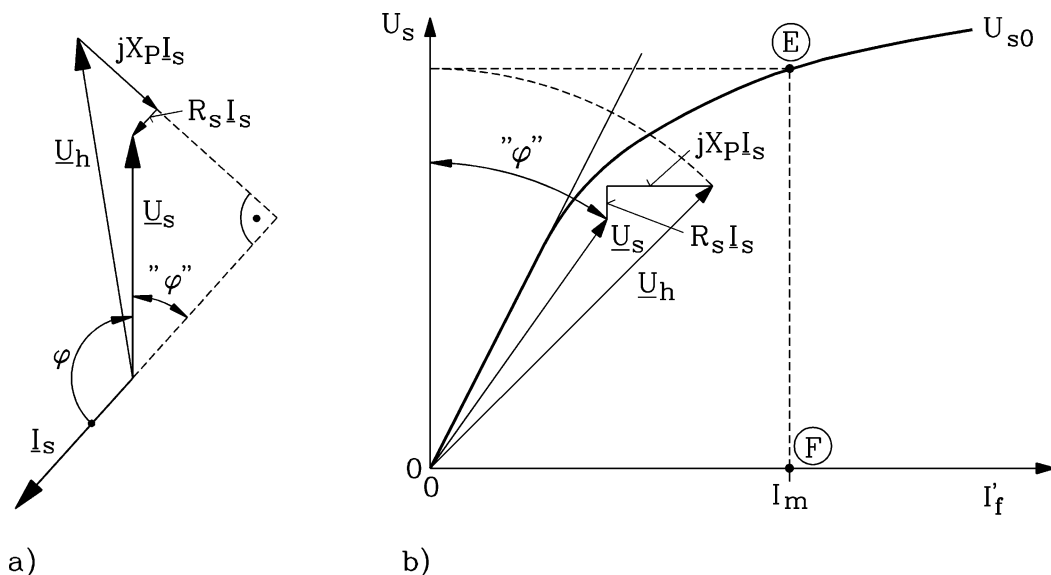


Bild 4.2-1: Bestimmung des magnetischen Arbeitspunktes E für die Vollpolmaschine zu einem beliebigen Lastpunkt (U_s, I_s, φ) a) Bestimmung der Hauptfeldspannung mit dem Zeigerdiagramm, b) Bestimmung des Magnetisierungsstroms mit der Leerlaufkennlinie

Anmerkung: Genaugenommen ist bei hohem Erregerbedarf auch die zusätzliche Sättigung des Läufer Eisens durch den nunmehr großen Läufer-Streuf Fluss (in den Erregernuten der Vollpol-

oder in den Pollücken der Schenkelpolmaschinen) zu berücksichtigen. Dies wird durch eine gegenüber $X_{s\sigma}$ etwas erhöhte Reaktanz X_P (**POTIER-Reaktanz**) berücksichtigt.

Das hier vorgestellte Verfahren zur Erregerbedarfsbestimmung gilt für die **Vollpolmaschine**. Für übererregten Betrieb ist aber das Verfahren auch näherungsweise für die Schenkelpolmaschine ausreichend genau. Zunächst wird – ausgehend vom Zeigerdiagramm der Vollpolmaschine zum gewählten Lastpunkt – die Hauptfeldspannung U_h bestimmt, da diese den magnetischen Arbeitspunkt E festlegt (Bild 4.2-1). Über die Leerlaufkennlinie erhält man so den Magnetisierungsstrom I_m . Die zugehörige Ankerrückwirkung der bestromten Ständerwicklung erhält man über das Zeigerdiagramm (Bild 4.2-2a). Allerdings benötigt man $I_s \ddot{u}_{If}$, um I_f und nicht I'_f verwenden zu können. Dies gelingt mit Hilfe der Kurzschlusskennlinie in Kombination mit der Leerlaufkennlinie (Bild 4.2-2b) analog zu Bild 4.1-2, da sich im Kurzschluss die Durchflutungen von Ständer und Polrad algebraisch summieren. Nun kann das zu Bild 4.2-2a geometrisch ähnliche Dreieck Bild 4.2-3 gezeichnet werden, aus dem direkt der Erregerbedarf I_f als Zahlenwert (Länge des Zeigers) abgelesen werden kann.

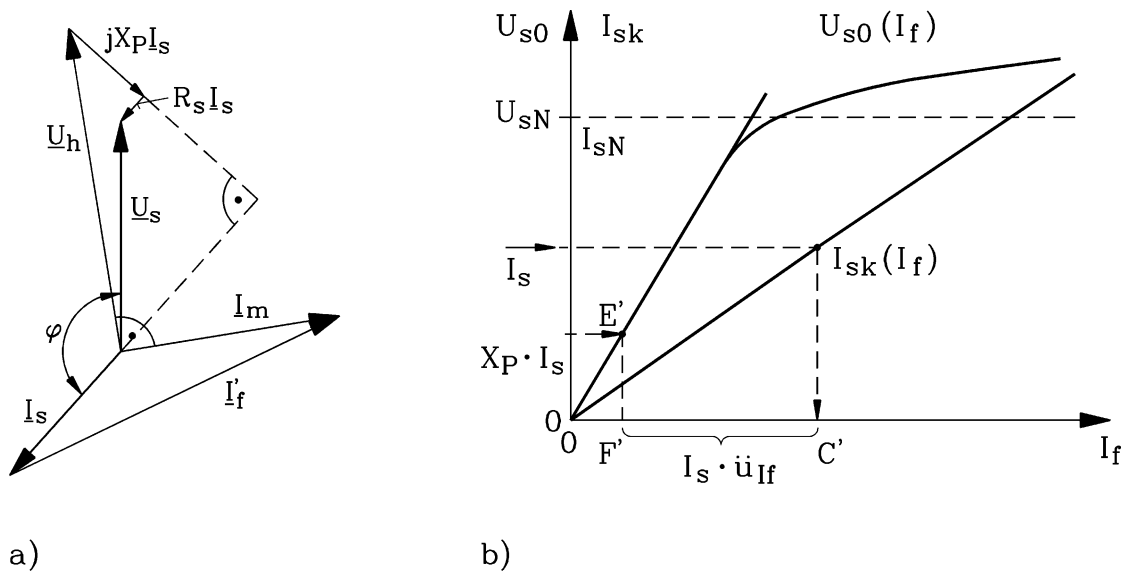


Bild 4.2-2: Bestimmung der Ankerrückwirkung der Vollpolmaschine aus Messwerten: a) Durchflutungs-Zeigerdiagramm, b) Bestimmung der Ankerrückwirkung $I_s \ddot{u}_{If}$

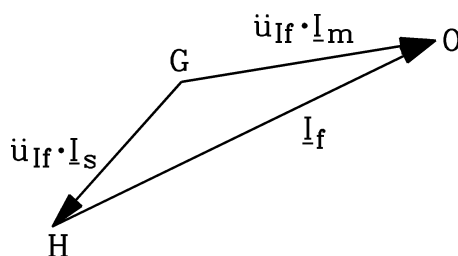


Bild 4.2-3: Bestimmung des Erregerbedarfs I_f aus dem Durchflutungs-Zeigerdiagramm

In der Praxis werden alle Teilschritte in **EINEM Bild** gezeichnet (Bild 4.2-4). Dabei wird das Diagramm Bild 4.2-1a so geschwenkt, dass die Stromrichtung I_s in der Ordinatenrichtung liegt. Der Phasenwinkel φ muss dann für den übererregten Fall nach rechts, für den untererregten Fall nach links aufgetragen werden. Für Winkelwerte größer als 90° trägt man das entsprechende Komplement auf 180° ein (siehe Bild 4.2-4). Der Spannungsfall $R_s I_s$ liegt ebenfalls parallel zur Ordinate, der Streuspannungsfall $jX_P I_s$ in Abszissenrichtung. Mit den Buchstaben A bis C ist die Konstruktion der Hauptfeldspannung eingetragen, die – auf der

Ordinate mit D eingetragen – über E den Magnetisierungsstrom (F) ergibt. Das Durchflutungs-Zeigerdiagramm ist ebenfalls in geschwenkter Position eingetragen, und zwar so, dass der Magnetisierungsstrom-Zeiger parallel zum Hauptfeldspannungs-Zeiger liegt (Strecke $\overline{0G}$). Dann muss der Zeiger der Ankerrückwirkung $\underline{I}_s \dot{u}_{ff}$ parallel zur Abszisse liegen. Die oben beschriebene Bestimmung der Größe $\underline{I}_s \dot{u}_{ff}$ erfolgt gemäß der Buchstabenfolge A' bis F', wobei die Strecke $\overline{C'F'}$ dem Wert $\underline{I}_s \dot{u}_{ff}$ entspricht. Diese wird als Strecke \overline{GH} in das Durchflutungs-Zeigerdiagramm (Dreieck 0-G-H) eingefügt. Die Strecke $\overline{0H}$, aufgetragen auf der Abszisse als Strecke $\overline{0I}$, ist **der gesuchte Erregerstrom**.

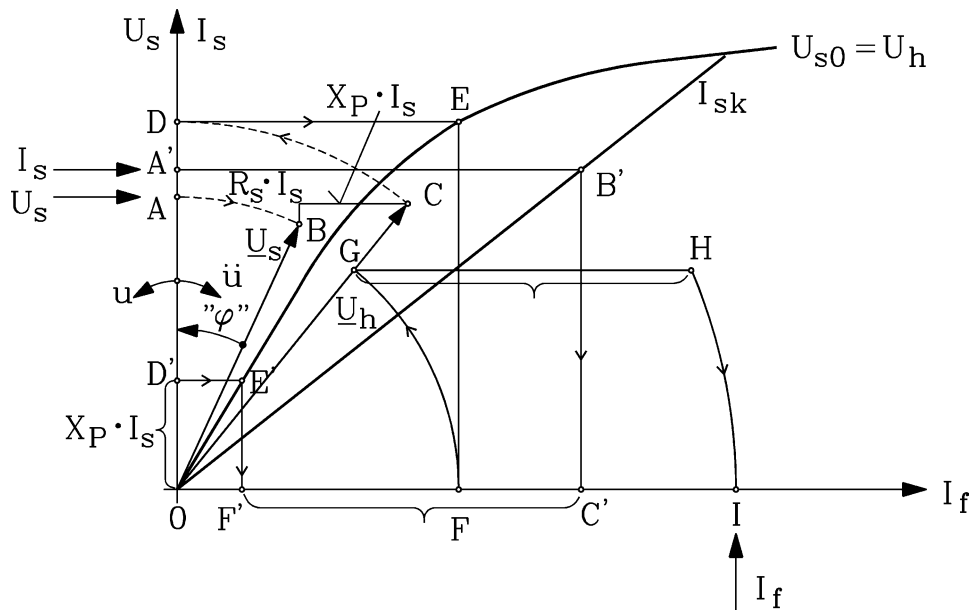


Bild 4.2-4: In der Praxis übliche Erregerbedarfs-Konstruktion, gezeigt am Beispiel eines übererregten, generatorischen Betriebspunkts.

4.3 Zeigerdiagramm der gesättigten Synchron-Vollpolmaschine

Das Zeigerdiagramm für den gesättigten Betrieb der Vollpol-Synchronmaschine kann unmittelbar im Anschluss an die Erregerbedarfs-Ermittlung gezeichnet werden. Wegen

$$\underline{U}_h = jX_h I_m \tag{4.3-1}$$

$$\underline{U}_p = jX_h I'_f \tag{4.3-2}$$

folgt

$$U_p / U_h = I'_f / I_m \tag{4.3-3}$$

Die Polradspannung für das im magnetischen Arbeitspunkt E gezeichnete Zeigerdiagramm wird über den Strahlensatz aus Bild 4.3-1a bestimmt. Sie stellt die (fiktive) Ersatzspannung eines im Arbeitspunkt E **linearisierten Modells** der Vollpol-Synchronmaschine dar. Die linearisierte Kennlinie ist die Gerade $\overline{0E}$. Das zugehörige Zeigerdiagramm mit gesättigtem X_h wird wie folgt ermittelt. Wähle den Lastpunkt $\underline{U}_s, \underline{I}_s$ und zeichne die beiden Zeiger. Über die bekannten Werte R_s, X_p wird \underline{U}_h in gewohnter Weise ermittelt. Aus der gesättigten Leerlaufkennlinie $U_h(I_m)$ (das ist gleichzeitig $U_{s0}(I'_f)$) wird mit U_h der Magnetisierungsstrom

I_m ermittelt und im rechten Winkel zu \underline{U}_h im Zeigerdiagramm als \underline{I}_m eingetragen. Aus dem Durchflutungs-Zeigerdiagramm wird damit \underline{I}'_f bestimmt und mit I'_f gemäß (4.3-2) U_p errechnet. Der Zeiger \underline{U}_p wird im rechten Winkel zu \underline{I}'_f ins Zeigerdiagramm eingetragen. Die Strecke zwischen den Zeigerspitzen von Polrad- und Hauptfeldspannung ist dann $X_h I_s$, wobei X_h die **gesättigte Hauptfeldreaktanz** ist.

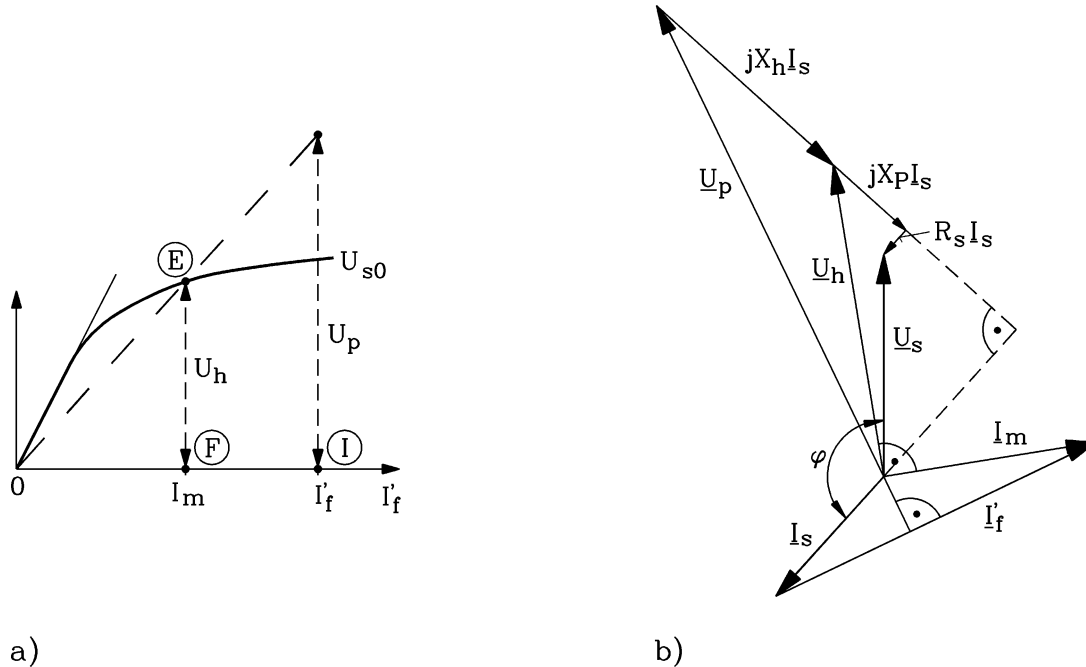


Bild 4.3-1: Die gesättigte Vollpolmaschine: a) Bestimmung des magnetischen Arbeitspunkts E und der (fiktiven) Polradspannung U_p , b) zugehöriges Zeigerdiagramm.

Wird die Synchronmaschine ausgehend von einem bestimmten Lastpunkt entlastet (Leistungsschalter öffnet, Ständerstrom wird abgeschaltet), die Polraderregung aber unverändert beibehalten, so steigt die Klemmenspannung auf den Ordinaten-Wert U_{s0} (Bild 4.3-1a) an – und **natürlich nicht** auf den Wert der fiktiven Polradspannung, die über die (fiktive) linearisierte Kennlinie gewonnen wurde. Dieser reale **Spannungsanstieg bei Lastabwurf** beträgt – ausgehend von 100% Nennspannung – in der Regel zwischen 25% und 30% („Spannungsanstieg bei Entlastung“).

4.4 Sättigung des Polschäfts bei überregtem Betrieb – POTIER-Reaktanz

a) Der Streufluss im Polrad:

Nicht nur in den Ständernuten und im Wickelkopfbereich, sondern auch im Polrad bildet sich ein Streufluss zwischen benachbarten Polen aus (Bild 4.4-1: **Polstreufluss** Φ_{of}). Er ist zwar i. a. deutlich kleiner als der Hauptfluss Φ_h , überlagert sich aber im Polschaft dem Hauptfluss und erhöht dort die Flussdichte. Er wird von der Polraddurchflutung benachbarter Pole $2N_{fpoi} I_f$ erregt und ist folglich im überregten Betrieb, wo der Feldstrom wegen der hohen Polradspannung am höchsten ist, maximal. Er kann dann den Polschaft in Sättigung treiben.

b) Der induktive Voll-Lastpunkt bedeutet erhöhten Polradstreufluss:

Maximaler Erregerstrom bei Betrieb am starren Netz mit Nennspannung und Nennstrom (Voll-Lastbetrieb) tritt bei Übererregung und reiner Blindlast auf; hier addieren sich Ständerspannung U_N und Ankerrückwirkung $X_d I_N$ algebraisch (Bild 4.4-2) und ergeben damit maximale Polradspannung U_p . Da in diesem Betriebspunkt die Synchronmaschine wie ein

kapazitiver Verbraucher wirkt, kann sie selbst induktive Verbraucher mit Blindleistung versorgen. Daher nennt man diesen Betriebspunkt **induktiven Voll-Lastpunkt (IVP)**. Wegen des hohen Erregerstroms wird die Polradwicklung thermisch am höchsten belastet. In der Regel sind daher nur Prüffeldgeneratoren und Phasenschieber so ausgelegt, dass sie diesen Betrieb dauernd fahren können. Der hohe Polradstreuffluss bewirkt eine Sättigung der Polschäfte im Polrad.

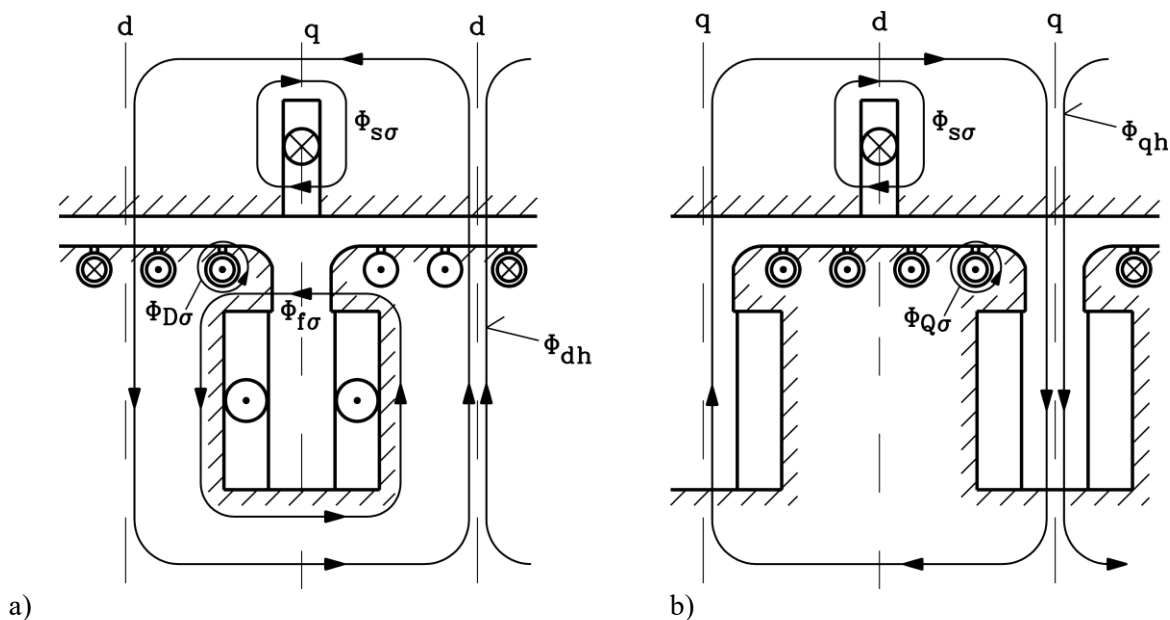


Bild 4.4-1: Flussverkettungen in der Schenkelpolsynchronmaschine:
 a) d-Achse mit Polradstreuffluss $\Phi_{f\sigma}$, b) q-Achse

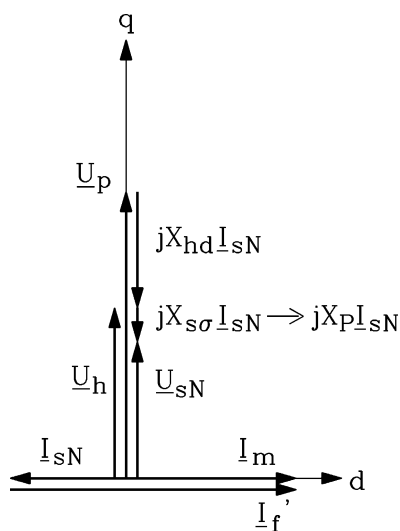


Bild 4.4-2: Zeigerdiagramm für den induktiven Voll-Lastpunkt $U_s = U_N, I_s = I_N, \cos\varphi = 0$ ü.e.

c) Berücksichtigung der Polrad-Eisensättigung nach POTIER – Die POTIER-Reaktanz
 Wegen der Polschäftsättigung ist das in Bild 4.4-2 dargestellte Zeigerdiagramm nicht mehr länger gültig. Damit der Hauptfluss Φ_h auch **bei Polschäftsättigung** in voller Höhe aufrecht erhalten werden kann, muss die erregende Durchflutung und damit der Erregerstrom erhöht werden (Bild 4.4.3a: ΔI_f). Um den gleichen Betrag steigt folglich die den Hauptfluss magnetisierende Durchflutung an. Im Zeigerdiagramm dargestellt durch den Magnetisierungsstrom ($\Delta I_m = \Delta I_f$). Die Polschäftsättigung ist eine Streuflusssättigung und lässt die Haupt-

reaktanz X_{hd} unverändert. Folglich steigt rein rechnerisch im Zeigerdiagramm (Bild 4.4-3a) die Polradspannung (4.4-1) um den Betrag (4.4-2) an, ebenso die Hauptfeldspannung (4.4-3).

$$U_p = X_{hd} I'_f \tag{4.4-1}$$

$$\Delta U_p = X_{hd} \Delta I'_f \tag{4.4-2}$$

$$\Delta U_h = X_{hd} \Delta I_m \tag{4.4-3}$$

Die Klemmenspannung ist aber konstant (gleich der Nennspannung), so dass die Streureaktanz X_{σ} erhöht werden muss, damit rechnerisch das Zeigerdiagramm weiterhin die Klemmengrößen Spannung und Strom richtig wiedergibt. Diese (etwas willkürlich) erhöhte Streureaktanz im Zeigerdiagramm nennt man **POTIER-Reaktanz X_P** .

$$X_P > X_{\sigma} \tag{4.4-4}$$

Sie berücksichtigt neben der Ständerstreuung auch pauschal die erhöhte Polradstreuung und die dadurch hervorgerufene Polschaftsättigung.

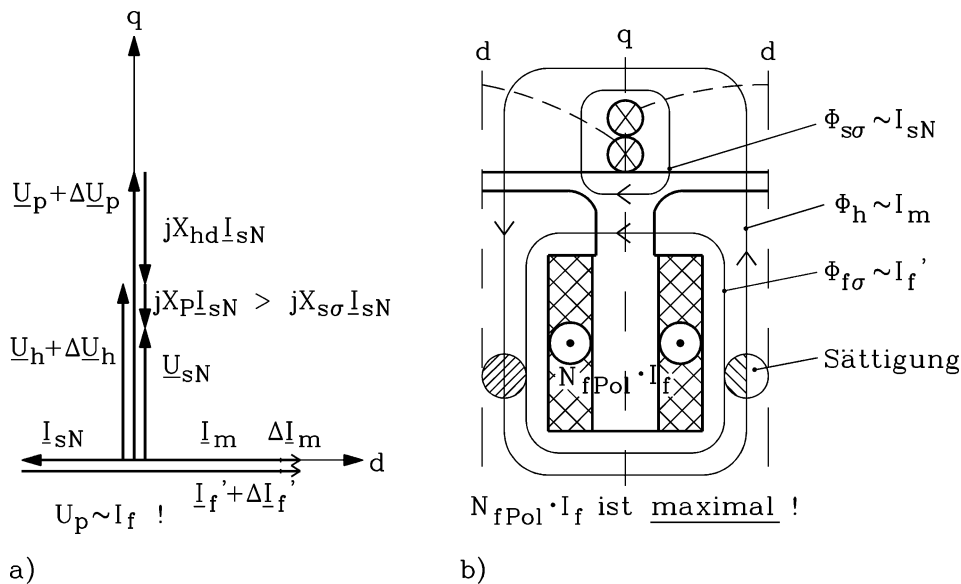


Bild 4.4-3: **POTIER-Reaktanz**: a) Zeigerdiagramm im induktiven Voll-Lastpunkt, b) Schematische Darstellung der Flussverkettungen im induktiven Voll-Lastpunkt.

d) Messtechnische Ermittlung der POTIER-Reaktanz mit dem FISCHER-HINNEN-Verfahren: Wenn Leerlaufkennlinie, Kurzschlusskennlinie und der Erregerbedarf für den **induktiven Voll-Lastpunkt (IVP)** messtechnisch bestimmt wurden, kann daraus die **POTIER-Reaktanz** ermittelt werden (Bild 4.4-4). Dabei geht man von dem Zeigerdiagramm für den IVP (Bild 4.4-3) aus. Zum gemessenen Erregerstrom im IVP muss die zugehörige Hauptfeldspannung U_h ermittelt werden. Die Differenz zwischen U_h und U_N ist dann $X_P I_N$. Daher muss der zu U_h gehörende Magnetisierungsstrom gefunden werden, da $U_h(I_m)$ gleichzeitig $U_{s0}(I'_f)$ ist. In der Regel werden Leerlauf- und Kurzschlusskennlinie nicht über $I'_f = I_f / \dot{u}_{if}$, sondern direkt über dem Messwert I_f aufgetragen. Daher wird eigentlich $I_m \dot{u}_{if}$ benötigt. Um dieses nicht bestimmen zu müssen, greift man zu folgendem **Trick**:

Der $X_P I_N$ entsprechende Spannungsfall bei $U_s = 0$ ist $X_{\sigma} I_N$. Er ist in Bild 4.2-2b für einen beliebigen Ankerstrom I_{sk} als Dreieck mit dem magnetischen Arbeitspunkt E' eingezeichnet. Dieses Dreieck wird nun für $I_{sk} = I_N$ verwendet. Von diesem Dreieck sind bekannt: die Basis (Hypothense) I_{fk} (Bild 4.4-4) und die Neigung einer Kathete, nämlich die Neigung der

Leerlaufkennlinie im ungesättigten Bereich. Dieses Dreieck wird für $U_s = U_N$ vom IVP aus eingezeichnet. Die Neigungslinie der Kathete schneidet auf der Leerlaufkennlinie folglich U_h für den IVP ab. Der verbleibende Ordinatenabschnitt $U_h - U_N$ ist daher $X_P I_N$. Das so entstandene Dreieck (**POTIER-Dreieck**) ähnelt dem erste Dreieck nur, gibt aber gemäß dem Zeigerdiagramm Bild 4.4-3 die Aufteilung des benötigten Erregerstroms $I'_{f,IVP}$ in den Anteil $I_s = I_N$ und I_m annähernd richtig wieder.

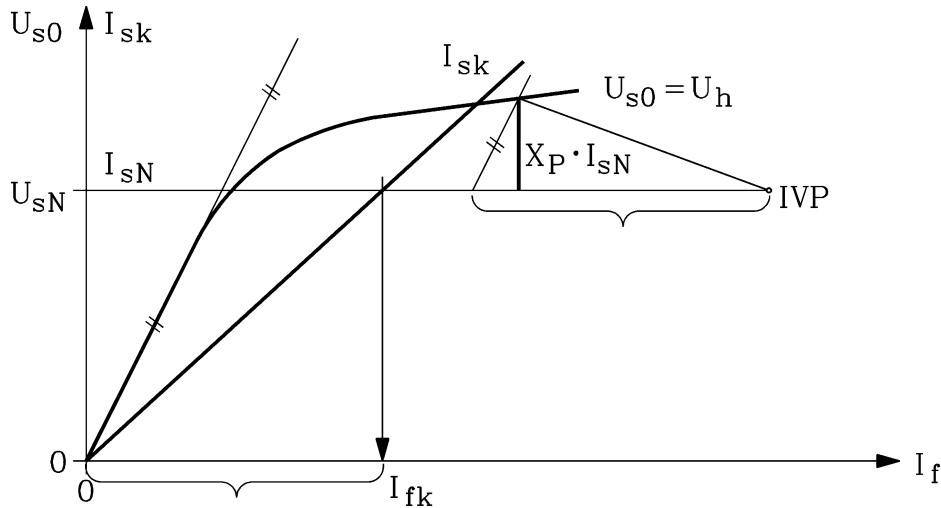


Bild 4.4-4: Bestimmung der POTIER-Reaktanz aus gemessener Leerlauf- und Kurzschlusskennlinie und dem Erregerbedarf für den induktiven Voll-Lastpunkt (IVP) mit dem Verfahren von **FISCHER-HINNEN**

4.5 Stromortskurven und Betriebskennlinien von Synchronmaschinen

Im Folgenden werden die Stromortskurven und Betriebskennlinien von Vollpol- und Schenkelpol-Synchronmaschinen bei Betrieb am starren Netz besprochen.

a) Vollpolmaschine – Stromortskurve bei $R_s = 0$:

Um bei Betrieb am starren Netz mit konstanter Spannung U_s und Frequenz f_s den Ständerstrom I_s als Zeiger \underline{I}_s nach Betrag und Phasenlage für einen beliebigen Lastzustand und damit beliebigen Polradwinkel ϑ und einen beliebigen Erregerstrom und damit eine beliebige Polradspannung U_p darzustellen, bedient man sich der Stromortskurve $\underline{I}_s(\vartheta)$. Analog zum Kreisdiagramm der Asynchronmaschine (Kapitel 5) beschreibt die Spitze des Ständerstromzeigers der Synchron-Vollpolmaschine bei eingprägter Ständerspannung und variabler Belastung, ausgedrückt durch den Polradwinkel ϑ , als Ortskurve einen Kreis (Bild 4.5-1). Wir legen den Zeiger \underline{U}_s in die Re-Achse, so dass gilt: $\underline{U}_s = U_s, \underline{U}_p = U_p \cdot e^{j\vartheta}$. Dann folgt der Ständerstrom in Abhängigkeit des Polradwinkels (4.5-1) als Summe des konstanten Zeigers $-jU_s / X_d$ und des mit ϑ rotierenden Zeigers $jU_p e^{j\vartheta} / X_d$.

$$\underline{I}_s(\vartheta) = -j \frac{U_s}{X_d} + j \frac{U_p}{X_d} e^{j\vartheta} \tag{4.5-1}$$

Die Spitze des Ständerstromzeigers beschreibt somit einen Kreis, dessen Mittelpunkt M aus dem Koordinatenursprung 0 um den konstanten Betrag U_s/X_d in Richtung der negativen Im-Achse verschoben ist. Der Ständerstromzeiger wird vom Ursprung 0 zu einem Punkt auf der Ortskurve gemessen. Bild 4.5-1 zeigt das zugehörige Stromzeigerdiagramm, das man sich alternativ zu (4.5-1) auch durch Division des Spannungszeigerdiagramms mit jX_d entstanden

denken kann (mit Vernachlässigung des Ständerstrangwiderstands: $R_s = 0$), und das bei Variation des Polradwinkels den erwähnten Kreis beschreibt. Aus der Stromortskurve ist bei $R_s = 0$ direkt der Motor- und Generatorbetrieb ($\vartheta < 0, \vartheta > 0$), über- und untererregter Betrieb ($\varphi_s < 0, \varphi_s > 0$) sowie der stabile und instabile Betriebsbereich ($|\vartheta| < \pi/2, |\vartheta| > \pi/2$) ablesbar. Wegen der veränderbaren Polraderregung ($I_f/I_{f0} = U_p/U_{p0}$) existiert zu jedem Erregerstromwert I_f ein eigener Kreis mit demselben Mittelpunkt M und mit einem zu I_f proportionalen Radius, so dass die Ständerstromortskurven für unterschiedliche Erregerströme konzentrische Kreise sind (Bild 4.5-2).

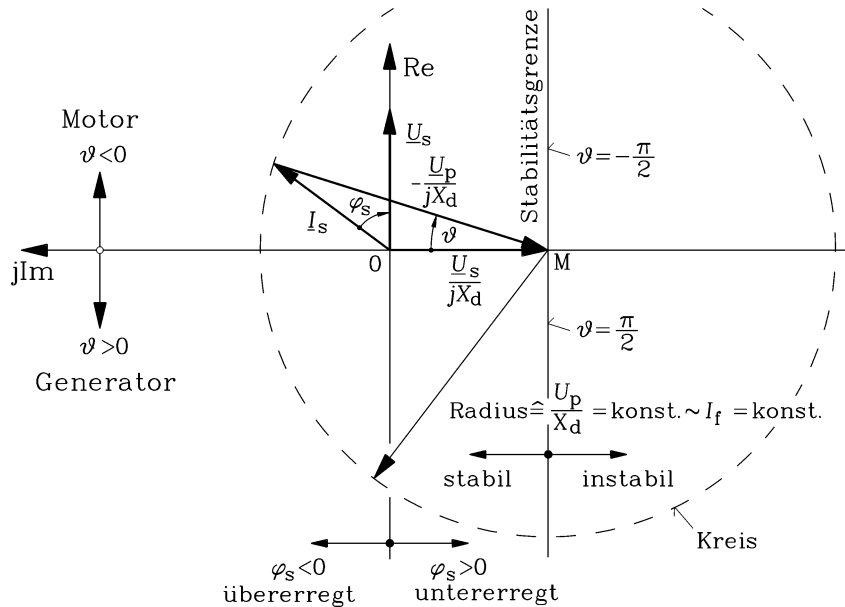


Bild 4.5-1: Stromortskurve der Vollpolmaschine am starren Netz bei konstanter Erregung: $I_f \sim U_p$ ($R_s = 0$)

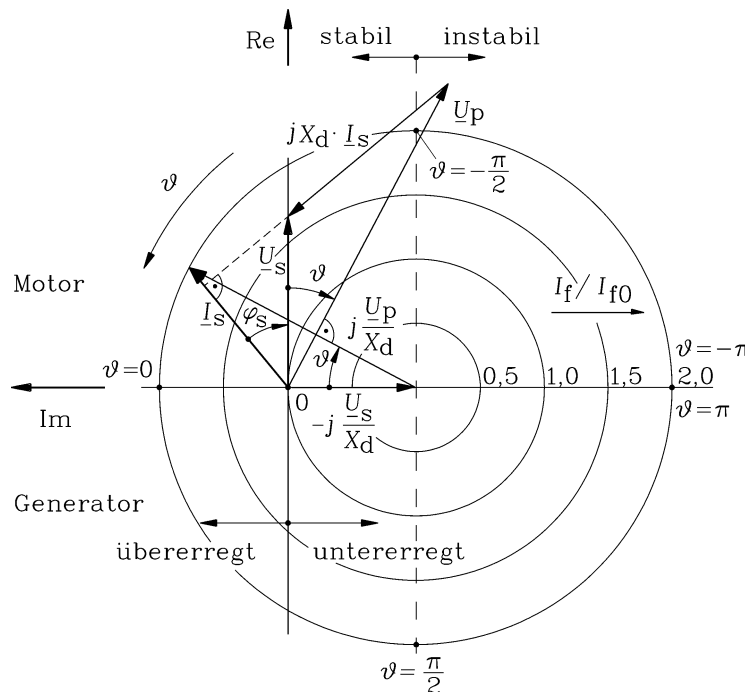


Bild 4.5-2: Stromortskurvenschar der Vollpolmaschine für $R_s = 0$ am starren Netz bei unterschiedlichen Erregerstromwerten I_f ; I_{f0} ist der Leerlauferregerstrom.

b) Belastungsgrenzen der Vollpolmaschine bei Dauerbetrieb:

Aus der Stromortskurvenschar (Bild 4.5-2) folgt das Betriebsdiagramm der Synchron-Vollpolmaschine mit ihren Leistungsgrenzen (Bild 4.5-3), das in der Norm IEC 60034-3 beschrieben ist.

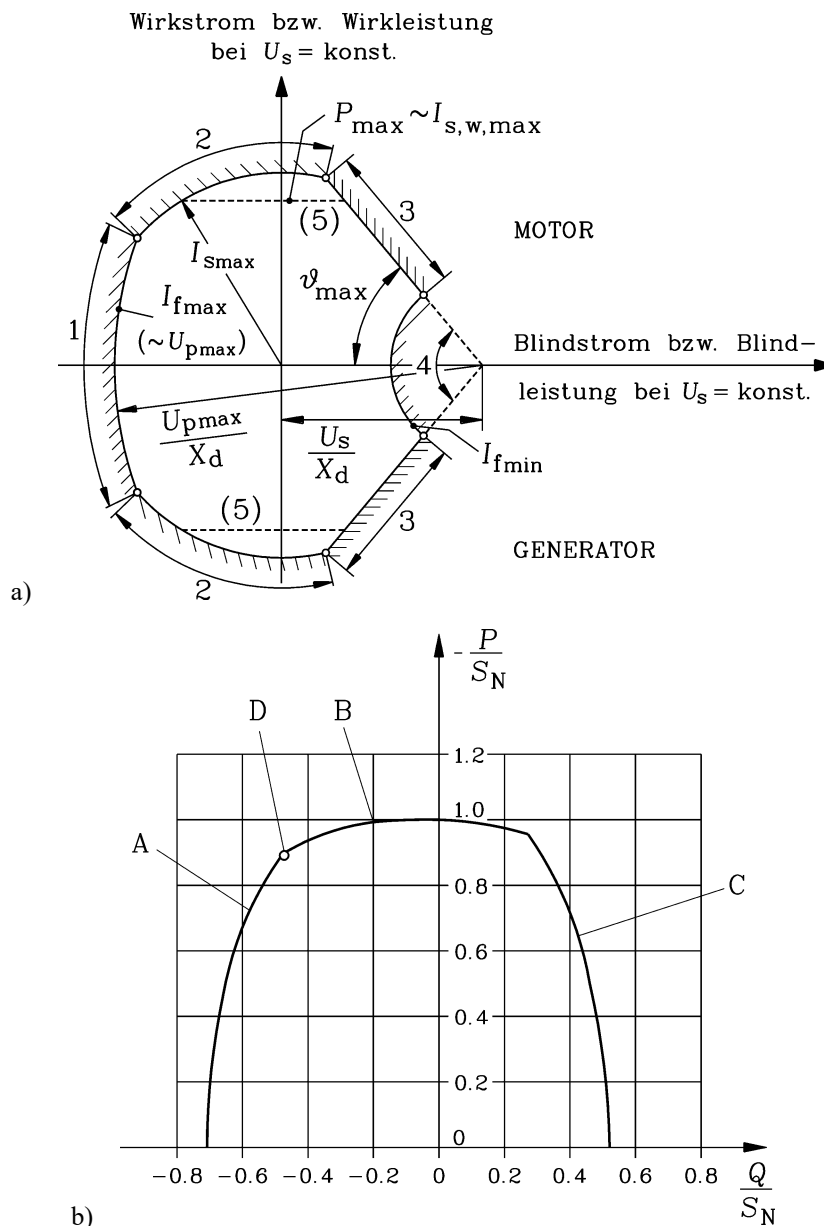


Bild 4.5-3: a) Leistungsgrenzen der Synchron-Vollpolmaschine im Verbraucher-Zählpeilsystem bei konstanten Ersatzschaltbild-Parametern [29], b) Berechnete Leistungsgrenzen eines zweipoligen Turbogenerators mit Berücksichtigung des Einflusses der Eisensättigung und des (kleinen) Spannungsfalls am Ständerstrangwiderstand (A: Begrenzung durch die Temperatur der Erregerwicklung, B: Begrenzung durch die Temperatur der Ständerwicklung, C: Begrenzung durch die Temperaturen der Endzonen des Blechpaketes oder durch die statische Stabilität, D: Bemessungswirkleistung P_N). P/S_N , Q/S_N : Wirk- und Blindleistung, bezogen auf die Bemessungsscheinleistung, $Q/S_N < 0$: übererregt, $Q/S_N > 0$: untererregt (Quelle: Siemens AG)

Grenze 1 ist die thermische Grenze infolge der Stromwärmeverluste durch den maximalen Erregerstrom $I_{f,max}$ in der Feldwicklung. Für den Erregerstrom gilt $I_f' = U_p / X_{dh}$. Wir sehen also in Bild 4.5-2 den Zeiger $U_p / X_d = (U_p / X_{dh}) \cdot (X_{dh} / X_d) = I_f' \cdot (X_{dh} / X_d)$. Bei konstanten Parametern X_{dh} , X_d ist Grenze 1 ein Kreisbogenstück mit dem Radius $U_{p,max} / X_d$ (Bild 4.5-3a). Mit größer werdendem Erregerstrom vergrößert sich aber in der Realität die

Hauptfeldsättigung, X_{dh} und der Quotient X_{dh}/X_d bleiben nicht konstant, sondern werden kleiner. In der Praxis ergeben sich dadurch merkliche Veränderungen gegenüber dem Kreis (Bild 4.5-3b)!

Grenze 2 ist die thermische Grenze infolge der Stromwärmeverluste durch den maximalen Ständerstrom $I_{s,max}$ in den Ständerwicklungssträngen. Sie ist somit für Motor- und Generatorbetrieb je ein Kreisbogenstück der Ständerstromortskurve mit dem Radius $I_{s,max}$.

Grenze 3 ist der maximale Polradwinkel ϑ_{max} , der mit einem gewissen Sicherheitsabstand vom generatorischen und motorischen Kippwinkel $\pm 90^\circ$ definiert wird. Er wird vom Hersteller angegeben, z. B. $\vartheta_{max} = 70^\circ < 90^\circ$, wobei in der Praxis durchaus auch höhere Werte vorkommen, weil es die schnelle Regelung des Erregerstroms zulässt. Bei Angabe eines maximalen Polradwinkels ist Grenze 3 ein Geradenabschnitt (Bild 4.5-3a). Bei diesen hohen Polradwinkeln treten aber durch das Ständerstirnstreufeld auch hohe Wirbelstromverluste in den Pressplatten auf. Oft wird daher Grenze 3 durch die maximal zulässige Endzonenerwärmung des Ständerblechpakets definiert, da es sich um die maßgebliche, weil im Fehlerfalle großen wirtschaftlichen Schaden verursachende Verantwortlichkeit des Herstellers handelt. Dann ist die Grenze 3 keine Gerade mehr (Bild 4.5-3b).

Grenze 4 ist durch den für ein Mindestkippmoment erforderlichen Mindesterregerstrom $I_{f,min}$ bedingt. Daher ist Grenze 4 auch ein Kreisbogenstück, diesmal mit dem Radius $U_{p,min}/X_d$.

Grenze 5: Mit der Bemessungs-Wirkleistung liegt die zu beherrschende Wirkleistung der Synchronmaschine fest, wenn keine Überlast explizit zugelassen ist. Dann geht die Grenze 5 der mechanischen Leistungsgrenze und des damit verbundenen maximalen Drehmoments durch diesen Punkt. Diese Grenze entspricht dem maximalen Wirkstromanteil $I_{s,w,max}$.

c) *Regulierkurven der Vollpol-Synchronmaschine bei $R_s = 0$: $I_s(I_f)$ bei $\cos \varphi_s = \text{konst.}$:*

Aus Bild 4.5-2 kann unmittelbar die Kurve $I_s(I_f)$ bei $\cos \varphi_s = \text{konst.}$ graphisch konstruiert werden, indem bei festem Winkel φ_s Schnittpunkte des Strahls, auf dem der Ständerstromzeiger liegt, mit den Stromortskurven für jeweils konstante Erregung I_f konstruiert werden. Die so ermittelten Werte der Ständerstrom-Zeigerlängen I_s werden dann über I_f aufgetragen. Für die Sonderfälle $\varphi_s = \pm \pi/2$ ergeben sich demgemäß Geradengleichungen. Auf analytischem Weg können die Regulierkurven hergeleitet werden, denn wir erhalten eine quadratische Gleichung für I_s , wie die Umstellung der Gleichung (4.5-2) zeigt.

$$I_s^2 - \frac{2U_s \sin \varphi_s}{X_d} I_s + \frac{U_s^2 - U_p^2}{X_d^2} = 0 \quad (4.5-2)$$

Die beiden Lösungen

$$I_s = \frac{U_s}{X_d} \cdot \left(\sin \varphi_s \pm \sqrt{\left(\frac{U_p}{U_s}\right)^2 - \cos^2 \varphi_s} \right)$$

lauten in normierter Darstellung mit dem normierten Strom $\eta = I_s/(U_s/X_d)$ und der normierten Polradspannung $\xi = U_p/U_s \sim I_f$

$$\eta = \pm \sqrt{\xi^2 - \cos^2 \varphi_s} + \sin \varphi_s \quad (4.5-3)$$

Für den übererregten Sonderfall $\varphi_s = -\pi/2$ ergibt (4.5-3) die beiden Geradengleichungen $\eta = \xi - 1$, $\eta = -\xi - 1$. Die Lösung $\eta = -\xi - 1$ ergibt für positive Erregerströme negative Ständerstrom-Effektivwerte und ist daher unphysikalisch. Es verbleibt die Lösung

$\eta = \xi - 1, \xi \geq 1$, welche für $\xi \geq 1$ positive Ständerstrom-Effektivwerte ergibt (Bild 4.5-4). Für den untererregten Sonderfall $\varphi_s = \pi/2$ ergibt (4.5-3) die beiden Geradengleichungen $\eta = \xi + 1, \eta = -\xi + 1$. Sie ergeben (mit der Bedingung $\xi \geq 0$ für positiven Erregerstrom) positive Ständerstrom-Effektivwerte für die Wertebereiche $\xi \geq 0$ bzw. $0 \leq \xi \leq 1$ (Bild 4.5-4).

Untererregt: $\varphi_s = \pi/2: \eta = \xi + 1, \xi \geq 0, \quad \eta = -\xi + 1, 0 \leq \xi \leq 1$

Übererregt: $\varphi_s = -\pi/2: \eta = \xi - 1, \xi \geq 1$

Für den Sonderfall im Generatorbetrieb $\varphi_s = \pi$ (reine Wirkleistungsabgabe) ergibt (4.5-3)

$\eta = \pm \sqrt{\xi^2 - 1}$, wovon nur die Lösung $\eta = \sqrt{\xi^2 - 1}, \xi \geq 1$ positive Ständerstromeffektivwerte liefert. Die normierten Regulierkurven $\eta(\xi)$ sind in Bild 4.5-4 exemplarisch für diese Sonderfälle $\varphi_s = \pi/2, \varphi_s = \pi, \varphi_s = -\pi/2$ dargestellt. Die Regulierkurven geben an, wie bei einem Generator am starren Netz der Erregerstrom zu verändern ist, so dass die Netzstromänderung bei konstantem Leistungsfaktor erfolgt.

d) V-Kurven: $I_s(I_f)$ bei konstantem Wirkstrom $I_{s,w} = \text{konst.}$:

Soll die Synchronmaschine bei konstanter Wirkleistung die Blindleistung ändern, so ist die Erregung gemäß den V-Kurven zu ändern. Diese werden graphisch aus Bild 4.5-2 durch Ermitteln von Schnittpunkten von horizontalen Geraden ($I_{s,w} = \text{konst.}$) mit den kreisförmigen Stromortskurven konstruiert. Der minimale Erregerstrom je V-Kurve ergibt sich aus jener Stromortskurve, die von der horizontalen Gerade in einem Punkt berührt wird. Der Radius dieser Stromortskurve ist folglich $U_{p,\min} / X_d = I_{s,w}$. Daraus ergibt sich der minimale Erregerstrom je V-Kurve zu $I_{f,\min} = U_{p,\min} / X_{dh} = I_{s,w} \cdot (X_d / X_{dh})$. Alle Ortskurven mit größerem Durchmesser und damit größerem Erregerstrom werden von der horizontalen Gerade in zwei Punkten geschnitten, so dass sich bei diesen Erregerströmen zwei Ständerstromwerte ergeben. Der Betrag des Polradwinkels ist aber beim größeren Ständerstromwert bereits größer als $\pi/2$, so dass diese Betriebspunkte instabil sind (Bild 4.5-5). Folglich ist die statische Stabilitätsgrenze jene Kurve, die die V-Kurven beim jeweiligen minimalen Erregerstrom schneidet. Wegen ihres „V-förmigen“ Aussehens nennt man die Kurven V-Kurven. Der Schnittpunkt für minimalen Ständerstrom ist für $I_{s,\min} = I_{s,w}$ gegeben. Der Zeiger $I_{s,\min} = I_{s,w}$ liegt in der reellen Achse parallel zu \underline{U}_s gemäß Bild 4.5-2. Der Kreisradius der zugehörigen Stromortskurve U_p^+ / X_d gibt den dafür erforderlichen Erregerstrom $I_f^+ = U_p^+ / X_{dh}$ an. Der Sonderfall $P = m_s U_s I_{s,w} = 0$ bzw. $I_{s,w} = 0$ wird in Bild 4.5-2 durch die Schnittpunkte der Ortskurven mit der Abszisse erhalten. Er ist daher mit den Regulierkurven $\varphi_s = \pm \pi/2$ identisch. Die V-Kurven liegen also innerhalb der sie begrenzenden Regulierkurven für $\varphi_s = \pm \pi/2$. Die analytische Ermittlung der V-Kurven erfolgt mit dem Cosinus-Satz. Mit $\cos \alpha = \cos(3\pi/2 + \varphi_s) = \sin \varphi_s$ folgt

$$U_p^2 = U_s^2 + (X_d I_s)^2 - 2U_s X_d I_s \sin \varphi_s \quad ,$$

$$\left\{ \left(\frac{U_p}{U_s} \right)^2 - 1 - \left(\frac{I_s X_d}{U_s} \right)^2 \right\}^2 = \left(\frac{2I_s X_d}{U_s} \sin \varphi_s \right)^2 = \left(\frac{2I_s X_d}{U_s} \right)^2 \cdot (1 - \cos^2 \varphi_s) \quad .$$

Mit $I_{s,w} = I_s \cos \varphi_s$ erhalten wir daraus

$$\frac{U_p}{U_s} = \pm \sqrt{1 + \left(\frac{I_s X_d}{U_s} \right)^2} \pm 2 \sqrt{\left(\frac{I_s X_d}{U_s} \right)^2 - \left(\frac{I_{s,w} X_d}{U_s} \right)^2} \quad ,$$

wobei wegen der positiven Effektivwerte nur das positive Vorzeichen vor der großen Wurzel gültig ist (4.5-4). Mit $I_f = U_p / X_{dh} \sim U_p$ haben wir die V-Kurven in inverser Darstellung $I_f(I_s) \sim U_p(I_s)$ anstelle $I_s(I_f) \sim I_s(U_p)$ hergeleitet.

$$\frac{U_p}{U_s} = \sqrt{1 + \left(\frac{I_s X_d}{U_s}\right)^2 \pm 2 \sqrt{\left(\frac{I_s X_d}{U_s}\right)^2 - \left(\frac{I_{s,w} X_d}{U_s}\right)^2}} \quad (4.5-4)$$

Mit den normierten Werten $\eta = I_s / (U_s / X_d)$, $\xi = U_p / U_s$ und $\eta_w = I_{s,w} / (U_s / X_d)$ ist das die inverse Darstellung der V-Kurven $\xi(\eta)$ anstelle $\eta(\xi)$ (4.5-5), die aus zwei Kurvenästen a) und b) besteht.

$$a) \xi_a = \sqrt{1 + \eta^2 + 2\sqrt{\eta^2 - \eta_w^2}}, \quad b) \xi_b = \sqrt{1 + \eta^2 - 2\sqrt{\eta^2 - \eta_w^2}} \quad (4.5-5)$$

Der Kurvenast a) in Bild 4.5-4 entsprechend dem positiven Vorzeichen und der Kurvenast b) mit dem negativen Vorzeichen in (4.5-5) ergeben gemeinsam die V-Kurve für einen bestimmten normierten Ständerwirkstrom η_w . Wegen $\sqrt{\eta^2 - \eta_w^2}$ muss $\eta \geq \eta_w$ sein. An der Stelle $\eta = \eta_w$ treffen die beiden Äste einander: $\xi_a = \xi_b$. Die Ableitung

$$\frac{d\xi}{d\eta} = \frac{\eta \cdot (1 \pm 1 / \sqrt{\eta^2 - \eta_w^2})}{\sqrt{1 + \eta^2 \pm 2\sqrt{\eta^2 - \eta_w^2}}}$$

wird an der Stelle $\eta = \eta_w$ unendlich groß, also ist dort die Ableitung $d\eta/d\xi = 0$, so dass dort die V-Kurve $\eta(\xi)$ eine horizontale Tangente hat. Der Punkt $\eta = \eta_w$ ist also der minimale Wert der V-Kurve; der Strom $I_s = \sqrt{I_{s,w}^2 + I_{s,b}^2}$ ist hier minimal, da der Blindstrom Null ist: $I_{s,\min} = I_{s,w}$. Die Asymptoten für $\eta \gg 1$

$$\xi|_{\eta \rightarrow \infty} \approx \sqrt{1 + \eta^2 \pm 2\sqrt{\eta^2}} = \sqrt{(1 \pm \eta)^2} = \pm(1 \pm \eta) = \xi$$

ergeben vier Lösungen $\eta = \xi - 1$, $\eta = -\xi + 1$, $\eta = -\xi - 1$, $\eta = \xi + 1$, wovon nur zwei Asymptoten an die beiden Kurvenäste sind, für Kurvenast a) ist dies $\eta = \xi - 1$, $\xi \geq 1$ und für Kurvenast b) $\eta = \xi + 1$, $\xi \geq 0$. Dies sind exakt die Regulierkurven für reinen Blindleistungsbetrieb für die a) übererregte und b) untererregte, instabile Synchronmaschine. Diese Regulierkurven werden auch direkt aus (4.5-5) bei $\eta_w = 0$ erhalten.

$$\xi|_{\eta_w=0} = \sqrt{1 + \eta^2 \pm 2\eta} = \sqrt{(1 \pm \eta)^2} = \pm(1 \pm \eta) = \xi$$

Von den vier Lösungen (siehe oben) liefert $\eta = -\xi - 1$ kein positives η für positives ξ und ist deshalb keine physikalisch sinnvolle Lösung. Die verbleibenden drei Lösungen $\eta = \xi - 1$, $\eta = -\xi + 1$, $\eta = \xi + 1$ sind die in Bild 4.5-4 eingetragenen Regulierkurven für reine Blindleistung und stellen gemeinsam die äußerste, alle anderen V-Kurven einhüllende V-Kurve dar. Den minimalen Erregerstrom $I_{f,\min}$ je V-Kurve erhält man aus dem Minimum des Kurvenastes b) von (4.5-5) zu $I_{f,\min} = I_{s,w} \cdot (X_d / X_{dh})$ in Übereinstimmung mit dem auf graphischem Weg hergeleiteten Wert.

$$\xi_{\min} : \frac{d\xi}{d\eta} = \frac{\eta \cdot (1 - 1 / \sqrt{\eta^2 - \eta_w^2})}{\sqrt{1 + \eta^2 - 2\sqrt{\eta^2 - \eta_w^2}}} = 0 \Rightarrow \eta^* = \sqrt{1 + \eta_w^2} > 0$$

$$\xi_{\min}(\eta^*) = \eta_w \Rightarrow \xi_{\min} = U_{p,\min} / U_s = I_{s,w} X_d / U_s$$

$$I_{f,\min} = U_{p,\min} / X_{dh} = I_{s,w} \cdot (X_d / X_{dh})$$

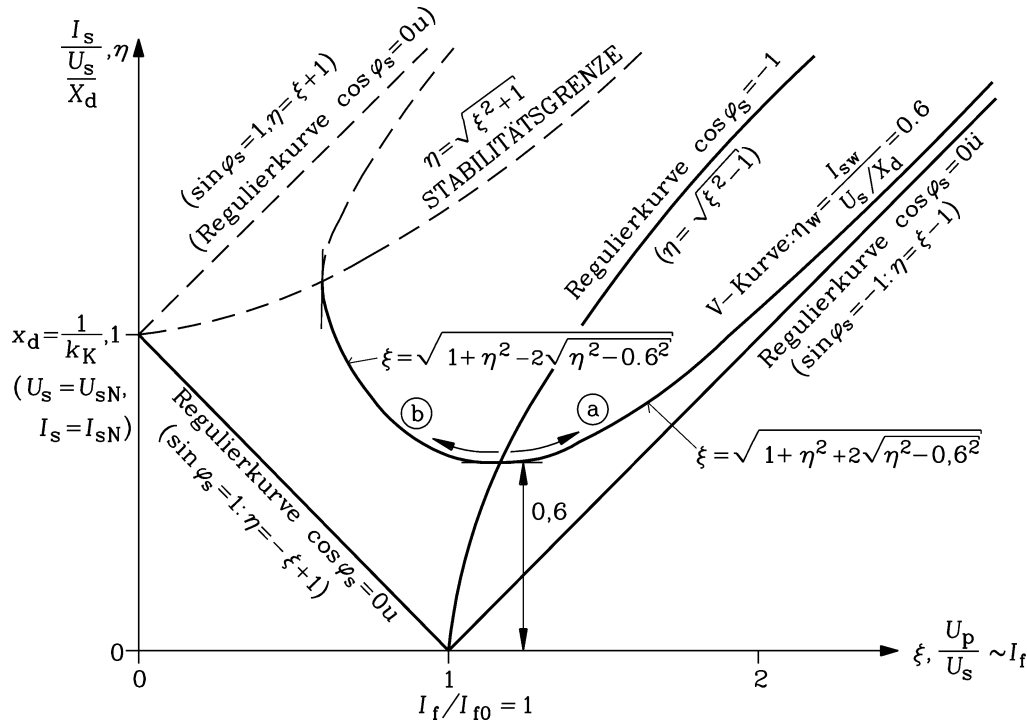


Bild 4.5-4: Analytische Ermittlung der Regulierkurven $I_s(I_f)$, $\cos \varphi_s = \text{konst.}$ und der V-Kurven $I_s(I_f)$, $I_{s,w} = \text{konst.}$ und der Stabilitätsgrenze eines Synchrongenerators am starren Netz für $R_s = 0$ (u: untererregt, ue: übererregt)

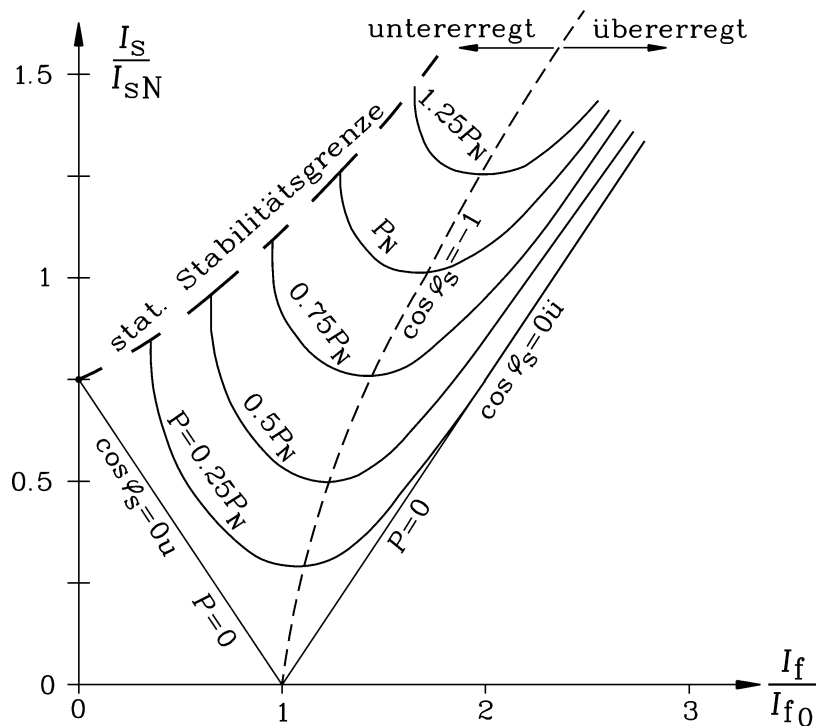


Bild 4.5-5: Regulierkurven $I_s(I_f)$, $\cos \varphi_s = \text{konst.}$, V-Kurven $I_s(I_f)$, $I_{s,w} = \text{konst.}$ und Stabilitätsgrenze eines Synchronmotors am starren Netz für die Daten: Synchronreaktanzen $x_d = X_d / Z_N = 1.33$, $k_K = 1/x_d = 0.75$, Ständerstreureaktanz $X_{s\sigma} / Z_N = 0.15$, Nennimpedanz $Z_N = U_N / I_N$. Der Erregerstrom bei Leerlauf mit Berücksichtigung der Eisensättigung I_{f0} wird gemäß Bild 4.1-1 ermittelt. (Quelle: AEG)

Die Stabilitätsgrenze folgt aus Bild 4.5-2, denn bei $\vartheta = \pm\pi/2$ gilt wegen des rechtwinkligen Zeigerdiagramms $X_d^2 I_s^2 = U_p^2 + U_s^2$.

$$I_s = \frac{U_s}{X_d} \cdot \sqrt{\left(\frac{U_p}{U_s}\right)^2 + 1} \quad , \quad \eta = \sqrt{\xi^2 + 1} \quad (4.5-6)$$

Diese Stabilitätsgrenzkurve verbindet die Punkte minimalen Erregerstroms der V-Kurven, denn es gilt gemäß obiger Herleitung

$$\eta^* = \sqrt{1 + \eta_w^2} = \sqrt{1 + \xi_{\min}^2} \quad ,$$

was identisch mit (4.5-6) ist. Graphisch wird die Stabilitätsgrenze aus Bild 4.5-2 ermittelt, indem die Ständerstromzeiger für unterschiedliche Stromortskurven stets bei $\vartheta = \pm\pi/2$ abgelesen und über dem zugehörigen Erregerstrom in Bild 4.5-5 jeweils für Generator- oder Motorbetrieb aufgetragen werden. Bild 4.5-5 zeigt V-Kurven, Regulierkurven und Stabilitätsgrenze für eine reale Synchron-Vollpolmaschine, wobei bei $R_s = 0$ die Kurven für Generator- und Motorbetrieb wegen der Symmetrie zur Abszisse in Bild 4.5-2 gleiches Aussehen haben. Die V-Kurven sind in 25 %-Schritten der Bemessungswirkleistung bis zur 1.25-fachen Überlast gestuft angegeben. Untererregung und daher kleiner I_f birgt die Gefahr der Instabilität, da wegen der kleinen Polradspannung das synchrone Kippmoment sinkt. Die Regulierkurve $\eta = \sqrt{\xi^2 - 1}$ für $\cos\varphi_s = -1$ und $\cos\varphi_L = 1$ (bei Generatorbetrieb) bzw. $\cos\varphi_s = 1$ bei Motorbetrieb schneidet die V-Kurven in deren Minimum und verbindet daher die Minimalwerte der V-Kurven, wie die Rechnung zeigt.

$$\xi_a = \xi_b = \xi = \sqrt{1 + \eta_w^2} \Rightarrow \eta_w = \sqrt{\xi^2 - 1}$$

Je größer die Wirkleistung und je höher daher $I_{s,w}$ ist, desto höher liegt die V-Kurve in Bild 4.5-5. Bei $I_f = 0$ ist $I_s = U_s/X_d$. Bei $U_s = U_N$ ist folglich der auf den Bemessungsstrom bezogene Strom $I_s/I_N = Z_N/X_d = 1/x_d = k_K$, also der Kehrwert der auf die Nennimpedanz bezogenen Synchronreaktanzen, der auch Leerlauf-Kurzschluss-Verhältnis k_K genannt wird (Bild 4.1-1). Bei $I_s = 0$ ist der Erregerstrom jener Leerläufererregerstrom I_{f0} , bei dem das Polradfeld in der Ständerwicklung eine Spannung der Größe $U_s = U_N$ induziert.

e) Ortskurve des Ständerstroms der Schenkelpolmaschine bei $R_s = 0$:

Bei $R_s = 0$ gilt für den Ständerstrom $\underline{I}_s = \underline{I}_{sd} + \underline{I}_{sq}$ gemäß Bild 4.5-6 und stellt den Stromzeiger $\underline{I}_s = \underline{I}_{sd} + \underline{I}_{sq}$ bei vorgegebener Klemmen- und Polradspannung in Abhängigkeit des Polradwinkels dar. Bild 4.5-6 führt zur Ständerstromortskurve der Schenkelpolmaschine in Abhängigkeit des Polradwinkels in Bild 4.5-7. Die Stromortskurve der Schenkelpolmaschine ist auch bei $R_s = 0$ kein Kreis, sondern hat die geometrische Form einer Pascal'schen Schnecke. Bild 4.5-7 zeigt die Ortskurve bei unterschiedlichem Erregerstrom I_f und damit unterschiedlicher Polradspannung $U_p = X_{dh} I_f / \ddot{u}_{lf}$. Sie ist im übererregten Bereich kreisähnlich, zeigt aber eine deutliche Abplattung im untererregten Bereich. Bei sehr kleiner Erregung schnürt sich die Ortskurve in diesem Bereich ein, was den Ausdruck "Schnecke" verständlich macht. Bei unerregtem Polrad $U_p = 0$ verbleibt als Ortskurve der Reaktionskreis, der auch Reluktanzkreis genannt wird. Er beschreibt die Stromaufnahme der Reluktanzmaschine. Sein Radius $r = (U_s/2) \cdot (X_d - X_q)/(X_d \cdot X_q)$, ausgehend vom Mittelpunkt M in Bild 4.5-7, ist proportional zur Reluktanzdifferenz zwischen d- und q-Achse und entspricht der Strecke \overline{MN} . Mit Hilfe des Reaktionskreises ist die Stromortskurve leicht

zu konstruieren. Die konstante Strecke U_p / X_d wird auf Strahlen durch den Punkt N unter dem Winkel ϑ von der Peripherie des Reaktionskreises aus aufgetragen (Bild 4.5-8).

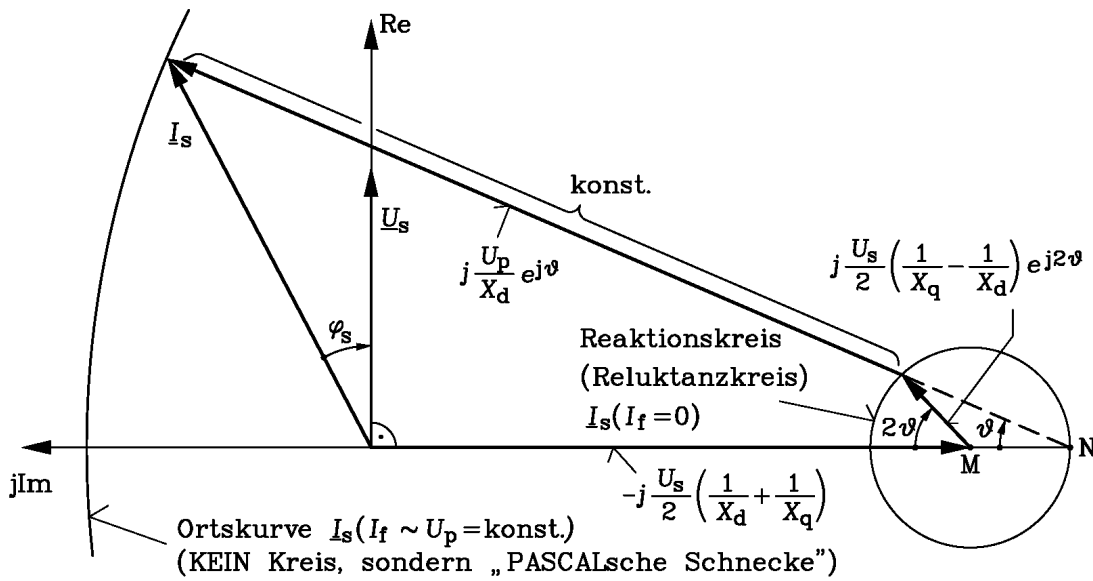


Bild 4.5-6: Die Stromortskurve der Schenkelpolmaschine für $R_s = 0$ bei vorgegebener Ständer- und Polradspannung in Abhängigkeit des Polradwinkels hat die geometrische Form einer Pascal'schen Schnecke. Im Bild dargestellt für Motorbetrieb $\vartheta < 0!$

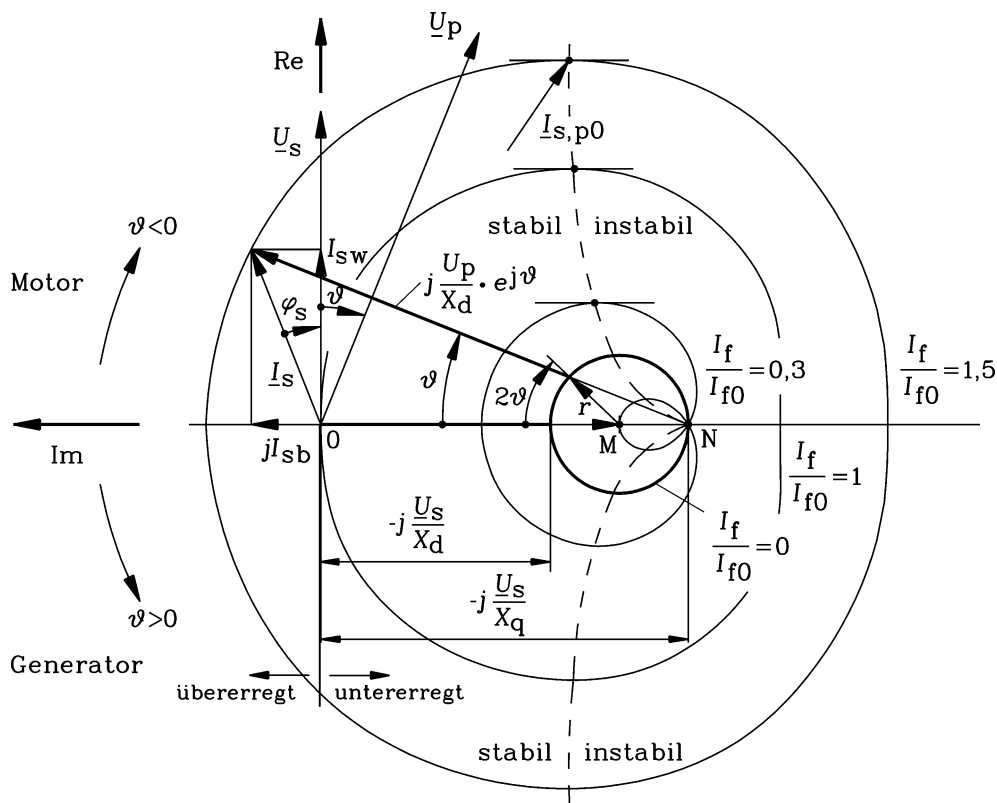


Bild 4.5-7: Ständerstrom-Ortskurvenschar der Pascal'schen Schnecken der der Schenkelpolmaschine für $R_s = 0$ in Abhängigkeit des Polradwinkels ϑ für unterschiedliche Erregungsgrade I_f / I_{f0}

Bei Polradwinkeln $|\vartheta| > 90^\circ$ wird U_p / X_d gemäß Bild 4.5-6 auf diesen Strahlen vom Inneren des Reaktionskreises durch N aufgetragen. Dies erklärt die Abplattung des rechten Teils der

Stromortskurve und bei kleinen Werten U_p/X_d deren Einschnürung im Inneren des Reaktionskreises. Mit sinkendem Erregerstrom schmiegt sich diese Einschnürung ebenso wie der äußere Teil der Ortskurve an den Reaktionskreis. Der Winkel ϑ im Punkt N ist ein Peripheriewinkel des Reaktionskreises. Da der Zentriwinkel im Punkt M stets den doppelten Wert des Peripheriewinkels hat, tritt im Mittelpunkt M der Zentriwinkel 2ϑ auf. Der Reaktionskreis wird somit bei Variation des Polradwinkels $-\pi \leq \vartheta \leq \pi$ zweimal durchlaufen, wie der Zentriwinkel 2ϑ in Bild 4.5-6 zeigt. Dadurch kommt zum Ausdruck, dass bei Weiterdrehen des unerregten Polrads um eine Polteilung sich dasselbe elektromagnetische Reluktanzmoment M_e einstellt. Wie bei der Vollpolmaschine tritt das Maximalmoment, also das Kippmoment bei maximalem Wirkstrom auf. Somit ist die Stabilitätsgrenze durch die Punkte der Ortskurve bestimmt, wo die Tangente an die Stromortskurve horizontal verläuft. Der zugehörige Ständerstrom $I_{s,p0}$ ist in Bild 4.5-7 eingezeichnet. Der Betrag des zugehörigen Kippwinkels ist kleiner als 90° und vom Erregungsgrad I_f/I_{f0} abhängig. Im Reluktanzmaschinen-Betrieb bei Erregung Null beträgt der Kippwinkel nur noch $\pm 45^\circ$. Der Reaktionskreis zieht sich bei $X_d = X_q$ auf den Mittelpunkt M zusammen, da sein Radius r Null wird. Bei Verschwinden des Reluktanzunterschieds, also bei $X_d = X_q$, erhalten wir daher die kreisförmigen Stromortskurve der Vollpolmaschine, denn dann wird U_p/X_d von $M = N$ aufgetragen. Die Belastungsgrenzen im Dauerbetrieb werden wie bei der Vollpolmaschine aus der Ortskurve ermittelt. Da im stabilen linken Bereich die Ortskurven annähernd kreisförmig sind, ähnelt das Grenzleistungsdiagramm der Schenkelpolmaschine dem der Vollpolmaschine. Dies gilt auch für die V-Kurven und Regulierkurven, die auf graphischem Weg aus der Ortskurvenschar Bild 4.5-7 ermittelt werden können, wie bereits bei der Vollpolmaschine erläutert wurde.

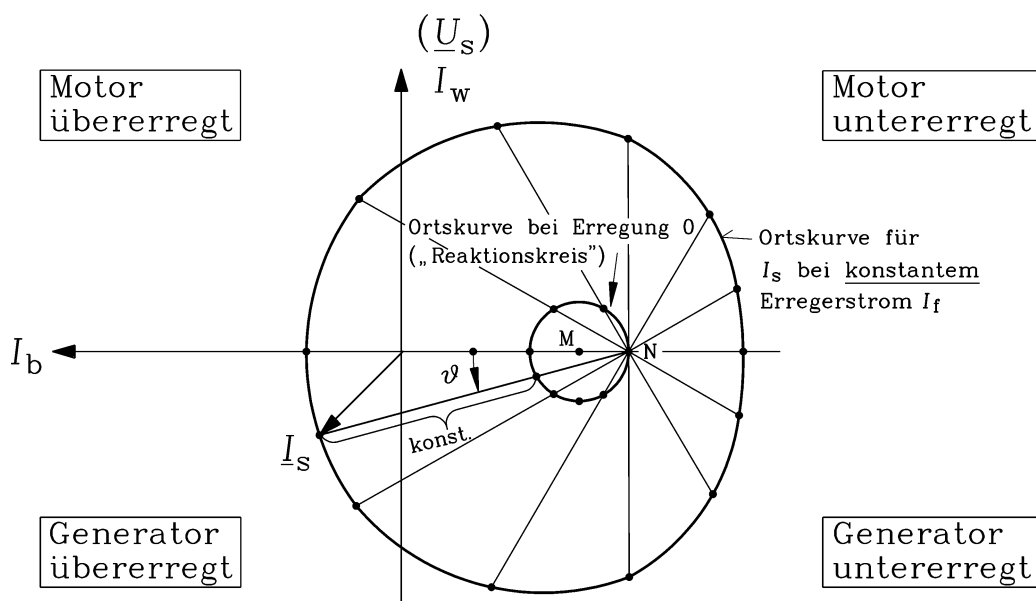


Bild 4.5-8: Generator- und Motorbetrieb über- und untererregt für die Stromortskurve der Schenkelpolmaschine für $R_s = 0$ bei Übererregung und ohne Erregung [29]

4.6 Die Dämpferwicklung bei Schiefast und Oberwellen

Sind die Amplituden der drei Strangströme nicht gleich groß und/oder weicht die Phasenlage zwischen zwei Strangströmen von 120° el. ab (Bild 4.6-1), so wird eine elektrische Drehfeldmaschine **unsymmetrisch** belastet. Man spricht von "**Schiefast**", weil das "Zeiger-

"Dreibein" der drei komplexen Zeitzeiger der Strangströme "windschief" ist (Bild 4.6-1). Es bilden sich im Luftspalt der Drehfeldmaschine **zwei** Drehfelder – eine mit- und eine gegenlaufende Grundwelle - aus. Die beiden Drehfelder haben i. a. unterschiedliche Amplituden und **entgegen gesetzten Umlaufsinn**.

Das Auftreten dieser zwei gegenläufigen Grundwellen wird mit den **symmetrischen Komponenten** erklärt. Die drei beliebig gewählten Stromzeiger \underline{I}_U , \underline{I}_V , \underline{I}_W sind darstellbar als geometrische Zeigersumme dreier symmetrischer Teilsysteme,

- eines **Mitsystems** (Stromeffektivwert I_1),
- eines **Gegensystems** (Stromeffektivwert I_2) und
- eines **Nullsystems** (Stromeffektivwert I_0).

In jedem Teilsystem ist die Amplitude der drei Strangströme gleich groß. Der Phasenwinkel zwischen den Strangströmen ist im Mit- und Gegensystem 120° el., im Nullsystem **Null** (Name!). Die Phasenfolge ist im Gegensystem **entgegengesetzt** zu jener des Mitsystems (Name!), also U-W-V statt U-V-W.

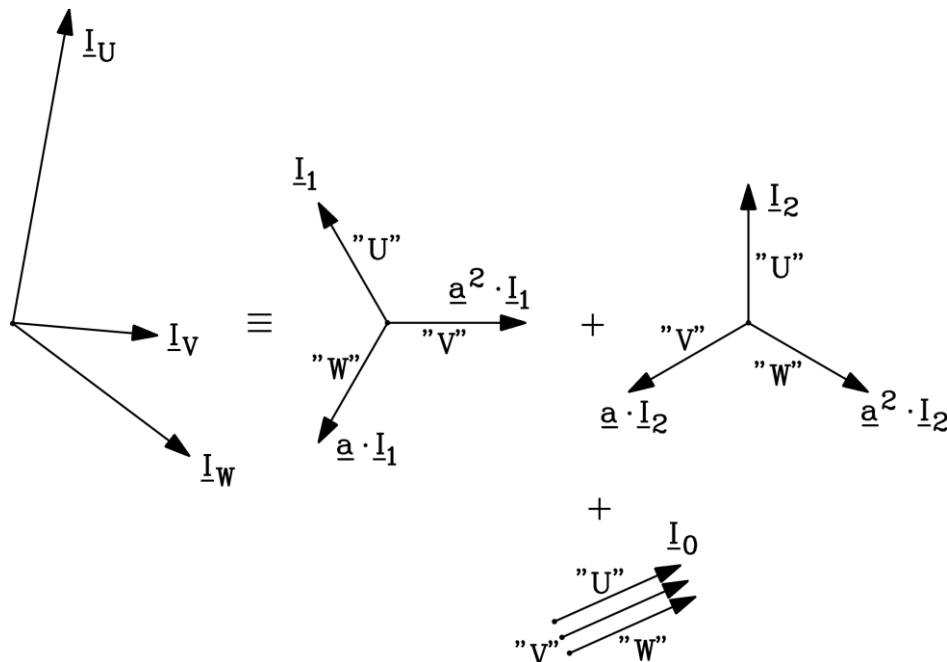


Bild 4.6-1: Ein beliebig **schiefastiges** Drehstromsystem \underline{I}_U , \underline{I}_V , \underline{I}_W kann stets in drei symmetrische Teilsysteme, das Mit-, Gegen- und Nullsystem zerlegt werden, wie die graphische Zeigeraddition in diesem Bild zeigt (bitte selbst mit Geo-Dreieck und Bleistift nachvollziehen!).

Der Phasendreher

$$\underline{a} = e^{j2\pi/3} \quad (4.6-1)$$

bewirkt eine Drehung eines Zeigers um 120° im mathematisch positiven Drehsinn.

Mitsystem: $\underline{I}_{1U} = \underline{I}_1$, $\underline{I}_{1V} = \underline{a}^2 \cdot \underline{I}_1$, $\underline{I}_{1W} = \underline{a} \cdot \underline{I}_1$

Gegensystem: $\underline{I}_{2U} = \underline{I}_2$, $\underline{I}_{2V} = \underline{a} \cdot \underline{I}_2$, $\underline{I}_{2W} = \underline{a}^2 \cdot \underline{I}_2$

Nullsystem: $\underline{I}_{0U} = \underline{I}_0$, $\underline{I}_{0V} = \underline{I}_0$, $\underline{I}_{0W} = \underline{I}_0$

Mit Bild 4.6-1 ergibt sich für das windschiefe Stromzeiger-Dreibein

$$\underline{I}_U = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_0 \quad (4.6-2)$$

$$\underline{I}_V = \underline{a}^2 \underline{I}_1 + \underline{a} \underline{I}_2 + \underline{I}_0 \quad (4.6-3)$$

$$\underline{I}_W = \underline{a} \underline{I}_1 + \underline{a}^2 \underline{I}_2 + \underline{I}_0 \quad (4.6-4)$$

Die Umkehrung der Gleichungen (4.6-2) – (4.6-4) ergibt die Bestimmungsgleichungen für die Stromeffektivwerte von Mit-, Gegen- und Nullsystem $\underline{I}_1, \underline{I}_2, \underline{I}_0$ aus dem "windschiefen" Zeigerdreiein $\underline{I}_U, \underline{I}_V, \underline{I}_W$.

$$\underline{I}_1 = (\underline{I}_U + \underline{a} \underline{I}_V + \underline{a}^2 \underline{I}_W) / 3 \quad (4.6-5)$$

$$\underline{I}_2 = (\underline{I}_U + \underline{a}^2 \underline{I}_V + \underline{a} \underline{I}_W) / 3 \quad (4.6-6)$$

$$\underline{I}_0 = (\underline{I}_U + \underline{I}_V + \underline{I}_W) / 3 \quad (4.6-7)$$

a) *Sonderfall symmetrischen Stromsystem:*

Symmetrisches Stromsystem: $\underline{I}_U, \underline{I}_V = \underline{a}^2 \underline{I}_U, \underline{I}_W = \underline{a} \underline{I}_U$

Wegen $\underline{a}^3 = 1$ folgt aus (9.28) – (9.30), dass $\underline{I}_1 = \underline{I}_U, \underline{I}_2 = 0, \underline{I}_0 = 0$ ist.

b) *Unsymmetrisches Stromsystem:*

Große Synchrongeneratoren sind i. A. in Stern geschaltet. Die Anwendung der *KIRCHHOFF*'schen Knotenregel (4.6-8) im Sternpunkt ergibt, dass sich gemäß (4.6-7) *kein* Nullstromsystem ausbilden kann.

$$\underline{I}_U + \underline{I}_V + \underline{I}_W = 0 \quad (4.6-8)$$

Es verbleiben somit Mit- und Gegensystem. Das **Mitsystem** entspricht dem unter a) betrachteten Fall symmetrischer Ströme in der Drehfeldwicklung, die ein mit dem Polrad gleichsinnig umlaufendes Drehfeld erregen und mit ihm das in Kapitel 5.2 beschriebene synchrone, zeitlich konstante Drehmoment M_e erzeugen.

Das **Gegensystem** speist die Drehfeldwicklung mit umgekehrter Phasenfolge. Dies entspricht – wie beim Tausch zweier Klemmen der Drehfeldwicklung – einer Umkehr der Drehrichtung des Drehfelds. Dieses Gegenfeld (**Inversfeld**) wird im Luftspalt durch den Strom I_2 magnetisiert. Es rotiert relativ zum Polrad mit der Geschwindigkeit

$$v_{syn}(-v_{syn}) = 2v_{syn} = 2(2f\tau_p) = 2(2f)\tau_p. \quad (4.6-9)$$

Jeder N-Pol dieses Gegenfelds "sieht" daher abwechselnd N- und S-Pol des Polrads mit der Frequenz $2f$ an sich vorbei laufen, ebenso jeder S-Pol. Es entsteht somit ein mit der Frequenz $2f$ pulsierendes Drehmoment mit dem Mittelwert Null, das sich dem zeitlich konstanten Mitsystem-Moment überlagert und die Maschine zu Torsionsschwingungen anregt.

Anmerkung:

Ist die Ständerwicklung in Dreieck geschaltet, so können in den drei Strängen Nullströme als **Kreisstrom** im Dreieck fließen. Ihre Auswirkung ist ein stehendes pulsierendes Feld mit dreifacher Polzahl $6p$ (siehe Vorlesung: *Electrical Energy Converters – CAD and System Dynamics*). Sie induzieren daher die Dämpferwicklung und werden von den Dämpferströmen (siehe c)) abgedämpft.

c) Abdämpfen des Gegenfeldes:

Das Gegenfeld hat wegen der Relativgeschwindigkeit $2v_{syn}$ den Schlupf $s = 2$, induziert daher im Dämpfer Spannungen je Stab mit der Frequenz $2f$, die wegen des hohen Schlupfs hohe Dämpferstabströme treiben. Gemäß der Asynchronmaschinen-Theorie (Zeigerdiagramm in Kapitel 5) ist die Phasenlage der Dämpferströme I'_D dem Gegenstromsystem I_2 nahezu entgegengesetzt (Durchflutungsausgleich), so dass der Betrag des resultierenden Magnetisierungsstroms $I_{2m} = I_2 + I'_D$ sehr klein ist. Das resultierende Gegendrehfeld, magnetisiert durch I_{2m} , wird durch die Dämpferströme somit auf sehr kleine Restwerte abgedämpft.

d) Abdämpfen von Oberwellen:

Ähnlich wie unter c) wirkt der Dämpfer auf die im Luftspalt mit der Geschwindigkeit v_{syn}/v umlaufenden **Oberwellen** des Mitsystems. Auch sie rufen im Dämpferkäfig Ströme hervor, die Läuferfelder erregen, die sich den Oberfeldern nahezu gegenphasig überlagern und diese daher wirkungsvoll abdämpfen. Somit verbleibt im Luftspalt selbst bei unsymmetrischer Belastung im Wesentlichen nur die Grundwelle des Mitsystems zur Erzeugung eines zeitlich konstanten elektromagnetischen Drehmoments.

5. Bemessung großer Synchronmaschinen

Folgende typische Großgenerator-Einsatzfälle lassen sich klassifizieren:

- **Wasserkraftgeneratoren**

und

- **Dampf- und Gasturbinen-betriebene Turbogeneratoren.**

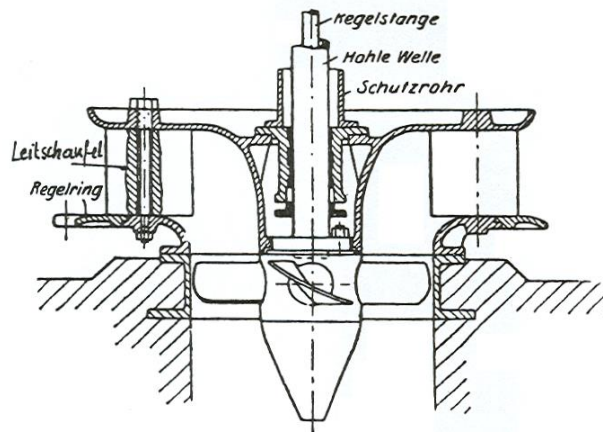


Bild 5-1: Vertikal gelagerte **KAPLAN-Turbine** mit vier Laufschaufeln („Propellerflügeln“): Da die Turbine bei unterschiedlicher Wasser-Durchflussmenge stets mit konstanter Drehzahl drehen soll, werden über die Regelstange die Laufschaufeln verdreht und über den Regelring die Schaufeln des Leitapparats (Wasserzustrom) verstellt, damit stets optimale Anströmwinkel und damit optimaler Wirkungsgrad gegeben sind [30].

1) *Generatoren und Turbinen für die Wasserkraftnutzung (Bild 5-5):*

Laufkraftwerke an großen Flüssen mit einer hohen Wasser-Durchflussmenge und einem niedrigen Druckgefälle (= niedrige Stauhöhe von wenigen Metern) bedürfen einer speziellen Wasserturbine, der **KAPLAN-Turbine**, einer Propellerturbine mit verstellbaren Laufschaufeln (typisch 4 Stück) und einem Leitapparat, um auch bei unterschiedlicher Durchflussmenge (Winter: zumeist wenig Wasser, nach der Schneeschmelze: viel Wasser) optimalen Wirkungsgrad zu gewährleisten (Bild 5-1). Die Drehzahl ist daher niedrig und der direkt gekuppelte Synchrongenerator muss folglich eine hohe Polzahl haben, um trotz der niedrigen Drehzahl (z.B. 50/min) 50 Hz Wechselspannung zu induzieren. Diese als „*Schirmgeneratoren*“ in Vertikalbauweise oder als *Rohrturbinengeneratoren* in Horizontalbauweise ausgeführten Schenkelpolmaschinen weisen Leistungen von typisch 20 MVA bis 40 MVA je Maschine auf.

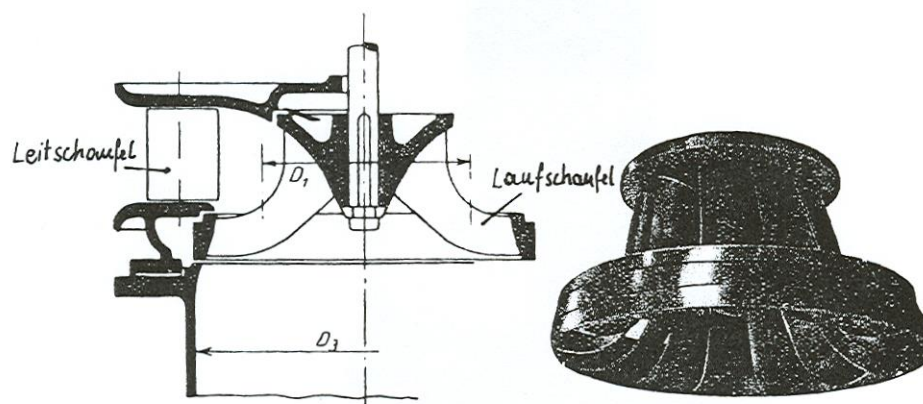


Bild 5-2: Vertikal gelagerte **FRANCIS-Turbine**: Die Laufschaufeln sind gegossen und nicht verstellbar. Der Anströmwinkel wird durch die verstellbaren Leitschaufeln, über die die Wasseranströmung erfolgt, bei unterschiedlichem Wasserstrom stets optimal eingestellt [30].

Beispiel 5-1:

Bemessungsleistung eines Generators: Wirkleistung der Turbine: $P = 24 \text{ MW}$, geforderter $\cos\varphi = 0.8$ (induktiv) \Rightarrow Bemessungsscheinleistung: $S = P / \cos\varphi = \underline{30 \text{ MVA}}$

Beispiel 5-2:

Polzahl eines langsam laufenden Schirmgenerators: $n = 50/\text{min}$, $f_{\text{Netz}} = 50 \text{ Hz}$:

$$2p = 2f_{\text{Netz}} / n = 2 \cdot 50 / (50 / 60) = \underline{120 \text{ Pole: } 60 \text{ Nord - und } 60 \text{ Südpole !}}$$

Bei **Mitteldruckkraftwerken** mit Stauhöhen bis ca. 30 m ist die **FRANCIS-Turbine** mit ihren dreidimensional gekrümmten, nicht verstellbaren Laufschaufeln in großer Zahl im Einsatz (Bild 5-2). Es überwiegt die Vertikalbauweise mit direkt gekuppeltem Synchronschenkelgenerator. Bei Großkraftwerken wie *ITAIPU* am *Parana*-Fluss (Grenzfluss *Brasilien/Paraguay*) werden Einheitsleistungen bis ca. 800 MVA je Generator erreicht.

Bei den **(Pump)Speicher-Kraftwerken** kehren sich die Verhältnisse um: Geringe Durchflussmenge und hoher Wasserdruck, erzeugt durch enorme Gefällehöhen von bis zu 1500 m zwischen Wasseroberfläche des Stausees und dem Wassereinlauf im Krafthaus, das sich auf der Talsohle befindet, erfordern den Einsatz der **PELTON-Turbine** (Bild 5-3). Diese wird aus mehreren am Umfang angeordneten "Nadeldüsen" tangential mit einem gebündelten Wasserstrahl beaufschlagt. Eine Umkehr der Strömungsrichtung ist somit nicht sinnvoll möglich. Die Turbine rotiert auf Grund der hohen Strahlgeschwindigkeit rasch (z. B. 500/min, 750/min, 1000/min), so dass niederpolige, relativ hochdrehende **Synchrone Schenkelpolmaschinen** zum Einsatz kommen, die wegen ihrer tw. hohen Leistung und Drehzahl (mehrere 100 MVA) als "*Grenzleistungsmaschinen*" anzusprechen sind. Ihre mechanische und elektrisch-thermische Bauteilbeanspruchung liegt an der Grenze des technisch Machbaren. Manchmal ist sogar direkte Leiterkühlung (deionisiertes Wasser im hohlgebohrten Kupferleiter) erforderlich. Oft ist die elektrische Maschine als Motor-Generator ausgeführt. In Zeiten geringen Energiebedarfs treibt sie als Motor eine Pumpe an, um Wasser in den Speicher des Stausees hoch zu pumpen, um so die überschüssige elektrische Energie der im Grundlastbetrieb fahrenden kalorischen Kraftwerke zu speichern. Zu diesem Zweck ist entweder eine mehrstufige radial wirkende Pumpe an das zweite Maschinenwellenende gekuppelt, oder die Turbine ist so konzipiert, dass sie auch als Pumpe wirken kann. Das funktioniert nur bei *FRANCIS*-Turbinen, nicht aber bei *PELTON*-Rädern.

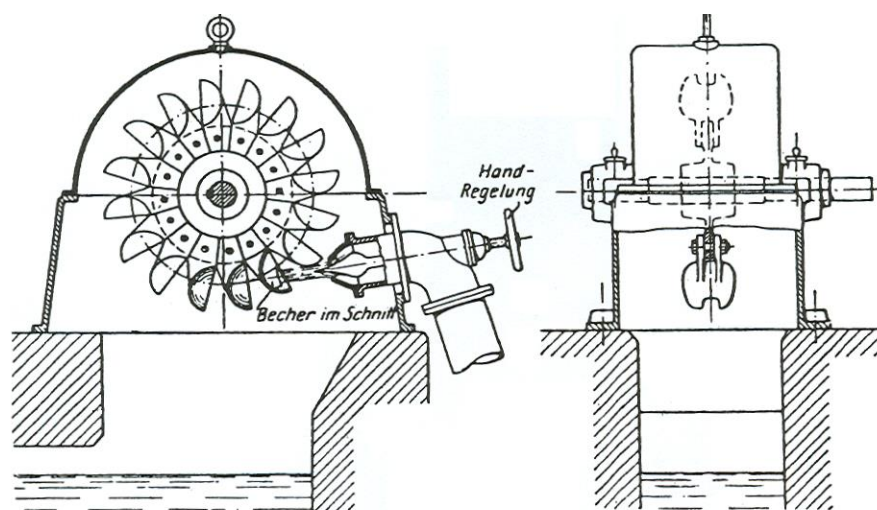


Bild 5-3: Horizontal gelagerte **PELTON-Turbine**: Die becherförmigen Schaufeln werden aus Wasserdüsen, über die die Strahlstärke eingestellt werden kann (im Bild: Handrad für Nadelventil!, eine Düse dargestellt) mit hohem Wasserdruck, aber geringer Wasserdurchflussmenge beaufschlagt [30].

Beispiel 5-3:

Polzahl eines schnell laufenden Generators: $n = 1000/\text{min}$, $f_{\text{Netz}} = 50 \text{ Hz}$:

$$2p = 2f_{\text{Netz}} / n = 2 \cdot 50 / (1000 / 60) = \underline{6} \text{ Pole: 3 Nord – und 3 Südpole !}$$

2) Turbinen und Generatoren in thermischen Kraftwerken (Bild 5-7):

Dampf- und Gasturbinen werden in thermischen Kraftwerken zur Erzeugung mechanischer Energie aus Wärmeenergie eingesetzt. Sie drehen sehr rasch. Mit 3000/min oder 3600/min erfordern sie 2-polige Generatoren, um 50 Hz bzw. 60 Hz Nennfrequenz zu erzeugen. Die Leistungen betragen bei **Gasturbinen** (Bild 5-4) maximal ca. 250 MW, und reichen bei **Dampfturbinen** bis ca. 1000 MW in „*volltouriger*“ (3000/min bzw. 3600/min) und bis ca. 1600 MW in „*halbtouriger*“ (1500/min bzw. 1800/min) Ausführung. Da diese Generatoren von thermischen Turbomaschinen angetrieben werden, heißen sie **Turbogeneratoren** und haben die größten Leistungen überhaupt unter den elektrischen Maschinen. Sie sind wegen der relativ hohen Drehzahl mechanisch hoch beansprucht und haben daher massive, freiformgeschmiedete und mit dem Fräser bearbeitete Läufer aus vergütetem Edelstahl. Die wegen der enormen Fliehkräfte hohen mechanischen Spannungen lassen nur begrenzte Läuferdurchmesser von maximal 1.2 m bis 1.3 m zu.

Beispiel 5-4:

Läuferumfangsgeschwindigkeit: Rotordurchmesser $d_r = 1.2 \text{ m}$, Drehzahl $n = 3600 / \text{min}$:

$$v = d_r \cdot \pi \cdot n = 1.2 \cdot \pi \cdot (3600 / 60) = \underline{226} \text{ m/s (} = 814 \text{ km/h !)}; = 70\% \text{ der Schallgeschwindigkeit.}$$

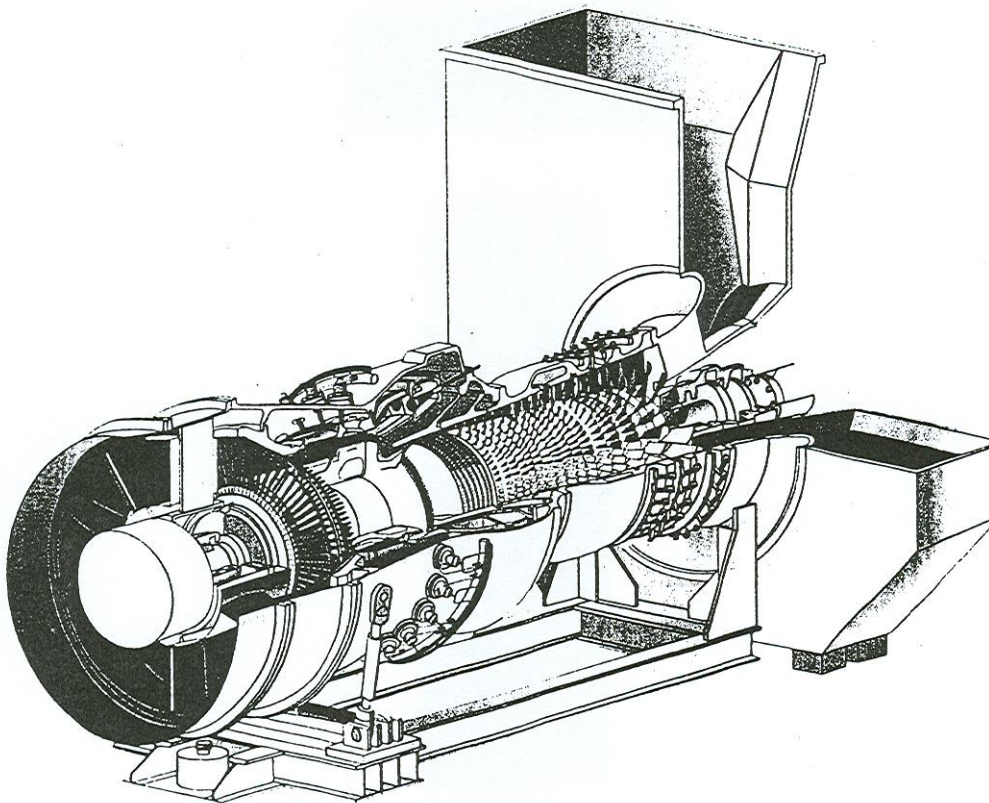


Bild 5-4: Gasturbine: Rechts Lufteintritt und Kompressor (Luftverdichter, Verdichtungsgrad ca. 1:30), danach Brennstoffzufuhr (z.B. Heizöl schwer) und Verbrennung in zwei Ringbrennkammern. Das heiße Verbrennungsgas (bis zu 1300°C) expandiert im anschließenden Turbinenteil. Daher nimmt das Gasvolumen zu; die Schaufeln werden von Stufe zu Stufe länger. Links vorne tritt das heiße Gas mit einer Abhitzetemperatur von ca. 600°C aus und kann noch in einem nachgeschalteten Dampfprozess Wasser verdampfen, das eine Dampfturbine antreibt (*GuD-Kraftwerk: Gas und Dampf*). Wirkungsgrad der Gasturbine 38%, 58% für den GuD-Block, mit Fernwärme-auskopplung bis zu 90% thermischer Anlagenwirkungsgrad (Quelle: ABB / Alstom).

Im Gegensatz zum Turbogenerator, bei dem die gesamte Leistung in **einer** Maschine umgesetzt wird, muss der Leistungsumsatz in der Dampfturbine in **drei** Maschinen, dem **Hochdruck-, Mitteldruck- und Niederdruckteil** erfolgen. Da gegenüber dem Hochdruckteil der Dampf im Niederdruckteil bereits stark expandiert ist, benötigt er ein großes Volumen und damit große Strömungsquerschnitte. Daher sind die Schaufeln der Turbine im Niederdruckteil lang (z.B. 1 m) und weisen einen großen Außendurchmesser D auf (z.B. 4 m). Wegen der hohen Fliehkräfte müssen sie mechanisch hochwertigst ausgeführt sein, z. B. aus geschmiedetem martensitisch-ferritischem Stahl mit 12% Chromgehalt.

Beispiel 5-5:

Braunkohlekraftwerk *Lippendorf*: 930 MW pro Generator

Hochdruckteil: Frischdampfdruck 250 bar bei 550°C; Niederdruckteil: Dampf expandiert von 0.5 bar auf Kondensatordruck 0.038 bar, also nahe "Vakuum".

Gesamtwirkungsgrad des Kraftwerks: bei Volllast: 42.4% (davon Generator: 99%)

Beispiel 5-6:

Mechanische Beanspruchung der Turbine bei max. Drehzahl $n_{\max} = 1.2n_N$, $n_N = 3000/\text{min}$:

(i) Umfangsgeschwindigkeit der Schaufelspitzen:

$$v_{\max} = D\pi \cdot 1.2n_N = 4\pi \cdot 1.2 \cdot 50 = \underline{753} \text{ m/s} = \underline{2710} \text{ km/h (!)}$$

Es tritt in der Dampfströmung **Überschall** auf.

(ii) Fliehkraft pro Schaufel: Schaufellänge 1 m, Schaufelmasse $m = 10$ kg, Schwerpunktsabstand r von der Drehachse 1.2 m

$$F_{\text{Schaufel}} = m \cdot r \cdot (2\pi \cdot 1.2n_N)^2 = \underline{1700} \text{ kN} \cong \underline{170} \text{ Tonnen}$$

Das entspricht der schweren Masse zweier Hochleistungs-Elektroloks (z.B. ÖBB-Lok *Taurus* 1016: 6.4 MW, 84 Tonnen).

Damit die gesamte Dampfturbinen-Leistung elektrisch in einem Generator umsetzbar ist, ist in den vergangenen Jahrzehnten stetig die Leistung pro Generator („Einheitsleistung“) erhöht worden. Eine **Leistungserhöhung** durch Erhöhung des Durchmessers ist ab 1.2 m nicht mehr möglich. Eine Verlängerung der Maschine über 7 m Blechpaketlänge ist wegen des dann sehr schlanken und damit biegeweichen Läufers ($l_{Fe}/d_r = 7/1.2 = 5.8$!) auch nicht möglich. Es verbleibt nur eine erhöhte *Ausnützung* der Maschine („mehr Leistung aus dem gleichen Volumen“), also eine Erhöhung des Leiterstroms und/oder des Magnetfelds. Die Eisensättigung verbietet eine Erhöhung der magnetischen Luftspaltflussdichte über 1.2 T. Die Leistung kann nur über den Strom und die Stromdichte gesteigert werden, was zu erhöhten Stromwärmeverlusten führt. Daher muss die **Kühlung** intensiviert werden. So ist bis ca. 300 MVA noch **Luftkühlung** möglich, darüber jedoch **direkte Leiterkühlung** mit Wasserstoffgas oder deionisiertem (= nicht elektrisch leitfähigem) Wasser in den hohlgebohrten Kupferleitern erforderlich.



Bild 5-5: a) Kleine Kaplan-Turbine beim Einbau, b) Peltonrad: Fertigung – Flüssigmetall aufspritzen zur Oberflächenvergütung, c) Francis-Läufer, Detail: Leitschaufeln, d) 3-stufige Radialpumpe (Andritz Hydro)

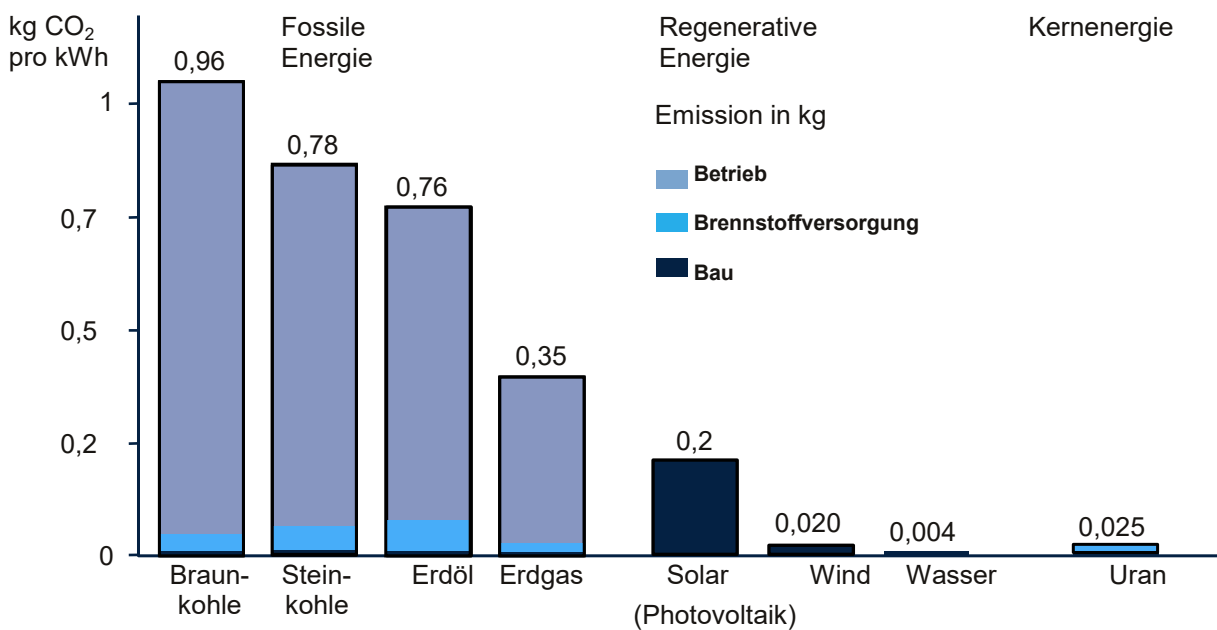


Bild 5-6: Erzeugung von Kohlendioxid je kWh elektrischer Energie – geordnet nach Kraftwerkstypen (Siemens AG)



Bild 5-7: a) Braunkohle-Kraftwerk „Schwarze Pumpe“, 2 x 800 MW, b) GuD (Gas und Dampf)-Kraftwerk Tapada do Outeiro, Portugal, Einwellenanordnung, 3 x 333 MW = 1000 MW, c) Gasturbinen-Kraftwerk Cass county, Nebraska, USA, 2 x 200 MW, d) Industrie-Kraftwerk GuD mit Nutzung der Restwärme als Prozessdampf (z. B. Papiererzeugung), Zweiwellen-Anordnung, ele. Wirkungsgrad: 33 + 11 = 44%, thermischer Wirkungsgrad: 44 + 21 = 65%, e) Montages des Dampfturbinen-Hochdruckgehäuses (Dampf 276 bar, 600°C), f) Montage der doppelflutigen Niederdruck-Dampfturbinenrotoren (Dampf: 39 mbar, Rotormasse 260 Tonnen), g) Numerische Strömungsberechnung (Navier-Stokes-Gleichungen) für optimierte Schaufelprofile einer Gasturbine

Quellen: d) Alstom Power, sonst: Siemens AG

5.1 Einsatz und Aufbau von großen Synchronmaschinen

5.1.1 Klassifizierung von großen Synchronmaschinen

Synchronmaschinen sind die wichtigsten elektromechanischen Energiewandler in der Stromerzeugung und in der Großantriebstechnik. Als **Generator** werden sie in thermischen und hydraulischen Kraftwerken, ebenso in Umformergruppen eingesetzt. Als **Motor** dienen sie vorwiegend für große Elektroantriebe mit fester oder mit variabler Drehzahl. Für den kombinierten Betrieb als **Motorgenerator** kommen sie in Pumpspeicher-Kraftwerken zum Einsatz. Synchronmaschinen dienen ebenfalls zur **Blindleistungserzeugung**, entweder gleichzeitig mit dem Generator- bzw. Motorbetrieb oder als reiner **Synchron-Kompensator** ("**Phasenschieber**"). Grundsätzlich und bei entsprechenden Vorkehrungen sind gemischte Betriebsweisen möglich.

Normal ist die Ausführung als **Drehstrommaschine**, seltener als **Einphasenmaschine** (z.B. in Kraftwerken oder Umformergruppen für Vollbahnen). Vorherrschend sind die festen Frequenzen 50 und 60 Hz der Landesnetze (für Bahnnetze auch 16 2/3 Hz). Bei Hochleistungsantrieben verwendet man auch andere feste wie auch variable Frequenzen (ca. ab 5 bis hinauf zu 150 Hz) aus speisenden Umrichtern.

Die Drehzahl richtet sich nach der Partnermaschine. Höchste Drehzahlen liegen vor bei Antrieb durch schnelllaufende Dampf- und Gasturbinen bzw. bei Antrieb von Gebläsen, Kreiselpumpen etc. Mittlere bis kleinste Drehzahlen ergeben sich bei Zusammenarbeit mit Wasserturbinen, Kolbenmaschinen (Dieselmotoren, Kolbenverdichter, ...) und z.B. bei Kugelmühlen der Baustoffindustrie. Drehzahlvariation wird bei bestimmten Antrieben gefordert wie Schiffsschrauben, regelbaren Pumpen, Kompressoren, Zement- und Erzmühlen.

Synchronmaschinen werden gewöhnlich als **Innenpoltyp** gebaut, d.h. die Pole befinden sich auf dem rotierenden Teil und die Drehstromwicklung im ruhenden Ständer (Anker). Der Läufer rotiert mechanisch gleich schnell ("synchron") wie das magnetische Drehfeld der Statorwicklung, hervorgerufen durch den Drehstrom mit der Frequenz f . Deren Verknüpfung mit der (**Synchron-)**Drehzahl n ist wegen

$$f = p n \quad (5.1-1)$$

über die Polzahl $2p$ gegeben.

Beispiel 5.1.1-1:

$2p$	2	4	6	8	10	20	80	100
n / s^{-1}	50	25	16 2/3	12 1/2	10	5	1 1/4	1
n / min^{-1}	3000	1500	1000	750	600	300	75	60

Tabelle 5.1.1-1: Typische Synchronrehzahlen bei $f = 50$ Hz (bei 60 Hz sind die Werte um 20 % höher)

Pol- und Drehzahl prägen die **Bauart** der Synchronmaschine

- a) als höherpolige, langsamlaufende SM mit ausgeprägten Polen im Läufer:
"Schenkelpolmaschine"
- b) oder als niederpolige, schnelllaufende SM mit zylindrischem Läufer:
"Vollpolmaschine".

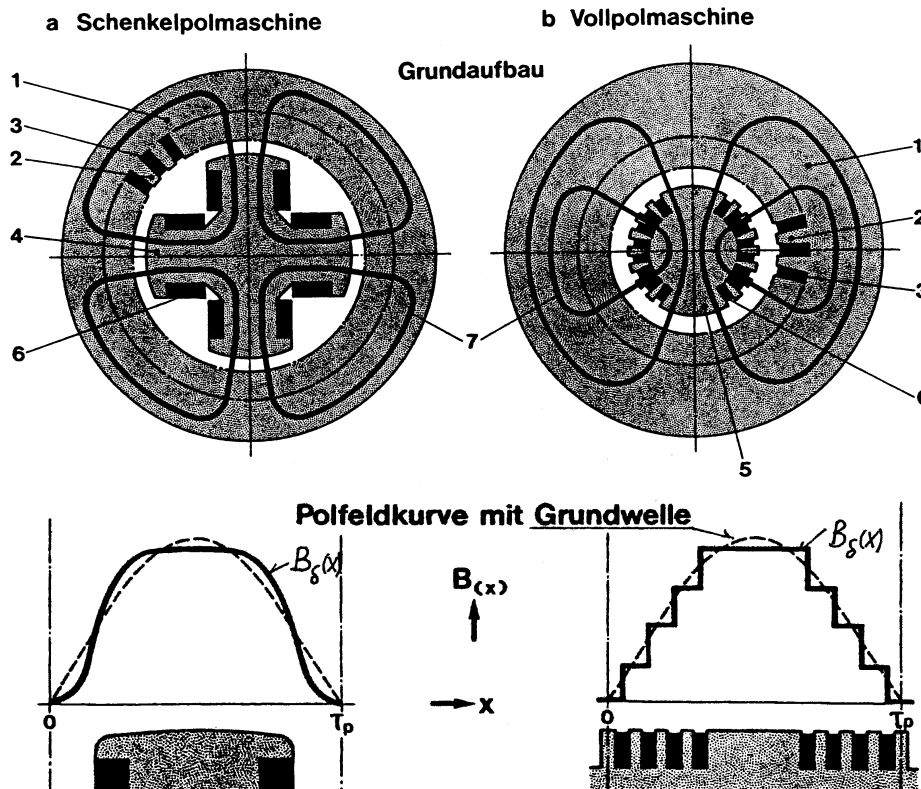


Bild 5.1.1-1: Grundaufbau der Synchronmaschine und Polfeldkurve

1: Ständerjoch, 2: Ständerzähne, 3: Ständerwicklung, 4: Schenkelpolläufer, 5: Vollpolläufer, 6: Erregerwicklung, 7: magnetische Feldlinien (skizzenhaft im Leerlauf) [2]

Der Hauptunterschied liegt

a) im **Aufbau des Rotors** mit den **typischen Erregerwicklungen**:

- konzentrische Spulen um Schenkelpole
oder

- verteilte Windungen in Nuten,

b) dem **Luftspalt**:

- veränderlich über Polschuh und -lücke
oder

- konstant über ganze Polteilung τ_p) und dem zugehörigen Polfeld $B_\delta(x)$. Nur dessen **Grundwelle** (gestrichelt in Bild 5.1-1) ist für die Funktion maßgebend, da nur sie zum Synchrondrehmoment beiträgt.

5.1.2 Turbogeneratoren

Turbogeneratoren sind schnelllaufende Synchron-Vollpolmaschinen mit massivem Läufer-eisen ("Ballen"), angetrieben von einer Dampf- oder Gasturbine, zur Gewinnung elektrischer Energie in Wärmekraftwerken mit Einheitsleistungen von etwa 10 MW bis über 1800 MVA.

Anmerkung: **Einheitsleistung** ist die pro Maschine ausgeführte Leistung.

Ihr Einsatz erfolgt – mit aufsteigender Leistung – in Industrie-Eigenanlagen, Gasturbinen-Kraftwerken, konventionellen (Groß-)Kraftwerken mit Kohle- oder Ölfeuerung und in Kernkraftwerken. Turbogeneratoren decken in den meisten Industrieländern den Großteil des Strombedarf, z.B. zu ca. 94 % in Deutschland.

Turbogeneratoren sind meistens **zweipolig** mit 3000 bzw. 3600 min^{-1} in "volltourigen" Turbo-gruppen, um bei der hohen Drehzahl der thermischen Turbomaschine noch 50 Hz oder 60 Hz

elektrische Frequenz erzeugen zu können. Ihre Grenzleistung aus mechanischen Gründen (Durchmessergröße des Läufers ca. 1.3 m = Fliehkraftgrenze = werkstoffbedingte Belastungsgrenze durch Zugspannungen in dem hochlegierten Läuferschmiedestahl) liegt bei ca. 1400 MVA. Bei noch größeren Leistungen werden die bereits als Sonderfall geltenden **vierpoligen** Turbos bei Antrieb durch "halbtourige" Satteldampfturbinen in bestimmten Kernkraftwerken eingesetzt, die mit 1500/min oder 1800/min größere Läuferdurchmesser zulassen.

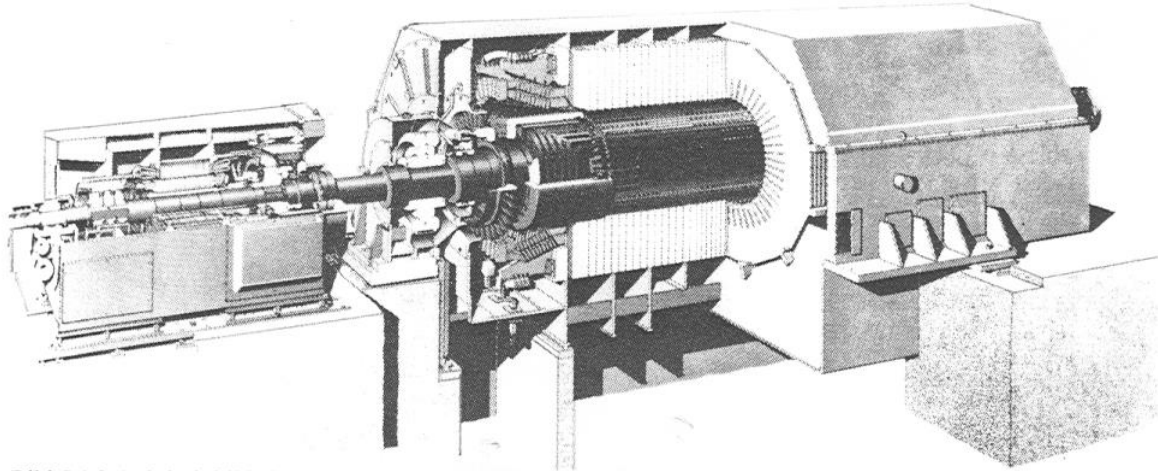


Bild 5.1.2-1: Schnittbild eines Turbogenerators mit Erregersatz (bürstenlos, rotierender Gleichrichter) [2]

Derzeit **größte Einheitsleistungen** liegen etwa zweipolig bei 1182 MVA (Schweiz), 1333 MVA (Russland); vierpolig 1635 MVA (Deutschland) (unter 1000 MVA typisch: Kohlekraftwerke, darüber: zumeist Kernkraftwerke).

In den letzten Jahren erfolgte eine zunehmende Bedeutung mittlerer und kleiner Einheiten. **Gasturbinen** haben zur Zeit eine Leistungsobergrenze von ca. 250 MW ... 300 MW. Da bei der Gasverbrennung nur etwa 50% CO₂ wie bei Steinkohleverbrennung entsteht (ca. 400g/kWh statt 800g/kWh) und die Errichtungs- und Amortisationszeit kurz ist, werden viele **Gasturbinenkraftwerke** als rasch startende Regelkraftwerke eingesetzt, für die luftgekühlte Turbogeneratoren bis 400 MVA entwickelt worden sind.

Im kombinierten **Gas- und Dampf-Kraftwerk (GuD)** werden etwas höhere Einheitsleistungen benötigt. Mit einem elektrischen Wirkungsgrad von ca. 33% bei der Gasturbine sind bei 200 MW elektrischer Leistung etwa 400 MW thermische Leistung im heißen Abgas. Bei 1200°C Eintritts- und 640°C Austrittstemperatur der Verbrennungsgase lässt sich mit diesen noch ein Dampfkessel heizen, dessen Wirkungsgrad von wieder ca. 33% nochmals 130 MW elektrische Leistung ergeben. Mit einem elektrischen Wirkungsgrad von $(200+130)/600 = 55\%$ ergibt sich bei einer Ein-Wellenanordnung eine Einheitsleistung von 330 MW, bei einem Betrieb mit $\cos\varphi = 0.8$ (übererregt) eine Nennscheinleistung von 412 MVA.

Der Turbo-Rotor ist aus Fliehkraftgründen als zylindrischer Trommelläufer mit eingebetteter Erregerwicklung ausgeführt. Da bei **Lastabwurf** (Trennen der Last vom Generator) das bremsende Gegenmoment fehlt, beschleunigt der Maschinensatz. Der Drehzahlregler kann aber schnell den Dampfstrahl "abschneiden" (Schnellverschluss-Ventil), so dass die Schleuderdrehzahl auf 120% begrenzt werden kann. Örtliche Fliehkraftbeschleunigung betragen bei **Schleuderdrehzahl** (1.2-fache Nenndrehzahl) in Grenzmaschinen mehr als 10000g.

Beispiel 5.1.2-1:

$$d_r = 1.2 \text{ m}, n = 1.2n_{syn} = 1.2 \cdot 3000 \text{ /min} = 3600 \text{ /min}$$

Fliehkraft je Massenelement m : $F_{\text{Flieh}} = m r \Omega^2 = m \cdot a$

Fliehbeschleunigung: $a = \frac{d_r}{2} \cdot (2\pi n)^2 = \frac{d_r}{2} \cdot (2\pi n)^2 = \frac{1.2}{2} \left(2\pi \frac{3600}{60}\right)^2 = 85273 \text{ m/s}^2 = \underline{8692g}$

Weiteres Kennzeichen sind die **großen Baulängen** des Rotors (schlank und biegeweich) und der ganzen Maschine. Da der Durchmesser aus Fliehkraftgründen nicht vergrößert werden kann, muss zwecks Leistungssteigerung die Maschine länger gemacht werden. **Selbst die größten Leistungen werden – im Unterschied zur mehrteiligen Dampfturbine – dank der ausgeklügelten Kühlungstechnik in einer einzigen Baueinheit untergebracht.** Die große raumspezifische Leistung erfordert hohe mechanische wie elektrische Ausnutzung und besondere Auslegekonzepte.

5.1.3 Wasserkraftgeneratoren

Wasserkraftgeneratoren sind Schenkelpol-Synchronmaschinen, angetrieben von einer Wasserturbine, zur Gewinnung elektrischer Energie in Wasserkraftwerken. Einheitsleistungen von eigen hundert kVA, vor allem in dezentralen Kleinanlagen zur Eigenversorgung, bis über 800 MVA (*Itaipu*, Brasilien/Paraguay) in Fluss- und Speicherkraftwerken für die öffentliche Stromversorgung werden ausgeführt. Der Anteil hydraulisch gewonnener Energie ist regionsabhängig, z.B. 60 % in Schweiz und Österreich, 100 % in Norwegen, nur 5 % in Deutschland.

Allerdings ist ein zunehmender Einsatz in Pumpspeichieranlagen in Ländern mit steigender oder überwiegender Stromerzeugung in thermischen Kraftwerken zu bemerken (*Bieudron*/Schweiz: 465 MVA Einheitsleitung, *Goldisthal*/Deutschland, *Malta*/Österreich). Beträchtliche Wasserkraft-Potentiale in Amerika, Afrika und Asien für große Laufkraftwerke werden nun vermehrt genutzt, um der CO₂-Problematik zu begegnen (z. B. China: *Drei-Schluchten-Projekt*: 18000 MW Kraftwerksleistung).

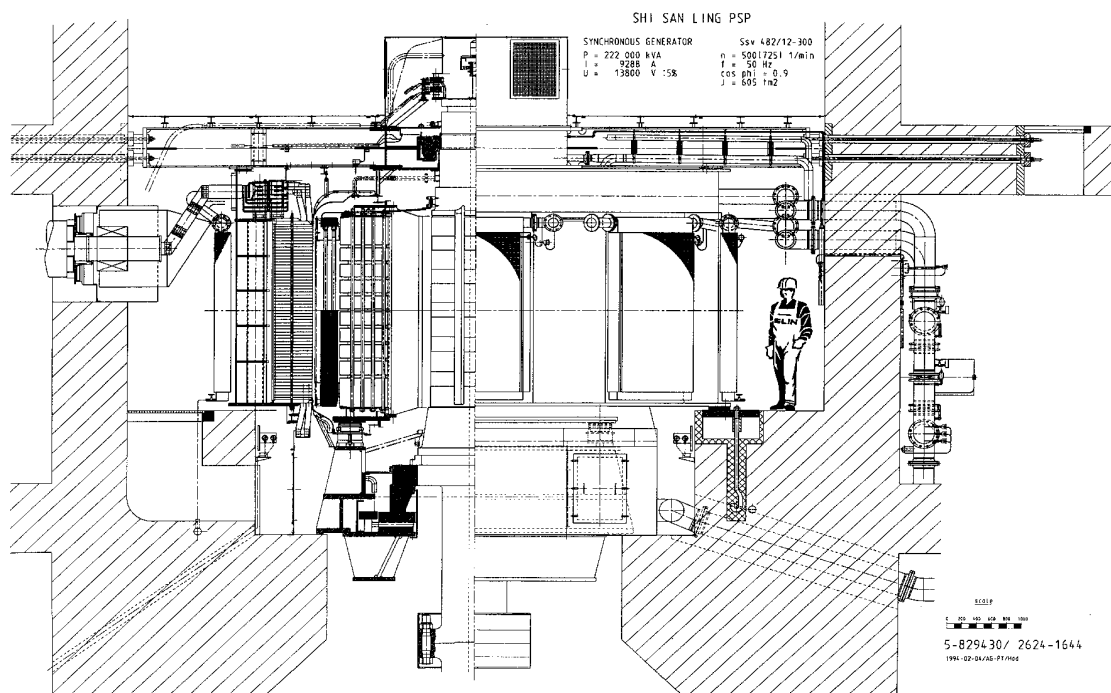


Bild 5.1.3-1: Vertikal-Schenkelpol-Wasserkraftgenerator *Shi San Ling/China*, 222 MVA, $2p = 12$, 13.8 kV (Quelle: *ELIN-Union AG*, Österreich, jetzt *Andritz Hydro*)

Die **Polzahlen** der Generatoren liegen etwa zwischen 6 und 100 entsprechend den Turbinen-Nenn-drehzahlen von 1200 bis 60 min⁻¹ je nach Gefälle, Leistung und Frequenz: Hohe Drehzahlen (300 min⁻¹ und mehr) in Speicherkraftwerken mit **Pelton-** oder **Francisturbinen**, niedrige (bis etwa 150 min⁻¹) in Laufkraftwerken meist mit **Kaplanturbinen**.

Beispiel 5.1.3-1:

Hydraulische Bemessung von Wasserkraftwerken (H : Stauhöhe, $\rho_{H_2O} = 1000 \text{ kg/m}^3$):

Potentielle Energie des gestauten Wassers: $W_{pot} = m \cdot g \cdot H = \rho_{H_2O} V \cdot g \cdot H$

Leistung: $P_{in} = W_{pot} / t = \rho_{H_2O} \cdot (V / t) \cdot g \cdot H = \rho_{H_2O} \cdot \dot{V} \cdot g \cdot H$ (\dot{V} : Durchflussmenge)

Wirkungsgradkette: Hydraulischer Wirkungsgrad: 0.95

Turbinenwirkungsgrad: 0.9

Generatorwirkungsgrad: 0.98

Eigenbedarf: 0.97

Kraftwerkswirkungsgrad: $\eta_{KW} = 0.95 \cdot 0.9 \cdot 0.98 \cdot 0.97 = 0.81$

Elektrische Leistung: $P_{out} = P_e = \eta_{KW} \cdot P_{in} = 0.81 \cdot 9.81 \cdot 1000 \cdot \dot{V} \cdot H$

"Faustformel": $P_e = 8000 \cdot \dot{V} \cdot H$, $[P_e] = W, [\dot{V}] = m^3 / s, [H] = m$

Laufkraftwerk	Mitteldruckkraftwerk	Speicherkraftwerk	Speicherkraftwerk
Wallsee/Österreich	3 Schluchten/China *)	Kaprun/Österreich	Bieudron/Schweiz
$H = 9.1 \text{ m}$	$H = 183 \text{ m}$	$H = 780 \text{ m}$	$H = 1883 \text{ m}^{**}$
$\dot{V} = 2880 \text{ m}^3/\text{s}$	$\dot{V} = 12295 \text{ m}^3/\text{s}$	$\dot{V} = 32 \text{ m}^3/\text{s}$	$\dot{V} = 86 \text{ m}^3/\text{s}$
$P_e = 210 \text{ MW}$	$P_e = 18000 \text{ MW}$	$P_e = 200 \text{ MW}$	$P_e = 1295 \text{ MW}$
Kaplan-Turbinen	Francis-Turbinen	Pelton-Turbinen	Pelton-Turbinen
6 Generatoren zu je 35 MW	26 Generatoren zu je 692 MW	4 Generatoren zu je 2x55 MW, 2x45 MW	3 Generatoren zu je 432 MW

Tabelle 5.1.3-1: Kenngrößen von Wasserkraftwerken und Generatoren

*) 3 Schluchten Xi-Ling, Wu, Qutang am Yangtsekiang-Fluss (2 km Staudammbreite, 600 km Rückstau)

***) Staumauer in Grad Dixence mit 285 m Höhe höher als der Eiffel-Turm.

Beispiel 5.1.3-2: Generatordaten: Bieudron/Wallis, Schweiz:

Schenkelpolgenerator: 432 MW, 465 MVA ($\cos\varphi = 0.93$), weltleistungsstärkste Pelton-Turbinen mit 4.65 m Raddurchmesser, Generatormasse 800 t, $2p = 14$, 50 Hz, 428.6 /min, 21 kV, 12.78 kA.

Beispiele großer Hydro-Generatoreinheiten:

140 MVA, 375 min⁻¹ (Schweiz),

352 MVA, 500 min⁻¹ (Sellrain-Silz, Österreich)

360 MVA, 333 min⁻¹ (Norwegen)

590 MVA, 93.8 min⁻¹ (Russland)

720 MVA, 75 min⁻¹ (USA)

824 MVA, 90.9 min⁻¹ (Brasilien, Itaipu).

Die Baugröße ist von Leistung und Drehzahl bestimmt. Mit **abnehmender Drehzahl** steigen die möglichen Bauleistungen (siehe Beispiel 5.2.1-1), wie die obigen Beispiele belegen.

Der Rotor wird als Polrad mit ausgeprägten Polen ("Schenkelpollläufer") und um die Polschenkel angeordneten Erregerspulen (Polspulen) gebaut. Er ist mechanisch auf die relativ hohe Durchbrenndrehzahl der Turbinenanlagen (Pelton: 1.6 bis Kaplan: 3.5-fache Nenn-drehzahl) ausgelegt.

zahl) auszulegen. Die Wassermassen können nämlich bei Lastabwurf nicht so rasch abgebremst werden, so dass Turbine und Generator auf die Leerlaufdrehzahl der Turbine beschleunigen. Die Welle wird waagrecht oder senkrecht angeordnet. Größere Generatoren werden mehrteilig konstruiert und transportiert, fallweise erfolgt die Fertigung weitgehend erst auf der Baustelle.

Beispiel 5.1.3-3:

Bestimmung der Durchbrenndrehzahl für Kraftwerksturbine: *Bieudron/Wallis*, Schweiz:

Wasserstrahlgeschwindigkeit: $v_l = 600 \text{ km/h} = 166.6 \text{ m/s}$.

Radumfangsgeschwindigkeit: theoretisch: $v_u = v_l/2 = 83.3 \text{ m/s}$

Praktisch: $v_u = 103.5 \text{ m/s} = d\pi n$. Bei einem Raddurchmesser von $d = 4.65 \text{ m}$ ergibt das eine Drehzahl von $n = 428.6 \text{ /min}$. Durchbrenndrehzahl: 1.86-fach: $n_{max} = 800 \text{ /min}$

5.1.4 Synchronmotoren als Hochleistungsantriebe

Synchronmotoren sind Vollpol- oder Schenkelpolmaschinen vornehmlich für den durchlaufenden Antrieb größerer Arbeitsmaschinen mit fester oder veränderbarer Drehzahl (Bild 5.1.4-1: Hochofengebläseantrieb). Leistungen ab einigen hundert kW bis 100 MW (z. B. umrichtergespeister Windkanalantrieb für das NASA-Forschungszentrum in **Langley/USA**) sind realisiert. Hinzu kommen die noch größeren Motorgeneratoren in Pumpspeicherwerken (z. B. *Vianden*).

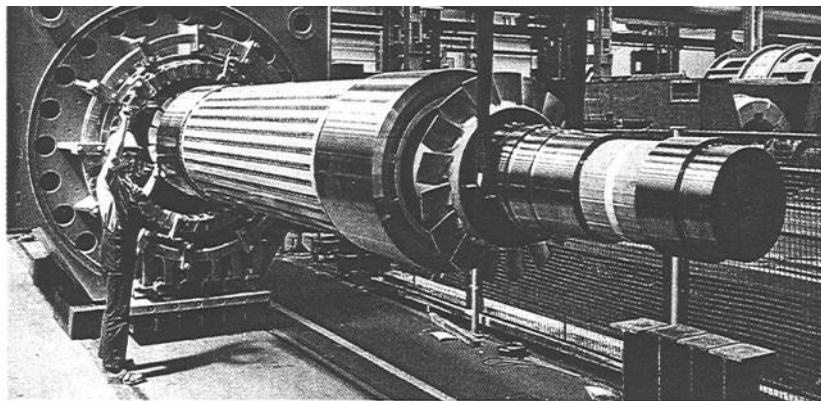


Bild 5.1.4-1: Hochofengebläseantrieb im Stahlwerk *Kwangyang/Südkorea*: Synchronmotor in Turbobauweise 43 MW, 3600/min, $2p = 2$: Einbau des Läufers (Läufer-Masse 17.5 t, Läufer-Länge 7 m, Quelle: *Siemens AG*)

Synchronmotoren werden gegenüber Asynchronmotoren erst bei den höheren Leistungen bevorzugt auf Grund folgender **Vorteile**:

- höherer Anlagen-Leistungsfaktor durch Blindstrom-Erzeugung statt -Verbrauch,
- meist höherer Wirkungsgrad (keine Schlupfverluste),
- nur proportionale Drehmomentabnahme bei Spannungsrückgang (anstatt quadratisch).

Da Synchronmotoren höhere Fertigungskosten als vergleichbare Asynchronmotoren aufweisen, werden sie erst

- **oberhalb der ASM-Grenzleistungen** (ca. 5 MW pro Pol) und
- bei **niedertourigen Direktantrieben** eingesetzt.

Begründung: ASM bei kleinem n : hohe Polzahl \rightarrow niedrige Hauptreaktanz wegen kleinem Verhältnis $\tau_p/\delta \rightarrow$ hoher Magnetisierungsstrom $\rightarrow \cos\varphi$ zu klein, z. B. < 0.7 .

Mit der Synchronmaschine ergibt sich eine betriebs sichere Konstruktion mit vergleichsweise größerem Luftspalt.

Die **Nenndrehzahlen** liegen bei Netzspeisung zwischen rund 100 und 3000 bis 3600 min^{-1} , mit Frequenzumrichtern zwischen weniger als 10 bis ca. 7000 min^{-1} . Die Schleuderdrehzahl beträgt normalerweise das 1.2-fache der Nenn- bzw. Höchstdrehzahl. Die "**Rotorbauweise**" überstreicht das ganze Spektrum vom **massiven zweipoligen Turboläufer** (höchste Fliehkraftbeanspruchung) über den **geblechten Trommelläufer** (zwei- und mehrpolig) bis zum **Schenkelpolläufer** niedriger ($2p \geq 4$) bis sehr hoher Polzahl (z. B. 100).

Nachteilig beim **netzgespeisten Synchronmotor** sind

- die Pendelneigung bei ungleichförmigem Lastmoment (z. B. Kolbenverdichter),
- der Bedarf einer Erregung und
- spezielle Vorkehrungen für den Anlauf.

Asynchroner Selbstanlauf ist möglich, bedingt aber

- **Massiveisen** im Rotor oder
- **kräftigere** "Dämpfer"-Wicklung als **Anlaufkäfig**.

5.1.5 Anlauf und Synchronisierung von großen Synchronmaschinen

Das Hochfahren und Zuschalten der Synchronmaschine ans Netz („**Synchronisieren**“) ist ein dynamischer Vorgang.

a) Generatoren:

Generatoren werden in der Regel durch die **Turbine** auf Nenndrehzahl und damit Nennfrequenz hochgefahren und dann **synchronisiert**.

Synchronisieren:

- Über den Feldstrom wird die Spannungsamplitude der induzierten Leerlaufspannung genau so groß wie die Netzspannungsamplitude eingestellt.
- Die Phasenlage und vor allem die Phasenfolge müssen mit jener des Netz-Drehspannungssystems übereinstimmen. Dann kann ohne Ausgleichsstromstoß zugeschaltet werden.

Werden diese Bedingungen verletzt (**Fehlsynchronisation**), so kommt es zu kurzschlussartigen Ausgleichsvorgängen mit hohen Stoßströmen und Stoßmomenten.

Bei **Pumpspeicherwerken**, wo der Generator auch als Motor laufen muss, kann die Maschine über ihren Dämpferkäfig **asynchron** hochgefahren werden. Dazu muss der Dämpferkäfig entsprechend dimensioniert sein, da im Käfig eine ebenso große *OHM*'sche Verlustenergie umgesetzt wird wie die im Antrieb gespeicherte kinetische Energie.

Weiter treten wie bei der Asynchronmaschine hohe Anfahrströme auf, die zu einem Einbruch der Netzspannung führen können. Daher wird manchmal auch eine kleine **Anfahrturbine** oder ein **Anwurfmotor** ("**Ponymotor**") zum Hochfahren eingesetzt.

Ist die Generatorleistung im Vergleich zur Kurzschlussleistung des speisenden Netzes ungünstig hoch, ist bei asynchronem Anlauf der Spannungseinbruch zu groß. In diesem Fall kann der Generator auch motorisch über einen **Anfahrsumrichter** hochgefahren werden, der die Ständerwicklung mit Strom variabler Frequenz versorgt.

b) Motoren:

Direkt Einschalten ist nur bei kleinen Maschineneinheiten möglich. Bei den üblicherweise großen Synchronmotoren ist der Anlaufstrom so groß, dass der große Spannungsfall an der

Reaktanz des versorgenden Netzes einen großen Spannungseinbruch an den Klemmen hervorruft. Daher sind unterschiedliche **Anlaufverfahren** im Einsatz.

Umrichtergespeiste Synchronmotoren (z. B. in Walzwerken, Kompressorstationen, ...) fahren über den speisenden Stromrichter drehzahlvariabel am Netz. Näheres zu diesen **Stromrichtermotoren** siehe Kap. 6.

Netzgespeiste Synchronmotoren werden entweder über asynchronen Anlauf via Dämpferkäfig, über Massivpole (Bild 5.1.5-1b), über Ponymotor oder Anfahrumrichter hochgefahren. Ist der Spannungseinbruch beim Asynchronanlauf zu groß, wird auch ein **Anlasstransformator**, z. B. als **Spartransformator mit Anlaufdrosselfunktion** (Luftspalt im Eisenkern zur Einstellung von L) erwendet.

a) *Vorschalten einer Drosselspule:*

Anlaufschaltung nach KORNDÖRFER (Bild 5.1.5-1a):

Stufe 1: Schalter 1 und 2 sind geschlossen, Schalter 3 ist offen. Die Drossel D wirkt als Spannungsteiler. Der Synchronmotor fährt somit an verringerter Spannung hoch, was zwar die Anlaufzeit verlängert, aber den Anfahrstrom entsprechend verringert.

Stufe 2: Schalter 2 wird ebenfalls geöffnet, die Teilwicklung der Drossel liegt nun als Vorimpedanz in der Ständerstromzuleitung und begrenzt den Strom.

Stufe 3: Nun wird Schalter 3 geschlossen. Damit liegt der Synchronmotor an voller Spannung, ohne dass während des Hochlaufs der Strom in der Ständerwicklung unterbrochen worden wäre.

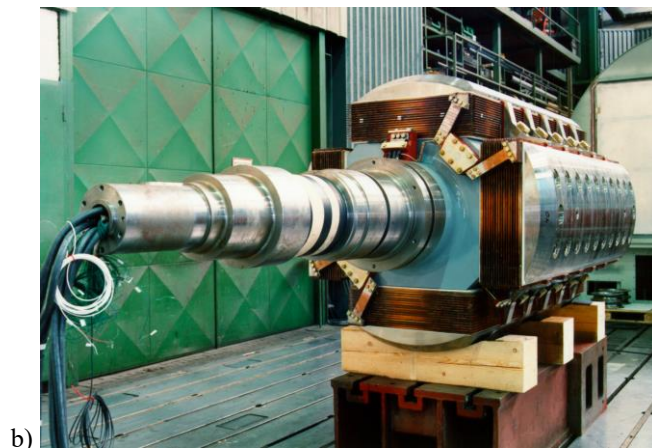
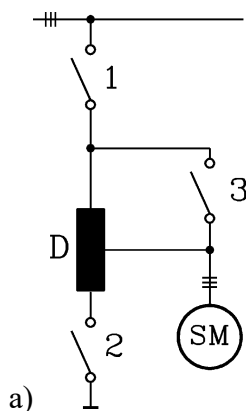


Bild 5.1.5-1: a) Anlaufschaltung mit drei Schaltern nach KORNDÖRFER (D: Anlaufdrossel, SM: Synchronmaschine), b) Vierpoliger Schenkelpolmotor für asynchronen Anlauf am Netz mit massiven Polschuhen. Statt einer Dämpferwicklung sind die Polschuhe aus massivem Stahl gefertigt. Die Wirbelströme in diesen massiven Polschuhen ersetzen die Dämpferströme und bilden mit dem Ständerfeld das Anlaufmoment. Die Wärmeabfuhr der Wirbelstromverlustwärme ist höher als von einem vergleichbaren Dämpferkäfig (Quelle: *Andritz Hydro, Österreich*)

b) *Anlasstransformator*

c) *Stern-Dreieck-Schaltung* oder *Teilwicklungsanlauf*

d) *Anwurf über Ponymotor*

e) Anfahrumrichter: Sanftes Hochfahren ist möglich mittels Synchronanlauf bei stetig zunehmender Speisefrequenz. Die Verfahren unterscheiden sich besonders im Beschleunigungsvermögen, in der Maschinen- und Netzbelastung wie auch im Aufwand.

5.2 Entwurfs-Zusammenhänge bei Drehstrom-Synchronmaschinen

Gesucht ist der Zusammenhang zwischen den Nennwerten des stationären Betriebs (Scheinleistung S , Drehzahl n) und dem Aktivvolumen (Durchmesser d , Aktivlänge l) über die elektromagnetische und mechanische Materialausnutzung.

5.2.1 Entwurfsgleichung und Ausnutzungsziffer

Maßgebend für die Bemessung ist die *Scheinleistung*

(U_s : Ständer-Strangspannung, I_s : Ständerstrangstrom ("Ankerstrom"), jeweils Effektivwert; m_s : Strangzahl, z. B. dreiphasig: 3):

$$S = m_s \cdot U_s \cdot I_s \quad (5.2.1-1)$$

Vernachlässigt man den Spannungsfall an Ständerwiderstand und Ständerstreureaktanz, so ist $S = S_e$ ("innere" Scheinleistung), da $U_s = U_i$ (induzierte Spannung) ist.

$$S_e = m_s \cdot U_i \cdot I_s \quad (5.2.1-1a)$$

Induzierte *Phasenspannung* durch die Feld-Grundwelle $B_{\delta 1}$

(N_s : Ständerwindungszahl je Strang, k_{wl} : Wicklungsfaktor der Grundwelle):

$$U_i = U_h = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 2\pi f \cdot N_s \cdot k_{wl} \cdot \Phi_1 \quad (5.2.1-2)$$

Grundwellenfluss (τ_p : Polteilung, bezogen auf die Mitte des Luftspalts, l_i : "ideelle" Eisenlänge):

$$\Phi_1 = \frac{2}{\pi} \cdot \tau_p \cdot l_i \cdot B_{\delta 1} \quad (5.2.1-3)$$

Die **ideelle Eisenlänge** l_i berücksichtigt, dass an den Enden des Blechpakets und in den radialen Blechpaket-Kühlschlitzen ebenfalls ein (kleines) Magnetfeld vorhanden ist, das zur Drehmomentbildung beiträgt, so dass l_i etwas größer als die reine Blechpaketlänge l_{Fe} ist.

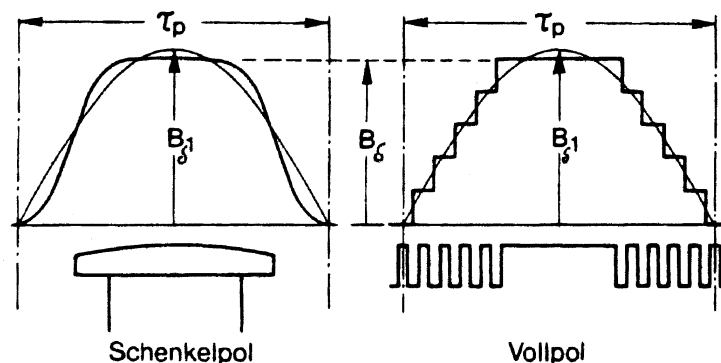


Bild 5.2.1-1: Bestimmung des Polfeld-Formfaktors am Beispiel des Verlaufs der Luftspaltinduktion (ohne Einfluss der Statornutung) bei stromlosem Stator (nur Rotor erregt) für Schenkel- und Vollpol-Läufer [2]

Grundwellen-Lufspalt-Induktion ($\beta = B_{\delta} / B_{\delta 1}$: Polfeld-Formfaktor gemäß FOURIER-Analyse des Luftspaltfelds, B_{δ} : Scheitelwert der Luftspalt-Induktion, $B_{\delta 1}$: Grundwellen-Amplitude der Luftspalt-Induktion):

$$B_{\delta 1} = \frac{B_{\delta}}{\beta} \quad (5.2.1-4)$$

Werden nun in (5.2.1-1a) die Formeln (5.2.1-2) bis (5.2.1-4) eingesetzt, so erhält man mit *Ständer-Strombelag* (Effektivwert), bezogen auf die Mitte des Luftspalts,

$$A_{\delta} = \frac{2m_s N_s I_s}{2p \tau_p} \quad (5.2.1-5)$$

die **Entwurfsgleichung für die innere Scheinleistung**, die nur noch von geometrischen Maschinenparametern und von den maschinenspezifischen Größen Flussdichte und Strombelag abhängt.

$$S_e = \sqrt{2} \cdot \frac{k_{w1}}{\beta} \cdot f \cdot 2p \cdot \tau_p^2 \cdot l_i \cdot A_{\delta} \cdot B_{\delta}$$

Mit dem auf *die Mitte des Luftspalts bezogenen Durchmesser* $d_{\delta} = (d_{si} + d_{ra})/2$ (bei Turbogeneratoren ist der Luftspalt mit z. B. 100 mm und mehr ziemlich groß!),

$$f = n \cdot p \quad (5.2.1-6)$$

und

$$\tau_p = \frac{d_{\delta} \pi}{2p} \quad (5.2.1-7)$$

erhalten wir die **ESSON'sche Leistungsgleichung**

$$S_e = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot \frac{k_{w1}}{\beta} \cdot A_{\delta} \cdot B_{\delta} \cdot d_{\delta}^2 \cdot l_i \cdot n = C_e \cdot d_{\delta}^2 \cdot l_i \cdot n \quad (5.2.1-8)$$

mit der **ESSON'schen Ausnutzungsziffer**

$$C_e = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot \frac{k_{w1}}{\beta} \cdot A_{\delta} \cdot B_{\delta} = \frac{S_e}{d_{\delta}^2 \cdot l_i \cdot n} \quad (5.2.1-9)$$

Die ESSON'sche Leistungsgleichung ist FUNDAMENTAL und gilt für alle rotierenden Maschinen. Sie besagt, dass

- die ausnützbare Scheinleistung proportional dem Strombelag und der Flussdichte ist,
- das Drehmoment $M_e = P_e / (2\pi n) \sim S_e / n \sim d_{\delta}^2 l_i$ das Bauvolumen der Maschine bestimmt,
- das Drehmoment durch Erhöhung des Durchmessers stärker erhöht werden kann als durch gleiche prozentuale Erhöhung der Länge,
- die Leistung einer doppelt so schnell drehenden Maschine gleicher Größe doppelt so hoch ist ("**Leistung aus Drehzahl**").

Die Ausnutzungsziffer ist somit ein Maß für das auf das Maschinenvolumen bezogene Drehmoment. Sie drückt wegen $C_e \sim A \cdot B_{\delta}$ die **elektromagnetische Beanspruchung** der Maschine

durch den Ankerstrombelag A (Stromausnutzung der Wicklungen \rightarrow Erwärmung \rightarrow Kühlung) und durch die Luftspaltinduktion B_δ (Ausnutzungsmaß für die Werkstoffe im magnetischen Kreis \rightarrow Sättigung \rightarrow Ummagnetisierungsverluste) aus. Um ein gewisses Drehmoment zu erzielen, kann somit entweder A oder B_δ groß gewählt werden (strombelags- oder flussdichtebestimmte Maschine).

Zur rascheren Abschätzung der Verhältnisse wird der Strombelag auf den Stator-(Anker)-Innendurchmesser d_{si} bezogen

$$A = A_\delta \cdot \frac{d_\delta}{d_{si}} = A_\delta \cdot \frac{d_{si} + d_{ra}}{2d_{si}}, \tag{5.2.1-10}$$

das Aktivvolumen mittels dem Rotorausendurchmesser d_{ra} (Fliehkraftgrenze!) und der Aktivlänge $l_{Fe} \approx l_i$ ausgedrückt und die innere Scheinleistung mit der Nennscheinleistung an den Klemmen der Maschine gleichgesetzt $S \cong S_e$. Die sich dann ergebende Ausnutzungsziffer C hat daher geringfügig andere Werte als C_e .

$$C = \frac{S}{d_{ra}^2 \cdot l_{Fe} \cdot n} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot \frac{k_{wl}}{\beta} \cdot \frac{d_{si}}{d_{ra}} \cdot \frac{1 + (d_{si} / d_{ra})}{2} \cdot \frac{l_i}{l_{Fe}} A \cdot B_\delta \tag{5.2.1-11}$$

Da zumeist die Drehzahl n in min^{-1} gebraucht und S in kVA eingesetzt wird, wird C_e in der "abgeleiteten" SI-Einheit kVA min/m^3 angegeben.

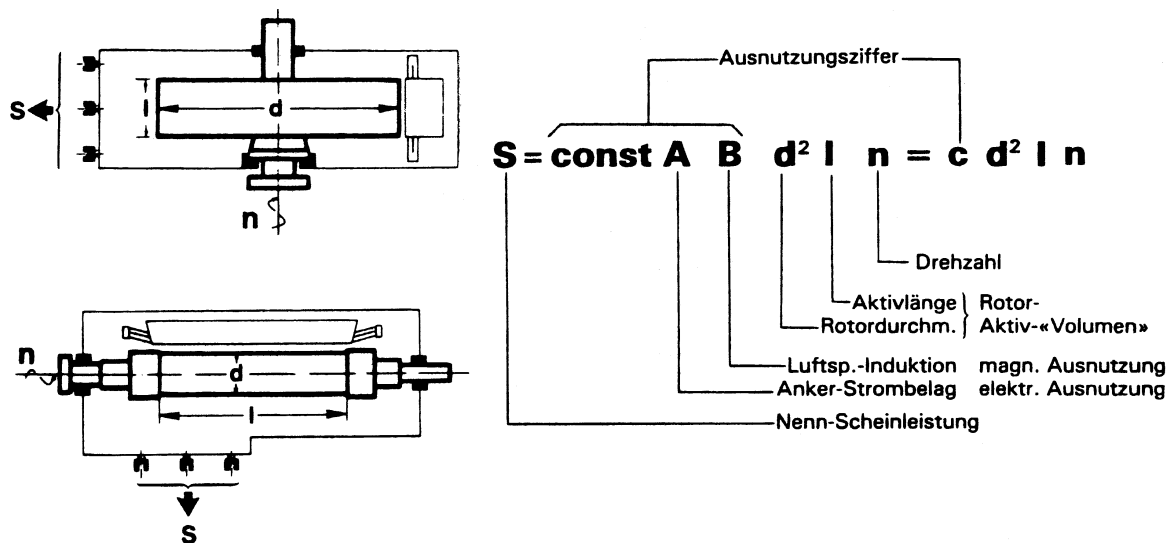


Bild 5.2.1-2: Die Ausnutzungsziffer sagt nichts über die Maschinenform bzw. Maschinenleistung aus [2]! Jeweils gleiche Ausnutzungsziffer können haben (hängt wesentlich von der Kühlung ab!):

- a) langsam laufende scheibenförmiger Schenkelpolmaschine
- b) schnellaufende walzenförmige Vollpolmaschine

Beispiel 5.2.1-1:

Langsamlaufende Maschinen ermöglichen höhere Bauleistungen, denn:

- Fliehkraftgrenze ist bestimmt durch max. mechanische Zugspannung $\sigma < \sigma_{zul}$.
- Massenelement im Rotor (Winkelausschnitt $\varphi \ll 1$): $dm = \rho \cdot r \cdot \varphi \cdot dr \cdot l$
- Fliehkraft je Massenelement: $dF = dm \cdot r \cdot \Omega_m^2$, $\Omega_m = 2\pi n$

- Mechanische tangentielle Zugkräfte : $2 \cdot dF_t \cdot \sin(\varphi/2) = dF \rightarrow dF_t = \frac{dF}{2 \sin(\varphi/2)} \approx \frac{dF}{\varphi}$

- Mechanische tangentielle Zugspannung : $\sigma_t = \frac{dF_t}{l \cdot dr} \approx \frac{dF}{l \cdot dr \cdot \varphi} = \rho \cdot (r\Omega_m)^2 = \rho \cdot v_u^2 < \sigma_{zul}$

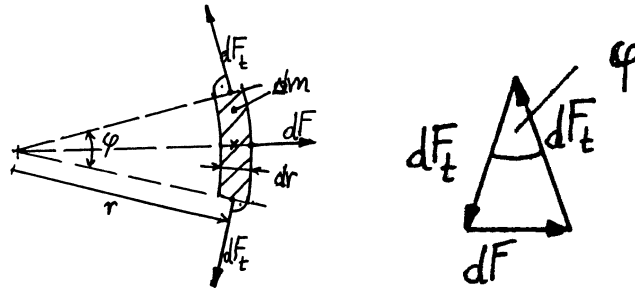


Bild 5.2.1-3: Kräftegleichgewicht am rotierenden Massenelement

Fazit:

- Die Fliehkraftgrenze ist durch die **Rotorumfangsgeschwindigkeit** bestimmt. Bei gängigem hochlegiertem Schmiedestahl (massiver Turboläufer) ergibt sich bei $n_{max} = 1.2n = 1.2 \cdot 3000 = 3600/\text{min}$ ein Wert $d_{ra,max} = 2r_{max} = \text{ca. } 1.25 \text{ m}$, entsprechend $v_{u,max} = 240 \text{ m/s}$.

- Folglich ist wegen $d_{ra}n = v_{u,max} / \pi$ **bei niedrigen Drehzahlen eine größere Bauleistung** möglich:

$$S_{max} = C \cdot d_{ra}^2 \cdot n \cdot l = C \cdot \frac{v_{u,max}^2}{n \cdot \pi} \cdot l \Rightarrow \underline{\underline{S_{max} \sim \frac{1}{n}}}$$

5.2.2 Ausnutzungs-Werte

5.2.2.1 Ausnutzungsziffern C

Zahlenwerte von C sind an die Maschinenart, Nennleistung und Betriebsbedingungen gebunden und besonders vom Kühlkonzept abhängig.

Durchschnittswerte für **dreiphasige Wasserkraftgeneratoren (a)** und **Turbogeneratoren (b)** gelten gemäß Diagramm in Bild 5.2.2.1-1.

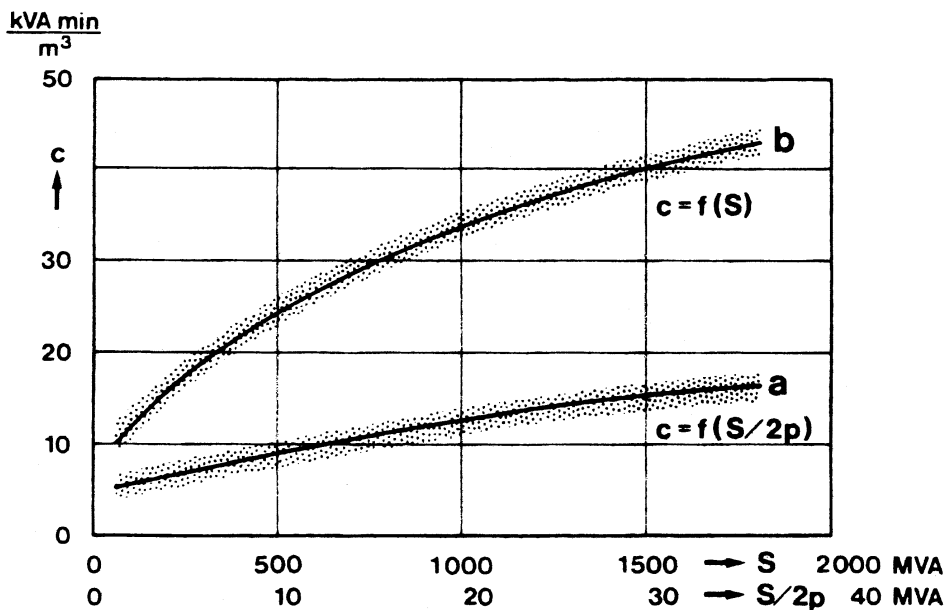


Bild 5.2.2.1-1: Durchschnittswerte für die Ausnutzungsziffer C: (a) dreiphasige Wasserkraftgeneratoren, (b) Turbogeneratoren [2]

Die **Ausnutzung nimmt mit wachsender Einheitsleistung zu**, da bei größeren Leistungen auch verbesserte Kühlmechanismen eingesetzt werden (erhöhter Strombelag ist möglich) !

Bei Schenkelpolmaschinen steigt (vorwiegend aus Ventilationsgründen) C mit der Polleistung $S/(2p)$ zu und hängt daher auch von der Baugröße selbst ab.

Bei größeren Turbogeneratoren sind besondere Kühlmaßnahmen (direkte Wicklungskühlung durch Gase bzw. Flüssigkeiten) vorausgesetzt.

Auch bei Schenkelpolmaschinen sind die höchsten C -Werte an eine Wasserkühlung gebunden. Die grundierten Bereiche gelten für normale Nebenbedingungen ($\cos \varphi$, Wirkungsgrad, Schleuderdrehzahlen, Massenträgheitsmomente, Transport ...).

Bei Synchronmotoren mit vergleichsweise kleiner Leistung und Luftkühlung ist die Ausnutzung entsprechend niedrig (Anfangsbereich im Diagramm Bild 5.2.2.1-1) und wesentlich von Zusatzbedingungen (Anlaufstrom, Drehmoment, Erwärmung, Kippmoment ...) abhängig.

Beispiel 5.2.2.1-1:

$\beta = 0.95$, $k_{wl} = 0.92$, $l_{Fe} \cong l_i$, $d_{si} \cong d_{ra}$: Ausnutzungsziffer bei

a) $B_\delta = 1.1$ T, indirekte Luftkühlung: $A = 900$ A/cm:

$$C = 668417 \text{ VAs/m}^3 = 11.2 \text{ kVAmin/m}^3$$

Dies entspricht einer Scheinleistung von ca. 150 MVA, zweipoliger Turbo.

a) $B_\delta = 1.15$ T direkter Wasser-Leiterkühlung: $A = 2900$ A/cm: $C = 37.7 \text{ kVAmin/m}^3$

Dies entspricht einer Scheinleistung von ca. 1400 MVA, vierpoliger Turbo.

Beispiel 5.2.2.1-2:

Abschätzung des Strombelags der hochausgenutzten Schenkelpolgeneratoren von Pumpspeicherwerk Bieudron/Wallis, Schweiz:

Daten: $S_N = 465$ MVA ($\cos \varphi = 0.93$), $2p = 14$:

$$S/(2p) = 33.2 \text{ MVA/Pol: } C = \text{ca. } 13 \text{ kVAmin/m}^3$$

Mit den Annahmen $\beta = 0.95$, $k_{wl} = 0.92$, $l_{Fe} \cong l_i$, $d_{si} \cong d_{ra}$, $B_\delta = 1.1$ T folgt: $A = 1050$ A/cm.

5.2.2.2 Anker-Strombelag A

a) Indirekte Luftkühlung:

Üblich sind bei Motoren und Generatoren mit **Luftkühlung** die Werte $A \approx 50 \dots 90 \cdot 10^3$ A/m je nach Maschinengröße, Drehzahl (Umfangsgeschwindigkeit), Luftführung, Schutzart ... usw. Bei Sonderbedingungen gelten eher niedrigere Werte.

b) Direkte Luftkühlung:

Höheres A ist möglich bei direkter Luftkühlung in Turborotoren mit Konstantdrehzahl.

c) Intensivkühlung (direkte Leiterkühlung) mittels Gasen oder Flüssigkeiten:

Sie erlaubt die höchsten Strombeläge. Bei **großen Wasserkraftgeneratoren** mit direkter Leiter-Wasserkühlung der Stator- und fallweise der Rotorwicklung geht man bis

$$A \approx 130 \cdot 10^3 \text{ A/m.}$$

Großturbogeneratoren haben etwa

$$A \geq 120 \cdot 10^3 \text{ A/m bei Wasserstoffkühlung und}$$

$A = \text{ca. } 150 \dots 290 \cdot 10^3$ A/m bei zusätzlicher **Wasserkühlung** im Stator und evtl. im Rotor (fallweise auch ohne H_2). Die Wahl von A hängt also wesentlich von Kühlsystem und Einheitsleistung ab (Abschnitt 5.3.2.1).

5.2.2.3 Luftspaltinduktion B_δ

- Üblich sind Werte $B_\delta \approx 0.8 \dots 1.0 \dots 1.1$ T. Besonders die höheren Werte erfordern eine
- sorgfältige *Bemessung* der Flusswege im Eisen, u.a. Vermeidung von magn. Engpässen,
 - genaue *Berechnung* des magnetischen Kreises, insbesondere des Durchflutungsbedarfs sowie der Feld- und Spannungsform,
 - Wahl geeigneter magnetischer *Werkstoffe*: Sonderlegierte Stähle im Rotor mit höherer Permeabilität und mechanischer Festigkeit; verlustarme Elektrobleche (2.7 bis 3.5 W/kg bei 50 Hz und 1.5 T bzw. 1.1...1.5 W/kg bei 1.0 T) im Stator.

Eine wesentliche Steigerung der Luftspalt-Induktion ist wegen der begrenzten Permeabilität der magnetischen Werkstoffe ausgeschlossen. Kornorientierte Elektrobleche (höhere Permeabilität und niedrigere Ummagnetisierungsverluste in der Vorzugsrichtung) werden bei Maschinen – abweichend von Transformatoren – wegen der drehenden Magnetisierung und der verschiedenen Flussrichtungen in Zahn und Joch nur selten verwendet.

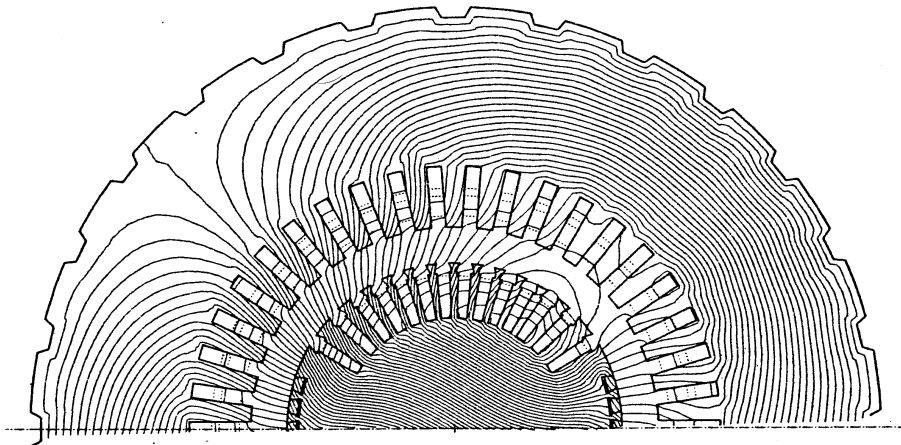


Bild 5.2.2.3-1: Feldverteilung im Mittenschnitt eines zweipoligen Turbogenerators bei Last (mit Finiten Elementen berechnet) (Quelle: BBC)

5.2.3 Bestimmung der Hauptabmessungen

5.2.3.1 Grundsätzlicher Bemessungsgang

Für eine gegebene Leistung und Drehzahl lässt sich das aktive (Rotor-)Volumen über

- die **Entwurfsgleichung** und
- eine **passende Ausnutzungsziffer**

angenähert ermitteln. Die Aufteilung in die Hauptabmessungen erfolgt meistens über den Durchmesser, für den normalerweise ein hoher Wert (relativ oder absolut) angestrebt wird.

a) Freier Entwurf:

Beim freien Entwurf sorgt man für ein ausgewogenes Verhältnis λ zwischen Aktivlänge l_{Fe} und Polteilung τ_p bzw. Rotor-Außendurchmesser d_{ra} :

$$\lambda_\tau = l_{Fe} / \tau_p: \quad \text{"relative Aktivlänge" bei Schenkelpolmaschinen,}$$

$$\lambda_d = l_{Fe} / d_{ra} \quad \text{"Schlankeitsgrad" bei Rotoren für Vollpolmaschinen.}$$

Schenkelpolmaschine:

$$\frac{S}{Cn} = d_{ra}^2 l_{Fe} = \frac{d_{ra}^2 \pi \lambda_\tau}{2p} \Rightarrow d_{ra} = \sqrt[3]{\frac{S}{Cn} \cdot \frac{2p}{\pi \lambda_\tau}} \quad (5.2.3.1-1)$$

Vollpolmaschine:

$$\frac{S}{Cn} = d_{ra}^2 l_{Fe} = \frac{d_{ra}^3 l_{Fe}}{d_{ra}} = d_{ra}^3 \cdot \lambda_d \Rightarrow d_{ra} = \sqrt[3]{\frac{S}{Cn} \cdot \frac{1}{\lambda_d}} \quad (5.2.3.1-2)$$

b) Eingeschränkter Entwurf:

Beim eingeschränkten Entwurf, meist von Großmaschinen, darf der Rotordurchmesser den **mechanischen Grenzwert** $d_{r,max} = v_{u,max} / (\pi \cdot n_{max})$ nicht überschreiten, der durch die zulässige Umfangsgeschwindigkeit $v_{u,max}$ bei Schleuderdrehzahl n_{max} angenähert festgelegt ist. Bei kleineren Durchmessern können Vorgaben, z.B. Stufenwerte aus **Werksnormen**, die Wahl einschränken. Die endgültigen und gerundeten Hauptabmessungen ergeben sich erst nach mehreren Schritten, hauptsächlich nach Festlegung der Statorwicklung und des magnetischen Kreises sowie im Zuge des restlichen Entwurfes.

In gewissen Fällen, z.B. bei Motoren mit den zusätzlichen Anlauf- und Betriebsbedingungen oder Generatoren sehr hoher Leistung, weicht die Bemessung vom obigen Gang ab, indem weitere Bedingungen den Entwurf einschränken. So ist die Ausnutzungsziffer dann oft das Ergebnis der aus anderen Rücksichten bestimmten Hauptabmessungen.

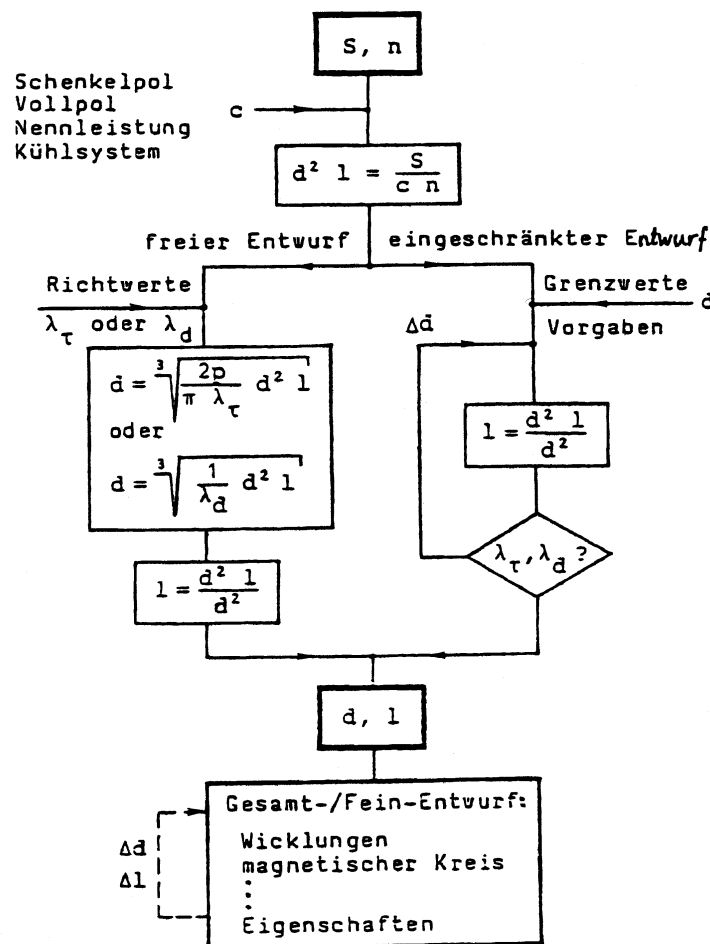


Bild 5.3.1-1: Flussdiagramm des Entwurfsgangs (Abkürzungen: $d_{ra} = d, l_{Fe} = l$)

5.2.3.2 Schenkelpolmaschinen mit Wasserkraftgenerator-Beispiel

Richtgröße beim freien Entwurf ist die relative Aktivlänge λ_τ . Maschinen mit

- hohem λ_τ haben vorteilhaft kurze Wickelkopflängen und eher niedrige Gesamtverluste. Mit

- **kleinem** λ_τ hingegen wird die Belüftung erleichtert und das Massenträgheitsmoment erhöht.

Die teils gegenläufigen Forderungen führen zu den Richt-(Erfahrungs-)werten:

$S/2p$	0.25	1	5	10	MVA/Pol
$\lambda_\tau = l_{Fe} / \tau_p$	0.7...2	1...2.5	2...3.5	3...4.5	

Bei **Wasserkraftgeneratoren** strebt man möglichst große Rotordurchmesser an, weil damit das meistens geforderte hohe **Massenträgheitsmoment J** (oder **Schwungmoment " $GD^2 = 4J$ "**) mit geringstem Materialaufwand erzielt werden kann. Die den Durchmesser begrenzende Schleuderdrehzahl $n_{max} \approx (1.6...3.5)n$ entspricht der Durchbrenndrehzahl der Turbinenanlage, das ist die Überdrehzahl bei Voll-Lastabwurf und Versagen der Turbinen-Absperrorgane. Eine hohe Schwungmasse mindert dabei die Beschleunigung des Maschinensatzes durch die (anfänglich) volle Turbinenleistung. Dann beschleunigt die Maschine bei Lastabwurf nicht so rasch und kann durch den Drehzahlregler leicht abgefangen werden. Je nach Rotorkonstruktion und Materialfestigkeiten sind Umfangsgeschwindigkeiten $v_{u,max} \approx 130...200$ m/s üblich und möglich. Im Einzelfall ist also der Rotordurchmesser nach oben begrenzt (eingeschränkter Entwurf) oder frei.

Beispiel 5.2.3.2-1:

Wasserkraftgenerator im freien Entwurf:

Ausgangsdaten:	$S = 480$ MVA	$2p = 56$	$f = 50$ Hz
Francis-Antrieb	$n = 107$ min ⁻¹	$n_{max} = 314$ min ⁻¹	(= $2n$)
Polleistung	$S/2p = 480/56 = 8.57$ MVA		
Ausnutzungsziffer	$C \approx 8$ kVA min/m ³		
(aus Bild 5.2.2.1-1)			

"Volumen"-Produkt $d_{ra}^2 l_{Fe} = \frac{480000}{8 \cdot 107} = 560$ m³

Rotordurchmesser mit $\lambda_\tau \approx 4.5$ $d_{ra} = \sqrt[3]{\frac{56}{\pi \cdot 4.5} \cdot 560} = 13$ m

Kontrolle Umfangsgeschwindigkeit: $v_{u,max} = 13 \pi 214/60 = 146$ m/s
(unterhalb Grenzwert 200 m/s)

Aktivlänge $l_{Fe} = 560/13^2 = 3.3$ m

Beispiel 5.2.3.2-2:

Bestimmung des optimalen Werts $\lambda_\tau = l_{Fe} / \tau_p$ für maximale Tangentialkraft pro Pol $F_e/(2p)$ bei fest vorgegebenem Rotordurchmesser und Erregerverlusten P_f :

Tangentialkraft F_e : $S = C \cdot d_{ra}^2 l_{Fe} n \cong P = M_e 2\pi n$ $M_e = F_e \cdot (d_{ra} / 2)$:

$$F_e / (2p) = \frac{C \cdot d_{ra} \cdot l_{Fe}}{\pi \cdot 2p} = \frac{C}{\pi^2} \cdot \tau_p l_{Fe} \Rightarrow \frac{F_e}{2p} \sim \tau_p l_{Fe}$$

Erregerverluste: $P_f = R_f I_f^2 \rightarrow R_f = \frac{N_f \cdot 2(l_{Fe} + l_b)}{\kappa_{Cu} q_{Cu}}$.

Da die Stirnverbinderlänge l_b etwa der Polteilung τ_p entspricht, gilt: $P_f \sim l_{Fe} + \tau_p$.

Optimierungsaufgabe: Maximiere $F_e/(2p)$, also maximiere $\tau_p l_{Fe}$, wobei $P_f \sim l_{Fe} + \tau_p = l_m$ konstant bleibt.

$$\frac{d(l_{Fe}\tau_p)}{dl_{Fe}} = \frac{d(l_{Fe}(l_m - l_{Fe}))}{dl_{Fe}} = 0 \Rightarrow l_{Fe,opt} = \tau_{p,opt} = l_m / 2$$

Fazit:

Für eine Erregerverlust-optimale Maschinengestaltung sollten die Pole etwa quadratischen Querschnitt aufweisen: $\lambda_{\tau,opt} = l_{Fe,opt} / \tau_{p,opt} = 1$.

5.2.3.3 Vollpolmaschinen mit Turbogenerator-Beispiel

Richtgröße beim freien Entwurf ist der Schlankheitsgrad λ_d . Da der Läufer-Durchmesser aus Fliehkraftgründen bei $2p = 2$, 50 Hz etwa 1.25 m nicht überschreiten darf, ist eine Leistungssteigerung neben einer Strombelagerhöhung nur über eine Verlängerung möglich (langer, schlanker Läufer). Neben ähnlichen Überlegungen wie bei Schenkelpolmaschinen (Einfluss von λ auf Belüftung und Gesamtverluste) nimmt λ_d aber auch besonders Rücksicht auf

- die **Rotor-Durchbiegung** (statische Durchbiegung) und
- das **Biegeschwungsverhalten**.

Biegeschwungsverhalten:

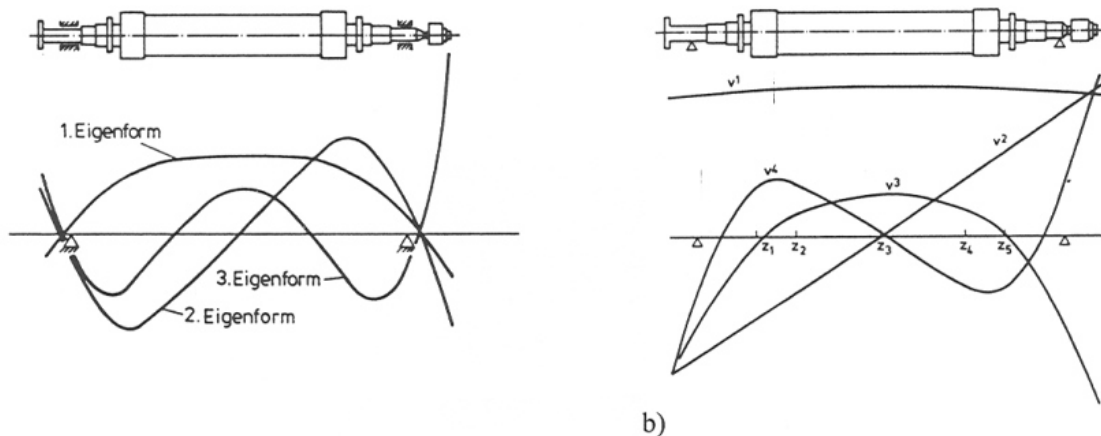


Bild 5.2.3.3-1: Berechnete Biegelinien eines Turbogeneratorläufers (Maßstab übertrieben): a) in harten Lagern, b) in elastischen Lagern (v^1, v^2 : Starrkörpermodi, v^3, v^4 : 1. u. 2. Eigenform, $z_1 \dots z_5$: Wuchtebenen). Der Dauerbetrieb erfolgt mit einer Drehzahl (Drehfrequenz) oberhalb dieser Biegeeigenfrequenzen liegt, so dass beim Hochfahren diese kritischen Schwingungszustände durchfahren werden müssen. [25]

Fasst man den Rotor als zylindrischen Biegebalken auf (Durchmesser d , Länge L zwischen den Lagerstellen, Dichte ρ , Elastizitätsmodul E), der in den als starr angenommenen Lagern frei drehbar ist, so ergibt sich für die Eigenfrequenzen $f_{b,k}$ der **Biegeschwungen** folgende Formel:

$$f_{b,k} = \frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{k\pi}{L}\right)^2 \cdot \sqrt{\frac{E}{\rho}} \cdot \frac{d}{4} \quad k = 1, 2, 3, \dots \tag{5.2.3.3-1}$$

Die Zahl k gibt die **Ordnung der Schwingung** an (Schwingungsmodus). Ähnlich einer schwingenden Gitarrensaite unterscheidet man :

$k = 1$: Grundschiwingung, 1 Schwingungsbauch, 2 Schwingungsknoten in den Lagerstellen ("Grundton der Gitarrensaite")

$k = 2$: 1. Oberschwingung ("S-Schlag"), 2 Schwingungsbäuche, 3 Schwingungsknoten
("1. Oberton der Gitarrensaite")

$k = 3$: 2. Oberschwingung, 3 Schwingungsbäuche, 4 Schwingungsknoten

Beispiel 5.2.3.3-1:

$L = 9$ m, $d = 0.9$ m, Dichte $\rho_{\text{Stahl}} = 7850$ kg/m³, Elastizitätsmodul $E_{\text{Stahl}} = 210 \cdot 10^9$ N/m²

k	1	2	3
$f_{b,k} / \text{Hz}$	22.6	90.4	203.4

Tatsächlich ist der Turboläufer ein komplizierteres Gebilde. Die Lagerstellen sind elastisch und senken dadurch die Biegeeigenfrequenzen ab (Bild 5.2.3.3-1). Die Nutung des Läufers schwächt den Querschnitt und macht den Läufer biegeweicher, was ebenfalls die Biegeeigenfrequenzen senkt.

Fazit:

Die 1. ... 3. Biegeeigenfrequenz ist bei großen Turboläufers niedrig und liegt unter 50 Hz.

Da jeder Läufer eine gewisse **Restunwucht**

$$U = m_{\text{Rotor}} \cdot e_S \quad (5.2.3.3-2)$$

hat (Abweichung des Läufer-Schwerpunkts von der Drehachse um das Maß e_S), läuft die Fliehkraft

$$F = U \cdot \Omega_m^2 = m_{\text{Rotor}} \cdot e_S \cdot (2\pi n)^2 \quad (5.2.3.3-3)$$

mit Drehfrequenz um, und regt daher den Läufer mit der Frequenz $f = n$ zu Biegeschwingungen an. Wenn $n = f_{b,k}$ ist, kommt es zu einer Resonanz mit besonders hohen Durchbiegungen ("**Biegekritische Drehzahl**": Gefahr des Läuferstreifens!). Wichtig ist daher, die Schlankheit des Läufers zu begrenzen. Viele Turbogeneratoren fahren oberhalb der dritten biegekritischen Drehzahl ($N = 3$), d. h. $f_{b,k=N=3}$ liegt unterhalb von 50 Hz. Beim Hochfahren werden somit drei Resonanzen durchfahren. Eine besondere Wuchtung in $2 + N = 5$ axialen Ebenen des Läufers ist nötig, um beim Durchfahren der Resonanzen die Biegeamplituden zu beherrschen ("**N+2**"-Methode; 2 Ebenen werden stets auch für den starren Läufer zum Wuchten benötigt).

Beispiel 5.2.3.3-2:

Bei einem Turboläufer mit $m_{\text{Rotor}} = 30$ t Läufermasse reicht eine Schwerpunktsverschiebung von nur $e_S = 0.0165$ mm = **16.9** µm aus, um bei $n = 50$ /s eine drehfrequent umlaufende Fliehkraft von

$$F = U \cdot \Omega_m^2 = m_{\text{Rotor}} \cdot e_S \cdot (2\pi n)^2 = 30 \cdot 10^3 \cdot 16.9 \cdot 10^{-6} (2\pi 50)^2 = \underline{\underline{50000}} \text{ N} = \underline{\underline{50}} \text{ kN}$$

zu erzeugen!

Fazit:

Das Längen-Durchmesser-Verhältnis muss soweit beschränkt werden, dass ein Kompromiss zwischen Leistungssteigerung, Anzahl der zu durchzufahrenden Resonanzen und eine Begrenzung der statischen Läuferdurchbiegung gefunden wird.

Üblich sind etwa $\lambda_d \approx 4 \dots 6.5$ mit einem Höchstwert ca. 7 in Grenzfällen.

Bei großen **zweipoligen Turbogeneratoren** ist der Rotordurchmesser durch die mechanische Festigkeit des Schmiedestahls im Ballenteil und der Kappenringe über den Rotor-Wickelköpfen begrenzt. Höchste zulässige Umfangsgeschwindigkeiten bei Schleuderdrehzahl $n_{max} = 1.2n$ sind $v_{u,max} \approx 215 \dots 235$ (240) m/s. Dies führt zu derzeitigen Höchstdurchmessern von etwa 1.25 m bei Größt-Turbogeneratoren mit 50 Hz (bei 60 Hz etwas weniger). Für geringere Leistungen genügen kleinere (meist in Firmennormen festgelegte und abgestufte) Rotordurchmesser von z.B. 1.15 m, 1.0 m usw.

Bei den großen **vierpoligen Turbogeneratoren** sind die Rotordurchmesser weniger aus Festigkeitsgründen, sondern mit Rücksicht auf die Außenabmessungen des Stators begrenzt, der ungeteilt transportierbar sein soll. Je nach Fall werden $d_{ra} = 1.75 \dots 1.8 \dots 1.9$ m verwendet.

Beispiel 5.2.3.3-3:

Turbogenerator im eingeschränkten Entwurf:

Ausgangsdaten: $S = 800 \text{ MVA}$ $2p = 2$ $f = 50 \text{ Hz}$
 $n = 3000 \text{ min}^{-1}$ $n_{max} = 3600 \text{ min}^{-1} (= 1.2n)$

Ausnutzungsziffer:
 (aus Bild 5.2.2.1-1) $C \approx 30 \text{ kVA min/m}^3$

"Volumen"-Produkt $d_{ra}^2 l_{Fe} = \frac{800000}{30 \cdot 3000} = 8.89 \text{ m}^3$

Rotordurchmesser
 aus Werksnorm $d_{ra} = \underline{1.15 \text{ m}}$ (gibt $v_{u,max} = 217 \text{ m/s}$, was noch zulässig ist)

Aktivlänge $l_{Fe} = 8.89 / 1.15^2 = 6.72 \text{ m} \approx \underline{6.8 \text{ m}}$

Kontrolle des Schlankheitsgrads $\lambda_d = 6.8 / 1.15 = 5.9$ (üblicher Wert)

5.2.3.4 Trends beim Bau von Turbogeneratoren

Baujahr		1950	1995	Zunahme auf
Luftspalt-induktion	B_δ / T	0.85	1.1	130 %
Strombelag	$A / \text{A/cm}$	700	3200	460 %
Ausnützungsziffer	$C / \text{kVAmin/m}^3$	7.5	45	600 %

Tabelle 5.2.3.4-1: Entwicklung der elektromagnetischen Ausnützung bei Grenzleistungsturbo

Der Zuwachs an Ausnützung ist hauptsächlich durch die verbesserte Kühlung möglich gewesen, nämlich

- Übergang von indirekter zu direkter Leiterkühlung,
- Einsatz von Wasserstoff und Reinstwasser statt Luft.

Baujahr		1960	2000	Zunahme auf
Nenn-Scheinleistung	S_N / MVA	50	450	900 %

Tabelle 5.2.3.4-2: Steigerung der Einheitsleistung bei luftgekühlten Turbogeneratoren

In jüngster Zeit werden wenige große Kraftwerke, dafür viele mittlere Kraftwerke mit Leistungen bis ca. 500MVA (oft als GuD-Kraftwerke mit ca. 55%-60% Netto-Wirkungsgrad) gebaut. Dadurch steigt der Bedarf an kleineren Turbogeneratoren. Die kostengünstige luftgekühlte Bauweise mit direkter Leiterkühlung im Rotor wurde daher zu größeren Leistungen hin weiter entwickelt. Wegen der magnetischen und thermischen Grenzen ($B_\delta < 1.1 \text{ T}$, $A < 1000 \text{ A/cm}$) muss die Leistungssteigerung über das Rotorvolumen erfolgen. Bei konstantem Schlankheitsgrad l_{Fe}/d_{ra} folgt z. B. für $1.1l_{Fe}$ und $1.1d_{ra}$ eine Leistungssteigerung auf 133%. Allerdings müssen auch die Verluste (z. B. Luftreibung) und die Kühlung optimiert werden. Durch eine Verbesserung der Luftkühlung, nämlich durch Einführung der

- **Kammerkühlung** im Stator und der

- **Vier-Abschnitts-Kühlung** via Rotor-Grundnuten im Rotor

konnte bei begrenzter Zunahme der Luftreibungsverluste die Leistung entsprechend Tabelle 5.2.3.4-2 gesteigert werden, so dass z. Zt. etwa 400 ... 450 MVA luftgekühlt realisierbar sind.

5.3 Besondere Auslegungs-Probleme und konstruktive Lösungen

Die Erhöhung der Baugröße (**äußeres Wachstum**) und/oder der Ausnutzung (**inneres Wachstum**) wie auch neuere Einsatzweisen (z. B. Hochdrehzahltriebe) sind mit besonderen Entwurfs- und Entwicklungs-Maßnahmen bei den Maschinenkonzepten, Bauteilen und Grundtechniken verknüpft. Ziel ist das gefahrlose Beherrschen der Beanspruchungen bei gesteigerter Betriebstüchtigkeit der Maschinen sowie eine erhöhte Wirtschaftlichkeit der Maschine beim Bau und im Betrieb. **Höhere Ausnutzung** heißt größere Leistungsdichte und somit entsprechend geringeres Aktiv-Volumen bzw. -Materialgewicht mit stärkeren magnetischen, elektrischen und mechanischen Beanspruchungen.

5.3.1 Magnetische Ausnützung

Neben den üblichen und teils erwähnten Auslegungsfragen beim magnetischen Kreis sind einige Besonderheiten bei der Ausführung des Stator-Blechkörpers zu berücksichtigen.

5.3.1.1 Flussabdrängung aus dem gesättigten Eisen

Bei hohen Flussdichten in Zahn und Joch streut das magnetische Wechselfeld in die Nuten ("**magnetische Zahnentlastung**", "**Nuten-Radialfeld**" B_{Nut}) und hinter den Rücken aus (B_{Aussen}). Dadurch werden im Nutkupfer Wirbelströme und in den Blech-Aufhängekeilen, die mit den Endplatten "Windungen" in der Art eines Käfigs bilden, elektrische Abschirmströme I_{Keil} induziert. Die Folge sind zusätzliche Verluste (sättigungs-/spannungsabhängige "**Leerlauf-Zusatzverluste**") einerseits im Wicklungskupfer und andererseits in der äußeren Blechkörper-Tragkonstruktion.

Gegenmaßnahmen:

gegen Wirbelstromverluste im Nutkupfer:

- Genügender radialer Abstand der vordersten Teilleiterlage in der Nut vom Luftspalt (**Vornuthöhe**),
- begrenzte Teilleiterbreiten.

gegen Wirbelströmverluste in der Aufhängekonstruktion:

- Elektrisch gut leitende Ringverbindungen der Aufhängekeile an den Stirnseiten
 - a) vermeiden Stromanbrennungen an undefinierten Übergangsstellen Keil-Blech-Gehäuse mit hohen Übergangswiderständen (besonders bei hohen Jochinduktionen und großen Polteilungen, d.h. bei Turbogeneratoren).
 - b) bewirken, dass das Eigenfeld der induzierten Ströme I_{Keil} dem verursachenden Außenfeld

entgegenwirkt und dieses abdämpft. Damit erreicht es die massive Gehäusekonstruktion nicht mehr.

- Begrenzung der Jochinduktionen (max. 1.6 T),
- Gebrauch von Blechen mit nicht zu niedriger Sättigungsinduktion.

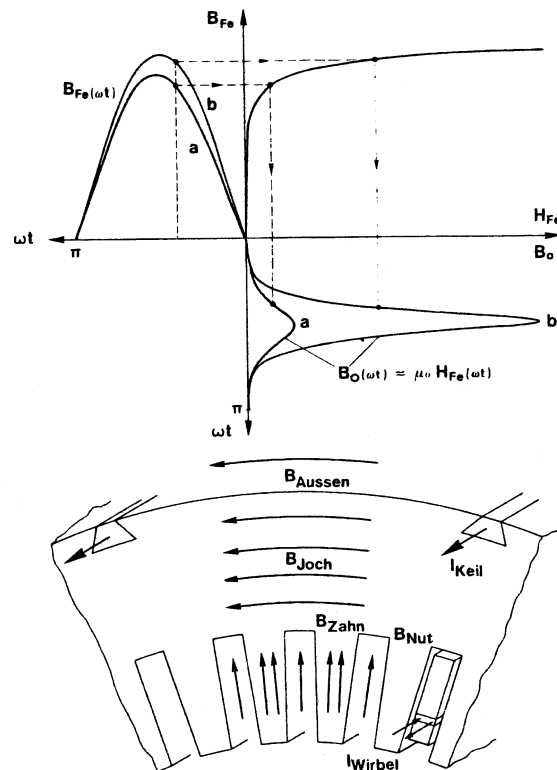


Bild 5.3.1.1-1: Flussabdrängung aus dem Eisen in die Nuten und in den Außenbereich (Quelle: BBC)

5.3.1.2 Blechkörper-Schwingungen

Durch das Luftspaltfeld wird das Ständerblechpaket zu Schwingungen angeregt (Kapitel 7).

5.3.2 Elektrische Ausnutzung

Hohe Strombeläge führen zu verstärkten parasitären Wirkungen (praktisch alle proportional zum Quadrat von A) wie z.B. Verluste, Erwärmungen und Stromkräfte.

Hohe Spannungen sind mit stärkeren dielektrischen Beanspruchungen verbunden.

5.3.2.1 Direkte Leiterkühlung

Höhere Strombeläge ergeben bei begrenztem Leiterquerschnitt größere Stromdichte und vermehrte Stromwärme (OHM'sche Verluste und ggf. Wechselstrom-Zusatzverluste). Die Isolierstoffe sind aber nur bedingt temperaturbeständig mit zulässigen Grenztemperaturen 130/155/180°C für Wärmeklassen B/F/H. Beste Wärmeleitfähigkeit der Isolierstoffe und Vermeidung von Lufteinschlüssen (z.B. durch Ganzimprägnierung unter Druck im Vakuum) begünstigen den Wärmeabfluss. Noch intensivere Kühlung gelingt durch Verwendung besonderer Kühlmittel und Heranführen an die Wärmequellen (direkte Kühlung). Dadurch lassen sich wesentlich höhere Wärme- und elektrische Stromdichten beherrschen (Kapitel 2).

Turbogeneratoren haben ab gewisser Größe im Rotor eine Hohlleiterwicklung mit Kühlung durch Luft, Wasserstoff oder Wasser. Die Statorwicklung wird im höheren Leistungsbereich ebenfalls direkt, bei den meisten Herstellern durch Wasser gekühlt.

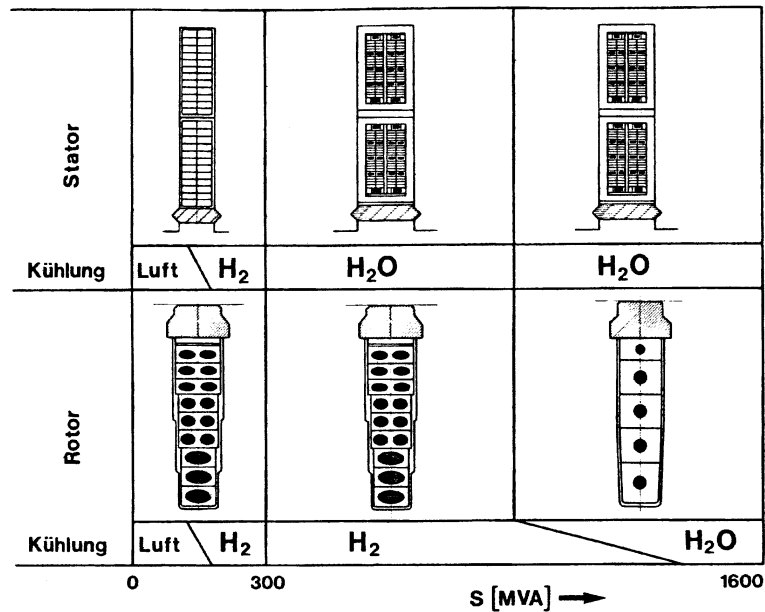


Bild 5.3.2.1-1: Indirekte/direkte Leiterkühlung bei Turbogeneratoren in Abhängigkeit der Bauleistung (Kap. 2) [2]

Schenkelpolmaschinen werden vorwiegend durch Luft (Statorwicklung indirekt, Polspulen unmittelbar an der blanken Oberfläche) gekühlt. In besonderen Fällen und bei größten Einheitsleistungen sind die Stator-ROEBEL-Stäbe wie beim Turbogenerator direkt wassergekühlt, vermehrt kommt auch die Wasserkühlung der Rotor-Polspulen als Hohlleiter-Erregerwicklung zur Anwendung (Bild 5.3.2.1-2). Einen Sonderfall bilden Phasenschieber (schnellaufende Schenkelpolmaschinen mit geschlossenen Gehäusen), die häufig mit Wasserstoff gekühlt werden.

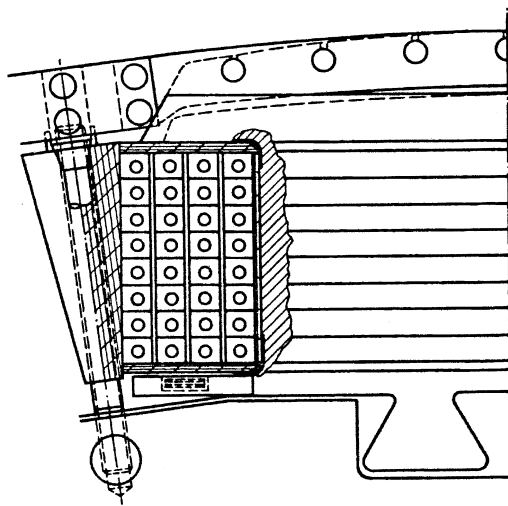


Bild 5.3.2.1-2: Direkte Leiterkühlung der Polspulen einer großen Schenkelpolmaschine, Doppelschwalbenschwanz-Befestigung der Pole, Zuganker für Dämpfer (Quelle: BBC)

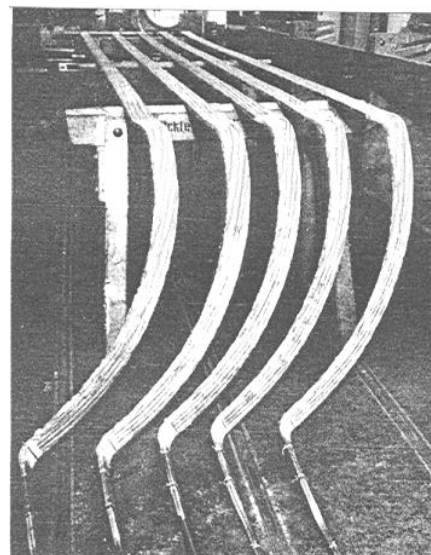


Bild 5.3.2.2-1: Verdrillung der Stirnverbinder zur Verringerung der Schlingstromzusatzverluste [16]

5.3.2.2 Verminderung der Zusatzverluste

Mit höherem Strombelag nehmen die Streu-Wechselfelder in Nut- und Stirnraum zu, die in den Nutenleitern Wirbelströme induzieren (**Stromverdrängung**, Kapitel 3). Als Maßnahmen gegen höhere Zusatzverluste in der Statorwicklung dienen **ROEBEL-Stäbe** aus dünnen und

miteinander verdrillten Teileitern. Die übliche Verdrillung beträgt 360° (entsprechend 1 Schraubengang) über die Stablänge im Nutbereich. Sonderverdrillungen betragen 540° (1 1/2 Schraubengänge) über die Aktivlänge und 90° bzw. 180° in jedem Stirnverbinder ("Stirnbügel"), wodurch die vom Stirnfeld verursachten Schlingströme in den Stäben klein bleiben (Bild 5.3.2.2-1: 180° -Verdrillung). Im **Stator-Stirnraum** werden die Wickelköpfe möglichst metallfrei abgestützt (kunstharzimprägnierte Glaskordeln, glasfaserverstärkte Kunststoff-Formstücke). Die Blechkörper-**Presskonstruktion** wird durch Abstufung vom Luftspalt weg günstig geformt und aus geeignetem Material hergestellt (Pressfinger oder ganze Pressplatten/-segmente aus unmagnetischem Stahl, Pressringe evtl. aus Aluminiumguss, ganze Pressplatten lamelliert aus verklebten Elektroblechen), um die Zusatzverluste gesamthaft und auch örtlich (Wärmenester, Heißpunkte) klein zu halten (Bild 5.3.2.2-2).

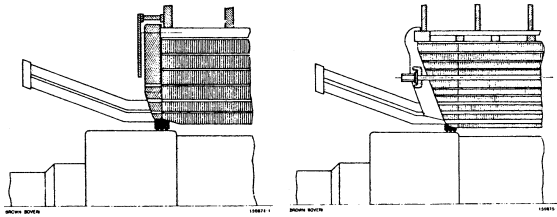


Bild 5.3.2.2-2: Stator-Stirnraum eines Turbogenerators: links massive, einteilige Alu-Pressplatte (bis ca. 400 MVA), rechts lamellierte, konische Pressplatte (> 400 MVA), BBC

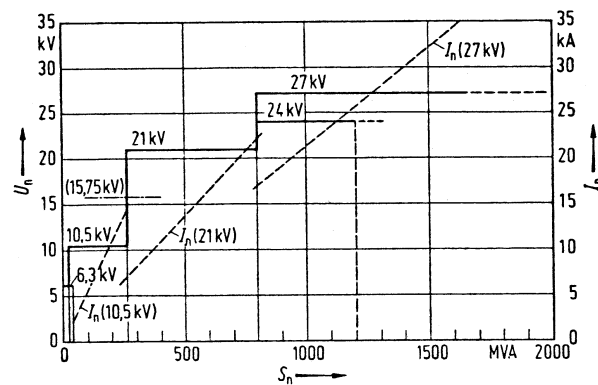


Bild 5.3.2.4-1: Typische Nennspannungen und Nennströme großer Synchronmaschinen [2]

5.3.2.3 Stromkräfte

Mit höherem Strombelag gibt es auch vermehrte Stromkräfte auf die Wicklung im Nutbereich und Wickelkopf. Diese Kräfte sind in Kapitel 7 genauer beschrieben.

5.3.2.4 Wicklungsisololation

Größere Einheitsleistung und Ausnutzung drücken sich in höheren Erreger- und Ständer-Nennspannungen aus, was den Gebrauch geeigneter Isolierstoffe und die Entwicklung hochwertiger Isolationssysteme bedingt. Neben den dielektrischen Anforderungen muss die Isolation auch den thermischen Beanspruchungen durch die Erwärmung im Betrieb sowie allen mechanischen Beanspruchungen durch Elektrodynamik-, Flieh- und Dehnungs-Kräfte gewachsen sein.

Die **Erregerwicklung** im Rotor ist eine Gleichstrom-Niederspannungswicklung mit Nennerrerspannungen ab etwa 50 V bei Motoren, von ca. 100 bis 300 V bei großen Schenkel-polmaschinen und ca. 300 bis 800 V bei großen Turbogeneratoren. Sie wird einer abschließenden Spannungsprüfung (Nachweis der Fertigungsgüte und der Festigkeit gegen Überspannungen bei Regelvorgängen und Störungen) mit mehrfacher Nennspannung unterzogen. Zur Anwendung kommen im wesentlichen Pressformteile aus kunstharzimprägniertem Glashartgewebe als Isolation der Erregerspulen bzw. der Nutfüllungen gegen das Läuferisen. Maßgebend für ihre Auslegung sind primär die mechanischen und thermischen Beanspruchungen.

Die **Ständer-(Anker)wicklung** im Stator ist eine Drehstrom-Hochspannungswicklung mit Nennspannungen – je nach Leistung – zwischen rund 6 und 27 kV. Damit liegen die Nennströme bei Großmaschinen zwischen rund 10 und 35 kA. Die hohen dielektrischen An-

forderungen bedingen eine praktisch luftfreie und fest mit dem Leiter verbundene Hauptisolation, die zudem alterungsbeständig und unempfindlich gegen äußere Einwirkungen (z.B. Wasser, Öl) sein muss. Nach längeren Entwicklungen hat sich dafür die Kunstharz/Glimmer-Isolation durchgesetzt und sehr bewährt. Sie ist aus kontinuierlich aufgetragenen Glimmerbändern (z.B. Feinglimmer auf Trägern wie Glasgewebe, Polyestervlies ...) aufgebaut und wird entweder an den Einzelstäben oder als ganze Wicklung im Statorblechkörper mit lösungsmittelfreiem Kunstharz (z.B. Epoxyd) unter Vakuum und Druck imprägniert und anschließend ausgehärtet. Damit lassen sich die hohen Spannungen mit Isolationsdicken von nur rund 1.5...6 mm beherrschen. Bei der Auslegung sind hier vor allem die Betriebsfeldstärken (ca. 2.5 kV/mm) und die mechanischen Beanspruchungen zu berücksichtigen.

Beispiel 5.3.2.4-1:

a) Nennspannung 27 kV, Dicke der Nutisolation: 6.2 mm \Rightarrow Elektrische Feldstärke:

$$E = \frac{U_N / \sqrt{3}}{d} = \frac{27000 / \sqrt{3}}{0.0062} = \underline{\underline{2.5 \text{ kV/mm}}}$$

Zum Vergleich:

Durchschlagfeldstärke in Luft (Homogenfeld, 1 mm Schlagweite): $E = 4 \text{ kV/mm}$.

b) Nennscheinleistung bei $U_N = 30 \text{ kV}$, $I_N = 30 \text{ kA}$: $S_N = \sqrt{3}U_N I_N = \underline{\underline{1560 \text{ MVA}}}$

Alternative Entwicklung:

"Powerformer": Hochspannungskabelwicklung: z. B. $U_N = 145 \text{ kV}$, erlaubt deutliche Verringerung des Nennstroms (und ev. Einsparung des Blocktransformators), aber erhöht die Abmessungen des Ständerblechpakets.

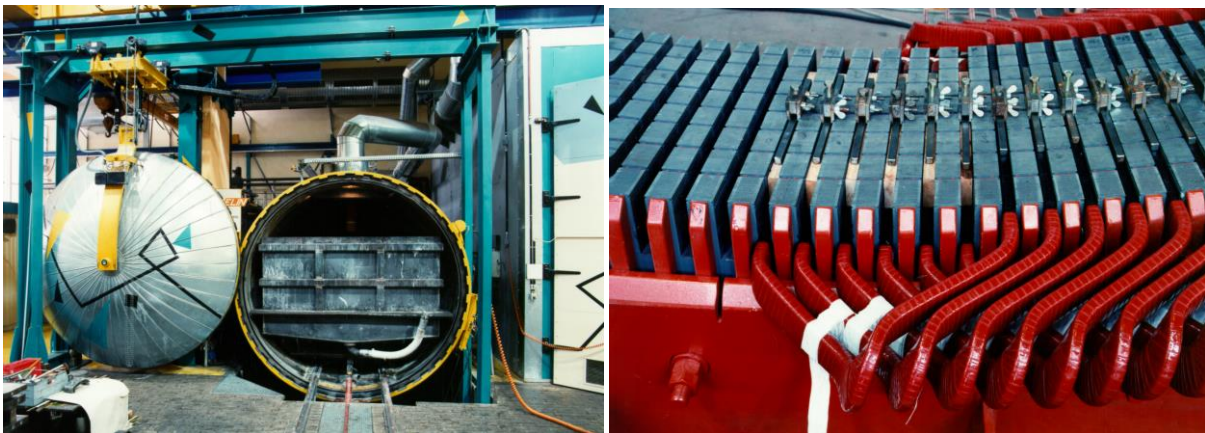


Bild 5.3.2.4-2: Hochspannungs-Ganzformspulen: links: Tränkokofen, rechts: eingelegte Ständerspulen (hochpoliger Rohrturbinengenerator) (Quelle: Andritz Hydro)



Bild 5.3.2.4-3: Isolierte Hochspannungs-Ganzformspulen (links), Niederspannungserregerspule (rechts): Einbringen der Isolationszwischenlagen (Quelle: Andritz Hydro)

Übungsbeispiele zu Kapitel 5Übungsbeispiel Ü5.1: Überschlägige Nachrechnung der Hauptabmessungen ausgeführter Größtgeneratoren

	Wasserkraftgenerator ITAIPU / Paraguay	Turbogenerator MÜLHEIM-KÄRLICH / D
<i>Angaben:</i>		
S_N / MVA	824	1635
n_N / 1/min	90.9	1500
n_{max} / 1/min	170 (= 1.87 n_N)	1800 (= 1.2 n_N)
<i>Nachrechnung :</i>		
$2p$ / -	66	4
$S_N/(2p)$ / MVA/Pol	12.5	-
C / kVAmin/m ³ (aus Bild 5.2.2.1-1)	10	40
$d_{ra}^2 l_{Fe}$ / m ³	896	27
λ_τ / -	4.6	-
d_{ra} / m	16 (Stator)	1.9
l_{Fe} / m	3.5	7.5
Kontrolle: $v_{u,max}$ / m/s	140 (< Grenzwert 200 m/s)	179 (< Grenzwert 240 m/s)
λ_d / -	-	3.95

Übungsbeispiel Ü5.2: Auslegung eines Schenkelpol-Synchron-Generators

Daten: Pumpspeicherkraftwerk: 70 MVA, 50 Hz, 500/min, Schleuderdrehzahl 1.86-fach (Pelton-Antrieb)

1. Hauptabmessungen:

$n = 500/\text{min}$ und $f = 50$ Hz ergibt: $p = f/n = 6$: Der Generator ist zwölfpolig ($2p = 12$).
Scheinleistung je Pol: $S/(2p) = 70/12 = 5.8$ MVA/Pol. Gemäß Bild 5.2.2.1-1 erhält man dafür eine ESSON-Ziffer $C = 6.9$ kVAmin/m³.

$$d_{ra}^2 l_{Fe} = \frac{S}{C \cdot n} = \frac{70000}{500 \cdot 6.9} = 20.3 \text{ m}^3$$

Im **freien Entwurf** wird zu 5.8 MVA/Pol gemäß Abschnitt 5.2.3.2 ein Verhältnis

$$\lambda_\tau = l / \tau_p = 2.7 \text{ gewählt.}$$

$$\text{Daraus folgt mit } d_{ra} = \sqrt[3]{\frac{2p \cdot d_{ra}^2 l_{Fe}}{\pi \lambda_\tau}} : d_{ra} = 3.05 \text{ m}, \tau_p = \frac{d\pi}{2p} = 0.8 \text{ m}, l_{Fe} = 2.7 \cdot 0.8 = 2.18 \text{ m}$$

Zusätzlich zur Aktiveisenlänge l_{Fe} sind die axialen Kühlschlitze für die **indirekte Luftkühlung** des Ständers erforderlich, so dass die gesamte axiale Länge $L = 2.6$ m (ca. 120% von l_{Fe}) beträgt.

Kontrolle:

$$\text{Umfangsgeschwindigkeit des Läufers (Schleuderprobe) : } v_{u,max} = 1.86n \cdot d_{ra} \cdot \pi = 149 \text{ m/s.}$$

Dieser Wert liegt noch unterhalb des zulässigen Grenzwerts 200 m/s, es ist jedoch eine hochwertige Polbefestigungsart erforderlich. Es wurde die **Kammbolzenbefestigung** gewählt.

2. Wicklungsauslegung des Ständers:

Hochspannungswicklung mit Nennspannung 10.25 kV (Y-Schaltung) gewählt.

$$\text{Nennstrom: } I_N = \frac{S}{\sqrt{3}U_N} = \frac{70000}{1.73 \cdot 10.25} = 3940 \text{ A}$$

Wahl der Grundwellenamplitude des Luftspaltfelds gemäß Abschn. 5.2.2.3: $B_{\delta 1} = 1.0 \text{ T}$ (Schätzung).

$$\text{Grundwellenfluss (geschätzt): } \Phi_1 = \frac{2}{\pi} \tau_p \cdot l \cdot B_{\delta 1} = \frac{2}{\pi} \cdot 0.8 \cdot 2.18 \cdot 1.0 = 1.11 \text{ Wb}$$

Berechnung der erforderlichen Windungszahl N_s je Strang mit einem geschätzten

Grundwellen-Wicklungsfaktor $k_{w1} \approx \frac{3}{\pi}$ (dies entspricht der unendlich fein genuteten, ungeschulten Wicklung):

$$U_i \approx \frac{U_N}{\sqrt{3}} = 5920 \text{ V}, U_i = \sqrt{2} \pi f \cdot N_s k_{w1} \Phi_1. \text{ Dies ergibt } N_s = 25 \text{ Windungen je Strang als}$$

Sollwert.

Ausgeführte Wicklung: $N_s = 24$ gemäß $q = 4$ Nuten je Pol und Strang bei 2-fach Parallelschaltung ($a = 2$) und einer Stabwicklung („einwindige“ Spule $N_c = 1$) mit ROEBEL-Stäben.

$$N_s = 2p \cdot q \cdot \frac{N_c}{a} = 12 \cdot 4 \cdot \frac{1}{2} = 24, \text{ Wicklung } 10/12 = 5/6 \text{ geschult.}$$

Kontrolle der Filterwirkung der Wicklung für Läuferoberwellen $\mu > 1$:

μ	Zonenfaktor	Sehnungsfaktor	Wicklungsfaktor
1	0.9577	0.9659	0.925
-5	0.2053	0.2588	0.053
7	0.1576	0.2588	0.041

Durch die Y-Schaltung wird die 3., 9., ... Harmonische in der verketteten Spannung unterdrückt, während die Wicklung selbst auch in den Strangspannungen die 5., 7., ... Harmonische stark filtert. Die Klemmenspannung ist daher – trotz nicht sinusförmigen Feldverlaufs im Luftspalt – **nahezu sinusförmig**. Daher ist für die Spannungsinduktion nur die Grundwelle relevant.

Endgültige Grundwellendaten:

$$\Phi_1 = \frac{5920}{\sqrt{2} \pi 50 \cdot 24 \cdot 0.925} = 1.20 \text{ Wb}, B_{\delta 1} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\Phi_1}{l_{Fe} \cdot \tau_p} = 1.081 \text{ T}$$

Ständer-Strombelag:

$$A = \frac{2m_s \cdot N_s \cdot I_N}{d_{si} \pi} = 592 \text{ A/cm.}$$

Gemäß Abschn. 5.2.2.2 ist dieser Wert für indirekte Luftkühlung eher niedrig, da auf Grund der relativ langen Maschine ($\lambda_\tau = 2.7$) die Kühlung etwas erschwert ist.

Kontrolle der ESSON-Ziffer gemäß Abschn. 5.2.1:

$$C = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot k_{wl} \cdot A \cdot B_{\delta 1} = 413118 \text{ VAs} / \text{m}^3 = 6.9 \text{ kVAmin} / \text{m}^3 \quad (\text{Übereinstimmung: siehe oben}).$$

Die Ständer-Nutauslegung wird hier nicht näher ausgeführt.

3. Polkontur, Wahl des Luftspalts

a) *Polschuhkontur:*

Polbreite $b = 525 \text{ mm}$, damit $b/\tau_p = 525/800 = 0.66$. Der Luftspalt wird im großen Bereich des Polschuhs als konstant gewählt ($c/\tau_p = 0.5$). Aus einer Feldberechnung folgt der "**Feldfaktor β** ": $\beta = 0.88$.

$$B_\delta = B_{\delta 1} \cdot \beta = 1.081 \cdot 0.88 = 0.95 \text{ T}$$

Die Zahninduktion kann bei Nutbreite \approx Zahnbreite abgeschätzt werden: $B_d \approx 2B_\delta = 1.9 \text{ T}$. Die Sättigung ist daher mäßig. Der gesamte Polfluss Φ_p und der Grundwellenfluss Φ_1 sind annähernd gleich groß.

Polfluss:

$$\Phi_p \approx \Phi_1 = 1.19 \text{ Wb}$$

b) *Wahl des Luftspalts:*

Der Luftspalt beeinflusst maßgeblich die Hauptreaktanz X_h und diese wieder maßgeblich das Überlastverhalten (Kippleistung). Ohne Berücksichtigung des Reluktanzmoments gilt:

$$\frac{P_{p0}}{S_N} = \frac{1}{3U_{N, \text{strang}} I_N} \cdot \left[3 \frac{U_s \cdot U_p}{X_d} \right] = \frac{u_p}{x_d} \cdot \left(x_d = \frac{X_d}{Z_N} \text{ mit der Nennimpedanz } Z_N = \frac{U_{N, \text{strang}}}{I_N} \right)$$

Bei übererregtem Generator ($u_p > 1$) ist mit $x_d \approx 1$ die bezogene Polradspannung ein Maß für die Kippleistungsreserve. Es wird bei ausreichend großem u_p eine bezogene Synchronreaktanz x_d von ca. 1 angestrebt.

Mit einer geschätzten **Ständerstreureaktanz** von ca. 15% (genaue Berechnung erfordert Kenntnis der Ständer-Nutauslegung) ergibt sich für die Hauptfeldreaktanz

$$x_h = x_d - x_{s\sigma} \approx 1 - 0.15 = 0.85 \text{ p.u.}$$

als Wunsch.

$$x_h = \frac{1}{Z_N} \cdot \left[2\pi f \cdot \mu_0 (N_s k_{wl})^2 \cdot \frac{6}{\pi^2} \cdot \frac{\tau_p l}{p \cdot \delta'} \right] \quad (Z_N = 5917/3950 = 1.5 \text{ Ohm})$$

(Geometrischer Luftspalt δ wird vergrößert um Einfluss der Nutöffnungen (CARTER-Faktor k_C , hier ca. 1.05) und Einfluss der Sättigung (hier: gering, ebenfalls nur 1.05; siehe gerechnete Leerlaufkennlinie): $\delta' = 1.05 \cdot 1.05 \delta$)

Mit einer Wahl von $\tau_p / \delta = 30$ wird ein Luftspalt von $\delta = 27$ mm erhalten.

Kontrolle:

$$x_h = \frac{1}{1.5} \cdot \left[2\pi \cdot 50 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot (24 \cdot 0.925)^2 \cdot \frac{6}{\pi^2} \cdot \frac{2.18 \cdot 30}{6 \cdot 1.05 \cdot 1.05} \right] = 0.78 \text{ p.u.}$$

Fazit:

Die Hauptreaktanz ist ausreichend klein.

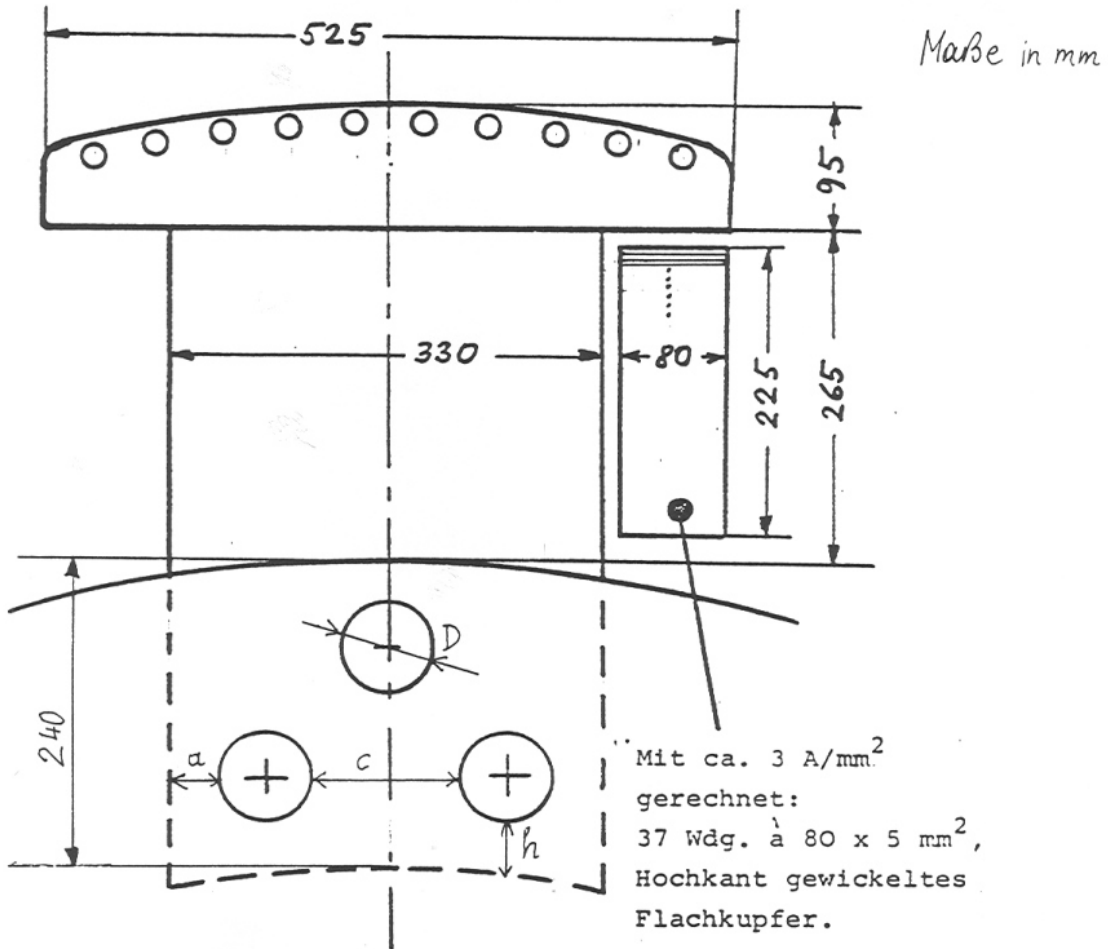


Bild Ü5.2-1: Läuferpolskizze

4. Erregerbedarfsermittlung

a) Leerlaufkennlinie:

Der Erregerbedarf V_δ zur **Magnetisierung des Luftspalts** beträgt

$$V_\delta = \frac{k_c \delta}{\mu_0} B_\delta = \frac{1.05 \cdot 0.027}{4\pi \cdot 10^{-7}} 0.95 = 21430 \text{ A}$$

Mit dem zusätzlichen Erregerbedarf für die gesättigten Zähne V_d , das Ständerjoch V_{ys} und den Polschaft V_P im Läufer ergibt sich die Leerlaufkennlinie $U_0 = f(V_f)$ bzw. $f(I_f)$ bzw. $f(A_f)$.

$$U_0 \dots B_{\delta 1} \dots B_\delta \dots V_\delta + V_d + V_{ys} + V_P = V_f.$$

Der zugehörige Erregerbedarf

$$V_f = N_{f,Pol} I_f$$

muss von der Polradwicklung aufgebracht werden. Je Pol tritt die Durchflutung

$V_f = N_{f,Pol} I_f$ zweimal auf. Daher ist der Läuferstrombelag:

$$A_f = \frac{2N_{f,Pol} I_f}{\tau_p}. \text{ Somit ist der Erregerstrombelag für die Magnetisierung des Luftspalts}$$

$$A_{f,\delta} = \frac{2 \cdot 21430}{80} = 535 \text{ A/cm.}$$

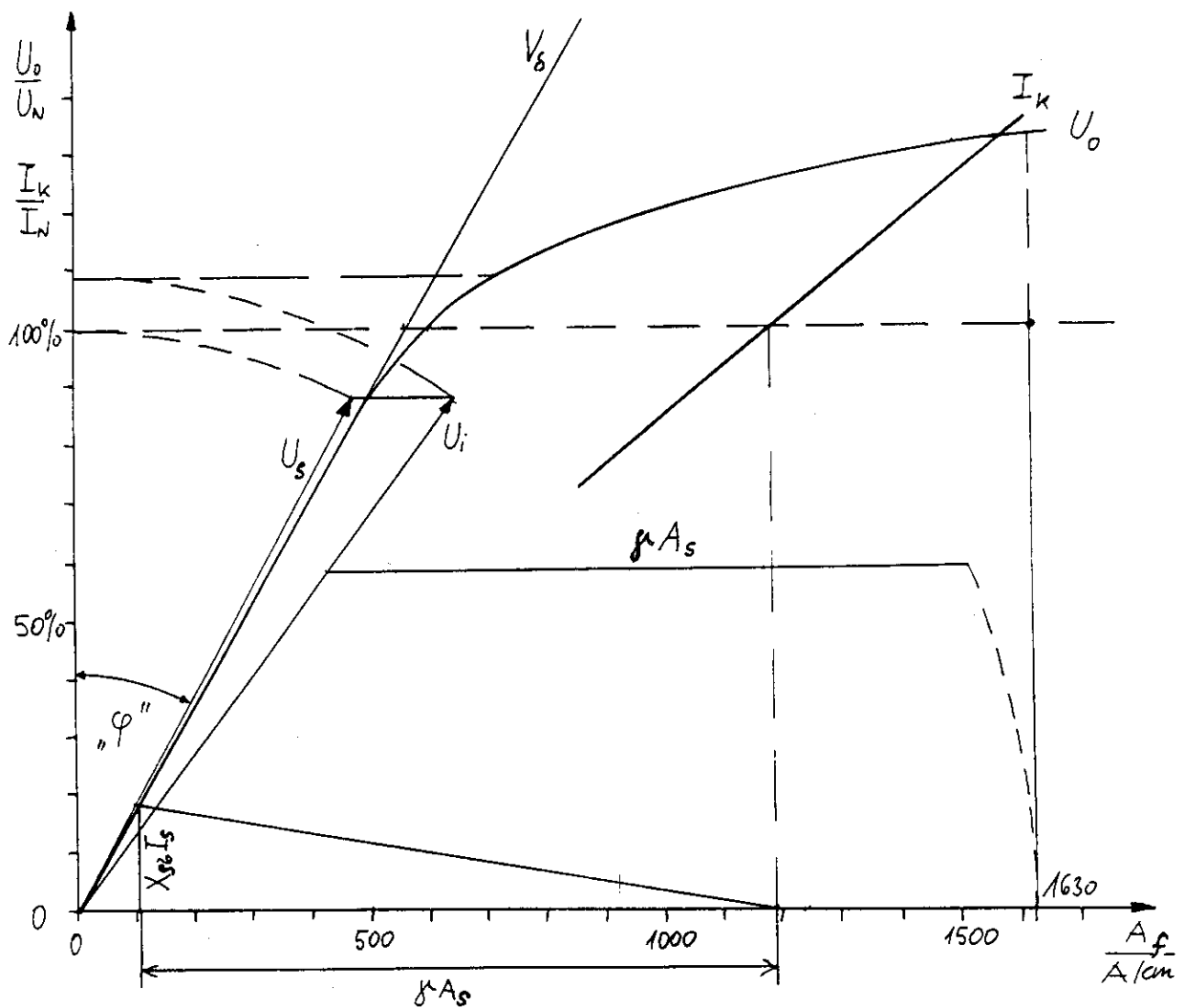


Bild Ü5.2-2: Erregerbedarfskonstruktion

b) Kurzschlusskennlinie:

Im Kurzschluss ist $U_s = 0$ und daher muss U_p sowohl $X_h I_s$ als auch $X_{s\sigma} I_s$ decken. Es gilt:

$$U_p = U_i + X_h I_s = X_{s\sigma} I_s + X_h I_s \Leftrightarrow I'_f = I_m + I_s$$

I'_f ist der auf die Ständerseite umgerechnete Erregerstrom (siehe Bild Ü5.2-5):

$$I'_f = \frac{I_f}{\ddot{u}_I}, \quad \ddot{u}_I = \frac{m_s \cdot N_s}{N_f} \cdot \gamma \quad \text{mit } N_f = 2p \cdot N_{f,Pol}, \quad m_s = 3$$

Die Umrechnung wird durch die Polschukontur mitbestimmt (**Feldfaktor** γ). Der Feldfaktor γ ist für ideale Sinusfeldpole $\gamma = \frac{16\sqrt{2}k_{wl}}{3\pi^2} = 0.73$ für $k_{wl} = \frac{3}{\pi}$ (siehe Bild Ü5.2-5) und für die vorliegende Polgeometrie etwa 0.72.

Die **Kurzschlusskennlinie** $I_s = f(I_f) = f(A_f)$ ist als Gerade (keine Sättigung der Streuwege) unmittelbar angebbbar.

Da die Leerlauf- und Kurzschlusskennlinie über dem Läuferstrombelag dargestellt sind, muss der Ständerstrombelag auf die Läuferseite umgerechnet werden. Es gilt gemäß

$$I'_s = \ddot{u}_I I_s = \frac{m_s \cdot N_s \cdot \gamma}{N_f} I_s, \quad \text{dass } A'_s = \frac{2N_{f,Pol}}{\tau_p} I_s \quad \text{und daher } A'_s = \frac{2m_s \cdot N_s \cdot I_s}{2p\tau_p} \cdot \gamma = \gamma \cdot A_s.$$

$$A'_s = \gamma \cdot A_s = 0.72 \cdot 592 = 435 \text{ A/cm.}$$

Der Erregerbedarf

- im **Leerlauf** beträgt bei 100% Leerlaufspannung: 560 A/cm,
- im **Kurzschluss** bei 100% Ständerstrom: 515 A/cm.

Das **Leerlauf-Kurzschluss-Verhältnis** ist somit $k_K = 560/515 = 1.087$ und dessen Kehrwert, die bezogene Synchronreaktanz $x_d = 0.92$.

Gemäß der **Erregerbedarfskonstruktion** (Kapitel 4) in Bild Ü5.2-2 ist bei Nennspannung, Nennstrom und einem $\cos\varphi = 0.8$ (übererregt) der Erregerbedarf 1050 A/cm.

Bei **Lastabwurf** aus dem Nennpunkt (I_s ist plötzlich Null) steigt daher die Leerlaufspannung auf maximal 130% an (abhängig vom raschen Eingriff des Spannungsreglers ist dieser Wert i.a. kleiner als dieser Maximalwert).

5. Polradwicklung

37 Windungen je Pol, Profilkupfer 80 x 5 mm²

Wicklungshöhe: Kupfer blank: 37 x 5 = 185 mm, isoliert: 225 mm (siehe Bild Ü5.2-1).

Im Nennpunkt bei $\cos\varphi = 0.8$ (übererregt) gilt:

$$\text{Erregerstrom: } I_f = \frac{A_{fN}\tau_p}{2 \cdot N_{f,Pol}} = \frac{1050 \cdot 80}{2 \cdot 37} = \underline{\underline{1135 \text{ A}}}$$

$$\text{Stromdichte in den Polspulen: } J_f = \frac{1135}{80 \cdot 5} = 2.84 \text{ A/mm}^2$$

Diese Stromdichte ist ein für indirekte Luftkühlung zulässiger Wert.

6. Festigkeit der Polbefestigung

a) Fliehkraft pro Pol bei Schleuderdrehzahl n_{max} :

Polmasse:

$$\begin{aligned} \text{Schaft: } b_S \cdot h_S \cdot L \cdot \rho_{Fe} &= 0.33 \cdot 0.265 \cdot 2.6 \cdot 7850 = & 1782 \text{ kg} \\ \text{Kamm: } b_K \cdot h_K \cdot 0.5L \cdot \rho_{Fe} &= 0.33 \cdot 0.24 \cdot 0.5 \cdot 2.6 \cdot 7850 = & 808 \text{ kg} \\ \text{Schuh: } (1+0.66)/2 \cdot h_{Sch} \cdot b \cdot L \cdot \rho_{Fe} &= 0.83 \cdot 0.095 \cdot 0.525 \cdot 2.6 \cdot 7850 = & 848 \text{ kg} \\ \text{Wicklung: } N_{f,Pol} \cdot A_{Cu} \cdot l_w \cdot \rho_{Cu} &= 37 \cdot (0.08 \cdot 0.005) \cdot 6.5 \cdot 8900 = & 856 \text{ kg} \end{aligned}$$

$$\text{Mittlere Windungslänge } l_w = 2 \cdot (330 + 2600 + 4 \cdot 80)/1000 = 6.5 \text{ m}$$

$$\text{Schwerpunktsradius: } r = 1.3 \text{ m}$$

Gesamte Polmasse: 4294 kg.

$$\text{Fliehbeschleunigung bei } n_{max}: a_{Pol} = r(2\pi \cdot 1.86 \cdot n)^2 = 12360 \text{ m/s}^2 = 1260 \cdot g(!)$$

$$\text{Fliehkraft bei } n_{max}: F = m_{Pol} \cdot a_{Pol} = 4295 \cdot 1260 \cdot 9.81 = 52000 \text{ kN} = 5400 \text{ Tonnen(!)}$$

b) Festigkeitsnachweis der Kammpolbefestigung:

$m = 3$ Bolzen je Pol, $n = 18$ Kammzacken mit der Kammzackenbreite $d = 74$ mm und gleichbreiten Lücken dazwischen.

$$\text{Länge } L: (18 + 17) \cdot 74 = 2600 \text{ mm} = L$$

$$\text{Bolzendurchmesser } D: 68 \text{ mm}$$

$$\text{- Beanspruchung der Bolzen auf Abscheren: Scherspannung } \tau = \frac{F}{2 \cdot m \cdot n \cdot D^2 \frac{\pi}{4}} = 135 \text{ N/mm}^2$$

$$\text{Umrechnung auf vergleichbare Zugspannung (VON MISES): } \sigma_V = \sqrt{3}\tau = 234 \text{ N/mm}^2$$

$$\text{- Beanspruchung der Bolzen auf Lochleibung: } \sigma_L = \frac{F}{m \cdot n \cdot D \cdot d} = 195 \text{ N/mm}^2$$

- Beanspruchung der Kämme auf **Zug** im durch die Bolzenlöcher geschwächten Querschnitt:

Zwei Löcher nebeneinander: Querschnitt:

$$A = (b_s - 2D)d = (330 - 2 \cdot 68)74 = 14356 \text{ mm}^2$$

$$\text{Zugspannung: } \sigma_Z = \frac{F}{n \cdot A} = 205 \text{ N/mm}^2$$

Hinweis: Die spannungserhöhende Kerbwirkung der Bolzenlöcher kann vernachlässigt werden, solange $c > 2a$ und $h > 0.7D$ ist, was hier erfüllt ist (siehe Bilder Ü5.2-1 und Ü5.2-3).

Der **Polschaft (Kamm)** und die **Bolzen** erleiden etwa die gleiche Beanspruchung. Damit die Fließgrenze (Elastizitätsgrenze, Streckgrenze) des Materials nicht erreicht wird, ist mit einer Sicherheit von 1.5 ein entsprechender Werkstoff zu wählen.

$$\text{Zulässige Fließgrenze: } 1.5 \times 234 = 350 \text{ N/mm}^2$$

$$\text{Zulässiger Werkstoff: z.B. St70: } \begin{array}{l} \text{Streckgrenze: } 350 \text{ N/mm}^2, \\ \text{Zugfestigkeit (Bruchgrenze): } 700 \text{ N/mm}^2. \end{array}$$

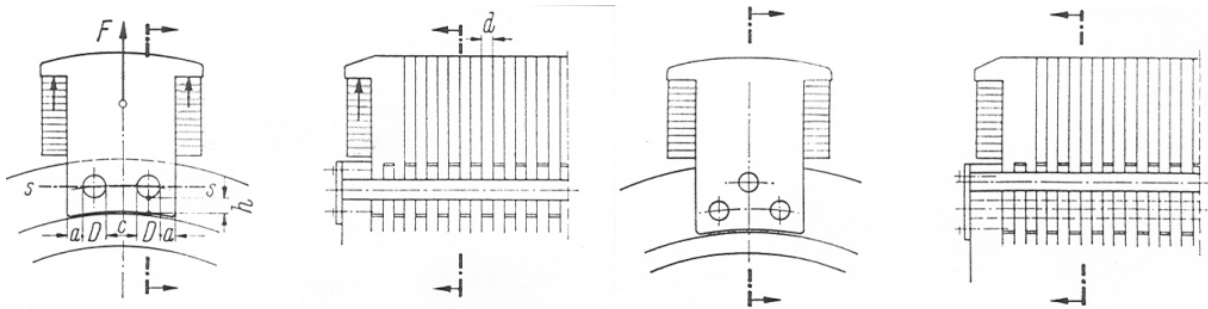


Bild Ü5.2-3: Kammbolzenbefestigung (links: 2 Bolzen/Pol, rechts: 3 Bolzen/Pol) [1]

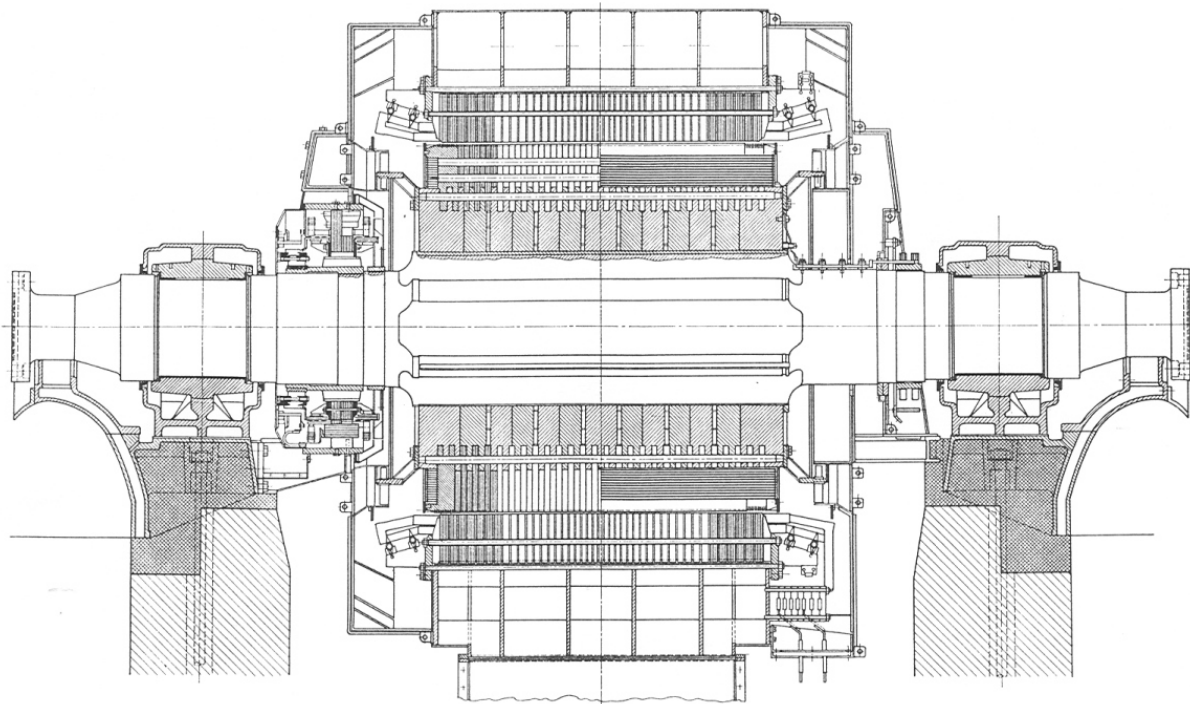
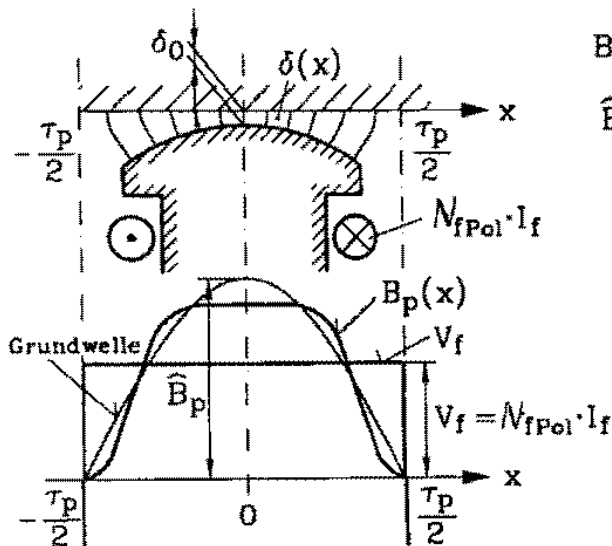


Bild Ü5.2-4: Längsschnitt durch den Synchron-Schenkelpolgenerator Pumpspeicherkraftwerk *Kaprun, Hohe Tauern*, 70 MVA, 10.25 kV, 3950 A, 500 /min, Kammpolbefestigung, indirekte Luftkühlung, Stehlager, integrierte Gleichstromerregemaschine [1]

Schenkelpol-Synchronmaschine: Leerlauferregung

(ohne Sättigungseinfluss)



$$B_p(x) = \mu_0 \cdot \frac{V_f}{\delta(x)}; \text{ Leerlaufeld}$$

\hat{B}_p : Grundwellenamplitude von $B_p(x)$

Induzierte Leerlaufspannung ist annähernd sinusförmig, weil - Filterwirkung der Ständerwicklung für Oberwellen $\nu > 1$, - in der verketteten Spannung keine durch 3 teilbare ν .

- Umrechnung des Feldstroms I_f auf Ständerseite:

Bedingung: Gleiche Feldgrundwellenamplitude: $\hat{B}_{sd} = \hat{B}_p$

$$B_p(x) = \frac{\mu_0 \cdot V_f}{\delta(x)} \rightarrow \hat{B}_p, \quad B_d(x) = \frac{\mu_0 \cdot V_s(x)}{\delta(x)} = \frac{\mu_0 \cdot \hat{V}_s \cos \frac{x\pi}{\tau_p}}{\delta(x)} \rightarrow \hat{B}_{sd}$$

$I_f \neq 0, I_s = 0 \qquad I_f = 0, I_s \neq 0$

Beispiel: „Sinusfeld“-Pol

$$\delta(x) = \delta_0 \cdot \frac{1}{\cos \frac{x\pi}{\tau_p}}$$

$$B_p(x) = \frac{\mu_0 \cdot V_f}{\delta_0} \cdot \cos \frac{x\pi}{\tau_p} \rightarrow \hat{B}_p = \frac{\mu_0 \cdot V_f}{\delta_0} = \frac{\mu_0 \cdot N_f \cdot I_f}{2p \delta_0}$$

$$B_d(x) = \frac{\mu_0 \cdot \hat{V}_s}{\delta_0} \cdot \cos^2 \frac{x\pi}{\tau_p} \rightarrow \hat{B}_{sd} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\tau_p} B_d(x) \cdot \cos \left(\frac{x\pi}{\tau_p} \right) dx \cdot \frac{\pi}{\tau_p} = \frac{8}{3\pi} \cdot \frac{\mu_0 \cdot \hat{V}_s}{\delta_0}$$

$$\hat{B}_p = \hat{B}_{sd} \Rightarrow I_f = \frac{m_s \cdot N_s \cdot k_{1w} \cdot \sqrt{2}}{N_f \cdot \frac{3\pi^2}{16}} I_s \quad \text{(FOURIER-Analyse)}$$

$$I_f' = \frac{I_f}{\hat{u}_I}, \quad \hat{u}_I = \frac{m_s \cdot N_s \cdot k_{1w} \cdot \sqrt{2}}{N_f} \cdot \frac{16}{3\pi^2}$$

Bild Ü5.2-5: Umrechnung des Läuferstroms auf die Ständerseite bei Schenkelpolmaschinen

Übungsbeispiel Ü5.3: Auslegung eines Turbo-GeneratorsDaten:

Turbogenerator 125 MVA, 10.5 kV Y, 3000/min, 50 Hz, $\cos\varphi = 0.88$ übererregt, Antrieb durch Dampfturbine, Maximaldrehzahl 125 % der Nenndrehzahl, Wasserstoffkühlung (3 bar, 94 % Volumenanteil), Rotor: direkte Leiterkühlung, Stator: indirekte Leiterkühlung

1. Hauptabmessungen:

$n = 3000/\text{min}$ und $f = 50$ Hz bedeutet: $p = f / n = 1$: Zweipoliger Turbo ($2p = 2$)

Gemäß Bild 5.2.2.1-1: ESSON-Ziffer $C = 12$ kVAmin/m³ bei Luftkühlung, für Wasserstoffkühlung ca. 135 % Stromerhöhung möglich (vgl. Übungsbeispiel Kap. 2):

$\Rightarrow C = 16.7$ kVAmin/m³.

$$d_{ra}^2 l_{Fe} = \frac{S}{n \cdot C} = \frac{125000}{3000 \cdot 16.7} = 2.5 \text{ m}^3$$

Freier Entwurf: $d_{ra} = 0.92$ m gewählt: $l_{Fe} = \frac{2.5}{0.92^2} = 2.94$ m Läuferisenlänge

Schlankheitsgrad $\lambda_d = l_{Fe} / d_{ra} = 3.2$ (unkritisch kleiner Wert)

Maximale Läuferumfangsgeschwindigkeit: $v_{u,\max} = 1.25 \cdot 3000 \cdot \pi \cdot 0.92 / 60 = 180$ m/s (unterhalb Grenzwert 240 m/s)

Ständer für Wasserstoffkühlung: $k = 60$ axiale Kühlschlitze zu je $l_k = 8$ mm:

$$l_{Fe} = L = l_{Fe,s} + k \cdot l_k = 2.94 \text{ m}, \quad l_{Fe,s} = 2.46 \text{ m}$$

Bei den für Turbos typisch großen Luftspalten ist der Einfluss der Kühlschlitze auf die Feldverteilung im Luftspalt klein, so dass die ideelle Eisenlänge l_i etwa der Gesamtlänge L (Läuferlänge des massiven Läuferballens) entspricht.

2. Wicklungsauslegung:*a) Ständerwicklung*

$$I_N = \frac{125000}{\sqrt{3} \cdot 10.5} = 6873 \text{ A}, \text{ Nennimpedanz: } Z_N = U_{N,\text{strang}} / I_N = 6062 / 6873 = 0.88 \text{ Ohm}$$

Geschätzte Amplitude der Luftspaltgrundwellen-Feldverteilung:

$B_{\delta 1} = 1.19$ T an der Rotoroberfläche

Polteilung bezogen auf Rotoroberfläche: $\tau_{pr} = \frac{0.92\pi}{2} = 1.445$ m

Grundwellenfluss: $\Phi_1 = \frac{2}{\pi} \tau_{pr} l \cdot B_{\delta 1} = 3.2 \text{ Wb}$,

$$\Rightarrow \text{Soll-Windungszahl } N_s: N_s = \frac{U_N / \sqrt{3}}{\sqrt{2\pi f k_{w1}} \Phi_1} = 8.9, \quad k_{w1} \approx \frac{3}{\pi}$$

Ausgeführte Wicklung:

$N_s = 11$, $q_s = 11$, Ständernutzahl $N_s = 2pmq_s = 66$, Stabwicklung $N_c = 1$

Sehnung: $W/\tau_p = 27/33 = 9/11$, zwei Parallelzweige $a = 2$

Windungszahl je Strang:

$$N_s = 2pq_s \frac{N_c}{a} = 11, k_{d1} = 0.9553, k_{p1} = 0.9595, k_{w1} = k_{d1} \cdot k_{p1} = 0.9166$$

Tatsächlicher Grundwellenfluss und Grundwellenamplitude:

$$\Phi_1 = 2.7 \text{Wb}, \quad B_{\delta 1} = 1.0 \text{T} \text{ (Rotoroberfläche)}$$

b) Luftspaltwahl

Synchronreaktanzen soll ausreichend klein sein, damit Kippreserve ausreichend groß ist.

Gewählt: $\delta = 60 \text{ mm}$,

Ständerbohrungsdurchmesser: $d_{si} = d_{ra} + 2\delta = 1040 \text{ mm}$, $\tau_p = \frac{1.04\pi}{2} = 1.633 \text{ m}$

Ungesättigte Hauptfeldreaktanzen: $X_{h,ung} = 2\pi f \cdot \mu_0 (N_s k_{w1})^2 \frac{6}{\pi^2} \cdot \frac{\tau_{pm} l_{Fe}}{k_C \delta} = 1.7 \text{ Ohm}$,

mit der Polteilung in Luftspaltmitte $\tau_{pm} = (1040 + 920)\pi / 4 = 1539 \text{ mm}$.

Bezogener Wert $x_{h,ung} = X_{h,ung} / Z_N = 1.7 / 0.88 = 1.93 \text{ p.u.}$ ziemlich groß, aber weitere Luftspalterhöhung nicht sinnvoll: Erregerbedarf wird zu groß (Überhitzung der Feldwicklung!).

Anmerkung: CARTER-Faktor $k_C = 1.08$ klein, da Nutschlitzeinfluss auf Luftspaltfeld wegen großem Luftspalt sehr klein.

Kennwert: $\tau_p / \delta = 27.2$

Ständerstrombelag: $A = \frac{2m_s N_s I_N}{d_{si} \pi} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 11 \cdot 6873}{104\pi} = 1390 \text{ A/cm}$ (liegt im typischen

Bereich für Wasserstoffkühlung, siehe Abschn. 5.2.2.2).

Grundwellenamplitude an der Statorbohrung: $B_{\delta 1} = 1.0 \cdot 0.92 / 1.04 = 0.88 \text{ T}$

ESSON-Ziffer:

$$C = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} k_{w1} A B_{\delta 1} = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} 0.9166 \cdot 139000 \cdot 0.88 = 782450 \text{ VA s} / \text{m}^3 = 13 \text{ kVAmin} / \text{m}^3$$

Kontrolle: Ausnützung bezogen auf Läufer: $C = (1.04 / 0.92)^2 \cdot 13 = 16.7 \text{ kVAmin} / \text{m}^3$

c) Ständernutauslegung:

Zwei ROEBEL-Stäbe übereinander je Schicht parallel geschaltet als „ein Stab“, somit vier ROEBEL-Stäbe je Nut übereinander. Nut daher lang und schmal, ergibt hohe Nutstreuung und damit hohe subtransiente Reaktanz, so dass Stoßkurzschlussstrom ausreichend klein bleibt.

1 ROEBEL-Stab besteht aus $2 \cdot 18 = 36$ Teileitern, Profildraht $6.3 \cdot 2.0 \text{ mm}$

Lackisolierter Draht: $6.55 \cdot 2.25 \text{ mm}$, Kupferquerschnitt: 12.24 mm^2

Mit Toleranzen, Keilhöhe (10 mm) und Nutansatzhöhe (10 mm: zur Verminderung der Wirbelstromverluste in den obersten Nutleitern durch das Haupt-(Radial)feld) wird folgende Nut erhalten:

Nutabmessungen:

Nuthöhe: 215 mm, Nutbreite: 22 mm (Bild Ü5.3-1).

Maße in mm	Breite	Höhe
1 ROEBEL-Stab	$2 \cdot 6.55 = 13.1$	$18 \cdot 2.25 = 40.5$
Übersteigung		2.25
Kröpfungsunterlage „Schwert“	0.35	0.35
Summe: 1 ROEBEL-Stab	13.45	43.1
Zwei ROEBEL-Stäbe parallel	13.45	86.2
Hochspannungsumpressg. 4mm	$13.45 + 2 \cdot 4 = 21.45$	$86.2 + 2 \cdot 4 = 94.2$
Oberschicht und Unterschicht		$2 \cdot 94.2 = 188.4$
Zwischenstück zw. OS u. US		4.0
Deckschieber		1.5
Summe	21.45	193.9

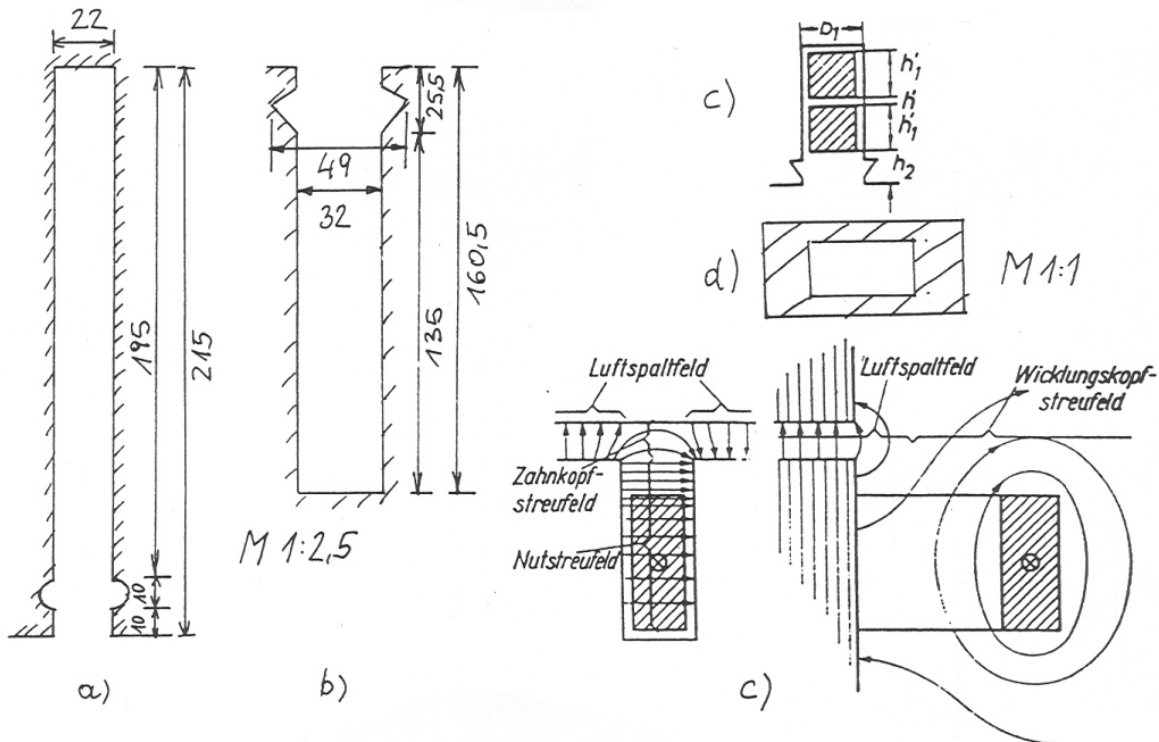


Bild Ü5.3-1: Nutskizze: a) Ständernut, b) Läufernut, c) Nut- und Zahnkopf-streuung [10], d) Läufer-Hohlleiter

Stirnverbinderlänge: $l_{bs} = 2.83$ m (!), etwa so lang wie Generator selbst, da zweipolige Wicklung !

OHM'scher Widerstand:

(Wärmeklasse F: Erwärmung max. 80 K, Bezugstemperatur für Wirkungsgrad: 75°C):

$$R_s = \frac{N_s \cdot 2(l_{Fe} + l_{bs})}{\kappa_{Cu,75^\circ C} \cdot a \cdot A_{Cu}} = \frac{11 \cdot 2(2.94 + 2.83)}{46.9 \cdot 2 \cdot 907.2} = 1.49 \text{ mOhm}$$

$$A_{Cu} = 2 \cdot 18 \cdot 2 \cdot 12.24 = 907.2 \text{ mm}^2$$

Ständerstromdichte:

$$J_s = \frac{I_N}{a \cdot A_{Cu}} = \frac{6873}{2 \cdot 907.2} = 3.8 \text{ A/mm}^2 \text{ (zulässig für indirekte Wasserstoffkühlung, siehe Übungsbeispiel 3, Kap. 2)}$$

Ständerstreuung:

$$X_{s\sigma} = 2\pi f \cdot (L_Q + L_b + L_{ZK} + L_{ol}) = 2\pi f \cdot \mu_0 \frac{N_s^2}{p} 2 \left[l_{Fe} \frac{\lambda_Q}{q_s} + l_{bs} \lambda_b + l_{Fe} \frac{\lambda_{ZK}}{q_s} \right] + \sigma_{ol} \cdot X_h$$

- Nutstreuung: groß, weil Nut lang und schmal
- Stirnstreuung: auch bedeutend, weil Stirnverbinder lang
- Zahnkopfstreuung: Feldlinien, die wegen des großen Luftspalts sich von Zahnkopf zu Zahnkopf außerhalb der Nut schließen, ohne den Läufer zu erreichen (siehe Bild 1 c)
- Oberfelderstreuung: Mit dem Läufer verkettete Hauptinduktivitäten der Oberwellen. Wegen des großen Luftspalts sehr klein: wird hier vernachlässigt.

$$\lambda_Q = \frac{1}{4b_1} \left[\frac{7}{6} h_1' + h' + h_2 + \frac{3}{2} \cdot \frac{W}{\tau_p} (h_1' + 2h_2) \right] = 3.48,$$

$$\text{mit } b_1 = 22 \text{ mm}, h' = 4 + 4 + 4 = 12 \text{ mm}, h_2 = 10 + 10 + 4 + 1.5 = 25.5 \text{ mm}, h_1' = 86.2 \text{ mm}$$

$$\lambda_b = 0.075 \left(1 + \frac{l_{bs}}{\tau_p} \right) = 0.21$$

$$\lambda_{ZK} = \frac{1}{0.8 + \frac{b_1}{\delta}} = 0.86 \text{ (Herleitung der Formel mit konformer Abbildung)}$$

$$X_{s\sigma} = X_{s\sigma Q} + X_{s\sigma b} + X_{s\sigma ZK} = 0.0744 + 0.0568 + 0.0183 = 0.15 \text{ Ohm}$$

$$x_{s\sigma} = 0.15 / 0.88 = \underline{0.17} \text{ p.u.}$$

Synchronreaktanzen (ungesättigt): $x_{d,ung} = x_{h,ung} + x_{s\sigma} = 2.1 \text{ p.u.}$

Synchronreaktanzen ziemlich groß, Turbo fährt nahe an der Kippgrenze, muss geregelt betrieben werden (Drehzahlregler der Turbine, Erregerstromregler in Kompoundschaltung (last-abhängig)).

d) Läuferwicklung, Läuferferrit

„2/3“-Bewicklung gemäß Bild 2 u. 3 : $T_r = 48$ Nutteilungen ($48 \neq 66$: kein „Nutrastmoment“), davon 32 Nuten bewickelt als 8 Polspulen je Pol ($(q_r = 8, T_r = 2pm, q_r = 48)$).

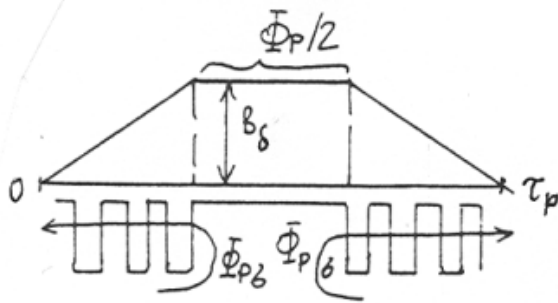


Bild Ü5.3-2: "2/3-Bewicklung" des Turboläufers liefert trapezförmige Feldverteilung

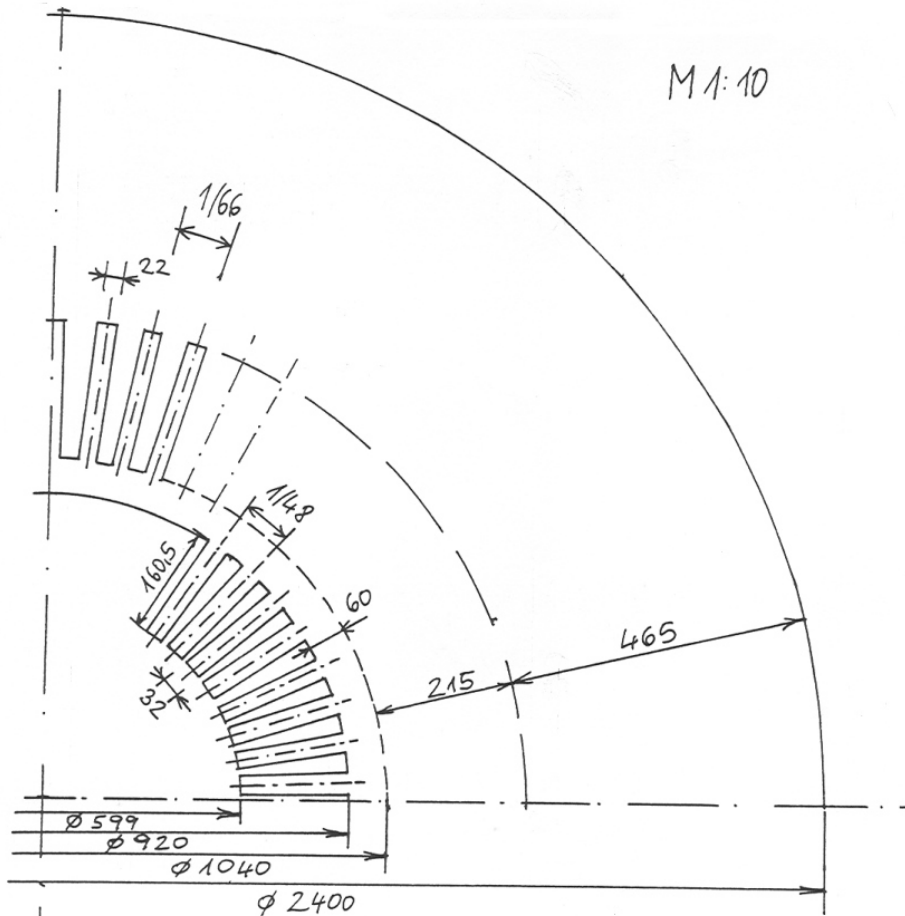


Bild Ü5.3-3: Schnitt durch Ständer und Läufer

$N_{cr} = 9$ Hohlleiter je Nut (Cu-Ag-Legierung): blank: $29 \cdot 13.4$ mm, Kanal: $15 \cdot 7.8$ mm

Windungszahl je Pol: $N_{f,Pol} = N_{cr} \cdot q_r = 9 \cdot 8 = 72$,

Feldwindungszahl: $N_f = 2pN_{f,Pol} = 2 \cdot 72 = 144$

Maße in mm (Niederspannung !)	Breite	Höhe
Kupfer blank	29.0	$9 \cdot 13.4 = 120.6$
Isolationszwischenlagen 0.6 mm		$9 \cdot 0.6 = 5.4$
Nutauskleidung 1.2 mm	$2 \cdot 1.2 = 2.4$	$2 \cdot 1.2 = 2.4$
Rutschstreifen		2.0
Summe	31.4	130.4

Ausgeführte Erreger-Nut:

135 mm + 25.5 mm (Keil + Nutansatz) \Rightarrow Rotor-Nuthöhe: 160.5 mm
Rotor-Nutbreite: 32 mm

Rotor-Stirnverbinderlänge (Schätzformel): $l_{br} \approx 0.75\tau_p = 1.22m$

Kupferquerschnitt: $A_{Cu,r} = 29 \cdot 13.4 - 15 \cdot 7.8 = 271.6mm^2$

Wicklungswiderstand (75°C): $R_f = \frac{N_f \cdot 2(l_{Fe} + l_{b,r})}{\kappa_{Cu,75^\circ C} \cdot A_{Cu,r}} = \frac{144 \cdot 2(2.94 + 1.22)}{46.9 \cdot 271.6} = 0.0941 \text{ Ohm}$

3. Erregerbedarfsermittlung

a) Polkontur:

Gemäß Beiblatt ist bei vernachlässigter Sättigung der Luftspaltfeldverlauf des erregten Polrads (Läufers) trapezförmig (Bild 2). Für dieses spezielle Trapez mit der Dachlänge als 1/3 der Basislänge gilt gemäß FOURIER-Analyse für den Feldfaktor β :

$\beta = 0.9497, B_\delta = B_{\delta 1}\beta = 0.88 \cdot 0.9497 = 0.837T$ an der Ständerbohrung

Luftspaltfluss: $\Phi_p = \frac{2}{3}\tau_p l_{Fe} B_\delta = 0.66 \cdot 1.63 \cdot 2.94 \cdot 0.837 = 2.67Wb$

entspricht etwa dem Grundwellenfluss:

$\Phi_1 = (2/\pi)\tau_p l_{Fe} B_{\delta 1} = (2/\pi) \cdot 1.63 \cdot 2.94 \cdot 0.88 = 2.68Wb$

b) Leerlaufkennlinie:

Vereinfachte Darstellung, da

- der Polstreufloss, der hauptsächlich als Nutquerfeld in den Läufernuten als Nutquerfeld und als Läuferzahnkopfstreuung entsteht, vereinfacht prozentual addiert wird. Tatsächlich ist sein prozentualer Anteil am Luftspaltfluss sättigungsabhängig.
- die Sättigung der Läuferzähne und damit die daraus resultierende Verzerrung des Luftspaltfelds vernachlässigt wird.

(i) Luftspaltmagnetisierung:

(vereinfacht: CARTER-Faktor für beidseitige Nutung verwendet)

$$V_\delta = k_C \cdot \frac{1}{\mu_0} \int_{r_i=dra/2}^{r_a=dsi/2} B_\delta(r) dr = k_C \cdot \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{d_{si}}{d_{si} - \delta} \delta \cdot B_\delta = \frac{1.08}{4\pi 10^{-7}} \frac{1040}{1040 - 60} 0.06 \cdot 0.837 = \underline{45870 \text{ A}}$$

(ii) Ständer-Zahnmagnetisierung:

Dynamoblech $\nu_{10} = 1.3 \text{ W/kg}$, 0.5 mm dick, Eisenfüllfaktor $k_{Fe} = 0.95$, $B(H)$ -Kennlinie laut Tabelle Ü5.3-1a:

$$\text{Ständernutteilung } \tau_s = \frac{d_{si}\pi}{Q_s} = \frac{1040\pi}{66} = 49.5mm$$

$$\text{Ständerzahnbreite in 1/3 Nuthöhe: } b_{ds,1/3} = \frac{1040 + \frac{2}{3} \cdot 215}{66} \cdot \pi - 22 = 34.3mm$$

$$B'_{ds,1/3} = \frac{\tau_s L B_\delta}{l_{Fe,s} k_{Fe} b_{ds,1/3}} = \frac{49.5 \cdot 2940 \cdot 0.837}{2460 \cdot 0.95 \cdot 34.3} = 1.52T, \quad H_{ds,1/3} = 26 A/cm$$

$$l_{ds} = 21.5cm, \quad V_{ds} = H_{ds,1/3} \cdot d_s = 26 \cdot 21.5 = \underline{560} A$$

(iii) Ständerjochmagnetisierung:

Ständerjochinduktion B_{ys} sinusförmig verteilt, daher ist der längs dem Joch gemittelte Wert \bar{H}_{ys} zu verwenden: $B_{ys}(\bar{H}_{ys})$ -Kennlinie („Rückenkennlinie“), Tabelle Ü5.3-1b:

Ständerblechpaket-Außendurchmesser gewählt (Bild Ü5.3-3): $d_{sa} = 2400$ mm

Ständerjochhöhe: $h_{ys} = 0.5 \cdot (2400 - 1040 - 2 \cdot 215) = 465$ mm

Jochlängenabschnitt: $l_{ys} = (2400 - 465) \frac{\pi}{4} = 1520$ mm

$$B_{ys} = \frac{\Phi_p}{2k_{Fe} h_{ys} l_{Fe,s}} = \frac{2.67}{2 \cdot 0.95 \cdot 0.465 \cdot 2.46} = 1.23T, \quad \bar{H}_{ys} = 2.2 A/cm$$

$$l_{ys} = 152cm, \quad V_{ys} = \bar{H}_{ys} \cdot l_{ys} = 2.2 \cdot 152 = \underline{335} A$$

(iv) Läuferpolmagnetisierung („breiter Zahn“):

- Massivrotor: Eisenfüllfaktor 1, keine axialen Kühlschlitze,
- $B(H)$ -Kennlinie näherungsweise von Dynamoblech (Tabelle Ü5.3-1 oben) verwendet,
- Der Polstreufloss $2\Phi_{p\sigma}$ ist der Rotor-Nut- und Zahnkopfstreufloss (Bild Ü5.3-2). Er wird hier zwecks Vereinfachung der Rechnung abgeschätzt: bei Nennsättigung im Leerlauf etwa 10 % von Φ_p .
- Der breite Zahn wird etwa vom anteiligen Luftspaltfluss $\Phi_p/2$ **und** vom Polstreufloss belastet, der restliche Luftspaltfluss $\Phi_p/2$ belastet die schmalen Zähne, wobei die dem breiten Zahn benachbarten Zähne am höchsten gesättigt werden.

$$\text{Läufernutteilung: } \tau_r = \frac{d_{ra} \pi}{T_r} = 60 \text{ mm}$$

$$\text{Läufernutteilung in 1/3 vom Nutgrund: } \tau_{r,1/3} = \frac{(d_{ra} - \frac{4}{3} h_r) \pi}{T_r} = 46.2mm$$

$$B_p \approx \frac{\tau_r}{\tau_{r,1/3}} \cdot \frac{d_{si}}{d_{ra}} \cdot B_L \cdot \frac{\Phi_p/2 + 2\Phi_{p\sigma}}{\Phi_p/2} = \frac{60}{46.2} \frac{1040}{920} \cdot 0.837 \cdot 1.2 = 1.47T, \quad H_p = 19 A/cm$$

$$l_p = 16.05cm, \quad V_p = l_p \cdot H_p = 19 \cdot 16.05 = \underline{300} A$$

(v) Läuferkernmagnetisierung:

Das Feld im Kern ist bei zweipoligen Läufern nahezu homogen (siehe Felddbild Bild 5.2.2.3-1). Der gesamte Luftspaltfluss und der Polstreufloss belasten den Kern. Er ist ein magnetischer Engpass.

Kerndurchmesser: $d_K = d_{ra} - 2h_r = 920 - 2 \cdot 160.5 = 599mm$

$$B_K = \frac{\Phi_p + 2\Phi_{p\sigma}}{L \cdot d_K} = \frac{1.1 \cdot 2.67}{2.94 \cdot 0.599} = 1.67T, \quad H_K = 66 A/cm, \quad V_K = \frac{d_K}{2} H_K = \frac{59.9}{2} \cdot 66 = \underline{1975} A$$

(i)+(ii)+(iii)+(iv)+(v): *Gesamtmagnetisierungsbedarf* V_f :

$$V_f = V_\delta + V_{ds} + V_{ys} + V_p + V_K = 45870 + 560 + 335 + 300 + 1975 = 49040 \text{ A} = 1.07V_\delta$$

$$1.07V_\delta = \frac{A_f \tau_p}{2} \Rightarrow A_f = \underline{\underline{600}} \text{ A/cm Erregerstrombelag}$$

$$\text{Luftspaltnagnetisierungsbedarf: } A_{f,\delta} = \frac{2V_\delta}{\tau_p} = \frac{2 \cdot 45870}{163.3} = 560 \text{ A/cm}$$

c) *Kurzschlusskennlinie:*

Umrechnung des Ständerstrombelags auf einen äquivalenten Läuferstrombelag (Bezug ist stets der Ständerbohrungsumfang).

$$\text{Die Ständerdurchflutung ist } \hat{V}_s = \frac{2}{\pi} \frac{m_s}{p} N_s k_{w1} \frac{\hat{I}_s}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \tau_p k_{w1} A_s \text{ (Drehstrom-Wicklung).}$$

Die Läuferwicklung kann als ein Strang einer Drehstrom-Wicklung mit einer Sehnung $2/3$ und der Lochzahl q_r aufgefasst werden, die vom Gleichstrom I_f erregt wird:

$$\text{Die Läuferdurchflutung ist daher: } \hat{V}_f = \frac{2}{\pi} \frac{1}{p} N_f k_{w,r,1} I_f = \frac{4}{\pi} N_{f,Pol} k_{w,r,1} I_f = \frac{2}{\pi} \tau_p k_{w,r,1} A_f \cdot$$

$$\text{Mit } \hat{V}_s = \hat{V}_f \text{ folgt } A_f = \frac{k_{w1}}{\sqrt{2} k_{w,r,1}} A_s = A'_s, \text{ somit } A'_s = \gamma A_s \text{ mit dem Feldfaktor } \gamma = \frac{k_{w1}}{\sqrt{2} k_{w,r,1}}.$$

$$k_{w,r,1} = k_{d,r,1} k_{p,r,1}, \quad k_{d,r,1} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6}\right)}{q_r \sin\left(\frac{\pi}{6q_r}\right)} = 0.9556, \quad k_{p,r,1} = \sin\left(\frac{2}{3} \frac{\pi}{2}\right) = 0.866, \quad k_{w,r,1} = 0.827$$

$$\text{Feldfaktor } \gamma = \frac{0.9166}{1.4142 \cdot 0.827} = 0.783 \Rightarrow A'_s = 0.783 \cdot 1390 = 1090 \text{ A/cm.}$$

Erregerbedarf, so dass Nennstrom = Dauer-Kurzschlussstrom $I_{sN} = I_{sk}$ (Bild Ü5.3-4):

$$A_f = 0.17 \cdot 560 + 1090 = 1185 \text{ A/cm.}$$

Leerlauf-Kurzschlussverhältnis (ungesättigt): $560/1185 = 0.47$

Leerlauf-Kurzschlussverhältnis (gesättigt): $600/1185 = 0.506$

Gesättigte/ungesättigte Synchronreaktanz:

$$x_d = 1/0.506 = 1.975 \text{ p.u.}, \quad x_{d,ung} = 1/0.47 = 2.1 \text{ p.u.}$$

d) *Erregerbedarf bei Volllast*

($\cos\varphi = 0.88$ übererregt, Nennstrom und Nennspannung):

Graphische Ermittlung (Bild Ü5.3-4): Ergebnis: $A_f = 1630 \text{ A/cm}$.

- Der Erregerstrom nimmt somit gegenüber Leerlauf auf das $1630/600 = 2.7$ -fache zu.

- Die auf Grund dieses hohen Erregerstrom erfolgte Zunahme des Polstreufusses, die den Läufer zusätzlich in die Sättigung treibt, ist bei der vorliegenden vereinfachten Konstruktion NICHT berücksichtigt. Mit Berücksichtigung dieses Effekts sowie der Sättigung der Läuferzähne ergibt die Berechnung einen Erregerbedarf von 1770 A/cm .

$$\Rightarrow \text{Erforderlicher Erregerstrom: } I_f = 1770 \cdot 163.3 / (2 \cdot 72) = \underline{\underline{2007}} \text{ A}$$

Erregerstromdichte: $J_f = 2007 / 271.6 = 7.4 \text{ A/mm}^2$

Diese Stromdichte wird bei direkter Leiterkühlung mit Wasserstoff innerhalb W. Kl. B beherrscht (siehe Übungsbeispiel 1, Kap. 2).

Erregerspannung: $U_f = R_f I_f = 189 \text{ V}$

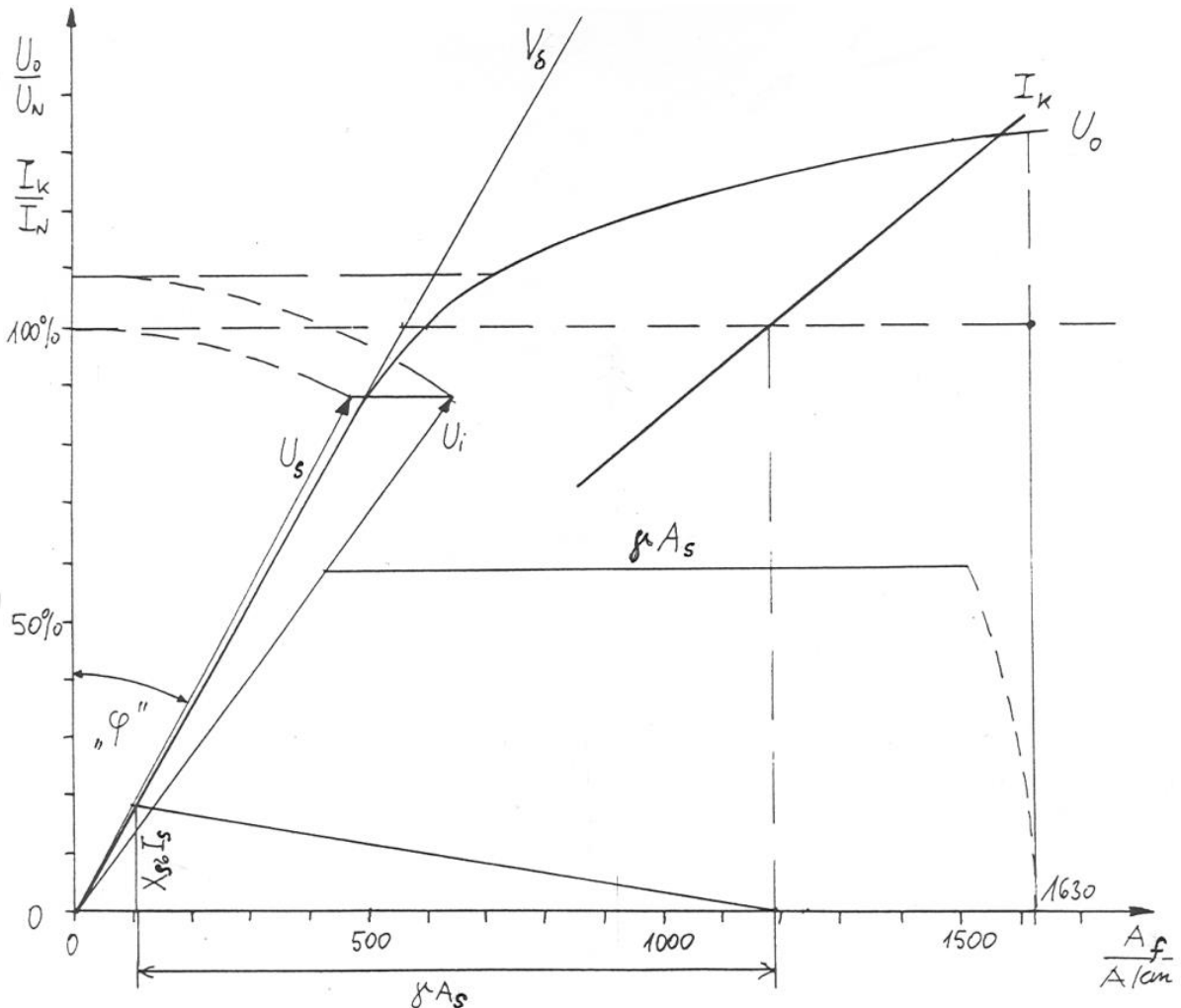


Bild Ü5.3-4: Erregerbedarfskonstruktion

4. Verluste:

a) Leerverluste:

(i) Ummagnetisierungsverluste im Ständereisen:

Zahnmasse: $m_{ds} = 8900 \text{ kg}$, Verschlechterungsfaktor $k_{Vds} = 1.7$ gegenüber EPSTEIN-Probe

$$P_{Fe,ds} = m_{ds} \cdot B_{ds,1/3}^2 \cdot v_{10} \cdot k_{Vds} = 8900 \cdot 1.52^2 \cdot 1.3 \cdot 1.7 = \underline{45.5 \text{ kW}}$$

Jochmasse: $m_{ys} = 51\,860 \text{ kg}$, Verschlechterungsfaktor $k_{Vys} = 1.3$ gegenüber EPSTEIN-Probe

$$P_{Fe,ys} = m_{ys} \cdot B_{ys}^2 \cdot v_{10} \cdot k_{Vys} = 51860 \cdot 1.23^2 \cdot 1.3 \cdot 1.3 = \underline{132.5 \text{ kW}}$$

(ii) **Polschuhoberflächenverluste** infolge Verzerrung des Läuferfelds durch die Ständernutöffnungen

- $k_O = 17.5$: Verlustbeiwert für massive Läuferoberfläche, die gerillt ist, um die Wirbelströme zu verringern.

- Läuferoberfläche $O = (0.92\pi - 32 \cdot 0.032) \cdot 2.94 = 5.48 \text{ m}^2$

- Feldpulsationsamplitude \hat{B}_O auf der Läuferoberfläche zufolge der Ständernutöffnungen ist wegen des großen Luftspalts klein:

$$\hat{B}_O = \beta_s k_C B_\delta = 0.008 \cdot 1.08 \cdot 0.837 = 7.2 \text{ mT}$$

$$P_{O,0} = O \cdot \frac{k_O}{2} \left(\frac{nQ_s}{10000} \right)^{1.5} \cdot (\hat{B}_O \tau_s)^2 = 5.48 \cdot \frac{17.5}{2} \left(\frac{3000 \cdot 66}{10000} \right)^{1.5} \cdot (0.0072 \cdot 49.5)^2 = \underline{0.5 \text{ kW}}$$

(iii) **Endplattenverluste** durch das Leerlauf-Stirnstreufeld $P_{E0} = \underline{7.3 \text{ kW}}$ (ohne Herleitung)

Die Endplatten sind aus einer hochfesten Aluminiumlegierung (= amagnetisch zur Verringerung des Stirnstreufelds, Verringerung der Verluste durch Wirbelströme durch erhöhte Leitfähigkeit 24 MS/m gegenüber amag. Stahl 1.3 MS/m), unterteilte Platten (Unterbrechung der Wirbelströme), Endblechpaketzone gestuft ausgeführt zum Feldabbau.

(iv) **Oberflächen-Reibungsverluste** (Kap. 2): in Luft, gerillte Oberfläche: $k = 4.5 \cdot 10^{-6}$

In Wasserstoff bei 3 bar gegenüber Luft um 0.357 kleinerer Verlustbeiwert !

$$P_{OR} = k A u^3 = 4.5 \cdot 10^{-6} \cdot 0.357 \cdot 8.5 \cdot 144.5^3 = \underline{41 \text{ kW}}$$

(v) **Ventilationsverluste:**

Zwei Axialventilatoren blasen den Wasserstoff durch je eine Maschinenhälfte und führen sie über Kühler (Wärmetauscher).

Kühlmittelstrom je Kühler so bemessen, dass Wasserstofferwärmung ca. 25 K.

Verluste je Maschinenhälfte (ohne Ventilator- und Lagerverluste): $P_d/2 = 1309/2 = 654.5 \text{ kW}$.

Mit $(\rho \cdot c_p)_{H_2} = 1060 \text{ Ws}/(\text{m}^3 \text{ K})$ für 96% (Vol.) bei 1 bar folgt bei 3 bar (Kap.2):

$$3 \cdot 1060 = 3180 \text{ Ws}/(\text{m}^3 \text{ K})$$

$$\text{Volumenstrom: } \dot{V} = 1.15 \cdot \frac{P_d/2}{\rho c_p \Delta \vartheta} = 1.15 \cdot \frac{654500}{3180 \cdot 25} = 9.5 \text{ m}^3 / \text{s} \text{ (inklusive 15\% Reserve)}$$

Der Gegendruck in den Läuferhohlleitern wird durch die Ventilatorwirkung der Läuferkanäle kompensiert (siehe Übungsbeispiel 1, Kap.2). Der Gegendruck Δp von Luftspalt, Ständerkühlkanälen, Kühler und sonstigen Umlenkungen wird mit 1600 Pa abgeschätzt (genaue Messung erforderlich), der Ventilatorwirkungsgrad wird mit $\eta = 0.4$ angenommen.

$$P_F = \frac{\dot{V} \cdot \Delta p}{\eta} = \frac{9.5 \cdot 1600}{0.4} = 38 \text{ kW} \Rightarrow 2P_F = \underline{76 \text{ kW}}$$

(vi) **Lagerverluste:**

Zwei Horizontal-Gleitlager, Rotormasse ca. $7850 \cdot (0.92^2 + 0.3^2) \cdot \frac{\pi}{4} \cdot 2.94 = 17 \text{ Tonnen}$

Lagerdurchmesser $d_L = 300 \text{ mm}$,

Lagerlänge: $l_L = 1.2 d_L$ für ca. 100 N/cm² spezifische Lagerbelastung

tatsächliche Lagerbelastung:

$$p = F / (2d_L l_L) = 9.81 \cdot 17000 / (2 \cdot 0.3^2 \cdot 1.2) = 77 \text{ N/cm}^2 = 7.8 \text{ kp/cm}^2$$

dynamische Zähigkeit des Öls: $\eta_{\text{öl}} = 0.03 \text{ Ns/m}^2 = 0.003 \text{ kps/m}^2$

Zahlenwertgleichung für Lagerverluste (nach *Wiedemann-Kellenberger*): für beide Lager:

$$P_L = 4.95 \cdot 10^{-8} d_L^2 l_L \sqrt{p \cdot \eta_{\text{öl}} \cdot n^3} = 4.95 \cdot 10^{-8} 30^2 36 \sqrt{7.8 \cdot 0.003 \cdot 3000^3} = \underline{40.3 \text{ kW}}$$

Summe Leerverluste (= Summe (i) – (vi)): $P_{d0} = \underline{343.1 \text{ kW}}$

b) Lastverluste (im Bemessungspunkt) :

(i) **OHM'sche Verluste Ständerwicklung**: $P_{Cus} = 3R_s I_N^2 = 3 \cdot 0.00149 \cdot 6873^2 = \underline{211.2 \text{ kW}}$

(ii) **Zusatzverluste in der Ständerwicklung durch Stromverdrängung**:

Im Nutteil: ROEBEL-Stab, daher keine Schlingstromverluste, sondern nur Stromverdrängungsverluste in den Teileitern selbst (Kap. 3):

$m n = 72 \cdot 2$ Teileiter je Nut (2 · 6.3mm blank)

$$\xi = h \sqrt{\frac{\mu_0 \pi f \cdot \kappa_{Cu, 75^\circ C} \cdot n \cdot b}{b_1}} = 0.002 \sqrt{\frac{4\pi 10^{-7} \cdot \pi 50 \cdot 46.9 \cdot 2 \cdot 6.3}{22}} = 0.146 \ll 1$$

$$\text{Widerstandszunahme } k_m = 1 + \frac{m^2 - 0.2}{9} \xi^4 = 1 + \frac{72^2 - 0.2}{9} 0.146^4 = 1.262$$

Auf Grund der Sehnung ist das Feld in den Nuten, wo Unter- und Oberschicht von Strömen unterschiedlicher Phasen durchflossen werden, etwas kleiner, so dass in Summe die Zusatzverluste etwas kleiner sind (Faktor k_1 , der auch zur Berechnung der Verminderung der Nutstreuung auf Grund der Sehnung verwendet wird)

$$k_1 = 0.44 + \frac{W}{\tau_p} 0.56 = 0.44 + \frac{27}{33} 0.56 = 0.898$$

$$\Delta P_{Cu, Q} = \left(\frac{k_m \cdot L + l_{bs}}{L + l_{bs}} - 1 \right) \cdot k_1 \cdot P_{Cu, s} = \left(\frac{1.262 \cdot 2.94 + 2.83}{2.94 + 2.83} - 1 \right) \cdot 0.898 \cdot 211.2 = \underline{25 \text{ kW}}$$

Im Stirnverbinderteil: (ohne Herleitung)

ROEBEL-Stäbe unverdrillt, daher Schlingstromverluste plus Stromverdrängungsverluste

- Gerader Teil: 35 kW

- Schräger (gekrümmter) Teil: 16 kW

(Dieser Wicklungsabschnitt ist zwar länger, aber die Magnetfelder sind deutlich kleiner).

(iii) **Polschuhoberflächenverluste** auf Grund der Oberwellen des Ständerfelds

(Zahlenwertgleichung).

- *Nutharmonische*: Feldamplitude an der Läuferoberfläche ist wegen des großen Luftspalts sehr klein: 0.3 mT (ohne Herleitung):

$$P_{O1, Q} = P_{O0} (\hat{B}_{Q1} / \hat{B}_Q)^2 = 540 \cdot (0.3 / 7.2)^2 = \underline{1 \text{ W}}$$

- *Nicht-nutharmonische* Oberwellen (im Wesentlichen $\nu = -5, 7, -11, 13$):

Durch die günstige Sehnung von $27/33 = 0.81$ erreichen diese Verluste ihr Minimum (ohne Herleitung), sind aber immer noch beträchtlich: $P_{O1} = \underline{52.0 \text{ kW}}$

(iv) **Endplattenverluste** durch das Stirnstreufeld der Ankerrückwirkung:

$$P_{EI} = \underline{96 \text{ kW}} \text{ (ohne Herleitung)}$$

(v) Dämpferzusatzverluste:

Die Oberwellen des Ständerfelds (vor allem $\nu = -5, 7, -11, 13$) laufen asynchron zum Läufer und induzieren Wirbelströme im Dämpfer (ohne Herleitung): $P_{D\ddot{a}} = \underline{7.7}$ kW

Summe Lastverluste (ohne OHM'sche Verluste in der Erregerwicklung):

(= Summe (i) – (v)): $P_{dI} = \underline{442.9}$ kW

c) Erregerverluste bei Last:

$$P_f = U_f I_f = 189 \cdot 2007 = \underline{379} \text{ kW}$$

d) Generatorwirkungsgrad

(ohne Verluste in der Erregeranlage, z.B. rotierender Erregersatz):

Bei $\cos \varphi = 0.88$ übererregt und Nennspannung, Nennstrom:

$$\text{Abgegebene Leistung: } P_{out} = P_e = S_N \cos \varphi = 125000 \cdot 0.88 = 111000 \text{ kW}$$

$$\text{Verluste: } P_d = P_{d0} + P_{dI} + P_f = 343.1 + 442.9 + 379 = 1165.0 \text{ kW}$$

$$\text{Zugeführte Leistung: } P_{in} = P_{out} + P_d = 111000 + 1165.0 = 112165 \text{ kW}$$

$$\text{Generatorwirkungsgrad: } \eta_{Gen} = P_{out} / P_{in} = 98.96\%$$

Magnetisierungstabelle für warmgewalzte Bleche ohne magn. Vorzugsrichtung (Dynamoblech III) $V_{10} = 2,3 \text{ W/kg}$										
B Tesla	Zweite Dezimalstelle von B									
	...0	...1	...2	...3	...4	...5	...6	...7	...8	...9
H in Ampere pro cm										
0,5	0,7	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8	0,9	0,9	0,9	0,9
0,6	0,9	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,1	1,1	1,1	1,1
0,7	1,1	1,2	1,2	1,2	1,2	1,3	1,3	1,3	1,3	1,4
0,8	1,4	1,4	1,5	1,5	1,5	1,6	1,6	1,7	1,7	1,7
0,9	1,8	1,8	1,9	1,9	2,0	2,0	2,1	2,2	2,2	2,3
1,0	2,4	2,4	2,5	2,6	2,7	2,8	2,8	2,9	3,0	3,1
1,1	3,3	3,4	3,5	3,6	3,8	3,9	4,1	4,2	4,4	4,5
1,2	4,7	4,9	5,1	5,2	5,4	5,6	5,8	6,1	6,3	6,6
1,3	6,8	7,1	7,4	7,7	8,1	8,5	9,0	9,5	10,0	10,6
1,4	11,3	12,1	13,0	14,2	15,5	16,8	18,0	19,3	20,5	21,9
1,5	23,3	24,8	26,4	28,1	29,8	31,5	33,4	35,5	37,7	40,0
1,6	42	45	48	51	55	59	62	66	70	74
1,7	78	83	87	92	97	101	106	112	117	123
1,8	129	135	141	148	155	162	170	178	187	196
1,9	206	216	226	236	247	259	272	287	303	320
2,0	339	361	383	408	435	465	495	530	567	605
2,1	650	700	750	810	870	930	1000	1070	1140	1220
2,2	1300	1380	1460	1540	1620	1700	1780	1860	1940	2020
2,3	2100	2180	2260	2340	2420	2500	2580	2660	2740	2820

a)

Mittelwerte für die magn. Feldstärke bei räumlich sinusförmiger Induktionsverteilung (für Bleche mit Magnetisierungskurve entsprechend Dynamoblech III, $V_{10} = 2,3 \frac{\text{W}}{\text{kg}}$)										
B Tesla	Zweite Dezimalstelle von B									
	...0	...1	...2	...3	...4	...5	...6	...7	...8	...9
H in Ampere pro cm										
0,8	0,8	0,8	0,8	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	0,9	1,0
0,9	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1
1,0	1,2	1,2	1,2	1,3	1,3	1,3	1,4	1,4	1,4	1,5
1,1	1,5	1,5	1,6	1,6	1,7	1,7	1,8	1,8	1,9	1,9
1,2	2,0	2,0	2,1	2,2	2,2	2,3	2,3	2,4	2,5	2,6
1,3	2,6	2,7	2,8	2,9	3,0	3,1	3,3	3,4	3,6	3,7
1,4	3,9	4,1	4,3	4,5	4,7	5,0	5,3	5,6	5,9	6,2
1,5	6,6	7,0	7,4	7,8	8,3	8,8	9,3	9,8	10,4	11,0
1,6	11,6	12,3	13,0	13,7	14,5	15,4	16,4	17,4	18,4	19,4
1,7	20,4	21,5	22,6	23,9	25,2	26,6	28,0	29,4	31,0	32,7
1,8	34,4	36,1	37,8	39,6	41,4	43,2	45,0	47,2	49,7	52,6

b)

Tabelle Ü5.3-1: Magnetisierungstabellen

6. Windgeneratoren und Hochleistungsantriebe

Die moderne Leistungselektronik eröffnet nicht nur dem Gleichstrom- und Asynchronmotor, sondern auch der Synchronmaschine neue Entwicklungs- und Einsatz-Möglichkeiten. Heutige **Erregersysteme** basieren durchweg auf Halbleiter-Gleichrichtern und erbringen beliebige Erregerleistungen für Synchronmaschinen bei höchster Regelgüte im Betrieb. Noch durchgreifender ist der Einsatz elektronischer Mittel im Leistungsstrang der Energiewandlung. **Frequenzumrichter** beseitigen die starre Bindung von Netzfrequenz und synchroner Drehzahl, und sie erlauben eine optimale Anpassung der Synchronmaschinen-Frequenz bzw. Drehzahl an die Prozesse der Energiegewinnung und Antriebstechnik. Sehr hohe, sehr tiefe Drehzahlen und drehzahlvariable Betriebsweisen von Synchronmaschinen werden möglich:

- keine Leistungsbeschränkung der Motoren,
- Verzicht auf mechanische Drehzahlwandler,
- hohe Zuverlässigkeit, optimale Prozessführung,
- verlustlose Drehzahlregulierung (ohne Schlupf- oder Drosselverluste).

Selbstverständlich gehört zu allem auch die **Mikroelektronik**, mit deren Hilfe es erst möglich wurde, die **anspruchsvollen Steuer- und Regelaufgaben** bei den **Umrichtermaschinen** zu lösen. Dasselbe gilt auch für die Regelung netzgespeister Synchronmaschinen wie auch für die Steuerung gesamter Anlagen und industrielle Prozesse, die mit Mikroprozessoren und der übergeordneten Leittechnik optimal geführt und überwacht werden können.

6.1 Halbleiter-Erregung

Früher übliche Gleichstrom-Erregermaschinen zur Speisung des Synchronmaschinen-Läufers mit Erregerstrom sind fast gänzlich von Drehstromquellen mit nachgeschalteten Halbleiter-Gleichrichtern abgelöst. Es haben sich die folgenden Erregungseinrichtungen ausgebildet:

- mit *stationären Thyristorbrücken* (Variante 1),
- mit *stationären Dioden und Drehstromerreger* (Variante 2),
- mit *rotierenden Dioden und Drehstromerreger* (schleifringlose Variante 3).

Die Drehstrom-Erregerleistung wird also von einem Hilfsnetz oder vom Hauptnetz (z.B. ab Synchronmaschinen-Klemmen über Erregertransformator, Variante 1) oder von einer umlaufenden Drehstromerregermaschine (Variante 2 und 3) bezogen. Die Gleichrichter sind entweder stationär außerhalb der Maschine (Variante 1 und 2) oder drehend auf der Welle (Variante 3) angebracht.

Mit diesen Erregersystemen können alle benötigten Erregerleistungen und bestimmte Regel-güten (Spannung, Stabilität, Betriebsgrenzen, Entregung, ...) im Betrieb und bei Störfällen abgedeckt werden. Ihre Wahl hängt neben den Betriebsanforderungen auch vom jeweils erforderlichen Aufbau der Maschinenwelle ab (mit oder ohne Erregermaschine bzw. Schleif-ringe), was u.a. das Laufverhalten und den Wartungsaufwand beeinflusst. Heute erfolgt bei größeren Einheiten (Generatorsätze) hauptsächlich die statische Erregung über Schleifringe gemäß Variante 1, da dann die **Schnellentregung** (z. B. im Falle eines Kurzschlusses) gut realisierbar ist. Umrichtergespeiste Synchronmotoren kleinerer Leistung (10 MW ... 30 MW) haben häufig rotierende Gleichrichteranordnungen (Variante 3).

6.2 Windgeneratoren

6.2.1 Kurzschlussläufer-Asynchrongeneratoren

Die robuste Käfigläufer-Asynchronmaschine wird als typisch schnelldrehender vier-, sechs-, achtpoliger Generator am Netz **übersynchron** betrieben. Ein Getriebe mit hoher Untersetzung

verringert die hohe Generatordrehzahl auf die niedrige Windturbinendrehzahl. Abgesehen vom relativ kleinen Schlupf dreht das Windrad unabhängig von der Windgeschwindigkeit mit konstanter Drehzahl, daher in der Regel nicht im strömungstechnischen Bestpunkt der Flügel. In der Regel sind die Flügel bei kleineren Leistungen (unter typisch 500 kW) nicht verstellbar (**Stall-Betrieb**). Bei hoher Windgeschwindigkeit reißt die Strömung ab und begrenzt daher die Leistung "automatisch". Bei größeren Leistungen (> 750 kW) ist wegen der festen Turbinendrehzahl auch eine Verdrehung der Rotorblätter – abhängig von der Windgeschwindigkeit – wirtschaftlich möglich, um optimale Anströmwinkel zu erreichen (**Pitch-Regelung**). Allerdings ist diese Regelung wegen der bewegten Massen nicht sehr dynamisch, für böigen Wind also ungeeignet.

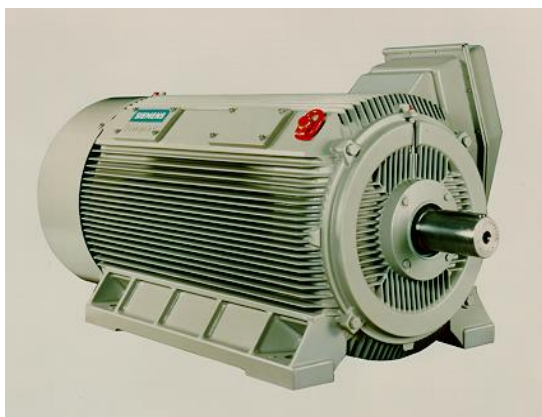
Der **Hochlauf der Windturbine** erfolgt entweder asynchron über den als Motor über seinen Käfig anlaufenden Windgenerator oder über die Windturbine, wobei der Generator erst in der Nähe der Nenndrehzahl ans Netz geschaltet wird und damit die Turbine bremst. Die den Hauptfluss erzeugende ("**magnetisierende**") **Blindleistung** liefert das Netz, also zumeist übererregt fahrende Kraftwerks-Synchrongeneratoren, die als "Kapazität" den Blindstrom mit der gewünschten Phasenlage zur Verfügung stellen. Im Inselbetrieb müssen **Kondensatorbänke** dies leisten.

Da die Leistung der Windturbine

$$P \sim n^3 \quad (6.2.1-1)$$

mit sinkender Drehzahl stark abnimmt, ist bei Schwachwind ein Schritt in Richtung drehzahlvariablen Betrieb der Einsatz **polumschaltbarer Windgeneratoren**, z. B. 4- und 6-polig mit zwei getrennten Wicklungen. Die hohe Leistung (hoher Strom) wird durch die vierpolige Wicklung realisiert, die etwa 80% der Nutzfällung ausmacht, während die kleine Leistung mit der 6-poligen Wicklung (20% der Nutzfällung) umgesetzt wird.

Da bei zu geringer Windgeschwindigkeit der Generator in den motorischen Betrieb übergeht und die Turbine "schleppt", wird unterhalb einer Mindestwindgeschwindigkeit die Maschine vom Netz getrennt (langsames Drehen = "**Waten**" der Turbine).



a)



b)

Bild 6.2.1-1: a) Rippengekühlter Asynchrongenerator (1 MW) mit Käfigläufer (Siemens AG) für b) Windturbinen (Vestas)

Da bei **großen Windanlagen** (1 MW bis 1.5 MW Einheitsleistung) die Asynchronmaschinen bereits einen geringen Nennschlupf (unter -1%) aufweisen, ist bei böigem Wind auch eine geringe Zunahme der Turbinendrehzahl (z. B. von Leerlauf $s = 0$ auf Nennschlupf $s = -1\%$ entsprechend +15/min Generatordrehzahl) mit einem elektrischen Laststoß ins Netz von 0 auf P_N verbunden. Daher ist eine "weiche" $M(n)$ -Kennlinie mit einem großen Nennschlupf (z. B. $|s| > 0.7\%$) erwünscht, die aber gegenläufig zur Forderung nach hohem Wirkungsgrad ist, da die Käfigschlupfverluste $P_{Cu,r} = sP_\delta \approx sP_N$ mit dem Schlupf zunehmen ($s < 0$, $P_N < 0$ (*Generator*: abgegebene Leistung negativ im Verbraucherzählpfeilsystem!), $P_{Cu,r} > 0$!). Deshalb werden bei diesen größeren Leistungen entweder die Käfigläufer-Asynchrongeneratoren drehzahlveränderbar mit einem statorseitigen Spannungszwischenkreis-Voll-Umrichter (Nennleistung von Umrichter und Generator sind gleich) betrieben, oder es werden doppeltgespeiste Schleifringläufer-Asynchronmaschinen verwendet, wo der läuferseitig speisende Spannungszwischenkreis-Umrichter nur etwa 30% der Generator-Bemessungsleistung aufweist (siehe 6.2.2).

6.2.2 Doppeltgespeiste Asynchrongeneratoren

a) Warum Doppeltspeisung?

Die – weniger robuste – **Schleifringläufermaschine** gestattet einen direkten Anschluss der Ständerwicklung ans Netz (Ständerfrequenz = Netzfrequenz), während der Läufer über einen **Vierquadranten-Umrichter** (IGBT-Umrichter mit U-Zwischenkreis) kleiner Leistung frequenzvariabel gespeist wird (= **Doppeltspeisung**). Der Umrichter prägt in den Läufer eine **Zusatzspannung** ΔU_r mit Läuferfrequenz f_r ein, die gemeinsam mit der vom Luftspaltfeld im Läufer induzierten Läuferspannungsamplitude $sU_h \approx sU_s$ den Läuferstrom I_r treibt. Der Strom ist Null, wenn $\Delta U_r = sU_s$ ist; damit ist auch das Drehmoment Null. Der Schlupf, bei dem Leerlauf auftritt ($s = s_L = \Delta U_r / U_s$), wird abhängig von der Größe und von der Phasenlage (Vorzeichen!) von ΔU_r verändert ("Parallel"-Verschieben der $M(n)$ -Kennlinie der Asynchronmaschine = **drehzahlvariabler Betrieb**). Damit wird ein großer Läufer Schlupf s und damit ein drehzahlvariabler Betrieb (z. B. $-10\% < s < 10\%$) möglich, ohne deswegen große Käfigverluste zu erzeugen:

$$sP_\delta = P_{Cu,r} + P_{umr} \quad (6.2.2-1)$$

Die Umrichterleistung P_{umr} wird **ins Netz zurück gespeist**.

Dank (6.2.1-1) ist auch bei $-10\% < s < 10\%$ und damit $1.1n_N > n > 0.9n_N$ eine relativ große Leistungsänderung der Windturbine $1.3P_N > P > 0.7P_N$ möglich, während die Umrichterleistung – durch (6.2.2-1) bestimmt – nur auf die Schlupfleistung bei größter Drehzahl (maximale Leistung wegen (6.2.1-1)) zu bemessen ist: $P_{umr,N} = |s_{\max}| P_N$ (z. B.: $|s_{\max}| = 0.1$: 10 % der Leistung bei n_{\max} , also 150 kW bei 1500 kW Maximalleistung). Weiter kann der Leistungsfaktor der Ständerwicklung über den Umrichter auf etwa 1 eingestellt werden, da der Umrichter neben der Amplitude von ΔU_r auch deren Phasenlage relativ zum Läuferstrom I_r einstellen kann und somit eine Eingriffsmöglichkeit auf die **Blindleistung** besteht (feldorientierte Regelung). Der **drehzahlvariable Betrieb** erlaubt ein "weiches" Reagieren auf Windböen und vermeidet damit elektrische Laststöße, die das Netz belasten. Weiter kann stationär die Turbinendrehzahl der Windgeschwindigkeit so nach geführt werden, dass die Turbine im strömungs-technischen Bestpunkt läuft. Daher bietet sich diese Lösung für Windanlagen mit > 1 MW Einheitsleistung (typisch 2.5 MW ... 5 MW, bis zu 8 MW) an. Nachteilung ist der Wartungsaufwand der Schleifringe (Bürstenabnutzung!, Bild 6.2.2-6), der

zum Wartungsaufwand des Getriebes hinzu kommt. **Schleifringlose Kaskadenlösungen oder Maschinen mit rotierenden Umrichtern** sind daher als Alternative entwickelt worden, müssen sich aber – vor allem bei größeren Einheitsleistungen und ggf. "off-shore"-Anordnungen erst bewähren.

b) Grundlagen der Doppeltspeisung

Wenn also drehzahlvariabler Betrieb nur mit einem eingeschränkten Drehzahlstellbereich gewünscht ist, z. B. $n_{syn} - \Delta n \leq n \leq n_{syn} + \Delta n$, $\Delta n = n_{syn} / 3$, dann kann eine Schleifringläufer-Asynchronmaschine verwendet werden, die ständerseitig direkt am Netz angeschlossen ist, aber läuferseitig mit einem U-Umrichter schlupffrequent gespeist wird (Bild 6.2.2-1a). Dieser Umrichter kann dann mit der gegenüber der Maschinenscheinleistung S_N deutlich kleineren Umrichterscheinleistung $S_{Umr,N} = (\Delta n / n_{syn}) \cdot S_N$ kostengünstig ausgeführt werden. Der Umrichter ist auch netzseitig statt eines einfachen Diodengleichrichters mit einer pulswidenmodulierten Transistorbrücke ausgestattet, so dass der Energiefluss sowohl vom Läufer zum Netz als auch umgekehrt erfolgen kann („Vier-Quadranten“-Frequenzumrichter).

Beispiel 6.2.2-1:

Vierpolige Schleifringläufer-Asynchronmaschine mit $P_N = 1$ MW, $\cos \varphi_N = 0.85$, $\eta_N = 0.95$, am 50 Hz-Netz: $n_{syn} = f_{Netz} / p = 50 / 2 = 25 / s = 1500 / \text{min}$,
 Nennscheinleistung $S_N = 1 / (0.95 \cdot 0.85) = 1.24 \text{MVA}$, gewünschter Drehzahlstellbereich $1000 / \text{min} \leq n \leq 2000 / \text{min}$, $\Delta n = n_{syn} / 3 = 1500 / 3 = 500 / \text{min}$,
 erforderliche Umrichter-Nennscheinleistung: $S_{Umr,N} = S_N / 3 = 1240 \text{kVA} / 3 = 413 \text{kVA}$.

Fazit:

Gegenüber dem ständerseitigen Voll-Umrichter, der dieselbe Bemessungsleistung wie der Generator haben muss (siehe 6.2.1), kann ein um 70% deutlich kleinerer und kostengünstigerer Umrichter verwendet werden.

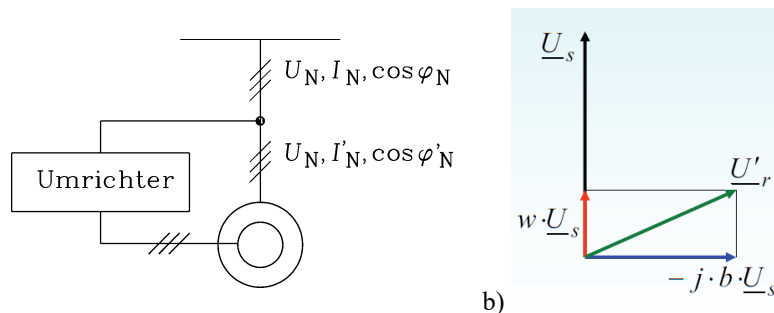


Bild 6.2.2-1: a) Doppeltgespeiste Schleifringläufer-Asynchronmaschine: Statorwicklung netzgespeist mit Drehspannungs-Sinussystem, Rotor: Wicklung umrichtergespeist mit schlupffrequenter eingprägter Läufer-Spannung U'_r , b) Zerlegung der eingprägten Läufer-Spannung bezüglich der Ständerspannung in einen Wirk- und Blindanteil

Wird in den Läuferkreis einer Schleifringläufermaschine eine schlupffrequente **Läufer-zusatzspannung** U'_r eingespeist, so wirkt dies wie der Spannungsfall an den externen Läuferwiderständen der in der Vorlesung „Elektrische Maschinen und Antriebe“ erläuterten Drehzahlstellung mit Läuferwiderständen. Allerdings hat man nunmehr den zusätzlichen Freiheitsgrad, die Phasenlage von U'_r gegenüber dem Läuferstrom I'_r frei wählen zu können. Dadurch ist es möglich, die **Leerlaufdrehzahl zu verändern**, obwohl die Synchrondrehzahl des Ständerfelds konstant bleibt, **und** die Wirk- und Blindstromaufnahme der Maschine zu beeinflussen. Mit dem vereinfachten T-Ersatzschaltbild ($R_s = 0, L_{s\sigma} = 0$, Bild 6.2.2-2a)

ergibt die Ständerspannungsgleichung (6.2.2-1) mit der Netzstrangspannung \underline{U}_s (Netzfrequenz f_s) direkt den netzfrequenten Leerlaufstrom \underline{I}_{s0} , der wegen der genannten Vereinfachungen auch unter Last ($\underline{I}'_r \neq 0$) identisch ist mit dem Magnetisierungsstrom \underline{I}_m und das mit n_{syn} rotierende magnetische Drehfeld erregt. Für die Spannungseinspeisung in die Läuferwicklung wird im Folgenden nur die schlupffrequente Grundschiwingung \underline{U}_r der pulsweitenmodulierten Umrichter-Ausgangsspannung (Frequenz $f_r = s \cdot f_s$) betrachtet. Spannungs-Oberschwingungen, die zusätzliche verlustbildende Oberschwingungsströme treiben, werden vernachlässigt. Die auf die Ständerseite umgerechnete Grundschiwingung $\underline{U}'_r = \ddot{u} \cdot \underline{U}_r$ deckt die Spannungsfälle in der Läuferwicklung je Strang.

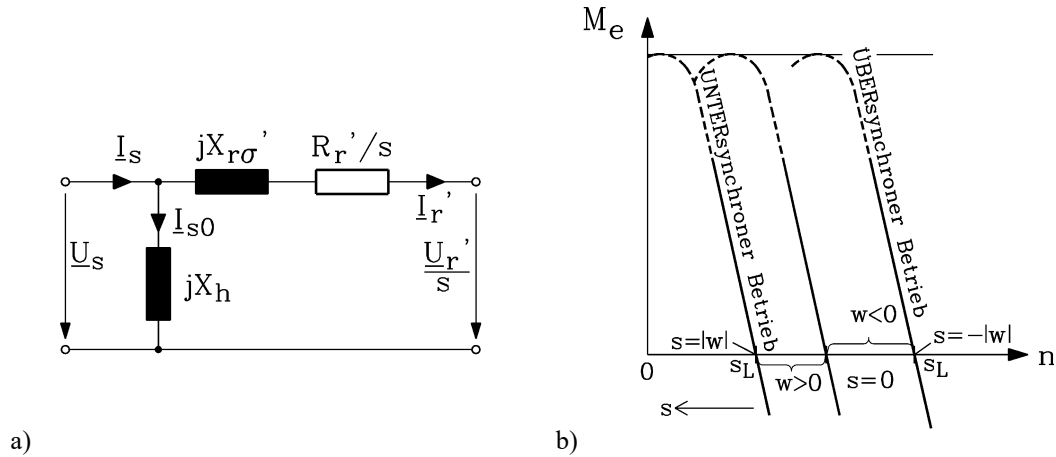


Bild 6.2.2-2: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine: a) Vereinfachtes Ersatzschaltbild mit eingprägter Läufer-Zusatzspannung \underline{U}'_r , b) M_e - n -Kennlinienschar für unterschiedliche Läufer-Zusatzspannungen

$$\underline{U}_s = jX_h \cdot (\underline{I}_s - \underline{I}'_r) = jX_h \underline{I}_{s0} \quad , \quad \underline{I}_{s0} = \underline{U}_s / (jX_h) \tag{6.2.2-1}$$

$$\underline{U}'_r = -(R'_r + jsX'_r) \cdot \underline{I}'_r + jsX_h \cdot \underline{I}_s \tag{6.2.2-2}$$

$$\underline{I}_s = \underline{I}_{s0} + \underline{I}'_r \tag{6.2.2-3}$$

Der Läuferstrom hängt von der Spannungsdifferenz der im Läufer wirksamen Ständerspannung $s \cdot \underline{U}_s$ und der eingprägten Läuferspannung \underline{U}'_r ab. Im Leerlauf $s = 0$ ist der Läuferstrom nur dann Null, wenn auch die eingprägte Läuferspannung Null ist.

$$\underline{I}'_r = \frac{\underline{U}_s - \frac{\underline{U}'_r}{s}}{\frac{R'_r}{s} + jX'_r\sigma} = \frac{s \cdot \underline{U}_s - \underline{U}'_r}{R'_r + j \cdot s \cdot X'_r\sigma} \tag{6.2.2-4}$$

Die auf die Ständerwicklungsdaten umgerechnete eingprägte Läuferspannung je Strang wird in Bruchteilen bzw. Vielfachen der Ständer-Strangspannung angegeben, wobei der in Phase liegende Anteil w -fach, der um 90° nachteilende Anteil b -fach ist (w : "wirk", b : "blind") (Bild 6.2.2-1b).

$$\underline{U}'_r = \underline{U}_s \cdot (w - j \cdot b) = \underline{U}'_{r,wirk} + \underline{U}'_{r,blind} \tag{6.2.2-5}$$

Das elektromagnetisch erzeugte Drehmoment M_e wird hier nur für die Näherung kleiner Schlüpfе $s \ll 1$ aus der von der Maschine aufgenommenen elektrischen Wirkleistung $P_{e,in}$ berechnet, die auch die Drehfeldleistung P_δ ist, da $R_s = 0$ angenommen wurde. Bei kleinen Schlüpfen wird der induktive Läuferstreuspannungsfall gegenüber dem OHM'schen Spannungsfall vernachlässigt. Mithin ist der Einfluss von $L_{s\sigma}$ und $L'_{r\sigma}$ vernachlässigt, also eine streuungslose Maschine angenommen ($\sigma = 0$), so dass sich ein unendliche hohes Kippmoment M_b ergibt. Folglich ist mit (6.2.2-8) wegen $s \ll 1$ nur die Anfangstangente an die Drehmomentkurve $M_e(s)$ berechnet worden (Bild 6.2.2-2b). Kippmoment und der Bereich großer Schlüpfе werden durch unsere Näherung nicht wiedergegeben, sind aber hier ohne Belang, da nur der Bereich des (kleinen) Betriebsschlupfs untersucht werden soll.

$$\underline{I}'_r = \frac{s\underline{U}_s - \underline{U}'_r}{R'_r + jsX'_{r\sigma}} \approx \frac{s\underline{U}_s - \underline{U}'_r}{R'_r} = \frac{U_s}{R'_r} \cdot (s - w + j \cdot b) \text{ für } s \ll 1 \tag{6.2.2-6}$$

$$\begin{aligned} P_{e,in} &= m_s \cdot \operatorname{Re}\{\underline{U}_s \cdot \underline{I}'_s\} = m_s \cdot \operatorname{Re}\{\underline{U}_s \cdot (\underline{I}'_{s0} + \underline{I}'_r)\} = \\ &= m_s \cdot \operatorname{Re}\{\underline{U}_s \cdot \underline{I}'_r\} = m_s \cdot \frac{U_s^2}{R'_r} \cdot (s - w) = P_\delta \end{aligned} \tag{6.2.2-7}$$

$$M_e = \frac{P_\delta}{\Omega_{syn}} = \frac{m_s U_s^2}{\Omega_{syn} R'_r} \cdot (s - w) \tag{6.2.2-8}$$

Fazit:

Gemäß (6.2.2-8) erfolgt durch die Wirk-Komponente der eingepprägten Läufer Spannung $\sim w$ ein Parallelverschieben der M_e -n-Kurven, wobei die Verschiebung bei $w > 0$ untersynchron, bei $w < 0$ übersynchron ist.

Ist die eingepprägte Läufer Spannung Null ($w = 0, b = 0$), so ist das Drehmoment wie bei jeder im Läuferkreis kurzgeschlossenen Asynchronmaschine bei $s = 0$ ebenfalls Null. Andernfalls wird das Drehmoment erst bei einem Leerlaufschlupf $s_L = w$ Null. Dieser Leerlaufschlupf s_L ist positiv (**UNTER-synchroner Leerlaufpunkt**), wenn die Wirkkomponente der eingepprägten Läufer Spannung IN PHASE mit der Ständerstrangspannung ist, oder negativ (**ÜBER-synchroner Leerlaufpunkt**), wenn sie IN GEGENPHASE ist.

$$M_e = 0 \Rightarrow s - w = 0 \Rightarrow \boxed{s_L = w = \frac{U'_{r,wirk}}{U_s}} \tag{6.2.2-9}$$

Fazit:

Über die Größe der Wirkkomponente $U'_{r,wirk}$ erfolgt die Drehzahlstellung der Asynchronmaschine. Über die Blindkomponente $\underline{U}'_{r,blind} = -jb\underline{U}_s$ wird die Blindstromaufnahme $\underline{I}_{s,blind}$ aus dem Netz beeinflusst, z. B. so, dass der Leistungsfaktor $\cos \varphi_N$ (Bild 6.2.2-1a) Eins wird.

c) Leistungsfluss bei Doppelspeisung

Die erforderliche Umrichter-Bemessungsscheinleistung $S_{Umr,N}$ für $m_s = m_r = 3$ wird über den maximal gewünschten Leerlaufschlupf s_L abgeschätzt.

$$S_{Umr,N} = 3U_{r,max} \cdot I_{rN} = 3U'_{r,max} \cdot I'_{rN} = 3 \cdot s_{L,max} \cdot U_{sN} I'_{rN} \tag{6.2.2-10}$$

$$I'_{r,N} = |I_{sN} - I_{m,N}| \approx I_{sN} \rightarrow S_{Umr,N} = s_{L,max} \cdot S_N \quad (6.2.2-11)$$

Beispiel 6.2.2-2:

Asynchronmaschine: $2p = 4, f_N = 50 \text{ Hz}, n_{syn} = 1500/\text{min},$

$s_N = 1\%: n_N = (1 - s_N) \cdot n_{syn} = 1485 / \text{min} ,$

$P_{e,N} = P_{e,in} = 1.5 \text{ MW} = P_\delta, \cos \varphi_N = 0.8, S_N = 1.5/0.8 = 1.875 \text{ MVA},$

Motorbetrieb untersynchron $n_{min} = 0.7 \cdot n_{syn}: s_{L,max} = 0.3$ (Bild 6.2.2-3a): Erforderlicher

Umrichter $S_{Umr,N} = 0.3 \cdot S_N, S_{Umr,N} = 0.3 \cdot 1.875 = 0.56 \text{ MVA} = 560 \text{ kVA}.$

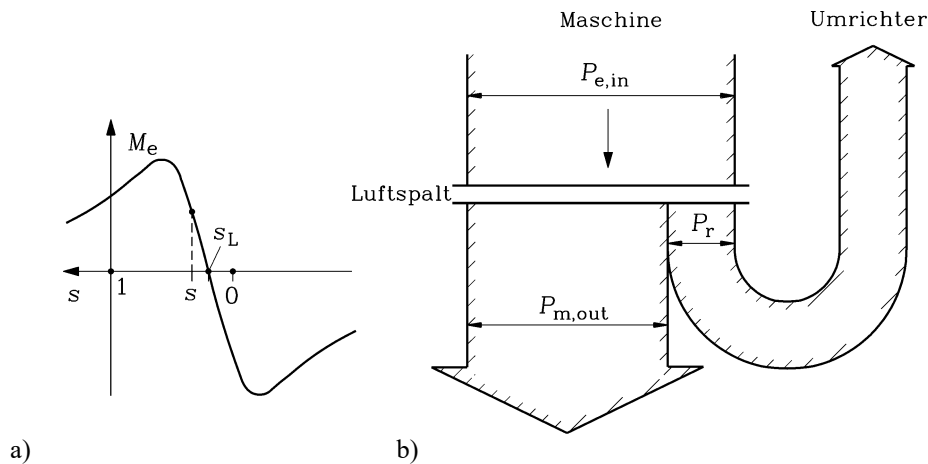


Bild 6.2.2-3: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine: a) Untersynchron verschobene Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie $s_L > 0$, Motorbetrieb $s > s_L$, b) Leistungsflussdiagramm mit Rückspeisung der Läuferleistung über den Umrichter ins Netz (Verluste vernachlässigt)

Der Leistungsfluss (Bild 6.2.2-3b) im untersynchronen Motorbetrieb vom Netz zum Läufer und von dort zur Lastmaschine und z. T. über den Umrichter zurück ins Netz berücksichtigt nur die Stromwärmeverluste in der Läuferwicklung.

$$P_{m,out} = (1 - s_N) \cdot P_\delta = 1485 \text{ kW}, \quad M_N = \frac{P_{m,out}}{2\pi n_N} = 9549 \text{ Nm}, \quad P_{Cu,r} = s_N \cdot P_\delta = 15 \text{ kW},$$

$$s_L = 0.3, s = s_L + s_N = 0.31 : n_{min} = (1 - s) \cdot n_{syn} = 1035 / \text{min}, \quad P_{m,out} = (1 - s) \cdot P_\delta = 1035 \text{ kW},$$

$$M_N = \frac{P_{m,out}}{2\pi n_{min}} = 9549 \text{ Nm}, \quad P_r = s \cdot P_\delta = 465 \text{ kW}, \quad P_{Umr} = P_r - P_{Cu,r} = 465 - 15 = 450 \text{ kW}.$$

Gemäß Bsp. 6.2.2-2 unterscheiden wir vier mögliche Betriebsweisen:

- (i) Untersynchroner Motor $s_L > 0, s > s_L$ (z. B.: $s_L = 0.3, s = 0.31 > s_L$), Bild 6.2.2-3,
- (ii) Untersynchroner Generator $s_L > 0, s < s_L$ (z. B.: $s_L = 0.3, s = 0.29 < s_L$), Bild 6.2.2-4a,
- (iii) Übersynchroner Motor $s_L < 0, s > s_L$ (z. B.: $s_L = -0.3, s = -0.29 > s_L$), Bild 6.2.2-4b,
- (iv) Übersynchroner Generator $s_L < 0, s < s_L$ (z. B.: $s_L = -0.3, s = -0.31 < s_L$), Bild 6.2.2-4c.

Bei Vernachlässigung aller Verluste gilt mit $P_e = P_\delta, P_r = s \cdot P_\delta, P_m = P_e - P_r$:

- (i) Untersynchroner Motor $P_e > 0, P_m > 0, P_r > 0$ (Rückspeisung von P_r ins Netz),
- (ii) Untersynchroner Generator $P_e < 0, P_m < 0, P_r < 0$ (Einspeisung von P_r in den Läufer),
- (iii) Übersynchroner Motor $P_e > 0, P_m > 0, P_r < 0$ (Einspeisung von P_r in den Läufer),
- (iv) Übersynchroner Generator $P_e < 0, P_m < 0, P_r > 0$ (Rückspeisung von P_r ins Netz).

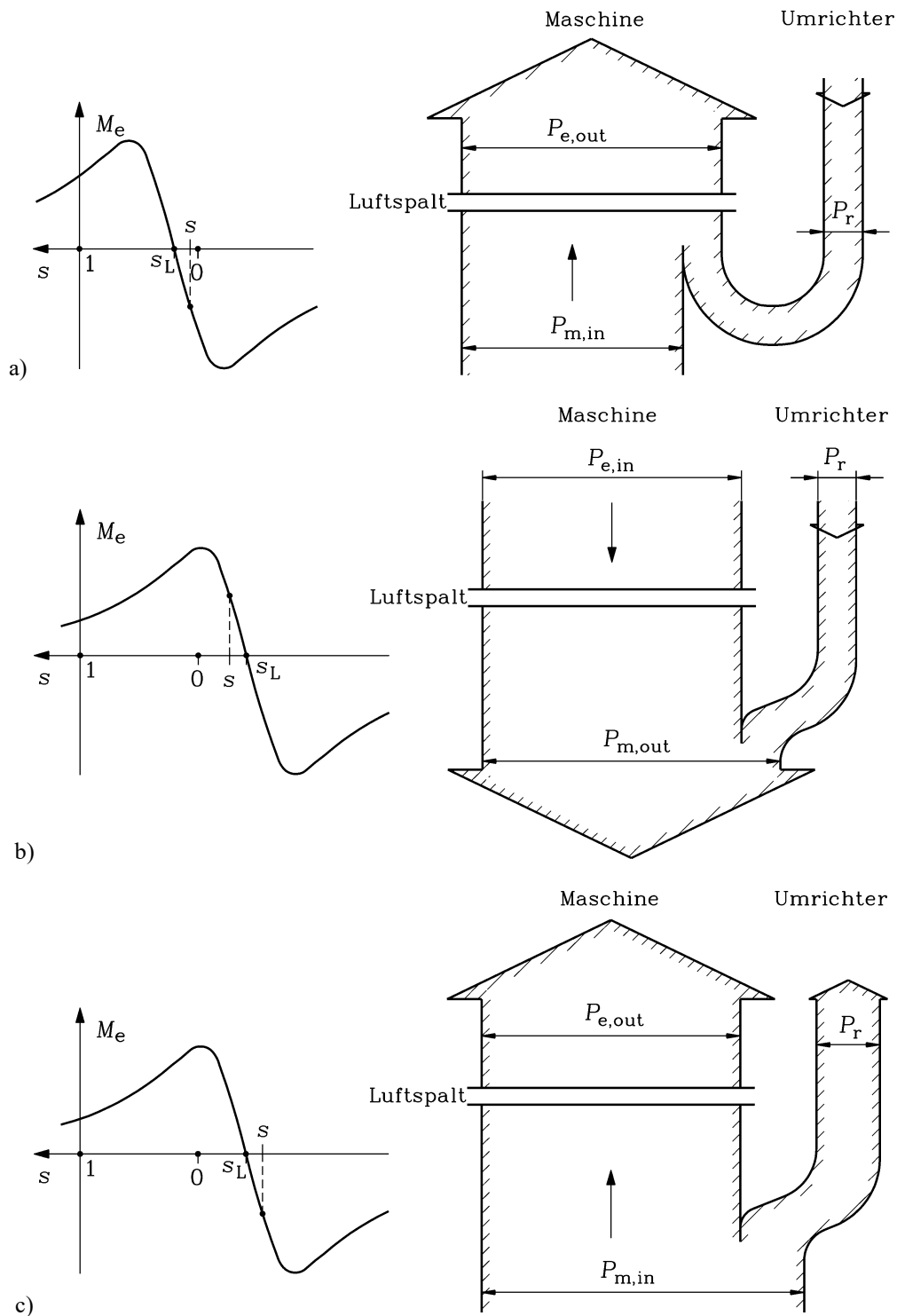


Bild 6.2.2-4: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine: a) Untersynchroner Generatorbetrieb, b) übersynchroner Motorbetrieb, c) übersynchroner Generatorbetrieb (Verluste vernachlässigt)

d) Anwendungen mit der doppeltgespeisten Asynchronmaschine in Windkraftwerken:

In Windkraftwerken wird die doppeltgespeiste Asynchronmaschine als Generator eingesetzt (Bild 6.2.2-5), wenn die Windturbine nicht mit konstanter Drehzahl betrieben werden soll. Das hat den Vorteil, jeweils maximale Leistung aus der Windenergie auch bei unterschiedlichen Windgeschwindigkeiten v beziehen zu können. Da die Windleistung $P_{Wind} \sim v^3$ ist, kann wegen $P_{Turbine} = 2\pi \cdot n \cdot M_{Turbine} \sim n^3$ die Leistungsabgabe der Turbine optimal der Windgeschwindigkeit über eine veränderliche Turbinendrehzahl n nachgeführt werden.

Die schlupffrequente eingeprägte Läufer­spannung wird über einen Vier-Quadranten-Frequenzumrichter über die Schleifringe in den Läufer eingep­rägt.

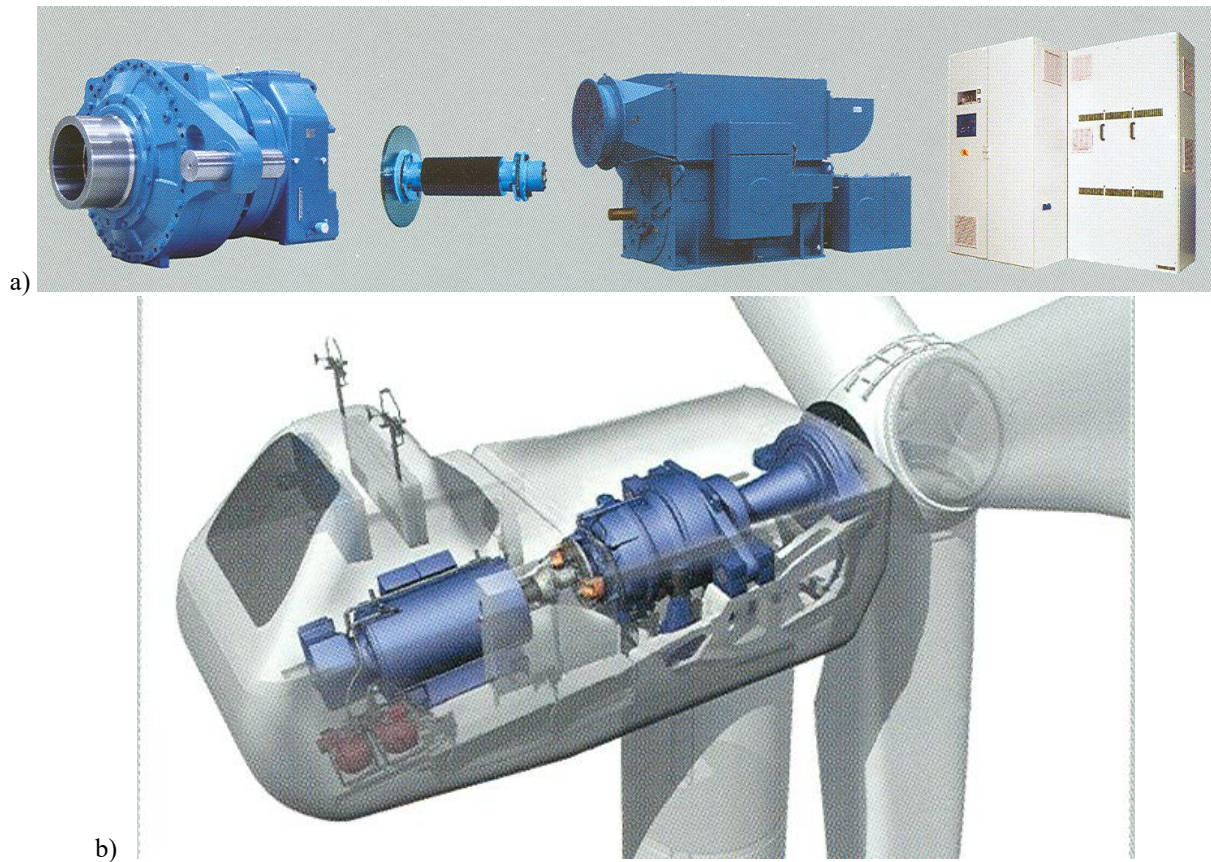


Bild 6.2.2-5: a) Dreistufiges Getriebe, elektrische isolierende Kohlefaser-Welle mit Bremsscheibe, 2-MW-Schleifringläufer-Asynchrongenerator mit aufgesetztem Luft-Luft-Kühler und rotorseitiger IGBT-Umrichter, b) Gondel-Innenansicht auf dem Turm der Windkraftanlage: Wassermantelgekühlter Schleifringläufer-Asynchrongenerator, gekuppelt mit dem dreistufigen Getriebe und dem langsam drehenden Windrotor (Quelle: Winergy)

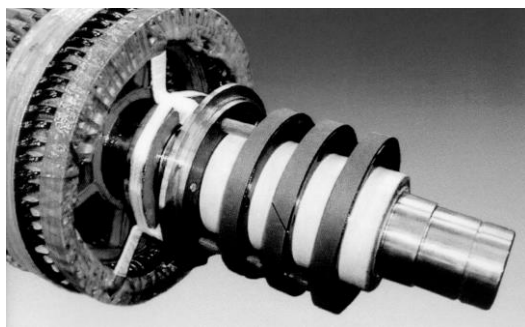


Bild 6.2.2-6: Schleifringssystem mit Kohleschleifringen als Gleitpartner zu den Elektrographitbürsten zur Erhöhung der Bürstenstandzeit (Siemens AG)



Bild 6.2.3-1: Getriebelose hochpolige Synchron­generatoren für Umrichterspeisung der Ständerwicklung für Windturbinen (Enercon)

Beispiel 6.2.2-3:

Die Windgeschwindigkeit möge zwischen $0.65 \cdot v_{\max}$ und v_{\max} schwanken (Tab. 6.2.2-1). Der schnell drehende Asynchron-Schleifringläufer-Generator und das Getriebe werden so ausgelegt, dass ein Drehzahlbereich $n_{\text{syn}} \pm 20\%$ ($s = \pm 0.2$) erreicht wird ($P_{\min} \sim n_{\min}^3 \sim 0.65^3 = 0.27$). Die Bemessungsleistung des Umrichters beträgt für den

Dauerbetrieb mit Nennmoment nur 20% der Bemessungsleistung der Maschine, was eine kostengünstige Lösung ist.

$$P_{Umrichter} = s \cdot P_{\delta} \approx s \cdot P_N = 0.2 \cdot P_N \tag{6.2.2-12}$$

Windgeschw.	Generator Drehzahl	Schlupf	Zusatzspannung	Leistung
v_{\max}	$n = 1.2 \cdot n_{\text{syn}} = n_{\max}$	$s = -0.2$	$w = -0.2$	$P = 100\%$
$v_{\min} = 0.65 v_{\max}$	$n = 0.8 \cdot n_{\text{syn}} = 0.65 \cdot n_{\max}$	$s = +0.2$	$w = +0.2$	$P = 27\%$

Tabelle 6.2.2-1: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine als Windgenerator

6.2.3 Elektrisch und permanentmagnetisch erregte Synchrongeneratoren

Direkt am Netz betriebene Synchrongeneratoren sind wegen der starren Drehzahl (siehe 6.2.1) wenig verbreitet, so dass zumeist umrichter gespeiste Synchrongeneratoren eingesetzt werden. Das System besteht aus einem **Synchrongenerator**, einem **IGBT-Frequenzumrichter** und einem **Leistungstransformator** (zur Anpassung an die tw. deutlich höhere Netzspannung), wobei der U-Umrichter die Ständerwicklung frequenzvariabel speist ($U_s \sim f_s$). Eine feldorientierte Regelung (mit Polradlagegeber) ist zumeist vorgesehen.

Die Ständer-Frequenz der Maschine und die Frequenz des Verbraucher- oder Übertragungsnetz stimmen **nicht** überein. Damit kann auch bei Windkraftwerken mit stark variabler Drehzahl der Windturbine deren mechanische Leistung in elektrische Wirkleistung umgewandelt und dem Netz konstanter Frequenz zugeführt werden. Die statischen Umrichter und ihre Steuerung erlauben es, das Verhältnis zwischen Drehzahl und Drehmoment optimal anzupassen und einen bestmöglichen Wirkungsgrad vor allem der Windturbine für die Energie-wandlung zu erreichen.

Da im Gegensatz zu Asynchronmaschinen die Synchronmaschinen hochpolig ausgeführt werden können, ohne deswegen einen deutlich schlechteren Leistungsfaktor aufzuweisen, sind sehr hochpolige Generatoren (z. B. 80-polig) im Einsatz. Diese werden durch die vom Umrichter erzeugte niedrige Ständerfrequenz so niedertourig betrieben, dass ein Getriebe zwischen Turbine und Generator entfallen kann (**getriebeloser Direktantrieb als Langsamläufer**).

Beispiel 6.2.3-1:

$$2p = 80, n_{Turbine} = 20/\text{min} = 0.33 /\text{s} \Rightarrow \text{Ständerfrequenz } f_s = n_{Turbine} \cdot p = 13.3 \text{ Hz}$$

Wird die Maschine **elektrisch erregt**, so kann über die Erregung der Leistungsfaktor 1 eingestellt werden, so dass der Wechselrichter nur für die Maschinenwirkleistung zu dimensionieren ist. Nachteilig gegenüber 6.2.2 ist, dass der Umrichter in jedem Fall für die volle Maschinenleistung zu bemessen ist, was in verteuert. Die Erreger-Schleifringe/Bürsten bedürfen der Wartung, können aber für eine deutlich kleinere Leistung ausgelegt werden als bei 6.2.2. Allerdings muss pro Erregerpol stets die volle Erregerdurchflutung

$$V_{\delta} = H_{\delta} \delta = N_{f, \text{pol}} I_f \tag{6.2.3-1}$$

(Sättigung vernachlässigt)

aufgebracht werden, was bei hochpoliger Anordnung eine erhebliche Erregerverlustleistung mit sich bringt, die vor allem bei Schwachwind die Energieausbeute prozentual stark mindert. Da bietet sich die **Permanentmagneterregung** als Alternative an, verteuert allerdings auf Grund der erhöhten Materialkosten die Maschine. In der Regel fährt man daher die PM-

Maschine untererregt, so dass der Umrichter – ähnlich wie bei Asynchronmaschinen – einen magnetisierenden Blindstrom zur Verfügung stellen muss, was die Umrichterbemessungsleistung erhöht (Verteuerung!).

6.3 Umrichtergespeiste Synchronmotoren als Hochleistungsantriebe

Umrichtergespeiste Synchronmotoren dienen für Antriebe mit freien und vorwiegend variablen Drehzahlen und werden daher mit steigendem Umfang eingesetzt, da sie Prozessoptimierung und Energieeinsparung ermöglichen. Bei den großen Leistungen dominieren gemäß Bild 6.3-1 die Synchronmaschinen, wobei wegen der großen Ströme zumeist nur **Thyristoren** als Leistungs-Halbleiterbauelemente zum Einsatz kommen.

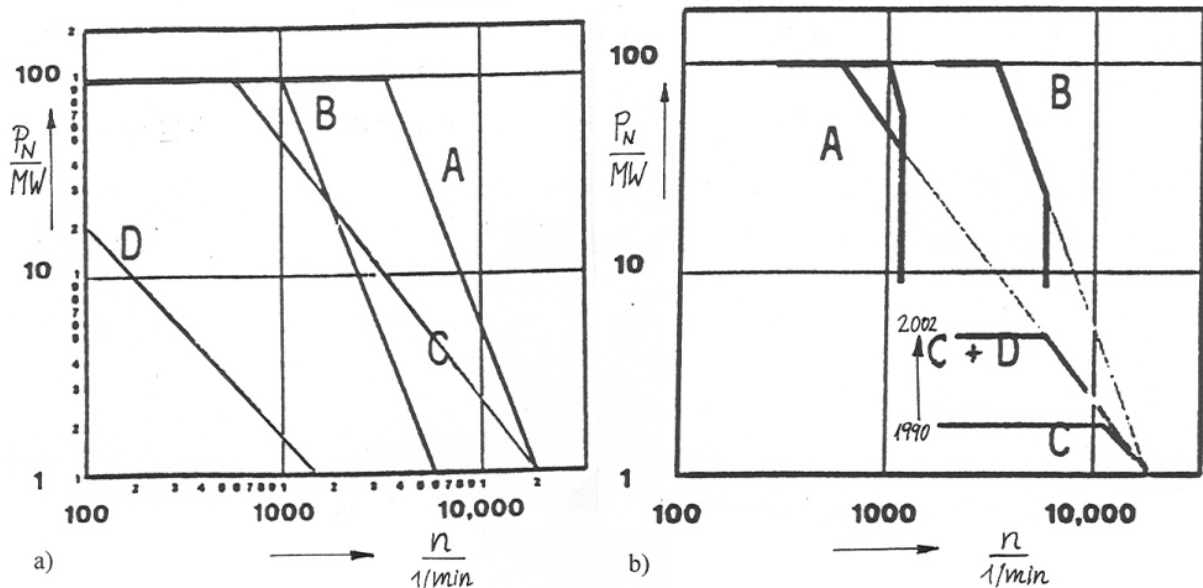


Bild 6.3-1: Leistungsgrenzen von (a) großer elektrischer Maschinen, (b) Hochleistungsantrieben (Umrichter + Maschine);

(a) A: Synchronvollpol-, B: Synchron-Schenkelpol-, C: Käfig-Asynchron-, D: Gleichstrommaschine
 (b): A: Synchron-Direktumrichterantrieb, B: Synchron-Stromrichtermotor, C: Käfigläufer mit Spannungs-Zwischenkreisumrichter, D: Käfigläufer mit Stromzwischenkreisumrichter [31]

Bei den Synchronmaschinen mit Thyristorspeisung werden hauptsächlich zwei Systeme verwendet: der **Stromrichter** und der **Direktumrichter**.

Stromrichtermotoren werden gespeist durch Zwischenkreisumrichter aus netzgeführtem Stromrichter, einer Glättungsdrossel und einem motorseitigen Stromrichter. Die Steuerung des maschinenseitigen Stromrichters erfolgt **in Abhängigkeit der Polradlage**. Die Polradlage wird aus gemessenem Strom und gemessener Spannung über ein Maschinenmodell errechnet. Die für die Stromrichterkommutierung notwendige Blindleistung wird von der übererregt betriebenen Maschine geliefert. Der Maschinenstrom setzt sich bei sechspulsiger Speisung in erster Näherung aus 120° breiten Blöcken zusammen.

Die Drehzahl wird über die Spannung im Gleichstrom-Zwischenkreis gesteuert. Der Antrieb hat ähnliches Verhalten wie eine **fremderregte Gleichstrommaschine** und kann bei Laststößen nicht (wie ein normaler Synchronmotor) kippen. Es ist Vierquadrantenbetrieb, d.h. Antreiben und rekuperatives Bremsen in beiden Drehrichtungen möglich.

Eine **höherpulsige Anspeisung**, z.B. mit 12- statt 6-pulsigen Stromrichterschaltungen, verringert den Stromoberschwingungsgehalt und die nachteiligen Folgen, bedingt aber einen Dreiwicklungs-Anpasstransformator oder zwei um 30° el. versetzte Ständerwicklungen.

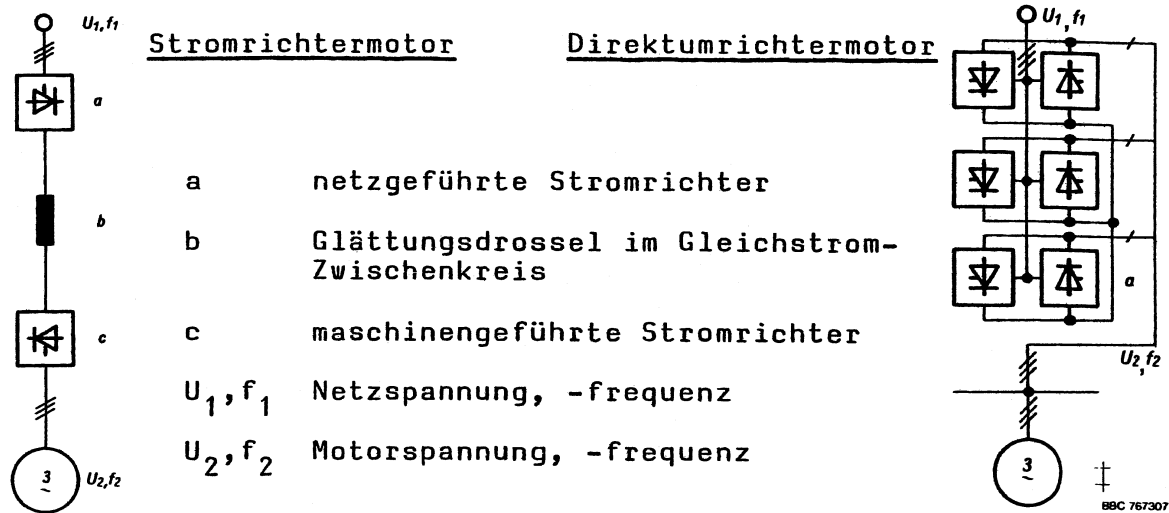
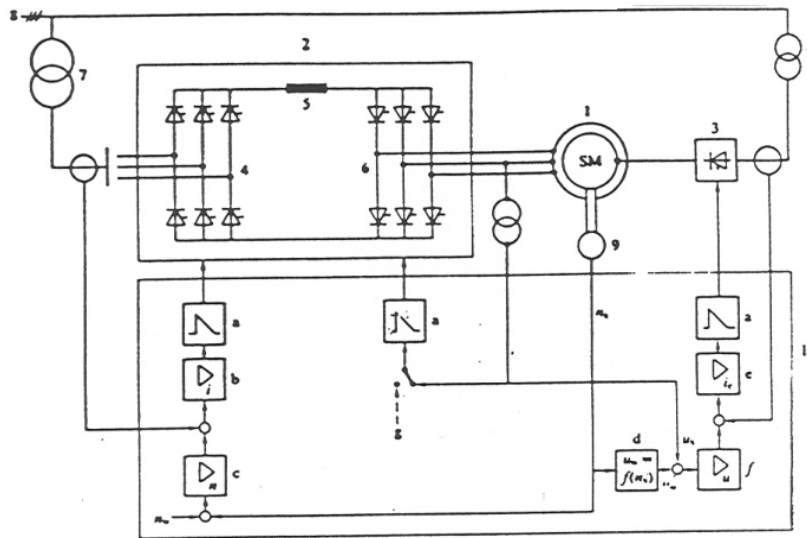


Bild 6.3-2: Prinzipschaltbildern von Stromrichtermotor und Direktumrichter-Induktionsmotor (Quelle: BBC)



Stromrichter-Synchronmotor mit 6-pulsigem Umrichter und statischer Erregung

- | | |
|---------------------------------------|--|
| 1 = Synchronmotor | a = Steuersatz |
| 2 = Zwischenkreis-Umrichter | b = Ständerstromregler |
| 3 = Gesteuerter Erregergleichrichter | c = Drehzahlregler |
| 4 = Netzseitiger Stromrichter | d = Funktionsbildner für Vorgabe des Spannungssollwertes |
| 5 = Glättungsdrossel im Zwischenkreis | e = Erregerstromregler |
| 6 = Maschinenseitiger Stromrichter | f = Ständerspannungsregler |
| 7 = Stromrichter-Transformator | g = Fremdführung bei Pulsbetrieb |
| 8 = Netz | n_w/n_x = Drehzahl-Soll/Ist-Wert |
| 9 = Drehzahlgeber | u_w/u_x = Spannung-Soll/Ist-Wert |
| 10 = Regel- und Steuersystem | |

Bild 6.3-3: Stromrichtermotor: Übersichtsschaltplan [23]

Hauptanwendungen sind Pumpen, Extruder und genau regelbare Kompressoren, wobei durch Steigerung der Drehzahl z. B. bis 10000/min "kleine" Baugrößen der Komponenten trotz hoher Leistungen im MW-Bereich angestrebt werden. Das System wird auch zum Anfahren von Motorgeneratoren, Phasenschiebern und Gasturbinensätzen verwendet. Mit erhöhter Ausgangsfrequenz (z.B. 100 oder 120 Hz) lassen sich entsprechend hohe Drehzahlen (6000 min^{-1} und mehr) erzielen, was oft den Verzicht auf ein Getriebe ermöglicht (**Getriebe-**

loser Direktantrieb als Schnellläufer, z. B. als drehzahlstellbarer Direktantrieb für Kessel-speisepumpen in thermischen Kraftwerken).

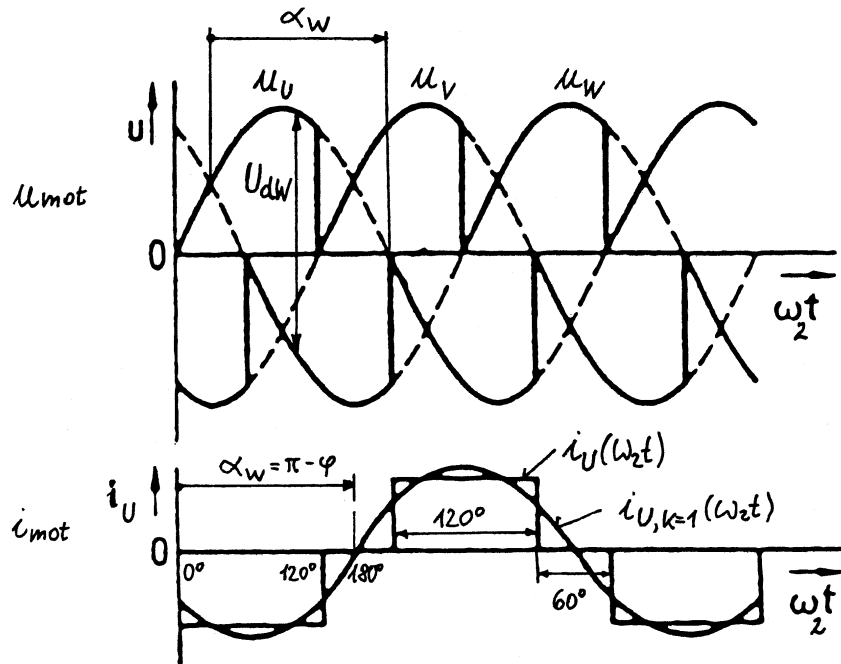


Bild 6.3-4: Stromrichtermotor: Spannungs- und Stromverlauf am Motor wechsellrichterseitig [20]

Direktumrichter sind in jeder Statorphase über zwei Stromrichter in gegenparalleler Drehstrombrückenschaltung an das Netz angeschlossen. Durch Anschnittsteuerung liefern die Umrichter eine Ausgangsspannung, die sich aus Abschnitten der Netzspannung zusammensetzt. Man unterscheidet den

- **Steuerumrichterbetrieb** und den
- **Trapezbetrieb** (Grenzaussteuerung).

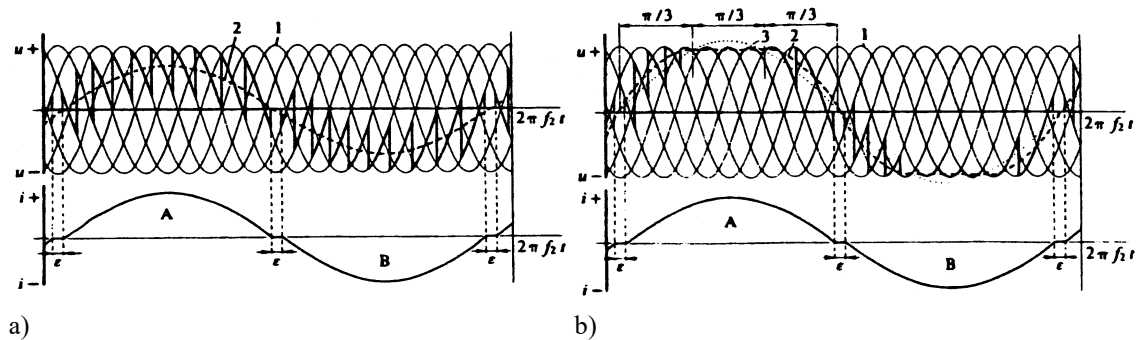


Bild 6.3-5: Spannungs-/Stromverlauf je Strang im a) Steuerumrichterbetrieb, b) Trapezbetrieb [23]

Die Ausgangsspannung u und Ausgangsstrom i des Direktumrichters (Bild 6.3-5) haben folgende Merkmale:

- 1 Dreiphasen-Eingangsspannung mit Netzfrequenz
- 2 Mittelwert der Ausgangsspannung
- 3 Grundschwingung der Ausgangsspannung
- f_2 Ausgangsfrequenz des Umrichters
- A, B abwechslungsweise positive bzw. negative Stromhalbschwingung aus gegenparallelen Brücken
- ε Stromumschaltpause (zur kreisstromfreien Ablösung zwischen den Brücken)

Die erreichbare Ausgangsfrequenz ist von 0 bis max. 40 ... 50% der Netzfrequenz niedrig. Mit **hochpoligen** Motoren ergeben sich sehr tiefe Drehzahlen (z.B. $2p = 40$, $n = 14.5 \text{ min}^{-1}$, $f = 4.83 \text{ Hz}$). Dank der Steuerung hat der Antrieb Nebenschlussverhalten, Vierquadrantenbetrieb im ganzen Drehzahlbereich ist möglich. Er ist besonders geeignet für Antriebe großer Leistung mit hohen Gegendrehmomenten und mit niedrigen, stellbaren Drehzahlen.

Haupteinsatzgebiete:

- Getriebeloser Antrieb von Rohrmühlen in der Baustoffindustrie,
- Umkehrantriebe z.B. in Reversierwalzwerken und Schachtförderanlagen,
- Getriebelose Schiffschraubenantriebe (**Pod-Antriebe**) ohne Steuerruder

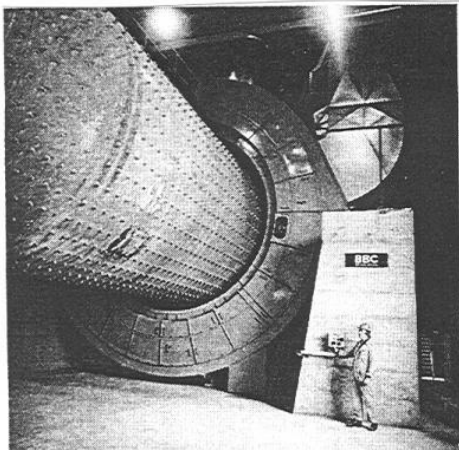


Bild 6.3-4: Zementrohmühle mit Ringmotorantrieb 5.20 MW 14.5 min^{-1} (Pole sitzen direkt auf der Trommel = **integrierter Direktantrieb**) (BBC)

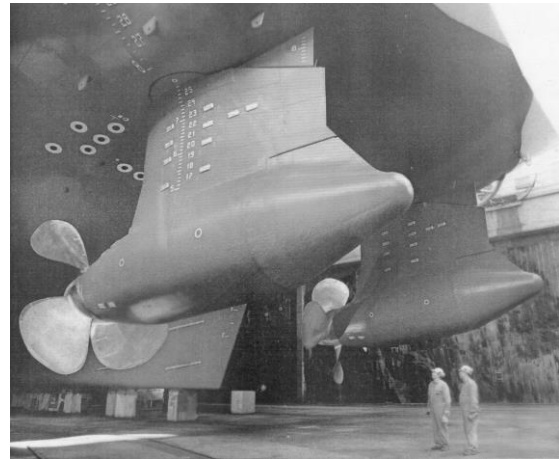


Bild 6.3-5: Getriebeloser Schiffspropeller-Gondelantrieb (**Pod-Antrieb**) mit Synchronmotor und Direktumrichterspeisung, $2 \times 14 \text{ MW}$, $0 \dots 150/\text{min}$ (ABB)

6.4 Stromrichtermotoren

6.4.1 Stromrichtermotoren - Funktionsweise

Im Folgenden wird der Index „d“ in zwei verschiedenen Bedeutungen verwendet, die beide genormt sind: Bei Zwischenkreisstrom und -spannung für „direct“ (gleichgerichtet), bei der subtransienten Induktivität für „direct axis“ (Längsachse).

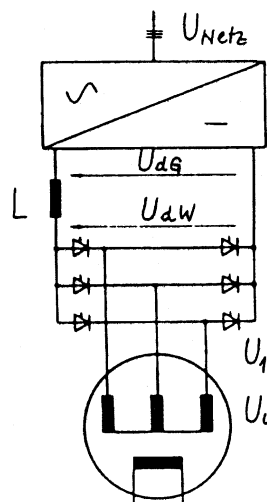


Bild 6.4.1-1: Synchronmotor mit Strom-Zwischenkreisumrichter: Schaltung mit gesteuertem netzseitigen Stromrichter (GR), Stromglättungsdrossel L im Zwischenkreis und maschinenseitigem gesteuertem Stromrichter (WR)

Netz- und Maschinen-Stromrichter bestehen aus vollgesteuerten B6-Brücken. Mit dem gesteuerten Netz-Stromrichter wird über den **Steuerwinkel** α_G die netzseitig gleichgerichtete Spannung U_{dG} eingestellt:

$$U_{dG} = U_{d0} \cdot \cos(\alpha_G) \quad (6.4.1-1)$$

$$U_{d0} = U_{Netz} \cdot \sqrt{2} \cdot (3/\pi) \quad U_{Netz} : \text{verkettete Netzspannung, Effektivwert} \quad (6.4.1-2)$$

Der Strom I_d im Zwischenkreis, dessen Größe durch das geforderte Maschinenmoment bestimmt ist und der auf Grund der Ventilwirkung der Stromrichter stets positiv ist, wird über die **Zwischenkreisdrossel** L geglättet, so dass nahezu **Gleichstrom** fließt.

Wenn $\alpha_G < 90^\circ$ ist, befindet sich GR im **Gleichrichterbetrieb**, die Spannung U_{dG} ist positiv, der Energiefluss erfolgt wegen

$$P = U_{dG} I_d \quad (6.4.1-3)$$

und $U_{dG} > 0, I_d > 0$ **vom Netz zur Synchronmaschine**; diese arbeitet als **Motor**.

Wenn der Zündwinkel $\alpha_G > 90^\circ$ ist, befindet sich GR im **Wechselrichterbetrieb**, die Spannung U_{dG} ist negativ, der Energiefluss ($U_{dG} < 0, I_d > 0$) erfolgt **von der Synchronmaschine zum Netz**; die Synchronmaschine arbeitet als **Generator**.

Der Stromrichter WR „zerhackt“ den Zwischenkreis-Gleichstrom in einen **blockförmigen Wechselstrom** (120° el. Blockbreite mit 60° el. Strompause dazwischen, Amplitude I_d), so dass die Synchronmaschine mit **Wechselstrom** versorgt wird. Der Zündwinkel des **maschinenseitigen Stromrichters** WR ist

- für motorischen Betrieb $\alpha_W > 90^\circ$,
- für generatorischen Betrieb $\alpha_W < 90^\circ$.

$$U_{dW} = -U_{dW0} \cdot \cos(\alpha_W) \quad (6.4.1-4)$$

$$U_{dW0} = U_s \cdot \sqrt{2} \cdot (3/\pi) \quad U_s : \text{verkettete Ständerspannung } (U_s \sim n) \quad (6.4.1-5)$$

Das Polradfeld (Flussverkettung mit der Ständerwicklung: Ψ_p) induziert in den Ständerwicklungssträngen der Maschine die drehzahlabhängige sinusförmige Polradspannung

$$U_p = \omega_s \Psi_p = 2\pi f_s \Psi_p = 2\pi n \cdot p \cdot \Psi_p \sim n \quad (6.4.1-6)$$

Gemeinsam mit der vom blockförmigen Ständerstrom $i_s(t)$ erregten Ständerfluss entsteht die resultierende Hauptflussverkettung Ψ_h , die die resultierende Spannung $U_i = U_h \sim n \Psi_h$ induziert. Diese entspricht (bei Vernachlässigung von Ständerwiderstand und Ständerstreuinduktivität) der Spannung $u_s(t)$ an den Maschinenklemmen. Sie ist annähernd sinusförmig, nur während der Strom-**Kommutierungsdauer** (Wechsel des Blockstroms von einem Strang zum nächsten) "bricht sie ein" (siehe Abschnitt 6.4.3).

Die Bestromung der Maschine erfolgt in Abhängigkeit von der relativen Lage des vom Ständerstrom erregten Statorfelds (Ankerrückwirkung) zum Polradfeld. Dazu ist eine Erfassung der Polradlage (z.B. mit einem **Polradlagegeber**, der die Lage des Polrads misst) nötig. Dabei sind unterschiedliche Relativlagen zwischen Stator- und Rotorfeld für den

Betrieb des Antriebs denkbar (üblicherweise wird so bestromt, dass $\cos\varphi \approx 1$, um den Umrichter nur mit Wirkleistung zu belasten, siehe Abschnitt 6.4.2). Eine **Drehrichtungsänderung** der Maschine erfolgt durch **geänderte Zündfolge** von WR: Statt U, V, W wird dann z.B. V, U, W nacheinander bestromt. Nach wie vor ist dabei GR im Gleichrichterbetrieb und gibt durch die Höhe der gleichgerichteten Spannung die **(Leerlauf)-Drehzahl** vor, wie (6.4.1-7) zeigt.

Da die Phasenverschiebung des Ständerstroms zur Ständerspannung durch den Stromrichter WR erzeugt wird, ist $|\varphi| = |\alpha_w|$. Es folgt $\cos\varphi \approx -\cos\alpha_w$. Die **Energiebilanz** vom Zwischenkreis (reine Gleichstromleistung) zur Maschine (dreiphasiges Wechselstromsystem) mit Verwendung der Grundschiebung des Blockstroms $I_s = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot I_d$ lautet :

$$P = U_{dG} I_d = U_{dW} I_d = -U_{dW0} \cos(\alpha_w) I_d = -U_s \sqrt{2} \cdot (3/\pi) \cos(\alpha_w) I_d = U_s \sqrt{2} \cdot (3/\pi) \cos\varphi \cdot I_d$$

$$P = \sqrt{3} U_s (\sqrt{6}/\pi) I_d \cos\varphi = \sqrt{3} U_s I_s \cos\varphi \tag{6.4.1-6}$$

$$P = \sqrt{3} U_s I_s \cos\varphi \approx \sqrt{3} U_h I_s \cos\varphi \sim U_h \sim n \Psi_h \quad \Rightarrow \quad \underline{\underline{U_{dG} \sim n}} \tag{6.4.1-7}$$

Da die Drehrichtungsänderung bei positiver und negativer Leistungsflussrichtung möglich ist, kann der Stromrichtermotor **Vierquadrantenbetrieb** ($n > 0$, $n < 0$ bei $M > 0$, $M < 0$) **ohne zusätzlichen Aufwand an Stromrichtern** leisten.

Die **Drehzahl** der Maschine bei fester netzseitiger gleichgerichteter Spannung U_{dG} ist durch die **Wechselrichterfrequenz** f_s bestimmt, wobei bei festem Feld (Polrad-Flussverkettung Ψ_p) die maximale Drehzahl (**Leerlaufdrehzahl**) dann erreicht ist, wenn die gleichgerichtete induzierte Maschinen-Spannung U_{dW} den Wert der netzseitig gleichgerichteten Spannung U_{dG} erreicht. Dann ist der Strom I_d Null.

Die Wechselrichterfrequenz f_s wird entweder von
 - der Polradlagemessung (**Polradlagesteuerung**) oder
 - als **Spannungssteuerung** aus der Messung der Maschinenspannung an den Maschinenklemmen abgeleitet.

Die Maschine fährt in beiden Fällen **selbstgetaktet**; ein Pendeln wie bei der am starren Netz laufenden Synchronmaschine ist **nicht** möglich. Eine Verringerung des Steuerwinkels α_G erhöht U_{dG} und damit die Leerlaufdrehzahl. Der Maximalwert ist theoretisch bei $\alpha_G = 0$ erreicht. Aus Gründen der Spannungsreserve für Regelvorgänge des Stromreglers ist der minimale Steuerwinkel etwa 30° el. Für höhere Drehzahlen muss durch **Feldschwächung** (Verringerung von Ψ_p durch Verringerung des Feldstroms I_f in der Polradwicklung) erreicht werden, dass U_{dW} nicht den Wert von U_{dG} übersteigt.

Das **Drehmoment** M ist dem Produkt aus Zwischenkreisstrom I_d und Polradfluss (Flussverkettung Ψ_p) proportional.

$$P = U_{dG} I_d = \sqrt{3} U_s I_s \cos\varphi \approx \sqrt{3} U_h I_s \cos\varphi = \sqrt{3} \cdot 2\pi n \cdot p \cdot \Psi_h \cdot I_s \cos\varphi \approx 2\pi n M \quad \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \quad M \sim \Psi_h \cdot I_s \sim \Psi_p \cdot I_s \sim \underline{\underline{\Psi_p \cdot I_d}} \tag{6.4.1-8}$$

Die resultierende Hauptflussverkettung Ψ_h entsteht – wie bei jeder Synchronmaschine - durch Überlagerung des Polradflusses im Luftspalt mit dem Feld der Ankerrückwirkung und ist dem (fiktiven) Magnetisierungsstrom I_m proportional. Durch die beschriebene Betriebsweise der Synchronmaschine als "Stromrichtermotor" erhält sie ein Betriebsverhalten eines **fremderregten stromrichtergespeisten Gleichstrommotors**, wobei nun der „Anker“ (= Ständer) ruht und der „Feldkreis“ (das Polrad) rotiert. Es gibt folgende Entsprechungen:

Stromrichtermotor	Fremderregter Gleichstrommotor
Netzgeführter Stromrichter	Netzgeführter Stromrichter
Zwischenkreis, maschinenseitiger Stromrichter und Polradlagegeber	Kommutator, Bürstenapparat
Fremderregtes Polrad (rotiert)	Fremderregtes Feld (ruht)
Netzseitig gleichgerichtete Spannung U_{dG}	Ankerspannung U_a
Induzierte Maschinen-Spannung $U_i = U_h$	Induzierte Spannung U_i
Zwischenkreisstrom I_d	Ankerstrom I_a
Spannungsfall an R_s und der Streuinduktivität (genauer: an der Subtransient-Induktivität L_d'')	Ankerspannungsfall $R_a I_a$
Feldstrom (Erregerstrom) I_f	Feldstrom (Erregerstrom) I_f

Tabelle 6.4.1-1: Der Stromrichtermotor hat das Betriebsverhalten eines fremderregten Gleichstrommotors

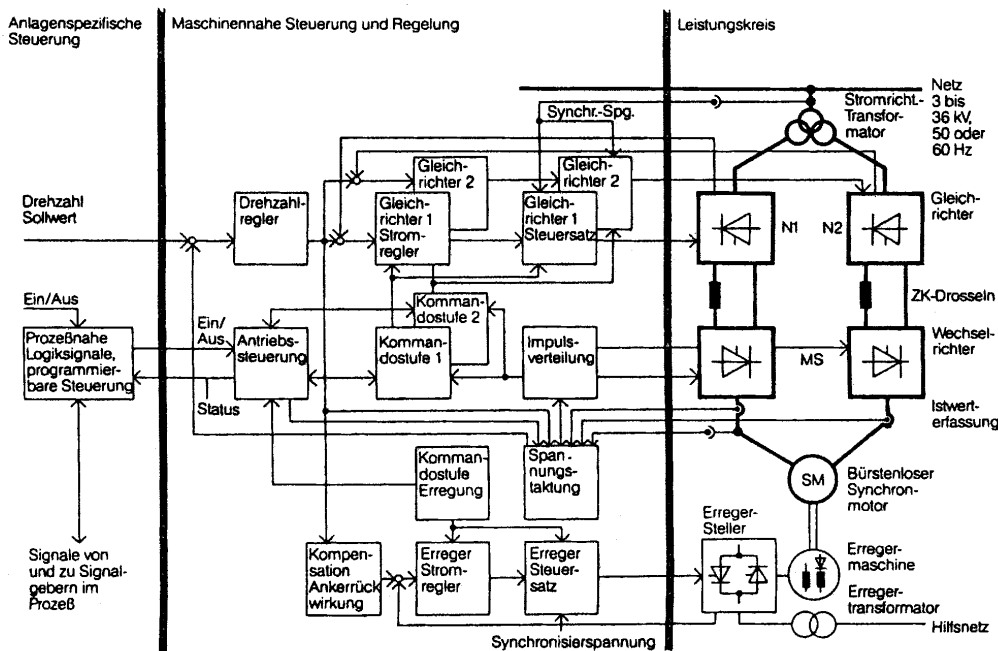


Bild 6.4.1-2: Ausführung des Stromrichtermotors in zwölfpulsiger Schaltung [21]

Allerdings ist der maschinenseitige Stromrichter des Stromrichtermotors nur **6-pulsig**, während bei der Gleichstrommaschine die Pulszahl durch die Kommutatorlamellenzahl K bestimmt ist. Daher ist das Drehmoment der Gleichstrommaschine wesentlich glatter. Beim Stromrichtermotor behilft man sich ab einigen MW Ausgangsleistung durch Übergang auf eine **12-pulsige Speisung**, indem zwei Stromrichtertransformatoren zwei um 30° el. phasenverschobene Drehspannungssysteme erzeugen. Deren gleichgerichtete Spannung speist je einen Zwischenkreis. In der Maschine sind zwei um räumlich $30^\circ/p$ versetzte Drehstromwicklungen untergebracht, die aus zwei gegeneinander um 30° el. versetzt taktenden maschinenseitigen Wechselrichtern, jeder gespeist aus einem der zwei o.g. Zwischenkreise, versorgt werden. Daher sind im Drehmoment statt **Oberschwingungen** mit a) 6-, 12-, 18-, 24-facher usw. Netzfrequenz

nur noch solche mit

b) 12-, 24-facher usw. Netzfrequenz vorhanden (siehe Abschnitt 6.6). Der zeitliche Drehmomentverlauf ist daher deutlich geglättet.

6.4.2 Feldorientierter Betrieb des Stromrichter Motors

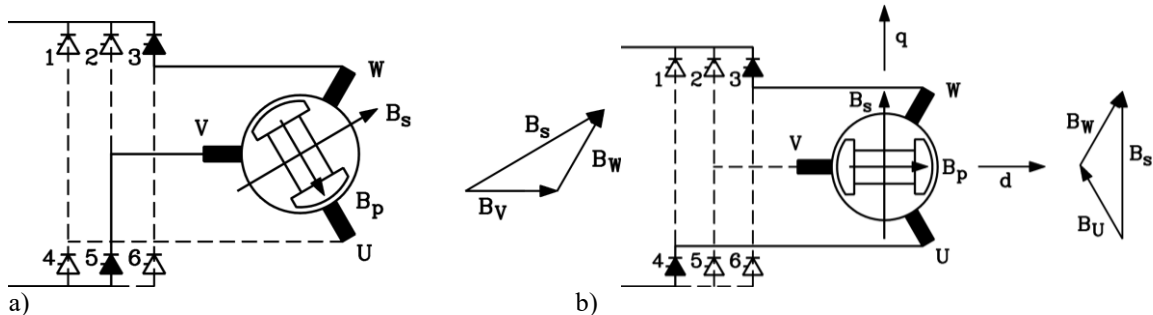


Bild 6.4.2-1: Bestromung der Ständerwicklung für maximales Drehmoment: Zwischen den beiden Rotorstellungen a) und b) liegt ein Zeitabstand von 1/6 Periode [20]

Werden die Ständerwicklungsstränge so bestromt, dass Ständer- und Polradfeld einen Winkel von 90° el. miteinander einschließen, so wird maximales Drehmoment (zu gegebenem Zwischenkreisstrom I_d in der Ständerwicklung und I_f in der Feldwicklung) erzeugt. Dies entspricht dem Betrieb der Gleichstrommaschine, wo Ankerfeld und Hauptfeld ebenfalls einen Winkel von 90° el. miteinander einschließen.

In der Praxis wird allerdings zumeist die Ständerwicklung wird so bestromt, dass die Maschine nur Wirkleistung aufnimmt ($\cos\varphi = 1$). Dann muss der teure Stromrichter nur für Wirkleistung bemessen werden und kann so preisgünstiger (kleinerer Bemessungsstrom, kleinere Thyristoren) gebaut werden. Damit dies möglich ist, muss die Maschine **übererregt** betrieben werden, also mit erhöhtem Erregerstrom. **Dies ist aber auch für die elektronische Kommutierung des maschinenseitigen Stromrichters erforderlich** (siehe Abschnitt 6.4.3).

Da der Strom eingepreßt ist, wird seine Phasenlage auf die induzierte Spannung bezogen („innerer $\cos\varphi = 1$ “), die Klemmenspannung, um den kleinen Streuspannungsfall größer (R_s vernachlässigt), stellt sich ein.

Da die Phasenlage zwischen Strom und induzierter Spannung $\cos\varphi_1 \approx \cos\varphi$ durch den Stromrichter kompensiert werden muss (im Zwischenkreis herrscht reine Wirkleistung!), gilt für den Steuerwinkel des Wechselrichters $-\cos\alpha_w = \cos\varphi_1$ („**Steuerblindleistung**“). Gemäß (6.4.1-6) gilt:

$$P = U_{dG} I_d = U_{dW} I_d = -U_{dW0} \cos\alpha_w I_d = -\sqrt{2} U_h \frac{3}{\pi} \cos\alpha_w I_d = -\sqrt{3} \cdot U_h I_s \cos\alpha_w$$

$$P = \sqrt{3} \cdot U_h I_s \cos\varphi_i$$

Daraus folgt $I_s = (\sqrt{6}/\pi) \cdot I_d$. Derselbe Sachverhalt folgt aus der FOURIER-Analyse des Blockstroms der Höhe I_d , da dessen Grundschiwingung $\hat{I}_s = \sqrt{2} I_s = (2\sqrt{3}/\pi) \cdot I_d$ ist. In obiger Darstellung ist der Streuspannungsfall vernachlässigt ($U_h \cong U_s$). Tatsächlich ist unter Last die induzierte Spannung um diesen Spannungsfall kleiner; die Differenz bestimmt (bei Annahme $R_s \approx 0$) die Maschinenstromaufnahme analog zur Gleichstrommaschine (vgl. 6.4.4).

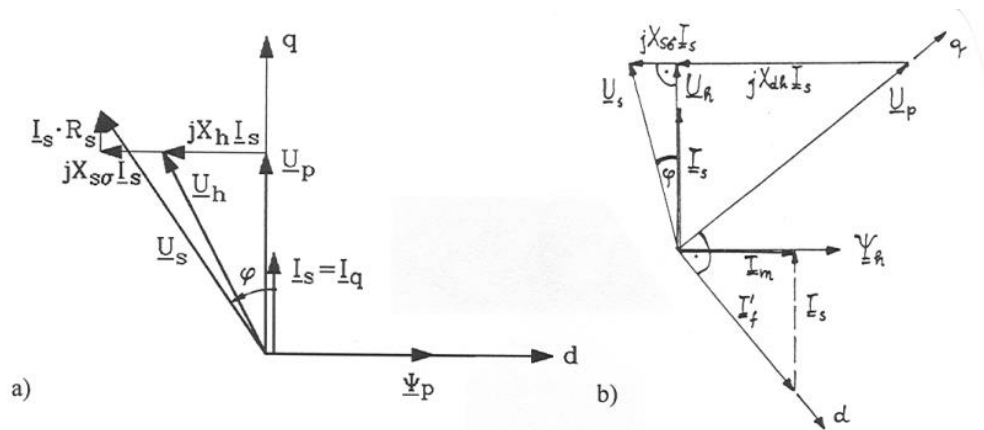


Bild 6.4.2-2: Zeigerdiagramm des Stromrichter motors: a) $I_s = I_q$, b) bei Betrieb auf „inneren $\cos \varphi = 1$ “ ($R_s \approx 0$)

Wie bei der stromrichtergespeisten Gleichstrommaschine ist auch beim Stromrichtermotor eine **kaskadierte Regelung** von unterlagertem Strom- und überlagertem Drehzahlregler üblich, da der Stromregler auf Grund der kurzen Ankerkreiszeitkonstanten T_a ("Gleichstrom-Zeitkonstante der Ständerwicklung")

$$T_a = L_d'' / R_s \tag{6.4.2-1}$$

wesentlich rascher ausregelt als der Drehzahlregler. Um das Regelkonzept dem der Gleichstrommaschine anzugleichen, muss allerdings die Feldachse stets bekannt sein (**feldorientierte Regelung**). Dies ist durch

- a) Auswertung eines Polradlagegebersignals möglich oder
- b) durch Messung der maschinenseitigen Klemmenspannung (mit gleichzeitiger Messung des Motorstroms zur Korrektur der kommutierungsbedingten Spannungseinbrüche). Letzteres ist kostengünstiger und wird daher zumeist angewendet (**geberloser Betrieb**). Der Drehzahlwert wird dann ebenfalls aus der Maschinenspannung abgeleitet.

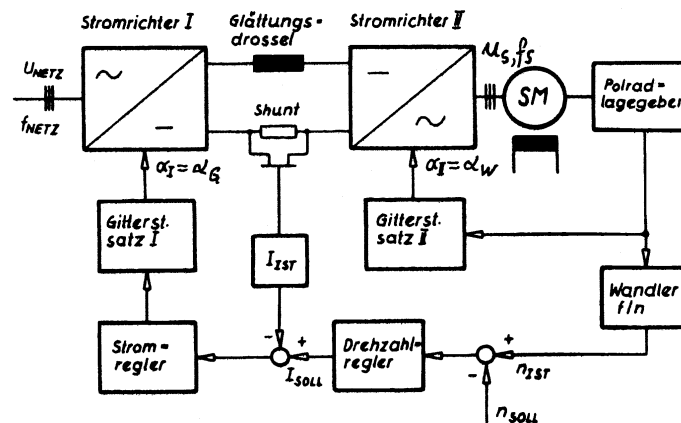


Bild 6.4.2-3: Blockschema für die Regelung eines Stromrichtermotors mit Polradlagegeber (ohne Darstellung des Feldschwächreglers), Stromrichter I/II (GR/WR): netz-/maschinenseitig [20]

6.4.3 Kommutierung der Stromrichter

Die Leistung der Stromrichtermotor-Antriebe ist groß (bis ca. 100 MW). Daher kommen wegen der großen Stromstärken Thyristorschalter zur Anwendung. Diese lassen sich nur abschalten, wenn der Thyristorstrom Null wird. Er kann durch eine Gegenspannung auf Null gezwungen werden.

- Der netzseitige **Stromrichter kommutiert netzgeführt**, d.h. seine erforderliche Gegenspannung (Kommutierungsspannung) wird aus der Netzspannung gebildet, wie beim stromrichter-gespeisten Gleichstromantrieb auch.
- Der maschinenseitige **Stromrichter kommutiert maschinengeführt**, d.h. die erforderliche Gegenspannung wird durch die von der Maschine induzierte Spannung erzeugt.

Maschinengeführte Kommutierung des Wechselrichters:

Da die Thyristoren Schaltzeiten im ms-Bereich aufweisen, die Zeitkonstante für Änderungen des Ständerstroms bei transienten Vorgängen wie eben dem Umrichterschaltbetrieb gemäß (6.4.2-1) mit typisch 20...500 ms je nach Maschinengröße deutlich größer ist, kann angenommen werden, dass während des Kommutierens der Fluss der Maschine konstant bleibt. Die kurzgeschlossene Dämpferwicklung (falls vorhanden) und die über ihre niederohmige Spannungsquelle ebenfalls als kurzgeschlossen zu betrachtende Feldwicklung halten die **Hauptflussverkettung** Ψ_h fest, so dass diese weiterhin eine sinusförmige Spannung U_h induziert. Ändern kann sich nur die **Maschinen-Streuf Fluss-Verkettung** Ψ_σ , so dass der nicht-sinusförmige Ständerstrom nur mit der Streuinduktivität nichtsinusförmige Spannungen hervorrufen kann. Die Maschine wird somit als Spannungsquelle (Spannung u'') mit Streuinduktivität (subtransiente Induktivität L_d'') ausreichend genau während des Schaltvorgangs (Kommutierungsvorgangs) beschrieben.

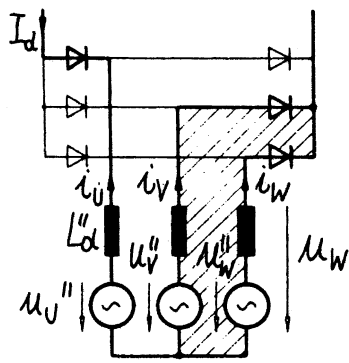


Bild 6.4.3-1: Ersatzschaltung für die Synchronmaschine während des Kommutierens (Strompfeilrichtung = Erzeugerzählpeilsystem) [20]

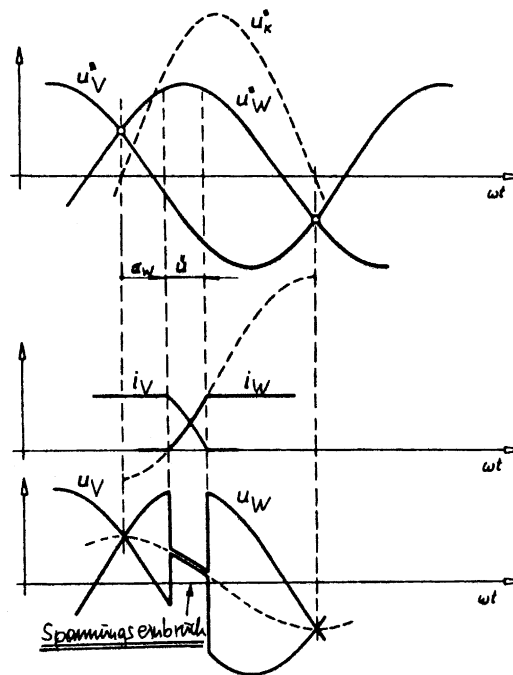


Bild 6.4.3-2: Zeitverläufe von Strom und Spannung während der Kommutierung (Erzeugerzählpeilsystem) [20]

Wenn gemäß Bild 6.4.3-1 der Strom i_V ab- und der Strom i_W aufkommutiert (in Summe ist $i_V + i_W = I_d$), so ist – weil der Thyristor von V **noch** leitet, der von W nach Erhalt des Zündimpulses **schon** leitet, - die Spannung $u_V - u_W$ kurzgeschlossen.

$$u_V - u_W = 0 \tag{6.4.3-1}$$

$$u_V = u_V'' + L_d'' \frac{di_V}{dt} = u_V'' - L_d'' \frac{di_W}{dt} \tag{6.4.3-2}$$

$$u_W = u_W'' + L_d'' \frac{di_W}{dt} = u_V \tag{6.4.3-3}$$

Daraus folgt, dass **vor und nach** dem Kommutierungsvorgangs (z.B. davor wegen $i_V = I_d$, $\frac{di_V}{dt} = 0$, $i_W = 0$) für die Spannungen gilt:

$$u_V'' = u_V, \quad u_W'' = u_W \quad (6.4.3-4)$$

Während der Kommutierung gilt :

$$u_V = u_W = \frac{u_V'' + u_W''}{2} . \quad (6.4.3-5)$$

Für die Kommutierungsmasche V-W gilt:

$$u_W'' - u_V'' + L_d'' \frac{di_V}{dt} - L_d'' \frac{di_W}{dt} = 0 \Rightarrow 2L_d'' \frac{di_W}{dt} = u_W'' - u_V'' = u_k'' \quad (6.4.3-6)$$

Dabei ist u_k'' die **Kommutierungsspannung**, die den Strom in V gegen Null zwingt :

$$u_k'' = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_{1,Phase} \sin(\omega t + \alpha_W) = \hat{U}_1 \sin(\omega t + \alpha_W), \quad (6.4.3-7)$$

die mit der Maschinenkreisfrequenz ω deutlich langsamer oszilliert. Integration von (6.4.3-6) mit der Anfangsbedingung $i_W(0) = 0$ und der nach Beendigung der Kommutierung (Kommutierungszeit t_k) gültigen Endbedingung $i_W(t_k) = I_d$ liefert für den Strom während der Kommutierung :

$$i_W(t) = \frac{\hat{U}_1}{2\omega L_d''} (\cos \alpha_W - \cos(\omega t + \alpha_W)) \quad 0 \leq t \leq t_k \quad (6.4.3-8)$$

Am Ende der Kommutierung fließt der volle Zwischenkreisstrom durch Thyristor W:

$$i_W(t_k) = I_d = \frac{\hat{U}_1}{2\omega L_d''} (\cos \alpha_W - \cos(\omega t_k + \alpha_W)) \quad (6.4.3-9)$$

Daraus folgt für die **Kommutierungsdauer** \ddot{u} ("Überlappungsdauer", wo die Thyristoren V und W gleichzeitig Strom führen): $\ddot{u} = \omega t_k$. Gemäß Bild 6.4.3-2 muss spätestens nach bei $\alpha_W + \ddot{u}_{\max} = \pi$ die Kommutierung beendet sein, da dann die Kommutierungsspannung Null wird und den Strom in V nicht mehr zum Erlöschen bringen kann (**Wechselrichter-Kippen**).

$$\ddot{u}_{\max} = \omega t_{k,\max} = \arccos\left(1 - \frac{2\omega L_d'' I_d}{\hat{U}_s}\right) \quad (6.4.3-10)$$

Fazit:

- Die Stromkurvenform während der Kommutierung ist mit (6.4.3-8) berechnet; sie folgt einer Cosinus-Funktion, so dass **KEIN idealer Blockstrom** (Bild 6.4.4-1) auftritt.
- Während der Kommutierung **bricht die Klemmenspannung ein**: $u_V = u_W = \frac{u_V'' + u_W''}{2}$.

- Die Kommutierung muss beendet sein, bevor u_k'' Null wird. Daraus folgt $\alpha_W + \dot{i}_{\max} = \pi$ als Grenzbedingung. Besonders bei großem Zündwinkel $\alpha_W \rightarrow \pi$ (an der **Wechselrichter- kippgrenze**) muss die Kommutierungsüberlappung \dot{i} der beiden Ströme kurz sein. Das gelingt nur bei ausreichend hoher Spannung U_s . Da diese gemäß (6.4.1-7) $U_s \sim n$ drehzahlabhängig gesteuert wird, funktioniert die maschinengeführte Kommutierung erst ab einer **Minstdrehzahl von ca. 10%** der Nenn Drehzahl.
- Weiter soll für kurzes \dot{i} die **Streuinduktivität L_d'' klein** sein, daher muss ein **Dämpfer** ausgeführt werden, dessen Streuinduktivität $L_{D\sigma}$ einen kleinen Wert L_d'' erzwingt:

$$L_d'' = L_h \parallel L_{f\sigma} \parallel L_{D\sigma} .$$
- Damit u_k'' positiv ist, muss (im Erzeugerzählpeilsystem) i_W der Spannung u_W nacheilen, gleichbedeutend mit einem Voreilen von $-i_W$ (Verbraucherzählpeilsystem, VZS). Gemäß dem VZS muss also die Maschine wie eine Kapazität wirken, somit **übererregt** fahren, damit maschinengeführte Kommutierung möglich ist.

Kommutieren des Wechselrichters unterhalb der Minstdrehzahl:

Unterhalb der Minimaldrehzahl wird das Erlöschen des Stromes im Wechselrichter durch **Zwischenkreistaktung** erzwungen. Soll der Strom von V1 nach V3 wechseln, so wird der Zündimpuls von V1 gesperrt und für V3 freigegeben. Gleichzeitig wird der netzseitige Stromrichter vom Gleich – in den Wechselrichterbetrieb geführt. Damit wird die Zwischenkreisspannung negativ und weil die Maschinenspannung wegen der niedrigen Drehzahl noch klein ist, erzwingt sie ein Abnehmen des Zwischenkreisstroms auf Null. Damit verlöscht V1. Nach der für die Thyristoren erforderlichen **Schonzeit** wird GR wieder in den Gleichrichterbetrieb hochgefahren und treibt damit wieder einen Zwischenkreisstrom, der nun über den gezündeten Thyristor V3 fließt. Dies wiederholt sich sechsmal je Grundschwingung der Motorspannung, da alle sechs Ventile auf diese Weise zwangsgelöscht werden.

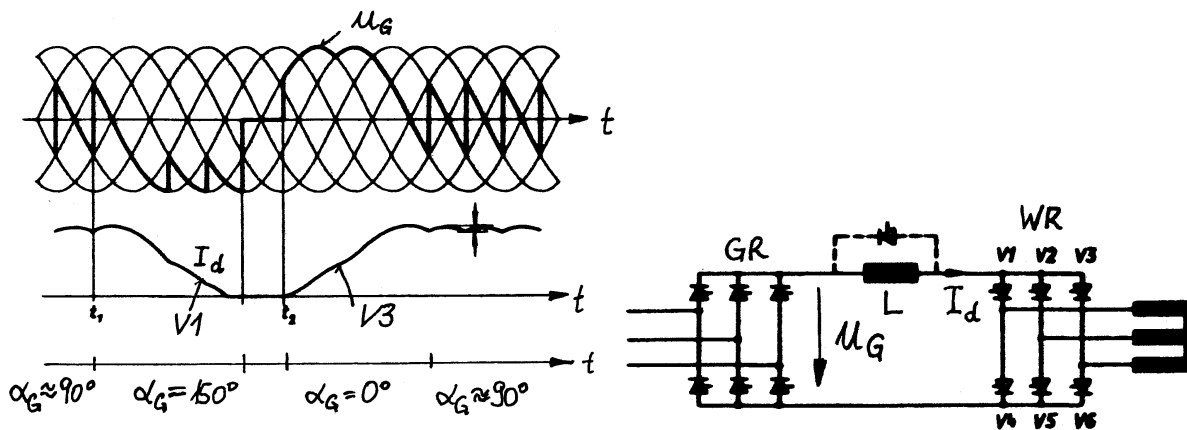


Bild 6.4.3-3: Zwischenkreistakten unterhalb der Minimaldrehzahl (n klein $\rightarrow u_G$ klein $\rightarrow \alpha_G \approx 90^\circ$) [20]

6.4.4 Stationärkennlinie des Stromrichtermotors

Gemäß Bild 6.4.4-1 ist während der Kommutierung die verkettete Maschinen-Spannung, gebildet aus den Strangspannungen, wegen des Spannungseinbruchs **etwas kleiner** als bei idealer Blockstromspeisung ohne Überlappung.

a) Gleichgerichtete Maschinenspannung **ohne** Überlappung ($\dot{i} = 0$): (Spannungs-Zählpeil so, dass $U_{dW} > 0$ bei $\alpha_W < 90^\circ$):

$$U_{dW} = \frac{3}{\pi} U_{i,Phase} \sqrt{6} \cos \alpha_W \tag{6.4.4-1}$$

b) Gleichgerichtete Maschinenspannung mit Überlappung ($\dot{i} > 0$): Integration des Spannungsfalls an der Streuinduktivität, bezogen auf den Winkel $\pi/3$ (sechspulsige Schaltung), $R_s = 0$ angenommen:

$$U_{dW\dot{i}} = U_{dW} - \frac{3}{\pi} \int_{\alpha_W}^{\alpha_W + \dot{i}} L_d'' \frac{di_W}{dt} d(\omega t) = U_{dW} - \frac{3}{\pi} \omega L_d'' I_d, \quad \omega = 2\pi f = 2\pi n p \quad (6.4.4-2)$$

Fazit:

Der Stromrichtermotor verhält sich stationär wie ein fremderregter Gleichstrommotor. Gl. (6.4.4-2) entspricht der bekannten Beziehung beim Gleichstrommotor: $U_i = U_a - I_a R_a$.

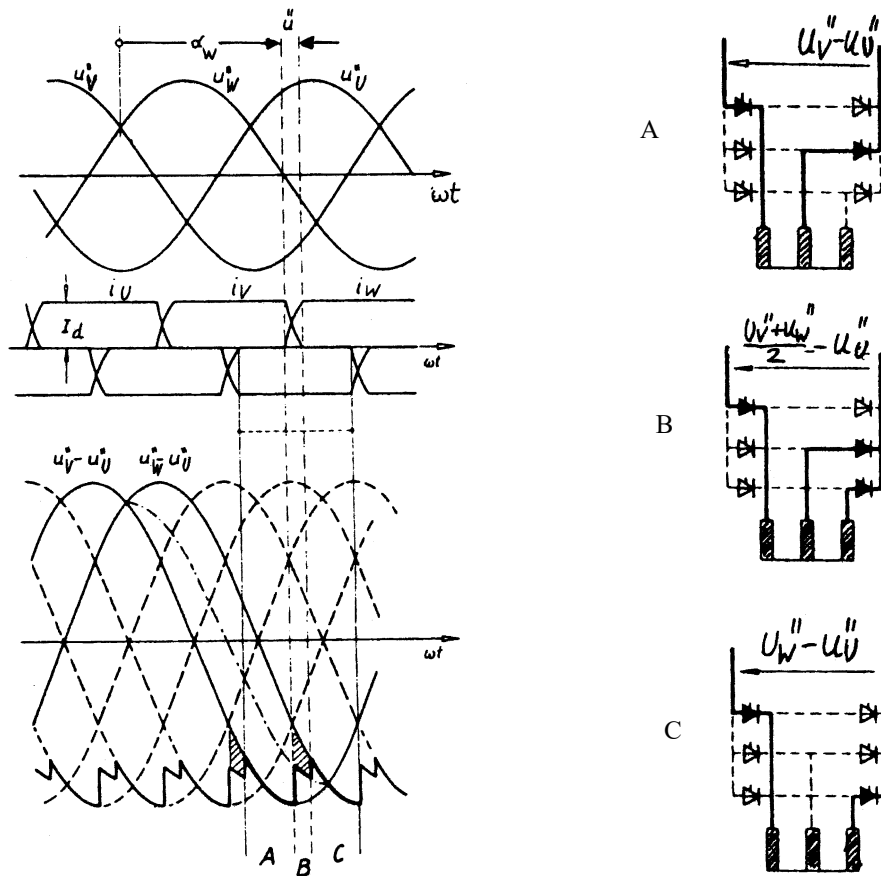


Bild 6.4.4-1: Verringerung der Zwischenkreisspannung durch den Spannungseinbruch während der Kommutierungsüberlappung [20]

6.5 Synchronmotoren mit Direktumrichterspeisung

6.5.1 Leistungselektronische Schaltungsanordnung, Funktionsweise

Je Strang sind zwei antiparallele vollgesteuerte B6-Teilstromrichter in kreisstromfreier Ausführung vorhanden. Wahlweise wird je Strang der Teilstromrichter 1 in den Gleichrichter-/Wechselrichter-betrieb gesteuert und Teil-SR 2 gesperrt (positive Stromrichtung) oder umgekehrt (negative Stromrichtung). Die Kommutierung der Stromrichter erfolgt netzgeführt. Wegen des hohen Ventilaufwands ($3 \cdot 2 \cdot 6 = 36$ Ventile bei sechspulsiger Ausführung) lohnt sich der Direktumrichter **nur bei großen** Leistungen. Damit die Spannung einigermaßen sinusförmig für den Betrieb des Synchronantriebs erhalten wird, **muss der Steuerwinkel α kontinuierlich „sinusförmig“ oder zumindest „trapezförmig“ verändert werden.**

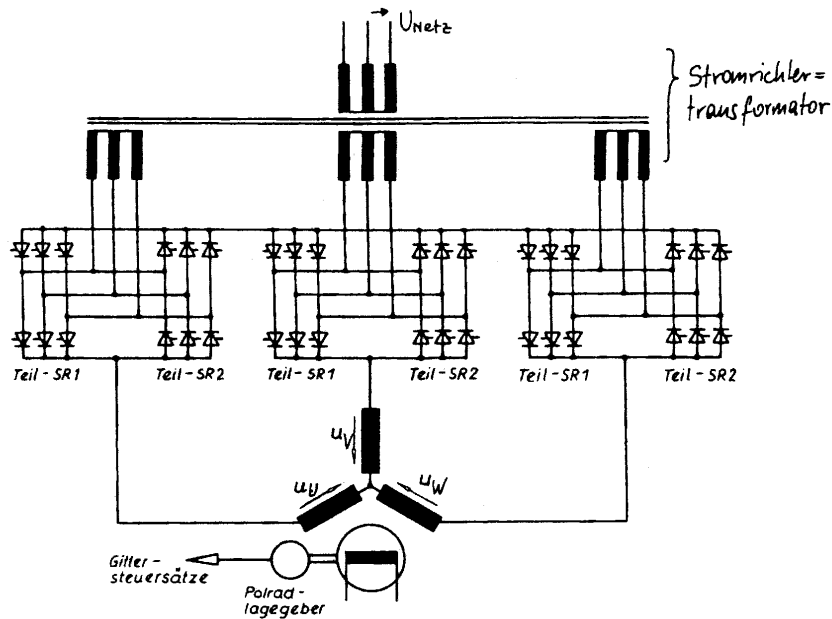


Bild 6.5.1-1: Direktumrichterschaltung in sechspulsiger Ausführung [20]

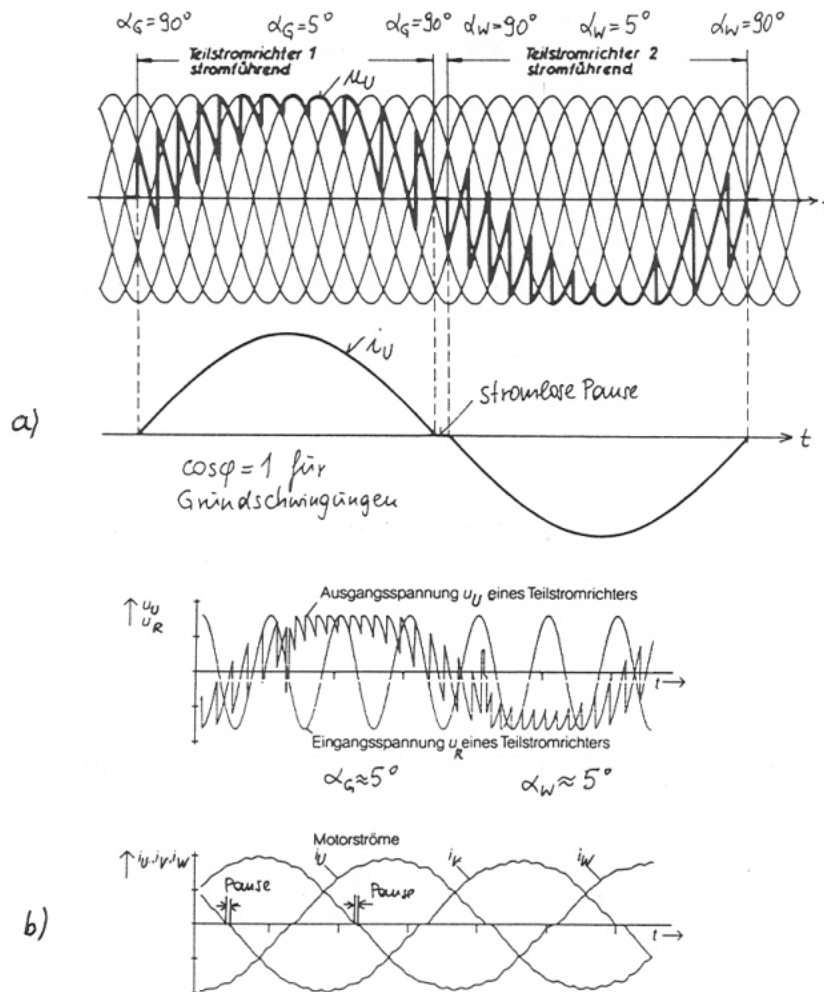


Bild 6.5.1-2: Direktumrichter: a) Sinusförmige [20] und b) trapezförmige [21] Änderung des Steuerwinkels

6.5.2 Wesentliche Merkmale des Direktumrichterbetriebs

- Die stromfreie Pause („kreisstromfrei“) beim Wechsel von Teil-SR 1 auf Teil-SR 2 ist im Bild 6.5.1-2 erkennbar.

- Beim Trapezumrichter b) tritt eine größere Spannungs-Zeit-Fläche auf, die eine um 15% **höhere Grundsoschwingungsspannung** bei allerdings erhöhtem Stromoberschwingungsgehalt ergibt.
- Beim Trapezumrichter ist der **Kommutierungs-Blindleistungsbedarf aus dem Netz geringer**, da der Trapezumrichter die meiste Zeit je Periode mit konstantem Steuerwinkel α nahe 0° bzw. 180° fährt, somit den Netz-cosphi $\cos \varphi_{Netz} = \cos \alpha$ stets in der Nähe von 1 hält.
- Die Spannungen sind auf die Maschine eingepreßt. Die Oberschwingungsströme sind daher für höhere Oberschwingungsfrequenzen f_k (höhere Ordnungszahlen k) wegen der mit steigender Oberschwingungsfrequenz steigenden Reaktanzen X_k entsprechend klein, so dass die **Stromaufnahme näherungsweise sinusförmig** ist.
- Zusätzlich wird die Maschine **in Stern geschaltet**, um Harmonische mit durch drei teilbarer Ordnungszahl $k = 3, 6, 9, \dots$ zu unterdrücken.

$$f_k = k f_{s,k=1} \tag{6.5.2-1}$$

$$X_k = 2\pi f_{s,k=1} \cdot k \cdot L \quad \Rightarrow \quad I_{s,k} = U_{s,k} / X_k \tag{6.5.2-2}$$

- Die Maschinenfrequenz f_s kann die **halbe Netzfrequenz** nicht übersteigen $f_s < f_{Netz}/2$, da dann die Spannungskurvenform schon sehr stark von der Sinusform abweicht und die Oberschwingungsströme dominieren würden. Daher sind diese Antriebe eher als **Langsamläufer** im Einsatz, meist bei großen Drehmomenten, wo das Getriebe eingespart wird ("**Direktantrieb**").
- Der Direktantrieb wird drehzahlregelt mit **feldorientierter Regelung** eingesetzt. Aus der Rückrechnung der gemessenen Ständerspannung und der Ständerströme kann auf den Maschinenfluss geschlossen werden (**Spannungsmodell**), bei **sehr kleinen Drehzahlen** jedoch (Spannungsgrundsoschwingung klein) wird diese zu ungenau. Dann erfolgt die Flussbestimmung aus dem **Strommodell** (Strommessung und Polradlagemessung über Lagegeber).
- Die Maschine wird zumeist mit $\text{Cosphi} = 1$ betrieben, um den Stromrichter nur auf den Wirkstrom dimensionieren zu müssen.

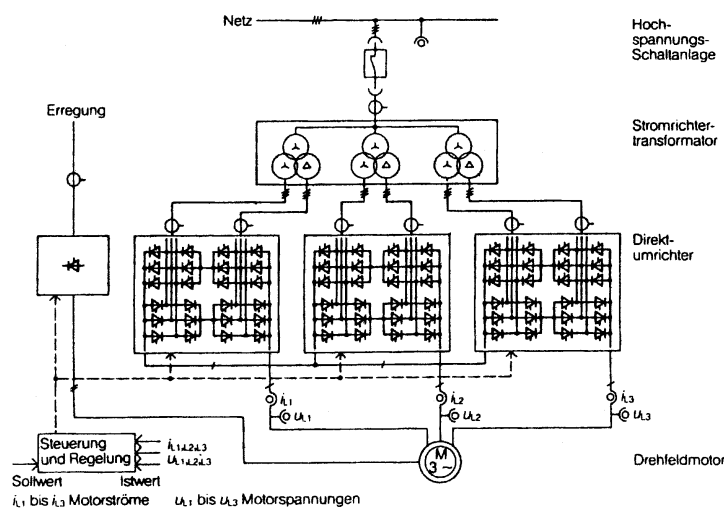


Bild 6.5.2-1: Ausführung des Direktumrichter-Antriebs in zwölfpulsiger Schaltung [21]

- Auf Grund der feldorientierten Regelung fährt die Maschine **selbstgetaktet**. Ein Pendeln des Polrads gegen des Ständerfeld ist nicht möglich, so dass der **Dämpferkäfig nicht erforderlich** ist (**KEIN Dämpfer**). Wegen des hohen Oberschwingungsgehalts wird auf

den Dämpfer verzichtet, da er auch bei konstanter Drehzahl von den Feldgrundwellen der Oberschwingungsströme induziert würde (**Dämpferzusatzverluste**).

- Weiter erhöht sich durch den Wegfall des Dämpfers die resultierende Streuinduktivität von der subtransienten auf die transiente Induktivität und **begrenzt damit die Oberströme** wesentlich wirksamer.

$$L_d'' = L_h \parallel L_{f\sigma} \parallel L_{D\sigma} \Rightarrow L_d' = L_h \parallel L_{f\sigma} > L_d'' \Rightarrow I_{s,k} = U_{s,k} / (2\pi k f_s L_d') \quad (6.5.2-3)$$

- Auch beim Direktumrichter ist eine **zwölfpulssige Ausführung** bei größeren Leistungen üblich, um den Oberschwingungsgehalt im Drehmoment zu verringern (Bild 6.5.2-1).

6.6 Stromrichter-Auswirkungen und Maßnahmen

a) Netzrückwirkungen des netzseitigen Stromrichters

- Netzbelastung durch **Steuerblindleistung** $Q = \sqrt{3} U_{Netz} I_{Netz,k=1} \sin \alpha_G$
- **Oberschwingungen** des Netzstroms $I_{Netz,k>1}$ durch Gleichrichtertaktung
- Einbruch der Netzspannung während der Kommutierung des Stromrichters (= **Spannungsverzerrungen**) führt zu Spannungs-Oberschwingungen
- Fallweise **Anregen von Netzresonanzen** durch Strom- und Spannungsüberschwingungen
- Da die Zwischenkreisinduktivität beim Stromrichtermotor nicht unendlich groß ist, wirkt sich die maschinenseitige Wechselrichtertaktung auch netzseitig aus (Modulation der Gleichrichter-Harmonischen durch den Wechselrichter: führt zur Bildung zusätzlicher "**interharmonischer**" **Stromüberschwingungen**)

b) Nachteilige Zusatzbelastung der Maschine:

- Nur die **Grundschiwingung** von Ständerstrom und -spannung tragen zur **Energiewandlung** bei. Dies ist dem "Sinusbetrieb" am Drehstromnetz gleichzusetzen.
- **Stromüberschwingungen** erzeugen **parasitäre Effekte** in der Maschine wie
 - zusätzliche Verluste,
 - zusätzliche Wechseldrehmomente,
 - zusätzliche magnetische Töne ("Geräusch"),
 - zusätzliche Kräfte.

Diesen Parasitäreffekten wird durch geeignete Auslegungs-/Konstruktionsmaßnahmen begegnet.

6.6.1 Parasitärwirkungen in Stromrichter-Antrieben

a) Oberschwingungsströme

Der Ständer(Anker)strom ist blockförmig, was einem ruckförmigen Weiterschalten des Ständerfelds entspricht.

a) Der Ständerstrom setzt sich bei sechspulsigen Stromrichtern **in erster Näherung** (Kommutierungsüberlappung $\ddot{u} \approx 0$) aus rechteckförmigen Ventilströmen zusammen (**Blockstrom**).

b) In **zweiter Näherung** wird der Strom während der Kommutierung ($\ddot{u} > 0$) durch linearen Stromanstieg (anstatt einer cos-Funktion) angenähert (**trapezförmige Stromverlauf**).

Die **FOURIER-Analyse** für Block- oder Trapezstrom liefert neben der Grundschiwingung Stromüberschwingungen für die sechspulsige Schaltung (Pulszahl $P = 6$) mit der Ordnungszahl

$$k = 1 + P \cdot g = 1 + 6g, \quad g = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (6.6.1-1)$$

$$\Rightarrow \quad k = +1, -5, +7, -11, +13, -17, +19, \dots \quad (6.6.1-2)$$

Das Plus-Vorzeichen bedeutet, dass die Stromphasenfolge U, V, W ist, das Minus-Vorzeichen, dass die Stromphasenfolge U, W, V ist. Die Felder von z. B. $k = -5$ laufen folglich entgegen gesetzt zu den Feldern von $k = 1$.

Beispiel 6.6.1-1:

$$\text{Phasenfolge } |k| = 1: i_U = \hat{I}_1 \cos(\omega_s t), \quad i_V = \hat{I}_1 \cos(\omega_s t - 120^\circ), \quad i_W = \hat{I}_1 \cos(\omega_s t - 240^\circ)$$

$$\text{Phasenfolge } |k| = 5: i_U = \hat{I}_5 \cos(5\omega_s t), \quad i_V = \hat{I}_5 \cos(5\omega_s t - 5 \cdot 120^\circ) = \hat{I}_5 \cos(5\omega_s t - 240^\circ)$$

$$i_W = \hat{I}_5 \cos(5\omega_s t - 5 \cdot 240^\circ) = \hat{I}_5 \cos(5\omega_s t - 120^\circ)$$

Fazit:

Die **Phasenfolge** für die 5. Oberschwingung **kehrt sich um** und erzeugt ein zu $k = 1$ invers laufendes Feld. Dies wird durch $k = -5$ richtig beschrieben, wie nachstehend gezeigt ist.

$$\text{Feldwelle } \nu \text{ der Stromschwingung } k: \quad \hat{B}_{\nu=1, k=1} \cos\left(\frac{\nu \pi x}{\tau_p} - k\omega_s t\right) \quad (6.6.1-3)$$

$$\text{Wellenphase: } \frac{\nu \pi x}{\tau_p} - k\omega_s t = \phi = \text{konst} \quad \Rightarrow \quad d\phi / dt = \frac{\nu \pi \dot{x}}{\tau_p} - k\omega_s = 0$$

$$\text{Geschwindigkeit: } \nu_{\nu, k} = \dot{x} = \frac{k\tau_p \omega_s}{\nu \pi}$$

$$\text{Winkelgeschwindigkeit: } \Omega_{\nu, k} = \frac{\nu_{\nu, k}}{d_{si} / 2} = \frac{\nu_{\nu, k}}{p\tau_p / \pi} = \frac{k \cdot \omega_s}{\nu \cdot p} \quad (6.6.1-4)$$

Die positive bzw. negative Drehrichtung wird durch das Vorzeichen von ν bzw. k richtig ausgedrückt.

Der **Grundschwingungsstrom** I_s (Frequenz f_s) erregt eine Feld-**Grundwelle** im Luftspalt mit der Amplitude $B_{\delta, k=1, \nu=1}$, die mit synchroner Winkelgeschwindigkeit dreht.

$$\Omega_{sym} = \omega_s / p \quad (6.6.1-5)$$

Ebenso erregt dieser Strom auf Grund der verteilten Drehstromwicklung **Feldoberwellen** mit ν -facher Polzahl (Ordnungszahl $\nu = 1 + 2m_s \cdot g = 1 + 6g, \quad \nu = +1, -5, +7, -11, +13, -17, +19, \dots$) mit der Amplitude $B_{\delta, k=1, \nu > 1}$, die mit der Winkelgeschwindigkeit

$$\Omega_\nu = \frac{\omega_s}{\nu p} \quad (6.6.1-6)$$

drehen. Diese Ordnungszahlen ν der RÄUMLICHEN Feld-Oberwellen dürfen nicht mit den Ordnungszahlen k der ZEITLICHEN Strom-Oberschwingungen verwechselt werden. Die räumlichen Ordnungszahlen hängen vom Typ der Wicklung ab (Strangzahl, Ganzloch- oder Bruchlochwicklung), die zeitlichen Ordnungszahlen von Typ des Stromrichters (sechs- oder zwölfpulsig). Das Vorzeichen von ν gibt an, ob die jeweilige Feldoberwelle mit der Grund-

welle mit dreht oder ihr entgegen läuft (**Invers- oder Gegenfeld**). Ebenso gibt das Zeichen von k an, ob es sich um ein Mit- oder Gegensystem handelt.

Beispiel 6.6.1-2:

Dreisträngige Ganzlochwicklung, von blockförmigem Stromsystem gespeist:

ν	1	-5	7	-11	13	-17	19	...
k								
1	+100%	-20%	+14.3%	-9%	+7.7%	-5.9%	+5.3%	...
-5	-500%	+100%	-71.4%	+45.5%	-38.5%	29.4%	-26.3%	...
7	+700%	-140%	+100%	-63.6%	53.8%	-41.2%	+36.8%	...
-11	-1100%	+220%	-157%	100%	-84.6%	+64.7%	-57.9%	...
...

Tabelle 6.6.1-1: Geschwindigkeiten der Feldwellen, die von Grund- und Oberschwingungsströmen erregt werden (100%: Geschwindigkeit der Grundwelle des Grundschwingungsstroms)

Bei rechteckförmig angenommenen Ventilströmen betragen die Stromamplituden

$$I_{s,k} = \frac{4}{\pi \cdot k} \cdot \sin\left(\frac{k \cdot \pi}{3}\right) \cdot I_d, \quad k = +1, -5, +7, -11, +13, -17, +19, \dots \quad (6.6.1-7)$$

d. h.: $I_{s,k} / I_{s,k=1} = 1/|k|$.

k	1	-5	7	-11	13
$I_{s,k} / I_{s,k=1}$	1.0	0.2	0.14	0.09	0.08

Tabelle 6.6.1-2: Amplituden der Oberschwingungsströme bei Blockstrom

Durch die Stromüberlappung $\dot{u} > 0$ während der Kommutierung (Trapez-Ströme) werden die Amplituden niedriger und hängen von der Kommutierungsinduktivität L_d'' und vom Steuerwinkel α_w ab. Bei zwölfpulsigen Stromrichtern (Pulszahl $P = 12$) entfällt jedes zweite OS-Strompaar.

$$k = 1 + P \cdot g = 1 + 12g, \quad g = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (6.6.1-8)$$

$$\Rightarrow k = +1, -11, +13, -23, +25, \dots \quad (6.6.1-9)$$

b) Auswirkungen der Oberschwingungsströme

Zusätzliche Verluste in der Statorwicklung:

Sie werden zum geringeren Teil durch die leichte Erhöhung des Ständerstrom-Effektivwerts verursacht, hauptsächlich aber durch die Verdrängung der Oberschwingungsströme in den Wicklungsleitern. Durch die k -fachen Frequenzen tritt ein sehr **großer Skineneffekt** auf.

Abhilfemaßnahme:

- Wahl dünnerer Teilleiter in der ohnehin unterteilten (Wechselstrom-)Wicklung zwecks Abbaus der Stromverdrängung.
- Verringerung der Maschinenausnutzung (Strombelag und ggf. Luftspalt Flussdichte) gegenüber Sinusbetrieb um 5% bis 10%.

Beispiel 6.6.1-3:

Verringerung der Maschinenausnutzung um 10% gegenüber Sinusbetrieb:

- Strombelag A um 5% verringert, Flussdichte $B_{\delta l}$ um 5% verringert
- Ausnutzungsziffer $C \sim A \cdot B_{\delta l}$ sinkt um 10% und damit die Motorleistung

Dadurch sinken die OHM'schen Verluste $P_{Cu,s} = 3R_s I_s^2 \sim A^2$ um 10% und die Um-magnetisierungsverluste im Ständerblechpaket $P_{Fe,s} \sim B^2$ um 10%.

Fazit:

Es entsteht eine Reserve von $0.1(P_{Cu,s} + P_{Fe,s})$ für erhöhte Zusatzverluste, so dass in Summe etwa die gleiche Wicklungserwärmung wie bei Sinusbetrieb entsteht.

Zusätzliche Verluste im Rotor:

Die Stator-Oberschwingungsströme erzeugen gemäß (6.6.1-3) Drehfelder im Luftspalt, von denen vor allem die mit Grund-Polteilung ($\nu = 1$) eine große Feld-Amplitude $B_{\nu=1,k}$ haben. Sie drehen entweder in gleichem Drehsinn wie der Rotor ($k = 7, 13, \dots$) oder in entgegengesetztem Drehsinn ($k = -5, -11, \dots$). Relativ zum synchron drehenden Läufer haben diese Feldwellen die Relativedrehzahl

$$\Omega_{rel} = \frac{k}{\nu} \cdot \frac{\omega_s}{p} - \Omega_{syn} = \frac{\omega_s}{p} \cdot \left(\frac{k}{\nu} - 1 \right) \quad \Rightarrow \quad \nu = 1: \Omega_{rel} / \Omega_{syn} = k - 1 \quad (6.6.1-10)$$

Die Feldwellen überstreichen den Rotor mit $k - 1 = 6, 12, 18$ -facher ... Synchron-geschwindigkeit und induzierten daher mit $6f_s, 12f_s, 18f_s$ usw. in den radial äußersten Rand-schichten Wirbelströme, die diese Feldwellen abdämpfen und Verluste erzeugen.

Beispiel 6.6.1-4:

k	1	-5	7	-11	13	-17	19
$k - 1$	0 *)	-6	6	-12	12	-18	18

Tabelle 6.6.1-3: Relativgeschwindigkeit der Ständer-Grundwellen der Oberschwingungsströme, bezogen auf die Synchrongeschwindigkeit

Abhilfemaßnahmen:

- Am ganzen Rotorumfang ausgeführte **vollständige Dämpferwicklung** mit ausreichend Leiterquerschnitt aus gut leitfähigem Kupfer (hohe Leitfähigkeit = geringe Verluste bei gleichzeitig guter Abschirmung des Rotoreisens)
- Geblechtes Rotoreisen (Schenkelpole, Vollpol-Rotor). Bei Schnell-Läufern, die wegen der hohen Fliehkraft aus Massiveisen gebaut werden müssen, ist ein Dämpferkäfig aus **gut leitenden Nutkeilen** vorzusehen, die das Massiveisen elektrisch entlasten.

Drehmomentschwankungen ("Pendelmomente"):

Durch das ruckartige Vorwärtsschreiten des von den Blockströmen erregten Ständerfelds entsteht im Zusammenwirken mit dem kontinuierlich synchron umlaufenden Polradfluss einen dem Nutzmoment überlagertes Wechselmoment ("Pendelmoment"). Die einzelnen Ständer-Grundwellen der Oberschwingungsströme, die relativ zum Läufer mit $k - 1 = 6, 12, 18$ -facher ... Synchron-geschwindigkeit drehen, bewirken mit dem Läuferfeld folglich Wechselmomente mit $6, 12, 18$ -facher ... Grundfrequenz.

Typische Amplituden: $\hat{M} / M_N = 0.15$ bei $6f_s$, $\hat{M} / M_N = 0.05$ bei $12f_s$ usw.

Die Pendelmomente (Mittelwert Null) tragen nichts zur Energiewandlung bei, können aber im Wellenstrang, der aus Motor und Arbeitsmaschine besteht, Drehschwingungen verursachen.

Abhilfemaßnahmen:

- Vermeidung **mechanischer Resonanzen**, d. h. Fernhalten der Torsions-Eigenfrequenzen von den Anregefrequenzen $6f_s$, $12f_s$ usw., bei variabler Drehzahl und somit variabler Grundfrequenz f_s somit innerhalb des ganzen Drehzahlstellbereichs.
- Eventuell **Erhöhung der Stromrichter-Pulszahl** von 6 auf 12, denn dadurch fallen die Anregefrequenzen $6f_s$, $18f_s$ usw. weg.

Fazit:

Die zitierten Maßnahmen bedeuten einen Mehraufwand gegenüber Sinusbetrieb, der sich aber wegen der großen Vorteile des Gesamtsystems (z. B. drehzahlveränderbarer Pumpenantrieb – hohe Verlusteinsparung bei Schwachlastbetrieb mit geringem Volumenstrom durch Absenkung der Drehzahl) rechtfertigen.

6.6.2 Parasitärwirkungen in Direktumrichter-Antrieben

Wegen der niedrigen Drehzahlen und damit niedrigen Grundfrequenzen f_s sind die **Zusatzverluste gering**. Gegenüber Sinusbetrieb bei 50 Hz oder 60 Hz ist der Skineneffekt deutlich schwächer ausgeprägt, da z. B. erst $12f_s = 66$ Hz bei $f_s = 5.5$ Hz etwa gleiche Frequenz hat, aber bei deutlich geringerer Stromamplitude $I_{s,11}$ und $I_{s,13}$ im Vergleich zu $I_{s,N}$. Daher ist in vielen Fällen sogar **eine höhere Ausnützung** als bei vergleichbaren 50/60 Hz-Maschinen möglich.

Eine **Dämpferwicklung** ist nur bei **hochdynamischen Antrieben** mit schneller Drehmomentumkehr erforderlich, wo die Regelung eine kurze Anker-Gleichstromzeitkonstante T_a benötigt und daher eine durch den Dämpfer bedingte kleine subtransiente Induktivität L_d'' erforderlich ist (z. B. Walzwerksantrieb). **Durchlaufende Antriebe** mit geringer Dynamikanforderung (Rohrmühlen, Rohröfen) werden **ohne Dämpfer** ausgeführt, was neben den geringeren Kosten den Vorteil der Stromglättung hat.

6.7 Synchrongeneratoren mit HGÜ-Kopplung

Kraftwerksgeneratoren, die auf eine **Hochspannungs-Gleichstromübertragung** arbeiten, gehören auch zur Kategorie der umrichter gespeisten Synchronmaschinen, wobei aber die Generator-Drehzahl/-Frequenz im wesentlichen konstant ist. Hier wird die Drehstromleistung ganzer Kraftwerke oder Maschinenblöcke in **Gleichstrom und Hochspannung** gewandelt und über lange Freileitungsstrecken übertragen. Die Rückwandlung in Drehstrom (evtl. anderer Frequenz, z. B. 60 oder 50 Hz) erfolgt in einer Wechselrichter-Station am anderen Ende. Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HGÜ) bietet den Vorteil der **blindstromfreien Übertragung** von Leistung und damit optimale Nutzung der Freileitung. Sie wird auch bei Seekabelübertragungen und in der Kurzkupplung von Netzen angewendet.

Beispiel 6.2.3-1:

Beispiele für Generatoren, die auf Stromrichterstationen speisen:

Cabora Bassa 5 x 415 MW, HGÜ über rund 1400 km, Bild 6.7-1;

Itaipu 9 x 700 MW, HGÜ über rund 800 km.

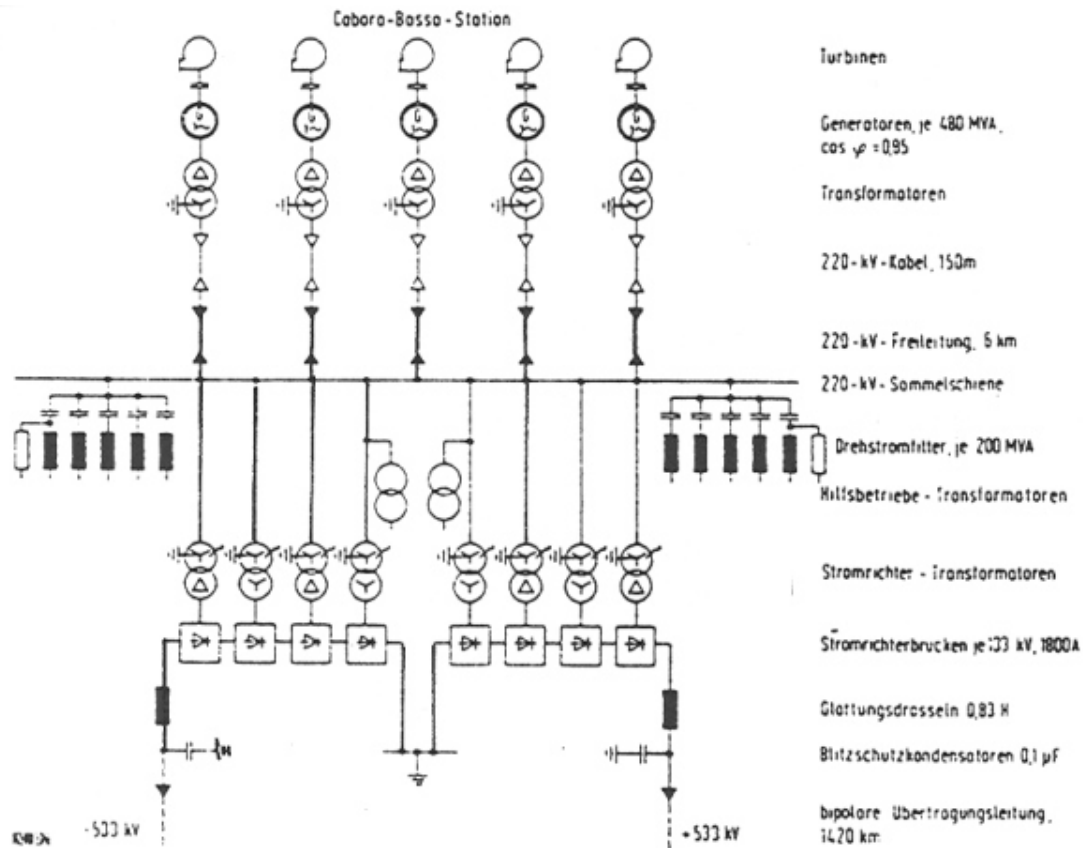


Bild 6.7-1: Haupt-Schaltplan zum Kraftwerk *Cabora Bassa* (Quelle: BBC)

6.8 Doppeltgespeiste Großmaschinen

6.8.1 Pumpspeicherwerke

Der Energiebedarf im Netz schwankt ständig. Überschüssige elektrische Energie im Netz kann durch Hochpumpen von Wasser in Stauseen als potentielle Energie gespeichert werden, um bei Spitzenlast zur elektrischen Energieerzeugung verwendet zu werden. Synchronmaschinen können am Netz wahlweise als Generator (Turbinenbetrieb) oder Motor (Pumpbetrieb) aber nur mit konstanter Drehzahl fahren (Kap. 5). Die Pumpe läuft somit nur mit Nennlast gegen den konstanten Gegendruck der Förderhöhe des Speicherbeckens. Es kann nur mit Nennleistung Energie gespeichert werden. Doppeltgespeiste Asynchronmaschinen können als Motor-Generatoren mit variabler Drehzahl z. B. $n/n_N = 0.9 \dots 1.05$ eingesetzt werden. Da wegen $P \sim n^3$ schon bei geringer Drehzahländerung sich die Pump- und Turbinenleistung stark ändert, kann über einen relativ kleinen und kostengünstigen Umrichter, der in die Läuferwicklung einspeist, die Drehzahl so verändert werden, dass in einem breiten Leistungsband (z. B. hier: $P/P_N = 0.73 \dots 1.16$) Energie verlustoptimal gespeichert werden kann ($0.9^3 = 0.73$, $1.05^3 = 1.16$), vgl. Bild 6.8.1-1.

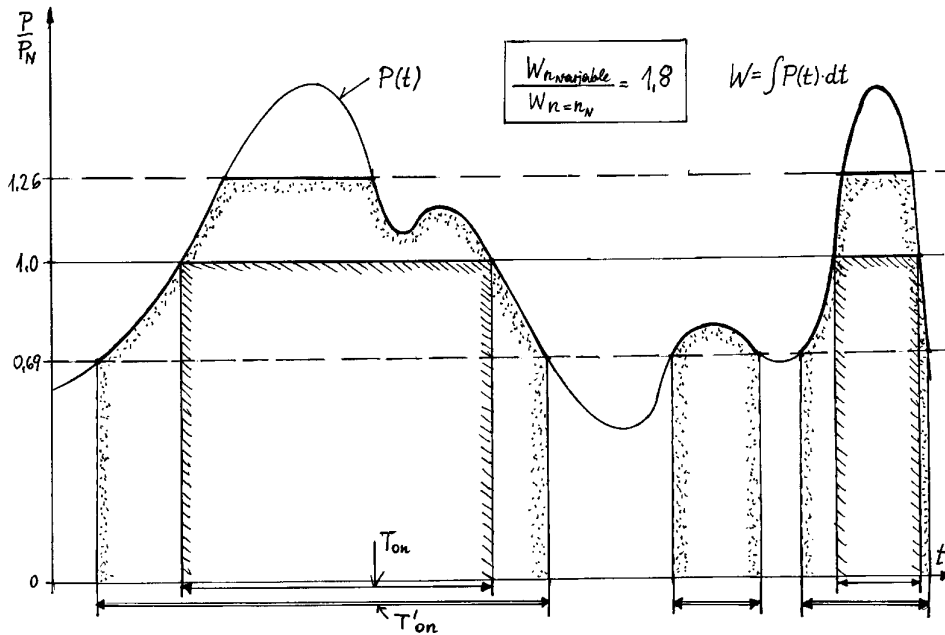


Bild 6.8.1-1: Schwankung der elektrischen Überschussleistung im Netz $P/P_N(t)$ und die in einem Stausee gespeicherte Energie W als Fläche unter Leistungskurve: (i) Bei n_{syn} mit Synchronmotor und Pumpe $P = P_N$, (ii) mit doppeltgespeistem Motor und Pumpe: $n_{min}/n_{syn} = 0.885$, $n_{max}/n_{syn} = 1.08$ ($P_{min} = 0.69 \cdot P_N \leq P \leq P_{max} = 1.26 \cdot P_N$) ($0.885^3 = 0.69$, $1.08^3 = 1.26$). Gegenüber (i) können im vorliegenden Fall $P(t)$ statt 100% nun 180% Energie gespeichert werden!

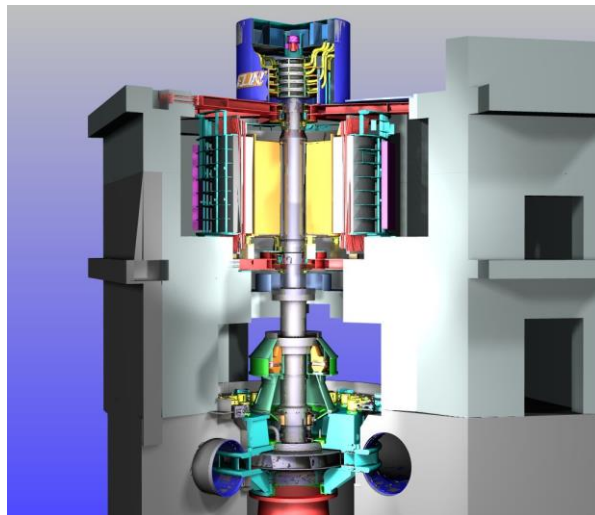


Bild 6.8.1-2: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine als Motor-Generator mit vertikaler Welle im Pumpspeicherkraftwerk *GOLDISTHAL*, $P_N = 300$ MW, $2p = 18$, $f_s = 50$ Hz, $n_{syn} = 333$ /min, $s = \pm 10\%$ (300 ... 366/min). Oben Schleifringe, darunter Asynchronmaschine, unten Pumpturbine (Quelle: *Andritz Hydro*)

Beispiel 6.8.1-1:

Pumpspeicherwerk *Goldisthal/Thüringen*, Deutschland (vgl. Kap. 1):

- a) Zwei direkt am Netz arbeitende Synchron-Motor/Generatoren: 331 MVA, 333.3/min, 18 Pole, 50 Hz, $n_{syn} = 333.3/\text{min} = f_s/p = 50/9 = 5.56/\text{s}$
- b) Zwei doppeltgespeiste Asynchron-Motor/Generatoren: n veränderbar **300 ... 346/min**, 340 MVA, 18 Pole, 50 Hz, $n_{syn} = 333.3/\text{min}$. Der rotorseitige Umrichter ist ein Thyristor-Direktumrichter (siehe Kap. 6.5) für kleine Frequenz $f_r \leq 5$ Hz. Der Schlupf beträgt $s = +10\%$... -5% Schlupf, entsprechend einer maximalen Rotorfrequenz 5 Hz ($s \cdot f_s = 0.1 \cdot 50 = 5\text{Hz}$) (Bild 6.8.1-2). Die Rotorwicklung besteht aus zwei dreisträngigen, um 30° el. Versetzten Wicklungssystemen jeweils in Y-Schaltung, so dass ein 6-Phasen-System entsteht. Daher werden $2 \times 3 = 6$ Schleifringe benötigt, so dass die Bürstenstromdichte je Wicklungssystem

halbiert ist. Allerdings ergibt sich u. U. eine nicht gleichmäßige Aufteilung der Ströme auf beide Parallelsysteme, so dass Bürstenkontakte überlastet werden können.

Neuere Projekte mit doppeltgespeisten Asynchrongeneratoren, allerdings bereits mit Spannungszwischenkreis-Umrichtern und nur drei Strängen im Rotorkreis, sind die *schweizer* Pumpspeicherwerke *Linthal* (Inbetriebnahme 2016) und *Nant-de-Drance*. In Pumpspeicherwerk *Grimmel, Schweiz*, ist alternativ eine elektrisch erregte Synchronmaschine mit statorseitigem Vollumrichter drehzahlveränderbar in Betrieb, um die Problematik der großen Ströme über das rotorseitige Schleifringssystem zu umgehen. Der bedeutend kleinere rotorseitige DC-Erregerstrom über zwei Schleifringe (vgl. 6.1) ist dem gegenüber unproblematisch.

6.8.2 „Halbstatische“ Bahnumformerwerke

In einigen Ländern wie *Deutschland, Österreich, Schweiz* ist wegen des langjährigen Einsatzes des Einphasen-Reihenschlussmotors als Antriebsmotor in E-Loks die Frequenz des Bahnstroms mit 16.7 Hz nur (etwa) ein Drittel von 50 Hz der öffentlichen Energieversorgung. Neben bahneigenen Kraftwerken mit 16.7 Hz-Einphasen-Synchron-generatoren sind auch Einspeisungen aus dem 50 Hz-Netz in das 16.7 Hz-Netz üblich. Es würde sich anbieten, z. B. eine 6-polige 50 Hz-Dreiphasen-Synchronmaschine mit einer zweipoligen 16.7 Hz-Einphasen-Synchronmaschine zu kuppeln, da beide 1000/min Synchrodrehzahl aufweisen. Da aber die Netzfrequenzen $f_a = 16.7$ Hz und $f_b = 50$ Hz nicht so genau geregelt werden können, dass stets $f_a = f_b/3$ gilt, sind die Synchrodrehzahlen der beiden Maschinen geringfügig unterschiedlich. Eine der beiden Maschinen würde von der anderen zum Durchschlüpfen gegen das eigene Ständerdrehfeld gezwungen werden, so dass keine Leistungsübertragung als Synchronmaschine (Ständerfeldgeschwindigkeit = Läufergeschwindigkeit, Kapitel 5) möglich ist. Wird aber eine 6-polige doppeltgespeiste 50 Hz-Asynchronmaschine statt der 6-poligen Synchronmaschine verwendet, so kann über die durch den Frequenzumrichter eingespeiste Läuferleistung die $M(n)$ -Kennlinie so parallel verschoben werden, dass die Nennleistung übertragen wird (**rotierender "halbstatischer" Bahnumformer**). Die doppeltgespeisten Asynchronmaschinen dieser Umformerwerke sind sehr leistungsstark (z.B. 30 MW Nennleistung, Umformerwerk *ULM*). Alternativ dazu werden die neueren Umformer-Anlagen seit etwa 1995 in *Deutschland* ausschließlich leistungselektronisch ausgeführt, da sie kostengünstiger sind (**"vollstatischer" Umformer**, z. B. *BREMEN, KARLSFELD*).

6.8.3 Untersynchrone Stromrichter-kaskade

Bei großen Leistungen ist der läuferseitige Umrichter für Vier-Quadrantenbetrieb teuer. Eine billigere Sonderlösung ist die **untersynchrone Stromrichter-kaskade**, die mit einem einfachen Diodengleichrichter läuferseitig und einer gesteuerten Gleichrichterbrücke netzseitig ausgerüstet ist. Die vom Luftspalt-Drehfeld beim Schlupf s in die Läuferwicklung induzierte, schlupffrequente Spannung wird gleichgerichtet (Bild 6.8.3-1) und treibt den Läuferwechselstrom als Gleichstrom I_d , geglättet über eine Zwischenkreisdrossel, in den Zwischenkreis. Dort wird anschließend über die netzseitige gesteuerte B6C-Schaltung im Wechselrichterbetrieb ($\alpha > 90^\circ$) wieder auf Netzfrequenz wechselgerichtet und die Läuferleistung ins Netz (z. B. über einen Transformator) zurückgespeist. Damit wird bei **untersynchronem Betrieb** ($s > 0$) die Läuferleistung $P_r = s \cdot P_\delta - m_r R_r' I_r'^2 > 0$, abzüglich der Verluste in der Läuferwicklung, ins Netz zurück gespeist, so dass gegenüber kurzgeschlossenem Läufer ($s \cdot P_\delta = m_r R_r' I_r'^2$) größere Schlüpfe s und damit niedrigere Drehzahlen („untersynchron“) möglich sind. Es werden somit ein über die drei Schleifringe

an den Läufer angeschlossener (bei $m_r=3$ sechspulsiger) Gleichrichter, eine Drossel als Glättungsinduktivität für den gleichgerichteten Läuferstrom I_d und ein B6C-Wechselrichter benötigt. Gegebenenfalls wird die Wechselrichter-Ausgangsspannung über einen Transformator an die Netzspannung angeglichen (Bild 6.8.3-1). Die Amplituden \hat{U}_r der schlupffrequenten Läufer-Strangspannungen $u_{rU}(t), u_{rV}(t), u_{rW}(t)$ sinken proportional mit sinkender Läuferfrequenz $f_r = sf_s$. Sie sinken somit linear mit steigender Drehzahl $n = (1-s) \cdot n_{syn}$. Durch die sechspulsige Gleichrichtung entsteht daraus eine wellige Gleichspannung $u_{dr}(t)$ im Zwischenkreis mit dem Mittelwert U_{dr} (Bild 6.8.3-1), der vom Maximalwert U_{dr0} bei $n = 0$ linear auf Null bei Synchrondrehzahl sinkt (Bild 6.8.3-2a). Gemäß (6.4.4-1) gilt für die gleichgerichteten Läuferstromamplituden \hat{U}_r :

$$U_{dr} = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} \cdot \hat{U}_r \quad . \quad (6.8.3-1)$$

Da die Rotorspannung sich aus der Rotorstillstandsspannung $\hat{U}_{r,s=1}$ gemäß $\hat{U}_r = s \cdot \hat{U}_{r,s=1}$ ergibt, nennen wir

$$U_{dr0} = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{r,s=1} \quad \text{und} \quad U_{dr} = U_{dr0} \cdot s \quad . \quad (6.8.3-2)$$

Vom transformatorseitigen B6C-Wechselrichter wird die Transformatorspannung $u_{Trafo}(t)$ mit der Strangspannungs-Amplitude \hat{U}_{Trafo} und der Frequenz f_{Netz} (Bild 6.8.3-1) gleichgerichtet. Sie hat einen vom Steuerwinkel α abhängigen Mittelwert U_{dw} (vgl. (6.4.4-1)).

$$U_{dw} = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} \cdot \hat{U}_{Trafo} \cdot \cos \alpha = U_{dw,max} \cdot \cos \alpha \quad (6.8.3-3)$$

Mit \hat{u}_{Trafo} wird \underline{U}_{Trafo} so angepasst, dass $U_{dr0} = U_{dw,max}$ ist. Ein Wechselstrom I_r in der Läuferwicklung bzw. ein Gleichstrom I_d im Zwischenkreis kann nur fließen, wenn $U_{dr} > -U_{dw}$ ist. Im umgekehrten Fall $U_{dr} < -U_{dw}$ würde sich der Stromfluss I_d umkehren, **was aber nicht möglich ist**, da die Dioden des Gleichrichters den Stromfluss sperren. Daher muss gemäß Bild 6.8.3-2a der Schlupf größer als s_L sein, damit Strom fließen kann und ein Drehmoment entsteht (UNTERSynchroner Drehzahlstellbetrieb). Beim **Leerlaufschlupf** s_L ist der Läufer stromlos. Dort muss $-U_{dw} = U_{dr}$ gelten.

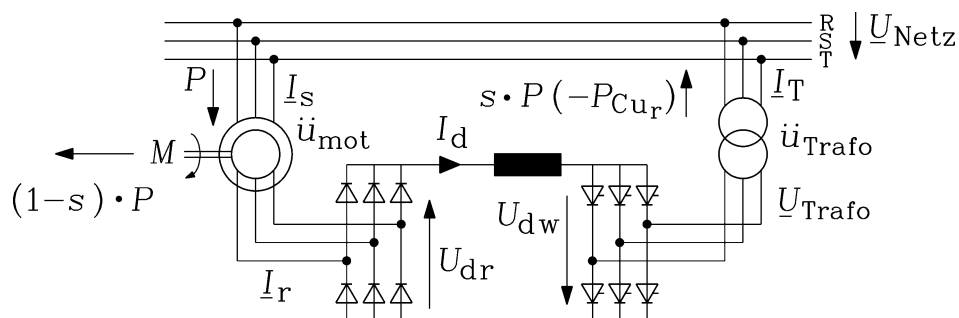


Bild 6.8.3-1: Untersynchrone Stromrichter-kaskade zur Rückgewinnung der Schlupfenergie bei drehzahlvariablem untersynchronen Betrieb $n < n_{syn}$

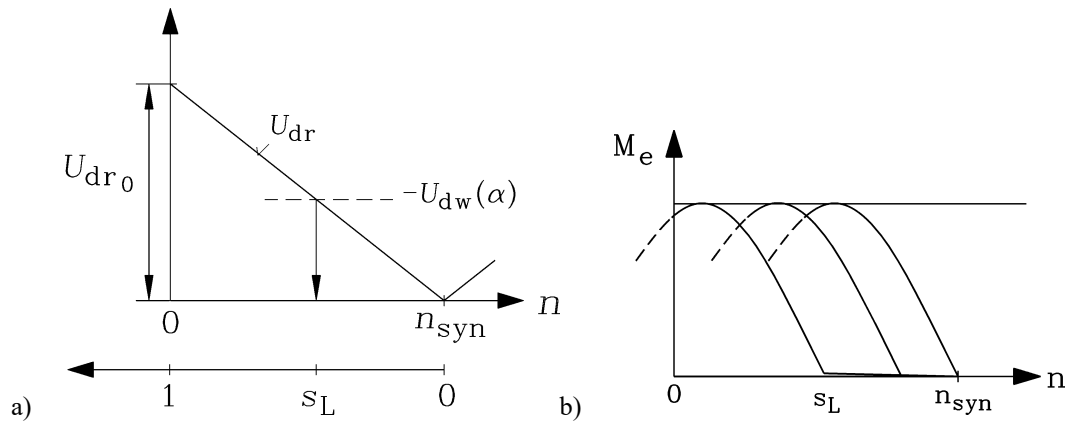


Bild 6.8.3-2: a) Lineare Abnahme der gleichgerichteten Läufererspannung mit steigender Drehzahl. Der Leerlaufschlupf s_L wird durch Veränderung des Steuerwinkels α am Wechselrichter eingestellt. b) Drehzahl-Drehmoment-Kurven der untersynchronen Stromrichtererkaskade für unterschiedliche Steuerwinkel $\alpha = 90^\circ \dots 114^\circ$

$$U_{dr} = s_L \cdot U_{dr0} = -U_{dw,max} \cdot \cos \alpha = -U_{dr0} \cdot \cos \alpha \rightarrow s_L = -\cos \alpha \quad (6.8.3-4)$$

$$I_d = 0 : U_{dr} + U_{dw} = 0 \quad I_d > 0 : U_{dr} > -U_{dw} \quad I_d < 0 \text{ nicht möglich} \quad (6.8.3-5)$$

Somit lässt sich über die Wahl von α zwischen 90° und 180° theoretisch der Leerlaufschlupf s_L zwischen 0 und 1 verstellen.

Ausgewählte Betriebspunkte:

a) $\alpha = 90^\circ$:

Beim Steuerwinkel $\alpha = 90^\circ$ ist der Leerlaufschlupf $s_L = 0$, was dem Betrieb bei kurzgeschlossenem Läufer entspricht, da U_{dw} Null ist. Die Leerlaufdrehzahl des Läufers ist gleich der Synchrondrehzahl des Ständerdrehfelds (rechte $M_e(n)$ -Kurve in Bild 6.8.3-2b).

b) $\alpha = 114^\circ$:

Bei $\alpha = 114^\circ$ ist der Schlupf $s_L = 0.4$. Für Schlüpfen $0 < s < 0.4$ ist dann $-U_{dw}$ stets größer als U_{dr} ; es kann in diesem Betriebsbereich kein Läuferstrom fließen, so dass kein Drehmoment entsteht. Erst für $s > s_L$ ist $U_{dr} > -U_{dw}$, so dass ein Läuferstrom fließt und ein Drehmoment entsteht. Die $M(n)$ -Kennlinie ist daher gegenüber jener bei $\alpha = 90^\circ$ nach links verschoben (linke $M_e(n)$ -Kurve in Bild 6.8.3-2b).

B6-Gleichrichter, B6C-Wechselrichter und Transformator müssen für den maximalen Leerlaufschlupf s_L bzw. für die minimale Leerlaufdrehzahl n_L bemessen sein, da sie etwa die Schlupfleistung $s_L \cdot P_\delta \approx s_L \cdot P_m / (1-s)$ ins Netz zurück liefern müssen. Wegen des Diodengleichrichters ist nur Leistungsfluss vom Läufer zum Netz möglich und damit nur untersynchroner Motorbetrieb ($P_e > 0, P_m > 0, s > 0 : P_r = s \cdot P_\delta \approx s \cdot P_e > 0$) oder übersynchroner Generatorbetrieb ($P_e < 0, P_m < 0, s < 0 : P_r = s \cdot P_\delta \approx s \cdot P_e > 0$), den man aber nicht benötigt.

Beispiel 6.8.3-1:

Drehzahlvariabler Kesselspeisepumpen-Antrieb in einem thermischen Kraftwerk (Leistung $P_N = 12 \text{ MW}$) zum Einstellen eines variablen Wasservolumenstroms für den Kraftwerkskessel: $M_{\text{Pumpe}} \sim n^2$. Über das Transformator-Übersetzungsverhältnis wird $\hat{U}_{\text{Trafo}} / U_{dr0} = \pi / (3\sqrt{3})$ eingestellt. Die niedrigste Leerlauf-Drehzahl soll 60% der Synchrondrehzahl betragen: $\alpha = 114^\circ : \cos \alpha = -0.4, s_L = 0.4 : n_{\text{min}} = (1 - s_L) \cdot n_{\text{syn}} = 0.6 n_{\text{syn}}$.

Die Pumpenleistung $P_{Pumpe} = (n/n_{syn})^3 \cdot P_N = (1-s)^3 \cdot P_N$ ist bei Vernachlässigung aller Verluste $P_{Pumpe} = (1-s) \cdot P_\delta$, und damit $P_\delta = (1-s)^2 \cdot P_N$.

Drehzahl	Volumenstrom	Leerlaufschlupf s_L	Leistung	Rückgespeiste Leistung
n_{max} (100%)	100%	0	12 MW	0 MW
n_{min} (60%)	60%	0.4	2.6 MW	1.73 MW

Tabelle 6.8.3-1: Pumpenantrieb mit einer untersynchronen Stromrichter-kaskade

Min. Pumpenleistung: $P_m = (n_{min}/n_{syn})^3 \cdot P_N = (1-s_{max})^3 \cdot P_N = (1-0.4)^3 \cdot 12 = 2.59\text{MW}$

Min. Drehfeldleistung: $P_\delta = (1-s_{max})^2 \cdot P_N = (1-0.4)^2 \cdot 12 = 4.32\text{MW}$

Rückgespeiste Leistung bei n_{min} : $P_r \approx s_{max} P_\delta = 0.4 \cdot 4.32 = 1.73\text{MW} = (4.32 - 2.59)\text{MW}$.

Die zurück gespeiste Leistung $P_r = s \cdot P_\delta \approx s \cdot (1-s)^2 \cdot P_N$ ist bei $s = 0$ und $s = 1$ Null, und hat bei $s = 1/3$ ein Maximum. Daher sind Gleichrichter, Wechselrichter und Transformator für die Wirkleistung $P_r = 0.33 \cdot (1-0.33)^2 \cdot P_N = 1.76\text{MW}$ zu bemessen, was geringfügig höher als der Wert bei $s = 0.4$ ist.

Fazit:

Die untersynchrone Stromrichter-kaskade ist vor allem bei jenen großen Leistungsanforderungen kostengünstig, wo nur ein eingeschränkter Drehzahlstellbereich erforderlich ist, also besonders bei Pumpenantrieben. Im Vergleich zur doppelt gespeisten Asynchronmaschine, die als Windgenerator weit verbreitet ist, wird sie daher selten eingesetzt.

6.8.4 Frequenzwandler

Doppeltgespeiste Asynchronmaschinen (Bild 6.8.4-1) werden fallweise als rotierende frequenzwandelnde Transformatoren verwendet, z. B. in Prüffeldern oder als Großmaschinen zum Koppeln zweier unabhängiger elektrischer Netze. Die Kopplung zweier geringfügig asynchroner Netze mit den beiden Netzfrequenzen im Netz 1: f_s und im Netz 2: f_r erfolgt über

$$f_r = s \cdot f_s, n_{syn} = f_s / p, 1-s = n/n_{syn} \rightarrow f_s = f_r + n \cdot p \quad , \quad (6.8.4-1)$$

wenn die Statorwicklung vom Netz 1 und die Rotorwicklung vom Netz 2 gespeist wird.

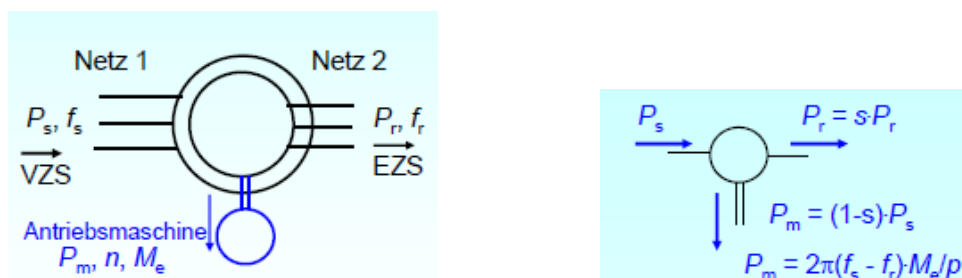


Bild 6.8.4-1: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine als Frequenzwandler und Leistungsfluss

Der Wirk-Leistungsfluss zwischen Netz 1 und Netz 2 ergibt sich mit

Übungsbeispiele zu Kapitel 6Übungsbeispiel Ü6.1: Bemessung eines Rohrmühlenantriebs als Direktumrichter-SynchronantriebDaten:

Abgabeleistung 6.4 MW bei $\cos\varphi = 1$, Nenndrehzahl 15/min, $f_s = 5.5$ Hz, $U_{sN} = 3.2$ kV Y, Nennscheinleistung 7800 kVA, Strangzahl 3.

Der Läufer ist direkt auf der Rohrmühle fixiert (Einsparung von Läuferabstern, Läuferlager und Kupplung = **integrierter Direktantrieb**). Dadurch Festlegung des Ständerbohrungsdurchmessers über Außendurchmesser der Rohrmühle (plus zweimal Polhöhe plus Luftspalt):

Bohrungsdurchmesser $d_{si} = 8$ m, Aktivlänge $l_{Fe} = 0.95$ m.

Zu berechnen sind

1. Nennstrom,
2. Polzahl,
3. Auslegung der Ständerwicklung,
4. Elektromagnetische Ausnützung (Strombelag, Luftspalt-Flussdichte),
5. Nenndrehmoment.

1. Nennstrom:

• Nennstrom: $I_N = 7800 / (\sqrt{3} \cdot 3.2) = \underline{\underline{1410}}$ A

2. Polzahl:

$n = f/p = 60 \cdot 5.5 / 22 = 15/\text{min}$,

• Polzahl $2p = \underline{\underline{44}}$

ACHTUNG: Bei Ausführung desselben Antriebs für das 50 Hz-Netz ergäbe sich bei gleicher Drehzahl eine Polzahl 400 (!), mit einer Polteilung 63 mm. Das ist so **nicht sinnvoll** ausführbar (Polteilung und Nutteilung von gleicher Größenordnung, Mini-„Pölchen“!)

3. Auslegung der Ständerwicklung:

- Hochspannungswicklung: Nutisolation einseitig 1.5 mm,
- hoher Ständerstrom, indirekte Luftkühlung, Begrenzung der Stromdichte auf unter 3 A/mm²
- Nutbreite = ca. Zahnbreite (Vermeidung hoher Zahnsättigung !)

Dies bedingt eine ausreichend große Nutteilung: ca. 5 cm. Gewählt wird eine Ständernutzahl $Q_s = 462$.

Polteilung $\tau_p = \frac{8000\pi}{44} = 571\text{mm}$, Nutteilung $\tau_s = \frac{8000\pi}{462} = 54.4\text{mm}$

• Lochzahl $q = \frac{Q_s}{2p \cdot m_s} = \frac{462}{44 \cdot 3} = 3.5$ „**Bruchlochwicklung**“.

Da die Lochzahl keine ganze Zahl ist, nennt man diese symmetrische "Sonder"-Drehstromwicklung Bruchlochwicklung. Da der Bruchloch-Nenner nur 2 ist, sind nur 2 Pole als "Urschema" der Wicklung erforderlich. Nach zwei Polen wiederholt sich das Schema identisch, bis 44 Pole erreicht sind.

Jeder Strang hat pro Polpaar eine „breite“ Zone mit 4 Nuten und eine „schmale“ Zone mit 3 Nuten, wie Bild Ü6.1-1 zeigt (z.B. Strang U: Nuten 1, 2, 3, 4, und 12, 13, 14). Das gibt im Mittel 3.5 Nuten pro Pol und Phase. Ganzlochwicklungen mit $q = 3$ oder 4 ergäben entweder eine zu grobe oder zu feine Nutung.

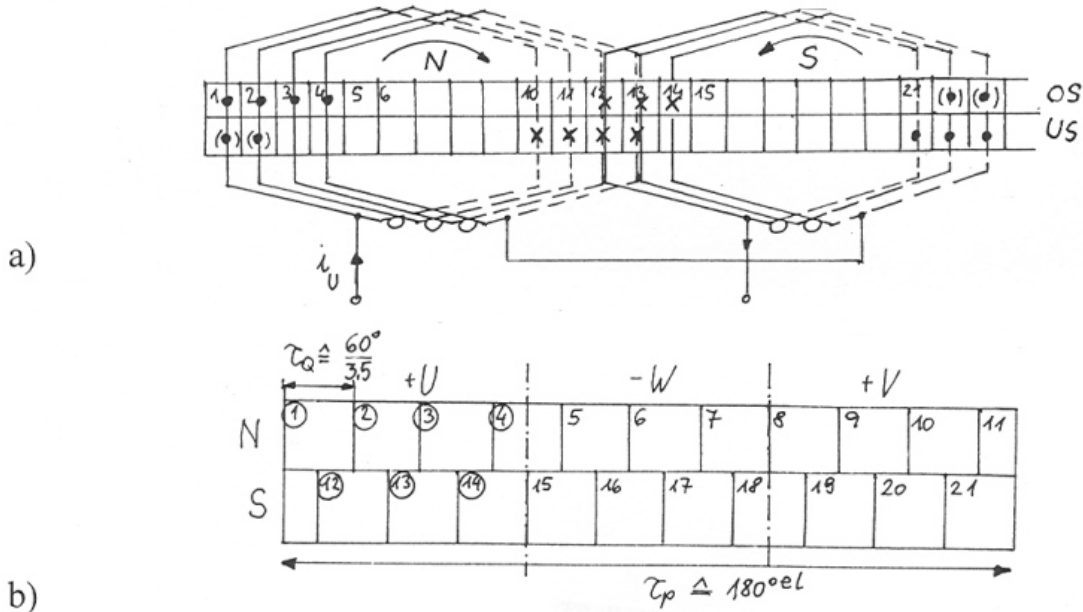


Bild Ü6.1-1: Entwurf der Ständerwicklung: a) Zonenplan der Bruchlochwicklung $q = 3.5$. Die Zuordnung der einzelnen Nuten zu den Strängen U, V, W erfolgt am einfachsten über das TINGLEY-Schema (b), wobei die Nuten je Pol untereinander gezeichnet werden.

Bruchlochwicklungen sind somit ein Kennzeichen für hochpolige Synchrongeneratoren (z.B. Wasserkraftgeneratoren in Laufkraftwerken).

Bruchlochwicklungen haben gegenüber Ganzlochwicklungen den **Nachteil**, dass das von ihnen erregte Luftspaltfeld für N- und S-Pol nicht abszissensymmetrisch ist (Bild Ü6.1-2). Folglich treten auch Oberfelder mit geraden Ordnungszahlen auf.

$$\nu = 1 + m_s g, \quad g = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots : \nu = +1, -2, +4, -5, +7, -8, +10, -11, +13, \dots$$

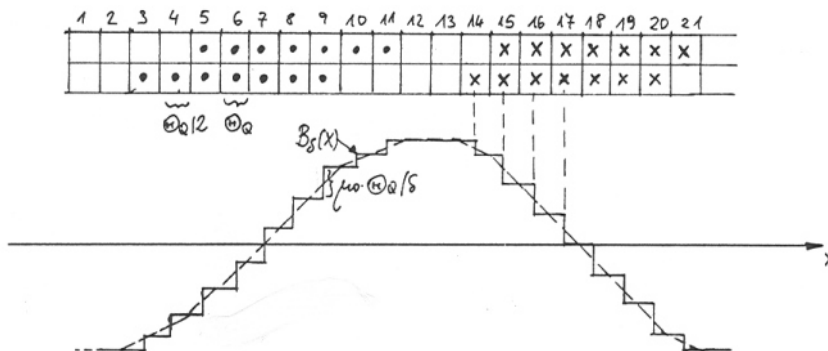


Bild Ü6.1-2: Luftspaltfeld der Bruchlochwicklung $q = 3.5$ für den Zeitaugenblick $i_U = 0, i_V = -i_W$.

Bruchlochwicklungen haben den **Vorteil**, dass für den Zonenfaktor die Wicklung mit der Summe $3 + 4 = 7$ Nuten ($q' = 7$) wirkt, weil die Nuten z.B. im Strang U Nr. 12, 13, 14 gegenüber Nr. 1, 2, 3, 4 um eine halbe Nutteilung phasenverschoben sind. Dies erkennt man am besten aus den TINGLEY-Schema (Bild Ü6.1-1b). Die Wicklung wirkt für die Grund- und Oberwellen des Läufers (Polrads) also wie eine doppelt so feine Nutung, was eine bessere Filterwirkung für die Oberfelder des Polradfelds ergibt.

$$\text{Zonenfaktor: } k_{d1} = \frac{\sin(\pi / 2m_s)}{q' \sin\left(\frac{\pi}{2m_s q'}\right)} = \frac{0.5}{7 \cdot \sin(\pi / 42)} = 0.955$$

Gewählt wird eine **gesehnte Zweischichtwicklung** mit einer Sehnung: $W / \tau_p = 9 / 11.5 = 0.78$.

Das entspricht einem Spulenschritt von Nut 1 Oberschicht in Nut 10 Unterschicht.

$$\text{Sehnungsfaktor: } k_{p1} = \sin(0.78 \cdot \pi / 2) = 0.94$$

$$\text{Wicklungsfaktor: } k_{w1} = 0.955 \cdot 0.94 = 0.9$$

Wahl der Windungszahl mit einer geschätzten Grundwellen-Luftspaltinduktion $B_{\delta 1} = 1$ T:

$$U_s = 3200 / \sqrt{3} V \approx U_h = \sqrt{2} \pi f_s \cdot N_s k_{w1} \cdot \frac{2}{\pi} \tau_p l_{Fe} B_{\delta 1} \Rightarrow N_s = 243.2$$

Gewählt werden $N_c = 3$ Windungen je Nut und Schicht und $a = 2$ parallele Wicklungszweige je Strang. Das führt zu einer

$$\text{Windungszahl je Strang: } N_s = \frac{2pqN_c}{a} = \frac{44 \cdot 3.5 \cdot 3}{2} = \underline{\underline{231}}$$

4. Elektromagnetische Ausnützung:

- Grundwellenfluss: $\Phi_1 \approx \frac{U_s}{\sqrt{3} \sqrt{2} \pi f_s \cdot N_s k_{w1}} = 0.363 \text{ Wb}$

$$\text{Luftspalt-Grundwellen-Flussdichte: } B_{\delta 1} = \frac{\Phi_1}{(2/\pi) \cdot l_{Fe} \cdot \tau_p} = \underline{\underline{1.05}} \text{ T}$$

$$\text{Strombelag: } A_s = \frac{2N_s m_s I_{sN}}{2p \tau_p} = \underline{\underline{777}} \text{ A/cm}$$

Dieser Wert ist ausreichend niedrig für eine indirekte Luftkühlung (siehe Kapitel 2).

ESSON'sche Ausnutzungsziffer (siehe Kapitel 5):

$$C = \frac{S_N}{d_{si}^2 l_{Fe} n} = \frac{7800}{8^2 \cdot 0.95 \cdot 15} = 8.5 \text{ kVA} \cdot \text{min} / \text{m}^3$$

Kontrolle über die elektromagnetische Ausnützung:

$$C = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} k_{w1} A_s B_{\delta 1} = 8.55 \text{ kVA} \cdot \text{min} / \text{m}^3 \text{ (stimmt gut überein!)}$$

5. Nenndrehmoment:

$$\text{Nenndrehmoment: } M_N = \frac{P_N}{2\pi n} = \frac{6400}{2\pi(15/60)} = \underline{\underline{4074000}} \text{ Nm (!)}$$

Übungsbeispiel Ü6.2: Doppeltgespeister Asynchron-Windgenerator

Daten:

Elektrische Nennleistung (Abgabeleistung ins 50 Hz-Netz) 1.5 MW bei Turbinendrehzahl 18/min, Generatorwirkungsgrad 96 %, Getriebeübersetzung $i = 1:50$

1. Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie für drehzahlvariablen Betrieb: Leiten Sie eine einfache Beziehung $M_e(n)$ her, wenn im Läufer eine Zusatzspannung U_r eingespeist wird, die in Phase oder Gegenphase mit der Ständerspannung U_s ist. Vernachlässigen Sie dabei Ständerwiderstand und -streureaktanz und betrachten Sie nur den Drehmomentbereich zwischen negativem und positivem Nennmoment.
2. Dimensionierung von Maschine und Umrichter für einen Drehzahlbereich $n_{max}/n_{min} = 1.5$: Verwenden Sie dazu eine 8-polige Schleifringläufermaschine mit einem generatorischen Nennschlupf von $s_N = -0.5\%$. Vernachlässigen Sie diesen kleinen Nennschlupf. Beachten Sie, dass die mechanische Leistung der Windturbine (ohne Berücksichtigung einer Pitch-Regelung) $P_{Turbine} \sim n^3$ ist.
3. Geben Sie die Leistungen für Turbine, Maschine und Umrichter bei Minimaldrehzahl an!
4. Geben Sie die Leistungsflüsse in der Maschine und im Umrichter bei maximaler und minimaler Drehzahl im Generator- und Motorbetrieb (z. B. Pumpenantrieb) an!
5. Welcher Betriebsbereich von 4. kann auch mit einem rotorseitigen Diodengleichrichter gefahren werden?

1. Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie für drehzahlvariablen Betrieb:

Die Spannungsgleichungen für Ständer- und Läuferkreis des vereinfachten Ersatzschaltbilds (Bild Ü6.2-1a) werden nach den Unbekannten $\underline{I}_s, \underline{I}'_r$ aufgelöst. Wegen der Vereinfachungen ist der Magnetisierungsstrom \underline{I}_m auch unter Last ($\underline{I}'_r \neq 0$) identisch mit dem Leerlaufstrom \underline{I}_{s0} .

$$\underline{U}_s = jX_h(\underline{I}_s - \underline{I}'_r) = jX_h \underline{I}_{s0} \quad \text{und} \quad \underline{U}'_r = -(R'_r + jsX'_r)\underline{I}'_r + jsX_h \underline{I}_s \quad \text{sowie}$$

$$\underline{I}_s = \underline{I}_{s0} + \underline{I}'_r.$$

Daraus folgt:
$$\underline{I}'_r = \frac{\underline{U}_s - \underline{U}'_r}{\frac{R'_r}{s} + jX'_{r\sigma}} \quad \text{und} \quad \underline{I}_{s0} = \frac{\underline{U}_s}{jX_h}.$$

Die auf die Ständerwicklungsdaten umgerechnete Amplitude der Läufer-Zusatzspannung \underline{U}'_r (Strangwert!) kann in Bruchteilen bzw. Vielfachen der Ständer-Strangspannungsamplitude angegeben werden, wobei der in Phase liegende Anteil w -fach, der um 90° nacheilende Anteil b -fach sein soll (w : "wirk", b : "blind").

$$\underline{U}'_r = \underline{U}_s \cdot (w - jb).$$

Das elektromagnetisch erzeugte Drehmoment M_e für Drehmomente bis zum Nennmoment, also die Näherung für kleine Schlüpfe $s \ll 1$, wird aus der von der Maschine (Motorbetrieb) aufgenommenen Wirkleistung P_{in} , (hier: $P_{in} =$ Drehfeldleistung P_δ , da $R_s = 0$) berechnet.

$$\underline{I}'_r = \frac{s\underline{U}_s - \underline{U}'_r}{R'_r + jsX'_{r\sigma}} \approx \frac{s\underline{U}_s - \underline{U}'_r}{R'_r} = \frac{U_s}{R'_r} (s - w + jb) \text{ für } s \ll 1$$

$$P_{in} = m_s \operatorname{Re} \left\{ \underline{U}_s \cdot \underline{I}'_s \right\} = m_s \operatorname{Re} \left\{ \underline{U}_s \cdot (\underline{I}'_{s0} + \underline{I}'_r) \right\} = m_s \operatorname{Re} \left\{ \underline{U}_s \cdot \underline{I}'_r \right\} = m_s \frac{U_s^2}{R'_r} (s - w) = P_\delta$$

$$\underline{M}_e = \frac{P_\delta}{\Omega_{syn}} = \frac{m_s U_s^2}{\Omega_{syn} R'_r} (s - w) \quad \text{und} \quad n = n_{syn} \cdot (1 - s) \quad .$$

Damit ist die vereinfachte Näherungsbeziehung $M_e(n)$ hergeleitet, Sie stellt die Anfangstangente an die Drehmomentkurve (KLOSS'sche Beziehung) dar. Das Kippmoment und der Bereich großer Schlüpfе wird durch diese Näherung nicht wiedergegeben.

Fazit:

Die Wirk-Komponente der Läufer-Zusatzspannung verschiebt die M_e - n -Kurve **parallel** (Bild Ü6.2-1b). Ist die Läufer-Zusatzspannung Null, so ist das Drehmoment – wie bei jeder im Läuferkreis kurzgeschlossenen Asynchronmaschine – bei $s = 0$ ebenfalls Null. Andernfalls wird das Drehmoment bei einem Leerlaufschlupf s_L Null, der positiv ist (**UNTERSynchroner Leerlaufpunkt**), wenn die Wirkkomponente der Läufer-Zusatzspannung **IN PHASE** mit der Ständerstrangspannung ist, oder negativ ist (**ÜBERSynchroner Leerlaufpunkt**), wenn sie **IN GEGENPHASE** ist.

$$M_e = 0 \Rightarrow s - w = 0 \Rightarrow s_L = w = \frac{U'_{r,wirk}}{U_s}$$

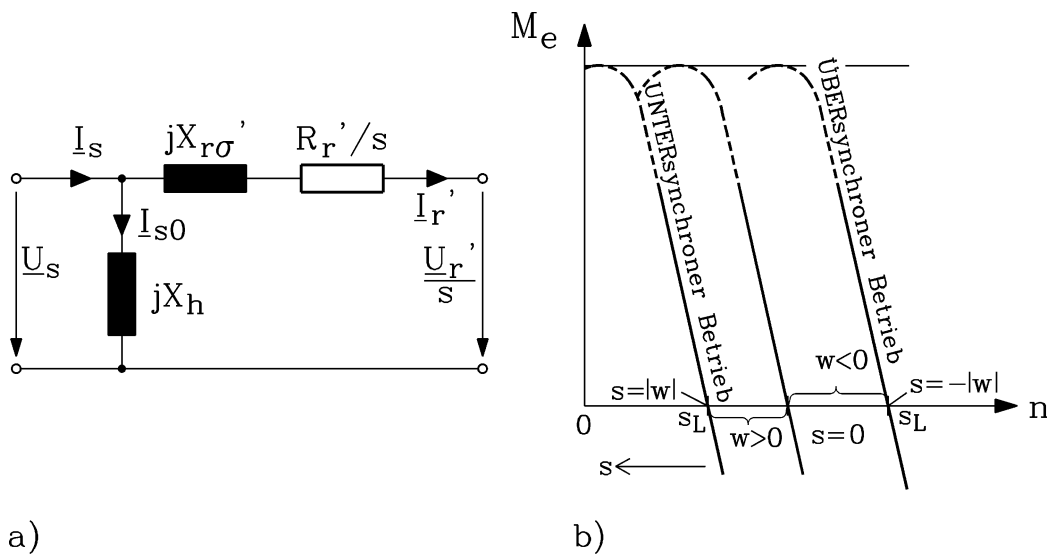


Bild Ü6.2-1: Doppeltgespeiste Asynchronmaschine: a) Vereinfachtes Ersatzschaltbild mit eingepprägter Läufer-Zusatzspannung U'_r , b) M_e - n -Kennlinien für unterschiedliche Läufer-Zusatzspannungen

2. Dimensionierung von Maschine und Umrichter: Drehzahlbereich $n_{max}/n_{min} = 1.5$:

Die Dimensionierung erfolgt bei maximaler Drehzahl, da dann die Windleistung maximal ist:

$$n_{max} = i \cdot n_{Turbine,max} = 50 \cdot 18 = 900 / \text{min} \quad ,$$

$$8\text{-polige Maschine: Bei } 50 \text{ Hz: Synchrondrehzahl: } n_{syn} = f_s / p = 50 / 4 = 12.5 / s = 750 / \text{min} \quad ,$$

$$n_{max} / n_{syn} = 900 / 750 = 1.2 = 1 - s_L \Rightarrow s_L = -0.2 \quad .$$

Turbinennennleistung:

$$P_{Turbine}(n_{\max}) = P_{m,in} = \frac{P_{e,out}}{\eta} = \frac{P_N}{\eta} = 1.58 \text{ MW.}$$

Im Verbraucherzählpeilsystem gilt für Generatorbetrieb: $P_m = \frac{-1.5}{0.95} = -1.58 \text{ MW.}$

Die elektrische Maschine wird gemäß der inneren Leistung (Luftspaltleistung) bemessen:

$$P_\delta = P_m / (1 - s) \Rightarrow \text{Nennschlupf vernachlässigt: } s = s_L + s_N = -0.2 - 0.005 = -0.205 \approx -0.2$$

$$P_\delta = -1.58 / (1 - (-0.2)) = \underline{\underline{-1.32}} \text{ MW (83.5\% der Turbinen-Nennleistung).}$$

Die elektrische Maschine ist für 1.32 MW bei 900/min bzw. 1.1 MW bei 750/min zu bemessen.

Umrichterbemessung (hier nur Wirkleistung berücksichtigt):

$$P_{Umr} = s \cdot P_\delta = (-0.2) \cdot (-1.32) = \underline{\underline{0.265}} \text{ MW (16.5\% der Turbinen-Nennleistung)}$$

3. Geben Sie die Leistungen bei Minimaldrehzahl an !

$$n_{\min} = n_{\max} / 1.5 = 900 / 1.5 = 600 \text{ /min, } s_L = \frac{n_{syn} - n_{\min}}{n_{syn}} = \frac{750 - 600}{750} = 0.2$$

$$P_{Turbine}(n_{\min}) = \left(\frac{n_{\min}}{n_{\max}} \right)^3 \cdot P_{Turbine}(n_{\max}) = \left(\frac{600}{900} \right)^3 \cdot 1.58 = 0.468 \text{ MW}$$

$P_m = -0.468 \text{ MW, } P_\delta = P_m / (1 - s) \Rightarrow \text{Nennschlupf vernachlässigt:}$

$$s = s_L + s_N = 0.2 - 0.005 = 0.195 \approx 0.2$$

$$P_\delta = -0.468 / (1 - 0.2) = \underline{\underline{-0.585}} \text{ MW (37\% der Turbinen-Nennleistung).}$$

Umrichterleistung (hier nur Wirkleistung berücksichtigt):

$$P_{Umr} = s \cdot P_\delta = 0.2 \cdot (-0.585) = \underline{\underline{-0.117}} \text{ MW (7.4\% der Turbinen-Nennleistung)}$$

Die elektrische Maschine und der Umrichter sind für diesen Betriebspunkt überdimensioniert.

4. Geben Sie die Leistungsflüsse bei maximaler und minimaler Drehzahl im Generator- und Motorbetrieb (z. B. Pumpenantrieb) an !

Generatorbetrieb:

Der Leistungsfluss in der elektrischen Maschine erfolgt wegen des Generatorbetriebs vom Rotor (zugeführte mechanische Leistung) über den Luftspalt zum Stator.

Im Umrichter erfolgt im übersynchronen Betrieb ($s_L < 0$) der Leistungsfluss vom Rotor über den Umrichter ins Netz, im untersynchronen Betrieb ($s_L > 0$) vom Netz über den Umrichter zum Rotor.

Motorbetrieb:

Wenn die Maschine im Motorbetrieb fährt, kehren sich die Energieflussrichtungen sowohl in der Maschine als auch im Umrichter um.

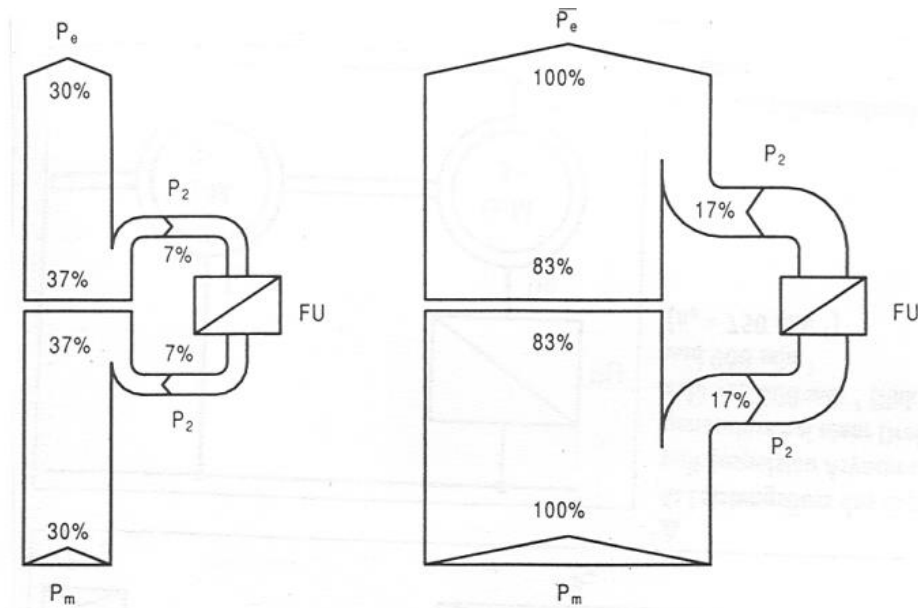


Bild Ü6.2-2: Leistungsflüsse bei minimaler und maximaler Drehzahl im Generatorbetrieb

Motorbetrieb:

n_{\max} :

$$P_m = \eta \cdot P_N = 0.95 \cdot 1.5 = 1.43 \text{ MW}$$

$$P_\delta = P_m / (1 - s) \Rightarrow \text{Nennschlupf vernachlässigt: } s = s_L + s_N = -0.2 - 0.005 = -0.205 \approx -0.2$$

$$P_\delta = 1.43 / (1 - (-0.2)) = \underline{\underline{1.19 \text{ MW}}}$$

$$P_{Umr} = s \cdot P_\delta = (-0.2) \cdot 1.19 = \underline{\underline{-0.238 \text{ MW}}}$$

n_{\min} :

$$P_{Pumpe}(n_{\min}) = \left(\frac{n_{\min}}{n_{\max}} \right)^3 \cdot P_{Pumpe}(n_{\max}) = \left(\frac{600}{900} \right)^3 \cdot 1.43 = 0.424 \text{ MW}$$

$$P_m = 0.424 \text{ MW, } P_\delta = P_m / (1 - s) \Rightarrow \text{Nennschlupf vernachlässigt:}$$

$$s = s_L + s_N = 0.2 - 0.005 = 0.195 \approx 0.2$$

$$P_\delta = 0.424 / (1 - 0.2) = \underline{\underline{0.53 \text{ MW}}}$$

Umrichterleistung (hier nur Wirkleistung berücksichtigt):

$$P_{Umr} = s \cdot P_\delta = 0.2 \cdot 0.53 = \underline{\underline{0.106 \text{ MW}}}$$

5. Welcher Betriebsbereich kann auch mit einem rotorseitigen Diodengleichrichter gefahren werden ?

Im untersynchronen Betrieb speist der Umrichter die „Schlupf“leistung sP_δ aus dem Rotor ins Netz zurück, die bei Betrieb mit Läuferwiderständen in den Widerständen in Wärme umgesetzt würde. Dieser Betriebsbereich kann folglich mit einer **untersynchronen Stromrichter**kaskade gefahren werden, die als rotorseitigen Steller einen Diodengleichrichter mit

der Diodenpolarität gemäß Bild Ü6.2-3 verwendet. Untersynchroner Generatorbetrieb und übersynchroner Motorbetrieb sind aber wegen des Diodengleichrichters nicht möglich.

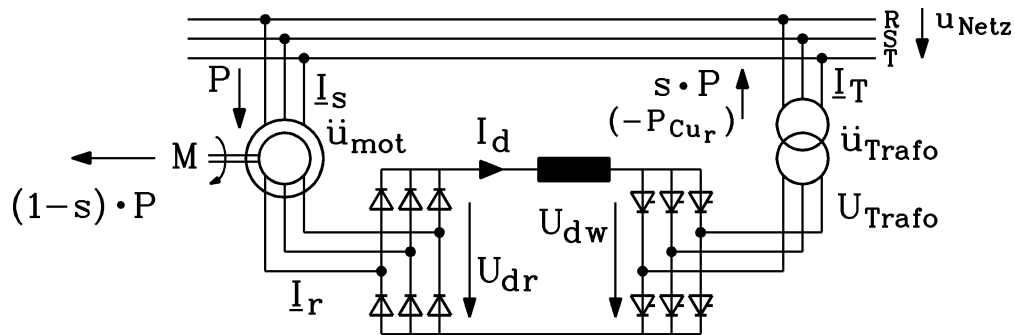


Bild Ü6.2-3: Untersynchrone Stromrichter-kaskade zur Rückgewinnung der Schlupfenergie bei drehzahlvariablem Betrieb $n < n_{syn}$

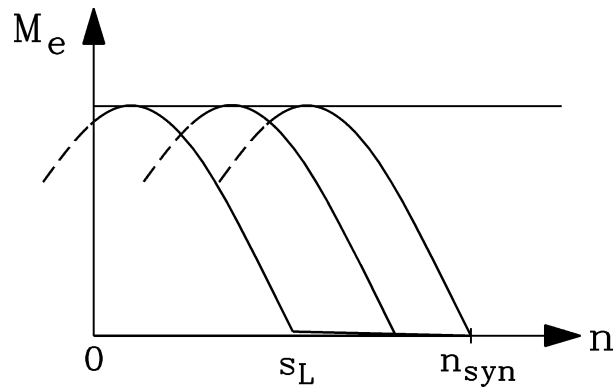


Bild Ü6.2-4: Drehzahl-Drehmoment-Charakteristiken der **untersynchronen Stromrichter-kaskade** für unterschiedlich hohe Läuferzusatzspannungen.

Die Läuferzusatzspannung wird über den Steuerwinkel α des netzseitigen Stellers eingestellt. Für Leerlaufschlupf $s_L = 0$ (keine Zusatzspannung) ist $\alpha = 90^\circ$ und daher gemäß $U_{dw}(\alpha) = U_{dw,max} \cdot \cos \alpha$ Null.

Übungsbeispiel Ü6.3: Kesselspeisepumpen-Antrieb

Für einen Antrieb der Kesselspeisepumpe in einem thermischen Kraftwerk mit den Daten

$$P = (2.2, \dots, 1.6) \text{ MW}$$

bei

$$n = (990 \dots 720) \text{ 1/min}$$

sollen eine Asynchronmaschine und eine untersynchrone Stromrichter-kaskade beschafft werden.

- 1) Skizzieren Sie die allpolige Schaltung.
- 2) Welche Nennleistung und welche Polzahl ($f = 50 \text{ Hz}$) hat der Asynchronmotor?
- 3) Wie groß ist der Motornennstrom (Außenleiterwert) für eine Netzspannung $U_N = 6300 \text{ VY}$ (verketteter Wert) und die Motornenn-daten $\cos \varphi_N = 0.90$; $\eta_N = 0.95$?
- 4) Für welche Scheinleistung sind die Stromrichter etwa zu bemessen?
- 5) Skizzieren Sie den Verlauf $M = f(n)$ des Drehmomentes über der Drehzahl bei Einstellung des Stromrichters
 - a) auf Zwischenkreisspannung Null,
 - b) auf die tiefste Drehzahl nach dem angegebenen Stellbereich.

Lösung zu Aufgabe Ü6.3:

1)

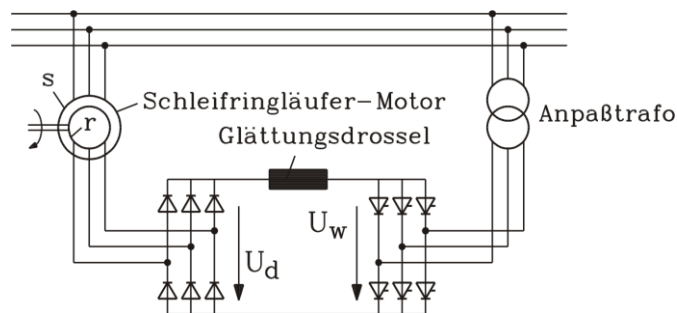


Bild Ü6.3-1: Untersynchrone Stromrichter-kaskade

2) $n_{\max} = 990 \text{ /min} \rightarrow n_{\text{syn}} = 1000 \text{ /min} \rightarrow \text{bei } 50 \text{ Hz} : \underline{\underline{2p = 6}}$

$$n_{\text{syn}} = \frac{f}{p} \cdot 60 = \frac{50}{3} \cdot 60 = 1000 \text{ /min} , \text{ Schlupfdrehzahl } 10/\text{min}$$

3) $P_N = 2.2 \text{ MW} = \eta_N \cdot \cos \varphi_N \cdot \sqrt{3} \cdot U_N \cdot I_N \Rightarrow I_N = \underline{\underline{236 \text{ A}}}$
 $\eta_N = 0.95, \cos \varphi_N = 0.9, U_N = 6.3 \text{ kV}$

4) Die Schlupfleistung wird via Stromrichter ins Netz zurückgespeist.

$$s_{\max} = \frac{n_{\text{syn}} - n_{\min}}{n_{\text{syn}}} = \left(1 - \frac{720}{1000}\right) = 0,28, \quad I_N = 236\text{A}, \quad s_{\max} = 0.28$$

$$P_N \cdot s_{\max} = P_r, \quad S_r = S_N \cdot s_{\max} = \sqrt{3} \cdot U_N \cdot I_N \cdot s_{\max} = \underline{\underline{721 \text{ kVA}}}$$

5)

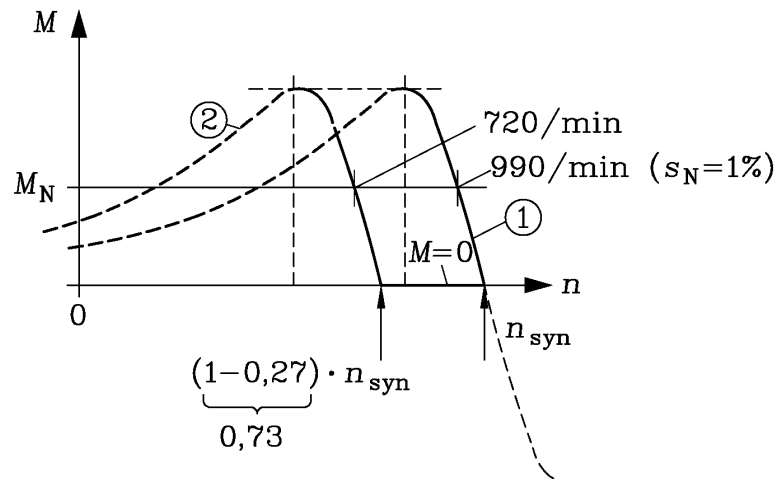


Bild Ü6.3-2: Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie der untersynchronen Stromrichtererkaskade mit Schleifringläufer
 (1) Zwischenkreisspannung ist null, (2) Minimaldrehzahlbetrieb

Achtung:

Für Fall (2) ist $M = 0$ zwischen n_{syn} und $\sim 0.73 \cdot n_{\text{syn}}$, da $U_d < U_W$, so dass in der Rotorwicklung kein Strom fließen kann, und daher auch kein Drehmoment gebildet wird.

7. Kraftbeanspruchung in großen Synchronmaschinen

7.1 Drehmomentbildung

Das von einer Maschine erzeugte Nutzdrehmoment (bremsend als Generator, antreibend als Motor) ist in Kapitel 5 aus der Leistungsbilanz bestimmt worden. Dabei konnte über die Ausnutzungsziffer gezeigt werden, dass das Drehmoment proportional dem Ständerstrombelag und der Luftspaltflussdichte ist. Man kann aber auch das Drehmoment direkt aus der Berechnung der Kraft auf einen Stromleiter im Magnetfeld (**LORENTZ-Kraft**) bestimmen. Ist ein solcher Leiter drehbar angeordnet, so entsteht ein Drehmoment, das gleich dem Produkt aus Kraft und Dreharm (Radius) ist. Bei Maschinen liegen zahlreiche Leiter vor, und das Gesamtdrehmoment ergibt sich aus der Summe der Einzeldrehmomente.

Maximale Kraft wird erreicht, wenn Stromflussrichtung und Feldrichtung einen rechten Winkel einschließen ($\alpha = 90^\circ$), wobei die Richtung der Kraft (Einheitsvektor \vec{e}_F) stets normal auf Stromfluss- und Feldrichtung ist.

$$\vec{F} = I \cdot \vec{l} \times \vec{B} = I \cdot l \cdot B \cdot \sin \alpha \cdot \vec{e}_F = I \cdot l \cdot B \cdot \vec{e}_F \quad (7.1-1)$$

Bei verteilter Ankerwicklung schließt ein Teilabschnitt dx des Ankerumfangs den Teilstrom (genauer: die Teildurchflutung)

$$dI(x) = A(x) dx \quad (7.1-2)$$

ein, wobei $A(x)$ den dortigen **lokalen Strombelag** bedeutet.

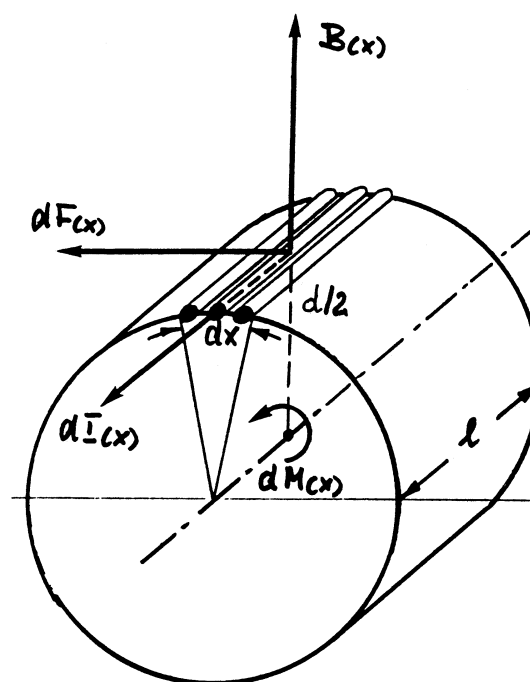


Bild 7.1-1: Drehmomentbildung in elektrischen Maschinen

Sein Beitrag zur Kraft dF ist wegen des rechten Winkel zwischen Stromflussrichtung und Feldrichtung

$$dF(x) = dI(x) \cdot B_\delta(x) \cdot l = l \cdot A(x) \cdot B_\delta(x) \cdot dx \quad (7.1-3)$$

Gemäß (7.1-1) und Bild 7.1-1 ist die Kraftrichtung tangential gerichtet und liefert den Beitrag zum Drehmoment

$$dM(x) = \frac{d}{2} \cdot dF(x) = \frac{d}{2} \cdot l \cdot A(x) \cdot B_{\delta}(x) \cdot dx \quad (7.1-4)$$

Für das **gesamte Drehmoment** genügt die Integration über eine Polteilung τ_p und Vermehrung mit der Polzahl

$$M = 2p \int_0^{\tau_p} dM = p \cdot d \cdot l \cdot \int_0^{\tau_p} A(x) \cdot B_{\delta}(x) \cdot dx \quad (7.1-5)$$

A und B_{δ} sind auf denselben Luftspaltdurchmesser, z. B. auf d bezogen. Dieser definiert einen gedachten Zylinder als Bilanzhülle zwischen Ständer und Läufer, aus der lediglich die Kupplung zur Antriebs- oder Arbeitsmaschine herauschaut.

Bei **Gleichstrommaschinen** ist der Strombelag zwischen zwei aufeinanderfolgenden Bürsten (also innerhalb einer Polteilung) konstant (I_a : Ankerstrom, $2a$: Anzahl paralleler Ankerzweige, z : Gesamtleiterzahl am Umfang).

$$A(x) = A = \frac{z \cdot I_a / (2a)}{d \cdot \pi} \quad (7.1-6)$$

Unabhängig von der Form der Polfeldkurve im Luftspalt ist der gesamte innerhalb einer Polteilung in den Anker eintretende Fluss

$$\Phi = l \int_0^{\tau_p} B_{\delta}(x) dx \quad (7.1-7)$$

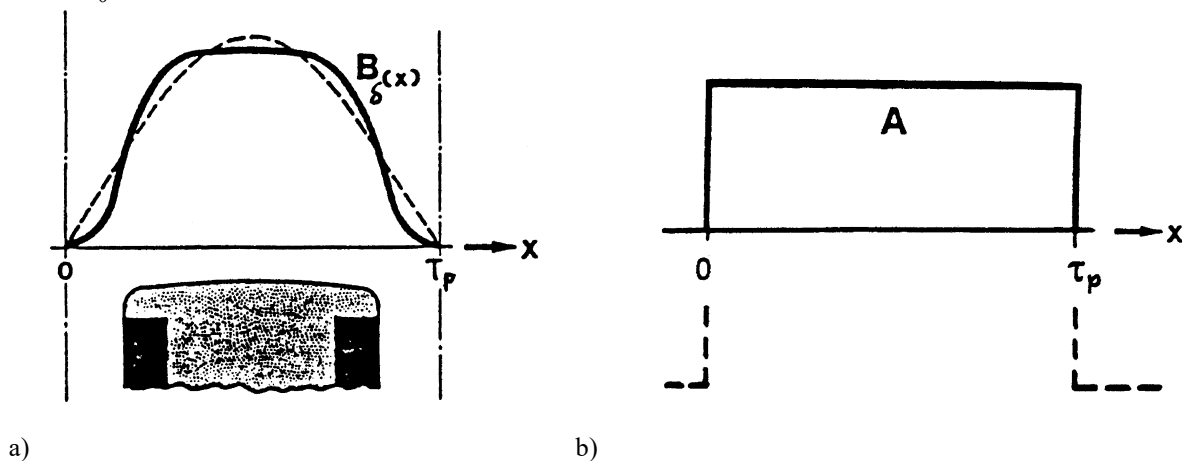


Bild 7.1-2: Verteilung von a) Luftspaltflussdichte und b) Ankerstrombelag bei Gleichstrommaschinen

Damit führt (7.1-5) zum bekannten Ausdruck für das **Drehmoment der Gleichstrommaschine**

$$M = p \cdot d \cdot l \cdot A \cdot \int_0^{\tau_p} B_\delta(x) dx = p \cdot d \cdot A \cdot \Phi = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{z \cdot P}{a} \cdot \Phi \cdot I_a \quad (7.1-8)$$

Bei **Drehfeldmaschinen** hat der Ankerstrombelag eine ausgeprägte Sinus-Strombelags-Grundwelle mit der Amplitude $\hat{A} = k_{w1} \cdot \sqrt{2} \cdot A$

$$A(x) = \hat{A} \cdot \sin\left(\frac{x\pi}{\tau_p} - \varphi_i\right) \quad , \quad (7.1-9)$$

wobei $A = \frac{2m_s N_s I_s}{d \cdot \pi}$ der bekannte effektive Strombelag ist, der in der Ausnutzungsziffer C_e (Kapitel 5) verwendet wird. Die Strombelagsgrundwelle rotiert synchron mit der Läufer-Feldgrundwelle (in Bild 7.1-2 gestrichelt)

$$B_\delta(x) = B_{\delta 1} \sin\left(\frac{x\pi}{\tau_p}\right) \quad (7.1-10)$$

und ist zu dieser um den "inneren" Phasenwinkel φ_i lastpunkt-abhängig verschoben. Durch Einsetzen in (7.1-5) folgt

$$M = p \cdot d \cdot l \cdot \hat{A} \cdot B_{\delta 1} \int_0^{\tau_p} \sin\left(\frac{x\pi}{\tau_p} - \varphi_i\right) \cdot \sin\left(\frac{x\pi}{\tau_p}\right) \cdot dx \quad . \quad (7.1-11)$$

Mit dem Fluss der Grundwelle

$$\Phi_1 = \frac{2}{\pi} \cdot l \cdot \tau_p \cdot B_{\delta 1} \quad (7.1-12)$$

liefert die Integration von (7.1-11) den bekannten Ausdruck für das **Drehmoment der Drehfeldmaschine**

$$M = \frac{\pi}{4} \cdot p \cdot d \cdot \hat{A} \cdot \Phi_1 \cdot \cos \varphi_i \quad (7.1-13)$$

Der Faktor " $\cos \varphi_i$ " ist nichts anderes als der Phasenwinkel zwischen Ständerstrom und Hauptfeldspannung. Bei Vernachlässigung von Ständerwiderstand und Ständerstreuinduktivität ist es "der Kosinus phi" oder "Leistungsfaktor" von Wechsel- und Drehstrommaschinen.

Setzt man für \hat{A} gemäß (7.1-9) und für Φ_1 gemäß (7.1-12) ein, so wird mit $2p\tau_p = d\pi$ die ESSON'sche Leistungsgleichung aus Kapitel 5 erhalten.

$$S_e = \frac{P_\delta}{\cos \varphi_i} = \frac{M \cdot \Omega_{syn}}{\cos \varphi_i} = \frac{\pi}{4} \cdot p \cdot d \cdot \hat{A} \cdot \Phi_1 \cdot 2\pi n \quad \Rightarrow$$

$$S_e = \frac{\pi^2}{\sqrt{2}} \cdot k_{wl} \cdot A \cdot B_{\delta 1} \cdot d^2 \cdot l \cdot n = C_e \cdot d^2 \cdot l \cdot n \quad (7.1-14)$$

Auf gleichem Wege lässt sich das elektrische Drehmoment für andere Fälle herleiten. So findet man beispielsweise für

- *Einphasenmaschinen* ein dem (zeitlich konstanten) Grunddrehmoment überlagertes Wechseldrehmoment **doppelter Stromfrequenz**. Bei reiner Wirkleistung ist dies ein mit $2\omega t$ zwischen Null und dem Höchstwert pulsierendes Drehmoment.

- *Stromrichtermaschinen* mehrere dem konstanten Grundmoment überlagerte Pendelmomente der 6-, 12-, 18-, 24-fachen usw. Grundfrequenz, hervorgerufen durch die Oberschwingungsströme der beteiligten Stromrichter. Bei 12-pulsigen Stromrichtern (statt 6-pulsigen) entfallen die Pendelmomente der 6-, 18-fachen usw. Grundfrequenz.

7.2 Radiale Luftspaltkräfte bei zentrischer Läuferlage

Die radiale Komponente des Luftspaltfeldes hat anziehende Kräfte zwischen Ständer und Läufer zur Folge (**MAXWELL'scher Zug**). Bei zentrischer Läuferlage und auch sonst vollständiger Symmetrie sind die Zugkräfte an diametral gegenüberliegenden Orten entgegengesetzt gleich und heben sich in der Summe, so auch hinsichtlich der Läuferwelle, auf. Hingegen wirken sie

- auf **Sektoren** des magnetischen Kreises (wichtig u.a. für Kräfte in Trennfugen unterteilter Ständerblechkörper bei großen Maschinen),

- und sie versuchen, den Ständer-Blechkörpererring zu verformen (Ursache für **Blechkörperschwingungen** und **magnetisches Geräusch**).

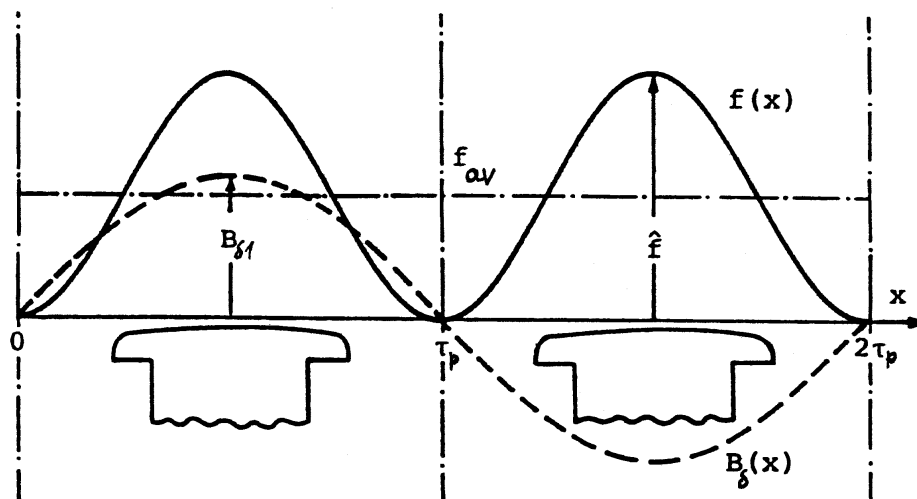


Bild 7.2-1: Feldgrundwelle und Zugkraftdichte bei Leerläuferregung

Betrachtet man vorerst die räumliche Verteilung der **Grundwelle** des Luftspaltfeldes, so verläuft die Radialkomponente der Luftspaltinduktion in Abhängigkeit vom Umfangsort x

$$B_{\delta}(x) = B_{\delta 1} \sin\left(\frac{x\pi}{\tau_p}\right) \quad (7.2-1)$$

Dabei ist in Bild 7.2.-1 der Einfachheit halber der Fall einer Leerläuferregung (d.h. ohne Ankerrückwirkung) gewählt, so dass die Lage der Feldmaxima über den Polmitten und der Nulldurchgänge in den neutralen Zonen (Pollücken-Mitten) des Läufers (erregtes Polrad)

liegen. Die zugehörige radial gerichtete **magnetische (MAXWELL'sche) Zugspannung** $f = F/A$ erhält man mit dem bekannten Satz aus der Trigonometrie $\sin^2 \alpha = 1/2(1 - \cos 2\alpha)$ zu

$$f(x) = \frac{B_{\delta}^2(x)}{2\mu_0} = \frac{B_{\delta 1}^2}{4\mu_0} \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi x}{\tau_p}\right)\right) \quad (7.2-2)$$

Merke: "Eine Sinusquadratkurve ist immer positiv und pulsiert mit doppelter Periodizität zwischen den Werten Null und Eins".

Sie setzt sich demnach zusammen aus

1) einem konstanten Anteil, die sog. **konstante Vorspannung**

$$f_{av} = \frac{B_{\delta 1}^2}{4\mu_0} \quad (7.2-3)$$

2) und einer räumlichen Welle doppelter Periodizität, die sog. **Radial-Zugwelle**

$$f_{\sim}(x) = \frac{B_{\delta 1}^2}{4\mu_0} \cdot \cos\left(\frac{2\pi x}{\tau_p}\right) \quad (7.2-4)$$

mit einer Amplitude vom gleichen Betrag f_{av} . Der **Höchstwert** der Zugspannung am Umfang beträgt

$$\hat{f} = \frac{B_{\delta 1}^2}{2\mu_0} = 2f_{av} \quad (7.2-5)$$

Für die Radialkraft im Maschinen-Luftspalt heißt dies: Trotz Vorzeichenwechsels der Luftspaltinduktion beim Übergang zur jeweils nächsten Polteilung tritt **keine** Richtungs-umkehr der magnetischen Kraft auf: Diese ist in allen Polteilungen eine Zugkraft, ihre Maxima betragen stets \hat{f} .

Beispiel 7.2-1:

Bei einer Luftspaltinduktion (Grundwellen-Amplitude) $B_{\delta 1} = 1$ T beträgt der Höchstwert der Zugkraft gemäß (7.2-5)

$$\hat{f} = \frac{B_{\delta 1}^2}{2\mu_0} = \frac{1^2}{2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}} = 400 \cdot 10^3 \text{ N/m}^2 = 4 \text{ bar} = 0.4 \text{ MPa}$$

Die konstante Vorspannung ist $f_{av} = 200 \text{ kN/m}^2 = 0.2 \text{ MPa}$ (2 bar), und die überlagerte Zugwelle variiert zwischen den Grenzen $\pm 200 \text{ kN/m}^2 = 0.2 \text{ MPa}$ (± 2 bar).

Praktische Auswirkungen:

a) Blechpaketschwingungen

Die Kraftwelle ist zum felderregenden System (bei Innenpolmaschinen folglich der Läufer) ortsfest und dreht mit diesem um. Der Ständer sieht dann eine mit einfacher Umfangsgeschwindigkeit vorbeiziehende Kraftwelle doppelter räumlicher Periodizität. Die

Folge ist eine umlaufende Verformung des Blechkörperringes, die sich als periodische "**doppelfrequente Statorschwingung**" ("100 Hz"-Schwingung) auswirkt.

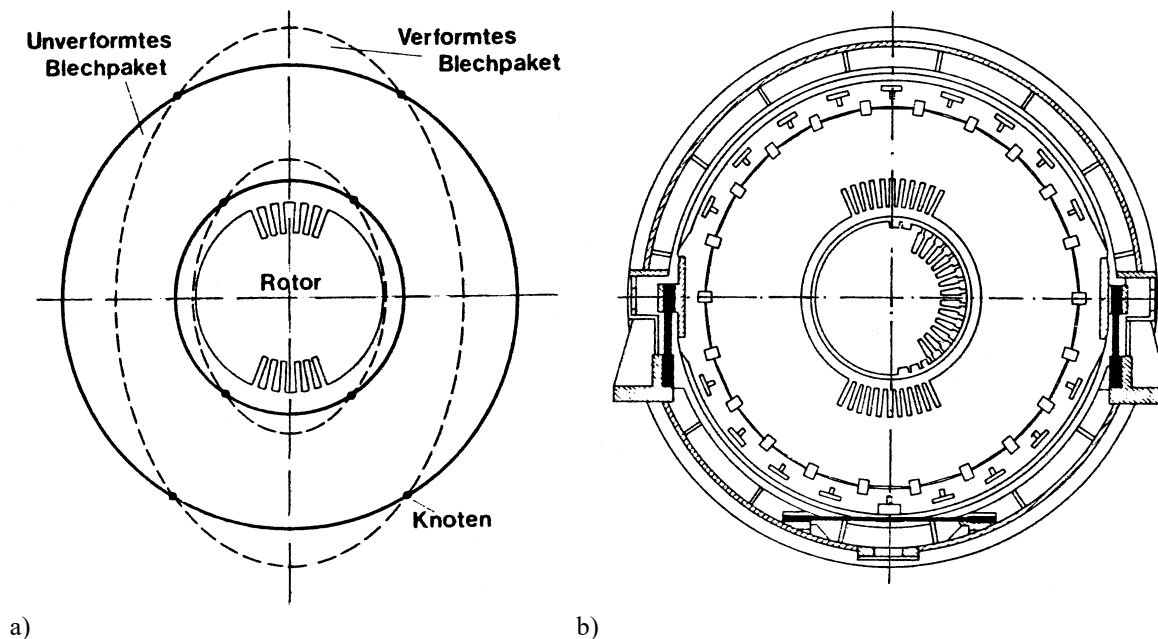


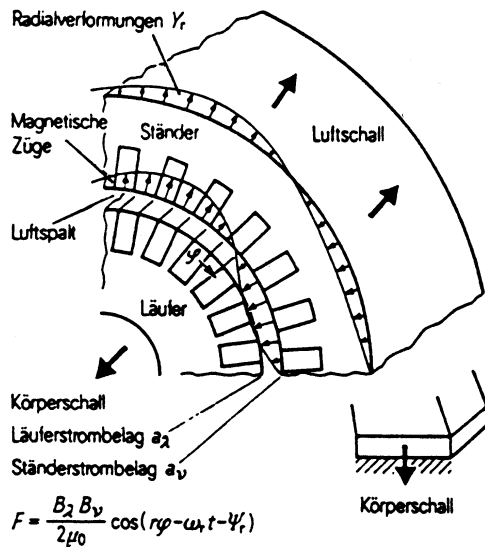
Bild 7.2-2: Blechkörper-Schwingungen: a) Elliptische Verformung des Ständerblechpakets, b) Querschnitt durch einen Turbogenerator mit elastisch aufgehängtem Blechpaket. Die Federn sind als Verbindungselement zwischen Korsett und Gehäuse fett hervorgehoben [2].

Die Kraftwelle verformt den Statorblechkörper und regt ihn bei Rotordrehung zu periodischen Schwingungen an. Dieser Effekt ist bei **zweipoligen Maschinen (volltourige Turbogeneratoren)** besonders ausgeprägt: Es erfolgt eine Verformung des kreisringförmigen Blechkörpers in eine Ellipse. Kreis und Ellipse bilden vier gemeinsame Knoten. Zum Fernhalten der "**Vierknoten-Schwingung**" von Gehäuse und Fundament wird der Blechkörper in ein "Korsett" gespannt, das sich mit verformt. Das Korsett wird über radial-elastische Zwischenglieder (seitliche Blattfedern, unten axiale Biegebalken) federnd im Statorgehäuse aufgehängt. Dadurch wird die Schwingungsenergie von den Federn aufgenommen und nicht an das Gehäuse übertragen.

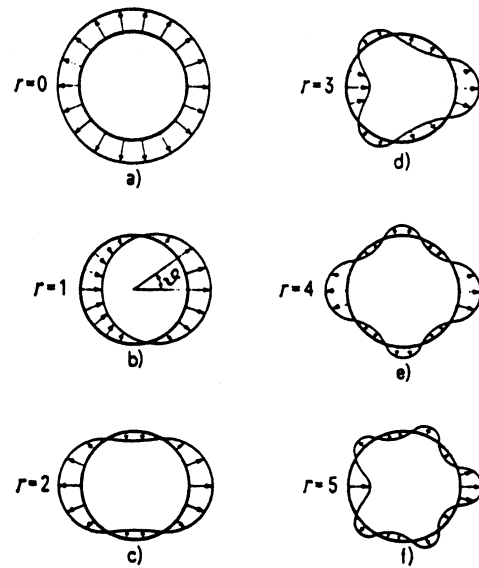
Bei **vierpoligen Turbogeneratoren** genügt die natürliche Steifigkeit des Blechkörpers, um die typische "Acht-knoten-Schwingung" klein zu halten.

Bei **großen hochpoligen Wasserkraftgeneratoren für Flusskraftwerke (Langsamläufer)** sind oft Bruchlochwicklungen als Drehstrom-Ständerwicklungen im Einsatz. Es sind dann besondere Vorkehrungen nötig wegen der **Unter- und Oberwellen** des Luftspalt-Ständerfelds bei Last. Wegen der radial dünnen Blechkörperringe großen Durchmessers sind diese besonders biegeweich und schwingungsanfällig. Es muss eine geeignete Bemessung und Abstützung der Blechkörper erfolgen, derart, dass sich die mechanischen Ring-Eigenfrequenzen genügend von den magnetischen Anregefrequenzen unterscheiden. Dasselbe gilt für die Generatoren bei getriebelosen Windturbinen, die ebenfalls hochpolig sind.

Die räumlichen **Oberwellen** des Luftspaltfeldes von Ganzloch- und Bruchlochwicklungen sind von Zugkraftwellen mit entsprechend höheren Periodizitäten begleitet. Sie verursachen den "**elektromagnetisch bedingten Körper- und Luftschall**" (Bild 7.2-3).



Grundsätzliche Darstellung der elektromagnetischen Schallerzeugung



Verformung des Blechpakets durch Radialkraftwellen

a)

b)

Bild 7.2-3: Der magnetische Zug von Oberwellen erzeugt Verformungen des Blechpakets mit der Knotenzahl $2r$. a) Die Verformungen führen zu Luft- und Körperschall [32], b) Je nach Wechselwirkung zweier unterschiedlicher Oberwellen miteinander entstehen Verformungen mit unterschiedlicher Knotenzahl $2r$ [33].

Primäre Gegenmaßnahmen:

Vermeidung von Resonanzerscheinungen, d.h. Abstand wahren zwischen vorherrschenden anregenden Frequenzen und Eigenfrequenzen des schwingfähigen Blechkörper-Rings. Bei Asynchronmaschinen sind auch die höheren Oberfelder zu berücksichtigen, da diese durch Interferenz niedrige Zugkraftwellen ergeben können (Genauerer siehe Vorlesung "Motorenentwicklung in der elektrischen Antriebstechnik").

b) Zugkraft auf einen Blechpaketsektor

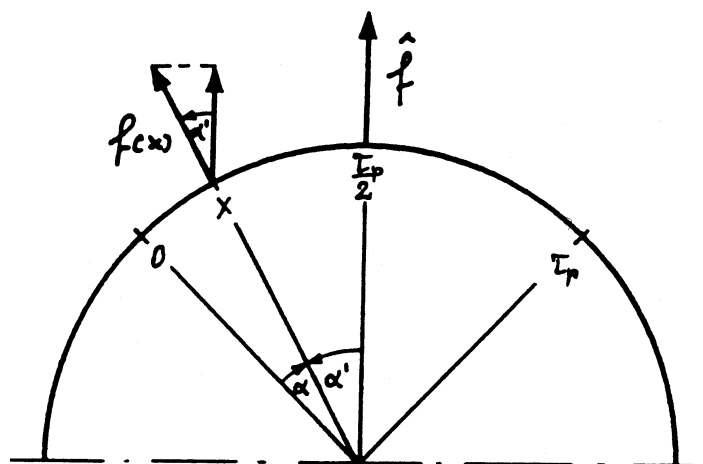


Bild 7.2-4: Summation der Radialspannung längs eines Kreissektors

Die Ständerblechpakete großer Wasserkraftmaschinen und langsamlaufender Direktantriebe müssen wegen ihres großen Durchmessers aus Transportgründen in Blechpaketsektoren

unterteilt werden. Die Zugspannung auf einzelne Sektoren führt zu hohen Presskräften an den Trennfugen, die für eine sichere Auslegung bekannt sein müssen.

Will man von der radialen Zugspannung entsprechend (7.2-2) auf eine resultierende Kraft schließen, die innerhalb eines bestimmten Umfangsbereiches (z.B. Polteilung, Sektor eines unterteilten Ständers ...) angreift, so muss man beim Summieren der Radialspannung die Richtung zur Bezugsachse berücksichtigen (Bild 7.2-4).

Beispielsweise ermittelt sich die Kraft einer Polteilung in Richtung der Polachse über den Ansatz

$$F_{\tau} = l \int_0^{\tau_p} f(x) \cos(\alpha') dx \quad , \quad (7.2-6)$$

worin

$$\alpha' = \frac{\pi}{2p} - \alpha = \frac{\pi}{2p} - \frac{\pi}{p} \cdot \frac{x}{\tau_p} \quad (7.2-7)$$

ist (mit π/p dem geometrischen Winkel einer Polteilung). Nach Einsetzen von (7.2-2) und (7.2-3) wird aus (7.2-6)

$$F_{\tau} = l \cdot f_{av} \int_0^{\tau_p} \left(1 - \cos\left(\frac{2\pi x}{\tau_p}\right) \right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2p} - \frac{\pi}{p} \cdot \frac{x}{\tau_p}\right) \cdot dx \quad .$$

Die Integration ergibt (mit Verwendung von $d\pi = 2p \tau_p$) die **Zugkraft einer Polteilung**

$$F_{\tau} = d \cdot l \cdot f_{av} \cdot \frac{p^2}{p^2 - \frac{1}{4}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2p}\right) \quad . \quad (7.2-8)$$

Fazit:

Die radiale Zugkraft je Polteilung nimmt stark mit wachsender Polzahl $2p$ ab, jedoch nicht linear. Beispielsweise ist sie bei $2p = 6$ das 0.39-fache der Kraft bei $2p = 2$ und nicht 1/3 davon (Voraussetzung: $d = \text{konst.}$).

(Praktische Anwendung von (7.2-8) siehe Übungsbeispiel 1).

7.3 Einseitiger magnetischer Zug infolge exzentrischer Läuferlage

7.3.1 Ursachen des einseitigen magnetischen Zugs

Aus verschiedenen Gründen wie

- radial nicht mittiger Einbau des Läufers,
- ungleiche Setzung des Fundamentes,
- statische Wellenverbiegung oder
- dynamische Wellenverbiegung infolge Unwucht,

kann der Läufer **exzentrisch** in der Statorbohrung drehen. Dies stört den Ausgleich der Radialkräfte zwischen Läufer und Ständer und führt zu einem **einseitigen magnetischen Zug**,

der auf den Läufer radial in Richtung des kleinsten Luftspalts wirkt. Er kann beträchtliche Werte erreichen und spielt hinsichtlich

- zusätzlicher Lagerkräfte und -schwingungen und
- hinsichtlich der Wellendynamik (Anregung von Wellenbiegeschwingungen mit Resonanzgefahr bei biegekritische Drehzahlen), also hinsichtlich der Laufruhe eine wichtige Rolle.

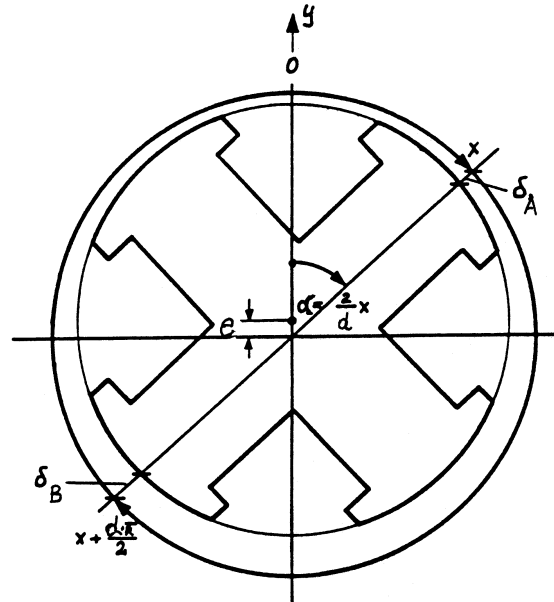


Bild 7.3.1-1: Exzentrischer vierpoliger Läufer, Exzentrizität in Richtung der y-Achse. Achtung: x ist Umfangskoordinate

a) Berechnung des magnetischen Zugs mit der „virtuellen“ Verschiebung:

In Bild 7.3.1-1 ist der Läufer aus der radial zentrischen Lage um die **Exzentrizität e** in y-Richtung verschoben. Der Luftspalt zwischen der gedachten Umhüllenden des Läufers und der Ständerbohrung ist nicht mehr überall gleich groß wie δ bei zentrischer Lage, sondern er ändert sich und beträgt mit dem Cosinus-Satz

$$e^2 + \left(\frac{d + \delta}{2}\right)^2 - 2e \cdot \frac{d + \delta}{2} \cdot \cos \alpha = \left[\frac{d - \delta}{2} + \delta(\alpha)\right]^2 \quad \text{bzw. umgestellt}$$

$$\delta(\alpha) = \delta - \frac{d + \delta}{2} \cdot \left\{ 1 - \sqrt{\left(\frac{2e}{d + \delta}\right)^2 + 1 - \frac{4e}{d + \delta} \cdot \cos \alpha} \right\} \quad (7.3.1-1a)$$

Mit $\delta \ll d/2$ und der Voraussetzung $e \ll d$ erhalten wir näherungsweise daraus

$$\delta(\alpha) \approx \delta - \frac{d + \delta}{2} \cdot \left\{ 1 - \sqrt{1 - \frac{4e}{d + \delta} \cdot \cos \alpha} \right\} \approx \delta - \frac{d + \delta}{2} \cdot \left\{ 1 - \left(1 - \frac{2e}{d + \delta} \cdot \cos \alpha\right) \right\}$$

$$\delta(\alpha) \cong \delta - e \cdot \cos(\alpha) \quad (7.3.1-1b)$$

Umfangsort x und Umfangswinkel α sind über den Durchmesser d in der Mitte des Luftspalts miteinander verknüpft durch

$$\alpha = 2 \cdot (x / d) \quad . \quad (7.3.1-2)$$

Beispiel 7.3.1-1:

Berechnung des Luftspalts mit (7.3.1-1b):

α	x	$\delta(\alpha)$	Luftspalt
0	0	$\delta(0) = \delta - e \cdot \cos(0)$	$\delta(0) = \delta - e$
$\pi/2$	$d\pi/4$	$\delta(\pi/2) = \delta - e \cdot \cos(\pi/2)$	$\delta(\pi/2) = \delta$
π	$d\pi/2$	$\delta(\pi) = \delta - e \cdot \cos(\pi)$	$\delta(\pi) = \delta + e$
$3\pi/2$	$3d\pi/4$	$\delta(3\pi/2) = \delta - e \cdot \cos(3\pi/2)$	$\delta(3\pi/2) = \delta$

Tabelle 7.3.1-1: Veränderlicher Luftspalt bei einer Läuferexzentrizität e

Im Folgenden wird der Durchflutungsbedarf der Eisenwege vernachlässigt ($\mu_{Fe} \gg \mu_0$). Bei zentrischer Läuferlage ist die Luftspaltflussdichte bei sinusförmig verteilter, $2p$ -poliger Erregung $V(\alpha) = \hat{V}_1 \sin(p \cdot \alpha)$ infolge der Grundwelle der erregten Drehfeldwicklung mit Magnetisierung längs der y -Achse bei konstantem Luftspalt δ wegen des Durchflutungssatzes

$$B_{\delta 1}(\alpha) = \mu_0 \frac{\hat{V}_1}{\delta} \sin(p \cdot \alpha) \quad . \quad (7.3.1-3)$$

Der einseitige magnetische Zug wird über **das Prinzip der virtuellen Verschiebung** hergeleitet. Dazu greift man zunächst zwei diametral gegenüberliegende Orte A und B (Bild 7.3.1-1) mit $x_A = x$ und $x_B = x + d\pi/2$, d.h. bei $\alpha_A = \alpha$ und $\alpha_B = \alpha + \pi$ heraus.

Die dortigen Luftspaltweiten sind gemäß (7.3.1-1b)

$$\delta_A \approx \delta - e \cdot \cos(\alpha), \quad \delta_B \approx \delta - e \cdot \cos(\alpha + \pi) = \delta + e \cdot \cos(\alpha) \quad (7.3.1-4)$$

und die Luftspaltflussdichten

$$B_{\delta A}(\alpha) = \mu_0 \frac{\hat{V}_1}{\delta_A} \sin(p \cdot \alpha) \approx B_{\delta 1}(\alpha) \cdot \frac{\delta}{\delta - e \cdot \cos(\alpha)} \quad , \quad (7.3.1-5)$$

$$B_{\delta B}(\alpha) = \mu_0 \frac{\hat{V}_1}{\delta_B} \sin(p \cdot \alpha) \approx B_{\delta 1}(\alpha) \cdot \frac{\delta}{\delta + e \cdot \cos(\alpha)} \quad . \quad (7.3.1-6)$$

Die magnetische Energie eines Luftspalt-Elements mit der differentiellen Bogenlänge $dx = (d/2) \cdot d\alpha$ beträgt (l : axiale Maschinenlänge)

$$dW(\alpha) = \frac{B_{\delta}^2(\alpha)}{2\mu_0} \cdot l \cdot \delta(\alpha) \cdot \frac{d}{2} d\alpha \quad . \quad (7.3.1-7)$$

Für die betrachteten Orte A und B sind also die magnetischen Teilenergien

$$dW_A(\alpha) = \frac{B_{\delta A}^2(\alpha)}{2\mu_0} \cdot l \cdot \delta_A(\alpha) \cdot \frac{d}{2} d\alpha = \frac{B_{\delta 1}^2(\alpha)}{4\mu_0} \cdot l \cdot d \cdot \frac{\delta^2}{\delta - e \cdot \cos(\alpha)} \cdot d\alpha \quad , \quad (7.3.1-8)$$

$$dW_B(\alpha) = \frac{B_{\delta B}^2(\alpha)}{2\mu_0} \cdot l \cdot \delta_B(\alpha) \cdot \frac{d}{2} d\alpha = \frac{B_{\delta 1}^2(\alpha)}{4\mu_0} \cdot l \cdot d \cdot \frac{\delta^2}{\delta + e \cdot \cos(\alpha)} \cdot d\alpha \quad . \quad (7.3.1-9)$$

Bei einer gedachten („virtuellen“) Verschiebung des Läufers um Δe in y -Richtung ändert sich die Energie beider gegenüberliegender Volumenelemente um:

$$\Delta(dW) = \Delta(dW_A) + \Delta(dW_B) \quad . \quad (7.3.1-10)$$

Folglich ist die Änderung auch

$$\Delta(dW) = (\Delta(dW) / \Delta e) \cdot \Delta e = (\Delta(dW_A) / \Delta e + \Delta(dW_B) / \Delta e) \cdot \Delta e \quad (7.3.1-11)$$

Da die gedachte Verschiebung Δe sehr klein angenommen wird, wird aus (7.3.1-11) die Differentiation der Energie nach der Verschiebung e in y -Richtung:

$$d(dW) = \frac{B_{\delta 1}^2(\alpha)}{4\mu_0} \cdot l \cdot d \cdot \delta^2 \cdot \cos(\alpha) \cdot \left[\frac{1}{(\delta - e \cdot \cos \alpha)^2} - \frac{1}{(\delta + e \cdot \cos \alpha)^2} \right] \cdot d\alpha \cdot de \quad (7.3.1-12)$$

Diese Energieänderung $\Delta(dW)$ längs des Wegs Δe leistet über die magnetische Kraft des Luftspaltfelds dF in Richtung von e , also in Richtung der y -Achse, Arbeit:

$$\Delta(dW) = dF \cdot \Delta e \Rightarrow dF = \Delta(dW) / \Delta e \quad . \quad (7.3.1-13)$$

Mit dem Klammerausdruck $[...] = \frac{4e\delta \cdot \cos \alpha}{(\delta^2 - e^2 \cos^2 \alpha)^2} \approx \frac{4e \cdot \cos \alpha}{\delta^3}$ für $e \ll \delta$

und $B_{\delta 1}(\alpha) = \hat{B}_{\delta 1} \sin(p \cdot \alpha)$ ist die in Richtung der y -Achse wirkende wirksame magnetische Zugkraft je differentiellem Bogenelement $d\alpha$

$$dF(\alpha) = \frac{\hat{B}_{\delta 1}^2 \sin^2(p \cdot \alpha)}{4\mu_0} \cdot l \cdot d \cdot \delta^2 \cdot \cos(\alpha) \cdot \frac{4e \cdot \cos \alpha}{\delta^3} \cdot d\alpha \quad (7.3.1-14)$$

oder

$$dF(\alpha) = \frac{l \cdot d}{\mu_0} \cdot \hat{B}_{\delta 1}^2 \sin^2(p \cdot \alpha) \cdot \frac{e}{\delta} \cdot \cos^2 \alpha \cdot d\alpha \quad .$$

Die Gesamtzugkraft in Richtung der Verschiebung e wird durch Summation, also Integration aller Kraftbeiträge am halben Umfang erhalten. Die andere Umfangshälfte ist bereits durch den Ort B (zum jeweiligen Ort A) mit berücksichtigt.

$$F = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} dF(\alpha) = \frac{l \cdot d}{\mu_0} \cdot \hat{B}_{\delta 1}^2 \cdot \frac{e}{\delta} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \sin^2(p \cdot \alpha) \cdot \cos^2 \alpha \cdot d\alpha = \frac{l \cdot d}{\mu_0} \cdot \hat{B}_{\delta 1}^2 \cdot \frac{e}{\delta} \cdot \left(\frac{\pi}{4} - \frac{1}{8} \cdot \frac{\sin((p-1)\pi)}{p-1} \right)$$

Das Integral weist für den Fall $p = 1$ (zweipolige Maschinen) eine Singularität auf, die durch die Regel von *de l'Hospital* (Grenzwertbildung $p \rightarrow 1$) behoben wird.

$$\lim_{p \rightarrow 1} \left(\frac{\pi}{4} - \frac{1}{8} \cdot \frac{\sin((p-1)\pi)}{p-1} \right) = \lim_{p \rightarrow 1} \left(\frac{\pi}{4} - \frac{1}{8} \cdot \frac{\pi \cdot \cos((p-1)\pi)}{1} \right) = \frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{8} = \frac{\pi}{8}$$

Für $p \geq 2$ gilt: $\frac{\pi}{4} - \frac{1}{8} \cdot \frac{\sin((p-1)\pi)}{p-1} = \frac{\pi}{4}$, da $\sin((p-1)\pi) = 0$ ist für $p = 2, 3, 4, \dots$

Fazit:

Bei **mehrpolygonen Maschinen** (mit $2p \geq 4$) ist der **einseitige magnetische Zug**

$$F = \frac{\pi}{4\mu_0} \cdot d \cdot l \cdot \frac{e}{\delta} \cdot \hat{B}_{\delta 1}^2 \quad (7.3.1-15)$$

Bei **zweipolygonen Maschinen** ist der magnetische Zug nur halb so groß:

$$F = \frac{\pi}{8\mu_0} \cdot d \cdot l \cdot \frac{e}{\delta} \cdot \hat{B}_{\delta 1}^2 \quad (7.3.1-16)$$

Fazit:

- Die Kraft **wirkt in Richtung des kleinsten Luftspalts** und ist zur **relativen Exzentrizität** e/δ direkt proportional.
- Wenn die Exzentrizität räumlich stillsteht (**statische Exzentrizität**), z.B. infolge einer fehlerhaften Zentrierung der Lager, so steht auch die radiale Kraft im Raum still.
- Bei mit Drehzahl n rotierender Exzentrizität (**dynamische Exzentrizität**), z.B. ausgebogene drehende Welle, läuft die magnetische Zug-Kraft ebenfalls mit n um.
- Die Kraft **nimmt quadratisch mit der Induktion**, d.h. mit der Betriebsspannung, zu.
- Die Eisensättigung führt einen gegensinnigen Einfluss ein, indem sie die Luftspaltunterschiede "verwischt". So erreicht der einseitige magnetische Zug seinen Höchstwert meist bei einer Induktion (Spannung) unterhalb des Maschinen-Nennbereichs im ungesättigten Bereich.

Praktischer Anwendungsfall siehe Übungsbeispiel 2.

Bei **statischer Exzentrizität** wirkt auf den Stator eine räumlich und zeitlich konstante Kraft in Richtung des minimalen Luftspalts, während der drehende Läufer diese Kraft als drehend erfährt. Bei **dynamischer Exzentrizität** wirkt auf den Ständer eine drehfrequent umlaufende Kraft, die je Ständerelement eine mit n pulsierende Wechselkraft darstellt. Sie läuft mit dem Läufer in Richtung des Minimalluftspalts um. Der Läufer erfährt eine konstante Biegekraft.

b) Berechnung des magnetischen Zugs mit den MAXWELL'schen Zugspannungen:

Warum ist bei zweipolygonen Maschinen der magnetische Zug nur halb so groß?

Dazu leiten wir den magnetischen Zug nochmals über die MAXWELL'schen Zugspannungen her. Bei z. B. dynamischer Exzentrizität (= die Lage des Minimalluftspalts dreht mit mechanischer Winkelgeschwindigkeit $\omega_m = 2\pi n$) ergibt der Durchflutungssatz bei $\mu_{Fe} \gg \mu_0$ für die Grunddrehwelle mit der **relativen Exzentrizität** $\varepsilon = e/\delta$ und der Näherung $1/(1-x) \approx 1+x$, $x \ll 1$

$$\frac{1}{\delta - e \cdot \cos(\alpha - \omega_m t)} \approx \frac{1}{\delta} \cdot (1 + \varepsilon \cdot \cos(\alpha - \omega_m t)) \quad e/\delta = \varepsilon \ll 1 \quad (7.3.1-17a)$$

den Ausdruck (7.3.1-17). Gleichzeitig wollen wir nun die relative Lage der Drehfeldwelle beliebig (Verschiebungswinkel $0 \leq \alpha_1 \leq 2\pi$) annehmen, während der minimale Luftspalt weiterhin bei $\alpha = 0$ in der y-Achse liegen soll.

$$B_{\delta}(\alpha, t) = \frac{\mu_0 \hat{V}_1}{\delta(\alpha)} \cdot \sin(p \cdot \alpha - \omega t - \alpha_1) \approx \frac{\mu_0 \hat{V}_1}{\delta - e \cdot \cos(\alpha - \omega_m t)} \cdot \sin(p \cdot \alpha - \omega t - \alpha_1) \approx \tag{7.3.1-17b}$$

$$\approx \frac{\mu_0 \hat{V}_1}{\delta} \cdot \sin(p \cdot \alpha - \omega t - \alpha_1) \cdot (1 + \varepsilon \cdot \cos(\alpha - \omega_m t))$$

Mit den trigonometrischen Beziehungen

$\sin(\alpha \pm \beta) = \sin \alpha \cos \beta \pm \cos \alpha \sin \beta$ bzw. $\sin \alpha \cos \beta = (\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta))/2$ erhalten wir aus (7.3.1-17b) das Grundfeld und zwei **Exzentrizitäts-Feldoberwellen**.

$$B_{\delta}(\alpha, t) \approx \frac{\mu_0 \hat{V}_1}{\delta} \cdot \sin(p \cdot \alpha - \omega t - \alpha_1) + \frac{\mu_0 \hat{V}_1 \varepsilon}{2\delta} \cdot [\sin((p+1) \cdot \alpha - (\omega + \omega_m)t - \alpha_1) + \sin((p-1) \cdot \alpha - (\omega - \omega_m)t - \alpha_1)]$$

Diese beiden Exzentrizitäts-Feldoberwellen $B_{\delta\varepsilon+}$ und $B_{\delta\varepsilon-}$ mit den gleich großen Amplituden $\hat{B}_{\delta\varepsilon+} = \hat{B}_{\delta\varepsilon-} = \hat{B}_{\delta\varepsilon} = \mu_0 \hat{V}_1 \varepsilon / (2\delta)$, aber unterschiedlichen Polzahlen $2(p+1)$ und $2(p-1)$, verschwinden bei zentrischem Läufer ($\varepsilon = 0$). Sie sind gemeinsam mit der $2p$ -poligen Grundwelle $\hat{B}_{\delta 1} = \mu_0 \hat{V}_1 / \delta$ **für die Bildung der einseitigen magnetischen Zugkraft verantwortlich**, denn sie bilden die MAXWELL'schen Radialzugspannungen $f(\alpha)$.

$$f(\alpha) = \frac{B_{\delta}^2(\alpha)}{2\mu_0} = \frac{[B_{\delta 1} + B_{\delta\varepsilon+} + B_{\delta\varepsilon-}]^2}{2\mu_0} = \frac{B_{\delta 1}^2 + B_{\delta\varepsilon+}^2 + B_{\delta\varepsilon-}^2 + 2B_{\delta 1}B_{\delta\varepsilon+} + 2B_{\delta 1}B_{\delta\varepsilon-} + 2B_{\delta\varepsilon+}B_{\delta\varepsilon-}}{2\mu_0}$$

Sie müssen über die geschlossene Läuferoberfläche integriert werden, um die magnetische Zugkraft auf den Läufer zu erhalten. Die Läuferstirnseiten sind in (7.3.1-18) feldfrei angenommen. Nur die in Richtung der y-Achse wirkende Komponente von $f(\alpha)$, also gemäß Bild 7.3.1-1 $f(\alpha) \cdot \cos \alpha$, ist für die in diese Richtung wirkende Zugkraft wirksam.

$$F = \int_0^{2\pi} f(\alpha) \cdot \cos \alpha \cdot l_{Fe} \cdot (d/2) \cdot d\alpha \tag{7.3.1-18}$$

Die Radialzugspannungen $f(\alpha)$ bestehen aus Produkten von Sinusgrößen (7.3.1-17), die über die trigonometrischen Sumsätze auf Summen von Kraftwellen der Form $f_r(\alpha) = \hat{f}_r \cdot \cos(r \cdot \alpha - \omega_r t)$ führen, wobei nur die Produkte $B_{\delta 1}(\alpha)B_{\delta\varepsilon+}(\alpha)$, $B_{\delta 1}(\alpha)B_{\delta\varepsilon-}(\alpha)$ Radialkraftwellen mit der Ordnungszahl $r = 1$ ergeben, wie man mit der Formel $\sin \alpha \sin \beta = (\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta))/2$ sieht.

$$f_a(\alpha) = \frac{B_{\delta 1}(\alpha)B_{\delta\varepsilon+}(\alpha)}{\mu_0} = \frac{\hat{B}_{\delta 1}\hat{B}_{\delta\varepsilon+}}{2\mu_0} \cdot \{\cos(\alpha - \omega_m t) - \cos((2p+1)\alpha - (2\omega + \omega_m)t - 2\alpha_1)\} \tag{7.3.1-19}$$

$$f_b(\alpha) = \frac{B_{\delta 1}(\alpha)B_{\delta\varepsilon-}(\alpha)}{\mu_0} = \frac{\hat{B}_{\delta 1}\hat{B}_{\delta\varepsilon-}}{2\mu_0} \cdot \{\cos(\alpha - \omega_m t) - \cos((2p-1)\alpha - (2\omega - \omega_m)t + 2\alpha_1)\} \tag{7.3.1-20}$$

Nur der jeweils erste Term in (7.3.1-19, 20) hat die Ordnung $r = 1$ und liefert deshalb im Integral (7.3.1-18) eine von Null verschiedene Kraft. Alle anderen Terme von $f(\alpha)$ ergeben im Integral Null.

$$F_a = \int_0^{2\pi} \frac{\hat{B}_{\delta 1} \hat{B}_{\delta \varepsilon +}}{2\mu_0} \cdot \{\cos(\alpha - \omega_m t) - \cos((2p+1)\alpha - (2\omega + \omega_m)t - 2\alpha_1)\} \cdot \cos \alpha \cdot l \cdot (d/2) \cdot d\alpha =$$

$$= \int_0^{2\pi} \frac{\hat{B}_{\delta 1} \hat{B}_{\delta \varepsilon +}}{2\mu_0} \cdot \cos(\alpha - \omega_m t) \cdot \cos \alpha \cdot l \cdot (d/2) \cdot d\alpha = \pi \cdot \frac{\hat{B}_{\delta 1} \hat{B}_{\delta \varepsilon +}}{2\mu_0} \cdot l \cdot (d/2) \cdot \cos(\omega_m t)$$

$$F_b = \int_0^{2\pi} \frac{\hat{B}_{\delta 1} \hat{B}_{\delta \varepsilon -}}{2\mu_0} \cdot \{\cos(\alpha - \omega_m t) - \cos((2p-1)\alpha - (2\omega - \omega_m)t + 2\alpha_1)\} \cdot \cos \alpha \cdot l \cdot (d/2) \cdot d\alpha =$$

$$= \pi \cdot \frac{\hat{B}_{\delta 1} \hat{B}_{\delta \varepsilon -}}{2\mu_0} \cdot l \cdot (d/2) \cdot \cos(\omega_m t)$$

Der magnetische Zug ist $F = F_a + F_b = 2F_a = \frac{\pi}{4\mu_0} \cdot d \cdot l \cdot \frac{e}{\delta} \cdot \hat{B}_{\delta 1}^2 \cdot \cos(\omega_m t) = F \cdot \cos(\omega_m t)$.

$$F(t) = F \cdot \cos(\omega_m t) \quad (7.3.1-21)$$

Fazit:

Der Ausdruck F stimmt mit (7.3.1-15) für $p > 1$ überein. Bei dynamischer Exzentrizität läuft die Kraft mit n um; deshalb pulsiert die Kraftwirkung auf den Stator in y -Richtung mit $\cos(\omega_m t)$. Bei statischer Exzentrizität ändert der Minimalluftspalt seine Lage nicht; es ist in (7.3.1-21) $\omega_m = 0$. Die Kraft auf den Stator in y -Richtung ist konstant.

Die relative Lage α_1 der Felddrehwelle, sei sie von der dreiphasigen Ständerwicklung oder vom erregten, rotierenden Polrad erregt, beeinflusst in (7.3.1-21) die Kraft nicht! In Bild 7.3.1-1 erregen nämlich die beiden oberen Läuferpole ihr Luftspaltfeld beim überwiegend kleinen oberen Luftspaltbereich, die beiden unteren Pole beim unteren überwiegend großen Luftspaltbereich, so dass das Luftspaltfeld oben größer ist und den Läufer nach oben zieht. Beim Weiterdrehen des Polrads ändert sich daran wenig: Immer erregen Pole der oberen Maschinenhälfte bei kleinem und untere Pole bei großem Luftspalt, so dass der Zug nach oben von der relativen Feldwellenlage (im Rahmen unserer Näherung $e \ll \delta$) unabhängig ist. Tatsächlich gibt es eine Abhängigkeit (Schwankung) der Zugkraft mit der Feldwellenlage, die aber umso kleiner ist, je höher die Polzahl ist (siehe weiter unten).

Bei **zweipoligen Maschinen** ($2p = 2$) ist die Polzahl der zweiten Exzentrizitäts-Feldwelle $p-1$ Null: $p-1=1-1=0$. Diese Feldwelle $B_{\delta \varepsilon -}(\alpha)$ hat am gesamten Umfang dieselbe Amplitude, die mit f pulsiert, bildet also ein sogenanntes **Unipolarfeld**. Seine B -Feldlinien schließen sich nicht im Luftspalt wie bei den anderen Feldwellen, sondern außerhalb des Luftspaltbereichs im Bereich der Lagerschilde. Der dann i. A. deutlich größere magnetische Widerstand bewirkt, dass die Amplitude $\hat{B}_{\delta \varepsilon -}$ viel kleiner als jene der vierpoligen Welle $\hat{B}_{\delta \varepsilon +}$ ist, deren Feldlinien sich im Luftspalt schließen. Damit ist aber $F_b \approx 0$ und daher der magnetische Zug $F = F_a = \frac{\pi}{8\mu_0} \cdot d \cdot l \cdot \frac{e}{\delta} \cdot \hat{B}_{\delta 1}^2$ in Übereinstimmung mit (7.3.1-16) nur halb so

groß wie bei den höherpoligen Maschinen. Unipolare Felder werden bei der Herleitung mit der „virtuellen“ Verschiebung automatisch ausgeschlossen, weil wir die Differenz diametral gegenüber liegender Punkte A und B betrachtet haben, wo die Wirkung gleich großer Felder sich aufheben. Daher stimmt (7.3.1-16) automatisch, während wir bei der Herleitung b) das Unipolarfeld Null setzen mussten.

c) Einfluss der Feldwellenlage auf den magnetischen Zug:

Bei **zweipoligen Maschinen** ist die relative Lage der Luftspaltfeldwelle auf die Größe des einseitigen magnetischen Zugs nicht vernachlässigbar klein. Bei $\alpha_1 = 0$ fallen die neutralen Zonen (Ort am Umfang mit Nulldurchgang der Luftspaltinduktion) mit dem kleinsten und größten Luftspalt zusammen (Stellung a) in Bild 7.3.1-2). Die obere Polraddurchflutung erregt das Feld überwiegend im oberen Luftspaltbereich mit kleinem Luftspalt, die untere Durchflutung den unteren Luftspaltbereich mit großem Luftspalt. Das Luftspaltfeld im oberen Bereich ist größer; es tritt der Zug in y -Richtung nach oben auf.

Liegen aber gemäß $\alpha_1 = \pm\pi/2$ die Höchstwerte der Induktion in Richtung der Exzentrizität (Drehung des Läufers um 90°), so entsteht **keine** radiale Zugkraft. Die linke und rechte Poldurchflutung erregen das Feld bei einer Verschiebung des Läufers in Polachsenrichtung über der Summe von kleinem Luftspalt δ_A und großem Luftspalt δ_B , also stets über $\delta_A + \delta_B = \delta - e \cdot \cos(\alpha) + \delta + e \cdot \cos(\alpha) = 2\delta$, unabhängig von der Exzentrizität e . Das Feld wird also von e nicht beeinflusst und ist im oberen und unteren Luftspaltbereich gleich groß, so dass kein einseitiger magnetischer Zug auftritt.

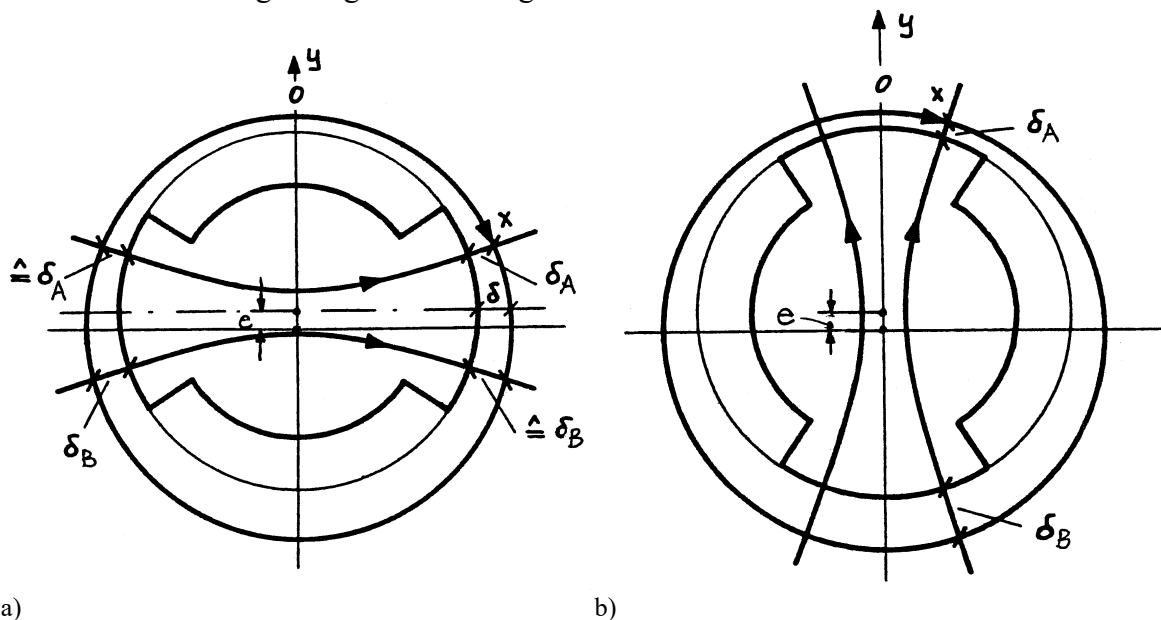


Bild 7.3.1-2: Zweipoliger exzentrischer Turbo-Läufer, Exzentrizität in Richtung der y -Achse, B -Feld vom Läufer erregt: a) B -Feld rechtwinklig zur Exzentrizität, magnetischer Zug in Richtung der y -Achse, b) B -Feld in Richtung der Exzentrizität, kein magnetischer Zug

Fazit:

Bei **statischer Exzentrizität** ist bei Drehung des Läufers mit n die radiale nach oben gerichtete Kraft bei **zweipoligen** Maschinen mit doppelter Frequenz $2n$ *pulsierend* zwischen Null und F . Bei **dynamischer Exzentrizität** dreht bei der Synchronmaschine der Läufer synchron mit dem Drehfeld $\omega_m = \omega$, so dass die Position α_1 der Feldwelle relativ zur Lage des Minimalluftspalts sich nicht ändert. Daher ist der mit e umlaufende magnetische Zug zeitlich konstant und pulsiert bezüglich des Läufers nicht, wohl aber bezüglich des Ständers mit n . Seine Amplitude ist proportional zu $\cos(2\alpha_1)$ und verschwindet ganz, wenn die Exzentrizität in Polachsenrichtung liegt (in dieser Richtung statisch ausgeogene Welle).

Die Näherung $e \ll \delta$ der Herleitungen a) und b) gibt die α_1 -Abhängigkeit nicht wieder. Hier muss statt (7.3.1-7a) der Kehrwert des Luftspalts genauer durch (7.3.1-22) berücksichtigt werden. Die FOURIER-Reihen-Entwicklung der „Leitwertfunktion“ $\Lambda(\alpha, t) = \mu_0 / \delta(\alpha)$

liefert bei dynamischer Exzentrizität und Minimalluftspalt bei $\alpha = 0$ mit $\lambda = 1, 2, 3, \dots$ nach FROHNE:

$$\frac{\mu_0}{\delta(\alpha, t)} \approx \frac{\mu_0}{\delta - e \cdot \cos(\alpha - \omega_m t)} = A_0 + \sum_{\lambda=1}^{\infty} A_{\lambda} \cdot \cos(\lambda \cdot (\alpha - \omega_m t)) \quad (7.3.1-22)$$

$$A_0 = \frac{\mu_0}{\delta \cdot \sqrt{1 - \varepsilon^2}} \quad A_{\lambda} = \frac{2\mu_0}{\delta \cdot \sqrt{1 - \varepsilon^2}} \cdot \left(\frac{1 - \sqrt{1 - \varepsilon^2}}{\varepsilon} \right)^{\lambda} \quad (7.3.1-23)$$

Die magnetische Energie im Luftspalt ist mit dieser Funktion $B(\alpha, t) = A(\alpha, t) \cdot V(\alpha, t)$

$$W_m = l \cdot \frac{d}{2} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{B(\alpha, t)^2}{2\mu_0} \cdot \delta(\alpha, t) \cdot d\alpha = l \cdot \frac{d}{4} \cdot \int_0^{2\pi} V(\alpha, t)^2 \cdot A(\alpha, t) \cdot d\alpha \quad (7.3.1-24)$$

Mit $V(\alpha, t) = \hat{V}_1 \cdot \sin(p\alpha - \omega t - \alpha_1)$ liefert die Multiplikation $V(\alpha, t)^2 \cdot A(\alpha, t)$ einen konstanten Term mit A_0 und eine unendliche Summe von cos-Termen. Nur der konstante Term und der cos-Term für $\lambda = 2p$ ergeben im Integral für W_m einen Beitrag $\neq 0$.

$$W_m = \frac{\pi}{2} \cdot l \cdot \frac{d}{2} \cdot \hat{V}_1^2 \cdot \left(A_0(\varepsilon) - \frac{1}{2} \cdot A_{\lambda=2p}(\varepsilon) \cdot \cos((2\omega - 2p\omega_m)t + 2\alpha_1) \right) \quad (7.3.1-25)$$

Mit der Methode der „virtuellen“ Verschiebung erhalten wir die einseitige magnetische Zugkraft in Richtung e gemäß

$$F_{res}(t) = \frac{dW_m}{de} = \frac{1}{\delta} \cdot \frac{dW_m}{d\varepsilon} \quad (7.3.1-26)$$

Mit $\hat{B}_{\delta 1} = \mu_0 \hat{V}_1 / \delta$ folgt mit den Ableitungen $dA_0(\varepsilon) / d\varepsilon$, $dA_{2p}(\varepsilon) / d\varepsilon$ der magnetische Zug, **der nun von der relativen Lage α_1 der Feldwelle abhängt!**

$$F_{res}(t) = F_1 - F_2(t) \quad (7.3.1-27)$$

$$F_1 = F \cdot \frac{1}{\sqrt{(1 - \varepsilon^2)^3}} \quad F = \frac{\pi}{4\mu_0} \cdot d \cdot l \cdot \frac{e}{\delta} \cdot \hat{B}_{\delta 1}^2 \quad (7.3.1-28)$$

$$F_2(t) = \frac{F}{\sqrt{(1 - \varepsilon^2)^3}} \cdot \left\{ \left(\frac{1 - \sqrt{1 - \varepsilon^2}}{\varepsilon} \right)^{2p} \cdot \left(1 + \frac{2p}{\varepsilon^2} \cdot \sqrt{1 - \varepsilon^2} \right) \right\} \cdot \cos(2(\omega - p\omega_m)t + 2\alpha_1) \quad (7.3.1-29)$$

Höherpolige Maschinen:

Die Kraft F stimmt für $p > 1$ mit dem Ausdruck (7.3.1-15) überein. Mit der Näherung $\varepsilon \ll 1$ wird der Ausdruck $1/\sqrt{(1 - \varepsilon^2)^3}$ Eins und der Ausdruck {...} Null. Die von α_1 abhängige Komponente verschwindet, und wir erhalten das Ergebnis (7.3.1-15), also unabhängig von α_1 .

Auch für größere Werte $\varepsilon \approx 0.1 \dots 0.5$ bleibt der Ausdruck $\{\dots\}$ klein, sodass – wie oben erwähnt – die Abhängigkeit des Magnetzugs von der relativen Lage der Feldwelle bei höherpoligen Maschinen klein ist.

Zweipolige Maschinen:

Bei zweipoligen Maschinen ist die Kraft F in (7.3.1-28) doppelt so groß wie in (7.3.1-16), da die Wirkung des Unipolarfelds in der Herleitung enthalten ist. Hier muss korrigiert und statt F in (7.3.1-28) der Wert $F/2$ verwendet werden, da das Unipolarfeld annähernd Null ist.

$$F_1 = \frac{F}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{(1-\varepsilon^2)^3}} \quad F = \frac{\pi}{4\mu_0} \cdot d \cdot l \cdot \frac{e}{\delta} \cdot \hat{B}_{\delta 1}^2 \quad (7.3.1-30)$$

Für $\varepsilon \ll 1$ ist erhalten wir wegen $1/\sqrt{(1-\varepsilon^2)^3} \approx 1$ dann übereinstimmend (7.3.1-16). Interessant ist, dass wegen $p = 1$ der Ausdruck $\{\dots\}$ in (7.3.1-29) für $\varepsilon \ll 1$ nicht Null wird:

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - \varepsilon^2}}{\varepsilon} \right)^2 \cdot \left(1 + \frac{2}{\varepsilon^2} \cdot \sqrt{1 - \varepsilon^2} \right) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \left(\frac{1 - (1 - \varepsilon^2/2)}{\varepsilon} \right)^2 \cdot \left(1 + \frac{2}{\varepsilon^2} \cdot (1 - \varepsilon^2/2) \right) = \frac{\varepsilon^2}{4} \frac{2}{\varepsilon^2} = \frac{1}{2}$$

Es tritt also auch bei kleiner Exzentrizität zur konstanten Kraft $F/2$ aus (7.3.1-30) ein weiterer Kraftterm, der von der relativen Feldwellenlage abhängt:

$$F_2(t) = \frac{F}{2} \cdot \cos(2(\omega - p\omega_m)t + 2\alpha_1) = \frac{F}{2} \cdot \cos(2(\omega - \omega_m)t + 2\alpha_1) \quad (7.3.1-31)$$

Bei **statischer Exzentrizität** $\omega_m = 0$ ist diese Kraft pulsierend mit doppelter Netzfrequenz und wegen $\omega = \omega_m$ daher mit $2n$, wie das bereits weiter oben festgestellt wurde. Wir erhalten für (7.3.1-27) den magnetischen Zug, der zwischen Null und F pulsiert.

$$F_{res}(t) = \frac{F}{2} \cdot (1 - \cos(2\omega t + 2\alpha_1)) \quad (7.3.1-32)$$

Bei **dynamischer Exzentrizität** ist wegen $\omega = \omega_m$ die Kraft F_2 konstant und hängt nur von der Relativlage der Feldwelle ab: $F_2 = \frac{F}{2} \cdot \cos(2\alpha_1)$. Die umlaufende Gesamtkraft

$$F_{res} = \frac{F}{2} \cdot (1 - \cos(2\alpha_1)) \quad (7.3.1-33)$$

kann damit minimal Null oder maximal F betragen. Bei $\alpha_1 = 0, \pi$ haben wir Stellung b) in Bild 7.3.1-2, und $F_{res} = \frac{F}{2} \cdot (1 - \cos(0)) = 0$. Bei $\alpha_1 = \pm\pi/2$ haben wir Stellung a) in Bild 7.3.1-2, und $F_{res} = \frac{F}{2} \cdot (1 - \cos(\pi)) = F$.

Fazit:

Die mathematische Analyse bestätigt die oben qualitativ getroffenen Aussagen zur Abhängigkeit des einseitigen magnetischen Zugs bei zweipoligen Maschinen von der Relativlage der Grundfeldwelle zur Lage des Minimalluftspalts. Die mit doppelter Ständerfrequenz pulsierende Kraft bei statischer Exzentrizität kann entsprechende Schwingungen hervorrufen. Bei höherpoligen Maschinen ist der Einfluss der Feld-Relativlage i. A. vernachlässigbar klein.

Der **Einfluss der Sättigung** ist bei $2p = 2$ wesentlich geringer als bei mehrpoligen Maschinen, da

- bei zweipoligen Vollpolmaschinen der Magnetisierungsbedarf des i. A. großen Luftspalts (Begrenzung von X_d !) im magnetischen Kreis stark überwiegt und
- weil die Polfeldkurve nur außerhalb ihrer Höchstwerte durch die Exzentrizität verformt wird (siehe Stellung a)), wo der Luftspalt in der Polachse die unveränderte Weite δ hat.

Weitere Ursachen für einseitigen magnetischen Zug:

Unausgeglichene Radialkräfte und demzufolge Laufruhestörungen können auch bei *zentrisch* angeordneten Läufern auftreten. Im weiteren Sinne liegen die Ursachen nämlich in Ungleichheiten der magnetischen Flüsse je Polteilung. Gründe hierfür können beispielsweise sein:

- Windungsschlüsse in den Polspulen (sie ergeben ungleiche Erregerdurchflutungen)
- Ausfall einer ganzen Polspule: Radialkraft-Überschuss am diametral gegenüberliegenden Pol, enorme Kraft in der Größenordnung von F_r gemäß Gl. (7.2-8),
- Schenkelpole aus ungleich permeablem Werkstoff, insbesondere Massivpole aus Guss- oder Schmiedeeisen von unterschiedlichen Chargen des Stahlwerkes oder von verschiedenen Lieferanten.

Abhilfemaßnahmen: Immer gleichwertige Pole diametral gegenüberliegend anordnen.

Aus ähnlichen Überlegungen folgt auch, dass die Polspulen elektrisch *immer in Reihe* und nie parallel zu schalten sind, um eine gleich große Durchflutung aller Pole sicherzustellen.

7.3.2 Einfluss auf die Wellendynamik

Die Welle von elektrischen Maschinen ist elastisch, deren Durchbiegung y durch die Federkonstante der Welle c beschrieben (z. B. statische Durchbiegung durch die Masse des Rotors: $y = m_r \cdot g / c$). Elastische Biegeschwingungen werden vereinfacht beschrieben durch

$$m_r \cdot \ddot{y} - c \cdot y = 0 \quad , \quad (7.3.2-1)$$

wobei die elastische Eigenfrequenz

$$f_b = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{c}{m_r}} \quad (7.3.2-2)$$

die tiefste biegekritische Eigenfrequenz ist (siehe Abschnitt 5.2.3.3). Neben der statischen Durchbiegung ist als anregende Kraft die umlaufende Unwuchtkraft zufolge der Verlagerung des Schwerpunkts e_S von der Drehachse bestimmt.

$$F_U = m_r \cdot (2\pi n)^2 \cdot e_S \quad (7.3.2-3)$$

Die Vertikalkomponente beispielsweise ist eine drehfrequente Wechselkraft

$$F_{U,y} = F_U \cdot \sin(2\pi m \cdot t) = F_U \cdot \sin(\Omega_m \cdot t) \quad , \quad (7.3.2-4)$$

die bei **biegekritischer Resonanz** $f_b = n$ zu einer sehr großen Durchbiegung der Welle und zu einer großen Wechselkraft der Lager führt. Der **einseitige magnetische Zug** wirkt in Richtung der radialen Auslenkung und versucht bei elastischen Läufern, die Wellenausbiegung noch zu **vergrößern**. Somit wirkt der elastischen Rückstellkraft der Welle c eine ihr entgegen gesetzte und ebenfalls dem Ausschlag proportionale Kraft entgegen. Der einseitige magnetische Zug kommt also einer Feder mit negativer Federkonstanten k gleich.

$$k = F / e = \frac{\pi}{4\mu_0} \cdot \frac{d \cdot l}{\delta} \cdot B_{\delta 1}^2 \quad (7.3.2-5)$$

Er verringert demnach die resultierende Federkonstante $c - k$, macht die Welle biegeweicher

$$y^* = m_r \cdot g / (c - k) \quad (7.3.2-6)$$

und **senkt die biegekritische Drehzahl** ab.

$$f_b^* = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{c - k}{m_r}} \quad (7.3.2-7)$$

Beispiel 7.3.2-1:

	Schenkelpol- Synchron- generator für Notstromdiesel	Turbogenerator für Gasturbinen-Kraftwerk
Daten:	1.12 MVA, 50 Hz, $2p = 4$, 1500 / min	125 MVA, 50 Hz, $2p = 2$, 3000 / min
$B_{\delta 1} / \text{T}$	0.7	0.8
d / l	0.555 m / 0.49 m	1.06 m / 5.6 m
δ / mm	7.5	52.5
Läufermasse m_r	1350 kg	47140 kg
biegekritische Frequenz f_b	36.67 Hz (\Leftrightarrow 2200 /min)	18.17 Hz (\Leftrightarrow 1090 /min)
Berechnungen:		
$c / \text{N/mm} = (2\pi f_b)^2 m_r$	71666	615088
$k / \text{N/mm}$	11105	22613
k/c	0.155	0.0368
f_b^* / f_b	0.92	0.981
statische Durchbiegung y	0.185 mm	0.75 mm
statische Durchbiegung y^*	0.22 mm	0.78 mm
y^*/δ	3 %	1.5 %

Tabelle 7.3.2-1: Einfluss des magnetischen Zugs auf die Erhöhung der statischen Läuferdurchbiegung und der Absenkung der Biege-Eigenfrequenz

Fazit:

- Der Einfluss des magnetischen Zugs ist somit bei mittleren Maschinen größer als bei großen Maschinen. Allerdings soll die maximale Durchbiegung 1/10 des einseitigen Luftspalts nicht übersteigen.

- Der große Turbogenerator fährt "überkritisch" (oberhalb der biegekritischen Drehzahl), der kleine Schenkelpol-Generator "unterkritisch".

Besonderheit bei zweipoligen Maschinen:

- Der magnetische Zug pulsiert sowohl bei 2-poligen Asynchron- als auch Synchronmaschinen mit doppelter Drehfrequenz und regt daher die Biegeresonanzfrequenz bereits **bei der halben biegekritischen Drehzahl** an.

- Bei Turbogeneratoren kommt als Besonderheit hinzu, dass die Läuferpole ungenutzt sind, so dass in der d -Achse der Läufer beigesteifer ist als in der q -Achse. Liegt der Läufer mit vertikaler d -Achse ("hochkant"), so biegt er sich weniger durch als bei vertikaler q -Achsen-Lage ("flache" Lage) (Bild 7.3.2-1). Die "Hochkant"-Lage wiederholt sich nach einer halben Wellenumdrehung, so dass eine Schwingungsanregung der Welle durch die Schwere mit doppelter Drehfrequenz erfolgt.

Abhilfe:

- Angleichen der Biegesteifigkeiten durch Nutung über den ganzen Umfang (für kompletten Dämpferkäfig) oder durch Querschlitz in der Polzone.

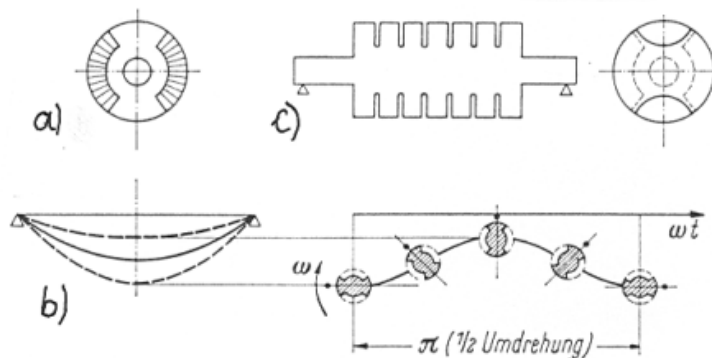


Bild 7.3.2-1: Schwingungsanregung mit doppelter Drehfrequenz bei Turboläufers durch ungenutzten Polbereich
a) Querschnitt des Turboläufers (Hochkantlage), b) Durchbiegung bei Hochkant- und Flachlage, c) Querschlitz in der Polzone [1]

7.4 Stromkräfte auf Nutleitern

Kräfte auf Nutenleiter entstehen durch das Zusammenwirken der Leiterströme und der im Nutraum auftretenden Magnetfelder:

- Radial gerichtete Hauptfeldlinien** drücken die Leiter *tangential* an die Nutwand.
- Die deutlich größeren Kraftwirkungen jedoch rühren vom wesentlich stärkeren **Streu-Querfeld** her, das die Leiter *radial* zum Nutgrund zieht und das in bestimmten Fällen auch zur Nutöffnung gerichtete Kraftstöße bewirkt.

7.4.1 Tangentialkraft infolge Nut-Radialfeld

Der radiale Luftspalt-Hauptfluss erzeugt zusammen mit den axialen Leiterströmen der Ankernuten tangential gerichtete Kräfte, welche das Drehmoment der Maschine bilden (Abschnitt 7.1).

Betrachtet man eine einzige Nut mit der Teilung τ_Q und der Nutdurchflutung Θ_Q für sich allein, so kann sie durch den Strombelag

$$A = \Theta_Q / \tau_Q \tag{7.4.1-1}$$

beschrieben werden. Mit der zugehörigen Flussdichte im Luftspalt B_δ ergibt die **Tangentialkraft einer Nutteilung** (LORENTZ-Kraft)

$$F_\tau = l \cdot \Theta_Q B_\delta \tag{7.4.1-2}$$

Dabei wurde **keine Angabe** über die versenkte Lage des Leiters in der Nut gemacht. Es fehlt eine Aussage über die Orte des Kraftangriffs. Im Fall ungesättigten, d.h. hochpermeablen Eisens verlaufen die Feldlinien des Hauptflusses quasi vollständig in den Zähnen, und der Nutraum bleibt somit völlig radialfeldfrei. Man gelangt zu der (**paradox erscheinenden**) Feststellung, dass in diesem Fall die gesamte Kraft einer Nutteilung ausschließlich an den Zähnen und nicht am Stromleiter selbst angreift.

Erst bei Sättigung des Zahneisens wird ein Teil des Hauptflusses vom Zahn seitlich in die Nut abgedrängt, und er verläuft dort (grob angenähert) radial. Aufgrund der Zahninduktion B_d ist die magnetische Zahnfeldstärke an der Zahnflanke H_d groß (über die Magnetisierungskennlinie $H_d = f(B_d)$ verknüpft). Sie hat nach der Kontinuitätsbedingung für die Tangentialfeldstärke an Materialgrenzen auch nutseitig denselben Betrag.

So lässt sich die erzeugte Radial-Flussdichte in der Nut abschätzen zu

$$B_{r,Q} \approx \mu_0 H_d \tag{7.4.1-3}$$

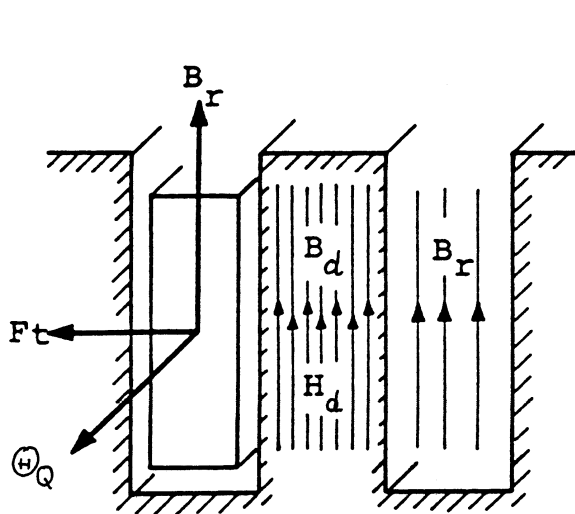


Bild 7.4.1-1: Tangentialkraft auf die Nutenleiter

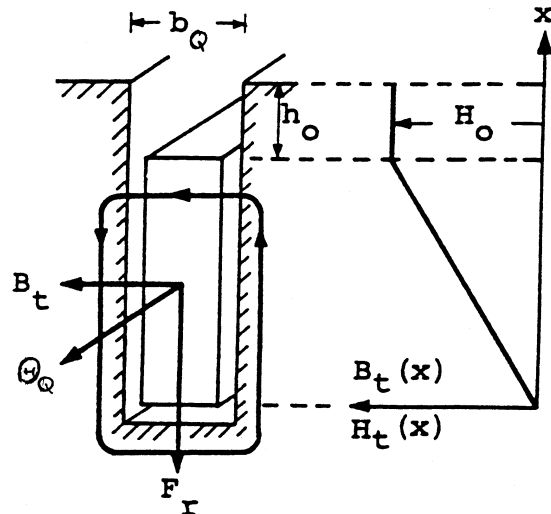


Bild 7.4.2-1: Nutenquerfeld und Radialkraft auf den Nutenleiter

Damit kommt es zur **tangential gerichteten LORENTZ-Kraft auf den Leiter**

$$F_t = l \cdot \Theta_Q \cdot B_{r,Q} \tag{7.4.1-4}$$

mit der er an die Nutwand gedrückt wird.

Hinsichtlich der Größe hat diese Kraft praktisch keine Bedeutung. Vergleicht man sie nämlich mit der gesamten Kraft einer Nutteilung entsprechend (7.4.1-2), so findet man

$$F_t / F_\tau = B_{r,Q} / B_\delta \quad (7.4.1-5)$$

Beispiel 7.4.1-1:

$B_\delta = 0.9 \text{ T}$, Verhältnis Zahnbreite/Nutteilung $b_d/\tau_Q = 0.5$, $B_d \approx B_\delta \cdot (\tau_Q/b_d) = 1.8 \text{ T}$, mit Magnetisierungskennlinie $H_d = f(B_d)$ folgt: $H_d = 13 \text{ kA/m} \Rightarrow B_{r,Q} \approx \mu_0 H_d = 0.016 \text{ T}$.

$$F_t / F_\tau = B_{r,Q} / B_\delta = 0.016 / 0.9 = 0.018 \cong \underline{\underline{1/50}}$$

Fazit:

Die Verhältniswerte F_t / F_τ sind in der Praxis etwa $1/25 \dots 1/50$. **Der überwiegende Teil der Kraft je Nutteilung greift am Zahn an. Die Nutleiter sind wegen der hohen Eisenpermeabilität kraftmäßig stark entlastet.** Demnach hat das Versenken des Leiters in die Nut lediglich einer Verlagerung des Kraftangriff-Ortes vom Leiter in den Zahn zur Folge.

Praktischer Berechnungsfall siehe Übungsbeispiel 3.

7.4.2 Radialkräfte infolge Nut-Querfeld

In der Nut liegende Leiter erzeugen mit ihrem Strom ein Streufeld, dessen Linien nahezu geradlinig von der einen Zahnflanke quer durch die Nut zur anderen Flanke übergehen (**Nutenquerfeld**). Durch dieses tangential verlaufende Feld entstehen radial gerichtete Kräfte auf die stromführenden Leiter (Bild 7.4.2-1).

Im Fall eines Leiters (oder mehrerer gleichphasig durchflossener Leiter) je Nut (sog. "**Normalnut**") ergibt sich eine nur zum Nutgrund gerichtete Kraft F_r . In der Nut (Breite b_Q) erzeugt die Nutdurchflutung (Wechselstrom)

$$Q_Q(t) = \hat{\Theta}_Q \sin(\omega t) \quad (7.4.2-1)$$

wegen $H_Q = \Theta_Q/b_Q$ und $B_Q = \mu_0 H_Q$ auf halber Leiterhöhe das (mittlere) Streu-Querfeld

$$B_Q(t) = \mu_0 \frac{\Theta_Q(t)}{b_Q} \quad (7.4.2-2)$$

und deshalb die auf den Leiter wirkende LORENTZ-Stromkraft

$$F_r(t) = l \cdot \Theta_Q(t) \cdot B_Q(t) = \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{l}{b_Q} \cdot \hat{\Theta}_Q^2 \cdot \sin^2(\omega t) \quad (7.4.2-3)$$

Sie pulsiert wegen $\sin^2(\omega t) = (1 - \cos(2\omega t))/2$ mit doppelter Stromfrequenz zwischen Null und dem Höchstwert

$$\hat{F}_r = \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{l}{b_Q} \cdot \hat{\Theta}_Q^2 \quad (7.4.2-4)$$

und ist auf den Nutgrund gerichtet. Die genannte Kraftrichtung bestätigt sich über die Rechtsschrauben-Regel. Mit dieser ist auch leicht einzusehen, dass die Kraft weiterhin zum Nutgrund zeigt, wenn der Strom in *umgekehrter* Richtung fließt (Erklärung: Die Richtung des vom Strom verursachten Querfeldes wechselt ebenfalls). Die Kraft ist im Betrieb ständig wirksam, abhängig vom Augenblickswert des Nutstromes, gleichgültig ob Gleich- oder Wechselstrom. Bei Einschalt- oder Stoßkurzschluss-Stromspitzen steigt sie auf wesentlich höhere Beträge als im Normalbetrieb. Solche starken kurzzeitigen Kräfte treten auf:

a) bei besonderen Betriebsfällen:

- Zuschaltung von Asynchron-Motoren,
- Netzschnittung von Asynchronmotoren

b) bei Störungen:

- Klemmenkurzschluss von Synchron- und Asynchronmaschinen,
- Fehlsynchronisation.

Die **Stromspitzen** nehmen Werte zwischen dem 5- und 15-fachen des Nennstrom-Scheitelwerts an. Die Kräfte steigen quadratisch mit dem Strom, wenn man die bei diesen hohen Strömen auftretende **Streifeldsättigung** vernachlässigt.

Der höchste **Anpressdruck**

$$\hat{f}_r = \hat{F}_r / (b_Q \cdot l) = \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{\hat{\Theta}_Q^2}{b_Q^2} \quad (7.4.2-5)$$

erreicht selbst bei Stoßkurzschluss-Stromspitzen (10...15-facher Nennstrom) nicht die Druckfestigkeit von Isolier- und Schichtpressstoffen. Die praktische Bedeutung dieser Kraft liegt vielmehr **im pulsierenden Charakter**.

Beispiel 7.4.2-1:

$f = 50$ Hz: 100 Pulsationen je Sekunde bzw. rund 9 Millionen Pulsationen pro Tag !

($24 \cdot 60 \cdot 60 \cdot 100 = 8640000$)

800 MVA-Turbogenerator mit Wasserstoffkühlung, 21 kV, Nenn-Strom: $I_N = 22$ kA, Zweischicht-Stabwicklung ($N_c = 1$), zwei parallele Wicklungszweige $a = 2$,

Leiterstrom $I_c = I_N / a = 11$ kA, Nutdurchflutung: $\Theta_Q = 2N_c I_c = 2I_c$, Nutbreite $b_Q = 48$ mm:

$$\hat{f}_r = \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{\hat{\Theta}_Q^2}{b_Q^2} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7}}{2} \cdot \frac{(22000 \cdot \sqrt{2})^2}{0.048^2} = 263981 \text{ Pa} = \underline{2.6} \text{ bar bei Nennbetrieb.}$$

Stoßkurzschluss (12-facher Nennstrom-Scheitelwert): $\hat{f}_r = 12^2 \cdot 263981 = \underline{\underline{38}} \text{ MPa}$

Bei mangelhafter oder nachlassender Halterung der Nutfüllung wie

- schlechte Verkeilung,
- weiche Stabisolation,
- Lockern des Nutverbandes durch Schrumpfen und Alterung ...

führen die Kräfte zu Dauerschwingungen ("Hämmern") des Leiters und verursachen mechanische Zerstörungen insbesondere der Leiterisolation.

Gegenmaßnahmen:

- Spielfreier Stabeinbau,
- festes Verkeilen, Voraltern,
- harte Wellenfeder unter Nutverschlusskeil,
- Nachverkeilen bei Revisionen,

- evtl. Ganztränkung, ... usw.

In *Kurzschlussläufern von Asynchronmotoren* würden locker eingebrachte Anlaufstäbe beim Einschalten, d.h. hoher Stabstrom von anfänglich Netzfrequenz und fehlende Fliehkraft, durch starke pulsierende Kräfte (bis etwa 1000 kN/m² bzw. 1 MPa) bewegt (Rattern) und bei entsprechender Häufigkeit zerstört.

Bei *großen Synchrongeneratoren* wird durch **Warmvorkeilen** (Verkeilen bei Betriebstemperaturen) mit einer Keilkraft, die etwa der doppelten elektrodynamischen Pulsationskraft entspricht, über mehrere Tage die Isolation vorgepresst ("Setzen" der Nutfüllung) und erst dann endgültig verkeilt.

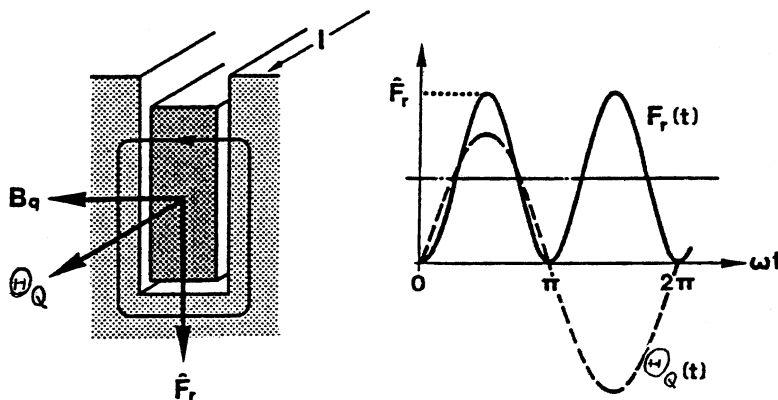


Bild 7.4.2-2: Die Radialkraft ist zum Nutgrund gerichtet und pulsiert mit doppelter Stromfrequenz

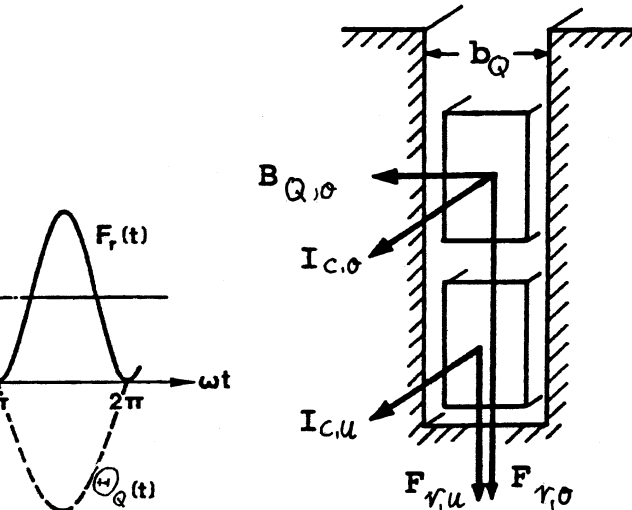


Bild 7.4.2-3: Die Radialkraft auf Ober- und Unterschicht einer ungesehnten Zweischichtwicklung

Befinden sich mehrere Leiter in einer Nut, so wird die größte Kraft auf den der Nutöffnung nächstliegenden Leiter ausgeübt, weil dieser im stärksten Quersfeld liegt. Im Fall einer Zweischichtwicklung ist die Quersfeld-Induktion in halber Höhe des Oberstabes

$$B_{Q,o}(t) = \frac{\mu_0}{b_Q} \cdot N_c \cdot \left(i_{c,u}(t) + \frac{i_{c,o}(t)}{2} \right) \quad (7.4.2-6)$$

Sind die Ströme in Unterschicht und Oberschicht $i_{c,u}$ und $i_{c,o}$ gleich groß und gleichphasig

$$i_{c,u} = i_{c,o} = \frac{\Theta_Q}{2N_c} \quad (7.4.2-7)$$

so wird die **Radialkraft auf die Oberschicht-Spule** gemäß $F_{r,o} = l \cdot N_c i_{c,o} \cdot B_{Q,o}$:

$$\hat{F}_{r,o} = \frac{3}{4} \cdot \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{l}{b_Q} \cdot \hat{\Theta}_Q^2 \quad (7.4.2-8)$$

Sie macht bei Vergleich mit Gl. (7.4.2-4) **also 75 % der gesamten Kraft** am Nutgrund aus und ist z.B. maßgebend für die Pressung der Stabzwischenlage.

Die Unterschicht-Spule erzeugt eine mittlere Quersfeld-Induktion, die wegen $i_{c,u} = i_{c,o}$ und

$$(1/2 \cdot i_{c,u}) / (i_{c,u} + 1/2 \cdot i_{c,o}) = 1/3$$

nur ein Drittel von $B_{Q,o}$ ausmacht. Der **Unterstab** erfährt somit eine **Radialkraft** $F_{r,u}$ von der Größe $F_{r,o}/3$

$$\hat{F}_{r,u} = \frac{1}{4} \cdot \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{l}{b_Q} \cdot \hat{\Theta}_Q^2 \tag{7.4.2-9}$$

und trägt demnach **nur mit 25 % zur Gesamtkraft** bei. Die Summe beider Kräfte $F_{r,u} + F_{r,o}$ entspricht selbstverständlich der Gesamtkraft F_r nach Gl. (7.4.2-4).

Bei Wicklungen mit Sehnung (Schrittverkürzung) liegen in den **"Mischnuten"** jeweils Spulenseiten, die zu unterschiedlichen Strängen gehören (Bild 7.4.2-4). In den anderen Nuten (**"Normalnuten"**) liegen jeweils Spulenseiten eines Stranges, wie unter (7.4.2-1) – (7.4.2-9) besprochen.

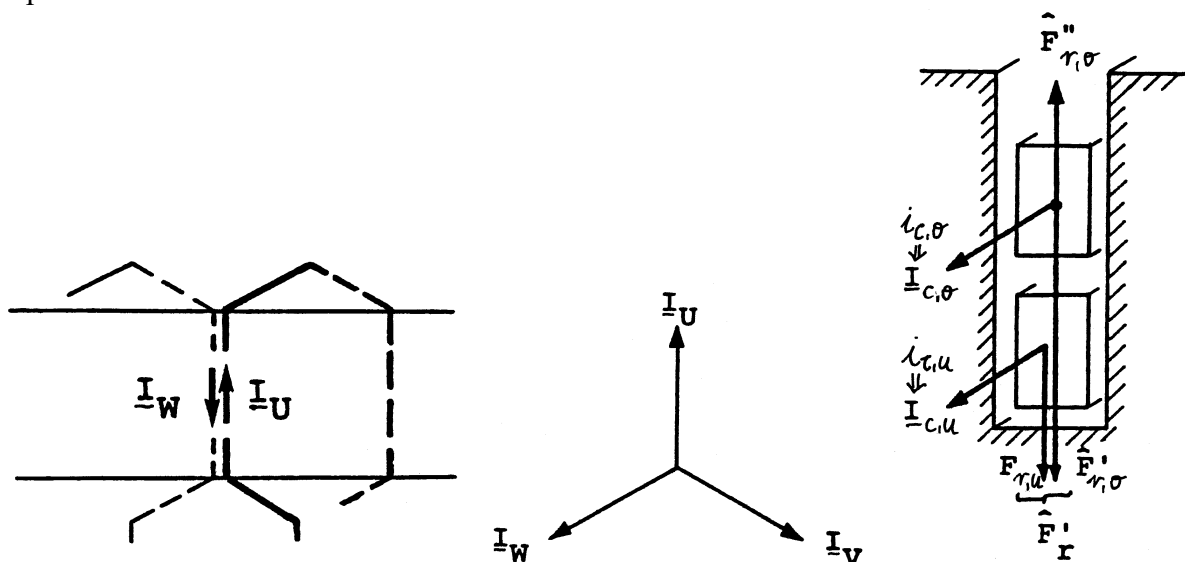


Bild 7.4.2-4: Die Radialkraft auf Ober- und Unterschicht einer gesehten Zweischichtwicklung, Betrachtung der Mischnuten

Beispiel 7.4.2-2:

Symmetrische gesehte Drehstromwicklung, $q = 3$ Nuten je Pol und Strang, Sehnung $W / \tau_p = 8/9$ (= Schrittverkürzung: 1): pro Pol sind von den 9 Nuten 6 Normalnuten und 3 Mischnuten.

Die Kraft auf die Unterschicht $F_{r,u}$ ist in der Mischnut **dieselbe** wie in der Normalnut, da die Unterschicht nur in ihrem Eigenfeld liegt – unabhängig davon, zu welchem Strang die Oberschicht gehört. Auf Grund der Phasenverschiebung zwischen benachbarten Strängen erreicht der Strom in der Oberschicht sein Maximum zu einem späteren Zeitpunkt als in der Unterschicht, so dass die **Kraft auf die Oberschicht in der Mischnut KLEINER** ist als bei der Normalnut.

Beispiel 7.4.2-3:

Mischnut: Oberschicht: Strang U, Unterschicht: Strang –W:

$$i_{c,o} = \hat{I} \sin \omega t, \quad i_{c,u} = -\hat{I} \sin(\omega t - 4\pi/3) = \hat{I} \sin(\omega t - \pi/3) : \text{Phasenverschiebung ist } 60^\circ.$$

$$(7.4.2-6): \quad B_{Q,o}(t) = \frac{\mu_0}{b_Q} \cdot N_c \cdot \hat{I} \cdot (\sin(\omega t - \pi/3) + 0.5 \cdot \sin(\omega t))$$

$$F_{r,o} = l \cdot N_c i_{c,o} \cdot B_{Q,o} = l \cdot \frac{\mu_0}{2b_Q} \cdot N_c^2 \cdot \hat{I}^2 \cdot \sin(\omega t) \cdot (2 \cdot \sin(\omega t - \pi/3) + \sin(\omega t))$$

oder $F_{r,o}(t) = \frac{1}{4} \cdot \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{l}{b_Q} \cdot \hat{\Theta}_Q^2 \cdot \sin(\omega t) \cdot (2 \cdot \sin(\omega t - \pi/3) + \sin(\omega t)) \Rightarrow$

$$F_{r,o}(t) = \frac{1}{4} \cdot \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{l}{b_Q} \cdot \hat{\Theta}_Q^2 \cdot \left(1 - \cos(2\omega t) - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \sin(2\omega t) \right) \quad (7.4.2-10)$$

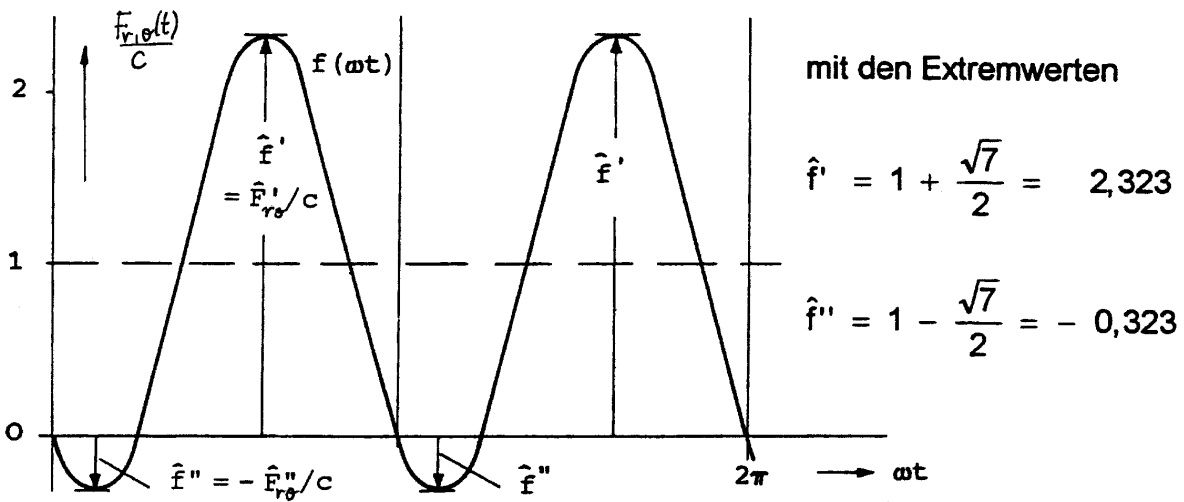


Bild 7.4.2-5: Zeitverlauf der Radialkraft auf die Oberschicht in einer Mischnut, $c = \frac{1}{4} \cdot \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{l}{b_Q} \cdot \hat{\Theta}_Q^2$

Der Klammerausdruck in (7.4.2-10) schwankt zwischen den Extremwerten $1 \pm \sqrt{7}/2$, somit zwischen 2.323 und -0.323 mit doppelter Stromfrequenz. Die Kraftspitze auf die Oberschicht in Richtung Nutgrund ist somit bei der Mischnut um den Faktor $2.323 / 3 = 0.77$ kleiner als bei der Normalnut. Dafür tritt für einen kurzen Zeitabschnitt je halber Strom-Periode eine Radialkraft nach oben auf, die den **Nutverschlusskeil** belastet. Bezogen auf die auf den Nutgrund wirkende Radialkraft in einer Normalnut ist diese Kraft **klein**: $0.323 / 4 = 8\%$!

Die **Gesamtkraft einer Mischnut auf den Nutgrund** ist – ausgehend von der gesamten Nutdurchflutung $\Theta_Q(t) = N_c \cdot (i_{c,o}(t) + i_{c,u}(t))$ -

$$F_r(t) = l \cdot \Theta_Q(t) \cdot B_Q(t) = \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{l}{b_Q} \cdot \frac{\hat{\Theta}_Q^2}{4} \cdot (\sin \omega t + \sin(\omega t - \pi/3))^2 \quad (7.4.2-11)$$

Der Klammerausdruck $(\dots)^2$ wird maximal bei $2\omega t = 4\pi/3$ und besitzt dort den Wert 3.

Fazit:

Die höchste Druckkraft am Nutgrund in einer Mischnut ist nur $3/4 = 75\%$ der Kraft in einer Normalnut. Die Normalnut stellt den "worst-case" dar.

7.5 Stromkräfte in Wickelköpfen

Auch die Leiterbereiche außerhalb der Nuten (die **Stirnverbindungen**) sind elektrodynamischen Kräften ausgesetzt. Diese haben je nach Ort verschiedene Stärken, Angriffswinkel und -richtungen; sie führen zu **lokalen** und **resultierenden** Kräften am Wickelkopf in *radialer*, *tangentialer* und *axialer* Richtung. Dementsprechend sind die Stirnverbindungen unter sich abzustützen und zu versteifen und die gesamten Wickelköpfe nach außen abzufangen, insbesondere mit Hinblick auf die hohen Stromkräfte in Störfällen. Die Normen empfehlen eine Stoßkurzschlussprüfung für die neue Maschine, durch welche die mechanische Festigkeit des Wickelkopfverbandes nachzuweisen ist. Es dürfen höchstens geringfügige Nacharbeiten an der Abstützung und Versteifung der Wickelköpfe notwendig werden.

Vereinfachte Betrachtung:

Stromdurchflossene parallele Leiter (Leiter 1: Strom i_1 , Leiter 2: Strom i_2) mit der Länge L im Abstand a üben aufeinander die Kraft

$$F(t) = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \frac{L}{a} \cdot i_1(t) \cdot i_2(t) \quad (7.5-1)$$

aus. Bei gleichsinnigem Stromfluss in den Leitern ziehen sich diese an, bei gegensinnigem Stromfluss stoßen sie sich ab. Bei Stoßkurzschluss an den Klemmen einer Synchronmaschine, aber auch bei Fehlsynchronisation u. ä. fließen sehr hohe Ströme kurzzeitig (typisch 10...15-facher Nennstrom). Während die Nutenleiter fest verkeilt sind, muss für die Befestigung der Stirnverbindung eine besondere Vorkehrung getroffen werden, um **schädliche Verformungen des Wickelkopfs** bei Stoßkurzschluss zu vermeiden.

Innerhalb einer Spulengruppe fließen die Ströme gleichsinnig, so dass sich die Leiter anziehen. An den Phasentrennungen (z. B. U und -W) fließen die Ströme auch gegensinnig, so dass Abstoßung erfolgt.

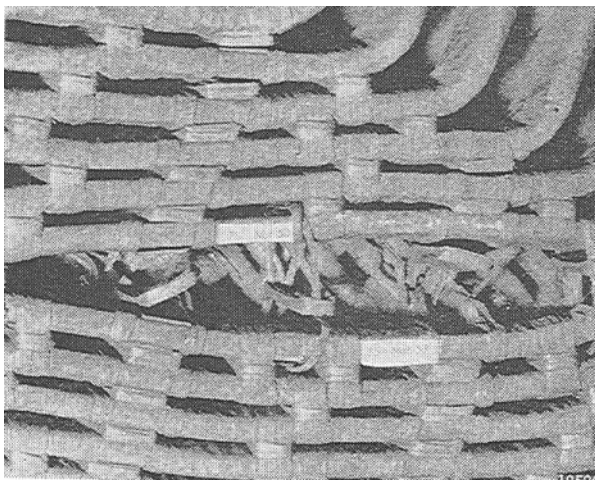


Bild 7.5-1: Turbogenerator mit ungenügend verfestigtem Wickelkopf: Verformungen durch dynamische Stromkräfte an der Phasentrennung. Die Befestigungen sind durch Abstoßung z. T. gerissen (Quelle: BBC).

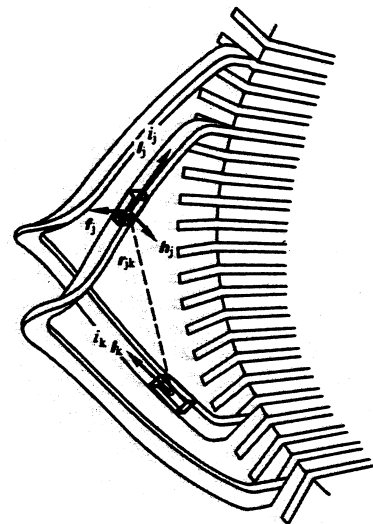


Bild 7.5-2: Biot-Savart-Methode zur Berechnung von magnetischen Kräften in Wickelköpfen (Quelle: BBC)

Genauere Berechnung:

Die Berechnung der Wickelkopfkräfte ist durch die Räumlichkeit des Stirnfeldes, dessen komplizierte geometrische wie materielle Brandung und Mitbeeinflussung durch Fremd-

ströme vom Läufer sowie durch die "verwickelte" mechanisch-konstruktive Ausgestaltung des Stirnraumes äußerst schwierig. Moderne Rechenverfahren gehen weit über die früheren Überschlagmethoden hinaus und verwenden hauptsächlich:

- die *Biot-Savart'sche Methode*, in welcher von diskreten Strompfaden oder flächenhaften Strombelägen ausgegangen wird und in jedem Aufpunkt der Leiterabschnitte alle vorkommenden Feldstärkenbeiträge aufsummiert und daraus die Kraftvektoren ermittelt werden.
- die *Finite-Element-Methode*, mittels welcher das Stirnfeld in den zwei Dimensionen axial-radial (meistens noch mit periodischem Ansatz in Umfangsrichtung) oder mit 3D-Rechenmitteln in allen Raumkoordinaten bestimmt wird.

Der Rechenaufwand für das *Stirnraum-Feld* kann beträchtlich werden. Zudem ist die erreichbare Genauigkeit beschränkt, hängt sie doch stark von den Nachbildungen und Modellfehlern ab. Dies gilt noch ausgeprägter für die gesuchten **Kräfte**, Beanspruchungen und Verformungen (siehe Schadensbild Bild 7.5-1). So ist man auf Bestätigungen in der Praxis (Sonderversuche, Betriebserfahrungen) und – falls erforderlich – auf schrittweise Konstruktions-Verbesserungen angewiesen. Auch können verbesserte Fertigungstechnologien, wie

- Ganztränkung und Aushärten bewickelter Ständer,
 - Verspannen der Wickelköpfe zwischen Glasfaserkonus-Ringen
- das Problem grundsätzlich entschärfen.

7.6 Läuferpolbefestigungen großer Synchronmaschinen

7.6.1 Spezifische Fliehkraft

Die Oberflächengeschwindigkeit des Läufers ist etwa gleich der auf die Ständerbohrung d_{si} bezogenen Umfangsgeschwindigkeit v_u . Bei maximaler Drehzahl (Schleuderdrehzahl n_{sch}) gilt:

$$v_{u,max} = d_{si} \cdot \pi \cdot n_{sch} \quad (7.6.1-1)$$

Die zugehörige **Zentrifugalbeschleunigung** a_{Flieh} einer auf der Läuferoberfläche fixierten Masse ist

$$a_{Flieh} = \frac{v_{u,max}^2}{d_{si} / 2} \quad (7.6.1-2)$$

Die auf die Läuferpole wirkende Fliehkraft, bezogen auf die Läufermasse, wird durch a_{Flieh} ausgedrückt. Je hochwertiger die Befestigungsart der Läuferpole ist, desto höhere Werte a_{Flieh} sind zulässig. Als Maß für die zulässige Fliehkraftbeanspruchung wird im folgenden die sogenannte

„spezifische Fliehkraft“ a_{Flieh}/g ,

das ist die auf die Erdbeschleunigung $g = 9.81 \text{ m/s}^2$ bezogene Zentrifugalbeschleunigung, verwendet. In Ergänzung dazu wird die Umfangsgeschwindigkeit $v_{u,max}$ selbst als Maß für die Höhe der mechanischen Beanspruchung verwendet.

7.6.2 Polbefestigungsarten bei Schenkelpolmaschinen

a) Schraubpolbefestigung

Die Pole sind auf einen massiven Jochring, der auf einer Stegwelle sitzt, eingeschraubt.

$$a_{\text{Flieh}} / g \leq 600..800, v_{u,\text{max}} = 110..120 \text{ m/s.}$$

Bei *langsam laufenden Wasserkraftgeneratoren* kleinerer Leistung ist dies die gängige Ausführung.

Beispiel 7.6.2-1:

Laufkraftwerk *Friesach (Drau)/Österreich*, Rohrturbinengenerator, 48-polig, 8.5 MVA, 50Hz, $d_{si} = 4.34 \text{ m}$, $n_N/n_{sch} = 125/395/\text{min}$, $v_{u,\text{max}} = 90 \text{ m/s}$, $a_{\text{Flieh}}/g = 380$.

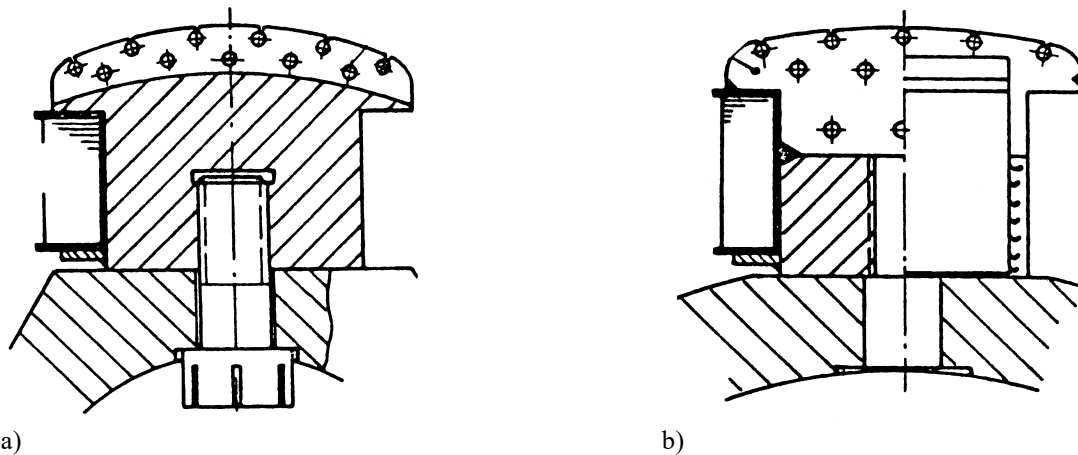


Bild 7.6.2-1: Schraubpolbefestigung: a) Massiver Schraubpol, Polschuh lamelliert, b) lamellierter Schraubpol, Polschaft massiv (Quelle: F. Gregori, TU Wien)

b) Schwalbenschwanzbefestigung

$$a_{\text{Flieh}} / g \leq 1300..1500 \text{ bei geblechten Polen}$$

$$a_{\text{Flieh}} / g \leq 1850 \text{ bei massiven Polen}$$

Eine erhöhte Beanspruchungsgrenze kann durch Übergang auf eine **Doppelschwalbenschwanz-Konstruktion** erreicht werden.

Beispiel 7.6.2-2:

Doppelschwalbenschwanz, geblechte Pole: Wasserkraftwerk *Shi San Ling/China*, 12-polig, 222 MVA, 50 Hz, $d_{si} = 4.5 \text{ m}$, $n_N/n_{sch} = 500/725/\text{min}$, $v_{u,\text{max}} = 170 \text{ m/s}$, $a_{\text{Flieh}}/g = 1322$

Oft werden auch Schwalbenschwanzbefestigungen dort eingesetzt, wo zwar aus Fliehkraftgründen die Schraubpolbefestigung ausreichend wäre, aber der große Durchmesser keinen massiven Läuferjochring mehr zulässt, so dass auf eine **geschichtete Blechkette** übergegangen werden muss.

Beispiel 7.6.2-3:

Einfachschwalbenschwanz: Laufkraftwerk *Freudenau-Wien (Donau)/Österreich*, 92-polig,

32 MVA, 50 Hz, $d_{si} = 7.45$ m, $n_N/n_{sch} = 65.2/219/\text{min}$, $v_{u,max} = 85$ m/s, $a_{Flieh}/g = 200$, Blechkettenläufer, Rohrturbinengenerator.

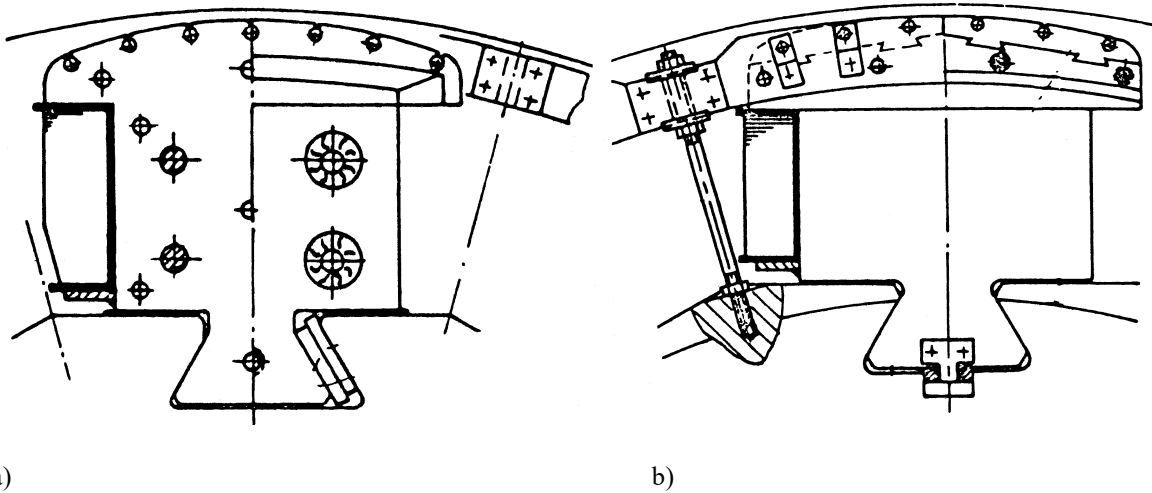


Bild 7.6.2-2: Schwalbenschwanzbefestigung: a) Lamellierter Schwalbenschwanzpol, b) Massiver Schwalbenschwanzpol (Quelle: F. Gregori, TU Wien)

c) Hammerkopf-Befestigung

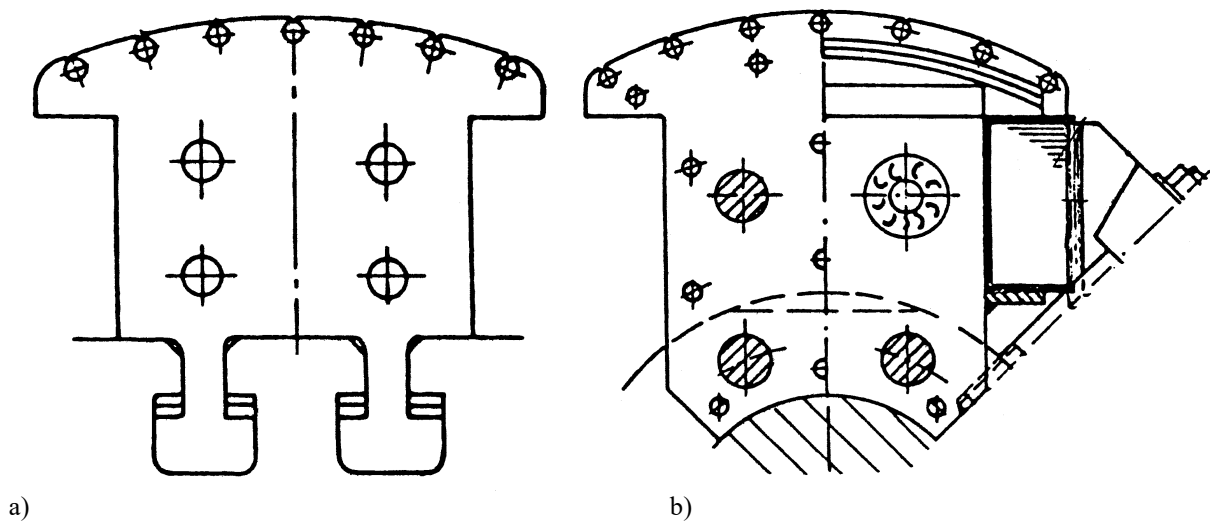


Bild 7.6.2-3: Hammerkopf-Befestigung: a) Doppelhammerkopf-Pol, b) Kammpolbefestigung als Alternative zum Hammerkopf (Quelle: F. Gregori, TU Wien)

Die Hammerkopfbefestigung hat ähnliche, i. a. etwas höhere Festigkeitsgrenzen wie die Schwalbenschwanzausführung. Doppel- und in Sonderfällen Drei- und Vierfach-Hammerkopfbefestigungen wurden bereits ausgeführt, um a_{Flieh}/g zu erhöhen (bis ca. 2000).

Beispiel 7.6.2-4:

Von Beispiel a) zu c) steigt die Polmasse an, daher nimmt die Anzahl der Hammerköpfe pro Pol zu.

a) Doppelhammerkopf: Speicher-Kraftwerk *Kühltai/Österreich*, 10-polig, $n_N = 600/\text{min}$, 167 MVA, 50 Hz, $d_{si} = 3.4$ m, $n_{sch}/n_N = \text{ca. } 1.7$, $v_{u,max} = \text{ca. } 180$ m/s, $a_{Flieh}/g = \text{ca. } 2000$

b) Dreifachhammerkopf: Speicher-Kraftwerk *Sellrain-Silz/Österreich*, 12-polig, $n_N = 500/\text{min}$, 352 MVA, 50 Hz, $d_{si} = 4.35 \text{ m}$, $n_{sch}/n_N = \text{ca. } 1.7$, $v_{u,max} = \text{ca. } 195 \text{ m/s}$, $a_{Flieh}/g = \text{ca. } 1800$

c) Vierfach-Hammerkopf: Bahn-Wasserkraftwerk *Langenprozelten (Main)/Deutschland*, 4-polig, 16 2/3 Hz, $n_N/n_{sch} = 500/757/\text{min}$, 94 MVA, $d_{si} = 3.5 \text{ m}$, $v_{u,max} = 139 \text{ m/s}$, $a_{Flieh}/g = 1121$, Polmasse 31 t (!), Einphasen-Generator. Die Maschine hätte bei 50 Hz dreiphasig eine Leistung von $(50/16.66) \cdot (\sqrt{3}/1) \cdot 94 = \text{ca. } 500 \text{ MVA}$ (!)

d) Kammpolbefestigung

$a_{Flieh}/g > 1800$

Höchstwertige, aber sehr teure Ausführung, da für das definierte mechanische Tragen der einzelnen Kammzacken eine höchst passgenaue und daher teure Fertigung erforderlich ist. Aus diesem Grund wird versucht, wo möglich mit der kostengünstigeren Mehrfach-Hammerkopf-Ausführung die „Grenzleistungs“-Maschinen zu bauen (siehe Kap.5, Übungsbeispiel 2).

Beispiel 7.6.2-5:

Speicherkraftwerk *Kaprun/Österreich*, 12-polig, $n_N = 500/\text{min}$, 70 MVA, 50 Hz, $d_{si} = 3.05 \text{ m}$, $n_{sch}/n_N = 1.86$, $v_{u,max} = 148.5 \text{ m/s}$, $a_{Flieh}/g = 1474$.

Man erkennt, dass diese ältere Anlage bei heutigem Stand bereits mit Mehrfach-Hammerkopf-Befestigung ausgeführt würde.

7.6.3 Polbeanspruchung bei Turbogeneratoren

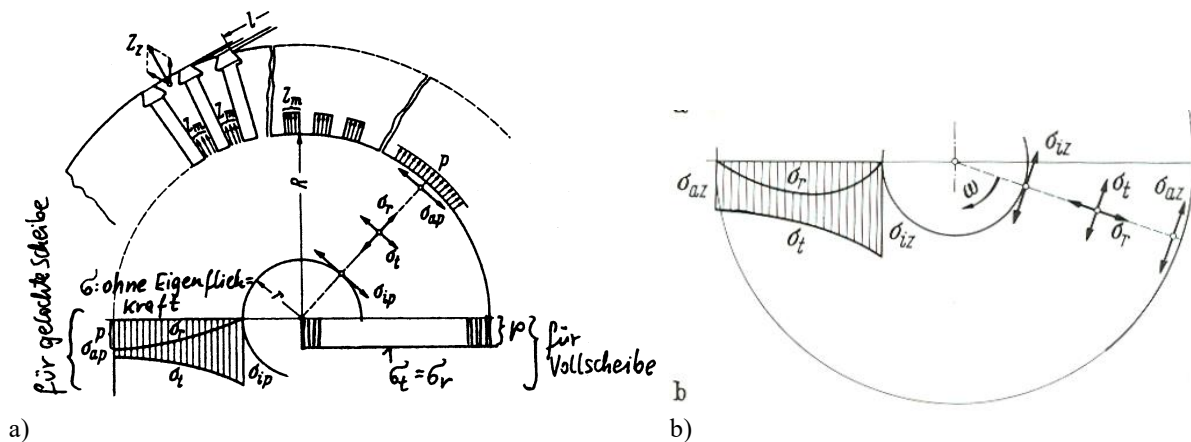


Bild 7.6.3-1: Turboläufer: a) Beanspruchung durch die Fliehkraft der Zähne und Wicklung $p = Q_r Z_m / (2\pi R \cdot l)$, rechts: massiver Rotorkörper, links: gelochtes Blechpaket, b) Beanspruchung des gelochten Rotorblechs durch Eigenfliehkraft [1]

a_{Flieh}/g bis zu 10000, $\sigma_{max} = p + \frac{3+v}{8} \cdot \rho \cdot (2\pi \cdot n \cdot R)^2$, $v_{Stahl} = 0.3$, $\rho_{Stahl} = 7850 \text{ kg/m}^3$

Die massiven Läuferzähne (Bild 7.6.3-1) und die Polwicklungskappen (Bild 7.6.3-2) müssen neben der Eigenfliehkraft auch jener der Erregerwicklung standhalten. Die Ausführung mit massivem Turboläufer (keine zentrale Lochung) ergibt die niedrigste mechanische Beanspruchung σ_{max} (bei $r = 0$) und daher die höchstwertige Läuferkonstruktion.

Beispiel 7.6.3-1:

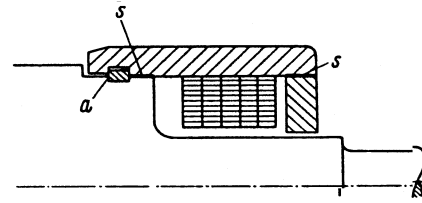
Grenzdurchmesser $d_{si} = 1.25 \text{ m}$, $n_N = 3000/\text{min}$, 50 Hz, $n_{sch}/n_N = 1.2$, $v_{u,max} = 236 \text{ m/s}$, $a_{Flieh}/g = 9050$



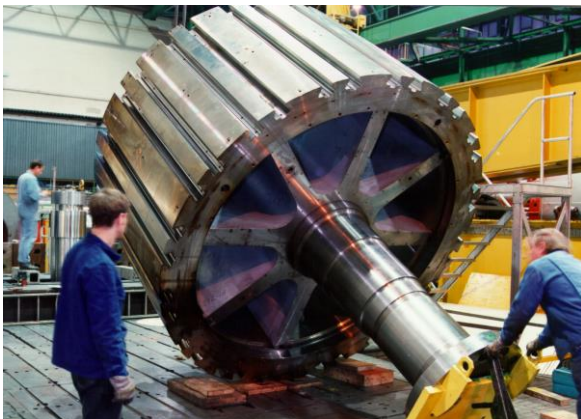
Läuferjochring für Schraubpole



Einfach-Schwalbenschwanzpol



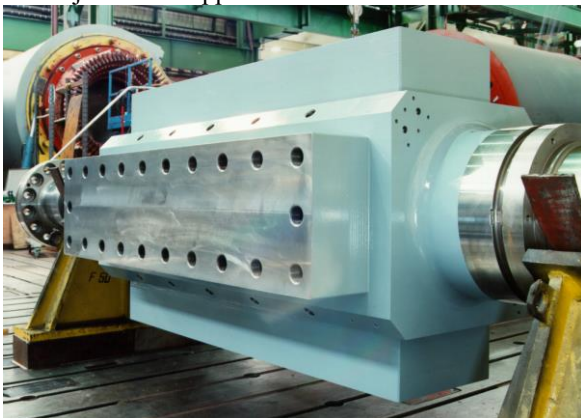
Turborotor Wicklungskappe s Schrumpfsitz
 a Aufnahme axialer Zugkräfte [1]



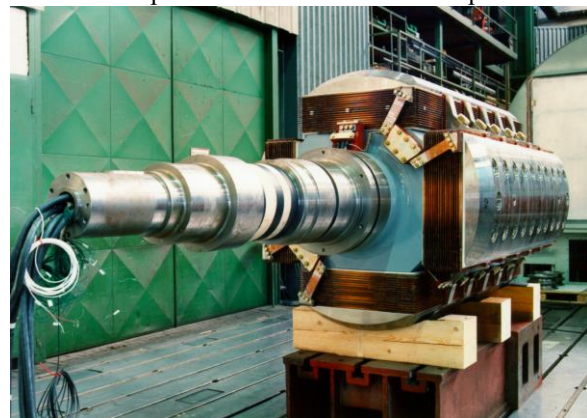
Läuferjoch mit Doppel-Schwalbenschwanznuten



Einzelpole mit Dreifach-Hammerkopf



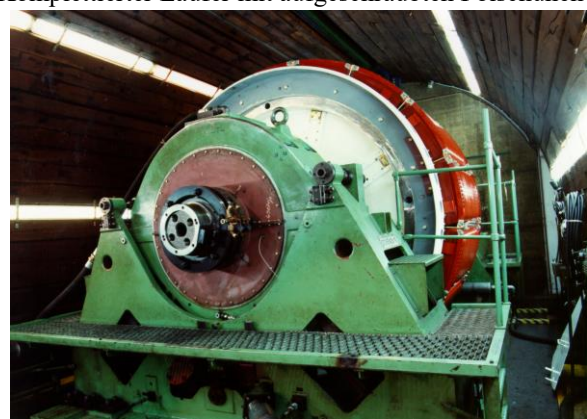
Massivläufer (vierpolig) mit Massivpolschäften



Kompletierter Läufer mit aufgeschraubten Polschuhen



Einfach-Schwalbenschwanz-Polbefestigung



Kompletierter Läufer im Schleudertunnel

Bild 7.6.3-2: Läuferausführungen und Polbefestigungen bei großen Synchronmaschinen (Andritz Hydro)

Übungsbeispiele zu Kapitel 7Übungsbeispiel Ü7.1: Höchste Normalkraft in den Jochtrennfugen eines zweiteiligen Ständers

Zweipoliger Einphasen-Turbogenerator 50 MVA, 16 2/3 Hz (Bahnstromerzeuger), dessen Ständer mit Rücksicht auf den Transport zweiteilig ausgeführt werden muss.

Gegeben sind (Bild Ü7.1-1):

Masse einer Ständerhälfte:

$$m = 150 \text{ Tonnen}$$

Aktivlänge:

$$l = 5.0 \text{ m}$$

mittlerer Luftspaltdurchmesser:

$$d_{\delta} = 1.6 \text{ m}$$

gesamter Jochquerschnitt (einschl. Blechisolation):

$$A_{ys,tot} = 3.0 \text{ m}^2$$

magn. Jocheisenquerschnitt (ohne Kühlschlitze):

$$A_{ys} = 2.4 \text{ m}^2$$

Grundwellenamplitude der Luftspaltinduktion:

$$B_{\delta l} = 1.0 \text{ T}$$

Grundwellenamplitude der Jochinduktion:

$$B_{ys} = 1.67 \text{ T}$$

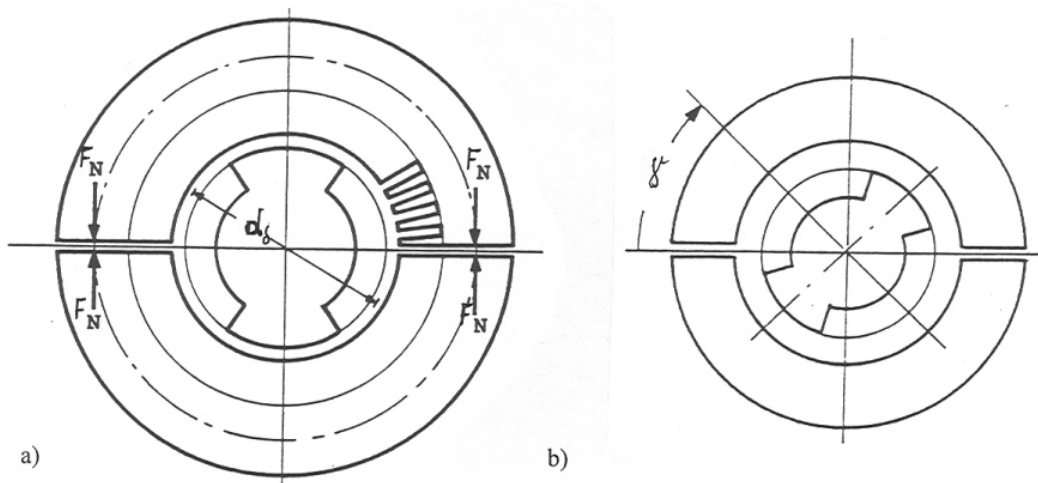


Bild Ü7.1-1: a) Querschnitt des Turbogenerators, Winkellage für die Läuferstellung $\gamma = 0^\circ$, b) Winkellage für die Läuferstellung $\gamma = 45^\circ$

Gesucht sind die Kräfte in den Trennfugen des Ständerblechkörpers zufolge

1. der Eigengewichtskraft,
2. der magnetischen Anziehungskraft zwischen den Ständerhälften,
3. der magnetischen Anziehungskraft zwischen Ständer und Läufer,
4. die höchste Gesamtkraft und
5. die zugehörige Druckspannung.

1. Eigengewichtskraft des Ständers

Über jede Trennstelle überträgt sich die Hälfte der Gewichtskraft vom Ständeroberteil und wirkt dort als Normalkraft (Richtung N in Bild Ü7.1-1):

$$F_m = \frac{mg}{2} = \frac{150000}{2} \cdot 9.81 = \underline{\underline{736 \text{ kN}}}$$

2. Magnetische Anziehungskraft in der Jochtrennfuge

Auch diese Kraft ist immer senkrecht zur Trennfläche gerichtet. Sie hat bei der gezeichneten Läuferstellung $\gamma = 0$, bei der die höchste Jochinduktion am Ort der Trennfugen liegt, ihren Höchstwert, der mit der Formel für den MAXWELL'schen Zug berechnet wird.

$$F_y = \frac{B_{ys}^2}{2\mu_0} \cdot A_{ys} = \frac{1.67^2}{2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}} \cdot 2.4 = \underline{\underline{2663}} \text{ kN}$$

Sie beträgt das rund 3.6fache (!) der Normalkraft F_m infolge des Ständergewichts. Sie pulsiert mit doppelter Drehfrequenz zwischen diesem Höchstwert und Null.

3. Magnetische Anziehung von Ständer und Läufer

Betrachtet man den Ständerblechkörper für sich allein (Übernahme von Teilkräften durch das Ständergehäuse vernachlässigt), so überträgt sich über beide Trennflächen zusammen die resultierende Anziehungskraft auf eine Ständerhälfte, die hier identisch mit einer Polteilung ist. Die Kraft ist am größten, wenn die neutrale Läuferachse mit den Trennfugen zusammenfällt (gezeichnete Läuferstellung mit $\gamma = 0$). Bei rotierendem Läufer pulsiert sie zwischen 0 und $2f_{av}$ (Kap.7.2) mit doppelter Drehfrequenz.

Die mittlere radiale Zugspannung zwischen einer Ständerhälfte und dem Läufer wird mit (7.2-3) berechnet.

$$f_{av} = \frac{B_{\delta 1}^2}{4\mu_0} = \frac{1^2}{4 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}} = 199 \text{ kN/m}^2$$

Über eine Polteilung summiert, ergibt sich die resultierende Zugkraft auf eine Ständerhälfte gemäß (7.2-8):

$$F_\tau = d_\delta \cdot l \cdot f_{av} \cdot \frac{p^2}{p^2 - \frac{1}{4}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2p}\right) = 1.6 \cdot 5 \cdot 199 \cdot 10^3 \cdot \frac{1^2}{1^2 - 0.25} \cdot \sin(\pi/2) = \underline{\underline{2122}} \text{ kN}$$

Diese Kraft entspricht dem rund 1.4-fachen (!) der Ständerhälften-Eigengewichtskraft. Sie steht senkrecht zu den Trennflächen und erzeugt in jeder von ihnen eine Normalkraft

$$F_r = F_\tau / 2 = \underline{\underline{1061}} \text{ kN.}$$

4. Gesamte Normalkraft auf eine Trennfläche

Sie setzt sich aus den drei vorstehenden Beträgen zusammen

$$F_N = F_m + F_{ys} + F_r = 736 + 2663 + 1061 = \underline{\underline{4460}} \text{ kN}$$

und macht somit das rund 6-fache (!) des Eigengewichtsanteils aus.

5. Maximale Druckspannung

Die zugehörige Druckspannung, wie sie beispielsweise für die mechanische Beanspruchung der Isolierstoff-Zwischenlage (zur Vermeidung von Blechschlüssen) in den Trennfugen maßgebend ist, ergibt sich über den vollen Jochquerschnitt $A_{ys,tot}$ zu

$$p = \frac{F_N}{A_{ys,tot}} = \frac{4460}{3} \cdot 10^3 = \underline{\underline{1487}} \text{ kN/m}^2 = 1.5 \text{ MPa.}$$

(Vergleiche: Zugfestigkeit von Stahl St37: 3.7 MPa).

6. Sonstiges

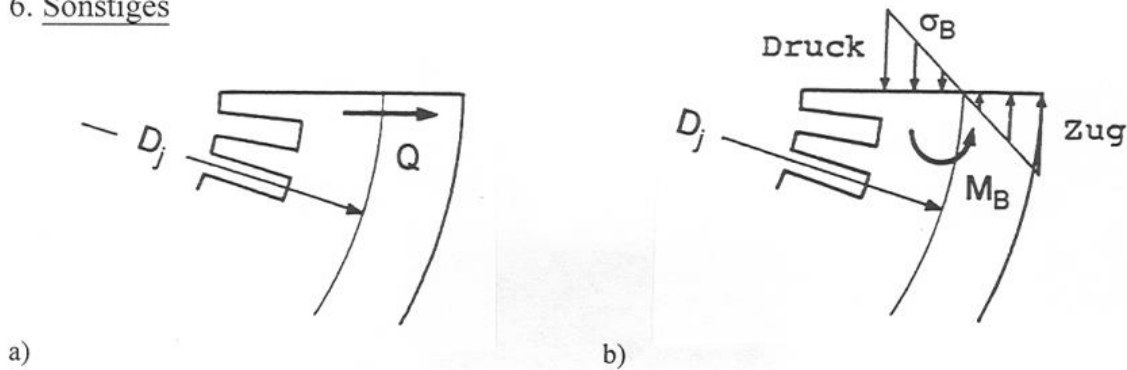


Bild Ü7.1-2: a) Richtung der Querkraft F_Q in der Trennfuge, b) Biegemoment M_B des Ständerjochs

Nicht behandelt wurden **weitere Kräfte** und Beanspruchungen, deren Auftreten, Größe und Richtung ebenfalls **von der Läuferstellung** zum Ständer abhängig sind, nämlich:

(i) Querkräfte, welche durch die Anziehung Läufer/Ständer bewirkt werden und bei allen Läuferstellungen außer bei $\gamma = 0$ und 90° auftreten. In der Trennfläche erscheint die größte Querkraft F_Q bei $\gamma = 45^\circ$ und beträgt dabei $0.5F_r$, was eine Schubspannung τ (durch Scherung) ergibt:

$$\tau = \frac{F_Q}{A_{ys,tot}} = \frac{0.5 \cdot 1061 \cdot 10^3}{3} = \underline{\underline{176 \text{ kN/m}^2}} = 0.18 \text{ MPa}$$

(ii) Biegemomente M_B in der Trennspaltebene, ebenfalls durch Läufer/Ständer-Anziehung bewirkt. Sie führen zu Biegespannungen σ_B in der Trennfläche, wobei die Druck- und Zugzonen sich je nach Läuferstellung radial tauschen. In diesem Beispiel kann die Zugspannung durch das Biegemoment bei gewissen Läuferstellungen größer als die Druckspannung durch Normalkräfte werden. Damit kein zeitweiliges **Klaffen der Trennfuge** auftritt, müssen die Ständerhälften entsprechend gegeneinander verspannt werden.

Übungsbeispiel Ü7.2: Magnetischer Zug auf einen exzentrischen Schenkelpolläufer

Gegeben: Vierpoliger Wasserkraftgenerator 1.12 MVA, Läufermasse 1350 kg. Bei Schenkelpolmaschinen liegt die relative Exzentrizität e/δ je nach Luftspaltweite normalerweise zwischen 0.05 und 0.10.

Daten: $d_{si} = 0.555\text{m}$, $l = 0.49\text{m}$, $B_{\delta 1} = 0.90\text{T}$, $\delta = 7.5\text{mm}$, $e = 0.6\text{mm}$

Gesucht: Einseitiger magnetischer Zug

- Relative Exzentrizität: $e/\delta = 0.6/7.5 = 0.08$

- Resultierende Radialkraft in Richtung des kleinsten Luftspaltes:

$$F = \frac{\pi}{4\mu_0} \cdot d_{si} \cdot l \cdot \frac{e}{\delta} \cdot B_{\delta 1}^2 = \frac{\pi}{4 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0.555 \cdot 0.49 \cdot 0.08 \cdot 0.9^2 = \underline{\underline{11013 \text{ N}}}$$

Die Eisensättigung im magnetischen Kreis bewirkt eine Verringerung. Setzt man diese zu rund 40 % an (falltypischer Wert aus genaueren Rechnungen), so beträgt schließlich der einseitige magnetische Zug

$$F \approx 6\,600 \text{ N}$$

und entspricht demnach rund der Hälfte der Läufergewichtskraft von $1350 \cdot g = 13\,240 \text{ N}$.

Übungsbeispiel Ü7.3: Stromkräfte in den Ständernuten eines Dreiphasen-Großturbo-generators

Generatordaten: $S_N = 710 \text{ MVA}$, 24 kV Y , 50 Hz , Wasserstoffkühlung, zwei parallele Wicklungszweige, $d_r = 1.15 \text{ m}$, $l = 5.2 \text{ m}$, Luftspalt $\delta = 95 \text{ mm}$, $q = 10$
Zweischicht-ROEBEL-Stabwicklung (2 Stäbe je Nut, $N_c = 1$) mit verkürztem Schritt: daher Nutfüllungen aus Stäben derselben Phase (**Normalnut**) und solche mit Stäben verschiedener Phasen (**Mischnut**).

Daten:

Nutbreite	$b_Q = 36 \text{ mm}$
Höher beider Stäbe	$h_s = 170 \text{ mm}$
Zahninduktion in halber Zahnhöhe	$B_d = 1.9 \text{ T}$
Luftspalt-Induktion (an der Ständerbohrung)	$B_\delta = 0.95 \text{ T}$
Anfangs-Kurzschlussreaktanz (subtransiente Längsreaktanz)	$x_d'' = 0.23 \text{ p.u.}$

Gesucht:

1. Nutstrefeld in der Ständer-Vornut (oberhalb der Oberschicht im Keilbereich),
2. Radialkräfte und Beanspruchungen infolge Nut-Querfeld
 - a) im Nennbetrieb
 - b) bei Klemmenkurzschluss
3. Tangentialkraft auf Nutenleiter im Nennbetrieb

Vorbereitende Rechnungen und Betrachtungen

- Nennstrom: $I_N = S_N / (\sqrt{3} \cdot U_N) = 710000 / (\sqrt{3} \cdot 24) = 17080 \text{ A}$
- Strom pro Stab (Effektivwert) bei Nennbetrieb: $I_c = I_N / a = 17080 / 2 = 8540 \text{ A}$
 $I_{c,o} = I_{c,u} = 8540 \text{ A}$

- Scheitelwert der Durchflutung einer Normalnut bei Nennbetrieb:

$$\hat{\Theta}_Q = 2N_c \sqrt{2} I_c = 2 \cdot 1 \cdot \sqrt{2} \cdot 8540 = 24155 \text{ A}$$

$$\text{- Ständerwindungszahl: } N = \frac{2pqN_c}{a} = \frac{2 \cdot 1 \cdot 10 \cdot 1}{2} = 10$$

$$\text{- Bohrungsdurchmesser: } d_{si} = d_r + 2\delta = 1150 + 2 \cdot 95 = 1340 \text{ mm}$$

$$\text{Ankerstrombelag (effektiv): } A = \frac{2mN I_N}{d_{si} \pi} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 10 \cdot 17080}{134 \cdot \pi} = 2435 \text{ A/cm}$$

1. Nutstrefeld in der Ständer-Vornut:

$$\text{- Querfeldstärke in Vornut (Nebenbetrachtung): } H_Q = \hat{\Theta}_Q / b_Q = 24155 / 0.036 = 671 \text{ kA/m}$$

- Zugehörige Quersfeld-Flussdichte: $B_Q = \mu_0 H_Q = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 671 \cdot 10^3 = 0.843 \text{ T (!)}$

Fazit:

Das Nutstrefeld ist sehr stark und im Vornutbereich von der Größenordnung der radialen Hauptflussdichte im Luftspalt!

Einfachheitshalber wird im Folgenden längenspezifisch gerechnet.

2. Radialkräfte und Beanspruchungen infolge Nut-Quersfeld:

a) *Nennbetrieb:*

- Kraft auf den Grund einer *Normalnut* :

$$\hat{F}_r / l = \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{1}{b_Q} \cdot \hat{\Theta}_Q^2 = \frac{4\pi \cdot 10^{-7}}{2} \cdot \frac{1}{0.036} \cdot 24155^2 = 10183 \text{ N/m} = \underline{10.2 \text{ kN/m}}$$

($l = 5.2 \text{ m}$: $\hat{F}_r = 5.2 \cdot 10183 = 52952 \text{ N}$ (entspricht einer Massenkraft **5.4 Tonnen !**))

- Anpressdruck am Nutgrund, also auch an Unterstab-Isolation:

$$\hat{f}_r = \hat{F}_r / (l \cdot b_Q) = 10183 / 0.036 = 282871 \text{ N/m}^2 = \underline{0.28 \text{ MPa}}$$

Fazit:

Bei den hochausgenutzten Turbogeneratoren mit Ankerstrombelägen von 120 bis 250 kA/m liegt \hat{f}_r normalerweise zwischen 0.1 und 0.35 MPa (1 bis 3.5 bar).

- Kraft auf Oberstab: $\hat{F}_{r,o} / l = \frac{3}{4} \cdot \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{1}{b_Q} \cdot \hat{\Theta}_Q^2 = 0.75 \cdot 10183 = 7637 \text{ N/m} = \underline{7.64 \text{ kN/m}}$

- Druckspannung auf Einlage zwischen beiden Stäben:

$$\hat{f}_{r,o} = 0.75 \cdot 282871 = 212153 \text{ N/m}^2 = \underline{0.21 \text{ MPa}}$$

In einer *Mischnut* haben alle obigen Kraftarten einen **niedrigeren Betrag**. Hinzu kommt aber die nach oben gerichtete Kraftspitze, die

$$\hat{F}_{r,o}'' / l = \frac{1}{4} \cdot \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{1}{b_Q} \cdot \hat{\Theta}_Q^2 \cdot (1 - \sqrt{7}/2) = 0.25 \cdot 10183 \cdot (-0.323) = -822 \text{ N/m} = \underline{0.83 \text{ kN/m}}$$

Sie beansprucht die Nutverschlusskeile von innen her auf Druck und Biegung, wirkt einer eventuellen radialen Keilvorspannung entgegen und kann eine Lockerung der Keile einleiten.

b) *Klemmenkurzschluss:*

Der Nutstrom steigt im ungünstigsten Fall voller Stromasymmetrie (volles Gleichstromglied auf Grund des Kurzschlusses im Spannungsnulldurchgang, Faktor 2) und einem Abklingen des Gleichstromglieds auf Grund des Ständerwiderstands um 10 % bis zum Auftreten des Strommaximums (bei ca. $t = T/2 = 10 \text{ ms}$) um den Faktor

$$\frac{\hat{i}_k}{\sqrt{2}I_N} \cong \frac{2 \cdot 0.9}{x_d''} = \frac{1.8}{x_d''} = \frac{1.8}{0.23} = 7.83 \quad .$$

Quadratisch hiermit, also um den Faktor von $7.83^2 = 61$, nehmen alle obigen Kräfte und Beanspruchungen zu, beispielsweise

- Kraft auf Keil: $\hat{F}_{r,o}'' / l = 61 \cdot 0.83 = \underline{50.6 \text{ kN/m}}$

- Nutgrundpressung: $\hat{f}_r = 61 \cdot 282871 = 17255130 \text{ N/m}^2 = \underline{17.3 \text{ MPa}}$

Jedoch liegt die Druckfestigkeit von Schichtpressstoffen (z.B. Phenolharz über Glas-Silikonharz bei Glas-Expoxydharz) mit 100 bis 500 MPa **weit** über obiger Beanspruchung.

3. Tangentialkraft auf Nutenleiter (*Nennbetrieb*):

- Zahnfeldstärke entsprechend $B_d = f(H_d)$ (Magnetisierungskennlinie) ablesen: $H_d \cong 20 \text{ kA/m}$

- Radial-Flussdichte in der Nut: $B_{r,Q} \approx \mu_0 H_d = 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 20 \cdot 10^3 = 0.025 \text{ T}$

$$F_t = l \cdot \hat{\Theta}_Q \cdot B_{r,Q} = 5.2 \cdot 24155 \cdot 0.025 = \underline{3140 \text{ N}}, \quad F_t / l = 3140 / 5.2 = \underline{604 \text{ kN/m}}$$

$$F_t / F_\tau = B_{r,Q} / B_\delta = 0.025 / 0.95 = 1/38 = \underline{0.026}$$

Die auf die ganze Nutteilung einwirkende Tangential-Kraft hat im *Nennbetrieb* den Scheitelwert

$$F_\tau = l \cdot \hat{\Theta}_Q B_\delta = 5.2 \cdot 24155 \cdot 0.95 = \underline{119325 \text{ N}}$$

Fazit:

Die momentenbildende Tangentialkraft greift zu 97.4 % am Zahn und zu 2.6 % am Nutenleiter an. Die am Zahn angreifende Tangentialkraft ist somit 38-mal größer als die auf die Nutleiter seitlich wirkende Kraft.

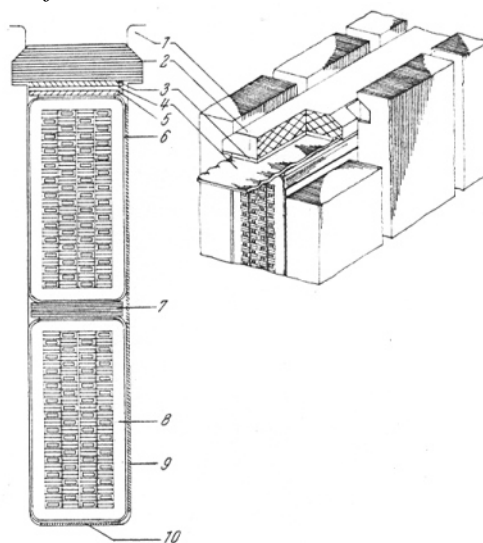


Bild 907 Festlegung der Stäbe in der Nut (KWU).

1 Blechpaket, 2 Nutverschlußkeil, 3 Druckstück, 4 Nutverschlußfeder, 5 Druckstreifen,
6 Außenglimmschutz, 7 Nutzwischenlage, 8 Hochspannungsisolierung, 9 Seitenfüllstreifen,
10 Nutgrund-Anpaßstreifen

Bild Ü7.3-1: Einbau eines 4-Ebenen-ROEBEL-Stabs in die Ständernut [16]