

## Inhalt

1. Grundlagen der elektromagnetischen Energiewandlung
  2. Grundlagen der elektromagnetischen Energiewandlung – Kraftwirkung
  3. Bauelemente elektrischer Maschinen
  4. Wicklungsauslegung und Auswahl
  5. Ausnutzungs- und Dimensionierungsfaktoren
  6. Modellierung und Auslegung des magnetischen Kreises
  7. Ersatzstromkreise, Zweiachsenmethode, Identifikationsverfahren
  8. Numerische Feldberechnungsmethoden
  9. Fertigungsmethoden – Übersicht
  10. Übersicht über wichtige Motortopologien
  11. Materialien
  12. Fertigungsverfahren Statoren
  13. Fertigungsverfahren Rotoren
  14. Verluste
  15. Erwärmung, Kühlung
  16. Magnetisch erregte Geräusche in elektrischen Maschinen
- J. Steinbrink
- W. Thaler
- A. Binder

### ERGÄNZUNG ZUM NACHLESEN

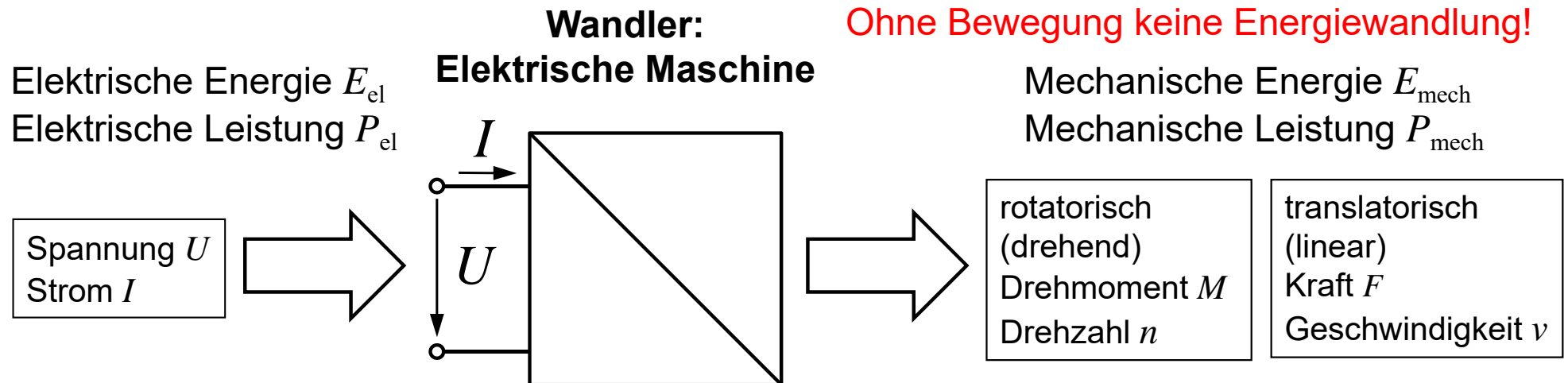
17. Anhang – Literatur und Formelzeichen
18. Eigenschaften permanentmagneterregter Synchronmaschinen am Umrichter (Beispiele)
19.  $du/dt$ -Effekte in umrichtergespeisten Maschinen

# Kapitel 1

## Grundlagen der elektromagnetischen Energiewandlung

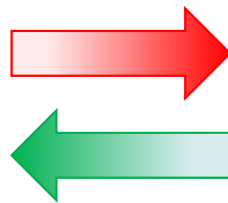
- 1.1 Energiewandlungsprozesse
- 1.2 Elektromagnetischer Energiewandlungsprozess
- 1.3 Basisgrößen des elektromagnetischen Feldes
- 1.4 Grundgleichungen des elektromagnetischen Feldes
- 1.5 Sekundärgrößen des elektromagnetischen Feldes
- 1.6 Magnetwerkstoffe
- 1.7 Magnetischer Kreis & Beispiel
- 1.8 Leiter- und Isolierwerkstoffe

# 1.2 Elektromagnetischer Energiewandlungsprozess



$$P_{el} = U \cdot I$$

real: Verluste  $P_v$ :  $I^2 R$ ,  $P_{v,Fe}$  ...



motorisch (+)

generatorisch (-)

Vorzeichen gültig für Verbraucherzählpfeilsystem (VZS)

$$P_{mech,trans} = F \cdot v$$

$$P_{mech,rot} = M \cdot \Omega$$

Verluste  $P_v$ :  $P_{v,rbg}$  ...

Winkelgeschwindigkeit  $\Omega$

Geschwindigkeit  $v$

Drehmoment  $M$

Kraft  $F$

Hebelarm, Radius  $R$

$$P_{el} = \frac{dW_{magn}}{dt} + P_{mech} + P_v$$

Ideale Energiewandlung:  $P_{el} = P_{mech}$

$$\Omega = 2\pi \cdot n$$

$$v = \Omega \cdot R$$

$$M = F \cdot R$$

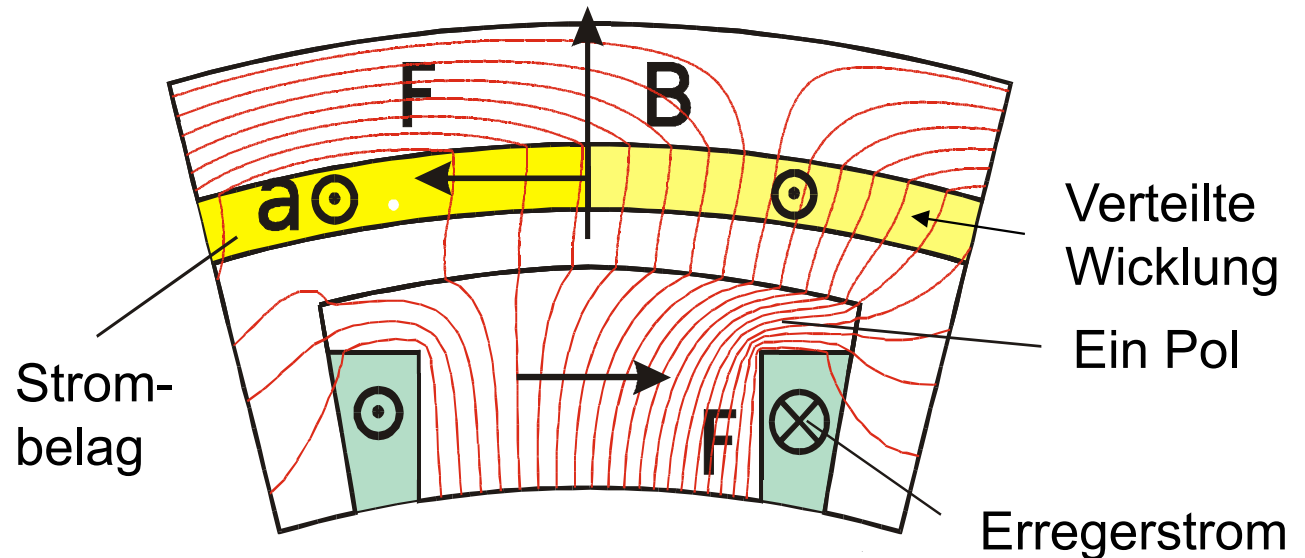
# 2.1 Kraftwirkung im elektromagnetischen Feld – VIII

## Lorentz – Kraft $F$

$$F = l \cdot \int a \cdot B dx$$

Kraft / Fläche

$$f_s = B A$$



Technische Grenzen:

- Flussdichte  $B < 1,8 \text{ T}$  (Sättigung,  $\cos \varphi$ )
- Strombelag  $A < 250 \text{ kA/m}$  (Verluste, Kühlung, Ankerrückwirkung)  
 $\Rightarrow f_s < 450 \text{ kN/m}^2$

Vorteile:

- Schubkraftdichte: linear, einstellbar, feldschwächbar

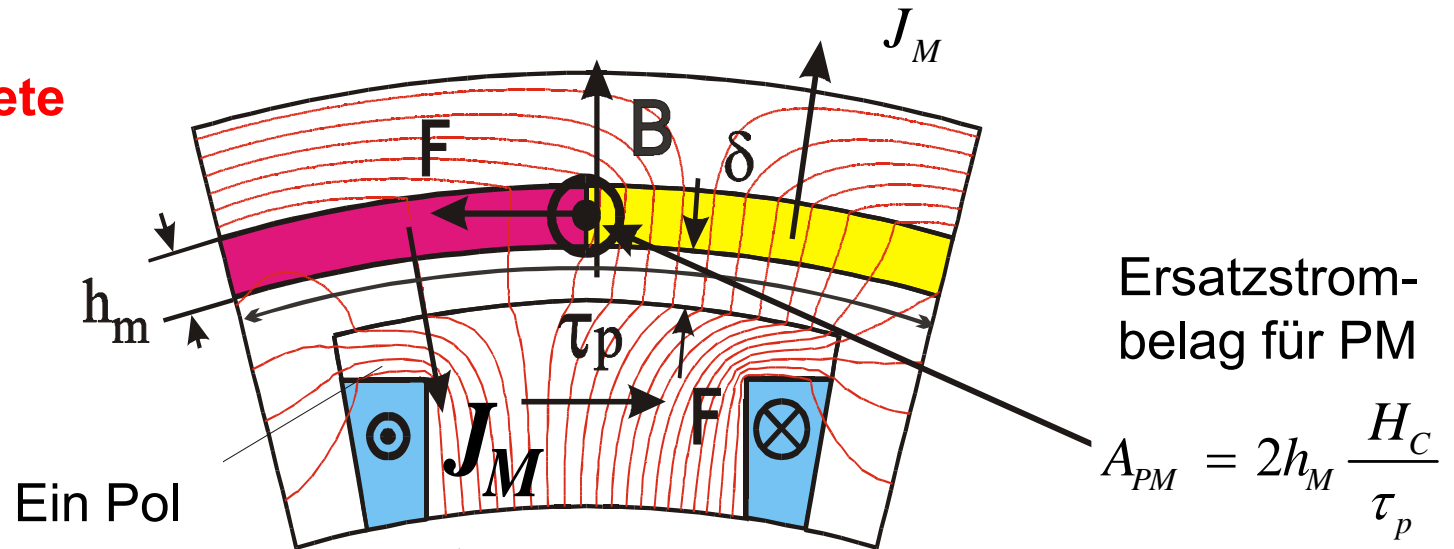
Einsatz:

- Gleichstrommaschine:  $A, B$  (konstant)  $f_s < 40 \text{ kN/m}^2$
- Synchronmaschine:  $A, B$  (Drehfeld)  $f_s < 300 \text{ kN/m}^2$
- Induktionsmaschine:  $A$  induziert,  $B$  (Drehfeld)  $f_s < 40 \text{ kN/m}^2$

# 2.1 Kraftwirkung im elektromagnetischen Feld – IX

## Lorentz – Kraft $F$ auf Permanentmagnete

$$f_s = B \cdot 2h_M \frac{H_C}{\tau_p}$$



### Technische Grenzen:

- Flussdichte  $B < 1,4$  T (Sättigung, Verluste, ARW,  $\cos \varphi$ )
- Koerzitivkraft  $|H_C| < 1000$  kA/m,  $h_M/\tau_p > 0,1$   
 $\Rightarrow f_s < 280$  kN/m<sup>2</sup>, Einzelzahnwicklungen:  $f_s \sim 1/\tau_p \sim p$

### Vorteile:

- Schubkraft: linear, einstellbar, feldschwächbar, guter Wirkungsgrad

### Einsatz:

- Synchronmaschine:  $B$  (Drehfeld)  $f_s < 80$  kN/m<sup>2</sup>

verteilte Wicklungen erzeugen  $B$  – Drehfeld  
aus dessen Strombelag  $A$

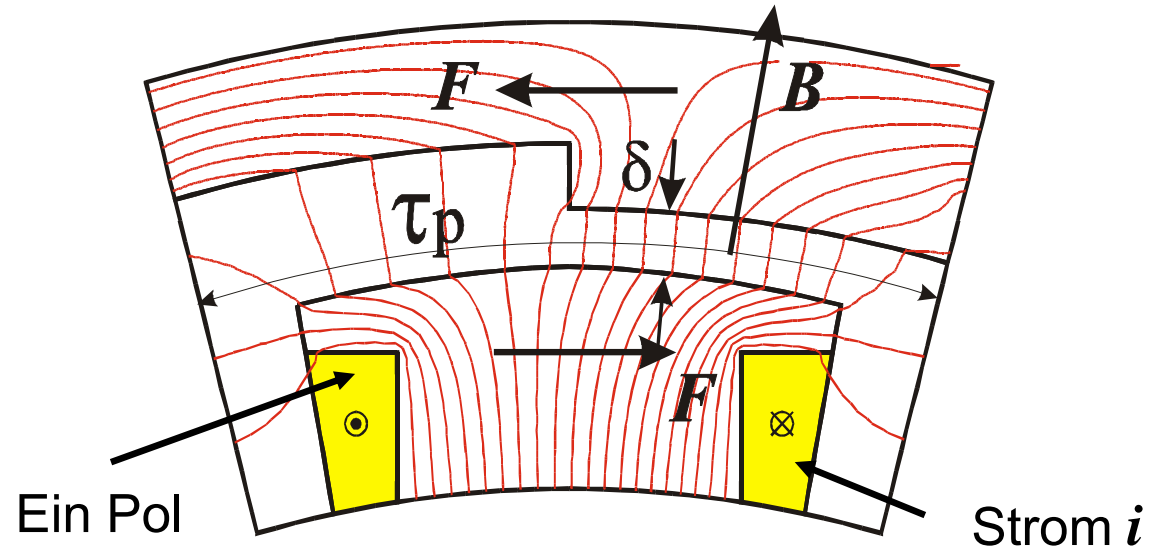
$$B = \mu_0 \frac{A \tau_p}{2(h_m + \delta)} \Rightarrow f_s \approx \mu_0 H_C A$$

# 2.1 Kraftwirkung im elektromagnetischen Feld – X

## Reluktanzkraft $F$ auf Eisen

$$F = -\frac{\partial E_{\text{magn}}}{\partial x}$$

$$f_s = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dx} \approx \frac{B^2}{\mu_0} \cdot \frac{\delta}{\tau_p}$$



### Technische Grenzen:

- Flussdichte  $B < 1,5$  T (Sättigung)
- Strombelag  $A < 60$  kA/m (Verluste, Kühlung, Ankerrückwirkung)  
 $\Rightarrow f_s < 170$  kN/m<sup>2</sup> ( $\delta/\tau_p \leq 0,1$ ),  $f_s \sim 1/\tau_p \sim p$

### Vorteile:

- einfache Rotorkonstruktion, Einzelzahnwicklungen

### Einsatz:

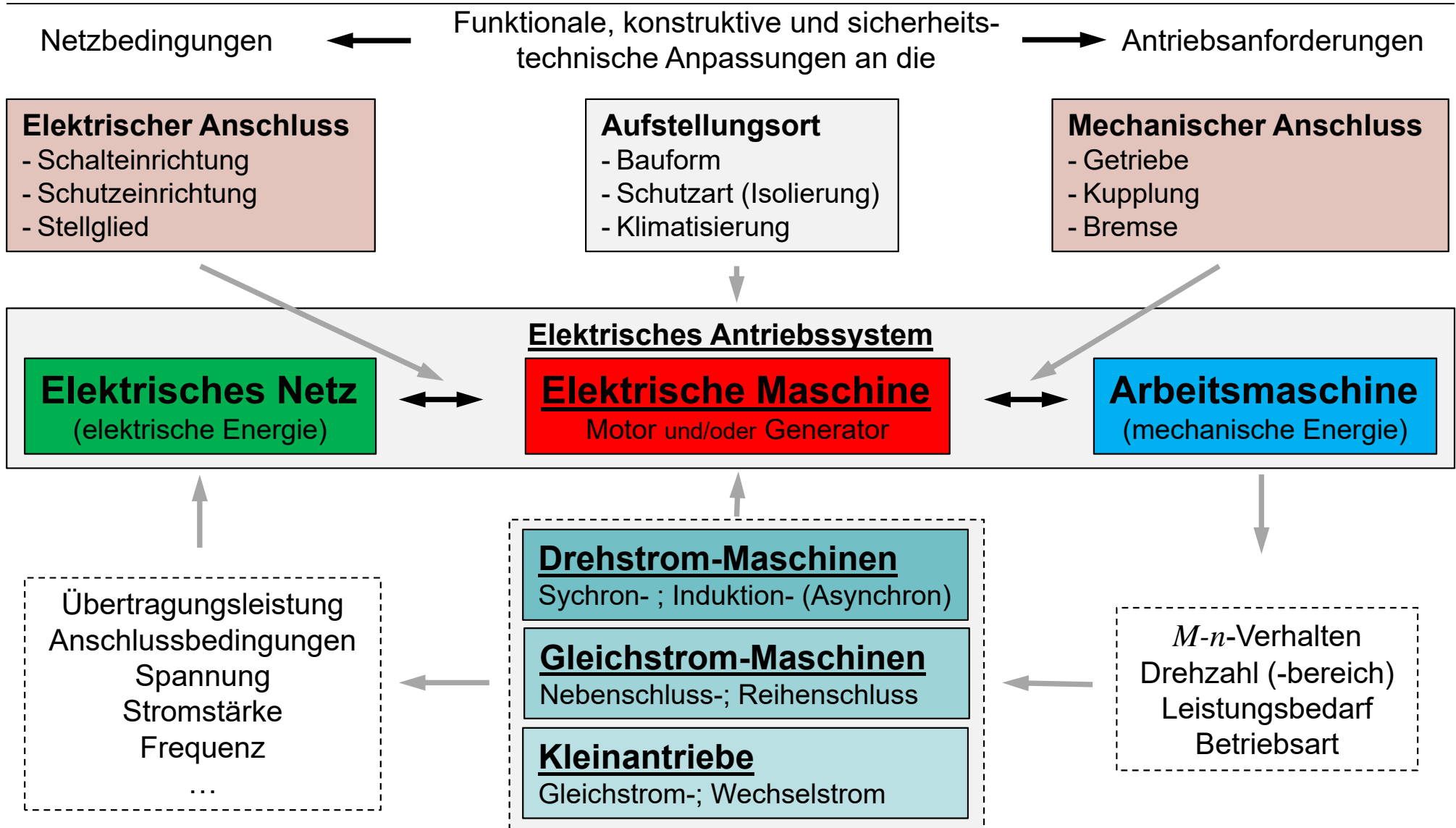
- *Switched-Reluctance-Maschine* (Strom  $i$ , unipolar):  $f_s < 25$  kN/m<sup>2</sup>
- *Schrittmotor*
- *Reluktanzmotor, verteilte Wicklung*:  $f_s < 25$  kN/m<sup>2</sup>
- *Vernier-Maschine* (Strom  $i$  bipolar):  $f_s < 35$  kN/m<sup>2</sup>

# Kapitel 3

## Bauelemente elektrischer Maschinen

- 3.0 Grundelemente elektrischer Maschinen
- 3.1 Magnetkreise
- 3.2 Luftspalt
- 3.3 Wicklung
- 3.4 Permanentmagnete
- 3.5 Stator/Rotoranordnungen
- 3.6 Mechanische Anordnung
- 3.7 Maschinentopologien (Kühlung)
- 3.8 Umrichterkomponenten und Antriebsumrichter
- 3.9 Maschineneigenschaften

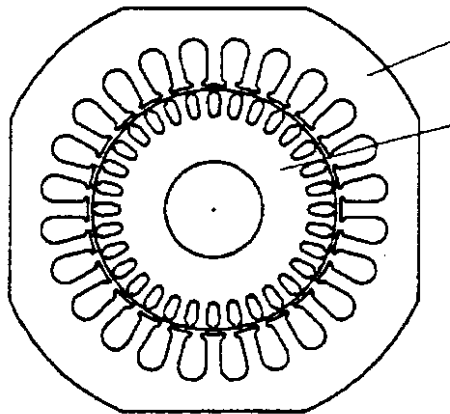
# 3.0 Grundelemente Elektrischer Maschinen



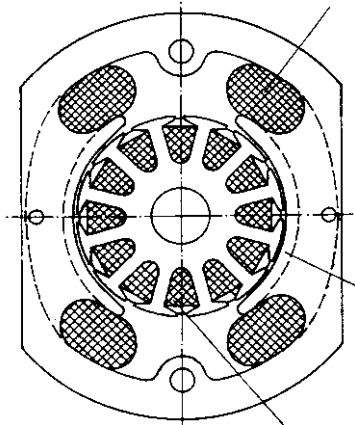


# 3.5 Stator- / Rotor-Anordnungen

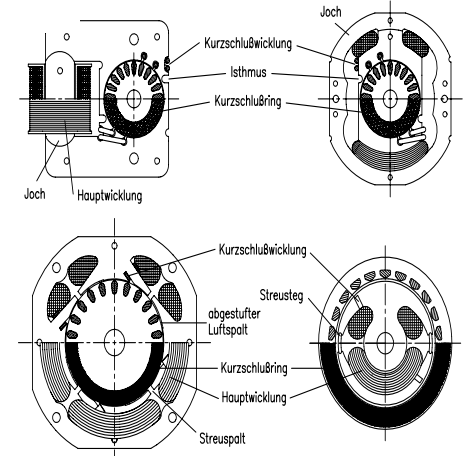
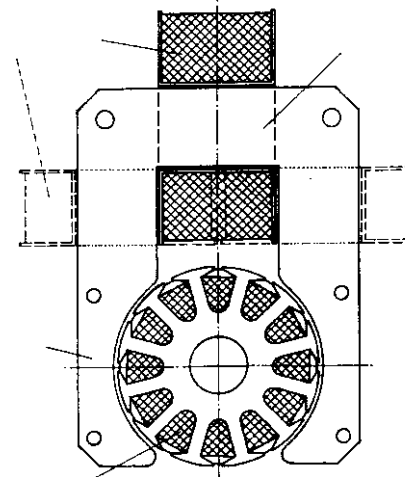
## Längsflussmaschinen



ASM, SM

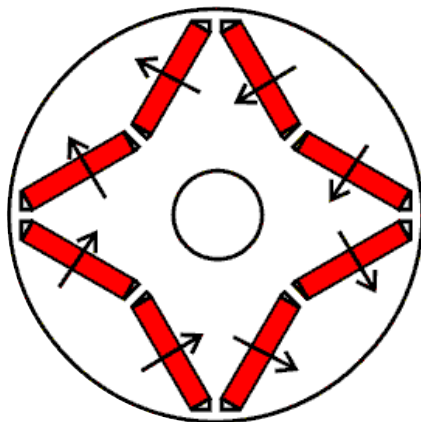


Universalmotor

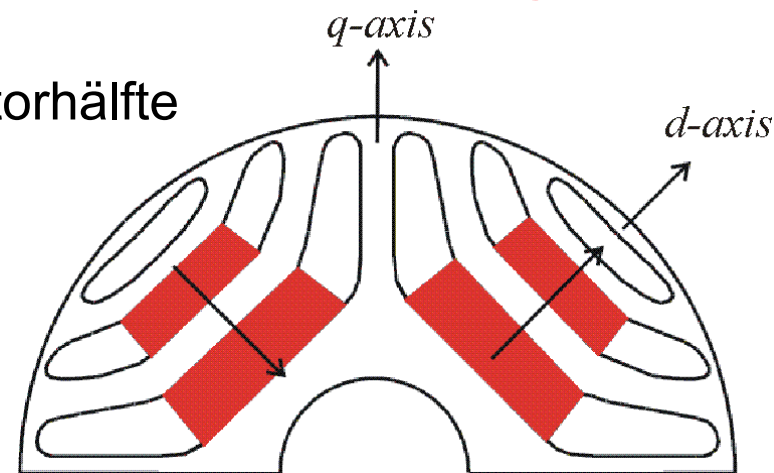


Spaltpolmotor

## Hybride Topologien: Reluktanzeffekt & Permanentmagnete



Rotorhälfte

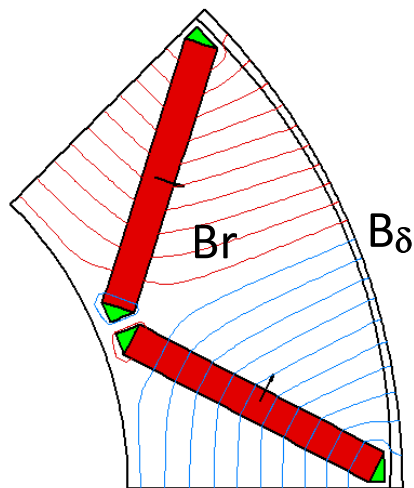


$$L_d < L_q$$

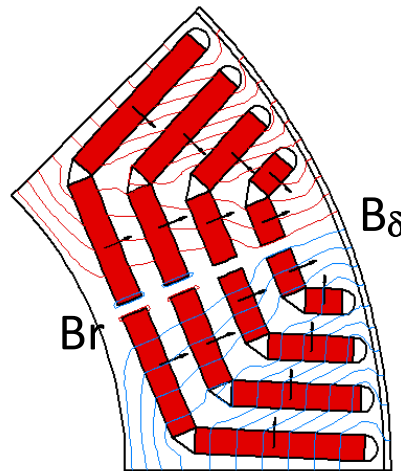
# 3.5 Stator- / Rotor-Anordnungen

## Hybride Maschinen: Einfluss der PM-Topologie

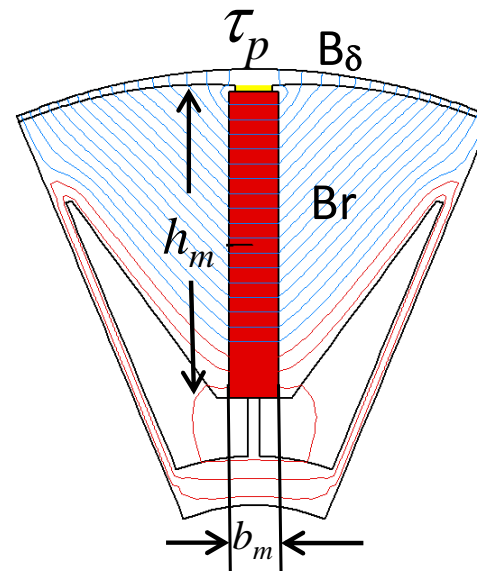
FEMAG - Modelle



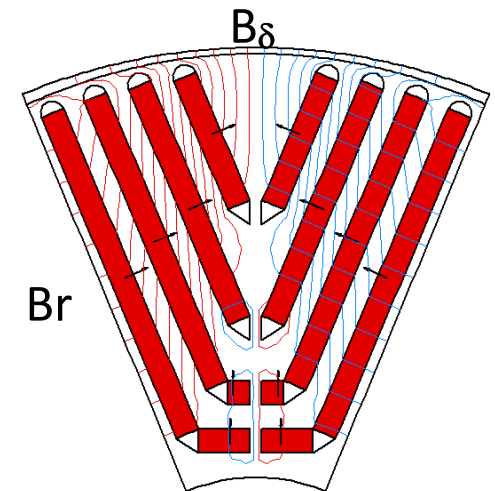
$$B_{\delta} / B_r : 1,06$$



$$1,19$$



$$1,1$$



$$1,6$$

Flussverstärkungsfaktor:  $B_{\delta} / B_r = f(p)$  bzw.  $f(b_m, h_m / \tau_p)$

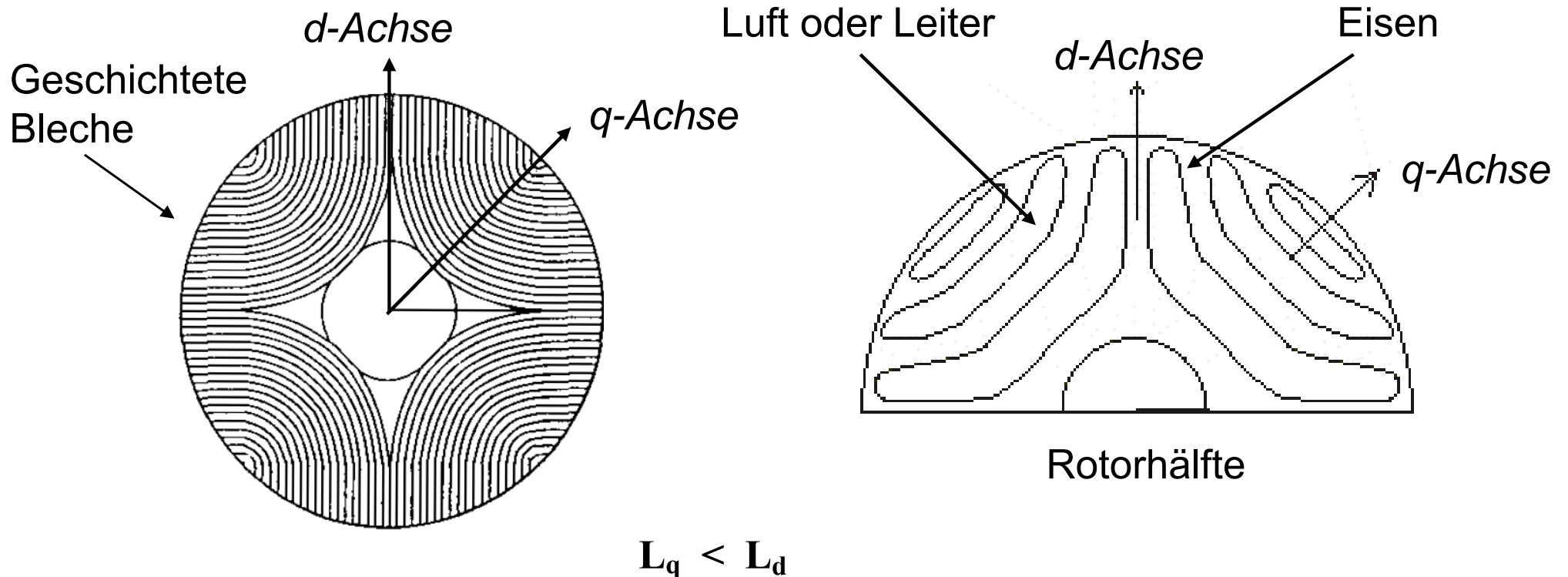
Reluktanzfaktor:  $L_q / L_d < 2$  bis 4 (sättigungsabhängig)

Problem: Drehmomentpulsation und Eisenverluste im Stator durch Rotornuten

$p$  = Polpaarzahl,  $b_m, h_m$  = Magnetbreite, -höhe,  $\tau_p$  = Polteilung,  $B_r$  = Remanenz

# 3.5 Stator- / Rotor-Anordnungen

## Reluktanz-Topologien



Reluktanzmaschinen mit magnetischer Unsymmetrie im Rotor und verteilter  $m$ -Phasenwicklung im Stator

---

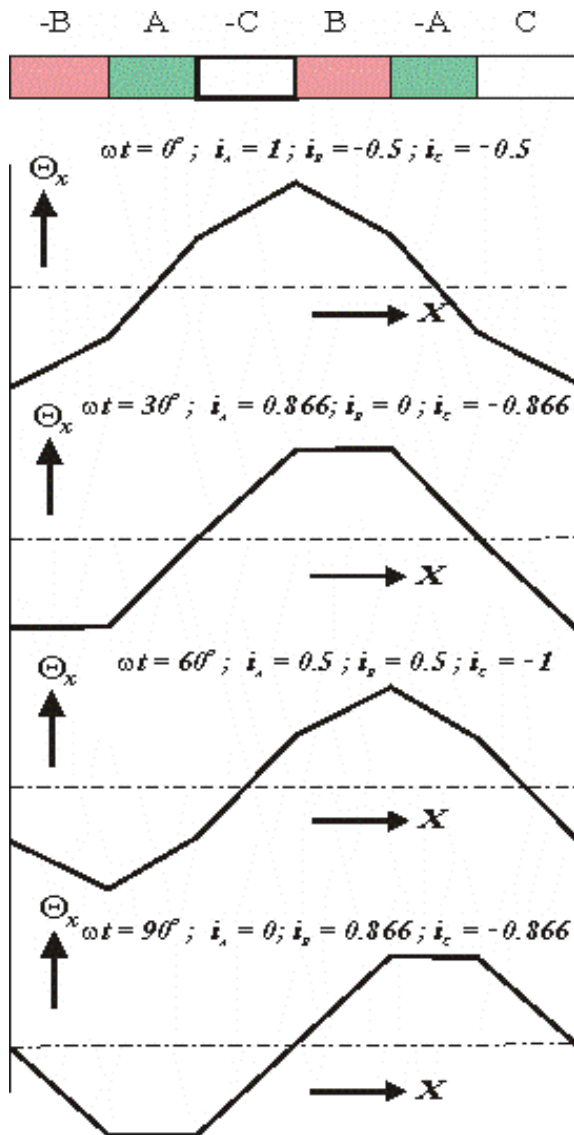
# Kapitel 4

## Wicklungsauslegung und Auswahl

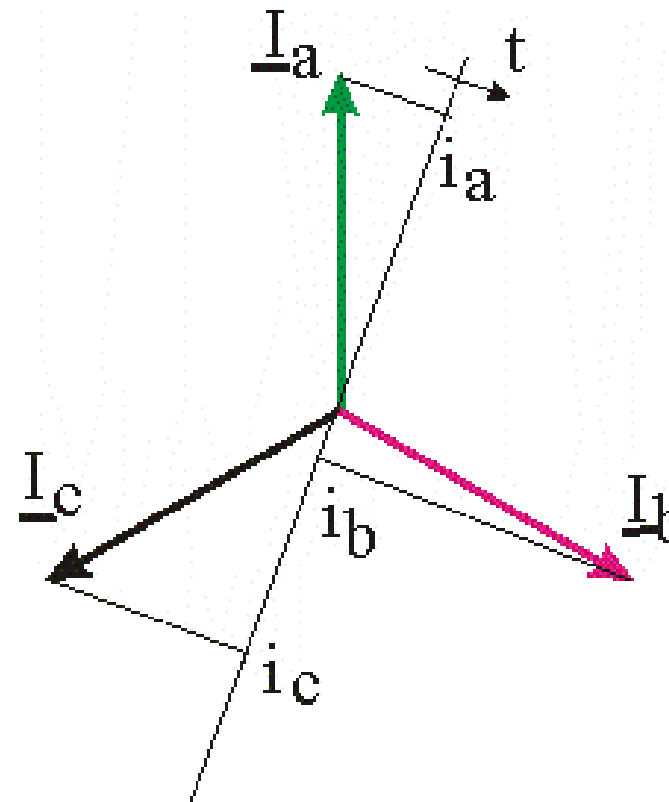
---

- 4.1 Grundbegriffe
- 4.2 Entstehung eines Drehfeldes
- 4.3 Entwurf einer Wicklung
- 4.4 Bewertung

# 4.4 Bewertung von Wicklungen – II



Felderregerkurve einer idealen Wicklung



# Wicklungsfaktoren Einfluss der Durchflutungsverteilung

## Strombelag $a$ und Luftspaltinduktion $b$

- a) bei feinverteiltem Strombelag
- b) bei diskreter Nutung, Durchflutung in Nutmitte konzentriert
- c) bei diskreter Nutung, Durchflutung über die Nutschlitzbreite verteilt

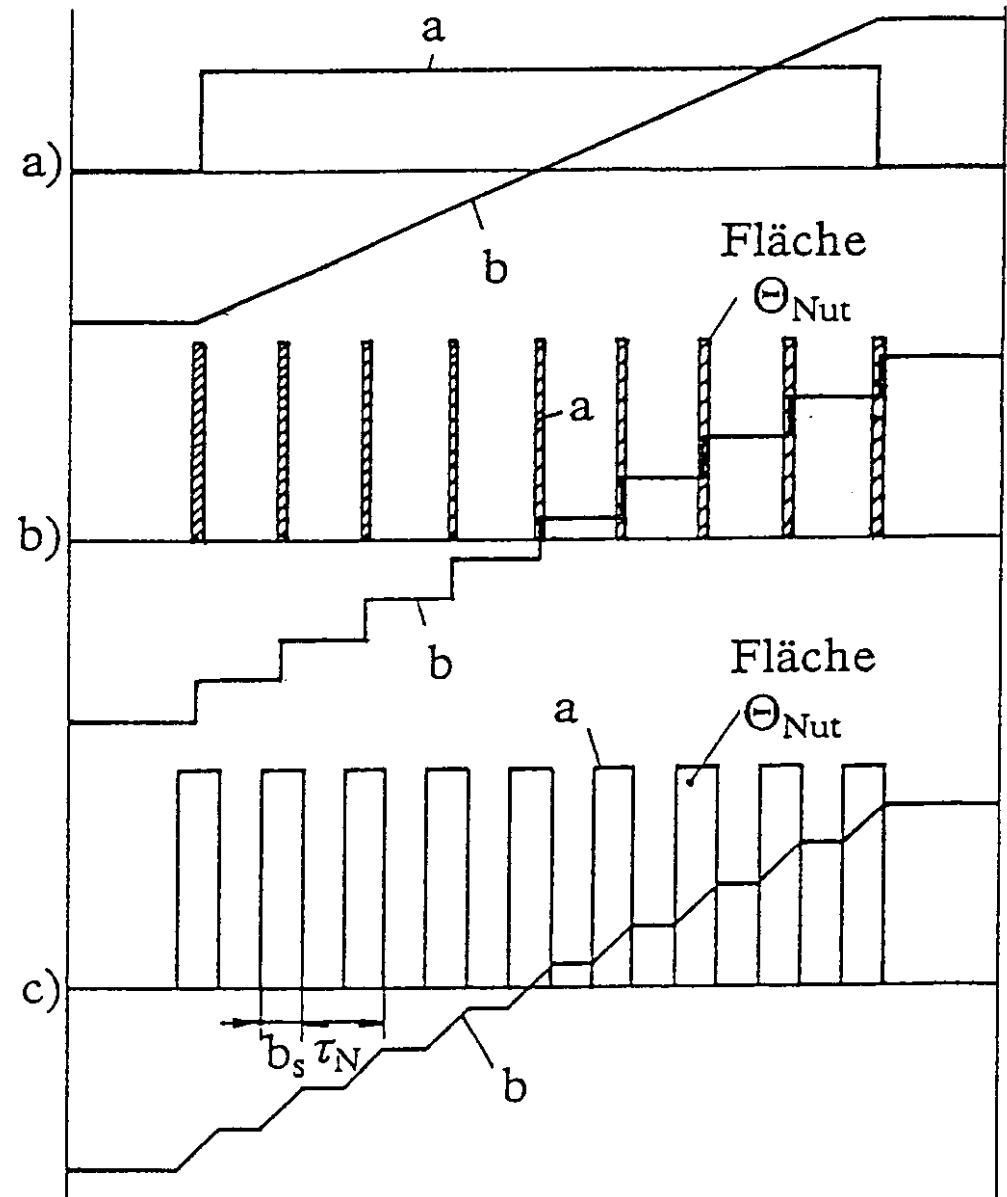
Berücksichtigung der Durchflutungsbreite durch den Breitenfaktor:

$$\xi_{bv} = \frac{\sin\left(v \frac{b_s \pi}{\tau_N N}\right)}{v \frac{b_s \pi}{\tau_N N}} = \frac{\sin\left(v \frac{b_s}{2R}\right)}{v \frac{b_s}{2R}}$$

Grenzfälle:

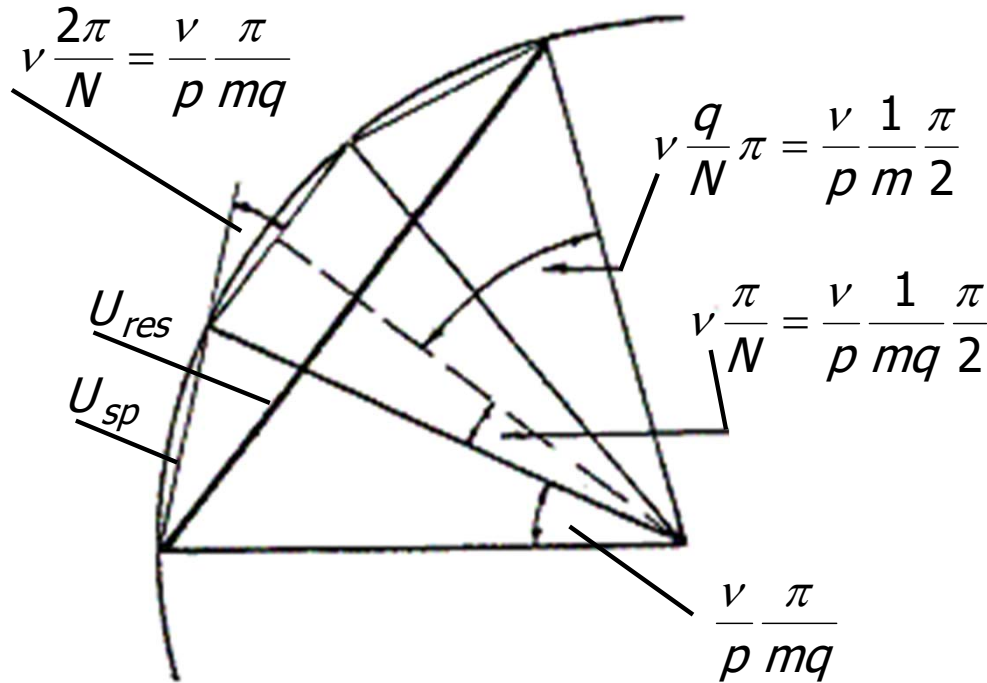
$$b_s \rightarrow 0 \Rightarrow \xi_{bv} = 1$$

$$b_s \rightarrow \tau_N \Rightarrow \xi_{bv} = \frac{\sin\left(v \frac{\pi}{N}\right)}{v \frac{\pi}{N}}$$



# Wicklungsfaktoren Zonenwicklungsfaktor

**Zonenwicklungsfaktor** einer unverschachtelten Ganzlochwicklung mit konzentrierter Nutdurchflutung (Darstellung für  $q = 3$ ):



Abhängigkeit des Zonenwicklungsfaktors von der Lochzahl  $q$ :

$q$	$v/p=1$	$v/p=-5$	$v/p=7$
1	1,000	1,000	1,000
2	0,966	0,259	-0,259
3	0,960	0,218	-0,177
4	0,958	0,205	-0,158
5	0,957	0,200	-0,149
6	0,956	0,197	-0,145
7	0,956	0,196	-0,143
8	0,956	0,194	-0,141
9	0,955	0,194	-0,140
10	0,955	0,193	-0,140
20	0,955	0,192	-0,137
$\infty$	0,955	0,191	-0,136

Zonenwicklungsfaktor:

$$\xi_{zv} = \frac{U_{res}}{q \cdot U_{sp}} = \frac{\sin\left(\frac{v}{p} \frac{1}{m} \frac{\pi}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{v}{p} \frac{1}{mq} \frac{\pi}{2}\right)} = \frac{\sin\left(vq \frac{\pi}{N}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{v}{N} \frac{\pi}{2}\right)}$$

für  $v = p(1 + 2mg)$  mit  $g = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

# Wicklungsfaktoren Sehnung, Schrägung und res. Kopplung

## Zonenwicklungsfaktor

Zweischichtwicklung mit Zonenänderung

$$\xi_{zv} = \frac{\sin\left(\frac{v}{p} \frac{1}{m} \frac{\pi}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{v}{p} \frac{1}{mq} \frac{\pi}{2}\right)} \cos\left(v \frac{q_{\Delta}}{N} \pi\right)$$

Wicklung mit doppelter Zonenbreite

$$\xi_{zv} = \frac{\sin\left(\frac{v}{p} \frac{1}{m} \pi\right)}{2q \cdot \sin\left(\frac{v}{p} \frac{1}{mq} \frac{\pi}{2}\right)} = \frac{\sin\left(v 2q \frac{\pi}{N}\right)}{2q \cdot \sin\left(v \frac{\pi}{N}\right)}$$

## Sehnungswicklungsfaktor

Spulenweite im Längenmaß  $W$  :

$$\xi_{sv} = \sin\left(\frac{v}{p} \frac{W}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right)$$

Spulenweite im Bogenmaß  $W'$  :

$$\xi_{sv} = \sin\left(v \frac{W'}{2}\right)$$

Spulenweite in Nutteilungen  $W^*$  :

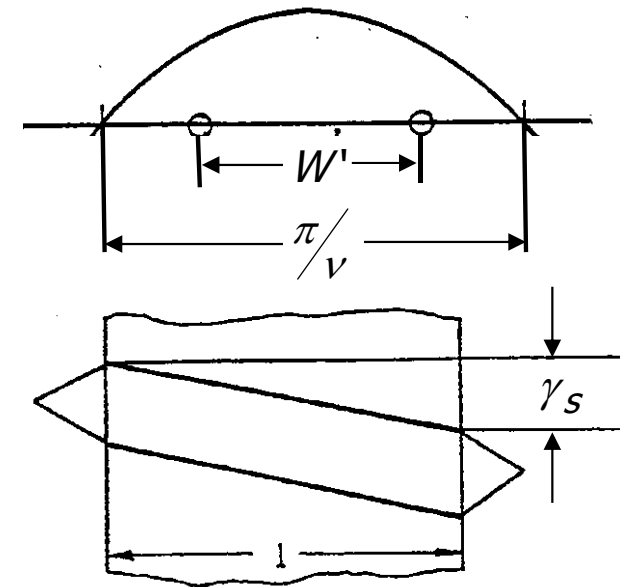
$$\xi_{sv} = \sin\left(v \frac{W^*}{N} \pi\right)$$

## Schrägungsfaktor

Für Nutschrägung um Umfangswinkel  $\gamma_s$  gilt:

$$\xi_{Schv} = \frac{\sin\left(v \frac{\gamma_s}{2}\right)}{v \frac{\gamma_s}{2}}$$

Der Schrägungsfaktor ist kein Wicklungsfaktor, sondern Kopplungsfaktor zwischen Ständer und Läufer.

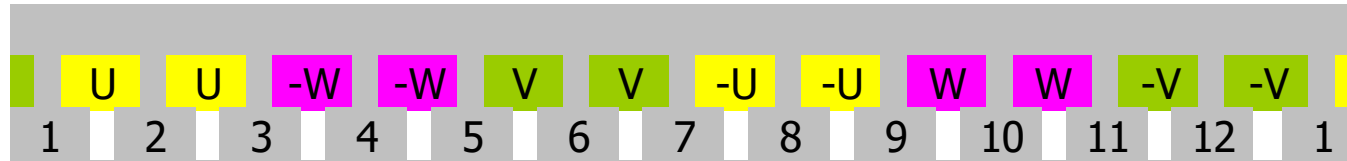


**Resultierender Kopplungsfaktor zwischen Ständer und Läufer:**  $\xi_v = \xi_{zv} \cdot \xi_{sv} \cdot \xi_{bv} \cdot \xi_{Schv}$

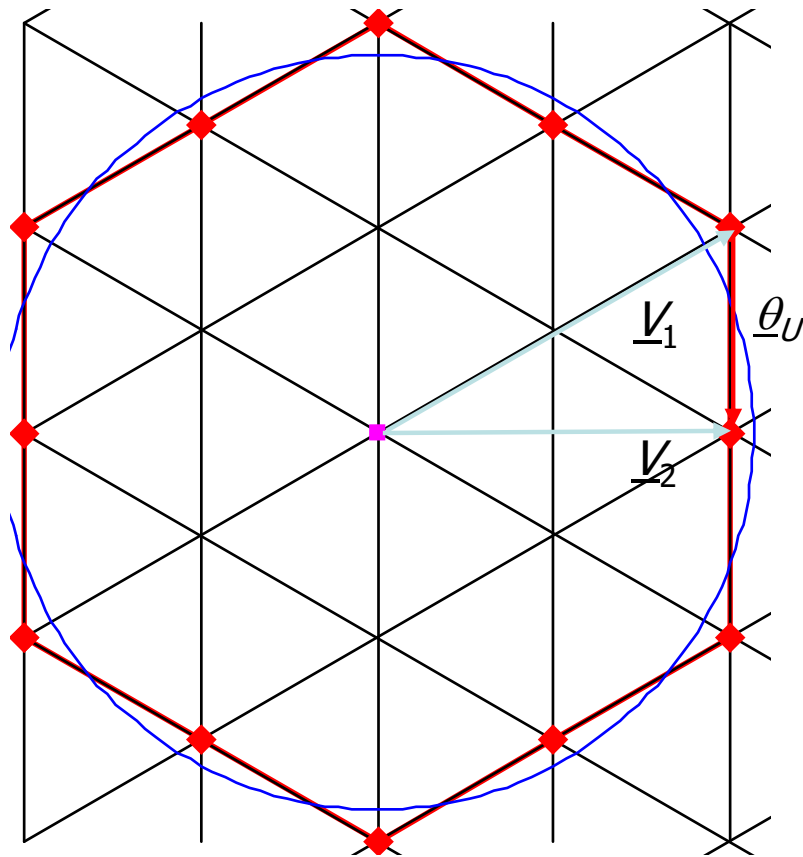


# Görges-Diagramm Einschicht-Ganzlochwicklung

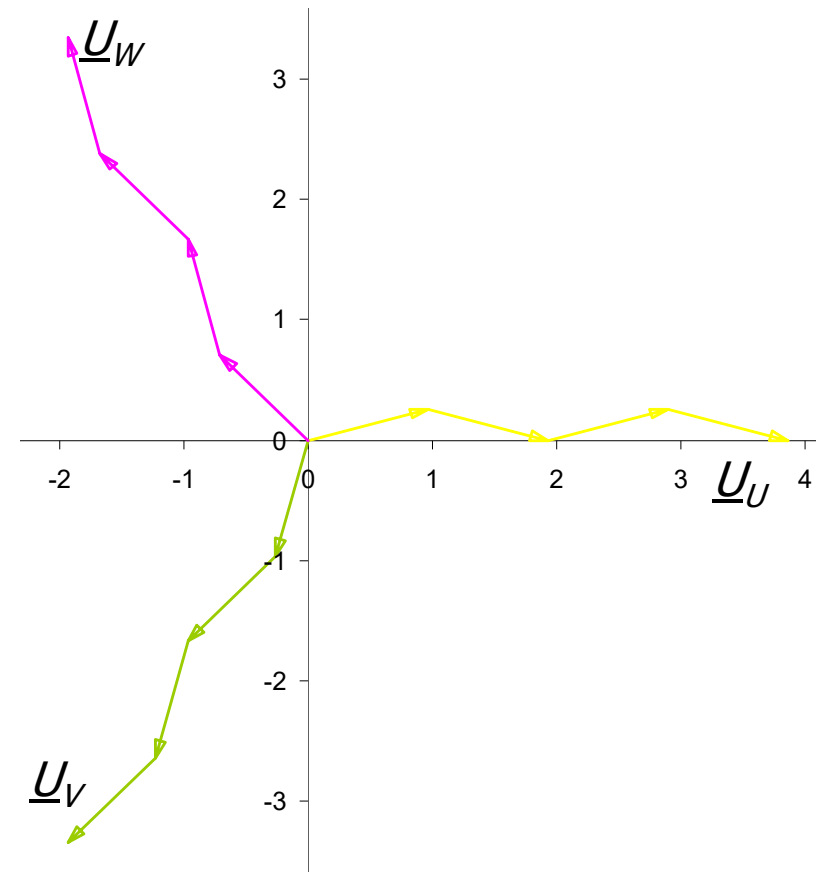
Einschicht-Ganzlochwicklung mit  $m = 3, \rho = 1, N = 12, W/\tau = 6/6$



Nummerierung der Zähne und Belegung der Nuten durch die Stränge



Görges-Diagramm ( $\sigma_d = 2,85\%$ )



vom Grundfeld induzierte Spg. ( $\xi_p = 0,966$ )

# Görges-Diagramm Allgemeines und Käfigwicklungen

Allgemeine Zusammenhänge  
bei Görges-Diagrammen:

Koeffizient der doppelverketteten Streuung:

$$\sigma_d = \frac{R_g^2}{R_p^2} - 1$$

mit dem Trägheitsradius des GD:

$$R_g = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N V_i^2}$$

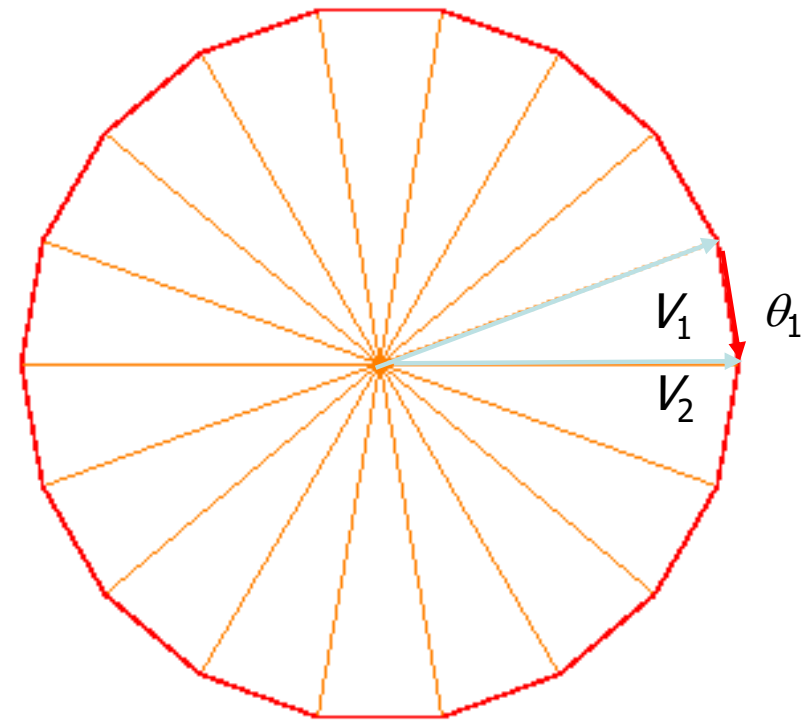
und dem Trägheitsradius der Grundwelle:

$$R_p = \frac{\xi_p}{2\pi p} \theta_N N \quad \text{mit} \quad \theta_N N = \sqrt{2m2wI}$$

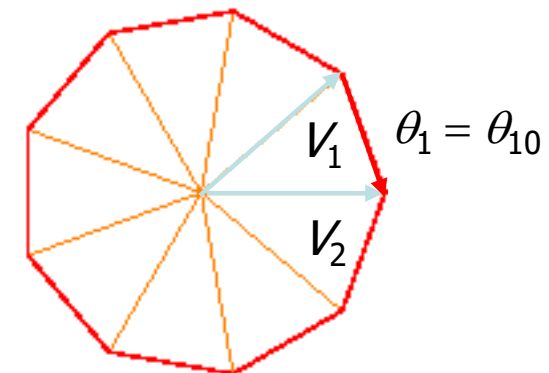
Damit folgt für Käfigläufer:

$$\sigma_d = \left( \frac{\frac{p\pi}{N}}{\sin\left(\frac{p\pi}{N}\right)} \right)^2 - 1$$

Käfigläufer haben die kleinste doppelverkettete Streuung, die mit  $N/p$  Nuten je Pol erzielbar ist, d. h. den geringstmöglichen Anteil an Oberfeldern.



GD einer *zweipolig* erregten Käfigwicklung mit  $N = 18$  Nuten ( $\sigma_d = 1,02\%$ )



GD einer *vierpolig* erregten Käfigwicklung mit  $N = 18$  Nuten ( $\sigma_d = 4,16\%$ )

---

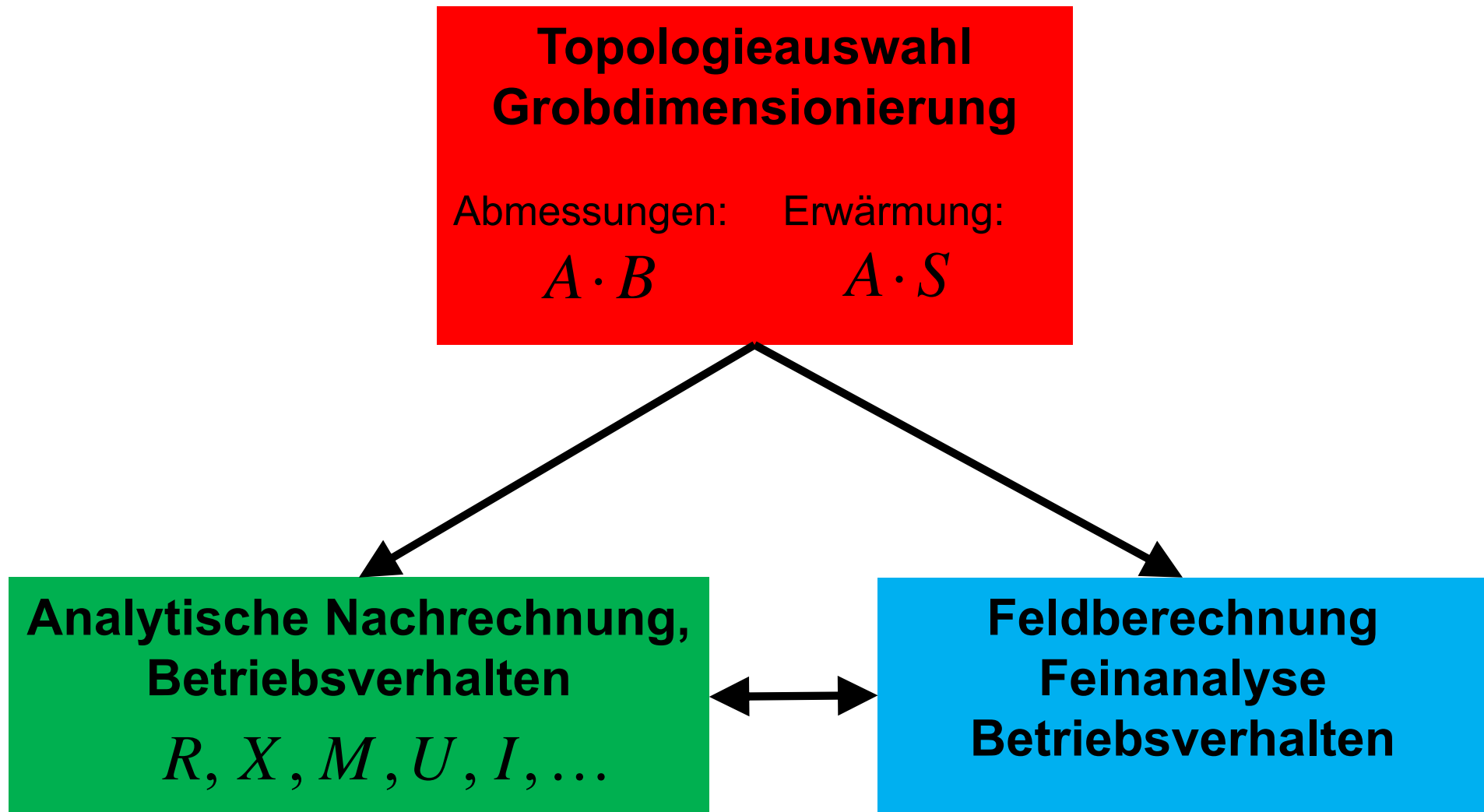
# Kapitel 5

## Ausnutzungs- und Dimensionierungsfaktoren

---

- 5.1 Auslegung elektrischer Maschinen
- 5.2 Grundsätzliche Beziehungen
- 5.3 Bestimmung der Hauptabmessungen
- 5.4 Elektromagnetischer Entwurf – analytische Entwurfsprogramme

# 5.1 Auslegung elektrischer Maschinen – I



# Kapitel 7

## Ersatzstromkreise, Zweiachsmethode, Identifikationsverfahren

7.1 Allgemeines

7.2 Selbst- und Gegeninduktivitätsmodelle

7.3 Identifikationsverfahren

7.4 Stromkreismodelle Synchronmaschine

7.5 Stromkreismodelle Asynchronmaschine

# Kapitel 8

## Numerische Feldberechnungsmethoden

- 8.1 Grundlagen, Maxwell'sche Gleichungen
- 8.2 Numerische Feldberechnung
- 8.3 Fehlerprobleme der FEM
- 8.4 Anwendung numerischer Feldberechnungsmethoden
- 8.5 Praktischer Einsatz der FEM zur numerischen Feldberechnung – Vorgehen
- 8.6 Feldberechnungsprogramme FEMAG-DC, -AC, -ME, -TH



**Wolfgang Thaler**

# Inhaltsverzeichnis

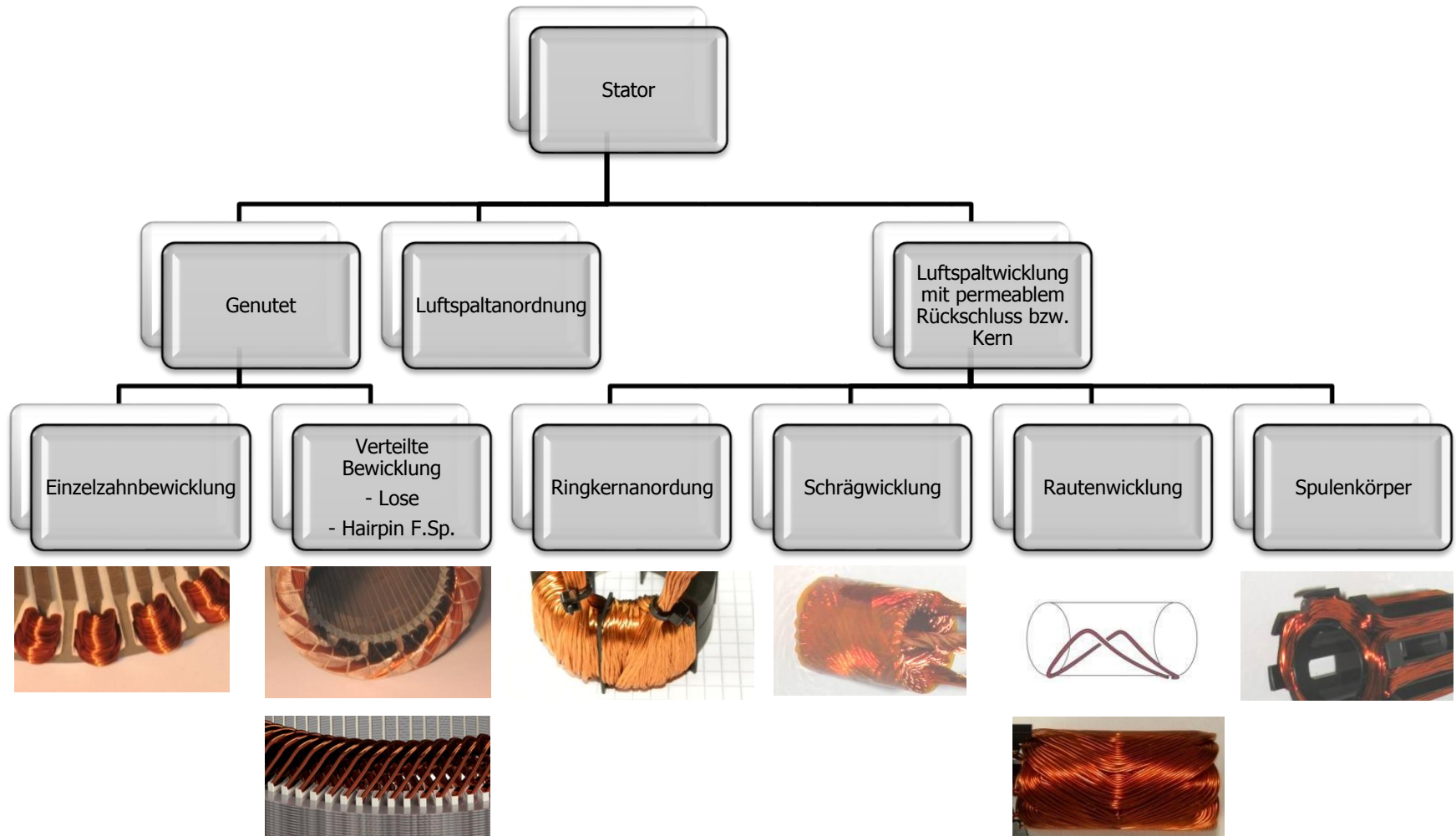
1. Eingrenzung des Vortrages
2. Übersicht über wichtige Motortopologien
3. Materialien
4. Fertigungsverfahren Statoren
5. Fertigungsverfahren Rotoren
6. Kosten
7. Ausblick
8. Quellen



# 1. Eingrenzung des Vortrages

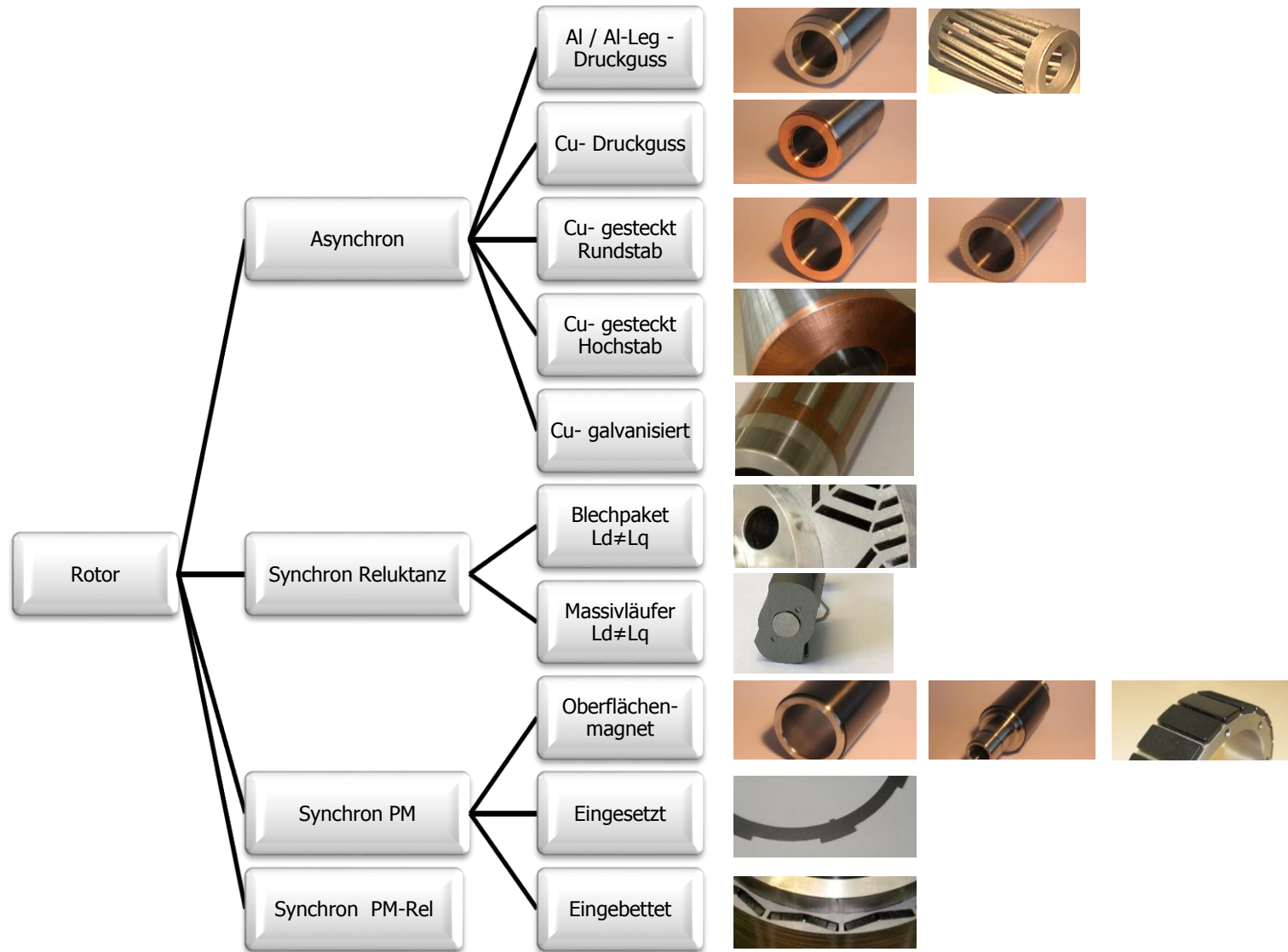
- Niederspannungsmaschinen < 1000V
- Leistungsbereich einige Watt bis einige 100kW
- Drehzahlbereich 0 ... 1Mio min<sup>-1</sup>
- Stator- und Rotorkomponenten
- Keine Komplettmotoren

## 2. Übersicht über wichtige Motortopologien



Weitere Topologien: Transferschlussmaschine → Ringspule / Verteilte und Einzelzahnwicklungen → Flachdrahtausführung / Bürstenbehafter bewickelter Rotor

## 2. Übersicht über wichtige Motortopologien



# 3. Materialien

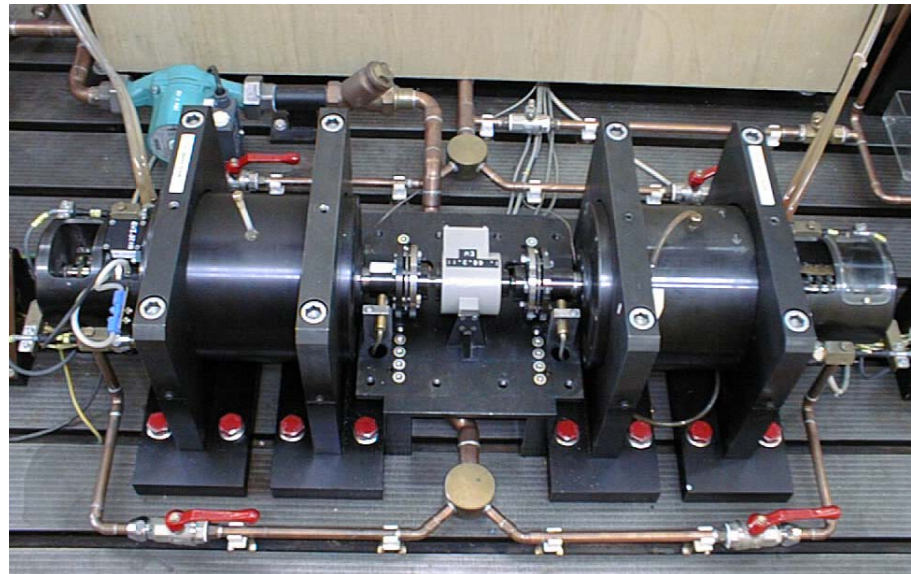
## Elektrische Isolierstoffe:

Einteilung in Isolierklassen (DIN EN 60085):

Klasse	höchstzulässige Dauertemperatur	Isolierstoffe Beispiele
Y	90°C	Baumwolle, Naturseide, Zellwolle, Kunstseide, Polyamidfaser, Papier, Preßspan, Vulkanfiber, Holz, Formaldehyd-Kunstharz
A	105°C	Wie bei Klasse Y, jedoch nach dem Einbau mit Natur- oder Kunstharzlacken, Schellack usw. getränkt, lackbehandelte Textilien
E	120°C	Pressteile mit Zellulosefüllstoff, Papierschnittstoffe
B	130°C	Pressspan mit Polyesterfolie / Polyesterflies teilweise in Verbindung mit Harzen
F	155°C	Nomex (Aramidfasergeflecht → aromatische Polyamide) mit Polyesterfolie
H	180°C	Nomex mit Kapton (Polyimidfolie) / Glasfaser, Silikonkautschuk
N	200°C	Kapton (Polyimidfolie), Glimmer, Porzellan, keramische Stoffe, Glas, Quarz...
R	220°C	Keramische Stoffe, Glas, Quarz
-	>220°C	

# Sonderprobleme bei elektrischen Maschinen

## 14. Verluste



# 14. Verluste

## 14.1 Wirkungsgrad und Effizienz

14.2 Verlustgruppen der PM-Synchronmaschine

14.3 Verlustgruppen der Käfigläufer-Asynchronmaschine

14.4 Stromwärmeverluste

14.5 Ummagnetisierungsverluste

14.6 Reibungs- und Ventilationsverluste

14.7 Zusatzverluste

## 14. 7 Zusatzverluste

- 14.7.1 Zusatzverluste in der Asynchronmaschine bei sinusförmigem Strom (Netzbetrieb)
- 14.7.2 Zusatzverluste in der Asynchronmaschine bei nichtsinusförmigem Strom (Umrichterbetrieb)
- 14.7.3 Zusatzverluste in der PM-Synchronmaschine bei sinusförmigem Strom (Netzbetrieb)
- 14.7.4 Zusatzverluste in der PM-Synchronmaschine bei nichtsinusförmigem Strom (Umrichterbetrieb)

## 14.7.1 Zusatzverluste in der Asynchronmaschine bei sinusförmigem Strom (Netzbetrieb)

### - Rotoroberflächenverluste durch Wirbelströme:

Das durch die Statornutung verzerrte Luftspaltfeld induziert mit Statornutfrequenz eine Wechselspannung in die leitfähige Rotoroberfläche, wo Wirbelströme fließen können, wenn die Isolation der Eisenbleche durch die Drehbearbeitung tw. leitfähig überbrückt sind. Weiter werden die Zahnköpfe durch den (nutfrequenten) Luftspalt-Oberwellenfluss nutfrequent ummagnetisiert.

$$\text{Statornutfrequenz: } f_{Q_s} = n \cdot Q_s$$

### - Rotor-Zahnpulsationsverluste:

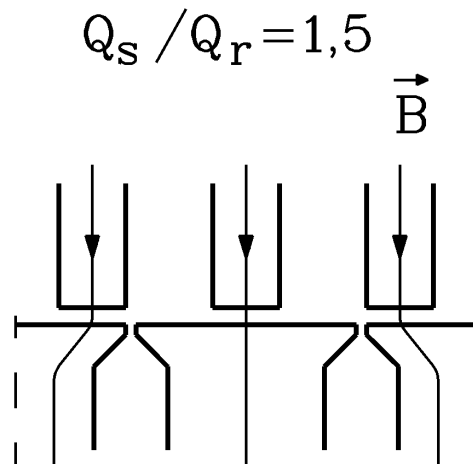
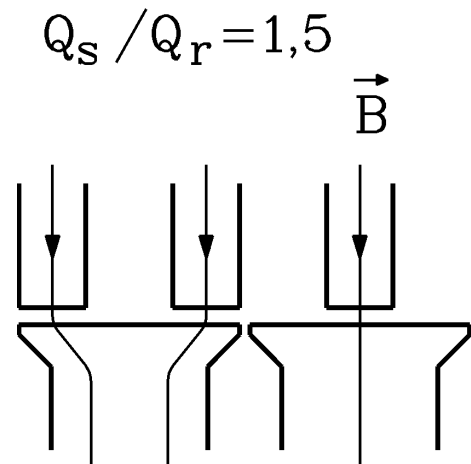
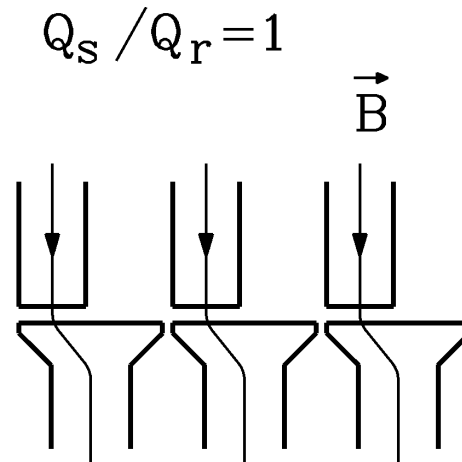
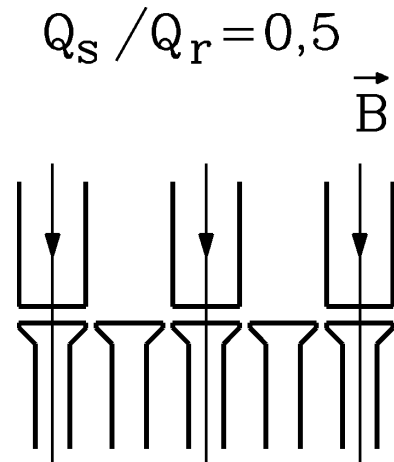
Auch die Zahnschäfte werden durch den (nutfrequenten) Luftspalt-Oberwellenfluss nutfrequent ummagnetisiert. Die Stator-Zahnpulsationsverluste sind meist viel kleiner wegen der halbgeschlossenen oder geschlossenen Rotornuten.

### - Rotor-Käfigzusatzverluste:

Durch die Ständer-Luftspalt-Oberwellen werden im Käfig höherfrequente Rotoroberströme mit entsprechender Stromwärme hervorgerufen. Schrägung um eine etwa Ständernutteilung verringert sie. Bei geschrägtem Käfig fließen diese Oberströme aber als Querströme zwischen den Stäben über das Blechpaket (Querstrom-Zusatzverluste).



# Rotorpulsationsverluste hängen ab vom Nutzahlverhältnis $Q_s/Q_r$



**$Q_s/Q_r = 0.5:$**

Zahnflusspulsation zwischen 0 und 200%

**$Q_s/Q_r = 1$  (verboten wegen hohem Rastmoment!):**

Keine Zahnflusspulsation

**$Q_s/Q_r = 1.5:$**

Zahnflusspulsation zwischen 66% und 133%

Statornutfrequente Rotorzahnflussdichte-Schwankung  $\Delta B_{dr}$ , bezogen auf die schlupffrequente Rotorzahnflussdichte  $B_{dr}$  der Grundwelle:

$$\frac{\Delta B_{dr}}{B_{dr}} \sim \frac{\sin(\pi \cdot Q_s / Q_r)}{\pi \cdot Q_s / Q_r}$$

*Offene Statornuten, halbgeschlossene Rotornuten*

# Berechnung der Rotorzahn pulsationsverluste $P_{puls,r}$ bei Leerlauf

- Wegen der relativ hohen Statornutzfrequenz bei Leerlauf und Nennschlupf dominieren in den Läuferzähnen die Wirbelstromverluste gegenüber den Hystereseverlusten (diese werden vernachlässigt!)
- Es wird die *Steinmetz-Jordan-Formel* für die Wirbelstromverluste im Eisen verwendet
- Sie gilt ohne Berücksichtigung der Abdämpfung des Zahnflusses durch das Eigenfeld der Käfigoberströme und liefert daher i. A. zu große Verluste.

$$P_{puls,r} = k_{Vd} \left( \frac{\Delta B_{dr}}{1.0} \right)^2 \cdot p_{Ft} \cdot \left( \frac{f_Q}{50} \right)^2 \cdot m_{dr}$$

**Beispiel:** 60 Statornuten, 1500/min, Statornutzfrequenz: 1500 Hz

Grundwellen-Zahnflussdichte:  $B_{dr}(x) \sim B_{dr} \cdot \sin(x\pi/\tau_p)$ : Deshalb sind Verluste prop. zu  $B_{dr} / \sqrt{2}$

Rotorzahnflussdichteamplitude:

$$\Delta B_{dr} = \frac{B_{dr} \cdot \beta \cdot k_{Cs}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sin(\pi \cdot Q_s / Q_r)}{\pi \cdot Q_s / Q_r} = \frac{1.41 \cdot 0.391 \cdot 1.5}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sin(\pi \cdot 60 / 50)}{\pi \cdot (60 / 50)} = -0.091T$$

**Pulsationsverluste:**  $P_{puls,r} = 1.8 \cdot \left( \frac{0.091}{1.0} \right)^2 \cdot 0.4 \cdot \left( \frac{1500}{50} \right)^2 \cdot 127.8 = \underline{\underline{688W}}$

# Leerlauf-Zusatzverluste bei Käfigläufer-Asynchronmaschinen

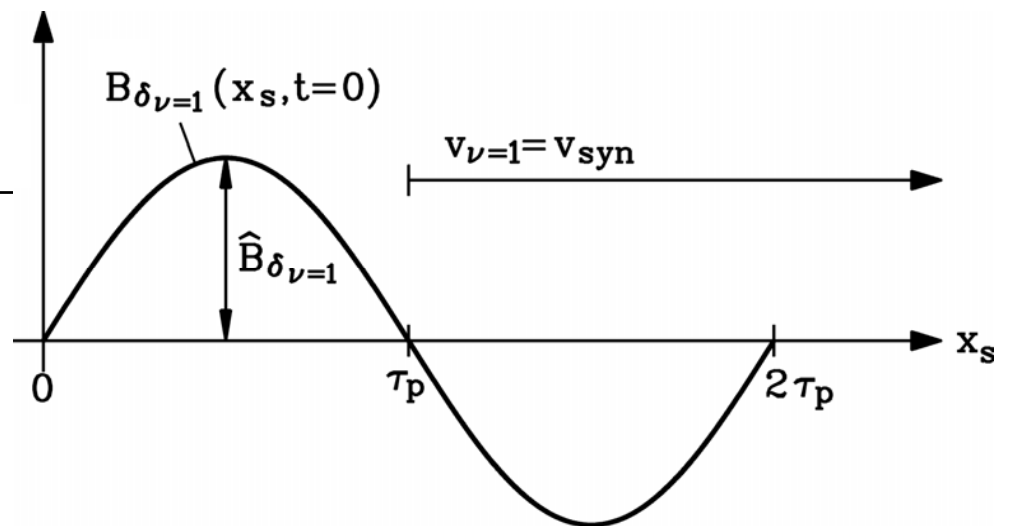
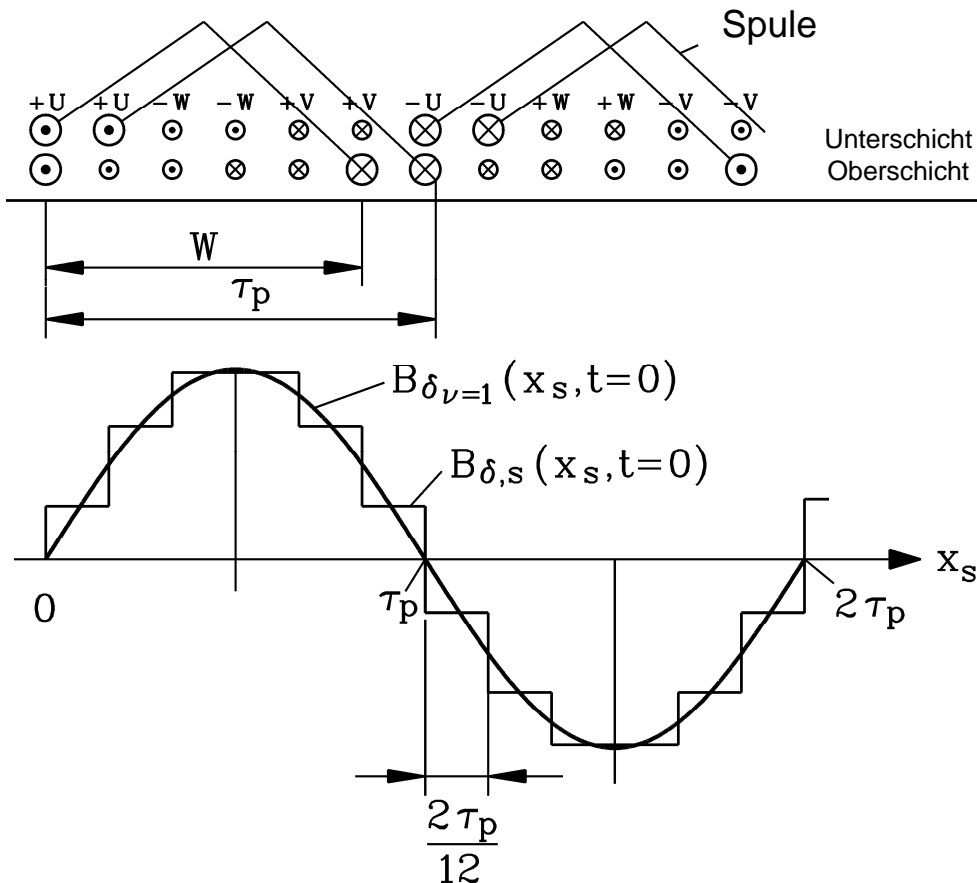
- **Leerlaufzusatzverluste** treten bei Leerlauf der Asynchronmaschine auf (Schlupf  $s = 0$ ) !
- Sie umfassen **Zahnpulsationsverluste** (hauptsächlich in den Rotorzähnen wegen der größeren Statornutöffnungen), **Rotor-Oberflächenverluste** und **Käfigzusatzverluste** durch die Oberwellen des Leerlauf-Luftspaltfelds!
- Sie werden während des **Leerlaufversuchs im Prüffeld** gemessen !
- Sie sind daher **in den gemessenen Ummagnetisierungsverlusten („Eisenverlusten“)** bei Leerlauf **enthalten** und sind ein Grund dafür, dass die gemessenen Ummagnetisierungsverluste i. A. größer ausfallen als die berechneten, wenn keine „Korrekturwerte“  $k_V > 1$  verwendet werden!
- Beispiel:

550 kW: Käfigläufer-Asynchronmotor:

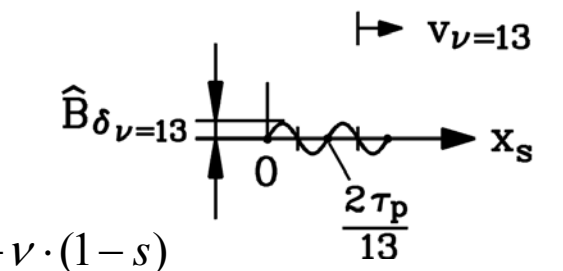
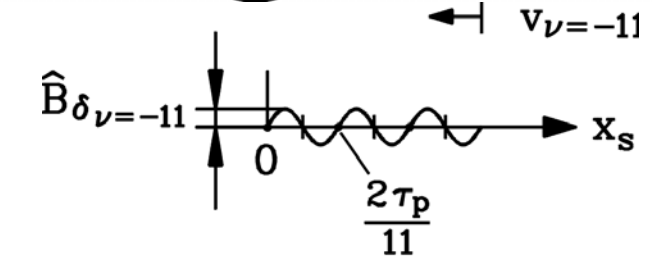
Wirbelstromverluste   Hystereseverluste   Leerlaufzusatzverluste (Oberflächen- + Pulsationsverluste)

$$4871 \text{ W} + (1220 \text{ W} + 688 \text{ W}) = 6779 \text{ W} \text{ „Gemessene“ Ummagnetisierungsverluste!}$$

# Ständer-Luftspaltfeld: Grund- und Oberwellen infolge der Statornutung



Beispiel:  
 $m = 3, q = 2$   
Sehnung 5/6

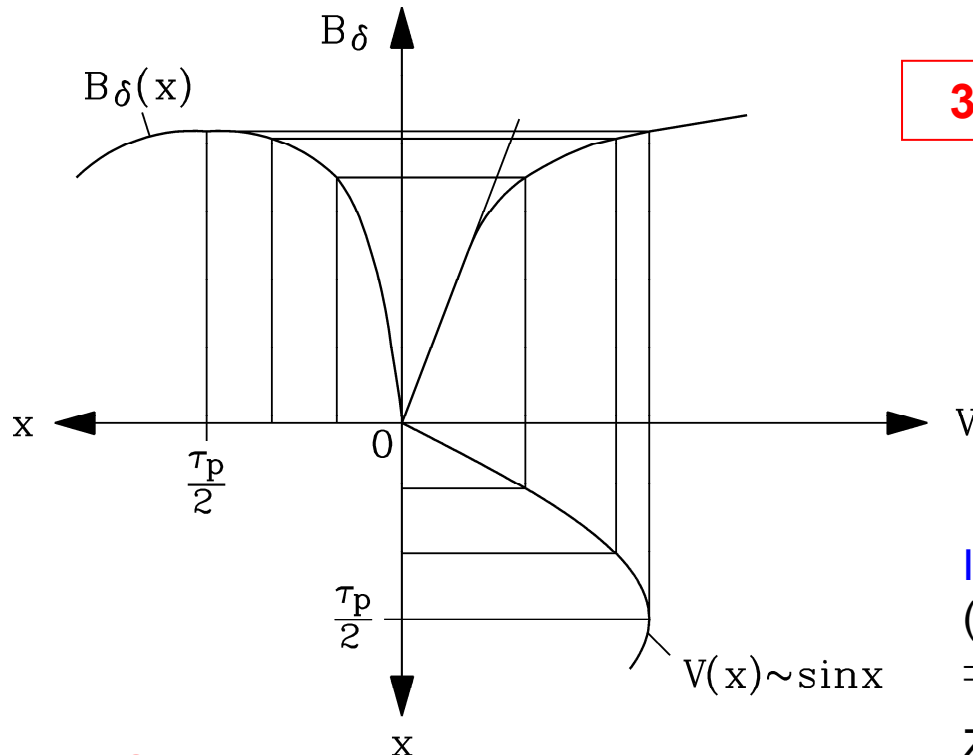


FOURIER-Reihe: Zerlegung in Grundwelle und Oberwellen:

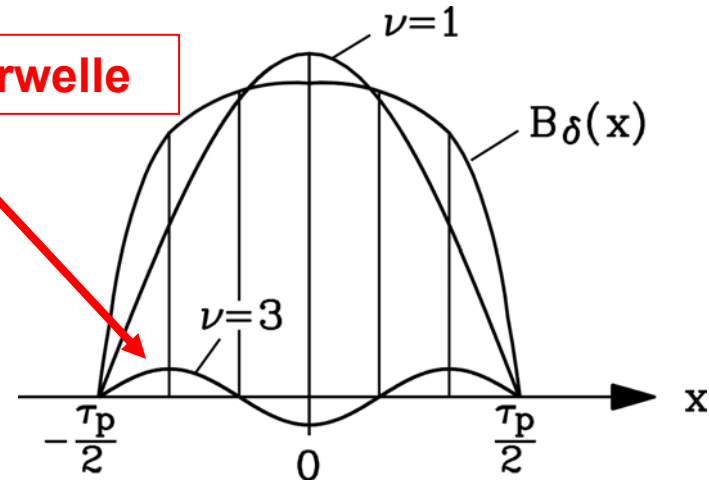
**Oberwellen:** Amplitude, Wellenlänge, Geschwindigkeit sinken mit steigender Ordnungszahl  $\nu$ , daher: Schlupf der  $\nu$ -ten Stator-Oberwelle gegenüber dem Rotorkäfig:

$$s_{\nu} = \frac{n_{syn,\nu} - n}{n_{syn,\nu}} \Rightarrow s_{\nu} = 1 - \nu \cdot (1 - s)$$

# Statoroberwelle durch Eisensättigung = „dritte“ Feldharmonische = Sättigungsoberwelle



**3. Oberwelle**



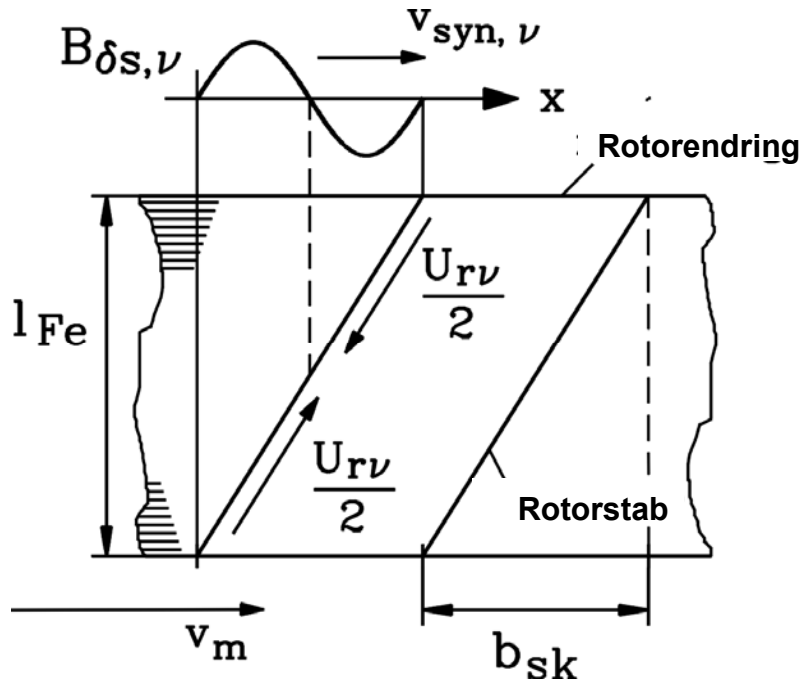
**Idealfall:** Sinusförmig verteilte Durchflutung im Luftspalt  
(= unendlich feine Nutung, unendlich hohe Strangzahl)  
⇒ sinusförmig verteilte magnetischen Spannung  $V(x)$   
Zugehöriges Luftspaltfeld ist wegen der Eisensättigung  
**abgeflacht**, enthält also eine **dritte Oberwelle!**

### 3. Oberwelle:

$$B_{\delta s, \nu=3}(x_s, t) = B_{\delta s, \nu=3} \cdot \cos\left(\frac{3x_s \pi}{\tau_p} - 3\omega_s t\right)$$

- Die dritte Oberwelle bewegt sich gleich schnell wie die Grundwelle und induziert daher den Käfig mit dreifacher Frequenz:  $s \cdot 3f_s$
- Es fließt mit dieser Frequenz je Stab ein Käfigoberstrom  $I_{r\nu=3}$  und verursacht Verluste!

# Die Rotorschrägung vermindert die Rotoroberströme!



**Stabschrägung ( $b_{sk}$ ):** Für eine bestimmte Stator-Oberwelle  $\nu$  ist induzierte Spannung  $U_{r\nu}$  in den beiden Stabhälften gegenphasig  $\Rightarrow$  hebt sich auf  $\Rightarrow U_{r\nu} = \Delta v_\nu \cdot B_\nu \cdot l = 0$   
 $\Rightarrow$  Zugehöriger Rotoroberstrom  $I_{r\nu}$  für diese Ordnungszahl  $\nu$  „unterdrückt“ = **Schrägungsfaktor** ist Null!

**Schrägungsfaktor:**

$$\chi_\nu = \frac{\sin(S_\nu)}{S_\nu}, \quad S_\nu = \frac{\nu \pi b_{sk}}{2\tau_p}$$

Verringerung des Rotoroberstroms  $I_{r\nu}$  um den Schrägungsfaktor  $\chi_\nu$ :

$$\underline{I}_{r\nu} = -j \frac{(2m_s \cdot N_s k_{ws\nu} / Q_r) \cdot \omega_s L_{rh\nu}}{R_r / s_\nu + j \cdot \omega_s (L_{r\sigma\nu} + L_{rh\nu})} \cdot \chi_\nu \cdot \underline{I}_s$$

**Beispiel:** Vierpoliger Käfigmotor: 36/28 Stator-/Rotornuten.

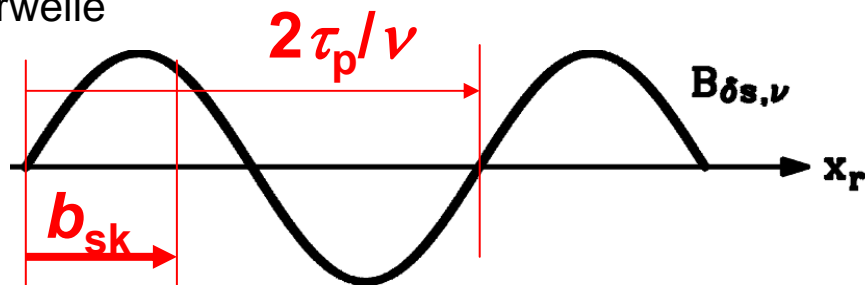
Rotornuten geschrägt um eine Statornutteilung:  $b_{sk} = \tau_p / 9$

Schrägungsfaktor für unterschiedliche Ordnungszahlen der Statoroberwellen:

$\nu$	1	-17	19	-35	37
$\chi_\nu$	0.9949	0.0585	-0.0523	-0.0284	0.0267

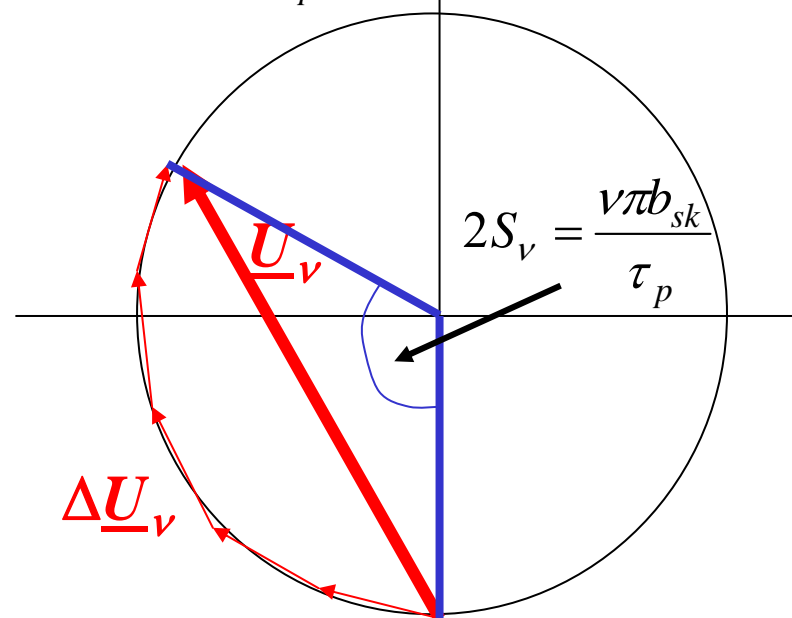
# Schrägungsfaktor $\chi_\nu$ für den Rotorkäfig: Herleitung

$\nu$ -te Statoroberwelle



Induzierte Stab-Teilspannungen je Stababschnitt

$$2S_\nu = 2\pi \cdot \frac{b_{sk}}{2\tau_p/\nu}$$



$$\chi_\nu = \frac{|\underline{U}_\nu|}{|\sum \Delta \underline{U}_\nu|} = \frac{2 \sin(S_\nu)}{2S_\nu} = \frac{\sin(S_\nu)}{S_\nu} = \frac{\sin\left(\frac{\nu\pi b_{sk}}{2\tau_p}\right)}{\frac{\nu\pi b_{sk}}{2\tau_p}}$$

Summierung der induzierten Teilspannungen je Stab  $\Delta \underline{U}_\nu$  zur resultierenden Stabspannung  $\underline{U}_\nu$

# Das unerwünschte Auftreten von Querströmen

Querwiderstand

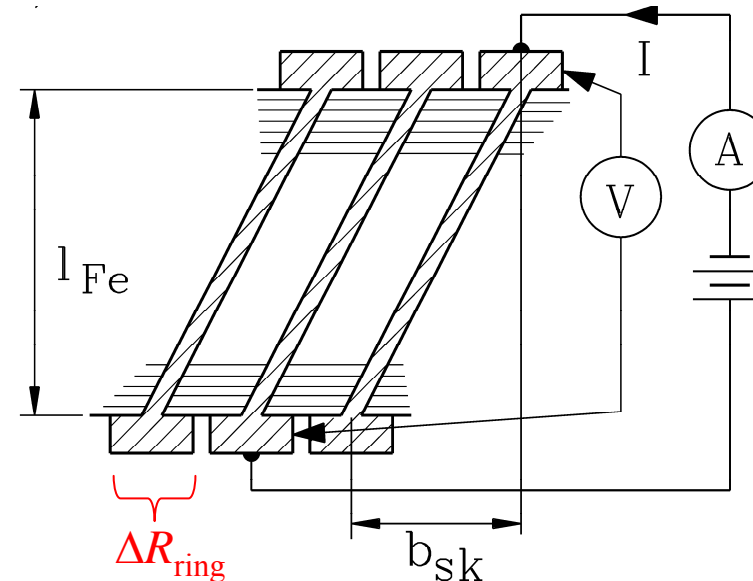
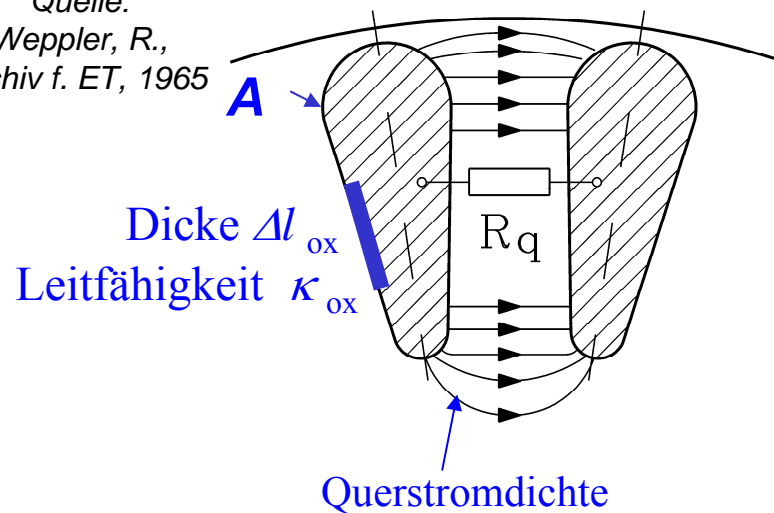
$$R_q = \frac{\Delta l_{ox}}{\kappa_{ox} \cdot A}$$

zwischen zwei Stäben hängt ab von:

- Dicke der Oxidschicht  $\Delta l_{ox}$  zwischen Stab und Läuferblechpaket
- Leitfähigkeit der Oxidschicht  $\kappa_{ox}$ .

Typische Werte für Aluminiumdruckgusskäfige:  $r_q = R_q \cdot A = \Delta l_{ox} / \kappa_{ox} = 10^{-6} \Omega \cdot m^2$

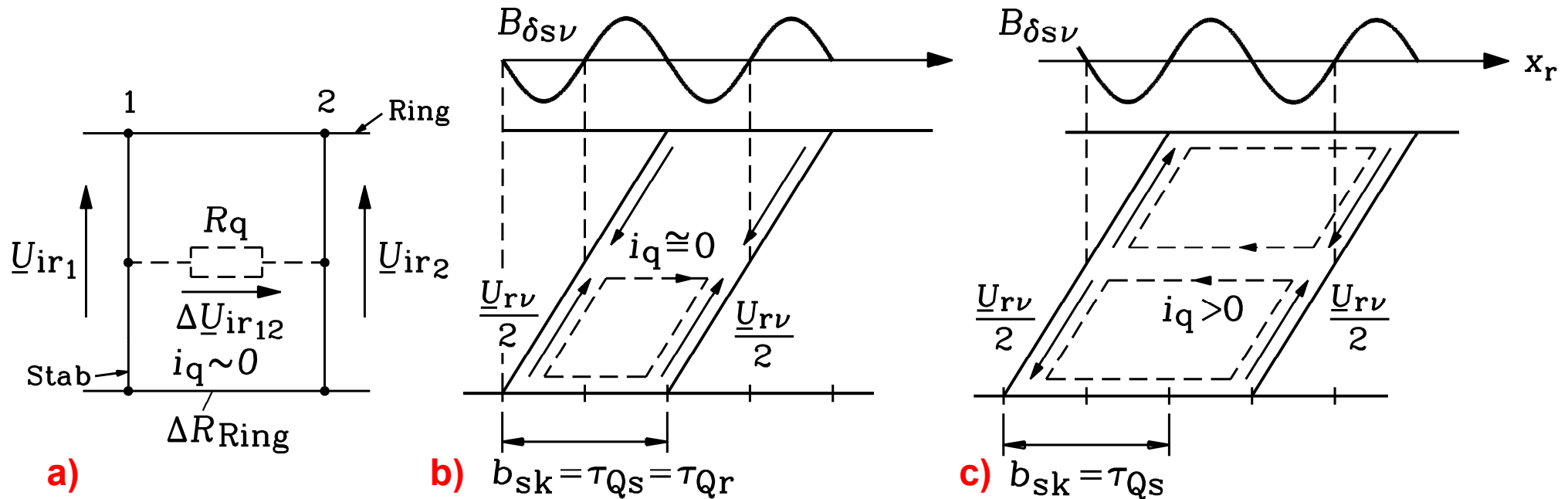
Quelle:  
Wepler, R.,  
Archiv f. ET, 1965



- **Messaufbau** für den Querwiderstand  $R_q = U/I - R_{Stab} - \Delta R_{ring}$
- Der Querwiderstand  $R_q$  ist i. A. deutlich höher als der Stab- oder der Endringwiderstand !



## Die Querstrom-Verluste hängen ab von Schrägungsmaß $b_{sk}$ und Nutzahlverhältnis $Q_s/Q_r$



Induzierende statornutharmonische Feldoberwelle (Wellenlänge  $\approx$  Statornutteilung):

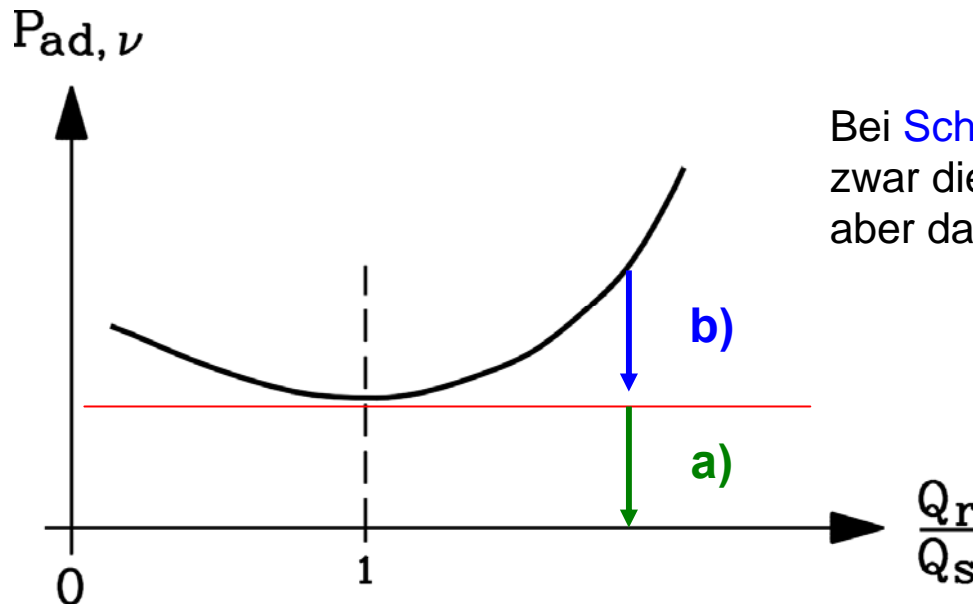
a) **Ungeschrägter Käfig:** (Fast) **keine** Querströme, da  $\Delta R_{Ring} \ll R_q$

Käfig ist um eine Statornutteilung geschrägt:

b) **Geschrägter Käfig:** Bei gleichen Nutzahlen  $Q_r = Q_s$ : (Fast) **kein** Querstrom

c) **Geschrägter Käfig &  $Q_r = Q_s/1.5$ :** **Großer Querstrom fließt**, da sich die induzierten Teilspannungen der Nachbarstäbe addieren!

# Einfluss des Nutzahlverhältnisses auf die Querstromverluste



Bei **Schrägung** des **nichtisolierten Läuferkäfigs** werden zwar die Käfigzusatzverluste verringert, aber dafür treten **Querstromverluste** auf!

$$P_{ad,r} = Q_r \cdot \sum_{v>1}^{\infty} (R_r I_{rv}^2 + R_q I_{qv}^2)$$

**a) Käfigzusatzverluste**      **b) Querstromverluste**

$Q_s = Q_r$  : Bei  $Q_r/Q_s = 1$  sind die Querstromverluste minimal.

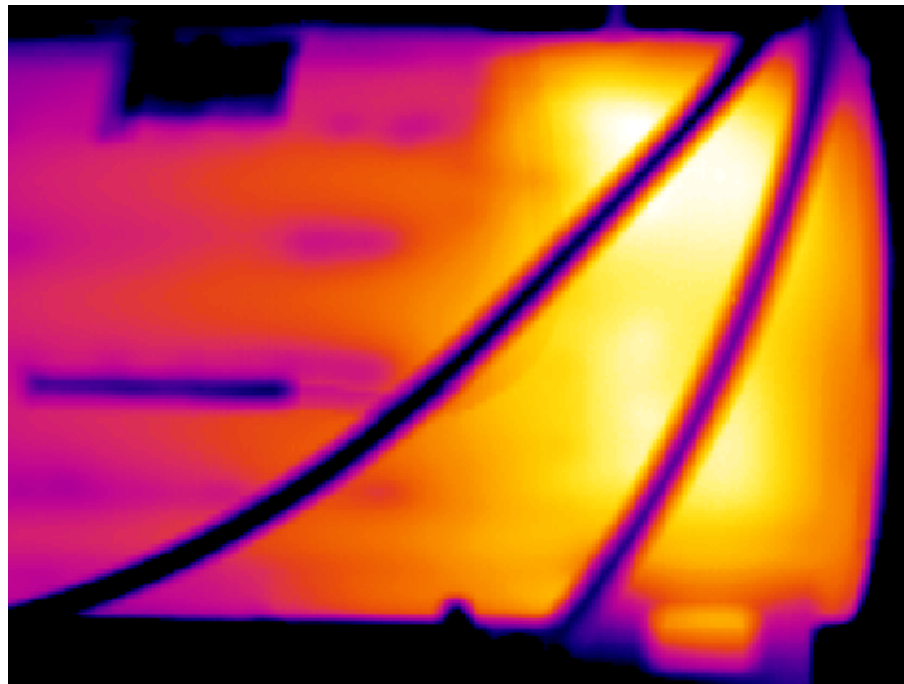
$Q_s > Q_r$  : Bei kleinerer Rotornutzahl nimmt der Oberwellenstreufloss der Rotoroberstrom-Systeme zu. Dessen Streu-Selbstinduktivität  $L_{r\sigma v}$  begrenzt die Käfigoberströme, aber vor allem auch die Querströme: **KLEINE VERLUSTE**  $P_{ad,r}$ .

$Q_s < Q_r$  : Bei größerer Rotornutzahl haben wegen der feineren Nutung auch die Rotorfeldwellen der Rotoroberströme eine „sinusförmigere“ Form. Der Oberwellen-Streufloss ist daher kleiner und damit auch  $L_{r\sigma v}$ , so dass die Querströme weniger gut begrenzt werden: **GROSSE VERLUSTE**  $P_{ad,r}$ .

*Netzgespeiste Asynchronmaschinen (ihre Anlaufmomentkurve ist durch Oberwellenmomente verzerrt), **müssen geschrägt sein**, um Oberwellenmomente zu minimieren. Dadurch treten **Querströme** auf, so dass  **$Q_s > Q_r$  ausgeführt werden muss**, um die Zusatzverluste klein zu halten!*

# Sonderprobleme bei elektrischen Maschinen

## 15. Erwärmung, Kühlung



Infrarotbild  
1,5 MW Asynchrongenerator  
Nennlast

*Quelle: ELIN Motoren GmbH*

# 15. Erwärmung, Kühlung

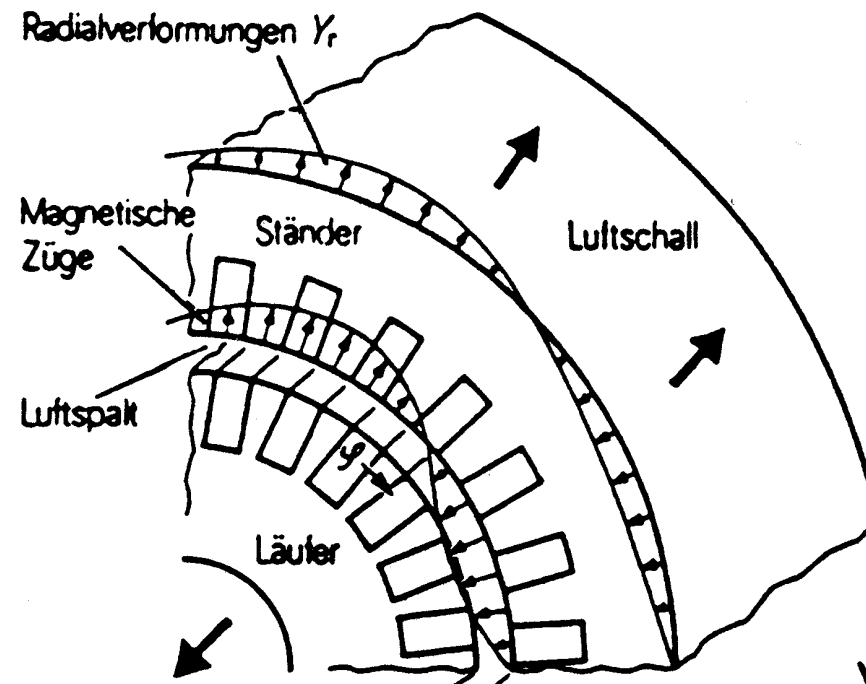
## 15.1 Erwärmungsberechnung - Methoden

## 15.2 Kühlverfahren

## 15.3 Betriebsarten

# Sonderprobleme bei elektrischen Maschinen

## 16. Magnetisch erregte Geräusche in elektrischen Maschinen



Quelle: Seinsch, H.-O.: Oberwellenerscheinungen in Drehfeldmaschinen, Teubner, 1992

# 16. Magnetisch erregte Geräusche in elektrischen Maschinen

## 16.1 Magnetische Luftspaltfeldwellen

16.2 Magnetische Zusatzmomente und Geräusche durch Oberwellen bei Sinusspeisung

16.3 Magnetische Geräusche durch Oberschwingungen bei Umrichterspeisung