

BLDC - Motoren für Hochstromanwendungen



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT

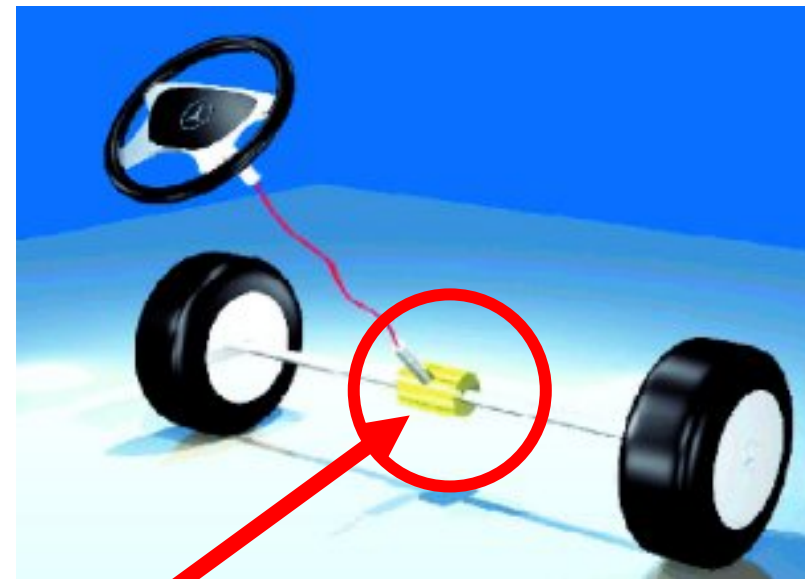
Automotive Dialogue Continental Schwalbach, 18. September 2009

A. Binder

abinder@ew.tu-darmstadt.de

Institut für Elektrische Energiewandlung
Technische Universität Darmstadt

Landgraf-Georg-Strasse 4
64283 Darmstadt



Inhalt

- I. SPEZIFIKATIONEN und WUNSCHMOTOREN
- II. PHYSIKALISCHE GRUNDGESETZE
- III. HOHE MOMENTENDICHTE – KLEINER MOTOR
- IV. MOMENTENWELLLIGKEIT
- V. ALLHEILMITTEL ZAHNSPULEN ?
- VI. AUSBLICK

Inhalt



- I. SPEZIFIKATIONEN und WUNSCHMOTOREN**
- II. PHYSIKALISCHE GRUNDGESETZE
- III. HOHE MOMENTENDICHTE – KLEINER MOTOR
- IV. MOMENTENWELLLIGKEIT
- V. ALLHEILMITTEL ZAHNSPULEN ?
- VI. AUSBLICK



SPEZIFIKATIONEN

STEER-BY-WIRE: E-Motor als Stellglied – Antrieb einer Kugelrollspindel
dynamisch = hohe Momentenreserve

Geringe Momentenwelligkeit

Hohe Drehmomentdichte = Drehmoment/Volumen

STATE OF THE ART: (Beispiel)

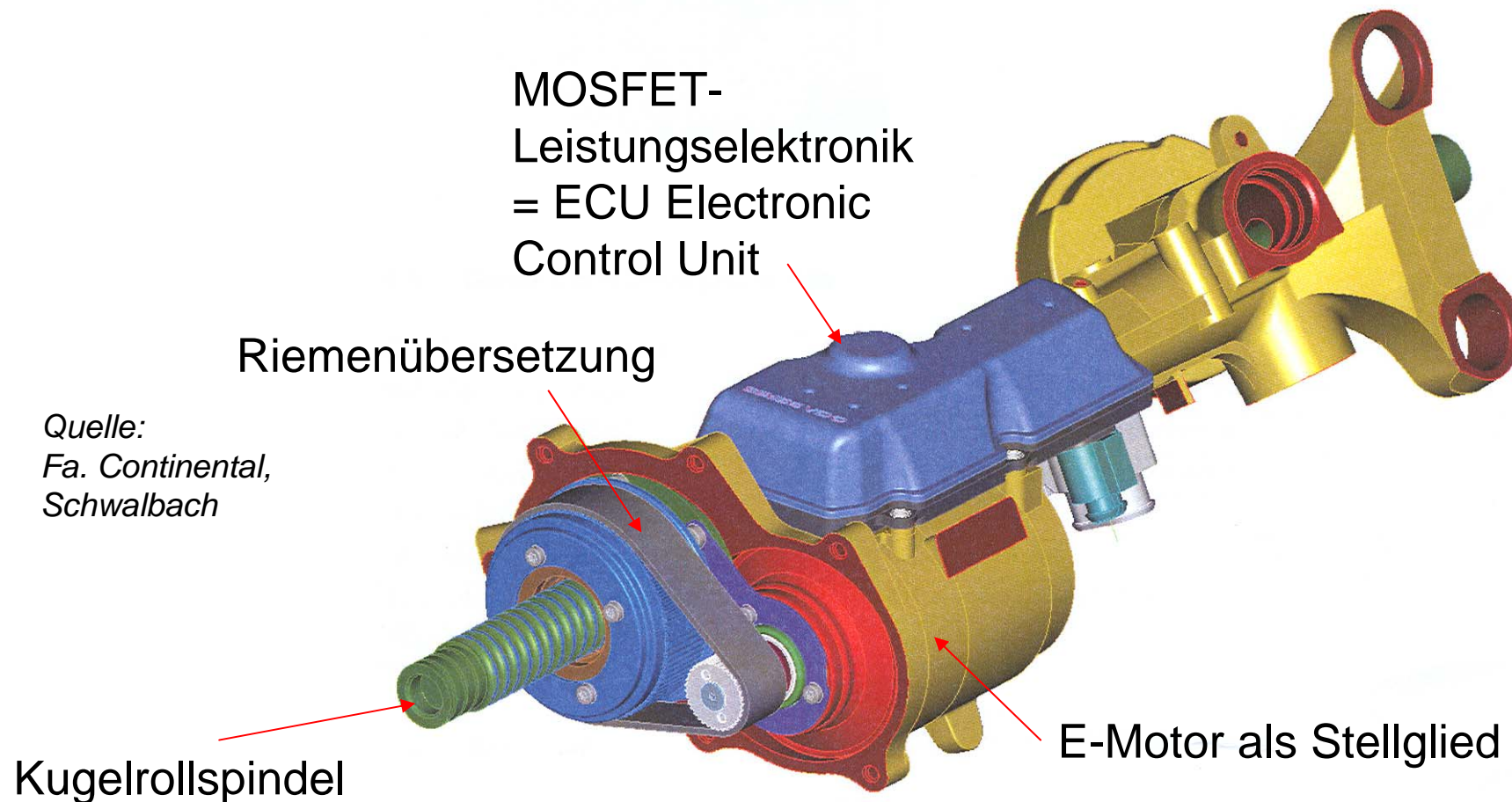
- Niederspannung 12 V DC, daher Hochstrommotor: z. B. 100 A DC für 0.5 s
- Momentenwelligkeit < 1% bezogen auf das Nennmoment
- Max. Drehmomentdichte: 16.7 kNm/m^3
Spez. Drehschub: 60.8 kN/m^2
Max. Moment 3.8 Nm
Motorvolumen (ohne Geber): 0.23 dm^3

*Quelle: Lenkungsmotor 9 kN, Axially Parallel Dive Unit
Fa. Continental, Schwalbach*



AXIALLY PARALLEL DRIVE UNIT

STEER-BY-WIRE: E-Motor als Stellglied – Antrieb einer Kugelrollspindel



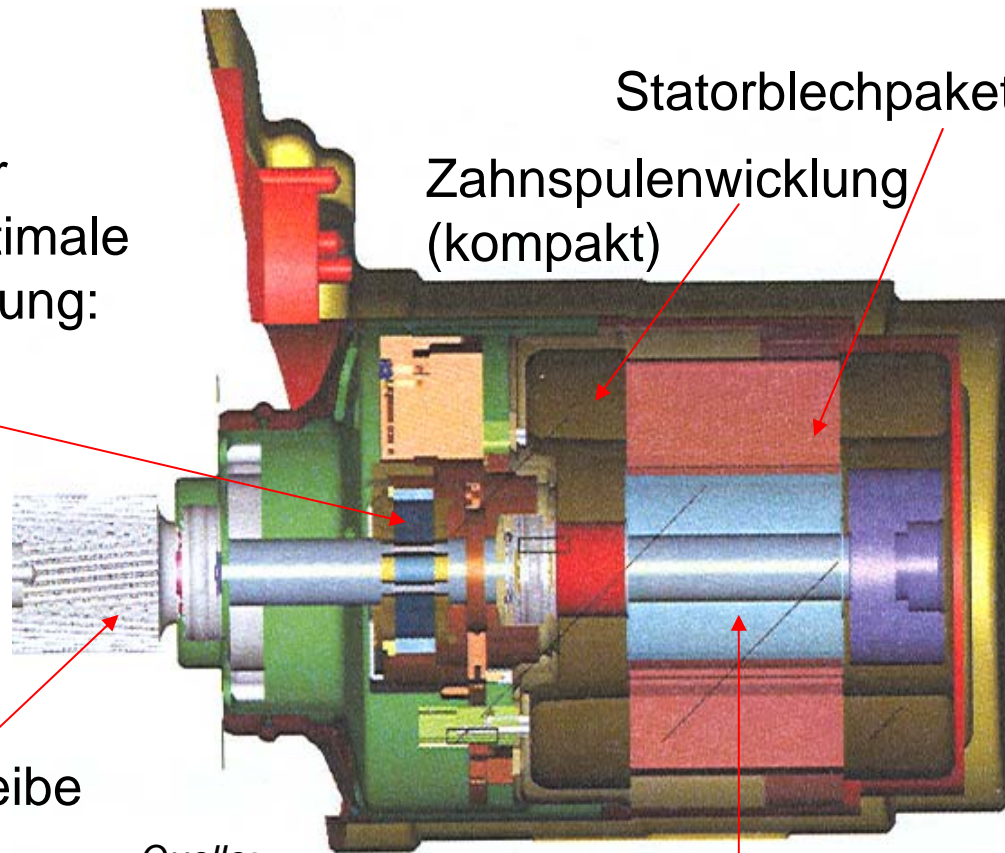
BLDC-Motor mit Geber (Axialschnitt)

BLDC: Brushless DC = PM-Synchronmotor mit rotorlageabhängiger Stromeinprägung

Lagegeber für
momentenoptimale
Stromeinprägung:

Resolver

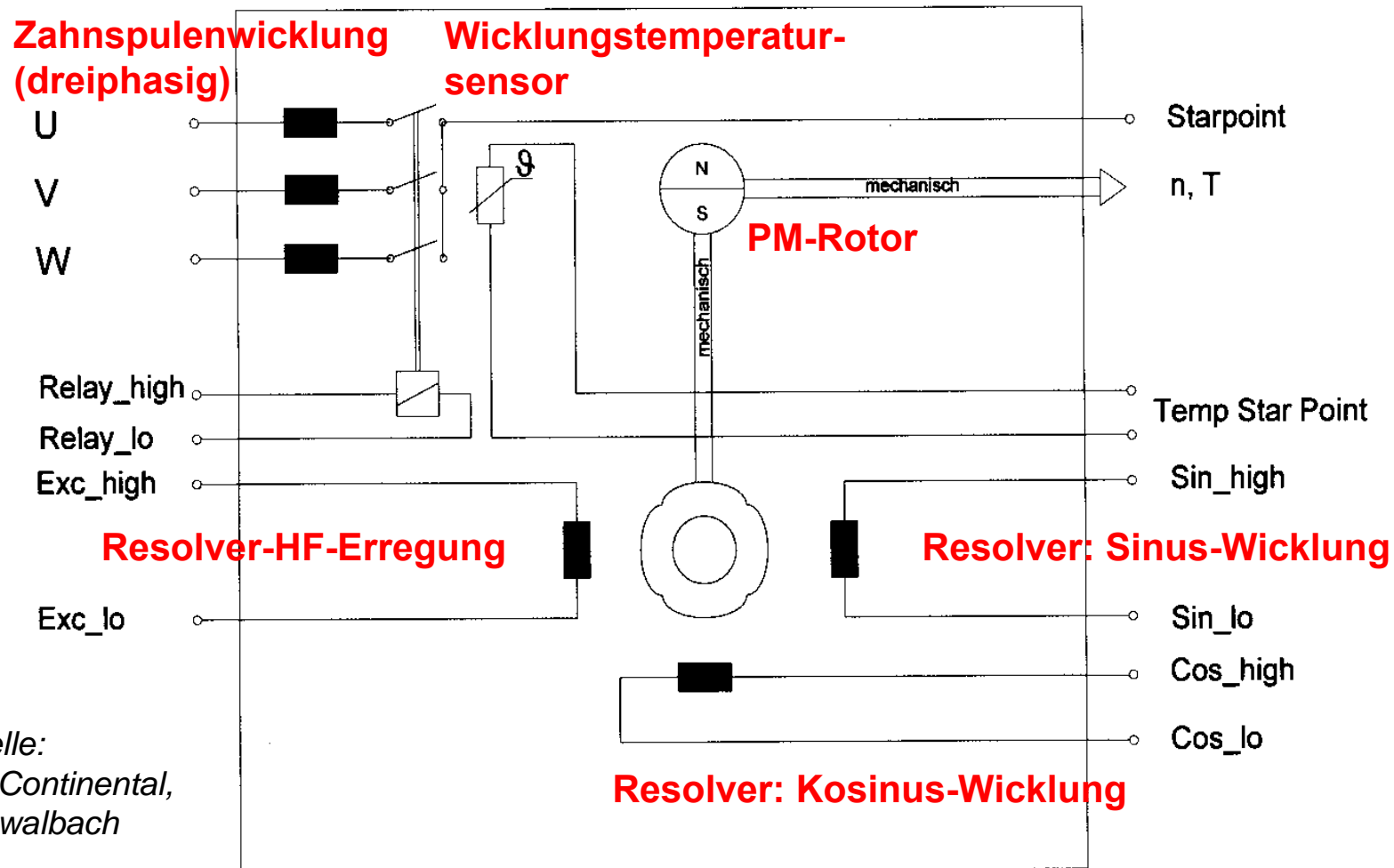
Riemenscheibe



Quelle:
Fa. Continental,
Schwalbach

Permanentmagnet (PM)-Rotor

BLDC-Motor mit Geber (Schaltung)



WUNSCHMOTOR



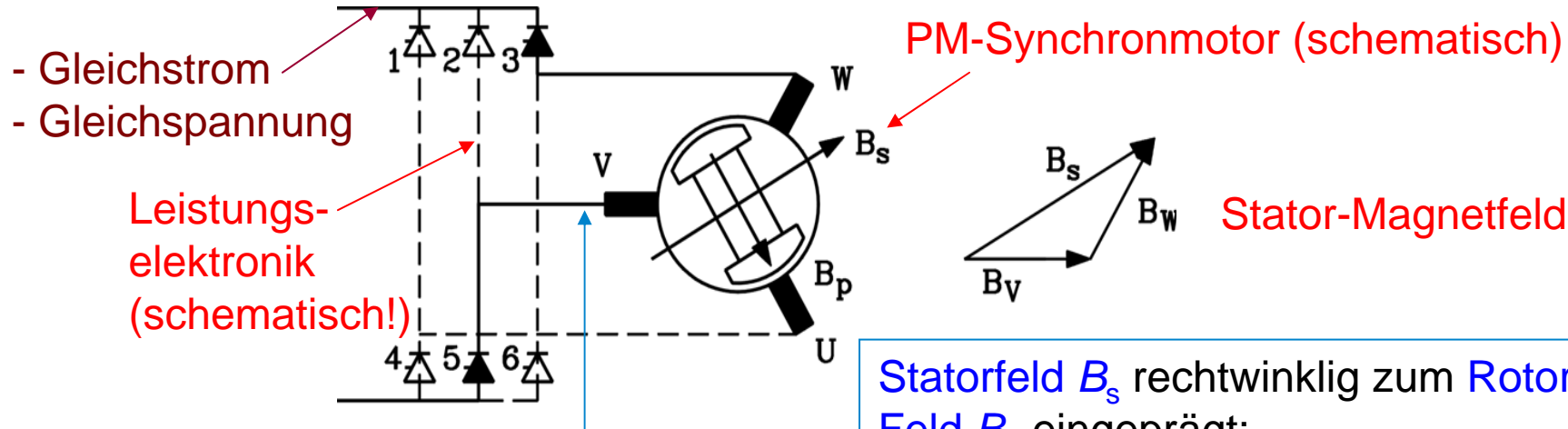
- Hochdynamisch
- Geringe Momentenwelligkeit
- Hohe Drehmomentdichte
- Nicht zu hohe Erwärmung
- Geringe Fehleranfälligkeit
- Geringe Kosten
- Leicht zu fertigen



Inhalt

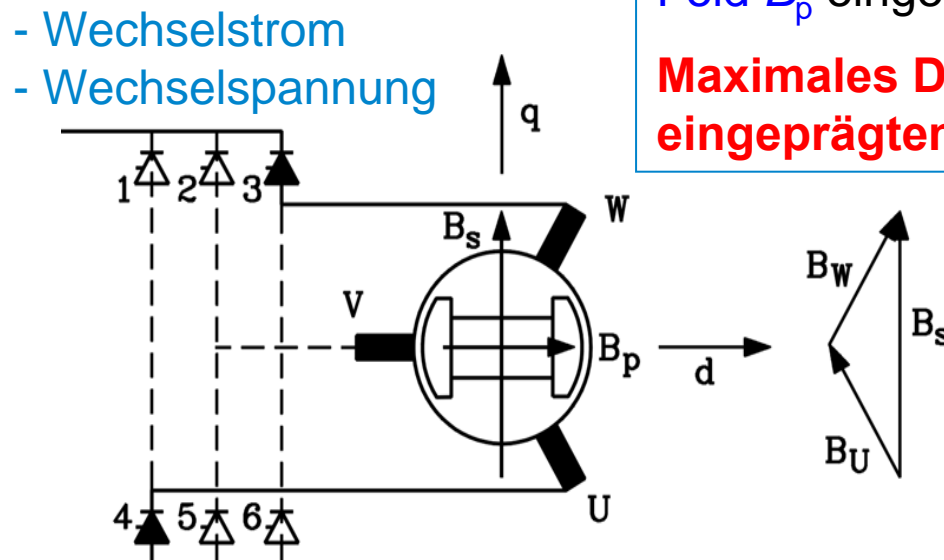
- I. SPEZIFIKATIONEN und WUNSCHMOTOREN
- II. PHYSIKALISCHE GRUNDGESETZE**
- III. HOHE MOMENTENDICHTE – KLEINER MOTOR
- IV. MOMENTENWELLENIGKEIT
- V. ALLHEILMITTEL ZAHNSPULEN ?
- VI. AUSBLICK

ROTORLAGEGEBER-STEUERUNG

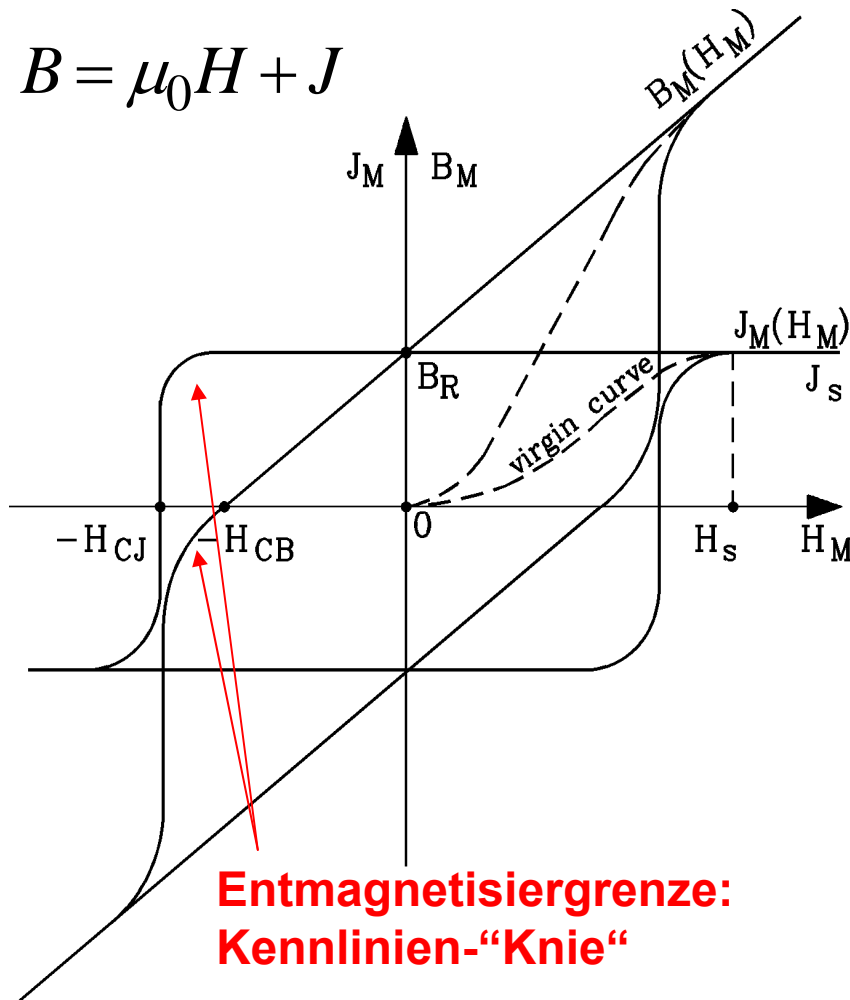


Statorfeld B_s rechtwinklig zum Rotor-PM-Feld B_p eingepreßt:

Maximales Drehmoment bei eingepreßtem Strom = „Querstrom“ I_q



ROTOR-PERMANENTMAGNETE



Hochenergie-Permanentmagnete:

- Seltenerd-magnete SmCo, NdFeB
- $B_R = 0.9 \dots 1.3 \text{ T}$
- teuer

Ferrit-Permanentmagnete:

- Barium- u. Strontiumferrit
- $B_R = 0.38 \dots 0.4 \text{ T}$
- billig

Magnetische Feldstärke H

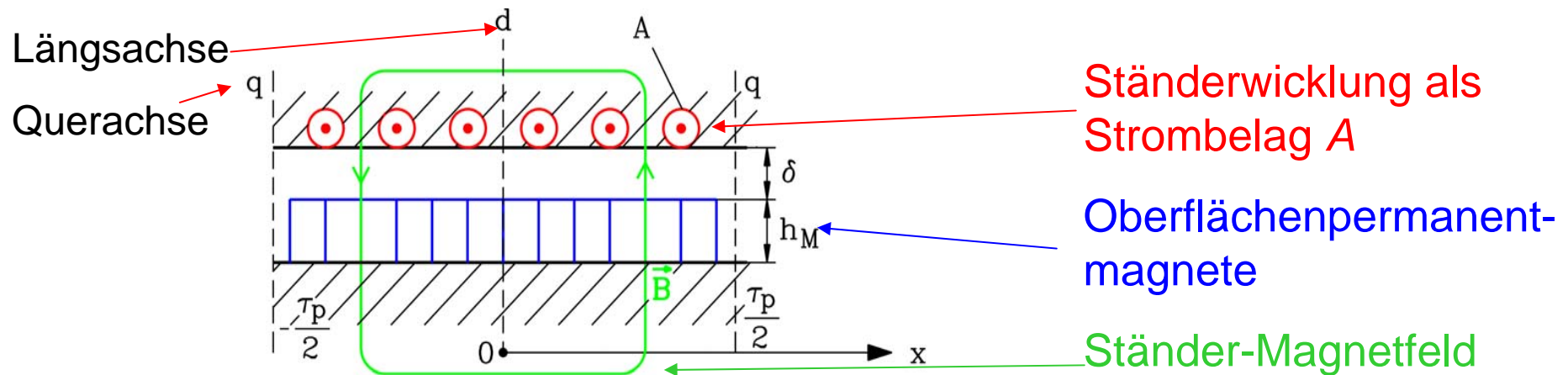
Magnetische Polarisierung J

Magnetische Flussdichte B

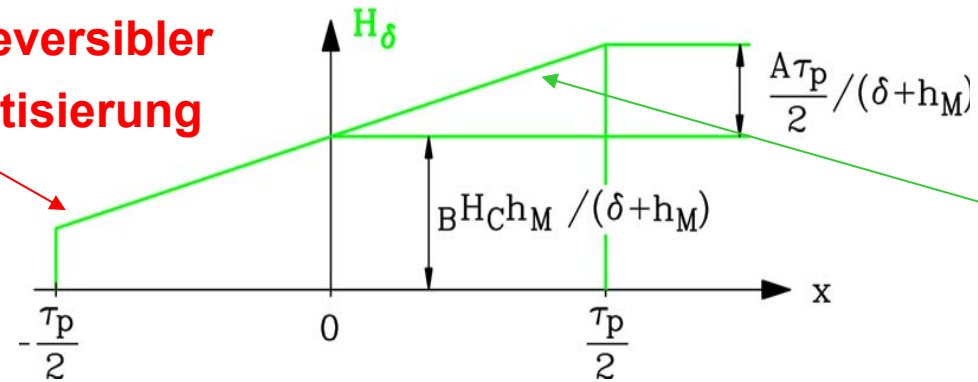
Remanenzflussdichte: $B_R = J_R$

Koerzitivfeldstärke: H_{CJ} und H_{CB}

QUERBESTROMUNG



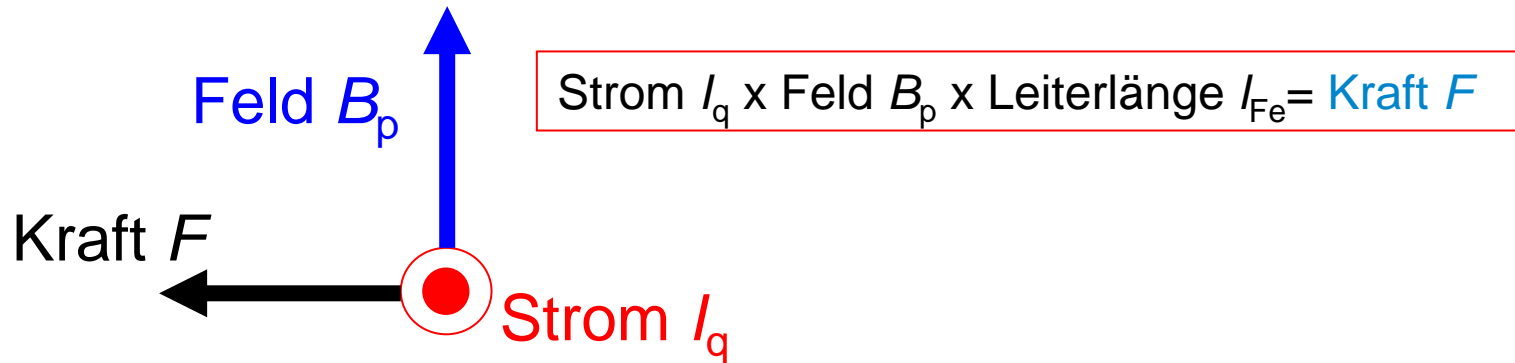
Gefahr irreversibler Entmagnetisierung



I_q -Bestromung: Luftspaltmagnetfeld aus PM-Läuferfeld und Ständerdrehfeld



BRUSHLESS DC: DREHMOMENT



Kraft F x Leiterzahl z x Hebelarm $d/2 =$ Moment M_e

$$M_e = p \cdot m \cdot \Psi_p I_q$$

$m = 3$: Strangzahl, $2p$: Polzahl
 Ψ_p : PM-Statorflussverkettung (rms)

Drehmomentkonstante k_T : Einheit: Nm/A $M_e = k_T I_q$ $k_T \sim B_p$

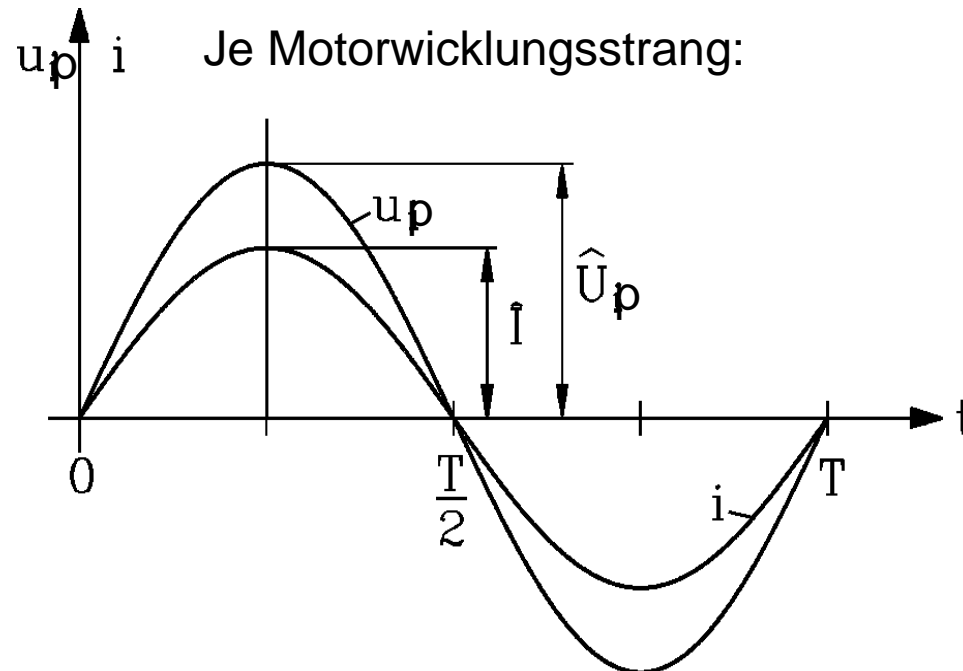
Wie bei Gleichstrommaschine:

Strom proportional zum Drehmoment, aber kein Kommutator und Bürsten = „brushless“ DC

Querbstromung = Feldorientierter Betrieb



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT



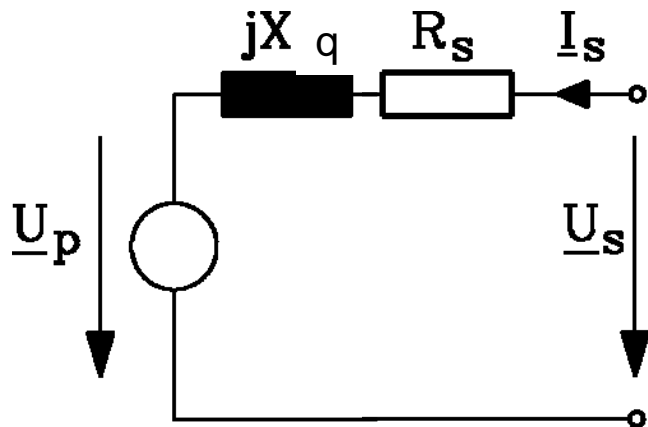
U_p : Sinusförmig induzierte Spannung dank geeigneten Wicklungsaufbaus (z. B. Sternschaltung)

I_q : Sinusförmig eingprägter Strom z. B. über Sinus-Hystereseband-Stromregler

- $i_s = i_q$ („**Querstrom**“): Strom **in Phase** mit der induzierten Spannung (Polradspannung) u_p
- Frequenz $f = 1/T = n \cdot p$: „Drehzahl x Polpaarzahl“



Umrichterspannung für PM-Motor

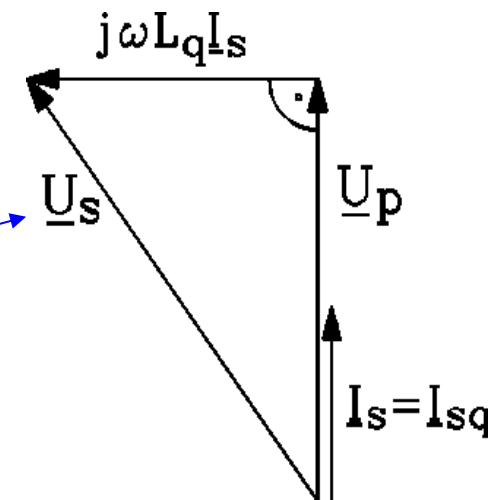


Ersatzschaltbild je Ständerstrang

- Selbstinduktionsspannung $X_q I_q$ durch Ständerinduktivität

$$\omega = 2\pi f, \quad \omega L_q = X_q \Rightarrow X_q I_q$$

- Zeigerdiagramm vereinfacht ohne Ständerstrangwiderstand R_s !



- Umrichter-Maximalspannung U_{max} legt maximale Betriebsdrehzahl n_{max} bei I_q -Speisung est.

Betriebsgrenzen PM-Motor

Selbstgekühlter PM-Motor mit I_q -Einprägung:

a) *Thermisches Dauerdrehmoment:*

- **Stillstandsmoment** M_0 = thermisches Dauerdrehmoment bei $n = 0$.
Stromwärmeverluste P_{Cu}
- Drehzahl $n > 0$: Ummagnetisierungsverluste $P_{Fe,s+r}$ Magnet- u. Reibungsverluste P_M, P_R kommen hinzu. Daher müssen P_{Cu}, I, M verringert werden.
- **Nennmoment** M_N bei n_N daher kleiner als M_0 .

b) *Entmagnetisierungs-/Umrichterstromgrenze:*

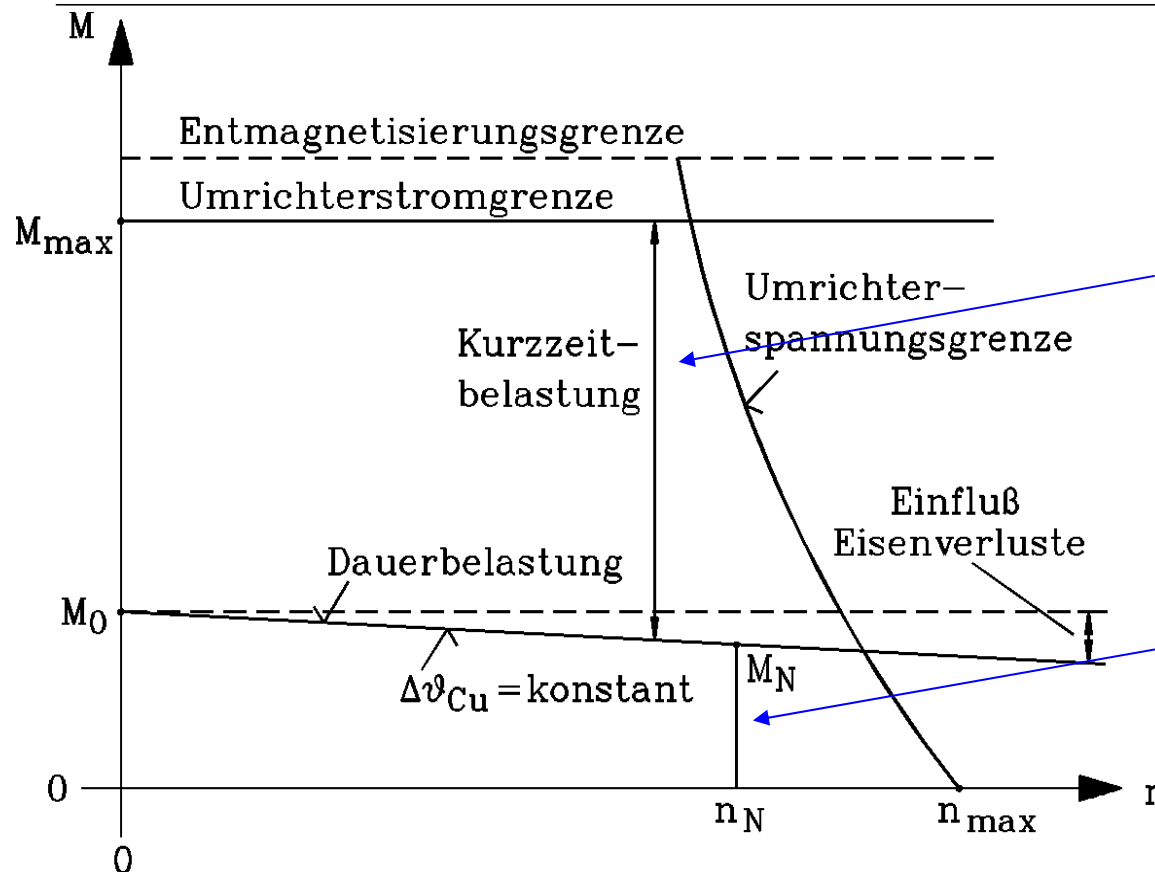
- Ankerrückwirkung bei betriebswarmen Magneten: **Umrichterstromgrenze** muss unterhalb der Entmagnetisierstromgrenze liegen.

c) *Kurzzeitbetrieb:*

- Maximalmoment bei Umrichterstromgrenze
- Motor kurzzeitig betrieben, Ausnützen der thermischen Zeitkonstante des Motors.

d) *Spannungsgrenze:* Die Polradspannung und der Spannungsfall in der Ständerwicklung erreichen die maximale Umrichterausgangsspannung.

Betriebsgrenzkurven PM-Motor



Kurzzeitbetrieb:

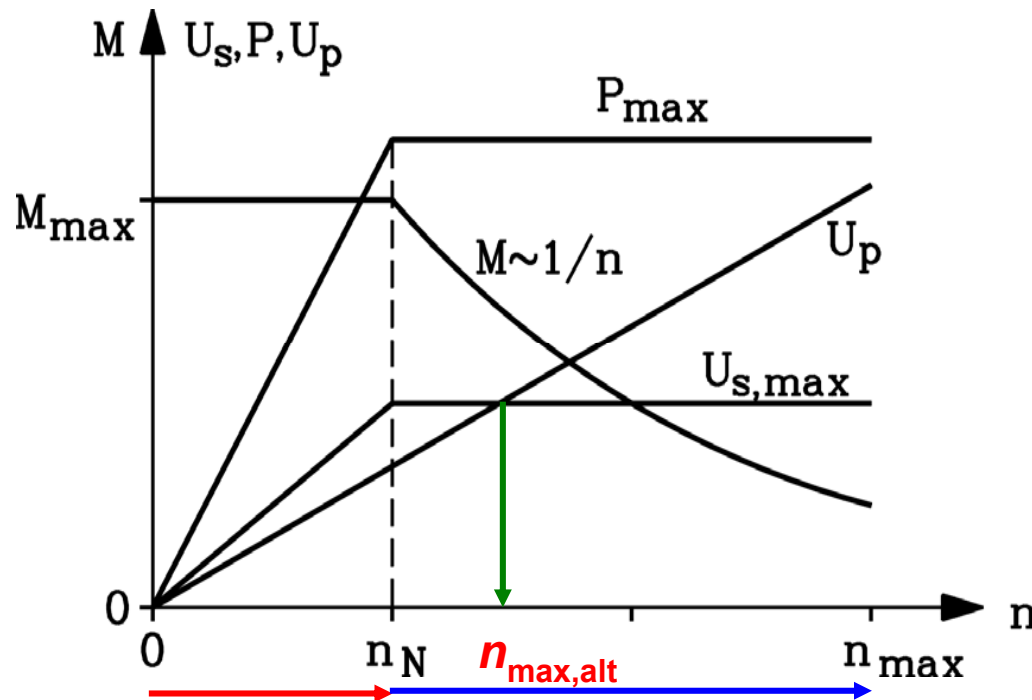
- Umrichterstromgrenze
- Umrichterspannungsgrenze

Dauerbetrieb:

- thermische Dauermomentgrenze
- Umrichterspannungsgrenze

Die **physikalischen Grenzen** (Fliehkraft, Entmagnetisierung) müssen außerhalb der Betriebsgrenzen liegen.

Feldschwächung - Betriebskurven



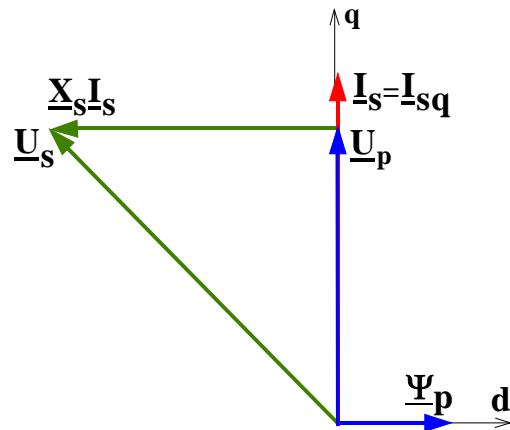
- Bei **Nenn**drehzahl n_N : Spannungsgrenze $U_{s,max}$ erreicht.
- Einprägen eines **negativen d-Stroms**: Gegenspannung zu U_p induziert, so dass U_s konstant bleibt.
- d -Strom bildet ohne Reluktanz mit dem PM-Läuferfluss **kein Moment!**
- Bei konstantem Gesamtstrom muss wegen des erforderlichen d -Stroms der q -Strom verringert werden, so dass das **Moment M kleiner wird!** („Feldschwächbereich“)

Grunddrehzahlbereich **Feldschwächbereich**

Statt $n_{max,alt}$ (bei $U_s = U_p$) wird ein höheres n_{max} erreicht, aber bei verringertem Moment, das nicht mehr zu I_s proportional ist.

Feldschwächung - Zeigerdiagramm

100% Drehzahl:

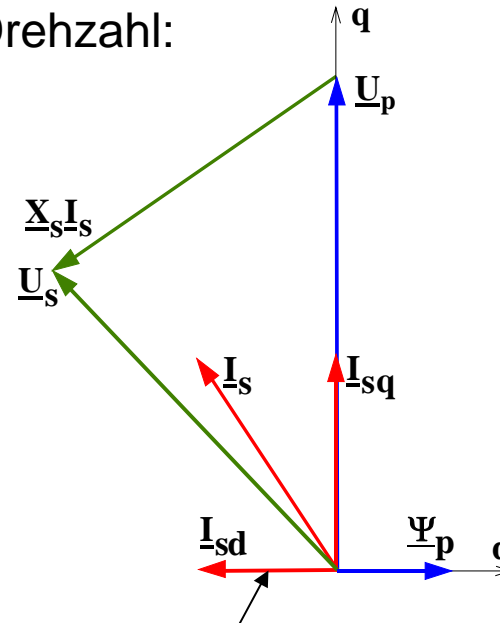


$n = n_N$:

Strom 100%, Moment 100%

I_q -Steuerung: $M \sim I_s$

170% Drehzahl:



Negativer d-Strom

$n = 1.7n_N$:

Strom 75%, Moment 65%

Statorreaktanzen X_s muss
ausreichend groß sein,
damit gute
Feldschwächbarkeit!

Vereinfacht ohne
Ständerstrangwiderstand R_s

Inhalt



-
- I. SPEZIFIKATIONEN und WUNSCHMOTOREN
 - II. PHYSIKALISCHE GRUNDGESETZE
 - III. HOHE MOMENTENDICHTE – KLEINER MOTOR**
 - IV. MOMENTENWELLLIGKEIT
 - V. ALLHEILMITTEL ZAHNSPULEN ?
 - VI. AUSBLICK



Krafterzeugung im E-Motor

- Nur zwei Grundprinzipien der Krafterzeugung:

Lorentz-Kraft F : Stromdurchflossener Leiter (Strom I , Leiterlänge l) im Magnetfeld B_δ im Luftspalt zwischen Stator/Rotor: Kraft F wirkt normal zur Stromflussrichtung und Feldrichtung.

z Leiter an Umfang, Hebelarm $d/2 \Rightarrow$ elektromagnetische Drehmoment M_e :

$$F = I \cdot l \cdot B_\delta \quad \rightarrow M_e = z \cdot I \cdot l \cdot B_\delta \cdot (d/2)$$

Reluktanzkraft F : Nut-Zahn-Struktur ("**Reluktanz**") moduliert Luftspaltfeld. Moduliertes Feld erzeugt mit Stromspulen Lorentz-Kräfte.

- **Dimensionierungsregel:** $M_e \sim d^2 l \cdot A \cdot B_\delta$ "**Strombelag**": $A = \frac{z \cdot I}{d\pi}$

mechanische Leistung: $P = 2\pi n \cdot M_e$ Rotordrehzahl n

Drehmomentdichte C_M



$$M_e \sim d^2 l \cdot A \cdot B_\delta$$

$$C_M = \frac{M_e}{d^2 l} \sim A \cdot B_\delta$$

Strombelag A erhöht:

erhöhte *ohm'schen* Verluste: **intensivere Kühlung erforderlich**

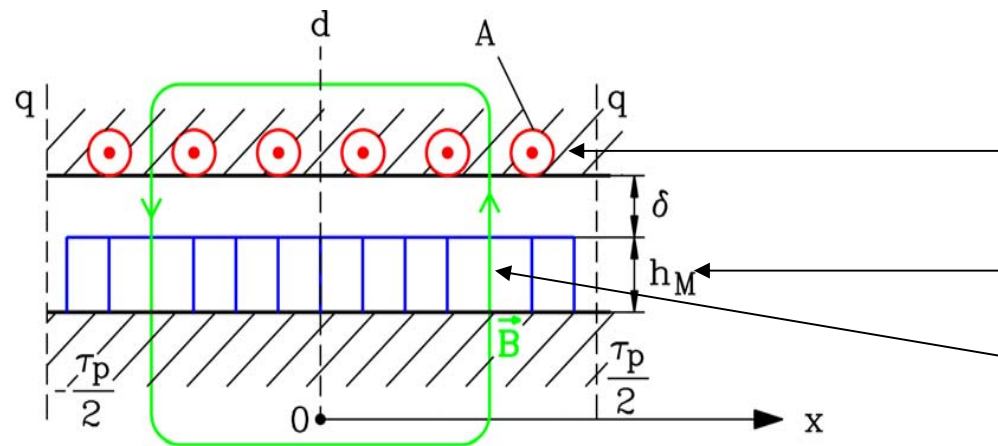
- Luftspalt-Flussdichte B_δ erhöht:

Sättigung des Eisens begrenzt: maximal ca. 1.1 T, da in den Zähnen:
magnetischer Engpass: Flussdichte erhöht sich etwa auf den doppelten Wert.

Grenze der Überlastfähigkeit !



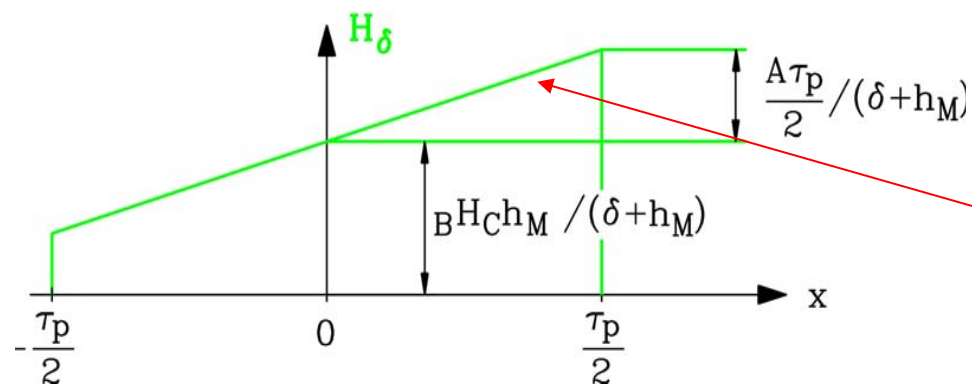
ÜBERLAST BEI QUERBESTROMUNG



Ständerwicklung: Strombelag A

Oberflächenpermanentmagnete

Ständer-Magnetfeld



Hohe Flussdichte durch
Überlagerung von Ständer- und
Läuferfeld:

Lastabhängige Sättigung =
„Ankerrückwirkung“

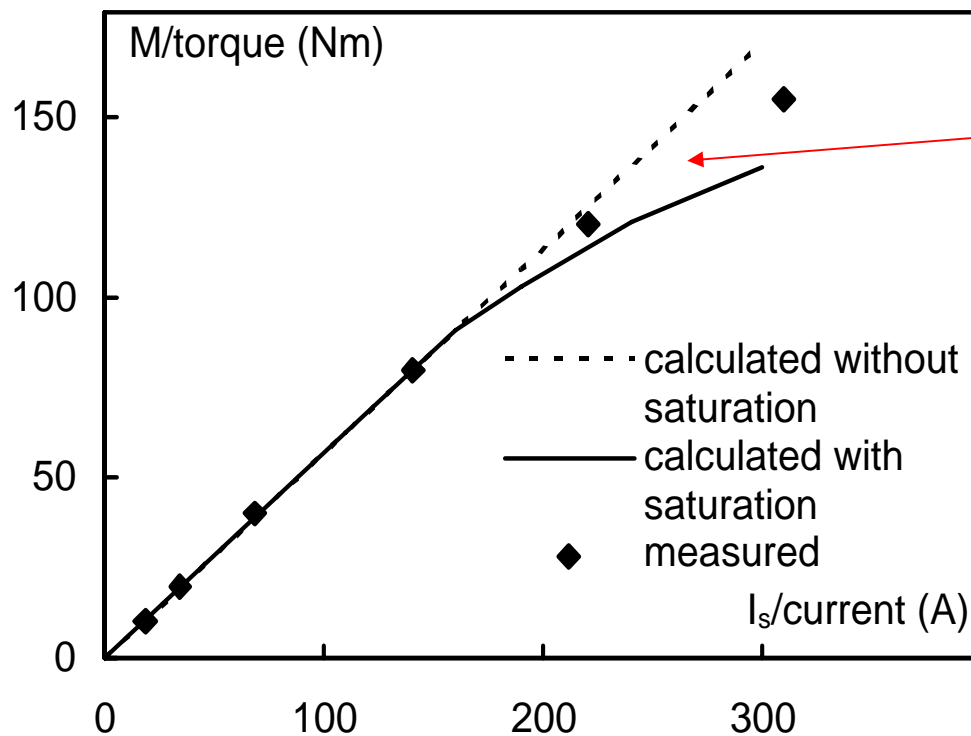
M-I-Kennlinie - Überlastfähigkeit

Beispiel: 6-poliger PM-Synchronmotor

E-Autor Hauptantrieb

$$M_{pk} = 156Nm, P_{pk} = 35kW, I_{s,lim} = 315A$$

~~$$M_e = k_T I_q \quad k_T \sim B_p$$~~



- Sättigung durch Anker-rückwirkung
- Drehmomentkonstante k_T nicht mehr gültig
- Progressive Eisensättigung bei hoher Belastung

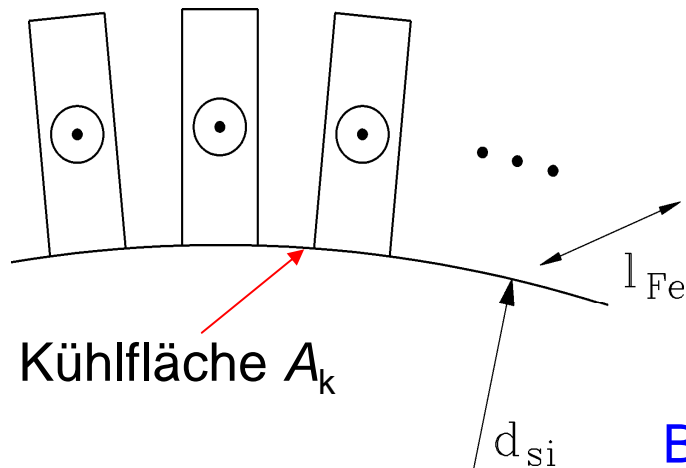
Quelle:
Fa. Siemens, Bad Neustadt/Saale

THERMISCHE AUSNUTZUNG

Wärmeübergangszahl α_k , Stromwärmeleistung: $P_{Cu} = \alpha_k \cdot A_k \cdot \Delta\vartheta$

Leiterquerschnitt A_c , Stromdichte im Leiter: $J = I_c / A_c$

Konvektiver Wärmeübergang:



Kühlfläche A_k

l_b : Leiterlänge im Wickelkopf

κ : Leitfähigkeit der Leiter

Wicklungserwärmung:

$$\Delta\vartheta = \frac{P_{Cu}}{\alpha_k \cdot d_{si} \pi \cdot (l_{Fe} + l_b)} = \frac{1}{\alpha_k \cdot \kappa} \cdot J \cdot A$$

$$\Delta\vartheta \sim J \cdot A$$

Bei rein ohm'schen Verlusten:

Wicklungserwärmung im Dauerbetrieb durch

Produkt aus Strombelag & Stromdichte bestimmt!

Thermisch "effektives" Drehmoment $M_{M,eff}$



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT

Bei Kurzzeitbetrieb/ Aussetzbetrieb: Erwärmung abgeschätzt über eff. Drehmoment

- **Drehmoment** \sim Strom x Magnetfluss = $I \times \Psi_p$
- **Verluste**: hauptsächlich $I^2 R$
- **Erwärmung** im Motor: prop. Verlustenergie
- **"effektives Drehmoment"** $M_{M,eff}$: Fahrspiel mit N Zeitabschnitten t_i , $i = 1, \dots, N$:

$$M_{M,eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot (M_{M1}^2 t_1 + M_{M2}^2 t_2 + \dots + M_{MN}^2 t_N)} \quad \text{mit Drehmomenten } M_{Mi}$$

- **Fahrspieldauer**: $T = t_1 + t_2 + \dots + t_N$
- **Mittlere Drehzahl** im Fahrspiel $n_{M,m}$ berücksichtigt drehzahlabhängige Verluste!

$$n_{M,m} = \frac{1}{T} \cdot (|\bar{n}_{M1}| t_1 + |\bar{n}_{M2}| t_2 + \dots + |\bar{n}_{MN}| t_N) \quad \text{mit mittlere Drehzahlen je Zeitabschnitt } t_i$$

- **Effektives Drehmoment** und **mittlere Drehzahl** müssen innerhalb der **thermischen Dauermomentkennlinie $M(n)$** liegen!
- **Genauere Betrachtung**: Thermische Zeitkonstanten des Motors, Verwendung genauerer thermischer Modelle \Rightarrow **genauere Temperaturberechnung**



Beispiel: „Effektives“ Drehmoment $M_{M,eff}$



i	Vorschubantrieb	T_i / s	n / min^{-1}	$ \bar{n}_{Mi} $ min^{-1}	M_{Mi} / Nm
1	Hochfahren von $v = 0$ auf Eilgang v_{Eil}	0.12	0...3000	1500	42+2.73=44.73
2	Fahren im Eilgang für 0.6 s	0.6	3000	3000	2.73
3	Abbremsen auf Vorschubgeschw. v_V	0.08*)	3000...1000	2000	42-2.73=39.27
4	Vorschubgeschw., Bearbeitung für 3 s	3	1000	1000	20.23
5	Abbremsen auf Stillstand $v = 0$	0.04**)	1000...0	500	39.27
6	Halt für 0.5 s	0.5	0	0	0
7	Hochfahren von $v = 0$ auf Eilgang v_{Eil}	0.12	0...3000	1500	44.73
8	Fahren im Eilgang für 1.5 s	1.5	3000	3000	2.73
9	Abbremsen auf Stillstand $v = 0$	0.12	3000...0	1500	39.27
10	Halt für 3 s	3	0	0	0
	Summenzeit $T = 9.08$ s	9.08		1100	15.2 Nm

*) $(2/3) \cdot 0.12 = 0.08\text{s}$

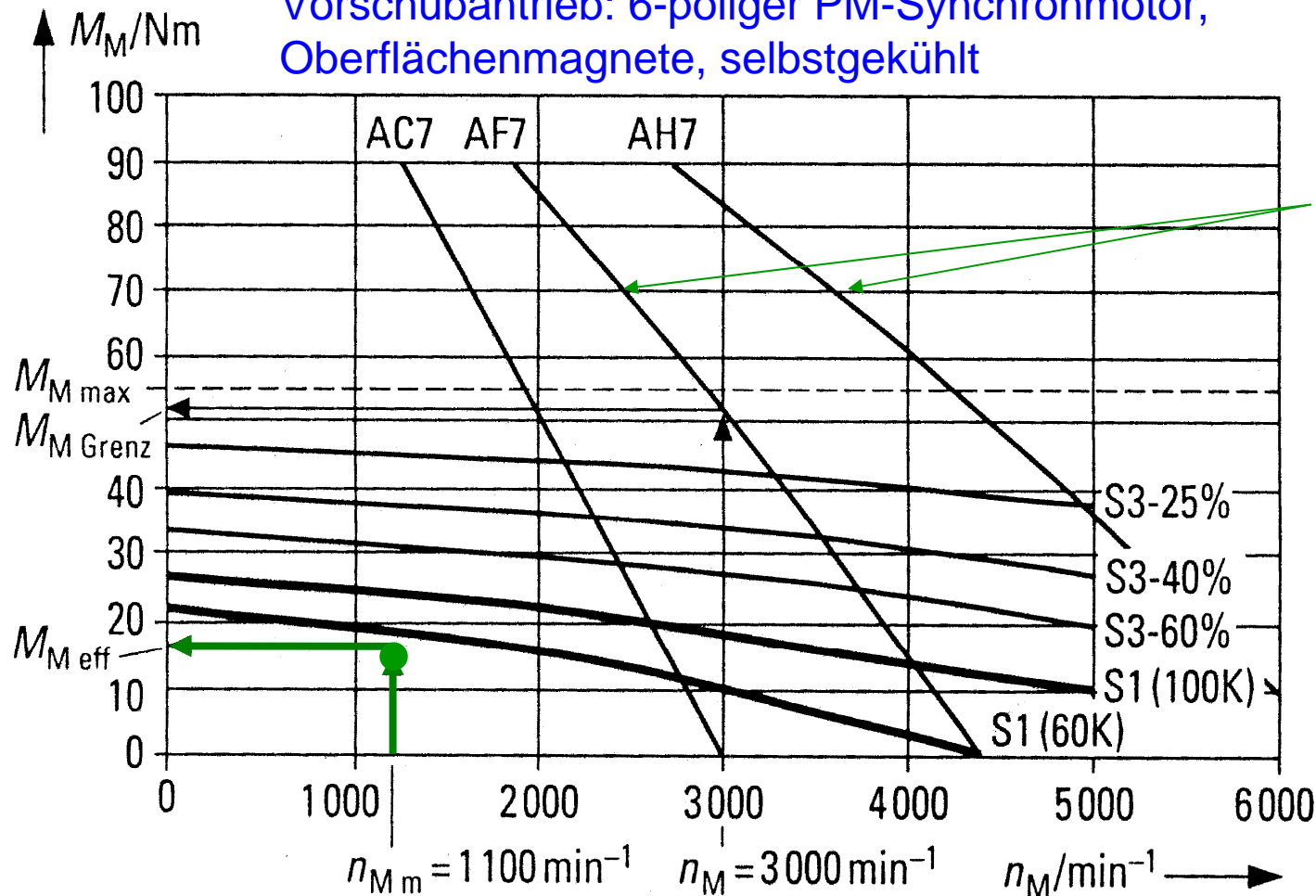
***) $(1/3) \cdot 0.12 = 0.04\text{s}$

Effektives Drehmoment: 15.2 Nm, mittlere Drehzahl: 1100/min. Dieser fiktive Betriebspunkt liegt unterhalb der thermischen Dauermomentkurve: OK !



Beispiel: „Effektives“ Drehmoment $M_{M,eff}$

Vorschubantrieb: 6-poliger PM-Synchronmotor,
Oberflächenmagnete, selbstgekühlt



Quelle:
Fa. Siemens, Erlangen

Spannungsgrenze
für
unterschiedliche
Windungszahlen

Thermische
Kurzzeitmoment-
kennlinien S3

Thermische
Dauermoment-
kennlinien S1

NUTZUNG DER RELUKTANZ

Idee:

Einsparung von Magnetmaterial durch Nutzung der Reluktanz

$$L_d < L_q$$

$$M_e = p \cdot m \cdot (\Psi_p I_q - (L_q - L_d) I_d I_q) = M_p + M_{rel}$$

Inverse Reluktanz $L_d < L_q$ in PM-Maschinen:

Negativer d-Strom nötig!

Große Induktivitätsdifferenz, große Induktivität, kleiner magnetischer Luftspalt: Ψ_p UND L_d & L_q nehmen zu

KLEINER LUFTSPALT & VERGRABENE MAGNETE



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT

- Kleiner Luftspalt:

hohe Reluktanz

höheres PM-Luftspaltfeld

- Vergrabene Magnete:

Flusskonzentration im Luftspalt möglich

Reluktanz in Rotor „einbauen“

ABER:

- Amplituden der Feldoberwellen höher

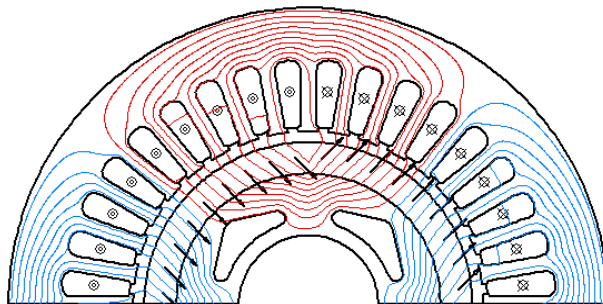
- Daher: Höher sind: Momentenwelligkeit,
magnetisch erregtes Geräusch
Zusatzverluste im Läufer



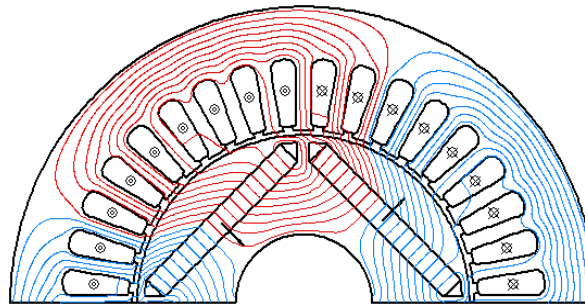
Beispiel: Inverse Reluktanz

- Identische Statoren, $2p = 4$, verteilte Wicklung: Reluktanz steigt von A \rightarrow C

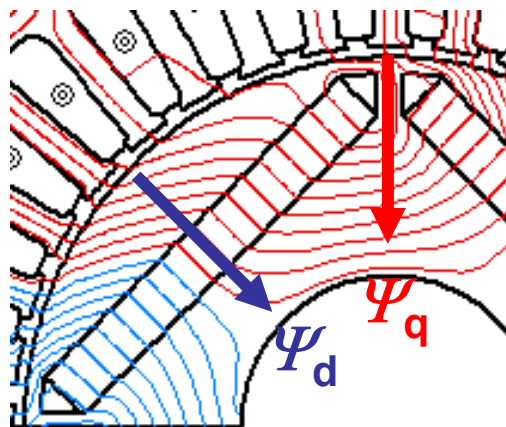
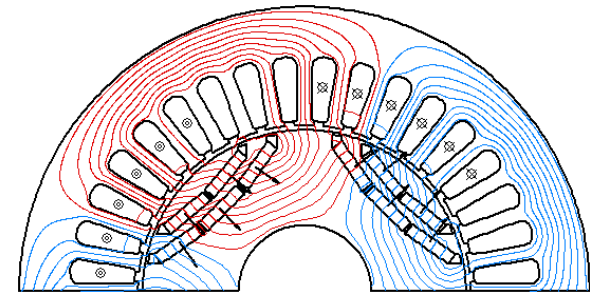
Rotor A



Rotor B



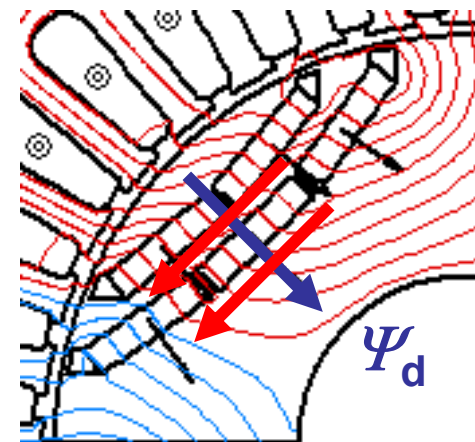
Rotor C



Reluktanz

$$\Psi_q > \Psi_d$$

Ψ_q



Berechnet
mit
FEMAG

Berechnetes Drehmoment A, B, C: 44.5 A rms

Motor	Mittleres Moment M_e (Nm)	PM-Moment M_p (Nm) / (%)	Reluktanz- moment $M_e - M_p$ (Nm) / (%)	Verluste *) Stator/Rotor 80°C (W)	Weniger Magnet- material
A	7.95	7.95 / 100%	0 / 0%	459 / 10.2	-
B	7.88	6.14 / 78%	1.74 / 22%	471 / 28	-34%
C	7.76	5.42 / 70%	2.34 / 30%	479.8 / 35.8	-53.1%

*) bei Umrichterbetrieb, Sinusstrom mit Schaltrippel 9 kHz
Drehzahl 15000/min, Stromwärmeverluste dominieren!

Berechnet
mit
FEMAG

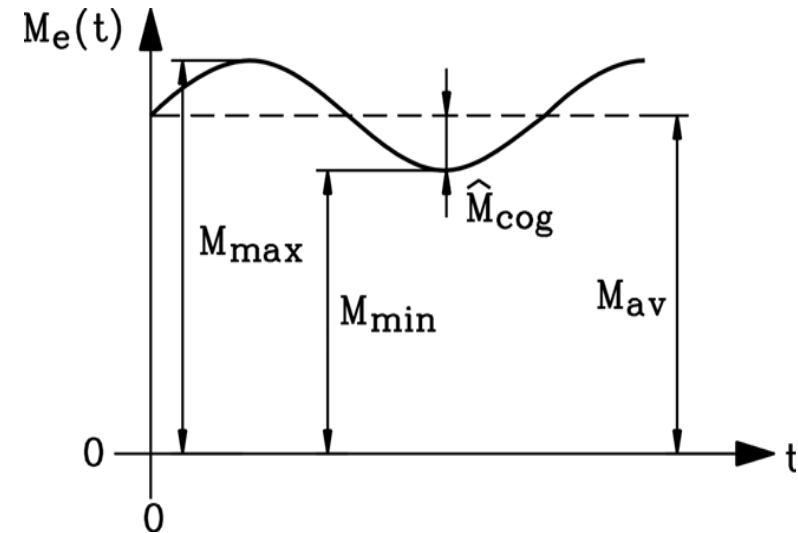
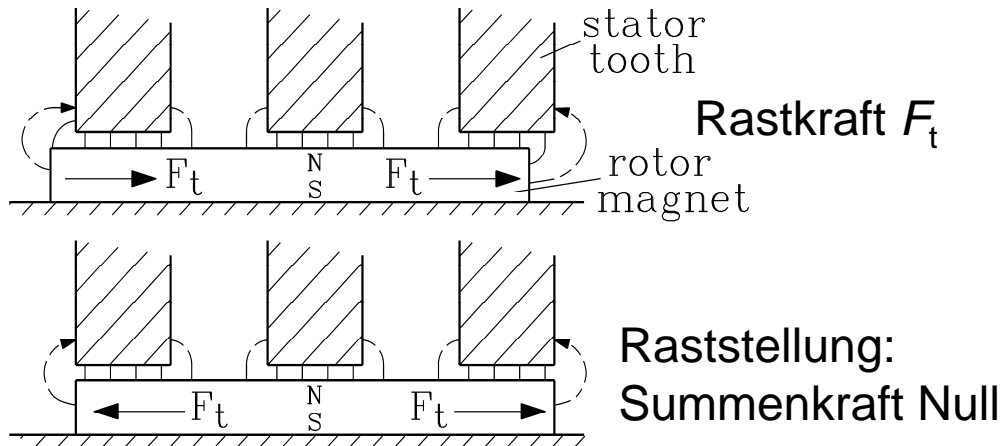
Inhalt



-
- I. SPEZIFIKATIONEN und WUNSCHMOTOREN
 - II. PHYSIKALISCHE GRUNDGESETZE
 - III. HOHE MOMENTENDICHTE – KLEINER MOTOR
 - IV. MOMENTENWELBIGKEIT**
 - V. ALLHEILMITTEL ZAHNSPULEN ?
 - VI. AUSBLICK



Rastmoment M_{cog} & Pulsationsmoment bei Last



Ganzlochwicklung:

Rastmomentfrequenz: $f_Q = n \cdot Q_s$

Q_s : Statornutzahl

Rastmoment: bei Leerlauf: $I_s = 0$

$$\hat{w}_{M0} \sim 0.5\% \dots 1\%$$

Pulsationsmoment:

Momentenwelligkeit bei Last $I_s > 0$

$$\hat{w}_M = \frac{\hat{M}_{cog}}{M_{av}} = \frac{(M_{\max} - M_{\min}) / 2}{(M_{\max} + M_{\min}) / 2}$$

Beispiel: Motoren A, B, C

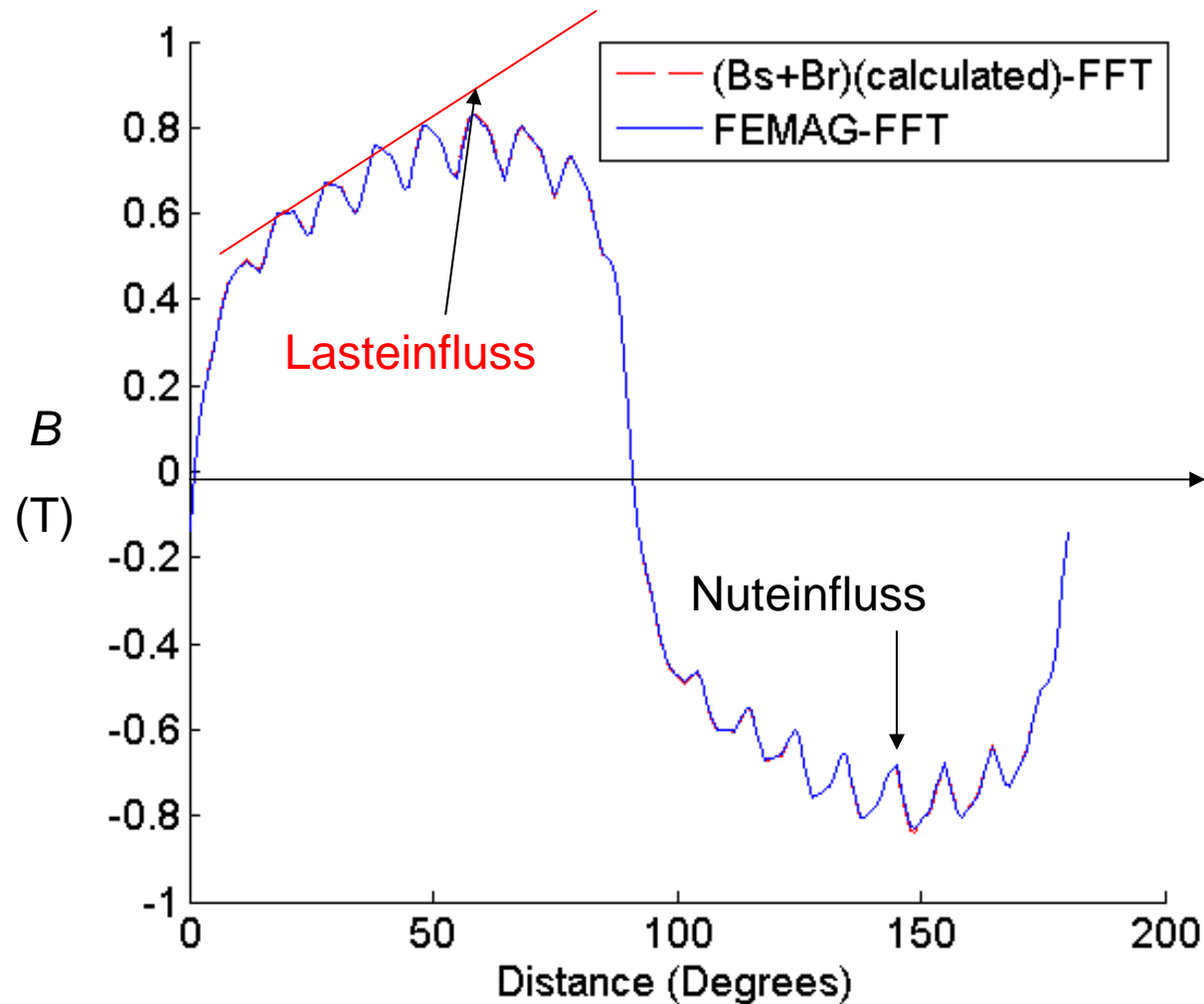
Motor	Rastmoment bei $I_s = 0$ / Nennmoment (Nm / Nm)	w_{m0} (%)	Pulsationsmoment bei Last: w_m (%)
A	0.07 / 7.92	0.9	4.7
B	0.225 / 7.87	2.9	10.3
C	0.152 / 7.76	2.0	8.3

Identische Statoren, $2p = 4$, verteilte Wicklung, $Q_s = 36$, ungeschrägt, 44.5 A rms, Sinusstromspeisung: Reluktanz steigt von A \rightarrow C

Lastpulsationsmoment pulsiert mit 6-facher Statorfrequenz!

Berechnet
mit
FEMAG

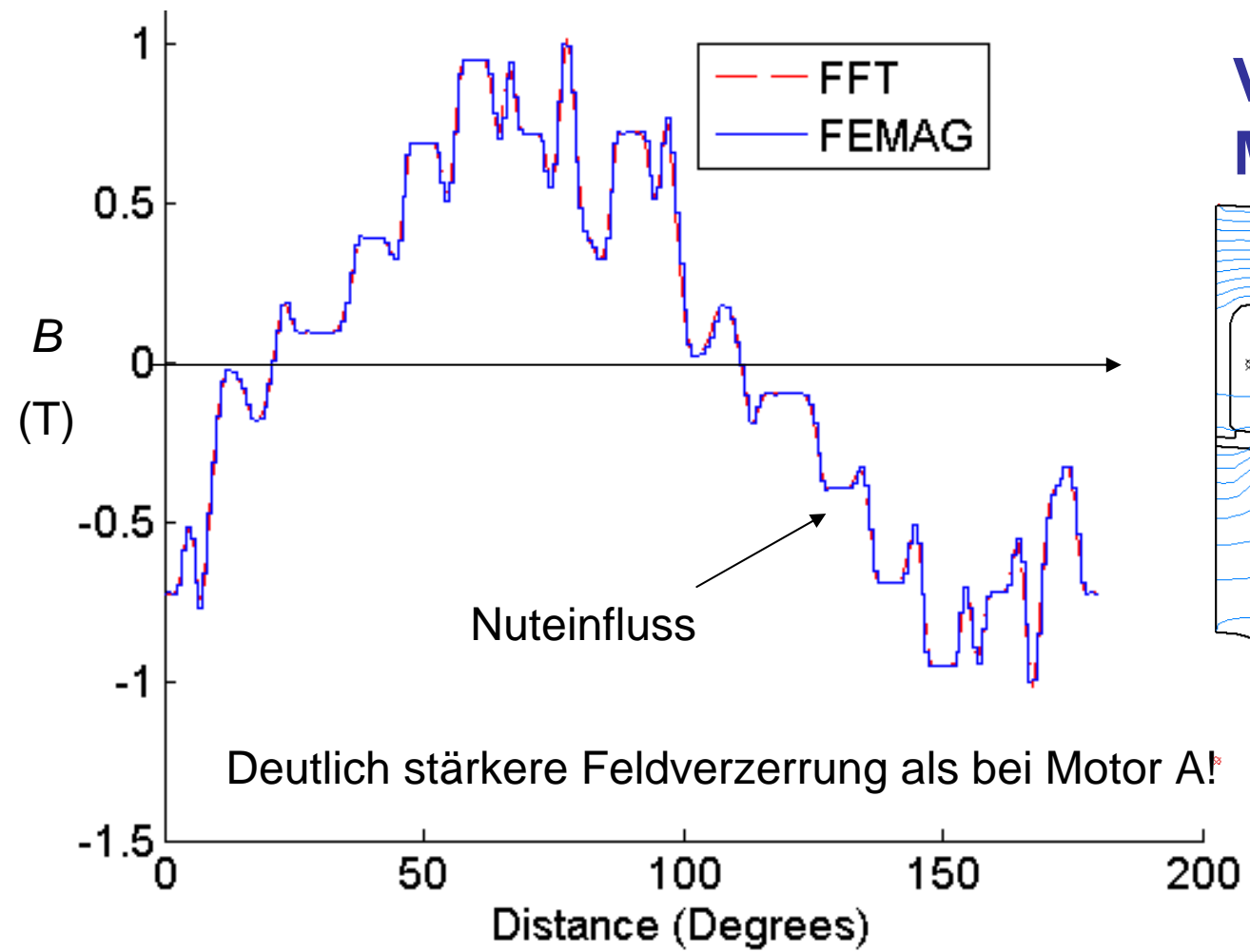
Motor A: Radialkomponente des Luftspaltfelds



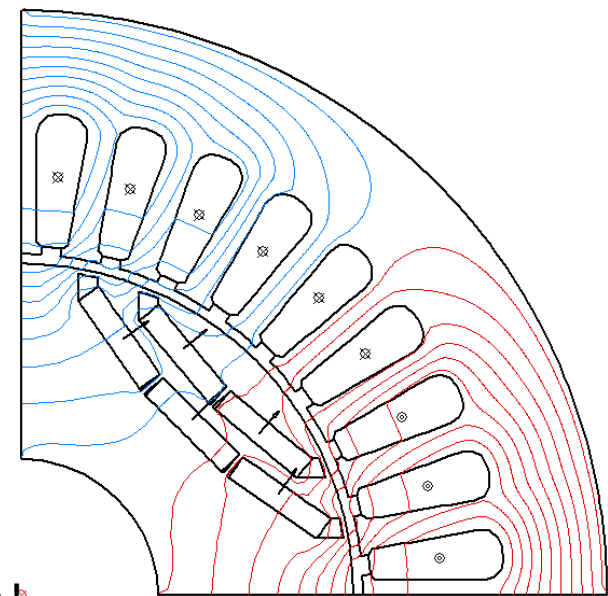
Oberflächenmagnete

- In Luftspaltmitte
- Ein Polpaar = 180°
- Vollast
- FE-Berechnung FEMAG
- FFT-Synthese der Feldwellen von Stator- und Rotorfeld B_s & B_r

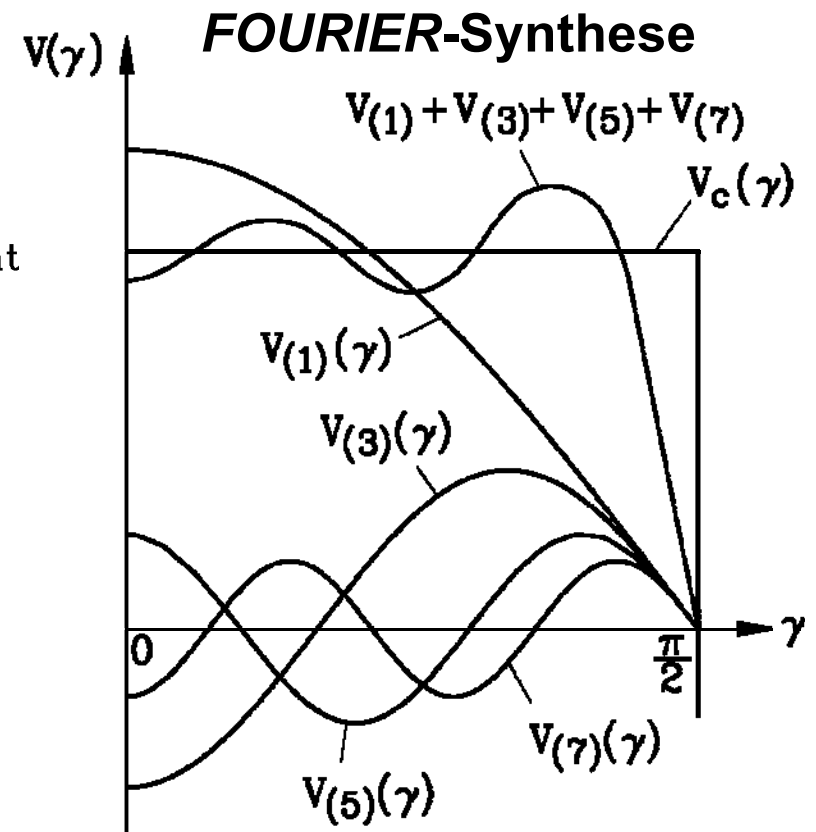
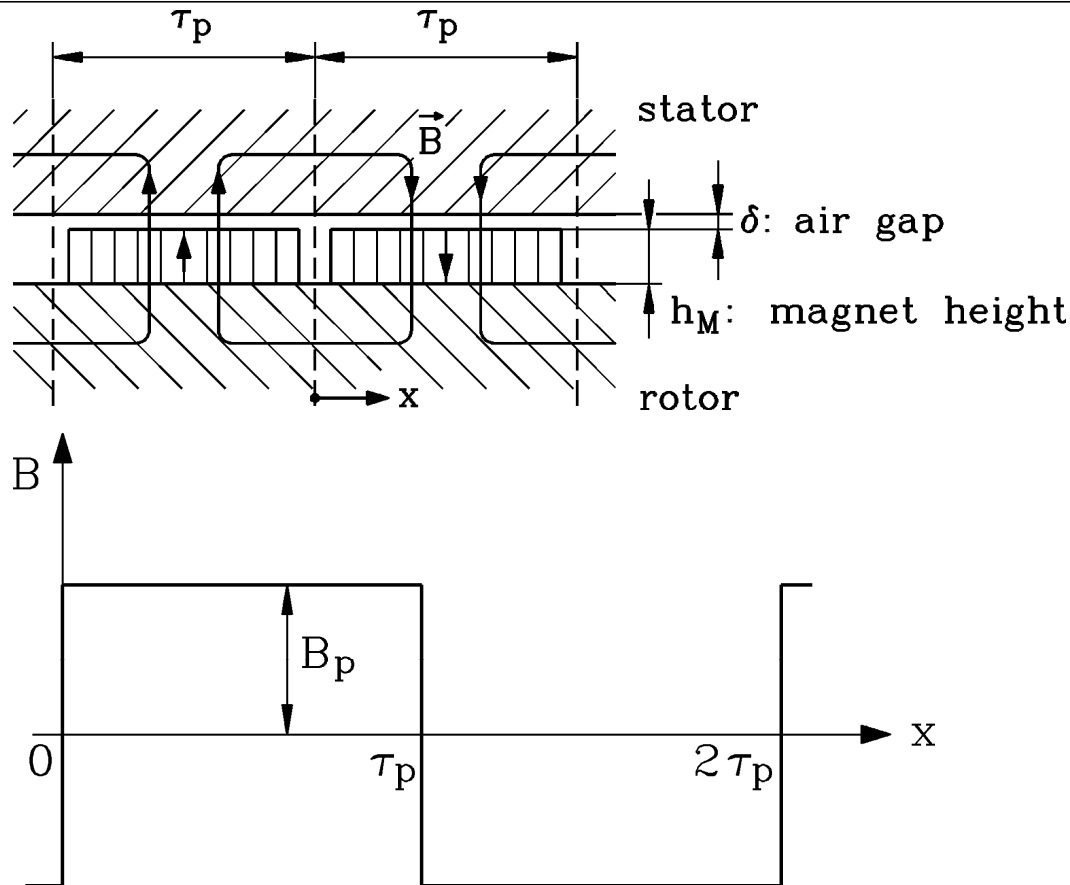
Motor C: Radialkomponente des Luftspaltfelds



Vergrabene Magnete



FOURIER-Analyse eines Luftspaltfelds



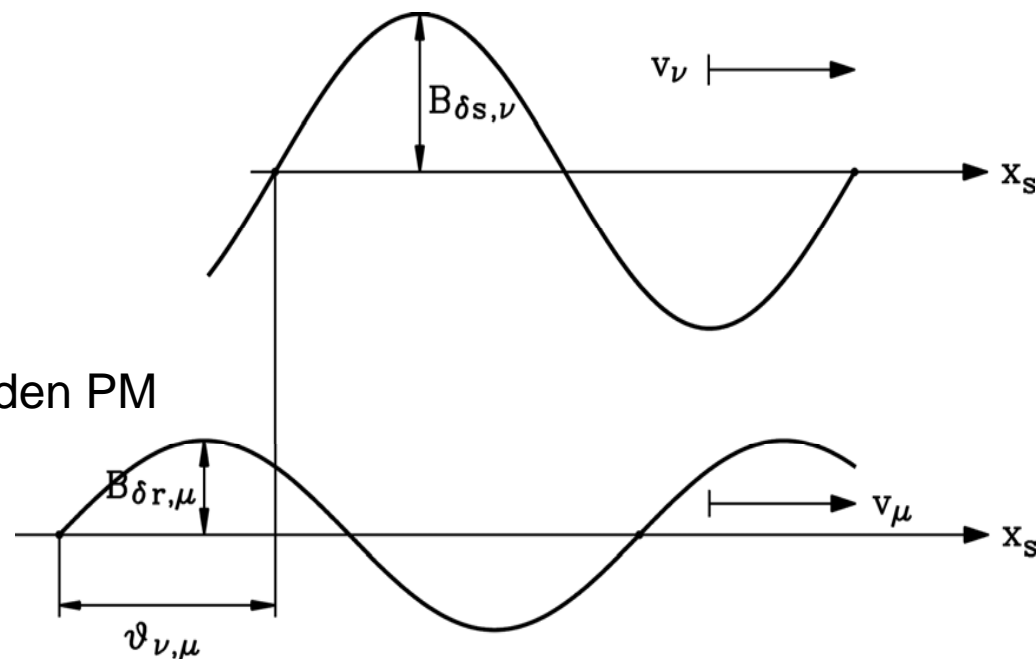
Beispiel: Oberflächenmagnete: Rechteckfeld: N- und S-Pol symmetrisch: nur ungeradzahlige Oberwellen μ

$$\mu = 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, \dots$$

Entstehung eines Pulsationsmoments

Stator-Sinusfeldwelle, erregt vom
Statorstrom: ν Polpaare

Rotor-Sinusfeldwelle, erregt von den PM
 μ Polpaare

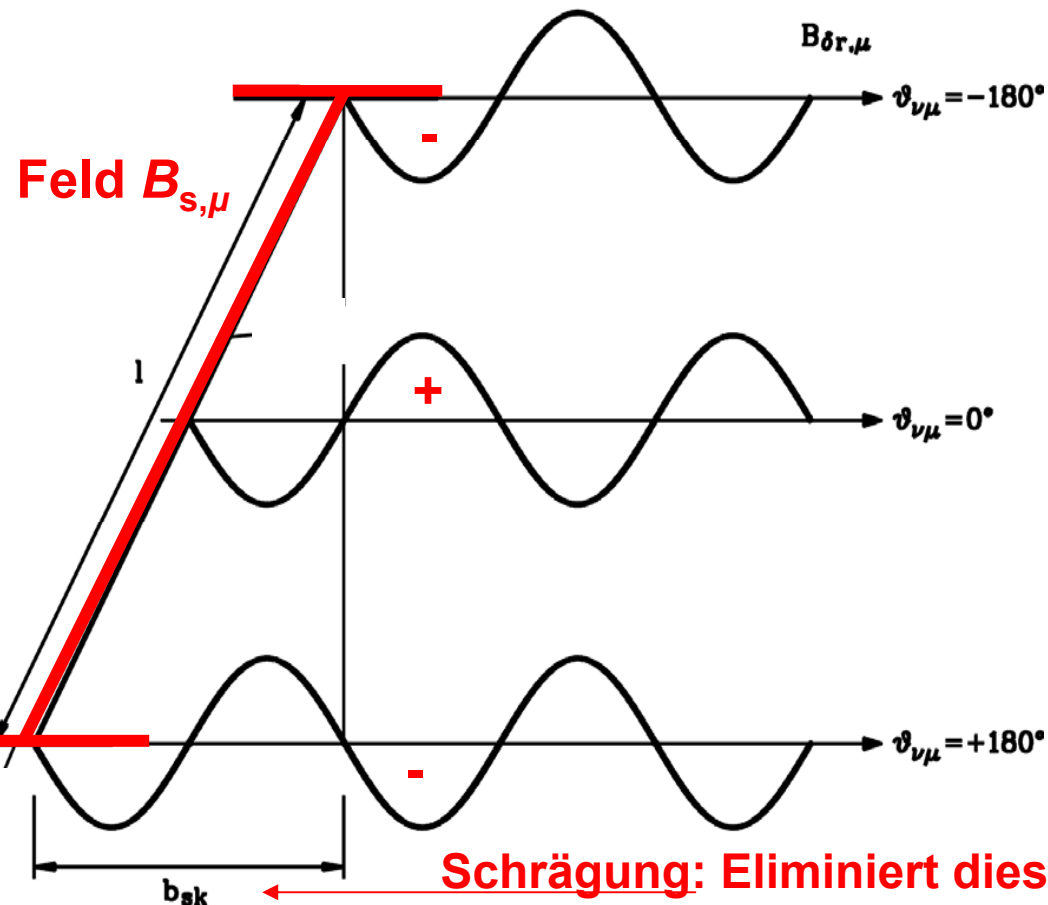
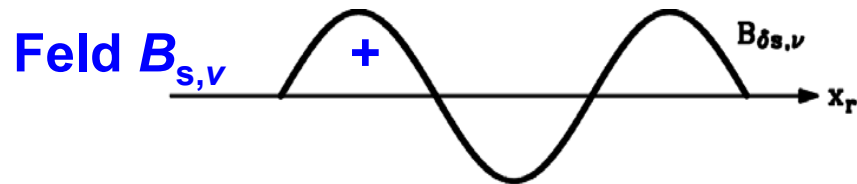


- **Pulsationsmoment entsteht, wenn** ν -te Stator- und μ -te Rotorfeldwelle gleiche Polpaarzahl (= gleiche Wellenlänge) haben: **$\nu = \mu$**
- Bei gleicher Wellengeschwindigkeit ist das Moment konstant, **SONST pulsiert es mit der Differenzfrequenz!**

Schrägung



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT



Schrägungsfaktor:

$$k_{sk\nu} = \frac{\sin(x)}{x}$$

$$x = \nu b_{sk} \pi / (2\tau_p)$$

-Die Schrägung wirkt **spezifisch** auf jedes Feldwellenpaar.

- Sie kann daher **nicht alle** Pulsationsmomente gleichzeitig eliminieren!

Schrägung: Eliminiert dieses Pulsationsmoments !



ZAHNSPULENWICKLUNG: KANN RASTMOMENT VERRINGERN!



Beispiel:

$Q_s = 9$ Statornuten, $2p = 8$ Rotorpole:

$Q_s/p = 9/4$: Teilerfremd:

Rastmoment **ist sehr klein auch ohne Schrägung**, ABER es ist nicht Null!

Statornuten moduliert Rotorfeld !

Es entstehen zu den Rotorfeldwellen
 $\mu = 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, \mathbf{17, 19}, \dots$

weitere Feldwellen $\mu^* = \mu + g \cdot Q_s/p$,
 $g = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$

Für $g = \pm 2p = \pm 8$ entstehen Wellen

$\mu^* = \mu \pm 18 = \mathbf{-17, 19}, -15, 21, -13, 23, \dots$

Quelle:

Fa. Continental,
Schwalbach

$\mu = |\mu^*| = 17, 19, 15, 21, \dots$ **Rastmoment mit $18 \cdot n$ tritt auf!**



ZAHNSPULENWICKLUNG: WIRKUNG DER SCHRÄGUNG



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT

Beispiel:

$Q_s = 9$ Statornuten, $2p = 8$ Rotorpole: Schrägung $b_{sk} = (2/3) \cdot \tau_p$

Rotorfeldwellen $\mu = 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, \dots$

Nutmodulierte Feldwellen $\mu^* = -17, -15, -13, -11, -9, -7, -5, -3, -1, \dots$

Schrägungsfaktor: $k_{sk\mu} = 0.01, 0.03, 0.07, 0.03, 0.03, 0.12, 0.14, 0.03, 0.81, \dots$

$$k_{sk\mu} = \frac{\sin(x)}{x} \quad x = \mu \cdot b_{sk} \pi / (2\tau_p)$$

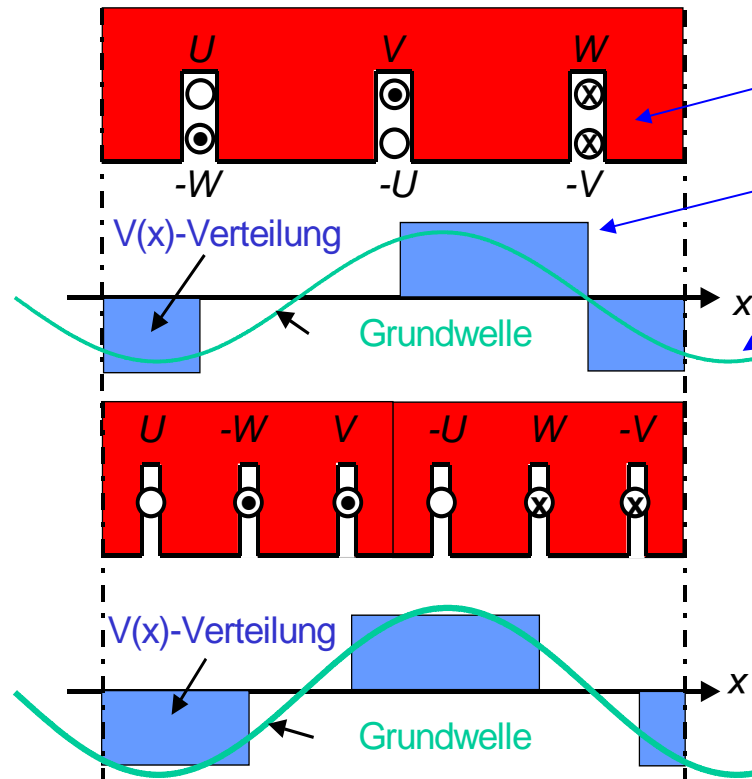
- **Schrägung** vermindert Rastmomentamplituden, aber nicht vollständig !
- Grundwellenflussverkettung Ψ_p **sinkt** auf 0.81 = 19% geringeres Nutzdrehmoment !



Inhalt

- I. SPEZIFIKATIONEN und WUNSCHMOTOREN
- II. PHYSIKALISCHE GRUNDGESETZE
- III. HOHE MOMENTENDICHTE – KLEINER MOTOR
- IV. MOMENTENWELLLIGKEIT
- V. ALLHEILMITTEL ZAHNSPULEN ?**
- VI. AUSBLICK

Statorfeld: Zahnspulenwicklung vs. verteilte Wicklung



Stator mit q Nuten pro Pol & Strang

Gesamtfeld $V(x)$

Grundwelle $V_1(x)$

Zahnspulenwicklung: $q = \frac{1}{2}$

Ordnungszahlen der Feldwellen:
 $v = 1, -2, 4, -5, 7, -8, 10, -11, 13, \dots$

Verteilte Wicklung: $q = 1$

Ordnungszahlen der Feldwellen:
 $v = 1, -5, 7, -11, 13, \dots$

Beispiel: Ständerfeldverteilung für Zeitpunkt:
 $i_U = 0, i_V = -i_W = I$ (Augenblickswert des Strangstroms).

Wirkung der Zahnspulenwicklung



- Kurze Wickelköpfe, geringere Stromwärmeverluste, kompakter Motor, wenig Spulen (billig), einfacher Aufbau, geringes Rastmoment bei „gutem“ q
- ABER: Erhöhte Anzahl Oberwellen und ggf. Unterwellen durch grobe Nutung

Beispiel: $Q_s = 9$, $2p = 8$, $m = 3$, $q = 3/8$: $\nu p = 1, -2, 4, -5, 7, -8, 10, \dots$

Nutzwelle: $\nu.p = 4$, $\nu = 1$, Unterwellen: $\nu.p = 1, -2$, Oberwellen: $\nu.p = -5, 7, -8, 10, \dots$

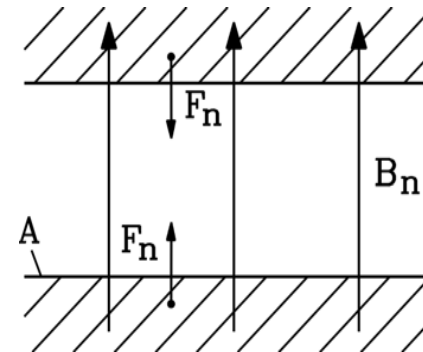
- Nord- und Südpole des Statorfelds **nicht** symmetrisch
- Dadurch:
 - Zusätzliche **Wirbelstromverluste** in elektrisch leitfähigen Läuferteilen
 - Erhöhte **Geräusche**
 - I. a. **keine** erhöhten Pulsationsmomente bei Last, da zusätzliche Statorfeldwellen andere Polzahl als Läuferfeldwellen aufweisen



MAGNETISCH ERREGTES GERÄUSCH

- Normalkomponente des Luftspaltfelds B_n : Stator- und Rotoroberflächen A: magnetischer Zug F_n :

$$f_n = \frac{F_n}{A} = \frac{B_n^2}{2\mu_0} = \frac{(\sum_v B_{\delta v} + \sum_\mu B_{\delta \mu})^2}{2\mu_0}$$



s: **Statorfeldwelle**, erregt vom Statorstrom I_s mit Statorfrequenz f_s

r: **Rotorfeldwelle**, erregt von den Permanentmagneten

$$B_{\delta v}(x_s, t) = B_{\delta v} \cdot \cos\left(\frac{v\pi x_s}{\tau_p} - 2\pi f_s t\right) \quad B_{\delta r\mu}(x_s, t) = B_{\delta r\mu} \cdot \cos\left(\frac{\mu\pi x_s}{\tau_p} - 2\pi \cdot \mu \cdot f_s \cdot t\right)$$

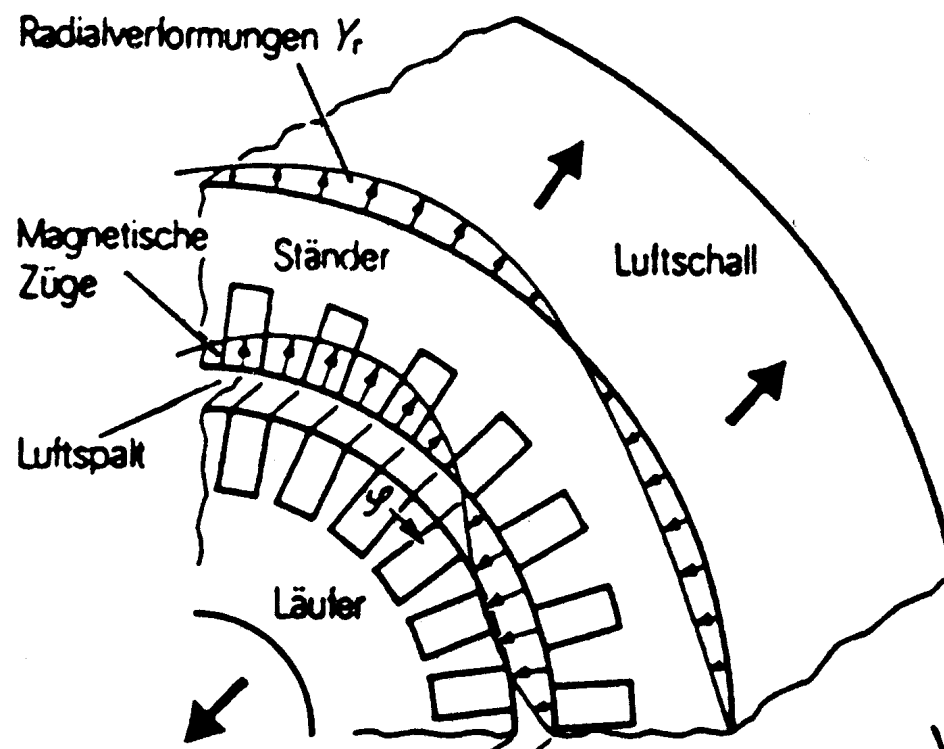
Radialzugkraftwellen: $f_n \sim B_{\delta v} \cos\left(\frac{v\pi x}{\tau_p} - \omega t\right) B_{\delta r\mu} \cos\left(\frac{\mu\pi x}{\tau_p} - \mu\omega t\right)$

$$f_n \sim \frac{B_{\delta v} B_{\delta r\mu}}{2} \cos\left(\frac{(v \pm \mu) p \pi x}{p \tau_p} - (1 \pm \mu)\omega t\right)$$

MAGNETISCH ERREGTES GERÄUSCH

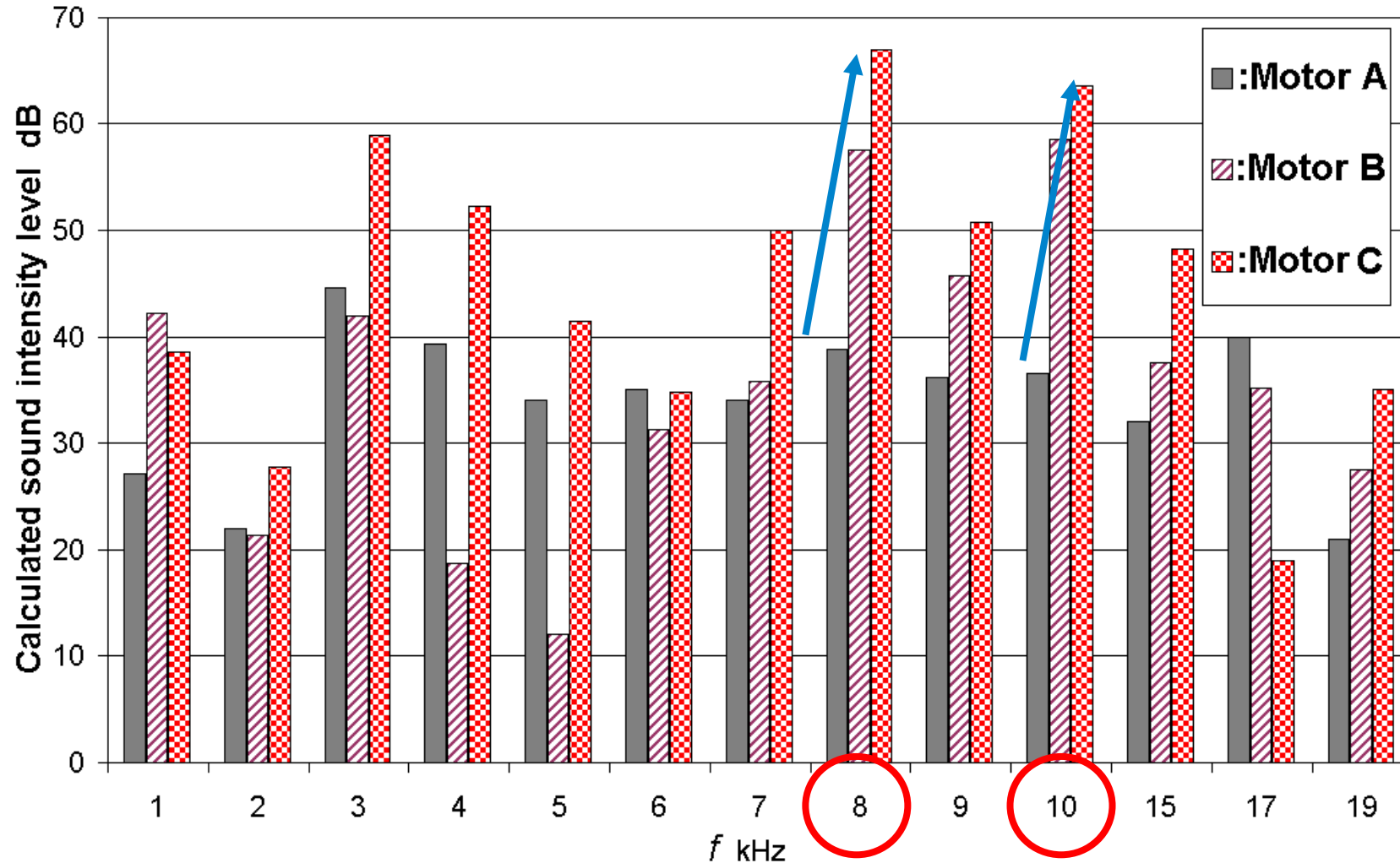
Knotenanzahl der anregenden Radialkraftwellen: $2r = 2p(v \pm \mu)$

Tonfrequenz: $f_{Ton} = (1 \pm \mu)\omega / (2\pi)$

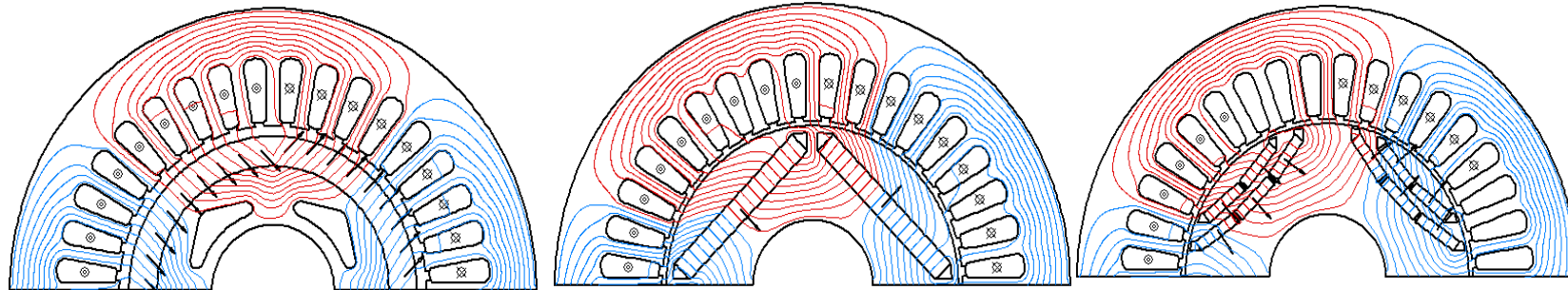


Quelle: H. Jordan,
Uni. Hannover

Beispiel: Berechneter Schalldruckpegel $L_{pA} = L_1$ in dB(A)
für die Motoren A, B, C bei Sinusstrom-Speisung mit 500 Hz



Beispiel: Berechneter Schalldruckpegel $L_{pA} = L_1$ in dB(A)
für die Motoren A, B, C bei **Sinusstrom-Speisung** mit 500 Hz



Rotor A

Oberflächenmagnete

Großer magnetischer Luftspalt

Kleine Oberwellen

48.7 dB(A)

Rotor B

Vergrabene Magnete

Kleiner magnetischer Luftspalt

Große Oberwellen

61.3 dB(A)

Rotor C

69.3 dB(A)

Geräuschproblematik bei Zahnpulen

- **Zahnpulenwicklungen** ergeben kompakte Antriebe, aber erregen i. a. viele Unter- und Oberwellen im Luftspalt



Beispiel: PM-Waschmaschinenantrieb mit Außenläufer, Zahnpulen, Luftkühlung

- Die Unter-/Oberwellen können magnetische Geräusch-anregungen ergeben.

PM-Synchronmotor mit Außenläufer:

$2p = 8$ -polig, 12 Nuten, $q = \frac{1}{2}$, Zahnpulentechnik, versenkte NdFeB-Magnete, konstanter Luftspalt, halbgeschlossene Nuten

Beispiel: Geräusch bei Zahnspulenmotor



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT

Knotenzahl der anregenden Radialkraftwellen: $2r = 2p(\nu \pm \mu)$

Tonfrequenz: $f_{Ton} = (1 \pm \mu)\omega / (2\pi)$

Dominante **Kraftanregung:**

a) Rotorgrundwelle $\mu = 1$ und Statoroberwelle $\nu = -2$

$$\nu = -2, \quad \mu = 1: \quad r = |(-2 + 1)p| = \underline{\underline{p}}, \quad f_{Ton} = |f(1 + 1)| = \underline{\underline{2f}}$$

b) Rotoroberwelle $\mu = 3$ und Statoroberwelle $\nu = -2$

$$\nu = -2, \quad \mu = 3: \quad r = (-2 + 3)p = \underline{\underline{p}}, \quad f_{Ton} = f(1 + 3) = \underline{\underline{4f}}$$

Es treten Anregefrequenzen mit 2-facher, 4-facher, 6-facher ...
Statorfrequenz auf, wobei niedrigpolige Verformungen (8-polige
Jochverformung, $2r = 2p = 8$) als Jochbiegeschwingungen hauptsächlich mit
 $2f$ und $4f$ angeregt werden.



Beispiel: Geräuschmessung beim Zahnspulenmotor

PM-Motor: $2p = 8$ -polig, Luftkühlung,
Umrichterbetrieb: Schaltfrequenz 16 kHz (MOS-FET)

Drehzahl n : 5000 ... 15000/min

Statorfrequenz f : 333 ... 1000 Hz

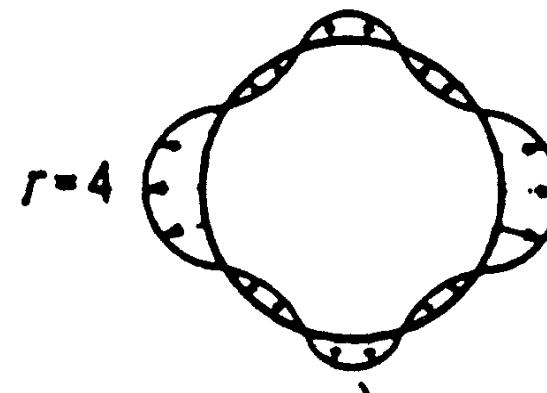
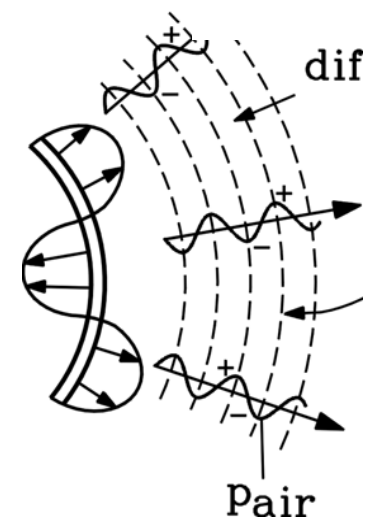
Geräuschanregung $2f$: 666 ... 2000 Hz

Resonanz bei $f = 1200$ Hz:

**Jochschwingung verstärkt Geräuschabstrahlung:
20 dB(A) Zunahme im Schalldruckpegel**

Bei verteilter Wicklung:

Diese Verformung $r = 4$ tritt **nicht** auf,
da die Oberwelle $\nu = -2$ fehlt !



Beispiel: Rüttelkraft bei Zahnspulenmotor



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT

PM-Synchronmotor:

$2p = 8$ -polig, 9 Nuten, $q = 3/8$, Zahnspulentechnik, Oberflächen-NdFeB-Magnete, konstanter Luftspalt, halbgeschlossene Nuten

Knotenanzahl: $2r = 2p(\nu \pm \mu)$ **Tonfrequenz:** $f_{Ton} = (1 \pm \mu)\omega / (2\pi)$

$\nu \cdot p = 1, -2, 4, -5, 7, -8, 10, -11, 13, -14, 16, -17, 19, -20, 22, -23, 25, -26, 28, \dots$

$\mu \cdot p = 4, 12, 20, 28, 36, \dots$

Dominante **Kraftanregung:** **a)**

a) Rotorgrundwelle $\mu = 1$ und Statoroberwelle $\nu = -5/4$

$$\nu = -5/4, \quad \mu = 1: \quad r = |(-5/4 + 1) \cdot 4| = 1, \quad f_{Ton} = |f(1+1)| = 2f$$

b) Rotoroberwelle $\mu = 3$ und Statoroberwelle $\nu = 13/4$

$$\nu = 13/4, \quad \mu = 3: \quad r = (13/4 - 3) \cdot 4 = 1, \quad f_{Ton} = f \cdot |1 - 3| = 2f$$

c) Rotoroberwelle $\mu = 5$ und Statoroberwelle $\nu = 19/4$

$$\nu = 19/4, \quad \mu = 5: \quad r = |19/4 - 5| \cdot 4 = 1, \quad f_{Ton} = f \cdot |1 - 5| = 4f$$

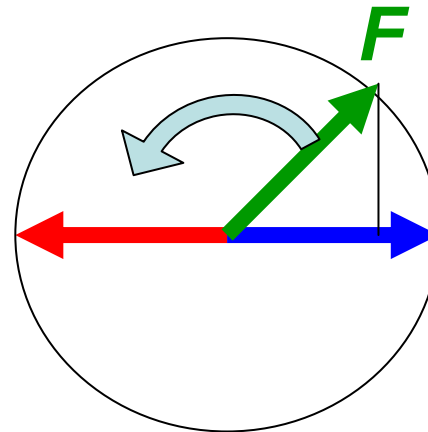
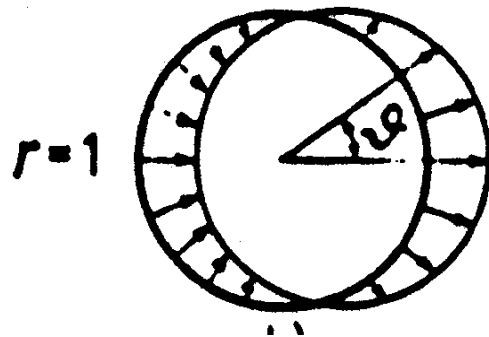
Anregfrequenzen mit 2-, , 4-, 6-facher ... Statorfrequenz: $2r = 2$ -polige Verformung = „Rüttelkraft“ mit $2f, 4f, \dots$ angeregt



Rüttelkraft

PM-Synchronmotor:

$2p = 8$ -polig, 9 Nuten, $q = 3/8$, Zahnpulentechnik, Oberflächen-NdFeB-Magnete, konstanter Luftspalt, halbgeschlossene Nuten



Ursache:

**Ungerade
Statornutenzahl 9!**

Kraftwelle dreht mit 8-facher Drehzahl: $f_n \sim \frac{B_v B_\mu}{2} \cos\left(\frac{\pi x}{p \tau_p} - 2\omega t\right)$

Umlaufende Kraft $F =$ Rüttelkraft auf die Gehäusebefestigung:

$$dx/dt = v = 2p \cdot 2f\tau_p = 8v_{syn}$$

Inhalt

- I. SPEZIFIKATIONEN und WUNSCHMOTOREN
- II. PHYSIKALISCHE GRUNDGESETZE
- III. HOHE MOMENTENDICHTE – KLEINER MOTOR
- IV. MOMENTENWELLLIGKEIT
- V. ALLHEILMITTEL ZAHNSPULEN ?
- VI. AUSBLICK**

AUSBLICK

- Die Entwicklung hoch ausgenützter und spezieller E-Motoren bleibt weiterhin **spannend!**
- Es gibt eine Vielzahl unterschiedlicher Effekte zu bedenken, denn **unterschiedliche physikalische Disziplinen** wirken gemeinsam.
- Moderne Berechnungsverfahren geben akkurate Resultate, ersetzen aber nicht das Denken und die **„richtige“ Modellierung**.
- Eine **profunde** E-Maschinen-Ausbildung ist unerlässlich.
- Erst das **Zusammenwirken** von Theorie, numerischer Analyse, Experiment und Kenntnis der Fertigung erlaubt sinnvolle Optimierungen.
- „Gute“ E-Motoren fallen nicht vom Himmel.
- Man ist nie vor Überraschungen sicher, weil die resultierende Thematik **komplex** ist.

BLDC - Motoren für Hochstromanwendungen

Danke fürs Zuhören !

