

Vorlesungsinhalt

1. Einleitung
2. Drehfelder in elektrischen Maschinen
3. Mathematische Analyse von Luftspaltfeldern
4. Spannungsinduktion in Drehstrommaschinen
5. Die Schleifringläufer-Asynchronmaschine
6. Die Kurzschlussläufer-Asynchronmaschine
7. **Antriebstechnik mit der Asynchronmaschine**
8. Die Synchronmaschine
9. Erregereinrichtungen und Kennlinien
10. Gleichstromantriebe

7. Antriebstechnik mit der Asynchronmaschine



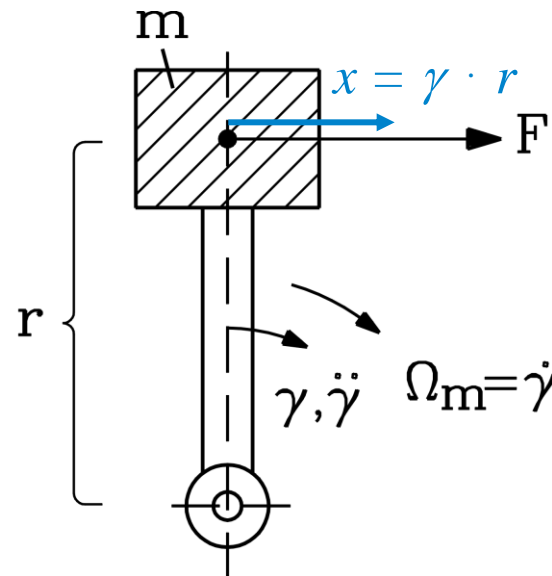
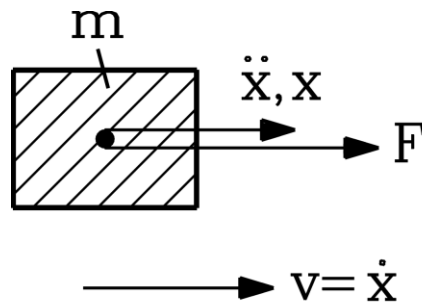
Quelle: Siemens AG

- **Kraft = Masse x Beschleunigung**

$$F = m \times (d^2x/dt^2)$$

- **Drehmoment = Trägheitsmoment x Winkelbeschleunigung**

$$M = J \times (d^2\gamma/dt^2) \quad \text{mit: } M = F \cdot r, J = m \cdot r^2$$



Drehzahl n :

$$n = \Omega_m / (2\pi)$$



- **Energie** als geleistete Arbeit = Kraft \times Weg:

$$W = F \cdot x$$

$$W = \int_x F \cdot dx$$

- **Leistung** = Energie / Zeit = Kraft \times Geschwindigkeit

$$P = W/t = F \cdot x/t = F \cdot v$$

$$P = dW/dt = F \cdot dx/dt = F \cdot \dot{x} = F \cdot v$$

- **Leistung** = Energie / Zeit = Drehmoment \times Winkelgeschwindigkeit

$$P = W/t = (F \cdot r) \cdot (x/r) / t = M \cdot \gamma/t = M \cdot \Omega_m$$

$$P = dW/dt = M \cdot d\gamma/dt = M \cdot \dot{\gamma} = M \cdot \Omega_m$$

- **Gespeicherte** mechanische Energie W als kinetische Energie

(z. B. Schwungmassenspeicher):

$$dW = P \cdot dt = F \cdot v \cdot dt = m \cdot \ddot{x} \cdot \dot{x} \cdot dt = m \cdot d(\dot{x}^2/2) \Rightarrow W = m \cdot v^2/2$$

$$W = m \cdot v^2/2 \text{ (translatorisch)} \quad W = J \cdot \Omega_m^2/2 \text{ (rotatorisch)}$$





Zusammenfassung: Grundgesetze der Mechanik

- NEWTON'sche Bewegungsgleichung, Kraft F und Drehmoment M
- Lineare und drehende Bewegung
- Mechanische Leistung
- Mechanische kinetische Energie W
- Masse m und polares Trägheitsmoment J



7. Antriebstechnik mit der Asynchronmaschine

7.1 Typische Arbeitsmaschinen

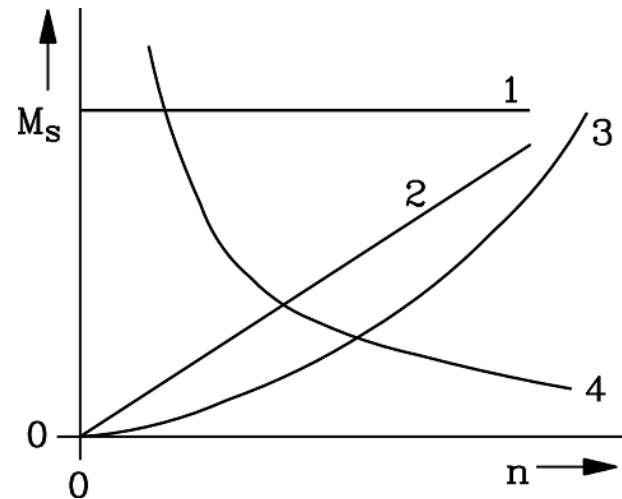
7.2 Hochlauf der Asynchronmaschine

7.3 Stabile und instabile Arbeitspunkte – „Quasistatische Stabilität“

7.4 Abbremsen von Asynchronmaschinen

7.5 Drehzahlvariabler Betrieb von Asynchronmaschinen

7.6 Asynchronmaschine mit Frequenzumrichterspeisung



- 1 $M_s = konst.$
- 2 $M_s \sim n$
- 3 $M_s \sim n^2$
- 4 $M_s \sim 1/n$

1) **Konstantmoment-Last:**

- Lasten heben: Aufzüge, Krane, ...: $M_s = m \cdot g \cdot (d/2)$ - Kolbenverdichter, ...

2) **Drehmoment proportional zur Drehzahl:** $M_s \sim n$

Kunststoffverarbeitung: Extruder, Kalander, ...

3) **Drehmoment quadratisch zur Drehzahl:** $M_s \sim n^2$

Rotierende Strömungsmaschinen:

Pumpen, Lüfter, Ventilatoren, Turboverdichter, Schiffspropeller

4) **Drehmoment invers zur Drehzahl ("Konstantleistungsantriebe"):** $M_s \sim 1/n$

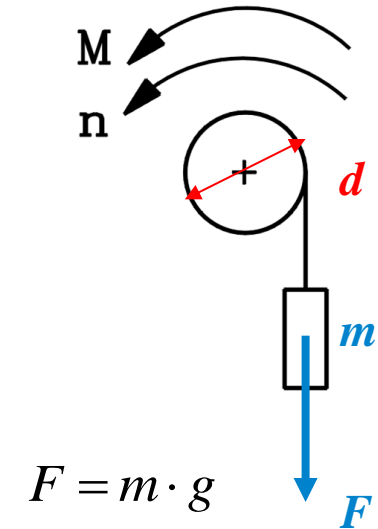
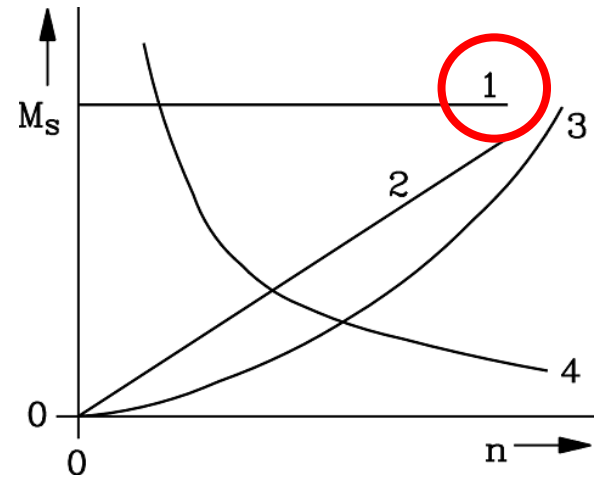
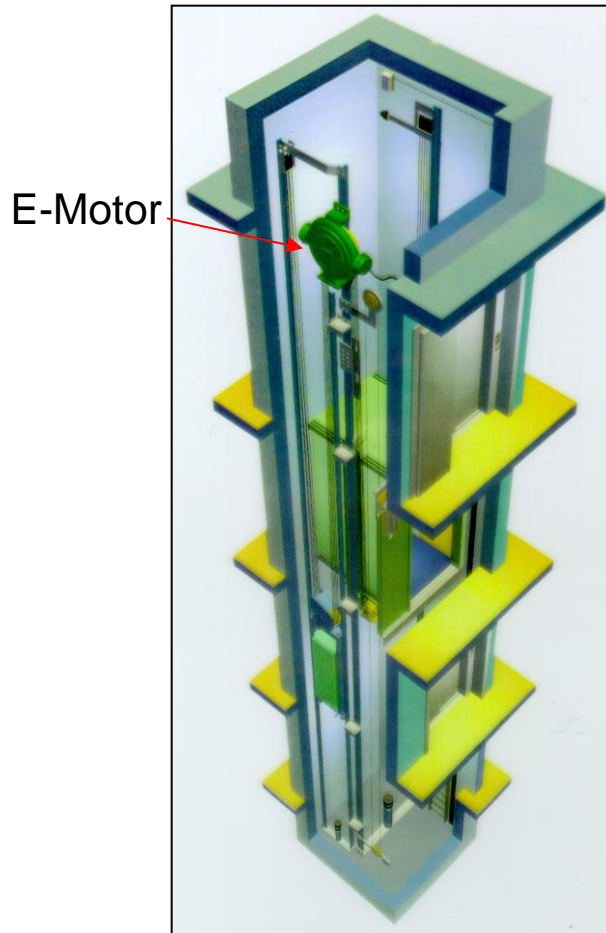
Drehen, Fräsen, Bohren, Wickeln, Walzen, ...

Konstantmomentantriebe

Lasthebemaschinen, Kolbenverdichter

Beispiel:

Getriebeloser Aufzugsantrieb



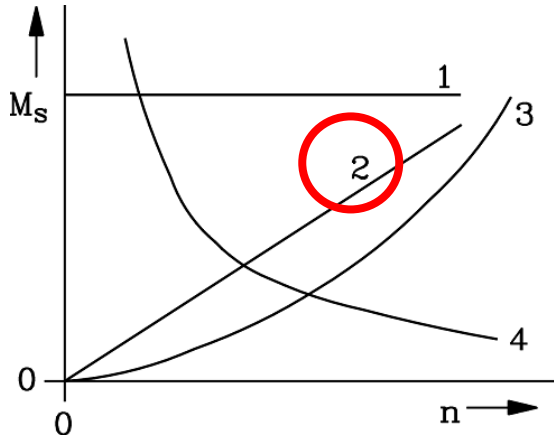
$$M_s = m \cdot g \cdot (d/2)$$

Konstantmomentantrieb: Das Last-Drehmoment M_s ist unabhängig von der Drehzahl = KONSTANTMOMENT-Belastung

- Lasten heben: Aufzüge, Krane, ...
- Kolbenverdichter: Konstanter Druck am Kolben

Quelle: Kone / Finland

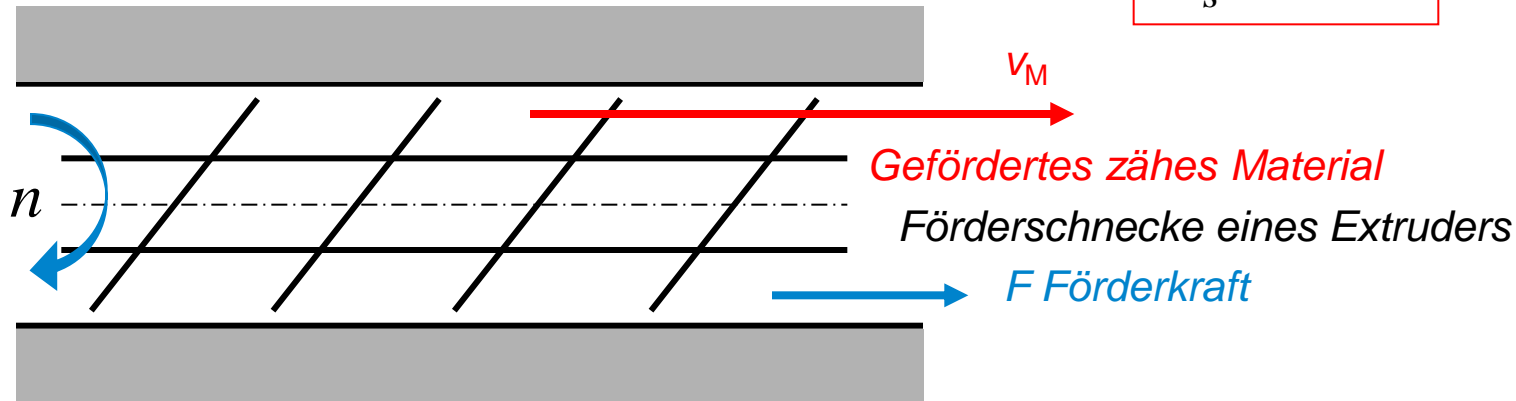
Förderung zäher Medien



- Zähigkeitskraft F dominiert gegenüber Trägheitskräften!
- Dynamische Zähigkeit: η_M (Einheit: kg/(m·s))

$$F \sim \eta_M \cdot v_M \sim \eta_M \cdot \Omega_m = \eta_M \cdot 2\pi \cdot n \sim \eta_M \cdot n$$

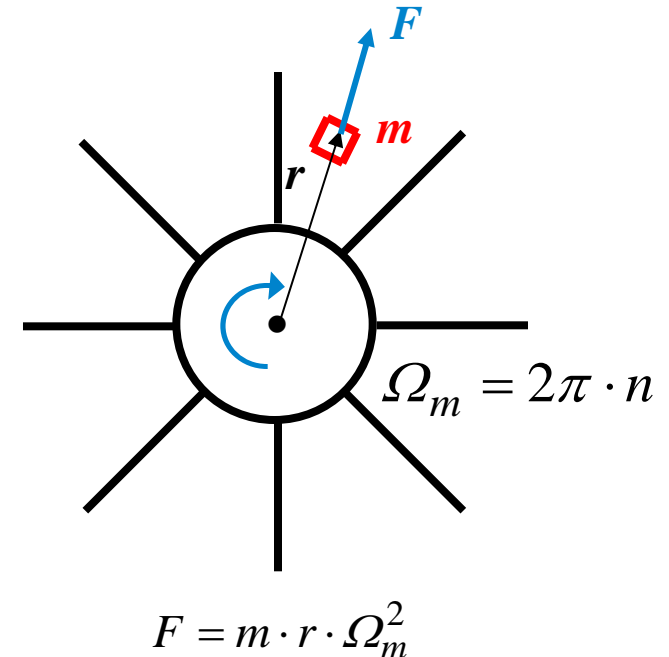
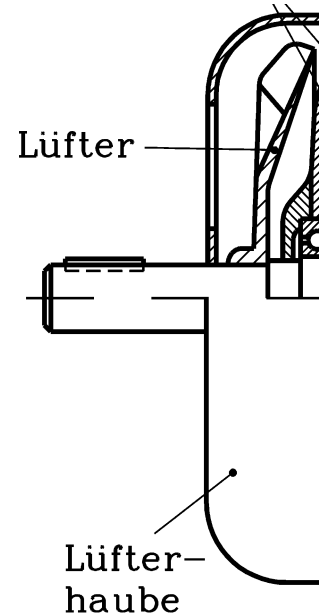
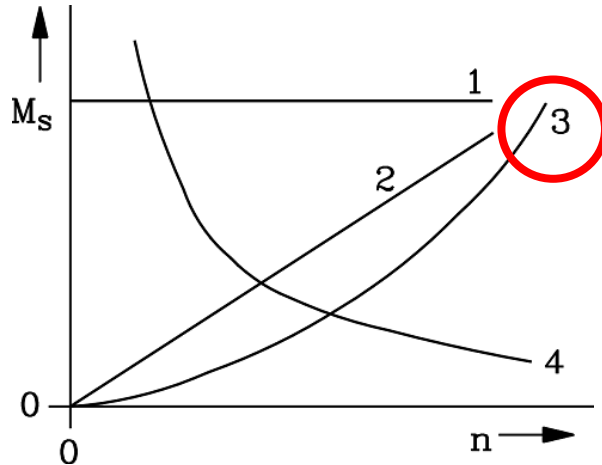
$$M_s \sim F \sim n$$



Lastdrehmoment proportional zur Drehzahl:

überall dort, wo Zähigkeitskräfte dominieren, z. B. Kunststoffverarbeitung:

a) Extruder: Spritzguss, b) Kalandr: parallele Walzen z. B. zur Folienherstellung



Beispiel: Radiallüfter = radial gerichtete Lüfterschaufeln:
Fliehkraft F auf Fluidmassepartikel m bei Radius r

- Trägheitskraft dominiert über Zähigkeitskraft !

- Aus *EULER*'s Turbinengleichung folgt: $M_s \sim F \sim n^2$

- **Drehmoment quadratisch zur Drehzahl:** Rotierende Strömungsmaschinen: Pumpen, Lüfter, Ventilatoren, Turboverdichter, Schiffspropeller, ...

Konstantleistungsantrieb

Lastmoment M_s

$$M_s = P / (2\pi \cdot n) \sim 1 / n$$

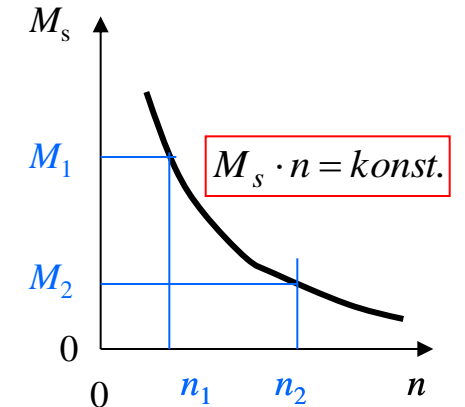
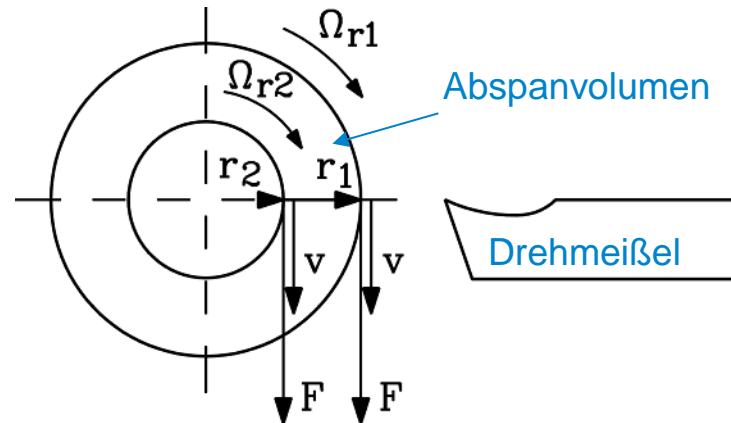
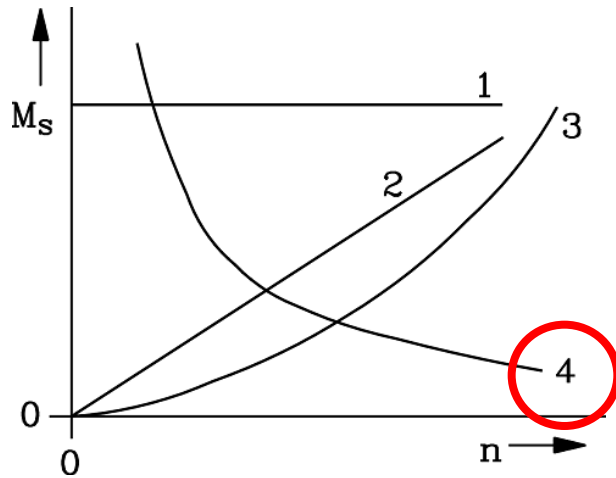
Drehmoment invers zur Drehzahl ("Konstantleistungsantriebe"):

Drehen, Fräsen, Bohren, Wickeln, Walzen, ...

- a) Drehen:** Schnittgeschwindigkeit v und Schnittkraft F müssen konstant sein, damit die Spanabhebung optimal erfolgt. Dann ist auch die Schnittleistung $P = F \cdot v$ konstant!
- b) Aufwickeln mit konstanter Kraft = konstanter Zugspannung:** Wickelgeschwindigkeit v und Zugkraft F müssen konstant sein: Drahtziehmaschinen, Papier- und Folienherstellung, ...

Konstantleistungsantrieb

Beispiel: Lastmoment bei Drehbearbeitung



$$M_1 = F \cdot r_1 > F \cdot r_2 = M_2$$

$$n_1 = \frac{v}{2\pi \cdot r_1} < \frac{v}{2\pi \cdot r_2} = n_2$$

$$\left. \begin{array}{l} v = \Omega_r \cdot r = konst. \Leftrightarrow \Omega_r = 2\pi \cdot n \Rightarrow n = \frac{v}{2\pi \cdot r} \\ F = M_s / r = konst. \Rightarrow P = F \cdot v = konst. \end{array} \right\} M_s = F \cdot r = P \cdot r / v = P / (2\pi \cdot n) \sim 1/n$$

$$M_s = P / (2\pi \cdot n) \sim 1/n$$

Mechanisches Übertragungselement „Getriebe“

Beispiel: Stirnradgetriebe, schrägverzahnt

Beispiel:

Einstufiges schräg verzahntes Stirnradgetriebe

Am Zahnflankeneingriff für beide Räder gleich sind:

Kraft F , **Geschwindigkeit v**

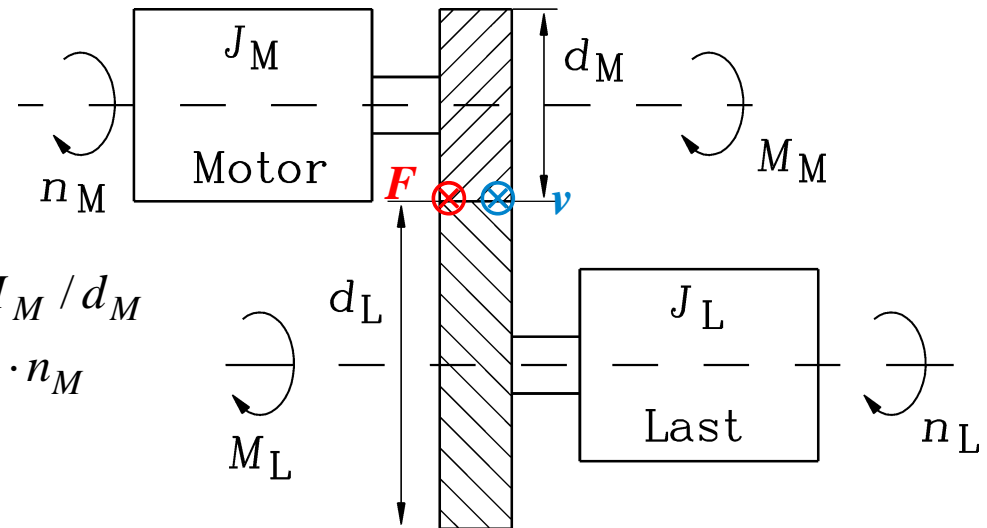
$$F = 2M / d \quad v = d \cdot \pi \cdot n \quad F = 2M_L / d_L = 2M_M / d_M$$

$$v = d_L \pi \cdot n_L = d_M \pi \cdot n_M$$

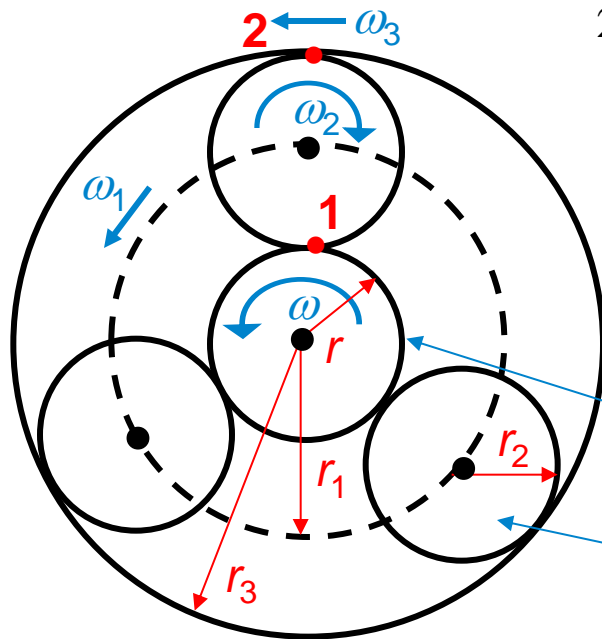
$i = d_L / d_M$ Getriebe-Übersetzungsverhältnis

$$\frac{n_M}{n_L} = \frac{d_L}{d_M} = i \quad \frac{M_M}{M_L} = \frac{d_M}{d_L} = \frac{1}{i}$$

- Je Getriebestufe typisch $1 \leq i \leq 10$
- Typischer Nenn-Wirkungsgrad je Getriebestufe: $\eta_G = 95 \dots 97\%$
- Wenn Getriebeverluste vernachlässigt: $\eta_G = 100\% \Rightarrow P = 2\pi n_L M_L = 2\pi n_M M_M$



- Motor M und Last L über **Getriebe** gekuppelt: $n_M = i \cdot n_L$, $M_M = M_L / i \Rightarrow$
 $\Rightarrow P = 2\pi n_L M_L = 2\pi n_M M_M$ (ideal verlustfreies Getriebe)
- **Weitere Getriebearten:**
 - **Kegelradgetriebe:**
Achsen zueinander geneigt
 - **Schneckenradgetriebe:**
Achsen 90° gekreuzt,
hohes Übersetzungsverhältnis,
i. A. selbsthemmend
 - **Planetengetriebe:**
Achsen fluchtend



$$\left. \begin{array}{l} 1: \omega \cdot r = \omega_1 \cdot r_1 + \omega_2 \cdot r_2 \\ 2: \omega_3 \cdot r_3 = \omega_1 \cdot r_1 - \omega_2 \cdot r_2 \end{array} \right\} \omega_1 = \frac{\omega \cdot r + \omega_3 \cdot r_3}{2 \cdot r_1} \quad i = \frac{\omega_1}{\omega} = \frac{r + r_3 \cdot (\omega_3 / \omega)}{2 \cdot r_1}$$

Fall I: $\omega_3 = 0: i = \frac{r}{2r_1}$

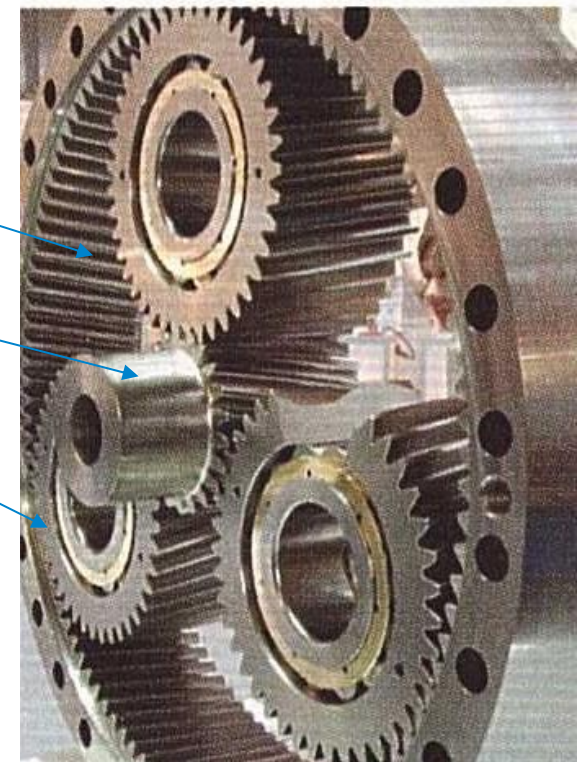
Fall II: $\omega_3 = \omega: i = \frac{r}{2r_1} + \frac{r_3}{2r_1}$

Außen-Hohlrad

Sonnenrad

Planetenrad

Quelle: NKE, Deutschland



Beispiel:

Spezialfall:

$$r_2 = r \rightarrow r_1 = 2r, \quad r_3 = 3r$$

Fall I: $\omega_3 = 0: i = \frac{1}{4}$

Fall II: $\omega_3 = \omega: i = \frac{1}{4} + \frac{3}{4} = 1$

Zusammenfassung: Typische Arbeitsmaschinen

- Konstantmoment-Maschinen
- Maschinen mit linear mit n steigendem Moment (Kunststoffverarbeitung)
- Maschinen mit quadratisch mit n steigendem Moment (Fluidförderung)
- Konstantleistungs-Maschinen (Bearbeitung, Ziehen, ...)
- Getriebe: Übersetzung von Drehzahl, Drehmoment

7. Antriebstechnik mit der Asynchronmaschine

7.1 Typische Arbeitsmaschinen

7.2 Hochlauf der Asynchronmaschine

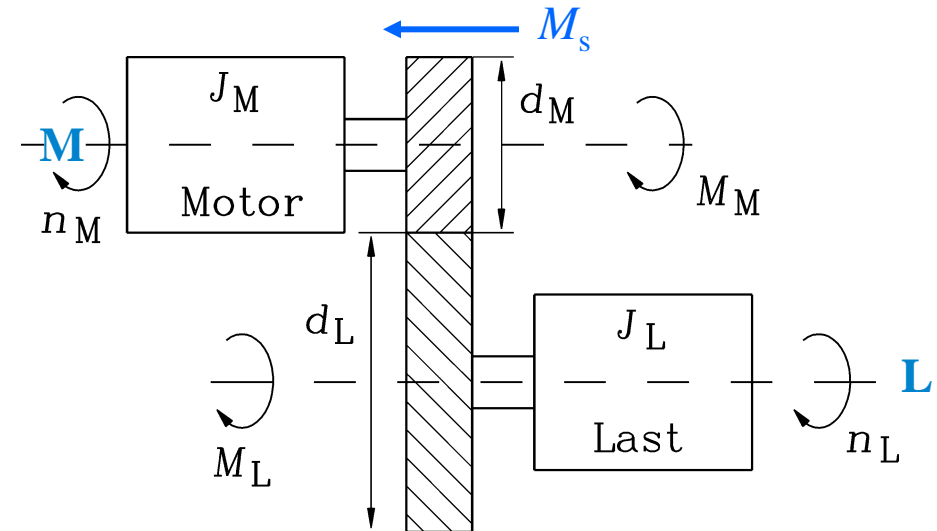
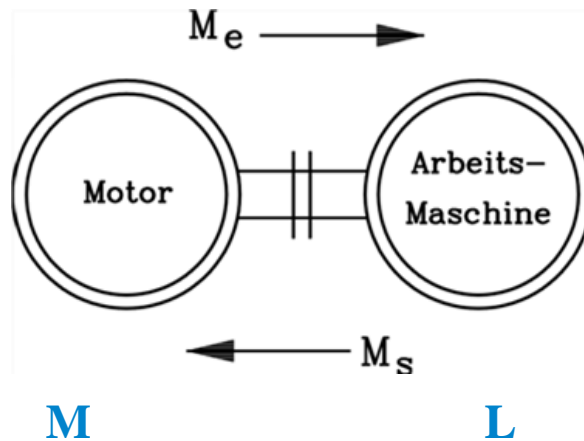
7.3 Stabile und instabile Arbeitspunkte – „Quasistatische Stabilität“

7.4 Abbremsen von Asynchronmaschinen

7.5 Drehzahlvariabler Betrieb von Asynchronmaschinen

7.6 Asynchronmaschine mit Frequenzumrichterspeisung

Direktantrieb vs. Getriebe-Antrieb



a) Direkt gekuppelter Motor: $n_M = n_L$, $M_M = M_L$

b) Über Getriebe gekuppelt: $n_M = i n_L$, $M_M = M_L / i$

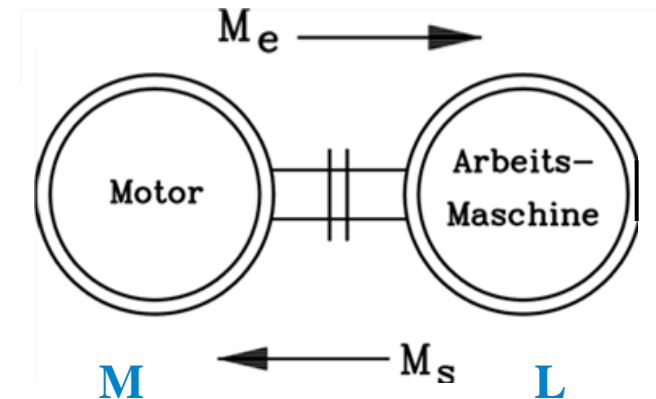
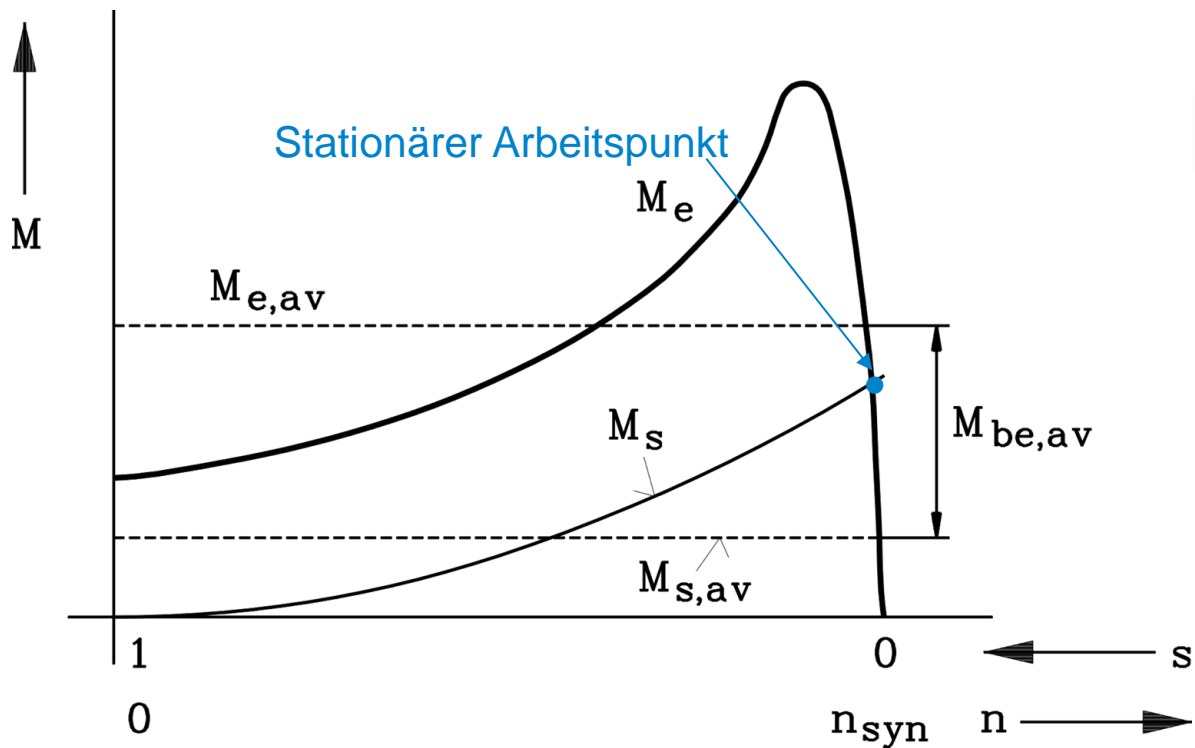
- Stationäres Moment an Motorwelle (Shaft): a) Direkt: $M_s = M_L$, b) über Getriebe: $M_s = M_L / i$
- M_s bremst den Motor. Motor muss dieses Moment als M_e aufbringen.
- Motormoment an der Welle kleiner als Luftspaltpmoment durch bremsende Reibungs- und Zusatzverluste: $M_e - M_d = M_M = M_s$
- **Vereinfachung:** Vernachlässigung des Motorverlustmoments M_d : $M_e = M_s$

Stationärer Arbeitspunkt

Beispiel: Asynchronmotor und Lüfterrad

- **Schnittpunkt** von Motor- und Arbeitskennlinie ergibt stationäre Drehzahl $n_M = n$
- Bei der Asynchronmaschine $n_M = n < n_{\text{syn}}$

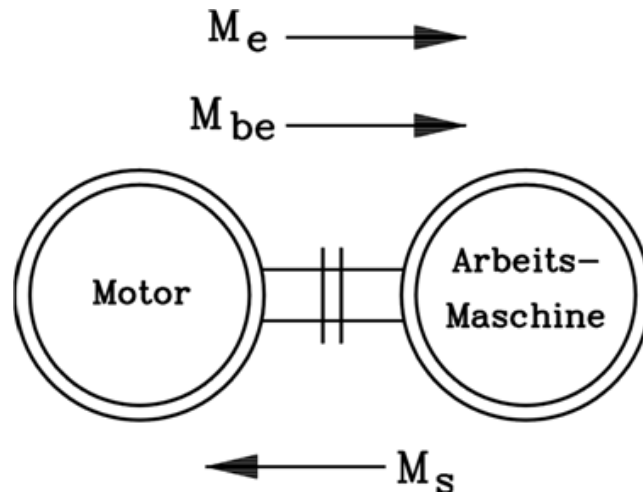
Beispiel: Lüfterantrieb $M_e = M_s$



Beschleunigendes Drehmoment M_{be}

- NEWTON'sche Bewegungsgleichung:

$$J \cdot \frac{d(2\pi n)}{dt} = M_{be} = M_e - M_s$$



$$M_{be} = M_e - M_s$$

- Zum **Beschleunigen** muss $M_e > M_s$ sein !

$$J_{L+M} \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} = M_e - M_s = M_{be} > 0$$

- Zum **Bremsen** muss $M_e < M_s$ sein !

$$J_{L+M} \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} = M_e - M_s = M_{be} < 0$$

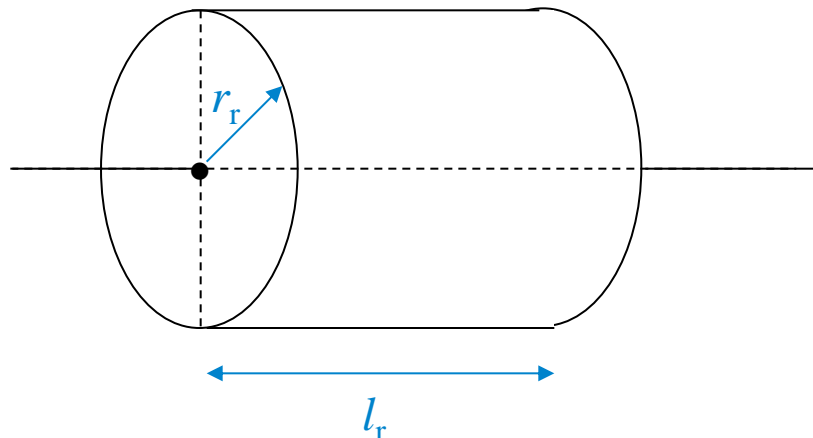
$$\Omega_m = 2\pi \cdot n$$

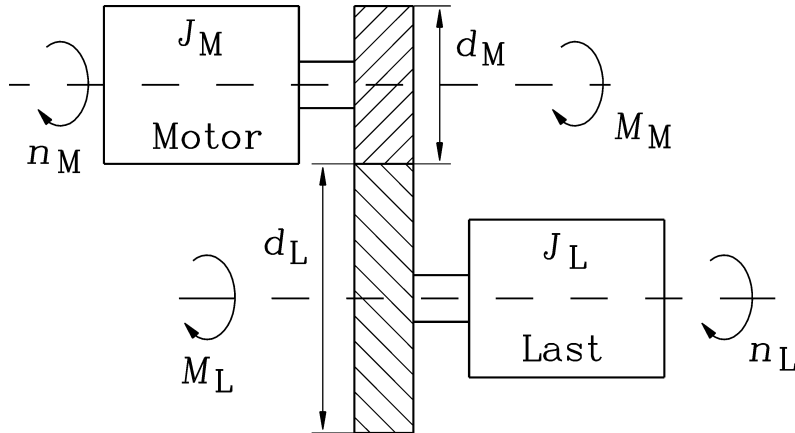
- Läufer = rotierender Dreh-Zylinder, Außenradius: r_r , Länge: l_r , Masse: m_r , Dichte: γ_r

- Läuferträgheitsmoment um die Rotationsachse: $J = m_r \cdot r_r^2 / 2 = \gamma_r \cdot \frac{\pi}{2} r_r^4 \cdot l_r$

Fazit:

Mit steigender Maschinengröße (**Abmessungen r_r , l_r steigen**) nimmt das Läuferträgheitsmoment J vor allem mit der Achshöhe ($\sim r_r$) mit r_r^4 **sehr stark zu!**





Umrechnen von der Last- auf die Motorseite:

Moment am Getriebe: M_G

Motorseitige Bewegungsgleichung:

$$J_M \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} = M_M - M_G \quad \Omega_m = 2\pi n_M$$

Lastseitige Bewegungsgleichung:

$$J_L \cdot \frac{d\Omega_L}{dt} = i \cdot M_G - M_L$$

Über **Getriebe** gekoppelt:

$$n_M = i n_L, M_M = M_L / i$$

Getriebe-Übersetzungsverhältnis:

$$i = d_L / d_M$$

$$\frac{J_L}{i^2} \cdot \frac{d\Omega_L \cdot i}{dt} = M_G - \frac{M_L}{i} = \frac{J_L}{i^2} \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} \rightarrow M_G = \frac{J_L}{i^2} \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} + \frac{M_L}{i}$$

$$J_M \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} = M_M - \frac{J_L}{i^2} \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} - \frac{M_L}{i}$$

$$\left(J_M + \frac{J_L}{i^2} \right) \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} = J_{L+M} \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} = M_M - \frac{M_L}{i}$$

$$\left(J_M \cdot i^2 + J_L \right) \cdot \frac{d\Omega_L}{dt} = J'_{L+M} \cdot \frac{d\Omega_L}{dt} = M_M \cdot i - M_L$$

Das **Lastträgheitsmoment J_L** wirkt auf der **Motorseite** bei $i > 1$ bzgl. n_M **verringert** mit J_L / i^2 !

Das **Motorträgheitsmoment J_M** wirkt auf der **Lastseite** bei $i > 1$ bzgl. n_L **vergrößert** mit $J_M \cdot i^2$!

Großes Trägheitsmoment J als „Sicherheit“ bei Lastabwurf



Quelle: Leitner, Südtirol, Italien

Wegen $i > 1$ wirkt das **Motorträgheitsmoment J_M** auf der Lastseite **vergrößert** mit $J_M \cdot i^2$!

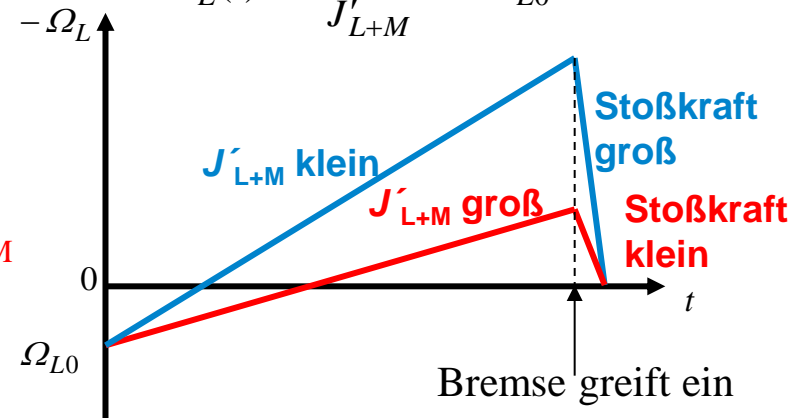
Beispiel:

Sessellift: Antriebsmotor fällt aus $M_M = 0$!
Antreibend wirkt lastseitig M_L und beschleunigt die Gondeln ungebremst talwärts, bis Sicherheitsbremse eingreift (gefährlich große Stoßkraft!).

Großes Trägheitsmoment verringert die Beschleunigung = begrenzt Stoßkraft!

$$\left(J_L + i^2 J_M \right) \cdot \frac{d\Omega_L}{dt} = -M_L$$

$$\Omega_L(t) = -\frac{M_L}{J'_{L+M}} \cdot t + \Omega_{L0}$$



Anfahren (Hochlauf) & Nenn-Anlaufdauer T_J



- **Bewegungsgleichung:**

$$J_{L+M} \cdot \frac{d(2\pi n)}{dt} = M_{be} = M_e - M_s$$

$$n_M = n \quad \Omega_m = 2\pi n$$

$$M_M = M_e$$

a) direkte Kupplung: $J_{L+M} = J_L + J_M, M_s = M_L$

b) mit Getriebe: $J_{L+M} = \frac{J_L}{i^2} + J_M, M_s = M_L / i$

- **"Nenn-Anlaufdauer" T_J :** Asynchronmaschine fährt ungekuppelt ("leer": $M_s = 0, J_L = 0$) mit Nennmoment $M_e = M_N$ von Stillstand auf Nenndrehzahl:

$$J_M \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} = M_N \Rightarrow \int_0^{\Omega_{mN}} d\Omega_m = \Omega_{mN} = \int_0^{T_J} \frac{M_N}{J_M} \cdot dt = \frac{M_N}{J_M} \cdot T_J \Rightarrow T_J = \frac{J_M}{M_N} \cdot \Omega_{mN}$$

Kleine Motoren: Kurze Nenn-Anlaufdauer ($T_J < 1$ Sekunde)

Große Motoren: T_J bis zu > 10 s.

- Die Nenn-Anlaufdauer charakterisiert das polare Trägheitsmoment J der Antriebsmaschine.



Anlaufzeit t_a

• **Bewegungsgleichung:** $J_{L+M} \cdot \frac{d(2\pi n)}{dt} = M_{be} = M_e - M_s$

$$n_M = n \quad \Omega_m = 2\pi n$$

$$M_M = M_e$$

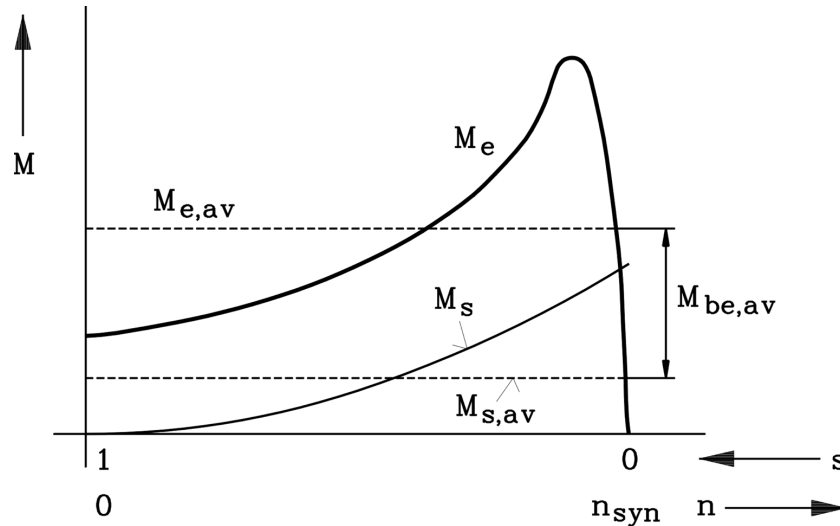
• **Anlaufzeit:** $t_a = \int_0^{n_N} \frac{2\pi \cdot J}{M_e(n) - M_s(n)} \cdot dn$

$$t_a \approx \frac{2\pi \cdot n_N \cdot J}{M_{e,av} - M_{s,av}}$$

$$J_{L+M} = J$$

• **Abschätzung von t_a :**

Mittelwerte $M_{e,av}$ und $M_{s,av}$ über Drehzahlbereich $0 \dots n_N$ verwenden !



Anlaufwärme im Rotor der Asynchronmaschine (1)

- **Leerhochlauf (Schwungmassenhochlauf):** Motor läuft ohne Gegenmoment an ($M_s = 0$). Nur das resultierende Trägheitsmoment J wird beschleunigt:

$$\begin{aligned} W_{Cu,r} &= \int_0^{t_a} P_{Cu,r} \cdot dt = \int_0^{t_a} s \cdot P_\delta \cdot dt = \int_0^{t_a} s \cdot \Omega_{syn} \cdot M_e \cdot dt = \int_0^{t_a} s \cdot \Omega_{syn} \cdot J \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} \cdot dt = \\ &= \int_0^{t_a} s \cdot \Omega_{syn}^2 \cdot J \cdot \frac{d(1-s)}{dt} \cdot dt = - \int_0^{t_a} s \cdot \Omega_{syn}^2 \cdot J \cdot \frac{ds}{dt} \cdot dt = - \int_1^0 s \cdot \Omega_{syn}^2 \cdot J \cdot ds = - J \cdot \Omega_{syn}^2 \cdot \left. \frac{s^2}{2} \right|_1^0 = \frac{J \cdot \Omega_{syn}^2}{2} = W_{kin} \end{aligned}$$

$$W_{Cu,r} = W_{kin}$$

- Die während des Anlaufs in der Läuferwicklung umgesetzte Wärmeenergie $W_{Cu,r}$ ist gleich der in den rotierenden Schwungmassen J gespeicherten kinetischen Energie W_{kin} .
- **Fazit:**
 - Wiederholte Anläufe rasch nacheinander heizen den Läufer ggf. unzulässig auf, da er in der Zwischenzeit die Wärme nicht abgeben kann.
 - Die Anzahl der zulässigen Hochläufe nacheinander ist begrenzt, z. B. auf 4.

Anlaufwärme im Rotor der Asynchronmaschine (2)

a) **Leerhochlauf:** Erforderliche Mindestenergiezufuhr ($R_s = 0$):

$$W_{in} = W_{Cu,r} + W_m = W_{Cu,r} + W_{kin} = 2 \cdot W_{kin}$$

b) **Lasthochlauf:** Hochlauf gegen Gegenmoment M_s :

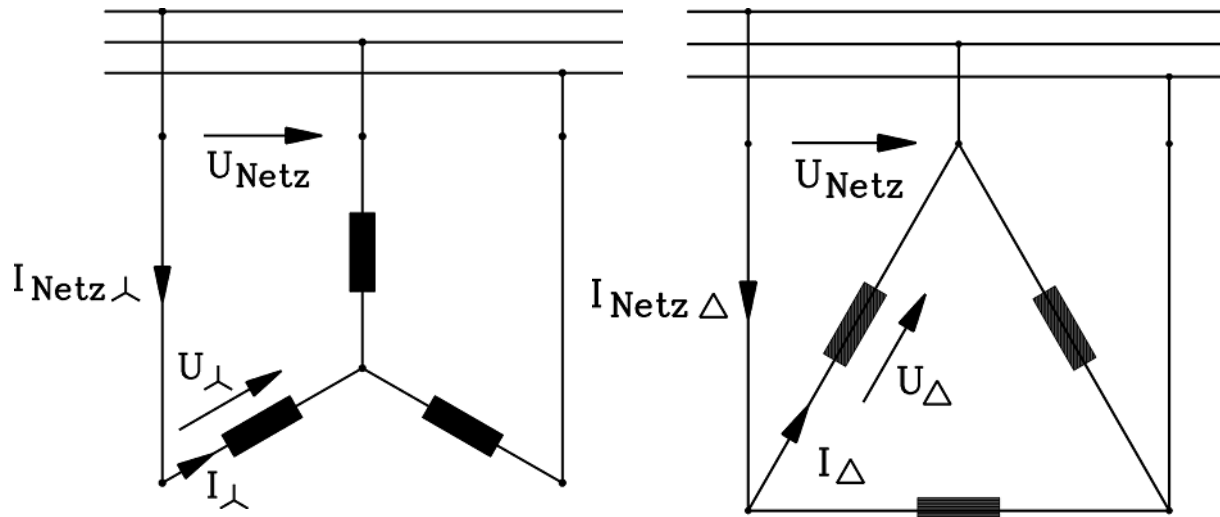
- **Hochlaufzeit** steigt um den Faktor $M_{e,av} / (M_{e,av} - M_{s,av})$

- **Verlustenergie** im Rotor steigt an: $W_{Cu,r} = \frac{J \cdot \Omega_{syn}^2}{2} \cdot \frac{M_{e,av}}{M_{e,av} - M_{s,av}} > W_{kin}$

- Erforderliche Mindestenergiezufuhr ($R_s = 0$):

$$W_{in} = W_{Cu,r} + W_m = W_{Cu,r} + W_{kin} > 2 \cdot W_{kin}$$

Statorwicklung: Stern- oder Dreieckschaltung ?



U_{Netz} für Y um $\sqrt{3}$ größer als bei Δ

Beispiel:

Nennaten: 7.5 kW, 230 / 400 V, D/Y,
26.5 / 15.2 A, 50 Hz, 1455/min,
 $\cos \varphi = 0.82$

Wirkungsgrad:

$$\eta_N = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{P_m}{P_e} = \frac{7500}{8656} = 86.6\%$$

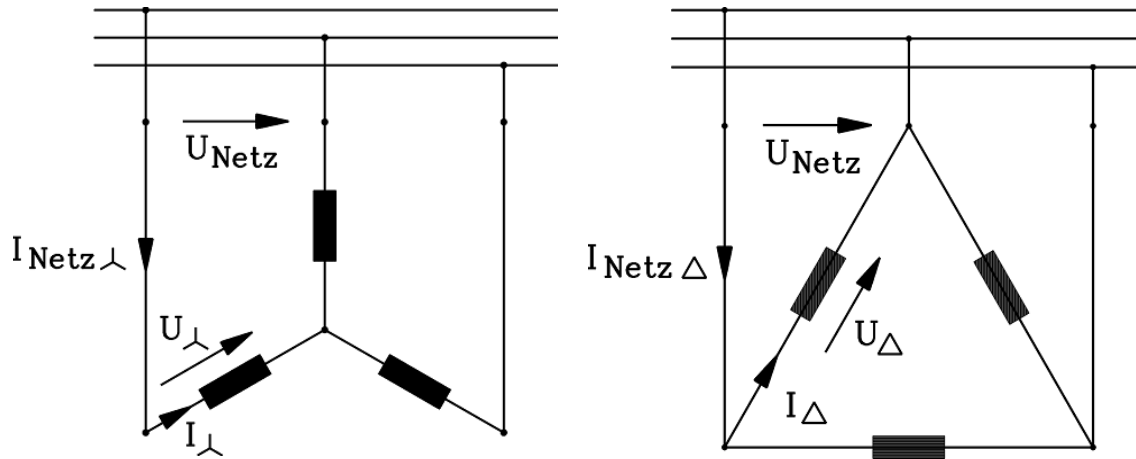
Wicklungsschaltung	<i>Dreieck</i>	<i>Stern</i>
Strangspannung	230 V	230 V
Verkettete Spannung	230 V	400 V
Strangstrom	15.2 A	15.2 A
Netzstrom	26.5 A	15.2 A

Dreieck (D): $P_e = \sqrt{3} \cdot U_N \cdot I_N \cdot \cos \varphi = \sqrt{3} \cdot 230 \cdot 26.5 \cdot 0.82 = 8656 \text{ W}$

Stern (Y): $P_e = \sqrt{3} \cdot U_N \cdot I_N \cdot \cos \varphi = \sqrt{3} \cdot 400 \cdot 15.2 \cdot 0.82 = 8656 \text{ W}$

D und Y: Strangwerte: $P_e = 3 \cdot U_s \cdot I_s \cdot \cos \varphi = 3 \cdot 231 \cdot 15.2 \cdot 0.82 = 8656 \text{ W}$

Y-D-Hochlauf zur Anlaufstrom-Verringerung (1)



U_{Netz} bei Y und Δ identisch!

- a) Motor in Y-Schaltung ans Netz schalten:
Hochfahren mit kleinem Strom (ein Drittel)
- b) dann Umschalten auf D:
Moment verdreifachen !

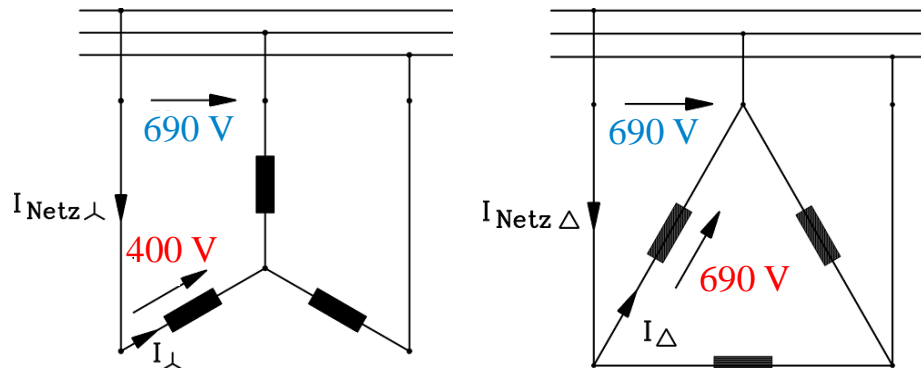
- **Stern:** Strangspannung $U_Y = U_{\text{Netz}} / \sqrt{3}$, Strangstrom $I_Y = \text{Netzstrom } I_{\text{Netz}Y}$.
- **Dreieck:** Strangspannung $U_\Delta = \text{Netzspannung } U_{\text{Netz}}$, Strangstrom $I_\Delta = I_{\text{Netz}\Delta} / \sqrt{3}$.

$$U_Y = \frac{U_\Delta}{\sqrt{3}} \Rightarrow I_Y = \frac{I_\Delta}{\sqrt{3}} \Rightarrow \text{Netzstrom: } I_{\text{Netz}Y} = I_Y = \frac{I_\Delta}{\sqrt{3}} = \frac{I_{\text{Netz}\Delta}}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{3}} = \frac{I_{\text{Netz}\Delta}}{3}$$

$$M \sim U^2 \Rightarrow \text{Drehmoment: } \frac{M_{1Y}}{M_{1\Delta}} = \left(\frac{U_Y}{U_\Delta} \right)^2 = \left(\frac{1}{\sqrt{3}} \right)^2 = \frac{1}{3}$$

Y-D-Hochlauf zur Anlaufstrom-Verringerung (2)

- **ACHTUNG:** Für Y-D-Hochlauf geeignete Maschinen werden im **Dauerbetrieb in D-Schaltung** betrieben, z. B.: 400 V, D
- **Nur während des Hochlaufs** wird die Maschine in **Y-Schaltung** betrieben
- Maschinen mit Y-Schaltung für Dauerbetrieb sind **NICHT** für Y-D-Hochlauf geeignet, z.B.: 400 V, Y
- **Beispiel:** Maschine für Y-D-Hochlauf-Schaltung für $U_N = 690$ V
 - a) Y-Schaltung: Strangspannung $U_s = U_{Netz} / \sqrt{3} = U_N / \sqrt{3} = 690 / \sqrt{3} = 400$ V
 - b) D-Schaltung: Strangspannung $U_s = U_{Netz} = U_N = 690$ V



Beispiel: Y-D-Hochlauf

Beispiel: Doppelkäfigläufermotor:

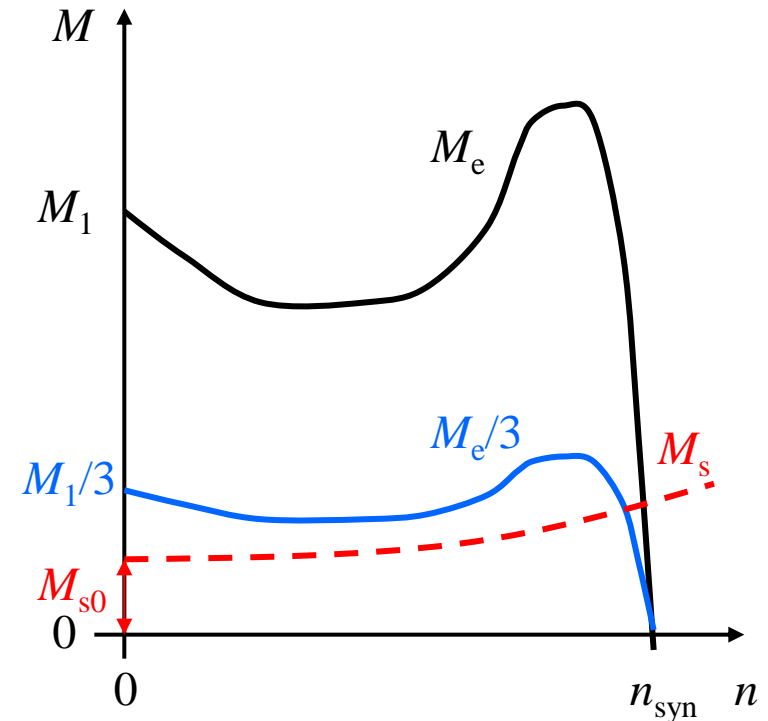
$P_N = 15.5 \text{ kW}$, $f_N = 50 \text{ Hz}$, $n_N = 974/\text{min}$,
 $U_N = 400 \text{ V}$, Y / D, $\cos\varphi_N = 0.85$, $\eta_N = 0.91$

Nennmoment:
$$M_N = \frac{P_N}{2\pi n_N} = \frac{15500}{2\pi \cdot (974/60)} = 152 \text{ Nm}$$

Nennstrom: D-Schaltung:

$$I_N = \frac{P_N}{\eta_N \cdot \cos\varphi_N \cdot \sqrt{3} U_N} = \frac{15500}{0.91 \cdot 0.85 \cdot \sqrt{3} \cdot 400} = 28.9 \text{ A}$$

	M_1/M_N	M_1/Nm	I_1/I_N	I_1/A
Δ -Schaltung	2.1	319.2	6	173.5
Y-Schaltung	0.7	106.4	2	57.8



ACHTUNG:
 Y-D-Anlauf funktioniert nur bei kleinem
 Losbrechmoment $M_{s0} < M_1/3$!

Zusammenfassung:

Hochlauf der Asynchronmaschine am „starren“ Netz

- Freies Moment als Beschleunigungsmoment M_{be}
- Nennanlaufdauer T_J kennzeichnet Läufer-Trägheitsmoment J
- Getriebe senkt Lastträgheitsmoment J_L/i^2 auf der „schnellen“ Motorseite
- Abschätzung der Anlaufzeit t_a und Läufer-Anlaufwärme $W_{Cu,r}$
- Stern-Dreieck-Hochlauf zum Absenken des Anlaufstroms auf 33%
- Stern-Dreieck-Hochlauf nur bei kleineren Leistungen i. A. < 100 kW im Einsatz, da
 - a) der Y-D-Umschalter sonst zu groß würde und
 - b) die dann zu großen transienten Schaltströme und Momentstöße schädigen können

7. Antriebstechnik mit der Asynchronmaschine

7.1 Typische Arbeitsmaschinen

7.2 Hochlauf der Asynchronmaschine

7.3 Stabile und instabile Arbeitspunkte – „Quasistatische Stabilität“

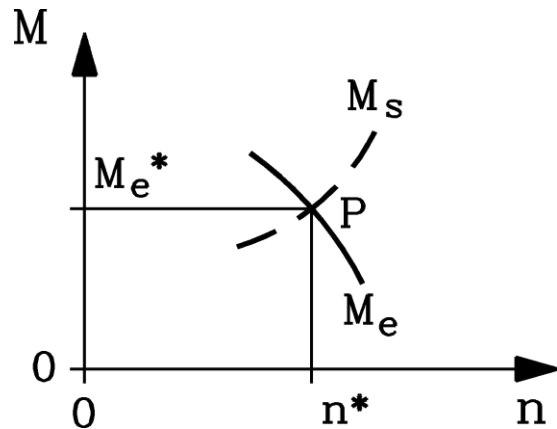
7.4 Abbremsen von Asynchronmaschinen

7.5 Drehzahlvariabler Betrieb von Asynchronmaschinen

7.6 Asynchronmaschine mit Frequenzumrichterspeisung

Quasistatische Stabilität des Arbeitspunktes

$$P = (M_e^*, n^*)$$



- Kennlinien M_e , M_s in P **linearisiert**: $\Omega_m^* = 2\pi n^*$
$$\left. \begin{aligned} M_e(\Omega_m) &\cong M_e(\Omega_m^*) + M'_e \cdot \Delta\Omega_m \\ M_s(\Omega_m) &\cong M_s(\Omega_m^*) + M'_s \cdot \Delta\Omega_m \end{aligned} \right\} M' = dM/d\Omega_m \text{ bei } \Omega_m^*$$
- Berechnung der Abweichung $\Delta\Omega_m = \Omega_m - \Omega_m^*$ von P bei Störung des Gleichgewichts : $M_e(\Omega_m^*) = M_s(\Omega_m^*)$

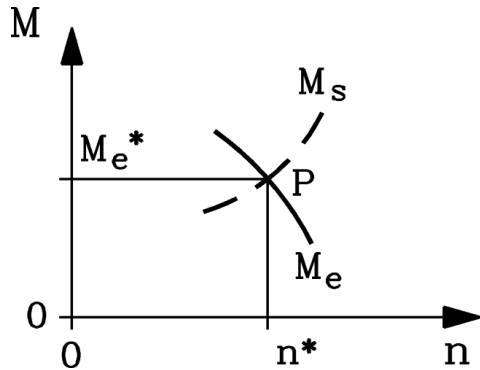
$$J \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} = M_e(\Omega_m) - M_s(\Omega_m) \Rightarrow J \cdot \frac{d\Delta\Omega_m}{dt} - (M'_e - M'_s) \cdot \Delta\Omega_m = 0$$

Lösung der linearen Differentialgleichung 1. Ordnung mit konstanten Koeffizienten:

$$\Delta\Omega_m(t) = \Delta\Omega_{m0} \cdot \exp\left(t \cdot \frac{M'_e - M'_s}{J}\right) \quad \Delta\Omega_{m0} : \text{Anfangsstörung bei } t = 0$$

Störung des Gleichgewichts des Arbeitspunkts

$$P = (M_e^*, n^*)$$



$$J \cdot \frac{d\Delta\Omega_m}{dt} - (M_e' - M_s') \cdot \Delta\Omega_m = 0$$

$$\frac{d\Delta\Omega_m}{dt} - \frac{M_e' - M_s'}{J} \cdot \Delta\Omega_m = 0$$

Lineare homogene Differentialgleichung 1. Ordnung mit konstanten Koeffizienten: Lösung = e-Potenzfunktion

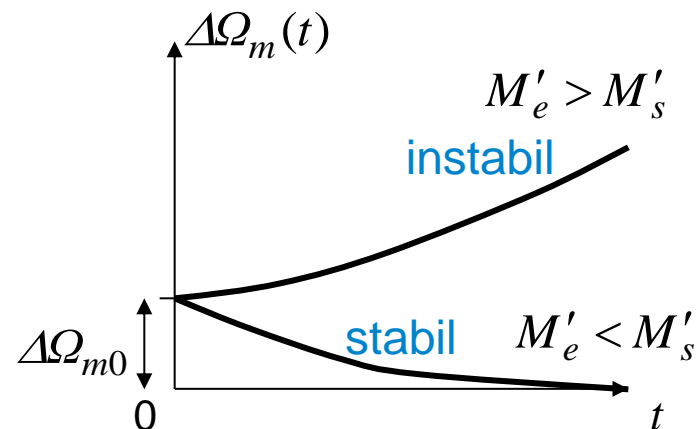
$$\Delta\Omega_m(t) = C \cdot e^{\lambda \cdot t} \quad \lambda \cdot C \cdot e^{\lambda \cdot t} - \frac{M_e' - M_s'}{J} \cdot C \cdot e^{\lambda \cdot t} = 0 \Rightarrow \lambda = \frac{M_e' - M_s'}{J}$$

Erfüllen der Anfangsbedingung: $\Delta\Omega_m(0) = C \cdot e^{\lambda \cdot 0} = C = \Delta\Omega_{m0}$

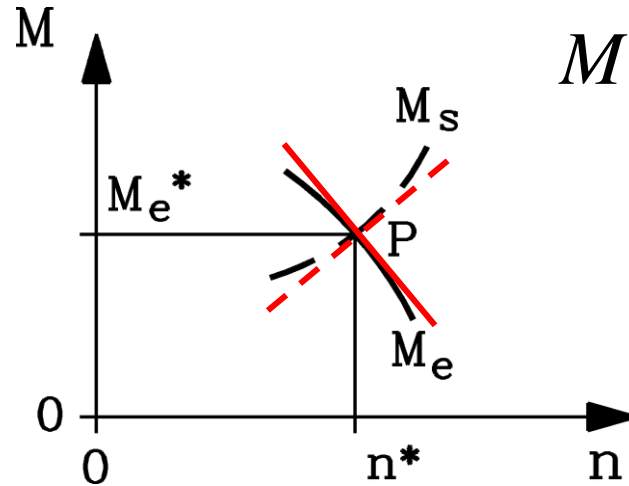
Lösung:
$$\Delta\Omega_m(t) = \Delta\Omega_{m0} \cdot \exp\left(t \cdot \frac{M_e' - M_s'}{J}\right)$$

Bedingung für (quasi)statische Stabilität:

$$\frac{dM_e}{d\Omega_m} - \frac{dM_s}{d\Omega_m} < 0$$



(Quasi)statische Stabilitätsbedingung im Arbeitspunkt $P = (M_e^*, n^*)$



$$M'_e < 0 \quad M'_s > 0$$

$$M'_e < M'_s \quad \text{für Stabilität}$$

Fazit:
Stabiler Arbeitspunkt P

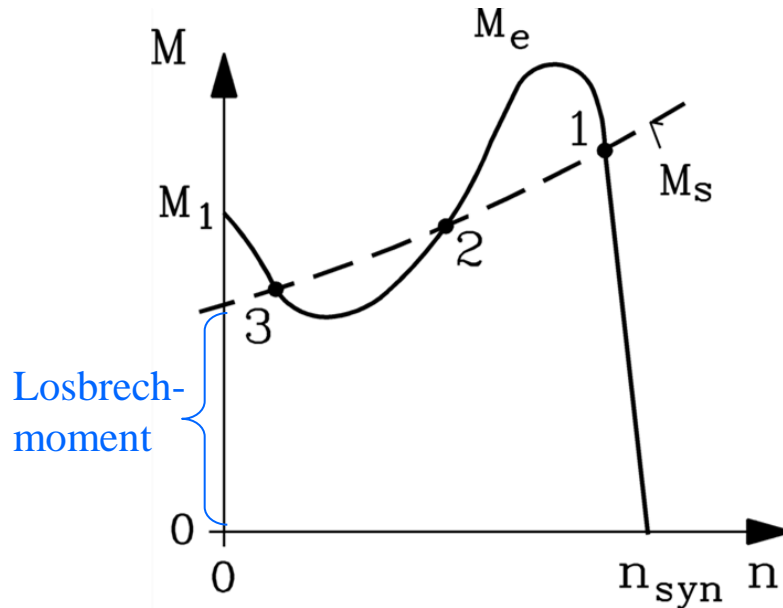
- $dM_e / d\Omega_m - dM_s / d\Omega_m > 0$:

Die Abweichung von der Drehzahl im Arbeitspunkt nimmt zu; der Arbeitspunkt **ist instabil**.

- $dM_e / d\Omega_m - dM_s / d\Omega_m < 0$:

Die Abweichung von der Drehzahl im Arbeitspunkt nimmt exponentiell ab;
der Arbeitspunkt **ist stabil**.

Beispiel: Arbeitspunkte beim Doppelstabläufer



Gegenmoment M_s :
hier: Beispiel: Extruder mit Losbrechmoment

Die Arbeitspunkte 1 und 3 sind stabil,
Punkt 2 ist instabil.

Beim Hochlauf würde der Motor somit
im Punkt 3 **"hängenbleiben"**.

Arbeitspunkte	$dM_e/d\Omega_m$	$dM_s/d\Omega_m$	$dM_e/d\Omega_m - dM_s/d\Omega_m$
1 stabil	<0	>0	<0
2 instabil	>0	>0	>0
3 stabil	<0	>0	<0

Zusammenfassung:

Stabile und instabile Arbeitspunkte – „Quasistatische Stabilität“

- Ermitteln des Arbeitspunkts als Schnittpunkt der Momentenkennlinien M_e , M_s
- Verwendung der stationären Momentenkennlinie zur Stabilitätsbetrachtung
- Instabile und stabile Arbeitspunkte möglich
- Bei zu hohem Gegenmoment:
„Hängenbleiben“ des Motors beim Hochlauf in unerwünschtem Arbeitspunkt

7. Antriebstechnik mit der Asynchronmaschine

7.1 Typische Arbeitsmaschinen

7.2 Hochlauf der Asynchronmaschine

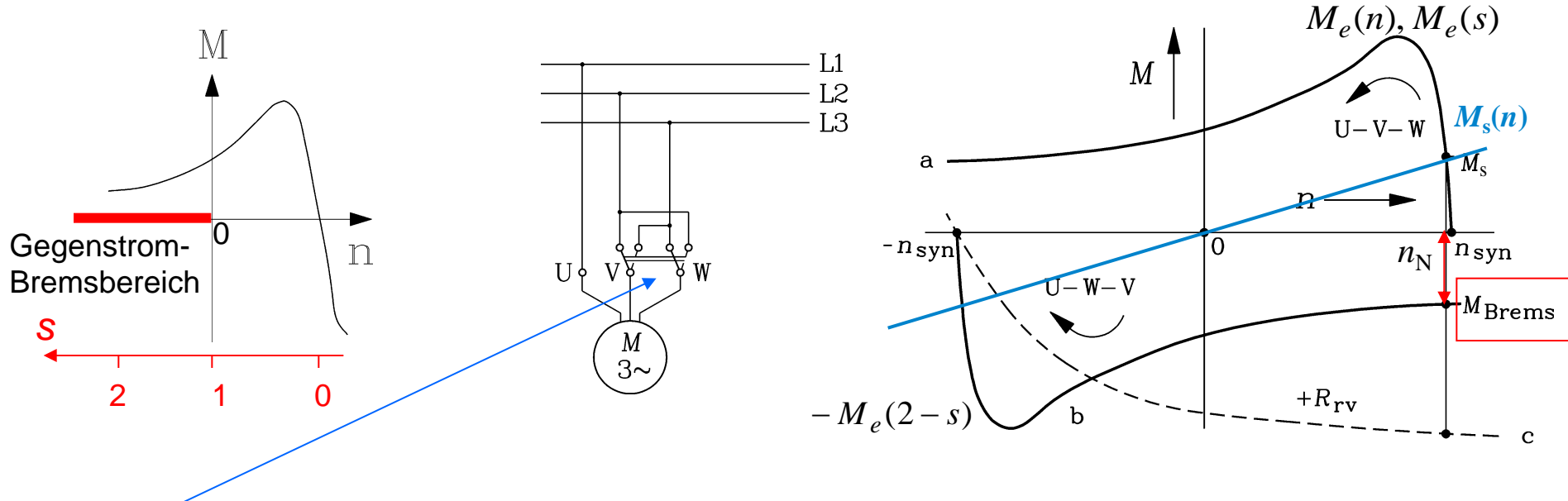
7.3 Stabile und instabile Arbeitspunkte – „Quasistatische Stabilität“

7.4 Abbremsen von Asynchronmaschinen

7.5 Drehzahlvariabler Betrieb von Asynchronmaschinen

7.6 Asynchronmaschine mit Frequenzumrichterspeisung

Gegenstrombremsen (1)



- **Vertauschen zweier Klemmen (z. B. V und W) bei $t = 0$:**

„Alter“ Schlupf $s \rightarrow$ „Neuer“ Schlupf $s_{\text{Neu}} = 2 - s$

Drehfeld-Drehrichtung und Drehmoment M_e kehren sich um (Kurve b statt a),
Lastmaschine $M_s(n)$ UND $M_e(2 - s)$ des Motors bremsen Antrieb ab.

$$t < 0: J \cdot 2\pi \cdot dn/dt = M_e - M_s = 0, \quad n = n_N = \text{konst.}$$

$$t = 0: J \cdot 2\pi \cdot dn/dt = -M_e(2 - s_N) - M_s(n_N) = -M_{\text{Brems}} - M_s(n_N)$$

Gegenstrombremsen (2)

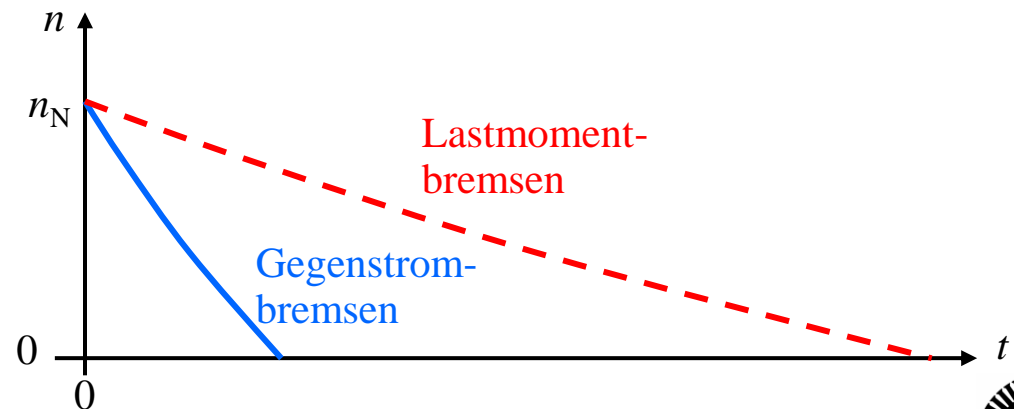
- **Gegenstrombremsen:** Motor UND Arbeitsmaschine bremsen:
Lastmaschine $M_s(n)$ UND M_e des Motors bremsen Antrieb bis $n = 0$ ab.

$$J \cdot 2\pi \cdot dn/dt = -M_e(2 - s) - M_s(n) = -M_e(2 - (1 - \frac{n}{n_{syn}})) - M_s(n) = -M_e(1 + \frac{n}{n_{syn}}) - M_s(n)$$

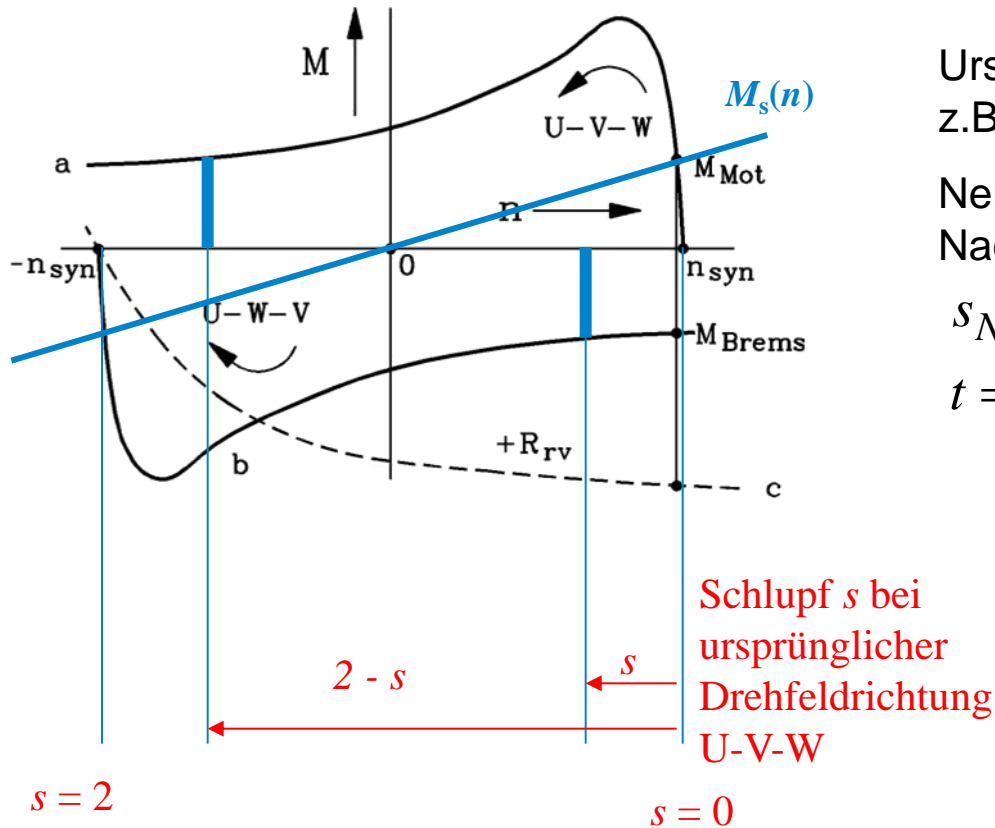
$n > 0: -M_e < 0$

- Bei $n = 0$ Motor vom Netz trennen, sonst läuft er in die Gegen-Drehrichtung hoch.
- **Wäre Motor bei $t = 0$ vom Netz getrennt (= stromlos): $M_e = 0 \Rightarrow$**
Nur Lastmoment der Arbeitsmaschine bremst, Antrieb kommt langsamer zum Stillstand u. bleibt bei $n = 0$ stehen.

$$M_{\text{Brems}} = 0: J \cdot 2\pi \cdot dn/dt = -M_s(n)$$



Schlupf beim Gegenstrombremsen



Ursprünglicher Betrieb mit Nennschlupf:

z.B.: $s_N = 1\% = 0.01$

Neuer Schlupf s_{Neu} :

Nach Umschalten auf U-W-V:

$$s_{Neu} = 2 - s$$

$$t = 0 : s_{Neu} = 2 - s_N = 2 - 0.01 = 1.99 \approx 2$$

Statorstrom „springt“ vom Nennstrom

$I_s(s_N) = I_{sN}$ auf ca. 5-fach höheren Strom

$I_s(s_{Neu} = 2)$, ähnlich erhöht sich der

Rotorstrom:

⇒ Hohe Stromwärmeverluste!

⇒ Dabei erhöhter Blindstromanteil!

Stromwärme beim Gegenstrombremsen (1)

- Abschätzung der Stromwärmeverluste bei $R_s \approx 0$: Nur Rotor-Stromwärme

a) **Vor** dem Gegenstrombremsen: s_N Prozent (z. B. 1%) der Luftspaltleistung

$$t < 0: P_{e,in} \approx P_\delta = M_e(s_N) \cdot \Omega_{syn} = P_{Cu,r} + P_m = s_N \cdot P_\delta + (1 - s_N) \cdot P_\delta$$

$$P_{Cu,r} = s_N \cdot M_e(s_N) \cdot \Omega_{syn} = s_N \cdot M_s(s_N) \cdot \Omega_{syn}$$

b) **Nach** dem Gegenstrombremsen: Ca. das DOPPELTE der neuen Luftspaltleistung

$$t = 0: s_{Neu} = 2 - s_N, P_{Cu,r,Neu} = s_{Neu} \cdot P_{\delta,Neu} = (2 - s_N) \cdot M_e(2 - s_N) \cdot \Omega_{syn}$$

$$s_{Neu} \approx 2: P_{Cu,r,Neu} \approx 2 \cdot P_{\delta,Neu} \approx 2 \cdot M_e(2) \cdot \Omega_{syn} \approx P_{e,in,Neu}$$

$t = 0$: Läufer-Stromwärmeverluste = Doppelte Netz-Aufnahmeleistung ! Warum?

$$P_{Cu,r,Neu} = P_{e,in,Neu} - P_{m,Neu} = M_e(2 - s_N) \cdot \Omega_{syn} - M_e(2 - s_N) \cdot \Omega_m$$

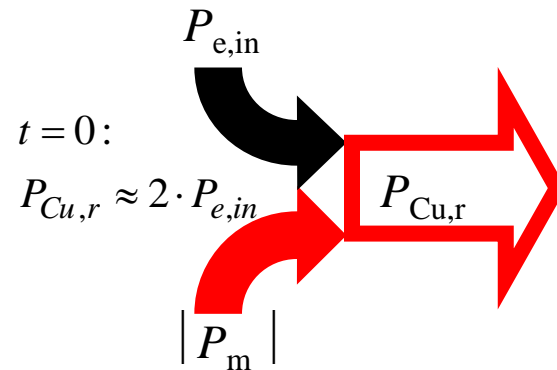
$$\Omega_m = (1 - s_{Neu}) \cdot \Omega_{syn} = (1 - (2 - s_N)) \cdot \Omega_{syn} = (-1 + s_N) \cdot \Omega_{syn} \approx -\Omega_{syn}$$

$\Rightarrow P_{m,Neu} \approx -P_{e,in,Neu}$ **mechan. Maschinenleistung < 0: Bremst, ist ca. negative Netz-Aufnahmeleistung !**

$$P_{Cu,r} \approx P_{e,in,Neu} - P_{m,Neu} \approx 2P_{e,in,Neu} = M_e(s = 2) \cdot 2\Omega_{syn}$$

Fazit: Sowohl Netz-Aufnahmeleistung als auch mechan. Leistung werden in **Läufer-Stromwärmeverluste** umgesetzt \Rightarrow Hohe Verluste, Läuferwicklung wird sehr heiß!

Stromwärme beim Gegenstrombremsen (2)



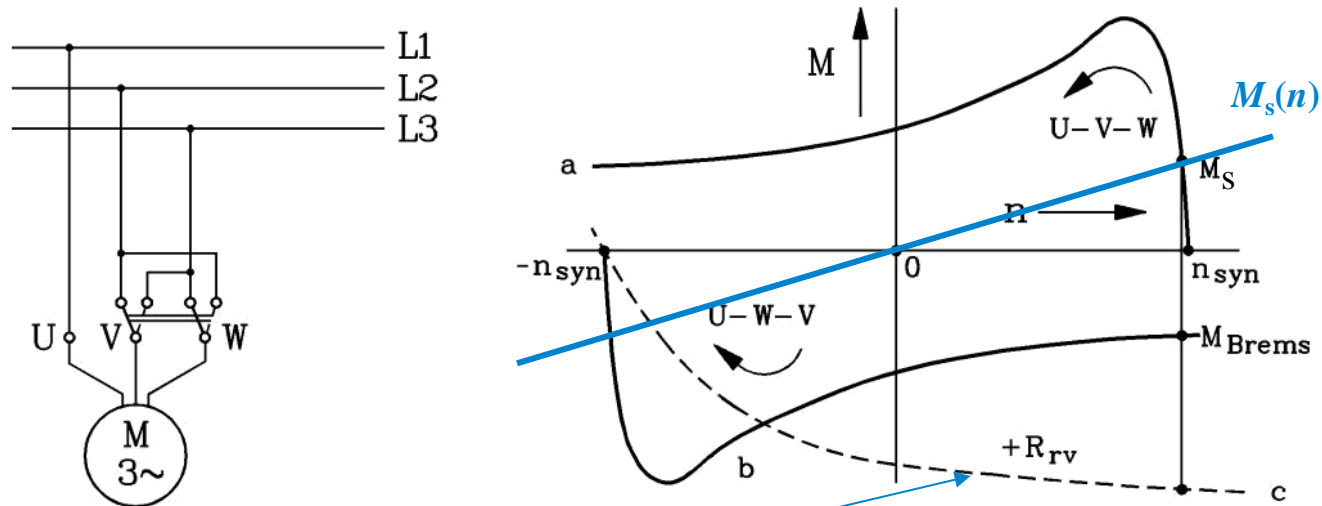
- Hoher Statorstrom $I_s (s_{\text{Neu}} = 2)$ bewirkt zusätzlich hohe Stator-Stromwärmeverluste!
- **Nicht zu häufiges Gegenstrombremsen in kurzer Folge erlaubt:**
Rotor- und Stator-Wicklung werden sonst unzulässig heiß!
- Energiebilanz: $J \cdot d\Omega_m / dt = M_e - M_s \quad | \cdot \Omega_m \quad \Omega_m = 2\pi \cdot n$
 $\Omega_m \cdot J \cdot d\Omega_m / dt = \Omega_m \cdot M_e - \Omega_m \cdot M_s \Rightarrow J \cdot d(\Omega_m^2 / 2) / dt = dW_{\text{kin}} / dt = P_m - P_s < 0$

P_s : „Reibungsbrems-Leistung“ der Arbeitsmaschine

dW_{kin}/dt : Kinetische Energie der rotierenden Masse wird durch Bremsung verringert

$P_m < 0$: Mechanische Bremsleistung der Asynchronmaschine durch bremsendes Moment M_e

Gegenstrombremsen mit Schleifringläufer



- Beim **Schleifringläufer** kann durch Einschalten von Läuferwiderständen das Bremsmoment maximiert werden
- Maximales Bremsmoment bei $t = 0$: Kippmoment bei $s_{Neu} = 2 - s_N$ einstellen \Rightarrow **Kurve c !**

Zusammenfassung: Abbremsen von Asynchronmaschinen

- Mechanische Anbau-Bremse möglich
- Gleichstrom-Bremsschaltungen (siehe Skript)
- Gegenstrombremsen durch Tausch zweier Phasen
- Hochlauf in Gegenrichtung muss dabei verhindert werden

7. Antriebstechnik mit der Asynchronmaschine

7.1 Typische Arbeitsmaschinen

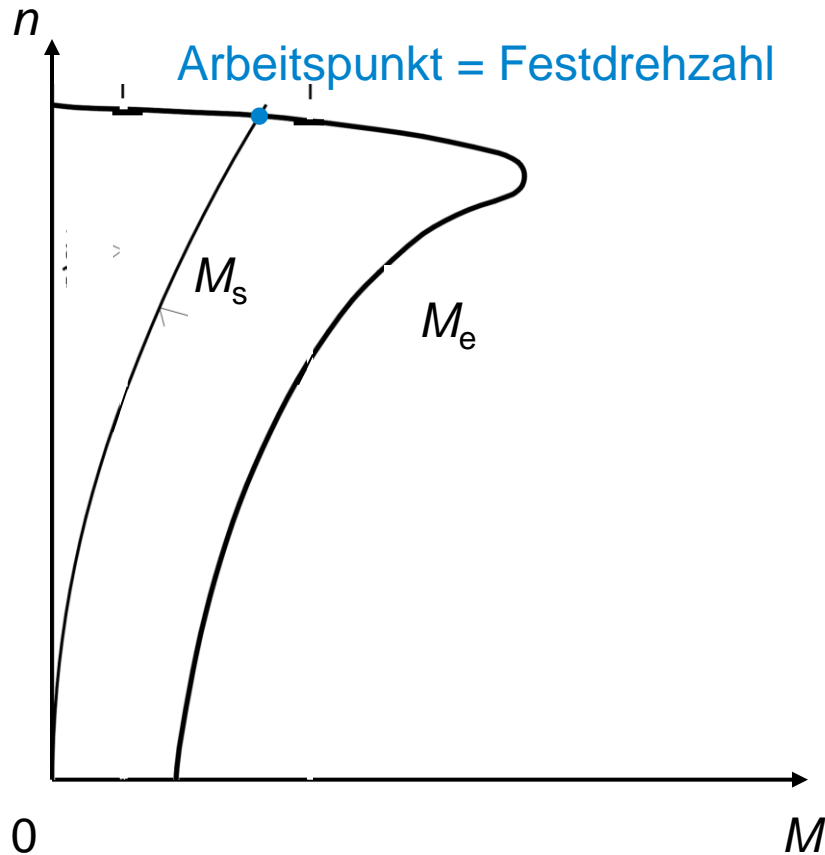
7.2 Hochlauf der Asynchronmaschine

7.3 Stabile und instabile Arbeitspunkte – „Quasistatische Stabilität“

7.4 Abbremsen von Asynchronmaschinen

7.5 Drehzahlvariabler Betrieb von Asynchronmaschinen

7.6 Asynchronmaschine mit Frequenzumrichterspeisung



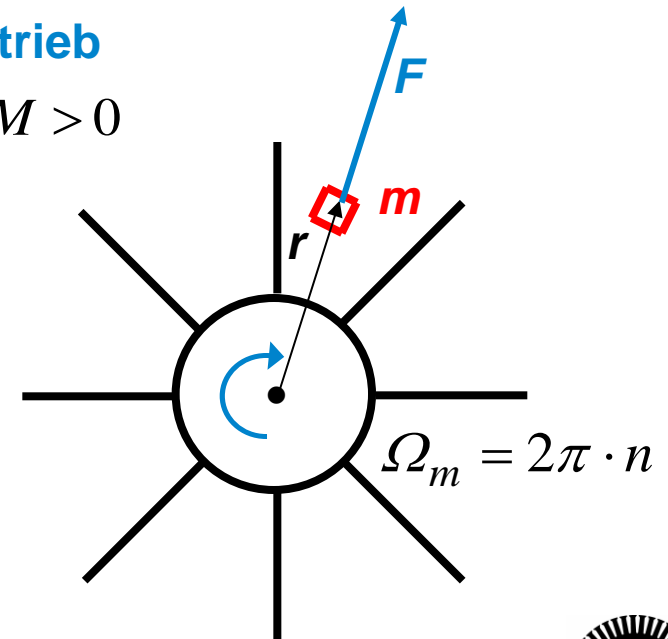
Beispiel: Kompressorantrieb

1. Quadrant:

Drehzahl n und Drehmoment M positiv:
Fluid wird gefördert

MOTOR-Betrieb

$$P = 2\pi \cdot n \cdot M > 0$$



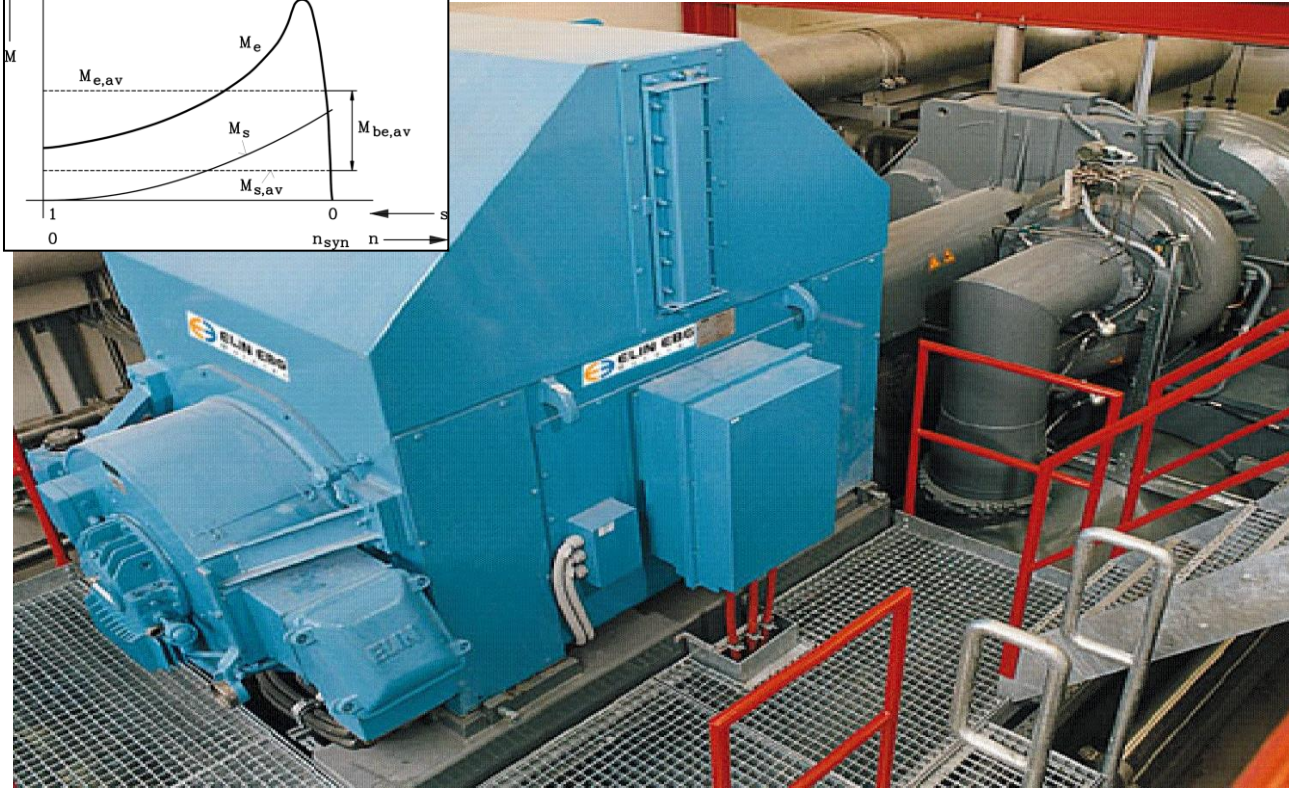
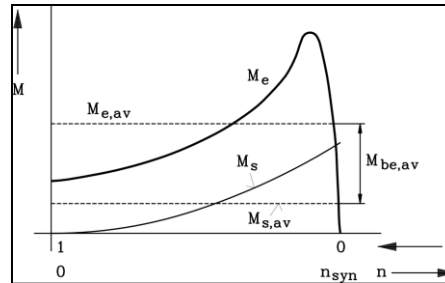
Einquadranten-Betrieb: Kompressorantrieb mit Festdrehzahl

- Antrieb: Asynchron, vierpolig
- Leistung: 2250 kW
- Spannung: 6 kV/Netzspeisung
- Frequenz: 50 Hz
- Drehzahl: 1483 /min
- Kühlart: Wassergekühlt
- Stückzahl: 1 Stück



■ Anwendung: Turboverdichter

■ Wirkungsgrad 96,65%



Projekt:

Biochemie Kundl /Tirol

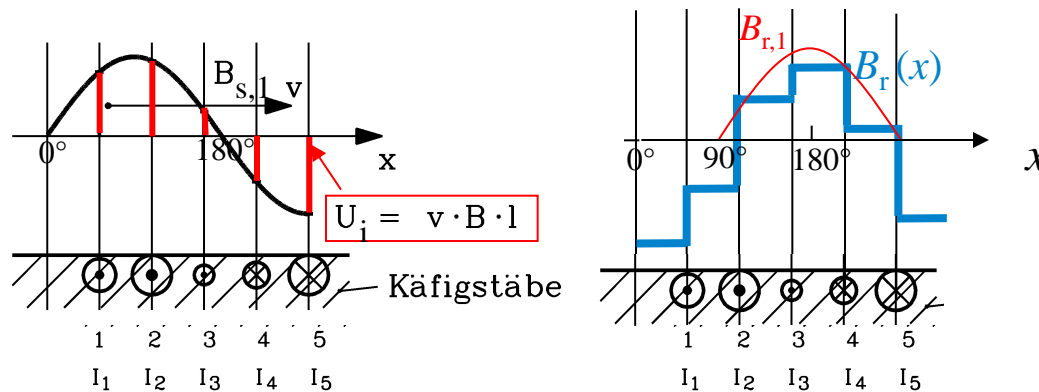
Aufstellungsort:

Österreich

Quelle: ELIN EBG Motoren GmbH, Österreich

Käfigläufer wird i. A. von JEDER Statorfeldwelle induziert

- Der Käfigläufer passt sich mit dem Läuferfeld jeder Ständerpolzahl an.
- Käfig wird von jeder Statorfeldwelle B_s induziert: Stabspannungen U_i
- Stabspannungen treiben Stabströme $I_{\text{stab}} \sim U_i$, die
 - a) Läuferfeld B_r mit gleicher Wellenlänge wie induzierendes Ständerfeld erregen und
 - b) mit diesem ein zeitlich konstantes Drehmoment M bilden.



Beispiel: s klein: $I_{\text{stab}} \approx U_i/R \rightarrow$ Grundwelle $B_{r,1}$ zu $B_{s,1}$ räumlich um 90° phasenverschoben

Polumschaltbare Käfigläufer-Asynchronmaschinen mit getrennten Ständerwicklungen

- **Mehrere Drehfeldwicklungen** unterschiedlicher Polpaarzahl im Ständer: „Stufige“ Drehzahländerung durch unterschiedliche Synchron Drehzahlen möglich.
- Der Käfigläufer passt sich mit dem Läuferfeld jeder **Ständerpolzahl** an und kann so mit jeder Ständer-Wicklungsschaltung ein Drehmoment bilden.

Beispiel:

Käfigläufer-Asynchronmotor: 48 Ständernuten: **Vier Drehzahlstufen**

2-pol. Wicklung, Lochzahl $q = 8$;

4-pol. Wicklung, $q = 4$;

8-pol. Wicklung, $q = 2$;

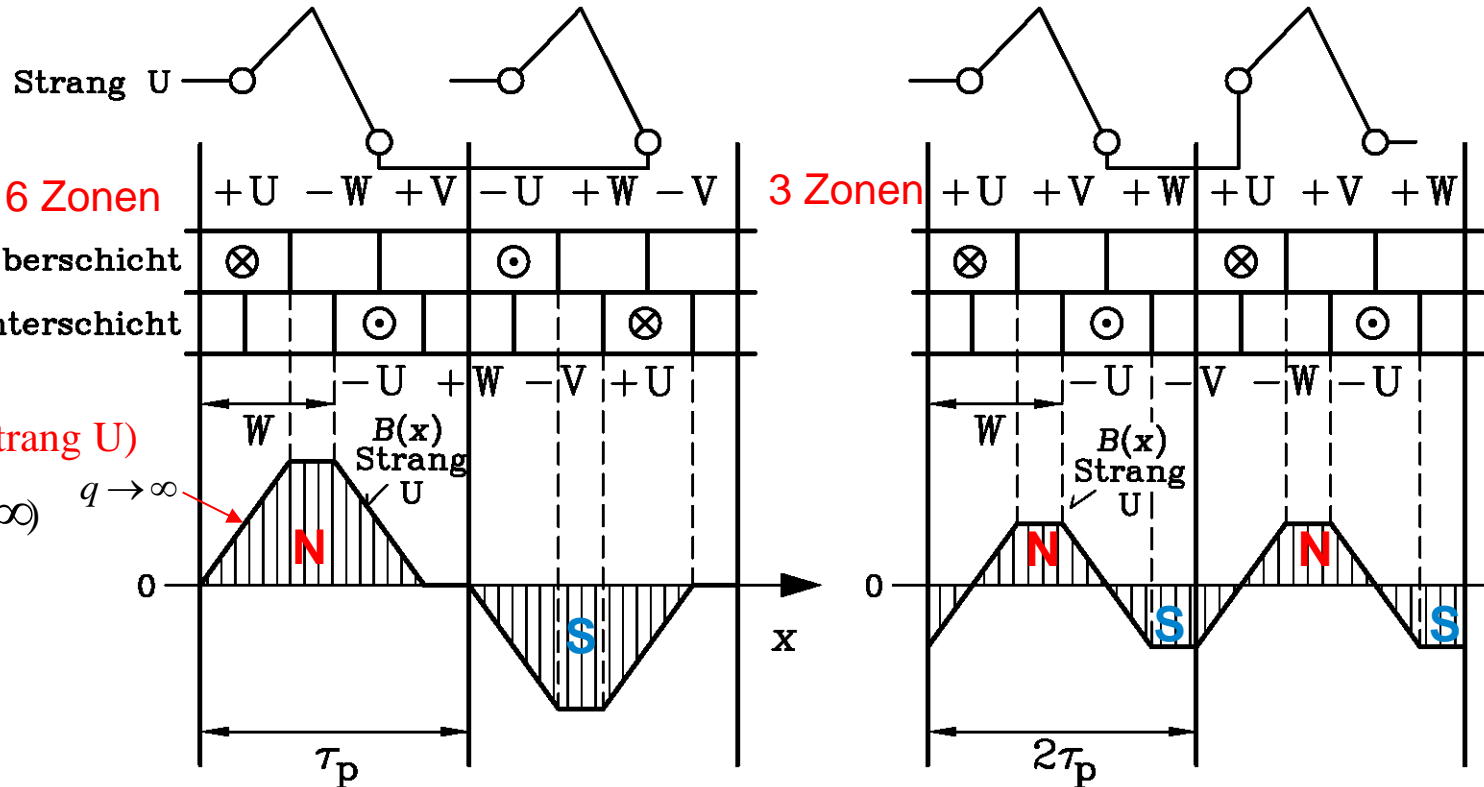
16-pol. Wicklung, $q = 1$.

Drehzahlstufung am 50 Hz-Netz: $n_{syn} = 3000/\text{min}, 1500/\text{min}, 750/\text{min}, 375/\text{min}$

Nachteil: Je Wicklung im Mittel nur ein 1/4 des Nutquerschnitts = auf 25% reduzierte Dauerleistung je Drehzahlstufe.

Polumschaltbare Käfigläufer-Asynchronmaschinen mit DAHLANDER-Wicklung $p_1 : p_2 = 1 : 2$

- **Sonder-2-Schichtwicklung:** EINE Wicklung für zwei unterschiedliche Polzahlen
DAHLANDER: $p_1 : p_2 = 1 : 2$



Felderregerkurve (Strang U)

(hier im Bsp.: $q \rightarrow \infty$)
(„unendlich feine“
Treppenstufung)

Zweipolige Schaltung:

6-Zonenwicklung, Sehnung 0.5

Vierpolige Schaltung:

3-Zonenwicklung, ungeseht

Beispiel: DAHLANDER-Schaltung für Tunnellüfter: Einquadrantenbetrieb mit Drehzahlveränderung

- Grobe Drehzahlstufung **bei Lüfterantrieben** wegen $M_s \sim n^2$ ausreichend!

Luft-Volumenstrom $\dot{V} \sim n$

- **Polumschaltbarer Tunnel-Lüfterantrieb:** $f_N = 50$ Hz (z. B. Alpentunnel)

$$M_s \sim n^2 \Rightarrow P_{Lü} = 2\pi \cdot n \cdot M_s \sim n^3$$

a) Vierpolige Schaltung:

$n_{\text{syn}} = 1500/\text{min}$, $P_{Lü} = 800$ kW, Luft-Volumenstrom 100 %

b) Achtpolige Schaltung:

$n_{\text{syn}} = 750/\text{min}$, $P_{Lü} = 100$ kW, Luft-Volumenstrom 50 %

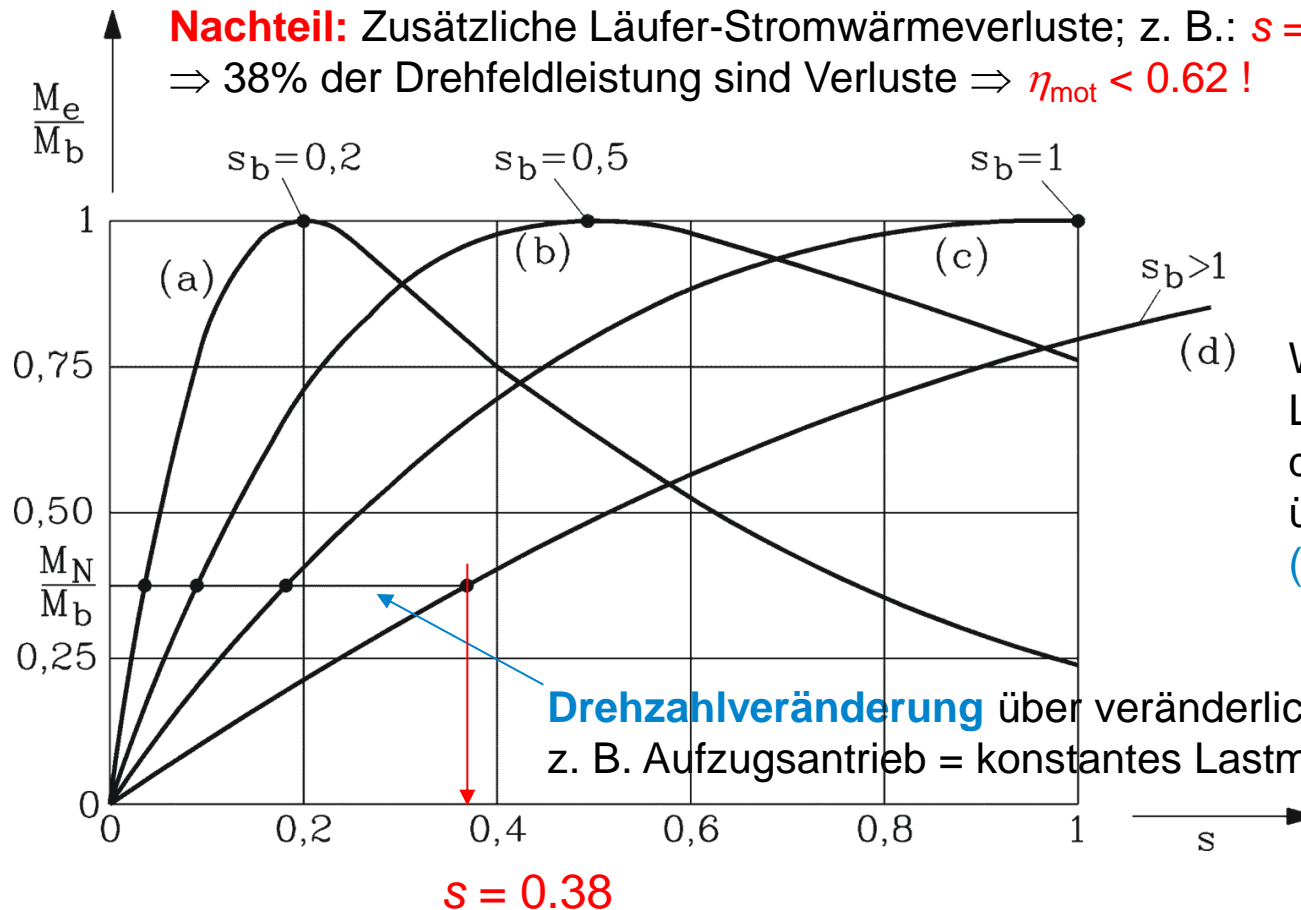
c) Abgeschalteter Antrieb:

$n = 0$, $P_{Lü} = 0$, Luft-Volumenstrom 0 %

Drehzahlveränderlicher Betrieb eines Schleifringläufer-Asynchronmotors über veränderliche Läuferwiderstände

Beispiel: Schleifringläufer-Asynchronmotor: $M_b/M_N = 2.65$, Kippschlupf $s_b = 0.2$

Nachteil: Zusätzliche Läufer-Stromwärmeverluste; z. B.: $s = 0.38$, $n = 0.62 \cdot n_{syn}$
 \Rightarrow 38% der Drehfeldleistung sind Verluste $\Rightarrow \eta_{mot} < 0.62$!



Wegen der hohen Läuferverluste wird der drehzahlveränderbare Betrieb über Läuferwiderstände (fast) nicht mehr verwendet !

Drehzahlveränderlicher Betrieb der Schleifringläufermaschine mit rotorseitigem Umrichter



- **Doppeltgespeiste Asynchronmaschine:**

Ständerwicklung am Drehstromnetz: Konstante Frequenz f_s & Spannungsamplitude \hat{U}_s

Läuferwicklung über Umrichter: Mit schlupffrequenter Spannung gespeist

Spannungsamplitude des Umrichters variiert mit dem Schlupf

$$\hat{U}_r \sim f_r = s \cdot f_s$$

- Schlupfleistung $s \cdot P_\delta$ über den rotorseitigen Umrichter (nahezu) verlustfrei ins Netz zurückgespeist!

- **Einsatzgebiet:** Windgenerator: begrenzter Drehzahlbereich:

ca. $\pm 30\%$ der Synchrondrehzahl,

daher: Schlupf: maximal $\pm 0.3 \Rightarrow$

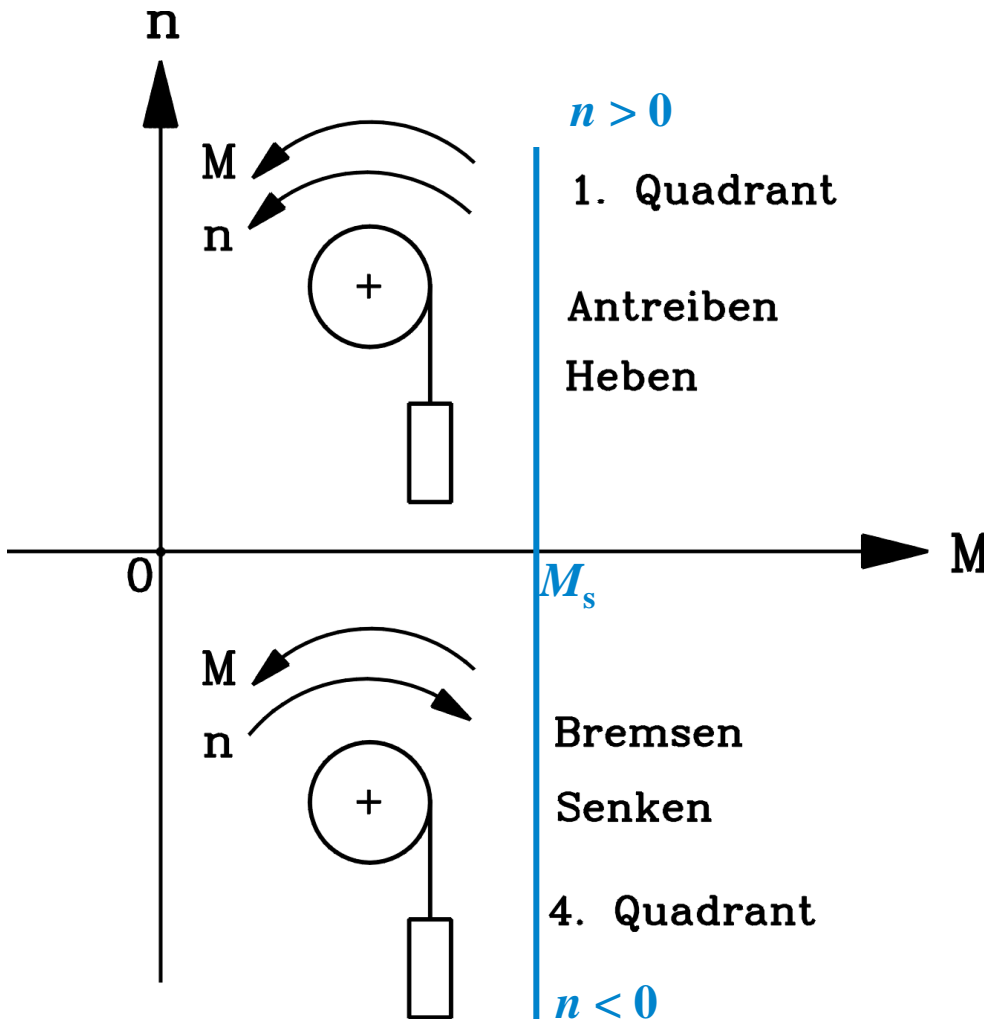
\Rightarrow **Umrichter-Maximalleistung:**

nur **30%** der Maschinennennleistung, daher kostengünstig

(Näheres: siehe Vorlesung „Großgeneratoren & Hochleistungsantriebe“)



Zweiquadranten-Betrieb: Drehzahlveränderung



Beispiel: Aufzugsantrieb

Wunsch: Kontinuierlich drehzahlveränderbar, ruckfreies Beschleunigen und Verzögern („Ruck“: d^2n/dt^2)

1. Quadrant:

Drehzahl n und Drehmoment M positiv:
HEBEN

$$P = 2\pi \cdot n \cdot M > 0$$

MOTOR-Betrieb

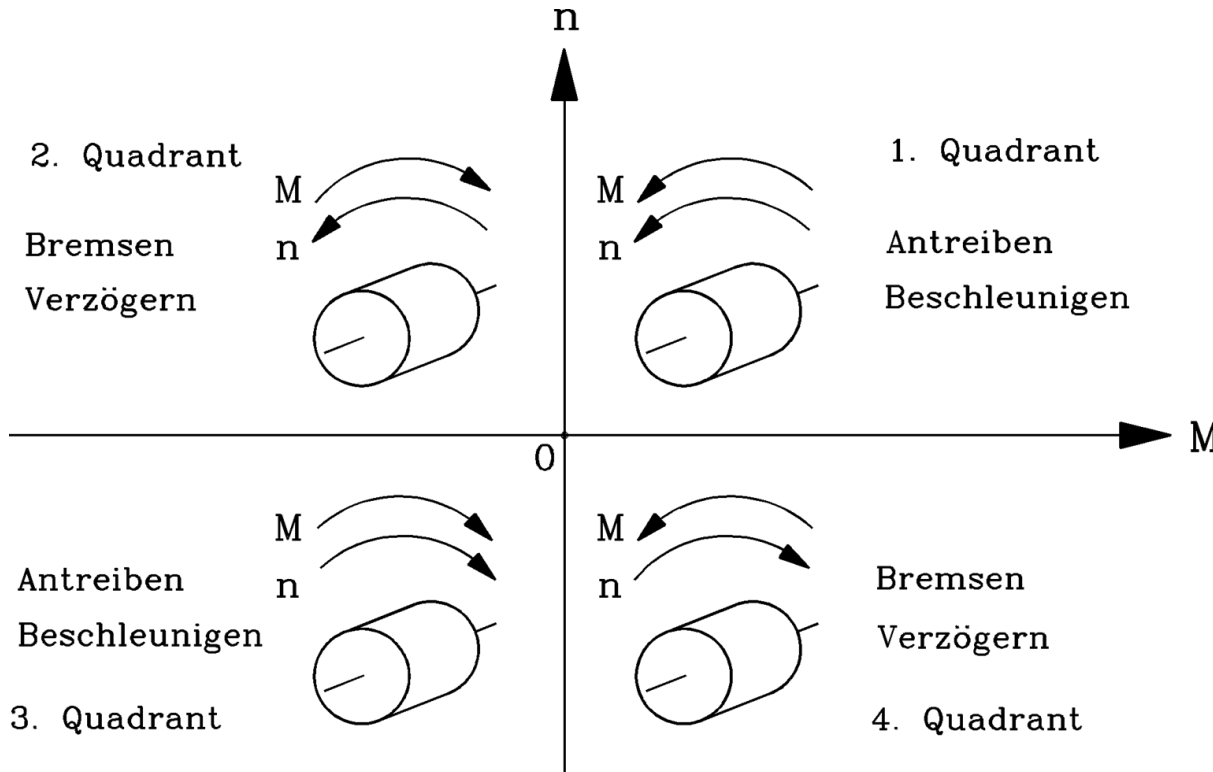
4. Quadrant: „Senkbremsen“

Drehzahl negativ = SENKEN,
Moment positiv (muß Last halten)

$$P = 2\pi \cdot n \cdot M < 0$$

GENERATOR-Betrieb

Vierquadranten-Betrieb: Drehzahlveränderung



Beispiel:
Fahrzeugantrieb

1. und 3. Quadrant:
Antreiben in Fahrtrichtung
vorwärts und rückwärts:
MOTOR

2. und 4. Quadrant:
Generatorisches Bremsen in
Fahrtrichtung vorwärts und
rückwärts: GENERATOR

Beispiel:

2. und 4. Quadrant bei **BAHNANTRIEB:**

"E-Bremse": Rückspeisen von mechanischer Bremsenergie \Rightarrow

\Rightarrow kinetische Energie des gebremsten Zugs als elektrische Energie in die Fahrleitung.



Vierquadranten-Betrieb: Straßenbahn

- Motortyp: Vierpolig
- Leistung: 80 kW
- Max. Spannung: 380 V Y
- Max. Frequenz: 140 Hz
- Nenndrehzahl: 2060/min
- Kühlart: Wassermantel
- Stückzahl: 665 Stück



WIENER LINIEN

- Antrieb: Asynchronmotor mit Alu-Gussrotor und Runddrahtwicklung
- 90°-Kegelradgetriebe zum Rad
- **Umrichterspeisung**



**Projekt: ULF – Niederflurstraßenbahn
(Ultra Low Floor = ULF), KEINE Radachse**

Einsatzort: Wien/Österreich

Quelle: ELIN EBG Motoren GmbH, Österreich

Vierquadranten-Betrieb: Straßenbahn

Asynchron-Straßenbahnmotor mit Umrichterspeisung

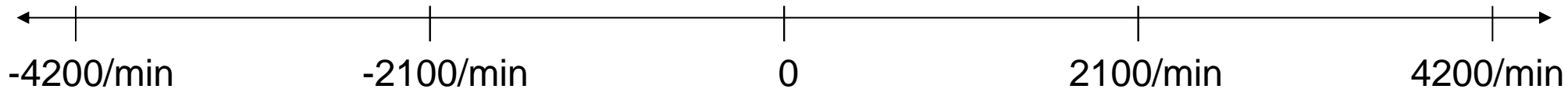
Beispiel:

$$\text{ULF: } 2p = 4, n_{\text{syn}} = f_s/p$$

$$f_s = 0 \dots 140 \text{ Hz, } n_{\text{syn}} = 0 \dots 70/\text{s} = 4200/\text{min} = n_{\text{syn,max}}$$

$$f_{\text{sN}} = 70 \text{ Hz, } n_{\text{syn,N}} = 35/\text{s} = 2100/\text{min}$$

$$n_{\text{N}} = 2060/\text{min, } s_{\text{N}} = (2100 - 2060)/2100 = 1.9\%$$



Zusammenfassung: Drehzahlvariabler Betrieb von Asynchronmaschinen

- Polumschaltbare Ständerwicklung für diskrete Drehzahlen
- Allgemeine Kennzeichnung von Mehrquadranten-Antrieben
- Schleifringläufer mit Vorwiderständen für Konstantmomentbelastung ungünstig
- Schleifringläufermaschine als doppeltgespeiste Maschinen
 - z. B. als drehzahlveränderbare Windgeneratoren
- Vier-Quadranten-Antriebe mit Umrichterspeisung

7. Antriebstechnik mit der Asynchronmaschine

7.1 Typische Arbeitsmaschinen

7.2 Hochlauf der Asynchronmaschine

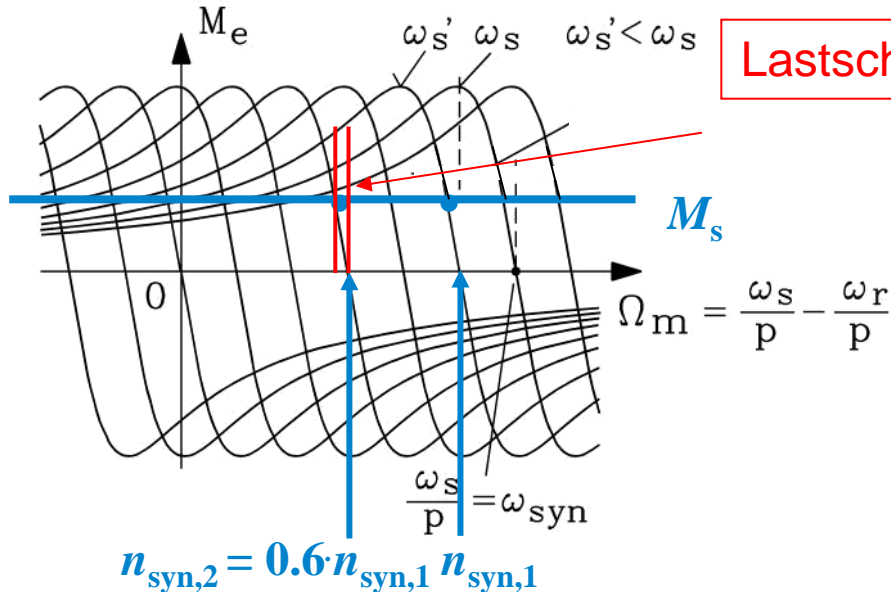
7.3 Stabile und instabile Arbeitspunkte – „Quasistatische Stabilität“

7.4 Abbremsen von Asynchronmaschinen

7.5 Drehzahlvariabler Betrieb von Asynchronmaschinen

7.6 Asynchronmaschine mit Frequenzumrichterspeisung

Umrichter-Asynchronmaschine als Aufzugsantrieb



Lastschlupf s z.B. $s = 0.05$

- Konstantes Gegenmoment (Aufzugsantrieb):**

Absenkung der Drehzahl um 40% =
Rotorverluste sind NUR 3% von P_N =
technisch SEHR GUTE Lösung!

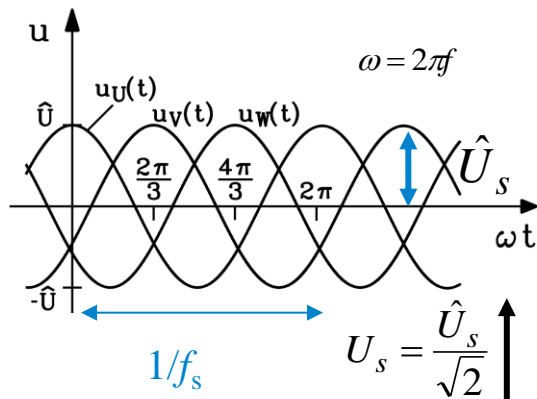
	Aufzugsantrieb
Gegenmoment der Last	$M_s = M_N = konst.$
Gegenmoment bei $n/n_{syn} = 0.6$	$M_s = M_N$
$P_\delta(n) / P_{\delta N} = 2\pi n_{syn,2} M_N / (2\pi n_{syn,1} M_N)$	$n_{syn,2} / n_{syn,1} = 0.6$
$P_m(n) / P_{\delta N} = (1-s) \cdot P_\delta(n) / P_{\delta N}$	$(1-0.05) \cdot 0.6 = 0.57$
$P_{Cu,r} / P_{\delta N} = s \cdot P_\delta(n) / P_{\delta N}$	$0.05 \cdot 0.6 = 0.03$ 0.03 (!)

Spannungseinprägender Umrichter

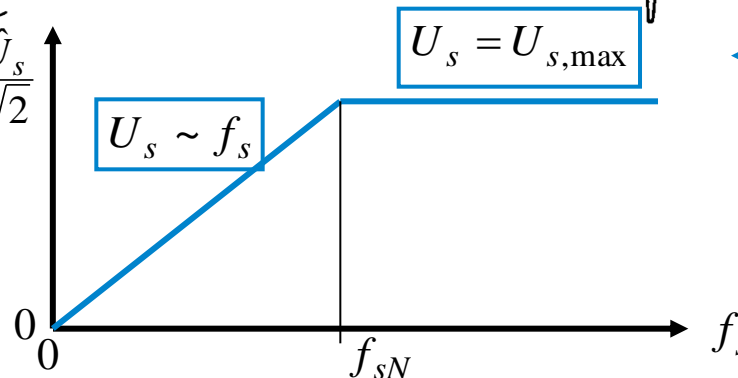
Idealer versus realer Umrichter

Idealer Umrichter:

- Erzeugung eines Sinus-Drehspannungssystems
- Frequenz f_s und Amplitude \hat{U}_s veränderbar
- Maximale Spannungsamplitude $\hat{U}_{s,\max}$ („Spannungsgrenze“)

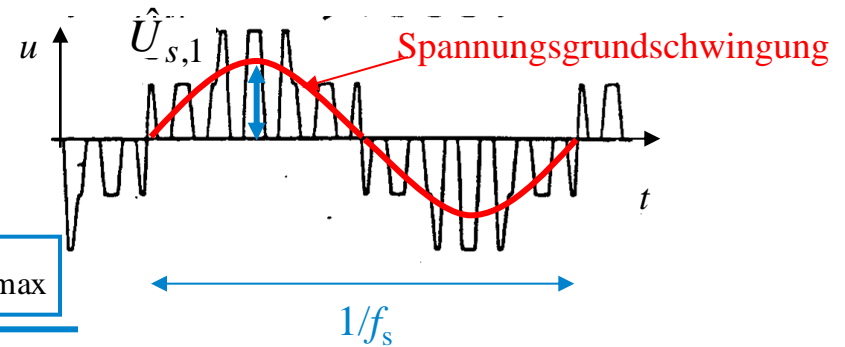


Strangspannung
 $u_s(t)$



Realer Umrichter:

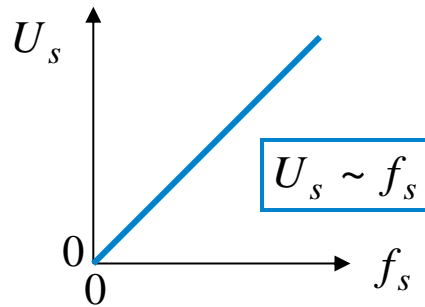
- Erzeugung eines nicht-sinusförmigen Drehspannungssystems
- Frequenz f_s und Amplitude der Spannungsgrundschiwingung $\hat{U}_{s,1}$ veränderbar
- Maximale Amplitude der Spannungsgrundschiwingung $\hat{U}_{s,1,\max}$ („Spannungsgrenze“)



Asynchronmaschine bei veränderlicher Ständerfrequenz f_s

- Für $R_s = 0$:
$$\underline{U}_s = j\omega_s L_{s\sigma} \underline{I}_s + j\omega_s L_h \cdot (\underline{I}_s + \underline{I}'_r)$$

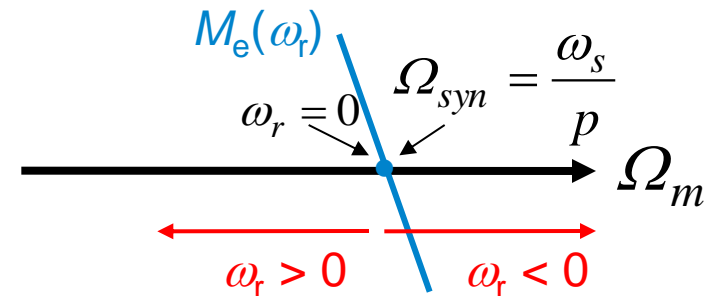
$$\frac{\underline{U}_s}{\omega_s} = jL_{s\sigma} \underline{I}_s + jL_h \cdot (\underline{I}_s + \underline{I}'_r) = j \cdot (\underline{\Psi}_{s\sigma} + \underline{\Psi}_h) / \sqrt{2} = j\underline{\Psi}_s / \sqrt{2} = konst.$$
- $R_s = 0$: Spannungsamplitude von U_s muss proportional zu f_s verändert werden, damit der **Fluss pro Pol $\Phi_s = \Psi_s / (N_s k_{ws})$ in der Maschine konstant bleibt.**



Steuergesetz für den Umrichter:

$$U_s \sim \omega_s$$

- Schlupf: $s = f_r / f_s = \omega_r / \omega_s \Rightarrow \Omega_m = \frac{\omega_s}{p} - \frac{\omega_r}{p}$



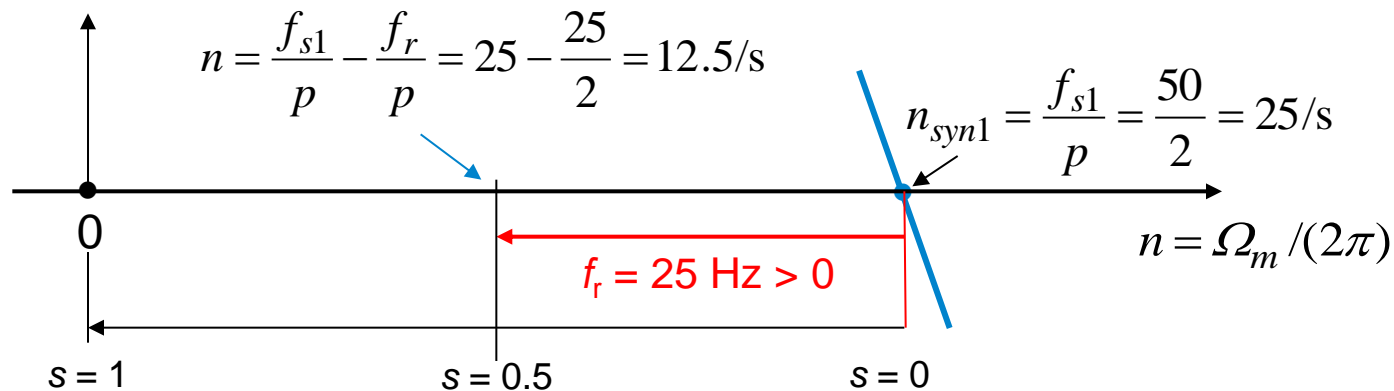
- Kurve $M_e(n) = M_e(\Omega_m)$ ist als **Kurve $M_e(\omega_r)$ für unterschiedliches ω_s parallel verschoben.**

($\omega_r = 2\pi f_r$: Rotor-Kreisfrequenz)

Rotorfrequenz f_r der Asynchronmaschine

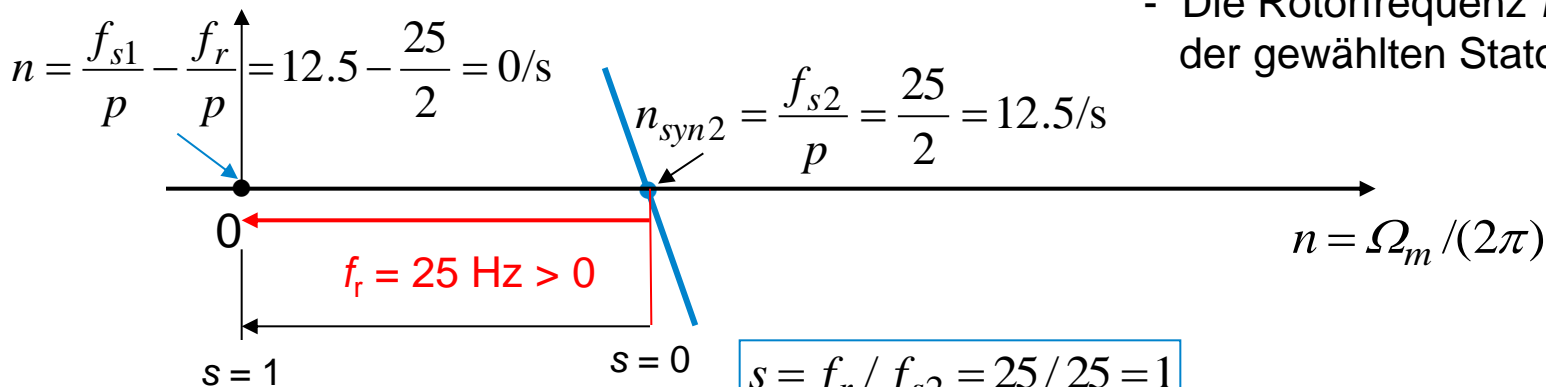
Beispiel: $2p = 4$, a) $f_{s1} = 50$ Hz

$$s = f_r / f_s = \omega_r / \omega_s$$



$$s = f_r / f_{s1} = 25 / 50 = 0.5$$

Beispiel: b) $f_{s2} = 25$ Hz



$$s = f_r / f_{s2} = 25 / 25 = 1$$

- Die Schlupfbezifferung s ändert sich mit der gewählten Statorfrequenz f_s
- Die Rotorfrequenz f_r ist **UNabhängig** von der gewählten Statorfrequenz f_s

M(n)-Kennlinien der Umrichter-Asynchronmaschine

- $R_s = 0$:

KLOSS'sche Formel:

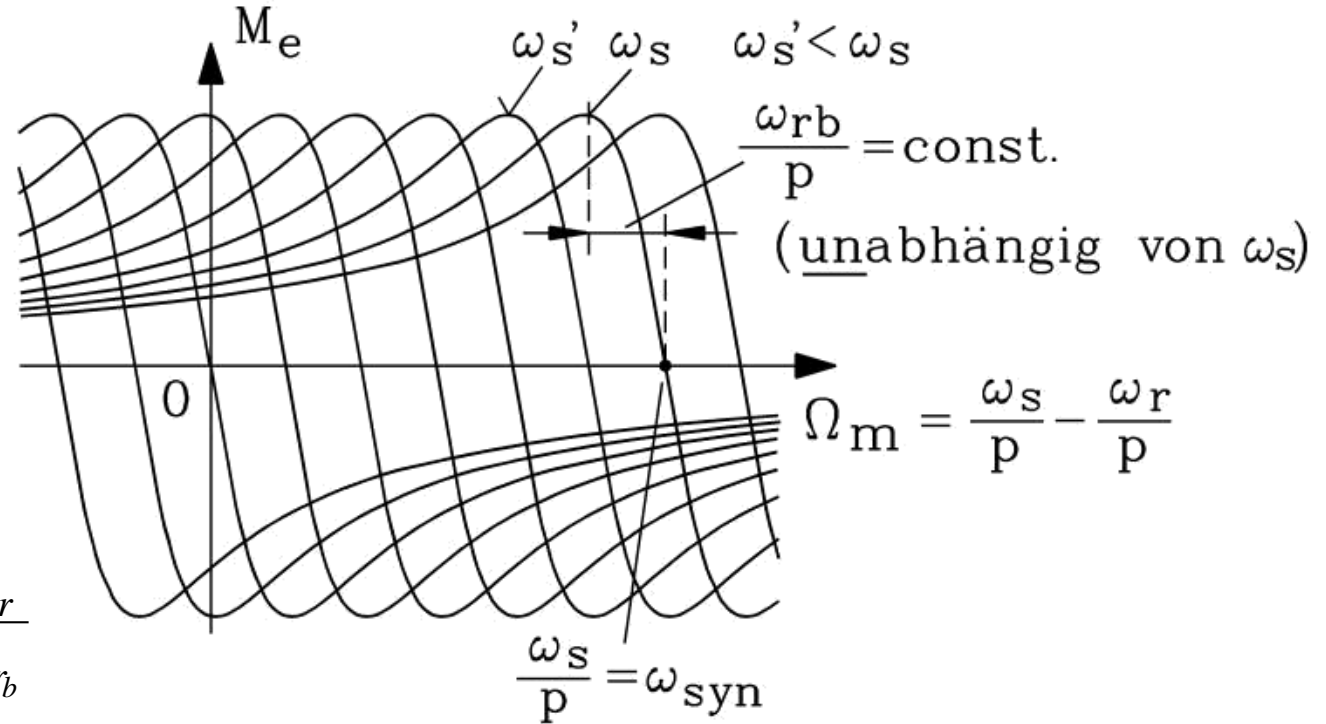
$$M_e = \frac{2M_b}{\frac{s}{s_b} + \frac{s_b}{s}} = \frac{2M_b}{\frac{\omega_r}{\omega_{rb}} + \frac{\omega_{rb}}{\omega_r}}$$

$$\frac{s}{s_b} = \frac{\omega_r / \omega_s}{\frac{R'_r}{\sigma \cdot \omega_s L'_r}} = \frac{\omega_r}{R'_r} = \frac{\omega_r}{\omega_{rb}}$$

Kippmoment M_b : $M_b = \frac{m_s U_s^2}{\omega_s / p} \cdot \frac{1}{X_s} \cdot \frac{1 - \sigma}{2\sigma} = \frac{m_s p}{2} \cdot \left(\frac{U_s}{\omega_s} \right)^2 \cdot \frac{1 - \sigma}{\sigma L_s} = konst.$

Kippschlupf: s_b

Rotor-Kippfrequenz: $\omega_{rb} = \frac{R'_r}{\sigma L'_r}$



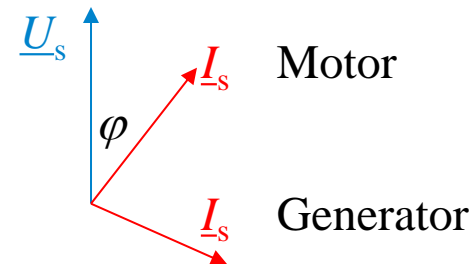
- **Frequenzumrichter** erzeugt Drehspannungssystem
 - a) mit variabler Frequenz f_s : Daher ist Synchrondrehzahl $n_{\text{syn}} = f_s/p$ veränderbar
 - b) und variabler Amplitude U_s : Daher Kippmoment $M_b \sim (U_s/f_s)^2$ konstant
- **Fazit:** Die Asynchronmaschine wird **kontinuierlich drehzahlveränderbar**.
- **Drehrichtungsumkehr** erfolgt durch elektronischen Phasentausch:

U-V-W \rightarrow U-W-V

- Änderung des **Energieflusses** durch Vergrößern/Verkleinern des Phasenwinkels:

Generatorbetrieb \leftrightarrow Motorbetrieb

$$\varphi > \pi/2 \leftrightarrow \varphi < \pi/2$$



- $R_s = 0$:
Spannungsamplitude \hat{U}_s muss proportional zu f_s verändert werden, damit der **Fluss in der Maschine konstant bleibt** (= konstantes Drehmoment M_e bei gleichem Strom I_s).

Drehmoment der Asynchronmaschine

Für $R_s = 0$: $\underline{U}_s = j\omega_s L_{s\sigma} \underline{I}_s + j\omega_s L_h \cdot (\underline{I}_s + \underline{I}'_r)$

Komplexe Scheinleistung an den Stator клемmen: $\underline{S}_s = 3 \cdot \underline{U}_s \cdot \underline{I}_s^* = P + j \cdot Q$

Drehfeldleistung (Luftspaltleistung): $R_s = 0$: $P_e = P_\delta = \text{Re}\{\underline{S}_s\} = (\omega_s / p) \cdot M_e$

$$M_e = \frac{p}{\omega_s} \cdot \text{Re}\{3 \cdot \underline{U}_s \underline{I}_s^*\} = \frac{3p}{\omega_s} \cdot \text{Re}\{j\omega_s L_{s\sigma} \underline{I}_s \underline{I}_s^* + j\omega_s L_h \underline{I}_m \underline{I}_s^*\} = 3p \cdot \text{Re}\left\{j \cdot \frac{\Psi_h}{\sqrt{2}} \cdot \underline{I}_s^*\right\}$$

Gedankliche Zerlegung von \underline{I}_s in eine

a) zu $\underline{\Psi}_h$ parallele („in Phase“) und

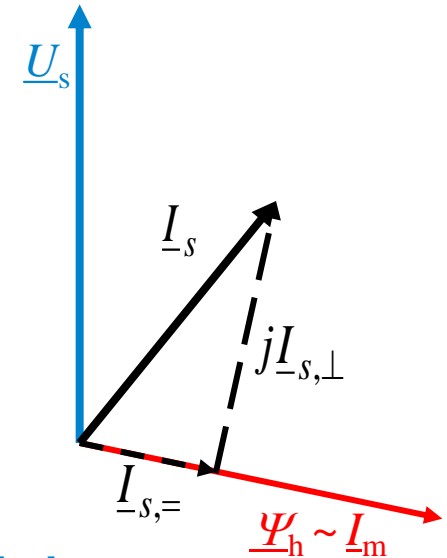
b) normale („90° voreilende“) Komponente: $\underline{I}_s = \underline{I}_{s,=} + j\underline{I}_{s,\perp}$

Drehmoment: $M_e = \frac{3p}{\sqrt{2}} \cdot \text{Re}\{j\underline{\Psi}_h \cdot (\underline{I}_{s,=}^* - j\underline{I}_{s,\perp}^*)\} = \frac{3p}{\sqrt{2}} \cdot \Psi_h \cdot I_{s,\perp}$

Drehmoment ~ Hauptfluss x Normal-Statorstromkomponente

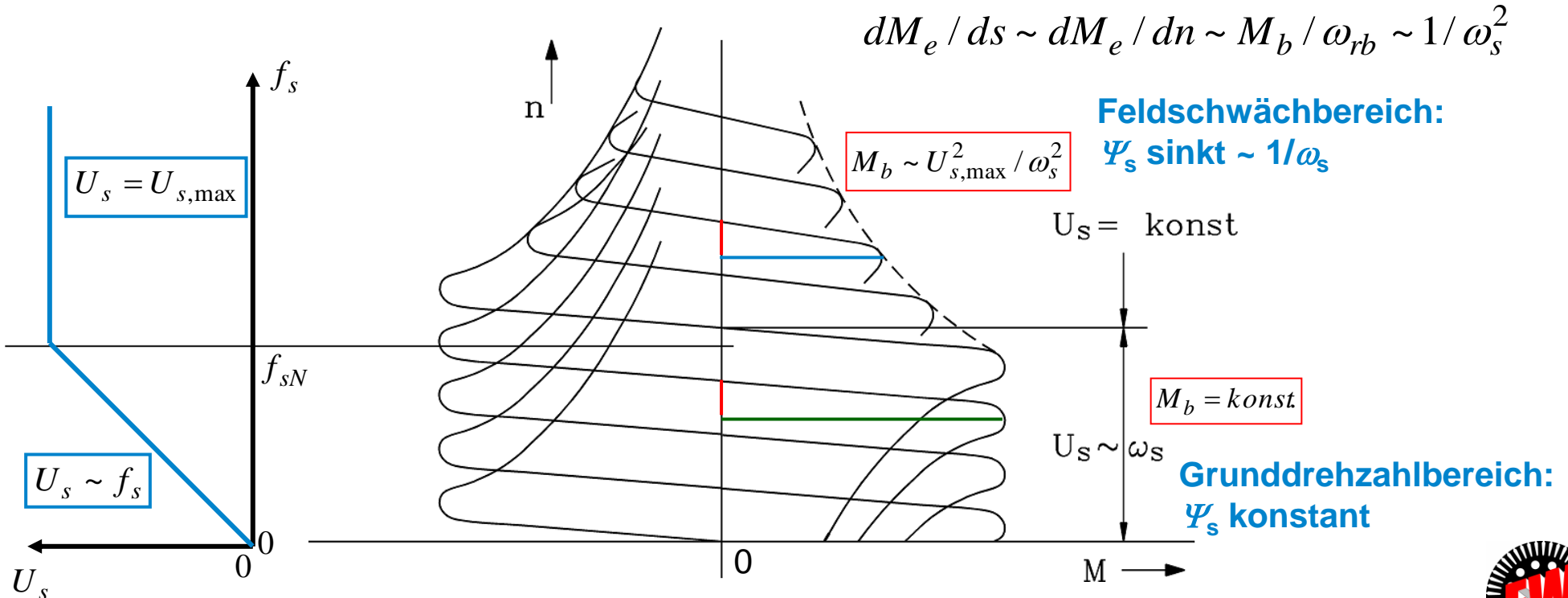
Die Parallelkomponente $\underline{I}_{s,=} \approx \underline{I}_m \sim \underline{\Psi}_h$ magnetisiert den Hauptfluss!

Diese Zerlegung wird bei der „feldorientierten“ Stromregelung verwendet!

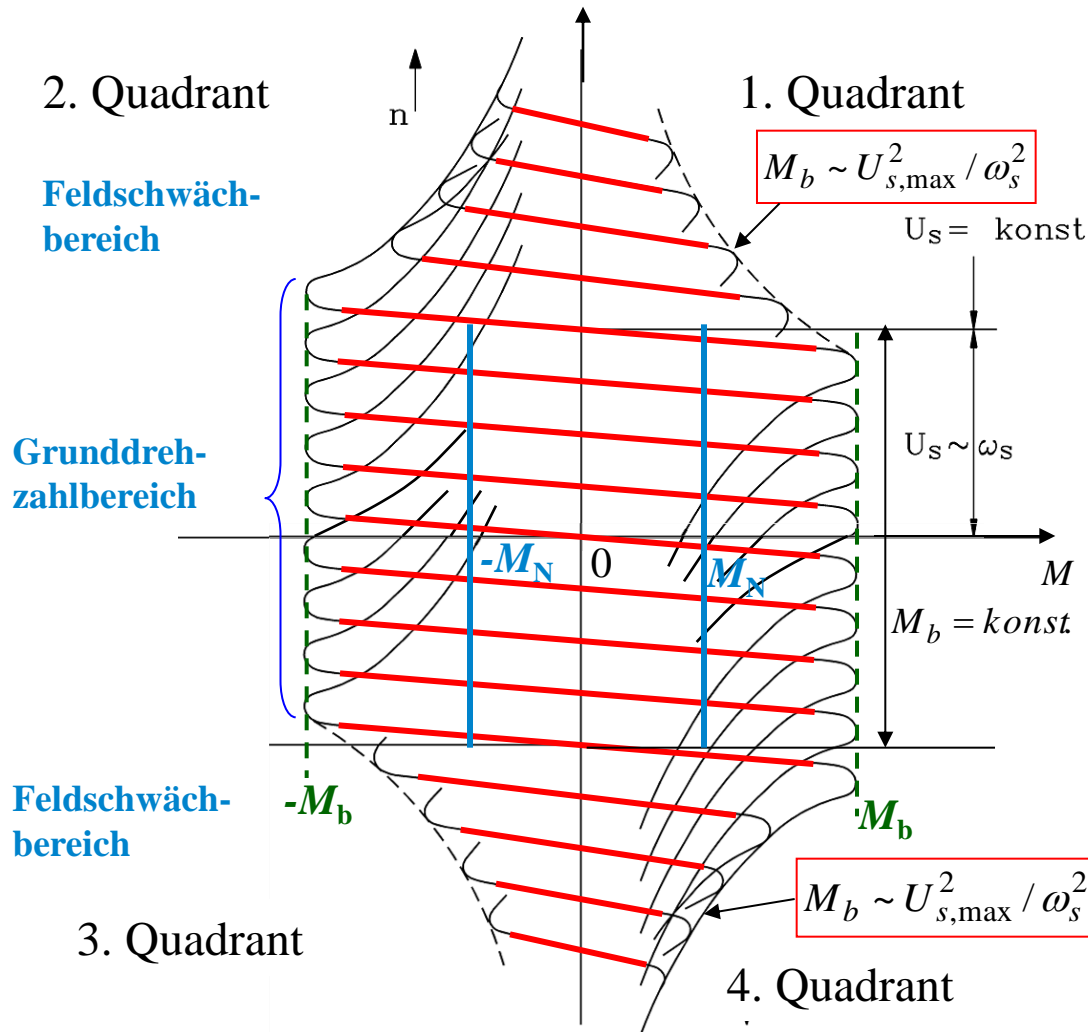


Konstantmoment- und Feldschwächbetrieb

- Ab maximaler Umrichter Ausgangsspannung $U_{s,max}$ SINKT bei weiterer Erhöhung von ω_s der Fluss: (**Feldschwächbetrieb**): $R_s = 0$: $\Psi_s = \sqrt{2}U_{s,max} / \omega_s$
- Das Kippmoment sinkt mit dem Kehrwert des **Quadrats der Frequenz**: $M_b \sim U_{s,max}^2 / \omega_s^2$
Die Läuferkipffrequenz ω_{rb} **bleibt konstant**: Daher sinkt die **Neigung** dM_e/ds der $M_e(n)$ -Kennlinie im Feldschwächbereich mit steigender Ständerfrequenz gleichfalls hyperbolisch.



Grunddrehzahlbereich und Feldschwächbereich der Asynchronmaschine bei Umrichterbetrieb



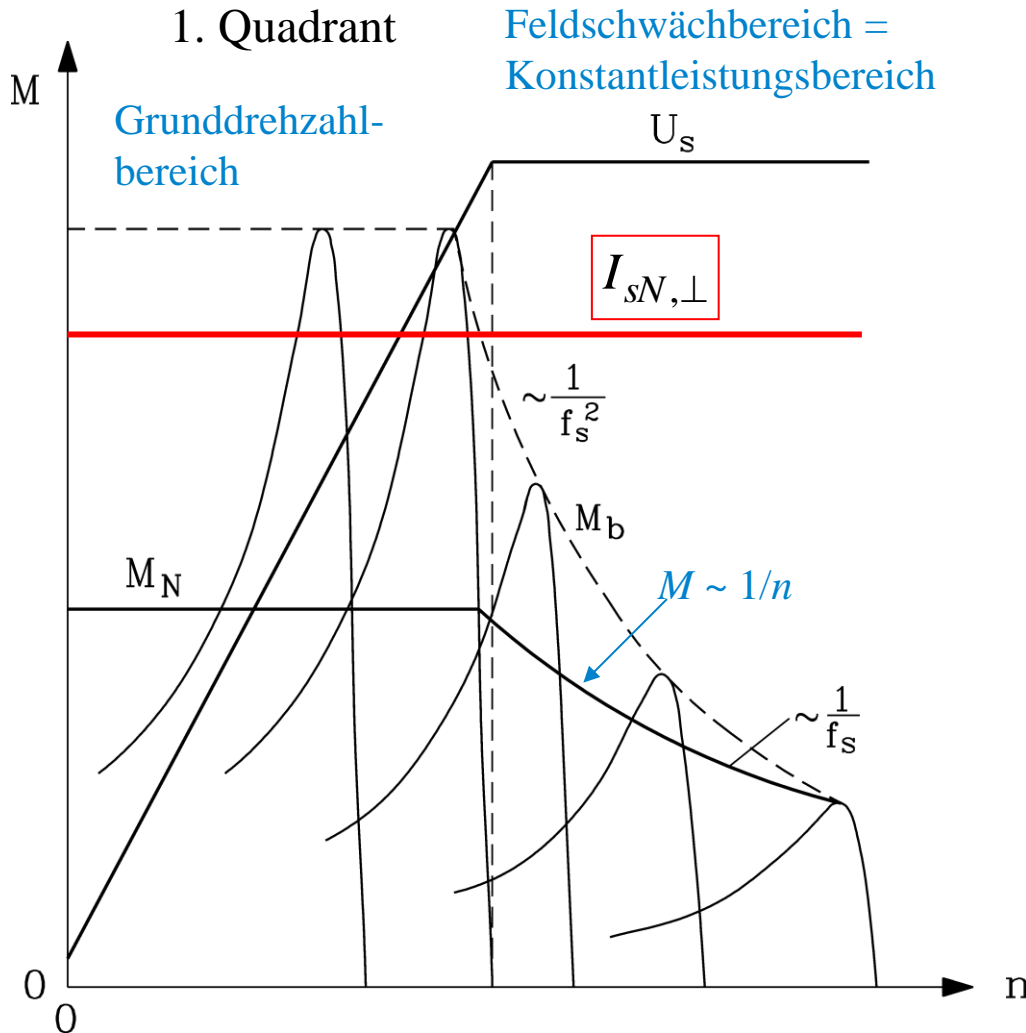
Grunddrehzahlbereich und Feldschwächbereich:

- Betrieb auf den „roten“ Linien innerhalb der Kippmomente $\pm M_b$
- \Rightarrow Maximaler Strom $I_{s,\max}$ kleiner als der Kippstrom $I_{s,b}$
- Nennmoment M_N prop. zum Nenn-Hauptfluss Φ_{hN} & Nennstrom $I_{sN} \sim I_{sN,\perp}$

$$M_{eN} = 3p \cdot \Psi_{hN} \cdot I_{sN,\perp} / \sqrt{2}$$

$$\Phi_{hN} = \Psi_{hN} / (N_s k_{ws})$$

Betriebsbereiche der Asynchronmaschine bei Umrichterbetrieb



- Grunddrehzahlbereich: $U_s \sim \omega_s$
Nennmoment M_N prop. zu
Nenn-Hauptfluss Φ_{hN} x Nennstrom I_{sN}

$$M_{eN} \sim \Phi_{hN} \cdot I_{sN,\perp}$$

- Feldschwächbereich:

$U_s = U_{s,max} = \text{konst.}$

Fluss Φ_s sinkt mit $1/f_s$:

$$\frac{U_{s,max}}{\omega_s} = j\Psi_s / \sqrt{2} \sim 1/\omega_s$$

⇒ Moment sinkt bei konst. Strom mit $1/f_s$:

$$M_e \sim \Phi_h \cdot I_{sN,\perp} \sim \Phi_{hN} \cdot \frac{\omega_{sN}}{\omega_s} \cdot I_{sN,\perp}$$

$$M_e \sim M_{eN} \cdot \frac{\omega_{sN}}{\omega_s}$$

$M \sim 1/n$:

Konstante Leistung $P \sim M \cdot n = \text{konst.}$

Einfluss des Ständerwiderstands R_s

- Der Spannungsfall am Ständerwiderstand darf in der Ständerspannungsgleichung **bei kleinen Kreisfrequenzen ω_s nicht mehr vernachlässigt** werden.

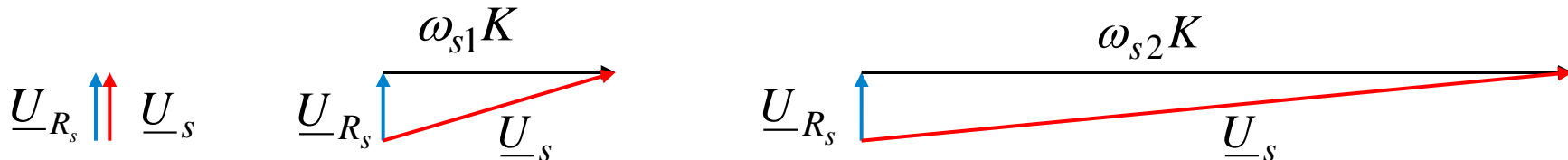
$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_s &= R_s \underline{I}_s + j\omega_s L_{s\sigma} \underline{I}_s + j\omega_s L_h \underline{I}_m \\ \underline{U}_s &= R_s \underline{I}_s + j\omega_s \underline{\Psi}_s / \sqrt{2} \\ \underline{\Psi}_s / \sqrt{2} &= \text{konst.} = K \Rightarrow U_s^2 = U_{R_s}^2 + \omega_s^2 \cdot K^2 \end{aligned} \right\} \text{Betrieb bei konstanter Statorflussverkettung } \underline{\Psi}_s$$

- **Beispiel:** Leerlauf: $I_m = I_s = I_{s0}$ $s = 0$, $I_{s0} = \text{konst.}$:

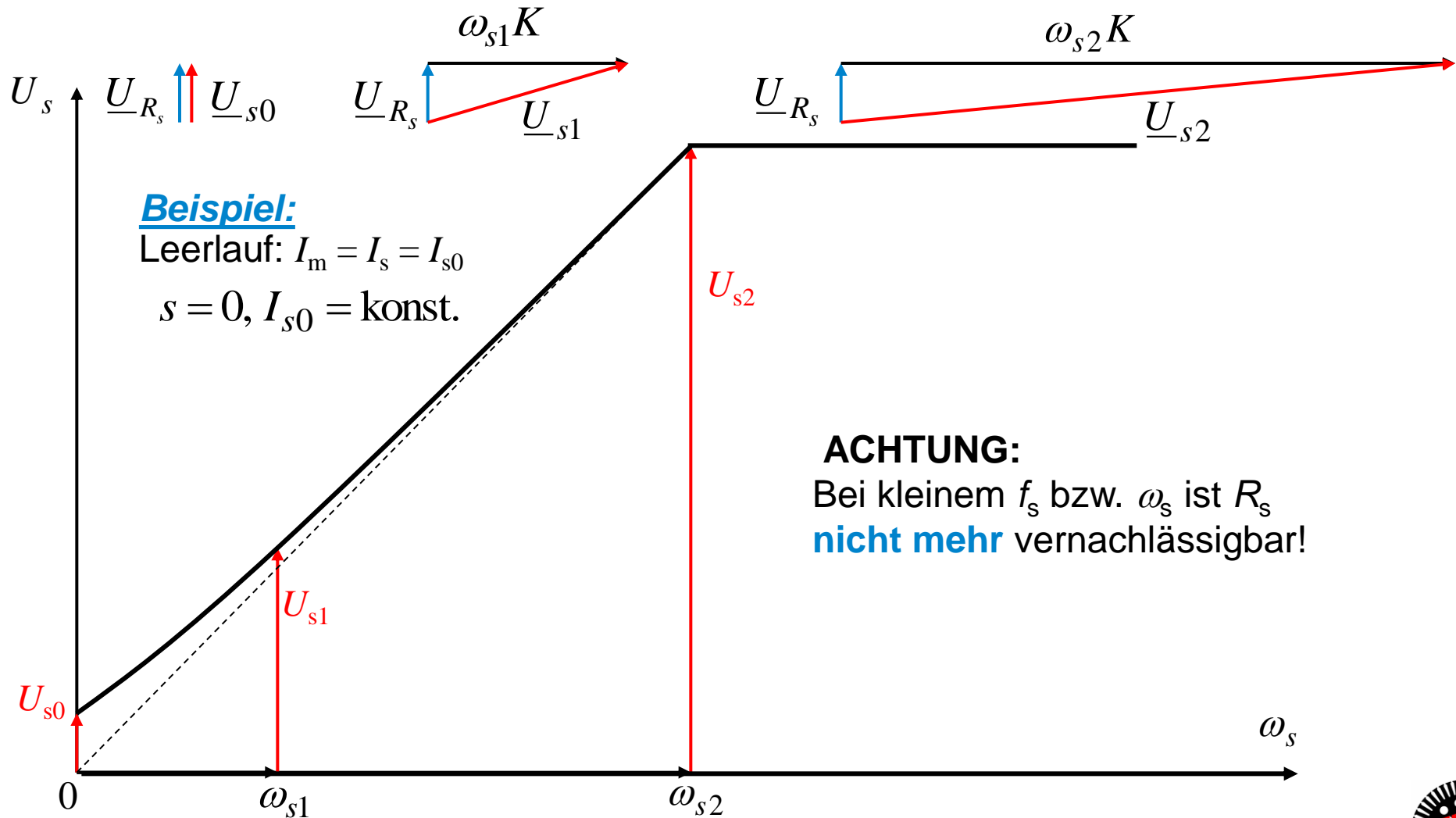
$$\omega_s = 0$$

$$\omega_{s1} > 0$$

$$\omega_{s2} > \omega_{s1} > 0$$



$U_s(\omega_s)$ -Kennlinie bei $R_s > 0$

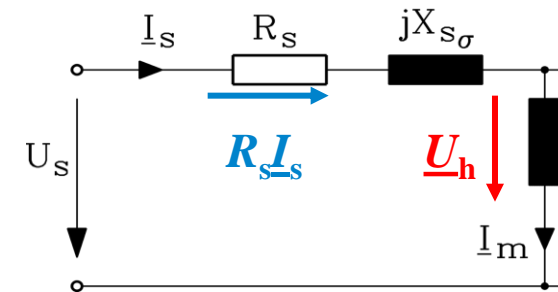
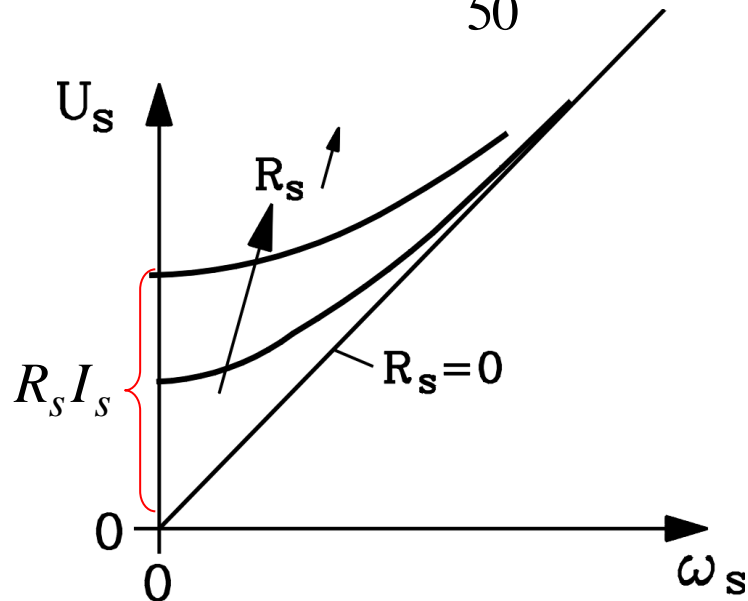


Einfluss des Ständerwiderstands R_s

- **Beispiel:** Asynchronmotor: $f_{sN} = 50 \text{ Hz}$, $U_{sN} = 230 \text{ V}$:

$$f_s = 50 \text{ Hz} : \frac{R_s}{\omega_s L_s} = \frac{0.06 \Omega}{3.0 \Omega} = 0.02$$

$$f_s = 5 \text{ Hz} : \frac{R_s}{\omega_s L_s} = \frac{0.06}{\frac{5}{50} \cdot 3} = \underline{\underline{0.2}}$$



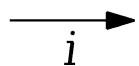
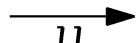
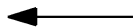
- Spannungsfall am Ständerwiderstand R_s verringert bei eingprägter Strangspannung U_s die Hauptfeldspannung U_h und damit quadratisch das Kippmoment.
- Durch **Erhöhung von U_s um $R_s I_s$** (über „Pythagoras“-Satz) muss U_h bzw. Ψ_h konstant gehalten werden.

- Diode **leitet**, wenn U_{AK} **positiv!**
- Diode lässt sich **nicht ausschalten**.
- **Sperrt**, wenn Strom (durch äußeren Eingriff) erlischt, aber nur, wenn danach $U_{AK} < 0!$
- **Sperrt**, wenn $U_{AK} < 0$, bis zur Durchbruchspannung $U_D!$

Idealisierte Diode:

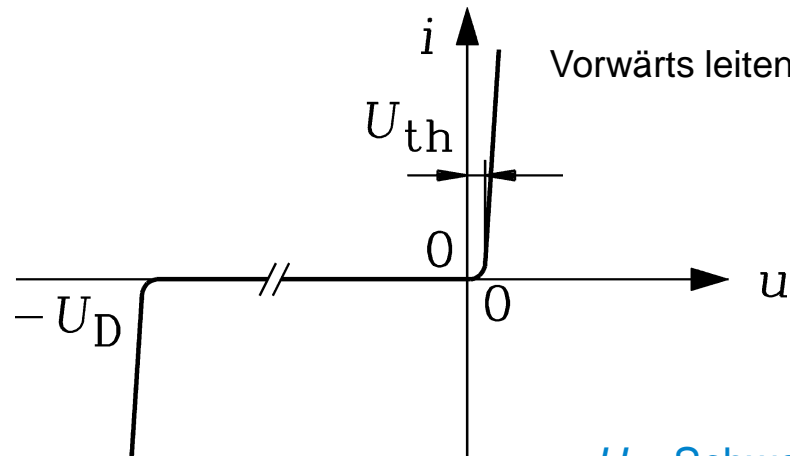
$$U_{th} = 0.7 \text{ V} \approx 0, U_D \rightarrow \infty$$

$$u \Rightarrow i = 0$$



Rückwärts sperren bis zum
(zerstörenden) Durchbruch

Reale Diodenkennlinie:

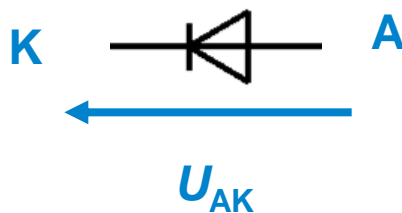


U_{th} : Schwellenspannung (threshold)

U_D : Durchbruchspannung

KEIN SCHALTEN !

Diode:

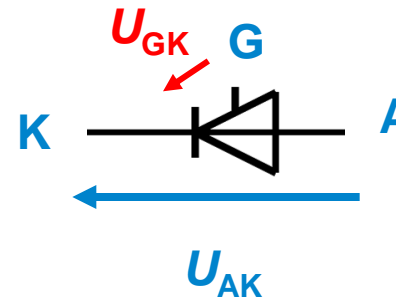


- Diode **leitet**, wenn U_{AK} **positiv!**
- Diode lässt sich **nicht ausschalten**.
- Sperrt, wenn Strom (durch äußeren Eingriff) erlischt, aber nur, wenn danach $U_{AK} < 0!$
- Sperrt, wenn $U_{AK} < 0$, bis zur Durchbruchspannung $U_D!$

EINSCHALTEN !

Thyristor:

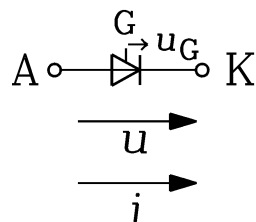
A: Anode
K: Kathode
G: Gate



- Thyristor leitet, wenn U_{AK} und U_{GK} positiv = „**Einschalten**“ über $U_{GK}!$
- Thyristor lässt sich **nicht ausschalten**.
- Sperrt, wenn Strom (durch äußeren Eingriff) erlischt, auch bei $U_{AK} > 0!$
- Sperrt, wenn $U_{AK} < 0$, bis zur Durchbruchspannung $U_D!$

Thyristor-Gleichrichter für Einphasen-Wechselspannung

- Wirkungsweise des Thyristors (idealisiert):



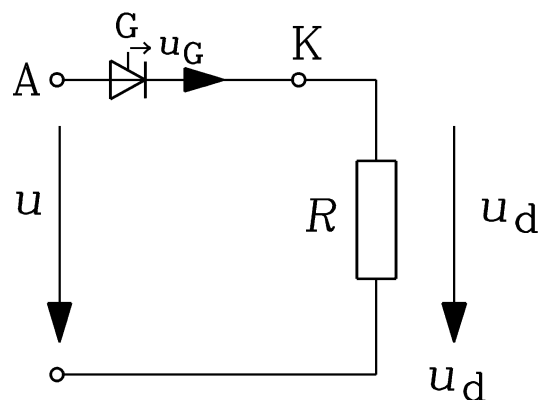
$$u > 0 \wedge u_G > 0 \Rightarrow i > 0$$

$$u > 0 \wedge u_G \leq 0 \Rightarrow i = 0$$

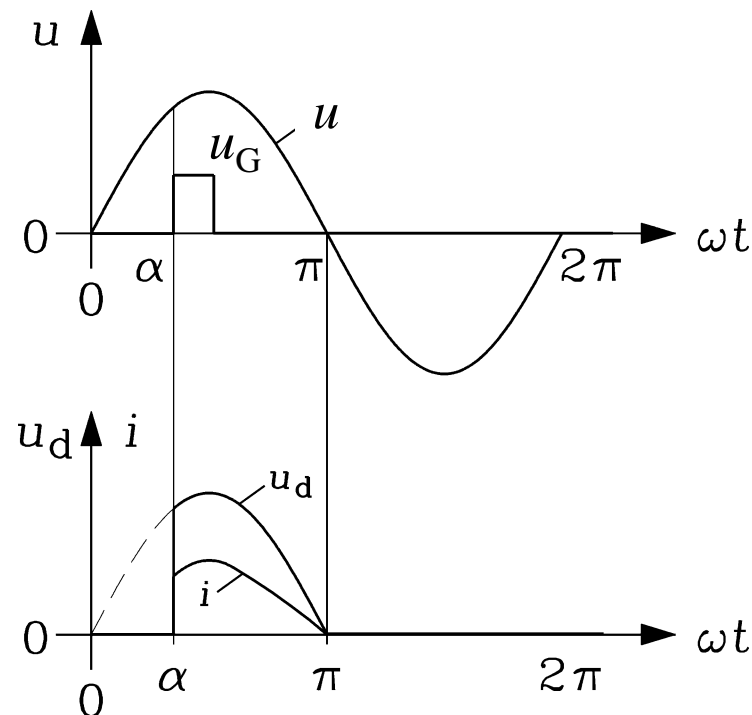
$$u < 0 \Rightarrow i = 0$$

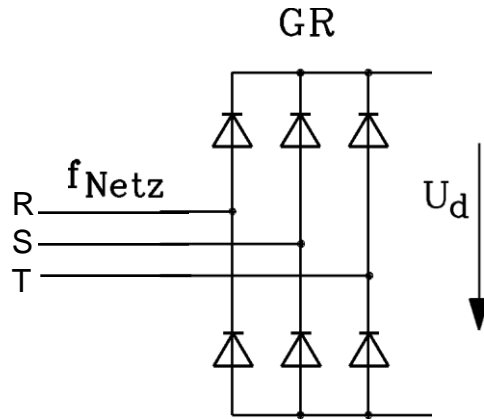
Strom i fließt weiter, auch wenn u_G wieder abgeschaltet wird!

α : „Zündwinkel“



- Wechselspannung u , Gate-Spannung u_G und gleichgerichtete Spannung u_d :

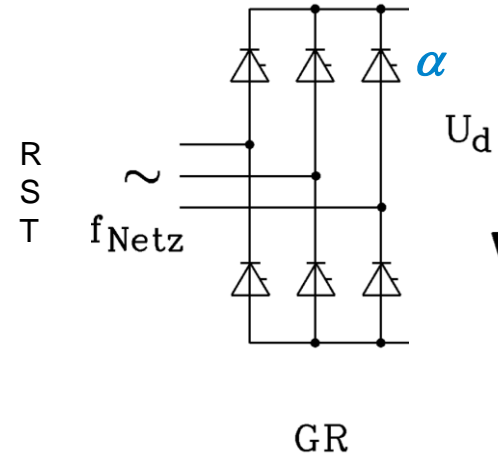




B6

Ungesteuerte Gleichrichtung:

Diodenbrücke



B6C

Gesteuerte Gleichrichtung:

Thyristorbrücke

Steuerwinkel α

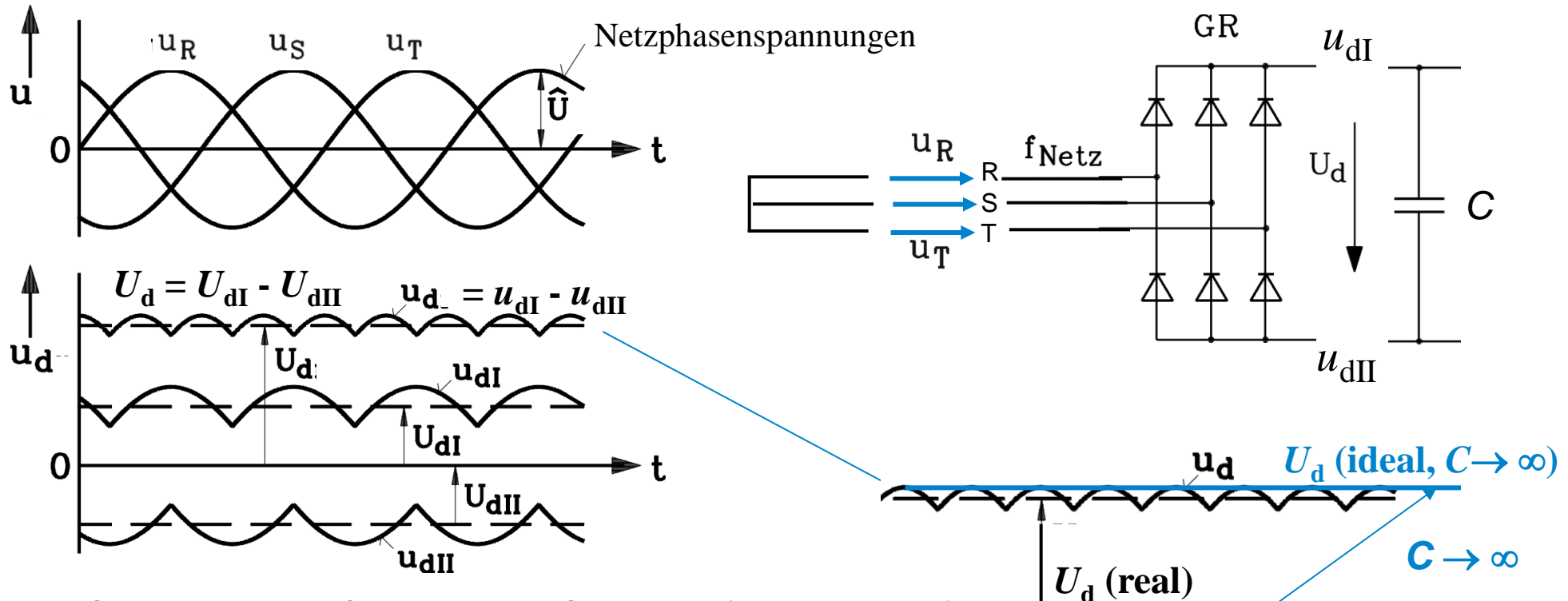
B6C: Bridge, six-pulse, controlled

Ungesteuerte B6-Gleichrichtung

Tutorial



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT



- Gleichgerichtete Spannung U_d IST kuppig (6 Kuppen je T)!
- Große Kapazität C glättet die Spannung, ist dann nahezu Gleichspannung!

$$U_d = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} \cdot \hat{U}$$

Beispiel: $U_{\text{Netz}} = 400 \text{ V}$, $U_{\text{phase}} = U_{\text{Netz}} / \sqrt{3} = 231 \text{ V}$, $\hat{U} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{phase}} = 327 \text{ V}$

$$U_d = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} \cdot \hat{U} = 540 \text{ V}$$

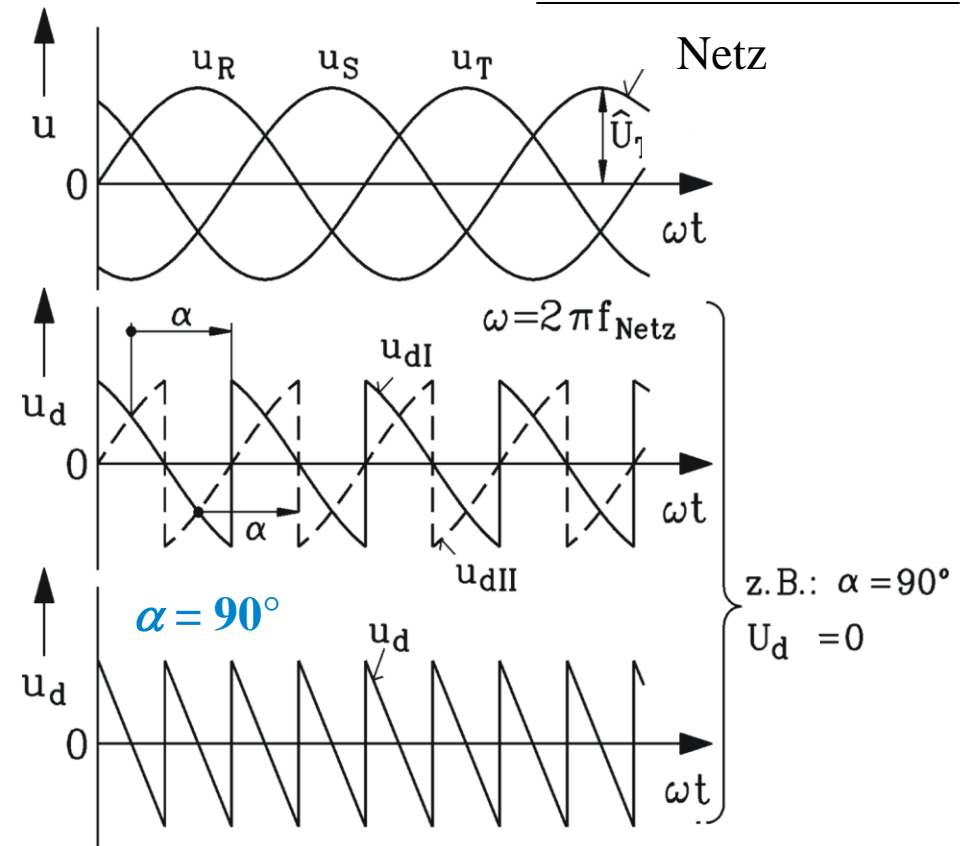
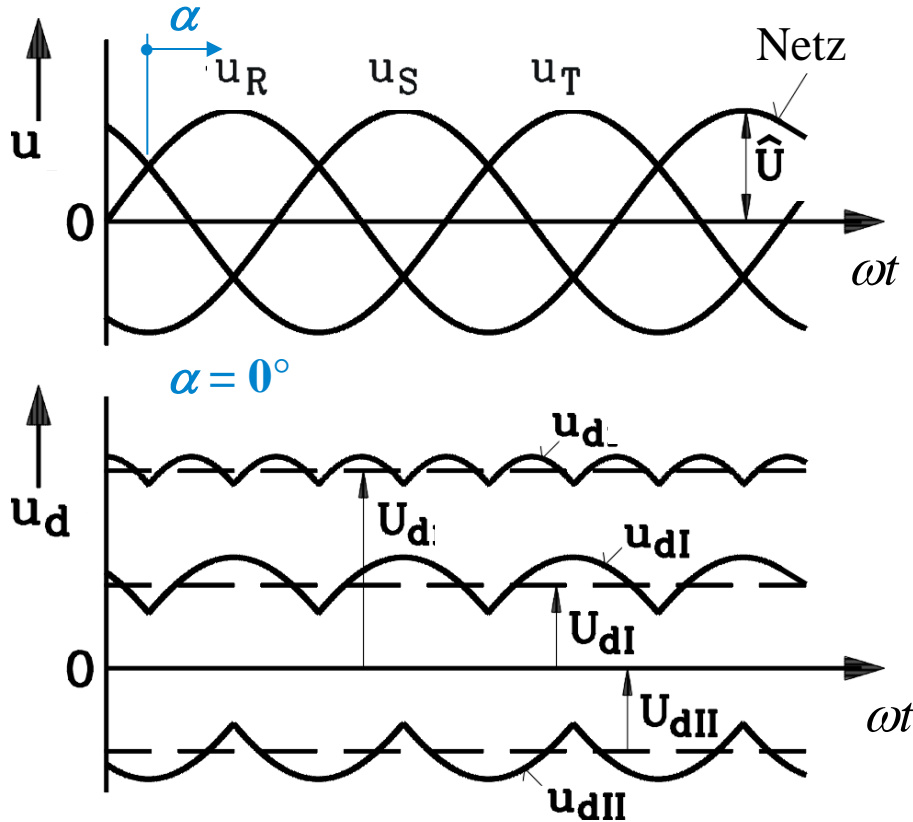


Gesteuerte B6C-Gleichrichtung

Tutorial



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT



- Mittelwert der gleichgerichteten Spannung sinkt mit steigendem Steuerwinkel α
- Mittelwert ist Null bei $\alpha = 90^\circ$
- Mittelwert ist negativ bei $\alpha > 90^\circ$

$$U_{d,\alpha} = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} \cdot \hat{U} \cdot \cos \alpha = U_{d,0} \cdot \cos \alpha$$





• Brückengleichrichter:

Ungesteuert: Maximale gleichgerichtete Spannung U_{d0} (entspricht Zündwinkel $\alpha = 0$)

Gesteuert: Variabler Zündwinkel $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$:

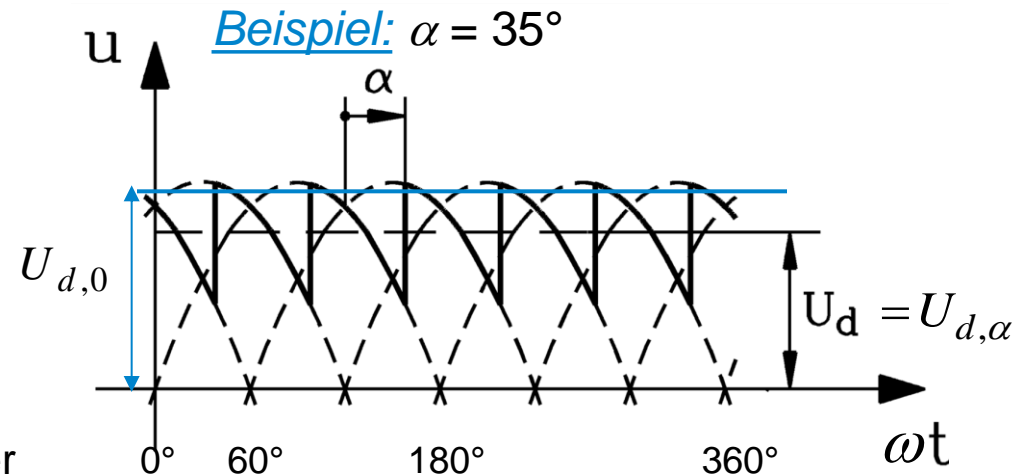
U_d ist im Mittel positiv $0^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ$;

U_d ist im Mittel Null bei $\alpha = 90^\circ$

U_d ist im Mittel negativ $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$;

Beispiel: Erregerstrom der Synchronmaschine:
Die gleichgerichtete Spannung $u_d(t)$ ist die
Erregerspannung $u_f(t)$

Trotz der „Welligkeit“ von $u_f(t)$ ist wegen der
GROSSEN, glättend wirkenden Induktivität L_f der
Erregerstrom (nahezu) ein Gleichstrom: $i_f(t) \approx I_f$

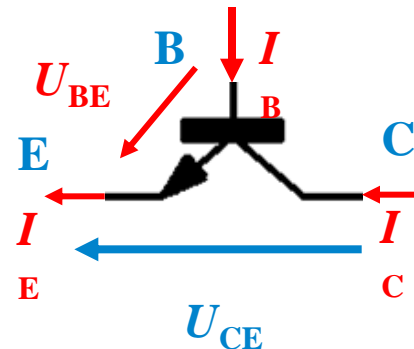


$$U_{d,\alpha} = U_{d,0} \cdot \cos 35^\circ = 0.82 \cdot U_{d,0}$$



EINSCHALTEN und AUSSCHALTEN!

Schalttransistor:



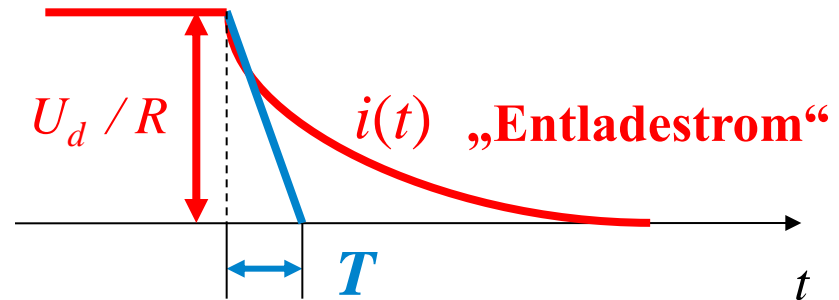
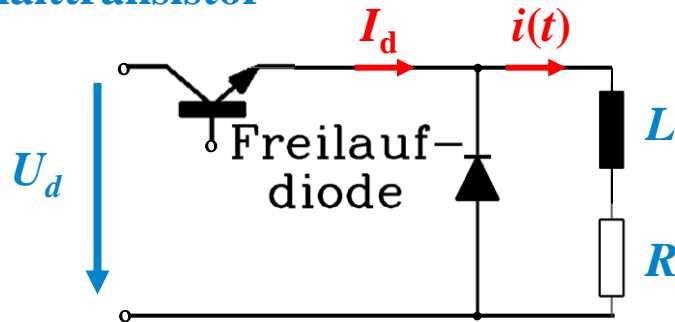
E: Emitter
B: Basis
C: Collector

- Transistor **leitet**, wenn U_{CE} und I_B bzw. U_{BE} **positiv** (= „**Einschalten**“)!
- Transistor **sperrt** trotz $U_{CE} > 0$, wenn Basisstrom I_B (durch äußeren Eingriff) erlischt ($U_{BE} = 0$) („**Ausschalten**“)!
- **Sperrt**, wenn $U_{CE} < 0$, bis zur Durchbruchspannung U_D !

Beispiel: IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor (hat niedrige Schaltverluste)

Beispiel: AUSSCHALTEN des Gleichstroms $I_d = U_d/R$

Schaltransistor



Zeitkonstante $T = L/R$

- Transistor **eingeschaltet**: $I_d = i(t)$,
kein Stromfluss durch Diode (diese sperrt)
- Transistor **ausgeschaltet**: $I_d = 0$, abklingender Stromfluss $i(t)$ durch Freilaufdiode.
Gespeicherte magnetische Energie W in Wärme im Widerstand R umgesetzt.

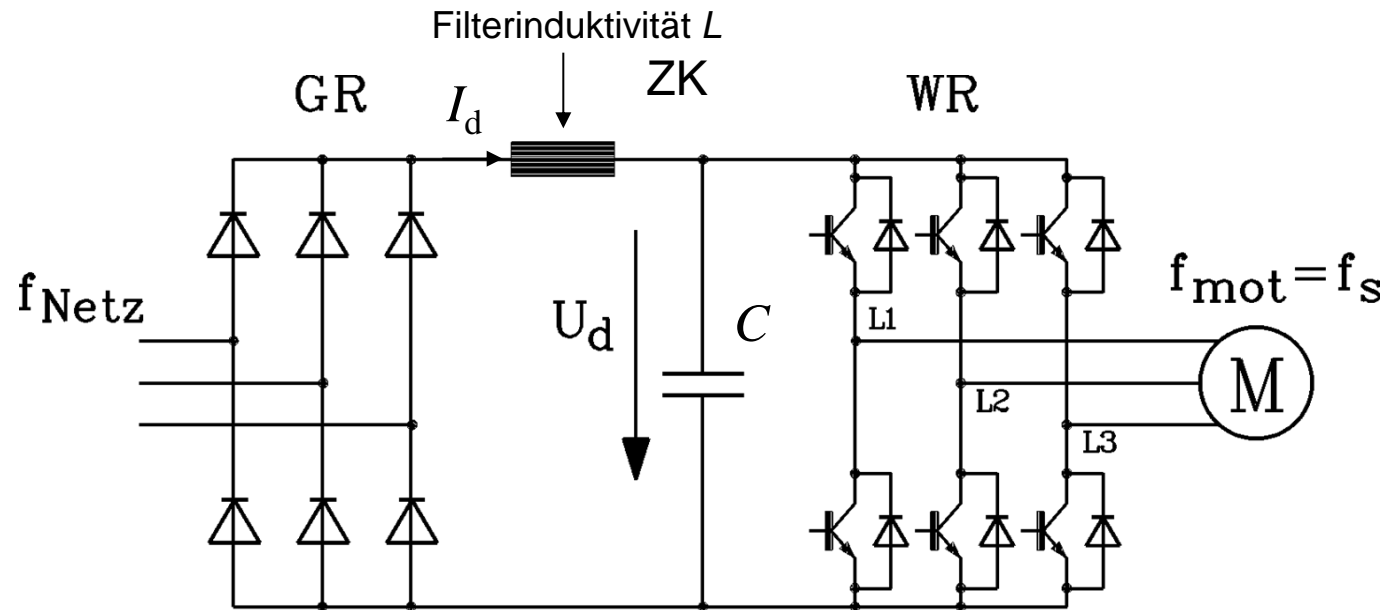
$$W = L \cdot I_d^2 / 2 = \int_0^{\infty} R \cdot i^2(t) \cdot dt$$

Umrichteranordnung für Pulsweitenmodulation (PWM)

Tutorial

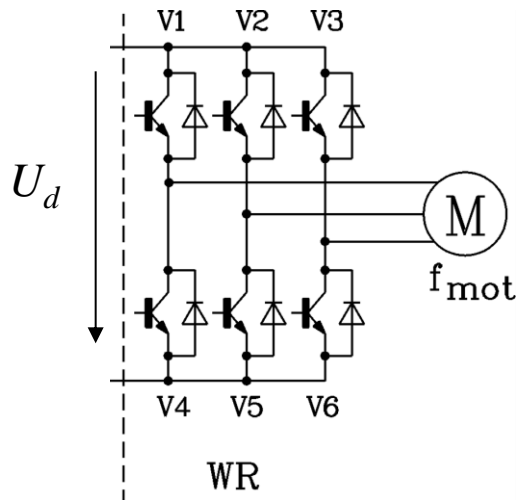


TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT



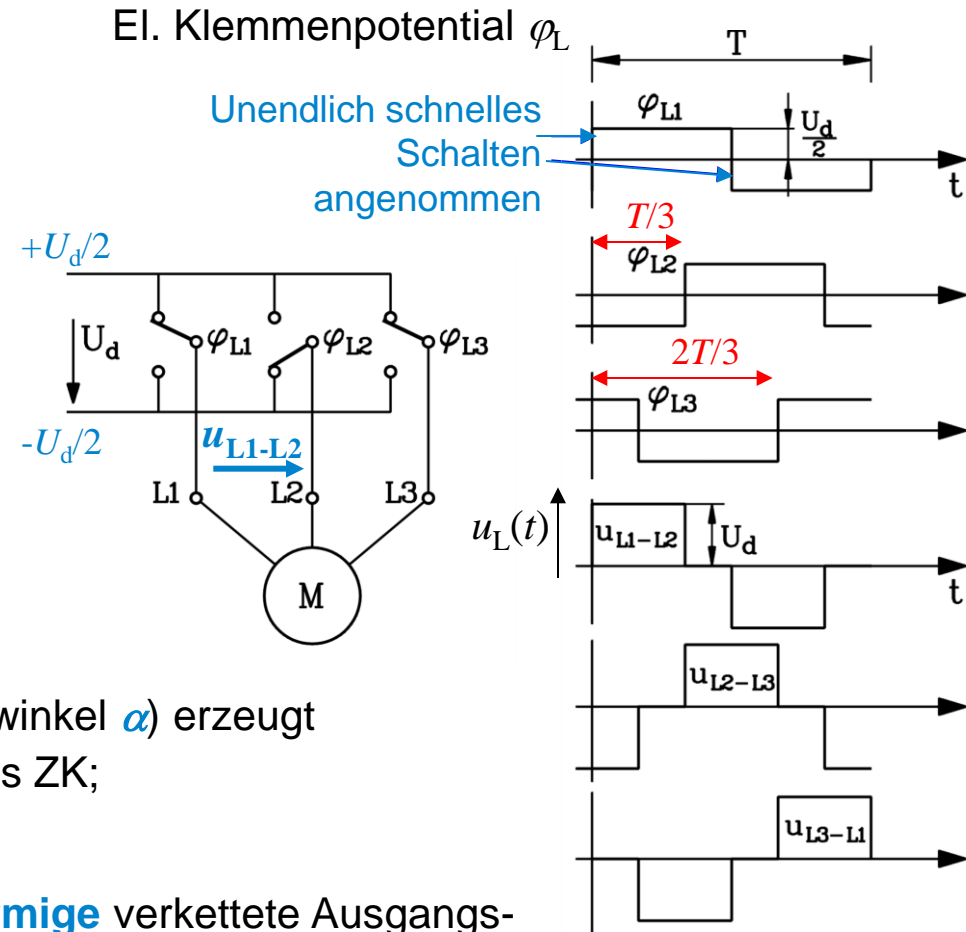
- **Ungesteuerter Netzgleichrichter** GR erzeugt **konstante Gleichspannung** U_d im Zwischenkreis ZK: Glättung mit Kondensator C : $U_d \sim U_{Netz}$
(z.B.: $U_{Netz} = 400 \text{ V}$, $U_d = 540 \text{ V}$)
- Wechselrichter WR erzeugt aus U_d **pulsweitenmodulierte** verkettete Ausgangsspannung $u_L(t)$ zwischen den Klemmen L1, L2, L3 mit veränderlicher Frequenz f_s





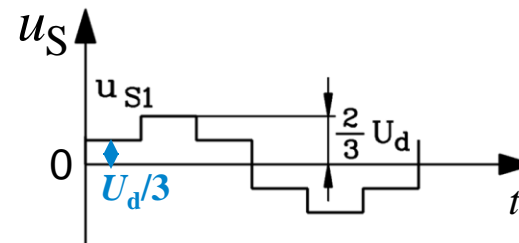
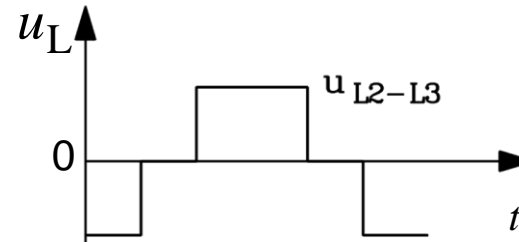
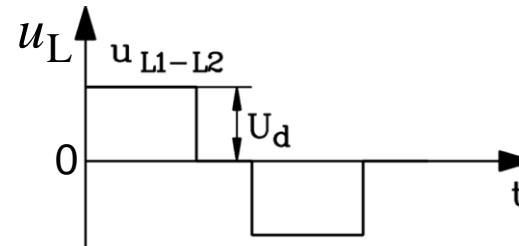
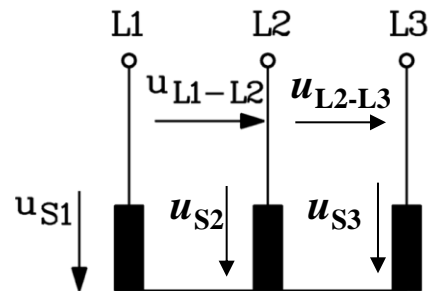
$$u_{L1-L2}(t) = \varphi_{L1}(t) - \varphi_{L2}(t) \quad \text{usw.}$$

- **Gesteuerter Netzgleichrichter** GR (Steuerwinkel α) erzeugt **variable Gleichspannung** U_d im Zwischenkreis ZK; Glättung mit Kondensator C
- Wechselrichter WR erzeugt aus U_d **blockförmige** verkettete Ausgangsspannung $u_L(t)$ zwischen den Klemmen L1, L2, L3; z. B. $u_{L1-L2} = \varphi_{L1} - \varphi_{L2}$





- Strangspannung $u_S(t)$: Aus
$$\left. \begin{aligned} u_{S1} - u_{S2} &= u_{L1-L2} \\ u_{S2} - u_{S3} &= u_{L2-L3} \\ u_{S1} + u_{S2} + u_{S3} &= 0 \end{aligned} \right\} \text{folgt: } u_{S1} = \frac{2u_{L1-L2} + u_{L2-L3}}{3}$$



- Strangspannung $u_S(t)$: Zeitverlauf



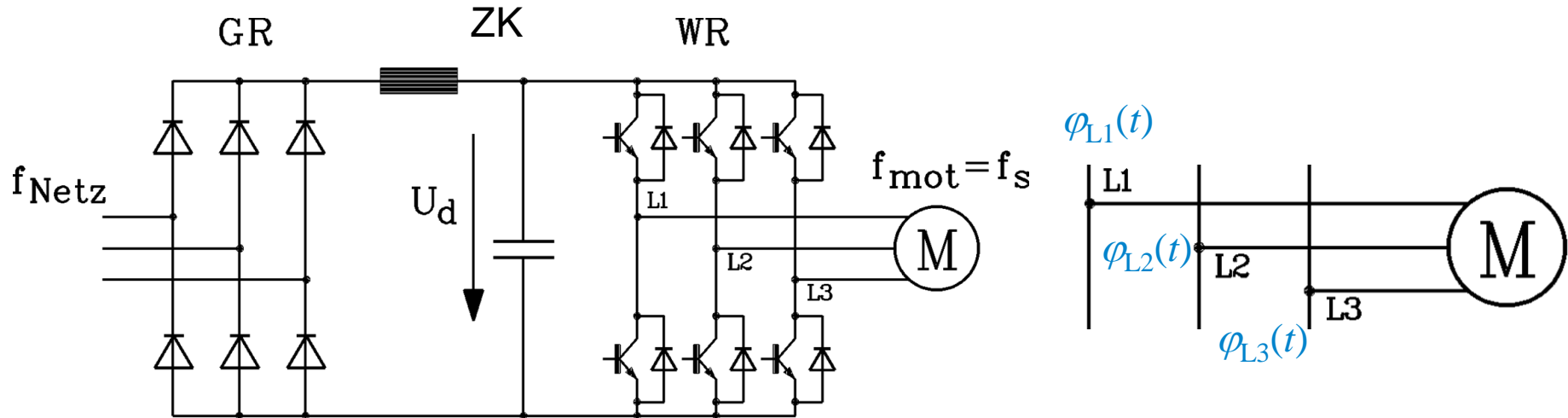
Unterschwingungsverfahren für Pulsweitenmodulation (PWM):

Erzeugung einer gepulsten Umrichter-Ausgangsspannung

Tutorial



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT

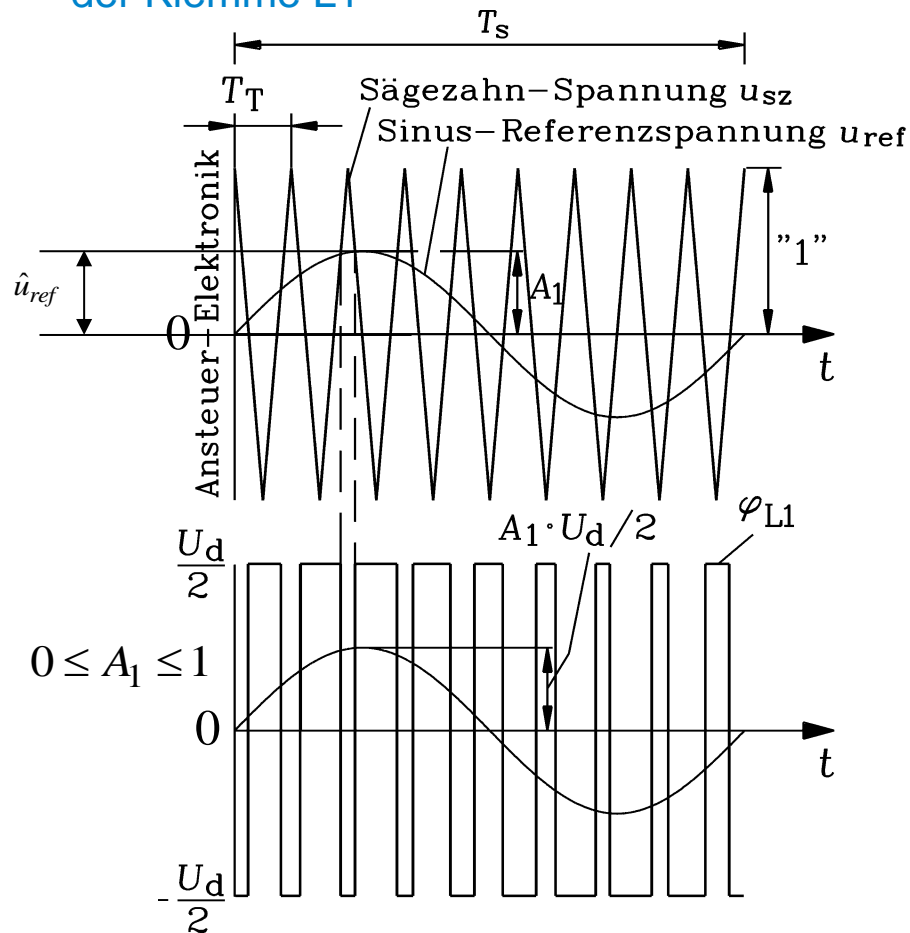


- Sägezahnsignal u_{SZ} (Schaltfrequenz $f_T = 1/T_T$) wird mit Referenzsinus u_{ref} (gewünschte Ständerfrequenz f_s) verglichen, daraus **PWM-Signal** erzeugt
- Amplitude von u_{ref} **proportional** zu Ausgangsfrequenz $f_{mot} = f_s = 1/T_s$ verändert: $u_{ref} \sim f_{mot}$
- Auch bezogene Amplitude A_1 der *FOURIER*-Grundschiwingung von $\varphi_L(t)$ und der Ausgangsspannung $u_L(t)$ ändern ihre Amplitude proportional zu f_s

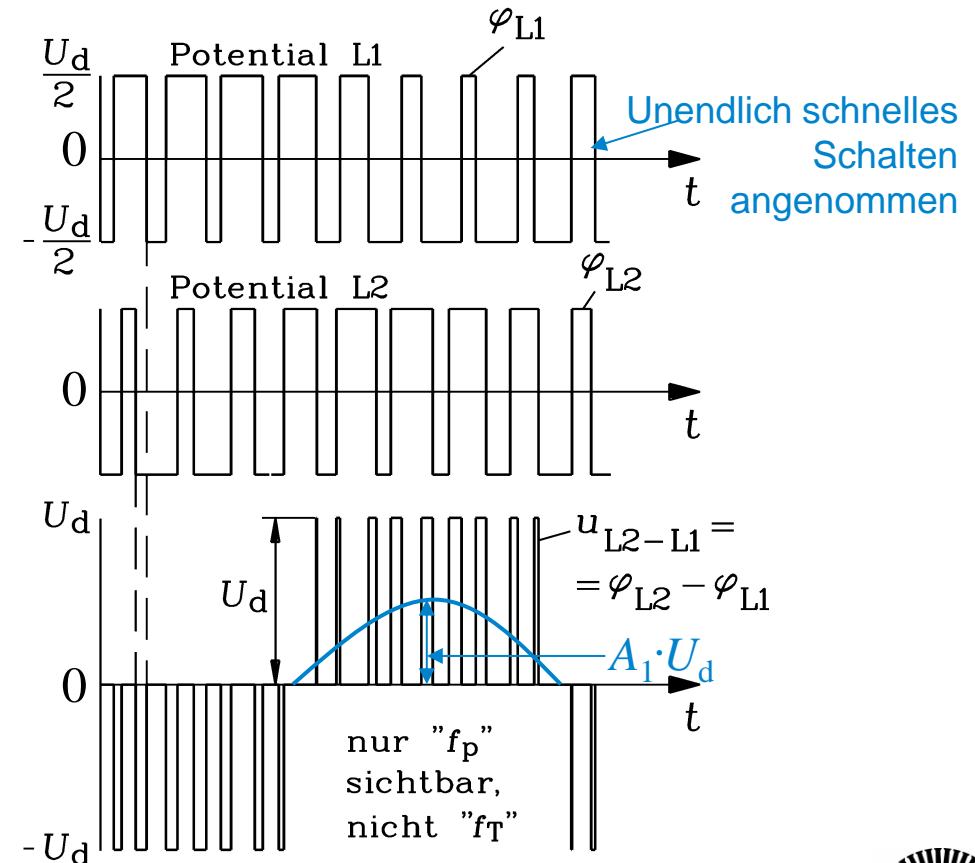




Entstehung des el. Potentials $\varphi_{L1}(t)$ der Klemme L1

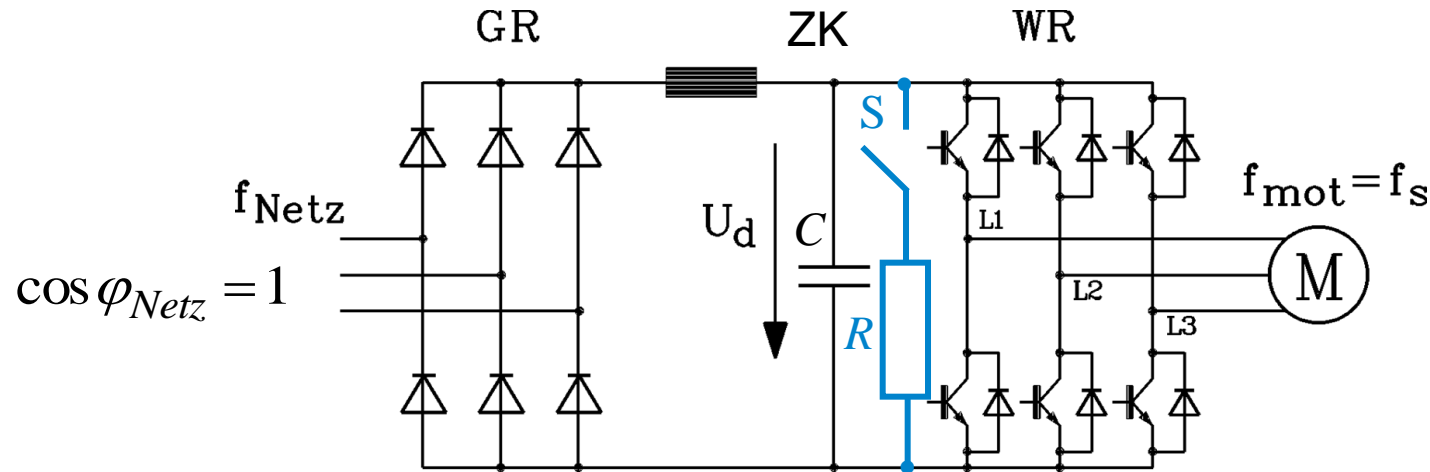


Entstehung der verketteten Klemmenspannung $u_{L2-L1}(t)$



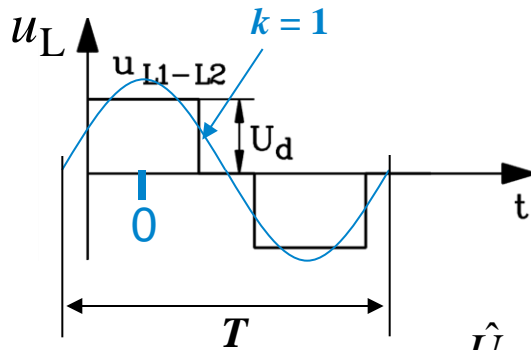
Quelle: H. Kleinrath, Springer-Verlag





- Netzseitig: $\cos \varphi_{\text{Netz}} = 1$
- **Keine Rückspeisung** ins Netz möglich
(netzseitiger Wechselrichter mit netzseitiger Induktivität wäre nötig).
Daher steigt die Kondensatorspannung U_d durch Aufladung unzulässig an
- **Abhilfe:** Generatorische Bremsleistung wird in über Transistor-Schalter S getaktet zugeschalteten "Brems"-Widerstand R (parallel zum ZK-Kondensator C) "verheizt", so dass $U_d = \text{konst.}$ bleibt

FOURIER-Reihe der verketteten Blockspannung $u_L(t)$



$$u_L(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \hat{U}_{L,k} \cdot \cos(k \cdot \omega_s t)$$

- $u_L(t)$ abzissensymmetrisch: Keine geraden Ordnungszahlen k !
- Nullpunkt so, dass $u_L(t)$ gerade Funktion = Cosinus-Reihe!

$$\hat{U}_{L,k} = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_L(t) \cdot \cos(k \cdot 2\pi t / T) \cdot dt = \frac{4U_d}{\pi \cdot k} \cdot \sin\left(k \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{\pi}{2}\right) = \frac{4U_d}{\pi \cdot k} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot k}{3}\right)$$

$$\hat{U}_{L,k} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_d}{k} \cdot \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right)$$

k	1	3	5	7	9	11	13	15	...
$\sin\left(\frac{\pi \cdot k}{3}\right)$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	0	...

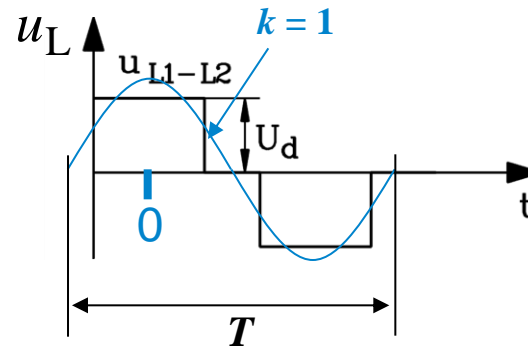
$$\frac{1}{k} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot k}{3}\right) = \frac{1}{-k} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot (-k)}{3}\right) \Rightarrow k = 1, -5, 7, -11, 13, \dots \quad k = 1 + 6g, \quad g = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

$$|\hat{U}_{L,k}| = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{U_d}{|k|}$$

Fourier-Amplituden der Strangspannung $u_s(t)$:

$$\hat{U}_{s,k} = \frac{\hat{U}_{L,k}}{\sqrt{3}}$$





Beispiel: $U_{\text{Netz}} = 400 \text{ V}$, $U_d = 540 \text{ V}$

Grundschiwingung: Verkettete Spannung:

$$|\hat{U}_{L,k=1}| = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{U_d}{1} = 1.1 \cdot U_d = 595 \text{ V}, \quad U_{L,k=1} = \frac{|\hat{U}_{L,k=1}|}{\sqrt{2}} = 421 \text{ V}$$

Grundschiwingung: Strang-Spannung:

$$|\hat{U}_{S,k=1}| = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_d}{1} = 0.64 \cdot U_d = 344 \text{ V}, \quad U_{S,k=1} = \frac{|\hat{U}_{S,k=1}|}{\sqrt{2}} = 243 \text{ V}$$





$k = 1:$	$k = 5:$
$u_{U1}(t) = \hat{U}_1 \cdot \cos(\omega_s t)$	$u_{U5}(t) = \hat{U}_5 \cdot \cos(5\omega_s t)$
$u_{V1}(t) = \hat{U}_1 \cdot \cos(\omega_s t - 2\pi / 3)$	$u_{V5}(t) = \hat{U}_5 \cdot \cos(5(\omega_s t - 2\pi / 3)) = \hat{U}_5 \cdot \cos(5\omega_s t - 4\pi / 3)$
$u_{W1}(t) = \hat{U}_1 \cdot \cos(\omega_s t - 4\pi / 3)$	$u_{W5}(t) = \hat{U}_5 \cdot \cos(5(\omega_s t - 4\pi / 3)) = \hat{U}_5 \cdot \cos(5\omega_s t - 2\pi / 3)$
U – V – W Mitsystem	U – W – V Gegensystem

$$\left. \begin{aligned} u_{V5}(t) &= \hat{U}_5 \cdot \cos(5\omega_s t - 4\pi / 3) = \hat{U}_5 \cdot \cos(5\omega_s t + 2\pi / 3) \\ u_{W5}(t) &= \hat{U}_5 \cdot \cos(5\omega_s t - 2\pi / 3) = \hat{U}_5 \cdot \cos(5\omega_s t + 4\pi / 3) \end{aligned} \right\} k = 5 \Rightarrow k = -5$$

- Mit- und Gegensysteme treten abwechselnd auf: **Regel:** Ordnungszahl k mit positivem oder negativem Vorzeichen versehen: $k = +1, -5, +7, -11, +13, \dots$

$$u_{Uk}(t) = \hat{U}_k \cdot \cos(k\omega_s t)$$

$$u_{Vk}(t) = \hat{U}_k \cdot \cos(k\omega_s t - 2\pi / 3)$$

$$u_{Wk}(t) = \hat{U}_k \cdot \cos(k\omega_s t - 4\pi / 3)$$

$$k = 1 + 6g$$

$$g = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

• $\omega_k = k \cdot \omega_s$:

Positive Ordnungszahl = „positive“ Frequenz = MIT-System

Negative Ordnungszahl = „negative“ Frequenz = GEGEN-System





- **Blocktaktung:** Amplitudenspektrum der verketteten Umrichter-Ausgangsspannung:

k	1	-5	7	-11	13
$\hat{U}_{Lk} / \hat{U}_{L1}$	1	-0.2	0.14	-0.1	0.08

- **PWM-Taktung:** Amplitudenspektrum des Klemmenpotentials $\varphi_{L1}(t)$ und der Klemmenspannung $u_{L2-L1}(t)$ (für $A_1 = 0.5$, $f_T / f_s = 9$)

$ k $	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19
$\hat{\varphi}_k / (U_d / 2)$	0.5	$<10^{-5}$	0.001	0.09	1.08	0.09	0.002	0.04	0.36	0.36
$\hat{U}_{L,k} / \hat{U}_{L,k=1}$	1	0	0.002	0.18	0	0.18	0.004	0	0.72	0.72

Im Klemmenpotential φ_L tritt neben der Grundschiwingung eine hohe Amplitude mit Schaltfrequenz ($k = 9$) und mit **etwa doppelter Schaltfrequenz $f_p = 2 \cdot f_T$** ($k = 17$ und 19) auf.

Oberschwingungen mit durch drei teilbaren Ordnungszahlen treten in der verketteten Spannung u_L **nicht** auf! **Alle Oberschwingungen mit $f_k < f_p$ klein, bei hohem f_T also viele kleine Oberschwingungen!**

Daher: Ordnungszahlen der dominanten Oberschwingungen: $k = \left| \frac{f_p}{f_s} \pm 1 \right| \Rightarrow k = |18 \pm 1| = 17, 19$



- **Oberschwingungen der Strangspannung** $U_{s,k}$ haben k -fache Grundfrequenz $k \cdot f_s$
- Sie treiben dreiphasige Oberschwingungsströme $I_{s,k}$ in der Ständerwicklung.
- $I_{s,k}$ erregen je zusätzliche Luftspaltfelder mit Grundwelle (Polzahl $2p$) und Oberwellen.
- Diese zusätzlichen Grundwellen rotieren mit **k -facher Synchrongeschwindigkeit** $n_{syn,k}$ **und induzieren** die Läuferwicklung. $n_{syn,k} = k \cdot f_s / p$

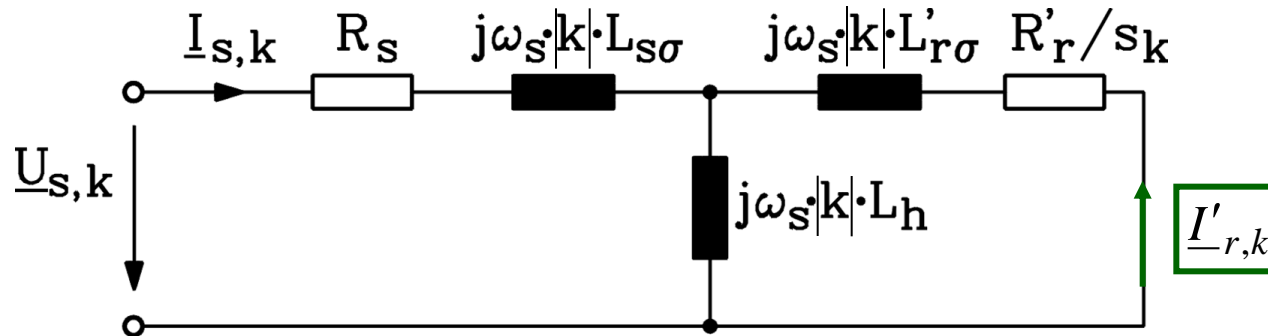
- **Oberschwingungsschlupf** s_k :

$$s_k = \frac{n_{syn,k} - n}{n_{syn,k}} = \frac{k \cdot n_{syn} - n}{k \cdot n_{syn}} = 1 - \frac{1}{k} \cdot \frac{n}{n_{syn}} = 1 - \frac{1}{k} \cdot (1 - s) \approx 1$$

Beispiel: $s = s_N = 0.03, f_s = 50 \text{ Hz} \Rightarrow f_{s,-5} = 5 \cdot 50 \text{ Hz} = 250 \text{ Hz}, f_{s,7} = 7 \cdot 50 \text{ Hz} = 350 \text{ Hz} :$

$$\left. \begin{aligned} s_{k=-5} &= 1 - \frac{1}{k} \cdot (1 - s) = 1 - \frac{1}{-5} \cdot (1 - 0.03) = 1.194 \approx 1 & f_{r,k=-5} &= s_{-5} \cdot |-5| \cdot 50 = 298.5 \text{ Hz} \\ s_{k=7} &= 1 - \frac{1}{7} \cdot (1 - 0.03) = 0.861 \approx 1 & f_{r,k=7} &= s_7 \cdot 7 \cdot 50 = 301.35 \text{ Hz} \end{aligned} \right\} \text{ca. 300 Hz}$$

Auswirkungen der Stromoberschwingungen



$$s_k \approx 1 \Rightarrow I_{s,k} \approx \frac{U_{s,k}}{\sqrt{(R_s + R_r'/s_k)^2 + (|k| \cdot \omega_s)^2 \cdot (L_{s\sigma} + L_{r\sigma})^2}} \approx \frac{U_{s,k}}{|k| \cdot \omega_s \cdot (L_{s\sigma} + L_{r\sigma})} \approx I'_{r,k}$$

$$L_h \gg L_{s\sigma} + L_{r\sigma}, \quad |k| \cdot \omega_s \cdot L_h \gg R_s + R_r'/s_k \approx R_s + R_r'$$

Fazit:

- Die Oberschwingungsströme $I_{s,k}$ treten nahezu unabhängig von der Maschinenbelastung (= unabhängig von s) mit nahezu konstanter Größe auf, da $s_k = s_k(s) \approx 1 \Rightarrow R_r'/s_k \cong R_r'$
- Sie wirken daher bereits im Leerlauf ($s = 0$) in voller Größe.
- Rotoroberschwingungsströme $I'_{r,k} \approx -I_{s,k}$ haben hohe Frequenz $f_{r,k} = s_k \cdot f_{s,k} \approx f_{s,k}$;
 \Rightarrow Hohe Stromverdrängung = zusätzliche Läuferverluste bei Umrichterspeisung!

Stromoberschwingungen bei Blocktaktung

- Amplituden der Strangstromerschwingungen bei Blockspannungsbetrieb: $s_k \approx 1$

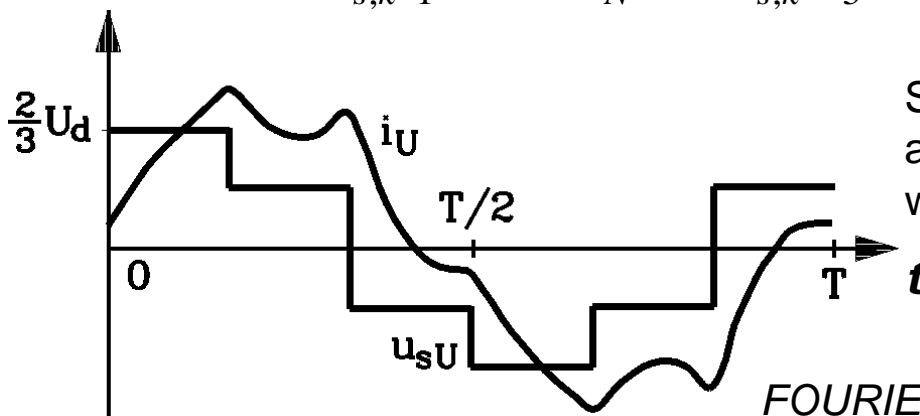
$$I_{s,k} \Big|_{R_s, R_r \approx 0} \approx \frac{U_{s,k}}{|k| \cdot \omega_s \cdot (L_{s\sigma} + L'_{r\sigma})} = \frac{U_{s,1} / |k|}{|k| \cdot \omega_s \cdot (L_{s\sigma} + L'_{r\sigma})} = \frac{U_{s,1}}{\omega_s \cdot (L_{s\sigma} + L'_{r\sigma})} \cdot \frac{1}{|k|^2}$$

k	1	-5	7	-11	13
$ \hat{U}_{Lk} / \hat{U}_{L1} \sim 1/k$	1	0.2	0.14	0.1	0.08
$I_{s,k} / I_{s,k=1} \sim 1/k^2$	1	0.04	0.02	0.008	0.006

Strom auf Grundschiwingung (= Kurzschlussstrom bei $s = 1$) bezogen:

$$I_{s,k=1} \approx \frac{U_{s,1}}{\omega_s \cdot (L_{s\sigma} + L'_{r\sigma})}$$

- **Beispiel:** Bei $I_{s,k=1} (s=1) / I_N = 5 : I_{s,k=-5} = 0.04 \cdot 5 \cdot I_N = 0.2 \cdot I_N$



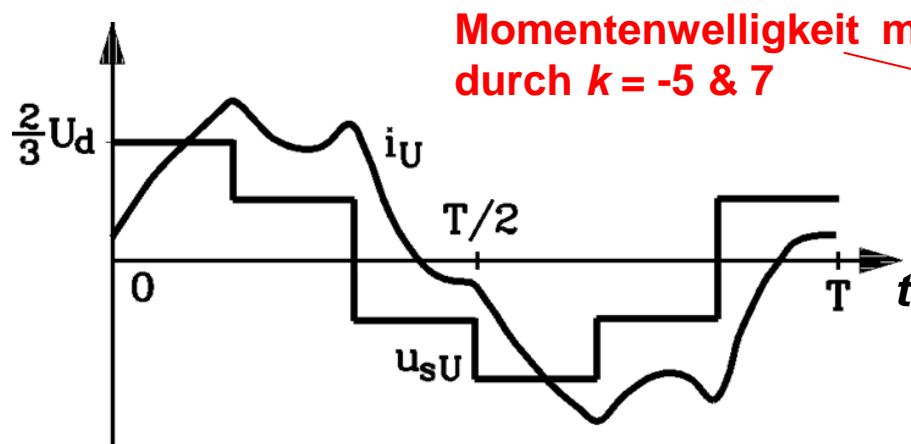
Stromoberschwingungen sinken $\sim 1/k^2$, also stärker als Spannungsberechwingungen $\sim 1/k$, weil die Streuinduktivität den Stromverlauf "glättet".

Quelle: H. Kleinrath, Springer-Verlag

Momentenwelligkeit bei Blocktaktung

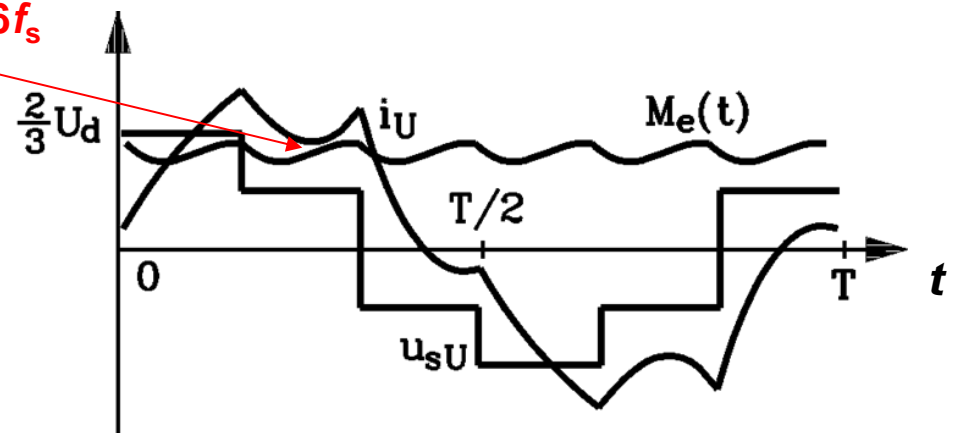
Es tritt Drehmomentwelligkeit mit ca. $6 \times f_s$ auf durch 5. und 7. Stromüberschwingung
(zusätzlich zur Drehmomentwelligkeit durch Feldtreppenform!)

Strangspannung, Strangstrom und Luftspaltmoment:



FOURIER-Summe bis $k = 19$

Quelle: H. Kleinrath, Springer-Verlag

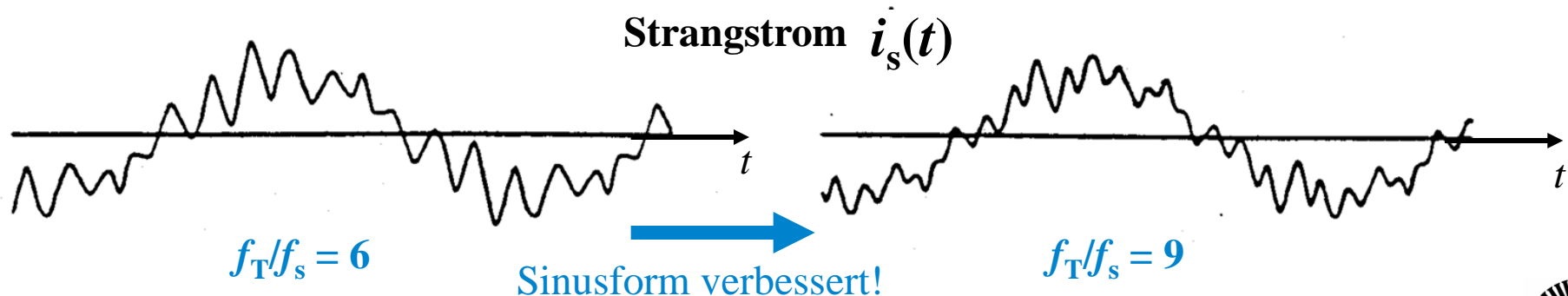


geschlossene Lösung
(mit Raumzeigerrechnung)
siehe Vorlesung:

Energy converters - CAD and system dynamics

Vorteile der PWM gegenüber Blocktaktung

- Mit PWM ist die Stromkurvenform i. A. **sinusförmiger** als bei Blocktaktung.
- Vor allem die Stromüberschwingungen mit $k = -5$ und 7 werden **verringert**.
- Deshalb ist die (eher niedrig-frequente und daher gefährliche) **Momentwelligkeit mit $6f_s$ deutlich kleiner** als bei Blocktaktung der Spannung
- Je höher die Schaltfrequenz f_T , desto besser ist die **Annäherung der Stromkurve $i_s(t)$ an die ideale Sinusform**.
- Allerdings steigen dann die **Schaltverluste** in den Leistungstransistoren \Rightarrow
 \Rightarrow Verwendung von IGBTs (= niedrige Schaltverluste!)



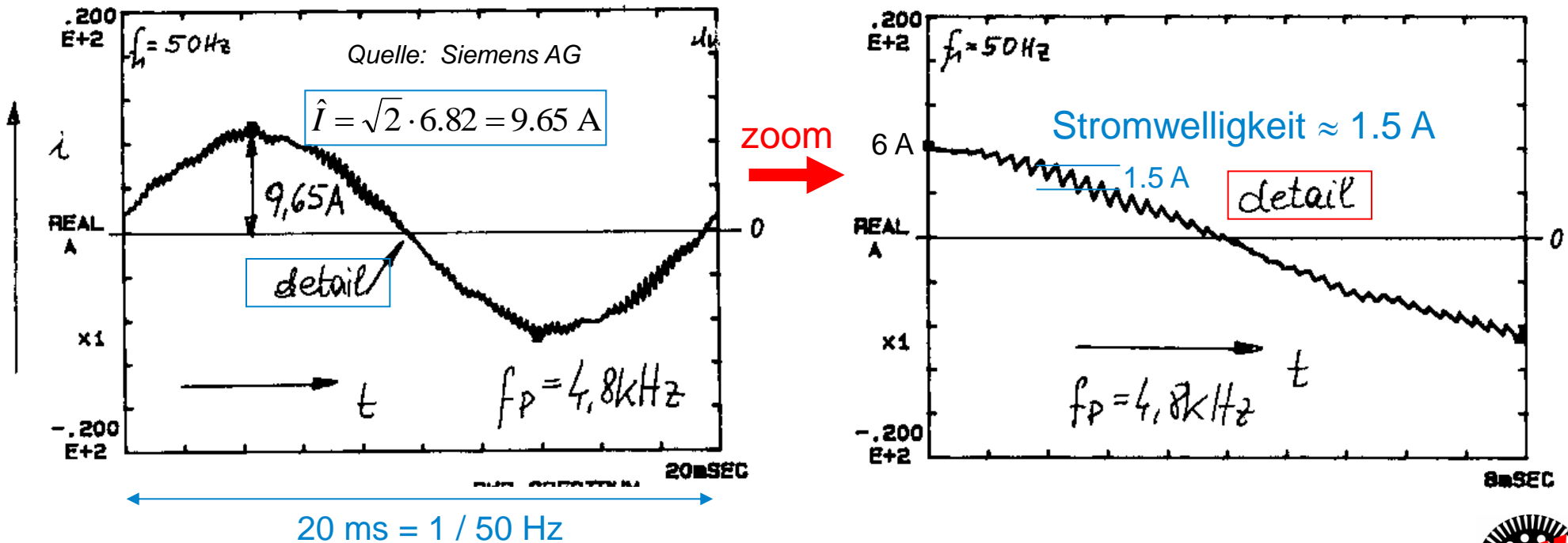
Gemessener Ständer-Strangstrom bei PWM-Betrieb

Beispiel:

2-poliger Asynchron-Käfigläufer-Normmotor, 3 kW, 400 V Y, 50 Hz:

Nennbetrieb bei **6.82 A (effektiv)**, Taktfrequenz der Transistoren $f_T = 2.4 \text{ kHz}$

Pulsfrequenz der Stromwelligkeit $f_p = 2f_T = 4.8 \text{ kHz}$



Zusammenfassung: Asynchronmaschine mit Frequenzumrichterspeisung

- Idealer Umrichter: Sinusspannungsquelle: Amplitude und Frequenz veränderbar
- Asynchronmaschine: Parallelverschieben der Momentenkennlinie
- Spannungsamplitude proportional zur Frequenz verändert: $U_s \sim f_s$
- Feldschwächung: Spannungsamplitude konstant trotz steigender Frequenz
- Reale Spannungszwischenkreis-Umrichter:
 - Blockspannungsbetrieb und Pulsweitenmodulation
- Nichtsinusförmige Umrichter-Ausgangsspannung führt zu Stromüberschwingungen
- Stromüberschwingungen: Zusätzliche Verluste und Momentenwelligkeit
- Weitere Effekte: z. B. Geräusch, ...
siehe Vorlesung „Motor development for electrical drive systems“