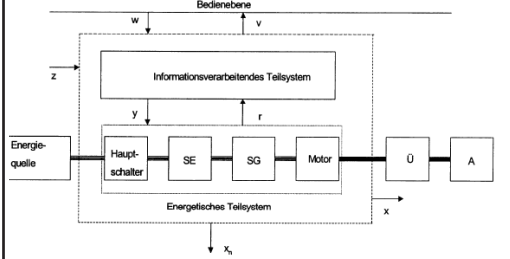


1. Einführung

1.1 Aufgaben eines elektrischen Antriebssystems

- Aufgaben:**
- elektromechanische Energiewandlung mit möglichst hohem Wirkungsgrad
 - Umsetzung von Informationen in mechanische Bewegungsvorgänge
- Vorteile:**
- gute Verfügbarkeit von elektrischer Energie und hohe Versorgungssicherheit
 - hoher Wirkungsgrad und hohe Lebensdauer
 - sehr gute Steuer- und Regeleigenschaften
 - geringe Umweltbelastung
 - leicht integrierbar in Rechnergeführte Anlagen

1.2 Struktur eines elektrischen Antriebssystems



- Elemente**
- A = Arbeitsmaschine
 - Ü = Übertragungsglied (Getriebe, Kupplung)
 - Motor = Elektromotor
 - SG = Stellglied (Stromrichter)
 - SE = Schutzeinrichtung / Sicherung
- Signale:**
- w = Führungsgrößen
 - y = Stellgrößen
 - x = Steuer- bzw. Regelgröße
 - r = Rückführgrößen
 - v = Meldegrößen
 - x_n = Nebenwirkungen
 - z = Störgröße

- Schnittstellen:**
- links : Energiequelle <=> Antriebssystem
 - oben : Bedienebene <=> Antriebssystem
 - rechts : Arbeitsmaschine <=> Antriebssystem

- Störgrößen:**
- Kräfte, Drehmomente, Trägheit der anzutreibenden Einrichtung
 - Spannungs- und Frqzänderungen der Energiequelle
 - elektrische und magnetische Felder
 - Umwelteinflüsse (Staub, Temp ...)

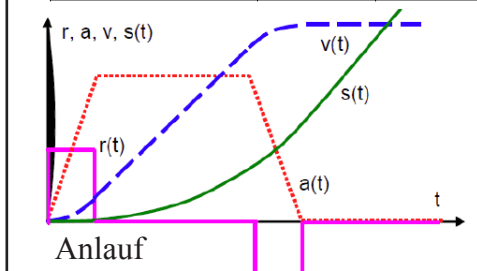
- Nebenwirkungen:**
- mechn. Schwingungen, Vibrationen, Geräusche
 - Wärmeentwicklung
 - Abstrahlung von elektr. oder magn. Feldern

- Motoren:**
- Gleichstrom-, Asynchron- und Synchronmaschine
 - Kleine Leistungen: Schrittmotor, Reluktanzmaschinen

2. Bewegungsvorgänge

2.1 Kenngrößen von Bewegungsvorgängen

	Rotation	Translation
r(t)	$\ddot{\omega} = \frac{d^2\omega}{dt^2}$	$\ddot{v} = \frac{d^2v}{dt^2}$
a(t)	$\dot{\omega} = \frac{d\omega}{dt}$	$\dot{v} = \frac{dv}{dt}$
v(t)	Geschwindigkeit $\omega = f(t)$	$v = f(t)$
s(t)	Winkel bzw. Weg $\varphi = \int \omega dt$	$s = \int v dt$

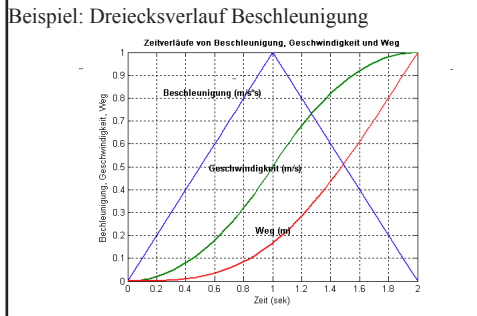


Anfangs werte beachten!

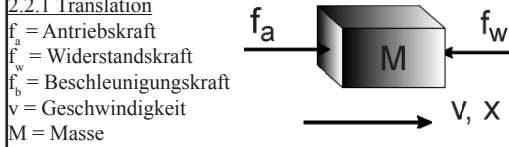
$$r_2 = \frac{da}{dt} \quad a(t') = a_1 + \int r(t') dt$$

$$v(t') = v_1 + \int a(t') dt$$

$$x(t') = x_1 + \int v(t') dt$$



2.2 Bewegungsgleichung

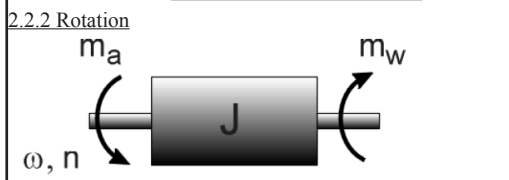


2.2.1 Translation

f_a = Antriebskraft
f_w = Widerstandskraft
f_b = Beschleunigungskraft
v = Geschwindigkeit
M = Masse

$$f_b = f_a - f_w = \frac{d(M \cdot v)}{dt} = M \cdot \frac{dv}{dt} + v \cdot \frac{dM}{dt}$$

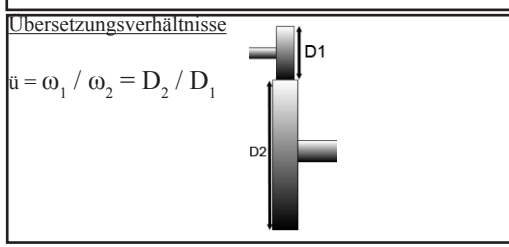
falls M = const: $f_b = f_a - f_w = M_0 \cdot \frac{dv}{dt}$



m_b = Beschleunigungsmoment
m_a = Antriebsmoment
m_w = Widerstandsmoment
ω = 2π n = Winkelgeschwindigkeit
J = Trägheitsmoment [kg m²]

$$m_b = m_a - m_w = \frac{d(J \cdot \omega)}{dt} = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + \omega \cdot \frac{dJ}{dt}$$

ω * dJ/dt nur bei veränderlichem Trägheitsmoment, falls konstant: $m_b = m_a - m_w = J_0 \cdot \frac{d\omega}{dt} = 2\pi \cdot J_0 \cdot \frac{dn}{dt}$



2.3 Bestimmung des Trägheitsmoments

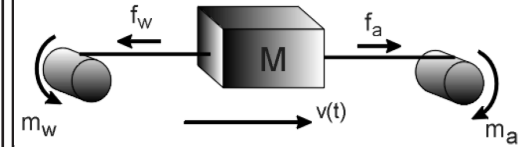
2.3.1 Trägheitsmomente rotierender Körper
R: Abstand des Masselements zur Drehachse
M: Masse
Allgemein: $J = \int R^2 dM$

Punktemasse: $J = R^2 \cdot M$
Vollzylinder:
 $J = \frac{1}{2} R^2 \cdot M$
 $J = \frac{\pi}{2} \cdot L \cdot \rho \cdot R^4$

mit $M = \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot L$

Hohlzylinder:
 $J = \frac{1}{2} (R_a^2 + R_i^2) \cdot M$
 $J = \frac{\pi}{2} \cdot L \cdot \rho \cdot (R_a^4 - R_i^4)$

2.3.2 Trägheitsmoment bei kombinierter Rotation und Translation



Grundgleichungen (ohne Seilrollenträgheit):

$$m_a = R \cdot f_a \quad R = \text{Radius Rolle}$$

$$m_w = R \cdot f_w$$

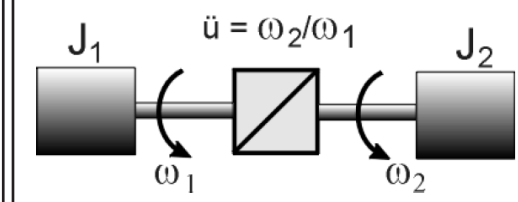
$$v = R \cdot \omega = R \cdot 2\pi \cdot n$$

$$\Rightarrow f_a - f_w = \frac{m_a}{R} - \frac{m_w}{R} = \frac{d(M \cdot v)}{dt}$$

$$m_a - m_w = J_{ers} \cdot \frac{d\omega}{dt} = 2\pi \cdot J_{ers} \cdot \frac{dn}{dt}$$

Ersatzträgheitsmoment: J_{ers} = M * R²
= auf Antriebswelle umgerechneter Betrag der linear bewegten Masse zum Gesamtträgheitsmoment
- mit Seilrollenträgheit: J_{ges} = J_{ers} + 2 * J_s

2.3.3 Trägheitsmomente bei Anordnungen mit mechanischem Getriebe



KEINE Addition der Trägheitsmomente wegen Getriebe

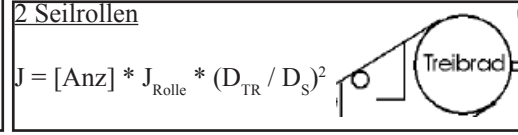
$$J_{ges} = J_1 + J_2 \cdot \ddot{u}^2$$

Ersatzradius
= zur Berechnung einer translatorisch bewegten Masse M zum Gesamtträgheitsmoment, OHNE das ü bekannt

$$R_{ers} = \frac{v}{\omega} = \frac{v}{2 \cdot \pi \cdot n} \Rightarrow J = R_{ers}^2 \cdot M$$

Bei Seilrollen: $R_{ers} = v / \omega = \ddot{u} \cdot d_{st} / 2$

Gespeicherte Rotationsenergie: $W = 0,5 J \omega^2$



2.4 Leistung und Energie

Leistungsbilanz: $m_a \cdot \omega = m_w \cdot \omega + J \cdot \frac{d\omega}{dt}$

$m_a \omega =$ zugeführte Antriebsleistung
 = stationärer Leistungsbedarf + ΔE_{kin}

Energiebilanz:
 in Zeit $\Delta t = t_2 - t_1$ Antriebsänderung $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$

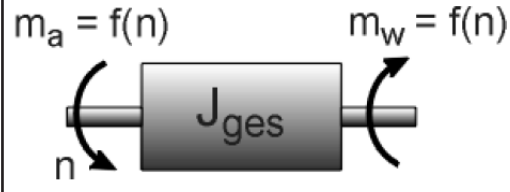
Arbeit: $\int_{t_1}^{t_2} m_a \cdot \omega dt = \int_{t_1}^{t_2} m_w \cdot \omega dt + \int_{t_1}^{t_2} J \cdot \omega \cdot \frac{d\omega}{dt} dt$

Zuwachs kin. Energie der Drehmassen $\int_{\omega_1}^{\omega_2} J \cdot \omega \cdot d\omega = \int_{\omega_1}^{\omega_2} J \cdot \omega d\omega = \frac{1}{2} J (\omega_2^2 - \omega_1^2)$

Nach Hochlauf ($\omega = 0$ auf $\omega = \omega_0$) $W_{kin} = \frac{1}{2} J \cdot \omega_0^2$
 = gespeicherte kin. Energie

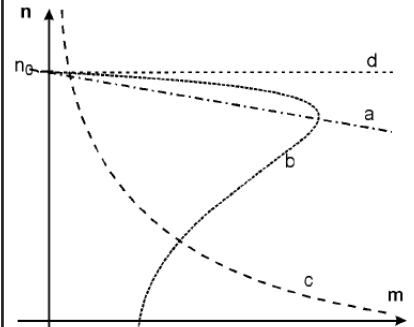
2.5 Stationäres Verhalten von Antriebs- und Arbeitsmaschinen

Antriebsmodell als 1 Körper System (d.h. mit Gesamtschwungmasse)



stationäre Kennlinie = Zusammenhang der Hauptvariablen (Drehzahl&Drehmoment) bei konstanten Hilfsvariablen (Speisepg, Frequenz ...)

2.5.1 Elektrischer Antriebsmaschinen



- a) Gleichstrommotor (Nebenschluss)
- b) Asynchronmotor
- c) Gleichstrommotor (Reihenschluss)
- d) Synchronmotor

=> Aufprägungen von Kennliniencharakteristiken je nach gewünschten Eigenschaft durch Regelung (zB n = const)

Nebenschlusscharakteristik (a,b,c) = Sinkendes Drehmoment für große Drehzahlen
 => günstig weil diese nicht zu Schwingungen neigen

Motor Auswahl:

Winkelgeschw. $\omega_T = v / R_{ers} = v / (0,5 D_T)$

Leistungsbedarf Anlage: $P_L = \omega_T m_{L,ast,gesamt}$

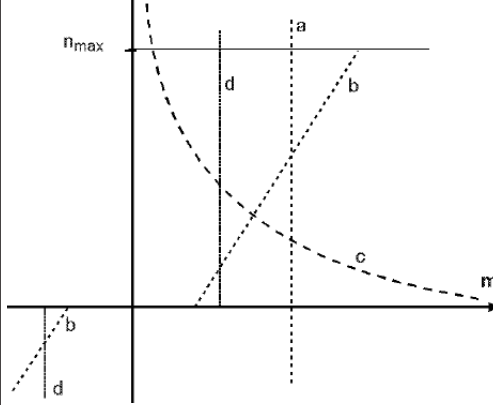
Leistungsbedarf Motor: $P_{M,min} = P_L / \eta_{getriebe}$

Getriebe Auswahl:

$\ddot{u}_{soll} = \omega_T / (2\pi n) \Rightarrow 1 / \ddot{u}_{soll} =$ gesucht

2.5.2 Arbeitsmaschinen

Förder-, Umform- und Werkzeugmaschinen



- 1a) Hebezug, Aufzug
- 1b) Walzwerk, Kalandar
- 1c) Drehmaschine
- 1d) Fahrwerk, trockene Reibung

Aufzüge, Krane, Hebezeuge (1a)

= im stationären Betrieb nur Gewichtskraft der Last
 $f_G =$ Gewichtskraft der Last $m_w = \frac{1}{\eta} \cdot f_G \cdot \frac{v}{\omega_M} = const$
 $v =$ Hubgeschwindigkeit
 $\eta =$ Wirkgrad der Übertrager
 Notwendige, mittlere Antriebsleistung: $P_w = m_w \cdot \omega_M$

Fahrwerke und Schienenfahrzeuge (1d)

= beim Anfahren Haftreibung, danach Widerstandsmoment je nach Fahrwiderstand
 $f_G =$ Gewichtskraft des Fahrzeugs
 $w_f =$ spezifischer Fahrwiderstand inkl. Bahnsteigung, bei Rad-Schiene ca. 0,01...0,03

Motor an Seilrolle:
 $m_w = \frac{1}{\eta} \cdot f_G \cdot w_f \cdot \frac{v}{\omega_M}$ $v / \omega_M = r_{st} \cdot \ddot{u}$

Notwendige, mittlere Antriebsleistung: $P_w = m_w \cdot \omega_M$

Spanabhebende Werkzeugmaschinen (Dreh-, Fräs-, Bohr-, Scheren- und Schneidmaschinen)

$f_s =$ Schnitt-/Schneidkraft $m_w = \frac{1}{\eta} \cdot f_s \cdot \frac{v_s}{\omega_M}$
 $v_s =$ Schnittgeschwindigkeit
 $\eta_D, \eta_S =$ Wirkungsgrad der Übertrager
 η_s ca. 0,75 $\eta = \eta_D \cdot \eta_S$

Drehen: $f_s = p_s \cdot A_s$ mit $A_s = b \cdot s_v$
 $p_s =$ Schnittdruck[N/mm²]; $A_s =$ Spanquerschnitt[mm²]
 $b =$ Spanbreite[mm]
 $s_v =$ Spanstärke/Vorschub pro Umdrehung [mm]

Fräsen, Bohren: $f_s = z_E \cdot k_s \cdot A_s$ mit $A_s = b \cdot s_v$
 $z_E =$ Anzahl der Schneide
 $k_s =$ spezifische Schnittkraft[N/mm²]

Scheren: $f_s = k_s \cdot A_s$ mit $A_s = l_s \cdot h$
 $l_s =$ Länge der Schnittlinie[mm]
 $h =$ Blechdicke[mm]

Papier-, Textil- und Kunststoffbahnen mit Kalandern (1b)

=> geschwindigkeitsproportionale Viskosereibung
 $m_w = k \cdot \omega_M$ $k =$ experm. Konstante[Nm s]

Kräfte

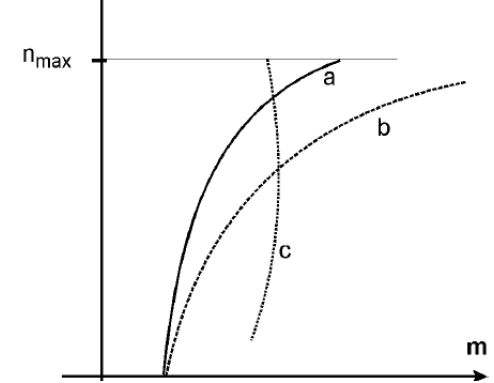
Hangabtrieb: $F_H = F_g \cdot \sin \alpha$
 $\alpha =$ Hangneigung
 $F_g = m g$ ($g = 9,81 \text{ m/s}^2$)
 $m =$ nur Last

Reibkraft bei Rollen: $F_R = m_{SR} / R_S$

Reibmoment auf andere Welle: $m_R = F_R R_T$

zu 2.5.2 Arbeitsmaschinen

Strömungsmaschinen



- 2a) Kreiselpumpe bei konstanter Förderhöhe
- 2b) Kreiselpumpe bei konstantem Ausströmquerschnitt
- 2c) Kolbenpumpe

Lüfter, Gebläse, Verdichter, Pumpen (2a, 2b)

$m_w = k \cdot \omega_M^2$ (Näherung)
 mittlere Arbeitsleistung:
 $Q =$ Förderstrom $P_w \approx \frac{1}{\eta} \cdot Q \cdot p$
 $p =$ Gesamtdruck der Pumpe
 $p = \Delta p + v^2 \cdot \frac{\rho}{2} \left(1 + \lambda \frac{l_R}{d_R} \right)$ Einheit: [N/m²]

$\Delta p =$ Gegendruck
 $v =$ Strömungsgeschwindigkeit ($=Q/A$, $A =$ Querschnitt)
 $\rho =$ Dichte $A = \pi r^2$
 $\lambda =$ Rohrwiderstandsziffer
 $l_R, d_R =$ Rohrlänge, Rohrdurchmesser
 $\eta =$ Wirkgrad= Kolbenpumpe = 0,8...0,9 Lüfter: 0,3...0,6

2.5.3 Stabilität

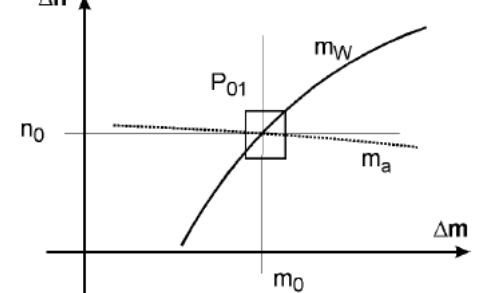
Beurteilung im Kennlinienfeld mit Motorkennlinie und Kennlinie der Arbeitsmaschine

- Gutes Verhalten =
- kleiner Störeinfluss
 - schneller Einschwingvorgang
 - unterschiedliches Vorzeichen der Kennliniensteigungen
 - kein zu kleiner Schnittwinkel

Wirksames Beschleunigungsmoment =
 - Horizontaler Abstand Motorkennlinie <=> ArbMasch

Stationäre Arbeitspunkte =
 - Schnittpunkte Motorkennlinie <=> ArbMasch
 $m_a(n_0) - m_w(n_0) = 0$ bzw. $m_s(n_0) = m_v(n_0)$

Stabilitätsbetrachtungen im näheren Umfeld des APs



Zeitverhalten für langsame Vorgänge:
 $m_b(n, t) = m_a(n, t) - m_w(n, t) = 2\pi \cdot J \cdot \frac{dn}{dt}$

Stabilitätsprüfung:

Stabiler AP für kleine Auslenkungen Δn :
 $\Delta n > 0 \Rightarrow n > n_0 \Leftrightarrow m_w > m_a, m_b < 0$
 $\Delta n < 0 \Rightarrow n < n_0 \Leftrightarrow m_w < m_a, m_b > 0$

Instabiler Betriebspunkt:
 $\Delta n > 0 \Rightarrow n > n_0 \Leftrightarrow m_w < m_a, m_b > 0$
 $\Delta n < 0 \Rightarrow n < n_0 \Leftrightarrow m_w > m_a, m_b < 0$

2.6 Einfache Bewegungsvorgänge

Bewegungsdifferentialgleichung

$$m_b(n,t) = m_a(n,t) - m_w(n,t) = 2\pi \cdot J_0 \cdot \frac{dn}{dt}$$

Gegeben:

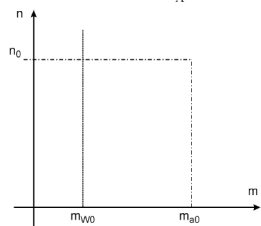
- $m_a(n)$ = Antriebsmomentskennlinie
- $m_w(n)$ = Widerstandsmomentskennlinie
- n_A = Anfangsdrehzahl zu Beginn des Vorgangs
- Annahme: Drehmomente nur von Drehzahl abhängig

2.6.1 Fall 1: Hochlauf mit konstanter Beschleunigung

aus dem Stillstand ($n_A = 0$)

Motormoment m_M
 $m_M = m_{a0}$ für $\omega < \omega_0$
 $m_M = m_{w0}$ für $\omega = \omega_0$

Widerstandsmoment
 $m_w = m_{w0} = \text{const}$



Zeitlicher Verlauf der Drehzahl:

$$m_b = m_a(n,t) - m_w(n,t) = m_{a0} - m_{w0} = 2\pi \cdot J_0 \cdot \frac{dn}{dt} = \text{const.}$$

$$\Rightarrow \frac{dn}{dt} = \frac{m_{a0} - m_{w0}}{2\pi \cdot J_0} \Rightarrow \text{Drehbeschleunigung}$$

$$n(t) = \int_0^t \left(\frac{m_{a0} - m_{w0}}{2\pi \cdot J_0} \right) \cdot d\tau = \left(\frac{m_{a0} - m_{w0}}{2\pi \cdot J_0} \right) \cdot t$$

d.h. Rampenförmiger Hochlauf mit Winkelbeschleunigung: $\frac{m_{a0} - m_{w0}}{2\pi \cdot J_0}$

bis zum Erreichen der Enddrehzahl n_0 nach der Zeitdauer

$$\Delta t = n_0 \cdot \frac{2\pi \cdot J_0}{m_{a0} - m_{w0}}$$

2.6.2 Fall 2: Hochlauf mit Nebenschlusskennlinie

aus dem Stillstand ($n_A = 0$)

mit Gleichstrommaschine mit Anlasswiderstand

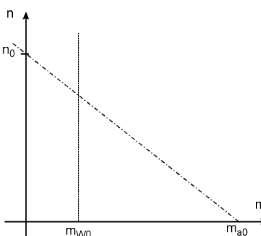
Motorkennlinie

$$n = n_0 \cdot \left(1 - \frac{m_a}{m_{a0}} \right)$$

oder

$$m_a = m_{a0} \cdot \left(1 - \frac{n}{n_0} \right)$$

Widerstandsmoment:
 $m_w = m_{w0} = \text{const}$



Zeitlicher Verlauf der Drehzahl:

$$m_b = m_a(n,t) - m_w(n,t) = m_a(n) - m_{w0} = 2\pi \cdot J_0 \cdot \frac{dn}{dt}$$

Motormoment nur in Abhängigkeit der Drehzahl =>

$$m_a(n) = m_{a0} \cdot \left(\frac{n_0 - n}{n_0} \right) = 2\pi \cdot J_0 \cdot \frac{dn}{dt} + m_{w0}$$

$$n_0 - n = \frac{n_0 \cdot 2\pi \cdot J_0}{m_{a0}} \cdot \frac{dn}{dt} + \frac{n_0 \cdot m_{w0}}{m_{a0}}$$

$$\Rightarrow \text{DGL } \frac{n_0 \cdot 2\pi \cdot J_0}{m_{a0}} \cdot \frac{dn}{dt} + n = n_0 \cdot \left(1 - \frac{m_{w0}}{m_{a0}} \right)$$

$$T \cdot \frac{dn}{dt} + n = n_\infty$$

n_a = Anfangswert
 n_∞ = Endwert

$$\text{LSG} \Rightarrow n(t) = n_A + (n_\infty - n_A) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right)$$

Hier: Anfangswert $n = n_A = 0$ Endwert: $n_\infty = n_0 \cdot \left(1 - \frac{m_{w0}}{m_{a0}} \right)$

$$\text{Zeitkonstante: } T = \frac{n_0 \cdot 2\pi \cdot J_0}{m_{a0}}$$

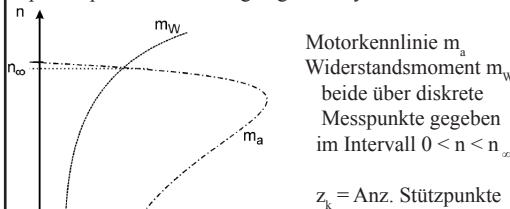
$$n(t) = n_\infty \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) = n_0 \cdot \left(1 - \frac{m_{w0}}{m_{a0}} \right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right)$$

2.6.3 Fall 3: Hochlauf mit beliebiger Kennlinienform

aus dem Stillstand ($n_A = 0$)

nur numerisch lösbar

Bsp: Pumpenantrieb mit unregelter Asynchronmaschine



$$\text{Ansatz: } m_b(n,t) = m_a(n,t) - m_w(n,t) = 2\pi \cdot J_0 \cdot \frac{dn}{dt}$$

Vorgehen:

1.) für jedes Intervall $k = 1 \dots z_k$ Drehzahldifferenz

$$\Delta n_k = n_{k+1} - n_k$$

2.) Beschleunigungsmoment aus Stützwert

$$m_{b(k)} = m_b(n_k) = m_a(n_k) - m_w(n_k)$$

3.) Hochlaufdauer im Intervall k

$$\Delta t_k = \frac{2\pi \cdot J_0 \cdot \Delta n_k}{m_{b(k)}}$$

oder mit Trapezregel:

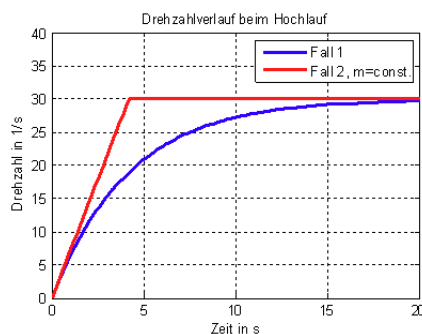
$$\Delta t_k = \frac{2\pi \cdot J_0 \cdot \Delta n_k}{2} \cdot \left(\frac{1}{m_{b(k)}} + \frac{1}{m_{b(k+1)}} \right)$$

4.) Integration / Summation der Zeitintervalle

$$t_k = f(n_k) = \sum_{k=1}^{z_k} \Delta t_k$$

5.) Umkehrfunktion bilden

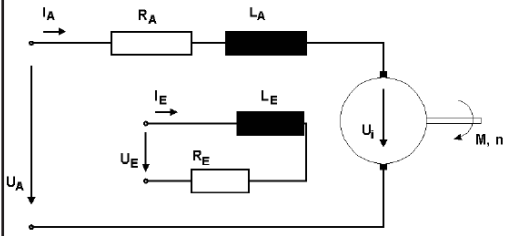
$$n_k = f(t_k)$$



$$t_{an} = -T_m \cdot \ln(1-x\%)$$

3. Regelte Gleichstromantriebe

3.1 Gleichstrommaschine



Ankerkreis (Maschengleichung)	$u_A(t) = R_A \cdot i_A(t) + L_A \cdot \frac{di_A}{dt} + u_i(t)$
Induzierte Spannung	$u_i(t) = c \cdot \Phi \cdot n(t)$
Drehmoment (Luftspalmmoment)	$m_{Mi}(t) = \frac{c}{2\pi} \cdot \Phi \cdot i_A(t)$
Bewegungsgleichung	$m_M(t) - m_W(t) = 2\pi \cdot J \cdot \frac{dn}{dt}$
Erregerkreis	$u_E(t) = R_E \cdot i_E(t) + \frac{d\Phi}{dt}$

- u_A Anker-Klemmenspannung
- i_A Ankerstrom
- u_E Erregerspannung (elektr. Erregung)
- i_E Erregerstrom
- m_{Mi} Motor-Luftspalmmoment („Inneres Moment“)
- m_M Motormoment (Wellenmoment)
- m_W Widerstandsmoment an Motorwelle
- R_A Ankerwiderstand [Ohm]
- L_A Ankerinduktivität [Henry]
- J Motor-Trägheitsmoment [kg m²]

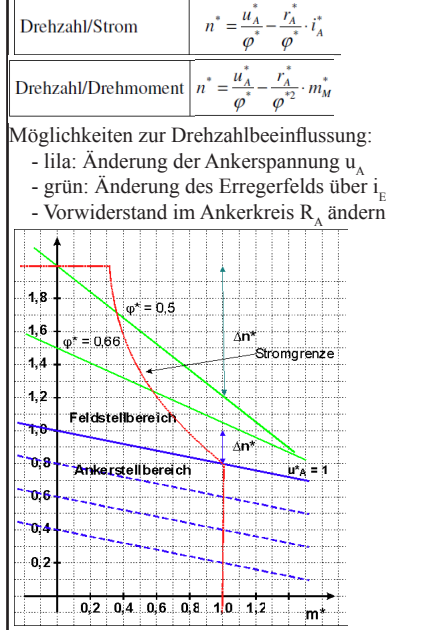
3.1.3 Normierung der Systemgleichungen

Normierung auf Nenndaten $U_{AN}, I_{AN}, \Phi_N, M_{IN}, M_{ON}$
 zB $u_A^* = u_A / U_{AN}$ restliche Analog
 => Nachfolgend kein Stern mehr da alles normiert

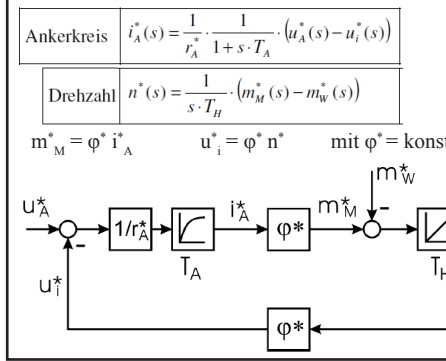
Ankerkreis (Maschengleichung)	$u_A^*(t) = r_A^* \cdot \left(i_A^*(t) + T_A \cdot \frac{di_A^*}{dt} \right) + u_i^*(t)$
normierter Ankerwiderstand	$r_A^* = R_A \cdot \frac{I_{AN}}{U_{AN}}$
Ankerzeitkonstante	$T_A = \frac{L_A}{R_A}$
$U_{AN} = c \cdot \Phi_N \cdot N_{ON}$	
Induzierte Spannung	$u_i^* = \varphi^* \cdot n^*$
$M_{IN} = \frac{c}{2\pi} \cdot \Phi_N \cdot I_{AN}$	
Drehmoment (Luftspalmmoment)	$m_M^* = \varphi^* \cdot i_A^*$
Bewegungsgleichung	$m_M^* - m_W^* = T_H \cdot \frac{dn^*}{dt}$
Hochlaufzeitkonstante	$T_H = \frac{J \cdot 2\pi \cdot N_{ON}}{M_{IN}}$

= Zeit die Antrieb aus Stillstand, mit Nennmoment beschleunigt, bis Leerlaufnendrehzahl N_{ON} braucht

3.1.4 Normierte Kennlinien zur Drehzahlsteuerung



3.1.5 Signalflussplan und dynamisches Verhalten



zu 3.1.5 Allgemeine Beschreibung:

$F_{un} = \ddot{u}$ -Fkt Ankerspannung zur Motordrehzahl (PT₂)

$$F_s(s) = \frac{F_v(s)}{1 + F_v(s) \cdot F_r(s)} = \frac{Z_v \cdot N_r}{N_v \cdot N_r + Z_v \cdot Z_r}$$

$$F_{un}(s) = \frac{n^*(s)}{u_A^*(s)} = \frac{1}{\varphi^* \cdot \left(1 + s \cdot r_A^* \cdot T_H + s^2 \cdot r_A^* \cdot T_H \cdot T_A \right)}$$

Nenner: $N_{un}(s) = 1 + s \cdot r_A^* \cdot T_H + s^2 \cdot r_A^* \cdot T_H \cdot T_A = 1 + s \cdot \frac{2 \cdot D}{\omega_0} + s^2 \cdot \frac{1}{\omega_0^2}$

=> Kennkreisfrqz: $\omega_0 = \frac{\varphi^*}{\sqrt{r_A^* \cdot T_H \cdot T_A}}$

=> Dämpfung: $D = \frac{\omega_0 \cdot r_A^* \cdot T_H}{2} = \frac{1}{2\varphi^*} \cdot \frac{r_A^* \cdot T_H}{T_A}$

Bei Nennerregter Maschine ($\varphi^* = 1$)

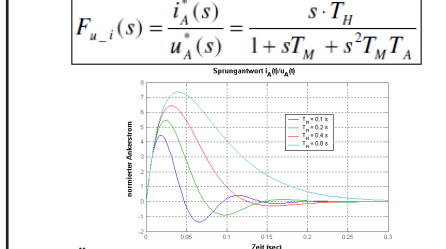
Motorzeitkonstante: $T_M = r_A^* \cdot T_H$

\ddot{u} -Fkt: $F_{un}(s) = \frac{n^*(s)}{u_A^*(s)} = \frac{1}{1 + sT_M + s^2T_M T_A}$

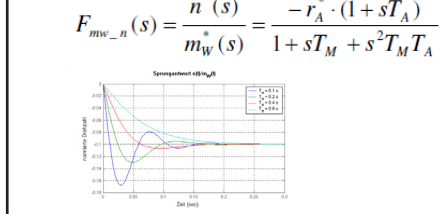
=> $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{T_M \cdot T_A}}$ $D = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{T_M}{T_A}}$

zu 3.1.5 Weitere Übertragungsfunktionen

$F_{u_i} = \ddot{u}$ -Fkt Ankerspannungsänderung auf Motorstrom



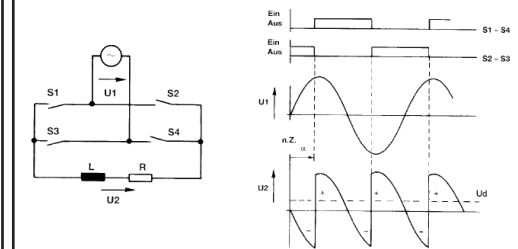
$F_{mw_n} = \ddot{u}$ -Fkt Widerstandsmomentsänderung auf Drehzahl



3.2 Leistungselektronische Stellglieder für Gleichstrom-Antriebe

3.2.1 Netzgeführter Brückengleichrichter

- direkt an Drehstrom angeschlossen

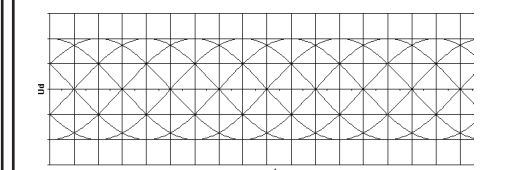


- wechselndes Einschalten von S1&S4 bzw. S2&S3
- Abschnittsweises Anlegen der Netzspannung
- Stromrichtung in Last bleibt gleich
- Höhe des Mittelwerts U_d abhängig vom Steuerwinkel α , der ab dem nat. Zündzeitpunkt gezählt wird

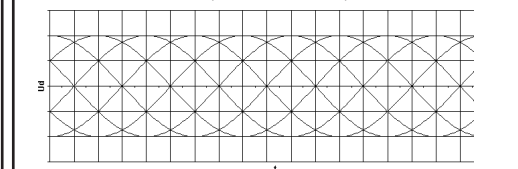
2 pulsige und 6 pulsige Brückenschaltung

maximale Gleichspannung	$\frac{U_{d0}}{U_s} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} = 0,9$	$\frac{U_{d0}}{U_s} = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} = 1,35$
Strom	$\frac{I_d}{I_s} = 1$	$\frac{I_d}{I_s} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$
Welligkeit	$\frac{U_{\sigma}}{U_{d0}} = 0,48$ mit $U_{\sigma} = \sqrt{\sum U_{\sigma v}^2}$	$\frac{U_{\sigma}}{U_{d0}} = 0,042$
Steuerkennlinie	$\frac{U_d}{U_{d0}} = \cos(\alpha)$ (vollgesteuert)	$\frac{U_d}{U_{d0}} = \cos(\alpha)$ (vollgesteuert)
mittlere Totzeit	$T_i = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\rho \cdot f_{Netz}} = \frac{1}{2} \cdot 10ms = 5ms$	$T_i = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\rho \cdot f_{Netz}} = \frac{1}{2} \cdot 3,33ms = 1,66ms$

Gleichrichterbetrieb ($\alpha = 0^\circ \dots 89^\circ$)

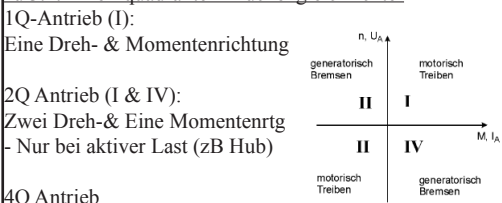


Wechselrichterbetrieb ($\alpha = 90^\circ \dots 179^\circ$)



- $U_d = DC$ mit überlagertem AC, die rausgeglättet werden
- Mittlere Ankerspg: $\bar{U}_A = U_i + R_A \cdot I_d$
- Realbetrieb: $\alpha_{max} = 150^\circ$ um Kippen zu Vermeiden
 $\alpha_{min} = 30^\circ$

zu 3.2.1 Mehrquadranten Brückengleichrichter

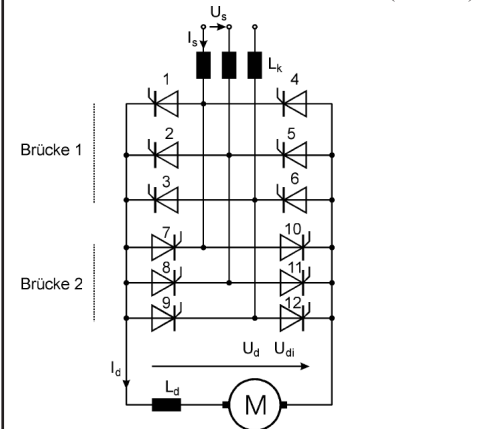


1Q-Antrieb (I):
Eine Dreh- & Momentenrichtung

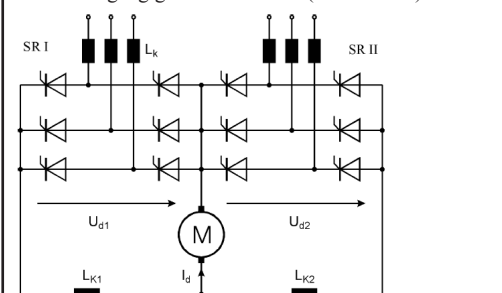
2Q Antrieb (I & IV):
Zwei Dreh- & Eine Momentenrtg
- Nur bei aktiver Last (zB Hub)

4Q Antrieb
Zwei Dreh- & Zwei Momentenrichtung
- Zwei Brückengleichrichter nötig

- Umkehrstromrichter in Gegenparallelschaltung
- Brücke 1 ($I_d > 0$) oder Brücke 2 ($I_d < 0$)
- Zum Kurzschlusschutz: Umschaltzeit (2 ... 5ms)



- Kreisstrombehafteter Umkehrstromrichter
- SRI im Gleichrichterbetrieb bzw. umgekehrt
- SRII im Wechselrichterbetrieb bzw. umgekehrt
- Durchgängiges Drehmoment (keine Pause)



- L_{k1} und L_{k2} begrenzen Kreisstrom
- Nachteile: Hoher Aufwand, zusätzliche Verluste und Blindleistungsbedarf durch Kreisstrom

3.2.2 PWM - Gleichstromsteller (Selbstgeführte Stromrichter)

- Bei kleinen Leistungen und hochdyn. Anforderungen
- Elemente in Reihe:
 - Netz
 - Ungesteuert. Eingangsstromrichter (falls nur AC Netz)
 - Kondensator als Energiespeicher
 - Schalter zur Spannungssteuerung mit Freilaufdiode
 - Maschine
- Steuerung mittels PWM Prinzip = konstante Periodendauer T mit variabler Pulsbreite t_E
- 1 Quadranten Gleichstromsteller

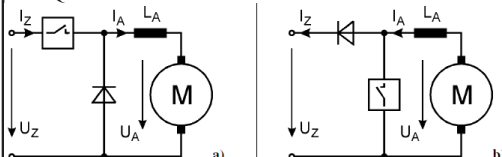


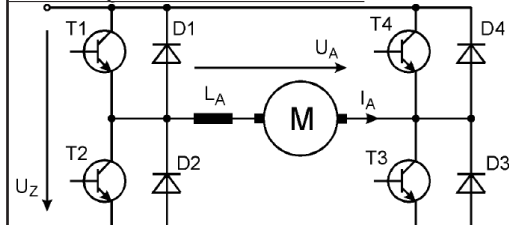
Abbildung 3-14 Schaltung eines 1Q-Gleichstromstellers
a) Motorbetrieb, b) Generatorbetrieb

rel. Einschaltdauer des Schalters: $\tau_E = \frac{t_E}{T_{Periode}}$

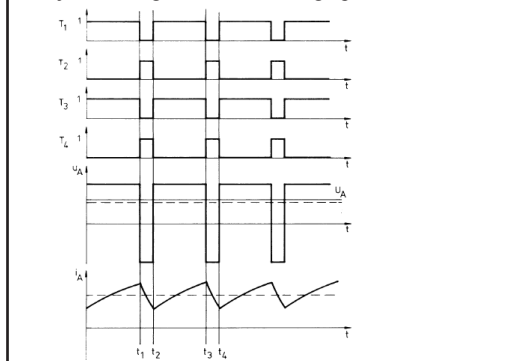
Motorbetrieb: $\bar{U}_A = \tau_E \cdot U_Z$
 $\bar{I}_A = \frac{1}{\tau_E} \cdot \bar{I}_Z$

Generatorbetrieb: $\bar{U}_A = (1 - \tau_E) \cdot U_Z$
 $\bar{I}_A = \frac{1}{(1 - \tau_E)} \cdot \bar{I}_Z$

zu 3.2.2 4-Quadranten-Gleichstromsteller



- pro Halbbrücke nur ein Transistor geschalten
- mit gleichzeitiger Pulsung von T1-T3 & T2-T4
- je eine Diagonale leitend, eine gesperrt



$\bar{U}_A = (2 \cdot \tau_E - 1) \cdot U_Z$ $\tau_E > 50\% : U_a \text{ pos}$
 $\tau_E < 50\% : U_a \text{ neg}$

- Vorteile: Einfach, $-U_Z$ bis $+U_Z$ abgeckt
- Nachteile: Große Stromwelligkeit Δi_A

$\Delta i_A = \frac{2 \cdot U_Z \cdot T_{Periode}}{L_A} \cdot (1 - \tau_E) \cdot \tau_E$

maximal für $\tau_E = 0,5$: $\Delta i_{A \text{ max}} = \frac{U_Z \cdot T_{Periode}}{2 \cdot L_A}$

Effektivwert des überlagerten AC $I_{A \text{ eff}} = \frac{\Delta i_A}{\sqrt{12}}$

- Lückbetrieb sobald Amplitude der Stromwelligkeit größer als mittlerer Gleichstrom I_d

maximaler I_d (Lückstromgrenze) $I_{AL,gr} = \frac{\Delta i_{A \text{ max}}}{2} = \frac{U_Z \cdot T_{Periode}}{4 \cdot L_A}$

Aufgenommener Eingangsstrom (mit Oberschwingung)

$I_{d \text{ Eff}} = 2 \cdot I_A \cdot \sqrt{\tau_E - \tau_E^2}$

- mit alternierender Pulsung

- Ansteuerung von $+U_Z$ bis Null und Null bis $-U_Z$
- => Geringere Spannungswelligkeit
- Pos. Ausgangsspg: T3 dauerhaft leitend, T4 gesperrt
- => Einstellung durch T1 und T2

$\bar{U}_A = \tau_E \cdot U_Z$ $\tau_E = \text{Einschaltzeit T1}$

- Neg. Ausgangsspg: T2 dauerhaft leitend, T1 gesperrt
- => Aber Schaltverluste nicht verteilt

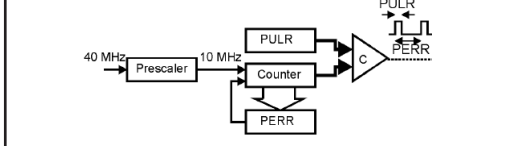
$\Delta i_A = \frac{U_Z \cdot T_{Periode}}{L_A} \cdot (1 - \tau_E) \cdot \tau_E$ $I_{A \text{ eff}} = \frac{\Delta i_A}{\sqrt{12}}$

$I_{AL,gr} = \frac{\Delta i_{A \text{ max}}}{2} = \frac{U_Z \cdot T_{Periode}}{8 \cdot L_A}$

- Zur Gleichmäßigen Verteilung der Schaltverluste, wechselnde Funktion von T1-T2 und T3-T4
- Hohe Pulsfrequenz > 10kHz für weniger Stromwelligkeit
- Mittlere Totzeit des Stellglieds: $\bar{T}_T = \frac{T_{Periode}}{2}$

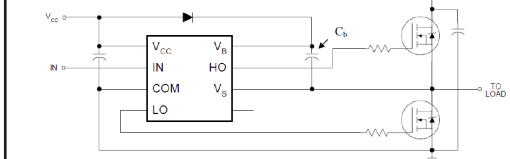
zu 3.2.2 PWM Steuerung einer Halbbrücke

- Signalumwandlung des Steuersignals in PWM Signal => PWM Modulator
- für Analog Signale
 - Komparator mit Spannungssollwert und Sägezahn mit Pulsfreq: $f_p = 1/T_{Periode}$
 - => Sollwert > Sägezahn: PWM Signal = 1
- für Digitale Signale: Microcontroller



- Zähler zählt bis Wert in Register PERR, ein Durchlauf = $T_{Periode}$ mit $f = 10\text{MHz}$
- Pulsbreite t_E durch Inhalt des Registers PULR
- Komparator: +5V wenn Counter < PULR, 0V wenn Counter >= PULR

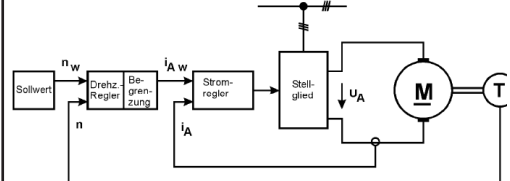
- Ansteuerung beider Transistoren
- Mittels Treiberbaustein
- Kurzschluss verhindern, Umschalttotzeit erzeugen, Hilfsspannung erzeugen die größer als Zwischenkreis-Spannung ist um High Transistor einzuschalten



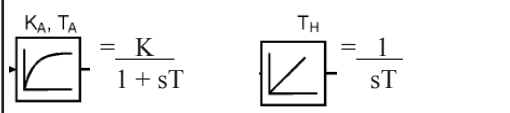
- C_b : Wird falls Low Side Transistor geschalten auf V_{cc} aufgeladen
- => Für High Side als Hilfsspannungsquelle um Gate Potential erzeugen zu können

$P = U_{AN} \cdot I_{AN}$
 $Q = I_{d \text{ eff}} \cdot U_Z$
 $S = \sqrt{Q^2 + P^2}$

3.3 Regelung von Gleichstromantrieben

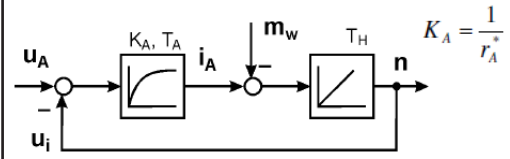


- Vorteile: übersichtliche Struktur, einfache Einstellregelung für die RKs, einfaches Verfahren zur Strombegrenzung, schrittweise Inbetriebnahme
- Zeitkonstanten:
 - T_A = Ankerzeitkonstante (je nach Motor, 5ms-50ms)
 - T_H = Hochlaufzeit (je nach Motor, 100ms bis 1s)
 - T_{gi} = Glättungszeitkonstante (je nach Oberschwingungsinhalt)
 - T_{gn} = Erfassungszeitkonstante (Drehzahl)
 - T_T = Totzeit des Stellglieds



zu 3.3.1 Regelstruktur

Regelstrecke der nennerregten GsTM (Normiert)

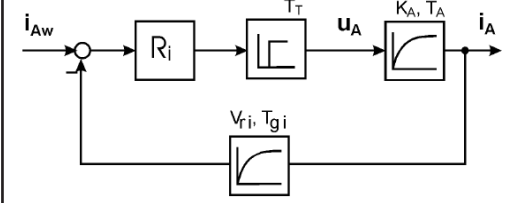


$$F_{un}(s) = \frac{n^*(s)}{u_A^*(s)} = \frac{1}{1 + sT_M + s^2 T_M T_A}$$

$$T_H = \frac{J \cdot 2\pi \cdot N_{0N}}{M_{iN}} \quad T_M = r^* \cdot T_A \cdot T_H = \frac{T_H}{K_A}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{T_M \cdot T_A}} \quad D = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{T_M}{T_A}}$$

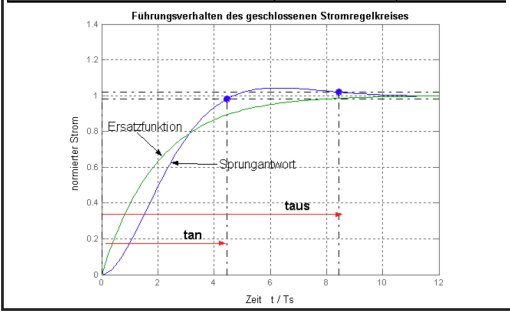
3.3.2 Ankerstromregelung



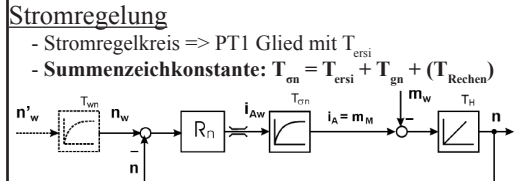
- Summenzeitkonstante: $T_{oi} = T_T + T_{gi} + (T_{Rechen})$
- T_{Rechen} = Rechenzeit des Mikrocontrollers
- Bei $V_{ri} = 1$ fällt Rückführungsblock weg

Strecke	Regler
PT2	PI, BO
$\frac{K_A}{(1 + sT_{oi}) \cdot (1 + sT_A)}$	$K_{Pi} \cdot \frac{1 + sT_{Ni}}{sT_{Ni}}$
Parameter:	Einstellung:
$K_A = 1/r_A^* = \dots 10 \dots$	$K_{Pi} = \frac{T_A}{2 \cdot K_A \cdot T_{oi}}$
$T_{oi} = \dots 1 \text{ ms} \dots 5 \text{ ms} \dots$	$T_{Ni} = T_A$
$T_A = \dots 3 \text{ ms} \dots 20 \text{ ms} \dots$	

geschl. Kreis	Ersatzfkt.	stat. Regelfehler
Führung	Führung	Führung:
$\frac{1}{1 + s2T_{oi} + s^2 2T_{oi}^2}$	$\frac{1}{1 + s2T_{oi}}$	kein stat. Regelfehler
Einschwingverhalten:	Ersatzzeitk.	Störung:
$t_{an} = 4,5 T_{oi}$	$T_{ersi} = 2 T_{oi}$	stat. Regelfehler durch E_A
$t_{aus} = 8,4 T_{oi}$		
$\sigma = 4,3 \%$		



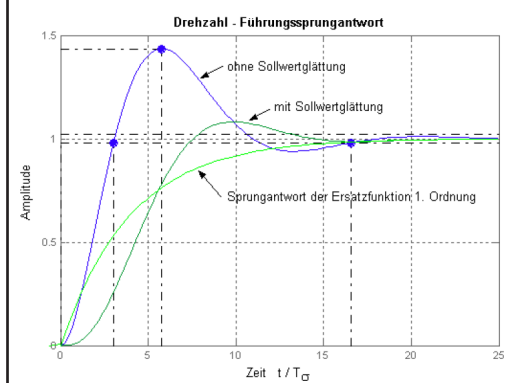
3.3.3 Drehzahlregelung mit unterlagertes Stromregelung



IT1	PI, SO
$\frac{1}{(1 + sT_{on}) \cdot (sT_H)}$	$K_{Pn} \cdot \frac{1 + sT_{Nn}}{sT_{Nn}}$
Parameter:	Einstellung:
$T_{on} = \dots 1 \text{ ms} \dots 10 \text{ ms} \dots$	$K_{Pn} = \frac{T_H}{2 \cdot T_{on}}$
$T_H = \dots 50 \text{ ms} \dots 500 \text{ ms} \dots$	$T_{Nn} = 4 \cdot T_{on}$

Führung, mit Sollwertglättung	Führung	Führung:
$\frac{1}{1 + s4T_{on} + s^2 8T_{on}^2 + s^3 8T_{on}^3}$	$\frac{1}{1 + s4T_{on}}$	kein stat. Regelfehler
Einschwingverhalten	Ersatzzeitk.	Störung:
Sollw. gl. $T_w = T_{Nn}$: $t_{an} = 7,3 T_{on}$ $t_{aus} = 13,6 T_{on}$ $\sigma = 8,1 \%$	mit $T_w = T_{Nn}$: $T_{ersn} = 4 T_{on}$	kein stat. Regelfehler durch M_w

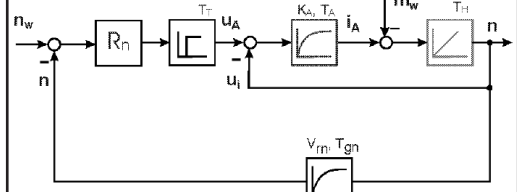
Geschlossener RK: $F_{wm} = \frac{1 + s4T_{on}}{1 + s4T_{on} + s^2 8T_{on}^2 + s^3 8T_{on}^3}$ (ohne Sollwertglättung)



- => Sollwertglättung gegen starkes Überschwingen
- => Summenzeitkonstanten maßgeblich für Regelkreisqualität KEINE Motorwerte

3.3.4 Direkte Drehzahlregelung

- zusätzliche Maßnahmen zur Strombegrenzung notwendig, da nicht unterlagert



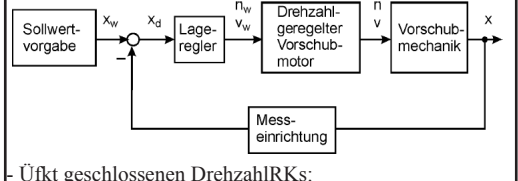
- => Summenzeitkonstante: $T_{on} = T_A + T_T + T_{gn} + (T_{Rechen})$
 - => PT2 Strecke mit einer großen Zeitkonstante T_M'
- $$T_A' = -\frac{1}{s_2} \quad s_2 = \frac{-T_M - \sqrt{T_M^2 - 4T_M T_A}}{2T_M T_A}$$

Ankerzeitkonstante in Summenzeitkonstante enthalten deshalb nur für kleine T_A geeignet

IT1	P, BO
$\frac{1}{(1 + sT_{on}) \cdot (sT_H)}$	K_{Pn}
Parameter:	Einstellung:
$T_{on} = \dots 2 \text{ ms} \dots 20 \text{ ms} \dots$	$K_{Pn} = \frac{T_H}{2 \cdot T_{on}}$
$T_H = \dots 500 \text{ ms} \dots 2000 \text{ ms} \dots$	

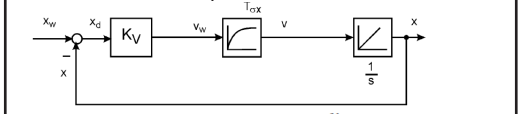
Führung	Führung	Führung:
$\frac{1}{1 + s2T_{on} + s^2 2T_{on}^2}$	$\frac{1}{1 + s2T_{on}}$	kein stat. Regelfehler
Einschwingverhalten	Ersatzzeitk.	Störung:
$t_{an} = 4,5 T_{on}$	$T_{ersn} = 2 T_{on}$	stat. Fehler durch M_w
$t_{aus} = 8,4 T_{on}$		
$\sigma = 4,3 \%$		

3.3.5 Lagerregelung (Winkelregelung)



- Üft geschlossen DrehzahlRKs: $F_{ern} = \frac{n^*(s)}{n_w^*(s)} = \frac{v^*(s)}{v_w^*(s)} = \frac{n(s)}{n_w(s)} = \frac{v(s)}{v_w(s)} = \frac{1}{1 + sT_{ern}}$

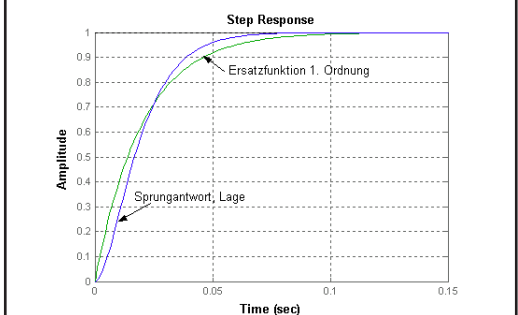
=> auch unnormiert gültig
Summenzeitkonstante: $T_{ox} = T_{ern} + T_{Rechen}$
=> Vorschub starr und spielfrei => normierter RK



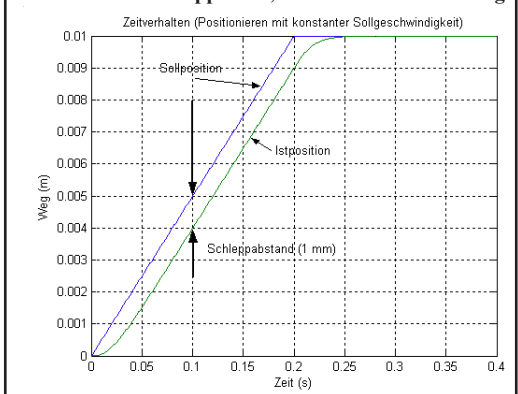
RK mit P Regler: $K_v = \frac{v_w}{x_d}$ [s⁻¹]
Geschwindigkeitsverstärkung: x_d = Schleppfehler
geschl. Ü-Fkt: $F_{vst} = \frac{x(s)}{x_w(s)} = \frac{1}{1 + s \frac{1}{K_v} + s^2 \frac{T_{ox}}{K_v}}$

$T_{ern} = \frac{1}{K_v}$
Aper. Grenzfall: $K_v = \frac{1}{4 \cdot T_{ox}}$
kein Überschwingen!

$F_{vst} = \frac{x(s)}{x_w(s)} = \frac{1}{1 + s \frac{1}{K_v} + s^2 \frac{T_{ox}}{K_v}}$
=> $F_{ern} = \frac{1}{1 + s2T_{ox}} = \frac{1}{1 + s \cdot \frac{1}{K_v}}$

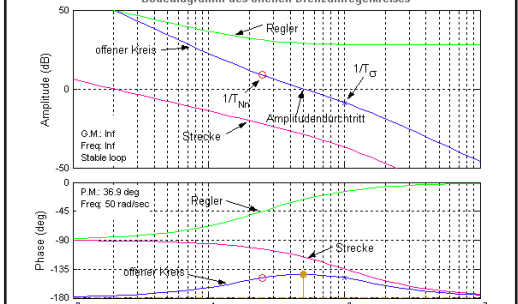


ABER: Immer Schleppfehler, Absenken: Vorsteuerung



Zu Symmetrisches Optimum (Drehzahlregelung mit unterlagertes Stromregelung)

- Für gutes Störverhalten



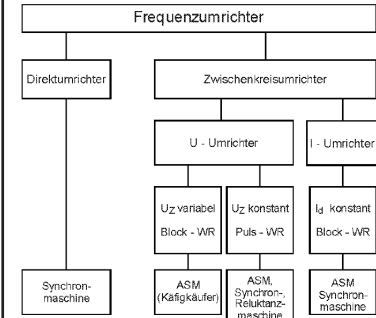
max. Phasenreserve bei Verstärkung: $\omega_D = \frac{1}{\sqrt{T_{Nn} \cdot T_{on}}}$
 $|F_{on}(j\omega_D)| \approx K_{Pn} \cdot \frac{1}{\omega_D \cdot T_H} = 1$
 $K_{Pn} = T_H \cdot \omega_D = \frac{T_H}{\sqrt{T_{Nn} \cdot T_{on}}}$

4. Frequenzumrichter

Grenzen der Gleichstrommaschine (Verlustwärme)

- wegen der Wartung oder Überprüfung des Bürstenapparats, bei schlechten Zugangsmöglichkeiten
 - bei kleinem und begrenztem Einbauraum
 - längerer Betrieb mit hoher Stillstandslast
- => Ersatz: Drehstromantrieb mit Frequenzumrichter

4.1 Übersicht Umrichterarten



4.2 Direktumrichter (Bild S64)

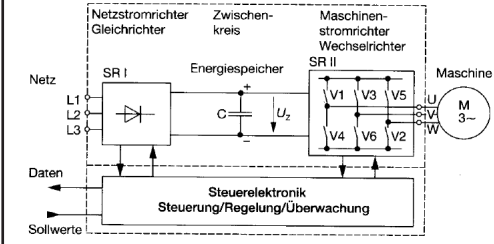
- Frequenzvariables Drehnungssystem direkt aus 50-Hz Netz über netzgeführten Stromrichter
- Bei großen Leistungen, bei 15 ... 20 Hz

4.3 Umrichter mit Stromzwischenkreis (I-Umrichter)

- Bild S65
- Zwischenkreisstrom I_z mittels B6 Brückenschaltung
- Vorteile: Netzzurückspeisung trotz Verwendung von Einfachventilen (Thyristor)
- Nachteile: Blockförmige Ausgangsströme => Unruhendes Laufverhalten des Antriebs
- Für sehr große Einzelantriebe

4.4 Umrichter mit Spannungzwischenkreis (U-Umrichter)

- 4 funktionale Einheiten:
- Netzstromrichter (Gleichrichter)
- Zwischenkreis mit Kondensator
- Maschinenstromrichter
- Steuer- und Controllereinheit

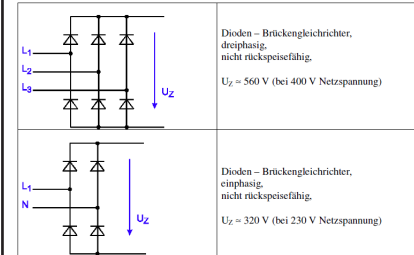


4.4.4.1 Netzstromrichter

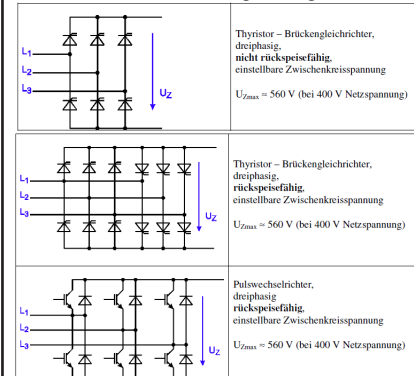
Kriterien

- konstante oder einstellbare Zwischenkreisspannung
- Rückspeisefähigkeit (ja / nein)

Konstante Zwischenkreisspannung:



Einstellbare Zwischenkreisspannung



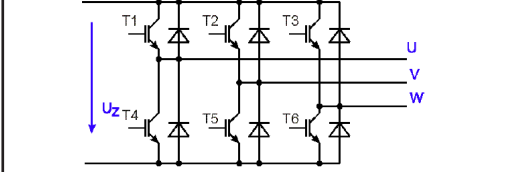
4.4.1.2 Zwischenkreis

- Stellt Gleichspannung für Maschinenwechselrichter zur Verfügung
- Glättung durch Zwischenkreiskondensator
- Einschaltstrom sehr groß => Ladeschaltung

Abbildung 4-8 Zwischenkreis mit Ladeschaltung

4.4.1.3 Maschinenstromrichter (Wechselrichter)

- 6 elektr. Schalter + 6 löschbare Ventile + Freilaufdiode
- Schalter: Transistoren, GTOs, Thyristoren



4.4.2 Drehspannungs- und Drehfelderzeugung

- Zusätzliche Änderung der Ausgangsspannung bei Frequenzvariation nötig
- Grund: $X = \omega L \Rightarrow f \text{ sinkt} \Rightarrow X \text{ sinkt}$
- => Magnetisierungsstrom steigt, Eisen sättigt
- Möglichkeiten
- Variable Zwischenkreisspannung
- Pulsweitenmodulation des Maschinenwechselrichters

4.4.2.1 U-Umrichter mit einstellbarer Zwischenkreisspg

= Block Umrichter

- Steuerbarer Netzstromrichter variiert U_z gemäß f
- Wechselrichter erzeugt daraus U_A im Blockbetrieb
- 3 Halbbrücken werden um 120° phasenverschoben angesteuert und erzeugen Rechteckspannung U_U, U_V, U_W mit 180° Länge
- Außenleiterspannungen haben 120° Länge, in Sternschaltung Treppenspannung
- Geeignet für Anwendungen mit geringen dynamischen Anforderungen

4.4.2.2 U-Umrichter mit konstanter Zwischenkreisspg

= Puls Umrichter

- Gleichspannungszwischenkreis mit konstantem U_z
- Ausgangsspannungssteuerung (Amplitude & Frequenz) über Motorseitigen Pulswechselrichter

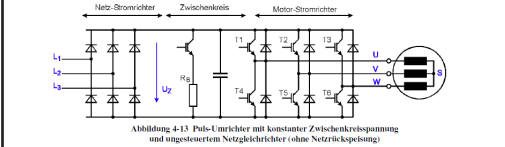


Abbildung 4-13 Puls-Umrichter mit konstanter Zwischenkreisspannung und angesteuertem Netzgleichrichter (ohne Netzzurückspeisung)

- Geeignet für dynamisch hochwertige Stellantriebe
- U_z (motorbetrieb) ca. 600V, im Bremsbetrieb mehr begrenzt durch Bremschoppers (R_B)
- Für Netzzurückspeisung: Zusätzliche Transistoren im Netz-Stromrichter
- Erzeugt sinusförmige Netzströme mit wenig Oberschwingungsgehalt und Phasenwinkel 0° bis 180°

4.4.3 Pulsverfahren bei U-Umrichtern

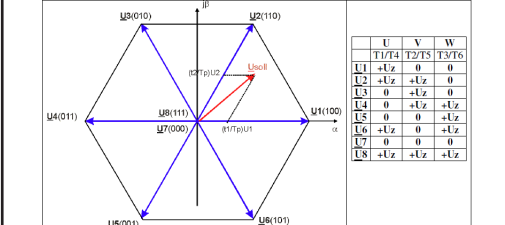
- Unterscheidung nach einzustellende Größe: Strangspannungen <=> Strangströme
- Verfahren: Sinusbewertete Pulsweitenmodulation oder Raumzeigermodulation

4.4.3.1 Sinus-Δ-Modulation (Strangspg)

- Vergleich dreiphasige sinusförmige Sollwertspannungssystem mit Dreieck oder Sägezahnfunktion mit Pulsfrequenz f_p
- Welligkeit des Ausgangsstrom $\Delta i_{max} = \frac{U_z}{2 \cdot L_A \cdot f_p}$
- Nachteil: Geringe Spannungsausnutzung (Effektivwert Grundschwingung 0,61 U_z)

4.4.3.2 Raum-Zeiger-Modulation (RZM, SZM) (Strangspg)

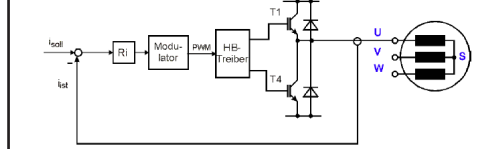
- Beschreibung des 3-phasen Systems als Raumzeiger
- Spannungsraumzeiger U_{soll} wird ruck pulsen möglichst gut angenähert



- Geringe Oberschwingungen, geringe Verluste
- Sehr gut geeignet für digitale Steuerungen

4.4.3.3 Strangstromregelung mit Sinus-Δ-Modulator

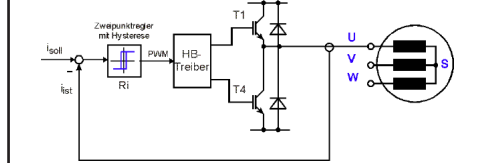
- Strangstrommessung und Regelung mit PI Regler
- Stellgröße Strangspannung



- Einstellung mit Betragsoptimum (dyn. Kompensation) mit elektr. Zeitkonstante L/R

4.4.3.4 Hysterese-Strom-Modulation (Toleranzbandregelung)

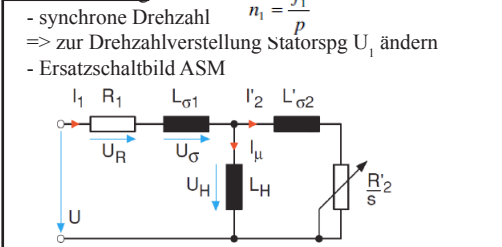
- Messung der Maschinenströme und nachführung des Soll-Stroms mit möglichst geringer Abweichung Δi



- Zweipunktregler mit Vorgabe eines Toleranzbands
- Nachteilig: Veränderliche Pulsfrequenz mit breitem Oberschwingungsspektrum

5. Frequenzsteuerung der ASM

5.1.1 Einführung



- Ziel aller Verfahren: Fluss in bestimmten Frequenzbereich konstant halten

Einschub: ASM

Schlupf: $s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{f_2}{f_1}$

n_1 : synchrone Drehzahl
 n : Lauferdrehzahl = Motordrehzahl
 f_1 : Netzfrequenz (= Statorfrequenz)
 f_2 : Lauferfrequenz (= die Frequenz der induzierten Läuferstroms)

Zusammenhang zwischen mechanischer Leistung und Drehmoment an einer Welle lautet:

$$M = \frac{P_{mech}}{2\pi \cdot n}$$

mit $P_{mech} = (1-s) \cdot P_L$ und $n = (1-s) \cdot n_1$

$$M = \frac{P_L \cdot (1-s)}{2\pi \cdot n_1 \cdot (1-s)} = \frac{P_L}{2\pi \cdot n_1} = \frac{3 \cdot \frac{R_2}{s} \cdot I_2^2}{2\pi \cdot n_1}$$

Zugeführte elektrische Wirkleistung: $P_{ge} = P_g = 3 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos\phi_1$

Eisenverluste: $P_{Fe} = 3 \cdot \frac{U_1^2}{R_{Fe}}$

Stator-Stromwärmeverluste: $P_{VCs1} = 3 \cdot I_1^2 \cdot R_1$

Luftspaltleistung ($P_{Abstator}$): $P_L = P_{Zu1} - P_{Ver1} - P_{VCs1}$

Läufer-Stromwärmeverluste: $P_{VCs2} = 3 \cdot I_2^2 \cdot R_2$

Vernachlässigt man die mechanischen Reibungsverluste, ergibt sich die mechanische Leistung an der Welle aus der Luftspaltleistung abzüglich der Läuferverluste.

Mechanische Leistung: $P_{mech} = P_L - P_{VCs2}$

Luftspaltleistung $P_L = 3 \cdot \frac{R_2}{s} \cdot I_2^2$

$P_{VCs2} = s \cdot P_L$

$P_{mech} = (1-s) \cdot P_L$

5.1.2 Verfahren 1: U/f Kennliniensteuerung

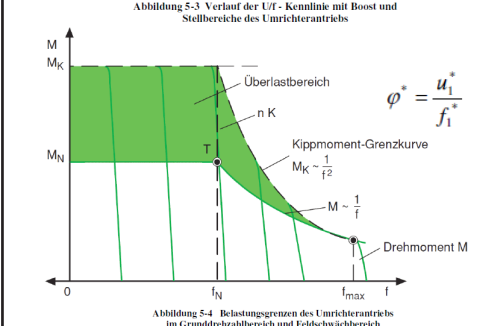
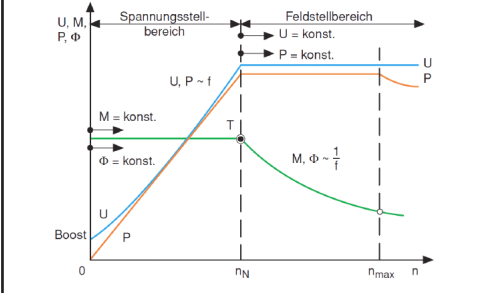
- Ziel: ASM arbeitet bei Nennfluss nahe Sättigungsgrenze bzw. Magnetisierungsstrom I_μ bei konst. Nennwert
 - Nennfluss = Bester Wirkungsgrad

$$\Phi_h \sim I_\mu \approx \frac{U_1}{X_1} = \frac{U_1}{2\pi \cdot f_1 \cdot L_1} \sim \frac{U_1}{f_1} = const.$$

$$L_1 = L_H + L_{\sigma 1}$$

- Anheben von U_1 im unteren Frequenzbereich auf $\Delta U_1 = I_0 R_1$ um I_μ bei konst. Nennwert zu halten (= Boost bzw. I_1/R_1 -Korrektur), blaue Linie mit Boost
 - Betriebsbereiche:

- 1.) Spannungsstellbereich
=> $U_1 \sim f$ steuern
- 2.) Feldstellbereich
=> U_1 maximal, Magnetisierungsstrom sinkt



5.1.3 Erweiterung des Spannungs-Stellbereichs

- Bei fester Frequenz: U_N bei Sättigungsgrenze
- Erhöhte Frequenz: Spannungen höher als U_N möglich
- Leistung und Drehmoment steigen hier mit Frequenz

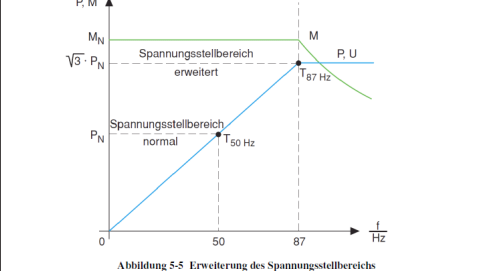


Abbildung 5-5 Erweiterung des Spannungsstellbereichs

5.1.4 Normierte Kennlinien zur Drehzahlsteuerung

Linearer Teil der Motorkennlinie:
 Drehzahl/Drehmoment $n^* = f_1^* - \frac{s_N}{\varphi^{*2}} \cdot m_M^* = f_1^* - s_N \cdot \left(\frac{f_1^*}{u_1^*}\right)^2 \cdot m_M^*$

Grunddrehzahlbereich (konstanter Fluss)
 für $\varphi^* = 1$ $n^* = f_1^* - s_N \cdot m_M^*$

Drehmoment (Dauerbetrieb): $m_{Mgrenz}^* = \varphi^* = 1 / f_1^*$

Feldschwächbereich (konstante Nennspg $u_1^* = 1$)
 für Feldschwächung $n^* = f_1^* - s_N \cdot f_1^{*2} \cdot m_M^*$

Bei Feldschwächung:
 $p^* = m_{max}^* \cdot n^* = const$
 => $m_{Mgrenz}^* = (1-s_N) / n^*$

Sonstiges
 - Spindelgeschwindigkeit $v = n_{SP} \cdot h_{SP}$

zu 6.2.2

- Induzierte Spannung in den Statorspulen entspricht der Flussdichteverteilung an der Rotoroberfläche, Amplitude proportional zur Drehzahl

- Phasenlagenversetzung der 3 Strangspannungen:
 $\vartheta_{el} = \frac{\vartheta_{mech}}{p} = \frac{2 \cdot \pi}{m} = \frac{2 \cdot \pi}{3}$ (dreisträngig)

- Induzierte Strangspannung
 $U_i(\vartheta_{el}, \omega_M) = \omega_M \cdot p \cdot \hat{\Phi} \cdot f(\vartheta_{el} - \frac{k \cdot 2\pi}{m})$

$f(\dots)$ = Kurvenform des Flussdichteverlaufs
 Sinus Kurvenform:
 $f(\vartheta) = f(\vartheta_{el} - \frac{k \cdot 2\pi}{m}) = \cos(\vartheta_{el} - \frac{k \cdot 2\pi}{m})$

exakt Rechteckförmig:
 $f(\vartheta) = \begin{cases} +1 & \text{für } 0 < \vartheta \leq \pi \\ -1 & \text{für } \pi < \vartheta \leq 2\pi \end{cases}$

6.2.3 Einsträngiges Ersatzschaltbild, Leistungsbilanz und Drehmoment

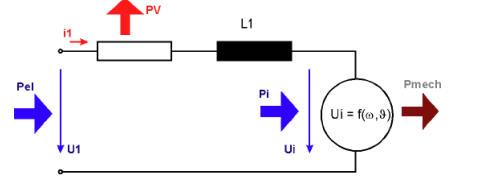


Abbildung 6-5 Leistungsfluss in der Strangwicklung

$$U_i(t) = R_1 \cdot i_1(t) + L_1 \cdot \frac{di_1(t)}{dt} + U_i(\vartheta_{el}, \omega_M)$$

$U_i(\vartheta_{el}, \dots)$ gemäß 6.2.2

- Zugeführte Wirkleistung: $P_{el}(t) = u_i(t) \cdot i_1(t)$
- Innere Leistung: $P_i(t) = P_{el}(t) - P_v(t) = u_i(t) \cdot i_1(t)$
- = Mechanische Leistung: $P_{mech}(t) = P_i(t) = \omega_M(t) \cdot m_{Str}(t)$
- Beitrag eines Wicklungsstrangs zum Motormoment
 $m_{Str}(t) = \frac{u_i(t) \cdot i_1(t)}{\omega_M(t)}$

6.2.4 Strangmodell und Motormodell

- Seite 88-89 mit sinusförmigem Feldverlauf
- Motormodell = 3*Strangmodell * Newtonsche Bewegungsgleichung

6. Antriebe mit elektronischer Kommutierung

6.1 Aufbau und Klassifizierung

- Innenpol Synchronmaschine mit Permanentenerregung
- Anker im Stator, Läufer trägt Magnetsystem
- Läuferlagegeber steuert Lageinformation an den speisen Stromrichter zur Kommutierung der Statorströme
- Vorteile: Gute Wärmeabfuhr im Ständer, hohe Drehzahlgrenze, günstige Maschinenfertigung
- Vorteile durch Wegfall des Kommutators: hohe kurzzeitige Überlastfähigkeit, hohe Zuverlässigkeit, Wartungsarbeiten einfacher, kein Kühler nötig
- Klassen:
 - 1.) Antriebe mit blockförmigen Strangströmen = EC-Motor, bürstenloser GS-Motor
 - 2.) Antriebe mit sinusförmigen Strangströmen = Synchron-Servomotor, AC-Servo

6.3 Bürstenloser Gleichstrommotor mit Blockkommutierung

6.3.1 Blockkommutierung mit Hall-Sensoren

- Entspricht bürstenlosem GStrAntrieb mit elektronischer statt mechanischer Kommutierung

6.3.2 Systemgleichungen und Ersatzschaltbild

ind. Spannung: $U_i(\vartheta_{el}, \omega_M) = \omega_M \cdot p \cdot \hat{\Phi} \cdot f(\vartheta_{el} - \frac{k \cdot 2\pi}{m})$

Scheitelwert: $\hat{U}_i = \omega_M \cdot p \cdot \hat{\Phi}$

Innere Leistung: $P_{i(el)} = 2 \cdot \hat{U}_i \cdot i_{Sr} = 2 \cdot \omega_M \cdot p \cdot \hat{\Phi} \cdot i_{Sr}$
 $= P_{(mech)} = M_i \cdot \omega_M$

Drehmoment: $M_i = \frac{P_i}{\omega_M} = 2 \cdot p \cdot \hat{\Phi} \cdot i_{Sr}$
 $R_1 = 2 R_{Sr}$ $L_1 = 2 L_{Sr}$

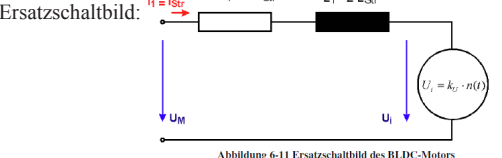


Abbildung 6-11 Ersatzschaltbild des BLDC-Motors mit zusammengefassten Stranggrößen

Differentialgleichungen (==GSTR-Nebenschluss-Maschine)

Strangspannung	$u_{Sr}(t) = R_{Sr} \cdot i_{Sr}(t) + L_{Sr} \cdot \frac{di_{Sr}}{dt} + u_{iSr}(t)$
	$u_M(t) = 2 \cdot u_{Sr}(t)$
Motorspannung	$u_M(t) = 2 \cdot \left[R_{Sr} \cdot i_{Sr}(t) + L_{Sr} \cdot \frac{di_{Sr}}{dt} + u_{iSr}(t) \right]$
Induzierte Motorspannung	$u_i(t) = 2 \cdot u_{iSr} = k_U \cdot n(t)$ mit $k_U = 4 \cdot p \cdot \hat{\Phi}$
Drehmoment (Luftspaltmoment)	$m_M(t) = k_M \cdot i_{Sr}(t)$ mit $k_M = 2 \cdot p \cdot \hat{\Phi}$
Bewegungsgleichung	$m_M(t) - m_w(t) = 2\pi \cdot J \cdot \frac{dn}{dt}$

EMK-Konstante: k_U [Vs]
 Drehmoment-Konstante: k_M [Vs]

Nachteil: Ripple im Drehmoment durch nicht ideal rechteckförmige Strangströme
 => Abhilfe: Sinuskommutierung

6.2 Strang-Modell eines elektronisch kommutierten Synchronmotors

6.2.1 Aufbau

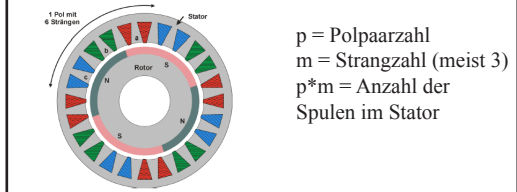


Abbildung 6-2 Aufbau eines 4-poligen, 3-phasigen Synchronmotors

6.2.2 Feldverlauf (Flussdichteverteilung)

- Blockförmiger oder sinusförmige Flussdichteverteilung je nach Form der Strangströme

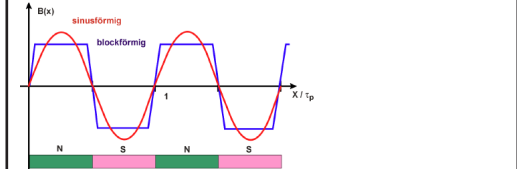


Abbildung 6-3 Flussdichteverteilung an der Rotoroberfläche

6.3.3 Sensorlose Kommutierung

= Erfassung der Rotorlage über Verlauf der ind. Spg

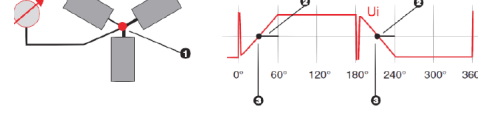


Abbildung 6-12 Sensorlose Kommutierung (Verlauf der ind. Spannung)

Nachteile: Drehmomentrippe, kein definierter Anlauf, nicht für kleine Drehzahlen oder 0, nicht dynamisch

6.4 Synron-Servoantrieb mit Sinuskommütierung

ind. Strangspg: $U_{str}(\vartheta_{el}, \omega_M) = \omega_M \cdot p \cdot \hat{\Phi} \cdot \cos(\vartheta_{el} - \frac{k \cdot 2\pi}{m})$

k = Index der Strangnummer = 0,1,2
- Muss immer 90° Polradwinkel haben
=> Linearer Drehmomentsverlauf

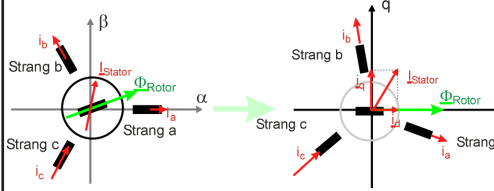
7. Feldorientierte Regelung

7.1 Wirkungsprinzip

- Transformation der rotierenden Drehstromwicklung von Drehstrommaschinen in feststehendes Zweiachsensystem analog zur Gleichstrommaschine

$i_d = i_E$ = Richtung des Läuferflusses (Magnetisierungsstrom) = Felddbildung

$i_q = i_A$ = Flussachse (Drehmomentbildung)



Analogien:

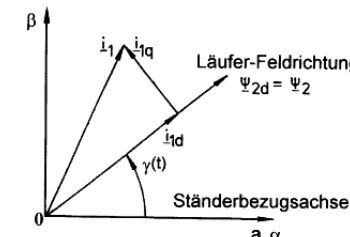
Synchronmaschine mit FOR		Gleichstrommaschine	
U_q	Spannungsvektor, quer zur Rotorfeldrichtung	U_A	Ankerspannung
i_q	drehmomentbildender Strom, Wirkstrom	i_A	Ankerstrom
U_d	Spannungsvektor in Richtung des Rotorfeldes	U_E	Erregerspannung
i_d	felddbildender Strom	i_E	Erregerstrom

7.2 Raumzeigerdarstellung und Koordinatentransformation

Schritt 1: Transformation der Stranggrößen in statorbezogene Raumzeigergrößen

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} \\ 0 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Schritt 2: Transformation des Raumzeigers in ein feldorientiertes Koordinatensystem



$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

Beide Schritte zusammen: abc -> dq

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\gamma) & -\sin(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

zu 7.2 Rücktransformation

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) \\ \sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

Beide Schritte: dq -> abc

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & -\sin(\gamma) \\ \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

7.3 Feldorientierte Regelung der Synchronmaschine PMSM

Dynamisches Modell:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_d} & \omega_{el} \\ \omega_{el} & -\frac{R_1}{L_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi \cdot \omega_{el} \\ 0 \\ L_q \end{bmatrix}$$

$$m_{Mi} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \{ \Phi \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \}$$

- L_d und L_q Induktivitäten der d- und q-Achse
- R_1 Statorwiderstand
- ω_{el} $p \cdot \omega_{mech} = p \cdot 2 \cdot \pi \cdot n$
- Φ Amplitude erzeugten Flusses

Bei Vollpolläufer: $L_d = L_q = L$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \omega_{el} \\ -\frac{R_1}{L_1} & -\omega_{el} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_1 & 0 \\ 0 & 1/L_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi \cdot \omega_{el} \\ L_1 \end{bmatrix}$$

$$m_{Mi} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Phi \cdot i_q$$

Bewegungsgleichung: $m_{Mi} - m_w = J \cdot \frac{d\omega_{mech}}{dt}$

7.3.2 Regelung der Synchronmaschine

Einstellung der Stromregler:

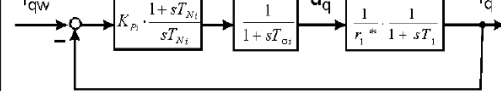


Abbildung 7-10 Normierter Signalflussplan für die Stromregelung

$T_{oi} = T_T + T_{gl} + (T_{Rechen})$ Reglereinstellung (PI-Regler):

$$T_i = \frac{L_1}{R_1} \quad T_{Ni} = T_i$$

$$r_1^* = \frac{R_1 \cdot I_{1N}}{U_{1N}} \quad K_{pi} = \frac{1}{r_1^*} \cdot \frac{T_i}{2 \cdot T_{oi}}$$

geschl. Ü-Fkt: $F_{swi} = \frac{1}{1 + s2T_{oi} + s^2 2T_{oi}^2}$

$$F_{si} = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + sT_{ei}} \quad \text{mit} \quad T_{ei} = \frac{L_1}{R_1}$$

$$F_{si} = \frac{1}{r_1^*} \cdot \frac{1}{1 + sT_{ei}} \quad \text{mit} \quad r_1^* = R_1 \cdot \frac{I_{1N}}{U_{1N}}$$

7.4 Feldorientierte Regelung der ASM

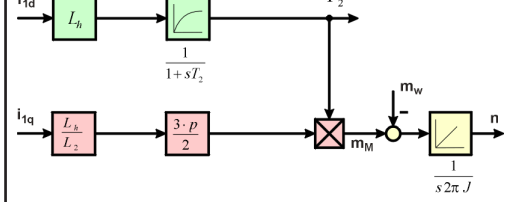
Maschinenmodell

Motormodell: $m_M = \frac{L_h \cdot 3 \cdot p}{L_2} \cdot i_{iq} \cdot \Phi_2$

Läuferfluss: $\Phi_2 + T_2 \cdot \frac{d\Phi_2}{dt} = L_h \cdot i_{1d}$

- mit L_h Hauptinduktivität
- $L_2 = L_h + L_{2\sigma}$ Läuferinduktivität
- R_2 Läuferwiderstand
- $T_2 = \frac{L_2}{R_2}$ Läuferzeitkonstante
- p Polpaarzahl

Signalflussplan:



Winkelgeschwindigkeit des Läuferflusses:

$$\omega_2 = 2 \cdot \pi \cdot f_2 = \frac{L_h}{T_2} \cdot \frac{i_{1q}}{\Phi_2}$$

Winkelgeschwindigkeit des Koordinatensystems:

$$\omega_L = p \cdot \omega_{mech} = p \cdot 2 \cdot \pi \cdot n$$

Feldwinkel: $\gamma = \int (\omega_L + \omega_2) \cdot dt = \int \omega_1 \cdot dt$