
M9: Permanentmagnet- Synchronservomotor



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT



Institut für
Elektrische
Energiewandlung

Elektromaschinen- und Energietechnisches Praktikum



Inhaltsverzeichnis

1.	Einleitung	1
2.	Permanentmagneterregte Synchronservomotoren	2
2.1.	Rotorauslegung	2
2.1.1.	Magnetmaterialien	2
2.1.2.	Magnetischer Kreis	4
2.2.	Statorauslegung	7
2.2.1.	Verteilte Statorwicklungen	7
2.2.2.	Erzeugung eines rotierenden magnetischen Feldes	9
2.2.3.	Unkonventionelle Statorwicklung: Zahnspulenwicklung	11
2.3.	Ersatzschaltbild und Zeigerdiagramm der PMSM	12
2.4.	PMSM: q-Strom-Betrieb	14
2.5.	Spannungskonstante k_U und Drehmomentkonstante k_M	15
2.5.1.	Die Spannungskonstante k_U	15
2.5.2.	Die Drehmomentkonstante k_M	15
2.6.	Drehmoment- / Drehzahlgrenzen	16
3.	Umrichtertopologie und PM-Motorregelung	18
4.	Versuchsaufbau und <i>Drive Manager</i> -Einstellungen	21
4.1.	Versuchsaufbau	21
4.2.	Versuchsvorbereitung	21
4.3.	<i>Drive Manager</i> -Einstellungen	21
4.3.1.	Erstinbetriebnahme	21
4.3.2.	Voreinstellungen im <i>Drive Manager</i>	26
4.3.3.	<i>Manual mode</i> -Einstellung des <i>Drive Managers</i>	28
5.	Grundlegende PM-Servomotor-Messungen	30
5.1.	Messung zur Bestimmung des Wicklungsstrangwiderstands	30
5.2.	Zahnspulen-Wicklung oder verteilte Wicklung?	30
5.3.	Leerlaufmessung (Messung der Spannungskonstante k_U)	32
5.4.	Kurzschlussmessung	33
5.5.	Drehmoment-Strom-Kennlinie (Messung der Drehmomentkonstante k_M)	35
6.	PM-Servomotor-Dynamik und Regelung	37
6.1.	Regler-Einstellungen	37
6.1.1.	Einstellung des Drehmomentreglers	37
6.1.2.	Einstellung des Drehzahlreglers	38
6.2.	Einfluss des Drehzahl-Referenzwerts bei Drehzahlregelung	41
6.3.	Lastmomentsprünge bei drehzahlgeregeltem Betrieb	41
7.	PM-Servomotor: Versuchsaufbau	43
8.	Literaturverzeichnis	44
9.	Formelverzeichnis	45
10.	Verständnisfragen	47

1. Einleitung

Funktionsprinzip der permanentmagneterregten Synchronmaschine

Der permanentmagneterregte Synchronmotor (PMSM) mit Innenläufer wird zunehmend in Antriebs- und Servomotor-Systemen eingesetzt. Der Aufbau ähnelt dem eines elektrisch erregten Synchronmotors, jedoch wird das Luftspaltfeld nicht elektrisch durch eine mit Gleichstrom erregte Läuferwicklung, sondern durch Permanentmagnete erzeugt. In den meisten Fällen besteht der Stator aus einer dreisträngigen verteilten Wicklung, die mit einem sinusförmigen Drehstrom, mit jeweils 120° Phasenverschiebung zwischen den Phasenströmen, gespeist wird. Dadurch wird ein magnetisches Drehfeld erregt. Dieses rotierende Ständerfeld „zieht“ den PM-Rotor mit konstanter Synchrohdrehzahl n_{syn} , die durch die Frequenz der Ständerströme f_s und die Zahl der Polpaare p vorgegeben wird:

$$n_r = n_{\text{syn}} = \frac{f_s}{p}$$

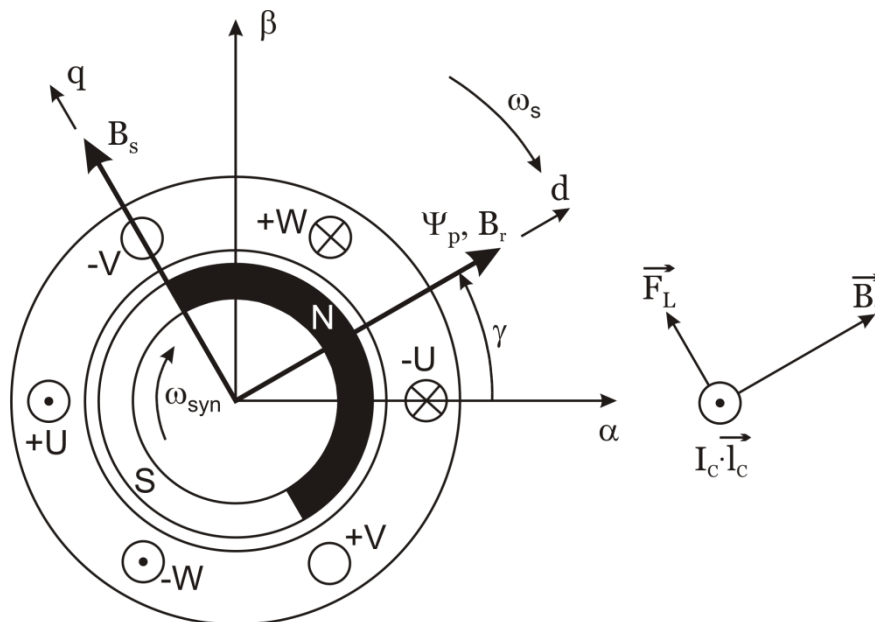


Abbildung 1.1: Funktionsprinzip der PMSM: Verteilte dreisträngige Statorwicklung, gespeist von einem dreiphasigen sinusförmigen Drehstromsystem, hier zum Zeitpunkt, wenn $i_V = 0$, $i_U = -i_W = \sqrt{3}/2 \cdot \hat{I}$; Rotor mit an der Oberfläche angebrachten Permanentmagneten; Statorfestes Koordinatensystem (α, β) und rotorfestes Koordinatensystem (d, q) .

Abbildung 1.1 zeigt den Querschnitt und das Funktionsprinzip einer zweipoligen PM-Synchronmaschine. Der Nordpol des Rotors zeigt in die Richtung der positiv orientierten Stromdurchflutung und der Südpol in Richtung der negativen. Bei +W und -V entsteht eine positive Lorentz-Kraft, bei +V und -W ebenfalls. Das heißt, dass eine maximale resultierende tangentielle Lorentzkraft und damit ein maximales elektrisches Drehmoment M_e erzeugt werden. Auf den Stator wirkt ein Drehmoment M_e im Gegenuhrzeigersinn, gemäß Newtons Gesetz „actio est reactio“ auf den Rotor daher im Uhrzeigersinn.

Im rotorfesten Koordinatensystem (d, q) ist die d -Achse in Richtung des Nordpols des Rotorfeldes orientiert und die q -Achse um 90° elektrisch zur d -Achse gegen den Uhrzeigersinn verschoben.

PMSM werden üblicherweise mit Umrichtern gespeist, die den Strom in den Stator so einprägen, dass das Stator Drehfeld und dessen Amplitude B_s gemäß Abbildung 1.1 um 90° elektrisch gegen den Uhrzeigersinn zur d -Achse verschoben ist. Das Feld B_s weist also in die q -Achse, deshalb nennt man dies **q -Strom**-Betrieb. Die Rotorlage wird über einen Rotorlagegeber erkannt.

Blockstromgespeiste- und Sinusstromgespeiste PMSM

Permanentmagneterregte Synchronmaschinen können in zwei Hauptgruppen unterschieden werden:

- **Blockstromgespeiste** PMSM haben durch die an der Rotoroberfläche mit 100 % Polbedeckung angeordneten Rotormagnete und den blockförmig eingepprägten Wechselstrom eine rechteckige magnetische Luftspalt-Flussdichte-Verteilung.
- **Sinusstromgespeiste** PMSM haben eine rechteckförmige Flussdichte-Verteilung mit ca. 85 % Polbedeckung und werden von sinusförmigen Statorströmen aus dem Umrichter gespeist.

Block- und Sinusstromspeisung erzeugen ein jeweils zeitlich konstantes Drehmoment, wobei im Realbetrieb eine gewisse Restwelligkeit auftritt, die bei Blockstromspeisung etwas größer ist.

In diesem Versuch werden nur sinusstromgespeiste PMSM mit PWM-Umrichterspeisung betrachtet.

Anwendungsgebiete und Vorteile

Umrichtergespeiste lage- und drehzahlregelte PMSM werden oft als Servoantriebe oder Stellantriebe eingesetzt. Sie kommen in Werkzeugmaschinen (Hauptspindelantriebe, Positionsmotoren) und in der Robotik zum Einsatz. Auch größere Maschinen mit mehreren MW Bemessungsleistung wurden gebaut (z. B. Windgeneratoren oder Schiffsantriebe). PMSM haben als Servoantriebe folgende Vorteile:

- Einsatz von Hochenergiemagneten (NdFeB, SmCo)
- Großes Leistungs-/Gewichtsverhältnis
- Großes Drehmoment-/Trägheitsmomentverhältnis
- Geringe Drehmomentwelligkeit, auch bei sehr niedrigen Drehzahlen
- Geregelt Drehmoment im Stillstand
- Hochgeschwindigkeitseinsatz möglich
- Hohe Drehmomentüberlastbarkeit (starke Beschleunigung für kurze Zeit)
- Hoher Wirkungsgrad bei großem Leistungsfaktor
- Kompakte Bauweise

2. Permanentmagneterregte Synchronservomotoren

2.1. Rotorauslegung

2.1.1. Magnetmaterialien

Hochenergie-Permanentmagnetmaterialien (PM) haben zusammen mit den schnell schaltenden (dank IGBT-Technologie) elektrischen Schaltgeräten den Weg für den Einsatz der PMSM als Servoantriebe in vielen Anwendungen bereitet.

Setzt man einen Permanentmagneten einem externen magnetischen Wechselfeld H_M aus, so entsteht eine $B_M(H_M)$ - bzw. $J_M(H_M)$ -Hystereseschleife, wie Abbildung 2.1 zeigt. Die Darstellung als $J_M(H_M)$ -Schleife zeigt die magnetische Polarisation $J_M(H_M)$ und die andere die magnetische Flussdichte $B_M(H_M)$. Die magnetische Polarisation J_M des PM verstärkt das extern angelegte Feld H_M . Daraus resultiert die magnetische Flussdichte gemäß (2.1).

$$B_M = \mu_0 \cdot H_M + J_M \quad (2.1)$$

Die wesentlichen Punkte der Hystereseschleife sind:

- Die Remanenzflussdichte B_R ist jener verbleibende positive oder negative Restwert der Flussdichte, wenn kein externes Feld $H_M = 0$ angelegt ist. $B_M(H_M = 0) = B_R$;
- Die positive oder negative Koerzitivfeldstärke ist jener Wert, der angelegt werden muss, um die Flussdichte auf 0 zu reduzieren: $B_M(H_{CB}) = 0$;
- Die positive oder negative Koerzitivfeldstärke H_{CJ} ist jener Wert des magnetisierenden Feldes, das angelegt werden muss, um die magnetische Polarisation auf 0 zu reduzieren: $J_M(H_{CJ}) = 0$;
- Die relative Permeabilität μ_{TM} ist der Anstieg der B_M - H_M -Kurve relativ zu μ_0 . Diese relative magnetische Permeabilität liegt im Bereich $1,0 - 1,1$;
- Die positive bzw. negative magnetische Kniepunktfeldstärke H_K ist jener Wert von H_M im zweiten bzw. vierten Quadranten, bei dem die B_M - H_M -Kurve nichtlinear wird und abknickt. Dieser Wert ist für die Bemessung von PMSM sehr wichtig, da dies der linke bzw. rechte maximale Arbeitspunkt ist, innerhalb dem die Maschine ohne irreversible Entmagnetisierung betrieben werden kann.

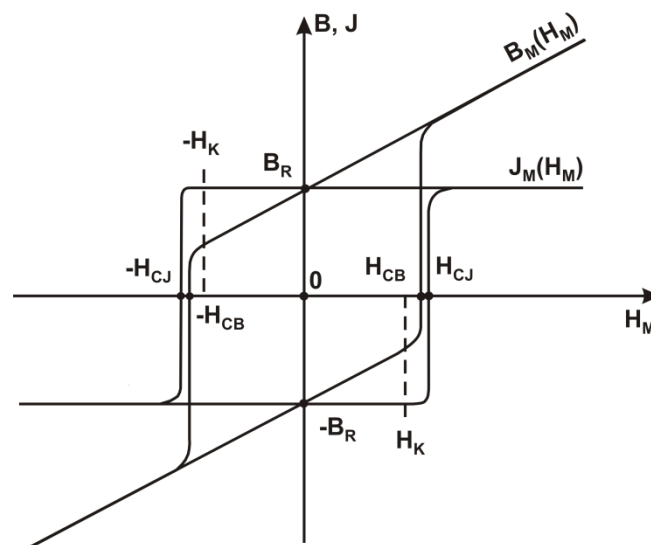


Abbildung 2.1: Hystereseschleifen $J_M(H_M)$ und $B_M(H_M)$ eines Hochenergiemagnetmaterials (Seltenerd-magnete aus NdFeB, SmCo) mit wesentlichen Kenngrößen

Für PM-Motoren muss nur der zweite Quadrant als **Entmagnetisierungscharakteristik** betrachtet werden, was einem N-Polsystem entspricht, da der 4. Quadrant (S-Polsystem) dazu punktsymmetrisch ist.

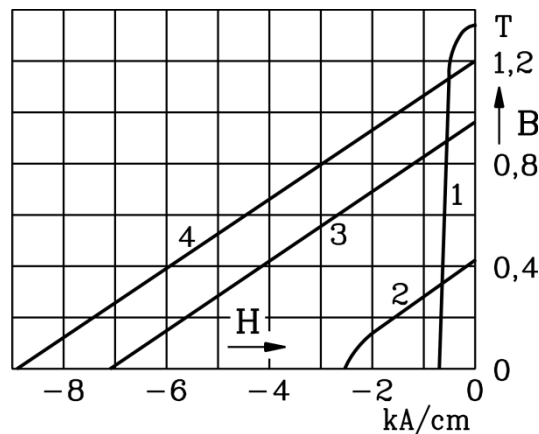


Abbildung 2.2: Entmagnetisierungskennlinien unterschiedlicher Permanentmagnete im zweiten Quadranten bei 20 °C; (1) Al-Ni-Co, (2) Ba-Ferrit, (3) Sm₂Co₁₇, (4) NdFeB

Abbildung 2.2 zeigt Entmagnetisierungskennlinien verschiedener PM-Materialien. Seltenerd-magnete, wie Sm₂Co₁₇ (Samarium-Cobalt) und NdFeB (Neodym-Eisen-Bor), haben eine lineare Entmagnetisierungscharakteristik, eine große Koerzitivfeldstärke H_{CB} und eine hohe Remanenzflussdichte B_R , aber sie sind teurer als Barium-Ferrite oder Al-Ni-Co-Magnete.

2.1.2. Magnetischer Kreis

Die Luftspaltflussdichte im Leerlauf (Statorstrom $I_s = 0$) wird in einer permanentmagneterregten Synchronmaschine von den Rotormagneten erregt. Die Magnete werden hauptsächlich in zwei unterschiedlichen Arten angeordnet: an der Rotoroberfläche, Abbildung 2.3 (a) oder eingebettet im Rotoreisen („vergrabene“ Magnete), Abbildung 2.3 (b).

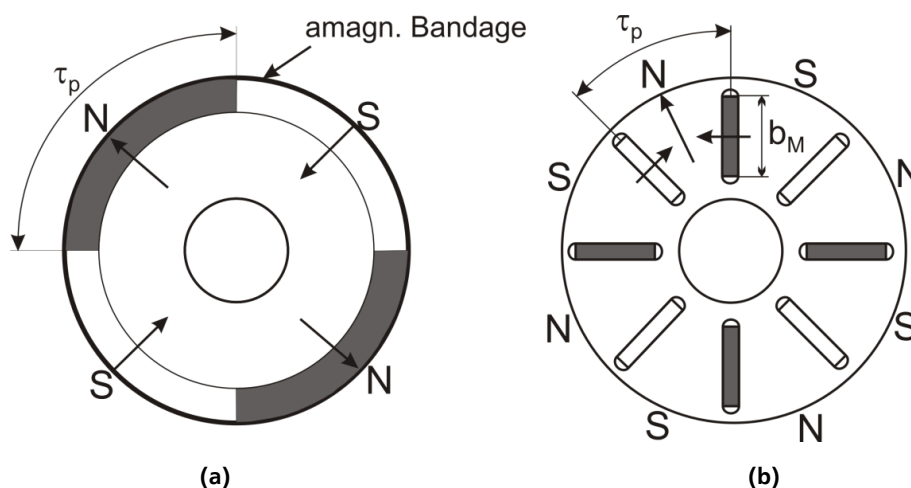


Abbildung 2.3: Permanentmagnetrotoren mit (a) an der Oberfläche montierten Magneten (z.B. vierpolige Maschine) und (b) vergrabene Magnete zur Flusskonzentration (z.B. achtpolige Maschine)

Mit vergrabenen Magneten kann durch Flusskonzentration eine erhöhte Luftspaltflussdichte selbst mit niedrigremanenten PM-Materialien, wie Ba-Ferriten, erregt werden. Wenn man die Eisenlänge l_{Fe} , die Polbreite τ_p , die Magnetbreite b_M und die Luftspaltflussdichte B_δ als Funktion der Magnetflussdichte B_M betrachtet, ist die Luftspaltflussdichte bei Flusskonzentration in Abbildung 2.3 (b) im Idealfall:

$$B_\delta = \frac{2b_M}{\tau_p} \cdot B_M \quad (2.2)$$

Bei Abbildung 2.3 (a) ist die Luftspaltflussdichte nur $B_\delta = B_M$. Wenn $\tau_p < 2b_M$ gewählt wird, kann die Luftspaltflussdichte B_δ größer als die magnetische Flussdichte B_M werden. Dies führt zur Flusskonzentration im Luftspalt. Im Fall, wie in Abbildung 2.3 (a), werden die Magnete auf die Rotoroberfläche geklebt und mit einer amagnetischen Bandage gegen Zentrifugalkräfte fixiert. Wird der Rotor mit den Magneten in den Stator montiert, ergibt sich ein magnetischer Kreis, wie er in Abbildung 2.4 zu sehen ist. Der magnetisch wirksame Luftspalt δ_{res} für das Statorfeld ergibt sich aus der Summe des mechanischen Luftspalts δ , der Magnethöhe h_M (Annahme $\mu_{\text{rm}}=1$) und der Dicke der amagnetischen Bandage h_B .

$$\delta_{\text{res}} = \delta + h_B + h_M \quad (2.3)$$

Der resultierende Luftspalt für das Rotorfeld ist $\delta + h_B = \delta_e$ und wird durch die Magnete magnetisiert.

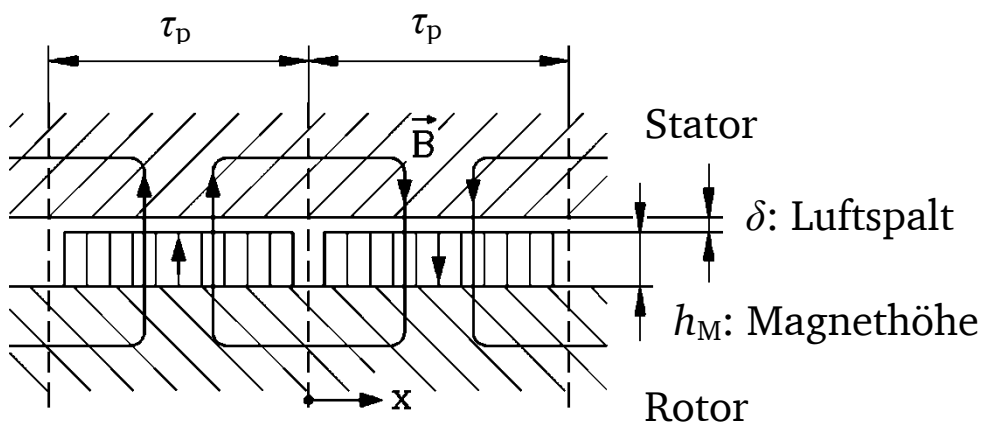


Abbildung 2.4: Magnetischer Kreis einer PM-Maschine mit Oberflächenmagneten: Abgerollter Stator und Rotor im Leerlauf (kein Statorstrom)

Mit der Annahme, dass die magnetische Permeabilität des Stator- und Rotoreisens unendlich groß ist ($\mu_{\text{Fe}} \rightarrow \infty$) folgt aus $H_{\text{Fe}} = B_{\text{Fe}}/\mu_{\text{Fe}}$, dass die magnetische Feldstärke $H_{\text{Fe}} = 0$ ist. Mit dieser Annahme ergibt der Durchflutungssatz für eine geschlossenen Kurve C , z.B. entlang einer Feldlinie der Flussdichte \vec{B} , für Leerlauf ($\theta = N \cdot I_s = 0$):

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} = 2(H_\delta \delta_e + H_M h_M) = \theta = 0 \quad (2.4)$$

Die Flächen A_δ und A_M , durch die der magnetisch Fluss im Luftspalt und in den Magneten tritt, sind bei Oberflächenmagneten mit 100 % Polbedeckung ($A_\delta = A_M$) gleich. Bei Vernachlässigung des Streuflusses ist der magnetische Fluss Φ durch die Magnete und im Luftspalt derselbe. Es folgt mit

$$\Phi = B_M A_M = B_\delta A_\delta, \quad (2.5)$$

dass $B_M = B_\delta$ ist. Die Beziehung (2.6) zwischen Luftspaltflussdichte und der Feldstärke im Magnet gemäß (2.4), (2.5) wird Arbeitsgerade genannt:

$$B_\delta = B_M = \mu_0 H_\delta = -\mu_0 \frac{h_M}{\delta} H_\delta \quad (2.6)$$

Der Schnittpunkt zwischen Arbeitsgerade und Entmagnetisierungskennlinie ergibt den Betriebspunkt der Magnete und damit die Luftspaltflussdichte $B_\delta = B_p$ im Leerlauf.

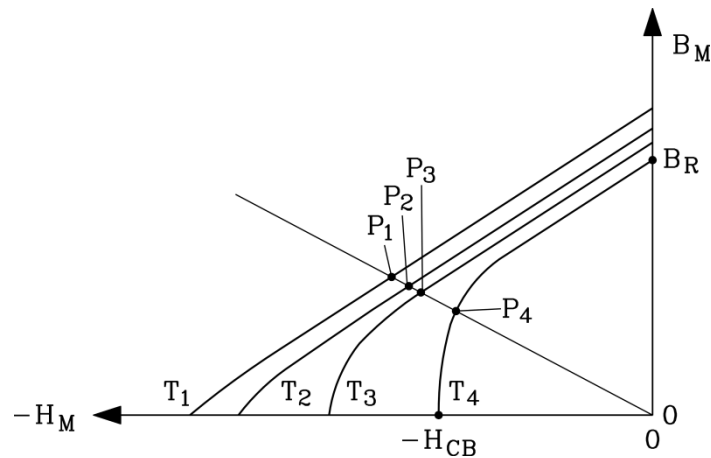


Abbildung 2.5: Entmagnetisierungskennlinie des Permanentmagneten als Funktion der Temperatur ($T_1 < T_2 < T_3 < T_4$) und die Arbeitsgerade (mit negativer Steigung) mit den sich ergebenden Arbeitspunkten $P_1 - P_4$

Mit steigender Temperatur verkleinert sich die Hystereseschleife des Permanentmagneten: Die Remanenzflussdichte B_R und die Koerzitivfeldstärke H_{CB} sinken. Ebenso verschiebt sich der Kniepunkt. Bei den Temperaturen T_1 bis T_3 bewegt sich der magnetische Arbeitspunkt reversibel auf den jeweiligen Entmagnetisierungskennlinien in Abbildung 2.5 (P_1, P_2, P_3). Im Punkt P_4 jedoch, der sich unter dem Kniepunkt der Entmagnetisierungskennlinie befindet, bewegt sich der Arbeitspunkt bei sinkendem Luftspalt nicht auf der ursprünglichen Kennlinie, sondern auf einer dazu parallelen Gerade unterhalb. Dies bedeutet eine irreversible Teil-Entmagnetisierung des Magneten, da B_R bei $H_M \rightarrow 0$ nicht mehr erreicht wird, sondern nur ein kleinerer Wert $B'_R < B_R$.

Für Oberflächenmagneten kann der **Polbedeckungsfaktor** α_e definiert werden. Wie in Abbildung 2.3 a) dargestellt, bedecken für $\alpha_e = 1$ die Magnete die gesamte Polbreite τ_p . In Abbildung 2.6 a) ist die dazugehörige rechteckige Luftspaltflussdichteverteilung ohne Lücken zwischen Nord- und Südpol dargestellt.

Für einen Polbedeckungsfaktor $\alpha_e < 1$ ist die zugehörige magnetische Luftspaltflussdichteverteilung in Abbildung 2.6 b) gezeigt. Sie nähert sich besser einem sinusförmigen Verlauf an.

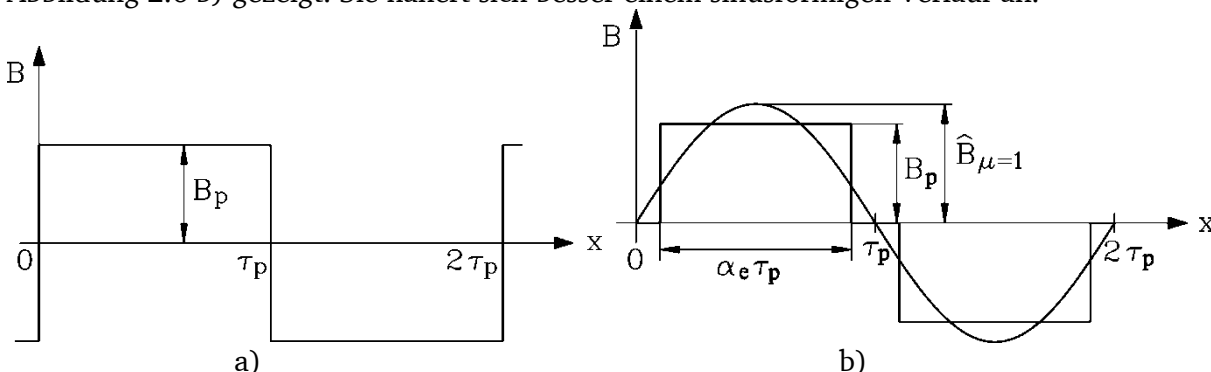


Abbildung 2.6: Idealisierte Läufer-Luftspaltflussdichteverteilung im Leerlauf für a) $\alpha_e = 1$ und b) $\alpha_e < 1$

Die magnetische Luftspaltflussdichte kann wegen der Nord- und Südpolsymmetrie in eine *Fourier-Reihe* (2.7) als Funktion der Rotorumfangskoordinate $x = x_r$ mit nur ungeraden ganzen Ordnungszahlen μ entwickelt werden (Grundwelle $\mu = 1$, siehe Abbildung 2.6 b)).

$$B_{\delta p}(x_r) = \sum_{\mu=1}^{\infty} B_{\delta p, \mu} \cdot \cos(\mu \pi x_r / \tau_p), \quad \mu = 1, 3, 5, 7, \dots \quad (2.7)$$

Die Amplituden der Wellen der *Fourier*-Reihe werden wie folgt berechnet:

$$B_{\delta p, \mu} = \frac{4 \cdot B_p}{\pi \cdot \mu} \cdot \sin(\mu \cdot \alpha_e \cdot \pi / 2) \quad (2.8)$$

Bewegt sich der Rotor mit gleichbleibender Synchrongeschwindigkeit bzw. Rotoroberflächengeschwindigkeit v_{syn} so ist die Beziehung zwischen der statorfesten Umfangskoordinate x_s und der rotorfesten Umfangskoordinate x_r :

$$x = x_s = x_r + v_{\text{syn}} \cdot t = x_r + 2f\tau_p t \quad (2.9)$$

Damit folgt die magnetische Luftspaltflussdichte (2.7) in Bezug auf die Statorcoordinate mit $2\pi f = \omega$:

$$B_{\delta p}(x_s, t) = B_{\delta p, \mu} \cdot \cos\left(\frac{\mu x_s \pi}{\tau_p} - \mu \cdot \omega \cdot t\right), \quad \mu = 1, 3, 5, 7, \dots \quad (2.10)$$

Wird im Leerlauf (keine Bestromung der Statorwicklung) der Rotor von extern mit einer bestimmten Geschwindigkeit als Generator betrieben, induzieren die Rotorwellen (2.10) in die Statorwicklung Spannungen mit den Kreisfrequenzen $\mu\omega$. Diese induzierte Spannung $u_p(t) = \sum_{\mu} \hat{U}_{p\mu} \sin(\mu\omega t)$ kann an den offenen Statorklemmen gemessen werden und wird Polradspannung genannt. Auf Grund der Feldwirkung der verteilten Ständerwicklung bei sinusförmig gespeisten PMSM (Ab 2.7) sind die höherharmonischen Spannungen $U_{\mu > 1}$, gegenüber $U_p = U_{\mu=1}$ klein. PMSM haben daher eine fast ideal sinusförmige Polradspannung. Dies wird einerseits erreicht durch die Rotorkonfiguration mit $\alpha_e < 1$, andererseits durch die verteilte Ständerwicklung, welche die höheren induzierten harmonischen Spannungen drastisch reduziert.

2.2. Statorauslegung

2.2.1. Verteilte Statorwicklungen

Die verteilten Statorwicklungen von sinusgespeisten PMSM sind identisch mit denen von dreiphasigen Asynchronmotoren: entweder überlappende Spulen gleicher Weite, Abbildung 2.7 a) oder konzentrische Spule, Abbildung 2.7 b).



Abbildung 2.7: Eine Einschicht-Statorspulengruppe pro Polpaar und Strang: a) aus überlappenden Spulen gleicher Weite und b) als konzentrische Spulen

Das Luftspaltfeld von der dreiphasigen Statorwicklung kann durch folgende Methoden annähernd sinusförmig erzeugt werden:

- bei Zweischicht-Wicklungen: Spulenweite W kürzen, „sehnen“ (Abbildung 2.8),
- verteilen der Spulen je Gruppe auf verschiedene Nuten (q) (Abbildung 2.7; $q = 3$),
- Schrägstellen entweder der Stator-Nuten oder der Rotormagnete.

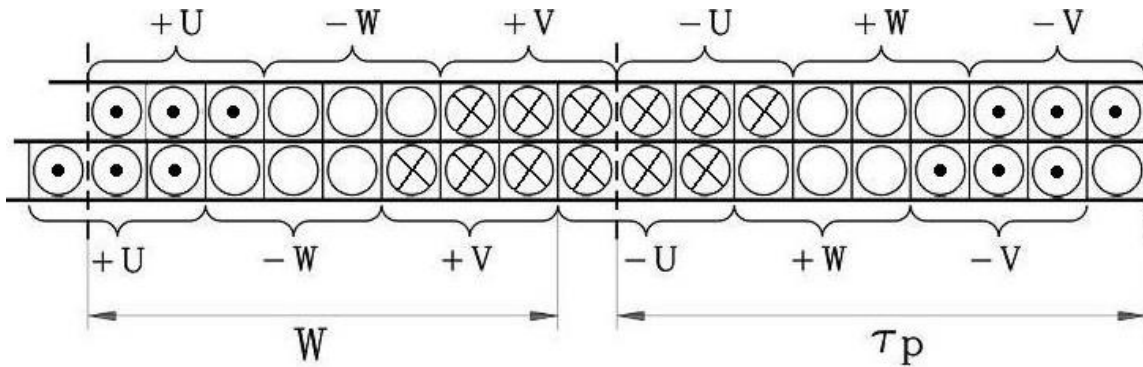


Abbildung 2.8: Ein Polpaar einer dreisträngigen (U, V, W) Zweischicht-Wicklung mit gesehnten, verteilten Statorspulen: $W/\tau_p = 8/9$ und $q = 3$, $m = 3$

Spulen „sehnen“ meint, dass die Weite der Spulen W kleiner als die Polbreite τ_p ist. Wenn das Verhältnis W/τ_p etwa zu 0,8 gewählt wird, wird dadurch die Flussverkettung der meisten harmonischen Frequenzen des Rotors um den sogenannten **Sehnungsfaktor** $k_{p\mu}$ vermindert:

$$k_{p\mu} = \sin\left(\mu \cdot \frac{W}{\tau_p} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.11)$$

„Verteilte Wicklung“ meint, dass die Spulen einer Gruppe nicht in einer Nut liegen, sondern über mehrere Nuten $q > 1$ verteilt und in Reihe geschaltet werden. Durch die Spulenverschiebung um eine Nut $\tau_Q = \tau_p/(q \cdot m)$ entsteht eine Phasenverschiebung $\alpha_{q\mu}$ zwischen den induzierten Spannungen nebeneinander liegender Spulen, die mit höherer Ordnungszahl μ zunimmt:

$$\alpha_{Q\mu} = \mu \cdot \pi \cdot (\tau_Q/\tau_p) \quad (2.12)$$

Deswegen ist die resultierende Serienspannung der Spulengruppe kleiner als die algebraische Summe der Spannungen der einzelnen Spulen. Dies bedeutet dass die induzierten Spannungen höherer Ordnungszahl μ ebenfalls um den **Zonenfaktor** $k_{d\mu}$ reduziert werden:

$$k_{d\mu} = \frac{\sin\left(\mu \frac{\pi}{2m}\right)}{q \cdot \sin\left(\mu \frac{\pi}{2mq}\right)} \quad (2.13)$$

Das Produkt aus Sehnungsfaktor $k_{p\mu}$ und Zonenfaktor $k_{d\mu}$ wird **Wicklungsfaktor** $k_{w\mu}$ genannt:

$$k_{w,\mu} = k_{p,\mu} \cdot k_{d,\mu} \quad (2.14)$$

Zusätzlich reduziert die Schrägstellung (z. B. werden die Rotormagnete, wie in Abbildung 2.9 gezeigt, schräg gestellt) über die Länge b_{sk} (typisch eine Stator-Nutteilung $b_{sk} = \tau_Q$) die Flussverkettung der Oberwellen $\mu > 1$ und damit die induzierten Spannungen mit höherer harmonischer Frequenz um den sogenannten **Schrägungsfaktor**:

$$\chi_\mu = \frac{\sin(S_\mu)}{S_\mu} \quad S_\mu = \frac{\mu\pi b_{sk}}{2\tau_p} \quad (2.15)$$

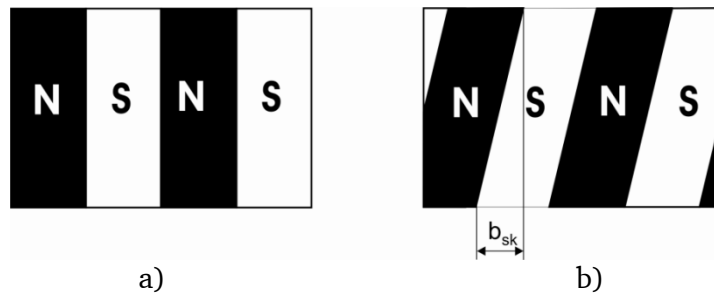


Abbildung 2.9: Oberflächenmagnete a) ungeschragt und b) um die Länge b_{sk} gesragt

Sind die $m = 3$ Statorstränge in Stern verschaltet, verschwinden die verketteten Spannungen mit den durch drei teilbaren harmonischen Frequenzen ($\mu = 3, 9, 15, \dots$). Durch diese Reduktionsmethoden der höher harmonischen Spannungen ist die Polradspannung $u_p(t)$ nahezu ideal sinusförmig.

2.2.2. Erzeugung eines rotierenden magnetischen Feldes

Die drei verteilten Statorwicklungsstränge U, V, W sind räumlich am Luftspaltumfang um $2\tau_p/3$ zueinander verschoben. Sie werden von drei sinusförmigen Strömen (2.16) gespeist, die elektrisch um $2\pi/3$ phasenverschoben sind:

$$\begin{cases} i_U = \hat{I} \cos(\omega_s t + \varphi) \\ i_V = \hat{I} \cos(\omega_s t + 2\pi/3 + \varphi) \\ i_W = \hat{I} \cos(\omega_s t + 4\pi/3 + \varphi) \end{cases} \quad (2.16)$$

Das zugehörige Stromzeigerdiagramm ist in Abbildung 2.10 gezeigt. Man sieht dort einen bestimmten Zeitpunkt, bei dem z. B. der Strom im Strang W null ist: $i_W = \text{Re}\{\underline{I}_W\} = 0$. Die drei Zeiger rotieren in der komplexen Ebene (Re, Im) mit der Kreisfrequenz $\omega_s = 2\pi f_s$ (f_s : Statorfrequenz der Sinusströme) und haben zueinander die Phasenverschiebung 120° .

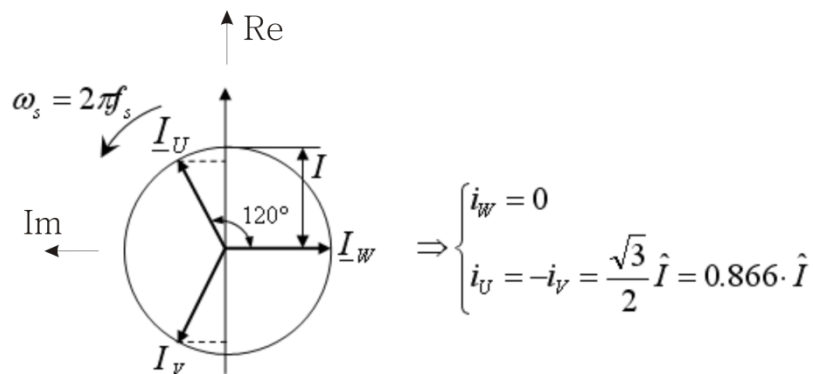


Abbildung 2.10: Rotierendes Zeigersystem in der komplexen Ebene

Die Abbildung 2.11 zeigt einen abgerollten Stator und die stufenförmig verteilte magnetische Spannung $V(x)$ der Statorwicklung für zwei bestimmte Zeitpunkte: maximaler positiver Strom in Strang U bzw. kein Strom in Strang W. Das Dreiphasen-Stromzeigersystem rotiert, wie in Abbildung 2.10 gezeigt, gegen den Uhrzeigersinn und die magnetische Spannung $V(x)$ wandert von rechts nach links mit der konstanten Synchrongeschwindigkeit:

$$v_{\text{syn}} = 2f_s \tau_p \quad (2.17)$$

Die Grundwelle von $V(x)$ hat eine Wellenlänge von $2\tau_p$ und ändert ihre Sinusform während der Bewegung nicht, auch wenn die magnetische Spannung $V(x)$ sich für verschiedene Zeitpunkte mit der Periode $T/6 = 1/(6f_s)$ in der Form ändert.

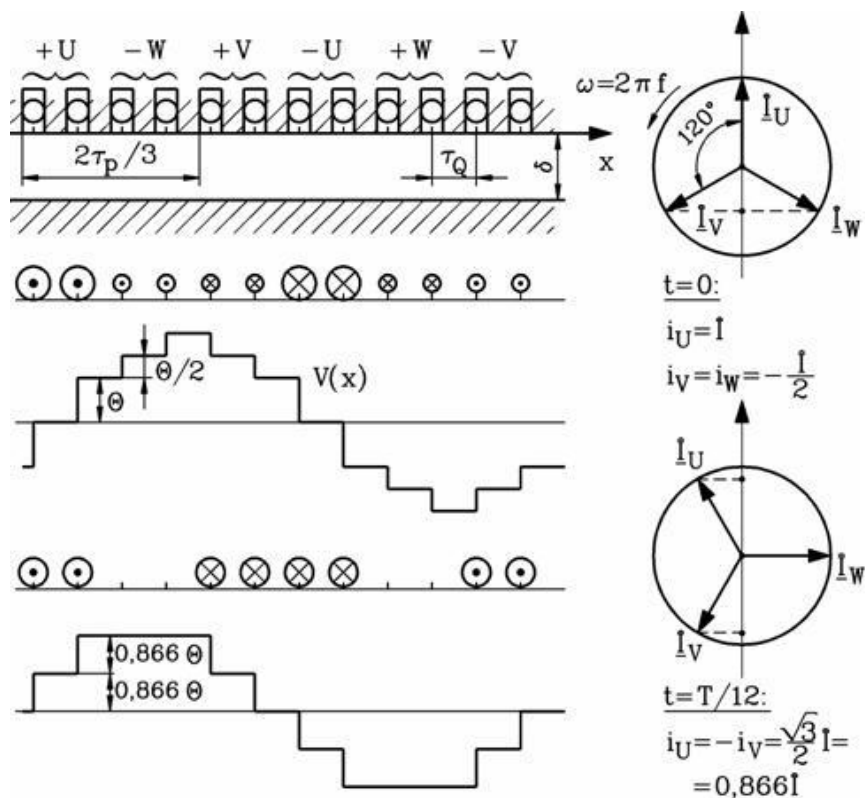


Abbildung 2.11: Entstehung eines wandernden Magnetfelds $B_\delta(x) = \mu_0 V(x) / \delta$ durch eine ungesättigte, verteilte Einschicht-Statorwicklung: $W/\tau_p = 1$ und $q = 2$ in einem Linear-Stator, versorgt durch ein Drehstromsystem.

Ist der Stator nicht linear, sondern rund, wird das wandernde Magnetfeld zu einem rotierenden Magnetfeld. Dieses rotierende Magnetfeld wirkt auf die Rotormagnete mit einer magnetischen Zugkraft, weswegen sich der PM-Rotor mit synchroner Drehzahl $n_{\text{syn}} = f_s/p$ bewegt

2.2.3. Unkonventionelle Statorwicklung: Zahnspulenwicklung

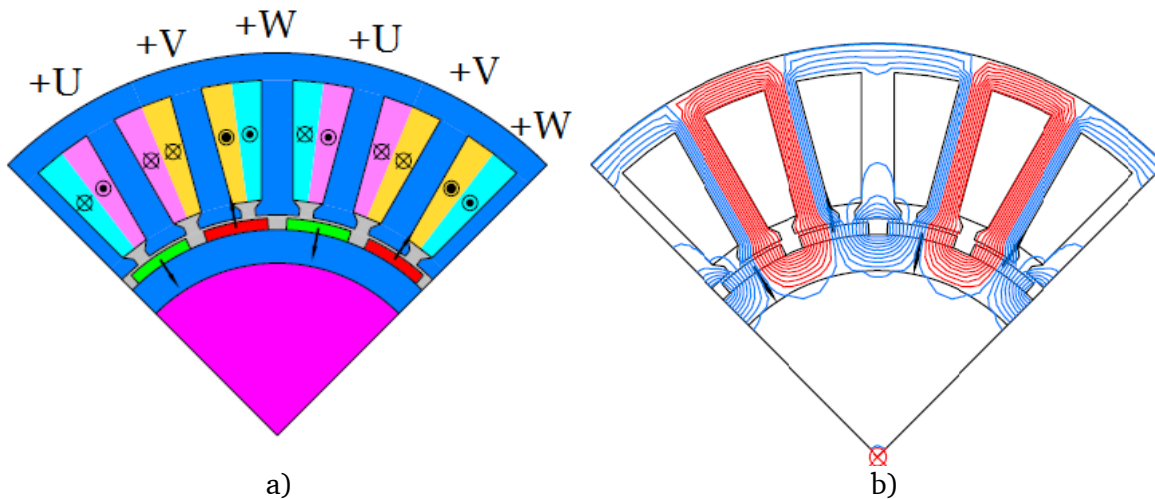


Abbildung 2.12: 16-polige PMSM mit Zahnspulen: a) Anordnung der Zahnspulen für $q = 1/2$ und b) Feldlinien der Flussdichte bei Leerlauf ($I_s = 0$), bedingt durch die Rotormagnete.

Mit konventionell verteilten Wicklungen ist die Zahl der Statornuten je Pol und Strang q mindestens eins. Damit ist q eine Funktion der Statornutzahl Q , der Strangzahl m und der Polzahl $2p$:

$$q = \frac{Q}{2p \cdot m} \quad (2.18)$$

Mit Zahnspulen-Statorwicklungen entsteht ein besonderer Typ von Windungen mit gebrochenen Nutzahlen pro Pol und Strang $q < 1$, nämlich $q \approx 1/m$, aber $q \neq 1/m$. Zum Beispiel hat die PMSM aus Abbildung 2.12 eine dreisträngige Wicklung, $Q = 24$ und $p = 8$. Mit (2.18) ist die Nutzahl pro Pol und Strang $q = 1/2$.

Im Vergleich zur PMSM mit verteilten Wicklungen hat die PMSM mit Zahnspulenwicklungen folgende Vorteile:

- Kurzer axialer Überhang der Wicklungen und damit geringere ohmsche Verluste
- Weniger Kupfermasse
- Kein Problem mit dem Kreuzen der Spulen in den axialen Wicklungsüberhängen
- Der Motor wird axial kürzer
- Höhere Polzahl bei gleicher Nutzahl, dadurch geringerer Fluss pro Pol und Strang bei gleicher Jochhöhe
- Leichte Herstellung anhand der modularen Konstruktion
- Im Allgemeinen geringere Rastmomente auch ohne Nut- oder Magnetschrägung

Aber die Zahnspulenwicklung hat auch Nachteile:

- Bei gleicher Drehzahl wird wegen der höheren Polzahl eine höhere Statorstromfrequenz benötigt.
- Asymmetrische $V(x)$ -Verteilung entlang der x -Achse, was dazu führt, dass mehr Ober- und Unterwellen in der *Fourier*-Reihe enthalten sind. Die $V(x)$ -Verteilung enthält nun auch gerade Ordnungszahlen. So sind z. B. bei $q = 1/4$, also 3 Nuten mit je einer Spule U, V, W je 4 Polen ($p = 2$), die Ordnungszahlen $v^* = -1, 2, -4, 5, -7, 8, -10$, usw., wobei $v^* = 2$, als

$\nu = \nu^*/p = 1$, die Nutzwelle darstellt, die mit der Rotorwelle $\mu = 1$ das Drehmoment bildet. $\nu^* = -1$ ist eine langwellige Unterwelle und $|\nu| > 2$ sind die kurzwelligen Oberwellen.

- Höhere Ummagnetisierungsverluste im Stator- und Rotoreisen wegen der Ober- und Unterwellen $B_{\delta\nu}$.
- Mögliche zusätzliche magnetisch erregte Schwingungen oder Geräusche.

Eine der beiden PMSM, welche in diesem Versuch benutzt wird, hat eine Zahnspulenwicklung und damit eine höhere Polzahl als diejenige mit der verteilten Wicklung.

2.3. Ersatzschaltbild und Zeigerdiagramm der PMSM

Ersatzschaltbild je Strang

Eine PMSM kann bezüglich der Grundwelle von Stator- und Rotorfeld durch das Ersatzschaltbild je Strang, wie in Abbildung 2.13 gezeigt, beschrieben werden.

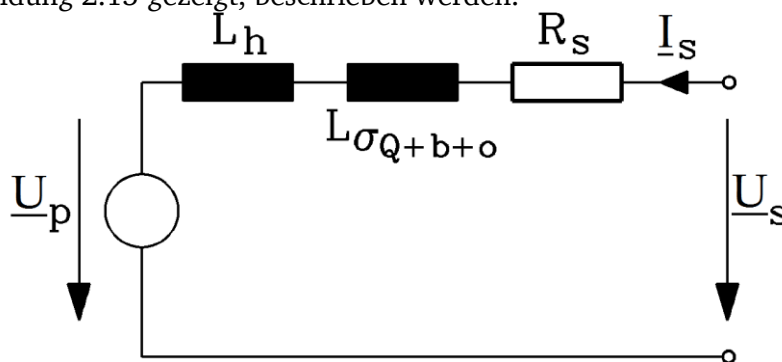


Abbildung 2.13: PMSM Ersatzschaltbild je Strang

Der Effektivwert der induzierten Leerlaufspannung pro Strang U_p berechnet sich durch:

$$U_p = \omega_s \cdot \psi_p / \sqrt{2} , \quad (2.19)$$

wobei ψ_p der Scheitelwert der Flussverkettung (2.20) als das Produkt aus Windungszahl pro Strang N_s , dem Wicklungsfaktor k_{ws} für $\nu = 1$ und dem magnetische Fluss der Grundfeldwelle pro Pol ϕ_p ist:

$$\psi_p = N_s \cdot k_{ws} \cdot \phi_p . \quad (2.20)$$

Mit (Abbildung 2.6 b)) folgt

$$\phi_p = \frac{2}{\pi} \tau_p l_{Fe} \hat{B}_{\mu=1} . \quad (2.21)$$

Das Stator-Drehstromsystem erregt eine stufenhafte magnetische Luftspaltflussdichteverteilung, welche eine sinusförmige Grundwelle enthält (Abbildung 2.11). Wenn ein konstanter magnetisch aktiver Luftspalt δ_{res} angenommen wird, kann man analytisch die Amplitude der Grundwelle ($\nu = 1$) des Feldes für den Statorstrom I_s (Effektivwert) bestimmen:

$$\hat{B}_{\delta s,1} = \frac{\mu_0}{\delta_{res}} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot m_s \cdot N_s \cdot k_{ws} \cdot I_s}{\pi \cdot p} \quad (2.22)$$

Betrachtet man nun das rotierende Magnetfeld des Stators, ist dessen Scheitelwert der Flussverkettung Ψ_s mit der Statorwicklung:

$$\Psi_s = N_s \cdot k_{ws} \cdot \phi_s, \quad (2.23)$$

wobei ϕ_s der magnetische Fluss pro Pol, erregt durch den Statorstrom, ist:

$$\phi_s = \frac{2}{\pi} \tau_p l_{Fe} \hat{B}_{\delta s,1} \quad (2.24)$$

Diese Flussverkettung wird durch die Hauptinduktivität L_h ausgedrückt:

$$L_h = \frac{\Psi_s}{I_s \sqrt{2}} = \mu_0 \cdot (N_s \cdot k_{ws})^2 \cdot \frac{2m_s}{\pi^2 \cdot p} \cdot \frac{\tau_p l_{Fe}}{\delta_{res}} \quad (2.25)$$

Die Streuinduktivität $L_\sigma = L_{\sigma Q} + L_{\sigma b} + L_{\sigma O}$ beinhaltet die drei folgenden Komponenten:

1. Nutstreuung $L_{\sigma Q}$
2. Wickelkopfstreuung $L_{\sigma b}$ des axialen Wicklungsüberhanges
3. Oberwelleninduktivität $L_{\sigma O}$, verursacht durch die *Fourier*-Ober- und Unterwellen der stufenhaften Stator-Luftspaltflussdicht

Die Summe der Haupt- und Streuinduktivität wird **synchrone Selbstinduktivität** L_d genannt:

$$L_d = L_h + L_\sigma \quad (2.26)$$

Wenn eine Strangspannung U_s an die Motorwicklung angelegt wird, fließt der Strangstrom I_s , der an dem Wicklungsstrang mit dem Widerstand R_s den ohmschen Spannungsfall $R_s I_s$ bewirkt.

Zeigerdiagramm

Weil die rotierende Statorfeld-Grundwelle einer PMSM durch ein sinusförmiges Stromsystem erregt wird, kann sie durch ein Zeigerdiagramm dargestellt werden.

Mit an der Oberfläche montierten Rotormagneten wird die PMSM als „Vollpol“-SM betrachtet, was bedeutet, dass unabhängig der Rotorstellung stets die Induktivität L_d gilt, also auch bei Querstellung des Rotors: $L_q = L_d$. Mit dieser Annahme wird der Betrieb einer solchen Maschine mit dem Zeigerdiagramm, wie in Abbildung 2.14 gezeigt, dargestellt.

Die Zeiger $R_s \underline{I}_s$ und $j\omega_s L_d \underline{I}_s$ sind der Spannungsfall über dem Stator-Wicklungsstrangwiderstand und über der Stator-Synchronreaktanz $X_d = \omega_s L_d$. Der erste Zeiger ist parallel zu \underline{I}_s und der zweite ist um 90° im Gegenuhrzeigersinn dazu verschoben. Die Summe aus dem Zeiger der Polradspannung, der wegen $j\omega_s \hat{\underline{\Psi}}_p / \sqrt{2}$ in der q-Achse liegt, und der Zeiger dieser Spannungsfälle müssen gemäß der *Kirchhoff*'schen Maschenregel die an den Klemmen angelegte Spannung \underline{U}_s ergeben.

$$\underline{U}_s = \underline{U}_p + jX_d \cdot \underline{I}_s + R_s \cdot \underline{I}_s \quad (2.27)$$

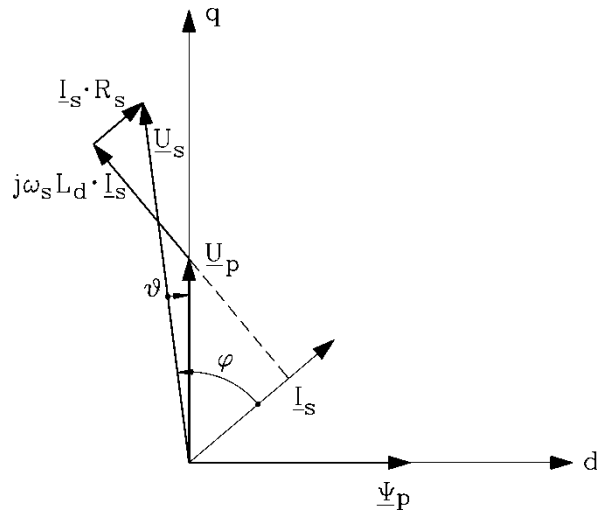


Abbildung 2.14: Zeigerdiagramm je Strang einer PMSM bei einer willkürliche Phasenverschiebung φ zwischen Polradspannung \underline{U}_p und Statorstrom \underline{I}_s , dabei ist ϑ der Polradwinkel zwischen \underline{U}_s und \underline{U}_p .

2.4. PMSM: q-Strom-Betrieb

Das erzeugte elektromagnetische Drehmoment einer PMSM ist proportional zur Luftspaltleistung $P_\delta = 3U_p I_{sq}$, gemäß $M_e = P_\delta / (\omega_s/p)$, also proportional zum Produkt des \underline{U}_p -Zeigers, des Statorstrom-Zeigers \underline{I}_s und des $\cos(\varphi + \vartheta)$. Siehe Abbildung 2.14 mit $\varphi > 0$ und $\vartheta < 0$.

$$M_e \sim U_p \cdot I = U_p \cdot I_s \cdot \cos(\varphi + \vartheta) \quad (2.28)$$

Um das maximale Drehmoment zu erhalten, sollte der Verschiebungswinkel (in elektrischen Grad) zwischen U_p und Statorstrom I_s null sein. Das bedeutet, dass der Statorstrom in Phase mit U_p eingepreßt werden muss, um nur die q-Achsenkomponente zu erhalten, wie in Abbildung 2.15 gezeigt.

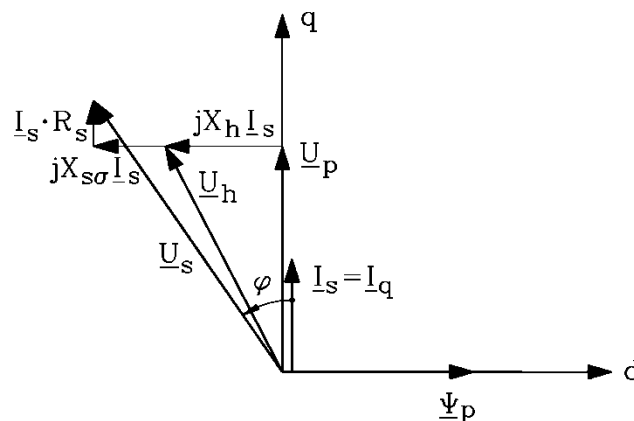


Abbildung 2.15: Zeigerdiagramm je Strang einer PMSM im q-Strom-Betrieb ($\vartheta = -\varphi, \vartheta + \varphi = 0$)

Wenn bei hoher Drehzahl $U_p \sim \omega_s \Psi_p \sim n \Psi_p$ deutlich größer als $U_{s,max}$ des Umrichters wird, kann man eine negative d-Achsenkomponente des Statorstroms einprägen, wenn die Spannungsgrenze $U_s = U_{s,max}$ des Umrichters erreicht wird und ein weiterer Drehzahlanstieg gewünscht wird. Dadurch wird Feldschwächung $\Psi_d = \Psi_p + L_d I_d < \Psi_p, I_d < 0$ erreicht und erlaubt den Betrieb mit konstanter Leistung.

2.5. Spannungskonstante k_U und Drehmomentkonstante k_M

Die Spannungskonstante k_U und die Drehmomentkonstante k_M werden verwendet, um den Motor an den Regler anzupassen, besonders, wenn Motor und Regler von unterschiedlichen Herstellern bezogen werden.

Während dieses Experiments werden die Spannungskonstante k_U und die Drehmomentkonstante k_M gemessen.

2.5.1. Die Spannungskonstante k_U

Die Polradspannung ist die Spannung, die durch das rotierende Rotormagnetfeld in jeder Phase der Statorwicklung im Motor- oder Generatorbetrieb induziert wird. Für PM-Motoren mit Statorwicklungen in Sternschaltung hat die verkettete Polradspannung folgenden Effektivwert (Ψ_p : Scheitelwert):

$$U_{p,LL} = \sqrt{3} \cdot \omega_s \cdot \Psi_p / \sqrt{2} \quad (2.29)$$

Die mechanische Winkelgeschwindigkeit ω_m ist gleich der Synchronwinkelgeschwindigkeit und ist eine Funktion der elektrischen Frequenz der Statorströme ω_s :

$$\omega_m = \omega_{syn} = \frac{\omega_s}{p} \quad (2.30)$$

Die Spannungskonstante drückt die Proportionalität zwischen der induzierten verketteten Polradspannung und der mechanischen Winkelgeschwindigkeit des Motors aus:

$$k_U = \frac{U_{p,LL}}{\omega_m} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot p \cdot \Psi_p \quad (2.31)$$

Anmerkung: Die Spannungskonstante k_U wird oft in $V/1000 \text{ min}^{-1}$ angegeben.

2.5.2. Die Drehmomentkonstante k_M

Der zeitliche Verlauf des elektrischen Drehmoments einer PMSM wird durch die (u. U. zeitlich veränderliche) Luftspaltleistung als Summe der Produkte der induzierten Spannungen und der Statorströme je Strang:

$$p_\delta(t) = u_{pU}(t) \cdot i_U(t) + u_{pV}(t) \cdot i_V(t) + u_{pW}(t) \cdot i_W(t), \quad (2.32)$$

geteilt durch die konstante Synchronwinkelgeschwindigkeit berechnet

$$M_e = \frac{p_\delta}{\omega_{syn}}. \quad (2.33)$$

Für sinusgespeiste PMSM im q-Strom-Betrieb bei vernachlässigter Momentenwelligkeit sind $p_\delta = P_\delta = \text{konst.}$ und $M_e = \text{konst.}$

$$M_e = \frac{(3/2) \cdot \hat{U}_p \cdot \hat{I}_{sq}}{\omega_{syn}} \quad (2.34)$$

Durch Ersetzen der Polradspannung \hat{U}_p ergibt sich

$$M_e = \frac{3}{2} p \Psi_p \cdot \sqrt{2} I_{sq} \cdot \quad (2.35)$$

Wenn der Statorstrom in Phase mit der Polradspannung ist (q-Strom-Betrieb), folgt aus (2.35), dass das Drehmoment proportional zum Effektivwert des Statorstroms ist. Dies wird durch die Drehmomentkonstante k_M ausgedrückt:

$$k_M = \frac{M_e}{I_{sq}} = \frac{3\sqrt{2}}{2} p \cdot \Psi_p \quad (2.36)$$

2.6. Drehmoment- / Drehzahlgrenzen

PMSM werden mit Umrichtern betrieben. Diese können die Statorströme in Phase zu den induzierten Polradspannungen einprägen. Die Drehmoment-Drehzahl-Grenzen, in Abbildung 2.16 dargestellt, sind abhängig von der Leistung des Umrichters und der Motorauslegung.

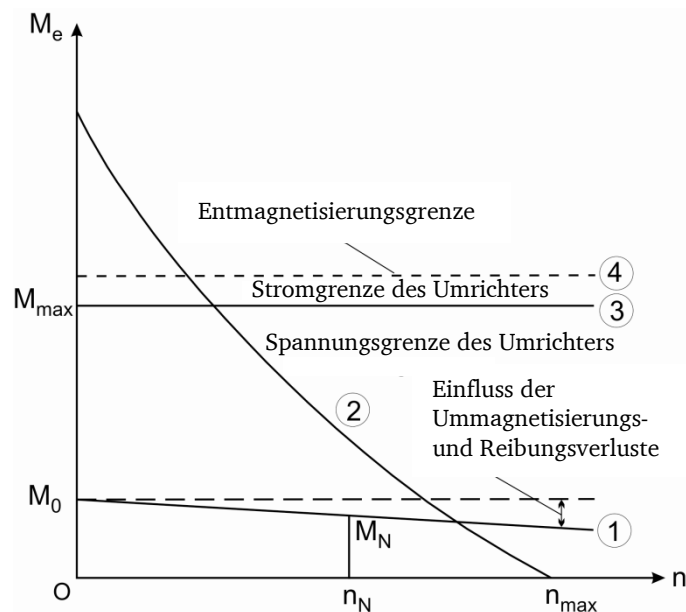


Abbildung 2.16: Drehmoment- Drehzahl Kurve mit Beschränkungen für stromgeregelte PMSM

Entlang der Kurve 1 zwischen M_0 und M_N ist Dauerbetrieb möglich, ohne dass die Temperaturgrenze der Wicklungsisolierung (z. B. Isolationsklasse B, F, H,...) überschritten wird. Das Nennmoment bezogen auf den Stator-Nennstrom nimmt mit zunehmender Drehzahl wegen den zunehmenden Ummagnetisierungs- und Reibungsverlusten ab.

Aus dem Zeigerdiagramm (Abbildung 2.15) ergibt sich mit dem Satz des *Pythagoras*:

$$U_s^2 = (U_p + R_s \cdot I_{sq})^2 + (\omega_s \cdot L_d L_{sq})^2 \quad (2.37)$$

Löst man die Gleichung (2.38) nach der q-Komponente I_{sq} des Statorstroms auf, folgt:

$$I_{sq} = \frac{-U_p R_s + \sqrt{U_s^2 R_s^2 + \omega_s^2 L_d^2 (U_s^2 - U_p^2)}}{R_s + \omega_s^2 L_d^2} \quad (2.38)$$

Das elektromagnetische Drehmoment ist proportional zum Stator-q-Strom. Wird der Umrichter an seiner Spannungsgrenze $U_s = U_{s,max}$ betrieben, kann die Geschwindigkeit des Motors über den Stator-q-Strom, eingestellt werden, bis $U_{s,max} = U_p$ erreicht ist. Diese Grenze ist die Spannungsgrenze des Umrichters, Kurve 2. Die Ortskurve der Statorspannung ist ein Kreis mit dem Radius $U_{s,max}$, mit dem die höchste Leerlaufdrehzahl bestimmt werden kann.

Die Kurve 3 ist die Stromgrenze des Umrichters, die das maximal mögliche Drehmoment der Maschine begrenzt. Wegen der kurzen Überlastfähigkeit aufgrund der Erwärmung des Motors wird die maximale Stromgrenze des Umrichters nur für kurze Zeit ausgenutzt, um die Dynamik des Antriebs bei schneller Beschleunigung oder Verzögerung zu verbessern. Kurve 4 beschreibt die Entmagnetisierungsgrenze, d. h. jenen Statorstrom, der nicht überschritten werden darf, damit die betriebswarmen Rotormagnete nicht irreversibel (teil-)entmagnetisiert werden.

3. Umrichtertopologie und PM-Motorregelung

Umrichtertopologie

Als Stromregler für PMSM werden Hysterese- oder PWM-Regler eingesetzt. In diesem Versuch werden die beiden Servomotoren mit PWM-Stromreglern betrieben. Die schematische Darstellung des zu Grunde liegenden Frequenzumrichters ist in Abbildung 3.1 dargestellt.

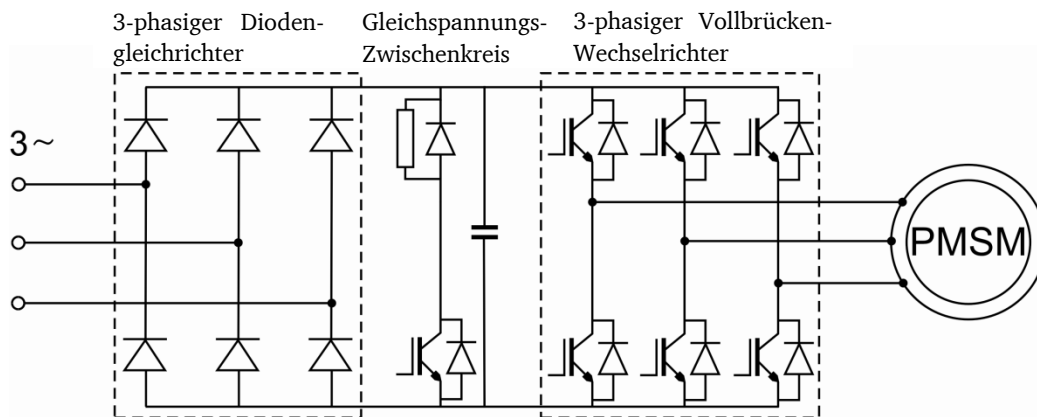


Abbildung 3.1: Schematische Darstellung eines Umrichters mit dreiphasigem Diodengleichrichter, Gleichspannungszwischenkreis und dreiphasiger Vollbrücke, bestehend aus Leistungsschalter mit Freilaufdioden

Der Umrichter besteht aus einem Diodengleichrichter (B6-Brücke), welcher den Gleichspannungszwischenkreis speist. Aus diesem wird die PWM-Spannung mit einem Vollbrückenumrichter, bestehend aus MOSFETs oder IGBTs erzeugt. Die Freilaufdioden schützen die Schaltelemente im Generatorbetrieb gegen einen zurückfließenden Statorstrom. Ein Stromfluss vom Motor zum Netz ist mit dieser Konfiguration nicht erlaubt. Fließt dieser trotzdem, steigt die Spannung des Zwischenkreises. Um die Kondensatoren des Zwischenkreises nicht zu beschädigen, schaltet bei einem bestimmten Spannungsniveau der Chopper-Transistor durch und die überschüssige Energie wird in einem Bremswiderstand in Wärme umgewandelt.

Regelungsstruktur der PMSM

Hauptsächlich besteht die Regelung einer PMSM aus einer dreistufigen Kaskadenregelung, bestehend aus dem Stromregelkreis, Drehzahlregelkreis und Positionsregelkreis (siehe Abbildung 3.2). Damit sind drei Regelungsoptionen möglich:

1. Drehmomentregelung,
2. Drehzahlregelung,
3. Positionsregelung.

Abhängig des gewählten Regelparameters (M , n , θ) sind nur die unterlegten Regelkreise aktiv. Z. B. wird bei Drehzahlregelung die Drehzahlvorgabe direkt als Sollwert übergeben. Der Positionsregelkreis ist außer Funktion. Durch diese Eingriffsmöglichkeit können die einzelnen Regelkreise unabhängig voneinander vom inneren zum äußeren Regelkreis optimiert werden können. Die Drehmoment- und Drehzahlregler sind üblicherweise PI-Regler (Proportional- und Integralanteil), während der Positionsregler als reiner P-Regler ausgeführt ist.

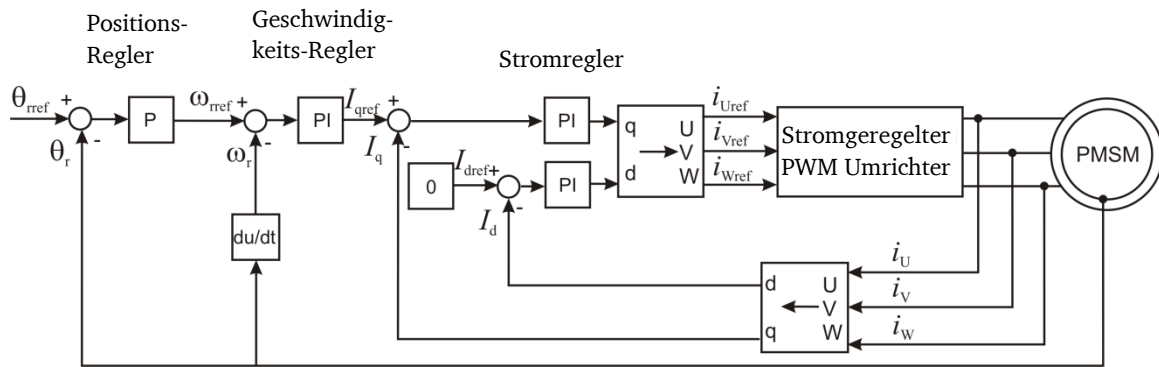


Abbildung 3.2: Blockdiagramm der Kaskaden-Regelung für PMSM

Das Drehmoment wird nicht direkt gemessen, sondern indirekt über die Statorströme, der Flussverkettung und der Polzahl berechnet. Die Drehmomentregelung erfolgt mit Hilfe der Drehmomentkonstante k_M über eine reine q-Strom-Regelung.

Die Rotorflussverkettung ist zur d-Achse des Rotors orientiert und kann somit direkt vom Rotorlagegeber über den Lagewinkel θ detektiert werden. Kennt man den Rotorlagewinkel in Bezug auf das statorfeste Koordinatensystem kann der q- und d-Strom mathematisch aus den drei Phasenströmen berechnet werden (Abbildung 3.2). Der Lagegeber wird sowohl zur Positionsregelung, als auch zur Drehzahlregelung benutzt.

Zur Bestimmung der Rotorposition sind drei Lagegebertypen üblich:

- Resolver
- Optischer Inkrementalgeber
- Hall-Geber

Durch Anpassen der Regler-Parameter der PI-Regler kann die Sprungantwort hinsichtlich Überschwingen und Anstiegszeit optimiert werden, Abbildung 3.3.

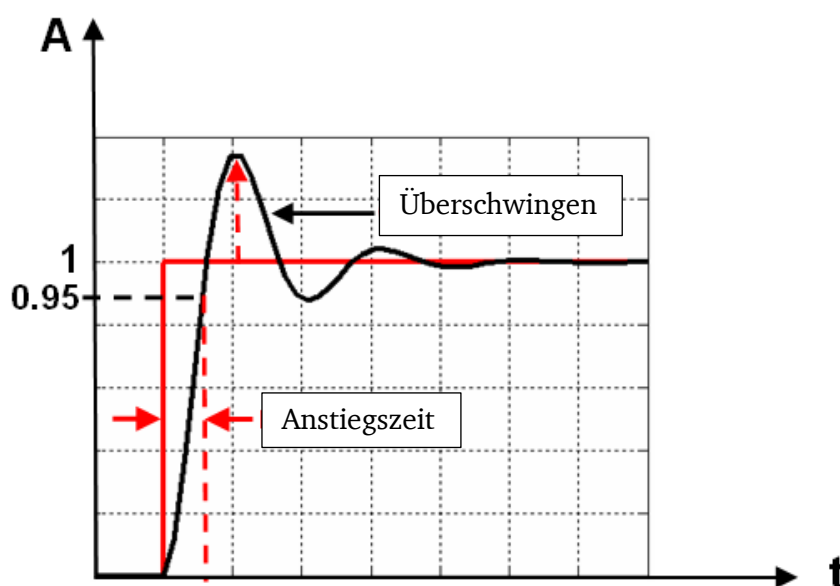


Abbildung 3.3: Sprungantwort eines Systems mit den Kennwerten: Überschwingen und Anstiegszeit

Messen der Rotorstellung - Lagegeber

Die hier eingesetzten Versuchsmotoren haben ein Resolver, um die Rotorlage zu messen. Der schematische Aufbau solch eines Resolvers ist in Abbildung 3.4 a) dargestellt.

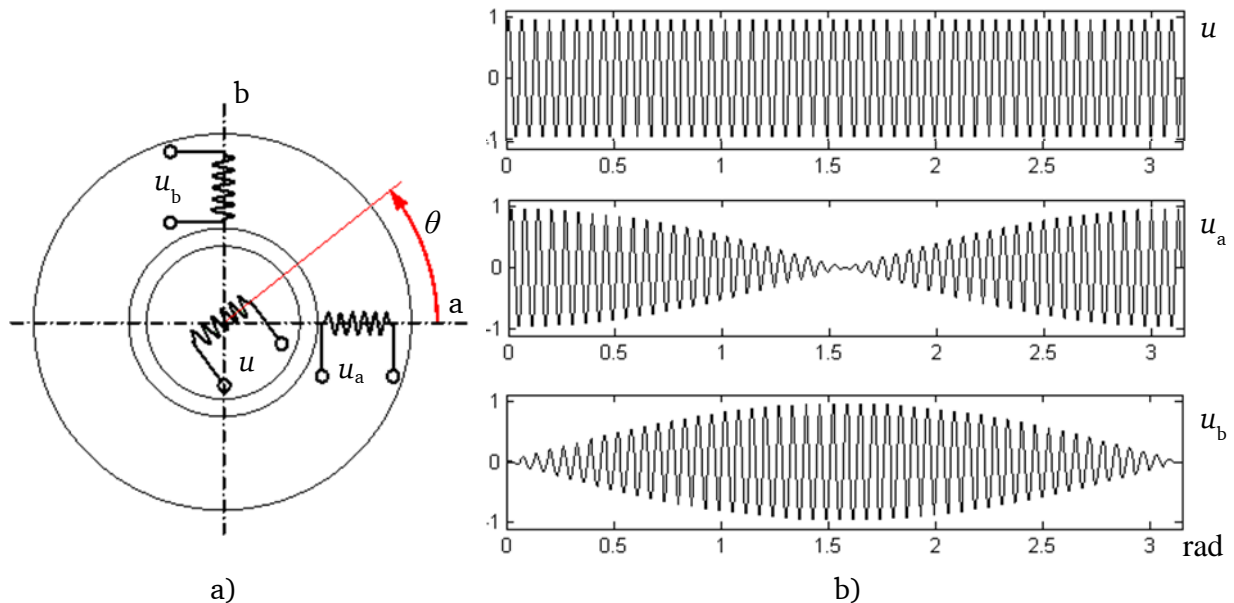


Abbildung 3.4: a) Schematische Darstellung eines Zweiphasen-Lagegebers; b) Trägersignal und die beiden induzierten Spannungen in den Statorspulen

Die Rotorwicklung wird durch eine sinusförmige Spannung (Eingangssignal, Trägersignal) mit hoher Frequenz (1-3 kHz) über Schleifringe oder einem rotierenden Transformator gespeist, Abbildung 3.4 b). Im letzteren Fall wird diese Art des Lagegebers bürstenloser Resolver genannt.

$$u(t) = \hat{U} \sin(2\pi f t) \quad (3.1)$$

Die Statorwicklungen a und b befinden sich im Stator und sind um 90° (mechanisch) verschoben. Das Ausgangssignal des Resolvers ist ein zweiphasiges Sinus/Cosinus-Signal, welches abhängig der Rotorlage zum Stator sinusförmig mit der Trägerfrequenz moduliert wird, Abbildung 3.4 b):

$$u_a(t) = u(t) \cdot \cos(\theta) \quad (3.2)$$

$$u_b(t) = u(t) \cdot \sin(\theta) \quad (3.3)$$

Aus diesen beiden Signalen kann die Rotorlage wie folgt berechnet werden:

$$\theta = \arctan\left(\frac{u_{bd}}{u_{ad}}\right), \quad (3.4)$$

wobei u_{bd} und u_{ad} die Amplituden der Hüllkurven des Sinus/Cosinus-Signals sind.

Versuchsdurchführung und Aufgaben

4. Versuchsaufbau und *Drive Manager*-Einstellungen

4.1. Versuchsaufbau

Der Versuchsstand ist fertig aufgebaut und verdrahtet (Abbildung 7.1). Für die verschiedenen Messungen (Leerlauf- und Kurzschluss-Messung) muss lediglich das Oszilloskop angeschlossen werden. Die Umrichter sind über serielle Schnittstellen (RS-232) mit dem Computer verbunden. Die Konfiguration der Umrichter erfolgt über die Software *Drive Manager*.

Im weiteren Versuch werden die Motoren wie folgt bezeichnet:

- Motor A (LST-097-2-30-560/T4) = Testmotor
- Motor B (LSH-097-1-30-560/T4) = Antriebs-/Lastmotor

4.2. Versuchsvorbereitung

1. Schalten Sie die Hauptschalter S_A , S_B und S_{DC} jeweils in die Stellung „0“.
2. Schalten Sie Umschalter S_1 , S_2 und S_3 in die Stellung „0“.
3. Kontrollieren Sie anhand der Abbildung 7.1 die Verkabelung des Prüfstandes mit dem Betreuer
4. Der Betreuer wird nun die Transformatoren III, IV und die 24 V-Batterie anschalten.
5. Schalten Sie die für den Versuch notwendigen Geräte ein: Computer, Oszilloskop, ± 10 V Spannungsversorgung und den Differenzenverstärker.
6. Notieren Sie die Daten der Typenschilder der beiden Motoren.
7. Beachten Sie das Übersetzungsverhältnis \ddot{u}_U des Differenzenverstärkers: Um das komplette Übersetzungsverhältnis zwischen gemessener und angezeigter Größe zu bestimmen, beachten Sie auch das Stromübersetzungsverhältnis \ddot{u}_I von Primär- auf Sekundärseite. Der Sekundärstrom wird für das Oszilloskop über einen Widerstand in eine Spannung umgeformt. Der Wert des Widerstandes muss ebenso bekannt sein.

4.3. *Drive Manager*-Einstellungen

Anmerkung: Um die Servomotoren in Betrieb zu nehmen, müssen die Schalter ENPO und START in dieser Reihenfolge eingeschaltet werden. Um einen unkontrollierten Start der Servomotoren zu vermeiden, müssen nach jeder Messung START und ENPO wieder ausgeschaltet werden!

4.3.1. Erstinbetriebnahme

Anmerkung: Der Datensatz für beide *Motoren A+ B* ist bereits im jeweiligen Umrichter hinterlegt, deswegen muss keine Erstinbetriebnahme für diesen Motor erfolgen! Jedoch sollen Sie anhand der Einstellungsoption prüfen, welcher Umrichter zu welchem Motor gehört. Bitte richten Sie den Drive Manager für Motor A auf der linken Seite des Monitors und den Drive Manager für den Motor B auf der rechten Seite ein. Die Hauptschalter der Umrichter bitte ausschalten, wenn Umbauten vorgenommen werden. Sollten Sie die Hauptschalter bei aktivem Drive Manager während der Durchführung ausschalten, wird Ihnen der Drive Manager einen Kommunikationsfehler melden. Schließen Sie dann den Drive-Manager und öffnen diesen dann erneut bei eingeschaltetem Umrichter. Alle Einstellungen sind dann im Anschluss zu prüfen.

Bei der Erstinbetriebnahme müssen der Motortyp und der Typ des Positionsgebers sowie der Temperatursensor im *Drive Manager* ausgewählt und im Umrichter gespeichert werden. Der Motortyp wird mittels Datensatzes gewählt, der die Hauptparameter Nennspannung, Nenndrehzahl, Nennfrequenz, Nennmoment oder –leistung, Rotorträgheit, Wicklungswiderstand und Wicklungsinduktivität enthält.

Führen Sie die Erstinbetriebnahme-Schritte für *Motor A* anhand der hier beschriebenen Inbetriebnahme-Schritte für *Motor B* aus. Schalten Sie mit dem Hauptschalter S_A den Umrichter für *Motor A* ein und öffnen Sie den *Drive Manager*.

Der Umrichter sollte nun automatisch erkannt und das Fenster von Abbildung 4.1 sollte zu sehen sein. Dieses Fenster kann geschlossen werden. Das *Hauptfenster*, welches in Abbildung 4.2 (Erweiterte Ansicht) dargestellt ist, öffnet sich danach automatisch.

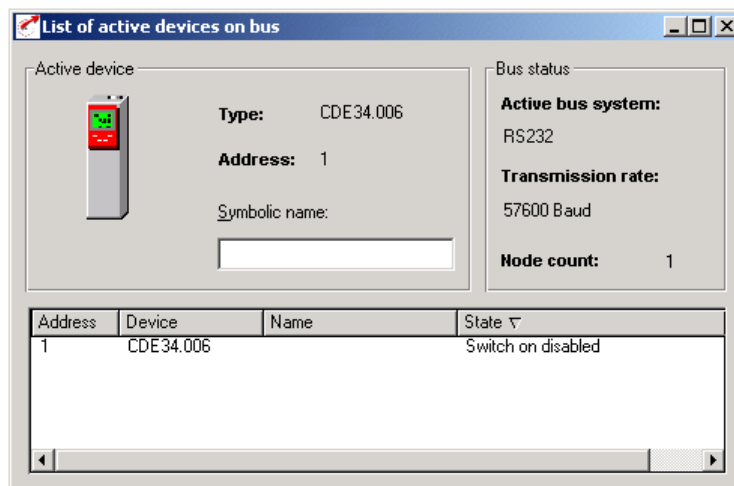


Abbildung 4.1: Liste der aktiven Geräte auf dem Bus

Für die Erstinbetriebnahme müssen die folgenden Schritte, die durch Abbildung 4.2 bis Abbildung 4.6 dargestellt werden, durchgeführt werden. Die Datensätze der Servomotoren liegen auf dem Computer im Verzeichnis:

C:/Programme/LustAntriebstechnikGmbH/LustDriveManager/userdata/MotorDatabase_LST bzw. LSH.

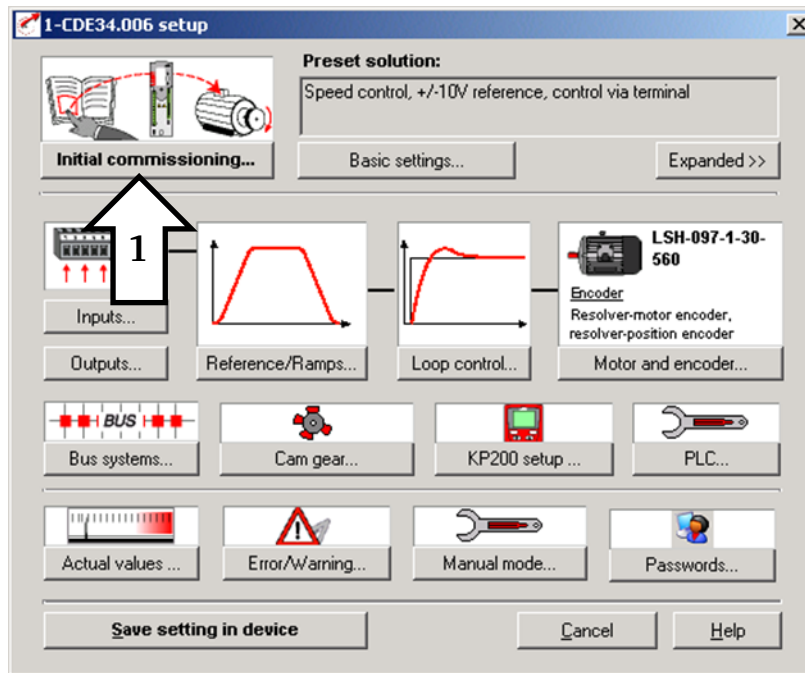


Abbildung 4.2: Hauptfenster

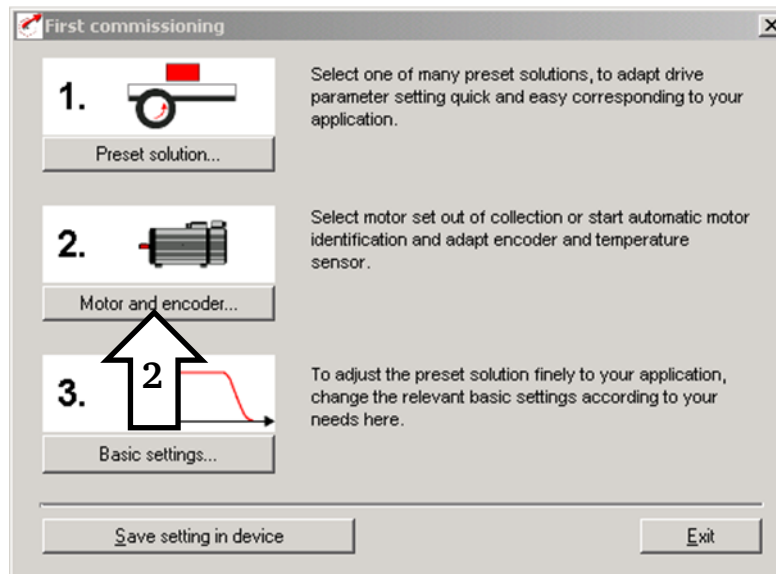


Abbildung 4.3: Erstinbetriebnahme - Motor und Lagegeber

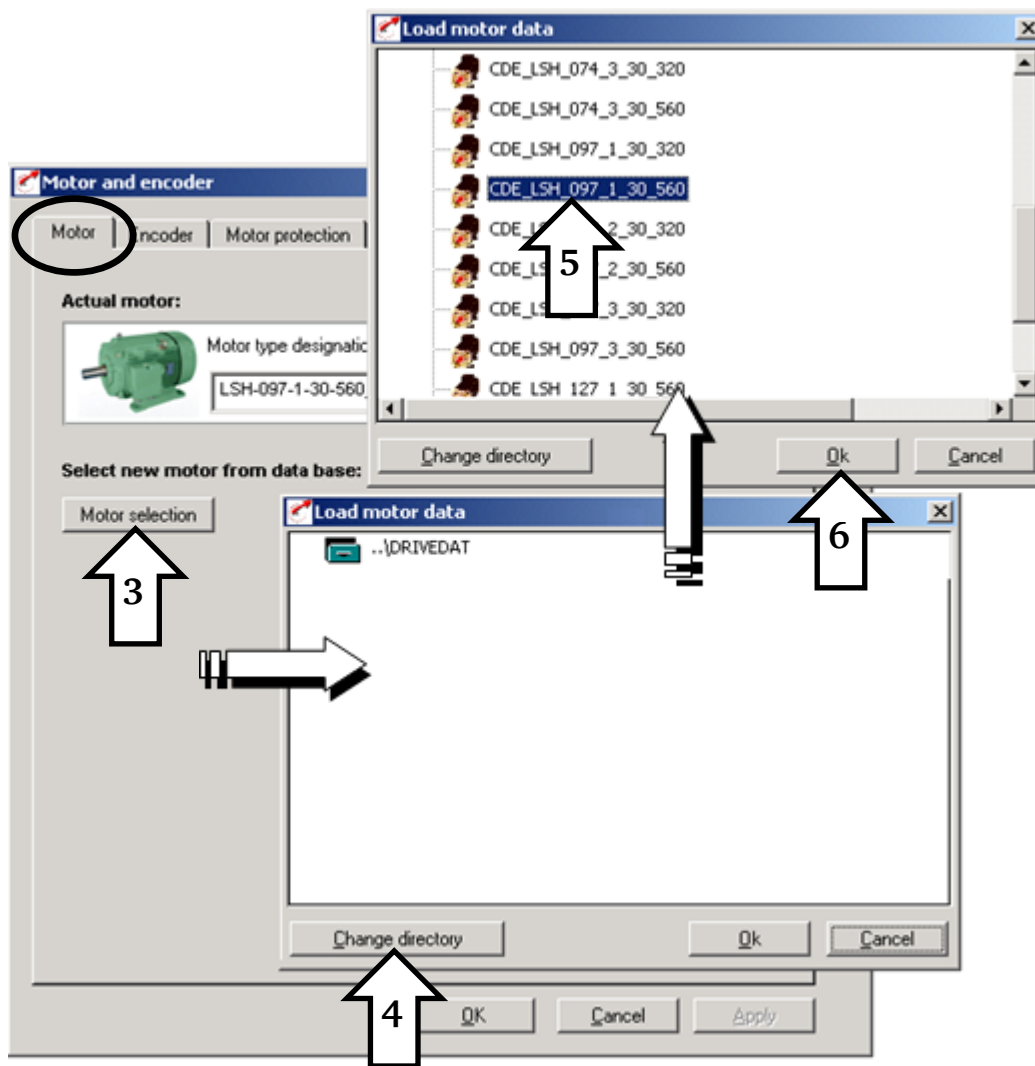


Abbildung 4.4: Auswahl des Datensatzes des Servomotors

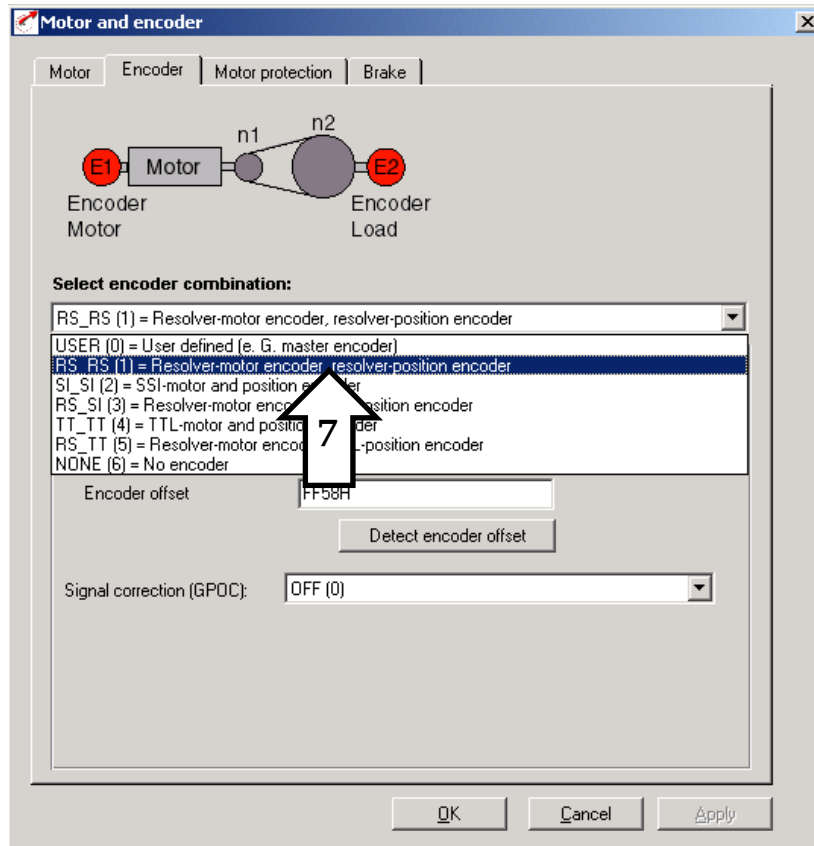


Abbildung 4.5: Servomotor - Auswahl des Lagegebers

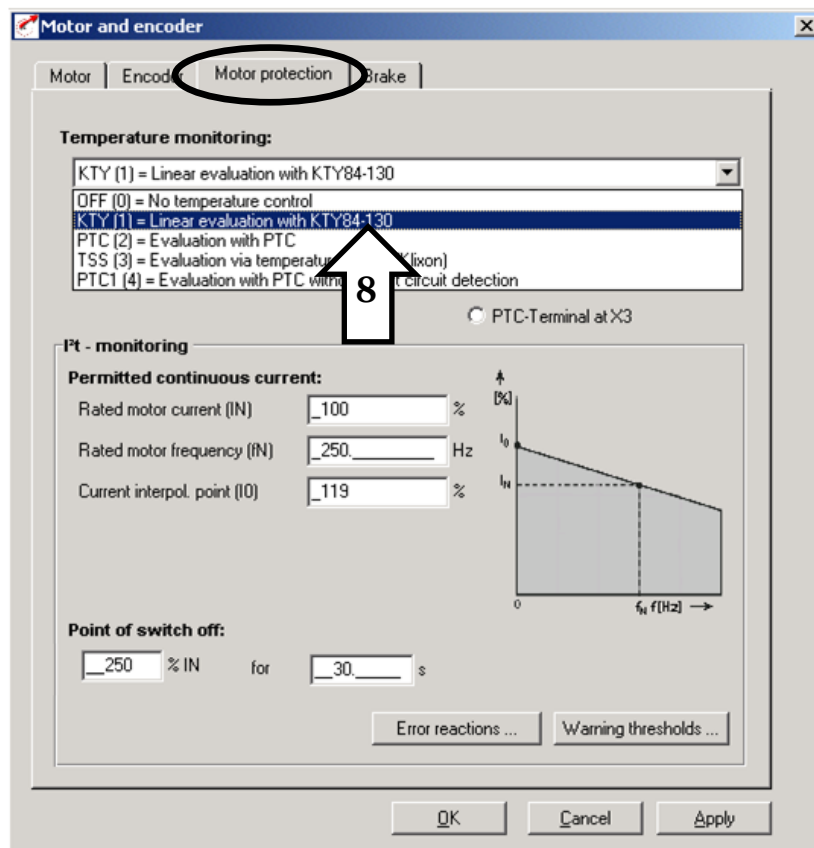


Abbildung 4.6: Auswahl des Temperatursensors

4.3.2. Voreinstellungen im *Drive Manager*

Der *Drive Manager* hat eine große Anzahl an Voreinstellungen, die die meisten typischen Aufgaben abdecken können. Alle Voreinstellungen haben im *Drive Manager* ein individuelles Optionsfenster. Die jeweiligen Optionen können über den Knopf *Basic settings...* im *Hauptfenster* angepasst werden. Der Fokus bei den Einstellungen liegt auf:

- Schnittstelle des Controllers
- Quelle des Referenzwertes
- Art der Regelung (Drehzahl-, Drehmoment- oder Positionsregelung)

Um eine Voreinstellung zu benutzen oder zu verändern, müssen die folgenden Schritte ausgeführt werden: *Hauptfenster* → *Initial commissioning* → *Preset solution* → *Set preset solution* (siehe Abbildung 4.7)

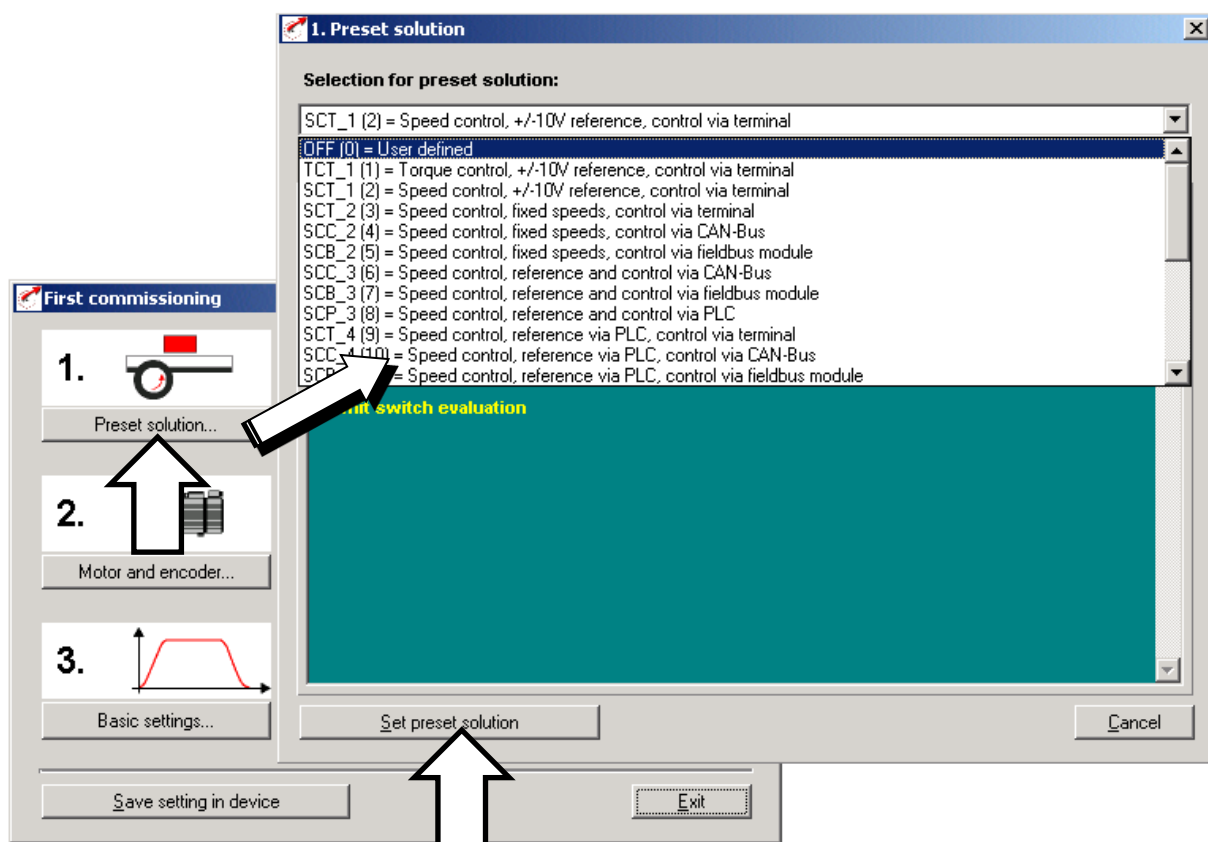


Abbildung 4.7: Auswahlfenster für die Voreinstellungen

In diesem Versuch werden drei Voreinstellungen benutzt:

1. SCT_1(2) = Speed control, +/-10 V reference, via input terminal

Der Referenzwert für die Drehzahlregelung wird über eine variable externe Gleichspannungsquelle (± 10 V) vorgegeben (siehe Abbildung 4.8, rechts). Die Schnittstelle des Controllers ist ein analoger Eingang des Umrichters. Durch Drücken des Knopfes *Basic settings...* im *Hauptfenster* können die Parameter der Voreinstellungen geändert werden. Es erscheint das linke Fenster aus Abbildung 4.8.

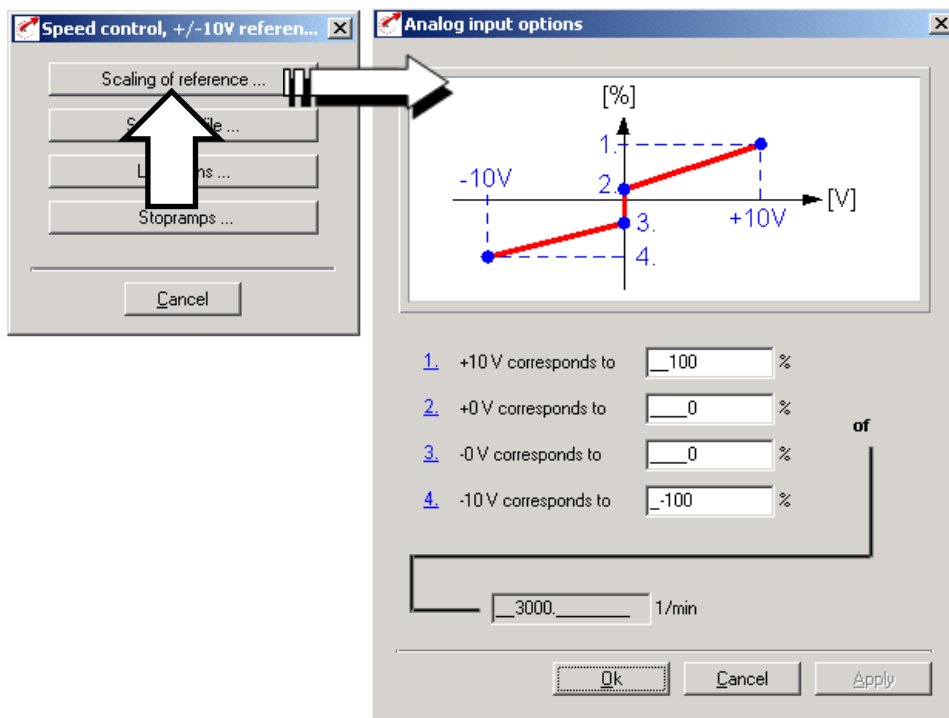


Abbildung 4.8: Skalierung des analogen Eingangssignals für die Drehzahlregelung

2. TCT_1(1) = Torque control, +/-10 V reference, via input terminal

Die Voreinstellung für die Drehmomentregelung benutzt dieselbe Hardware wie die Voreinstellung zur Drehzahlregelung (identisches analoges Eingangssignal über die variable Gleichspannungsquelle). Der Unterschied ist, dass das Eingangssignal nun der Referenzwert für die Drehmomentregelung ist, siehe Abbildung 4.9.

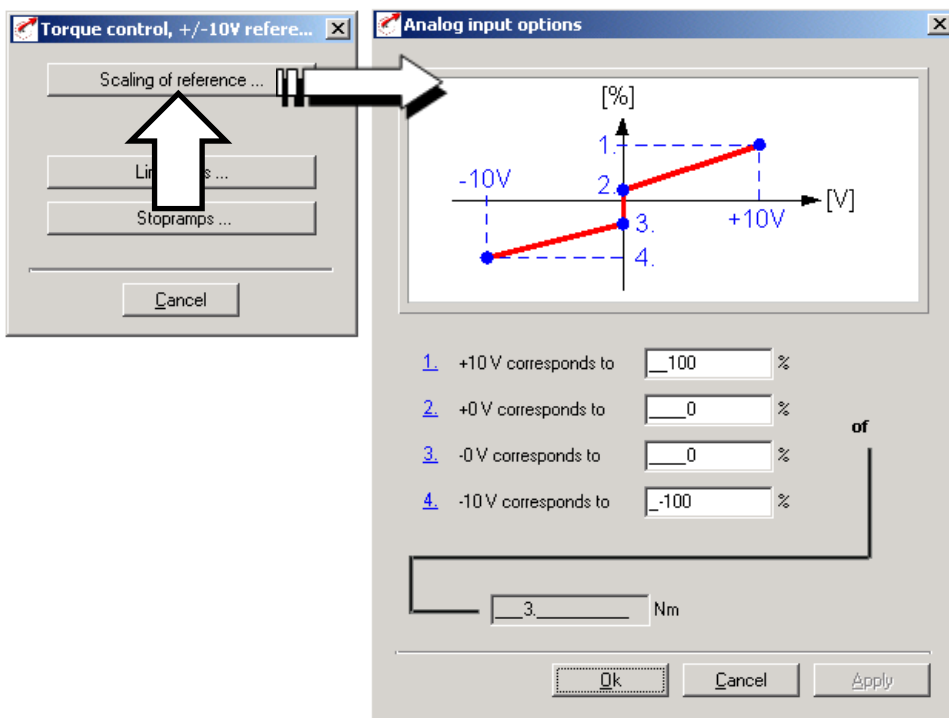


Abbildung 4.9: Skalierung des analogen Eingangssignals für die Drehmomentregelung

3. PCT_1(14) = Positionierung, Voreinstellungen der Ablaufsätze und der Regelung über PLC

Diese Voreinstellung für die Positionierung nutzt den *Manual mode* des Drive Managers oder ein mit einem *PLC* (Programmable Logic Controller)-Editor geschriebenes Programm als Referenzwert für die Position.

Anmerkung: Prüfen Sie für die Drehzahl- und Drehmomentregelung mit analogem Eingang, ob der digitale Eingang auf „ISD00 = Start control“ eingestellt ist und der automatische Start erlaubt ist, siehe Abbildung 4.10! Sie können dies im *Hauptfenster* unter *Inputs* überprüfen.

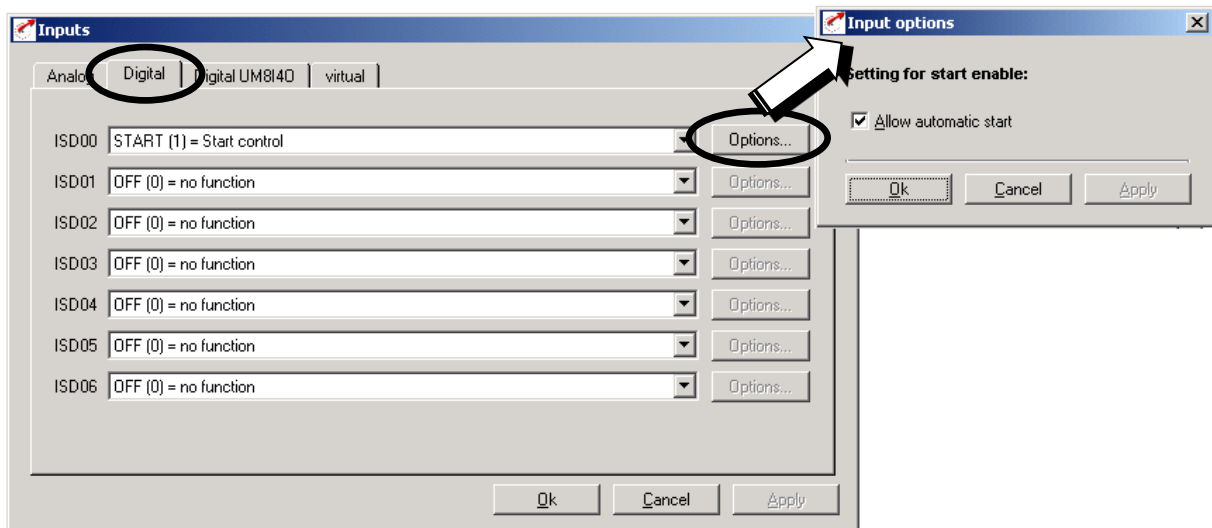


Abbildung 4.10: Einstellung des digitalen Eingangs ISD00 für Drehzahl- und Drehmomentregelung

4.3.3. *Manual mode*-Einstellung des *Drive Managers*

Die *Manual mode*-Einstellung des *Drive Managers* erlaubt die manuelle Einstellung der Drehzahl-, Drehmoments- und Positionssollwerte vom *Hauptfenster* aus.

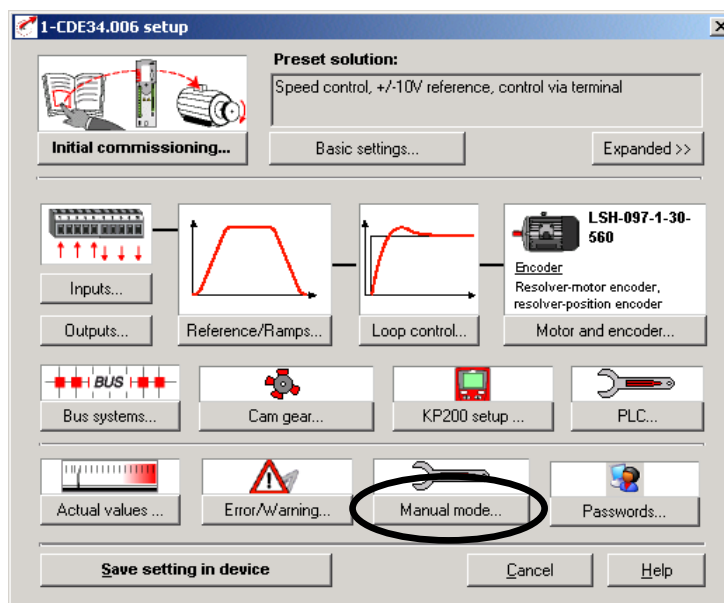


Abbildung 4.11: *Manual mode*-Einstellung im *Drive Manager*

Wenn *Manual mode* ausgewählt wird, kann im Fenster die Regelungsart (Drehzahl- oder Drehmomentregelung) und der Sollwert, wie in Abbildung 4.12 zu sehen, verändert werden. Das *Manual mode*-Fenster der Drehzahl- und Drehmomentregelung funktioniert für alle Drehzahl- und Drehmoment-Voreinstellungen!

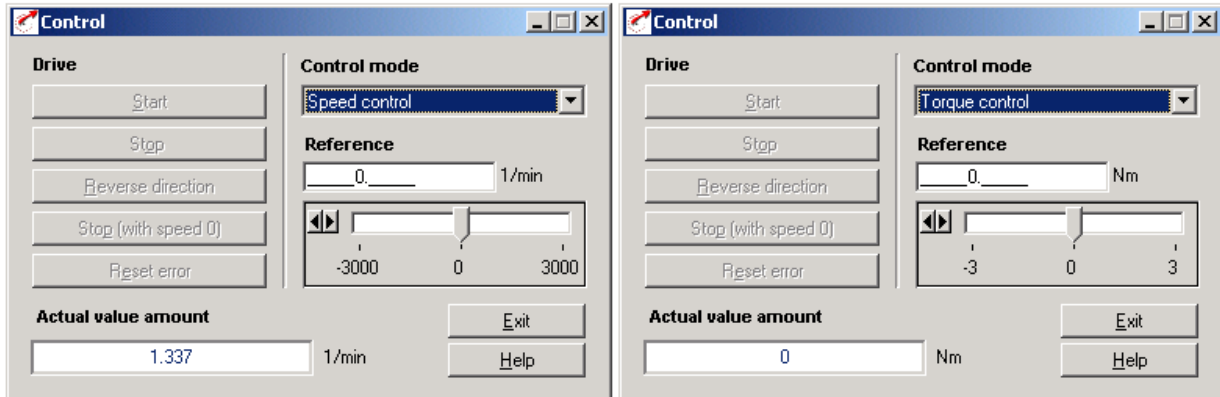


Abbildung 4.12: *Manual Mode*-Fenster für die Drehzahl- und Drehmomentregelung

Das *Manual mode*-Fenster des Positionsreglers, siehe Abbildung 4.13, erscheint nur, wenn eine Positionseinstellung gewählt wurde. In diesem Fall kann die Geschwindigkeit oder das Drehmoment nicht geregelt werden!

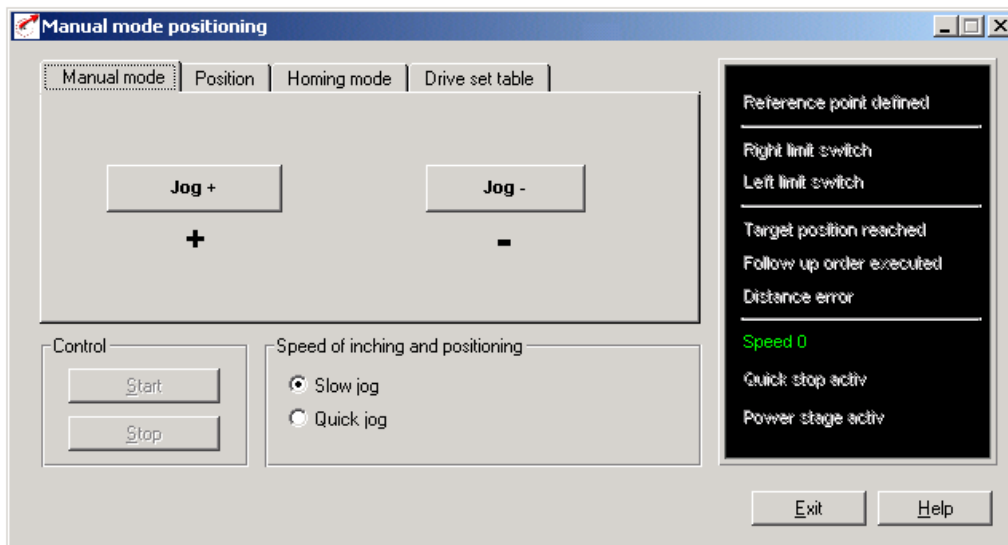


Abbildung 4.13: *Manual mode*-Fenster der Positionsregelung

Anmerkung: Das *Manual mode*-Fenster kann nur geöffnet werden, wenn ENPO und START deaktiviert sind. Bevor das Fenster geschlossen werden kann, muss zuerst START und ENPO wieder deaktiviert werden.

5. Grundlegende PM-Servomotor-Messungen

5.1. Messung zur Bestimmung des Wicklungsstrangwiderstands

Aufbau:

Für diese Messung wird der Umrichter nicht benötigt. Bei der Messung wird zwischen zwei Strängen des Motors eine variable Spannung angelegt und der sich einstellende Strom gemessen.

Die variable Spannungsquelle, bestehend aus der 24 V-Batterie und einem Potentiometer, ist mit den Strängen des Motors, wie in Abbildung 7.1 dargestellt, verbunden.

Achtung: Stellen Sie sicher, dass der Umschalter S_1 in der Stellung „0“ steht; Sonst sind der Umrichter und die 24 V-Batterie zur selben Zeit mit den Anschlussklemmen des Motors verbunden; Schalter S_3 muss geöffnet sein!

Schalten Sie den Gleichspannungsschalter S_{DC} an und stellen Sie am Potentiometer eine Spannung von 0 V ein.

Schließen Sie Schalter S_3 , um die Wicklungen mit Gleichstrom zu versorgen.

Die Spannung soll im Bereich:

$$0 \leq U_{DC} \leq 24 \text{ V}$$

liegen und in 3 V-Schritten mit dem Potentiometer verändert werden. Die Spannung und der Strom können an der Spannungs-, bzw. Stromanzeige abgelesen werden. Die 24 V werden aufgrund des Spannungsfalls über der Messstrecke nicht ganz erreicht.

Tragen Sie die Spannung U_{DC} und den Strom I_{DC} in eine Tabelle ein. Schalten Sie nach der Messung den Schalter S_3 aus und stellen Sie den Schalter S_1 in die Position „1“.

Auswertung:

Zeichnen Sie maßstabsgetreu das Strom-Spannungs-Diagramm und berechnen Sie den durchschnittlichen Strangwiderstand bei 20°C. Der Leitungswiderstand beträgt 0,41Ω.


5.2. Zahnspulen-Wicklung oder verteilte Wicklung?

Aufbau:

In diesem Abschnitt soll ermittelt werden, welcher Motor eine Zahnspulen-Wicklung und welcher eine verteilte Wicklung besitzt. Es ist bekannt, dass der Motor mit Zahnspulen-Wicklung eine höhere Polzahl besitzt.

Die zwei Servomotoren werden mechanisch miteinander gekoppelt. Schalten Sie Umrichter A ein und öffnen Sie den *Drive Manager*.

Benutzen Sie die Voreinstellung zur Drehzahlregelung: **SCT_1(2) = Speed control, +/-10V reference, via input terminal.**

Öffnen Sie das digitale Oszilloskop des *Drive Managers* durch Betätigen des Menüknopfes . Weisen Sie die Signale der drei Strangströme auf die Kanäle 0,1 und 2 zu (Abbildung 5.1).

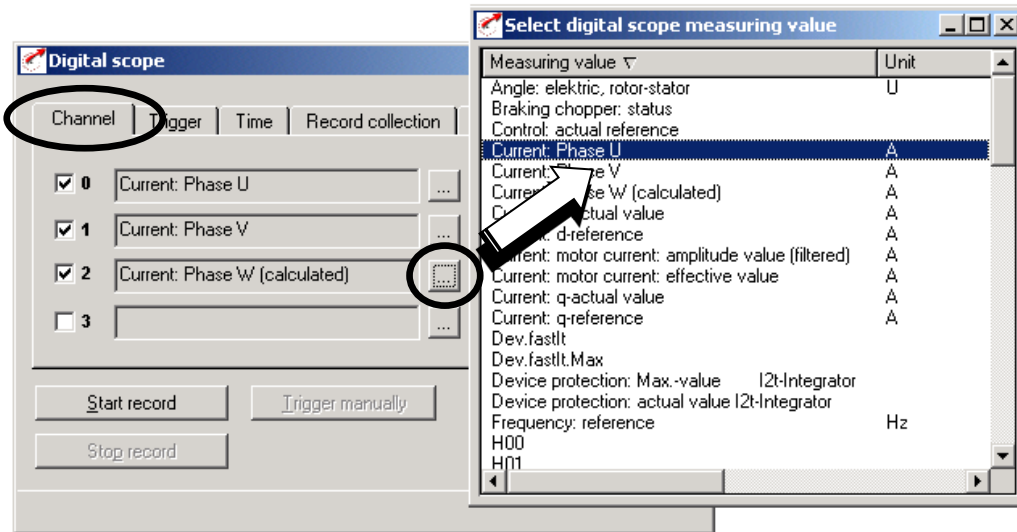


Abbildung 5.1: Zuweisung der drei Strangströme auf die Eingangskanäle des digitalen Oszilloskops

Setzen Sie die Einstellungen für Trigger und Aufnahmezeit des internen digitalen Oszilloskops, wie folgt: *Trigger signal* – Channel 0, *Trigger mode* – Automatic, *Recording duration* ca. 0,2s, *Pre-trigger* – 0 % und *Level* – 0 (Abbildung 5.2).

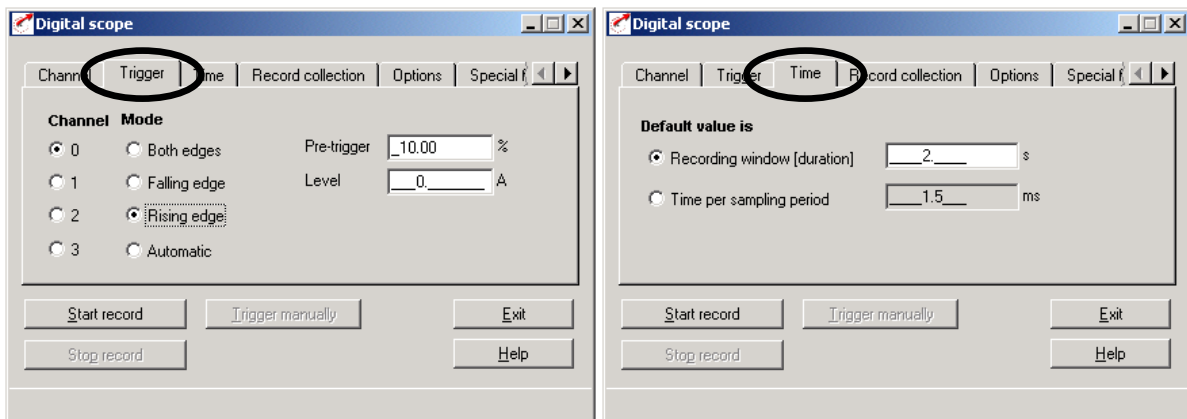


Abbildung 5.2: Trigger- und Aufnahmezeit-Einstellungen des internen Oszilloskops

Aktivieren Sie die Drehzahlregelung am *Motor A* mit dem *Manual mode*, schalten Sie den Schalter ENPO ein, drücken Sie in der Software START und stellen Sie die Drehzahl des Motors auf $n = 300 \text{ min}^{-1}$ ein.

Drücken Sie den *Start record* Knopf des digitalen Oszilloskops, um die Aufnahme zu starten.

Speichern Sie die Aufnahmen unter dem Namen *Stroeme_Motor_A.dat* ab!

Weil man mit dem digitalen Oszilloskop keine Signalmessungen machen kann, öffnen Sie die gerade gespeicherte Datei im *External Scope Wizard*. Messen Sie die Periodendauer der Strangströme und speichern Sie mit Hilfe des *Snipping Tools* die Signale als Bild ab.

Öffnen Sie erneut den *Drive Manager*, mit dem Sie *Motor B* steuern können, und führen Sie dieselben Schritte für *Motor B* aus. Speichern Sie die Aufnahmen unter dem Namen *Stroeme_Motor_B.dat* ab.

Auswertung:

Bestimmen Sie für *Motor A* und *Motor B* die Frequenz der Stator-Strangströme.

Berechnen Sie die Polpaarzahl p für beide Motoren und entscheiden Sie, welcher Motor die Zahnspulen-Wicklung und welcher die verteilte Wicklung hat.

5.3. Leerlaufmessung (Messung der Spannungskonstante k_U)

Aufbau:

Für diese Messung müssen die beiden Motoren mechanisch gekoppelt sein.

Schalten Sie den Umrichter für *Motor A* aus.

Verbinden Sie das Oszilloskop mit dem Spannungs-Differenzenverstärker.

Schalten Sie den Umschalter S_1 in Position „2“, so dass der *Motor A* vom Umrichter getrennt und mit dem Leerlauf-Messpfad verbunden ist.

Öffnen Sie den Schalter S_2 , damit die Motorklemmen offen sind.

Der Umrichter für den *Motor B* muss an und *Drive Manager* geöffnet sein.

Aktivieren Sie mit Hilfe des *Hauptfensters* im *Drive Manager* die Drehzahlregelung für *Motor B*: *Manual Mode* → *Speed control*, siehe Abbildung 5.3.

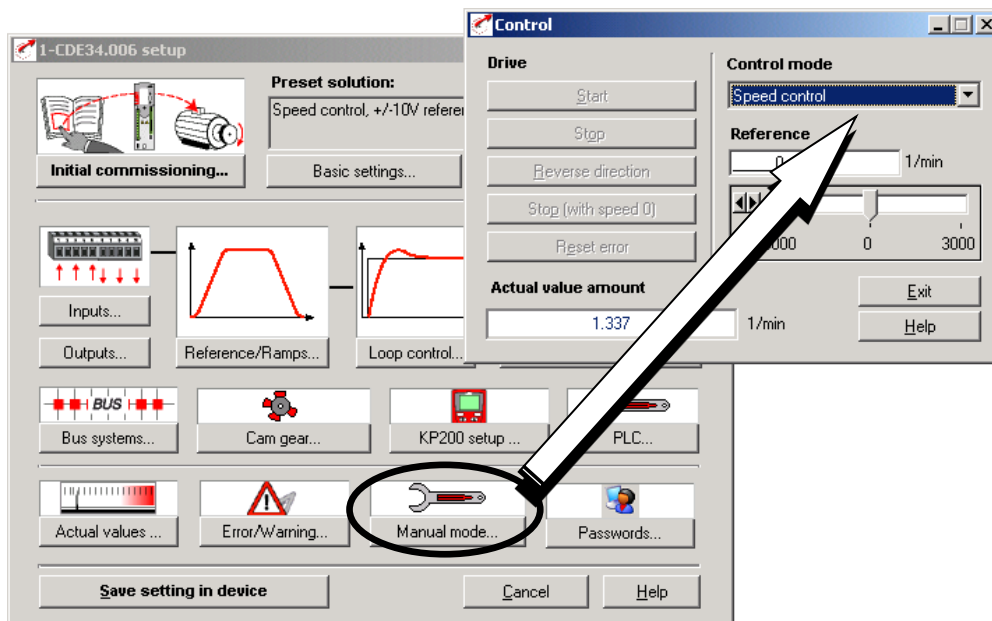


Abbildung 5.3: Auswahl der Drehzahlregelung für *Motor B*

Aktivieren Sie für *Motor B* ENPO und in der Software START.

Variieren Sie die Geschwindigkeit im Bereich von

$$0 \leq n \leq 3000 \text{ min}^{-1}$$

In Drehzahlschritten von jeweils 250 min^{-1} .

Die Kurvenform und der Effektivwert der Polradspannung sind auf dem Oszilloskop zu sehen. Der Effektivwert kann auch am Voltmeter abgelesen werden. Für die richtige Darstellung muss das Übersetzungsverhältnis des Differenzenverstärkers berücksichtigt werden.

Tragen Sie die Drehzahl n und den Effektivwert der verketteten Polradspannung $U_{p,LL}$ in eine Tabelle ein.

Nehmen Sie für die Nenndrehzahl des Motors die verkettete Polradspannung mit dem Oszilloskop auf.

Stoppen Sie *Motor B* und deaktivieren Sie START und ENPO.

Auswertung:

Zeichnen Sie maßstabsgetreu die Leerlaufkennlinie $U_{p,LL}(n)$ des vermessenen Servomotors (*Motor A*) und beschreiben Sie die Form der induzierten verketteten Polradspannung bei $n = 3000 \text{ min}^{-1}$.

Berechnen Sie mit Hilfe der Polpaarzahl p des Motors *A* die Polradstrangspannung U_p und die Statorfrequenz f für jede der untersuchten Drehzahlen.

Bestimmen Sie aus der Leerlaufmessung die Flussverkettung Ψ_p und die Spannungskonstante k_U .

5.4. Kurzschlussmessung

Aufbau:

Für die Kurzschlussmessung müssen die beiden Servomotoren miteinander mechanisch gekuppelt sein.

Der Umrichter für *Motor A* kann ausgeschaltet werden.

Der Umschalter S_1 muss sich in der Position „2“ befinden, damit die Motorklemmen nicht mit dem Umrichter verbunden sind.

Schließen Sie den Schalter S_2 , um die Motorwicklungen des Testmotors über die Sicherungen kurz zu schließen.

Verbinden Sie das Oszilloskop mit dem an Phase W des Motors *A* angeschlossenem Stromwandler. Beachten Sie das Übersetzungsverhältnis des Stromwandlers und stellen Sie das Tastverhältnis des Oszilloskop-Kanals entsprechend ein. Der Effektivwert des Kurzschlussstroms kann zur Kontrolle auch am analogen Amperemeter abgelesen werden.

Der Umrichter für *Motor B* muss eingeschaltet sein.

Motor *B* muss in der Lage sein mindestens 200 % seines Nenndrehmoments abgeben zu können, damit er gegen das bremsende Drehmoment des kurzgeschlossenen Motors antreiben kann. Dies

wird im *Hauptfenster* des *Drive Managers* unter *Basic Settings* → *Limitations* → *Torque limit* eingestellt (Abbildung 5.4).

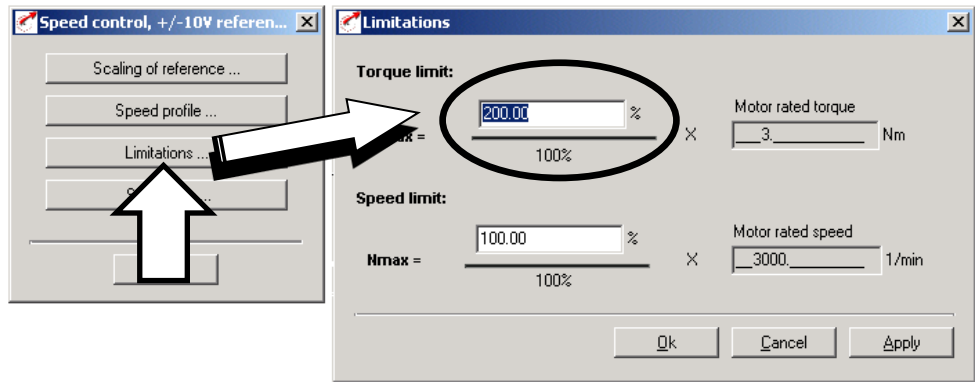


Abbildung 5.4: Vergrößerung der Drehmomentbegrenzung

Der Umrichter von Motor B schaltet ab, wenn der Strangstrom für mehr als 5 s den Wert von 250 % I_N übersteigt. Damit Sie die Messung durchführen können, müssen Sie die Abschaltzeit auf 30 s erhöhen: *Initial commissioning* → *Motor and encoder* → *Motor protection*, siehe Abbildung 5.5.

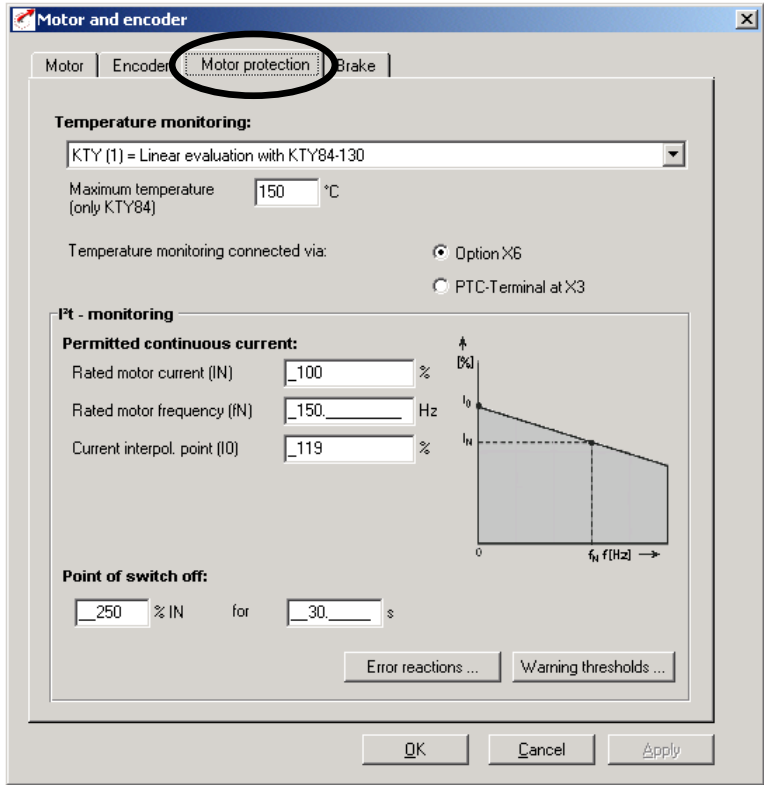


Abbildung 5.5: Anpassen der Abschaltzeit des Umrichters

Aktivieren Sie wie bei der Leerlaufmessung im *Drive Manager* die Drehzahlregelung für *Motor B*: *Manual mode* → *Speed control* (Abbildung 5.3).

Aktivieren Sie ENPO und START für *Motor B*.

Variieren Sie die Geschwindigkeit im Bereich von:

$$0 \leq n \leq 3000 \text{ min}^{-1}$$

mit einer Schrittweite von jeweils 250 min^{-1} und lesen Sie den Effektivwert des Kurzschlussstroms am Oszilloskop ab. Für jeden Drehzahlwert können Sie das Drehmoment von *Motor B* im linken Teil des *Drive Managers*-Fenster ablesen.

Notieren Sie tabellarisch die Drehzahl n , den Effektivwert des Kurzschlussstroms I_{sc} und das Kurzschlussdrehmoment M_{sc} . Nehmen Sie für die Nenndrehzahl des Motors den Kurzschlussstrom mit dem Oszilloskop auf.

Anmerkung: Weil der Kurzschlussstrom I_{sc} des getesteten Servomotors einen Maximalwert von ca. 300 % erreicht und überhitzen kann, muss die Messung sehr zügig durchgeführt werden.

Auswertung:

Zeichnen Sie maßstabsgetreu die Kurzschlusskennlinie über der Drehzahl $I_{sc} = f(n)$ und das Drehmoment des *Motors B* über der Drehzahl $M_{sc} = f(n)$. Beschreiben Sie die Kurven.

Beschreiben Sie die Form des aufgenommenen Kurzschlussstroms bei 3000 min^{-1} .

Berechnen Sie mit Hilfe der Ergebnisse aus der Leerlaufmessung die synchrone Selbstinduktivität L_d des getesteten Servomotors (*Motor A*).

5.5. Drehmoment-Strom-Kennlinie (Messung der Drehmomentkonstante k_M)

Aufbau:

Mit dieser Messung kann die Drehmomentkonstante k_M bestimmt werden.

Stellen Sie *Motor B* auf Drehmomentregelung ein: *Initial commissioning* → *Preset solutions* → **TCT_1(1) = Torque control, +/-10 V reference, via input terminal**. Im Folgenden wird *Motor B* als Lastmaschine für den *Motor A* benutzt.

Weil wir von *Motor B* ein höheres Drehmoment als das Nenndrehmoment brauchen, müssen wir den analogen Eingang so skalieren, dass bei +10 V Eingangsspannung der Motor 200 % seines Nenndrehmoments liefert.

Diese Einstellung kann über das *Hauptfenster* des *Drive Managers* unter *Basic settings* → *Scaling of reference* vorgenommen werden (Abbildung 5.6).

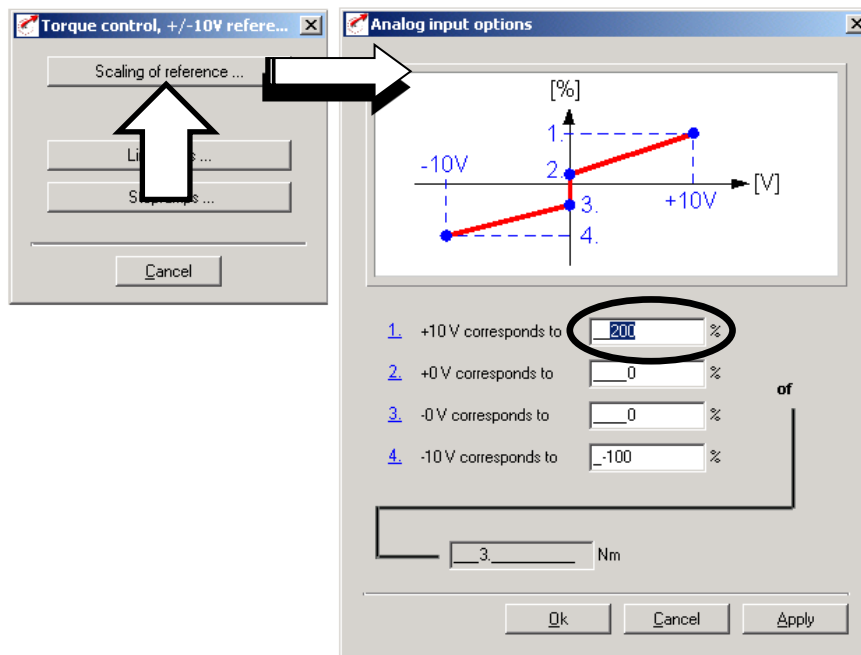


Abbildung 5.6: Skalierung der Drehmomentreferenz

Speichern Sie die Einstellung im Umrichter für *Motor B* ab. Unabhängig vom *Drive Manager* können Sie nun *Motor B* drehmomentgeregelt verwenden.

Setzen Sie das Potentiometer am Bedienfeld des *Motors B* auf 0 V.

Verändern Sie, wie in Abbildung 5.4 zu sehen, die Drehmomentgrenze des *Motors A* auf 200 % des Nenndrehmoments.

Aktivieren Sie für *Motor A* mit Hilfe des *Manual mode* im *Hauptfenster* die Drehzahlregelung (Abbildung 5.3).

Aktivieren Sie ENPO und START für *Motor A*, Soll Drehzahl 1000 min^{-1} und starten Sie den Motor.

Aktivieren Sie ENPO und START für *Motor B*.

Das Lastmoment können Sie mit der variablen Eingangsspannung zwischen 0 und 10 V am analogen Eingang des Umrichters B mit dem Potentiometer für *Motor B* verändern.

Motor A wird belastet, so dass sich ein Strom in 0,5 A Schritten im Bereich

$$0 \leq I \leq 1,5 \cdot I_N$$

einstellt. Notieren Sie sich den Strom und das berechnete Drehmoment des *Motors A*, das im *Drive Manager*-Fenster abgelesen werden kann.

Deaktivieren Sie START und ENPO für *Motor B*, halten Sie *Motor A* an und deaktivieren Sie START und ENPO für *Motor A*.

Skalieren Sie den Referenzwert für das Drehmoment des *Motors B* wieder zurück, sodass +10 V am analogen Eingang 100 % Nenndrehmoment erzeugt (Abbildung 5.6).

Stellen Sie wieder die Drehmomentgrenze auf 100 % Nenndrehmoment ein (Abbildung 5.4).

Auswertung:

Zeichnen Sie maßstabsgetreu die Drehmoment-Strom-Kennlinie für *Motor A*.

Berechnen Sie mit Hilfe dieser Messung die Drehmomentkonstante k_M für *Motor A*.

6. PM-Servomotor-Dynamik und Regelung

6.1. Regler-Einstellungen

Aufbau:

Der Drehmoment- und der Drehzahlregler des *Motors A* sollen auf ein optimales Einschwingverhalten eines Sollwertsprungs eingestellt werden.

6.1.1. Einstellung des Drehmomentreglers

Der Drehmomentregler ist, wie der Drehzahlregler ein PI-Regler (Proportional- und Integralanteil).

Die Drehmomentverstärkung TCG (Torque Controller Gain) und die Verzögerungszeit TCTLG (Torque Controller Time Lag Gain) werden über das *Hauptfenster* → *Loop control* → *Current controller* verändert (Abbildung 6.1).

Drückt man den Knopf *Testsignal activate d-current...* wird ein d-Strom-Sprung auf die Motorwicklungen aufgeschaltet und das digitale Oszilloskop zeigt den Stromsollwert, den Stromistwert und den Schwingungsverlauf des Effektivwerts der Stator-Strangspannung an.

Ein Fenster fragt nach der Aktivierung von ENPO und START. Aktivieren Sie diese in der genannten Reihenfolge und drücken Sie auf „Yes“. Eine Fehlermeldung wird angezeigt. Drücken Sie auf „Continue“.

Optimieren Sie den Stromregler mit Hilfe der Verstärkung TCG und der Verzögerungszeit TCTLG, sodass die folgenden Bedingungen erfüllt werden:

- Überschwingen: < 5 %
- Anstiegszeit: < 2 ms

Nutzen Sie für die Optimierung des PI-Reglers folgenden Regeln und Werte:

TCG ↗	TCTLG ↘	→	schnelles Ansprechen;	TCG = [10...50] V/A
TCG ↘	TCTLG ↗	→	langames Ansprechen;	TCTLG = [1...4] ms

Achtung: Benutzen Sie keine Werte außerhalb der angegebenen Bereiche, sonst könnte der Servomotor instabil werden!

Optimieren Sie mit Hilfe des d-Strom-Sollwertsprungs solange den Regler, bis er die geforderten Bedingungen erfüllt. Nun ist der Regler optimiert.

Deaktivieren Sie wieder START und ENPO.

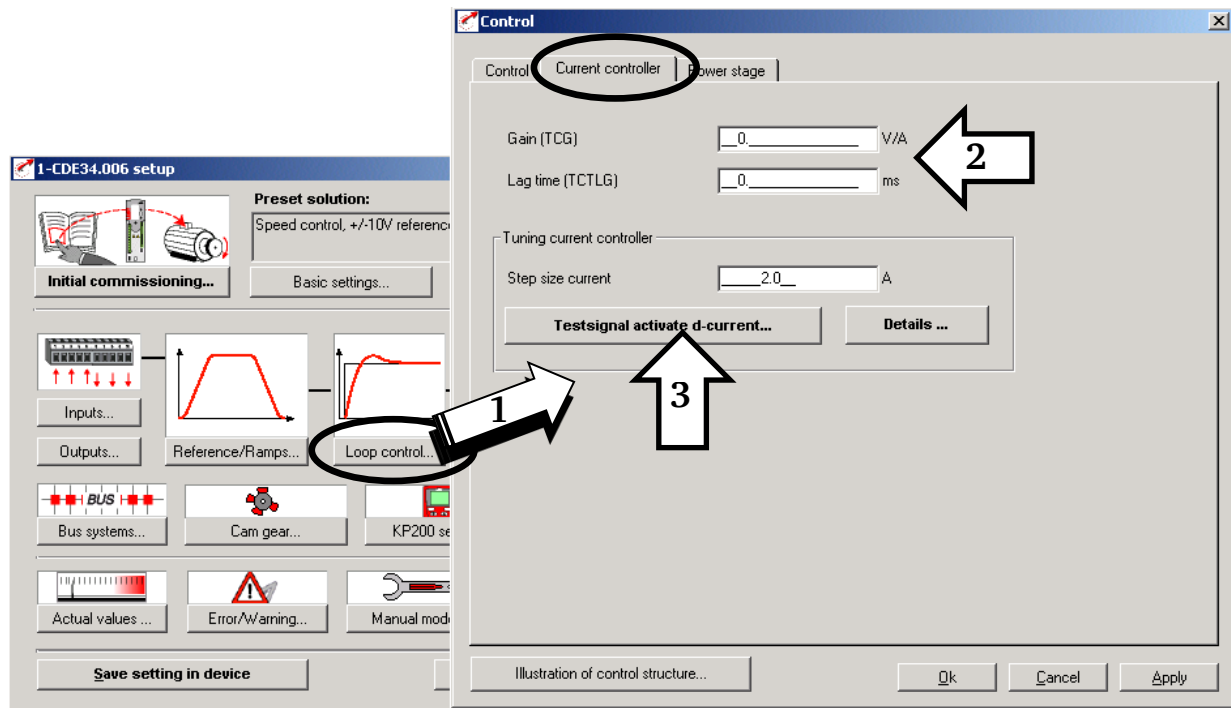


Abbildung 6.1: Fenster zur Optimierung des Stromreglers

6.1.2. Einstellung des Drehzahlreglers

Der Drehzahlregler besteht ebenfalls aus einem PI-Regler. Wiederum müssen 2 Werte optimiert werden, bis der Regler die folgenden Bedingungen erfüllt:

- Überschwingen: < 5 %
- Anstiegszeit: < 30 ms

Die Drehzahlverstärkung SCG (Speed Controller Gain) und die Verzögerungszeit SCTLG (Speed Controller Time Lag Gain) des Drehzahlreglers können Sie mit Hilfe der folgenden Regel optimieren:

SCG ↗	SCTLG ↘	→	schnelles Ansprechen;	SCG = [0,001...0,015] Nm·min
SCG ↘	SCTLG ↗	→	langsameres Ansprechen;	SCTLG = [50...200] ms

Achtung: Benutzen Sie keine Werte außerhalb der angegebenen Bereiche, sonst könnte der Servomotor instabil werden!

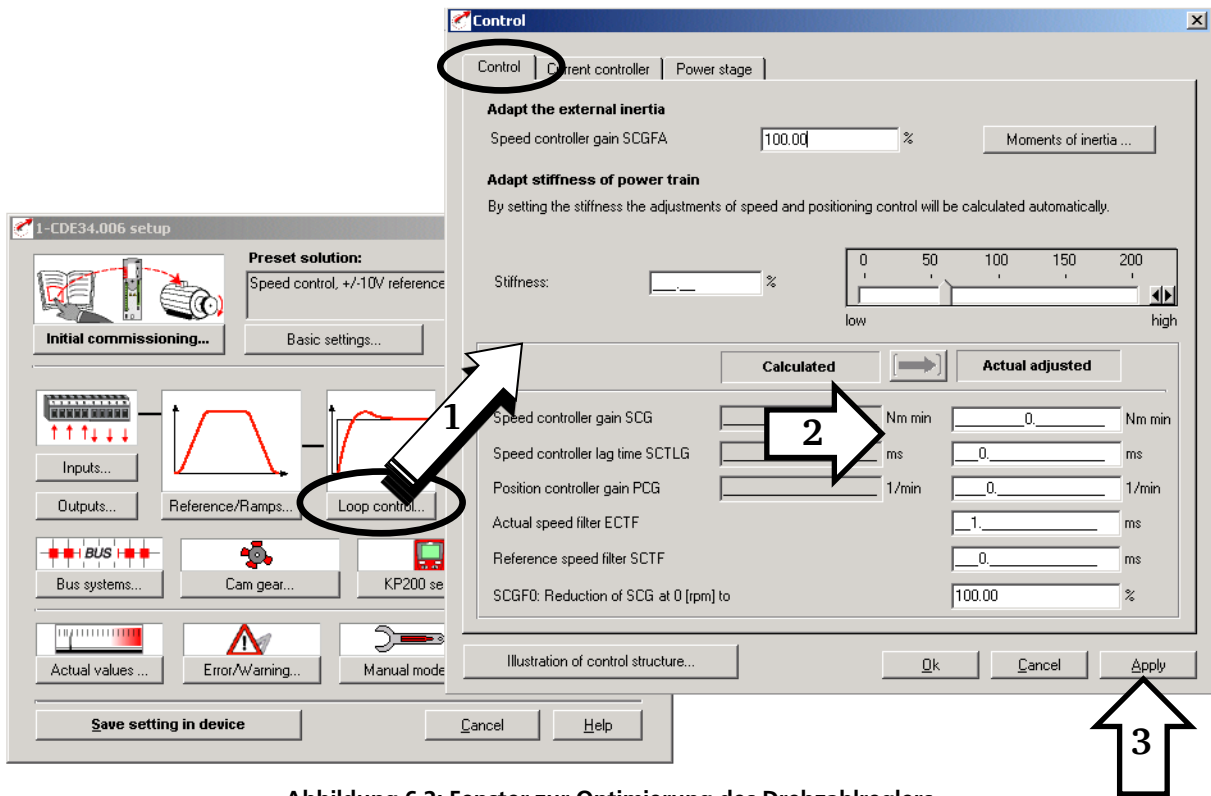


Abbildung 6.2: Fenster zur Optimierung des Drehzahlreglers

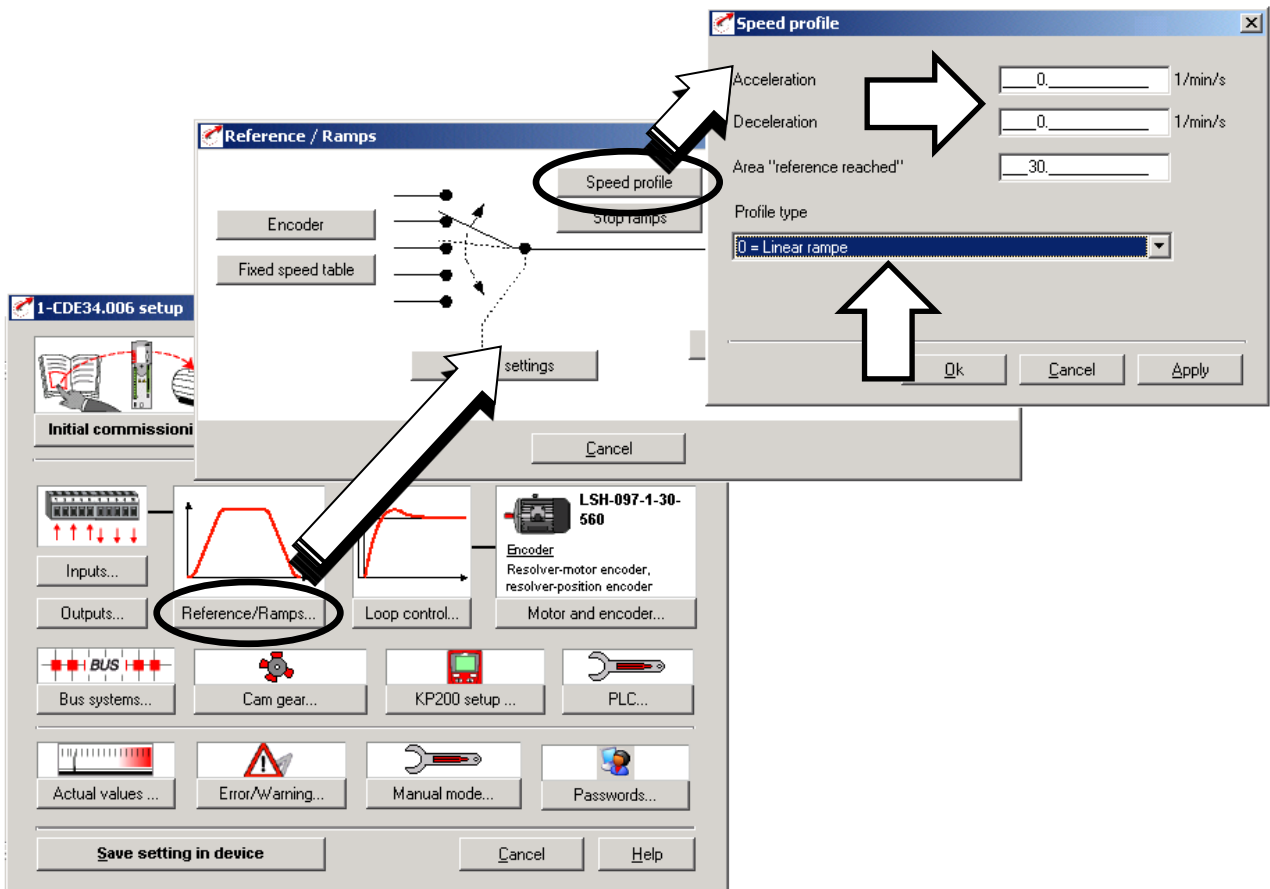


Abbildung 6.3: Auswahl des Drehzahl-Referenzwertes für den Drehzahlregler (Drehzahlreferenzzugang=Sprung)

Um das Einschwingverhalten der Drehzahl anzuzeigen, verwenden Sie folgende Schritte:

Die Sollwertvorgabe der Drehzahl muss einem Sprung entsprechen. Dies können Sie über das *Hauptfenster* wie folgt einstellen: *Reference/Ramps* → *Speed profile*. Setzen Sie, wie in Abbildung 6.3 zu sehen, die Werte für *Acceleration* und *Deceleration* auf Null und das Geschwindigkeitsprofil auf *Linear ramp*.

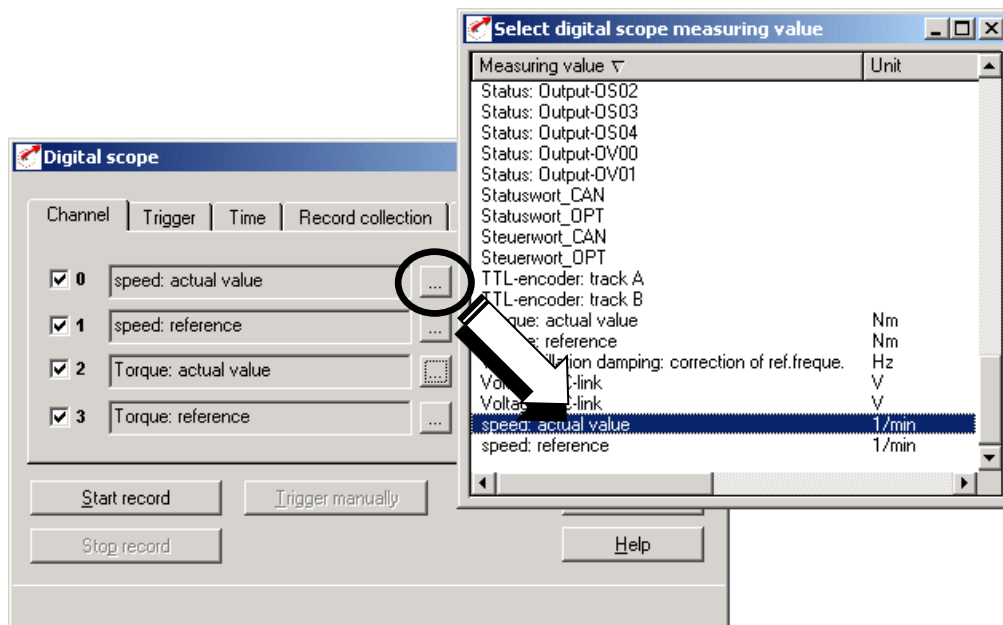


Abbildung 6.4: Zuweisung der Signale auf die Eingangskanäle des digitalen Oszilloskops für die Optimierung der Drehzahlregelung

Weisen Sie die Signale für Drehzahl (Soll- und Istwert) und Drehmoment (Soll- und Istwert), wie in Abbildung 6.4 gezeigt, den Kanälen des internen digitalen Oszilloskops zu.

Setzen Sie die weiteren Parameter des digitalen Oszilloskops wie folgt: *Trigger signal* – Channel 0, *Trigger mode* – Rising edge, *Recording duration* – ca. 0,3 s, *Pre-trigger* – 10 % und *Level* – 10.

Stellen Sie *Motor A* mit dem *Manual mode* auf Drehzahlregelung ein.

Drücken Sie den *Start record*-Knopf des digitalen Oszilloskops.

Aktivieren Sie ENPO und START und stellen Sie die Drehzahl des Motors auf 300 min^{-1} ein.

Stoppen Sie den Motor, deaktivieren Sie START und ENPO und beobachten Sie sich Einschwingverhalten der Drehzahl.

Nachdem Sie den Drehzahlregler optimiert haben, nehmen Sie den Drehmoment- und Drehzahlwert (Sollwert und Istwert) für einen Drehzahlsprung von 0 min^{-1} auf 3000 min^{-1} mit dem digitalen Oszilloskop auf.

Auswertung:

Fügen Sie Diagramme des Einschwingverhaltens bei optimalen Reglereinstellungen für das Drehmoment (Strom) und für die Drehzahl bei einem Sollwertsprung in Ihr Versuchsprotokoll ein. Fügen Sie ebenso Diagramme des Einschwingverhaltens bei nicht optimalen Regler-Einstellungen mit ein.

Fügen Sie ebenso das Diagramm des Einschwingverhaltens der Drehzahl bei einem Sollwertsprung auf 3000 min^{-1} in Ihr Versuchsprotokoll ein. Diskutieren Sie die verschiedenen Einschwingverhalten der Drehzahl und des Drehmoments.

6.2. Einfluss des Drehzahl-Referenzwerts bei Drehzahlregelung

Aufbau:

Setzen Sie im Fenster aus Abbildung 6.3 die Drehzahl-Referenzwerte auf:

- „flat ramp“: Acceleration = 1000 1/min/s (mit Deceleration = 5000 1/min/s)

und dann mit

- „steep ramp“: Acceleration = 5000 1/min/s (mit Deceleration = 5000 1/min/s)

Öffnen Sie das digitale Oszilloskop und weisen Sie die Signale für Drehzahl und Drehmoment (Sollwert und Istwert), wie in Abbildung 6.4 gezeigt, den Kanälen zu.

Setzen Sie die weiteren Parameter des digitalen Oszilloskops wie folgt: *Trigger signal* – Channel 0, *Trigger mode* – Rising edge, *Recording duration* – ca. 10 s, *Pre-trigger* – 0 % und *Level* – 10.

Stellen Sie *Motor A* auf Drehzahlregelung ein und setzen Sie den Referenzwert beide Male auf 3000 min^{-1} .

Aktivieren Sie ENPO und START für *Motor A* und drücken Sie den *Start record*-Knopf des digitalen Oszilloskops.

Starten Sie den Motor und speichern Sie die aufgenommenen Kurven für Drehmoment und Drehzahl (Soll- und Istwert) bei Drehzahlvorgabe „flat ramp“ und „steep ramp“.

Halten Sie *Motor A* an und deaktivieren Sie START und ENPO für diesen.

Auswertung:

Fügen Sie die Diagramme des Einschwingverhaltens der Drehzahl und des Drehmoments für die Drehzahlvorgabe „flat ramp“ und „steep ramp“ in Ihr Versuchsprotokoll ein und diskutieren Sie die Kurven.

6.3. Lastmomentsprünge bei drehzahlgeregeltem Betrieb

Aufbau:

Stellen Sie das Potentiometer für *Motor B* auf 0 V ein.

Stellen Sie für *Motor B* Drehmomenten-Regelung: **TCT_1(1) = Torque control, +/-10 V reference, via input terminal** ein und speichern Sie dies im Umrichter.

Weisen Sie den Ist-Drehzahlwert, den Soll-Drehzahlwert, das Ist-Drehmoment und den q-Strom-Wert den vier Kanälen des digitalen Oszilloskops zu.

Setzen Sie die weiteren Parameter des digitalen Oszilloskops wie folgt: *Trigger signal* – Channel 0, *Trigger mode* – falling edge, *Recording duration* – ca. 1 s, *Pre-trigger* – 10 % und *Level* – 1970.

Stellen Sie mit dem *Manual mode* den *Motor A* auf Drehzahlregelung und die Drehzahl 2000 min^{-1} ein.

Aktivieren Sie ENPO und START für *Motor A* und starten Sie ihn.

Aktivieren Sie ENPO und START für *Motor B* und stellen Sie mit dem Potentiometer ein Lastmoment von 2 Nm ein. Den Wert des Lastmoments können Sie auf der linken Seite im *Drive Manager*-Fenster ablesen.

Deaktivieren Sie START und ENPO für *Motor B*.

Drücken Sie den *Start record*-Knopf des digitalen Oszilloskops und aktivieren Sie wieder ENPO und START für *Motor B*.

Deaktivieren Sie START und ENPO für *Motor B*, halten Sie *Motor A* an und deaktivieren START und ENPO für *Motor A*.

Speichern Sie die Aufnahme unter dem Namen *load_step_Motor_A.dat* ab.

Auswertung:

Fügen Sie das gespeicherte Diagramm für Drehzahl, Drehmoment und q-Strom des *Motors A* in Ihr Versuchsprotokoll ein und diskutieren Sie die Verläufe.

7. PM-Servomotor: Versuchsaufbau

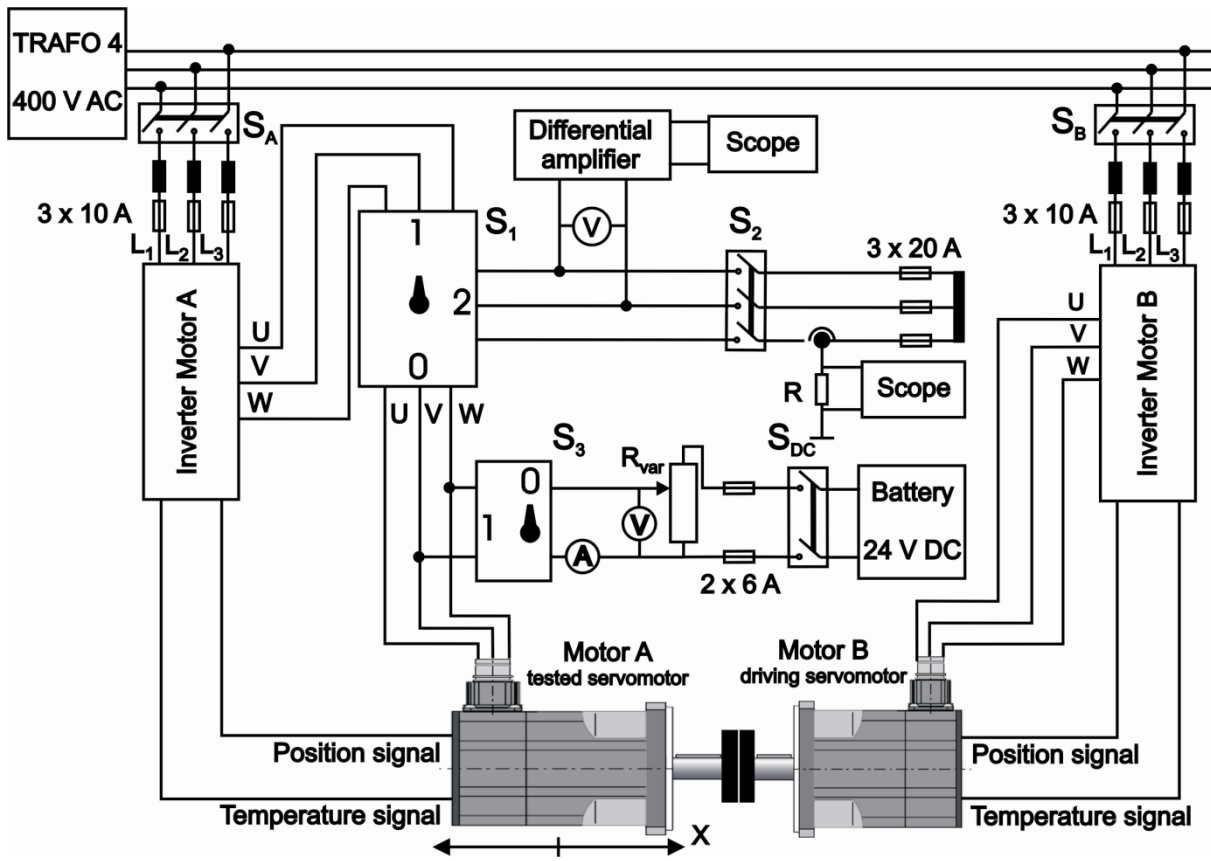


Abbildung 7.1: Versuchsaufbau

8. Literaturverzeichnis

- [1] A. Binder: Lehrbuch “*Motor development for electrical drive systems*”, Institut für Elektrische Energiewandlung, TU Darmstadt, 2008
- [2] P. Vas, “*Sensorless Vector and Direct Torque Control*”, Oxford University Press, 1998 (EM 74)
- [3] J.R. Hendershot Jr., TJE. Miller: “*Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*”, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1994 (EM 272)
- [4] A. Binder: Lehrbuch “*Electrical machines and drives I*”, Institut für Elektrische Energiewandlung, TU Darmstadt, 2008
- [5] A. Binder: Lehrbuch “*CAD and system dynamics of electrical machines*”, Institut für Elektrische Energiewandlung, TU Darmstadt, 2008
- [6] LTi DRiVES GmbH (former LUST Antriebstechnik GmbH): “*CDE/CDB3000 Operation Manual*”, www.lt-i.com
- [7] LTi DRiVES GmbH (former LUST Antriebstechnik GmbH): “*CDE/CDB/CDF3000 Application Manual*”, www.lt-i.com
- [8] LTi DRiVES GmbH (former LUST Antriebstechnik GmbH): “*Servomotors-Order catalogue*”, www.lt-i.com
- [9] LTi DRiVES GmbH (former LUST Antriebstechnik GmbH): “*CDE/CDB3000-Order catalogue*”, www.lt-i.com
- [10] Gieras, J.F.; Wing, M.: Permanent Magnet Motor Technology, Marcel Dekker, Inc., 2nd ed. 2002, New York, USA
- [11] Hanselmann, D.: Brushless PM Motor Design, The Writer’s Collective, Cranston, Rhode Island, 2nd ed. 2003, USA

9. Formelverzeichnis

A	m^2	Fläche
b	m	Breite
b_p	m	Polbreite
B	T	Magnetische Flussdichte
d_{si}	m	Stator-Innendurchmesser
f	Hz	Elektrische Frequenz
F	N	Kraft
g	-	Ganze Zahl
h	m	Höhe
H	A/m	Magnetische Feldstärke
I	A	Elektrischer Strom
j	-	Imaginäre Einheit
J	A/m^2	Elektrische Stromdichte
J	Vs/m^2	Magnetische Polarisation
k_d	-	Verteilungsfaktor
k_p	-	Sehnungsfaktor
k_w	-	Wicklungsfaktor
l	m	Axiale Länge
L	H	Selbstinduktivität
m	-	Anzahl der Stränge
M	Nm	Drehmoment
M_0	Nm	Anfangsdrehmoment
n	1/s	Rotationsgeschwindigkeit
n	/min	Rotationsgeschwindigkeit
N	-	Anzahl der Wicklungen pro Strang
N_c	-	Anzahl der Wicklungen pro Spule
p	-	Polpaarzahl
P	W	Leistung
q	-	Anzahl der Nuten pro Pol und Strang
Q	-	Anzahl der Nuten
R	Ohm	Elektrischer Widerstand
S	-	Versatz
t	s	Zeit
T	s	Zeitkonstante, Dauer einer Periode
U	V	Elektrische Spannung
U_p	V	Polradspannung
$ü_I$	-	Strom-Übersetzungsverhältnis
$ü_U$	-	Spannungs-Übersetzungsverhältnis
v	m/s	Umlaufgeschwindigkeit
W	m	Spulenweite
x	m	Umfangskoordinate
X	Ohm	Reaktanz
X_d, X_q	Ohm	Reaktanz in der d- / q-Achse
α_e	-	Magnetisches Polbedeckungsverhältnis
δ	m	Luftspalthöhe

φ	rad	Phasenwinkel, Phasenverschiebung
ϑ	rad	Polrad-, Lastwinkel
Φ	Wb	Magnetischer Fluss
Ψ	Vs	Magnetische Flussverkettung
μ	-	Ordnungszahl der harmonischen Rotor-Oberschwingungen
μ	Vs/(Am)	Magnetische Permeabilität
μ_0	Vs/(Am)	Magnetische Permeabilität in leerem Raum ($4\pi \cdot 10^{-7}$ Vs/(Am))
ν	-	Ordnungszahl der harmonischen Stator-Oberschwingungen
Θ	A	Durchflutung
τ_Q, τ_s, τ_r	m	Nutteilung (Stator, Rotor)
τ_p	m	Polteilung
ω	1/s	Elektrische Winkelgeschwindigkeit
ω_m, Ω_m	1/s	Mechanische Winkelgeschwindigkeit
χ	-	Schrägungsfaktor

Indizes

b	Wicklungsüberhang
c	Spule
CB	Koerzitiv-Feldstärke der magnetischen Induktion
CJ	Koerzitiv-Feldstärke der Eigenpolarisation
d	Längs-, Verteilung
e	Elektrisch, Elektromagnetisch
f	Feld
Fe	Eisen
h	Haupt-
i	induziert
K	Knie
L	Lorentz
LL	Verkettet
M	Magnetisch, Magnet, Index der Drehmomentkonstante
m	Mechanisch
max	Maximum
N	Nenn-
o	Oberschwingungen
p	Pol, Abstand
q	Quer-
Q	Nut
r	Rotor, relative...
R	Remanenz
ref	Referenz...
res	Resultierend...
s	Stator
syn	Synchron...
sk	Schrägung
sc	Kurzschluss
U	Strang U, Index der Spannungs-Konstante
V	Strang V

W Strang W
w Wicklung

δ Luftspalt
 σ Streu-

Bezeichnungen

i Kleinbuchstaben: Momentanwert (z.B.: elektrischer Strom)
 I Großbuchstaben: Effektiv- oder Gleichstromwerte (z.B.: elektrischer Strom)
 X, x Großbuchstabe: Wert in physikalischen Einheiten, z.B. Reaktanz in Ω ,
Kleinbuchstabe: Bezogener Wert (p. u.)
 \underline{I} Unterstrichen: komplexer Wert
 \hat{X} Spitzenwert von X
 $\text{Re}(\cdot)$ Realteil von ...
 $\text{Im}(\cdot)$ Imaginärteil von ...

10. Verständnisfragen

- 1) Wie kann bei einer PMSM-Maschine die Polzahl ermittelt werden, wenn kein Typenschild vorhanden ist?
- 2) Welche Wicklungstopologien werden bei Synchronservomotoren eingesetzt? Was sind Vor- bzw. Nachteile der Wicklungstopologien?
- 3) Zeichnen Sie das vollständige Ersatzschaltbild mit allen notwendigen Beschriftungen je Strang für die PMSM!
- 4) Zeichnen Sie die schematische Darstellung eines Umrichters mit Gleichrichter-, Zwischenkreis- und Wechselrichterkomponenten für eine dreiphasige PMSM!
- 5) Nennen Sie drei Gebertypen zur Bestimmung der Rotorposition!
- 6) Erläutern Sie die Ermittlung des Strangwiderstands R_s mittels Widerstandsmessung an einer dreiphasigen PMSM mit einer Konstantspannungsquelle mittels Ersatzschaltbild und Gleichungen!
- 7) Beschreiben Sie die Durchführung des Leerlaufversuchs und den gemessenen Spannungsverlauf über der Drehzahl! Wie sieht das zugehörige Zeigerdiagramm aus?
- 8) Beschreiben Sie den Kurzschlussversuch und den gemessenen Stromverlauf über der Drehzahl! Wie sieht das zugehörige Zeigerdiagramm aus?
- 9) Wenn zwei umrichter gespeiste Motoren miteinander starr gekoppelt sind, wie sind die Regler hinsichtlich Drehzahl-, bzw. Drehmomentregelung der Umrichter einzurichten?
- 10) Welche Daten benötigt der Umrichter von den Motoren, um Drehzahl bzw. Drehmoment zu regeln?
- 11) Welche Größen des einphasigen Ersatzschaltbilds werden aus dem Leerlaufversuch ermittelt?
- 12) Welche Größen des einphasigen Ersatzschaltbilds werden aus dem Kurzschlussversuch ermittelt?
- 13) Skizzieren Sie die Kaskaden-Regelung für die PMSM mit Strom-, Geschwindigkeits- und Positionsregler!