

Probst, U. :“Untersuchungen zur Verbesserung des Lastverhaltens elektrischer Antriebe am Beispiel einer mikrorechnergeregelten Asynchronmaschine.“ Darmstädter Dissertation 1994 (Übersicht)

Gegenstand der vorliegenden Arbeit ist der Vergleich und die Verbesserung von Regelungsverfahren, die ein gutes Verhalten elektrischer Antriebe beim Auftreten von Lastmomentstößen zum Ziel haben. Den hervorragenden Eigenschaften, die beim Führungsverhalten durch Anwendung moderner Verfahren, wie z.B. Modellfolgeregelung möglich sind, stehen oft weniger gute Eigenschaften beim Störverhalten gegenüber. Aber gerade bei Anwendungsgebieten, bei denen mechanische Übertragungselemente und komplizierte mechanische Konstruktionen durch elektronisch gekoppelte Einzelantriebe (z.B. elektronisches Getriebe) ersetzt werden sollen, ist das Lastverhalten von zentraler Bedeutung.

In Kap. 2 werden für einen Antrieb mit starrer Lastankopplung Kaskaden- und Zustandsregelungen ausgelegt und hinsichtlich des Verhaltens bei Lastmomentsprüngen simulatorisch verglichen.

Zum Schutz der Wechselrichters und Motors gegen Überströme wird in allen Fällen (-also auch bei Zustandsregelung-) ein Stromregelkreis mit P-I-Regler unterlagert. Dieser wird mit einer Abtastfrequenz von $1/T_{\text{abtast}} = 1/256\mu\text{s} = 3,9\text{kHz}$ berechnet. (Simulation und Versuchsaufbau). Die Parameter des Stromreglers werden so bemessen, daß sich der geschlossene Stromregelkreis näherungsweise wie ein PT_2 -Glied mit einer Dämpfung von 0,7 verhält. Für alle folgenden Reglerauslegungen wird dieser geschlossene Stromregelkreis vereinfachend durch ein PT_1 -Glied mit der Zeitkonstanten $T_{ix} = 2\text{ms}$ angenähert. Da diese kleinste Zeitkonstante das 8-fache der Abtastzeit T_{abtast} ist, werden die Reglerauslegungen im s-Bereich gemacht, während alle Simulationen und natürlich auch der Versuchsaufbau die abtastende Arbeitsweise der Regler beinhalten.

Als Vergleichsbasis für die unterschiedliche Regelungsstrukturen dient die klassische **Kaskaden-**Regelungsstruktur. Zur Verbesserung des Störverhaltens der Kaskaden-Regelung werden zwei Erweiterungen in den Vergleich mit einbezogen:

- 1) Kaskaden-Regelung mit Lastmomentbeobachter und
- 2) Kaskaden-Regelung mit „Schätzung“ des Lastmoments

Der momentenbildende Strom setzt sich aus dem Anteil zum Beschleunigen (i_{acc}) und dem Anteil i_{ml} zum Kompensieren des Lastmomentes zusammen. In beiden Fällen (Beobachtung bzw. „Schätzung“) wird i_{ml} ermittelt und dem Sollwert des momentenbildenden Stromes aufgeschaltet, wobei jeweils der Drehzahlregler als reiner P-Regler ausgeführt wird.

Unter der hier gemachten Annahme starrer Lastankopplung sowie der Messung der Drehzahl ist der Lastmomentbeobachter nur 1.-Ordnung. Für gute Ergebnisse ist der Rückführkoeffizient des Beobachters so zu wählen, daß die Zeitkonstante T_{Beob} 5 bis 10 mal kleiner als die Zeitkonstante des darüberliegenden, geschlossenen Drehzahlregelkreises wird.

Bei der „Schätzung“ wird zuerst der Strom i_{acc} durch näherungsweise Differenzieren des Drehzahlsignals unter Verwendung der Streckenparameter (C_1, J) gebildet, woraus dann i_{ml} als Differenz des gesamten momentenbildenden Stromes und i_{acc} folgt.

Der Kaskaden-Regelung mit obigen Aufschaltungen des dem Lastmoment entsprechenden Stromes wird die **Zustandsregelung** gegenübergestellt. Zustandsgrößen sind die Lage und die Drehzahl. Unter der hier gemachten Annahme starrer Lastankopplung kann als weitere Zustandsgröße entweder der momentenbildende Strom oder die Winkelbeschleunigung rückgeführt werden, wobei die Winkelbeschleunigung unmittelbar eine Lastmomentänderung anzeigt, aber nur schwierig und mit großen Störungen behaftet erfaßt werden kann. Diesen Zustandsrückführungen ist ein PI-Regler für die Lage vorgeschaltet, der stationär die Lageabweichung auf Null hält. Der I-Anteil dieses Reglers geht als vierte Zustandsgröße in den Entwurf des Zustandsreglers ein. Die Rückführkoeffizienten des Zustandsreglers werden durch Vorgabe eines vierfachen, reellen Poles festgelegt.

Zur Bewertung der unterschiedlichen Regelungen sind letztendlich die Anforderungen der konkreten Anwendung maßgeblich. In einigen Anwendungen lagegeregelter Antriebe ist das Maximum der Lageabweichung nach einem Lastmomentenstoß von ausschlaggebender Bedeutung, bei anderen Anwendungen interessiert mehr der Verlauf, insbesondere die Dauer des gesamten Ausgleichsvorganges. Daher werden in der Arbeit sowohl die Zeitverläufe (Lage, Drehzahl u. momentenbildender Strom) als auch das ITAE-Gütemaß der untersuchten Regelungen gegenübergestellt. Folgende Reglereinstellungen liegen dem Vergleich zugrunde: Bei den Kaskaden-Regelungen sollten die Parameter so gewählt werden, daß der geschlossene Lageregelkreis eine Dämpfung von $d_\theta = 0,7$ hat; das Verhalten bei $d_\theta = 1$ ist deutlich schlechter. Bei $d_\theta = 0,7$ hat das System einen komplexen Doppelpol, dessen Betrag das Reziproke der 2,8-fachen Ersatzzeitkonstanten des unterlagerten Stromregelkreises ist. Bei der Zustandsregelung wird ein reeller 4-fach Pol vorgegeben, dessen Betrag etwas größer als derjenige bei der Kaskaden-Regelung ist.

Wertet man die Zeitverläufe hinsichtlich der maximalen Lageabweichung aus und setzt die der klassischen Kaskaden-Regelung zu 100%, so folgt:

Regelung	rel. max. Lageabw
Kaskade mit Beobachter	ca. 20%
Kaskade mit Schätzer	ca. 20%
Zust. Reg. mit $d\omega/dt$ -Rückführung	ca. 30%
Zust. Reg. mit i -Rückführung	ca. 40%

Die Kaskade mit Beobachter oder Schätzer bringt hinsichtlich der maximalen Lageabweichung bessere Ergebnisse als die Zustandsregelung. Hinsichtlich der ITAE-Bewertung, bei der wieder der Wert für die klassische Kaskade zu 100% gesetzt wird, ändert sich die Rangfolge:

Regelung	$\int_0^{\infty} (\Theta^* - \Theta * t) dt$ bez. auf Kaskade
Zust. Reg. mit $d\omega/dt$ -Rückführung	ca. 23%
Zust. Reg. mit i -Rückführung	ca. 32%
Kaskade mit Beobachter	ca. 35%
Kaskade mit Schätzer	ca. 38%

Da die $d\omega/dt$ -Rückführung in der Praxis nur mit zusätzlicher Filterung eingesetzt werden kann, sind nur die drei letzten Regelungsarten aus obiger Tabelle direkt vergleichbar. Am günstigsten hiervon schneidet die Zustandsregelung ab, allerdings sind die Unterschiede nicht sehr groß.

Nachdem die obigen Untersuchungen auf Simulation basieren, wird in **Kapitel 3** der Versuchsaufbau beschrieben. Der Antriebsstrang besteht aus einer Asynchronmaschine mit angekuppelter Belastungs-Gleichstrommaschine, welche über einen netzgeführten Stromrichter gespeist wird. Die Asynchronmaschine wird von einem industriell gefertigtem Pulswechselrichter gespeist. In diesem hat Herr Probst die Original-Steuerung und -Regelung deaktiviert und statt dessen ein eigenes Signalprozessor-System implementiert. (TMS320C30)

Ein wesentlicher Teil der Arbeit ist mit **Kapitel 4** der Erfassung der Istwerte von Lage-Winkel (φ_{ist}), Winkelgeschwindigkeit (ω_{mech}) und ggf. Winkelbeschleunigung ($\dot{\omega}_{mech}$) gewidmet. Hierzu soll nur ein Geber, nämlich ein inkrementaler, photoelektrischer Lagegeber, der an das B-Wellenende der Asynchronmaschine angebaut ist, verwendet werden. Aus der Lageinformation dieses Gebers kann durch den Quotienten $\Delta\varphi/\Delta t$ ein Wert für die mittlere Winkelgeschwindigkeit im Abtastintervall ($\Delta t=256\mu s$) erhalten werden. Da das Abtastintervall relativ kurz ist, rufen bereits kleine Fehler in $\Delta\varphi$ schon relativ große Fehler in ω_{mech} hervor. Es kommt also darauf an, eine möglichst genaue Lageinformation zu erhalten. Wie bei Antrieben für Werkzeugmaschinen heute weitgehend üblich, wird ein Geber verwendet, der zwei um 90° phasenverschobene, sinusähnliche Ausgangssignale („Spursignale“) liefert, wobei im vorliegenden Fall bei einer Wellenumdrehung $k=5000$ (sinusähnliche) Ortsperioden durchlaufen werden. Durch Zählen der Nulldurchgänge der Spursignale wird eine grobe Lageinformation gewonnen, die Feininformation über die Lage innerhalb $1/4$ Ortsperiode wird bei ideal sinusförmigen Spursignalen $u_{spur,a}=\hat{u}_a*\cos(k*\varphi_{mech})$ und $u_{spur,b}=\hat{u}_b*\sin(k*\varphi_{mech})$ erhalten aus

$$j_{op} = \arctan\left(\frac{\hat{u}_a * \sin(k * j_{mech})}{\hat{u}_b * \cos(k * j_{mech})}\right)$$

also bei gleichen Amplituden $\hat{u}_a=\hat{u}_b$ $\varphi_{op}=k*\varphi_{mech}$. Diese allgemein verwendete Auswertemethode der Spursignale liefert schon recht gute Ergebnisse, allerdings sind in der Praxis die nichtidealen Eigenschaften des Gebers und der Signalverarbeitung, insbesondere bei sehr niedrigen Drehzahlen (Schleichdrehzahl, Losbrechen, Einlaufen in Zielposition) störend. Gesucht werden daher Verfahren zur Reduktion der Fehler.

H. Probst entwickelt zwei alternative Korrekturverfahren, die

- ein Modell des fehlerbehafteten Gebers und eine zugehörige Parameter-Tabelle und
- eine Korrekturtabelle

verwenden. Anhand der in der Literatur behandelten Fehlerursachen unterscheidet H. Probst Fehler, die sich auf alle Ortsperioden in gleicher Weise auswirken und solche, die periodenindividuell sind.

Das im ersten Korrekturverfahren benutzte Modell des fehlerbehafteten Gebers berücksichtigt:

- 1) die Amplitudenfehler der Spursignale
- 2) einen Winkel $\neq 90^\circ$ zwischen den Spursignalen
- 3) einen Gleichanteil in den Spursignalen.

Nicht im Fehlermodell berücksichtigt sind Oberschwingungen der Spursignale. Simulatorisch werden zunächst die Auswirkungen jeweils eines dieser drei Fehler dargestellt, wobei das berechnete Drehzahlsignal eine Schwingung enthält, die im Fall 1) und 2) doppelte Spursignalfrequenz und im Fall 3) die einfache Spursignalfrequenz hat. Die Fourieranalyse des während eines Auslaufversuches am realen Antrieb errechneten Verlaufes von ω_{mech} zeigt, daß die aufgrund des Fehlermodells erwarteten Frequenzen auch tatsächlich als die dominanten Oberschwingungen auftreten.

Da periodenindividuelle Fehler vorhanden sind, baut das Korrekturverfahren von Herrn Probst darauf auf, für jede der 5000 Ortsperioden einmal die Parameter 1) Amplitudenfehler, 2) Winkelfehler und 3) Gleichanteil zu bestimmen und diese nichtflüchtig im Antriebsrechner zu speichern. Bei der Korrektur wird dann online auf diese gespeicherten Werte zurückgegriffen. Zur Ermittlung der 5000 Parametersätze wird einmal (z.B. während der Inbetriebnahme) einem Auslaufversuch durchgeführt. Bei niedriger Drehzahl werden für eine volle Umdrehung mit 13 Abtastungen pro Ortsperiode Positionsmesswerte und daraus berechnete Geschwindigkeitswerte in einem Speicher abgelegt. Aus diesem Datensatz werden dann einmalig für jede Ortsperiode die Parameter 1)-3) mittels Minimierung der Fehlerquadratsumme identifiziert und im Speicher des Antriebsrechners hinterlegt. Im Normalbetrieb werden dann die gemessenen Spursignale mittels obiger Parameter periodenindividuell korrigiert und daraus dann ω_{mech} berechnet. Dies führt im Bereich kleiner Drehzahlen zu einer Reduktion des Fehlers in ω_{mech} auf rund die Hälfte des Wertes, der ohne diese Korrektur vorliegt, wie Bild 4.13 (S.53) zeigt. Die damit nicht korrigierten Fehler sind teils durch Vernachlässigung von Oberschwingungen in den Spursignalen und teils durch statistische Störeinflüsse erklärbar.

Für das zweite Korrekturverfahren werden ebenfalls in einem Auslaufversuch über eine volle Umdrehung mit hoher Abtastfrequenz die gemessenen Positionswerte in einem Speicher abgelegt. Anschließend werden diese Werte durch ein nicht-rekursives Filter geglättet. Die geglätteten Werte werden als die wahren Positionswerte angesehen, und die Abweichung zwischen geglätteten und Original-Werten in einer Korrekturtabelle abgelegt. Diese umfaßt 64k Werte à 24bit, also 192k Byte. Im Normalbetrieb wird dann durch lineare Interpolation der zum gemessenen Positionswert gehörende Korrekturwert gefunden. Beide Korrekturverfahren erreichen eine ähnliche Reduktion der Fehler, das erste bedingt mehr Rechenaufwand, das zweite mehr Speicheraufwand.

Kapitel 5 behandelt die Realisierung der feldorientierten Maschinenregelung sowie der überlagerten Kaskaden- bzw. Zustandsregelung. Wie allgemein üblich, wird zur Beschreibung der Asynchronmaschine ein rotierendes Koordinatensystem verwendet, dessen y-Achse in Richtung des Raumzeigers der Läuferflussverkettung \underline{Y}_2 zeigt ($\underline{Y}_{2x}=0$). Bei konstantem Betrag $|\underline{Y}_2|=\text{const.}$ steht der Raumzeiger der induzierten Läuferstromspannung \underline{e}_2 senkrecht auf \underline{Y}_2 d.h. $\underline{e}_{2y}=0$. Zur Bestimmung des Winkels γ_1 mit dem das Koordinatensystem rotiert, wird -wie auch bei Vorgängerarbeit (Diss Schierling, 1987)- ein geschlossener Regelkreis verwendet, der über den gemessenen Läuferstellungswinkel γ_m und über das Integral der berechneten Läuferfrequenz $\omega_{2,\text{rech}}=-R_2 \cdot \dot{\gamma}_m / \underline{Y}_{2y}$ vorgesteuert wird. Da obiges $\omega_{2,\text{rech}}$ aufgrund des temperaturabhängigen Läuferwiderstandes fehlerhaft sein kann, liefert ein Regler die Korrekturgröße ω_{2k} dazu. Dieser Regler regelt die y-Komponente von \underline{e}_2 auf Null, d.h. $\underline{e}_{2y}=0$. Dazu wird der Istwert der induzierten Läuferstromspannung benötigt. In der Vorgängerarbeit wurde von den gemessenen Klemmenspannungen die ohmschen und induktiven Spannungsabfälle abgezogen um die induzierte Läuferstromspannung zu erhalten, wobei zur Bestimmung des induktiven Spannungsabfalls der gemessene Strom (analog) differenziert wurde. Die so rekonstruierte induzierte Läuferstromspannung zeigt bei jeder Schalthandlung des Wechselrichters einen Einschwingvorgang, der teils auf die Frequenzabhängigkeit der Streuinduktivität, teils aber auch auf die endliche Einschwingzeit realer Differenzierer zurückgeht. Bei der niedrigen Wechselrichter-Schaltnfrequenz von 1kHz in der Diss. Schierling ist obiger Einschwingvorgang kurz genug um noch zwischen den Schalthandlungen den eingeschwungenen Wert für die Weiterverarbeitung abtasten zu können. Der von H. Probst benutzte Wechselrichter arbeitet mit einer Schaltnfrequenz von 10kHz. Bei dieser Frequenz stört obiger Einschwingvorgang erheblich, so daß ein neuer Weg zur Ermittlung der induzierten Läuferstromspannung benötigt wird. H. Probst geht davon aus, daß die induzierten Läuferstromspannungen unabhängig von den durch die Schalthandlungen des Wechselrichters erzeugten Stromüberschwingungen sind. Weiterhin wird unterstellt, daß Steuersatz und Wechselrichter die geforderten Ständerstromspannungen korrekt realisieren, so daß auf die Messung der überschwingungsbehafteten Ständerstromspannungen verzichtet wird und statt dessen die rechnerinternen Sollwerte verwendet werden. Zur Rekonstruktion der induzierten Läuferstromspannungen und für die Stromregelung werden dann noch die von den wechselrichterbedingten Oberschwingungen befreiten Ständerströme benötigt. Hierzu werden „geschaltete Kapazitätsfilter“ vierter Ordnung mit Eckfrequenzen zwischen 1 bis 1,5kHz eingesetzt. Die für die Grundschwingung dadurch entstehende Phasennacheilung wird bei den ohnehin notwendigen Koordinatentransformationen durch Hinzufügen des von der momentanen Grundfrequenz abhängigen Winkels γ_{Filter} kompensiert.

Im weiteren Verlauf dieses Kapitels werden die bereits in Kap. 2 verwendeten Reglereinstellungen hergeleitet. Am Versuchsaufbau realisiert wird die klassische Kaskaden-Regelung und die Zustandsregelung. Die experimentellen Ergebnisse dazu werden in Kap. 6 diskutiert. Wie sich zeigte, weicht der reale Versuchsaufbau von den Annahmen bei der Simulation in folgenden Punkten ab:

- 1) Um im ersten Schritt das Führungsverhalten zu beurteilen, wurde die Asynchronmaschine (ASM) ohne angekuppelte Belastungs-Gleichstrommaschine (GM) verwendet. Der Inkrementalgeber ist über eine Metallbalg-Kupplung an die Asynchronmaschine angekuppelt. Die Torsions-Eigenfrequenz von $f_{\text{Geber}} \approx 640\text{Hz}$ wird bei schnellen Momentenänderungen angeregt.
- 2) Zur Untersuchung des Störverhaltens wird die GM über eine möglichst torsionssteife Kupplung angekuppelt. Die im Vergleich zur Kupplung wesentlich dünneren Wellenden von GM und ASM bilden zusammen mit dieser ein schwingungsfähiges System, dessen Eigenfrequenz bei $f_{\text{Kuppl}} \approx 330\text{Hz}$ liegt.
- 3) Die GM wird von einem 6-pulsigen netzgeführten Stromrichter gespeist. Damit kann kein „Drehmomenten-Sprung“ als Störangeregung erzeugt werden, sondern der Gleichstrom und damit das Belastungsmoment bauen sich näherungsweise rampenförmig auf.
- 4) Stationär hat das Belastungsmoment eine Oberschwingung von $f_{6\text{-puls}} = 6 \cdot 50\text{Hz} = 300\text{Hz}$ welche sehr dicht bei f_{Kuppl} liegt.

Zunächst wird das Führungsverhalten untersucht. Die klassische Kaskaden-Regelung ist hinsichtlich des Führungsverhaltens -im Gegensatz zum Störverhalten- mindestens ebenbürtig zur Zustandsregelung (Bild 6.5). Der Übergangsverlauf bei der Zustandsregelung ist deutlich unruhiger, was auf die Anregung von f_{Geber} schließen läßt.

Das Störverhalten von klassischer Kaskade und Zustandsregelung (momentenbildender Strom als Zustandsgröße) wird in Bild 6.7 gegenübergestellt und mit Simulationsergebnissen verglichen. Da im Experiment ein Sprung des Lastmoments nicht möglich ist, ist der Verlauf der gemessenen Lageabweichung flacher als der simulierte. Wird der 4-fach Pol der Zustandsregelung stark negativ ($\lambda_{1,4} = -170$), so enthält Positionsverlauf eine deutliche Oberschwingung mit der Frequenz f_{Kuppl} . Hinsichtlich der Rückführung der Winkelbeschleunigung anstelle des momentenbildenden Stromes als Zustandsgröße liegen beim Versuchsaufbau leider besonders ungünstige Verhältnisse vor, da die Eigenfrequenz der Geberankupplung nahezu eine Oberschwingung der Lastkupplung ist ($f_{\text{Geber}} \approx 2 \cdot f_{\text{Kuppl}}$). Um am Versuchsaufbau überhaupt mit der Rückführung der Winkelbeschleunigung stabilen Betrieb zu ermöglichen, mußte die Winkelbeschleunigung zusätzlich mit 2ms geglättet werden. Aufgrund dieser zusätzlichen Glättung wird das Verhalten bei Rückführung der Winkelbeschleunigung eher schlechter als bei Rückführung des momentenbildenden Stromes.

P. Mutschler