

Neue Regelalgorithmen für eine Mikrorechner-Steuerung von Synchron-Servo-Antriebssystemen

D. Naunin, D. Hetzel

Zusammenfassung:

Die Automatisierung erfordert hochdynamische Servoantriebe. Gleichstromantriebe werden seit einiger Zeit von Synchron- und Asynchronantrieben verdrängt. Aufgrund höherer Zuverlässigkeit und Flexibilität werden neueste Regler rein digital ausgeführt. Sie erlauben Regelalgorithmen, die in analogen Reglern z. T. nicht möglich sind. Dieser Beitrag zeigt, welche Unterschiede zwischen Kaskaden- und Zustandreglern bestehen und wie eine Kombination beider Regler zu optimalem dynamischem Verhalten bei Synchron-Servoantrieben führt.

1. Einleitung

In der Automatisierungstechnik sind für viele Bewegungsvorgänge Elektromotoren als Servoantriebe erforderlich. Der Roboter dokumentiert dies am deutlichsten. Aufgrund ihrer leichten Regelbarkeit sind Gleichstrommotore mit analogen Strom- und Drehzahlreglern am häufigsten eingesetzt. Die überlagerte Lageregelung ist meistens digital.

Die Gleichstrommotore einerseits und die analogen Regler andererseits werden zunehmend durch Drehstrommotore und rein digitale Regler ersetzt. Synchronmotore sind wesentlich kleiner und leichter und haben häufig auch eine kleinere mechanische Zeitkonstante, wodurch sie dynamischer werden. Digitale Regler sind zuverlässiger und flexibler, wodurch andere und günstigere Regelalgorithmen eingesetzt werden können. Heutige Mikrorechner sind in der Lage, selbst bei Zeitkonstanten im ms-Bereich elektrische und mechanische Zeitkonstanten liegen heute z. T. unter 10 ms - komplexe Regelalgorithmen zu bearbeiten und trotzdem Abtastzeiten von 1 ms und weniger zuzulas-

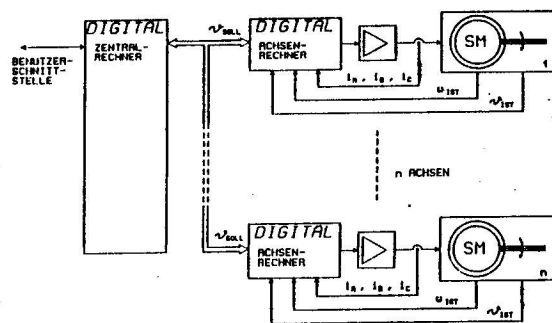


Bild 1: Roboter-Steuersystem

sen. Im folgenden soll am Aufbau eines Synchron-Servoantriebs mit rein digitalem Regler das Regelverhalten dieses Systems beschrieben werden.

2. Aufbau eines Synchron-Servoantriebs

Am Institut für Elektronik werden Roboter mit Gleichstrom-, Synchron- und Asynchronmotoren untersucht. Ziel ist es, einheitliche Steuerkonzepte zu erarbeiten, die auf alle 3 Motortypen bei nur geringen Hardware- und Softwareänderungen anwendbar sind. Dabei soll jeder Antriebsachse eines Roboters ein Achsenrechner zugeordnet werden, der nur seinen Lagesollwert von einem übergeordneten Bahnrechner erhält (Bild 1) [1]. Auch gemischte Strukturen mit den neuerdings erhältlichen Transputern sind möglich [2] [3]. Achsenrechner und Motor zusammen mit dem Leistungsstellmodul können dann als "intelligenter Motor" bezeichnet werden [4]. Z.Zt. sind die Arbeiten an einem Synchron-Servoantrieb (1,15 kW) mit Leistungsmosfet's (500 V, 56 A) und dem Mikrocontroller INTEL 8096 als dem wichtigsten Baustein im Achsenrechner [5] kurz vor dem Abschluß. Der 8096 enthält verschiedene On-Chip-Peripherie-Bausteine wie serielle und parallele Ports, programmierbare Hochgeschwindigkeits-Ein- und-Ausgänge, einen A/D-Wandler und einen PWM-Ausgang. Hinzukommen ein Taktgenerator, mehrere Timer und eine Interrupt-Logik.

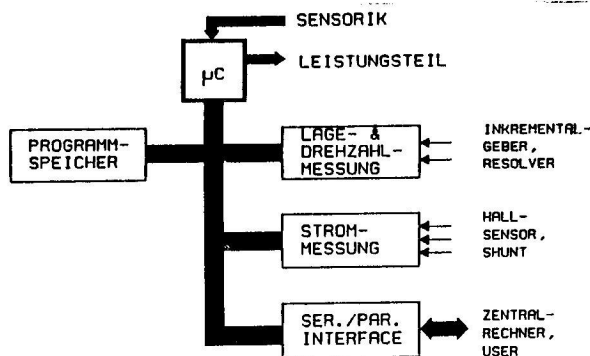


Bild 2: Blockdiagramm eines Mikrocontrollers

Zur Regelung sind Sensoren notwendig, die die Zustandsgrößen Strom, Drehzahl und Lage erfassen (Bild 2). Der Strom wird über einen Widerstand in eine Spannung umgewandelt, die wiederum in einem VCO (Voltage Controlled Oscillator) in eine Frequenz umgeformt wird und dadurch von einem Zähler digital erfaßt werden kann. Eine Strommessung mit Hilfe eines Hallsensors ist auch möglich. Ein Drehzahlgeber erübrigt sich, weil aus den Lageimpulsen die Drehzahl berechnet werden kann. Die Lage ist entweder über einen Resolver oder über einen Inkremental-Lagegeber je nach den Erfordernissen erfassbar. Untersuchungen [6] haben ergeben, daß bei Betrachtung der Auflösungsfähigkeit Resolver keine bessere Auflösung als 13 bit erreichen; das entspricht 8096 Inkremente pro Umdrehung. Ein Inkrementalgeber mit mehr als 2000 Impulsen pro Umdrehung und elektronischer Vervielfachung hat demnach eine bessere Auflösung als ein Resolver.

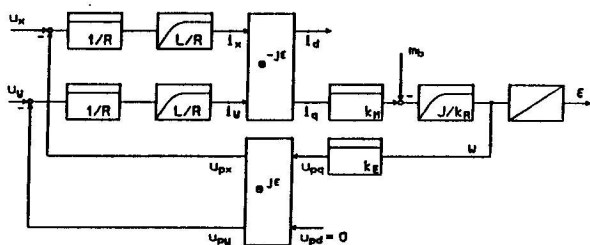


Bild 3: Blockdiagramm für die SM im statorbezogenen Koordinatensystem

3. Mathematisches Modell der Synchronmaschine

Die untersuchte Synchronmaschine hat eine dreiphasige Ständerwicklung und einen 8-poligen Scheibenläufer mit SmCo₅-Magneten und folgende Daten:

Leistung	P = 1150 W
Drehmoment	M = 3,6 Nm
Maximale Drehzahl	n = 6000 min ⁻¹
Mechanische Zeitkonstante	T _m = 3,9 ms
Elektrische Zeitkonstante	T _{el} = 2,8 ms

Für die Berechnung wird der Läuferfluß als konstant und die Luftspaltinduktivitäten als gleichgroß angenommen. Die Grundgleichungen für das dynamische Verhalten ergeben sich in Raumzeigerschreibweise im

statorbezogenen Koordinatensystem zu:

$$\vec{u}_s = L \frac{d\vec{i}_s}{dt} + R \vec{i}_s + \vec{u}_p \quad (1)$$

$$\vec{u}_p = \frac{d\epsilon}{dt} j\psi_p = \frac{d\epsilon}{dt} jk_E e^{j\epsilon} \quad (2)$$

mit $k_E = |\psi_p|$ und dem Winkel ϵ zwischen Stator und Rotor. Bild 3 gibt das Blockdiagramm für diese Gleichungen wieder. Die Raumzeigerkomponenten sind mit x und y indiziert.

Transformiert man Gl.(1) und (2) in das rotorfixe Koordinatensystem mit den Achsen d und q , erhält man die bekannten Gleichungen einschließlich der Bewegungsgleichung für die SM:

$$\frac{L}{R} \frac{di_d}{dt} + i_d = \frac{u_d}{R} + \frac{L}{R} \omega i_q \quad (3)$$

$$\frac{L}{R} \frac{di_q}{dt} + i_q = \frac{u_q}{R} - \frac{L}{R} \omega i_d - \frac{k_E}{R} \omega \quad (4)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = k_m i_q - m_L - k_r \omega \quad (5)$$

Aufgrund der Multiplikationen von Zustandsgrößen miteinander ist dieses Differentialgleichungssystem nichtlinear. Man kann es linearisieren durch folgende Spannungsdefinition:

$$\vec{u}_R^* = \vec{u}_R - j\omega L \vec{i}_R - j\omega k_E \quad (6)$$

Mit Gl.(6) erhalten die Gl.(3) und (4) folgende Form, die aufgespalten im Blockdiagramm von Bild 4 wiedergegeben ist:

$$\vec{u}_R^* = R \vec{i}_R + L \frac{d\vec{i}_R}{dt} \quad (7)$$

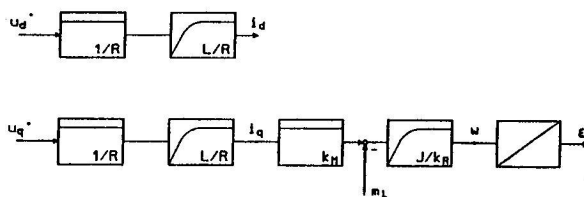


Bild 4: Linearisiertes Modell der SM

4. Reglerstrukturen

Die allgemeine Reglerstruktur gibt Bild 5 wieder. Die Eingangsgrößen für den digitalen Regler sind die Zustandsgrößen ω, ϵ und sowie der Lagesollwert ϵ_{soll} . Ausgangsgröße ist der Spannungsraumzeiger $\vec{u}_R$.

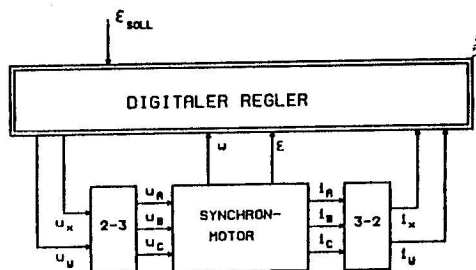
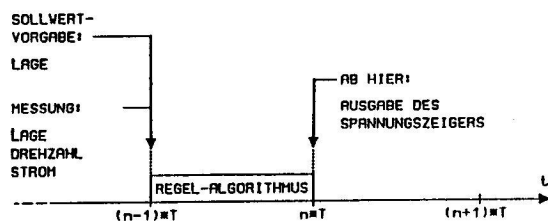


Bild 5: Allgemeine Reglerstruktur

Wie sieht nun die innere Struktur des Reglers aus? Am bekanntesten ist der Kaskadenregler, der in diesem Fall einen inneren Stromregelkreis und ihm jeweils überlagert einen Drehzahl- und einen Lageregelkreis hat. Seine Vorteile sind:

- Stufenweise Berechnung und Inbetriebnahme des Reglers
- Möglichkeit der Begrenzung der Zustandsgrößen.

Vor allem der erste Punkt setzt aber voraus, daß die Zeitkonstanten, von innen nach außen zunehmend, sehr unterschiedlich sind,



**Bild 6: Vereinfachtes Zeitdiagramm
des digitalen Reglers**

was hier nicht gegeben ist. Nach einem Soll-Lagesprung vergeht dabei sehr viel Zeit, bis der notwendige Stromsollwert gebildet wird. Der Zustandsregler verbessert dieses Verhalten dadurch, daß alle 3 Zustandsgrößen gleichzeitig die Stellgröße bestimmen. Er hat allerdings die Nachteile, daß seine Berechnung wesentlich komplizierter und eine Zustandsgrößenbegrenzung nicht möglich ist.

Der hier entworfene Regler versucht nun, die Vorteile beider Regler zu vereinen. Man könnte ihn als kaskadierten Zustandsregler bezeichnen, da er einen inneren Stromregelkreis - mit Strombegrenzungsmöglichkeit - und einen äußeren Zustandsregler hat.

Aufgrund der endlichen Rechenzeit für den Regelalgorithmus muß beim Entwurf des Reglers eine Totzeit berücksichtigt werden, die praktisch der Abtastzeit $T = 1 \text{ ms}$ entspricht. Das vereinfachte Zeitdiagramm zeigt Bild 6.

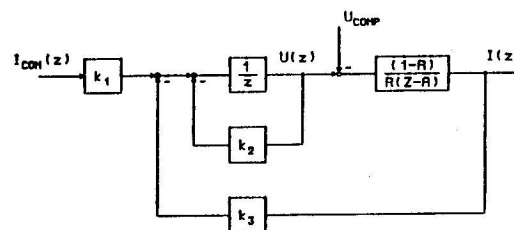


Bild 7: Blockdiagramm des Stromreglers

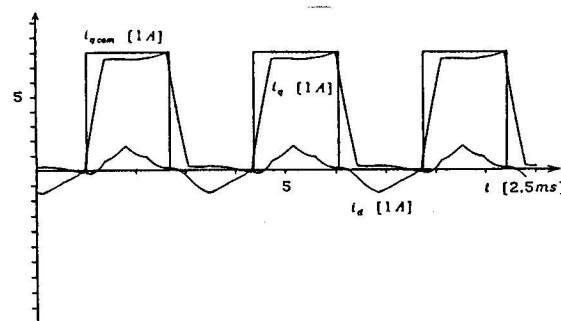


Bild 8: Stromverlauf nach Sollwertsprüngen

5. Stromregler

Der Stromregler kann im Stator- oder im rotorbezogenen Koordinatensystem entworfen werden. Beides wurde miteinander verglichen.

Die Struktur dieses Reglers wird in folgender Weise entworfen: Ausgehend von Gl.(7) kann für jede Stromkomponente im rotorbezogenen Koordinatensystem folgende Lösung gefunden werden:

$$i_{n+1} = A i_n + \frac{1-A}{R} u_n \quad (8)$$

mit $A = e^{-TR/L}$

Die Übertragungsfunktion für das System lautet demnach:

$$T_E(z) = \frac{I(z)}{U(z)} = \frac{1-A}{R(z-A)} \quad (9)$$

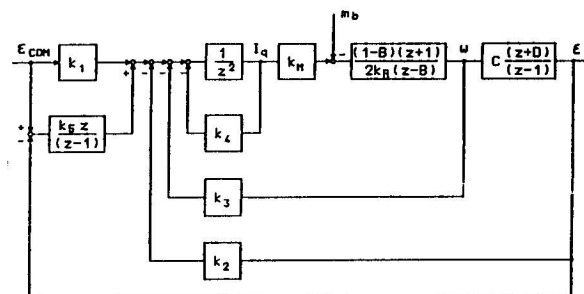


Bild 9: Blockdiagramm des Zustandsreglers

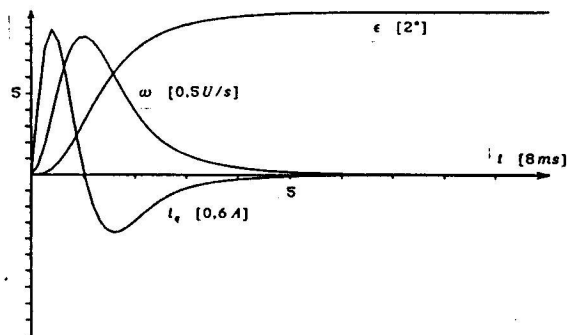


Bild 10: Simulation des Verhaltens nach einem Soll-Lagesprung

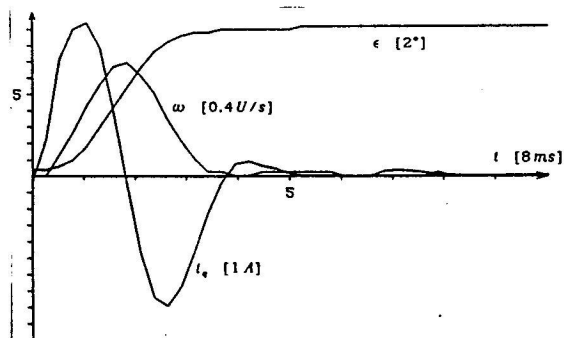


Bild 11: Messung des Verhaltens nach einem Soll-Lagesprung

Bild 7 zeigt das Blockdiagramm des Stromreglers unter der Annahme, daß wegen der durch die Rechenzeit bewirkten Totzeit eine Rückführung des Spannungswertes notwendig ist.

Das Resultat der Simulation des Stromverhaltens nach einem Sollwertsprung der drehmomentbildenden q-Komponente ist in Bild 8 enthalten. Die d-Stromkomponente wird beeinflusst. Führt man eine ähnliche Untersuchung für eine Stromregelung im statorbezogenen System - d.h. mit den wirklichen Strömen - durch, ist diese Beeinflussung wesentlich geringer, weil nicht linearisiert werden muß. Zur Implementierung in einem Mikrocontroller ist jedoch wegen der notwendigen Transformationen eine höhere Rechenleistung notwendig. Da der 8096 diese Leistung noch aufbringen konnte, wurde die Statorstromregelung implementiert.

6. Lage- und Drehzahlregelkreis

Führt man ausgehend von Gl.(5) eine ähnliche Berechnung des Regelverhaltens wie für den Stromregler durch [3], erhält man unter der Voraussetzung, daß der Stromregler ein Dead-Beat-Verhalten hat und der gesamte Regler nun ein Zustandsregler ist, das in Bild 9 aufgezeichnete Blockdiagramm.

7. Ergebnisse

Auf der Basis des in Bild 9 gezeigten Reglers und der Berechnung der k-Faktoren nach dem Polvorgabe-Verfahren wurden eine Simulation (Bild 10) und eine Messung eines

Soll-Lagesprungs an der Maschine (Bild 11) durchgeführt. Sie zeigen eine gute Übereinstimmung. An der Verbesserung der Sprungantwort wird z.Zt. gearbeitet.

Literaturhinweise

- [1] Cevik, K., Reuss, H.-Chr., Naunin, D.: Vollständig digitale Regelung von Roboterantrieben ohne Tachogenerator. Intern. Wiss. Konferenz, TU-Karl-Marx-Stadt 1986
- [2] Reuss, H.-Chr., Sechelmann, Chr., Naunin, D.: Vergleich von Mikrorechnerstrukturen zur Steuerung von hochdynamischen Servoantrieben mit Synchronmotoren. 10. Internationale Fachtagung Industrielle Automatisierung - Automatisierte Antriebe, TU-Karl-Marx-Stadt, Febr. 1989
- [3] Beierke, S., Sechelmann, Chr., Reuss, H.-Chr., Naunin, D.: Control of AC-servodrives by microcontrollers and transputer networks - a comparison. Proc. of EPE-European Conference of Power Electronics and Applications, Aachen, Okt. 1989
- [4] Naunin, D.: Der intelligente Motor - Möglichkeiten der zukünftigen Entwicklung von Antriebssystemen. Intern. Wiss. Techn. Tagung "Ein Jahrhundert industrieller Elektromaschinenbau", Dresden, Juni 1988
- [5] Herold, J., Reuss, H.-Chr., Naunin, D.: Ein-Chip-Mikrorechner steuert Synchronservoantrieb. Elektronik (1989), H.7, S. 129-136
- [6] Reuss, H.-Chr., Anton, R., Naunin, D.: Speed and position detection for servodrives by resolvers and incremental encoders. Proc. of ICEM, Pisa, Sept. 1988

Prof. Dr.-Ing. D. Naunin
Cand.ing. D. Hetzel
Technische Universität Berlin
Institut für Elektronik
Einsteinufer 17
D-1000 Berlin 10