

E. Flach : „Direkte Drehmomentmittelwertregelung einer Induktionsmaschine“

Darmstädter Dissertation 1999 (Zusammenfassung)

Zur hochdynamischen Regelung der Asynchronmaschine sind seit [Has68] und [Bla71] zahlreiche Ausgestaltungen der „Feldorientierten Regelung“ (FOR) entwickelt worden. Die FOR bildet die Drehfeldmaschine gedanklich durch eine Transformation auf eine Gleichstrommaschine ab und wendet auf dieses Abbild die bewährte Regelung für Gleichstrommaschinen an. Ein anderer Ansatz, [For73], leitet die Umschaltzeitpunkte im Wechselrichter direkt aus dem Vektor des Ständerflusses her, derart, daß dieser stationär auf einem Sechseck in der ruhenden α - β -Ebene geführt wird.

Die Abbildung auf die bekannte Gleichstrommaschine (FOR) ist so einleuchtend, daß die zeitnah dazu angegebene direkte Ständerflußregelung zunächst keine Beachtung fand. Erst mit den Arbeiten [Dep85], [Tak86] erfuhr obiger Ansatz die entscheidende Fortentwicklung zur „Direkten Selbstregelung“ (DSR) bzw. zu „Direct Torque Control“ (DTC). Dabei wird **direkt** die Beziehung für das **Drehmoment** der Drehfeldmaschine (ohne Abbildung auf eine Gleichstrommaschine) betrachtet und die Auswahl aus den 8 möglichen Schaltzuständen des U-Wechselrichters so getroffen, daß das Drehmoment in einem gewünschten Hystereseband gehalten wird. Charakteristische Eigenschaften sind:

- 1) **Variable Schaltfrequenz.** (Durch zusätzliche Schaltfrequenzregelung kann nur im Mittel konstante Schaltfrequenz erreicht werden).
- 2) zeitkontinuierliche (= **analoge**) Realisierung.

Beide Eigenschaften sind unerwünscht. Eine konstante Schaltfrequenz hat zahlreiche Vorteile und moderne Antriebsregelungen werden zeitdiskret (=digital) realisiert.

In Kap. 2.3 zeigt Herr Flach, daß bei einer zeitdiskreten Realisierung von [Tak86] die Abtastzeit deutlich unter der Zeit liegen muß, in der das Moment das Hystereseband durchlaufen kann. Für die in der Arbeit verwendete streuungsarme Asynchronmaschine würde dies auf eine Abtastzeit von $\approx 5\mu\text{s}$ führen, was eine völlig unpraktikabel hohe Rechnerleistung erfordern würde. Um sowohl

dieses Problem zu lösen, als auch eine konstante Schaltfrequenz zu erzeugen, entwickelt Herr Flach in der vorliegenden Arbeit das Verfahren der „Direkten Drehmomentmittelwertregelung“

In Kapitel 3.1 wird zunächst das Verfahren [Tak86] in seinen Grundzügen dargestellt. Für eine zeitdiskrete Realisierung sind zwei wesentliche Änderungen des bekannten Verfahrens erforderlich:

1. Die Einschaltzeitpunkte der Spannungsvektoren werden **äquidistant** festgelegt. Damit ergibt sich a priori eine feste Schaltfrequenz, während der Momenten-Ripple (Hysteresebreite) Arbeitspunktabhängig ist. Im Gegensatz dazu hat das Originalverfahren [Tak86] primär eine variable Schaltfrequenz und einen konstanten Momenten-Ripple.

2. Um auch die bei streuungsarmen Maschinen die notwendigen, sehr kurzen Einschaltzeiten realisieren zu können, wird immer ein Intervall mit **zwei** Schaltzuständen, einem Spannungsvektor (SV_1 - SV_7 Betrag: $2U_d/3$) und einem Nullvektor (NV_0 oder NV_8 , Betrag 0) betrachtet. Für ein derartiges Intervall wird im Voraus festgelegt, welche Vektoren wie lange eingeschaltet werden.

Im Folgenden werden dann zwei Möglichkeiten der Momentenregelung behandelt. Die spezifischen Vor- und Nachteile beider Verfahren führen dazu, daß beide Möglichkeiten im Programm eingebaut werden und entsprechend der Situation angewendet werden.

In Kapitel 3.2 wird das zunächst naheliegende Verfahren der Flächengleichheit behandelt. Ziel ist es, die Umschaltung zwischen Spannungsvektor und Nullvektor so festzulegen, daß im Zyklus der Mittelwert des Momentes gleich dem Sollwert wird. Dieses Verfahren hat jedoch dann eine störende Eigenschaft, wenn bei höheren Drehzahl der Betrag der Momentensteigung beim Spannungsvektor kleiner als der beim Nullvektor wird. Dann kommt es zu dem in Kapitel 3.5.2 beschriebenen Zustand, daß die Extrema des Momentes zu den Schaltzeitpunkten sich so weit aufschaukeln bis eine Schwingung über 2 (statt einem) Zyklen erreicht ist. Es wird also hier die Schaltfrequenz halbiert und der Momenten-Ripple verdoppelt, zusätzlich tritt

eine bleibende Mittelwertabweichung auf. Gegen diese negativen Eigenschaften wurden zwar auch Abhilfemaßnahmen entwickelt, ein besserer Weg besteht jedoch in dem alternativen „Endwertverfahren“ nach Kapitel 3.3. Beim Endwertverfahren wird ausgehend von einem beliebigen Anfangswert des Drehmoments am Zyklusbeginn, die Umschaltung zwischen Spannungs- und Nullvektor so plaziert, daß am Ende des Zyklusses ein Moment vorliegen wird, welches dann für die folgenden Zyklen Stationärbetrieb ergibt, falls der Momentensollwert unverändert bleibt. Man verzichtet also darauf, daß bereits im ersten Zyklus nach einer Sollwertänderung der Mittelwert des Istmomentes gleich dem Sollmoment wird, man begnügt sich damit, daß dies im zweiten und allen folgenden Zyklen der Fall sein wird. Dafür vermeidet man aber die beim Mittelwertverfahren negativen Eigenschaften.

Eine besondere Situation ergibt sich dann, wenn bei sehr niedrigen Drehzahlen die berechnete Einschaltdauer h_{sv} kleiner als die vom Umrichter her vorgegebene Mindesteinschaltzeit h_{min} wird. Würde man in diesem Fall für $h_{sv} < \frac{1}{2} h_{min}$ auf $h_{sv}=0$ abrunden, dann ergibt sich die in Bild 39 gestrichelte Situation, bei der eine bleibende Mittelwertabweichung im Drehmoment auftritt. Bei diesen sehr niedrigen Drehzahlen liefert das Verfahren der Flächengleichheit die besseren Ergebnisse. In der Implementierung bedeutet dies jedoch, daß zunächst mit Hilfe des Endwertverfahren die Einschaltzeit ermittelt wird, wenn diese kleiner als die Mindesteinschaltzeit wird, dann wird die Berechnung der Umschaltzeit erneut, jetzt aber nach dem Ansatz der Flächengleichheit durchgeführt. Dies verursacht allerdings zusätzliche Rechenzeit, was in einer Abwägung von Aufwand und Nutzen zu berücksichtigen ist.

Bisher wird davon ausgegangen, daß zu Beginn eines Zyklusses zunächst ein Spannungsvektor und daran anschließend ein Nullvektor eingeschaltet wird. Dies ist aber willkürlich, es gibt Situationen in denen eine Umkehrung dieser Reihenfolge die besseren Ergebnisse liefert. Dies ist zum Beispiel dann der Fall, wenn sich der Momentensollwert in die Richtung verändert hat, in die der Nullvektor das Moment bringen wird. Dann ist es unsinnig zuerst durch einen Spannungsvektor das Moment in die entgegengesetzte Richtung zu bewegen um es anschließend erst mit dem Nullvektor in die Richtige Richtung zu bringen. Eine andere Situation, in der die

Schaltreihenfolge umzukehren ist, ergibt sich dann, wenn der Flußregelung gegenüber der Drehmomentenregelung Priorität eingeräumt werden muß.

Zur Entscheidung, ob die normale oder inverse Schaltreihenfolge anzuwenden ist, müssen für beide Fälle prädictiv die Regel-Fehler-Flächen ermittelt werden und diejenige Schaltreihenfolge genommen werden, die zur kleineren Fehler-Fläche führen wird.

Zur „Implementierung des Drehmomentenreglers“ nach Kapitel 3.5 ist folgendes voraus zu schicken:

In einem Zyklus wird immer ein Spannungsvektor und ein Nullvektor eingeschaltet. Welcher Spannungsvektor genommen wird, hängt davon ab wie die Bedürfnisse des Drehmomentreglers und des Flußreglers befriedigt werden können. Um hier einen Kompromiß zwischen den beiden Reglern finden zu können müssen grundsätzlich immer mehrere Spannungsvektoren in Betracht gezogen werden. Die Gesamtmenge aller prinzipiell vorhandenen Spannungsvektoren wird in zwei Gruppen von je drei Vektoren eingeteilt. Dies sind eine „positive“ Gruppe, die aus dem Vektor, der im gleichen Sektor wie der momentane Ständerflußvektor liegt sowie den beiden je um 60° voreilenden Vektoren besteht. Entsprechend enthält die „negative“ Gruppe den erstgenannten Vektor sowie die beiden je um 60° nacheilenden Vektoren.

Zunächst ist eine Vorauswahl zu treffen, welche der beiden Dreiergruppen im Weiteren zu Grunde gelegt wird. Diese Vorauswahl basiert auf folgender Überlegung:

Am Ende des Zyklusses soll das Moment um die Hälfte der sogenannten „virtuellen Hysteresis“, die beim Endwertverfahren berechnet wird, unterhalb des Sollwertes liegen. Wenn dieser Wert kleiner ist als ein Wert, der durch alleiniges Einschalten des Nullvektors während der gesamten Zykluszeit erreicht würde, dann fällt die Vorauswahl auf die negative Gruppe, ansonsten auf die positive Gruppe. Die endgültige Auswahl eines Mitgliedes aus der vorausgewählten Gruppe geschieht in Interaktion zwischen Drehmoment - und Flußregler.

In Kapitel 4 wird die Flußregelung behandelt. Wie auch schon aus der Literatur bekannt, ist die Flußregelung, insbesondere bei sehr niedrigen Drehzahlen, für die direkte Momentenregelung ein nicht ganz einfaches Problem. So wird zum Beispiel die „Direkte Selbstregelung“ (DSR) von Depenbrock bei niedrigen Drehzahl verlassen und zu einer

indirekten Selbstregelung (ISR), d.h. einem Pulsbreitenmodulator basierten Verfahren übergegangen. In der vorliegenden Arbeit wird jedoch im gesamten Bereich das direkte Regelverfahren beibehalten. Zur Aufrechterhaltung des Flusses auch bei Stillstand ist es grundsätzlich erforderlich auch den radial nach außen zeigenden Spannungsvektor gelegentlich zu benutzen, selbst wenn dieser das Drehmoment entgegengesetzt zum Wunsche des Drehmomentreglers beeinflussen sollte. Eines der Ziele die Herr Flach mit seiner sehr sorgfältigen Auswahl des geeigneten Spannungsvektors erreicht, ist, daß die Zustände, in denen der Drehmomentregler nicht befriedigt wird, auf ein absolutes Minimum beschränkt bleiben. In der Regel bestimmt der Drehmomentregler die Einschaltdauer eines Spannungsvektors. Man kann sich nun vereinfachend vorstellen, daß der Drehmomentregler nach dem Endwertverfahren zunächst für alle drei Vektoren aus der Vorauswahl die Einschaltdauer bestimmen würde. Daraufhin könnte der Flußregler den Verlauf des Ständerflußbetrages für diese drei Fälle vorausberechnen. Die Auswahl des tatsächlich zu nehmenden Spannungsvektors orientiert sich daran, welcher dieser Vektoren den Ständerfluß am besten beim Sollwert hält. In die Auswahl fließen aber noch weitere Bedingungen ein, zum Beispiel soll vermieden werden, daß zwischen stark flußaufbauenden und stark flußabbauenden Vektoren hin und her geschaltet wird. Daher wird eine Entscheidungsstruktur aufgebaut, die eine Klassifizierung in folgende Zustände durchführt:

1. „Normalbetrieb“ mit einer Entscheidung zwischen dem flußaufbauenden (60°) und dem abbauenden (120°) Vektor.
 2. „Flußstützung erwägen“ mit der Entscheidung zwischen dem radialen Vektor und dem 60° davon abweichenden Vektor. Hier wird der radiale Vektor nur dann genommen, wenn damit auch der Drehmomentregler zufrieden ist.
 3. „Flußstützung erzwingen“, d.h. auch gegen den Willen des Drehmomentreglers wird der radiale Vektor genommen, allerdings wird zur Minimierung des negativen Einflusses auf das Drehmoment noch ggf. mit invertierter Schaltfolge gearbeitet. Besonderer Wert wird darauf gelegt, eine erzwungene Flußstützung so kurz wie möglich zu halten.
- Programmtechnisch wird die Entscheidungsstruktur so mit der Berechnung der Einschalt Dauern der Spannungsvektoren gekoppelt, daß tatsächlich für einen Zyklus nie-

mals die Einschalt Dauern aller drei Vektoren aus der Vorauswahl berechnet werden müssen, sondern maximal zwei, meistens jedoch nur einer. Dies dient der Rechenzeitverkürzung, führt aber zu einer komplizierteren Programmstruktur.

Für die bisher besprochene Regelung von Drehmoment und Ständer-Flußbetrag werden deren Istwerte benötigt. Diese werden durch den in Kap. 5 behandelten „Beobachter für den Maschinenzustand“ ermittelt. Ausgangspunkt bilden Überlegungen zum Maschinenmodell. Für das vorliegende Verfahren wird neben den Komponenten des Ständer-Flusses und dem Moment zusätzlich die Ableitung (Steigung) des Momentenverlaufes benötigt. Zu deren Berechnung werden die Ableitungen der vier Zustandsgrößen der Maschine herangezogen. Diese werden einem vollständigen Maschinenmodell im α - β -System entnommen, bei dem vier Flußkomponenten Zustandsvariable, die Drehzahl und die beiden Ständerspannungskomponenten Eingangsgrößen sind. Dieses Modell liefert Schätzwerte für die beiden Ständerstromkomponenten $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$. Die Abweichungen $\Delta i_{1\alpha}$, $\Delta i_{1\beta}$ dieser Schätzwerte von den entsprechenden Meßwerten dienen in der vorliegenden Arbeit zur Rückführung auf die Eingänge der Integratoren des Modells, d.h. zur Bildung eines Beobachters. In der Literatur wurden mehrere Möglichkeiten zur Festlegung der Elemente der 4×2 Rückführmatrix untersucht, z.B. die Polvorgabe. Herr Flach verfolgt einen ebenfalls aus der Literatur bekannten Weg, nämlich die stationäre Lösung des Kalman-Filters. Angesetzt werden dabei additive Rauschprozesse am Eingang (Ständer- und Läuferspannungen) und Ausgang (Messung der Ständerströme) der Maschine. Zum Entwurf müssen die Kovarianzmatrizen \mathbf{Q} und \mathbf{R} vorgegeben werden, wobei mit \mathbf{Q} der Schätzfehler der Zustandsgrößen und mit \mathbf{R} das Meßrauschen gewichtet wird. Die Minimierung eines quadratischen Gütemaßes führt auf die i. a. zeitabhängigen Rückführkoeffizienten. Für konstante Drehzahl und stationäre Rauschprozesse konvergieren diese gegen feste Werte. Off-Line werden mit fertigen Funktionen aus Matlab für viele verschiedene Drehzahlen je ein Satz stationärer Rückführkoeffizienten berechnet und abgelegt. On-Line werden die drehzahlabhängigen Rückführkoeffizienten mit geringem Rechenaufwand daraus interpoliert.

Im Kapitel 6 wird die überlagerte Drehzahl- und Lageregelung behandelt.

Es wird für eine starre Lastankopplung ein P-Drehzahlregler mit Aufschaltung des beobachteten Lastmomentes entworfen. Die unterlagerte, direkte Momentenregelung wird dabei als Totzeit, entsprechend der Zykluszeit von $150\mu\text{s}$, angenähert. Der Lastmomentbeobachter bildet eine starre Lastankopplung nach, er wird von \hat{m}_{el} gesteuert. Hinsichtlich der Rückführung des Lastmomentbeobachters werden zwei Ausführungen gegenübergestellt. Die erste führt die Abweichung $\Delta\omega$ der beobachteten und der durch Differentiation der gemessenen Lage gebildeten Drehzahl zurück. In der zweiten Ausführung wird die Lage γ im Beobachter zusätzlich gebildet und die Differenz $\Delta\gamma$ zur gemessenen Lage zurückgeführt. Diese Ausführung erweist sich als die günstigere.

Obiger Entwurf geht von einer starren Lastankopplung aus, was aber den tatsächlichen Verhältnissen am Prüfstand nicht entspricht. Die Ankupplung der Gleichstrom - Belastungsmaschine verursacht eine mechanische Resonanz bei 400Hz, eine zweite Resonanzstelle bei 865Hz wird auf die Ankupplung des Incremental - Gebers zurückgeführt.

Da der Schwerpunkt der Arbeit auf der direkten Momentenregelung liegt, mußte aus Zeitgründen auf eine, der hohen Momenten - Dynamik gemäße, aktive Bedämpfung der mechanischen Resonanzstellen verzichtet werden. Gesucht wurde ein Weg um mit geringem Aufwand eine stabile Überlagerte Regelung zu implementieren. Dazu wird der Momenten - Sollwert über einen Tschebyscheff Tiefpass 4.-Ordnung geführt, dessen erste Nullstelle auf der mechanischen Resonanzstelle bei 400Hz liegt. Für Frequenzen größer 370Hz erzeugt dieser Tiefpass eine Amplitudendämpfung von min. 20dB. Aufgrund der starken Phasendrehung des Filters ergibt sich bei einer Phasenreserve von 60° eine Durchtrittsfrequenz von nur noch 82Hz, was zu einer stabilen, aber nicht allzu schnellen Drehzahlregelung führt.

Zur Positionsregelung wird die zuvor beschriebene Struktur aus P-Drehzahlregler mit Aufschaltung des beobachteten Lastmoments erweitert um einen P-Lageregler, was insgesamt einem Zustandsregler entspricht, dessen Parameter durch Vorgabe eines reellen Dreifachpoles festgelegt werden. Die damit erzielten Versuchsergebnisse werden ab Kap. 7.3 behandelt.

Zunächst wird in Kap. 7 anhand eines Strukturbildes der Regelung die Implementierung

des Verfahrens mittels eines Signalprozessors TMS320C30 skizziert.

Die Diskussion der Versuchsergebnisse beginnt mit dem Stationärbetrieb. Drei Versuche werden mit Nenn-Belastungsmoment und der Drehzahlen 50, 750 und 1500U/min durchgeführt, einer bei Leerlauf mit 1500U/min. Gezeigt werden die Momentanwerte der mit einem Oszilloskop (0,5 - 2 MS/s) gemessenen Ständerströme sowie die on-line errechneten Werte von Momentensoll - und - Istwert und die Ständerflußkomponenten. Um die mit dem Oszilloskop gespeicherten Abtastwerte des Ständerstromes einer FFT zu unterziehen, werden Beginn und Ende einer Grundschwingungsperiode benötigt. Diese und weitere Grundschwingungs - Kenngrößen werden durch Minimierung eines mittels der Abtastwerte gebildeten quadratischen Gütefunktions gefunden.

Ein Grund für die relativ hohen Anteile in den Spektren der Ströme unterhalb der Schaltfrequenz dürfte in dem nicht mit der Grundschwingung synchronisierten Pulsmuster liegen. Erwartungsgemäß sind die Schaltfrequenz und deren Vielfache dominierend in den Spektren. Aus den Datensätzen werden Oberschwingungs - Kenngrößen wie Klirrfaktor usw. abgeleitet und tabelliert. Die Darstellung des on-line errechneten Ständerflusses in Polarkoordinaten zeigt in allen Fällen eine gute Annäherung an die Kreisform.

Bei der Diskussion des dynamischen Verhaltens ist besonders das hervorragende Verhalten der Drehmoment - Einstellung nach Bild 7.8 hervorzuheben. Sowohl der Auf- als auch der Abbau des Moments wird zeitoptimal und ohne Überschwingen am Versuchsstand realisiert. Zum Momentenaufbau im Stillstand von Null auf Nennmoment bleibt $2 \cdot 150\mu\text{s}$ lang ausschließlich der maximal momentenaufbauende Spannungsvektor eingeschaltet, um anschließend sofort im Stationärbetrieb zu sein. Obwohl die Maschine je nach momentaner Winkellage des Flusses innerhalb eines Sektors eine unterschiedliche Momentensteigung erzeugt, wird mit dem entwickelten Verfahren stets ein zeitoptimaler, überschwingungsfreier Momentenverlauf realisiert, d.h. optimale Verhältnisse für die überlagerten Regler geschaffen. Dies kann z.B. mit linearen Stromreglern in Feldkoordinaten und nachgeschaltetem PWM (für konstante Schaltfrequenz) nicht erreicht werden. Hierin liegt der wichtigste Beitrag, den diese Arbeit leistet.

Die folgende Diskussion der Drehzahlregelung ist durch die mechanischen Resonanzen gekennzeichnet, für die, wie erwähnt, aus Bearbeitungszeigründen hier keine aktive Dämpfung entwickelt wurde, sondern durch einen Tiefpass vor dem Momentenregler und durch geringe Verstärkung im Drehzahlregler ein stabiles aber auch etwas langsames Verhalten erreicht wird. Naturgemäß gilt dies dann auch für den überlagerten P-Lagereger.

Die von Herrn Flach entwickelte direkte Momentenregelung hat folgende wichtige Eigenschaften:

- ⇒ Implizit konstante Schaltfrequenz
- ⇒ zeitoptimale, überschwingungsfreie Momenteneinstellung (=höchstmögliche Dynamik)

P. Mutschler

- [Bla71] Blaschke, F.: Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEKTOR Regelung von Asynchronmaschinen. Siemens Zeitschrift 1971, S.757
- [Dep85] Depenbrock, M.: Direkte Selbstregelung für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung. etz-Archiv, Bd. 7,1985, Heft 7. S. 211-218
- [For73] Forsell, H.: Stromrichterantrieb. Offenlegungsschrift DE-A-2 318 602 Anmeldung vom 13.4.1973
- [Has68] Hasse, K.: Zum dynamischen Verhalten der Asynchronmaschine beim Betrieb mit variabler Ständerfrequenz u. Ständerspannung. ETZ-A, Bd.89, 1968, S. 77-81
- [Tak86] Takahashi, I.; Noguchi, T.: A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. IEEE Transactions on Industry Applications 1986, Vol. IA-22, Seite 820 - 827