

DIE VERMINDERUNG DES GESAMTVERLUSTES VON GLEICHSTROMMOTOREN DURCH VERÄNDERUNG DES ERREGERFLUSSES

Von

P. MAGYAR

Lehrstuhl für Automatisierung, Technische Universität Budapest

(Eingegangen am 8. November 1974)

Vorgelegt von Prof. Dr. F. CSÁKI

Bezeichnungen

In diesem Beitrag werden im allgemeinen relative Größen verwendet; die tatsächlichen Größen sind mit einem Apostroph versehen. Große Buchstaben mit großen Buchstaben im Index bedeuten Konstanten und Arbeitspunktgrößen, kleine Buchstaben mit kleinen Buchstaben im Index bezeichnen Veränderliche und Zeitfunktionen. Formelzeichen:

| | |
|---------------------|---|
| D | die Steilheit der $\Phi(I_E)$ -Kennlinie im Arbeitspunkt |
| G | der Großsignal-Übertragungsfaktor des Erregerkreises |
| $G^o(\Phi, \Omega)$ | der Quotient des optimalen Flusses und des Armaturenstroms |
| I_A, i_a | Armaturenstrom |
| I_{AN} | der Nennwert des Armaturenstroms |
| I_E, i_e | Erregerstrom |
| I_E^o | optimaler Erregerstrom |
| $K(\Phi, \Omega)$ | Korrektionsfaktor |
| M, m | Armaturendrehmoment |
| M_L, m_l | Lastmoment |
| M_R | Reibungsmoment |
| M_{PE} | der Arbeitspunkt des Reihenschlußmotors im Gegenstrombremsbetrieb |
| M_{PG} | dgl. im generatorischen Bremsbetrieb |
| M_{PH} | dgl. im Antriebsbetrieb |
| M_{PL} | labiler Arbeitspunkt im Bremsbetrieb |
| P_{AN} | der Nennwert des Armaturenkupferverlustes |
| P'_{BN} | der Nennwert der inneren Leistung |
| P_{EN} | der Nennwert des Erregungsverlustes |
| P_{HN} | der Nennwert des Hystereseverlustes |
| P_R, P_{RN} | Reibungsverlust, der Nennwert des Reibungsverlustes |
| P_{WN} | der Nennwert des Wirbelstromverlustes |
| P_V | Gesamtverlust |

| | |
|------------------------|---|
| P_{V1} | Gesamtverlust des Gleichstrommotors mit konstanter (Nenn-) Erregung |
| P_V^o | Gesamtverlust des Motors mit minimalem Verlust |
| P_{VS} | Gesamtverlust des Reihenschlußmotors |
| $Q(\Phi, \Omega)$ | Hilfsfunktion |
| R'_A | Armaturenwiderstand |
| R'_E | der Widerstand des Erregerkreises |
| s | die Veränderliche der LAPLACESchen Transformation |
| SVOB | statischer verlustoptimaler Betrieb |
| T_{AN} | die Anlaufzeitkonstante des Motors |
| T_E | die Zeitkonstante des Erregerkreises |
| T_S | Ersatzzeitkonstante des Stromregelkreises |
| T_{SW} | der tatsächliche Wert von T_S |
| U'_{BN} | der Nennwert der inneren (induzierten) Spannung |
| x_i | Stromsollwert |
| x_{i1} | das Ausgangssignal des Drehzahlreglers |
| x_m | Referenzsignal (vorgeschriebenes Verhalten) |
| x_r | Regelabweichung |
| x_w | Winkelgeschwindigkeitssollwert |
| $Y_c(s)$ | die Übertragungsfunktion des Drehzahlreglers |
| φ, Φ | Erregerfluß |
| Φ^o | optimaler Fluß |
| ω, Ω | die Winkelgeschwindigkeit des Rotors |
| σ'_H, σ'_W | Maschinenkonstanten |
| η | Wirkungsgrad |

1. Einleitung

Durch Verändern der Klemmenspannung und des Erregerstromes von Gleichstrommotoren können optimale Arbeitsweisen erreicht werden.

Bei Antrieben, die vorwiegend in nichtstationärem Betrieb arbeiten, müssen optimale Übergangsvorgänge (optimale Fahrdiagramme) angestrebt werden. Solche Antriebe sind die Reversier-Walzantriebe [4, 7] und die von rotierenden Scheren [6]. Die dynamische Optimierung hat drei Grundaufgaben: die Bestimmung des zum kleinsten Verlust, zur kleinsten Übergangszeit und zum größten Drehwinkel gehörenden optimalen Strom- und Drehzahlablaufs [1,5].

In Antrieben, die meistens in stationärem Betrieb arbeiten, kann durch Veränderung des magnetischen Flusses ein Betriebszustand mit kleinster Verlustleistung erreicht werden [1, 3]. Dieser Betriebszustand wird im weiteren als statischer verlustoptimaler Betrieb (SVOB) bezeichnet [8].

Der SVOB ist aus zwei früheren Arbeiten [1, 3] bekannt. STRÖLE [3] berücksichtigt nur die Kupferverluste. Den optimalen Erregerstrom gibt er in Abhängigkeit vom Lastmoment an. Zur Vermeidung der Lastmomentidentifikation empfiehlt er einen Extremwertregler (Suchsystem), der durch Messung der aus dem Netz aufgenommenen Wirkleistung den optimalen Arbeitspunkt einstellt. Diese Lösung ist jedoch nicht befriedigend, da die aufgenommene Wirkleistung auch die abgegebene Wellenleistung enthält. Die Laständerung stört also die Arbeit des Suchsystems.

RÁCZ [1] gibt neben der auch die Eisenverluste berücksichtigenden gründlicheren Behandlung auch eine kritische Analyse des SVOB. Hier ergibt sich als Optimumbedingung die Gleichheit des Armaturenwicklungsverlustes mit der Summe der flußabhängigen Verluste. Die Zusammenhänge beziehen sich auf eine als linear angenommene Magnetisierungskennlinie.

Diese Arbeit behandelt die Eigenschaften von Gleichstromantrieben, deren Fluß sich zwecks minimalen Verlustes ändert oder geändert wird. Bei solchen Antrieben verursacht die Laständerung immer eine Flußänderung und deswegen ist in den meisten Fällen eine Drehzahlregelung notwendig. Der veränderliche Fluß verursacht im Regelkreis Parameteränderungen, was eine Parameteradaption des Reglers notwendig macht [2, 8]. Auch die Nichtlinearität der Magnetisierungskennlinie wird berücksichtigt.

2. Die Grundgleichungen des statischen optimalen Betriebs mit minimalem Verlust

Der auf den Nennwert der inneren Leistung bezogene Gesamtverlust des Gleichstrommotors wird in der Form

$$P_V = P_{AN} I_A^2 + P_{EN} I_E^2 + P_{HN} \Phi^2 |\Omega| + P_{WN} \Phi^2 \Omega^2 + P_R \quad (1)$$

geschrieben (Anhang, Gleichung 35). Es werden die Kupferverluste des Armaturen- und Erregerkreises, die Hysteres- und die Wirbelstromverluste sowie der Reibungsverlust berücksichtigt.

Der Armaturenstrom wird aus dem Armaturendrehmoment und dem Fluß bestimmt.

$$I_A = M/\Phi, \quad (2)$$

wo M die Summe des Lastmoments und des Reibungsmoments ist:

$$M = M_L + M_R. \quad (3)$$

Mit den Gleichungen (1) und (2) kann der Gesamtverlust in Abhängigkeit von dem Moment M ausgedrückt werden:

$$P_V = P_{AN} \frac{M^2}{\Phi^2} + P_{EN} I_E^2 + P_{HN} \Phi^2 |\Omega| + P_{WN} \Phi^2 \Omega^2 + P_R. \quad (4)$$

Aus dieser Gleichung ergibt sich, daß bei einem gegebenen Moment und einer gegebenen Winkelgeschwindigkeit der Gesamtverlust einen Extremwert in Abhängigkeit vom Fluß hat (Abb. 1). Der zu dem optimalen (minimalen) Verlust gehörende optimale Fluß (Φ^0) läßt sich aus der Gleichung:

$$\frac{\partial P_V}{\partial \Phi} = 0 \quad (5)$$

bestimmen.

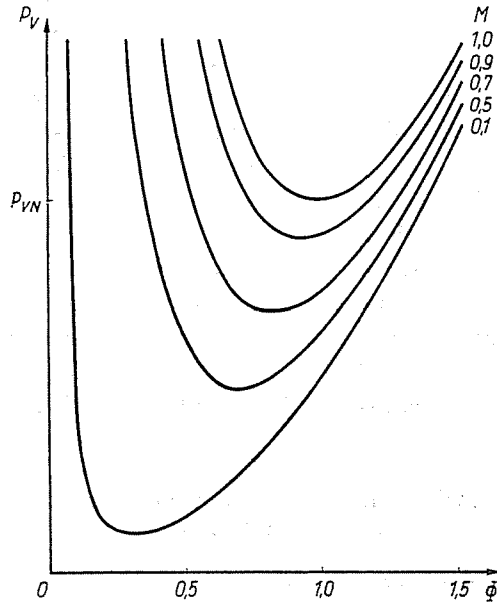


Abb. 1. Der charakteristische Verlauf der Verluste von Nebenschlußmotoren in Abhängigkeit von dem Fluß

Bei der Berechnung werden die Armaturenrückwirkung und die Hystereseschleife außer acht gelassen. Die Magnetisierungskennlinie wird in der Form

$$\Phi = GI_E \quad (6)$$

geschrieben, wo G der Großsignalübertragungsfaktor ist. Auch der Kleinsignalübertragungsfaktor

$$D = \frac{\partial \Phi}{\partial I_E} \quad (7)$$

wird eingeführt (Abb. 2).

Aus Gleichung (5) ergibt sich unter Berücksichtigung von (6) und (7) der optimale Fluß:

$$\Phi^0 = \sqrt[4]{M} \sqrt{\frac{P_{AN}}{P_{EN} K(\Phi, \Omega)}} \quad (8)$$

wo der Korrektionsfaktor $K(\Phi, \Omega)$ mit der Gleichung

$$K(\Phi, \Omega) = \frac{1}{GD} + \frac{P_{HN}}{P_{EN}} |\Omega| + \frac{P_{WN}}{P_{EN}} \Omega^2 \quad (9)$$

gegeben ist.

Um einen verlustoptimalen Betrieb zu erreichen, muß also der Erregerfluß des Motors mit der Quadratwurzel des Rotormoments verändert werden.

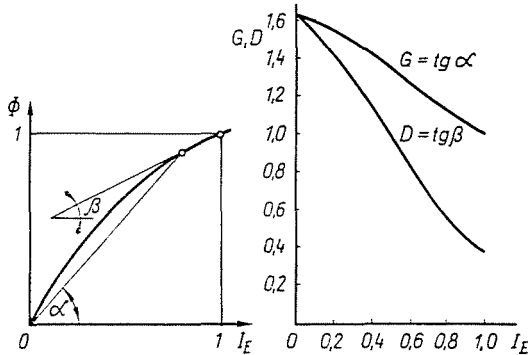


Abb. 2. Die auf die relativen Werte bezogene Magnetisierungskennlinie sowie die Parameter D und G

Da sich der Fluß wegen der Induktivität des Erregerkreises im Verhältnis zu den übrigen transienten Vorgängen des Motors nur langsam verändert, kann nach dieser Methode nur ein statisches Verlustminimum (SVOB) erreicht werden.

Die optimale Steuerung ist nach Gleichung (8) schwer zu realisieren, da diese den unmittelbar nicht einstellbaren Fluß in Abhängigkeit von dem unmittelbar nicht meßbaren Rotormoment angibt. Nach Einsetzen der Gleichungen (2) und (6) bekommt man eine Gleichung mit meßbaren Größen:

$$I_E^o = I_A \frac{1}{G} \sqrt{\frac{P_{AN}}{P_{EN} K(\Phi, \Omega)}} \quad (10)$$

Der optimale Erregerstrom kann folglich durch die Multiplikation des Armaturenstromes mit einer Arbeitspunktkonstante, die vom Fluß und von der Winkelgeschwindigkeit abhängt, gewonnen werden. Da der Fluß schließlich über den Erregerstrom vom Armaturenstrom abhängt, ist es notwendig, die der Gleichung (10) entsprechende Funktion $I_E^o(I_A, \Omega)$ iterativ im voraus zu berechnen. Dieser Zusammenhang kann mit einer leicht realisierbaren Näherungsfunktion ermittelt werden [8].

Nach Umformung der Gleichung (10) ergibt sich die Gleichung des optimalen Flusses

$$\Phi^o = I_A \sqrt{\frac{P_{AN}}{P_{EN} K(\Phi, \Omega)}} = I_A G^o(\Phi, \Omega), \quad (11)$$

die der entsprechenden Gleichung des Reihenschlußmotors

$$\Phi = I_A G \quad (12)$$

ähnlich ist. Demnach ist der Reihenschlußmotor hinsichtlich der Verluste ein suboptimaler Motor. Diese suboptimalen Eigenschaften bleiben auch im dynamischen Zustand erhalten, weil sich der Erregerstrom gleichzeitig mit dem Armaturenstrom ändert.

3. Die Bestimmung des Verlustes in Motoren mit veränderlichem Fluß

Die Gleichung (4) kann durch Einführung der nichtlinearen Funktion mit zwei Variablen

$$Q(\Phi, \Omega) = \frac{1}{G^2} + \frac{P_{HN}}{P_{EN}} |\Omega| + \frac{P_{WN}}{P_{EN}} \Omega^2 \quad (13)$$

in die Form

$$P_V = \frac{M^2}{\Phi^2} P_{AN} + \Phi^2 Q(\Phi, \Omega) P_{EN} + P_R(\Omega) \quad (14)$$

gebracht werden. Nach Einsetzen der Gleichungen $\Phi = 1$, (8) sowie (2) und (12) erhält man die Verluste P_{V1} des ständig mit Nennfluß erregten Motors, P_V^o des SVOB-Motors und P_{VS} des Reihenschlußmotors:

$$P_{V1} = M^2 P_{AN} + Q(1, \Omega) P_{EN} + P_R(\Omega) \quad (15)$$

$$P_V^o = M \sqrt{P_{AN} P_{EN} K(\Phi, \Omega)} \left[1 + \frac{Q(\Phi, \Omega)}{K(\Phi, \Omega)} \right] + P_R(\Omega) \quad (16)$$

$$P_{VS} = M \left[\frac{P_{AN}}{G} + P_{EN} G Q(\Phi, \Omega) \right] + P_R(\Omega). \quad (17)$$

Um ein qualitatives Bild zu gewinnen, werden der Eisenverlust und die Nichtlinearität der Magnetisierungskennlinie vernachlässigt, damit ist

$$G = D = 1 \quad (18)$$

$$Q = K = 1.$$

In (15, 16, 17) eingesetzt, erhält man für die elektrischen Verluste in den drei Varianten

$$P_{VI} - P_R(\Omega) = M^2 P_{AN} + P_{EN} \quad (19)$$

$$P_V^o - P_R(\Omega) = 2M \sqrt{P_{AN} + P_{EN}} \quad (20)$$

$$P_{VS} - P_R(\Omega) = M(P_{AN} + P_{EN}). \quad (21)$$

Diese Gleichungen sind in Abb. 3 dargestellt, die zeigt, daß eine Energieeinsparung bzw. eine Verbesserung des Wirkungsgrades hauptsächlich im Leerlauf zu verzeichnen sind.

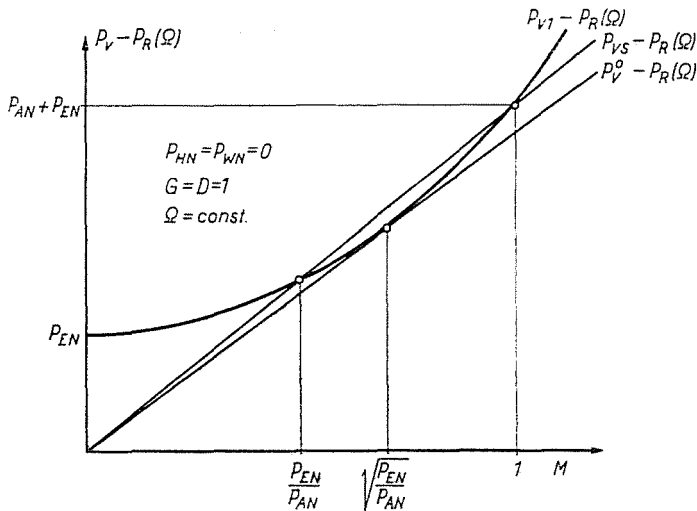


Abb. 3 Die elektrischen Verluste des mit dem Nennfluß und mit dem optimalen Fluß erregten idealen Motors sowie des idealen Reihenschlußmotors in Abhängigkeit vom Rotormoment

Wird in die Gleichung (14) der Wert des optimalen Flusses (11) eingesetzt, erhält man für das Verhältnis der flußabhängigen Verluste zu dem Armaturenverlust $Q(\Phi, \Omega)/K(\Phi, \Omega)$. In Abhängigkeit vom magnetischen Arbeitspunkt ist $Q(\Phi, \Omega)/K(\Phi, \Omega) \leq 1$ [8]. Bei linear angenommener Magnetisierungskennlinie ist $Q(\Phi, \Omega)/K(\Phi, \Omega) = 1$. Unter dieser Bedingung sind die Ergebnisse in [1] gegeben.

4. Beispiel

Als Beispiel werden der Verlust und der Wirkungsgrad eines Nebenschlußmotors Typ 4ETZ 115/7 (Nenn Daten: Leistung 2,8 kW, Drehzahl 960/min, Spannung 220 V, Strom 12,7 A) bestimmt. Um einen Vergleich mit dem Reihenschlußmotorantrieb aufstellen zu können, wird ein fiktiver Reihen-

schlußmotor angenommen, dessen Verluste gleich denen des untersuchten Nebenschlußmotors sind [8].

(13) Die tatsächlichen Werte der Nennverluste sind

$$\begin{aligned} P'_{AN} &= 161,3 \text{ W} \\ P'_{EN} &= 79,2 \text{ W} \\ P'_{HN} &= 24,0 \text{ W} \\ P'_{WN} &= 65,5 \text{ W} \\ P'_{RN} &= 135,0 \text{ W} \end{aligned} \quad (22)$$

und auf

$$P'_{BN} = 2632,7 \text{ W} \quad (23)$$

bezogen erhält man für die relativen Werte

$$\begin{aligned} P_{AN} &= 6,12 \cdot 10^{-2} \\ P_{EN} &= 3,01 \cdot 10^{-2} \\ P_{HN} &= 0,91 \cdot 10^{-2} \\ P_{WN} &= 2,48 \cdot 10^{-2} \\ P_{RN} &= 5,13 \cdot 10^{-2} \end{aligned} \quad (24)$$

Der Reibungsverlust wurde als der Winkelgeschwindigkeit proportional angenommen ($P_R(\Omega) = P_{RN}\Omega$).

Abb. 4 zeigt den optimalen Fluß, berechnet nach Gleichung (11). Auch die Magnetisierungskennlinie wurde (gestrichelt) eingezeichnet, die den suboptimalen Charakter des Reihenschlußmotors deutlich demonstriert.

In Abb. 5 ist der optimale Erregerstrom nach Gleichung (10) wiedergegeben. Die gestrichelte Gerade zeigt das Ergebnis bei Vernachlässigung des Eisenverlustes unter der Voraussetzung der linearen Magnetisierungskennlinie an. Die Kurvenschar $I_E^0(I_A, \Omega)$ kann mit der Funktion

$$f(I_A, \Omega) = \frac{I_E^2(I_A, 0)}{1 + \Omega^2 [1 - 0,75 |I_A|]} \quad (25)$$

gut angenähert werden [8].

Der Gesamtverlust des Motors in den oben angeführten drei Varianten ist in Abb. 6 dargestellt. Auch hier ist der suboptimale Charakter des Reihenschlußmotors zu erkennen. Weiterhin zeigt diese Abbildung, daß die Einsparung von Verlustenergie durch Gleichstrommotoren mit veränderlichem Fluß hauptsächlich in Arbeitspunkten mit kleiner Last und großer Winkelgeschwindigkeit zu erreichen ist.

Die Wirkungsgradkurven sind in Abb. 7 dargestellt.

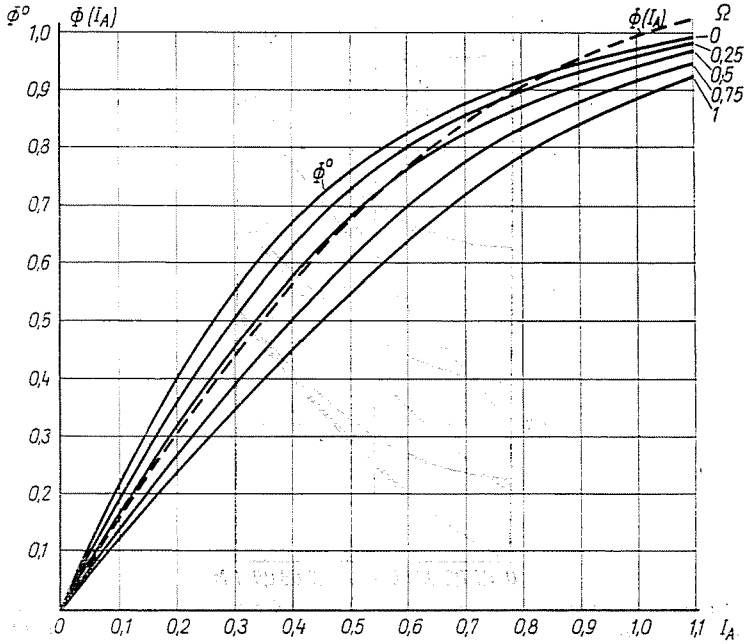


Abb. 4. Der optimale Fluß und der Fluß des Reihenschlußmotors in Abhängigkeit vom Armaturestrom

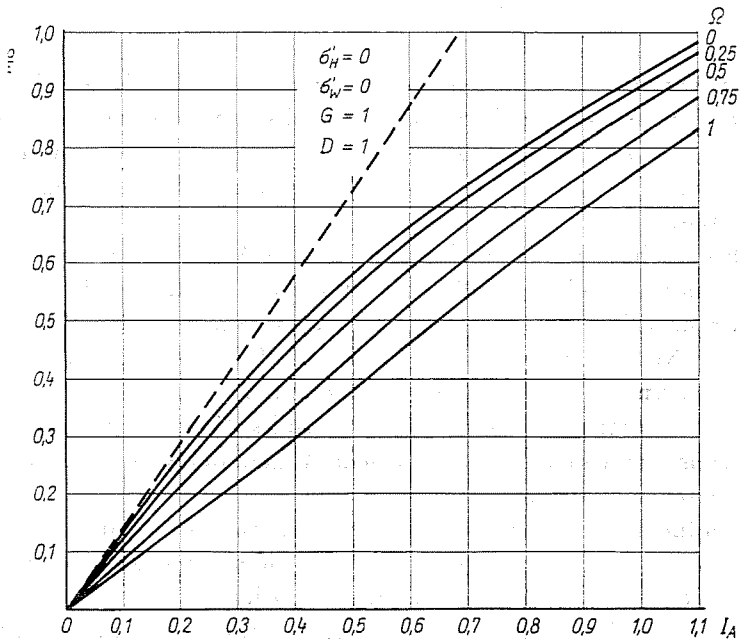


Abb. 5. Die Diagramme $I_E^0 = f(I_A, \Omega)$ des optimalen Erregerstromes

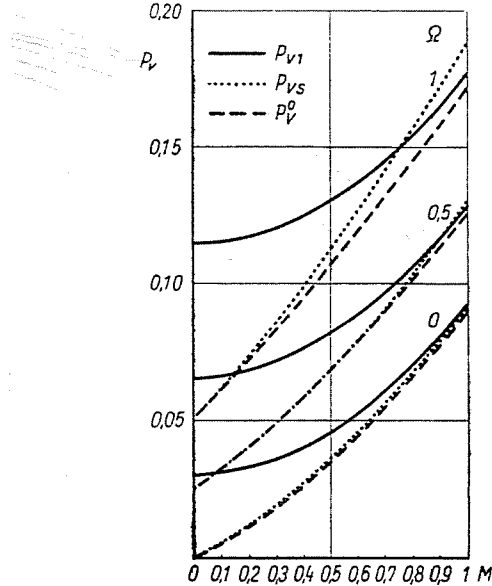


Abb. 6. Die Arbeitspunktverluste des mit dem Nennfluß und mit dem optimalen Fluß erregten sowie des Reihenschlußmotors in Abhängigkeit vom Rotormoment

5. Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren mit veränderlichem Fluß

In den vorigen Ausführungen wurde gezeigt, daß sich der Erregerfluß von verlustoptimalen oder suboptimalen Gleichstrommotoren mit der Belastung zusammen verändert. Daher ist es in den meisten Anwendungsfällen notwendig, den Schuntcharakter des Antriebs durch Drehzahlregelung aufrechtzuerhalten.

Das Blockschaltbild des drehzahlgeregelten Antriebs mit einem verlustoptimal gesteuerten Nebenschlußmotor ist in Abb. 8 dargestellt. Der Motor ist mit einer unterlagerten Stromregelung versehen. Der Regelkreis enthält zwei statische Nichtlinearitäten, die Funktion $I_E^0 = f(I_A, \Omega)$, errechnet nach Gleichung (10), und die Magnetisierungskennlinie.

Das Rotormoment entsteht durch Multiplikation von i_a mit φ , darum kann der Kreisverstärkungsfaktor als dem Augenblickwert des Flusses proportional angesehen werden.

Die Veränderung des Kreisverstärkungsfaktors kann durch Dividieren mit dem Fluß kompensiert werden, was der dem Drehzahlregelkreis übergeordneten adaptiven Steuerung entspricht [2, 8].

Das Blockschaltbild des Reihenschlußmotorantriebs unterscheidet sich nur im Aufbau des Erregerkreises vom obigen.

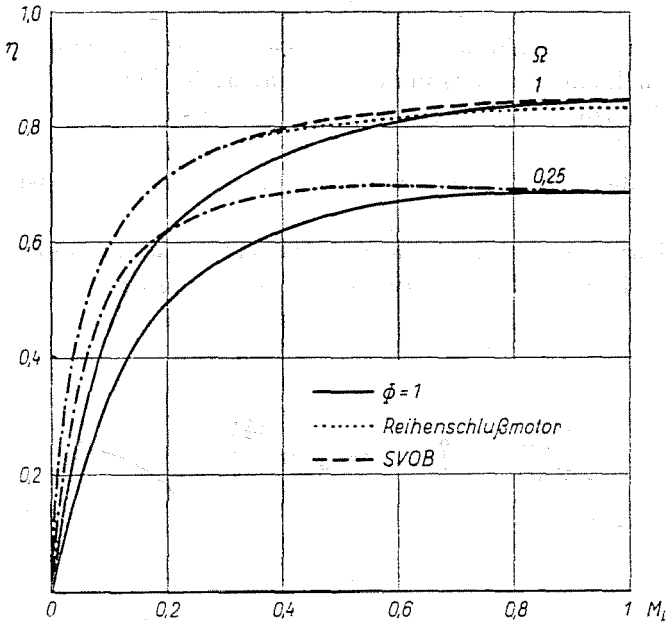


Abb. 7. Die Wirkungsgraddiagramme des mit dem Nennfluß und mit dem optimalen Fluß erregten Motors sowie des Reihenschlußmotors

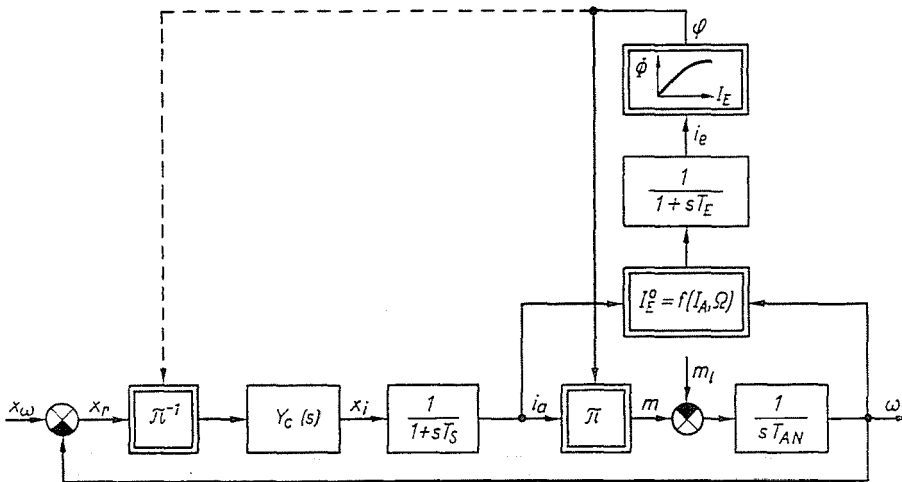


Abb. 8. Das Blockschaltbild des Nebenschlußmotorantriebs in statischem verlustoptimalem Betrieb

Das Drehmoment des Reihenschlußmotors wirkt in der Grundschaltung nur in einer Richtung, da der Erregerstrom seine Polarität zusammen mit dem Armaturenstrom ändert. Diese Erscheinung kann durch Gleichrichten des Erregerstroms beseitigt werden [8]. Diese Schaltungsanordnung ist auch ohne

Der Kreisverstärkungsfaktor des Regelkreises ist auch hier dem Fluß proportional, darum ist es auch hier notwendig, die oben erwähnte adaptive Steuerung anzuwenden. Für die Einführung des Flußsignals in den Regelkreis gibt es zwei mögliche Stellen. Die Untersuchungen haben gezeigt, daß es zweckmäßiger ist, die Division nach und nicht vor dem Drehzahlregler durchzuführen [2, 8]. In diesem Fall kann der Motor mit den Differentialgleichungen

$$\left(1 + T_S \frac{d}{dt}\right) i_a(t) = x_i(t) \quad (26)$$

$$m(t) = i_a(t) \varphi(t) \quad (27)$$

$$x_i(t) = x_{i1}(t)/\varphi(t) \quad (28)$$

beschrieben werden. Mit den Gleichungen (6) und (7) ergibt sich aus Gleichung (27):

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{i_a} \frac{1}{D(i_a) + G(i_a)} \frac{dm}{dt} \quad (29)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (28) und (29) erhält man aus Gleichung (26)

$$\left[1 + T_S \frac{G(i_a)}{G(i_a) + D(i_a)} \frac{d}{dt}\right] m(t) = x_{i1}(t) \quad (30)$$

Die Strecke zwischen den Signalen x_{i1} und m kann also durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit veränderlicher Zeitkonstante ersetzt werden. Damit die Regeleigenschaften unverändert bleiben, muß also der Regelkreis mit einer weiteren adaptiven Steuerung versehen werden, die den entsprechenden Parameter des Reglers bei Veränderung des Armaturenstroms gemäß der nichtlinearen Funktion

$$T_{SW} = T_S \frac{G(i_a)}{G(i_a) + D(i_a)} \quad (31)$$

einstellt. Hier ist T_{SW} die tatsächliche Ersatzzeitkonstante des Stromregelkreises. Bei dem in Abschnitt 4 behandelten Motor verändert sich T_{SW} in dem Bereich

$$0,5 T_S \leq T_{SW} \leq 0,74 T_S \quad (32)$$

bei einer Stromänderung von $0 < i_a < 1$. Wird dies berücksichtigt, verbessern sich die dynamischen Eigenschaften des Reihenschlußmotorantriebs. Um den Aufwand für die Regelung zu verringern und ihre Zuverlässigkeit zu erhöhen, wird die letztere adaptive Steuerung nicht eingebaut. In einem solchen Fall ergeben sich bessere Eigenschaften, wenn bei der Reglereinstellung die kleinere Zeitkonstante ($0,5 T_S$) berücksichtigt wird.

Abb. 11 zeigt die Übergangsfunktionen einer solchen Antriebsregelung bei einem Sollwertsprung (Simulationsergebnisse). Als Drehzahlregler wurde ein PD-Regler benutzt. Die Division mit dem Flußsignal ist vor (stetig ausgezogene Kurve) bzw. nach dem Regler (gestrichelte und punktierte Kurve) durchgeführt worden. Die Zeitkonstante wurde dementsprechend als T_S bzw. $0,5 T_S$ mit konstanten Werten angenommen. In allen drei Varianten wurde der Stromrichter des Stromregelkreises mit einem Totzeitglied mit der Totzeit 3,33 ms angenähert.

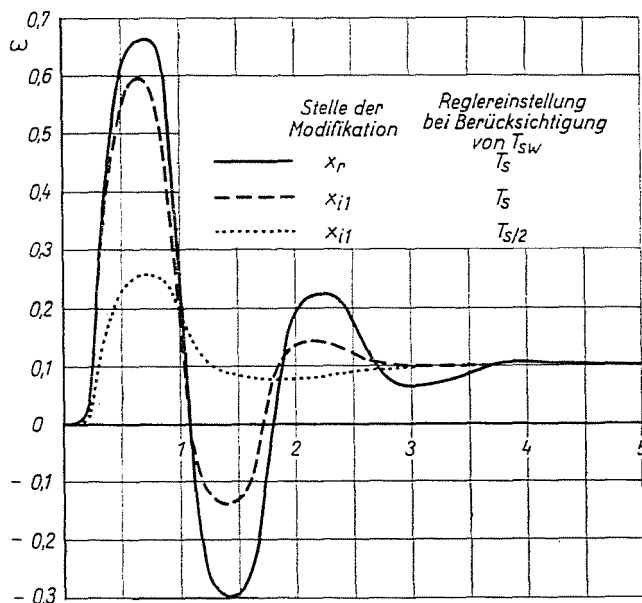


Abb. 11. Auswirkungen von Reglereinstellungen des PD-Drehzahlreglers auf die Übergangsvorgänge des Reihenschlußmotorantriebs (Simulationsergebnisse)

Die hier dargestellten Ergebnisse beweisen die Richtigkeit der obigen Annahmen über den Aufbau und die Einstellung des Regelkreises.

Die in Abb. 11 gezeigten großen Überschwingungen treten bei Armaturenstrombegrenzung natürlich nicht auf, aber sie sind für die dynamischen Eigenschaften des Reihenschlußmotorantriebs bei kleinen Veränderungen charakteristisch.

Wird die Belastung verändert, folgt die Winkelgeschwindigkeit dem der Regeleinstellung entsprechenden Referenzsignal x_m (Abb. 12). In der Abbildung sind die Winkelgeschwindigkeits-, Strom- und Flußsignale des Reihenschlußmotorantriebs und der verschiedenen Nebenschlußmotorantriebe in SVOB, bei Belastung mit der Nennlast dargestellt. In den Nebenschlußmotorantrieben wurde eine untere Flußbegrenzung $\Phi_{MIN} = 0,3$ angewendet.

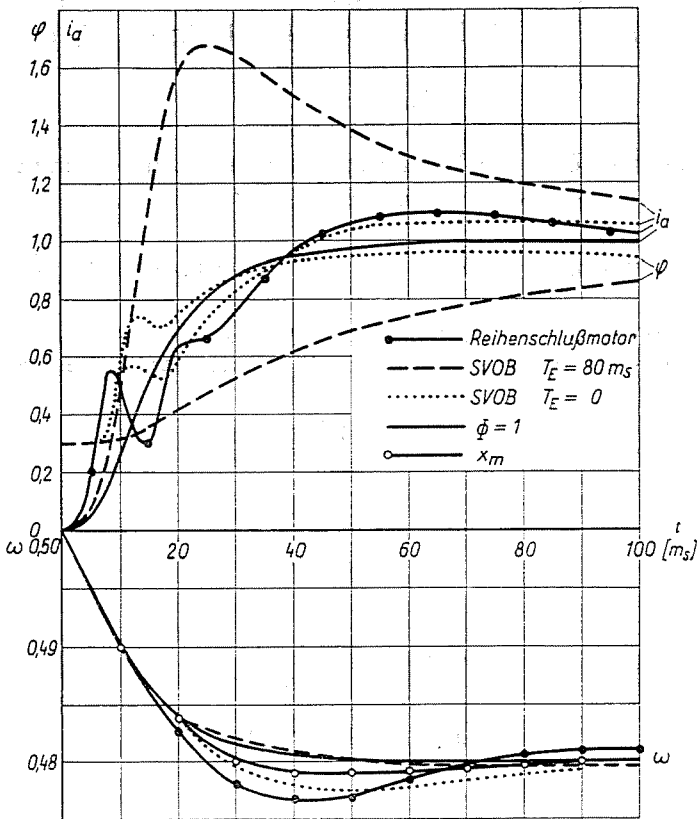


Abb. 12. Vergleich der Belastungsvorgänge der untersuchten geregelten Antriebe ($M_L = 1$)

In diesem transienten Vorgang hat der Nebenschlußmotor mit der Erregungszeitkonstante von 80 ms den größten Verlust. Die Verluste des idealen SVOB-Motors (mit $T_E = 0$) und des Reihenschlußmotors sind kleiner als der Verlust des Nebenschlußmotors mit Nennerregung.[8].

Die angeführten statischen und dynamischen Eigenschaften wurden mit Hilfe eines auf dem Digitalrechner simulierten Modells bestimmt.

Anhang. Der Gesamtverlust des Gleichstrommotors mit bezogenen Größen

Der Verlust P'_V des Gleichstrommotors in einem Arbeitspunkt kann unter Vernachlässigung des Bürstenverlustes mit der Gleichung

$$P'_V = I_A'^2 R_A + I_E'^2 R_E + \sigma'_H \Phi'^2 |\Omega| + \sigma'_W \Phi'^2 \Omega'^2 + P'_R \quad (33)$$

ausgedrückt werden.

Die Größen werden auf den Nennstrom I'_{AN} , den Nennerregerstrom I'_{EN} , den Nennfluß Φ'_N , die Nennwinkelgeschwindigkeit Ω'_N und die innere Nennleistung

$$P'_{BN} = U'_{BN} I'_{AN} \quad (34)$$

bezogen. Dabei ist U'_{BN} der Nennwert der induzierten Spannung.

Damit kann Gleichung (1) in der Form

$$P_V = P_{AN} I_A^2 + P_{EN} I_E^2 + P_{HN} \Phi^2 |\Omega| + P_{WN} \Phi^2 \Omega^2 + P_R \quad (35)$$

geschrieben werden, wo P_{AN} , P_{EN} , P_{HN} und P_{WN} die relativen Nennwerte der Armaturen-, Erregungs-, Hysterese- und Wirbelstromverluste sind.

$$P_{AN} = \frac{I_A'^2 R'_A}{P'_{BN}} \quad (36)$$

$$P_{EN} = \frac{I_E'^2 R'_E}{P'_{BN}} \quad (37)$$

$$P_{HN} = \frac{\sigma'_H \Phi_N'^2 \Omega_N'}{P'_{BN}} \quad (38)$$

$$P_{WN} = \frac{\sigma'_W \Phi_N'^2 \Omega_N'^2}{P'_{BN}} \quad (39)$$

Zusammenfassung

Im Beitrag werden die Grundgleichungen des statischen verlustoptimalen Betriebs von Gleichstrommotoren mit veränderlichem Fluß abgeleitet. Es wird eine Realisierung des optimalen Betriebs gezeigt, wo der Optimalwert des Erregerstroms aus leicht meßbaren Signalen (Armaturenstrom und Rotordrehzahl) mit Hilfe einer vorausberechneten nichtlinearen Funktion bestimmt werden kann. Zur Berechnung sind nur die Nennwerte der elektrischen Verlustkomponenten erforderlich.

Es wird die adaptive Steuerung von Gleichstrommotorantrieben mit veränderlichem Fluß behandelt. Im Falle von Reihenschlußmotorantrieben wurde der tatsächliche Wert der Ersatzzeitkonstante des Stromregelkreises bestimmt.

Nach den durchgeführten Untersuchungen ist die Flußveränderung gegenüber der Nennerregung hinsichtlich des Energieverlusts nur dann vorteilhafter, wenn das Fahrtdiagramm des Antriebs viele Leerlaufzustände und wenig Arbeitspunktveränderungen enthält.

Literatur

1. RÁCZ, I.: Elektrische Antriebe. Tankönyvkiadó, Budapest, 1967.*
2. STRÖLE, D.: Typische Adaptivsteuerungen bei geregelten elektrischen Antrieben. Regelungstechnik **15** (1967) 3. 106–111.
3. STRÖLE, D.: Adaptivsysteme for elektrischen Antriebstechnik. ETZ—A **88**(1967) 7. 182–185.

4. LUDWIG, G.: Untersuchungen verschiedener Drehzahlführungen von Gleichstrom-Umkehrwalzmotoren bei einer speziellen Steuerung des magnetischen Flusses. Dissertation, Berlin, 1969.
5. CSÁKI, F.: Modern control theory. Nonlinear and adaptive systems. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1971.
6. BENDER, K.—PANDIT, M.—WEBER, W.: Verlustoptimale Regelung von rotierenden Scheren. Regelungstechnik und Prozeß—Datenverarbeitung **18** (1970) 12. 540—545 und **19** (1971) 1. 8—14.
7. KRÜGER, B.: Optimales Welzen auf Umkehr-Walzstraße unter dem Einfluß betriebsbedingter Parameter. Dissertation, Berlin, 1970.
8. MAGYAR, P.: Einige Fragen der adaptiven Steuerung von elektrischen Antrieben. Dissertation, Budapest, 1974.*

Péter MAGYAR, H-1521 Budapest

* in ungarischer Sprache.