

# DIE UNTERSUCHUNG EINES GEREGETEN ULTRAZENTRIFUGENANTRIEBS MIT SELBSTGETAKTETEM STROMRICHTERMOTOR AM ANALOGRECHNER

Von

A. KÁRPÁTI

Lehrstuhl für Automatisierung, Technische Universität, Budapest

(Eingegangen am 18. März, 1972)

Vorgelegt von Prof. Dr. F. CSÁKI

## Einführung

An die Drehzahlregelung der in der chemischen und medizinischen Forschung angewandten Ultrazentrifugen werden hohe statische und dynamische Forderungen gestellt. Im allgemeinen wird im Bereich von 0—60 000U/min, bei 50 eingestellten Drehzahlwerten, eine Genauigkeit von  $\pm 10$ U/min gefordert. Das bedeutet bei einer Drehzahl von 60 000U/min eine Genauigkeit von etwa 0.017%. Eine Regelung von solcher Genauigkeit läßt sich nur durch digitale Drehzahlmessung und digitalen Vergleich verwirklichen. Es muß eine Strombegrenzung eingebaut werden, und der Regelkreis ist wegen der großen Totzeit des digitalen Drehzahlmeß-Vergleich-Halteglieds unbedingt zu kompensieren.

Den schematischen Aufbau des untersuchten, auch praktisch ausgeführten Antriebs zeigt Abb. 1.

Der Antriebsmotor ist eine einphasige, vierpolige, dauermagneterregte Synchronmaschine, die durch einen zwangskommutierten Wechselrichter gespeist wird. Die Zündung des Wechselrichters ist vom Rotordrehwinkel des Motors abhängig (selbstgetakteter Stromrichtermotor).

Die Wechselrichter-Motor-Einheit wird über einen Gleichstromzwischenkreis (Siebkette) durch einen gesteuerten Gleichrichter gespeist. Das

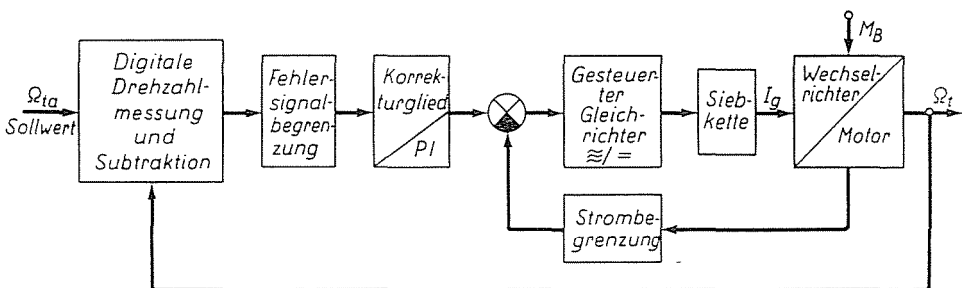


Abb. 1

dem Motorstrom ( $I_{ig}$ ) proportionale Signal wird durch einen speziellen Stromwandler erzeugt. Das Signal beeinflusst die Aussteuerung des Gleichrichters.

Im folgenden wird zuerst die analoge Simulation des Stromrichter-motors und des digitalen Halteglieders behandelt, sodann auf Grund der erzielten Ergebnisse das volle Analog-Modell aufgebaut, und mit dessen Hilfe die Einstellung des Reglers gezeigt.

### Wichtigste Bezeichnungen

$U_{ig}, I_{ig}, U_{ig}$	Effektivwert der Grundwelle der Motorklemmspannung, des Statorstromes, der Polradspannung
$R_{ig}, L_{ig}, \bar{Z}_{ig}$	Widerstand, Induktivität, Impedanz des Stators für die Grundwelle
$L_g, R_g, C_g$	Elemente im Gleichstromzwischenkreis
$\bar{U}_g, U_{gg}$	Gleichspannungen
$\Omega_r$	räumliche Winkelgeschwindigkeit
$\omega_{re}$	Kreisfrequenz (elektrisch)
$p$	Polpaarzahl
$\alpha_r$	räumlicher Steuerungswinkel
$M$	Drehmoment
$M_B$	Belastungsmoment

### Regelungstechnische Eigenschaften des selbstgetakteten einphasigen Stromrichter-motors mit Permanentmagneterregung für hohe Drehzahlen

Der einphasige, selbstgetaktete Stromrichter-motor besteht aus dem speisenden Wechselrichter und der einphasigen Synchronmaschine. Die Zündung des Wechselrichters wird durch einen mit dem Rotor gekoppelten Geber gesteuert. Das Blockschaltbild der Maschine wird unter den folgenden vereinfachenden Voraussetzungen bestimmt.

1. Es wird die in Abb. 2 angegebene Anordnung untersucht.
2. Die elektrischen transienten Vorgänge der Maschine werden vernachlässigt. (Diese Näherung ist zulässig, da die durch die UCF-Antriebsmotoren angetriebenen Massen, d. h. die mechanischen Zeitkonstanten groß sind.)
3. Der Strom des Siebkondensators des Gleichstromzwischenkreises wird vernachlässigt. Sein Wert ist verhältnismäßig klein ( $C = 100 \mu_F$ ). Der Kondensator sichert nur die periodische Rückspeisung durch die Rückstromdioden.

4. Die Spannung am Eingang des Wechselrichters ist eine sich langsam ändernde Gleichspannung.
5. Der Wechselrichter besteht aus idealen Elementen, die Thyristoren sind ohne Hilfskreise ausschaltbar.
6. Es werden nur die Grundwellen berücksichtigt.
7. Der Zündwinkel ( $\alpha_r$ ) des Wechselrichters wird nach irgendeinem Zusammenhang  $\alpha_r = \alpha_r(U_{ig}, \Omega_r)$  ohne Verzögerung geregelt.

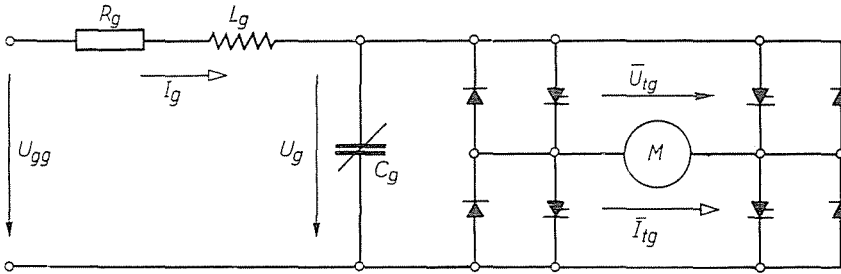


Abb. 2

### Statische Kennlinien des Motors

Durch die Änderung des Steuerwinkels lassen sich die verschiedensten Kennlinien verwirklichen. Im untersuchten Fall war jener Zustand von Interesse, bei dem der Wechselrichter so gesteuert wird, daß bei gegebenem Strom das Drehmoment des Motors maximal ist. Um das zu erreichen, muß der Steuerwinkel in Abhängigkeit von der Drehzahl ( $\Omega_r$ ) und dem Strom ( $I_{ig}$ ) entsprechend eingestellt werden. Bei beliebigem Strom und beliebiger Drehzahl erhält man auf Grund des Zeigerdiagramms 3 für den optimalen Steuerwinkel den Zusammenhang:

$$\sin \alpha_{opt} = \frac{-\frac{R_{ig}}{L_{ig}} \frac{\omega_e}{\omega_{el}} + \sqrt{\left(\frac{R_{ig}}{L_{ig}}\right)^2 + \omega_e^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_e}{\omega_{el}}\right)^2\right]}}{\omega_e^2 + (R_{ig}/L_{ig})^2} \omega_e \quad (1)$$

Für den Strom  $I_{ig}$  erhält man den Zusammenhang:

$$I_{ig} = \frac{\sqrt{U_{ig}^2 - 2U_{ig} U_{ig} \cos \alpha_{opt} + U_{ig}^2}}{Z_{ig}} \quad (2)$$

wobei  $\omega_{el} = (U_{ig}/k) \cdot p$  und  $k = U_{ign}/\omega_{rn}$  sind.

Bei optimaler Steuerung läßt sich die mechanische Leistung einfach mit  $P_m = U_{ig} \cdot I_{ig}$  berechnen.

Bei beliebiger  $\bar{Z}_{ig}$  und Frequenzabhängigkeit von  $L_{ig}$  und  $R_{ig}$  ergeben sich sehr komplizierte Kurven. Die Kennlinien eines ausgeführten Motors zeigt Abb. 4.

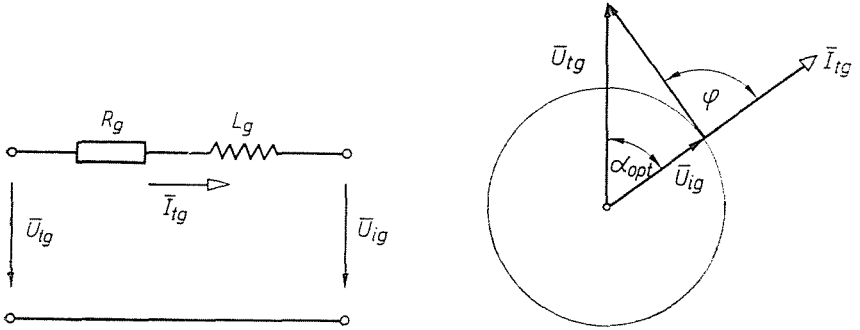


Abb. 3

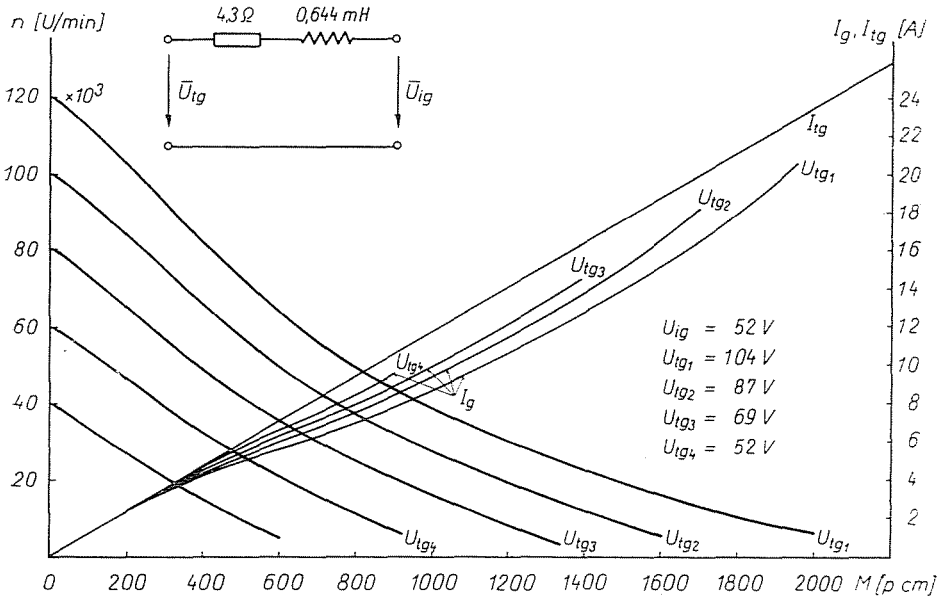


Abb. 4

**Das Signalflußdiagramm der Schaltung in Abb. 2**

Unter Anwendung der getroffenen vereinfachenden Voraussetzungen ergibt sich für die Schaltung das folgende Gleichungssystem:

$$\begin{aligned}
 -U_{gg} + I_g' L_g + I_g R_g + U_g &= 0 \\
 I_g &= I_g(I_{tg}, \Omega_r, \alpha_r); \quad U_{tg} = k_2 U_g;
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_{tg} &= I_{tg}(U_{tg}, \Omega_r, \alpha_r); \\
 M &= M(U_{tg}, \Omega_r, \alpha_r); \\
 \Theta \, d\Omega_r/dt &= M - M_B,
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

wobei  $k_2$  der Fromfaktor ist (Rechteck/Sinus).

Da die Funktionen  $I_{tg}$ ,  $M$  usw. nichtlinear sind, wird das Gleichungssystem für kleine Abweichungen linearisiert. Das Gleichungssystem für kleine Änderungen lautet:

$$\begin{aligned}
 i_g &= (u_{gg} - u_g)/R_g - i_g s L_g / R_g \\
 i_{tg} &= i_g' f I_g I_{tg} - f I_g \Omega_r' f I_g I_{tg} \omega_r \\
 u_g &= k_2^{-1} u_{tg}; \\
 u_{tg} &= i_{tg}' f I_{tg} U_{tg} - \omega_r f I_{tg} \Omega_r' f I_{tg} U_{tg} \\
 m &= f M U_{tg} u_{tg} + f M \Omega_r \omega_r \\
 \omega_r &= (m - m_B)' s \Theta.
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

Hier wurde vorausgesetzt, daß  $\alpha_r$  entweder konstant ist, oder durch eine Automatik als Funktion von  $U_{tg}$  und  $\Omega_r$  eingestellt wird. Das Ziel ist die Bestimmung eines Blockschaltbildes, dessen Eingangsgrößen  $u_{tg}$  und  $m_B$ , und dessen Ausgangsgrößen  $\omega_r$ ,  $i_{tg}$  und  $i_g$  sind.

Auf Grund des Gleichungssystems (4) kann das folgende Signaflußbild gezeichnet werden (Abb. 5). Zur Vereinfachung wird der Anfang des Zweiges ( $u_{tg} - m_d$ ) in den Knoten  $i_{tg}$  versetzt. Nach Anwendung der Regel [1] erhält man die Abb. 6.

Abb. 7a, b, c und Abb. 8a, b zeigen, wie die einzelnen Teile weiter verein-

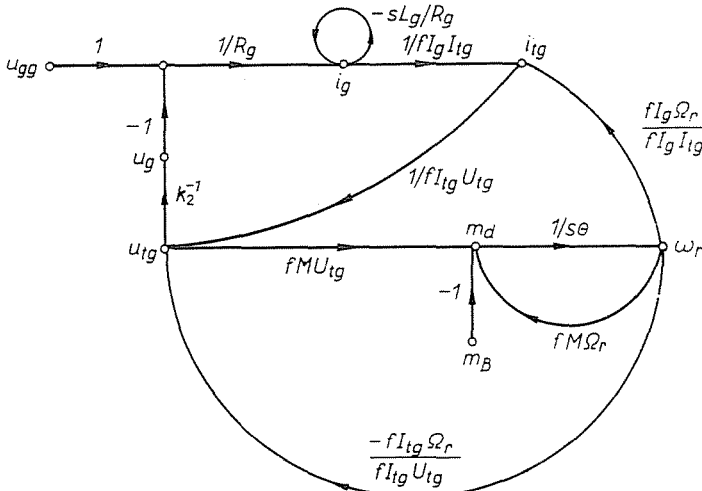


Abb. 5

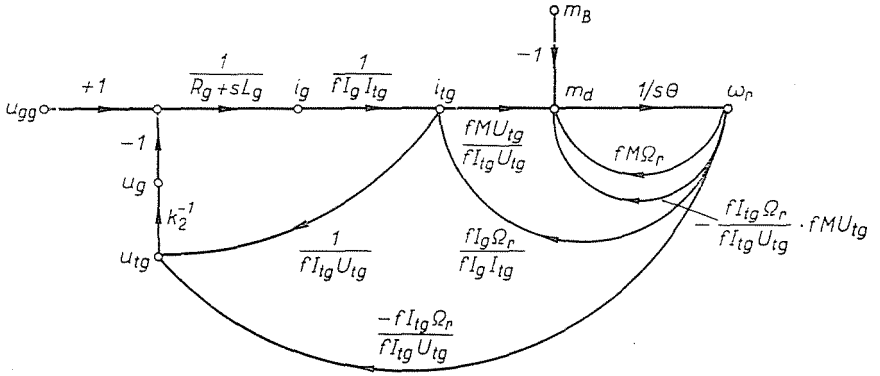


Abb. 6

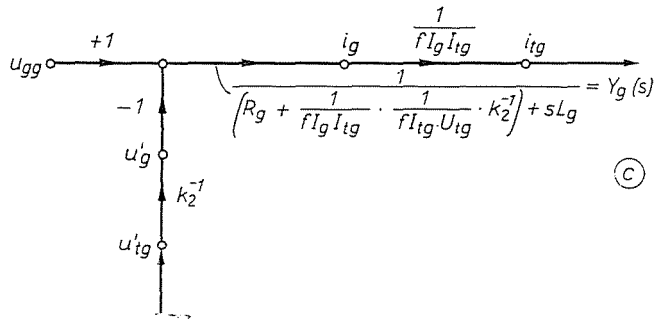
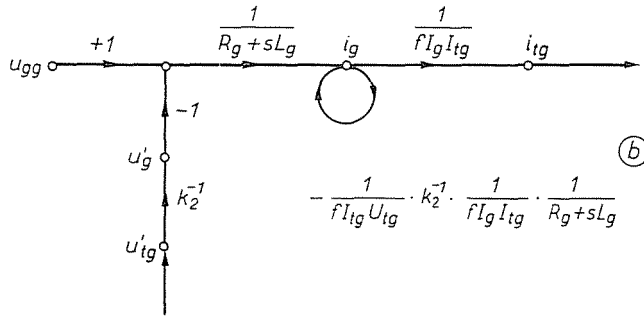
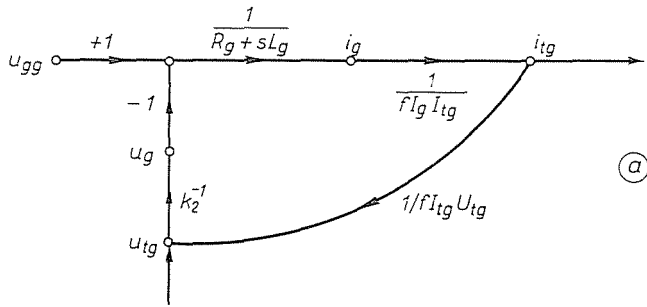


Abb. 7

facht werden können. Mit ihrer Hilfe erhält man das in Abb. 9 angegebene Signalflußdiagramm, auf Grund dessen das erforderliche Blockschaltbild gezeichnet werden kann.

Die allgemeinen Formeln sind ziemlich kompliziert. Sie lassen sich bis zu einem gewissen Grade vereinfachen, wenn der Rückkopplungszeitweig zwischen

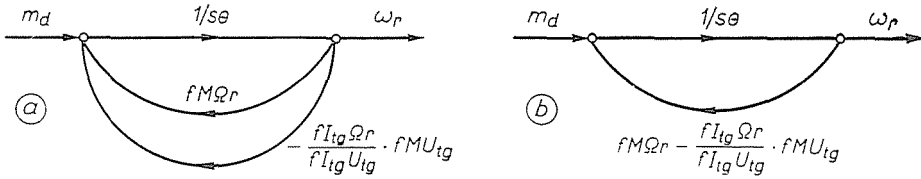


Abb. 8

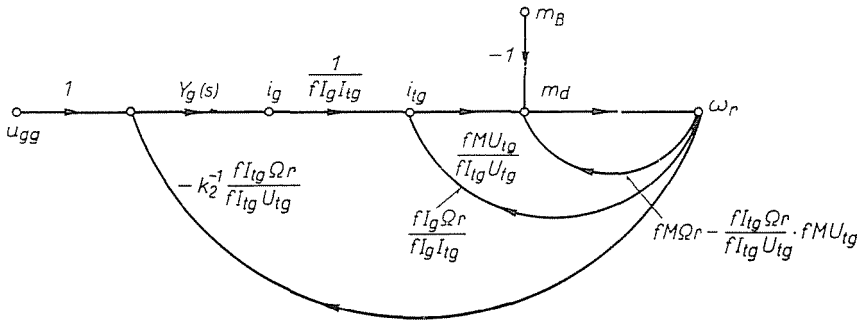


Abb. 9

den Knoten  $(\omega_r - m_d)$  in Abb. 9 vernachlässigt werden kann. Diese Vernachlässigung setzt voraus, daß der Ausdruck  $(fM\Omega_r - fI_{tg}\Omega_r/fI_{tg}U_{tg} \cdot fMU_{tg})$  nahezu gleich Null ist. Das bedeutet aber die Gültigkeit der folgenden Gleichung:

$$fM\Omega_r \cdot fI_{tg}U_{tg} - fI_{tg}\Omega_r \cdot fMU_{tg} = 0 \tag{5}$$

d. h.

die Determinante des Gleichungssystems

$$\begin{aligned} i_{tg} &= fI_{tg}U_{tg} \cdot u_{tg} + fI_{tg}\Omega_r \cdot \omega_r \\ m &= fMU_{tg} \cdot u_{tg} + fM\Omega_r \cdot \omega_r \end{aligned} \tag{6}$$

ist gleich Null, also ist das Drehmoment des Motors nur vom Statorstrom abhängig.

### Das Ersetzen des digitalen Drehzahlmeßgliedes für kleine Signale

Der Drehzahlmesser zählt die Impulse, deren Frequenz der Drehzahl proportional ist. Die statische Genauigkeit konnte durch eine Abtastzeit von 5 sec gesichert werden. Das Drehzahlmeß-Vergleichsglied kann also als ein Glied

aufgefaßt werden, das das Fehlersignal als Durchschnittswert der während der vorhergehenden Abtastzeit (5 sec) integrierten Regelabweichung bestimmt. Für das Glied gilt also der Zusammenhang:

$$X_e = \frac{1}{T_m} \int_{(k-1)T_m}^{kT_m} (\Omega_i - \Omega_{ia}) dt, \quad (7)$$

wobei  $T_m$  die Abtastzeit ist.

Für kleine Abweichungen kann das Drehzahlmeß-Vergleichsglied in seiner ursprünglichen Form modelliert werden.

### Das analoge Modell des Drehzahlmeß-Vergleichsgliedes

Das Meßglied wurde durch zwei speziell gesteuerte Integratoren simuliert. Der eine integriert immer die Winkelgeschwindigkeitsabweichung, der andere gibt das Fehlersignal als Analogspeicher.

Das analoge Modell ist in Abb. 10 gezeigt. Die Abtastzeit  $T_m$  wurde durch einen Sinusgenerator erzeugt (I). Zur Steuerung mußte ein phasenverschobenes Signal hergestellt werden (II). Die Sinussignale werden durch Signalumformer in Rechteckimpulse umgewandelt (III–IV). Die phasen-

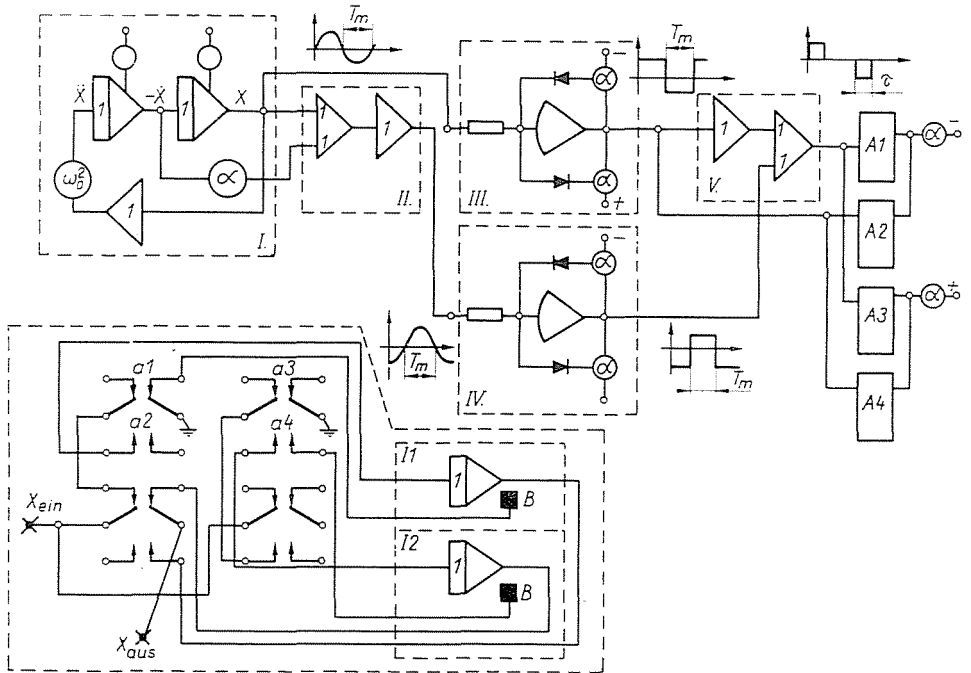


Abb. 10



verschobenen Impulse werden dann summiert. Das Ergebnis ist dann eine Impulsreihe mit einer Impulsbreite von  $\tau$  (V).

Die so hergestellten Signale werden Abb. 10 entsprechend an die Steuerungseingänge der Komparatoren A1—A2—A3—A4 geschaltet. Die Komparatoren A2—A4 schalten an den Ausgang des digitalen Gliedes abwechselnd den Ausgang des Integrators, der eben als Halteglied funktioniert. Die gleichen Komparatoren schalten an den Eingang des Haltegliedes den Eingang des Integrators der eben integriert (I1—I2).

Die Komparatoren A1—A3 setzen — zufolge der Impulse der Breite  $\tau$  — die Anfangswerte der Integratoren abwechselnd gleich Null.

### Die Untersuchung des Regelkreisse auf Grund des aufgestellten Modells

Abb. 11 zeigt das Blockschaltbild und das Analog-Programm der Regelung. Für die Parameter im Blochschtbild des Motors ergeben sich auf Grund von Messungen die folgenden Werte:

$$fMU_{ig} = 15 \text{ pcm}; fI_{ig} \Omega_r = -1.51 \cdot 10^{-3} \text{ A/sec}; fI_{ig} U_{ig} = 0.1893 \text{ A/V};$$

$$\Theta = 89 \text{ pcmsec}^2; T_m = 5 \text{ sec}; fI_g I_{ig} = 0.81;$$

$$Y_g(s) = 0.2 \frac{1}{1+s \cdot 0.2} = \frac{1}{1+sT_{res}} \frac{1}{R_{res}}$$

Bei proportionaler Regelung ist die Kreisverstärkung, die für die vorgeschriebene statische Genauigkeit notwendig ist, gleich 7200; wegen der großen Totzeit ( $T_m = 5 \text{ sec}$ ) und der großen Kreisverstärkung führt der Regelkreis stationäre Schwingungen aus. Die zeitliche Änderung der Kennwerte beim Einschalten der Regelung bei einer Abweichung von  $\omega_r = -6/\text{sec}$  ist in Abb. 12 gezeigt. Die Amplitude der Winkelgeschwindigkeitsschwingung

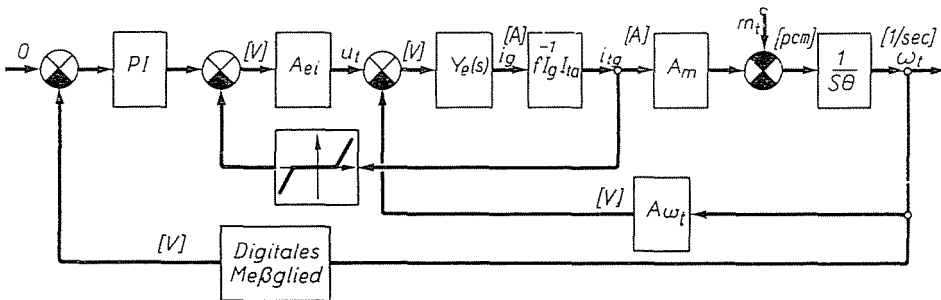


Abb. 11

von etwa 25/sec ist viel größer als die vorgeschriebene Fehlergrenze  $\pm 10/\text{Min} = 1/\text{sec}$ . Das durch das Fühlglied abgegebene Winkelgeschwindigkeitssignal ist mit  $\omega_m$  bezeichnet. Die Halbperiodenzeit des Sinussignals ist gleich der Abtastzeit  $T_m$ .

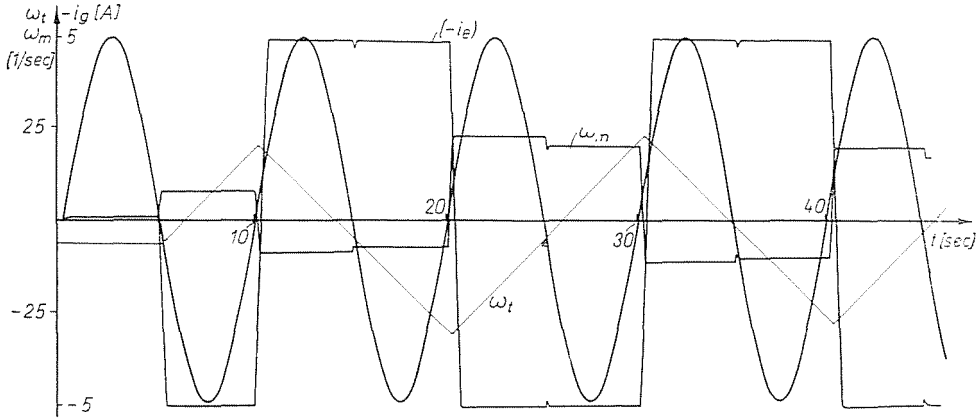


Abb. 12

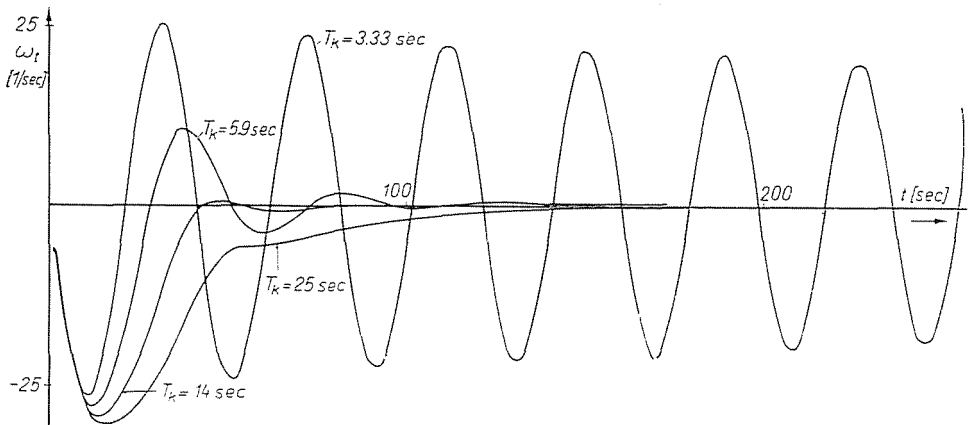


Abb. 13

Die Schwingungen wurden durch das Einschalten eines Korrekturgliedes mit PI-Eigenschaften gedämpft. Die Parameter des Korrekturgliedes wurden nach dem folgenden Prinzip eingestellt:

a) Es wurde eine Kreisverstärkung eingestellt, bei der die Amplitudenabnahme der Schwingungen schnell genug ist. Sie betrug  $1/46$  des ursprünglichen Wertes.

b) Es wurde das Korrekturglied eingeschaltet und bei der Parameterwahl  $A_k = 1$  wurde der Wert  $T_k$  solange geändert, bis die Schwingungen entsprechend gedämpft waren.

c) Die zur in Punkt *b* eingestellten Anfangsbedingung gehörende optimale Einstellung wurde schrittweise bestimmt, indem die Werte  $T_k$  und  $A_k$  abwechselnd bis zum Minimum geändert wurden. Als Minimumskriterium wurde die

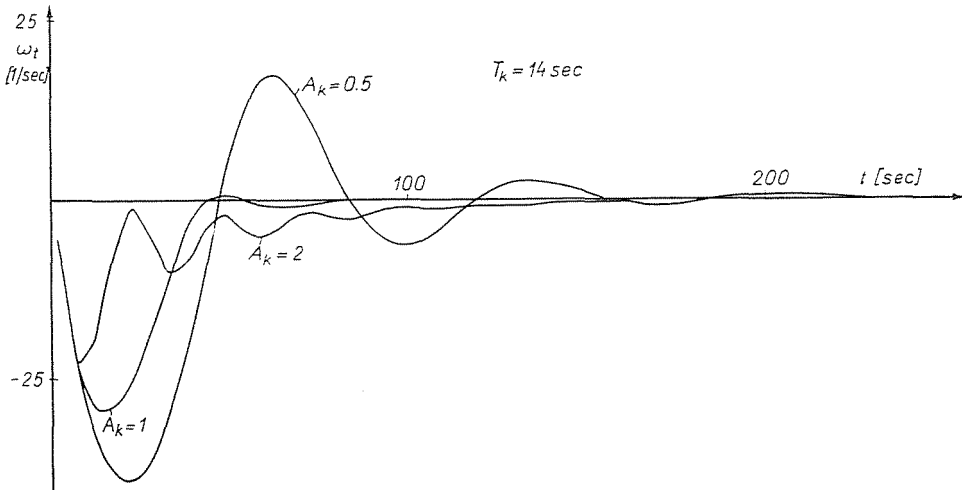


Abb. 14

Regelzeit gewählt. Abb. 13 zeigt die Ausgleichsvorgänge bei  $A_k = 1$  für verschiedene Werte von  $T_k$ .

Den optimalen Ausgleichsvorgang erhält man bei  $T_k = 14$  sec. Die Einwirkung der Änderung von  $A_k$  bei  $T_k = 14$  sec wird in Abb. 14 gezeigt.

### Schlußfolgerungen

Die Ergebnisse der Messungen am Analogrechner sind mit guter Näherung gleich den Ergebnissen der Messung an der praktisch ausgeführten Einrichtung. Das bedeutet, daß das angenäherte Blockschaltbild für kleine Signale in Abschnitt 3 des einphasigen, selbstgetakteten, permanentmagneterregten, hochdrehzahligen Stromrichtermotors für die Simulation von Regelkreisen der in der Arbeit gezeigten Art gut anwendbar ist.

Die Untersuchung des geschlossenen Regelkreises zeigt, daß das System, das wegen der großen Kreisverstärkung und der periodischen Abtastung mit Integralmittelwert schwingt, ähnlich wie das System mit Totzeit, durch das Einschalten eines PI Korrekturgliedes gut kompensiert werden kann.

### Zusammenfassung

Die Arbeit behandelt die Steuerung, die Kennlinien und die regelungstechnischen Eigenschaften eines selbstgetakteten, permanentmagneterregten Stromrichter-motors für hohe Drehzahlen. Es wird eine Methode angegeben, mit deren Hilfe das Blockschaltbild des Maschine-Wechselrichter-Systems aufgestellt werden kann und die Kennwerte berechnet werden können.

### Literatur

1. CSÁKI, F.: Szabályozások dinamikája, Akadémiai Kiadó, Budapest 1966.
2. VALENTIN, J., SKVOR., KOTVA, M.: Programmierung und Lösung von Aufgaben auf den transistorierten Analogrechnern MÉDA—T. Bratislava 1967.
3. SEENGER, Gy.: Nagyfordulatszámú kollektornélküli villanymotor ultracentrifugához. Finommechanika **7**, 170—173.

Attila KÁRPÁTI, 1052 Budapest XI., Garami E. tér 3. Ungarn.