

# EIN MATHEMATISCHES MODELL FÜR DIE AM SCHWACHEN NETZ ARBEITENDE GESTEUERTE DREHSTROMBRÜCKE

A. KÁRPÁTI, I. IPSITS, I. HERMANN und P. MAGYAR

Lehrstuhl für Automatisierung,  
Technische Universität, H-1521 Budapest

## Summary

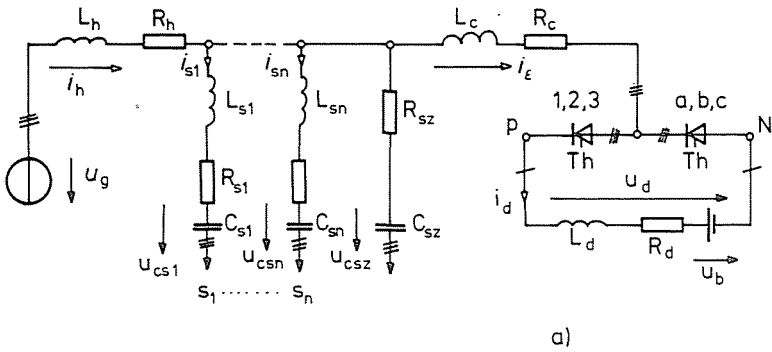
The paper deals with the mathematical modelling of three-phase bridge-controlled converters operated on weak nets. A procedure is given to set up the equations of state. After determining the periodical steady state, the state transmission matrix of the system linearized for small changes is set up, and thereby a method is established to analyse the dynamic properties of the system. The serviceableness of the method is demonstrated on some numerical examples.

## Einführung

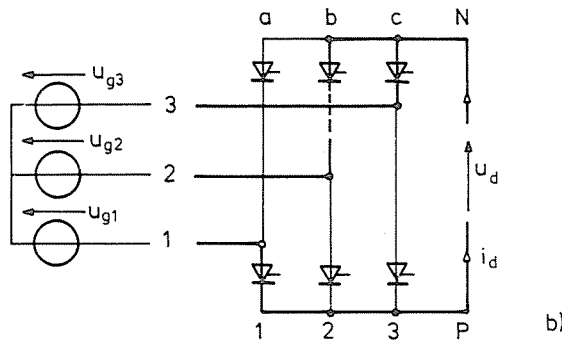
Die Regel zur Einstellung des Stromregelkreises der netzkommutierten Stromrichter sind seit langem bekannt, aber sie berücksichtigen nicht die Größe der frequenzabhängigen Netzimpedanz. Bei Einrichtungen von verhältnismäßig kleiner Leistung ist es auch nicht notwendig. Die Lage ändert sich, wenn die Leistung  $P_d$  des Stromrichters gemessen an die Kurzschlußleistung  $S_z$  des Netzes groß ist, die sich an das Speisernetz anschließenden Kondensatoren (Siebkreise) die Netzimpedanz ungünstig beeinflussen, und für die Sicherstellung der guten Regeleigenschaften im Regelkreis eine hohe Schnittfrequenz,  $w_c$ , einzustellen ist. Im folgenden wird ein mathematisches Modell gezeigt, was für die Untersuchung von solchen Fällen geeignet ist. Die ausführlichen Ableitungen werden im Anhang angegeben.

## Die Beschreibung des untersuchten Systems

Das Schaltbild des Hauptstromkreises des untersuchten Systems ist in der Abb. 1.a zu sehen. An das Speisernetz, das aus Spannungsgenerator und in Reihe geschalteten Widerstand und Induktivität besteht, schließen sich  $n$  Siebkreise und eine Drehstrombrücke an. Der Synchronsignalfilter des Stromrichters wird durch den Stromkreis  $R_{sz} - C_{sz}$  ersetzt.



Die ausgewählten „C“, „nc“-Zustände



In „C“-Zustand  $T_{h1}$  ist stromführend und  $T_{hb} \rightarrow T_{hc}$  Kommutatio  
 In „nc“-Zustand  $T_{h1}$  und  $T_{hc}$  sind stromführend

Abb. 1

In der Abb. 1.b wurden die „c“ und „nc“ Zustände des ausgewählten Taktes dargestellt. In der Abb. 2 sind die für die Arbeit des Stromrichters kennzeichnenden Funktionen zu sehen. Abb. 2.a zeigt die Spannung  $u_d$ , Abb. 2.b die aus dem Netz fließenden Ströme, Abb. 2.c die aus den Ausgangsspannungen des Synchronsignalfilters gebildeten Komparationsignale  $k(t)$  und das  $v(t)$  Ausgangssignal des Reglers.

In Abb. 3 ist der Aufbau des Regelkreises zu sehen. Das dem Strom  $i_d$  proportionales Signal wird durch ein Verzögerungsglied 1-ster Ordnung gesiebt.

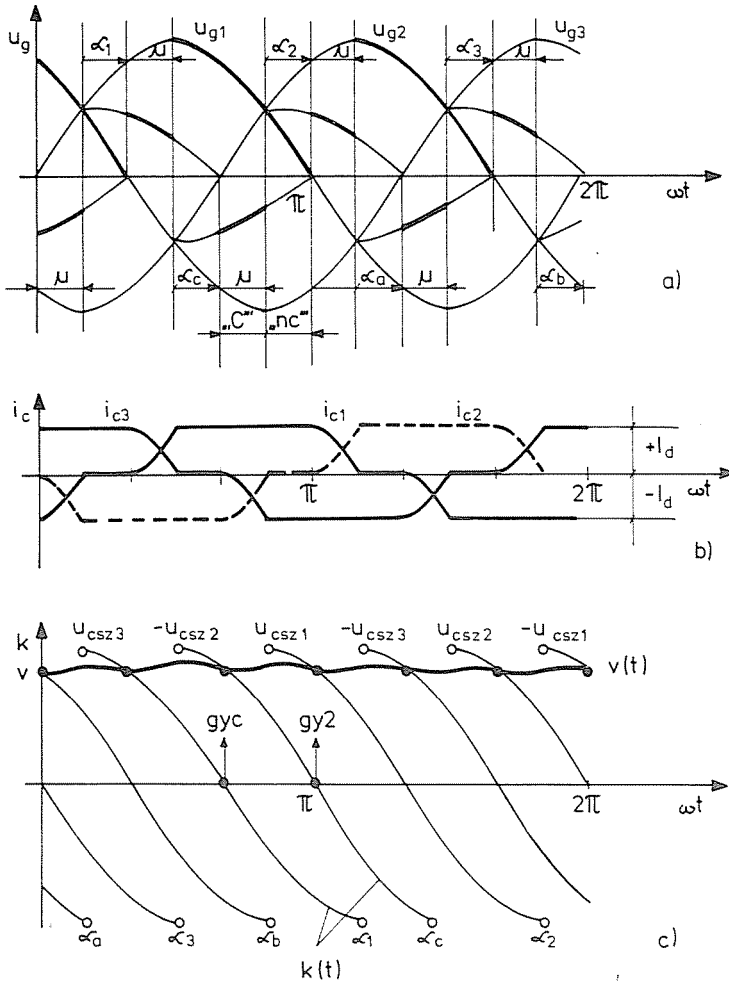


Abb. 2

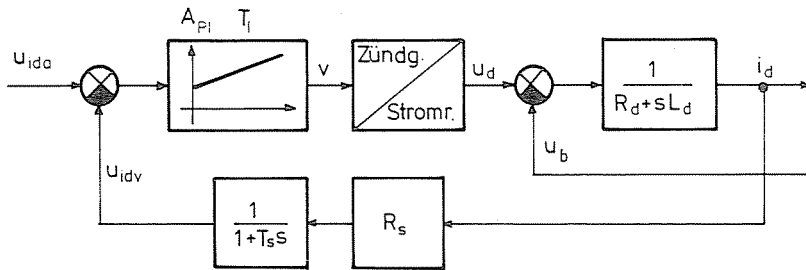


Abb. 3

### Kurze Besprechung der angewandten Theorie [1, 2, 3]

Im Laufe der Untersuchungen werden die folgenden Berechnungen durchgeführt:

- Die Bestimmung des stationären Zustandes.
- Die Bestimmung der Zustandsübergangsmatrix für kleine Änderungen.
- Stabilitätsuntersuchung.

#### *Bestimmung des stationären Zustandes (2)*

Der stationäre Zustand wird unter den folgenden Annahmen und in den folgenden Schritten bestimmt:

— Wegen der zyklischen Symmetrie der Schaltung ist es genügend nur einen Takt zu untersuchen.

— Der untersuchte Takt wird in zwei Teile geteilt. Diese sind: „c“-Zustand, wo bei der negativen Brückenhälfte (N)  $Th_b$  und  $Th_c$  kommutieren, bei der positiven Brückenhälfte (P) führt  $Th_l$  den Strom. „nc“-Zustand, wo bei der negativen Brückenhälfte  $Th_c$ , bei der positiven aber  $Th_l$  stromführend sind.

— Der  $x_0^*$  Anfangswert des  $x^*$  Zustandsvektors und der Überlappungswinkel ( $\mu = \omega T_c$ ) im stationären Zustand des Systems nach Abb. 1.a ergänzt durch den  $i_d$  Filter nach Abb. 3 wird aufgrund der Zustandsgleichung des Systems (s. Anhang) bestimmt. Bei den Berechnungen werden die Periodizitätsbedingung  $x^*\left(t + \frac{T}{6}\right) = P^*x^*(t)$  und die Lösbedingung  $k_i^T x^*(\mu) = 0$  benutzt.

— Das fehlende Element des  $x_0^{**}$  Anfangsvektors der vollständigen Zustandsgleichung, in der auch der Regler berücksichtigt ist, wird mit Hilfe der Komparationsbedingung bestimmt, d. h. mit Hilfe der folgenden Gleichung:  $k_0 = U_{cvo} + (U_{ida} + U_{idvo})A_p$ , wobei  $U_{ida} = I_d R_s$  geschrieben werden kann, weil wegen des PI-Reglers der Mittelwert der stationären Regelabweichung null ist.

#### *Bestimmung der sich auf kleine Änderungen beziehenden Zustandsübergangsmatrix (1, 2, 3)*

Zwischen den auf den gleichen Takt transformierten Änderungen  $x_i^{**}$  und  $x_{i+1}^{**}$  kann der folgende Zusammenhang geschrieben werden:

$$x_{i+1}^{**} = Zx_i^{**}$$

wobei

$$Z = P^{** -1} F_x e^{V^{**} A^{**} T_{nc}} V^{**} e^{A^{**} T_c}$$

ist.

Außerdem

- $x_i^{**}$  — ist die Abweichung der Zustandsvariablen im Vergleich zum stationären Zustand am Anfang des  $i$ -ten Taktes.
- $e^{A^{**} T_c}$  — ist das Maß der Änderung während des dem „c“-Zustand entsprechenden Zeitintervalls,  $T_c = \mu/w$ .
- $V^{**}$  — ist die die Beständigkeit von  $T_c$  sichernde Transformation beim Ende des Zustandes „c“.
- $e^{V^{**} A^{**} T_{nc}}$  — ist das Maß der Änderung während des „nc“-Zustandes
- $F_x$  — ist die die Beständigkeit der Taktzeit sichernde Transformationsmatrix beim Ende des „nc“-Zustandes, die folgenderweise bestimmt werden kann:

$$F_x = E + (f_{ncv} - P^{**} f_{co}) \cdot \frac{c_v^T - c_k^T}{(c_k^T - c_v^T) f_{ncv}}$$

wobei

$$f_{ncv} = \frac{d}{dt} x^{**} |_{t=t_{ncv}} \quad (\text{Ende des „nc“-Zustandes})$$

$$f_{co} = \frac{d}{dt} x^{**} |_{t=t_{co}} \quad (\text{Anfang des „c“-Zustandes})$$

$$c_k^T = [ \underbrace{0, 0, 0, 0, 0, 0, \dots, 0, 0, 0, 0, \dots, 0, 0, 1, 0, 0, 0} ]$$

$$i_{c\dot{u}} \quad i_{h\dot{u}} \quad i_{s\dot{u}} \quad u_{cs\dot{z}} \quad u_{csz\dot{z}} \quad u_{idv} \quad u_{cv}$$

$$c_v^T = [ \underbrace{0, 0, 0, 0, 0, 0, \dots, 0, 0, 0, 0, \dots, 0, 0, 0, 0, -A_p, 1} ]$$

sind, weil  $k(t) = u_{csz1}(t)$  das Komparationssignal, d. h.  $\Delta k(t) = \Delta u_{csz1}(t)$  und  $\Delta v(t) = \Delta u_{cv} - A_p \Delta u_{idv}$  sind. Durch die Multiplikation mit  $P^{** -1}$  wird gesichert, daß die Änderungen des folgenden Taktes mit Hilfe der Formel des ursprünglichen Taktes berechnet werden können.

### Stabilitätsuntersuchung

Die Änderung der vom stationären Zustand ausgeschwenkten Zustandsvariablen kann nach dem  $n$ -ten Takt folgenderweise geschrieben werden:

$$x_n^{**} = Z^n x_0^{**}$$

weil

$$\mathbf{Z}^n = \mathbf{T}_z \mathbf{\Lambda}_z^n \mathbf{T}_z^{-1},$$

ist, die Stabilitätsbedingung kann wie folgt geschrieben werden:

$$|\Lambda_{z,i}| < 1$$

wenn  $i = 1 \dots m$  und  $m$  die Anzahl der Eigenwerte ist.

### Besprechung einiger Rechenergebnisse

In der Abb. 4 wird die Änderung der Eigenwerte für einen solchen Fall gezeigt, wo an das Netz keine Filterkreise angeschlossen sind. Die Grundwellenverschiebung des Synchronsignalfilters ist  $\varphi_{sz} = \pi/3$ . Aus der Abb. 4 ist gut feststellbar, daß die Erhöhung der Netzimpedanz, der Schittfrequenz und des Laststromes das System labiler macht. Für den Aufbau des Zündgerätes ist kennzeichnend, daß ein Teil der Eigenwerte auch vom Steuerwinkel abhängig sind. Die ungünstigste Situation ergibt sich beim Wechselrichterkippen-Grenzwinkel.

Bei der Berechnung der Abb. 5.b wurde angenommen, daß an das Speisennetz ein Kondensator von solcher Größe angeschlossen ist, daß die Parallelresonanzfrequenz des durch die Netzinduktivität und Kondensator gebildeten Schwingkreises gleich 450 Hz ist (Abb. 5.a). Die Berechnungen wurden in zwei Fällen durchgeführt, bei grundwellen-ohmschen Widerstand und bei einem Netzwidestand, der dem Skin-Effekt entsprechend vergrößert wurde.

### Anhang. (Die ausführlicheren Berechnungen)

Die Zustandsgleichung des Systems nach der Abb. 1.a wird mit Hilfe des in Abb. 6 angegebenen Graphes bestimmt. Die zweckmäßige Reihenordnung der Zweige ist die folgende:

$1 - n_{l\dot{a}}$  = Zweige der induktiven Zustandsvariablen, ( $n_{l\dot{a}}$ ).

$(n_{l\dot{a}} + 1) - (n_{l\dot{a}} + n_{ln\dot{a}} = n_l)$  = Die übrigen induktiven Zweige, ( $n_{ln\dot{a}}$ ).

$(n_1 + 1) - (n_1 + n_{c\dot{a}})$  = Die Zweige der kapazitiven Zustandsvariablen, ( $n_{c\dot{a}}$ ).

$(n_1 + n_{c\dot{a}} + 1) - (n_1 + n_{c\dot{a}} + n_{cn\dot{a}})$  = Die übrigen kapazitiven Zweige, ( $n_{cn\dot{a}}$ ).

$(n_1 + n_c + 1) - (n_1 + n_c + n_{R-1})$  = Die ohmschen Zweige, ( $n_{R-1}$ ).

$n - n$  = Der Zweig des sich löschenden Thyristors, ( $u_{Th}$ ).

Die Systemparametermatrizes:

$L_{\dot{a}}$  = Die Matrix der Zustandsvariablen-Induktivitäten.

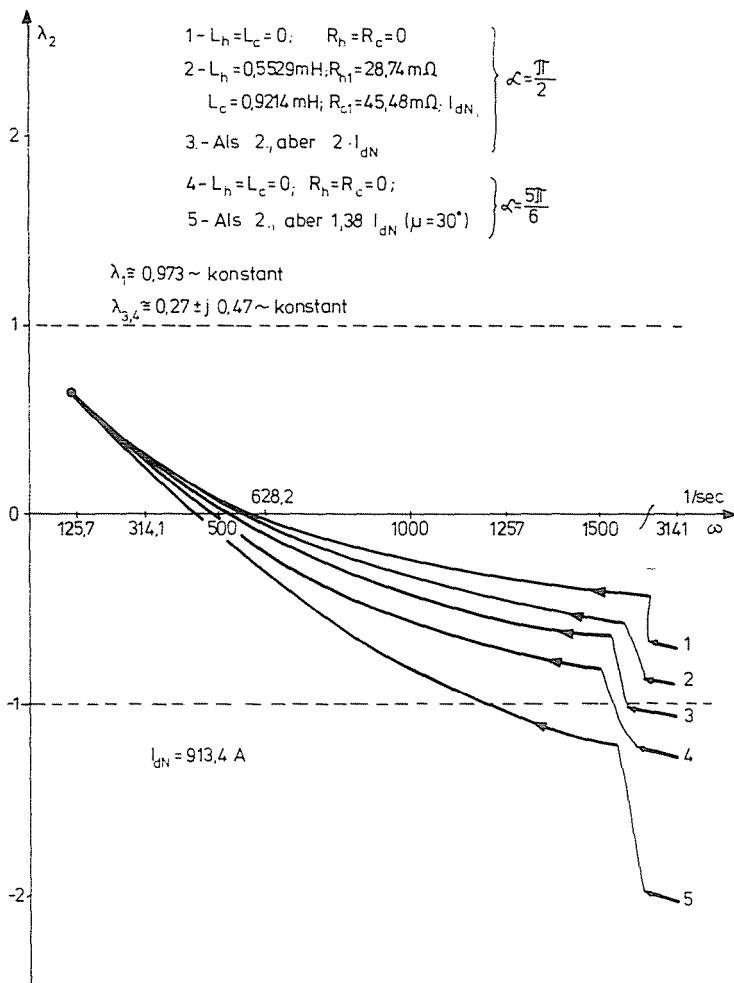


Abb. 4

$L_{n\dot{a}}$  = Die Matrix der übrigen Induktivitäten.

$$L = \begin{bmatrix} L_{\dot{a}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & L_{n\dot{a}} \end{bmatrix}; \quad C_{\dot{a}} = \begin{bmatrix} C_{s\dot{a}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & C_{sz\dot{a}} \end{bmatrix}; \quad C_{n\dot{a}} = \begin{bmatrix} C_{sn\dot{a}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & C_{szn\dot{a}} \end{bmatrix}$$

$C_{\dot{a}}$  und  $C_{n\dot{a}}$  sind die Matrizes der Zustandsvariablen- und übrigen Kapazitäten.

$C = \begin{bmatrix} C_{\dot{a}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & C_{n\dot{a}} \end{bmatrix}$  ist die resultierende Kapazitätsmatrix

$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{nR-1} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$  ist die resultierende Widerstandsmatrix, wobei  $\mathbf{R}_{nR-1}$  die Widerstandsmatrix der ohmschen Zweige, ausgenommen den Zweig  $u_{Th}$  ist.

$u_g^T = [\underbrace{u_{g\sim}^T}_{u_{gnR-1}^T}, u_{g=}^T, u_{th}]$  ist der Vektor der Generatorspannungen.

$\mathbf{B} = [\mathbf{B}_{l\acute{a}}, \mathbf{B}_{ln\acute{a}}, \mathbf{B}_{c\acute{a}}, \mathbf{B}_{cn\acute{a}}, \mathbf{B}_{nR-1}, \mathbf{B}_{Th}]$  ist die Schleifenmatrix

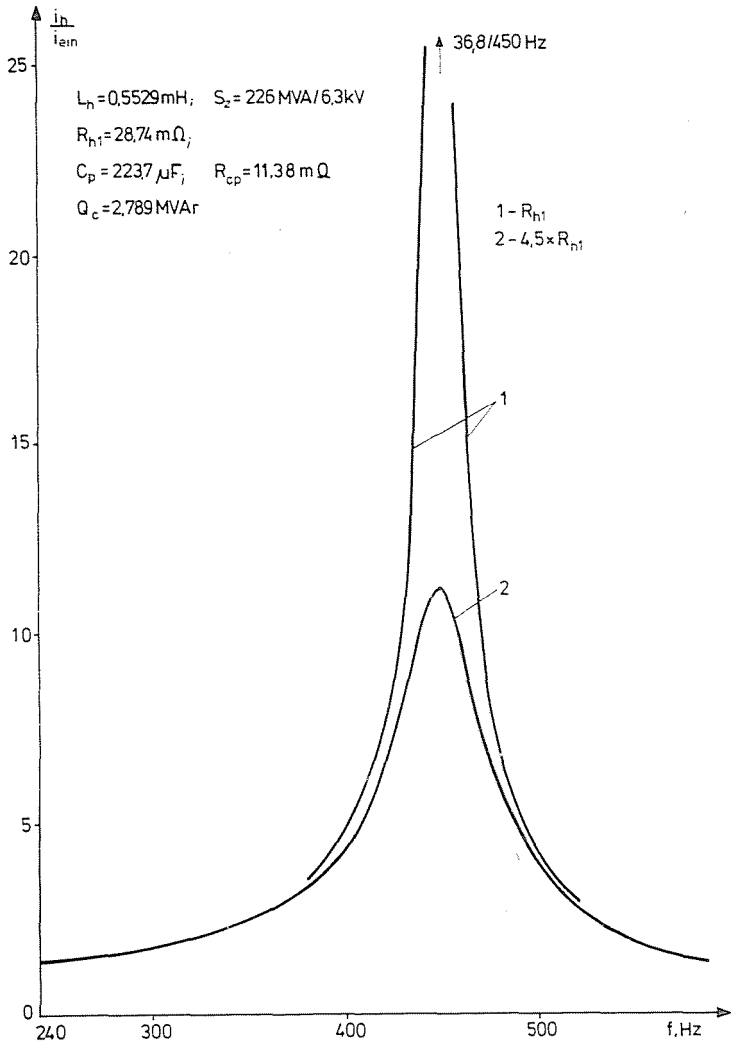


Abb. 5.a



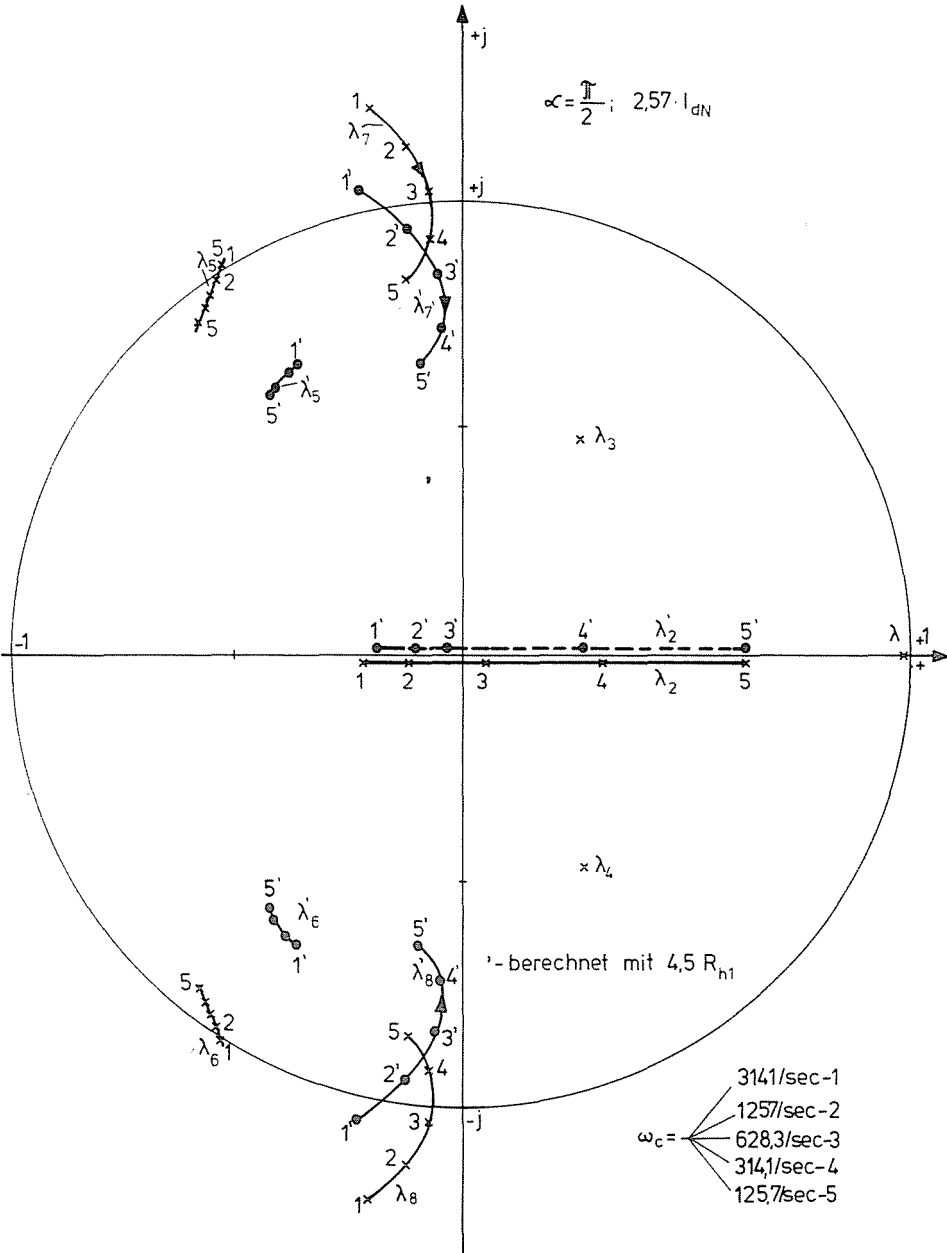


Abb. 5.b

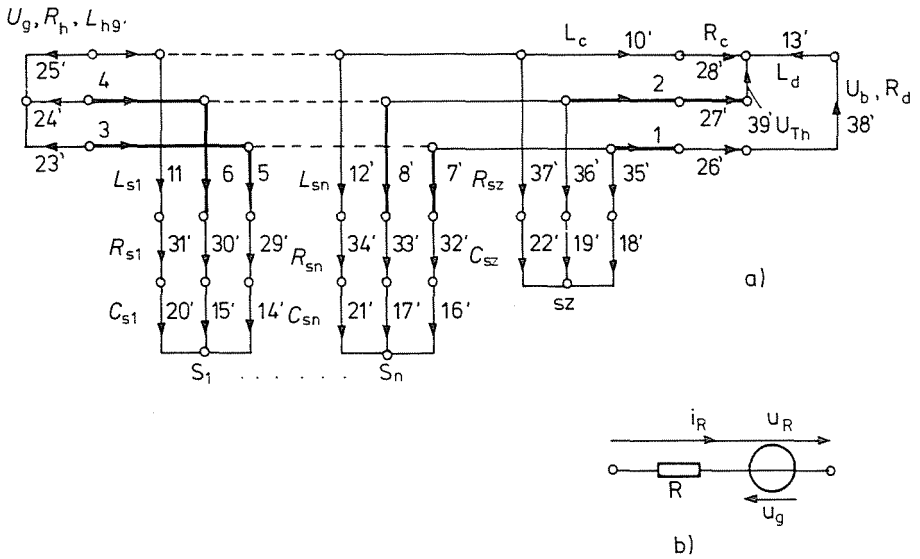


Abb. 6

$\mathbf{K}^* = [\mathbf{K}_{l\dot{a}}^*, \mathbf{K}_{l\dot{n}\dot{a}}^*, \mathbf{K}_{c\dot{a}}^*, \mathbf{K}_{c\dot{s}\dot{z}\dot{a}}^*, \mathbf{K}_{c\dot{s}\dot{n}\dot{a}}^*, \mathbf{K}_{nR-1}^*, \mathbf{K}_{Th}^*]$  ist die modifizierte Knotenpunktmatrix.

Der Vektor der Zweigspannungen ist:

$$u^T = [u_{l\dot{a}}^T, u_{l\dot{n}\dot{a}}^T, u_{c\dot{s}\dot{a}}^T, u_{c\dot{s}\dot{z}\dot{a}}^T, u_{c\dot{s}\dot{n}\dot{a}}^T, u_{nR-1}^T, u_{Th}^T]$$

Der Vektor der Zweigströme ist der folgende:

$$i^T = [i_{l\dot{a}}^T, i_{l\dot{n}\dot{a}}^T, \overbrace{i_{c\dot{s}\dot{a}}^T, i_{c\dot{s}\dot{z}\dot{a}}^T}^{i_{l,C,R}^T}, \underbrace{i_{c\dot{s}\dot{n}\dot{a}}^T, i_{c\dot{s}\dot{z}\dot{n}\dot{a}}^T}_{i_{c\dot{a}}^T}, i_{nR-1}^T, i_{Th}^T]$$

Die Zustandsgleichung des Systems wird unter Anwendung der Schleifen- und Knotenpunktgleichungen folgenderweise bestimmt:

Die Knotenpunktgleichung ist:

$$\mathbf{K}^* i = 0$$

Nach Umordnung der Knotenpunktgleichung erhält man den folgenden Ausdruck:

$$i_{l,C,R} = -\mathbf{K}_{l,C,R}^{*-1} \mathbf{K}_{l\dot{a}}^* i_{l\dot{a}}$$

Die Schleifengleichung ist:

$$\mathbf{B}u = 0$$

Nach Umordnung der Schleifengleichung, und bei Berücksichtigung der folgenden Zusammenhänge:

$$u_{cn\dot{a}} = \mathbf{S}u_{c\dot{a}} \quad \text{und} \quad \frac{du_{c\dot{a}}}{dt} = \left[ \frac{1}{\mathbf{C}_{\dot{a}}} \right] i_{c\dot{a}}$$

ergibt sich die Zustandsgleichung des Systems nach Abb. 1.a und 6 in der folgenden Form:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \frac{di_{l\dot{a}}}{dt} \\ \frac{du_{c\dot{a}}}{dt} \end{bmatrix}}_{\frac{dx}{dt}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{BL}^{*-1}\mathbf{BR}^*; & -\mathbf{BL}^{*-1}\mathbf{BC}^* \\ -\left[ \frac{1}{\mathbf{C}_{\dot{a}}} \right]; & \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{l\dot{a}} \\ u_{c\dot{a}} \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{BL}^{*-1}\mathbf{B}_{nR-1} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} u_{g,nR-1} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{BL}^{*-1}\mathbf{B}_{Th} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}}_{k_u} u_{Th}$$

wobei

$$\mathbf{BL}^* = \mathbf{B}_{l\dot{a}}\mathbf{L}_{\dot{a}} - \mathbf{B}_{ln\dot{a}}\mathbf{L}_{n\dot{a}} \left[ \left( \mathbf{K}_{I,C,R}^{*-1} \mathbf{K}_{l\dot{a}}^* \right) \right] \begin{array}{l} \text{von der Reihe 1.} \\ \text{bis zur Reihe } n_{l\dot{a}} \end{array}$$

$$\mathbf{BR}^* = \mathbf{B}_{nR-1}\mathbf{R}_{nR-1} \left[ \left( \mathbf{K}_{I,C,R}^{*-1} \mathbf{K}_{l\dot{a}}^* \right) \right] \begin{array}{l} \text{von der Reihe } k^* - nR + 1 \\ \text{bis zur Reihe } k^* - 1 \end{array}$$

$$\mathbf{BC}^* = \mathbf{B}_{c\dot{a}} + \mathbf{B}_{cn\dot{a}}\mathbf{S}$$

$$\left[ \frac{1}{\mathbf{C}_{\dot{a}}} \right] = \left[ \frac{1}{\mathbf{C}_{\dot{a}}} \right] \cdot \left[ \left( \mathbf{K}_{I,C,R}^{*-1} \mathbf{K}_{l\dot{a}}^* \right) \right] \begin{array}{l} \text{von der Reihe } n_{ln\dot{a}} + 1 \\ \text{bis zur Reihe } n_{ln\dot{a}} + n_{c\dot{a}} \end{array}$$

sind und  $k^* = k - 1$  ist, ( $k$  = Anzahl der Knotenpunkte).

Den Zustandsvektor ausführlicher geschrieben erhält man aufgrund von  $x^T = [i_{l\dot{a}}^T, u_{c\dot{a}}^T]$  die folgende Form:

$$x^T = \underbrace{[i_{c1}, i_{c2}, i_{h1}, i_{h2}, i_{s11}, \dots, i_{sn1}, i_{sn2}, \dots]}_{i_{l\dot{a}}^T} \underbrace{[u_{cs11}, u_{cs12}, \dots, u_{csn1}, \dots]}_{u_{c\dot{a}}^T} \underbrace{[u_{csn2}, u_{csz1}, u_{csz2}, \dots]}_{u_{csz\dot{a}}^T}$$

Weil am Ende der Überlappung  $i_{c2} = 0$  ist, kann der Vektor  $k_i^T$  in der folgenden Form geschrieben werden:

$$k_i^T = [0, 1, 0, 0, 0, 0, \dots, 0, 0, 0, 0, \dots, 0, 0,]$$

Die resultierende  $\mathbf{P}$  Matrix kann aus den  $\mathbf{P}_2$  Matrixen diagonalweise zusammengesetzt werden, wobei

$$\mathbf{P}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \text{ ist.}$$

Außerdem unter Berücksichtigung von

$$u_{g, nR-1}^T = [u_{g1}, u_{g2}, u_{g3}, 0, 0, 0, 0, 0, 0, \dots, 0, 0, 0, 0, 0, U_b]$$

und

$$u_{g1} + u_{g2} + u_{g3} = 0$$

kann

$$\mathbf{B}u_{g, nR-1} = \mathbf{B}u_{g1,2} + \mathbf{C}U_b \text{ geschrieben werden,}$$

wobei

$$u_{g1,2}^T = [u_{g1}, u_{g2}]$$

ist.

Weil  $u_{g1}$  und  $u_{g2}$  verschobene Sinusfunktionen sind, erhält man endlich die folgende Form:

$$\mathbf{B}u_{g, nR-1} = \mathbf{B}_1 g(t) + \mathbf{C}U_b$$

wobei  $g^T(t) = (\cos(\omega t), \sin(\omega t))$  ist.

### *Die Berücksichtigung des $i_d$ -Filters im Gleichstromkreis*

Der Filter ist ein Verzögerungsglied erster Ordnung, dementsprechend ist seine Zustandsgleichung die folgende:

$$\frac{du_{idv}}{dt} = -\frac{1}{T_s} u_{idv} + \frac{1}{T_s} i_d R_s \quad (i_d = i_{c1} = x(1))$$

Durch die Ergänzung der ursprünglichen Zustandsgleichung ergeben sich die folgenden Ergebnisse:

$$x^{*T} = [x^T, u_{idv}]$$

$$\mathbf{A}^* = \left[ \begin{array}{c|c} \mathbf{A} & 0 \\ \hline \frac{R_s}{T_s}, 0, \dots, 0 & -\frac{1}{T_s} \end{array} \right]$$

$$\mathbf{B}_1^* = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}^* = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{P}^* = \begin{bmatrix} \mathbf{P}; 0 \\ 0; 1 \end{bmatrix}$$

$$k_u^{*T} = [k_u^T, 0]; \quad k_i^{T*} = [k_i^T, 0]$$

So ist die, auch den  $i_d$ -Filter berücksichtigende Zustandsgleichung die folgende:

$$\frac{dx^*}{dt} = \mathbf{A}^*x^* + \mathbf{B}^*g(t) + \mathbf{C}^*U_b + k_u^*u_{Th}$$

*Die Berücksichtigung des PI-Stromreglers*

Das Ausgangssignal des Reglers ist:

$$v(t) = u_{cv} + (U_{ida} - u_{idv})A_p; \quad U_{ida} = I_d R_s$$

Die Zustandsgleichung des Reglers ist:

$$\frac{du_{cv}}{dt} = \frac{1}{T_I} (U_{ida} - u_{idv})$$

Die modifizierte Zustandsgleichung des Systems ergibt sich in der folgenden Form:

$$x^{**T} = [x^{*T}, u_{cv}]$$

$$\frac{dx^{**}}{dt} = \mathbf{A}^{**}x^{**} + k_s U_{ida} + \mathbf{B}_1^{**}g(t) + \mathbf{C}^{**}U_b + k_u^{**}u_{Th}$$

wobei

$$\mathbf{A}^{**} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^*; 0 \\ 0; \frac{-1}{T_I} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_1^{**} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1^* \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}^{**} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}^* \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{P}^{**} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}^{**}; 0 \\ 0; 1 \end{bmatrix}$$

$$k_u^{**T} = [k_u^{*T}, 0]; \quad k_i^{T**} = [k_i^{T*}, 0];$$

$$k_s^T = 0, \dots, 0, \frac{1}{T_I}$$

sind.

Und endlich

$$\mathbf{V}^{**} = \mathbf{E} - \frac{k_u^{**}k_i^{T**}}{k_i^{T**}k_u^{**}} \text{ ist.}$$

## Zusammenfassung

Der Artikel beschäftigt sich mit der mathematischen Modellierung der am schwachen Netz arbeitenden Drehstrombrückenschaltung. Eine Methode wird zur Bestimmung der Zustandsgleichungen angegeben. Nach der Bestimmung des stationären Zustandes wird die auf kleine Änderungen linearisierte Zustandsübergangsmatrix des untersuchten Systems aufgeschrieben und so eine Methode zur Untersuchung der dynamischen Eigenschaften des Systems angegeben. Die Anwendbarkeit der Methode wird mit Hilfe einiger Berechnungsbeispiele gezeigt.

## Literatur

1. RÁCZ I.: Tirisztoros villamosgép-kapcsolások számítása mátrixokkal. 1. Erősáramú elektronika konferencia, Budapest, 1970.
2. KÁRPÁTI A.: Gyenge hálózaton működő háromfázisú áramirányítók állandósult üzeme. *Elektrotechnika* 72, 345, 1979.
3. MAGYAR P., LAKATOS L.: Áramirányítós rendszerek szabályozása, Tankönyvkiadó, Budapest, 1978.

Dr. Attila KÁRPÁTI  
Imre IPSITS  
Dr. Imre HERMANN  
Dr. Péter MAGYAR

1521 Budapest