

(19)



REPUBLIK  
ÖSTERREICH  
Patentamt

(10) Nummer:

**AT 408 167 B**

(12)

# PATENTCHRIFT

(21) Anmeldenummer: 2241/96  
(22) Anmeldetag: 20.12.1996  
(42) Beginn der Patentdauer: 15.01.2001  
(45) Ausgabetag: 25.09.2001

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>: **H02M 5/44**

H02M 1/08, G05F 1/70, B60L 9/16

(56) Entgegenhaltungen:  
US 4663702A EP 0642211A2

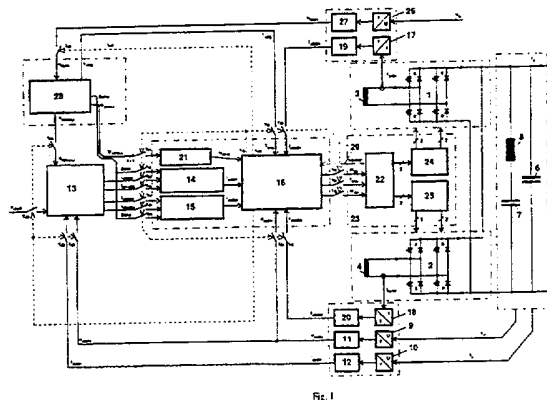
(73) Patentinhaber:  
ELIN EBG TRACTION GMBH  
A-1141 WIEN (AT).

(72) Erfinder:  
JERABEK GÜNTHER DIPL.ING.  
WIEN (AT).  
GLASL MARKUS DR. TECHN.  
WIEN (AT).

(54) VERFAHREN ZUR REGELUNG FÜR DEN AUS EINEM EINPHASIGEN WECHSELSTROMNETZ GESPEISTEN EIN- ODER MEHRFACHEN VIERQUADRANTEN-NETZSTROMRICHTER EINES SPANNUNGSZWISCHENKREIS-UMRICHTERS

(57) Bei einem Verfahren zur Regelung für den aus einem einphasigen Wechselstromnetz gespeisten Vierquadranten-Netzstromrichter, der mit GTO- oder IGBT-Schaltventilen aufgebaut ist, eines Spannungszwischenkreis-Umrichters, gibt ein Zwischenkreis-Spannungsregler die Amplituden von Wirk- ( $I_{\text{WirkQ}}$ ) und Blindstrom ( $I_{\text{BlindQ}}$ ) vor. Diese werden auf zulässige Werte begrenzt und anschließend wird der Stromsollwert ( $I_{\text{SOLLQ}}$ ) voreilend berechnet. Der Istwert der Zwischenkreisspannung ( $U_{\text{dNSR}}$ ) wird durch gleitende Mittelwertbildung gefiltert. Ein linearer Regler höherer Ordnung, der die Struktur eines sogenannten Kontrollbeobachters aufweist, regelt den Momentanwert des Stromes ( $I_{\text{ISQ}}$ ). Die Grundschiwingung und Oberschwingungen der Netzspannung werden nach Amplitude und Phase gemessen. Der Regler wird durch eine Aufschaltung der Netzspannung ( $U_{\text{N13S}}$ ), die ein Netzspannungs-Prädiktor liefert, unterstützt. Weiters erfolgt eine Synchronisation der Regelung mit der Netzspannung. Dieses Regelungsverfahren ist sowohl für hohe als auch für niedrige Schaltfrequenzen geeignet und zeichnet sich durch eine hohe Dynamik aus, da direkt der Momentanwert des Stromes geregelt wird. Die Regelung

führt durch den hochdynamischen Kontrollbeobachter den Strom auch bei niedrigen Schaltfrequenzen zuverlässig. Das Regelungsverfahren eignet sich hervorragend für niederfrequent taktende GTO-4QS als auch für hochfrequent taktende IGBT-4QS.



AT 408 167 B

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Regelung für einen aus einem einphasigen Wechselstromnetz gespeisten ein- oder mehrfachen Vierquadranten-Netzstromrichter, der entweder mit GTO- oder IGBT-Schaltventilen aufgebaut ist, eines Spannungszwischenkreis-Umrichters, wobei ein Zwischenkreis-Spannungsregler die Amplituden von Wirk- und Blindstrom vorgibt, die Amplitude der Grundschiwingung der Netzspannung gemessen wird und eine Synchronisation der Regelung mit der Netzspannung erfolgt.

Ein entsprechendes Verfahren ist in der US 4 663 702 geoffenbart. Dort wird eine Regelung für einen einphasigen Netzstrom-Umrichter beschrieben, mit dem die Streuinduktivität der Eingangstransformatoren bzw. die Netzstromrippel bzw. die erforderliche Schaltfrequenz reduziert wird. Die Regelung selbst ist in verschiedenen Varianten, so auch in Form eines Zwischenkreisspannungsreglers mit einem Blindstromregler und einer Synchronisation der Regelung mit der Netzspannung geoffenbart.

Die EP 642 211 offenbart ein aktives Filter für den Zwischenkreis eines einphasigen Spannungszwischenkreis-Umrichters, mit dem die Welligkeit der Zwischenkreisspannung unterdrückt werden soll. Die Regelung des Netzstromrichters ist zweischleifig ausgeführt, es wird jedoch kein Hinweis auf das Regelungsverfahren selbst gegeben.

Bei einphasig aus dem Wechselstromnetz gespeisten Vierquadrantenantrieben hoher Leistung, wie sie beispielsweise bei elektrischen Triebfahrzeugen zum Einsatz kommen, werden als Einspeisestromrichter mehrere parallel geschaltete Vierquadrantenstromrichter (4QS) eingesetzt. Durch eine geeignete Regelung sind die 4QS so anzusteuern, dass die Spannung im Zwischenkreis konstant gehalten wird und der Strom im Netz ( $i_n$ ) möglichst gut der idealen Sinusform angenähert wird. In der Literatur sind dazu mehrere Verfahren bekannt, wobei durchwegs eine Kaskadenstruktur mit unterlagerter Stromregelung zum Einsatz kommt. Zur Ansteuerung des 4QS werden bevorzugt Pulsmusterverfahren eingesetzt, da sie eine gezielte Einflussnahme auf das Störstromspektrum ermöglichen und sich zudem eine versetzte Taktung mehrerer parallel arbeitender 4QS einfach erzwingen lässt. Das Pulsmuster wird meist mit der Dreieckmodulation eingestellt. Derartige ist aus der Dissertation von A. Trenner, „Optimierung der Spannungspulsmuster und Sensitivitätsüberlegungen bei hochdynamischen Antrieben mit Asynchronmaschinen“, Technische Universität Wien, 1991 bekannt.

Bei hohen Schaltfrequenzen kann direkt der Momentanwert des Stromes mit einem konventionellen P- oder PI-Regler geregelt werden. Dabei stellt sich im eingeschwungenen Zustand stets eine bleibende Phasenabweichung zwischen Ist- und Sollstrom ein (Schleppfehler). Bei niedrigen Schaltfrequenzen wird der Schleppfehler so groß, dass der Strom mit konventionellen Reglern nicht mehr zuverlässig geführt werden kann. Die Stromrichterspannung wird dann überwiegend gesteuert vorgegeben, indem sie mit einem Transformator-Modell aus dem Sollstrom berechnet wird. Eine überlagerte Regelung erfasst die Grundschiwingung mittels einer diskreten Fourier-Transformation (DFT) und regelt die Amplitude und Phase des Stromes aus. Die Dynamik der Regelung ist durch die zur DFT erforderliche Messzeit begrenzt. Obiges ist der Dissertation von G. Stanke, „Untersuchung von Modulationsverfahren für Pulsstromrichter mit hohen dynamischen Anforderungen bei beschränkter Schaltfrequenz“, Technische Hochschule Aachen, 1987 und dem Artikel von de Jager W.A.G., Tubbing G. H. und Ridderkerk H., „A vector oriented control strategy for a 4-quadrant line side converter“ EPE - European conference on Power Electronics and Applications, Brighton 1993, Seiten 213-217 zu entnehmen.

Die derzeit zur Regelung von Vierquadrantenstromrichtern eingesetzten digitalen Regelkreise können den Strom des Gleichrichters sinusförmig in beliebiger Phasenlage zur Netzspannung einstellen. Das Regelsystem muss dabei mit der Netzspannung synchronisiert werden, d. h. das im Mikrocomputer berechnete Sinus-Referenzsystem, mit dem der zeitliche Sollstromverlauf für den Stromregler berechnet wird, muss in Phase zur Netzspannung eingestellt werden.

Bekannte Verfahren verwenden zur Synchronisation Phase-locked-loops (PLLs), bei denen die Phasenverschiebung zwischen Netzspannung und internem Referenzsystem durch Detektion der Netzspannungsnulldurchgänge gemessen wird. Die Phasenabweichung wird durch einen Regelkreis zu Null aus-geregelt, indem das interne Referenzsystem entsprechend phasenverschoben wird. Problematisch bei dieser Art der Synchronisation ist die Detektion der Spannungsnulldurchgänge, insbesondere bei stark verzerrter Netzspannung, bei der infolge von hochfrequenten Harmonischen sogar Mehrfachnulldurchgänge auftreten können.

Die Aufgabe der Erfindung besteht nun darin, ein neues Verfahren zur Regelung für einen Vierquadranten-Netzstromrichter zu schaffen, bei dem die obigen Nachteile vermieden werden und dass für einen mit GTO- oder IGBT-Schaltventilen aufgebauten Netzstromrichter gleich gut geeignet ist.

Die Aufgabe wird durch die Erfindung gelöst, welche dadurch gekennzeichnet ist, dass die Amplituden von Wirk- und Blindstrom auf zulässige Werte begrenzt werden und anschließend der Stromsollwert voreilend berechnet wird, und dass der Istwert der Zwischenkreisspannung durch gleitende Mittelwertbildung gefiltert wird, und dass ein linearer Regler höherer Ordnung, der die Struktur eines sogenannten Kontrollbeobachters aufweist, den Momentanwert des Stromes regelt, und dass zusätzlich zur Amplitude die Phase der Grundschiwingung der Netzspannung und die Amplitude und die Phase von Oberschwingungen der Netzspannung gemessen werden, und dass der Regler durch eine Aufschaltung der Netzspannung, die ein Netzspannungs-Prädiktor liefert, unterstützt wird.

Das erfindungsgemäße Regelungsverfahren ist sowohl für hohe als auch für niedrige Schaltfrequenzen geeignet und zeichnet sich durch eine hohe Dynamik aus, da direkt der Momentanwert des Stromes geregelt wird. Die Regelung führt durch den hochdynamischen Kontrollbeobachter den Strom auch bei niedrigen Schaltfrequenzen zuverlässig. Es steht somit ein Regelungsverfahren zur Verfügung, das sich gleichermaßen für niederfrequent taktende GTO-4QS als auch für hochfrequent taktende IGBT-4QS eignet.

Von Vorteil ist, dass die Stromrichterspannung durch den linearen Regler höherer Ordnung und ein nachgeschaltetes Entkopplungsnetzwerk mit Berücksichtigung des Aufschaltsignals vom Netzspannungs-Prädiktor berechnet wird, und dass die Stromrichterspannung durch Pulsbreitenmodulation mit konstanter Schaltfrequenz gebildet wird, und dass der Entwurf des Reglers durch Polvorgabe in der Wurzelortskurven-Darstellung erfolgt.

Nach einer Ausgestaltung des Verfahrens erfolgt die Blindstromvorgabe entweder durch Vorgabe des  $\cos\varphi$  oder des Blindstromes selbst.

Eine Weiterbildung besteht darin, daß die Netzspannung abgetastet wird und die Zeitzeiger der Grund- und Oberschwingungen der Netzspannung durch eine gleitende diskrete Fourier-Transformation berechnet werden.

Ein weiteres Merkmal ist, daß das Aufschaltsignal vom Netzspannungs-Prädiktor durch Rücktransformation der um den Totzeitwinkel vorgedrehten Grund- und Oberschwingungszeitzeiger mittels inverser diskreter Fourier-Transformation berechnet wird.

Eine Ausgestaltung des Verfahrens besteht darin, daß die Synchronisation der Regelung mit der Netzspannung derart erfolgt, daß die Abtastzeiten der Regelung so angepaßt werden, daß der Phasenwinkel des Grundschiwungszeitzeigers zur Netzspannung konstant bleibt. Es ist hier daher keine Detektion der Netzspannungsnulldurchgänge erforderlich. Dies ist insbesondere bei stark verzerrten Netzen von Vorteil. Da bei dem erfindungsgemäßen digitalen Regelungsverfahren ohnehin eine diskrete Fourier-Transformation der Netzspannung, insbesondere zur Messung der Grundschiwungsamplitude, vorgesehen ist, kann die Synchronisation ohne Zusatzaufwand durchgeführt werden. Weiters ist im Gegensatz zu Synchronisationen die auf einer PLL basieren, außer der Meßeinrichtung für die Netzspannungserfassung kein zusätzlicher Hardwareaufwand erforderlich.

Nach einer Weiterbildung ist der Zwischenkreisspannungsregler ein PID-Regler, dem als Regelabweichung die Differenz der Spannungsquadrate zugeführt wird, und die Istwerterfassung erfolgt durch gleitende Mittelwertbildung über eine halbe Netzperiode, und eine Lastaufschaltung der Wechselrichterleistung wird entweder durch Messung des Zwischenkreisstromes oder durch eine digitale Information von der Wechselrichter-Regelung durchgeführt.

Von Vorteil ist, daß das Regelungsverfahren auf einem Signalprozessor realisiert ist.

Anhand der Zeichnungen wird die Erfindung nun noch näher erläutert.

Die Fig. 1 zeigt die digitale Regelung als Blockschaltbild für einen Netzstromrichter bei dem zwei 4QS parallel geschaltet sind, in Fig. 2 ist das verallgemeinerte Ersatzschaltbild des Dreiwicklungstransformators, welcher bei der Regelung in Fig. 1 vorgesehen ist, dargestellt, die Fig. 3 zeigt den Stromregleransatz mit Kontrollbeobachter, Entkopplung, Störgrößenaufschaltung und Anti-Windup-Maßnahme in Matrizen Schreibweise, in Fig. 4 ist die Streckenübertragungsfunktion für das Pulsmuster nach dem Asymetric-Regular-Sampling Verfahren dargestellt, die Fig. 5 zeigt allgemein

einen sogenannten Kontrollbeobachter, das ist ein linearer Stromregler mit Vorwärts- und Rückwärtsregler, in Fig. 6 ist der Netzspannungs-Prädiktor ersichtlich, in Fig. 7 ist das Zeigerdiagramm der Grundschiwungsgrößen bei kapazitivem Verschiebungswinkel für das Regelungsverfahren dargestellt, die Fig. 8 zeigt die Synchronisation mit dem Netz durch Nachführung der Abtastzeiten, aus Fig. 9 sind zwei bei der Synchronisation auftretende Signale zu entnehmen und Fig. 10 zeigt das Blockschaltbild der Zwischenkreis-Spannungsregelung.

Bei Fig. 1 speisen zwei parallel geschaltete, aus mit je vier abschaltbaren Schaltventilen A, B, C, D (IGBTs oder GTOs) und Freilaufdioden aufgebaute, Vierquadrantenstromrichter (4QS) 1, 2 einen Zwischenkreis 5. Die 4QS 1, 2 werden über einen Dreiwicklungstransformator mit den Sekundärwicklungen 3, 4, wobei die Primärwicklung nicht dargestellt ist, von einem Einphasennetz versorgt. An der Zwischenkreisspannung liegt ein Kondensator 6 und eine Serienschaltung aus einem Kondensator 7 und einer Drossel 8. Die erfaßte Zwischenkreisspannung  $u_d$  und der Zwischenkreisstrom  $i_d$  werden je einem Spannungs-Frequenz-Umsetzer 9, 10 mit nachgeschaltetem Zähler 11, 12, zugeführt. Die Zählerstände  $u_{dzähl}$ ,  $i_{dzähl}$  werden einer Zwischenkreisspannungsregelung 13 mit Wirk- und Blindstromvorgabe übermittelt, die mit einem Sollwert für die Zwischenkreisspannung  $u_{dsoll}$  und der gemessenen Grundschiwungsamplitude  $\hat{u}_{Nmess,1}$  der Netzspannung die Wirk-  $i_{wirkQ1}$ ,  $i_{wirkQ2}$  und Blindstromsollwerte  $i_{blindQ1}$ ,  $i_{blindQ2}$  ermittelt. Diese werden an zwei Sollstromvorgaben 14, 15 übergeben, die den Sollstrom  $i_{sollQ1}$ ,  $i_{sollQ2}$  für jeden 4QS berechnen, welche an den linearen Stromregler höherer Ordnung 16 übergeben werden. Dem Stromregler 16 werden auch die über Umsetzer 17, 18 mit nachgeschaltetem Zähler 19, 20 für die digitale Regelung aufbereiteten Stromistwerte,  $i_{istQ1}$ ,  $i_{istQ2}$  bzw.  $i_{zählQ1}$ ,  $i_{zählQ2}$ , die Zwischenkreisspannung  $u_{dzähl}$ , die Viertelperiodendauer  $\tau_{VPD}$  des Pulsmusters und das vom Netzspannungs-Prädiktor 21 erzeugte Aufschaltssignal  $u_{N135}$  zugeführt. Aus den anstehenden Größen  $i_{sollQ1}$ ,  $i_{sollQ2}$ ,  $i_{istQ1}$ ,  $i_{istQ2}$  bzw.  $i_{zählQ1}$ ,  $i_{zählQ2}$ ,  $u_{dzähl}$ ,  $\tau_{VPD}$ ,  $u_{N135}$  berechnet der lineare Stromregler 16, der eine Netzspannungsaufschaltung und ein Entkopplungsnetzwerk aufweist, die Aussteuerung  $m_{Q1}$ ,  $m_{Q2}$  für die beiden 4QS 1, 2. Diese  $m_{Q1}$ ,  $m_{Q2}$  und die Viertelperiodendauer  $\tau_{VPD}$  des Pulsmusters werden dem Pulsbreitenmodulator 22 in der Ansteuerlogik 23 zugeführt, welche auch die zwei Gittersteuersätze 24, 25 für die beiden 4QS 1, 2 die dem Pulsbreitenmodulator 22 nachgeschaltet sind, beinhaltet.

Die erfaßte Netzspannung  $u_N$  wird einem Spannungs-Frequenz-Umsetzer 26 zugeführt, dem ein Zähler 27 folgt. Die so erfaßte Netzspannung  $u_{Nzähl}$  wird einer diskreten Fourier Transformation 28 unterzogen, die weiters ein Synchronisationssignal Sync an die beiden Sollstromvorgaben 14, 15, die Signale  $u_{N135,k}$  an den Netzspannungs-Prädiktor 21 und die Amplitude  $\hat{u}_{Nmess,1}$  der Netzspannungsgrundschiwung an den Zwischenkreis-Spannungsregler 13 liefert. Der Pulsbreitenmodulator 22 gibt zu Beginn jeder Viertelperiode des Pulsmusters ein Interrupt-Signal 29 an den linearen Stromregler 16 ab, der die Abtastzeit  $\tau_{DFT}$  für die diskrete Fourier Transformation 28 der Netzspannung und für die Zwischenkreisspannungsregelung 13 und die Abtastzeit  $\tau_{RI}$  für die gesamte Stromregelung ermittelt. Die beiden Abtastzeiten  $\tau_{DFT}$ ,  $\tau_{RI}$  sind synchron mit dem Pulsmuster und die Abtastzeit  $\tau_{DFT}$  ist ein ganzzahliges Vielfaches der Abtastzeit  $\tau_{RI}$ .

Das dynamische Verhalten der Regelstrecke ist dem allgemeinen Ersatzschaltbild des Mehrwicklungstransformators zu entnehmen, welches für den Dreiwicklungstransformator in Fig. 2 dargestellt ist. Hier sind  $l_{ph}$ ,  $l_{1h}$ ,  $l_{2h}$  die normierten Hauptfeldinduktivitäten, welche für die nachfolgenden Gleichungen vernachlässigbar sind, und  $l_{p1}$ ,  $l_{p2}$ ,  $l_{12}$  die normierten Streuinduktivitäten. Die Induktivität  $l_{1h}$  ist jene der Wicklung 3 und die Induktivität  $l_{2h}$  jene der Wicklung 4 in Fig. 1. Die Hauptinduktivität  $l_{ph}$  liegt an der einphasigen Netzspannung  $u_N$ . Die Spannungen  $u_{Q1}$ ,  $u_{Q2}$  sind die Eingangswechselspannungen für die beiden 4QS 1, 2, sie werden auch als Stellerspannungen bezeichnet. Im Frequenzbereich lautet die Systemgleichung in Matrizenschreibweise

$$s \cdot \underline{i}_{istQ} = \underline{L}_1 \cdot \underline{u}_Q + \underline{L}_2 \cdot u_N \quad (1)$$

wobei

$$\underline{i}_{istQ} = \begin{pmatrix} i_{istQ1} \\ i_{istQ2} \end{pmatrix}, \quad \underline{i}_{sollQ} = \begin{pmatrix} i_{sollQ1} \\ i_{sollQ2} \end{pmatrix}, \quad \underline{u}_Q = \begin{pmatrix} u_{Q1} \\ u_{Q2} \end{pmatrix},$$

$$\underline{L}_1 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{l_{p1}} - \frac{1}{l_{12}} & +\frac{1}{l_{12}} \\ +\frac{1}{l_{12}} & -\frac{1}{l_{p2}} - \frac{1}{l_{12}} \end{pmatrix}, \quad \underline{L}_2 = \begin{pmatrix} \frac{1}{l_{p1}} \\ \frac{1}{l_{p2}} \end{pmatrix}$$

ist.

Durch die magnetische Kopplung im Transformator sind die Regelkreise der parallel arbeitenden 4QS 1, 2 miteinander verkoppelt.

Um eine vollständige Entkopplung der Regelkreise zu erreichen, wird der Sollwert  $\underline{u}_{\text{sollQ}}$  der Stellerspannung  $\underline{u}_Q$  zu

$$\underline{u}_{\text{sollQ}} = -\underline{H} \cdot \underline{R}^{-1}(z^{-1}) \cdot [\underline{T}(z^{-1}) \cdot \underline{i}_{\text{sollQ}} - \underline{S}(z^{-1}) \cdot \underline{i}_{\text{istQ}}] + \underline{G} \cdot u_{N135} \quad (2)$$

angesetzt, wobei die Matrizen  $\underline{R}^{-1}$ ,  $\underline{T}$  und  $\underline{S}$  in Diagonalstruktur zu

$$\underline{S}(z^{-1}) = \begin{pmatrix} S(z^{-1}) & 0 \\ 0 & S(z^{-1}) \end{pmatrix}, \quad \underline{R}^{-1}(z^{-1}) = \begin{pmatrix} \frac{1}{R(z^{-1})} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R(z^{-1})} \end{pmatrix}, \quad \underline{T}(z^{-1}) = \begin{pmatrix} T(z^{-1}) & 0 \\ 0 & T(z^{-1}) \end{pmatrix}$$

gewählt werden. Die Polynome  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$  und  $T(z^{-1})$  sind zunächst frei wählbar, sie bestimmen die Dynamik des geschlossenen Regelkreises.

Die Fig. 3 zeigt die nach Gl. 2 angesetzte Struktur des geschlossenen Stromregelkreises. Dabei ist 16 der Stromregler mit Anti-Windup-Maßnahme dem der pulsbreitenmodulierte Vierquadrantenstromrichter 69 nachgeschaltet ist. Der Dreiwicklungstransformator 60 ist schematisch mit den beiden Matrizen  $\underline{L}_1$ ,  $\underline{L}_2$  und einem Integrator 61 dargestellt, wobei  $\underline{L}_1$  der Stellerspannungsvektor  $\underline{u}_Q$  vom pulsbreitenmodulierten Vierquadrantenstromrichter 69 und  $\underline{L}_2$  die Netzspannung  $u_N$  zugeführt wird. Die beiden Vektoren  $\underline{L}_1 \cdot \underline{u}_Q$  und  $\underline{L}_2 \cdot u_N$  werden gemäß Gl. 1 addiert und im Integrator 61 komponentenweise zum Iststrom-Vektor  $\underline{i}_{\text{istQ}}$  aufintegriert. Dieser Vektor  $\underline{i}_{\text{istQ}}$  wird mit dem integrativen Meßglied 62 erfaßt, welches durch den Integrator 63 und den Differenzenquotientbildner 64 modelliert und der Matrix  $\underline{S}(z^{-1})$  im Stromregler 16 als Meßvektor  $\underline{i}_{\text{messQ}}$  zugeführt wird. Weiters beinhaltet der Stromregler 16 noch die Matrix  $\underline{R}(z^{-1}) \cdot \underline{E}$  ( $\underline{E}$  ist die Einheitsmatrix) und eine Matrix  $\underline{T}(z^{-1})$ , wobei letzterer der Sollstrom-Vektor  $\underline{i}_{\text{sollQ}}$  zugeführt wird. Die Ausgangsvektoren der Matrizen  $\underline{S}(z^{-1})$ ,  $\underline{T}(z^{-1})$  und  $\underline{R}(z^{-1}) \cdot \underline{E}$  sind untereinander verknüpft und geben an die Entkopplungsmatrix  $\underline{H}$  das Stellsignal  $\underline{u}_{\text{RiausQ}}$  ab. Die inverse Entkopplungsmatrix  $\underline{K}$  liefert ein Signal  $\underline{u}'_{\text{RiausQ}}$  an die Matrix  $\underline{R}(z^{-1}) \cdot \underline{E}$ . Am Ausgang der Entkopplungsmatrix  $\underline{H}$  sowie am Eingang der inversen Entkopplungsmatrix  $\underline{K}$  erfolgt eine Störgrößenaufschaltung mit dem Vektor  $\underline{G}$  der mit dem Signal  $u_{N135}$  beaufschlagt wird, welches die auf der 1., 3. und 5. Netzspannungsoberschwingung beruhende Vorhersage des Netzspannungsprädiktors 21 ist. Nach der Störgrößenaufschaltung bei der Entkopplungsmatrix  $\underline{H}$  tritt der Sollwert  $\underline{u}_{\text{sollQ}}$  für die Stellerspannung auf, welcher durch die Zwischenkreisspannung  $u_d$  dividiert die Aussteuerung  $\underline{m}_Q$  ergibt. Die mit 68 begrenzte Aussteuerung  $\underline{m}'_Q$  wird einerseits dem pulsbreitenmodulierten Vierquadrantenstromrichter 69 und andererseits multipliziert mit der Zwischenkreisspannung  $u_d$  und verknüpft mit der inversen Störgrößenaufschaltung der inversen Entkopplungsmatrix  $\underline{K}$  zugeführt.

Wird die Entkopplungsmatrix  $\underline{H}$  zu

$$\underline{H} = \begin{pmatrix} 1 & \frac{l_{p1}}{l_{p1} + l_{12}} \\ \frac{l_{p2}}{l_{p2} + l_{12}} & 1 \end{pmatrix},$$

gewählt, so wird aus dem Produkt

$$-\underline{\mathbf{L}}_1 \cdot \underline{\mathbf{H}} = \begin{pmatrix} \frac{l_{p1} + l_{p2} + l_{12}}{l_{p1} \cdot (l_{12} + l_{p2})} & 0 \\ 0 & \frac{l_{p1} + l_{p2} + l_{12}}{l_{p2} \cdot (l_{12} + l_{p1})} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\tau_{trQ1}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_{trQ2}} \end{pmatrix}$$

eine Diagonalmatrix (wie man durch Einsetzen von  $\underline{\mathbf{H}}$  und  $\underline{\mathbf{L}}_1$  leicht nachrechnen kann), so daß die Regelstrecke vollständig entkoppelt ist. Da auch die Matrizen  $\underline{\mathbf{R}}^{-1}(z^{-1})$ ,  $\underline{\mathbf{S}}(z^{-1})$  und  $\underline{\mathbf{I}}(z^{-1})$  Diagonalstruktur aufweisen, sind auch die geschlossenen Regelkreise vollständig voneinander entkoppelt. Sofern nur ein einzelner 4QS zum Einsatz kommt, ist die Matrix  $\underline{\mathbf{H}}=1$  zu setzen.

Wenn zudem die Matrix  $\underline{\mathbf{G}}$  zu  $\underline{\mathbf{G}}=(1 \ 1)^T$  gewählt wird und das Aufschaltssignal  $u_{N135}$  exakt der Netzspannung  $u_N$  entspricht, wird durch den Regleransatz nach Gl. 2 auch der Einfluß der Netzspannung vollständig eliminiert (Störgrößenaufschaltung), da dann

$$\underline{\mathbf{L}}_1 \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} \cdot u_{N135} + \underline{\mathbf{L}}_2 \cdot u_N = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

gilt.

Nach Fig. 3 wird am Ausgang der Entkopplungsmatrix  $\underline{\mathbf{H}}$  und der Lastaufschaltung  $\underline{\mathbf{G}}$  komponentenweise der Quotient aus dem Stellerspannungssollwert  $\underline{u}_{sollQ}$  und der aktuellen Zwischenkreisspannung  $u_d$  gebildet. Dieser Wert  $\underline{m}_Q$  wird durch den Begrenzer 68 komponentenweise auf den Zahlenbereich  $-m_{Qmax} < (m_{Q1}, m_{Q2}) < m_{Qmax}$  begrenzt und als Aussteuerung zur Pulsmusterbildung herangezogen. Die maximale Aussteuerung  $m_{Qmax}$  wird je nach Art der verwendeten Schaltventile zwischen etwa 0.95 und 0.98 gewählt. Um bei aktiver Begrenzung einen Windup des im Regler enthaltenen Integrators zu verhindern, wird von der begrenzten Aussteuerung  $m'_Q$  auf jenen Reglerausgang  $u'_{RiausQ}$  rückgerechnet, der nach Durchlaufen des Entkopplungsnetzwerkes samt Lastaufschaltung die maximale Aussteuerung ergeben würde. Dazu durchläuft das begrenzte Aussteuersignal die inverse Störgrößenaufschaltung von  $u_{n135}$  und die inverse Entkopplungsmatrix  $\underline{\mathbf{K}}$

$$\underline{\mathbf{K}} = \underline{\mathbf{H}}^{-1} = \frac{(l_{p1} + l_{12}) \cdot (l_{p2} + l_{12})}{l_{12} \cdot (l_{p1} + l_{p2} + l_{12})} \cdot \begin{pmatrix} 1 & \frac{-l_{p1}}{l_{p1} + l_{12}} \\ \frac{-l_{p2}}{l_{p2} + l_{12}} & 1 \end{pmatrix} = k_{11} \cdot \begin{pmatrix} 1 & k_{12} \\ k_{21} & 1 \end{pmatrix}.$$

Der begrenzte Reglerausgangswert  $u'_{RiausQ}$  wird der Matrix  $\underline{\mathbf{R}}(z^{-1})\text{-}\underline{\mathbf{E}}$  zugeführt. Solange die Begrenzung 68 nicht aktiv ist, gilt  $u'_{RiausQ} = u_{RiausQ}$ , d.h. die Wirkungen der Entkopplungsmatrix  $\underline{\mathbf{H}}$  und der Störgrößenaufschaltung  $\underline{\mathbf{G}}$  im Vorwärtszweig sind invers zu jenen von  $\underline{\mathbf{G}}$  und  $\underline{\mathbf{K}}$  im Rückkoppelpfad. Die Matrix  $\underline{\mathbf{R}}(z^{-1})\text{-}\underline{\mathbf{E}}$  im Rückkoppelpfad wirkt dann wie eine Matrix  $\underline{\mathbf{R}}^{-1}(z^{-1})$  im Vorwärtszweig, so daß die im Stromregler 16 abgesetzte Struktur im linearen Aussteuerbereich exakt dem Regleransatz nach Gl. 2 entspricht.

Durch die Entkopplung mit der Entkopplungsmatrix  $\underline{\mathbf{H}}$  zerfällt die Mehrgrößenregelung in einzelne voneinander unabhängige Regelkreise.

In Fig. 4 ist ein Blockschaltbild der entkoppelten Strecke dargestellt. Das vom Regler berechnete Stellsignal  $u_{RiausQ}(z^{-1})$  läuft über das Totzeitglied 80, welches die Rechenzeit im Signalprozessor repräsentiert, zum Vierquadrantenstromrichter, welcher in Verbindung mit dem Pulsbreitenmodulator wie ein Halteglied nullter Ordnung 81 wirkt. Daran folgt der Transformator 82, der das Signal  $i_{istQ}$  abgibt, welches über den Spannungs-Frequenz-Umsetzer 17 (bzw. 18) mit nachfolgendem Zähler 19 (bzw. 20) in den Signalprozessor eingelesen wird. Die Dynamik dieses integrativ wirkenden Meßgliedes 62 wird durch den Meßintegrator 63, der den Spannungs-Frequenz-Umsetzer mit nachfolgendem Zähler modelliert, und den Differenzenquotientbildner 64, der das Signal  $i_{messQ}(z^{-1})$  abgibt, repräsentiert. Aus dieser Fig. 4 errechnet sich die diskrete Streckenübertragungsfunktion  $G(z^{-1})$  nach den Regeln der z-Transformation zu

$$G(z^{-1}) = \frac{i_{messQ}}{u_{RiausQ}} = \frac{k_G \cdot z^{-2} \cdot (1 + z^{-1})^2}{(1 - z^{-1})} \quad \text{mit} \quad k_G = \frac{\tau_{4QS}}{8 \cdot \tau_{tr}}$$

Basierend auf diesem Streckenmodell kann eine geeignete Wahl der Reglerpolynome  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$  und  $T(z^{-1})$  erfolgen. In Fig. 5 ist  $G(z^{-1})$  die diskrete Streckenübertragungsfunktion, ein Vorwärts-Regler, ein Rückwärts-Regler,  $u_{RiausQ}$  die Stellgröße,  $i_{messQ}$  der Strommeßwert,  $u_{störQ}$  eine Störgröße und  $i_{noiseQ}$  repräsentiert das Meßrauschen. Die Polynome  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$ ,  $T(z^{-1})$  des sogenannten Kontrollbeobachters sind so zu wählen, daß der geschlossene Regelkreis die gewünschten Eigenschaften erhält, welche durch die Führungsübertragungsfunktion

$$F_w = \frac{B_m}{A_m} = \frac{(1 - a) \cdot z^{-2} \cdot (1 + z^{-1})^2}{4 \cdot (1 - a \cdot z^{-1})} \quad (3)$$

gewählt werden. Dabei legt der Pol bei  $z=a$  die Dynamik des geschlossenen Regelkreises fest. Berechnet man aus Fig. 5 allgemein das Führungsübertragungsverhalten, so kommt man zu der Gleichung

$$F_w = \frac{B \cdot T}{A \cdot R + B \cdot S} = \frac{B_m \cdot A_0}{A_m \cdot A_0}$$

Werden die Polynome  $R$ ,  $S$ ,  $T$  und  $A_0$  mit geeigneten Graden angesetzt, so lassen sich deren Koeffizienten mit einem Koeffizientenvergleich aus obiger Gleichung errechnen. Mit dem Ansatz

$$R(z^{-1}) = (1 - z^{-1}) \cdot (1 + r_{1,Ri}^* \cdot z^{-1} + r_{2,Ri}^* \cdot z^{-2} + r_{3,Ri}^* \cdot z^{-3}) =$$

$$= 1 + r_{1,Ri} \cdot z^{-1} + r_{2,Ri} \cdot z^{-2} + r_{3,Ri} \cdot z^{-3} + r_{4,Ri} \cdot z^{-4},$$

$$S(z^{-1}) = s_{0,Ri} + s_{1,Ri} \cdot z^{-1},$$

$$T(z^{-1}) = t_{0,Ri} + t_{1,Ri} \cdot z^{-1} + t_{2,Ri} \cdot z^{-2} + t_{3,Ri} \cdot z^{-3} + t_{4,Ri} \cdot z^{-4},$$

$$A_0(z^{-1}) = (1 - a_0 \cdot z^{-1})^4$$

ergeben sich die Polynomkoeffizienten zu

$$t_{0,Ri} = \frac{(1 - a)}{4 \cdot k_G}$$

$$r_{1,Ri}^* = 2 - a - 4 \cdot a_0$$

$$t_{1,Ri} = -\frac{a_0 \cdot (1 - a)}{k_G}$$

$$r_{2,Ri}^* = 2 - \frac{5 \cdot a}{4} + (2 \cdot a - 5) \cdot a_0 + \frac{(6 + 3 \cdot a) \cdot a_0^2}{2} + a_0^3 - \frac{a \cdot a_0^4}{4}$$

$$t_{2,Ri} = \frac{3 \cdot a_0^2 \cdot (1 - a)}{2 \cdot k_G}$$

$$r_{3,Ri}^* = \frac{3}{4} - \frac{a}{2} + (a - 2) \cdot a_0 + \frac{3 \cdot a_0^2}{2} - a \cdot a_0^3 - \frac{(1 + 2 \cdot a) \cdot a_0^4}{4}$$

$$t_{3,Ri} = -\frac{a_0^3 \cdot (1 - a)}{k_G}$$

$$r_{1,Ri} = r_{1,Ri}^* - 1, \quad r_{2,Ri} = r_{2,Ri}^* - r_{1,Ri}^*,$$

$$r_{3,Ri} = r_{3,Ri}^* - r_{2,Ri}^*, \quad r_{4,Ri} = -r_{3,Ri}^*$$

$$t_{4,Ri} = \frac{a_0^4 \cdot (1 - a)}{4 \cdot k_G}$$

$$s_{0,Ri} = \frac{(a_0 - 1)^3}{4 \cdot k_G} \cdot [-4 + 3 \cdot a + a \cdot a_0]$$

$$s_{1,Ri} = \frac{(a_0 - 1)^3}{4 \cdot k_G} \cdot [3 - 2 \cdot a + (1 - 2 \cdot a) \cdot a_0]$$

Da das Polynom  $R(z^{-1})$  eine Nullstelle bei  $(z=1)$  hat (Integratorpol), wird die Reglerverstärkung bei kleinen Frequenzen ( $z \rightarrow 1$ ) unendlich groß. Das Regelungsverfahren wird daher unempfindlich gegenüber Modellfehlern und Störungen im unteren Frequenzbereich.

Das in Fig. 5 dargestellte Regelgesetz wird mit der Differenzengleichung

$$\begin{aligned} u_{RiausQ}(n) = & t_{0,Ri} \cdot i_{sollQ}(n) + t_{1,Ri} \cdot i_{sollQ}(n-1) + t_{2,Ri} \cdot i_{sollQ}(n-2) + t_{3,Ri} \cdot i_{sollQ}(n-3) + t_{4,Ri} \cdot i_{sollQ}(n-4) - \\ & - s_{0,Ri} \cdot i_{messQ}(n) - s_{1,Ri} \cdot i_{messQ}(n-1) - \\ & - r_{1,Ri} \cdot u'_{RiausQ}(n-1) - r_{2,Ri} \cdot u'_{RiausQ}(n-2) - r_{3,Ri} \cdot u'_{RiausQ}(n-3) - r_{4,Ri} \cdot u'_{RiausQ}(n-4) \end{aligned}$$

auf einem Signalprozessor abgesetzt.

Das Aufschaltsignal  $u_{N135}$  aus Fig. 3 wird nicht direkt durch Messung der Netzspannung gewonnen, sondern mit Hilfe eines Prädiktors, der in Fig. 6 dargestellt ist, für den nächsten Abtastschritt vorhergesagt. So kann die zufolge Messung 90 und Rechentotzeit 80 entstehende Phasenverschiebung zwischen dem Netzspannungs-Meßsignal  $u_{Nmess}$  und der tatsächlichen Netzspannung  $u_N$  kompensiert werden. Die Netzspannungsprädiktion 21 basiert auf der Periodizität der Netzspannung. Die Netzspannung  $u_N$  wird mit dem integrativen Meßglied 90 erfaßt. Das Meßglied wird in Fig. 6 durch den kontinuierlichen Integrator 91 und den diskreten Differenzenquotientbildner 92 repräsentiert. Das gemessene Netzspannungssignal  $u_{Nmess}$  wird einer gleitenden diskreten Fourier-Transformation 93 unterzogen, wobei für jede Harmonische  $k$  der Real- und Imaginärteil ihres komplexen Zeitzeigers  $\underline{u}_{Nmess,k} = a_{uN,k} + j \cdot b_{uN,k}$  mit den Differenzengleichungen

$$a_{uN,k}(n) = a_{uN,k}(n-1) + \frac{2}{N} \cdot [u_{Nmess}(n) - u_{Nmess}(n-N)] \cdot \cos\left(n \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot k}{N}\right), \quad (4)$$

$$b_{uN,k}(n) = b_{uN,k}(n-1) - \frac{2}{N} \cdot [u_{Nmess}(n) - u_{Nmess}(n-N)] \cdot \sin\left(n \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot k}{N}\right) \quad (5)$$

berechnet wird. Der über die DFT gemessene Zeiger  $\underline{u}_{Nmess,k}$  eilt dem tatsächlichen Netzspannungszeiger  $\underline{u}_{N,k}$  um den Totzeitwinkel  $k \cdot \tau_{DFT}/2$  nach (siehe Zeigerdiagramm in Fig. 7). Das Aufschaltsignal  $u_{N135}$  wird zufolge der Rechentotzeit 80 und der Verzögerung des pulsbreitenmodulierten 4QS 69 erst um 1.5 Abtastschritte ( $3 \cdot \tau_{Ri}/2$ ) verzögert wirksam. Der Zeitzeiger  $\underline{u}_{N135,k}$  der  $k$ . Harmonischen des aufzuschaltenden Signals  $u_{N135}$  muß daher, wie in Fig. 7 dargestellt, um den resultierenden Totzeitwinkel  $k \cdot \tau_{ref0} = k \cdot (3 \cdot \tau_{Ri}/2 + \tau_{DFT}/2)$  gegenüber dem gemessenen Zeiger  $\underline{u}_{Nmess,k}$  vorgedreht werden. Die Rücktransformation des gemessenen Zeigers in den Zeitbereich erfolgt daher, wie in Fig. 6 dargestellt, durch inverse diskrete Fourier-Transformation 94 mit gegenüber dem DFT-Bezugssystem (durch die Phasenlage der in den Gln. 4 und 5 verwendeten Sinus- und Kosinussignale definiert) um den Winkel  $k \cdot \tau_{ref0}$  voreilenden Sinus- und Kosinussignalen:

$$u_{N135}(n) = \sum_{k=1,3,5} [a_{uN,k}(n) \cdot \cos_{ref}(n,k) - b_{uN,k}(n) \cdot \sin_{ref}(n,k)].$$

Die Zeitsignale  $\sin_{ref}$  und  $\cos_{ref}$  definieren das sogenannte Sinus-Kosinus-Referenzsystem (SCR) und werden im Sinus-Kosinus-Rechenwerk 95 zu

$$\cos_{ref}(n,k) = \cos[k \cdot \tau_{ref}(n)] \quad \text{und} \quad \sin_{ref}(n,k) = \sin[k \cdot \tau_{ref}(n)]$$

berechnet, wobei der mitlaufende Winkel  $\tau_{ref}(n)$  zu jedem Abtastschritt im Winkelrechner 96 um das der Abtastzeit  $\tau_{Ri}$  entsprechende Winkelinkrement  $\Delta\tau_{ref}$  erhöht wird

$$\tau_{ref}(n) = \tau_{ref}(n-1) + \Delta\tau_{ref}.$$

Die erforderliche Phasenverschiebung des Sinus-Kosinus-Referenzsystems gegenüber dem

DFT-Bezugssystem um den Winkel  $\tau_{ref0}$  wird erzielt, indem der Winkelrechner zu Beginn einer jeden DFT-Periode den mitlaufenden Winkel  $\tau_{ref}$  auf  $\tau_{ref0}$  zurücksetzt. Dies wird durch das vom DFT-Block 93 gelieferte Synchronisationssignal 'Sync' bewirkt.

Der Zeiger  $\underline{u}_{Nmess,1} = a_{uN,1} + j \cdot b_{uN,1}$  der Netzspannungsgrundschwingung wird im Block 97 vom kartesischen in das Polarkoordinatensystem umgerechnet. Damit stehen der Phasenwinkel  $\vartheta_{uNmess,1}$  und die Amplitude  $\hat{u}_{Nmess,1}$  der Netzspannungsgrundschwingung für die weitere Verarbeitung im Zwischenkreis-Spannungsregler und bei der Netzspannungssynchronisation zur Verfügung.

Wie dem in Fig. 7 dargestellten Zeigerdiagramm zu entnehmen ist, weist auch der Kontrollbeobachter eine bleibende Phasenverschiebung zwischen Ist- und Sollstrom auf. Die Phasenverschiebung zwischen Meß- ( $i_{messQ}$ ) und Sollstrom ( $i_{sollQ}$ ) kann aus der Gl. 3 berechnet werden

$$\arg\{F_w(j \cdot v)\} = (-5) \cdot \arctan(v) - \arctan\left(\frac{v \cdot (1+a)}{1-a}\right),$$

wobei  $v$  mit der Kreisfrequenz  $\omega$ , der Netzkreisfrequenz  $\omega_n$  und der Abtastzeit  $\tau_{ri}$  über die Beziehung

$$v = \tan\left(\frac{\omega \cdot \tau_{ri}}{2 \cdot \omega_n}\right)$$

in Zusammenhang steht. Um den Phasenfehler zu kompensieren wird der Sollstrom um den Winkel

$$\alpha_1 = -\arg\{F_w(j \cdot \omega_n)\} - \frac{\tau_{4QS}}{2}$$

voreilend berechnet, da die Phasenverschiebung zwischen Iststrom ( $i_{istQ,1}$ ) und Meßwert ( $i_{messQ,1}$ ) zufolge des integrativen Meßverfahrens  $\tau_{4QS}/2$  beträgt. Die Phasenlage und Amplitude des Sollstromes wird vom überlagerten Zwischenkreis-Spannungsregler 13 durch die auf die Netzspannungsgrundschwingung bezogene Wirk- ( $i_{WirkQ}$ ) und Blindkomponente  $i_{BlindQ}$  vorgegeben. Der im Wirk-Blind-Koordinatensystem gegebenen Zeiger  $i_{istQ,1} = i_{WirkQ} + j \cdot i_{BlindQ}$  wird in der Sollstromvorgabe 14, 15 um den Winkel  $\alpha_1$  vorgedreht und ins SCR-Koordinatensystem transformiert. Der vorgedrehte Sollstromzeiger  $i_{sollQ,1} = x_{sollQ,1} + j \cdot y_{sollQ,1}$  berechnet sich im SCR-System zu

$$x_{sollQ,1}^* = i_{WirkQ} \cdot \cos(\alpha_1 + \gamma_1) - i_{BlindQ} \cdot \sin(\alpha_1 + \gamma_1)$$

$$y_{sollQ,1}^* = i_{WirkQ} \cdot \sin(\alpha_1 + \gamma_1) + i_{BlindQ} \cdot \cos(\alpha_1 + \gamma_1)$$

wobei

$$\gamma_1 = \frac{\tau_{DFT}}{2} + \vartheta_{uNmess,1} - \tau_{ref0} = \vartheta_{uNmess,1} - \frac{3 \cdot \tau_{ri}}{2}.$$

In der Sollstromvorgabe 14, 15 wird weiters der Zeitverlauf des Sollstromes durch Rücktransformation des Sollstromzeigers in den Zeitbereich zu

$$i_{sollQ}^*(n) = x_{sollQ,1}^* \cdot \cos_{ref}(n,1) - y_{sollQ,1}^* \cdot \sin_{ref}(n,1)$$

berechnet. Da die Last symmetrisch auf die beiden 4QS 1, 2 aufgeteilt werden soll, gilt  $i_{sollQ1} = i_{sollQ}$  und  $i_{sollQ2} = i_{sollQ}$ .

In Fig. 8 ist das Prinzip der Netzspannungssynchronisation dargestellt. Der Zeiger  $\underline{u}_{Nmess,1} = a_{uN,1} + j \cdot b_{uN,1}$  der Netzspannungsgrundschwingung wird durch gleitende diskrete Fourier-Transformation 93 aus dem Netzspannungsmeßwert  $u_{Nmess}$  berechnet. Die Sinus- und Kosinuswerte in den Gln. 4 und 5 legen das der DFT zugrundeliegende Referenzsystem, das sogenannte DFT-Bezugssystem, fest. Die Netzspannung ist gegenüber diesem Bezugssystem um den Winkel

$$\vartheta_{uN_{mess},1}(n) = \arctan \left[ \frac{b_{uN,1}(n)}{a_{uN,1}(n)} \right] \quad (6)$$

phasenverschoben. Der Arcus-Tangens wird im Block 97 unter Berücksichtigung der Vorzeichen von  $a_{uN,1}$  und  $b_{uN,1}$  quadrantenrichtig ausgewertet, d.h.  $\vartheta_{uN_{mess},1}$  hat einen Wertebereich von  $-\pi$  bis  $+\pi$ . Die DFT-Bezugsfrequenz ist durch die Abtastzeit  $\tau_{DFT}$  festgelegt, welche durch die Synchronisationseinrichtung so einzustellen ist, daß die Beziehung

$$N \cdot \tau_{DFT} = \tau_{Netz} \quad (7)$$

eingehalten wird. Dann sind die Netzfrequenz und die DFT-Bezugsfrequenz exakt gleich groß, so daß das DFT-Bezugssystem synchron zum Netzspannungszeiger  $\underline{u}_{N_{mess},1}$  umläuft (d.h. der Winkel  $\vartheta_{uN_{mess},1}$  bleibt konstant). Ist die Abtastzeit zu klein, so rotiert der Zeiger im DFT-Bezugssystem im Uhrzeigersinn, d.h. der Winkel  $\vartheta_{uN_{mess},1}$  nimmt mit der Zeit ab. Umgekehrt läuft der Zeiger gegen den Uhrzeigersinn um ( $\vartheta_{uN_{mess},1}$  steigt an), wenn  $N \cdot \tau_{DFT} > \tau_{Netz}$  ist.

Die DFT-Abtastzeit wird als ganzzahliges Vielfaches 100 von der Schaltperiodendauer  $\tau_{4QS}$  ( $=2 \cdot \tau_{VPD}$ ) des Vierquadrantenstromrichters abgeleitet, d.h. alle 0 Schaltperioden wird der DFT-Algorithmus ausgeführt ( $\tau_{DFT} = 0 \cdot \tau_{4QS}$ ). Die Viertelperiodendauer  $\tau_{VPD}$  wird ihrerseits von einem Taktgeber als ganzzahliges Vielfaches 101 der Taktperiode  $\tau_{Zähler}$  abgeleitet ( $\tau_{4QS} \cdot \tau_{Zähler} = \tau_{VPD} = \tau_{4QS}/2$ ).

Die Synchronisationseinrichtung hat nun die Aufgabe, den Zählerstand  $z_{4QS}$  so einzustellen, daß Gl. 7 eingehalten wird. Sie arbeitet nach dem in Fig. 8 dargestellten Prinzip. Zu jedem Abtastzeitpunkt wird der Phasenwinkel  $\vartheta_{uN_{mess},1}$  nach Gl. 6 und seine Änderung

$$\Delta \vartheta(n) = \vartheta_{alt}(n-1) - \vartheta_{uN_{mess},1}(n)$$

gegenüber einem im Speicher 102 abgelegten alten Wert  $\vartheta_{alt}$  berechnet. Die Änderung  $\Delta \vartheta(n)$  wird vom Dreipunktglied 103 bewertet. Ist sie größer als ein wählbarer Schwellwert  $\sigma/2$  ( $\Delta \vartheta(n) > \sigma/2$ ), so wird der Zählerstand  $z_{4QS}$  im Summierer 104 um einen Zählschritt erhöht und der aktuelle Winkel  $\vartheta(n)$  im Speicher 102 als alter Wert abgelegt ( $\vartheta_{alt}(n) = \vartheta(n)$ ). Wird die untere Schwelle unterschritten ( $\Delta \vartheta(n) < -\sigma/2$ ), so wird der Zählerstand  $z_{4QS}$  im Summierer 104 um einen Zählschritt reduziert und der aktuelle Winkel  $\vartheta(n)$  im Speicher 102 als alter Wert abgelegt ( $\vartheta_{alt}(n) = \vartheta(n)$ ). Wenn die Winkeländerung  $\Delta \vartheta(n)$  betragsmäßig kleiner als  $\sigma/2$  ist, bleiben die Ausgänge des Speichers 102 ( $\vartheta_{alt}$ ) und des Summierers 104 ( $z_{4QS}$ ) unverändert.

Der Wert  $\vartheta_{alt}$  kann als Sollwert interpretiert werden, der dem Istwert  $\vartheta_{uN_{mess},1}$  nachgeführt wird, sobald die Regelabweichung  $\Delta \vartheta$  betragsmäßig größer als  $\sigma/2$  wird. Im eingeschwungenen Zustand pendelt  $z_{4QS}$  um einen Zählschritt um den optimalen Wert  $\tau_{Netz}/(2 \cdot 0 \cdot N \cdot \tau_{Zähler})$ , der zufolge der endlichen Zeitauflösung nicht exakt eingestellt werden kann. Der Phasenwinkel  $\vartheta_{uN_{mess},1}$  wird in einem Band der Breite  $\sigma$  gehalten. Dabei stellt sich ein niederfrequenter Grenzyklus ein.

Dieser Grenzyklus wirkt sich störend auf die Regelung des Vierquadrantenstromrichters aus. Durch eine Erweiterung des Synchronisationsalgorithmus läßt sich die Periodendauer des niederfrequenten Grenzyklus derart reduzieren, daß sie deutlich kleiner als die Zeitkonstanten der Regelung wird. Die Regelung reagiert dann nicht mehr auf die hochfrequente Anregung.

Die Erweiterung arbeitet nach folgendem Prinzip: Sobald der Phasenwinkel innerhalb des Toleranzbandes  $\pm \sigma/2$  um den „Sollwert“  $\vartheta_{alt}$  pendelt, müßte der Zählerstand  $z_{4QS}$  eine gebrochene Zahl annehmen, um den Winkel konstant auf seinem Wert zu halten. Da nur ganzzahlige Zählerstände eingestellt werden können kommt es zum Rundungsfehler  $\tau_{Netz} - 2 \cdot N \cdot 0 \cdot \tau_{VPD}$  (dieser Wert ist kleiner als 1 LSB, da sich der Winkel innerhalb des Toleranzbandes befindet). Summiert man den Rundungsfehler von Abtastschritt zu Abtastschritt auf, so kann der Fehler korrigiert werden, wenn die Fehlersumme 1 LSB überschreitet. Dann wird für die Dauer eines Abtastschrittes der Zählerstand um 1 LSB erhöht und die Fehlersumme um 1 LSB reduziert. Der Synchronisationsalgorithmus ist dazu folgendermaßen zu erweitern: Für  $|\Delta \vartheta(n)| < \sigma/2$  wird die Winkeländerung  $\Delta \vartheta(n)$  im Verstärker 105 mit dem Faktor  $k$  multipliziert und dem Summierer 106 zugeführt, welcher die Fehlersumme

$$sum(n) = sum(n-1) + k \cdot \Delta \vartheta(n)$$

bildet. Der Faktor  $k$  erfüllt für  $|\Delta\vartheta(v)| < \sigma/2$  die Beziehung  $k \cdot \sigma/2 = 1.0$ , d.h. bei  $\Delta\vartheta(n) = \sigma/2$  steigt die Fehlersumme um den Wert 1.0, und für  $|\Delta\vartheta(v)| > \sigma/2$  gilt  $k=0$ . Der Summenfehler wird im Dreipunktglied 107 bewertet, so daß für  $\text{sum}(n) > 1$  der Zählerstand  $z_{4QS}$  für den nächsten Abtastschritt um ein LSB erhöht und die Fehlersumme um den Wert 1 reduziert wird. Wenn  $\text{sum}(n) < -1$  ist wird der Zählerstand für den nächsten Abtastschritt um ein LSB reduziert und die Fehlersumme um den Wert 1 erhöht. Für  $|\text{sum}(n)| < 1$  wird der Zählerstand nicht verändert.

In Fig. 9 ist die Arbeitsweise des Synchronisationsalgorithmus anhand der Zeitverläufe von  $\tau_{4QS}(t)$  und  $\vartheta_{uNmess,1}(t)$  dargestellt. Im eingeschwungenen Zustand stellt sich eine nahezu konstante „Regelabweichung“  $\Delta\vartheta$  ein. Die Änderung des Phasenwinkels ist wesentlich kleiner als die Breite des Toleranzbandes und die Frequenz des sich ergebenden Grenzyklus ist ausreichend hoch, um eine Anregung des Zwischenkreisspannungsreglers zu vermeiden.

In Fig. 10 ist das Blockschaltbild des Zwischenkreis-Spannungsregelkreises dargestellt. Die Zwischenkreisspannung wird mit dem integrativen Meßglied erfaßt, welches durch einen Integrator 110 mit nachgeschaltetem Differenzenquotientbildner 111 repräsentiert wird. Im Filter 112 werden durch gleitende Mittelwertbildung über eine halbe Netzperiode die geradzahigen Oberschwingungen des Meßsignals  $u_{dmess}$  vollständig herausgefiltert. Die Differenz aus dem Quadrat  $u_{dsoll}^2$  des Spannungssollwertes und dem Quadrat  $u_{dmess}^2$  des gefilterten Meßwertes wird als Regelabweichung  $e_{Ru}$  dem PID-Regler 113 zugeführt. Das Ausgangssignal des PID-Reglers entspricht einer dem Zwischenkreis zuzuführenden Leistung. Der Regler wird durch Aufschaltung der Wechselrichterleistung unterstützt, wobei der aufzuschaltende Leistungswert entweder direkt als digitale Information ( $p_{WR}$ ) von der Regelung des Wechselrichters übermittelt wird, oder aus den Meßwerten der Zwischenkreisspannung  $u_d$  und des Zwischenkreisstromes  $i_d$  berechnet wird. Dazu wird der Zwischenkreisstrom über das integrative Meßglied (Integrator 114 und Differenzenquotientbildner 115) gemessen und mit dem Meßwert  $u_{dmess}$  der Zwischenkreisspannung multipliziert. Der so berechnete Momentanwert  $p_{dmess}$  der Zwischenkreisleistung wird im Filter 116 geglättet und auf den Ausgang des Reglers 113 aufgeschaltet. Das Signal  $p_{dNSR}$  hinter der Aufschaltung gibt die Leistung an, die dem Zwischenkreis vom Netzstromrichter zuzuführen ist. Aus ihr berechnet sich durch Division durch die Amplitude  $\hat{u}_{Nmess,1}$  der Netzspannungsgrundschiwingung, welche von der diskreten Fourier-Transformation 93 und der nachfolgenden Transformation in Polarkoordinaten 97 berechnet wird, die einzustellende Wirkstromamplitude  $i_{WirkQ}$  für die beiden 4QS 1, 2. Je nach den betrieblichen Erfordernissen kann auch die Amplitude  $i_{BlindQ}$  des Blindstromes wahlweise fest vorgegeben, oder durch Multiplikation 117 mit dem Tangens des gewünschten Verschiebungswinkels  $\varphi$  aus der Wirkstromamplitude  $i_{WirkQ}$  berechnet werden.

## PATENTANSPRÜCHE:

1. Verfahren zur Regelung für einen aus einem einphasigen Wechselstromnetz gespeisten ein- oder mehrfachen Vierquadranten-Netzstromrichter, der entweder mit GTO- oder IGBT-Schaltventilen aufgebaut ist, eines Spannungszwischenkreis-Umrichters, wobei ein Zwischenkreis-Spannungsregler die Amplituden von Wirk- und Blindstrom vorgibt, die Amplitude der Grundschiwingung der Netzspannung gemessen wird und eine Synchronisation der Regelung mit der Netzspannung erfolgt, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Amplituden von Wirk- ( $i_{WirkQ}$ ) und Blindstrom ( $i_{BlindQ}$ ) auf zulässige Werte begrenzt werden und anschließend der Stromsollwert ( $i_{sollQ}$ ) voreilend berechnet wird, und daß der Istwert der Zwischenkreisspannung ( $u_{dNSR}$ ) durch gleitende Mittelwertbildung gefiltert wird, und daß ein linearer Regler höherer Ordnung, der die Struktur eines sogenannten Kontrollbeobachters aufweist, den Momentanwert des Stromes ( $i_{istQ}$ ) regelt, und daß zusätzlich zur Amplitude die Phase der Grundschiwingung der Netzspannung ( $u_{N135}$ ) und die Amplitude und die Phase von Oberschwingungen der Netzspannung ( $u_{N135}$ ) gemessen werden, und daß der Regler durch eine Aufschaltung der Netzspannung ( $u_{N135}$ ), die ein Netzspannungs-Prädiktor liefert, unterstützt wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Stromrichterspannung durch den linearen Regler höherer Ordnung und ein nachgeschaltetes Entkopplungsnetzwerk mit Berücksichtigung des Aufschaltssignales vom Netzspannungs-Prädiktor berechnet

wird, und daß die Stromrichterspannung durch Pulsbreitenmodulation mit konstanter Schaltfrequenz gebildet wird, und daß der Entwurf des Reglers durch Polvorgabe in der Wurzelortskurven-Darstellung erfolgt.

- 5 3. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 2, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Netzspannung abgetastet wird und die Zeitzeiger der Grund- und Oberschwingungen der Netzspannung durch eine gleitende diskrete Fourier-Transformation berechnet werden.
4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, **dadurch gekennzeichnet**, daß das Aufschaltssignal vom Netzspannungs-Prädiktor durch Rücktransformation der um den Totzeitwinkel vorgedrehten Grund- und Oberschwingungszeitzeiger mittels inverser diskreter  
10 Fourier-Transformation berechnet wird.
5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, **dadurch gekennzeichnet**, daß die Synchronisation der Regelung mit der Netzspannung derart erfolgt, daß die Abtastzeiten der Regelung so angepaßt werden, daß der Phasenwinkel des Grundschwingungszeitzeigers zur Netzspannung konstant bleibt.
- 15 6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5, **dadurch gekennzeichnet**, daß der Zwischenkreisspannungsregler ein PID-Regler ist, dem als Regelabweichung die Differenz der Spannungsquadrate zugeführt wird, und daß die Istwerterfassung durch gleitende Mittelwertbildung über eine halbe Netzperiode erfolgt, und daß eine Lastaufschaltung der Wechselrichterleistung entweder durch Messung des Zwischenkreisstromes oder durch  
20 eine digitale Information von der Wechselrichter-Regelung durchgeführt wird.
7. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 6, **dadurch gekennzeichnet**, daß das Regelungsverfahren auf einem Signalprozessor realisiert ist.

25

## HIEZU 5 BLATT ZEICHNUNGEN

30

35

40

45

50

55

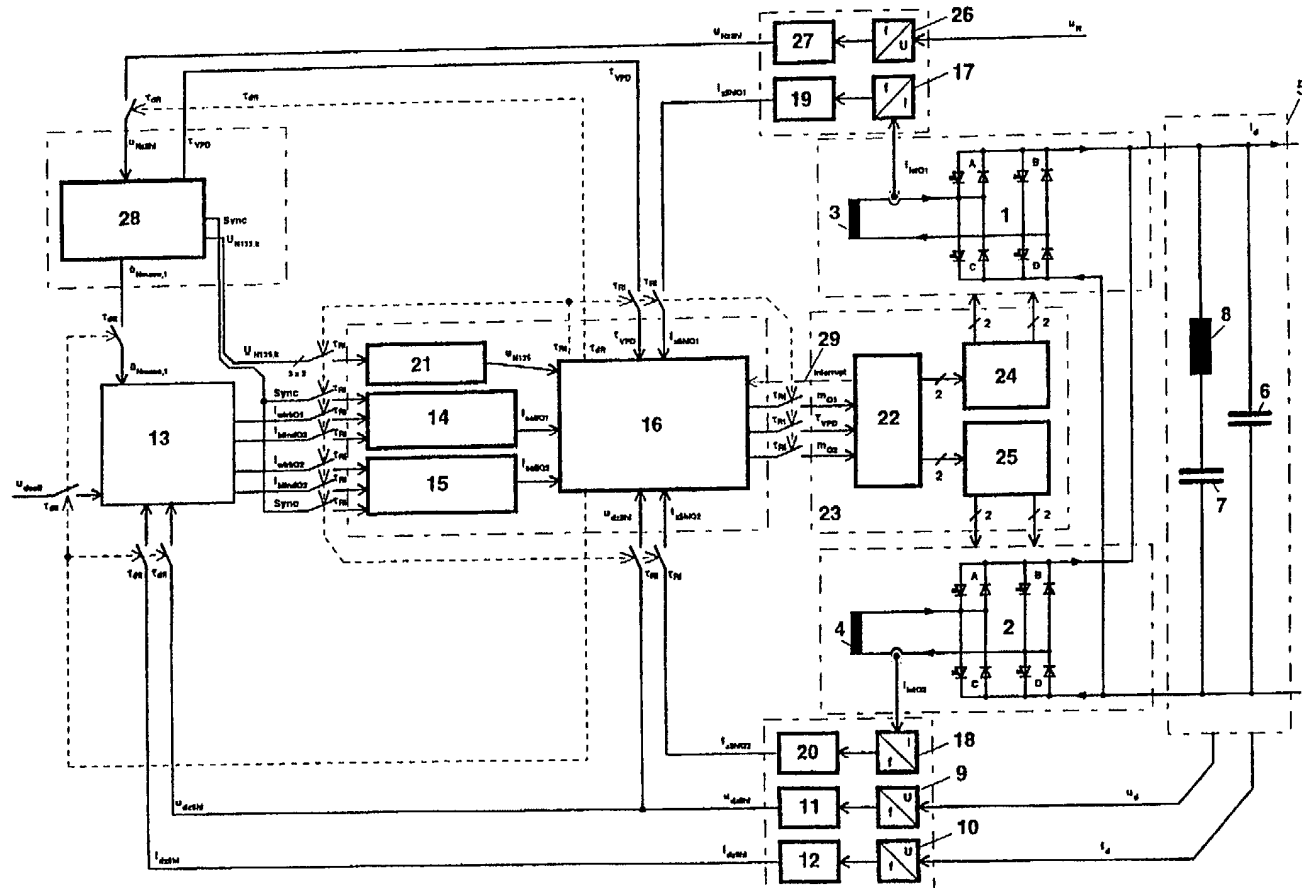


Fig. 1

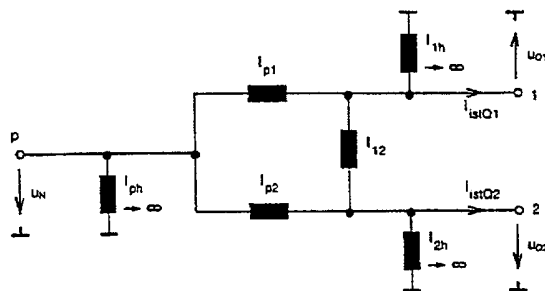


Fig. 2

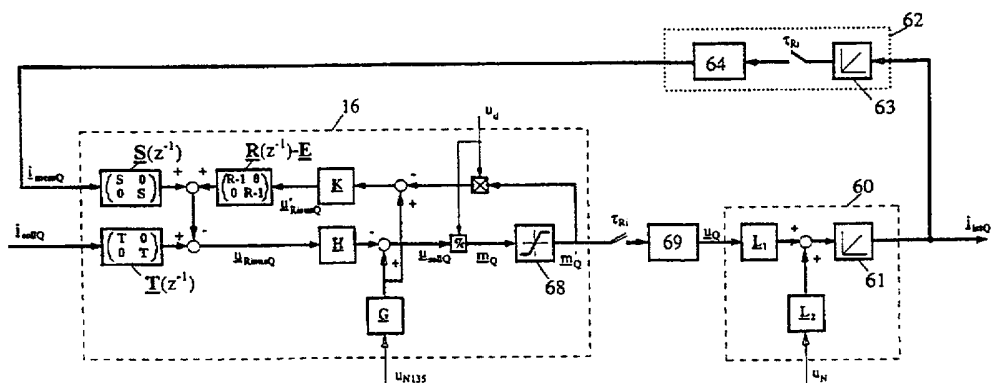


Fig. 3

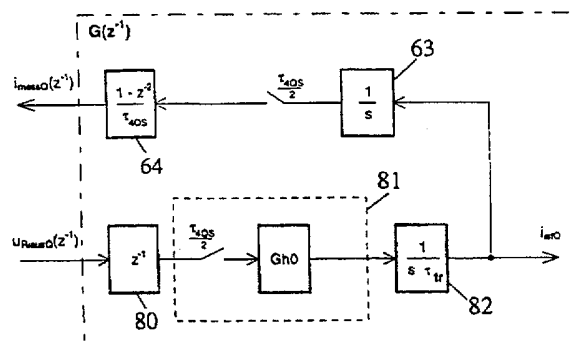


Fig. 4



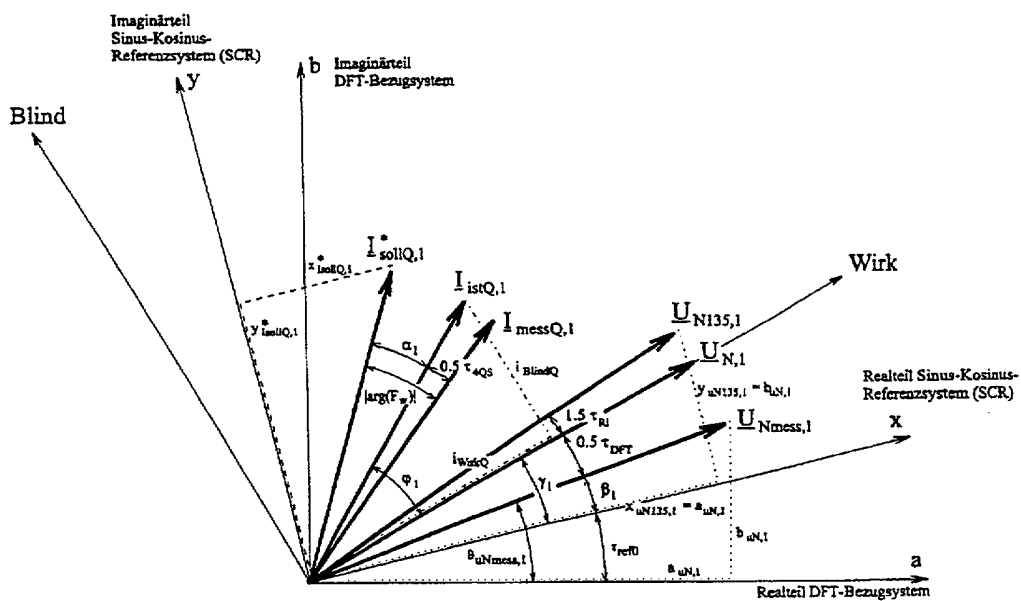


Fig. 7

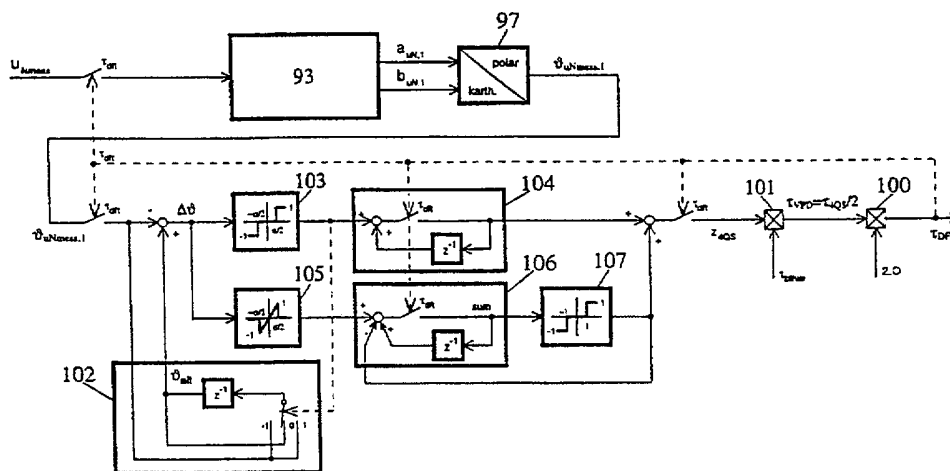


Fig. 8

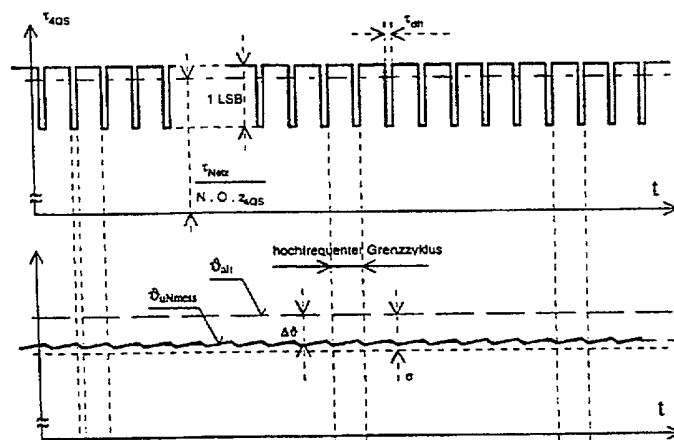


Fig. 9

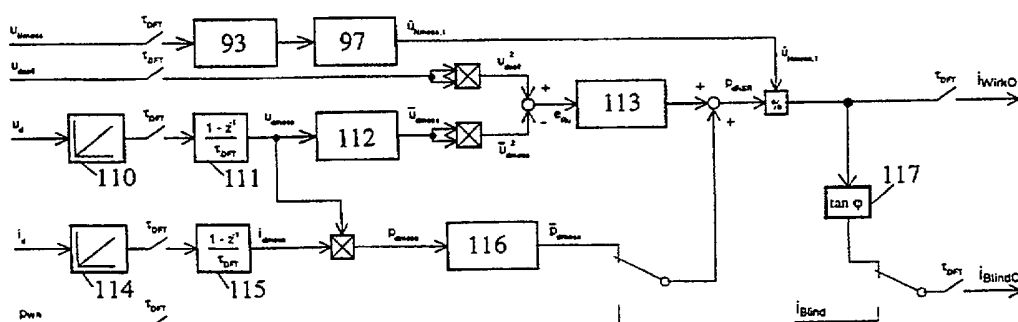


Fig. 10