



**Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein**  
Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

**(12) PATENTSCHRIFT A5**

**642 202**

**(21) Gesuchsnummer:** 6668/78

**(73) Inhaber:**  
N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven  
(NL)

**(22) Anmeldungsdatum:** 19.06.1978

**(72) Erfinder:**  
Wilhelmus Bernardus Rosink, Eindhoven (NL)  
Cornelus Johannus Petrus Cox, Eindhoven (NL)

**(24) Patent erteilt:** 30.03.1984

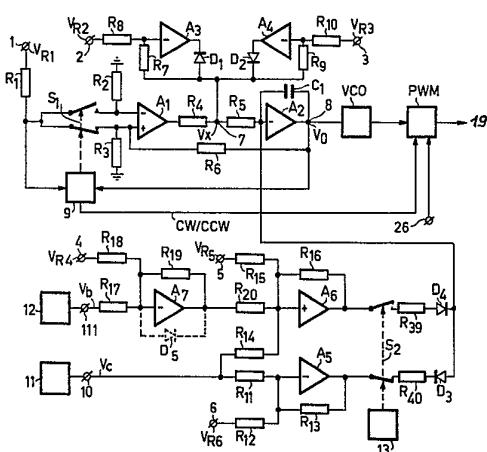
**(74) Vertreter:**  
Bovard AG, Bern 25

**(54) Regelschaltungsanordnung für einen über Leistungsschalter aus einer Gleichspannungsquelle gespeisten Wechselstrommotor, mit einer Frequenzsteuerschaltung.**

**(57)** Ein Frequenzbezugssignal ( $V_{R1}$ ) wird einer die Leistungsschalter (19) steuernden Schaltung (PWM) über einen ersten Verstärker ( $A_1$ ) mit Ausgangssignalbegrenzung in Reihe mit einem Integrator ( $A_2$ ) zugeführt, dessen Ausgang auf den Eingang des ersten Verstärkers rückgekoppelt ist. Eine Stromgegenkopplungsschleife mit einem Motorstromdetektor (11), dessen Ausgangssignal in einem Komparator ( $A_6$ ) mit einem Bezugssignal ( $V_{R5}$ ) verglichen wird, greift an einem Punkt zwischen dem Verstärker ( $A_1$ ) und dem Integrator ( $A_2$ ) ein, um die Gegenkopplungsschleife zu schliessen, wenn der Motorstrom einen vorbestimmten Wert übersteigt. Eine Spannungsgegenkopplungsschleife mit einem Detektor (12) für die aus dem Wechselspannungsnetz erhaltene Gleichspannung, wobei das Ausgangssignal ( $V_b$ ) dieses Detektors mit einem Bezugssignal ( $V_{R4}$ ) verglichen wird, greift ebenfalls an dem Punkt zwischen Verstärker ( $A_1$ ) und Integrator ( $A_2$ ) ein, um diese Spannungsgegenkopplungsschleife zu schliessen, wenn diese Gleichspannung einen vorbestimmten Wert übersteigt.

Mit der Regelschaltungsanordnung wird eine zuverlässige Sicherung beim Generatorbetrieb erhalten, wäh-

rend die Abbremsung des Motors, ungeachtet der Belastung und der Motordrehzahl, maximal sein kann.



## PATENTANSPRÜCHE

1. Regelschaltungsanordnung für einen über Leistungsschalter aus einer Gleichspannungsquelle gespeisten Wechselstrommotor, mit einer Frequenzsteuerschaltung, wobei die Gleichspannungsquelle einen Gleichrichter zum Gleichrichten einer Speisewechselspannung und eine Glättungsschaltung enthält, und wobei die Frequenzsteuerschaltung einen Frequenzbezugseingang enthält, der mit einem Eingang eines ersten Verstärkers mit Ausgangssignalbegrenzung verbunden ist, von dem ein Ausgang mit einem Eingang eines ersten Integrators verbunden ist, von dem ein Ausgang ein Frequenzsteuersignal an eine die Leistungsschalter steuernde Schaltung liefert und auf den Eingang des ersten Verstärkers rückgekoppelt ist, dadurch gekennzeichnet, dass die Regelschaltungsanordnung weiter enthält: eine Stromgegenkopplungsschleife, die erste Mittel (11) zum Erzeugen eines Motorstromsignals ( $V_c$ ), das ein Mass für den in dem Motor fließenden Strom ist, und einen ersten Komparator ( $A_6$ ) zum Vergleichen dieses Motorstromsignals mit einem Bezugssignal ( $V_{R5}$ ) enthält, wobei ein Ausgang dieses ersten Komparators ( $A_6$ ) mit dem Eingang des Integrators ( $A_2$ ) verbunden ist, so dass, sobald der Motorstrom einen vorher bestimmten Wert überschreitet, die Stromgegenkopplungsschleife über den ersten Komparator ( $A_6$ ) und den Integrator ( $A_2$ ) geschlossen wird; sowie eine Spannungsgegenkopplungsschleife, die zweite Mittel (12) zum Erzeugen eines Spannungssignals ( $V_b$ ), das ein Mass für die Spannung über der Gleichspannungsquelle ( $V_{cb}$ ) ist, und einen zweiten Komparator ( $A_7$ ) zum Vergleichen dieses Spannungssignals mit einem Bezugssignal ( $V_{R4}$ ) enthält, wobei ein Ausgang dieses zweiten Komparators ( $A_7$ ) zu dem Integrator ( $A_2$ ) führt, so dass, sobald die Spannung über der Gleichspannungsquelle ( $V_{cb}$ ) einen bestimmten Wert überschreitet, die Spannungsgegenkopplungsschleife über den zweiten Komparator ( $A_7$ ) und den Integrator ( $A_2$ ) geschlossen wird.

2. Regelschaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Ausgang des zweiten Komparators ( $A_7$ ) über den ersten Komparator ( $A_6$ ) mit dem ersten Integrator ( $A_2$ ) verbunden ist, so dass, wenn die Spannungsgegenkopplungsschleife geschlossen ist, auch die Stromgegenkopplungsschleife geschlossen ist.

3. Regelschaltungsanordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Regelschaltungsanordnung weiter enthält: Detektionsmittel (13) zum Detektieren, ob der Wechselstrommotor als Generator oder als Motor wirkt; einen dritten Komparator ( $A_5$ ), von dem ein Eingang zu den genannten ersten Mitteln (11) führt, sowie Schaltmittel ( $S_2$ ) zwischen einem Ausgang des dritten Komparators ( $A_5$ ) und dem Eingang des ersten Integrators ( $A_2$ ) und zwischen dem Ausgang des ersten Komparators ( $A_6$ ) und dem Eingang des ersten Integrators ( $A_2$ ), wobei diese Schaltmittel ( $S_2$ ) von den genannten Detektionsmitteln (13) derart gesteuert werden, dass beim Generatorbetrieb der Ausgang des ersten Komparators ( $A_6$ ) mit dem Integrator ( $A_2$ ) und beim Motorbetrieb der Ausgang des dritten Komparators ( $A_5$ ) mit dem Integrator ( $A_2$ ) verbunden ist.

4. Regelschaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Detektionsmittel einen Gleichrichter ( $D_{15}, D_{16}, D_{17}$ ) mit Glättungsschaltung ( $C_n, R_{26}$ ) und einen Komparator ( $T, R_{27}, R_{28}$ ) zum Vergleichen der mit diesem Gleichrichter erhaltenen Gleichspannung mit der Spannung der genannten Gleichspannungsquelle ( $V_{cb}$ ) und zur Lieferung eines Signals enthalten, das angibt, ob die Spannung der Gleichspannungsquelle ( $V_{cb}$ ) die über diesen Gleichrichter ( $D_{15}, D_{16}, D_{17}$ ) erhaltene Gleichspannung gegebenenfalls um einen bestimmten Wert überschreitet.

5. Regelschaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die

genannten ersten Mittel (11) in jeder Phasenzuführleitung des Wechselstrommotors einen Transformator (15, 16, 17) enthalten, dessen Sekundärwicklungen parallelgeschaltet sind und über ein Glättungsfilter ( $D_6, C_2$ ) das genannte Motorstromsignal liefern.

6. Regelschaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass parallel zu der Gleichspannungsquelle ( $V_{cb}$ ) ein schaltender Gleichspannungswandler (20, 21,  $S_4$ ) mit einem Transformator (21) angeordnet ist, dessen Primärwicklung (22) in Reihe mit einem Schalter ( $S_4$ ) parallel zu der Gleichspannungsquelle ( $V_{cb}$ ) geschaltet ist und von dem eine erste Sekundärwicklung (23) zu einer Gleichrichterschaltung ( $D_{13}, C_3$ ) zur Lieferung von Speisespannung ( $V_s$ ) an die Frequenzsteuerschaltung (PWM) führt.

7. Regelschaltungsanordnung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass die genannten zweiten Mittel (12) eine zweite Sekundärwicklung (24) des Transformators (21) enthalten, die mit einer Gleichrichterschaltung ( $D_{14}, C_4$ ) zur Lieferung des genannten Spannungssignals ( $V_b$ ) verbunden ist.

8. Regelschaltungsanordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die genannten zweiten Mittel (12) mit einem vierten Komparator ( $K$ ) zum Vergleichen dieses Spannungssignals ( $V_b$ ) mit einem Bezugssignal ( $V_{R7}$ ) verbunden sind, wobei ein Ausgang dieses vierten Komparators ( $K$ ) zu einem Schalter ( $S_3$ ) führt, der zwischen dem Gleichrichter ( $D_7, D_8, D_9, D_{10}, D_{11}, D_{12}$ ) der Gleichspannungsquelle ( $V_{cb}$ ) und der Glättungsschaltung ( $C_b$ ) der Gleichspannungsquelle ( $V_{cb}$ ) derart angeordnet ist, dass dieser Schalter ( $S_3$ ) geschlossen wird, wenn das Spannungssignal ( $V_b$ ) dieses Bezugssignal ( $V_{R7}$ ) überschreitet, wobei der genannte Schalter ( $S_3$ ) parallel zu einem Widerstand ( $R_{25}$ ) mit positivem Temperaturkoeffizienten liegt.

35

Die Erfindung bezieht sich auf eine Regelschaltungsanordnung für einen über Leistungsschalter aus einer Gleichspannungsquelle gespeisten Wechselstrommotor mit einer Frequenzsteuerschaltung, wobei die Gleichspannungsquelle einen Gleichrichter zum Gleichrichten einer Speisewechselspannung und eine Glättungsschaltung enthält, und wobei die Frequenzsteuerschaltung einen Frequenzbezugssignaleingang enthält, der mit einem Eingang eines ersten Verstärkers mit Ausgangssignalbegrenzung verbunden ist, wobei ein Ausgang dieses ersten Verstärkers mit einem Eingang eines ersten Integrators verbunden ist, von dem ein Ausgang ein Frequenzsteuersignal an eine die Leistungsschalter steuernde Schaltung liefert und auf den Eingang des ersten Verstärkers rückgekoppelt ist.

Eine derartige Motorregelschaltung mit einem Verstärker und einem Integrator mit Rückkopplung ist aus der deutschen Offenlegungsschrift 2620321 bekannt und eignet sich besonders gut zur Lieferung von Frequenzsteuersignalen, wobei der Integrator in Verbindung mit dem begrenzenden Verstärker und der Rückkopplung die Geschwindigkeit der Änderung des Frequenzsteuersignals bestimmt. In Verbindung mit dieser bekannten Schaltung ist die in der deutschen Patentanmeldung P 2715 882.3 beschriebene Schaltung zum Erzeugen in der Impulsbreite modulierter Signale für die Steuerung der Leistungsschalter sehr gut brauchbar, wobei über diese Schaltung die Frequenz des Motorstroms durch die Frequenz eines Eingangstaktsignals bestimmt wird. Dieses Taktignal kann dann von einem vom genannten Frequenzsteuersignal gesteuerten Taktgenerator erzeugt werden.

Die vorgenannte Kombination von Schaltungen ergibt eine preiswerte, zuverlässige und einfache Motorregelschal-

tung. Diese Vorteile können jedoch nur dann völlig ausgenutzt werden, wenn die unterschiedlichen Sicherungen und Gegenkopplungsschleifen ebenfalls einfach und zuverlässig sind.

Eine der Situationen, die gesichert werden soll, ist die Abbremsung des Motors. Wird beim Abbremsen des Motors die von der Frequenzsteuerschaltung vorgeschriebene Motor-drehzahl niedriger als die Istdrehzahl des Motors, so fängt der Motor an, als Generator zu wirken. Eine maximale Bremung ist dabei dann möglich, wenn die ausgelöste Energie und die Speisung zurückgeleitet werden kann. Dies erfordert jedoch komplizierte und kostspielige Speisungen; z.B. bei einem über eine einfache Gleichrichterbrücke aus dem Wechselstromnetz gespeisten Motor kann diese ausgelöste Energie nicht zurückgeleitet werden und muss die ausgelöste Energie in dem Motor, den Leistungsschaltern und der Regelschaltung abgeleitet werden. Zur Sicherung der Schaltung ist es z.B. aus der US-PS 3 719 873 bekannt, den Motorstrom zu detektieren und, sobald dieser Strom einen bestimmten Pegel erreicht, das Frequenzsteuersignal derart abzuändern, dass eine erhebliche Verringerung des Motorstroms erhalten wird. Es versteht sich, dass dieser bestimmte Pegel nicht höher als der Strom sein darf, der fliesst, wenn während der ungünstigsten Bedingungen der Motor und die Schaltungen die höchstzulässige Energie verbrauchen. Daraus folgt, dass der Motor verhältnismässig viel Zeit benötigt, um abzubremsen. Eine solche Sicherung hat ausserdem den Nachteil, dass zuvor die Betriebsbedingungen bekannt sein müssen, um eine optimale Regelung zu entwerfen und herzustellen.

Die Erfindung bezeichnet, eine Regelschaltungsanordnung der eingangs erwähnten Art zu schaffen, bei der mit einfachen Mitteln eine zuverlässige Sicherung beim Generatorbetrieb erhalten wird, während dabei die Abbremsung des Motors, ungeachtet der Belastung und der Drehzahl des Motors, maximal sein kann, so dass eine Abbremsgeschwindigkeit erhalten werden kann, die nicht durch die ungünstigsten Bedingungen begrenzt wird.

Die Erfindung ist dazu dadurch gekennzeichnet, dass die Regelschaltungsanordnung weiter enthält: eine Stromgegenkopplungsschleife, die erste Mittel zum Erzeugen eines Motorstromsignals, das ein Mass für den in dem Motor fliesenden Strom ist, und einen ersten Komparator zum Vergleichen dieses Motorstromsignals mit einem Bezugssignal enthält, wobei ein Ausgang dieses ersten Komparators mit dem Eingang des Integrators verbunden ist, so dass, sobald der Motorstrom einen vorher bestimmten Wert überschreitet, die Stromgegenkopplungsschleife über den ersten Komparator und den Integrator geschlossen wird; sowie eine Spannungsgegenkopplungsschleife, die zweite Mittel zum Erzeugen eines Spannungssignals, das ein Mass für die Spannung über der Gleichspannungsquelle ist, und einen zweiten Komparator zum Vergleichen dieses Spannungssignals mit einem Bezugssignal enthält, wobei ein Ausgang dieses zweiten Komparators zu dem Integrator führt, so dass, sobald die Spannung über der Gleichspannungsquelle einen vorher bestimmten Wert überschreitet, die Spannungsgegenkopplungsschleife über den zweiten Komparator und den Integrator geschlossen wird.

Der Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, dass die Anwendung einer Spannungsgegenkopplungsschleife neben einer Stromgegenkopplungsschleife nicht nur eine Sicherung gegen zu hohe Spannungen liefert, sondern, was viel interessanter ist, eine sehr schnelle Abbremsung dadurch ermöglicht, dass stets und unter allen Bedingungen ein Maximum an Energie abgeleitet wird. Dies lässt sich wie folgt erkennen. Wenn die Bremsung eingeleitet wird, steigt der erzeugte Motorstrom schnell auf einen hohen Maximalwert an. Dadurch, dass die zurückgeleitete Energie nicht in das Wech-

selspannungsnetz geliefert werden kann, nimmt die Spannung über der Gleichspannungsspeisung durch das Aufladen meistens vorhandener Kapazitäten (meistens Pufferkondensatoren) sehr schnell auf einen höchstzulässigen Wert zu, der z.B. 5 gleich dem Zweifachen des Nennwertes sein kann und durch die verwendeten elektronischen Teile, wie Dioden und Thyristoren, bestimmt wird.

Die Spannungsgegenkopplungsschleife begrenzt diese Spannung auf diesen Wert, was zur Folge hat, dass der Strom abnehmen wird. Solange der abbremsende Motor genügend Energie liefert, wird die Speisespannung auf diesem Höchstwert bleiben und wird sich der Strom diesem Wert und der Drehzahl anpassen, so dass während nahezu des ganzen Bremsvorgangs die Ableitung gelieferter Energie maximal ist. 10 Ein wichtiger Vorteil dabei ist der, dass bei Spannungen, die erheblich höher als die Nennspannungen sind, die meisten Motoren in Sättigung geraten, wodurch die Ableitung in dem Motor selbst stark zunimmt.

Würde lediglich eine Überstromsicherung, wie sie z.B. aus 15 der genannten US-PS 3 719 873 bekannt ist, oder eine Strombegrenzung verwendet werden, so soll der Grenzwert des Motorstroms derart gewählt werden, dass nur unter den ungünstigsten Bedingungen die höchstzulässige Speisespannung erreicht werden kann, was bedeutet, dass diese Stromgrenze viel niedriger als diejenige Grenze liegen wird, die bei 20 einer Regelung nach der Erfindung gewählt werden kann, und dass die Speisespannung durchschnittlich viel niedriger liegen wird, wodurch nicht nur die Ableitung herabgesetzt, sondern auch der genannte Vorteil des Erreichens des Sättigungszustandes des Motors beseitigt wird, wodurch eine erheblich längere Zeit benötigt wird, um den Motor sicher abzubremsen.

Bei einer Regelschaltungsanordnung nach der Erfindung ist es vorteilhaft, dass der Ausgang des zweiten Komparators 25 z.B. über den ersten Komparator mit dem ersten Integrator verbunden ist, so dass, wenn die Spannungsgegenkopplungsschleife geschlossen ist, auch die Stromgegenkopplungsschleife geschlossen ist.

Da neben dem genannten Integrator auch die Kapazität 30 der Gleichspannungsquelle einen Integrator bildet, enthält die Spannungsgegenkopplungsschleife an sich zwei Integriertoren in Reihe, was zu Stabilitätsproblemen führen kann. Dadurch, dass bei der zuletzt genannten Motorregelschaltung die Spannungsgegenkopplungsschleife in die sehr stabile 35 Stromgegenkopplungsschleife eingreift, treten diese Stabilitätsprobleme nicht auf. Wenn auch der Motorstrom den genannten vorher bestimmten Wert nicht erreicht hat, wird dennoch diese Stromgegenkopplungsschleife derart aktiviert, dass die Spannung über der Gleichspannungsquelle auf einen vorher bestimmten Wert begrenzt wird.

Eine günstige Ausführungsform einer Schaltung nach der Erfindung ist dadurch gekennzeichnet, dass die Motorregelschaltung weiter enthält: Detektionsmittel, mit deren Hilfe 40 detektiert wird, ob der Wechselstrommotor als Generator oder als Motor wirkt; einen dritten Komparator, von dem ein Eingang zu den genannten ersten Mitteln führt, sowie Schaltmittel zwischen einem Ausgang des dritten Komparators und dem Eingang des ersten Integrators und zwischen dem Ausgang des ersten Komparators und dem Eingang des ersten 45 Integrators, wobei diese Schaltmittel von den genannten Detektionsmitteln derart gesteuert werden, dass beim Generatorbetrieb der Ausgang des ersten Komparators mit dem Integrator und beim Motorbetrieb der Ausgang des dritten Komparators mit dem Integrator verbunden ist.

Auf diese Weise wird eine getrennte Wirkung der Begrenzung beim Motor- und beim Generatorbetrieb erhalten. Die Spannungsgegenkopplungsschleife kann nur dann geschlossen sein, wenn der Motor als Generator wirksam ist, und aus-

serdem können die Grenzwerte des Motorstroms beim Motor- und beim Generatorbetrieb verschieden gewählt werden.

Was die genannten Detektionsmittel zum Detektieren der Spannung über der Gleichspannungsquelle anbelangt, ist es günstig, dass diese Mittel einen zweiten Gleichrichter mit Glättungsschaltung und einen Komparator zum Vergleichen der mit dem zweiten Gleichrichter erhaltenen Gleichspannung mit der Spannung der genannten Gleichspannungsquelle und zur Lieferung eines Signals enthalten, das angibt, ob die Spannung der Gleichspannungsquelle die über den zweiten Gleichrichter erhaltene Gleichspannung gegebenenfalls um einen bestimmten Wert überschreitet.

Auf diese Weise ist sichergestellt, dass die Detektion des Generatorbetriebs nicht von Änderungen der Netzspannung beeinflusst wird.

Die genannten Mittel zum Detektieren des Motorstroms können dadurch gekennzeichnet sein, dass die genannten ersten Mittel in jeder Phasenzuführleitung des Wechselstrommotors einen Transformator enthalten, dessen Sekundärwicklungen parallel geschaltet sind und über ein Glättungsfilter das genannte Motorstromsignal liefern.

Was die Speisung der Frequenzsteuerschaltung anbelangt, ist es günstig, dass parallel zu der Gleichspannungsquelle ein schaltender Gleichspannungswandler mit einem Transformator angeordnet ist, dessen Primärwicklung in Reihe mit einem Schalter zu der Gleichspannungsquelle parallelgeschaltet ist und von dem eine erste Sekundärwicklung zu einer Gleichrichterschaltung zur Lieferung von Speisespannung an die Frequenzsteuerschaltung führt. Dies ergibt noch den grossen Vorteil, dass die Frequenzsteuerschaltung nach wie vor gespeist wird, solange genügend Spannung über der Gleichspannungsquelle vorhanden ist, auch wenn die Motorregelschaltung von dem Wechselstromnetz entkoppelt ist oder wenn das Wechselstromnetz ausfällt. Denn wenn die Frequenzsteuerschaltung über eine unabhängige Speiseschaltung gespeist würde, würde bei Unterbrechung der Netzspannung die Steuerung ausfallen, während gewisse Leistungsschalter noch leitend sind und durch das Ausfallen der Steuerung leitend bleiben, wodurch die Gleichspannungsspeisung kurzgeschlossen wird, was ohne zusätzliche Sicherungen einen nachteiligen Einfluss auf die Leistungsschalter und die Speiseschaltung ausüben würde.

Bei Anwendung eines schaltenden Gleichspannungswandlers ist es vorteilhaft, dass die genannten zweiten Mittel eine zweite Sekundärwicklung des Transformators enthalten, die mit einer Gleichrichterschaltung zur Lieferung des genannten Spannungssignals verbunden ist.

Dieses Spannungssignal kann vorteilhaft zusätzlich dadurch ausgenutzt werden, dass die genannten zweiten Mittel mit einem vierten Komparator zum Vergleichen dieses Spannungssignals mit einem Bezugssignal verbunden sind, wobei dieser vierte Komparator über einen Ausgang an einen Schalter angeschlossen ist, der zwischen dem Gleichrichter der Gleichspannungsquelle und der Glättungsschaltung der Gleichspannungsquelle derart angeordnet ist, dass dieser Schalter geschlossen wird, wenn das Spannungssignal dieses Bezugssignals überschreitet, wobei der genannte Schalter parallel zu einem Widerstand mit positivem Temperaturkoeffizienten angeordnet ist.

Bei Speisung aus einem niederohmigen Wechselstromnetz wird beim Einschalten der in der Gleichspannungsquelle vorhandene Pufferkondensator mit einem grossen Ladestrom aufgeladen werden. Dieser Aufladestrom wird vom genannten Widerstand begrenzt, der von dem Schalter kurzgeschlossen wird, wenn die Spannung der Gleichspannungsquelle genügend hoch ist. Indem für diesen Widerstand ein Widerstand mit positivem Temperaturkoeffizienten gewählt wird, kann der Widerstandswert verhältnismässig niedrig gewählt

werden, wobei dieser Widerstand dennoch eine Sicherung gegen Kurzschluss dadurch bildet, dass infolge der hohen Ströme bei Kurzschluss dieser Widerstand wärmer und somit der Widerstandswert höher wird, wodurch die Verlustleistung in diesem Widerstand beschränkt bleibt.

Die Erfindung wird nachstehend beispielsweise an Hand der Zeichnung näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein Ausführungsbeispiel einer Frequenzsteuerschaltung für eine Motorregelschaltung nach der Erfindung,

Fig. 2a, 2b und 2c einige Signalformen zur Erläuterung der Wirkungsweise der Schaltung nach Fig. 1,

Fig. 3a und 3b schematisch einen möglichen Verlauf der Amplitude des Motorstroms und der Spannung über der Gleichspannungsspeisquelle als Funktion der Zeit, wenn der Motor während des Bremsvorganges als Generator zu wirken beginnt,

Fig. 4 ein Ausführungsbeispiel des Motorstromdetektors in Fig. 1,

Fig. 5 ein Ausführungsbeispiel einer Gleichspannungsquelle für die Speisung eines Motors über Leistungsschalter,

Fig. 6 eine Schaltung zum Erzeugen eines IR-Kompensationssignals und

Fig. 7 ein Diagramm zur Erläuterung der Wirkungsweise der Schaltung nach Fig. 6.

Fig. 1 zeigt ein Ausführungsbeispiel einer Frequenzsteuerschaltung für eine Motorregelschaltung nach der Erfindung. Diese Schaltung enthält einen Frequenzbezugseingang 1, dem eine Spannung  $V_{RI}$  zugeführt wird. Dieser Eingang 1 führt über einen Verstärkungseinstellwiderstand  $R_1$  und einen

Wechselschalter  $S_1$ , abhängig von der Lage dieses Wechselschalters  $S_1$ , zu dem invertierenden (–) oder dem nichtinvertierenden (+) Eingang eines Operationsverstärkers  $A_1$ . Beide Eingänge sind mit Erdungswiderständen  $R_2$  bzw.  $R_3$  versehen. Der Ausgang des Verstärkers  $A_1$  führt über die Reihenschaltung von Widerständen  $R_4$  und  $R_5$  zu dem invertierenden Eingang eines Operationsverstärkers  $A_2$ , der dadurch, dass der Ausgang 8 dieses Operationsverstärkers über den Kondensator  $C_1$  mit diesem Eingang verbunden ist, als Integrator geschaltet ist. Der Ausgang 8 des Integrators  $A_2$  ist über einen

Widerstand  $R_6$  in gegenkoppelndem Sinne mit dem nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers  $A_1$  und mit einem spannungsgesteuerten Oszillator VCO verbunden, der ein Taktsignal einer Impulsbreitenmodulationsschaltung PWM zuführt, mit deren Hilfe Impulse erzeugt werden, durch

die Leistungsschalter geschaltet werden, wie z.B. in der genannten deutschen Patentanmeldung P 2715882.3 beschrieben ist. Der Verbindungspunkt 7 der Widerstände  $R_4$  und  $R_5$  ist über die Anoden-Kathoden-Strecke einer Diode  $D_1$  mit dem Ausgang eines Operationsverstärkers  $A_3$  mit Verstärkungseinstellwiderständen  $R_7$  und  $R_8$  verbunden, dessen

invertierender Eingang mit einem an Bezugspotential liegenden Punkt  $V_{R2}$  verbunden ist, während dieser Punkt 7 über die Kathoden-Anoden-Strecke einer Diode  $D_2$  mit dem Ausgang eines Operationsverstärkers  $A_4$  mit Verstärkungseinstellwiderständen  $R_9$  und  $R_{10}$  verbunden ist, wobei der invertierende Eingang dieses Verstärkers  $A_4$  zu einem auf Bezugspotential liegenden Punkt  $V_{R3}$  führt. Weiter enthält die Schaltung nach Fig. 1 eine Schaltung 9 zur Betätigung des Schalters  $S_1$ , wobei diese Schaltung 9 die Spannung  $V_0$  am Ausgang 8 des Integrators und die Bezugsspannung  $V_{RI}$  als Eingangssignal empfängt, mit deren Hilfe der Schalter  $S_1$  zu dem Zeitpunkt umgelegt wird, zu dem die Spannung  $V_0$  gleich 0 V wird, wenn die Polarität der Spannung  $V_{RI}$  geändert ist. Die dargestellte Lage des Schalters  $S_1$  gehört in eingeschwingenem Zustand zu einer positiven Spannung  $V_{RI}$  und die andere Lage zu einer negativen Spannung  $V_{RI}$ .

Zur Erläuterung der Wirkungsweise des oben beschriebenen Teiles der Schaltung nach Fig. 1 zeigt Fig. 2a ein beispiels-

weise gewähltes Frequenzsteuersignal  $V_{R1}$  als Funktion der Zeit und zeigen Fig. 2b und 2c die Spannung  $V_x$  und die Spannung  $V_0$  als Reaktion auf die Spannung  $V_{R1}$ .

Zum Zeitpunkt  $t_1$  wird eine konstante Drehzahl vorausgesetzt. Der Schalter  $S_1$  nimmt dabei die dargestellte Lage ein und die Spannung  $V_{R1}$  ist positiv. Diese Spannung  $V_{R1}$  wird über den Spannungsteiler  $R_1, R_3$  an den nichtinvertierenden Eingang des Verstärkers  $A_1$  angelegt, an den auch über den Spannungsteiler  $R_6, R_8$  die Ausgangsspannung des Integrators  $A_2$  angelegt wird. Die Ausgangsspannung des Verstärkers  $A_1$  hat den Kondensator  $C_1$  derart aufgeladen, dass die erhaltene Eingangsdifferenzspannung des Verstärkers  $A_1$  und somit auch die Ausgangsspannung  $V_x$  am Punkt 7 gleich 0 V ist. Die Ausgangsspannung  $V_0$  am Integrator, die ein Mass für die Solldrehzahl des Motors ist, wird dadurch durch die Spannung  $V_{R1}$  bestimmt und ist in diesem Beispiel stets negativ.

Zum Zeitpunkt  $t_1$  wird eine höhere Drehzahl vorgeschrieben infolge der Tatsache, dass die Spannung  $V_{R1}$  einen höheren Wert erhält. Dadurch erhält die Ausgangsspannung  $V_x$  einen positiven Wert, der über die Diode  $D_1$  von der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers  $A_3$  begrenzt wird, wobei diese Ausgangsspannung durch die Bezugsspannung  $V_{R2}$  und die Werte der Widerstände  $R_7$  und  $R_8$  bestimmt wird. Infolge dieses Spannungssprungs wird der Kondensator  $C_1$  aufgeladen und nimmt die Spannung  $V_0$  ab, bis sie zum Zeitpunkt  $t_2$  dem neuen Wert der Spannung  $V_{R1}$  entspricht und die Spannung  $V_x$  wieder gleich 0 V wird. Die Geschwindigkeit, mit der die Spannung  $V_0$  abnimmt (Beschleunigung des Motors), kann mit der Bezugsspannung  $V_{R2}$  eingestellt werden.

Zum Zeitpunkt  $t_3$  wird eine Umkehr der Drehrichtung des Motors dadurch vorgeschrieben, dass die Spannung  $V_{R1}$  auf einen negativen Wert gebracht wird. Dadurch erhält die Spannung  $V_x$  einen negativen Wert, der über die Diode  $D_2$  von der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers  $A_4$  begrenzt wird, wobei diese Ausgangsspannung durch die Bezugsspannung  $V_{R3}$  und die Werte der Widerstände  $R_9$  und  $R_{10}$  bestimmt wird. Infolge dieses Spannungssprungs wird der Kondensator  $C_1$  entladen und nimmt die Spannung  $V_0$  zu (Verzögerung des Motors) mit einer Geschwindigkeit, die mit der Bezugsspannung  $V_{R2}$  eingestellt werden kann. Zum Zeitpunkt  $t_4$  ist die Spannung  $V_0$  gleich 0 V geworden, was bedeutet, dass die Ausgangsfrequenz des Oszillators VCO gleich 0 geworden ist. Dies wird von der Schaltung 9 detektiert, und weil die Polarität der Spannung  $V_{R1}$  nicht mehr mit der Lage des Schalters  $S_1$  übereinstimmt, wird letzterer in die nicht dargestellte Lage umgelegt, während ausserdem ein Signal CW/CCW an die Schaltung PWM geliefert wird, um über logische Schaltungen die Drehrichtung umzukehren. Um den Motor in der umgekehrten Drehrichtung wieder zu beschleunigen, soll die Spannung  $V_0$  wieder abnehmen. Dies erfolgt durch das Umlegen des Schalters  $S_1$ , so dass die Spannung  $V_{R1}$  dem invertierenden Eingang des Verstärkers  $A_1$  zugeführt wird. Dadurch wird die Spannung  $V_x$  gleich dem positiven Grenzwert und nimmt die Spannung  $V_0$  ab, bis sie zum Zeitpunkt  $t_5$  wieder dem (negativen) Wert der Spannung  $V_{R1}$  entspricht und die Spannung  $V_x$  gleich 0 V ist.

Die Schaltung nach Fig. 1 enthält weiter eine Stromgegenkopplungsschleife. Diese besteht aus einer Schaltung 11 zum Messen des Motorstroms und zum Erzeugen einer in diesem Beispiel positiven Spannung  $V_c$  und einem Ausgang 10, der ein Mass für den Absolutwert des Motorstroms ist. Diese Spannung  $V_c$  wird mit einer negativen Bezugsspannung  $V_{R6}$  über Widerstände  $R_{11}$  und  $R_{12}$  summiert und dem integrierenden Eingang eines Operationsverstärkers  $A_5$  mit einem Verstärkungseinstellwiderstand  $R_{13}$  zugeführt. Der Ausgang des Operationsverstärkers  $A_5$  führt über einen Schal-

tung 13 gesteuerten doppelten Schalter  $S_2$ , einen Widerstand  $R_{40}$  und die Kathoden-Anoden-Strecke einer Diode  $D_3$  zu dem Eingang des Verstärkers  $A_2$ , der einen virtuellen Erdungspunkt bildet. Ebenso wird die Spannung  $V_c$  mit einer Bezugsspannung  $V_{R5}$  über Widerstände  $R_{14}$  und  $R_{15}$  summiert und dem nichtinvertierenden Eingang eines Operationsverstärkers  $A_6$  mit einem Verstärkungseinstellwiderstand  $R_{16}$  zugeführt. Der Ausgang dieses Operationsverstärkers führt über den Schalter  $S_2$ , den Widerstand  $R_{39}$  und die Anoden-Kathoden-Strecke einer Diode  $D_4$  zu dem Eingang des Operationsverstärkers  $A_2$ .

Die Schaltung 13 detektiert, ob der Motor als Generator oder als Motor wirksam ist, und steuert den Schalter  $S_2$  derart, dass sich der Schalter beim Motorbetrieb in der dargestellten Lage und beim Generatorbetrieb in der nicht dargestellten Lage befindet.

Wenn beim Motorbetrieb der Motorstrom Null ist, liegt der Eingang des Operationsverstärkers  $A_5$  auf einem durch die Bezugsspannung  $V_{R6}$  bestimmten negativen Wert und ist die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers  $A_5$  positiv, so dass die Diode  $D_3$  gesperrt ist. Nimmt der Motorstrom und damit die Spannung  $V_c$  zu, so wird die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers abnehmen und wird, wenn der Motorstrom einen von der Bezugsspannung  $V_{R6}$  einzustellenden Wert überschreitet, negativ werden, wodurch die Diode  $D_3$  leitend wird und sich der Kondensator  $C_1$  entladen wird. Dies ergibt eine Zunahme der Spannung  $V_0$  und also eine Verzögerung des Motors, wodurch der Motorstrom abnimmt. Dadurch, dass die Stromgegenkopplung über die Widerstände  $R_{39}$  und  $R_{40}$  verläuft, deren Wert kleiner als der Widerstandswert des Widerstandes  $R_5$  ist, über den die Frequenzsteuerung stattfindet, ist die Stromgegenkopplung in bezug auf eine etwaige positive Spannung  $V_x$  vorherrschend.

Beim Generatorbetrieb nimmt der Schalter  $S_2$  die nicht dargestellte Lage ein und kann also nur über den Operationsverstärker  $A_6$  die Stromgegenkopplungsschleife geschlossen werden. Nimmt beim Generatorbetrieb der Motorstrom zu, so wird auch die Spannung  $V_c$  zunehmen und wird der Einfluss der negativen Bezugsspannung  $V_{R5}$  abnehmen, wodurch die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers  $A_6$  weniger negativ wird. Die Diode  $D_4$  ist dabei gesperrt. Überschreitet der Motorstrom einen mittels der Bezugsspannung  $V_{R5}$  einzustellenden Wert, so wird die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers  $A_6$  positiv und wird die Diode  $D_4$  leitend, wodurch die Spannung  $V_0$  am Ausgang des Komparators zunimmt, was eine Herabsetzung der Abbremsung des Motors entspricht.

Die Schaltung nach Fig. 1 enthält auch eine Spannungsgegenkopplungsschleife. Die Spannung über der Gleichspannungsspeisung wird mit Hilfe einer Schaltung 12 detektiert und in eine in diesem Beispiel negative Spannung  $V_b$  umgewandelt. Diese Spannung  $V_b$  wird mit einer positiven Bezugsspannung  $V_{R4}$  über Widerstände  $R_{17}$  und  $R_{18}$  summiert und dem invertierenden Eingang eines Operationsverstärkers  $A_7$  mit Verstärkungseinstellwiderstand  $R_{19}$  zugeführt. Der Ausgang des Verstärkers  $A_7$  führt über einen Widerstand  $R_{20}$  zu dem Eingang des Operationsverstärkers  $A_6$ .

Wenn die Spannung über der Gleichspannungsspeisung einen durch die Bezugsspannung  $V_{R4}$  bestimmten Wert übersteigt, wird die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers  $A_7$  positiv und greift beim Generatorbetrieb über den Operationsverstärker  $A_6$  in die Stromgegenkopplung ein. Die Bezugsspannung  $V_{R5}$  wird gleichsam herabgesetzt.

Wie beschrieben ist, findet eine Begrenzung des Motorstroms und eine Begrenzung der Spannung der Gleichspannungsspeisung statt. Dabei gibt es ein Gebiet, in dem auf eine Kombination der beiden Grössen begrenzt wird und das u.a. durch die relative Stärke der Spannungen  $V_b$  und  $V_c$ , die Ver-

stärkung des Operationsverstärkers  $A_7$  und das Verhältnis der Werte der Widerstände  $R_{14}$  und  $R_{20}$  bestimmt wird. Um dafür zu sorgen, dass dieses Gebiet klein ist, mit anderen Worten, dass die Spannungsgegenkopplung sehr stark wirksam wird, wenn ein bestimmter Wert der Spannung über der Gleichspannungsquelle überschritten wird, während dies unterhalb dieses Wertes nicht der Fall ist, sind eine Anzahl von Möglichkeiten verfügbar. So kann die Verstärkung des Operationsverstärkers  $A_7$  sehr gross gewählt werden, derart, dass der Verstärker  $A_7$  bei Nennspannungen stark in Sättigung gesteuert ist und erst ausser Sättigung gerät, wenn ein bestimmter Wert dieser Spannung erreicht wird.

Eine andere Möglichkeit ist die in Fig. 1 gestrichelt dargestellte Diode  $D_5$ . Ist die Eingangsspannung des Operationsverstärkers  $A_7$  positiv, so klemmt die Diode  $D_5$  die Ausgangsspannung des Verstärkers  $A_7$  auf einen Spannungspegel von nahezu 0 V. Wenn die (negative) Spannung  $V_b$  derart abgefallen ist, dass die Eingangsspannung des Operationsverstärkers  $A_7$  negativ und die Ausgangsspannung positiv wird, sperrt die Diode  $D_5$  und kann die Spannungsregelung wirksam werden.

Fig. 3a und 3b zeigen schematisch einen möglichen Verlauf der Amplitude des Motorstroms  $I_m$  und der Spannung  $V_{cb}$  der Gleichspannungsspeisung als Funktion der Zeit, wenn der Motor beim Abbremsen als Generator zu wirken beginnt. Zum Zeitpunkt  $t_1$  fängt der Motor an, Energie zu liefern, und der Motorstrom lädt die in der Gleichspannungsspeisung vorhandenen Kapazitäten auf, so dass die Spannung  $V_{cb}$  vom Nennwert  $V_n$  an zunimmt, bis im Zeitpunkt  $t_2$  ein Höchstwert  $V_{max}$  erreicht ist. Zwischen den Zeitpunkten  $t_1$  und  $t_2$  wird der Strom  $I_m$  auf einen Maximalwert  $I_{max}$  begrenzt. Zum Zeitpunkt  $t_2$  wird die Spannungsgegenkopplung wirksam und begrenzt über die Stromgegenkopplungsschleife den Motorstrom derart, dass die Spannung  $V_{cb}$  auf den Wert  $V_{max}$  begrenzt wird. Dabei kann der Motorstrom bei abnehmender Drehzahl zunehmen. Es wird keine Energie mehr in den genannten Kapazitäten gespeichert, und der Motor sowie die Schaltungen leiten die gelieferte Energie ab, wobei diese Ableitung gross ist, weil die Spannung maximal, z.B. gleich dem 2,5fachen der Nennspannung, ist, bei welcher Spannung der Motor meistens im Sättigungszustand sein wird, so dass dieser Motor viel Energie verbraucht. Zu diesem Zeitpunkt  $t_3$  ist die Drehzahl soweit abgefallen, dass die vom Motor gelieferte Energie nicht mehr genügend ist, um die Spannung  $V_{cb}$  maximal zu halten. Die Spannung  $V_{cb}$  nimmt ab und der Motorstrom  $I_m$  kann gegebenenfalls nach wie vor zunehmen.

Fig. 4 zeigt ein Ausführungsbeispiel des Motorstromdetektors 11 nach Fig. 1 und ist für Dreiphasenwechselstrommessung eingerichtet. Der Detektor enthält sechs mit je einer Primär- und einer Sekundärwicklung versehene Toroide 15a ... 17b mit Kernen mit einer hohen Permeabilität, wobei das Verhältnis der Anzahl primärer und sekundärer Windungen z.B. 1:50 ist. Die Primärwicklungen der Toroide 15a und 15b, 16a und 16b, 17a und 17b sind jeweils in Reihenanordnung in den Motorstromzuführleitungen aufgenommen, in denen die Ströme  $I_R$ ,  $I_S$  und  $I_T$  fliessen. Die Sekundärwicklungen sind jeweils gegensinnig in Reihe geschaltet, und diese gegensinnigen Reihenschaltungen sind parallel zwischen einem Impulsgenerator 18 und einem Widerstand  $R_{20}$  angeordnet. Parallel zu dem Widerstand  $R_{20}$  ist ein Glättungsfilter mit einer Diode  $D_6$ , einem Kondensator  $C_2$  und einem Widerstand  $R_{21}$  angeordnet. Die Spannung über dem Widerstand  $R_{21}$  wird dem nichtinvertierenden Eingang eines Operationsverstärkers  $A_8$  mit Einstellwiderständen  $R_{22}$ ,  $R_{23}$  und  $R_{24}$  zugeführt. Der Ausgang dieses Operationsverstärkers  $A_8$  liefert das Stromsignal  $V_c$  an den Ausgang 10 des Motorstromdetektors.

Durch die hohe Permeabilität des Kernmaterials der Toroide werden die Kerne bei bestimmten Werten der Phasenströme  $I_R$ ,  $I_S$  und  $I_T$ , welche Werte unterhalb des Maximal-

wertes liegen sollen, in Sättigung geraten. Dadurch, dass der Impulsgenerator 18 Hochfrequenzspannungsimpulse über den gegensinnig in Reihe geschalteten Sekundärwicklungen anlegt, wird pro Phase stets einer der beiden Kerne weiterhin in Sättigung bleiben und der andere ausser Sättigung geraten. Die Ströme  $i_R$ ,  $i_S$  und  $i_T$  in den Sekundärwicklungen werden dann stets ein Mass für die Absolutwerte der Phasenströme  $I_R$ ,  $I_S$  bzw.  $I_T$  sein. Diese Ströme  $i_R$ ,  $i_S$  und  $i_T$  werden in dem Widerstand  $R_{20}$  summiert und in eine Spannung umgewandelt, die mit dem Filter  $D_6$ ,  $C_2$ ,  $R_{21}$  zu einer Gleichspannung geglättet wird, die ein Mass für die Amplitude des Motorstroms ist. Diese geglättete Spannung wird mit dem Operationsverstärker  $A_8$  zu dem Stromsignal  $V_c$  verstärkt.

Fig. 5 zeigt ein Ausführungsbeispiel einer Gleichspannungsquelle zur Speisung eines Motors über Leistungsschalter. Diese Quelle enthält Anschlüsse für das Dreiphasenwechselstromnetz  $R$ ,  $S$  und  $T$  und eine Gleichrichterbrücke mit Dioden  $D_7$ ,  $D_8$ ,  $D_9$ ,  $D_{10}$ ,  $D_{11}$  und  $D_{12}$ . Die gleichgerichtete Spannung über diesen Dioden wird über einen Schalter  $S_3$  über einem Pufferkondensator  $C_b$  zur Glättung der gleichgerichteten Netzspannung angelegt. Die Spannung  $V_{cb}$  über diesem Pufferkondensator wird über eine Inverterschaltung 19 mit Leistungsschaltern in einen Dreiphasenwechselstrom mit einer von der Schaltung PWM gesteuerten Frequenz zur Speisung des Motors  $M$  umgewandelt. Diese Ströme werden mit dem bereits beschriebenen Stromdetektor 11 detektiert. Die Schaltung PWM empfängt ein Frequenzsteuersignal von einer Schaltung der in Fig. 1 dargestellten Art.

Die Gleichspannung  $V_{cb}$  wird über einen Gleichspannungswandler in eine niedrigere Gleichspannung  $V_s$  zur Speisung der unterschiedlichen Schaltungen umgewandelt. Grundsätzlich besteht dieser Wandler aus einem Transformator 21 mit einer Primärwicklung 22, über der über einen von einem Oszillator 20 betätigten Schalter  $S_3$  die Gleichspannung  $V_{cb}$  angelegt ist. Eine Sekundärwicklung 23 dieses Transformatoren 21 ist mit einer Gleichrichterschaltung mit einer Diode  $D_{13}$  und einem Kondensator  $C_3$  verbunden.

Dadurch, dass der Schalter  $S_3$  mit hoher Frequenz eingeschaltet wird, wird die Gleichspannung  $V_{cb}$  in einen Wechselstrom umgewandelt, der mit dem Transformator 21 umgewandelt und mit der Diode  $D_{13}$  und dem Kondensator  $C_3$  gleichgerichtet und zu der Gleichspannung  $V_s$  geglättet wird. Diese Gleichspannung  $V_s$  wird auf den Oszillator 20 rückgekoppelt, damit dieser gestoppt wird, sobald die Spannung  $V_s$  über dem Kondensator  $C_3$  einen bestimmten Wert aufweist, und damit dieser wieder gestartet wird, wenn diese Spannung  $V_s$  zu niedrig wird. Auf diese Weise wird eine Gleichspannung  $V_s$  erhalten, die in hohem Massen von der Spannung  $V_{cb}$  unabhängig ist, die z.B. zwischen 80 V und 800 V variieren kann. Auf diese Weise wird erreicht, dass z.B. beim Ausfallen der Netzspannung die Motorregelschaltung nach wie vor gespeist wird, solange die Spannung  $V_{cb}$  am Pufferkondensator  $C_b$  oberhalb eines bestimmten Wertes liegt. Dies hat zur Folge, dass die Leistungsschalter in der Inverterschaltung 19 nach wie vor gesteuert werden, solange eine Spannung  $V_{cb}$  vorhanden ist, die einen derartig hohen Wert aufweist, dass dadurch die Leistungsschalter beschädigt werden könnten, wenn die Leistungsschalter durch Ausfall der Steuerschaltung PWM nicht mehr gesteuert würden. Dadurch bleibt z.B. eine sichere und kontrollierte Abbremsung nach dem Ausfallen der Netzspannung möglich, wobei die Regelschaltung mit der von dem Motor gelieferten Energie gespeist wird.

Der Transformator 21 enthält weiterhin eine zweite Sekundärwicklung 24 parallel zu der Reihenschaltung einer Diode  $D_{14}$  und eines Kondensators  $C_4$ . Die Spannungsimpulse mit einer Amplitude  $V_{cb}$  über der Primärwicklung 22 werden in eine Gleichspannung  $V_b$  über dem Kondensator  $C_4$

umgewandelt, wobei diese Gleichspannung  $V_b$ , wenn der Kondensator  $C_4$  nicht oder nahezu nicht belastet ist, der Spannung  $V_{cb}$  über dem Pufferkondensator  $C_b$  proportional ist. Dieser Teil der Schaltung nach Fig. 5 bildet also eine Schaltung 12 nach Fig. 1 zur Lieferung einer Spannung  $V_b$ , die ein Mass für die Spannung  $V_{cb}$  ist.

Die Spannung  $V_b$  am Punkt 111 wird einem Komparator K zugeführt, dem ebenfalls eine Bezugsspannung  $V_{R7}$  zugeführt wird. Der Ausgang des Komparators K ist z.B. mit Hilfe eines Relais mit dem Schalter  $S_3$  derart gekoppelt, dass dieser 10 Schalter geschlossen wird, wenn diese Spannung  $V_b$  die Bezugsspannung  $V_{R7}$  überschreitet. Der Schalter  $S_3$  ist ausserdem von einem Widerstand  $R_{25}$  mit positivem Temperaturkoeffizienten überbrückt.

Wird Netzspannung den Netzspannungsanschlüssen R, S und T zugeführt, so wird der Pufferkondensator  $C_b$  mit einem grossen Ladestrom aufgeladen. Zur Sicherung der Gleichrichterdioden wird dieser Strom mittels des Widerstandes  $R_{25}$  begrenzt. Die Schaltung ist dabei zugleich gegen Kurzschluss beim Einschalten gesichert, indem ein etwaiger Kurzschlussstrom den Widerstand  $R_{25}$  anheizt, wodurch der Widerstandswert dieses Widerstandes  $R_{25}$  stark zunimmt. Hat die Spannung  $V_{cb}$  über dem Pufferkondensator  $C_b$  einen Wert erreicht, der durch die Bezugsspannung  $V_{R6}$  bestimmt ist, bei welchem Wert der Ladestrom genügend niedrig und die Spannung  $V_{cb}$  genügend hoch ist, um über den Gleichspannungswandler die Motorregelschaltung speisen zu können, so wird über den Komparator K der Widerstand  $R_{25}$  mit dem Schalter  $S_3$  kurzgeschlossen.

Die Schaltung nach Fig. 5 zeigt auch ein Ausführungsbeispiel des Detektors, der in Fig. 1 mit 13 bezeichnet ist. Diese Schaltung enthält die Dioden  $D_{15}$ ,  $D_{16}$  und  $D_{17}$ , die zusammen mit den Dioden  $D_{10}$ ,  $D_{11}$  und  $D_{12}$  eine Gleichrichterbrücke bilden. Parallel zu dieser Gleichrichterbrücke sind zur Glättung der gleichgerichteten Spannung ein Widerstand  $R_{26}$  und ein Kondensator  $C_n$  angeordnet. Die Spannung  $V_n$  über diesem Kondensator ist dann die gleichgerichtete Netzspannung, die nicht, wie die Spannung  $V_{cb}$ , beim Generatorbetrieb zunimmt.

Dadurch, dass den beiden Gleichrichterbrücken die Dioden  $D_{10}$ ,  $D_{11}$  und  $D_{12}$  gemeinsam sind, sind die beiden Kondensatoren  $C_b$  und  $C_n$  auf einer Seite gleichstrommässig miteinander verbunden. Zwischen den anderen Elektroden dieser Kondensatoren  $C_b$  und  $C_n$  ist ein Spannungsteiler mit Widerständen  $R_{27}$  und  $R_{28}$  angeordnet, der den Unterschied zwischen den Spannungen  $V_{cb}$  und  $V_n$  nach Schwächung über den Basis-Emitter-Übergang eines Transistors T zuführt, dessen Kollektor über einen Widerstand  $R_{29}$  mit einer positiven Speisespannung verbunden ist.

Nimmt beim Generatorbetrieb die Spannung  $V_{cb}$  zu, so wird bei einer durch den Spannungsteiler  $R_{27}$ ,  $R_{28}$  bestimmten Zunahme der Transistor T leitend werden. Die dann auftretende Spannungsänderung über dem Kollektorwiderstand  $R_{29}$  ist eine Anzeige für Generatorbetrieb und kann z.B. über eine optische Kopplung für gleichstrommässige Trennung und über logische Gatter den Schalter  $S_2$  (Fig. 1) betätigen. Auf diese Weise wird eine einfache Detektion des Generatorbetriebs erhalten, die von Netzspannungsänderungen unabhängig ist.

Der in der genannten deutschen Patentanmeldung 2715882.3 beschriebenen Impulsbreitenmodulator (PWM) enthält einen Eingang 25 (Fig. 1) für ein Taktsignal, um die relative Impulsbreite steuern zu können.

Fig. 6 zeigt eine für diesen Zweck verwendete Schaltung. Diese enthält eine Eingangsklemme 29 für eine Steuerspannung  $V_{R9}$ , die mit dem invertierenden Eingang eines Operationsverstärkers  $A_{11}$  mit Einstellwiderständen  $R_{37}$  und  $R_{38}$  verbunden ist, von dem ein Ausgang zu einem spannungsgesteuerten Oszillatator führt, der ein Taktsignal, dessen Frequenz

durch das Signal  $V_{R9}$  bestimmt wird, an den genannten Eingang 26 liefert.

Bei niedrigen Motordrehzahlen und verhältnismässig hohen Motorströmen wird das verfügbare Motordrehmoment infolge von Spannungsverlusten über der Motorimpedanz erheblich verringert. Diese Verluste lassen sich dadurch ausgleichen, dass die Frequenz des Oszillators 22 herabgesetzt wird, was eine Vergrösserung der relativen Impulsbreite bedeutet. Dieser Ausgleich (auch als IR-Ausgleich bezeichnet) ist z.B. dadurch möglich, dass dem Eingang des Verstärkers  $A_{11}$  eine in diesem Beispiel negative Ausgleichsspannung  $V_x$  zugeführt wird.

Dazu enthält die Schaltung einen Operationsverstärker  $A_{10}$  mit Einstellwiderstand  $R_{31}$ , dessen invertierender Eingang über Summationswiderstände  $R_{29}$  bzw.  $R_{30}$  mit einem an positiver Bezugsspannung  $V_{R8}$  liegenden Punkt bzw. dem Punkt 8 der Schaltung nach Fig. 1 verbunden ist, wobei der letztere Punkt die negative Spannung  $V_0$  führt, deren Amplitude der Solldrehzahl proportional ist. Der Ausgang 27 des Verstärkers  $A_{10}$  ist über einen Widerstand  $R_{32}$  mit dem Eingang 26 verbunden, an dem die Ausgleichsspannung  $V_x$  vorhanden ist. Dieser Eingang 26 ist über einen Widerstand  $R_{36}$  und die Kathoden-Anoden-Strecke einer Diode  $D_{19}$  mit dem invertierenden Eingang des Verstärkers  $A_{11}$  verbunden. Weiter enthält die Schaltung nach Fig. 6 einen Operationsverstärker  $A_9$  mit einem Einstellwiderstand  $R_{35}$ , dessen invertierender Eingang über Summationswiderstände  $R_{33}$  bzw.  $R_{34}$  mit einem Punkt an negativer Bezugsspannung  $V_{R10}$  bzw. mit dem Punkt 10 der Schaltung nach Fig. 1 verbunden ist, an dem eine Spannung  $V_c$  vorhanden ist, die dem Motorstrom  $I_m$  proportional ist. Der Ausgang 28 des Verstärkers  $A_9$ , an dem eine Spannung  $V_B$  vorhanden ist, ist über die Anoden-Kathoden-Strecke der Diode  $D_{18}$  mit dem Punkt 26 verbunden.

Die Wirkung des Ausgleichs in der Schaltung nach Fig. 6 wird an Hand der Fig. 7 beschrieben, in der als Ordinate die Ausgleichsspannung  $V_x$  und als Abszisse die Drehzahl  $n$  aufgetragen sind.

Ist die Spannung  $V_B$  genügend negativ ( $V_B < V_A$ ), so entspricht die Spannung  $V_x$  der Spannung  $V_A$ , die eine lineare Funktion der Drehzahl  $n$  ist. Dies ist mit der Linie A in Fig. 7 angegeben. Da bei einer bestimmten Drehzahl die Spannung  $V_x$  stets grösser als oder gleich der Spannung  $V_A$  ist, wird  $V_x$  im Gebiet links von der Linie A durch die Spannung  $V_B$  bestimmt (Diode  $D_{18}$  ist dann leitend). Diese Spannung  $V_B$  ist eine lineare Funktion des Motorstroms und ist für niedrige Drehzahlen der Drehzahl proportional. Die Spannung  $V_x$  wird also auch von dem Motorstrom bei niedrigen Drehzahlen begrenzt, wie mit der Linie B in Fig. 7 angegeben ist. Zwischen den Linien A und B wird die Spannung  $V_x$  durch den 50 Motorstrom bestimmt. Die Ausgleichsspannung  $V_x$  kann bei verhältnismässig hohen Motorströmen dadurch begrenzt werden, dass z.B. die Werte der Widerstände  $R_{33}$ ,  $R_{34}$  und  $R_{35}$  und die Bezugsspannung  $V_{R9}$  derart gewählt werden, dass der Verstärker  $A_9$  bei z.B. einem Motorstrom gleich zwei Dritteln des 55 Motorstroms in Sättigung gesteuert wird. Dies ist mit der Linie C in Fig. 7 angegeben. Außerdem lässt sich sagen, dass ein Ausgleich bei verhältnismässig geringen Motorströmen nicht erforderlich ist. Der Wert des Motorstroms, unter dem kein Ausgleich erforderlich ist, kann bei passender Wahl der 60 Bezugsspannungen  $V_{R9}$  und der Werte der Widerstände  $R_{33}$ ,  $R_{34}$  und  $R_{35}$  derart gewählt werden, dass bei diesem Wert des Motorstroms die Spannung  $V_B$  gleich 0 V ist.  $V_x$  wird dann ja auch grösser als oder gleich 0 V sein, und die Diode  $D_{19}$  wird sperren. Das Gebiet, in dem ein IR-Ausgleich angewandt 65 wird, ist in Fig. 7 schraffiert angegeben und wird von den Linien A, B und C und der waagerechten  $V_x = 0$ -Achse begrenzt. Auf diese Weise ist ein einfacher und befriedigender IR-Ausgleich erhalten.

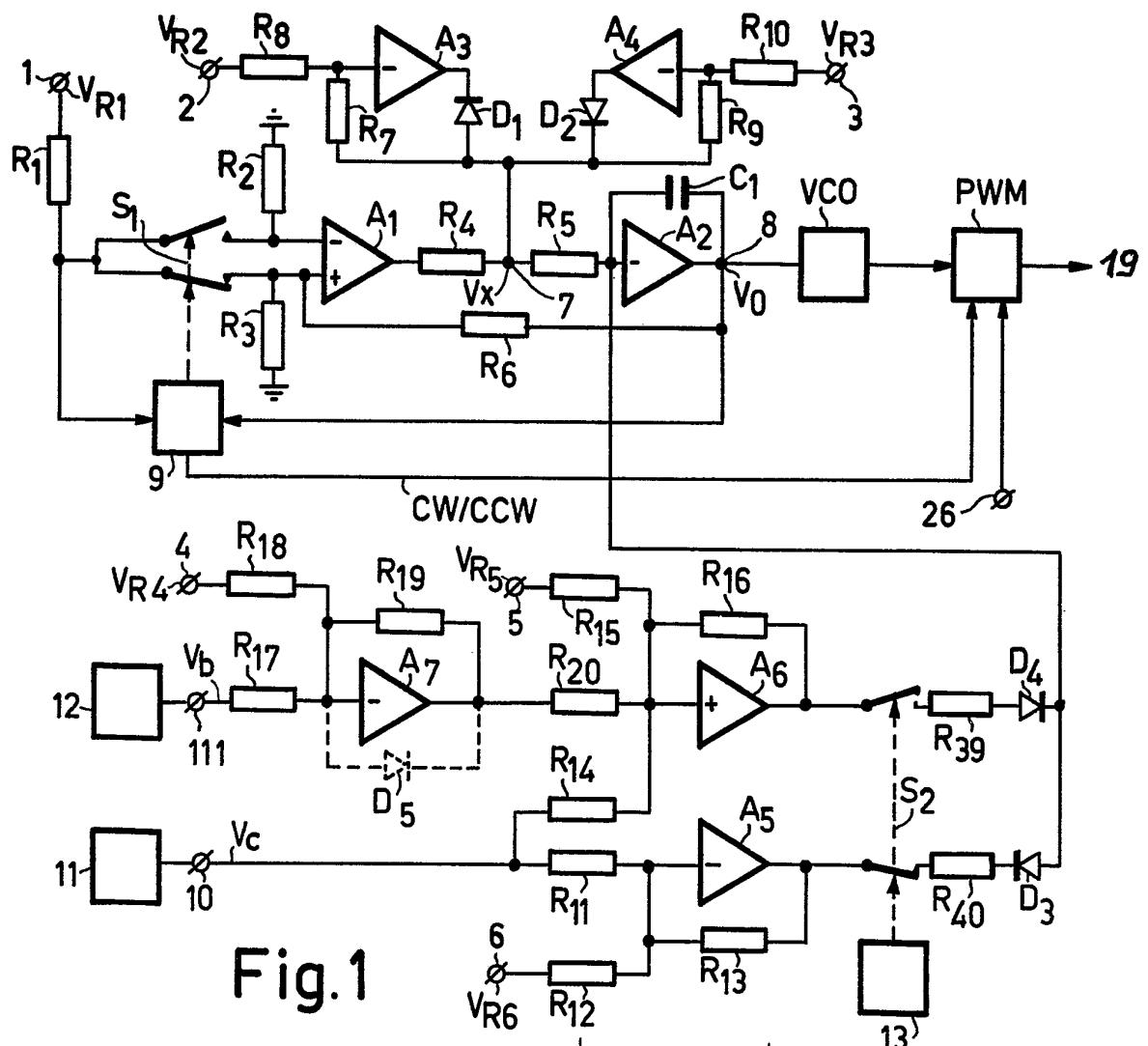


Fig. 1

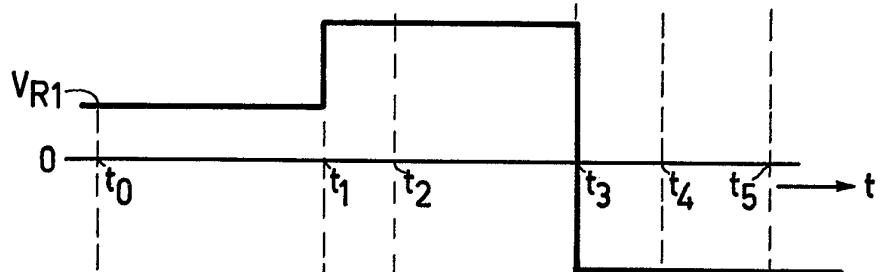


Fig.2a

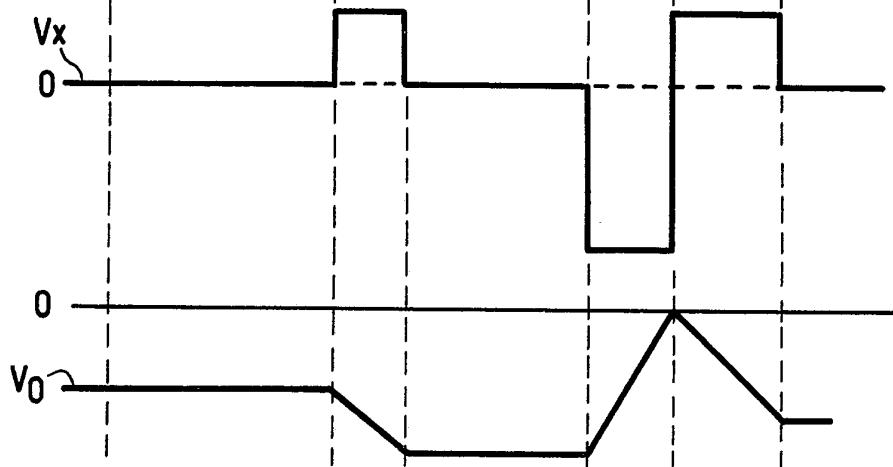


Fig.2b

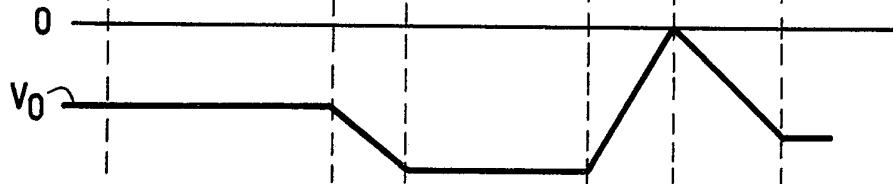


Fig.2c

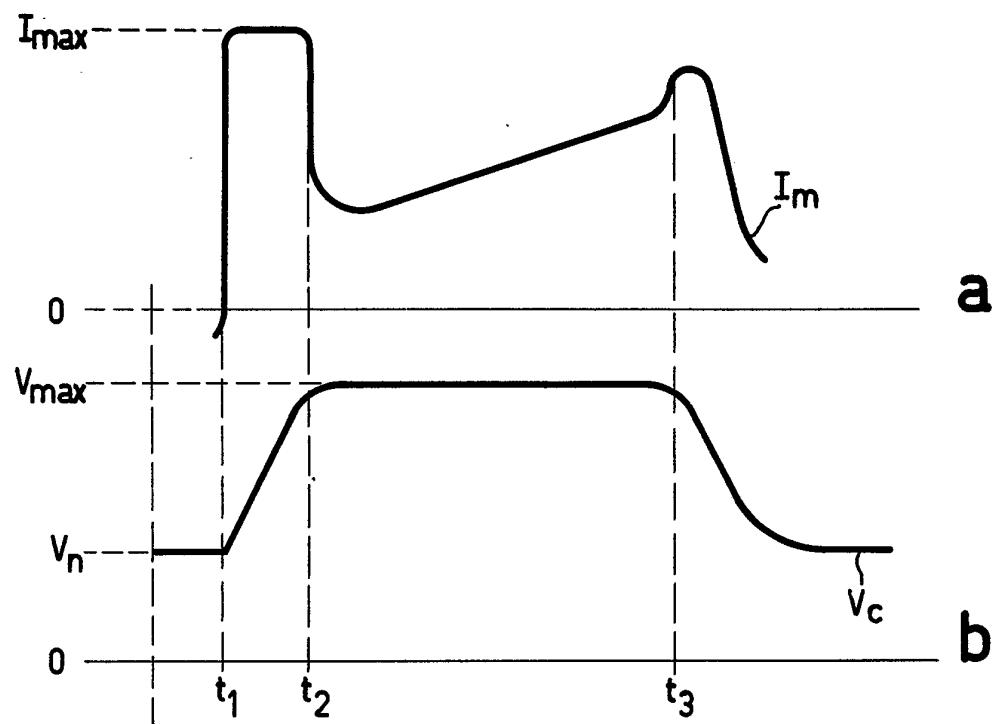


Fig. 3

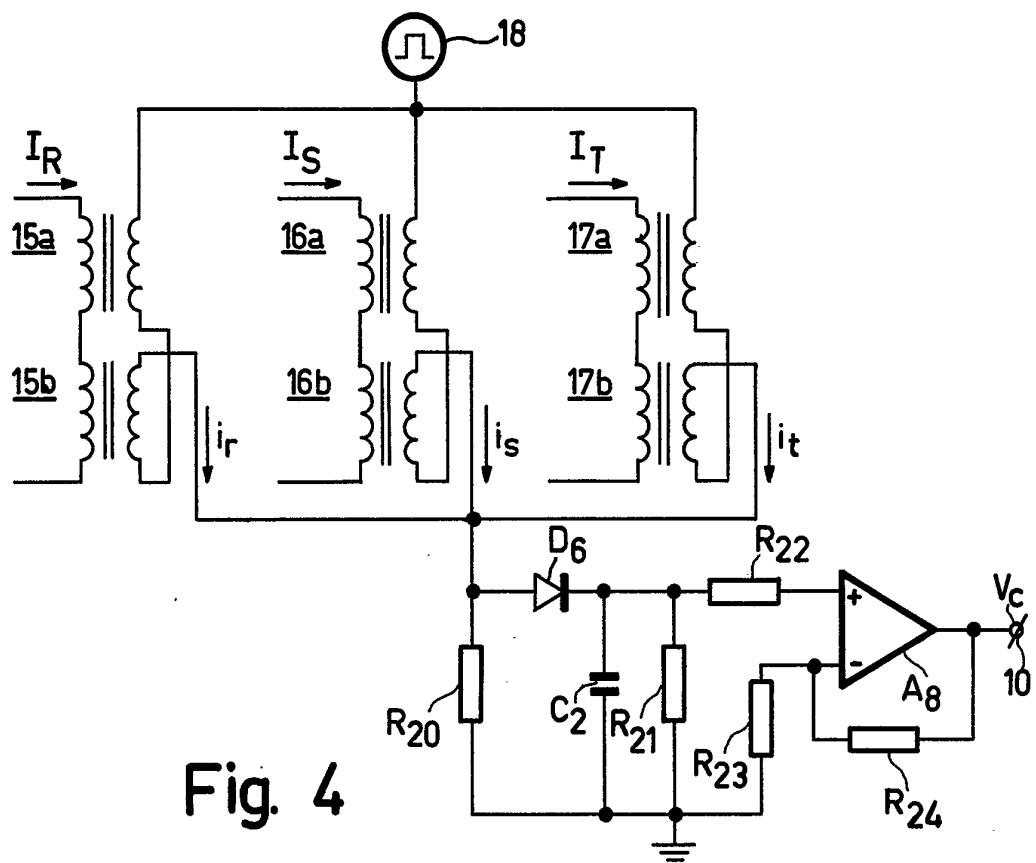


Fig. 4

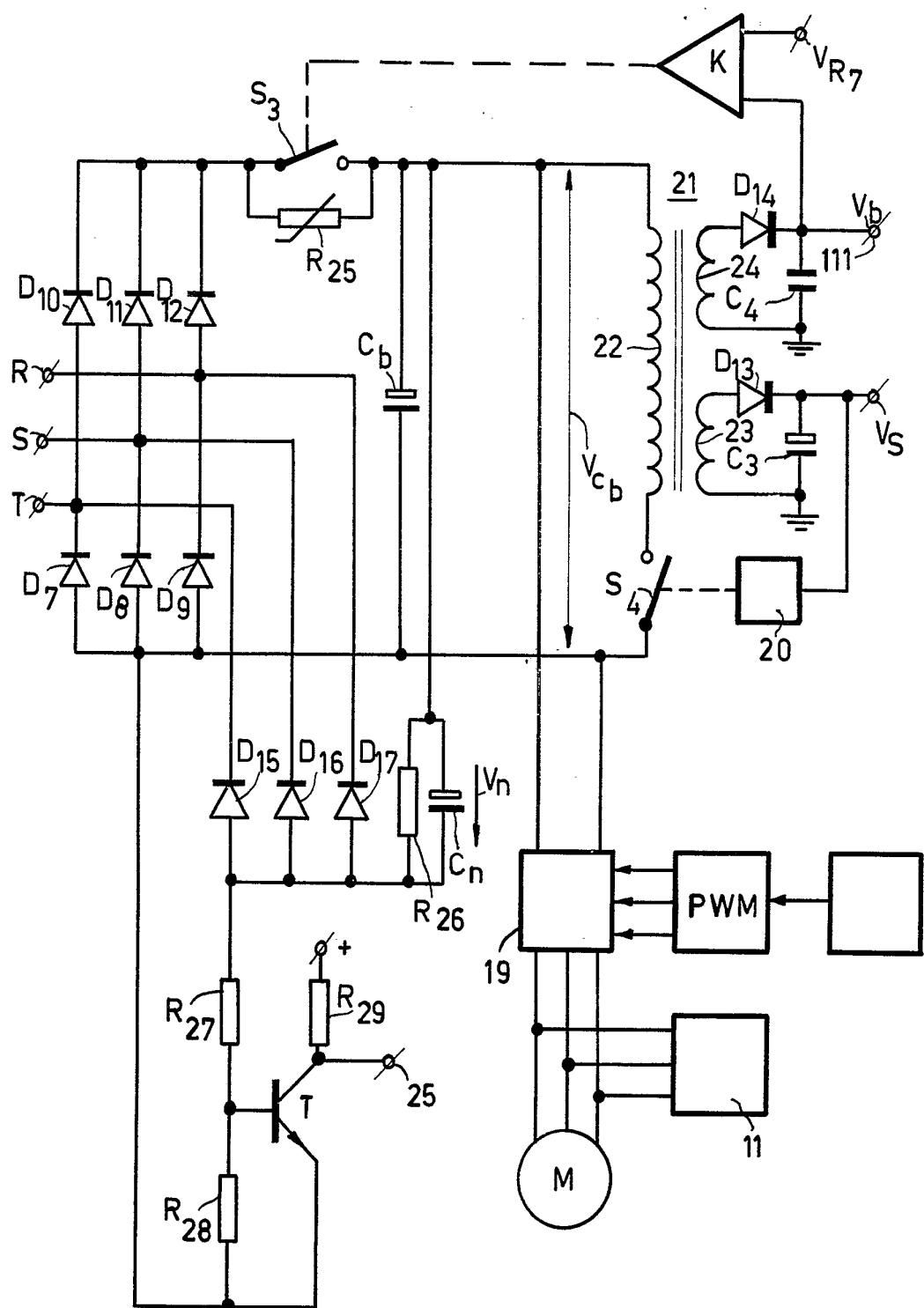


Fig. 5

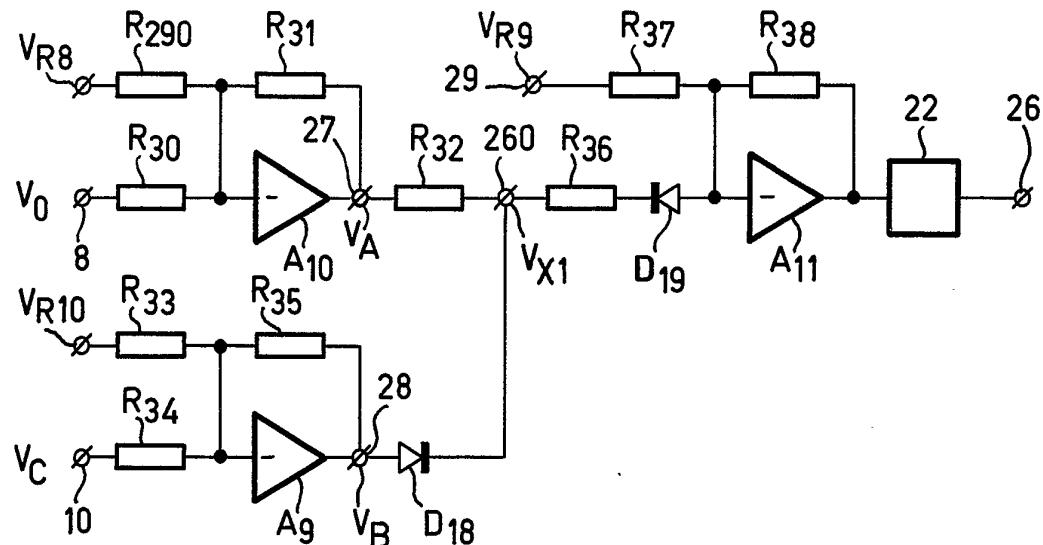


Fig. 6

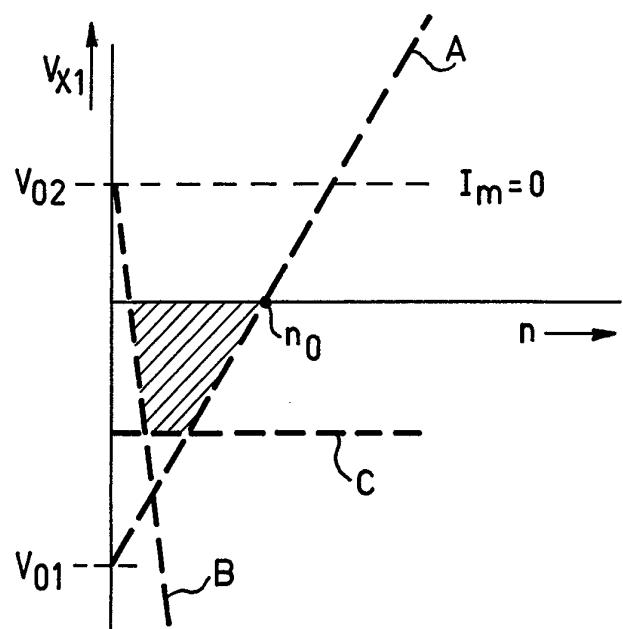


Fig. 7