



**Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein**

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

⑫ **PATENTSCHRIFT** A5

⑪

**642 203**

⑳ Gesuchsnummer: 12326/77

㉔ Anmeldungsdatum: 10.10.1977

③① Priorität(en): 25.10.1976 DE 2648150

㉔ Patent erteilt: 30.03.1984

④⑤ Patentschrift  
veröffentlicht: 30.03.1984

㉔ Inhaber:  
Danfoss A/S Fabrik automatischer Schalt- und  
Regelapparate, Nordborg (DK)

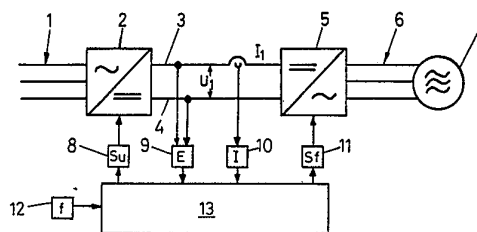
㉔ Erfinder:  
Henry Roald Eriksen, Nordborg (DK)  
Hans Mogens Beierholm, Augustenborg (DK)

㉔ Vertreter:  
Ernst Bosshard, Zürich

⑤④ **Schaltungsanordnung zur Steuerung der Drehzahl eines über einen Zwischenkreisumrichter gespeisten Asynchronmotors.**

⑤⑦ Um beim Betrieb eines Asynchronmotors mit einstellbarer Drehzahl die Motordrehzahl in einem weiten Bereich mit grosser Genauigkeit konstant zu halten, wird die Wechselrichterfrequenz und die Schlupffrequenz konstant gehalten.

In einem Dreiphasennetz (1) befindet sich ein Gleichrichter (2), der mit einem Wechselrichter (5) verbunden ist. An dessen Ausgangsleitung (6) ist ein Asynchronmotor (7) angeschlossen. Die Frequenz des Wechselrichters (5) ist mittels eines Frequenzreglers (11) regelbar. Eine Sollwert-Einstellvorrichtung (12) gibt ein Frequenzeingabesignal ab. In einer Steuerschaltung (13) wird das Spannungsmesssignal (E), das Strommesssignal (I) und das Frequenzsollwertsignal (f) derart verarbeitet, dass das Spannungsregelsignal (Su) und das Frequenzregelsignal (Sf) die Schaltung so betreiben, dass der Motor (7) konstante Schlupf- und Läuferfrequenz hat. Dadurch wird nicht nur die Läuferdrehzahl sondern auch der induktive Widerstand konstant, so dass über den gesamten Regelbereich lineare Verhältnisse herrschen und dementsprechend eine grössere Regelgenauigkeit erzielt wird. Zur Konstanthaltung der Schlupffrequenz ist ein Rechenkreis vorhanden, welcher die Rechengrösse aufgrund einer Formel berechnet.



## PATENTANSPRÜCHE

1. Schaltungsanordnung zur Steuerung der Drehzahl eines über einen Zwischenkreisumrichter gespeisten Asynchronmotors

– mit einem Frequenzgeber zur Steuerung des Umrichters  
 – einem Spannungsgeber zur Steuerung der Gleichspannungsversorgung  
 – und einer die Steuersignale für den Spannungsgeber bildenden Steuerschaltung, die einen Vergleichler, dessen Ausgangssignal den Spannungsgeber führt, und einen Rechenkreis umfasst, und der als Eingabegrößen ein Frequenzsollwertsignal, ein zur Motorspannung proportionales Spannungsmesssignal, und ein zum Strom des Zwischenkreises proportionales Strommesssignal zugeführt sind, wobei der Rechenkreis aus jeweils zwei Eingabesignalen bei Berücksichtigung des ohmschen Widerstands des Motors durch eine Konstante eine Ausgangsgrösse bildet, deren Signal zusammen mit dem dritten Eingabesignal dem Vergleichler zugeführt sind, dadurch gekennzeichnet, dass der Rechenkreis (15, 115, 215) seine Ausgangsgrösse nach der Gleichung

$$f = \frac{1}{k_1} \left( \frac{E}{1} - k_2 \right)$$

oder einer Umformung davon berechnet, in der

f das Frequenzsollwertsignal

E das Spannungsmesssignal

1 das Strommesssignal

k<sub>1</sub> ein die gewünschte Schlupffrequenz berücksichtigender Wert und

k<sub>2</sub> eine dem Widerstand der Ständerwicklung entsprechende Konstante

bedeuten und dass der Frequenzgeber durch das dem Rechenkreis als Eingabegrösse zugeführte Frequenzsollwertsignal oder durch ein Frequenzausgangssignal als Ausgangsgrösse des Rechenkreises geführt ist.

2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Wert k<sub>1</sub> zumindest über den grössten Teil des Motorarbeitsbereichs unterhalb der Nenndrehzahl konstant gehalten wird.

3. Anordnung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass der Rechenkreis (15) eine Divisionsschaltung (25), der das Spannungsmesssignal E als Dividend und das Strommesssignal I als Divisor zugeführt wird, und eine nachgeschaltete Subtraktionsschaltung (53), in der vom Quotienten der feste Wert k<sub>2</sub>/k<sub>1</sub> abgezogen wird, aufweist, und dass vor den Dividend-Eingang oder hinter den Ausgang der Divisionsschaltung ein Rechenorgan geschaltet ist, das den Faktor 1/k<sub>1</sub> einführt (Fig. 7).

4. Anordnung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass der Rechenkreis (15) eine Subtraktionsschaltung (22), in der vom Spannungsmesssignal E der Wert I · K<sub>2</sub> abgezogen wird, und eine Divisionsschaltung (25) aufweist, der der Ausgangswert der Subtraktionsschaltung als Dividend und das Strommesssignal I als Divisor zugeführt wird, aufweist, und dass von den Dividend-Eingang oder hinter den Ausgang der Divisionsschaltung ein Rechenorgan geschaltet ist, das den Faktor 1/k<sub>1</sub> einführt (Fig. 5 und 6).

5. Anordnung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass der Rechenkreis (115) eine Additionsschaltung (128), in der der zum Frequenzsollwertsignal proportionaler Wert f · k<sub>1</sub> und der konstante Wert k<sub>2</sub> addiert werden, und eine Divisionsschaltung (121), der als Dividend das Spannungsmesssignal E und als Divisor der Ausgangswert der Additionsschaltung zugeführt wird, aufweist (Fig. 8).

6. Anordnung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass der Rechenkreis (115) eine Subtraktionsschal-

tung (144), in der vom Spannungsmesssignal E der stromproportionale Wert I · K<sub>2</sub> abgezogen wird, und eine Divisionschaltung (146), der der Ausgangswert der Subtraktionsschaltung als Dividend und der Frequenzsollwert als Divisor zugeführt wird, aufweist, und dass vor den Dividendeingang oder hinter den Ausgang der Divisionsschaltung ein Rechenorgan geschaltet ist, das den Faktor 1/k<sub>1</sub> einführt (Fig. 9).

7. Anordnung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass der Rechenkreis (215) eine Multiplikationsschaltung (216), der das Frequenzsollwertsignal f und das Strommesssignal I, von denen das Frequenzsollwertsignal f mit der Konstanten k<sub>1</sub> multipliziert ist, zugeführt werden, und eine Additionsschaltung (222), in der das Multiplikationsergebnis und das mit der Konstanten k<sub>2</sub> multiplizierte Strommesssignal I addiert werden, aufweist (Fig. 10).

8. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, dass mindestens eine der Konstanten k<sub>1</sub>, k<sub>2</sub> einstellbar ist.

9. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 7, dadurch gekennzeichnet, dass die eine Konstante k<sub>1</sub> von einem der drei Ausgangsgrößen (f', I', E') abhängig ist.

10. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 9, gekennzeichnet durch einen Mindeststromgeber (30), der das Strommesssignal I bei kleinen Werten so gemessenen Stromes auf einem vorgegebenen Mindestwert hält.

11. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 10, dadurch gekennzeichnet, dass an den Ausgang des ersten Vergleichlers (14) der Ausgang eines zweiten Vergleichlers (39) geschaltet ist, der einen einstellbaren maximalen Leistungswert N<sub>max</sub> mit dem Produkt aus einem annähernd dem gemessenen Strom I<sub>1</sub> und einem annähernd der gemessenen Spannung U<sub>1</sub> entsprechenden Faktor vergleicht, und den ersten Vergleichler übersteuert, wenn das Produkt den maximalen Leistungswert übersteigt.

12. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, dass an den Ausgang des ersten Vergleichlers (14) der Ausgang eines dritten Vergleichlers (46) geschaltet ist, der einen einstellbaren maximalen Momentwert M<sub>max</sub> mit einem dem gemessenen Strom I<sub>1</sub> entsprechenden Vergleichswert vergleicht und den ersten Vergleichler übersteuert, wenn der Vergleichswert den maximalen Momentwert übersteigt.

13. Anordnung nach einem der Ansprüche 8 bis 12, dadurch gekennzeichnet, dass das den der Schlupffrequenz proportionalen Faktor 1/k<sub>1</sub> einstellende Rechenorgan (32, 38, 221) diesen im Arbeitsbereich bis etwas zur Nennfrequenz des Motors konstant hält und ein Umschaltorgan (33, 38') diesen Faktor oberhalb der Nennfrequenz vergrössert.

14. Anordnung nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass das Umschaltorgan (33) mit der Einstellvorrichtung (17, 233) der Sollwert-Eingabevorrichtung (12) mechanisch gekoppelt ist.

15. Anordnung nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, dass das Umschaltorgan (33) eine mit dem als Verstärker ausgebildeten Rechenorgan (221) in Reihe liegende Divisionschaltung (228) steuert, in die ein mit dem Frequenzsollwertsignal f änderbares Signal als Divisor eingeführt wird.

16. Anordnung nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, dass das Rechenorgan (32) einen Verstärker und das Umschaltorgan (33) einen mit dem Frequenzsollwertsignal f änderbaren Rückkopplungswiderstand (34) aufweist.

17. Anordnung nach Anspruch 13 bis 16, dadurch gekennzeichnet, dass der Faktor 1/k<sub>1</sub> sich zwischen der einfachen und der doppelten Nennfrequenz verdoppelt und bei weiterem Anstieg der Frequenz etwa auf diesem doppelten Wert bleibt.

18. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 14, dadurch gekennzeichnet, dass das den der Schlupffrequenz

proportionalen Faktor  $1/k_1$  einstellende Rechenorgan (38) diesen im Arbeitsbereich bis zu einem kurz unter der Nennspannung liegenden Spannungsgrenzwert konstant hält und ein Umschaltorgan (38') diesen Faktor oberhalb dieses Spannungsgrenzwertes vergrößert.

19. Anordnung nach Anspruch 18, dadurch gekennzeichnet, dass das Umschaltorgan (38') von einem Steuersignal gesteuert wird, das gleich dem um einen stromproportionalen Wert  $I \cdot k_2$  verminderten Spannungsmesssignal E ist, und der Spannungsgrenzwert 90 bis 95% der Nennspannung des Motors entspricht.

20. Anordnung nach Anspruch 12 und 19, dadurch gekennzeichnet, dass das Rechenorgan (38) ein zwischen einer Subtraktionsschaltung (22) und einer Divisionsschaltung (25) angeordneter Verstärker ist und dass das Umschaltorgan (38') dessen Verstärkungsgrad ändert und vom Eingangssignal des Verstärkers gesteuert ist.

21. Anordnung nach einem der Ansprüche 18 bis 20, dadurch gekennzeichnet, dass der Faktor  $1/k_1$  sich zwischen dem Spannungsgrenzwert und einem der Nennspannung entsprechenden Wert kontinuierlich etwa verdoppelt.

22. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 21, dadurch gekennzeichnet, dass an den Ausgang der Sollwert-Eingabevorrichtung (12) der Ausgang eines vierten Vergleichers (129) geschaltet ist, der einen einstellbaren maximalen Stromwert  $I_{\max}$  mit dem Strommesssignal I vergleicht und das Frequenzsollwertsignal f herabsetzt, wenn das Strommesssignal den maximalen Stromwert übersteigt.

23. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 22, dadurch gekennzeichnet, dass an den Ausgang der Sollwert-Eingabevorrichtung (12) der Ausgang eines fünften Vergleichers (136) geschaltet ist, der einen einstellbaren Spannungswert  $U_{\max}$  mit dem Spannungsmesssignal E vergleicht und das Frequenzsollwertsignal f heraufsetzt, wenn das Spannungsmesssignal den maximalen Spannungswert übersteigt.

24. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 23, dadurch gekennzeichnet, dass an den Ausgang der Sollwert-Einstellvorrichtung (12) der Ausgang einer Grenzwertschaltung (126, 241) angeschlossen ist, die, wenn der Unterschied zwischen einem der Ausgangsgrößen und der zugehörigen Rechengröße einen vorgegebenen Grenzwert übersteigt, das Frequenzsollwertsignal f im Sinne einer Verringerung des Unterschieds ändert.

25. Anordnung nach Anspruch 24, dadurch gekennzeichnet, dass der Grenzwertschaltung (126) eine Subtraktionsschaltung (125) vorgeschaltet ist, der die beiden im ersten Vergleichers (114) zu vergleichenden Größen zugeführt werden.

26. Anordnung nach Anspruch 24, dadurch gekennzeichnet, dass ein zweiter Rechenkreis (235) vorgesehen ist, der aus dem Spannungsmesssignal E und dem Strommesssignal I eine Frequenz-Rechengröße  $f''$  berechnet und dass der Grenzwertschaltung (241) eine Subtraktionsschaltung (240) vorgeschaltet ist, der das Frequenzsollwertsignal f und die Frequenz-Rechengröße  $f''$  zugeführt werden.

27. Anordnung nach einem der Ansprüche 24 bis 26, dadurch gekennzeichnet, dass die Grenzwertschaltung (126, 241) zwei antiparallel geschaltete Dioden, insbesondere Zenerdioden, aufweist.

28. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 27, dadurch gekennzeichnet, dass das Frequenzsollwertsignal f als Impulsreihe eingegeben und dem Rechenkreis (115) über einen Digital-Analog-Umsetzer (116) zugeführt wird.

29. Anordnung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass das Frequenzsollwertsignal f der Divisionsschaltung (146) als Impulsreihe zugeführt wird, deren Frequenz der Frequenz des Wechselrichters entspricht, dass die Divisionschaltung einen Integrator (149) aufweist, der das Spannungsmesssignal E zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen

integriert, und das ein Speicher (150) das jeweils letzte Integrationsergebnis speichert.

30. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 29, dadurch gekennzeichnet, dass der Strom-Messvorrichtung (10) ein Verstärker (55) mit einstellbarem Verstärkungsgrad A zugeordnet ist, der das Strommesssignal I abgibt.

31. Anordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 30, gekennzeichnet durch eine Begrenzungsschaltung (63), welche die Schlupffrequenz  $f_s$  auf etwa die doppelte Nennschlupffrequenz begrenzt.

32. Anordnung nach Anspruch 31, dadurch gekennzeichnet, dass im Weg des Frequenzsignals, insbesondere des Frequenzsollwertsignals f eine Begrenzungsschaltung (63) liegt.

33. Anordnung nach einem der Ansprüche 12 bis 32, dadurch gekennzeichnet, dass das Spannungsmesssignal E über einen Bandpassfilter (57) zugeführt wird, dessen Ausgangssignal gleichsinnig mit dem Strommesssignal I in den dritten Vergleichers (46) eingespeist wird.

34. Anordnung nach einem der Ansprüche 13 bis 33, dadurch gekennzeichnet, dass ein Schlupfkompensierungssignalgeber (64) vorgesehen ist, der ein Schlupfkompensierungssignal ( $Sk$ ) abgibt, das bis etwa zur Nennfrequenz des Wechselrichters Null ist und darüber einen mit der Frequenz ansteigenden Wert hat.

35. Anordnung nach Anspruch 34, dadurch gekennzeichnet, dass der Schlupfkompensierungssignalgeber (64) von derselben Eingangsgröße gesteuert wird wie das den zur Schlupffrequenz proportionalen Faktor  $1/k_1$  bestimmende Rechenorgan (38).

36. Anordnung nach Anspruch 34 oder 35, gekennzeichnet durch eine Additionsschaltung (66), in der ein erstes Schlupfkompensationssignal ( $Sk_1$ ) dem Frequenzsignal, insbesondere dem Frequenzsollwertsignal f hinzugefügt wird.

37. Anordnung nach einem der Ansprüche 34 bis 36, gekennzeichnet durch eine Additionsschaltung (68), in der ein zweites Schlupfkompensationssignal ( $Sk_2$ ) dem einstellbaren Momentwert  $M_{\max}$ , der dem dritten Vergleichers (46) zugeführt wird, hinzugefügt wird.

38. Anordnung nach Anspruch 37, dadurch gekennzeichnet, dass das zweite Schlupfkompensationssignal ( $Sk_2$ ) über einen Verstärker (67) geleitet ist, dessen Verstärkungsgrad in Abhängigkeit vom einstellbaren Momentwert  $M_{\max}$  wenigstens zwei Stufen (I, II) einnehmen kann, wobei die höhere Stufe (II) einem höheren Momentwert zugeordnet ist.

39. Anordnung nach einem der Ansprüche 33 bis 38, dadurch gekennzeichnet, dass an den Ausgang des ersten Vergleichers (14) der Ausgang eines sechsten Vergleichers geschaltet ist, der dem dritten Vergleichers (46) entspricht, aber auf den höchstzulässigen Stromwert  $I_{\max}$  fest eingestellt ist.

Die Erfindung bezieht sich auf eine Schaltungsanordnung zur Drehzahlsteuerung eines Asynchronmotors, gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruches 1.

Bei einer bekannten Schaltungsanordnung dieser Art wird der Arbeitspunkt mittels eines Potentiometers eingestellt, dessen abgegriffene Spannung mit einem Wert verglichen wird, der annähernd der Versorgungs-Gleichspannung proportional ist. Die Frequenz wird der Versorgungs-Gleichspannung etwa proportional nachgeführt. Da sich bei einem Asynchronmotor bei einer Änderung der Belastung der Schlupf und damit die Drehzahl ändert, ist eine Schlupfkompensation vorgesehen, die mit steigendem Strom die dem Wechselrichter zugeführte Gleichspannung und die Wechselrichterfrequenz anhebt. Hiermit kann die Drehzahl in einem gewissen

Arbeitsbereich annähernd konstant gehalten werden, jedoch nicht die Wechselrichterfrequenz und damit auch nicht die Schlupffrequenz. Wenn beispielsweise die Laufräderdrehzahl auf Grund einer zunehmenden Belastung abnimmt, wird die Wechselrichterfrequenz so weit angehoben, dass sich praktisch wieder die alte Laufräderdrehzahl einstellt.

Sobald aber wegen der steigenden Wechselrichterfrequenz die Schlupffrequenz (= Wechselrichterfrequenz minus der in Hertz gemessenen Laufräderdrehzahl) zunimmt, erhöht sich der induktive Widerstand der Ständerwicklung und damit der Spannungsabfall an dieser. Demzufolge müsste auch die Betriebsspannung des Wechselrichters beziehungsweise Motors überproportional gegenüber der Zunahme des Stroms erhöht werden, um bei höherer Belastung die Drehzahl konstant zu halten. Tatsächlich wird die Betriebsspannung jedoch linear mit dem Belastungsstrom angehoben. Dies führt zu einem Fehler, der es schwierig macht, die Drehzahl im gesamten Arbeitsbereich annähernd konstant zu halten.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Schaltungsanordnung der eingangs beschriebenen Art anzugeben, die es erlaubt, die Motordrehzahl in einem grösseren Arbeitsbereich und mit grösserer Genauigkeit konstant zu halten.

Die Aufgabe wird erfindungsgemäss durch die Merkmale im Kennzeichen des Patentanspruches 1 gelöst.

Bei diesen Lösungen werden im Rechenkreis die drei Eingabesignale derart miteinander verknüpft, dass sich neben einer konstanten Wechselrichterfrequenz auch eine konstante Schlupffrequenz ergibt. Damit ist nicht nur die Laufräderdrehzahl konstant, sondern auch der induktive Widerstand des Motors, so dass praktisch über dem gesamten Regelbereich lineare Verhältnisse herrschen und dementsprechend eine grössere Regelgenauigkeit erzielt wird. Dies gilt auch dann, wenn die Schlupffrequenz in Abhängigkeit vom eingestellten Arbeitspunkt geändert wird. Denn die dem Wechselrichter zugeführte Gleichspannung wird so geregelt, dass die Konstanz der Schlupffrequenz unabhängig von der Belastung aufrechterhalten wird. Das hat zur Folge, dass der für Nennlast geltende Nennschlupf auch bei Teillast auftritt. Dies führt zu der erstrebten Drehzahlkonstanz. Diese Schlupffrequenz lässt sich auch bei geringen Belastungen dadurch konstant halten, dass die Luftspaltmagnetisierung annähernd proportional zum Lauferstrom geführt wird, also eine Untermagnetisierung auftritt. Dies hat den weiteren Vorteil, dass Pendelungen vermieden werden, wie sie bei einer Schlupfkompensation auftreten, die unter weitgehender Aufrechterhaltung der Magnetisierung die Frequenz des Wechselrichters korrigiert.

Auch beim Ausschalten tritt keine Oszillation zwischen dem Motor und dem Wechselrichter auf. Der Wechselrichter kann sogar an einem bereits rotierenden Motor angeschlossen werden, worauf dieser seine Drehzahl auf den vom Wechselrichter vorgegebenen Wert ändert, ohne erst zum Stillstand kommen zu müssen.

Vorteilhaft ist es ferner, dass sich für jeden Belastungszustand automatisch eine minimale Leistung einstellt, bei der weder zu hohe magnetische Verluste infolge hoher Spannung noch zu hohe Kupferverluste infolge zu hohen Stromes auftreten. Vielmehr ergibt sich jeweils ein Gleichgewichtspunkt, bei dem Strom und Spannung einen optimalen Wert annehmen, weil sie sich diesen Gleichgewichtspunkt von verschiedenen Seiten her nähern. Wenn beispielsweise ein Motor plötzlich stärker belastet wird, steigt der Strom wegen der höheren Schlupffrequenz entsprechend an. Infolgedessen wird die Spannung höher geregelt, bis die vorgegebene Schlupffrequenz wieder erreicht ist. Dabei nimmt aber der Strom ab, wodurch sich ein neuer Gleichgewichtspunkt für Strom und Spannung einstellt.

Von Vorteil ist es darüber hinaus, dass am Motor selbst keine Messungen vorgenommen werden müssen, sondern die

Messsignale direkt vor und/oder hinter dem Wechselrichter abgenommen werden können.

Bei einer bevorzugten Ausführungsform weist der Rechenkreis ein Rechenorgan auf, mit dem der die Schlupffrequenz berücksichtigende Wert eingeführt und zumindest über den grössten Teil des Motorarbeitsbereichs unterhalb der Nenndrehzahl konstant gehalten wird. Da die eingestellte Schlupffrequenz nicht nur für eine bestimmte eingestellte Frequenz, sondern für den Hauptarbeitsbereich des Motors gilt, ergibt sich eine entsprechend einfache Schaltung des Rechenkreises.

Damit unabhängig von der Belastung bei einer eingestellten Frequenz die Schlupf- oder Lauferfrequenz konstant gehalten wird, gilt

$$\frac{I_2}{B} = f_2 \cdot \text{const.} \quad (1)$$

wobei  $I_2$  der Wirkstrom im Laufer des Motors,  $B$  die Luftspaltinduktion und  $f_2$  die Schlupf- oder Lauferfrequenz ist. Es wurde gefunden, dass man mit ausreichend grosser Genauigkeit den Lauferwirkstrom  $I_2$  ersetzen kann durch den Ständerwirkstrom  $I_1$ , der beispielsweise an der Gleichstromseite vor dem Wechselrichter gemessen werden kann. Die Luftspaltinduktion lässt sich mit ausreichend grosser Genauigkeit darstellen durch

$$B = \frac{U_1 - I_1 \cdot R_1}{f_1} \cdot \text{const.} \quad (2)$$

wobei  $U_1$  die dem Motor zugeführte Spannung,  $I_1$  der dem Motor zugeführte Wirkstrom  $R_1$  der ohmsche Widerstand der Ständerwicklung und  $f_1$  die Frequenz des Wechselrichters ist. Die Spannung  $U_1$  kann vor oder hinter dem Wechselrichter abgegriffen werden. Aus (1) und (2) ergibt sich

$$\frac{I_1}{U_1 - I_1 \cdot R_1} = \frac{f_2}{f_1} \cdot \text{const.} \quad (3)$$

die erkennen lässt, dass – wenn die Schlupffrequenz  $f_2$  konstant gehalten wird – zwischen den drei Werten  $I_1$ ,  $U_1$  und  $f_1$  ein relativ einfacher Zusammenhang besteht. Führt man den primären Wirkstrom  $I_1$  als Strommesssignal  $I$ , die primäre Spannung  $U_1$  als Spannungsmesssignal  $E$  und die gewünschte Wechselrichterfrequenz  $f_1$  als Frequenzeingabesignal  $f$  ein, dann kann im Rechenkreis eine Rechengrösse jeweils aus mindestens zweien der genannten drei Ausgangswerte  $E$ ,  $I$  und  $f$  berechnet werden.

Daher ergibt sich ein besonders einfacher Rechenkreis, wenn dieser die Rechengrösse nach Massgabe der Gleichung

$$f = \frac{1}{k_1} \left( \frac{E}{I} - k_2 \right) \quad (4)$$

oder einer Umformung davon berechnet.

Bei einer ersten Ausführung weist der Rechenkreis eine Divisionsschaltung, der das Spannungsmesssignal als Dividend und das Strommesssignal als Divisor zugeführt wird, und eine nachgeschaltete Subtraktionsschaltung, in der vom Quotienten ein fester Wert abgezogen wird, auf. Hier wird die Rechengrösse  $f'$  etwa nach der Gleichung

$$f' = \frac{1}{k_1} \left( \frac{E}{I} - k_2 \right) \quad (5)$$

berechnet.

Bei einer zweiten Ausführungsform ist dafür gesorgt, dass der Rechenkreis eine Subtraktionsschaltung, in der vom

Spannungsmesssignal ein stromproportionaler Wert abgezogen wird, und eine Divisionsschaltung, der der Ausgangswert der Subtraktionsschaltung als Dividend und das Strommesssignal als Divisor zugeführt wird, aufweist. Hierbei erfolgt die Berechnung der Rechengrösse  $f'$  etwa nach der Gleichung

$$f' = \frac{E - I \cdot k_2}{I \cdot k_1} \quad (6)$$

Bei einer dritten Ausführungsform weist der Rechenkreis eine Additionsschaltung auf, in der ein zum Frequenzeingangssignal proportionaler Wert und ein konstanter Wert addiert werden, und eine Divisionsschaltung, der als Dividend das Spannungsmesssignal und als Divisor der Ausgangswert der Additionsschaltung zugeführt wird. Hierbei erfolgt die Berechnung der Rechengrösse  $I'$  etwa nach der Gleichung

$$I' = \frac{E}{f \cdot k_1 + k_2} \quad (7)$$

Bei einer vierten Ausführungsform ist dafür gesorgt, dass der Rechenkreis eine Subtraktionsschaltung, in der vom Spannungsmesssignal ein stromproportionaler Wert abgezogen wird, und eine Divisionsschaltung, der der Ausgangswert der Subtraktionsschaltung, als Dividend und der Frequenzeingabewert als Divisor zugeführt wird, aufweist. Hierbei erfolgt die Berechnung der Rechengrösse  $I'$  etwa nach der Gleichung

$$I' = \frac{E - I \cdot k_2}{f \cdot k_1} \quad (8)$$

Wenn die Divisionsschaltung nicht selbst zur Einbringung des Faktors  $1/k_1$  ausgebildet ist, kann vor den Dividend-Eingang oder hinter den Ausgang der Divisionsschaltung ein Rechenorgan geschaltet sein, das den Faktor  $1/k_1$  einführt.

Bei einer fünften Ausführungsform weist der Rechenkreis eine Multiplikationsschaltung, dem das Frequenzeingangssignal und das Strommesssignal, von denen eines mit einer ersten Konstanten multipliziert ist, zugeführt werden, und eine Additionsschaltung, in der das Multiplikationsergebnis und das mit einer zweiten Konstanten multiplizierte Strommesssignal addiert werden, auf. Hierbei erfolgt die Berechnung der Rechengrösse  $E'$  etwa nach der Gleichung

$$E' = (f \cdot k_1 + k_2) I \quad (9)$$

In all diesen Fällen sind die Konstanten zweckmässigerweise einstellbar, beispielsweise um eine Anpassung an einen bestimmten Motor vornehmen zu können.

Wenigstens eine Konstante kann aber auch von mindestens einer der drei Ausgangswerte, also  $f$ ,  $E$  oder  $I$ , abhängig sein, beispielsweise um den Arbeitsbereich auch auf Frequenzen oberhalb der Nennfrequenz des Motors ausdehnen zu können.

Der Frequenzgeber wird im einfachsten Fall unmittelbar vom Frequenzeingangssignal  $f$  gesteuert. Es besteht aber auch die Möglichkeit, den Frequenzgeber von der Rechengrösse  $f'$  zu steuern, weil diese der eingegebenen Frequenz  $f$  im Betrieb nachgeführt wird.

Es empfiehlt sich, einen Mindeststromgeber vorzusehen, der das Strommesssignal bei kleinen Werten des gemessenen Stromes auf einem vorgegebenen Mindestwert hält. Dies stellt sicher, dass der Rechenkreis auch bei einem Nullmoment oder in dessen Nähe sicher arbeitet und nicht etwa deshalb undefinierte Verhältnisse eintreten, weil ein nahe Null liegender Spannungsmesswert und ein nahe Null liegender Strommesswert miteinander dividiert werden müssen.

Günstig ist es ferner, wenn an den Ausgang des ersten Vergleichers der Ausgang eines zweiten Vergleichers geschaltet ist, der einen einstellbaren maximalen Leistungswert mit dem Produkt aus einem annähernd dem gemessenen Strom und einem annähernd der gemessenen Spannung entsprechenden Faktor vergleicht, und den ersten Vergleich übersteuert, wenn das Produkt den maximalen Leistungswert übersteigt. Zweckmässigerweise wird der maximale Leistungswert auf die Nennleistung des angeschlossenen Motors eingestellt. Wenn bei vorgegebener Frequenz ein so starkes Belastungsmoment auftritt, dass die maximale Leistung überschritten wird, sorgt der zweite Vergleich dafür, dass die Wechselrichterfrequenz gegenüber der eingegebenen Frequenz so weit abnimmt, dass das Belastungsmoment mit der Nennleistung bewältigt werden kann. Dies ergibt im Drehmoment-Frequenz-Diagramm eine Leistungshyperbel, die das Gebiet begrenzt, in welchem der Motor ohne Überlastung betrieben werden kann.

Des weiteren ist es günstig, wenn an den Ausgang des ersten Vergleichers der Ausgang eines dritten Vergleichers geschaltet ist, der einen einstellbaren maximalen Momentwert mit einem dem gemessenen Strom entsprechenden Vergleichswert vergleicht und den ersten Vergleich übersteuert, wenn der Vergleichswert den maximalen Momentwert übersteigt. Der dritte Vergleich stellt sicher, dass ein vorgegebener maximaler Strom im Motor nicht überschritten wird, wodurch, da das Moment annähernd dem Quadrat des Motorstroms proportional ist, auch das maximale Moment festgelegt ist.

Der Rechenkreis kann ferner ein Rechenorgan, das einen der Schlupffrequenz proportionalen Faktor einführt und ihn im Arbeitsbereich bis etwa zur Nennfrequenz des Motors konstant hält, und ein Umschaltorgan, das diesen Faktor oberhalb der Nennfrequenz vergrössert, aufweisen. Auf diese Weise ist es möglich, die vorteilhaften Eigenschaften der Wechselrichterschaltung in einem Arbeitsbereich, der über die Nennfrequenz des Motors hinausgeht, zu erweitern, obwohl die Versorgungsgleichspannung auf einen bestimmten Maximalwert, in der Regel die Nennspannung des Motors, begrenzt ist. Wenn die konstant zu haltende Schlupffrequenz mit steigender Wechselrichterfrequenz zunimmt, gelingt es, ohne Erhöhung der zuzuführenden Spannung die Motordrehzahl unabhängig vom Belastungsmoment weitgehend konstant zu halten.

Da Umschaltorgan kann insbesondere mit der Einstellvorrichtung der Sollwert-Eingabevorrichtung mechanisch gekoppelt sein. Hiermit ist sichergestellt, dass Schlupffrequenz und eingegebene Frequenz gleichzeitig verändert werden.

Beispielsweise ist das Umschaltorgan eine mit dem als Verstärker ausgebildeten Rechenorgan in Reihe liegende Divisionsschaltung, in die ein mit dem Frequenzeingangssignal änderbares Signal als Divisor eingeführt wird.

Eine andere Möglichkeit besteht darin, dass das Rechenorgan einen Verstärker und das Umschaltorgan einen mit dem Frequenzeingangssignal änderbaren Rückkopplungswiderstand aufweist.

Hierbei kann der Faktor sich zwischen der einfachen und der doppelten Nennfrequenz verdoppeln und bei weiterem Anstieg der Frequenz etwa auf diesem doppelten Wert bleiben.

Bei einem anderen Ausführungsbeispiel weist der Rechenkreis ein Rechenorgan, das einen der Schlupffrequenz proportionalen Faktor einführt und ihn im Arbeitsbereich bis zu einem kurz unter der Nennspannung liegenden Spannungsgrenzwert konstant hält, und ein Umschaltorgan, das diesen Faktor oberhalb dieses Spannungsgrenzwertes vergrössert, auf. Hierdurch bleibt im gesamten Arbeitsbereich des Motors, auch bei die Nennfrequenz übersteigenden Frequenzen, die

Arbeitsweise der Wechselrichterschaltung unverändert. Lediglich im oberen Bereich der zur Verfügung stehenden Spannung wird eine Korrektur bezüglich des Schlupfes vorgenommen.

Insbesondere kann das Umschaltorgan von einem Steuerungssignal gesteuert werden, das gleich dem um einen stromproportionalen Wert verminderten Spannungsmesssignal ist, und der Spannungsgrenzwert etwa 90–95% der Nennspannung des Motors entspricht. Der Grenzwert der Spannung wird daher durch einen vorgegebenen Prozentsatz der Magnetisierungsspannung bestimmt.

Eine besonders einfache Ausführungsform hierfür ergibt sich, wenn das Rechenorgan ein zwischen Subtraktions- und Divisionsschaltung angeordneter Verstärker ist und dass das Umschaltorgan dessen Verstärkungsgrad ändert und vom Eingangssignal des Verstärkers gesteuert ist.

In manchen Fällen ist es auch zweckmässig, zusätzliche Beeinflussungen dadurch wirksam zu machen, dass das eingegebene Frequenzsignal korrigiert wird.

Beispielsweise kann an den Ausgang der Sollwert-Eingabevorrichtung der Ausgang eines vierten Vergleichers geschaltet sein, der einen einstellbaren maximalen Stromwert mit dem Strommesssignal vergleicht und das Frequenzeingabesignal gegenüber dem Sollwert herabsetzt, wenn das Strommesssignal den maximalen Stromwert übersteigt. Durch diese Massnahme kann ebenfalls ein Überschreiten des maximalen Motorstroms verhindert werden. Der vierte Vergleichers entspricht daher dem oben erwähnten dritten Vergleichers. Hierdurch verhindert man auch, dass das Kippmoment des Motors bei Überbelastung überschritten wird; denn die Frequenz wird zwangsweise herabgesetzt.

Bei einer anderen Ausführungsform ist an den Ausgang der Sollwert-Eingabevorrichtung der Ausgang eines fünften Vergleichers geschaltet, der einen einstellbaren maximalen Spannungswert mit dem Spannungsmesssignal vergleicht und das Frequenzeingabesignal gegenüber dem Sollwert heraufsetzt, wenn das Spannungsmesssignal den maximalen Spannungswert übersteigt. Hierdurch wird verhindert, dass am Motor eine vorgegebene maximale Spannung überschritten wird, denn die Frequenz wird zwangsweise erhöht. Dies ist vorteilhaft bei starker Verzögerung bei voller Drehzahl.

Bei einer bevorzugten Schaltung ist an den Ausgang der Sollwert-Eingabevorrichtung der Ausgang einer Grenzwertschaltung angeschlossen, die, wenn der Unterschied zwischen einem der Ausgangswerte und der zugehörigen Rechengrösse einen vorgegebenen Grenzwert übersteigt, das Frequenzeingabesignal gegenüber dem Sollwert im Sinne einer Verringerung des Unterschiedes ändert. Die Grenzwertschaltung tritt erst bei einer dynamischen Betriebssituation in Funktion, wenn beim Anfahren oder bei Momentänderungen starke Beschleunigungen oder Verzögerungen auftreten. Bei einer zu grossen Beschleunigung kann sich der Schlupf des Motors so stark erhöhen, dass das Kippmoment erreicht wird. Bei einer grossen Verzögerung können vom Motor so hohe Spannungen erzeugt werden, dass Zerstörungen am Wechselrichter auftreten können. Die Grenzwertschaltung sorgt dafür, dass durch Korrektur der eingegebenen Frequenz die genannten Wirkungen nicht auftreten.

Beispielsweise ist der Grenzwertschaltung eine Subtraktionsschaltung vorgeschaltet, der die beiden im ersten Vergleichers zu vergleichenden Grössen zugeführt werden. Das Subtraktionsergebnis ist ein Mass für den Unterschied, der zu Störungen führen kann.

Eine andere Möglichkeit besteht darin, dass ein zweiter Rechenkreis vorgesehen ist, der aus dem Spannungsmesssignal und dem Strommesssignal eine Frequenz-Rechengrösse berechnet und das der Grenzwertschaltung eine Subtraktionsschaltung vorgeschaltet ist, der der Sollwert des Frequenzein-

gabesignal und die Frequenz-Rechengrösse zugeführt werden.

Die Grenzwertschaltung weist im einfachsten Fall zwei antiparallel geschaltete Dioden, insbesondere Zenerdioden, auf.

Das Frequenzeingabesignal kann mittels eines einfachen Potentiometers eingestellt werden. Es kann aber auch als Impulsreihe eingegeben und dem Rechenkreis über einen Digital-Analog-Umsetzer zugeführt werden. Dies ist häufig erwünscht, weil die Impulse entweder direkt oder durch einfache Teilung als Steuerimpulse für den Wechselrichter verwendet werden können.

Das Frequenzeingabesignal kann auch der Divisionsschaltung als Impulsreihe zugeführt werden, wobei die Divisionschaltung einen Integrator aufweist, der das Spannungsmesssignal zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen integriert, und dass ein Speicher das jeweils letzte Integrationsergebnis speichert. Da der Impulsabstand umgekehrt proportional zur Frequenz ist, entspricht das Integrationsergebnis dem gewünschten Quotienten.

In vielen Fällen empfiehlt es sich, dass die Spannungsmessvorrichtung die Spannung an der Ausgangseite des Wechselrichters zwischen zwei Phasen misst und die Impulse der Frequenz des Wechselrichters entsprechen. Da über die Ausgangsseite Halbwellen zugeführt werden, spielt sich jede Integration in einer Halbwelle ab. In der Zwischenzeit bis zum Auftreten der nächsten Halbwelle kann dann das Integrationsergebnis in den Speicher überführt und der Inhalt des Integrators gelöscht werden.

Günstig ist es ferner, wenn der Strom-Messvorrichtung ein Verstärker mit einstellbarem Verstärkungsgrad zugeordnet ist, der das Strommesssignal abgibt. Auf diese Weise kann bei unveränderter Wechselrichterschaltung eine Anpassung an Motoren unterschiedlich starker Leistung vorgenommen werden.

Ferner kann das Strom-Messsignal der Rechenschaltung über ein Zeitglied, insbesondere RC-Glied, zugeführt werden. Damit wird verhindert, dass bei einer gewissen Welligkeit des dem Wechselrichter zugeführten Stroms eine störende Rückwirkung auf die Rechengrösse, insbesondere die Frequenz des Wechselrichters erfolgt.

Damit das Kippmoment des Motors nicht unterschritten wird, ist es zweckmässig, eine Begrenzungsschaltung vorzusehen, welche die Schlupffrequenz auf etwa die doppelte Nennschlupffrequenz begrenzt. Dies kann beispielsweise dadurch geschehen, dass in den Weg des Frequenzsignals, insbesondere des Frequenzeingabesignals, eine Begrenzungsschaltung gelegt ist. Wenn nämlich die Frequenz des Wechselrichters und auch das zulässige Drehmoment nach oben hin begrenzt sind, ergibt sich indirekt eine Begrenzung der Schlupffrequenz.

Mit Vorteil wird das Spannungs-Messsignal einem Bandpassfilter zugeführt, dessen Ausgangssignal gleichsinnig mit dem Strom-Messsignal in den dritten Vergleichers eingespeist wird. Hiermit wird Schwenkungen der Wechselrichterspannung, die zu einem Pendeln des Betriebs führen können, entgegengewirkt.

Mit besonders grossem Vorteil ist ein Schlupfkompensierungssignalgeber vorgesehen, der ein Schlupfkompensierungssignal abgibt, das bis etwa zur Nennfrequenz des Motors Null ist und darüber einen mit der Frequenz ansteigenden Wert hat. Insbesondere kann der Schlupfkompensierungssignalgeber von derselben Eingangsgrösse gesteuert werden wie das den zur Schlupffrequenz proportionalen Faktor bestimmende Rechenorgan. Immer dann, wenn dieser Faktor und damit der Schlupf geändert wird, tritt demnach die Schlupfkompensierung in Tätigkeit.

Insbesondere kann eine Additionsschaltung vorgesehen



sein, in der ein erstes Schlupfkompensationssignal dem Frequenzsignal, insbesondere dem Frequenzeingabesignal, hinzugefügt wird. Auf diese Weise wird die wirksame Frequenz mit steigender Schlupffrequenz erhöht, so dass die Motordrehzahl im wesentlichen konstant bleibt.

Eine andere Ausnutzungsmöglichkeit besteht in einer Additionsschaltung, in der ein zweites Schlupfkompensationssignal dem einstellbaren Momentwert, der dem dritten Vergleichler zugeführt wird, hinzugefügt wird. Auf diese Weise wird immer dann, wenn die Schlupffrequenz bei höheren Frequenzen des Wechselrichters erhöht werden muss, auch der effektive Momentwert vergrößert, was es erlaubt, das Drehmoment über einen noch grösseren Bereich der Drehzahl konstant zu halten.

In diesem Zusammenhang ist es zweckmässig, wenn das zweite Schlupfkompensationssignal über einen Verstärker geleitet ist, dessen Verstärkungsgrad in Abhängigkeit vom einstellbaren Momentwert wenigstens zwei Stufen einnehmen kann, wobei die höhere Stufe einem höheren Momentwert zugeordnet ist. Dies dient einer Anpassung an die nicht linearen Kurven im Arbeitsdiagramm. Im Extremfall kann hierbei der Verstärkungsgrad kontinuierlich verändert werden.

Bei einer bevorzugten Ausführungsform ist an den Ausgang des ersten Vergleichlers der Ausgang eines sechsten Vergleichlers geschaltet, der dem dritten Vergleichler entspricht, aber auf den höchstzulässigen Momentwert fest eingestellt ist. Auf diese Weise wird eine Überlastung des Wechselrichters vermieden, wenn der am dritten Vergleichler zugeführte maximale Momentwert durch veränderbare additive Komponenten gegenüber dem eingestellten Wert erhöht ist.

Die Erfindung wird nachstehend anhand in der Zeichnung dargestellter Ausführungsbeispiele näher erläutert, und zwar zeigt:

Fig. 1 eine Wechselrichterschaltung gemäss der Erfindung im Blockschaltbild,

Fig. 2-4 drei Ausführungsformen der Steuerschaltung im Blockschaltbild,

Fig. 5-10 sechs Ausführungsbeispiele der Steuerschaltung in ausführlicher Darstellung,

Fig. 11 das Arbeitsdiagramm eines umschaltbaren Verstärkers,

Fig. 12 das Arbeitsdiagramm eines Mindeststromgebers,

Fig. 13 das Drehmoment-Frequenzdiagramm der Schaltung nach Fig. 6, das auch für Fig. 7 bis 9 gilt,

Fig. 14 dasselbe Diagramm für die Schaltung nach Fig. 5 oder 10,

Fig. 15 ein der Fig. 6 entsprechendes Schaltbild, das zusätzliche Schaltungsteile aufweist und in Funktionsblöcken dargestellt ist,

Fig. 16 ein der Fig. 13 entsprechendes Diagramm.

Gemäss Fig. 1 speist ein Dreiphasennetz einen regelbaren Gleichrichter 2. Dieser ist über zwei Gleichstromleitungen 3 und 4 mit einem Wechselrichter 5 verbunden, an dessen drei Ausgangsleitungen 6 ein Asynchronmotor 7 angeschlossen ist. Die Ausgangsspannung  $U_1$  des Gleichrichters 2 ist mit Hilfe eines Spannungsreglers 8 regelbar, der mit Hilfe eines Spannungsregelsignals  $S_u$  beispielsweise einen Zerkhacker steuert. Die geregelte Gleichspannung  $U_1$  wird mittels einer Spannungs-Messvorrichtung 9 gemessen, die ein Spannungsmesssignal  $E$  abgibt. Der Gleichstrom  $I_1$  wird mittels einer Strom-Messvorrichtung 10 gemessen, die ein Strommesssignal  $I$  abgibt.

Die Frequenz des Wechselrichters 5 ist mittels eines Frequenzreglers 11 regelbar, der dem Wechselrichter ein Frequenzregelsignal  $S_f$  zuführt. Ausserdem ist eine Sollwert-Einstellvorrichtung 12 vorhanden, die ein Frequenzeingabesignal  $f$  abgibt. In einer Steuerschaltung 13 werden die drei Ausgangswerte  $E$ ,  $I$  und  $f$  derart verarbeitet, dass das Spannungs-

regelsignal  $S_u$  und das Frequenzregelsignal  $S_f$  die Schaltung derart betreiben, dass der Motor 7 eine konstante Schlupf- oder Läuferfrequenz  $f_2$  hat.

In Fig. 2 ist zunächst dargestellt, dass die Steuerschaltung 13 einen Vergleichler 14 und einen Rechenkreis 15 aufweist. Im Rechenkreis 15 wird nach Massgabe der Gleichung (6) aus dem Strommesssignal  $I$  und dem Spannungsmesssignal  $E$  sowie zwei Konstanten  $k_1$  und  $k_2$  eine Rechengrösse  $f'$  der Frequenz berechnet, die im Vergleichler 14 mit der eingegebenen Frequenz  $f$  verglichen wird. Das Spannungsregelsignal  $S_u$  und damit die Gleichspannung  $U_1$  wird solange geändert, bis die beiden Werte  $f$  und  $f'$  einander gleich sind. Dies führt, unabhängig von dem belastenden Moment zu einer konstanten Schlupf- oder Läuferfrequenz  $f_2$  des Motors 7 und damit zu einer konstanten Drehzahl. Hierbei ist die Konstante  $k_1$  umgekehrt proportional zur Schlupffrequenz  $f_2$  und die Konstante  $k_2$  proportional dem Wicklungswiderstand des Ständers des Motors.

Bei der Ausführungsform der Fig. 3 enthält die Steuerschaltung 13 einen Vergleichler 114 und einen Rechenkreis 115. Dieser berechnet aus dem Spannungsmesswert  $E$  und dem Frequenzeingabewert  $f$  nach Massgabe der Gleichung (7) eine Rechengrösse  $I'$  des Stromes, die im Vergleichler 114 mit dem Strommesswert verglichen wird. Das Spannungsregelsignal  $S_u$  wird solange geregelt, bis die Werte  $I$  und  $I'$  einander gleich sind. Auch dies führt zur gewünschten konstanten Schlupffrequenz.

In Fig. 4 ist in der Steuerschaltung 13 ein Vergleichler 214 und ein Rechenkreis 215 vorgesehen. Dieser berechnet aus dem Strommesswert  $I$  und dem Frequenzeingabewert  $f$  nach Massgabe der Gleichung (9) einen Rechenwert  $E'$  der Spannung, der im Vergleichler 214 mit dem Spannungsmesswert  $E$  verglichen wird. Das Spannungsregelsignal  $S_u$  wird solange verändert, bis die Werte  $E$  und  $E'$  einander gleich sind. Auch dieses führt zu der gewünschten konstanten Schlupffrequenz.

Fig. 5 zeigt eine Steuerschaltung entsprechend Fig. 2. Die Sollwerteingabevorrichtung 12 weist ein Potentiometer 16 auf, dessen Abgriff 17 über einen ersten Summierwiderstand 18 mit dem invertierenden Eingang eines Verstärkers 19 verbunden ist. Ausserdem wird dem invertierenden Eingang über einen Summierwiderstand 20 die Rechengrösse  $f'$  zugeführt. Der Ausgang des Verstärkers 19 ist über eine Diode 21 mit dem Spannungsregler 8 verbunden.

Der Rechenkreis 15 weist eine Subtraktionsschaltung 22 auf, der das Spannungsmesssignal  $E$  im positiven Sinn und über ein Multiplikationsglied 23, z.B. einen Verstärker, der Wert  $k_2 \cdot I$  im negativen Sinn zugeführt wird. Das Subtraktionsergebnis wird dem Dividend-Eingang 24 einer Divisionsschaltung 25 zugeführt. Dem Divisor-Eingang 26 wird das Strommesssignal  $I$  über eine Diode 27 zugeleitet. Der Eingang ist aber ausserdem über eine zweite Diode 28 mit dem Abgriff eines Potentiometers 29 verbunden. Dieser bildet einen Mindeststromgeber 30, der dafür sorgt, dass bei kleinen Strommesssignalen  $I$  der Divisor in der Divisionsschaltung 25 nicht zu Null wird. Der Quotient wird über einen Widerstand 31 an ein Rechenorgan 32, z.B. einen Verstärker, weitergeleitet, in welchem der Quotient mit dem Faktor  $1/k_1$  multipliziert wird. Dies ergibt die Rechengrösse  $f'$ .

Der Faktor  $1/k_1$  ist mit Hilfe einer Umschaltvorrichtung 33 änderbar. Diese besteht aus einem Spezialpotentiometer 34 im durch die Widerstände 35 und 36 gebildeten Rückkopplungskreis des Verstärkers 32. Der Abgriff 37 des Potentiometers 34 ist mit dem Abgriff 17 der Sollwert-Eingabevorrichtung 12 mechanisch gekoppelt. Bei einer Änderung der eingegebenen Frequenz bis zum Wert 1 (entsprechend der Nennfrequenz des angeschlossenen Motors) ändert sich die Schlupffrequenz nicht. Zwischen dem einfachen und dem doppelten Wert der Nennfrequenz ändert sich die Schlupffre-

quenz von dem einfachen zum doppelten Wert und bei einer weiteren Erhöhung der eingegebenen Frequenz bleibt die Schlupffrequenz auf dem doppelten Wert.

Bei der Ausführungsform nach Fig. 6 unterscheidet sich die Steuerschaltung 15 von derjenigen nach Fig. 5 im wesentlichen dadurch, dass das Rechenorgan 32 für den Faktor  $1/k_1$  als Rechenorgan 38 dem Dividend-Eingang 24 vorgeschaltet ist. Der Verstärkungsfaktor dieses Rechenorgan ist über ein Umschaltorgan 38' in Abhängigkeit von seiner Eingangsspannung umschaltbar, so dass beim Überschreiten eines Grenzwertes der Magnetisierungsspannung die Schlupffrequenz  $f_2$  allmählich vom einfachen auf den doppelten Wert zunimmt, wie es später in Verbindung mit Fig. 11 erläutert wird. Ausserdem ist ein Vergleichler 39 vorgesehen. Dieser weist einen Verstärker 40 auf, dem über einen Summierwiderstand 41 von einem einstellbaren Potentiometer 42 ein maximaler Leistungswert  $N_{\max}$  und über einen Summierwiderstand 43 die augenblickliche Leistung zugeführt wird. Letztere ergibt sich als Ausgang einer Multiplikationsschaltung 44, der der Spannungsmesswert  $E$  und der Strommesswert  $I$  zugeführt werden. Der Ausgang des Verstärkers 40 ist über eine Diode 45 an den Spannungsregler 8 gelegt. Sobald der einstellbare Wert  $N_{\max}$  erreicht wird, übernimmt dieser Vergleich die Spannungssteuerung der Wechselrichterschaltung.

Ein weiterer Vergleichler 46 weist einen Verstärker 47 auf, dem über einen Summierwiderstand 48 von einem einstellbaren Potentiometer 49 ein maximaler Momentwert  $M_{\max}$  und über einen zweiten Summierwiderstand 50 der Strommesswert  $I$  zugeführt wird. Der Ausgang des Verstärkers 47 ist über eine Diode 51 an den Spannungsregler 8 angeschlossen. Sobald der Wert  $M_{\max}$  überschritten wird, erfolgt die Spannungssteuerung der Wechselrichterschaltung über diesen Vergleichler 46.

Bei der Ausführungsform nach Fig. 7 ist lediglich der Rechenkreis 15 veranschaulicht. Der Rest der Schaltung kann gemäss Fig. 5 oder gemäss Fig. 6 ausgelegt sein. Hier wird der Divisionsschaltung 25 am Dividend-Eingang 24 über ein Rechenorgan 52 ein mit dem Faktor  $1/k_1$  behafteter Spannungsmesswert  $E$  zugeführt. Der Strommesswert gelangt an den Divisor-Eingang 26 und kann mittels des Mindeststromgebers 30 korrigiert werden. Der Quotient wird einer Subtraktionsschaltung 53 zugeführt, in welcher ein Wert  $k_2/k_1$  abgezogen wird, der an einem Potentiometer 54 einstellbar ist. Bei diesem Rechenkreis wird die Rechengrösse  $f'$  nach der Gleichung (5) berechnet.

Fig. 8 zeigt eine Schaltung entsprechend Fig. 3. Die Sollwert-Eingabevorrichtung führt die eingegebene Frequenz  $f$  in Form einer Impulsreihe zu. Hiermit wird der Frequenzregler 11 direkt beaufschlagt. Ein Digital-Analog-Umwandler 116 setzt das Signal in eine analoge Spannung um. Diese wird über ein Rechenorgan 117, in welchem das Produkt  $k_1 \cdot f$  gebildet wird, einer Summationsschaltung 118 zugeführt, in welchem dem Produkt der konstante Wert  $k_2$  hinzugefügt wird, welcher an einem Potentiometer 119 abgreifbar ist. Das Additionsergebnis wird dem Divisor-Eingang 120 einer Divisionsschaltung 121 zugeleitet, deren Dividend-Eingang 123 mit dem Spannungsmesswert  $E$  versorgt wird. Auf diese Weise ergibt sich die Rechengrösse  $I'$ . Diese wird über einen Summierwiderstand 124 dem invertierenden Eingang eines Verstärkers 123 des Vergleichers zugeführt. Diesem Eingang wird ausserdem über einen Summierwiderstand 124' das Strommesssignal  $I$  zugeleitet, das mit Hilfe eines Mindeststromgebers 30 korrigiert werden kann. Diese Schaltung ergibt nach Gleichung (7) eine konstante Schlupffrequenz.

Die beiden zu vergleichenden Wert  $I$  und  $I'$  werden ausserdem einer Subtraktionsschaltung 125 zugeleitet. Die Differenz beeinflusst eine Grenzwertschaltung, die aus zwei antiparallel geschalteten Zenerdioden besteht und daher bei klei-

nen Differenzen kein Ausgangssignal, bei grösseren Differenzen dagegen ein verhältnismässig grosses Ausgangssignal über einen Widerstand 127 an eine Additionsschaltung 128 abgibt. In ihr wird das Frequenzeingabesignal  $f$  in der Weise korrigiert, dass bei zu grosser Beschleunigung oder zu grosser Verzögerung das dem Rechenkreis zugeführte Frequenzsignal im Sinne einer kleineren Abweichung zu der aus dem Messwerten berechneten Frequenz des Motors korrigiert wird.

Ein Vergleichler 129 weist einen Verstärker 130 auf, dessen invertierendem Eingang über einen Summierwiderstand 131 ein maximaler Stromwert  $I_{\max}$  von einem Potentiometer 132 und über einen Summierwiderstand 133 der Strommesswert  $I$  zugeführt wird. Der Verstärkerausgang 130 ist über eine Diode 134 und einen Widerstand 135 ebenfalls mit dem einen Eingang des Additionsgliedes 128 verbunden. Wenn der eingestellte Wert  $I_{\max}$  überschritten wird, ergibt sich ein Korrektursignal, mit welchem die dem Rechenkreis zugeführte Frequenz gegenüber dem eingestellten Sollwert  $f$  verringert wird.

Ein weiterer Vergleichler 136 weist einen Verstärker 137 auf, dessen invertierendem Eingang über einen Summierwiderstand 138 ein maximaler Spannungswert  $U_{\max}$  von einem einstellbaren Potentiometer 139 und über einen zweiten Summierwiderstand 140 der Spannungsmesswert  $E$  zugeführt wird. Der Verstärkerausgang ist über eine Diode 141, die gegenüber der Diode 134 entgegengesetzt gepolt ist, und einen Widerstand 142 ebenfalls an den einen Eingang der Additionsschaltung 128 angeschlossen. Wenn eine maximale Spannung  $U_{\max}$  überschritten wird, erfolgt eine Korrektur des Frequenzeingabesignals in der Weise, dass die dem Rechenkreis zugeführte Frequenz sich erhöht.

In Fig. 9 ist ein Rechenkreis 115 dargestellt, der nach der Gleichung (8) arbeitet. In ihm wird das Strommesssignal  $I$  in einem Rechenorgan 143 mit dem Faktor  $k_2$  versehen. Dieses Produkt wird dem Minus-Eingang einer Subtraktionsschaltung 144 zugeführt, deren Plus-Eingang das Spannungsmesssignal  $E$  zugeführt wird. Das Subtraktionsergebnis wird dem Dividend-Eingang 145 einer Divisionsschaltung 146 zugeleitet, deren Divisoreingang 147 mit dem Frequenzeingabesignal  $f$  versorgt wird. Der Quotient wird in einem Rechenorgan 148 mit dem Faktor  $1/k_1$  behaftet. Dies ergibt die Rechengrösse  $I'$ , die im Vergleichler 114 mit dem Strommesswert  $I$  verglichen wird.

Wegen der Zufuhr des Frequenzeingabesignal  $f$  als Impulsreihe, ist die Divisionsschaltung 146 in der Weise ausgelegt, dass ein Integrator 149 das am Eingang 145 anstehende Signal zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen, die über den Eingang 147 zugeführt werden, integriert. Das Integrationsergebnis wird jeweils an einen Speicher 150 übertragen, so dass es auch während des Integrationsverlaufs zur Verfügung steht. Gleichzeitig mit oder unmittelbar nach der Übertragung in den Speicher wird der Integrator auf Null zurückgeführt.

Die Schaltung der Fig. 10 entspricht Fig. 4 und arbeitet nach der Gleichung (9). Der Rechenkreis 215 weist eine Multiplikationsschaltung 216 auf, deren einem Eingang 217 der Frequenzeingabewert von einem Potentiometer 218 über einen Widerstand 219 und deren anderem Eingang 220 der durch den Mindeststromgeber 30 korrigierte Strommesswert  $I$  über ein Rechenorgan 221, in welchem der Strommesswert mit dem Faktor  $k_1$  behaftet wird, zugeführt werden. Das Produkt wird einem Eingang einer Additionsschaltung 222 zugeführt, an dessen anderen Eingang der Ausgang eines mit dem Strommesswert  $I$  versorgten Rechenorgans 223 angeschlossen ist, so dass diesem Eingang das Produkt  $I \cdot k_2$  zugeführt wird. Das Summationsergebnis entspricht der Rechengrösse  $E'$  der Spannung. Diese wird über einen Summierwiderstand 224 dem invertierenden Eingang eines Verstärkers 225 des Vergleichers 214 zugeleitet. Dem gleichen Eingang wird über



einen Summierwiderstand 226 des Spannungsmesssignal E zugeführt. Der Ausgang des Verstärkers steuert über eine Diode 227 den Spannungsregler 8.

Dem Rechenorgan 221 ist eine Divisionsschaltung 228 vorgeschaltet, deren Dividend-Eingang 229 dem Strommesswert I zugeleitet wird. Normalerweise herrscht am Divisoreingang 230 der Wert 1, der an einem aus einem Festwiderstand 231 und einem Spezialpotentiometer 232 bestehenden Spannungsteiler abgegriffen wird. Die Abgriffe 233 der Sollwert-einstellvorrichtung 234 und des Spezialpotentiometers 232 sind mechanisch miteinander in folgender Weise verbunden: Wenn der Frequenzeingabewert zwischen Null und der Nennfrequenz des Motors liegt, hat der Divisor den Wert 1. Zwischen der einfachen und der doppelten Nennfrequenz nimmt der Divisor von 1 auf 2 zu. Oberhalb der doppelten Nennfrequenz bleibt der Divisor auf dem Wert 2. Dies entspricht in der Wirkung der Anordnung nach Fig. 5.

Ausserdem ist ein zweiter Rechenkreis 235 vorgesehen. In einer Subtraktionsschaltung 236 wird von dem Spannungsmesswert E das Produkt  $I \cdot k_2$  abgezogen. Das Subtraktionsergebnis wird dem Dividend-Eingang 237 einer Divisionsschaltung 238 zugeführt, dessen Divisoreingang 239 mit dem Produkt  $I \cdot k_1$  versorgt wird. Am Ausgang ergibt sich daher eine Rechengrösse  $f''$ , die sich nach folgender Gleichung berechnet

$$f'' = \frac{E - I \cdot k_2}{I \cdot k_1} \quad (10)$$

Diese Gleichung entspricht der Gleichung (6). Diese Rechengrösse  $f''$  wird in einer Subtraktionsschaltung 240 mit dem Frequenzeingabewert  $f$  verglichen. Die Differenz dient als Eingangssignal für eine Grenzwertschaltung 241, die der Grenzwertschaltung 126 entspricht. Ihr Ausgangswert wird über einen Widerstand 242 einer Additionsschaltung 243 zugeführt, so dass der Frequenzeingabewert  $f$  korrigiert werden kann, wenn die aus den Messwerten berechnete Frequenz  $f''$  einen zu grossen Unterschied von der tatsächlichen eingegebenen Frequenz  $f$  hat.

In Fig. 11 ist die Arbeitskennlinie des als Verstärker ausgelegten Rechenorgans 38 veranschaulicht. Sein Eingangswert  $E - I \cdot k_2$  entspricht der Magnetisierungsspannung. Da bei höheren Motorfrequenzen und konstanter Schlupffrequenz diese Magnetisierungsspannung über die am Wechselrichter-eingang zur Verfügung stehende maximale Spannung hinausgeht, wird diese konstante Schlupffrequenz nur bis kurz unter die Nennspannung (Grenzwert  $G$ ), dargestellt durch 100%  $E_{\max}$  aufrechterhalten. Anschliessend erfolgt eine derartige Korrektur, dass dem Eingangswert 100%  $E_{\max}$  auch der Ausgangswert 100%  $E_{\max}$  entspricht, was eine Änderung der Schlupffrequenz in diesem oberen Spannungsgebiet nach sich zieht.

In Fig. 12 ist die Arbeitsweise des Mindeststromgebers 30 zu sehen. Wenn der Strommesswert  $I$  und damit auch der Motorwirkstrom  $I_1$  sich auf der Linie A dem Wert Null nähert, übernimmt der Mindeststromgeber 30 längs der Linie B die Signalgabe. Der Wert  $I_{\text{kor}}$ , der im Rechenkreis wirksam ist, kann daher nie unter einen vorgegebenen Wert, z.B. 22%, was annähernd einem Mindestmoment von 5% entspricht, sinken.

Fig. 13 ist das Moment-Frequenz-Arbeitsdiagramm einer Wechselrichterschaltung entsprechend Fig. 6. Der Arbeitsbereich erstreckt sich über eine Frequenz von 0–300% der Nennfrequenz  $f_{1 \text{ nenn}}$  des Motors. Im gesamten Arbeitsbereich ist der Mindeststromgeber 30 wirksam. Aus diesem Grund entfällt der Bereich C für die Regelung. Zwischen Null und etwa 100% der Nennfrequenz ist lediglich das Drehmoment durch die Horizontale  $M = 100\%$  begrenzt. Dies erfolgt durch die

Einstellung des Potentiometers 49. Für jeden Arbeitspunkt, der zwischen der Linie  $M = 100\%$  und dem Bereich C liegt, ergibt sich für jedes beliebige Moment eine konstante Motordrehzahl, die durch die eingegebene Frequenz  $f$  und die mittels des Faktors  $1/k_1$  gewählte Schlupffrequenz bestimmt ist. Im Frequenzbereich zwischen 100 und 200% lassen sich diese Verhältnisse bis zur Linie  $f_2 = 100\%$  aufrechterhalten. Bei einem höheren Moment tritt eine höhere Magnetisierungsspannung auf, die zum Umschalten des Regelorgans 38 entsprechend Fig. 11 führt. Dies hat zur Folge, dass bei höheren Momenten die Schlupffrequenz allmählich auf den doppelten Wert anwächst. Als obere Begrenzung ist hier die Maximalleistung  $N_{\max}$ , die durch das Potentiometer 42 eingestellt worden ist, wirksam, die zu einer Hyperbel  $N = 100\%$  führt. Der Motor lässt sich sogar im Frequenzbereich von etwa 200–300% betreiben, wobei dieselben Verhältnisse wie zuvor gelten. Lediglich die obere Begrenzung wird durch die Linie  $f_2 = 200\%$  vorgegeben, weil bei einer weiteren Erhöhung der Schlupffrequenz der Kippunkt unterschritten werden würde. Aus alledem ist ersichtlich, dass mit Hilfe der Wechselrichterschaltung ein Motor über einen ausserordentlich grossen Frequenzbereich und über einen ausserordentlich grossen Momentbereich, nämlich die weisse Flächen D unabhängig vom Moment mit konstanter Drehzahl betrieben werden kann und dass auch bei höheren Frequenzen noch ein Betrieb im Bereich E möglich ist, wenn man eine Schlupffrequenzvergrösserung auf das Doppelte zulässt.

Bei dem Diagramm nach Fig. 14, das beispielsweise der Ausführungsform nach Fig. 5 entspricht, sind die oberen Begrenzungen dieselben wie im Diagramm der Fig. 13. Aufgrund des mit dem Frequenzeingabe-Potentiometer 16 mechanisch gekoppelten Potentiometers 34 ergeben sich hierbei aber unterhalb der oberen Grenzkurven unterschiedliche Verhältnisse. Bis zur Nennfrequenz sind keine Unterschiede vorhanden. Im Frequenzbereich von etwa 100 bis 200% steigt die Schlupffrequenz proportional mit dem Frequenzzuwachs. Zwischen 200 und 300% ist die doppelte Schlupffrequenz konstant. Da hier jedem Frequenzeingabesignal  $f$  eine konstante Schlupffrequenz  $f_2$  zugeordnet ist, ergeben sich für alle zulässigen Momente keine Abweichungen von der eingestellten Drehzahl.

Mit Hilfe des Prinzips der vorliegenden Wechselrichterschaltung lassen sich ausserordentlich hohe Genauigkeiten bei der Drehzahlkonstanz erreichen. Mit einem gewöhnlichen Asynchronmotor kann auf diese Weise jede eingestellte Drehzahl bis auf 10% der maximalen Drehzahl innerhalb einer Toleranz von  $\pm 0,5\%$  innerhalb des gesamten Belastungsbereichs von Null bis Vollast-Drehmoment konstant gehalten werden.

Noch höhere Ansprüche lassen sich mit der Schaltung nach Fig. 15 erfüllen, die weitgehend der Fig. 6 entspricht, so dass diesbezüglich auch dieselben Bezugszeichen verwendet werden, aber noch weitere Schaltungsbestandteile enthält. Zur besseren Veranschaulichung sind einige Schaltungsteile als Funktionsblöcke veranschaulicht, bei denen jeweils in Koordinaten-Darstellung des Eingangssignal auf der Abszisse und das Ausgangssignal auf der Ordinate aufgetragen ist.

In den Pfad des Strommesssignals  $I$  ist ein Verstärker 55 mit veränderbarem Verstärkungsfaktor  $A$  geschaltet. Dies erlaubt es, Motoren verschiedener Grösse an dieselbe Wechselrichterschaltung anzuschliessen, obwohl die Wechselrichterschaltung selbst nur für eine bestimmte Motorgrösse ausgelegt ist.

Wenn ein Motor angeschlossen wird, der eine kleinere Nennleistung hat als die Nennleistung der Wechselrichterschaltung, würde der Vollaststrom des kleineren Motors einem Teillaststrom des grösseren Motors entsprechen. Infolgedessen wäre der kleinere Motor bei Vollast untermagneti-

siert und hätte auch bei jeder Teillast eine zu geringe Magnetisierung. Damit ergäbe sich eine unerwünscht grössere Schlupffrequenz und damit die Möglichkeit, dass das Kippmoment des Motors überschritten wird. All diese Nachteile lassen sich auf einfache Weise durch eine Erhöhung des Verstärkungsfaktors A im Verstärker 55 beheben. Wenn beispielsweise ein Motor mit der halben Nennleistung angeschlossen wird, braucht lediglich der Verstärkungsfaktor A verdoppelt zu werden. Alle Vorgänge in der Wechselrichter-schaltung laufen dann beim halben Motorstrom ab.

Das Strommesssignal wird der Rechenschaltung 15 über ein Zeitglied 56, insbesondere ein RC-Glied, zugeführt. Die Zeitkonstante dieses Gliedes, die beispielsweise 0,2 s betragen kann, sorgt dafür, dass sich eine gewisse Welligkeit des Wechselrichterstromes nicht im Rechenkreis 15 auswirkt.

Insbesondere ändert sich nicht die Frequenz des Wechselrichters unter dem Einfluss dieser Stromwelligkeit. Diese Zeitkonstante beeinflusst zwar auch die Geschwindigkeit, mit der die Wechselrichterschaltung auf einen neuen Arbeitspunkt übergeht. Die Zeitkonstante lässt sich aber ohne weiteres so wählen, dass der Einfluss der Stromwelligkeit zwar unterdrückt wird, die Annäherung an einen neuen Arbeitspunkt aber ausreichend rasch vor sich geht.

Der Spannungsmesswert E wird nicht nur der Rechenschaltung 15, sondern auch einem Bandpassfilter 57 zugeführt, das für Gleichspannung undurchlässig ist, aber eine Wechselspannungskomponente in Abhängigkeit von ihrer Frequenz mehr oder weniger stark durchlässt. Diese Wechselspannungskomponente bildet das Ausgangssignal des Bandpassfilters 57 und wird in einer Mischstufe 58 dem Vergleichs-46 gleichsinnig mit dem Strommesssignal I zugeführt. Der Bandpassfilter ist zweckmässigerweise auf die Resonanzfrequenz des Filterkreises, der bei einem regelbaren Gleichrichter 2 üblich ist, abgestimmt. Auf diese Weise können Pendelungen des nachgeschalteten Motors vermieden werden, wie sie bei einer plötzlichen Laständerung bei Drehmomentsteuerung auftreten. Denn diese Pendelung macht sich durch die Spannungsänderungen bemerkbar. Die Wechselspannungskomponente wirkt als Gegenkopplung.

Da bei dieser Regelung der Maximalstrom des Motors nicht überschritten werden darf, ist ein weiterer Vergleichs-59 vorgesehen, dessen Ausgang über eine Diode 60 mit den Ausgängen der übrigen Vergleichs-14, 39 und 46 verbunden ist. Dieser Vergleichs-59 besitzt eine Subtraktionsschaltung 61, der einerseits das Strommesssignal I und andererseits von einem Spannungsteiler 62 ein festes Referenzsignal als höchstzulässiger Stromwert  $I_{\max}$  zugeführt wird. Dieser Vergleichs-59 übernimmt daher die Steuerung des Spannungsregelsignals  $S_u$ , sobald der Maximalstrom überschritten wird.

Die Schlupffrequenz des Motors darf auch unter extremen Verhältnissen nicht so gross werden, dass das Kippmoment unterschritten wird. Dies tritt in der Regel dann ein, wenn die tatsächliche Schlupffrequenz grösser als das Dreifache der Nennschlupffrequenz ist. Da zwischen Schlupffrequenz und Drehmoment nicht-lineare Verhältnisse vorherrschen, die im Rechenkreis nur mit sehr grossem Aufwand berücksichtigt werden können, empfiehlt es sich, die Schlupffrequenz auf etwa die doppelte Nennschlupffrequenz zu begrenzen. Dies kann beispielsweise durch eine entsprechende Ausgestaltung des umschaltbaren Verstärkers 38, 38' geschehen.

In vorliegender Schaltung ist jedoch eine indirekte Begrenzung durch die Begrenzungsschaltung 63 vorgesehen, die verhindert, dass das Frequenzeingabesignal f einen vorgegebenen Grenzwert überschreitet. Wenn einerseits eine maximale Frequenz durch die Schaltung 63 und andererseits die maximale Belastung durch den Vergleichs-59 festgelegt ist, kann umgekehrt auch die Schlupffrequenz einen vorgegebenen Grenzwert nicht überschreiten.

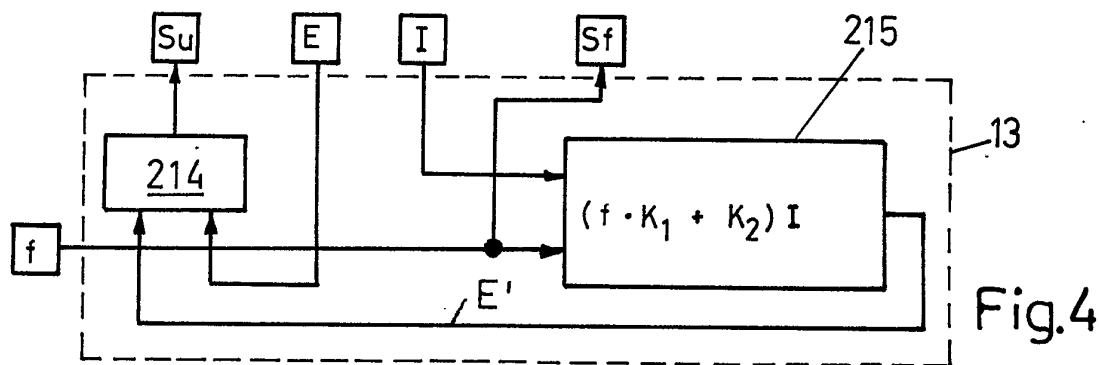
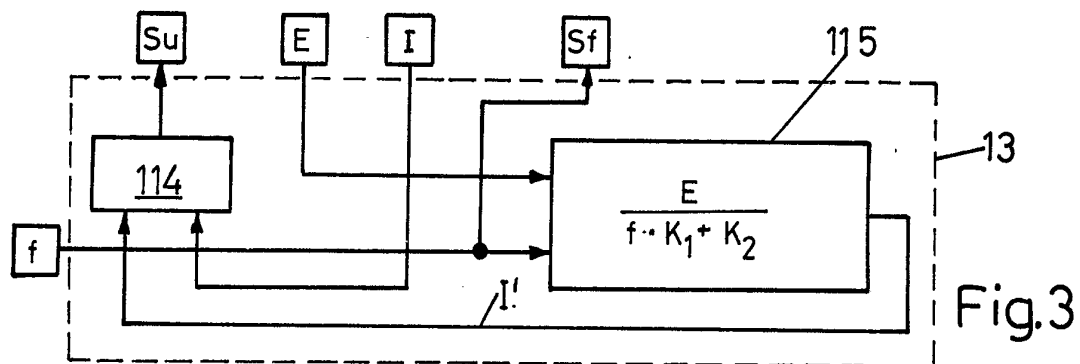
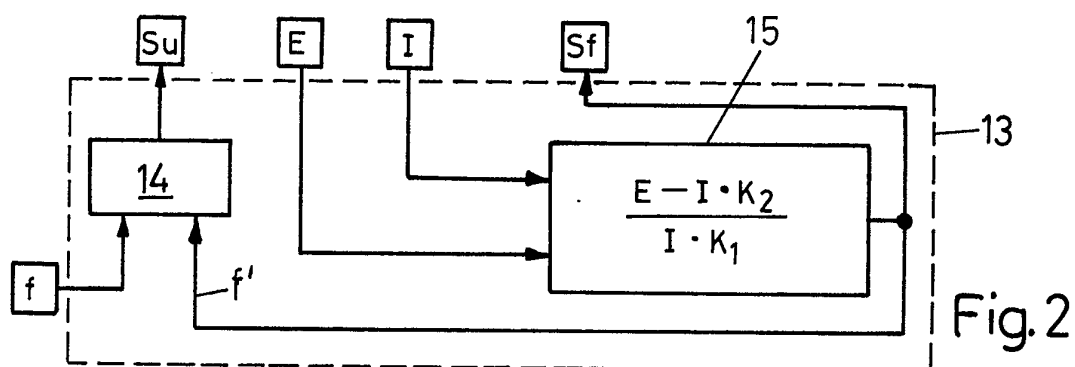
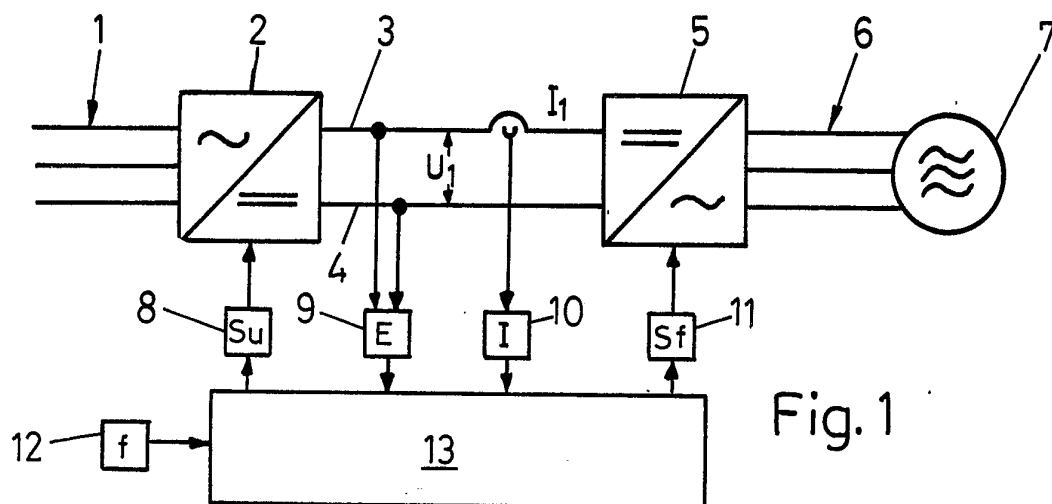
Dies gilt auch dann, wenn noch eine zusätzliche Schlupfkompensation vorgesehen ist. Ein Schlupfkompensationssignalgeber 64 wird von der gleichen Eingangsgrösse wie der Umschaltbare Verstärker 38 beeinflusst, nämlich vom Wert  $E - I \cdot k_2$ . Unter Bezugnahme auf Fig. 11 sei in Erinnerung gerufen, dass bei einem Grenzwert G im umschaltbaren Verstärker 38 der Faktor  $1/k_1$  geändert wird. Bis zu diesem Grenzwert G gibt der Schlupfkompensationssignalgeber 64 ein Schlupfkompensationssignal  $S_k = 0$  ab. Beim Überschreiten dieses Grenzwertes G nimmt das Signal  $S_k$  kontinuierlich zu. Das Signal  $S_k$  ist daher nur wirksam, wenn der für die Schlupffrequenz verantwortliche Faktor  $1/k_1$  vergrössert, z.B. verdoppelt worden ist.

An einem Potentiometer 65 wird ein erstes Schlupfkompensationssignal  $S_{k1}$  abgegriffen und in einer Additionsschaltung aufweisenden Mischstufe 66 dem Frequenzeingabesignal f überlagert. Dies hat zur Folge, dass die Frequenz des Wechselrichters kontinuierlich erhöht wird, wenn die Schlupffrequenz mittels des Verstärkers 38 kontinuierlich herabgesetzt wird. Infolgedessen ergibt sich eine hohe Drehzahlkonstanz. Ein zweites Schlupfkompensationssignal  $S_{k2}$ , das mit dem Schlupfkompensationssignal  $S_k$  identisch sein kann, wird einem Verstärker 67 zugeführt, der zwei Verstärkerkennlinien I und II hat. Bei niedrigen Werten des am Potentiometer 49 eingestellten maximalen Momentwertes  $M_{\max}$ , gilt die Verstärkerlinie I, bei höheren Momentwerten die Verstärkerlinie II. Der Ausgangswert wird in einer Additionsschaltung 68 dem maximalen Momentwert hinzugefügt. Dies hat zur Folge, dass immer dann, wenn ein maximaler Momentwert eingestellt war, der nicht gleich der höchstzulässigen Belastung war, das eingestellte maximale Moment über einen grösseren Drehzahlbereich hinweg konstant gehalten werden kann, wie es in Verbindung mit Fig. 16 erläutert wird.

In Fig. 16 ist, wie in Fig. 13, über der Wechselrichterfrequenz  $f_1$  das Moment M aufgetragen. Es werden drei verschiedene Betriebszustände untersucht, bei denen das maximale Moment auf 100, 75 und 50%, eingestellt war. Dies entspricht Strömen I von 100, 87 und 71%. Diesen Kurven entsprechen oberhalb der Nennfrequenz die Leistungshyperbeln N von 100, 87 und 71%. Es ist ersichtlich, dass bei einer Moment-Einstellung unter 100% das Moment oberhalb einer vorgegebenen Frequenz  $f_1$  absinkt, obwohl noch eine Moment-Reserve vorhanden ist. Diese wird dadurch ausgeschöpft, dass dem eingestellten Momentwert M das Schlupfkompensationssignal  $S_{k2}$  überlagert wird, wobei diese Überlagerung gleichlaufend mit der Erhöhung der Schlupffrequenz  $f_2$  vor sich geht. Durch diese Überlagerung ergeben sich die verlängerten Momenten-Geraden  $M'$  und  $M''$ , aus denen erkennbar ist, dass beispielsweise ein eingestelltes Moment M von 50% bis zur doppelten Nennfrequenz aufrechterhalten werden kann. Zu beachten ist hierbei, dass bei grösseren Momenten, welche die Leistungshyperbel in steileren Abschnitten schneiden, grössere Zuschläge zur Schlupfkompensation erforderlich sind als bei kleineren Momenten. Dies berücksichtigen die beiden Verstärkerkennlinien I und II des Verstärkers 67.

Es ist klar, dass eine höhere Genauigkeit erzielt werden kann, wenn der Verstärkungsgrad kontinuierlich mit dem eingestellten Moment  $M_{\max}$  geändert wird. Die Begrenzung bei einer Wechselrichterfrequenz von  $200\% f_{1 \text{ nenn}}$  ist die Wirkung der Begrenzerschaltung 63.

Die dargestellten Schaltungen sind lediglich Ausführungsbeispiele. Die Rechenkreise lassen sich auch auf andere Weise verwirklichen. Beispielsweise können statt der Divisionsschaltungen Multiplikationsschaltungen angewendet werden, bei denen der Divisor als Kehrwert zugeführt wird. Statt den einen Ausgangswert direkt dem Vergleichs-59 zuzuführen, kann man ihn auch im Rechenkreis behandeln und dann zwei Zwischenergebnisse miteinander vergleichen.



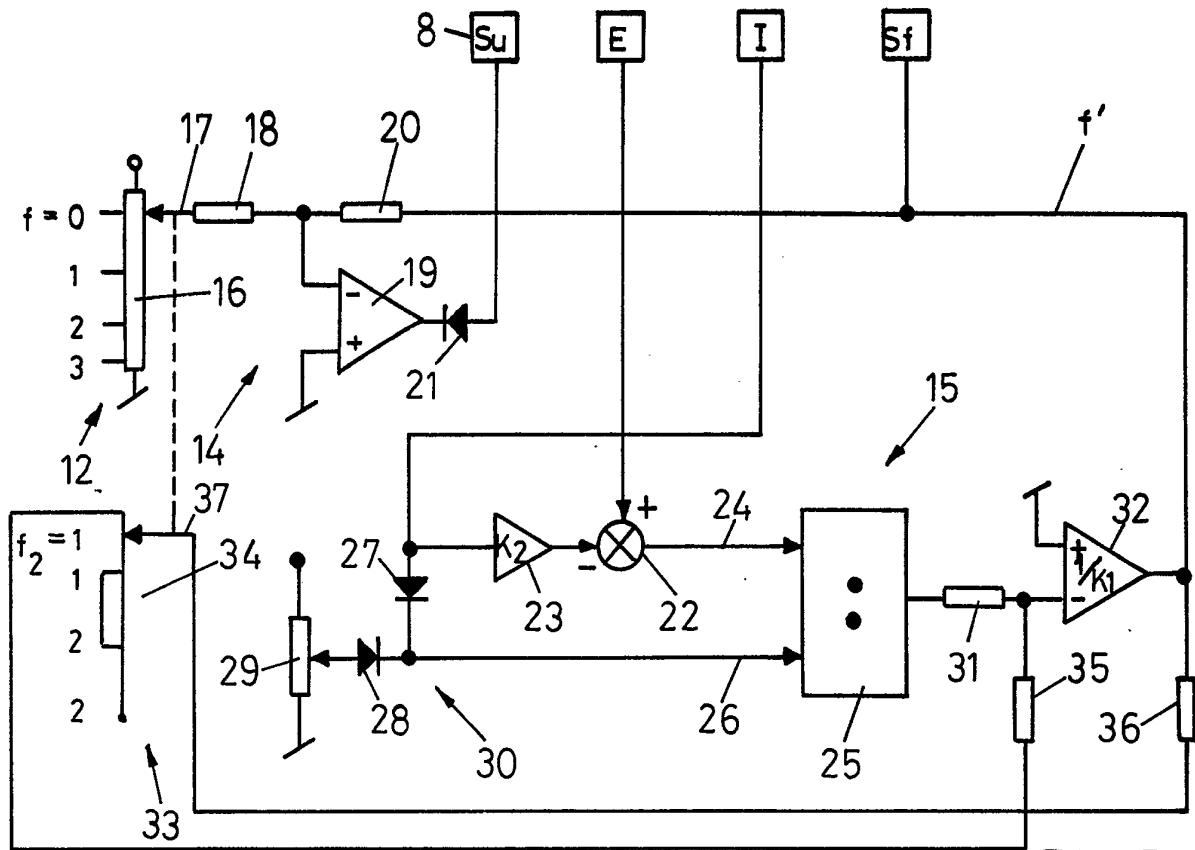


Fig. 5

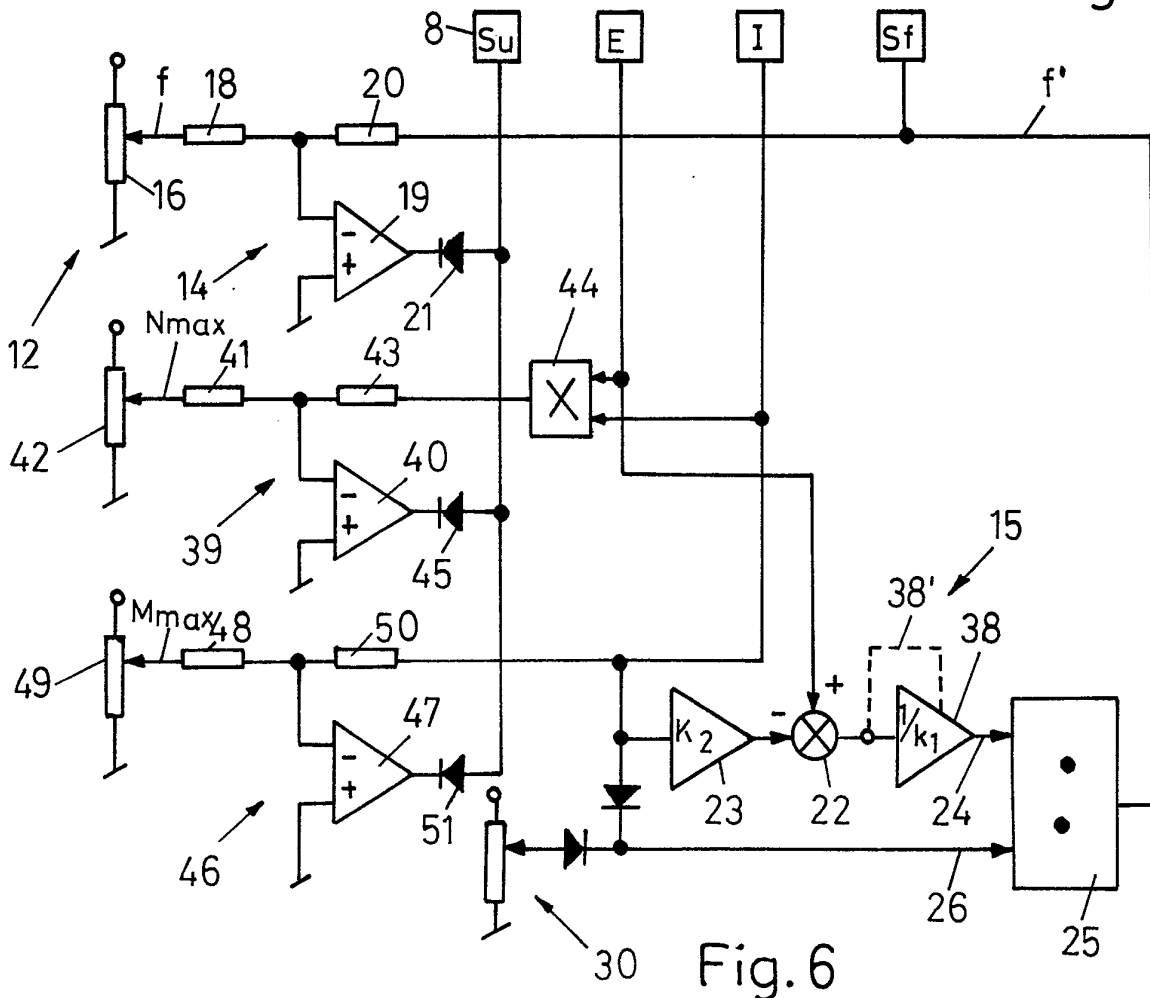
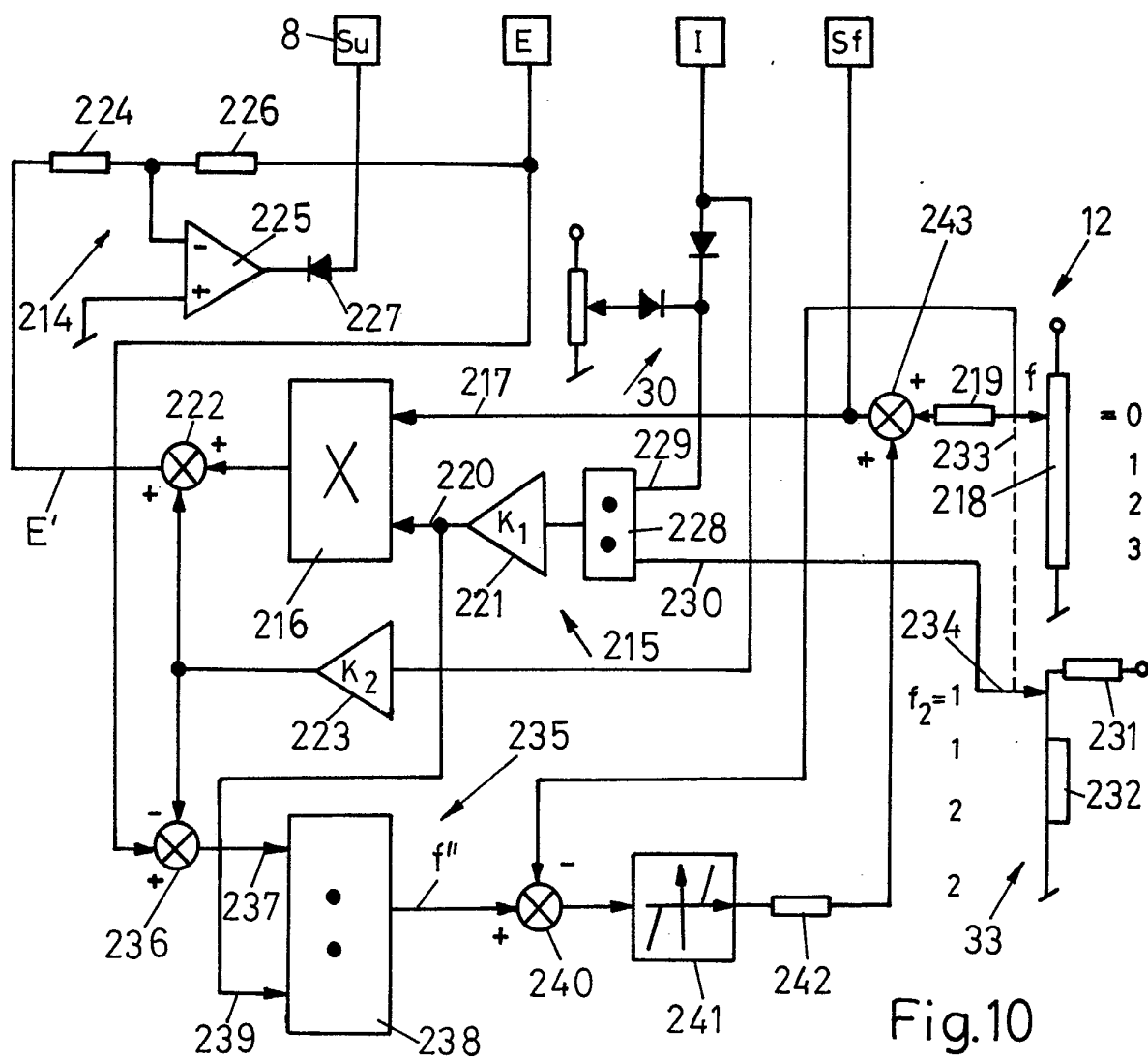
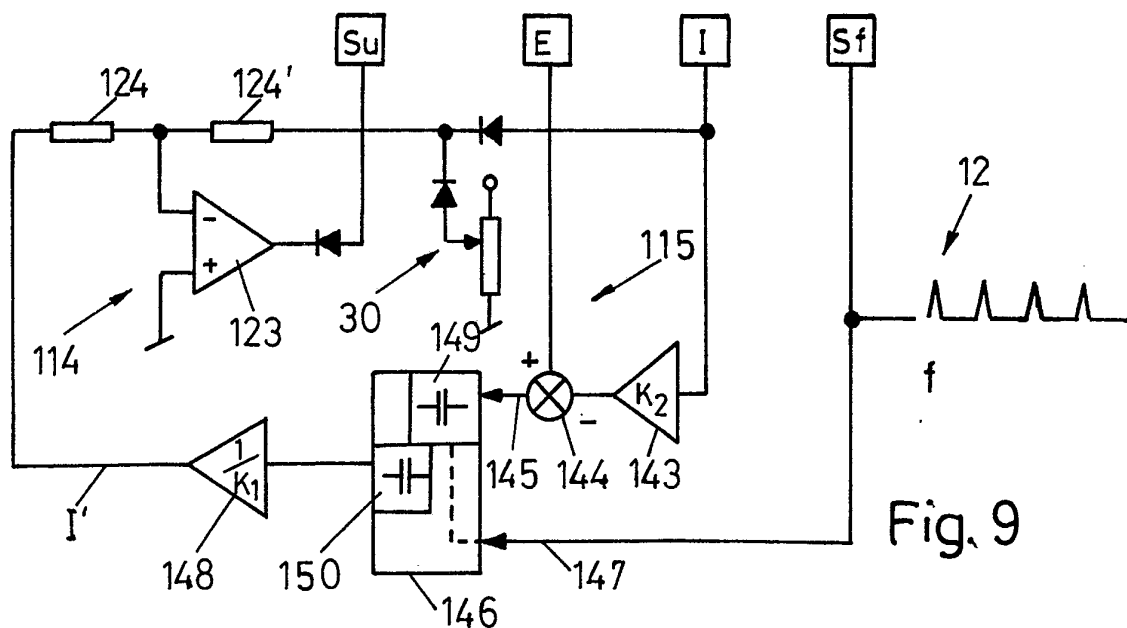


Fig. 6

Fig. 7

Fig. 8





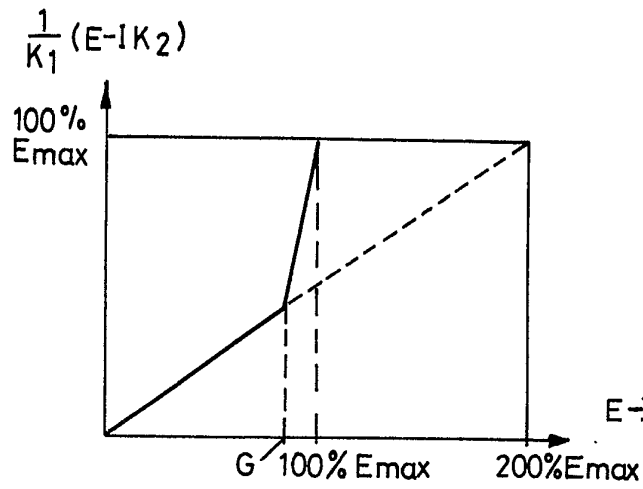


Fig. 11

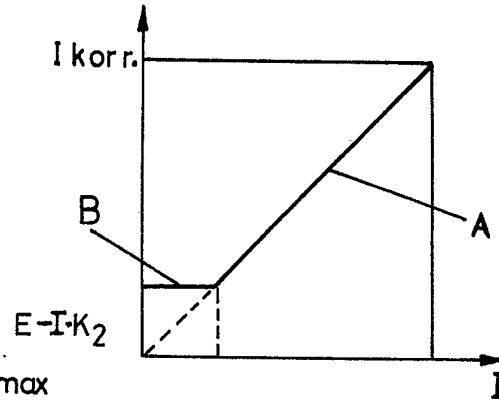


Fig. 12

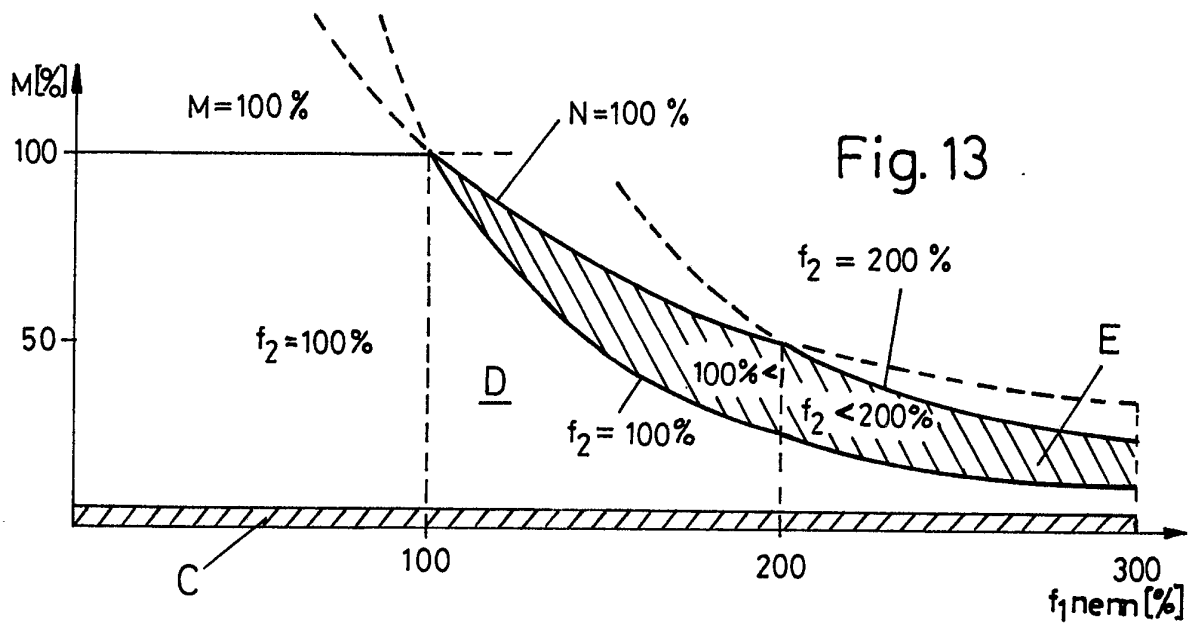


Fig. 13

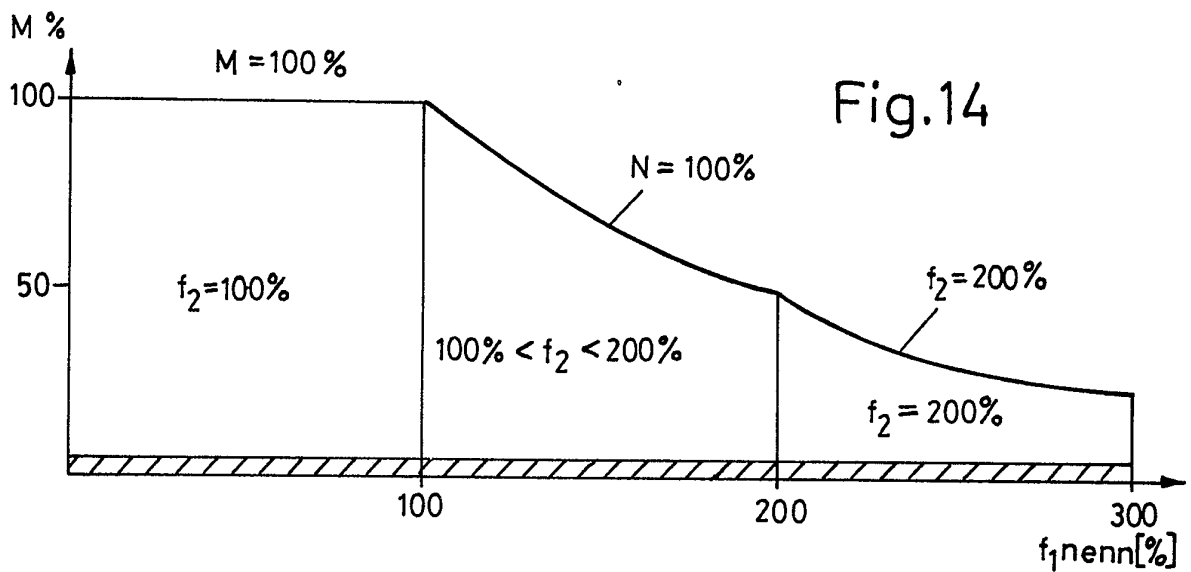


Fig. 14

Fig. 15

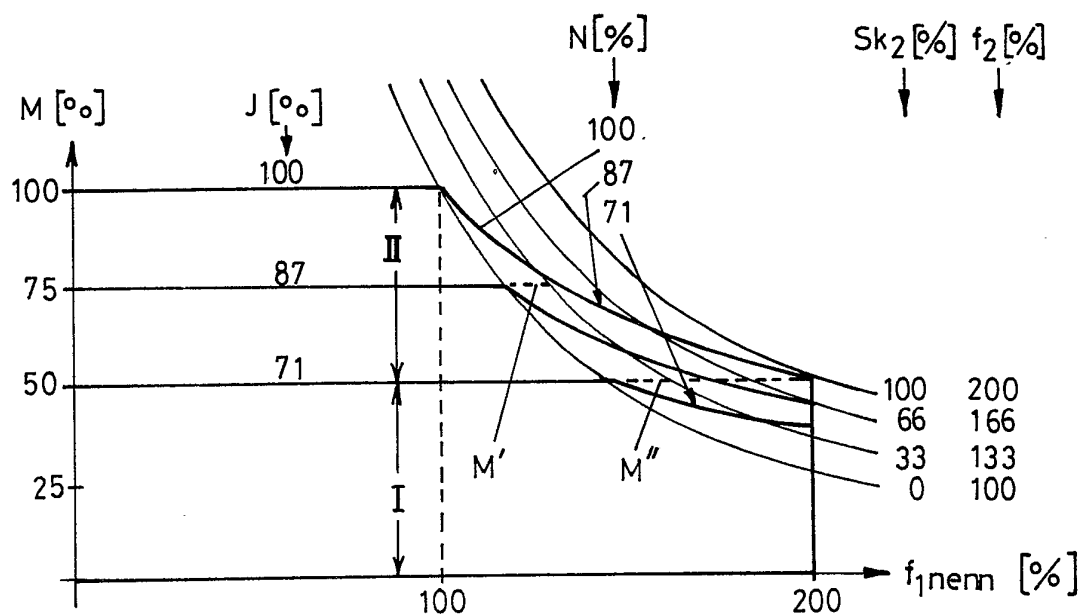
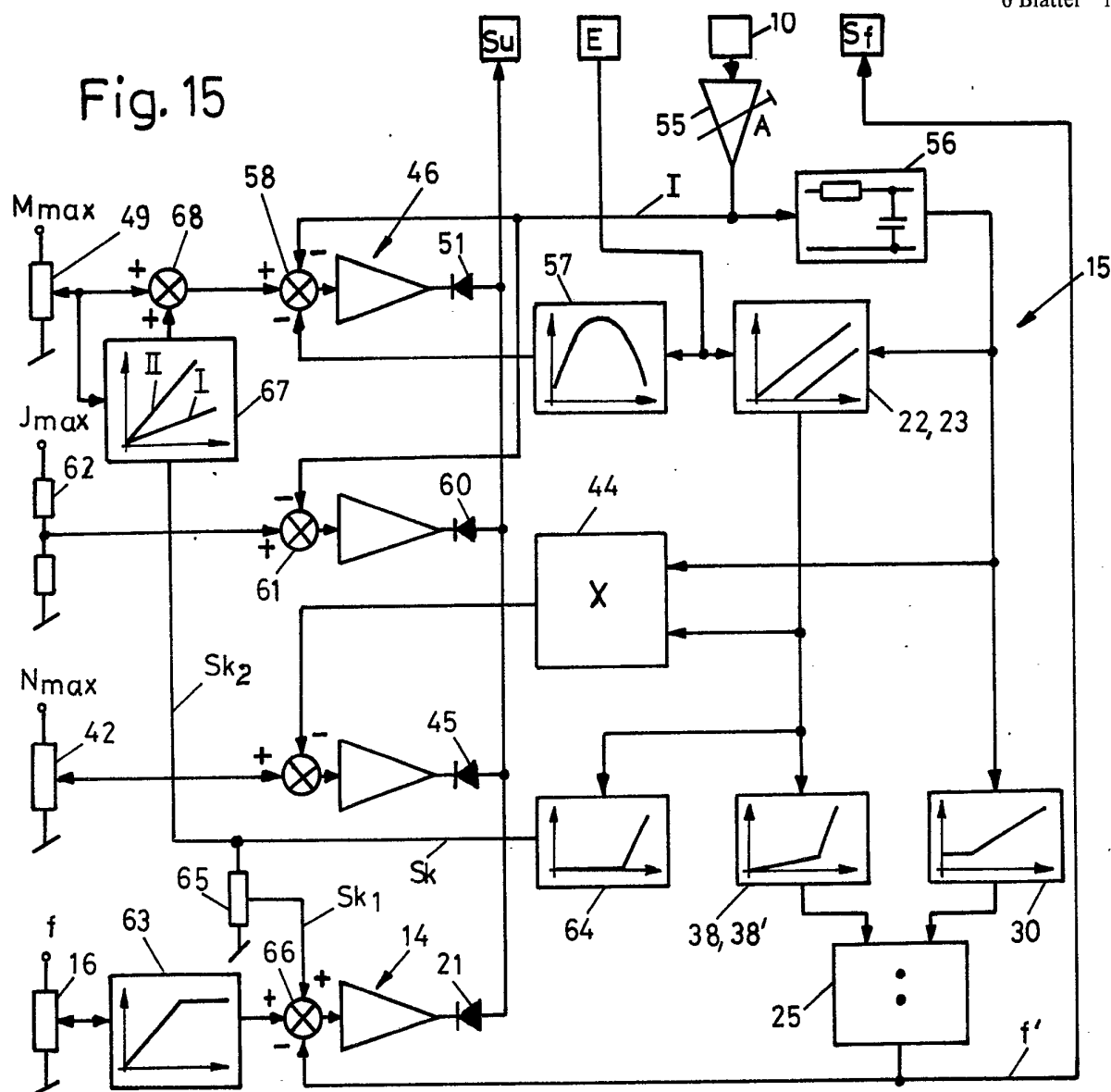


Fig. 16