

(51) Internationale Patentklassifikation ⁷ : H02K 29/00	A2	(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: WO 00/28646
		(43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 18. Mai 2000 (18.05.00)

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP99/07998

(22) Internationales Anmeldedatum: 21. Oktober 1999 (21.10.99)

(30) Prioritätsdaten:
198 51 615.0 9. November 1998 (09.11.98) DE

(71) Anmelder (*für alle Bestimmungsstaaten ausser US*):
PAPST-MOTOREN GMBH & CO. KG [DE/DE];
Hermann-Papst-Strasse 1, D-78112 St. Georgen (DE).

(72) Erfinder; und

(75) Erfinder/Anmelder (*nur für US*): HAHN, Alexander [DE/DE];
Unterdorfstrasse 31, D-88605 Boll (DE). RAPPENECKER,
Hermann [DE/DE]; Krankenhausstrasse 26, D-78147
Vöhrenbach (DE).

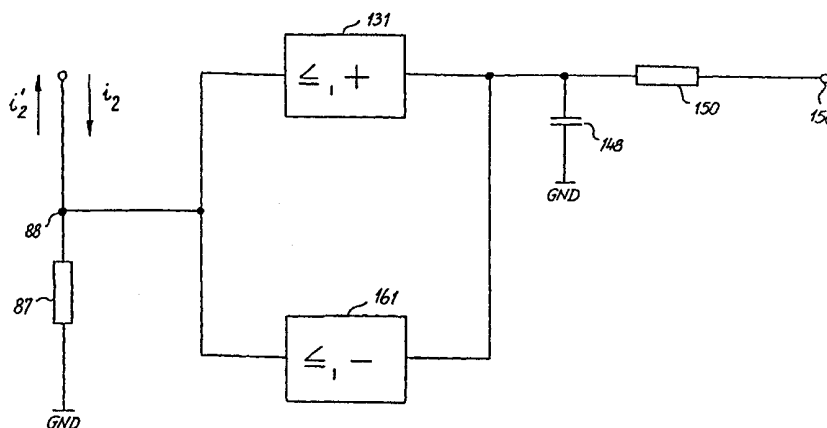
(74) Anwalt: RAIBLE, Hans; Schoderstrasse 10, D-70192 Stuttgart
(DE).

(81) Bestimmungsstaaten: AE, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW, ARIPO Patent (GH, GM, KE, LS, MW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), eurasisches Patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI Patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Veröffentlicht *Ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts.*

(54) Title: ELECTRONICALLY COMMUTATED MOTOR

(54) Bezeichnung: ELEKTRONISCH KOMMUTIERTER MOTOR



(57) Abstract

The invention relates to an electronically commutated motor in which both the drive current (i_2) and the brake current (i_2') are monitored. If the drive current is too high, a pulse duty factor is reduced that influences the current in the motor. If the brake current is too high, said pulse duty factor is increased. To this end, an analogous circuit with two current limiting members (131, 161) is provided and a circuit in which these functions are realized by the software of a microcontroller so that the measurement of current is no longer necessary. A combination of the two methods is also possible according to which hardware current limitation and software current limitation interact.

(57) Zusammenfassung

Bei einem elektronisch kommutierten Motor wird sowohl der Antriebsstrom (i_2) wie der Bremsstrom (i_2') überwacht. Bei zu hohem Antriebsstrom wird ein Tastverhältnis reduziert, das den Strom im Motor beeinflusst, und bei zu hohem Bremsstrom wird dieses Tastverhältnis erhöht. Hierfür wird eine analoge Schaltung mit zwei Strombegrenzungsgliedern (131, 161) angegeben, ebenso eine Schaltung, wo diese Funktionen durch die Software eines Mikrocontrollers realisiert sind und deshalb eine Strommessung entfallen kann, oder schließlich eine Kombination beider Maßnahmen, wobei eine Hardware-Strombegrenzung und eine Software-Strombegrenzung zusammenwirken.

LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AL	Albanien	ES	Spanien	LS	Lesotho	SI	Slowenien
AM	Armenien	FI	Finnland	LT	Litauen	SK	Slowakei
AT	Österreich	FR	Frankreich	LU	Luxemburg	SN	Senegal
AU	Australien	GA	Gabun	LV	Lettland	SZ	Swasiland
AZ	Aserbaidshan	GB	Vereinigtes Königreich	MC	Monaco	TD	Tschad
BA	Bosnien-Herzegowina	GE	Georgien	MD	Republik Moldau	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagaskar	TJ	Tadschikistan
BE	Belgien	GN	Guinea	MK	Die ehemalige jugoslawische Republik Mazedonien	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland			TR	Türkei
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	ML	Mali	TT	Trinidad und Tobago
BJ	Benin	IE	Irland	MN	Mongolei	UA	Ukraine
BR	Brasilien	IL	Israel	MR	Mauretanien	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Island	MW	Malawi	US	Vereinigte Staaten von Amerika
CA	Kanada	IT	Italien	MX	Mexiko	UZ	Usbekistan
CF	Zentralafrikanische Republik	JP	Japan	NE	Niger	VN	Vietnam
CG	Kongo	KE	Kenia	NL	Niederlande	YU	Jugoslawien
CH	Schweiz	KG	Kirgisistan	NO	Norwegen	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	NZ	Neuseeland		
CM	Kamerun			PL	Polen		
CN	China	KR	Republik Korea	PT	Portugal		
CU	Kuba	KZ	Kasachstan	RO	Rumänien		
CZ	Tschechische Republik	LC	St. Lucia	RU	Russische Föderation		
DE	Deutschland	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DK	Dänemark	LK	Sri Lanka	SE	Schweden		
EE	Estland	LR	Liberia	SG	Singapur		

Elektronisch kommutierter Motor

Die Erfindung betrifft einen elektronisch kommutierten Motor mit einem permanentmagnetischen Rotor und einem Stator.

Derartige elektronisch kommutierte Motoren sind in vielen Varianten bekannt.

Es ist eine Aufgabe der Erfindung, einen neuen elektronisch kommutierten Motor bereitzustellen.

Nach der Erfindung wird diese Aufgabe gelöst durch einen elektronisch kommutierten Motor mit einem Rotor und einem Stator, mit einer Statorwicklungsanordnung, welche über eine Vollbrückenschaltung mit Strom aus einer Gleichstromquelle speisbar ist, welche Vollbrückenschaltung in jedem Brückenast einen oberen MOSFET-Transistor, der mit einer positiven Leitung der Gleichstromquelle verbunden ist, und einen unteren Transistor, der mit einer negativen Leitung der Gleichstromquelle verbunden ist, aufweist, mit einer Kommutierungsanordnung zum Kommutieren dieser Transistoren, welche Kommutierungsanordnung dazu ausgebildet ist, in Abhängigkeit zumindest von der Stellung des Rotors bei einem ersten Brückenast nur einen Transistor einzuschalten und bei einem zweiten Brückenast, gesteuert durch ein PWM-Signal, den oberen und den unteren Transistor alternierend einzuschalten, und mit einer Anordnung, welche abhängig von mindestens einer Motorgröße beim Auftreten eines einen vorgegebenen Wert überschreitenden Bremsstromes in der Brückenschaltung das Tastverhältnis dieses PWM-Signals in der Weise verändert, daß der vom Motor generatorisch erzeugte Strom reduziert wird.

Ein derartiger elektronisch kommutierter Motor eignet sich sehr gut für Antriebsaufgaben, bei denen durch äußere Einflüsse eine gewünschte Drehzahl überschritten werden kann, wodurch der Motor bei dieser Art von Brückenschaltung automatisch in den Bremsbetrieb übergeht, und es wird sichergestellt, daß bei diesem Bremsbetrieb vorgegebene Motorgrenzwerte nicht oder nicht wesentlich überschritten werden können.

- 2 -

Eine andere Lösung der gestellten Aufgabe ergibt sich durch einen elektronisch kommutierter Motor mit einem Rotor und einem Stator, mit einer Statorwicklungsanordnung, welche über eine Vollbrückenschaltung mit Strom aus einer Gleichstromquelle gespeist wird, welche Vollbrückenschaltung in jedem Brückenweig einen oberen NMOS-Transistor, der mit einer positiven Leitung der Gleichstromquelle verbunden ist, und einen unteren Transistor, der mit einer negativen Leitung der Gleichstromquelle verbunden ist, aufweist, und dem oberen Transistor eines Brückenzeigs jeweils ein Speicherkondensator zugeordnet ist, der über den unteren Transistor dieses Brückenzeigs ladbar ist und dazu dient, diesen oberen Transistor mit einer Steuerspannung zu versorgen, mit einer Kommutierungsanordnung zum Kommutieren dieser Transistoren, welche Kommutierungsanordnung dazu ausgebildet ist, in Abhängigkeit zumindest von der Stellung des Rotors bei einem ersten Brückenweig nur einen Transistor einzuschalten und bei einem zweiten Brückenweig den oberen und den unteren Transistor alternierend einzuschalten, wobei die Motordrehzahl überwacht wird und bei Unterschreiten eines vorgegebenen Drehzahlwerts nach Ablauf einer vorgegebenen Zeit kurzzeitig die oberen Transistoren der Vollbrückenschaltung gesperrt und die unteren Transistoren der Vollbrückenschaltung kurzzeitig eingeschaltet werden, um die Speicherkondensatoren der oberen Transistoren zu laden und dadurch eine sichere Steuerung dieser oberen Transistoren auch bei niedrigen Drehzahlen oder einem Stillstand des Motors zu gewährleisten.

Man erreicht so, daß bei einem Motor mit einer derartigen Vollbrückenschaltung mit NMOS-Transistoren die Betriebsfähigkeit auch dann gewährleistet ist, wenn die Drehzahl sehr niedrig wird oder sogar auf Null herabsinkt.

Eine andere Lösung der gestellten Aufgabe erhält man durch ein Verfahren zum Betreiben eines elektronisch kommutierten Motors mit einem permanentmagnetischen Rotor und einem Stator, mit einer Statorwicklungsanordnung, welche über eine Vollbrückenschaltung mit Strom aus einer

- 3 -

Gleichstromquelle speisbar ist, welche Vollbrückenschaltung eine Mehrzahl von Brückenzeigen aufweist und in jedem Brückenzeig einen oberen MOSFET-Transistor, der mit einer positiven Leitung der Gleichstromquelle verbunden ist, und einen unteren Transistor, der mit einer negativen Leitung der Gleichstromquelle verbunden ist, aufweist, mit einer Kommutierungsanordnung zum Kommutieren dieser Transistoren, welche Kommutierungsanordnung dazu ausgebildet ist, in Abhängigkeit zumindest von der Stellung des Rotors bei einem ersten Brückenzeig nur einen Transistor einzuschalten und bei einem zweiten Brückenzeig, gesteuert durch ein PWM-Signal, den oberen und den unteren Transistor alternierend einzuschalten, und mit einem Mikroprozessor oder Mikrocontroller, im folgenden Mikroprozessor genannt, mit folgenden Schritten: Im Mikroprozessor wird anhand eines synthetischen Modells des Motors überwacht, ob die dem Motor zugeführte Gleichspannung in einer vorgegebenen Relation zu der im Motor induzierten Spannung steht; wenn die Relation nicht eingehalten wird, wird durch den Mikroprozessor zur Korrektur dieser Relation das Tastverhältnis des PWM-Signals entsprechend verändert, mit dem der obere und der untere Transistor des zweiten Brückenzeigs alternierend eingeschaltet werden, um durch diese Veränderung des Tastverhältnisses einem Überschreiten der vorgegebenen Relation entgegenzuwirken.

Auf diese Weise kann man durch entsprechende Ausgestaltung der Software, nämlich durch ein synthetisches (ggf. vereinfachtes) Modell des Motors, erreichen, daß dieser in einem Bereich arbeitet, in dem er nicht durch Überlastung gefährdet ist. Z.B. könnte bei manchen Motortypen mit hoher spezifischer Leistung durch einen zu hohen Antriebs- oder Bremsstrom ein so hohes Magnetfeld des Stators erzeugt werden, daß der permanentmagnetische Rotor entmagnetisiert wird, und durch das erfindungsgemäße Verfahren kann dies in sehr einfacher Weise verhindert werden, was die Betriebssicherheit entscheidend erhöht.

Eine andere Lösung der gestellten Aufgabe ergibt sich durch einen elektronisch kommutierter Motor mit einem Rotor und mit einem Stator, auf

- 4 -

dem eine Statorwicklungsanordnung angeordnet ist, der eine Vollbrückenschaltung mit einer Mehrzahl von parallelen Brückenzeigen zugeordnet ist, von denen jeder einen oberen Transistor, der mit einer positiven Leitung einer Gleichstromquelle verbunden ist, und einen unteren Transistor, der mit einer negativen Leitung der Gleichspannungsquelle verbunden ist, aufweist, wobei den beiden Transistoren eines Brückenzeigs jeweils eine Ansteuerschaltung zugeordnet ist, welche abhängig von einem ersten Eingangssignal aktivierbar und deaktivierbar ist und im deaktivierten Zustand beide Transistoren des zugeordneten Brückenzeigs sperrt, und welche abhängig von einem zweiten Eingangssignal im durch das erste Eingangssignal aktivierten Zustand so umschaltbar ist, daß entweder der obere Transistor oder der untere Transistor leitend gesteuert wird, ferner mit einem Mikroprozessor oder Mikrocontroller, im folgenden Mikroprozessor genannt, zum Erzeugen des ersten Eingangssignals an einem ersten Ausgang und zum Erzeugen des zweiten Eingangssignals an einem zweiten Ausgang, und mit einem dritten Eingangssignal in Form eines PWM-Signals mit einem steuerbaren Tastverhältnis, welches dritte Eingangssignal der Ansteuerschaltung parallel zum zweiten Eingangssignal von einer PWM-Signalquelle zuführbar ist und nur wirksam wird, wenn der zweite Ausgang des Mikroprozessors in einen vorgegebenen Schaltzustand umgeschaltet ist.

Dadurch gelingt es, das PWM-Signal erst kurz vor der Ansteuerschaltung einzuschleusen, was die Schaltung extrem vereinfacht, wobei der Mikroprozessor trotzdem die volle Kontrolle über die Ansteuerschaltung behält, so daß er - unabhängig vom PWM-Signal - den oberen und den unteren Transistor des zugeordneten Brückenzeigs ansteuern kann (z.B. bei der Verwendung als Ladungspumpe), andererseits aber nach der Umschaltung des zweiten Ausgangs des Mikroprozessors in den vorgegebenen Schaltzustand die Steuerung dieses Brückenzeigs durch das PWM-Signal ermöglicht, z.B. zur Regelung eines Motorparameters.

Weitere Einzelheiten und vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung ergeben sich aus den im folgenden beschriebenen und in der Zeichnung dargestellten, in keiner Weise als Einschränkung der Erfindung zu

verstehenden Ausführungsbeispielen, sowie aus den Unteransprüchen. Es zeigt:

- Fig. 1 ein Übersichtsschaltbild einer ersten Ausführungsform eines erfindungsgemäßen elektronisch kommutierten Motors,
- Fig. 2 eine Tabelle, welche die Ausgangssignale der Rotorstellungssensoren und in Abhängigkeit davon die Steuerung der Vollbrückenschaltung 78 der Fig. 1 darstellt,
- Fig. 3 ein elektrisches Ersatzschaltbild, welches nur Teile der Vollbrückenschaltung 78 der Fig. 1 zeigt, um die Erfindung besser erläutern zu können,
- Fig. 4A bis 4F zeigen schematische Diagramme der in Fig. 3 auftretenden Spannungen, Ströme und Leistungen bei einer wechselseitigen Taktung,
- Fig. 5 eine Strombegrenzungsanordnung zum Begrenzen des Antriebsstromes im Motor der Fig. 1,
- Fig. 6 eine Strombegrenzungsanordnung zur Begrenzung des Bremsstromes beim Motor der Fig. 1,
- Fig. 7 eine Darstellung, welche eine kombinierte Strombegrenzungsanordnung für die Begrenzung des Antriebsstromes und die Begrenzung des Bremsstromes bei einem Motor der Fig. 1 zeigt,
- Fig. 8 ein Übersichtsschaltbild zur Erläuterung einer bevorzugten Ausführungsform eines erfindungsgemäßen Motors,
- Fig. 9 eine Darstellung zur Erläuterung eines analogen PWM-Generators, wie er mit Vorteil beim Motor gemäß Fig. 8 verwendet werden kann,

Fig. 10A und 10B Schaubilder zur Erläuterung von Fig. 9,

Fig. 11 eine Einzeldarstellung zur Erläuterung der Ansteuerung eines Brückenzeigs bei der Anordnung gemäß Fig. 8,

Fig. 12 eine Darstellung, welche die Ausgangssignale der Rotorstellungssensoren 111, 112, 113 gemäß Fig. 1 und ein kombiniertes Rotorstellungssignal zeigt, welches aus diesen Rotorstellungssignalen zusammengesetzt ist,

Fig. 13 ein Flußdiagramm, welches die Abläufe beim sogenannten Pumpen bei einem erfindungsgemäßen Motor zeigt,

Fig. 14A und 14B Schaubilder zur Erläuterung der Wirkungsweise von Fig. 13,

Fig. 15 eine Prinzipdarstellung zur Erläuterung der Wirkungsweise einer digitalen Drehzahlregelanordnung, wie sie bei der vorliegenden Erfindung mit besonderem Vorteil Verwendung finden kann,

Fig. 16 ein Flußdiagramm zur Realisierung der Regelanordnung gemäß Fig. 15,

Fig. 17 eine stark vereinfachte Anordnung zur Erläuterung des Flußdiagramms der Fig. 16,

Fig. 18 eine Darstellung eines PWM-Signals und der hierbei auftretenden Signalformen und Zeiten,

Fig. 19 ein Motordigramm zur Erläuterung des elektronisch kommutierten Motors nach den vorhergehenden Figuren,

Fig. 20 einen Schritt eines Flußdiagramms, der als Variante in der Regelanordnung aus Fig. 16 verwendet werden kann,

- Fig. 21 ein Motordigramm zur Erläuterung einer vereinfachten Strombegrenzung,
- Fig. 22 einen Ausschnitt eines Flußdiagramms, der als Variante in der Regelanordnung in Fig. 16 verwendet werden kann und zur Realisierung von Fig. 21 dient,
- Fig. 23 ein Flußdiagramm zur Erläuterung der Begrenzung der Betriebsspannung U_B des Motors, die ihm über einen Gleichstrom-Zwischenkreis zugeführt wird,
- Fig. 24 eine schematische Darstellung zur Erläuterung des Flußdiagramms der Fig. 23,
- Fig. 25 einen Funktionsmanager, wie er bevorzugt bei einem erfindungsgemäßen Motor verwendet werden kann,
- Fig. 26 eine Darstellung eines Steuerworts mit acht Bit, welche dazu dienen, in einem Funktionsmanager (Fig. 25) Prioritäten für den Ablauf von Vorgängen im erfindungsgemäßen Motor festzulegen,
- Fig. 27 ein Motordigramm zur Erläuterung einer sehr vorteilhaften Variante der Strombegrenzung,
- Fig. 28 einen Schritt eines Flußdiagramms, der als Variante in der Regelanordnung aus Fig. 16 verwendet werden kann und zur Realisierung der Variante gemäß Fig. 27 dient,
- Fig. 29 ein Flußdiagramm für eine Kommutierungsfunktion, die zur Kommutierung der Endstufe 78 dient,
- Fig. 30 eine bevorzugte Variante der Anordnung gemäß Fig. 1, die mit einem synthetischen Motormodell arbeitet,

Fig. 31 ein elektrisches Ersatzschaltbild wie in Fig. 3, welches nur Teile der Vollbrückenschaltung 78 der Fig. 1 zeigt, und eine andere Art der Ansteuerung der Brücke betrifft, und

Fig. 32 eine Variante nach Fig. 8, wie sie zur Ansteuerung der Variante nach Fig. 31 benötigt wird.

Motor

Fig. 1 zeigt einen dreiphasigen elektronisch kommutierten Motor (ECM) 32 mit den Wicklungsanschlüssen L1, L2 und L3 und einer als Vollbrücke ausgebildeten Endstufe 78 mit drei Brückenzeigen.

Eine Wechselspannung aus einer Wechselspannungsquelle 70 wird in einem Gleichrichter 72 gleichgerichtet und einem Gleichstromzwischenkreis 73, 74 (DC link) zugeführt. Ein Kondensator 75 glättet die Gleichspannung U_B am Zwischenkreis 73, 74, welche den einzelnen Brückenzeigen der Vollbrücke 78 zugeführt wird. Diese kann an einem Anschluß 76 gemessen werden. Als Leistungsschalter werden in diesem Ausführungsbeispiel sowohl für die oberen Leistungsschalter 80, 82 und 84 als auch für die unteren Leistungsschalter 81, 83 und 85 N-Kanal MOSFETs verwendet. Zu den Leistungsschaltern 80 bis 85 sind Freilaufdioden 90, 91, 92, 93, 94 und 95 antiparallelgeschaltet. Die Freilaufdioden 90 bis 95 sind üblicherweise in die zugehörigen N-Kanal MOSFETs integriert. Die Gleichspannung U_B am Zwischenkreis 73, 74 wird auch Verbrauchern 77 zugeführt, z.B. elektronischen Komponenten des Motors 32.

Über die oberen Leistungsschalter 80, 82 und 84 kann der jeweilige Wicklungsanschluß L1, L2 bzw. L3 mit der Plusleitung 73 verbunden werden, und über die unteren Leistungsschalter 81, 83 und 85 kann der jeweilige Wicklungsanschluß L1, L2 bzw. L3 mit der negativen Leitung 74 verbunden werden.

- 9 -

Der Motor 32 weist eine zentrale Steuereinheit 34 auf. Diese schaltet die oberen und unteren Leistungsschalter 80 bis 85.

Ein Messwiderstand 87 dient dazu, den durch die unteren Brückentransistoren 81, 83 und 85 fließenden Strom i_2 anhand der Spannung zwischen einem Punkt 88 und Masse zu messen und einer Strombegrenzung in der zentralen Steuereinheit 34 zuzuführen. Bei der vorliegenden Schaltung kann dieser Strom i_2 in beiden Richtungen fließen: In der dargestellten Richtung, wenn der Motor 32 elektrische Leistung aufnimmt, und in der umgekehrten Richtung, wenn der Motor als Generator arbeitet und Leistung abgibt, die dann in den Kondensator 75 fließt.

Der Motor 32 weist einen permanentmagnetischen Rotor 110, einen Stator 114 und drei galvanomagnetische Rotorstellungssensoren 111, 112 und 113 auf. Als galvanomagnetische Rotorstellungssensoren können z.B. Hallsensoren benutzt werden.

Der Rotor 110 ist als vierpoliger Außenrotor dargestellt.

Die drei galvanomagnetischen Rotorstellungssensoren 111, 112 und 113 sind mit einem Winkelabstand von jeweils 120° el. voneinander um den Rotor 110 angeordnet und dienen zur Bestimmung der Lage des Rotors. So ist der Rotorstellungssensor 111 bei 0° el. (0° mech.), der Rotorstellungssensor 112 bei 120° el. (60° mech.) und der Rotorstellungssensor 113 bei 240° el. (120° mech.) angeordnet.

Der allgemeine Zusammenhang zwischen elektrischem Winkel ϕ_{el} und mechanischem Winkel ϕ_{mech} ist durch die Polzahl PZ des Rotors durch

$$\phi_{el} = \phi_{mech} * PZ/2 \quad \dots (1)$$

gegeben.

Der Rotorstellungssensor 111 liefert ein Hallsignal HS1, der Rotorstellungssensor 112 ein Hallsignal HS2 und der Rotorstellungssensor

- 10 -

113 ein Hallsignal HS3, vgl. Fig. 2. Die Hallsignale HS1, HS2 und HS3 werden der zentralen Steuervorrichtung 34 zugeführt, welche daraus die Stellung des Rotors und dessen Drehzahl n bestimmen kann.

Der Stator weist drei Statorwicklungen 115, 116 und 117 auf, welche in diesem Ausführungsbeispiel im Dreieck geschaltet sind. Die Statorwicklungen werden durch die Endstufe 78 über die Wicklunganschlüsse L1, L2 und L3 bestromt.

Ansteuerlogik

Fig. 2 zeigt eine Tabelle, welche die Bestromung der oberen Leistungsschalter 80, 82 und 84 (Spalte 704) und die der unteren Leistungsschalter 81, 83 und 85 (Spalte 702) in Abhängigkeit der Hallsignale HS1, HS2 und HS3 (Spalte 700) der Rotorstellungssensoren 111, 112 und 113 für eine Laufrichtung des Motors angibt. Hierzu ist ebenfalls der Winkelbereich des elektrischen Winkels ϕ_{el} angegeben. Die Werte in den Spalten der Leistungsschalter 80 bis 85 gelten für einen Motor ohne Taktung (Spalte 706), also ohne das Signal PWM2, die Spalten EN1, EN2, EN3 und IN1, IN2, IN3 gelten für einen Motor 32 mit wechselseitiger Taktung (Spalte 708), wie sie anhand von Fig. 3 beschrieben wird.

So haben z.B. die Hallsignale bei einer Position des Rotors 110 in dem Bereich $0^\circ \dots 60^\circ$ el. die Werte HS1 = 1, HS2 = 0 und HS3 = 1. Daraus ergibt sich die Ansteuerung der Leistungsschalter 80 bis 85. Bei einer Ansteuerung ohne Taktung liegt der Wicklungsanschluß L1 über den Leistungsschalter 80 an der Plusleitung 73 (1 bei Schalter 80 in Fig. 2), der Wicklungsanschluß L2 über den Leistungsschalter 83 an der Minusleitung 74 (1 bei Schalter 83 in Fig. 2), und beim Wicklungsanschluß L3 sind beide Leistungsschalter 84 und 85 (jeweils 0 bei Schalter 84 und 85 in Fig. 2) offen, ebenso die Leistungsschalter 81 und 82.

Bei einer einfachen Taktung (siehe Fig. 3) bedeutet eine 1 bei einem der unteren Leistungsschalter 81, 83, 85, daß dieser durch ein PWM-Signal

- 11 -

getaktet, also mit einem bestimmten Tastverhältnis aus- und eingeschaltet wird.

Bei einer wechselseitigen Taktung (siehe Fig. 3) bedeutet eine 1 bei einem unteren Leistungsschalter, daß dieser durch ein PWM-Signal (Fig. 4C) getaktet wird, und daß der zugehörige obere Leistungsschalter durch das invertierte PWM-Signal (Fig. 4B) ebenfalls getaktet wird.

Näheres zu der einfachen und zu der wechselseitigen Taktung ist bei Fig. 3 ausgeführt.

Die Spalten EN1, EN2, EN3 und IN1, IN2, IN3 bestimmen die Ansteuerung eines Treiberbausteins 200 (Fig. 11), der daraus eine wechselseitige Taktung erzeugt. Hierbei bedeutet z.B. EN1 = 0, daß der Treiberbaustein für den Brückenweig zu L1 aktiviert ist, und EN1 = 1 bedeutet, daß dieser Treiberbaustein nicht aktiviert ist, d.h. daß die Transistoren 80 und 81 gesperrt sind. IN1 = 1 bedeutet, daß bei aktiviertem Treiberbaustein 200 der obere Leistungsschalter 80 geschlossen wird, IN1 = TRISTATE (TRI) bedeutet, daß bei aktiviertem Treiberbaustein 200 ein PWM-Signal PWM2 abwechselnd den oberen Treiber 210 oder den unteren Treiber 212 des Treiberbausteins 200 aktiviert, so daß entweder der Transistor 80 leitet und der Transistor 81 sperrt, oder umgekehrt der Transistor 80 sperrt und der Transistor 81 leitet. Diese Umschaltung erfolgt z.B. mit einer Frequenz von 20 kHz, und bei ihr wird ständig Ladung in den Kondensator 230 gepumpt, so daß dieser stets geladen bleibt. Bei ausgeschaltetem Treiberbaustein (z.B. EN1 = 1) hat der Wert von IN1 keine Auswirkung. Er wird jedoch in diesem Fall üblicherweise auf 1 gesetzt, wie in Fig. 2 dargestellt.

Für das obige Beispiel mit einem Rotor 110 in dem Bereich 0° ... 60° el. bedeutet dies, daß die Treiberbausteine zu den Brückenweigen der Wicklungsanschlüsse L1 und L2 eingeschaltet sind (EN1 = 0 und EN2 = 0), der Brückenweig zu Wicklungsanschluß L3 jedoch ausgeschaltet ist (EN3 = 1). Bei dem Brückenweig zu L1 ist der obere Leistungsschalter 80 geschlossen (IN1 = 1), und bei dem Brückenweig zu L2 wird durch das

PWM-Signal PWM2 zwischen den Leistungsschaltern 83 und 82 hin- und hergeschaltet, wie oben beschrieben.

Bei jeder Stellung des Rotors 110 wird nach der Ansteuerlogik genau einer der Wicklungsanschlüsse L1, L2 und L3 überhaupt nicht bestromt, ein zweiter liegt an der Betriebsspannung U_B und ein dritter wird zwischen der positiven und der negativen Betriebsspannung hin- und hergeschaltet. Es ist deshalb möglich, im Ersatzschaltbild den nicht bestromten Wicklungsanschluß wegzulassen und den Stator 114 als Zweipol zu betrachten. Dies ermöglicht es im folgenden, nur eine Wicklung zu betrachten. Die anderen Wicklungen verhalten sich analog.

Wechselseitige Taktung

Fig. 3 zeigt ein Ersatzschaltbild mit den für die Rotorstellung im Bereich von $0^\circ \dots 60^\circ$ el. aktiven Schaltungsteilen. Gleiche Teile wie in Fig. 1 erhalten die gleichen Bezugszeichen und werden nicht nochmals erwähnt. Die Leistungsschalter 80, 81, 82 sind symbolisch in Form von Schaltern dargestellt.

Die zwischen L1 und L2 geschaltete Statorwicklung 116 (zu der die seriell geschalteten Statorwicklungen 115 und 117, wie in Fig. 1 zu sehen, parallelgeschaltet sind) wird dargestellt als Wicklungsinduktivität 120, Wicklungswiderstand 121 und Spannungsquelle 122 für die beim Drehen des Rotors 110 in die Wicklung 116 induzierte Spannung U_j , welche gemäß

$$U_j = n \cdot k_e \quad \dots (2)$$

proportional zur Drehzahl n des Motors und einer Motorkonstanten k_e ist.

Der durch die Wicklung 116 fließende Wicklungsstrom wird mit i_3 bezeichnet, der Zwischenkreisgleichstrom i_1 ist der geglättete Strom aus dem Zwischenkreis 73, 74, und i_2 ist der getaktete Strom der Endstufe.

Der obere Leistungsschalter 82 ist bei einer Rotorstellung im Bereich $0^\circ \dots 60^\circ$

el. geschlossen.

Bei einer einfachen Taktung wird der untere Leistungsschalter 81 durch ein PWM-Signal 228 (pulsweitenmoduliertes Signal) geschlossen und geöffnet, der obere Leistungsschalter 80 bleibt geöffnet. Durch das sogenannte Tastverhältnis t_{ON}/T (Fig. 10) des PWM-Signals 228 wird die Motordrehzahl gesteuert. Bei geschlossenem Schalter 81 fließt der Wicklungsstrom i_3 von der Plusleitung 73 über den Leistungsschalter 82, den Wicklungswiderstand 121 und die Wicklung 120 zum Leistungsschalter 81, und der Strom i_3 ist gleich dem Strom i_2 .

Wird der Leistungsschalter 81 geöffnet, so ist die Induktivität 120 bestrebt, den Strom i_3 aufrechtzuerhalten. Da die Diode 91 für den Strom i_3 nichtleitend ist, fließt der Wicklungsstrom i_3 über die Freilaufdiode 90 und über den geschlossenen Schalter 82. Das arithmetische Mittel des getakteten Stromes i_2 entspricht hierbei dem Zwischenkreisgleichstrom i_1 .

Bei einer wechselseitig getakteten Endstufe, wie sie hier bevorzugt verwendet wird, wird der Leistungsschalter 81 wie bei der einfachen Taktung durch das PWM-Signal 228 ein- und ausgeschaltet. Gleichzeitig wird zusätzlich der Leistungsschalter 80 durch das PWM-Signal 227 geöffnet, wenn der Leistungsschalter 81 geschlossen ist und umgekehrt. Das PWM-Signal 227 entspricht also bei Nichtbeachtung einer eventuell vorhandenen Totzeit dem invertierten PWM-Signal 228. Näheres hierzu ist in Fig. 4 ausgeführt.

Durch das wechselseitige Takten wird zum einen erreicht, daß die Freilaufdiode 90 überbrückt wird, an der bei der einfachen Taktung ein Hauptteil der Verlustleistung entsteht. Es wird hierbei ausgenutzt, daß bei MOSFETs der Strom in beiden Richtungen fließen kann. Zum anderen ist durch das wechselseitige Takten ein Wicklungsstrom i_3 in beide Richtungen möglich. Bei der einfachen Taktung kann der Wicklungsstrom i_3 durch die Diode 90 nur in eine, die den Motor antreibende Richtung fließen.

Ein Wicklungsstrom i_3 in die entgegengesetzte Richtung bewirkt eine Bremsung des Motors.

Fig. 4A bis Fig. 4F zeigen Diagramme der in Fig. 3 auftretenden Spannungen, Ströme und Leistungen bei einer wechselseitigen Taktung.

Fig. 4A zeigt ein PWM-Signal PWM2 180, welches z.B. eine Frequenz von 20 KHz hat und in Fig. 8 und Fig. 9 näher beschrieben ist, und mit dem die Signale 227 zur Ansteuerung des Leistungsschalters 80 (Fig. 3) und 228 zur Ansteuerung des Leistungsschalters 81 (Fig. 3) von einem Treiberbaustein 200 (Fig. 11) generiert werden. Die Signale 227 und 228 verlaufen im wesentlichen spiegelbildlich zueinander, d.h. wenn das Signal 227 hoch ist, ist das Signal 228 niedrig, und wenn das Signal 227 niedrig ist, ist das Signal 228 hoch. Diese Signale 227, 228 sind durch Totzeiten Δt (z.B. 1 μs) voneinander getrennt, während derer beide Transistoren 80, 81 nichtleitend sind. Während diesen Totzeiten fließt jeweils ein Strom i_{90} (Fig. 4D) durch die Diode 90.

Fig. 4B zeigt schematisch den Strom i_{80} , der in Abhängigkeit von dem PWM-Signal 227 durch den Transistor 80 fließt, wenn der Transistor 80 leitend ist, und der Transistor 81 geöffnet ist. Der maximale Strom i_{max} hat z.B. den Wert 4 A.

Fig. 4C zeigt schematisch den Strom i_{81} , der in Abhängigkeit von dem PWM-Signal 225 durch den Transistor 81 fließt, wenn der Transistor 81 leitend ist, und der Transistor 80 geöffnet ist. Der maximale Strom i_{max} hat z.B. den Wert 4 A.

Fig. 4D zeigt den Strom i_{90} , der in jeder Totzeit Δt durch die Diode 90 fließt. Der maximale Strom i_{max} hat z.B. den Wert 4 A. Die Totzeit Δt muß eingehalten werden, da bei gleichzeitigem Leitendwerden des Transistors 80 und des Transistors 81 ein Kurzschluß entstehen würde, der die Vollbrücke zerstören würde.

Fig. 4E zeigt die entstehende Verlustleistung P_{80} von Transistor 80 und P_{90} von der Diode 90. Die maximale Verlustleistung P_{80_max} des Transistors 80 beträgt z.B. 1 W, die maximale Verlustleistung P_{90_max} der Diode 90 beträgt z.B. 6 W. Durch das wechselseitige Takten wird also die Verlustleistung während der Zeit, die der Transistor 81 geöffnet ist, außerhalb der Totzeit von 6 W auf 1 W reduziert, da während der Zeit T_{80} (Fig. 4E) der Transistor 80 mit seinem niedrigen Innenwiderstand (z.B. 60 m Ω) die Diode 90 überbrückt.

Fig. 4F zeigt die Verlustleistung P_{81} des Transistors 81. Die maximale Verlustleistung P_{81_max} des Transistors 81 beträgt z.B. 1 W.

Durch das „wechselseitige Takten“ der Transistoren 80 und 81 wird also ein Großteil der Verlustleistung, welche bei der einfachen Taktung in der Diode 90 entsteht, vermieden. Dasselbe gilt in Fig. 1 für die Dioden 92 und 94. Bei Reduzierung der Verlustleistung in den Dioden 90, 92, 94 werden die Bauteile der Schaltung weniger stark erwärmt, und es wird eine kompaktere Bauweise möglich.

Hardware-Strombegrenzung

Fig. 5 zeigt eine Strombegrenzung 131 für den durch den Widerstand 87 fließenden Strom i_2 . Diese Strombegrenzung ist nur wirksam, wenn der Strom i_2 die dargestellte Richtung hat, und wird deshalb als "positive" Strombegrenzung bezeichnet. Ein aus den Widerständen 134 und 136 gebildeter Spannungsteiler (zum NTC-Widerstand 136' siehe weiter unten) gibt am Plus-Eingang 138 eines Komparators 137 ein Potential vor, das dem Potential am Punkt 140 bei einem maximal erlaubten Strom i_2 entspricht.

Ist i_2 kleiner als der maximal erlaubte positive Strom, so fällt eine kleine Spannung u_2 am Widerstand 87 ab, und die am Minus-Eingang 140 des Komparators 137 anliegende Spannung ist kleiner als die am Plus-Eingang 138 des Komparators 137 anliegende Spannung. Der Ausgang 142 des

- 16 -

Komparators 137 ist deshalb hochohmig und hat keinen Einfluß auf einen Stellkondensator 148 und damit auch nicht auf einen strombegrenzten Stellwert am Punkt 156. Das RC-Glied aus Widerstand 130 und Kondensator 132 dient als Tiefpaßfilter für die am Widerstand 87 auftretenden Spannungsspitzen.

Wird der Strom i_2 jedoch so groß, daß das Potential am Minus-Eingang 140 größer als das am Plus-Eingang 138 des Komparators 137 wird, so schaltet der Ausgang 142 des Komparators 137 auf Masse, vom Kondensator 148 fließt ein Entladestrom über den Widerstand 144, so daß die Spannung am Kondensator 148 abnimmt, ebenso der Stellwert am Punkt 156.

Da der Widerstand 150 kleiner als der Widerstand 152 ist, über welchen der Reglerstellwert von Punkt 154 zu Punkt 156 gelangt, hat das Potential des Punktes 146 Vorrang, und der Stellwert am Punkt 156 wird erniedrigt.

Der Widerstand 144 ist kleiner als der Widerstand 152, so daß die Strombegrenzung 131, die den Kondensators 148 auflädt, Vorrang vor dem Stellwert des Reglers (am Punkt 154) hat.

Der NTC-Widerstand 136' ist optional und bewirkt eine Temperaturabhängigkeit der positiven Strombegrenzung 131. Wird die Temperatur am NTC-Widerstand 136' größer, so sinkt dessen Widerstand, und das Potential an Punkt 138 wird nach unten gegen Masse gezogen. Hierdurch spricht die positive Strombegrenzung 131 bei hohen Temperaturen früher an, und es entsteht weniger Wärme in den Wicklungen.

Fig. 6 zeigt eine "negative" Strombegrenzung 161. Gleiche oder gleichwirkende Teile wie in Fig. 5 erhalten die gleichen Bezugszeichen und werden gewöhnlich nicht nochmals beschrieben.

Die negative Strombegrenzung soll den Bremsstrom i_2' begrenzen. Ein aus den Widerständen 164 und 166 (zum NTC-Widerstand 164' siehe weiter unten) gebildeter Spannungsteiler gibt am Pluseingang 168 eines

- 17 -

Komparators 167 ein positives Potential vor, das dem Potential am Punkt 170 bei einem maximal erlaubten Bremsstrom i_2' entspricht. Die Widerstände 160 und 162 bilden einen Spannungsteiler zwischen dem Potential am Punkt 88 und +Vcc, welcher am Punkt 170 des Komparators 167 ein positives Potential bereitstellt.

Ist das Potential am Punkt 88 positiver als das Potential PHI_min, bei dem die negative Strombegrenzung einsetzen soll, so ist durch die Schaltung das Potential am Minus-Eingang 170 des Komparators 167 höher als das am Plus-Eingang 168, und der Ausgang 172 des Komparators 167 ist niederohmig. Eine Diode 176 verhindert ein Entladen des Stellkondensators 148, und der Stellwert an Punkt 156 bleibt unverändert.

Bei größer werdendem Bremsstrom i_2' wird das Potential am Punkt 88 negativer. Wenn die Spannung an Punkt 88 so negativ wird, daß das am Minus-Eingang 170 des Komparators 167 anliegende Potential kleiner als das am Plus-Eingang 168 liegende Potential ist, so wird der Ausgang 172 des Komparators 167 hochohmig.

Über einen Pullup-Widerstand 174 und die Diode 176 fließt jetzt ein Strom von +Vcc zum Kondensator 148, so daß die Spannung am Kondensator 148 ansteigt und der Stellwert am Punkt 156 erhöht wird. Eine Erhöhung des Stellwerts bewirkt, daß das Tastverhältnis des PWM-Signals PWM2 erhöht wird, das in Fig. 3 die Leistungsschalter 80 und 81 umschaltet, d.h. der Leistungsschalter 80 wird prozentual länger geschlossen und der Leistungsschalter 81 wird prozentual länger geöffnet. Dadurch nimmt der Bremsstrom i_2' entsprechend ab.

Der Widerstand 174 ist kleiner als der Widerstand 152, so daß die Strombegrenzung 161, die den Kondensators 148 auflädt, vor dem Stellwert des Reglers an Punkt 154 prioritiert ist.

Es folgt ein Beispiel.

Beim Einsetzen der Strombegrenzung betrug das Tastverhältnis 50 %, d.h.

- 18 -

während 50 % der Zeit ist der Schalter 81 geschlossen und der Schalter 80 geöffnet, und während der anderen 50 % ist der Schalter 80 geschlossen und der Schalter 81 geöffnet. Die Totzeit wird hier nicht betrachtet. Durch das Einsetzen der Strombegrenzung steigt das Tastverhältnis auf z.B. 60 %. Dann ist während 60 % der Zeit der Schalter 81 geschlossen und der Schalter 80 geöffnet, und während 40 % der Zeit ist der Schalter 81 geöffnet und der Schalter 80 geschlossen. Dadurch sinkt der Bremsstrom entsprechend.

Der NTC-Widerstand 164' ist optional und bewirkt eine Temperaturabhängigkeit der negativen Strombegrenzung 161. Wird die Temperatur am NTC-Widerstand 164' größer, so sinkt dessen Widerstand, und das Potential an Punkt 138 wird nach oben in Richtung +Vcc gezogen. Hierdurch spricht die negative Strombegrenzung 161 schon bei kleineren Bremsströmen i_2' an, und es entsteht weniger Wärme in den Motorwicklungen.

Bei der "negativen" Hardwarestrombegrenzung muß ein minimales Tastverhältnis SW_MIN_CONST von z.B. 15 % eingehalten werden, da unter diesem Wert der durch den Meßwiderstand 87 fließende Stromimpuls so kurz wird, daß keine Messung mehr möglich wäre. Hierdurch wird der Drehzahlbereich des Motors nach unten eingeschränkt. Bei Fig. 22 ist eine Möglichkeit angegeben, diese Einschränkung des Drehzahlbereichs zu umgehen, indem man die Software entsprechend auslegt.

Bei der "positiven" Hardwarestrombegrenzung (Fig. 5) tritt dieses Problem nicht auf, da bei einem sehr kleinen Tastverhältnis nur ein niedriger Antriebsstrom i_2 auftritt. Bei einem kleinen Tastverhältnis und einer zu hohen Drehzahl n des Motors 32 können jedoch große Bremsströme i_2' auftreten.

Fig. 7 zeigt eine Kombination aus "positiver" Strombegrenzung 131 (Fig. 5) und "negativer" Strombegrenzung 161 (Fig. 6). Der Meßwiderstand 87 ist wie in Fig. 5 und 6 geschaltet. Das Potential am Punkt 88 wird sowohl der positiven Strombegrenzung 131 als auch der negativen Strombegrenzung 161 zugeführt. Die Ausgänge der Strombegrenzungen 131 und 161 sind

- 19 -

beide an den Kondensator 148 angeschlossen. So kann die positive Strombegrenzung 131 bei zu hohem Motorstrom i_2 den Kondensator 148 entladen, und die negative Strombegrenzung kann bei zu hohem Bremsstrom i_2' den Kondensator 148 aufladen. Die Spannung am Kondensator 148 bestimmt über den Widerstand 150 den Stellwert am Punkt 156.

Übersichtsdarstellung (Fig. 8)

Fig. 8 zeigt eine Übersicht über ein bevorzugtes Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen elektronisch kommutierten Motors 32.

Der Elektromotor 108 weist einen Mikroprozessor oder Mikrocontroller 23, im folgenden $\mu C23$ genannt (z.B. PIC 16C72A von Microchip), auf.

Über einen analogen Eingang 48 erhält der μC 23 eine analoge Solldrehzahlvorgabe, welche durch ein als Spannungsteiler geschaltetes Potentiometer 47 gegeben ist und durch einen A/D-Wandler im μC 23 digitalisiert und in eine Solldrehzahl n_s umgewandelt wird. Die Solldrehzahlvorgabe könnte dem Elektromotor 32 z.B. auch mittels einer Frequenz oder eines digitalen Wertes übermittelt werden.

Die Betriebsspannung U_B des Motors 32 wird am Punkt 76 (Fig. 1) abgegriffen und dem μC 23 über zwei Widerstände 66, 67 am analogen Eingang 68 zugeführt, von wo dieser Wert durch einen A/D-Wandler im μC 23 digitalisiert wird. Die Widerstände 66 und 67 transformieren die Betriebsspannung U_B am Punkt 76 in einen für den A/D-Wandler des μC 23 geeigneten Bereich. Über den μC 23 wird eine Betriebsspannungsüberwachung realisiert, d.h. die Spannung am Kondensator 75 (Fig. 1) wird überwacht und im μC 23 ausgewertet, um den Motor 32 entsprechend zu steuern.

Die Stellung des Rotors 110 (Fig. 1) wird durch die drei in seiner Nähe angebrachten seriell geschalteten Rotorstellungssensoren 111, 112 und 113 erfaßt, welche über einen Widerstand 64 mit +12 V und über einen

- 20 -

Widerstand 65 mit Masse (GND) verbunden sind. Die Signale der Rotorstellungssensoren 111, 112 und 113 werden in Rotorstellungssignalaufbereitern 61, 62 und 63 aufbereitet und dem μ C 23 als Hallsignale HS1, HS2 und HS3 zugeführt, die in Fig. 12 dargestellt sind.

Der μ C23 steuert über die Ausgänge EN1 und IN1 eine Endstufenansteuerung 50, über die Ausgänge EN2 und IN2 eine Endstufenansteuerung 52, und über die Ausgänge EN3 und IN3 eine Endstufenansteuerung 54.

Die Endstufenansteuerungen 50, 52 und 54 steuern die Brückenarme in der Endstufe 78 für die Wicklungsanschlüsse L1, L2 und L3, über die die Motorwicklungen des Motors 32 bestromt werden. Die Drehzahl des Motors wird über das Tastverhältnis eines in die Endstufenansteuerungen 50, 52 und 54 eingespeisten PWM-Signals PWM2 180 geregelt. Das Signal PWM2 180 wird in einem PWM-Generator 182 mit einem Tastverhältnis erzeugt, das von einem analogen Stellwert, nämlich dem Potential am Punkt 156, bestimmt wird. Eine Zenerdiode 186 bewirkt eine Spannungsbegrenzung des Signals PWM2 180, und ein Widerstand 184 dient als Pullup-Widerstand für den open-collector-Ausgang des PWM-Generators 182.

Der analoge Stellwert des PWM-Generators 182, also das Potential am Punkt 156, wird sowohl durch eine Drehzahlregelung 24 im μ C 23 als auch durch die Strombegrenzungen 131 und 161 bestimmt, wobei letztere vorrangig sind.

Die Drehzahlregelung 24 im μ C 23 berechnet einen digitalen Stellwert SW, der an einen internen PWM-Generator 25 des μ C 23 übergeben wird, welcher daraus an einem Ausgang 157 des μ C 23 ein PWM-Signal mit einem von dem Stellwert SW abhängigen Tastverhältnis PWM1 erzeugt. Ein aus einem Widerstand 158 und einem Kondensator 159 bestehendes RC-Glied glättet das Signal PWM1 zu einem analogen, im wesentlichen konstanten Signal SWA1 am Kondensator 154. Der Regler 24 im μ C 23 gibt also mit Hilfe des PWM-Generators im μ C 23 und des RC-Glieds 158, 159 einen analogen Stellwert SWA1 aus.

Findet keine Strombegrenzung durch die Strombegrenzer 131 oder 161 statt, so wird der kleine Kondensator 148, der das Potential an Punkt 156 bestimmt, über die Widerstände 152 und 150 auf das Potential von Punkt 154 aufgeladen. Ohne aktive Strombegrenzer 131 oder 161 wird das Potential am Punkt 156 alleine durch den Regler 24 bestimmt.

Wird jedoch die positive Strombegrenzung 131 (Fig. 5) bzw. die negative Strombegrenzung 161 (Fig. 6) aktiv, so wird der Kondensator 148 (z.B. 330 pF) aufgeladen bzw. entladen, wie bereits beschrieben. Der Widerstand 150 kann sehr klein sein und bevorzugt sogar den Wert 0 Ω haben.

Bei dem Aufladen bzw. Entladen des Kondensators 148 hat die Hardware-Strombegrenzung eine Prioritierung vor der Drehzahlregelung, da der Widerstand 144 (z.B. 3,9 k Ω) zum Entladen des Kondensators 148 (Fig. 5) und der Pullup-Widerstand 174 (z.B. 10 k Ω) zum Aufladen des Kondensators 148 (Fig. 6) viel kleiner als der Widerstand 152 (z.B. 220 k Ω) sind.

Nach dem Ende eines Strombegrenzungsvorgangs wird der kleinere Kondensator 148 wieder auf das Potential von Punkt 154 aufgeladen. Der Kondensator 159 hat z.B. einen Wert von 10 nF.

PWM-Signalgenerator

Fig. 9 zeigt eine bevorzugte Schaltung für den PWM-Generator 182. Gleiche oder gleich wirkende Teile wie in den vorhergehenden Figuren sind mit denselben Bezugszeichen bezeichnet wie dort und werden gewöhnlich nicht nochmals beschrieben.

An dem Pluseingang eines Komparators 188 liegt der strombegrenzte Stellwert 156' in Form des Potentials an Punkt 156 (Fig. 8) vor. An dem Minuseingang des Komparators 188 liegt ein durch einen Dreieckoszillator (Sägezahnoszillator) 183 erzeugtes Dreiecksignal 198 an (Fig. 9).

- 22 -

Der Dreiecksoszillator 183 weist einen Komparator 190 auf. Vom Ausgang P3 des Komparators 190 führt ein Mitkopplungswiderstand 192 zu dessen Pluseingang, und ebenso führt ein Gegenkopplungswiderstand 191 vom Ausgang P3 des Komparators 190 zum Minuseingang des Komparators 190. Ein Kondensator 195 liegt zwischen dem Minuseingang des Komparators 190 und Masse. Der Ausgang des Komparators 190 ist ferner über einen Widerstand 193 mit +Vcc verbunden. Der Pluseingang des Komparators 190 ist über zwei Widerstände 194 und 196 mit +Vcc bzw. Masse verbunden.

Zur Erläuterung der Wirkungsweise des Dreiecksgenerators 183 wird auf DE198 36 882.8 (intern: D216) verwiesen.

Liegt das Potential des Dreieckssignals 198 am Minuseingang des Komparators 188 unter dem des strombegrenzten Stellwerts 156' am Pluseingang des Komparators 188, so ist der Ausgang des Komparators 188 hochohmig, und der Pullup-Widerstand 184 zieht die Leitung PWM2 180 auf HIGH. Liegt die Spannung des Dreieckssignals 198 über der des Referenzsignals 156', so ist der Ausgang des Komparators 188 niederohmig, und das PWM-Signal PWM2 180 ist LOW. Die Zenerdiode 186 begrenzt die Spannung des PWM-Signals PWM2 180.

Wird ein invertiertes PWM-Signal benötigt, so werden der Plus-Eingang und der Minus-Eingang am Komparator 188 vertauscht.

Fig. 10A zeigt das Dreieckssignal 198 und den Stellwert 156' am Punkt 156, und **Fig. 10B** das aus Fig. 10A resultierende PWM-Signal PWM2 180.

Das Dreieckssignal 198 aus dem Dreiecksgenerator 183 ist idealisiert dargestellt. In Wirklichkeit hat es keine perfekte Dreiecksform, was jedoch an der Funktionsweise des PWM-Generators 182 aus Fig. 9 nichts ändert. Das Dreieckssignal 198 hat einen Offset 199 von der Spannung 0V. Der Stellwert 156' bewirkt also erst ein Tastverhältnis größer Null, wenn er über dem Offset 199 liegt.

Das Tastverhältnis TV des Signals PWM2 ist das Verhältnis der Dauer t_{ON} des PWM-Signals PWM2 180 während einer Periode des Dreieckssignals auf HIGH ist zu einer ganzen Periode T des Dreieckssignals 198, vgl. Fig. 10B. Es gilt

$$TV = t_{on} / T \quad \dots (3)$$

Das Tastverhältnis TV kann zwischen 0 % und 100 % liegen. Ist die Motordrehzahl z.B. zu hoch, so wird das Potential an Punkt 156 erniedrigt und damit das Tastverhältnis TV verkleinert, wie das in Fig. 10A dargestellt ist. Das Ganze wird als Pulsweitenmodulation (PWM) bezeichnet. Die Tastverhältnisse werden zur besseren Verständlichkeit mit PWM1 und PWM2 bezeichnet.

Endstufenansteuerung

Fig. 11 zeigt die Endstufenansteuerung 50 für den Wicklungsanschluß L1. Die übrigen Endstufenansteuerungen 52 und 54 sind gleich aufgebaut.

Die Endstufenansteuerung 50 schaltet ausgehend von den Signalen EN1, IN1 in Verbindung mit dem PWM-Signal PWM2 180 den oberen Leistungsschalter 80 und den unteren Leistungsschalter 81.

Verwendet wird bei diesem Ausführungsbeispiel ein Treiberbaustein 200 vom Typ L6384 der Firma SGS-Thomson.

Der Treiberbaustein 200 weist einen Totzeitgenerator 202, eine Freigabelogik 204, eine Logik 206, eine Diode 208, einen oberen Treiber 210, einen unteren Treiber 212 sowie die Anschlüsse 221 bis 228 auf.

An den Anschlüssen EN1 und IN1 wird der μC 23, oder z.B. eine einfachere Logikschaltung, angeschlossen, vgl. Fig. 8.

Ist die Leitung EN1 auf HIGH oder auf TRISTATE, so schaltet ein Transistor 250 ein und wird niederohmig. Ein Widerstand 252, welcher, wie unten

- 24 -

erläutert, eine Totzeit des Treiberbausteins 200 bestimmt, wird hierdurch überbrückt, und dadurch wird der Eingang 223 niederohmig. Dadurch werden der obere Treiber 210 und der untere Treiber 212 und damit auch der Brückenzweig mit den Leistungsschaltern 80, 81 ausgeschaltet. Das Signal IN1 hat keinen Einfluß auf den Treiberbaustein 200. Der μC 23 erhält über den Transistor 250 Kontrolle über den Treiberbaustein 200 und damit auch über den Wicklungsanschluß L1.

Wird die Leitung EN1 auf LOW gesetzt, so wird der Transistor 250 gesperrt und hochohmig. Ein Konstantstrom aus dem Treiberbaustein 200 fließt über den Widerstand 252 (z.B. 150 k Ω) nach Masse. Dabei fällt an dem Widerstand 252 eine Spannung ab, die am Eingang 223 anliegt. Liegt diese Spannung über z.B. 0,5 V, so wird der Treiberbaustein 200 aktiviert. Ist der Transistor 250 dagegen leitend, so fällt diese Spannung auf praktisch Null, und der Treiberbaustein 200 wird deaktiviert. Die Spannung am Eingang 223 dient gleichzeitig zur Einstellung der Totzeit.

Bei einem Resetvorgang am μC 23 sind alle Ein- und Ausgänge des μC 23 hochohmig, also auch IN1 und EN1. In diesem Fall wird über die Widerstände 242 und 244 der Transistor 250 eingeschaltet und damit der Treiberbaustein 200 ausgeschaltet. Dies bringt zusätzliche Sicherheit.

Eine Schaltung ohne den Transistor 250 und die Widerstände 242, 244 und 248 wäre theoretisch ebenfalls möglich. In diesem Fall müßte das Signal EN1 zum Einschalten des Treiberbausteins 200 auf TRISTATE gesetzt werden und zum Ausschalten auf LOW. Bei einem Reset des μC 23 werden jedoch, wie oben aufgeführt, die Ein- und Ausgänge des μC 23 hochohmig, und damit wäre der Treiberbaustein 200 und damit auch der jeweilige Brückenzweig eingeschaltet, was zu unkontrollierten Schaltzuständen führen könnte und nicht erwünscht ist.

Bei aktiviertem Treiberbaustein 200 (EN1 = LOW) kann über den Eingang 221 eingestellt werden, ob der obere Leistungsschalter 80 oder der untere Leistungsschalter 81 leitend gemacht werden soll.

- 25 -

Ist der Eingang 221 auf LOW, so ist der untere Treiber 212 eingeschaltet und der Leistungsschalter 81 geschlossen, der obere Leistungsschalter 80 ist geöffnet.

Ist der Eingang 221 dagegen auf HIGH, so ist es genau umgekehrt. Der obere Leistungsschalter 80 ist geschlossen und der untere Leistungsschalter 81 geöffnet.

Bei jedem Wechsel des Signals am Eingang 221 des Treiberbausteins 200 wird durch den Totzeitgenerator 202 eine Totzeit eingehalten, während der beide Treiber 210 und 212 ausgeschaltet sind, damit es in den einzelnen Brückenzeigen nicht zum Kurzschluß kommt. Die Totzeit kann über die Größe des Widerstands 252 eingestellt werden und beträgt z.B. 1 μ s.

Der Ausgang IN1 kann bei aktiviertem Treiberbaustein ($EN1 = 0$) auf drei unterschiedliche Arten benutzt werden.

Bei $IN1 = \text{TRISTATE}$ wird das PWM-Signal 180 über die Diode 260 vorrangig eingeschleust, und dieses Signal bewirkt die wechselseitige Taktung des dargestellten Brückenzeigs 80, 81 mit dem Tastverhältnis PWM2 des PWM-Signals 180. Der Widerstand 262 zieht dabei die Spannung am Eingang 221 auf 0 V, wenn das PWM-Signal auf LOW ist, da dies über die Diode 260 nicht möglich ist. Bei $IN1 = \text{TRISTATE}$ hat also das PWM-Signal 180 Vorrang vor dem Ausgang IN1 des μ C 23.

Durch Setzen von IN1 auf HIGH schaltet der μ C 23 den oberen Treiber 210 des Treiberbausteins 200 ein. Das Signal des Ausgangs IN1 ist vorrangig vor dem PWM-Signal, wenn $IN1 = 1$ ist, d.h. das PWM-Signal 180 hat dann keinen Einfluß.

Durch Setzen von IN1 auf LOW schaltet der μ C 23 den unteren Treiber 212 des Treiberbausteins 200 ein. Das Signal des Ausgangs IN1 ist auch hier vorrangig vor dem PWM-Signal, d.h. dieses hat auch hier keinen Einfluß. Das

- 26 -

Signal IN1 wird nur auf Null gesetzt, wenn ein Pumpen über den μC 23 geschieht, d.h. der Treiberbaustein 200 kann so gesteuert werden, daß die Brückentransistoren als Ladungspumpe dienen.

Durch das Einschleusen des PWM-Signals PWM2 180 über die Diode 260 zusammen mit dem Widerstand 262 kann der μC 23 bestimmen, ob das Signal PWM2 180 Vorrang für die Ansteuerung des Eingangs 221 des Treiberbausteins 200 haben soll. Soll das Signal PWM2 180 Vorrang haben, dann setzt der μC 23 IN1 auf TRISTATE. Der μC 23 hat jedoch Vorrang, wenn er IN1 auf HIGH oder LOW setzt.

Es ist eine Besonderheit dieser Schaltung, daß das PWM-Signal PWM2 180 erst so kurz vor dem Treiberbaustein 200 eingeschleust wird und der μC 23 trotzdem die Kontrolle über den Treiberbaustein behält. Die Logik der Kommutierung wird zuerst berechnet und ausgegeben, und erst daraufhin wird das PWM-Signal PWM2 180 eingeschleust.

Ein Kondensator 230 und die im Treiberbaustein 200 integrierte Diode 208 stellen eine BOOTSTRAP-Schaltung dar. Die BOOTSTRAP-Schaltung ist notwendig, wenn für den oberen Leistungsschalter 80 N-Kanal MOSFETs verwendet werden, weil diese eine Ansteuerspannung benötigen, welche über der zu schaltenden Spannung - hier U_B - liegt.

Ist der Leistungsschalter 81 geschlossen, so liegt der Wicklungsanschluß L1 auf Masse, und der Kondensator 230 wird über die Diode 208 auf + 12 V aufgeladen, wie in Fig. 11 dargestellt. Wird der Leistungsschalter 81 ausgeschaltet und der Leistungsschalter 80 eingeschaltet, so steht dem oberen Treiber über den Eingang 228 eine Spannung zur Verfügung, welche 12 V über der Spannung des Wicklungsanschlusses L1 liegt. Der obere Treiber 210 kann somit den oberen Leistungsschalter 80 einschalten, solange der Kondensator 230 geladen ist.

Der Kondensator 230 muß deshalb in regelmäßigen Abständen aufgeladen werden, was als Pumpen bezeichnet wird. Dieses Prinzip ist dem Fachmann

- 27 -

als Ladungspumpe bekannt. Das Pumpen wird durch den μC 23 überwacht und gesteuert.

Zwei Widerstände 232 und 234 begrenzen den maximalen Treiberstrom für die Transistoren 80, 81, und ein Kondensator 236 liefert einen für den Treiberbaustein 200 benötigten kurzzeitig hohen Strom.

Pumpen

Wird bei der Schaltung gemäß Fig. 11 der untere Treiber 212 längere Zeit nicht eingeschaltet, so entlädt sich der Kondensator 230, und der obere Treiber 210 kann den oberen Leistungsschalter 80 nicht mehr schließen.

Im normalen Betrieb des Motors 32 in eine bestimmte Richtung wird nach Fig. 3 ein Brückenweig stets wechselseitig getaktet. Dies geschieht so oft, daß ein ausreichendes Pumpen gewährleistet ist und der Kondensator 230 stets ausreichend geladen ist.

Wird der Motor 32 jedoch sehr langsam oder bleibt er stehen, so ist das ausreichende Pumpen nicht mehr gewährleistet. Dieser Fall kann anhand der Hallzeit t_{HALL} (Fig. 12), also der Zeit zwischen zwei aufeinanderfolgenden Änderungen des Hallsignals HS (Fig. 12D), überprüft werden. Überschreitet die Hallzeit z.B. 10 ms, so muß neu gepumpt werden.

Ein weiterer Fall, bei dem zwar Hallwechsel stattfinden, ein ausreichendes Pumpen jedoch nicht gewährleistet ist, ist ein Oszillieren des Motors um eine Ruhestellung, weil der Rotor 110 z.B. blockiert ist. Es kann z.B. vorkommen, daß sich der Rotor 110 immer zwischen zwei Bereichen hin- und herbewegt, in denen die wechselseitige Taktung nur beim Wicklungsanschluß L1 bzw. L2 stattfindet. L3 muß in diesem Fall gepumpt werden.

Ein ausreichendes Pumpen kann in diesem zweiten Fall gewährleistet werden, indem bei jedem Richtungswechsel des Motors 32 gepumpt wird. Der Richtungswechsel wird in der Kommutierungsroutine über die

- 28 -

Rotorstellungssensoren 111, 112 und 113 detektiert. Bei einem Richtungswechsel wird das Flag FCT_PUMP (S206 in Fig. 13, S602 in Fig. 25) auf 1 gesetzt. Hierdurch wird dem Hauptprogramm im μ C 23 (Fig. 25) mitgeteilt, daß gepumpt werden soll. Danach wird in Fig. 13 nach S210 gesprungen.

Ist FCT_PUMP = 1, so wird von dem Funktionsmanager 600 (Fig. 25) eine Pumpfunktion S604 (Fig. 25) aufgerufen. In der Pumpfunktion S604 werden alle Leitungen EN1, IN1, EN2, IN2, EN3, IN3 des μ C 23 für eine Zeit von ca. 15 bis 20 μ s auf LOW gesetzt. Hierdurch werden die unteren Leistungsschalter 81, 83 und 85 eingeschaltet, die oberen Leistungsschalter 80, 82, 84 werden ausgeschaltet, und somit werden alle Endstufenansteuerungen 50, 52 und 54 gepumpt. Nach dem Pumpen werden die Endstufenansteuerungen wieder entsprechend der gespeicherten Hallsignale HS1, HS2 und HS3 aktiviert, wie anhand von Fig. 1 und Fig. 2 beschrieben.

Fig. 12 zeigt die Bildung eines Hallsignals HS 265 als Summe bzw. Antivalenz aus den Hallsignalen HS1, HS2 und HS3 der Rotorstellungssensoren 111, 112 und 113. Das Hallsignal HS 265 wechselt bei jedem auftretenden Wechsel der Hallsignale HS1, HS2 bzw. HS3 von HIGH auf LOW bzw. LOW auf HIGH, so daß das Hallsignal HS 265 alle 60° el. (30° mech.) wechselt.

Anhand der Hallzeit t_{HALL} (Fig. 12D) zwischen zwei Hallwechseln kann die Drehzahl n des Rotors 110 gemessen werden.

Da eine elektrische Umdrehung (360° el.) in diesem Ausführungsbeispiel sechs Hallwechseln entspricht, erfolgen pro mechanischer Umdrehung 12 Hallwechsel. Für die Istdrehzahl n gilt

$$n = 1 / (12 \times t_{\text{HALL}}) \quad \dots (4)$$

Fig. 13 zeigt ein Flußdiagramm einer Interruptroutine TIMERØ_ROUT, in der bei einer zu niedrigen Drehzahl des Rotors 110 ein Pumpen angefordert wird.

Die Interruptroutine `TIMERØ_ROUT` wird durch einen Timer-Interrupt aufgerufen, welcher durch einen in dem μC 23 integrierten Timer `TIMERØ` in regelmäßigen Abständen erzeugt wird. Der Timer `TIMERØ` ist z.B. ein Byte (256 Bit) groß, und bei einer Prozessorfrequenz von 10 MHz und einer Vorkalierung (Prescale) von 8 erreicht er alle $256 \times 8 \times 0,4 \mu\text{s} = 820 \mu\text{s}$ den Wert 0, und ein Timer-Interrupt wird ausgelöst. Die $0,4 \mu\text{s}$ ergeben sich daraus, daß bei einer Prozessorfrequenz von 10 MHz ein Takt $0,1 \mu\text{s}$ benötigt, und der Prozessor für jeden Befehl vier Takte und damit $0,4 \mu\text{s}$ benötigt. Daran ist ebenfalls der Timer `TIMERØ` gebunden.

S200 steht stellvertretend für alle übrigen Schritte, welche in der Interruptroutine `TIMERØ_ROUT` ablaufen. Mit Hilfe des Timers `TIMERØ` wird z.B. ebenfalls ein Ringzähler `CNT_HL` inkrementiert, welcher zur Berechnung der Hallzeit `t_HALL` verwendet wird.

In S201 wird die Überwachung der Betriebsspannung `UB` (fig. 23) durch das Setzen einer Variablen `FCT_UBT` auf 1 angefordert.

In S202 wird ein Zähler `CNT_P` um Eins dekrementiert.

In S204 wird `CNT_P` überprüft. Falls `CNT_P > 0` ist, so wird nach S210 gesprungen, ansonsten nach S206.

In S206 wird der Wert `FCT_PUMP` auf 1 gesetzt. Hierdurch wird dem Hauptprogramm im μC 23 (Fig. 25) mitgeteilt, daß die Pumpfunktion S604 (Fig. 25) aufgerufen werden soll. Danach wird nach S210 gesprungen.

In S210 wird die Interruptroutine `TIMERØ_ROUT` verlassen.

Fig. 14A und **Fig. 14B** zeigen eine mit Hilfe der Timerinterruptroutine `TIMERØ_ROUT` (Fig. 13) ausgeführte Pumpüberwachung. Das Hallsignal HS 265 ist im oberen Diagramm über die Zeit `t` aufgetragen, darunter ist der Wert 266 des Pumpzählers `CNT_P` über die Zeit `t` aufgetragen. Bei jedem Wechsel

- 30 -

267 des Hallsignals HS wird der Pumpzähler CNT_P auf den Wert CNT_P_MAX (z.B. CNT_P_MAX = 11) gesetzt. Danach wird er in der Interruptroutine TIMERØ_ROUT heruntergezählt.

Erreicht der Zähler CNT_P nicht die Null, so ist die Motordrehzahl schnell genug, und das Pumpen ist gewährleistet.

Erreicht der Zähler CNT_P jedoch z.B. bei Punkt 267 den Wert Null, so wird durch die Interruptroutine TIMERØ_ROUT ein Pumpen durch den µC 23 angefordert. Bei einem Anfangswert CNT_P_MAX = 11 erreicht der Zähler CNT_P nach $11 \times 820 \mu\text{s} = 9 \text{ ms}$ die Null. Ein Pumpen findet also mindestens alle $11 \times 820 \mu\text{s} = 9 \text{ ms}$ statt.

Regler

Fig. 15 zeigt ein Ausführungsbeispiel des Reglers 24 im µC 23 als PI-Regler.

In einem Punkt 270 wird die aktuelle Regeldifferenz ($n_s - n$) aus der Differenz zwischen Solldrehzahl n_s und Istdrehzahl n berechnet.

In einem Punkt 280 werden drei gewichtete Werte addiert. Dies ist zum ersten eine mit K_1 (z.B. $K_1 = 30,38$) gewichtete aktuelle Regeldifferenz.

Zum zweiten ist dies eine mit K_2 (z.B. $K_2 = -0,62$) in 276 bewertete alte Regeldifferenz. Z^{-1} in 274 bedeutet hierbei, daß der vorhergehende Wert aus 270 verwendet werden soll.

Zum dritten wird ein alter Stellwert über 284 in 280 addiert. Hierdurch erreicht man ein sogenanntes Anti-Windup, das zur Verbesserung des Reglers 24 im µC 23 führt.

Das Ergebnis aus dem Summierglied 280 wird in 282 begrenzt und schließlich in 286 als Stellwert ausgegeben.

Für K1 und K2 gilt bei diesem Beispiel

$$K1 = P + I = 31 \quad \dots (5)$$

$$K2 = -P = -30,38 \quad \dots (6)$$

wobei P der P-Anteil und I der I-Anteil des PI-Reglers 24 ist. Es gilt also $P = 30,38$ (entspricht 98 %) und $I = 0,62$ (entspricht 2 %).

Fig. 16 zeigt ein Flußdiagramm einer Ausführungsform des Reglers 24 aus Fig. 15.

In S100 wird eine Regeldifferenz RGLDIFF aus der Differenz zwischen Sollwert n_s und Istwert n gebildet.

In S102 wird eine alte Regeldifferenz RGLDIFF_O bewertet. Die Bewertung geschieht durch Multiplikation mit einem Wert RGL_I (z.B. $0xF9 = 249$) und anschließender Division durch 256 ($0x0100$). RGLDIFF_O war im Regeldurchlauf zuvor schon mit -1 multipliziert worden (S112). Das Ergebnis wird in einer Variablen TEMP1 gespeichert.

In S104 werden die aktuelle Regeldifferenz RGLDIFF und die bewertete alte Regeldifferenz TEMP1 addiert und in einem Wert TEMP2 gespeichert. Das Vorzeichen von TEMP2 wird in einem Wert VZ_TEMP2 gesichert. Der Absolutwert von TEMP2 wird mit einem Wert RGL_VERST multipliziert und in TEMP3 gespeichert. Die Multiplikation bewirkt eine Verstärkung von sowohl dem P- als auch dem I-Anteil. Tritt bei dieser Multiplikation ein Überlauf auf, so wird von S106 nach S107 gesprungen.

In S107 wird VZ_TEMP2 überprüft. Ist $VZ_TEMP2 = 1$, so wird TEMP3 in S109 auf einen maximalen Wert TEMP3_MAX (z.B. alle Bytes $0xFF$) gesetzt. Ansonsten wird TEMP3 in S108 auf 0 gesetzt.

In S110 wird ein neuer Stellwert SW (Wert an der Stelle 280 in Fig. 15) durch Addition von TEMP3 und einem alten Stellwert SW gebildet. Tritt hierbei ein Überlauf (Overflow) auf, so wird der Stellwert SW auf SW_ABS_MAX (z.B.

- 32 -

alle Bytes 0xFF) gesetzt, bei einem Unterlauf (Underflow) wird der Wert SW auf SW_ABS_MIN (z.B. alle Bytes 0x00) gesetzt.

In S112 wird die aktuelle Regeldifferenz RGLDIFF in RGLDIFF_O für den nächsten Durchlauf des Reglers 24 gesichert. Hierbei wird gleichzeitig das Vorzeichen von RGLDIFF gewechselt.

Nach S112 wird in einem Reglerabschnitt 282 eine Stellwertbegrenzung durchgeführt (Schritte S114 bis S122).

In S114 wird ein minimaler Stellwert SW_MIN und ein maximaler Stellwert SW_MAX berechnet (CALC). Näheres zu diesen extremalen Stellwerten ist in den Fig. 20, 22 und 28 ausgeführt. Zu den maximalen Stellwerten wird ein Offset OFFSET1 addiert, der daher kommt, daß das Dreieckssignal des Dreiecksgenerators 183 (Fig. 9) einen Offset 199 von der Spannung 0 V hat (Fig. 10A). Dieser Offset ist in dem Stellwert SW bereits enthalten, in den berechneten extremalen Stellwerten SW_MIN und SW_MAX jedoch nicht. Bei der Variante gemäß Fig. 30 entfällt dieser Offset, worauf besonders hingewiesen wird.

In S116 wird überprüft, ob der Stellwert SW kleiner als SW_MIN' ist. In diesem Fall wird SW in S118 auf SW_MIN' gesetzt.

In S120 wird überprüft, ob SW größer SW_MAX' ist. Ist dies der Fall, so wird SW in S122 auf SW_MAX' gesetzt.

Die Werte SW_MIN' und SW_MAX' werden gemäß S114 berechnet.

In S124 wird der begrenzte Stellwert SW an den PWM-Generator 25 übergeben (PWMGEN1). Der PWM-Generator 25 besitzt eine Auflösung von 10 Bit. Übergeben werden deshalb z.B. die acht Bit des High Byte von SW und die höchstwertigsten zwei Bit des Low Byte (mit x bezeichnet). Die restlichen Bit werden nicht verwendet (mit 0 bezeichnet).

- 33 -

Dieser Regler 24 hat eine sehr hohe Genauigkeit, z.B. eine Abweichung von +/- 1U/min bei einer Drehzahl von 10000 U/min.

Der Regler 24 muß an den jeweiligen Motortyp durch Veränderung der Verstärkungsfaktoren RGL_I (S102), RGL_VERST (S104) angepaßt werden und die Größe der Variablen passend gewählt werden. Bei den jeweiligen Rechenoperationen ist jeweils auf Überläufe und Unterläufe zu prüfen.

Strombegrenzung durch Software

Fig. 17 zeigt ein weiter vereinfachtes Ersatzschaltbild von Fig. 3, und **Fig. 18** zeigt ein beispielhaftes PWM-Signal PWM2, das mit der Bezugszahl 180 bezeichnet ist. Gleiche Teile werden mit den gleichen Bezugszeichen bezeichnet wie in den vorhergehenden Figuren.

Die Versorgungsspannung U_B wird durch das Signal PWM2 180 (Fig. 8) proportional zu dessen Tastverhältnis t_{ON}/T (Fig. 18) reduziert. Die resultierende reduzierte Spannung wird mit U_E bezeichnet. Es gilt angenähert

$$U_E = U_B * PWM2 = U_B * t_{ON}/T \quad \dots (7)$$

Die in einer Statorwicklung 116 (Fig. 3) durch die Drehung des permanentmagnetischen Rotors 110 induzierte Spannung U_i wird durch eine mit 122 bezeichnete Spannungsquelle M dargestellt. Ist die Ersatzspannung U_E gemäß Gleichung (7) größer als diese induzierte Spannung U_i , so stellt sich ein positiver Wicklungsstrom i_3 ein. Das Produkt aus U_i und i_3 ist ebenfalls positiv, d.h. der Motor 32 nimmt Energie auf und wird angetrieben.

Wird die induzierte Spannung U_i jedoch größer als die Ersatzspannung U_E , so stellt sich ein negativer Wicklungsstrom i_3 ein, und der Motor 32 bremst, da er jetzt als Generator arbeitet. Die in Fig. 17 dargestellte Richtung des Stromes i_3 kehrt sich um.

Die induzierte Spannung U_i wird oft auch als die Gegen-EMK (counter EMF) eines solchen Motors bezeichnet. Ihre Größe ergibt sich aus der Gleichung (2).

Ebenso wie in Fig. 3 wird in Fig. 17 der Wicklungswiderstand R_i mit 121 und die Wicklungsinduktivität L mit 120 bezeichnet.

Fig. 19 zeigt ein Diagramm, in dem die induzierte Spannung U_i (Fig. 3) über der Drehzahl n als Kurve 122 aufgetragen ist. Gemäß Gleichung (2) gilt $U_i = n \cdot k_e$

Weiterhin sind zwei gestrichelte Kurven 294, 296 aufgetragen, welche die maximale bzw. minimale zulässige Ersatzspannung $U_{E,max}$ bzw. $U_{E,min}$ anzeigen. Diese Ersatzspannungen ergeben sich gemäß Gleichung (7) aus dem Tastverhältnis PWM2 und der Spannung U_B . n_{rev} ist die Reversierdrehzahl, ab der bei Vorhandensein einer positiven Strombegrenzung eine Reversierung, d.h. eine Kommutierung für die entgegengesetzte Drehrichtung, möglich ist.

Im folgenden wird erläutert, wie die Begrenzungskurven 294 und 296 zustandekommen und welche Bedeutung sie haben.

Der Wicklungsstrom i_3 durch die Endstufe 78 (Fig. 3) läßt sich gemäß Fig. 17 aus der Spannung U_{Ri} am Widerstand 121 und dem Wert R_i des Widerstands 121 nach der folgenden Gleichung (8) berechnen:

$$i_3 = U_{Ri}/R_i \quad \dots (8)$$

Nach längerer Bestromung hat die Induktivität L 120 keinen Einfluß mehr, und die Spannung U_{Ri} am Widerstand 121 ergibt sich zu

- 35 -

$$U_{Ri} = U_E - U_l = U_B \cdot t_{ON}/T - n \cdot k_e = i_3 \cdot R_i \quad \dots (9)$$

Daraus folgt für den Wicklungsstrom i_3

$$i_3 = (U_B \cdot t_{ON}/T - n \cdot k_e) / R_i \quad \dots (10)$$

Für die Ersatzspannung U_E gilt

$$U_E = n \cdot k_e + i_3 \cdot R_i \quad \dots (11)$$

Der Strom i_3 durch eine Statorwicklung 116 des Motors 32 ist eine kritische Größe bei der Bestromung durch die Endstufe 78, also bei der Steuerung der Transistoren dieser Endstufe. Wird i_3 zu groß, so entsteht eine große Wärme in der Statorwicklung, und schlimmstenfalls werden die Permanentmagnete des Rotors 110 (Fig. 1) durch das resultierende hohe Magnetfeld des Stators 114 entmagnetisiert, wodurch der Motor 32 nicht mehr funktionsfähig ist. Dieser Zustand muß also verhindert werden.

Der maximale Strom I_{max} in der Statorwicklung beim motorischen Betrieb ist gewöhnlich im Datenblatt angegeben, und beim Bremsbetrieb beträgt dieser zulässige Strom gewöhnlich $-I_{max}$.

Hieraus ergibt sich für die maximale Ersatzspannung U_{Emax}

$$U_{Emax} = n \cdot k_e + I_{max} \cdot R_i \quad \dots (12)$$

Ebenso ergibt sich für die minimale Ersatzspannung U_{Emin}

$$U_{Emin} = n \cdot k_e - I_{max} \cdot R_i \quad \dots (13)$$

Wird beispielsweise der Motor 32 bei einer Drehzahl 0 U/min mit einer Spannung U_E betrieben, die zwischen $-I_{max} \cdot R_i$ und $+I_{max} \cdot R_i$ liegt, so ist

- 36 -

der Strom i_3 kleiner als $I_{\max}$.

Befindet sich also die Ersatzspannung U_E , welche dem Motor 32 zugeführt wird, in einem Bereich 295 (Fig. 19) zwischen den Kurven 296 und 294, so arbeitet der Motor 32 in einem sicheren Arbeitsbereich, d.h. der Rotor 110 wird nicht entmagnetisiert, und die Statorwicklung des Motors wird nicht zu stark erwärmt.

Die Größe des sicheren Arbeitsbereichs 295, also der Abstand zwischen $U_{E\min}$ und $U_{E\max}$, ist stark abhängig von dem Wert R_j des Wicklungswiderstands 121. Ist dieser Wert groß, so hat der Motor 32 einen großen sicheren Arbeitsbereich 295. Man kann sagen, daß ein solcher Motor ein impedanzgeschützter Motor ist. Im Gegensatz dazu ist der Motor gemäß Fig. 19 kein impedanzgeschützter Motor, weil der sichere Arbeitsbereich 295 sehr schmal ist, und es muß deshalb dafür gesorgt werden, daß der Motor ständig in diesem sicheren Arbeitsbereich 295 arbeitet.

Beim Regler gemäß Fig. 16 kann erfindungsgemäß mit Hilfe der Stellwertbegrenzung 282 eine sichere softwaremäßige Strombegrenzung verwirklicht werden, welche den Motor 32 in diesem sicheren Bereich 295 hält.

Hierzu berechnet man in S114 (Fig. 16) die Werte SW_MAX und SW_MIN als Funktion der augenblicklichen Drehzahl n , wie folgt:

$$SW_MAX: = U_{E\max}(n) \quad \dots (14)$$

$$SW_MIN: = U_{E\min}(n) \quad \dots (15)$$

Je nach der geforderten Präzision können diese Funktionen gemäß Gleichung (14) und (15) sehr verschiedene Strukturen haben. Nachfolgend werden vereinfachte Ausführungsbeispiele angegeben, bei denen Näherungswerte für SW_MIN und SW_MAX berechnet werden. Die exakten Werte für SW_MAX und SW_MIN werden durch eine analoge

- 37 -

Strombegrenzung mittels der Anordnungen nach den Fig. 5 bis 7 festgelegt, wobei der Strom i_2 tatsächlich gemessen wird.

Die Anordnung gemäß Fig. 19 kann jedoch auch ohne Messung des Stromes i_2 realisiert werden, denn nach den Gleichungen (12) und (13) sind die Kennlinien 294 und 296 nur eine Funktion der Drehzahl n des Motors 32 (und nicht des Stromes i_2), und da die Drehzahl n dem μC 23 aus den Hallsignalen HS1, HS2, HS3 bekannt ist, vgl. Gleichung (4), kann der μC 23 für jede Motordrehzahl n den zulässigen Wert $U_{E\max}$ und $U_{E\min}$ berechnen. Eine derartige Lösung ist in Fig. 30 dargestellt.

Wird der zulässige Wert $U_{E\max}$ überschritten, so bedeutet dies, daß das Tastverhältnis PWM am Ausgang 157 des μC 23 (Fig. 30) zu hoch ist, und dieses Tastverhältnis wird dann durch die Software des Reglers entsprechend reduziert. Wird der zulässige Wert $U_{E\min}$ unterschritten, so wird das Tastverhältnis PWM am Ausgang 157 (Fig. 30) durch den μC 23 entsprechend erhöht, da es zu niedrig ist. Dadurch wird der Strom i_2 im Motor 32 so begrenzt, daß der Motor 32 stets innerhalb der Grenzen läuft, die durch den Bereich 295 in Fig. 19 vorgegeben sind.

Der große Vorteil ist, daß in diesem Fall die analogen Strombegrenzungen gemäß den Figuren 8 bis 10 entfallen können, d.h. der μC 23 enthält sozusagen ein synthetisches Modell des Motors 32 (mit der Motorkonstanten k_e , den zulässigen Strömen $I_{\max}$ (Antrieb) bzw. $-I_{\max}$ (Bremsen), und dem Wicklungswiderstand R_i), und anhand dieser Werte und der - ständig gemessenen - Drehzahl n berechnet der μC 23 einen Stellwert für den Motor 32, z.B. das Tastverhältnis PWM in Fig. 30. Dieser Stellwert kann dann direkt zur Ansteuerung des Motors 32 dienen und wird direkt als Tastverhältnis dem Eingang 180 der Fig. 11 zugeführt. Dadurch entfallen bei Fig. 30 die analogen Strombegrenzungsanordnungen gemäß den Figuren 8 bis 10.

Ein solches synthetisches Modell des Motors 32 kann dann auch weitere Variablen berücksichtigen, z.B. die Wärmekapazität des Motors 32, d.h. der

- 38 -

Bereich 295 in Fig. 19 kann kurzzeitig auch verlassen werden, solange nicht die Gefahr besteht, daß der Rotor 110 entmagnetisiert wird, und dadurch wird z.B. ein rascherer Anlauf des Motors 32 ermöglicht.

Die Motorkonstante k_e , der maximal zulässige Strom $I_{\max}$ beim Antrieb und der maximal zulässige Strom $-I_{\max}$ beim Bremsen, sowie der Wert R_i deswicklungswiderstands 121 können entweder in dem Programm des μC 23 als konstante Werte gespeichert oder von außen in den Regler eingegeben werden, z.B. durch Veränderung entsprechender Werte in einem EEPROM, das nicht dargestellt ist. Hierzu wird verwiesen auf die deutsche Patentanmeldung 198 26 458.5 vom 13. Juni 1998.

Fig. 20 zeigt eine mögliche Ausführung S114' des Schrittes S114 des Reglers aus Fig. 16. Für die Berechnung von SW_MIN und SW_MAX werden die Gleichungen (13), (15) bzw. (12), (14) verwendet.

Unterstützende Strombegrenzung durch Software

Fig. 21 zeigt ein Diagramm wie in Fig. 19, in dem die induzierte Spannung U_i 122 über der Drehzahl n aufgetragen ist. Die Linien $U_{E,\min}$ 296 und $U_{E,\max}$ 294 entsprechen denen aus Fig. 19 und begrenzen also den Bereich 295 um U_i , in dem ein sicherer Betrieb des Motors 32 möglich ist.

Für beide Drehrichtungen des Motors 32 wird nur ein Diagramm mit dem Absolutwert der Drehzahl n benötigt, da z.B. bei dreiphasigen Motoren der Unterschied zu der anderen Drehrichtung nur in der anderen Art der Kommutierung liegt. Die Berechnung der Drehzahl n aus der Hallzeit t_{HALL} (Fig. 12) ist unabhängig von der Drehrichtung.

Die Berechnung von SW_MIN und SW_MAX in Fig. 20 enthält Multiplikationen und gegebenenfalls auch Divisionen, welche in dem verwendeten μC 23 einen hohen Rechen- und damit auch Zeitaufwand benötigen.

Zur Reduzierung des Rechenaufwands in der Stellwertbegrenzung 282 in Fig. 16 ist es zum Beispiel möglich, den Stellwert erstens nur nach unten zu begrenzen, und zweitens eine einfachere Berechnung zu verwenden.

Fig. 21 enthält eine Gerade 298, welche durch den Nullpunkt des Koordinatensystems geht. Die Gerade 298 erreicht bei der maximalen Leerlaufdrehzahl $n_{\max}$ z.B. die halbe maximale induzierte Spannung $U_{\max}/2$. Diese Gerade stellt eine Begrenzung des Stellwerts $SW_{\min}$ dar, die wirksam wird, wenn der Motor 32 bremst, also als Generator arbeitet, d.h. beim Bremsbetrieb kann der Stellwert nicht unter diesen Wert sinken, wodurch der Bremsstrom begrenzt wird.

Fig. 22 zeigt das Flußdiagramm einer Stellwertbegrenzung 282', welche im Gegensatz zu der Stellwertbegrenzung 282 aus Fig. 16 den Stellwert SW nur nach unten in Richtung $SW_{\min}'$ begrenzt. Die Schritte S120 und S122 aus Fig. 16 entfallen also.

Die Berechnung des minimalen Stellwerts $SW_{\min}$ in S114'' geschieht nach der Geraden 298 aus Fig. 21 mit der Formel

$$SW_{\min} := (1/2 * n/n_{\max}) \cdot U_{\text{Nenn}} / U_B \quad \dots (16)$$

U_{Nenn} ist die Nennspannung des Motors, und $n_{\max}$ die maximale Leerlaufdrehzahl bei der Nennspannung U_{Nenn} .

So erhält man eine einfache Stellwertbegrenzung nach unten, die eine Hardwarestrombegrenzung wie in Fig. 7 unterstützt.

Eine Kombination aus Hardware- und Softwarestrombegrenzung hat einen weiteren Vorteil. Mit der Softwarestrombegrenzung kann der maximale Bremsstrom i_2' so eingestellt werden, daß er etwas über dem maximal erlaubten Strom liegt. Die Hardwarestrombegrenzung erkennt diesen zu großen Strom i_2' und begrenzt diesen dann weiter. So kann man

- 40 -

sichergehen, daß der Motor 32 die maximale Leistung erreicht, und gleichzeitig werden Toleranzen des Motors 32 aufgefangen. Auch ergeben sich so sehr schnelle Regelvorgänge.

Für die negative Strombegrenzung muß, wie bei Fig. 6 erläutert, ein minimales Tastverhältnis SW_MIN_CONST aufrechterhalten werden, um eine Messung des Bremsstroms i_2' zu ermöglichen. Da in Fig. 21, 22 ein drehzahlabhängiger minimaler Stellwert $SW_MIN(n)$ eingehalten wird, vergleiche die Gerade 298, entfällt der in Fig. 6 erwähnte konstante minimale Stellwert SW_MIN_CONST . Hierdurch wird der Regelbereich des Motors 32 erweitert.

Eine weitere Möglichkeit zur Vereinfachung der Berechnung von SW_MIN und SW_MAX besteht darin, die Stellwerte SW_MIN und SW_MAX in Abhängigkeit von der Drehzahl n in einer Tabelle abzuspeichern, und ggf. zwischen den Tabellenwerten zu interpolieren.

Noch eine Möglichkeit zur Vereinfachung der Berechnung von SW_MIN und SW_MAX besteht darin, den Wert U_{Nenn} / U_B als konstanten Faktor anzusehen, z.B. als den Wert 1. Diese Vereinfachung ist möglich, wenn der Wert U_B keine großen Abweichungen von U_{Nenn} hat. Dadurch wird eine Division und damit Rechenzeit gespart.

Weitere Rechenzeit wird dadurch eingespart, daß Multiplikationen durch Verschiebeoperationen ersetzt werden. Durch jedes Verschieben einer Variablen um eine Stelle nach links wird eine Multiplikation mit 2 erreicht, ein Verschieben um eine Stelle nach rechts bewirkt eine Division durch 2.

Überwachung der Betriebsspannung

Fig. 23 zeigt ein Unterprogramm UB_TEST , welches zur Überwachung der Betriebsspannung U_B dient, die in Fig. 1 am Anschluß 76 gemessen werden kann. Liegt U_B außerhalb eines erlaubten Bereichs, so wird die

- 41 -

Vollbrückenschaltung 78 entsprechend beeinflußt, damit die an die an dem Zwischenkreis 73, 74 angeschlossenen Bauteile, wie z.B. die Leistungstransistoren 80 bis 85, die Freilaufdioden 90 bis 95, der Kondensator 75 und die Bauteile 77 (Fig. 1) nicht zerstört werden.

Das Unterprogramm UB_TEST wird durch den Funktionsmanager 603 (Fig. 25) aufgerufen, wenn eine Variable FCT_UBT auf 1 gesetzt ist. Die Anforderung des Unterprogramms UB_TEST geschieht in der Interruptroutine TIMERØ_ROUT in S201 (Fig. 13).

In S302 wird die Variable FCT_UBT wieder auf 0 zurückgesetzt.

In S304 wird über einen A/D-Wandler (im µC 23) abgefragt, wie hoch die Spannung am Eingang 68 des µC 23 ist, und das Resultat wird als digitaler Wert in der Variablen U_AD gespeichert.

Fig. 24 zeigt beispielhaft einen zeitlichen Verlauf der digitalen Größe U_AD, die der analogen Größe U_B (= Betriebsspannung des Motors 32) entspricht. Der Wert U_AD kann zu klein werden, weil z.B. bei einem Elektrofahrzeug der Akkumulator entladen ist. Dann sinkt die Betriebsspannung unter einen unteren Grenzwert U_MIN_OFF, und der Motor 32 muß automatisch abgeschaltet werden. Steigt dann diese Spannung über einen höheren unteren Grenzwert U_MIN_ON an, so kann der Motor 32 wieder eingeschaltet werden. Hierdurch erhält man eine untere Schalthysterese.

Beim Bremsen kann die Größe U_AD zu groß werden, weil der Motor 32 generatorisch Energie in den Kondensator 75 zurückliefert, so daß dort die Spannung U_B ansteigt, weil diese Energie von den Verbrauchern 77 nicht verbraucht werden kann. Ein zu hoher Anstieg der Spannung U_B muß verhindert werden, da sonst die Bauteile 77 zerstört werden könnten.

Bei 340 ist in Fig. 24 ein Anstieg der Größe U_AD dargestellt, der durch einen Bremsvorgang des Motors 32 entsteht. Bei 342 wird ein oberer Schwellwert U_MAX_OFF überschritten, und alle Transistoren 80 bis 85 des Motors 32

- 42 -

werden gesperrt. Dadurch sinkt bei 344 der Wert U_AD und erreicht bei 346 einen niedrigeren Schwellwert U_MAX_ON, bei dem die Kommutierung der Transistoren 80 bis 85 wieder normal eingeschaltet wird, so daß bei 348 die Größe U_AD wieder ansteigt. Bei 350 werden die Transistoren 80 bis 85 erneut gesperrt, so daß bei 352 der Wert U_AD erneut sinkt, und bei 352 wird erneut der Schwellwert U_MAX_ON erreicht, wo wieder die Kommutierung des Motors 32 eingeschaltet wird. Da jetzt bei diesem Beispiel der Bremsvorgang beendet ist, weil der Motor seine Solldrehzahl n_s erreicht, fällt der Wert U_AD weiter bis auf den "normalen" Wert 354 von U_AD, der im "sicheren Bereich" 356 liegt.

In Fig. 24 ist mit 360 ein "verbotener Bereich" mit zu niedriger Betriebsspannung U_B bezeichnet, und mit 362 ein verbotener Bereich mit zu hoher Betriebsspannung U_B, wie er sonst beim Bremsen auftreten könnte.

Das Programm gemäß Fig. 23 dient zur Realisierung der soeben beschriebenen Abläufe. In den Schritten S306 bis S308 wird überprüft, ob die Größe U_AD außerhalb des erlaubten Bereichs zwischen U_MIN_OFF und U_MAX_OFF liegt. Ist dies der Fall, so wird nach S310 gesprungen, ansonsten nach S320.

In S310 wird anhand der Variablen U_OFF überprüft, ob die Endstufe 78 bereits abgeschaltet ist. Ist dies der Fall, also U_OFF = 1, so kann sofort zum Ende in S330 gesprungen werden. Ansonsten wird in S312 U_OFF auf 1 gesetzt, und alle Signale EN1, EN2, EN3 (Fig. 8) werden auf HIGH gesetzt, so daß alle Brückentransistoren 80 bis 85 (Fig. 1) nichtleitend gesteuert werden. Da die in den Wicklungen 115, 116, 117 induzierte Spannung 78 bei geöffneten Leistungsschaltern 80 bis 85 unter der Spannung U_B am Kondensator 75 liegt, sind alle Freilaufdioden 90 bis 95 gesperrt, und es kann kein Strom und damit auch keine Leistung aus dem Motor 32 in den Zwischenkreis 73, 74 fließen. Der Motor 32 ist also "freigeschaltet", d.h. er nimmt weder Leistung auf, noch gibt er Leistung ab.

In S320 bis S322 wird überprüft, ob sich U_AD in dem erlaubten Bereich 356

- 43 -

befindet. Durch diesen erlaubten Bereich 356, der kleiner ist als der nichterlaubte Bereich, welcher durch die Schritte S306 und S308 definiert ist, erhält man eine Hysterese der Strombegrenzung, was die Arbeitsweise des Motors verbessert. Ist keine Hysterese notwendig, so wird S324 direkt an die Alternative "N" von S308 angehängt, und die Schritte S320, S322 können entfallen.

Befindet sich U_AD in dem erlaubten Bereich 356, so wird von S320 bzw. S322 nach S324 gesprungen; ansonsten wird das Unterprogramm UB_TEST in S330 beendet.

In S324 wird überprüft, ob U_OFF schon 0 war, die Endstufe 78 also bereits normal kommutiert wurde. War U_OFF = 0, so wird zum Ende S330 gesprungen, und sonst wird in S326 die Variable U_OFF auf 0 gesetzt, und bei COMMUT wird die Endstufe 78 gemäß der Tabelle in Fig. 2 normal in Abhängigkeit von den Hallsignalen HS1, HS2, HS3 kommutiert. Dies wird nachfolgend in Fig. 29 beschrieben. Dabei ist es auch möglich, den Beginn der Kommutierung mit zunehmender Drehzahl in Richtung nach früh zu verlegen, vgl. hierzu beispielhaft die DE 197 00 479 A1.

Auf diese Weise kann der Motor 32 beim Bremsen, also dann, wenn er die vom Drehzahlregler vorgegebene gewünschte Drehzahl n_s überschreitet, Energie generatorisch in den Kondensator 75 (Fig. 1) zurückliefern, ohne daß dabei die Spannung U_B an diesem Kondensator unzulässige Werte annehmen kann.

Ebenso wird sichergestellt, daß der Motor 32 abgeschaltet wird, wenn seine Betriebsspannung U_B unter einen zulässigen Wert U_MIN_OFF absinkt, wodurch Fehlfunktionen des Motor 32 vermieden werden. Dies ist besonders wichtig, wenn ein solcher Motor aus einem - nicht dargestellten - Akkumulator betrieben wird, den man sich in Fig. 1 an der Stelle des Gleichrichters 72 denken muß, wie dem Fachmann geläufig ist.

In dem Unterprogramm COMMUT (Fig. 29) wird die Endstufe 78 in

Abhängigkeit von den Hallsignalen HS1, HS2, HS3 kommutiert, falls keine weiteren Störungen vorliegen. Das Unterprogramm COMMUT, das auch allgemein zur Kommutierung dient, berücksichtigt bei der Kommutierung den Wert von U_OFF. Hat U_OFF den Wert 1, so bleiben alle Signale EN1, EN2, EN3 (Fig. 8) auf HIGH, vgl. S330 in Fig. 29.

Funktionsmanager

Fig. 25 zeigt ein Flußdiagramm mit einer möglichen Ausführungsform des in dem μ C 23 ablaufenden Hauptprogramms in Form eines sogenannten Funktionsmanagers.

Das Hauptprogramm hat die Aufgaben, auf Ereignisse wie z.B. der Änderung eines der Rotorstellungssignale HS1, HS2 oder HS3 zu reagieren, ferner jeder Funktion bei Bedarf Ressourcen, insbesondere Rechenzeit, zur Verfügung zu stellen, und bei der Vergabe der Ressourcen Prioritäten zu beachten.

Nach dem Einschalten des Motors 32 wird in dem μ C 23 ein interner Reset ausgelöst. In S600 erfolgt die Initialisierung des μ C 23. Ggf. folgen weitere zeitkritische Abläufe, wie bei S601 angedeutet.

Danach erfolgt ein Sprung in den Funktionsmanager 603, der in S602 beginnt. Der Funktionsmanager 603 regelt den Ablauf der einzelnen Unterprogramme und bestimmt deren Prioritäten.

Fig. 26 zeigt ein beispielhaftes Funktionsregister 605, in dem für jedes der Unterprogramme S604, S610, S614, S618 und S622 ein Bit reserviert ist.

In diesem Beispiel ist das Funktionsregister 605 1 Byte groß, und es sind, von dem niederwertigsten Bit (LSB) beginnend, die folgenden Anforderungsbits für die unten erklärten anforderbaren Funktionen definiert:

- Bit1: FCT_n_s für die Berechnung der Solldrehzahl n_s aus einem analogen Spannungswert am Eingang 48 des μ C 23,

- 45 -

- Bit2: FCT_RGL für eine Regelroutine beliebiger Art,
- Bit3: FCT_n für die Berechnung der Istdrehzahl n ,
- Bit4: FCT_HL für die Berechnung der Hallzeit t_{HALL} (vgl. Fig. 12),
- Bit5: FCT_PUMP für das Pumpen durch den μC 23 (vgl. Fig. 23),
- Bit6: FCT_UBT für die Überwachung der Betriebsspannung U_B .

Die restlichen Bits sind für zusätzliche anforderbare Funktionen reserviert, die bei Bedarf in den Funktionsmanager 603 eingefügt werden können.

Soll eine bestimmte anforderbare Funktion durch eine andere Funktion oder eine Interruptroutine angefordert werden, so wird das Bit der anzufordernden Funktion auf 1 gesetzt, z.B. $\text{FCT_UBT} := 1$. Wenn der Funktionsmanager 603 bei einem auf diese Anforderung folgenden Durchlauf keine andere anforderbare Funktion mit höherer Priorität findet, so wird in diesem Fall die Funktion zur Überwachung der Betriebsspannung ausgeführt, die in Fig. 23 dargestellt ist.

Ist eine angeforderte Funktion abgearbeitet, so setzt sie ihr Bit in dem Funktionsregister 603 wieder auf 0, z.B. $\text{FCT_UBT} := 0$ in S302 von Fig. 23.

In Fig. 25 wird nach S602 in einer vorbestimmten Reihenfolge, von der wichtigsten anforderbaren Funktion ausgehend, geprüft, ob deren Anforderungsbit gesetzt ist. Ist dies bei einer Funktion der Fall, so wird diese ausgeführt, und daraufhin wird wieder zum Schritt S601 gesprungen. Die Reihenfolge der Überprüfung des Funktionsregisters 605 gibt die Priorisierung der anforderbaren Funktionen vor. Je höher eine solche Funktion in dem Funktionsmanager 603 steht, desto höher ist ihre Priorität.

In S602 wird überprüft, ob das Anforderungsbit FCT_PUMP für das Pumpen gesetzt ist, also den Wert 1 hat. Ist es gesetzt, so wird nach S604 gesprungen, und die Pumpfunktion (Beschreibung vor Fig. 15) wird ausgeführt. Vor der Beendigung setzt die Pumpfunktion ihr Anforderungsbit FCT_PUMP wieder auf Null zurück. Danach erfolgt ein Sprung zurück zu Schritt S601.

- 46 -

War in S602 FCT_PUMP nicht gesetzt, so wird in S608 überprüft, ob FCT_UBT gesetzt ist. Ist dies der Fall, so wird die Funktion S610 (Fig. 23, 24) zur Überwachung der Betriebsspannung U_B aufgerufen.

In gleicher Weise wird bei gesetztem FCT_n von S612 aus die Berechnungsfunktion S614 der Istdrehzahl n (Fig. 12) aufgerufen. Bei gesetztem FCT_RGL (S616) wird die Reglerfunktion S618 (Fig. 16) und bei gesetztem FCT_n_s (S620) die Berechnungsfunktion der Solldrehzahl n_s (Fig. 8) aufgerufen.

Waren keine der in S602 bis S620 überprüften Bits gesetzt, so wird von S620 wieder nach S601 gesprungen, d.h. S601 wird bei jedem Durchlauf ausgeführt.

Fig. 25 zeigt auch bei 624 symbolisch einen Hall-Interrupt, der die höchste Priorität L1 (Level 1) hat. Ein Hall-Interrupt hat diese hohe Priorität, weil die genaue Erfassung der Hall-Signale für einen ruhigen Lauf des Motors 39 sehr wichtig ist. Er unterbricht alle Prozesse des Funktionsmanagers 603, wie durch einen Pfeil 626 symbolisiert.

Unter dem Hall-Interrupt 624 ist bei 628 ein TIMERØ-Interrupt des Timers TIMERØ dargestellt. Dieser hat eine niedrigere Priorität L2 und unterbricht alle Prozesse unter ihm, wie durch den Pfeil 630 angedeutet.

Wenn Hall-Interrupt und Timer-Interrupt gleichzeitig angefordert würden, würden sie nach der Reihenfolge ihrer Priorität abgearbeitet.

Die nächstniedere Priorität L3 hat die Pumpfunktion S604, da das Pumpen für eine sichere Kommutierung des Motors wichtig ist.

Die nächstniedere Priorität L4 hat die Spannungsüberwachungsfunktion S610, die ein Zerstören des Motors 32 durch eine zu hohe Betriebsspannung verhindert.

- 47 -

Die nächstniedere Priorität L5 hat die Berechnungsfunktion S614 der Istdrehzahl n . Die Istdrehzahl n ändert sich häufiger als die Solldrehzahl n_s .

Die nächstniedere Priorität L6 hat die Reglerfunktion S618, und die niedrigste Priorität hat die Berechnungsfunktion S622 der Solldrehzahl n_s .

Ggf. kann man aber auch die Reihenfolge der Schritte S602 bis S620, und damit deren Priorität, vertauschen.

Die Funktion S601, welche z.B. die Kommunikation zwischen dem Motor 32 und einem (nicht dargestellten) Desktop-Computer steuert, hat, falls vorhanden, eine Priorität, die zwischen L2 und L3 liegt.

Auf diese Weise gelingt es, die verschiedenen "Bedürfnisse" des Motors 32 in eine vorgegebene Hierarchie einzuordnen und die Ressourcen des μC 23 optimal für den Betrieb des Motors zu nutzen.

Fig. 27 zeigt ein Diagramm wie in Fig. 19 und 21, in dem die induzierte Spannung U_i 122 über der Drehzahl n aufgetragen ist. Die Linien $U_{E,min}$ 296 und $U_{E,max}$ 294 entsprechen denen aus Fig. 19 und begrenzen also den Bereich 295 um U_i , in dem ein sicherer Betrieb des Motors 32 möglich ist.

Die Berechnung von SW_MIN und SW_MAX in Fig. 20 enthält Multiplikationen und gegebenenfalls auch Divisionen, welche in dem verwendeten μC 23 einen hohen Rechen- und damit auch Zeitaufwand benötigen.

Zur Reduzierung des Rechenaufwands in der Stellwertbegrenzung S113 in Fig. 16 wird eine einfachere Berechnung verwendet. Die obere Begrenzungslinie 299 und die untere Begrenzungslinie 298 werden als Geraden dargestellt, die jeweils einen Offset c_{min} bzw. c_{max} an der Stelle $n = 0$ U/min haben. In diesem Beispiel ist $c_{min} = 0$.

Die Gerade 298 erreicht wie in Fig. 21 bei der maximalen Leerlaufdrehzahl

$n_{\max}$ z.B. die halbe maximale induzierte Spannung $U_{\max}/2$. Diese Gerade 298 stellt eine Begrenzung des Stellwerts $SW_{\min}$ dar. Die Gerade 299 erreicht z.B. bei der halben maximalen Drehzahl $n_{\max}/2$ die maximale Spannung $U_{\max}$. Sie stellt eine Begrenzung des Stellwerts $SW_{\max}$ dar.

Fig. 28 zeigt eine mögliche Ausführung S114''' des Schrittes S114 des Reglers aus Fig. 16 für die Geraden aus Fig. 27. Es wird eine allgemeine Geradengleichung gewählt.

$$SW_{\min} := m_{\min} * n + c_{\min}$$

$$SW_{\max} := m_{\max} * n + c_{\max}$$

$m_{\min}$ ist die Steigung der Geraden 298 und $m_{\max}$ die Steigungen der Geraden 299. $c_{\min}$ ist der Ordinatenabschnitt der Geraden 298 (bei diesem Beispiel ist $c_{\min} = 0$) und $c_{\max}$ der Ordinatenabschnitt der Geraden 299.

Durch die freie Wahl der Konstanten $c_{\max}$, $c_{\min}$, $m_{\max}$, $m_{\min}$ kann das Verhalten des Motors einfach verändert werden, z.B. durch Ändern gespeicherter Werte.

$c_{\min}$ kann auch negativ gewählt werden. $c_{\max}$ kann niedrig gewählt werden, um den Motor 32 langsamer anlaufen zu lassen, und so ein Überspringen beim Erreichen der Solldrehzahl n_s zu vermeiden. Ebenso kann z.B. die Gerade 299 in den Bereich zwischen der Geraden 294 und der Geraden 122 gelegt werden, um eine sehr sichere Strombegrenzung zu erhalten.

Fig. 29 zeigt das Unterprogramm COMMUT, welches die Kommutierung der Endstufe 78 (Fig. 1) gemäß der Kommutierungstabelle aus Fig. 2 mit Hilfe der Ansteuerschaltungen 50, 52, 54 (Fig. 8) durchführt. Bei einem Motor ohne Zündwinkelverschiebung wird dieses Unterprogramm z.B. von der Hall-Interruptroutine aufgerufen.

In S302 wird überprüft, ob aufgrund der Spannungsüberwachung UB_TEST (Fig. 23) die Endstufe ausgeschaltet wurde ($U_OFF = 1$). Dies bedeutet, daß

die Spannung am Zwischenkreis 73, 74 zu hoch oder zu tief ist.

In diesem Fall wird nach S330 gesprungen. In S330 werden alle Treiberbausteine 200 deaktiviert. Dies geschieht durch Setzen der Ausgänge EN1, EN2, EN3 auf 1.

In S332 werden die Signale IN1, IN2, IN3 auf 1 gesetzt. Dies hat zwar bei deaktivierten Treiberbausteinen 200 keine Auswirkung, der Zustand der Signale IN1, IN2, IN3, der gespeichert bleibt, ist jedoch dadurch für nachfolgende Vorgänge definiert.

Daraufhin wird an das Ende S340 gesprungen.

War in S302 $U_{OFF} = 0$, d.h. die Spannung am Zwischenkreis 73, 74 ist normal, so geschieht eine normale Kommutierung nach der Kommutierungstabelle aus Fig. 2.

In S304 wird der Zähler CNT_P, der für die Pumpüberwachung aus Fig. 13 verwendet wird, auf CNT_P_MAX gesetzt, da im folgenden kommutiert wird.

In S306 werden die Sollwerte EN1_S, EN2_S, EN3_S für die Signale EN1 bis EN3 entsprechend der Kombination HL_COMB der Hallsignale HS1, HS2, HS3 aus der Tabelle in Fig. 2 geladen. Die Tabellenwerte aus Fig. 2 werden mit TEN1, TEN2 und TEN3 bezeichnet. Wenn sich z.B. der Rotor 110 in der Winkelstellung $0^\circ \dots 60^\circ$ el. befindet, so ist die Kombination HL_COMB der Hallsignale ($HS1 = 1$, $HS2 = 0$, $HS3 = 1$), und es werden die folgenden Werte geladen: $EN1_S = 0$, $EN2_S = 0$, $EN3_S = 1$.

Ebenso werden in S308 die Sollwerte IN1_S, IN2_S, IN3_S für die Signale IN1 bis IN3 entsprechend der Kombination HL_COMB der Hallsignal HS1, HS2, HS3 aus der Tabelle in Fig. 2 geladen. Die Tabelle für die IN-Werte wird mit TIN1, TIN2, TIN3 bezeichnet. Für das Beispiel aus S306 ergibt sich $IN1_S = 1$, $IN2_S = \text{TRISTATE}$, $IN3_S = 1$ für die Winkelstellung $0^\circ \dots 60^\circ$ el.

- 50 -

Vor der Kommutierung waren zwei der Treiberbausteine aktiviert und ein Treiberbaustein war deaktiviert. Z.B. waren vor der Kommutierung in Fig. 8 der Baustein 52 und 54 aktiviert, und der Baustein 50 war deaktiviert. Nach der Kommutierung ist z.B. der Baustein 54 deaktiviert, und die Bausteine 50 und 52 sind aktiviert.

Die Schritte S310 bis S320 dienen zum Ausschalten des Treiberbausteins, der vor der Kommutierung aktiviert war, und nach der Kommutierung deaktiviert sein soll, im obigen Beispiel der Baustein 54. Der Baustein, der vor und nach der Kommutierung aktiviert ist, bleibt ständig aktiviert, um Leistungsverluste im Motor 32 zu vermeiden.

In Fig. 2 sind in den Spalten EN1, EN2, EN3 jeweils die Felder mit einem Rahmen 740 versehen, bei denen der jeweilige Treiberbaustein zwei aufeinanderfolgende Winkelbereiche aktiviert ist. So ist z.B. bei

Deshalb wird in S310 überprüft, ob der Sollwert EN1_S für das Signal EN1 1 ist, ob also EN1 nach der Kommutierung ausgeschaltet werden soll. In diesem Fall wird EN1 in S312 auf 1 gesetzt, und der Treiberbaustein des Brückenzeigs des Wicklungsanschlusses L1 wird deaktiviert. War EN1 vor der Kommutierung deaktiviert, so hat ein neuerliches Deaktivieren keine Auswirkung.

In S314 bis S320 geschieht das gleiche für die Brückenzeige der Wicklungsanschlüsse L2 und L3.

In S322 werden die Signale IN1, IN2 und IN3 auf die Sollwerte IN1_S, IN2_S und IN3_S gesetzt.

In S324 werden die Signale EN1, EN2 und EN3 auf die Sollwerte EN1_S, EN2_S und EN3_S gesetzt. Da die Treiberbausteine, die nach der Kommutierung deaktiviert sein sollen, bereits in S310 bis S320 deaktiviert wurden, bewirkt S324 ein Einschalten des Treiberbausteins, der zuvor ausgeschaltet war. Der andere Treiberbaustein, der sowohl vor der

- 51 -

Kommutierung als auch nach der Kommutierung eingeschaltet ist, wurde ja in S310 bis S320 nicht ausgeschaltet, um Leistungsverluste im Motor 32 zu vermeiden, die bei einer Stromunterbrechung auftreten würden.

In S340 wird das Unterprogramm COMMUT beendet.

Um dem Motor 32 ggf. beide Drehrichtungen zu erlauben, muß eine zweite Kommutierungstabelle für die andere Drehrichtung analog zu Fig. 2 gegeben sein. In vielen Fällen, z.B. bei Radiallüftern, wird aber nur der Betrieb in einer Drehrichtung gefordert. Der Betrieb mit einer Kommutierungstabelle für die umgekehrte Richtung ist für den Fachmann problemlos möglich und wird deshalb nicht weiter beschrieben.

Fig. 30 zeigt eine Übersicht über ein weiteres Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen elektronisch kommutierten Motors 32, welches ähnlich zu Fig. 8 ist. Gleiche oder gleichwirkende Teile erhalten die gleichen Bezugszeichen und werden gewöhnlich nicht nochmals erwähnt.

In Fig. 30 ist die Hardwarestrombegrenzung durch die Strombegrenzer 131 und 161 entfallen. Diese wird vollkommen durch das in dem μC 23 ablaufende Programm übernommen, was durch die Darstellung 199 symbolisch angedeutet ist. Hierbei wird z.B. eine Regelung analog zu Fig. 16 verwendet, bei der die Berechnung von SW_MIN und SW_MAX wie in Fig. 27 und 28 vorgenommen wird, wobei die Geraden 298 und 299 auf den Geraden U_{Emin} 296 und U_{E_{max}} 294 liegen. Der Offset OFFSET1 aus Fig. 28 ist hierbei 0, da der PWM-Generator 182 entfallen ist.

Das für die wechselseitige Taktung benötigte PWM-Signal PWM 181 wird, da keine Hardwarestrombegrenzung 131, 161 mehr verwendet wird, direkt von dem Ausgang 157 des μC 23 in die Ansteuerschaltungen 50, 52 und 54 eingespeist und bewirkt auch die erforderliche Strombegrenzung, so daß der Motor 32 nur in dem sicheren Bereich 295 betrieben werden kann. Eine Messung des Motorstroms entfällt hier. Sehr vorteilhaft ist, daß der Wert des Stromes abhängig von der Drehzahl begrenzt werden kann, um z.B. einen

sanften Anlauf zu erhalten.

Fig. 31 zeigt ein weiteres elektrisches Ersatzschaltbild wie in Fig. 3, welches nur Teile der Vollbrückenschaltung 78 der Fig. 1 zeigt. Gleiche oder gleichwirkende Teile erhalten die gleichen Bezugszeichen und werden gewöhnlich nicht nochmals erwähnt.

In Fig. 31 ist anstelle des oberen Leistungsschalters 82, der bei Fig. 3 geschlossen war, der untere Leistungsschalter 83 geschlossen. Weiterhin liegt das getaktete Ansteuerungssignal 228 nun an dem oberen Leistungsschalter 80, und das getaktete Ansteuerungssignal 227 liegt an dem unteren Leistungsschalter 81.

Bei dieser Art der Bestromung der Endstufe 78 liegt der Hauptunterschied darin, daß der Leistungsschalter, der für einen bestimmten Winkelbereich des Rotors 110 fest eingeschaltet ist, in Fig. 31 der untere Leistungsschalter 83 ist, während es in Fig. 3 der obere Leistungsschalter 82 war. Dementsprechend ist auch die Ansteuerung der getakteten Leistungsschalter 80 und 81 vertauscht, und es muß eine angepaßte Tabelle (Fig. 2) für die Ansteuerlogik verwendet werden.

Für die Erzeugung der Signale 227, 228 ergibt sich hierbei keine Änderung, so daß sich alle zuvor erwähnten Merkmale des erfindungsgemäßen Motors in gleicher Weise für dieses Ausführungsbeispiel verwenden lassen.

Eine notwendige Änderung der Signale IN1, IN2, IN3 ist in Fig. 32 beschrieben.

Ein Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß durch die Verwendung des unteren Leistungsschalters 83 auch der Brückenweig von L2 gepumpt wird. Im übrigen ist die Funktion dieselbe, der Strom i_3 fließt - verglichen mit Fig. 3 - in der umgekehrten Richtung.

Fig. 32 zeigt eine Variante zu Fig. 8. Die Schaltung nach Fig. 32 dient zur

- 53 -

Ansteuerung der Variante nach Fig. 31. Dargestellt ist ein veränderter Ausschnitt aus Fig. 8. Alle übrigen Teile entsprechen denen aus Fig. 8 und sind nicht dargestellt.

Die Zenerdiode 186 aus Fig. 8 ist entfernt worden, die Diode 260 aus Fig. 8 ist umgekehrt gepolt und hat nun das Bezugszeichen 260', und der Widerstand 262' ist nach +Vcc geschaltet, während der Widerstand 262 aus Fig. 8 gegen Masse geschaltet ist.

Fig. 32 ermöglicht es, die unteren Leistungsschalter dadurch einzuschalten, daß IN1, IN2 oder IN3 auf Null gesetzt werden. In der Schaltung aus Fig. 8 wird durch Setzen eines der Signale IN1, IN2 oder IN3 das Signal PWM2 180 über die jeweilige Diode (260) auf Masse gezogen.

Daher wird in Fig. 32 die Diode 260' verwendet, so daß die Leitung IN1 durch sie gegen Masse gezogen wird.

Dadurch ist es dem μC 23 möglich, durch das Setzen von IN1 (IN2, IN3) auf Null jeweils den unteren Leistungsschalter einzuschalten, und durch Setzen von IN1 (IN2, IN3) auf TRISTATE das PWM-Signal PWM2 180 einzuschleusen, das zu diesem Zweck in dem PWM-Generator 182' invertiert wird.

Naturgemäß sind im Rahmen der Erfindung vielfache Abwandlungen und Modifikationen möglich.

Bei einem elektronisch kommutierten Motor wird sowohl der Antriebsstrom (i_2) wie der Bremsstrom (i_2') überwacht. Bei zu hohem Antriebsstrom wird ein Tastverhältnis reduziert, das den Strom im Motor beeinflusst, und bei zu hohem Bremsstrom wird dieses Tastverhältnis erhöht. Hierfür wird eine analoge Schaltung mit zwei Strombegrenzungsgliedern (131, 161) angegeben, ebenso eine Schaltung, wo diese Funktionen durch die Software eines Mikrocontrollers realisiert sind und deshalb eine Strommessung

- 54 -

entfallen kann, oder schließlich eine Kombination beider Maßnahmen, wobei eine Hardware-Strombegrenzung und eine Software-Strombegrenzung zusammenwirken.

Ansprüche

1. Elektronisch kommutierter Motor mit einem Rotor (110) und einem Stator (114),
mit einer Statorwicklungsanordnung (115, 116, 117), welche über eine Vollbrückenschaltung (78) mit Strom aus einer Gleichstromquelle (73, 74) speisbar ist,
welche Vollbrückenschaltung (78) in jedem Brückenweig einen oberen MOSFET-Transistor, der mit einer positiven Leitung (73) der Gleichstromquelle verbunden ist, und einen unteren Transistor, der mit einer negativen Leitung (74) der Gleichstromquelle verbunden ist, aufweist,
mit einer Kommutierungsanordnung zum Kommutieren dieser Transistoren,
welche Kommutierungsanordnung dazu ausgebildet ist, in Abhängigkeit zumindest von der Stellung des Rotors (110) bei einem ersten Brückenweig nur einen Transistor einzuschalten und bei einem zweiten Brückenweig, gesteuert durch ein PWM-Signal, den oberen und den unteren Transistor alternierend einzuschalten,
und mit einer Anordnung, welche abhängig von mindestens einer Motorgröße beim Auftreten eines einen vorgegebenen Wert überschreitenden Bremsstromes (i_2') in der Brückenschaltung das Tastverhältnis (PWM2) dieses PWM-Signals in der Weise verändert, daß der vom Motor (32) generatorisch erzeugte Strom reduziert wird.
2. Motor nach Anspruch 1, mit einer Anordnung zur Überwachung der Spannung (U_B) an der Gleichstromquelle (73, 74), welche Anordnung beim Überschreiten eines vorgegebenen oberen Grenzwerts (U_{MAX_OFF}) dieser Spannung (U_B) alle Transistoren der Vollbrückenschaltung (78) sperrt.
3. Motor nach Anspruch 2, mit einem zur Motorsteuerung dienenden Mikroprozessor oder Mikrocontroller, im folgenden Mikroprozessor (23) genannt, welcher einen A/D-Wandler aufweist, der die Spannung (U_B)

an der Gleichstromquelle in einen digitalen Wert (U_AD) für die digitale Weiterverarbeitung im Mikroprozessor (23) umsetzt.

4. Motor nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 3, mit einem zur Motorsteuerung dienenden Mikroprozessor oder Mikrocontroller (23), im folgenden Mikroprozessor genannt, welcher im Betrieb Ausgangssignale zur Steuerung der Vollbrückenschaltung (78) liefert, wobei jedem Brückenweig ein Kommutierungsbaustein (50, 52, 54) zum alternierenden Einschalten des oberen und des unteren Transistors dieses Brückenzeigs zugeordnet ist, welcher Kommutierungsbaustein mindestens zwei Signaleingänge (z.B IN1, EN1) aufweist, die durch separate Signalausgänge des Mikroprozessors (23) steuerbar sind, und das PWM-Signal (PWM2) einem dieser Signaleingänge (IN1, IN2, IN3) zuführbar ist, und ein diesem Signaleingang zugeordneter Signalausgang (IN1, IN2, IN3) des Mikroprozessors (23) auf einen hochohmigen Zustand umschaltbar ist, um vom Mikroprozessor aus das alternierende Einschalten der Transistoren dieses Brückenzeigs durch das PWM-Signal (PWM2) zu aktivieren.
5. Motor nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 4, mit einem zur Motorsteuerung dienenden Mikrocontroller oder Mikroprozessor, im folgenden Mikroprozessor (23) genannt, welcher zur Drehzahlregelung des Motors dient und an mindestens einem Ausgang ein Prozessor-PWM-Signal (PWM1) zur Beeinflussung der Drehzahl des Motors liefert, und mit einer Anordnung zum Begrenzen des Tastverhältnisses (PWM1) dieses Prozessor-PWM-Signals auf einen drehzahlabhängigen Wert.
6. Motor nach Anspruch 5, bei welchem dieses Tastverhältnis (PWM1) beim Bremsvorgang auf einen Mindestwert begrenzt wird, der mit abnehmender Drehzahl (n) des Motors (32) abnimmt.

7. Motor nach Anspruch 5 oder 6, bei dem das Prozessor-PWM-Signal durch sein Tastverhältnis (PWM1) den Ladezustand eines ersten Kondensators (159) beeinflusst, und ein zweiter Kondensator (148) vorgesehen ist, welcher über eine Widerstandsanordnung (150, 152) mit dem ersten Kondensator (159) verbunden ist, und das Tastverhältnis (PWM2) des der Vollbrückenschaltung (78) zugeführten PWM-Signals im wesentlichen durch die Spannung an einem dieser beiden Kondensatoren (148, 159) gesteuert ist.
8. Motor nach Anspruch 7, bei welchem der zweite Kondensator (148) eine kleinere Kapazität aufweist als der erste Kondensator (159).
9. Motor nach Anspruch 7 oder 8, bei welchem eine Strombegrenzungsanordnung (131, 161) für den Motor vorgesehen ist, welche bei Überschreiten eines vorgegebenen Grenzwerts des Antriebsstroms (i_2) die Ladung dieses zweiten Kondensators (148) in einer vorgegebenen Richtung verändert, und welche bei Überschreiten eines vorgegebenen Grenzwerts des Bremsstroms (i_2') die Ladung dieses zweiten Kondensators (148) in einer zur vorgegebenen Richtung entgegengesetzten Richtung verändert.
10. Elektronisch kommutierter Motor mit einem Rotor (110) und einem Stator (114), mit einer Statorwicklungsanordnung (115, 116, 117), welche über eine Vollbrückenschaltung (78) mit Strom aus einer Gleichstromquelle (73, 74) gespeist wird, welche Vollbrückenschaltung (78) in jedem Brückenweig einen oberen NMOS-Transistor, der mit einer positiven Leitung (73) der Gleichstromquelle verbunden ist, und einen unteren Transistor, der mit einer negativen Leitung (74) der Gleichstromquelle verbunden ist, aufweist, und dem oberen Transistor eines Brückenzeigs jeweils ein

- 58 -

Speicherkondensator (230) zugeordnet ist, der über den unteren Transistor dieses Brückenzeigs ladbar ist und dazu dient, diesen oberen Transistor mit einer Steuerspannung zu versorgen, mit einer Kommutierungsanordnung zum Kommutieren dieser Transistoren, welche Kommutierungsanordnung dazu ausgebildet ist, in Abhängigkeit zumindest von der Stellung des Rotors (110) bei einem ersten Brückenzeig nur einen Transistor einzuschalten und bei einem zweiten Brückenzeig den oberen und den unteren Transistor alternierend einzuschalten, wobei die Motordrehzahl (n) überwacht wird und bei Unterschreiten eines vorgegebenen Drehzahlwerts nach Ablauf einer vorgegebenen Zeit (Fig. 14B: CNT_P_MAX) kurzzeitig die oberen Transistoren der Vollbrückenschaltung gesperrt und die unteren Transistoren der Vollbrückenschaltung kurzzeitig eingeschaltet werden, um die Speicherkondensatoren (230) der oberen Transistoren zu laden und dadurch eine sichere Steuerung dieser oberen Transistoren auch bei niedrigen Drehzahlen oder einem Stillstand des Motors zu gewährleisten.

11. Verfahren zum Betreiben eines elektronisch kommutierten Motors, der einen permanentmagnetischen Rotor (110) und einen Stator (114) aufweist, mit einer Statorwicklungsanordnung (115, 116, 117), welche über eine Vollbrückenschaltung (78) mit Strom aus einer Gleichstromquelle (73, 74) speisbar ist, welche Vollbrückenschaltung (78) in jedem Brückenzeig einen oberen MOSFET-Transistor, der mit einer positiven Leitung (73) der Gleichstromquelle verbunden ist, und einen unteren Transistor, der mit einer negativen Leitung (74) der Gleichstromquelle verbunden ist, aufweist, mit einer Kommutierungsanordnung zum Kommutieren dieser Transistoren, welche Kommutierungsanordnung dazu ausgebildet ist, in Abhängigkeit zumindest von der Stellung des Rotors (110) bei einem

ersten Brückenweig nur einen Transistor einzuschalten und bei einem zweiten Brückenweig, gesteuert durch ein PWM-Signal, den oberen und den unteren Transistor alternierend einzuschalten, und mit einem Mikroprozessor oder Mikrocontroller, im folgenden Mikroprozessor (23) genannt, mit folgenden Schritten:

Im Mikroprozessor (23) wird anhand eines synthetischen Modells des Motors (32) und eines dem Mikroprozessor zugeführten Wertes für die Motordrehzahl (n) laufend überwacht, ob die dem Motor zugeführte Gleichspannung (U_E) in einer vorgegebenen Relation zu der im Motor induzierten Spannung (U_i) steht;

wenn der Motor generatorisch betrieben wird, und die an ihm anliegende Gleichspannung (U_E) außerhalb der vorgegebenen Relation liegt, wird vom Mikroprozessor (23) das Tastverhältnis des PWM-Signals entsprechend verändert, mit dem der obere und der untere Transistor des zweiten Brückenweigs alternierend eingeschaltet werden, um durch diese Änderung den Bremsstrom (i_2') zu begrenzen.

12. Verfahren zum Betreiben eines elektronisch kommutierten Motors mit einem permanentmagnetischen Rotor (110) und einem Stator (114), mit einer Statorwicklungsanordnung (115, 116, 117), welche über eine Vollbrückenschaltung (78) mit Strom aus einer Gleichstromquelle (73, 74) speisbar ist, welche Vollbrückenschaltung (78) eine Mehrzahl von Brückenweigen aufweist und in jedem Brückenweig einen oberen MOSFET-Transistor, der mit einer positiven Leitung (73) der Gleichstromquelle verbunden ist, und einen unteren Transistor, der mit einer negativen Leitung (74) der Gleichstromquelle verbunden ist, aufweist, mit einer Kommutierungsanordnung zum Kommutieren dieser Transistoren, welche Kommutierungsanordnung dazu ausgebildet ist, in Abhängigkeit zumindest von der Stellung des Rotors (110) bei einem ersten Brückenweig nur einen Transistor einzuschalten und bei einem

- 60 -

zweiten Brückenweig, gesteuert durch ein PWM-Signal, den oberen und den unteren Transistor alternierend einzuschalten, und mit einem Mikroprozessor oder Mikrocontroller, im folgenden Mikroprozessor (23) genannt, mit folgenden Schritten:

Im Mikroprozessor (23) wird anhand eines synthetischen Modells des Motors (32) überwacht, ob die dem Motor zugeführte Gleichspannung (U_E) in einer vorgegebenen Relation zu der im Motor induzierten Spannung (U_i) steht;

wenn die Relation nicht eingehalten wird, wird durch den Mikroprozessor (23) zur Korrektur dieser Relation das Tastverhältnis des PWM-Signals entsprechend verändert, mit dem der obere und der untere Transistor des zweiten Brückenzeigs alternierend eingeschaltet werden, um durch diese Veränderung des Tastverhältnisses einem Überschreiten der vorgegebenen Relation entgegenzuwirken.

13. Elektronisch kommutierter Motor mit einem Rotor (110) und mit einem Stator (114), auf dem eine Statorwicklungsanordnung (115, 116, 117) angeordnet ist, der eine Vollbrückenschaltung (78) mit einer Mehrzahl von parallelen Brückenzeigs zugeordnet ist, von denen jeder einen oberen Transistor (80), der mit einer positiven Leitung (73) einer Gleichstromquelle verbunden ist, und einen unteren Transistor (81), der mit einer negativen Leitung (74) der Gleichspannungsquelle verbunden ist, aufweist, wobei den beiden Transistoren (80, 81) eines Brückenzeigs jeweils eine Ansteuerschaltung (50, 52, 54) zugeordnet ist, welche abhängig von einem ersten Eingangssignal (EN1) aktivierbar und deaktivierbar ist und im deaktivierten Zustand beide Transistoren (80, 81) des zugeordneten Brückenzeigs sperrt, und welche abhängig von einem zweiten Eingangssignal (IN1) im durch das erste Eingangssignal (EN1) aktivierten Zustand so umschaltbar ist, daß entweder der obere Transistor (80) oder der untere Transistor (81) leitend gesteuert wird,

- 61 -

ferner mit einem Mikroprozessor oder Mikrocontroller, im folgenden Mikroprozessor (23) genannt, zum Erzeugen des ersten Eingangssignals an einem ersten Ausgang (EN1) und zum Erzeugen des zweiten Eingangssignals an einem zweiten Ausgang (IN1), und mit einem dritten Eingangssignal (80) in Form eines PWM-Signals mit einem steuerbaren Tastverhältnis (PWM; PWM2), welches dritte Eingangssignal der Ansteuerschaltung (50) parallel zum zweiten Eingangssignal (IN1) von einer PWM-Signalquelle (182) zuführbar ist und nur wirksam wird, wenn der zweite Ausgang (IN1) des Mikroprozessors (23) in einen vorgegebenen Schaltzustand umgeschaltet ist.

14. Motor nach Anspruch 13, bei welchem der vorgegebene Schaltzustand des zweiten Ausgangs (IN1) des Mikroprozessors (23) ein hochohmiger Zustand (TRISTATE) ist.
15. Motor nach Anspruch 13 oder 14, bei welchem das dritte Eingangssignal (180) der Ansteuerschaltung (50, 52, 54) über eine Diode (260) zuführbar ist.
16. Motor nach einem oder mehreren der Ansprüche 13 bis 15, bei welchem die Amplitude des dritten Eingangssignals (180) begrenzt ist, insbesondere durch eine Zenerdiode (186).
17. Motor nach einem oder mehreren der Ansprüche 13 bis 16, bei welchem die Ansteuerschaltung einen Eingang (223) aufweist, an den ein Widerstand (252) angeschlossen ist, dessen Größe die Größe einer Totzeit (Δt) beim Umschalten zwischen den Transistoren (80, 81) des zugeordneten Brückenzeigs beeinflusst, und dieser Widerstand (252) durch ein steuerbares Schaltglied (250) mindestens teilweise überbrückbar ist, welches durch das erste Eingangssignal (EN1) steuerbar ist.
18. Motor nach Anspruch 17, bei welchem das steuerbare Schaltglied

(250) in einen vorgegebenen Schaltzustand gesteuert wird, wenn der erste Ausgang (EN1) des Mikroprozessors (23) einen hochohmigen Zustand annimmt, um hierbei den zugeordneten Brückenweig (80, 81) zu sperren.

19. Motor nach einem oder mehreren der Ansprüche 13 bis 18, bei welchem das Tastverhältnis (PWM2) der PWM-Signalquelle (182) durch die Spannung an einem Kondensator (148) steuerbar ist, welche Spannung beim Fließen eines zu hohen Antriebsstroms in der Statorwicklungsanordnung durch eine erste Strombegrenzungsanordnung (131) in einer vorgegebenen Richtung veränderbar ist, damit dieser Antriebsstrom durch eine entsprechende Veränderung des Tastverhältnisses (PWM2) abgesenkt wird, und welche beim Fließen eines zu hohem Bremsstromes in der Statorwicklungsanordnung durch eine zweite Strombegrenzungsanordnung (161) in einer zur vorgegebenen Richtung entgegengesetzten Richtung veränderbar ist, um den Bremsstrom durch eine entsprechende Änderung des Tastverhältnisses (PWM2) abzusenken.
20. Motor nach Anspruch 19, bei welchem eine Begrenzungsvorrichtung für das Tastverhältnis (PWM2) vorgesehen ist, um zu verhindern, daß bei einem Extremwert des Tastverhältnisses (PWM2) der untere Transistor (81) eines Brückenzeigs ständig geöffnet und der obere Transistor (80) ständig geschlossen ist.
21. Motor nach einem oder mehreren der Ansprüche 13-20, welcher mindestens dreiphasig ausgebildet ist, und mindestens drei Ansteuerschaltungen (50, 52, 54) für die Brückenzeige (21, 22, 23) aufweist, und mit einer Anordnung (Fig. 29), welche bei einer Kommutierung eine Unterbrechung des ersten Eingangssignals (EN1) einer Ansteuerschaltung verhindert, wenn diese Ansteuerschaltung vor und nach der Kommutierung aktiviert sein muß.

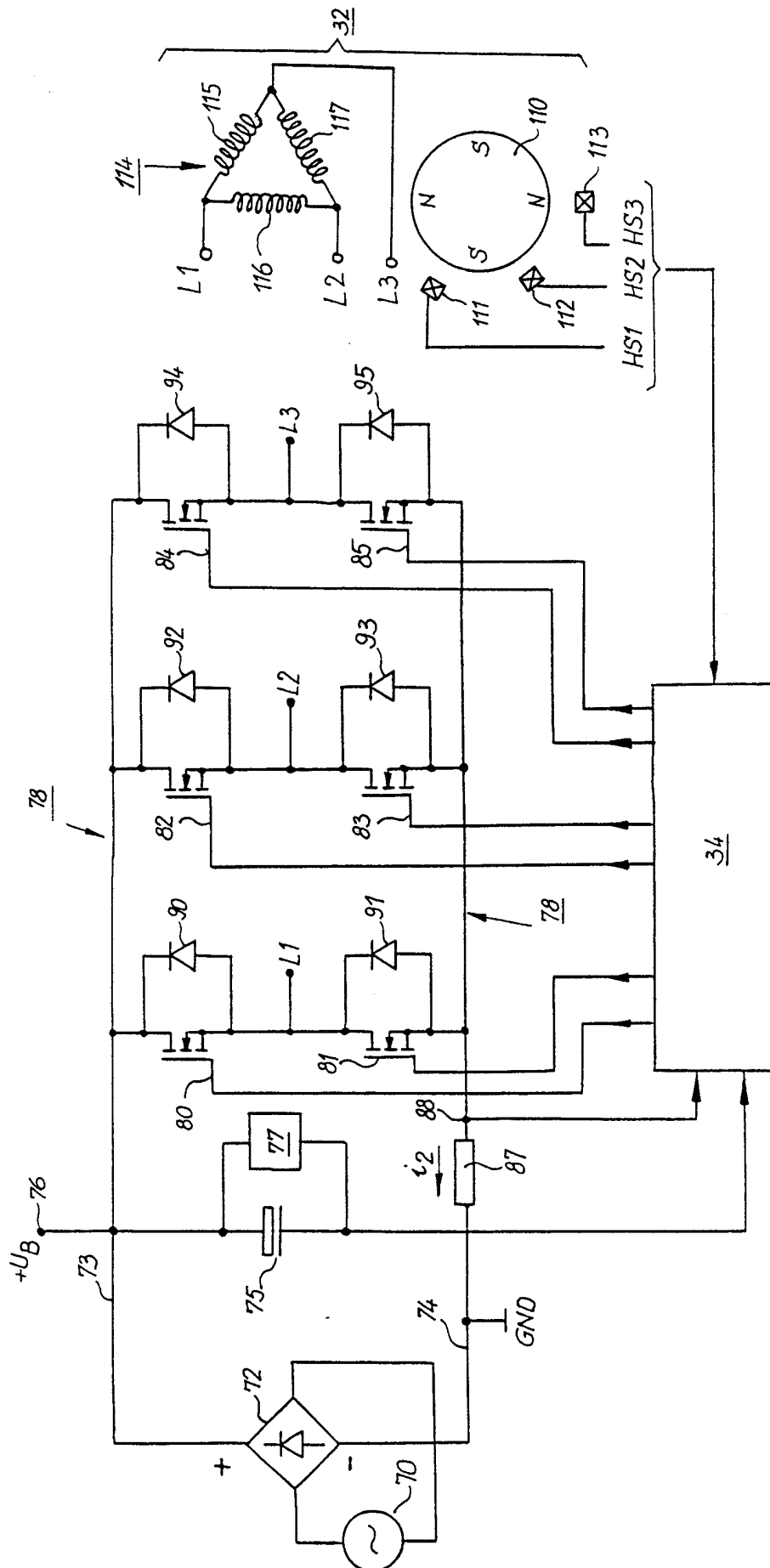


Fig. 1

ϕ_{hel}	700			702			704				EN			IN		
	HS1	HS2	HS3	81	83	85	80	82	84	EN1	EN2	EN3	IN1	IN2	IN3	
0°...60°	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	TRI	1	
60°...120°	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1	TRI	
120°...180°	1	1	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	TRI	
180°...240°	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	TRI	1	1	
240°...300°	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	TRI	1	1	
300°...360°	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	TRI	1	

708

706

740

Fig. 2

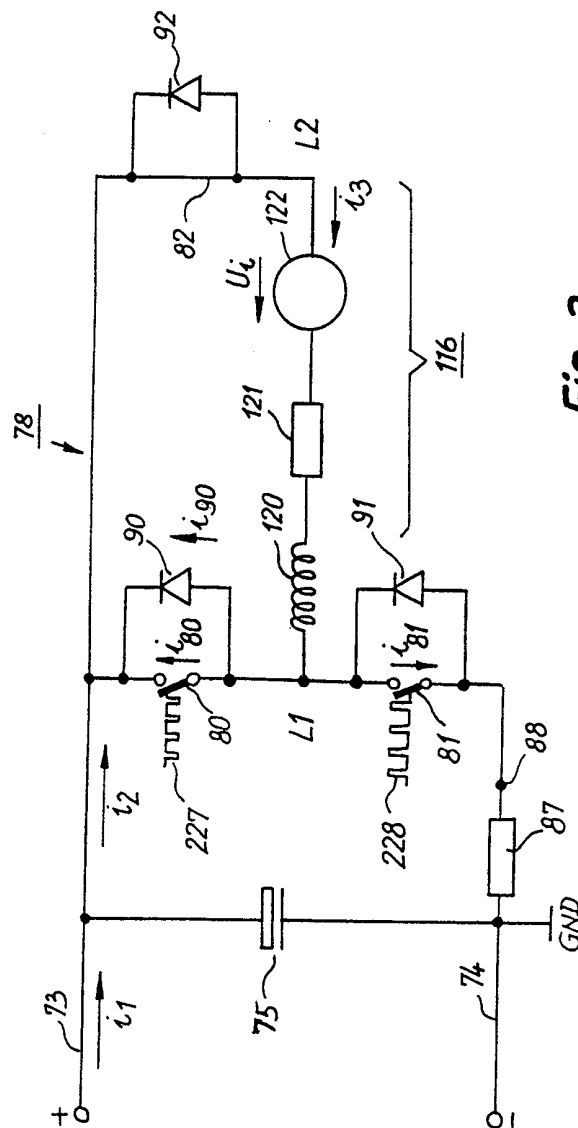
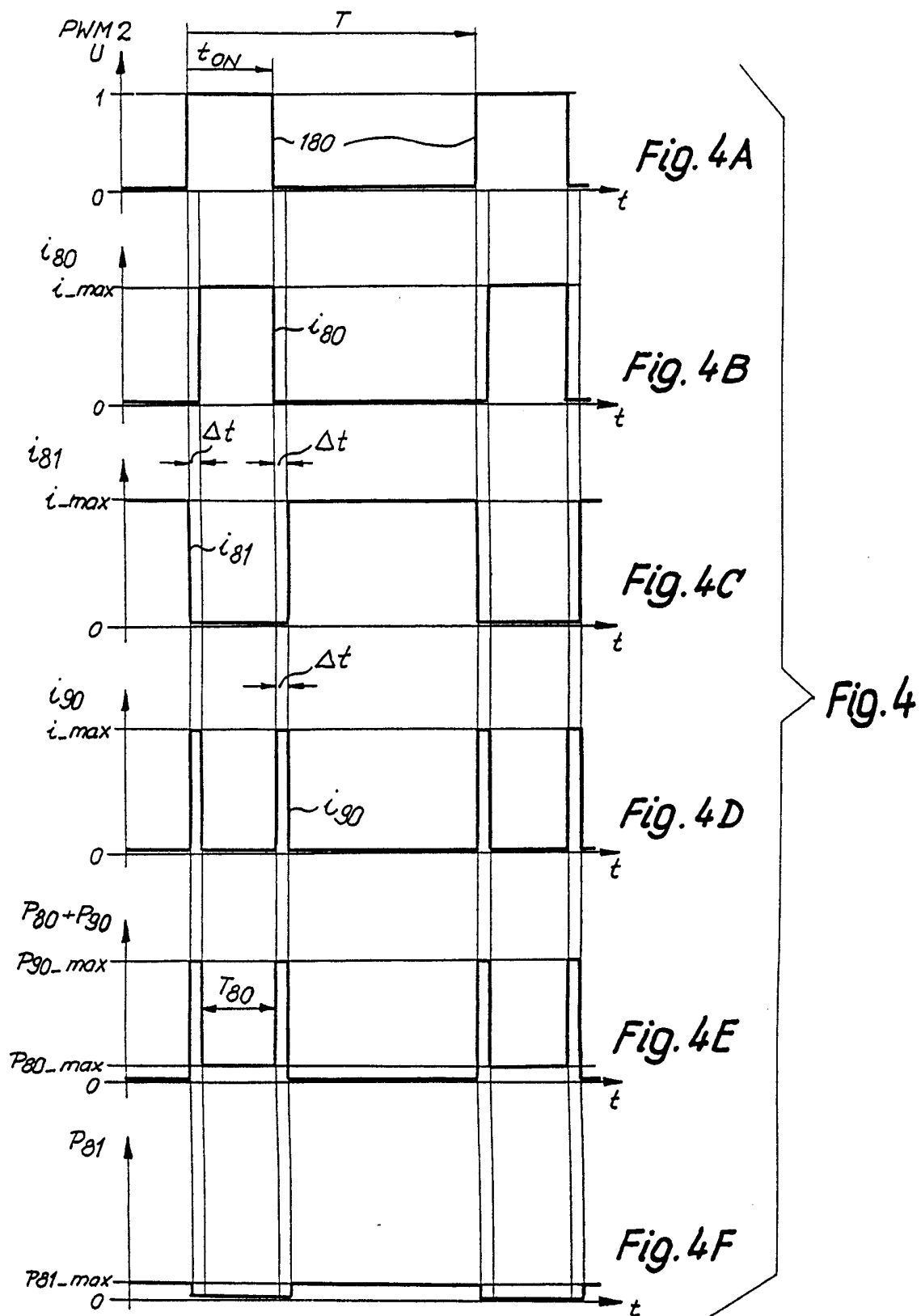


Fig. 3



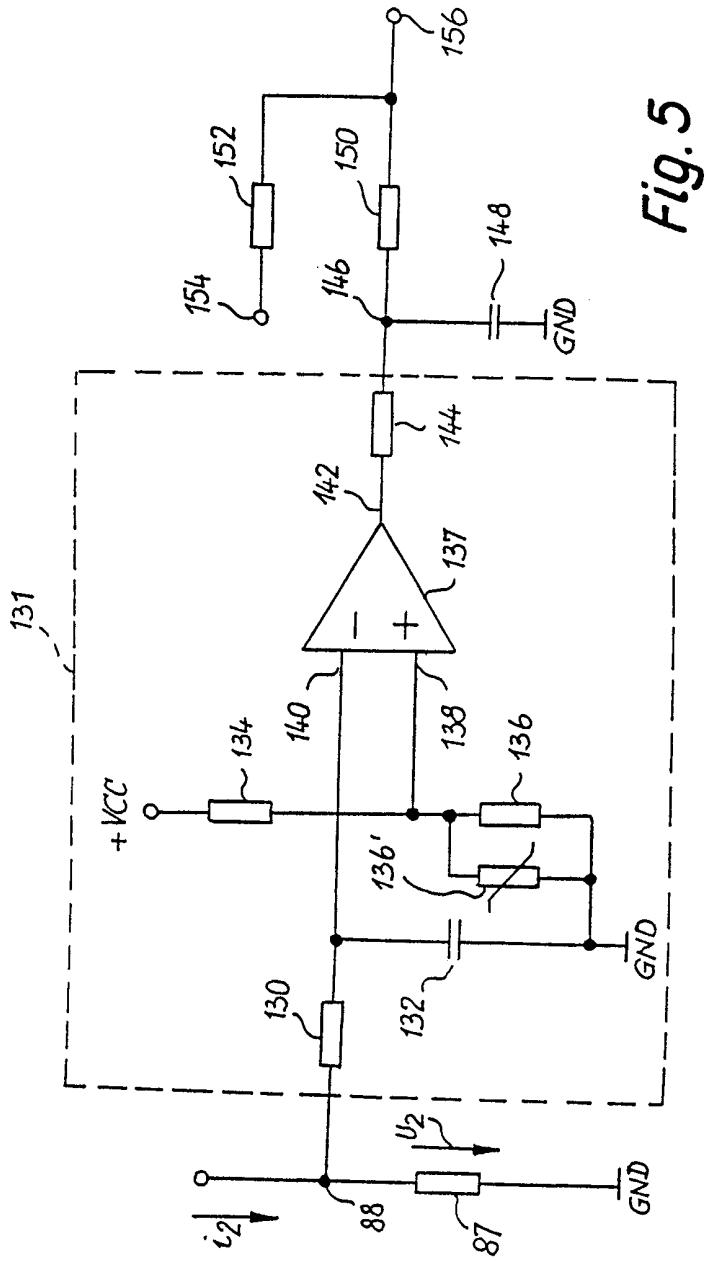


Fig. 5

6/28

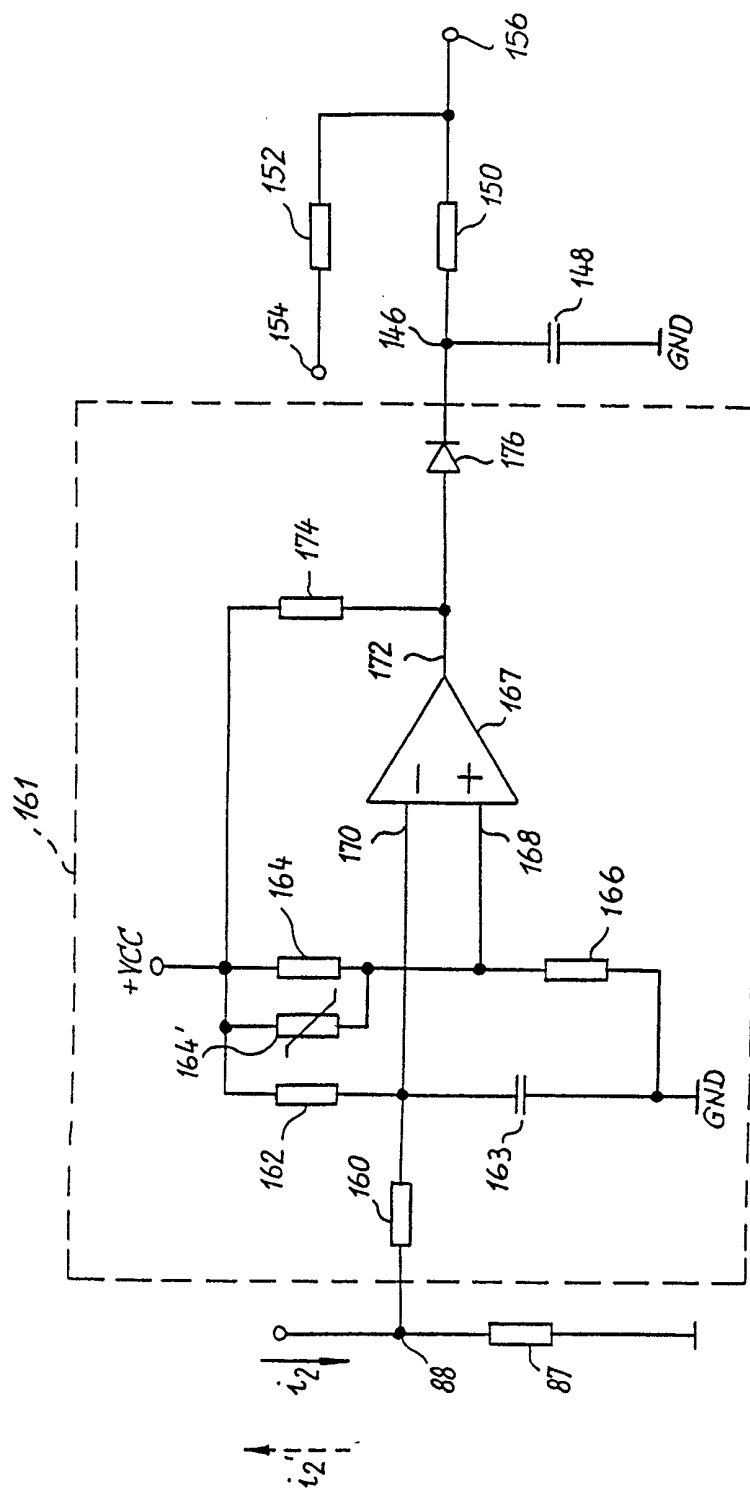
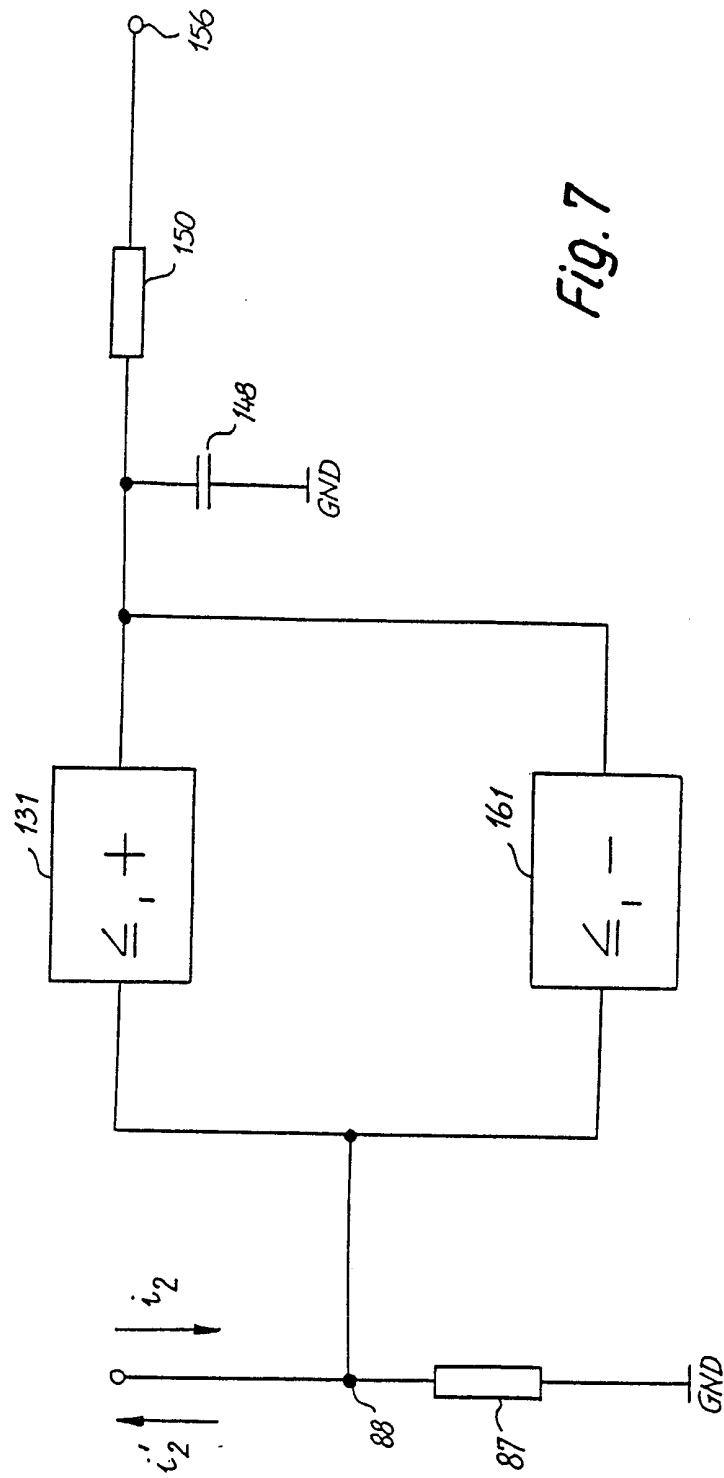


Fig. 6



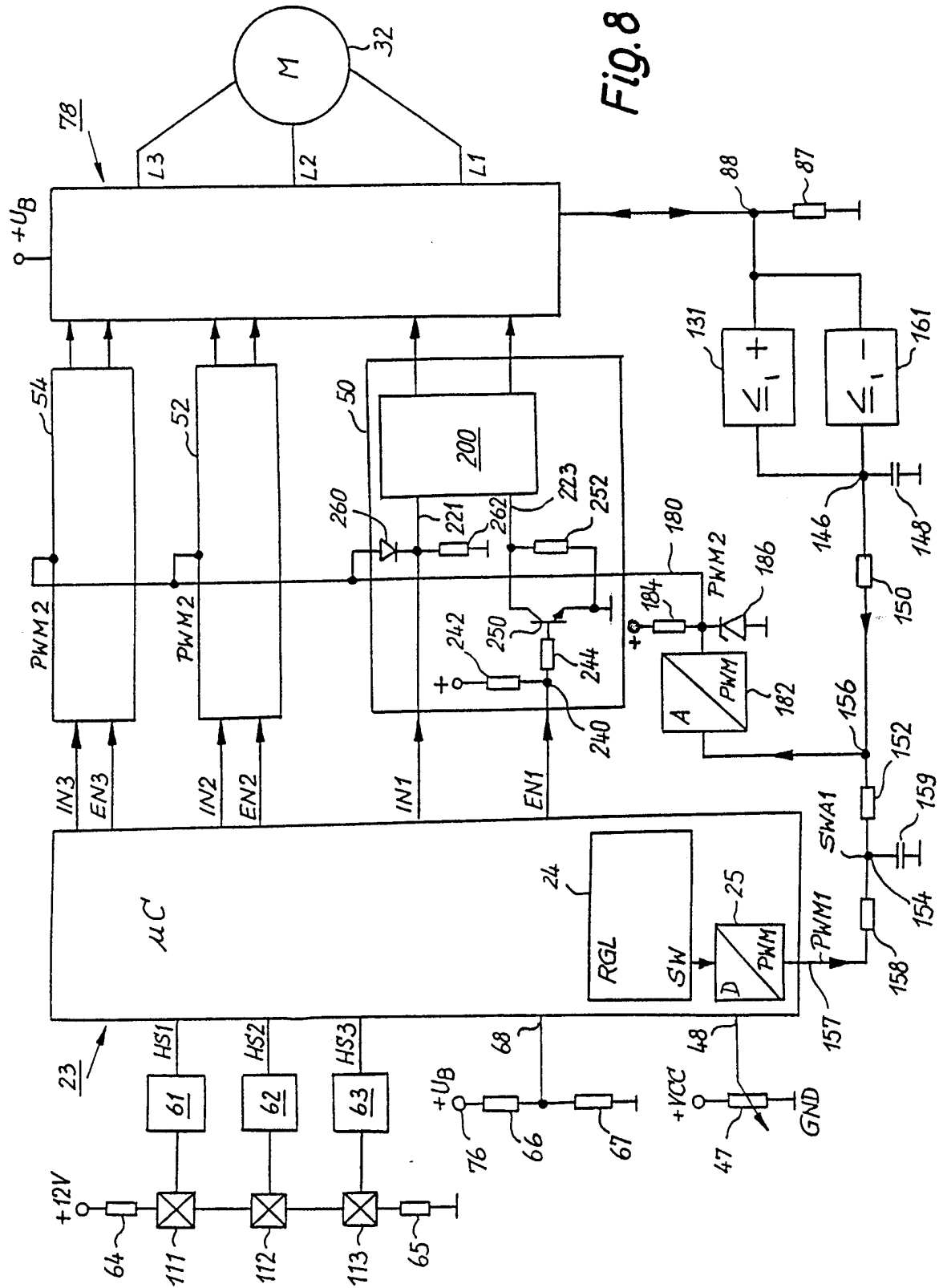


Fig. 8

9/28

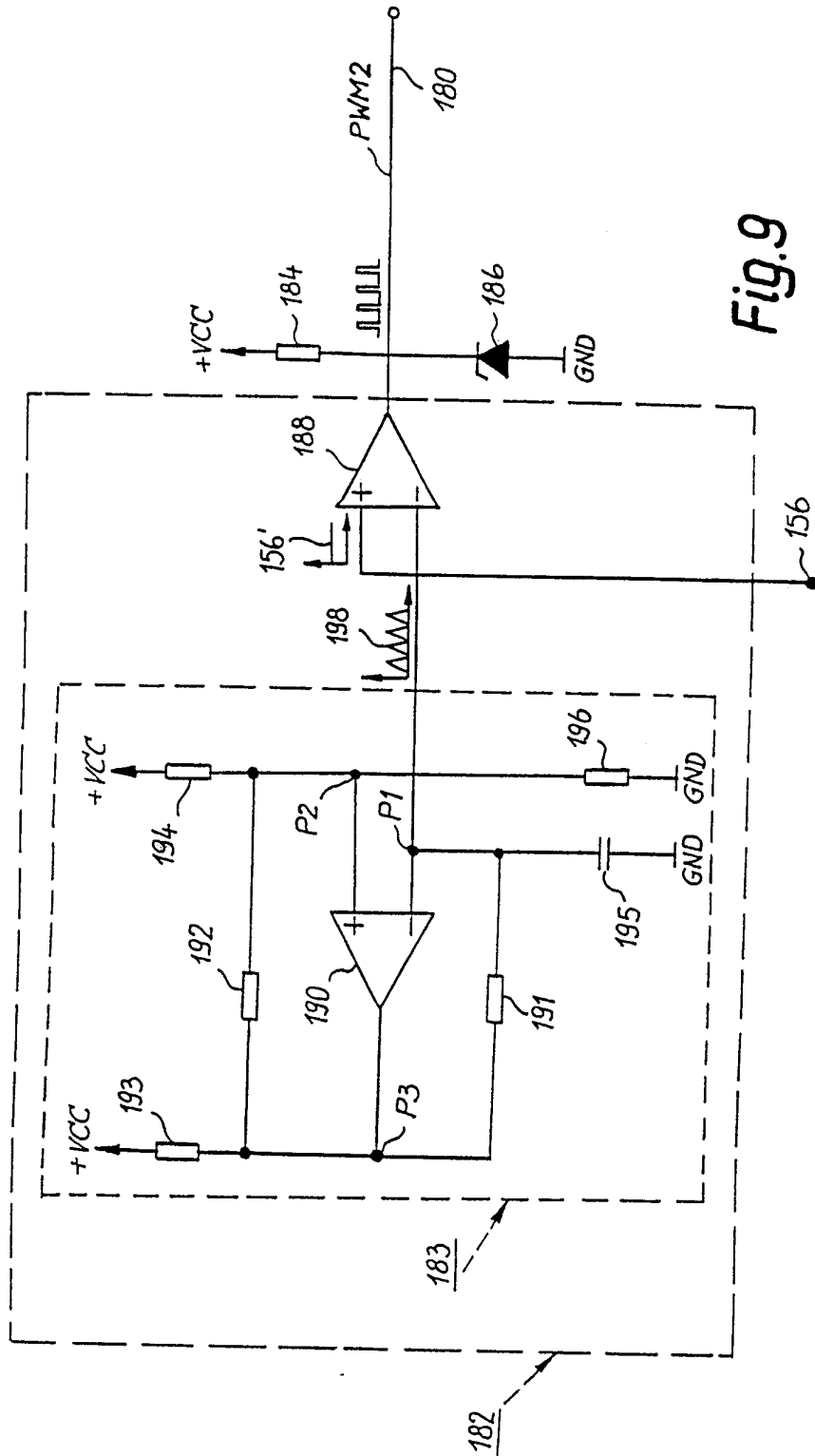
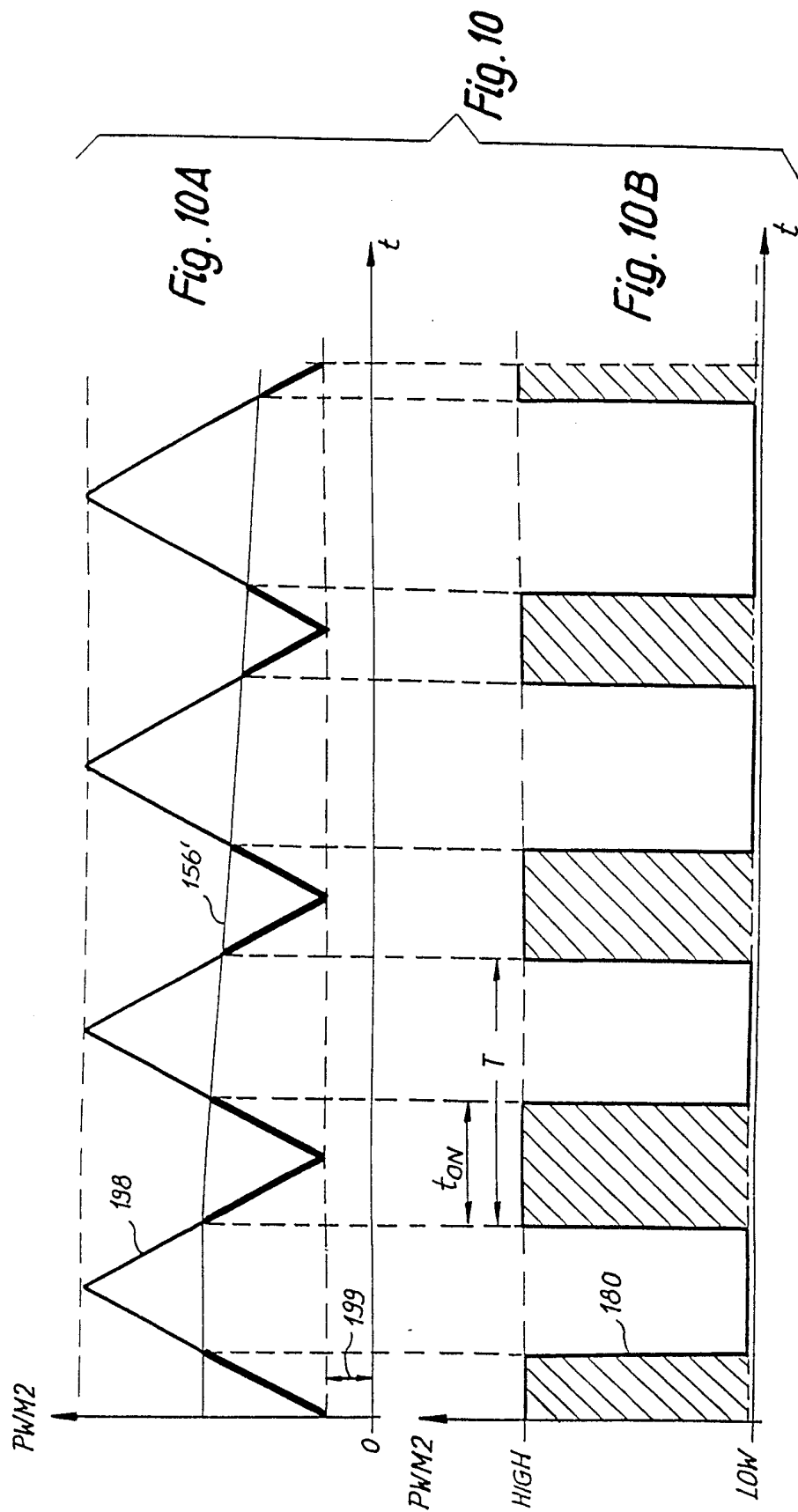


Fig. 9

10/28



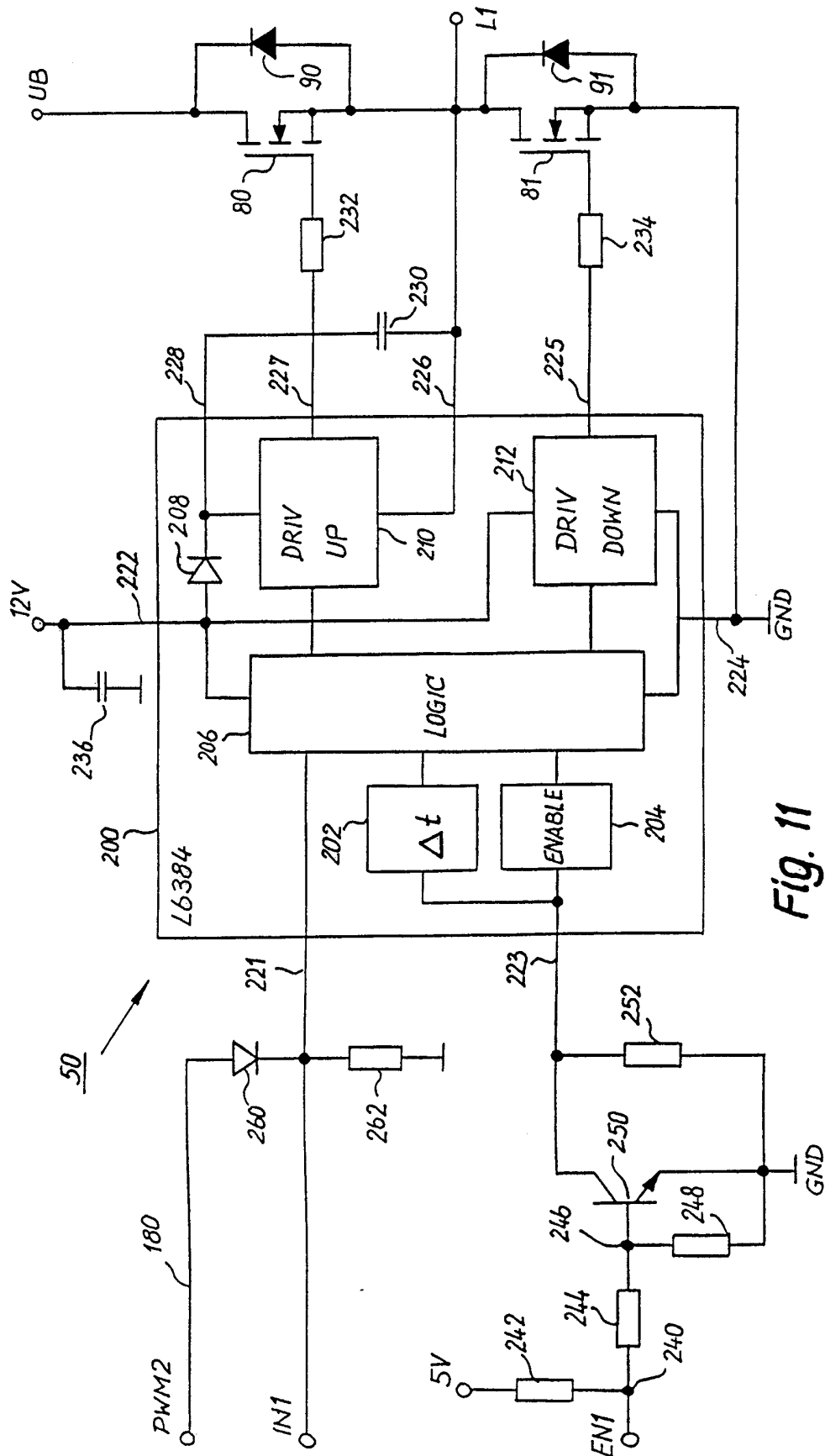
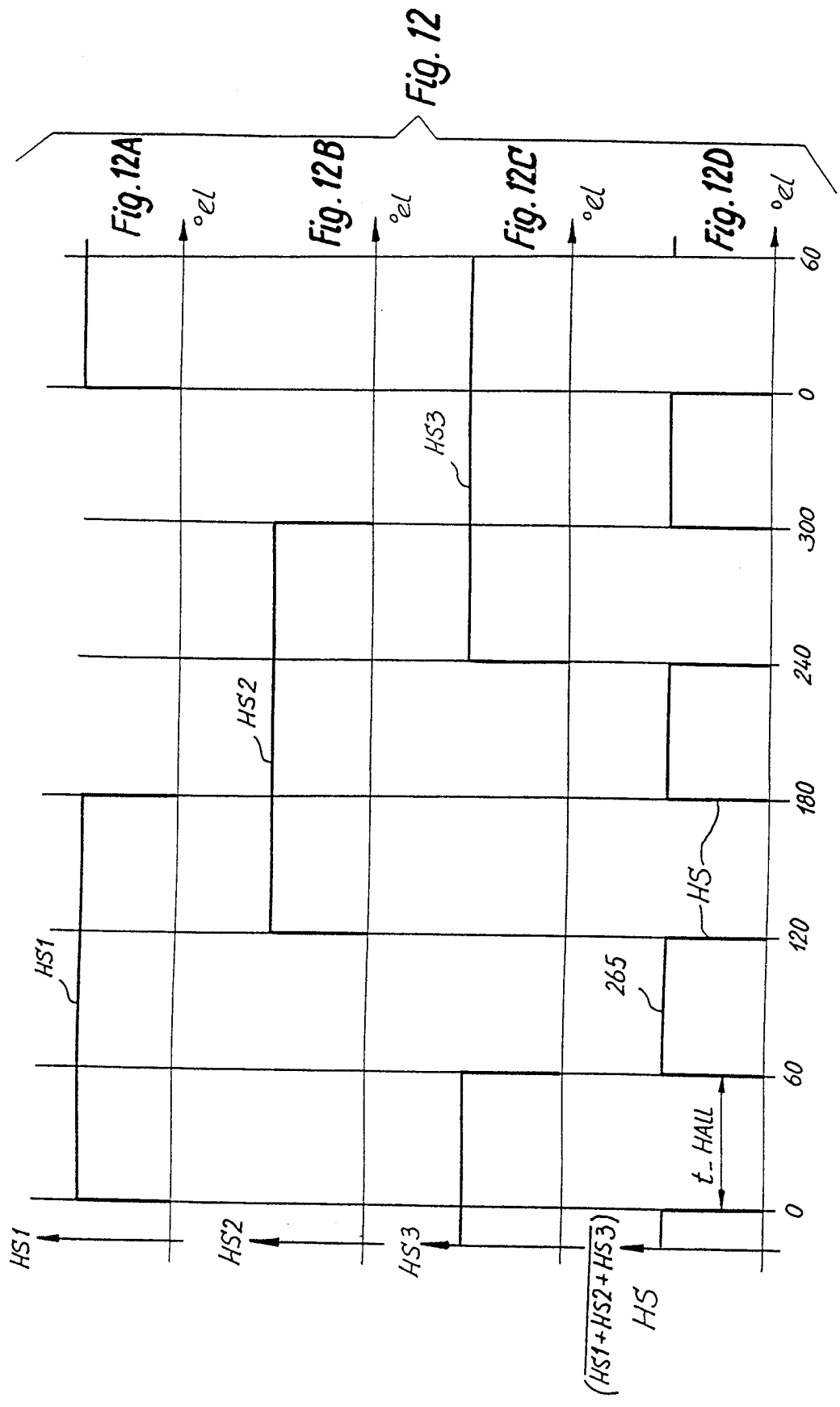


Fig. 11



13/28

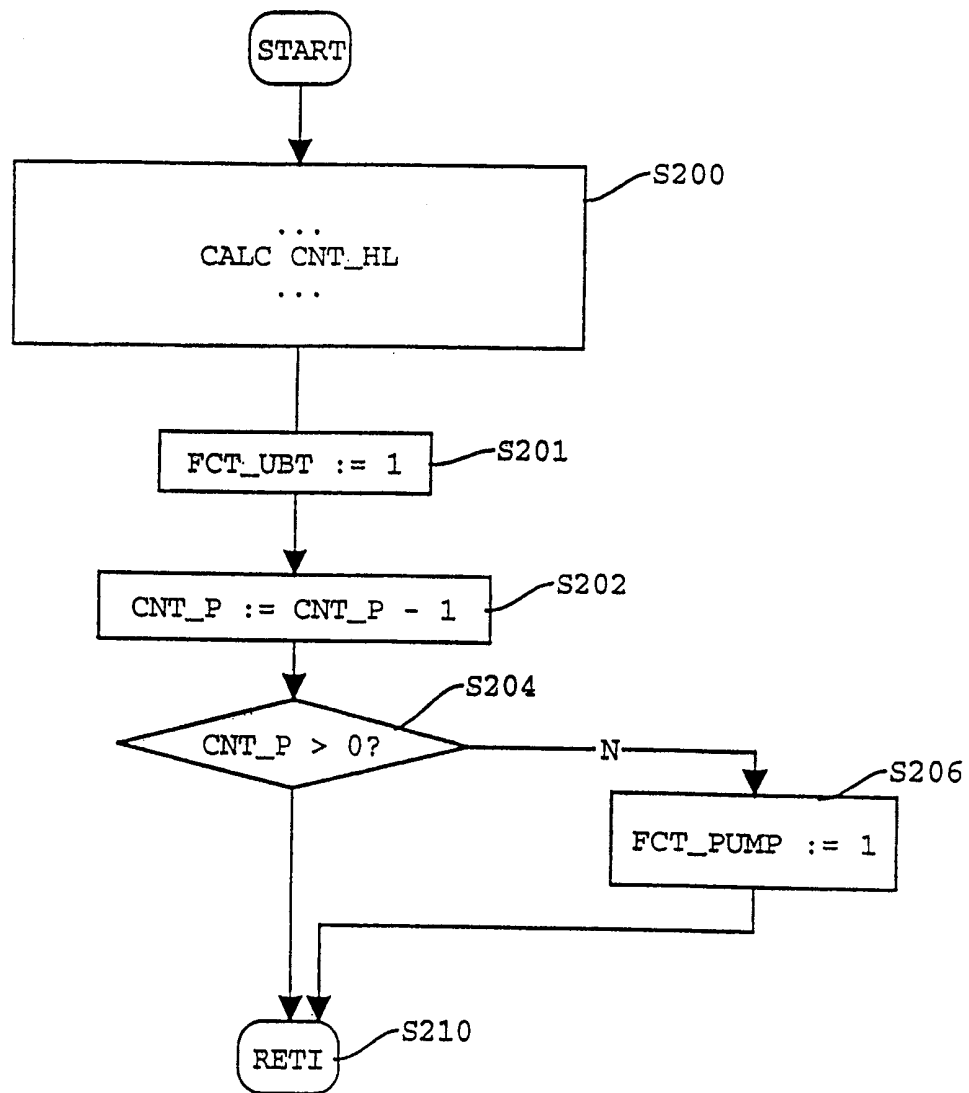
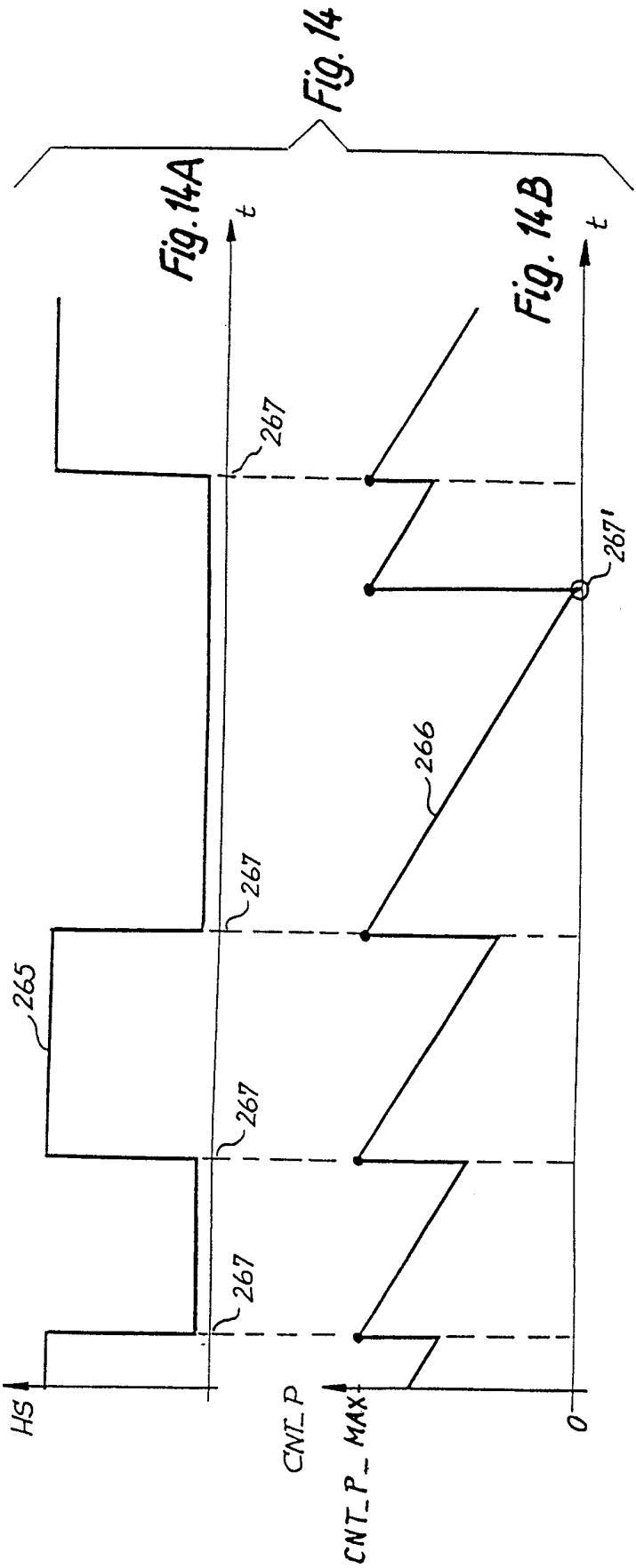


Fig. 13



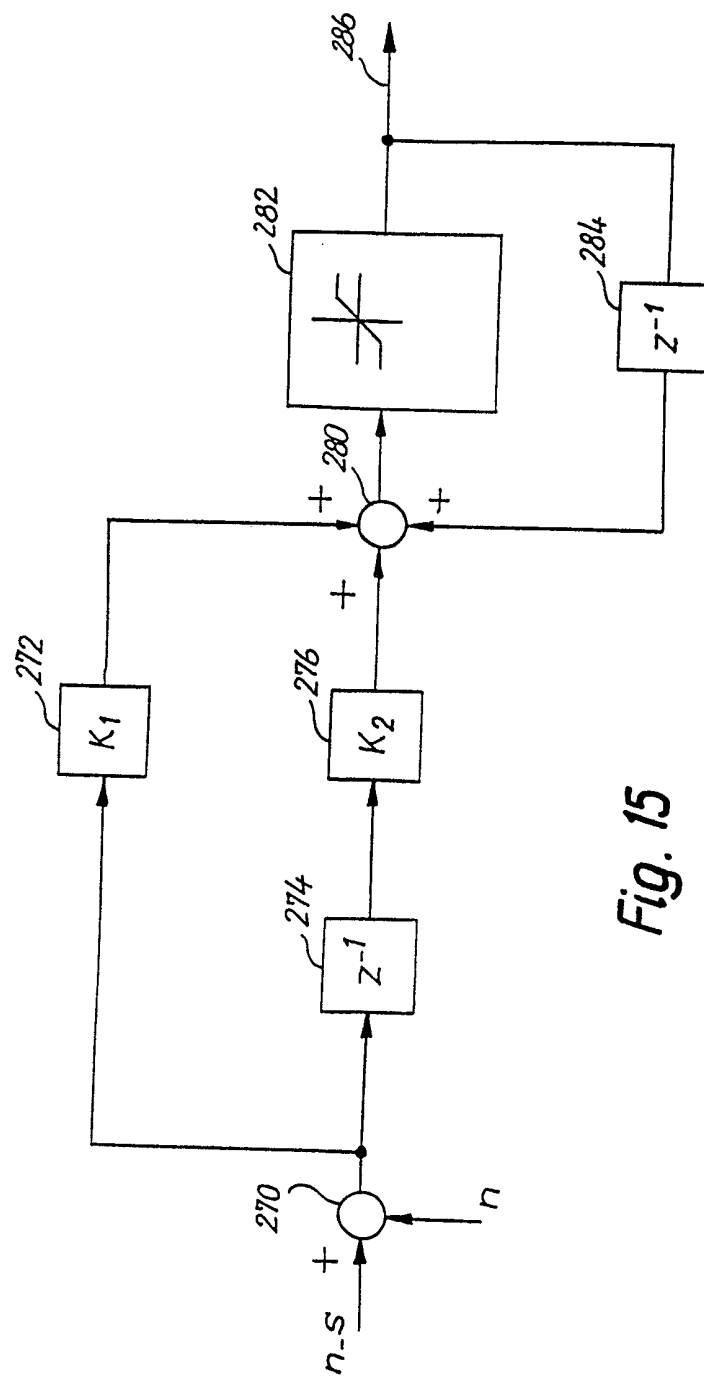


Fig. 15

16/28

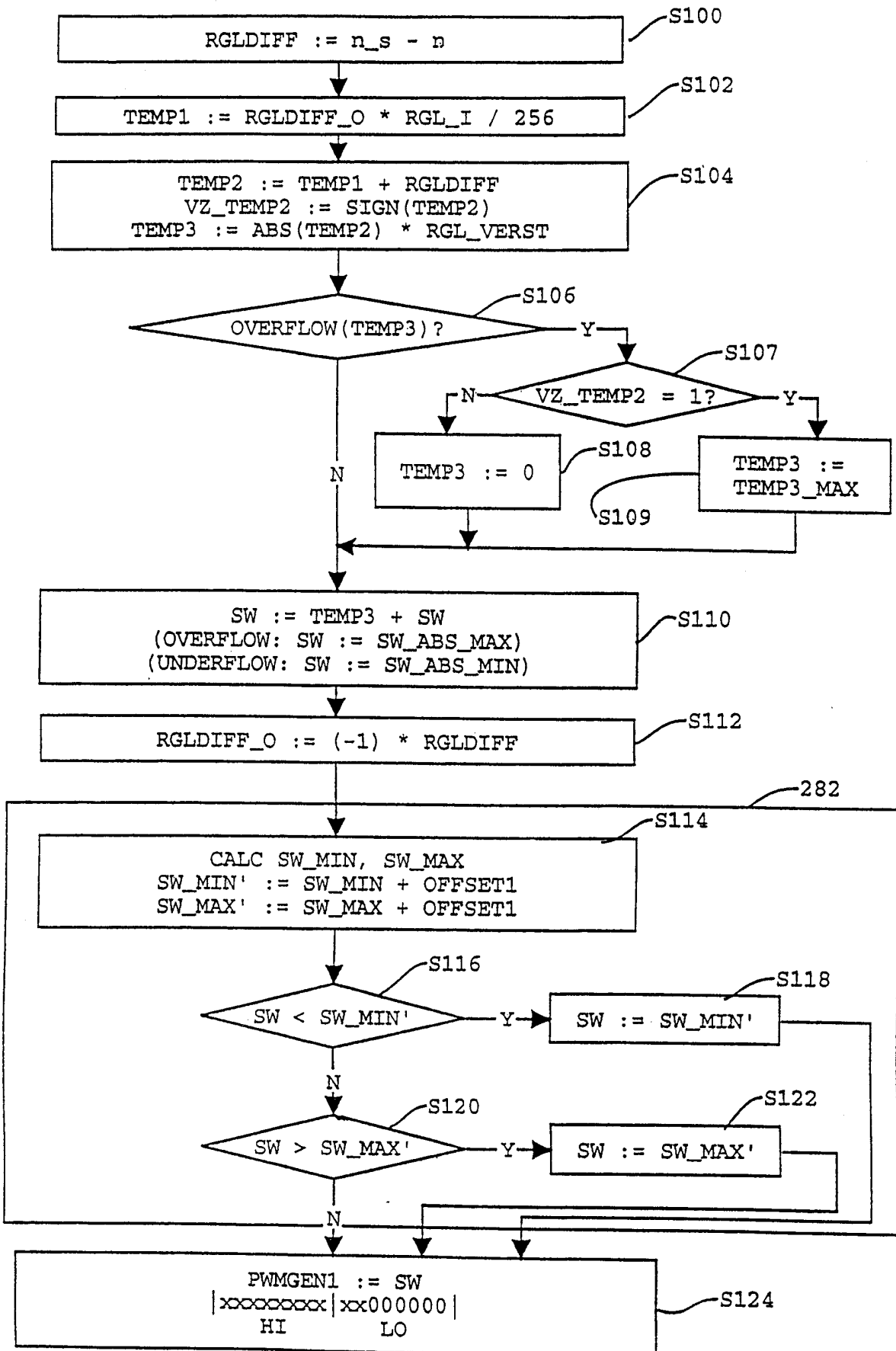


Fig. 16

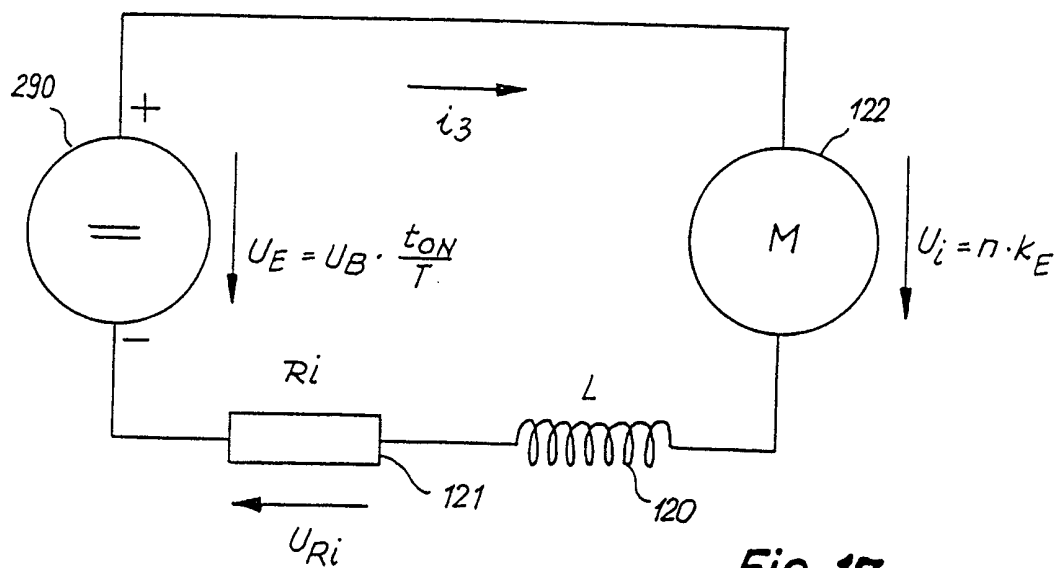


Fig. 17

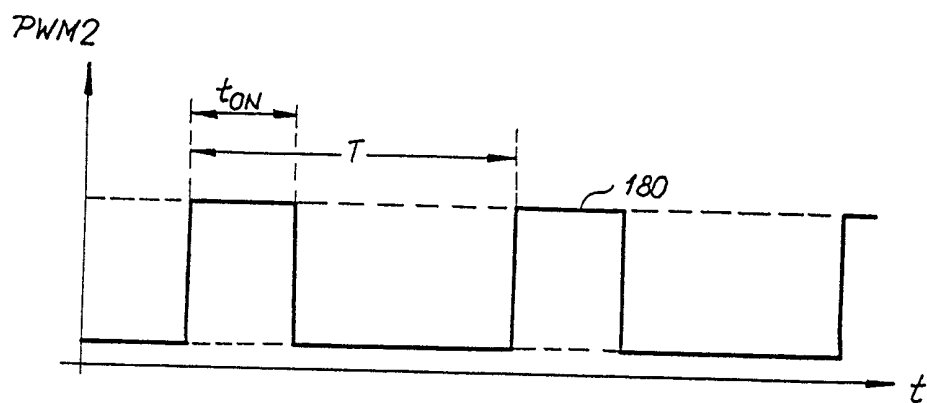


Fig. 18

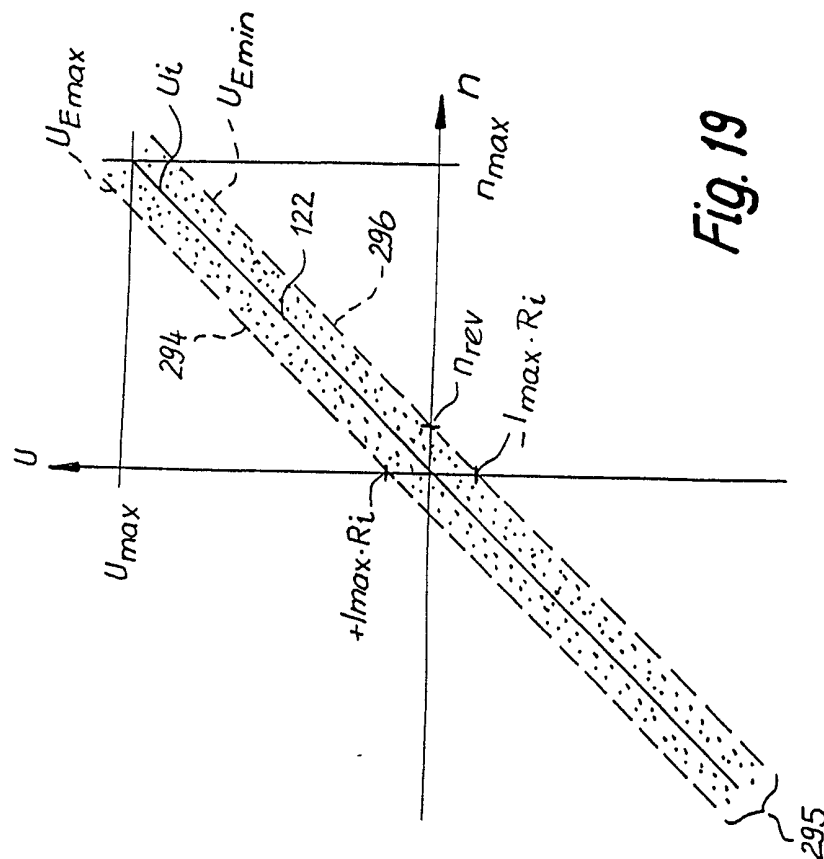


Fig. 19

$$\begin{aligned}
 SW_MIN &:= (n * k_e - I_{max} * R_i) * U_{Nenn} / U_B \\
 SW_MAX &:= (n * k_e + I_{max} * R_i) * U_{Nenn} / U_B \\
 SW_MIN' &:= SW_MIN + OFFSET 1 \\
 SW_MAX' &:= SW_MAX + OFFSET 1
 \end{aligned}$$

114'

Fig. 20

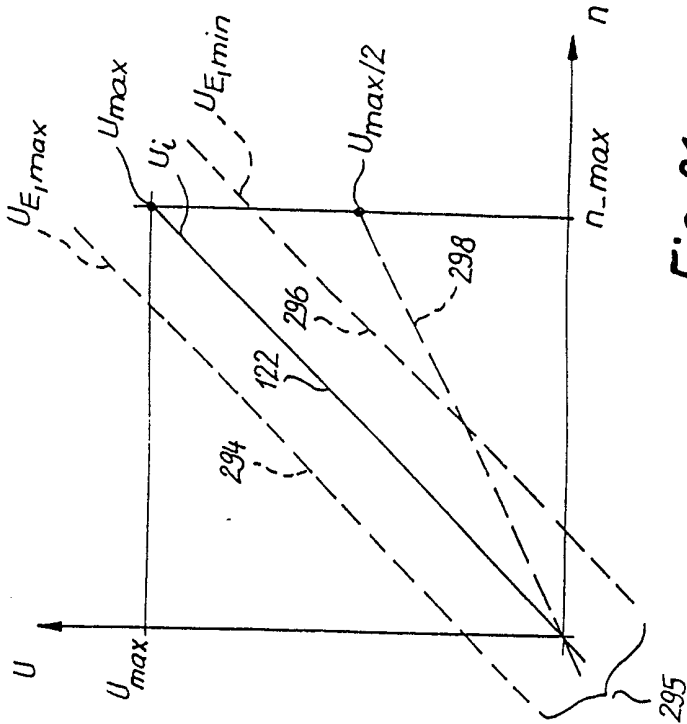


Fig. 21

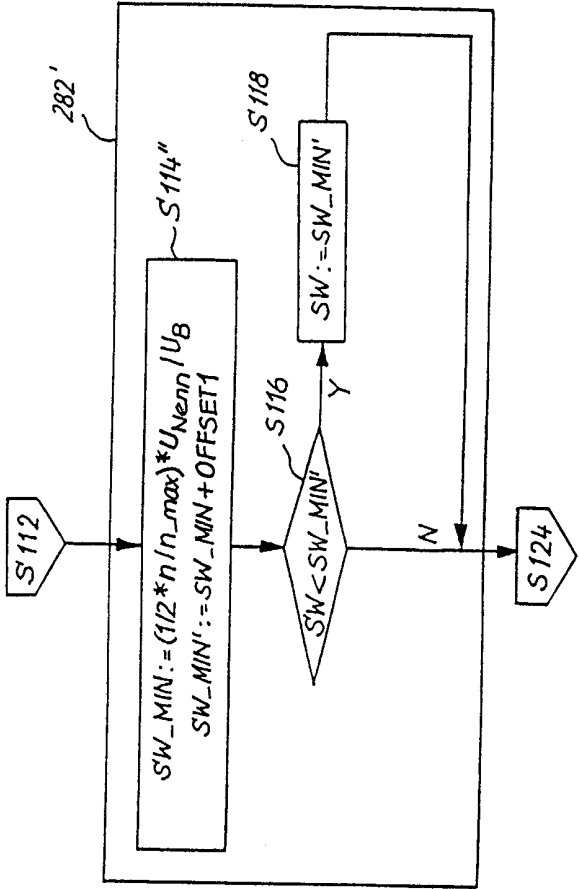


Fig. 22

20/28

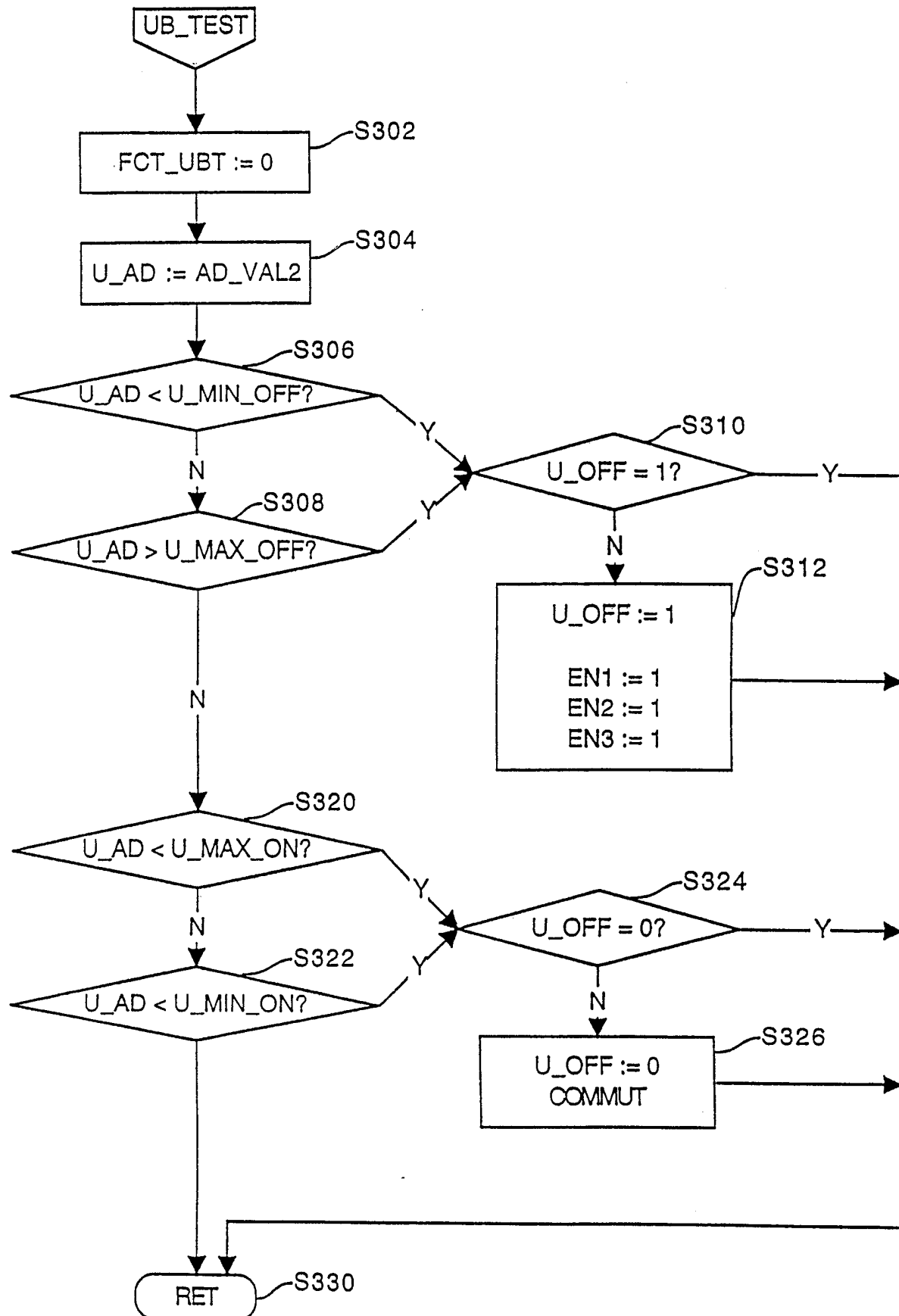


Fig. 23

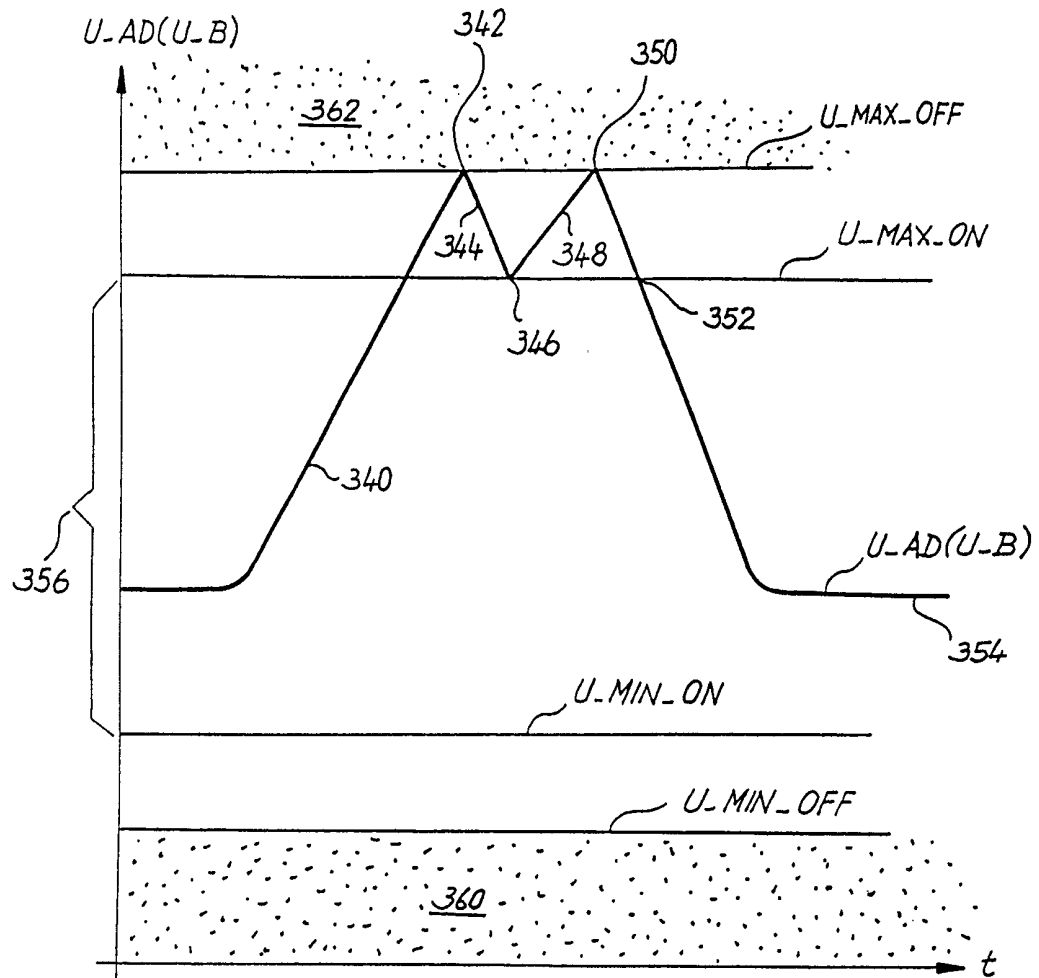
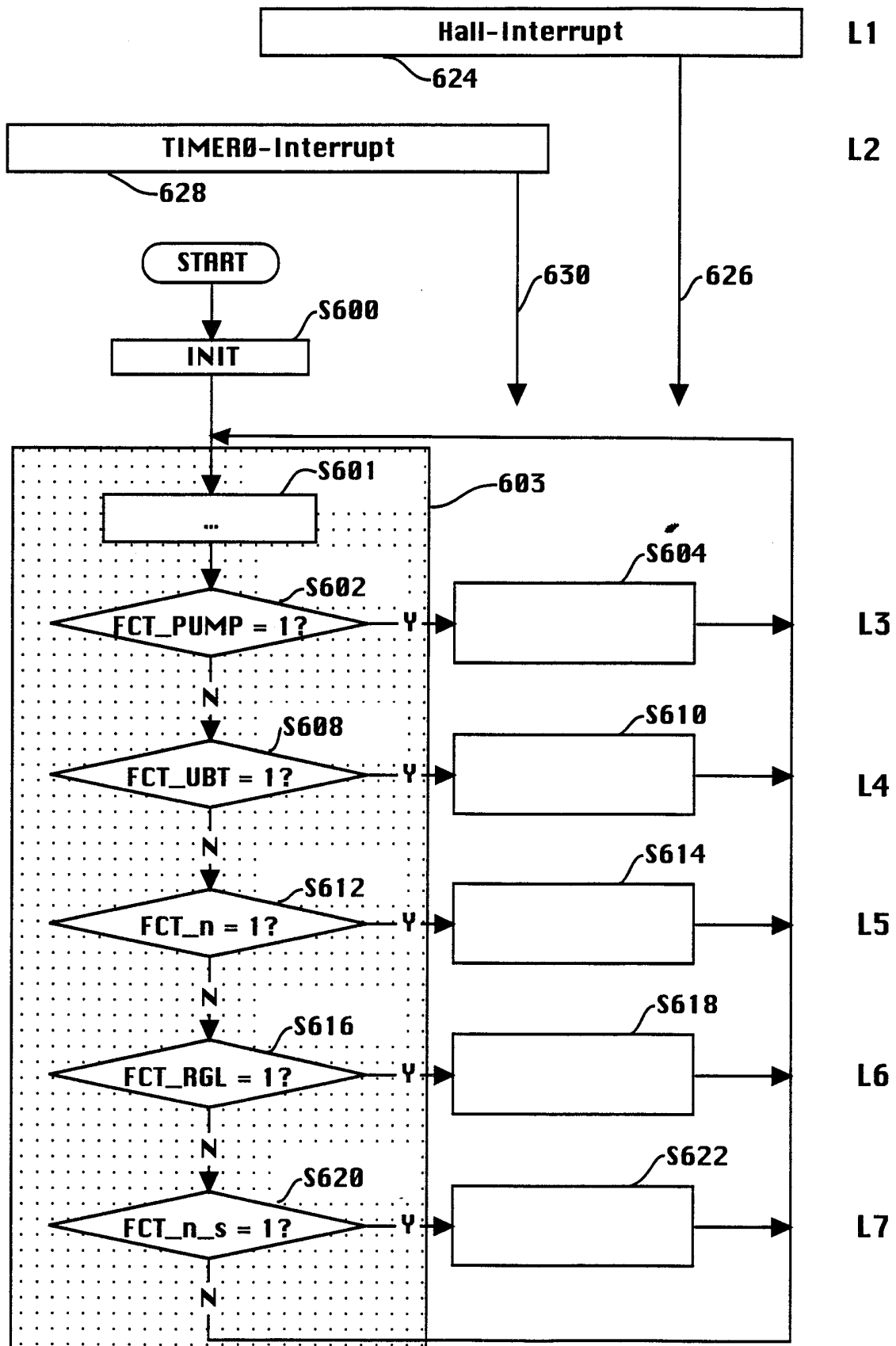


Fig. 24

22/28

**Fig. 25**

ERSATZBLATT (REGEL 26)

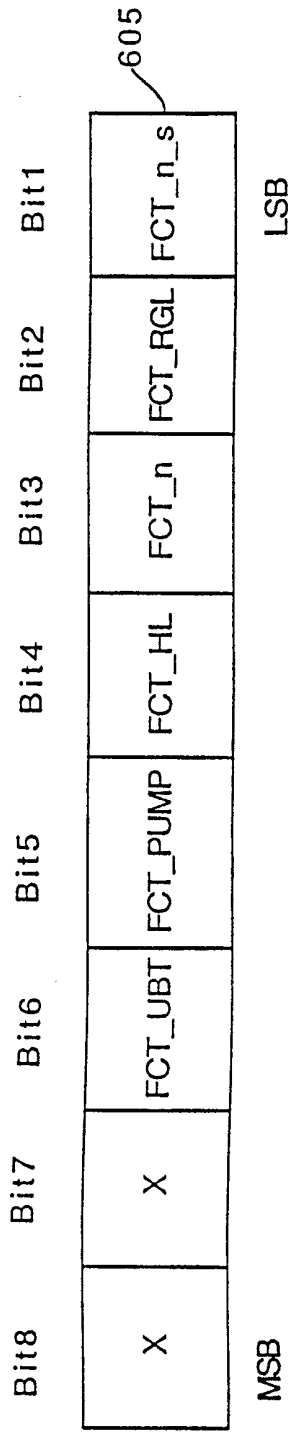


Fig. 26

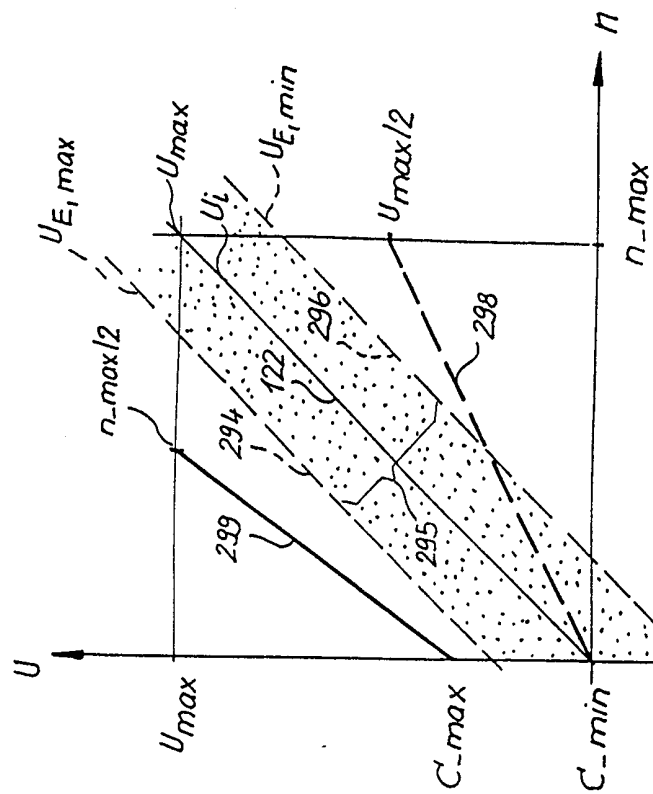


Fig. 27

5114 III

$$SW_MIN := m_min * n + c_min$$

$$SW_MAX := m_max * n + c_max$$

$$SW_MIN' := SW_MIN + OFFSET1$$

$$SW_MAX' := SW_MAX + OFFSET\ 1$$

Fig. 28

25/28

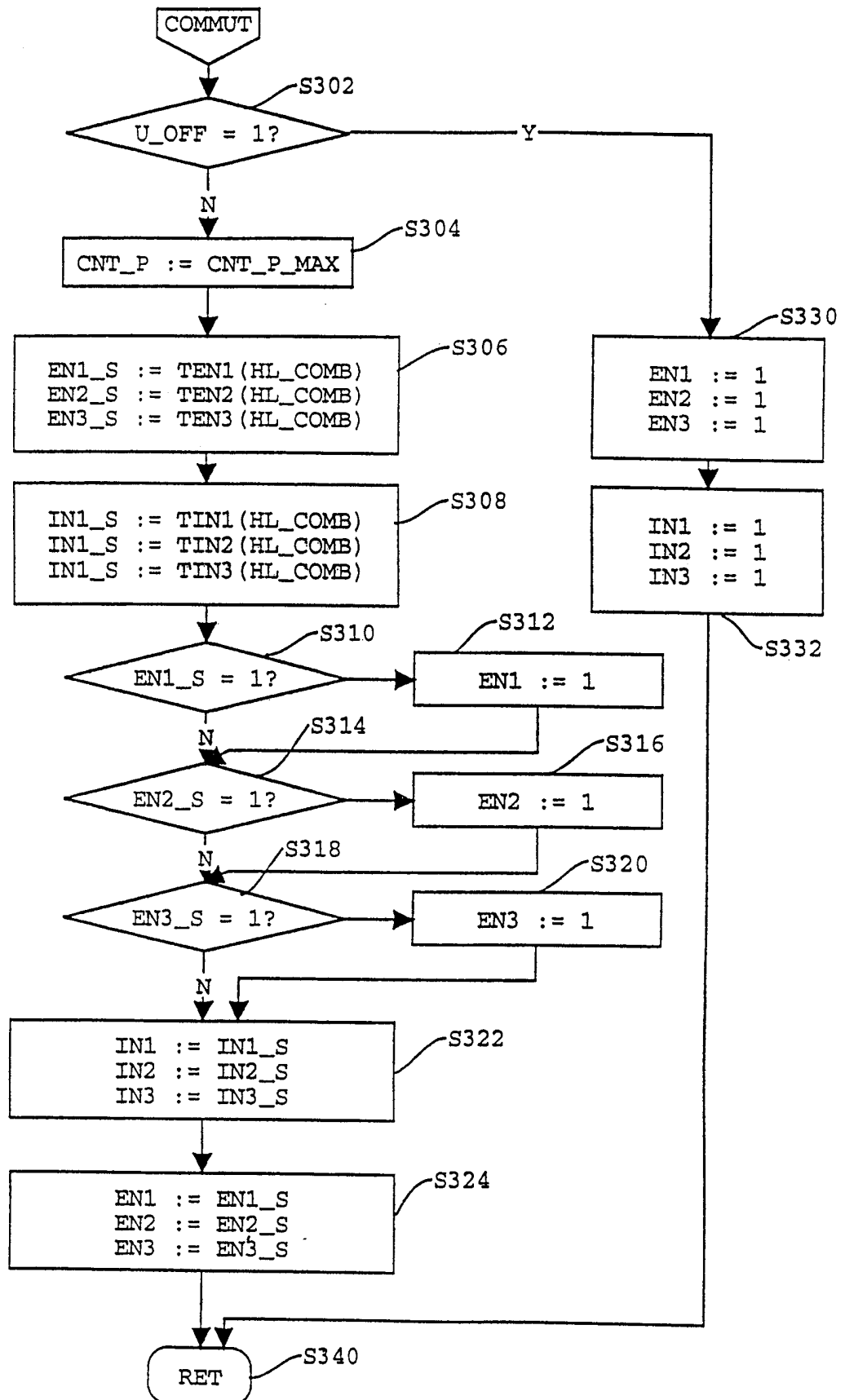


Fig. 29

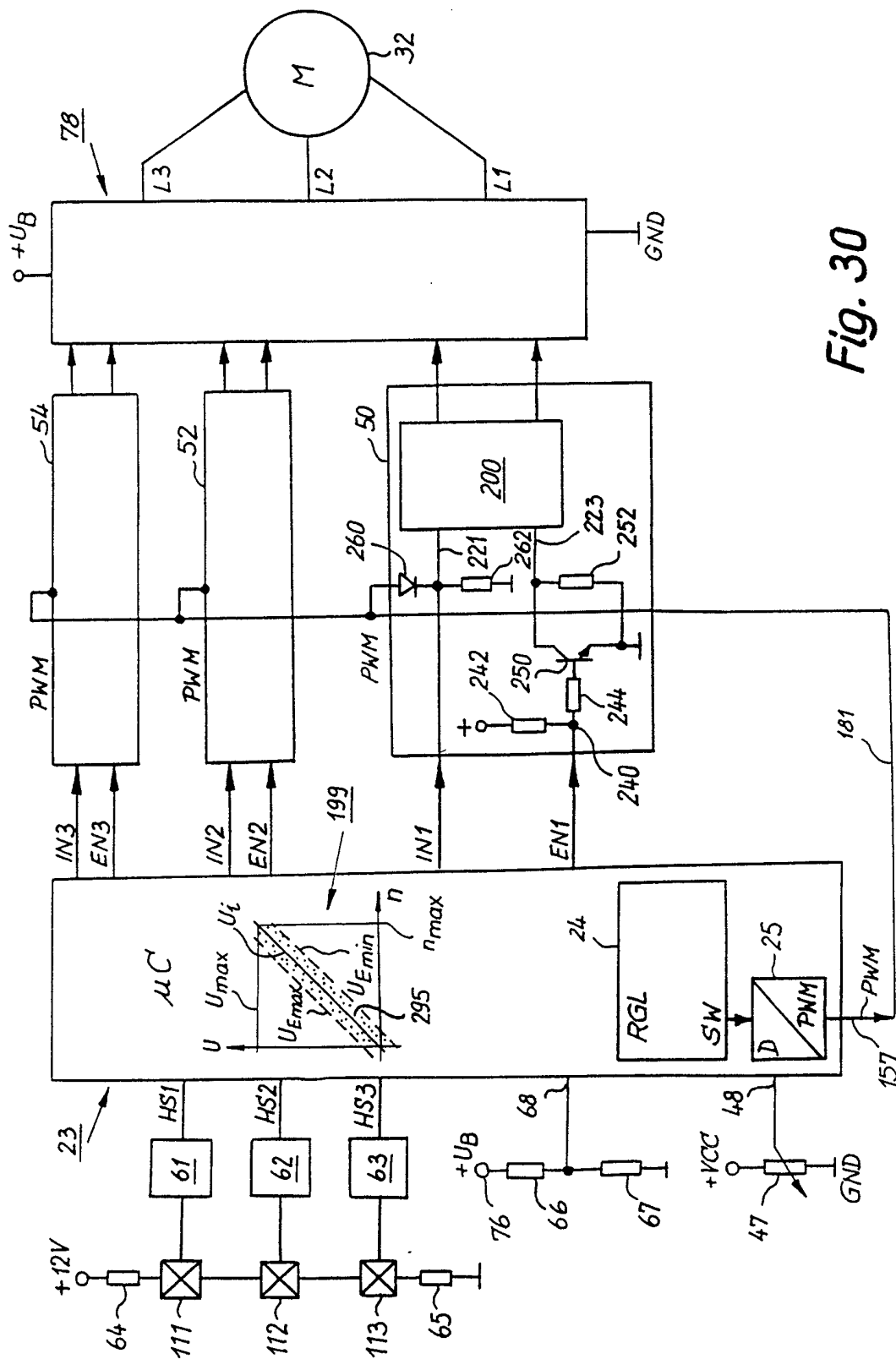


Fig. 30

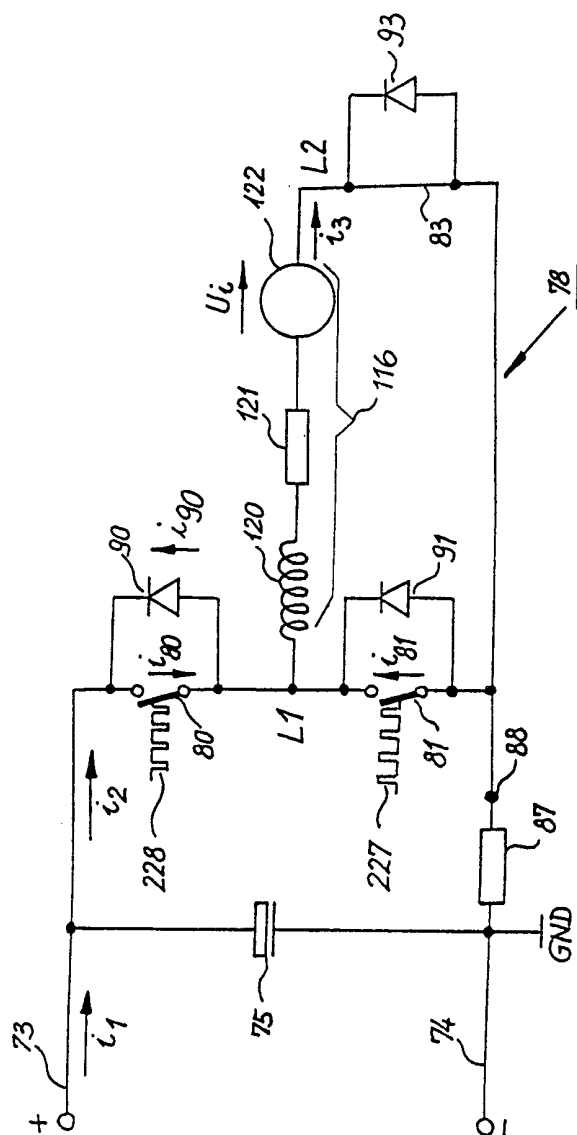


Fig. 31

28/28

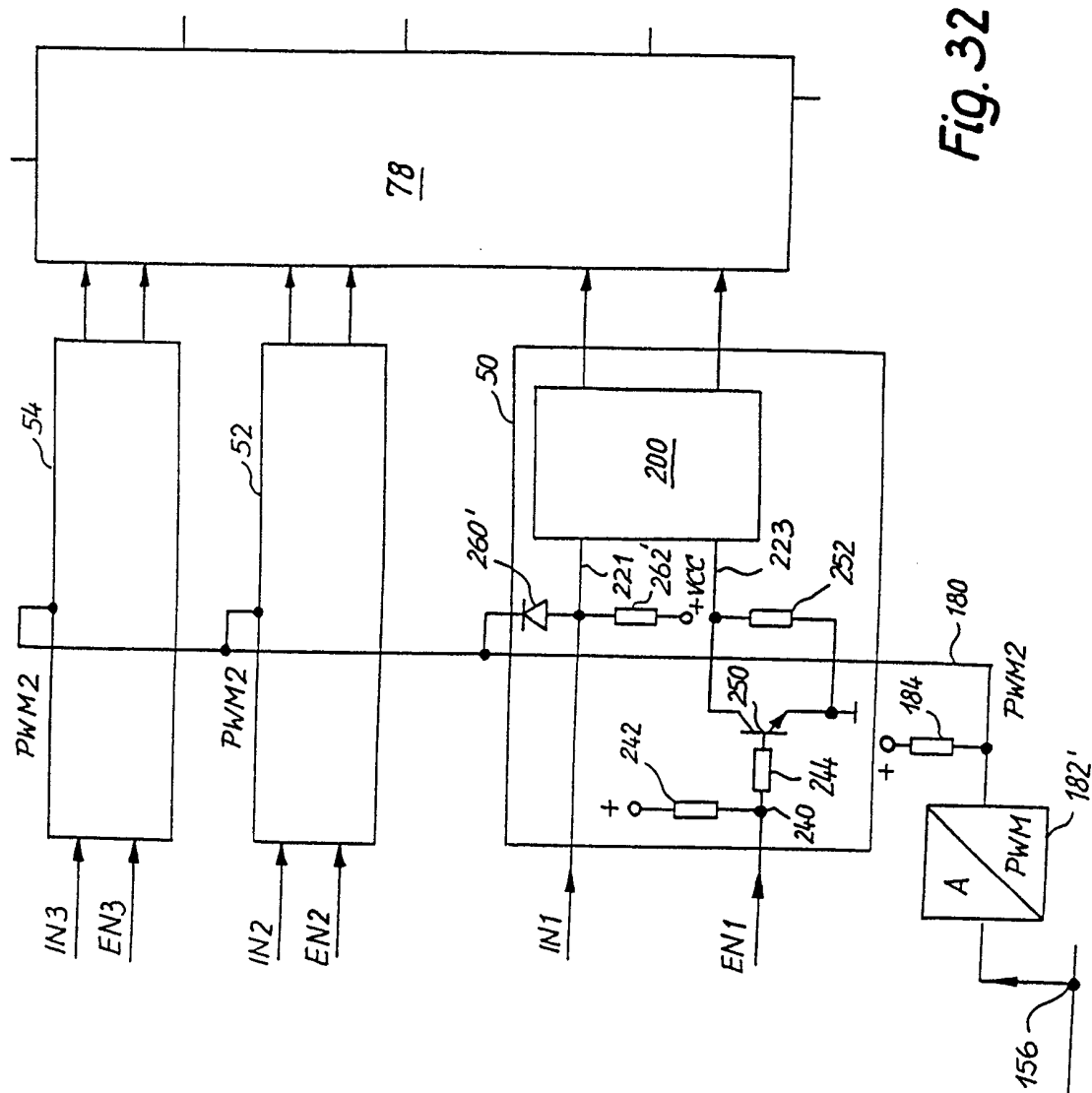


Fig. 32