



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

⑤① Int. Cl.³: G 01 L

3/24

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978



⑫ **PATENTSCHRIFT** A5

⑪

617 771

⑫① Gesuchsnummer: 4410/77

⑫② Anmeldungsdatum: 07.04.1977

⑫③ Priorität(en): 12.04.1976 US 675780

⑫④ Patent erteilt: 13.06.1980

⑫⑤ Patentschrift
veröffentlicht: 13.06.1980

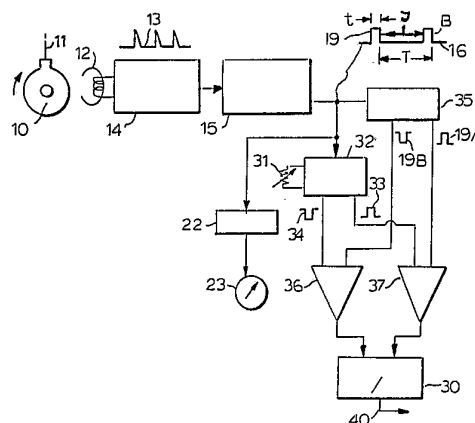
⑫⑦ Inhaber:
Rexnord Inc., Milwaukee/WI (US)

⑫⑦② Erfinder:
Robert F. Dumbeck, Elgin/TX (US)

⑫⑦④ Vertreter:
Patentanwälte Dr. Ing. Hans A. Troesch und
Dipl.-Ing. Jacques J. Troesch, Zürich

⑫⑤④ Verfahren zur Messung der Belastung an einem Motor sowie Schaltungsanordnung zur Ausführung des Verfahrens und Anwendung des Verfahrens.

⑫⑤⑦ Zur Ueberwachung der Lastverhältnisse eines Motors mit drehender Welle, deren Drehzahl lastabhängig ist, werden von der Welle (10) Triggerimpulse (13) abgeleitet, mit letzteren Impulse (19) fester Zeitdauer (J) erzeugt. Aus dem Zeitabstand (T) zwischen zwei sich folgenden Triggerimpulsen und der festen Zeitdauer (J) wird die Differenz (t) als Dauer von Messimpulsen (B) zur Anzeige des Motor-Lastzustandes verwendet, beispielsweise über ein Filter (22) und nachgeschalteter Anzeige (23). Durch Vergleich der Messimpulse (B) mit Impulsen fest vorgegebener Zeitspanne (33, 34) werden mit Vergleichsorganen (36, 37) Belastungsgrenzwerte über eine Flip-Flop-Schaltung (30) zur Anzeige gebracht.



PATENTANSPRÜCHE

1. Verfahren zur Messung der Belastung an einem Motor, mit einer drehenden Welle, deren Drehgeschwindigkeit in Funktion der Belastung ändert, dadurch gekennzeichnet, dass man elektronische Triggersignale von der Drehung der Welle ableitet, aufgrund jedes Triggersignals einen digitalen elektronischen Impuls fester Zeitdauer erzeugt und Änderungen der Wellendrehgeschwindigkeit aus dem Zeitunterschied zwischen der festen Zeitdauer des elektronischen Impulses und dem Zeitabstand zwischen zwei aufeinander folgenden Triggerimpulsen erfasst.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Impuls von fester Dauer kalibriert wird, um bei Motorvollast einen vorbestimmten Zeitunterschied zu erzeugen, und dass ein Zustand ermittelt wird, bei dem der Zeitunterschied um ein vorgegebenes Mass über den vorbestimmten Zeitunterschied hinausgeht, als Motorüberlastanzeige.

3. Schaltungsanordnung zur Ausführung des Verfahrens nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch eine elektrische Fühlereinrichtung (11, 12), die in Abhängigkeit von der Motordrehzahl elektronische Triggerimpulse (13) abgibt, deren Folgefrequenz mit der Motordrehzahl schwankt, durch einen Impulsgenerator (15), der abhängig von den Triggerimpulsen (13) jeweils einen Steuerimpuls von fester, kalibrierbarer Zeitdauer (J) erzeugt, die kürzer als eine Zeitspanne (T) zwischen zwei aufeinanderfolgenden Triggerimpulsen bei einer bestimmten Drehgeschwindigkeit der Welle ist, wodurch Messimpulse (B) von variierender Länge erzeugt werden, die sich aus der Zeitdifferenz zwischen zwei aufeinanderfolgenden Triggerimpulsen (13) und der Impulsdauer fester Länge ergibt, und durch eine Anzeigevorrichtung (23, 30) die abhängig von den Messimpulsen (B) die Belastung des Motors anzeigt.

4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Anzeigevorrichtung (23, 30) ein analoges Instrument (23) aufweist und zugehörige Schaltkreise (22), um eine Instrumentenanzeige als Funktion der Länge der Messimpulse (B) zu erzeugen.

5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Anzeigeeinrichtung (23, 30) eine Flip-Flop-Schaltung (30) und eine Überwachungsschaltung (32, 35, 36, 37) enthält, durch die die Flip-Flop-Schaltung (30) in einen Alarmzustand geschaltet wird, wenn die Dauer der Messimpulse (B) angibt, dass ein vorbestimmter Lastzustand des Motors überschritten ist.

6. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Überwachungsschaltung (32, 25, 36, 37) Mittel (32), um aufgrund jedes Triggerimpulses (13) einen Schwellwertimpuls (33, 34) von auswählbar variabler Dauer zu erzeugen, aufweist, wodurch ein bestimmter Alarngrenzwert dargestellt wird, und eine Vergleichsschaltung (36, 37), die das Flip-Flop (30) triggert, wenn die Zeitdauer der Messimpulse (B) die Dauer der Schwellwertimpulse (33, 34) übersteigt.

7. Schaltungsanordnung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass eine Zeitverzögerungsschaltung (43) vorgesehen ist, die während der Motoranlaufzeit die Überwachungsschaltung (32, 35, 36, 37) ausser Betrieb setzt.

8. Schaltungsanordnung nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass Mittel (37) vorgesehen sind, die das Flip-Flop (30) automatisch rücksetzen, um den Alarmzustand zu beseitigen, wenn die Dauer der Messimpulse (B) kürzer wird als die Dauer der Schwellwertimpulse (33, 34).

9. Schaltungsanordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Anzeigevorrichtung (23) eine elektronische Schaltung (22) enthält, die aus den Messimpulsen (B) variabler Dauer ein Gleichspannungs-Belastungssignal bil-

det, das sich proportional mit den Änderungen der Messimpulsdauer ändert.

10. Schaltungsanordnung nach Anspruch 9, gekennzeichnet durch einstellbare Mittel (96) für wenigstens einen Gleichspannungsgrenzpegel, der ein Mass für einen bestimmten Belastungszustand des Motors ist, und durch Mittel (48, 49) zum Vergleichen des Grenzpegels und des Gleichspannungs-Belastungssignals, zur Erzeugung eines auswertbaren Ausgangssignals.

11. Anwendung des Verfahrens nach Anspruch 1, für Induktionsmotoren.

Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren zur Messung der Belastung an einem Motor, mit einer drehenden Welle, deren Drehgeschwindigkeit in Funktion der Belastung ändert sowie eine Schaltungsanordnung zur Ausführung des Verfahrens und eine Anwendung des Verfahrens.

Zur Überwachung der Lastverhältnisse eines Induktionsmotors sind zahlreiche Versuche unternommen worden, bei denen Rückschlüsse auf die Lastverhältnisse aus dem Motorstrom gewonnen werden. Dieser Parameter schwankt jedoch beträchtlich mit Schwankungen der Umgebungstemperatur. Im allgemeinen sind die Veränderungen der Stromgrösse mit der Last nicht linear über einen grösseren Lastschwankungsbereich, so dass es schwierig wird, den Stromwert für eine präzise Aussage über die Lastverhältnisse heranzuziehen. Darüberhinaus liegen erheblich unterschiedliche Bedingungen für die Stromwerte bei Motoren unterschiedlicher Grösse vor, so dass für verschiedene Motorgrössen spezielle Schaltungsbildmessungen erforderlich werden. Andererseits ist es bekannt, dass der Motorschlupf eine gute Anzeige für die Lastbedingungen des Motors darstellt, die praktisch über einen weiten Lastbereich linear abhängig ist, und dennoch wurde dieser Parameter bisher nicht für eine einfache Lastüberwachung ausgenutzt. So werden bisher komplexe und teure elektronische Zeitmess- und Zählaltungen mit Präzisionsoszillatoren eingesetzt, die Temperaturkonstanthaltung und sonstige Präzisionseinrichtungen benötigen, um die kleine Schlupfdrehzahl von etwa 30 bei der hohen Synchrodrehzahl von beispielsweise 1800 1/min feststellen.

Allgemeines Ziel der Erfindung ist es, ein einfaches, genaues Verfahren vorzuschlagen, mit dem die Belastung eines Motors, insbesondere eines Induktionsmotors, erfasst werden kann.

Zu diesem Zweck zeichnet sich das Verfahren eingangs genannter Art dadurch aus, dass man elektronische Triggersignale von der Drehung der Welle ableitet, aufgrund jedes Triggersignals einen digitalen elektronischen Impuls fester Zeitdauer erzeugt und Änderungen der Wellendrehgeschwindigkeit aus dem Zeitunterschied zwischen der festen Zeitdauer des elektronischen Impulses und dem Zeitabstand zwischen zwei aufeinander folgenden Triggerimpulsen erfasst.

Mit der Anordnung zur Ausführung des Verfahrens wird angestrebt, eine vielseitige Motorlastüberwachungseinrichtung zu schaffen, die in allen Anwendungsfällen unter verschiedenen Umgebungstemperaturbedingungen arbeitet und die keine bedeutenden Verdrahtungsveränderungen erforderlich macht. Darüberhinaus soll die erfindungsgemässe Einrichtung von Grössenunterschieden der Motoren unabhängig sein.

Sie zeichnet sich aus durch eine elektrische Fühlereinrichtung, die in Abhängigkeit von der Motordrehzahl elektronische Triggerimpulse abgibt, deren Folgefrequenz mit der Motordrehzahl schwankt, durch einen Impulsgenerator, der abhängig von den Triggerimpulsen jeweils einen Steuerimpuls von fester, kalibrierbarer Zeitdauer erzeugt, die kürzer als eine Zeitspanne zwischen zwei aufeinanderfolgenden Trigger-

impulsen bei einer bestimmten Drehgeschwindigkeit der Welle ist, wodurch Messimpulse von variierender Länge erzeugt werden, die sich aus der Zeitdifferenz zwischen zwei aufeinanderfolgenden Triggerimpulsen und der Impulsdauer fester Länge ergibt, und durch eine Anzeigevorrichtung, die abhängig von den Messimpulsen die Belastung des Motors anzeigt.

Mit der Erfindung wird ein einfaches Motorzubehör geschaffen, das ohne Eingriff in die Motorverdrahtung installiert werden kann und unter verschiedensten Umgebungsbedingungen das Feststellen der Motorlastbedingungen ermöglicht und daraus eine Kontrolle und Steuerung der vom Motor betätigten Einrichtungen. Die Lastbedingungen werden unter Ausnutzung der Abhängigkeit zwischen Drehzahl des Motors und der Belastung festgestellt, was bei Induktionsmotoren der Ausnutzung der nahezu linearen Abhängigkeit zwischen Schlupf und Belastung gleichkommt. Die Zeit, die für jede Wellenumdrehung nötig ist, wird mit der Dauer einer Rechteckwelle eines elektronischen Standardmultivibrators verglichen, und zwar entweder in digitaler Version oder als Schwellwertpotential in einer analogen Version, um die Grösse der augenblicklich herrschenden Drehzahl festzustellen und damit die Lastbedingungen des Motors. Die Einrichtung ist mit Ausnahme eines magnetischen Sensors, der in der Nähe der Motorwelle installiert wird, um bei deren Drehung Triggerimpulse abzunehmen, in sich abgeschlossen. Die Motorbelastung wird mit Hilfe der Bewegung eines Anzeigeinstrumentes in analoger Weise angezeigt. Ausserdem lassen sich Schwellwertausgangssignale dazu verwenden, elektronische oder Relaissteuerschaltkreise bei wählbaren, unterschiedlichen Lastbedingungen zu betätigen.

Die Erfindung wird nun anhand von Ausführungsbeispielen in Verbindung mit der Zeichnung im einzelnen erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein vereinfachtes Blockschaltbild der Beobachtungseinrichtung für die Motorlast gemäss der Erfindung;

Fig. 2 Impuls-Zeit-Diagramm zur Erläuterung des Wirkungsprinzips der bei der Erfindung verwendeten digitalen Spannungsvergleichskreise;

Fig. 3 eine Kurvendarstellung der Abhängigkeit zwischen Motorlast und Schlupf, an einem Induktionsmotor, wie sie auch für die Erfindung ausgenutzt wird;

Fig. 4 ein stärker als einzelne gehendes Blockschaltbild der Motorlastbeobachtungsvorrichtung mit Steuerschaltkreisen;

Fig. 5 ein Schemaschaltbild einer bevorzugten Digitaleinrichtung, bestehend aus den beiden Figurenteilen 5a und 5b;

Fig. 6 das Blockschaltbild einer bevorzugten Analogausführungsform;

Fig. 7 ein Systemdiagramm zur Darstellung der Wirkungsprinzipien der Erfindung;

Fig. 8 das Blockschaltbild einer bevorzugten elektrischen Schaltkreisausführung der Erfindung;

Fig. 9 ein schematisches Schaltbild einer Ausgangssteuer-schaltung; und

Fig. 10 eine andere Ausführungsform einer derartigen Steuerschaltung.

In der Fig. 1 ist eine Motorwelle 10 dargestellt, die sich in der durch Pfeil angedeuteten Richtung dreht und einen ferromagnetischen Vorsprung 11 trägt, der durch seine Annäherung an einen Detektor 12 bei jeder Umdrehung der Welle eine Wirkung hervorruft, die durch aufeinanderfolgende Impulse 13 die Drehzahl des Motors anzeigt. Die vom Detektor hervorgerufenen Impulse werden in einem Impulsformkreis 14 so gestaltet, dass sie als Triggerimpulse in einer Steuer-generatorschaltung 15 verwendet werden können, die an ihrem Ausgang eine Impulswellenform 16 hat.

Wie genauer aus den Wellenformen in der Fig. 2 zu sehen

ist, ist der Generator mit gesteuertem Gate im wesentlichen ein monostabiler Multivibrator zur Erzeugung einer Rechteckwelle. Jeder Triggerimpuls 17 erzeugt folglich einen Rechteckimpuls 18 mit einer Impulsdauer J von einer bestimmten Grundzeitspanne wie etwa 30,883 msec., die kürzer als die normale Zeit zwischen zwei aufeinanderfolgenden Triggerimpulsen ist. Für die Bestimmung der Zeitdauer des Rechteckimpulses 18 kann die Motorcharakteristik eines speziellen Kurzschlussläufer-Induktionsmotors herangezogen werden, wie sie die Fig. 3 zeigt. Bei einer Motorwellendrehzahl von 1800 1/min. als synchroner Drehzahl erhält man für den Leerlauf eine Drehzahl von 17 999 1/min. und damit eine Schlupfdrehzahl von 1 1/min. Bei Vollast ergibt sich mit einer Schlupfdrehzahl von 36 1/min. eine Wellendrehzahl von 1764 1/min. Somit erhält man bei Vollastdrehzahl für eine Wellenumdrehung 34,383 msec., was in der Fig. 2 mit der Zeitspanne T zwischen aufeinanderfolgenden Triggerimpulsen 17 eingetragen ist.

Für Vollast wird nun die durch die ins positive gehende Flanke des Steuerimpulses 19 bestimmte Dauer t des Rechteckimpulses auf beispielsweise 3,5 msec. festgelegt. Somit ist die Dauer J des Rechteckimpulses 18 die Differenz, nämlich 30,883 msec. Da für die Impulsdauer des Impulses 18 eine feste Zeitspanne vorgesehen wird, ändert sich die Impulsbreite B des Impulses 19 abhängig von der Motorlast im wesentlichen linear, was aus der Kurve 20 in Fig. 3 im Bereich zwischen 10 % und 110 % der Last ersichtlich ist. Zum Vergleich ist der Motorstrom mit der Kurve 21 in die Darstellung eingetragen, woraus ersichtlich ist, dass das Verhalten des Schlupfes in besserem Masse linear ist als das des Stroms. Darüberhinaus kommt noch zur Wirkung, dass keinerlei Eingriff in den elektrischen Schaltkreis des Motors vorgenommen werden muss, der Sensor 12 vielmehr in den Motorstromkreis nicht eingreift.

Wenn die Belastung den Nennwert übersteigt und z. B. 125 % annimmt, dann ändert sich die Gestalt des Impulses 19, wie dies durch die Kurve 16' in Fig. 2 angedeutet ist, da infolge der Vergrösserung des Schlupfes die Triggerimpulse weiter auseinanderliegen. Die Wellenform B' hat deshalb eine längere Dauer. Bei geringerer Last, z. B. 75 % der Nennlast, hat die Impulswellenform B'' dagegen eine Dauer von weniger als 3,5 ms. Es ergibt sich also bei einem Wirbelstromkäfigläufermotor von der Art, welcher die Drehzahl-Last-Kurve aus Fig. 3 aufweist, eine praktisch lineare Proportionalität zwischen der Dauer t des B-Impulses 19, der vom Steuergategenerator 15 abgegeben wird, nach folgender Aufstellung:

	Last in % der Nennlast	B-Impulsdauer (ms)
50	75	3,235
	80	3,288
	85	3,341
	90	3,394
55	95	3,447
	100	3,500
	105	3,553
	110	3,606
60	115	3,659
	120	3,706
	125	3,733

Man kann feststellen, dass gegen höhere Lastwerte zu die Linearität streng nicht mehr gewahrt ist, was auch der Kurve 20 in der Fig. 3 zu entnehmen ist.

Mit dem Filterkreis 22 in Fig. 1 können die B-Signale der Impulse 19 in einen Gleichstrompegel umgewandelt werden,

mit dem dann der Zeiger eines Gleichstrominstrumentes 23 verstellt werden kann, was als sichtbare Anzeige der Motorbelastung in % der Nennlast dient.

Für eine digitale Anzeige der Last und zur Betätigung von Warnsignalen, die zur Steuerung der Lasteinrichtungen oder eines sonstigen Steuersystems verwendet werden können, kann der Flip-Flop 30 mit Hilfe der Signalimpulse 19 gesteuert werden. Eine nach Belieben einstellbare Grenzwertwarneinrichtung kann mit Hilfe einer Einstellvorrichtung an einem Bezugswarngategenerator 32 einreguliert werden. Damit werden positive und negative Rechteckimpulsketten 33 und 34 mit bestimmter Impulsdauer als Ausgangssignale eines monostabilen Multivibrators abgegeben, der durch die voranlaufenden Flanken der B-Impulse 19 synchronisiert wird.

Eine Verzögerungsschaltung 35 sorgt für eine geringfügige Verzögerung von etwa 40 ns und erzeugt verzögerte B-Impulse 19 von positiver und negativer Polarität (19A und 19B). Vergleichskreise wie die UND-Schaltkreise 36 und 37 können deshalb die negativen und positiven Impulse dazu verwendet werden, Warn-Flip-Flops 30 in Abhängigkeit von den unterschiedlichen Impulsdauerzeiten der einkommenden Rechteckimpulssignale zu setzen oder zu löschen.

Wenn angenommen wird, dass eine bestimmte Überlastung von beispielsweise 110 % als Grenzeinstellung an der Einstelleinrichtung 31 ausgewählt ist, so werden dadurch bei Erreichen dieser Grenze Bezugsimpulse 33, 34 mit einer Zeitdauer von 4,1 ms erzeugt. Diese Impulse sind zeitlich synchronisiert mit dem Auftreten der D-Impulskette 19. Immer, wenn ein B-Impuls 19 vom Steuergategenerator länger als der Impuls 34 des Warnungsgates ist, erzeugt die UND-Schaltung 36 einen Triggerimpuls, durch den das Warnungs-Flip-Flop 33 gesetzt wird, welches dann dafür sorgt, dass auf der Ausgangsleitung 40 ein Alarmsignal auftritt. Ist dagegen der Steuergateimpuls 19 kürzer als der Warnungsimpuls 33, dann löscht das UND-Gatter 37 das Warnungs-Flip-Flop, womit angezeigt wird, dass der Motor nicht über die Überlastgrenze hinaus, die an der Einstellung 31 vorgegeben ist, belastet ist.

Eine weitergehende Schaltungsbestückung zeigt die Fig. 4. Die Teile, die in derselben Weise arbeiten, wie dies bisher bereits anhand der vorhergehenden Figuren beschrieben ist, haben darin gleiche Bezugszeichen, wobei durch einen Strich an den Bezugszeichen eine geringfügige Abwandlung angedeutet wird und das Versehen mit einem Buchstaben am Bezugszeichen eine Verdoppelung der Schaltung zum Ausdruck bringt. Die Grundfunktion der Schaltung der Fig. 4 ist mithin derjenigen der Fig. 1 ähnlich. Ein Temperaturkompensationsnetzwerk 42 verhindert, dass die Dauer der Steuergateimpulse mit Schwankungen der Umgebungstemperatur in einem weiten Anwendungsbereich sich ändert. Ein Zeitverzögerungskreis 43 hält die Vergleichsschaltkreise 36 und 37 unwirksam, bis der Motor auf seinen stationären Zustand hochgelaufen ist, nachdem er eingeschaltet wurde, und verhindert ausserdem über einen Gatekreis 45, dass ein Alarmzustand an den Flip-Flops 30 gelöscht wird, bevor eine Aufwärmzeitspanne vorüber ist, die an der Zeitverzögerungseinrichtung 43 eingestellt ist.

Eine Transistorschaltung 44 besitzt einen Leistungsausgang zur Betätigung von Relais oder zur Verwendung in weiteren Steuerfunktionen des Systems. In dem Schaltkreis des Analoganzeiginstrumentes verhindert ein Steuergate 46 die Abgabe eines Analogausgangs, wenn dadurch eine Alarmbedingung geschaffen wird. In einem Filter 22' kann eine Bereichseinstellung vorgenommen werden, während ein Schaltkreis 47 für eine Nullpunkteinstellung sorgt, wobei diese Einstelleinrichtung auf Verstärker 48 und 49 für das Anzeigeinstrument 23 einwirkt. Die Wirkungsweise dieser

Schaltung soll anhand der Fig. 5 durchgesprochen werden, in der die gleichen Bezugszeichen verwendet sind wie im Blockschaltbild der Fig. 4.

Der Fühler 12 ist ein Hallgenerator etwa der Type Airpax Mini 40 004 oder ein gleichwirkender Fühler, der entweder mit einer Ausnehmung oder einem Vorsprung an der Motorwelle arbeitet, um dadurch einen positiven oder negativen Impuls zu erzeugen. Mit Hilfe eines Kondensators 51 wird dieser Impuls einem Verstärker mit hohem Verstärkungsfaktor 14 zugeleitet, in welchem der Triggerimpuls in einen Rechteckimpuls umgesetzt wird. Das Widerstandsnetzwerk, mit dem die Vorspannung erzeugt wird, enthält auch den Abstimmwiderstand 52. Die Verstärker 14 stellen eine mit hoher Eingangsimpedanz versehene, temperaturkompensierte Eingangsstufe für einen monostabilen Multivibrator 15 dar, der als integrierte Schaltung aufgebaut sein kann. Dieser Vibrator wird von der einmal pro Wellenumdrehung auftretenden ansteigenden oder abfallenden Impulsflanke ausgelöst. Der RC-Zeitsteuerkreis weist einen Abstimmwiderstand 53 auf, mit dem die Dauer J eingestellt werden kann, und das Diodennetzwerk 54 zur Temperaturkompensation ist so ausgewählt, dass es bei 1735 1/min. bei dem oben beschriebenen Beispiel einen Spannungsabfall hervorruft, der bei Temperaturanstieg ein Abfallen des Stroms in den Multivibrator zur Folge hat. Dadurch werden Fehler in der Impulsdauerabnahme bei steigender Temperatur vermieden, was anderenfalls auftreten könnte. Die Verzögerungsschaltung 35 kann eine integrierte Schaltung mit sechs invertierenden Pufferverstärkern sein, die eine Verzögerung von 6,6 ns für eine Gesamtverzögerung von 40 ns aufweisen und von denen invertierte Ausgangswerte an ihren Leitungen 55 und 56 abgegeben werden.

Die Verzögerungsschaltung 43 gibt dem Motor Gelegenheit, warm zu werden oder in stationären Zustand zu kommen. Eine typische Verzögerungszeit ist dabei 20 sec., doch lässt sich mit dem Widerstand 57 als Grobeinstellung zwischen 0 und 10 M Ω bis zu 220 sec. eine Einstellung vornehmen, während der Widerstand 58 zur Feineinstellung von 1 bis 20 sec. dient, um eine genau gewünschte RC-Verzögerungszeit zu erzeugen. Typischerweise wird die Spannung an der Klemme 59 erzeugt, wenn der Motor in Gang gesetzt wird. Eine Diode 60 dient dazu, den Kondensator 61 schnell zu entladen, wenn die Spannung abgeschaltet wird. Die Diode 62 gibt eine positive Rückkopplung, wodurch eine schnelle, schwingungsfreie Schaltung erreicht wird, um auf der Ausgangsleitung 63 am Ende der Zeitspanne eine Spannung anstehen zu haben, um die Gates zu aktivieren, mit denen die Diode in Verbindung steht.

Monostabile Multivibratoren 32 und 32A arbeiten in gleicher Weise und können integrierte Schaltungen sein. Ein RC-Zeitsteuernetzwerk 31 besitzt einen Einstellwiderstand 64, mit dem die Zeitdauer des Ausgangsimpulses für die oben genannten Zwecke eingestellt werden kann. Der damit auswählbare Bereich ist 75 % bis 105 % der Last, bezogen auf die Nennlast unter Betriebsbedingung. Bei einem Übergang von LO auf HI an allen Eingangsleitungen werden Warn-UND-Gatter 36 (und 36A usw.) geöffnet und müssen folglich das zeitverzögerte Ausgangssignal 43 für ihre Aktivierung abwarten. Das Steuerausgangssignal des monostabilen Multivibrators 15 wird mit dem Warnimpuls des monostabilen Multivibrators 32 im Gatter 36 verglichen. Dadurch wird der Warn-Multivibrator 32 von einem Übergang von low nach high des Steuerausgangsimpulses auf der Leitung 70 getriggert und ruft an den Ausgangsleitungen 71 und 72 den zeitgesteuerten Rechteckimpuls ausgangswert mit entgegengesetzten Polaritäten hervor. Der von high nach low gehende Ausgangsimpuls tritt an der Leitung 72 auf und wird vom Vergleichs-UND-Gatter 37 weitergeleitet, um das Flip-Flop

30 zu löschen. Der von low nach high gehende Ausgang auf der Leitung 71 wird dagegen vom Vergleichs-UND-Gatter 36 zum Setzen des Flip-Flops 30 geleitet.

Die UND-Gatter 36 usw. können NAND-Gatter sein, wie sie in integrierten Schaltungen CD4012AD enthalten sind. Wenn der Steuerimpuls vom monostabilen Multivibratorschaltkreis 15 eine längere Dauer hat als der Warnimpuls vom Multivibrator 32 (und die Zeitverzögerung 43 hoch ist), dann wird das Flip-Flop 30 gesetzt, so dass vom Relais 75 im Transistorschaltkreis 44 ein Alarmzustand angezeigt wird.

Das UND-Gatter 37 löscht das Flip-Flop 30, wenn der Steuermultivibrator 15 eine Impulsdauer hat, die kürzer als die des Warnmultivibrators 32 ist, wenn dieser verzögert und invertiert auf der Leitung 55 auftritt. Damit befindet sich Flip-Flop 30 während der gesamten Überlastungsdauer im gesetzten Zustand, wobei die Überlastung an der Einstellung 64 gewählt wird, und das Flip-Flop wird gelöscht, wenn der Lastzustand wieder unter den gewählten Grenzwert absinkt. Verstärker-Inverter-Schaltungen 77 und dergleichen, wie zwei Eingangs-UND-Gatter 78, können innerhalb der integrierten Schaltung CD4011AE enthalten sein. Das UND-Gatter 78 wirkt so, dass das Flip-Flop 30 nicht eher gelöscht werden kann, als bis die Verzögerungszeit, die bei 43 eingestellt ist, vorüber ist, nachdem der Motor das erste Mal eingeschaltet wurde.

Das Einstellnetzwerk 31A des Warnungsmultivibrators 32A arbeitet in ähnlicher Weise, dient jedoch der Einstellung zwischen 105 und 125 % der Last bezogen auf Nennlast, was mit Hilfe des Stellwiderstandes 64A eingestellt wird, und wenn die Last diesen eingestellten Wert übersteigt, sorgt das UND-Gatter 36A dafür, dass das Flip-Flop 30A gesetzt wird und dass über den Transistor 44A das Relais 80 betätigt und die Schaltung 50 automatisch gelöscht werden.

Die Flip-Flop-Schaltung 30 kann in einer integrierten Schaltung CD4013AE enthalten sein, die als verriegelnde Setz-Lösch-Flip-Flop-Schaltung geschaltet sein kann. Die Kondensatoren 85 und 85A bilden ein Eingangsfilter.

Nach Belieben ist die automatische Löschschialtung 50 eingefügt mit einem RC-Netzwerk 90, mit dem die Löschizeit und die Zyklusfolge hervorgerufen wird. Die Diode 91 schafft ein Schnellschaltnetzwerk für Invertierverstärker 92, und die Invertierverstärker 93 dienen als Gatepuffer für den Betrieb des Transistors 44A.

Das analoge Steuer-UND-Gatter 46 wird von der Löschi-Verbindung 94 vom Alarm-Flip-Flop 30A betrieben, so dass, wenn zum Sperren des Schaltkreises kein Alarm vorhanden ist, die Messeinrichtung 23 die Impulsbreite (t) des Steuerimpulses auf der Leitung 70 liest, der im RC-Integriernetzwerk 22' gemittelt ist. Die Zeitkonstante beträgt annähernd 10 ms. Das Potentiometer 95 dient als Vorspanneinstellwiderstand zum Instrumentenverstärkerschaltkreis. Das Potentiometer 96 dient in ähnlicher Weise als Nullpunkteinstellung für das Instrument, und die beiden Potentiometer sind mit gleichen Temperaturkoeffizienten gewählt, so dass sie über den Betriebstemperaturbereich gleiche Verhalten zeigen.

Das Instrument 23 ist ein 1-mA-Spannbandinstrument, dem von den beiden Differentialverstärkern 48 und 49 der Strom zugeführt wird, welche gleiche Verstärkungsfaktoren von 1,96 haben, was mit Hilfe des Widerstandsnetzwerks eingestellt wird. Ein Dioden-Widerstandsnetzwerk 98 dient zur Temperaturkompensation für den ganzen Analogabschnitt und die Instrumentenanzeige. Ein Kondensator 99 filtert den Rückkopplungszweig des Verstärkers 48.

Die Fig. 6 zeigt in Blockdiagrammform eine einfachere Ausführung der Analog-Schaltungseinrichtung, die nach demselben Grundprinzip arbeitet und einige der Elemente verwendet, die auch bei den Ausführungsformen der Fig. 4

und 5 benutzt werden. Des einfacheren Verständnisses wegen haben Teile, die in gleicher Weise wirken, dieselben Bezugszeichen behalten.

Grundsätzlich werden die B-Signalimpulse mit sich ändernder Impulslänge im Filterkreis 92' umgewandelt in ein Gleichspannungssignal, das die Motorbelastung angibt und das auf der Leitung 110 auftritt, wobei die Signalthöhe abhängig von der Länge der einzelnen Signalimpulse ist. Dieses Gleichspannungssignal ist dasselbe wie das, was das Instrument 23 in Fig. 4 zum Ausschlagen bringt.

Bei diesem Ausführungsbeispiel wird das Instrument 23 über einen Verstärker 111 und einen Puffer 112 mittels eines Gate-Block-Netzwerks 46 gespeist. Die Nulleinstellung des Instrumentes wird mit Hilfe einer Nulleinstellvorrichtung 47' als Eingang zum Differentialverstärker 111 vorgenommen. Somit wird ein Lastsignalpegel abgeleitet und eingestellt in der Schaltung 22', und die Nullpegel-einstellung ist in der Schaltung 47' verfügbar. Der sich daraus ergebende Spannungspegel auf der Leitung 120 hat vorzugsweise einen Spannungsausschlag von 1 bis 10 Volt, was von den Steuergate-B-Impulsen 19 erhalten wird. Die Analogvergleichskreise 136 und 137 geben eine Ausgangsspannung ab, um nachgeschaltete UND-Schaltkreise 236 und 237 zu betätigen, wenn sie vom Zeitverzögerungskreis 43 geöffnet sind, sobald der Signalspannungspegel denjenigen von variabel ausgewählten Eingangsschwellwerten übersteigt, der in den Alarmschaltungen 132 und 132a gewählt ist, wobei die Einstellmasse-nahme mit einer Pfeilspitze an der Schwellwertleitung 232 und 232a angezeigt ist, so dass eine Schwellwertvergleichsspannung im Bereich zwischen 1 und 10 Volt an jedem der beiden Komparatoren 136 und 137 zur Verfügung steht. Eine Grobeinstellung der Schwellwertbereiche kann am Schaltkreis 232 vorgenommen werden, die eine geeignete Eingangsquelle für ein Gleichspannungspotential aufweist. Die Vergleichsschaltungen 136 und 137 erzeugen im Betrieb ein Signal an den Transistorausgangskreisen 44 und 44a, sobald die Motorlast einen vorbestimmten Wert übersteigt, der durch die Schwellwertspannungseinstellungen in den Schaltungen 132, 132a und 232 vorgegeben wird. Dieses analoge Ausgangssignal wird als Gatesignal verwendet, das zur Steuerung verschiedener angeschlossener Nutzkreise benutzt wird, in dem beispielsweise Relais betätigt werden und dergleichen.

Das Prinzip der Erfindung wird an einem weiteren allgemeinen Beispiel anhand der Fig. 7 erläutert. Die Antriebss-vorrichtung 125 kann eine Maschine oder ein Motor (nicht synchron laufend) sein, deren Geschwindigkeit von der Last abhängig ist. Die Geschwindigkeit wird als Funktion der Drehung einer Welle 126 festgestellt, beispielsweise mit Hilfe eines Drehdetektors 127 der oben beschriebenen Art, um damit Ausgangsimpulse 128, im vorliegenden Fall elektronische Signale, zu erzeugen.

Solche Ausgangsimpulse 128 bestehen aus einer Kette einzelner Impulse mit dazwischenliegenden Impulsabständen oder, anders ausgedrückt, aus einer Impulsfolge mit einer Impulsfolgefrequenz, welche eine Funktion der Drehzahl der Welle 126 ist. Die Impulse werden mit der Schaltungseinrichtung 129 weiterverarbeitet, woraus ein Ausgangssignal gewonnen wird, das abhängig ist von der Antriebsgeschwindigkeit und das vorzugsweise als Spannung oder Strom vorliegt.

Die Ausgangsanzeige kann ein sichtbar anzeigendes Instrument 130 sein mit einer Skala, die unmittelbar in Geschwindigkeit, Belastung und dergleichen geeicht ist. Eine andere Form kann eine Warnanzeige oder ein Geschwindigkeitsänderungsdetektor 131 sein, der so geeicht ist, dass er abhängig von einer vorgegebenen Veränderung der Normalgeschwindigkeit anspricht. Es ist z. B. möglich, dafür ein relaisartiges Instrument zu verwenden. Im einfachsten Fall, wo

keine hohe Genauigkeit des Instruments 130 gefordert wird, können die Impulse der Kette einfach mit einer RC-Schaltung integriert werden, wobei die Impulse zuvor nach Form und Amplitude durch eine Impulsbearbeitungseinrichtung 129 standardisiert werden. Die Ablesung am Instrument ist dann abhängig von der Impulsfolgerate, woraus die Geschwindigkeit der Antriebseinrichtung 125 ablesbar wäre. Die Belastung an der Antriebsvorrichtung 125 ist in der Fig. 7 als irgendeine Arbeitsmaschine 140 dargestellt, wie etwa eine Teigrührmaschine oder dergleichen mit einer Welle 141 und einem Arm 142, der über ein Untersetzungsgetriebe 145 vom Motor 125 angetrieben wird. Wegen der Verwendung des Untersetzungsgetriebes, das beispielsweise eine Drehzahluntersetzung von 20 000/1 haben kann, ist die Antriebseinrichtung besonders empfindlich gegen Überlastung. So kann z. B. ein $\frac{1}{2}$ -PS-Induktionsmotor bei Vollast mit 1725 1 pro Minute in einer Kläranlage einen Schlammrührer in einem Behälter mit 15,24 m Durchmesser antreiben, wobei die Belastung durch den Schlamm im Mittel 7 Pfund pro Fuss ist und der Antrieb über das Getriebe 145 mit einem Gesamtwirkungsgrad von 60 % erfolgt. Eine Überlastung am Rührarm 142 würde unter solchen Bedingungen eine beträchtliche Steigung der Motorbelastung mit sich bringen, was leicht dazu verwendet werden kann, einen Alarm mit Hilfe des Detektors 131 auszulösen oder eine Anzeige am Instrument 130 hervorzurufen oder eine entsprechende schreibende Aufzeichnung, in der die laufenden Lastbedingungen festgestellt werden.

Es wurde bereits dargelegt, wie auf dem Instrument in linearer Abhängigkeit von der Last am Motor der Massstabsfaktor bestimmbar ist mit Hilfe der Darstellung der Fig. 3, wenn eine direkte Beziehung zum Schlupf des Induktionsmotors besteht. Es ist aber auch möglich, die Anzeige unmittelbar in Grössen der Leistung (PS) vorzunehmen. Dafür zeigt eine einfache Rechnung, wie eine lineare Instrumentenskala eine unmittelbare Ablesung in PS geben kann, wobei bildlich eine einfache Massstabsfaktorveränderung erforderlich ist, um dann die Belastung, die Motordrehzahl, den Schlupf oder die Leistung anzuzeigen. Wenn beispielsweise anstelle eines Induktionsmotors ein Verbrennungskraftmotor ausgemessen wird, dann können die gemessenen Intervalle bei der Wellenumdrehung der Welle 126 unmittelbar in den Skalenmassstab umgerechnet werden, so dass die Ablesung in PS erfolgt, was bei einer Anzahl von industriellen Anwendungsfällen von höherer Aussagekraft ist.

Zur Berechnung eines Massstabsfaktors für direkte Ablesung in PS auf der Skala des Instrumentes 130 ist folgendes zu beachten:

$$\text{die Leistung in PS} = \frac{\text{Drehmoment} \cdot \text{Drehzahl}}{K} \quad (1).$$

Die Konstante K ist abhängig von den verwendeten Masseneinheiten und der Stelle, an der die Drehzahl gemessen wird. Der Wirkungsgrad ist das Verhältnis der Eingangsleistung zur Ausgangsleistung und bei dem oben benannten Ausführungsbeispiel etwa 60 %. Auf der Abszisse der Darstellung der Fig. 3 ist der Schlupf als proportional mit der prozentualen Belastung in PS aufgetragen. Bei einer Kläranlage mit einem Durchmesser von 15,24 m und einer durchschnittlichen Belastung von 7 Pfund pro Fuss Schlammbelastung, kann jedes Pfund pro Fuss des sich vor dem Rührarm 142 aufbauenden Schlammes direkt auf einer besonderen Skala des Instrumentes 130 abgelesen werden. Wenn das Instrument normalerweise einen Belastungsbereich von 75 bis 125 % anzeigt, ist damit 50 % der gesamten Motorleistung auf der linearen Skala wiedergegeben. Mit einer Hunderterteilung der Skala lässt sich also bei einem $\frac{1}{2}$ -PS-Motor pro Skalenstrichsprung 0,005 PS anzeigen.

Wenn das Instrument in Pfund pro Fuss vor dem Rührarm 142 aufgebautem Schlamm geeicht sein soll, dann ist die Belastung am Antriebsausgang der Kläreinrichtung zu beachten. Mit einer 20 000/1-Untersetzung der Drehzahl und unter Berücksichtigung des Wirkungsgrades lässt sich aussagen, dass die Skalenstellung von 100 % 0,12 PS Eingangsleistung bedeutet. Bei einer Belastung von 8 Pfund pro Fuss zeigt derselbe Prozess eine Eingangsleistung von 0,1388 PS oder 0,0188 PS pro Fuss Schlamm. Wenn dies durch Teilen umgewandelt wird, erhält man $0,0188/5 \text{ PS} = 3,76 \%$ Schlammzunahme je PS am Motor, was einer 3,76 Skalenteilung gleichkommt. Es können also neue Skalenmarkierungen am Instrument so angebracht werden, dass die Auslesung direkt in Einheiten der beliebigen Belastungsfaktoren vorgenommen werden können oder in anderen Einheiten, die eine direkte Aussage über den Prozess machen, in welchen die Lastüberwachungseinrichtung eingesetzt ist.

Fig. 8 zeigt ein bevorzugtes Blockdiagramm eines nach den zuvor beschriebenen Grundsätzen aufgebauten Systems, insbesondere nach den Gesichtspunkten des allgemeinen Ablaufs, wie er in Verbindung mit Fig. 4 beschrieben wurde. Ein Wellendrehzahlsensor 150, z. B. ein Airpax Nummer 40 004, gibt einen Ausgangsimpuls 152 von etwa 130 mV Wechselfrequenz ab, der über einen Kondensator 151 auf einen Gleichspannungsverstärker und Impulsformer 153 gegeben wird, der einen gesättigten 12V Ausgangsimpuls 154 abgibt. Die Stirnkante löst eine monostabile Gatesteuerschaltung 155 aus, die durch eine Einstellung 156 eingestellt ist auf eine nominale Öffnungslänge t der Gateimpulsweite 157 von 3,5 ms (entsprechend der Wellenform in Fig. 2). Ein Gleichspannungsverstärker 158 hat die Eigenart, dass die Verstärkung gleich dem Schlupf ist, so dass der Ausgang 159 ein Instrument 160 über einen Pufferverstärker 161 zum Ausschlag bringt, was ohne Eingabe in das Instrument einen Ableitkreis 162 in Gang bringt. Eine Nullstelleinrichtung 163 für das Instrument erlaubt es, am Instrument eine Skalenmitteneinstellung auf 100 % der Last zu eichen.

Eine Integratorschaltung 166 zusammen mit einer Abstimmung 167 ermöglicht es, dass der Komparatorverstärker bei jeder anhaltenden Überlastung ein Alarmrelais 170 auflöst. Ausserdem kann dadurch bewirkt werden, dass mit Hilfe eines Auskoppelverstärkers 171 das Instrument 160 abgeschaltet oder kurzgeschlossen wird. Um Fehlalarme zu vermeiden, wenn die Einrichtung zunächst eingeschaltet wird, ist ein Eingangsstromverzögerungsschaltkreis 172 vorgesehen für den Alarmverstärker und die Relaischaltung 170. Mit Hilfe der Schaltung nach Fig. 8 können äussere Schaltkreise über einen geeigneten Ausgangsschaltkreis 179 gesteuert werden. Diese Schaltkreise können z. B. die Gestalt haben, wie sie in den Fig. 9 und 10 angegeben sind.

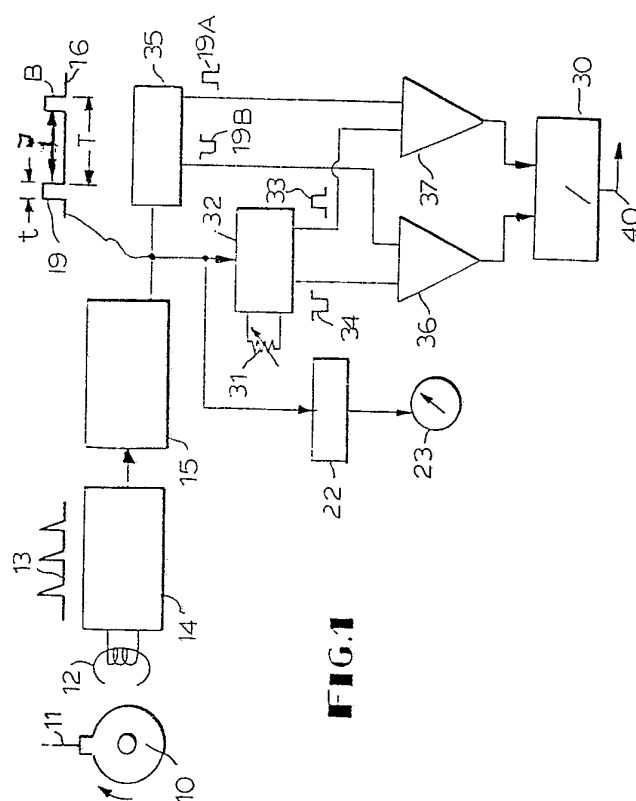
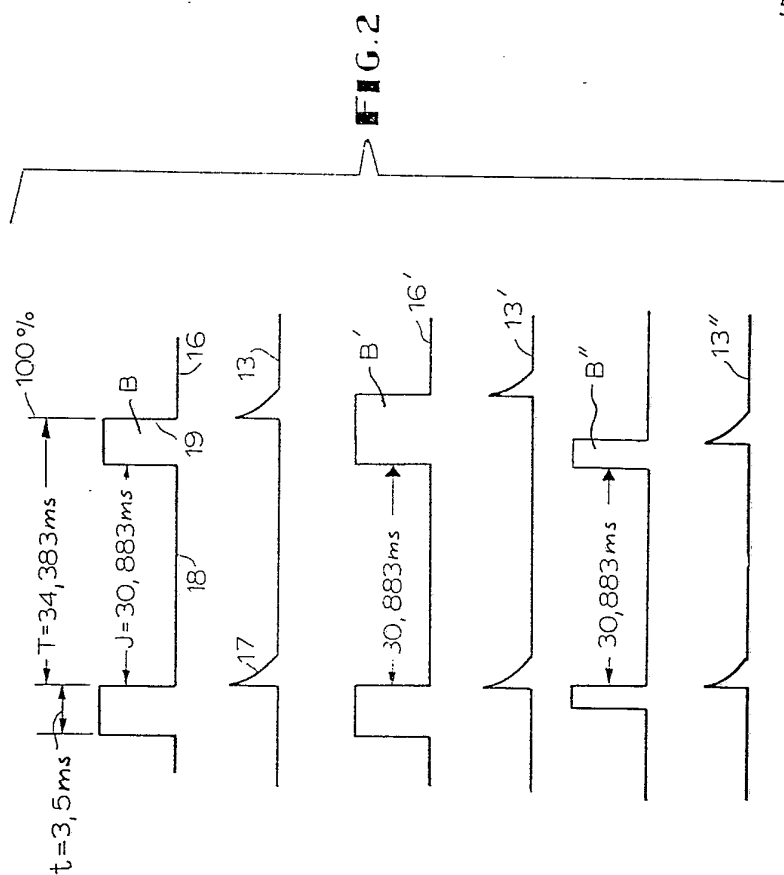
In der Schaltung der Fig. 9 bilden die Widerstände 171 und 172 die Nulleinstellung für die bei niedrigen Gleichströmen auftretende Trift der Verstärker 173 und 174. Mit den Widerständen 175 bis 178 wird ein Verstärkungsfaktor von etwa 1,25 erzielt. Die Widerstände 179 und 178 dienen zur Vorspannungseinstellung für die Verstärker. Die Elemente 181 bis 185 bilden einen Entkoppelkreis, damit sichergestellt ist, dass der Übertrager in der Anfangsphase 4 bis 20 mA abgibt. Die Widerstände 186 und 187 dienen zur Mittelpunktseinstellung, von wo aus der Komparatorverstärker 182 schalten kann.

Der Kondensator 188 verhindert das Auftreten von Schwingungen, und der Widerstand 183 ist so eingestellt, dass bei einem niedrigen Eingangssignal zum Komparator 185 ein 4 mA Ausgang vom Ausgang des Verstärkers 190 abgegeben wird; eine zweiseitige Spannungsquelle ist in der US-PS 3 906 796 beschrieben. Bei einem hohen Eingangssignal am Eingang des Komparators 185 ist die Diode 182

negativ vorgespannt, und der Ausgang des Verstärkers 174 ist frei, die zweiseitige Stromquelle 190 zu steuern.

In Fig. 10 ist ein optisch isolierender Wandler 200 zum Antrieb eines Steuergategenerators 201 vorgesehen, etwa eines Multivibrators, der eine Frequenz oder eine durch-

schnittliche Spannung oder einen Strom erzeugt in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit eines antreibenden Systems. Dies ermöglicht die Korrektur oder Veränderung der Geschwindigkeit oder sonstige Steuerungen oder Funktions-
5 untersuchungen des Drehmomentes oder der Geschwindigkeit des Antriebs.



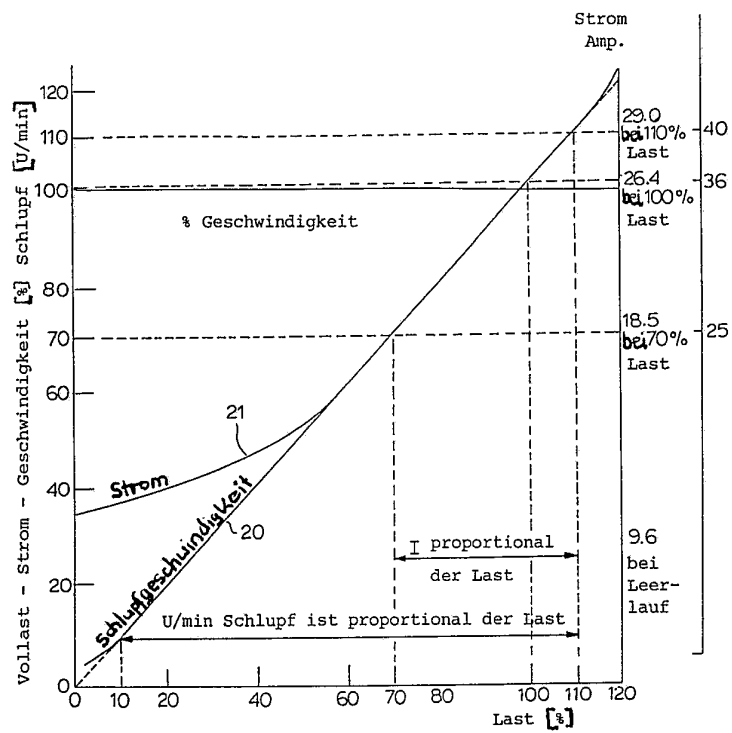


FIG.3

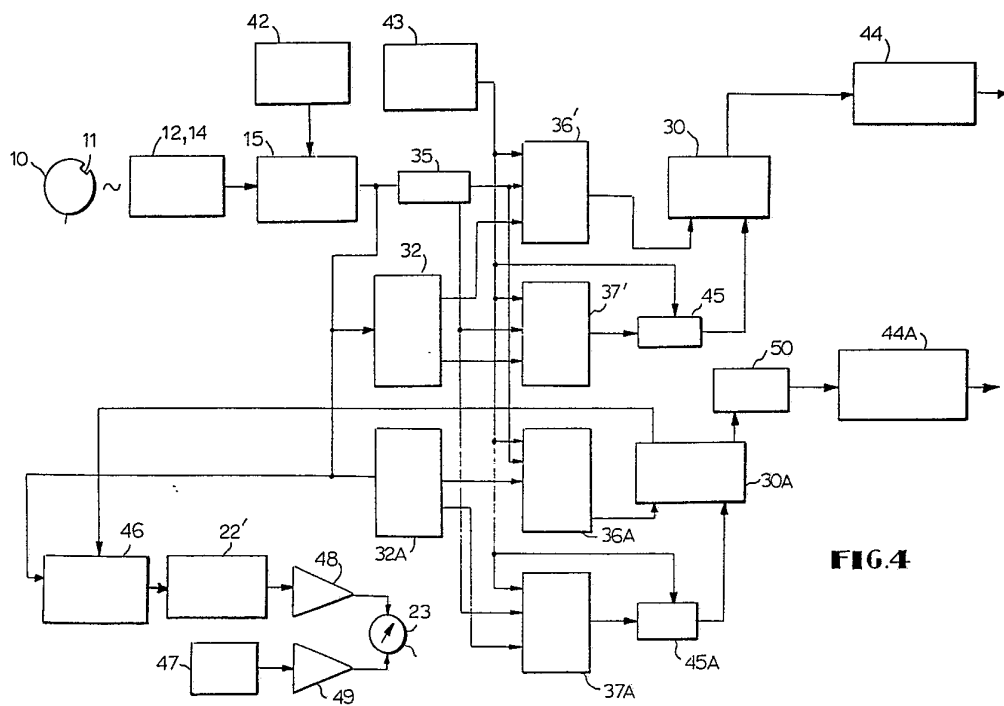


FIG.4



