

## 10 Drehzahlregelungen und Steuerungen

### 10.1 Drehzahl- und Leistungsregelung bei Universalmotoren

Bekanntlich liegt bei Universalmotoren (Kollektormotoren) die Feldwicklung in Reihe mit der Ankerwicklung. Bei Anschluß an Wechselstrom werden in jeder Halbwelle Feld und Ankerstrom umgepolt, so daß die Drehrichtung erhalten bleibt.

Dreht sich der Anker im Magnetfeld, dann wird eine Gegen-EMK oder Ankergegenspannung in der Ankerwicklung induziert; sie ist proportional zur Drehzahl und zum magnetischen Fluß. Der resultierende Strom, der durch den Anker fließt, ergibt sich aus der Differenz zwischen der vom Feld eingepprägten Spannung und der Ankergegenspannung. Der Anlaufstrom eines Universalmotors ist sehr groß, weil bei der geringen Anfangsdrehzahl noch keine genügende Gegen-EMK im Anker entstehen kann. Der Anlaufstrom wird durch die Impedanzen der Feld- und Ankerwicklungen bestimmt. Bei höher werdender Drehzahl sinkt der Strom. Das Verhältnis von Anlauf- zu Betriebsstrom ist häufig größer als 10:1. Die Drehzahl eines Universalmotors stellt sich von selbst so ein, daß gerade der Strom fließen kann, der das der Last entsprechende Drehmoment ergibt. Bei geringer Last ist also der Stromverbrauch niedrig. Der geringe Strom ergibt ein schwaches Magnetfeld. Dieses bewirkt, daß sich die Drehzahl erhöht, um die erforderliche Ankergegenspannung zu erzeugen.

Daher neigen unbelastete Universalmotoren zum „Hochlaufen“. Allerdings ist bei Kleinmotoren für Haushaltgeräte und bei Motoren mit mechanischen Getrieben dieses Problem nicht vordergründig, weil Reibung und elektrische Verluste die Drehzahl begrenzen. Kritisch ist dies allerdings bei Großmaschinen. Wird ein Universalmotor belastet, dann muß der Strom ansteigen, um das größere Drehmoment zu liefern. Damit der Strom ansteigt, muß die Differenz zwischen eingepprägter Spannung und Gegen-EMK größer werden. Wenn also ein Universalmotor belastet wird, wird er langsamer laufen. Bei den meisten Kleinmotoren geht die Drehzahl bei Belastung auf etwa 60% des Leerlaufwertes zurück. Das Drehmoment eines Universalmotors ist unmittelbar proportional der Größe des magnetischen Feldes und dem Wert des Ankerstroms. Bei konstanter mechanischer Last ist das Anfangsdrehmoment hoch, weil der Anlaufstrom groß ist. Ebenso ist bei Überlast der Ankerstrom sehr groß. Auch dies ergibt ein großes Drehmoment.

Bei zunehmender mechanischer Belastung bewirkt eine Vergrößerung der eingepprägten Spannung einen größeren Ankerstrom. Dies erhöht das Drehmoment und bewirkt eine Drehzahlstabilisierung. Bei konstanter Belastung ergibt eine ansteigende eingepprägte Spannung einen höheren Ankerstrom. Dieser erhöht die Drehzahl, hält aber das Drehmoment konstant. Die typischen Kennlinien eines Universalmotors sind in *Abb. 10.1-1* dargestellt.

Das hohe Anlaufdrehmoment und die Möglichkeit, die Drehzahl weitgehend zu verändern sowie die geringen Abmessungen sind die Vorteile des Universalmotors gegen-

## 10 Drehzahlregelungen und Steuerungen

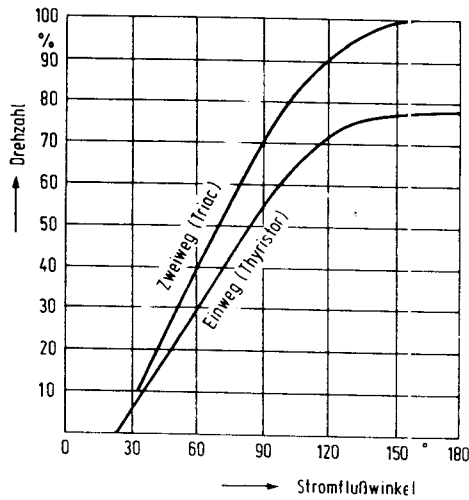


Abb. 10.1-2

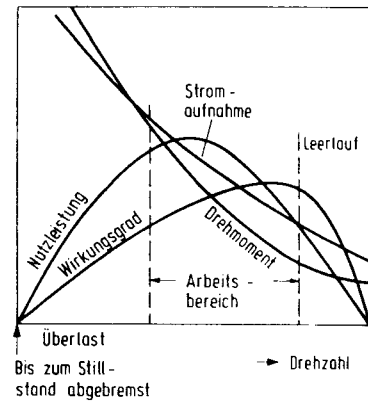


Abb. 10.1-1

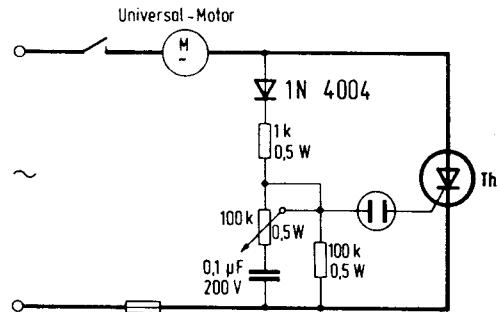


Abb. 10.1-3

über vergleichbaren Induktionsmotoren. Eine Drehzahlbeeinflussung ist bei vielen Geräten erwünscht und zweckmäßig (z.B. bei Nähmaschinen, Haartrocknern, Waschmaschinen, Heimbüglern und bei Küchenmaschinen, Bohrmaschinen u.a.).

Die einfachste und wirksamste Art, um die eingepreßte Spannung eines Universalmotors zu verändern, ist die Phasenanschnittsteuerung, bei der ein Thyristor oder Triac in Reihe mit dem Motor liegt. Der Zusammenhang zwischen Stromflußwinkel und Drehzahl ist in *Abb. 10.1-2* angegeben. Mit einem Triac (Zweiweg-Schaltung) läßt sich die Drehzahl fast im Verhältnis 10:1 herabsetzen. Mit der Einwegschialtung erreicht man allerdings nur etwa 80% der maximal möglichen Drehzahl. Dies ist bei der Gesamtkonstruktion solcher Geräte zu berücksichtigen. Die Auswahl der Thyristoren ergibt sich nach Tabelle 1.1.

Bei der einfachen Schaltung nach *Abb. 10.1-3* ergibt sich auch eine Drehzahlstabilisierung. Der Zündwinkel hängt von der Spannung ab, die bei gesperrtem Thyristor am RC-Glied des Kippkreises liegt. Diese Spannung wird gebildet aus der Differenz zwischen eingepreßter Netzspannung und Ankergegenspannung; diese bleibt auch in den kurzen Stromflußphasen wegen der gleichbleibenden Drehzahl konstant.

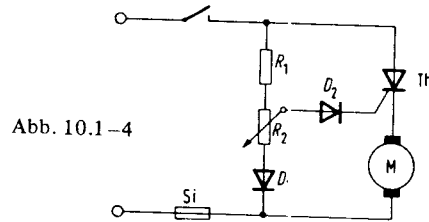
## 10.1 Drehzahl- und Leistungsregelung

Wird der Motor stärker belastet, dann sinkt die Drehzahl und damit die Gegenspannung. Jetzt überwiegt die eingepreßte Netzspannung, und die Spannung am RC-Glied steigt an. Daher lädt sich der Kippkondensator schneller auf und zündet den Trigger früher. Der Stromflußwinkel wird größer; der Ankerstrom nimmt zu und wirkt der absinkenden Drehzahl entgegen. Die Schaltung ermöglicht also eine drehzahlabhängige Zündwinkelnachstellung. Der Siliziumgleichrichter im Kippkreis (Abb. 10.1-3) sperrt die negative Halbwelle, so daß der Kippkondensator nicht vollständig umgeladen wird. Für diese Schaltung werden die in der Tabelle enthaltenen Thyristortypen empfohlen.

Thyristorauswahl für Schaltung nach Abb. 10.1-3 (SIEMENS)

| Strombedarf | 1 A      | 3 A      | 10 A      |
|-------------|----------|----------|-----------|
| Thyristor   | BStC3046 | BStC0646 | BStD1046M |

Eine sehr einfache Schaltung mit guter Drehzahlkonstanz zeigt Abb. 10.1-4. Der Motor liegt hierbei im Zündkreis des Thyristors. Die Ankergegenspannung wirkt sich dann während der Stromflußpausen, (bei gesperrtem Thyristor) voll aus. Gezündet wird hier mit Netzhalbwellen. Der Zündkreis besteht aus den Widerständen  $R_1$  und  $R_2$ . Während der positiven Halbwelle liegt eine Teilspannung am Potentiometeratgriff und wird über die Diode  $D_2$  der Ankergegenspannung des Motors entgegengeschaltet. Übersteigt die vom Potentiometer kommende Spannung die Ankergegenspannung, dann zündet der Thyristor und legt den Motor für den Rest der Halbwelle an die Netzspannung. Bei ansteigender Belastung sinken wiederum Drehzahl und Ankergegenspannung. Die am Potentiometer abgegriffene Spannung kommt früher zur Wirkung, die Halbwelle wird weniger angeschnitten, und der Mittelwert des Ankerstromes nimmt zu. Dies wirkt dem Rückgang der Drehzahl entgegen. Für die Bemessung der Schaltung für das 220-V-Netz dienen die Richtwerte nach der folgenden Tabelle.



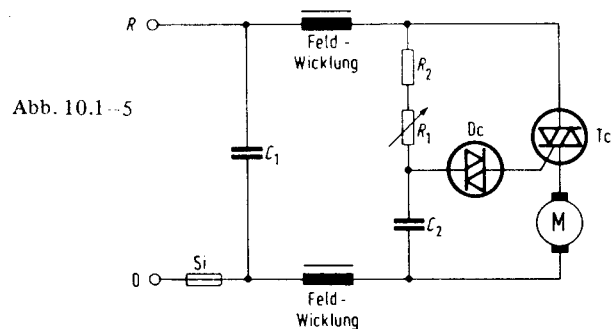
Richtwerte für Bauelementeauswahl (SIEMENS)

$D_1 = D_2 = 1 \text{ N4004}$

| Strom        | 1 A                 | 4 A                | 7 A                  |
|--------------|---------------------|--------------------|----------------------|
| Thyristortyp | BStC3046            | BStC1046B          | BStD1046B            |
| R1           | 10 k $\Omega$ /5 W  | 10 k $\Omega$ /5 W | 5,6 k $\Omega$ /10 W |
| R2           | 1 k $\Omega$ /2,5 W | 1 k $\Omega$ /2 W  | 500 $\Omega$ /2,5 W  |

Die Schaltung nach Abb. 10.1-4 läßt sich auch auf Triacsteuerung übertragen. Auch dann liegt der Motor im Zündkreis. Man kann aber auch Feld- und Ankerwicklung auftrennen und nur den Anker in den Zündkreis legen (Abb. 10.1-5). Dann arbeitet die Regelung noch wirksamer, weil dabei nur die Ankergegenspannung den Zündwinkel beeinflusst.

Die Abb. 10.1-5 zeigt eine Regelschaltung, die in einfacher Weise die Drehzahl eines Reihenschlußmotors zu regeln ermöglicht, wobei die im stromlosen Zustand im Motoranker auftretende Induktionsspannung in den Zündkreis des Triacs eingefügt wird. Gezündet wird jeweils dann, wenn die Spannung an C2 über den Diac die Zündspannung und Ankerspannung übersteigt. Der Diac ermöglicht infolge seines Kipp-Zündverhaltens kräftige Zündimpulsströme für die eigentliche Zündung des Triacs. Der gewünschte Phasenanschnitt wird durch Verändern von R1 eingestellt. Die Auswahl der Halbleiterbauteile ist der folgenden Tabelle zu entnehmen.



Auswahl von Triac und Diac (SIEMENS)

| Strom    | 1       | 4       | 7,5     | 10 A     |
|----------|---------|---------|---------|----------|
| Triac TC | TXC3870 | TXC1070 | TXC0160 | TXD1070M |
| Diac Dc  | A 9903  | A 9903  | A 9903  | A 9903   |

In der Abb. 10.1-6 ist eine Halbperiodenschaltung zur einfachen Drehzahleinstellung eines Reihenschlußmotors gezeigt, die auch die eingestellte Drehzahl ausregelt, und zwar so, daß die im stromlosen Zustand im Anker auftretende Induktionsspannung in den Zündkreis des Thyristors mit einbezogen wird. Im Leerlauf entsteht im Anker eine hohe Gegenspannung, so daß die Zündung des Thyristors erst am Ende der Halbperiode eintritt, also dann, wenn die augenblickliche Spannung am Anker wieder kleine Werte erreicht hat. Bei Belastung ist die Ankerspannung niedrig, wobei die Zündung des Thyristors schon bei kleineren ansteigenden Spannungen möglich ist, dadurch, daß die steuernde Zündspannung nunmehr vom Teiler her früher anliegt. Die Drosseln L1, L2 sowie die Kondensatoren C4, C5 dienen der Funkentstörung.

Die Abb. 10.1-7 zeigt eine Zweiweg-Schaltung mit Transistortrigger. Mit dieser Schaltung kann ein sehr weiter Drehzahlbereich stabilisiert werden. Hierbei gleicht eine

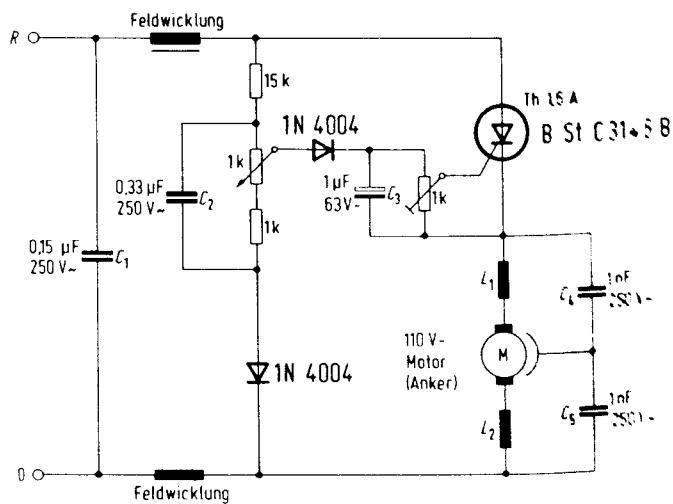


Abb. 10.1-6

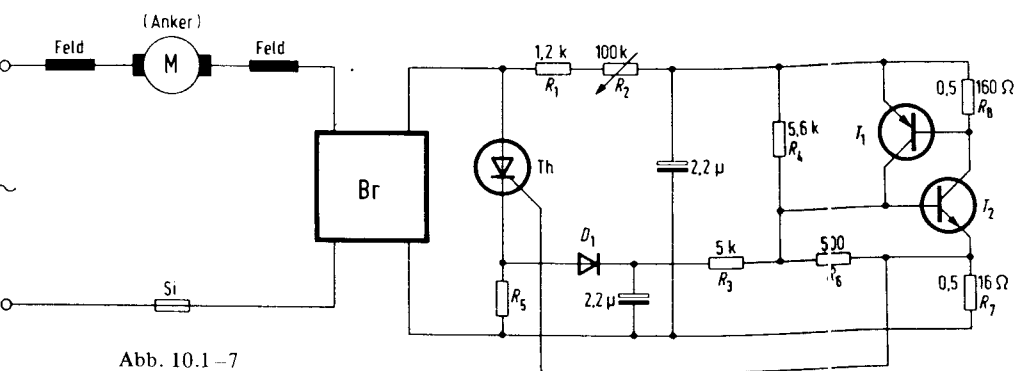


Abb. 10.1-7

Gegenkopplung wechselnde Belastungen ( $R_5$ ) aus. Die Spannung ist dem Spitzenstrom des Motors proportional. Sie lädt über die Schaltodiode  $D_1$  den Kondensator  $C_2$  auf und ist so gepolt, daß sie sich zu der an den Widerständen  $R_3$  und  $R_4$  des Transistortriggers liegenden Spannung addiert. Steigt die Motorbelastung, dann steigt der Motorstrom, und die Drehzahl neigt dazu, abzufallen. Der ansteigende Motorstrom erhöht die Spannung am Widerstand  $R_5$  und am Kondensator  $C_2$ . Dadurch wird der Transistorschalter früher innerhalb einer Halbwelle leitend und ergibt einen größeren Stromflußwinkel. Dieser wirkt dem Absinken der Drehzahl entgegen.

Da der Motorstrom von der Größe des Motors abhängt, muß der Widerstand  $R_5$  so bemessen werden, daß er den richtigen Gegenkopplungsgrad für eine optimale Drehzahlstabilisierung ergibt. Richtwerte sind  $0,1 \Omega$  bis  $1 \Omega$ . Die folgende Tabelle enthält die in der Schaltung nach Abb. 10.1-7 verwendeten Halbleiterbauelemente.

## Halbleiterbauteile zu Schaltung nach Abb. 10.1-7 (SIEMENS)

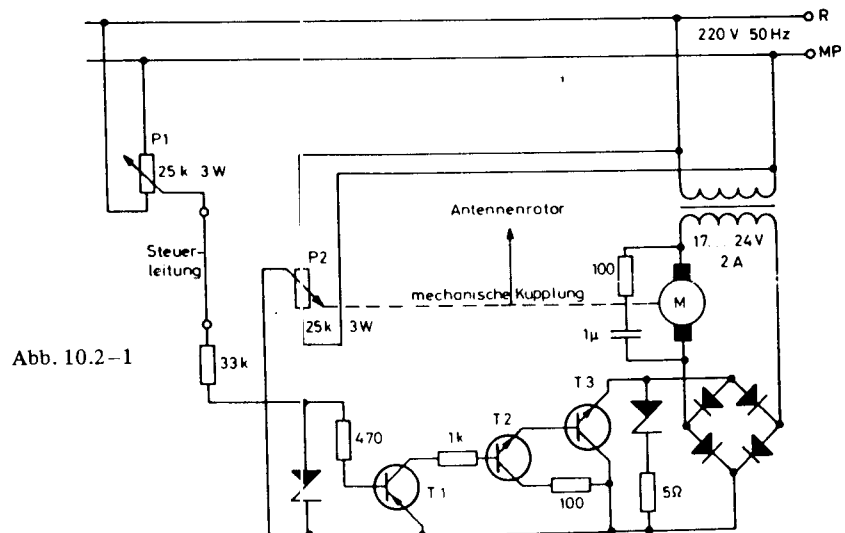
| Strom                    | 1 A        | 4 A        | 10 A           |
|--------------------------|------------|------------|----------------|
| Thyristor Th             | BStB0146H  | BStC1046B  | BStD1046M      |
| Gleichrichter-Brücken Br | B1240-B250 | C2140-B250 | E29B250/225-10 |
| Diode D1                 | BA127      | BA127      | BA127          |
| Transistor T1            | BC328      | BC328      | BC328          |
| Transistor T2            | BD135      | BD135      | BD135          |

## 10.2 Nachlaufsteuerung

Nachlaufsteuerungen werden u.a. in der industriellen Elektronik für die definierte, kontinuierliche Fernbetätigung mechanischer Stelleinrichtungen verwendet. Die hier beschriebene Schaltung (Abb. 10.2-1) kommt mit einem Minimum an Bauelementen aus. Ihre Stellgenauigkeit ist trotzdem besser als  $\pm 0,5\%$  und liegt somit in der gleichen Größenordnung wie die Linearitätstoleranz üblicher Präzisionspotentiometer, die  $\pm 0,25 \dots \pm 2,5\%$  beträgt. Das Beispiel ist für die Steuerung einer Drehantenne ausgelegt.

In der Abb. 10.2-1 wird ein Mitlaufpotentiometer P2 verwendet, welches schlupfrei mit dem Antennenrotor gekuppelt ist. Dieser wiederum wird von einem 12-V-Scheibenwischermotor mit Permanentfeld angetrieben, der so angeschlossen ist, daß beim Verstellen von Potentiometer P1 das Potentiometer P2 in Richtung Nullabgleich nachgeführt wird. Des weiteren wird hier kein Einzeltransistor, sondern eine kombinierte Lin-Darlington-Schaltung mit Schutzbeschaltung verwendet. Diese verhält sich wie ein Einzeltransistor mit sehr hoher Stromverstärkung.

ZPD 56 BC 251 B BC 340-10 2 N 3055 ZU 39 B40 C 3200 - 2200



Da der Verstärker, bedingt durch die Basis-Emitter-Spannung des Transistors T1, erst bei einer Eingangsspannung von ca. 0,6 V zu arbeiten beginnt, ist die Nachlaufsteuerung mit einer Hysterese behaftet. Diese ist umso geringer, je höher die Versorgungsspannung für die Brücke ist. Im Beispiel wurde deshalb, und wegen des einfachen Aufbaus des 220-V-Netz zur Speisung der Brücke herangezogen. Damit ist nur eine Steuerleitung erforderlich. Diese Steuerleitung kann unter Zwischenschaltung geeigneter Weicher als Innenleiter des Koaxial-Antennenkabels sein. Kapazitäten der Steuerleitung gegen Null bis ca. 10 nF ( $\approx 100$  m Koaxialkabel) sind ohne Belang, wenn an den Schleifer eine gleiche Kapazität gegen Null angeschlossen wird. Überschwingen wird am stärksten durch eine hohe Unterersetzung vom Motor zum Antennenrotor unterbunden. Wird die Schaltung, wie hier gezeigt, direkt vom Netz betrieben, sind unbedingt die einschlägigen VDE-Bestimmungen zu beachten. Ungefährlicher ist es, die Brücke aus einer Transformatorwicklung netzfrei zu speisen und damit das Risiko der Berührungsgesundheit zu vermeiden. Es ergibt sich eine Hysterese nach folgender Tabelle:

| Brückenspeisespannung<br>$U_{\text{eff}}$ | Hysterese in Prozent vom<br>max. Potentiometerdrehwinkel |
|---|--|
| 50 V                                      | 1,2 %  |
| 100 V                                     | 0,6 %  |
| 220 V                                     | 0,3 %  |

Die beiden Potentiometer können auch andere und voneinander verschiedene Widerstandswerte aufweisen. Es ist jedoch durch die erforderliche Leistung eine untere Grenze bei ca. 5 k $\Omega$  und durch die Gefahr von Störungen auf der Steuerleitung eine obere Grenze bei ca. 100 k $\Omega$  gegeben.

Die Z-Diode ZU 39 begrenzt Induktionsspannungen des Motors, die sonst leicht die zulässige Kollektor-Emitter-Spannung des Transistor T3 überschreiten könnten.

Bei kleinen Stellmotoren kann für T3 u.U. der Transistor BD106 oder BD106 eingesetzt werden. Da der Motor mit Halbwellengleichstrom betrieben wird, soll der Effektivwert der Wechselspannung das 1,5...2fache der Motornennspannung betragen. Der Drahtquerschnitt der Sekundärwicklung braucht nur für den einfachen Nennstrom bemessen zu werden, da Kurzzeitbetrieb vorliegt.

### 10.3 Nachlaufsteuerung

Die Schaltung (Abb. 10.3-1) dient zur Steuerung eines Gleichstrom-Stellmotors in Abhängigkeit von einer Eingangsspannung. Mit dem zu stellenden Glied muß ein 1-k $\Omega$ -Potentiometer mechanisch gekuppelt sein, an dem der elektrische Istwert für den in der Steuerschaltung wirksamen Regelkreis gebildet wird.

Benutzt man die Schaltung beispielsweise zur Fernbedienung einer drehbaren Antenne, so müssen die Achsen von Antenne und 1-k $\Omega$ -Potentiometer direkt oder über ein Getriebe schlupflos miteinander verbunden werden. Die Sollspannung kann z.B. einem weiteren 1-k $\Omega$ -Potentiometer am Bedienungsplatz entnommen werden, das entspre-

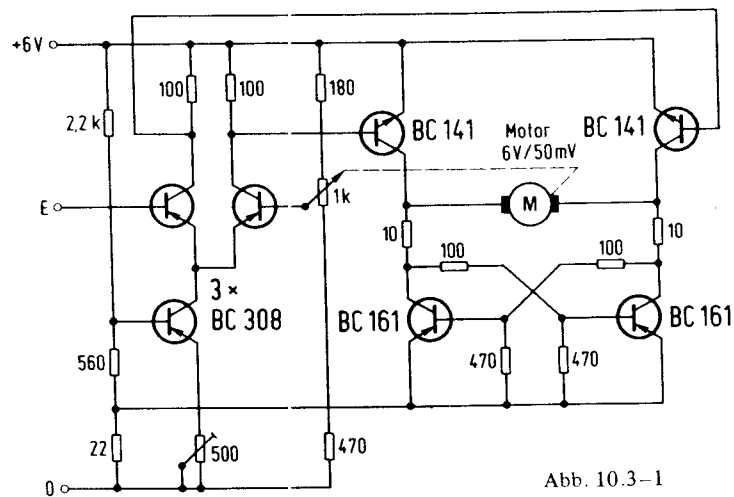


Abb. 10.3-1

chend dem  $1\text{-k}\Omega$ -Potentiometer über zwei Widerstände an die Versorgungsspannung zu legen ist und das in Winkelgraden geeicht werden kann.

Der Istwert wird mit dem Eingangs-Sollwert in einem Differenzverstärker verglichen, der statt eines gemeinsamen Emittierwiderstandes eine Konstantstromquelle hat. Der Stellmotor bildet die Diagonale einer Brücke aus zwei NPN- und zwei PNP-Transistoren.

Solange die Potentiale an beiden Eingängen des Differenzverstärkers gleich sind, bleibt der Spannungsabfall an den  $100\text{-}\Omega$ -Arbeitswiderständen unter der Schwellspannung von ca.  $0,6\text{ V}$  der angeschlossenen NPN-Transistoren. Erst wenn die Eingangspotentiale um mehr als  $50\text{ mV}$  voneinander abweichen, wird je nach Polarität dieser Spannungsdifferenz einer der NPN-Transistoren stromführend und wegen der kreuzweisen Ankopplung auch der PNP-Transistor im gegenüberliegenden Brückenweig. Der Motor beginnt zu laufen und dreht das Stellglied und das Potentiometer so lange, bis Ist- und Sollwert wieder gleich sind.

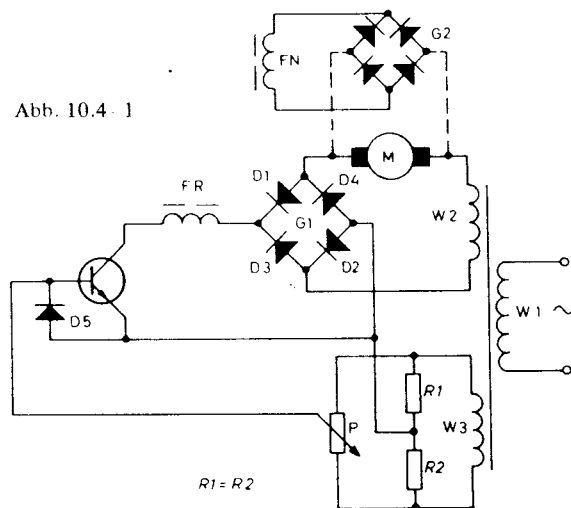
Der Motorstrom durchfließt den  $22\text{-}\Omega$ -Widerstand im Basisspannungsteiler der Konstantstromquelle. Durch diese Rückkopplung wird eine Kippwirkung erzielt, d.h. die Endtransistoren in der Brücke werden nicht stetig durchgesteuert, sondern geschaltet.

#### 10.4 Steuerschaltung für Gleichstrommotor

Die Schaltung in *Abb. 10.4-1* ist zur kontinuierlichen Drehrichtungssteuerung von Gleichstrom-Kleinmotoren mit permanentem Magnetfeld, Reihenschluß- oder Nebenschlußfeldwicklung gedacht.

Der Motor ist in Reihe mit einem Brückengleichrichter G1 an die Sekundärwicklung W2 eines Netztransformators angeschlossen. Ist der Gleichrichter an seinem Ausgang nicht belastet, so kann kein Strom fließen, und der Motor steht. Dies ist bei Mittelstel-

Abb. 10.4. 1



lung des Potentiometers P der Fall, denn dann ist die aus R1, R2 und P gebildete Brücke abgeglichen, d.h. die Basis-Emitter-Spannung des Transistors ist Null, und es kann kein Kollektorstrom fließen. Wird das Potentiometer P aus der Mittelstellung nach einer Seite gedreht, so wird der Transistor je nach Drehrichtung nur während der positiven oder während der negativen Halbwelle der Spannung an W2 leitend, so daß der Motorstrom nur jeweils in der einen Richtung über D1 und D2 oder in der anderen Richtung über D3 und D4 fließen kann. So wird der Motor von Halbwellengleichstrom gespeist, dessen Richtung und Stärke von der Stellung des Potentiometers P abhängt. Ein Motor mit Permanentmagnetfeld kann also in beiden Drehrichtungen betrieben werden.

Bei einem Reihenschlußmotor wird die Feldwicklung FR direkt in den Kollektorstromkreis des Transistors eingeschaltet, so daß sie stets in derselben Richtung vom Strom durchflossen wird. Für Motore mit Permanentfeld oder Nebenschlußwicklung ist der Kollektor des Transistors direkt an den Gleichrichter G1 angeschlossen.

Die Feldwicklung FN von Nebenschlußmotoren muß über einen zusätzlichen Brückengleichrichter G2 der Ankerwicklung parallelgeschaltet werden, so daß auch in ihr der Strom nur in einer Richtung fließen kann. Die Diode D5 verhindert eine Beanspruchung der Basis-Emitter-Strecke des Transistors in Sperrichtung.

#### Bemessungshinweise

Im Schaltbild sind aus Gründen der Übersichtlichkeit u.U. erforderliche Störschutzkondensatoren, Freilaufdioden usw. nicht eingezeichnet.

Der Motor wird mit Halbwellengleichstrom betrieben, so daß für volle Leistung der Effektivwert der Wechselspannung an W2 etwa das 1,5fache der Motornennspannung betragen muß. Auch der Drahtquerschnitt der Wicklung W2 ist für den 1,5fachen Motornennstrom auszulegen.

Die erforderlichen Grenzwerte für den Transistor sind:

$$\begin{aligned} \text{Kollektor-Emitter-Spannung } U_{CEmax} &> 1,5 \cdot U_{effW2} \\ \text{Kollektorstrom } I_{Cmax} &> 1,5 \cdot I_{mote} \text{ (Motoreinschaltstrom)} \\ \text{Leistung } P_{max} &> 0,5 \cdot U_{eff} \cdot I_{mcte} \end{aligned}$$

Der Gleichrichter G1 wird nach der Spannung an W2 und dem Motoreinschaltstrom, G2 nach der Spannung an W2 und dem Strom in der Feldwicklung FN gewählt. Die Spannung der Steuerwicklung W3 sollte ca. 6...30 V betragen. Nach dieser Spannung werden R1, R2 und P bemessen. Bei Anschlag des Schleifers soll der Transistor in der jeweiligen Halbwellen bis auf die Restspannung durchgesteuert sein. R1, R2 und P können umso hochohmiger sein, je größer die Stromverstärkung des Transistors ist. Darum empfiehlt es sich u.U., statt eines Transistors mehrere Transistoren in Lin- oder Darlingtonschaltung zu kombinieren.

### 10.5 Stufenweise Verstellung des Phasenanschnittwinkels für Universalmotore

Es wird eine Schaltung beschrieben (Abb. 10.5-1), mit der die Leistung eines Universalmotors in vier Stufen über Tipptasten gesteuert werden kann. Um eine zu große Belastung des Netzes beim Einschalten zu vermeiden, läuft der Motor jedesmal mit Sanftanlauf an und kann zu jedem beliebigen Zeitpunkt ausgeschaltet werden.

Beim Einschalten der Netzspannung baut sich die interne Versorgungsspannung über den Vorwiderstand R17 und die Diode D12 am Glättungskondensator C5 auf. Der Pha-

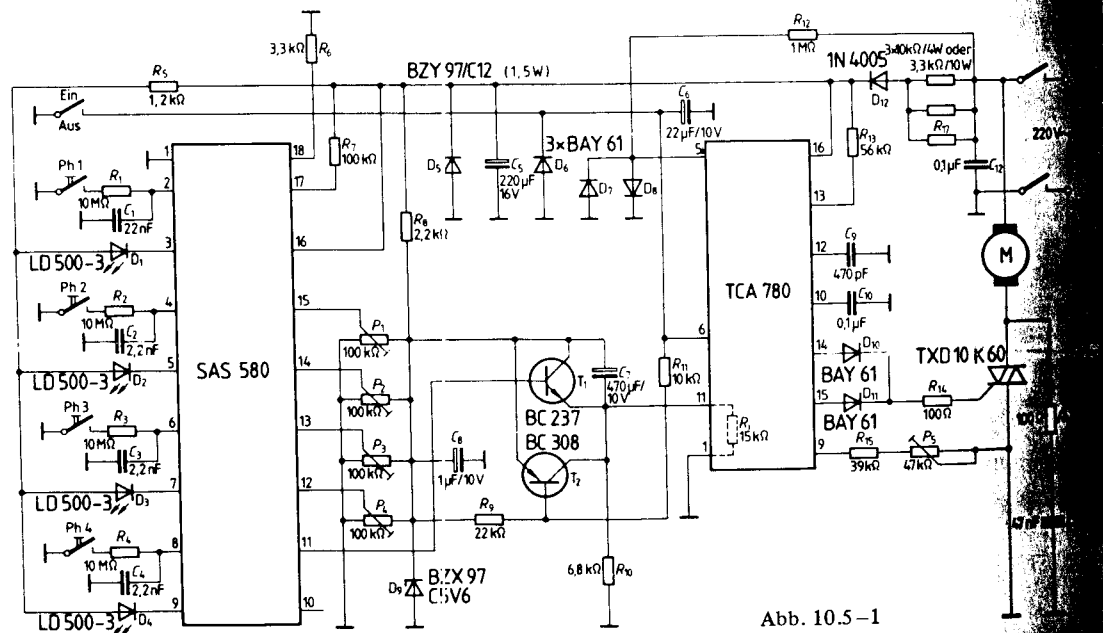


Abb. 10.5-1

senanschnitt Ph1 wird über den Kondensator C1 am Schaltverstärker-IC SASS80 gesetzt und der eingestellte Spannungswert am Einsteller Ph1 zum Ausgang (Anschluß 11) durchgeschaltet. Die Lumineszenzdiode leuchtet auf. Die Zündimpulse werden durch den Einschaltverzögerungs-Kondensator C6 am Inhibit-Eingang so lange gesperrt, bis die Umschaltswelle (3,5 V) erreicht ist. Gleichzeitig wird der PNP-Transistor T2 über den Widerstand R11 leitend gesteuert und verhindert, daß sich der Sanftanlauf-Kondensator C1 über R10 aufladen kann.

Mit zunehmender Spannung an C6 werden dann die Zündimpulse freigegeben, T2 sperrt und der Anlaufkondensator kann sich aufladen, d.h. die Steuerspannung am Anschluß des TCA780 sinkt mit der Zeitkonstante aus C7/R10 auf den am Einsteller Ph1 eingestellten Wert, vermindert um die Basis-Emitterspannung des Transistors T1. Der Phasenanschnittwinkel läuft langsam zum eingestellten Wert hin. Bei Wahl eines kleineren Anschchnittwinkels sperrt T1 so lange, bis sich C7 auf den neuen Wert eingestellt hat. Im umgekehrten Fall wird T1 leitend und entlädt C7 wesentlich schneller. Die Steuerspannung wird mit der Z-Diode D9 auf max. 5,6 V begrenzt, um die zulässige Basis-Emitter-Sperrspannung von T1 nicht zu überschreiten.

Beim Ausschalten über S1 werden die Zündimpulse gesperrt, T2 leitet und entlädt den Anlaufkondensator C7. Beim Wiedereinschalten werden die Zündimpulse freigegeben, T1 und T2 sperren, der Sanftanlauf erfolgt bis zum vorher eingestellten Wert.

Ein großer Teil der Stromaufnahme der Schaltung ist durch die Lumineszenzdioden (D1 bis D4) bestimmt. Wenn auf eine Anzeige verzichtet wird, verringert sich die Stromaufnahme wesentlich. Mit dem Einsteller P5 kann man die Amplitude des netzsynchronen Sägezahns verändern und damit den Phasenanschnittwinkel anpassen. R16 und C11 sind je nach Motortyp zur Begrenzung der maximalen Spannungsgeschwindigkeit beim Abkommutieren zu bemessen. Ebenso sind die Entstörmittel den jeweiligen Erfordernissen anzupassen.

## 10.6 Drehzahlregler

Die Wechselspannung eines Tachogenerators *Abb. 10.6-1* (ca.  $U_{SS} = 5$  V bei 3000 U/min), der mit dem zu regelnden Motor gekoppelt ist, wird mit einer einstellbaren Sollspannung verglichen. Sie wird gebildet aus der Durchbruchspannung der Z-Diode und der Schwellspannung des PNP-Transistors, abzüglich der Durchlaßspannung der Doppel-diode und des Spannungsabfalls an dem 1-k $\Omega$ -Potentiometer. Sobald die negativen Spitzen des an dem 10-k $\Omega$ -Potentiometer abgegriffenen Teils der Tachospaltung die Sollspannung überschreiten, wird der PNP-Transistor kurz durchgesteuert. Über den 10-k $\Omega$ -Widerstand bekommt der Freibertransistor Basisstrom. Sein Kollektorstrom steigt, und der Basisstrom des Endtransistors nimmt ab. Damit sinkt die Spannung am Motor, und die Drehzahl kann nicht weiter ansteigen.

Da der PNP-Transistor nur bei den negativen Spitzen der Tachospaltung durchsteuert, der Endtransistor jedoch kontinuierlich arbeiten soll, müssen die Impulse integriert werden. Dazu dienen die beiden Kondensatoren von 0,5  $\mu$ F und 2  $\mu$ F. Die Kondensatoren dürfen nicht zu groß gewählt werden, da bei zu großen Zeitkonstanten niederfrequente Regelschwingungen auftreten können.

Zur Kompensation des differentiellen Widerstandes der Z-Diode dient eine Brückenschaltung. In dem der Z-Diode gegenüberliegenden Zweig liegt ein veränderbarer 1-k $\Omega$ -

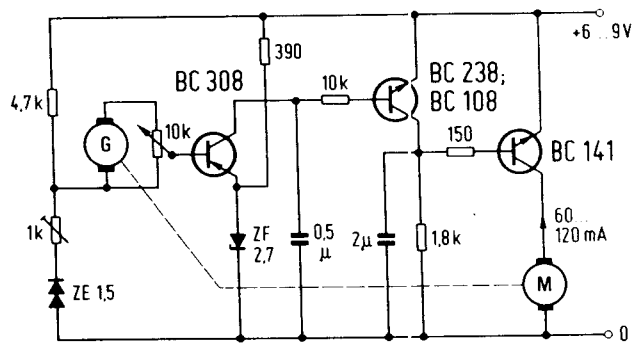


Abb. 10.6-1

Widerstand. Er wird so eingestellt, daß bei niedrigster und höchster Speisespannung die Drehzahl des Motors gleich ist. Der Abgriff des 10-k $\Omega$ -Potentiometers soll dabei nach oben gedreht sein. Die Doppeldiode kompensiert den Temperaturgang der Z-Diode und der Basis-Emitter-Spannung des PNP-Transistors.

Die gewünschte Drehzahl des Motors wird an dem 10-k $\Omega$ -Potentiometer eingestellt. Vorher muß jedoch der Abgleich der Brücke mit dem 1-k $\Omega$ -Trimmer erfolgt sein, da dieser auch die Drehzahl beeinflusst. Bei richtiger Einstellung des 1-k $\Omega$ -Trimmers (gleiche Drehzahl bei 6 V und 9 V) nimmt die Drehzahl bei 7,5 V um maximal 0,8% zu.

### 10.7 Elektronische Drehzahlüberwachung

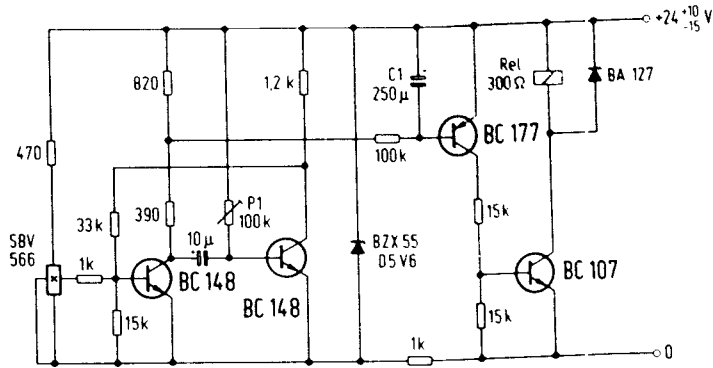
Für die elektronische Drehzahlmessung oder Überwachung kann man verschiedene Geber verwenden, z.B. einen kleinen Generator. Bei kleinen Drehzahlen wird dieser jedoch zu kleine Signale liefern, weshalb man dort andere Wege beschreitet. Sehr vorteilhaft ist das Anbringen eines Magneten am Umfang des sich drehenden Teils.

Das Vorbeiwandern des Magneten kann dann z.B. mit einem Hallgenerator oder einer Feldplatte registriert werden. In dem Beispiel nach *Abb. 10.7-1* wurde als Signalgeber ein Hallgenerator SBV gewählt, der bei jedem Vorbeiwandern des Magneten anspricht. Beim Versuchsaufbau wurde ein Siferrit-Dauermagnet DS 1,6 · 6 · 5 mm<sup>3</sup>, im Abstand von 2 mm vom Hallgenerator verwendet. Da die Ansprechzeit und damit der Energieinhalt des damit gewonnenen Impulses nicht genau definiert ist, wird ein monostabiler Multivibrator nachgeschaltet, der eine gleiche Anzahl in Höhe und Dauer genau definierter Impulse an den Ladekondensator C1 liefert. An diesen Kondensator kann nun z.B. ein Meßgerät geschaltet werden, weil die Höhe der Spannung ein direktes Maß für die Anzahl der Impulse und damit für die Drehzahl ist.

Im Beispiel nach *Abb. 10.7-1* werden bei einer Spannung von etwa 0,7 V am Kondensator C1 die Transistoren des zweistufigen Schaltverstärkers leitend, und das Relais spricht an. Dieser Spannungswert wird bei einer Umdrehungszahl von etwa 50 pro Minute erreicht. Die Transistoren bleiben durchgeschaltet, bis die Umdrehungszahl auf etwa 25 pro Minute abgesunken ist. Mit dem Potentiometer P1 kann die Impulsbreite und damit die Ansprech-Drehzahl verändert werden.

## 10.8 Elektronischer Drehzahlmesser

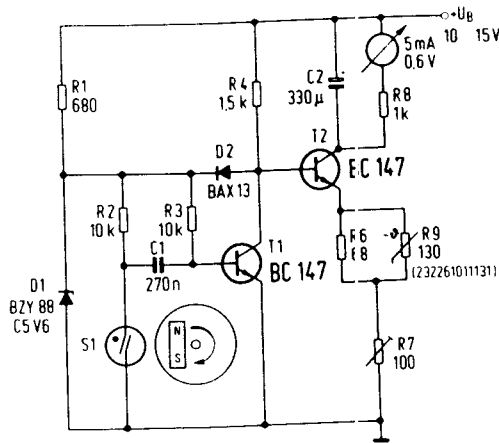
Abb. 10.7-1



### Technische Daten:

|                  |                     |
|------------------|---------------------|
| Betriebsspannung | 24 (+10 bis -15%) V |
| Drehzahlbereich  | 25 bis 50 U/min     |
| Relaiswiderstand | 300 Ω               |

Abb. 10.8-1



## 10.8 Elektronischer Drehzahlmesser

An der Welle, deren Drehzahl gemessen werden soll, ist ein kleiner Stabmagnet befestigt. Dieser dreht sich an einem dicht daneben angebrachten REED-Kontakt vorbei, welcher auf diese Weise bei jeder Umdrehung einmal geöffnet und wieder geschlossen wird.

Die Schaltung (Abb. 10.8-1) arbeitet wie folgt:

Bei offenem Kontakt S1 erhält der Transistor T1 über R1 und R3 einen so hohen Basisstrom, daß er im Sättigungsbereich arbeitet, was zur Folge hat, daß T2 gesperrt ist. Der Kondensator C1 lädt sich dabei über R2 bis zu der durch die Z-Diode D1 gegebenen Spannung (abzüglich der Basis-Emitter-Spannung von T1) auf. Mit dem Schließen von S1 wird T1 durch die jetzt zwischen Basis und Emitter liegende Kondensatorspannung schlagartig gesperrt und damit T2 in den Sättigungsbereich gesteuert. Gleichzeitig setzt eine Entladung von C1 über R3 ein, die nach kurzer Zeit dazu führt, daß T1 erneut in

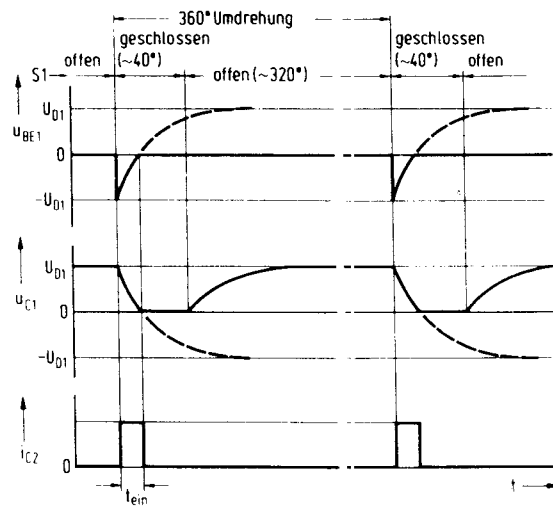


Abb. 10.8-2

den Sättigungsbereich gesteuert und T2 gesperrt wird. Nach dem Öffnen von S1 wiederholt sich der geschilderte Vorgang, der durch die im Bild dargestellten Potentialverläufe verdeutlicht wird.

Der Kollektorstrom  $I_{C2}$  von T2 (Abb. 10.8-2) besteht aus rechteckförmigen Stromimpulsen, deren von der Signalfrequenz unabhängige Breite durch das Produkt  $R3 \cdot C1$  festgelegt ist. Durch die Impulse wird C2 aufgeladen. Der arithmetische Mittelwert der Kondensatorspannung ist der Signalfrequenz proportional. Dies gilt damit auch für den über R8 und das Anzeigeelement M fließenden Entladestrom. Die Eichung des Instruments wird durch eine einmalige Einstellung von R7 vorgenommen.

### 10.9 Einfache Ansteuerschaltung für DC-Motoren mit Tachogenerator

Die Abb. 10.9-1 bildet einen Tachogenerator, der eine Wechselspannung mit einer der Drehzahl proportionalen Frequenz liefert. Durch die Wechselspannung werden die Transistoren T1 und T2 jeweils abwechselnd vom Sättigungs- in den Sperrbereich gesteuert. Hierbei erfolgt eine periodische Auf- und Entladung von C1 und C2. Während der Entladevorgänge findet eine Aufladung von C3 in negativer Richtung statt, die einen Strom  $I_X$ , den Istwertstrom, durch R5 zur Folge hat. Für  $I_X$  gilt

$$I_X \approx \frac{U_B}{R5 + \frac{30}{C \cdot p \cdot n}}$$

Hierin bedeuten

$C = C1 = C2$ ,  $p =$  Polpaarzahl,  $n =$  Motordrehzahl/min.

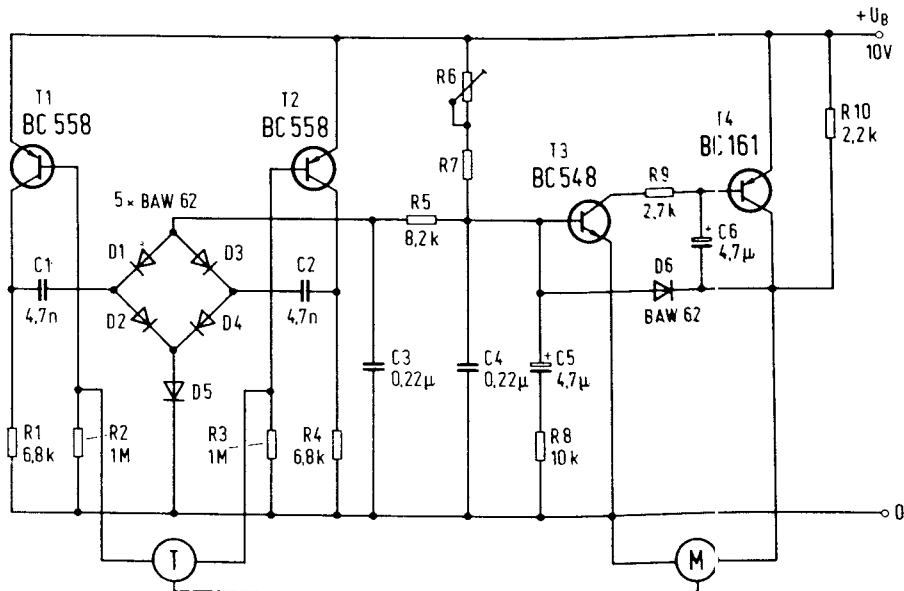


Abb. 10.9-1

Die Sollwerteneinstellung wird an R6 vorgenommen. Der sich einstellende Sollwertstrom  $I_W$  ergibt sich zu

$$I_W = \frac{U_B - U_{BE3}}{R_6 + R_7}$$

Die Differenz von  $I_W$  und  $I_X$  stellt die Regelabweichung dar, der der Basisstrom von T3 entspricht. Die mit T3 und T4 verstärkte Regelabweichung ergibt die Stellgröße, nämlich den Strom durch den Motor.

#### Meßergebnisse

Für eine gemäß Abb. 10.9-1 aufgebaute Schaltung wurden R6 und R7 so ausgelegt, daß die Drehzahl im Bereich 300...3000 U/min eingestellt werden kann. Die Drehzahländerung bei Belastung des Motors war wie folgt:

| Leerlaufdrehzahl | R6 + R7 | Drehzahlrückgang<br>bei Belastung bis zu |       |
|------------------|---------|--|-------|
|                  |         | 50 mA                                    | 80 mA |
| 3000/min         | 33 kΩ   | 1,0%                                     | 2,4%  |
| 1000/min         | 95 kΩ   | 1,6%                                     | 2,3%  |
| 300/min          | 280 kΩ  | 2,2%                                     | 3,8%  |

Das bei kleiner Drehzahl deutlich schlechtere Ergebnis lässt sich verbessern, wenn man mit höheren Werten für  $I_X$  und  $I_W$  arbeitet. Z.B. erhält man bei einer Leerlaufdrehzahl von 300/min mit  $C_1 = C_2 = 15 \text{ nF}$  und  $R_6 + R_7 = 95 \text{ k}\Omega$  einen Drehzahlrückgang von 1,3% (50 mA) bzw. 2,0% (80 mA).

Die Abhängigkeit der Leerlaufdrehzahl von der Betriebsspannung war bei den Drehzahleinstellungen sehr unterschiedlich. Für jeweils  $\pm 20\% U_B$  ergab sich

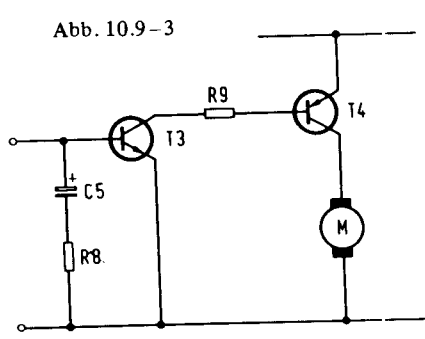
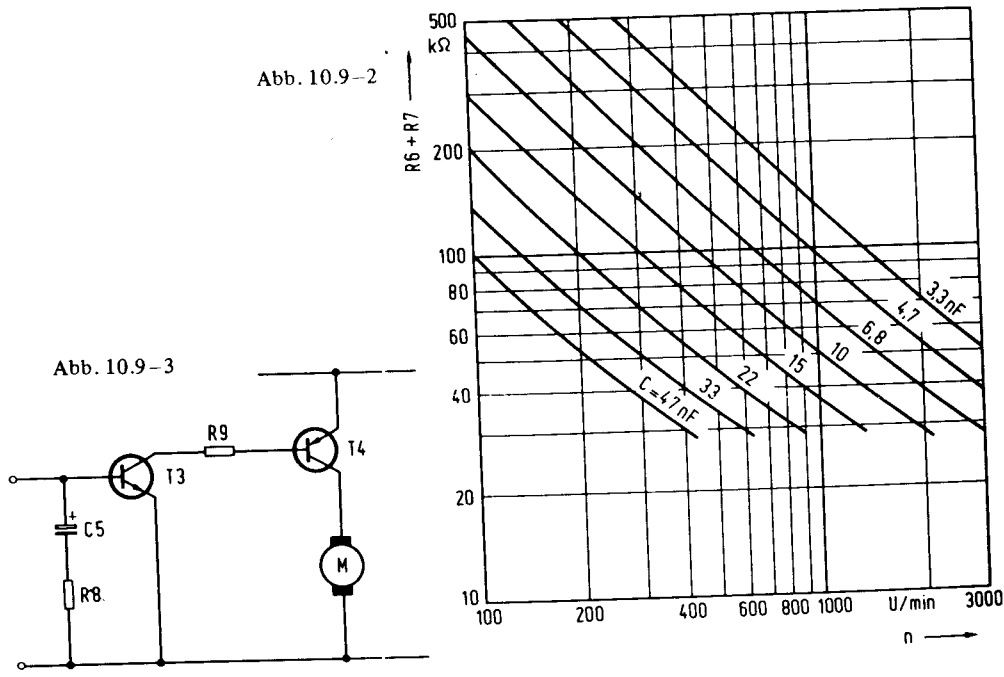
|                           |                       |
|---------------------------|-----------------------|
| $\Delta n/n$ bei 3000/min | $< \pm 0,1\%$ ,       |
| bei 1000/min              | $\approx \pm 0,2\%$ , |
| bei 300/min               | $= \pm 0,7\%$ .       |

Die Messung der Temperaturabhängigkeit der Drehzahl erbrachte folgendes Ergebnis: Bei einer Temperaturänderung von  $20^\circ\text{C}$  auf  $70^\circ\text{C}$  trat eine Drehzahlabweichung von 3,44% entsprechend  $6,9 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$  auf.

**Dimensionierungshilfe**

Die Abb. 10.9-2 zeigt den Zusammenhang zwischen der Drehzahl und dem Wert für  $R_6 + R_7$ .  $C = C_1 = C_2$  ist als Parameter dargestellt. Die Kurven gelten für einen Motor mit  $U_B = 10 \text{ V}$  und einen Tachogenerator mit  $p = 72$ .

Die Dimensionierung der die Transistoren T3 und T4 umfassenden Endstufe muß dem jeweiligen Motortyp und der Last angepaßt sein. Abb. 10.9-3 zeigt die Schaltung der Endstufe ohne, Abb. 10.9-4 die mit Strombegrenzung. Letztere sollte bei schwerem Anlauf oder möglicher Blockierung des Motors verwendet werden.



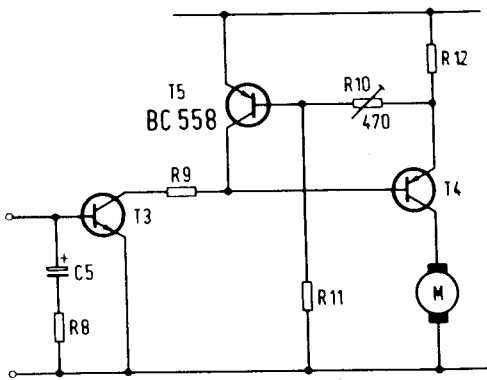


Abb. 10.9-4

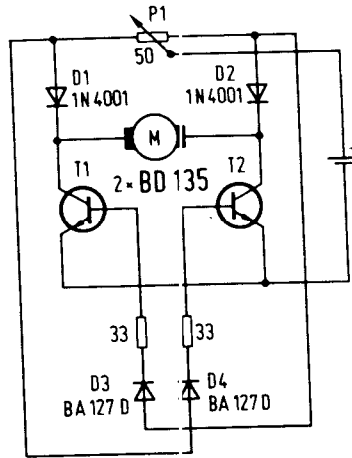


Abb. 10.10-1

### 10.10 Steuerung der Drehrichtung von Kleinmotoren mit Gleichspannungs-Speisung

Bei der Schaltung nach *Abb. 10.10-1* fließt der Motorstrom über das Potentiometer P1. In Mittelstellung fließt über den Motor kein Strom, sondern ein Batteriestrom über die beiden Hälften des Potentiometers, die beiden Dioden und die beiden Transistoren. Eine automatische Strombegrenzung ergibt sich durch den Widerstand des Potentiometers. Wird der Schleifer des Potentiometers nach links gedreht, entsteht für die Batteriespannung eine Spannungsteilung durch den nunmehr voll wirksamen Widerstand und den durchgesteuerten Transistor T2 in Reihe mit der Diode D1. Der linke Transistor wird wesentlich geringer angesteuert, der Arbeitsstrom für den Motor fließt über die Diode D1, den Motor und den Transistor T2.

Ist der Schleifer des Potentiometers nach rechts gedreht, tritt der umgekehrte Fall auf: der Motor erhält seinen Arbeitsstrom über die Diode D2 und den Transistor T1. Um den Reststrom der jeweils gesperrten Transistoren zu erniedrigen, ist jeweils in der Basisansteuerung noch einmal eine Diode BA 127 D geschaltet.

### 10.11 Gleichstrommotor-Drehzahlregler mit SIPMOS-Transistor und TCA 955

Für Bohrmaschinen, Schleifmaschinen, Hobby-Vielzweck-Antriebsmaschinen und Waschmaschinen wird häufig eine elektronische Regelung der Drehzahl gewünscht, bei der auch bei niedrigen Drehzahlen ein ausreichendes Drehmoment abgegeben werden kann.

Für die Lösung dieses Antriebsproblems gibt es zwei Möglichkeiten:

1. Die Regelung des Phasenanschnitts mit Hilfe eines Triacs oder Thyristors
2. Die Regelung des Tastverhältnisses mit Hilfe eines Schalttransistors und einer Freilaufdiode.

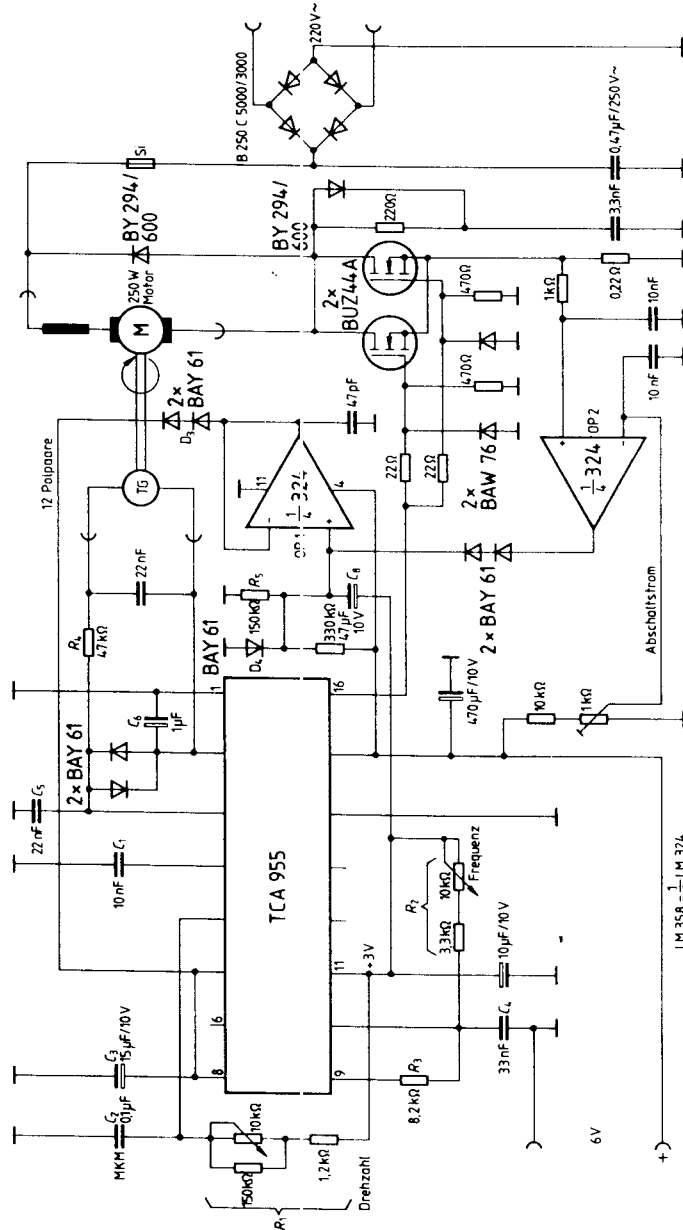


Abb. 10.11 -1

Wenn es auf eine lange Lebensdauer der Kollektorlamellen und der Kohlebürsten ankommt, ist zweifellos die Tastverhältnisregelung die bessere Lösung, weil hier der Strom über den Motor gleichmäßiger und der Spitzenstrom niedriger als bei Phasenanschnitt ist. Das Regelprinzip entspricht dem eines Gleichspannungswandlers, mit dem die Versorgungsspannung weitgehend verlustlos reduziert werden kann. Der Wandler besteht aus einem periodisch leitenden Transistor und einer Freilaufdiode. Als Energiespeicher wird die Motorinduktivität benutzt, so daß keine zusätzliche Speicherinduktivität erforderlich ist. In der Schaltphase des Transistors lädt sich die Motorinduktivität mit dem Strom  $I_L$  auf und entlädt sich während der Sperrphase über die Freilaufdiode. Im Betrieb fließt also ein kontinuierlicher Motorstrom, dessen Welligkeit bei ausreichend hoher Schaltfrequenz hinreichend klein wird.

Die Regelelektronik wandelt die Tachofrequenz, die ein Abbild der Drehzahl ist, in eine Istspannung um und vergleicht sie mit einer Sollspannung. Abhängig von der Differenz dieser Größen wird das Tastverhältnis dann so nachgeregelt, daß die Drehzahl konstant bleibt. Diese Funktion wird von der integrierten Schaltung TCA955 in Abb. 10.11-1 übernommen.

Für Gleichstrommotore wird außer dem Netzgleichrichter ein hochspannungsfester, schneller Leistungstransistor gebraucht, der die positiven Halbwellen im Rhythmus der Schaltfrequenz zerhackt. Hierzu dienen zwei parallel geschaltete SIPMOS-Transistoren BUZ44A.

Die Drehzahl wird mit dem 25-k $\Omega$ -Einsteller R1 zusammen mit dem Kondensator C2 bestimmt. Bei 4 Polpaaren auf dem Tachogenerator kann in der gewählten Beschaltung ein Drehzahlbereich von 1600–7500 U/min abgedeckt werden. Die anti-parallel geschalteten Dioden BAY61 dienen zur Amplitudenbegrenzung des Tachosignals, der Widerstand R4 begrenzt den Eingangsstrom des Tachoverstärkers. Die Kondensatoren C1, C5 und C6 unterdrücken Störeinflüsse der Schaltfrequenz auf die Tachosignalauswertung ebenso wie der Kondensator C7 über der Versorgungsspannung IS.

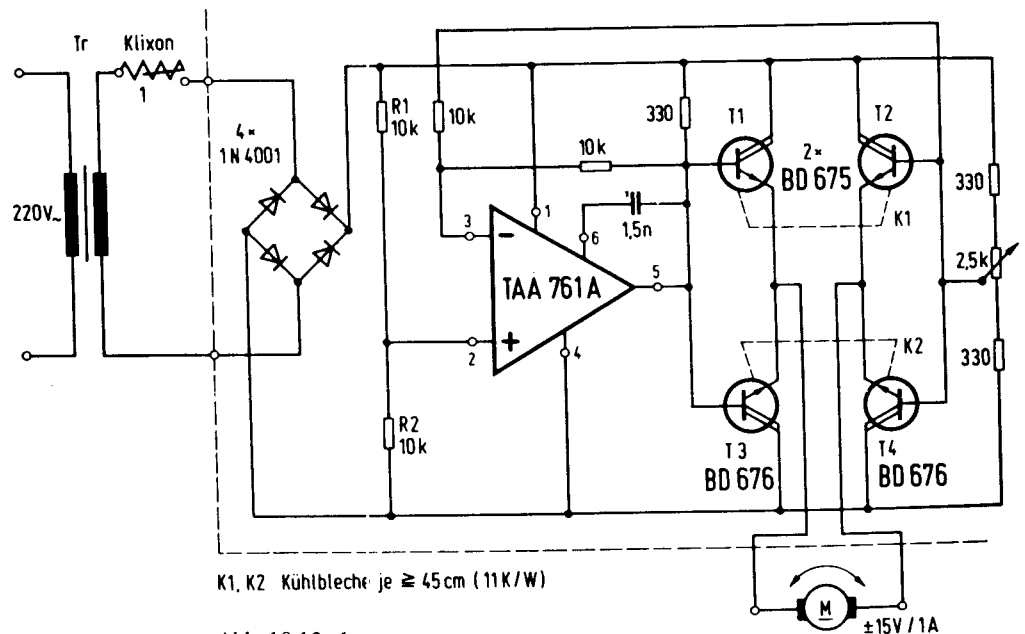
Solange die Drehzahl nicht erreicht ist, schaltet der Ausgang des TCA 955 den SIPMOS-Transistor ein. Ohne Strombegrenzung würde ein Anlaufspitzenstrom von ca. 23 A fließen. Um den SIPMOS-Transistor nicht zu überlasten und um auch den Ruck beim Einschalten zu vermeiden, wurde der TCA 955 mit einer Sanftanlaufschaltung versehen, die das Tastverhältnis von Null an laufend langsam vergrößert. Beim Einschalten gelangt über das RC-Glied 47  $\mu$ F/150 k $\Omega$  (R5) die im TCA955 intern erzeugte Spannung von 3 V auf den nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Der Ausgang des Operationsverstärkers legt diese Spannung über zwei Dioden BAY61 auf den Istwerteingang (8) des TCA955. Der TCA955 interpretiert diese Spannung als zu hohe Drehzahl und sperrt den SIPMOS-Transistor. Der Kondensator 47  $\mu$ F entlädt sich nach einer exponentiellen Funktion. Wenn die Kondensatorspannung soweit abgesunken ist, daß sie die Sägezahnspitzen der Sollwertspannung erreicht, wird der Schalttransistor mit langsam breiter werdenden Impulsen angesteuert, bis die Solldrehzahl erreicht ist. Dabei sperrt dann die Diode D3, D4 entlädt den Kondensator C8 beim Ausschalten.

Um auch eine Beschädigung des SIPMOS-Transistors bei Blockade des Motors zu verhindern, ist eine Strombegrenzung mit OP2 vorgesehen, der den gemittelten SIPMOS-Strom mit einer einstellbaren Referenzspannung vergleicht und den Anlaufkondensator nachlädt, wenn der eingestellte Stromwert überschritten wird. Bleibt die Belastung bestehen, so wird der Anlaufkondensator dauernd nachgeladen, und es stellt sich ein bestimmtes Tastverhältnis ein. Bei Aufhebung der Belastung erfolgt erneuter Sanftanlauf.

Um die Einschaltverluste gering zu halten, muß die Speicherladungszeit der Leerlaufdiode möglichst klein sein, es ist also hier unbedingt eine schnelle Leistungsschaltodiode zu verwenden.

### 10.12 Steuerung der Drehrichtung von Kleinmotoren mit Wechselspannungs-Speisung

Die Schaltung nach *Abb. 10.12-1a* arbeitet im Doppelhalbwellenbetrieb mit Vollbrückenschaltung, bestehend aus 2 Darlington-Transistor-Paaren. Das eine Transistorpaar wird direkt über das Fahr-Potentiometer P1 angesteuert, während das Gegentransistorpaar über einen Operationsverstärker phasenumgekehrt angesteuert wird. Dazu gelangt das vom Schleifer des Fahr-Potentiometers kommende Signal auf den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Der nichtinvertierende Eingang ist über einen Spannungsteiler R1/R2 mit den beiden Außenpotentialen der Wechselspannung verbunden. Bei Potentiometer-Mittelstellung sind alle 4 Darlington-Transistoren gesperrt, in den übrigen Stellungen sind jeweils 2 diagonal liegende Endstufen gesperrt. Der Strom fließt entweder über den Transistor T1, den Motor und den Transistor T4 oder über den Transistor T2, den Motor und den Transistor T3. Bei halber Motorspannung tritt etwa die maximal mögliche Verlustleistung an den Darlingtonstufen auf. Da sie sich auf 2 Darlingtonstufen verteilt, ist es zweckmäßig, 2 getrennte Kühlbleche zu verwenden, auf denen jeweils die gleichpoligen Darlington-Transistoren montiert sein sollten. Da die Darlingtontypen BD675/676 eine Inversdiode enthalten, sind keine besonderen Schutzmaß-



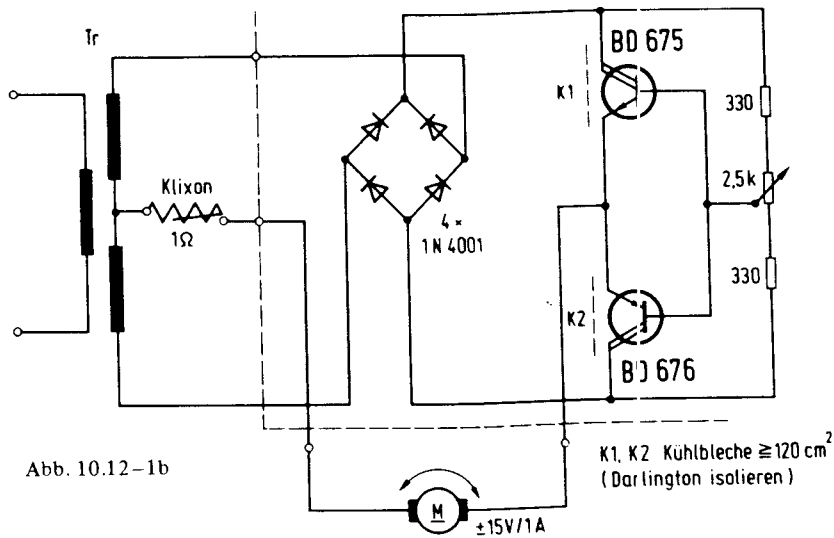


Abb. 10.12-1b

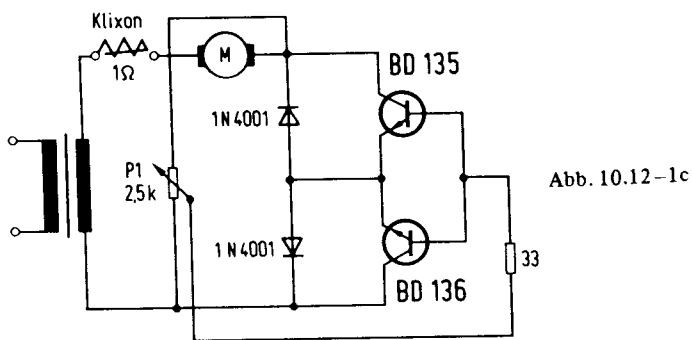


Abb. 10.12-1c

nahmen gegenüber Induktionsspannungsspitzen des Motors erforderlich. Bei Kurzschluß des Motors stellt sich am Regeltrafo ein Kurzschlußstrom von etwa 4 A ein. Da der Klixon innerhalb von 10 Sekunden anspricht, ist kein weiterer besonderer Schaltungsschutz erforderlich.

Bei der Schaltung nach *Abb. 10.12-1b* stehen 2 Versorgungsspannungen zur Verfügung. Für die Umsteuerung der Motorspannung genügt eine Halbbrücke, die aus dem Darlingtonpaar BD675/676 gebildet wird. Die Ansteuerung erfolgt direkt aus dem Fahr-Potentiometer. Die mögliche maximale Verlustleistung (bei halber Motorspannung) fällt hier nur an einem Transistor ab, deshalb ist eine größere Kühlfläche erforderlich. Die Wicklung des Trafos muß so dimensioniert sein, daß der Kurzschlußstrom unter 4 A bleibt, damit der Transistor bis zum Ansprechen des Klixon bei Kurzschlußbetrieb nicht überlastet wird. Die Transistorgehäusetemperatur muß unter 50°C bleiben.

Die *Abb. 10.12-1c* zeigt eine Schaltung, die jeweils nur mit einer Halbwelle arbeitet. Im Gegensatz zu den beiden vorhergehenden Schaltungen sind die Transistoren bei Mit-

stellung des Reglers P1 nicht ganz stromlos. Es fließt über den oberen Transistor die positive Halbwelle, über den unteren Transistor die negative Halbwelle. Die Wirkung der beiden Halbwellen auf den Motor hebt sich auf, so daß der Motor stehen bleibt. Die Größe dieses Halbwellenstromes kann mit der Größe des Potentiometers und der Stromverstärkungsgruppe der Transistoren beeinflusst werden. Es muß ein Kompromiß zwischen genügend kleinem Strom in Mittelstellung und genügend großem Strom und damit Regelbereich über den Drehwinkel in den unsymmetrischen Stellungen gefunden werden. Befindet sich das Potentiometer an einem der Endanschläge, ist der Widerstand  $33 \Omega$  für den maximalen Strom, der durch die Transistoren fließen kann, maßgeblich.

10.13 Drehzahlsteller für einen Gleichstrommotor mit Drehrichtungsumschaltung

Soll bei einer Motorsteuerung auch eine Drehrichtungsumkehr möglich sein, wie dies bei Servoantrieben häufig vorkommt, so muß die Speisespannung des Motors umgepolt werden können. Dazu sind vier Halbleiterschalter notwendig. Der Drehzahlsteller besteht aus einer Vollbrückenschaltung von Halbleiterschaltern, von denen die jeweils diagonal zugeordneten gleichzeitig stromführend werden. Die Schaltung nach Abb. 10.13-1 ist geeignet, batteriegespeiste Gleichstrommotoren zu steuern. Als Beispiele sind Hilfsantriebe im Kfz und batteriebetriebene Kleinfahrzeuge zu nennen.

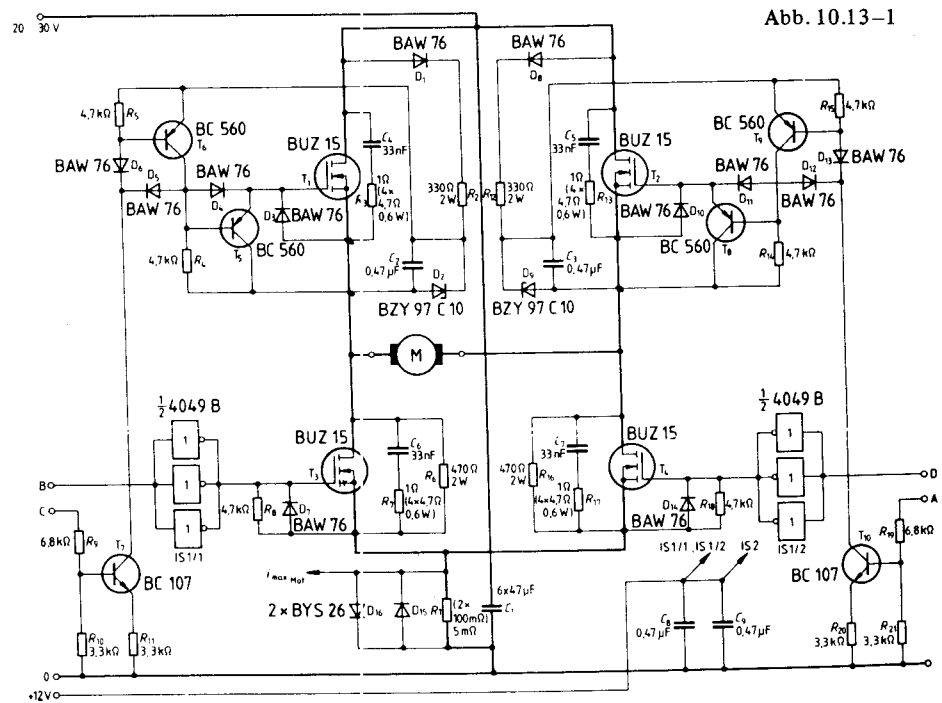


Abb. 10.13-1

Beim Einschalten sind die Transistoren T1 bis T4 zunächst gesperrt. Dies wird bei T1 dadurch erreicht, daß der Transistor T5 über den Widerstand R4 angesteuert wird, sobald am Gate von T1 eine positive Spannung auftritt und die Emitter-Basis-Schwellspannungen überschritten sind. Durch den Widerstand R5 wird T6 gesperrt. Der Transistor T3 wird durch R8 gesperrt, bis IS1 ab einer Versorgungsspannung von etwa 2 V betriebsbereit ist und durch L-Pegel am Ausgang die Sperrung übernimmt. Während der Sperrphase der SIPMOS-Transistoren wird über D1, R2 und R6 der Kondensator C2 aufgeladen. Durch die Z-Diode D2 wird die Kondensatorspannung auf etwa 10 V begrenzt. Diese Kondensatorspannung ist groß genug, um bei Bedarf das Gate über T6 ansteuern zu können. T6 wird von T7, dessen Kollektorstrom auf etwa 1 mA begrenzt ist, angesteuert. D5 und D6 verhindern, daß T6 in die Sättigung gelangt. C2 wird während der Leitphase des SIPMOS-Transistors T1 durch die Eingangskapazität desselben, sowie durch R4 und T7 entladen. Deshalb ist es notwendig, C2 nach einer gewissen Zeit nachzuladen, indem die Leitphase der SIPMOS-Transistoren kurzzeitig unterbrochen wird. Dies geschieht automatisch dadurch, daß der Laststrom durch Variation des Tastverhältnisses gesteuert wird.

Zur Erfassung des Laststromes für die Strombegrenzung ist der Widerstand R1 vorgesehen. Da sich in der Tastlücke die Stromrichtung umkehrt, treten bei jedem Schaltvorgang kurzzeitig Spannungsspitzen auf, die durch die beiden anti-parallel geschalteten Schottky-Dioden D15 und D16 begrenzt werden.

Die im SIPMOS-Transistor enthaltene Invers-Diode dient als Freilaufdiode. Direkt an den SIPMOS-Anschlüssen sind zwischen Source und Gate eine schnelle Kleinsignaldiode und zwischen Source und Drain ein RC-Glied vorgesehen. Die Kleinsignaldiode soll verhindern, daß sich zu Beginn des Freilaufbetriebes infolge der kapazitiven Teilung der internen SIPMOS-Kapazitäten am Gate eine negative Spannung bilden kann. Die RC-Beschaltung dient dazu, kurzzeitige Spannungsänderungen, die infolge der Schaltvorgänge auftreten, am SIPMOS-Transistor abzufangen. Deshalb müssen für R1, R7, R13 und R17 induktivitätsarme Kohleschichtwiderstände eingesetzt werden.

Die Abb. 10.13-2 zeigt die Steuerlogik. Sie wird aus der gleichen Spannungsquelle wie die Motorsteuerung gespeist. Der Widerstand R25 ist zur Entstörung vorgesehen, die Diode D25 soll den integrierten Festspannungsregler IS3, der maximal 35 V Eingangsspannung verträgt, vor Überspannungsspitzen schützen. Eine zentrale Bedeutung kommt dem Steuerbaustein IS4 zu. Die beiden zusammengeschalteten Ausgänge der IS4 bleiben gesperrt, bis die Betriebsspannung etwa 10 V erreicht hat. Dadurch ist sichergestellt, daß alle aktiven Bauelemente betriebsbereit sind. Auch der Taktgenerator befindet sich bereits im eingeschwungenen Zustand. Die Drehzahl kann über das Tastverhältnis mit dem Einsteller R43 verändert werden. Sobald die Sperrung der Ausgänge aufgehoben ist, wird die Pulsbreite langsam von 0 bis zu dem durch R43 vorgegebenen Wert vergrößert. Es erfolgt ein sogenannter weicher Anlauf. Die dynamische Strombegrenzung, für welche der Komparator K7 vorgesehen ist, verhindert, daß der Drehzahlsteller überlastet wird. Da die Ausgänge des Steuerbausteines aktiv LOW sind und die Steuerung der Drehrichtung HIGH-aktive Eingangspiegel erfordert, ist ein Inverter IS5 zwischengeschaltet. Die Drehrichtung wird in der Weise gesteuert, daß an einem der Eingänge von IS6/2 der mittels IS5/6 invertierte Pegel des entsprechenden Eingangs von IS6/1 gelegt wird.

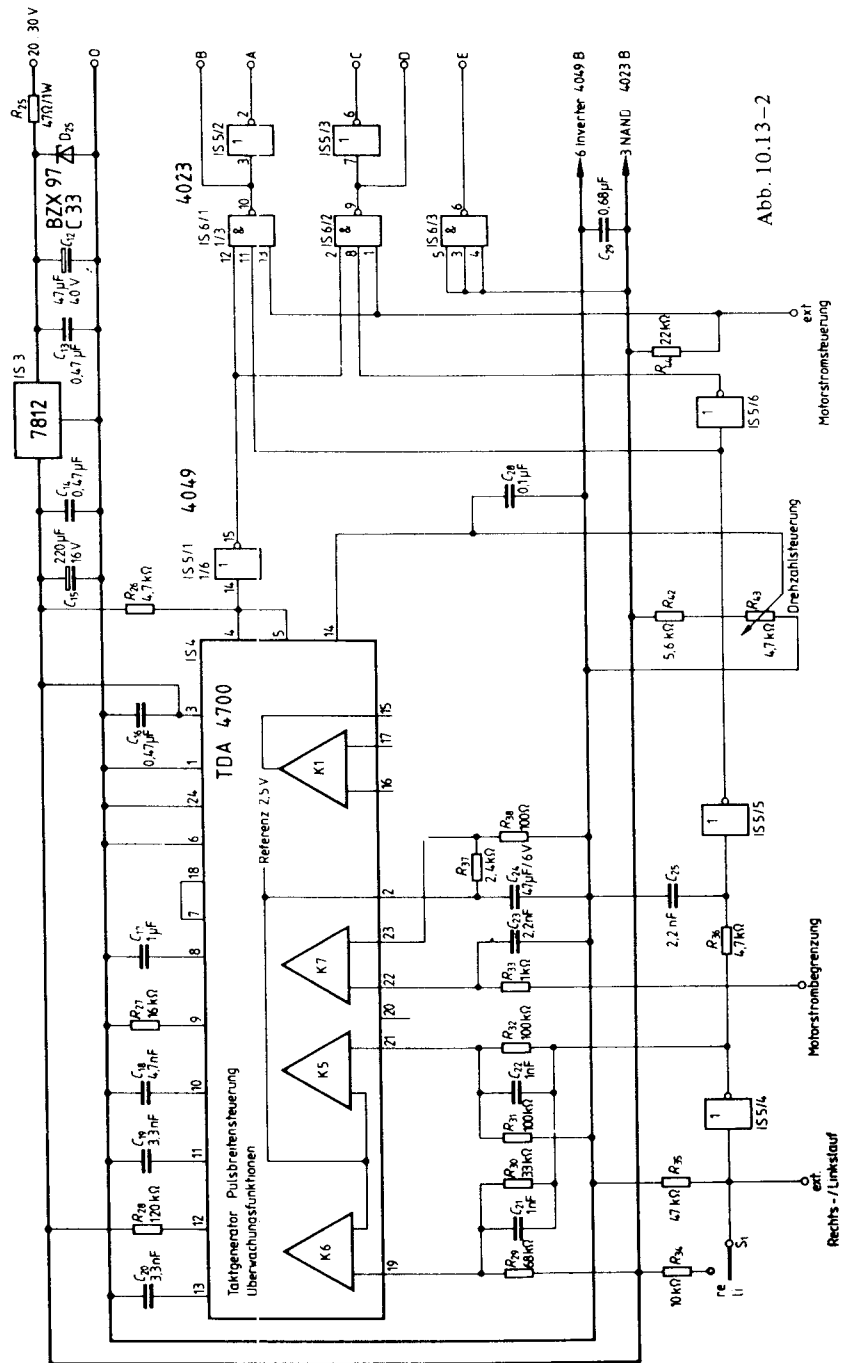


Abb. 10.13-2

### 10.14 Drehzahlregelung für Universalmotore

Universalmotore besitzen eine Drehzahl-Drehmomentkennlinie, die einen stark fallenden Verlauf aufweist. Mit zunehmender Belastung wird die Drehzahl immer kleiner. Um diesen Nachteil auszugleichen und insbesondere bei niedrigen Drehzahlen genügend Drehmoment zur Verfügung zu haben, bedient man sich der Drehzahlregelung. Der Phasenanschnittbaustein TLB3101 ist für diese Zwecke gut geeignet, weil auf dem Baustein noch ein frei verfügbarer OP und ein Komparator zum Aufbau von Regelschaltungen integriert sind. Voraussetzung ist, daß am Motor ein Tachogenerator angebaut ist. Als drehzahlproportionale Größe wird die Tachospännung über eine Diodenbrücke (D1–D4) gleichgerichtet und gesiebt (C1).

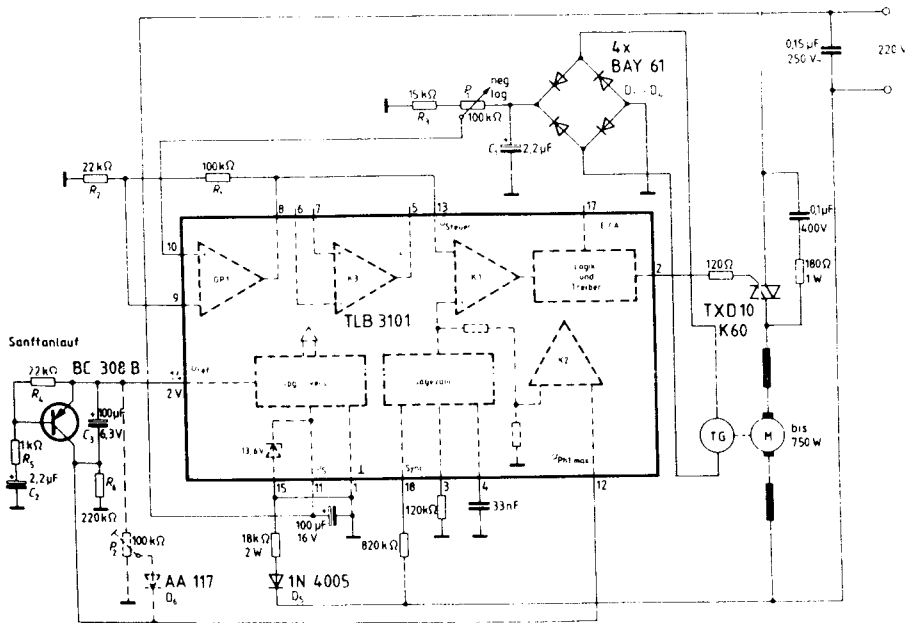
Da für eine bestimmte Drehzahl bei konstanter Last ein bestimmter Stromflußwinkel  $\varphi$  (entsprechend einer Steuerspannung  $U_{St}$ ) erforderlich ist, wird die Tachospännung  $U_T$  den Erfordernissen entsprechend mit P1 heruntergeteilt und im OP verstärkt

$$\left( V = \frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

Die Verstärkung richtet sich nach der Amplitude der Tachospännung, die bei der niedrigsten Drehzahl noch zur Verfügung steht (P1 max.). Erreicht die Tachoamplitude z.B. bei der niedrigsten Drehzahl 1,5 V, so muß sie, um einen entsprechenden Phasenanschnitt zu erreichen, auf ca. das Doppelte verstärkt werden.

In unserem Beispiel Abb. 10.14-1 beträgt die Verstärkung  $V = \frac{100 \text{ k} + 22 \text{ k}}{22 \text{ k}} = 5,54$ .

Abb. 10.14-1



Zur Erhöhung der Drehzahl wird das Potentiometer zurückgedreht (gegen P1 min). Dadurch wird die Steuerspannung verkleinert und der Stromflußwinkel erhöht. Die Drehzahl und die Tachospaltung steigen solange, bis wieder Gleichgewicht zwischen Phasenanschnitt und Tachoamplitude (Steuerspannung) herrscht.

Als Besonderheit ist die Sanftanlaufschaltung zu nennen, die jedesmal beim Einschalten für ein ruckfreies Anlaufen des Motors sorgt. Zu diesem Zweck wird der Anlaufkondensator C3 zunächst über den PNP-Transistor BC308B entladen. Erst wenn sich C2 über R4, R5 aufgeladen hat, wird der Transistor gesperrt, und die Spannung über R6 beginnt zu fallen (C3 wird geladen). Das bewirkt dann eine langsame Zunahme des Stromflußwinkels  $\varphi$  und ein langsames Anlaufen des Motors bis zur eingestellten Drehzahl.

Mit P2, D6 kann der maximale Stromflußwinkel  $\varphi$ , zur Vermeidung des Halbwellenbetriebes bei induktiver Last, begrenzt werden. Der Komparator K3 steht für weitere Überwachungsfunktionen (Temperatur-, Überstrom-Abschaltung) zur Verfügung.

### 10.15 Getaktete Motorsteuerung mit Drehzahlmesser

Eine getaktete Steuerung ist in Antrieben mit Batteriespannung wegen der möglichen Stromersparnis interessant. In diesem Beispiel Abb. 10.15-1 ist die Endstufe für die Steuerung eines 12-V/15-W-Motors ausgelegt.

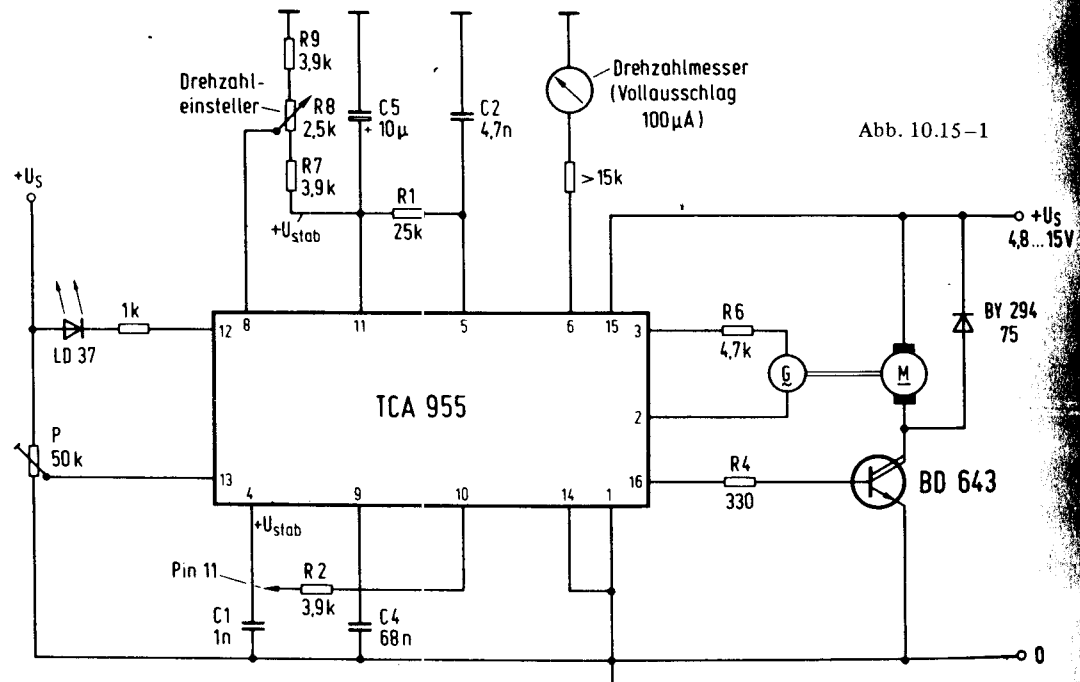


Abb. 10.15-1

Mit dem Potentiometer R8 kann das Tastverhältnis der Ausgangsimpulse und damit die Motordrehzahl eingestellt werden. Die Schaltfrequenzamplitude liegt ungedämpft am Sollwerteingang und wird mit der Gleichspannung am Abgriff des Potentiometers R8 vom Komparator verglichen. Der Ausgang, Anschluß 16, erzeugt Rechteckimpulse mit der Frequenz des Schaltfrequenzoszillators von etwa 8 kHz.

Der Frequenz-Gleichspannungswandler der IS wird von dem 72poligen Tachogenerator des Motors angesteuert und dient als Drehzahlmesser. Am Anschluß 6 kann über einen Vorwiderstand ein Drehspulinstrument mit max. 100  $\mu$ A Vollausschlag angeschlossen werden.

*Technische Daten:*

|                  |              |
|------------------|--------------|
| Betriebsspannung | 4,8 bis 15 V |
| Laststrom        | max. 8 A     |
| Taktfrequenz     | 8 kHz        |

### 10.16 Motorsteuerung für Rechts- und Linkslauf

Für einen Servomotor 12 V/15 W oder 24 V/30 W wurde eine Rechts-Linkslaufsteuerung in *Abb. 10.16-1* dimensioniert. Der Eingang der Schaltung in *Abb. 10.16-1* ist für TTL-Ausgangssignale geeignet. Das Eingangssignal L bedeutet für den Motor Rechtslauf. Linkslauf wird dagegen mit dem Eingangssignal H erreicht. Wird der Eingang nicht beschaltet, so ist sichergestellt, daß alle Endtransistoren gesperrt sind, also der Motor nicht läuft.

In der Endstufe sind PNP/NPN-Epibasis-Leistungsdarlington-Transistoren vorgesehen, die bereits antiparallel eine Inversdiode beinhalten. Diese Dioden sind zur Rückführung der Motorinduktionsenergie notwendig.

*Betriebswerte:*

|                  |                       |
|------------------|-----------------------|
| Batteriespannung | 12 V (24 V) $\pm$ 10% |
| Motorleistung    | 15 W (30 W)           |
| Eingangssignal   | TTL kompatibel        |

### 10.17 Nachlaufregelung mit TCA965 und Gleichstrommotor als Stellglied

Der TCA965 arbeitet hier als Dreipunktregler, der Regelgröße (Istwert) und Führungsgröße (Sollwert) vergleicht, sowie eine Stellgröße zur Ansteuerung des Stellgliedes erzeugt. Es handelt sich also um eine sogenannte Folgeregelung. Der Regelkreis setzt sich aus mechanischen, elektromechanischen und elektronischen Einheiten zusammen.

Bei einer guten Nachlaufregelung ist der Totbereich und damit die Genauigkeit über den gesamten Regelbereich konstant. Diese Konstanz wird auch von einer evtl. notwendigen Schalthysterese verlangt. In Nachlaufregelungen mit dem Fensterdiskriminator TCA965 werden diese Forderungen ohne großen externen Bauteilaufwand automatisch

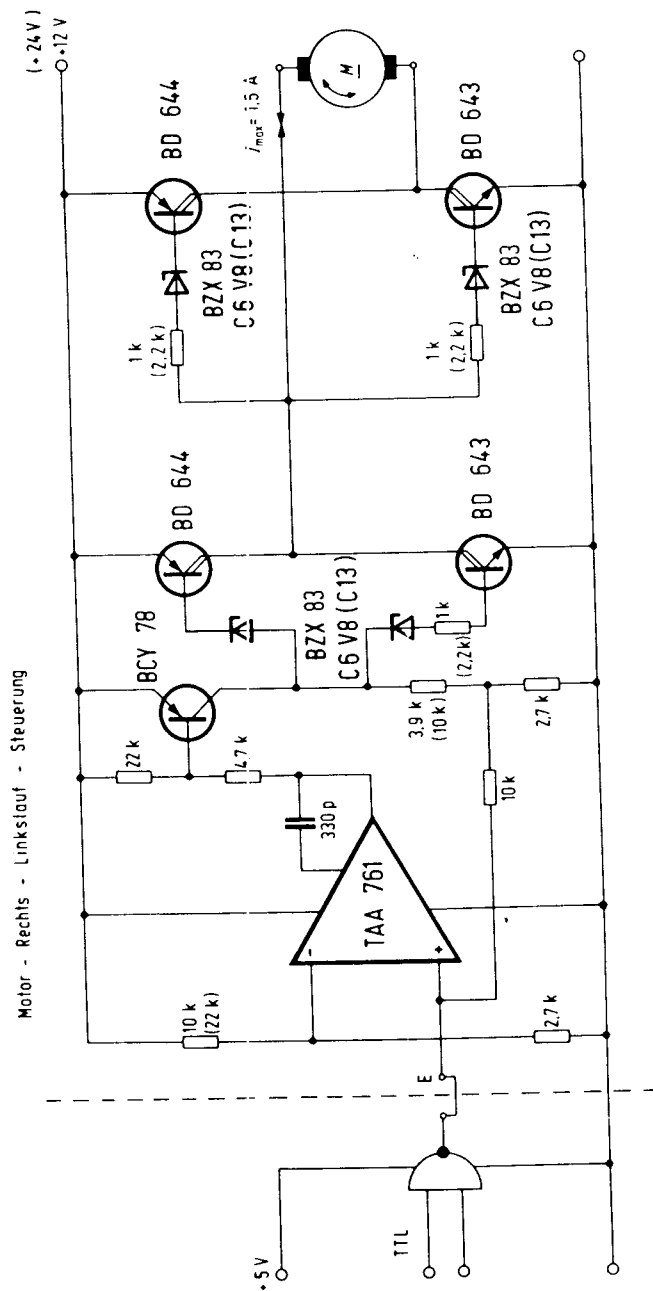


Abb. 10.16-1

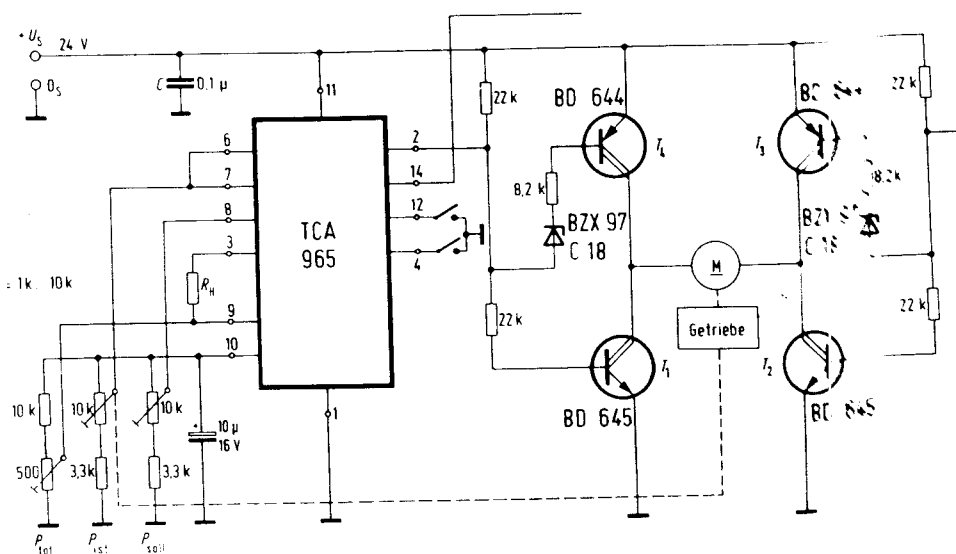


Abb. 10.17-1

erfüllt. Die Abb. 10.17-1 zeigt die Schaltung des Reglers einschließlich Motor. Das Fenster wird über die Mittenspannung  $U_8$  und die halbe Fensterbreite  $U_9$  eingestellt. Soll- und Istwert stehen in Form einer Spannung am Abgriff (Schleifer) des Soll- und Istwertpotentiometers zur Verfügung. Beide Potentiometer liegen an der konstanten Spannung  $U_{10}$ . Das Istwertpotentiometer ist mechanisch mit dem Motor gekoppelt. Mit dem Einsteller  $P_{tot}$  stellt man den Totbereich (zweimal  $U_9$ ) ein. Eine evtl. notwendige Hysterese erreicht man mit  $R_H$ . Der Motor  $M$  wird in einer Brückenschaltung  $T_1$  bis  $T_4$  angeordnet, die von den Ausgängen 2 und 14 des TCA965 angesteuert wird. Befindet sich der Istwert der Regelgröße  $U_{6/7}$  innerhalb des Fensters, so liegen die Ausgänge 2 und 14 an  $+U_S$ . Der Motor steht still; er ist über  $T_1$  und  $T_2$  kurzgeschlossen. Geht nun z.B.  $U_8$  in positive Richtung (neue Sollwertvorgabe), dann bekommt Ausgang 14 Massepotential, Ausgang 2 bleibt auf  $+U_S$ .  $T_1$  und  $T_3$  werden leitend,  $T_2$  und  $T_4$  gesperrt; durch den Motor fließt der Strom in die Richtung, daß sich die Last und der Schleifer des Istwertpotentiometers in Richtung Sollwert drehen. Sobald der Istwert  $U_{6/7}$  ins Fenster kommt, geht Ausgang 14 nach  $+U_S$  und der Motor wird über  $T_1$  und  $T_2$  kurzgeschlossen. Durch das Kurzschließen erreicht man kürzere Bremszeiten des Motors, was sich in einer größeren Genauigkeit des Systems auswirkt.

Die an den INHIBIT-Eingängen liegenden mechanischen Kontakte stellen Anschläge dar, die den Motor abschalten, wenn er die vorgegebene Endstellung erreicht hat. Auch kontaktlose Schalter wie Hall-IS oder Näherungsschalter sind möglich.

Mit der gegebenen Konstanz und Einstellbarkeit von Hysterese und Totbereich im gesamten Regelbereich läßt sich jede Nachlaufregelung so einstellen, daß unter den gegebenen Bedingungen ein Optimum bezüglich Genauigkeit, Stellzeit und Stabilität des Regelkreises erreicht wird.

### 10.18 Drehzahlregelung mit TCA 955

In elektronischen Antrieben, deren Drehzahl bei schwankender Versorgungsspannung sowie bei Belastungs- und Temperaturänderungen konstant bleiben soll, werden bevorzugt Gleichstrommotoren eingesetzt. Sie können vorteilhaft über ihre Ankerspannung geregelt werden. Das Regelprinzip der IS TCA955 entspricht dem eines Gleichspannungswandlers, mit dem die Versorgungsspannung weitgehend verlustlos reduziert werden kann.

Der Anker wird pulsbreitenmoduliert, mit der doppelten Frequenz des Tachogenerators, angesteuert. In der Pulspause entlädt sich die in der Ankerinduktivität gespeicherte Energie, so daß nahezu Gleichstrom im Motor fließt. Bei zu kleiner elektrischer Motorzeitkonstante kann der Schaltfrequenzoszillator zugeschaltet und mit hoher Frequenz getaktet werden. Gegenüber herkömmlichen Regelschaltungen hat diese Regelung zwei wesentliche Vorteile:

- Die Drehzahlregelung erfolgt unabhängig von der Amplitude des Tachogenerators,
- bei höherer Versorgungsspannung wird ein besserer Wirkungsgrad der Regelung erreicht. Dadurch verlängern sich bei batteriebetriebenen Geräten die Betriebszeiten mit einem Batteriesatz.

Die Abb. 10.18-1 zeigt eine Drehzahlregelung für einen Gleichstrommotor (Nennspannung 4,5 V, Leistungsaufnahme 0,6 W, Ankerwiderstand 6 Ohm, Tachogenerator 6 Polpaare), dessen elektrische Motorzeitkonstante  $T_{Mot} > \frac{30}{n \cdot p}$  bei der Solldrehzahl von 2200 U/min ist. Die Schaltung arbeitet ohne Schaltfrequenzoszillator. Der externe Schaltungsaufwand ist dabei minimal. Die Abb. 10.18-2 zeigt die Regelgenauigkeit und die Stromersparnis in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung.

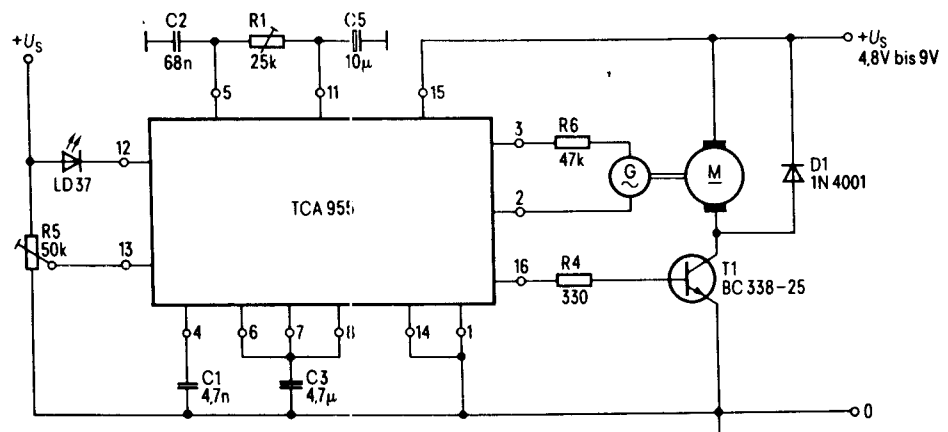


Abb. 10.18-1

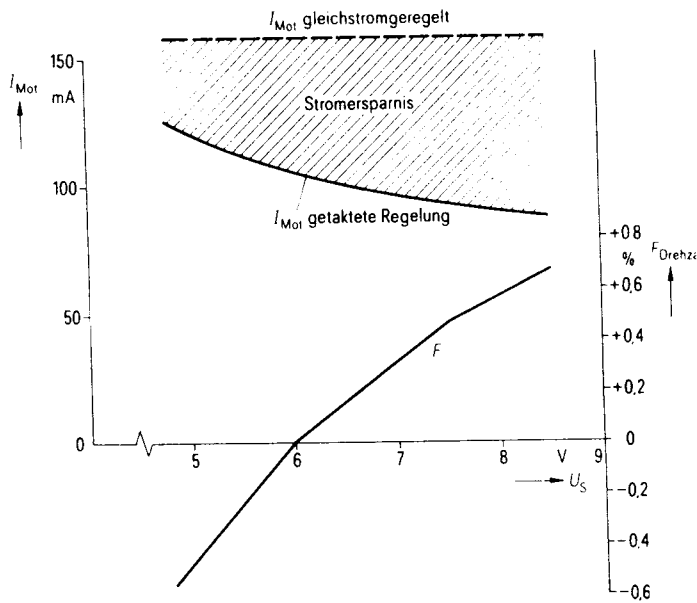


Abb. 10.18-2

### 10.19 Kombinierte Phasenanschnitt-Impulsansteuerung eines Reihenschlußmotors

Die mittlere Spannung über einem Reihenschlußmotor und damit die Drehzahl läßt sich mit Hilfe einer Impulsbreitensteuerung des Schalttransistors in *Abb. 10.19-1* in weiten Grenzen verändern. SIPMOS-Transistoren erlauben diese Methode auch bei Netzmotoranwendungen. Im Bereich niedriger Drehzahlen ist jedoch die dafür erforderliche Impulsbreite so gering, daß es zu Schwierigkeiten bei der Einstellung kommt.

In diesem Fall ist es zweckmäßig, den Einstellbereich durch eine Kombination von variablem Phasenanschnitt und fester Impulsbreite zu vergrößern. Die Schaltung besteht aus folgenden Funktionsblöcken:

- Netzbrückengleichrichter
- Leistungsschaltstufe mit SIPMOS-Transistor
- Ansteuerstufe zur Flankenversteilerung
- Optokoppler und dynamische Strombegrenzung

Die Ansteuerung des Optokopplers kann auf zwei Arten erfolgen: Entweder man legt die Schaltfrequenz (Aktiv High) an Punkt A und den Phasenanschnitt (Aktiv Low) an Punkt B oder man legt Punkt B auf den Massepunkt der Ansteuerseite und gibt das Mischsignal auf Punkt A.

Die Basis des Empfangstransistors vom Optokoppler wurde in einen Gegenkopplungszweig einbezogen, um ein sicheres Sperren zu gewährleisten und die Schalteigenschaften zu verbessern (schneller Abfluß der Basisspeicherladung, aber Rückgang des Stromüber-

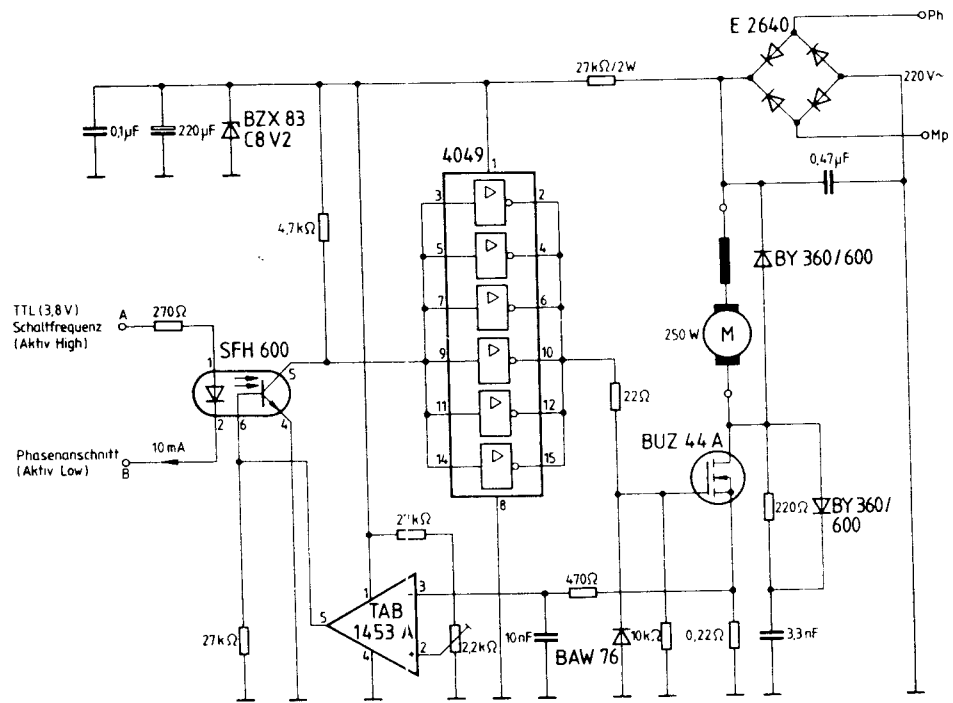


Abb. 10.19-1

tragungsfaktors). Zusätzlich wurde zur Versteigerung der Ansteuerflanken und zur Lieferung der nötigen Schaltstromspitzen der 6fach-Inverter 4049 als Puffer eingesetzt.

Die Niederspannungsversorgung der Schaltung erfolgt über Vorwiderstand, Z-Diode und Siebkondensator vom Plus-Anschluß der Gleichrichterbrücke aus. Zum Schutz des SIPMOS-Transistors vor Überstrom wurde eine Strombegrenzung mit dem PNP-Operationsverstärker TAB 1453A vorgesehen. Er vergleicht die Spannung über dem Strommeßwiderstand mit der eingestellten Referenz am +Eingang und sperrt bei Erreichen des zulässigen Wertes den Empfangstransistor und über den CMOS-Inverter auch den SIPMOS-Transistor. Dies führt zu einer stromabhängigen Verringerung der Impulsbreite. Das Siebglied  $470\ \Omega/10\ \text{nF}$  hält Störungen (Überschwinger) vom Eingang des Operationsverstärkers fern.

Der Kondensator  $0,47\ \mu\text{F}$  über der Gleichrichterbrücke nimmt den Motorstrom in der Freilaufphase auf und verhindert, daß die Überspannung am SIPMOS-Transistor unzulässig hohe Werte annimmt. (Freilaufstrom kann nicht zurück ins Netz fließen, weil die Gleichrichterdiode in diesem Fall in Sperrichtung liegen.) Die RCL-Beschaltung verringert die Schaltverluste.

## 10.20 Drehzahlsteller mit parallelgeschalteten SIPMOS-Transistoren und Drehrichtungsumkehr

Die Abb. 10.20-1 zeigt einen Drehzahlsteller für eine Betriebsspannung von 0 V bis 30 V und einem Nennstrom von 30 A. Der hohe Nennstrom wird durch Parallelschalten von jeweils 4 SIPMOS-Transistoren erreicht. Dies führt zu einer Art Modultechnik. Ein Modul besteht aus 4 vollständigen beschalteten SIPMOS-Transistoren vom Typ BUZ 10 in Vollbrückenordnung. Im vorliegenden Fall werden vier dieser Stellermoduln mit einer gemeinsamen Ansteuerung parallel betrieben. Der Steller arbeitet mit einer Taktfrequenz von 27 kHz, der Motorstrom und damit die Drehzahl wird durch Pulsbreitenmodulation gesteuert.

Zur Symmetrierung der Ansteuerung sind Widerstände in Serie zu den Gate-Anschlüssen vorgesehen, die den Steuerstrom und damit die Laufzeitunterschiede, die infolge der Induktivität der Steuerleitung hervorgerufen werden, begrenzen. Auch bilden diese Widerstände zusammen mit der Eingangskapazität des SIPMOS-Transistors einen Tiefpaß, wodurch die Gleichzeitigkeit des Schaltvorganges der parallelgeschalteten Transistoren begünstigt wird. Um eine gleichmäßige Laststromverteilung in den parallelgeschalteten SIPMOS-Transistoren zu erreichen, ist es zweckmäßig, die Zuleitungen zwischen den einzelnen Moduln und den Sammelschienen gleichartig und von gleicher Länge auszuführen.

Zur Bedämpfung des Spannungsanstieges ist zu jedem SIPMOS-Transistor ein RC-Glied zwischen Drain und Source geschaltet. Eine schnelle Kleinsignaldiode zwischen Source und Gate verhindert, daß sich zu Beginn des Freilaufbetriebes infolge der kapa-

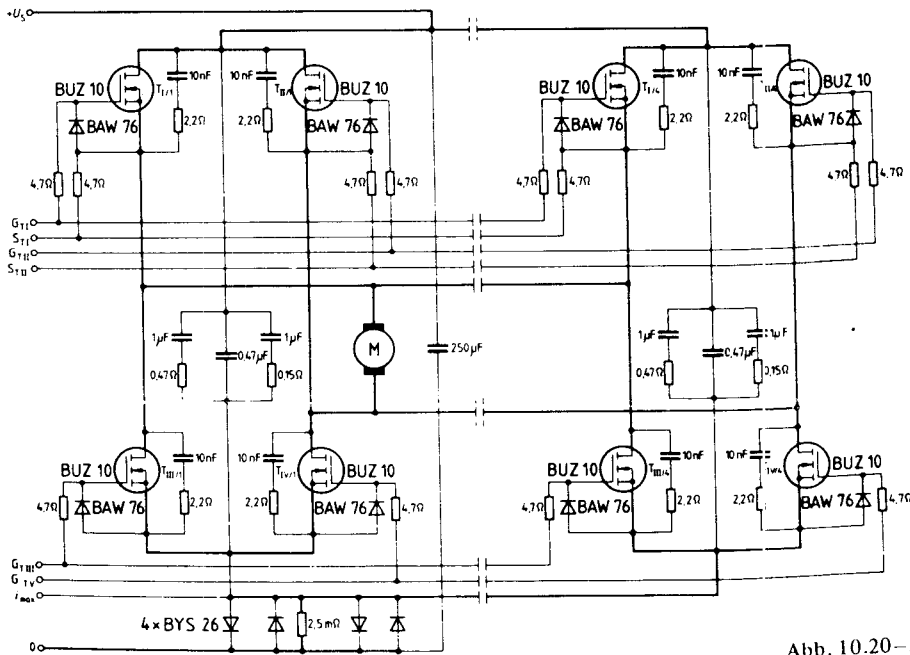


Abb. 10.20-1

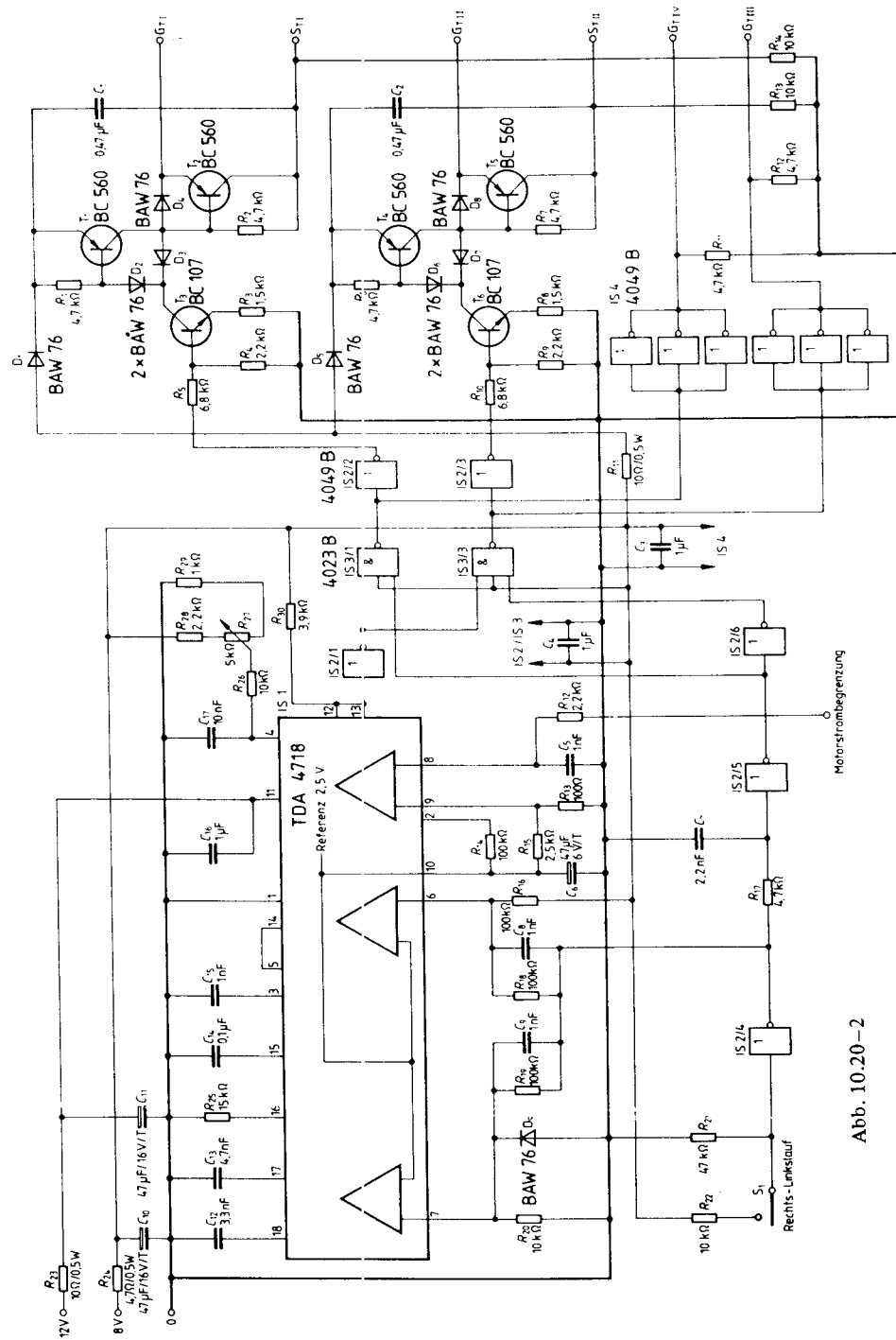


Abb. 10.20-2

zitivem Spannungsteilung an den internen SIPMOS-Kapazitäten, die als Rückwirkung einer Drain/Source-Spannungsänderung entsteht, eine negative Gate-Spannung bilden kann.

Die Steuerlogik in *Abb. 10.20-2* wird über zwei separate Festspannungsregler gespeist. Für die IS TDA4718 werden 12 V benötigt, die übrigen integrierten Schaltungen arbeiten mit 8 V Speisespannung. Die Nachladung der an schwebendem Potential betriebenen Kondensatoren C1 und C2 erfolgt aus derselben Spannungsquelle.

Eine zentrale Bedeutung kommt dem Steuerbaustein TDA4718 zu. Die vielseitigen Funktionen dieses Bausteins können für die Motorsteuerung vorteilhaft genutzt werden. Die beiden in dieser Anwendung zusammengeschalteten Ausgänge der IS bleiben gesperrt, bis die Speisespannung 10 V erreicht hat. Dadurch ist sichergestellt, daß alle aktiven Bauelemente betriebsbereit sind und keine Fehlfunktionen ausgelöst werden können. Die Drehzahl kann über das Tastverhältnis mit dem Einsteller R27 gewählt werden. Sobald die Sperrung der Ausgänge aufgehoben ist, wird die Pulsbreite langsam von 0 bis zu dem durch R27 vorgegebenen Wert (zwischen 0 und 34/37  $\mu$ s) vergrößert. Es erfolgt ein sogenannter weicher Anlauf. Die dynamische Strombegrenzung verhindert, daß der Steller überlastet wird. Die Anpassung zwischen Steuerbaustein und SIPMOS-Transistoren ist ähnlich wie in Schaltbeispiel 1.8. Wird die Drehrichtung geändert, bekommt bei einer positiven Schaltflanke der Überspannungseingang über C9 eine Störmeldung, bei einer negativen Schaltflanke der Unterspannungseingang über C8. Dadurch werden die Ausgänge von IS1 gesperrt, solange die Störmeldung auftritt, was im wesentlichen von den Zeitkonstanten R16, R18, C8 und R19, R20, C9 abhängt. Danach werden die Ausgänge von IS1 über einen weichen Anlauf wieder freigegeben.

Werden Speisespannungen unterhalb von 14 V verwendet, läßt sich die Spannungsversorgung für die Logikschaltungen nicht mit den angegebenen Festwertreglern realisieren, sondern für die 12 V muß ein kleiner DC/DC-Wandler vorgesehen werden.

#### 10.21 Drehzahlregler mit Impulsbreitenmodulation für Reihenschlußmotore mit SIPMOS-Transistor und Schaltnetzteil IS TDA 4718 A

Schaltregler für Reihenschlußmotore besitzen trotz ihres momentan noch höheren Preises im Vergleich zum Phasenanschnittregler einige Vorteile, die ihre Anwendung in naher Zukunft vorantreiben werden:

Das Laufgeräusch bei ausreichend hoher Schaltfrequenz ( $> 16$  kHz) ist bei niedrigen Drehzahlen geringer als beim Phasenanschnitt. Der Abrißfunken am Kollektor ist infolge des gleichmäßigen Stromflusses kaum noch zu erkennen. Die Schaltung in *Abb. 10.21-1* wurde für einen 250-W-Reihenschlußmotor entwickelt, um die Drehzahl im Bereich 700 U/min bis 10000 U/min regeln zu können.

##### Schaltungsbeschreibung

Über eine Vollbrücke wird die Netzspannung gleichgerichtet. Das Stellglied (SIPMOS-Transistor mit RCL-Beschaltung und Freilaufdiode) schaltet den Motor im Rhythmus der Schaltfrequenz je nach Regelabweichung mehr oder weniger lange an die mit 100 Hz pulsierende Gleichspannung.

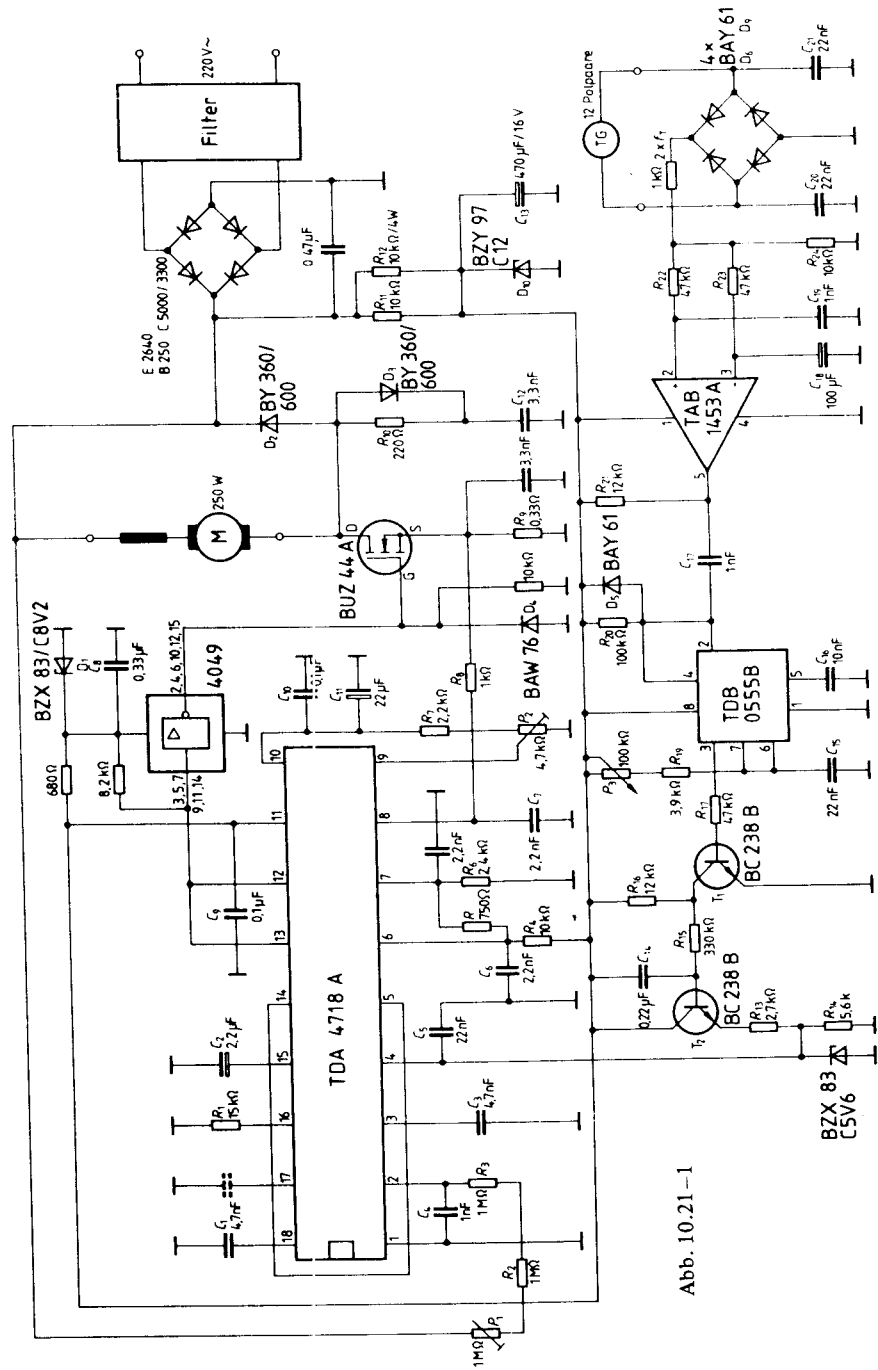


Abb. 10.21-1

Der dafür erforderliche pulsbreitenmodulierte Ansteuerimpuls wird von der Schaltungsteil-IS erzeugt, welche offene Kollektor-Ausgänge besitzt. Zur phasenrichtigen Ansteuerung des SIPMOS-Transistors ist außerdem der Inverter-Treiberbaustein 4049B notwendig, der die Stromspitzen zum Erreichen kurzer Schaltzeiten liefern kann. Die Pulsbreite des Ansteuerimpulses kann auf vielfache Art und Weise beeinflusst werden:

- Zur Vermeidung des Einschaltstromstoßes wird über einen Anlaufkondensator die Impulsbreite von Null an langsam verbreitert, bis der Betriebswert erreicht ist (Spannung am Steuereingang 4).
- Im Betrieb vergleicht der Komparator der dynamischen Strombegrenzung (K7) die Spannung über dem Strommeßwiderstand mit einer einstellbaren Referenz und sperrt den Ausgang beim Überschreiten des eingestellten Wertes. Dieser Eingriff reduziert und begrenzt das Tastverhältnis so, daß der max. zulässige Strom im SIPMOS-Transistor nicht überschritten wird.
- Mit Hilfe der Vorsteuerung wird die Pulsbreite umgekehrt proportional zur Eingangsspannung moduliert, d.h. im Spannungsmaximum ist die Impulsbreite relativ klein und im Spannungsminimum relativ groß.
- Diese Möglichkeit führt zu einer Reduzierung des 100-Hz-Wechselstromanteils im Motor (Gleichstromannäherung). Der Eingriff der Vorsteuerung darf jedoch durch geeignete Wahl des Vorsteuerwiderstandes nur so groß sein, daß die maximale Impulsbreite zum Erreichen der höchsten Drehzahl noch ausreicht.
- Hauptsächlich jedoch wird die Impulsbreite durch die Spannung am Steuereingang (Anschluß 4) bestimmt, die zum Überstreichen des Tastverhältnisbereiches 0–90% einen Wert zwischen 1,8 V und 5,5 V annehmen sollte. Diese Steuerspannung wird vom Tachofrequenzspannungswandler geliefert.  
Die Tachofrequenz wird von der Diodenbrücke verdoppelt und gelangt dann auf den nachgeführten Eingangskomparator. Nachgeführt deshalb, weil die Komparatorchwelle am Eingang durch eine Mittelwertbildung der gleichgerichteten Tachoamplitude gebildet wird.  
Mit steigender Drehzahl steigt die Tachoamplitude, ebenso folgt die Komparatorchwelle, und das Tastverhältnis am Ausgang bleibt unabhängig von der Drehzahl annähernd konstant.  
Dieser rechteckförmige, verdoppelte Tachofrequenzimpuls triggert über ein Differenzglied ein nachtriggerbares Monoflop, dessen Impulsdauer über ein Potentiometer verändert werden kann ( $T = 1,1 \cdot R \cdot C$ ).  
Das Tastverhältnis, das sich aus der Periodendauer der doppelten Tachofrequenz und der Impulsdauer des Monoflops ergibt (hier erfolgt der Soll-Ist-Vergleich), liefert über einen Inverter (T1) und einen Tiefpaß eine Spannung mit geringem Sägezahnanteil, welche über eine Anpassungsstufe (T2) die Impulsbreite der Schaltfrequenz verändert. Durch Verändern der Monoflopzeit läßt sich also jede Drehzahl im angegebenen Bereich einstellen, und der Regler sorgt dann dafür, daß diese auch eingehalten wird.

*Dimensionierung der Außenbeschaltung des TDA 4718 A**Oszillator (VCO)*

Die Schaltfrequenz sollte möglichst oberhalb der Hörbarkeitsgrenze ( $> 16$  kHz) gewählt werden, damit die Stromwelligkeit möglichst gering wird und die Tonabgabe des Motors in erträglichen Grenzen bleibt.

Wenn der VCO nicht extern synchronisiert werden muß, verbindet man Anschluß 14 mit Anschluß 5 und bestimmt die gewünschte Oszillatorfrequenz durch geeignete Wahl der Bausteine  $R_1$  ( $R_T$ ) und  $C_1$  ( $C_T$ ). Bei einer Wahl von  $C_1 = 4,7$  nF,  $R_1 = 15$  k $\Omega$  beträgt die Schaltfrequenz ca. 16 kHz.

*Maximales Tastverhältnis*

Das maximale Tastverhältnis eines Ausgangs ist nur von  $R_1$  ( $R_T = 15$  k $\Omega$ ) abhängig. Es beträgt in unserem Fall 0,45. Durch die Zusammenschaltung der Ausgänge (Anschlüsse 13, 14) erhält man jedoch ein maximales Tastverhältnis von 0,9, mit dem das Stellglied angesteuert werden kann.

*Rampengenerator*

Die Steigung der Ausgangsspannung am Rampengenerator  $U_{C3}$  läßt sich mit  $C_3$  ( $C_R$ ) und  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $P_1$  ( $R_R$ ) einstellen. Dies bietet die Möglichkeit, die Welligkeit (100 Hz) des Motorstromes zu reduzieren, wenn der Widerstand  $R_R$  mit dem Plus-Anschluß des Netzbrückengleichrichters verbunden wird.

Der Wert von  $C_3$  ( $C_R$ ) sollte nicht kleiner als  $C_1$  ( $C_T$ ) ausfallen, wenn man die Forderung nach einer kürzeren Entladezeit erfüllen will ( $C_R = C_T = 4,7$  nF). Der Wert des Vorsteuerwiderstandes  $R_R = R_2 + R_3 + P_1$  richtet sich nach den Forderungen, die man an die Welligkeit des Motorstromes und an die höchste Drehzahl des Motors stellt. Ein Anhaltswert liegt bei ca. 100  $\mu$ A Strom durch einen Widerstand von 3 M $\Omega$  im Spannungsmaximum.

*Weicher Anlauf*

Der Anlaufkondensator  $C_2$  wird mit einem Strom von 6  $\mu$ A bis zu einer Spannung von 5 V aufgeladen.

*Dynamische Strombegrenzung*

Der Wert des Strommeßwiderstandes  $R_9$  richtet sich nach der Strombelastbarkeit des verwendeten SIPMOS-Transistors (BUZ 44 A = 4,8 A). Bei einem Meßwiderstand von 0,33  $\Omega$  und einem Abschaltstrom von 4,8 A muß z.B. die Abschaltspannung am Komparator mit dem Einsteller  $P_2$  auf 1,5 V eingestellt werden. Bei Verwendung eines BUZ 44 (5,6 A) muß nur der Strommeßwiderstand auf 0,22  $\Omega$  verringert werden (Einstellung  $U_{Ab} = 1,23$  V). Überschwinger beim Schalten werden durch das RC-Glied  $R_8 = 1$  k $\Omega$ ,  $C_7 = 2,2$  nF bedämpft.

*Über-, Unterspannungsschutz*

Die Komparatoren für Überspannung (Anschluß 7) und für Unterspannung (Anschluß 6) sind so beschaltet, daß sie die Ausgänge sperren, wenn die Versorgungsspannung be-

stimmte Grenzwerte über- oder unterschreitet. Die Schwelle der Komparatoreingänge liegt bei 2,5 V.

#### Störanfälligkeit

Infolge der steilen Flanken der Schaltfrequenz lassen sich die Komparatoreingänge durch induktiv oder kapazitiv eingekoppelte Störspitzen leicht beeinflussen. Es ist deshalb beim Schaltungslayout unbedingt auf eine sorgfältige Masseführung (Massenströme des Stellgliedes auf kürzestem Weg zum Netzbrückengleichrichter) und eine gewisse räumliche Trennung zwischen Ansteuer- und Leistungskreis zu achten. Ferner müssen alle Komparatoreingänge mit kleinen Kondensatorwerten abgeblockt werden (C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10). Störungen auf der Tacholeitung werden durch C20, C21 unterdrückt.

### 10.22 Elektronische Universalmotorsteuerung mit Temperaturüberwachung und Anlaufstrombegrenzung

Größere Universalmotore (500 bis 1000 W) brauchen beim Einschalten oft einen so hohen Anlaufstrom, daß die Netzsicherung frühzeitig zerstört wird.

In der vorliegenden Schaltung in *Abb. 10.22-1* wird beim Einschalten der Anlaufstrom über eine Phasenanschnittsteuerung von Null an langsam bis zum eingestellten Wert erhöht. Für die Steuerung des Phasenwinkels ist die IS TCA 780 eingesetzt. Das Synchronisiersignal wird über einen hochohmigen Widerstand (1 M $\Omega$ ) von der Netzspannung abgeleitet. Ein Nulldetektor wertet die Nulldurchgänge aus und führt sie dem Synchronisierspeicher zu. Dieser steuert einen Rampengenerator, der den Kondensator C3 durch einen Konstantstrom (bestimmt durch R1 + R2) auflädt. Überschreitet die Rampenspannung am Anschluß 10 die Steuerspannung am Anschluß 11 (Schaltwinkel  $\varphi$ ), wird ein Signal an die Logik weitergeleitet. Abhängig von der Größe der Steuerspannung am Anschluß 11 kann der Schaltwinkel  $\varphi$  zwischen 0° und 180° Phasenwinkel verschoben werden.

An den Ausgängen 14 und 15 erscheint für jede Halbwelle ein positiver Impuls von ca. 370  $\mu$ s Dauer. Die Zündimpulsbreite wird durch die Größe des Kondensators C4 bestimmt. Mit dem Inhibiteingang 6 können die Ausgänge gesperrt werden. Nach dem Einschalten lädt sich der Glättungskondensator C1 relativ schnell auf, und an der IS steht eine Versorgungsspannung von 12 V. Der Kondensator C2 kann sich nicht so schnell aufladen, weil sein Minus-Anschluß über einen 15-k $\Omega$ -Widerstand (IS-intern) nach Masse führt. Deswegen wird der Steuerspannungspegel so lange über dem Sägezahnpegel (Anschluß 10) gehalten, bis die Versorgungsspannung voll zur Verfügung steht. Erst dann beginnt die Aufladung zum gewünschten Steuerspannungswert (Phasenanschnittwinkel  $\alpha$ ) hin.

Bei Änderungen der Steuerspannung am Potentiometer zu tieferen Werten hin ( $\alpha$  steigt) wird der Transistor gesperrt, und die Änderung folgt verzögert über die Ladezeitkonstante von C2. Bei Änderungen zu positiveren Werten hin ist der Transistor geöffnet, und der Kondensator entlädt sich relativ schnell mit dem Strom, der durch den Kollektorwiderstand begrenzt ist ( $\alpha$  sinkt).

Der Spannungsteiler am Inhibiteingang (Anschluß 6) sorgt dafür, daß der Triac den Motor bei ca. 100°C Motortemperatur abschaltet. (Bei langsamem Übergang Halbwellen-



betrieb.) Bei der Dimensionierung der Schaltung muß folgendes beachtet werden:  
Bei Erhöhung des Kondensators C1 über den in Abb. 10.22-1 angegebenen Wert tritt bei kurz aufeinanderfolgendem Aus-/Einschalten folgender Effekt auf:

Der Triac zündet in der positiven Halbwelle (bessere Zündempfindlichkeit für positive Zündimpulse) weit unter dem eingestellten Wert, läuft dann zu kleineren Anschnittwinkeln und nach Erreichen der Versorgungsspannung an der IS wieder zum eingestellten Wert zurück.

Ursache: Der Sägezahn des Rampengenerators kann sich nicht schnell genug aufbauen, wird durch die noch zu kleine Versorgungsspannung begrenzt und liefert eine Falschinformation an die Impulslogik.

### 10.23 Überlastungsschutz für Motorschutz-Kaltleiter

Motorschutzkaltleiter sollen elektrische Motoren vor unzulässiger Erwärmung durch Überlastung schützen. Da der Widerstandswert des Kaltleiters nur von der Maschinentemperatur abhängen soll, wird er mit kleiner Spannung ( $U \leq 2...3 \text{ V}$ ) betrieben (keine Eigenerwärmung!).

Beim Anschließen oder bei Reparaturen am Motor kann Netzspannung an den Kaltleiter kommen und diesen zerstören. Als einfachste Lösung zum Schutz gegen Netzspannungen bietet sich die Verwendung einer Sicherung an. Die speziell für den Schutz von Halbleitern angebotenen  $\mu$ -fuse-Elemente eignen sich hier am besten. Die direkte Anschaltung eines Motorschutzkaltleiters über eine  $\mu$ -fuse ans Netz (220 V und 110 V) führt zu keiner Beschädigung des Kaltleiters.

Können an den Kaltleiter und die Sicherung auch kleinere Überspannungen als ca. 100 V gelangen, so muß die Sicherungsschaltung erweitert werden (Abb. 10.23-1). Bei Überspannungen  $U_Z$  wird der Kaltleiter über den Transistor kurzgeschlossen, so daß die  $\mu$ -fuse anspricht. Der Widerstand  $R_1$  soll für eine große Spitzenverlustleistung geeignet sein, nicht für hohe Dauerverlustleistung, da die  $\mu$ -fuse nach kurzer Zeit abschaltet. Die Abschaltzeit wird von der Größe der Überspannung und dem Widerstand des Kaltleiters (Temperatur) bestimmt. Für den zweifachen Nennstrom wird eine Abschaltzeit  $t_{ab} \leq 2 \text{ s}$  garantiert. Da ein Transistor als Kurzschlußschalter verwendet wird, muß die Netzwechselfrequenz über die Diode 1N 4004 gleichgerichtet werden.

