

Technische Mitteilungen aus dem Bereich Bauelemente.

Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Nachdruck mit genauer Quellenangabe ist bei Einsendung von zwei Belegexemplaren gestattet.

Zuschriften zu den Technischen Mitteilungen sind zu richten an die nächstliegende Siemens-Geschäftsstelle oder an

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT
Bereich Bauelemente Vertrieb, Technisches Schrifttum
8000 München 80, Balanstraße 73

U. Z. 76 (1)

Integrierte Drehzahlregelschaltung TCA 955

von Alfred Hauenstein

Ing. (grad.) Alfred Hauenstein
Siemens Aktiengesellschaft

Bereich Bauelemente
Anwendungstechnik
professionelle Industrie

1. **Einleitung**
2. **Übliche Gleichspannungs-Drehzahlregelung eines Gleichstrommotors**
3. **Impulsbetrieb eines Gleichstrommotors mit der IS TCA 955**
4. **Regelungsprinzip der IS**
5. **Beschreibung der IS**
 - 5.1 Frequenz-Gleichspannungswandler
 - 5.1.1 Eingangsverstärker
 - 5.1.2 Frequenzverdoppler (Dimensionierung von C_1)
 - 5.1.3 Monostabiler Multivibrator
 - 5.2 Komparator und Tastverhältniswandler im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator
 - 5.3 Komparator und Tastverhältniswandler im Betrieb mit dem Schaltfrequenzoszillator (Dimensionierung von R_2 und C_4)
 - 5.4 Schaltstufe (Dimensionierung von R_4)
 - 5.5 Vorladeschaltung
 - 5.6 Spannungsstabilisierung
 - 5.7 Batteriestandsanzeige
6. **Regelgenauigkeit** (Dimensionierung von C_3)
 - 6.1 Bei Änderung der Motorlast und der Versorgungsspannung
 - 6.1.1 Im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator
 - 6.1.2 Im Betrieb mit dem Schaltfrequenzoszillator (Dimensionierung von R_3)
 - 6.2 Drehzahlfehler in Abhängigkeit der Temperatur
7. **Drehzahleinstellung** (Dimensionierung von R_1 und C_2)
8. **Betrieb der IS mit kleinen Versorgungsspannungen**
 - 8.1 Betriebsspannungsbereich +3,9 V bis +16 V
 - 8.2 Betriebsspannungsbereich +2,9 V bis +6,6 V
 - 8.3 Betriebsspannungsbereich +2,2 V bis +6 V
9. **Anwendungsbeispiele mit der IS TCA 955**
 - 9.1 Drehzahlregelung ohne Schaltfrequenzoszillator
 - 9.1.1 Gleichstrommotor 0,6 W mit 6poligem Tachogenerator
 - 9.1.2 Gleichstrommotor 4,2 W mit 72poligem Tachogenerator
 - 9.2 Drehzahlregelung mit Schaltfrequenzoszillator
 - 9.2.1 Gleichstrommotor 2,5 W mit 6poligem Tachogenerator
 - 9.2.2 Gleichstrommotor 50 W mit 180poliger Lichtschranke
 - 9.3 Getaktete Motorsteuerung mit Drehzahlmesser
10. **Drehzahlwertgeber, Ausführungs- und Anschlußbeispiele**
11. **Technische Daten zum Drehzahlregler TCA 955**

1. Einleitung

In elektronischen Antrieben, deren Drehzahl bei schwankender Versorgungsspannung sowie bei Belastungs- und Temperaturveränderungen konstant bleiben soll, werden bevorzugt Gleichstrommotore eingesetzt. Sie zeigen ein günstiges Betriebsverhalten und können vorteilhaft über die Ankerspannung geregelt werden.

Die neue integrierte Schaltung TCA 955 eignet sich für die Drehzahlregelung solcher Gleichstrommotore in Laufbildkameras, Projektoren, Kassettenrecordern, Tonbandgeräten, Plattenspielern wie auch für Motore größerer Leistung in Antrieben der Regel- und Steuerungstechnik.

Gegenüber herkömmlichen Regelschaltungen hat der neue Schaltkreis zwei wesentliche Vorteile.

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

Die technische Mitteilung beschreibt die Funktion der IS und ihre Anwendung in einigen Beispielen.

2. Übliche Gleichspannungs-Drehzahlregelung eines Gleichstrommotors

Bild 1 zeigt das vereinfachte Ersatzschaltbild eines Gleichstrommotors mit konstanter Felderregung durch Dauermagnete. U_q ist die ankerinduzierte, drehzahlproportionale Gegen-EMK. Der Motorstrom wird vom abgegebenen Drehmoment bestimmt. Damit ergibt sich bei konstanter Drehzahl und konstantem Drehmoment

$$U_M = U_q + I_M \cdot R_M \quad (1)$$

und eine an den Motor abgegebene Leistung

$$P_M = U_M \cdot I_M \quad (2)$$

Das Prinzip der Gleichspannungs-Drehzahlregelung ist im **Bild 2** dargestellt. Ist die Versorgungsspannung U_s größer als die erforderliche Motorspannung U_M , dann muß die Batteriespannung um U_v am Stellglied reduziert werden

$$U_v = U_s - U_M.$$

Da der Motorstrom in dieser Regelschaltung dem Batteriestrom entspricht, wird ein Teil der Batterieleistung am Stellglied verbraucht

$$P_v = I_M (U_s - U_M).$$

Diese Leistung muß mit einem Kühlkörper vom Stellglied abgeführt werden und erhöht die Gerätetemperatur.

Der Batterie wird die Leistung P_{auf} entnommen.

$$P_{\text{auf}} = P_M + P_v = I_M \cdot U_s$$

und der Wirkungsgrad beträgt

$$\eta = \frac{P_M}{P_{\text{auf}}} = \frac{U_M}{U_s}.$$

Bild 1 Ersatzschaltbild eines Gleichstrommotors

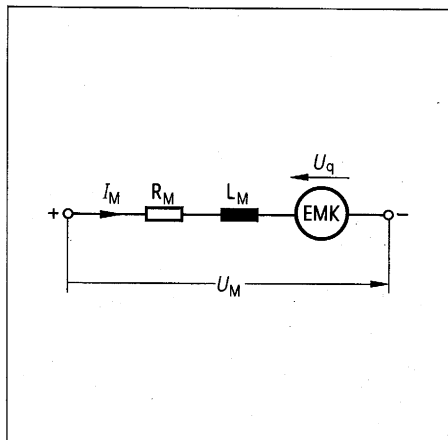
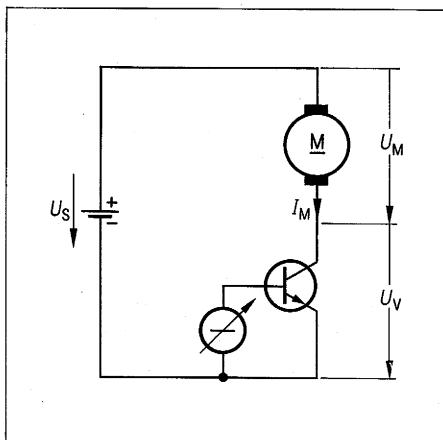


Bild 2 Prinzip der Gleichstromregelung



3. Impulsbetrieb eines Gleichstrommotors mit der IS TCA 955

Das Regelprinzip der IS TCA 955 entspricht dem eines Gleichspannungswandlers, mit dem die Versorgungsspannung weitgehend verlustlos reduziert werden kann. **Bild 3** zeigt das Prinzip.

Der Wandler besteht aus einem periodisch leitenden Schalttransistor, dessen Tastverhältnis stetig veränderbar ist, und einer Freilaufdiode. Als Energiespeicher wird die Motorinduktivität benutzt, so daß keine zusätzliche Speicherinduktivität erforderlich ist.

Den Stromverlauf im Transistor, in der Diode und im Motor zeigt **Bild 4**.

Während der Einschaltzeit t_1 wird die Motorinduktivität mit dem Strom $i_c = i_s$ geladen und in der Impulspause $T - t_1$ entlädt sich die Induktivität über die Freilaufdiode. Der Motorstrom i_M setzt sich aus den Strömen i_c und i_D zusammen. Ist die Schaltfrequenz-Periodenzeit T gleich oder kleiner als die elektrische Motorzeitkonstante

$$\tau_M = \frac{L_M}{R_M} \tag{3}$$

dann entsteht ein Motorstrom mit geringer Welligkeit und dem arithmetischen Mittelwert I_M . Während der Stromflußzeiten sind die arithmetischen Mittelwerte der Ströme gleich.

$$I_M = \frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} i_c dt = \frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} i_s dt = \frac{1}{T-t_1} \int_0^{t_1} i_D dt \tag{4}$$

Die Aufnahmeleistung der Regelschaltung beträgt

$$P_{auf} = I_M \cdot U_S \cdot v = P_M + P_V \tag{5}$$

mit dem Tastverhältnis

$$v = \frac{t_1}{T} \tag{6}$$

der an den Motor abgegebene Leistung $P_M = I_M \cdot U_M$ und der Verlustleistung P_V am Stellglied.

Unter Berücksichtigung der Durchlaßverluste am Transistor mit der Restspannung U_{CERest} und an der Diode mit der Flußspannung U_D wird die Aufnahmeleistung

$$P_{auf} = I_M \cdot U_M + I_M \cdot U_D + I_M \cdot U_{CERest} \tag{7}$$

Aus den Gleichungen 5 und 7 kann das Tastverhältnis

$$v = \frac{U_M + U_D}{U_S + U_D - U_{CERest}} \tag{8}$$

der arithmetische Mittelwert des Batteriestromes

$$I_S = I_M \cdot \frac{U_M + U_D}{U_S + U_D - U_{CERest}} \tag{9}$$

und der Wirkungsgrad der Regelschaltung ermittelt werden

$$\eta = \frac{U_M}{U_S} \cdot \frac{U_S + U_D - U_{CERest}}{U_M + U_D} \tag{10}$$

Häufig beträgt $U_{CERest} \approx U_D$, so daß sich die Gleichungen entsprechend vereinfachen.

Im **Bild 5** ist die Reduktion des Batteriestromes im Impulsbetrieb gegenüber der Gleichstromregelung ersichtlich. Dadurch wird die Lebensdauer der Batterien wesentlich verlängert.

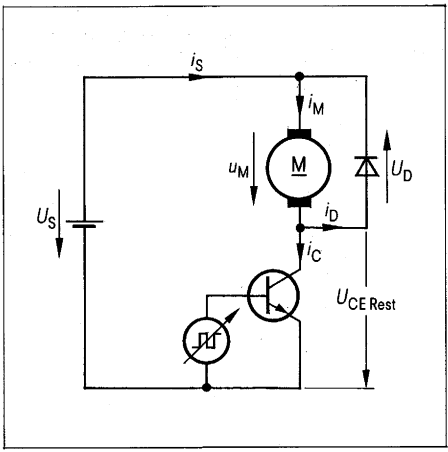


Bild 3 Prinzip der Impulsregelung

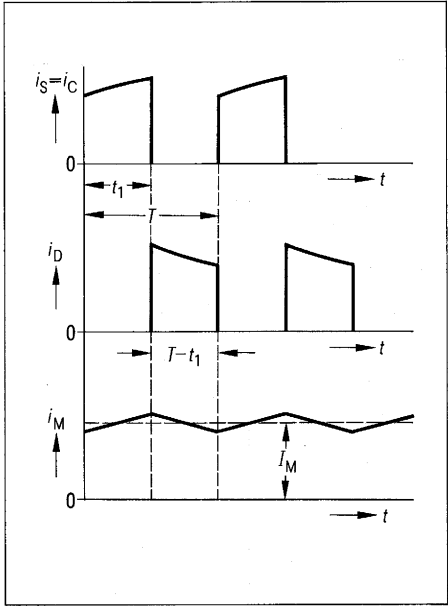


Bild 4 Stromverlauf in der Schaltstufe

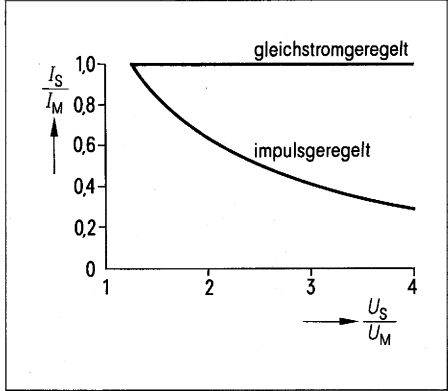


Bild 5 Vergleich der Stromaufnahme und des Wirkungsgrades bei Impuls- und Gleichstromregelung

$$U_D = U_{CERest}; \frac{U_D}{U_M} = \frac{1}{4}$$

In der Praxis treten noch die mathematisch schwer erfassbaren Umschaltverluste am Schalttransistor und an der Diode auf, die den Wirkungsgrad noch etwas reduzieren bzw. den Batteriestrom erhöhen.

4. Regelungsprinzip der IS TCA 955

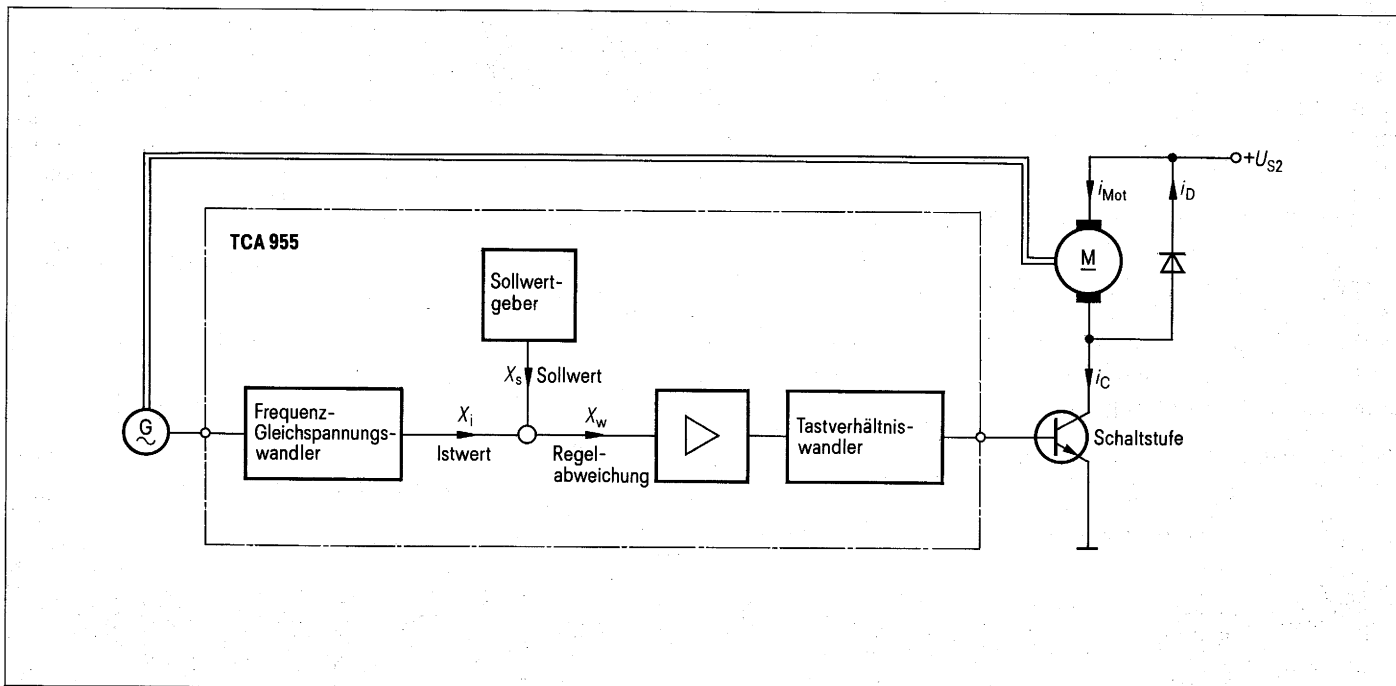


Bild 6 zeigt das Prinzipschaltbild der IS. Die vom Drehzahlwertgeber zum Beispiel Tachogenerator kommenden Impulse werden im Frequenz-Gleichspannungswandler in eine der Drehzahl proportionale Gleichspannung umgewandelt.

Diese Spannung wird mit dem internen Sollwert verglichen. Die Regelabweichung wird verstärkt und bestimmt das Tastverhältnis im nachfolgenden Tastverhältniswandler. Der Regelkreis schließt sich über die externe Schaltstufe, den Motor und den Drehzahlwertgeber.

Bild 6 Prinzipschaltung der Regelung mit der IS TCA 955

5. Beschreibung der IS TCA 955

Im **Bild 7** ist die Blockschaltung der IS dargestellt.

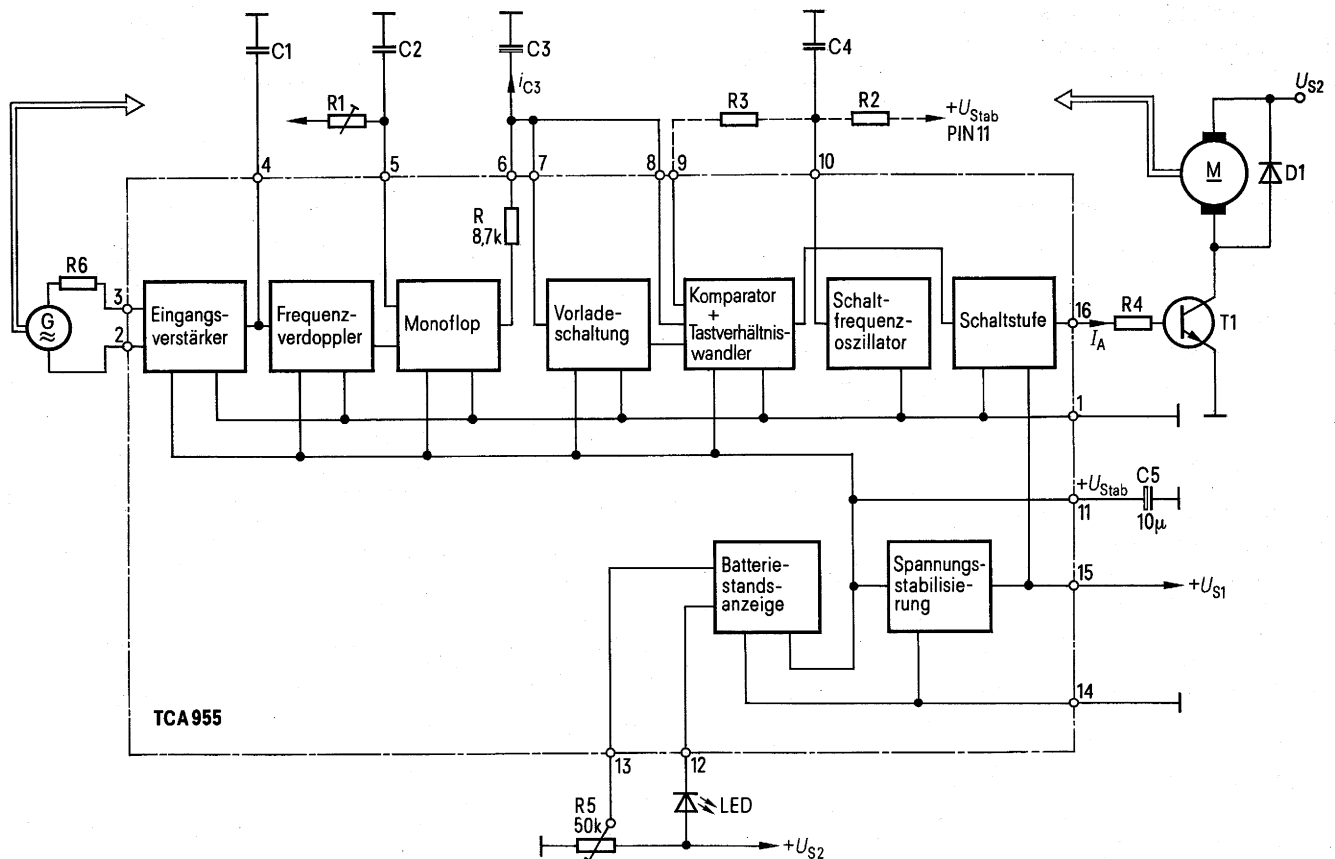
5.1 Frequenz-Gleichspannungswandler

Das Impulsdigramm des Frequenz-Gleichspannungswandlers zeigt **Bild 8**.

5.1.1 Eingangsverstärker

Der Eingangsverstärker besitzt eine hohe Gleichspannungsverstärkung von etwa 80 dB und einen Differenzeingang gemäß **Bild 9**. Kleinste Differenzeingangssignale führen bereits zur Begrenzung am Verstärkerausgang PIN 4, so daß er praktisch im Nulldurchgang der Eingangswechselspannung schaltet (**Bild 9b**).

Bild 7 Blockschaltbild der Drehzahlregelschaltung TCA 955



C1, C2, C4 MKM-Schichtkondensatoren B32540
C3, C5 Tantal-Elektrolytkondensatoren B45181

Die Eingangsspannung von $< 10\text{ mV}$ zwischen PIN 2 und 3 erfordert jedoch eine Eingangswchelspannung von $\geq 30\text{ mV}$, um symmetrische Ausgangsimpulse zu erhalten.

Bei Steuerung am PIN 3 gegen Masse erzeugt der Transistor T10 eine Hysterese. Die Schaltspannungen sind dann:

$$U_{3, \text{ein}} > 0,51 \cdot U_{\text{Stab}}, U_{3, \text{aus}} < 0,485 \cdot U_{\text{Stab}}$$

Der Eingangsverstärker ist mittels Dioden gegen Überspannungen geschützt. Um den Funktionsbereich des Verstärkers nicht zu überschreiten, sollte mit dem Vorwiderstand R_6 der Eingangsstrom auf $I_e \leq 0,2\text{ mA}$ begrenzt werden.

5.1.2 Frequenzverdoppler

Über einen Widerstand von etwa $4\text{ k}\Omega$ integriert der Kondensator C_1 am PIN 4 die Ausgangsimpulse des Eingangsverstärkers. Während der ansteigenden und abfallenden Flanke wird vom Frequenzverdoppler ein Nadelimpuls erzeugt (Bild 8 c).

Der Kondensator C_1 bewirkt zusätzlich die Unterdrückung von kurzzeitigen Störimpulsen am Verstärkereingang. Seine Kapazität sollte etwa $0,2$ bis 10 nF betragen und dem Produkt $p \cdot n$ angepaßt werden.

5.1.3 Monostabiler Multivibrator

Die Nadelimpulse vom Frequenzverdoppler steuern den Monoflop. Er erzeugt an seinem Gegentaktausgang Rechteckimpulse mit einer konstanten, vom Glied R_1, C_2 vorgegebenen Zeitdauer t_0 .

$$t_0 = 0,89 \cdot R_1 \cdot C_2 \quad (11)$$

und der doppelten Folgefrequenz des Drehzahlwertgebers

$$T = \frac{30}{n \cdot p} \quad (12)$$

mit $n = \text{U/min}$, $p = \text{Polpaare des Drehzahlwertgebers}$ (Bild 8 d). Der Gegentaktausgang lädt über den internen Widerstand $R = 8,7\text{ k}\Omega$ den Kondensator C_3 am PIN 6. An ihm entsteht die Spannung u_{C3} mit einem der Drehzahl proportionalen Gleichspannungsanteil U_{C3}

$$\frac{U_{C3}}{U_{\text{Stab}}} = \frac{t_0}{T} = \frac{t_0 \cdot n \cdot p}{30} \quad (13)$$

und eine dreieckförmige Wechselfspannung, deren Amplitude U_{C3SS} von der Motordrehzahl und der Siebzeitkonstante $\tau = R \cdot C_3$ abgehängt (Bild 8 e).

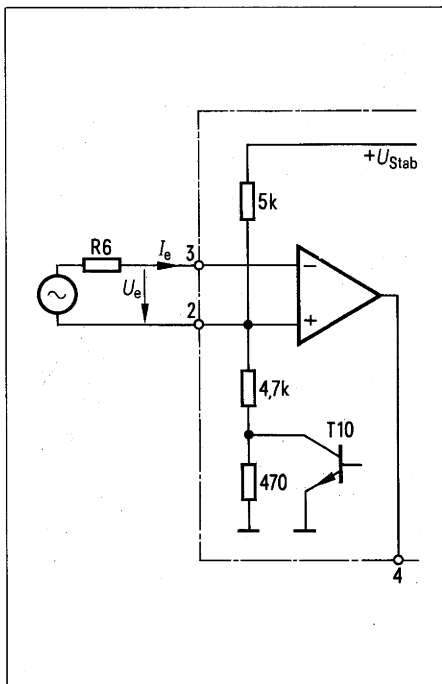
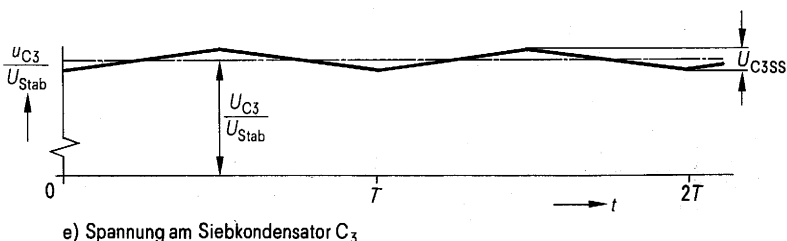
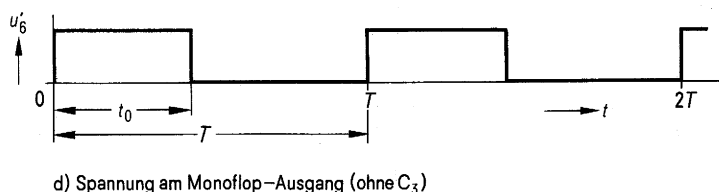
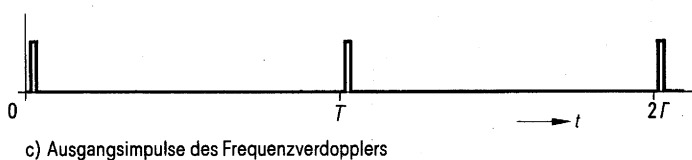
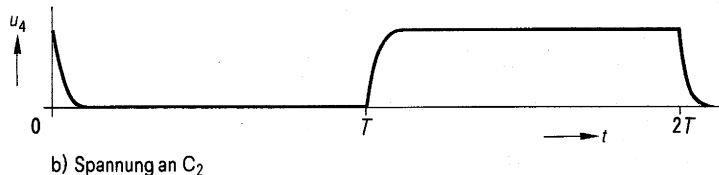
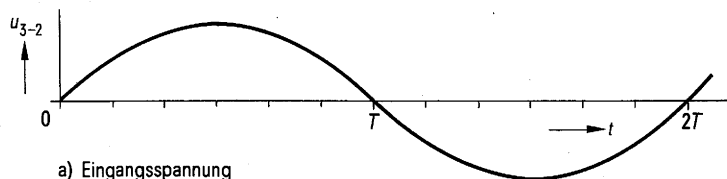


Bild 9 Eingangsschaltung des Eingangsverstärkers

Bild 8 Impulsdiagramm des Frequenz-Gleichspannungswandlers



5.2 Komparator und Tastverhältniswandler im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator

Der nachfolgende Komparator vergleicht die intern eingestellte Sollspannung

$$U_{\text{Soll}} = 0,44 U_{\text{Stab}} \tag{14}$$

am PIN 9 mit der Istspannung U_{C3} am PIN 8 und steuert die Schaltstufe an, wenn die Istspannung kleiner als die Sollspannung ist. Nachdem der Komparator eine hohe Empfindlichkeit aufweist, schaltet er im Rhythmus der Dreieckwechselspannung mit der Periodenzeit T .

Entsprechend der Versorgungsspannung und den Belastungsverhältnissen am Motor stellt sich dabei ein bestimmtes Tastverhältnis

$$v = \frac{t_1}{T} \tag{15}$$

ein, wie es im **Bild 10** dargestellt ist.

5.3 Komparator und Tastverhältniswandler im Betrieb mit dem Schaltfrequenzoszillator

Ist die Frequenz am Drehzahlindikator so klein, daß keine Leistungersparnis eintritt, kann der Schaltfrequenzoszillator zugeschaltet werden. Er erzeugt am PIN 10 eine Sägezahnspannung

$$\frac{\Delta U_{\text{soll}}}{U_{\text{stab}}} = 0,2 \tag{16}$$

mit einem Gleichspannungsmittelwert von $0,5 U_{\text{stab}}$. Seine Frequenz wird mit dem externen Zeitglied R_2, C_4 bestimmt

$$f_{\text{schalt}} \approx \frac{1}{0,4 \cdot R_2 \cdot C_4} \tag{17}$$

und mit dem Widerstand R_3 dem Sollwert überlagert, so daß nun Ausgangsimpulse mit hoher Frequenz bis zu 60 kHz entstehen. Die Tastverhältniswandlung zeigt **Bild 11**.

Um den Einfluß der niederfrequenten Spannung U_{C3SS} klein zu halten, sollte $\Delta U_{\text{Soll}} \geq 3 U_{C3SS}$ sein.

5.4 Schaltstufe

Die Schaltstufe verstärkt die vom Tastverhältniswandler kommenden Impulse. Sie schaltet gegen $+U_S$ mit einer Restspannung $U_{CE \text{ Rest}} < 1 \text{ V}$ bei einem Ausgangsstrom von 50mA. Diese Anordnung ermöglicht den einfachen Anschluß eines zusätzlichen npn-Leistungsschalttransistors über den Vorwiderstand R_4 , der so bemessen wird, daß der maximale Ausgangsstrom der IS nicht überschritten wird.

$$R_4 \leq \frac{U_S - U_{CE \text{ Rest}} - U_{\text{BET1}}}{I_{\text{Amax}}} \tag{18}$$

5.5 Vorladeschaltung

Beim Einschalten des Motors wird durch das Siebglied $R \cdot C_3$ der Istwert verzögert aufgebaut, so daß bei schnell anlaufenden Motoren die Drehzahl ein Überschwingen zeigen kann. In solchen Fällen sollte die Vorladeschaltung durch Verbindung der Anschlüsse 7 und 8 eingeschaltet werden. Dadurch wird der Kondensator C_3 in kurzer Zeit auf

$$U_V = 0,81 \cdot U_{\text{Soll}} \tag{19}$$

aufgeladen und das Überschwingen der Drehzahl erheblich reduziert.

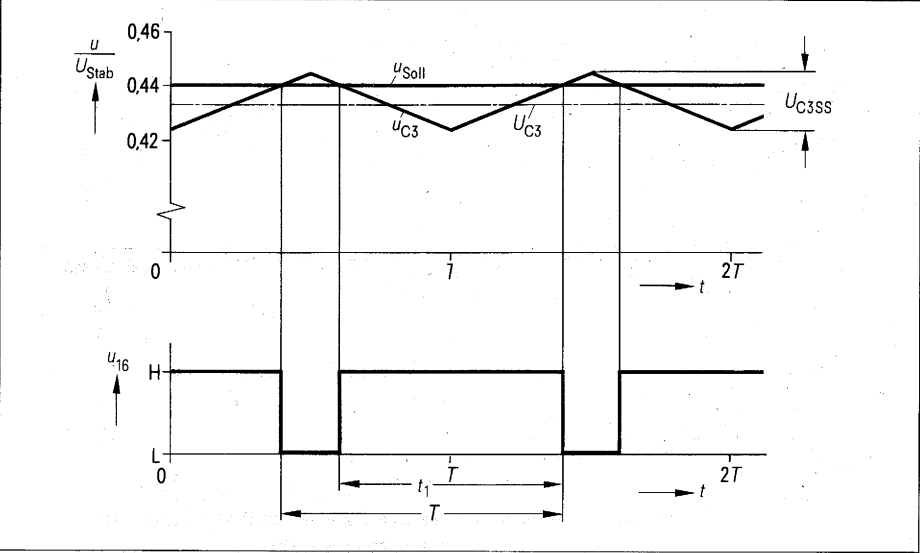


Bild 10 Soll-Istwertvergleich und Tastverhältniswandlung ohne Schaltfrequenzoszillator

5.6 Spannungsstabilisierung

Die Regelschaltung wird von einem internen, längsgerichteten Spannungsstabilisator mit etwa $U_{\text{Stab}} = 3 \text{ V}$ versorgt. Da die minimale Restspannung des Längsreglers zwischen den Anschlüssen 15 und 11 $\approx 1,7 \text{ V}$ beträgt, muß die Versorgungsspannung für den stabilisierten Betrieb $\geq 4,8 \text{ V}$ sein. Die Regelschaltung kann am PIN 11 zusätzlich mit etwa 5 mA belastet werden.

Im Abschnitt 7 werden Möglichkeiten der Spannungsversorgung bei $U_S < 4,8 \text{ V}$ gezeigt.

5.7 Batteriestandsanzeige

Mit der von einem Schwellwertschalter angesteuerten LED erfolgt eine optische Batteriestandsanzeige.

Unterschreitet die Eingangsspannung am PIN 13 $1,1 \text{ V}$, wird die LED ausgeschaltet und bei $\geq 1,3 \text{ V}$ wieder eingeschaltet. Die Hysterese beträgt also $0,2 \text{ V}$. Die Eingangsschaltspannung ist mit einem TK von ca. $-3 \cdot 10^{-3}/\text{K}$ behaftet.

Dem Kollektor des npn-Ausgangstransistors ist ein Widerstand von 500Ω in Serie geschaltet, der zum PIN 12 führt und den LED-Strom begrenzt. Werden kleinere LED-Ströme gefordert, kann ein externer Reihenwiderstand zugefügt werden.

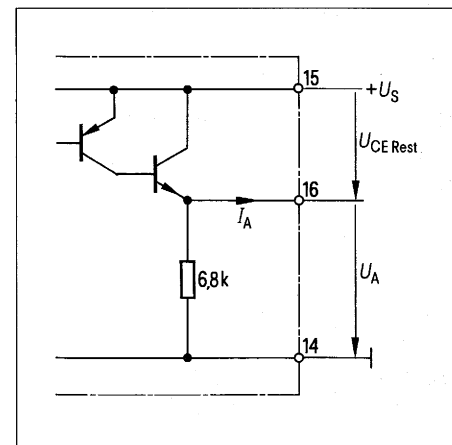


Bild 12 Schaltstufe oder IS

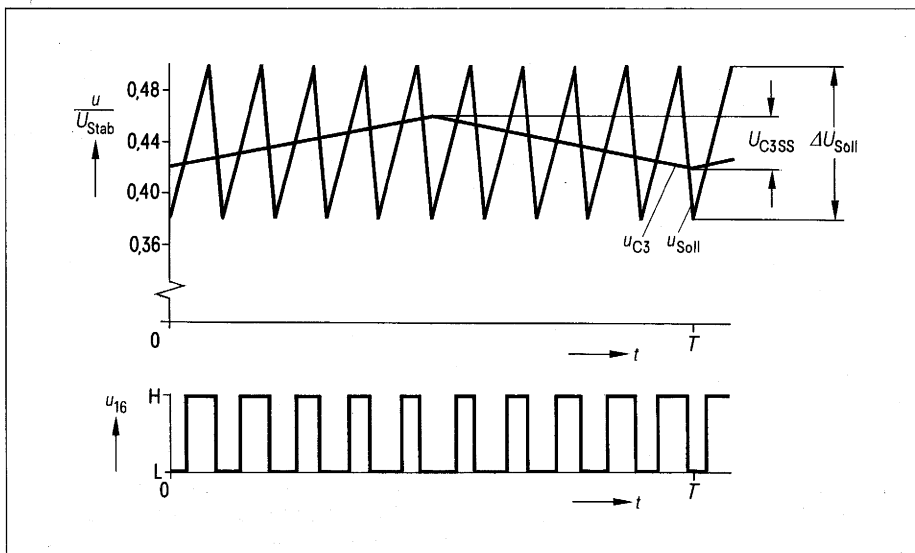


Bild 11 Soll-Istwertvergleich und Tastverhältniswandler mit Schaltfrequenzoszillator

6. Regelgenauigkeit

6.1 Bei Änderung der Motorbelastung und der Versorgungsspannung

6.1.1 Im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator

In dieser Betriebsart erzielt man die größte Regelgenauigkeit. Sie beträgt

$$F = \frac{\Delta n}{n_{\text{soll}}} \cdot 100 [\%] \quad (20)$$

Nachdem U_{C_3} proportional der Drehzahl ist (Gleichung 13) und die Sollfrequenz n_{soll} der Sollspannung U_{soll} entspricht, gilt

$$F = \frac{\Delta U_{C_3}}{U_{\text{soll}}} \cdot 100 [\%]$$

Um das Tastverhältnis $v = \frac{t_1}{T}$ über den vollen Bereich von 0 bis 1 zu regeln, ist eine Änderung der Istspannung von $\Delta U_{C_3} = U_{C_3 \text{ SS}}$ erforderlich. Dann wird der maximale Fehler im aktiven Regelbereich

$$F_{\text{max}} = \frac{U_{C_3 \text{ SS}}}{U_{\text{soll}}} \cdot 100 [\%] \quad (21)$$

Im allgemeinen ist ein kleinerer Tastverhältnis-Regelbereich erforderlich. Dann berechnet sich die Regelgenauigkeit zu

$$F = (v_1 - v_2) \frac{U_{C_3 \text{ SS}}}{U_{\text{soll}}} \cdot 100 [\%] \quad (22)$$

$v_1 =$ Tastverhältnis der Schaltstufe bei kleinster Betriebsspannung und größter Last.

$v_2 =$ Tastverhältnis der Schaltstufe bei größter Betriebsspannung und kleinster Last.

Im aktiven Regelbereich beträgt der Gleichspannungsmittelwert

$$U_{C_3} \approx U_{\text{soll}} = 0,44 U_{\text{Stab}} \quad (23)$$

und die Einschaltzeit des Monoflops

$$\frac{t_o}{T} \approx 0,44. \quad (24)$$

Dann wird

$$\begin{aligned} U_{C_3 \text{ SS}} &= i_{C_3} \frac{t_o}{C_3} \approx \frac{U_{\text{Stab}} - U_{C_3}}{R} \cdot \frac{t_o}{C_3} = \\ &= \frac{U_{\text{Stab}} - 0,44 U_{\text{Stab}}}{R} \cdot \frac{0,44 T}{C_3} \end{aligned} \quad (25)$$

Mit der Periodenzeit $T = \frac{30}{n \cdot p}$, den Gl. 14 und 21 wird

$$F_{\text{max}} = \frac{U_{C_3 \text{ SS}}}{U_{\text{soll}}} = \frac{16,8}{n \cdot p \cdot R \cdot C_3} \quad (26)$$

und mit dem internen Widerstand $R = 8,7 \text{ k}\Omega$ berechnet sich der tatsächliche Fehler zu

$$F = (v_1 - v_2) \cdot F_{\text{max}} = (v_1 - v_2) \frac{1,93 \cdot 10^5}{n \cdot p \cdot C_3} [\%] \quad (27)$$

n in U/min; $p =$ Polpaarzahl des Tachos; C_3 in μF ; $v_1 - v_2 \leq 1$

Der Drehzahlfehler wird also mit steigender Drehzahl kleiner. Bei einem vorgegebenen Drehzahlfehler F und einer zu erwartenden Tastverhältnisdifferenz $v_1 - v_2$ (in der Praxis meist $\approx 0,5$) kann der max. Fehler F_{max} ermittelt werden,

$$F_{\text{max}} = \frac{F}{v_1 - v_2}$$

Die erforderliche Größe des Siebkondensators C_3 kann dann dem Diagramm Bild 13 bei dem Produkt $n \cdot p$ entnommen werden.

Der Kondensator C_3 kann in einem Regelkreis jedoch nicht beliebig vergrößert werden, da er mit dem Widerstand R ein Verzögerungsglied darstellt und deshalb Regelschwingungen auftreten können. Hier kann ein zusätzliches Trägheitsmoment auf der Motorachse Abhilfe schaffen. Vorteilhafter ist jedoch die Verwendung hochpoliger Drehzahl-Istwertgeber.

In der praktischen Anwendung der IS konnten Drehzahlfehler von $< 0,5 \%$ erreicht werden bei Spannungs- und Laständerungen am Motor von je $\pm 30 \%$ und dem Produkt $n \cdot p = 28000 \frac{1}{\text{min}}$.

6.1.2 Im Betrieb mit dem Schaltfrequenzoszillator

Um den Einfluß der niederfrequenten Dreiecksspannung U_{C_3} mit der Amplitude $U_{C_3 \text{ SS}}$ bei der Tastverhältniswandlung mit dem Schaltfrequenzoszillator

klein zu halten, sollte $\frac{\Delta U_{\text{soll}}}{U_{C_3 \text{ SS}}} = a \geq 3$ sein (siehe Abschnitt 5.3 und Bild 11).

Entsprechend erhöht sich in dieser Betriebsart auch der Drehzahlfehler F_{schalt}

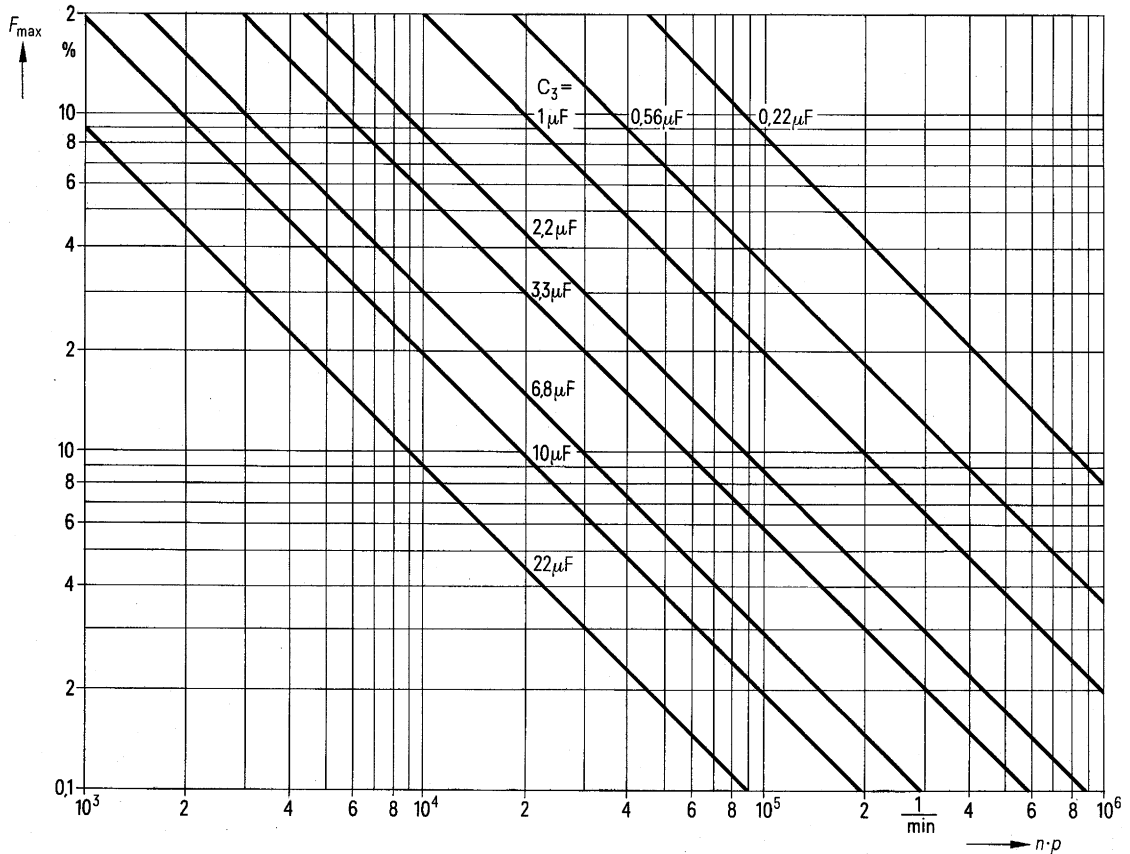
$$F_{\text{schalt max}} \approx \frac{\Delta U_{\text{soll}}}{U_{C_3 \text{ SS}}} \cdot 100 [\%] \quad (28)$$

Nachdem ΔU_{soll} konstant ist, bleibt auch der Drehzahlfehler konstant und unabhängig von der Drehzahl.

$$F_{\text{schalt}} \approx (v_1 - v_2) F_{\text{schalt max}} \quad (29)$$

Die Schaltfrequenzamplitude U_{soll} am PIN 9 wird mit dem Widerstand R_3 eingestellt und berechnet sich zu

$$\frac{\Delta U_{\text{soll}}}{U_{\text{soll}}} \approx \frac{0,455}{1 + R_3 \cdot 0,41 \cdot 10^{-3}} \quad (30)$$



Im **Bild 14** ist der Zusammenhang von $F_{\text{schalt max}}$ und dem Widerstand R_3 dargestellt.

Der Kondensator C_3 muß nun so dimensioniert werden, daß bei der min.

Drehzahl die Spannung $U_{C3SS} \leq \frac{\Delta U_{\text{soll}}}{a}$

ist. Die Dimensionierung kann mit der Gleichung 31 durchgeführt werden.

$$F_{\text{schalt max}} = a \cdot \frac{1,93 \cdot 10^5}{n_{\text{min}} \cdot p \cdot C_3} [\%] \quad (31)$$

mit $a = \frac{\Delta U_{\text{soll}}}{U_{C3SS}} \geq 3$; n in U/min; C_3 in μF

Die graphische Ermittlung von C_3 ist mit dem **Bild 13** möglich.

Der Zusammenhang von $F_{\text{schalt max}}$ und F_{max} ergibt sich aus den Gleichungen 26 und 28 zu

$$\frac{F_{\text{schalt max}}}{F_{\text{max}}} = \frac{\Delta U_{\text{soll}}}{\Delta U_{C3SS}} = a \quad (32)$$

Ein Dimensionierungsbeispiel zeigt den Umgang mit den Diagrammen.

Gegeben: $n \cdot p = 20000$; $F_{\text{schalt}} \leq 5\%$;

Gesucht: C_3, R_3

Annahme: $a = 3$; $v_1 - v_2 = 0,5$

$$F_{\text{schalt max}} = \frac{F_{\text{schalt}}}{v_1 - v_2} = 10\%$$

Aus **Bild 14** erhält man $R_3 = 8,2 \text{ k}\Omega$ bei

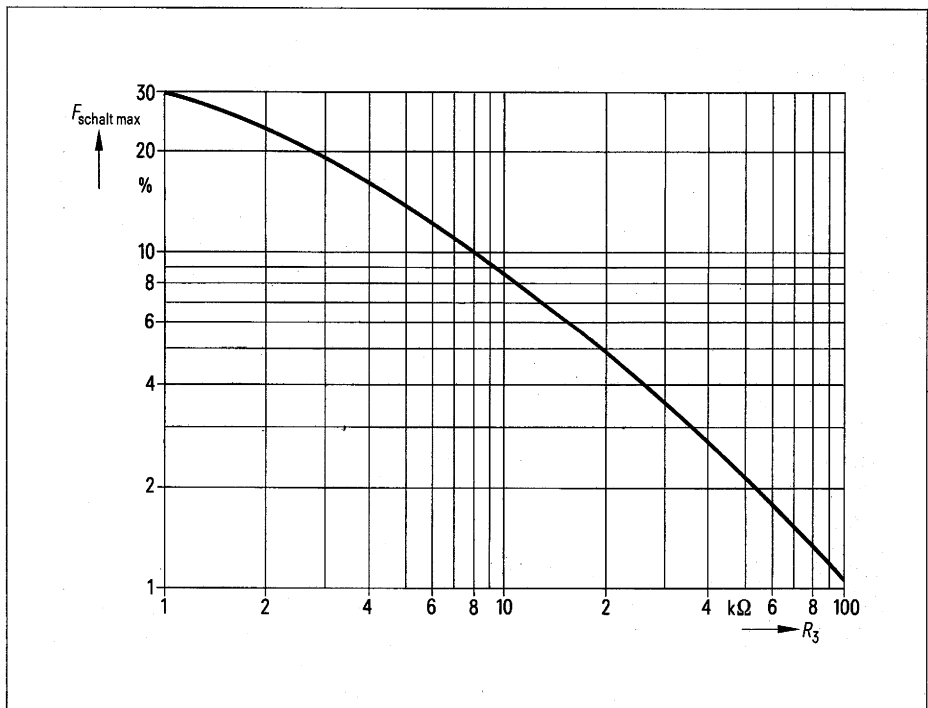
$$F_{\text{schalt max}} = 10\%. \text{ Mit } F_{\text{max}} = \frac{F_{\text{schalt max}}}{a}$$

$$= \frac{10\%}{3} = 3,33\% \text{ und } n \cdot p = 20000$$

erhält man in **Bild 13** den Kondensator $C_3 \approx 3 \mu\text{F}$.

Bild 13 Maximaler Drehzahlfehler in Abhängigkeit vom $n \cdot p$, Parameter C_3 ohne Schaltfrequenzoszillator

Bild 14 Maximaler Drehzahlfehler in Abhängigkeit von R_3 , mit Schaltfrequenzoszillator



7. Drehzahl-einstellung

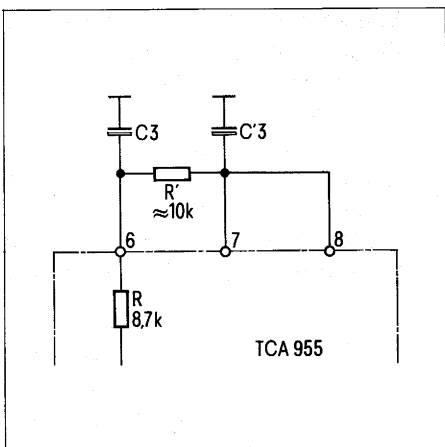


Bild 15 Siebglied 2. Ordnung im Betrieb mit dem Schaltfrequenzoszillator

Eine Reduktion des Drehzahlfehlers und eine Verbesserung der Regelzeitkonstante kann mit einem Siebglied 2. Ordnung nach **Bild 15** erzielt werden.

6.2 Drehzahlfehler in Abhängigkeit von der Temperatur

Der Drehzahlfehler wird vorwiegend bestimmt vom TK der IS und vom TK der Zeitkonstante $\tau_o = R_1 \cdot C_2$, nachdem gemäß Gleichung 33 im Kapitel 7 die Drehzahl unmittelbar von der Zeitkonstante $R_1 \cdot C_2$ bestimmt ist.

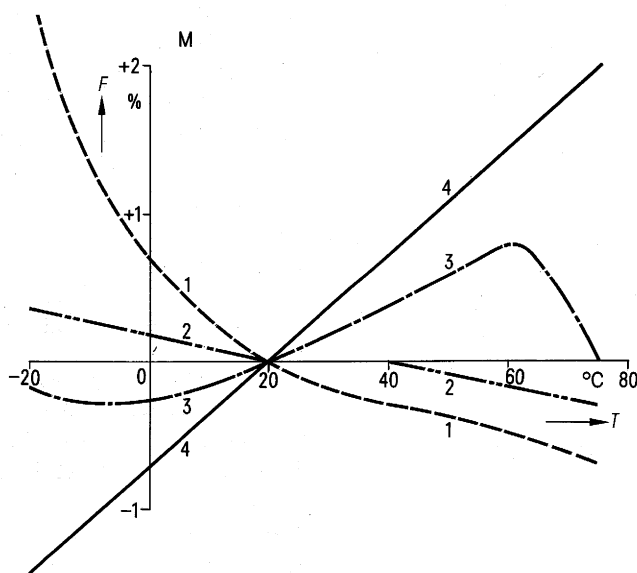
Die Temperaturdrift der IS beträgt etwa -45 ppm/K im Bereich von -20°C bis $+60^\circ\text{C}$ und kann in den meisten Fällen vernachlässigt werden.

Besondere Sorgfalt ist deshalb bei der Auswahl der Bauteile R_1 und C_2 erforderlich. Es ist darauf zu achten, daß sich ihre TK weitgehend kompensieren.

Bild 16 zeigt den Temperaturfehler verschiedener Kombinationen R_1 , C_2 zusammen mit der IS.

Den geringsten Fehler ergibt die Kombination eines Metallschichtwiderstandes mit einem MKM-Schichtkondensator.

Bild 16 Drehzahlfehler in Abhängigkeit von der Temperatur mit verschiedenen Kombinationen $R_1 - C_2$ und der IS TCA 955



Kurve	C_2	R_1
1	MKL-B 32110	Schicht-Widerstand B 51371
2	MKM-B 32540	Metallschicht-Widerstand B 54 321
3	MKH-B 32231	Schicht-Widerstand B 51371
4	MKM-B 32540	Schicht-Widerstand B 51371

Der Motor wird so lange nachgeregelt, bis der Istwert $U_{C3} \approx U_{\text{soll}} = 0,44 U_{\text{Stab}}$ ist, dann ist am Monoflop-Ausgang

PIN 6 das Tastverhältnis $v_o \approx \frac{t_o}{T} = 0,44$.

Mit $T = \frac{30}{n \cdot p}$ und $t_o = 0,89 \cdot R_1 \cdot C_2$

(Gleichung 11) wird

$$R_1 \cdot C_2 = \frac{0,44 \cdot 30}{n \cdot p \cdot 0,89} = \frac{14,8}{n \cdot p} \left[\frac{1}{s} \right] \quad (33)$$

$4,7 \text{ k} < R_1 < 50 \text{ k}$.

n in U/min, p = Polpaare des Tachos.

Die erforderliche Drehzahl kann mit R_1 einfach abgeglichen werden.

8. Betrieb der IS mit kleinen Versorgungsspannungen

Im Betrieb mit wirksamer interner Stabilisierung beträgt der Versorgungsspannungsbereich +4,8 bis +16 V. Kleinere Versorgungsspannungen als 4,8 V sind im unstabilisierten Betrieb möglich. Voraussetzung für den einwandfreien Betrieb ist jedoch, daß die Spannung am PIN 11 keine kurzzeitigen Schwankungen und Störungen aufweist.

Aus den Gleichungen 27 und 31 geht hervor, daß die Regelgenauigkeit unabhängig von der Spannung U_{Stab} ist, so daß die Regelschaltung auch un-stabilisiert betrieben werden kann.

8.1 Betriebsspannungsbereich U_S = +3,9 bis +16 V (mit interner Stabilisierungsschaltung)

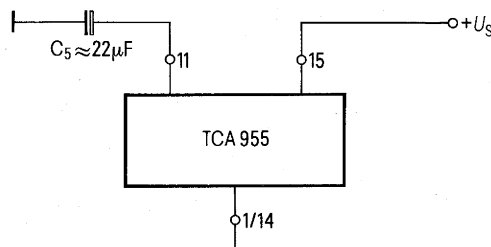
Wenn die Versorgungsspannung unter +4,8 V absinkt, wird der interne Längsregler bis zu einer minimalen Restspannung von etwa 1,7 V durchgeschaltet. Die minimale Versorgungsspannung beträgt dann $2,2 \text{ V} + 1,7 \text{ V} = 3,9 \text{ V}$. In dieser Betriebsart (**Bild 17a**) versorgt der Kondensator C_5 die Regelschaltung bei kurzzeitigen Einbrüchen der Versorgungsspannung. Bei Spannungen über 4,8 V setzt die Stabilisierung wieder ein, so daß der Versorgungsspannungsbereich +3,9 bis +16 V beträgt.

8.2 Betriebsspannungsbereich U_S = +2,9 bis +6,6 V (mit gestörter Versorgungsspannung)

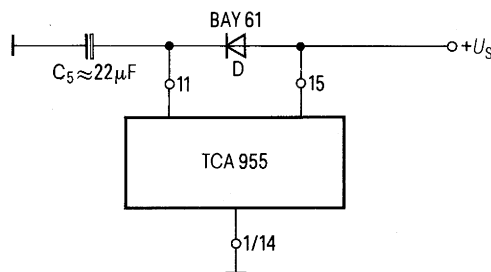
Hier überbrückt die Diode D den internen Längsregler zwischen den Anschlüssen 11 und 15 (**Bild 17b**). Damit kann die IS mit einer minimalen Speisespannung von +2,9 V betrieben werden. Die maximal zulässige Spannung am PIN 11 beträgt +6 V, so daß die Speisespannung $\leq 6,6 \text{ V}$ bleiben muß. Die Diode verhindert die Entladung des Kondensators C_5 bei kurzzeitigen Einbrüchen der Speisespannung.

8.3 Betriebsspannungsbereich U_S = +2,2 bis +6 V (mit ungestörter Versorgungsspannung)

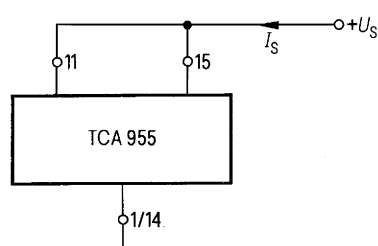
Bei ungestörter Versorgungsspannung können die Anschlüsse 11 und 15 kurzgeschlossen werden (**Bild 17c**). Der Spannungsbereich beträgt dann +2,2 V bis +6 V. Die typische Stromaufnahme der IS steigt bei $U_S = 6 \text{ V}$ auf etwa 16 mA an.



a) $U_S = +3,9 \text{ V bis } +16 \text{ V}$



b) $U_S = +2,9 \text{ V bis } +6,6 \text{ V}$



c) $U_S = +2,2 \text{ V bis } +6 \text{ V (bei ungestörter Spannung } U_S)$

Bild 17 Betrieb der IS TCA 955 mit kleinen Versorgungsspannungen

9. Anwendungsbeispiele mit der IS TCA 955

9.1 Drehzahlregelung ohne Schaltfrequenzoszillator

9.1.1 Gleichstrommotor 0,6 W mit 6poligem Tachogenerator

Dieses Beispiel zeigt eine Drehzahlregelung für einen Gleichstrommotor (Nennspannung 4,5 V, Drehmoment 0,2 Ncm, Leistungsaufnahme 0,6 W, Ankerwiderstand 6 Ω , Tachogenerator 6polig), dessen elektrische Motorzeit-

konstante $\tau_{\text{Mot}} > \frac{30}{n \cdot p}$ bei der Soll-drehzahl von 2200 U/min ist, so daß der Schaltfrequenzoszillator nicht benötigt wird. Der externe Beschaltungsaufwand ist dabei minimal (**Bild 18**). Das **Bild 19** zeigt die Regelgenauigkeit und die Stromersparnis in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung.

9.1.2 Gleichstrommotor 4,2 W mit 72poligem Tachogenerator

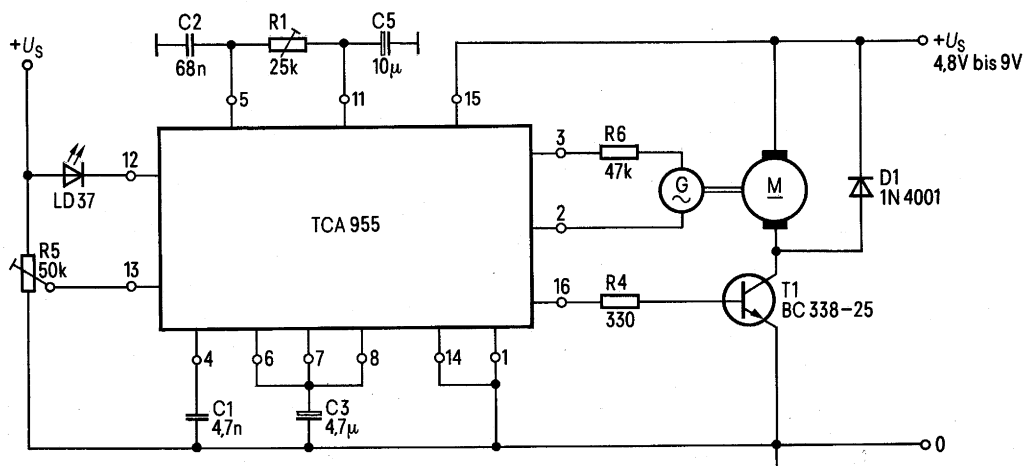
Nennenden des Motors: Nennspannung 24 V, Drehmoment 1 Ncm, Leistungsaufnahme $\leq 4,2$ W, Ankerwiderstand 24 Ω , Tachogenerator 72polig. Bei der Solldrehzahl von 1500 U/min konnte die IS ohne Schaltfrequenzoszillator nach Bild 18 mit folgenden externen Bauteilen verwendet werden:

$C_1 = 1$ nF, $C_2 = 4,7$ nF, $C_3 = 1$ μ F,
 $C_5 = 10$ μ F,
 $R_1 = 25$ -k Ω -Trimmer, $R_4 = 390$ Ω ,
 $R_6 = 47$ k Ω
 $T_1 =$ BD 435, $D_1 =$ 1N4001.

Die Motor-Schaltstufe wurde mit einer eigenen Versorgungsspannung U_{S2} betrieben. Der Schaltkreis wurde am PIN 15 mit $U_S = 12$ V versorgt, da die Motorspannung höher als die maximal zulässige Betriebsspannung war.

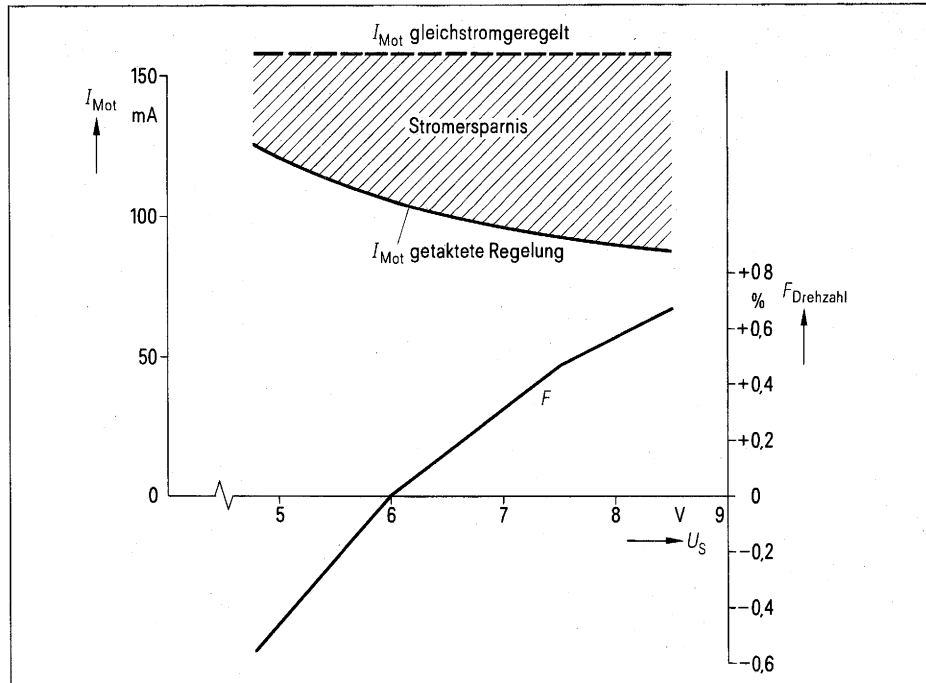
Im **Bild 20** ist der Drehzahlfehler in Abhängigkeit vom Drehmoment und von der Versorgungsspannung dargestellt.

Bild 18 Drehzahlregelschaltung ohne Schaltfrequenzoszillator



C1, C2 MKM - Schichtkondensatoren B 32 540
 C3, C5 Tantal - Elektrolytkondensatoren B 45 181

Bild 19 Drehzahlfehler und Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung
 $n_{\text{Nenn}} = 2200 \text{ U/min}$; $M = 0,1 \text{ Ncm}$



9.2 Drehzahlregelung mit Schaltfrequenzoszillator

9.2.1 Gleichstrommotor 2,5 W mit 6poligem Tachogenerator

Mit einem Gleichstrommotor kleiner elektrischer Zeitkonstante $T_{\text{Mot}} \approx 105 \mu\text{s}$ wurde eine Drehzahlregelschaltung aufgebaut. Die Nenndaten des Motors sind: Nennspannung 6 V, Drehmoment 0,35 Ncm, Leistungsaufnahme $\leq 2,5 \text{ W}$, Ankerwiderstand 2Ω , Tachogenerator 6polig. Bei der erforderlichen Nenn-drehzahl von 1800 U/min, dem nur 6poligen Tachogenerator und der kleinen Motorzeitkonstante mußte der Schaltfrequenzoszillator zugeschaltet werden, um eine Stromersparnis zu erreichen. Die Schaltfrequenz beträgt $\approx 16 \text{ kHz}$. Die externe Beschaltung der IS ist im **Bild 21**, die Drehzahlabweichung und die Stromersparnis sind im **Bild 22** ersichtlich.

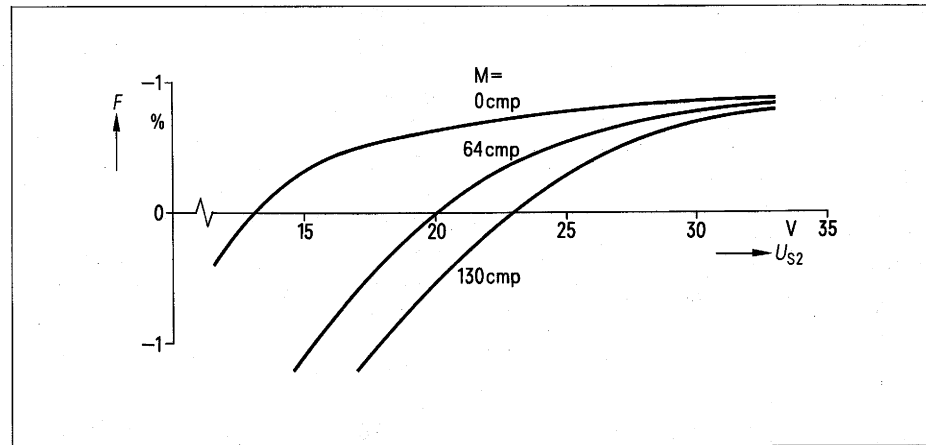


Bild 20 Drehzahlfehler in Abhängigkeit von der Betriebsspannung
 $n = 1500 \text{ U/min}$; Parameter: M

Bild 21 Drehzahlregelschaltung mit Schaltfrequenzoszillator für einen 2,5-W-Motor

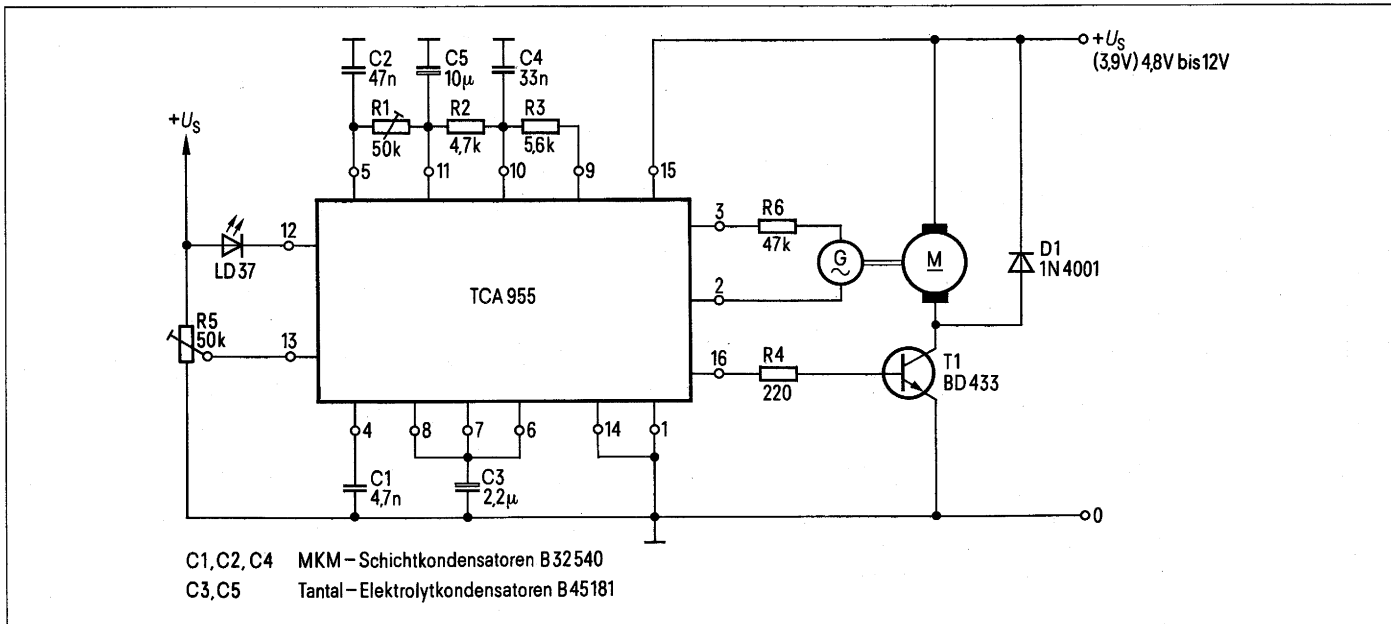
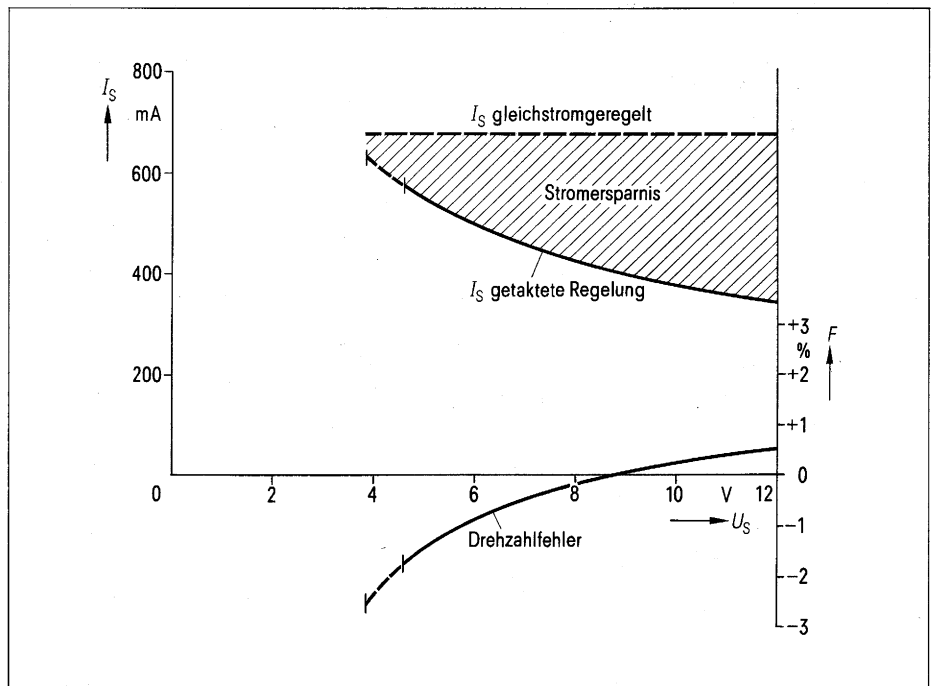


Bild 22 Drehzahlfehler und Stromaufnahme in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung
 $n_{\text{soll}} = 1800 \text{ U/min}; M = \text{konst.}$



9.2.2 Gleichstrommotor 50 W mit 180poliger Lichtschranke

Die Regelung (Bild 23) arbeitet mit einer Schaltfrequenz von 3 kHz. Bei dieser Frequenz konnten die preisgünstigen, einfachdiffundierten Leistungstransistoren 2N3055 in der Schaltstufe eingesetzt werden. Um den hohen Anlaufstrom zu schalten, mußten drei gepaarte Transistoren parallel geschaltet werden. Bei der getakteten Regelung ergab sich eine erhebliche Reduktion der Aufnahmeleistung (Bild 24) und der Verlustleistung am Stellglied (Bild 25).

Als Drehzahlwertgeber wurde eine 180polige Lichtschranke vorgesehen. Zur Siebung der Monoflop-Ausgangsimpulse wurde ein Siebglied 2. Ordnung verwendet. Die Vorladeschaltung wird wegen der kleinen Zeitkonstante des Siebgliedes nicht benötigt.

Motor-Nennaten: $U_N = 24 \text{ V}$, $P_N = 50 \text{ W}$, $R_A = 0,56 \Omega$, $L_A = 0,9 \text{ mH}$, $n_N = 3000 \text{ U/min}$.

9.3 Getaktete Motorsteuerung mit Drehzahlmesser

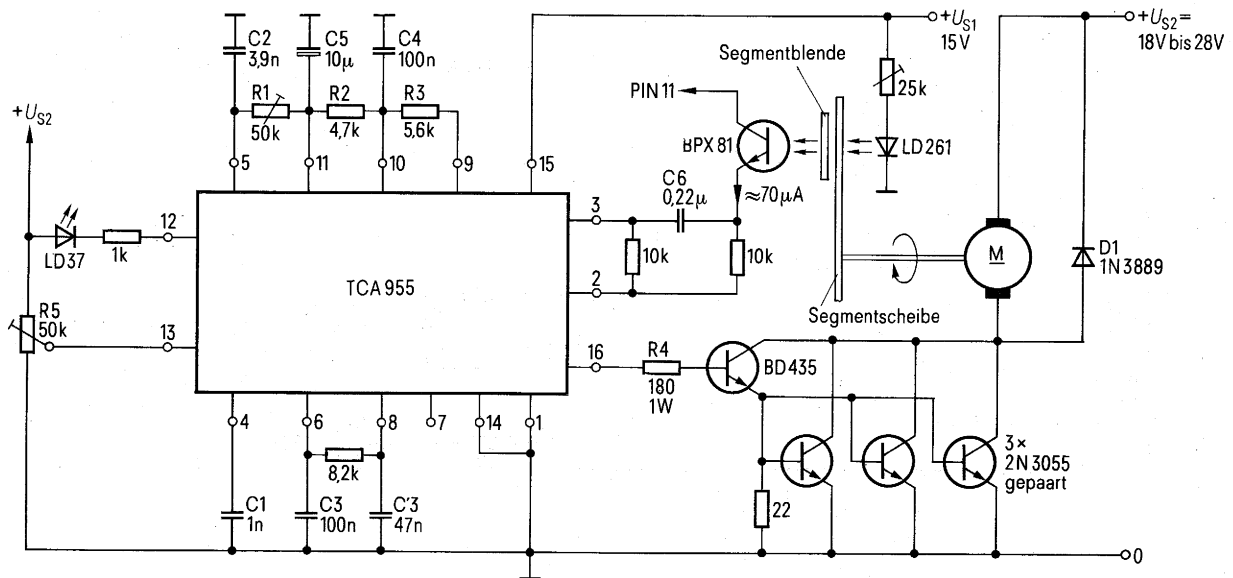
Eine getaktete Steuerung ist in Antrieben mit Batterieversorgung (Fahrzeugantriebe) wegen der möglichen Stromersparnis interessant. In diesem Bei-

spiel ist die Endstufe für die Steuerung eines 12-V/15-W-Motors ausgelegt (Bild 26).

Mit dem Potentiometer R_8 kann das Tastverhältnis der Ausgangsimpulse und damit die Motordrehzahl eingestellt werden.

Die Schaltfrequenzamplitude liegt ungedämpft am Sollwerteingang und wird mit der Gleichspannung am Potentiometer R_8 vom Komparator verglichen. Der Ausgang PIN 16 erzeugt Rechteckimpulse mit der Frequenz des Schaltfrequenzoszillators von etwa 8 kHz.

Bild 23 Drehzahlregelschaltung mit Schaltfrequenzoszillator für einen 50-W-Motor



C1 bis C4, C6 MKM-Schichtkondensatoren B 32540
 C5 Tantal-Elektrolytkondensator B 45 181

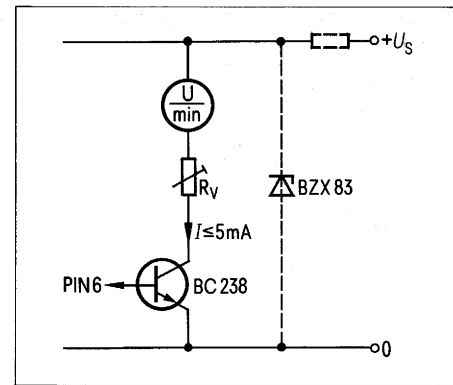
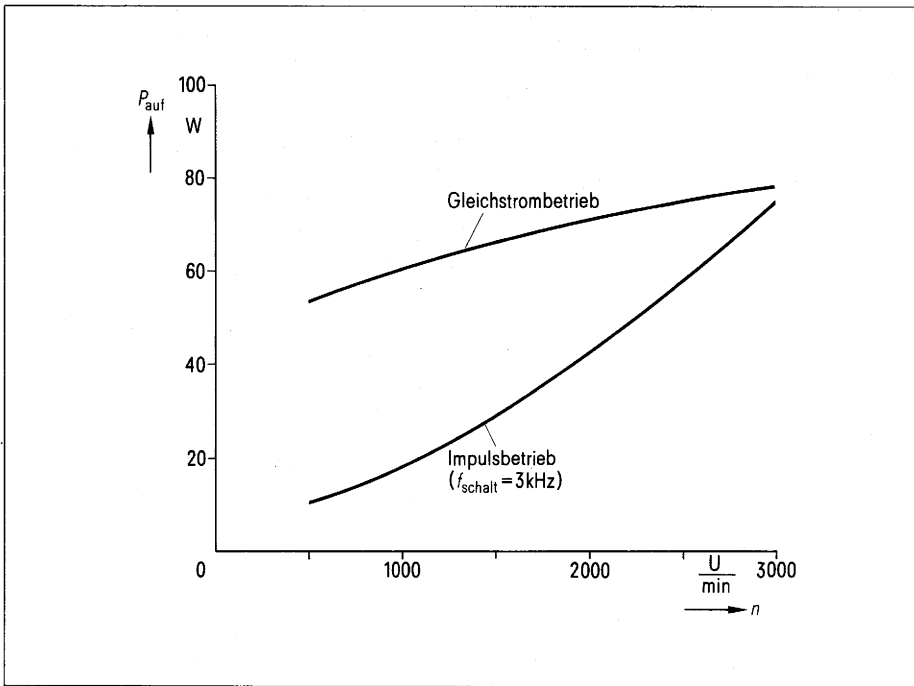
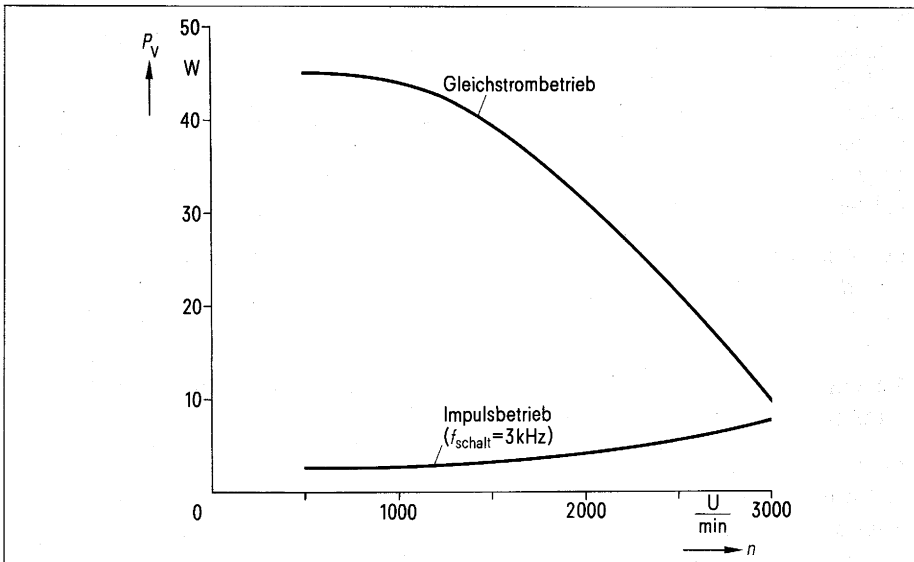


Bild 27 Schaltstufe für unempfindliches Drehpulinstrument

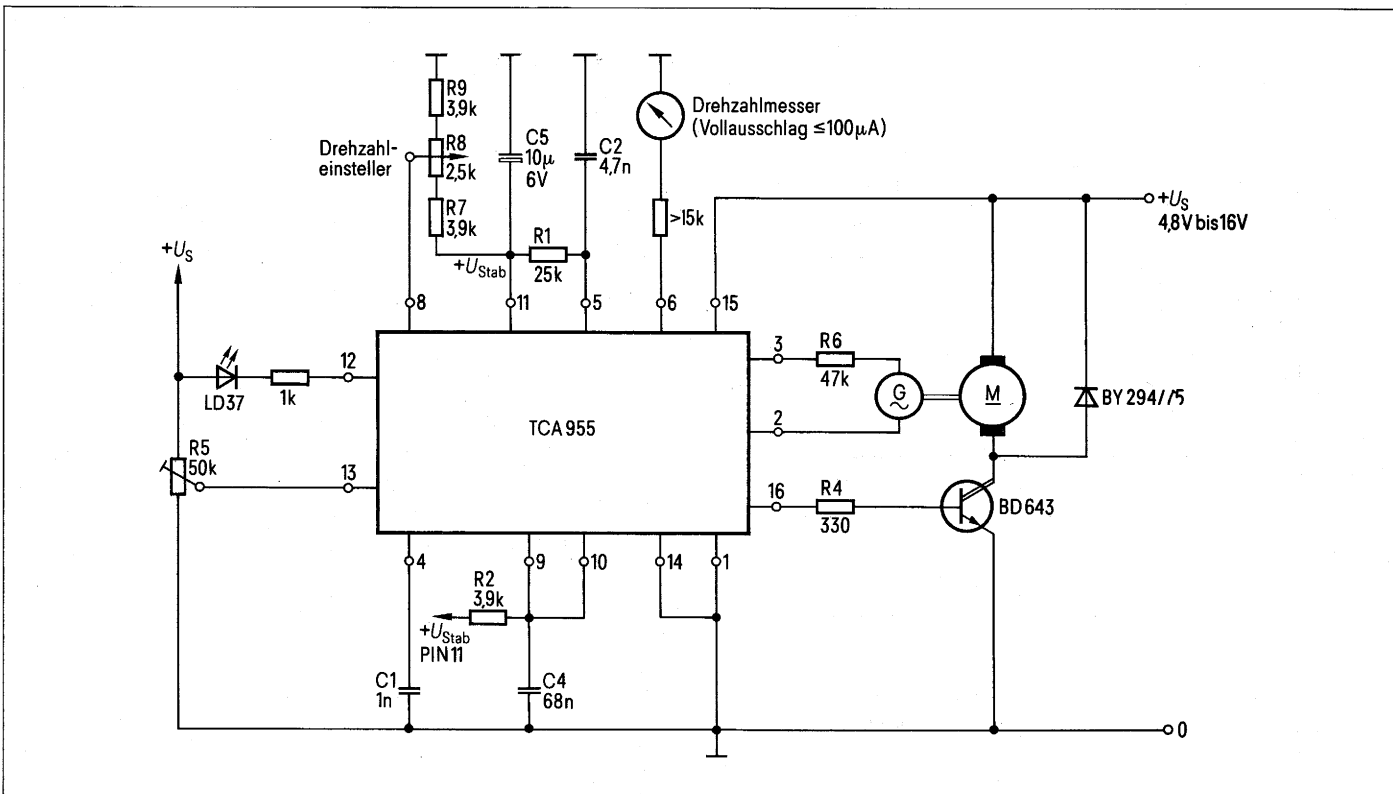
Bild 24 Aufnahmeleistung der Regelung in Abhängigkeit von der Drehzahl



Der Frequenz-Gleichspannungswandler der IS wird von dem 72poligen Tachogenerator des Motors angesteuert und dient als Drehzahlmesser. Am PIN6 kann über einen Vorwiderstand ein Drehpulinstrument mit max. $100\mu A$ Vollausschlag angeschlossen werden. Unempfindlichere Instrumente erfordern eine zusätzliche Schaltstufe nach **Bild 27**, die bei hoher Genauigkeitsforderung mit stabilisierter Spannung versorgt wird.

Bild 25 Verlustleistung am Stellglied in Abhängigkeit von der Drehzahl

Bild 26 Getaktete Motorsteuerung mit Drehzahlmesser



10. Drehzahlwertgeber, Ausführungs- und Anschlußbeispiele

Bei der mechanischen Ausführung der Drehzahlwertgeber ist auf hohe Symmetrie zu achten, um einen guten Motorgleichlauf zu erhalten.

10.1 Induktiver Geber (potentialfrei)

Er besteht aus einer Magnetscheibe mit mehreren Polpaaren und einer Induktionsspule.

10.2 Magnetischer Geber mit Differentialfeldplatte

Die Differentialfeldplatte erfordert bei hohen Umgebungstemperaturen und einer Spannung von $U_{\text{Stab}} = 3 \text{ V}$ einen Strom von ca. 10 mA. Dieser Strom kann nicht mehr von der internen Stabilisierungsschaltung der TCA955 aufgebracht werden.

Der Transistor BC238 übernimmt hier die Stromversorgung, der Transistor BC308 kompensiert seine Basis-Emitter-Schwelle, so daß an der Feldplatte wieder die Spannung U_{Stab} liegt.

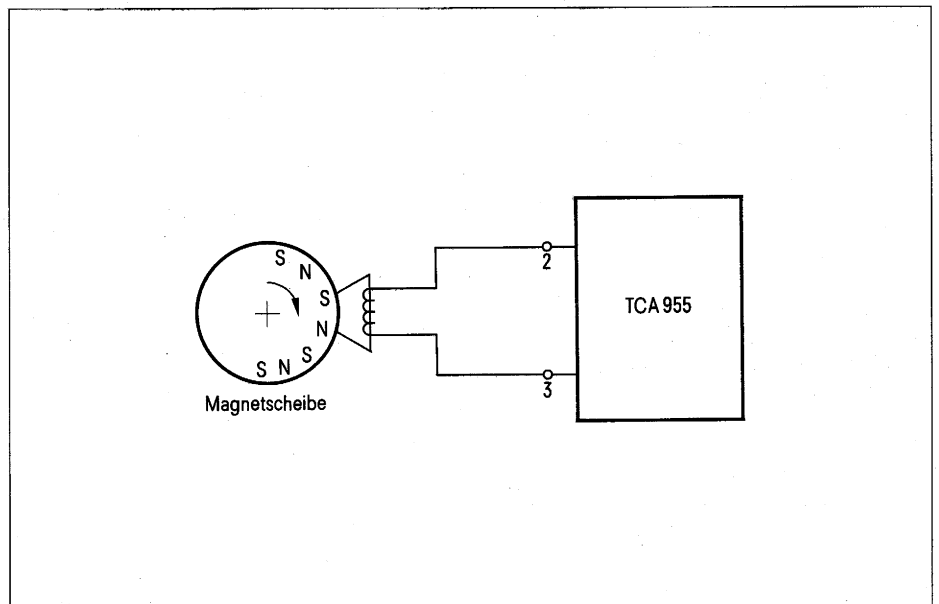
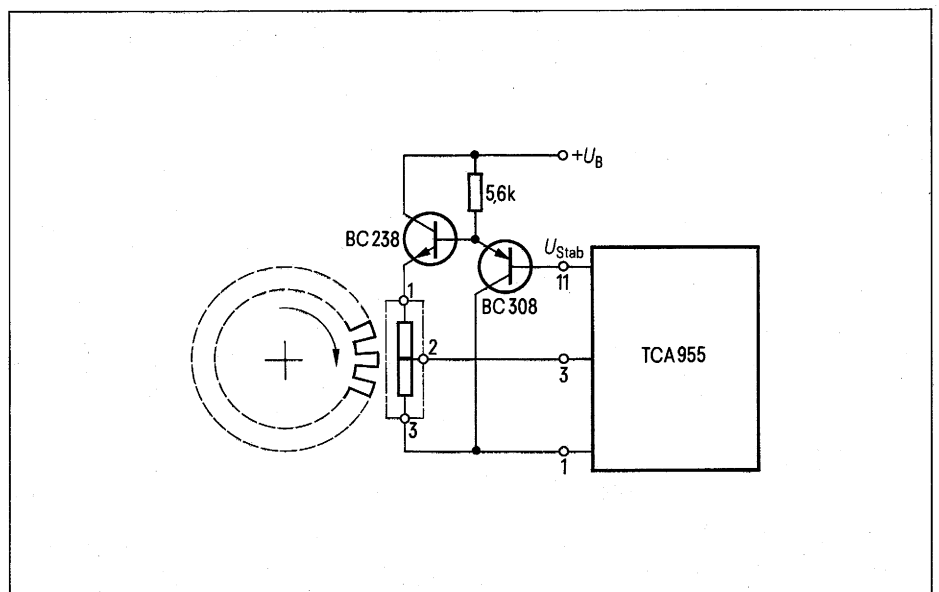


Bild 28 Induktiver Drehzahlwertgeber

Bild 29 Magnetischer Drehzahlwertgeber



10.3 Optische Geber

Der optische Geber besteht aus einer Lichtschranke und einer Segmentscheibe. Präzise, hochpolige Segmentscheiben (> 100 Segmente) können vorteilhaft aus entsprechend belichtetem Filmmaterial hergestellt werden. Die Empfindlichkeit der Lichtschranke wird erheblich gesteigert, wenn vor dem Fotoempfänger eine gleichartige Segmentblende angeordnet wird.

Für Anwendungen, in denen ein relativ hoher, instabiler Gleichlichtanteil und ein geringer Wechsellichtanteil vorhanden ist, kann eine kapazitive Kopplung vorteilhaft sein.

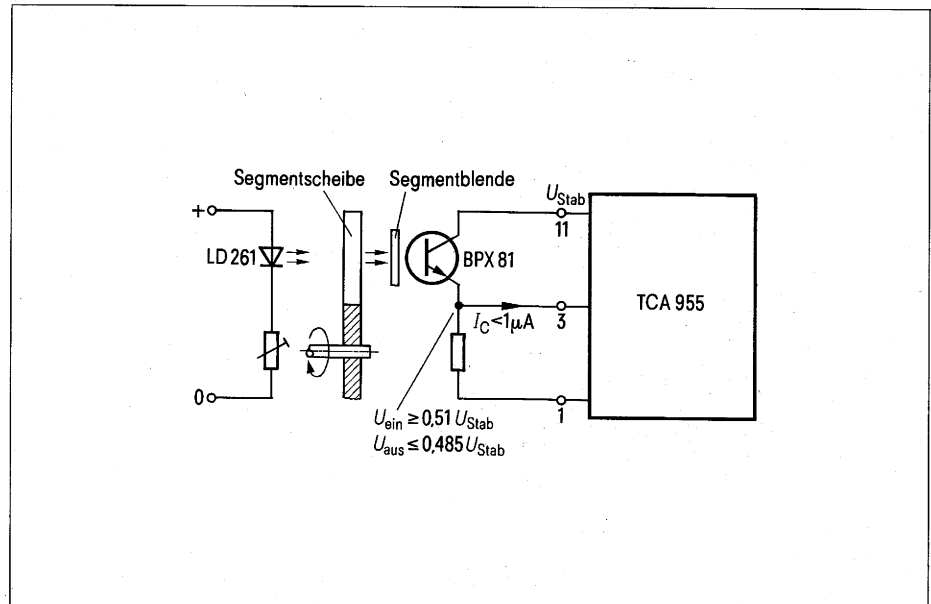
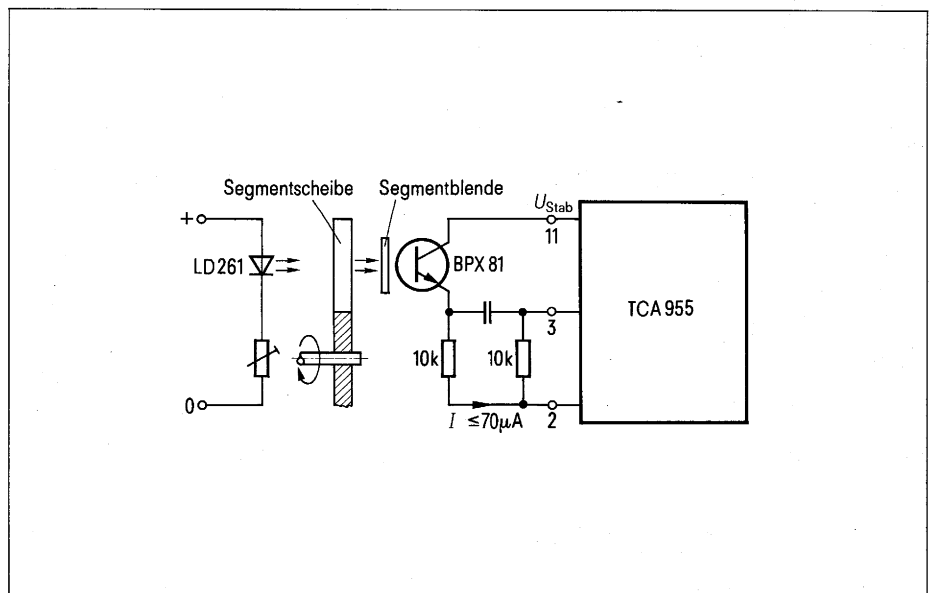


Bild 30 Optischer Drehzahlwertgeber (galvanisch gekoppelt)

Bild 31 Optischer Drehzahlwertgeber (kapazitiv gekoppelt)



Technische Daten zum Drehzahlregler TCA 955

Grenzdaten

Betriebsspannung (PIN 15)
Ausgangsstrom (PIN 16)
Lampenstrom (PIN 12)
Funktionsbereich stabilisiert, PIN 15
unstabilisiert¹⁾
Umgebungstemperatur
Sperrschichttemperatur
Lagertemperatur
Wärmewiderstand System–Umgebung

U_S	16	V
I_A	200	mA
I_L	15	mA
U_S	4,8 bis 16	V
U_S	2,2 bis 6	V
T_U	–25 bis +85	°C
T_j	150	°C
T_S	–55 bis +125	°C
R_{thSU}	120	K/W

Kenndaten bei $U_S = 2,2$ bis 16 V, $T_u = 25$ °C

Intern stabilisierte Spannung, PIN 11²⁾
Stromaufnahme, PIN 15
($U_{Batt} = 4,8$ V, $I_{16} = 0$)
Eingangswechselspannung (potentialfrei)
PIN 2 und 3
Eingangsschaltspannung, PIN 3
Hysterese der Eingangsschaltspannung
Eingangsstrom, PIN 3
H-Ausgangsspannung ($I_A = 50$ mA), PIN 16
Tastverhältnis-Regelbereich
Schaltfrequenz
(ohne Schaltfrequenzoszillator³⁾)
max. Drehzahlfehler bei Tastverhältnis-
Regelung von 0 bis 100 %³⁾

U_{stab}	3 (2,75 bis 3,3)	V
I_S	8,3	mA
U_E	> 30	mV _{eff}
U_E	> $0,51 \cdot U_{stab}$ $0,015 \cdot U_{stab}$	
I_E	0,5 (< 1)	µA
U_{AH}	$U_{Batt} - 1$ V 0 ... 100	%
f	$\frac{n \cdot p}{30}$	Hz
F_{max}	$\frac{1,93 \cdot 10^5}{n \cdot p \cdot C_3}$	%

Batteriestandsanzeige

Schaltswelle (PIN 13) LED ein
LED aus
Eingangsstrom (PIN 13)
Ausgangsstrom (PIN 12)

U_{13}	> 1,3	V
U_{13}	< 1,1	V
I_E	< 0,2	µA
I_L	≤ 15	mA

Schaltfrequenzoszillator

Ausgangsspannung (PIN 10)

$$U_{AOsz} = (0,4 \dots 0,6) \cdot U_{stab}$$

Schaltfrequenz f

$$f \approx \frac{1}{0,4 \cdot R_2 \cdot C_4}$$

1) PIN 11 und PIN 15 verbunden, interne Stabilisierung (3 V) ist dann überbrückt.

2) Ausgang der intern stabilisierten Spannung bei $U_S \geq 4,8$ V

3) $n = \frac{U}{\min}$; p = Polpaare des Tachogenerators; C_3 in µF

nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwend