

# Monolithisch integrierte bipolare Schaltregler-IS B 2960 VG

Dipl.-Ing. JOACHIM HOLFERT und  
Dipl.-Ing. RAINER ZIMMERMANN

## Anwendung

Die IS B 2960 VG ist ein Schaltregelbaustein für die verlustleistungssparende Abwärtsregelung von Gleichspannungen von 9...46 V bei Lastströmen bis zu 4 A. Sie arbeitet nach dem Prinzip der Pulsbreitenmodulation und ist ein Erzeugnis der Halbleiterwerke Frankfurt (Oder) GmbH. Unabhängig vom Regelkreis enthält die IS eine Abtastschaltung zur Überspannungskontrolle und einen Resetblock, der bei Spannungszusammenbruch ein Signal abgibt. Weitere Merkmale sind ein integrierter Oszillator, eine Sanftanlaufschaltung, ein Sperreingang für die Endstufe und eine integrierte Schutzschaltung für Überstrom, Ausgangskurzschluß und Überhitzung.

Die Anschlußbelegung ist aus Bild 1 und Tafel 1 ersichtlich, das Blockschaltbild wird im Bild 2 gezeigt.

## Erzeugnisstandard

Fachbereichsstandard TGL 45 660

## Bauform

15poliges Leistungsgehäuse H3F2

## Masse

≈ 7 g

## Internationaler Vergleichstyp

L 296 von SGS-ATES

Tafel 1: Anschlußbelegungen der B 2960 VG

Anschluß-Nr.	Funktion
1	Eingang der Überspannungsüberwachung
2	Ausgang des getakteten Stroms
3	Versorgungsspannungseingang
4	Einstellung der Strombegrenzung
5	Sanftstart-Kondensatoranschluß
6	Sperreingang (Inhibit)
7	invertierender Eingang des Pulsweitenmodulators
8	Masse
9	nichtinvertierender Eingang des PWM und Ausgang des Fehlerverstärkers
10	Regeleingang des Fehlerverstärkers
11	Oszillatoranschluß für $R_1$ und C-
12	Eingang der Resetschaltung
13	Verzögerungskondensatoranschluß der Resetschaltung
14	Ausgang der Resetschaltung
15	Ausgang der Überspannungsüberwachung

## Funktionsbeschreibung

Zwischen dem Eingang und dem Ausgang der IS befinden sich nach Bild 2 nur der niederohmige Widerstand, der das Signal für den Strombegrenzungskomparator gewinnt, und die Kollektor-Emitter-Strecke des Leistungsschalttransistors, die im Takt der pulswidenmodulierten Generatorfrequenz auf- und zugesteuert wird. Dieses Rechteckpulsignal wird mit Hilfe des Tiefpasses am Ausgang ( $V_F$ , L,  $C_0$ ) in die Ausgangsgleichspannung zurückverwandelt. Die Sollausgangsspannung  $U_0$  wird mit dem externen Spannungsteiler  $R_1$ ,  $R_2$  auf den Wert der internen Referenzspannung von 5,1 V geteilt. Der Fehlerverstärker bildet aus der Differenz der momentanen geteilten Ausgangsspannung und der Referenzspannung eine Regelgleichspannung. Zur Vermeidung von Regelschwingungen erfolgt am Anschluß 9 mit einer RC-Beschaltung eine Dämpfung der Änderungsgeschwindigkeit dieser Regelspannung. Die Frequenz des Sägezahngenerators wird mit  $C_T$  und  $R_T$  festgelegt. Die erzeugte Sägezahnspannung wird im PWM-Komparator mit der Regelgleichspannung verglichen und eine pulswiden-

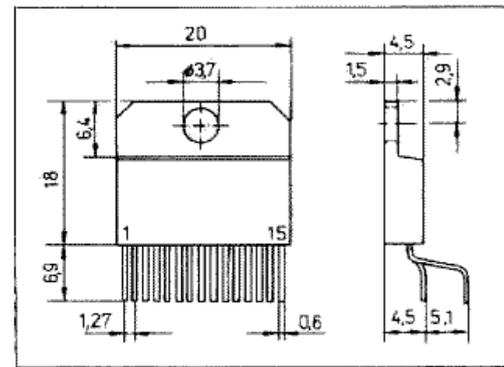


Bild 1: Gehäuseansicht und Anschlußbelegungen der B 2960 VG

tenmodulierte Rechteckspannung gebildet. Die Frequenz der Rechteckschwingung entspricht dabei der Generatorfrequenz, und der Tastgrad mit den Grenzwerten 0 und 1 wird vom Wert der Regelgleichspannung bestimmt. Die Rechteckspannung schaltet über ein Logikgatter bei Freigabe der drei anderen Toreingänge den Ausgangsleistungstransistor. Bei durchgeschaltetem Leistungstransistor fließt über die Drossel L ein Strom, der einerseits  $C_0$  auflädt und andererseits über den Lastwiderstand fließt. Wird der Leistungstransistor gesperrt, fließt durch die Gegeninduktion der Strom durch L weiter. Dieser Strom muß von der Freilaufdiode  $V_F$  geliefert werden. Zu diesem Zeitpunkt baut sich am Anschluß 2 eine negative Spannung auf, die der Fluß-

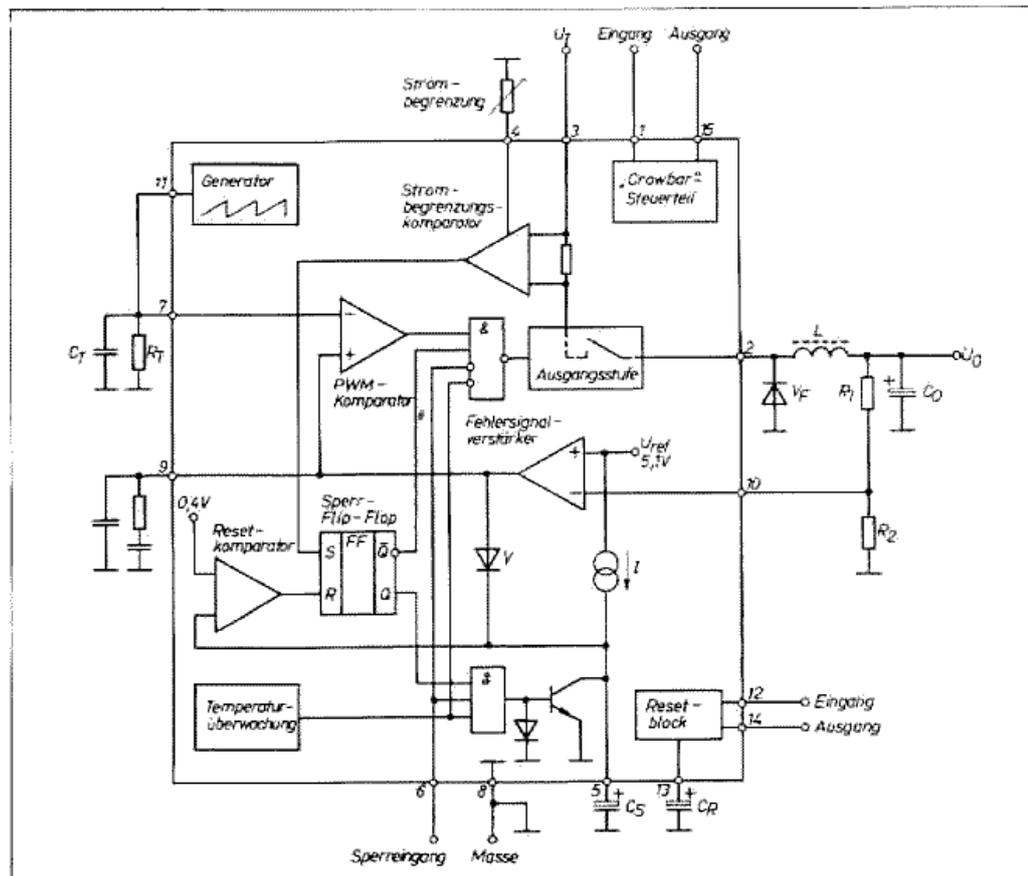


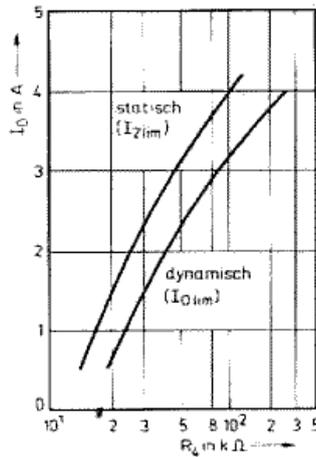
Bild 2: Blockschaltbild der B 2960 VG

spannung von  $V_F$  entspricht. Bei  $I_0 = 4\text{ A}$  und  $U_1 = 46\text{ V}$  darf diese Flußspannung maximal  $4\text{ V}$  erreichen, da die Bruchspannung der IS mit  $50\text{ V}$  garantiert wird. Durch das Verhältnis Einschalt- zu Ausschaltzeit wird die Ladung von  $C_0$  gesteuert und so die Ausgangsspannung konstant gehalten. Durch  $L$  fließt also ein pulsierender Gleichstrom, dessen Spitzenwert bis zu  $0,5\text{ A}$  über dem Laststrom liegen kann.

Beim Einschalten der Eingangsspannung ist  $C_0$  noch völlig entladen, was auf die IS wie ein Ausgangskurzschluß wirkt. Der Fehlersignalverstärker würde durch die hohe Differenz der geteilten Ausgangsspannung ( $0\text{ V}$ ) zur Referenzspannung seine größtmögliche Ausgangsregelspannung liefern und damit den PWM-Komparator auf sein größtes Tastverhältnis (dauernd ein) steuern. Der nun ständig eingeschaltete Leistungstransistor würde einen Ausgangsstrom treiben, der den Spitzenstrom überschreitet, wodurch der Strombegrenzungskomparator das Regelsystem wieder ausschaltet. Die Regelstrecke kann so nicht anlaufen. Zu diesem Zweck existiert eine Anlaufschaltung, die einen sogenannten Sanftstart realisiert. Beim Einschalten ist  $C_S$  am Anschluß 5 entladen. Mit einer Spannung von etwa  $0,4\text{ V}$  wird über den Resetkomparator das Sperr-Flip-Flop rückgesetzt und über die Diode  $V$  die Regelspannung des Fehlerverstärkers so klein gehalten, daß die PWM-Schaltung ein sehr kleines Tastverhältnis erreicht und so  $C_0$  nur langsam aufgeladen wird, ohne daß der Spitzenstrom überschritten wird. Durch die Stromquelle  $I$  wird  $C_S$  in einer definierten Zeit, die ausreichend für die Aufladung von  $C_0$  ist, auf  $5,1\text{ V}$  geladen und damit die Regelstrecke für die normale Spannungsregelung freigegeben.

Liegt am Ausgang ein Überlastungsfall vor, so erzeugt der Strombegrenzungskomparator ein Signal und setzt das Sperr-Flip-Flop, wodurch die Ansteuerung der Ausgangsstufe unterbrochen und gleichzeitig  $C_S$  über einen Stromspiegel in einer definierten Zeit entladen wird. Erst bei Unterschreitung eines Pegels von  $0,4\text{ V}$  am Anschluß 5 wird das Sperr-Flip-Flop durch den Resetkomparator zurückgesetzt, und ein neuer Sanftstart kann beginnen. Liegt der Ausgangskurzschluß noch vor, so wiederholt sich der Vorgang. Die Umladung von  $C_S$  erfolgt mit einer typischen Periodendauer von  $5\text{ ms}$  ( $200\text{ Hz}$ ). In dieser Zeit wird nur einmal der Spitzenstrom erreicht. Über die Zeit integriert garantiert das eine mittlere Stromaufnahme aus der Quelle  $U_1$  von nur weniger als  $100\text{ mA}$ . Die entsprechenden Stromspitzen kann dabei ein Eingangsstützkondensator liefern.

Der Strombegrenzungskomparator spricht bei unbeschaltetem Anschluß 4 bei  $\geq 4,5\text{ A}$  an. Mit dem Widerstand  $R_4$  kann diese Schwelle verringert werden. Die erforderlichen Widerstandswerte



**Bild 3: Mittlerer Wert des Einsatzes der Strombegrenzung in Abhängigkeit von  $R_4$**

(Richtwerte) können Bild 3 entnommen werden. Das Abschalten der Regelstrecke kann außerdem auch durch die Temperaturüberwachungsschaltung oder mit Hilfe des externen Sperr-eingangs erfolgen. In beiden Fällen wird auch der Sanftstartkondensator entladen.

Neben den schon beschriebenen Funktionsgruppen enthält die B 2960 VG noch zwei weitere, von der Gesamtschaltung unabhängige Baugruppen, die Überspannungsüberwachung Crowbar und den Resetblock.

Die Überspannungsüberwachung hat einen Eingangstrigger mit einem Schwellwert von  $6\text{ V}$ , der direkt mit Anschluß 10 verbunden die Ausgangsspannung  $U_0$  oder, mit einem Spannungsteiler an  $U_1$  angebunden, die Ein-

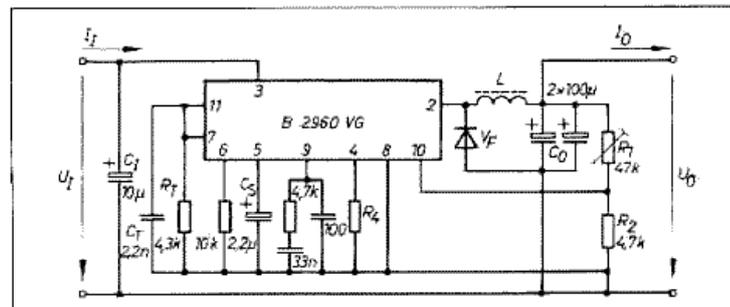
gangsspannung überwacht. Der Ausgang liefert einen Thyristorzündimpuls mit bis zu  $100\text{ mA}$  Zündstrom.

Im Ruhezustand ist Anschluß 15 niederohmig und kann als Senke bis zu  $5\text{ mA}$  aufnehmen, wodurch ein ungewolltes Zünden des angeschlossenen Thyristors verhindert wird. Dieser Schutzthyristor kann ein- oder ausgangsseitig angeordnet sein. Im ersten Fall bringt er die eingangsseitige Schmelzsicherung zum Ansprechen und schützt so nicht nur die von der B 2960 VG mit Betriebsspannung versorgte Elektronik, sondern auch die IS selbst vor Überspannung.

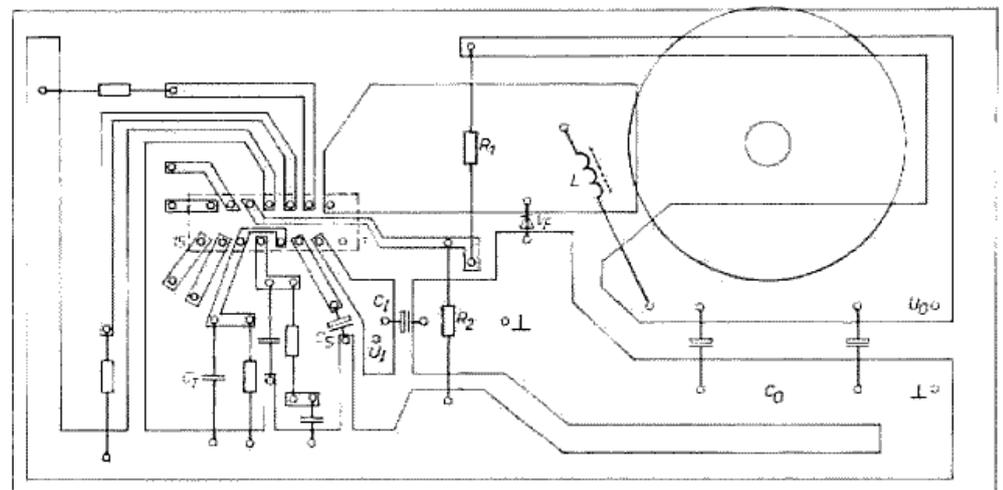
Der Resetblock wird gern benutzt, wenn die B 2960 VG zur Versorgung von Mikroprozessoren oder anderer Logik verwendet werden soll. Er liefert L-Pegel, sobald die Ausgangsspannung zusammenzubrechen droht und gibt so die Gelegenheit, gerade bearbeitete Daten noch in sichere Speicher zu retten.

Jedes Absinken der Reseteingangsspannung unter  $4,75\text{ V}$  wird mit einem sofortigen L-Pegel am Anschluß 14 gemeldet. Entsprechend dem dann erforderlichen Wiederaufladen von  $C_R$  tritt nach dem Ende des Spannungseinbruchs am Anschluß 14 der H-Pegel erst mit einer Verzögerung auf.

Zumeist wird der Reseteingang 12 mit Anschluß 10 verbunden, so daß sich wieder die oben beschriebene Anwendung ergibt. Die Funktion der Netzausfallwarnung wird mit dem Anbinden des Reseteingangs an  $U_1$  mit Hilfe eines Spannungsteilers realisiert.



**Bild 4: Grundschiene eines Regelteiles bzw. Meßschaltung für dynamische Kenngrößen**



**Bild 5: Platinenlayout der dynamischen Meßschaltung**

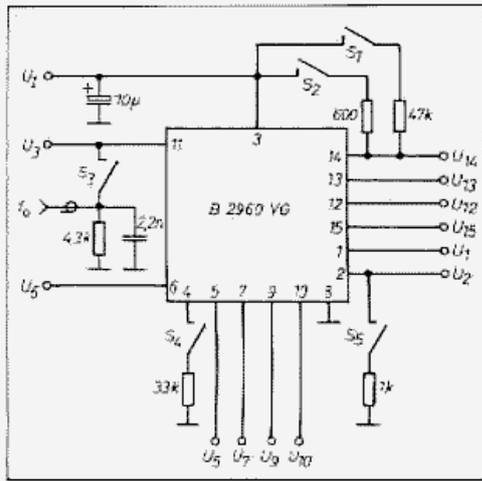


Bild 6: Statische Meßschaltung

### Grundschaltung zur Spannungsregelung

Im Bild 4 wird die Schaltung für das im Bild 5 gezeigte Platinenlayout vorgestellt. Es ist die einfachste Variante ohne Anwendung des Crowbar- und des Re-

setblockes. Angaben zur Dimensionierung der Elemente des Tiefpasses am Ausgang des Schaltkreises folgen. Die Reststörspannung dieser Schaltung besteht aus hochfrequenten Anteilen der Schaltspitzen und liegt im Bereich von einigen Millivolt.

### Anwendungshinweise

In Schaltreglern kann es durch hohe Ströme auf den Masseleitungen, begünstigt durch die steilen Impulsflanken, zu unerwünschten Schwingungen kommen, die sich der Taktfrequenz überlagern und die Funktion der Schaltung beeinträchtigen können. Darum sind für Signal- und Lastströme generell getrennte Masseleitungen zu führen und alle Schaltkreisanschlüsse so kurz wie möglich zu beschalten. Insbesondere ist die Freilaufdiode  $V_F$  unmittelbar am Anschluß 2 der IS anzuordnen, um deren störende Zuleitungsinduktivitäten gering zu halten. Im Bild 5 ist das Layout eines Regeltei-

les gezeigt, bei dessen Masseführung wilde Schwingungen nicht zu befürchten sind.

Für die Freilaufdiode  $V_F$  ist ein Typ mit niedriger Flußspannung und geringer Sperrerrholzeit ( $t_{rr} \leq 35$  ns) zu wählen. Geeignet sind die Schottky-Dioden SY 515 und SY 525, sowie bei Ausgangsspannungen über 5 V die speziellen Schaltdioden SY 710 und SY 715.

Die Speicherdrossel L hat eine Induktivität von  $300 \mu\text{H}$  bei maximalem Laststrom. Bei der Auswahl des Kernmaterials ist zu beachten, daß die Drossel nicht im Sättigungsbereich betrieben werden darf, empfohlen wird Manifer 194. Bei einer Arbeitsfrequenz von 100 kHz und einem Laststrom von 4 A können zwei Kerne empfohlen werden:

- Topfkern nach TGL 37508:  $36 \times 22$ ;  $A_L = 250$ ;  $n = 34$ ; dazu Spulenkörper nach TGL 16565
- EC-35-Kern nach TGL 39596 mit Luftspalt von 0,5 mm je Schenkel,  $n = 44$ .

Tafel 2: Elektrische Kennwerte ( $\theta_{JA} = 25^\circ\text{C} \sim 5\text{K}$ ; Verwendung eines Kühlkörpers mit  $R_{thJA} = 4\text{K/W}$  auf den Meßschaltungen)

erreichbare Ausgangsspannung $U_{A1}$ in V bei $U_1 = 46\text{V}$ ; $I_{O1} = 1\text{A}$ ; $S_1$ offen	$\geq 40,0$ ; typ. 45,02
erreichbarer Laststrom $I_{O1,max}$ in A bei $U_1 = 9\text{V}$ ; $S_1$ geschlossen	$\geq 4,0$ ; typ. 5,11
Referenzspannung $U_{REF}$ in V bei $U_1 = 46\text{V}$ ; $I_{O1} = 2\text{A}$ ; $S_1$ geschlossen $U_2 = 9\text{V}$ ; $I_{O2} = 2\text{A}$ ; $S_1$ geschlossen	5,0...5,2 typ. 5,077 typ. 5,099
Ruhestrom an Anschluß 3 im eingeschalteten Zustand $I_{CC,CP}$ in mA bei $U_3 = 46\text{V}$ ; $U_6 = U_5 - U_7$ ; $U_{10} = 0\text{V}$	$\approx 85$ ; typ. 53,9
Ruhestrom an Anschluß 3 im ausgeschalteten Zustand $I_{CC,CA}$ in mA bei $U_3 = 46\text{V}$ ; $U_6 = U_2$ ; $U_{10} = 0\text{V}$ ; $U_8 = 3\text{V}$	$\leq 40$ ; typ. 26,0
erreichbarer Ausgangsspitzenstrom $I_{A1}$ in A bei $U_1 = 28\text{V}$ ; $U_6 = U_7 = U_{11} = 0\text{V}$	$\leq 4,5$ ; typ. 5,20
Ausgangsspitzenstrombegrenzung $I_{A1}$ in A bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_6 = U_7 = U_{11} = 0\text{V}$ ; $S_2$ geschlossen	1,8...3,2; typ. 2,35
Sättigungsspannung $U_{A2,sat}$ in V bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_6 = U_7 = U_{11} = 0\text{V}$ ; $I_2 = 4\text{A}$ $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_6 = U_7 = U_{11} = 0\text{V}$ ; $I_2 = 2\text{A}$	$\leq 3,2$ ; typ. 1,43 $\leq 2,1$ ; typ. 1,05
Ausgangsreststrom $-I_{A2}$ in $\mu\text{A}$ bei $U_3 = 46\text{V}$ ; $U_7 = U_{10} = 0\text{V}$ ; $U_6 = 3\text{V}$ ; $S_2$ geschlossen	$\leq 2000$ ; typ. 75,8
Oszillatorfrequenz $f_{osc}$ in kHz bei $U_2 = 9\text{V}$ ; $S_2$ geschlossen	85...115; typ. 95,4
Eingangsspannungsausregelung $\Delta U_{O1}$ in mV bei $U_1 = 10\text{V}$ ; $U_7 = 40\text{V}$ ; $I_0 = 2\text{A}$ ; $S_1$ geschlossen	$\leq 50$ ; typ. 20
Lastausregelung $ \Delta U_{O1} $ in mV bei $U_1 = 9\text{V}$ ; $I_0 = 0,5\text{A}$ ; $I_{O1} = 4\text{A}$ ; $S_1$ geschlossen	$\leq 45$ ; typ. 7,6
Sanftstart-Quellstrom $-I_{SC}$ in $\mu\text{A}$ bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_5 = 0,2\text{V}$ ; $U_6 = U_{12} = 0\text{V}$	$\leq 160$ ; typ. 123
Sanftstart-Sinkstrom $I_{SS}$ in $\mu\text{A}$ bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_5 = U_6 = 3\text{V}$	$\leq 120$ ; typ. 89
Freigabeschwellspannung $U_{F1}$ in V bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_6 = U_7$ ; $U_{10} = 0\text{V}$ ; $S_2$ geschlossen; Bewertung $U_{12} \geq 7\text{V}$	0,8...1,3; typ. 0,92

Sperrschwellspannung $U_{SP}$ in V bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_6 = U_7$ ; $U_{10} = 0\text{V}$ ; $S_2$ geschlossen; Bewertung $U_{12} \geq 2\text{V}$	1,4...2,0; typ. 1,56
Freigabestrom $-I_{A1}$ in $\mu\text{A}$ bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_6 = 0,8\text{V}$	$\leq 10$ ; typ. 1,98
Ausgangs quellstrom des Fehlerverstärkers $I_{O2}$ in $\mu\text{A}$ bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_6 = 5\text{V}$ ; $U_9 = 2,5\text{V}$ ; $U_{10} = 4,8\text{V}$	100...200; typ. 140
Ausgangssinkstrom des Fehlerverstärkers $I_{O2}$ in $\mu\text{A}$ bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_6 = 5\text{V}$ ; $U_9 = 2,5\text{V}$ ; $U_{10} = 5,4\text{V}$	100...200; typ. 136
H-Ausgangsspannung des Fehlerverstärkers $U_{A2}$ in V bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_6 = 5\text{V}$ ; $U_{10} = 4,8\text{V}$ ; $-I_2 = 0,1\text{mA}$	$\leq 3,5$ ; typ. 3,97
L-Ausgangsspannung des Fehlerverstärkers $U_{A2}$ in mV bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_6 = 5\text{V}$ ; $U_{10} = 5,4\text{V}$ ; $I_2 = 0,1\text{mA}$	$\leq 500$ ; typ. 198
Eingangsbiasstrom des Fehlerverstärkers $I_{BI}$ in $\mu\text{A}$ bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_{10} = 5,2\text{V}$	$\leq 10$ ; typ. 1,9
offene Schleifenverstärkung des Fehlerverstärkers $A_{OL}$ in dB bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_6 = 5\text{V}$ ; $U_{10} = 1\text{V}$ ; $U_{11} = 3\text{V}$	$\geq 46$ ; typ. 51,8
Quellstrom des Oszillators $I_{O3}$ in mA bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_{11} = 0,6\text{V}$	$\geq 5,0$ ; typ. 21,7
Resetsprechschwellspannung $\Delta U_{12T}$ in mV bei $U_2 = 9\text{V}$ ; $S_2$ geschlossen; Bewertung $U_{12} \geq 0,2\text{V}$	100...200; typ. 156
Reseteingangshysterese $\Delta U_{12}$ in mV bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $S_2$ geschlossen; Bewertung $U_{12} \geq 4,3\text{V}$	50...100; typ. 75,7
Biasstrom der Resetschaltung $I_{B2}$ in $\mu\text{A}$ bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_{12} = 5,3\text{V}$	$\leq 10$ ; typ. 1,75
Entladestrom des Verzögerungskondensators $I_{D35}$ in mA bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_{12} = U_{13} = 4,7\text{V}$	$\approx 10$ ; typ. 14,2
Ladestrom des Verzögerungskondensators $-I_{L35}$ in $\mu\text{A}$ bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_{12} = 5,3\text{V}$ ; $U_{13} = 3\text{V}$	70...140; typ. 91,7
Resetsprechschwellspannung am Verzögerungseingang $U_{13T}$ in V	

bei $U_1 = 9\text{V}$ ; $U_2 = 5,3\text{V}$ ; $S_2$ geschlossen; Bewertung $U_{12} \leq 0,2\text{V}$	4,3...4,7; typ. 4,44
L-Ausgangsspannung der Resetschaltung $U_{RST}$ in mV bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_{12} = 2\text{V}$ ; $S_2$ geschlossen	$\leq 200$ ; typ. 142
Einschaltenschwellspannung der Überspannungssicherung $U_{17}$ in V bei $U_6 = 9\text{V}$ ; $U_7 = 4,5\text{V}$ ; Bewertung $-I_{17} \leq 70\text{mA}$	5,5...6,4; typ. 5,88
L-Ausgangsspannung der Überspannungssicherung $U_{17}$ in mV bei $U_3 = 46\text{V}$ ; $U_6 = 5,4\text{V}$ ; $I_{17} = 5\text{mA}$	$\leq 400$ ; typ. 165
Biasstrom der Überspannungssicherung $I_{17}$ in $\mu\text{A}$ bei $U_3 = 9\text{V}$ ; $U_{17} = 6\text{V}$	$\geq 10$ ; typ. 1,84
Eingangsstrom bei Ausgangskurzschluß $I_{CS}$ in mA bei $U_1 = 46\text{V}$ ; $C_S = 2,2\mu\text{F}$	typ. 50,4
minimale Spannungsdifferenz zwischen Eingang und Ausgang $U_{1,MIN}$ in V bei $U_5 = 10\text{V}$ ; $I_1 = 2\text{A}$ $ \Delta U_{O1}  = 100\text{mV}$ $U_3 = 10\text{V}$ ; $I_2 = 4\text{A}$ $ \Delta U_{O2}  = 100\text{mV}$ $U_6 = 5,1\text{V}$ ; $I_3 = 2\text{A}$ $ \Delta U_{O3}  = 100\text{mV}$ $U_8 = 5,1\text{V}$ ; $I_4 = 4\text{A}$ $ \Delta U_{O4}  = 100\text{mV}$	typ. 1,13 typ. 1,60 typ. 2,42 typ. 2,54
Abschalttemperatur der Wärmeschutzschaltung $\theta_{ST}$ in $^\circ\text{C}$ bei $U_1 = 28\text{V}$ ; $I_1 = 0,5\text{A}$	typ. 140
Temperaturkoeffizient der Referenzspannung $TK_{REF}$ in mV/K bei $U_1 = 28\text{V}$ ; $I_1 = 2\text{A}$ ; $\theta_1 = 0$ ...100 $^\circ\text{C}$	0,04...0,98; typ. 0,41
Differenz der Referenzspannung bei Veränderung der Oszillatorfrequenz von 100 auf 500 kHz $\Delta U_{REF}$ in mV bei $U_1 = 28\text{V}$ ; $I_1 = 1\text{A}$	-1...-10; typ. -6,4
innerer Wärmewiderstand $R_{th(j-c)}$ in K/W	$\leq 4$ ; typ. 3
Gesamtwärmewiderstand $R_{th(a-c)}$ in K/W	$\approx 41$ ; typ. 39

<sup>1)</sup> Bei der Labormessung von  $-I_{SC}$  und  $-I_{SS}$  wird wie folgt vorgegangen:  $U_6 = 0,2\text{V}$ ;  $U_3$  einschalten bei  $-I_2 = 1\text{A}$ , dann  $U_6$  auf 0,5 V erhöhen;  $-I_2$  erhöhen, bis die Kurzschlußsicherung anspricht, danach  $U_6$  wieder auf 0,2 V stellen (Ausgangszustand)  
<sup>2)</sup> Es gilt  $\Delta U_{12T} = U_{12T} - U_{12}$

**Tafel 3: Grenzwerte**

Eingangsspannung $U_{E2}$ in V	0...50
Eingangs-Ausgangs-Differenzspannung $U_{D2}$ in V	$\leq 50$
Ausgangsspannung $U_{A2}$ in V	$\leq -1$
Ausgangsspitzenspannung $U_{D2,sp}$ in V bei $t_w \leq 0,1 \mu s$ ; $T \leq 5 \mu s$	$\leq -7$
Eingangsspannung der Überspannungssicherung $U_{U2}$ in V bei $U_{E2} \geq 9V$	-0,7...10
Reseteingangsspannung $U_{R2}$ in V	0,7...10
Eingangsspannung der Regelschleife $U_{R3}$ in V	0,7...7
Inhibit-Eingangsspannung $U_{R3}$ in V	0,7...7
Spannung am Strombegrenzungsanschluß $U_{S2}$ in V	0...5,5
Spannung am Sanftstartkondensator $U_{S2}$ in V	0...5,5
Spannung am Pulsdauermodulator (-Eingang) $U_{D2}$ in V	0...5,5
Spannung am Pulsdauermodulator (+Eingang) $U_{D2}$ in V	0...5,5
Spannung am Resetverzögerungskondensator $U_{D3}$ in V	0...5,5
Ausgangsspannung der Überspannungssicherung $U_{U2}$ in V	0...15
Ausgangsspannung $U_{A2}$ in V bei $I_0 = 1mA$	0... $U_0$
Resetstrom $I_{R2}$ in mA	$\leq 50$
Oszillatorstrom $I_{O2}$ in mA	$\leq 20$
mittlerer Ausgangsstrom $-I_0$ in A	$\leq 4$
Ausgangsspitzenstrom $I_{D2}$ in A bei $t_w \leq 0,5 \mu s$ ; $T \leq 5 \mu s$	$\leq 5^{(1)}$
Chiptemperatur $\theta_c$ in °C	$\leq 150^{(1)}$
Gesamtverlustleistung $P_{tot}$ in W bei $\theta_c = 70^\circ C$	$\leq 20$

<sup>1</sup> sofern nicht durch bauelementeinterne Schutzschaltung eher begrenzt

**Tafel 4: Betriebsbedingungen**

Eingangsspannung $U_{E2}$ in V	9...46
Inhibit-Eingangsspannung $U_{R2}$ in V	-0,3...5,5
Umgebungstemperatur $\theta_a$ in °C	-25...85 <sup>1)</sup>

<sup>1</sup> bei  $R_{thja} = 4 K/W$  und  $P_{tot} = 6,5 W$

Bewickelt werden diese Kerne mit CuL  $\varnothing = 1 mm$ .

Weiterhin wird ein großes Sortiment geeigneter Kerne mit Zubehör von Valvo angeboten.

Für den Glättungskondensator  $C_D$  werden viermal  $50 \mu F$  parallel in der Ausführung nach TGL 38454 empfohlen. Diese zeichnen sich durch einen niedrigen Serienwiderstand und eine hohe Wechselstrombelastbarkeit aus.

Der Sanftstartkondensator  $C_S$  sollte den Wert von  $1 \mu F$  nicht unterschreiten. Für große kapazitive Lasten kann er auf Werte von  $10...22 \mu F$  erhöht werden, wobei sich die Anstiegszeit der Sanftstartschaltung wie folgt berechnen läßt:

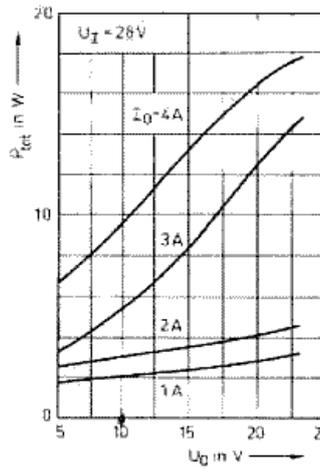
$$t_A = 5,1 \cdot 10^{-4} \cdot C_S$$

$t_A$  wird in s und  $C_S$  in  $\mu F$  angegeben.

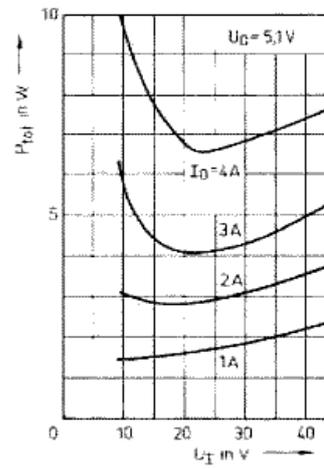
Mit einem H-Pegel von  $2,0V \leq U_E \leq 7,0V$  kann die Endstufe der IS gesperrt werden. Die IS wird mit  $U_E \leq 0,9V$  wieder aufgesteuert, wobei sie nach dem Sanftstartregime anläuft.

Die IS sollte bei Verwendung einer Unterlegscheibe zur Lastverteilung und von Wärmeleitpaste zur Minimierung des Übergangswärmeleitwiderstandes bei einem Anschraubdrehmoment von etwa 2 Nm auf der Kühlfläche montiert werden.

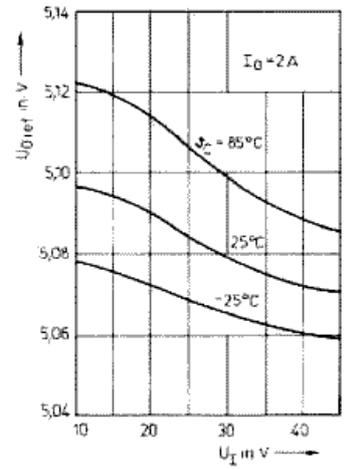
Zur Vermeidung von elektromagnetischer Störstrahlung, die durch den ge-



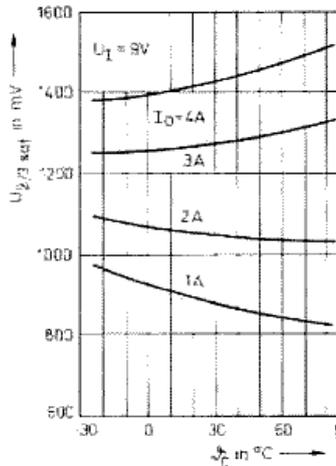
**Bild 7: Verlustleistungsabhängigkeit von der Ausgangsspannung**



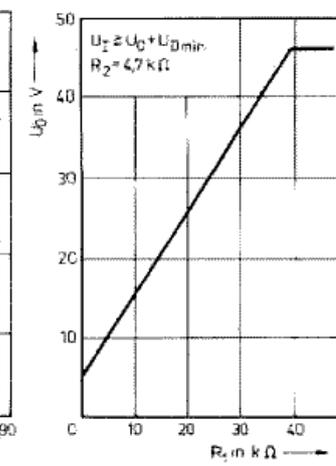
**Bild 8: Verlustleistungsabhängigkeit von der Eingangsspannung**



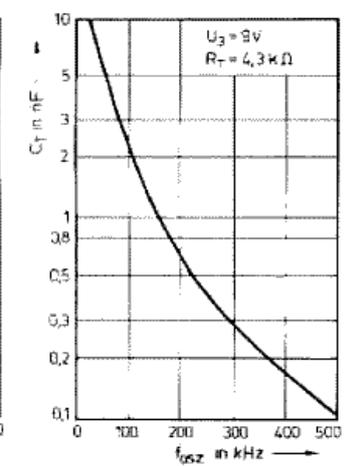
**Bild 9: Abhängigkeit der Referenzspannung von der Eingangsspannung**



**Bild 10: Sättigungsspannung zwischen den IS-Anschlüssen 2 und 3**



**Bild 11: Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Teilerwiderstand  $R_1$**



**Bild 12: Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz vom Wert des Kondensators  $C_T$**

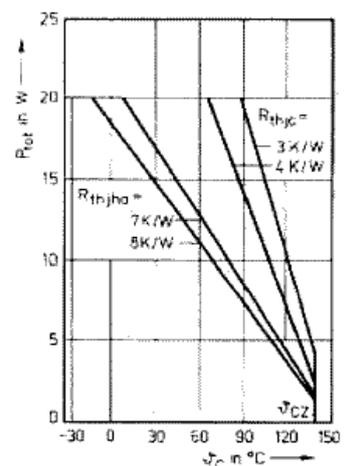
takteten Strom verursacht werden kann, wird eine metallische Abschirmung des gesamten Reglerbausteines empfohlen.

**Kenngrößenabhängigkeiten**

Aussagen zu den elektrischen Kennwerten, Grenzwerten und Betriebsbedingungen sind in den Tafeln 2 bis 4 zu finden. Die typischen Werte in Tafel 2 gelten für den überprüften Bauelementeposten. Die Meßschaltungen zur Erfassung der statischen und dynamischen Kenngrößen enthalten die Bilder 4 und 6.

Für die Dimensionierung der Kühlvorrichtung sind die Werte in den Bildern 7 und 8 wichtig. Die Abhängigkeit der Referenzspannung von der Eingangsspannung bei verschiedenen Temperaturen wird im Bild 9 gezeigt. Dabei wirkt der Einfluß der Temperatur nur auf den Schaltkreis und nicht auf die Elemente der Beschaltung. Bild 10 gibt die Abhängigkeit der Sättigungsspannung des Leistungstransistors von der Temperatur wieder.

Als Hilfsmittel für die Schaltungsdimensionierung dienen die Bilder 3 und 11.



**Bild 13: Verlustleistungsreduktion ohne und mit Kühlblech von  $R_{thha} = 4K/W$**

Es wird der erforderliche Wert von  $R_1$  für die gewünschte Ausgangsspannung bzw. der Wert von  $R_4$  für die Strombegrenzung dargestellt. Bild 12 kann der jeweilige  $C_T$ -Wert für die geforderte Oszillatorfrequenz entnommen werden. Das Reduktionsdiagramm für die Anwendung ohne Kühlblech und mit Kühlblech von  $4 K/W$  ist im Bild 13 gezeigt.