

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 Pulsweitenmodulation 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	Regelgang 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-

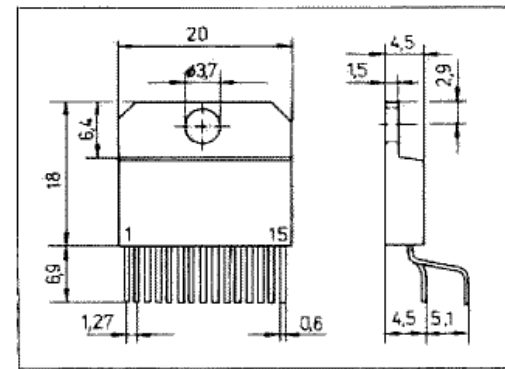


Bild 1: Gehäuseansicht und Anschlußbelegungen der B 2960 VG

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-

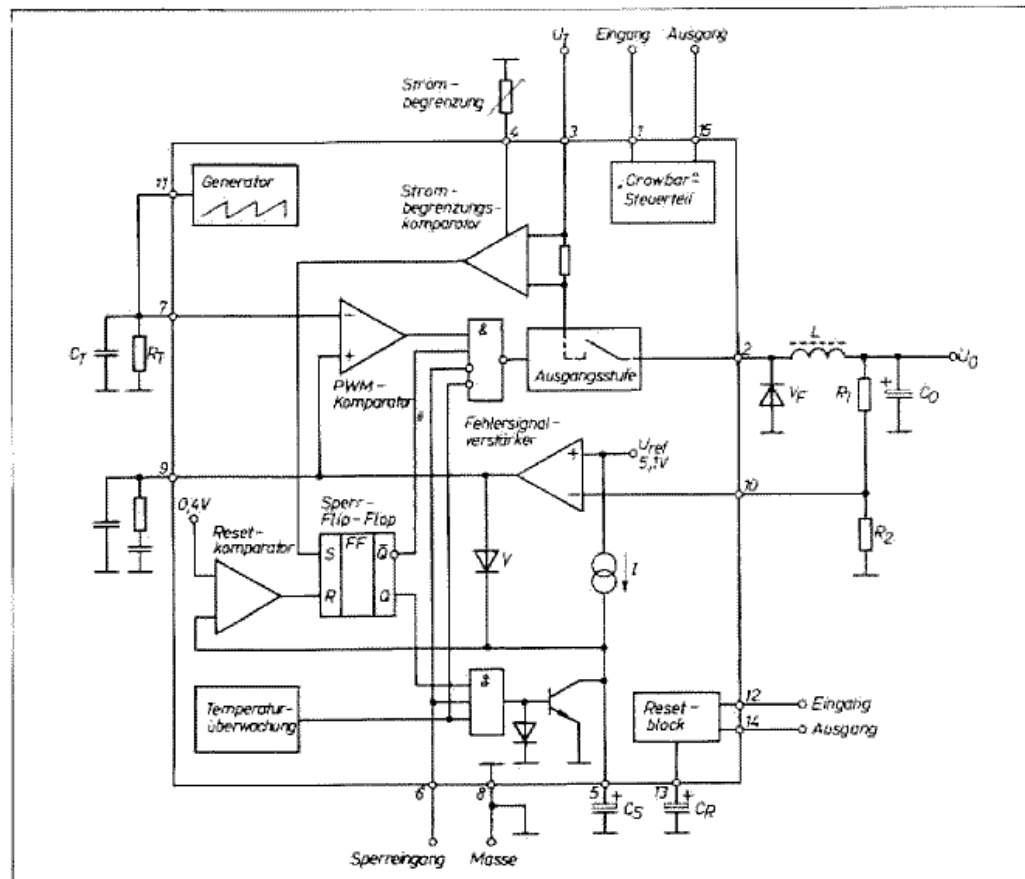


Bild 2: Blockschaltbild der B 2960 VG

spannung von V_F entspricht. Bei $I_0 = 4\text{ A}$ und $U_i = 46\text{ V}$ darf diese Flußspannung maximal 4 V erreichen, da die Bruchspannung der IS mit 50 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 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 ms (200 Hz). In dieser Zeit wird nur einmal der Spitzenstrom erreicht. Über die Zeit integriert garantiert das eine mittlere Stromaufnahme aus der Quelle U_i von nur weniger als 100 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

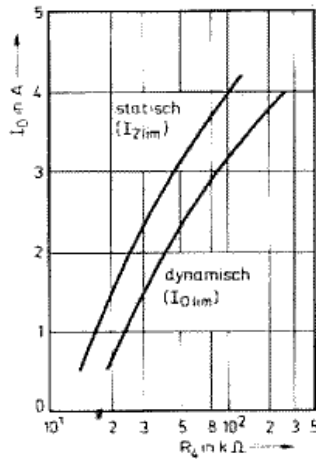


Bild 3: Mittlerer Wert des Einsatzes der Strombegrenzung in Abhängigkeit von R_4

(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 V , der direkt mit Anschluß 10 verbunden die Ausgangsspannung U_0 oder, mit einem Spannungsteiler an U_i angebunden, die Ein-

gangsspannung überwacht. Der Ausgang liefert einen Thyristorzündimpuls mit bis zu 100 mA Zündstrom.

Im Ruhezustand ist Anschluß 15 niederohmig und kann als Senke bis zu 5 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 zusammenbrechen 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_i mit Hilfe eines Spannungsteilers realisiert.

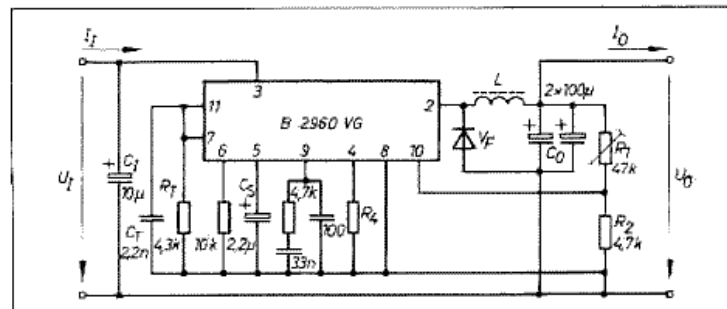


Bild 4: Grundschiene eines Regelteiles bzw. Meßschaltung für dynamische Kenngrößen

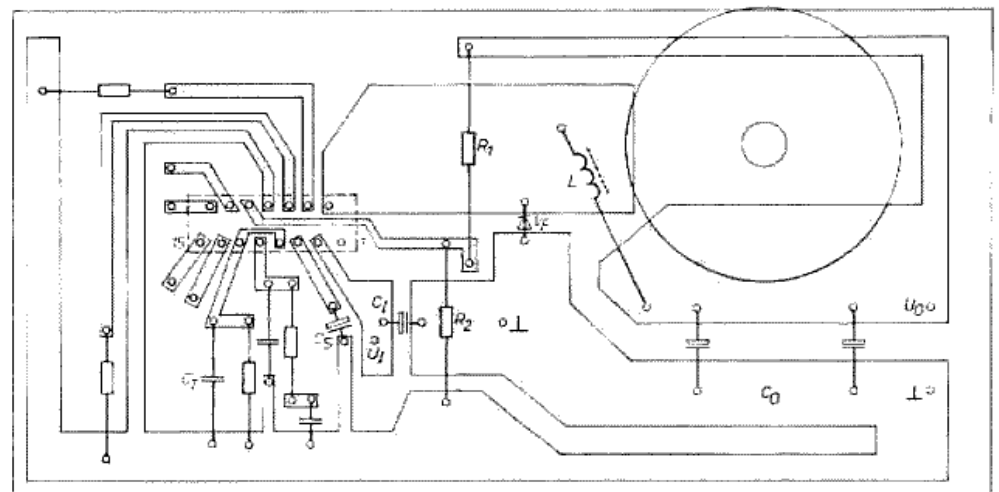


Bild 5: Platinenlayout der dynamischen Meßschaltung

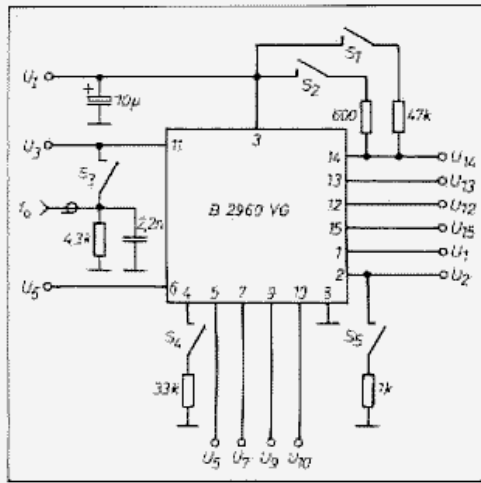


Bild 6: Statische Meßschaltung

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: 36×22 ; $A_L = 250$; $n = 34$; 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 ($\theta_{JA} = 25^\circ\text{C} - 5\text{K}$; 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 $U_3 = 46\text{V}$; $U_6 = U_5 - U_7$; $U_{10} = 0\text{V}$	≈ 85 ; typ. 53,9
Ruhestrom an Anschluß 3 im ausgeschalteten Zustand $I_{CC,CA}$ in mA bei $U_3 = 46\text{V}$; $U_6 = U_5 - U_7$; $U_{10} = 0\text{V}$; $U_8 = 3\text{V}$	≤ 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 μA bei $U_3 = 46\text{V}$; $U_7 = U_{10} = 0\text{V}$; $U_8 = 3\text{V}$; S_2 geschlossen	≤ 2000 ; typ. 75,8
Oszillatorfrequenz f_{osc} in kHz bei $U_3 = 9\text{V}$; S_2 geschlossen	85...115; typ. 95,4
Eingangsspannungsausregelung ΔU_{O1} in mV bei $U_3 = 10\text{V}$; $U_7 = 40\text{V}$; $I_0 = 2\text{A}$; S_1 geschlossen	≤ 50 ; typ. 20
Lastausregelung $ \Delta U_{O1} $ in mV bei $U_3 = 9\text{V}$; $I_0 = 0,5\text{A}$; $I_{O1} = 4\text{A}$; S_1 geschlossen	≤ 45 ; typ. 7,6
Sanftstart-Quellstrom $-I_{SC}$ in μA bei $U_3 = 9\text{V}$; $U_5 = 0,2\text{V}$; $U_6 = U_{12} = 0\text{V}$	≤ 160 ; typ. 123
Sanftstart-Sinkstrom I_{SS} in μA bei $U_3 = 9\text{V}$; $U_5 = U_6 = 3\text{V}$	≤ 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 μA bei $U_3 = 9\text{V}$; $U_6 = 0,8\text{V}$	≤ 10 ; typ. 1,98
Ausgangsquellenstrom des Fehlerverstärkers I_{O2} in μA 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 μA 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 $U_3 = 9\text{V}$; $U_6 = 5\text{V}$; $U_{10} = 5,4\text{V}$; $I_2 = 0,1\text{mA}$	≤ 500 ; typ. 198
Eingangsbiasstrom des Fehlerverstärkers I_{BI} in μA bei $U_3 = 9\text{V}$; $U_{10} = 5,2\text{V}$	≤ 10 ; typ. 1,9
offene Schleifenverstärkung des Fehlerverstärkers A_{OL} in dB bei $U_3 = 9\text{V}$; $U_6 = 5\text{V}$; $U_{10} = 1\text{V}$; $U_{11} = 3\text{V}$	≥ 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 ΔU_{12T} in mV bei $U_3 = 9\text{V}$; S_2 geschlossen; Bewertung $U_{12} \geq 0,2\text{V}$	100...200; typ. 156
Reseteingangshysterese ΔU_{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 μA bei $U_3 = 9\text{V}$; $U_{12} = 5,3\text{V}$	≤ 10 ; typ. 1,75
Entladestrom des Verzögerungskondensators I_{D35} in mA bei $U_3 = 9\text{V}$; $U_{12} = U_{13} = 4,7\text{V}$	≈ 10 ; typ. 14,2
Ladestrom des Verzögerungskondensators $-I_{D35}$ in μA 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	≤ 200 ; typ. 142
Einschaltenschwellspannung der Überspannungssicherung U_{17} in V bei $U_3 = 9\text{V}$; $U_{17} = 4,5\text{V}$; Bewertung $-I_{17} \leq 70\text{mA}$	5,5...6,4; typ. 5,88
L-Ausgangsspannung der Überspannungssicherung U_{17} in mV bei $U_3 = 46\text{V}$; $U_1 = 5,4\text{V}$; $I_{17} = 5\text{mA}$	≤ 400 ; typ. 165
Biasstrom der Überspannungssicherung I_{17} in μA bei $U_3 = 9\text{V}$; $U_{17} = 6\text{V}$	≥ 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 $U_{1,off}$ in V bei $U_{O1} = 10\text{V}$; $I_1 = 2\text{A}$ $ \Delta U_{O1} = 100\text{mV}$ $U_{O1} = 10\text{V}$; $I_1 = 4\text{A}$ $ \Delta U_{O1} = 100\text{mV}$ $U_{O1} = 5,1\text{V}$; $I_1 = 2\text{A}$ $ \Delta U_{O1} = 100\text{mV}$ $U_{O1} = 5,1\text{V}$; $I_1 = 4\text{A}$ $ \Delta U_{O1} = 100\text{mV}$	typ. 1,13 typ. 1,60 typ. 2,42 typ. 2,54
Abschalttemperatur der Wärmeschutzschaltung θ_{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 ΔU_{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	≤ 4 ; typ. 3
Gesamtwärmewiderstand $R_{th(a-c)}$ in K/W	≈ 41 ; typ. 39

¹⁾ Bei der Labormessung von $-I_{SC}$ und $-I_{SS}$ wird wie folgt vorgegangen: $U_5 = 0,2\text{V}$; U_3 einschalten bei $-I_2 = 1\text{A}$, dann U_5 auf 0,5 V erhöhen; $-I_2$ erhöhen, bis die Kurzschlußsicherung anspricht, danach U_5 wieder auf 0,2 V stellen (Ausgangszustand)
²⁾ 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	$U_{D2} \leq 50$
Ausgangsspannung U_{A2} in V	$U_{A2} \leq 1$
Ausgangsspitzenspannung $U_{A2,sp}$ in V bei $t_w \leq 0,1 \mu s$; $T \leq 5 \mu s$	$U_{A2,sp} \leq 7$
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	$I_{R2} \leq 50$
Oszillatorstrom I_0 in mA	$I_0 \leq 20$
mittlerer Ausgangsstrom $-I_0$ in A	$I_0 \leq 4$
Ausgangsspitzenstrom $I_{A,sp}$ in A bei $t_w \leq 0,5 \mu s$; $T \leq 5 \mu s$	$I_{A,sp} \leq 5^{(1)}$
Chiptemperatur θ_c in °C	$\theta_c \leq 150^{(1)}$
Gesamtverlustleistung P_{tot} in W bei $\theta_c = 70^\circ C$	$P_{tot} \leq 20$

¹ 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 θ_a in °C	-25...85 ¹⁾

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

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 μF 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-

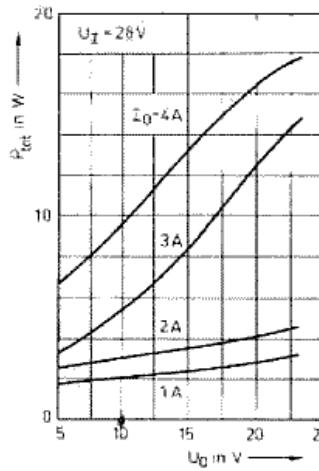


Bild 7: Verlustleistungsabhängigkeit von der Ausgangsspannung

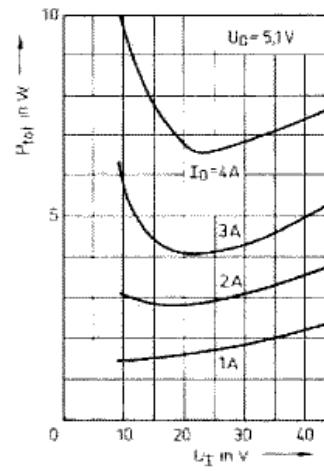


Bild 8: Verlustleistungsabhängigkeit von der Eingangsspannung

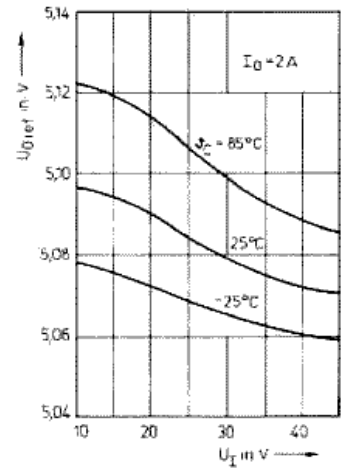


Bild 9: Abhängigkeit der Referenzspannung von der Eingangsspannung

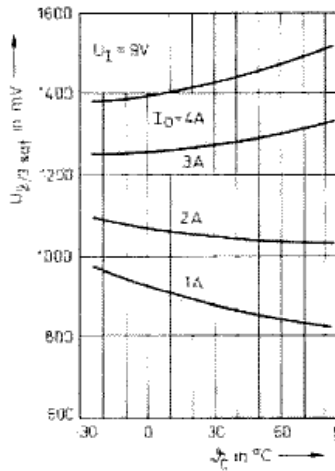


Bild 10: Sättigungsspannung zwischen den IS-Anschlüssen 2 und 3

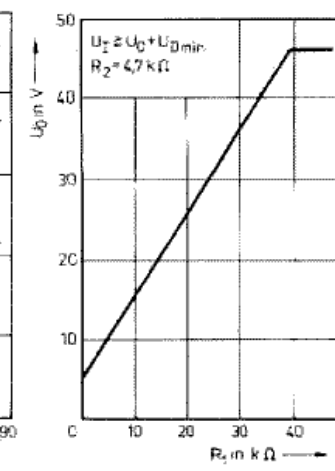


Bild 11: Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Teilerwiderstand R_1

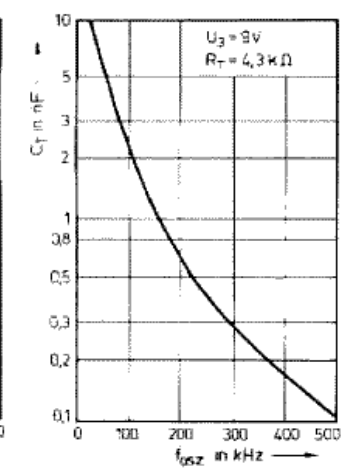


Bild 12: Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz vom Wert des Kondensators C_T

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.

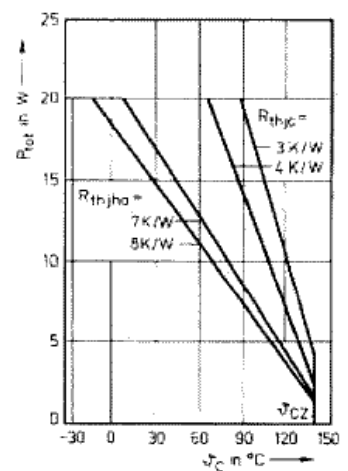


Bild 13: Verlustleistungsreduktion ohne und mit Kühlblech von $R_{thha} = 4K/W$

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.