

SIEMENS

ICs für die Unterhaltungs- elektronik

SNTs

Ausgabe 5.86

SIEMENS

**ICs für die
Unterhaltungselektronik
SNTs**

**Datenblätter der Typen
TDA 4600-3, TDA 4601, TDA 4601 D,
TDA 4605**



Problemlos bestellen mit der SBS-Preis- und Lagerliste

Für Kunden in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West).

Die SBS-Preis- und Lagerliste erscheint jährlich neu. Sie umfaßt die Schwerpunkttypen aus dem Siemens-Bauteile-Gesamtprogramm mit Preisen und den wichtigsten technischen Daten.

Ihre Bestellungen richten Sie bitte an den Ihnen nächstgelegenen Siemens-Bauteile-Vertrieb (Anschriften siehe Seite 68).

Die SBS Preis- und Lagerliste erhalten Sie kostenlos bei

Siemens AG

Infoservice

Postfach 23 48

D-8510 Fürth

☎ (09 11) 30 01-260

☎ 6 23 313

FAX (09 11) 30 01-271

Stichwort „SBS-Preis- und Lagerliste“.

Für Kunden im Ausland

dient als Bezugsquelle der Vertrieb Bauteile der jeweiligen Landesgesellschaften oder Vertretungen.

Herausgegeben von Siemens AG, Bereich Bauelemente, Vertrieb, Produktinformation, Balanstraße 73, D-8000 München 80.

Für die angegebenen Schaltungen, Beschreibungen und Tabellen wird keine Gewähr bezüglich der Freiheit von Rechten Dritter übernommen.

Mit den Angaben werden die Bauelemente spezifiziert, nicht Eigenschaften zugesichert.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Fragen über Technik, Preise und Liefermöglichkeiten richten Sie bitte an den Ihnen nächstgelegenen Siemens-Bauteile-Vertrieb in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West) oder an unsere Landesgesellschaften im Ausland (siehe Anschriftenverzeichnis).

ICs für Schaltnetzteile (SNTs)

Schaltnetzteile als Stromversorgungseinheit in Farbfernsehgeräten setzen sich inzwischen bei allen namhaften Geräteherstellern durch.

Hochintegrierte Steuerschaltungen der TDA 46XX-Familie ermöglichen es infolge ihrer Intelligenz, den peripheren Schaltungsaufwand diskreter Schaltungskonzepte drastisch zu reduzieren.

TDA 4600-3	Ansteuer-IC für den Schmalbereich 160 V ... 210 V Gehäuse: SIP 9
TDA 4601, TDA 4601 D	Ansteuer-ICs für den Weitbereich 90 V ... 210 V Gehäuse: SIP 9 DIP 18
TDA 4605	Ansteuer-IC für SIPMOS-Transistoren in 110 V-Schaltnetzteilen Gehäuse: DIP 8

Allgemeine Angaben

Beschreibung der Datenangaben

Grenzdaten

Die Grenzdaten sind absolute Grenzwerte, bei deren Überschreitung auch nur eines Wertes die integrierte Schaltung zerstört werden kann.

Kenndaten

Die Kenndaten umfassen den garantierten Streubereich der Werte, die im angegebenen Betriebsbereich von der integrierten Schaltung eingehalten werden. Unter den typischen Kenndaten werden Mittelwerte angegeben, die fertigungsmäßig erwartet werden. Wenn nicht anders vermerkt, gelten die typischen Kenndaten bei $T_U = 25^\circ\text{C}$ und angegebener Speisespannung.

Funktionsdaten

Im Funktionsbereich werden die in der Schaltungsbeschreibung angegebenen Funktionen erfüllt.

Vorläufige Daten**Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4600-3	Q67000-A8077	SIP 9

Die integrierte Schaltung TDA 4600-3 übernimmt in freischwingenden Sperrwandlernetzteilen die Ansteuerung, Regelung und Überwachung des Schalttransistors. Durch einen weiten Regelbereich und hohe Spannungskonstanz bei starker Laständerung sind neben dem Einsatzgebiet Fernsehempfänger und Videorecorder auch Netzteile für HiFi-Geräte und Aktivboxen realisierbar.

- Direkte Ansteuerung des Schalttransistors
- Geringer Anlaufstrom
- Rückläufige lineare Überlastkennlinie
- Kollektorstrom-proportionale Basisstromeinprägung

Funktionsbeschreibung

Der IC übernimmt in freischwingenden Sperrwandlernetzteilen die Ansteuerung eines bipolaren Leistungs-Transistors und alle notwendigen Regelungs- und Überwachungsfunktionen. Da selbst bei starken Laständerungen hohe Spannungskonstanz erreicht wird, läßt sich der IC sowohl auf dem Konsumsektor als auch in Industrieanwendungen einsetzen.

An der gleichgerichteten Netzspannung liegt die Serienschaltung von Leistungs-Transistor und Primärwicklung des Sperrwandlertrafos. Während der Leitphase des Transistors wird Energie in der Primärwicklung gespeichert und in der Sperrphase über die Sekundärwicklung an den Verbraucher abgegeben. Der IC steuert den Leistungs-Transistor so, daß die Sekundärspannungen unabhängig von Netzspannungs- oder Lastschwankungen konstant bleiben. Die dazu nötigen Regelinformationen werden in der Leitphase der gleichgerichteten Netzspannung und in der Sperrphase einer Regelwicklung (Sekundärwicklung) entnommen.

Lastschwankungen werden durch Frequenzänderung, eine nicht konstante Netzspannung zusätzlich durch Variation des Tastverhältnisses ausgeregelt. Dabei ergeben sich folgende lastabhängige Bereiche des Schaltnetzteils (SNT):

- Leerlauf bzw. kleine Last: Ausgangsspannung etwas über Sollwert
- Regelbereich: Lastunabhängige Ausgangsspannung
- Überlastbereich: Bei sekundärer Überlastung bzw. Kurzschluß wird ab dem Umkehrpunkt in einer rückläufigen Kennlinie die Sekundärspannung abhängig vom Laststrom zurückgenommen.

Anwendungsbeschreibung

Auf einer der folgenden Seiten wird ein Sperrwandler für Farbfernsehgeräte von 30 W bis 120 W und Netzspannungen von 160 V bis 270 V gezeigt. Die wichtigsten Impulse und Diagramme sind auf den nachfolgenden Seiten dargestellt. Mittels des Brückengleichrichters Gr 1 wird die Netzspannung gleichgerichtet und durch C_3 geglättet. Die Stromversorgung des IC erfolgt während des Anlaufs über die Kombination Gr 2 + R_{11} und im eingeschwungenen Zustand zusätzlich über die Wicklung 13/11 und den Gleichrichter Gr 3. Die Größe des Siebkondensators C_9 bestimmt auch das Einschaltverhalten.

Als Schalttransistor T 1 wurde ein BU 208 gewählt. Die parallel liegende Kapazität C_{11} bildet mit der Primärwicklung 1/7 einen Schwingkreis und begrenzt somit Frequenz und Amplitude von Überschwingern der Kollektor-Emitter-Spannung beim Abschalten des T 1. Die Elemente R_{12} , Gr 4, C_{10} , R_{15} und Dr 2 verbessern das Schaltverhalten von T 1.

Der Stromanstieg in T 1 wird durch die Induktivität der Primärwicklung bestimmt. Eine Abbildung dieses sägezahnförmigen Anstiegs erscheint am R_5C_8 -Glied und wird dem Anschluß 4 des IC zugeführt. Je nach Dimensionierung der Primärinduktivität muß das Zeitglied R_5C_8 dem Anstiegswinkel des Stromes in T 1 angepaßt werden. Somit erhält der IC als Regelinformation in der Leitphase an Anschluß 4 eine Abbildung des Energieinhalts der Primärwicklung als Funktion von Netzspannung und Zeit.

Die Erfassung der Regelabweichung an Anschluß 3 erfolgt mittels der Regelwicklung 9/15. Diese Maßnahme setzt eine feste Kopplung mit der Sekundärwicklung 2/16 voraus. Gleichzeitig wird die Regelwicklung als Rückkopplung verwendet und erlaubt ein selbständiges Schwingen des Parallelkreises C_{11} / Primärinduktivität im Fall des gesperrten Leistungs-Transistors T 1. Damit ist die maximal mögliche Leerlauffrequenz festgelegt.

Die für Anschluß 3 nötige Regelspannung wird durch die Diode Gr 5 gleichgerichtet und durch die Kapazität C_6 geglättet. Der Widerstand R_8 bildet zudem mit C_6 ein Zeitglied. Damit werden schnelle Regelspannungsänderungen ausgesiebt, d. h. das Stellglied reagiert erst auf mehrere Perioden. Mit dem Spannungsteiler aus den Widerständen R_7 , R_6 , R_3 und R_2 kann die Sekundärspannung eingestellt werden. Grund: Die sich an Anschluß 3 einstellende Regelspannung wird in dem IC mit einer internen stabilen Referenzspannung verglichen.

Entsprechend dem Vergleichsergebnis werden Frequenz und Tastverhältnis nachgeregelt, bis sich die durch R_7 gewählte Sekundärspannung eingestellt hat.

Durch Überlast oder Kurzschluß auf der Sekundärseite wird der Regelwicklung 9/15 nur ein kleiner Spannungsanteil übertragen, die Referenzspannung an Anschluß 1 wird direkt auf Anschluß 3 dem Regeleingang wirksam und schaltet hier einen Überlastverstärker ein (Umkehrpunkt), der den Leistungstransistor T 1 auf ein kleines Tastverhältnis steuert. Die vom Netz aufgenommene Leistung wird auf 6 VA reduziert.

In allen Arbeitsbereichen des SNT enthalten die Nulldurchgänge der Spannung an der Regelwicklung die Information über Tastverhältnis und Schaltfrequenz des Schalttransistors T 1 bzw. die Leerlauffrequenz. Die Aufbereitung des entsprechenden Signals an Anschluß 2 erfolgt durch den Vorwiderstand R_4 und integrierte Begrenzerdioden. Das Zeitglied R_8C_4 verhindert das Eindringen von hochfrequenten Störspitzen auf Anschluß 2.

Vor Unterschreiten einer minimalen Netzspannung muß das SNT von dem IC abgeschaltet werden, um definierte Zustände für das Ein- und Ausschalten zu erhalten. Die Wicklung 11/13 ist so geschaltet, daß die Spannung an Anschluß 9 sich linear mit der gleichgerichteten Netzspannung ändert. Der IC schaltet sich bei $U_9 \geq 12,3 \text{ V}$ ein und bei $U_9 \leq 5,7 \text{ V}$ aus. Die Ansteuerung des Leistungstransistors wird bereits bei $U_9 \leq 6,7 \text{ V}$ gesperrt.

Der Widerstand R_9 bindet Anschluß 5 an Anschluß 9 an, denn nur bei Spannungen von $U_5 \geq 2,7 \text{ V}$ wird der Ausgang des IC freigegeben.

Auf der Sekundärseite stehen die Ausgangsspannungen $U_{1 \text{ sek}}$ bis $U_{4 \text{ sek}}$ zur Verfügung. Beim Öffnen des Schalters S1 stellt sich automatisch „Standby“-Betrieb ein, wobei eine sekundäre Nutzleistung aus Wicklung 12/16 von etwa 3 W entzogen wird. Die Widerstände R_{13} und R_{14} bilden eine Grundlast der Spannungen $U_{1 \text{ sek}}$ und $U_{2 \text{ sek}}$ und tragen mit dazu bei, daß die Bedingung für „Standby“ (U_{sek} -Anstieg $\leq 20 \%$) eingehalten wird. Die Kondensatoren C_{12} bis C_{15} verhindern Störspitzen, die durch das Umschalten der Gleichrichter Gr 6 und Gr 9 entstehen. Mit den Ladeelkos C_{16} bis C_{19} glättet man die Sekundärspannungen. Nach dem Anlegen der Netzspannung zum Zeitpunkt t_0 steigen folgende Spannungen an:

- U_9 entsprechen der Halbwellenladung über R_{11}
- U_4 auf $U_{4 \text{ max}}$ (typ. 6,2 V)
- U_5 auf den durch R_9 festgelegten Wert.

Die Stromaufnahme des IC in diesem Betriebsfall ist kleiner als 3,2 mA. Erreicht U_9 die Schwelle 12,3 V, schaltet der IC die Referenzspannung auf Anschluß 1 ein. Die Stromaufnahme steigt auf typ. 80 mA. Der Primärstrom-Spannungswandler regelt U_4 auf $U_{\text{REF}/2}$ herunter und der Startimpulsgeber erzeugt den Startimpuls. Die Rückmeldung an Anschluß 2 startet den nächsten Impuls und so fort.

Alle Impulse, auch der Startimpuls, werden bezüglich der Breite von der Regelspannung am Anschluß 3 gesteuert. Diese entspricht beim Einschalten dem „Standby“-Fall, d. h. $U_3 = U_{\text{REF}/2} + 50 \text{ mV}$. Der IC läuft mit schmalen Impulsen an, die sich je nach rückgekoppelter Regelspannung verbreitern. Der IC arbeitet sofort im Regelbereich. Die Regelschleife ist eingeschwen-gen. Fällt die Spannung U_9 während des Anlaufvorganges unter die Abschaltsschwelle $U_9 \leq 7,8 \text{ V}$ wird der Startversuch abgebrochen (Anschluß 8 wird auf Low geschaltet). Da der IC eingeschaltet bleibt, sinkt U_9 weiter bis $U_9 \leq 5,7 \text{ V}$. Der IC schaltet ab, U_9 kann wieder ansteigen und ein neuer Einschaltversuch beginnt. Ist der IC angelaufen, arbeitet er im Regelbereich. Die Spannung an Anschluß 3 beträgt typ. $U_{\text{REF}/2} + 0,2 \text{ V}$.

Wird der Ausgang belastet, läßt der Regelverstärker breitere Ladeimpulse ($U_8 = H$) zu. Der Spitzenwert der Spannung am Anschluß 4 steigt auf $U_4 = U_{\text{REF}}$ an. Erhöht man die Sekundärlast weiter, beginnt der Überlastverstärker die Pulsbreite zurückzuregeln. Weil die Impulsbreitenänderung sich umkehrt, nennt man diesen Punkt den Umkehrpunkt des Netzteiles. Bei Kurzschluß der Sekundärseite regelt der Überlastverstärker die Impulsbreite auf typ. 1,6 μs und verkleinert das Tastverhältnis auf $< 1:100$. Das Netzteil reduziert die vom Netz aufgenommene Leistung auf typ. 6 VA. Bei kleinem Tastverhältnis sinkt die Versorgungsspannung U_9 unter die Schwellspannung $U_9 \leq 6,7 \text{ V}$ und die Ansteuerung des Schalttransistors wird unterbrochen, die Versorgungsspannung U_9 sinkt weiter ab und bei $U_9 \leq 5,7 \text{ V}$ wird der IC abgeschaltet und beginnt mit einem neuen Einschaltversuch.

Dieser Aussetzbetrieb wird fortgesetzt, bis der Kurzschluß auf der Sekundärseite aufgehoben wird.

Entlastet man die Sekundärseite („Standby“), werden die Steuerimpulse schmaler. Die Frequenz steigt an. Bei Leerlauf erreicht man ungefähr die Eigenfrequenz des Systems (75 kHz), Tastverhältnis 1:11. Der Anstieg der Sekundärspannungen liegt bei 20 %. Entfallen die Widerstände R_{13}/R_{14} müßte der IC über die Eigenfrequenz des Systems hinausregeln, dabei erkennt die Nulldurchgangsidentifikation nur noch jeden 2., 3. oder 4. Nulldurchgang als Impulsstart an, d. h. die Frequenz teilt sich auf die 2., 3. oder 4. Subharmonische herunter. Das Tastverhältnis verringert sich dementsprechend auf 1:22, 1:33 oder 1:44. Die Impulsbreite bleibt bei ca. 1,2 μs konstant. Bei einem bestimmten kleinen Tastverhältnis fällt die Versorgungsspannung U_9 unter die Schwellspannung $U_9 \leq 6,7 \text{ V}$. Nun beginnt der Abfrage-Aussetzbetrieb, wie er bei Kurzschluß bereits beschrieben wurde. Erst bei Belastung mit den beiden Widerständen R_{13}/R_{14} tritt der konstante Leerlaufbetrieb wieder ein.

Schaltungsbeschreibung

Anschluß 1	Referenzspannungsausgang, gegen Überlastung geschützt. $I_{1\max} = 5 \text{ mA}$. Alle Baugruppen bis auf die Endstufe des IC werden von der inneren Referenzspannung versorgt.
Anschluß 2	Die die Steuerlogik ansteuernde Nulldurchgangsidentifikation erkennt mit dem Nulldurchgang der Spannung U_2 von negativen zu positiven Werten, daß der Wandler-Transformator entladen ist und gibt die Logik, die vom Trigger-Starten angesteuert wird, für den Impulsstart frei.
Anschluß 3	Die diesem Anschluß zugeführte Regelspannung wird im Regelverstärker, in der Überlastidentifikation und im „Standby“-Betrieb mit zwei stabilen Bezugspotentialen verglichen. Die Ausgänge dieser Stufen arbeiten auf den Trigger-Halten, womit der Impuls beendet wird.
Anschluß 4	Mit der externen RC-Kombination in Verbindung mit dem Block Kollektorstromnachbildung, wird eine dem Kollektorstrom des Schalttransistors proportionale Spannung erzeugt, die über den Trigger Starten an einer stabilen Spannung den Anfang des Impulses einleitet und an einer zweiten stabilen Spannung (Umkehrpunkt) in Trigger-Halten den absolut zeitlich längsten Impuls bestimmt. Gleichzeitig wird der Anstiegswinkel, der dem Kollektorstrom des Schalttransistors proportionalen Spannung, dem Basisstromverstärker aufgeprägt und über Anschluß 8 die Basis des Schalttransistors, entsprechend der kleinsten zu erwartenden Stromverstärkung B des Schalttransistors, angesteuert.
Anschluß 5	Bei angelegter Spannung $\geq 2,7 \text{ V}$ wird über den Trigger die Steuerlogik freigegeben. Die Anschlüsse 7/8 werden durch die Koppelkondensator-Aufladeschaltung und den Basisstrom angesteuert. Bei Unterschreiten der Spannung $\leq 1,8 \text{ V}$ wird der Basisstromabschalter Anschluß 7 auf eine Spannung $U_7 \leq 1,3 \text{ V}$ klemmen, eine Ansteuerung des Schalttransistors ist ausgeschlossen. Ein Freigeben des IC ist erst wieder möglich, wenn die Spannung am Anschluß 9 unter $5,7 \text{ V}$ abfällt, der IC abgeschaltet wird und das SNT einen neuen Anlaufversuch startet.
Anschluß 6	Masse
Anschlüsse 7/8	Über die Spannungsregelung und der Koppelkondensator-Aufladeschaltung wird die Endstufe des IC gleichstrommäßig dem Schalttransistor angepaßt; die Ansteuerung des Schalttransistors erfolgt über den Basisstromverstärker und Anschluß 8, das Sperren über den Basisstromabschalter und Anschluß 7.
Anschluß 9	Stromversorgung des IC.

Grenzdaten

	min.	max.	
Speisespannung	U_9	0	20
			V

Spannungen

Referenzausgang	U_1	0	6	V
Identifikationseingang	U_2	-0,6	0,6	V
Regelverstärker	U_3	0	3	V
Kollektorstromnachbildung	U_4	0	8	V
Blockiereingang	U_5	0	8	V
Basisstromabschalter	U_7	0	U_9	V
Basisstromverstärkerausgang	U_8	0	U_9	V

Ströme

Rückkopplung Nulldurchgang	I_2	-5	5	mA
Regelverstärker	I_3	-3	3	mA
Kollektorstromnachbildung	I_4	0	5	mA
Basisstromabschalter	I_{q7}	0	1,5	A
Basisstromverstärkerausgang	I_{q8}	-1,5	0	A
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_j	-40	125	°C

Wärmewiderstände

Sperrschicht-Umgebung	$R_{th\ JU}$		70	K/W
Sperrschicht-Gehäuse	$R_{th\ JG}$		15	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_9	7,8	18	V
Gehäusetemperatur	T_G	0	85	°C

Kenndaten

$T_U = 25\text{ °C}$; gemäß Meßschaltung 1 und Diagramm

Anlaufbetrieb

Stromaufnahme (U_i noch nicht geschaltet)

		min.	typ.	max.	
$U_9 = 2\text{ V}$	I_9			0,5	mA
$U_9 = 5\text{ V}$	I_9		1,5	2,0	mA
$U_9 = 10\text{ V}$	I_9		2,4	3,2	mA
Einschaltpunkt für U_i	U_9	11,0	11,8	12,3	V

Normalbetrieb

($U_9 = 10\text{ V}$; $U_{\text{Regel}} = -10\text{ V}$; $U_{\text{Takt}} = \pm 0,5\text{ V}$; $f = 20\text{ kHz}$;

Tastverhältnis 1:2 nach erfolgtem Einschaltvorgang

Stromaufnahme					
$U_{\text{Regel}} = -10\text{ V}$	I_9	110	135	160	mA
$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$	I_9	50	75	110	mA
Referenzspannung					
$I_1 < 0,1\text{ mA}$	U_1	4,0	4,2	4,5	V
$I_1 = 5\text{ mA}$	U_1	4,0	4,2	4,4	V
Temperaturkoeffizient der Referenzspannung	TK_1		10^{-3}		1/K
Regelspannung $U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$	U_3	2,3	2,6	2,9	V
Kollektorstromnachbildungsspannung					
$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$	$U_4^*)$	1,8	2,2	2,5	V
$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V} / -10\text{ V}$	$\Delta U_4^*)$	0,3	0,4	0,5	V
Blockiereingangsspannung	U_5	6,0	7,0	8,0	V
Ausgangsspannungen					
$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$	$U_{q7}^*)$	2,7	3,3	4,0	V
$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$	$U_{q8}^*)$	2,7	3,4	4,0	V
$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V} / -10\text{ V}$	$\Delta U_{q8}^*)$	1,6	2,0	2,4	V
Rückkoppelspannung	U_2		0,2		V

Schutzbetrieb

$U_9 = 10\text{ V}$; $U_{\text{Regel}} = -10\text{ V}$; $U_{\text{Takt}} = \pm 0,5\text{ V}$; $f = 20\text{ kHz}$; Tastverhältnis 1:2

Stromaufnahme					
$U_5 < 1,8\text{ V}$	I_9	14	22	28	mA
Abschaltspannung					
$U_5 < 1,8\text{ V}$	U_{q7}	1,3	1,5	1,8	V
Abschaltspannung					
$U_5 < 1,8\text{ V}$	U_4	1,8	2,1	2,5	V
Externer Blockiereingang					
Freigabespannung	U_5		2,4	2,7	V
Sperrspannung					
$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$	U_5	1,8	2,2		V
Speisespannung für U_8 gesperrt					
$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$	U_9	6,7	7,4	7,8	V
U_i aus (bei weiterem Absenken von U_9)	ΔU_9	0,3	0,6	1,0	V

*) nur Gleichanteil

Kenndaten $T_U = 25^\circ\text{C}$: gemäß Meßschaltung 2

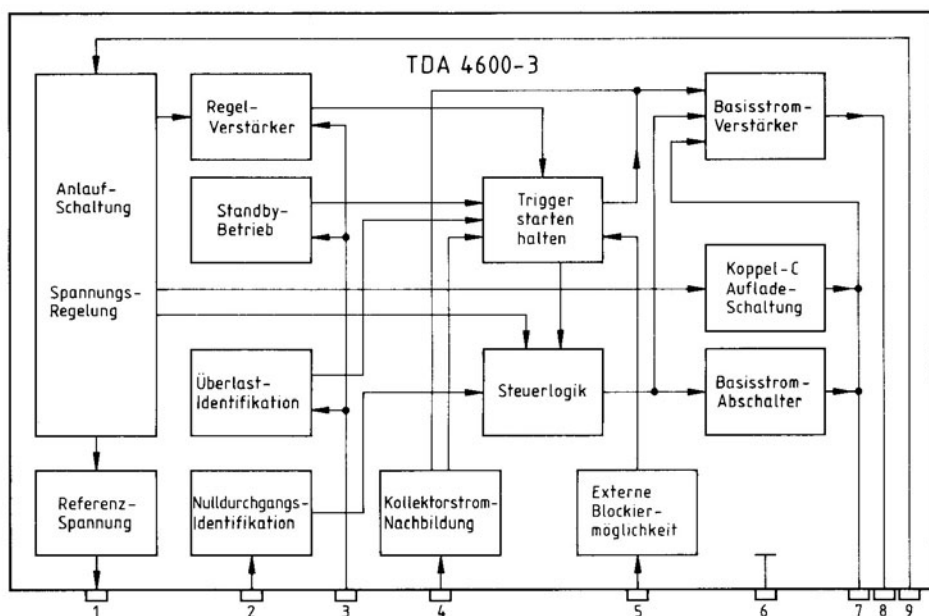
	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	
Einschaltzeit (Sekundärspg.)	t_{an}		350	450	ms
Spannungsänderung bei S3 = geschlossen	$\Delta U_{2\text{sek}}$	$\Delta N_3 = 20\text{ W}$	100	500	mV
Tonausgangsleistung bei S2 = geschlossen	$\Delta U_{2\text{sek}}$	$\Delta N_2 = 15\text{ W}$	500	1000	mV
Standby-Betrieb bei S1 = offen	$\Delta U_{2\text{sek}}$	Sek. Nutzlast = 3W	20	30	V
	f		75		kHz
	$N_{\text{primär}}$		10	12	VA

Anschlußbelegung

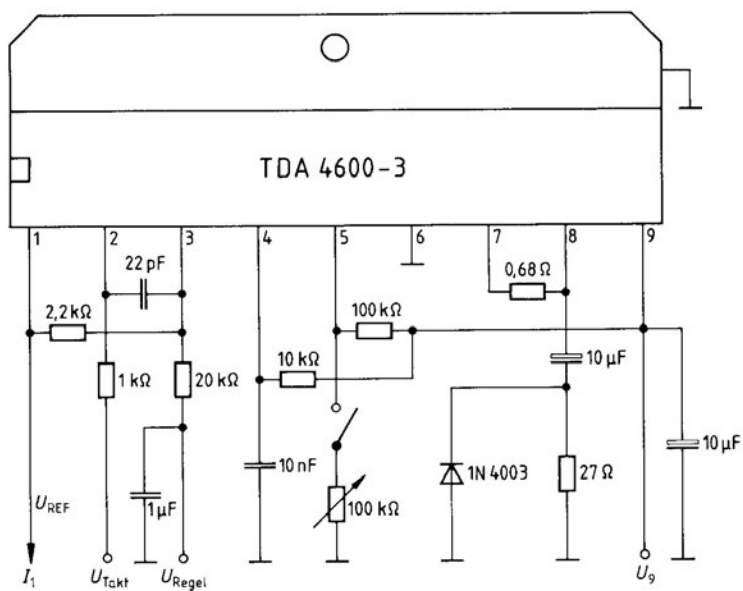
Anschluß	Bezeichnung	Funktion
1	U_{REF} -Ausgang	Der IC regelt die Sekundärspannung des Schaltnetztes auf ein Vielfaches der Referenzspannung U_{REF} aus.
2	Nulldurchgangs-identifikation	Eingang für Rückkopplung des Oszillators. Nach dem Anschwingen löst jeder Nulldurchgang der Rückkoppelspannung (steigende Flanke) einen Ausgangs-Impuls an Anschluß 8 aus. Die Triggerschwelle liegt bei typ. -30 mV .
3	Eingang Regelverstärker Überlastverstärker	Informationseingang bzgl. Sekundärspannung. Durch Vergleich der aus der Regelwicklung des Transformators gewonnenen Regelspannung mit der Referenz-Spannung wird die Ausgangsimpulsbreite an Anschluß 8 der Last der Sekundärseite angepaßt (Normal-, Überlast, Kurzschluß, Leerlauf).
4	Kollektorstrom-nachbildung	Informationseingang bzgl. Primärspannung. Der Primärstromanstieg in der Primärwicklung wird mittels externen RC-Gliedes als Spannungsanstieg an Anschluß 4 nachgebildet. Bei Erreichen eines von der Regelspannung an Anschluß 3 abgeleiteten Wertes wird der Ausgleichsimpuls an Anschluß 8 beendet. Mit dem RC-Glied wird die maximale Leistung im Umkehrpunkt eingestellt. In diesem Punkt steigt die Amplitude der Sägezahnspannung an Anschluß 4 auf den Wert von U_{REF} .

Anschluß	Bezeichnung	Funktion
5	Schutzzeingang	Für das Anschwingen des Oszillators müssen an Anschluß 5 mindestens 2,7 V anliegen. Im Störfall wird nach Unterschreiten der Schuttschwelle von kleiner 1,8 V ein weiterer Ausgangsimpuls an Anschluß 8 verhindert.
6	Masse	Der Kondensator an Anschluß 4 ist direkt mit Anschluß 6 zu verbinden. Der Primärstrom des Transformators soll nicht über diese Verbindung fließen.
7	Gleichspannungsausgang zur Ladung des Koppelkondensators	Stromsenke nach Beendigung eines Ausgangsimpulses und Ladequelle für Koppelkondensator vor Beginn eines Ausgangsimpulses.
8	Impulsausgangs-Ansteuerung des Schalttransistors	Stromquelle für Ausgangsimpuls. Mit Hilfe des zwischen Anschluß 7 und Anschluß 8 liegenden Widerstandes wird der Ausgangsstrom entsprechend dem Spannungsanstieg an Anschluß 4 nachgeführt. Dadurch Verhinderung der Übersättigung des externen Leistungstransistors.
9	Stromversorgung	<p>Für das Anlaufen des Netzteils müssen folgende Bedingungen erfüllt sein:</p> <ul style="list-style-type: none"> – abgeschaltete Referenzspannung an Anschluß 1 – danach ansteigende Versorgungsspannung an Anschluß 9 auf größer 12,3 V – Spannung an Anschluß 5 größer 2,7 V <p>Im Betrieb wird die Versorgungsspannung bzgl. Unterspannung überwacht. Unterhalb 6,7 V werden die Ausgangsimpulse an Anschluß 8 blockiert und unterhalb 5,7 V wird zusätzlich die Referenzspannung abgeschaltet.</p> <p>Dies ist Voraussetzung für einen Neuanlauf des Oszillators.</p>

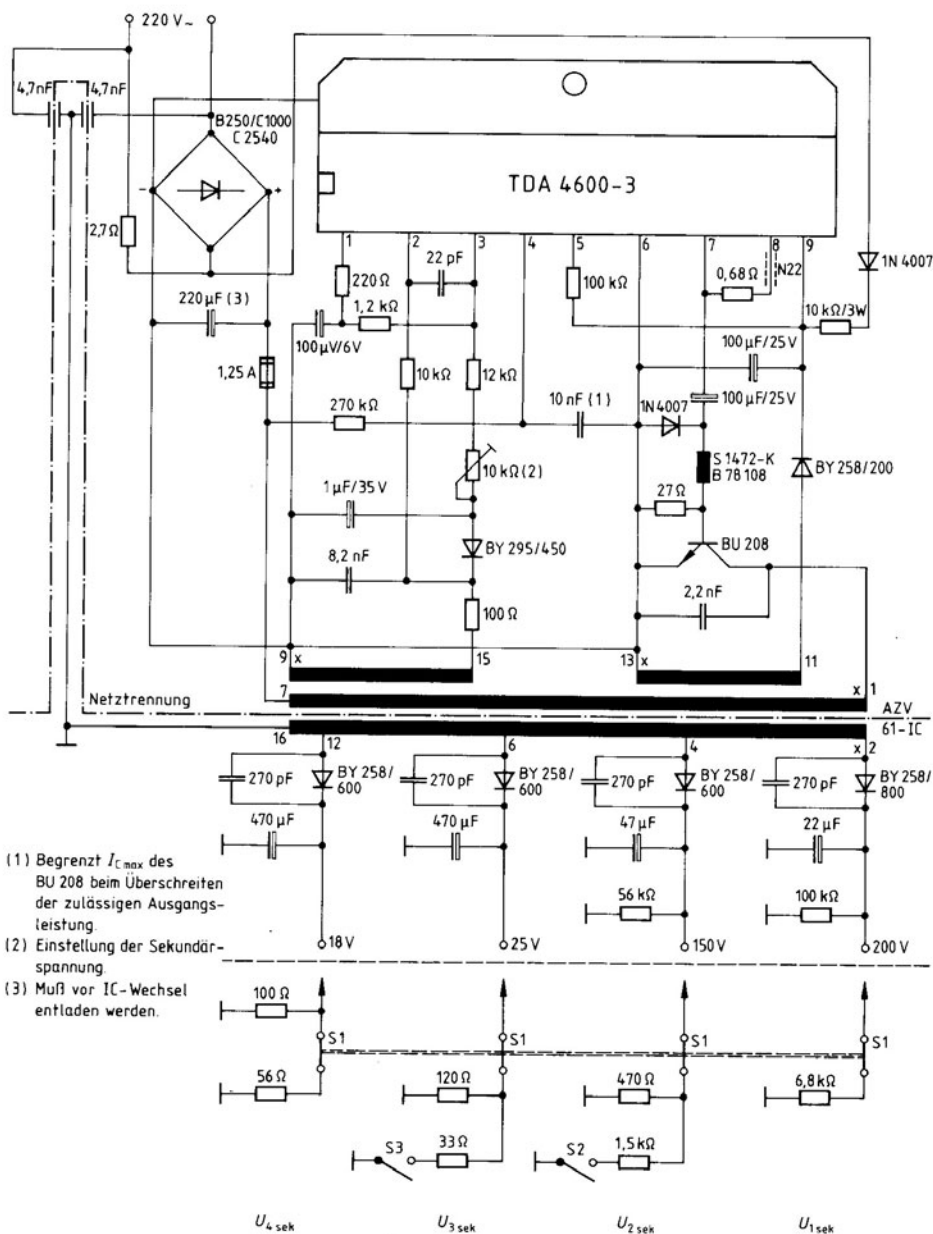
Blockschaltbild

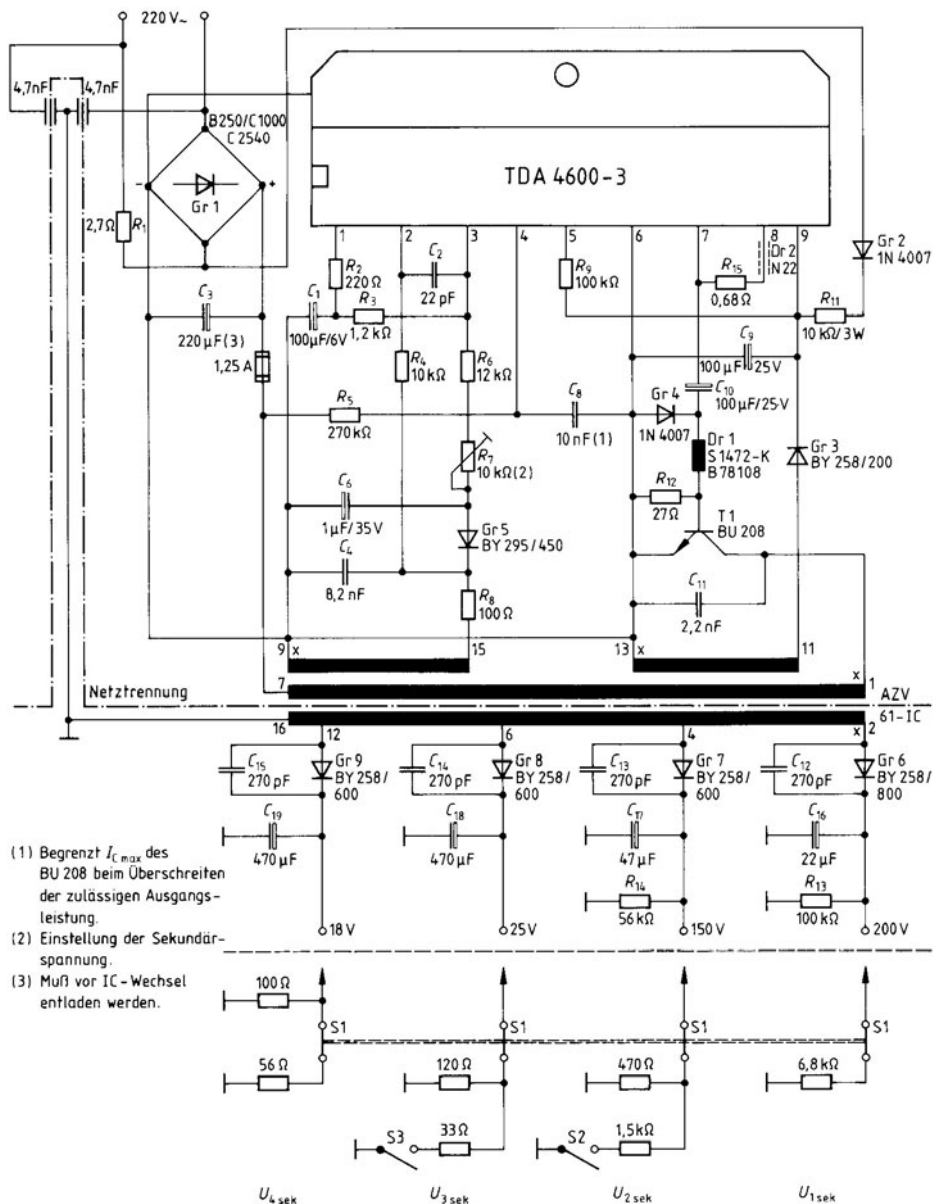


Meßschaltung 1

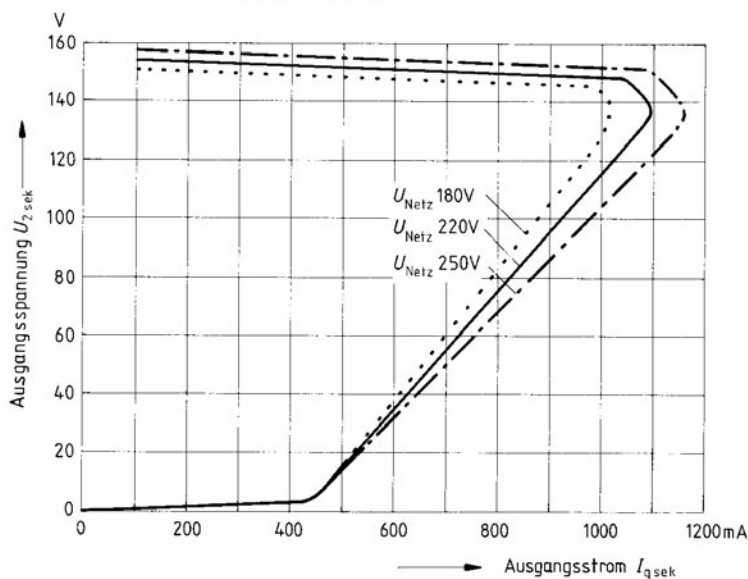
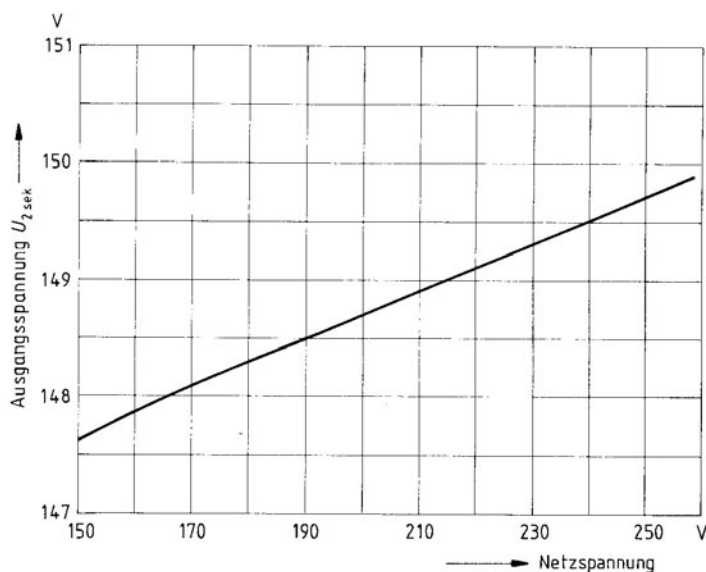


Meßschaltung 2

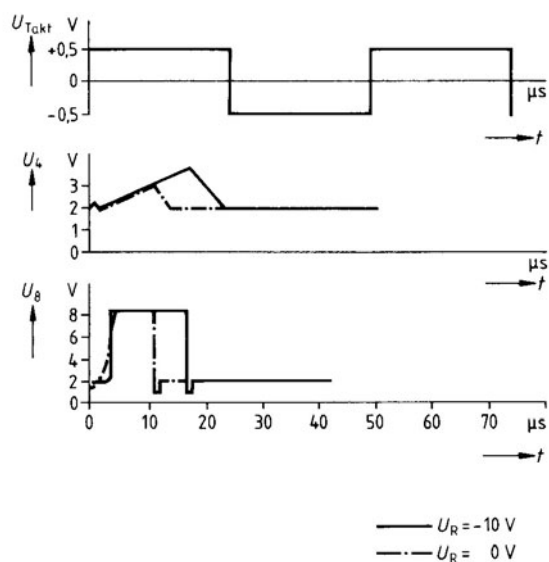




Zusätze zur Prüf- und Meßschaltung 2

Lastverhalten $U_{2\text{ sek}} = f(I_{q\text{ sek}})$ Ausgangsspannung $U_{2\text{ sek}}$ bei Netzänderung

Meßdiagramm zu Meßschaltung 1: Überlastbetrieb



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4601	Q 67000-A 2379	SIP 9
TDA 4601 D	Q 67000-A 2390	DIP 18 L9 (Anschluß 6 und Anschluß 10 bis 18 mit Masse verbunden)

Die integrierte Schaltung TDA 4601; D übernimmt in freischwingenden Sperrwandlernetzteilen sowohl die Ansteuerung, Regelung und Überwachung des Schalttransistors als auch den Schutz des gesamten Netzteils. Im Störfall wird ein Ansteigen der Sekundärspannung verhindert. Durch einen weiteren Regelbereich und eine hohe Spannungskonstanz bei starker Laständerung sind neben dem Einsatzgebiet Fernsehempfänger, Videorecorder, Hifi-Geräte und Aktivboxen, auch Netzteile für professionelle Anwendungen realisierbar.

- Direkte Ansteuerung des Schalttransistors
- Geringer Anlaufstrom
- Rückläufige lineare Überlastkennlinie
- Kollektorstrom-proportionale Basisstromeinprägung
- Schutzschaltung für Störfall

Grenzdaten

		min.	max.	
Speisespannung	U_9	0	20	V
Spannungen				
Referenz Ausgang	U_1	0	6	V
Nulldurchgangs-Identifikation	U_2	-0,6	0,6	V
Regelverstärker	U_3	0	3	V
Kollektorstromnachbildung	U_4	0	8	V
Blockiereingang	U_5	0	8	V
Basisstromabschalter	U_7	0	U_9	V
Basisstromverstärkerausgang	U_8	0	U_9	V
Ströme				
Nulldurchgangs-Identifikation	I_{12}	-5	5	mA
Regelverstärker	I_{13}	-3	3	mA
Kollektorstromnachbildung	I_{14}	0	5	mA
Blockiereingang	I_{15}	0	5	mA
Basisstromabschalter	I_{q7}	-1	1,5	A
Basisstromverstärkerausgang	I_{q8}	-1,5	0	A
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	-40	125	°C
Wärmewiderstände				
System-Umgebung TDA 4601	$R_{th\ SU}$		70	K/W
System-Gehäuse TDA 4601	$R_{th\ SG}$		15	K/W
System-Umgebung ¹⁾ TDA 4601 D	$R_{th\ SU}$		60	K/W
System-Umgebung ²⁾ TDA 4601 D	$R_{th\ SU\ 1}$		44	K/W
Funktionsbereich				
Speisespannung	U_9	7,8	18	V
Gehäusetemperatur	T_G	0	85	°C
Umgebungstemperatur ³⁾ TDA 4601 D	T_U	0	70	°C

¹⁾ Gehäuse eingelötet in Platine ohne Kühlfläche

²⁾ Gehäuse eingelötet in Platine mit kupferkaschierter 35 μ Auflage, Kühlfläche 25 cm²

³⁾ $R_{th\ SU\ 1} = 44$ K/W und $P_V = 1$ W

Kenndaten

$T_U = 25^\circ\text{C}$; gemäß Meßschaltung 1 und Diagramm

Anlaufbetrieb

Stromaufnahme (U_1 noch nicht geschaltet)

$$U_9 = 2\text{ V}$$

$$U_9 = 5\text{ V}$$

$$U_9 = 10\text{ V}$$

Einschaltpunkt für U_1

	min.	typ.	max.	
I_9			0,5	mA
I_9		1,5	2,0	mA
I_9		2,4	3,2	mA
U_9	11,0	11,8	12,3	V

Normalbetrieb

$U_9 = 10\text{ V}$; $U_{\text{Regel}} = -10\text{ V}$; $U_{\text{Takt}} = \pm 0,5\text{ V}$; $f = 20\text{ kHz}$;

Tastverhältnis 1:2 nach erfolgtem Einschaltvorgang

Stromaufnahme

$$U_{\text{Regel}} = -10\text{ V}$$

$$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$$

Referenzspannung

$$I_1 < 0,1\text{ mA}$$

$$I_1 = 5\text{ mA}$$

Temperaturkoeffizient der Referenzspannung

Regelspannung $U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$

Kollektorstromnachbildungsspannung

$$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$$

$$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}/-10\text{ V}$$

Klemmspannung

Ausgangsspannungen

$$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$$

$$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$$

$$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}/-10\text{ V}$$

Rückkoppelspannung

I_9	110	135	160	mA
I_9	50	75	100	mA
U_1	4,0	4,2	4,5	V
U_1	4,0	4,2	4,4	V
TK_1		10^{-3}		1/K
U_3	2,3	2,6	2,9	V
$U_4^*)$	1,8	2,2	2,5	V
$\Delta U_4^*)$	0,3	0,4	0,5	V
U_5	6,0	7,0	8,0	V
$U_{q7}^*)$	2,7	3,3	4,0	V
$U_{q8}^*)$	2,7	3,4	4,0	V
ΔU_{q8}	1,6	2,0	2,4	V
U_2		0,2		V

Schutzbetrieb

$U_9 = 10\text{ V}$; $U_{\text{Regel}} = -10\text{ V}$; $U_{\text{Takt}} = \pm 0,5\text{ V}$; $f = 20\text{ kHz}$; Tastverhältnis 1:2

Stromaufnahme

$$U_5 < 1,9\text{ V}$$

Abschaltspannung

$$U_5 < 1,9\text{ V}$$

Abschaltspannung

$$U_5 < 1,9\text{ V}$$

Blockiereingang

Blockierspannung

$$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$$

Speisespannung für U_8 gesperrt

$$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$$

U_1 aus (bei weiterem Absenken von U_9)

I_9	14	22	28	mA
U_{q7}	1,3	1,5	1,8	V
U_4	1,8	2,1	2,5	V
U_5	$\frac{U_1}{2} - 0,1$	$\frac{U_1}{2}$		V
U_9	6,7	7,4	7,8	V
ΔU_9	0,3	0,6	1,0	V

*) nur Gleichanteil

Kenndaten $T_U = 25^\circ\text{C}$; gemäß Meßschaltung 2

	min.	typ.	max.	
Einschaltzeit (Sekundärspannung)		350	450	ms
Spannungsänderung bei S3 = geschlossen				
$\Delta N_3 = 20\text{ W}$		100	500	mV
Spannungsänderung bei S2 = geschlossen				
$\Delta N_2 = 15\text{ W}$		500	1000	mV
Standby-Betrieb bei S1 = offen				
Sekundärnutzlast = 3 W		20	30	V
		75		kHz
f	70	10	12	VA
$N_{\text{primär}}$				

Die Kühlbedingungen sind unter Berücksichtigung der Grenzdaten (T_G ; T_j ; $R_{\text{th SG}}$; $R_{\text{th SU}}$) zu optimieren.

Schaltungsbeschreibung

Der IC kontrolliert, steuert und schützt den Schalttransistor in Sperrwandler-Netzteilen bei Anlauf-, Normal-, Überlast- und gestörtem Betrieb.

Im Störfall wird die Ansteuerung des Schalttransistors gesperrt und ein Spannungsanstieg auf der Sekundärseite verhindert.

I. Anlaufverhalten

Während des Anlaufs (Einschaltens) werden nacheinander drei Betriebszustände durchlaufen.

1. Aufbau einer internen Referenzspannung

Sie versorgt den Spannungsregler und bewirkt die Aufladung des Koppelkondensators zum Schalttransistor. Bis zu einer Speisespannung von $U_g \approx 12\text{ V}$ bleibt die Stromaufnahme $I_g < 3,2\text{ mA}$.

2. Freigabe der internen Spannungsversorgung – Referenzspannung $U_1 = 4\text{ V}$

Diese Spannung wird schlagartig bei $U_g \approx 12\text{ V}$ eingeschaltet und bildet für alle Baugruppen des IC bis auf die Steuerlogik eine thermisch stabile und überlastfreie Stromversorgung.

3. Freigabe der Steuerlogik

Unmittelbar mit der Referenzspannung wird über ein weiteres Stabilisierungsglied die Stromversorgung der Steuerlogik eingeschaltet, damit ist der IC betriebsbereit.

Diese Anlauffolge wurde notwendig, um die Ladung des Koppelkondensators zum Schalttransistor zu garantieren. Dann erst ist ein exaktes Schalten des Transistors gewährleistet.

II. Normalbetrieb/Regelbetrieb

Am Eingang Anschluß 2 werden die Nulldurchgänge der von der Rückkoppelspule eingespeisten Frequenz registriert und an die Steuerlogik weitergegeben. Am Anschluß 3 (Regeleingang, Überlast und „Standby“-Kennung) werden die gleichgerichteten Amplitudenänderungen der Rückkoppelspule aufgenommen. Der Regelverstärker arbeitet mit einer Eingangsspannung von angenähert 2 V und einem Querstrom von $\approx 1,4$ mA. Die Überlastkennung begrenzt in Verbindung mit dem Kollektorstromnachbilder Anschluß 4 den Regelbereich des Regelverstärkers in Abhängigkeit von der internen Spannungsfrequenz. Die Nachbildung des Kollektorstromes erfolgt durch ein externes RC-Glied am Anschluß 4 und intern festgelegten Schwellspannungen. Bei Vergrößerung der Kapazität (10 nF) vergrößert sich der größtmögliche Kollektorstrom des Schalttransistors (Umkehrpunkt). Damit ist der gewünschte Regelbereich festgelegt. Der Regelumfang liegt zwischen einer auf 2 V geklemmten Gleichspannung und einer sägezahnförmig ansteigenden Wechsellspannung, die bis auf eine maximale Amplitude von 4 V (Referenzspannung) sich verändern kann. Bei sekundärer Lastminderung bis etwa 20 Watt wird die Schaltfrequenz erhöht (≈ 50 kHz) mit fast konstantem Tastverhältnis (1:3). Bei weiterer sekundärer Lastverkleinerung bis etwa 1 Watt ändert sich neben der Schaltfrequenz (≈ 70 kHz) zusätzlich das Tastverhältnis auf ca. 1:11. Gleichzeitig nimmt der Kollektorspitzenstrom auf < 1 A ab.

Im Trigger werden die Ausgangspegel des Regelverstärkers, der Überlastkennung und des Kollektorstromnachbilders verglichen und an die Steuerlogik weitergegeben. Mit Anschluß 5 besteht eine zusätzliche Blockiermöglichkeit. Bei Spannungen am Anschluß 5 von

$$\leq \frac{U_{REF}}{2} - 0,1 \text{ V wird der Ausgang Anschluß 8 gesperrt.}$$

In Abhängigkeit von der Anlaufschaltung, der Nulldurchgangsidentifikation und der Freigabe durch den Trigger werden in der Steuerlogik „Flip-Flops“ gesetzt, die den Basisstromverstärker und den Basisstromabschalter steuern. Der Basisstromverstärker gibt den sägezahnförmigen U_4 -Spannungsverlauf an den Ausgang Anschluß 8 weiter. Zwischen Anschluß 8 und Anschluß 7 wurde eine Stromgegenkopplung mit einem externen Widerstand ($R = 0,68 \Omega$) eingeführt. Der Widerstandswert bestimmt die maximale Amplitude des Basisansteuerstromes für den Schalttransistor.

III. Schutzbetrieb

Der Basisstromabschalter, durch die Steuerlogik veranlaßt, klemmt den Ausgang Anschluß 7 auf 1,6 V und sperrt somit die Ansteuerung des Schalttransistors. Diese Schutzmaßnahme wird ausgelöst, wenn entweder die Speisespannung am Anschluß 9 einen Wert $\leq 6,7$ V annimmt oder wenn am Anschluß 5 Spannungen $\leq \frac{U_{REF}}{2} - 0,1$ V auftreten.

Bei Kurzschluß der sekundären Wicklungen des Schaltnetztes regelt der IC auf einen sich wiederholenden Abfrage-Zustand hin. Bei sekundär völlig lastfreiem Betrieb wird der IC auf ein kleines Tastverhältnis gesetzt. Die Gesamtleistungsaufnahme des Schaltnetztes wird somit in beiden Betriebszuständen auf $N = 6 \dots 10$ Watt gehalten. Nach dem Sperren des Ausganges, das bei einer Speisespannung von $\leq 6,7$ V erfolgt, wird bei weiterem Verkleinern um $\Delta U_9 = 0,6$ V die Referenzspannung (4 V) abgeschaltet.

Schutzbetrieb im Störfall an Anschluß 5

Zum Schutz gegen Störungen wie primäre Unterspannungen und/oder sekundäre Überspannung (z. B. durch Parameteränderungen von Bauelementen des Schaltnetzteils) kann folgende Anwendung realisiert werden:

- **Schutzbetrieb mit periodischer Abfrage**

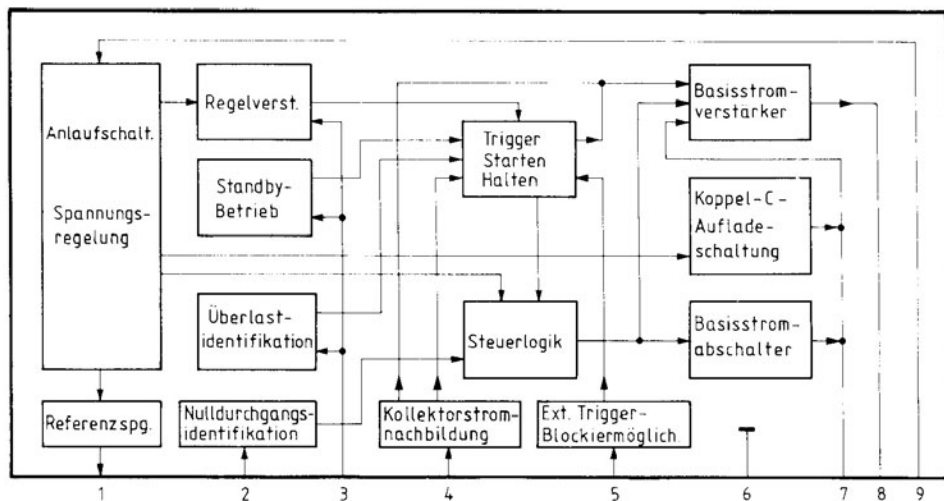
Im Störfall werden durch Unterschreiten der Schutzwelle U_5 von typisch $U_1/2$ die Ausgangsimpulse an Anschluß 8 gesperrt. Die Stromaufnahme des IC reduziert sich ($I_9 \geq 14 \text{ mA}$ bei $U_0 = 10 \text{ V}$).

Bei entsprechend **hochohmigem** Anlaufwiderstand²⁾ sinkt dann die Versorgungsspannung U_0 unter die minimale Abschaltschwelle (5,7 V) für die Referenzspannung U_1 . Als Folge wird U_1 abgeschaltet.

Wegen der nochmals reduzierten Stromaufnahme des IC ($I_g \leq 3,2 \text{ mA}$ bei $U_g \leq 10 \text{ V}$) kann die Versorgungsspannung wieder bis zur Einschaltsschwelle $U_g \geq 12,3 \text{ V}$ ansteigen, die Schutzwelle an Anschluß 5 wird freigegeben und das Schaltnetzteil versucht einzuschalten.

Bei noch oder wieder anliegendem Störfall ($U_5 \leq U_{1/2} - 0,1 \text{ V}$) wird das Einschalten durch obigen periodischen Schutzbetrieb unterbrochen, d. h. Anschluß 8 sperrt, U_0 sinkt usw.

Blockschaltbild



*) in Anwendungsschaltung 1 10 k Ω /3 W

IV. Einschalten im Weitbereich (90 V~ bis 270 V~)-Netzteil (Anwendungsschaltung 2)

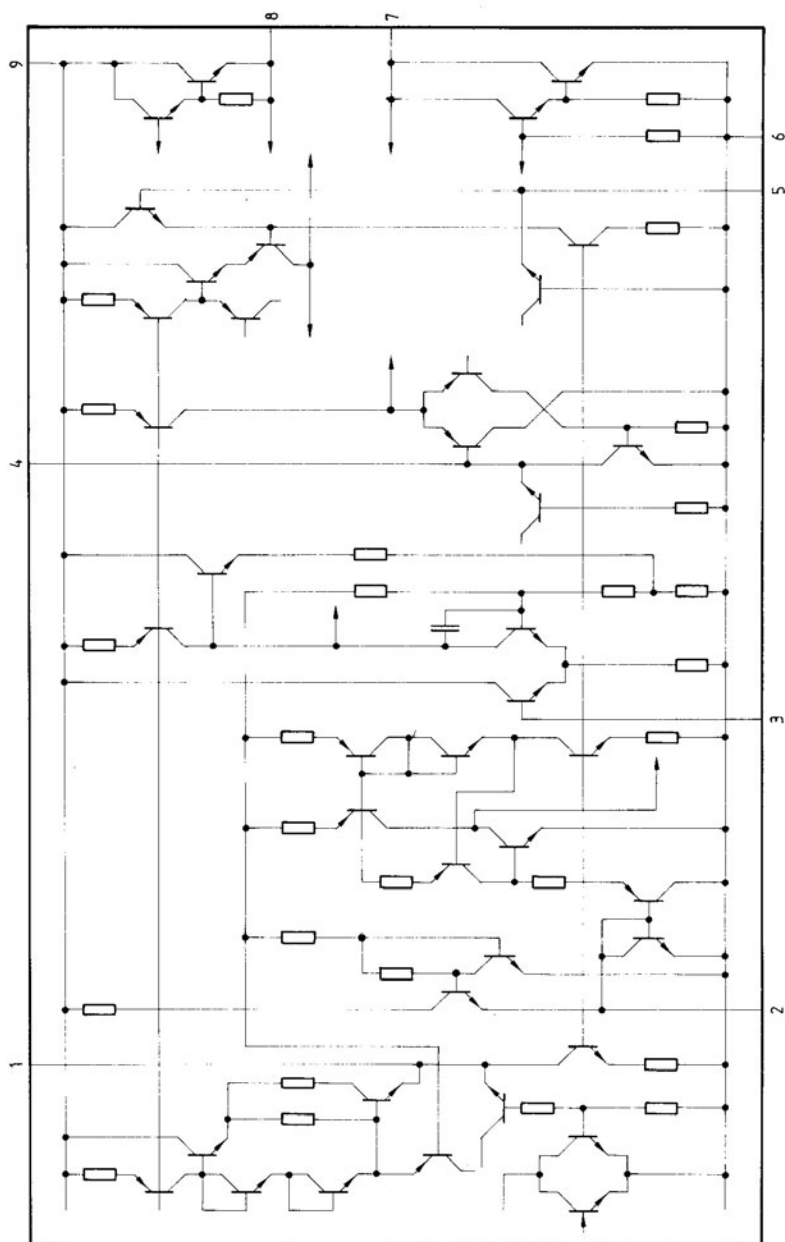
Freischwingende Sperrwandler als Weitbereich-Netzteile benötigen eine von der gleichgerichteten Netzspannung unabhängige Stromversorgung der TDA 4601, weshalb der Wickelsinn der Wicklung 11/13 der Sekundärseite des Sperrwandlertrafos entspricht. Das Einschalten wird dadurch erschwert, daß die TDA 4601 solange durch die Anlaufschaltung versorgt werden muß, bis die gesamte Last-Sekundärseite aufgeladen ist. Dies führt vor allem bei niedriger Netzspannung zu langen Einschaltzeiten.

Bei Verwendung der Anlaufonderschaltung (gestrichelt gezeichnet) wird diese Zeit verkürzt. Die unregelte Phase der Rückkoppel-Regelwicklung 15/9 wird dabei als Einschalthilfe verwendet. Der Transistor T1 sperrt nach dem Einschalten, wenn die Wicklung 11/13 die Stromversorgung der TDA 4601 übernommen hat, so daß eine Beeinflussung des Regelkreises während des Betriebes ausgeschlossen ist.

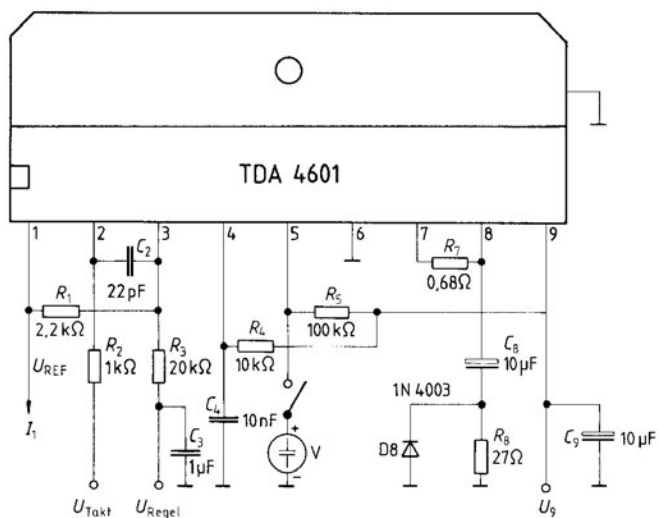
Anschlußbelegung

Anschluß	Funktion
1	U_{REF} -Ausgang
2	Nulldurchgangsidentifikation
3	Eingang Regelverstärker, Überlastverstärker
4	Kollektorstromnachbildung
5	Anschlußmöglichkeit für zusätzliche Schutzschaltung
6	Masse (starr mit Insel verbunden)
7	Gleichspannungsausgang zur Ladung des Koppelkondensators
8	Impulsausgang – Ansteuerung des Schalttransistors
9	Stromversorgung

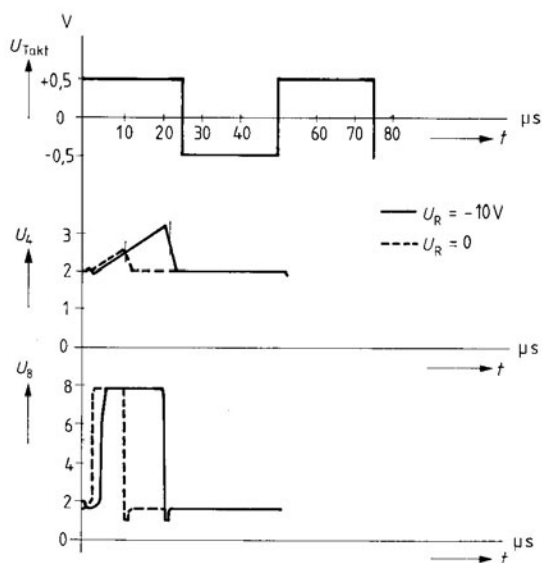
Schaltbild



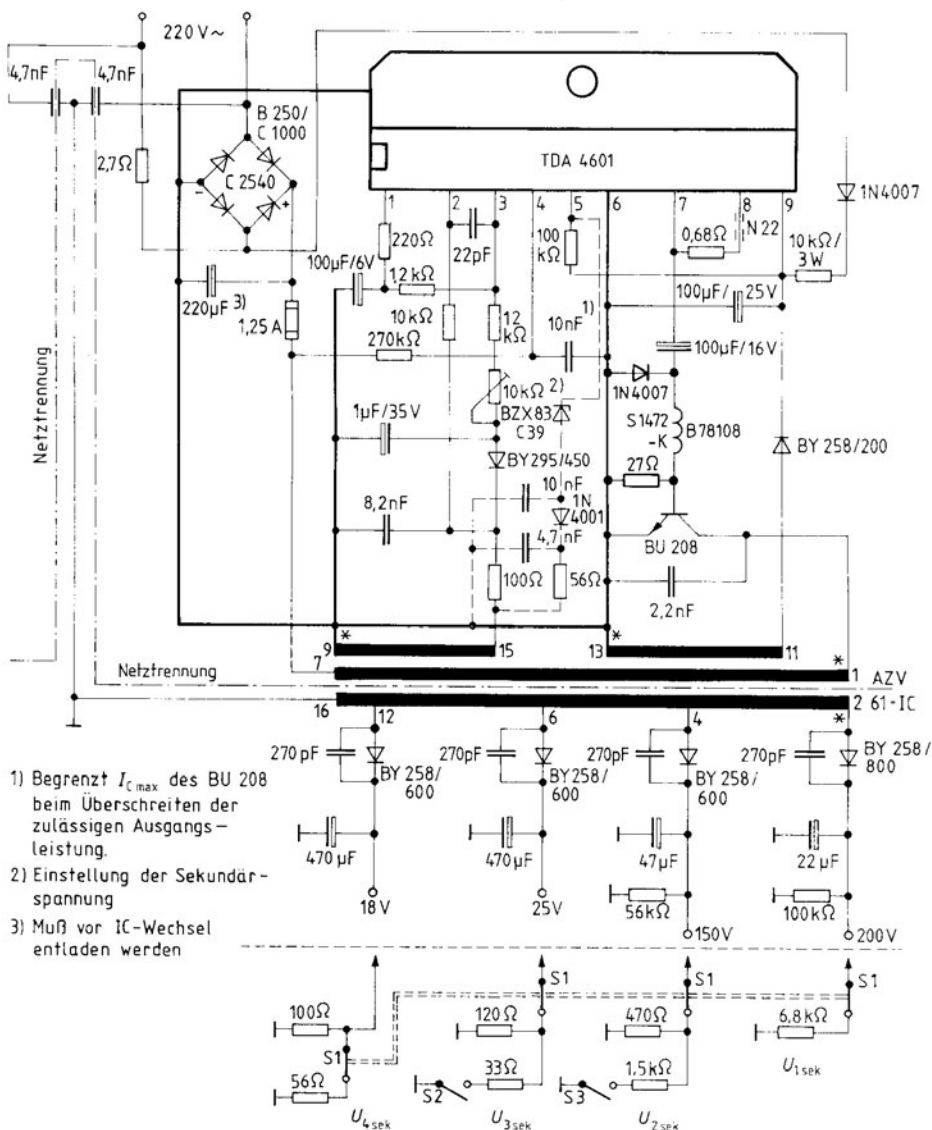
Prüf- und Meßschaltung 1



Meßdiagramm: Überlastbetrieb



Prüf- und Meßschaltung 2



Zu Anwendungsschaltung 1

Schutzschaltung auch im Störfall gegen sekundäre Spannungserhöhung

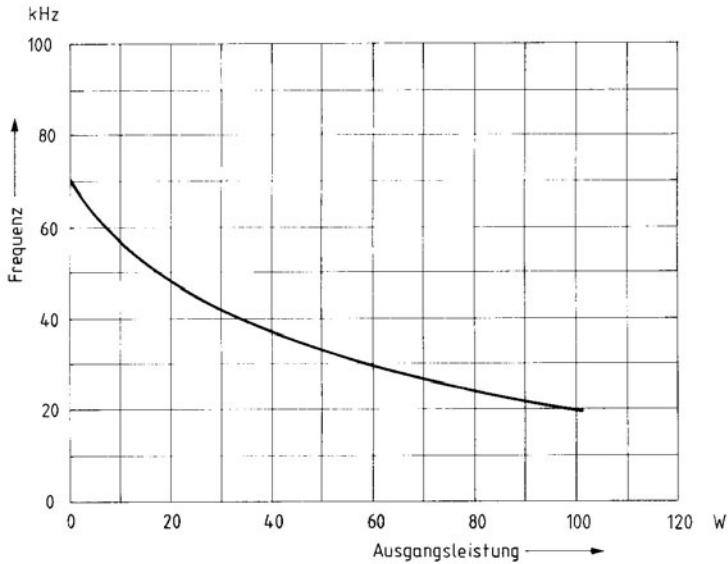
Diese Schaltungsvariante ist bei Standby-Betrieb bedingt notwendig. Wenn Schalter S1 offen, und die Sekundärseite mit nur 1 bis 5 Watt belastet wird, tritt eine Spannungsüberhöhung sekundär von ca. 20 % auf.

Im Störfall, (z. B. wenn das Potentiometer 10 k Ω (2) Wackelnieten hat, wenn der Kondensator 1 μ F Kapazitätsverlust zeigt oder wenn der 12-k Ω -Widerstand hochohmig geworden ist und einen Wert von 32 k Ω angenommen hat), schützt die Standardabschaltung nur über den Umkehrpunkt. Im Störfall wird damit in die Sekundärseite bis zur Erreichung des Umkehrpunktes Energie gepumpt, die nicht abklingen kann und die 150-V-Spannung bis auf den doppelten Wert hochschnellen läßt (Gefährdung der sekundären Elkos).

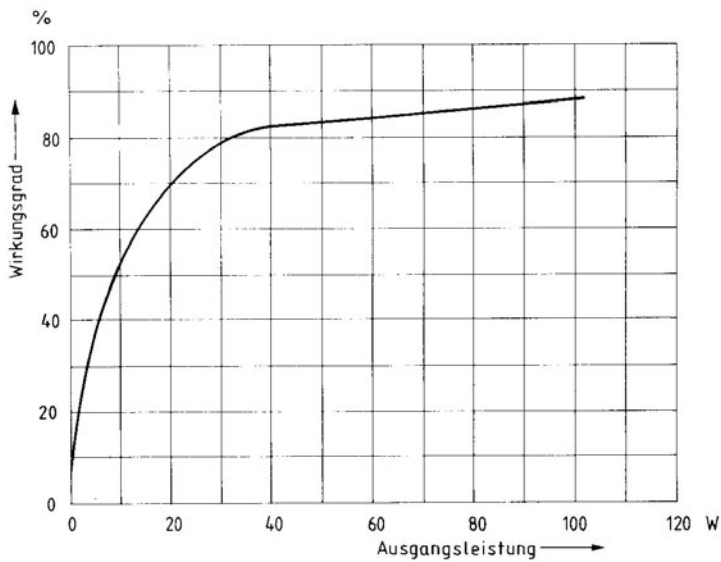
Diese zusätzliche Schutzschaltung greift direkt an der Regelwicklung 9/15, die den Energiestoß als überhöhte Spannung erkennt, an und nimmt über den Widerstand 56 Ω und den Gleichrichter 1N4001 den negativen Anteil ab und speichert diesen in dem Kondensator 10 nF. Übersteigt die Amplitude die Spannung der Z-Diode BZX 83/39 wird der Anschluß 5 unter die Abschwelle gezogen und die Ausgabe von weiteren Steuerimpulsen aus Anschluß 8 unterbrochen. Die Spannungsüberhöhung auf der Sekundärseite im Störfall nimmt nunmehr maximale Werte von ca. 30 % an.

Zusätze zur Prüf- und Meßschaltung 2

Frequenz in Abhängigkeit der Ausgangsleistung

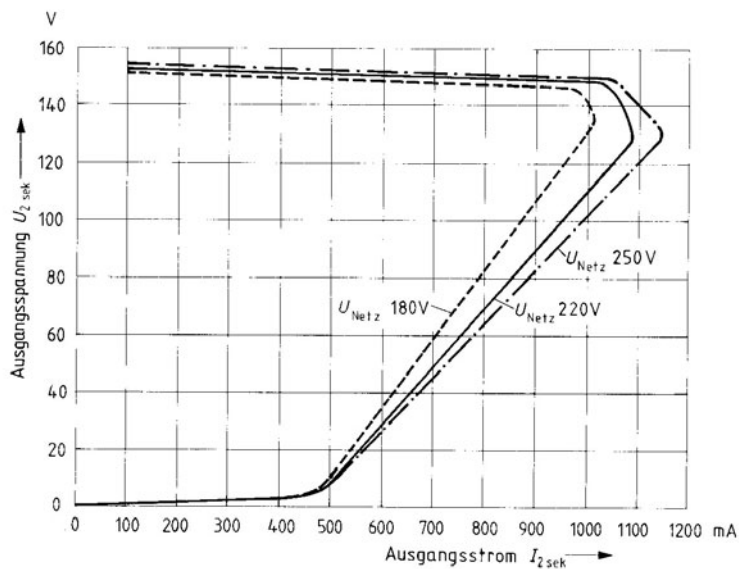


Wirkungsgrad in Abhängigkeit der Ausgangsleistung

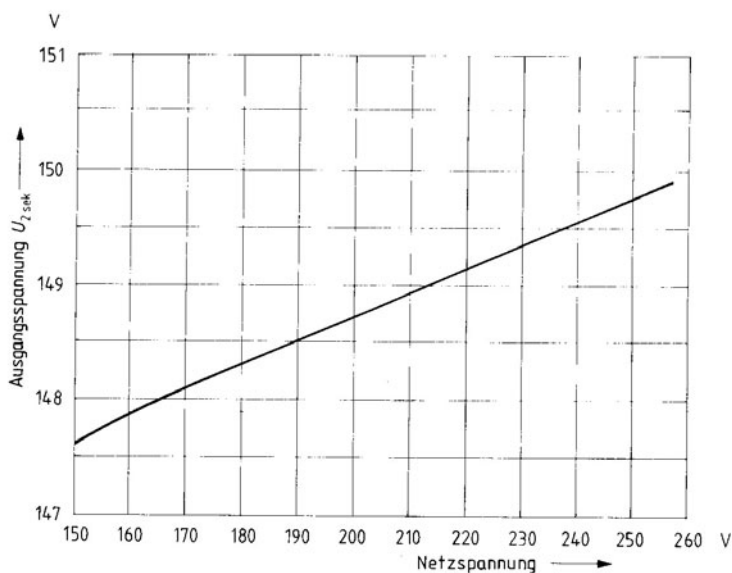


Zusätze zur Prüf- und Meßschaltung 2

Lastverhalten $U_{2\text{ sek}} = f(I_{2\text{ sek}})$

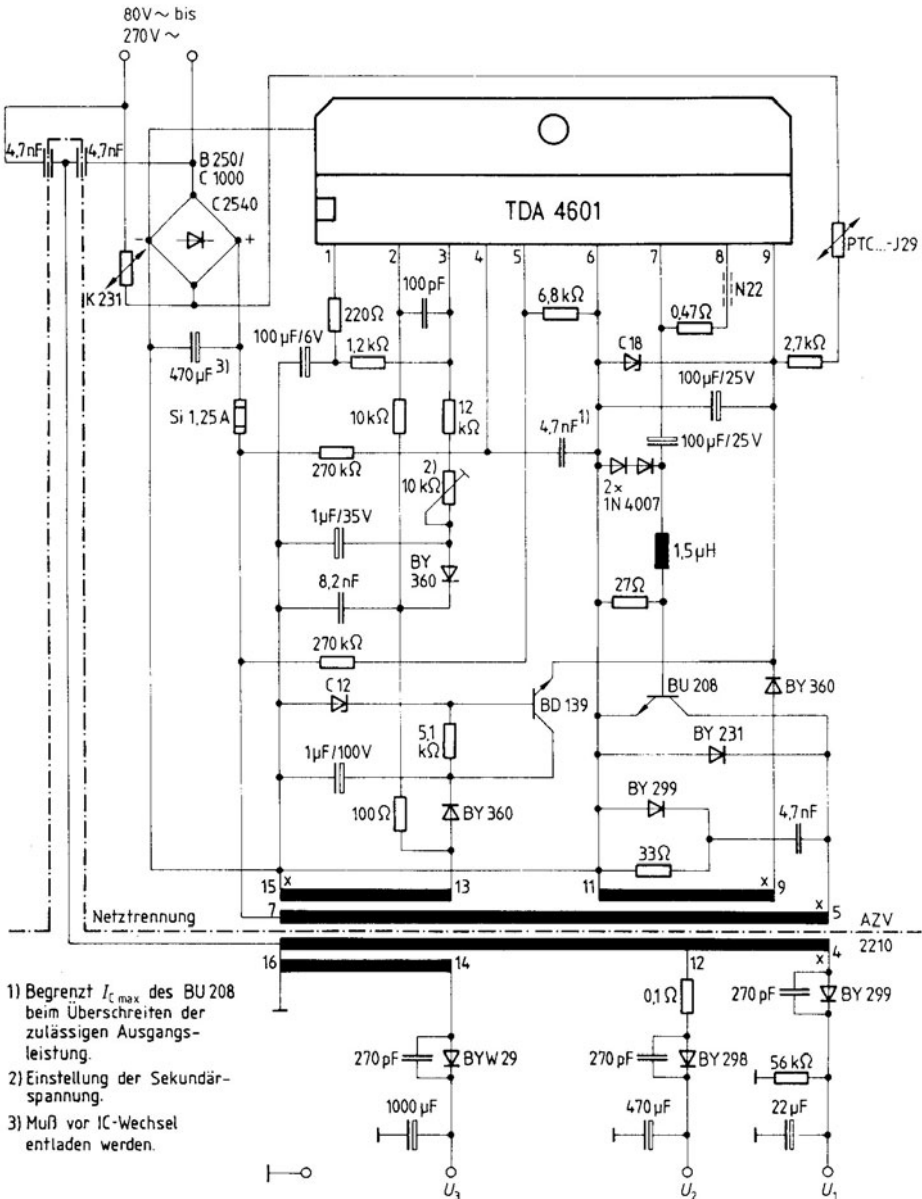


Ausgangsspannung $U_{2\text{ sek}}$ bei Netzänderung



Anwendungsschaltung 2

Weitbereich von 80 V_~ bis 270 V_~



- 1) Begrenzt $I_{C_{max}}$ des BU 208 beim Überschreiten der zulässigen Ausgangsleistung.
- 2) Einstellung der Sekundärspannung.
- 3) Muß vor IC-Wechsel entladen werden.

Zu Anwendungsschaltung 2

Weitbereich-Schaltnetzteil

Die Siebung der gleichgerichteten Wechselspannung wurde um eine sichere, brummfreie Versorgung bei $U_{\text{Netz}} = 80 \text{ V}_{\sim}$ zu haben auf $470 \mu\text{F}$ erhöht. Die Versorgung des IC ist wie die Sekundärseite von der stabilisierten Phase abgegriffen. Um einen sicheren Anlauf des SNT bei der unteren Netzspannung zu gewährleisten, wurde von der Wicklung 13/15 die nichtstabilisierte Phase als Anlaufhilfe (BD 139) verwendet, die im eingeschwungenen Betrieb mit Hilfe der Z-Diode C 12 ausgeschaltet wird.

Zur Verbesserung des Schaltverhaltens des BU 208 über den ganzen Spannungsbereich (80 bis 270 V_{\sim}) war im Vergleich zur 220 V_{\sim} -Standardschaltung eine Änderung der Kollektor-Emitter-Beschaltung notwendig. Um den BU 208 frei von Inversbetrieb zu halten, ist die Diode BY 231 notwendig. Bei Schaltzeiten mit einer Sekundärleistung $< 75 \text{ W}$ kann diese Diode integriert werden (BU 208D).

Der IC TDA 4601 selbst wurde im Vergleich zum IC TDA 4600-2 bezüglich des Abschaltens bei Unterspannung am Anschluß 5 verbessert. Der IC TDA 4601 erhielt zusätzlich am Anschluß 5 einen Differenz-Verstärker-Eingang, der ein exaktes Abschalten des Anschluß 8-Ausganges mit Hysterese bewirkt. Für Weitbereich-Schaltnetzteile wird deshalb der TDA 4601 statt des TDA 4600-2 empfohlen. Die Forderung nach Weitbereich-Schaltnetzteilen ($80\text{--}270 \text{ V}_{\sim}$) mit 120 W Sekundärleistung bei gleichbleibender Qualität wie die Standardschaltung bei 220 V_{\sim} ist ohne Zeitaufwand nicht realisierbar.

Wärmewiderstand

Umgebungsbezogener Wärmewiderstand R_{thJU1} (normiert)
als Funktion der Seitenlänge l einer quadratischen
kupferkaschierten Kühlfläche ($35\text{ }\mu\text{m}$ Kupferauflage)

$$R_{thJU}(l=0) = 60\text{ K/W}$$

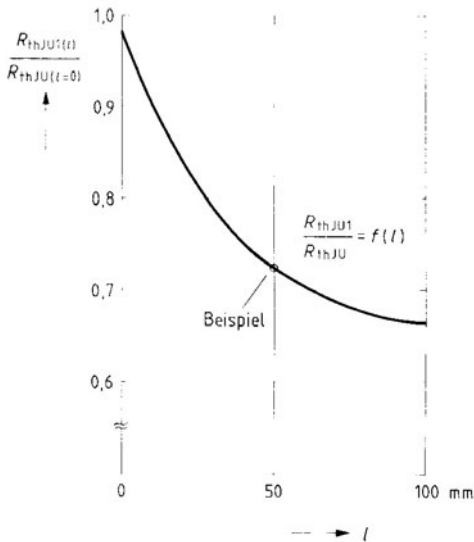
$$\vartheta_U \leq 70\text{ }^\circ\text{C}$$

$$P_V = 1\text{ W}$$

Platine senkrecht

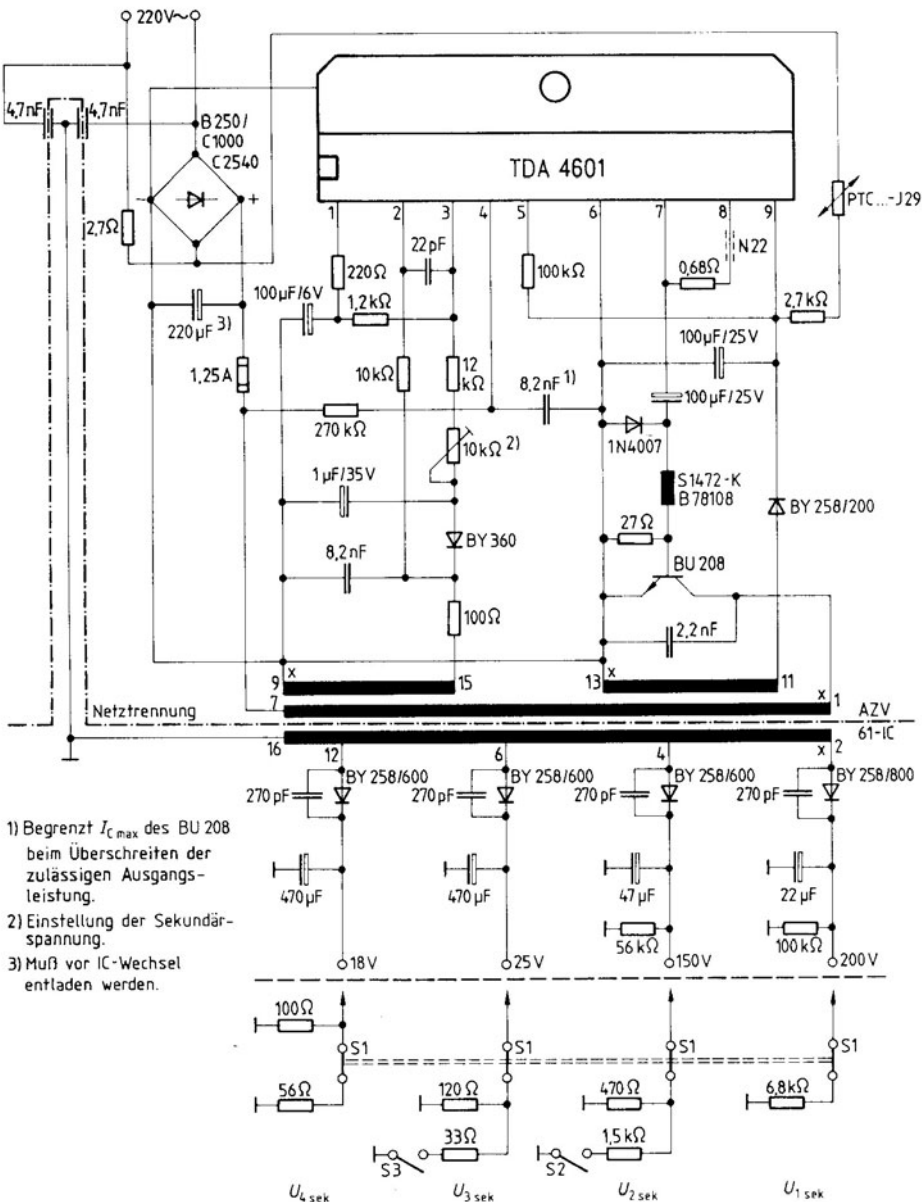
Schaltkreis senkrecht

ruhende Luft



Weitere Anwendungsschaltungen

Schaltung 3



Zu Anwendungsschaltung 3

Vollisolierter, klemmkontakterter Kaltleiter für Schaltnetzteilanwendungen mit erhöhtem Anlaufstrom

Der neuentwickelte Kaltleiter **Q63100-P2462-J29** wurde für Schaltnetzteile konzipiert, kann aber auch in anderen elektronischen Schaltungen eingesetzt werden, die ihre Versorgungsspannung beispielsweise direkt aus der gleichgerichteten Netzspannung beziehen und einen erhöhten Einschaltstrom benötigen. Beim Einsatz im millionenfach bewährten Sperrwandlernetzteil für Fernsehgeräte konnte durch den Einsatz des neuen Kaltleiters im Hilfsstromzweig eine Leistungseinsparung von immerhin 2 W erreicht werden. Diese Verbesserung des Wirkungsgrades wirkt sich im Standby-Betrieb von Fernsehgeräten besonders günstig aus.

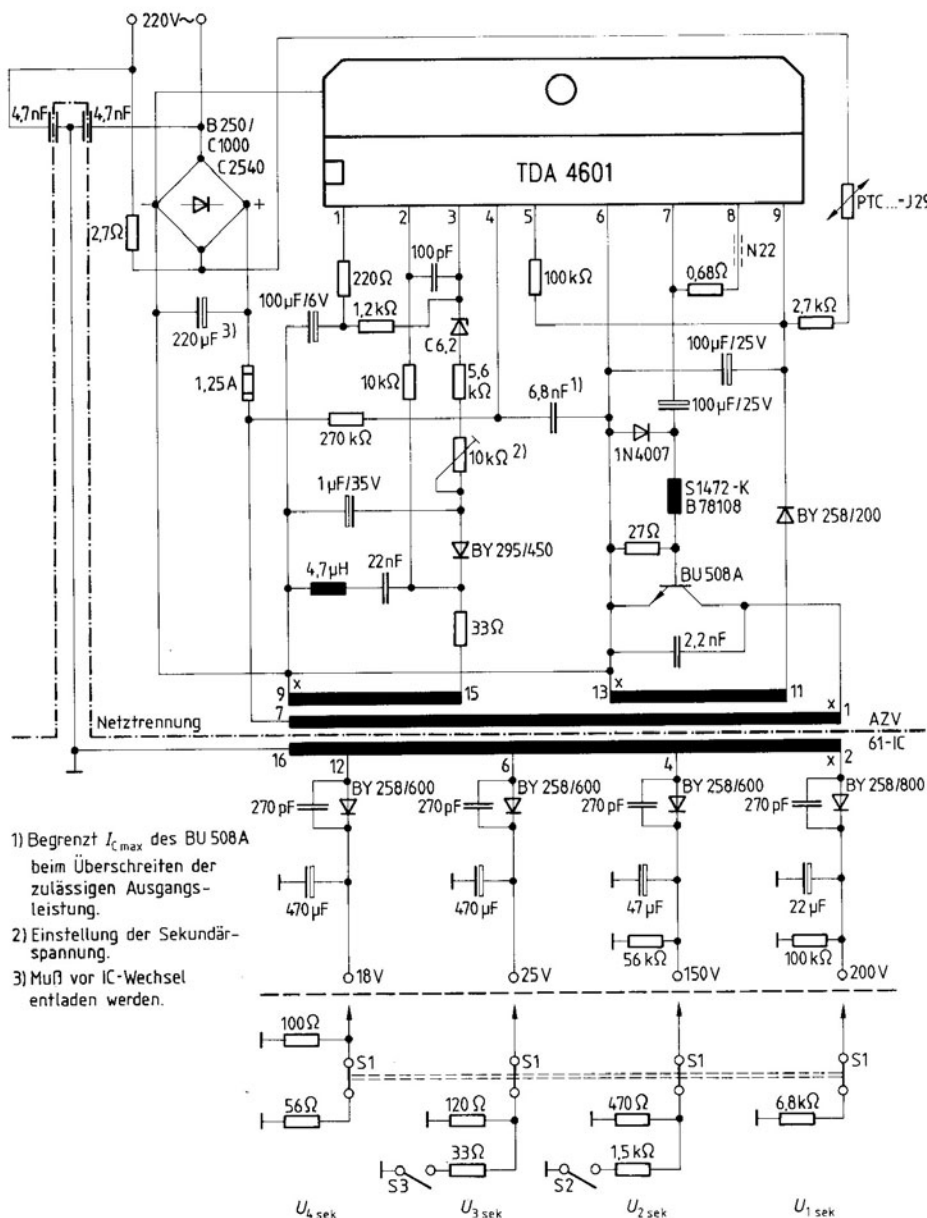
Der zum Anlauf benötigte Strom fließt nur 6 bis 8 s bis zum Erreichen der Kaltleiter-Betriebstemperatur. Die kleine Wärmekapazität des Kaltleiters macht die Schaltung bereits nach 2 s wieder voll funktionsfähig. Als weiterer Vorteil ergibt sich eine verbesserte Kurzschlußfestigkeit der Anordnung. Die Klemmkontaktierung ermöglicht eine praktisch unbegrenzte Schalthäufigkeit und damit hohe Zuverlässigkeit. Das flammhemmende Kunststoffgehäuse und die geringen Abmessungen sind weitere Vorzüge des neuen Kaltleiters.

Technische Kurzdaten

Durchbruchspannung bei $T_U = 60^\circ\text{C}$
 Widerstand bei $T_U = 25^\circ\text{C}$
 Widerstandstoleranz
 Kippstrom (typ)
 Reststrom bei $U_{A\text{max}}$
 Maximale Anwendungsspannung
 Bezugstemperatur (typ)
 Temperaturkoeffizient (typ)
 Maximaler Betriebsstrom
 Lagertemperatur

$U_{D\text{eff}}$	350	V
R_{25}	5	k Ω
ΔR_{25}	25	%
I_K	20	mA
I_R	2	mA
$U_{A\text{max eff}}$	265	V
T_b	190	$^\circ\text{C}$
TK_R	26	%/K
I_{max}	0,1	A
T_s	-25 bis 125	$^\circ\text{C}$

Schaltung 4



Zu Anwendungsschaltung 4

Verbesserte Lastregelung und verbessertes Kurzschlußverhalten

Das Einschalten erfolgt wie Schaltung 3.

Als Schalttransistor wurde aus Preisgründen ein BU 508A gewählt.

Für sicheren Standby-Betrieb wurde die Kapazität zwischen Anschluß 2 und Anschluß 3 auf 100 pF erhöht.

Die Z-Diode C 6,2 überträgt die Regelspannung ΔU_R direkt an Anschluß 3, wodurch eine bessere Lastregelung erzielt wird.

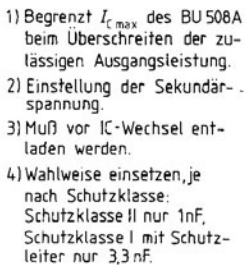
Der Aufbau und die Koppelverhältnisse verschiedener Sperrwandlertrafos führten manchmal zu Überschwinger-Spektren, die sich über die Rückkoppelwicklung 9/15, trotz des RC-Dämpfungsgliedes von $33\ \Omega \times 22\ \text{nF}$ und des $10\text{-k}\Omega$ -Widerstandes, bis an den Nulldurchgangsindikator-Eingang (Anschluß 2) durchsetzten und den IC zu Doppel- und Mehrfach-Impulsen anregten. Doppel- und Mehrfach-Impulse aber führen zur magnetischen Sättigung des Sperrwandlertrafos und damit zur Gefährdung des Schaltnetztes (SNT).

Die Überschwinger werden besonders angeregt, wenn große Leistungen übertragen werden, was in der Nähe des Umkehrpunktes eintritt. Das SNT aber regelt bei jeder Überlast oder bei jedem Kurzschluß über den Umkehrpunkt seine abgegebene Leistung auf ein Minimum.

Durch die Induktivität $4,7\ \mu\text{H}$ wurde in Verbindung mit der Kapazität $22\ \text{nF}$ ein Saugkreis aufgebaut, dessen Resonanz der Eigenschwingung des Transformators entspricht und über den $33\text{-}\Omega$ -Widerstand die entstehenden Überschwinger kurzschließt.

$$\left(f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \approx 500\ \text{kHz}\right)$$

Schaltung 5



Zu Anwendungsschaltung 5

Hochstabilisierte Sekundärseite

Für kommerzielle Stromversorgungen werden vor allem hochkonstante niedere Spannungen und hohe Ströme benötigt, die mittels des Sperrwandler-Prinzips allerdings nur bedingt realisierbar sind, wegen der großen Wirtschaftlichkeit aber eingesetzt werden. Bedingung für einen Sperrwandler mit galvanischer Netztrennung und hochkonstanter Sekundärseite ist, daß die Regelinformation direkt von der Sekundärseite erfolgt. Nur zwei Möglichkeiten sind hierfür bekannt, entweder mittels eines vom Sperrwandlertrafo magnetisch getrennten Übertragers oder mittels eines Optokopplers. Mit der Entwicklung des CNY 17 ist es gelungen, einen betriebssicheren, langzeitkonstanten und für galvanische Netztrennung geeigneten Baustein herzustellen.

Der IC TDA 4601 D, ein Folgetyp des IC TDA 4600 D, ist funktionskompatibel zu seinem Vorgänger und steuert genauso wie diese das freischwingende Sperrwandler-Netzteil. Der Eingang für die Regelinformation erfolgt am Anschluß 3, wo der Vergleich mit der von Anschluß 1 stammenden Referenzspannung und der vom Optokoppler mitgeteilten Regelinformation stattfindet und in eine Frequenz-Impulsbreiten-Regelung umgesetzt wird.

Die bisherige Rückkoppel- und Regelinformationswicklung ist nicht notwendig. Die Rückkoppelinformation (Nulldurchgang) wird aus der Wicklung 3/4 –Versorgungswicklung – entnommen. Um von Störeinflüssen am Anschluß 2 frei zu sein, wurde die Zeitkonstanten-Kette $330\ \Omega/3,3\ \text{nF}$ und $330\ \Omega/2,2\ \text{nF}$ in Reihe mit $150\ \mu\text{H}$ eingesetzt. Das LC-Glied stellt für die Überschwinger des Sperrwandlertrafos einen Saugkreis dar und wirkt für diese als Kurzschluß.

Zu Anwendungsschaltung 6

Weitbereich – Steckerschaltnetzteil bis 30 W

Steckernetzteile waren bisher aufgrund ihres Volumens und ihres Gewichtes auf Sekundärleistungen von 6 W und einer eingeeengten Primärspannung begrenzt.

Mit dem hier vorgestellten netzgetrennten Weitbereich-Sperrwandler mit variabler Frequenz wurde eine Sekundärleistung von 30 W möglich. Der kompakte Aufbau hat ein Gewicht von ca. 400 g. Der gesamte Netzbereich von 90 V_~ bis 260 V_~ wird auf der Sekundärseite mit $\pm 1,5\%$ stabilisiert. Lastschwankungen werden zwischen 0,1 A und 2 A mit 5 % ausgeregelt. Der Ausgang (Sekundärseite) ist überlast-, kurzschluß- und leerlaufsicher.

Zu Anwendungsschaltung 7

Weitbereich – Schaltnetzteil mit reduzierendem Kollektorspitzenstrom $I_{C\ BU\ 208}$ bei steigender Netzspannung (variabler Umkehrpunkt)

Weitbereich Netzteile müssen bei Netzspannungen $U_{\sim} = 90$ bis 260 V dimensioniert werden. Der Abstand zwischen dem max. Kollektorstrom $I_{C\ BU\ 208\ max}$ und dem höchstmöglichen Grenzstrom $I_{C\ BU\ 208\ grenz}$, der zur magnetischen Sättigung des Sperrwandlertrafos führt und durch die Primärinduktivität Wicklung 5/7 fließt, muß bei $U_{\sim min}$ bestimmt werden ($I_{C\ BU\ 208\ grenz} \geq 1,2 \times I_{C\ BU\ 208\ max}$). Danach ist die übertragbare Leistung des Sperrwandlertrafos und dessen Größe bei $U_{\sim max}$ festzulegen. Der Kollektorstrom $I_{C\ BU\ 208\ max}$ im Umkehrpunkt ist in der Standardschaltung für alle Netzspannungen annähernd konstant. Die übertragbare Leistung auf der Sekundärseite aber wächst im Umkehrpunkt im Verhältnis mit der angelegten gleichgerichteten steigenden Netzspannung (**Figur 1 u. 2**).

Im Weitbereich-Netzteil tritt ein Netzspannungsverhältnis $270/90 = 3/1$ auf, was auf der Sekundärseite zu einer Verdopplung der übertragbaren Leistung führt, d. h. im Weitbereich-Schaltnetzteil mußte ein viel zu großer Sperrwandlertrafo eingesetzt werden.

Der Umkehrpunkt, der das Schaltnetzteil bei Überlast oder Kurzschluß schützt, wird aus der Zeitkonstante am Anschluß $4\ \tau_4 = 270\ k\Omega \times 4,7\ nF$ bestimmt und damit die größtmögliche Impulsbreite festgelegt.

Mit Einführung des Widerstandes $33\ k\Omega$ wird diese Zeitkonstante in Abhängigkeit der an der Wicklung 13/15 anliegenden und durch die Diode BY 360 gleichgerichteten und durch die Kapazität $1\ \mu F$ gesiebten Regelspannung verkleinert, d. h. die Impulszeit verkürzt. Mit der Z-Diode C18 wird festgelegt, ab welcher Netzspannung der Einfluß der Zeitkonstanten-Korrektur beginnt. Die Änderung der gleichgerichteten Spannung der Wicklung 13/15 ist proportional der Änderung der gleichgerichteten Netzspannung!

Mit den vorgegebenen Werten wurde der Kollektorspitzenstrom im Umkehrpunkt $I_{C\ BU\ 208}$ von $5,2\ A$ bei $U_{\sim} = 90\ V$ auf $3,3\ A$ bei $U_{\sim} = 270\ V$ reduziert. Die übertragbare Leistung im Umkehrpunkt bleibt durch den eingestellten Einsatzzpunkt der Umkehrpunkt-Korrektur ab $U_{\sim} = 125\ V$ bis $U_{\sim} = 270\ V$ konstant (hervorgehobene Kurve in Figur 2).

Lastverhalten

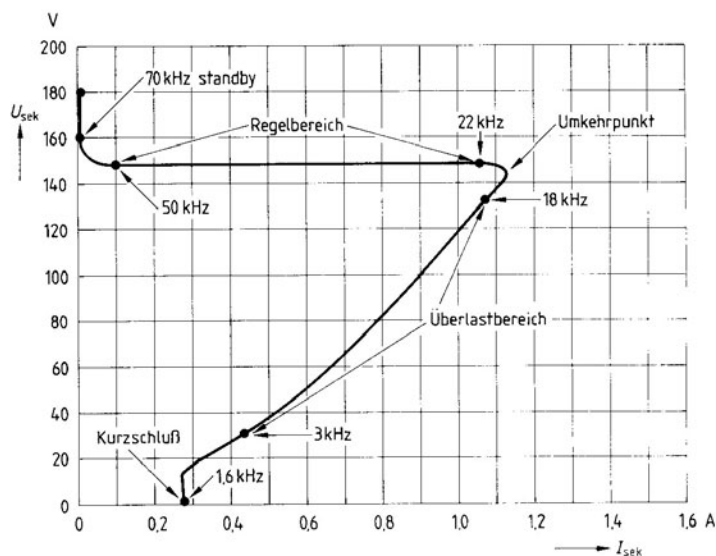


Bild 1

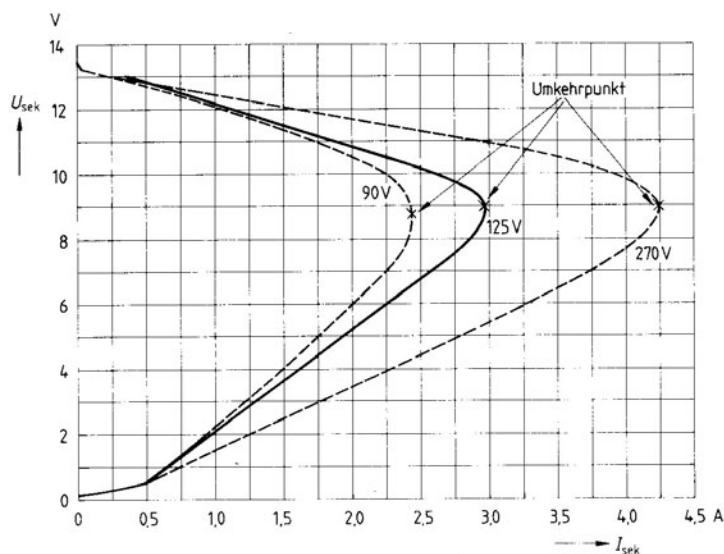


Bild 2

Vorläufige Daten**Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4605	Q67000-A8078	DIP 8

Der IC übernimmt in freischwingenden Sperrwandlernetzteilen die Ansteuerung eines MOS-Leistungstransistors und alle notwendigen Regelungs- und Überwachungsfunktionen. Da selbst bei starken Laständerungen eine hohe Spannungskonstanz erreicht wird, läßt sich der IC sowohl auf dem Konsumsektor als auch in Industrieanwendungen einsetzen.

- Direkte Ansteuerung des Schalttransistors
- Rückläufige lineare Überlastkennlinie

Funktionsbeschreibung

An der Eingangsspannung liegt die Serienschaltung von Leistungs-Transistor und Primärwicklung des Sperrwandlertrafos. Während der Leitphase des Transistors wird Energie in der Primärwicklung gespeichert und in der Sperrphase über die Sekundärwicklung an den Verbraucher abgegeben. Der IC steuert den Leistungs-Transistor so, daß die Sekundärspannungen unabhängig von Eingangs- oder Lastschwankungen konstant bleiben. Die dazu nötigen Regelinformationen werden in der Leitphase aus der Eingangsspannung und in der Sperrphase einer Regelwicklung (Sekundärwicklung) entnommen.

Lastschwankungen werden durch Frequenzänderung ausgeregelt, eine nicht konstante Eingangsspannung zusätzlich durch Variation des Tastverhältnisses. Dabei ergeben sich folgende lastabhängige Bereiche des Schaltnetzteils (SNT):

- Leerlauf bzw. kleine Last: Ausgangsspannung etwas über Sollwert
- Regelbereich: Lastunabhängige Ausgangsspannung
- Überlastbereich: Bei sekundärer Überlastung bzw. Kurzschluß wird ab dem Umkehrpunkt in einer rückläufigen Kennlinie die Sekundärspannung abhängig vom Laststrom zurückgenommen.

Typische Werte für Tastverhältnis v , Schaltfrequenz f und Dauer der Leitphase t des Leistungs-Transistors in den Lastbereichen sind z. B.:

Bereich	v	f/kHz	$t/\mu\text{s}$
Leerlauf	0,1	150	0,7
Kleine Last (5 W)	0,33	80	2,5
Regelbereich (30–100 W)	0,33	40	5,6
Umkehrpunkt 150 W	< 0,5	20	< 25
Kurzschluß	0,02	1,5	< 15

Anwendungsbeschreibung

Eine Abbildung zeigt einen Sperrwandler für Farbfernsehgeräte von 30 W bis 120 W und Netzspannungen von 90 V bis 140 V. Die wichtigsten Impulse sind auf einer der nachfolgenden Seiten dargestellt.

Mittels des Brückengleichrichters Gr 1 wird die Netzspannung gleichgerichtet und dadurch C_3 geglättet.

Die Stromversorgung des IC erfolgt während des Anlaufs über den Widerstand R_2 und R_3 und im eingeschwungenen Zustand zusätzlich über die Wicklung 13/11 und den Gleichrichter D 3. Die Größe des Siebkondensators C_6 bestimmt auch das Einschaltverhalten.

Als Schalttransistor T 1 wurde ein BUZ 45 gewählt. Die parallel liegende Kapazität C_9 bildet mit der Primärwicklung 1/7 einen Schwingkreis und begrenzt somit Frequenz und Amplitude von Überschwängern der Drain-Source-Spannung beim Abschalten des T 1. R_{14} dämpft die Eigenschwingung. Mit der Diode D 5 werden positive Überschwinger begrenzt. R_{12} verhindert statische Aufladungen des Gates von T 1. D 1 verbessert das Abschaltverhalten. Der Stromanstieg in T 1 wird durch die Induktivität der Primärwicklung bestimmt. Eine Abbildung dieses sägezahnförmigen Anstiegs erscheint am R_7C_4 -Glied und wird Anschluß 2 des IC zugeführt.

Je nach Dimensionierung der Primärinduktivität muß das Zeitglied R_7C_4 dem Anstiegswinkel des Stromes in T 1 angepaßt werden. Somit erhält der IC als Regelinformation in der Leitphase an Anschluß 2 eine Abbildung des Energieinhalts der Primärwicklung als Funktion von Netzspannung und Zeit.

Die Erfassung der Regelabweichung an Anschluß 1 erfolgt mittels der Regelwicklung 9/15. Diese Maßnahme setzt eine feste Kopplung mit der Sekundärwicklung 2/16 voraus. Gleichzeitig wird die Regelwicklung als Rückkopplung verwendet und erlaubt ein selbständiges Schwingen des Parallelkreises C_9 /Primärinduktivität im Fall des gesperrten Leistungs-Transistors. Damit ist die maximal mögliche Leerlauffrequenz festgelegt.

Die für Anschluß 1 nötige Regelspannung wird durch die Diode D 4 gleichgerichtet und durch die Kapazität C_7 geglättet. Der Widerstand R_{13} bildet zudem mit C_8 ein Zeitglied. Damit werden schnelle Regelspannungsänderungen ausgesiebt, d. h., das Stellglied reagiert erst auf mehrere Perioden. Mit dem Spannungsteiler aus den Widerständen R_8 , R_9 und R_{10} kann die Sekundärspannung eingestellt werden. Grund: Die sich an Anschluß 1 einstellende Regelspannung wird in dem IC mit einer internen stabilen Referenzspannung verglichen.

Entsprechend dem Vergleichsergebnis werden Frequenz und Tastverhältnis nachgeregelt, bis sich die durch R_{10} gewählte Sekundärspannung eingestellt hat. In allen Arbeitsbereichen des SNT enthalten die Nulldurchgänge der Spannung an der Regelwicklung die Information über Tastverhältnis und Schaltfrequenz des Schalttransistors T 1 bzw. die Leerlauffrequenz. Die Aufbereitung des entsprechenden Signals an Anschluß 8 erfolgt durch den Vorwiderstand R_{11} und integrierte Begrenzerdioden.

Ein nach diesen Prinzipien aufgebautes SNT hätte einen von der Netzspannung abhängigen Umkehrpunkt. Der Transformator muß bezüglich Abstand zur Sättigung auf die maximale Leistung ausgelegt werden, d. h. für die maximale Netzspannung und der dabei auftretenden Leistung im Umkehrpunkt.

Um den Transformator möglichst klein zu halten, wird von dem IC der Umkehrpunkt weitgehend unabhängig von der gleichgerichteten Netzspannung gemacht. Bei Bedarf kann die Umkehrpunkt-korrektur des ICs durch ein Netzwerk von Anschluß 7 gegen Masse verändert werden. Die Information über die Netzspannung wird Anschluß 3 zugeführt. Vor Unterschreiten einer minimalen Netzspannung muß das Schaltnetzteil von dem IC ausgeschaltet werden, um definierte Zustände für das Ein- und Ausschalten zu erhalten.

Die für das Abschalten nötige Information bei Unterspannung erhält Anschluß 3 über den Widerstandsteiler R_4/R_5 . Auf der Sekundärseite stehen die Ausgangsspannungen $U_{1\text{sek}}$ bis $U_{4\text{sek}}$ zur Verfügung. Bei weitgehender Entlastung der Sekundärseite stellt sich automatisch „Standby“-Betrieb ein. Der Widerstand R_{15} bildet eine Grundlast der Spannung $U_{1\text{sek}}$ und trägt mit dazu bei, daß die Bedingung für „Standby“ (U_{sek} -Anstieg 20 %) eingehalten wird. Die Kondensatoren C_{10} bis C_{13} verhindern Störspitzen, die durch das Umschalten der Gleichrichter D 7 bis D 9 entstehen. Mit den Ladeelkos C_{14} bis C_{17} glättet man die Sekundärspannungen.

Schaltungsbeschreibung

- Anschluß 1** Die in diesem Anschluß zugeführte Regelspannung wird im Regel- und Überlastverstärker mit zwei stabilen internen Bezugspotentialen verglichen – mit U_R im Regel- und Überlastbereich, mit U_K im Kurzschlußfall. Der Ausgang dieser Stufe arbeitet auf den Stopkomparator.
- Anschluß 2** Dort wird mit der externen RC-Kombination in Verbindung mit dem Primärstrom-Spannungswandler eine dem Kollektorstrom des Schalt-Transistors proportionale Spannung erzeugt. Gesteuert durch die Logik und bezogen auf die interne stabile Spannung U_{2B} arbeitet der Ausgang dieses Wandlers auf den Stopkomparator und die Endstufe. Übersteigt die Spannung U_2 die Ausgangsspannung des Regelverstärkers, wird die Logik durch den Stopkomparator zurückgesetzt und als Folge der Ausgang Anschluß 5 auf niedriges Potential geschaltet. Weitere Eingänge für die Logikstufe sind der Ausgang für den Startimpulsgeber mit dem stabilen Bezugspotential U_{St} und die Betriebsspannungsüberwachung.
- Anschluß 3** Die dort anliegende, heruntergeteilte Primärspannung stabilisiert den Umkehrpunkt. Ferner wird durch Vergleich mit der internen stabilen Spannung U_U im Block Primärspannungsüberwachung im Fall von Unterspannung die Logik blockiert.
- Anschluß 4** Masse
- Anschluß 5** Die von der Logik erzeugten Ausgangssignale werden in der Endstufe in die für MOS-Leistungs-Transistoren passende Ansteuerung umgewandelt.
- Anschluß 6** Von der dort zugeführten Versorgungsspannung U_6 werden eine stabile interne Referenz U_{REF} und die Schaltschwellen U_{6A} , U_{6E} , U_{6max} und U_{min} für die Betriebsspannungsüberwachung abgeleitet. Aus U_{REF} sind alle Bezugsgrößen (U_R , U_K , U_{4B} , U_{St}) gebildet. Ist $U_6 > U_{6E}$ wird U_{REF} eingeschaltet und bei $U_6 < U_{6A}$ abgeschaltet. Ferner wird die Logik nur für $U_{6min} < U_6 < U_{6max}$ freigegeben.
- Anschluß 7** Im Block Umkehrpunktkorrektur wird die heruntergeteilte gleichgerichtete Netzspannung von Anschluß 3 zur Korrektur benutzt. Bei Bedarf kann die Korrektur durch ein Netzwerk von Anschluß 7 gegen Masse verändert werden. Der Ausgang dieses Blocks beeinflusst die Stufen Primärstrom-Spannungswandler und Stopkomparator.
- Anschluß 8** Der den Logikblock ansteuernde Nulldurchgangsdetektor erkennt mit dem Nulldurchgang der Spannung U_6 von positiven nach negativen Werten, daß der Transformator entladen ist und gibt die Logik für den Impulsstart frei.
Die bei Impulsende auftretenden parasitären Schwingungen am Anschluß 8 (Trafoklingeln) können zu keinem erneuten Impulsstart (Doppelpuls) führen, weil eine interne Schaltung den Nulldurchgangsdetektor für eine endliche Zeit nach Impulsstop inaktiv macht.

1. Anlaufverhalten

Das Anlaufverhalten ist in der Anwendungsschaltung für eine Netzspannung knapp über dem Wert für Unterspannung dargestellt.

Nach dem Anlegen der Netzspannung zum Zeitpunkt t_0 steigen folgende Spannungen an:

- U_6 entsprechend der Halbwellenladung über R_2 und R_3
- U_2 auf $U_{2\max}$ (typ. 6,2 V)
- U_3 auf den durch die Teile R_4/R_5 festgelegten Wert

Die Stromaufnahme des IC in diesem Betriebsfall ist kleiner als 1,5 mA. Erreicht U_6 die Schwelle U_{6E} (Zeitpunkt t_1), schaltet der IC die interne Referenzspannung ein. Die Stromaufnahme steigt auf typ. 12 mA. Der Primärstrom-Spannungswandler regelt U_2 auf U_{2B} herunter und zum Zeitpunkt t_5 bis t_6 generiert der Startimpulsgeber den Startimpuls. Die Rückmeldung an Anschluß 8 startet den nächsten Impuls und so fort. Alle Impulse, auch der Startimpuls, werden bezüglich der Breite von der Regelspannung am Anschluß 1 gesteuert. Diese entspricht beim Einschalten dem Kurzschlußfall, d. h. $U_1 = 0$ V. Daher läuft der IC mit „Kurzschlußimpulsen“ an, die sich je nach rückgekoppelter Regelspannung verbreitern. (Der IC arbeitet im Umkehrpunkt.) Danach fallen die Spitzenwerte nach U_2 rasch ab, weil der IC im Regelbereich arbeitet. Die Regelschleife ist eingeschwungen. Fällt die Spannung U_6 unter die Abschaltschwelle $U_{6\min}$ bevor der Umkehrpunkt erreicht wurde, wird der Startversuch abgebrochen (Anschluß 5 wird auf Low geschaltet). Da der IC eingeschaltet bleibt, sinkt U_6 weiter bis U_{6A} . Der IC schaltet ab, U_6 kann wieder ansteigen (Zeitpunkt t_4) und ein neuer Einschaltversuch beginnt zum Zeitpunkt t_1 . Wenn durch Belastung die gleichgerichtete Netzwechselspannung (Primärspannung) zusammenbricht kann U_3 , wie es zum Zeitpunkt t_3 geschieht, unter U_{3A} fallen (Einschaltversuch bei Unterspannung). Die Primärspannungsüberwachung klemmt darauf U_3 auf U_{3S} bis der IC ausschaltet ($U_6 < U_{6A}$). Dann beginnt ein neuer Einschaltversuch zum Zeitpunkt t_1 .

2. Regel-, Überlast- und Leerlaufverhalten

Ist der IC angelaufen, arbeitet er im Regelbereich. Die Spannung an Anschluß 1 beträgt typ. 400 mV.

Wird der Ausgang belastet, läßt der Regelverstärker breitere Ladeimpulse ($U_5 = H$) zu. Der Spitzenwert der Spannung an Anschluß 2 steigt bis auf $U_{25\max}$ an. Erhöht man die Sekundärlast weiter, beginnt der Überlastverstärker die Pulsbreite zurückzuregeln. Weil die Impulsbreitenänderung sich umkehrt, nennt man diesen Punkt den Umkehrpunkt des Netzteils. Da die IC-Versorgungsspannung U_6 direkt proportional der Sekundärspannung ist, bricht sie gemäß des Überlastregelverhaltens zusammen. Unterscheidet U_6 den Wert $U_{6\min}$ geht der IC in den Abfragebetrieb über. Da die Zeitkonstante des Halbwellenanlaufs relativ groß ist, bleibt die Kurzschlußleistung gering. Der Überlastverstärker stellt dabei bis auf die Pulsbreite t_{pK} zurück. Diese Pulsbreite muß möglich bleiben, damit der IC problemlos aus dem virtuellen Kurzschluß, den ja jedes Einschalten mit $U_1 = 0$ darstellt, anlaufen kann.

Entlastet man die Sekundärseite, werden die Ladeimpulse ($U_5 = H$) schmaler. Die Frequenz steigt bis auf die Eigenfrequenz des Systems an. Entlastet man weiter, steigen die Sekundärspannungen an U_6 an. Bei $U_6 = U_{6\max}$ wird die Logik blockiert. Der IC geht in den Abfragebetrieb über.

Dadurch wird die Schaltung absolut leerlaufsicher.

3. Verhalten bei Übertemperatur

Eine integrierte Temperatursicherung blockiert bei unzulässig hohen Chiptemperaturen die Logik. Der IC fragt automatisch die Temperatur ab und startet, sobald die Temperatur auf zulässige Werte sinkt.

Grenzdaten**Spannungen**

		min.	max.		Anmerkungen
Anschluß 1	U_1	-0,3	3	V	Speisespannung
Anschluß 2	U_2	-0,3		V	
Anschluß 3	U_3	-0,3		V	
Anschluß 5	U_5	-0,3	U_6	V	
Anschluß 6	U_6	-0,3	20	V	
Anschluß 7	U_7	-0,3		V	
Anschluß 8	U_8	-0,3		V	

Ströme

Anschluß 1	I_1	-3	1	mA	$t_p \leq 50 \mu s; v \leq 0,5$ $t_p \leq 50 \mu s; v \leq 0,5$ $t_p \leq 50 \mu s; v \leq 0,5$
Anschluß 2	I_2	-3	3	mA	
Anschluß 3	I_3	-3	3	mA	
Anschluß 4	I_4	-1,5		A	
Anschluß 5	I_5	-1,5	1,5	A	
Anschluß 6	I_6	-0,01	1,5	A	
Anschluß 7	I_7	-3	1	mA	
Anschluß 8	I_8	-3	3	mA	
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C	
Lagertemperatur	T_s	-40	125	°C	

Wärmewiderstände

Sperrschicht-Umgebung
Sperrschicht-Gehäuse
gemessen an Anschluß 4

R_{thJU}		100	K/W
R_{thJG}		70	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_6	7,5	15	V
Gehäusetemperatur	T_G	-20	85	°C

Kenndaten $T_U = 25^\circ \text{C}$ **Anlaufhysterese**

		Meß- schltg.	min.	typ.	max.	
Anlaufstromaufnahme $U_6 = 5 \text{ V}$	$I_{6/5}$	1		0,5	0,75	mA
Anlaufstromaufnahme $U_6 = 8 \text{ V}$	$I_{6/8}$	1		1	1,5	mA
Einschaltspannung	U_{6E}	1	11	12	13	V
Ausschaltspannung	U_{6A}	1	6	6,5	7	V
Einschaltstrom $U_6 = U_{6E}$	I_{6E}	1		12	16	mA
Ausschaltstrom $U_6 = U_{6A}$	I_{6A}	1		10		mA
Spannungsbegrenzer ($U_6 = 10 \text{ V}$, IS ausgeschaltet) am Anschluß 2 ($U_6 < U_{6E}$) $I_2 = 1 \text{ mA}$	$U_{4\text{max}}$	1	5,6	6,6	7,6	V
am Anschluß 3 ($U_6 < U_{6E}$) $I_3 = 1 \text{ mA}$	$U_{5\text{max}}$	1	5,6	6,6	7,6	V

Regelbereich

Regeleingangsspannung	U_{1R}	2		400		mV
Verstärkung im Regelbereich $V_R = \frac{d(U_{2S} - U_{2B})}{dU_1}$	V_R	2		-400		

Primärstromnachbildungsspannung

Basiswert	U_{2B}	2		1		V
Spitzenwertmaximum $U_1 = U_{1R} - (2V / V_R)$	$U_{2S\text{max}}$	2		3		V

Überlastbereich und Kurzschlußbetrieb

Überlastbereich obere Grenze	U_{10}	2		400		mV
Überlastbereich untere Grenze	U_{1U}	2		150		mV
Verstärkung im Überlastbereich $V_U = \frac{d(U_{2S} - U_{2B})}{dU_1}$	V_U	2		2		
Eingangsspannung im Überlastbereich $U_R = 3,5 \text{ V}$	U_1	2		360		mV
Eingangsstrom im Kurzschlußbetrieb $U_R = 0 \text{ V}$	I_1	2		-140		μA
Spitzenwert im Überlastbereich $U_R = 3,5 \text{ V}$	U_{2U}	2		3,0		V
Spitzenwert im Kurzschlußbetrieb $U_R = 0 \text{ V}$	U_{2K}	2		2,7		V
Ausgangspulsbreite im Überlastbereich $U_R = 3,5 \text{ V}$	t_{pU}	2		8,5		μs
Ausgangspulsbreite im Kurzschlußbetrieb $U_R = 0 \text{ V}$	t_{pK}	2		7,5		μs
Stromaufnahme im Überlastbereich $U_R = 3,5 \text{ V}$	I_6	2		12		mA
Stromaufnahme im Kurzschlußbetrieb $U_R = 0 \text{ V}$	I_6	2		10		mA

Kenndaten $T_U = 25^\circ \text{C}$ **Allgemein gültige Daten** $(U_6 = 10 \text{ V})$

Umkehrpunkt Korrektur

Umkehrpunkt Korrekturspannung

 $U_3' = 5 \text{ V}; U_2' = 0 \text{ V}$

Umkehrpunkt Korrekturstrom

 $U_3' = 5 \text{ V}; U_2' = 0 \text{ V}$

	Meß- schltg.	min.	typ.	max.	
U_7	2		5		V
I_4	1		-460		μA

Nulldurchgangsdetektorspannung

positiver Wert

negativer Wert

Laufzeit zwischen

 U_8 und U_2

U_{8P}	2		0,7		V
U_{8N}	2		-0,2		V
t_{d4}	2		2		μs

Endstufendaten

Sättigungsspannungen

S in Stellung 1

des oberen Transistors

 $I_5 = -1,5 \text{ A}$

des unteren Transistors

 $I_5 = +1,5 \text{ A}$

U_{Sato}	1		2		V
U_{Satu}	1		2		V

Slew Rate der Ausgangsspannung

steigende Flanke

 $U_R = 3,5 \text{ V}$

fallende Flanke

 $U_R = 3,5 \text{ V}$

$+dU_5/dt$	2		10		V/ μs
$-dU_5/dt$	2		50		V/ μs

Kenndaten $T_U = 25^\circ \text{C}$ **Schutzschaltungen**

1. Unterspannungsschutz für
- U_6
- :

Spannung am

Anschluß 5 = $U_{5\min}$ wenn $U_6 < U_{6\min}$ (wobei gilt: $U_{6\min} = U_{6A} + \Delta U_6$)

2. Überspannungsschutz für
- U_6
- :

Spannung am

Anschluß 5 = $U_{5\min}$ wenn $U_6 < U_{6\max}$

3. Unterspannungsschutz für
- U_3
- :

Spannung am

Anschluß 5 = $U_{5\min}$ wenn $U_3 > U_{3A}$ $U_2' = 0 \text{ V}$

4. Übertemperatur:

Chiptemperatur bei welcher der IC U_5 auf $U_{5\min}$ schaltet

Spannung am Anschluß 3

nach Ansprechen einer Schutzfunktion;

 $(U_3 \text{ wird})$ geklemt bis $U_6 < U_{6A}$ gilt) $I_3 = 3 \text{ mA}$

Abfragestromaufnahme

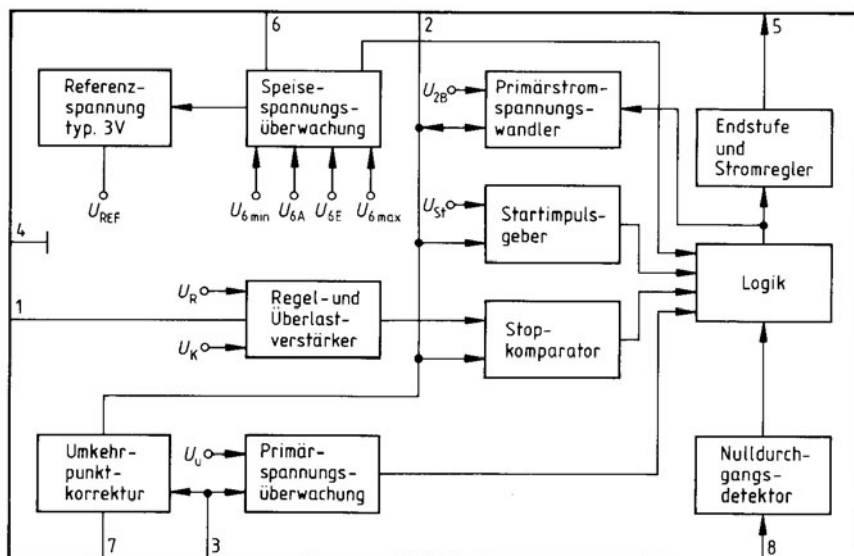
 $U_3 = U_2 = 0 \text{ V}$

	Meß- schltg.	min.	typ.	max.	
ΔU_6	2	0,3	0,5	1	V
$U_{6\max}$	14	15	16	V	
U_{3A}	1		1		V
T_I	2		125		$^\circ \text{C}$
U_3	1		0,2	0,4	V
I_6	1		12		mA

Kenndaten

		Meß- schltg.	min.	typ.	max.	
Normalbetrieb ($U_{\sim} = 220\text{ V}$; S1, S2, S3, S4 geschlossen)						
1. Sekundärspannung	U_{1S}	3		95		V
2. Sekundärspannung	U_{2S}	3		26		V
3. Sekundärspannung	U_{3S}	3		15		V
4. Sekundärspannung	U_{4S}	3		8,5		V
Einschaltzeit für die Sekundärspannungen	t_{on}	3		120		ms
Spannungsänderung zwischen S5 offen und S5 geschlossen	ΔU_{1S}	3		100	500	mV
Lastsprungübersprechen Spannungsänderung zwischen S6 offen und S6 geschlossen	ΔU_{1S}	3		500	1000	mV
Standby-Betrieb ($U_{\sim} = 220\text{ V}$; $P_{sek} \leq 2\text{ W}$)						
Spannungsanstieg	ΔU_{1S}	3		20	30	V
Frequenz	f	3	75	80		kHz
Leistungsaufnahme	P_{prim}	3		10	15	VA
Umkehrpunktstabilität						
Max. Sekundärstrom (Sek. Umkehrpunkt)	I_{1Smax}	3		1,85		A
S1 geschlossen I_{1Smax} wird mit R_{17} eingestellt $U_{1S} = 85\text{ V}$						
Relative Änderung von I_{1Smax} $80\text{ V} < U_{\sim} < 140\text{ V}$	ΔI_{1Smax}	3			± 10	%

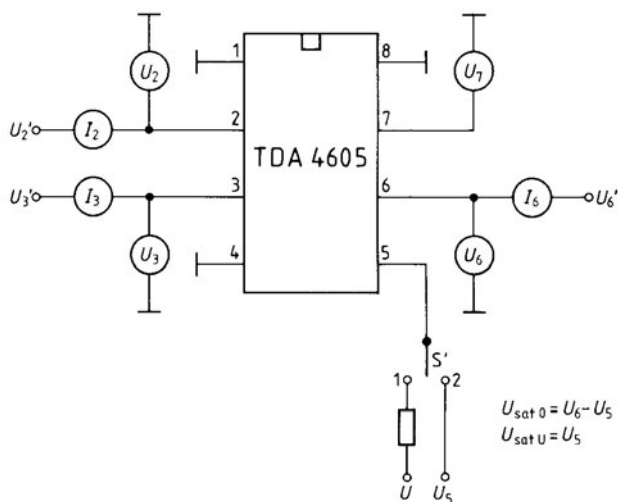
Blockschaltbild



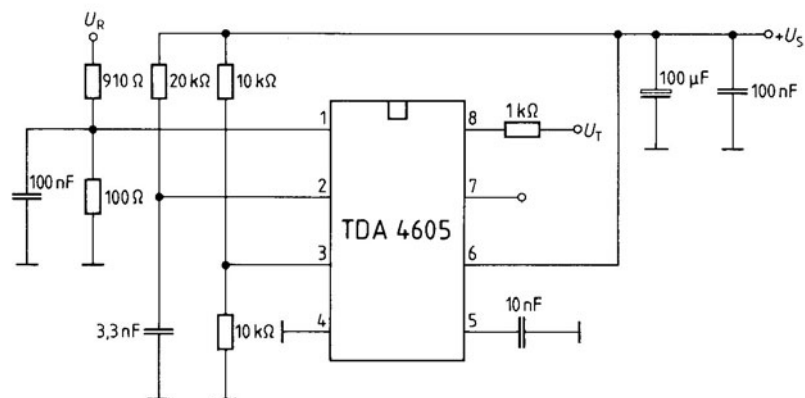
Anschlußbelegung und Funktion

Anschluß	Bezeichnung	Funktion
1	Regelspannung	Informationseingang bzgl. Sekundärspannung. Durch Vergleich der aus der Regelwicklung des Transformators gewonnenen Regelspannung mit der internen Referenz-Spannung wird die Ausgangsimpulsbreite an Anschluß 5 der Last der Sekundärseite angepaßt (Normal, Überlast, Kurzschluß, Leerlauf).
2	Primärstrom-nachbildung	Informationseingang bzgl. Primärspannung. Der Primärstromanstieg in der Primärwicklung wird mittels externen RC-Glieds als Spannungsanstieg an Anschluß 2 nachgebildet. Bei Erreichen eines von der Regelspannung an Anschluß 1 abgeleiteten Wertes wird der Ausgangsimpuls an Anschluß 5 beendet. Mit dem RC-Glied wird die maximale Leistung im Umkehrpunkt eingestellt.
3	Unterspannungs-detektor	Eingang für Primärspannungsüberwachung. Der IC wird durch Vergleich mit einer internen Referenz bei Netzunterspannung abgeschaltet. Die Spannung an Anschluß 3 wird zur Umkehrpunkt-korrektur benutzt.
4	Masse	
5	Ausgang	Gegentakt C-Ausgang liefert $\pm 1,5$ A zur schnellen Umladung der Gate-Kapazitäten des Leistungs-MOS-Transistors.
6	Speisespannung	Eingang für die Speisespannung. Aus ihr werden eine stabile interne Referenz U_{REF} und die Schaltschwellen U_{6A} , U_{6E} , U_{6max} und U_{6min} für die Betriebsspannungsüberwachung abgeleitet. Ist $U_6 < U_{6E}$, wird U_{REF} eingeschaltet und bei $U_6 < U_{6A}$, abgeschaltet. Ferner wird die Logik nur für $U_{6min} < U_6 < U_{6max}$ freigegeben.
7	Umkehrpunkt-korrektur	Eingang für Umkehrpunkt-korrektur. Das Netzwerk an diesem Anschluß gegen Masse beeinflusst die interne Korrektur (Steilheit und Einsatzpunkt).
8	Nulldurchgangs-detektor	Eingang für Rückkopplung des Oszillators. Nach dem Anschwingen löst jeder Nulldurchgang der Rückkopplungsspannung (fallende Flanke) einen Ausgangsimpuls an Anschluß 5 aus. Die Triggerschwelle liegt bei typ. + 50 mV.

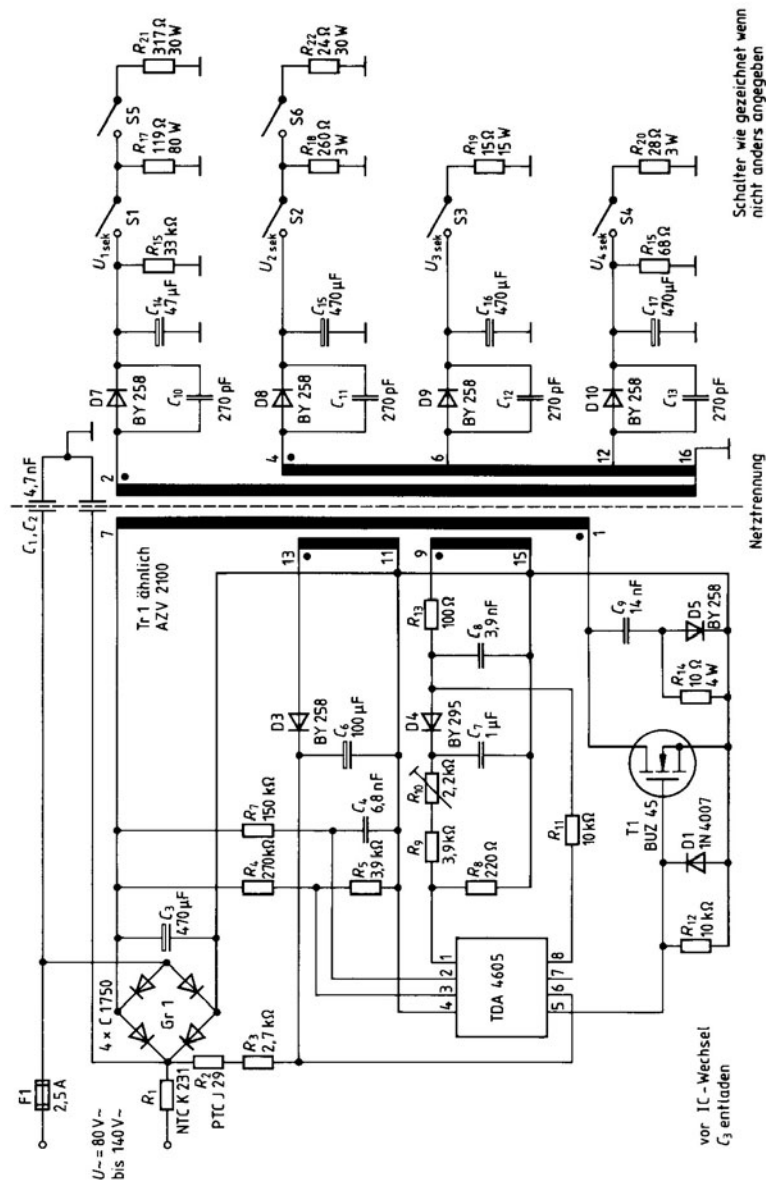
Meßschaltung 1



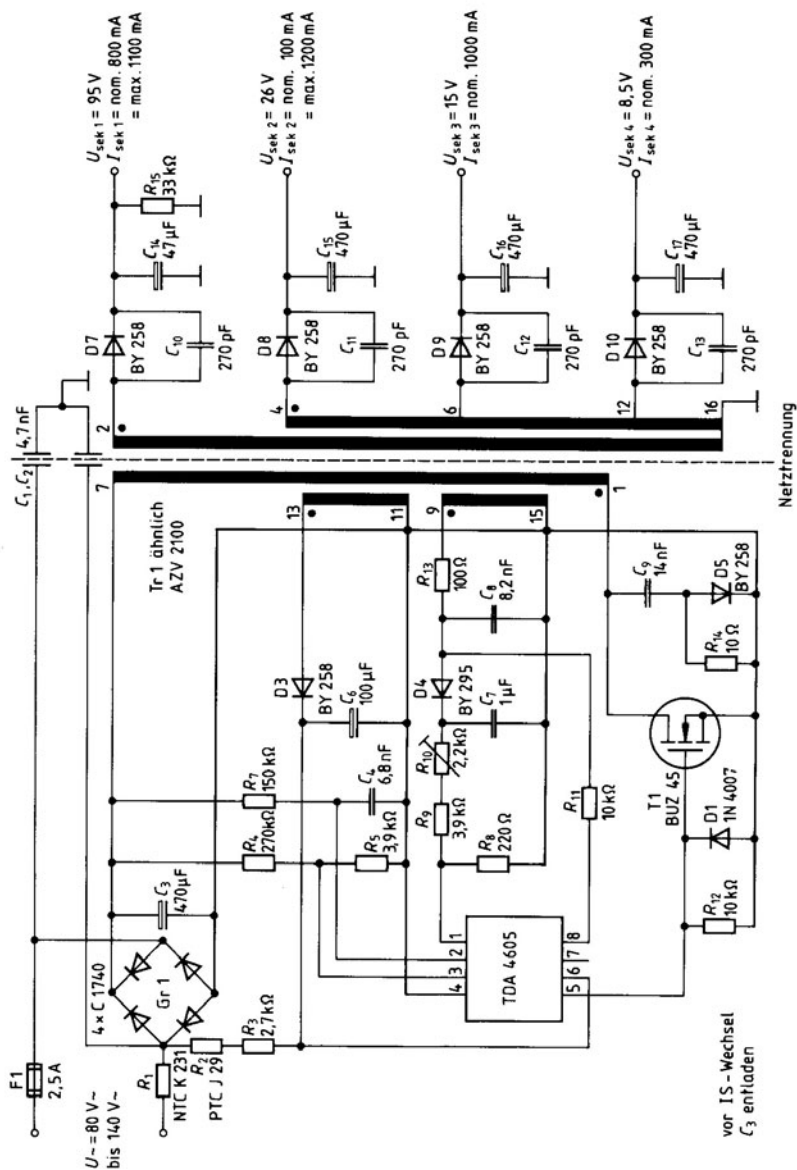
Meßschaltung 2



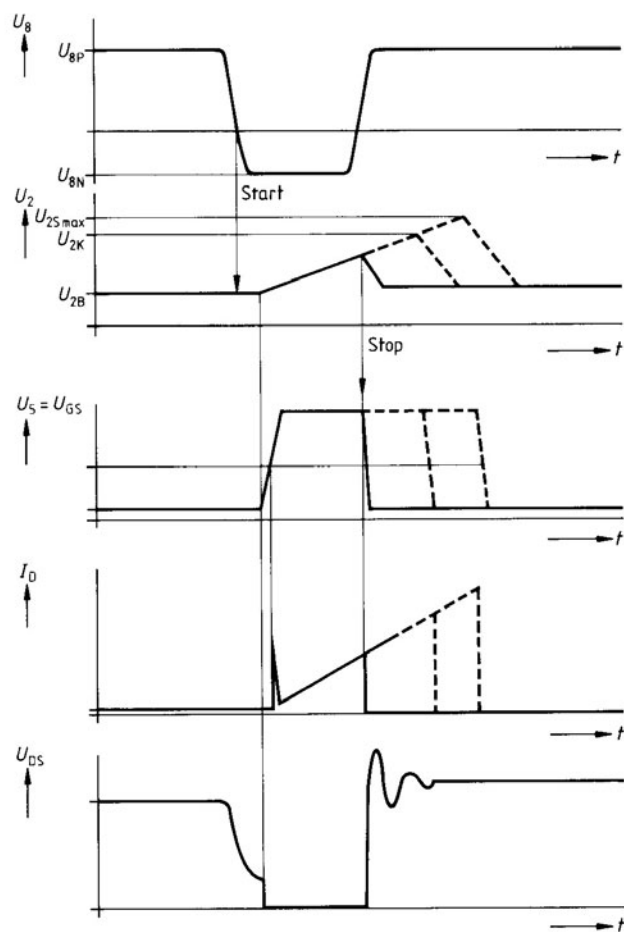
Meßschaltung 3



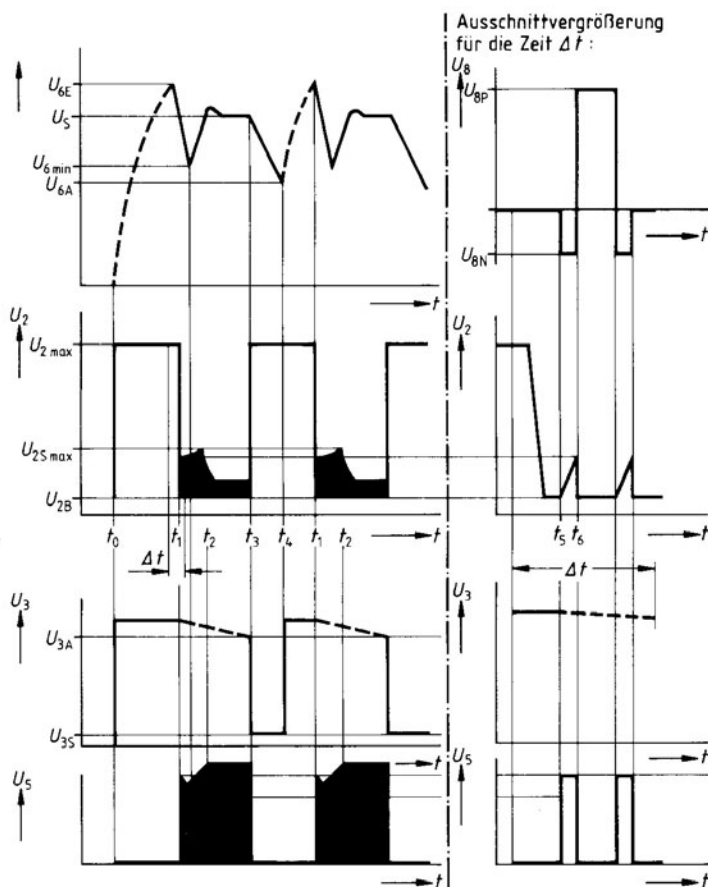
Anwendungsschaltung



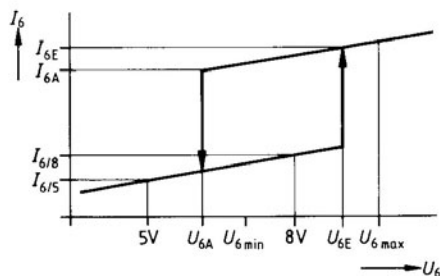
Diagramm



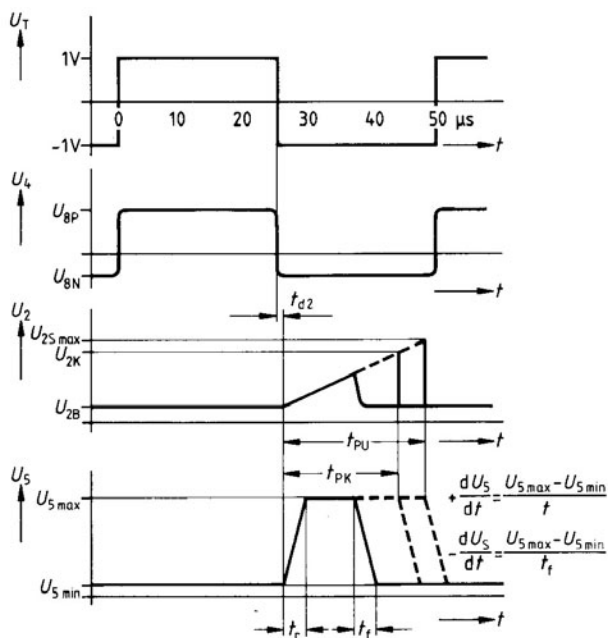
Diagramm



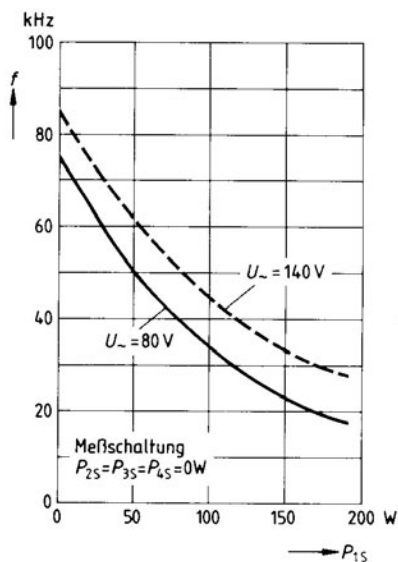
1. Anlaufhysterese



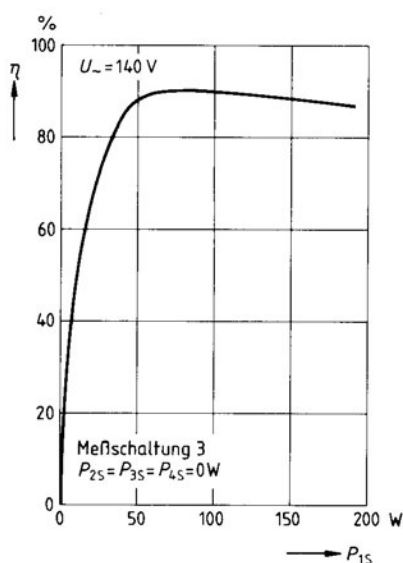
2. Betrieb in Meßschaltung 2



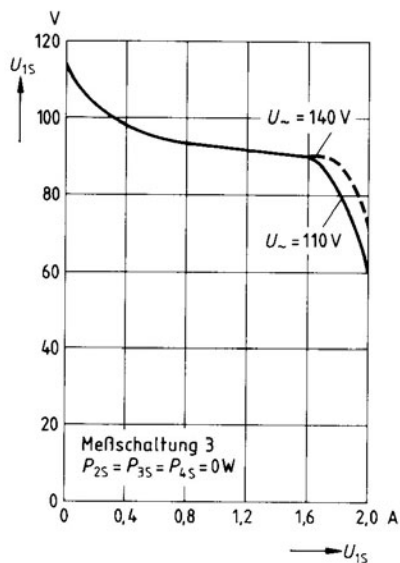
Frequenz f als Funktion der
Sekundärleistung P_{1S}



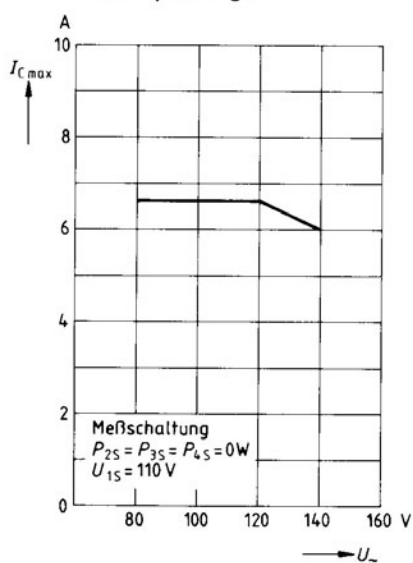
Wirkungsgrad η als Funktion der
Sekundärleistung P_{1S}



Sekundärspannung U_{1S} als Funktion
des Sekundärstromes I_{1S}

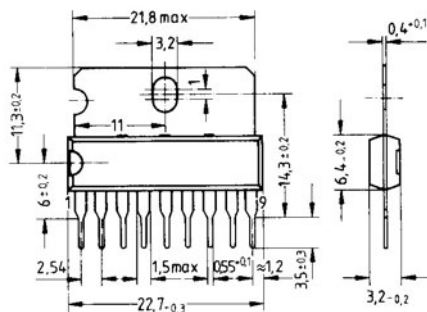


Kollektorspitzenstrom I_{Cmax}
des Schalttransistors als Funktion der
Primärspannung U_{\sim}



Kunststoff-Leistungsgehäuse

mit Kühlfahne und 9 Anschlüssen, SIP

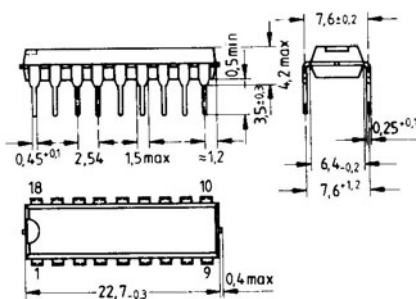


Gewicht etwa 1,9 g

Spinne Anschluß 6 starr mit Insel verbunden

Kunststoff-Steckgehäuse 20 A 18 DIN 41866

18 Anschlüsse, DIP

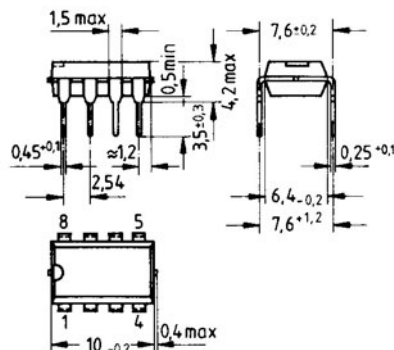


Gewicht etwa 1,3 g

Anschluß 6 und Anschlüsse 10 bis 18
verbunden mit Masse

Kunststoff-Steckgehäuse 20 A 8 DIN 41866

8 Anschlüsse, DIP



Gewicht etwa 0,7 g