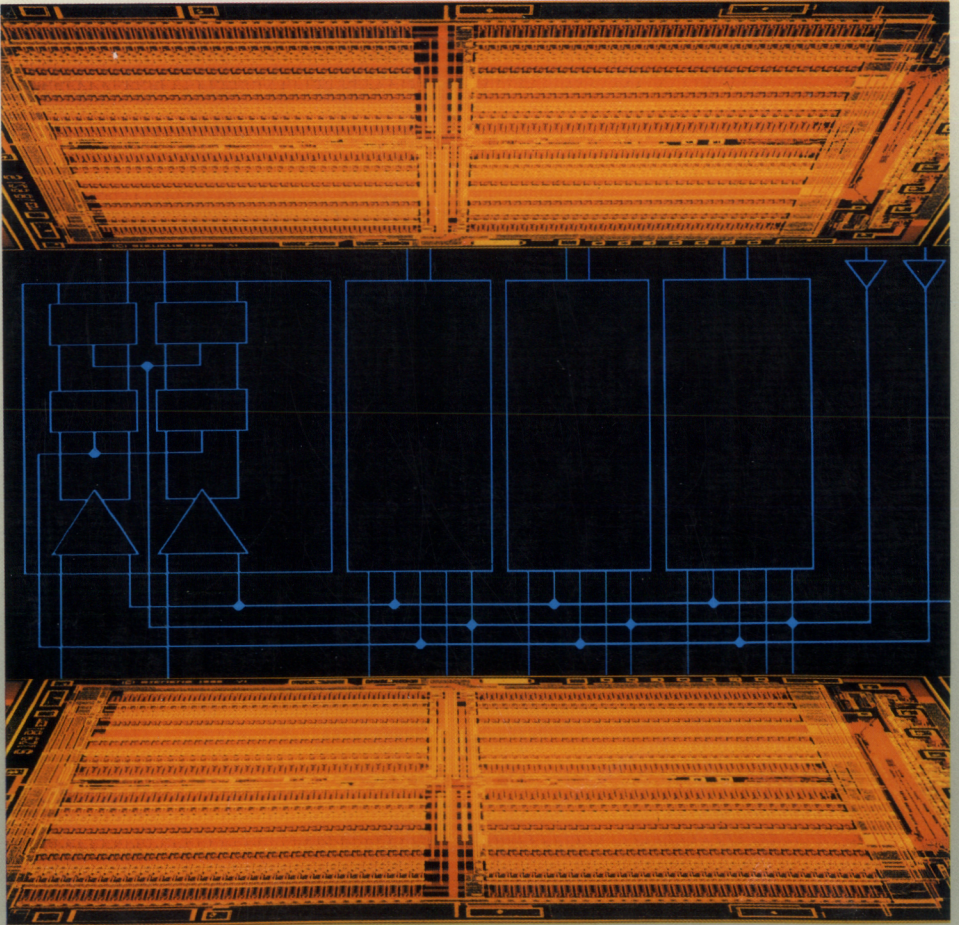


**SIEMENS**

# ICs für Industrielle Anwendungen

Datenbuch 1989/90





---

**Inhaltsverzeichnis/Typenübersicht/Allgemeine Angaben**

---

**Operationsverstärker**

---

**Schwellenwertschalter, Komparatoren**

---

**Schaltnetzteile, Spannungsregler**

---

**Treiber und Interfaceschaltungen  
Pegelumsetzer, Transistorarrays**

---

**Thyristor- und Triacansteuerungen**

---

**A/D-Umsetzer; D/A-Umsetzer,  
schnelle Datenakquisition**

---

**Zeitgeberschaltungen**

---

**Tongebeschaltungen**

---

**ICs für professionelle Funkgeräte**

---

**Leistungs-OP, -Brücken, -Schalter,  
Motoransteuerungen**

---

**ICs für Sensoranwendungen, Hall-ICs,  
Näherungsschalter, Lichtsensoren**

---

**Spezielle CMOS-SRAMs, Dual Port RAM**

---

**Sicherheitszähler, Nichtflüchtige Speicher**

---

**Infrarot Vorverstärker**

---

**Sonstige ICs**

---

**Gehäusebauformen, Verpackungsschienen**

---

**Siemens in Ihrer Nähe  
(Anschriftenverzeichnis)**

---



# **Integrierte Schaltungen für Industrielle Anwendungen**



**Datenbuch 1989/90**



# Problemlos bestellen mit der SBS Preis- und Lagerliste

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

Im Rahmen der hier vorliegenden Veröffentlichung möchten wir auch auf unseren jährlich neu erscheinenden Katalog „Siemens Bauteile Service“ hinweisen. Er umfaßt die Schwerpunkttypen aus dem Siemens-Bauteile-Gesamtprogramm mit den wichtigsten technischen Daten sowie den neuesten Preisen.

Soweit Schwerpunkttypen in der hier vorliegenden Druckschrift enthalten sind, tragen sie das Kennzeichen  oder  und können über den Ihnen nächstgelegenen Siemens Bauteile-Vertrieb in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West) bestellt und sofort und problemlos geliefert werden.

**Für Kunden im Ausland** dient als Bezugsquelle der Vertrieb Bauteile der jeweiligen Landesgesellschaften oder Vertretungen.

Die derzeit gültige SBS Preis- und Lagerliste erhalten Sie kostenlos bei

Siemens AG

Infoservice

Postfach 23 48

D-8510 Fürth

☎ (0911) 30 01-260

☎ 6 23 313

FAX (0911) 30 01-271

Stichwort „SBS Preis- und Lagerliste“.

## **Herausgegeben von Siemens AG, Bereich Bauelemente, Vertrieb, Produkt-Information, Balanstraße 73, D-8000 München 80.**

© Siemens AG 1988. Alle Rechte vorbehalten.

Gewähr für die Freiheit von Rechten Dritter leisten wir nur für Bauelemente selbst, nicht für Anwendungen, Verfahren und für die in Bauelementen oder Baugruppen realisierten Schaltungen.

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).

Bauelemente können aufgrund technischer Erfordernisse Gefahrstoffe enthalten. Auskünfte darüber bitten wir unter Angabe des betreffenden Typs ebenfalls über den Vertrieb Bauteile einzuholen.

---

## **Inhaltsverzeichnis/Typenübersicht**

---





# Inhaltsverzeichnis

---

<b>1. Typenübersicht</b>	<b>Seite</b>
1.1 Typen alphanumerisch geordnet .....	8
1.2 Typen nach Anwendungen geordnet .....	14
<b>2. Allgemeine Angaben</b>	
2.1 Typenbezeichnungssystem für integrierte Schaltungen .....	21
2.2 Einbauhinweise .....	21
2.3 Verarbeitungsrichtlinien für integrierte Schaltungen .....	25
2.4 Beschreibung der Datenangaben .....	29
2.5 Angaben zur Qualität .....	29
2.6 Logikpegel und Symbole .....	34
2.7 Vorwort zu Operationsverstärkern .....	37
<b>3. Technische Daten</b> .....	51
<b>4. Gehäusebauformen und Verpackungsschienen</b> .....	937
<b>5. Siemens in Ihrer Nähe</b> (Anschriftenverzeichnis) .....	957

# Typenübersicht

## 1.1 Typen alphanumerisch geordnet

Typ	Bestellnummer	Bezeichnung	Seite
☒ FZH 211 S	Q67000-H639-S1	Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung	292
☒ FZH 215 S	Q67000-H2431	Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung	292
☒ FZL 4141 D	Q67000-H8436	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	284
☒ FZL 4145 D	Q67000-H8437	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	284
☒ HKZ 101 S	Q67000-S64	Hall-Magnetgabelschranke	792
☒ HKZ 101	Q67000-A9001	Hall-Magnetgabelschranke	792
☒ S 89	Q67000-H1694	Einstellbarer Teiler für 500 MHz	578
<b>S 1531 G</b>	<b>Q67000-A2063</b>	<b>NF-Verstärker für 1 V</b>	<b>584</b>
■ SAB 0529	Q67000-H2176	Programmierbarer Digitaler Timer	466
■ <b>SAB 0529 G</b>	<b>Q67000-H2952</b>	<b>Programmierbarer Digitaler Timer</b>	<b>466</b>
SAB 0600	Q67000-H1948	Dreiklang-Gong	522
SAB 0601	Q67000-H2312	Einton-Gong	522
SAB 0602	Q67000-H2313	Zweiton-Gong	522
☒ ▼ SAE 81C52 P	Q67100-H8003	Statisches CMOS-RAM 256x8 Bit NMOS-kompatibel	828
☒ ▼ <b>SAE 81C52 G</b>	<b>Q67100-H8004</b>	<b>Statisches CMOS-RAM 256x8 Bit NMOS-kompatibel</b>	<b>828</b>
▼ SAE 81C54	Q67100-H8486	CMOS-RAM	836
▼ <b>SAE 81C54 G</b>	<b>Q67100-H8487</b>	<b>CMOS-RAM</b>	<b>836</b>
▼ <b>SAE 81C80 B</b>	<b>Q67100-H8390</b>	<b>Dual Port RAM</b>	<b>843</b>
▼ SAE 0530	Q67000-H8403	Programmierbarer Langzeit-Timer / 50 Hz	483
▼ SAE 0531	Q67000-H8431	Programmierbarer Langzeit-Timer / 60 Hz	483
▼ SAE 0532	Q67000-H8404	Langzeit-Timer 50/60 Hz	500
▼ <b>SAE 0532 G</b>	<b>Q67000-H8432</b>	<b>Langzeit-Timer 50/60 Hz</b>	<b>500</b>
SAE 0700	Q67000-A2445	Signalton-Generator	530
☒ ■ SAS 231 W	Q67000-A1468-W	Hall-IC mit magnetfeldproportionaler Ausgangsspannung	790
▼ SDA 0808 A	Q67100-A8128	Mikroprozessor-kompatibler 8-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal Multiplexer	400
▼ SDA 0808 B	Q67100-A8129	Mikroprozessor-kompatibler 8-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal Multiplexer	400

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

**SMD = Surface Mounted Device**

# Typenübersicht

Typ	Bestellnummer	Bezeichnung	Seite
▼ SDA 0808 N	Q67100-H8206	Mikroprozessor-kompatibler 6-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal Multiplexer	410
SDA 0810 A	Q67100-A8310	Mikroprozessor-kompatibler 10-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal Multiplexer	415
SDA 0810 B	Q67100-A8144	Mikroprozessor-kompatibler 10-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal Multiplexer	415
▼ SDA 0810 N	Q67100-A8207	Mikroprozessor-kompatibler 10-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal Multiplexer	
▼ SDA 1506 N	Q67000-A8254	Mikroprozessor-kompatibler 6-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal Multiplexer	
▼ SDA 1810 N	Q67100-A8230	Mikroprozessor-kompatibler 10-bit-Analog/Digital-Umsetzer mit 8-Kanal Multiplexer	
☐ SDA 5200 N	Q67000-A2242	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer	362
☐ SDA 5200 S	Q67000-A2243	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer	362
SDA 5200 AN	Q67000-A8231	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer	362
SDA 5200 AS	Q67000-A8232	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer	362
☐ SDA 6020	Q67000-Y584	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer	354
SDA 8005	Q67000-A2262	8-bit/7 ns-Digital/Analog-Umsetzer	430
SDA 8010	Q67000-A2566	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer	387
SDA 8200	Q67000-A8164	6-bit-300 MHz-Analog/Digital-Umsetzer	369
▼ SDA 8020 N	Q67000-A8127	DASR-Datenerfassungs-Schieberegister	399
▼ SDE 2506	Q67100-H8441	Nichtflüchtiger Speicher 1-Kbit-EEPROM	884
▼ SDE 2506 K	Q67000-H8473	Nichtflüchtiger Speicher 1-Kbit-EEPROM	884
▼ SDE 2516	Q67100-H8442	Nichtflüchtiger Speicher mit I <sup>2</sup> C-Bus-Schnittstelle	895
▼ SDE 2526	Q67100-H8443	Nichtflüchtiger Speicher mit I <sup>2</sup> C-Bus-Schnittstelle	903
▼ SLB 0586	Q67100-H8605	Dimmer-IC	338
▼ SLE 4501	Q67000-H8377	Nichtflüchtiger Sicherheitszähler	866
▼ SLE 4502	Q67100-H8378	Vorteiler für Sicherheitszähler	877
▼ SLE 4520	Q67100-H8271	Pulsweitenmodulator	716
☐ SLE 43215 P/ SH/100	Q67120-C154	Heizungsregler	927

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

**SMD** = Surface Mounted Device

# Typenübersicht

Typ	Bestellnummer	Bezeichnung	Seite
☐ TAA 762 A	Q67000-A2271	Operationsverstärker .....	53
<b>TAA 762 G</b>	<b>Q67000-A2273</b>	<b>Operationsverstärker .....</b>	<b>53</b>
☐ TAA 765 A	Q67000-A524	Operationsverstärker .....	53
☐ <b>TAA 765 G</b>	<b>Q67000-A599-G403</b>	<b>Operationsverstärker .....</b>	<b>53</b>
☐ TAA 2762 A	Q67000-A2499	Zweifachoperationsverstärker .....	91
☐ TAA 2765 A	Q67000-A1031	Zweifachoperationsverstärker .....	91
☐ TAA 4762 A	Q67000-A2502	Vierfachoperationsverstärker .....	113
☐ TAA 4765 A	Q67000-A1033	Vierfachoperationsverstärker .....	113
☐ TAE 1453 A	Q67000-A2017	PNP-Operationsverstärker .....	71
☐ <b>TAE 1453 G</b>	<b>Q67000-A2106</b>	<b>PNP-Operationsverstärker .....</b>	<b>71</b>
☐ TAE 2453 A	Q67000-A2107	Zweifach-PNP-Operationsverstärker .....	101
☐ <b>TAE 2453 G</b>	<b>Q67000-A2108</b>	<b>Zweifach-PNP-Operationsverstärker .....</b>	<b>101</b>
☐ TAE 4453 A	Q67000-A2109	Vierfach-PNP-Operationsverstärker .....	123
☐ <b>TAE 4453 G</b>	<b>Q67000-A2152</b>	<b>Vierfach-PNP-Operationsverstärker .....</b>	<b>123</b>
☐ TAF 1453 A	Q67000-A2269	PNP-Operationsverstärker .....	71
☐ <b>TAF 1453 G</b>	<b>Q67000-A2209</b>	<b>PNP-Operationsverstärker .....</b>	<b>71</b>
☐ TAF 2453 A	Q67000-A2210	Zweifach-PNP-Operationsverstärker .....	101
☐ <b>TAF 2453 G</b>	<b>Q67000-A2211</b>	<b>Zweifach-PNP-Operationsverstärker .....</b>	<b>101</b>
☐ TAF 4453 A	Q67000-A2212	Vierfach-PNP-Operationsverstärker .....	123
☐ <b>TAF 4453 G</b>	<b>Q67000-A2213</b>	<b>Vierfach-PNP-Operationsverstärker .....</b>	<b>123</b>
TBA 221 B	Q67000-A281	Operationsverstärker .....	81
TBA 222 B	Q67000-A2280	Operationsverstärker .....	81
TBA 222 B S1	Q67000-A8057	Operationsverstärker .....	81
☐ <b>TBB 042 G</b>	<b>Q67000-A8059</b>	<b>Mischer .....</b>	<b>540</b>
TBB 200	Q67100-H8215	PLL-Frequenzsynthesizer .....	545
☐ <b>TBB 200 G</b>	<b>Q67100-H8216</b>	<b>PLL-Frequenzsynthesizer .....</b>	<b>545</b>
▼ TBB 202	Q67000-H8217	Dual-Modulus-Teiler .....	564
▼ <b>TBB 202 G</b>	<b>Q67000-H8218</b>	<b>Dual-Modulus-Teiler .....</b>	<b>564</b>
▼ TBB 302	Q67000-R263	Schottky-Diodenmatrix .....	571
▼ TBB 303	Q67000-R264	Schottky-Diodenmatrix .....	571
▼ TBB 304	Q67000-R266	Schottky-Diodenmatrix .....	571
☐ <b>TBB 0741 G</b>	<b>Q67000-A1498</b>	<b>Operationsverstärker .....</b>	<b>81</b>
☐ <b>TBB 0742 G</b>	<b>Q67000-A2395-G403</b>	<b>Operationsverstärker .....</b>	<b>81</b>
☐ TBB 1458 B	Q67000-A1036	Zweifachoperationsverstärker .....	108
☐ <b>TBB 1458 G</b>	<b>Q67000-A1458</b>	<b>Zweifachoperationsverstärker .....</b>	<b>108</b>

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

**SMD = Surface Mounted Device**

# Typenübersicht

Typ	Bestellnummer	Bezeichnung	Seite
☒ TBC 2332 B	Q67000-A2500	Zweifachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	95
☒ TBC 4332 A	Q67000-A2503	Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	117
☒ TBE 2335 B	Q67000-A1165	Zweifachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	95
TBE 4335 A	Q67000-A1167	Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	117
☒ TCA 105	Q67000-A527	Schwellenwertschalter	134
☒ TCA 105 B	Q67000-A587	Schwellenwertschalter	134
<del>☒ TCA 105 G</del>	<del>Q67000-A088</del>	<del>Schwellenwertschalter</del>	<del>134</del>
☒ ■ TCA 205 A	Q67000-A1034	Näherungsschalter	799
■ TCA 205 K	Q67000-A8275	Näherungsschalter	799
☒ TCA 305 A	Q67000-A2291	Näherungsschalter	804
<del>☒ TCA 305 G</del>	<del>Q67000-A2308</del>	<del>Näherungsschalter</del>	<del>804</del>
<del>▼ TCA 305 K</del>	<del>Q67000-A2293</del>	<del>Näherungsschalter</del>	<del>804</del>
☒ TCA 312 A	Q67000-A2048	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	140
<del>TCA 312 G</del>	<del>Q67000-A2509</del>	<del>Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel</del>	<del>140</del>
☒ TCA 315 A	Q67000-A561	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	140
<del>☒ TCA 315 G</del>	<del>Q67000-A1005</del>	<del>Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel</del>	<del>140</del>
☒ TCA 322 A	Q67000-A2501	Komparator TTL-kompatibel	141
<del>TCA 322 G</del>	<del>Q67000-A2509</del>	<del>Komparator TTL-kompatibel</del>	<del>141</del>
☒ TCA 325 A	Q67000-A562	Komparator TTL-kompatibel	141
☒ TCA 325 G	Q67000-A1012	Komparator TTL-kompatibel	141
TCA 332 A	Q67000-A2272	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	64
<del>TCA 332 G</del>	<del>Q67000-A2270</del>	<del>Operationsverstärker mit Darlington-Eingang</del>	<del>64</del>
TCA 335 A	Q67000-A563	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	64
<del>TCA 335 G</del>	<del>Q67000-A1018-G403</del>	<del>Operationsverstärker mit Darlington-Eingang</del>	<del>64</del>
☒ TCA 345 A	Q67000-A564	Schwellenwertschalter	154
TCA 355 B	Q67000-A2443	Näherungsschalter	804
☒ <del>TCA 355 G</del>	<del>Q67000-A2444</del>	<del>Näherungsschalter</del>	<del>804</del>

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

**SMD = Surface Mounted Device**

# Typenübersicht

Typ	Bestellnummer	Bezeichnung	Seite
☒ TCA 365	Q67000-A1875	Leistungsoperationsverstärker	590
☒ ▼ TCA 365 B	Q67000-A8189	Leistungsoperationsverstärker	598
TCA 365 H	Q67000-A2145	Leistungsoperationsverstärker	590
☒ TCA 671	Q67000-T1	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295
☒ <del>TCA 671 G</del>	<del>Q67000-A2366</del>	<del>Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren</del>	<del>295</del>
☒ TCA 785	Q67000-A2321	Phasenanschnittsteuerung	304
☒ TCA 871	Q67000-T2	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295
☒ <del>TCA 871 G</del>	<del>Q67000-A2367</del>	<del>Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren</del>	<del>295</del>
TCA 955	Q67000-A983	Drehzahlregler	727
<del>TCA 955 K</del>	<del>Q67000-A983-K</del>	<del>Drehzahlregler</del>	<del>727</del>
☒ TCA 965	Q67000-A982	Fensterdiskriminator	158
☒ TCA 971	Q67000-T11	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295
☒ <del>TCA 971 G</del>	<del>Q67000-A8075</del>	<del>Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren</del>	<del>295</del>
☒ TCA 991	Q67000-T12	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295
☒ <del>TCA 991 G</del>	<del>Q67000-A8076</del>	<del>Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren</del>	<del>295</del>
☒ ▼ TCA 1365 B	Q67000-A8190	Leistungsoperationsverstärker	610
▼ TCA 1560 B	Q67000-A8208	Ansteuer-IC für Schrittmotoren	696
▼ TCA 1561 B	Q67000-A8209	Ansteuer-IC für Schrittmotoren	696
☒ TCA 2365	Q67000-A1876	Zweifach-Leistungsoperationsverstärker	622
TCA 2365 A	Q67000-A8017	Zweifach-Leistungsoperationsverstärker	622
▼ TCA 2465	Q67000-A8109	Zweifach-Leistungsoperationsverstärker	632
▼ TCA 2465 A	Q67000-A8110	Zweifach-Leistungsoperationsverstärker	644
TDA 4700	Q67000-Y595	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	183
☒ TDA 4700 A	Q67000-Y594	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	183
☒ TDA 4714 A	Q67000-Y864	Schaltnetzteil IC (SNT)	221
☒ TDA 4714 B	Q67000-Y869	Schaltnetzteil IC (SNT)	221
☒ TDA 4716 A	Q67000-Y865	Schaltnetzteil IC (SNT)	209
☒ TDA 4716 B	Q67000-Y870	Schaltnetzteil IC (SNT)	209
☒ TDA 4718	Q67000-Y638	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	197
☒ TDA 4718 A	Q67000-Y639	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	197
☒ TDA 4814 A	Q67000-A8163	IC für sinusförmige Netzstromaufnahme	232

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

~~SMD = Surface Mounted Device~~

# Typenübersicht

Typ	Bestellnummer	Bezeichnung	Seite
▼TDA 4918 A	Q67000-A8021	SNT-IC mit SIPMOS-Treiberausgang	243
▼TDA 4918 G	Q67000-A8142	SNT-IC mit SIPMOS-Treiberausgang	243
▼TDA 4919 A	Q67000-A8143	SNT-IC mit SIPMOS-Treiberausgang	243
▼TDA 4919 G	Q67000-A8018	SNT-IC mit SIPMOS-Treiberausgang	243
▼TDE 4060	Q67000-A8134	IR-Vorverstärker	913
▼TDE 4060 G	Q67000-A8135	IR-Vorverstärker	913
▼TDE 4061	Q67000-A8136	IR-Vorverstärker	913
▼TDE 4061 G	Q67000-A8137	IR-Vorverstärker	913
☒ TFA 1001 W	Q67000-A1357	Fotodiode mit Verstärker	813
☒ TLE 3101	Q67000-A2337	Phasenanschnittsteuerung	321
☒ TLE 3102	Q67000-A2338	Phasenanschnittsteuerung	321
☒ TLE 3103	Q67000-A2339	Phasenanschnittsteuerung	321
☒ TLE 3104	Q67000-A2340	Phasenanschnittsteuerung	321
TLE 4201 A1	Q67000-A8080	Leistungsbrücke für Motorsteuerung	658
TLE 4201 S1	Q67000-A2285	Leistungsbrücke für Motorsteuerung	658
▼TLE 4202	Q67000-A8007	Leistungsbrücke für Motorsteuerung	667
▼TLE 4202 B	Q67000-A8225	2-A-Motorbrücke	677
▼TLE 4204	Q67000-A8182	3-A-Motorbrücke	687
▼TLE 4211	Q67000-A8118	Intelligenter Doppel-N-Schalter	736
▼TLE 4214	Q67000-A8183	Intelligenter Doppel-N-Schalter 2x0,5 A	746
▼TLE 4258	Q67000-A8238	5-V-Low-Drop-Spannungsregler	261
▼TLE 4260	Q67000-A8187	5-V-Low-Drop-Spannungsregler	271
▼TLE 4901 F	Q67000-A2518	Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld	761
▼TLE 4901 K	Q67000-A2399	Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld	761
☒ ▼TLE 4902 F	Q67000-A8048	Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld	769
▼TLE 4903 F	Q67000-A8047	Integrierter Hall-Schalter für unipolares magnetisches Feld	776
▼TLE 4910 K	Q67000-A2398	Integrierte Hall-Schaltung mit analogem Ausgang	783
▼TLE 4951	Q67000-A8266	Stromüberwachungs-IC	169
▼TLE 4951 G	Q67000-A8267	Stromüberwachungs-IC	169

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

**SMD** = Surface Device

# Typenübersicht

---

## 1.2 Typen nach Anwendungen geordnet

Seite

### Operationsverstärker

<b>Produktübersicht</b> .....	51
-------------------------------	----

#### Einfachoperationsverstärker

TAA 762 A; G	Operationsverstärker .....	53
TAA 765 A; G	Operationsverstärker .....	53
TCA 332 A; G	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang .....	64
TCA 335 A; G	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang .....	64
TAE 1453 A; G	PNP-Operationsverstärker .....	71
TAF 1453 A; G	PNP-Operationsverstärker .....	71
TBA 221 B	Operationsverstärker .....	81
TBA 222 B; B S1	Operationsverstärker .....	81
TBB 0741 G	Operationsverstärker .....	81
TBB 0742 G	Operationsverstärker .....	81

#### Zweifachoperationsverstärker

TAA 2762 A	Zweifachoperationsverstärker .....	91
TAA 2765 A	Zweifachoperationsverstärker .....	91
TBC 2332 B	Zweifach-OP mit Darlington-Eingang .....	95
TBE 2335 B	Zweifach-OP mit Darlington-Eingang .....	95
TAE 2453 A; G	Zweifach-PNP-Operationsverstärker .....	101
TAF 2453 A; G	Zweifach-PNP-Operationsverstärker .....	101
TBB 1458 B; G	Zweifachoperationsverstärker .....	108

#### Vierfachoperationsverstärker

TAA 4762 A	Vierfachoperationsverstärker .....	113
TAA 4765 A	Vierfachoperationsverstärker .....	113
TBC 4332 A	Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang .....	117
TBE 4335 A	Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang .....	117
TAE 4453 A; G	Vierfach-PNP-Operationsverstärker .....	123
TAF 4453 A; G	Vierfach-PNP-Operationsverstärker .....	123



# Typenübersicht

---

<b>Schwellenwertschalter, Komparatoren, Stromüberwachungs-IC</b>		<b>Seite</b>
<b>Produktübersicht</b>		133
TCA 105; B; G	Schwellenwertschalter	134
TCA 312 A; G	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	140
TCA 315 A; G	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	140
TCA 322 A; G	Komparator TTL-kompatibel	141
TCA 325 A; G	Komparator TTL-kompatibel	141
TCA 345 A	Schwellenwertschalter	154
TCA 965	Fensterdiskriminator	158
TLE 4951; G	Stromüberwachungs-IC	169
<b>Schaltnetzteile, Spannungsregler</b>		
<b>Produktübersicht</b>		181
TDA 4700; A	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	183
TDA 4718; A	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	197
TDA 4716 A; B	Schaltnetzteil IC (SNT)	209
TDA 4714 A; B	Schaltnetzteil IC (SNT)	221
TDA 4814 A	IC für sinusförmige Netzstromaufnahme	232
TDA 4918 A; G	Schaltnetzteil IC mit SIPMOS-Treiber Ausgang	243
TDA 4919 A; G	Schaltnetzteil IC mit SIPMOS-Treiber Ausgang	243
TLE 4258	5-V-Low-Drop-Spannungsregler	261
TLE 4260	5-V-Low-Drop-Spannungsregler	271
<b>Treiber- und Interfaceschaltungen, Pegelumsetzer, Transistorarrays</b>		
<b>Produktübersicht</b>		283
FZL 4144 D	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	284
FZL 4145 D	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	284
FZH 211 S, FZH 215 S	Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung	292
TCA 671; G, TCA 871; G	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295
TCA 971; G, TCA 991; G	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	295

# Typenübersicht

---

## Thyristor- und Triacsteuerungen

Seite

<b>Produktübersicht</b> .....	303	
TCA 785	Phasenanschnittsteuerung .....	304
TLE 3101	Phasenanschnittsteuerung .....	321
TLE 3102	Phasenanschnittsteuerung .....	321
TLE 3103	Phasenanschnittsteuerung .....	321
TLE 3104	Phasenanschnittsteuerung .....	321
SLB 0586	Dimmer-IC .....	338

## A/D-Umsetzer, D/A-Umsetzer, Schnelle Datenakquisition

<b>Produktübersicht</b> .....	353	
SDA 6020	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer, 50 MHz .....	354
SDA 5200 N; S; AN; AS	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer, 75 MHz .....	362
SDA 8200	6-bit-Analog/Digital-Umsetzer, 300 MHz .....	369
SDA 8010	8-bit-Analog/Digital-Umsetzer .....	387
SDA 0808 A; B; N	Mikroprozessor-kompatibler 8-Bit-Analog/ Digital-Umsetzer mit 8-Kanal-Multiplexer .....	400
SDA 0810 A; B; N	Mikroprozessor-kompatibler 10-Bit-Analog/ Digital-Umsetzer mit 8-Kanal-Multiplexer .....	405
SDA 1808 N	Mikroprozessor-kompatibler 8-Bit-Analog/ Digital-Umsetzer mit 8-Kanal-Multiplexer .....	400
SDA 1810 N	Mikroprozessor-kompatibler 10-Bit-Analog/ Digital-Umsetzer mit 8-Kanal-Multiplexer .....	415
SDA 8005	8-Bit/7 ns-Digital/Analog-Umsetzer .....	430
SDA 8020 N	DASR-Datenerfassungs-Schieberegister für HSDA-Systeme .....	439

## Zeitgeberschaltungen

<b>Produktübersicht</b> .....	465	
SAB 0529; G	Programmierbarer Digitaler Timer .....	466
SAE 0530	Programmierbarer Langzeit-Timer, 50 Hz .....	483
SAE 0531	Programmierbarer Langzeit-Timer, 60 Hz .....	483
SAE 0532; G	Langzeit-Timer, 50/60 Hz .....	500

# Typenübersicht

---

<b>Tongebberschaltungen</b>	<b>Seite</b>
<b>Produktübersicht</b> .....	<b>521</b>
SAB 0600                      Dreiklang-Gong .....	<b>522</b>
SAB 0601                      Einton-Gong .....	<b>522</b>
SAB 0602                      Zweiton-Gong .....	<b>522</b>
SAE 0700                      Signalton-Generator .....	<b>530</b>
<b>ICs für professionelle Funkgeräte</b>	
<b>Produktübersicht</b> .....	<b>539</b>
TBB 042 G                      Mischer .....	<b>540</b>
TBB 200; G                      PLL-Frequenzsynthesizer .....	<b>545</b>
TBB 202; G                      Dual-Modulus Teiler .....	<b>564</b>
TBB 302                      Schottky-Diodenmatrix, 8x6 .....	<b>571</b>
TBB 303                      Schottky-Diodenmatrix, 7x6 .....	<b>571</b>
TBB 304                      Schottky-Diodenmatrix, 4x6 .....	<b>571</b>
S 89                      Einstellbarer Teiler für 500 MHz .....	<b>578</b>
S 1531 G                      NF-Verstärker für 1 V .....	<b>584</b>
<b>Leistungsoperationsverstärker, Leistungsmotorsteuerung, Spezielle Motorsteuerungen</b>	
<b>Produktübersicht</b> .....	<b>589</b>
TCA 365; H                      Leistungsoperationsverstärker .....	<b>590</b>
TCA 365 B                      Leistungsoperationsverstärker .....	<b>598</b>
TCA 1365 B                      Leistungsoperationsverstärker .....	<b>610</b>
TCA 2365; A                      Zweifach-Leistungsoperationsverstärker .....	<b>622</b>
TCA 2465                      Zweifach-Leistungsoperationsverstärker .....	<b>632</b>
TCA 2465 A                      Zweifach-Leistungsoperationsverstärker .....	<b>644</b>
TLE 4201 A1; S1                      Leistungsbrücke für Motorsteuerung .....	<b>658</b>
TLE 4202                      Leistungsbrücke für Motorsteuerung .....	<b>667</b>
TLE 4202 B                      2-A-Motorbrücke .....	<b>677</b>
TLE 4204                      3-A-Motorbrücke .....	<b>687</b>
TCA 1560 B                      Ansteuer-IC für Schrittmotoren .....	<b>696</b>
TCA 1561 B                      Ansteuer-IC für Schrittmotoren .....	<b>696</b>
SLE 4520                      Pulsweitenmodulator .....	<b>716</b>
TCA 955; K                      Drehzahlregler .....	<b>727</b>
<b>Intelligente Leistungsschalter</b>	
<b>Produktübersicht</b> .....	<b>735</b>
TLE 4211                      Intelligenter Doppel-N-Schalter .....	<b>736</b>
TLE 4214                      Intelligenter Doppel-N-Schalter 2 x 0,5 A .....	<b>746</b>

## Typenübersicht

---

### ICs für Sensoranwendungen, Hall-IC, Näherungsschalter, Lichtsensoren

<b>Produktübersicht</b> .....	759	
TLE 4901 F; K	Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld ....	761
TLE 4902 F	Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld ....	769
TLE 4903 F	Integrierter Hall-Schalter für unipolares Magnetisches Feld .	776
TLE 4910 K	Integrierte Hall-Schaltung mit analogem Ausgang .....	783
SAS 231 W	Hall-IC mit magnetfeldproportionaler Ausgangsspannung ...	790
HKZ 101; S	Hall-Magnetgabelschranke .....	792
TCA 205 A; K	Näherungsschalter .....	798
TCA 305 A; G; K	Näherungsschalter .....	804
TCA 355 B; G	Näherungsschalter .....	804
TFA 1001 W	Fotodiode mit Verstärker .....	813

### Spezielle CMOS-SRAM, Dual Port RAM

<b>Produktübersicht</b> .....	827	
SAE 81C52 P; G	Statisches CMOS-RAM 256x8 Bit NMOS-kompatibel .....	828
SAE 81C54; G	CMOS-RAM .....	836
SAE 81C80 B	Dual Port RAM .....	843

### Sicherheitszähler, Nichtflüchtige Speicher

<b>Produktübersicht</b> .....	865	
SLE 4501; K	Nichtflüchtiger Sicherheitszähler .....	866
SLE 4502	Vorteiler für Sicherheitszähler .....	877
SDE 2506; K	Nichtflüchtiger Speicher 1-Kbit-EEPROM .....	884
SDE 2516	Nichtflüchtiger Speicher mit I <sup>2</sup> C-Bus-Schnittstelle .....	895
SDE 2526	Nichtflüchtiger Speicher mit I <sup>2</sup> C-Bus-Schnittstelle .....	903

### Infrarotverstärker

TDE 4060; G	IR-Vorverstärker .....	913
TDE 4061; G	IR-Vorverstärker .....	913

### Sonstige ICs

SLE 43215 P/SH100	Heizungsregler .....	927
-------------------	----------------------	-----

---

## **Allgemeine Angaben**

---



# Allgemeine Angaben

## 2.1 Typenbezeichnungssystem für integrierte Schaltungen

Für die Typenbezeichnungen der ICs wird das europäische System nach Pro Electron verwendet. Der Bezeichnungsschlüssel ist in der Pro Electron-Broschüre D 15\*) Ausgabe 1988 erläutert.

\*) Bezugsadresse: Pro Electron  
Avenue Louise, 430 (B.12)  
B-1050 Bruxelles

## 2.2 Einbauhinweise

### 2.2.1 Kunststoff-Gehäuse

Die Anschlüsse der Gehäuse sind um 90° nach unten abgebogen und passen in ein Lochraster von 2,54 mm, Lochkreisdurchmesser 0,7 bis 0,9 mm. Das Maß X ist der entsprechenden Gehäusezeichnung zu entnehmen.

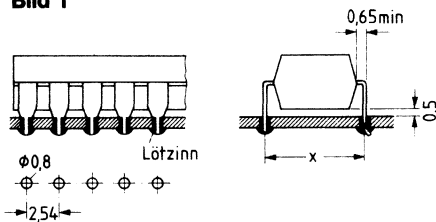
Der Gehäuseboden berührt nach dem Einsetzen die Leiterplatte nicht, weil die Anschlußfahnen kurz vor dem Gehäuse breiter werden (**siehe Bild 1**).

Nach dem Einsetzen des Gehäuses in die Leiterplatte ist es vorteilhaft, zwei Anschlußenden in einem Winkel von ca. 30° zur Leiterplatte abzubiegen, während des Lötvorgangs braucht dann das Gehäuse nicht auf die Leiterplatte gepreßt zu werden.

Kunststoff-Steckgehäuse werden auf der dem Gehäuse abgewandten Plattenseite gelötet.

Die maximal zulässige Löttemperatur beträgt bei Handlötung 350°C (max. 3 s) und bei Tauchlötung und Schwalllötung 260°C (max. 10 s).

**Bild 1**



### 2.2.2 Leistungs-Gehäuse mit 5, 7 und 9 Anschlüssen

Leistungsgehäuse weisen i.A. breitere Anschlüsse auf als unter Punkt 2.2.1 genannt, so daß der erforderliche Lochkreisdurchmesser bei Leiterkarten 1,1 – 1,8 mm beträgt. Bei einem eventuellen Biegen der Anschlüsse darf keine mechanische Beanspruchung zwischen Anschlüssen und Gehäuse auftreten. Der Abstand vom Gehäuse zur Biegestelle ist min. 2 mm.

Löttemperatur siehe unter 2.2.1

### 2.2.3 Kunststoff-Gehäuse (P-DSO und PL-CC) für die Oberflächenmontage (SMD)

- Kolbenlötung: Löttemperatur 350 °C max. 3 s.  
Abstand Gehäuse zur Lötstelle 1,5 mm min.  
Gehäusetemperatur max. 150 °C, keine mechanische Belastung der Anschlüsse zum Gehäuse
- Dampfphasenlötung: Löttemperatur 215 °C, Lötzeit max. 40 s, 2 x.  
(Vapor Phase Soldering)
- Schwalllötung: Löttemperatur 260 °C, Lötzeit max. 8 s.  
(Anschlüsse und Gehäuse in das Zinnbad getaucht)

### 2.2.4 Lagerung, Vorbehandlung zur Weiterverarbeitung von ICs in PL-CC-68-Gehäusen

Die Bauelemente sind trocken zu lagern. Bei der Anwendung von Lötverfahren, die zu Hitzeschockbelastungen führen können, (z. B. Dampfphasenlöten) empfiehlt es sich ICs im PL-CC-Gehäuse 24 Stunden einem Trocknungsvorgang bei 125 °C zu unterziehen.

### 2.2.5 Sonstige Hinweise

Es ist darauf zu achten, daß zwischen Lötbad bzw. LötKolben und Platine keine Ströme fließen können. Es wird daher empfohlen, die zu lötenden Anschlüsse und das Lötbad bzw. den LötKolben an Masse zu legen.

Beim Vorbereiten und Einsetzen in die Platine sollen die Schaltungen vor statischer Aufladung geschützt werden. Auf keinen Fall dürfen die Bauteile bei eingeschalteter Betriebsspannung aus der Schaltung entnommen werden bzw. in die Schaltung eingefügt werden.

Die Erhöhung der Chiptemperatur beim Löten hat eine vorübergehend erhöhte elektrostatische Empfindlichkeit der integrierten Schaltungen zur Folge. Besondere Vorsicht ist daher vor Netztransienten, z. B. durch Schalten von Induktivitäten an Magnetruhschen usw. geboten.



## Allgemeine Angaben

---

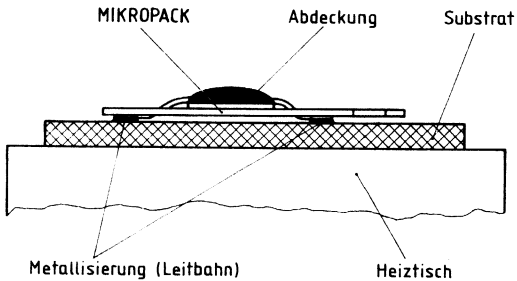
### 2.2.6 MIKROPACK-Bauform (SMD)

Die Anlieferung der MIKROPACK-Bauformen erfolgt auf Filmrollen.

#### Einbauvorschläge

- Wir empfehlen Dampfphasenlötung: Löttemperatur 215 °C, Lötzeit max. 40 s.
- Für Mustereinbau und kleinere Stückzahlen (bis z. B. 50.0 Stck/J.) ist auch Heitzischlötung (**Bild 3**) anwendbar.

**Bild 3**



#### Benötigte Vorrichtungen und Hilfsmittel

- Schneidevorrichtung
- Heitzisch-, Temp.-geregelt (z. B. Fa. Weld-Equip, Unitek)
- Stereomikroskop (z. B. Fa. Wild, Fa. Zeiss, Vergrößerung 6...40fach)
- Substratmaterial: Epoxydharz, Hartpapier, Keramik (Dick-Dünnschicht)

#### Lötdaten

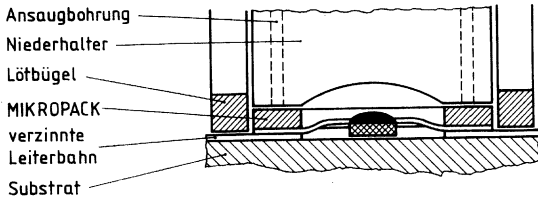
- Löttemperatur: 210 °C max.
- Lötbeschichtung auf Substrat: Pb/Sn (z. B. 60/40), schwallverzinnt oder galvanisch abge-schieden
- Lötzeit: ca. 10 s
- Flußmittel: z. B. Kolophonium in Alkohol gelöst
- Reinigungsmittel (bedarfsweise): z. B. Freon TP-35, TE, TF

# Allgemeine Angaben

---

## Bild 4

c) Für größere Stückzahlen (z. B. 50.0 Stck/J.) kommt auch die Bügellötung (**Bild 4**) in Frage.



## Benötigte Vorrichtung

- Lötvorrichtung (z. B. Fa. Weld-Equip, Fa. Farco, Fa. Jade)
- Substratmaterial: Epoxydharz, Hartpapier, flexible Materialien z. B. Polyamid

## Lötdaten

- Löttemperatur: 220°C max.
- Lotbeschichtung auf Substrat: Pb/Sn (z. B. 60/40), schwallverzinnt oder galvanisch abgeschieden
- Lötzeit: ca. 10 s
- Flußmittel: z. B. Kolophonium in Alkohol gelöst
- Reinigungsmittel (bedarfsweise): z. B. Freon TP-35, TE, TF

## 2.3 Verarbeitungsrichtlinien für integrierte Schaltungen

Integrierte Schaltungen sind elektrostatisch gefährdete Bauelemente (EGB). Die Forderung nach immer größeren Integrationsdichten hat zu immer kleineren Strukturen auf den Halbleiterchips geführt, so daß heute grundsätzlich jede integrierte Schaltung bipolar, MOS und CMOS elektrostatisch geschützt werden muß.

MOS- und CMOS-Schaltungen enthalten meist in den Bausteinen integrierte Schutzschaltungen und sind durch rein statische Elektrizität kaum mehr zerstörbar. Andererseits besteht eine akute Gefährdung durch elektrostatische Entladungen (ESD = Electrostatic Discharge).

Von der Vielzahl möglicher Entladungsquellen sind neben aufgeladenen Personen vor allem aufgeladene Bausteine zu nennen. Bei niederohmigen Entladungen können Spitzenleistungen im kW-Bereich auftreten.

Zum Schutz der Bausteine sind folgende Grundsätze zu beachten:

- a) Verringerung der Aufladungsspannung – möglichst unter 220 V.

Wirksame Mittel sind die Erhöhung der relativen Luftfeuchte auf  $\geq 60\%$  und das Ersetzen hochaufladbarer Kunststoffe durch antistatische Werkstoffe.

- b) Bei jeglicher Berührung der Bausteinanschlüsse ist mit einem Ladungsausgleich zu rechnen. Dieser soll stets hochohmig (ideal  $R = 10^6$  bis  $10^9 \Omega$ ) erfolgen.

Zusammengefaßt heißt dies, daß integrierte Schaltungen eine besondere Handhabung erfordern, da unkontrolliert aufgebrachte Ladungen, Spannungen von nicht geerdeten Geräten oder Personen, Überspannungsspitzen oder andere ähnliche Einflüsse das Bauelement zerstören können. Selbst wenn die Bauelemente Schutzschaltungen (z. B. Schutzdioden) an den Eingängen enthalten, müssen nachfolgende Handhabungsrichtlinien beachtet werden.

### 2.3.1 Kennzeichnung

Die Verpackung elektrostatisch gefährdeter Bauelemente wird mit folgendem Kennzeichen herstellerseitig versehen: 

### 2.3.2 Geltungsbereich

Diese Richtlinie gilt für Lagerung, Transport, Prüfung und Verarbeitung aller Arten von integrierten Schaltungen, bestückten und gelöteten Leiterplatten, die mit solchen Bauelementen versehen sind.

### 2.3.3 Handhabung der Bauelemente

1. Integrierte Schaltungen müssen bis zu ihrer Verarbeitung in der Verpackung bleiben.
2. Die Handhabung von integrierten Schaltungen darf nur an speziell eingerichteten Arbeitsplätzen erfolgen. Diese Plätze müssen hochohmig leitende Beläge in der Größenordnung von  $10^6$  bis  $10^9 \Omega/\text{cm}$  haben.
3. Bei Luftfeuchten  $> 50\%$  genügt ein Arbeitsmantel aus reiner Baumwolle. Bei Verwendung von aufladbaren Kunstfasern soll die Kleidung enganliegend getragen werden. Das Handgelenkband muß fest an der Haut anliegen und über einen Ableitwiderstand von  $50 \text{ k}\Omega$  bis  $100 \text{ k}\Omega$  geerdet sein.

4. Sind elektrisch leitende Fußböden  $R_E = 5 \times 10^4$  bis  $10^7 \Omega$  vorhanden, dann kann durch Verwendung von sog. MOS-Stühlen und Schuhen mit elektr. leitender Sohle ( $R_E \approx 10^5$  bis  $10^7 \Omega$ ) ein weiterer Schutz erzielt werden.
5. Alle Transporteinheiten für elektrostatisch gefährdete Bauelemente und bestückte Leiterplatten müssen zuerst durch Abstellen auf dem Arbeitsplatz bzw. Anfassen durch das beschäftigte Belegschaftsmitglied auf das gleiche Potential gebracht werden, bevor nach den einzelnen MOS-Bauelementen gegriffen wird. Der Potentialausgleich soll über einen Widerstand von  $10^6$  bis  $10^8 \Omega$  erfolgen.
6. Beim Beschicken von Maschinen und Fertigungseinrichtungen ist zu beachten, daß die Bausteine aufgeladen aus der Versandstange kommen und bei metallischer Berührung beispielsweise mit Maschinenteilen Schaden nehmen können.

Beispiel 1) volumenleitende (schwarze) Schienen.

Bausteine können durch aufgeladene Personen u.U. in der Schiene zerstört werden,

oder die Schiene aufgeladen verlassen, wenn diese von einer aufgeladenen Person entleert wird.

Volumenleitende Schienen dürfen nur an EGB-Arbeitsplätzen (hochohmige Arbeitsplatz- und Personenerdung) gehandhabt werden.

Beispiel 2) antistatisierte (transparente) Schienen.

Bausteine können durch aufgeladene Personen in der Schiene nicht zerstört werden (seltene Ausnahme kann es bei kundenspezifischen ICs mit ungeschützten Gate-Anschlüssen geben). Eine Bausteingefährdung ist wie bei 1) beim Entleeren der Schiene gegeben, wenn diese insbesondere bei geringeren Luftfeuchten nach längerer Lagerzeit ( $t > 1$  Jahr) nicht mehr genügend antistatisiert ist.

In beiden Fällen können Schädigungen dadurch vermieden werden, daß die Bausteine über einen geerdeten Adapter aus hochohmigem Material ( $\approx 10^6$  bis  $10^8 \Omega/\text{cm}$ ) zwischen Schiene und Maschine entladen werden.

Von der Verwendung metallischer Schienen – insbesondere aus eloxiertem Alu – wird wegen der Gefahr niederohmiger Bausteinentladungen abgeraten.

### 2.3.4 Lagerung

Die Einlagerung von EGB nur an bestimmten, gekennzeichneten Lagerplätzen vornehmen.

Im Lager sollen die Bauelemente in der Anlieferverpackung verbleiben. Die Lagertemperatur sollte  $60^\circ\text{C}$  nicht übersteigen.

### 2.3.5 Transport

EGB in zugelassenen Verpackungsschienen dürfen nur in geeigneten Behältern aus hochohmig leitenden bzw. langzeitantistatisch imprägnierten Kunststoffen evtl. unlackiertem Holz transportiert werden. Behälter aus hochaufladbaren Kunststoffen oder aus sehr niederohmigen Materialien sind gleichermaßen ungeeignet.

Transportwagen und dessen Rollen sollen eine hinreichende elektrische Leitfähigkeit besitzen ( $R < 10^6 \Omega$ ). Schleifkontakte und Erdungsketten bieten keine zuverlässige Ladungsableitung.

## Allgemeine Angaben

---

### 2.3.6 Eingangsprüfung

Bei Eingangsprüfungen sind die Richtlinien zu beachten. Andernfalls erlischt ein evtl. Rückgaberecht bei Nichtbestehen der Eingangsprüfung.

### 2.3.7 Betriebsmittel und Montage

1. Antriebsriemen von verarbeitenden Maschinen, soweit sie mit diesen Bauelementen in Berührung kommen (z. B. Biege- und Beschneidemaschinen, Transportbänder), sind mit Antistatikspray (z. B. Antistatikspray 100 der Fa. Kontaktchemie) zu behandeln. Besser ist es, solche Fälle ganz zu vermeiden.
2. Müssen EGB von Hand ein- oder ausgelötet werden, sind nur Lötkolben ohne Thyristorregelung zu verwenden. Gegen Netztransienten haben sich Siemens Funkentstörkondensatoren vom Typ B 81711-A-B31...36 sehr gut bewährt.
3. Mit EGB bestückte und gelötete Leiterplatten sind grundsätzlich als gefährdet zu betrachten.

### 2.3.8 Elektrische Prüfungen und Anwendungsschaltung

1. Die Bauelemente sind unter Beachtung dieser Richtlinien zu verarbeiten. Vor dem Prüfen der bestückten und gelöteten Leiterplatten sind noch eventuell vorhandene Kurzschlußbringe abzunehmen.
2. Prüffassungen bzw. integrierte Schaltungen müssen beim Stecken oder Ziehen von Einzelbauelementen oder bestückten Leiterplatten spannungsfrei sein, wenn in den entsprechenden Werksunterlagen nichts anderes angegeben ist. Es ist sicherzustellen, daß die Prüfgeräte und Stromversorgungen keine Spannungsspitzen erzeugen, weder bei betriebsmäßigem Ein- und Ausschalten noch beim Ausfall der Netzsicherung oder beim Ansprechen anderer Sicherungen.
3. Bei der Stromversorgung bipolarer integrierter Schaltungen ist immer zuerst die negative Spannung ( $-U_s$  bzw. Masse) anzuschließen. Eine Unterbrechung dieses Potentials im Betrieb ist in der Regel nicht zulässig.
4. Signalspannungen dürfen an Eingängen der integrierten Schaltungen erst mit oder besser nach dem Einschalten der Versorgungsspannung angelegt werden. Sie müssen mit oder möglichst vor dem Abschalten der Versorgungsspannung abgeschaltet werden.
5. Stromversorgungen von integrierten Schaltungen sind möglichst nahe an den Versorgungsanschlüssen des ICs abzublocken. Bei bipolaren integrierten Schaltungen ist die Verwendung eines induktivitätsarmen Elektrolytkondensators, zumindest jedoch die Parallelschaltung eines Keramikkondensators von z. B. 100 nF bis 470 nF empfehlenswert.

Bei integrierten Schaltungen mit hohen Ausgangsströmen muß der nötige Wert des Elektrolytkondensators der Prüf- bzw. Anwendungsschaltung angepaßt werden. Zu berücksichtigen sind Einschwingverhalten und dynamischer Ausgangswiderstand der Stromversorgungen, Leitungsinduktivitäten im Versorgungs- und Lastkreis und insbesondere induktive Lasten oder Motoren. Beim Abschalten von Leistungsinduktivitäten oder induktiver Lasten muß die gespeicherte Energie, wenn nicht anders angegeben, extern aufgenommen werden

(z. B. durch einen Elektrolytkondensator, Dioden, Z-Dioden oder die Stromversorgung). Dabei ist auch ein Abschalten der Versorgungsspannung vor dem Zeitpunkt der Lastabschaltung zu beachten.

6. Integrierte Schaltungen mit Tiefpasscharakter der Ausgangsstufen (z. B. PNP-Treiber oder PNP/NPN-Endstufen) benötigen in der Regel eine zusätzliche externe Kompensation am Ausgang. Dies gilt insbesondere bei komplexen Lasten. Bei NF-Leistungsverstärkern wird der Ausgang mit dem Boucherot-Glied kompensiert. Bei Brückenschaltungen genügt im Einzelfall die Überbrückung der Last mit einer Kapazität. Je nach Anwendung ist aber auch hier je ein Kondensator von jedem Ausgang gegen Masse zu empfehlen.
7. Die Hinweise mit den jeweiligen Datenbüchern sind zu beachten.

### 2.3.9 Verpackung von bestückten Leiterplatten bzw. Flachbaugruppen

Das Verpackungsmaterial soll eine geringe Volumenleitfähigkeit besitzen:

$$10^5 \Omega/\text{cm} < \rho < 10^{10} \Omega/\text{cm}.$$

In den meisten Fällen – insbesondere bei Luftfeuchten  $> 40\%$  – wird diese Forderung von einfacher Wellpappe erfüllt.

Einen besseren Schutz erzielt man mit Beuteln aus hochohmig leitfähigem Polyäthylenschaum; (z. B. RCAS 1200 von Richmond, Redlands, Californien; Vertreter Deutschland: Arno Marx, 7830 Emmendingen, Postfach 1129).

Grundsätzlich ist darauf zu achten, daß eine Berührung verschiedener Platinen ausgeschlossen wird.

In extremen Sonderfällen kann ein Schutz vor starken elektrischen Feldern notwendig sein, wie sie beispielsweise von Transportbändern erzeugt werden können.

Hierfür wird eine Umhüllung mit Alu-Folie empfohlen, wobei eine direkte Berührung der Folie mit der Platine ausgeschlossen werden muß.

Pappschachteln mit innenliegender Alu-Folie, wie sie zum Versand unserer Bausteine verwendet werden, liefert z. B. Fa. Laber, München.

### 2.3.10 Ultraschallreinigung integrierter Schaltungen

Nachfolgende Empfehlung gilt für Kunststoffgehäuse. Für Hohlraumgehäuse (Metall und auch Keramik) sind gesonderte Vorschriften zu beachten.

Als Lösungsmittel kommen Freon und Isopropylalkohol (Handelsname Propanol) in Frage. Diese Lösungsmittel sind auch für Kunststoffgehäuse zulässig, da sie das Plastikmaterial nicht angreifen.

Ein Ultraschallbad in Doppel-Halbwellen-Betrieb ist aufgrund der geringen Bauteilebeanspruchung zu empfehlen.

Folgende Ultraschalleinwirkungen sind zulässig:

Schallfrequenz  $f > 40 \text{ kHz}$

Einwirkungszeit  $t < 2 \text{ min}$

Schallwechseldruck  $p < 0,3 \text{ atü}$

Schalleistung  $N < 0,5 \text{ W/cm}^2/\text{Liter}$

## 2.4 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.

## 2.5 Angaben zur Qualität

### 2.5.1 Qualitätssicherungssystem

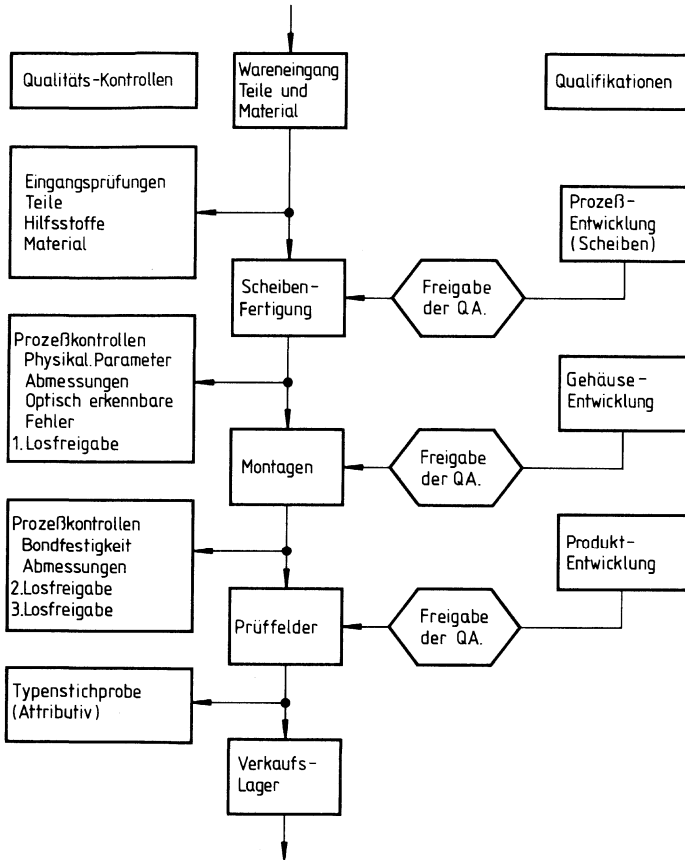
Der hohe Qualitätsstandard der integrierten Schaltungen von Siemens ist das Ergebnis eines sorgfältigen Herstellungsprozesses, der in jeder Phase systematisch überwacht wird. Dazu dient ein Qualitätssicherungssystem, das in der Druckschrift „SIEMENS Qualitätssicherung bei Integrierten Schaltungen“, kurz „SQS-IC“, ausführlich beschrieben ist.

Die wichtigsten Aspekte des „SQS-IC“ sind in **Bild 1** dargestellt. Für die ausgewählten Kontrollmaßnahmen, Freigaben und Informationsrückkopplungsschleifen ist eine, von der Entwicklung und Fertigung unabhängige Qualitätssicherungsabteilung (QA) verantwortlich. Diese Abteilung verfügt über modernste Prüf- und Meßeinrichtungen, sie arbeitet mit den bewährten Methoden der statistischen Qualitätskontrolle, und sie ist mit Einrichtungen für beschleunigte Lebensdauer- und Umweltkontrolltests ausgestattet, die zu Eignungs- und Routineüberwachungsprüfungen eingesetzt werden.

Zur ständigen Weiterentwicklung von Qualität und Zuverlässigkeit werden modernste Präparationsmethoden und Analysegeräte eingesetzt.

# Allgemeine Angaben

Bild 1





## Allgemeine Angaben

---

### 2.5.2 Auslieferungsqualität

Jede integrierte Schaltung wird als Abschluß des Fertigungsprozesses einer Endprüfung unterzogen. Da diese Prüfung häufig Hunderttausende von Betriebszuständen, viele statische und dynamische Parameter zu berücksichtigen hat, wird sie von rechnergesteuerten Prüfautomaten durchgeführt. Diese Automaten sind äußerst zuverlässig. Die Qualitätssicherungsabteilung führt schließlich eine losweise Stichprobenprüfung der ICs durch, um so diese minimale Fehlerquote sowie die Herstellungsgrenzqualität (AQL) zu gewährleisten. Die Stichprobenprüfung bedient sich der Stichprobenpläne der DIN 40080 oder der identischen MIL-STD-105 oder IEC 410.

Die Ergebnisse solcher Stichprobenprüfungen, die an vielen Hunderttausenden von ICs im Jahre 1987 durchgeführt wurden, sind in der nachfolgenden Tabelle wiedergegeben. Diese Ergebnisse entsprechen der mittleren Auslieferungsqualität (Average Outgoing Quality, kurz: AOQ) und werden in „defectives per million“ (DPM) angegeben.

	Total- fehler  AOQ (DPM)	Summe elektr. Fehler AOQ (DPM)	Summe mech. Fehler AOQ (DPM)
LSI/VLSI ≥ 1000 Gatterfunktionen	90	144	250

### 2.5.3 Zuverlässigkeit

#### 2.5.3.1 Maßnahmen bei der Entwicklung

Die Zuverlässigkeit der ICs wird bereits während der Entwicklung wesentlich beeinflusst. Deshalb hat Siemens für die Entwicklung der Schaltungen und Layouts Entwurfsregeln festgelegt, die u.a. die minimalen Breiten und Abstände von Leitbahnen auf dem Chip festlegen, die Abmessungen und elektrischen Parameter von Schutzschaltungen gegen elektrostatische Aufladungen angeben, und ähnliches mehr. Ausgefeilte Überprüfungsprogramme, die auf Großrechnern laufen, garantieren eine umgehende Lokalisierung und Behebung unbeabsichtigt eingetretener Verstöße gegen diese Entwurfsregeln.

#### 2.5.3.2 Prozeßkontrolle in der Fertigung

Die Herstellung integrierter Schaltungen umfaßt mehrere hundert Fertigungsschritte. Da jeder Schritt fehlerfrei ausgeführt sein soll, kommt der Prozeßkontrolle eine überragende Bedeutung zu. Manche Prozesse enthalten mehr als hundert Kontrollmaßnahmen. Die Kontrollen sind so angelegt, daß die Stabilität der Prozeßparameter der Fertigungsschritte gesichert ist.

## Allgemeine Angaben

---

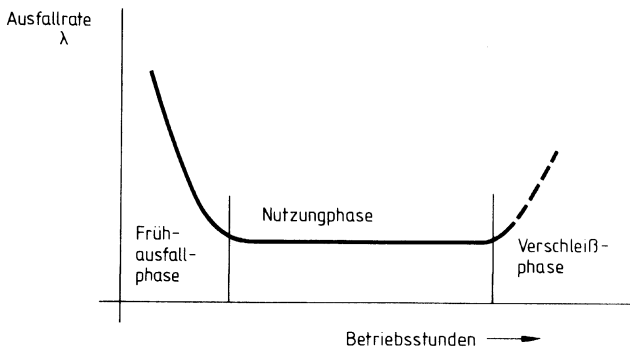
In den ständig sinkenden Ausfallraten zeigen sich die Erfolge dieser Bemühungen; im Laufe der Jahre wurde die Ausfallrate wesentlich reduziert, und dies trotz der erheblich gestiegenen Komplexität der ICs.

Beispielsweise konnte im Jahr 1987 bei beschleunigten Lebensdauertests an etwa 2 Millionen ICs mit verschiedener Komplexität eine durchschnittliche Langzeitausfallrate von etwa 80 Fit abgeschätzt werden.

### 2.5.3.3 Zuverlässigkeitsüberwachung

Der allgemeine Verlauf der Ausfallrate bei ICs über die Zeit wird durch die sogenannte Badewannenkurve beschrieben (s. **Bild 2**). Die Ausfallrate ist in den ersten Betriebsstunden am höchsten (Frühausfallphase). Nach Abklingen der Frühausfallphase beginnt die „konstante“ Ausfallphase, während der Ausfälle in einer nahezu gleichbleibenden Anzahl auftreten können. Diese Phase endet mit einem Wiederanstieg der Kurve während der Verschleißphase. Für integrierte Schaltungen liegt diese Phase in aller Regel weit über der praktischen Betriebszeit der Geräte.

**Bild 2**



Zuverlässigkeitsuntersuchungen an ICs sind in der Regel zerstörende Untersuchungen. Sie werden daher in Stichproben durchgeführt. Die meisten Ausfallmechanismen laufen bei höheren Temperaturen schneller ab. Auf Grund dieser Temperaturabhängigkeit, kann die zur Simulation späterer Betriebsverhalten geforderte Zeit durch Anwenden höherer Temperaturen verkürzt werden; hierunter versteht man den Lebensdauertest.

## Allgemeine Angaben

---

Der Beschleunigungsfaktor  $F$  im Lebensdauertest errechnet sich aus der Arrheniusschen Gleichung

$$F = \exp \left( \frac{E_A}{k} \left( \frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right) \right)$$

wobei  $T_2$  die Temperatur ist, bei welcher der Lebensdauertest durchgeführt wird,  $T_1$  die angenommene Betriebstemperatur und  $k$  die Boltzmann-Konstante ist.

Maßgebend für den Faktor  $F$  ist die Aktivierungsenergie  $E_A$ , die für Ausfallmechanismen sehr unterschiedlich ist und zwischen 0,3 und 1,3 eV liegt.

Für alle Siemens ICs werden Zuverlässigkeitsangaben aus Lebensdauertestuntersuchungen mit einer mittleren Aktivierungsenergie von 0,4 eV auf eine Betriebstemperatur von  $T_U = 40^\circ\text{C}$  umgerechnet. Damit ergibt sich ein Beschleunigungsfaktor für den Lebensdauertest von 24 gegenüber dem Betriebsverhalten. So werden auch Ausfallmechanismen berücksichtigt, die eine geringe Aktivierungsenergie haben, d. h. in geringer Weise durch die Temperatureinwirkung beschleunigt werden.

An Typen von integrierten Schaltungen, die repräsentativ sind für die Fertigungslinien, werden – wie in der „SQS-IC“ beschrieben – routinemäßig verschiedene Zuverlässigkeitsprüfungen durchgeführt. Solche Prüfungen sind u. a. Feuchtklima-Tests bei  $85^\circ\text{C}$  und 85% Feuchte, Dampfdruck-Test, sowie Lebensdauerprüfungen bis 1000 Stunden und mehr. Die Untersuchungsergebnisse liegen in Form zusammenfassender Berichte vor.

# Allgemeine Angaben

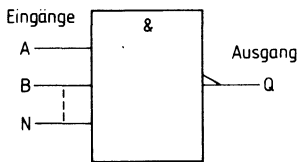
## 2.6 Logikpegel und Symbole nach DIN 40900, Teil 12

### Logikpegel

Für digitale Mikroschaltungen werden die zwei möglichen Bereiche der binären elektrischen Größe mit L (Low) und H (High) bezeichnet. Dabei liegen die Werte des L-Bereichs näher bei  $-\infty$  und die Werte des H-Bereichs näher bei  $+\infty$ . Entsprechend gelten die Indizes A für die Angabe des oberen Wertes (näher bei  $+\infty$ ) und B für die untere Grenze (näher bei  $-\infty$ ).

### Schaltzeichen

#### NAND-Element



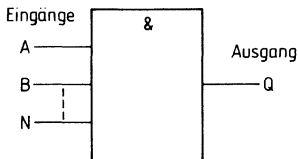
Funktionstabelle für ein NAND-Element mit zwei Eingängen.

Eingänge		Ausgang
A	B	Q
L	L	H
L	H	H
H	L	H
H	H	L

Logische Funktion:  $Q = A \wedge B \dots \wedge N$

Definition: Der Ausgang zeigt nur dann L-Signal, wenn A und B und ... und N auf H-Signal liegen.

#### UND-Element



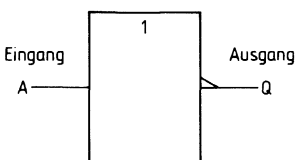
Funktionstabelle für ein UND-Element mit zwei Eingängen.

Eingänge		Ausgang
A	B	Q
L	L	L
L	H	L
H	L	L
H	H	H

Logische Funktion:  $Q = A \wedge B \dots \wedge N$

Definition: Der Ausgang zeigt nur dann H-Signal, wenn A und B und ... und N auf H-Signal liegen.

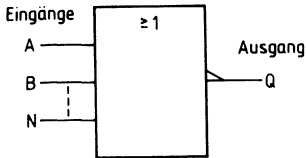
#### Inverter



Logische Funktion:  $Q = \bar{A}$

# Allgemeine Angaben

## NOR-Element



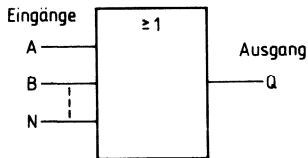
Funktionstabelle für ein NOR-Element mit zwei Eingängen.

Eingänge		Ausgang
A	B	Q
L	L	H
L	H	L
H	L	L
H	H	L

Logische Funktion:  $Q = \overline{A \vee B \vee \dots \vee N}$

Definition: Der Ausgang zeigt nur dann H-Signal, wenn A und B und ... und N auf L-Signal liegen.

## ODER-Element



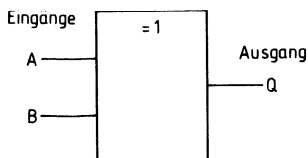
Funktionstabelle für ein ODER-Element mit zwei Eingängen.

Eingänge		Ausgang
A	B	Q
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	H

Logische Funktion:  $Q = A \vee B \vee \dots \vee N$

Definition: Der Ausgang zeigt nur dann L-Signal, wenn A und B und ... und N auf L-Signal liegen.

## Exklusiv-ODER-Element



Funktionstabelle für ein Exklusiv-ODER-Element mit zwei Eingängen.

Eingänge		Ausgang
A	B	Q
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

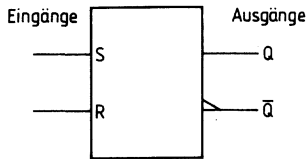
Logische Funktion:  $Q = (A \wedge \overline{B}) \wedge (\overline{A} \wedge B)$

Definition: Der Ausgang zeigt nur dann H-Signal, wenn entweder nur A oder nur B auf H-Signal liegen.

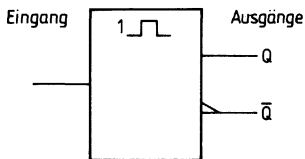
# Allgemeine Angaben

---

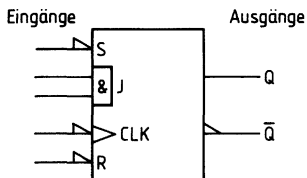
## Symbole für Bistabile Schaltungen



Bistabile Schaltung (Flipflop)



Monostabile Schaltung (Monoflop)



J1, J2 und K sind Informations-  
eingänge

J1 und J2 sind UND-verknüpft  
J- und K-Eingänge werden vom  
CLK-Eingang (Takt) gesteuert  
S und R sind direkt wirkende  
Eingänge (Setzen, Rücksetzen)

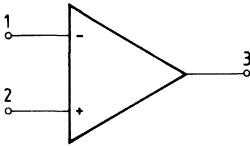
# Allgemeine Angaben

## 2.7 Vorwort zu Operationsverstärkern

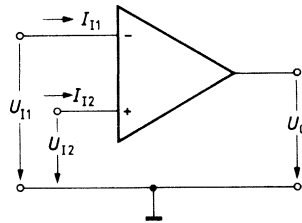
Integrierte Operationsverstärker sind Gleichspannungsverstärker mit einem sehr breiten Anwendungsfeld in der Regelungstechnik, der industriellen Elektronik sowie in der NF-Technik.

### 2.7.1 Schaltzeichen und Bezeichnungen

Im Schaltzeichen „Operationsverstärker“ werden nur Eingangs- und Ausgangsanschlüsse gezeichnet. **Bild 1** zeigt das verwendete Schaltzeichen, wobei Anschluß 1 den „invertierenden Eingang“, Anschluß 2 den „nicht invertierenden Eingang“ und Anschluß 3 den Ausgang kennzeichnet. Dabei hat ein positives Signal an 1 ein negatives Signal an 3 zur Folge.



**Bild 1**



**Bild 2**

Die Definition der wichtigsten Bezeichnungen, die einen Operationsverstärker im allgemeinen ausreichend charakterisieren, sind im folgenden zusammengestellt. Alle Angaben beziehen sich auf symmetrische Versorgungsspannungen.

- a) Eingangs-Null-Spannung (Eingangs-Offset-Spannung)  $U_{10}$  ist diejenige Spannungsdifferenz, die an den Eingängen angelegt werden muß, damit der Ausgang auf 0 V liegt (**Bild 2**).

$$U_{10} = U_{11} - U_{12} \text{ bei } U_a = 0 \text{ und Generatorwiderstand } R_G = 50 \Omega.$$

- b)  $I_1$  ist der mittlere statische Eingangsstrom, der für die Funktion des OP notwendig ist (**Bild 2**).

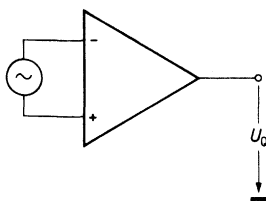
$$I_1 = \frac{I_{11} + I_{12}}{2}$$

- c) Eingangs-Null-Strom (Eingangs-Offset-Strom)  $I_{10S}$  ist die Differenz der Eingangsströme im Arbeitsbereich. Er kann bei hohem Generatorwiderstand störend wirken (**Bild 2**).

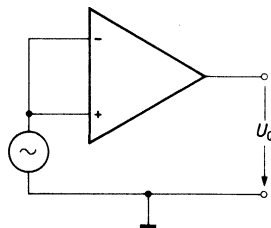
- d) Leerlauf (-Spannungs) Verstärkung  $V_{U0}$  ist die Verstärkung ohne Gegenkopplung (**Bild 3**).

$$V_{U0} = \frac{U_a}{U_i}$$

- e) Gleichtaktverstärkung  $V$  gibt die Verstärkung eines an beiden Eingängen gleichphasig eingespeisten Signals an (**Bild 4**).



**Bild 3**

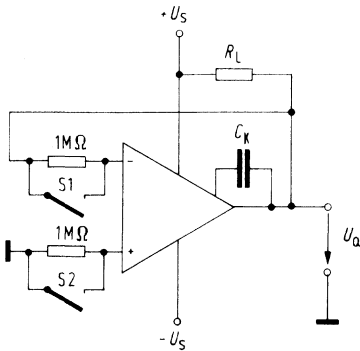


**Bild 4**

# Allgemeine Angaben

## 2.7.2 Prüfschaltungen für Operationsverstärker

### Eingangsstrom, Eingangsnullstrom



S1 offen – S2 geschlossen:

$$I_{I-} = \frac{U_Q}{1 \text{ M}\Omega}$$

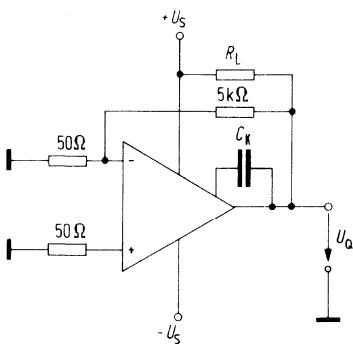
S2 offen – S1 geschlossen:

$$I_{I+} = \frac{U_Q}{1 \text{ M}\Omega}$$

S1 + S2 offen:

$$I_{I0} \approx \frac{U_Q}{1 \text{ M}\Omega}$$

### Eingangsnullspannung



$$-U_{I0} = U_{Q0}/V_{U0}$$

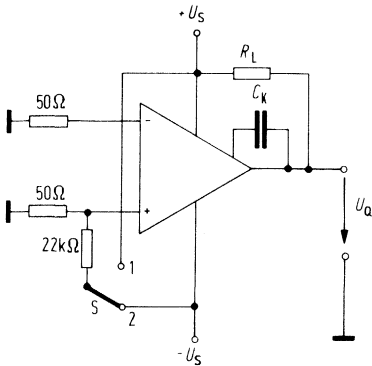
$$V_{U0} = 100$$

$$-U_{I0} = \frac{U_{Q0}}{100}$$



# Allgemeine Angaben

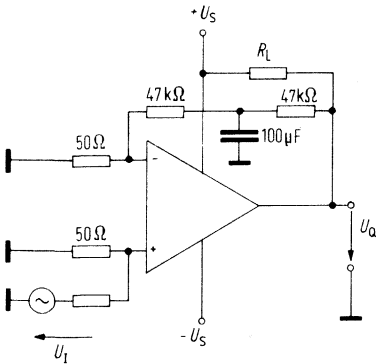
## Ausgangsspannung, Aussteuerfähigkeit



S in Stellung 1:  $U_Q = U_{QL}$

S in Stellung 2:  $U_Q = U_{Q0}$

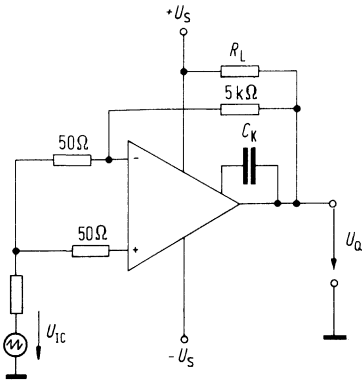
## Leerlaufspannungsverstärkung bei $f = 1$ kHz



$$V_{U0} = 20 \lg \frac{U_Q}{U_1} \text{ [dB]}$$

# Allgemeine Angaben

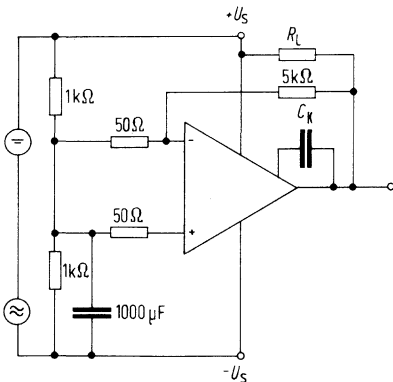
## Gleichtaktunterdrückung



$$V_{UC} = \frac{\Delta U_Q}{\Delta U_{IC}}$$

$$k_{CMR} = 20 \lg \frac{V_{U0}}{V_{UC}} \text{ [dB]}$$

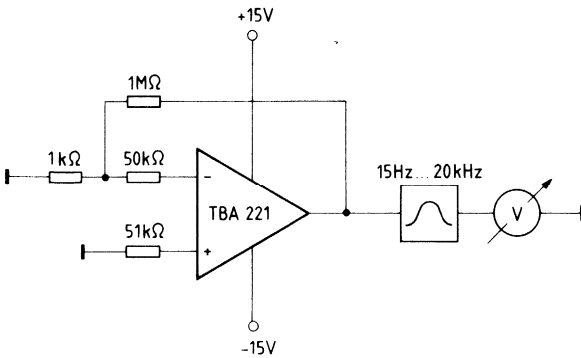
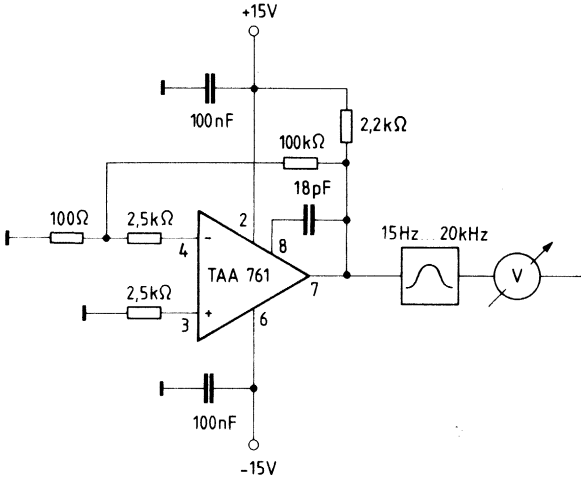
## Betriebsspannungsunterdrückung



$$\frac{\Delta U_{I0}}{\Delta U_S} = \frac{\Delta U_Q}{100 \cdot \Delta U_S}$$

# Allgemeine Angaben

Rauschspannung nach DIN 45 405  
Psophometer U 2033 (Fa. Siemens)  
Stellung: Geräuschspannung, Bewertung Spitze/Null



## Allgemeine Angaben

---

### Zusammenhang von max. Anstiegsgeschwindigkeit (Slew-Rate S) und Sinus-Aussteerbarkeit bei höheren Frequenzen (Leistungsbandbreite $f_p$ )

Die maximale Anstiegsgeschwindigkeit eines Operationsverstärkers wird durch die Umladung eines Kondensators in der Schaltung bestimmt.

Für einen Kondensator gilt:

$$\text{die Ladung } Q = C \cdot U \text{ bzw. } Q = \int I \cdot dt$$

Die Änderung der Spannung am Kondensator erfolgt entsprechend:

$$\Delta U / \Delta t \approx du/dt = I/C$$

Bei gegebenem Strom ist eine schnellere Umladung des Kondensators nicht möglich. Diese maximale Umladegeschwindigkeit ist für Operationsverstärker als Faktor

$$S \text{ in } V/\mu\text{s} \text{ angegeben.}$$

Übliche Werte liegen in der Größenordnung von 0,3 bis 20 V/ $\mu$ s.

Die maximal unverzerrt übertragene Frequenz eines Sinussignals wird bestimmt durch die maximale Anstiegsgeschwindigkeit im Nulldurchgang ( $t = 0$ ).

Das Sinussignal der Amplitude  $U_{QS}$  und der Kreisfrequenz  $\omega (= 2 \pi f)$  hat eine Anstiegsgeschwindigkeit, die durch die erste Ableitung dieser Funktion beschrieben wird:

$$\begin{aligned} \text{Signal:} & \quad U_q = U_{QS} \cdot \sin(\omega t) \\ \text{erste Ableitung:} & \quad du/dt = U_{QS} \cdot \omega \cdot \cos(\omega t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{für } t = 0: & \quad \cos(\omega t) = 1 \\ \text{daher:} & \quad du/dt_{\max} = U_{QS} \cdot \omega \cdot 1 = U_{QS} \cdot 2 \pi f \end{aligned}$$

Dieser Wert muß für eine verzerrungsfreie Aussteuerung kleiner/gleich der maximalen Anstiegsgeschwindigkeit des Operationsverstärkers sein.

$$S \geq U_{QS} \cdot 2 \pi f$$

$$\text{daraus folgt:} \quad f_p = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot U_{QS}} = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot U_{Q\text{eff}}}$$

$$U_{Q\text{eff}} = \frac{S}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot f_p}$$

## Allgemeine Angaben

---

Beispiel 1:  $S = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$  ( $\triangleq 500\,000 \text{ V/s}$ )

$$U_{\text{Qeff}} = 10 \text{ V}$$

$$f_p = \frac{500000}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot 10} = 5,62 \text{ kHz}$$

Soll ein 10-kHz-Signal übertragen werden, so ist dies verzerrungsfrei bis effektiv 5,62 V möglich.

Beispiel 2:  $S = 10 \text{ V}/\mu\text{s}$

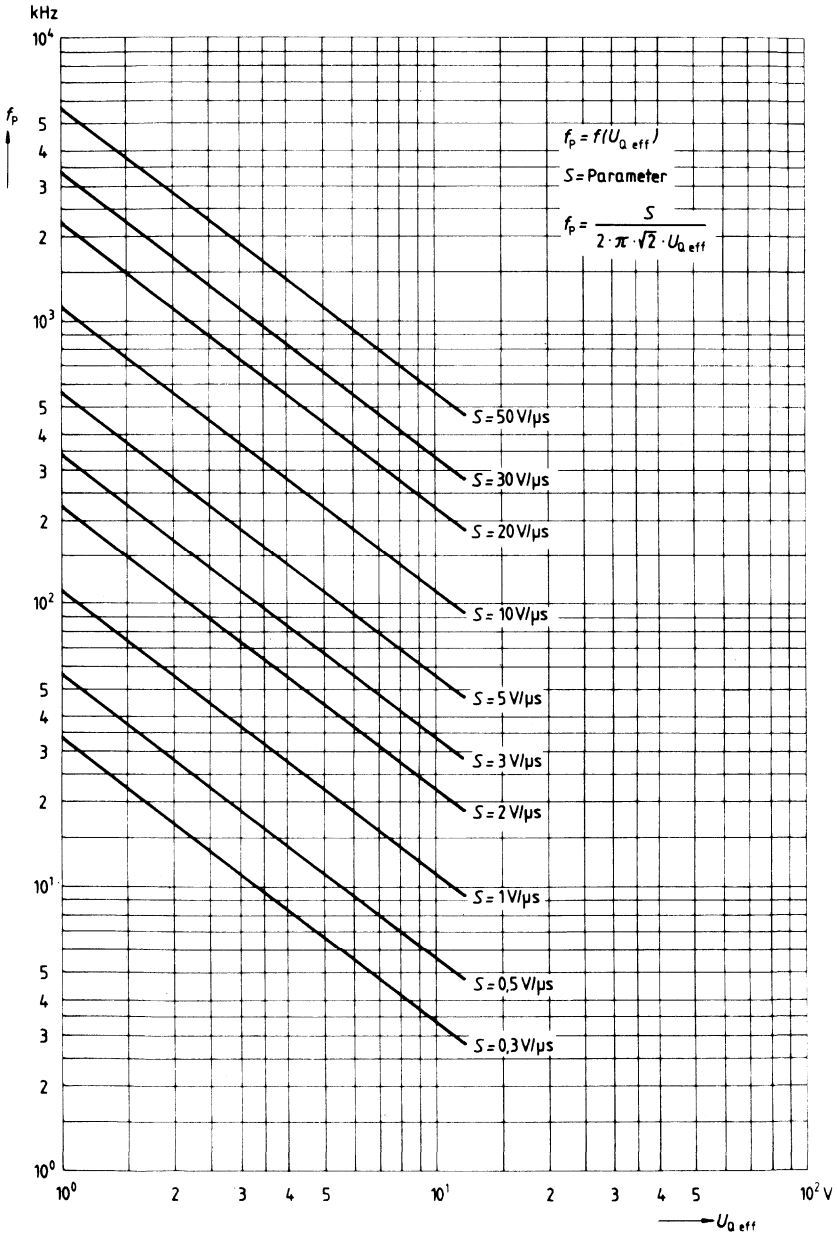
$$U_{\text{Qeff}} = 10 \text{ V}$$

$$f_p = 112 \text{ kHz}$$

Die Bandbreite kann natürlich nicht (wie lt. Rechnung möglich) unendlich werden. Zusätzlich gilt die Begrenzung durch die Kleinsignal-Grenzfrequenz ( $f_T$ ).

# Allgemeine Angaben

## Slewrate und Leistungsbandbreite



# Allgemeine Angaben

---

## Hinweise für den Einsatz integrierter Operationsverstärker

Bei fast allen integrierten OPs sind Schutzmaßnahmen realisiert, um eine gewisse Stör- und Zerstörsicherheit zu erreichen.

Dennoch kann es bei gleichzeitigem Erreichen mehrerer Grenzbedingungen (max. Ausgangsströme, max.  $T_U$ , Kurzschlüsse etc.) zu Fehlfunktionen oder Ausfällen kommen.

Das gilt ebenfalls, wenn die Ausgänge stark induktiv und kapazitiv belastet sind, denn induktive Lasten erzeugen Rückschlagspannungen und kapazitive Lasten  $> 1$  nF extreme Stromspitzen.

Große kapazitive Lasten ( $\geq 100$  pF) können bei OPs mit hohen Anstiegsgeschwindigkeiten und hohen Ausgangsströmen (z. B. TAE 2453/4453) zu Stabilitätsproblemen führen.

Es sind hierfür allgemein 2 Abhilfemaßnahmen bekannt:

- Begrenzung der Ausgangsspitzenströme (**Bild 1, 3, 4**)
- Stärkere – oder zusätzliche Frequenzkompensation (**Bild 2**)

Dieses Problem wird auch dann entschärft, wenn man vermeidet, den Ausgang hart in die Sättigung zu steuern, d. h. Ruhearbeitspunkteinstellung in der Mitte des Aussteuerbereiches, analoges Ausgangssignal kleiner als der mögliche Aussteuerbereich.

Der Minimalwert für die Frequenzkompensationskapazität ist im Datenbuch angegeben für

Generatorwiderstände	$> 10$ k $\Omega$
Streukapazitäten	$< 5$ pF auf den Summierpunkt
Lasten	$< 100$ pF

In Fällen, die davon abweichen, kann es erforderlich sein, eine stärkere Frequenzkompensation zu verwenden und/oder eine Vorwärtskompensation von Eingang zu Ausgang (siehe auch TAA 762 Meßschaltung 2 und **Bild 1**).

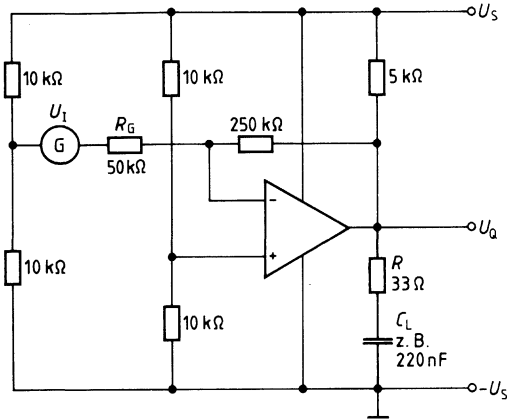
Für Präzisionsanwendungen bzw. Betrieb im Leerlauf empfehlen wir auf der Druckplatine beide Eingänge mit einem Schirmschutzring zu umgeben, sowie die Leitungen zu den Eingängen mit geschirmter Litze auszuführen.

Eine solche Schirmung empfiehlt sich ebenfalls bei Anwendungen mit kleinen Eingangsströmen (bzw. äußerst hohem Gegenkopplungswiderstand). Sie verhindert parasitäre Ströme auf der Druckplatine, die z. B. durch unsaubere Oberflächen zustande kommen können.

# Allgemeine Angaben

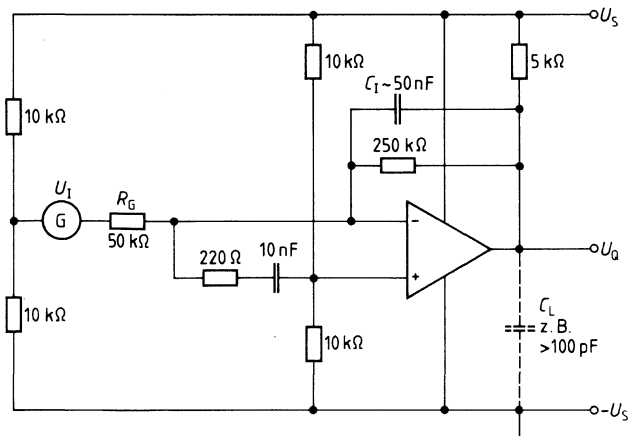
**Bild 1**

Verbesserung der Stabilität bei großen kapazitiven Lasten  $\geq 100$  pF durch Begrenzung der Spitzenströme mit R



**Bild 2**

Kompensation am Eingang mit ca. 220 Ω und 10 nF, wenn kein Kompensationspunkt am OP verfügbar ist, z. B. bei Verstärkung 1, Integratoren und hohen kapazitiven Lasten.

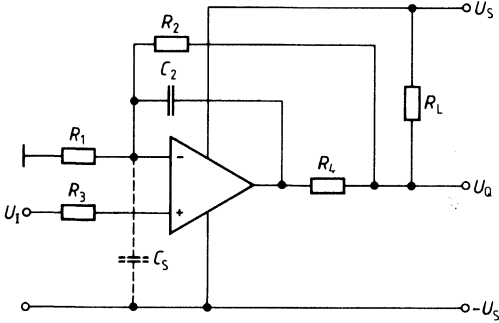




# Allgemeine Angaben

**Bild 3**

Schutz der Eingänge und Ausgänge und Kompensation der Streukapazität  $C_S$



Verstärkung

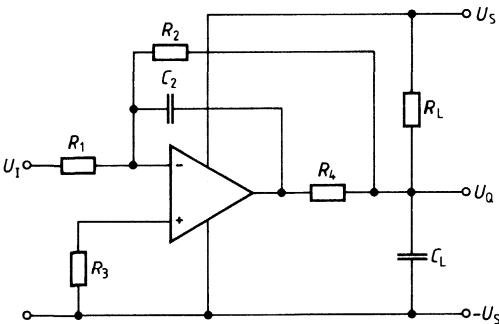
$$V = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Kompensation

$$C_2 = \frac{R_1}{R_2} C_S$$

**Bild 4**

Beschaltung bei großen kapazitiven Lasten



Verstärkung

$$V = \frac{R_2}{R_1}$$

$R_3$ : Schutz für Eingang

$R_4$ : Schutz für Ausgang

$R_L$ : Kollektorwiderstand (bei OPs mit offenem Kollektorausgang immer erforderlich)



---

## **Operationsverstärker**

---



# Operationsverstärker

## Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktionsbereich			Elektrische Kenndaten $U_S = \pm 15 \text{ V}$ , $T_U = 25^\circ\text{C}$		
		Speise- spannung $U_S \text{ V}$	Betriebs- temperatur $T_U \text{ }^\circ\text{C}$	Ausgangs- strom $I_Q \text{ mA}$  max.	Eingangs- null- spannung ( $R_G = 50 \Omega$ ) $U_{I0} \text{ mV}$ min./max.	Eingangs- strom $I_i \text{ } \mu\text{A}$  typ.	Slew-Rate ( $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ) $S \text{ V}/\mu\text{s}$  typ.

### Einfach-OP mit NPN-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang

TAA 762 A	P-DIP-6	$\pm 1,5$ bis $\pm 18$	-55 bis 125	70	$\pm 4$	0,3	18
TAA 765 A	P-DIP-6	$\pm 1,5$ bis $\pm 18$	-25 bis 85	70	$\pm 5,5$	0,5	18

### Zweifach-OP mit NPN-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang

TAA 2762 A	P-DIP-8	$\pm 2$ bis $\pm 15$	-55 bis 125	70	$\pm 4$	0,3	0,5
TAA 2765 A	P-DIP-8	$\pm 2$ bis $\pm 15$	-25 bis 85	70	$\pm 5,5$	0,5	0,5

### Vierfach-OP mit NPN-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang

TAA 4762 A	P-DIP-14	$\pm 2$ bis $\pm 15$	-55 bis 125	70	$\pm 4$	0,3	0,5
TAA 4765 A	P-DIP-14	$\pm 2$ bis $\pm 15$	-25 bis 85	70	$\pm 5,5$	0,5	0,5

### Einfach-OP mit Darlington-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang

TCA 332 A	P-DIP-6	$\pm 2$ bis $\pm 15$	-55 bis 125	70	$\pm 10$	5	9
TCA 335 A	P-DIP-6	$\pm 2$ bis $\pm 15$	-25 bis 85	70	$\pm 15$	5	9

### Zweifach-OP mit Darlington-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang

TBC 2332 B	P-DIP-8	$\pm 2$ bis $\pm 15$	-55 bis 125	70	$\pm 10$	5	0,5
TBE 2335 B	P-DIP-8	$\pm 2$ bis $\pm 15$	-25 bis 85	70	$\pm 15$	5	0,5

### Vierfach-OP mit Darlington Eingang und offenem Kollektor-Ausgang

TBC 4332 A	P-DIP-14	$\pm 2$ bis $\pm 15$	-55 bis 125	70	$\pm 10$	5	0,5
TBE 4335 A	P-DIP-14	$\pm 2$ bis $\pm 15$	-25 bis 85	70	$\pm 15$	5	0,5

\*) ähnlich

SMD = Surface Mounted Device

# Operationsverstärker

## Produktübersicht (Fortsetzung)

Typ	Gehäuse	Funktionsbereich			Elektrische Kenndaten $U_S = \pm 15 \text{ V}$ , $T_U = 25^\circ\text{C}$			
		Speise- spannung $U_S \text{ V}$	Betriebs- temperatur $T_U \text{ }^\circ\text{C}$	Ausgangs- strom $I_Q \text{ mA}$	Eingangs- null- spannung ( $R_G = 50 \Omega$ ) $U_{I0} \text{ mV}$ min./max.	Eingangs- strom $I_I \text{ }\mu\text{A}$	Slew-Rate ( $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ) $S \text{ V}/\mu\text{s}$	
				max.		typ.	typ.	

### Einfach-OP mit PNP-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang

TAE 1453A	P-DIP-6	$\pm 1,0 \text{ bis } \pm 18$	-25 bis 85	100	$\pm 5,5$	0,04	20
<b>TAE 1453G</b>	<b>P-DSO-6*)</b>	<b><math>\pm 1,0 \text{ bis } \pm 18</math></b>	<b>-25 bis 85</b>	<b>100</b>	<b><math>\pm 5,5</math></b>	<b>0,04</b>	<b>20</b>
TAF 1453A	P-DIP-6	$\pm 1,0 \text{ bis } \pm 18$	-55 bis 125	100	$\pm 4$	0,04	20
<b>TAF 1453G</b>	<b>P-DSO-6*)</b>	<b><math>\pm 1,0 \text{ bis } \pm 18</math></b>	<b>-55 bis 125</b>	<b>100</b>	<b><math>\pm 4</math></b>	<b>0,04</b>	<b>20</b>

### Zweifach-OP mit PNP-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang

TAE 2453A	P-DIP-8	$\pm 1,0 \text{ bis } \pm 18$	-25 bis 85	100	$\pm 5,5$	0,04	1
<b>TAE 2453G</b>	<b>P-DSO-8*)</b>	<b><math>\pm 1,0 \text{ bis } \pm 18</math></b>	<b>-25 bis 85</b>	<b>100</b>	<b><math>\pm 5,5</math></b>	<b>0,04</b>	<b>1</b>
TAF 2453A	P-DIP-8	$\pm 1,0 \text{ bis } \pm 18$	-55 bis 125	100	$\pm 4$	0,04	1
<b>TAF 2453G</b>	<b>P-DSO-8*)</b>	<b><math>\pm 1,0 \text{ bis } \pm 18</math></b>	<b>-55 bis 125</b>	<b>100</b>	<b><math>\pm 4</math></b>	<b>0,04</b>	<b>1</b>

### Vierfach-OP mit PNP-Eingang und offenem Kollektor-Ausgang

TAE 4453A	P-DIP-14	$\pm 1,0 \text{ bis } \pm 18$	-25 bis 85	100	$\pm 5,5$	0,04	1
<b>TAE 4453G</b>	<b>P-DSO-14</b>	<b><math>\pm 1,0 \text{ bis } \pm 18</math></b>	<b>-25 bis 85</b>	<b>100</b>	<b><math>\pm 5,5</math></b>	<b>0,04</b>	<b>1</b>
TAF 4453A	P-DIP-14	$\pm 1,0 \text{ bis } \pm 18$	-55 bis 125	100	$\pm 4$	0,04	1
<b>TAF 4453G</b>	<b>P-DSO-14</b>	<b><math>\pm 1,0 \text{ bis } \pm 18</math></b>	<b>-55 bis 125</b>	<b>100</b>	<b><math>\pm 4</math></b>	<b>0,04</b>	<b>1</b>

### Einfach-OP mit Genetaktausgang

TBA 221 B	P-DIP-6	$\pm 4 \text{ bis } \pm 18$	0 bis 70	$\pm 20$	$\pm 6$	0,08	0,5
TBA 222B/SI	P-DIP-8	$\pm 4 \text{ bis } \pm 22$	-55 bis 125	$\pm 20$	$\pm 4$	0,08	0,5
<b>TBB 0741 G</b>	<b>P-DSO-8*)</b>	<b><math>\pm 4 \text{ bis } \pm 18</math></b>	<b>0 bis 70</b>	<b><math>\pm 20</math></b>	<b><math>\pm 6</math></b>	<b>0,08</b>	<b>0,5</b>
<b>TBB 0742 G</b>	<b>P-DSO-8*)</b>	<b><math>\pm 4 \text{ bis } \pm 22</math></b>	<b>-55 bis 125</b>	<b><math>\pm 20</math></b>	<b><math>\pm 4</math></b>	<b>0,08</b>	<b>0,5</b>

### Zweifach-OP mit Gegentaktausgang

TBB 1458B	P-DIP-8	$\pm 4 \text{ bis } \pm 18$	0 bis 70	$\pm 18$	$\pm 6$	0,08	0,5
<b>TBB 1458G</b>	<b>P-DSO-8*)</b>	<b><math>\pm 4 \text{ bis } \pm 18</math></b>	<b>0 bis 70</b>	<b><math>\pm 18</math></b>	<b><math>\pm 6</math></b>	<b>0,08</b>	<b>0,5</b>

\*) ähnlich

SMD = Surface Mounted Device

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
☒ TAA 762 A	Q67000-A2271	P-DIP-6	—
<del>TAA 762 G</del>	<del>Q67000-A2273</del>	<del>ähnl. P-DIP-6 (SMD)</del>	<del>weiß/gelb</del>
☒ TAA 765 A	Q67000-A524	P-DIP-6	—
<del>TAA 765 G</del>	<del>Q67000-A526-G403</del>	<del>ähnl. P-DIP-6 (SMD)</del>	<del>gelb/gelb</del>

Besonders wirtschaftliche und vielseitige Operationsverstärker, die sich aufgrund ihrer guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignen, wie z. B. Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc.

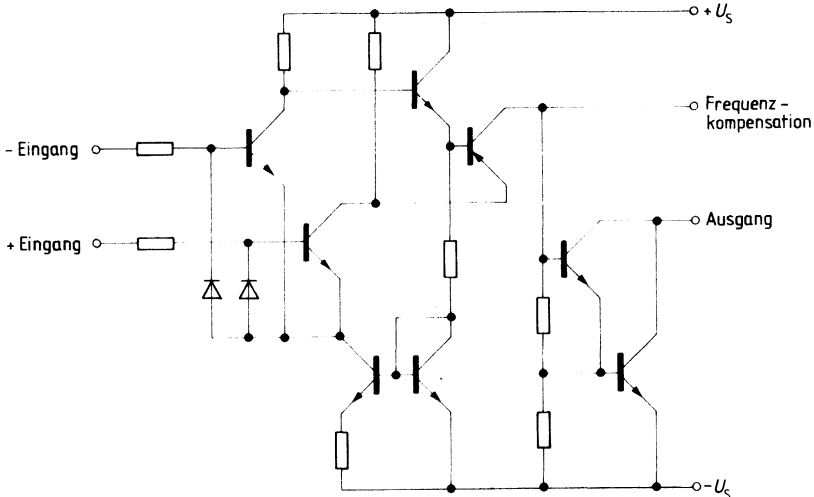
**Eigenschaften**

- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Großer Temperaturbereich (TAA 762)
- Hoher Ausgangsstrom
- Einfache Frequenzkompensation
- Offener Kollektorausgang

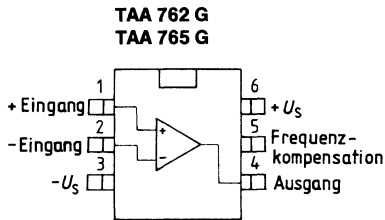
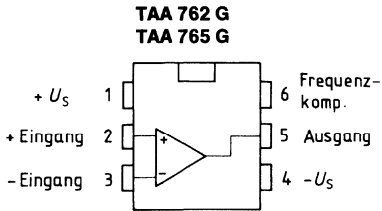
**Anwendungen**

- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Treiber

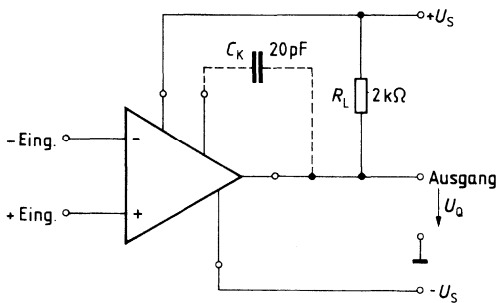
**Schaltbild**



**Anschlußanordnungen (Ansicht von oben)**



**Anschlußschema**



$C_K$  = Ausgangsfrequenzkompensation;  $R_L$  = Kollektorwiderstand



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 18$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	70	mA
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	TAA 762 A TAA 762 G $R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$	115 200	K/W K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 1,5$ bis $\pm 18$	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-55 bis 125	°C

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5$  V bis  $\pm 15$  V;  $R_L = 2$  k $\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme	$I_S$		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnulspannung $R_G = 50\ \Omega$	$U_{I0}$	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-100	$\pm 59$	100	-300	300	nA
Eingangsstrom	$I_I$		0,3	0,7		1,0	$\mu\text{A}$
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$ , $U_S = \pm 15$ V $U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$ $U_{QSS}$	14,9 14,9	$\pm 10$	-14 -12,5	14,8 14,8	-14 -12	V V V
Eingangsimpedanz $f = 1$ kHz	$Z_i$		200				k $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1$ kHz $R_L = 10$ k $\Omega$ , $f = 1$ kHz $f = 1$ MHz	$V_{U0}$ $V_{U0}$ $V_{U0}$	85	87 92 43		80		dB dB dB
Ausgangsstrom	$I_{QR}$			1		5	$\mu\text{A}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Eingangsgleichaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S+2$		$U_S-2$	$-U_S+3$	$U_S-3$	V
Gleichaktunterdrückung	$k_{CMR}$	80	85		75		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	200		200	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{U_{I0}}$		6	25		25	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{I_{I0}}$		0,3	1,5		1,5	nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von $U_q$ im nicht invert. Betrieb*) (Meßschaltung 1)	S		9				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit von $U_q$ im invert. Betrieb*) (Meßschaltung 2)	S		18				V/ $\mu\text{s}$
Rauschspannung (nach DIN 45405: auf Eingang bezogen; $R_S = 2,5 \text{ k}\Omega$ )	$U_{IR}$		3				$\mu\text{V}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	-70		70	-200	200	nA
Eingangsstrom	$I_I$		0,2	0,5		0,8	$\mu\text{A}$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1 \text{ kHz}$	$V_{U0}$	80			75		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 18$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	70	mA
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{\text{stg}}$	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	TAA 765 A TAA 765 G $R_{\text{th SU}}$ $R_{\text{th SU}}$	115 200	K/W K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 1,5$ bis $\pm 18$	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	$^{\circ}\text{C}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^{\circ}\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85^{\circ}\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme	$I_S$		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-5,5		5,5	-7	7	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-200	$\pm 80$	200	-300	300	nA
Eingangsstrom	$I_I$		0,5	0,8		1,0	$\mu\text{A}$
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15 \text{ V}$ $R_L = 620 \Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$ $U_S = \pm 15 \text{ V}$ , $f = 100 \text{ kHz}$	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$ $U_{QSS}$	14,9 14,9	$\pm 10$	-14 -12,5	14,8 14,8	-14 -12	V V V
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		200				k $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1 \text{ kHz}$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $f = 1 \text{ kHz}$ $f = 1 \text{ MHz}$	$V_{U0}$ $V_{U0}$ $V_{U0}$	80	85 90 43		80		dB dB dB
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			10		20	$\mu\text{A}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Eingangsgleichaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S+2$		$U_S-2$	$-U_S+3$	$U_S-3$	V
Gleichaktunterdrückung	$k_{CMR}$	75	83		75		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	200		200	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{U_{I0}}$		6	25		25	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{I_{I0}}$		0,3	1,5		1,5	nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von $U_q$ im nicht invert. Betrieb*) (Meßschaltung 1)	S		9				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit von $U_q$ im invert. Betrieb*) (Meßschaltung 2)	S		18				V/ $\mu\text{s}$
Rauschspannung (nach DIN 45 405; auf Eingang bezogen; $R_S = 2,5 \text{ k}\Omega$ )	$U_{IR}$		3				$\mu\text{V}$

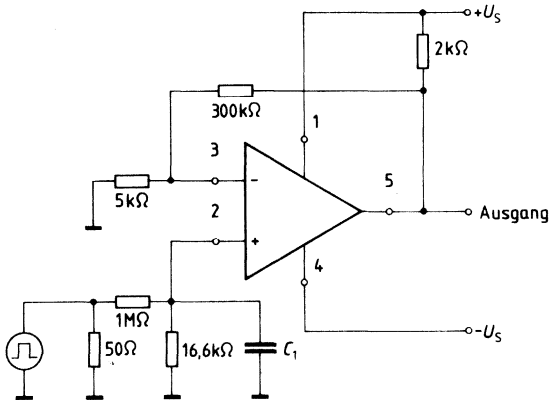
**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

Eingangsnulspannung $R_G = 30 \Omega$	$U_{I0}$	-6		6	-7,5	7,5	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	-150		150	-200	200	nA
Eingangsstrom	$I_I$		0,2	0,6		0,8	$\mu\text{A}$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1 \text{ kHz}$	$V_{U0}$	75			75		dB

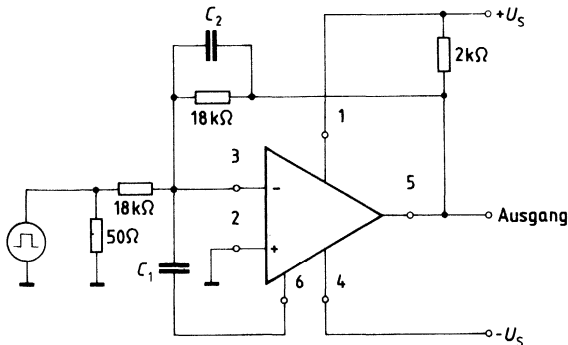
\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

**Meßschaltung 1 für Anstiegsgeschwindigkeit (nicht invertierender Betrieb)**



$C_1$  für min. Überschwingungen (ca. 22 pF)

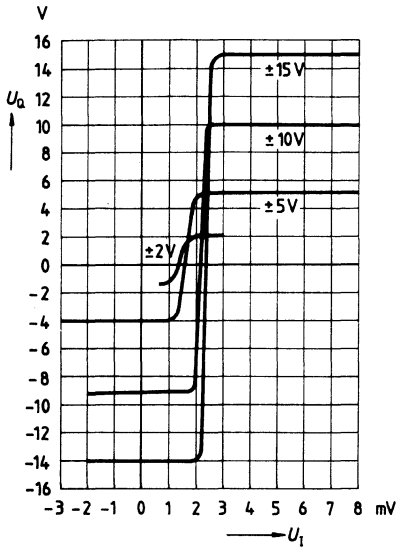
**Meßschaltung 2 für Anstiegsgeschwindigkeit (invertierender Betrieb)**



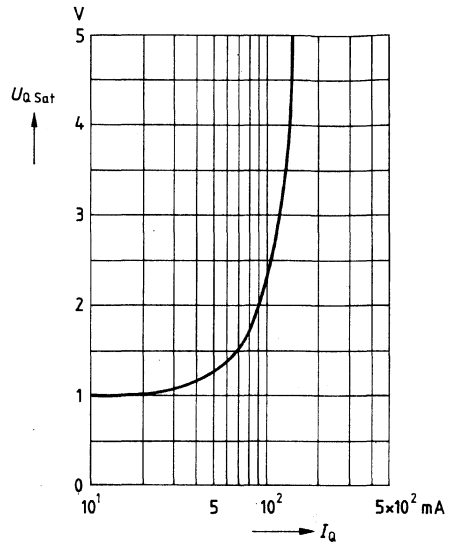
$C_2$  bewirkt eine frequenzabhängige Kompensation zur Verkleinerung der Anstiegszeiten (ca. 390 pF)

$C_1$  für min. Überschwingungen (ca. 3,9 pF)

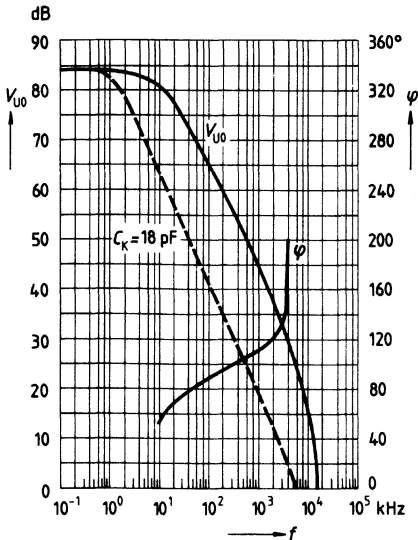
**Transferkennlinie**  $U_Q = f(U_i)$   
 $U_S = \text{Parameter}, R_L = 2 \text{ k}\Omega$



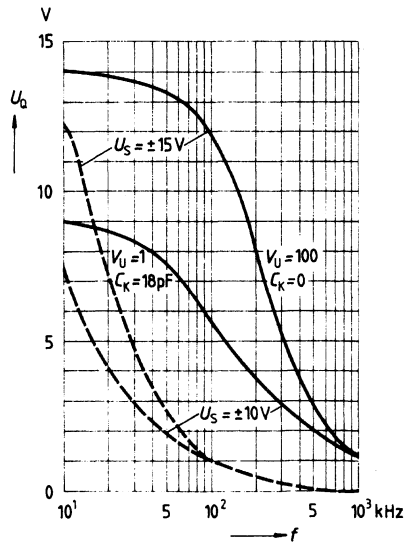
**Sättigungsspannung**  $U_{Q\text{Sat}} = f(I_Q)$   
 $T_U = 25^\circ \text{C}$



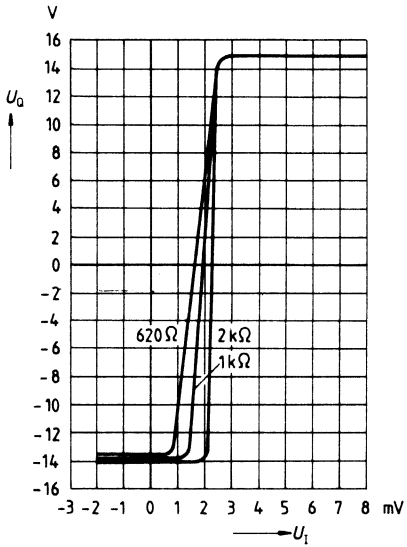
**Leerlaufverstärkung**  $V_{U0} = f(f)$ ;  
Phasengang der Leerlaufverstärkung  
 $\varphi = f(f)$   
 $U_S = \pm 15 \text{ V}; R_L = 2 \text{ k}\Omega$



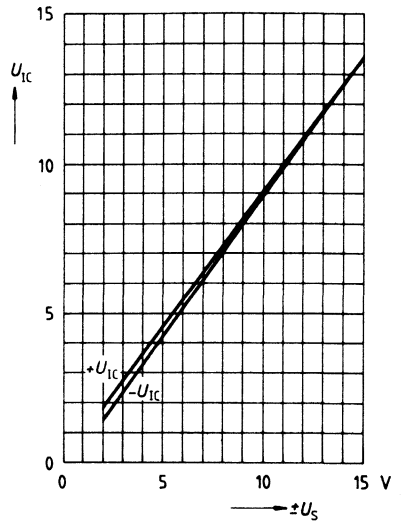
**Frequenzabhängigkeit der  
Großsignalaussteuerung**  $U_Q = f(f)$



**Transferringkennlinie  $U_Q = f(U_I)$**   
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$ ,  $R_L = \text{Parameter}$



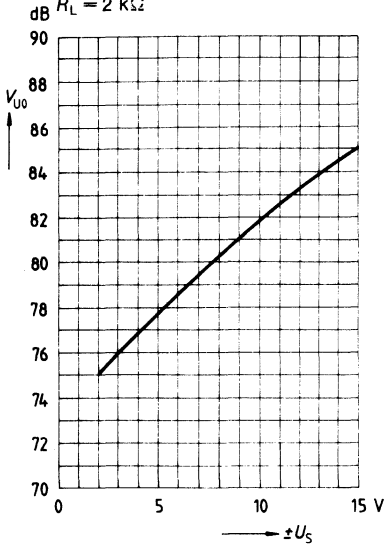
**Gleichtaktbereich  $U_{IC} = f(U_S)$**



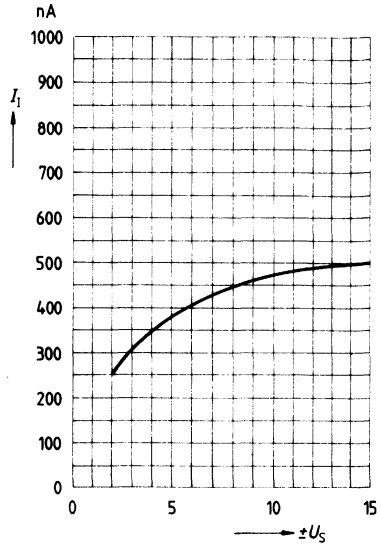
**Leerlaufspannungsverstärkung**

$V_{U0} = f(U_S); T_U = 25^\circ\text{C}$

$R_L = 2\text{ k}\Omega$

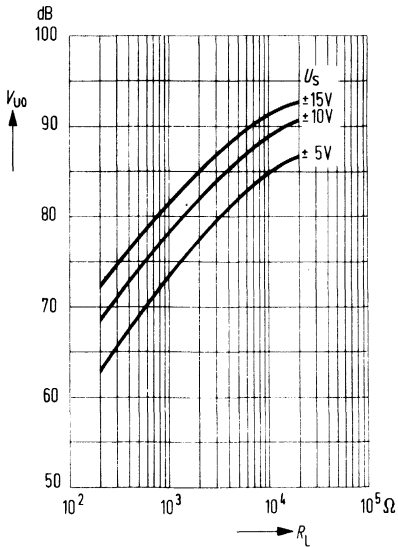


**Eingangsstrom  $I_1 = f(U_S)$**



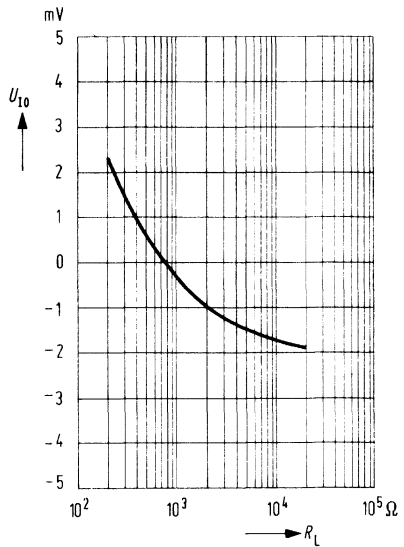
**Leerlaufspannungsverstärkung**

$V_{U0} = f(R_L); T_U = 25^\circ\text{C}$



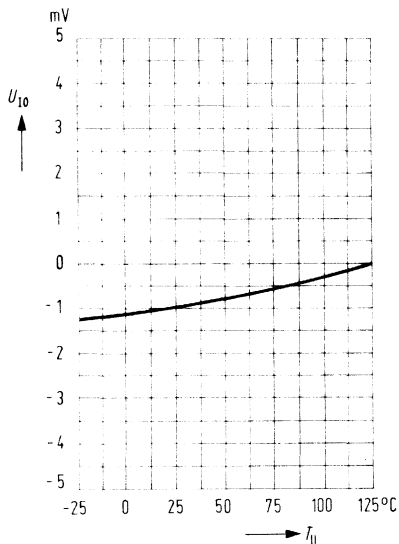
**Eingangsnulspannung**

$U_{I0} = f(R_L); U_S = \pm 15\text{ V}$

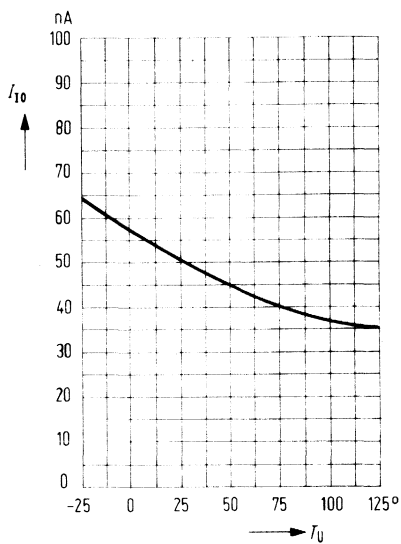




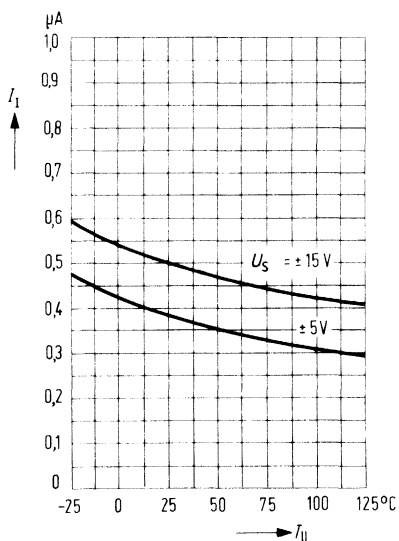
**Eingangsnulspannung  $U_{I0} = f(T_U)$**   
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ;  $U_S = \pm 15 \text{ V}$



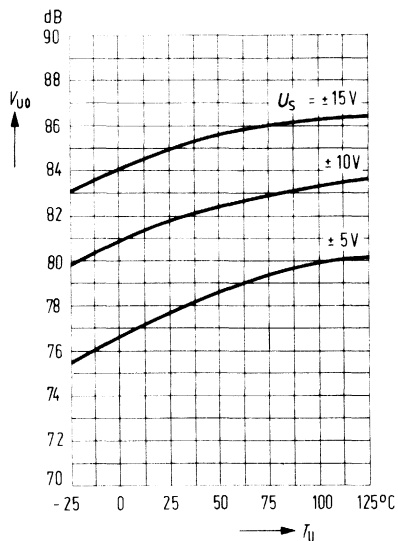
**Eingangsnulstrom  $I_{I0} = f(T_U)$**   
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ;  $U_S = \pm 15 \text{ V}$



**Eingangsstrom  $I_I = f(T_U)$**   
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$



**Leerlaufspannungsverstärkung  $V_{U0} = f(T_U)$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ;  $f = 1 \text{ kHz}$**



Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
☒ TCA 332 A	Q67000-A2272	P-DIP-6	—
☒ TCA 332 G	Q67000-A2270	ähnlich P-DSO-6 (SMD)	orange/gelb
☒ TCA 335 A	Q67000-A563	P-DIP-6	—
☒ TCA 335 G	Q67000-A1018-G403	ähnlich P-DSO-6 (SMD)	blau/gelb

TCA 315, TCA 325 siehe **Kapitel Komparatoren**

Ein wirtschaftlicher und vielseitiger Operationsverstärker, der sich aufgrund seiner guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignet, wie z. B. Meß- und Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc. Besonders beim Einsetzen in der Meß- und Regeltechnik ist der kleine Eingangsstrom des Verstärkers von Bedeutung.

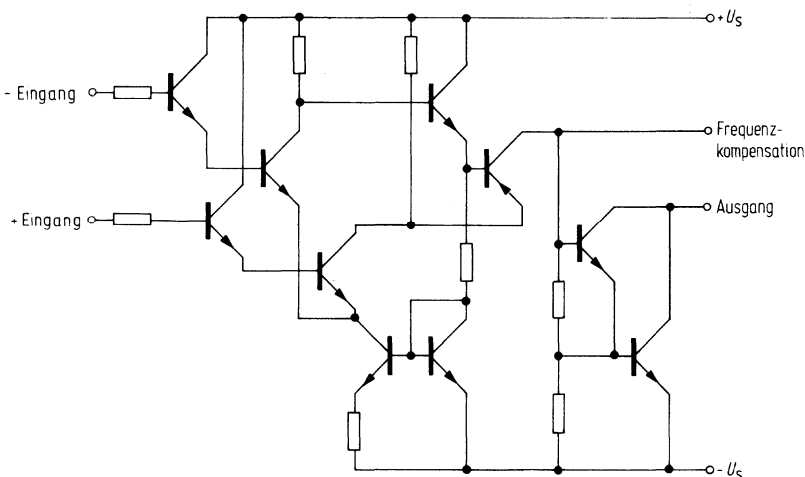
**Eigenschaften**

- Hohe Eingangsimpedanz
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Hoher Ausgangsstrom
- Einfache Frequenzkompensation
- Großer Temperaturbereich (TCA 332)
- NPN-Darlington-Eingang
- Offener Kollektorausgang

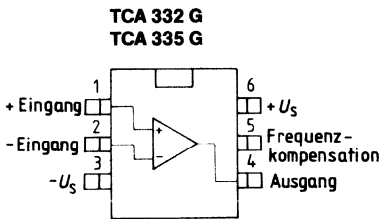
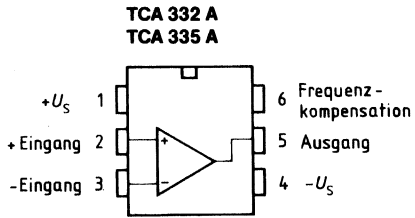
**Anwendungen**

- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Impedanzwandler
- Treiber

**Schaltbild**

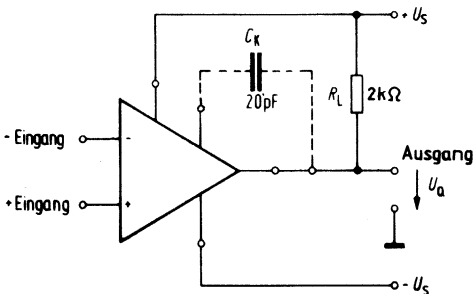


**Anschlußanordnungen (Ansicht von oben)**



**Anschlußschema**

$C_K$  = Ausgangsfrequenzkompensation,  
 $R_L$  = Kollektorwiderstand



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit	
Speisespannung	$U_S$	$\pm 15$	V	
Ausgangsstrom	$I_Q$	70	mA	
Differenzeingangsspannung: $U_S = 13$ bis $15$ V	$U_{ID}$	$\pm 13$	V	
Differenzeingangsspannung: $U_S = 2$ bis $13$ V	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V	
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	$^{\circ}\text{C}$	
Lagertemperatur	$T_{\text{stg}}$	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$	
Wärmewiderstand				
System-Umgebung	TCA 332 A TCA 332 G	$R_{\text{th SU}}$ $R_{\text{th SU}}$	115 200	K/W K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 2$ bis $\pm 15$	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$

**Kenndaten** $U_S = \pm 5$  V bis  $\pm 15$  V $R_L = 2$  k $\Omega$ , wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^{\circ}\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^{\circ}\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme	$I_S$		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-10		10	-15	15	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	-5		5	-10	10	nA
Eingangsstrom	$I_I$		5	15		25	nA
Eingangsstrom $U_{ID} = \pm 13$ V	$I_I$			200			nA
Aussteuerbarkeit							
$U_S = \pm 15$ V	$U_{QSS}$	14,9		-14,0	14,8	-14,0	V
$R_L = 620 \Omega$ , $U_S = \pm 15$ V	$U_{QSS}$	14,9		-12,5	14,8	-12,0	V
$U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz	$U_{QSS}$		$\pm 10$				V

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$

$R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55^\circ\text{C}$ bis $125^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		3				M $\Omega$
Leerlaufspannungs- verstärkung $f = 1 \text{ kHz}$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $f = 1 \text{ kHz}$ $f = 1 \text{ MHz}$	$V_{U0}$ $V_{U0}$ $V_{U0}$	80	83 88 43		75		dB dB dB
Eingangs- gleichaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S + 2$		$U_S - 2$	$-U_S + 3$	$U_S - 3$	V
Gleichaktunterdrückung $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$k_{CMR}$	75	80		70		dB
Betriebsspannungs- unterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	200		200	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{UI0}$		12	50		50	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{II0}$		50				pA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von $U_q$ im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765, Meßschaltung 1)	S		9				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit von $U_q$ im invertierten Betrieb*) (s. TAA 765, Meßschaltung 2)	S		18				V/ $\mu\text{s}$
Ausgangssättigungs- spannung $I_Q = 10 \text{ mA}$	$U_{Q0}$			1			V
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			1		5	$\mu\text{A}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

Eingangsnullspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-10		10	-15	15	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-5		5	-10	10	nA
Eingangsstrom	$I_I$		5	15		25	nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1 \text{ kHz}$	$V_{U0}$	75			70		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit	
Speisespannung	$U_S$	$\pm 15$	V	
Ausgangsstrom	$I_O$	70	mA	
Differenzeingangsspannung: $U_S = 13$ bis $15$ V	$U_{ID}$	$\pm 13$	V	
Differenzeingangsspannung: $U_S = 2$ bis $13$ V	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V	
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	°C	
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	°C	
Wärmewiderstand System-Umgebung	TCA 335 A TCA 335 G	$R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$	115 200	K/W K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 2$ bis $\pm 15$	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	°C

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5$  V bis  $\pm 15$  V

$R_L = 2$  k $\Omega$ ; wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme	$I_S$		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	$U_{I0}$	-15		15	-18	18	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-10		10	-20	20	nA
Eingangsstrom	$I_I$		5	25		35	nA
Eingangsstrom $U_{ID} = \pm 13$ V	$I_I$			200			nA
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15$ V	$U_{QSS}$	14,9		-14,0	14,8	-14,0	V
$R_L = 620\ \Omega$ , $U_S = \pm 15$ V	$U_{QSS}$	14,9		-12,5	14,8	-12,0	V
$U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz	$U_{QSS}$		$\pm 10$				V

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		3				M $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1 \text{ kHz}$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $f = 1 \text{ kHz}$ $f = 1 \text{ MHz}$	$V_{U0}$ $V_{U0}$ $V_{U0}$	75	80 85 43		75		dB dB dB
Eingangs- gleichaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S+2$		$U_S-2$	$-U_S+3$	$U_S-3$	V
Gleichaktunterdrückung	$k_{CMR}$	70	78		70		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	200		200	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{U_{I0}}$		12	50		50	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{I_{I0}}$		50				pA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von $U_q$ im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765, Meßschaltung 1)	S		9				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit von $U_q$ im invertierten Betrieb*) (s. TAA 765, Meßschaltung 2)	S		18				V/ $\mu\text{s}$
Aussättigungsspannung $I_Q = 10 \text{ mA}$	$U_{Q0}$			1			V
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			10		20	$\mu\text{A}$

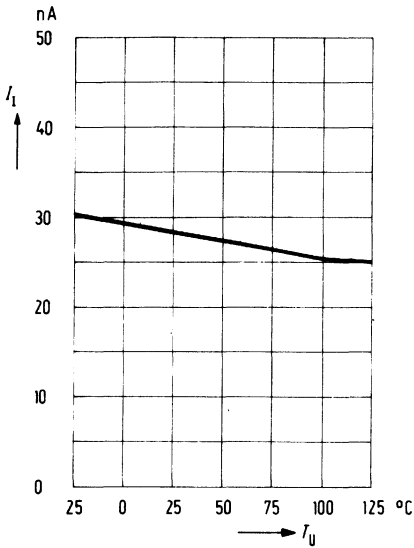
**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

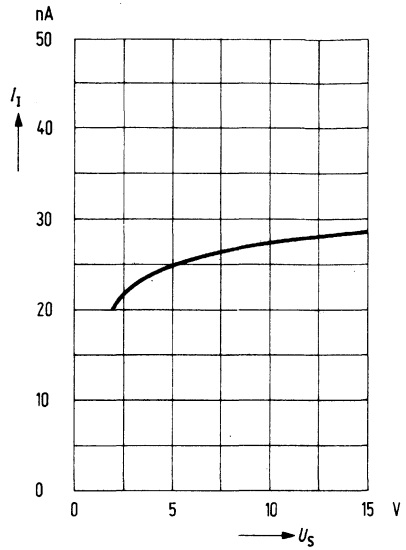
Eingangsnullspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-17		17	-20	20	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	$I_{I0}$ $I_I$	-10	5	10 25	-20	20 35	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1 \text{ kHz}$	$V_{U0}$	70			70		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

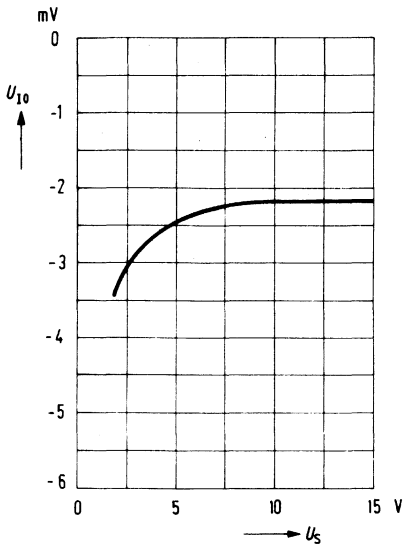
**Eingangsstrom  $I_I = f(T_U)$**   
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$



**Eingangsstrom  $I_I = f(U_S)$**   
 $T_U = 25 \text{ °C}; R_L = 2 \text{ k}\Omega$



**Eingangsnullspannung  $U_{I0} = f(U_S)$**





Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
⊞ TAE 1453 A	Q67000-A2017	P-DIP-6	—
⊞ TAF 1453 A	Q67000-A2269	P-DIP-6	—

Die Operationsverstärker sind universell einsetzbare Schaltkreise mit einer PNP-Eingangsdifferenzstufe und offenem Kollektorausgang (Eintakt). Sie bestehen, abgesehen von nur einem Widerstand, ausschließlich aus aktiven Bauelementen. Durch den integrierten Regler wird weitgehende Unabhängigkeit aller Parameter von der Versorgungsspannung erreicht.

**Eigenschaften**

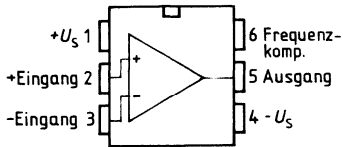
- Versorgungsspannungsbereich 2 V (1,8 V) bis 36 V
- Geringe Stromaufnahme, typ. 0,25 mA
- Extrem hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Ausgangsstättigungsspannung, nahezu unabhängig vom Laststrom
- Ausgangsstrom bis 70 mA (max. 100 mA)
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Temperaturbereich (TAF 1453 A, TAF 1453 G)
- Anschlußgleich zu TAA 765

**Anwendungen**

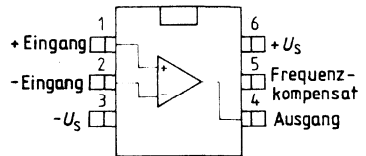
- Verstärker
- Pegelwandler
- Treiber
- Nullspannungsschalter
- Komparator

**Anschlußanordnungen (Ansicht von oben)**

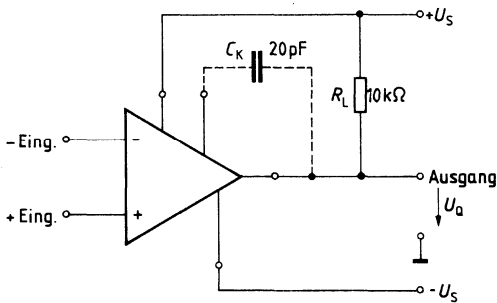
TAE 1453 A,  
TAF 1453 A



TAE 1453 G,  
TAF 1453 G

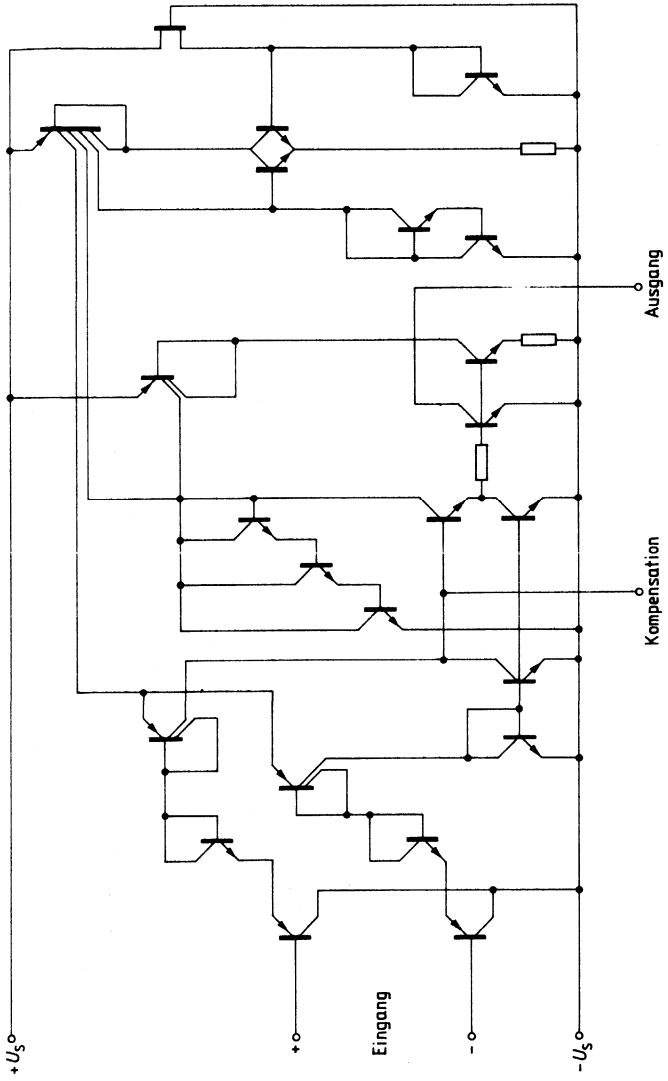


**Anschlußschema**



$C_K$  = Ausgangsfrequenzkompensation (falls erforderlich);  
 $R_L$  = Kollektorwiderstand

Schaltbild



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 18$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	100	mA
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$	135 200	K/W K/W
TAE 1453 A			
TAE 1453 G			

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 1,0$ bis $\pm 18$ ( $\pm 0,9$ V bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	°C

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme	$I_S$		0,25	0,4		0,45	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-5,5		5,5	-7	7	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-15		15	-100	100	nA
Eingangsstrom	$I_I$		40	150		200	nA
Aussteuerbarkeit $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$	$U_{QSS}$	14,9		-14,7	14,9	-14,7	V
$R_L = 620 \Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$	$U_{QSS}$	14,9		-14,5	14,9	-14,4	V
$R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$ , $f = 100 \text{ kHz}$	$U_{QSS}$	10		-10			V
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		200				k $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung	$V_{U0}$	78	85		78		dB
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			10		20	$\mu\text{A}$
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S-0,2$		$U_S-1,8$	$-U_S$	$U_S-2,0$	V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	75	80		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	100		120	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{I0}$		0,1				nA/K
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{U0}$		6				$\mu\text{V/K}$
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		20				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		30				V/ $\mu\text{s}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ,  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$

Eingangsnullspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-6		6	-7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-15		15	-100	100	nA
Eingangsstrom	$I_I$		40	150		200	nA
Leerlaufspannungsverstärkung	$V_{U0}$	70			70		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 18$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	100	mA
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	135	K/W
TAF 1543 A			
TAF 1453 G	$R_{th\ SU}$	200	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 1,0$ bis $\pm 18$ ( $\pm 0,9$ V bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-55 bis 125	°C

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$

$R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme (Ausgang im H-Zustand)	$I_S$		0,25	0,35		0,45	mA
Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	-10		10	-75	75	nA
Eingangsstrom	$I_I$		40	100		150	nA
Aussteuerbarkeit $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$ $R_L = 620 \Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$ $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $U_S = 15 \text{ V}$ , $f = 100 \text{ kHz}$	$U_{QSS}$	14,9		-14,7	14,9	-14,7	V
	$U_{QSS}$	14,9		-14,5	14,9	-14,4	V
	$U_{QSS}$	10		-10			V
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_I$		200				k $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung	$V_{U0}$	80	85		80		dB
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			1		5	$\mu\text{A}$
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S-0,3$		$U_S-1,5$	$-U_S$	$U_S-1,8$	V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	80	85		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_{U0} = 100$	$k_{SVR}$		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{I10}$		0,1	0,8			nA/K
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{U10}$		6	25			$\mu\text{V/K}$
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		20				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		30				V/ $\mu\text{s}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ,  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$

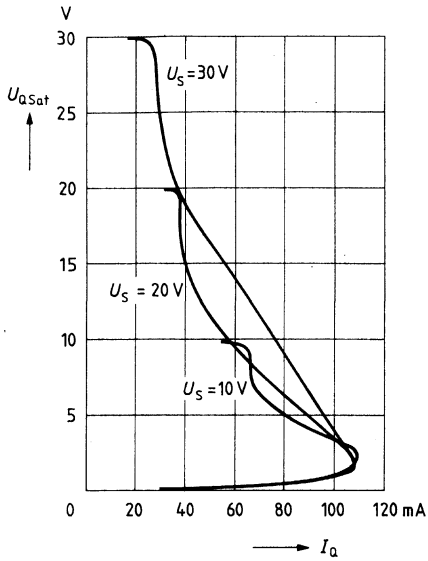
Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	-10		50	10	75	nA
Eingangsstrom	$I_I$		40	100		150	nA
Leerlaufspannungsverstärkung	$V_{U0}$	75			70		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

Typische Kennlinien elektrischer Parameter

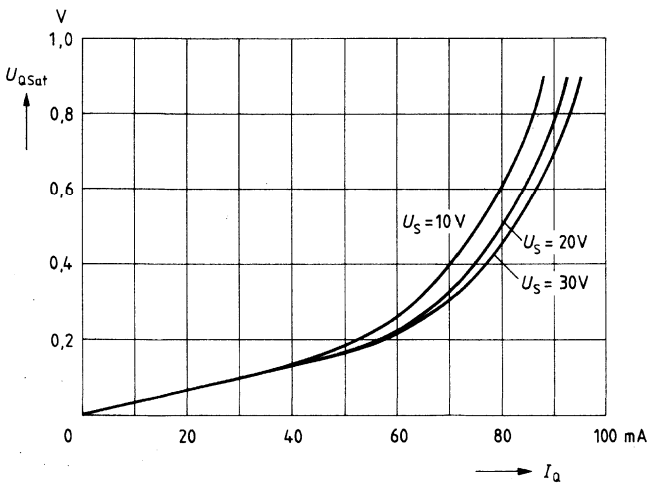
Lastkennlinien

$$U_{QSat} = f(I_Q)$$



Sättigungsspannung

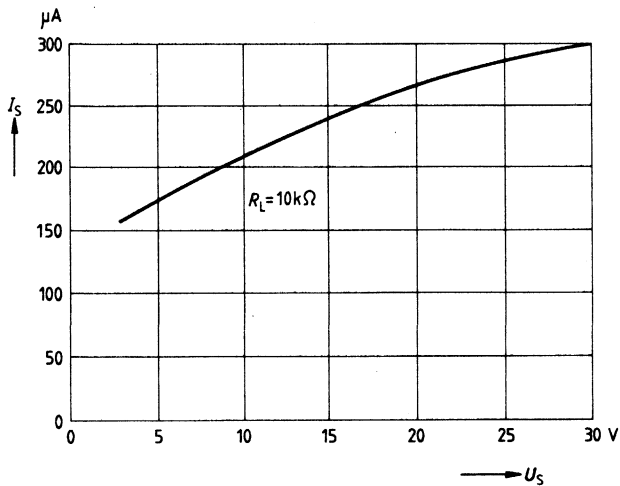
$$U_{QSat} = f(I_Q)$$





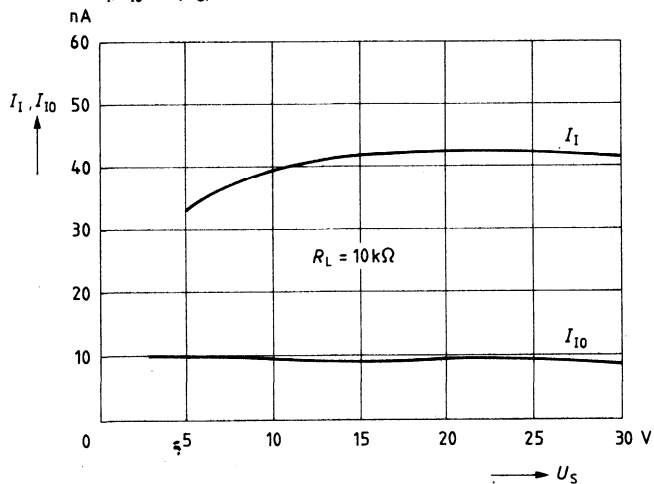
**Speisestrom**

$I_S = f(U_S)$



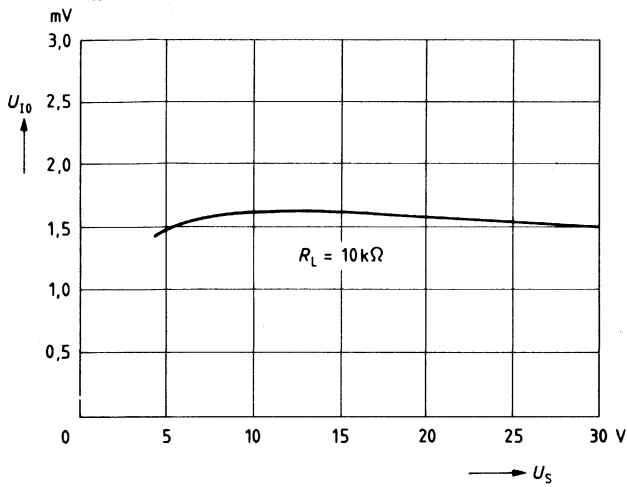
**Eingangstrom und Eingangnullstrom**

$I_I, I_{I0} = f(U_S)$



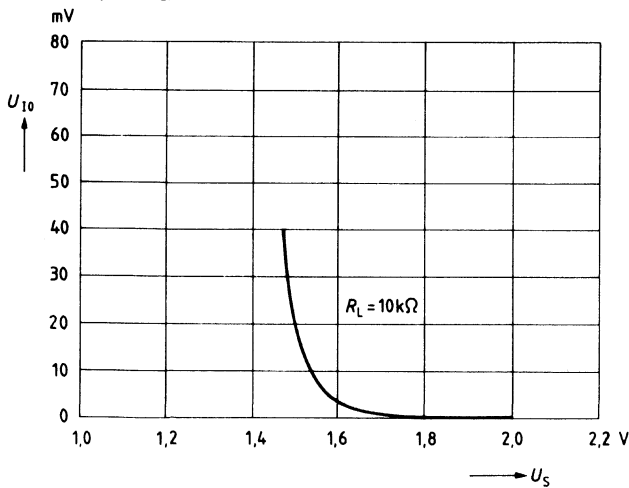
**Eingangsnulspannung**

$U_{10} = f(U_S)$



**Verlauf von  $U_{10}$  bei niedrigen Betriebsspannungen**

$U_{10} = f(U_S)$



Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
TBA 221 B	Q67000-A281	P-DIP-8	—
TBA 222 B	Q67000-A2280	P-DIP-8	—
TBA 222 BS1	Q67000-A8057	P-DIP-8	—
☐ TBB 0741 G	Q67000-A1498	ähnlich P-DSO-8 (SMD)	blau/braun
TBB 0742 G	Q67000-A2395-G403	ähnlich P-DSO-8 (SMD)	rot/grün

Diese Operationsverstärker sind gegen  $+U_S$ ,  $-U_S$  kurzschlußfest. Die Eingangsnullspannung kann sehr einfach kompensiert werden. Durch die interne Frequenzkompensation ist der externe Bauteilaufwand gering. Die Verstärkungsabsenkung um 6 dB pro Oktave ergibt eine sehr gute Stabilität.

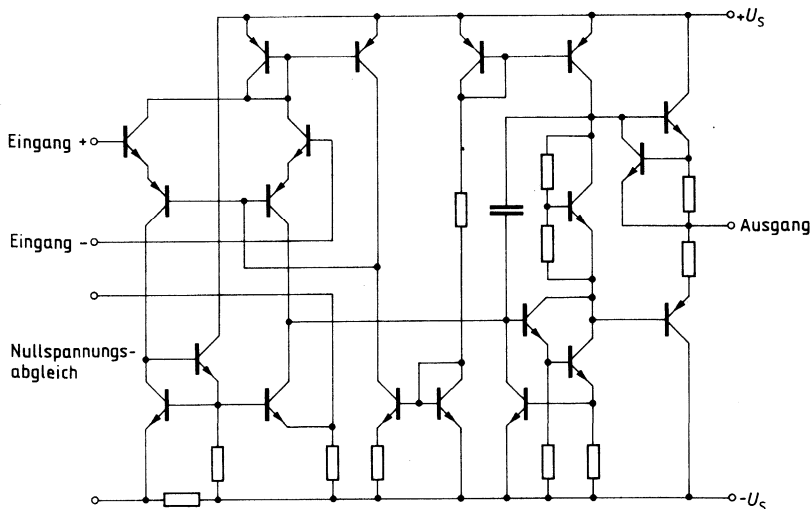
**Eigenschaften**

- NPN-Eingang
- Große Eingangsdifferenzspannung
- Kurzschlußfest
- Hohe Spannungsverstärkung
- Hohe Betriebsspannung, 44 V
- Großer Temperaturbereich (TBA 222, TBB 0742)
- Gegentaktausgang
- BS1-Ausführung für erhöhte Anforderungen

**Anwendungen**

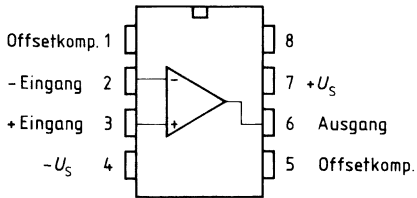
- Verstärker
- Komparator

**Schaltbild**

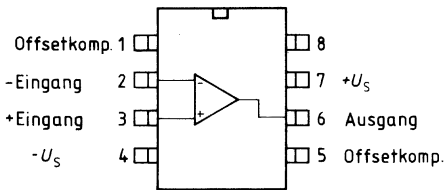


**Anschlußanordnungen** (Ansicht von oben)

**TBA 221 B  
TBA 222 B  
TBA 222 BS1**



**TBB 0741 G,  
TBB 0742 G**



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	TBA 221 TBB 0741	TBA 222 TBB 0742	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 18$	$\pm 22$	V
Eingangsspannung: $U_S = \pm 4$ bis $\pm 15$ V $U_S \geq 15$ V	$U_I$ $U_I$	$\pm U_S$ $\pm 15$	$\pm U_S$ $\pm 15$	V V
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$\pm 30$	$\pm 30$	V
Kurzschlußdauer <sup>1)</sup>	$t_z$	$\infty$	$\infty$	
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	150	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	-65 bis 150	°C
Wärmewiderstand				
System-Umgebung TBA 221 B/222 B; BS1 TBB 0741 G/0742 G	$R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$	100 200	100 200	K/W K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 4$ bis $\pm 18$	$\pm 4$ bis $\pm 22$	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	0 bis 70	-55 bis 125	°C

<sup>1)</sup> Kurzschluß kann gegen  $+U_S$ ,  $-U_S$  oder 0 erfolgen dabei dürfen die Grenzdaten wie  $T_j$  nicht überschritten werden.

**Kenndaten**

$U_S = \pm 15 \text{ V}$

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = 0^\circ\text{C}$ bis $70^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Eingangsnullspannung $R_G \leq 10 \text{ k}\Omega$	$U_{I0}$	-6		6	-7,5	7,5	mV
Einstellbereiche der Eingangsnullspannung	$U_{I0}$	6	$\pm 15$	-6			mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-200	$\pm 20$	200	-300	300	nA
Eingangsstrom	$I_I$		80	500		800	nA
Stromaufnahme	$I_S$		1,7	2,8		2,8	mA
positiver Ausgangs- kurzschlußstrom	$I_{QS+}$	15	20	25			mA
negativer Ausgangs- kurzschlußstrom	$I_{QS-}$	-25	-20	-15			mA
Eingangswiderstand	$R_I$	300	2000				$\text{k}\Omega$
Eingangskapazität	$C_I$		1,4				pF
Ausgangswiderstand	$R_Q$		75				$\Omega$
Aussteuerbarkeit $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	$U_{QSS}$	13	$\pm 14$	-12,5			V
$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	$U_{QSS}$	11	$\pm 13$	-11			V
Eingangsgleichtakt- bereich	$U_{IC}$	$-U_S + 3$		$U_S - 3$			V
Spannungsverstärkung $U_{QSS} = \pm 10 \text{ V}, R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	$V_{U0}$	86	100		84		dB
Gleichtaktunterdrückung $R_G \leq 10 \text{ k}\Omega$	$k_{CMR}$	70	90				dB
Betriebsspannungs- unterdrückung	$k_{SVR}$		30	150			$\mu\text{V/V}$
Einschwingverhalten der Ausgangsspannung bei $V_U = 1$ Anstiegszeit ( $U_I = 20 \text{ mV}$ , $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $C_L = < 100 \text{ pF}$ )	$t_r$		0,3				$\mu\text{s}$
Überschwingen			5				%
Anstiegsgeschwindigkeit*) $R_L \leq 2 \text{ k}\Omega$	S		0,5				$\text{V}/\mu\text{s}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$	$\alpha_{U_{I0}}$		3				$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$	$\alpha_{I_{I0}}$		0,4				nA/K

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

**Kenndaten**

$U_S = \pm 15 \text{ V}$

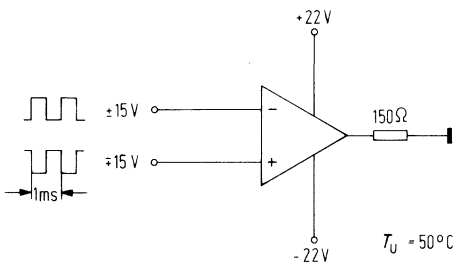
Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Eingangsnullspannung $R_G \leq 10 \text{ k}\Omega$	$U_{I0}$	-4		4	-5,5	5,5	mV
Einstellbereich der Eingangsnullspannung	$U_{I0}$	6	$\pm 15$	-6			mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-100	$\pm 20$	100	-400	400	nA
Eingangsstrom	$I_I$		80	350		1200	nA
Stromaufnahme	$I_S$		1,7	2,8		2,8	mA
positiver Ausgangs- kurzschlußstrom	$I_{QS+}$	15	20	25			mA
negativer Ausgangs- kurzschlußstrom	$I_{QS-}$	-25	-20	-15			mA
Eingangswiderstand	$R_I$	300	2000				k $\Omega$
Eingangskapazität	$C_I$		1,4				pF
Ausgangswiderstand	$R_Q$		75				$\Omega$
Aussteuerbarkeit $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$	13 11	$\pm 14$ $\pm 13$	-12,5 -11			V V
Eingangsgleichtakt- bereich	$U_{IC}$	$-U_S+3$		$U_S-3$			V
Spannungsverstärkung $U_{QSS} = \pm 10 \text{ V}, R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	$V_{U0}$	94	106		88		dB
Gleichtaktunterdrückung $R_G \leq 10 \text{ k}\Omega$	$k_{CMR}$	80	90				dB
Betriebsspannungs- unterdrückung	$k_{SVR}$		30	100			$\mu\text{V/V}$
Einschwingverhalten der Ausgangsspannung bei $V_U = 1$ Anstiegszeit ( $U_I = 20 \text{ mV}$ , $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $C_L = < 100 \text{ pF}$ )	$t_r$		0,3				$\mu\text{s}$
Überschwingen			5				%
Anstiegsgeschwindigkeit*) $R_L \leq 2 \text{ k}\Omega$	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$	$\alpha_{U_{I0}}$ $\alpha_{I_{I0}}$		3 0,4				$\mu\text{V/K}$ nA/K

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

**TBA 222 BS1** ähnlich dem TBA 222 B jedoch mit besonderen Qualitätsmerkmalen.

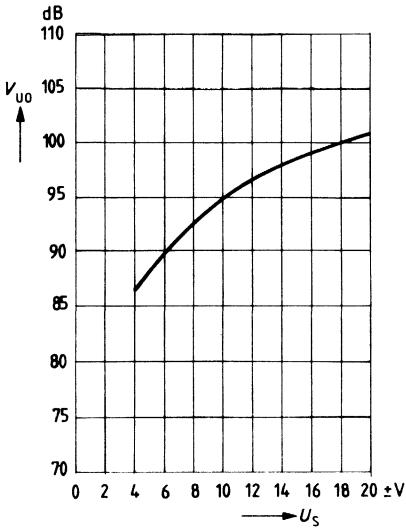
1. 72 Stunden elektrisch vorgealtert bei  $T_U = 50^\circ\text{C}$ ,  $U_S \pm 22\text{ V}$  entsprechend der angegebenen Schaltung
2. Rauschen  $< 5\ \mu\text{Vs}$  entsprechend DIN 45 405

**Schaltung, Voralterung** für TBA 222 BS1

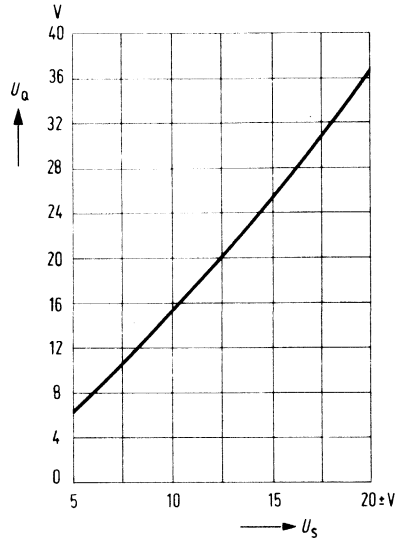




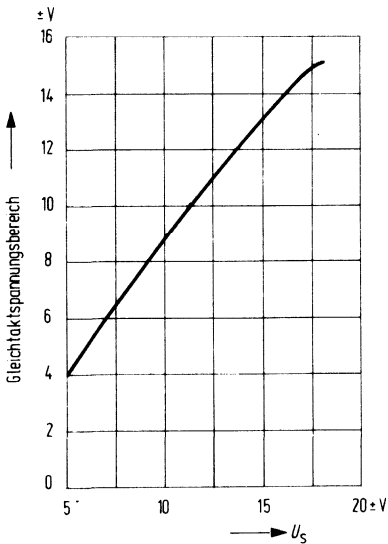
**Leerlaufspannungsverstärkung**  
 $V_{U0} = f(U_S)$



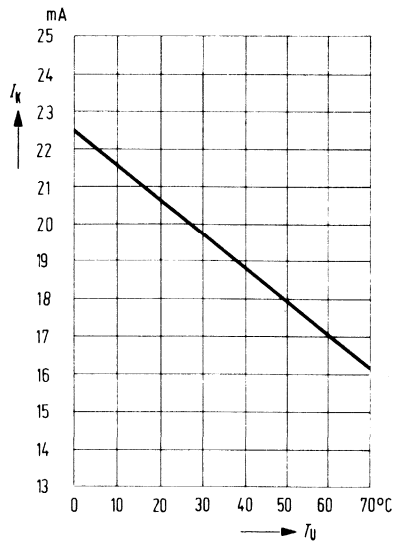
**Ausgangsspannung  $U_Q = f(U_S)$**   
 $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$



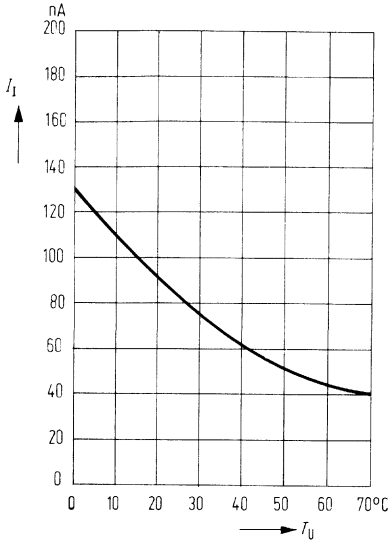
**Gleichtaktspannungsbereich =  $f(U_S)$**   
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$



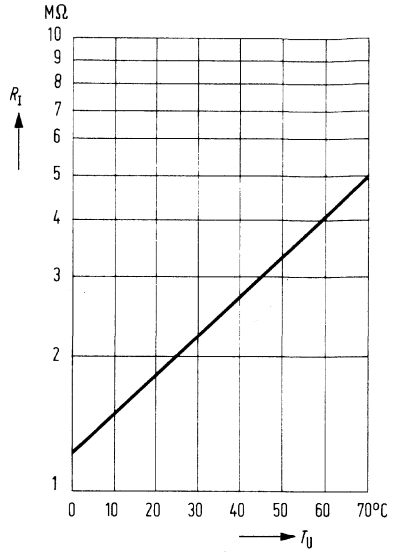
**Kurzschlußstrom  $I_K = f(T_U)$**



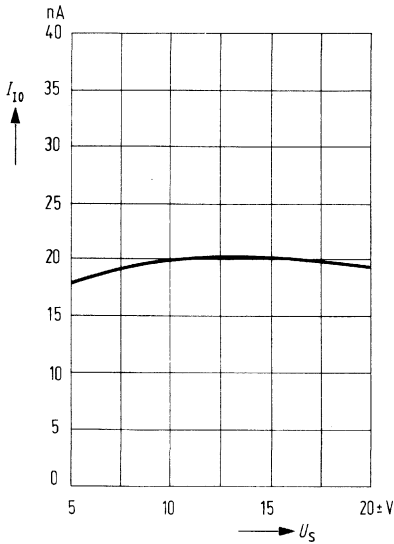
**Eingangsstrom  $I_I = f(T_U)$**   
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$



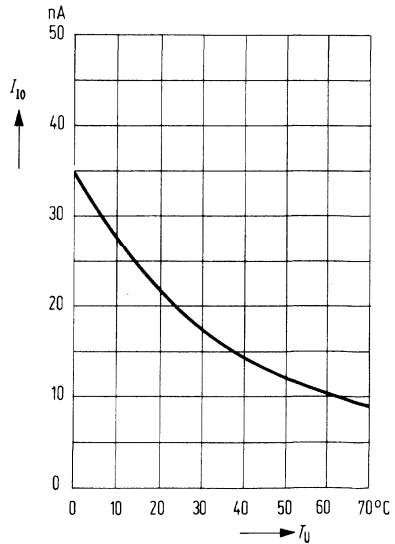
**Eingangswiderstand  $R_I = f(T_U)$**   
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$



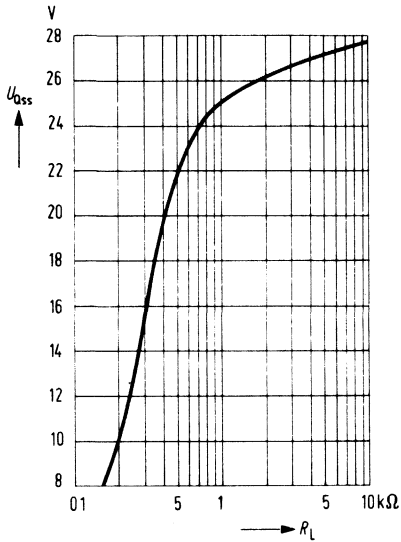
**Eingangsnullstrom  $I_{I0} = f(U_S)$**



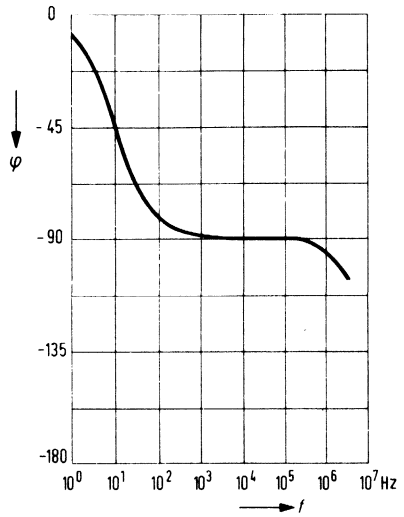
**Eingangsnullstrom  $I_{I0} = f(T_U)$**   
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$



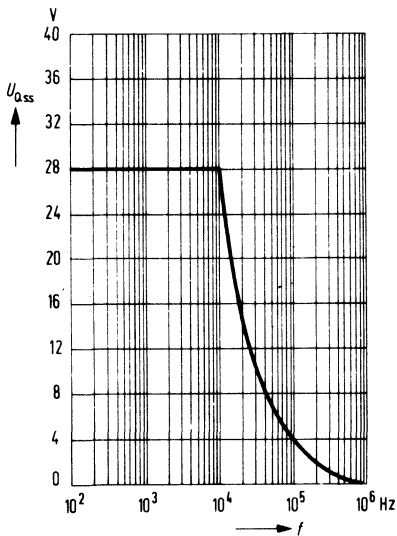
**Ausgangsspannung  $U_{QSS} = f(R_L)$**   
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$



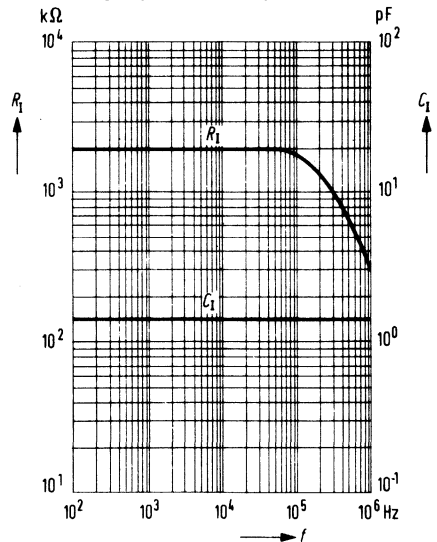
**Phasengang der Leerlaufverstärkung  $\varphi = f(f)$ ;  $U_S = \pm 15 \text{ V}$**



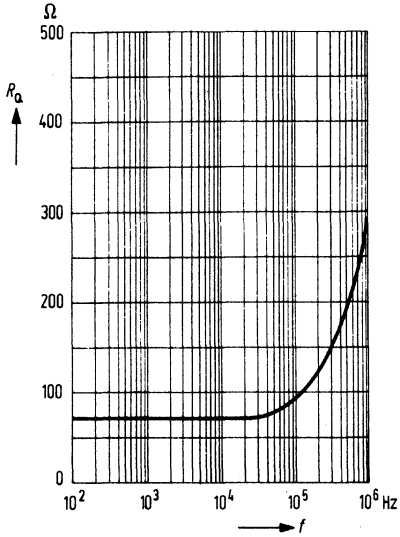
**Ausgangsspannung  $U_{QSS} = f(f)$**   
 $U_S = \pm 15 \text{ V}; R_L = 10 \text{ k}\Omega$



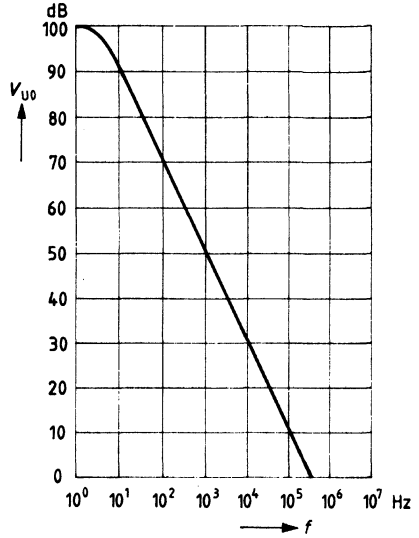
**Eingangswiderstand  $R_1 = f(f)$**   
**Eingangskapazität  $C_1 = f(f)$**



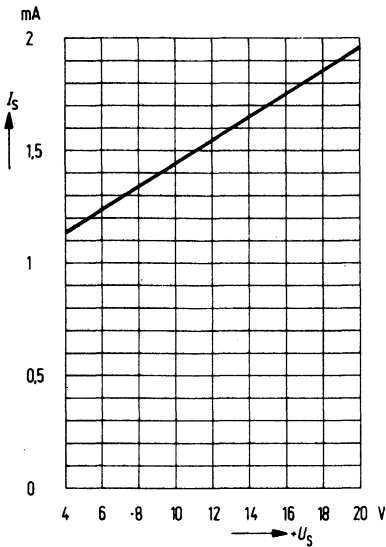
**Ausgangswiderstand  $R_Q = f(f)$**



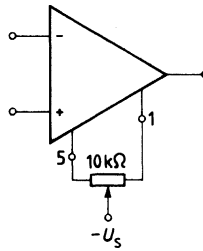
**Leerlaufspannungsverstärkung  $V_{U0} = f(f)$**



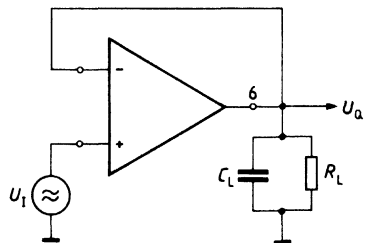
**Stromaufnahme  $I_S = f(U_S)$**



**Nullspannungsabgleich:**



**Einschwingverhalten:**



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☒ TAA 2762 A	Q67000-A2499	P-DIP-8
☒ TAA 2765 A	Q67000-A1031	P-DIP-8

Besonders wirtschaftliche und vielseitige Operationsverstärker, die sich aufgrund ihrer guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignen, wie z. B. Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc.

### Eigenschaften

- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Versorgungsbereich
- Großer Temperaturbereich (TAA 2762 A)
- Hoher Ausgangsstrom
- Große Aussteuerbarkeit
- Intern frequenzkompensiert
- NPN Eingang mit Schutzdioden
- Offener Kollektorausgang

### Anwendungen

- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Treiber

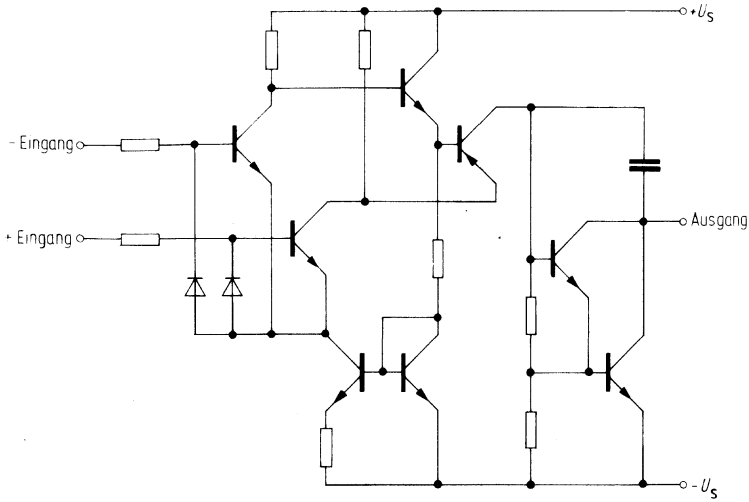
### Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 15$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	70	mA
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$\pm U_S$	
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung TAA 2762 A/2765 A	$R_{th\ SU}$	100	K/W

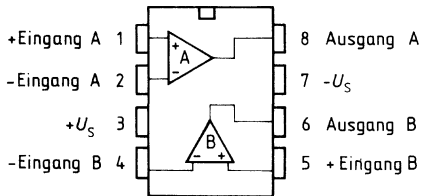
### Funktionsbereich

Speisespannung	$U_S$	$\pm 2$ bis $\pm 15$	V
Umgebungstemperatur TAA 2762 A TAA 2765 A	$T_U$	-55 bis 125	°C
	$T_U$	-25 bis 85	°C

**Schaltung eines Operationsverstärkers**



**Anschlußanordnung (Ansicht von oben)**



**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	$I_S$		0,5	1,5		1,5	mA
Eingangsnullspannung ( $R_G = 50 \Omega$ )	$U_{I0}$	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-100	$\pm 50$	100	-300	300	nA
Eingangsstrom	$I_I$		0,3	0,7		1,0	$\mu\text{A}$
Aussteuerbarkeit							
$U_S = \pm 15 \text{ V}$	$U_{QSS}$	14,9		-14	14,8	-14	V
$R_L = 620 \Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$	$U_{QSS}$	14,9		-12,5	14,8	-12	V
Eingangsimpedanz ( $f = 1 \text{ kHz}$ )	$Z_i$		200				k $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung							
$f = 100 \text{ kHz}$	$V_{U0}$	85	87		80		dB
$R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$		92				dB
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			1		5	$\mu\text{A}$
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S+2$		$U_S-2$	$-U_S+3$	$U_S-3$	V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	80	85			75	dB
Speisespannungsunterdrückung	$k_{SVR}$		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
$V_U = 100$							
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{U_{I0}}$		1	15		25	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{I_{I0}}$		0,3	1,5		1,5	nA/K
Rauschspannung (nach DIN 45 405; auf Eingang bezogen; $R_S = 2,5 \text{ k}\Omega$ )	$U_{IR}$		3				$\mu\text{V}$
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10 \text{ mA}$	$U_{Q0}$			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

Eingangsnullspannung ( $R_G = 50 \Omega$ )	$U_{I0}$	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-70		70	-200	200	nA
Eingangsstrom	$I_I$		0,2	0,5		0,8	$\mu\text{A}$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$	80			75		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	$I_S$		0,5	1,5		1,5	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-5,5		5,5	-7	7	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-200	$\pm 80$	200	-300	300	nA
Eingangsstrom	$I_I$		0,5	0,8		1,0	$\mu\text{A}$
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15 \text{ V}$ $R_L = 620 \Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$	14,9 14,9		-14 -12,5	14,8 14,8	-14 -12	V V
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		200				$\text{k}\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$ $V_{U0}$	80	85 90		80		dB dB
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			10		20	$\mu\text{A}$
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S+2$		$U_S-2$	$-U_S+3$	$U_S-3$	V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	75	83		75		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{U_{I0}}$		1	15		25	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{I_{I0}}$		0,3			1,5	nA/K
Rauschspannung (nach DIN 45 405; auf Eingang bezogen; $R_S = 2,5 \text{ k}\Omega$ )	$U_{IR}$		3				$\mu\text{V}$
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10 \text{ mA}$	$U_{Q0}$			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

Eingangsnullspannung ( $R_G = 50 \Omega$ )	$U_{I0}$	-6		6	-7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-150		150	-200	200	nA
Eingangsstrom	$I_I$		0,2	0,6		0,8	$\mu\text{A}$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$	75			75		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.



<b>Typ</b>	<b>Bestellnummer</b>	<b>Gehäuse</b>
☒ TBC 2332 B	Q67000-A2500	P-DIP-8
☒ TBE 2335 B	Q67000-A1165	P-DIP-8

Wirtschaftliche und vielseitige Operationsverstärker, die sich aufgrund ihrer guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignen, wie z. B. Meß- und Regeltechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc. Besonders beim Einsetzen in der Meß- und Regeltechnik ist der kleine Eingangsstrom der Verstärker von Bedeutung.

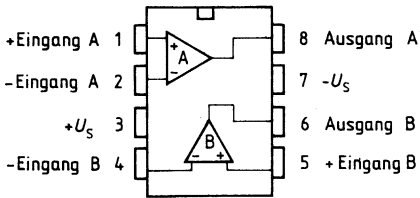
**Eigenschaften**

- Hohe Eingangsimpedanz
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Hoher Ausgangsstrom
- Großer Temperaturbereich (TBC 2332 B)
- Offener Kollektorausgang
- NPN-Darlington-Eingang
- Kleiner Eingangsstrom
- Intern frequenzkompensiert

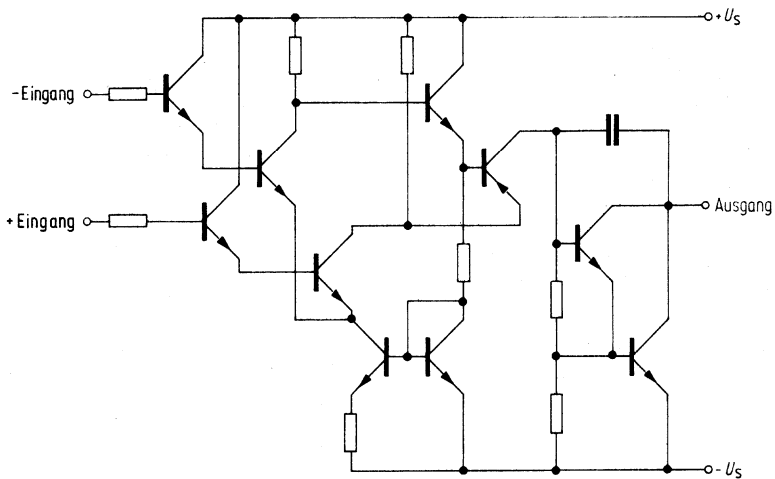
**Anwendungen**

- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Impedanzwandler
- Treiber

**Anschlußanordnung (Ansicht von oben)**



**Schaltung eines Operationsverstärkers**



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 15$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	70	mA
Differenzeingangsspannung $U_S = \pm 13$ bis $\pm 15$ V $U_S = \pm 2$ bis $\pm 13$ V	$U_{ID}$ $U_{ID}$	$\pm 13$ $\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	$T_j$ $T_{stg}$	150 -55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$ $^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	100	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 2$ bis $\pm 15$	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$

**Kenndaten** $U_S = \pm 5$  V bis  $\pm 15$  V

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^{\circ}\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^{\circ}\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	$I_S$		0,5	1,5		1,5	mA
Eingangsspannung $R_G = 50\ \Omega$	$U_{I0}$	-10		10	-15	15	mV
Eingangsspannung Eingangsstrom	$I_{I0}$ $I_I$	-5	5	5 15	-10	10 25	nA nA
Aussteuerbarkeit $R_I = 2\ \text{k}\Omega$ , $U_S = \pm 15$ V $R_I = 620\ \Omega$ , $U_S = \pm 15$ V	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$	14,9 14,9		-14 -12,5	14,8 14,8	-14 -12	V V

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		3				M $\Omega$
Leerlaufspannungs- verstärkung $f = 100 \text{ Hz}$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$ $V_{U0}$	80	83 88		75		dB dB
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			1		5	$\mu\text{A}$
Eingangs- gleichaktbereich	$U_{IC}$	$U_S$		$-U_S+2,0$	$U_S$	$-U_S+3$	V
Gleichtakt- unterdrückung	$k_{CMR}$	75	80		70		dB
Speisespannungs- unterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{U10}$		4	25		50	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{I10}$		50				$\text{pA/K}$
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10 \text{ mA}$	$U_{Q0}$			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

Eingangsnullspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-10		10	-15	15	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	$I_{I0}$ $I_I$	-5	5	5 15	-10	10 25	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$	75			70		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 15$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	70	mA
Differenzeingangsspannung $U_S = \pm 13$ bis $\pm 15$ V $U_S = \pm 2$ bis $\pm 13$ V	$U_{ID}$ $U_{ID}$	$\pm 13$ $\pm U_S$	V V
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	$T_j$ $T_{stg}$	150 -55 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	100	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 2$ bis $\pm 15$	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	°C

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5$  V bis  $\pm 15$  V,  $R_L = 2$  k $\Omega$

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	$I_S$		0,5	1,5		1,5	mA
Eingangsspannung $R_G = 50\ \Omega$	$U_{I0}$	-15		15	-18	18	mV
Eingangsspannung Eingangsstrom	$I_{I0}$ $I_I$	-10	5	10 25	-20	20 35	nA nA
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15$ V $R_L = 620\ \Omega$ , $U_S = \pm 15$ V	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$	14,9 14,9		-14 -12,5	14,8 14,8	-14 -12	V V

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		3				M $\Omega$
Leerlaufspannungs- verstärkung $f = 100 \text{ Hz}$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$ $V_{U0}$	75	80 85		75		dB dB
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			10		20	$\mu\text{A}$
Eingangs- gleichtaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S+2,0$		$U_S-0,5$	$-U_S+3$	$-U_S-0,8$	V
Gleichtakt- unterdrückung	$k_{CMR}$	70	78		70		dB
Speisespannungs- unterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{U0}$		4	25		50	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ ( $R_G = 50 \Omega$ )	$\alpha_{I0}$		50				$\text{pA/K}$
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10 \text{ mA}$	$U_{Q0}$			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-17		17	-20	20	mV
Eingangsnulstrom Eingangsstrom	$I_{I0}$ $I_i$	-10	5	10 25	-20	20 35	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1 \text{ kHz}$	$V_{U0}$	70			70		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
☒ TAE 2453 A	Q67000-A2107	P-DIP-8	–
☒ TAE 2453 G	Q67000-A2108	ähnl. P-DSO-8 (SMD)	weiß
☒ TAF 2453 A	Q67000-A2210	P-DIP-8	–
☒ TAF 2453 G	Q67000-A2211	ähnl. P-DSO-8 (SMD)	grün

Der TAE 2453/TAF 2453 besteht aus zwei unabhängigen, frequenzkompensierten Operationsverstärkern mit je einer PNP-Eingangsdifferenzstufe und offenem Kollektorausgang (Eintakt). Durch den integrierten Regler wird weitgehende Unabhängigkeit aller Parameter von der Versorgungsspannung erreicht.

**Eigenschaften**

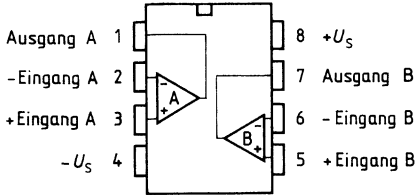
- Versorgungsspannungsbereich 2 V (1,8 V) bis 36 V
- Geringe Eigenstromaufnahme, typ. 0,8 mA
- Extrem hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Ausgangssättigungsspannung, nahezu unabhängig vom Laststrom
- Ausgangsstrom bis 70 mA (max. 100 mA)
- Praktisch kurzschlußfester Ausgang
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Temperaturbereich (TAF 2453 A; G)
- Anschlußgleich zu TBB 1458 B
- Die typischen Kennlinien der elektrischen Parameter entsprechen dem TAE 1453 A; G

**Anwendungen**

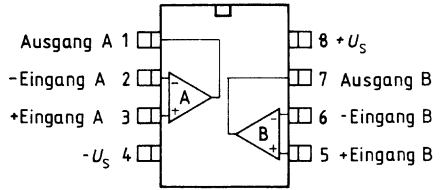
- Verstärker
- Pegelumsetzer
- Treiber
- Nullspannungsschalter
- Komparator

**Anschlußanordnungen**  
 (Ansicht von oben)

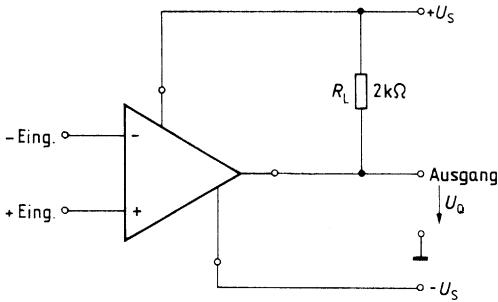
**TAE 2453 A,  
 TAF 2453 A**



**TAE 2453 G  
 TAF 2453 G**



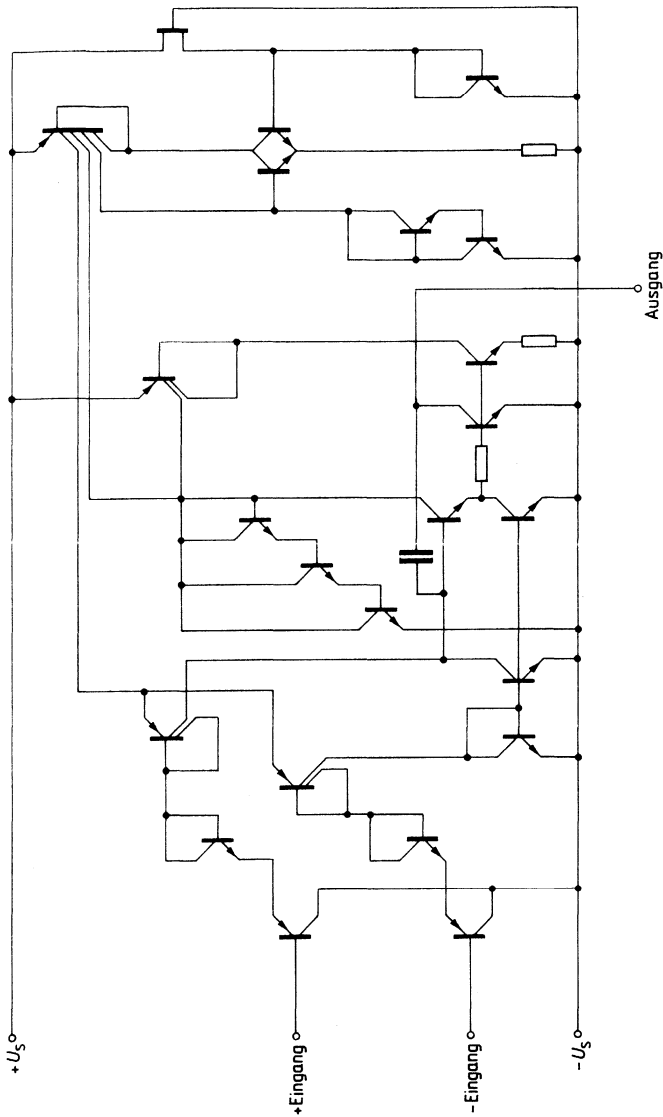
**Anschlußschema**



$R_L$  = Kollektorwiderstand



Schaltbild



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit	
Speisespannung	$U_S$	$\pm 18$	V	
Ausgangsstrom	$I_Q$	100	mA	
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V	
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	°C	
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 150	°C	
Wärmewiderstand				
System-Umgebung	TAE 2453 A TAE 2453 G	$R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$	100 170	K/W K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 1,0$ bis $\pm 18$ ( $\pm 0,9V$ bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	°C

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	$I_S$		0,8	1,5		1,8	mA
Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-5,5		5,5	-7	7	mV
Eingangsnulstrom Eingangsstrom	$I_{I0}$ $I_I$	-15	40	15 150	-100	100 200	nA nA
Aussteuerbarkeit $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$ $R_L = 620 \Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$	14,9 14,9		-14,7 -14,5	14,9 14,9	-14,7 -14,4	V V
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		200				k $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$V_{U0}$	80	85		80		dB
Ausgangsperrstrom	$I_{QR}$			10		20	$\mu\text{A}$
Eingangsgleichtaktbereich $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$U_{IC}$	$-U_S-0,2$		$U_S-1,8$	$-U_S$	$U_S-2,0$	V
Gleichtaktunterdrückung $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$k_{CMR}$	75	80		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{II0}$		0,1				nA/K
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{UI0}$		6				$\mu\text{V/K}$
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		1				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		1				V/ $\mu\text{s}$

**Kenndaten  $U_S = \pm 2 \text{ V}$ ,  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$** 

Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-6		6	-7,5	7,5	mV
Eingangsnulstrom Eingangsstrom Eingangsstrom	$I_{I0}$ $I_{I0}$ $I_I$	-75 -75	40	75 75 150	-100 -100	100 100 200	nA nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung	$V_{U0}$	70			70		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 18$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	100	mA
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	100	K/W
TAF 2453 A	$R_{th\ SU}$	170	K/W
TAF 2453 G			

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 1,0$ bis $\pm 18$ ( $\pm 0,9V$ bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-55 bis 125	°C

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ;  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	$I_S$		0,8	1,5		1,8	mA
Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-10		10	-75	75	nA
Eingangsstrom	$I_I$		40	100		150	nA
Aussteuerbarkeit $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$ $R_L = 620 \Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$	14,9		-14,7 -14,5	14,8 14,8	-14,7 -14,4	V V
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		200				k $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$V_{U0}$	85	87		80		dB
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			1		5	$\mu\text{A}$
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S-0,3$		$U_S-1,5$	$-U_S$	$U_S-1,8$	V
Gleichtaktunterdrückung $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$k_{CMR}$	80	85		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung ( $V_U = 100$ )	$k_{SVR}$		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{II0}$		0,1	0,8		0,8	nA/K
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{UI0}$		6	25		25	$\mu\text{V/K}$
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		1				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		1				V/ $\mu\text{s}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$

Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-50		50	-75	75	nA
Eingangsstrom	$I_I$		40	100		150	nA
Leerlaufspannungsverstärkung $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$V_{U0}$	75			70		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
□ TBB 1458 B	Q67000-A1036	P-DIP-8	—
□ TBB 1458 G	Q67000-A1458	ähnl. P-DSO-8 (SMD)	orange/orange

Der Operationsverstärker TBB 1458 zeichnet sich durch großen Gleichtaktbereich und Differenzeingangsspannung sowie Kurzschlußfestigkeit aus. Es werden keine externen Bauelemente zur Frequenzkompensation benötigt. Die Teilschaltung entspricht dem Operationsverstärker TBA 221.

**Eigenschaften**

- NPN-Eingang
- Große Differenzeingangsspannung
- Kurzschlußfest
- Gegentaktausgang
- Vollkompatibel zum Industriestandardtyp TBB 1458

**Anwendungen**

- Verstärker
- Komparator

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit	
Speisespannung	$U_S$	$\pm 18$	V	
Eingangsspannung <sup>1)</sup>	$U_I$	$\pm 15$	V	
Differenzeingangsspannung <sup>2)</sup>	$U_{ID}$	$\pm 30$	V	
Kurzschlußdauer <sup>3)</sup>	$t_z$	$\infty$		
Sperrschichttemperatur	$T_J$	150	°C	
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	°C	
Wärmewiderstand				
System-Umgebung	TBB 1458 B TBB 1458 G	$R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$	100 170	K/W K/W

**Funktionsbereich**

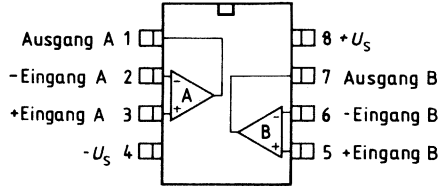
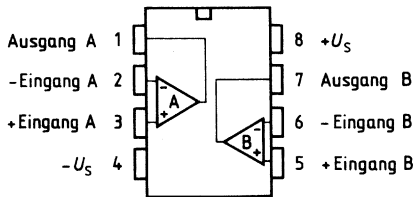
Speisespannung	$U_S$	$\pm 4$ bis $\pm 18$	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	0 bis 70	°C

- 1) Für Speisespannung  $< \pm 15$  V ist die max. Eingangsspannung der Speisespannung gleich.
- 2) Für Speisespannungen  $< \pm 15$  V ist die max. Differenzeingangsspannung gleich  $\pm (U_{S+} + |U_{S-}|)$ .
- 3) Kurzschluß kann gegen Masse oder Speisespannung  $\pm U_S$  erfolgen, dabei dürfen die Grenzdaten nicht überschritten werden.

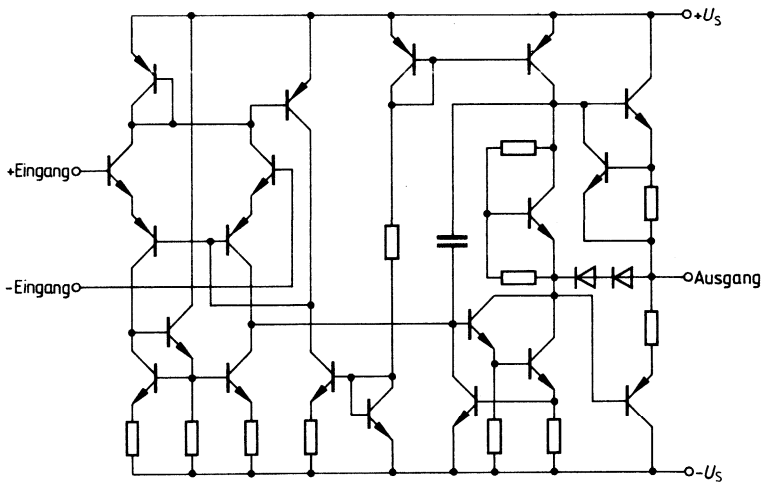
**Anschlußanordnungen**  
(Ansicht von oben)

**TBB 1458 B**

**TBB 1458 G**



**Schaltung eines Operationsverstärkers**



**Kenndaten**

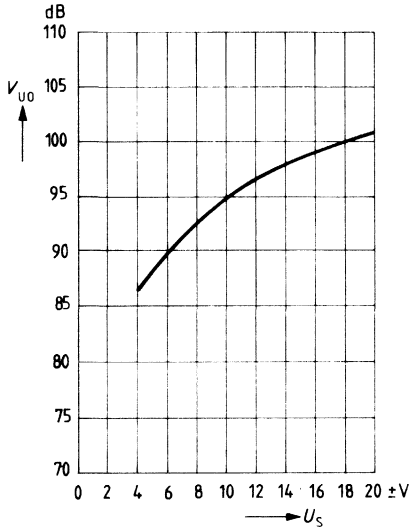
$U_S = \pm 15 \text{ V}$

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = 0^\circ\text{C}$ bis $70^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Eingangsnulldspannung $R_G \leq 10 \text{ k}\Omega$	$U_{I0}$	-6		6	-7,5	7,5	mV
Eingangsnulldstrom	$I_{I0}$	-200	$\pm 20$	200	-300	300	nA
Eingangsstrom	$I_I$		80	500		800	nA
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	$I_S$		2	3		3	mA
Ausgangskurzschlußstrom	$I_{QS}$		$\pm 18$				mA
Eingangswiderstand	$R_I$	0,3	1				M $\Omega$
Eingangskapazität	$C_I$		6				pF
Ausgangswiderstand	$R_Q$		75				$\Omega$
Aussteuerbarkeit $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	$U_{QSS}$	13	$\pm 14$	-13			V
	$U_{QSS}$	11	$\pm 13$	-11			V
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S + 3$		$U_S - 3$			
Spannungsverstärkung $U_{QSS} = \pm 10 \text{ V}, R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$V_U$	86	100		84		dB
Gleichtaktunterdrückung $R_G \leq 10 \text{ k}\Omega$	$k_{CMR}$	70	90				dB
Speisespannungs- unterdrückung	$k_{SVR}$		30	150		150	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$	$\alpha_{UI0}$		3				$\mu\text{V/K}$
	$\alpha_{II0}$		0,4				nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit*) $V_U = 1, R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	$S$		0,5				V/ $\mu\text{s}$

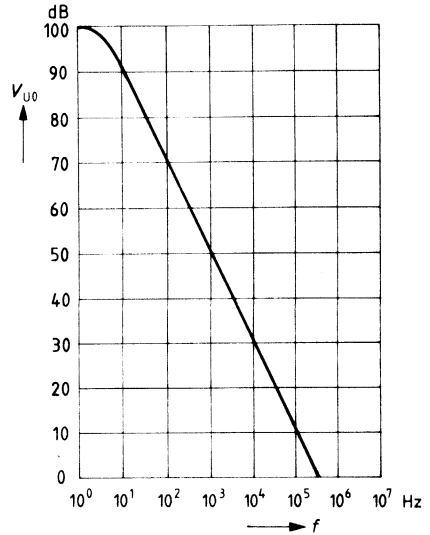
\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.



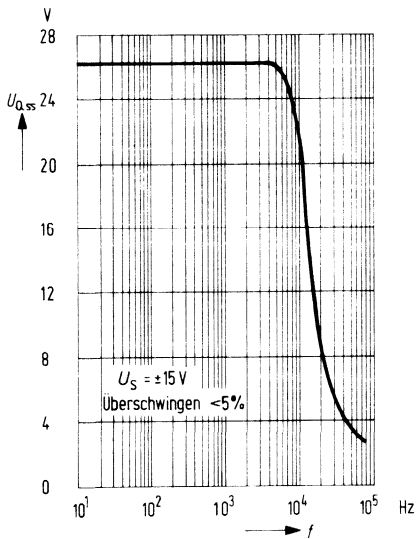
Leerlaufverstärkung  $V_{U0} = f(U_S)$



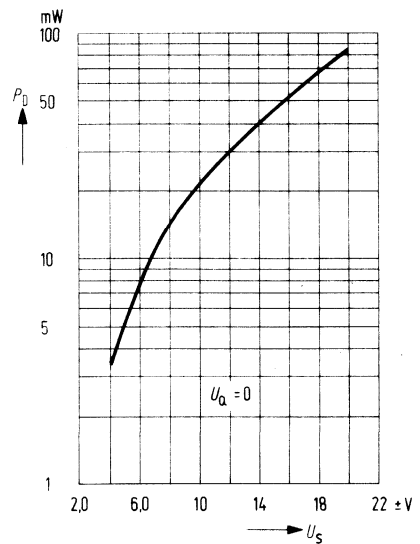
Leerlaufverstärkung  $V_{U0} = f(f)$



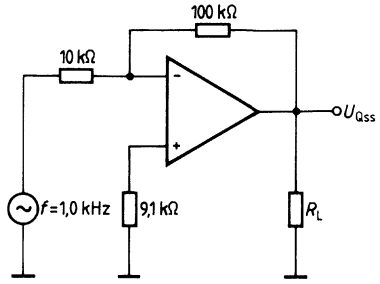
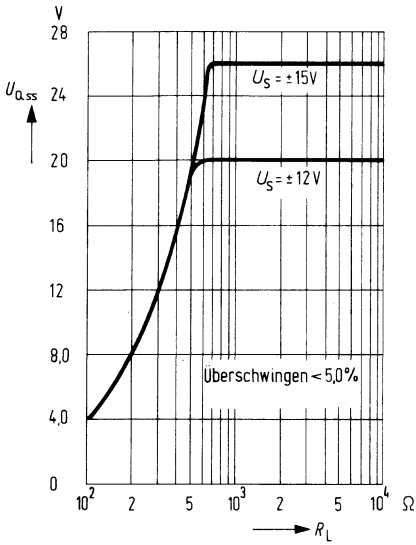
Leistungsbandsbreite  $U_{QSS} = f(f)$



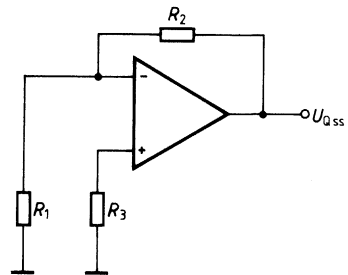
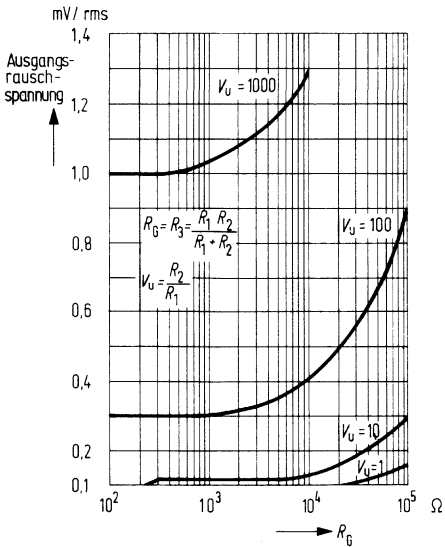
Verlustleistung  $P_D = f(U_S)$



**Ausgangsspannung  $U_{QSS} = f(R_L)$**



**Ausgangsrauschen =  $f(R_G)$**



Weitere Kurven siehe TBA 221

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☒ TAA 4762 A	Q67000-A2502	} P-DIP-14
☒ TAA 4765 A	Q67000-A1033	

Besonders wirtschaftliche und vielseitige Operationsverstärker, die sich aufgrund ihrer guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignen, wie z. Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc.

**Eigenschaften**

- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Versorgungsspannungsbereich
- Weitgehende Sicherheit gegen Zerstörung
- Hoher Ausgangsstrom
- Große Aussteuerbarkeit
- Interne Frequenzkompensation
- Großer Temperaturbereich (TAA 4762 A)
- Offener Kollektorausgang

**Anwendungen**

- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Treiber

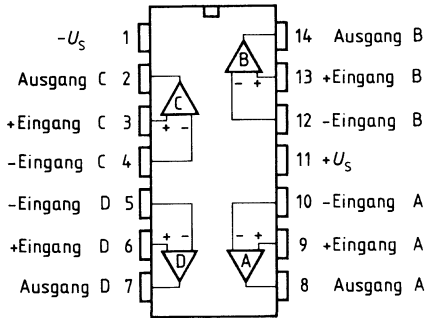
**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 15$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	70	mA
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	80	K/W

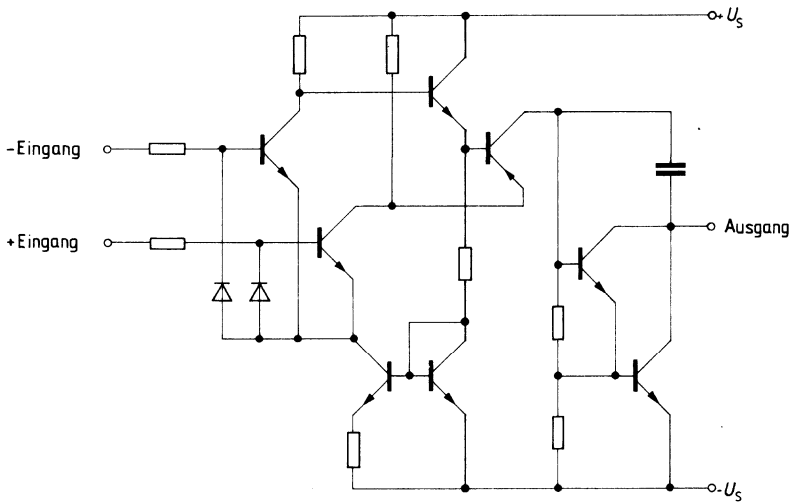
**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 2$ bis $\pm 15$	V
Umgebungstemperatur	TAA 4762 A	-55 bis 125	°C
	TAA 4765 A	-25 bis 85	°C

**Anschlußanordnungen**  
 (Ansicht von oben)



**Schaltung eines Operationsverstärkers**



**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	$I_S$		1	3		3	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	$I_{I0}$ $I_I$	-100	$\pm 50$ 0,3	100 0,7	-300	300 1,0	nA $\mu\text{A}$
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15 \text{ V}$ $R_L = 620 \Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$	14,9		-14 -12,5	14,8 14,8	-14 -12	V V
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		200				$\text{k}\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$ $R_L = 10 \Omega$ , $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$ $V_{U0}$	85	87 92		80		dB dB
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			1		5	$\mu\text{A}$
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	$-U_2+2$		$U_S-2$	$-U_S+3$	$U_S-3$	V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$		85		75		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{UI0}$		1	15		25	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{II0}$		0,3	1,5		1,5	nA/K
Rauschspannung (nach DIN 45 405, auf Eingang bezogen $R_S = 2,5 \Omega$ )	$U_{IR}$		3				$\mu\text{V}$
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10 \text{ mA}$	$U_{Q0}$			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

Eingangsnullspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	$I_{I0}$ $I_I$	-70		70 0,2	-200	200 0,8	nA $\mu\text{A}$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$	80			75		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	$I_S$		1	3		3	mA
Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-5,5		5,5	-7	7	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	-200	$\pm 80$	200	-300	300	nA
Eingangsstrom	$I_I$		0,5	0,8		1,0	$\mu\text{A}$
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15 \text{ V}$ $R_L = 620 \Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$	14,9 14,9		-14 -12,5	14,8 14,8	-14 -12	V V
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		200				$\text{k}\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$ $V_{U0}$	80	85 90		80		dB dB
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			10		20	$\mu\text{A}$
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S+2$		$U_S-2$	$-U_S+3$	$U_S-3$	V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	75	83		75		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{U_{I0}}$		1	15		25	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{I_{I0}}$		0,3				nA/K
Rauschspannung (nach DIN 45405, auf Eingang bezogen $R_S = 2,5 \Omega$ )	$U_{IR}$		3				$\mu\text{V}$
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10 \text{ mA}$	$U_{Q0}$			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-6		6	-7,5	7,5	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	-150		150	-200	200	nA
Eingangsstrom	$I_I$		0,2	0,6		0,8	$\mu\text{A}$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$	75			75		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☒ TBC 4332 A	Q67000-A2503	} P-DIP-14
☒ TBE 4335 A	Q67000-A1167	

Ein wirtschaftlicher und vielseitiger Operationsverstärker, der sich aufgrund seiner guten Eigenschaften für ein sehr weites Anwendungsgebiet eignet, wie z. B. Meß- und Regelungstechnik, Autoelektrik, NF-Schaltungen, Analog-Rechnertechnik etc. Besonders beim Einsetzen in der Meß- und Regeltechnik ist der kleine Eingangsstrom des Verstärkers von Bedeutung.

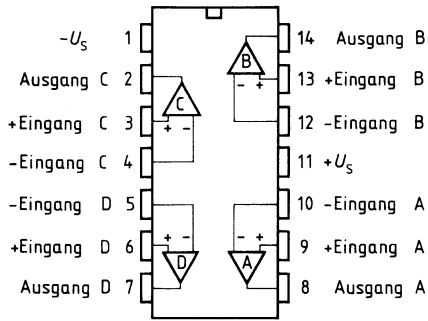
#### **Eigenschaften**

- Hohe Eingangsimpedanz
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Hoher Ausgangsstrom
- Großer Temperaturbereich (TBC 4332 A)
- NPN-Darlington Eingang
- Offener Kollektorausgang
- Kleiner Eingangsstrom
- Interne Frequenzkompensation

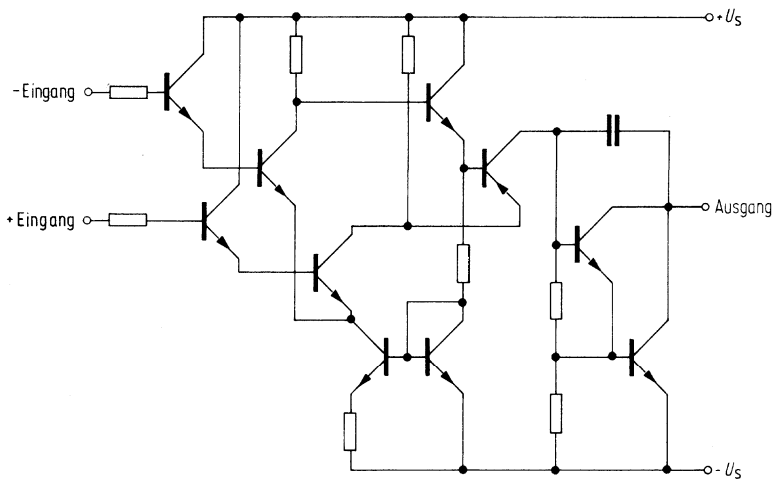
#### **Anwendungen**

- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Impedanzwandler
- Treiber

**Anschlußanordnung**  
 (Ansicht von oben)



**Schaltung eines Operationsverstärkers**





**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 15$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	70	mA
Differenzeingangsspannung: $U_S = \pm 13$ bis $\pm 15$ V	$U_{ID}$	$\pm 13$	V
Differenzeingangsspannung: $U_S = \pm 2$ bis $\pm 13$ V	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	$T_J$	150	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	80	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 2$ bis $\pm 15$	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-55 bis 125	°C

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	$I_S$		1	3		3	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-10		10	-15	15	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-5		5	-10	10	nA
Eingangsstrom	$I_I$		5	15		25	nA
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15 \text{ V}$ $R_L = 620 \Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$	$U_{QSS}$	14,9		-14	14,8	-14	V
	$U_{QSS}$	14,9		-12,5	14,8	-12	V
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		3				M $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$	80	83		75		dB
	$V_{U0}$		88				dB
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			1		5	$\mu\text{A}$
Eingangsgleichtaktbereich (Komparatorbetrieb)	$U_{IC}$	$U_S$		$-U_S+2,0$	$U_S$	$-U_S+3$	V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	75	80		70		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{UI0}$		-4	25		50	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{II0}$		50				$\mu\text{A/K}$
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10 \text{ mA}$	$U_{Q0}$			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

Eingangsnullspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-10		10	-15	15	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-5		5	-10	10	nA
Eingangsstrom	$I_I$		5	15		25	nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$	75			70		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 15$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	70	mA
Differenzeingangsspannung $U_S = \pm 13$ bis $\pm 15$ V	$U_{ID}$	$\pm 13$	V
Differenzeingangsspannung $U_S = \pm 2$ bis $\pm 13$ V	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	80	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 2$ bis $\pm 15$	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	°C

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	$I_S$		1	3		3	mA
Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-15		15	-18	18	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	-10		10	-20	20	nA
Eingangsstrom	$I_I$		5	25		35	nA
Aussteuerbarkeit $U_S = \pm 15 \text{ V}$ $R_L = 620 \Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$	14,9 14,9		-14 -12,5	14,8 14,8	-14 -12	V V
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_I$		3				M $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$ $V_{U0}$	75	80 85		75		dB dB
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			10		20	$\mu\text{A}$
Eingangsgleichtaktbereich (Komparatorbetrieb)	$U_{IC}$	$+U_S-0,5$		$-U_S+2,0$	$+U_S-0,8$	$-U_S+3$	V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	70	78		70		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{U_{I0}}$		4	25		50	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{I_{I0}}$		50				pA/K
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10 \text{ mA}$	$U_{Q0}$			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ $\mu\text{s}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-17		17	-20	20	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	-10		10	-20	20	nA
Eingangsstrom	$I_I$		5	25		35	nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$	70			70		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
⊞ TAE 4453 A	Q67000-A2109	P-DIP-14
⊞		
⊞ TAF 4453 A	Q67000-A2212	P-DIP-14

Der TAE 4453/TAF 4453 besteht aus vier unabhängigen frequenzkompensierten Operationsverstärkern mit je einer PNP-Eingangsdifferenzstufe und offenem Kollektorausgang (Eintakt). Durch den integrierten Regler wird weitgehende Unabhängigkeit aller Parameter von der Versorgungsspannung erreicht.

**Eigenschaften**

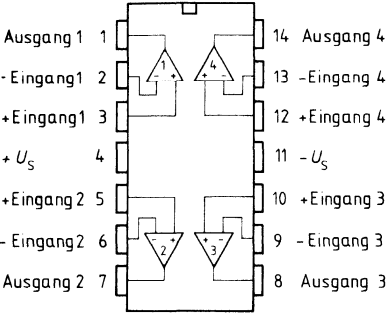
- Versorgungsspannungsbereich 2 V (1,8 V) bis 36 V
- Geringe Eigenstromaufnahme, typ. 1,6 mA
- Extrem hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Ausgangssättigungsspannung, nahezu unabhängig vom Laststrom
- Ausgangsstrom bis 70 mA (max. 100 mA)
- Praktisch kurzschlußfester Ausgang
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Temperaturbereich (TAF 4453 A; G)
- Anschlußgleich zu LM 324
- Die typischen Kennlinien der elektrischen Parameter entsprechen dem TAE 1453 A; G

**Anwendungen**

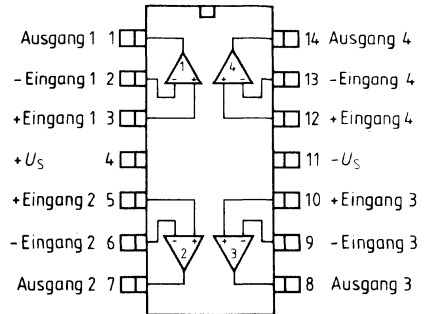
- Verstärker
- Pegelumsetzer
- Treiber
- Nullspannungsschalter
- Komparator

**Anschlußanordnungen**  
 (Ansicht von oben)

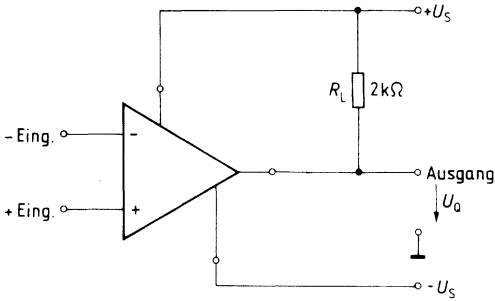
**TAE 4453 A,  
 TAF 4453 A**



**TAE 4453 G,  
 TAF 4453 G**

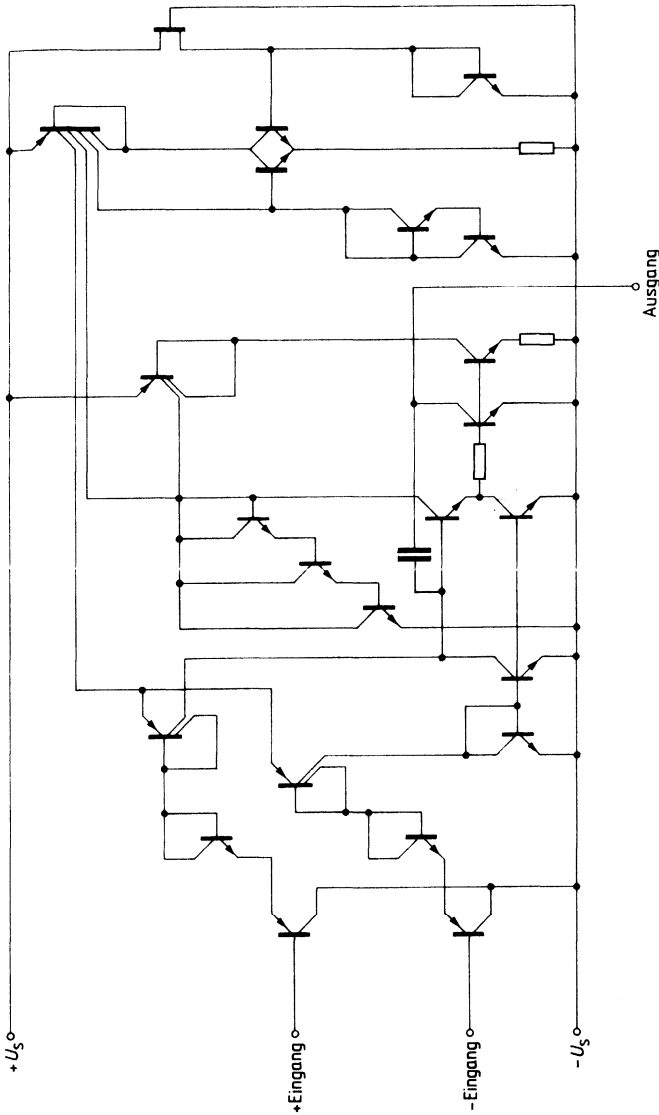


**Anschlußschema**



$R_L$  = Kollektorwiderstand

Schaltbild



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 18$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	100	mA
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$	80 120	K/W K/W
TAE 4453 A			
TAE 4453 G			

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 1,0$ bis $\pm 18$ ( $\pm 0,9V$ bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	°C



**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	$I_S$		1,6	3,0		3,6	mA
Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-5,5		5,5	-7	7	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	15		15	-25	25	nA
Eingangsstrom	$I_I$		40	150		200	nA
Aussteuerbarkeit $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$ $R_L = 620 \Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$	14,9 14,9		-14,7 -14,5	14,9 14,9	-14,7 -14,4	V V
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_I$		200				k $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$V_{U0}$	80	85		80		dB
Ausgangssperrestrom	$I_{QR}$			10		20	$\mu\text{A}$
Eingangsgleichtaktbereich $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$U_{IC}$	$-U_S-0,2$		$+U_S-1,8$	$-U_S$	$+U_S-2,0$	V
Gleichtaktunterdrückung $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$k_{CMR}$	75	80		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{II0}$		0,1				nA/K
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{UI0}$		6				$\mu\text{V/K}$
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		1				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		1				V/ $\mu\text{s}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$

Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-6		6	-7,5	7,5	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	-75		75	-100	100	nA
Eingangsstrom	$I_I$		40	150		200	nA
Leerlaufspannungsverstärkung $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$V_{U0}$	70			70		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 18$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	100	mA
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	$T_j$ $T_{stg}$	150 -55 bis 150	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$	80 120	K/W K/W
TAF 4453 A TAF 4453 G			

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 1,0$ bis $\pm 18$ ( $\pm 0,9V$ bei leicht erhöhter Nullspannung)	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-55 bis 125	°C

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	$I_S$		1,6	3,0		3,6	mA
Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	-10		10	-15	15	nA
Eingangsstrom	$I_I$		40	100		150	nA
Aussteuerbarkeit $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$ $R_L = 620 \Omega$ , $U_S = \pm 15 \text{ V}$	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$	14,9		-14,7	14,8	-14,7	V V
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_I$		200				k $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$V_{U0}$	85	87		80		dB
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			1		5	$\mu\text{A}$
Eingangsgleichtaktbereich $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$U_{IC}$	$-U_S-0,3$		$+U_S-1,5$	$-U_S$	$+U_S-1,8$	V
Gleichtaktunterdrückung $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$k_{CMR}$	80	85		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{II0}$		0,1	0,8		0,8	nA/K
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{UI0}$		6	25		25	$\mu\text{V/K}$
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		1				V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		1				V/ $\mu\text{s}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$

Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	-50		50	-75	75	nA
Eingangsstrom	$I_I$		40	100		150	nA
Leerlaufspannungsverstärkung $R_L = 2 \text{ k}\Omega$	$V_{U0}$	75			70		dB

\*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.



---

## **Schwellenwertschalter, Komparatoren**

---



# Schwellenwertschalter, Komparatoren, Stromüberwachungs-IC

## Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktionsbereich			Elektrische Kenndaten $U_S = \pm 15 \text{ V}$ , $T_U = 25^\circ \text{C}$	
		Speise- spannung $U_S \text{ V}$	Betriebs- temperatur $T_U \text{ }^\circ \text{C}$	Ausgangs- strom $I_Q \text{ mA}$ max.	Eingangsnulspannung ( $R_G = 50 \Omega$ ) $U_{I0} \text{ mV}$ min./max.	

## Schwellenwertschalter

TCA 105	P-DIP-6	30	-25 bis 85	50	
TCA 105 B	P-DIP-6	20	-25 bis 85	50	
TCA 322 A	P-DIP-6 (SMD*)	30	-25 bis 85	50	
TCA 345 A	P-DIP-4	10	-25 bis 85	70	
TCA 965	P-DIP-14	4,75 bis 27	-25 bis 85	50	

## Komparator mit Darlington-Eingang

TCA 312 A	P-DIP-6	$\pm 2 \text{ bis } \pm 15$	-55 bis 125	70	$\pm 10$
TCA 312 B	P-DIP-6 (SMD*)	$\pm 2 \text{ bis } \pm 15$	-55 bis 125	70	$\pm 10$
TCA 315 A	P-DIP-6	$\pm 2 \text{ bis } \pm 15$	-25 bis 85	70	$\pm 15$
TCA 315 B	P-DIP-6 (SMD*)	$\pm 2 \text{ bis } \pm 15$	-25 bis 85	70	$\pm 15$

## Komparator mit TTL-kompatibler Ausgangsspannung, großem Ausgangsstrom

TCA 322 A	P-DIP-6	$\pm 2 \text{ bis } \pm 15$	-55 bis 125	70	$\pm 4$
TCA 322 B	P-DIP-6 (SMD*)	$\pm 2 \text{ bis } \pm 15$	-55 bis 125	70	$\pm 4$
TCA 325 A	P-DIP-6	$\pm 2 \text{ bis } \pm 15$	-25 bis 85	70	$\pm 5,5$
TCA 325 B	P-DIP-6 (SMD*)	$\pm 2 \text{ bis } \pm 15$	-25 bis 85	70	$\pm 5,5$

## Stromüberwachungs-IC

TLE 4951	P-DIP-14	4,5 bis 32	-40 bis 125	40	
TLE 4951 G	P-DSO-14	4,5 bis 32	-40 bis 125	40	

\*) ähnlich

## Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
☒ TCA 105	Q67000-A527	} P-DIP-6	—
☒ TCA 105 B	Q67000-A587		—
☒ TCA 105 G	Q67000-A988	ähnlich P-DSO-6 (SMD)	orange/weiß

Der TCA 105 enthält eine Oszillatorstufe, einen Schwellenwertschalter und 2 antivalente Ausgangsstufen. Der Baustein eignet sich speziell zum Einsatz in Näherungsschaltern, Lichtschranken und anderen kontaktlosen Schalteranwendungen.

- Weiter Betriebsspannungsbereich 4,5 bis 30 V
- Großer Ausgangsstrom 50 mA
- TTL-kompatibel
- Mit Gleichspannungssignal triggerbar

## Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	TCA 105; G	TCA 105 B	Einheit
Betriebsspannung	$U_S$	30	20	V
Ausgangsspannung (Anschluß 4, Anschluß 5)	$U_Q$	30	20	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	50	50	mA
Schaltfrequenz	$f_S$	40	40	kHz
Eingangsspannung	$U_I$	$\geq 0^*$	$\geq 0^*$	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$	125	125	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	115	115	K/W
TCA 105, TCA 105 B TCA 105 G	$R_{th\ SU}$	200		K/W

## Funktionsbereich

Betriebsspannung	$U_S$	4,75 bis 30	4,75 bis 20	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	-25 bis 85	°C
Schwingfrequenz	$f_{OSZ}$	1 bis 4,5	1 bis 4,5	MHz

\* negative Eingangsspannungen sind nicht zulässig



**Kenndaten**

Messung statisch, Anschluß 3 mit 1 verbunden

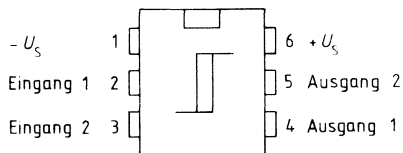
$U_S = 12\text{ V}$ ,  $T_U = +25\text{ °C}$ ,  $R_K = 5,6\text{ k}\Omega$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	$I_S$		3,4	5	mA
Einschaltspannung mit Kompensationswiderstand $R_K$	$U_I$	300	400	480	mV
Eingangsstromschwellenwert	$I_I$		-60		$\mu\text{A}$
Hysterese Restspannung ( $I_Q = 16\text{ mA}$ ) Ausgangsspannung	$U_{Hy}$ $U_{QL}$ $U_{QH}$	20	35 0,25	50 0,35	mV V
Sperrstrom $U_S = 30\text{ V}$ bzw. $20\text{ V}$	$I_{QH}$			60	$\mu\text{A}$
Restspannung ( $I_Q = 50\text{ mA}$ )	$U_{QL}$		0,7	1,15	V
Umschaltzeit im TTL-Betrieb ( $I_Q = 16\text{ mA}$ )	$t$		3		$\mu\text{s}$

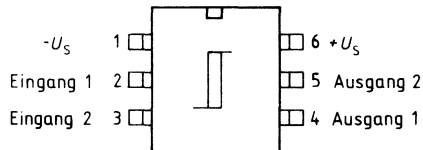
**Anschlußanordnungen**

(Ansicht von oben)

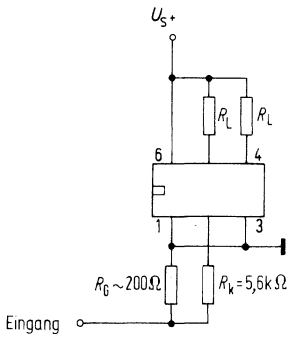
**TCA 105,  
TCA 105 B**



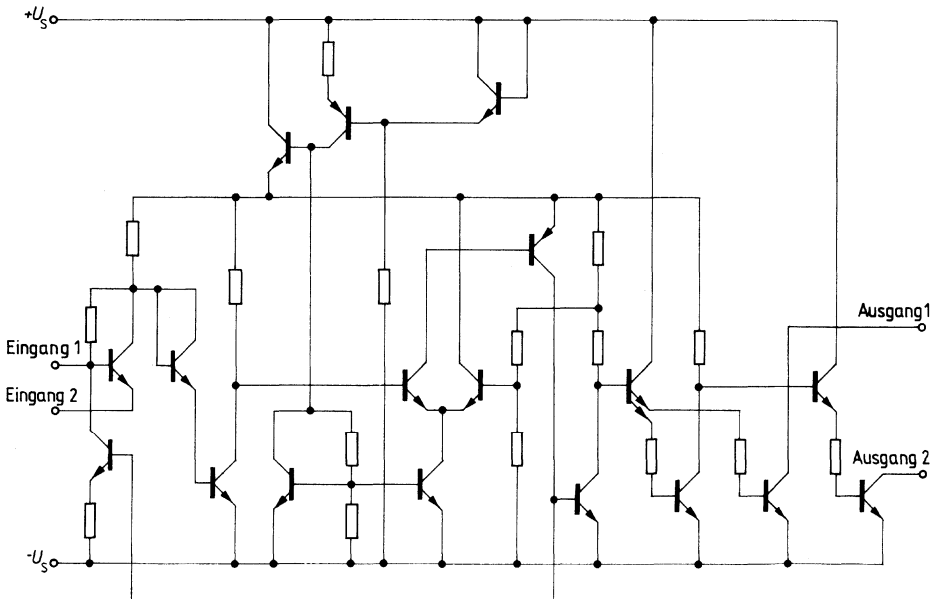
**TCA 105 G**



### Meßschaltung

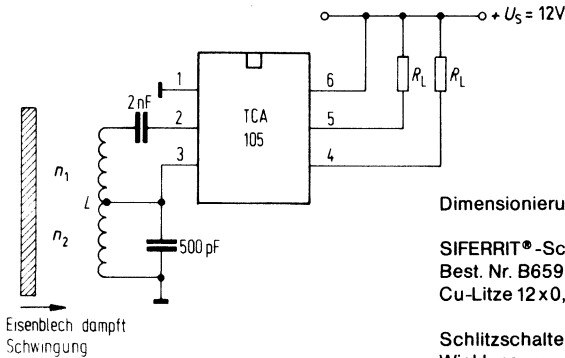


### Schaltung



**Anwendungsbeispiele für TCA 105**

**Induktiver Schlitzschalter oder Näherungsschalter**



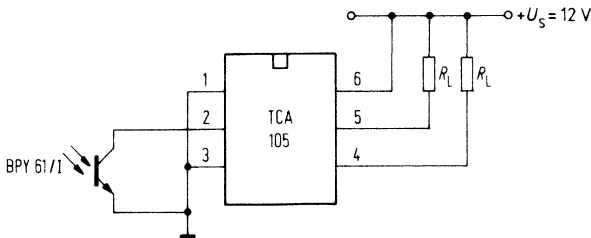
Dimensionierungsrichtwerte:

SIFERRIT®-Schalenkerne, 9 mm Ø  
 Best. Nr. B65935-A-X25  
 Cu-Litze 12x0,04 mm

Schlitzschalter:  
 Wicklung:  $n = 2 \times 25$   
 Schlitzbreite: 2,5 bis 3,5 mm

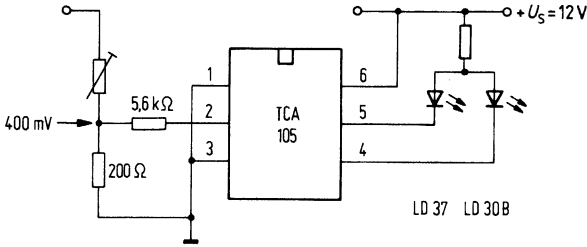
Näherungsschalter:  
 Wicklung:  $n_1 = 8, n_2 = 40$   
 Abstand: 2 bis 3 mm

**Lichtregler (Schaltverstärker für Phototransistor BPY 61)**



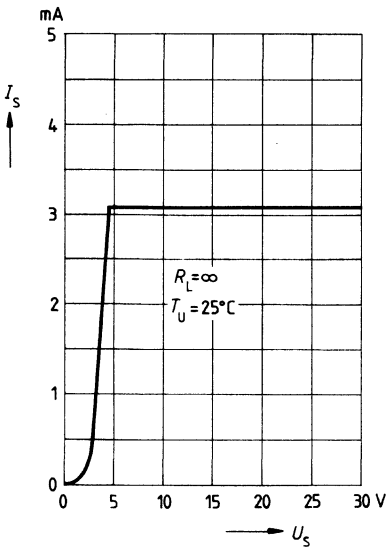
Anwendungsbeispiel für TCA 105

Spannungsüberwachung



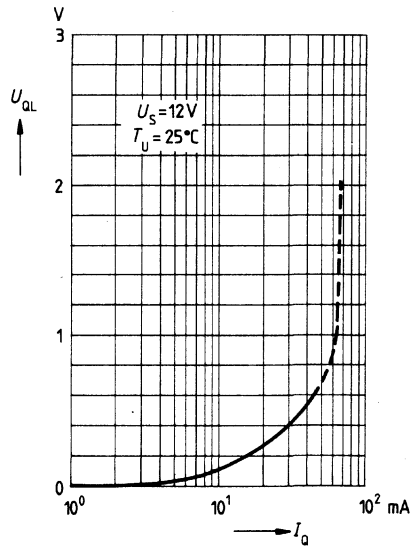
Stromaufnahme  $I_S = f(U_S)$

$T_U = 25^\circ\text{C}; R_L = \infty$



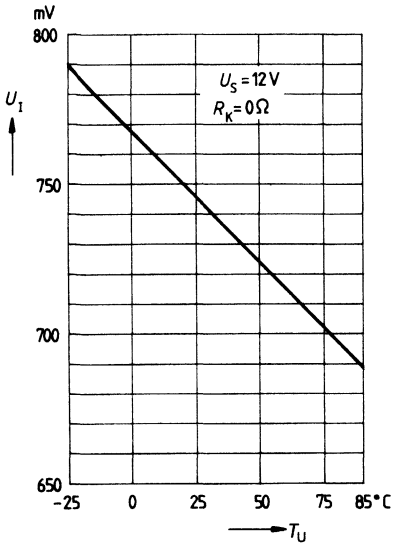
Restspannung  $U_{QL} = f(I_Q)$

$T_U = 25^\circ\text{C}; U_S = 12\text{ V}$



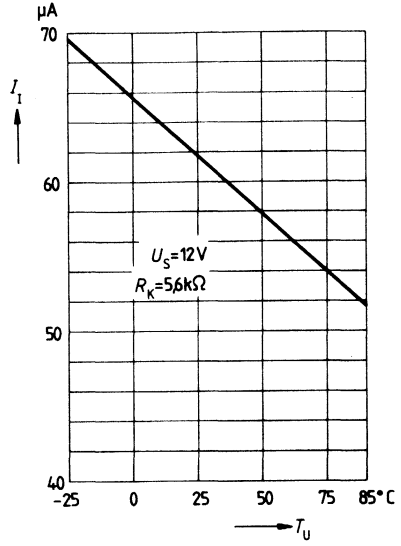
**Schaltsschwelle  $U_1 = f(T_U)$**

$U_S = 12\text{ V}; R_K = 0\ \Omega$

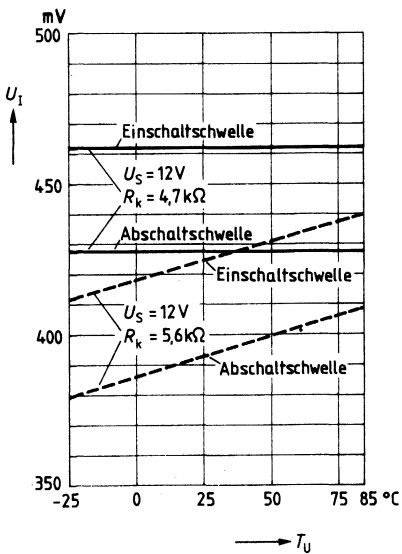


**Eingangsstrom  $I_1 = f(T_U)$**

$U_S = 12\text{ V}; R_K = 5,6\text{ k}\Omega$

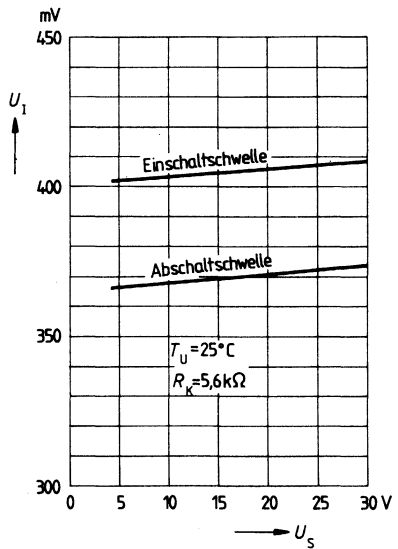


**Schaltsschwelle  $U_1 = f(T_U)$**



**Schaltsschwelle  $U_1 = f(U_S)$**

$T_U = 25\text{ }^\circ\text{C}; R_K = 5,6\text{ k}\Omega$



Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
☒ TCA 312 A	Q67000-A2048	P-DIP-6	—
<b>TCA 312 G</b>	<b>Q67000-A2509</b>	<b>ähnl. P-DSO-6 (SMD)</b>	<b>rot</b>
☒ TCA 315 A	Q67000-A561	P-DIP-6	—
<b>TCA 315 G</b>	<b>Q67000-A1005</b>	<b>ähnl. P-DSO-6 (SMD)</b>	<b>rot/gelb</b>

TCA 312 und TCA 315 eignen sich als Schmitt-Trigger und Komparator für die Regeltechnik und Autoelektrik. Der Ausgang ist so ausgelegt, daß TTL-Bausteine direkt angesteuert werden können.

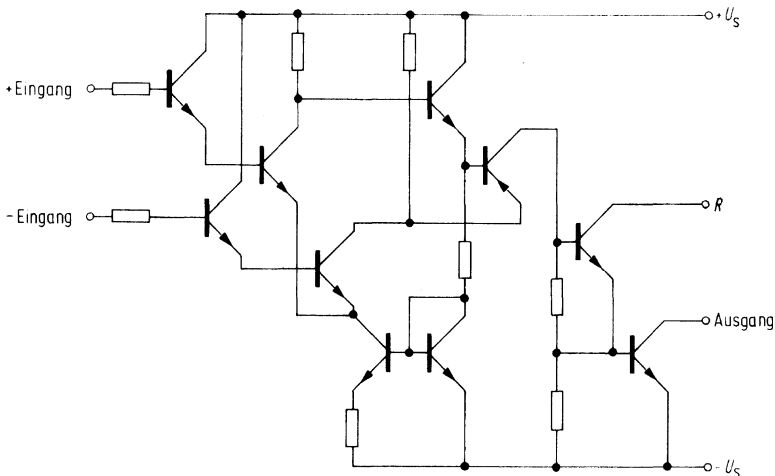
**Eigenschaften**

- Sehr großer Eingangswiderstand
- Große Aussteuerbarkeit
- Großer Ausgangsstrom
- Geringe Ausgangsstättigungsspannung
- Großer Temperaturbereich (TCA 312 A; G)
- NPN-Eingang
- Offener Kollektorausgang
- Hohe Anstiegsgeschwindigkeit

**Anwendung**

- Komparator
- Pegelumsetzer
- Treiber

**Schaltbild**



Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
□ TCA 322 A TCA 322 G	Q67000-A2501 Q67000-A2508	P-DIP-6 ähnl. P-DSO-6 (SMD)	— braun
□ TCA 325 A □ TCA 325 G	Q67000-A562 Q67000-A1012	P-DIP-6 ähnl. P-DSO-6 (SMD)	— grün/gelb

TCA 322 und TCA 325 eignen sich als Schmitt-Trigger und Komparatoren für die Regeltechnik und Autoelektrik. Der Ausgang ist so ausgelegt, daß TTL-Bausteine direkt angesteuert werden können.

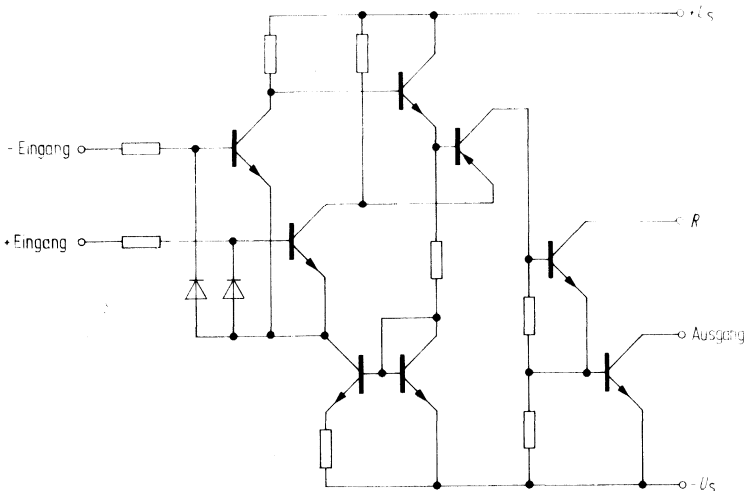
**Eigenschaften**

- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Großer Ausgangsstrom
- Geringe Ausgangssättigungsspannung
- Großer Temperaturbereich (TCA 322 A; G)
- NPN-Eingang
- Offener Kollektorausgang
- Hohe Anstiegsgeschwindigkeit

**Anwendungen**

- Komparator
- Pegelumsetzer
- Impedanzwandler
- Treiber

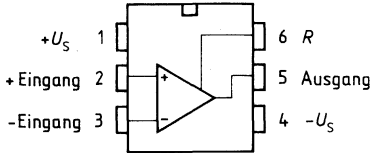
**Schaltbild**



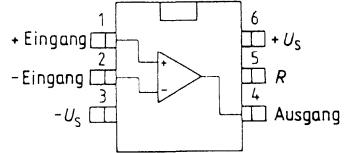
### Anschlußanordnungen

(Ansicht von oben)

TCA 312 A; TCA 322 A  
TCA 315 A; TCA 325 A

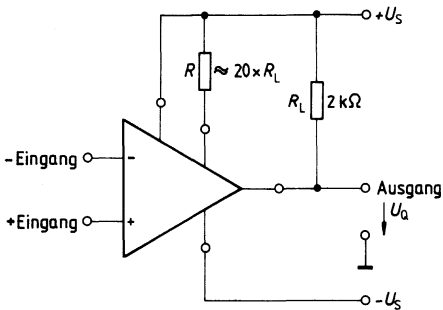


TCA 312 G; TCA 322 G  
TCA 315 G; TCA 325 G



### Anschlußschema

$R_L$  = Kollektorwiderstand





**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 15$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	70	mA
Treiberstrom	$I_{Tr}$	10	mA
Differenzeingangsspannung $U_S = 13$ bis $15$ V	$U_{ID}$	$\pm 13$	V
Differenzeingangsspannung $U_S = 2$ bis $13$ V	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	$T_J$	150	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand			
System-Umgebung TCA 312 A	$R_{th\ SU}$	115	K/W
TCA 312 G	$R_{th\ SU}$	200	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 2$ bis $\pm 15$	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5$  V bis  $\pm 15$  V;  $R = 6,8$  k $\Omega$

$R_L = 2$  k $\Omega$ ,

wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^{\circ}\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^{\circ}\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme	$I_S$		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50$ $\Omega$	$U_{i0}$	-10		10	-15	15	mV
Eingangsnullstrom	$I_{i0}$	-5		5	-10	10	nA
Eingangsstrom	$I_i$		5	15		25	nA
Eingangsstrom	$I_i$			200			nA
$U_{ID} = \pm 13$ V							
Aussteuerbarkeit							
$U_S = \pm 15$ V	$U_{QSS}$	14,9		-14,8	14,8	-14,6	V
$R_L = 620$ $\Omega$ , $U_S = \pm 15$ V	$U_{QSS}$	14,9		-14,0	14,8	-13,5	V
$U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz	$U_{QSS}$		$\pm 10$				V

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R = 6,8 \text{ k}\Omega$ ,  
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  
 wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		3				M $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1 \text{ kHz}$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $f = 1 \text{ kHz}$ $f = 1 \text{ MHz}$	$V_{U0}$ $V_{U0}$ $V_{U0}$	80	83 88 60		75		dB dB dB
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S+2$		$U_S-2$	$-U_S+3$	$U_S-3$	V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	75	80		70		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	200		200	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{U_{I0}}$		12	50			$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{I_{I0}}$		50				$\text{pA/K}$
Anstiegsgeschwindigkeit von $U_q$ im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765 Meßschaltung 1)	S		30				V/ $\mu\text{s}$
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10 \text{ mA}$	$U_{Q0}$			200		400	mV
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			1		5	$\mu\text{A}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ;  $R = 6,8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

Eingangsnullspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-10		10	-15	15	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-5		5	-10	10	nA
Eingangsstrom	$I_I$		5	15		25	nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1 \text{ kHz}$	$V_{U0}$	75			70		dB

\*) siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 15$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	70	mA
Treiberstrom	$I_{Tr}$	10	mA
Differenzeingangsspannung $U_S = 13$ bis $15$ V	$U_{ID}$	$\pm 13$	V
Differenzeingangsspannung $U_S = 2$ bis $13$ V	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{stg}$	$-55$ bis $125$	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand			
System-Umgebung TCA 315 A	$R_{th\ SU}$	115	K/W
TCA 315 G	$R_{th\ SU}$	200	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 2$ bis $\pm 15$	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	$-25$ bis $85$	$^{\circ}\text{C}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5$  V bis  $\pm 15$  V

$R = 6,8$  k $\Omega$ ,  $R_L = 2$  k $\Omega$ ,

wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^{\circ}\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85^{\circ}\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme	$I_S$		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnulspannung $R_G = 50$ $\Omega$	$U_{I0}$	$-15$		15	$-18$	18	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	$-10$		10	$-20$	20	nA
Eingangsstrom	$I_I$		5	25		35	nA
Eingangsstrom $U_{ID} = \pm 13$ V	$I_I$			200			nA
Aussteuerbarkeit							
$U_S = \pm 15$ V	$U_{QSS}$	14,9		$-14,8$	14,8	$-14,6$	V
$R_L = 620$ $\Omega$ ; $U_S = \pm 15$ V	$U_{QSS}$	14,9		$-14,0$	14,8	$-13,5$	V
$U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz	$U_{QSS}$		$\pm 10$				V

**Kenndaten** $U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R = 6,8 \text{ k}\Omega$ , $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,

wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		3				$\text{M}\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1 \text{ kHz}$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $f = 1 \text{ kHz}$ $f = 1 \text{ MHz}$	$V_{U0}$ $V_{U0}$ $V_{U0}$	75	80 85 60		75		dB dB dB
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S+2$		$U_S-2$	$-U_S+3$	$U_S-3$	V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	70	78		70		dB
Speisespannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	200		200	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{U_{I0}}$		12	50			$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{I_{I0}}$		50				$\text{pA/K}$
Anstiegsgeschwindigkeit von $U_q$ im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765 Meßschaltung 1)	S		30				$\text{V}/\mu\text{s}$
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10 \text{ mA}$	$U_{Q0}$			200		400	mV
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			10		20	$\mu\text{A}$

**Kenndaten** $U_S = \pm 2 \text{ V}$ ;  $R = 6,8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ 

Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-17		17	-20	20	mV
Eingangsnulstrom Eingangsstrom	$I_{I0}$ $I_I$	-10	5	10 25	-20	20 35	nA nA
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1 \text{ kHz}$	$V_{U0}$	70			70		dB

\*) Siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 15$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	70	mA
Treiberstrom an R	$I_{Tr}$	10	mA
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	115	K/W
TCA 322 A	$R_{th\ SU}$	200	K/W
TCA 322 G			

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 2$ bis $\pm 15$	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5\text{ V}$  bis  $\pm 15\text{ V}$

$R = 6,8\text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 2\text{ k}\Omega$ ,

wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^{\circ}\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^{\circ}\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme	$I_S$		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung $R_G = 50\ \Omega$	$U_{I0}$	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-100	$\pm 50$	100	-300	300	nA
Eingangsstrom	$I_I$		0,3	0,7		1,0	$\mu\text{A}$
Aussteuerbarkeit							
$U_S = \pm 15\text{ V}$	$U_{QSS}$	14,9		-14,8	14,8	-14,6	V
$R_L = 620\ \Omega$ , $U_S = \pm 15\text{ V}$	$U_{QSS}$	14,9		-14,0	14,8	-13,5	V
$U_S = \pm 15\text{ V}$ , $f = 100\text{ kHz}$	$U_{QSS}$		$\pm 10$				V

**Kenndaten** $U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$  $R = 6,8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,

wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis $125^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		200				$\text{k}\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1 \text{ kHz}$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $f = 1 \text{ kHz}$ $f = 1 \text{ MHz}$	$V_{U0}$ $V_{U0}$ $V_{U0}$	85	87 92 60		80		dB dB dB
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S+2$		$U_S-2$	$-U_S+3$	$U_S-3$	V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	80	85		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	200		200	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{U_{I0}}$		6	25			$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{I_{I0}}$		0,3	1,5			nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von $U_q$ im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765 Meßschaltung 1)	S		50				$\text{V}/\mu\text{s}$
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10 \text{ mA}$	$U_{Q0}$			200		400	mV
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			1		5	$\mu\text{A}$

**Kenndaten** $U_S = \pm 2 \text{ V}$ ;  $R = 6,8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ 

Eingangsnullspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnullstrom Eingangsstrom	$I_{I0}$ $I_I$	-70	0,2	70 0,5	-200	200 0,8	nA $\mu\text{A}$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1 \text{ kHz}$	$V_{U0}$	80			75		dB

\*) Siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 15$	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	70	mA
Treiberstrom an R	$I_{Tr}$	10	mA
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand			
System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	115	K/W
TCA 325 A			
TCA 325 G	$R_{th\ SU}$	200	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 2$ bis $\pm 15$	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	$^{\circ}\text{C}$

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5\text{ V}$  bis  $\pm 15\text{ V}$

$R = 6,8\text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 2\text{ k}\Omega$ ,

wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^{\circ}\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85^{\circ}\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Leerlaufstromaufnahme	$I_S$		1,5	2,5		2,5	mA
Eingangsnullspannung	$U_{I0}$	-5,5		5,5	-7	7	mV
$R_G = 50\ \Omega$							
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	-200	$\pm 80$	200	-300	300	nA
Eingangsstrom	$I_I$		0,5	0,8		1,0	$\mu\text{A}$
Aussteuerbarkeit							
$U_S = \pm 15\text{ V}$	$U_{Qss}$	14,9		-14,8	14,8	-14,6	V
$R_L = 620\ \Omega$ , $U_S = \pm 15\text{ V}$	$U_{Qss}$	14,9		-14,0	14,8	-13,5	V
$U_S = \pm 15\text{ V}$ , $f = 100\text{ kHz}$	$U_{Qss}$		$\pm 10$				V

**Kenndaten**

$U_S = \pm 5 \text{ V}$  bis  $\pm 15 \text{ V}$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = 25$ bis $85^\circ\text{C}$		Einheit
		min.	typ.	max.	min.	max.	
Eingangsimpedanz $f = 1 \text{ kHz}$	$Z_i$		200				$\text{k}\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1 \text{ kHz}$ $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $f = 1 \text{ kHz}$ $f = 1 \text{ MHz}$	$V_{U0}$ $V_{U0}$ $V_{U0}$	80	85 90 60		80		dB dB dB
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	$-U_S+2$		$U_S-2$	$-U_S+3$	$U_S-3$	V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	75	83		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung $V_U = 100$	$k_{SVR}$		25	200		200	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der $U_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{U_{I0}}$		6				$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des $I_{I0}$ $R_G = 50 \Omega$	$\alpha_{I_{I0}}$		0,3				nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von $U_q$ im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765 Meßschaltung 1)	S		50				$\text{V}/\mu\text{s}$
Ausgangssättigungsspannung $I_Q = 10 \text{ mA}$	$U_{Q0}$			200		400	mV
Ausgangssperrstrom	$I_{QR}$			10		20	$\mu\text{A}$

**Kenndaten**

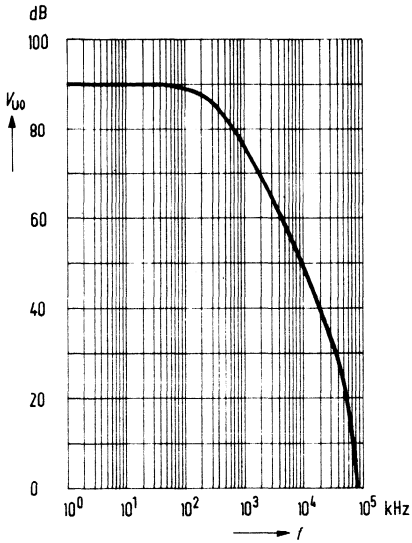
$U_S = \pm 2 \text{ V}$ ;  $R = 6,8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$

Eingangsnulspannung $R_G = 50 \Omega$	$U_{I0}$	-6		6	-7,5	7,5	mV
Eingangsnulstrom Eingangsstrom	$I_{I0}$ $I_I$	-150	0,2	150 0,6	-200	200 0,8	nA $\mu\text{A}$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 1 \text{ kHz}$	$V_{U0}$	75			75		dB

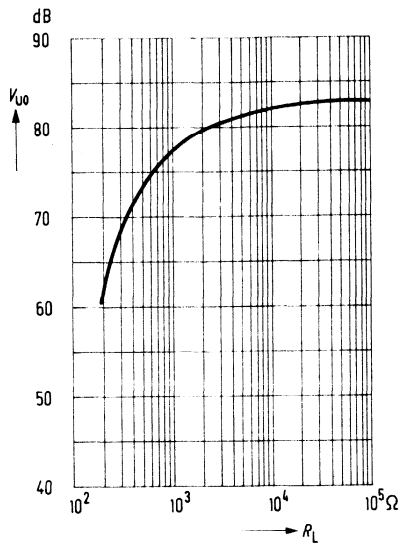
\*) Siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –



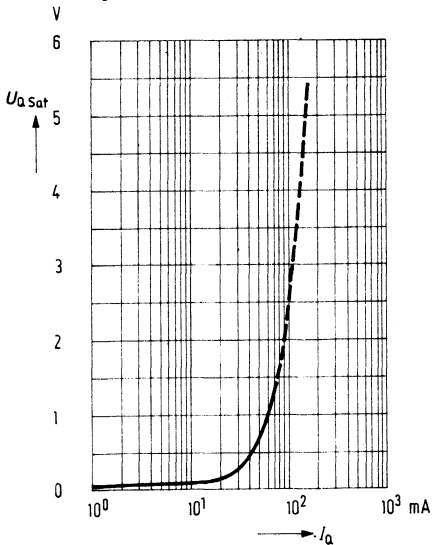
**Leerlaufverstärkung  $V_{U0} = f(f)$**   
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega; R = 6,8 \text{ k}\Omega$



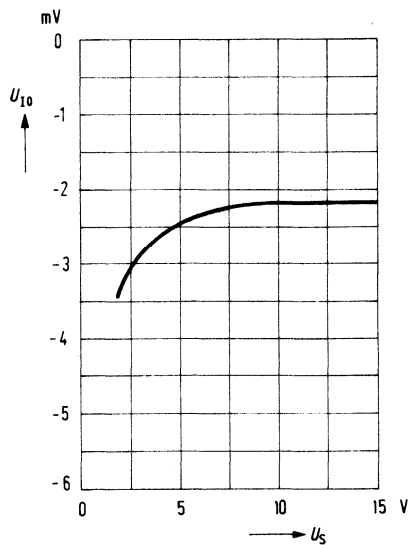
**Leerlaufspannungsverstärkung  $V_{U0} = f(R_L)$**   
 $T_U = 25^\circ\text{C}; R = 6,8 \text{ k}\Omega$



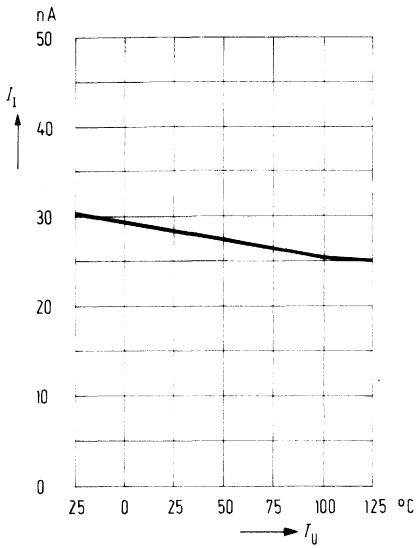
**Sättigungsspannung  $U_{Qsat} = f(I_Q)$**   
 $T_U = 25^\circ\text{C}; R = 6,8 \text{ k}\Omega$



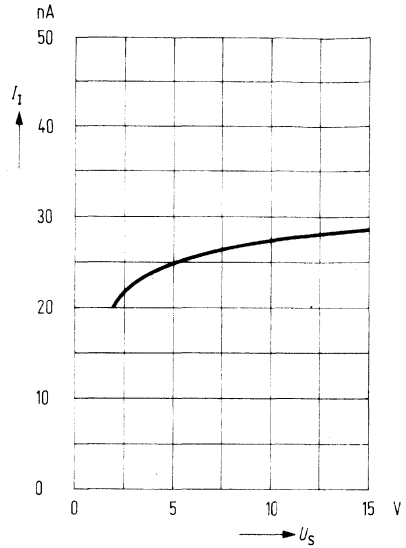
**Eingangsnullspannung  $U_{I0} = f(U_S)$**   
 $T_U = 25^\circ\text{C}; R = 6,8 \text{ k}\Omega$



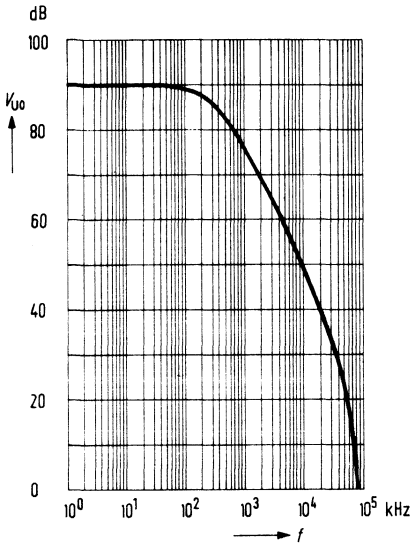
**Eingangsstrom  $I_1 = f(T_U)$**   
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ;  $U_S = \pm 15 \text{ V}$



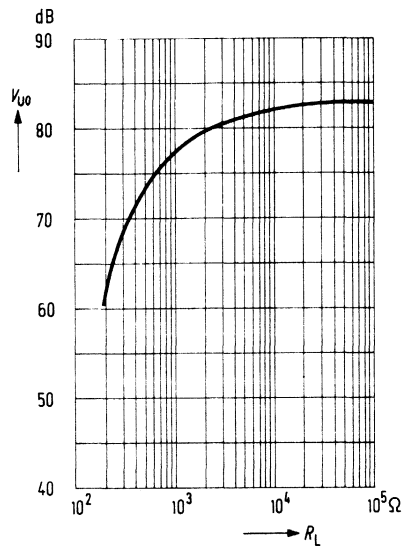
**Eingangsstrom  $I_1 = f(U_S)$**   
 $T_U = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ ;  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$



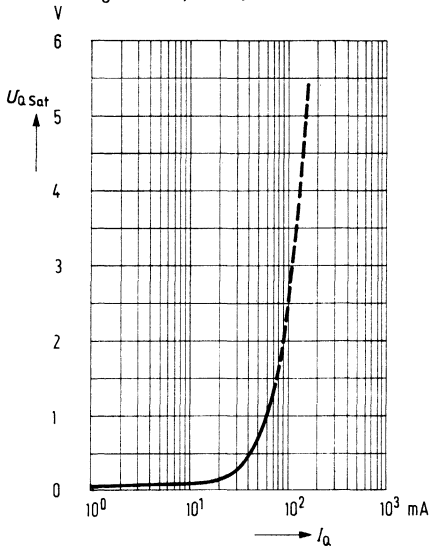
**Leerlaufverstärkung  $V_{U0} = f(f)$**   
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ;  $R = 6,8 \text{ k}\Omega$



**Leerlaufspannungsverstärkung  $V_{U0} = f(R_L)$**   
 $T_U = 25^\circ\text{C}$ ;  $U_S = \pm 15 \text{ V}$



**Sättigungsspannung  $U_{Qsat} = f(I_Q)$**   
 $T_U = 25^\circ\text{C}$ ;  $R = 6,8 \text{ k}\Omega$



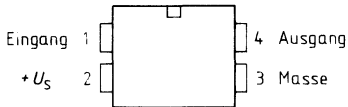
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☒ TCA 345 A	Q67000-A564	P-DIP-4

Schwellenwertschalter mit linear von der Speisespannung abhängigem Schwellenwert. Am Ausgang können ohne Schutzdiode induktive Lasten geschaltet werden.

- TTL-kompatibel
- Großer Ausgangsstrom
- Sehr hohe Eingangsimpedanz
- Gute Stabilität durch Hysterese
- Geringe Außenbeschaltung

**Anschlußanordnung**

(Ansicht von oben)



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	10	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	70	mA
Eingangsspannung	$U_I$	0 bis $U_S$	V
Induktivität am Ausgang	$L_Q$	500	mH
Sperrschichttemperatur	$T_j$	125	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	140	K/W

**Funktionsbereich**

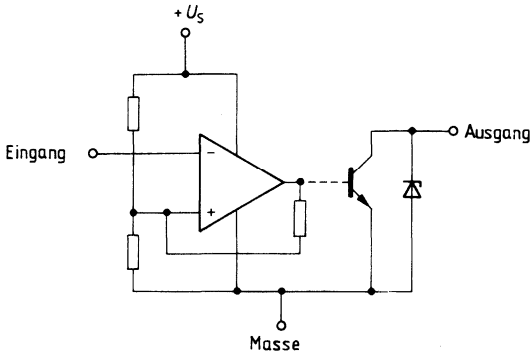
Speisespannung	$U_S$	2 bis 10	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	°C

**Kenndaten** $T_U = +25\text{ °C}$ 

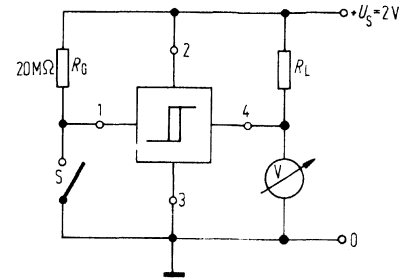
Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme bei Ausgangsstrom $I_Q = 0\text{ mA}; U_S = 2\text{ V}$ $= 5\text{ V}$	$I_{SH}$		0,55 1,35	0,80 2,00	mA mA
$I_Q = 40\text{ mA}; U_S = 2\text{ V}$ $= 5\text{ V}$	$I_{SL}$		1,85 7,00	3,00 9,00	mA mA
Restspannung bei $I_Q = 40\text{ mA}$ $U_S = 2\text{ V}$	$U_{QL}$		150	300	mV
Ausgangssperrstrom $U_Q = 10\text{ V}$	$I_{QH}$			30	$\mu\text{A}$
Schaltsschwelle $U_S = 2\text{ bis }10\text{ V}^1)$	$U_I$	$0,63 \times U_S$	$0,66 \times U_S$	$0,69 \times U_S$	V
Linearitätsfehler der Schaltschwelle bezogen auf $U_S = 2\text{ V}$				3,0	%
Hysterese (in % von $U_S$ ) $U_S = 2\text{ V}$	$\Delta U_I$	6,0	10	15	%
Hysterese (in % von $U_S$ ) $U_S = 5\text{ V}$	$\Delta U_I$	6,0	20		%
Hysterese (in % von $U_S$ ) $U_S = 10\text{ V}$	$\Delta U_I$	6,0	20		%
Eingangsstrom	$I_I$		10	30	nA
Z-Spannung über Ausgang	$U$	11,0	13,6	15,0	V
Temperaturgang der Schaltschwelle			30		ppm/K

1) gemessen bei ansteigender Eingangsspannung

**Schaltbild**

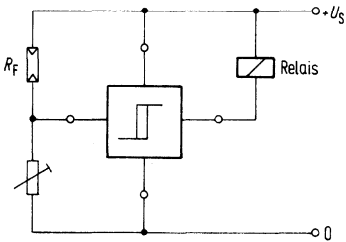


**Prüfschaltung**

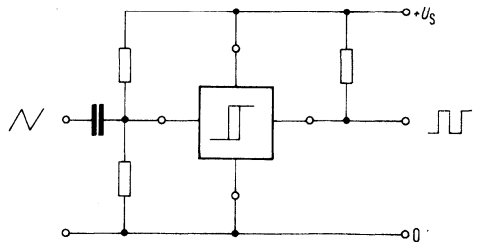


**Anwendungsschaltungen**

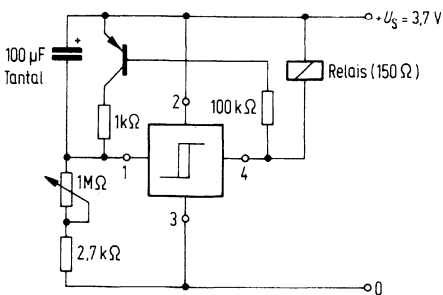
**Dämmerungsschalter**  
(Licht einschalten beim Dunkelwerden)



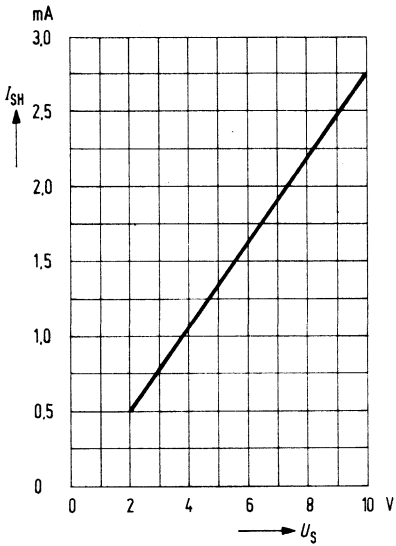
**Dreieck-Rechteck Umwandler**



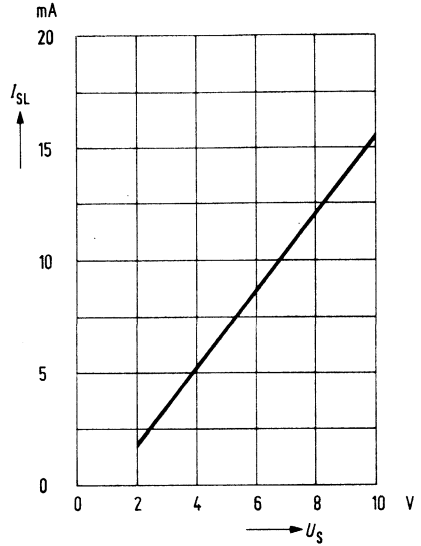
**Taktgeber**



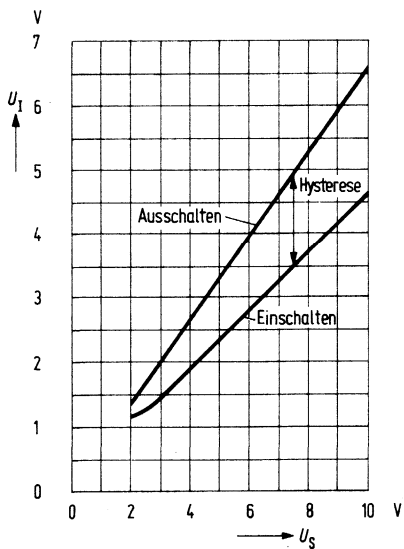
**Stromaufnahme  $I_{SH} = f(U_S)$**   
 $I_Q = 0 \text{ mA}$



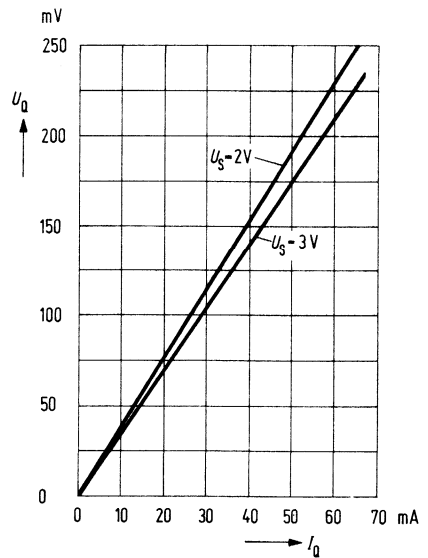
**Stromaufnahme  $I_{SL} = f(U_S)$**   
 $I_Q = 40 \text{ mA}$



**Schaltsschwelle  $U_I = f(U_S)$**



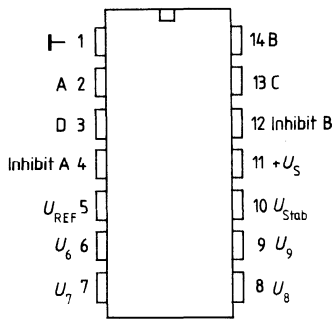
**Restspannung  $U_Q = f(I_Q)$**



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☒ TCA 965	Q67000-A982	P-DIP-14

Der Fensterdiskriminator TCA 965 eignet sich besonders für die Steuerungs- und Regelungstechnik als Nachlauf- bzw. Abgleichsteuerung mit Totzone sowie in der Meßtechnik zur Selektion von Gleichspannungen innerhalb einer bestimmten Toleranzbreite vom geforderten Sollwert. Als Schmitt-Trigger sind Schaltfrequenzen bis typ. 200 kHz möglich.

**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)





**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung, Ausgangsspannungen Differenz der Eingangsspannungen zwischen den Eingängen 6, 7 und 8	$U_S, U_Q$	27	V
Eingangsspannung (Anschluß 9)	$U_i$ $U_i$	15 30	V V
Ausgangsstrom (Anschluß 2, 3, 13, 14) Ausgangsstrom der stab. Spannung (Anschluß 10)	$I_Q$ $I_Q$	50 10	mA mA
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	$T_j$ $T_{stg}$	125 -55 bis 125	°C °C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\ SU}$	80	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	4,75 bis 27	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	°C

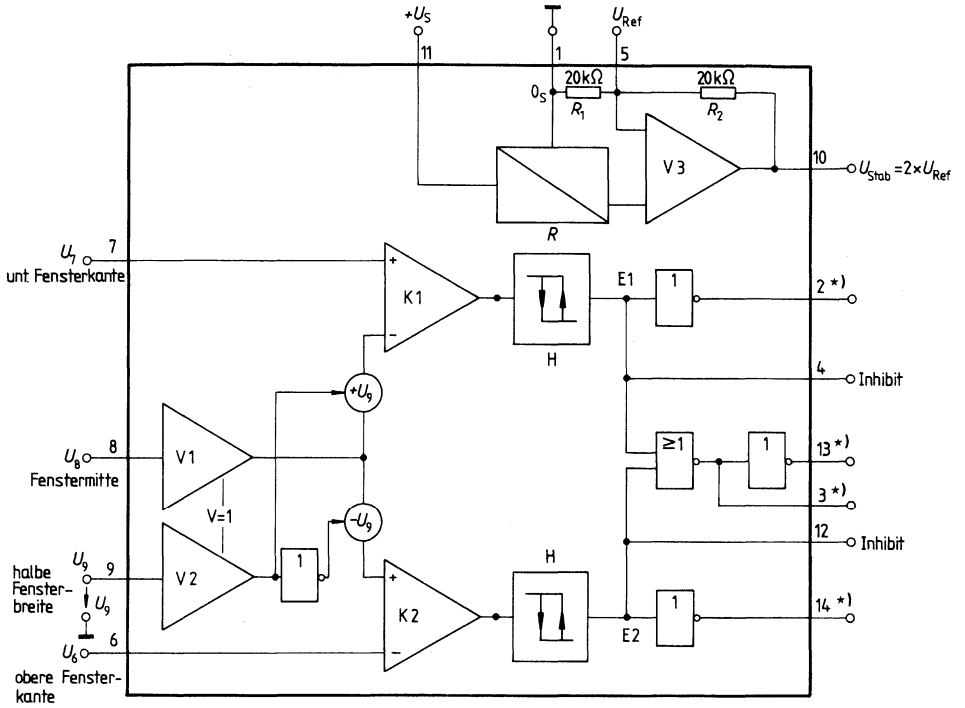
**Kenndaten**

$$U_S = 10\text{ V}, T_U = +25\text{ °C}$$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingung	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	$I_S$	$U_2, U_{13} = U_{QH}$		5	7	mA
Eingangsstrom an 6, 7, 8	$I_i$			20	50	nA
Eingangsstrom an 9	$-I_i$			400	3000	nA
Eingangsnulspannung an 6/8, 7/8	$U_{i0}$		-20	± 10	20	mV
Eingangsspannungsbereich an 6, 7, 8	$U_i$	$\Delta U_i < 13\text{ V}$	1,5		$U_S - 1,0$	V
Eingangsspannungsbereich an 9	$U_i$		50		$\frac{U_S}{2}$	mV
Differenzeingangsspannung	$U_6 - (U_8 - U_9)$ $(U_8 + U_9) - U_7$				13	V
Referenzspannung	$U_5$	$I_{REF} = 0$	2,8	3,0	3,2	V
Stabilisierte Spannung	$U_{i0}$	$U_S > 7,9\text{ V}$	5,5	6	6,5	V
7K der Referenzspannung	$\alpha U_5$			0,5		mV/K
Spannungsabhängigkeit der Referenzspannung	$\frac{\Delta U_5}{\Delta U_S}$			3		mV/V
Ausgangssperrstrom	$I_{QH}$				10	µA
Ausgangssättigungsspannung	$U_{QL}$	$I_Q = 10\text{ mA}$ $I_Q = 40\text{ mA}$			200 800	mV mV
Hysterese (Fensterkanten) Inhibitschwelle <sup>1)</sup>	$U_{HY}$ $U_{4, 12}$		18	22 1,5	35	mV V
Inhibitstrom	$I_{4, 12}$			-100		µA

<sup>1)</sup> Inhibition, wenn Anschluß 4 und 12 auf Masse liegen

Blockschaltbild

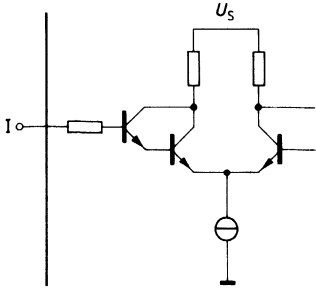


\*) Offener Kollektor

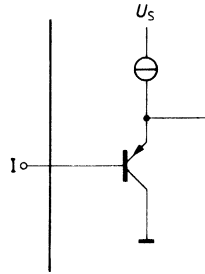
**Prinzipschaltungen**

**Eingänge**

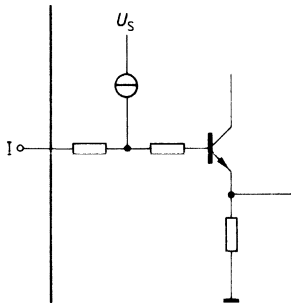
Anschluß 6, 7, 8



Anschluß 9

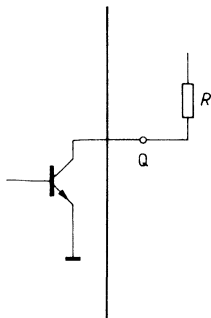


Anschluß 4, 12

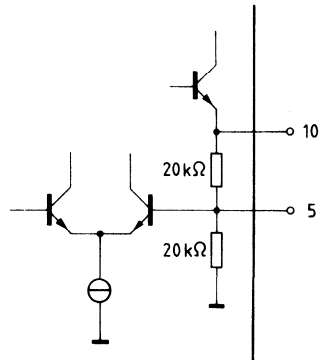


**Ausgänge**

Anschluß 2, 3, 13, 14



Anschluß 5, 10



### Schaltungsvorschläge

Der Fensterdiskriminator analysiert die Höhe der Eingangsspannung bezogen auf zwei Grenzen, die als Spannungen von außen eingegeben werden. Das Fenster, innerhalb dessen die Schaltung mit „gut“ reagiert, kann entweder durch eine obere ( $U_8$ ) und eine untere Grenze ( $U_7$ ) eingegeben werden oder durch die Fenstermitte ( $U_8$ ) und, abhängig davon, durch eine Spannung  $\Delta U$ , ( $U_9$ ), die der halben Fensterbreite entspricht und gegen Masse angeboten wird. An den Umschaltpunkten ist eine Schmitt-Triggercharakteristik mit kleiner Hysterese wirksam. Es stehen vier Ausgangssignale zur Verfügung, sie bedeuten: Eingangssignal innerhalb, außerhalb des Fensters (gut, schlecht) zu hoch, zu niedrig. Alle Ausgänge haben offene Kollektoren, die bis 50 mA aufnehmen können, zur Ansteuerung von Kleinrelais, Birnchen, Leuchtdioden. Alle üblichen Logikfamilien können mit geringfügiger zusätzlicher Beschaltung direkt betrieben werden.

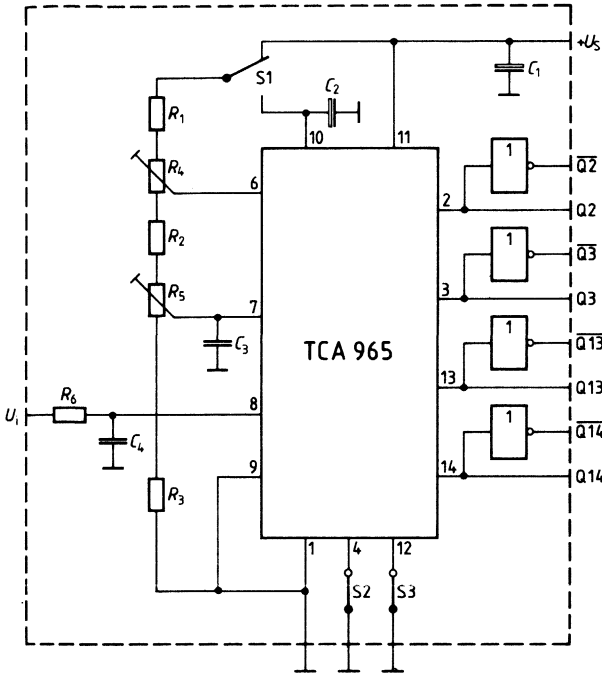
Außerdem enthält der IC eine Referenzspannungsquelle mit einstellbarem Verstärker ( $U_{REF}$ ) für die Erzeugung verschiedener Referenzspannungen ( $U_{Stab}$ ) für die Eingänge. Die Referenzspannungsquelle ist weitgehend unabhängig von Temperatur und Versorgungsspannung. Sie bedarf zur Stabilisierung eines Kondensators von bis zu 10  $\mu$ F (Elko) gegen Masse an Anschluß 10.

### Logische Funktion (Wahrheitstabelle)

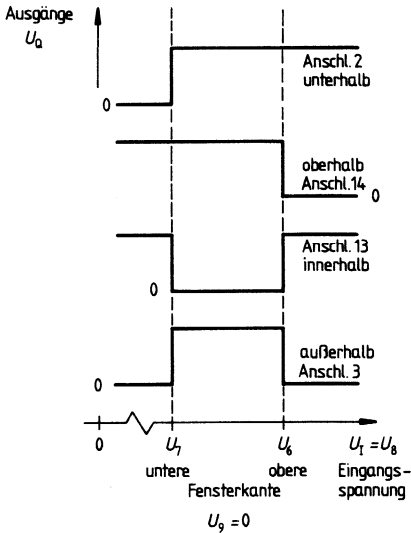
$U_1$		Ausgänge			
Grundschialtung I $U_1 = U_8$	Grundschialtung II $U_1 = U_{6/7}$	Anschluß 2	14	13	3
$U_8 < (U_7 - U_9)$	$U_{6/7} > (U_8 + U_9)$	L(H)	H(H)	H(L)	L(H) x)
$U_8 > (U_6 + U_9)$	$U_{6/7} < (U_8 - U_9)$	H(H)	L(H)	H(L)	L(H) xx)
$(U_6 + U_9) > U_8 > (U_7 - U_9)$	$(U_8 + U_9) > U_{6/7} > (U_8 - U_9)$	H	H	L	H
$U_8 + U_9$ -- obere Fensterkante	$U_8$ --- Fenstermitte	Werte in Klammern gelten für externe Inhibition über die Anschlüsse 4 und 12 x) Inhibit Anschluß 4 auf 0 xx) Inhibit Anschluß 12 auf 0			
$U_7 - U_9$ -- untere Fensterkante	$U_9$ --- halbe Fensterbreite (gegen Masse)				
$(U_6 + U_9) - (U_7 - U_9)$ --- -- Fensterbreite					

**Wahrheitstabelle** (für Blockschialtung in Zusammenhang mit Grundschialtung I und II)

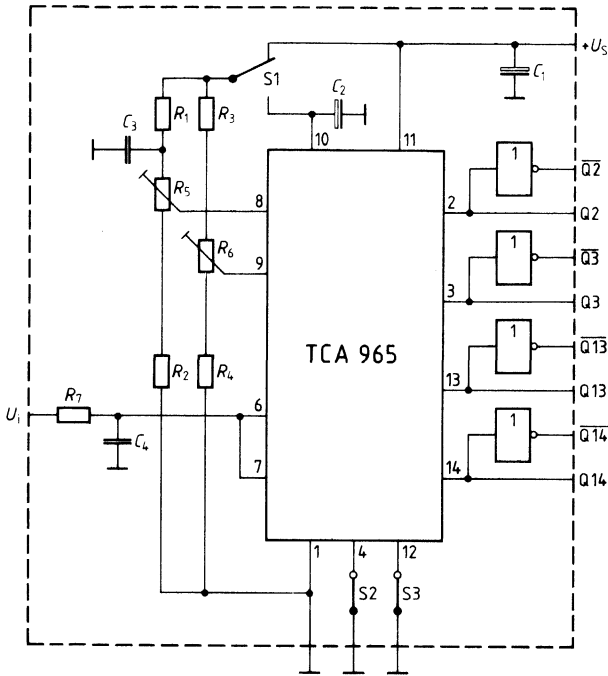
**Grundschialtung I**



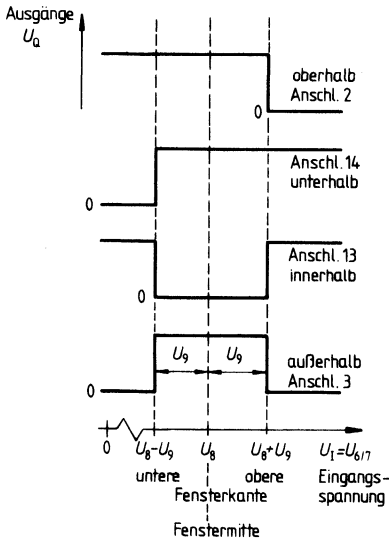
Ausgänge: Anschluß 2 „unterhalb“  
 Anschluß 3 „außerhalb“  
 Anschluß 13 „innerhalb“  
 Anschluß 14 „oberhalb“



**Grundschaltung II**



Ausgänge: Anschluß 2 „oberhalb“  
 Anschluß 3 „außerhalb“  
 Anschluß 13 „innerhalb“  
 Anschluß 14 „unterhalb“



$U_8$ : Fenstermitte  
 $U_9$ :  $\pm 1/2$  Fensterbreite  
 $U_1$ : gemeinsam an Anschluß 6 und Anschluß 7

Die Ausgänge Anschluß 2 und Anschluß 14 können extern inhibiert werden und liegen dann auf H.

### Beispiele für die Leiterkartenauslegung der Grundsaltungen I und II

Die Eingänge des Fensterdiskriminator TCA 965 haben Schmitt-Trigger-Charakteristik. Trotzdem besteht bei einer sehr langsam durch die Schaltschwelle wandernden Eingangsspannung die Gefahr, daß der betreffende Ausgang schwingt, ehe er den neuen Schaltzustand eindeutig annimmt. Nachfolgende Leiterkarten wurden speziell im Hinblick auf dieses Verhalten entworfen und bieten größtmögliche Sicherheit gegen Schwingungen.

Die Ursachen dieses Verhaltens sind im einzelnen:

1. **Rückkopplungswirkung** der geschalteten Last auf die Fensterkantenspannung durch Be- oder Entlastung der Speisespannung.
2. **Brummspannungen**, die dem Eingangssignal oder den von der Speisespannung abgeleiteten Fensterkantenspannungen überlagert sind.
3. **Leitungsführung** auf der Platine ungünstig, wenn die Spannungsteiler für die Fensterkanten an einen Punkt der Masseführung angebunden sind, der sein Potential aufgrund von Lastsprüngen ändert. Anschluß 1 des TCA 965 kann 2x50 mA Laststrom gegen Masse führen.

#### Abhilfemaßnahmen zu 1.

Grenzbedingungen für schwingfreien Betrieb	
Grundsaltung I $U_6 = k \cdot U_S, U_7 = k' \cdot U_S$	Grundsaltung II $U_8 = k \cdot U_S, U_9 = k' \cdot U_S$
Bedingung $k \cdot \Delta U_S < U_{Hy, min}$ $k' \cdot \Delta U_S < U_{Hy, min}$	Bedingung $(k + k') \cdot \Delta U_S < U_{Hy, min}$

Bei Nichterfüllung dieser Bedingungen nützt kein Abstützen der Fensterkantenspannungen mit Kondensatoren, sondern alternativ je eine der drei Maßnahmen:

- Verwendung von  $U_{Stab}$  zur Ableitung der Fensterkantenspannungen
- Trennung der Versorgungsspannung  $U'_S$  für die Last von der Speisespannung  $U_S$  des TCA 965
- Vergrößerung der Kantenhysterese entsprechend technischer Mitteilung zum TCA 965

**zu 2.**

Grenzbedingung

$$U_{Br, SS}/2 < U_{Hy, min}$$

Für die Einhaltung der Grenzbedingung ist, je nach Grundsaltung, die Summe der Brummspannungen maßgebend, die am betrachteten Komparator zur Wirkung kommt. Als Entstörmaßnahmen werden vorgeschlagen:

Absieben der Eingangs- und Fensterkantenspannung,

Vergrößerung der Kantenhysterese.

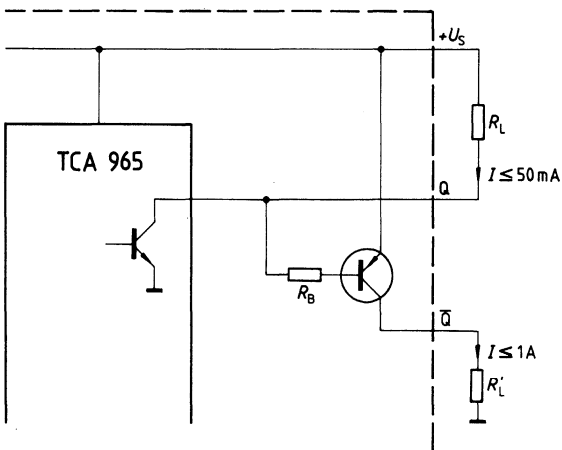
**zu 3.**

Die Platinenvorschläge für die beiden Grundsaltungen zeigen eine optimale Masseführung zu den Spannungsteilern für die Fensterkanten mit einer Absiebung der Speisespannung unmittelbar an dem IC.

Wenn mehrere der genannten Ursachen zusammentreffen, ist mit den Abhilfemaßnahmen in der vorgeschlagenen Reihenfolge vorzugehen.

**Ausgangsbeschaltung**

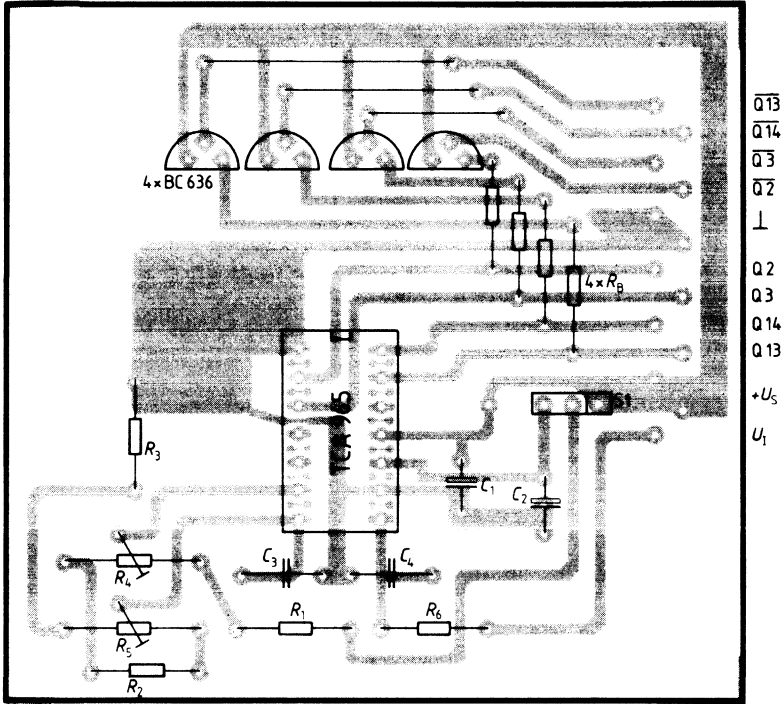
An den Ausgängen des TCA 965 wurden zusätzlich Treiberstufen entsprechend nachfolgendem Schema vorgesehen, um Lastströme bis 1 A zu schalten (Ausgänge  $\bar{Q}$ ).





**Platine und Bestückungsplan**

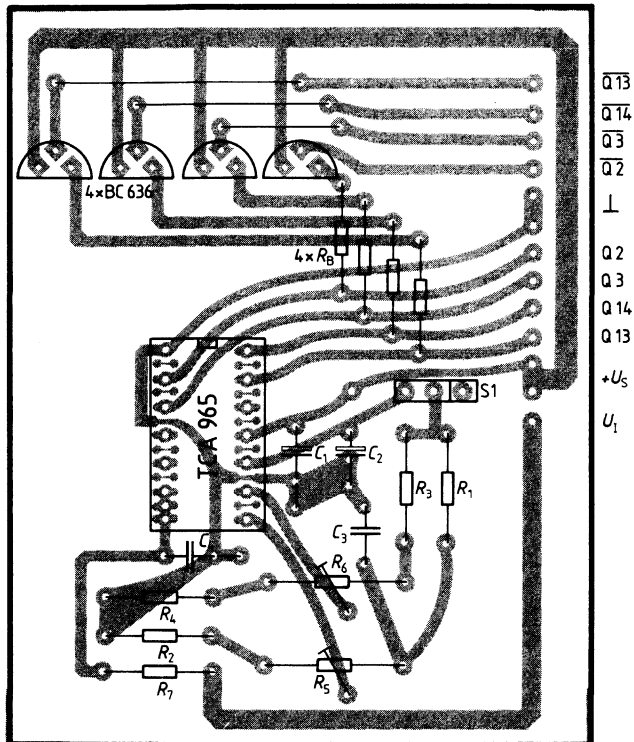
Grundschtaltung I



## Platine und Bestückungsplan

### Grundschialtung II

(ohne Inhibit-Schalter S2 und S3)



## Vorläufige Daten

## Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4951	Q67000-A8266	P-DIP-14
		P-DSO-14 (SMD)

Der TLE 4951 dient zur Überwachung der Funktionsfähigkeit vom Stromkreisen, insbesondere der Funktion von Glühlampen im Automobil. Die Integrierte Schaltung enthält vier gleichartige Komparatorstufen, deren logische Funktion einem Exklusiv-Oder-Gatter entspricht. Mit jedem Komparator können über die Spannungsabfälle an Shunt-Widerständen ( $R_S$ ) in der positiven Versorgungsleitung wahlweise Lampenpaare oder auch einzelne Lampen überwacht werden (s. **Anwendungsschaltung 1 und 2**).

Aufgrund der kleinen Eingangsdifferenzströme ist es möglich, Schutzwiderstände ( $R_V$ ) vorzuschalten. Damit ergibt sich eine hohe **Zerstörsicherheit** gegenüber im Automobil auftretenden Störspannungen.

**Besondere Merkmale**

- Eingangsströme max. 25  $\mu\text{A}$ , so daß Schutzwiderstände vorgeschaltet werden können.
- Hohe Zerstörsicherheit gegenüber im Automobil vorkommenden Überspannungen.
- Versorgungsspannungsbereich 4,5 bis 32 V.
- Eingangsspannungsbereich bis 32 V, unabhängig von der Versorgungsspannung.
- Schaltschwelle der Komparatoren von der Versorgungsspannung abhängig, entsprechend der Charakteristik von Glühlampen.
- Temperaturbereich  $-40^\circ\text{C}$  bis  $125^\circ\text{C}$ .

**Anwendungen**

Stromüberwachung von

- Glühlampen
- Elektromotoren
- Relais
- Glühkerzen
- Stromkreisen

besonders gut geeignet für

- Automobilelektronik
- Industrieanlagen

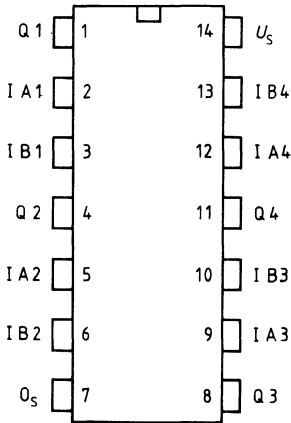
**Funktionsbeschreibung**

Der Baustein enthält 4 identische Vergleichsschaltungen. Jeder dieser Funktionsblöcke besitzt zwei gleichwertige Eingänge und einen Open-Kollektor-Ausgang Q. Unterscheiden sich die Spannungen um mehr als ca. 15 mV, ändert sich der Schaltzustand von H (nichtleitend) nach L (durchgeschaltet).

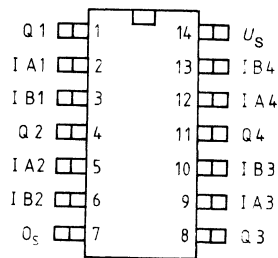
Bei der Eingangsspannung  $< 4,5\text{ V}$  an beiden Eingängen kann der Ausgang unabhängig von der Eingangsdifferenzspannung in den gesperrten Zustand (H-Zustand) übergehen. Bei einer Eingangsspannung  $< 2,0\text{ V}$  ist der Ausgang sicher gesperrt.

**Anschlußanordnungen**  
(Ansicht von oben)

**TLE 4951 G**



**TLE 4951**



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	Q1	Ausgang 1
2	IA1	Eingang A1
3	IB1	Eingang B1
4	Q2	Ausgang 2
5	IA2	Eingang A2
6	IB2	Eingang B2
7	$O_s$	Masse
8	Q3	Ausgang 3
9	IA3	Eingang A3
10	IB3	Eingang B3
11	Q4	Ausgang 4
12	IA4	Eingang A4
13	IB4	Eingang B4
14	$U_s$	Speisespannung

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkungen
Versorgungsspannung	$U_S$	-0,5	32	V	
Eingangsspannungen	$U_{A, B}$	-45	45	V	
Ausgangsspannungen	$U_Q$	-0,5	32	V	
Ausgangsstrom	$I_Q$		40	mA	
Strom durch Schutzstrukturen am Versorgungsanschluß $U_S$	$I_S$	-600	600	mA	$t_d < 2 \text{ ms}$
an den Ausgängen Q	$I_{SQ}$	-400	400	mA	$t_d < 2 \text{ ms}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th \text{ SU}}$		75	K/W	
TLE 4951			125	K/W*)	
TLE 4951 G					

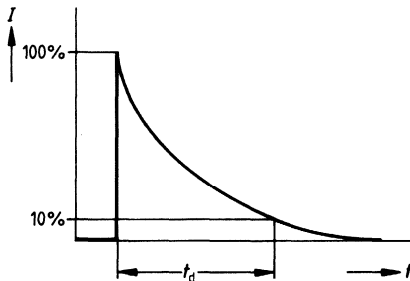
**Funktionsbereich**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	4,5	32	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40	125	°C
Eingangsgleichtaktbereich unabhängig von $U_S$	$U_{Gl}$	4,5	32	V
Eingangsdifferenzspannung	$U_{Diff}$		100	mV

Kurzzeitig zulässige Überspannungen mit Vorwiderständen  $R_V$ :

$$+U_{A, B}; U_S, Q = I_{SA, B}; U_S, Q \cdot R_{VA, B} U_S, Q + 32 \text{ V}$$

$$-U_{A, B}; U_S, Q = -I_{SA, B}; U_S, Q \cdot R_{VA, B} U_S, Q$$



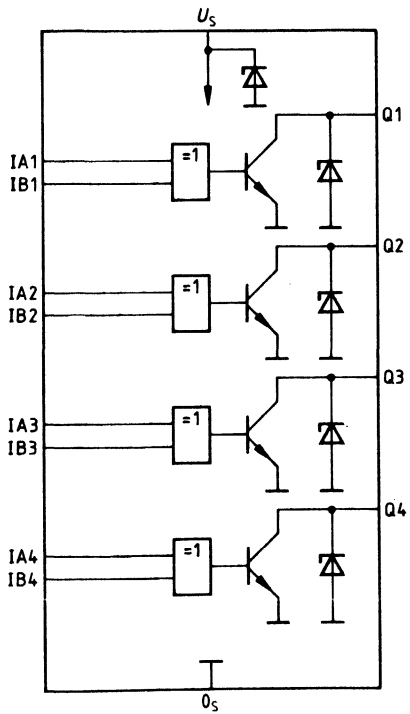
\*) 75 K/W Keramiksubstrat

**Kenndaten**
 $T_U = -30^\circ\text{C} \dots +110^\circ\text{C}; U_S = 10 \dots 16 \text{ V}$ 

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schaltung	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	$I_S$	Q1=Q2=Q3=Q4=H Q1=Q2=Q3=Q4=L	1			3 8	mA mA
Schaltswelle mit $R_{VA, B}$	$U_{\text{Diff}}^*$	$U_S = 13,5 \text{ V}, R_V = 1 \text{ k}\Omega$	2	7	14	20	mV
ohne $R_{VA, B}$	$U_{\text{Diff}}^*$	$U_S = 13,5 \text{ V}$	1	4	8	12	mV
mit $R_{VA, B}$	$U_{\text{Diff}}$	$4,5 \text{ V} < U_S < 5,5 \text{ V},$ $R_V = 1 \text{ k}\Omega$	2	2		14	mV
ohne $R_{VA, B}$	$U_{\text{Diff}}$	$4,5 \text{ V} < U_S < 5,5 \text{ V}$	1	1,5		8	mV
Eingangsstrom	$I_{A, B}$	$U_A = U_B$	1			25	$\mu\text{A}$
Restspannung	$U_{\text{QL}}$	$I_Q = 30 \text{ mA}$	1			0,4	V
Reststrom	$I_{\text{QH}}$	$U_{\text{QH}} = 32 \text{ V}$	1			10	$\mu\text{A}$

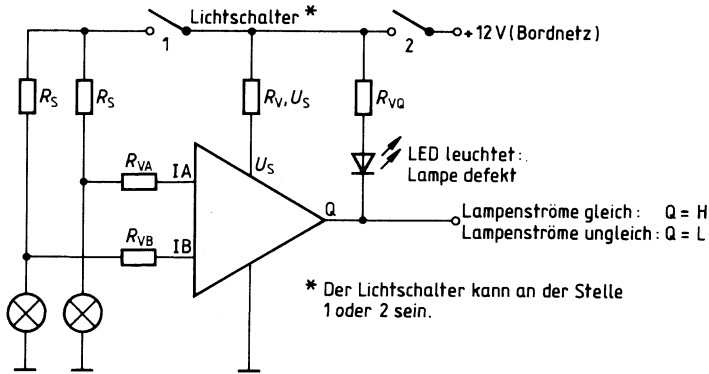
\*  $U_{\text{Diff}} = |U_A - U_B|$

## Blackschaltbild

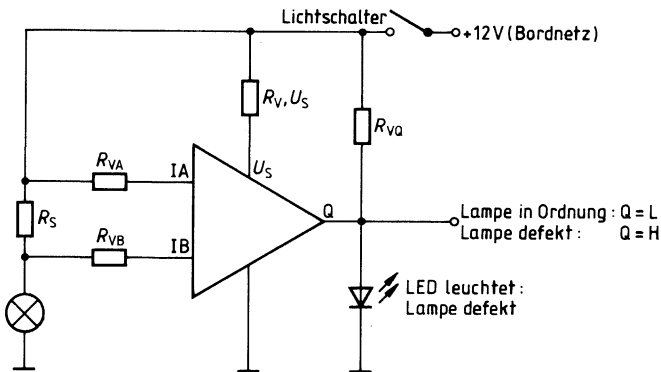


**Anwendungsschaltungen**

**1. Differenzmessung**

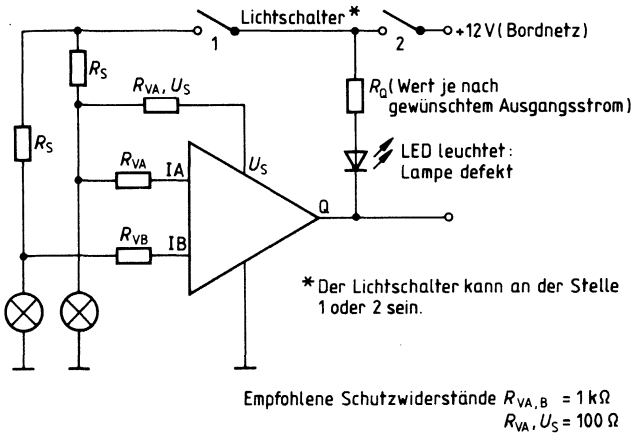


**2. Absolutwertmessung**

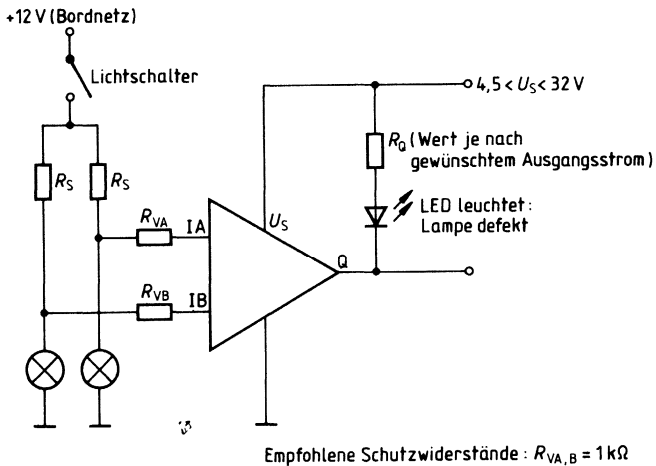




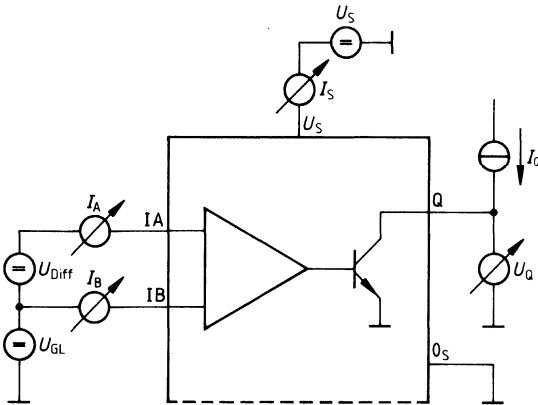
3. Versorgung aus dem Shunt-Widerstand (Funktion wie „1.“ Differenzmessung)



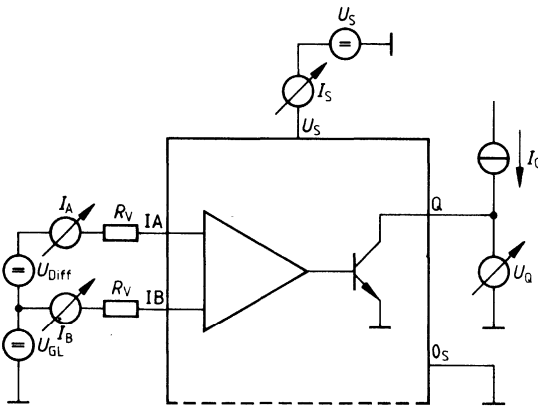
4. Vom Bordnetz getrennte Spannungsversorgung (Funktion wie „1.“ Differenzmessung)



**Meßschaltung 1**

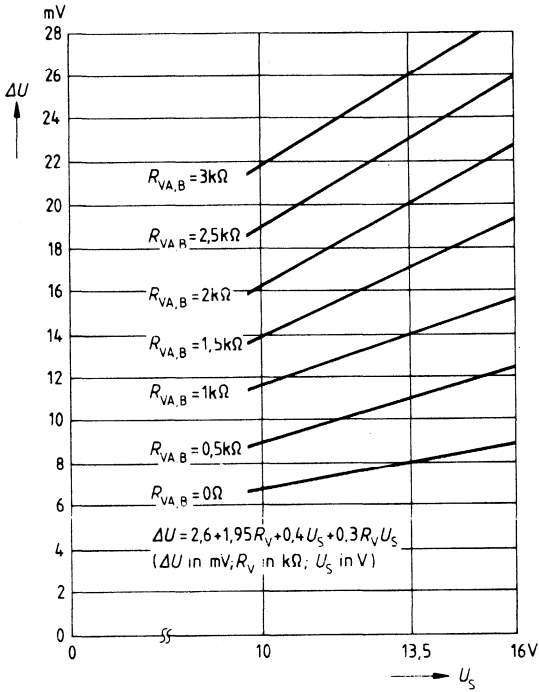


**Meßschaltung 2**



### Differenz-Schaltspannung $\Delta U = f(U_S)$

Parameter: Schutzwiderstände an den Eingängen  $R_{VA, B}$





---

## **Schaltnetzteile, Spannungsregler**

---





# Schaltnetzteile, Spannungsregler

## Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktionsbereich (V)	Temperaturbereich (°C)	Ausgangsspannung (V)	Max. Frequenz (kHz)	Unterspannungs-Abschaltung	Reset-Signal	typ. Ruhestrom-aufnahme (mA)	Treiberanschlüsse	Max. Ausgangsstrom (mA)	Standby	Strombegrenzung
-----	---------	----------------------	------------------------	----------------------	---------------------	----------------------------	--------------	------------------------------	-------------------	-------------------------	---------	-----------------

### PWM-Regler ICs

TDA 4700	C-DIP-24	11 bis 30	-25 bis 85	100	●			12	2	70		●
TDA 4700 A	C-DIP-24	10,5 bis 30	0 bis 70	100	●			12	2	70		●
TDA 4718	C-DIP-18	11 bis 30	-25 bis 85	100	●			12	2	70		●
TDA 4718 A	P-DIP-18	10,5 bis 30	0 bis 70	100	●			12	2	70		●
TDA 4716 A	P-DIP-16	10,5 bis 30	0 bis 70	100	●			12	2	70		●
TDA 4716 B	P-DIP-16	11 bis 30	-25 bis 85	100	●			12	2	70		●
TDA 4714 A	P-DIP-14	10,5 bis 30	0 bis 70	100	●			12	2	70	●	
TDA 4714 B	P-DIP-14	11 bis 30	-25 bis 85	100	●			12	1	70	●	●
TDA 4814 A	P-DIP-14	9,6 bis 14	-25 bis 85		●			5	1	+400 -300	●	●
TDA 4918 A	P-DIP-20	10 bis 30	-40 bis 85	300	●			12	2	+700 -500	●	●
<del>TDA 4918 G</del>	<del>P-DSO-20</del>	<del>10 bis 30</del>	<del>-40 bis 85</del>	<del>300</del>	<del>●</del>			<del>12</del>	<del>2</del>	<del>+700 -500</del>	<del>●</del>	<del>●</del>
TDA 4919 A	P-DIP-20	10 bis 30	-40 bis 85	300	●			12	1	+700 -500	●	●
<del>TDA 4919 G</del>	<del>P-DSO-20</del>	<del>10 bis 30</del>	<del>-40 bis 85</del>	<del>300</del>	<del>●</del>			<del>12</del>	<del>1</del>	<del>+700 -500</del>	<del>●</del>	<del>●</del>

### Low-Drop-Festspannungsregler

TLE 4258	P-T66-7	6 bis 24	-40 bis 150	5			●	2	1	750	●	●
TLE 4260	P-T66-5	6 bis 28	-40 bis 150	5			●	500µA	1	500	●	●

SMD – Surface Mounted Device

### **Integrierte Steuerschaltungen für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)**

Die SNT-IC-Familie TDA 47xx umfaßt vier Grundtypen, die je nach Anwendung eine optimale Anpassung an das jeweils gewünschte SNT-Konzept bieten. Sie enthalten alle die wichtigsten Grundfunktionen, die für moderne SNTs heute Grundvoraussetzung sind, wie Vorsteuerung, weicher Anlauf, dynamische Strombegrenzung, Fehlerkomparatoren, Referenzspannungsquelle, IC-Unterspannungsabschaltung und Gegentaktausgänge mit offenem Kollektor.

TDA 4714 A; B ist die wirtschaftlichste Ausführung. TDA 4700; A ist die Ausführung mit dem größten Funktionsumfang.

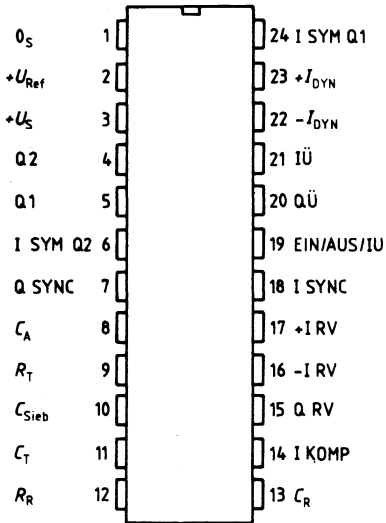


Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4700	Q67000–Y595	C-DIP-24
☐ TDA 4700 A	Q67000–Y594	P-DIP-24

Dieser universell anwendbare Schaltnetzteilsteuerbaustein beinhaltet digitale und analoge Funktionen, die zum Aufbau von hochwertigen Sperr-, Eintakt- und Gegentaktwandlern in Normal-, Halbbrücken- und Vollbrückenschaltungen benötigt werden. Das Bauelement läßt sich ebenso für transformatorlose Spannungsvervielfacher und drehzahlgeregelte Motoren verwenden. Fehler im elektrischen Betrieb werden durch im Baustein integrierte Operationsverstärker erkannt und lösen Schutzfunktionen aus.

Unsere SNT-ICs bieten neben einer merklichen Reduzierung des Bauteileaufwandes eine Vielzahl von Vorteilen:

- Vorsteuerung (Netzbrumm-Unterdrückung)
- Symmetrieeingänge für Gegentaktwandler
- Dynamische Ausgangsstrombegrenzung
- Überspannungsschutz
- Unterspannungsschutz
- Weicher Anlauf
- Doppelplusunterdrückung

**Anschlußanordnung**  
 (Ansicht von oben)

**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$0_S$	Masse 0 V
2	$+U_{REF}$	Referenzspannung $U_{REF}$
3	$+U_S$	Versorgungsspannung $U_S$
4	Q2	Ausgang Q2
5	Q1	Ausgang Q1
6	I SYM Q2	Symmetrie Q2
7	Q SYNC	Synchron-Ausgang Q
8	$C_A$	Weicher Anlauf $C_A$
9	$R_T$	VCO $R_T$
10	$C_{Sieb}$	Kapazität $C_{Sieb}$
11	$C_T$	VCO $C_T$
12	$R_R$	Rampengenerator $R_R$
13	$C_R$	Rampengenerator $C_R$
14	I KOMP	Eingang Komparator
15	Q RV	Ausgang Regelverstärker
16	-I RV	Eingang Regelverstärker (-)
17	+I RV	Eingang Regelverstärker (+)
18	I SYNC	Synchroneingang
19	EIN/AUS/IU	Ein/Aus, Unterspannung
20	QÜ	Ausgang Überspannung
21	IÜ	Eingang Überspannung
22	$-I_{DYN}$	Dyn. Strombegrenzung (-)
23	$+I_{DYN}$	Dyn. Strombegrenzung (+)
24	I SYM Q1	Symmetrie Q1

## Schaltungsbeschreibung

### Spannungskontrollierter Generator (VCO)

Der VCO erzeugt eine sägezahnförmige Spannung. Die Dauer der fallenden Flanke wird durch die Wahl von  $C_T$  festgelegt. Die Dauer der steigenden Flanke – und damit näherungsweise die Frequenz – bestimmt  $R_T$ . Die Oszillatorfrequenz ist um ihren Nennwert veränderbar durch Variation der Spannung an  $C_{\text{Sieb}}$ . Während der fallenden Flanke gibt der VCO Triggersignal an den Rampengenerator und L-Signal an mehrere zu steuernde Teile des Bausteins ab.

### Rampengenerator

Der Rampengenerator wird vom VCO getriggert und schwingt mit der gleichen Frequenz wie dieser. Die Dauer der fallenden Flanke des Rampengenerators muß kürzer sein als die Fallzeit des VCO. Zur Impulsbreitensteuerung am Ausgang werden die Spannung der steigenden Flanke des Rampengenerators und eine Gleichspannung am Komparator K2 verglichen. Die Neigung der steigenden Flanke wird über den Strom durch  $R_R$  eingestellt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit einer zusätzlichen überlagerten Steuerung des Tastverhältnisses am Ausgang. Diese Steuerungsmöglichkeit („Vorsteuerung“) erlaubt den Ausgleich bekannter Störungen (z. B. Welligkeit der Eingangsspannung).

### Phasenkomparator

Falls der Baustein ohne Fremdsynchronisation betrieben wird, muß der Synchron-Eingang mit dem Synchron-Ausgang verbunden werden, damit der Phasenkomparator die Nennspannung an  $C_{\text{Sieb}}$  einstellt. Der VCO schwingt dann mit Nennfrequenz. Bei Fremdsynchronisation können mit dem Synchron-Ausgang andere Bausteine synchronisiert werden. Mit dem Synchron-Eingang kann der Baustein frequenz-, aber nicht phasensynchronisiert werden. Das Tastverhältnis der Rechteckspannung am Synchron-Eingang darf beliebig sein. Die beste Stabilität in bezug auf kleinen Phasen- und Frequenzstörhub wird mit einem Tastverhältnis, wie es der Synchron-Ausgang anbietet, erreicht.

### Gegentakt Flipflop

Mit der fallenden Flanke des VCO wird das Gegenteil Flipflop umgeschaltet. Es gewährleistet, daß immer nur ein Ausgang der beiden Gegenteilausgänge freigegeben werden kann.

### Komparator K2

Die beiden Plusgänge des Komparators sind so geschaltet, daß immer der niedrigere Pluspegel mit dem Pegel des Minuseingangs verglichen wird. Sobald die Spannung der steigenden Sägezahnflanke den niedrigeren der beiden Pluspegel übersteigt, werden die beiden Ausgänge über das Impuls-Abschalt-Flipflop gesperrt. Es läßt sich also die Low-Zeit des jeweils aktiven Ausgangs stufenlos variieren. Weil die Frequenz konstant bleibt, entspricht das einer Tastverhältnisänderung.

**Regelverstärker K1**

Bei K1 handelt es sich um einen qualitativ hochwertigen Regelverstärker. Er kann dazu benutzt werden, im Regelkreis die Schwankungen der zu regelnden Spannung verstärkt auf den freien Pluseingang des Komparators K2 zu übertragen. Eine Spannungsänderung wird dadurch in eine Tastverhältnisänderung umgesetzt. Der Gleichtaktbereich von K1 reicht von 0V bis +5V.

**Impuls-Abschalt-Flipflop**

Dieses Flipflop gibt zu Beginn jeder Halbperiode die Ausgänge frei und schaltet bei Fehler-signal von K7 oder bei Abschalt-signal von K2 die Ausgänge ab.

**Komparator K3**

K3 begrenzt die Spannung an der Kapazität  $C_A$  (und auch an K2!) auf maximal +5 V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5 V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengeneratorflanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten max. Wert begrenzen.

**Komparator K4**

Der Komparator hat seine Schaltschwelle bei 1,5V und setzt mit seinem Ausgang das Störungs-Flipflop, wenn die Spannung an der Kapazität  $C_A$  unter 1,5V liegt. Das Störungs-Flipflop nimmt den Setzimpuls jedoch nur dann an, wenn kein Rücksetzimpuls (Fehler) anliegt. Dadurch wird das Wiedereinschalten der Ausgänge verhindert, solange ein Fehlersignal vorhanden ist.

**Weicher Anlauf**

Die kleinere der beiden Spannungen an den Pluseingängen von K2 ist ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator  $C_A$  gleich 0V. Diese Kapazität wird – solange kein Fehler anliegt – mit einem Strom von  $6\mu\text{A}$  bis auf den Maximalwert von 5V aufgeladen. Im Falle eines Fehlers wird  $C_A$  mit einem Strom von  $2\mu\text{A}$  entladen. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5V liegt Setz-Signal am Störungs-Flipflop und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetz-Signal anliegt. Weil die minimale Rampengeneratorspannung aber 1,8V beträgt, wird das Tastverhältnis an den Ausgängen tatsächlich erst dann langsam und kontinuierlich auf-gesteuert, wenn die Spannung an  $C_A$  den Wert 1,8V übersteigt.

**Störungs-Flipflop**

Fehlersignale, welche an den Eingang  $\bar{R}$  des Störungs-Flipflops geleitet werden, bewirken, daß die Ausgänge sofort sperren, und daß nach Wegfall des Fehlers über den weichen Anlauf wieder eingeschaltet wird.

**Komparator K5, K6, K8,  $U_{REF}$ -Überstromlast**

Dies sind Fehlerdetektoren, welche bei auftretenden Fehlern sofortiges Sperren der Ausgänge über das Störungs-Flipflop bewirken. Nach Wegfall des Fehlers wird durch weichen Anlauf wieder eingeschaltet. Der Ausgang von K5 kann auf den Eingang zurückgeführt werden. Als Folge wird nach Wegfall der Überspannung nicht wieder eingeschaltet. Die Überspannungs-ankopplung muß dann aber hochohmig durchgeführt werden.

### **Komparator K7**

K7 dient der Erkennung von Überströmen. Deshalb sind beide Eingänge des Operationsverstärkers herausgeführt. Das Wiedereinschalten erfolgt nach Wegfall des Fehlers mit Beginn der nächsten Halbperiode, jedoch nicht über den weichen Anlauf. Der Gleichtaktbereich von K7 erstreckt sich von 0 V bis 4 V. Die Verzögerungszeit vom Auftreten eines Fehlers bis zum Sperren der Ausgänge beträgt nur 250 ns.

### **Symmetrie**

Bei Gegentaktwandlern muß die Sättigung des Transformator-kerns verhindert werden. Mit einer externen Schaltung läßt sich der Sättigungsgrad des Transformators bestimmen, und in Abhängigkeit davon können an den Symmetrieeingängen die Aktivzeiten der Ausgänge unsymmetrisch verkürzt werden.

### **Ausgänge**

Die beiden Ausgänge sind Transistoren mit offenem Kollektor und arbeiten im Gegentakt. Sie sind low aktiv. Die Zeit, in der jeweils einer der beiden Ausgänge durchgeschaltet ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am VCO ist gleich der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gleichzeitig gesperrt sind. Die minimale Low-Zeit beträgt 0,7 V.

### **Referenzspannung**

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann Verwendung finden bei der Außenbeschaltung des Regelverstärkers, der Fehlerkomparatoren, des Rampengenerators oder weiterer externer Komponenten.

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Bedingungen	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$		-0,3	33	V
Spannung an Q1, Q2	$U_Q$	Q1, Q2 high	-0,3	33	V
Strom an Q1, Q2	$I_Q$	Q1, Q2 low		70	mA
Symmetrie 1, 2	$U_{SYM}$		-0,3	33	V
Synchron Ausgang	$U_{SYNC Q}$ $I_{SYNC Q}$	SYNC Q high SYNC Q low	-0,3 0	7 10	V mA
Synchron Eingang	$U_{SYNC I}$		-0,3	33	V
Eingang $C_{Sieb}$	$U_{I CS}$		-0,3	7	V
Eingang $R_T$	$U_{I RT}$		-0,3	7	V
Eingang $C_T$	$U_{I CT}$		-0,3	7	V
Eingang $R_R$	$U_{I RR}$		-0,3	7	V
Eingang $C_R$	$I_{I CR}$		-10	10	mA
Eingang Komparator K2, K5, K6, K7	$U_{I K}$		-0,3	33	V
Ausgang K5	$U_{Q K5}$		-0,3	33	V
Eingang Regelverstärker	$U_{I RV}$		-0,3	33	V
Ausgang Regelverstärker	$U_{Q RV}$		-0,3	$U_S - 1$ max. 7	V V
Referenzspannungsanschluß	$U_{REF}$		-0,3	$U_{REF}$	V
Eingang $C_A$	$U_{I CA}$		-0,3	7	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$			125	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$		-55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th SU}$ $R_{th SU}$			65 65	K/W K/W
	TDA 4700 TDA 4700 A				

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$		10,5	30	V
Umgebungstemperatur	$T_U$ $T_U$		-25 0	85 70	°C °C
VCO-Frequenz	$f$		40	250 000	Hz
Rampengenerator-Frequenz	$f_{RG}$		40	250 000	Hz

**Kenndaten** $U_S = 11$  bis  $30$  V,  $T_U = -25$  bis  $+85$  °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	$I_S$	$C_T = 1$ nF, $f_{VCO} = 100$ kHz	8		20	mA

**Referenz**

Referenzspannung	$U_{REF}$	$0 \text{ mA} < I_{REF} < 5 \text{ mA}$	2,35	2,5	2,65	V
Spannungsänderung	$\Delta U_{REF}$	$14 \text{ V} \pm 20\%$		8		mV
Spannungsänderung	$\Delta U_{REF}$	$25 \text{ V} \pm 20\%$		15		mV
Spannungsänderung	$\Delta U_{REF}$	$0 \text{ mA} < I_{REF} < 5 \text{ mA}$			15 <sup>*)</sup>	mV
Temperaturkoeffizient	TK			0,25	0,4	mV/K
Ansprechschwelle von $I_{REF}$ -Überstrom	$I_{REF}$			10		mA

**Oszillator (VCO)**

Frequenzbereich	$f_{VCO}$		40		100 000	Hz
Frequenzänderung	$\Delta f/f_{VCO}$	$14 \text{ V} \pm 20\%$		0,5		%
Frequenzänderung	$\Delta f/f_{VCO}$	$25 \text{ V} \pm 20\%$	-1		1	%
Toleranz	$\Delta f/f_{VCO}$	$\Delta R_T = 0, \Delta C_T = 0$	-7		7	%
Fallzeit Sägezahn	$t$	$C_T = 1$ nF		1		$\mu$ s
	$t$	$C_T = 10$ nF		10		$\mu$ s
Beschaltung	$C_T$		0,82		47	nF
VCO	$R_T$		5		700	k $\Omega$

\*) Bei  $T_U$  0 °C bis 70 °C verringert sich der Wert auf max. 5 mV

**Rampengenerator**

Frequenzbereich	$f$		40		100 000	Hz
Maximalspannung an $C_R$	$U_H$			5,5		V
Minimalspannung an $C_R$	$U_L$			1,8		V
Eingangsstrom über $R_R$	$I_{RR}$		0		400	$\mu$ A
Stromübersetzung	$I_{RR}/I_{CR}$			1/4		

**Synchronisation**

Synchron Ausgang	$U_{QH}$	$I_{QH} = -200 \mu\text{A}$	4			V
	$U_{QL}$	$I_{QL} = 1,6 \text{ mA}$			0,4	V
Synchron Eingang	$U_{IH}$		2			V
	$U_{IL}$				0,8	V
Eingangsstrom	$-I_I$				5	$\mu$ A

**Komparator K2**

Eingangsstrom	$-I_{IK2}$				2	$\mu$ A
Ausschaltverzögerung <sup>2)</sup>	$t_{AUS}$				500	ns
Eingangsspannung	$U_{IK2}$	für Tastverhältnis $v = 0$ $v = \text{max}$		1,8		V
	$U_{IK2}$			5		V
Gleichtaktbereich	$U_{IC}$		0		5,5	V

2) siehe Seite 191

**Kenndaten** $U_S = 11 \text{ bis } 30 \text{ V}$ ,  $T_U = -25^\circ\text{C bis } +85^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	-----------------	------	------	------	---------

**Weicher Anlauf K3, K4**

Ladestrom für $C_A$	$I_{LCA}$			6		$\mu\text{A}$
Entladestrom für $C_A$	$I_{ECA}$			2		$\mu\text{A}$
obere Begrenzungsspannung	$U_{Begr}$			5		V
Schaltspannung K4	$U_{K4}$			1,5		V

**Regelverstärker**

Leerlaufverstärkung	$V_U$		60	80		dB
Eingangsnulspannung	$U_{EOS}$		-10		10	mV
Temperaturkoeffizient von $U_{EOS}$	$TK$		-30		30	$\mu\text{V/K}$
Eingangsstrom	$-I_I$				2	$\mu\text{A}$
Gleichtaktbereich	$U_{IC}$		0		5	V
Ausgangsstrom	$I_Q$		-3		1,5	mA
Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung	$\Delta U/\Delta t$			1		$\text{V}/\mu\text{s}$
Transitfrequenz	$f_T$			3		MHz
Phase bei $f_T$	$\varphi_T$			120		Grad
Ausgangsspannung	$U_{QHL}$	$-3 \text{ mA} < I < 1,5 \text{ mA}$	1,5		5,5	V

**Symmetrie**

Eingangsspannung	$U_{IH}$		2,0			V
	$U_{IL}$				0,8	V
Eingangsstrom	$-I_I$				2	$\mu\text{A}$

**Ausgangsstufen Q1, Q2**

Ausgangsspannung	$U_{QH}$				30	V
	$U_{QL}$	$I_Q = 20 \text{ mA}$			1,1	V
Ausgangsreststrom	$I_Q$	$U_{QH} = 30 \text{ V}$			2	$\mu\text{A}$

**EIN, AUS, Unterspannung K6**

Schaltspannung	$U$		$U_{REF}-30\text{mV}$		$U_{REF}+30\text{mV}$	V
Eingangsstrom	$-I_I$				2	$\mu\text{A}$
Ausschaltverzögerung <sup>1)</sup>	$t$			250		ns
Fehlererkennungszeit <sup>1)</sup>	$t$			50		ns

1) siehe Seite 191



**Kenndaten**
 $U_S = 11 \text{ bis } 30 \text{ V}, T_U = -25^\circ\text{C bis } +85^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbole	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	---------	-----------------	------	------	------	---------

**Dynamische Strombegrenzung K7**

Gleichtaktbereich	$U_{IC}$		0		4	V
Eingangsnullspannung	$U_{EoS}$		-10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$				2	$\mu\text{A}$
Ausschaltverzögerung <sup>2)</sup>	$t$			250		ns
Fehlererkennungszeit <sup>2)</sup>	$t$			50		ns

**Überspannung K5**

Schaltspannung	$U$		$U_{REF}-30\text{mV}$		$U_{REF}+30\text{mV}$	V
Eingangsstrom	$-I_I$				2	$\mu\text{A}$
Ausgangsstrom	$-I_Q$	$U_{QHmin} = 5 \text{ V}$	0		200	$\mu\text{A}$
Ausschaltverzögerung <sup>1)</sup>	$t$			250		ns
Fehlererkennungszeit <sup>1)</sup>	$t$			50		ns

**Versorgungsunterspannung**

Einschaltswelle für $U_S$ steigend	$U_S$	$0^\circ\text{C} < T_U < 70^\circ\text{C}$	8,8		11	V
Abschaltswelle für $U_S$ fallend	$U_S$	$0^\circ\text{C} < T_U < 70^\circ\text{C}$	8,5		10,5	V
					10,5	V
					10	V

**Eingang  $C_{Stab}$** 

Nennspannung für Nennfrequenz	$U_{NCS}$			4		V
Frequenz angenähert proportional der Spannung im Bereich Spannung bei offenem Sync-Eingang	$U_{NCS}$		3		5	V
	$U_{CS}$			1,6		V

1) Am Eingang Sprungfunktion  $U_{REF} = -100 \text{ mV} \rightarrow U_{REF} = +100 \text{ mV}$

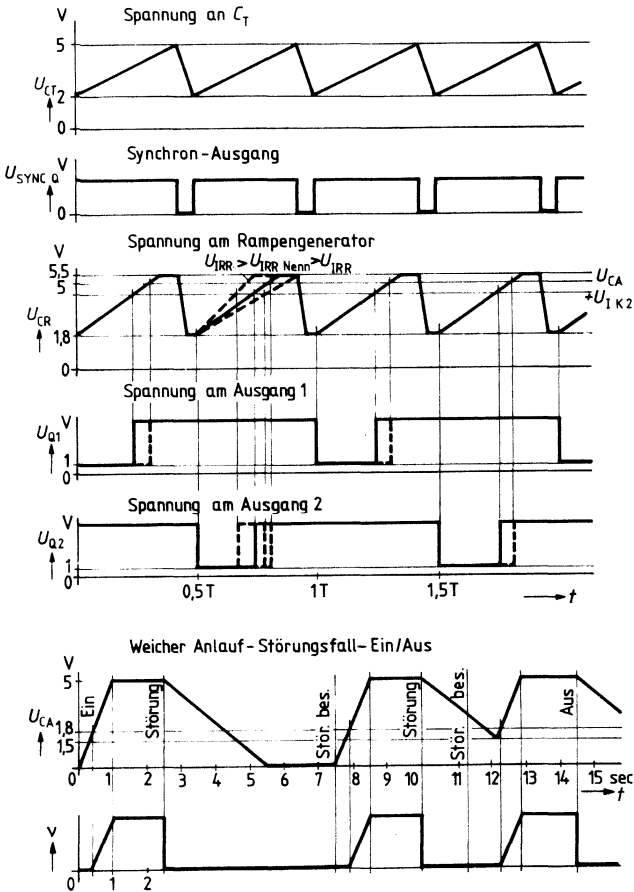
2) Am Eingang Sprungfunktion  $U = -100 \text{ mV} \rightarrow U = +100 \text{ mV}$

### Dimensionierungshinweise für die Beschaltung

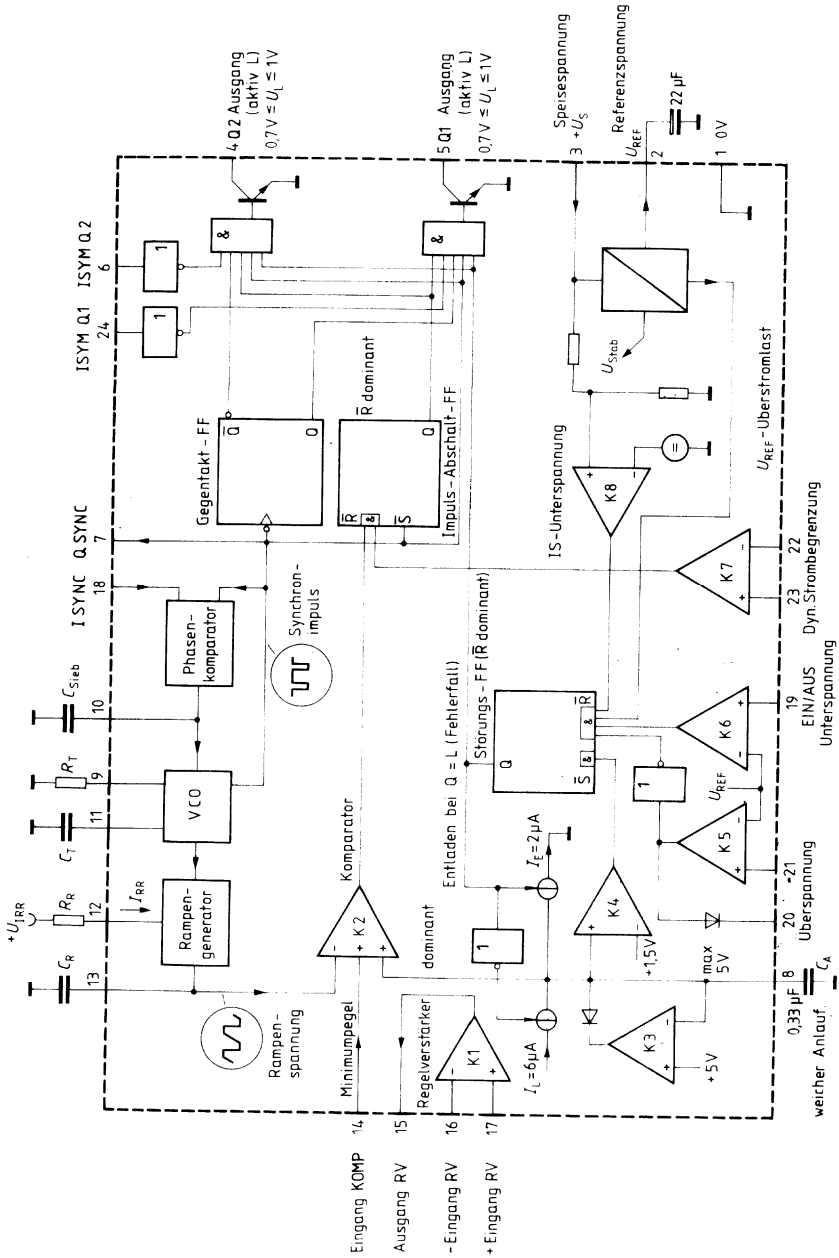
- 1) Festlegung der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gesperrt sein müssen  
→ Wahl von  $C_T$ ; Wahl von  $C_R \leq C_T$
- 2) Festlegung der VCO-Frequenz = 2 x Ausgangsfrequenz  
→ Wahl von  $R_T$
- 3) Bestimmung der Nennsteigung der steigenden Rampengeneratorspannung, welche die maximal mögliche Einschaltdauer pro Halbwelle bedingt  
→ Wahl von  $R_R$
- 4) Zeitdauer für den Vorgang des weichen Anlaufs  
→ Wahl von  $C_A$
- 5) Bei freilaufendem VCO: Sync-Ausgang mit Sync-Eingang verbinden
- 6) Beschalten des Regelverstärkers entsprechend den dynamischen Erfordernissen und Verbinden seines Ausgangs mit dem freien Eingang von K 2
- 7) Die Kapazität  $C_{\text{Sieb}}$  ist im freilaufenden Betrieb (Sync-Ein mit Sync-Aus verbunden) nicht notwendig. Bei Fremdsynchronisation richtet sich der Wert nach der gewählten Arbeitsfrequenz und dem geforderten maximalen Phasenstörhub.

VCO-Nennfrequenz:	100 kHz	50 Hz
$C_{\text{Sieb}}$ günstig:	10 nF	1 $\mu\text{F}$

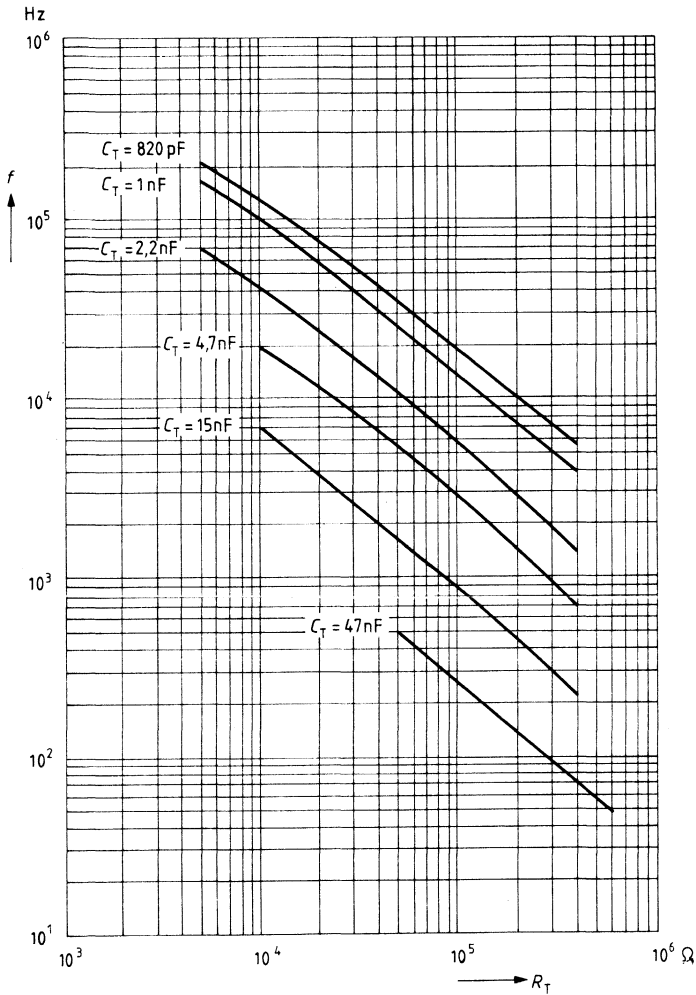
Impulsdiagramm



Blockschaltbild



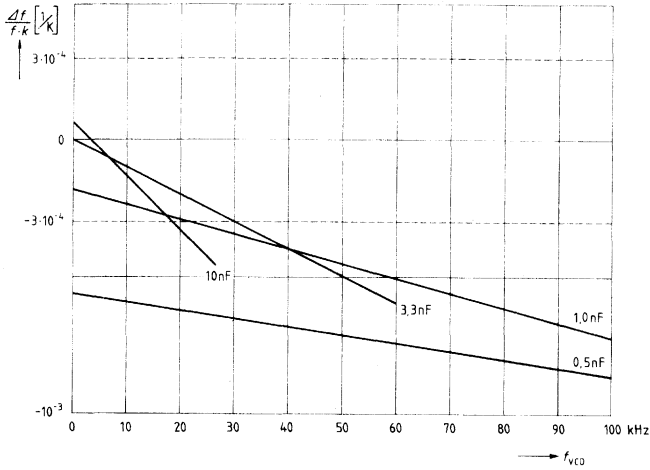
VCO-Frequenz in Abhängigkeit von  $R_T$  und  $C_T$



**Temperaturgang VCO**

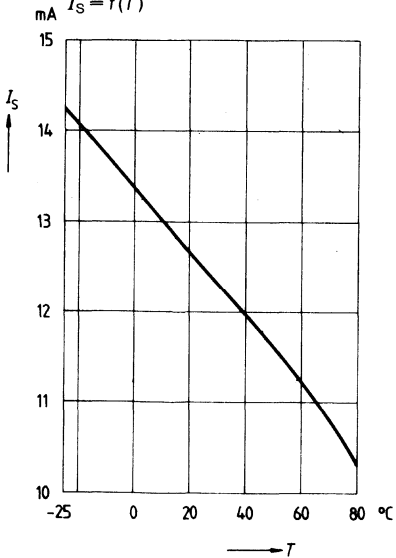
$U_S = 12\text{ V}$ ,  $v = \text{max}$

$\frac{\Delta f_{VCO}}{f_K \cdot K} \left[ \frac{1}{K} \right]$  mit  $C_T$  als Parameter



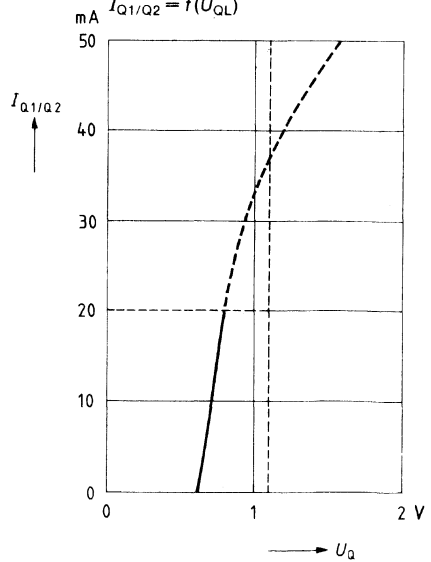
**Temperaturgang Stromaufnahme**

$I_S = f(T)$



**Ausgangsstrom**

$I_{Q1/Q2} = f(U_{QL})$



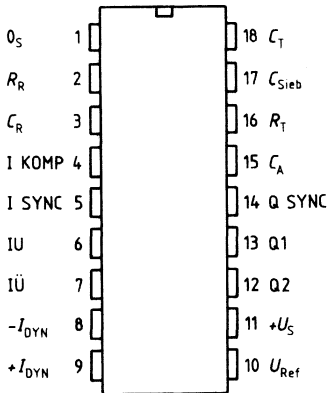
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
□ TDA 4718	Q67000–Y638	C-DIP-18
□ TDA 4718 A	Q67000–Y639	P-DIP-18

Diese 18polige Schaltnetzteilsteuerschaltung beinhaltet digitale und analoge Funktionen, die zum Aufbau von hochwertigsten Sperr-, Eintakt- und Gegentaktwandlern in Normal- und Halbbrückenschaltungen benötigt werden. Neben den Steuerfunktionen enthält der Schaltkreis Operationsverstärker, die im elektrischen Betrieb Fehler erkennen und entsprechende Schutzfunktionen auslösen.

Eine PPL-Schaltung zur Synchronisation zählt neben den folgenden Einzelheiten zu den besonderen Vorzügen dieses komfortablen Schaltkreises:

- Vorsteuerung (Netzbrummunterdrückung)
- Gegentaktausgänge
- Dynamische Strombegrenzung
- Überspannungsschutz
- Unterspannungsschutz
- Weicher Anlauf
- Doppelpulsunterdrückung

**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	0 <sub>S</sub>	Masse 0 V
2	R <sub>R</sub>	Rampengenerator R <sub>R</sub>
3	C <sub>R</sub>	Rampengenerator C <sub>R</sub>
4	I KOMP	+ Eingang Komparator K2
5	I SYNC	Synchroneingang
6	I U	Eingang Unterspannung, Ein/Aus
7	I Ü	Eingang Überspannung
8	-I <sub>DYN</sub>	Eingang dyn. Strombegrenzung (-)
9	+I <sub>DYN</sub>	Eingang dyn. Strombegrenzung (+)
10	U <sub>REF</sub>	Referenzspannung U <sub>REF</sub>
11	±U <sub>S</sub>	Speisespannung U <sub>S</sub>
12	Q2	Ausgang Q2
13	Q1	Ausgang Q1
14	Q SYNC	Synchroneingang
15	C <sub>A</sub>	Weicher Anlauf
16	R <sub>T</sub>	VCO R <sub>T</sub>
17	C <sub>Sieb</sub>	Kapazität C <sub>Sieb</sub>
18	C <sub>T</sub>	VCO C <sub>T</sub>

## Schaltungsbeschreibung

### Spannungskontrollierter Generator (VCO)

Der VCO erzeugt eine sägezahnförmige Spannung. Die Dauer der fallenden Flanke wird durch die Wahl von  $C_T$  festgelegt. Die Dauer der steigenden Flanke – und damit näherungsweise die Frequenz – bestimmt  $R_T$ . Die Oszillatorfrequenz ist um ihren Nennwert veränderbar durch Variation der Spannung an  $C_{Sieb}$ . Während der fallenden Flanke gibt der VCO Triggersignal an den Rampengenerator und L-Signal an mehrere zu steuernde Teile des Bausteins ab.

### Rampengenerator

Der Rampengenerator wird vom VCO getriggert und schwingt mit der gleichen Frequenz wie dieser. Die Dauer der fallenden Flanke des Rampengenerators muß kürzer sein als die Fallzeit des VCO. Zur Impulsbreitensteuerung am Ausgang werden die Spannung der steigenden Flanke des Rampengenerators und eine Gleichspannung am Komparator K2 verglichen. Die Neigung der steigenden Flanke wird über den Strom durch  $R_R$  eingestellt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit einer zusätzlichen überlagerten Steuerung des Tastverhältnisses am Ausgang. Diese Steuerungsmöglichkeiten („Vorsteuerung“) erlaubt den Ausgleich bekannter Störungen (z. B. Welligkeit der Eingangsspannung).

### Phasenkomparator

Falls der Baustein ohne Fremdsynchronisation betrieben wird, muß der Synchron-Eingang mit dem Synchron-Ausgang verbunden werden, damit der Phasenkomparator die Nennspannung an  $C_{Sieb}$  einstellt. Der VCO schwingt dann mit Nennfrequenz. Bei Fremdsynchronisation können mit dem Synchron-Ausgang andere Bausteine synchronisiert werden. Mit dem Synchron-Eingang kann der Baustein frequenz-, aber nicht phasensynchronisiert werden. Das Tastverhältnis der Rechteckspannung am Synchron-Eingang darf beliebig sein. Die beste Stabilität in bezug auf kleinen Phasen- und Frequenzstörhub wird mit einem Tastverhältnis, wie es der Synchron-Ausgang anbietet, erreicht.

### Gegentakt Flipflop

Mit der fallenden Flanke des VCO wird das Gegenteil-Flipflop umgeschaltet. Es gewährleistet, daß immer nur ein Ausgang der beiden Gegenteilausgänge freigegeben werden kann.

### Komparator K2

Die beiden Plusgänge des Komparators sind so geschaltet, daß immer der niedrigere Pluspegel mit dem Pegel des Minuseingangs verglichen wird. Sobald die Spannung der steigenden Sägezahnflanke den niedrigeren der beiden Pluspegel übersteigt, werden die beiden Ausgänge über das Impuls-Abschalt-Flipflop gesperrt. Es läßt sich also die Low-Zeit des jeweils aktiven Ausgangs stufenlos variieren. Weil die Frequenz konstant bleibt, entspricht das einer Tastverhältnisänderung.



### Impuls-Abschalt-Flipflop

Dieses Flipflop gibt zu Beginn jeder Halbperiode die Ausgänge frei und schaltet bei Fehler-signal von K 7 oder bei Abschalt-signal von K 2 die Ausgänge ab.

### Komparator K3

K3 begrenzt die Spannung an der Kapazität  $C_A$  (und auch an K2!) auf maximal +5 V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5 V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengeneratorflanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten max. Wert begrenzen.

### Komparator K4

Der Komparator hat seine Schaltschwelle bei 1,5V und setzt mit seinem Ausgang das Störungs-Flipflop, wenn die Spannung an der Kapazität  $C_A$  unter 1,5V liegt. Das Störungs-Flipflop nimmt den Setzimpuls jedoch nur dann an, wenn kein Rücksetzimpuls (Fehler) anliegt. Dadurch wird das Wiedereinschalten der Ausgänge verhindert, solange ein Fehlersignal vorhanden ist.

### Weicher Anlauf

Die kleinere der beiden Spannungen an den Pluseingängen von K2 ist ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator  $C_A$  gleich 0V. Diese Kapazität wird – solange kein Fehler anliegt – mit einem Strom von  $6\mu\text{A}$  bis auf den Maximalwert von 5 Volt aufgeladen. Im Falle eines Fehlers wird  $C_A$  mit einem Strom von  $2\mu\text{A}$  entladen. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5V liegt Setz-Signal am Störungs-Flipflop und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetz-Signal anliegt. Weil die minimale Rampengeneratorspannung aber 1,8V beträgt, wird das Tastverhältnis an den Ausgängen tatsächlich erst dann langsam und kontinuierlich auf-gesteuert, wenn die Spannung an  $C_A$  den Wert 1,8V übersteigt.

### Störungs-Flipflop

Fehlersignale, welche an den Eingang  $\bar{R}$  des Störungs-Flipflop geleitet werden, bewirken, daß die Ausgänge sofort sperren, und daß nach Wegfall des Fehlers über den weichen Anlauf wieder eingeschaltet wird.

### Komparator K5, K6, K8, $U_{\text{REF}}$ -Überstromlast

Dies sind Fehlerdetektoren, welche bei auftretenden Fehlern sofortiges Sperren der Ausgänge über das Störungs-Flipflop bewirken. Nach Wegfall des Fehlers wird durch weichen Anlauf wieder eingeschaltet.

**Komparator K 7**

K 7 dient der Erkennung von Überströmen. Deshalb sind beide Eingänge des Operationsverstärkers herausgeführt. Das Wiedereinschalten erfolgt nach Wegfall des Fehlers mit Beginn der nächsten Halbperiode, jedoch nicht über den weichen Anlauf.

**Ausgänge**

Die beiden Ausgänge sind Transistoren mit offenem Kollektor und arbeiten im Gegentakt. Sie sind low aktiv. Die Zeit, in der jeweils einer der beiden Ausgänge durchgeschaltet ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am VCO ist gleich der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gleichzeitig gesperrt sind.

**Referenzspannung**

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann Verwendung finden bei der Außenbeschaltung des Regelverstärkers, der Fehlerkomparatoren, des Rampengenerators oder weiterer externer Komponenten.

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Bedingungen	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$		-0,3	33	V
Spannung an Q1, Q2	$U_Q$	Q1, Q2 high	-0,3	33	V
Strom an Q1, Q2	$I_Q$	Q1, Q2 low		70	mA
Synchron Ausgang	$U_{\text{SYNC Q}}$ $I_{\text{SYNC Q}}$	SYNC Q high SYNC Q low	-0,3 0	7 10	V mA
Synchron Eingang	$U_{\text{SYNC I}}$		-0,3	33	V
Eingang $C_{\text{Sieb}}$	$U_{\text{I CS}}$		-0,3	7	V
Eingang $R_T$	$U_{\text{I RT}}$		-0,3	7	V
Eingang $C_T$	$U_{\text{I CT}}$		-0,3	7	V
Eingang $R_R$	$U_{\text{I RR}}$		-0,3	7	V
Eingang $C_R$	$I_{\text{I CR}}$		-10	10	mA
Eingang Komparator K2, K5, K6, K7	$U_{\text{I K}}$		-0,3	33	V
Ausgang K5	$U_{\text{Q K5}}$		-0,3	33	V
Referenzspannungsanschluß	$U_{\text{REF}}$		-0,3	$U_{\text{REF}}$	V
Eingang $C_A$	$U_{\text{I CA}}$		-0,3	7	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$			125	°C
Lagertemperatur	$T_{\text{stg}}$		-55	125	°C
Wärmewiderstand					
System-Umgebung	$R_{\text{th SU}}$			70	K/W
TDA 4718	$R_{\text{th SU}}$			60	K/W
TDA 4718 A					

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$		10,5	30	V
Umgebungstemperatur					
TDA 4718	$T_U$		-25	85	°C
TDA 4718 A	$T_U$		0	70	°C
VCO-Frequenz	$f$		40	250000	Hz
Rampengenerator-Frequenz	$f_{\text{RG}}$		40	250000	Hz

**Kenndaten**
 $U_S = 11 \text{ bis } 30 \text{ V}, T_U = -25^\circ \text{ bis } +85^\circ \text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	$I_S$	$C_T = 1 \text{ nF}$ , $f_{VCO} = 100 \text{ kHz}$	8		20	mA

**Referenz**

Referenzspannung	$U_{REF}$	$0 \text{ mA} < I_{REF} < 5 \text{ mA}$	2,35	2,5	2,65	V
Spannungsänderung	$\Delta U_{REF}$	$14 \text{ V} \pm 20\%$		8		mV
Spannungsänderung	$\Delta U_{REF}$	$25 \text{ V} \pm 20\%$		15		mV
Spannungsänderung	$\Delta U_{REF}$	$0 \text{ mA} < I_{REF} < 5 \text{ mA}$			15*)	mV
Temperaturkoeffizient	$TK$			0,25	0,4	mV/K
Ansprechschwelle von $I_{REF}$ -Überstrom	$I_{REF}$			10		mA

**Oszillator (VCO)**

Frequenzbereich	$f_{VCO}$		40		100000	Hz
Frequenzänderung	$\Delta f/f_{VCO}$	$14 \text{ V} \pm 20\%$		0,5		%
Frequenzänderung	$\Delta f/f_{VCO}$	$25 \text{ V} \pm 20\%$	-1		1	%
Toleranz	$\Delta f/f_{VCO}$	$\Delta R_T = 0, \Delta C_T = 0$	-7		7	%
Fallzeit Sägezahn	$t$	$C_T = 1 \text{ nF}$		1		$\mu\text{s}$
	$t$	$C_T = 10 \text{ nF}$		10		$\mu\text{s}$
Beschaltung	$C_T$		0,82		47	nF
VCO	$R_T$		5		700	k $\Omega$

\*) Bei  $T_U 0^\circ \text{C}$  bis  $70^\circ \text{C}$  verringert sich der Wert auf max. 5 mV

**Rampengenerator**

Frequenzbereich	$f$		40		100000	Hz
Maximalspannung an $C_R$	$U_H$			5,5		V
Minimalspannung an $C_R$	$U_L$			1,8		V
Eingangsstrom über $R_R$	$I_{RR}$		0		400	$\mu\text{A}$
Stromübersetzung	$I_{RR}/I_{CR}$			1/4		

**Synchronisation**

Synchron Ausgang	$U_{QH}$ $U_{QL}$	$I_{QH} = -200 \mu\text{A}$ $I_{QL} = 1,6 \text{ mA}$	4		0,4	V V
Synchron Eingang	$U_{IH}$ $U_{IL}$		2		0,8	V V
Eingangsstrom	$-I_I$				5	$\mu\text{A}$

**Komparator K2**

Eingangsstrom	$-I_{IK2}$				2	$\mu\text{A}$
Ausschaltverzögerung <sup>2)</sup>	$t_{AUS}$				500	ns
Eingangsspannung	$U_{IK2}$	für Tastverhältnis $v = 0$ $v = \text{max}$		1,8 5		V V
Gleichtaktbereich	$U_{IC}$		0		5,5	V

2) siehe Seite 203

**Kenndaten**
 $U_S = 11 \text{ bis } 30 \text{ V}, T_U = -25^\circ\text{C bis } +85^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	-----------------	------	------	------	---------

**Weicher Anlauf K3, K4**

Ladestrom für $C_A$	$I_{L CA}$			6		$\mu\text{A}$
Entladestrom für $C_A$	$I_{E CA}$			2		$\mu\text{A}$
obere Begrenzungsspannung	$U_{Begr}$			5		V
Schaltspannung K4	$U_{K4}$			1,5		V

**Ausgangsstufen Q1, Q2**

Ausgangsspannung	$U_{QH}$				30	V
	$U_{QL}$				1,1	V
Ausgangsreststrom	$I_Q$	$I_Q = 20 \text{ mA}$ $U_{QH} = 30 \text{ V}$			2	$\mu\text{A}$

**EIN, AUS, Unterspannung K6**

Schaltspannung	$U$		$U_{REF} - 30 \text{ mV}$		$U_{REF} + 30 \text{ mV}$	V
Eingangsstrom	$-I$				2	$\mu\text{A}$
Ausschaltverzögerung <sup>1)</sup>	$t$			250		ns
Fehlererkennungszeit <sup>1)</sup>	$t$			50		ns

**Dynamische Strombegrenzung K7**

Gleichtaktbereich	$U_{IC}$		0		4	V
Eingangsnulspannung	$U_{EOS}$		-10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_i$				2	$\mu\text{A}$
Ausschaltverzögerung <sup>2)</sup>	$t$			250		ns
Fehlererkennungszeit <sup>2)</sup>	$t$			50		ns

**Überspannung K5**

Schaltspannung	$U$		$U_{REF} - 30 \text{ mV}$		$U_{REF} + 30 \text{ mV}$	V
Eingangsstrom	$-I_i$				2	$\mu\text{A}$
Ausschaltverzögerung <sup>1)</sup>	$t$			250		ns
Fehlererkennungszeit <sup>1)</sup>	$t$			50		ns

**Versorgungsunterspannung**

Einschaltswelle für $U_S$ steigend	$U_S$	$0^\circ\text{C} < T_U < 70^\circ\text{C}$	8,8		11	V
Abschaltswelle für $U_S$ fallend	$U_S$	$0^\circ\text{C} < T_U < 70^\circ\text{C}$	8,5		10,5	V
					10,5	V
					10	V

**Eingang  $C_{sieb}$** 

Nennspannung für Nennfrequenz	$U_{NCS}$			4		V
Frequenz angenähert proportional der Spannung im Bereich	$U_{NCS}$		3		5	V
Spannung bei offenem Sync-Eingang	$U_{CS}$			1,6		V

1) Am Eingang Sprungfunktion  $U_{REF} = -100 \text{ mV} \rightarrow U_{REF} = +100 \text{ mV}$

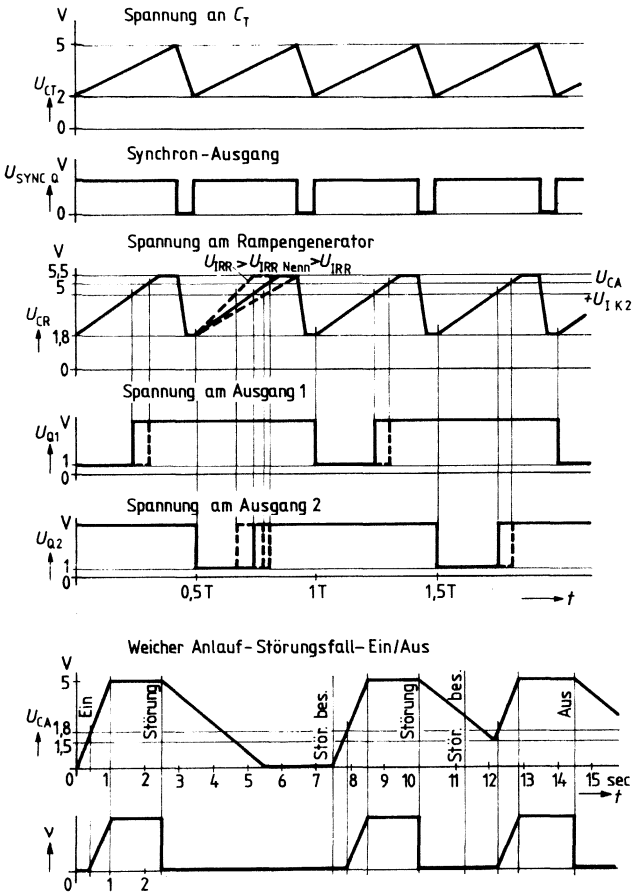
2) Am Eingang Sprungfunktion  $\Delta U = -100 \text{ mV} \rightarrow \Delta U = +100 \text{ mV}$

**Dimensionierungshinweise für die Beschaltung**

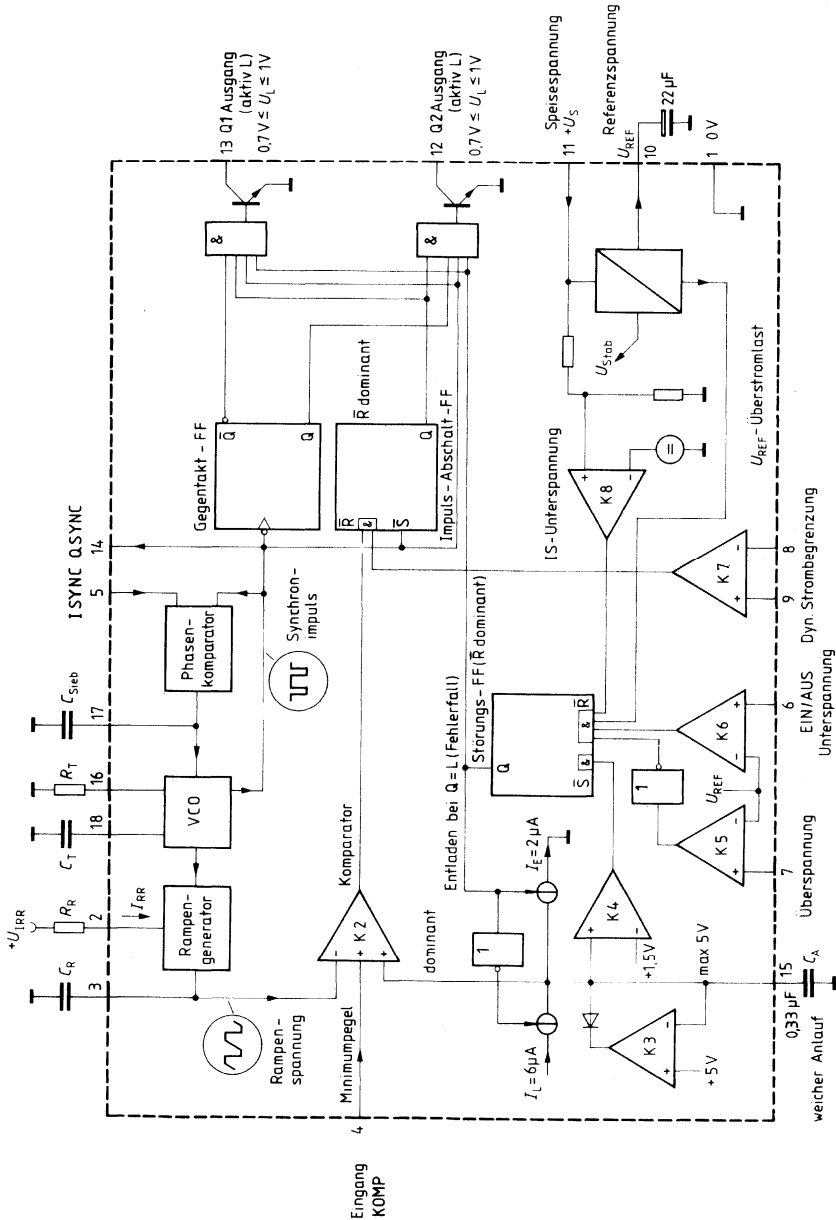
- 1) Festlegung der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gesperrt sein müssen  
→ Wahl von  $C_T$ ; Wahl von  $C_R \leq C_T$
- 2) Festlegung der VCO-Frequenz = 2 x Ausgangsfrequenz  
→ Wahl von  $R_T$
- 3) Bestimmung der Nennsteigung der steigenden Rampengeneratorspannung, welche die maximal mögliche Einschaltdauer pro Halbwelle bedingt  
→ Wahl von  $R_R$
- 4) Zeitdauer für den Vorgang des weichen Anlaufs  
→ Wahl von  $C_A$
- 5) Bei freilaufendem VCO: Sync-Ausgang mit Sync-Eingang verbinden
- 6) Die Kapazität  $C_{\text{Sieb}}$  ist im freilaufenden Betrieb (Sync-Ein und Sync-Aus verbunden) nicht notwendig. Bei Fremdsynchronisation richtet sich der Wert nach der gewählten Arbeitsfrequenz und dem geforderten maximalen Phasenstörhub.

VCO-Nennfrequenz:	100 kHz	50 Hz
$C_{\text{Sieb}}$ günstig:	10 nF	1 $\mu\text{F}$

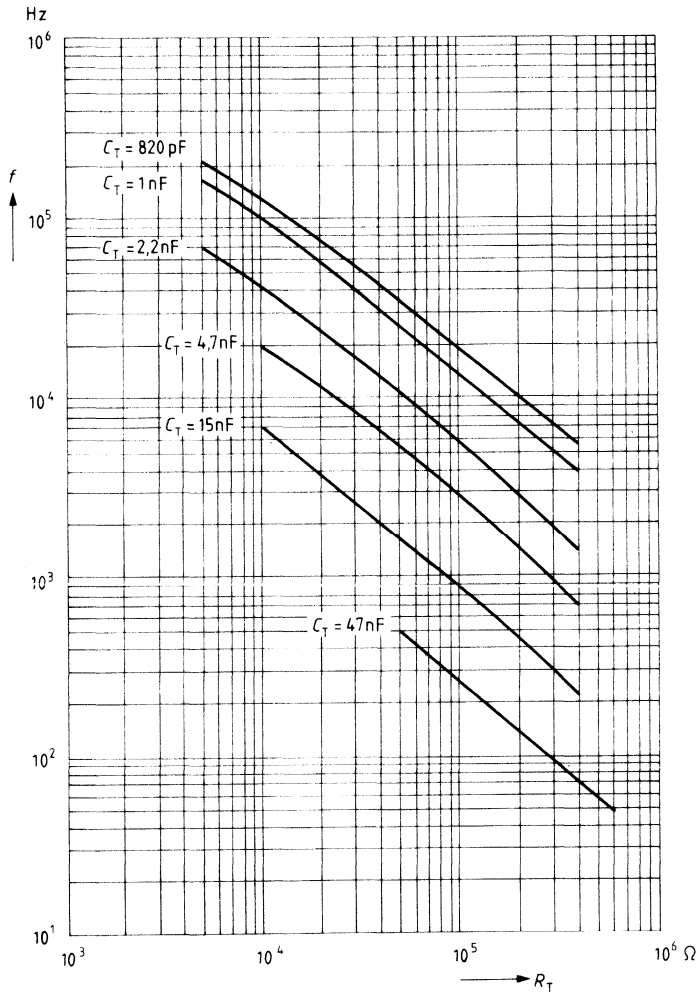
**Impulsdiagramm**



Blockschaltbild



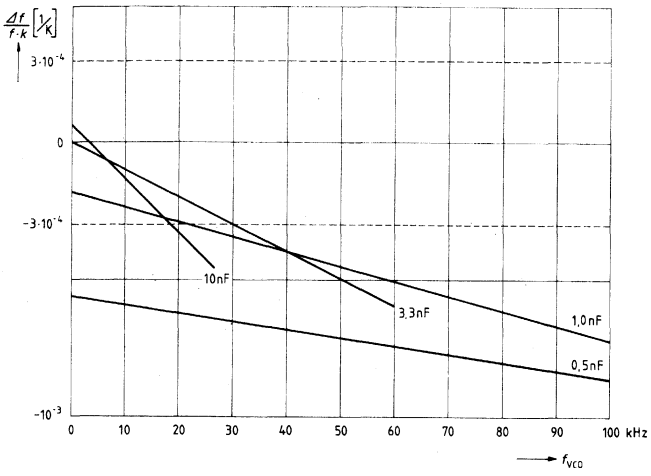


VCO-Frequenz in Abhängigkeit von  $R_T$  und  $C_T$ 

**Temperaturgang VCO**

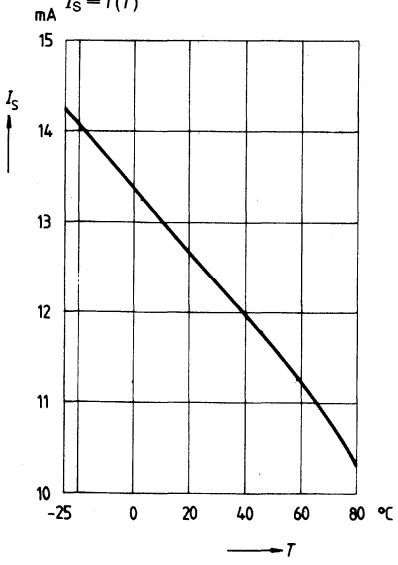
$U_S = 12\text{ V}, v = \text{max}$

$$\frac{\Delta f_{VCO}}{f_K \cdot K} \left[ \frac{1}{K} \right] \text{ mit } C_T \text{ als Parameter}$$



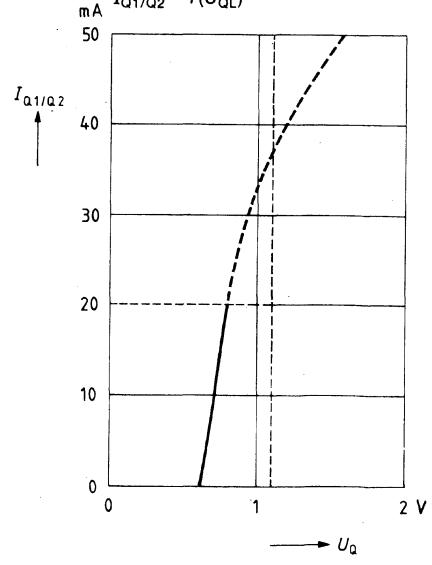
**Temperaturgang Stromaufnahme**

$$I_S = f(T)$$



**Ausgangsstrom**

$$I_{Q1/Q2} = f(U_{QL})$$



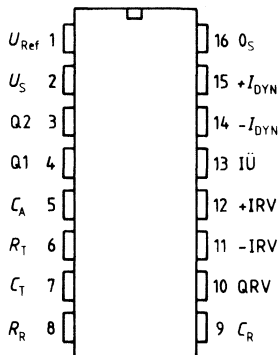
## Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☒ TDA 4716 A	Q67000–Y865	} P-DIP-16
☒ TDA 4716 B	Q67000–Y870	

Dieser universell anwendbare 16polige Schaltnetzteilbaustein beinhaltet digitale und analoge Funktionen, die zum Aufbau von hochwertigen Sperr-, Eintakt- und Gegentaktwandlern in Normal-, Halbbrücken- und Vollbrückenschaltungen benötigt werden. Das Bauelement läßt sich ebenso für transformatorlose Spannungsvervielfacher und drehzahl-regelte Motoren verwenden. Fehler im elektrischen Betrieb werden durch im Baustein integrierte Operationsverstärker erkannt und lösen Schutzfunktionen aus.

- Gegentaktausgänge (offener Kollektor)
- Doppelplusunterdrückung
- Dynamische Strombegrenzung
- Überspannungsschutz
- IC-Unterspannungsschutz
- Referenzspannungsquelle ( $\pm 2\%$  bei TDA 4716 B)
- Referenzüberlastschutz
- Vorsteuerung
- Regelverstärker
- Weicher Anlauf

### Anschlußanordnung (Ansicht von oben)



### Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$U_{REF}$	Referenzspannung $U_{REF}$
2	$U_S$	Versorgungsspannung $U_S$
3	Q2	Ausgang Q2
4	Q1	Ausgang Q1
5	$C_A$	Weicher Anlauf $C_A$
6	$R_T$	VCO $R_T$
7	$C_T$	VCO $C_T$
8	$R_R$	Rampengenerator $R_R$
9	$C_R$	Rampengenerator $C_R$
10	QRV	Ausgang Regelverstärker
11	$-IRV$	Eingang Regelverstärker (-)
12	$+IRV$	Eingang Regelverstärker (+)
13	$IÜ$	Eingang Überspannung
14	$-I_{DYN}$	Dynamische Strombegrenzung (-)
15	$+I_{DYN}$	Dynamische Strombegrenzung (+)
16	$0_S$	Masse 0 V

### **Schaltungsbeschreibung**

Im folgenden werden die einzelnen Funktionsteile des Bausteins und ihr Zusammenwirken beschrieben.

### **Spannungskontrollierter Generator (VCO)**

Der VCO erzeugt eine sägezahnförmige Spannung. Die Dauer der fallenden Flanke wird durch die Wahl von  $C_T$  festgelegt. Die Dauer der steigenden Flanke – und damit näherungsweise die Frequenz – bestimmt  $R_T$ . Während der fallenden Flanke gibt der VCO Triggersignal an den Rampengenerator und L-Signal an mehrere zu steuernde Teile des Bausteins ab.

### **Rampengenerator**

Der Rampengenerator wird vom VCO getriggert und schwingt mit der gleichen Frequenz wie dieser. Die Dauer der fallenden Flanke des Rampengenerators muß kürzer sein als die Fallzeit des VCO. Zur Impulsbreitensteuerung am Ausgang werden die Spannung der steigenden Flanke des Rampengenerators und eine Gleichspannung am Komparator K2 verglichen. Die Neigung der steigenden Flanke wird über den Strom durch  $R_R$  eingestellt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit einer zusätzlichen überlagerten Steuerung des Tastverhältnisses am Ausgang. Diese Steuerungsmöglichkeit („Vorsteuerung“) erlaubt den Ausgleich bekannter Störungen (z. B. Welligkeit der Eingangsspannung).

### **Gegentakt-Flipflop**

Mit der fallenden Flanke des VCO wird das Gegenteil-Flipflop umgeschaltet. Es gewährleistet, daß immer nur ein Ausgang der beiden Gegenteilkontaktausgänge freigegeben werden kann.

### **Komparator K2**

Die beiden Plus-Eingänge des Komparators sind so geschaltet, daß immer der niedrigere Plus-Pegel mit dem Pegel des Minus-Eingangs verglichen wird. Sobald die Spannung der steigenden Sägezahnflanke den niedrigeren der beiden Plus-Pegel übersteigt, werden die beiden Ausgänge über das Impuls-Abschalt-Flipflop gesperrt. Es läßt sich also die L-Zeit des jeweils aktiven Ausgangs stufenlos variieren. Weil die Frequenz konstant bleibt, entspricht das einer Tastverhältnisänderung.

### **Regelverstärker K1**

Bei K1 handelt es sich um einen qualitativ hochwertigen Regelverstärker. Er kann dazu benutzt werden, im Regelkreis die Schwankungen der zu regelnden Spannung verstärkt auf den freien Plus-Eingang des Komparators K2 zu übertragen. Eine Spannungsänderung wird dadurch in eine Tastverhältnisänderung umgesetzt. Der Gleichtaktbereich von K1 reicht von 0 V bis 5 V.

### **Impuls-Abschalt-Flipflop**

Dieses Flipflop gibt zu Beginn jeder Halbperiode die Ausgänge frei und schaltet bei Fehler-signal von K7 oder bei Abschalt-signal von K2 die Ausgänge ab.

**Komparator K 3**

K 3 begrenzt die Spannung an der Kapazität  $C_A$  (und auch an K 2!) auf maximal +5 V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengeneratorflanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten maximalen Wert begrenzen.

**Komparator K 4**

Der Komparator hat seine Schaltschwelle bei 1,5 V und setzt mit seinem Ausgang das Störungs-Flipflop, wenn die Spannung an der Kapazität  $C_A$  unter 1,5V liegt. Das Störungs-Flipflop nimmt den Setzimpuls jedoch nur dann an, wenn kein Rücksetzimpuls (Fehler) anliegt. Dadurch wird das Wiedereinschalten der Ausgänge verhindert, solange ein Fehlersignal vorhanden ist.

**Weicher Anlauf**

Die kleinere der beiden Spannungen an den Plus-Eingängen von K 2 ist ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator  $C_A$  gleich Null Volt. Diese Kapazität wird – solange kein Fehler anliegt – mit einem Strom von  $6\mu\text{A}$  bis auf den Maximalwert von 5V aufgeladen. Im Falle eines Fehlers wird  $C_A$  mit einem Strom von  $2\mu\text{A}$  entladen. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5V liegt Setz-Signal am Störungs-Flipflop und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetz-Signal anliegt. Weil die maximale Rampengeneratorspannung aber 1,8 V beträgt, wird das Tastverhältnis an den Ausgängen tatsächlich erst dann langsam und kontinuierlich aufgesteuert, wenn die Spannung an  $C_A$  den Wert 1,8 V übersteigt.

**Störungs-Flipflop**

Fehlersignale, welche an den Eingang  $\bar{R}$  des Störungs-Flipflops geleitet werden, bewirken, daß die Ausgänge sofort sperren und daß nach Wegfall des Fehlers über den weichen Anlauf wieder eingeschaltet wird.

**Komparator K 5, K 8,  $U_{\text{REF}}$ -Überstromlast**

Dies sind Fehlerdetektoren, welche bei auftretenden Fehlern sofortiges Sperren der Ausgänge über das Störungs-Flipflop bewirken. Nach Wegfall des Fehlers wird durch weichen Anlauf wieder eingeschaltet.

**Komparator K 7**

K 7 dient der Erkennung von Überströmen. Deshalb sind beide Eingänge des Operationsverstärkers herausgeführt. Das Wiedereinschalten erfolgt nach Wegfall des Fehlers mit Beginn der nächsten Halbperiode, jedoch nicht über den weichen Anlauf. Der Gleichtaktbereich von K 7 erstreckt sich von 0 V bis 4 V. Die Verzögerungszeit vom Auftreten eines Fehlers bis zum Sperren der Ausgänge beträgt nur 250 ns.

**Ausgänge**

Die beiden Ausgänge sind Transistoren mit offenem Kollektor und arbeiten im Gegentakt. Sie sind low aktiv. Die Zeit, in der jeweils einer der beiden Ausgänge durchgeschaltet ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am VCO ist gleich der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gleichzeitig gesperrt sind. Die minimale L-Spannung beträgt 0,7 V.

**Referenzspannung**

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann Verwendung finden bei der Außenbeschaltung des Regelverstärkers, der Fehlerkomparatoren, des Rampengenerators oder weiterer externer Komponenten.

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Bedingung	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$		-0,3	33	V
Spannung an Q1, Q2	$U_Q$	Q1, Q2 high	-0,3	33	V
Strom an Q1, Q2	$I_Q$	Q1, Q2 low		70	mA
Eingang $R_T$	$U_{I RT}$		-0,3	7	V
Eingang $C_T$	$U_{I CT}$		-0,3	7	V
Eingang $R_R$	$U_{I RR}$		-0,3	7	V
Eingang $C_R$	$I_{I CR}$		-10	10	mA
Eingang Komparator K5, K7	$U_{I K, 5, 7}$		-0,3	33	V
Ausgang K5	$U_{Q K5}$		-0,3	33	V
Eingang Regelverstärker	$U_{I RV}$		-0,3	33	V
Ausgang Regelverstärker	$U_{Q RV}$		-0,3	$U_S - 1$ max. 7 V	V V
Referenzspannungsanschluß	$U_{Q REF}$		-0,3	$U_{REF}$	V
Eingang $C_A$	$U_{I CA}$		-0,3	7	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$			125	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$		-55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th SU}$			60	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	TDA 4716 A	$U_S$		10,5	30	V
	TDA 4716 B	$U_S$		11	30	V
Umgebungstemperatur	TDA 4716 A	$T_U$		0	70	°C
	TDA 4716 B	$T_U$		-25	85	°C
Frequenzbereich		$f$		40	100 000	Hz
VCO-Frequenz		$f_{VCO}$		40	250 000	Hz
Rampengenerator-Frequenz		$f_{RG}$		40	250 000	Hz

**Kenndaten**

Bezeichnung	Symbol	TDA 4716 A			TDA 4716 B			Einheit
		min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	
Speisespannung	$U_S$	10,5		30	11		30	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	0		70	-25		85	°C
Stromaufnahme $C_T = 1 \text{ nF}$ $f_{VCO} = 100 \text{ kHz}$	$I_S$	8		16	8		20	mA

**Referenz**

Referenzspannung $0 \text{ mA} < I_{REF} < 5 \text{ mA}$	$U_{REF}$	2,35	2,5	2,65	2,45	2,5	2,55	V
Spannungsänderung $U_S = 14 \text{ V} \pm 20\%$	$\Delta U_{REF}$		8			8		mV
Spannungsänderung $U_S = 25 \text{ V} \pm 20\%$	$\Delta U_{REF}$		15			15		mV
Spannungsänderung $0 \text{ mA} < I_{REF} < 5 \text{ mA}$	$\Delta U_{REF}$			5			15	mV
Temperaturkoeffizient	$TK$		0,25	0,4		0,25	0,4	mV/K
Ansprechschwelle von $I_{REF}$ -Überstrom	$I_{REF}$		10			10		mA

**Oszillator (VCO)**

Frequenzbereich	$f$	40		100 000	40		100 000	Hz
Frequenzänderung $U_S = 14 \text{ V} \pm 20\%$	$\Delta f/f$		0,5			0,5		%
Frequenzänderung $U_S = 25 \text{ V} \pm 20\%$	$\Delta f/f$	-1		1	-1		1	%
Toleranz	$\Delta f/f$	-7		7	-7		7	%
$\Delta R_T = 0; \Delta C_T = 0$ Fallzeit Sägezahn: $C_T = 1 \text{ nF}$	$t$		1			1		$\mu\text{s}$
$C_T = 10 \text{ nF}$	$t$		10			10		$\mu\text{s}$
Beschaltung	$C_t$	0,82		47	0,82		47	nF
VCO	$R_t$	5		700	5		700	k $\Omega$

**Rampengenerator**

Frequenzbereich	$f_{RG}$	40		100 000	40		100 000	Hz
Maximalspannung an $C_R$	$U_H$		5,5			5,5		V
Minimalspannung an $C_R$	$U_L$		1,8			1,8		V
Eingangsstrom über $R_R$	$I_{RR}$	0		400	0		400	$\mu\text{A}$
Stromübersetzung	$I_{RR}/I_{CR}$		1/4			1/4		



Bezeichnung	Symbol	TDA 4716 A			TDA 4716 B			Einheit
		min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	
<b>Komparator K2</b>								
Eingangsstrom	$-I_{K2}$			2		2		$\mu\text{A}$
Ausschaltverzögerung <sup>2)</sup>	$t_{\text{aus}}$			500		500		ns
Eingangsspannung	$U_{IK2}$							
Tastverhältnis								
$v = 0$			1,8			1,8		V
$v = \text{max}$			5			5		V
Gleichtaktbereich	$U_{GL}$	0		5,5	0		5,5	V

**Weicher Anlauf K3, K4**

Ladestrom für $C_A$	$I_{CAL}$		6			6		$\mu\text{A}$
Entladestrom für $C_A$	$I_{CAE}$		2			2		$\mu\text{A}$
Obere								
Begrenzungsspannung	$U_{Begr}$		5			5		V
Schaltspannung K4	$U_{K4}$		1,5			1,5		V

**Regelverstärker**

Leerlaufverstärkung	$V_U$	60	80		60	80		dB
Eingangsnullspannung	$U_{E0S}$	-10		10	-10		10	mV
Temperaturkoeffizient								
von $U_{E0S}$	$TK$	-30		30	-30		30	$\mu\text{V/K}$
Eingangsstrom	$-I_I$			2			2	$\mu\text{A}$
Gleichtaktbereich	$U_{GL}$	0		5	0		5	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	-3		1,5	-3		1,5	mA
Anstiegsgeschwindigkeit								
der Ausgangsspannung	$\Delta U/\Delta t$		1			1		V/ $\mu\text{s}$
Transitfrequenz	$f_T$		3			3		MHz
Phase bei $f_T$	$\varphi_T$		120			120		Grad
Ausgangsspannung	$U_{QH/L}$	1,5		5,5	1,5		5,5	V
-3 mA < I < 1,5 mA								

**Ausgangsstufen Q1, Q2**

Ausgangsspannung	$U_{QH}$			30		30		V
$I_Q = 20 \text{ mA}$	$U_{QL}$			1,1		1,1		V
Ausgangsreststrom	$I_Q$			2		2		$\mu\text{A}$
$U_{QH} = 30 \text{ V}$								

<sup>2)</sup> siehe Seite 216

Bezeichnung	Symbol	TDA 4716 A			TDA 4716 A			Einheit
		min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	

**Dynamische Strombegrenzung K7**

Gleichtaktbereich	$U_{GL}$	0		4	0		4	V
Eingangsnullspannung	$U_{EOS}$	-10		10	-10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$			2			2	$\mu A$
Ausschaltverzögerung**)	$t_{aus}$		250			250		ns
Fehlererkennungszeit**)	$t$		50			50		ns

**Überspannung K2**

Schaltspannung	$U$	$U_{REF} - 30\text{ mV}$		$U_{REF} + 30\text{ mV}$	$U_{REF} - 30\text{ mV}$		$U_{REF} + 30\text{ mV}$	V
Eingangsstrom	$-I_I$			2			2	$\mu A$
Ausschaltverzögerung*)	$t_{aus}$		250			250		ns
Fehlererkennungszeit*)	$t$		50			50		ns

**Versorgungsunterspannung**

Einschaltswelle für $U_S$ steigend	$U_S$	8,8		10,5	8,8		11	V
Abschaltswelle für $U_S$ fallend	$U_S$	8,5		10	8,5		10,5	V

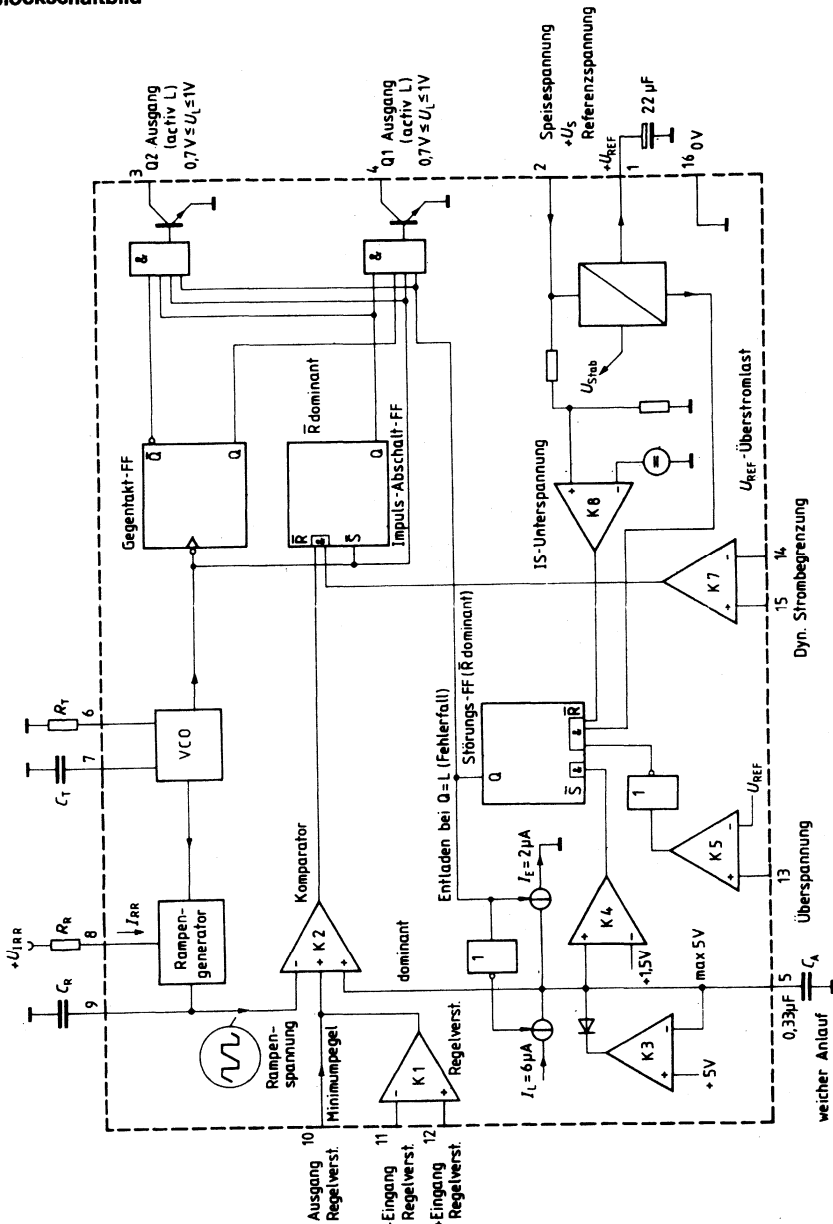
\*) Am Eingang Sprungfunktion  $U_{REF} = -100\text{ mV} \rightarrow U_{REF} = +100\text{ mV}$

\*\*\*) Am Eingang Sprungfunktion  $\Delta U = -100\text{ mV} \rightarrow \Delta U = +100\text{ mV}$

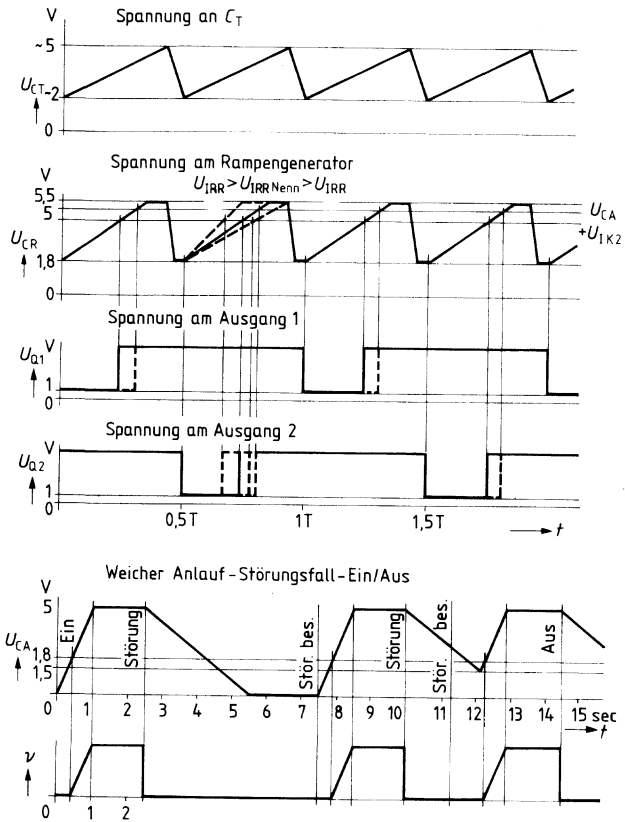
**Dimensionierungshinweise für die Beschaltung**

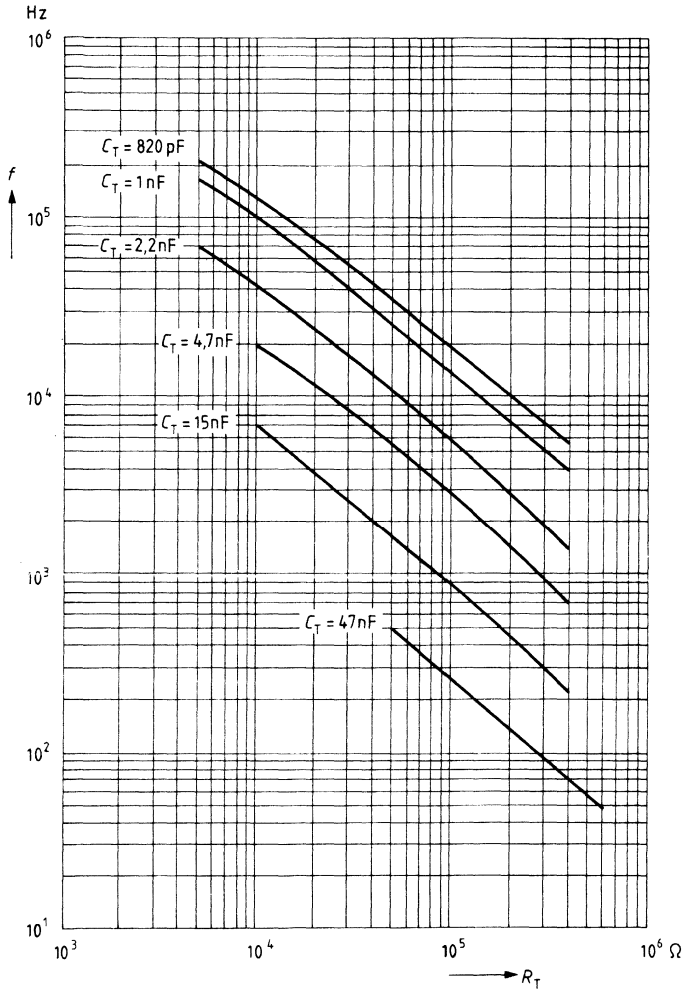
1. Festlegung der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gesperrt sein müssen  
→ Wahl von  $C_T$ ; Wahl von  $C_R \leq C_T$
2. Festlegung der VCO-Frequenz = 2x Ausgangsfrequenz  
→ Wahl von  $R_T$
3. Bestimmung der Nennsteigung der steigenden Rampengeneratorspannung, welche die maximal mögliche Einschaltdauer pro Halbwelle bedingt  
→ Wahl von  $R_R$
4. Zeitdauer für den Vorgang des weichen Anlaufs  
→ Wahl von  $C_A$
5. Beschalten des Regelverstärkers entsprechend den dynamischen Erfordernissen

Blockschaltbild



**Impulsdiagramm**

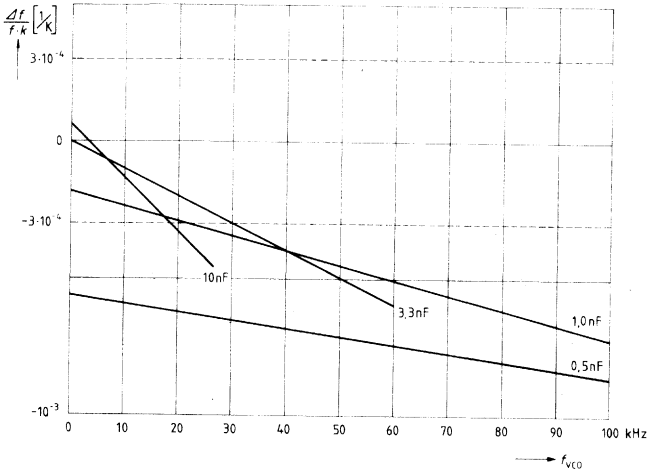


VCO-Frequenz in Abhängigkeit von  $R_T$  und  $C_T$ 

**Temperaturgang VCO**

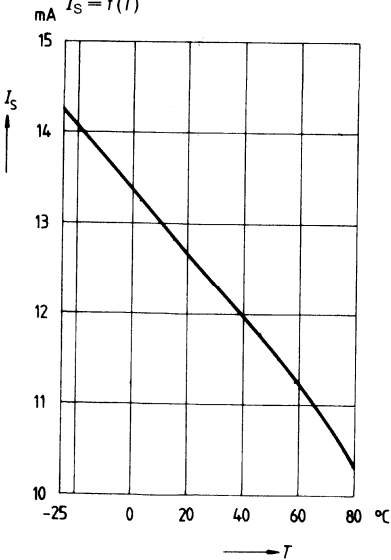
$U_S = 12\text{ V}$ ,  $v = \text{max}$

$$\frac{\Delta f_{VCO}}{f_K \cdot K} \left[ \frac{1}{K} \right] \text{ mit } C_T \text{ als Parameter}$$



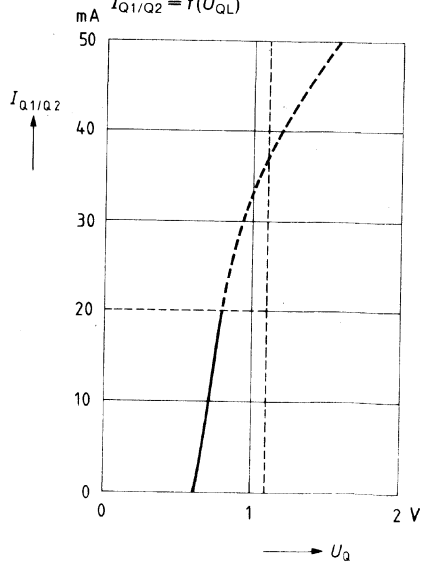
**Temperaturgang Stromaufnahme**

$$I_S = f(T)$$



**Ausgangsstrom**

$$I_{Q1/Q2} = f(U_{OL})$$



Bipolare Schaltung

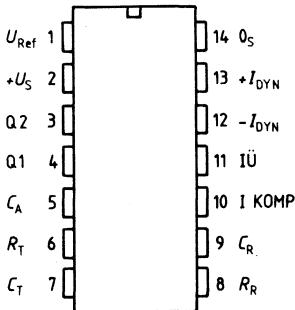
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☒ TDA 4714 A	Q67000-Y864	} P-DIP-14
☒ TDA 4714 B	Q67000-Y869	

Dieser universell anwendbare 14-polige Schaltnetzteilbaustein beinhaltet digitale und analoge Funktionen, die zum Aufbau von hochwertigen Sperr-, Eintakt- und Gegentaktwandlern in Normal-, Halbbrücken- und Vollbrückenschaltungen benötigt werden. Das Bauelement läßt sich ebenso für transformatorlose Spannungsvervielfacher und drehzahlgeleitete Motoren verwenden. Fehler im elektrischen Betrieb werden durch im Baustein integrierte Operationsverstärker erkannt und lösen Schutzfunktionen aus.

- Gegentaktausgänge (offener Kollektor)
- Doppelpulsunterdrückung
- Dynamische Strombegrenzung
- Überspannungsschutz
- IC-Unterspannungsschutz
- Referenzspannungsquelle ( $\pm 2\%$  bei TDA 4714 B)
- Referenzüberlastschutz
- Weicher Anlauf
- Vorsteuerung

Anschlußanordnung

(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$U_{REF}$	Referenzspannung $U_{REF}$
2	$+U_S$	Versorgungsspannung $U_S$
3	Q2	Ausgang Q2
4	Q1	Ausgang Q1
5	$C_A$	Weicher Anlauf $C_A$
6	$R_T$	VCO $R_T$
7	$C_T$	VCO $C_T$
8	$R_R$	Rampengenerator $R_R$
9	$C_R$	Rampengenerator $C_R$
10	I KOMP	Eingang Komparator
11	I Ü	Eingang Überspannung
12	$-I_{DYN}$	Dynamische Strombegrenzung (-)
13	$+I_{DYN}$	Dynamische Strombegrenzung (+)
14	$0_S$	$0_S$

### Schaltungsbeschreibung

Im folgenden werden die einzelnen Funktionsteile des Bausteins und ihr Zusammenwirken beschrieben.

#### Spannungskontrollierter Generator (VCO)

Der VCO erzeugt eine sägezahnförmige Spannung. Die Dauer der fallenden Flanke wird durch die Wahl von  $C_T$  festgelegt. Die Dauer der steigenden Flanke – und damit näherungsweise die Frequenz – bestimmt  $R_T$ . Während der fallenden Flanke gibt der VCO Triggersignal an den Rampengenerator und L-Signal an mehrere zu steuernde Teile des Bausteins ab.

#### Rampengenerator

Der Rampengenerator wird vom VCO getriggert und schwingt mit der gleichen Frequenz wie dieser. Die Dauer der fallenden Flanke des Rampengenerators muß kürzer sein als die Fallzeit des VCO. Zur Impulsbreitensteuerung am Ausgang werden die Spannung der steigenden Flanke des Rampengenerators und eine Gleichspannung am Komparator K2 verglichen. Die Neigung der steigenden Flanke wird über den Strom durch  $R_R$  eingestellt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit einer zusätzlichen überlagerten Steuerung des Tastverhältnisses am Ausgang. Diese Steuerungsmöglichkeit („Vorsteuerung“) erlaubt den Ausgleich bekannter Störungen (z.B. Welligkeit der Eingangsspannung).

#### Gegentakt-Flipflop

Mit der fallenden Flanke des VCO wird das Gegenteil-Flipflop umgeschaltet. Es gewährleistet, daß immer nur ein Ausgang der beiden Gegenteilausgänge freigegeben werden kann.

#### Komparator K2

Die beiden Plus-Eingänge des Komparators sind so geschaltet, daß immer der niedrigere Plus-Pegel mit dem Pegel des Minus-Eingangs verglichen wird. Sobald die Spannung der steigenden Sägezahnflanke den niedrigeren der beiden Plus-Pegel übersteigt, werden die beiden Ausgänge über das Impuls-Abschalt-Flipflop gesperrt. Es läßt sich also die L-Zeit des jeweils aktiven Ausgangs stufenlos variieren. Weil die Frequenz konstant bleibt, entspricht das einer Tastverhältnisänderung.

#### Impuls-Abschalt-Flipflop

Dieses Flipflop gibt zu Beginn jeder Halbperiode die Ausgänge frei und schaltet bei Fehler-signal von K7 oder bei Abschalt-signal von K2 die Ausgänge ab.

#### Komparator K3

K3 begrenzt die Spannung an der Kapazität  $C_A$  (und auch an K 2!) auf maximal +5 V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5 V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengeneratorflanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten maximalen Wert begrenzen.



**Komparator K 4**

Der Komparator hat seine Schaltschwelle bei 1,5V und setzt mit seinem Ausgang das Störungs-Flipflop, wenn die Spannung an der Kapazität  $C_A$  unter 1,5V liegt. Das Störungs-Flipflop nimmt den Setzimpuls jedoch nur dann an, wenn kein Rücksetzimpuls (Fehler) anliegt. Dadurch wird das Wiedereinschalten der Ausgänge verhindert, solange ein Fehlersignal vorhanden ist.

**Weicher Anlauf**

Die kleinere der beiden Spannungen an den Plus-Eingängen von K2 ist ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator  $C_A$  gleich Null Volt. Diese Kapazität wird – solange kein Fehler anliegt – mit einem Strom von  $6\mu\text{A}$  bis auf den Maximalwert von 5V aufgeladen. Im Falle eines Fehlers wird  $C_A$  mit einem Strom von  $2\mu\text{A}$  entladen. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5V liegt Setz-Signal am Störungs-Flipflop und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetz-Signal anliegt. Weil die maximale Rampengeneratorspannung aber 1,8V beträgt, wird das Tastverhältnis an den Ausgängen tatsächlich erst dann langsam und kontinuierlich aufgesteuert, wenn die Spannung an  $C_A$  den Wert 1,8V übersteigt.

**Störungs-Flipflop**

Fehlersignale, welche an den Eingang  $\bar{R}$  des Störungs-Flipflops geleitet werden, bewirken, daß die Ausgänge sofort sperren und daß nach Wegfall des Fehlers über den weichen Anlauf wieder eingeschaltet wird.

**Komparator K 5, K 8,  $U_{REF}$ -Überstromlast**

Dies sind Fehlerdetektoren, welche bei auftretenden Fehlern sofortiges Sperren der Ausgänge über das Störungs-Flipflop bewirken. Nach Wegfall des Fehlers wird durch weichen Anlauf wieder eingeschaltet.

**Komparator K 7**

K7 dient der Erkennung von Überströmen. Deshalb sind beide Eingänge des Operationsverstärkers herausgeführt. Das Wiedereinschalten erfolgt nach Wegfall des Fehlers mit Beginn der nächsten Halbperiode, jedoch nicht über den weichen Anlauf. Der Gleichtaktbereich von K7 erstreckt sich von 0 V bis 4 V. Die Verzögerungszeit vom Auftreten eines Fehlers bis zum Sperren der Ausgänge beträgt nur 250 ns.

**Ausgänge**

Die beiden Ausgänge sind Transistoren mit offenem Kollektor und arbeiten im Gegentakt. Sie sind low aktiv. Die Zeit, in der jeweils einer der beiden Ausgänge durchgeschaltet ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am VCO ist gleich der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gleichzeitig gesperrt sind. Die minimale L-Spannung beträgt 0,7 Volt.

**Referenzspannung**

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann Verwendung finden bei der Außenbeschaltung des Regelverstärkers, der Fehlerkomparatoren, des Rampengenerators oder weiterer externer Komponenten.

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Bedingung	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$		-0,3	33	V
Spannung an Q1, Q2	$U_Q$	Q1, Q2 high	-0,3	33	V
Strom an Q1, Q2	$I_Q$	Q1, Q2 low		70	mA
Eingang $R_T$	$U_{IRT}$		-0,3	7	V
Eingang $C_T$	$U_{ICT}$		-0,3	7	V
Eingang $R_R$	$U_{IRR}$		-0,3	7	V
Eingang $C_R$	$I_{ICR}$		-10	10	mA
Eingang Komparator					
K2, K5, K7	$U_{IK 2, 5, 7}$		-0,3	33	V
Ausgang K5	$U_{QK 5}$		-0,3	33	V
Referenzspannungsanschluß	$U_{Q REF}$		-0,3	$U_{REF}$	V
Eingang $C_A$	$U_{ICA}$		-0,3	7	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$			125	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$		-55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th SU}$			60	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	TDA 4714 A TDA 4714 B	$U_S$ $U_S$		10,5 11	30 30	V V
Umgebungstemperatur	TDA 4714 A TDA 4714 B	$T_U$ $T_U$		0 -25	70 85	°C °C
Frequenzbereich		$f$		40	100 000	Hz
VCO-Frequenz		$f_{VCO}$		40	250 000	Hz
Rampengenerator-Frequenz		$f_{RG}$		40	250 000	Hz

**Kenndaten**

Bezeichnung	Symbol	TDA 4714 A			TDA 4714 B			Einheit
		min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	
Speisespannung	$U_S$	10,5		30	11		30	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	0		70	-25		85	°C
Stromaufnahme $C_T = 1 \text{ nF}$ $f_{VCO} = 100 \text{ kHz}$	$I_S$	8		16	8		20	mA

**Referenz**

Referenzspannung $0 \text{ mA} < I_{REF} < 5 \text{ mA}$	$U_{REF}$	2,35	2,5	2,65	2,45	2,5	2,55	V
Spannungsänderung $U_S = 14 \text{ V} \pm 20\%$	$\Delta U_{REF}$		8			8		mV
Spannungsänderung $U_S = 25 \text{ V} \pm 20\%$	$\Delta U_{REF}$		15			15		mV
spannungsänderung $0 \text{ mA} < I_{REF} < 5 \text{ mA}$	$\Delta U_{REF}$			5			15	mV
Temperaturkoeffizient	TK		0,25	0,4		0,25	0,4	mV/K
Ansprechschwelle von $I_{REF}$ -Überstrom	$I_{REF}$		10			10		mA

**Oszillator (VCO)**

Frequenzbereich	$f$	40		100 000	40		100 000	Hz
Frequenzänderung $U_S = 14 \text{ V} \pm 20\%$	$\Delta f/f$		0,5			0,5		%
Frequenzänderung $U_S = 25 \text{ V} \pm 20\%$	$\Delta f/f$	-1		1	-1		1	%
Toleranz	$\Delta f/f$	-7		7	-7		7	%
Fallzeit Sägezahn: $C_T = 1 \text{ nF}$ $C_T = 10 \text{ nF}$	$t$		1			1		$\mu\text{s}$
Beschaltung	$t$		10			10		$\mu\text{s}$
VCO	$C_T$	0,82		47	0,82		47	nF
	$R_T$	5		700	5		700	k $\Omega$

**Rampengenerator**

Frequenzbereich	$f_{RG}$	40		100 000	40		100 000	Hz
Maximalspannung an $C_R$	$U_H$		5,5			5,5		V
Minimalspannung an $C_R$	$U_L$		1,8			1,8		V
Eingangsstrom über $R_R$	$I_{RR}$	0		400	0		400	$\mu\text{A}$
Stromübersetzung	$I_{RR}/I_{CR}$		1/4			1/4		

Bezeichnung	Symbol	TDA 4714 A			TDA 4714 B			Einheit
		min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	

**Komparator K2**

Eingangsstrom	$-I_{K2}$			2			2	$\mu A$
Ausschaltverzögerung <sup>2)</sup>	$t_{aus}$			500			500	ns
Eingangsspannung	$U_{I K2}$		1,8			1,8		V
Tastverhältnis $v = 0$ $v = \max$			5			5		V
Gleichtaktbereich	$U_{GL}$	0		5,5	0		5,5	V

**Weicher Anlauf K3, K4**

Ladestrom für $C_A$	$I_{CAL}$		6			6		$\mu A$
Entladestrom für $C_A$	$I_{CAE}$		2			2		$\mu A$
Obere Begrenzungsspannung	$U_{Begr}$		5			5		V
Schaltspannung K4	$U_{K4}$		1,5			1,5		V

**Ausgangsstufen Q1, Q2**

Ausgangsspannung	$U_{QH}$			30			30	V
$I_Q = 20 \text{ mA}$	$U_{QL}$			1,1			1,1	V
Ausgangsreststrom	$I_Q$			2			2	$\mu A$
$U_{QH} = 30 \text{ V}$								

**Dynamische Strombegrenzung K7**

Gleichtaktbereich	$U_{GL}$	0		4	0		4	V
Eingangsnullspannung	$U_{EOS}$	-10		10	-10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$			2			2	$\mu A$
Ausschaltverzögerung <sup>2)</sup>	$t_{aus}$		250			250		ns
Fehlererkennungszeit <sup>2)</sup>	$t$		50			50		ns

**Überspannung K5**

Schaltspannung	$U$	$U_{REF} - 30 \text{ mV}$		$U_{REF} + 30 \text{ mV}$	$U_{REF} - 30 \text{ mV}$		$U_{REF} + 30 \text{ mV}$	V
Eingangsstrom	$-I_I$			2			2	$\mu A$
Ausschaltverzögerung <sup>1)</sup>	$t_{aus}$		250			250		ns
Fehlererkennungszeit <sup>1)</sup>	$t$		50			50		ns

**Versorgungsunterspannung**

Einschaltswelle für $U_S$ steigend	$U_S$	8,8		10,5	8,8		11	V
Abschaltswelle für $U_S$ fallend	$U_S$	8,5		10	8,5		10,5	V

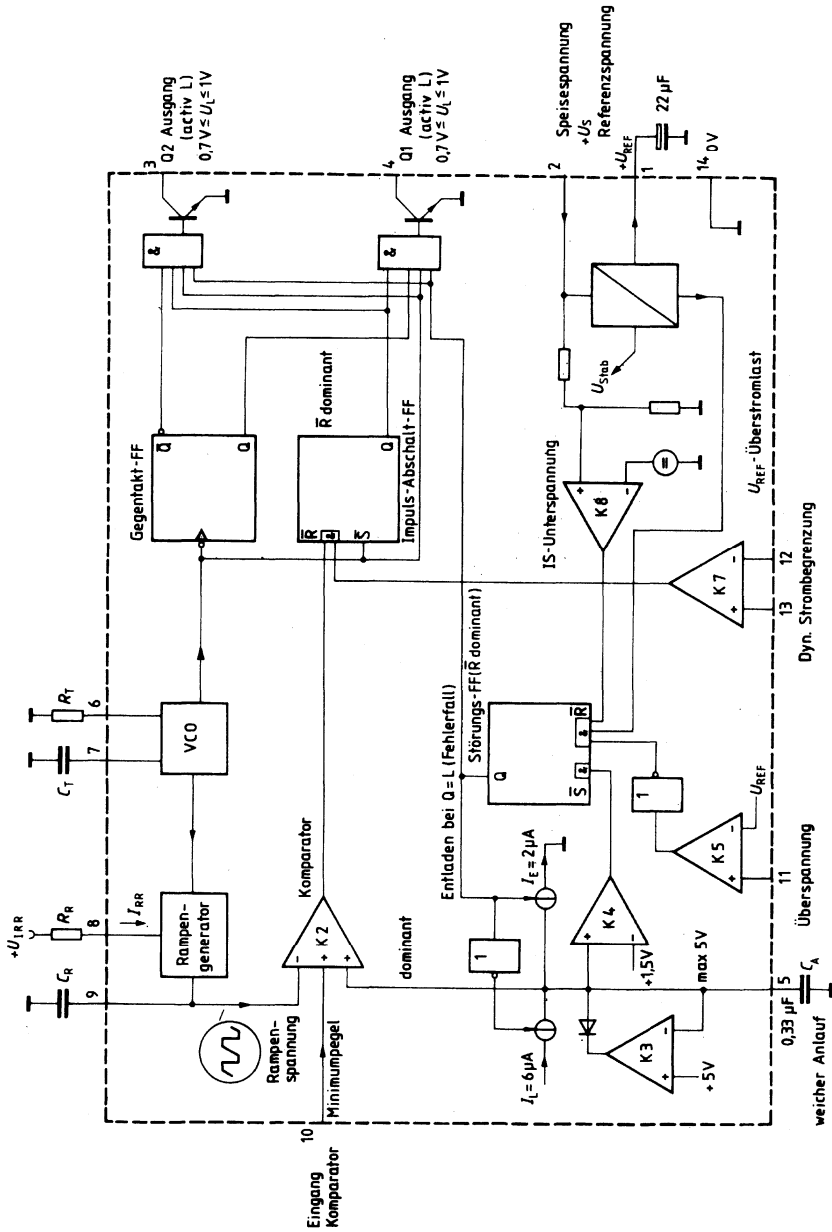
1) Am Eingang Sprungfunktion  $U_{REF} = -100 \text{ mV} \rightarrow U_{REF} = +100 \text{ mV}$

2) Am Eingang Sprungfunktion  $\Delta U = -100 \text{ mV} \rightarrow \Delta U = +100 \text{ mV}$

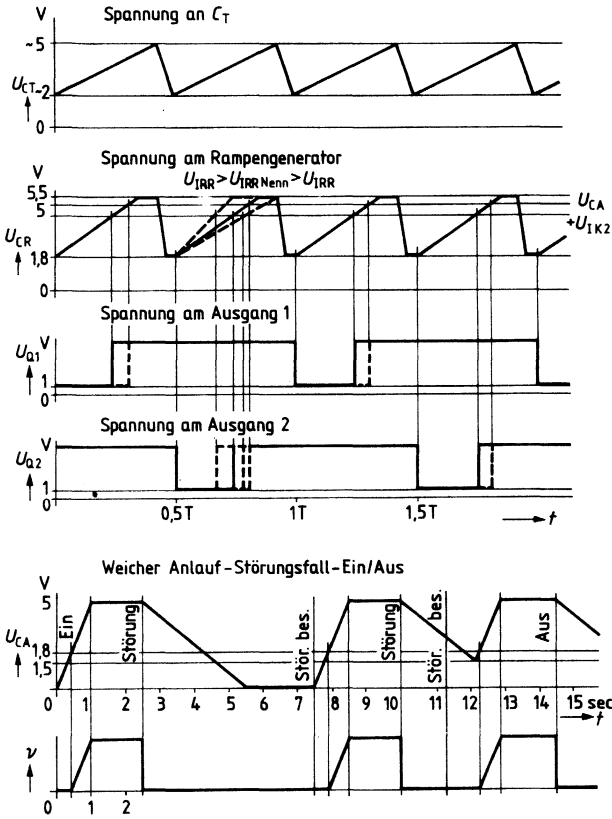
**Dimensionierungshinweise für die Beschaltung**

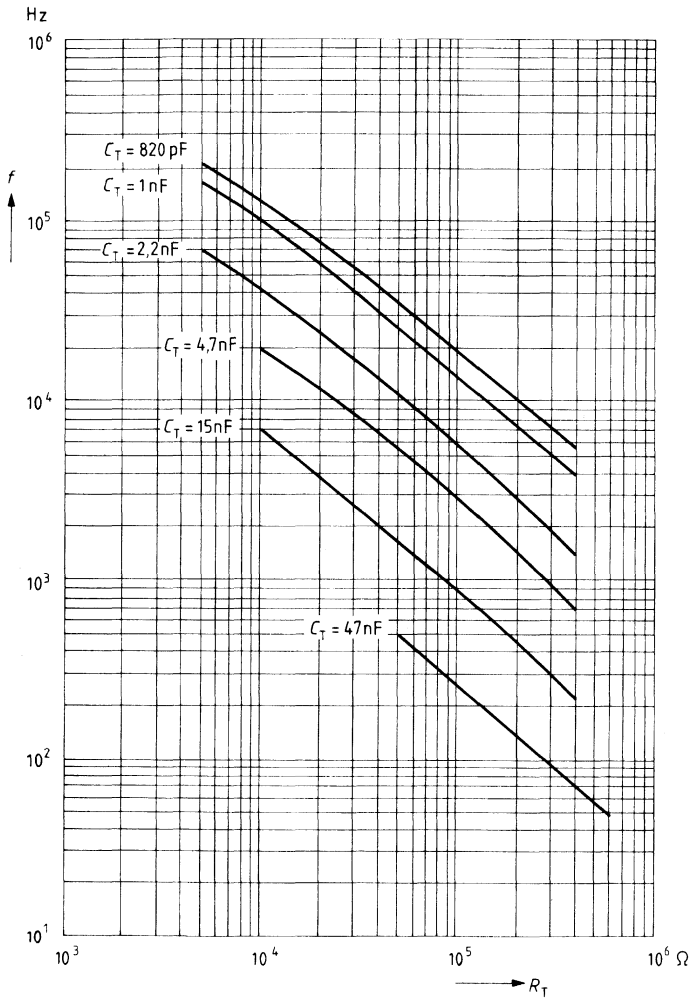
1. Festlegung der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gesperrt sein müssen  
→ Wahl von  $C_T$ ; Wahl von  $C_R \leq C_T$
2. Festlegung der VCO-Frequenz = 2 x Ausgangsfrequenz  
→ Wahl von  $R_T$
3. Bestimmung der Nennsteigung der steigenden Rampengeneratorspannung, welche die maximal mögliche Einschaltdauer pro Halbwelle bedingt  
→ Wahl von  $R_R$
4. Zeitdauer für den Vorgang des weichen Anlaufs  
→ Wahl von  $C_A$

Blockschaltbild



Impulsdiagramm



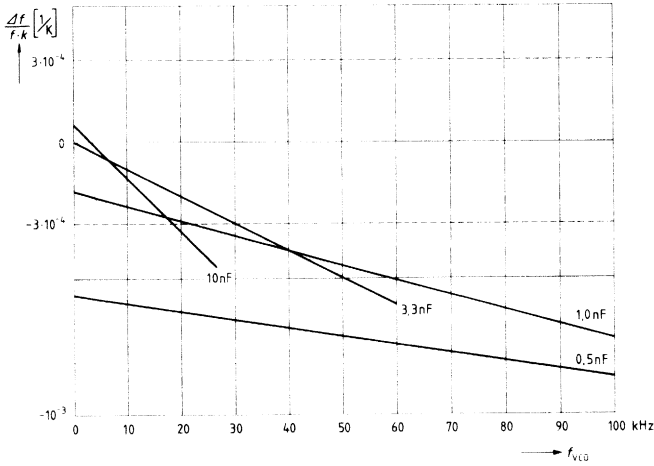
VCO-Frequenz in Abhängigkeit von  $R_T$  und  $C_T$ 



**Temperaturgang VCO**

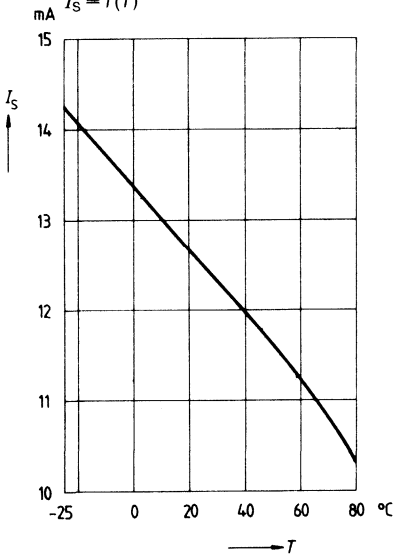
$U_S = 12\text{ V}$ ,  $v = \text{max}$

$$\frac{\Delta f_{VCO}}{f_K \cdot K} \left[ \frac{1}{K} \right] \text{ mit } C_T \text{ als Parameter}$$



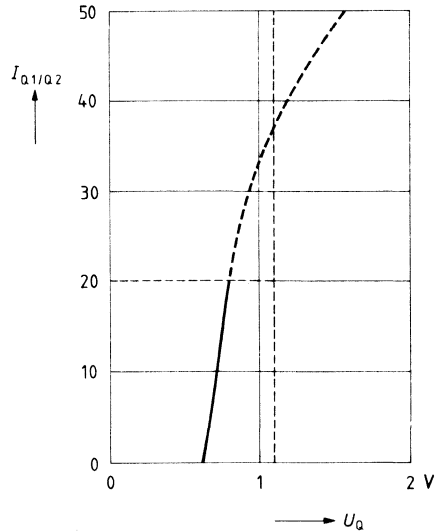
**Temperaturgang Stromaufnahme**

$$I_S = f(T)$$



**Ausgangsstrom**

$$I_{Q1/Q2} = f(U_{Q1})$$

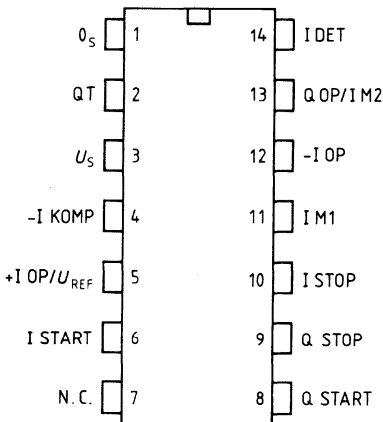


Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☒ TDA 4814 A	Q67000-A8163	P-DIP-14

Der Baustein enthält die Komponenten für den Aufbau eines Schaltnetzteiles mit sinusförmiger Netzstromaufnahme. Der sinusförmige Netzstrom wird vor allem bei hoher Leistungsaufnahme aus dem Netz gefordert. Ein möglicher Einsatz besteht z. B. bei elektronischen Vorschaltgeräten für Leuchtstoffröhren (EVG), insbesondere wenn viele Röhren konzentriert an einem Netzpunkt betrieben werden. Der IC kann aber auch für allgemeine Schaltnetzteilansteuerungen Verwendung finden. Die Möglichkeit der Ausgangsspannungsregelung erlaubt den Betrieb bei verschiedenen Netzspannungen (110 V<sub>~</sub>/220 V<sub>~</sub>) ohne Umschaltung.

Eine Überwachungs-Schaltung ermöglicht die Steuerung verschiedener Ein- und Ausschaltfunktionen unterschiedlicher Geräte.

**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	0 <sub>S</sub>	Masse 0 V
2	QT	Treiberausgang
3	U <sub>S</sub>	Versorgungsspannung
4	-I KOMP	Komparatoreingang
5	+I OP/U <sub>REF</sub>	+Eingang
6	I START	Starteingang
7	N.C.	N.C.
8	Q START	Startausgang
9	Q STOP	Stopausgang
10	I STOP	Stopeingang
11	I M1	Multipliziereingang M1
12	-I OP	-Eingang OP
13	Q OP/I M2	OP-Ausgang/ Multipliziereingang M2
14	I DET	Detektoreingang

### Schaltungsbeschreibung

Nach dem Überschreiten der Einschaltsschwelle an  $U_S$  schaltet der IC von Standby auf volle Stromaufnahme. Das Abschalten geschieht über eine Hysterese. Bei Speisung mit eingepprägtem Strom begrenzt die eingebaute Z-Diode die Spannung an  $U_S$ .

Der Operationsverstärker (OP) kann als Regelverstärker beschaltet werden. Dieser vergleicht dann die geteilte Ausgangsspannung  $U_Q$  mit einer temperaturstabilen Referenzspannung  $U_{REF}$ . Die so erzeugte Ausgangsspannung des OP wird im Multiplizierer (M) mit einer Sinus-Betrag-Spannung multipliziert. Am Ausgang des Multiplizierers steht damit eine in der Amplitude variable Sinus-Betrag-Spannung zur Verfügung. Diese Soll-Spannung wird dann an den Plus-Eingang des Komparators geführt. Die Soll-Spannung am Multiplizierer-Ausgang kann nun über den Komparator mit einer aus dem Netz-Ist-Strom abgeleiteten Spannung verglichen werden. Der Ausgang des Komparators gibt über eine logische Schaltung das Vergleichssignal an den Treiber, welcher den SIPMOS-Transistor schaltet.

In der Drossel dürfen keine Stromlücken auftreten, weil sonst der Netzstrom nicht mehr sinusförmig wäre. Aus diesem Grund wird über den Eingang I DET geföhlt, wann nach dem Abschalten des SIPMOS-Transistors der Drosselstrom auf Null abgesunken ist. Damit ist sichergestellt, daß der SIPMOS-Transistor nicht zu früh einschaltet und daß keine Stromlücken entstehen.

Wenn der Eingang I DET hohes Potential besitzt (H), ist der SIPMOS-Treiber Ausgang QT gesperrt. Gleichzeitig kann das Flipflop vom Komparator gesetzt werden.

Bei niedrigem Potential I DET (L) ist der Ausgang Q freigegeben und dieser kann vom Komparator durch Rücksetzen des Flipflops wieder gesperrt werden.

Die Drossel ist also beim Einschalten des SIPMOS-Transistors immer stromlos und es entstehen keine Stromlücken in der Drossel.

### Treiber Ausgang QT für SIPMOS-Transistoren

Der Ausgangstreiber ist als Push-Pull-Stufe gebaut. Zur Strombegrenzung liegt ein Widerstand von  $10 \Omega$  in Serie zum Ausgang. Ein Widerstand von  $10 \text{ k}\Omega$  liegt zwischen Q und Masse. Dieser Widerstand hält während des Standby-Betriebes den SIPMOS-Transistor sicher gesperrt.

Der Ausgang Q ist außerdem über Dioden mit der Versorgungsspannung  $U_S$  und mit Masse verbunden.

Die Diode gegen  $U_S$  leitet beim Einschalten der Versorgungsspannung des Schaltnetztes die kapazitiven Verschiebungsströme aus dem Gate des SIPMOS-Transistors in den Glättungskondensator an  $U_S$ . Die Spannung an  $U_S$  darf dabei  $0,7 \text{ V}$  nicht überschreiten, wenn der SIPMOS-Transistor gesperrt bleiben soll.

Die Diode gegen Masse klemmt negative Spannung an Q auf  $-0,7 \text{ V}$ . Kapazitive Ströme, welche bei Spannungseinbruch am Drain-Anschluß des SIPMOS-Transistors entstehen, können dann ungehindert abfließen.

### Referenzspannung ( $U_{REF}$ )

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann bei der Beschaltung zusätzlicher externer Komponenten Verwendung finden.

**Überwachungs-Schaltung (I START, I STOP, Q START, Q STOP)**

Die Überwachungs-Schaltung gewährleistet den sicheren Betrieb eines Gerätes. Ein durch Störung stillgelegter Schaltungsteil kann z. B. erst neu gestartet werden, nachdem der Überwachungs-Start (I START/Q START) gezündet hat und ein positiver Spannungsimpuls an Q START eingepreßt wurde.

Falls ein Defekt vorliegt, zündet der Überwachungs-Stop (I STOP/Q STOP) und legt das ganze Gerät oder nur einen zu schützenden Schaltungsteil still. Ein Start ist erst dann wieder möglich, wenn ein an I START bzw. I STOP eingepreßter Haltestrom unterbrochen wurde (z. B. durch Netzabschaltung).

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Anmerkungen	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$U_Z = Z$ -Spannung	-0,3	$U_Z$	V

**Eingänge**

Komparator	$U_{I\text{ KOMP}}$		-0,3	33	V
Operationsverstärker	$U_{-I\text{ KOMP}}$		-0,3	33	V
	$U_{I\text{ OP}}$		-0,3	6	V
Multiplizierer	$U_{-I\text{ OP}}$		-0,3	6	V
	$U_{M1}$		-0,3	33	V
Ausgang OP	$U_{QOP}/I_{M2}$		-0,3	6	V
Z-Strom $U_S$ -Masse	$I_Z$	$P_{\text{max}}$ beachten!	0	300	mA
TreiberAusgang	$U_Q$		-0,3	$U_S$	V
Klemmdioden an Q	$I_{QD}$	$U_Q > U_S$ oder $U_Q < -0,3\text{ V}$	-10	10	mA
Eingang START	$U_{I\text{ START}}$	siehe Kenndaten siehe Kenndaten	-0,3	25	V
	$U_{I\text{ STOP}}$		-0,3	33	V
Ausgang START	$U_{Q\text{ START}}$		-10	3	V
	$U_{Q\text{ STOP}}$		-0,3	6	V
Detektoreingang	$U_{I\text{ DET}}$		0,9	6	V
Detektor-Klemmdioden	$I_{I\text{ DET}}$	$U_{I\text{ DET}} 6\text{ V}$ oder $U_{I\text{ DET}} < 0,9\text{ V}$	-10	10	mA
Kapazität am I START gegen Masse	$C_{I\text{ START}}$			150	$\mu\text{F}$
Sperrschichttemperatur	$T_j$			125	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{\text{stg}}$		-55	125	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{\text{th SU}}$			65	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	Werte für $U_S$ EIN, $U_Z$ siehe Kenndaten	$U_S$ EIN	$U_Z$	V
Z-Strom	$I_Z$	$P_{\text{max}}$ beachten!	0	200	mA
Treiberstrom	$I_{QT}$		-300	300	mA
Umgebungstemperatur	$T_U$		-25	85	$^{\circ}\text{C}$

**Kenndaten**  $U_{S\text{ EIN}'} < U_S < U_Z; T_U = -25^\circ\text{C bis } +85^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	------	------	------	---------

### Stromaufnahme

Ohne Last an Treiber Q und $U_{\text{REF}}$ ; Q auf Low $0\text{ V} < U_S < U_{S\text{ EIN}}$ $U_{S\text{ EIN}} < U_S < U_Z$ Belastung an QT mit SIPMOS-GATE; dynamischer Betrieb 50 kHz $U_S = 12\text{ V}$ Last an Q = 10 nF	$I_S$			0,5	mA
	$I_S$	2,5	5	6,5	mA
	$I_S$			15	mA

### Hysterese an $U_S$

Einschaltswelle für $U_S$ steigend	$U_{\text{Hy H}}$	9,6	10,4	11,2	V
Schalthyserese	$U_{\text{S Hy}}$	1,0		1,7	V

### Komparator (KOMP)

Eingangsnulspannung	$U_{I0}$	-10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_{I1}$			2	$\mu\text{A}$
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	0		3,5	V

### Operationsverstärker (OP)

Leerlaufverstärkung	$V_{U0}$	60	80		dB
Eingangsnulspannung	$U_{I0}$	-30		-10	mV
Eingangsstrom	$-I_{I1}$			2	$\mu\text{A}$
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	0		3,5	V
Ausgangsstrom	$I_{Q\text{ OP}}$	-3		1,5	mA
Ausgangsspannung	$U_{Q\text{ OP}}$	1,2		4	V
Transitfrequenz	$f_T$		2		MHz
Transitphase	$\varphi_T$		120		Grad

Bemerkungen siehe Seite 239

**Kenndaten**  $U_{S\text{EIN}1} < U_S < U_Z$ ;  $T_U = -25^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	------	------	------	---------

### Ausgangstreiber (QT)

Ausgangsspannung High $I_Q = -10\text{ mA}$	$U_{QH}$	5			V
Ausgangsspannung Low $I_Q = +10\text{ mA}$	$U_{QL}$			1	V
Ausgangsstrom steigende Flanke $C_{LAST} = 10\text{ nF}$ fallende Flanke $C_{LAST} = 10\text{ nF}$	$-I_Q$ $I_Q$	200 250	300 350	400 450	mA mA

### Referenzspannungsquelle

Spannung $0 < I_{REF} < 3\text{ mA}$	$U_{REF}$	1,8	2	2,2	V
Laststrom	$-I_L$	0		3	mA
Spannungsänderung $10\text{ V} < U_S < U_Z$	$\Delta U_{REF}$			5	mV
Spannungsänderung $0\text{ mA} < I_{REF} < 3\text{ mA}$	$\Delta U_{REF}$			20	mV
Temperaturgang	$\Delta U_{REF}/\Delta T$	-0,5		+0,5	mV/K

### Z-Diode ( $U_S$ – Masse)

Z-Spannung $I_Z = 200\text{ mA}$ $P_{max}$ beachten!	$U_Z$	13	15,5	17	V
--	-------	----	------	----	---

### Multiplizierer (M1)<sup>2</sup>

Quadrant für die Eingangsspannungen			i.		Qu.
Eingangsspannung M1	$U_{M1}$	0		1	V
Bezugspegel für M1	$U_{BM1}$		0		V
Eingangsspannung M2	$U_{M2}$	$U_{REF}$		$U_{REF} + 1$	V
Bezugspegel für M2	$U_{BM2}$		$U_{REF}$		V
Eingangsstrom M1, M2	$-I_1$	0		2	$\mu\text{A}$
Koeffizient der Ausgangsspannungsquelle	$K_Q$	0,4	0,6	0,8	I/V
Temperaturgang des Ausgangsspannungs-Koeffizienten	$\Delta TK/K_Q$	-0,3	-0,1	0,1	%/K

Bemerkungen siehe Seite 239

**Kenndaten**  $U_{S\text{ EIN}}^{(1)} < U_S, U_Z; T_U = -25^\circ\text{C bis } +85^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
<b>Überwachungsschaltung</b>					
Eingang I START					
Zündspannung	$U_I\text{ ZÜ (START)}$	17	22	26	V
Zündstrom	$I_I\text{ ZÜ (START)}$	50	90	130	$\mu\text{A}$
Löschspannung	$U_I\text{ LÖ (START)}$	2	3,5	5	V
Löschstrom	$I_I\text{ LÖ (START)}$	70	110	150	$\mu\text{A}$
Eingang I STOP*)					
Zündspannung	$U_I\text{ ZÜ (STOP)}$	27	30	33	V
Zündstrom	$I_I\text{ ZÜ (STOP)}$	100	150	200	V
Löschspannung	$U_I\text{ LÖ (STOP)}$	4,5	6,5	8,5	V
Löschstrom	$I_I\text{ LÖ (STOP)}$	175	250	320	$\mu\text{A}$
Übertragung I START – Q START					
Ausgangsstrom an Q START					
$U_{\text{START}} = 15\text{ V};$ $U_{\text{Q START}} = 2\text{ V}$	$-I_{\text{Q START}}$	400	600	800	mA
Übertragung I STOP – Q STOP					
Ausgangsstrom an Q STOP					
$I_{\text{STOP}} = 1,5\text{ mA};$ $U_{\text{STOP}} = 18\text{ V};$ $U_{\text{Q STOP}} = 1,2\text{ V};$	$-I_{\text{Q STOP}}$	0,9	1,2		mA
$I_{\text{STOP}} = 0,4\text{ mA};$ $U_{\text{STOP}} \approx 7\text{ V};$ $U_{\text{Q STOP}} = 1,2\text{ V}$	$-I_{\text{Q STOP}}$	90	150		$\mu\text{A}$
<b>Detektor (I DET)</b>					
Obere Schaltspannung für Spannung steigend (H)	$U_{\text{DET H}}$	1	1,3	1,6	V
Untere Schaltspannung für Spannung fallend (L)	$U_{\text{DET L}}$	0,95			V
Schalthyserese	$U_{\text{S Hy}}$	50		300	mV
Eingangsstrom $0,9\text{ V} < U_{\text{DET}} < 6\text{ V}$	$-I_{\text{DET}}$		5		$\mu\text{A}$
Klemmiodenstrom $U_{\text{DET}} > 6\text{ V}$ od. $U_{\text{DET}} < 0,9\text{ V}$	$I_{\text{DET}}$	-3		3	mA

\*) Die Zündspannung von  $I_{\text{STOP}}$  ist mindestens 3 V größer als die Zündspannung von  $I_{\text{START}}$ .  
Weitere Bemerkungen siehe Seite 239



**Kenndaten**  $U_{S\text{ EIN}}^1) U_S < U_Z; T_U = -25^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
<b>Laufzeiten</b>					
Eingang Komparator $\rightarrow Q^3)$	t		200	500	ns

### Bemerkungen

- 1)  $U_{S\text{ EIN}}$  bedeutet, daß  $U_{SH}$  überschritten, aber  $U_{SL}$  noch nicht unterschritten wurde.
- 2) Berechnung der Ausgangsspannung  $U_{QM}$ :  $U_{QM} = K \cdot U_{M1}^* \cdot U_{M2}^*$  in V.  
Die Spannungen  $U_{M1}^*$  und  $U_{M2}^*$  sind auf die jeweiligen Bezugspegel bezogen.
- 3) Sprungfunktionen am Komparatoreingang  $\Delta U_{KOMP} = -100\text{ mV} \rightarrow \Delta U_{KOMP} = +100\text{ mV}$ .

---

## Einsatz und Vorzüge des IC TDA 4814 A in EVG's und SNT's

### 1. Sinus-IC in Schaltnetzteilen

Das „aktive Oberwellenfilter“ besteht aus einer Gleichrichteranordnung in Brückenschaltung und einem nachgeschalteten Hochsetzsteller. Durch ein Steuerverfahren gelingt es, dem Einphasennetz einen nahezu sinusförmigen Strom zu entnehmen und am Ausgang eine geregelte Gleichspannung bereitzustellen.

Bei Schaltnetzteilen mit konventioneller Netzgleichrichtung erreicht man einen Leistungsfaktor (Verhältnis Wirkleistung zu Scheinleistung) von 0,5 bis 0,7. Das „aktive Oberwellenfilter“ dient zur Verbesserung des Leistungsfaktors, der nahezu den Wert 1 erreicht, und zur Verringerung der Netzbelastung durch Oberwellen. Die von dem „aktiven Oberwellenfilter“ verursachten Verluste werden dadurch mehr als kompensiert, daß ein nachgeschalteter Wandler aufgrund der Betriebsspannungsvorregelung ständig bei optimalem Arbeitspunkt betrieben werden kann.

Der erforderliche Mehraufwand gegenüber einem Schaltnetzteil ohne „aktives Oberwellenfilter“ wird ab einer Leistung von ca. 500 W und darüber durch Einsparungen an anderer Stelle (u. a. kleinere Glättungskapazität und hochohmigere Transistoren im Schaltnetzteil) aufgewogen. Bei den zunehmend nachgefragten Weitbereichs-Stromversorgungen, d. h. Netzgeräte, die ohne Umschalten an 90 bis 240-V-Netzen betrieben werden können, verschiebt sich die Wirtschaftlichkeits-Leistungsgrenze deutlich nach unten.

### 2. Sinus-IC in elektronischen Vorschaltgeräten für Leuchtstofflampen

Der VDE und die EVU's fordern von **industriellen** Stromverbrauchern, daß diese „sinusförmigen Strom“ aus dem Netz aufnehmen, also ein rein ohmsches Verhalten zeigen. Die ist bei Glühlampen, Kochplatten und Heizungen gegeben.

Bei allen elektrischen Geräten mit Gleichrichtung und CR-Last ist die Stromaufnahme puls-förmig, d. h. mit einem hohen Gehalt an Oberwellen behaftet und nach VDE unzulässig. Die rückwirkende Stromwelligkeit kann z. B. Rundsteueranlagen stören, d. h. zu Fehlschaltungen führen. Der Oberwellenanteil des Stroms darf daher bestimmte Werte nicht überschreiten.

Die Form des Netzstromes bei einem mit stabil brennender Leuchtstofflampe betriebenen Vorschaltgerät an Nennspannung und Nennfrequenz muß so sein, daß der Anteil der Oberschwingungen im Verhältnis zur Grundschwingung die in Tabelle 1 angeführten Werte nicht übersteigt.

**Netzstrom-Oberwellengehalt nach VDE 0712 Teil 2**

Harmonische	zulässiger Oberschwingungsteil <sup>1)</sup> %
3. Oberwelle	$25 \times \frac{\lambda}{0,9}$
5. Oberwelle	7
7. Oberwelle	4
9. Oberwelle	3
11. Oberwelle	2
13. und höher	1

<sup>1)</sup>  $\lambda$  ist der Leistungsfaktor

Diese oben genannten Werte werden mit der TDA 4814 A als Ansteuerbaustein für einen SIPMOS in einer Hochsetzsteller-Schaltung erreicht.



## Vorläufige Daten

## Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4918 A	Q67000-A8021	P-DIP-20
<del>TDA 4918 G</del>	<del>Q67000-A8142</del>	<del>P-DSO-20-L (SMD)</del>
TDA 4919 A	Q67000-A8143	P-DIP-20
<del>TDA 4919 G</del>	<del>Q67000-A8018</del>	<del>P-DSO-20-L (SMD)</del>

## Funktionsbeschreibung

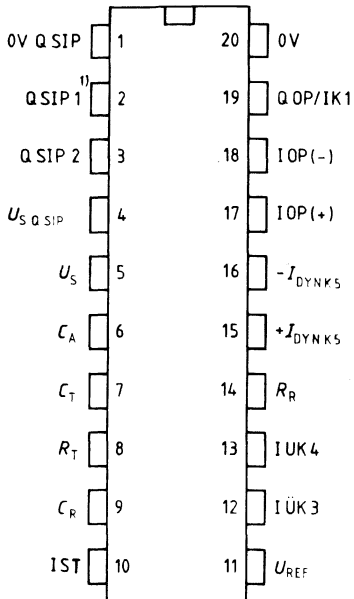
Die universell anwendbaren Schaltnetzteilbausteine zur Ansteuerung von SIPMOS Leistungstransistoren beinhalten sowohl digitale als auch analoge Funktionen. Diese werden zum Aufbau von hochwertigen Sperr- und Flußwandlern in Ein- und Gegentaktbetrieb bei Normal-, Halbbrücken- und Vollbrückenschaltung benötigt. Die Bausteine lassen sich ebenso für transformatorlose Spannungsvervielfacher und drehzahlgeregelte Motore verwenden. Fehler im elektrischen Betrieb des Schaltnetzteiles werden durch im Baustein integrierte Komparatoren erkannt und lösen Schutzfunktionen aus. Der TDA 4918 hat zwei Treiber-Ausgänge für Gegentakt-SNT, sowie Eintakt-SNT mit 50% Tastverhältnisbegrenzung. Der TDA 4919 mit einem Treiber-Ausgang ist für Eintakt-SNT mit Tastverhältnissen bis annähernd 100% geeignet.

## Besondere Merkmale

- Schaltfrequenz bis 300 kHz (TDA 4919) bzw. 150 kHz (TDA 4918)
- Gegentakt-Ausgangsbetreiber mit +700 mA/–500 mA
- Separate Masse für die Treiber-Ausgänge
- Vorsteuerung
- Weicher Anlauf
- Hysterese einstellbar am Über- und Unterspannungskomparator
- Stromsparende Anlaufschaltung
- "Current Mode" und "Voltage Mode" Betrieb möglich

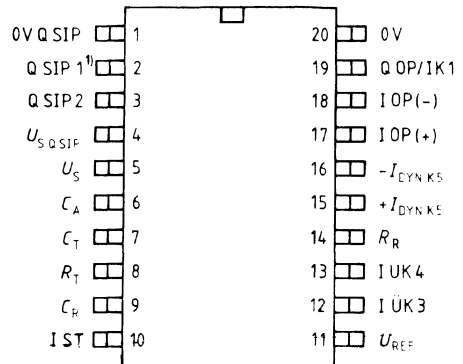
**Anschlußanordnungen**  
(Ansicht von oben)

**TDA 4918 A/TDA 4919 A**



<sup>1)</sup>nur TDA 4918 A

**TDA 4918 G/TDA 4919 G**



<sup>1)</sup> nur TDA 4918 G

**Anschlußbelegung**

<b>Anschluß</b>	<b>Symbol</b>	<b>Funktion</b>
1	0 V Q SIP	Masse Treiber
2	Q SIP1	SIPMOS-Treiber 1 (nur TDA 4918)
3	Q SIP2	SIPMOS-Treiber 2
4	$U_{S\text{ QSIP}}$	Speisespannung Treiber
5	$U_S$	Speisespannung
6	$C_A$	Weicher Anlauf
7	$C_T$	Frequenzgenerator
8	$R_T$	Frequenzgenerator
9	$C_R$	Rampengenerator
10	I ST	Eingang Standby
11	$U_{REF}$	Referenzspannung
12	I ÜK3	Eingang Überspannung
13	I UK4	Eingang Unterspannung
14	$R_R$	Rampengenerator
15	$+ I_{DYN\ K5}$	Dyn. Strombegrenzung
16	$- I_{DYN\ K5}$	Dyn. Strombegrenzung
17	I OP (+)	Eingang Operationsverstärker
18	I OP (-)	Eingang Operationsverstärker
19	Q OP /IK1	Ausgang Operationsverstärker QOP/Eingang Komparator
20	0 V	Masse

## **Schaltungsbeschreibung**

Im folgenden werden die einzelnen Funktionsteile der Bausteine und ihr Zusammenwirken beschrieben.

### **Spannungsversorgung an $U_S$**

Erst nach Überschreiten der Einschaltsschwelle ( $U_{S\text{ EIN}}$ ) an  $U_S$  gibt der Baustein die Ausgänge frei. An den freigegebenen Ausgängen kann dann das Tastverhältnis (Aktivzeit/Sperrzeit) in der vom weichen Anlauf vorgegebenen Zeit von Null auf den mittels K1 eingestellten Wert steigen.

Bei Unterspannung am Eingang Standby bleibt die Stromaufnahme  $I_S$  unabhängig von der Spannung an  $U_S$  auf dem stark verringerten Standby-Strompegel.

### **Frequenzgenerator (VCO)**

Der Frequenzgenerator wird mit der Kapazität  $C_T$  und dem Widerstand  $R_T$  beschaltet. Der Ladestrom an  $C_T$  fließt dauernd und wird mit dem Widerstand  $R_T$  eingestellt. Der Entladestrom wird nur während der Entladung von  $C_T$  eingeschaltet und ist intern fest vorgegeben.

In der typischen Betriebsart ist die Zeitdauer der steigenden Flanke wesentlich größer als die der fallenden Flanke. Während der fallenden Flanke gibt der Frequenzgenerator Triggersignal an den Rampengenerator und die Kapazität des Rampengenerators wird entladen. Das Triggersignal führt außerdem noch an weitere Teile des Bausteins.

### **Rampengenerator**

Der Rampengenerator wird vom Frequenzgenerator getriggert und arbeitet mit der gleichen Frequenz wie dieser. Die Dauer der fallenden Flanke des Rampengenerators muß kürzer sein als die Fallzeit des Frequenzgenerators. Nur dann haben der obere und untere Schaltpegel des Rampengenerators ihre Nennwerte.

Zur Impulsbreitensteuerung am Ausgang werden die steigende Flanke des Rampengenerators und eine extern einstellbare Gleichspannung am Komparator K1 verglichen. Die Neigung der steigenden Flanke wird über den Strom durch  $R_R$  eingestellt. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit einer zusätzlichen Steuerung des Tastverhältnisses am Ausgang. Diese Steuerungsmöglichkeit (Vorsteuerung) erlaubt den Ausgleich bekannter Störungen (z. B. Welligkeit der Eingangsspannung). Aber auch eine überlagerte Laststromregelung (**Current Mode Control**) läßt sich verwirklichen.

### **Gegentakt-Flipflop (nur TDA 4918)**

Mit der fallenden Flanke des Frequenzgenerators wird das Gegenteil-FF umgeschaltet. Es gewährleistet, daß immer nur ein Ausgang der beiden SIPMOS-Treiberanschlüsse aktiv werden kann.

### **Komparator K1 (Tastverhältniseinstellung)**

Die beiden Plus-Eingänge des Komparators sind so geschaltet, daß immer der niedrigere Plus-Pegel mit dem Pegel des Minus-Einganges verglichen wird. Sobald die Spannung der steigenden Sägezahnflanke (Minus-Eingang) den niedrigeren Pegel der beiden Plus-Eingänge übersteigt, wird der gerade aktive Ausgang über das Abschalt-FF gesperrt. Es läßt sich also die High-Zeit des aktiven Ausganges stufenlos variieren. Weil die Frequenz konstant bleibt, entspricht das einer Tastverhältnisänderung.



### Operationsverstärker (OP)

Beim OP handelt es sich um einen qualitativ hochwertigen Operationsverstärker. Er kann dazu benützt werden, im Regelkreis die Schwankungen der zu regelnden Spannung verstärkt auf den freien Plus-Eingang des Komparators K1 zu übertragen. Eine Spannungsänderung wird dadurch in eine Tastverhältnisänderung umgesetzt.

### Abschalt-Flipflop

Mit der fallenden Flanke des Frequenzgenerators erhält das Abschalt-FF einen Impuls am Setzeingang. Es kann aber nur dann wirklich gesetzt werden, wenn kein Rücksetz-Signal anliegt. Bei gesetztem Abschalt-FF sind die Ausgänge freigegeben. Bei Fehlersignal von K5 oder bei Abschaltsignal von K1 sperrt das FF die Ausgänge.

### Z-Diode

Die Z-Diode begrenzt die Spannung am Kondensator  $C_A$  auf maximal 5V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengenerator-Flanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten maximalen Wert begrenzen. Das ist eventuell bei Sperrwandlerbetrieb günstig.

### Komparator K2

Der Komparator hat die Schaltschwelle bei 1,5V am Plus-Eingang und setzt mit seinem Ausgang das Störungs-FF, wenn die Spannung am Kondensator  $C_A$  unter 1,5V liegt. Das Störungs-FF nimmt den Setzimpuls jedoch nur an, wenn kein Rücksetzimpuls (Fehler) anliegt. Dadurch wird das Wiedereinschalten der Ausgänge verhindert, solange ein Fehler-signal vorhanden ist.

### Weicher Anlauf

Die kleinere der beiden Spannungen an den Plus-Eingängen von K1 ist – im Vergleich mit der Rampengenerator-Spannung – ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator  $C_A$  gleich 0V. Der Kondensator wird – solange kein Fehler anliegt – mit einem Strom von  $6 \mu\text{A}$  bis auf den Maximalwert von 5V aufgeladen.

Im Falle eines Fehlers wird  $C_A$  mit einem Strom von  $2 \mu\text{A}$  entladen. Den gerade aktiven Ausgang sperrt das Störungs-FF jedoch sofort. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5V liegt Setzsignal am Störungs-FF und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetz-Signal anliegt. Weil die minimale Rampengeneratorspannung aber 1,8V beträgt, wird das Tastverhältnis an den Ausgängen tatsächlich erst dann langsam und kontinuierlich angesteuert, wenn die Spannung an  $C_A$  den Wert 1,8V übersteigt.

### Störungs-Flipflop

Fehlersignale, welche an den Rücksetz-Eingang des Störungs-FF geleitet werden, bewirken, daß die Ausgänge sofort sperren (Low), und daß diese nach Wegfall des Fehlers über den weichen Anlauf wieder eingeschaltet werden.

### **Komparatoren K3 (Überspannung), K4 (Unterspannung), $U_{REF}$ -Überstrom, $U_S$ -Unterspannung**

Dies sind Fehlerdetektoren, welche bei auftretenden Fehlern sofortiges Sperren der Ausgänge durch das Störungs-FF bewirken. Wenn kein Fehler mehr anliegt, wird das Tastverhältnis über den weichen Anlauf wieder hochgefahren. An den Eingängen von K3 und K4 wird bei Überspannung ein Strom eingepreßt, mit dem eine einstellbare Hysterese oder ein Selbsthalten ermöglicht wird. Der Wert der Hysterese ergibt sich aus dem Innenwiderstand der externen Ansteuerquelle und dem intern am Eingang von K3 oder K4 eingepreßten Strom. Der eingepreßte Strom fließt bei Unterspannung an K4 in technischer Stromrichtung in den Baustein hinein, bei Überspannung an K3 aus dem Baustein heraus.

### **Komparator K5 (Dynamische Strombegrenzung)**

K5 dient der Erkennung von Überströmen an den Schalttransistoren. Beide Eingänge des Komparators sind herausgeführt. Das Freigeben der Ausgänge nach Wegfall des Fehlers erfolgt mit dem Triggerimpuls des Frequenzgenerators am Abschalt-FF. Die Verzögerungszeit vom Auftreten eines Fehlers bis zum Sperren der Ausgänge beträgt nur 250 ns.

### **Eingang Standby (I ST)**

Dieser Eingang schaltet mit Spannungs- und Stromhysterese. Mit einem externen Spannungsteiler zwischen  $U_S$  – Eingang Standby – Masse lassen sich Spannungspegel für die Umschaltung von Standby auf aktiven Betrieb einstellen.

Im Betriebszustand „Standby“ hat der Baustein eine stark verringerte Stromaufnahme gegenüber dem aktiven Betrieb. Die Ausgänge sind dann aktiv low.

Wenn der Baustein mittels Rückspeisung aus dem Schaltnetzteil betrieben wird, läßt sich dadurch die Anlaufphase optimal dimensionieren.

### **Referenzspannung ( $U_{REF}$ )**

Mit der Referenzspannungsquelle steht eine im Temperaturverhalten hochkonstante Quelle zur Verfügung. Sie kann Verwendung finden bei der Außenbeschaltung des Operationsverstärkers, der Fehlerkomparatoren, des Rampengenerators oder weiterer Komponenten. Die Spannungsquelle ist kurzschlußfest gegen Masse.

### **SIPMOS-TreiberAusgänge (Q SIP)**

#### **TDA 4918**

Die beiden Ausgänge arbeiten im Gegentakt. Sie sind high aktiv. Die Zeit, in der jeweils einer der beiden Ausgänge aktiv ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am Frequenzgenerator ist gleich der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gleichzeitig low sind.

#### **TDA 4919**

Der Ausgang ist high aktiv. Die Zeit, in der der Ausgang aktiv ist, kann stufenlos verändert werden. Die Dauer der fallenden Flanke am Frequenzgenerator ist gleich der Minimalzeit, während der Ausgang low ist (Totzeit).

Die Ausgangstreiber sind als Push-Pull-Stufe aufgebaut. Der Ausgangsstrom wird intern auf die spezifizierten Werte begrenzt.

Ein Widerstand von 10 k $\Omega$  liegt zwischen dem Ausgang und Masse. Dieser Widerstand hält während des Standby-Betriebes (Unterspannung an I ST) den SIPMOS-Transistor sicher gesperrt.

Der Ausgang Q SIP ist über Dioden mit Versorgung  $U_{S\text{QSIP}}$  und mit Masse verbunden.

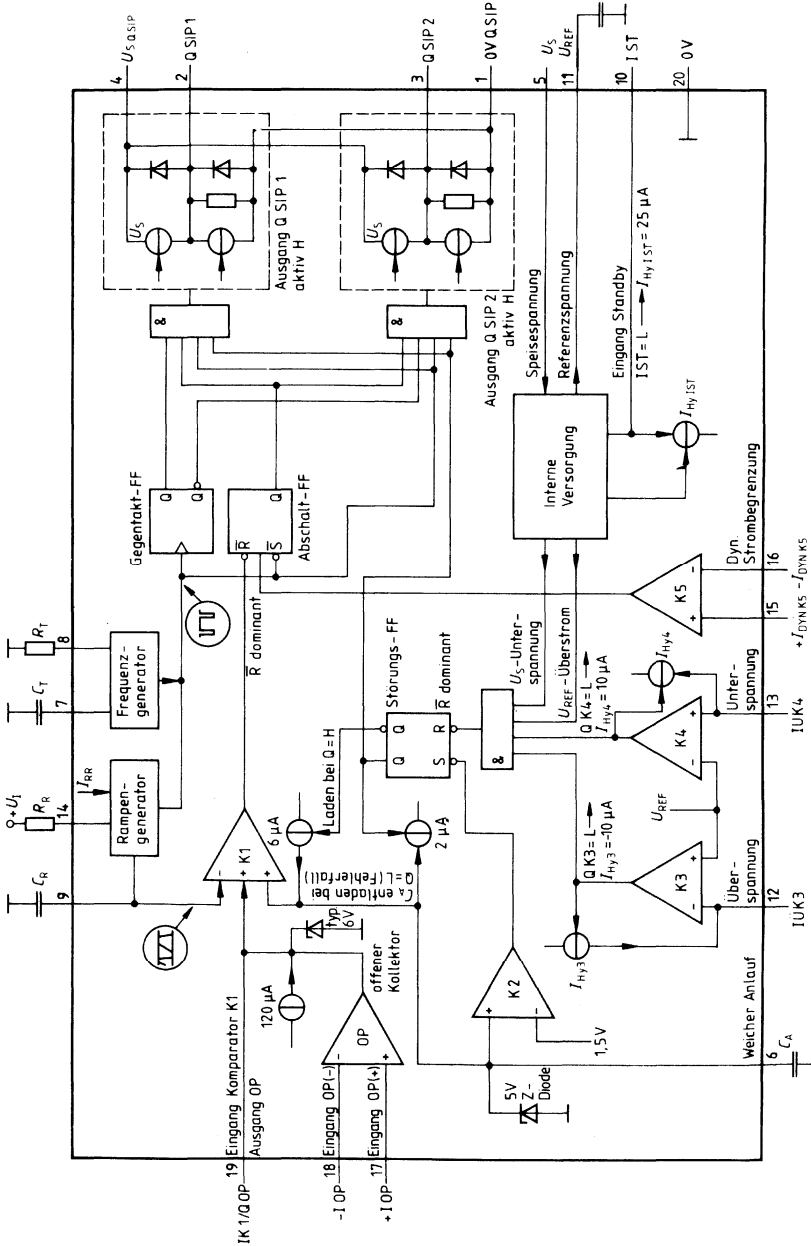
Die Diode gegen  $U_S$  leitet beim Einschalten der Versorgung des Schaltnetztes die kapazitiven Verschiebungsströme aus dem Gate des SIPMOS-Transistors in den Glättungskondensator an  $U_S$ . Die Spannung an  $U_S$  darf dabei ca. 2,3 V erreichen, ohne daß der SIPMOS-Transistor aufgesteuert wird.

Die Diode gegen Masse klemmt negative Spannungen an Q SIP auf  $-0,7\text{ V}$ . Kapazitive Ströme, welche bei Spannungseinbruch am Drain-Anschluß des SIPMOS-Transistors entstehen, können dann ungehindert abfließen.

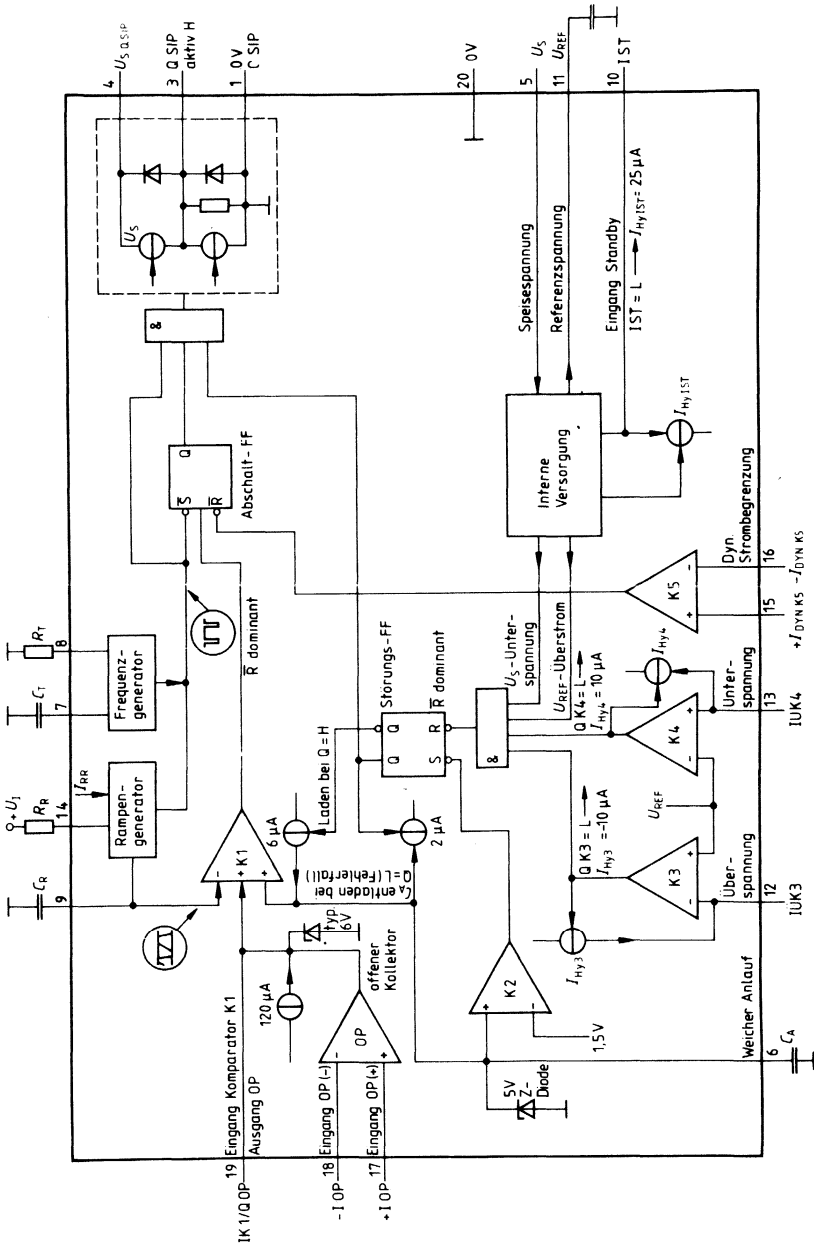
Bei Versorgungsspannungen ab etwa 2 V sind beide Ausgänge im gesperrten Zustand low. Es wird dann die Funktion der Diode gegen  $U_S$  von der Pull-Down-Quelle übernommen.

Die maximale Ausgangsspannung wird begrenzt vom jeweils niedrigsten der Werte von  $U_S$ ,  $U_{S\text{QSIP}}$  oder einer internen Z-Diode. Die interne Z-Diode begrenzt die Spannung an Q SIP auf typ. 20 V.

Blockschaltbild TDA 4918



Blockschaltbild TDA 4919



**Grenzdaten**

$T_U = -40$  bis  $+85$  °C

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_{S\text{ QSIP}}, U_S$	-0,3	33	V
Eingänge OP, K3, K5, IST	$U_I$	-0,3	33	V
Eingang K4	$U_I$	-0,3	$U_S$	V

**Frequenzgenerator (VCO)**

Spannung an $R_T, C_T$	$U_{CT}, U_{RT}$	-0,3	6	V
Strom an $C_T$ $U_{CT} > 6$ V	$I_{CT}$		3	mA

**Rampengenerator**

$C_R$ -Eingang	$U_{CR}$	-0,3	6	V
$R_R$ -Eingang	$I_{RR}$	0	3	mA
Referenzspannung	$U_{REF}$	-0,3	6	V
Ausg. Operationsverstärker	$U_{QOP}$	-0,3	6	V
$U_{QOP} > 6$ V	$I_{QOP}$		2	mA
Treiberausgang QSIP <sup>1)</sup>	$U_{QSIP}$	-0,3	$U_S$	V
QSIP Klemmdioden	$I_{QSIP}$	-100	100	mA
$U_{QSIP} > U_S$ oder $U_{QSIP} < -0,3$ V				
Weicher Anlauf	$U_{CA}$	-0,3	6	V
$U_{CA} > 6$ V	$I_{CA}$	0	100	µA
Sperrschichttemperatur <sup>2)</sup>	$T_J$		125	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-65	125	°C
Wärmewiderstand P-DIP-20	$R_{th\text{ SU}}$		60	K/W
System-Umgebung P-DSO-20	$R_{th\text{ SU}}$		90	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$ $U_{S\text{ QSIP}}$	$U_{SEIN}$ <sup>3)</sup>	30 30	V V
Frequenzgenerator (VCO)	$f_{VCO}$		300	kHz
Rampengenerator	$f_R$		300	kHz
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40	85	°C
Masse QSIP		Masse 0 V -0,3	Masse 0 V +0,5	V

Die Werte sind bezogen auf die beiden verbundenen Masseanschlüsse.

- 1) Achtung! Hierbei max. Verlustleistung bzw. Sperrschichttemperatur beachten!
- 2) Bei einer max. geplanten Betriebszeit von 70.000 Std. ist eine dauernde max. Sperrschichttemperatur von 150 °C zulässig.
- 3) Werte für  $U_{SEIN}$  siehe Kenndaten.

**Kenndaten**

$U_{SEIN} < U_S < 30\text{ V}^{1)}$ ,  $T_U = -40\text{ °C bis } +85\text{ °C}$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme ohne Last an $U_{REF}$ QOP, QSIP1/2	$I_S$	$C_T = 1\text{ nF}$ , Frequenz-Generator mit 100 kHz Ausgänge aktiv			18	mA
Standby-Betrieb	$I_{ST}$	$U_S = 20\text{ V}$			3,5	mA

**Hysterese an  $U_S$**

Einschaltswelle für $U_S$ steigend	$U_{SH}$	$U_{IST} \geq U_{ISTH}$	7,8		9,6	V
Abschaltswelle für $U_S$ fallend	$U_{SL}$					

**Referenz**

Spannung	$U_{REF}$	$I_{REF} = 1\text{ mA}$ ; $U_S = 15\text{ V}$ ; $T_U = 25\text{ °C}$	2,475	2,5	2,525	V
Laststrom	$-I_{REF}$		0		3	mA
Spannungsänderung	$\Delta U_{REF}$	$I_{REF} = 1\text{ mA} \pm 20\%$ $U_S = 15\text{ V} \pm 20\%$			10	mV
Spannungsänderung	$\Delta U_{REF}$				3	mV
Temperaturgang	$\Delta U_{REF}/\Delta T$		-0,3		0,3	mV/K
Anspruchsschwelle $U_{REF}$ -Überstrom	$-I_{REFÜ}$		4	7	10	mA

**Frequenzgenerator (VCO)**

Frequenzbereich	$f_{VCO}$				300	kHz
Frequenzänderung	$\Delta f/f_{VCO}$	$U_S = 15\text{ V} \pm 20\%$ $C_T = 1\text{ nF}$ ; $f_{VCO} = 100\text{ kHz}$ ; $T_U = 25\text{ °C}$	-7		1	%
Toleranz	$\Delta f/f_{VCO}$				7	%
Ladestrom für $C_T$ (zulässig) = Strom am Anschluß $R_T$	$-I_{RT}$	$I_{RT} = U_{REF}/R_T$ intern fest	0	2	1	mA
Entladestrom für $C_T$	$I_{ENTL}$				mA	
Wertebereich für $C_T$			0,47		10	nF <sup>2)</sup>
Totzeit	$\tau_t$	$C_T = 470\text{ pF}$ , $f_{VCO} = 100\text{ kHz}$ $C_T = 470\text{ pF}$ , $f_{VCO} = 300\text{ kHz}$			350	ns
					400	500

<sup>1)</sup>  $U_{SEIN}$  bedeutet, daß  $U_{SH}$  überschritten, aber  $U_{SL}$  noch nicht unterschritten wurde.

<sup>2)</sup> Die Zeit der fallenden Flanke (Fallzeit) ist proportional dem Wert der Kapazität  $C_T$ , wenn der Entladestrom sehr viel größer als der Ladestrom ist. Die Fallzeit ist proportional der minimalen Totzeit an den Ausgängen.

### Kenndaten

$U_{SEIN} < U_S < 30 \text{ V}^{1)}$ ,  $T_U = -40 \text{ bis } +85 \text{ °C}$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	----------------	------	------	------	---------

### Rampengenerator

Frequenzbereich	$f_R$				300	kHz
Maximalspannung an $C_R$	$U_{CRH}$		5,4	6,1	6,7	V
Minimalspannung an $C_R$	$U_{CRL}$		1,65	1,8	1,95	V
Ladestrom für $C_R$ (zulässig) (Strom an Anschluß $R_R$ )	$I_{LADE}$	$U_{RR}$ ca. 0,7 V intern fest $I_{RR} = 0,5 \text{ mA}$	0		1	mA
Entladestrom für $C_R$	$I_{ENTL}$		1,3	2	2,7	mA
Übersetzung $I_{RR}/I_{CR LADE}$			0,95		1,1	
Kapazität	$C_R$		100			pF

### Komparator K1

Eingangsstrom	$-I_{K1}$				2	$\mu\text{A}$
Gleichtaktbereich	$U_{GL}$		0		$U_{CRH}$	V
Ausschaltverzögerung	$t$	Nennlast 3 nF an QSIP			500	ns <sup>2)</sup>

### Operationsverstärker OP

Leerlaufverstärkung	$V_U$		60	80		dB
Eingangsnullspannung	$U_{IO}$	Anschluß 19 frei	-10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_{OP}$				2	$\mu\text{A}$
Gleichtaktbereich	$U_{GL}$		0		4	V
Ausgangsstrom	$I_{QOP}$		0		2	mA
Ausgangsspannungsbereich	$U_Q$	$0 \text{ mA} < I_Q < 2 \text{ mA}$	0.5		$U_{CRH}$	V
Transitfrequenz	$f_T$			3		MHz
Transitphase	$\Phi_t$			120		Grad
Temperatur-Koeffizient von $U_{IO}$	$TK$	Anschl. 19 frei; $U_{GL} = 3 \text{ V}$	-30		30	$\mu\text{V/K}$
Strom d. Quelle an QOP	$I_{OP}$	$0,5 \text{ V} < U_Q < U_{CRH}$	70	100	130	$\mu\text{A}$

<sup>1)</sup>  $U_{SEIN}$  bedeutet, daß  $U_{SH}$  überschritten, aber  $U_{SL}$  noch nicht unterschritten wurde.

<sup>2)</sup> Sprungfunktion  $U_{REF} = -100 \text{ mV} \rightarrow U_{REF} = +100 \text{ mV}$  (für Laufzeit von Eingang Komparator auf QSIP).



**Kenndaten**

$U_{SEIN} < U_S < 30 \text{ V}^{1)}$ ,  $T_U = -40 \text{ bis } +85 \text{ }^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	----------------	------	------	------	---------

**Weicher Anlauf**

Ladestrom für $C_A$	$-I_{LADE}$		4	6	8	$\mu\text{A}$
Entladestrom für $C_A$	$I_{ENTL}$		1	2	3,2	$\mu\text{A}$
Oberer Begrenzungsspg.	$U_{GR}$		4,4	4,8	5,0	V
Schaltspannung von K2	$U_{K2}$		1,3	1,5	1,7	V

**Dyn. Strombegrenzung K5**

Eingangsstrom	$-I_{DYN}$				2	$\mu\text{A}$
Eingangsnulspannung	$U_{I0}$		-10		10	mV
Gleichtaktbereich	$U_{GL}$		0		$U_S + 3$	V
Ausschaltverzögerung	$t$	Nennlast 3 nF an QSIP		250	400	ns <sup>2)</sup>

**Unterspannung K4**

Eingangsstrom an K4	$-I_{IK4}$				0,2	$\mu\text{A}$
Schaltspannung an K4	$U_{SCH}$		$U_{REF} - 0,01$		$U_{REF} + 0,01$	V
Hysteresestrom	$I_{Hy4H}$ $I_{Hy4L}$	$U(+K4) < U_{SCH}$ $U(+K4) > U_{SCH}$	11	18	22 0,1	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
Ausschaltverzögerung	$t$				3	$\mu\text{s}^2)$

**Überspannung K3**

Eingangsstrom	$-I_{IK3}$				0,2	$\mu\text{A}$
Schaltspannung	$U_{SCH}$		$U_{REF} - 0,01$		$U_{REF} + 0,01$	V
Ausschaltverzögerung	$t$				3	$\mu\text{s}^2)$
Hysteresestrom	$-I_{Hy4H}$ $-I_{Hy4L}$	$U(-K3) > U_{SCH}$ $U(-K3) < U_{SCH}$	6	9	12 0,1	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$

<sup>1)</sup>  $U_{SEIN}$  bedeutet, daß  $U_{SH}$  überschritten, aber  $U_L$  noch nicht unterschritten wurde.

<sup>2)</sup> Sprungfunktion  $U_{REF} - 100 \text{ mV} \rightarrow U_{REF} = +100 \text{ mV}$  (für Laufzeit von Eingang Komparator auf QSIP).

**Kenndaten**

$U_{SEIN} < U_S < 30 \text{ V}^1$ ,  $T_U = -40 \text{ bis } +85 \text{ °C}$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
<b>Ausgangstreiber QSIP 1/2</b>						
Ausgangsspannung High	$U_{OH}$	$I_{QSIP} = -250 \text{ mA};$ $U_S = U_{S_{QSIP}}$	$U_S - 3$			V
Ausgangsspannung Low	$U_{OL}$	$I_{QSIP} = +250 \text{ mA};$ $U_S = U_{S_{QSIP}}$			2,1	V
	$U_{QL}$	$I_{QSIP} = +10 \text{ mA};$ $U_S = U_{S_{QSIP}}$			1,4	V
Ausgangsstrom	$I_{QSIP}$ $-I_{QSIP}$ $I_{QSIP}$ $-I_{QSIP}$ $I_{QSIP}$ $-I_{QSIP}$	$\left\{ \begin{array}{l} C_{QSIP} = 10 \text{ nF}; \\ U_S = U_{S_{QSIP}} = 20 \text{ V} \end{array} \right.$ $\left\{ \begin{array}{l} C_{QSIP} = 10 \text{ nF}; \\ U_S = U_{S_{QSIP}} = 15 \text{ V} \end{array} \right.$ $\left\{ \begin{array}{l} C_{QSIP} = 10 \text{ nF}; \\ U_S = U_{S_{QSIP}} = 10 \text{ V} \end{array} \right.$	500 300	700 500 600 500 400 400		$\text{mA}^{2)}$ $\text{mA}^{2)}$ $\text{mA}^{2)}$ $\text{mA}^{2)}$ $\text{mA}^{2)}$ $\text{mA}^{2)}$

**Eingang Standby IST**

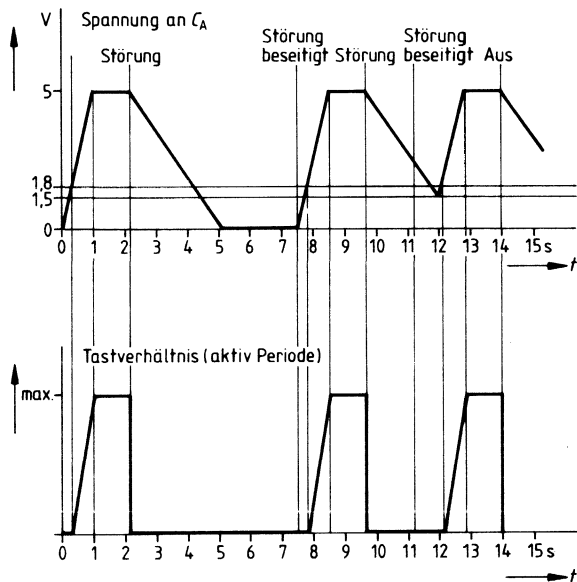
Einschaltsschwelle für $U_{IST}$ steigend	$U_{ISIH}$	$U_S > U_{SEIN}; T_U = 25 \text{ °C}$	6,1	6,8	7,5	V
Temperaturgang	$\Delta U_{IST}/\Delta T$			-0,023		%/K
Abschaltsschwelle für $U_{IST}$ fallend	$U_{ISTL}$		5,5	6,1	6,7	V
Temperaturgang	$\Delta U_{ISTL}/\Delta T$			+0,047		%/K
Hysteresestrom	$-I_{HYISTH}$ $I_{HYISTL}$	$U_{IST} > U_{ISTH}$ $U_{IST} \leq U_{IST} \leq U_{ISTH};$ $T_U = 25 \text{ °C}$	35	50	65	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
Temperaturgang	$\Delta I_{HYIST}/\Delta T$			+0,01		%/K

1)  $U_{SEIN}$  bedeutet, daß  $U_{SH}$  überschritten, aber  $U_{SL}$  noch nicht unterschritten wurde.

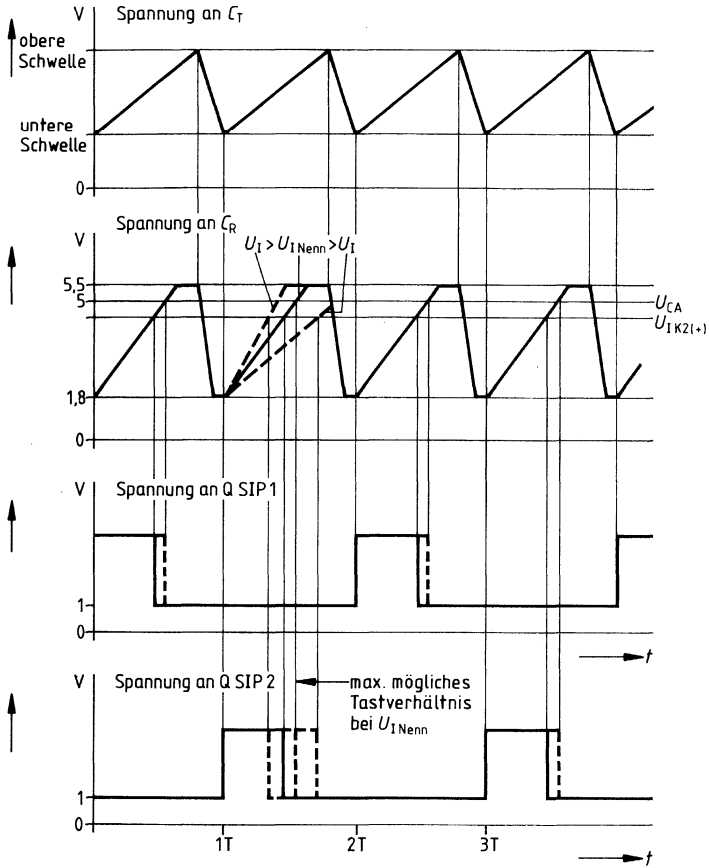
2) Dynamischer Maximalstrom während steigender oder fallender Flanke.

### Impulsdiagramm

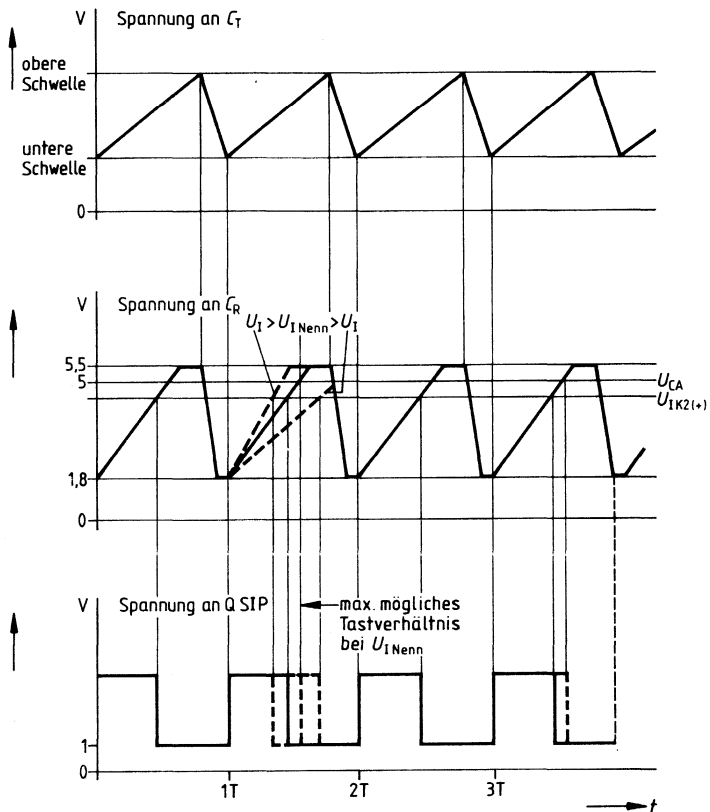
#### Weicher Anlauf/Störung/fall/EIN-AUS



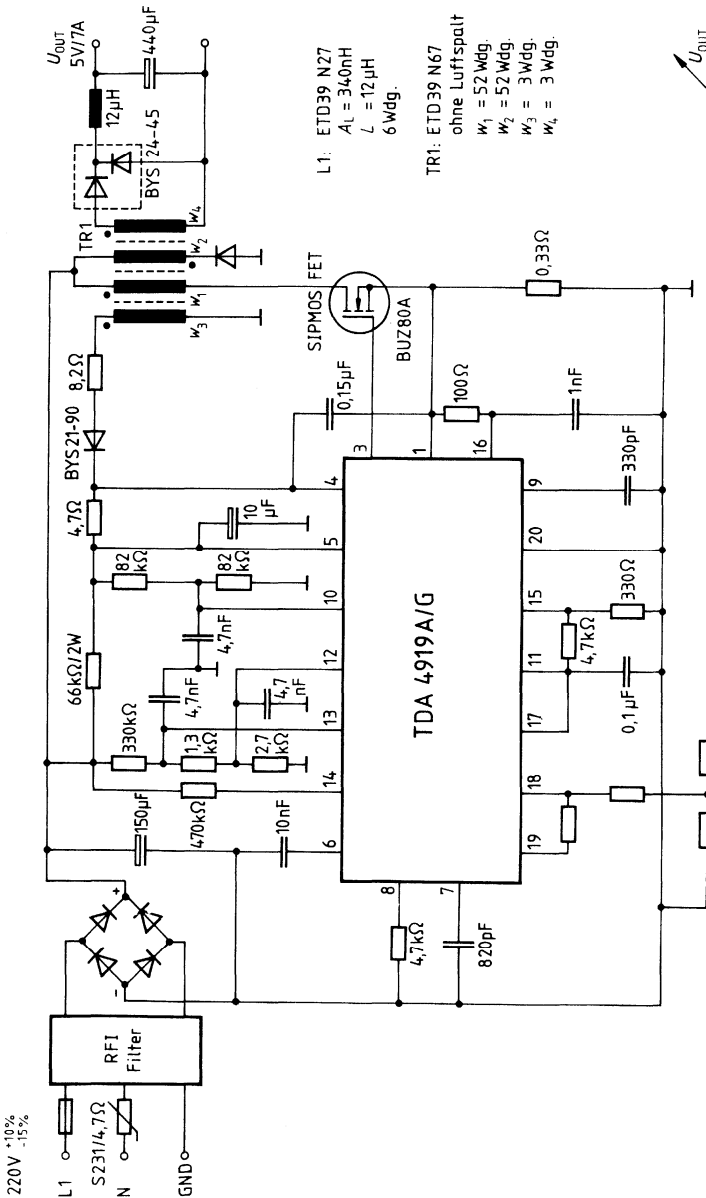
Impulsdiagramm TDA 4918



Impulsdiagramm TDA 4919



Anwendungsschaltung



## Vorläufige Daten

## Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4258	Q67000-A8238	P-T66-7-H (ähnl. TO-220)

Der TLE 4258 ist ein Spannungsregler vom Very-Low-Drop Typ, der zwei geregelte 5-V-Ausgangsspannungen liefert. Der Hauptregler kann mit 750 mA belastet werden und wird über Anschluß 5 ein- und ausgeschaltet (Anschluß 5 unbeschaltet = Hauptregler aus). Weiterhin verfügt der Hauptregler über eine Kurzschlußstrombegrenzung und wird bei Überspannung ( $U_i > U_{iab}$ ) abgeschaltet. Der Standby-Regler kann mit 35 mA belastet werden, hat keine Kurzschlußstrombegrenzung und bleibt bei positiver Eingangsspannung unbeeinflusst von den Abschaltfunktionen des Hauptreglers dauernd aktiv.

Bei der Hauptregler-Ausgangsspannung  $< 4,5$  V wird der Reset-Ausgang unverzüglich nach low geschaltet. Nach Überschreiten der Reset-Schwelle läuft eine durch einen externen Kondensator einstellbare Verzögerungszeit ab, bevor der Reset-Ausgang wieder nach high schaltet.

Bei langen Zuleitungen zum Regler kann der Schwingkreis aus Leitungsinduktivität und Eingangskapazität  $C_i$  durch einen Widerstand  $\leq 1 \Omega$  in Reihe zu  $C_i$  gedämpft werden.

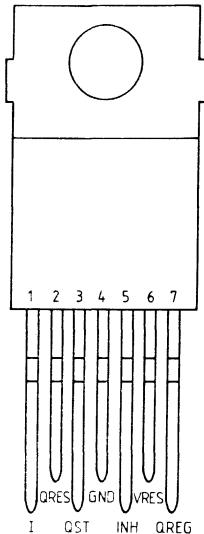
**Eigenschaften**

- Low-Drop-Regler
- Kleiner Ruhestrom
- Reset-Ausgang
- Verpolschutz
- Spannungsfestigkeit 70 V
- Kurzschlußfest
- Kfz-tauglich
- Inhibit-Eingang
- Weiter Temperaturbereich

**Schaltungsbeschreibung**

Der TLE 4258 enthält einen Haupt- und einen Standby-Regler. Die beiden Regelverstärker vergleichen eine durch Widerstandsabgleich hochgenaue Referenzspannung mit einer, der jeweiligen Ausgangsspannung proportionalen Spannung. Der Standby-Regler steuert die Basis eines PNP-Längstransistors direkt, der Hauptregler über einen abschaltbaren Buffer an. Sinkt die Ausgangsspannung  $U_O$  an Anschluß 7 unter 4,5 V, wird ein Resetsignal ausgelöst und erst nach einer an Anschluß 6 einstellbaren Verzögerungszeit wieder aufgehoben. Der Hauptausgang ist strombegrenzt und bis zur Eingangsspannung  $U_{iab}$  aktiv.

### Anschlußanordnung (Ansicht von oben)



### Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$U_i$	<b>Eingang</b> des Spannungsreglers
2	Q RES	<b>Reset-Ausgang</b> ; Open-Kollector-Ausgang npn gegen Anschluß 4. Sinkt die Ausgangsspannung $U_Q$ unter die Reset-Schwelle, wird diese Ausgangsstufe leitend.
3	Q ST	<b>Standby-Ausgang</b> , mit einem Kondensator $\geq 10 \mu\text{F}$ beschalten
4	GND	<b>Masse</b> ; Bezugspotential
5	INH	<b>Inhibit (Hauptregler Ein/Aus)</b> , Steuereingang zum Ein-/Ausstellen des Hauptreglers, mit einem $22 \text{ k}\Omega$ Vorwiderstand beschaltet. Bei offenem Eingang bleibt der Hauptregler ausgeschaltet.
6	V RES	<b>Reset-Verzögerung</b> ; Anschluß für Reset Kondensator; die Größe dieses Kondensators bestimmt die Verzögerungszeit des Reset-Signals typ. $175 \text{ ms}/\mu\text{F}$ .
7	Q REG	<b>Hauptregler-Ausgang</b> , mit einem Kondensator $\geq 22 \mu\text{F}$ beschalten.



**Grenzdaten** $T_U = -40^\circ\text{C}$  bis  $+150^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
<b>Eingang (Anschluß 1)</b>				
Versorgungsspannung	$U_i$	-15	+36	V
Verpolung mit Prüfpuls	$U_i$	-70		V
$t_2 \leq 100$ ms				
s. Meßschaltung				
Load-Dump mit Impulsform	$U_i$		70	V
$t_2 \leq 400$ ms				
s. Meßschaltung				
Anstiegsgeschwindigkeit	$d_{U_i}/d_t$		100	V/ $\mu$ s
$0 \text{ V} \leq U_i \leq 24 \text{ V}$				
Anstiegsgeschwindigkeit	$d_{U_i}/d_t$		10	V/ $\mu$ s
$24 \text{ V} \leq U_i \leq 70 \text{ V}$				
Strom	$I_i$		2,5	A

**Reset-Ausgang (Anschluß 2)**

Spannung	$U_R$		8	V
Strom	$I_R$		10	mA

**Standby-Ausgang (Anschluß 3)**

Spannung	$U_{ST}$		6	V
Strom	$I_{ST}$		50	mA

**Masse (Anschluß 4)**

Strom	$I_M$		1,8	A
Schalteingang (Anschluß 5)				
Strom	$I_{INH}$		$\pm 7,5$	mA
Reset-Verzögerung (Anschluß 6)				
Spannung	$U_C$		$U_Q$	V
Hauptausgang (Anschluß 7)				
Spannung	$U_Q$		18	V
$U_i \geq U_Q$				
Strom	$I_Q$		1,8	A

**Temperaturen**

Sperrschichttemperatur	$T_j$		150	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-50	150	$^\circ\text{C}$

**Funktionsbereich**

Eingangsspannung	$U_i$	6	24	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$	-40	150	$^\circ\text{C}$
Wärmewiderstand				
System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		65	K/W
System-Gehäuse	$R_{th\ SG}$		4	K/W

**Kenndaten**
 $U_1 = 13,5 \text{ V}$ ;  $T_U = +25 \text{ }^\circ\text{C}$ ;  $U_5 > 3,5 \text{ V}$  (wenn nicht anders angegeben)

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meßschaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	----------------	-------------	------	------	------	---------

**Hauptregler**

Ausgangsspannung	$U_Q$	$0 \text{ mA} \leq I_Q \leq 750 \text{ mA}$ $6 \text{ V} < U_1 < U_{\text{lab}}$ $-40 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_j \leq 125 \text{ }^\circ\text{C}$	1	4,85		5,15	V
Eingangsstrom	$I_Q$	$I_Q = 0 \text{ mA}$ ; $I_{\text{ST}} = 0 \text{ mA}$	1			30	mA
Eigenstrom	$I_Q$	$I_Q = 450 \text{ mA}$ ; $I_{\text{ST}} = 0 \text{ mA}$	1			150	mA
Eigenstrom	$I_Q$	$I_Q = 750 \text{ mA}$ ; $I_{\text{ST}} = 0 \text{ mA}$	1			300	mA
Eigenstrom	$I_Q$	$U_1 = 5,8 \text{ V}$ ; $I_Q = 750 \text{ mA}$ ; $I_{\text{ST}} = 0 \text{ mA}$	1			300	mA
Abschaltspannung	$U_{\text{lab}}$	$U_1 > U_{\text{lab}}$	1	25			V
Ausgangstrom	$I_Q$	$U_1 > U_{\text{lab}}$	1			20	mA
Kurzschlußstrom	$I_K$	$U_Q = 0 \text{ V}$ ; $6 \text{ V} \leq U_1 < 13,5 \text{ V}$	1	0,75	1	1,8	A
Dropspannung	$U_{\text{Dr}}$	$U_1 = 4,5 \text{ V}$ ; $I_Q = 450 \text{ mA}$	1		0,3	0,5	V
Dropspannung	$U_{\text{Dr}}$	$U_1 = 4,5 \text{ V}$ ; $I_Q = 750 \text{ mA}$	1		0,5	0,75	V
Lastausregelung statisch	$\Delta U_Q / \Delta I_Q$	$6 \text{ V} \leq U_1 \leq 16 \text{ V}$ $0 \text{ mA} \leq -I_Q \leq 750 \text{ mA}$	1			0,2	$\Omega$
Lastausregelung dynamisch	$\Delta U_Q$	$I_Q = 75 \text{ mA}$ auf $I_Q = 750 \text{ mA}$ $C_Q \geq 50 \mu\text{F}$	1			100	mV
Speisespannungs- unterdrückung	$\alpha_{\text{SVR}}$	$I_Q = 750 \text{ mA}$ ; $U_1 = 12 \text{ V} + 1 \text{ V} \cdot \cos(2\pi \times 120 \text{ Hz} \cdot t)$ ; $\alpha_{\text{SVR}} = 20 \log(1 \text{ V} / \Delta U_Q)$	1	60			dB
Rückstrom	$-I_{\text{QR}}$	$U_1 = 0$ ; $0 \text{ V} \leq U_Q \leq 4,85 \text{ V}$	1		5	30	mA
Temperaturdrift der Ausgangsspannung	$\alpha_{UQ}$	$6 \text{ V} \leq U_{S1} \leq U_{\text{lab}}$ $\Delta T_j > 50 \text{ K}$	1	-0,5		0,5	mV/K

**Reset-Generator**

Schaltsschwelle	$U_{\text{RT}}$		1	4,4	4,5	4,6	V
Schaltspannung	$U_{\text{R}}$	$U_Q < U_{\text{RT}}$ ; $I_{\text{R}} = 10 \text{ mA}$	1			0,8	V
Schaltspannung	$U_{\text{R}}$	$U_Q > U_{\text{RT}}$	1	4,4		$U_Q$	V
Sperrstrom	$I_{\text{R}}$	$U_{\text{R}} > 4,6 \text{ V}$ ;	1			5	$\mu\text{A}$
Ladestrom	$I_d$	$0,5 \text{ V} < U_{\text{Cd}} < (0,75 \cdot U_Q)$	1	10		30	$\mu\text{A}$
Resetverzögerung	$t_d / C_d$		1		175		ms/ $\mu\text{F}$
Schaltspannung	$U_{\text{R}}$	$U_1 \geq 3,75 \text{ V}$ ; $I_{\text{R}} = 10 \text{ mA}$ $3,5 \text{ V} \leq U_Q \leq U_{\text{RT}}$	1			0,8	V

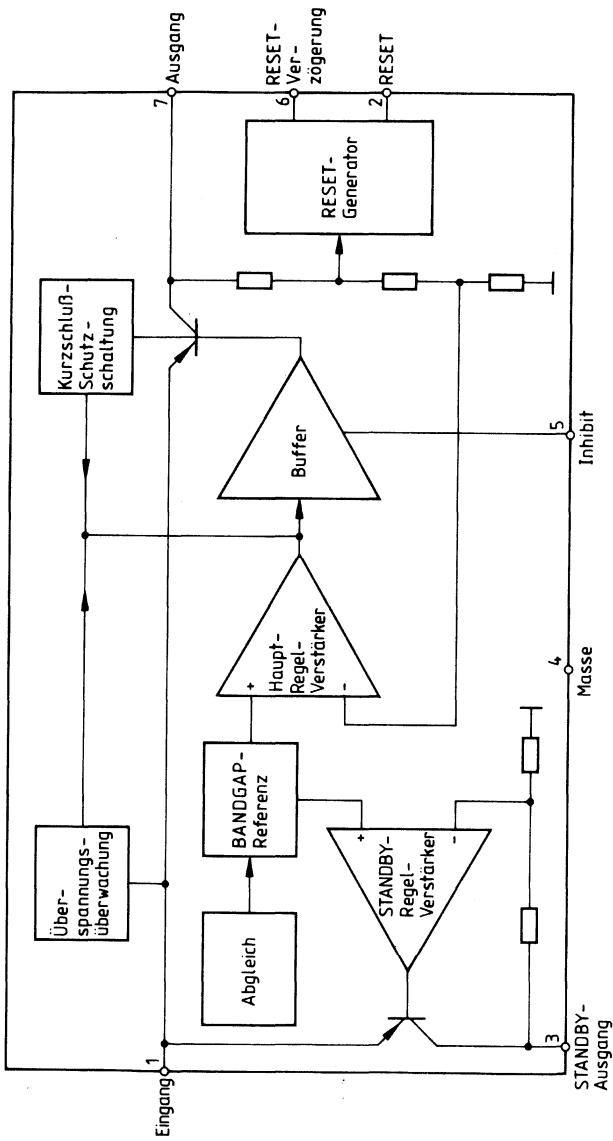
**Kenndaten**
 $U_1 = 13,5 \text{ V}; T_U = 25^\circ\text{C}; U_5 > 3,5 \text{ V}$  (wenn nicht anders angegeben)

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Standby-Regler		$U_5 \leq 0,5 \text{ V}$					
Ausgangsspannung	$U_{ST}$	$0 \text{ mA} \leq I_{ST} \leq 35 \text{ mA}$ $6 \text{ V} \leq U_1 \leq U_{lab}$	1	4,7		5,3	V
Ausgangsspannung	$U_{ST}$	$0 \text{ mA} \leq I_{ST} \leq 35 \text{ mA}$ $U_{lab} \leq U_1 \leq 70 \text{ V}; t_2 \leq 400 \text{ ms}$	1	4,5		6,0	V
Eigenstrom	$I_{QST}$	$I_Q = 0 \text{ mA}; I_{ST} = 0 \text{ mA}$	1			2	mA
Eigenstrom	$I_{QST}$	$I_Q = 0 \text{ mA}; I_{ST} = 35 \text{ mA}$	1			15	mA
Dropspannung	$U_{DrST}$	$U_1 = 4,5 \text{ V}; I_{ST} = 35 \text{ mA}$	1			0,75	V
Lastausregelung statisch	$\Delta U_{ST} \Delta I_{ST}$	$6 \text{ V} \leq U_1 < U_{lab}$ $0 \text{ mA} \leq I_{ST} \leq 35 \text{ mA}$	1		1		$\Omega$
Speisespannungs- unterdrückung	$\alpha_{SVR ST}$	$I_{ST} = 35 \text{ mA}; U_1 = 12 \text{ V} +$ $1 \text{ V} \cdot \cos(2\pi \times 120 \text{ Hz} \cdot t)$	1	60			dB
Rückstrom	$-I_{ST}$	$U_1 = 0 \text{ V}; 0 \text{ V} \leq U_{ST} \leq 4,7 \text{ V}$	1			2	mA

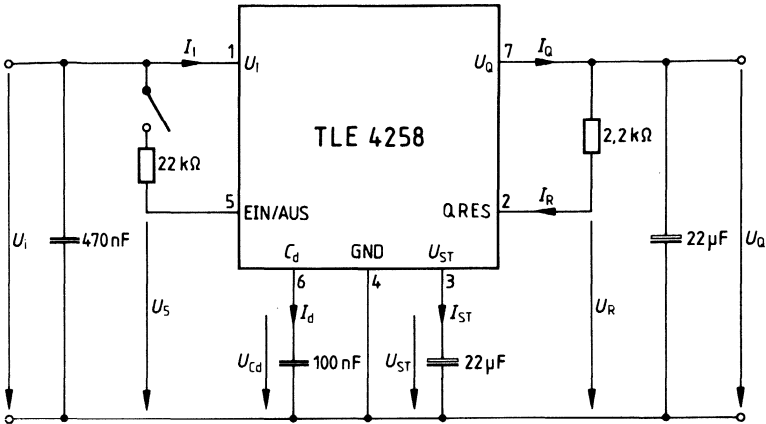
**Allgemeine Daten**

Verpolung	$-U_Q$	$U_1 = -15 \text{ V}$	1		0	0,7	V
Verpolung	$-I_Q$	$U_1 = -15 \text{ V}$	1		0	0,5	mA
Verpolung	$-U_{ST}$	$U_1 = -15 \text{ V}$	1		0	0,7	V
Verpolung	$-I_{ST}$	$U_1 = -15 \text{ V}$	1		0	0,5	mA
Gleichlauf $U_{ST}; U_Q$	$U_{ST} - U_Q$	$0 \text{ mA} \leq I_{ST} \leq 35 \text{ mA}$ $0 \text{ mA} \leq I_Q \leq 750 \text{ mA}$ $6 \text{ V} \leq U_1 < U_{lab}$	1	-200		200	mV
Notwendiger Vorwiderstand	$R_5$		1	12	22	24	$\Omega$
Schaltswelle für Hauptregler	$U_5$	$U_Q > 3 \text{ V}; I_Q = 0,5 \text{ A}$	1	3,5			V
Schaltswelle für Hauptregler	$U_5$	$U_Q < 3 \text{ V}; I_Q = 1 \text{ mA}$	1			0,5	V
Lastimpedanz	$R_Q$	$Z_Q = R + (j\omega C)^{-1}$	1		0	2	$\Omega$

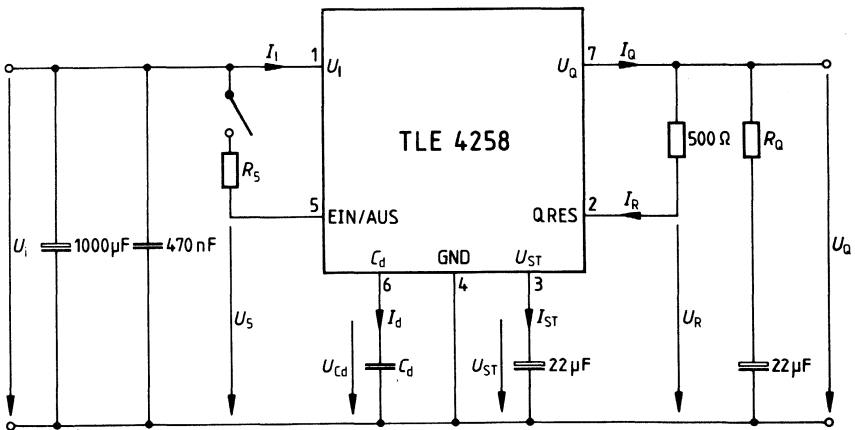
Blockschaltbild



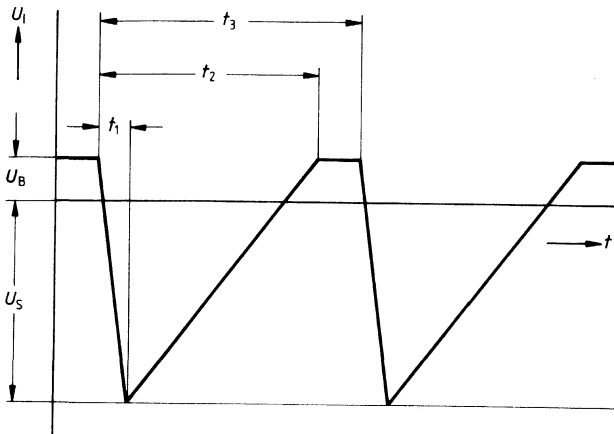
Anwendungsschaltung



Meßschaltung

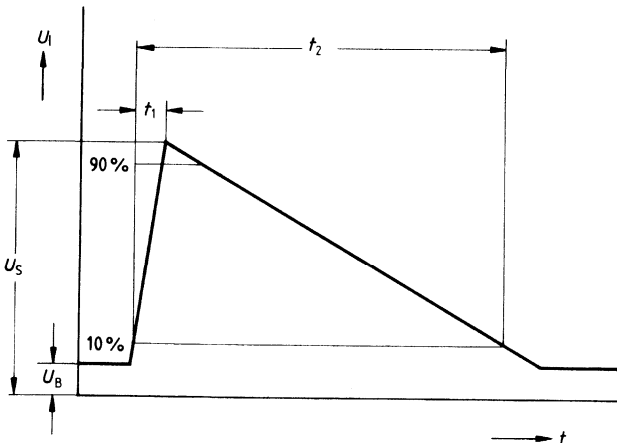


1. Prüfpuls für negative Störspannungen  $U_1$



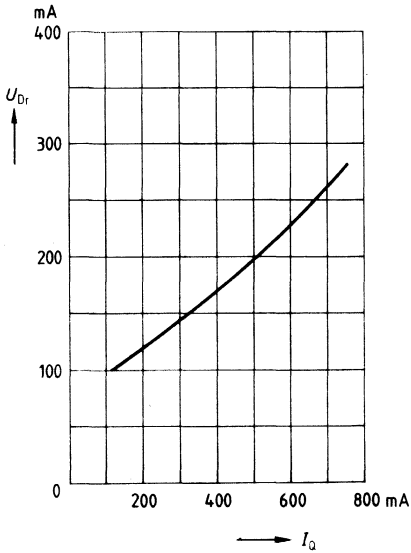
$U_B = 14\text{ V}$        $t_1 = 10\ \mu\text{s}$   
 $|U_S| = 70\text{ V}$        $t_2 = 2\text{ ms}$   
 $R_i = 10\ \Omega$          $t_3 = 0,5\text{ s bis } 5\text{ s}$

2. Impuls für Load-Dump an  $U_{14}$

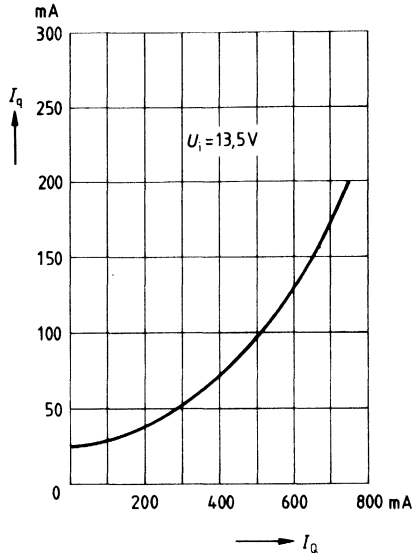


$U_B = 14\text{ V}$        $t_1 = 5\text{ ms}$   
 $U_S = 70\text{ V}$        $t_2 = 400\text{ ms}$   
 $R_i = 0,5\ \Omega$

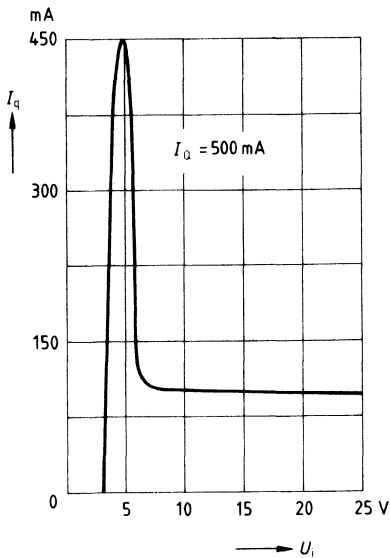
**Minimale Drop-Spannung als Funktion des Ausgangsstromes ( $T_G = 25^\circ\text{C}$ )**



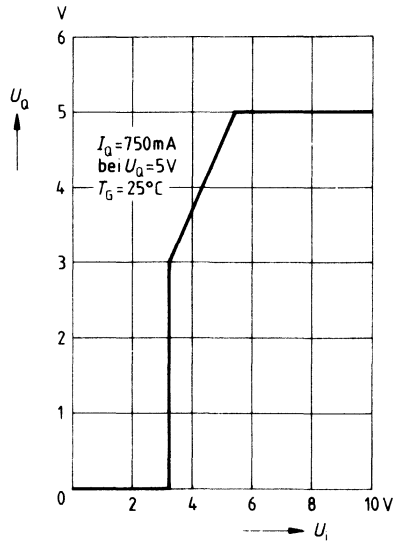
**Eigenstromverbrauch als Funktion des Ausgangsstromes ( $T_G = 25^\circ\text{C}$ )**



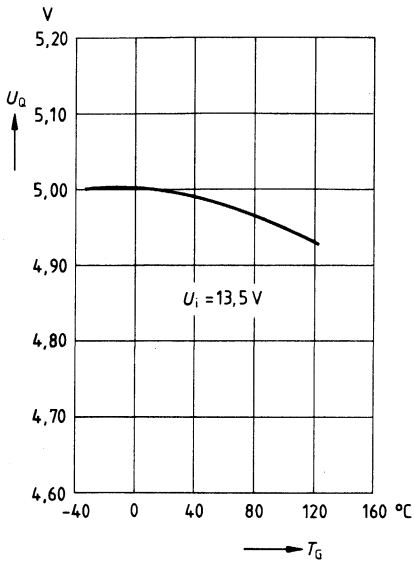
**Eigenstromverbrauch als Funktion der Eingangsspannung ( $T_G = 25^\circ\text{C}$ )**



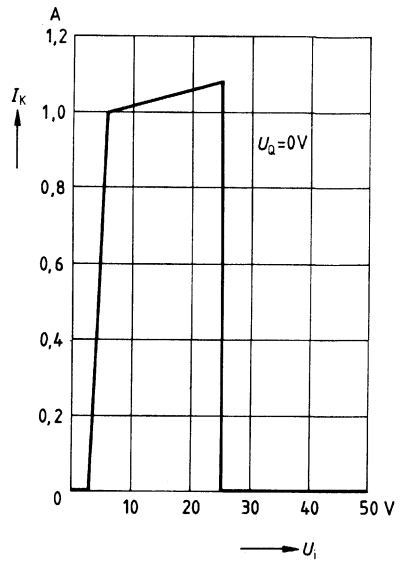
**Ausgangsspannung als Funktion der der Eingangsspannung**



**Ausgangsspannung als Funktion der Temperatur**



**Kurzschlußstrom als Funktion Eingangsspannung ( $T_G = 25^\circ\text{C}$ )**





## Vorläufige Daten

## Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4260	Q67000-A8187	P-T66-5-H (ähnl. TO-220)

Der TLE 4260 ist ein 5-V-Low-Drop-Festspannungsregler im Gehäuse. Die maximale Eingangsspannung beträgt 40 V. Er kann einen Ausgangsstrom größer 500 mA liefern. Der IC ist kurzschlußfest und verfügt über eine Temperatursicherung, die den Schaltkreis bei unzulässig hohen Temperaturen abschaltet.

Der weite Temperaturbereich  $T_U = -40^\circ\text{C}$  bis  $150^\circ\text{C}$  befähigt den TLE 4260 u. a. auch zum Einsatz in Kfz-Anwendungen.

**Eigenschaften**

- Low Drop-Regler
- Sehr kleiner Ruhestrom
- Geringe Anlaufstromaufnahme
- Integrierte Temperatursicherung
- Verpolsicher
- Eingangsspannung bis 40 V
- Spannungsfest bis 65 V
- Kurzschlußfest
- Kfz-tauglich
- Weiter Temperaturbereich

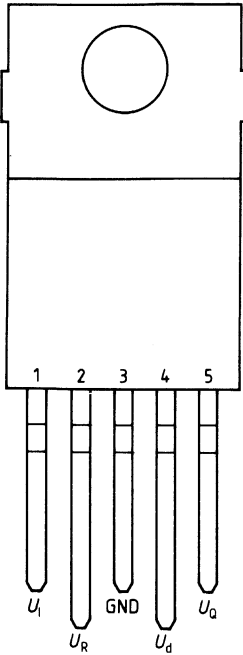
**Funktionsbeschreibung:**

Der IC regelt eine Eingangsspannung  $U_I$  im Bereich  $6 < U_I < 40$  V auf  $U_{Q\text{Nenn}} = 5,0$  V aus. Bei einer Ausgangsspannung  $U_Q < 4,75$  V wird ein Reset-Signal erzeugt. Die Resetverzögerungszeit kann mit einem externen Kondensator eingestellt werden. Bei Entlastung des Ausgangs unter  $I_Q = 10$  mA schaltet der Regler intern auf "Standby". Die Reset-Erzeugung wird dabei ausgeschaltet. Der Ruhestrom sinkt bis max. 600  $\mu\text{A}$  ab.

Der Regelverstärker vergleicht eine durch Widerstandsabgleich hochgenaue Referenzspannung mit einer der Ausgangsspannung proportionalen Spannung und steuert über einen Buffer die Basis des Längstransistors. Eine laststromabhängige Sättigungsregelung verhindert eine Übersättigung des Leistungselementes. Sinkt die Ausgangsspannung unter 95,5% ihres typischen Wertes, wird vom Reset-Generator ein externer Kondensator an Anschluß 4 entladen. Erreicht die Spannung am Kondensator die untere Schwelle  $U_{ST}$ , wird ein Resetsignal an Anschluß 2 ausgelöst und erst wieder aufgehoben, wenn die obere Schaltschwelle  $U_{ST}$  überschritten wird. Bei einem Ausgangsstrom kleiner als  $I_{QNA} = 10$  mA, schaltet der Standby-Umschalter den Reset-Generator ab. Dieser Zustand wird verlassen, wenn der Ausgangsstrom wieder steigt, die Ausgangsspannung unter 4,2 V sinkt oder der Verzögerungskondensator durch externe Mittel entladen wird. Der IC wird durch eine Leistungsbegrenzung vor Zerstörung geschützt. Bei Überspannung oder Über-temperatur wird der IC abgeschaltet.

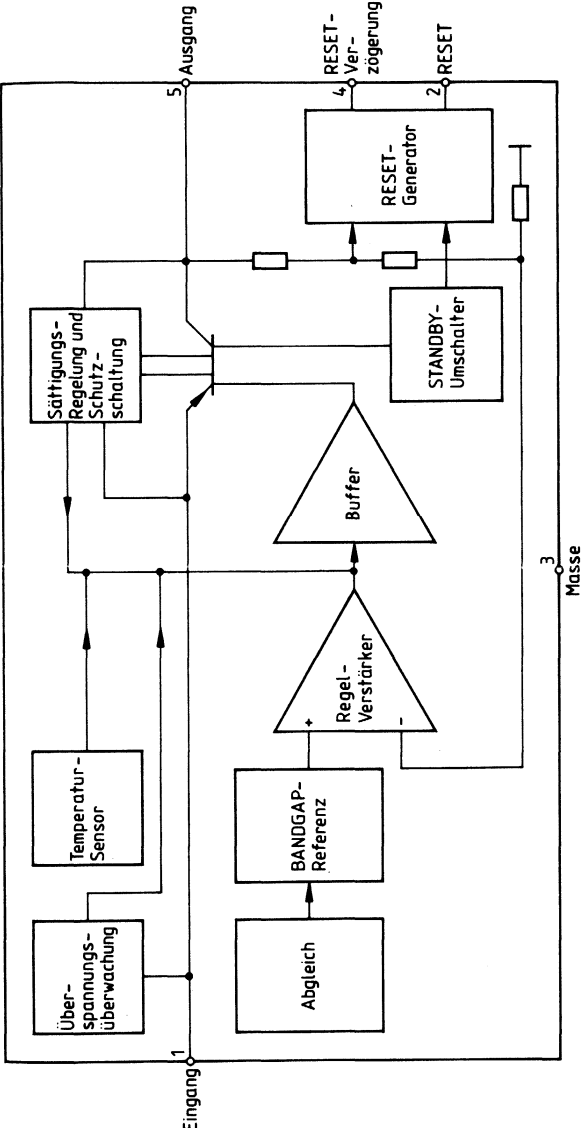
**Anschlußanordnung**

(Ansicht von oben)

**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$U_i$	Eingang
2	$U_R$	Reset-Ausgang
3	GND	Masse
4	$U_D$	Reset-Verzögerung
5	$U_Q$	Ausgang

Blockschaltbild



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Bemerkungen
-------------	--------	------	------	---------	-------------

**Eingang (Anschluß 1)**

Eingangsspannung	$U_I$	-42	42	V	$t \leq 400 \text{ ms}$
Eingangsspannung	$U_I$		65	V	
Eingangsstrom	$I_I$		1,6	A	

**Reset-Ausgang (Anschluß 2)**

Spannung	$U_R$	-0,3	42	V	intern begrenzt
Strom $I_R$					

**Masse (Anschluß 3)**

Strom $I_M$		-0,5		A	
-------------	--	------	--	---	--

**Reset-Verzögerung (Anschluß 4)**

Spannung	$U_d$	-0,3	42	V	intern begrenzt
Strom $I_d$					

**Ausgang (Anschluß 5)**

Differenzspannung	$U_I - U_Q$	-5,25	$U_I$	V	
Strom $I_Q$			1,4	A	

**Temperaturen**

Sperrschichttemperatur	$T_j$	-40	150	°C	
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-50	150	°C	

**Funktionsbereich**

Eingangsspannung	$U_I$	6	28	V	$I_Q = 0,5 \text{ A}$ $I_Q = 0,15 \text{ A}$
Eingangsspannung	$U_I$	6	40	V	
Sperrschichttemperatur	$T_j$	-40	+150	°C	
Wärmewiderstände					
System-Umgebung	$R_{th \text{ SU}}$		65	K/W	
System-Gehäuse	$R_{th \text{ SG}}$		3	K/W	

**Kenndaten** $U_i = 13,5 \text{ V}$ ;  $T_{ij} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  (wenn nicht anders angegeben)

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meßschaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
<b>Normalbetrieb</b>							
Ausgangsspannung	$U_Q$	$25 \text{ mA} \leq I_Q \leq 500 \text{ mA}$ $6 \text{ V} \leq U_i \leq 28 \text{ V}$ $-40 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_j \leq 125 \text{ }^\circ\text{C}$	1	4,75	5,00	5,25	V
Ausgangsspannung	$U_Q$	$25 \text{ mA} \leq I_Q \leq 150 \text{ mA}$ $6 \text{ V} \leq U_i \leq 40 \text{ V}$ $-40 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_j \leq 125 \text{ }^\circ\text{C}$	1	4,75	5,00	5,25	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	$0 \text{ V} \leq U_i \leq 2 \text{ V}$ $-40 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_j \leq 125 \text{ }^\circ\text{C}$	1			50	$\mu\text{A}$
Kurzschlußstrom	$I_K$	$U_i = 17 \text{ V}$ ; $U_Q = 0 \text{ V}$	1	750	1000		mA
Kurzschlußstrom	$I_K$	$U_i = 28 \text{ V}$ ; $U_Q = 0 \text{ V}$	1	500	700		mA
Kurzschlußstrom	$I_K$	$U_i = 40 \text{ V}$ ; $U_Q = 0 \text{ V}$	1	150	200		mA
Eigenstrom; $I = I - I_Q$	$I$	$6 \text{ V} \leq U_i \leq 28 \text{ V}$ ; $I_Q = 150 \text{ mA}$	1		8,5	10	mA
Eigenstrom; $I = I - I_Q$	$I$	$6 \text{ V} \leq U_i \leq 28 \text{ V}$ ; $I_Q = 500 \text{ mA}$	1		50	60	mA
Eigenstrom; $I = I - I_Q$	$I$	$3,3 \text{ V} \leq U_i \leq 6 \text{ V}$ ; $I_Q = 150 \text{ mA}$	1			27,5	mA
Eigenstrom; $I = I - I_Q$	$I$	$3,3 \text{ V} \leq U_i \leq 6 \text{ V}$ ; $I_Q = 500 \text{ mA}$	1			70	mA
Drop-Spannung	$U_{Dr}$	$3,3 \text{ V} < U_i < 5,45 \text{ V}$ ; $I_Q = 0,5 \text{ A}$	1		0,35	0,5	V
Drop-Spannung	$U_{Dr}$	$3,3 \text{ V} < U_i < 5,05 \text{ V}$ ; $I_Q = 0,15 \text{ A}$	1		0,20	0,3	V
Lastregelung	$\Delta U_Q$	$I_Q = 25 \text{ mA bis } 500 \text{ mA}$	1		15	35	mV
Speisespannungsregelung	$U_Q$	$U_i = 6 \text{ V bis } 28 \text{ V}$ $I_Q = 100 \text{ mA}$	1		15	75	mV
Speisespannungsregelung	$\Delta U_Q$	$U_i = 6 \text{ V bis } 16 \text{ V}$ $I_Q = 100 \text{ mA}$	1		5	25	mV
Brummunterdrückung	SVR	$f_r = 100 \text{ Hz}$ ; $U_r = 0,5 V_{SS}$	1		54		dB
Temperaturdrift der Ausgangsspannung	$\alpha_{UQ}$		1		$2 \cdot 10^{-4}$		$1/^\circ\text{C}$

**Kenndaten**
 $U_1 = 13,5 \text{ V}$ ;  $T_U = 25^\circ \text{C}$  (wenn nicht anders angegeben)

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schittg.	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	----------------	--------------	------	------	------	---------

**Standby-Betrieb**

Ruhestrom $I = I - I_Q$	$I$	$10 \text{ V} < U_1 < 16 \text{ V}$ ; $I_Q = 0 \text{ mA}$	1		500	600	$\mu\text{A}$
Eigenstrom $I = I - I_Q$	$I$	$10 \text{ V} < U_1 < 16 \text{ V}$ ; $I_Q = 5 \text{ mA}$			700	850	$\mu\text{A}$

**Standby Aus/Normalbetrieb Ein**

Eigenstrom	$I_{SA}$	siehe Diagramm	1		1,0	1,2	mA
Eigenstrom	$I_{NE}$	siehe Diagramm	1		1,7	2,2	mA

**Normalbetrieb Aus/Standby Ein**

Eigenstrom	$I_{QNA}$	siehe Diagramm	1		1,55	2,00	mA
Eigenstrom	$I_{QSE}$	siehe Diagramm	1		850	1050	$\mu\text{A}$
Schaltswelle	$I_{QNA}$	siehe Diagramm	1	7,5	10	12,5	mA
Schalthyserese	$\Delta I_Q$	siehe Diagramm	1	2,25	3	4	mA

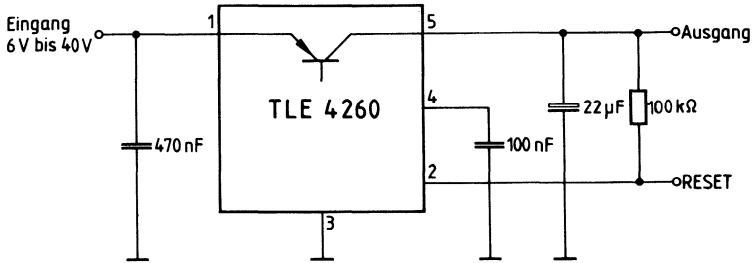
**Reset-Generator**

Schaltswelle	$U_{RT}$	in % von $U_Q$ $I_Q = 500 \text{ mA}$ ; $T_j = 150^\circ \text{C}$ $U_1 = 6 \text{ V}$	1	95	95,5	96	%
Schalthyserese	$\Delta U_{RT}$		1		10		mV
Schaltspannung	$U_R$	$I_R = 3 \text{ mA}$	1		0,25	0,4	V
Sperrstrom	$I_R$	$U_R = 5 \text{ V}$	1			1	$\mu\text{A}$
Ladestrom	$I_d$		1	22,2	30	37,5	$\mu\text{A}$
Schaltswelle	$U_{ST}$		1	0,9	1	1,1	V
Verzögerungs-schaltswelle	$U_{dT}$		1	2,25	2,50	2,75	V
Verzögerungszeit	$t_d$	$C_d = 100 \text{ nF}$	1		10		ms
	$t_t$	$C_d = 100 \text{ nF}$	1		5		$\mu\text{s}$

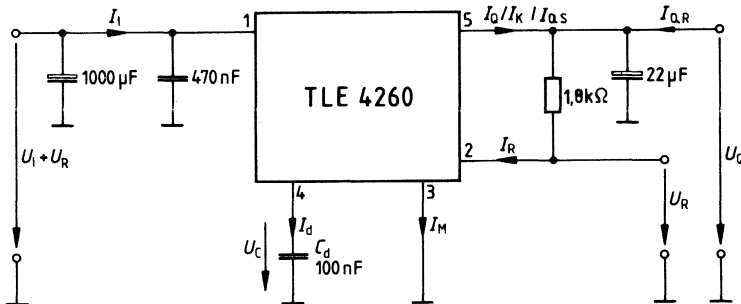
**Allgemeine Daten**

Abschaltspannung	$U_{lab}$	$I_Q < 1 \text{ mA}$	1	41	43	45	V
Abschalthyserese	$\Delta U_1$				3,0		V
Sperrstrom	$I_{QS}$	$U_Q = 0 \text{ V}$ $U_1 = 45 \text{ V}$	1		500		$\mu\text{A}$
Rückstrom	$I_{QR}$	$U_Q = 5 \text{ V}$ ; $U_1 = \text{offen}$	1			1,5	mA

**Anwendungsschaltung**



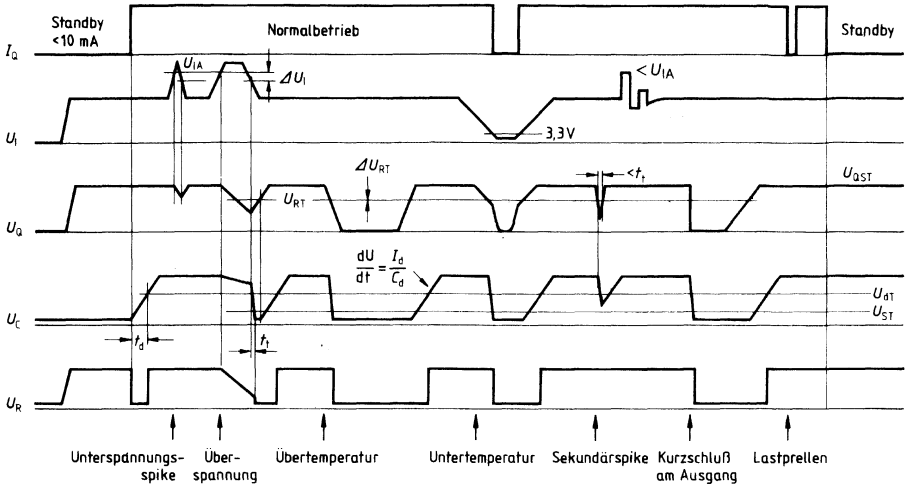
**Meßschaltung**



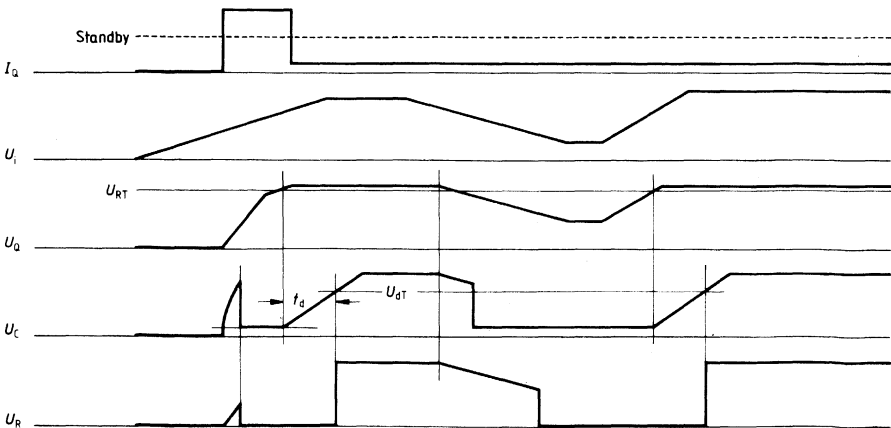
$$U_{Dr} = U_1 - U_a$$

$$SVR = 20 \log \frac{U_R}{\Delta U_a}$$

**Zeitverhalten**

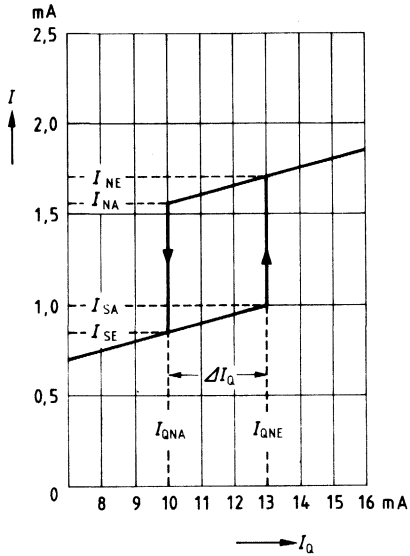


**Zeitverhalten im Standby**



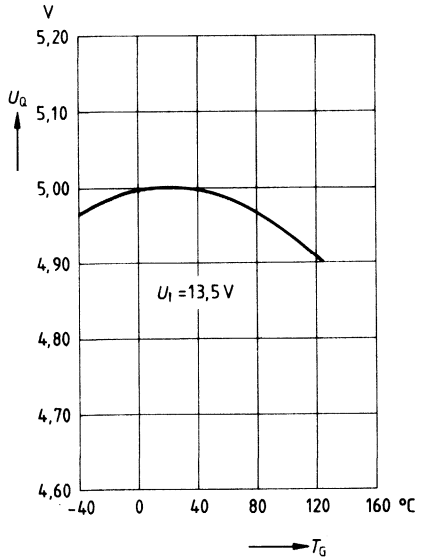


**Standby/Normal-Umschaltung**

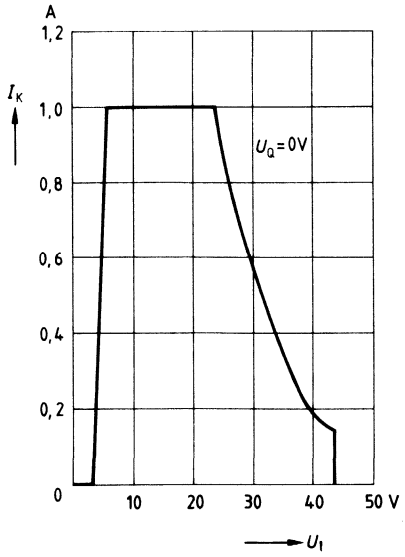


- Indizes:  
 N = Normal  
 S = Standby  
 E = EIN  
 A = AUS

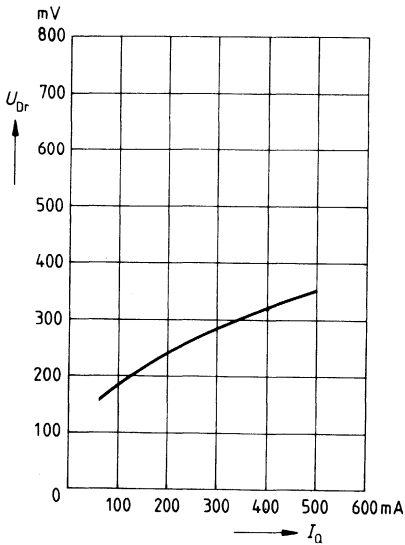
**Ausgangsspannung als Funktion der Temperatur**



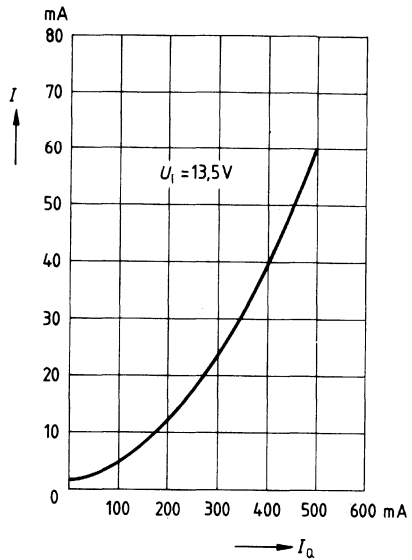
**Kurzschlußstrom als Funktion der Eingangsspannung**



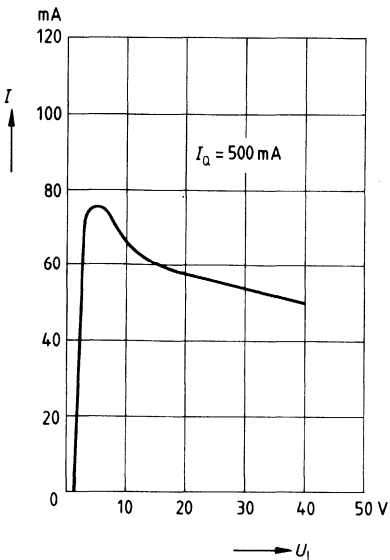
**Minimale Drop-Spannung als Funktion des Ausgangsstromes**



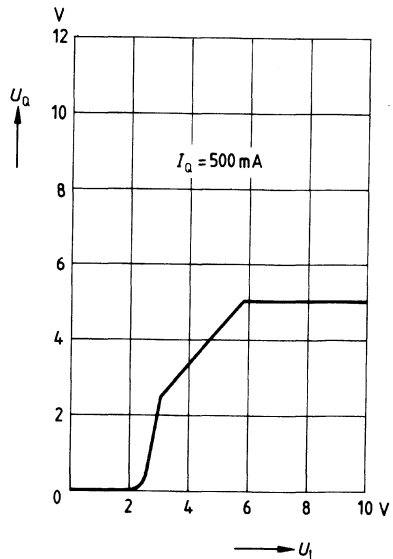
**Eigenstromverbrauch als Funktion des Ausgangsstromes**



**Eigenstromverbrauch als Funktion der Eingangsspannung**



**Ausgangsspannung als Funktion der der Eingangsspannung**



---

**Treiber und Interfaceschaltungen  
Pegelumsetzer, Transistorarrays**

---





# Treiber- und Interfaceschaltungen, Pegelumsetzer, Transistorarrays

## Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktion	Speise- spannung $U_S (U_{CE0})$ V	Temperatur- bereich $T_U$ °C
-----	---------	----------	---	---------------------------------------

## Treiber- und Interfaceschaltungen

FZL 4141 D	P-DIP-18	Kurzschlußfester Treiber für Leistungstransistoren mit Kurzschlußmeldeausgang	4,5 bis 35	0 bis 70
FZL 4145 D	P-DIP-18		4,5 bis 35	-25 bis 85

## Pegelumsetzer

FZH 211 S	P-DIP-16	Treiber und Pegelwandler für TTL, C MOS und LSL für Anwendungen von 5 bis 39 V und 150 mA	4 bis 30	0 bis 70
FZH 215 S	P-DIP-16		4 bis 30	-25 bis 85

## Transistorarrays

TCA 671	P-DIP-14	Transistorarray 5 NPN-Transistoren	42	-25 bis 85
<del>TCA 671 G</del>	<del>P-DIP-14 (SMD)</del>			
TCA 871	P-DIP-14		32	-25 bis 85
<del>TCA 871 G</del>	<del>P-DSO-14 (SMD)</del>			
TCA 971	P-DIP-14		42	-25 bis 85
<del>TCA 971 G</del>	<del>P-DSO-14 (SMD)</del>			
TCA 991	P-DIP-14	32	-25 bis 85	
<del>TCA 991 G</del>	<del>P-DSO-14 (SMD)</del>			

SMD = Surface Mounted Device

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☒ FZL 4141 D	Q67000-H8436	} P-DIP-18
☒ FZL 4145 D	Q67000-H8437	

**Funktionsbeschreibung**

Der Baustein enthält vier Treiberschaltungen zur Ansteuerung von Leistungstransistoren für hohe Ausgangsströme, wobei die Ausgangstransistoren gegen Kurzschluß nach Masse und Speisespannung gesichert sind. Die Eingangsschwelle ist zwischen 1,5 V und 7 V einstellbar. Bei Überlast oder Kurzschluß eines Ausgangs spricht ein Meldeausgang an.

**Schaltungsbeschreibung**

Jede Treiberschaltung hat einen aktiv-H-Eingang E und einen für alle Stufen gemeinsamen Freigabeeingang F (aktiv-H). Die Ausgänge Q dienen zur Ansteuerung der Endtransistoren. Über den Anschluß W wird der Laststrom abgefragt. Überschreitet dieser den eingestellten Wert, schaltet die Endstufe ab. Das Wiedereinschalten besorgt der eingebaute Taktgenerator, zu dessen Betrieb eine äußere Kapazität  $C_T$  am Anschluß C notwendig ist. Wird  $C_T$  mit einer Ruhestromtaste überbrückt, so wird nur bei Tastenbetätigung wieder eingeschaltet. Das Impuls-/Pausenverhältnis des Taktgenerators ist 1 : 50 (z. B. 40  $\mu$ s/2 ms bei  $C_T = 33$  nF).

Hat eine der 4 Endstufen Kurzschluß gegen Masse bzw. Überstrom, so schaltet der Kurzschlußmeldeausgang auf L. Bei Taktbetrieb (d. h. wenn nicht durch eine Taste, sondern selbsttätig durch den Takt wiedereingeschaltet wird), schaltet M im Rhythmus des Takts ein und aus, solange Kurzschluß oder Überlast anliegt. M ist ein offener Kollektor-Ausgang. Nicht benützte W-Anschlüsse müssen mit  $U_S$  verbunden werden. Offene W-Anschlüsse täuschen einen Kurzschluß vor und aktivieren den Meldeausgang.

Die Schaltschwelle an den Eingängen E und F ist über den Anschluß SU zwischen 1,5 V und 7 V einstellbar:

- $U_{SU} = 0 \text{ V}$ : Eingangsschwelle = 1,5 V (für 5 V-Logik)
- $U_{SU} = 0 \dots 5 \text{ V}$ : Eingangsschwelle =  $U_{SU} + 1,5 \text{ V}$
- $U_{SU} = U_S$ : Eingangsschwelle = 7 V (für 12/15 V- und 24/28 V-Logik)

Ist der Ausgang infolge der logischen Zustände der Eingänge E oder F gesperrt, so ist diese Sperrung im gesamten Speisespannungsbereich zwischen  $U_S = 0 \text{ V}$  und  $U_S = 35 \text{ V}$  wirksam.

Die Eingänge sind mit Klemmdioden gesichert.

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkung
Speisespannung	$U_S$	-0,3	35	V	
Speisespannung	$U_S$	-0,3	45	V	100 ms, 1s Pause
Eingangsspannung an E und F	$U_{E, F}$	-0,3	35	V	1)
Spannung an SU und M	$U_{SU, M}$	-0,3	45	V	
Ausgangsspannung an Q	$U_Q$	-0,3	$U_S$	V	
Spannung an C	$U_C$	-0,3	$U_S$	V	
Spannung an W	$U_W$	$U_S - 5$	$U_S$	V	3)
Eingangsstrom an E und F	$I_{E, F}$	-3	1	mA	2)
	$I_{E, F}$	-6	2	mA	2) 100 ms, 1s Pause
	$I_{E, F}$	-6	5	mA	2) 100 µs, 1 ms Pause
Ausgangsstrom an M	$I_M$		8	mA	
Verlustleistung aller Eingangsdiolen zusammen	$P_{tot}$		50	mW	
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-65	125	°C	
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th \text{ SU}}$		65	K/W	
System-Gehäuse	$R_{th \text{ SG}}$		45	K/W	

**Funktionsbereich**

Speisespannungen für Eingangsschwelle 1,5 V	$U_S$	4,5	35	V	$U_{SU} = 0 \text{ V}$
Eingangsschwelle 1,5 V bis 6,5 V	$U_S$	$U_{SU} + 4,5$	35	V	$U_{SU} = 0 \dots 5 \text{ V}$
Eingangsschwelle 7 V	$U_S$	10	35	V	$U_{SU} = U_S$
Umgebungstemperatur FZL 4141 D	$T_U$	0	70	°C	
FZL 4145 D	$T_U$	-25	85	°C	

- Anmerkungen:**
- 1) Bei  $U_{E, F} > 35 \text{ V}$  ist ein Schutzwiderstand vor E, F erforderlich
  - 2)  $U_{E, F}$  darf bei Stromeinprägung über 35 V ansteigen.
  - 3) Nicht benutzte W-Anschlüsse müssen an  $U_S$  gelegt werden.

**Kenndaten im Betriebsbereich**

**Speisespannung**  $4,5 \text{ V} \leq U_S \leq 30 \text{ V}$

FZL 4141 D  $0^\circ\text{C} \leq T_U \leq +70^\circ\text{C}$

FZL 4145 D  $-25^\circ\text{C} \leq T_U \leq +85^\circ\text{C}$

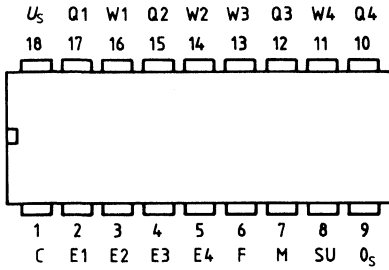
Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	$I_S$	$U_F = 0 \text{ V}, U_W = U_S$		6	8,5	mA
H-Eingangsspannung an E, F	$U_{IH}$	$U_{SU} = 0 \text{ V}$	2			V
H-Eingangsspannung an E, F	$U_{IH}$	$U_{SU} = U_S$	8			V
L-Eingangsspannung an E, F	$U_{IL}$	$U_{SU} = 0 \text{ V}$			0,7	V
L-Eingangsspannung an E, F	$U_{IL}$	$U_{SU} = U_S$			6	V
Eingangsstrom an E, F	$I_{E, F}$	$0,5 \text{ V} \leq U_{E, F} \leq 30 \text{ V}$	50		200	$\mu\text{A}$
L-Ausgangsspannung an M	$U_{ML}$	$I_M = 5 \text{ mA}$			0,5	V
Verfügbarer Ausgangsstrom <sup>1)</sup>	$I_Q$ $I_Q$	$U_Q = U_S - 1,5 \text{ V}$ $T_U = 0^\circ\text{C}$ $U_Q = U_S - 1,5 \text{ V}$ $U_{SU} = 0 \text{ V}$	1,5 1,7	2,5		mA mA
Strom aus SU	$-I_{SU}$	$U_{SU} = 0 \text{ V}$		2	10	$\mu\text{A}$
Schaltswelle an W	$U_W$		$U_S - 0,6$	$U_S - 0,5$	$U_S - 0,4$	V
Strom in W	$I_W$				100	$\mu\text{A}$
Strom aus C	$-I_C$	$T_U = 20^\circ\text{C}$	12	20	34	$\mu\text{A}$
Strom in C	$I_C$	$T_U = 20^\circ\text{C}$	0,6	1	1,7	mA
Obere Schaltschwelle an C	$U_{Co}$	$T_U = 20^\circ\text{C}$	1,6	2,1	1,7	V
Untere Schaltschwelle an C	$U_{Cu}$	$T_U = 20^\circ\text{C}$	0,6	0,9	1,2	V
Restspannung an T <sup>2)</sup>	$U_{QR}$	$U_W = U_S - 2 \text{ V}, I_Q = 0$		$U_S - 0,3$		V
H-Ausgangsspannung	$U_{QH}$	$U_F = 0 \text{ V}$	$U_S - 0,25$	$U_S - 0,02$		V

<sup>1)</sup> Der tatsächliche Ausgangsstrom ist um typ. 0,5 mA höher für den erforderlichen Vorstrom für die Kurzschlußsicherung. Zur Aussteuerung der äußeren Endtransistoren steht jedoch nur der oben spezifizierte Wert zur Verfügung.

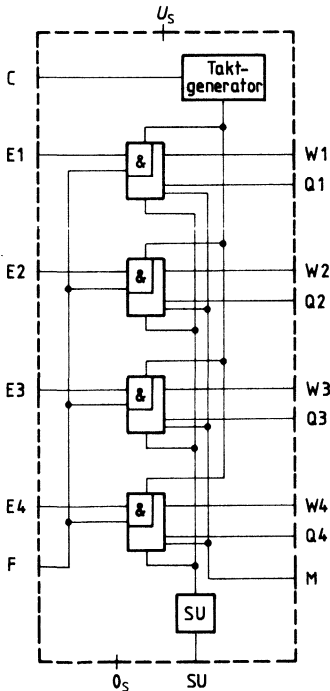
<sup>2)</sup> siehe Blockschaltbild.



**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)

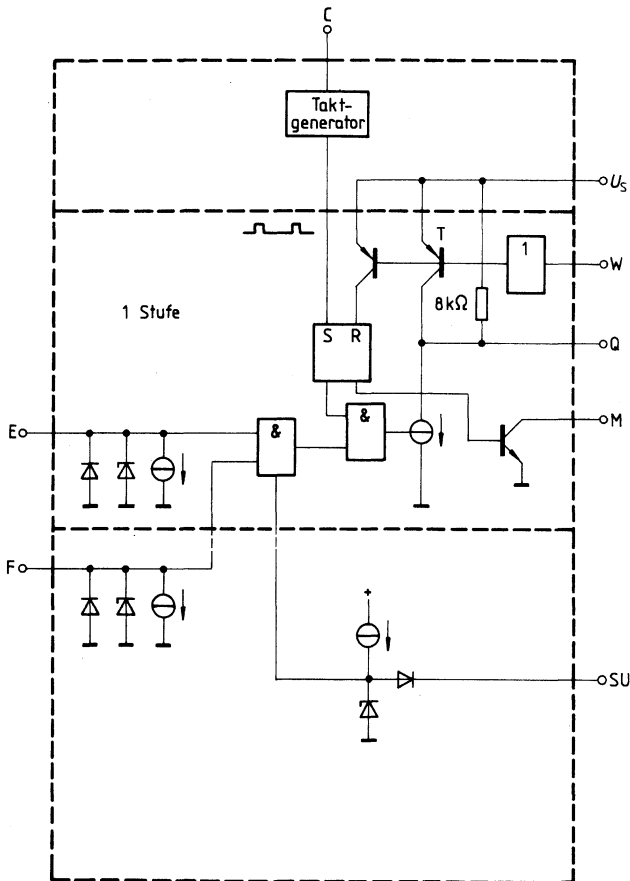


**Blockschaltbild**



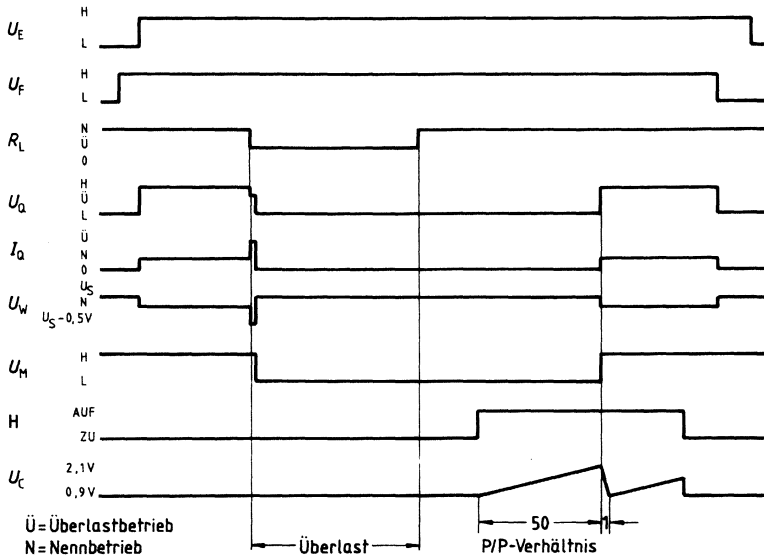
- E Treibereingang
- F Freigabeeingang
- C Taktkondensator
- Q Ausgang
- SU Eingang für Schwellenumschaltung
- W Eingang für Ausgangsstrombegrenzung
- M Meldeausgang

Prinzipschaltung einer Stufe

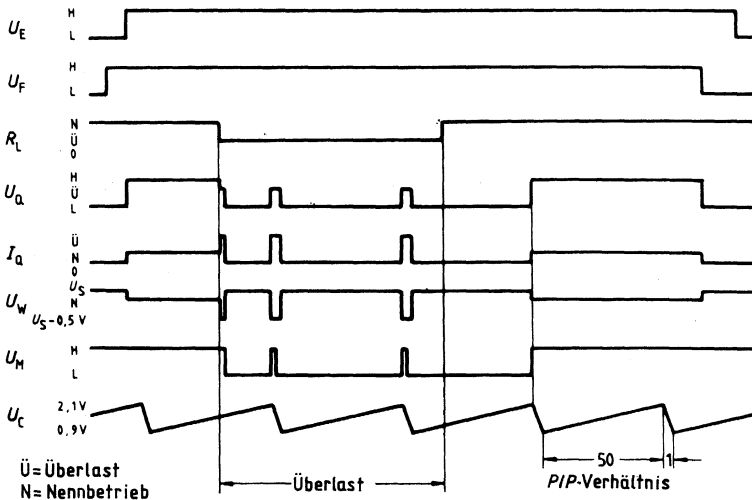


- E Treibereingang
- F Freigabeeingang
- C Taktkondensator
- M Meldeausgang
- Q Ausgang
- SU Eingang für Schaltschwellenumschaltung
- W Eingang für Ausgangsstrombegrenzung

**Betriebsart: Wiedereinschalten nach Überlast mit Taste H**



**Betriebsart: Selbsttätiges Wiedereinschalten nach Überlast**



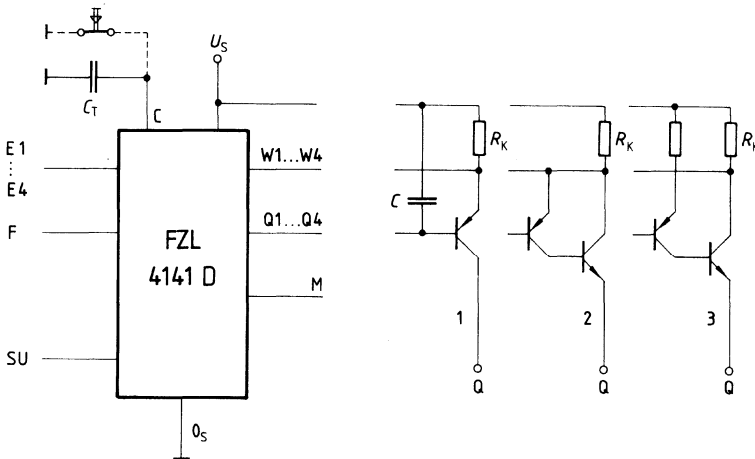
### Prinzipielle Anwendungsschaltungen

Die Lastbedingungen an Q richten sich nach der zulässigen Verlustleistung der verwendeten Leistungstransistoren. Dabei ist die Impulsbelastbarkeit im Kurzschlußfall zu beachten. Zur Unterdrückung von Schwingungen der Leistungsstufe im Kurzschlußfall ist ein Kondensator C an Q1 bis Q4 notwendig, wenn z. B. schnelle Schalttransistoren verwendet werden. Richtwert  $C \approx 20 \text{ nF}$ .

Die Ausgangsschaltung 1 ist für Ströme bis ca.  $I_Q = 100 \text{ mA}$  geeignet.

Die Ausgangsschaltungen 2 und 3 eignen sich für Ströme bis ca.  $I_Q = 2 \text{ A}$ . Mit Schaltung 3 kann dabei eine minimale Verlustleistung erreicht werden.

Eine Ruhestromtaste parallel zu  $C_T$  ermöglicht ein Wiedereinschalten von Hand im Kurzschlußfall.



$R_k$  = Strommeßwiderstand

$C_T = 0,8 \cdot t_p$  (nF,  $\mu$ s)

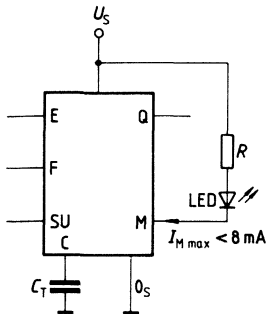
$t_p$  = Kurzschlußstrom-Impulslänge

### Anmerkung:

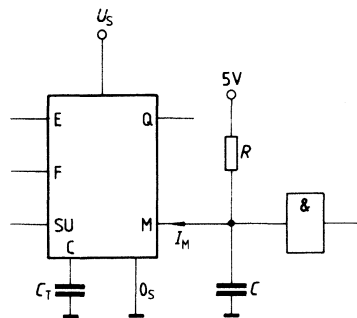
Bei Schaltung 1 ist kein Kondensator zwischen Q1 und Q4 und dem Kollektor zulässig.  
Bei Schaltung 2 ist kein Kondensator zwischen Q1 und Q4 und Basis bzw. Emitter zulässig.  
Andernfalls treten zu hohe Stromspitzen beim Kurzschluß auf.

Prinzipielle Anwendung des Kurzschlußmeldeausgangs M

1. LED - Anzeige



2. TTL/CMOS/LSL - Ansteuerung



Für den Fall, daß die bei Taktbetrieb auftretenden Impulse an M die Folgeschaltung stören, ist ein Tiefpaß erforderlich. Dabei ist bei einem Laststrom von  $I_M = 1 \text{ mA}$  ein Kondensator C von ca.  $10 \text{ nF}$  notwendig, um die Ausgangsimpulse von bis zu  $10 \mu\text{s}$  (abhängig von  $C_T$ ) auf  $1 \text{ V}$  zu begrenzen. Die Meldung erfolgt dabei nach ca.  $50 \mu\text{s}$ .

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☒ FZH 211 S	Q67000-H639-S1	} P-DIP-16
☒ FZH 215 S	Q67000-H2431	

Vier NAND-Treiber mit offenem Kollektorausgang, 2 Eingängen und N-Anschluß zur Verzögerung. Eingangsschwelle umschaltbar auf LSL-, TTL- und CMOS Pegel, in Abhängigkeit von der verwendeten Speisespannung.

### Hauptanwendung

Treiber bis 30 V/150 mA, Relaisreiber und Pegelwandler.

Die Formeln für die wired-AND-Verknüpfung gelten wie bei FZH 161/181 (siehe LSL-Datenbuch). Bei wired-AND-Verknüpfung und N-Beschaltung müssen gleichgroße Kapazitäten  $C_N$  verwendet werden.

### Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$		0	30	V
Eingangsspannung	$U_I$		-0,5	30	V
Spannung zwischen 2 Eingängen	$U_{II}$			30	V
Spannung am Ausgang	$U_{QH}$			30	V
Ausgangstransistor gesperrt	$U_{QL}$		0		V
Spannung am Ausgang					
Ausgangstransistor leitend					
Ausgangsstrom	$I_{OL}$			150	mA
Kapazität an Q	$C_L$			5	nF
Kapazität zwischen N und Q	$C_N$			0,1	$\mu$ F
Spannung an N			-1	0,6	V
Strom an N			-10	2	mA
Lagertemperatur	$T_{stg}$		-65	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$			60	K/W

### Funktionsbereich

Speisespannungsbereich 1	$U_S$	TTL-Schwelle an A, B	4	7	V
Speisespannungsbereich 2	$U_S$	LSL-Schwelle an A, B	9	30	V
Speisespannung	$U_S$	Umschaltung der Schwelle an A, B bei $U_S = 8$ V typ.	4	30	V
Umgebungstemperatur					
FZH 211 S (Bereich 1)	$T_U$		0	70	°C
FZH 215 S (Bereich 5)	$T_U$		-25	85	°C

**Kenndaten im 5-V-Bereich**

Temperaturbereich 1 und 5

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$		4		7	V
H-Eingangsspannung	$U_{IH}$	$U_S = U_{SB}$	2			V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$	$U_S = U_{SA}$ und $U_{SB}$			0,8	V
Statische Störsicherheit	$U_{SS}$		0,4	1,0		V
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_{QL} = 1,6 \text{ mA}$   $U_{IH} = 2 \text{ V}$ $I_{QL} = 100 \text{ mA}$   $U_S = U_{SB}$ $I_{QL} = 150 \text{ mA}$		0,7	0,8	V
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$				1,3	V
L-Ausgangsspannung <sup>1)</sup>	$U_{QL}$				1,5	V
H-Eingangsstrom	$I_{IH}$	$U_{IH} = 30 \text{ V}$   $U_{IH} = U_{SA}$ $U_{IL} = 0 \text{ V}$   $U_{IL} = 0,8 \text{ V}, U_{QH} = 30 \text{ V},$ $U_S = U_{SB}$		5	1	$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$				50	$\mu\text{A}$
H-Ausgangsstrom	$I_{QH}$				50	$\mu\text{A}$
Stromaufnahme pro Gehäuse	$I_S$	$U_S = 7 \text{ V}, U_I = 0 \text{ V}$	1,5	3	5	mA

**Kenndaten im 12-V-, 15-V-, 24-V-Bereich**

Temperaturbereich 1 und 5

Speisespannung	$U_S$		9		30	V
H-Eingangsspannung	$U_{IH}$	$U_S = U_{SB}$	8			V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$	$U_S = U_{SA}$ und $U_{SB}$			6	V
Statische Störsicherheit	$U_{SS}$		2,5	5,0		V
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_{QL} = 100 \text{ mA}$   $U_{IH} = 8 \text{ V}$ $I_{QL} = 150 \text{ mA}$   $U_S = U_{SB}$		1	1,3	V
L-Ausgangsspannung <sup>1)</sup>	$U_{QL}$				1,5	V
H-Eingangsstrom	$I_{IH}$	$U_{IH} = 30 \text{ V}$   $U_S = U_{SA}$ $U_{IL} = 0 \text{ V}$   $U_{IL} = 6 \text{ V}, U_{QH} = 30 \text{ V},$ $U_S = U_{SB}$		5	1	$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$				50	$\mu\text{A}$
H-Ausgangsstrom	$I_{QH}$				50	$\mu\text{A}$
Stromaufnahme pro Gehäuse	$I_S$	$U_S = 30 \text{ V}, U_I = 0 \text{ V}$	1,5	3	5	mA

**Schaltzeiten bei  $U_S = 12 \text{ V}, T_U = 25^\circ\text{C}$**

Signal-Laufzeit	$t_{PLH}$	$U_{SK} = 12 \text{ V}$ $R_K = 760 \Omega$ $C_L = 15 \text{ pF}$	550		ns
Signal-Übergangszeit	$t_{PHL}$		200		ns
	$t_{TLH}$		90		ns
	$t_{TLL}$		25		ns

**Signal-Übergangszeiten an Q**

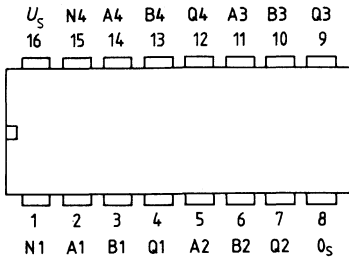
bei  $C_N$ -Beschaltung zwischen N und Q:

$$\left. \begin{aligned} t_{T_{HL}} &= 6 \cdot C_N \cdot (U_{QH} - U_{QL}) \\ t_{T_{LH}} &= 15 \cdot C_N \cdot (U_{QH} - U_{QL}) \end{aligned} \right\} (\mu\text{s}, \mu\text{F}, \text{V})$$

Richtwerte für  $C_N > 0,02 \mu\text{F}$

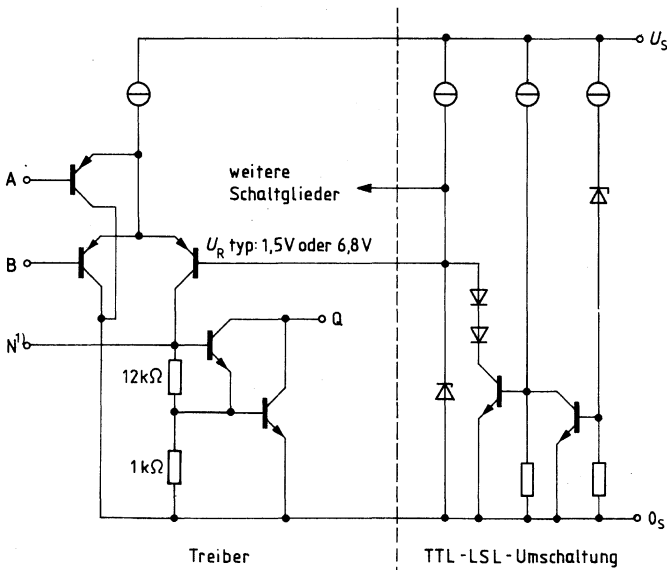
1) Die Summe aller Ausgangsströme pro Gehäuse darf bei FZH 211S 400 mA und 350 mA bei FZH 215S nicht überschreiten.

**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)



A, B = Eingänge  
Q = Ausgang

**Schaltschema (ein Glied)**



Logische Funktion  $Q = \overline{A \wedge B}$

1) nur bei Schaltgliedern 1 und 4



# Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren

TCA 671  
TCA 871  
TCA 971  
TCA 991

Bipolare Schaltung

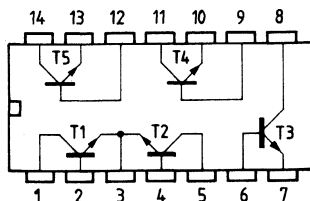
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S TCA 671	Q67000-T1	P-DIP-14
S		
S TCA 871	Q67000-T2	P-DIP-14
S		
S TCA 971	Q67000-T11	P-DIP-14
S		
S TCA 991	Q67000-T12	P-DIP-14
S		

TCA 671, TCA 871, TCA 971 und TCA 991 sind monolithisch integrierte Transistor-Arrays mit je 5 NPN-Transistoren. Die Arrays sind für Schalter- und Verstärkeranwendungen bis ca. 30 MHz geeignet. Wegen des einheitlichen Aufbaus streuen die Daten der Transistoren nur wenig. Die Arrays sind vorteilhaft einzusetzen in: Lampentreiber, Verstärker, Impulsgeber und TCA 971 und TCA 991 besonders für diskret aufgebaute Differenzverstärker.

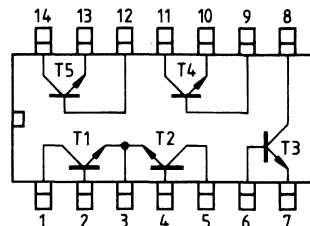
- Vielseitig einsetzbar
- Geringe Streuung von  $U_{BE}$  und  $B$
- Großer Ausgangsstrom
- Guter thermischer Gleichlauf
- TCA 971;G/TCA 991;G kompatibel zu 3045/46/48 und 3146

## Anschlußanordnungen (Ansicht von oben)

TCA 671, TCA 871      Substrat = Anschluß 3  
TCA 971, TCA 991      Substrat = Anschluß 13  
Der Substratanschluß muß mit dem negativsten Potential verbunden werden.



TCA 671 G, TCA 871 G,  
TCA 971 G, TCA 991 G



### Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	TCA 671 TCA 971	TCA 871 TCA 991	Einheit
Kollektor-Basis-Durchbruchspannung	$U_{CB0}$	45	35	V
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung	$U_{CE0}$	42	32	V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung	$U_{EB0}$	6	6	V
Kollektor-Substratspannung ( $I_C = 100 \mu\text{A}$ )	$U_{CS}$	70	60	V
Kollektor-Strom	$I_C$	200	200	mA
Basisstrom	$I_B$	10	10	mA
zul. Verlustleistung für Einzeltransistor	$P_{\text{tot}}$	300	300	mW
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	150	°C
Lagertemperatur	$T_{\text{stg}}$	-40 bis 125	-40 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{\text{th SU}}$	85	85	K/W
TCA 671 G; TCA 871 G; TCA 971 G; TCA 991 G	$R_{\text{th SU}}$	145	145	K/W

### Funktionsbereich

Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	-25 bis 85	°C
---------------------	-------	------------	------------	----

### Kenndaten

$T_U = 25^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	TCA 671 TCA 971			TCA 871 TCA 991			Einheit
		min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	
Kollektor-Basis-Durchbruchspannung bei $I_C = 100 \mu\text{A}$ , $I_E = 0$	$U_{CB0}$	45			35			V
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung bei $I_C = 100 \mu\text{A}$ , $I_B = 0$	$U_{CE0}$	42			32			V
Kollektor-Substrat-Durchbruchspannung bei $I_C = 100 \mu\text{A}$ , $I_{CS} = 0$	$U_{CS}$	70			60			V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung bei $I_E = 100 \mu\text{A}$ , $I_C = 0$	$U_{EB0}$	6			6			V
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung bei $I_C = 50 \text{ mA}$ ; $I_B = 5 \text{ mA}$	$U_{CE \text{ Sat}}$		200	350		200	350	mV
Kollektor-Basis-Reststrom bei $U_{CB} = 25 \text{ V}$ , $I_E = 0$	$I_{CB0}$		0,02	1		0,02	10	$\mu\text{A}$
Kollektor-Emitter-Reststrom bei $U_{CE} = 25 \text{ V}$ , $I_B = 0$	$I_{CE0}$			1			10	$\mu\text{A}$
Statische Stromverstärkung bei $U_{CE} = 3 \text{ V}$ , $I_C = 100 \mu\text{A}$	B	40	80		40	80		
bei $U_{CE} = 3 \text{ V}$ , $I_C = 1 \text{ mA}$		100	140		100	140		
bei $U_{CE} = 3 \text{ V}$ , $I_C = 10 \text{ mA}$		100	160		100	160		
bei $U_{CE} = 3 \text{ V}$ , $I_C = 100 \text{ mA}$		40	100		40	100		

**Kenndaten**

$T_U = 25^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	TCA 671 TCA 971			TCA 871 TCA 991			Einheit
		min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	
Differenzbasisstrom für Transistoren T1 = T2 bei $U_{CE} = 3\text{ V}$ , $I_C = 1\text{ mA}$	$I_{BD}$		0,5	1		1		$\mu\text{A}$
Basis-Emitter-Spannung bei $U_{CE} = 3\text{ V}$ , $I_C = 1\text{ mA}$	$U_{BE}$		0,65			0,65		V
Differenz-Basis-Emitterspannung für T1 + T2	$U_{BED}$		2	5		4		mV
Transistoren, bei $U_{CE} = 3\text{ V}$ , $I_C = 1\text{ mA}$	$U_{BED}$		4	10		6		mV
Differenz-Basis-Emitterspannung für T3 bis T5	$U_{BED}$							mV
Transistoren, bei $U_{CE} = 3\text{ V}$ , $I_C = 1\text{ mA}$	$U_{BED}$							mV
Temperaturkoeffizient der Basis-Emitter-Spannung bei $U_{CE} = 3\text{ V}$ , $I_C = 1\text{ mA}$	$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T}$		-2			-2		mV/K
Transitfrequenz	$f_T$	300	550		300	550		MHz

**Schaltzeiten**

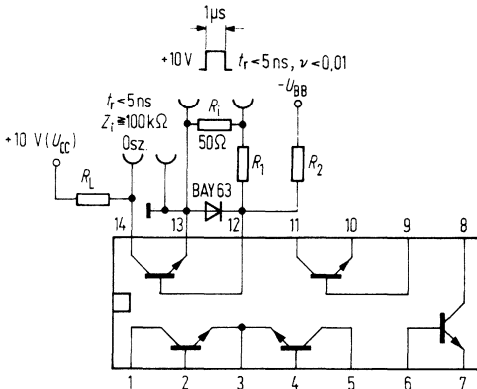
$I_C: I_{B1}: -I_{B2} \approx 10:1:1\text{ mA}$ ;  $R_1 = 5\text{ k}\Omega$ ;  $R_2 = 5\text{ k}\Omega$ ;  $U_{BB} = 3,5\text{ V}$ ;  $R_L = 990\ \Omega$

$t_{\text{ein}} = 85 (< 150)\text{ ns}$        $t_{\text{aus}} = 480 (< 800)\text{ ns}$

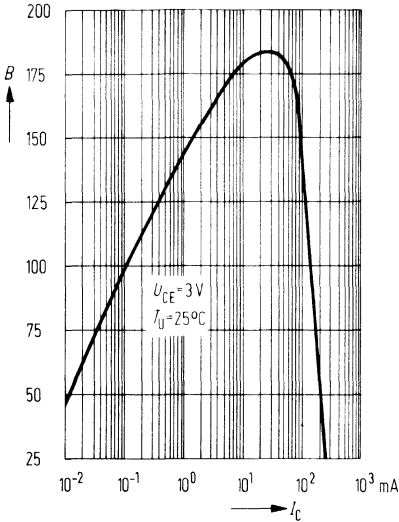
$I_C: I_{B1}: -I_{B2} \approx 100:10:10\text{ mA}$ ;  $R_1 = 500\ \Omega$ ;  $R_2 = 700\ \Omega$ ;  $U_{BB} = 5\text{ V}$ ;  $R_L = 98\ \Omega$

$t_{\text{ein}} = 55 (< 150)\text{ ns}$        $t_{\text{aus}} = 450 (< 800)\text{ ns}$

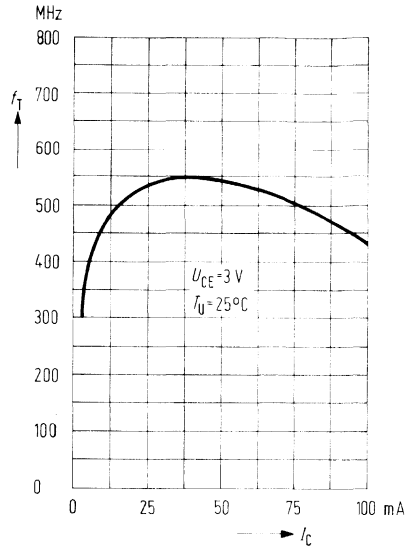
**Meßschaltung für Schaltzeiten**



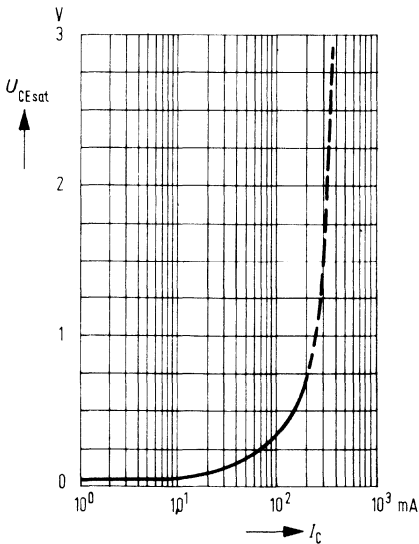
**Stromverstärkung  $B = f(I_C)$**   
 $U_{CE} = 3 \text{ V}; T_U = 25^\circ\text{C}$



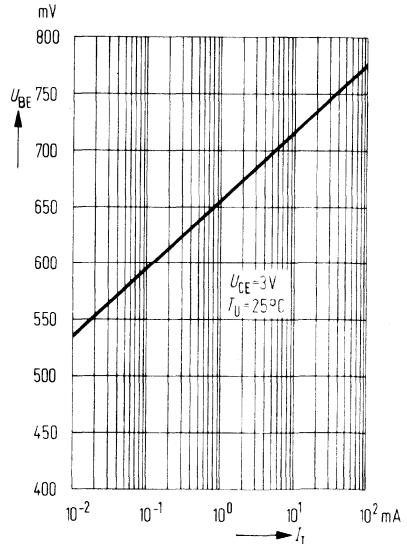
**Transitfrequenz  $f_T = f(I_C)$**   
 $U_{CE} = 3 \text{ V}; T_U = 25^\circ\text{C}$



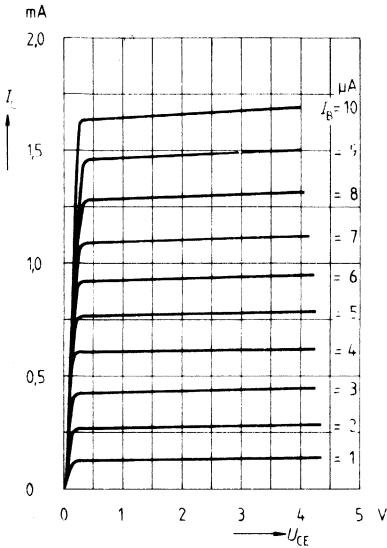
**Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung**  
 $U_{CEsat} = f(I_C); B = 20$



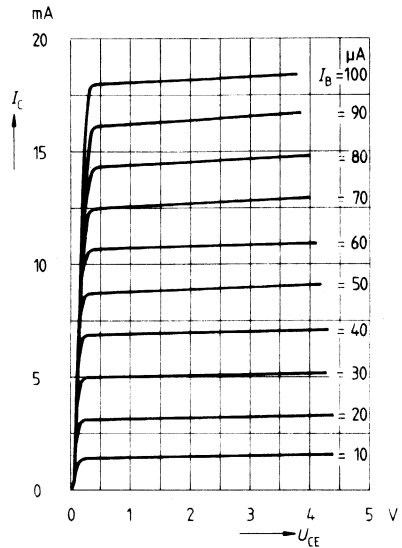
**Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE} = f(I_I)$**   
 $U_{CE} = 3 \text{ V}; T_U = 25^\circ\text{C}$



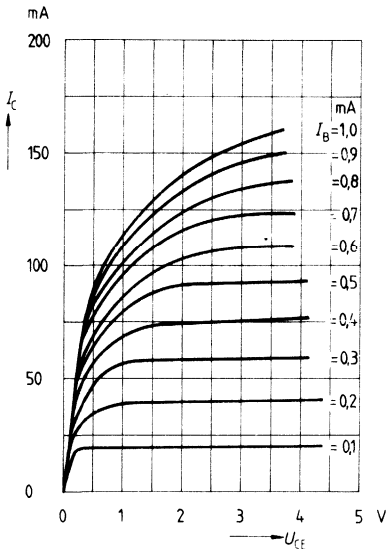
**Ausgangskennlinien  $I_C = f(U_{CE})$**   
 $I_B = \text{Parameter (Emitterschaltung)}$



**Ausgangskennlinie  $I_C = f(U_{CE})$**   
 $I_B = \text{Parameter (Emitterschaltung)}$



**Ausgangskennlinien  $I_C = f(U_{CE})$**   
 $I_B = \text{Parameter (Emitterschaltung)}$





---

## **Thyristor- und Triacsteuerungen**

---





# Thyristor- und Triacsteuerungen

## Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktion	Technische Daten	
			Speisepannung $U_S (U_{CEO})$ V	Temperaturbereich $T_U$ °C
TCA 785	P-DIP-16	Phasenanschnittsteuerung für Thyristoren, Triacs, Transistoren, 250 mA Ausgangsstrom	8 bis 18	-25 bis 85
TLE 3101 TLE 3102 TLE 3103 TLE 3104	P-DIP-18 P-DIP-14 P-DIP-14 P-DIP-8	Phasenanschnittsteuerung zum Aufbau von Steuer- und Regelschaltungen. Typische Anwendungen: Motorregelung für Küchenmaschinen, Helligkeitssteuerung und Temperaturregelung	$U_S = 10$ bis $30$ V $I_S = \text{typ. } 2,4$ mA	
SLB 0586	P-DIP-8	Elektronischer CMOS-Helligkeitsregler	$U_S = -4,8$ bis $-5,8$ V	

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
STCA 785	Q67000-A2321	P-DIP-16

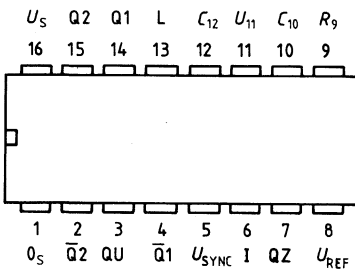
Phasenanschnittsteuerung zur Steuerung von Thyristoren, Triacs und Transistoren. Die Steuerimpulse lassen sich zwischen 0° und 180° Phasenwinkel verschieben. Typische Anwendungen sind Stromrichterschaltungen, Wechselstromsteller und Drehstromsteller.

Dieser IC ersetzt die bisherigen Typen TCA 780 und TCA 780 D.

- Sichere Erkennung des Nulldurchgangs
- Breites Anwendungsfeld
- Als Nullpunktschalter einsetzbar
- LSL-kompatibel
- Dreiphasenbetrieb möglich (3 IC)
- Ausgangsstrom 250 mA
- Großer Rampenstrombereich
- Weiter Temperaturbereich

**Anschlußanordnung**

(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$0_S$	Masse
2	$\bar{Q}2$	Ausgang 2 invertiert
3	QU	Ausgang U
4	$\bar{Q}1$	Ausgang 1 invertiert
5	$U_{SYNC}$	Synchronspannung
6	I	Inhibit
7	QZ	Ausgang Z
8	$U_{REF}$	Stabilisierte Spannung
9	$R_9$	Rampenwiderstand
10	$C_{10}$	Rampenkapazität
11	$U_{11}$	Steuerspannung
12	$C_{12}$	Impulsverlängerung
13	L	Langimpuls
14	Q1	Ausgang 1
15	Q2	Ausgang 2
16	$U_S$	Speisespannung

### Funktionsbeschreibung

Das Synchronisiersignal wird über einen hochohmigen Widerstand von der Netzspannung abgeleitet (Spannung  $U_5$ ). Ein Nulldetektor wertet die Nulldurchgänge aus und führt sie dem Synchronisierspeicher zu.

Dieser steuert einen Rampengenerator, dessen Kondensator  $C_{10}$  durch einen Konstantstrom (bestimmt durch  $R_9$ ) aufgeladen wird. Überschreitet die Rampenspannung  $U_{10}$  die Steuerspannung  $U_{11}$  (Schaltpunkt  $\varphi$ ), wird ein Signal an die Logik weitergeleitet. Abhängig von der Größe der Steuerspannung  $U_{11}$  kann der Schaltpunkt  $\varphi$  zwischen  $0^\circ$  und  $180^\circ$  Phasenwinkel verschoben werden.

An den Ausgängen Q1 und Q2 erscheint für jede Halbwelle je ein positiver Impuls von ca  $30 \mu\text{s}$  Dauer. Die Impulsdauer kann über einen Kondensator  $C_{12}$  bis  $180^\circ$  verlängert werden. Wird Anschluß 12 nach Masse geschaltet, ergeben sich Impulse mit einer Länge von  $\varphi$  bis  $180^\circ$ .

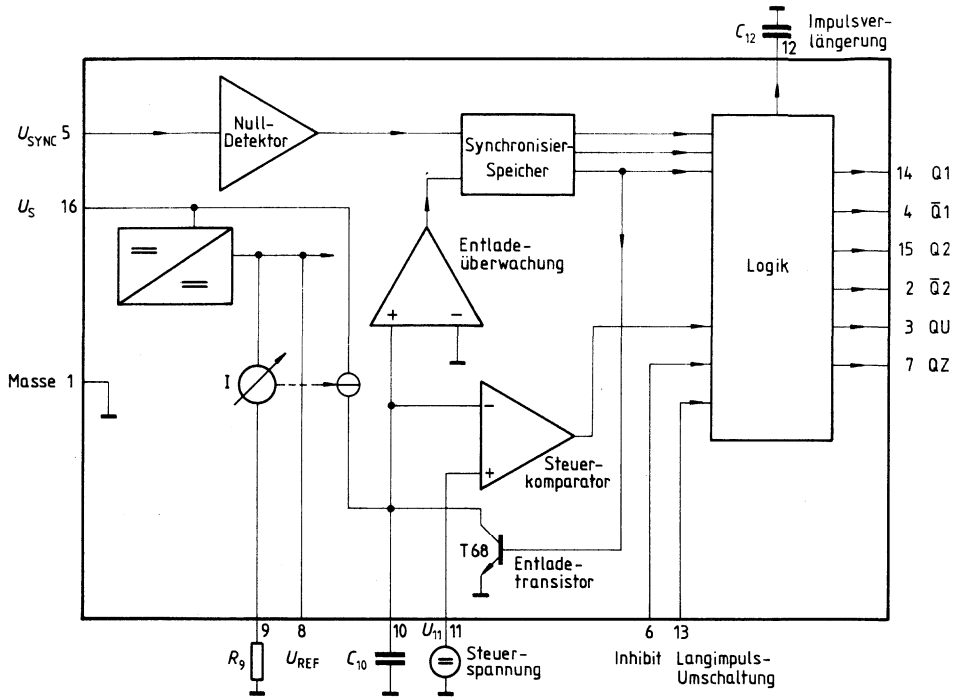
An den Ausgängen  $\bar{Q}1$  und  $\bar{Q}2$  stehen die inversen Signale Q1 und Q2 an.

Am Anschluß 3 wird ein Signal  $\varphi +180^\circ$  angeboten, das zur Steuerung einer externen Logik benutzt werden kann.

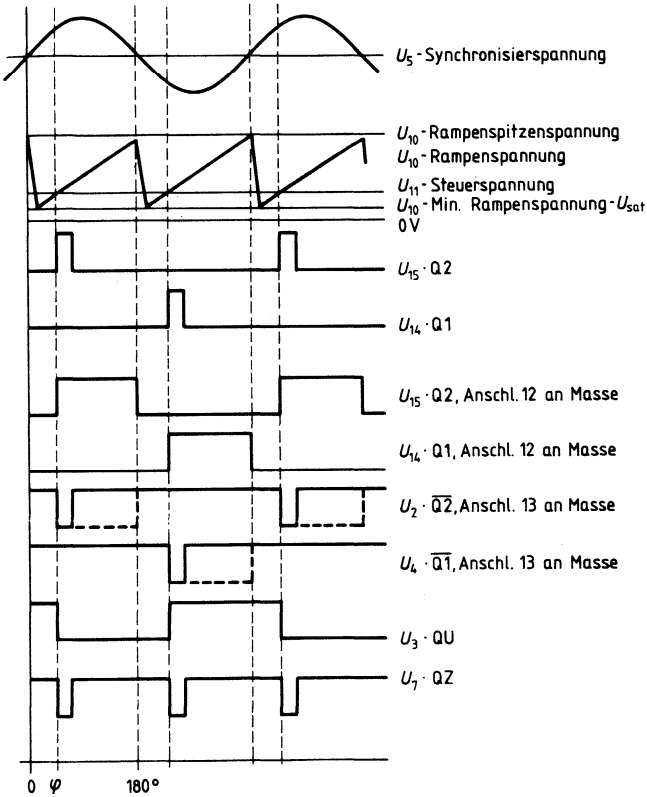
Am Ausgang QZ (Anschluß 7) liegt ein Signal an, das der NOR-Verknüpfung von Q1 und Q2 entspricht.

Mit dem Inhibiteingang können die Ausgänge Q1, Q2 und  $\bar{Q}1$ ,  $\bar{Q}2$ , QU gesperrt werden. Mit dem Anschluß 13 können die Ausgänge  $\bar{Q}1$  und  $\bar{Q}2$  auf volle Impulslänge ( $180^\circ - \varphi$ ) verlängert werden.

Blockschaltbild



Impulsdiagramm



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	-0,5	18	V
Ausgangsstrom an Anschluß 14, 15	$I_Q$	-10	400	mA
Spannung Inhibit	$U_6$	-0,5	$U_S$	V
Steuerspannung	$U_{11}$	-0,5	$U_S$	V
Spannung Kurzimpulsschaltung	$U_{13}$	-0,5	$U_S$	V
Synchronisations-Eingangsstrom	$I_5$	-200	$\pm 200$	$\mu A$
Ausgangsspannung an Anschluß 14, 15	$U_Q$		$U_S$	V
Ausgangsstrom an Anschluß 2, 3, 4, 7	$I_Q$		10	mA
Ausgangsspannung an Anschluß 2, 3, 4, 7	$U_Q$		$U_S$	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	$^{\circ}C$
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55	125	$^{\circ}C$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		80	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	8	18	V
Betriebsfrequenz	$f$	10	500	Hz
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25	85	$^{\circ}C$

**Kenndaten.**
 $8 \leq U_S \leq 18 \text{ V}; -25^\circ\text{C} \leq T_U \leq +85^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüf-schltg.	min.	$f = 50 \text{ Hz}$ $U_S = 15 \text{ V}$ typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme S1...S6 offen $U_{11} = 0 \text{ V}$ $C_{10} = 47 \text{ nF}; R_9 = 100 \text{ k}\Omega$	$I_S$	1	4,5	6,5	10	mA
Synchronisation Anschluß 5	$I_{5 \text{ eff}}$	1	30		200	$\mu\text{A}$
Eingangstrom $R_2$ variiert	$\Delta U_5$	4		30	75	mV
Steuereingang Anschluß 11	$U_{11}$	1	0,2		$U_{10 \text{ Spitze}}$	V
Steuerspannungsbereich	$R_{11}$	5		15		$\text{k}\Omega$
Rampengenerator	$I_{10}$	1	10		1000	$\mu\text{A}$
Ladestrom	$U_{10}$	1			$U_2 - 2$	V
Max. Rampenspannung	$U_{10}$	1,6	100	225	350	mV
Restspannung am Kondensator	$R_9$	1	3		300	$\text{k}\Omega$
Rampenwiderstand	$t_f$	1		80		$\mu\text{s}$
Sägezahn-Rücklaufzeit						
Inhibit Anschluß 6	$U_{6 \text{ L}}$	1		3,3	2,5	V
S7 umschalten	$U_{6 \text{ H}}$	1	4	3,3		V
Sperren der Ausgänge	$t_r$	1	1		5	$\mu\text{s}$
Ausgänge frei	$I_{6 \text{ H}}$	1		500	800	$\mu\text{A}$
Signalübergangszeit	$-I_{6 \text{ L}}$	1	80	150	200	$\mu\text{A}$
Eingangsstrom $U_6 = 8 \text{ V}$						
Eingangstrom $U_6 = 1,7 \text{ V}$						
Streuung von $I_{10}$ $R_9 = \text{konst.}$ $U_S = 12 \text{ V}; C_{10} = 47 \text{ nF}$	$I_{10}$	1	-5		5	%
Streuung von $I_{10}$ $R_9 = \text{konst.}$ $U_S = 8 \text{ V bis } 18 \text{ V}$	$I_{10}$	1	-20		20	%
Streuung der Rampenspannung zwischen 2 folgenden Halbwellen, $U_S = \text{konst.}$	$\Delta U_{10 \text{ max}}$			$\pm 1$		%

**Kenndaten**
 $8 \leq U_S \leq 18 \text{ V}; -25^\circ\text{C} \leq +85^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüf-schaltg.	min.	$f = 50 \text{ Hz}$ $U_S = 15 \text{ V}$ typ.	max.	Einheit
Langimpulsumschaltung Anschluß 13 S 8 umschalten						
Kurzimpuls am Ausgang	$U_{13 \text{ H}}$	1	3,5	2,5		V
Langimpuls am Ausgang	$U_{13 \text{ L}}$	1		2,5	2	V
Eingangsstrom	$I_{13 \text{ H}}$	1			10	$\mu\text{A}$
$U_{13} = 8 \text{ V}$						
Eingangsstrom	$-I_{13 \text{ L}}$	1	45	65	100	$\mu\text{A}$
$U_{13} = 1,7 \text{ V}$						
Ausgänge Anschluß 2, 3, 4, 7 Sperrstrom	$I_{\text{CEO}}$	2,6			10	$\mu\text{A}$
$U_Q = U_S$						
Restspannung	$U_{\text{Sat}}$	2,6	0,1	0,4	2	V
$I_Q = 2 \text{ mA}$						
Ausgänge Anschluß 14, 15 H-Ausgangsspannung	$U_{14/15 \text{ H}}$	3,6	$U_S - 3$	$U_S - 2,5$	$U_S - 1,0$	V
$-I_Q = 250 \text{ mA}$						
L-Ausgangsspannung	$U_{14/15 \text{ L}}$	2,6	0,3	0,8	2	V
$I_Q = 2 \text{ mA}$						
Impulsbreite (Kurzimpuls)	$t_{\text{Imp}}$	1	20	30	40	$\mu\text{s}$
S 9 offen						
Impulsbreite (Kurzimpuls) mit $C_{12}$	$t_{\text{Imp}}$	1	530	620	760	$\mu\text{s/nF}$
Innerer Spannungsregler Referenzspannung	$U_{\text{REF}}$	1	2,8	3,1	3,4	V
Parallelschalten von 10 ICs möglich						
TK der Referenzspannung	$\alpha_{\text{REF}}$	1		$2 \times 10^{-4}$	$5 \times 10^{-4}$	1/K

**Dimensionierungshinweise für externe Beschaltungen**

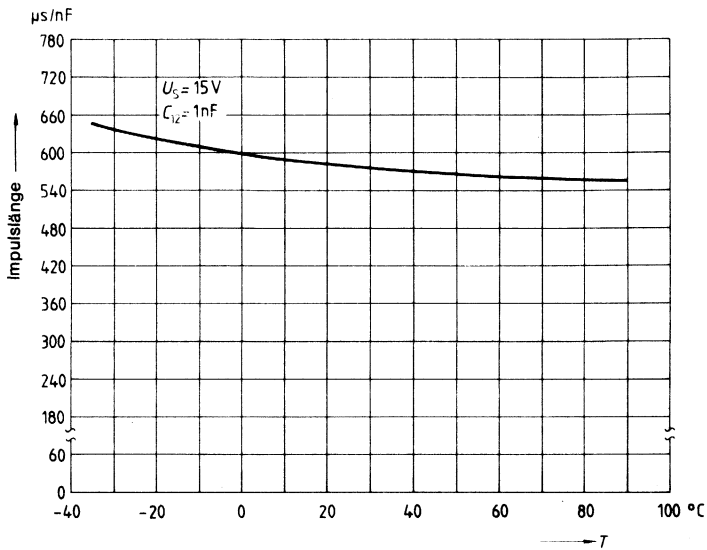
Rampenkapazität	$C_{10}$	min 500 pF	max $1 \mu\text{F}^{2)}$	Die Minimal- und Maximalwerte von $I_{10}$ sind einzuhalten
Zündzeitpunkt	$t_z = \frac{U_{11} \cdot R_9 \cdot C_{10}}{U_{\text{REF}} \cdot K}$		1)	
Ladestrom	$I_{10} = \frac{U_{\text{REF}} \cdot K}{R_9}$		1)	Rampenspannung $U_{10 \text{ max}} = U_S - 2 \text{ V}$ $U_{10} = \frac{U_{\text{REF}} \cdot K \cdot t}{R_9 \cdot C_{10}}$ 1)

1)  $K = 1,10 \pm 20\%$ 

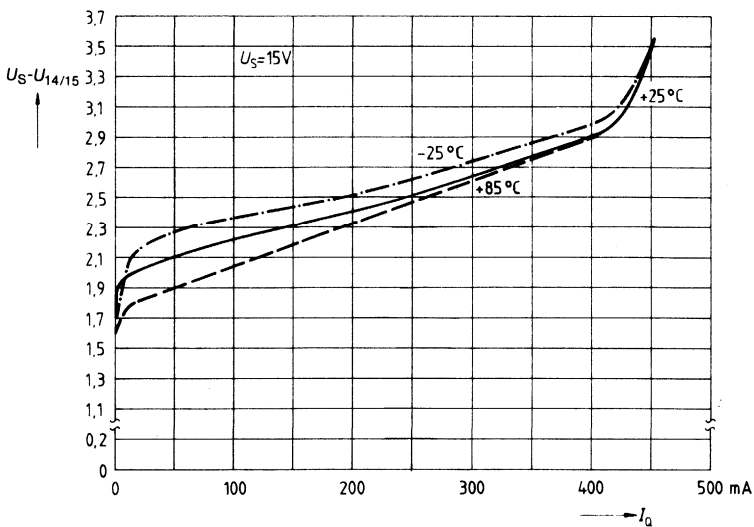
2) Achtung auf Rücklaufzeiten

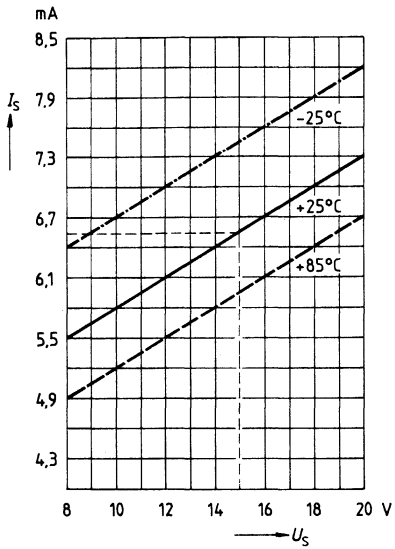


**Impulsverlängerung – f (T)**

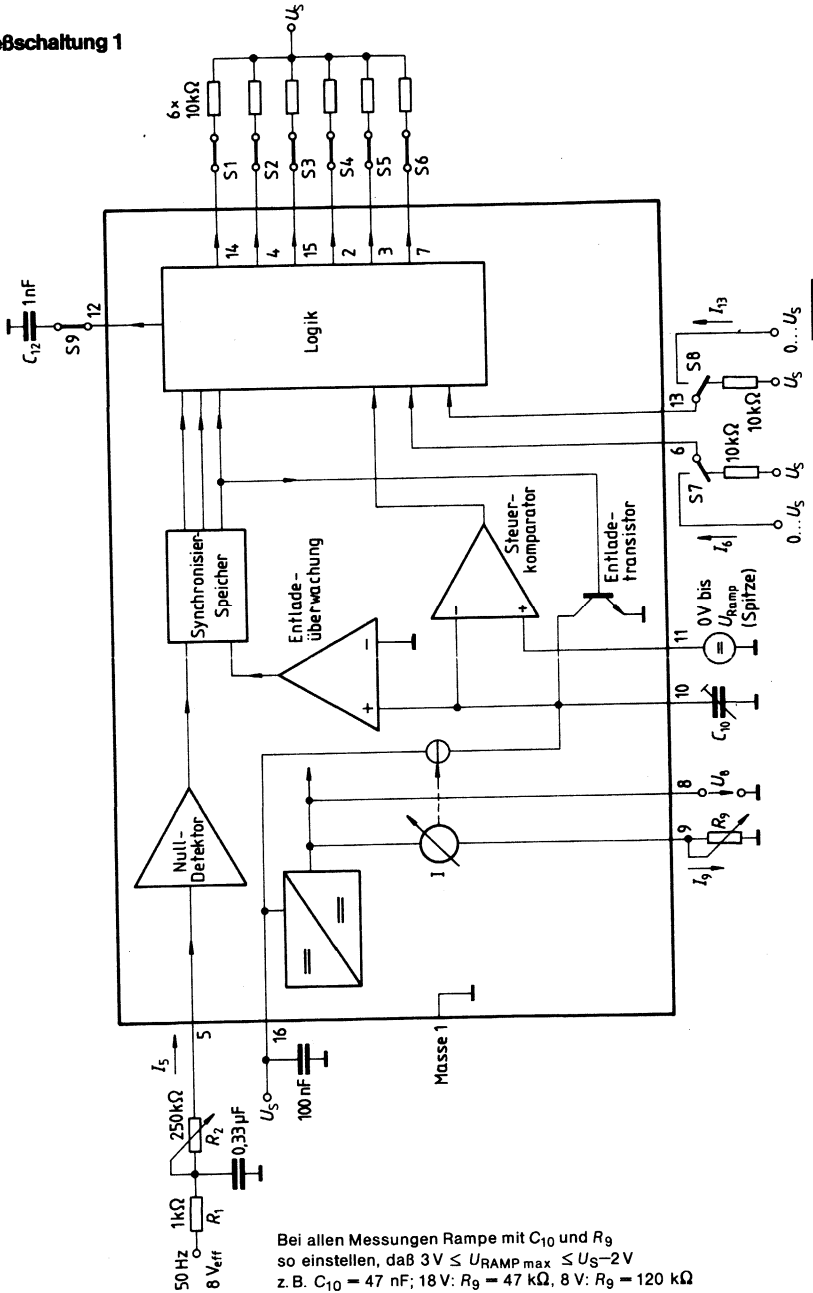


**Ausgangsspannung gemessen gegen + U<sub>S</sub>**



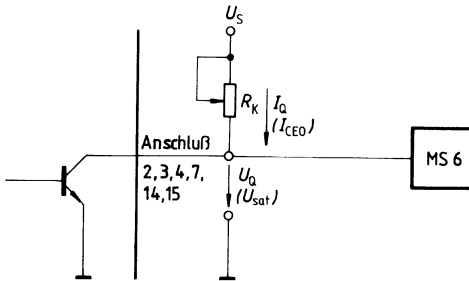
Stromaufnahme  $I_S = f(U_S)$ 

Prüf- und Meßschaltung 1



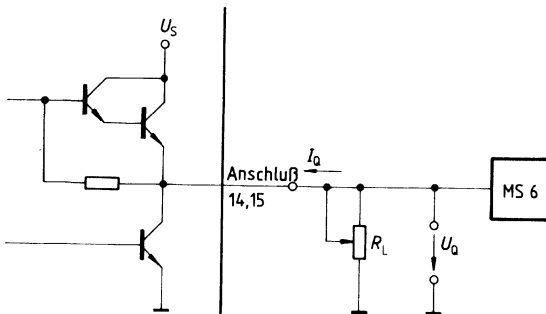
## Prüf- und Meßschaltungen

### Meßschaltung 2



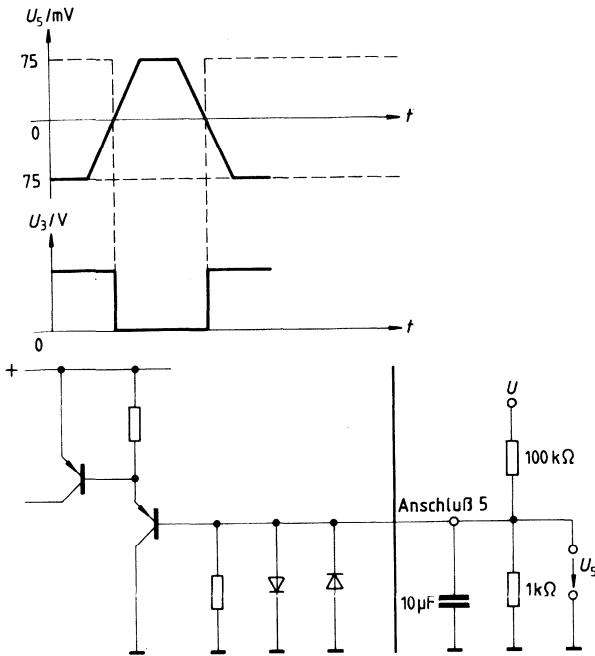
restliche Anschlüsse beschaltet wie in Meßschaltung 1

### Meßschaltung 3



restliche Anschlüsse beschaltet wie in Meßschaltung 1

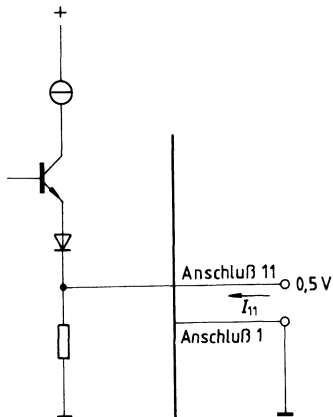
Meßschaltung 4



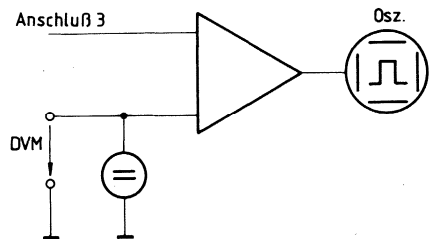
restliche Anschlüsse beschaltet wie in Meßschaltung 1

Der  $10 \mu\text{F}$  Kondensator an Anschluß 5 dient nur zu Prüfzwecken

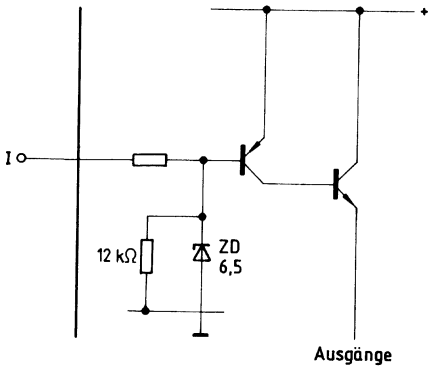
Meßschaltung 5



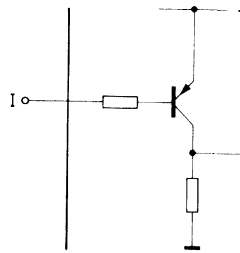
Meßschaltung 6



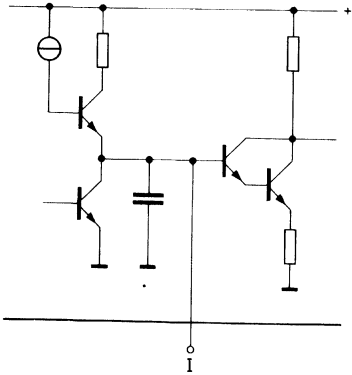
Inhibit 6



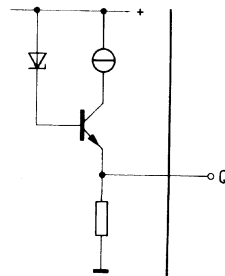
Langimpuls 13



Impulsverlängerung 12



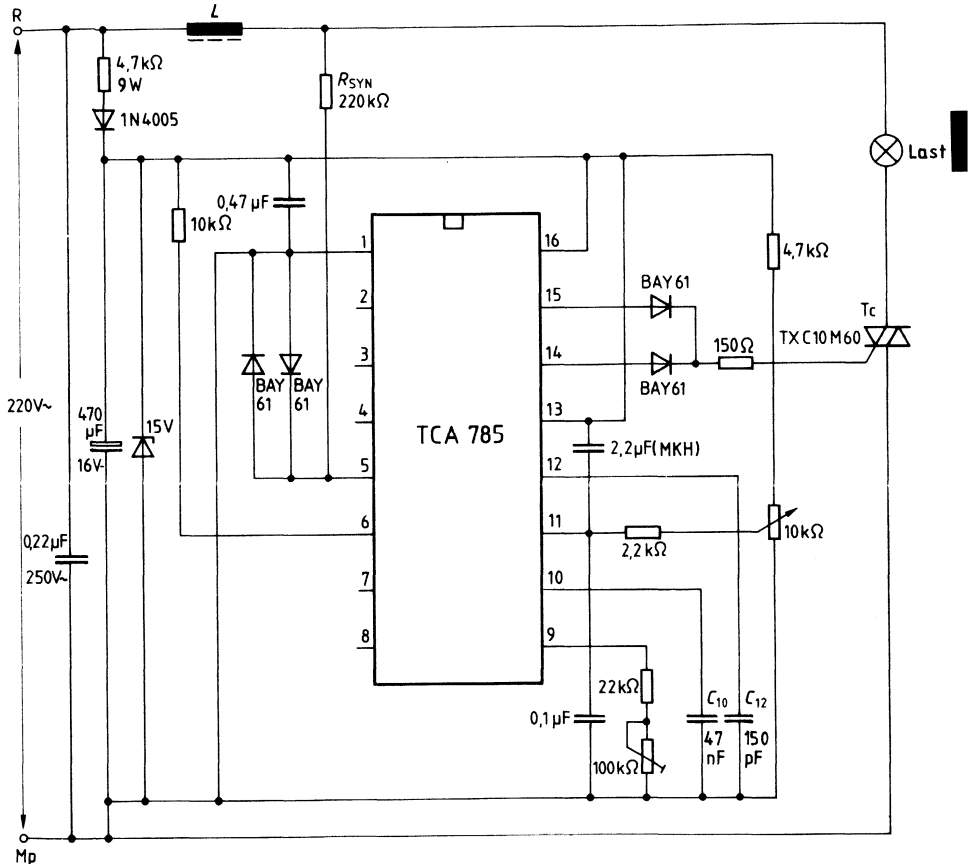
Referenzspannung 8



## Zusätze zur Schaltungsbeschreibung

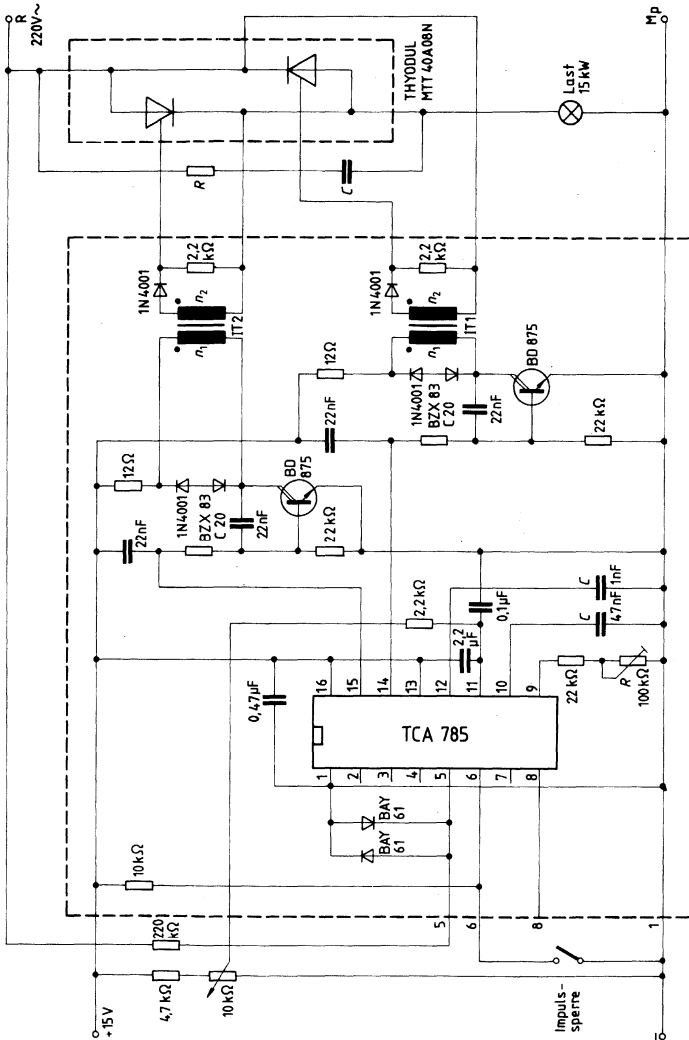
## Anwendungsbeispiele

## Triacsteuerung für Triacs bis 50 mA Zündstrom



Die Abbildung zeigt eine Phasenanschnittsteuerung mit direkt angesteuertem Triac. Der Zündwinkel des Triacs kann mit Hilfe eines Potentiometers stufenlos zwischen  $0^\circ$  und  $180^\circ$  verstellt werden. Der Triac erhält während der positiven Halbwelle der Netzspannung einen positiven Gateimpuls vom IC-Ausgang Anschluß 15 und während der negativen Netzhalbwelle ebenfalls einen positiven Zündimpuls von Anschluß 14. Der Zündimpuls hat eine Breite von ca.  $100 \mu\text{s}$ .

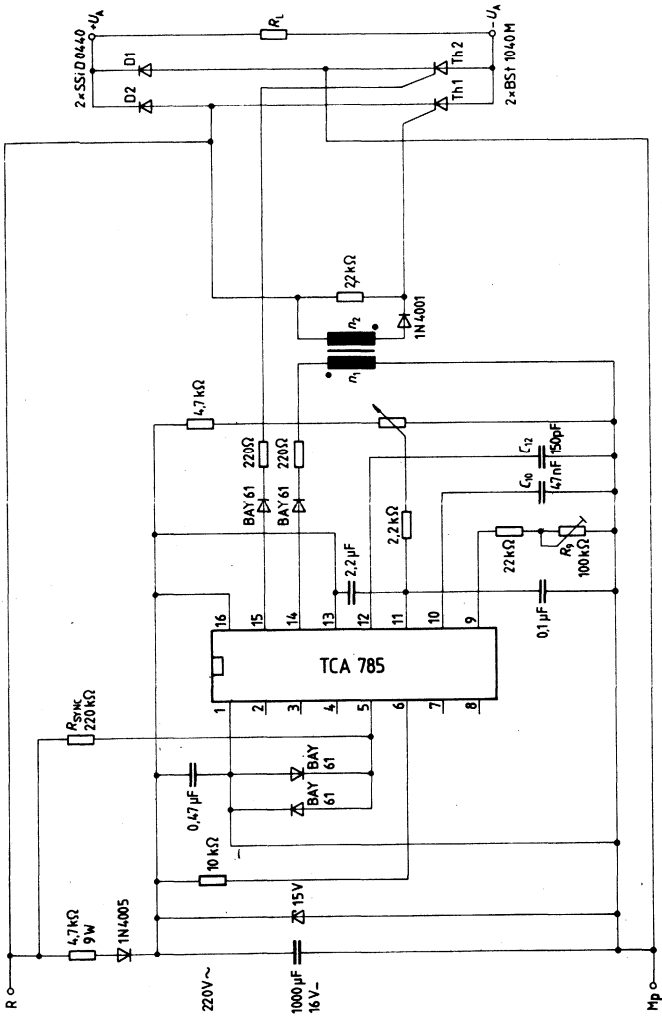
### Vollgesteuerter Wechselstromsteller Schaltung für zwei Großthyristoren



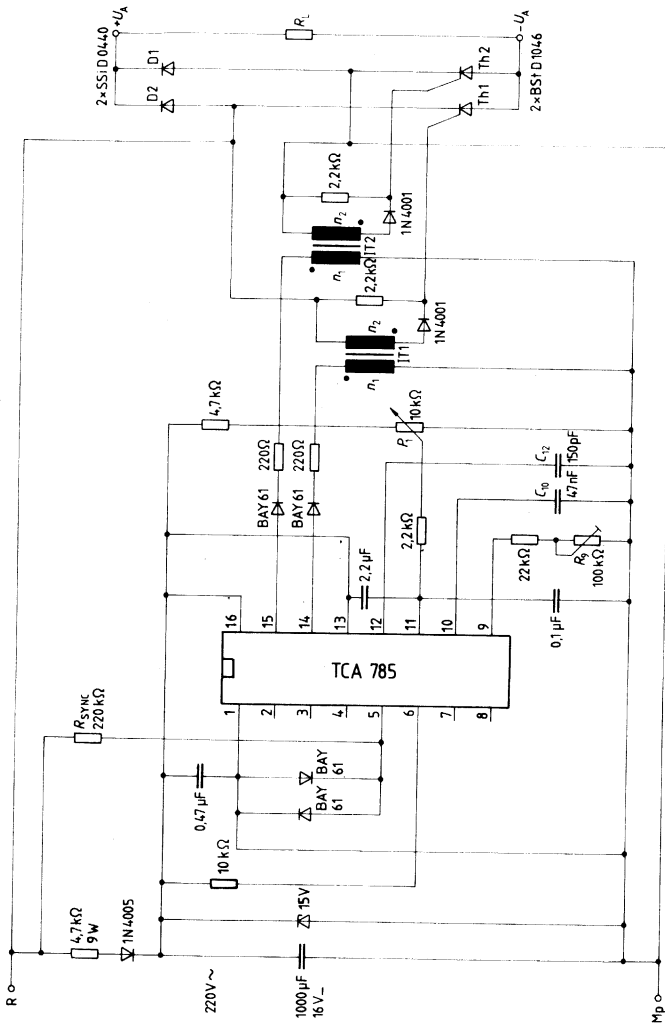
Es wird die Möglichkeit gezeigt, wie mit der IC TCA 785 zwei Thyristoren in Antiparallelschaltung gezündet werden. Mittels Potentiometer lassen sich die Zündimpulse kontinuierlich zwischen  $0^\circ$  und  $180^\circ$  Phasenwinkel verschieben. Bei der negativen Netzhalbwellen wird der Zündimpuls von Anschluß 14 durch einen Zündüberträger an das Gate des entsprechenden Thyristors geführt. Während der positiven Netzhalbwellen wird das Gate des zweiten Thyristors von Anschluß 15 durch einen Zündüberträger angesteuert.



Halbgesteuerte Einphasen-Brückenschaltung mit einem Zündübertrager und einer direkten Ansteuerung für Kleinthyristoren



**Halbgesteuerte Einphasen-Brückenschaltung mit zwei Zündübertragern für Kleintthyristoren**



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☒ TLE 3101	Q67000-A2337	P-DIP-18
☒ TLE 3102	Q67000-A2338	} P-DIP-14
☒ TLE 3103	Q67000-A2339	
☒ TLE 3104	Q67000-A2340	P-DIP-8

Diese bipolaren Bausteine ermöglichen bauteilearme Systemlösungen für Phasenanschnittschaltungen aller Art. Die typischen Einsatzbereiche sind Motorsteuerungen bzw. -regelungen, Helligkeitssteuerung, Temperaturregelung,  $\cos\varphi$ -Optimierung für Kurzschlußläufermotoren und Anlaufstrombegrenzung.

Wegen der hohen Wirtschaftlichkeit sind die Bausteine TLE 310x vor allem auch für Konsumgüter wie Küchen- und Waschmaschinen, Staubsauger, Bügelautomaten und Heimwerkengeräte geeignet.

Besonders hervorzuheben ist noch der durch einfache Beschaltung mögliche weiche Anlauf nach dem Einschalten, z. B. bei Handbohrmaschinen für die Ankorndrehzahl.

### Besondere Merkmale

- Direkte Versorgung aus dem Netz möglich
- Niedrige Stromaufnahme typ 2,4 mA
- Nur ein Kondensator für Triac-Impulsbreite und Phasenwinkel
- Hochstabile Referenzspannung
- Negativer Triac-Zündstrom max. 100 mA
- Keine Triac-Steuerimpulse bei Versorgungsunterspannung
- Wahlweise Spannungs- oder Stromsynchronisation
  
- TLE 3101 mit frei beschaltbarem Operationsverstärker OP und Komparator K 3

Aus diesem Grundbaustein wurden zusätzlich folgende Varianten geschaffen:

- TLE 3102 ohne Komparator K3
- TLE 3103 ohne Operationsverstärker OP
- TLE 3104 ohne K3, OP, Enable-Eingang E/A, Steuereingang  $U_{\text{Steuer}}$  und ohne herausgeführte Z-Diode.

Damit stehen bei weniger komplexen, aber meist sehr kostenkritischen Applikationen dem Anwender vereinfachte kostengünstige Varianten zur Verfügung.

### **Funktionsbeschreibung**

Nachfolgend werden die einzelnen Funktionsblöcke (siehe jeweiliges Blockschaltbild) und ihr Zusammenwirken beschrieben:

### **Operationsverstärker OP**

Die beiden Eingänge und der Ausgang sind herausgeführt. Der OP ist intern kompensiert und besitzt einen Gegentaktausgang. Wenn der OP nicht verwendet wird, so ist der +Eingang an Masse zu legen (wegen minimaler Stromaufnahme der TLE 3101 und TLE 3102).

### **Komparator K3**

Der Komparator K3 ist nicht frequenzkompensiert. Der Ausgang ist ein offener NPN-Kollektor. Im Schaltbetrieb kann damit z.B. eine LED angesteuert werden. Wenn der Komparator nicht verwendet wird, sollte der Minus-Eingang an Masse gelegt werden. Die Stromaufnahme von K3 ist dann ein Minimum.

### **Referenzspannungsquelle**

Für den Aufbau von Steuer- und Regelkreisen steht eine temperaturstabile Spannungsquelle zur Verfügung.

### **Sägezahngenerator**

Im Baustein wird mittels der externen Beschaltung  $R_S$  und  $C_S$  ein netzsynchroner Sägezahn erzeugt. Durch Vergleich der Sägezahnspannung mit einer Steuerspannung läßt sich der Phasenanschnittwinkel einstellen. Die fallende Flanke des Sägezahngenerators liefert die Breite des Triacimpulses für den Treiber. Die Breite des Triacimpulses wird durch die Wahl von  $C_S$  bestimmt. Die spezielle Schaltung stellt sicher, daß pro Netzhalbwellen nur ein Triacimpuls freigegeben wird.

### **Komparatoren K1, K2**

Der Vergleich von Sägezahnspannung und Steuerspannung geschieht mittels der Komparatoren K1 und K2. Komparator K2 erhält nur die halbierte Sägezahnspannung. Dadurch kann am Eingang „ $U_{\varphi_{max}}$ “ durch Anlegen der heruntergeteilten Referenzspannung die Phasenwinkelbegrenzung im gesamten Phasenwinkelbereich eingestellt werden. Es lassen sich mittels Komparator K2 eine Anlaufstrombegrenzung und/oder eine Phasenanschnittwinkelbegrenzung bei induktiver Last verwirklichen. Beide Komparatorausgänge führen an den Block Logik + Treiber.

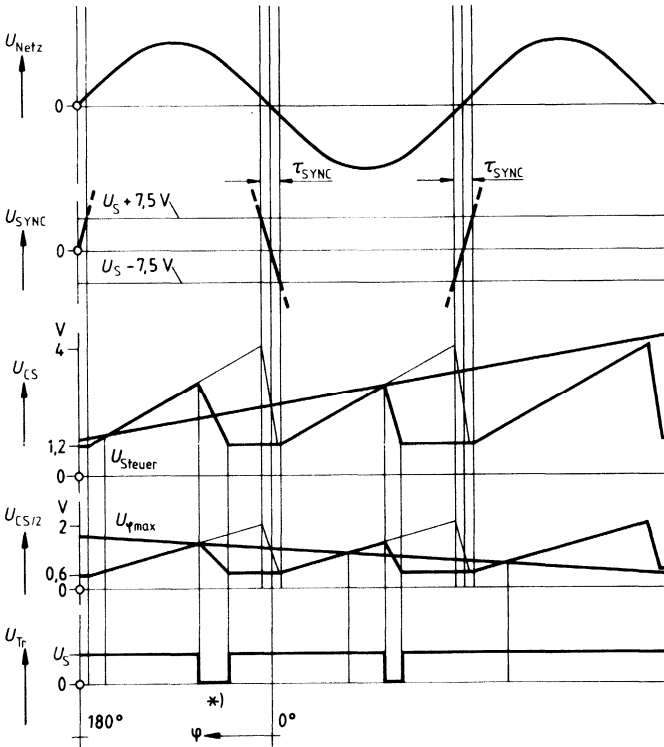
Der Komparator mit dem kleineren eingestellten Stromflußwinkel dominiert. Bei Dominanz von  $U_{\varphi_{max}}$  verdoppelt sich die Triacimpulsbreite gegenüber der Triacimpulsbreite bei Dominanz von  $U_{Steuer}$ .

### **Logik + Treiber**

Der Block Logik + Treiber für die Triacansteuerung wird von den Komparatoren K1, K2 und dem Enable-Eingang E/A geschaltet. Der Eingang E/A ist TTL-kompatibel. Damit kann der Triacimpuls gesperrt oder freigegeben werden. Vom Sägezahn erhalten Logik + Treiber die Information für die Breite der Triacimpulse. Eine Unterspannungsüberwachung gibt den Treiberausgang erst dann frei, wenn die Spannung  $U_S$  am Baustein die zulässige Minimalspannung erreicht hat. Der Treiberausgang für den Triac liefert negative Impulse.

### Synchronisierung

Am Eingang SYNC wird der Phasenabschnitt mit dem Nulldurchgang der Netzspannung synchronisiert. Die Breite des SYNC-Impulses  $\tau_{\text{SYNC}}$  muß doppelt so groß sein wie die Breite des Triacimpulses.



Stromflußwinkel (bei ohmscher Last)

\*) Bei Dominanz von  $U_{\varphi \max}$  verdoppelt sich die Triacimpulsbreite.

**Grenzdaten**

$T_U = -25$  bis  $+85$  °C

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	-0,3	33	V
Eingänge OP, K3	$U_I$	-0,3	33	V
Ausgang OP	$U_{Q1}$	-0,3	$U_S$	V
	$I_{Q1}$	-5	3	mA
Ausgang K3 (gesperrt)	$U_{Q2}$	-0,3	33	V
(leitend)	$I_{Q2}$	0	40	mA
Ausgang $U_{REF}$	$U_{REF}$	-0,3	5	V
Z-Diode	$I_Z$	-35	35	mA
Eingang SYNC	$I_{SYNC}$	-10	10	mA
Eingang $R_S$	$U_{RS}$	-0,3	5	V
Eingang $C_S$	$U_{CS}$	-0,3	5	V
Eingang $U_{Steuer}$	$U_{Steuer}$	-0,3	$U_S$	V
Eingang $U_{\phi_{max}}$	$U_{\phi_{max}}$	-0,3	$U_S$	V
Enable Eingang E/A	$U_{E/A}$	-0,3	33	V
Ausgang Treiber (gesperrt)	$U_{Q Tr}$	-0,3	33	V
(leitend)	$I_{Q Tr}$	0	120	mA
Gesamtverlustleistung (Zeitintegral)	$P_{tot}$		700	mW
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55	125	°C
Wärmewiderstand				
System-Umgebung P-DIP- 8 – TLE 3104	$R_{th SU}$		100	K/W
P-DIP-14 – TLE 3102, TLE 3103	$R_{th SU}$		70	K/W
P-DIP-18 – TLE 3101	$R_{th SU}$		70	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	10	30	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25	85	°C
Eingang SYNC	$I_{SYNC}$	-3,5	3,5	mA

### Kenndaten

$U_S = 10$  bis  $30$  V,  $T_U = -25$  bis  $+85$  °C

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingung	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme ohne Ausgangslast an OP, K3, Treiber, $U_{REF}$ ohne $R_{SYNC}$ -Strom	$I_S$	$U_S = 14,5$ V		2,4	3,2	mA
Referenzspannung	$U_{REF}$		1,8	2,0	2,2	V
Laststrom	$-I_L$		0		3	mA
Stabilität $U_S = 10$ bis $30$ V	$\Delta U_{REF}$				10	mV
$I_{REF} = 0$ bis $3$ mA	$\Delta U_{REF}$				20	mV
Temperaturkoeffizient	$\Delta U_{REF}/\Delta T$		-0,5		0,5	mV/K

### Operationsverstärker OP

Leerlaufverstärkung	$V_U$		60	90		dB
Eingangsnulspannung	$U_{E0S}$		-10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$				2	$\mu$ A
Gleichtaktbereich	$U_{IC}$		0		$U_S - 3$	V
Ausgangsstrom	$I_{Q1}$		-3		1,5	mA
Transitfrequenz	$f_T$			2		MHz
Transitphase	$\varphi_T$			120		Grad
Ausgangsspannung	$U_{Q1}$		1,0		$U_S - 3$	V

### Komparator K3

Eingangsstrom	$-I_I$				2	$\mu$ A
Eingangsnulspannung	$U_{E0S}$		-20		20	mV
Ausgang leitend	$U_{Q2}$	$I_{Q2} = 20$ mA		1,0	1,5	V
gesperrt	$I_{Q2}$	$U_{Q2} = 30$ V			5	$\mu$ A
Gleichtaktbereich	$U_{IC}$		0		$U_S - 3$	V

### Eingang K1 ( $U_{Steuer}$ )

Eingangsstrom	$-I_S$				2	$\mu$ A
Steuerbereich:						
Stromflußwinkel = 0°				4		V
(abhängig von $R_S$ und $C_S$ )						
Stromflußwinkel = 175°				1,2		V
max. zul. Stromflußwinkel					SYNC-Puls- Ende -5	Grad

### Eingang K2 ( $U_{\varphi_{max}}$ )

Eingangsstrom	$-I_S$				2	$\mu$ A
Steuerbereich:						
Stromflußwinkel = 0°				2		V
(abhängig von $R_S$ und $C_S$ )						
Stromflußwinkel = 175°				0,6		V
max. zul. Stromflußwinkel					SYNC-Puls- Ende -5	Grad

**Kenndaten**

$U_S = 10 \text{ V}$  bis  $30 \text{ V}$ ,  $T_U = -25$  bis  $+85 \text{ }^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingung	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	---------------	------	------	------	---------

**Z-Diode**

Z-Spannung	$U_Z$	$I_Z = 5 \text{ mA}$	13	14,5	16	V
------------	-------	----------------------	----	------	----	---

**Enable-Eingang E/A**

Eingangsstrom	$-I_i$				2	$\mu\text{A}$
Eingangsspannung für Treiber- ausgang aktiv	$U_{IH}$		2,8			V
Treiber- ausgang gesperrt	$U_{IL}$				0,8	V

**Triac-Steuer-  
ausgang**

Ausgang leitend	$U_L$	$I_Q = 10 \text{ mA}$	1,4	2	2,5	V
		$20 \text{ mA}$	1,4	2	2,5	V
		$50 \text{ mA}$	1,4	2	3,0	V
		$100 \text{ mA}$	1,4	4	6,0	V
Ausgang gesperrt	$I_Q$	$U_Q = 30 \text{ V}$			10	$\mu\text{A}$

**Eingang SYNC**

Schaltstrom	$I_{\text{SYNC}}$			$\pm 20$		$\mu\text{A}$
Schaltswelle	$U_{\text{SYNC}}$			$U_S \pm 7,5$		V
Ausgangsabschaltung bei $U_S$ -Unterspannung	$U_S$		7,5	8	10	V

**Eingang  $R_S, C_S$**

(siehe Berechnungsformeln)

Grenzwert $C_S$	$C_S$		5		100	nF
Grenzwert $R_S$	$R_S$		33			k $\Omega$



### Dimensionierungshinweise und Berechnungsformeln

1. Wahl der Triacimpulsbreite entsprechend Triactyp und -last.

2. **Berechnung von  $C_S$**  (für Dominanz v.  $U_{\text{Steuer}}$ )

$$C_S(\text{nF}) = \text{Triacimpulsbreite } (\mu\text{s}) \cdot 0,2$$

Die Formel liefert den typischen Wert

Anhaltspunkt:  $T = 50 \mu\text{s}$  ergibt  $C_S = 10 \text{ nF}$

3. **Berechnung von  $R_S$**  (für Sägezahnoberspannung 4 V)

$$R_S(\text{k}\Omega) = \frac{1}{\text{Triacimpulsbreite } (\mu\text{s})} \cdot 2 \cdot 10^4$$

Die Formel liefert den typischen Wert

Anhaltspunkt:  $T = 50 \mu\text{s}$  ergibt  $R_S = 400 \text{ k}\Omega$

4. **Wahl des Widerstandes  $R_{\text{SYNC}}$  am Eingang SYNC**

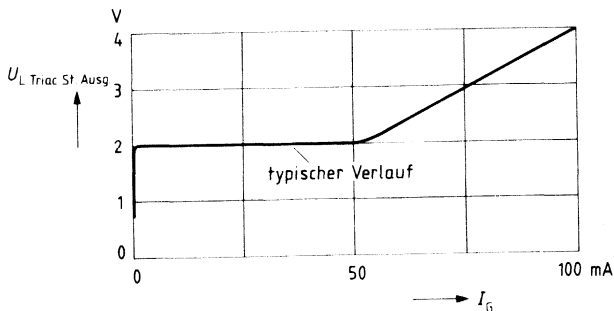
Die Breite des Synchronimpulses (aus  $U_S \pm 7,5 \text{ V}$ ,  $I_{\text{SYNC}} = \pm 20 \mu\text{A}$ ) muß doppelt so groß sein wie die Breite des Triacimpulses.

4.1 Synchronimpulsbreite  $\geq 2 \cdot$  Triacimpulsbreite  $\cdot$  Sicherheitsfaktor (entsprechend Bauteilestreuung und Netzspannungsschwankung).

4.2  $R_{\text{SYNC}}(\text{k}\Omega) = [\text{Synchronimpulsbreite } (\mu\text{s}) \cdot \text{Netzspannung } (V_{\text{eff}}) \cdot 2,23 \cdot 10^{-4} - 7,5] \cdot 50$   
Anhaltspunkt:  $560 \mu\text{s}$  Synchronimpulsbreite und  $220 V_{\text{eff}}$  ergeben  $R_{\text{SYNC}} = 1 \text{ M}\Omega$ . Bei Netzspannung  $220 V_{\text{eff}}$  beträgt der minimal zulässige Widerstand  $R_{\text{SYNC}} = 100 \text{ k}\Omega$ , entsprechend einer Impulsbreite von  $195 \mu\text{s}$ .

5. **Berechnung von  $R_G$**

$$R_G = \frac{U_S - \text{Triacgatespannung} - \text{Lowspannung Triacsteuerausgang}}{I_G}$$



## 6. Berechnung von $R_V$

6.1 Für die Berechnung von  $R_V$  muß zunächst die Gesamtstromaufnahme ermittelt werden. Es sind jeweils die arithmetischen Mittelwerte der Ströme für eine Netzperiode einzusetzen.

6.2  $\bar{I}_{\text{ges}} = \bar{I}_S = 3,2 \text{ mA} + \bar{I}(U_{\text{REF}}) + \bar{I}_{Q1} \text{ (OP)} + \bar{I}_{Q2} \text{ (K3)} + \bar{I} \text{ (Treiberausgang)} + \bar{I} \text{ (externe zusätzliche Schaltungsströme)} + |\bar{I}| \text{ (} R_{\text{SYNC}} \text{)}.$

6.3  $R_V \text{ (k}\Omega\text{)} = \frac{\text{effektive Netzspannung (V)}}{\bar{I}_{\text{ges}} \text{ (mA)}} \cdot 0,455 \cdot \text{Sicherheitsfaktor}$

(Sicherheitsfaktor entsprechend Bauteilstreuung und Netzspannungsschwankung)  
Anhaltspunkt:  $\bar{I}_{\text{ges}} = 5 \text{ mA}$  und  $U_{\text{Netz}} = 220 \text{ V}$  ergibt  $R_V = 20 \text{ k}\Omega$ .

Bei Verwendung der internen Z-Diode wird die Spannung am Baustein an  $U_S$  auf 14,5 V begrenzt.

## 7. Berechnung von $C_G$

7.1 Wahl der maximal zulässigen Welligkeit am Eingang  $U_S$  auf Grund der gewünschten Funktionsqualität und der speziellen äußeren Beschaltung.

7.2 Die Amplitude der Welligkeit am Eingang  $U_S$  des Bausteins sollte  $U_{SS} = 2 \text{ V}$  nicht überschreiten.

7.3  $C_G \text{ (}\mu\text{F)} \geq \frac{\bar{I}_{\text{ges}} \text{ (mA)}}{U_{SS}} \cdot 15$

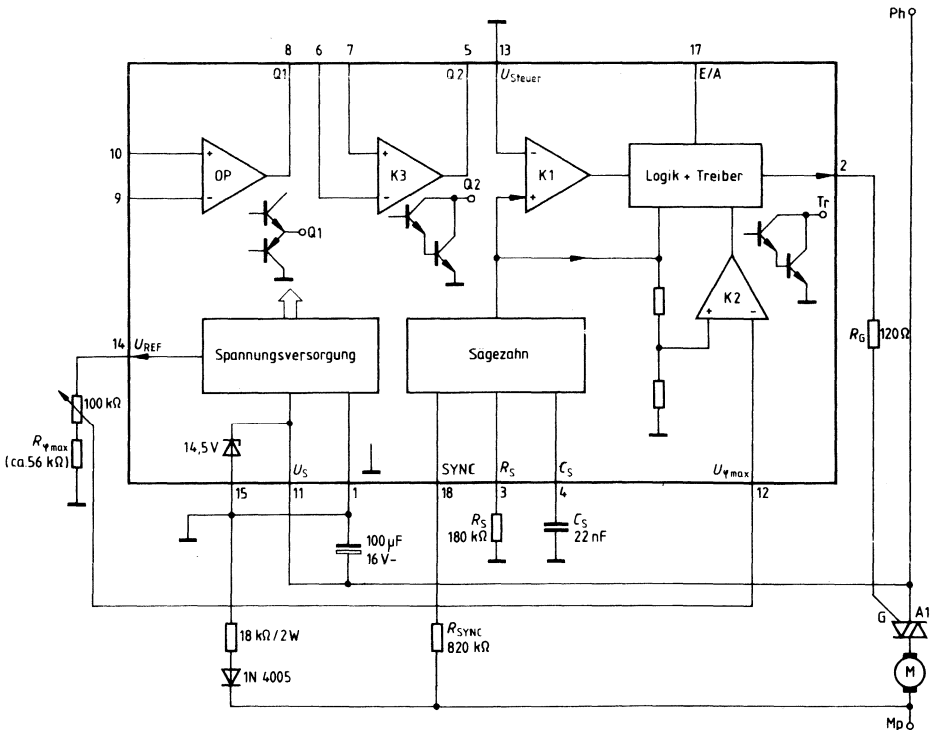
Anhaltspunkt: Welligkeit  $U_{SS} = 0,75 \text{ V}$ ;  $\bar{I}_{\text{ges}} = 5 \text{ mA}$  ergibt  $C_G = 100 \mu\text{F}$

**Anschlußbelegung**

Anschluß	Funktion
1	Masse
2	Triacsteuerausgang
3	$R_S$
4	$C_S$
5	Ausgang Q2, K3
6	-Eingang K3
7	+Eingang K3
8	Ausgang Q1, OP
9	-Eingang OP

Anschluß	Funktion
10	+Eingang OP
11	$U_S$
12	$U_{\psi \max}$
13	$U_{\text{Steuer, K1}}$
14	$U_{\text{REF}}$
15	Z-Diode
16	N.C.
17	Enable Eingang E/A
18	Synchronisiereingang (SYNC)

**Blockschaltbild mit Außenbeschaltung für eine Motorsteuerung**



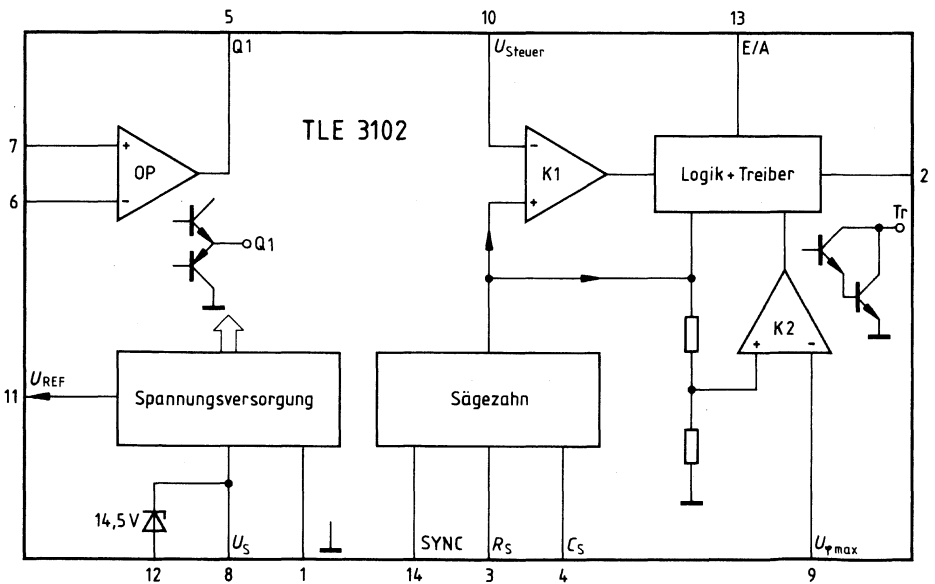
Der **TLE 3102** mit frei beschaltbarem Operationsverstärker eignet sich besonders als Drehzahlregler mit P-, PI- oder PID-Charakteristik, wofür der OP als Regelverstärker dient. Eine drehzahlproportionale Istwertgröße kann durch Gleichrichtung der Tachoamplitude gebildet werden.

**Anschlußbelegung**

Anschluß	Funktion
1	Masse
2	Triacsteuerausgang
3	$R_S$
4	$C_S$
5	Ausgang Q1, OP
6	-Eingang OP
7	+Eingang OP

Anschluß	Funktion
8	$U_S$
9	$U_{\varphi \max}$
10	$U_{Steuer}$ , K1
11	$U_{REF}$
12	Z-Diode
13	Enable Eingang E/A
14	Synchronisiereneingang (SYNC)

**Blockschaltbild**

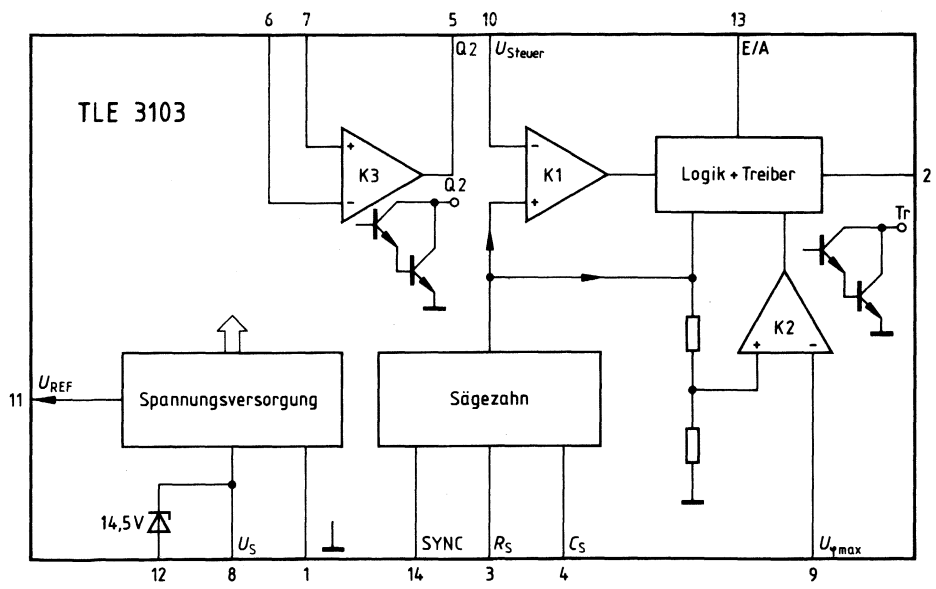


Der TLE 3103 mit frei beschaltbarem Komparator eignet sich für Phasenanschnittsteuerungen bzw. -regelungen bei denen Sonderfunktionen wie z. B. Blockierschutz oder Temperaturüberwachung erforderlich sind.

**Anschlußbelegung**

Anschluß	Funktion	Anschluß	Funktion
1	Masse	8	$U_S$
2	Triacsteuerausgang	9	$U_{\psi \max}$
3	$R_S$	10	$U_{\text{Steuer}}, K1$
4	$C_S$	11	$U_{\text{REF}}$
5	Ausgang Q2, K3	12	Z-Diode
6	-Eingang K3	13	Enable Eingang E/A
7	+Eingang K3	14	Synchronisier Eingang (SYNC)

**Blockschaltbild**



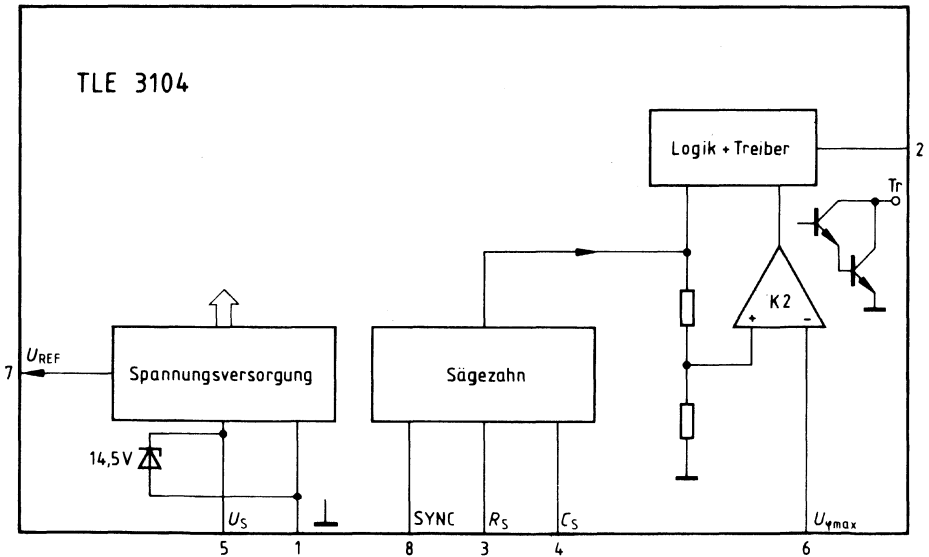
Der **TLE 3104** eignet sich besonders für einfache, kostengünstige Phasenanschnittsteuerungen bzw. Motorregelungen, wobei die Istwertgröße durch Gleichrichten der Tachoamplitude gebildet wird.

**Anschlußbelegung**

Anschluß	Funktion
1	Masse
2	Triacsteuerausgang
3	$R_C$
4	$C_S$

Anschluß	Funktion
5	$U_S$
6	$U_{\psi \max}$
7	$U_{REF}$
8	Synchronisiereingang (SYNC)

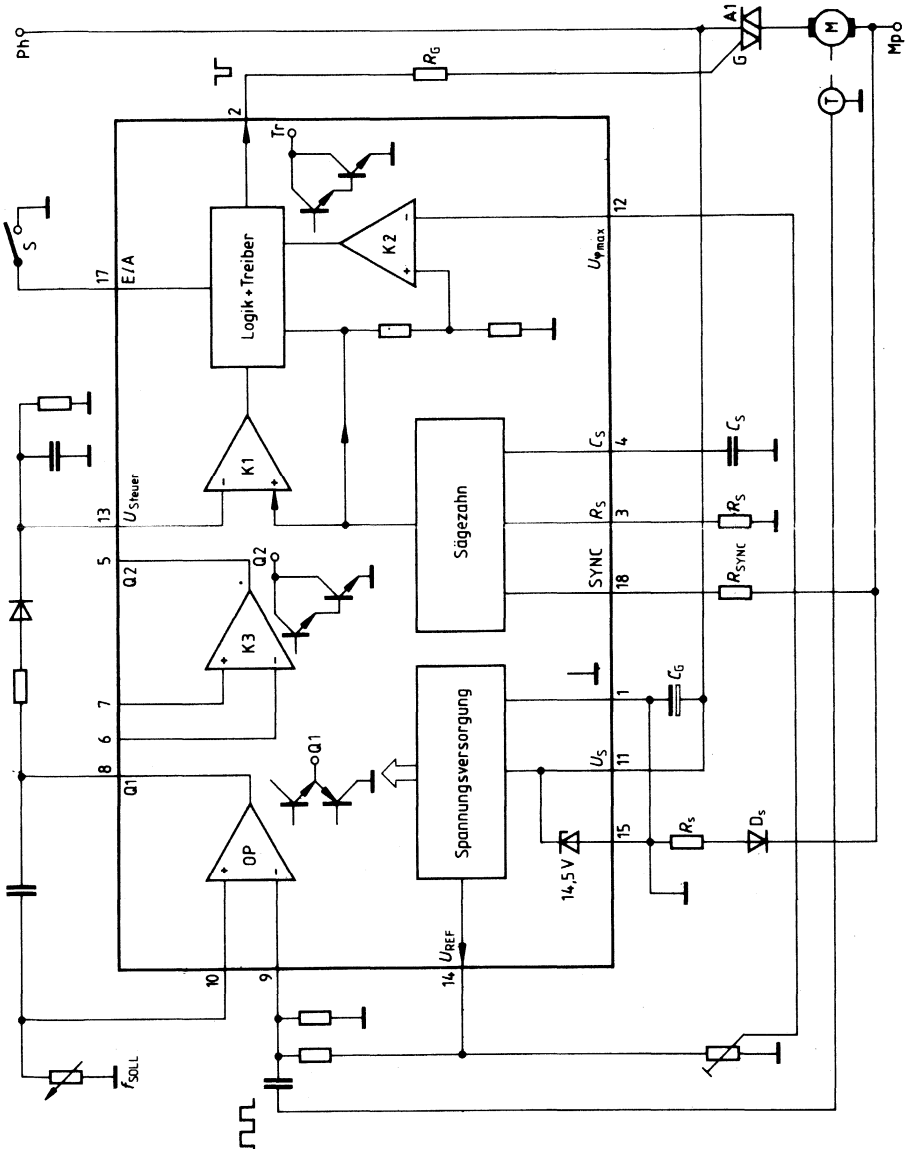
**Blockschaltbild**



**Anwendungsbeispiele**

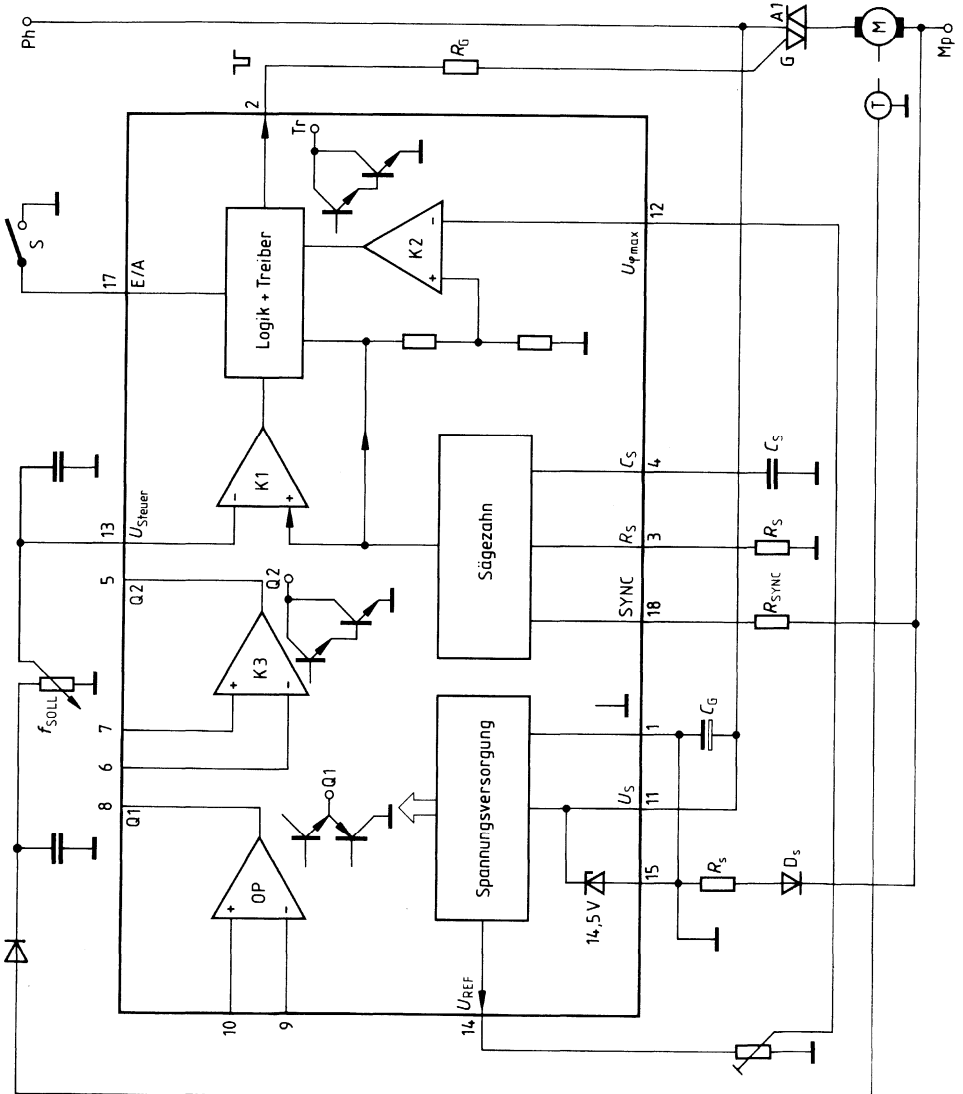
**Prinzipschaltung einer Motorregelung mit TLE 3101**

Der Tachogenerator liefert eine **Frequenz**, welche vom OP (Monoflop) verarbeitet wird.



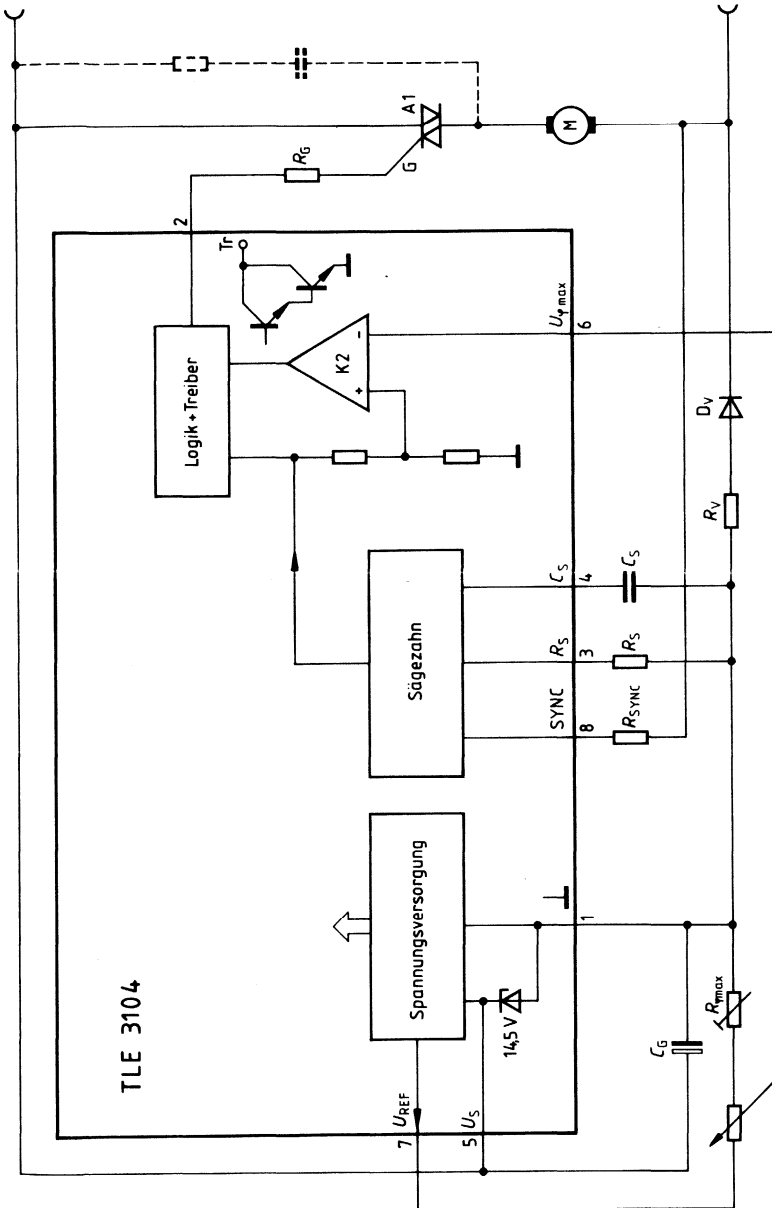
**Prinzipschaltung einer Motorregelung mit TLE 3101**

Der Tachogenerator liefert eine **Spannung**, welche gleichgerichtet und geglättet an den Eingang  $U_{\text{Steuer}}$  gegeben wird.



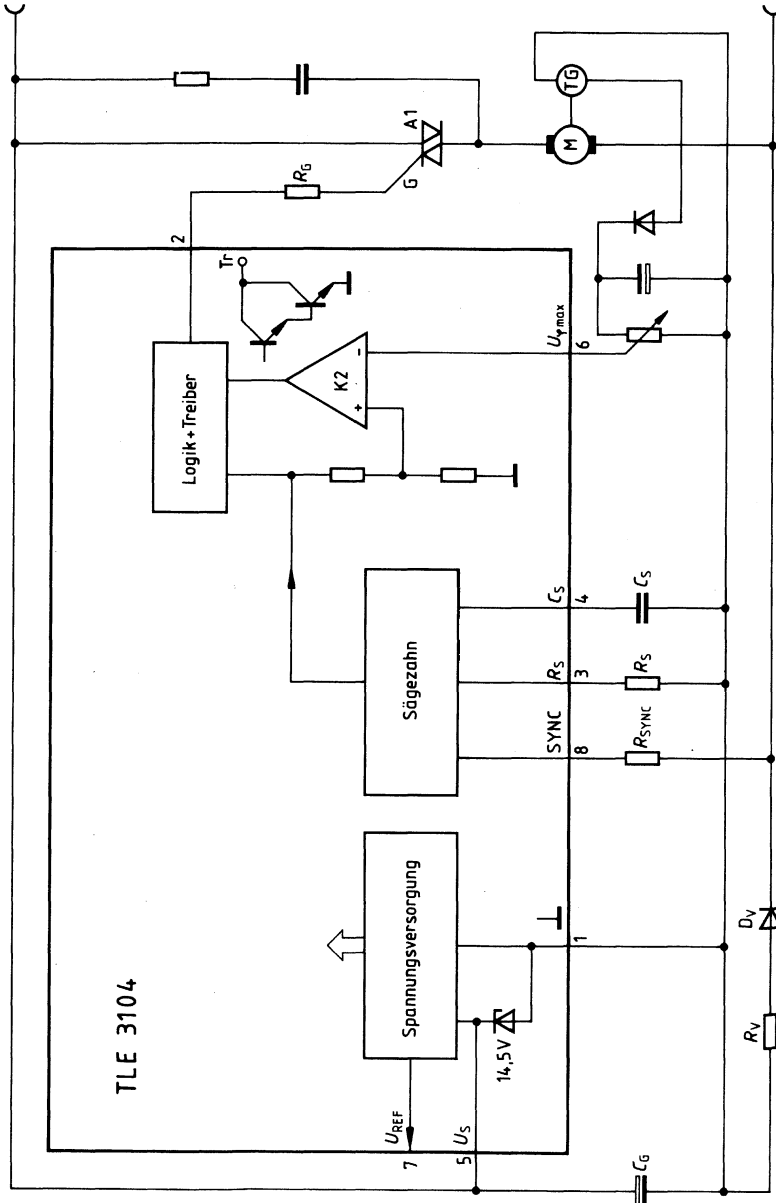


Prinzipschaltung einer Motorsteuerung mit TLE 3104



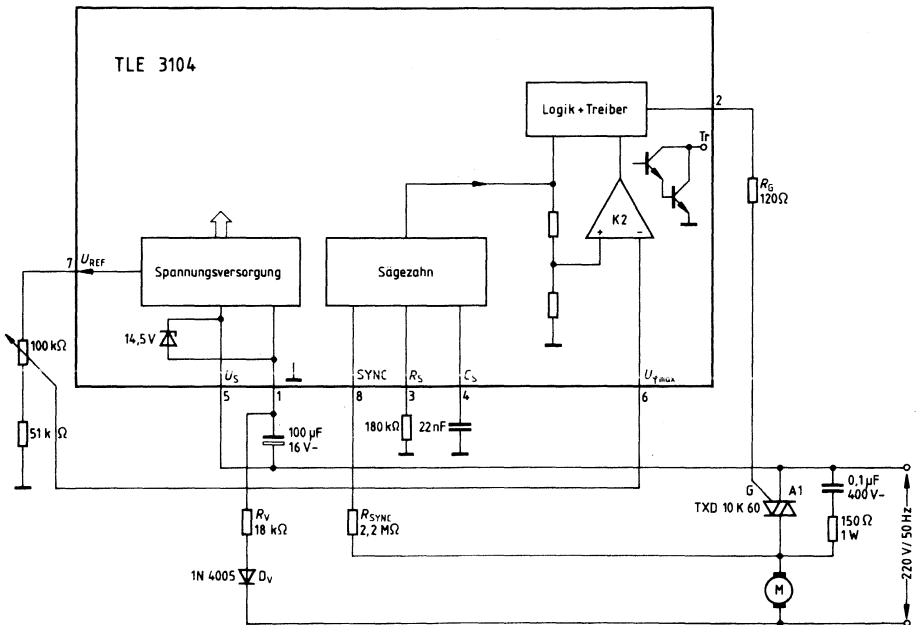
**Prinzipschaltung einer Motorregelung mit TLE 3104**

Der Tachogenerator liefert eine **Spannung**, welche gleichgerichtet und geglättet an den Eingang  $U_{Steuer}$  gegeben wird.



### Stromsynchronisation bei Steuerung einer induktiven Last mit TLE 3104

Insbesondere beim Phasenanschnitt von induktiven Lasten z.B. Transformatoren, Spaltpolmotoren besteht infolge der Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom die Gefahr des Halbwellenbetriebs. Zur Vermeidung dieses Zustands wird der Synchronisierwiderstand mit A2 des Triacs verbunden (nicht anwendbar bei starkem Bürstenfeuer des Motors).



#### Hinweise:

Die Triac-Steuerimpulsbreite muß so groß gewählt werden, daß der Triac auch bei großem Phasenanschnittwinkel den Haltestrom erreicht (kritisch: positive Halbwelle). Der Netzvorwiderstand muß deshalb ggf. kleiner gewählt werden.

Der Synchronimpuls muß mindestens doppelt so breit wie der Triac-Steuerimpuls sein (s. auch Seite 324 und Seite 328 Punkt 4).

## Vorläufige Daten

CMOS-Schaltung

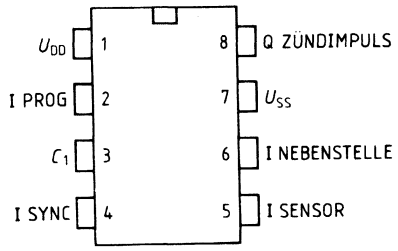
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SLB 0586	Q67100-H8605	P-DIP-8

Mit dem in CMOS-Technik entwickelten Baustein SLB 0586 ist es möglich, digital arbeitende elektronische Helligkeitsregler (Dimmer) aufzubauen. Das Ein- und Ausschalten sowie das Einstellen der gewünschten Helligkeit erfolgt über eine einzige Berührtaste (Sensor) bzw. über einen gleichberechtigten Nebenstelleneingang.  
(Der SLB 0586 ersetzt die Typenfamilie S 576 A/B/C)

**Eigenschaften**

- Sensorbedienung – keine mechanisch beweglichen Schalterteile.
- Bedienung auch von mehreren Nebenstellen über Sensor- oder Drucktasten möglich.
- In herkömmlichen Lichtinstallationen zu elektromechanischen Wandschaltern austauschbar.
- Helligkeitssteuerung mit physiologisch angenähert linearer Charakteristik.
- Sehr hohe Störsicherheit, auch gegenüber Rundsteuersignalen.
- Sehr geringer Aufwand an peripheren Bauteilen.
- Programmiereneingang zur wahlweisen Festlegung von 3 Funktionsvarianten (Typ A/B/C).
- „Weiches Einschalten“ bei Typ A und C.

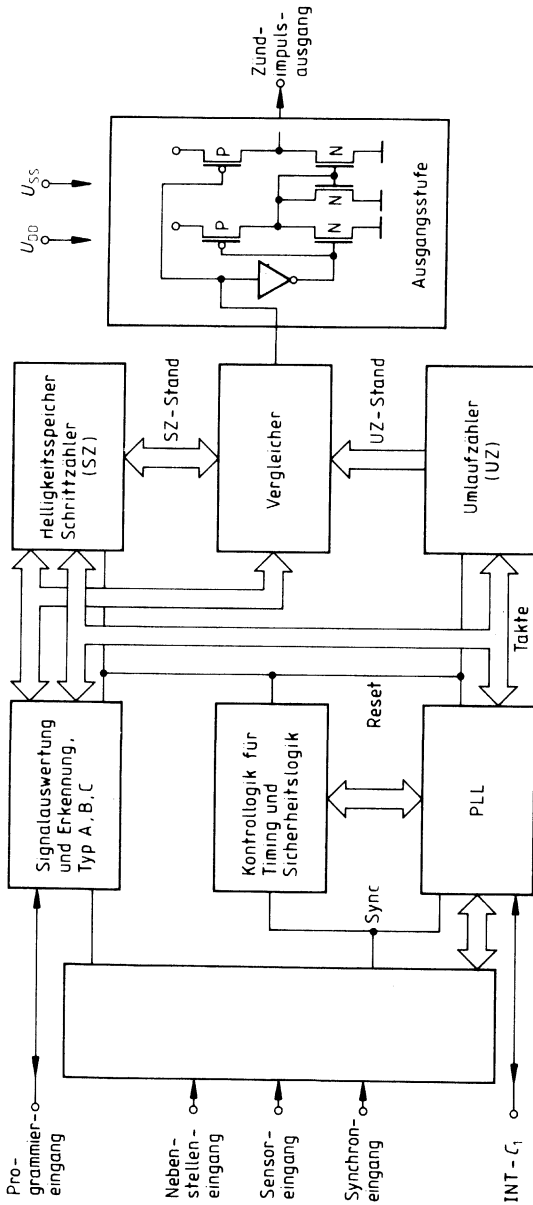
**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$U_{DD}$	Bezugspunkt (0 V)
2	I PROG	Programmiereingang
3	$C_1$	Integrator
4	I SYNC	Synchroneingang
5	I SENSOR	Sensoreingang
6	I NEBENSTELLE	Nebenstelleneingang
7	$U_{SS}$	Speisespannung
8	Q ZÜNDIMPULS	Zündimpulsausgang

**Bild 1**  
**Blockschaltbild**



### **Funktionsbeschreibung**

Mit dem SLB 0586 können vollelektronische Helligkeitsregler für Glühlampen (ohmsche Lasten) aufgebaut werden, deren Bedienung über jeweils eine einzige Berührfläche („Sensortaste“) erfolgt.

In herkömmlichen Lichtleitungsinstallationen ist der Austausch zu mechanischen Wandschaltern sowie auch die Bedienung in allen Funktionen, von mehreren Schaltstellen (Nebenstellen) aus möglich.

Die Lampenhelligkeit wird mit einer Phasenanschnittsteuerung eingestellt, deren digitale Logik mit der Netzfrequenz synchronisiert ist (**siehe Blockschaltbild 1**).

Die Spannungsversorgung des ICs im Zwei-Leiter-Anschluß wird durch die Begrenzung des Stromflußwinkels auf max. 152° der Halbwelle ermöglicht.

### **Bedienung (vgl. Bild 2)**

Die integrierte Schaltung kann die Befehle „EIN/AUS-Schalten“ und „Dimmen“ durch die Dauer der Bedienung der Steuereingänge unterscheiden.

### **Ein-/Ausschalten**

Durch kurze Berührung (50-400 ms) der Sensorfläche wird die Lampe ein- oder ausgeschaltet, je nach vorherigem Schaltzustand. Der Schaltvorgang wird am Ende der Berührung ausgelöst.

### **Einstellen der Helligkeit (Dimmen)**

Bei längerer Berührung (> 400 ms) wird der Stromflußwinkel kontinuierlich verändert. Er läuft in seinem Regelbereich in 7,6 s auf und ab (z. B. Hell-Dunkel-Hell), so lange, bis der Finger vom Sensor genommen wird.

Um auch im unteren Helligkeitsbereich eine bequeme Bedienung zu ermöglichen, wird der Phasenanschnittwinkel so gesteuert, daß sich beim Durchlaufen des Regelbereichs die Lampenhelligkeit annähernd physiologisch linear mit der Bedienzeit ändert sowie bei minimaler Helligkeit kurzzeitig verweilt.

Mit der im Anwendungsbeispiel genannten Beschaltung des Synchroneingangs ( $R_2$ ,  $C_4$ ) kann der Stromflußwinkel im Bereich von 45° bis 152° der Halbwelle gesteuert werden.

**Steuerverhalten:**

Die drei Funktionsvarianten A, B und C unterscheiden sich in ihrem Steuerverhalten bei der Bedienung voneinander. Je nach gewünschter Funktion wird über dem Programmier-  
eingang der Funktionstyp festgelegt (siehe Kenndaten).

- Typ A:** Beim Einschalten wird immer die max. Helligkeit eingestellt, beim Dimmen von min. Helligkeit ausgehend gesteuert. Bei neuerlichem Dimmen wird in derselben Richtung (z. B. „heller“) weitergesteuert.
- Typ B:** Beim Ausschalten wird der gewählte Phasenanschnittwinkel gespeichert und beim Einschalten wieder eingestellt. Beim Dimmen wird von diesem gespeicherten Wert aus weitergesteuert, bei wiederholtem Dimmen kehrt sich die Steuerrichtung um.
- Typ C:** Beim Einschalten wird immer die max. Helligkeit eingestellt, beim Dimmen von min. Helligkeit ausgehend gesteuert. Bei wiederholtem Dimmen kehrt sich die Steuerrichtung um.

**Programmierung der Funktionsvarianten:**

Typ A:  $U_{i2} = U_{SS} (L)$

Typ B:  $U_{i2} = \text{offen (Tristate)}$

Typ C:  $U_{i2} = U_{DD} (H)$

$U_{i2}$  = Pegel am Anschluß 2



**Grenzdaten**

$U_{DD} = 0\text{ V}$  (ohne äußere Schutzbeschaltung)

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_{SS}$	-7,5	0,3	V
Eingangsspannung	$U_I$	$U_{SS}-3$	0,3	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	°C
Lagertemperatur	$T_{sig}$	-55	125	°C
Gesamtverlustleistung $T_U = 25\text{ °C}$			10	mW
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		135	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_{SS}$	-4,8	-5,8	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	0	80	°C

**Kenndaten**

$T_U = 25\text{ °C}$ ,  $U_{SS} = -5\text{ V}$  ( $U_{DD} = 0\text{ V}$ )

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom	$I_{SS}$	$f_{SYNC} = 50/60\text{ Hz}$		0,45/0,46	0,6	mA
Speisestrom bei fehlendem Synchronsignal	$I_{SS}$	$f_{SYNC} = 0$			0,45	mA
Eingangssperrstrom	$I_I$	$U_I = 0\text{ V}$		0,5		nA
Eingangskapazität	$C_I$	$f = 1\text{ MHz}$		5		pF

**Sensoreingang (Anschluß 5)**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$	mit Vorwiderstand 10 M $\Omega$ an 220-V-Netz	1/2 $U_{SS}+1,1$	33	1/2 $U_{SS}-1,1$ 37	V V $\mu\text{A}$
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$					
Spitzen-Eingangsstrom	$I_{IH}$					
HL-Übergangszeit (Triggerflanke)	$t_{THL}$	Synchron mit dem 50/60 Hz-Takt am Synchron Eingang	50/60	Netzsinus		Hz
LH-Übergangszeit	$t_{TLH}$					
Frequenz bei aktivem Signal	$f$					

**Nebenstellen (Anschluß 6)**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$	$U_{SS} - 0,3\text{ V}$ (oder $U_{DD} + 0,3\text{ V}$ )	1/2 $U_{SS}+1,1$	0,5	1/2 $U_{SS}-1,1$	V V $\mu\text{A}$
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$					
Eingangsstrom	$I_{IH}$					

**Kenndaten**

$T_U = 25^\circ\text{C}$ ,  $U_{SS} = -5\text{ V}$  ( $U_{DD} = 0\text{ V}$ )

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
<b>Synchroneingang (Anschluß 4)</b>						
H-Eingangsspannung	$U_{IH}$	mit Vorwiderstand $1,5\text{ M}\Omega$ an 220-V-Netz und Diode gegen $U_{DD}$	$1/2 U_{SS}+1,1$	207	$1/2 U_{SS}-1,1$	V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$					V
Eingangsstrom	$-I_{IH}$					$\mu\text{A}$
Eingangsstrom	$I_{IH}$					$\mu\text{A}$
HL-Übergangszeit (Triggerflanke)	$t_{THL}$					Netzsinus
LH-Übergangszeit	$t_{TLH}$					
Frequenz	$f$		50/60			Hz

**Programmireingang (Anschluß 2)**

Eingangskapazität gegen $U_{SS}$	$C_1$			7		pF
Lastkapazität durch Platine bei Tristate Programmierung der Funktionsvarianten (siehe Seite 343)	$C$				7	pF

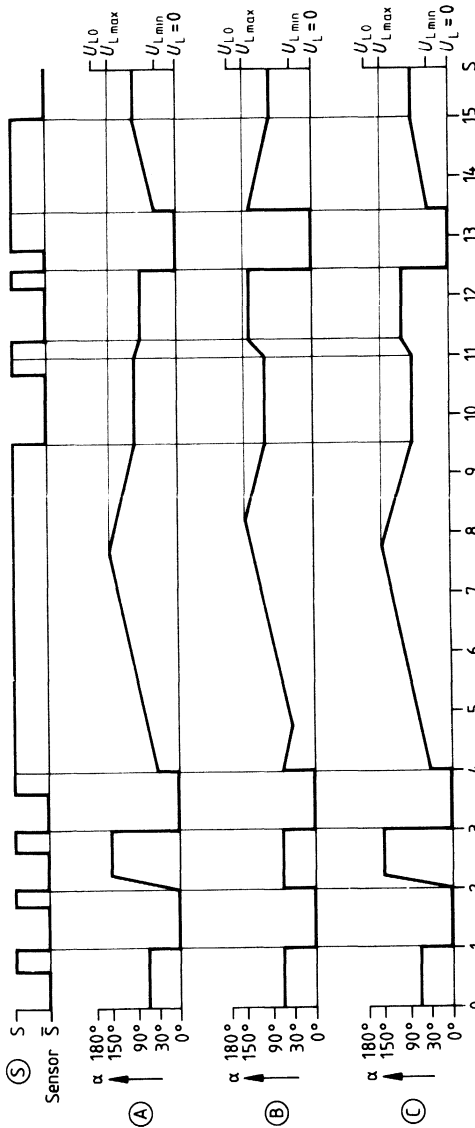
**Integrator (Anschluß 3)**

Anwendungsschaltung	$C_5$	vergl. Bild 3	68	100	330	nF
	$R_{10}$		82	100	120	K $\Omega$

**Ausgang (Anschluß 8)**

L-Ausgangsstrom	$I_Q$	$U_{SS} = -5\text{ V}$ $U_{QL} = -3\text{ V}$ 50-Hz-Netz 60-Hz-Netz	25	$U_{DD}-0,6$		mA	
L-Impulsdauer	$t_{QL}$					39,0	$\mu\text{s}$
L-Ausgangsspannung	$U_L$					32,6	$\mu\text{s}$
HL-Übergangszeit	$t_{HLQ}$					20	V
LH-Übergangszeit	$t_{LHQ}$					20	$\mu\text{s}$
						20	$\mu\text{s}$

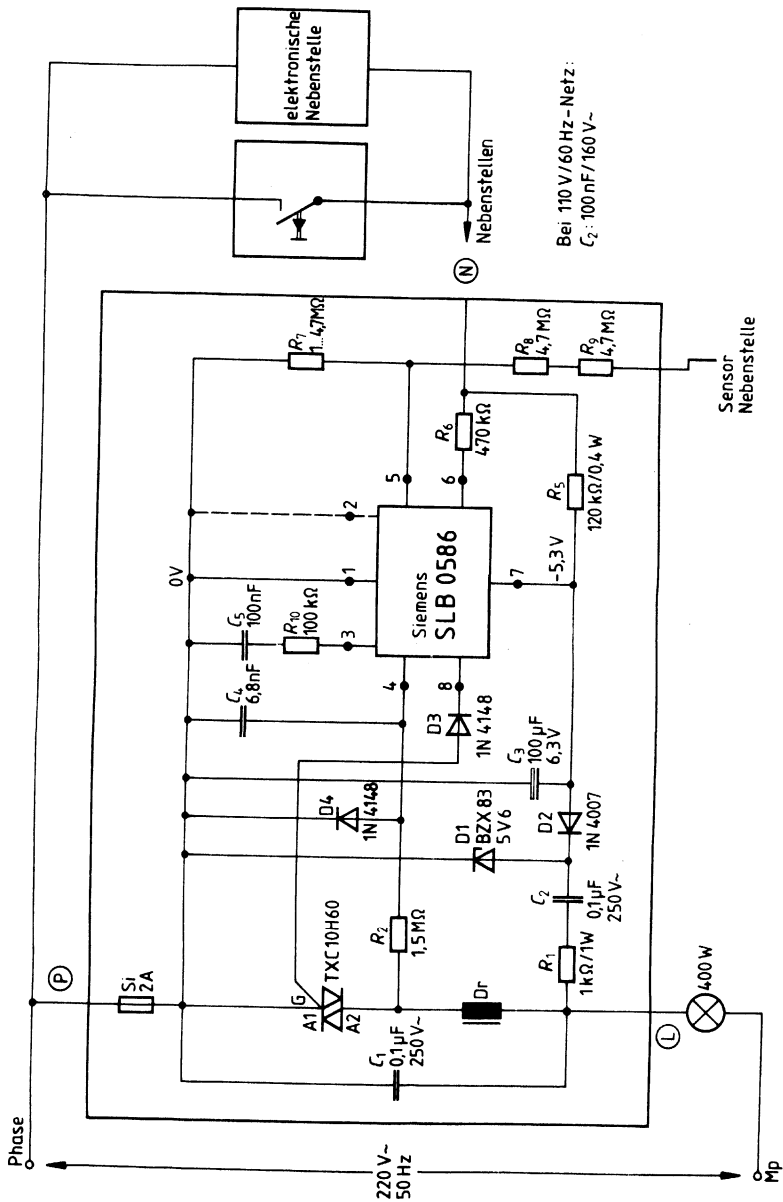
**Bild 2**  
**Steuerverhalten der Funktionsvarianten**  
 (schematisch)



$\alpha$  Stromflußwinkel  
 $U_L$  Lampenspannung  
 S Steuersignal : S Sensor berührt  
 (= < 0,4 s, -> 0,4 s)  
 $\bar{S}$  Sensor unberührt

Beim Typ A und C geschieht das Einschalten "weich", d.h. die Helligkeit wird innerhalb von 360 ms von 0 auf Maximum gesteuert.

**Bild 3**  
Anwendungsschaltung SLB 0586



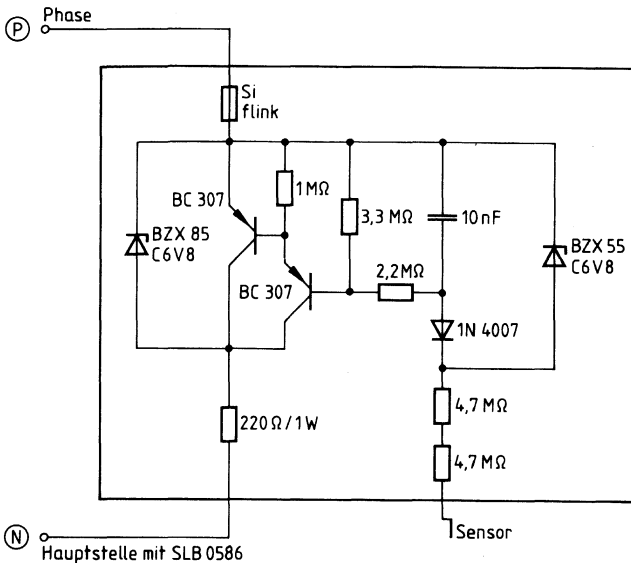
**Beschreibung der Anwendungsschaltung (siehe Bild 3)**

Die vorgeschlagene Beschaltung des SLB 0586 erfüllt folgende Funktionen

- Stromversorgung des Schaltkreises ( $R_1$ ,  $C_2$ , D1, D2,  $C_3$ ).
- Gefiltertes Signal zur Synchronisation der internen Zeitbasis (PLL-Schaltung) mit der Netzfrequenz ( $R_2$ ,  $C_4$ ).  
 $C_4$  kann für spezifische Anwendungen bis auf 15 nF erhöht werden, allerdings auf Kosten der Lampenhelligkeit! Lampe wird dunkler (Verschiebung des Regelbereichs nach links).
- Integrationsglied für interne PLL-Schaltung ( $C_5$ ,  $R_{10}$ ).
- Schutz des Benutzers ( $R_8$ ,  $R_9$ ).
- Empfindlichkeitseinstellung der Sensorfläche ( $R_7$ ).
- Strombegrenzung der Verpolung des Nebenstellenanschlusses ( $R_5$ ,  $R_6$ ).  
 Die beiden Widerstände können entfallen, wenn keine Nebenstelle angeschlossen werden soll. Anschluß 6 muß dann mit  $U_{SS}$  (Anschluß 7) verbunden werden.
- D3: Verminderung positiver Spannungen, die bei manchen Triac-Typen im gezündeten Zustand am Gateanschluß entstehen, auf Werte unter  $U_{DD} + 0,3$  V (vgl. Grenzdaten). Bei Einsatz geeigneter Triacs kann die Diode D3 entfallen. (Diese Eigenschaft des Triacs ist abhängig vom Anodenstrom und dem inneren Widerstand zwischen G und A 1; sie kann vom Hersteller spezifiziert und gemessen werden.)
- Dr: Die Drossel dient zusammen mit dem Kondensator  $C_1$  der Funkentstörung.  
 Die Funkentstörung ist nach  
     VDE 0875/Teil 1 (allgemein)  
     VDE 0550/Teil 6 (Drosseln)  
 oder entsprechend landesspezifischen Vorschriften, je nach Anwendung, zu dimensionieren.  
 Anhaltswerte: 1,4...2 mH,  $Q = 11...24$

Bild 4

## Anwendungsschaltung elektronische Nebenstelle



## Drahtlose Fernsteuerung

Sehr einfach ist der Anschluß einer drahtlosen Fernsteuerung am Nebenstelleneingang. Mit Hilfe eines einzigen Übertragungskanal kann der SLB 0586 in allen Funktionen bedient werden.

## Störsicherheit

Eine digital bestimmte Immunitätszeit von etwa 50 ms gewährt eine hohe Störsicherheit gegen elektrische Einstreuungen auf die Steuereingänge und gestattet eine nahezu verzögerungsfreie Bedienung.

Durch spezielle Logik des Nebenstelleneingangs führen auch große Erdkapazitäten der Steuerleitung zu keinen Störungen.

Bei kurzen Netzunterbrechungen bleibt der eingestellte Schaltzustand mit der empfohlenen Außenbeschaltung erhalten. Nach längeren Netzausfällen geht die Schaltung in den AUS-Zustand.

Die Regelcharakteristik des netzsynchronen Oszillators (PLL-Schaltung) ist so ausgelegt, daß Störungen durch Rundsteuersignale sich nur durch geringe Helligkeitsschwankungen bemerkbar machen können. Eine Fehlfunktion des Dimmers wird dadurch nicht ausgelöst.

## Allgemeines

Alle gemachten Zeitangaben beziehen sich auf eine Netzfrequenz von 50 Hz. Bei einer Netzfrequenz von 60 Hz verkürzen sich die Zeiten entsprechend.

**Nebenstellen**

Alle Schalt- und Steuerfunktionen können auch von Nebenstellen aus betätigt werden, die an einem eigens dafür vorgesehenen Nebenstelleneingang angeschlossen werden. Die Hauptstelle und die Nebenstellen sind gleichberechtigt. An den Nebenstellen können elektronische Sensorschalter oder mechanische Taster angeschlossen werden. Bei Bedienung muß während beider Netzhalbwellen H-Potential am Nebenstelleneingang anliegen. Eine dafür geeignete elektronische Schaltung zeigt das Anwendungsbeispiel (**Bild 4**). Die Schaltung arbeitet als Rückfallverzögerung und überbrückt während der negativen Netzhalbwelle die Ansteuerung der Schalttransistoren.

- Ansprechzeit ca. 2 ms
- Rückfallverzögerung ca. 30 ms
- Verpolungsschutz (R<sub>1</sub>, D1, Si)

**Hinweis**

Der Nebenstelleneingang muß auf  $U_{SS}$  geschaltet werden, falls dieser Eingang nicht benötigt wird.

**Bedienung der Steuereingänge**

Eingangspotential während beider Halbwellen der Netzphase

Funktion	Netzhalbwelle	Sensoreingang	Nebenstelleneingang		
			L	H	0
bedient	positiv	L	H		
	negativ	0	H		
nicht bedient	positiv	H	L	oder	0
	negativ	0	0		L





---

**A/D-Umsetzer; D/A-Umsetzer,  
schnelle Datenakquisition**

---





# A/D-Umsetzer; D/A-Umsetzer; Schnelle Datenakquisition

## Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Auflösung Bit	Umsetzzeit	Abtastfrequenz max. MHz	Versorgungsspannung V	Analog Multiplex	Liniarität LDB
-----	---------	---------------	------------	-------------------------	-----------------------	------------------	----------------

### Ultraschnelle ADU

SDA 6020	C-DIP-16	6	20 ns	50	+5, -5,2		± 1/2
SDA 5200	C-DIP-16	6	10 ns	100	+5, -5,2		± 1/2
SDA 8200	C-DIP-40	6	4 ns	300	+5, -4,5		± 1/4
SDA 8010	C-DIP-24	8	10 ns	100	+5, -4,5		± 1/2

### µP-kompatible ADU

SDA 0808 A; B	C-DIP-28	8	15 µs	1,5*)	5	8 x	± 1/2
<del>SDA 0808 N</del>	<del>PL-CC-28</del>	<del>8</del>	<del>15 µs</del>	<del>1,5*)</del>	<del>5</del>	<del>8 x</del>	<del>± 1/2</del>
<del>SDA 1808 N</del>	<del>PL-CC-28</del>	<del>8</del>	<del>15 µs</del>	<del>2,5*)</del>	<del>5</del>	<del>8 x</del>	<del>± 1/2</del>
SDA 0810 A; B	C-DIP-28	10	20 µs	1,5*)	5	8 x	± 1/2
SDA 0810 N	PL-CC-28	10	20 µs	1*)	5	8 x	± 1/2
SDA 1810 N	PL-CC-28	10	20 µs	2*)	5	8 x	± 1/2

### D/A-Umsetzer

SDA 8005	C-DIP-16	8	7 ns	150*)	-5,2	-	± 1/2
----------	----------	---	------	-------	------	---	-------

### Schnelle Datenakquisition

SDA 8020	PL-CC-68	100 MHz/4 x 25-MHz-Schieberegister					
----------	----------	------------------------------------	--	--	--	--	--

\*) Taktfrequenz

SMD = Surface Mounted Device

## Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SSDA 6020	Q67000-Y584	C-DIP-16

Der SDA 6020 ist ein ultraschneller A/D-Wandler mit 6-bit-Auflösung. Neben einer Abtastfrequenz von 50 MHz und einer hervorragenden Linearität zeichnet sich der SDA 6020 durch folgende Eigenschaften aus:

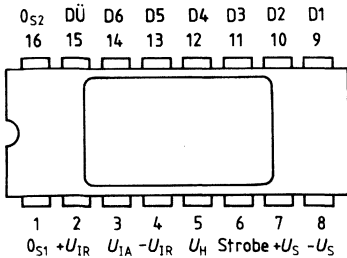
- Umsetzung bis zur Nyquistfrequenz (25 MHz)
- Auflösung 6 Bit (1,6%), einfache Erweiterung auf 8 Bit
- Linearität  $\pm 1/4$  LSB
- Keine Sample und Hold erforderlich
- Dynamische Ansteuerung der Referenzeingänge für analoge Addition und Multiplikation
- ECL-kompatibel (ECL  $\rightarrow$  TTL-Anpassung möglich, z. B. mit SH 100.255)
- Niedrige Verlustleistung 450 mW
- Logikkompatible Speisespannung +5 V; -5,2 V

## Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$+U_S$	-0,3	6,0	V
Speisespannung	$-U_S$	-6,0	0,3	V
Eingangsspannungen	$U_{I_A}, +U_{I_R} -U_{I_R}$	-3,0	3,0	V
Strobe	$U_{Strobe}$	$-U_S$	0	V
Hystereseansteuerung	$U_{I_{Hy}}$	0	3,0	V
Spannungsdifferenz	$0_{S1} - 0_{S2}$	-0,5	0,5	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	0	70	$^{\circ}\text{C}$
Sperrschichttemperatur	$T_J$		125	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55	125	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		70	K/W

**Anschlußanordnung**

(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	0 <sub>S1</sub>	Digitalmasse
2	+U <sub>1R</sub>	positive Referenzspannung (< 2,5 V)
3	U <sub>1A</sub>	analoger Signaleingang (max. ± 2,5 V)
4	-U <sub>1R</sub>	negative Referenzspannung (> -2,5 V)
5	U <sub>IHy</sub>	Hysteresesteuerung (0 V bis +2,5 V)
6	Strobe	Strobeeingang (ECL)
7	+U <sub>S</sub>	positive Speisespannung (+5 V)
8	-U <sub>S</sub>	negative Speisespannung (-5,2 V)
9 bis 14	D1 bis D6	Datenausgänge Bit 1 bis 6 (ECL)
15	DÜ	Überlauf
16	0 <sub>S2</sub>	Digitalmasse der Ausgangsstufen

**Kenndaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	------	------	------	---------

**Stromversorgung**

Pos. Speisespannung	$+U_S$	4,5	5,0	5,5	V
Neg. Speisespannung	$-U_S$	-5,7	-5,2	-4,7	V
Stromaufnahme bei $+U_S = +5,0$ V; $U_{IA} \leq -U_{IR}$	$I_S$		30	60	mA
bei $-U_S = -5,2$ V; $U_{IA} \leq -U_{IR}$	$I_S$		55	80	mA

**Analogteil**

$T_U = 25^\circ\text{C}$ ;  $+U_S = 5$  V;  $-U_S = 5,2$  V

**Signaleingang**

Max. Eingangsspannung	$U_{IAmax}$	$-U_{IRmin}$		$+U_{IRmax}$	V
$U_{IAmax} = 1 + (U_{IRmax}) - (-U_{IRmin})$ l'				5	V
$U_{IA}$ für 6-bit-Auflösung	$U_{IA}$		0,3		V
$U_{IA}$ für 1/2 LSB Linearität	$U_{IA}$	1,2	0,6		V
$U_{IA}$ für 1/4 LSB Linearität	$U_{IA}$	2,4	1,2		V
Eingangsstrom					
bei $U_{IA} = +U_{IR}$ in Sample Mode	$I_{IA}$		200	800	$\mu\text{A}$
bei $U_{IA} < -U_{IR}$ in Sample Mode	$I_{IA}$	-10		10	$\mu\text{A}$
$-U_{IR} < U_{IA} < +U_{IR}$ in Hold Mode	$I_{IA}$	-10		10	$\mu\text{A}$
Eingangskapazität					
bei $U_{IA} < -U_{IR}$	$C_{IA}$			35	pF

**Referenzeingänge**

Pos. Referenzspannung	$+U_{IR}$	-2		2,5	V
Neg. Referenzspannung	$-U_{IR}$	-2,5		2	V
Referenzwiderstand	$64 R$	96	128	256	$\Omega$

**Digitalteil****Strobeingang**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$	-1,1	-0,9	-0,6	V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$	-2,0	-1,7	-1,5	V
H-Eingangsstrom	$I_{IH}$	5	30	100	$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom	$I_{IL}$	5	30	100	$\mu\text{A}$

**Datenausgänge**

100  $\Omega$  gegen -2 V

H-Ausgangsspannung	$U_{QH}$	-1,1	-0,9	-0,6	V
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	-2,0	-1,7	-1,5	V

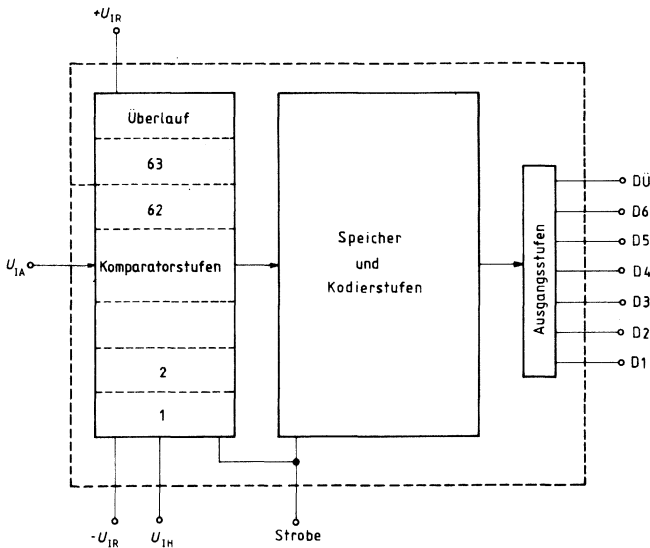
Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
<b>Dynamische Parameter</b>					
Aperturreizeit	$t_d$		2		ns
Apertur Jitter			25		ps
Strobezeit	$t_{Strobe}$		8	10 <sup>1)</sup>	ns
Signalübergangszeit <sup>2)</sup>	$t_{TLH Qmax}$		9		ns
Signalübergangszeit <sup>2)</sup>	$t_{THL Qmin}$		11		ns
Abtastfrequenz	$f_{Strobe}$	50			MHz

- 1) Eine Überschreitung dieses Wertes bei Abtastfrequenzen niedriger als 50 MHz ist durchaus zulässig, sofern die verbleibende Haltezeit zur sicheren Datenübernahme ausreicht.
- 2) Die Datenübernahme in die nachfolgende Schaltung sollte mit einer Verzögerung  $t_D$  gegenüber der steigenden Strobeflanke im Bereich

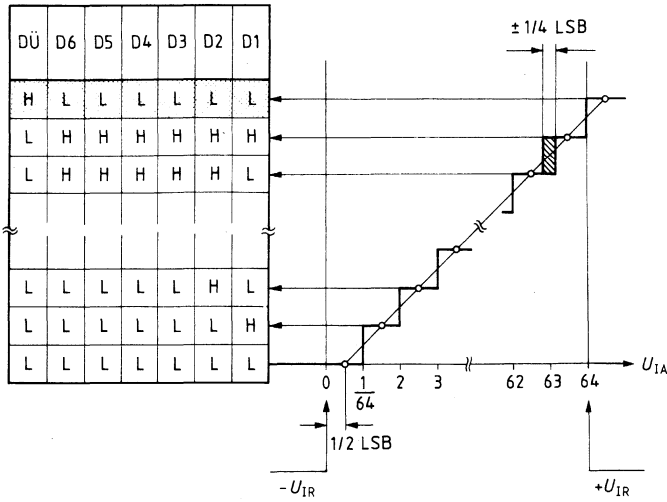
$$t_{TLH Qmax} + t_{Hold/2} < t_D < t_{Hold} + t_{THL Qmin}$$

erfolgen.

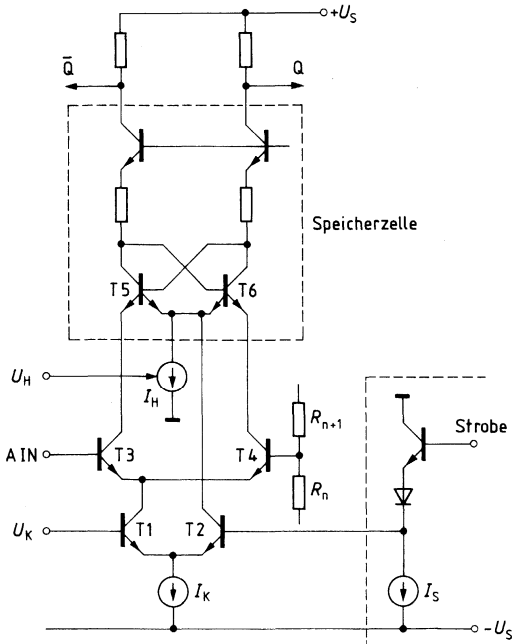
**Blockschaltbild**



Übertragungscharakteristik und Logiktabelle



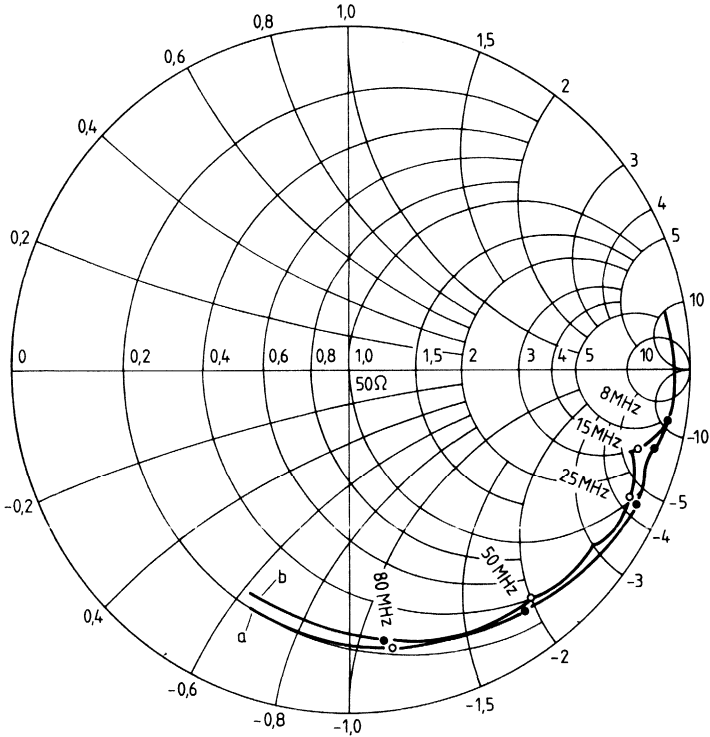
Eingangsstufe



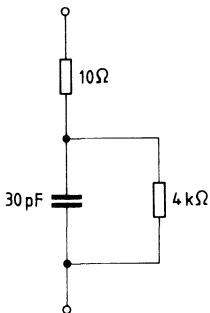


**Smith Diagramm**

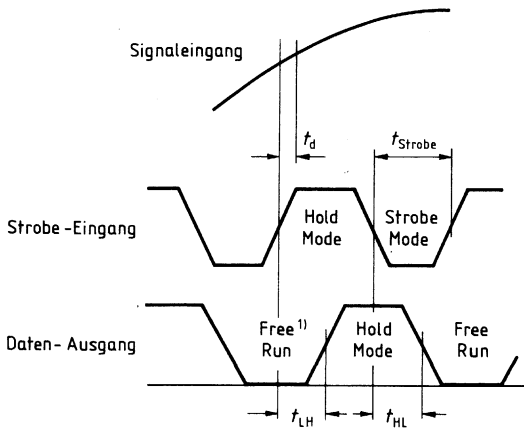
- a) Ortskurve der Eingangsimpedanz
- b) Ortskurve der Ersatzschaltung



**Ersatzschaltung**

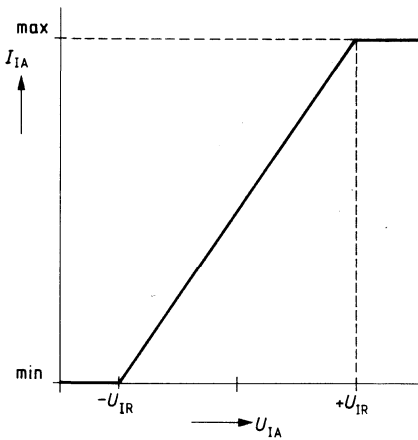


**Impulsdiagramm des Strobe-Eingangs und der Daten-Ausgänge**

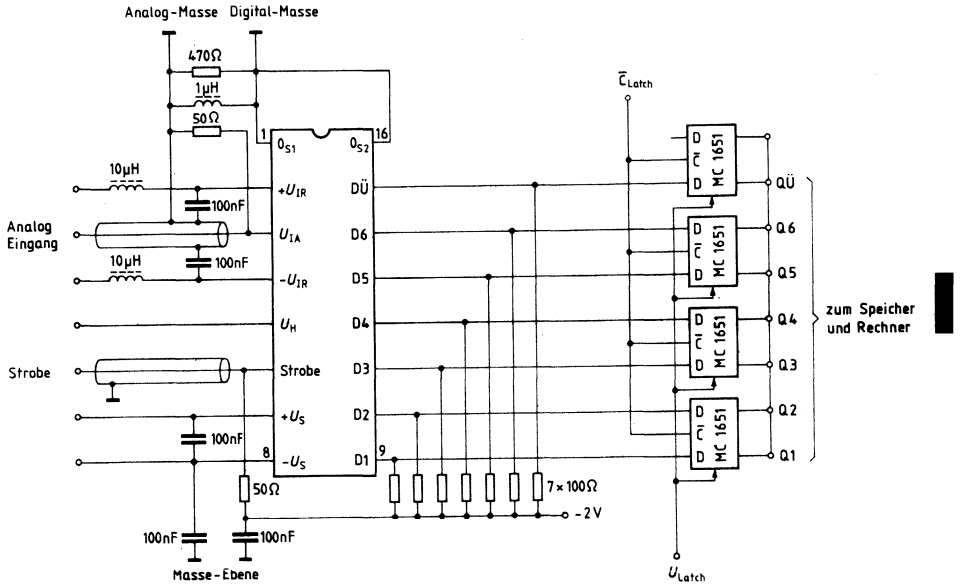


<sup>1)</sup> nicht definierte Ausgangspegel

**Abhängigkeit des Eingangsstroms von der Eingangsspannung**



Meßschaltung



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☒ SDA 5200 N	Q67000-A2242	C-DIP-16
☒ SDA 5200 S	Q67000-A2243	C-DIP-16
SDA 5200 AN	Q67000-A8231	C-DIP-16
SDA 5200 AS	Q67000-A8232	C-DIP-16

Der SDA 5200 ist ein ultraschneller A/D-Umsetzer mit einer Auflösung von 6 Bit und Überlaufausgang, der bei einer Kaskadierung einen einfachen Aufbau von 7-bit- bzw. 8-bit-A/D-Umsetzern ermöglicht (siehe Anwendungsschaltung).

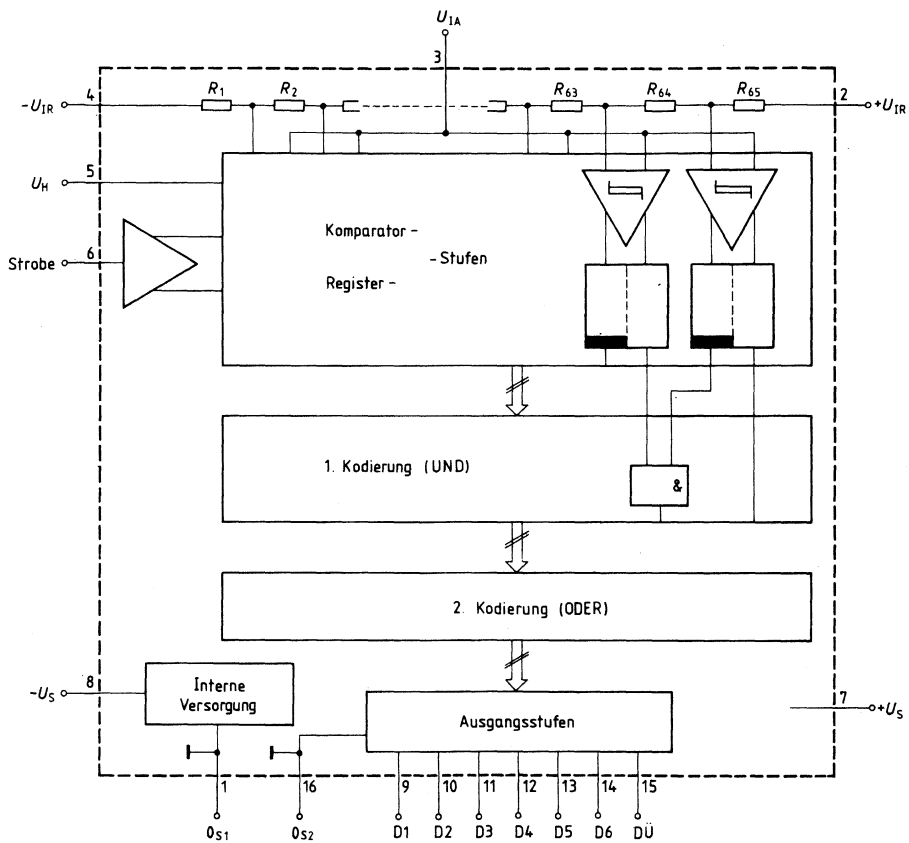
Neben einer garantierten Abtastfrequenz von 100 MHz bzw. 75 MHz (A-Version) und einer hervorragenden Linearität zeichnet sich der SDA 5200 durch eine große analoge Bandbreite aus, die von der Analogseite her den Einsatz bis zur Grenze des Nyquist-Abtasttheorems ermöglicht.

Der SDA 5200 ist pinkompatibel zum SDA 6020.

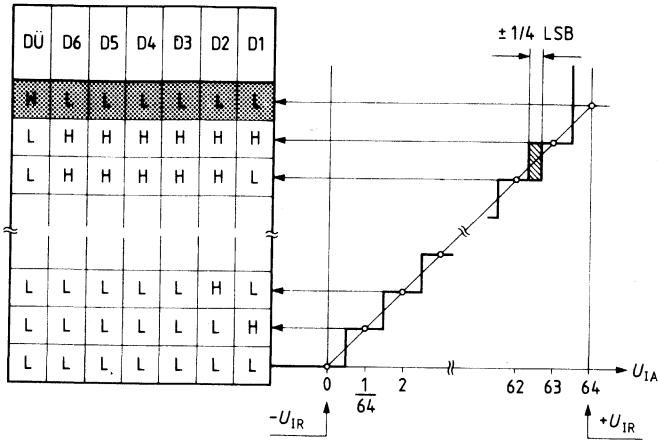
#### Haupteigenschaften

- Abtastfrequenz 100 MHz bzw. 75 MHz (A-Version)
- Auflösung 6 Bit (1,6%)
- Überlaufausgang (siebtes Bit) mit gleichzeitiger Sperre der restlichen Ausgänge (SDA 5200 N; AN), daher einfache Kaskadierung für 7- bzw. 8-bit-A/D-Wandler
- Große analoge Bandbreite (140 MHz)
- Hohe Slew-rate der Eingangsstufen (typ. 0,5 V/ns)
- Verarbeitung von Analogsignalen bis zur Nyquist Grenze
- Linearität  $\pm 1/4$  LSB
- Kein Sample und Hold erforderlich
- Dynamische Ansteuerung der Referenzeingänge für analoge Addition und Multiplikation
- Verlustleistung 550 mW
- ECL-kompatibel
- Logikkompatible Speisespannung +5 V; -5,2 V

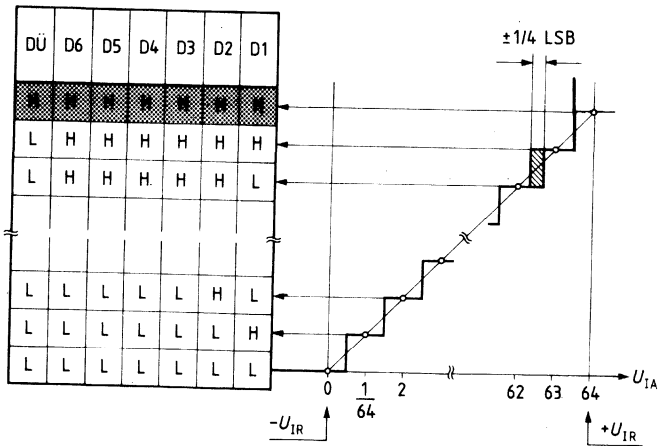
Blockschaltbild



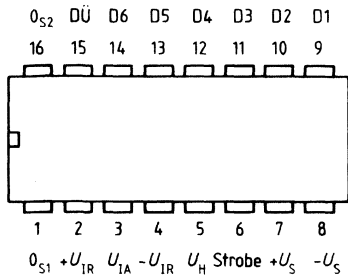
**Signaltabelle SDA 5200 N, SDA 5200 AN**



**Signaltabelle SDA 5200 S, SDA 5200 AS**



**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	0 <sub>S1</sub>	Digitalmasse 1
2	+U <sub>IR</sub>	pos. Referenzspannung (+2 V)
3	U <sub>IA</sub>	analoger Signaleingang (max. +2 V; -3 V)
4	-U <sub>IR</sub>	neg. Referenzspannung (-3 V)
5	U <sub>IHy</sub>	Hysteresesteuerung (0 V bis +2,5 V)
6	Strobe	Strobeeingang (ECL)
7	+U <sub>S</sub>	pos. Speisespannung (+5 V)
8	-U <sub>S</sub>	neg. Speisespannung (-5,2 V)
9 bis 14	D1 bis D6	Datenausgänge Bit 1 bis 6 (ECL)
15	DÜ	Überlaufausgang
16	0 <sub>S2</sub>	Digitalmasse 2

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$+U_S$	-0,3	6,0	V
Speisespannung	$-U_S$	-6,0	0,3	V
Eingangsspannungen	$U_{I_A} + U_{I_R}, -U_{I_R}$	-3,5	2,5	V
Strobe	$U_{Strobe}$	$-U_S$	0	V
Hysteresesteuerung	$U_{I_{Hy}}$	0	3,0	V
Spannungsdifferenz	$0_{S1} - 0_{S2}$	-0,5	0,5	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	0	70	°C
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		70	K/W

**Kenndaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	------	------	------	---------

**Stromversorgung**

pos. Speisespannung	$+U_S$	4,5	5,0	5,5	V
neg. Speisespannung	$-U_S$	-5,7	-5,2	-4,7	V
Stromaufnahme					
bei $+U_S = +5,0\text{ V}$ , $U_{I_A} \leq -U_R$	$I_{S+}$		50	80	mA
bei $-U_S = -5,2\text{ V}$ , $U_{I_A} \leq -U_{I_R}$	$I_{S-}$		55	80	mA

**Analogteil****Signaleingang**

Max. Eingangsspannung	$U_{I_{Amax}}$	$-U_{I_{Rmin}}$		$+U_{I_{Rmax}}$	V
$U_{I_{Amax}} =  (+U_{I_{Rmax}}) - (-U_{I_{Rmin}}) $				5	V
$U_{I_A}$ für 6-bit-Auflösung			0,3		V
$U_{I_A}$ für 1/2 LSB Linearität		1,2	0,6		V
$U_{I_A}$ für 1/4 LSB Linearität		2,4	1,2		V
Eingangsstrom					
bei $U_{I_A} = +U_{I_R}$	$I_{I_A}$		150	500	µA
bei $U_{I_A} < -U_{I_R}$	$I_{I_A}$	-500		500	nA
Eingangskapazität					
bei $U_{I_A} < -U_{I_R}$	$C_{I_A}$		25		pF

**Referenzeingänge**

pos. Referenzspannung	$+U_{I_R}$	-2,5		2	V
neg. Referenzspannung	$-U_{I_R}$	-3,0		1,5	V
Referenzwiderstand	$R_{REF}$	96	128	195	Ω



**Kenndaten (Fortsetzung)**

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	------	------	------	---------

**Digitalteil  
Strobeingang**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$	-1,1	-0,9	-0,6	V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$	-2,0	-1,7	-1,6	V
H-Eingangsstrom	$I_{IH}$		6	50	$\mu$ A
L-Eingangsstrom	$I_{IL}$		6	50	$\mu$ A

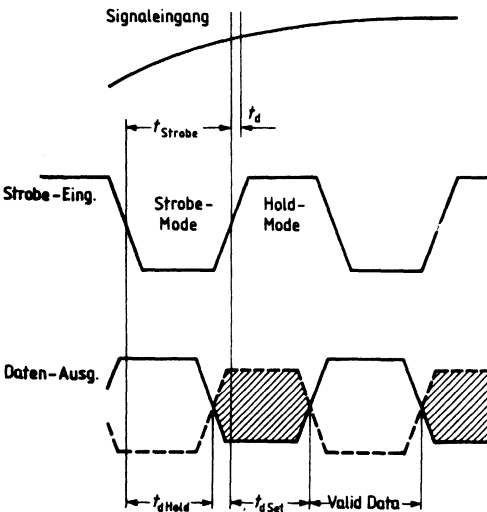
**Datenausgänge**  
100  $\Omega$  gegen -2 V

H-Ausgangsspannung	$U_{QH}$	-1,1	-0,9	-0,7	V
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	-2,0	-1,7	-1,5	V

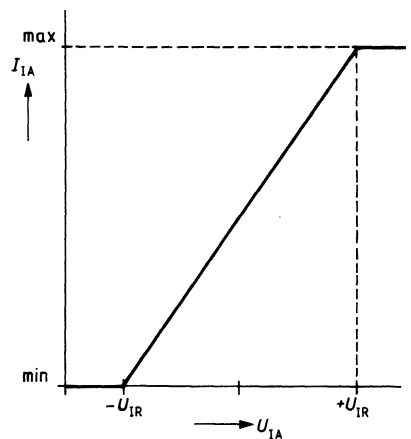
**Dynamische Parameter**

Aperturzeit	$t_d$		2		ns
Apertur Jitter			25		ps
Strobezeit	$t_{Strobe}$		5		ns
Signalübergangszeit SDA 5200 N; S	$t_{d\ Hold}$		12	17	ns
Signalübergangszeit SDA 5200 AN; AS	$t_{d\ Hold}$		13	20	ns
Signalübergangszeit SDA 5200 N; S	$t_{d\ Set}$		12	17	ns
Signalübergangszeit SDA 5200 AN; AS	$t_{d\ Set}$		14	20	ns
max. Abtastfrequenz SDA 5200 N; S	$f_{Strobe}$	100			MHz
max. Abtastfrequenz SDA 5200 AN; AS		75	80		MHz
max. Slewrate	S		0,5		V/ns
Bandbreite (-3 dB)	B		140		MHz

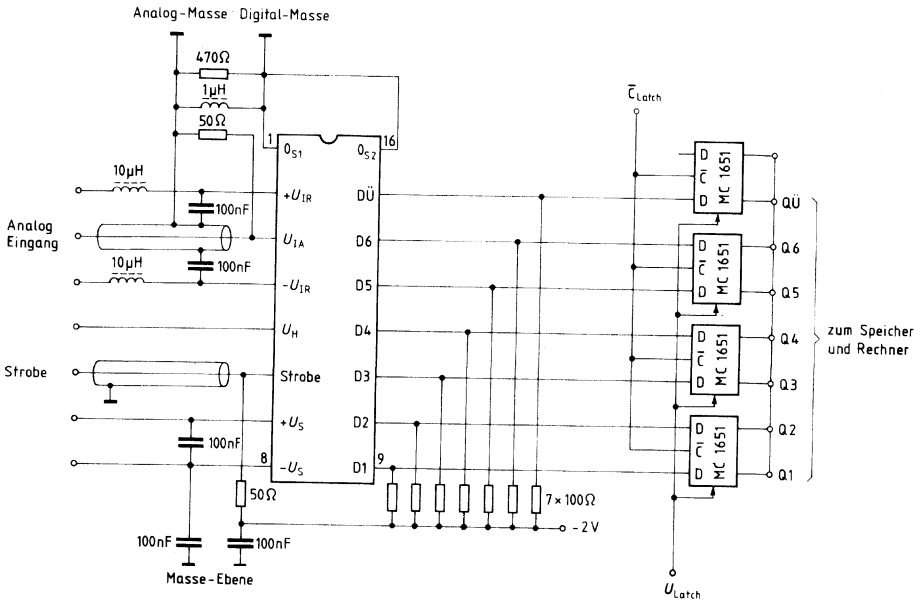
**Impulsdiagramm des Strobe Eingangs und der Daten-Ausgänge**



**Abhängigkeit des Eingangsstroms von der Eingangsspannung**

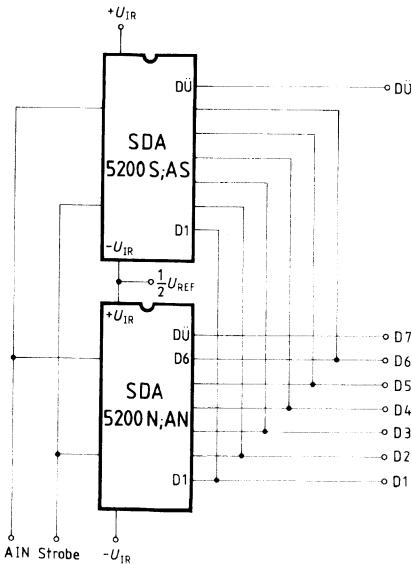


**Meßschaltung**



**Anwendungsschaltung**

7-bit-A/D-Wandler mit SDA 5200 S; AS und SDA 5200 N; AN



Vorläufige Daten

Bipolare Schaltung

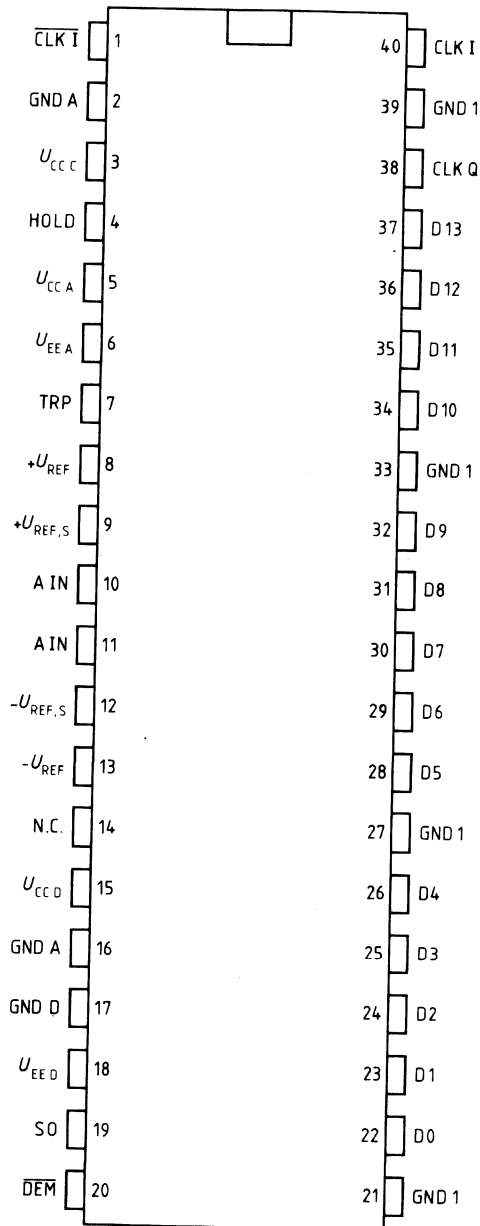
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 8200	Q67000-A8164	C-DIP-40

Der SDA 8200 ist ein ultraschneller A/D-Umsetzer nach dem Parallelverfahren mit einer Auflösung von 6 Bit, einer garantierten Abtastfrequenz von 300 MHz und einer hohen Leistungsfähigkeit bis zu 150-MHz-Full-Scale-Eingang.

**Besondere Merkmale**

- 300-MHz-Abtastfrequenz
- 5,4 Bit effektiv ( $f_{\text{analog}} = 100 \text{ MHz}$ )
- max. Linearitätsfehler  $\pm 0,25 \text{ LSB}$
- Eingangsspannungsbereich  $\pm 1 \text{ V}$
- Eingangskapazität 12 pF
- Optionell 2:1 gemultiplexte Ausgangsdaten
- Kein Pipelining im „Transparent Mode“
- Taktausgang zur Anzeige, daß Daten bereit sind
- Überlauf-Ausgang

**Bild 1**  
**Anschlußanordnung**  
 (Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

<b>Anschluß</b>	<b>Bezeichnung</b>	<b>Symbol</b>	<b>Funktion</b>
10, 11	Analogeingang	AIN	Eingänge für das zu digitalisierende Signal. Um die parasitäre Induktivität zu verringern, werden zwei Anschlüsse verwendet.
13, 12, 8, 9	Referenz- eingänge	$-U_{REF}$ $-U_{REF, S}$ $+U_{REF}$ $+U_{REF, S}$	Unteres und oberes Ende der Kette von Referenzwiderständen. Die Eingänge können entweder als Meß- und Überwachungsanschluß für eine Kelvin-Verbindung verwendet oder zur Minimierung des parasitären Widerstandes parallelgeschaltet werden.
40, 1	Umwandlungs- Takt	CLKI, $\overline{\text{CLKI}}$	Jede ansteigende Flanke eines an CLK I angelegten Signals bewirkt das Abtasten des Analogsignals. Es können entweder ECL (Differenz- oder Eintaktsignale) oder sinusförmige Taktsignale verwendet werden.
38	Takt-Ausgang	CLKQ	Liefert ein ECL-Signal, das zur Steuerung der Übertragung der digitalen Ausgangssignale zu den folgenden Schaltkreisen verwendet werden kann (nicht im Transparent-Mode verfügbar). Bei Demultiplex-Betrieb beträgt die Frequenz von CLK Q die Hälfte der Abtastfrequenz (siehe „Betriebsarten“).
22, 23, 24, 25, 26, 28, 29	Ausgangs- wort 1	D0...D6	ECL-Ausgang einschließlich Überlaufbit (D6), gültig nur im Demultiplex-Betrieb. In dieser Betriebsart wird das erste Digitalwort von jeweils zwei aufeinanderfolgenden Abtastwerten mit einer Taktfrequenz geliefert, welche die Hälfte der Abtastfrequenz beträgt. In den direkten Betriebsarten sind diese Ausgänge nicht definiert.
30, 31, 32, 34, 35, 36 37	Ausgangs- wort 2	D7...D13	ECL-Ausgänge (D13 Überlauf), welche das zweite Wort eines Doppelwortes im Demultiplexbetrieb liefern. In den direkten Betriebsarten erscheinen die digitalen Daten an diesen Ausgängen mit einer Taktfrequenz, die der Abtastfrequenz entspricht.

## Anschlußbelegung (Fortsetzung)

Anschluß	Bezeichnung	Symbol	Funktion
19	Überlauf Setzen	SO	Ein logischer H-Pegel an diesem ECL-Eingang oder das Verbinden dieses Anschlusses mit Masse (GND D) bewirkt, daß das Überlauf-Bit auf H und die Datenbits auf L liegen, wenn das Analogsignal die obere Komparator-Schwelle übersteigt. Wenn der Anschluß nicht beschaltet ist oder auf L liegt, bleiben die Datenbits bei einem Überlauf auf H.
20	Demultiplex- Betrieb	$\overline{\text{DEM}}$	Wird dieser Anschluß auf H gelegt oder mit Masse (GND D) verbunden, wird das Bauteil in die direkte Betriebsart geschaltet.
7	Transparent- Betrieb	TRP	Ein logischer H-Pegel (oder GND D) an diesem Eingang schaltet das Bauteil in den Transparent-Modus (kein Pipelining). In dieser Betriebsart sind die Eingänge DEM und HOLD wirkungslos. Es wird kein Takt ausgegeben.
4	Datenwort halten	HOLD	Ein H-aktiver ECL-Eingang, der den Datentransport zu den Ausgängen (D0-D13) sofort anhält und die Ausgabe des Taktes sperrt. Das letzte Datenwort bleibt am Ausgang anliegen und CLK Q wird auf L-Pegel gelegt. Im direkten Betrieb erscheinen die ersten gültigen Daten zusammen mit dem Ausgangstakt eines Taktzyklus, nachdem HOLD freigegeben wurde. Im Demultiplex-Betrieb erscheinen der Takt und die gültigen Daten nach zwei Umwandlungs-Taktzyklen, wobei das erste Datenwort (das dem ersten Abtastwert entspricht, nachdem HOLD auf L gelegt wurde) immer an D0-D6 liegt. HOLD ist im Transparent-Modus wirkungslos.
5, 6, 2, 16	Speisespannung Analogteil	$U_{CCA}, U_{EAA},$ GND A	} Versorgungsspannungen
15, 18, 17	Speisespannung Digitalteil	$U_{CCD}, U_{EED},$ GND D	
3	Speisespannung Takt	$U_{CCC}$	
21, 27 33, 39	Ausgangs- Masse	GND 1	Masseanschluß für die Emitterfolger in den ECL-Ausgangsstufen

### Beschreibung des Schaltkreises

Die A/D-Wandlung wird von 64 Komparatoren durchgeführt, die parallel zum Analogeingang AIN liegen. Das Signal wird gleichzeitig mit 64 gleich abgestuften Referenzspannungen verglichen, welche durch die Widerstandskette  $R_1 \dots R_{65}$  geliefert werden. Mit der ansteigenden Flanke des Umwandlungs-Taktes CLK I wird das Ergebnis des Vergleichs im ersten Komparator-Latch gespeichert und anschließend an ein zweites Latch übergeben (Pipelining). Das digitale Ergebnis des Vergleichs liegt dann am Ausgang des Komparators im sog. Thermometercode an. Die Binärdarstellung des Abtastwertes wird in drei nachfolgenden Codierstufen erzeugt, und der 300-MHz-Ausgangs-Datenstrom wird optionell von einem Demultiplexer in zwei 150-MHz-Kanäle geteilt, die durch zwei parallele Ausgangstreiber in ECL-Pegel umgewandelt werden. Alle Taktsignale für das Pipelining und die Demultiplex-Stufen werden intern durch eine Takt-/Treiber-Schaltung erzeugt, die über CLK I mit dem externen Umwandlungs-Takt verbunden ist. Ein Taktsignal zur Übertragung der Ausgangsdaten an darauffolgende Schaltkreise liegt an CLK Q an. Wenn der Pipeline-Betrieb jedoch nicht vorteilhaft ist (z. B. bei zweistufigen Umsetzern), können alle internen Latches, die auf die Komparatoren folgen, über den Programmier-Eingang TRP in den Transparent-Mode geschaltet werden. So verursacht jeder Codier-Befehl nach einer kurzen Verzögerung das Erscheinen des entsprechenden Ausgangssignals.

### Takteingänge (CLK I)

Die Takteingänge müssen mit Differenz-ECL-Pegel angesteuert werden **Bild 3a**. Da CLK I intern auf  $-1,32$  V gelegt ist, ist es auch möglich, CLK I unsymmetrisch zu verwenden. Bei dieser Konfiguration wird ein Überbrückungskondensator von CLK I nach GND C empfohlen.

In diesem Fall muß der Takt bezogen auf die interne Referenzspannung stabil sein, damit die spezifizierten Zeitabläufe ( $t_{WH, CLK I}$ ,  $t_{WL, CLK I}$ ) über den Betriebsbereich sichergestellt sind. Bei einem dauernd anliegenden Eingangstakt wird die in **Bild 3b** gezeigte Konfiguration empfohlen. Es kann dann ein kapazitiv gekoppelter Sinus-Takt (300 V Spitze-Spitze typ.) ohne Verminderung der Leistung eingesetzt werden (**Bild 3c**).

### Analog- und Referenzeingänge

Der Eingangsspannungsbereich wird durch die Spannungen bestimmt, die oben ( $+U_{REF}$ ) und unten ( $-U_{REF}$ ) an die Widerstandskette angelegt werden. Durch zwei Anschlüsse für jede Spannung ist eine Kelvin-Beschaltung möglich (sense, force), wenn höchste Präzision erforderlich ist. Andernfall sorgt die parallele Verbindung dieser Anschlüsse für geringe parasitäre Widerstände. Da die Eingangskapazität mit 12 pF sehr gering und unabhängig von der Eingangsspannung ist, kann der Analogeingang aus einer normalen 50- $\Omega$ -Quelle betrieben werden, und der Eingangsspannungsbereich kann symmetrisch zu Masse eingestellt werden.

### Stromversorgung

Die Stromversorgung teilt sich in drei Teile auf. Die Speisespannung für den Analogteil,  $U_{CC A}$ ,  $U_{EE A}$ , ist mit den ersten Komparator-Stufen verbunden, die Speisespannung für den Digitalteil,  $U_{CC D}$ ,  $U_{EE D}$ , versorgt den Codierer, Demultiplexer und die Ausgangsstufen, und zur Trennung der großen und von Störungen überlagerten Treiber-Ströme von der restlichen Stromversorgung wurde eine spezielle Takt-Speisespannung  $U_{CC C}$  vorgesehen. Zusätzlich dazu ist eine getrennte Rückleitung GND 1 für die Ströme der Ausgangsemittlerfolger vorhanden.

### Betriebsarten

Das Analogsignal wird mit jeder ansteigenden Flanke des Taktsignals CLK I abgetastet. Durch Programmierung der Eingänge TRP und DEM können drei verschiedene Ausgangs-Betriebsarten gewählt werden:

#### a) Direkter Modus (Bild 4)

Die Ausgangsdaten erscheinen mit einer der Abtastrate entsprechenden Wortrate an den Ausgängen D7...D13. Der logische Zustand der Ausgänge D0...D6 ist nicht definiert.

Es kann eine von zwei Unter-Betriebsarten gewählt werden:

##### (I) Normalbetrieb (TRP auf Low, DEM auf High)

Wegen des internen Pipelining erscheinen die Ausgangsdaten einen Taktzyklus nach der ansteigenden Flanke von CLK I (zum Abtastzeitpunkt). CLK Q liefert ein Taktsignal mit derselben Frequenz wie CLK I.

##### (II) Transparent-Betrieb (TRP auf High)

Nach einem Abtast-Befehl erscheinen die zugehörigen Ausgangsdaten sofort mit einer Verzögerung von weniger als 7 ns. Es ist kein Ausgangstakt verfügbar.

#### b) Demultiplexer-Modus (TRP auf Low, DEM auf Low, Bild 5)

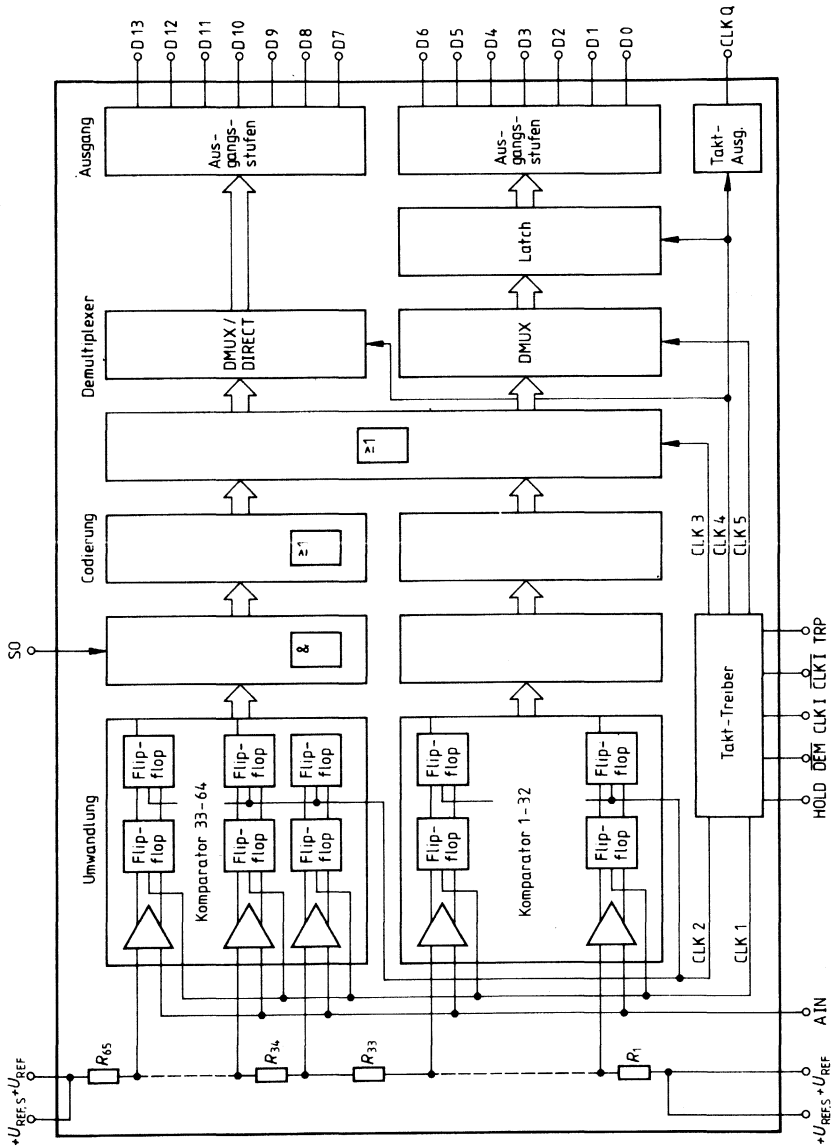
Die zwei aufeinanderfolgenden Abtastwerten entsprechenden Ausgangsworte erscheinen mit der halben Taktrate des Umwandlungstaktes CLK I gleichzeitig an den Ausgängen D0...D6 und D7...D13. Nach einem HOLD-Impuls liegt das zum ersten Abtastwert gehörende Wort immer an D0...D6 an, und die Verzögerung zwischen dem ersten Abtastwert und dem Ausgang beträgt zwei Zyklen des Umwandlungstaktes CLK I. An CLK Q liegt synchron zu den Ausgangsdaten ein Taktsignal mit der halben Frequenz des Umwandlungstaktes.

In allen Betriebsarten kann das Ausgabeformat für den Überlauf-Status über den Eingang S0 programmiert werden. Das Anlegen eines H-Pegels an S0 bewirkt, daß die Überlauf-Bits (D6, bzw. D13) auf H-Pegel bleiben und die Datenbits (D0...D5, bzw. D7...D12) auf L-Pegel gehen, wenn das Analogsignal die Schwelle von Komparator 64 überschreitet. Wenn S0 auf L-Pegel gelegt oder nicht angeschlossen wird, bleiben bei einem Überlauf alle Daten- und Überlauf-Bits auf H-Pegel (**Bild 6**).

Mit dem HOLD-Eingang kann der Strom der digitalen Ausgangsdaten angehalten werden, und es kann mit definierten Ausgangsbedingungen neu gestartet werden. Der HOLD-Eingang ist im Transparent-Modus gesperrt.



Bild 2  
Blockschaltbild



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Pos. Speisespannungen	$U_{CC A}$ $U_{CC D}$ $U_{CC C}$	-0,3	6,0	V
Neg. Speisespannungen	$U_{EE A}$ $U_{EE D}$	-6,0	0,3	V
Analoge Eingangsspannungen	$+U_{REF}$ $-U_{REF}$ $U_{AIN}$	-2,5 <sup>1)</sup>	1,5	V
Digitale Eingangsspannungen	$U_{CLK 1}$ $U_{CLK 1}$ $U_{DEM}$ $U_{SO}$ $U_{TRP}$	-3,0	0,3	V
Ausgangsstrom	$I_{D0 \dots D13}$		20	mA
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	°C
Umgebungstemperatur (ohne Kühlkörper)	$T_U$	-25	50	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-40	125	°C
Wärmewiderstand Sperrschicht-Umgebung (ohne Kühlkörper)	$R_{th JU}$		45	K/W

<sup>1)</sup> Referenzspannungen kleiner als -2 V dürfen nicht ohne anliegende negative Speisespannung angelegt werden.

**Kenndaten**

$U_{CC A}, U_{CC D}, U_{CC C} = 5 V \pm 5\%$ ,  $U_{EE A}, U_{EE D} = -4,5 V \pm 5\%$ ,  
 $T_I = 25^\circ C$  bis  $125^\circ C$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
<b>Stromversorgung</b>					
Pos. Speiseströme	$I_{UCC A}$		50		mA
	$I_{UCC D}$		65		mA
	$I_{UCC C}$		35		mA
Pos. Gesamtspeisestrom	$I_{CC}$			170	mA
Neg. Speiseströme	$I_{UEE A}$		45		mA
	$I_{UEE D}$		125		mA
Neg. Gesamtspeisestrom	$I_{EE}$			180	mA
Leistungsaufnahme	$P_D$		1,5	1,8	W
Zulässige Speisespannungsabweichung	$\Delta U_{CC}, \Delta U_{EE}$			100	mV

**Analogteil**

Signaleingang					
Spannungsbereich	$U_{AIN}$	-2		1	V
Max. Eingangsstrom	$I_{AIN}$		500	700	$\mu A$
$U_{AIN} = +U_{REF}$					
Eingangskapazität	$C_I$		12		pF

**Referenzeingänge**

Referenzspannungen <sup>1)</sup>	$+U_{REF}, -U_{REF}$	-2		1	V
Referenzwiderstand	$R_{REF}$		120		$\Omega$
Temperaturkoeffizient des Referenzwiderstandes	$TC$		1,7		$10^{-3}/K$

**Digitalteil****Logische Pegel**

H-Eingangsspannung <sup>2)</sup>	$U_{IH}$	-1,165			V
L-Eingangsspannung <sup>2)</sup>	$U_{IL}$			-1,475	V
H-Ausgangsspannung <sup>3)</sup>	$U_{OH}$	-1,025		-0,88	V
$R_L = 100 \Omega$					
L-Ausgangsspannung <sup>3)</sup>	$U_{OL}$	-1,810		-1,620	V
$R_L = 100 \Omega$					

**Takteingänge<sup>4)</sup>**

Eingangsstrom	$I_{CLK I}$			20	$\mu A$
Max. Taktfrequenz	$f_{C max}$	300	350		MHz
Aperturverzögerung	$t_A$		1		ns
Hold-Zeit	$t_{WH, CLK I}$	1,2			ns
Strobe-Zeit	$t_{WL, CLK I}$	1,2			ns

1)  $+U_{REF}$  muß positiver sein als  $-U_{REF}$

2) gilt für DEM, SO, HOLD, TPR

3) gilt für CLK Q, D0...D13

4) siehe „Beschreibung des Schaltkreises“

**Kenndaten**

$U_{CC A}, U_{CC D}, U_{CC C} = 5 \text{ V} \pm 5\%$ ,  $U_{EE A}, U_{EE D} = -4,5 \text{ V} \pm 5\%$ ,  
 $T_j = 25^\circ\text{C}$  bis  $125^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	------	------	------	---------

**Programmireingänge<sup>1)</sup>**

H-Eingangsstrom	$I_{IH}$		80		$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom	$I_{IL}$		60		$\mu\text{A}$

**Hold-Eingang**

Vorbereitungszeit	$t_{S, \text{HOLD}}$	0,5			ns
Rückfallzeit	$t_{R, \text{HOLD}}$	2			ns
High-Impuls-Breite	$t_{W, \text{HOLD}}$	1			ns

**Datenausgänge<sup>2)</sup>**

Gültigkeitsbereich der Ausgangsdaten					
Normalbetrieb	$t_{V, N}$	3	3,5		ns
$f_C = 250 \text{ MHz}$					
Transparent-Betrieb	$t_{V, T}$	2,5			ns
$f_C = 250 \text{ MHz}$					
Demultiplex-Betrieb	$t_{V, D}$	5	5,8		ns
$f_C = 300 \text{ MHz}$					
Ausgangsverzögerung					
Max. Frequenz	$t_{d, N}$	0,5			ns
Taktverzögerung LH	$t_{d, T}$			9	ns
Demultiplex-Betrieb	$t_{d, D}$	0			ns

**Taktausgang**

Max. Frequenz <sup>3)</sup>	$f_Q \text{ max}$		250		MHz
Taktverzögerung LH	$t_{dLH}$		6		ns
Taktverzögerung HL	$t_{dHL}$		5,5		ns

<sup>1)</sup> gilt für DEM, SO, HOLD, TPR

<sup>2)</sup> gilt für CLK Q, D0...D13

<sup>3)</sup> siehe „Beschreibung des Schaltkreises“

**Kenndaten**
 $U_{CC A}, U_{CC D}, U_{CC C} = 5 \text{ V} \pm 5\%, U_{EE A}, U_{EE D} = -4,5 \text{ V} \pm 5\%, T_U = +25^\circ \text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	------	------	------	---------

**Statische Nichtlinearität**

Integrale Nichtlinearität	<i>INL</i>			0,25	LSB
Differentiale Nichtlinearität	<i>DNL</i>			0,25	LSB

**Dynamische Leistungsmerkmale<sup>1)</sup>**

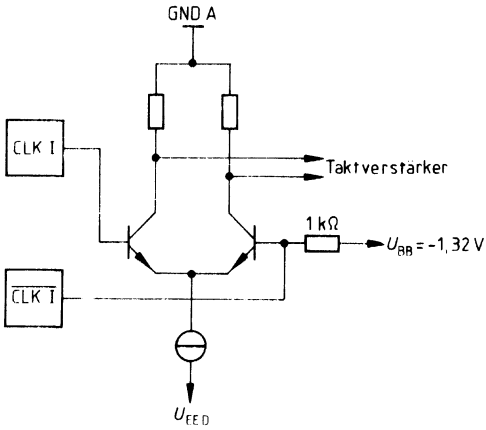
Großsignalbandbreite	$f_3$ dB		250		MHz
Effektive Auflösung <sup>2)</sup>					
$f_c = 300 \text{ MHz}, U_{AIN} = 2 V_{SS}$			5,9		Bit
$f_{AIN} = 10 \text{ MHz}$	5,6		5,8		Bit
$f_{AIN} = 50 \text{ MHz}$	5,3		5,4		Bit
$f_{AIN} = 100 \text{ MHz}$			5,0		Bit
$f_{AIN} = 150 \text{ MHz}$					
Signal-Rauschabstand <sup>3)</sup>	<i>SNR</i>				
$f_c = 300 \text{ MHz}, U_{AIN} = 2 V_{SS}$			37,5		dB
$f_{AIN} = 50 \text{ MHz}$	36		36,5		dB
$f_{AIN} = 100 \text{ MHz}$	35		37		dB
$f_c = 300 \text{ MHz}, U_{AIN} = 1 V_{SS}$			36		dB
$f_{AIN} = 50 \text{ MHz}$					
$f_{AIN} = 100 \text{ MHz}$					
Klirrfaktor	<i>THD</i>				
$f_{AIN} = 50 \text{ MHz}, U_{AIN} = 2 V_{SS}$			-44		dB
$f_{AIN} = 100 \text{ MHz}, U_{AIN} = 2 V_{SS}$			-39		dB

1) Gemessen in einem 50-Ω-Analogsystem bei 300 MHz Abtastrate (300 mV<sub>SS</sub> Sinus-Takt)

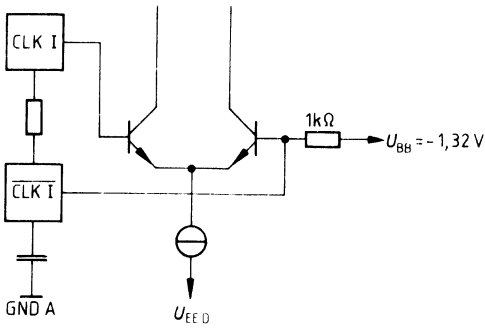
2) Enthält sowohl Rauschen als auch Oberwellen

3) Ohne den Einfluß von Oberwellen;  $b_{\text{eff}}$ , *SNR* (dB) und *THD* (dB) hängen zusammen über die Formel  $b_{\text{eff}} = \{-10 \log(10^{-\text{SNR}/10} + 10^{\text{THD}/10}) - 1,8\} / 6$

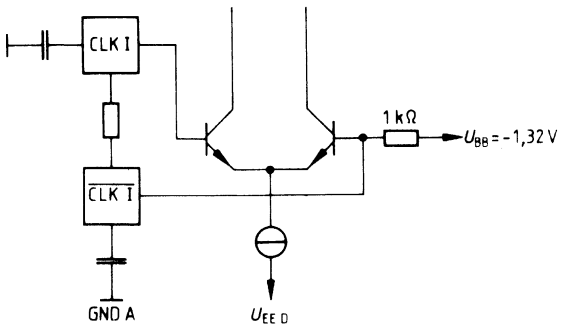
**Bild 3a**  
**Takteingang**



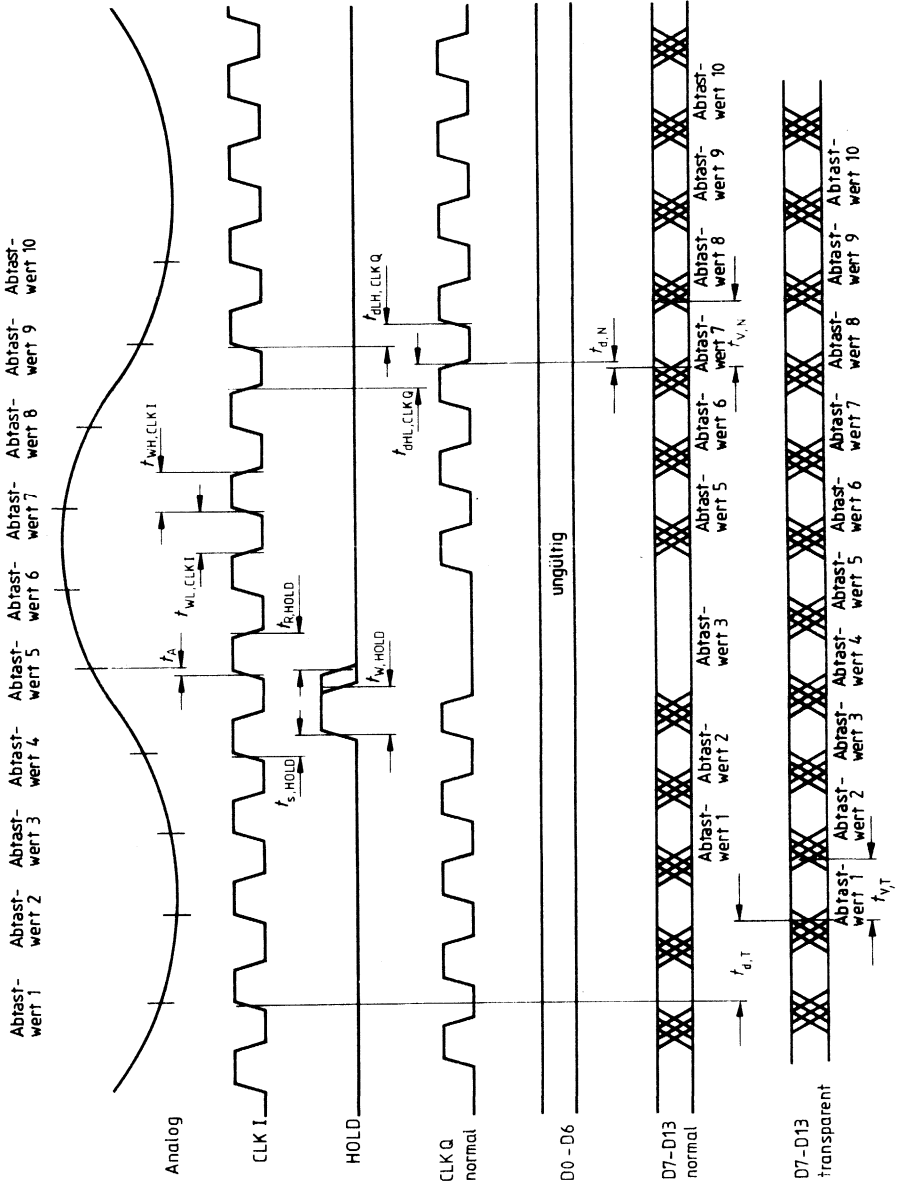
**Bild 3b**



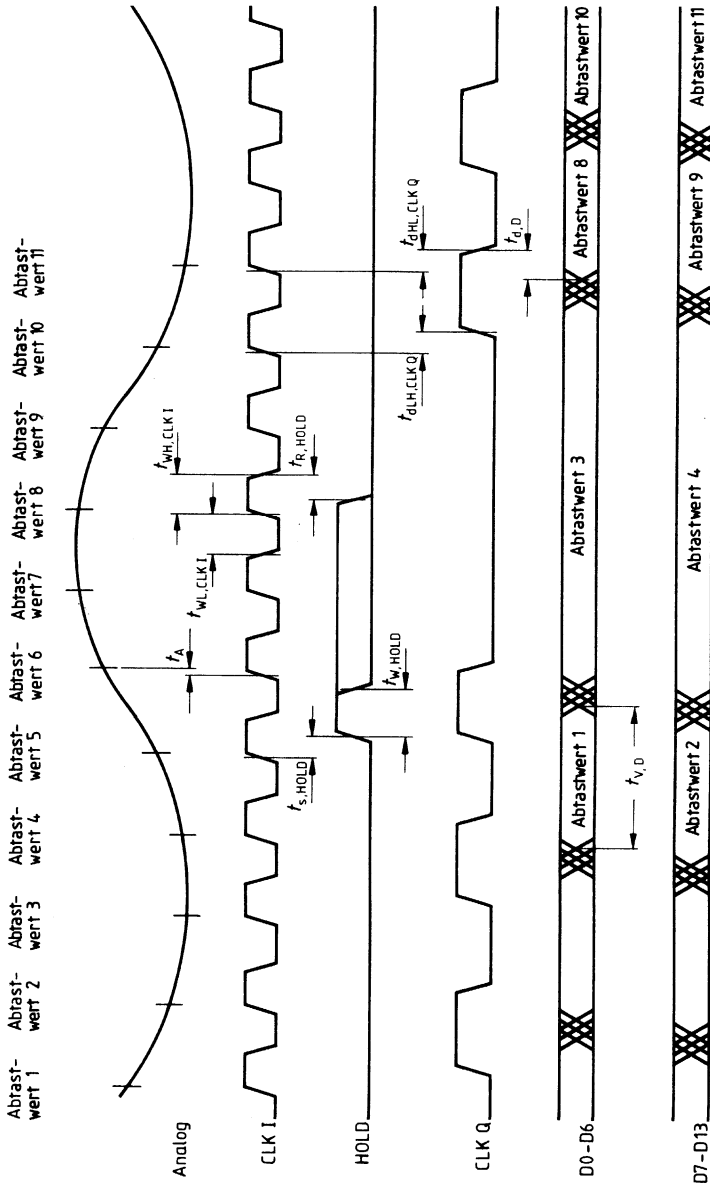
**Bild 3c**



**Bild 4**  
**Implusdiagramm für den direkten Betrieb**

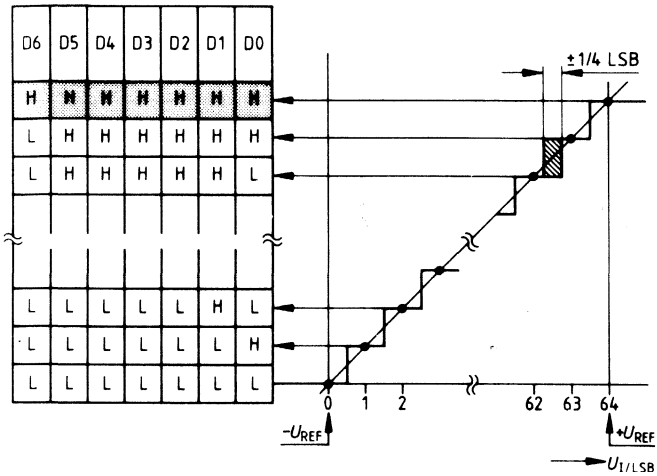


**Bild 5**  
**Demultiplex-Betrieb**

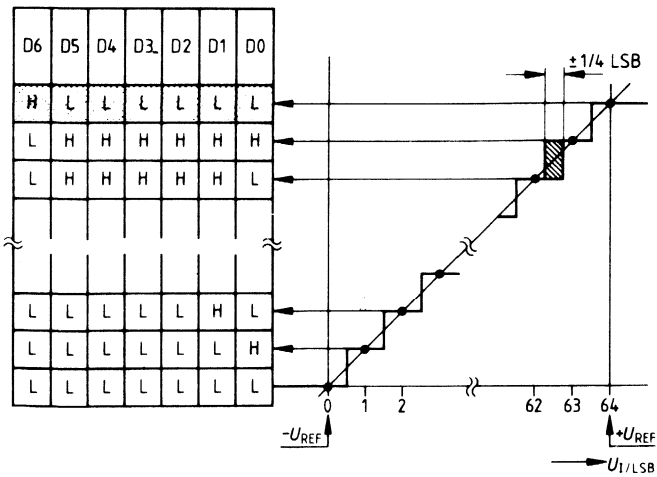




**Bild 6**  
**Übertragungscharakteristik und Wahrheitstabelle**

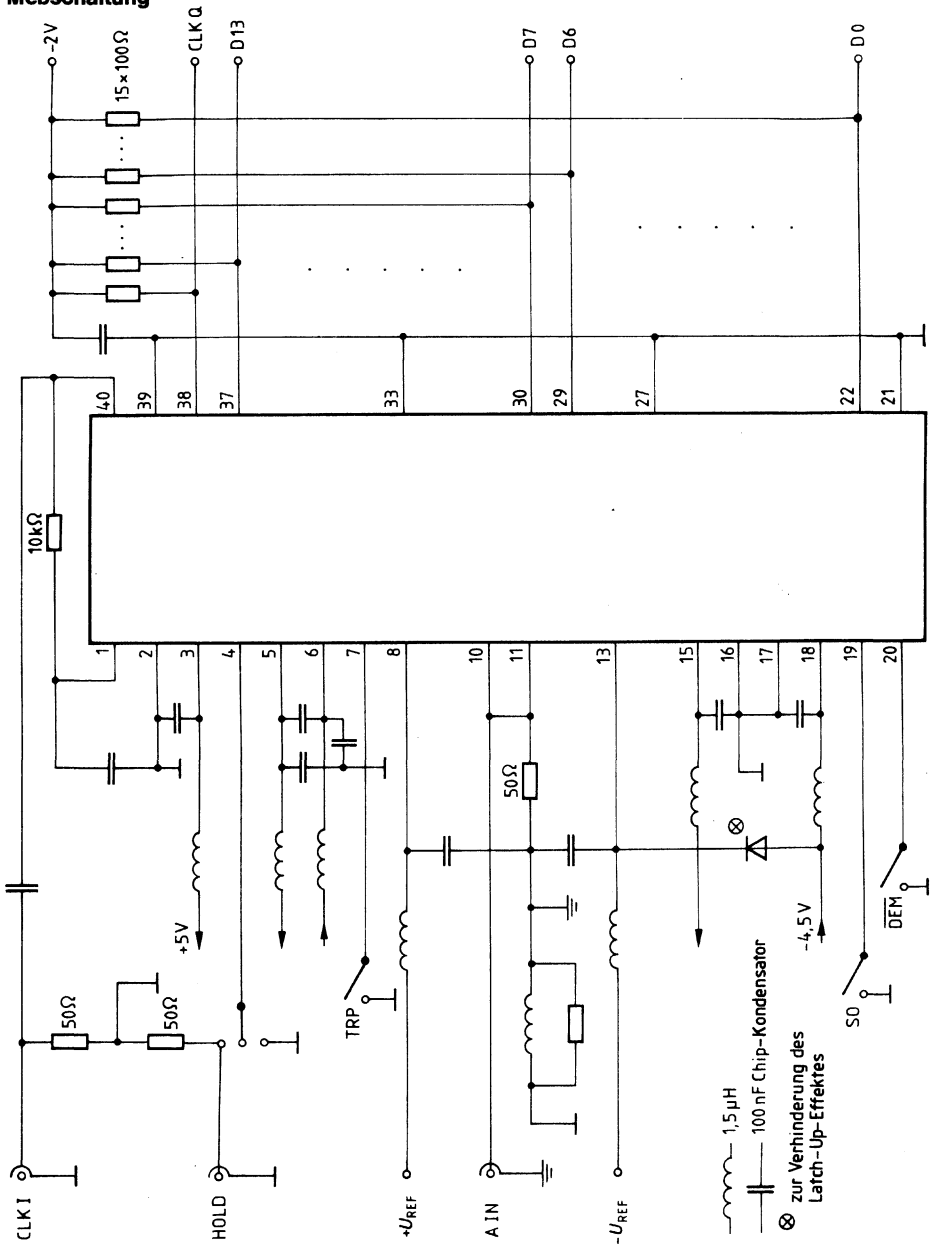


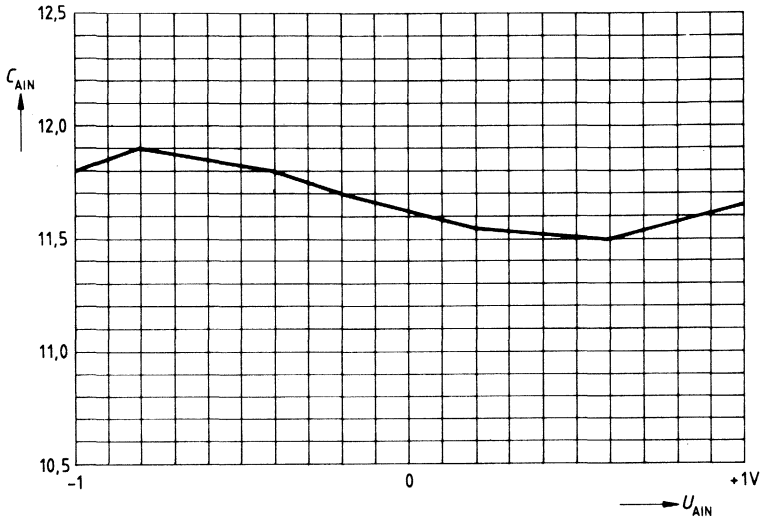
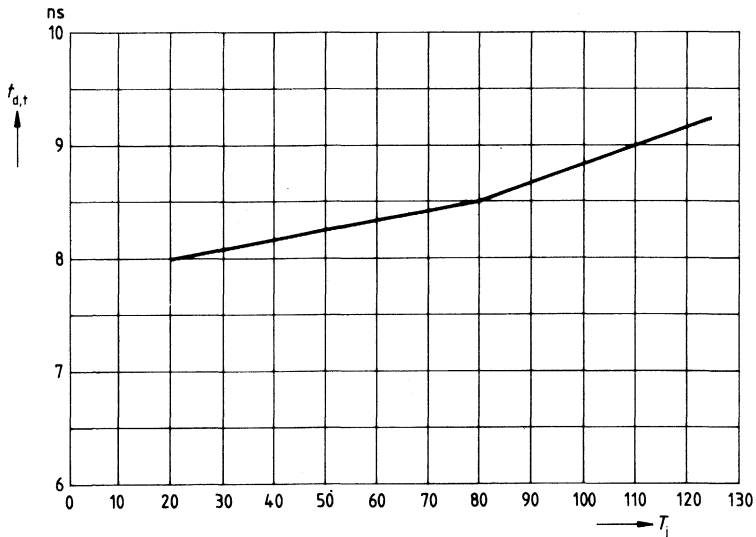
a) S0 auf "L" oder nicht angeschlossen.



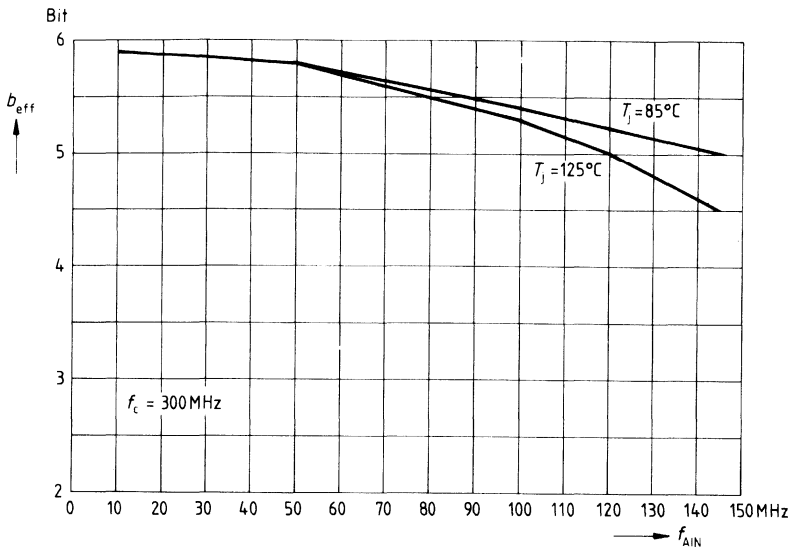
b) S0 auf "H" oder mit Masse verbunden.

**Bild 7**  
**Meßschaltung**

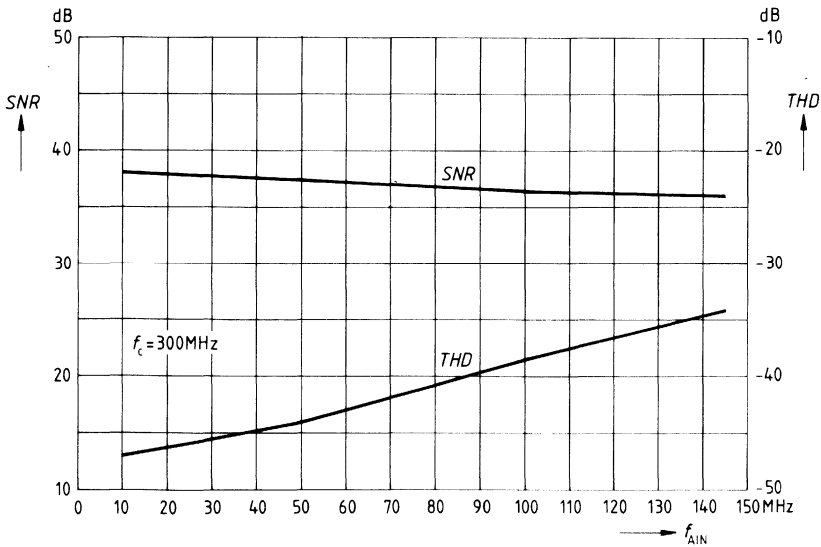


Kapazität  $C_{AIN}$  des Analogeinganges über der EingangsvorspannungAusgangsverzögerung (Transparent-Betrieb)  $t_{d,T}$  über der Sperrschichttemperatur

**Effektive Auflösung  $b_{\text{eff}}$  über der Analogfrequenz**



**Signal-Rauschabstand  $SNR$  und Klirrfaktor  $THD$  über der Analogfrequenz**



**Vorläufige Daten****Bipolare Schaltung**

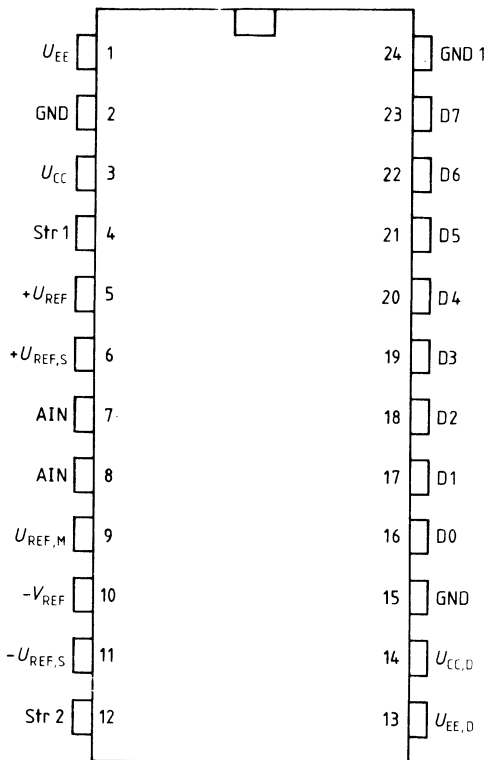
<b>Typ</b>	<b>Bestellnummer</b>	<b>Gehäuse</b>
SDA 8010	Q67000-A2566	C-DIP-24

Der SDA 8010 ist ein ultraschneller A/D-Umsetzer nach dem Parallelverfahren mit einer Auflösung von 8 Bit und einer garantierten Abtastfrequenz von 100 MHz. Der Baustein kann Analogsignale, die im gesamten Spannungsbereich ( $\pm 1$  V) Frequenzen bis zu 50 MHz aufweisen, digitalisieren und hat eine Leistungsaufnahme von 1,3 W. Wegen des symmetrischen Eingangsspannungsbereichs kann er direkt an eine 50- $\Omega$ -Quelle angeschlossen werden.

**Eigenschaften**

- 100 MHz min. Abtastfrequenz
- 6,3 Bit effektiv bei einer Eingangsfrequenz von 30 MHz
- Hervorragende Großsignalbandbreite
- Nichtlinearität kleiner als 1/2 LSB
- Symmetrischer Eingangsspannungsbereich
- ECL 100 K kompatible Ausgangsdaten
- Geringe Verlustleistung
- Kleines Keramikgehäuse (C-DIP-24)

**Bild 1**  
**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

<b>Anschluß</b>	<b>Symbol</b>	<b>Funktion</b>
1	$U_{EE}$	Neg. Speisespannung, Analogteil
2	GND	Masse
3	$U_{CC}$	Pos. Speisespannung, Analogteil
4	Str 1	Strobe 1
5	$+U_{REF}$	Pos. Referenzspannung
6	$+U_{REF, S}$	Potentialklemme für pos. Referenzspannung
7	AIN	Analogeingang
8	AIN	Analogeingang
9	$U_{REF, M}$	Mittelanzapfung des Spannungsteilers
10	$-U_{REF}$	Neg. Referenzspannung
11	$-U_{REF, S}$	Potentialklemme für neg. Referenzspannung
12	Str 2	Strobe 2
13	$U_{EE, D}$	Neg. Speisespannung, Digitalteil
14	$U_{CC, D}$	Pos. Speisespannung, Digitalteil
15	GND	Masse
16 bis 23	D0...D7	Digitale Ausgangssignale
24	GND 1	Masseanschluß für Ausgangsemittlerfolger

## Funktionsbeschreibung

Der SDA 8010 ist ein ultraschneller A/D-Umsetzer nach dem Parallelverfahren. Das Analogsignal wird parallel an 255 Komparatoren gelegt und dort mit 255 linear über den Eingangsspannungsbereich verteilten Referenzspannungen verglichen. Das im sogenannten Thermometercode vorliegende Ergebnis dieses Vergleichs wird mit drei Codierstufen in die Binärdarstellung übergeführt und steht als Digitalsignal mit ECL-Pegel an den Ausgängen zur Verfügung (**siehe Blockschaltbild**).

Die einzelnen Komparatoren bestehen aus einem Differenzverstärker und einer im Master-Slave-Betrieb arbeitenden Registerstufe. Sie werden wechselweise durch zwei Taktsignale Str 1 und Str 2 aktiviert, tasten so das Analogsignal ab und halten den zugehörigen Logikpegel. Der Ablauf des Umsetzvorganges wird anhand des Impulsdigramms beschrieben.

Während der L-Phase des Signals Str 1 wird das Analogsignal mit der Referenzspannung verglichen. Mit der steigenden Flanke von Str 1 wird das Ergebnis des Vergleichs in die erste Registerstufe übernommen und dort bis zur fallenden Taktflanke Str 1 gehalten. Gegen Ende dieser Haltezeit wird das Signal mit der L-Phase des zweiten Taktes Str 2 in das zweite Flipflop übernommen und mit der steigenden Flanke abgespeichert. Die so übernommenen Daten stehen nach einer Verzögerungszeit  $t_{d, Q}$  am Ausgang zur Verfügung und bleiben für die Zeit  $t_{v, Q}$  gültig.

Die Ansteuerung des Analogeinganges ist sehr einfach. Der symmetrische Eingangsspannungsbereich und die geringe Eingangskapazität erlauben den Betrieb des Umsetzers in 50- $\Omega$ -Systemen ohne Vorverstärker und Pegelanpassung. Durch die Ansteuerung des Bauteils aus einer Quelle mit niedriger Impedanz können die spezifizierten dynamischen Parameter noch weiter verbessert werden. Durch zwei Eingänge AIN ist eine geringe Leitungsinduktivität sichergestellt.

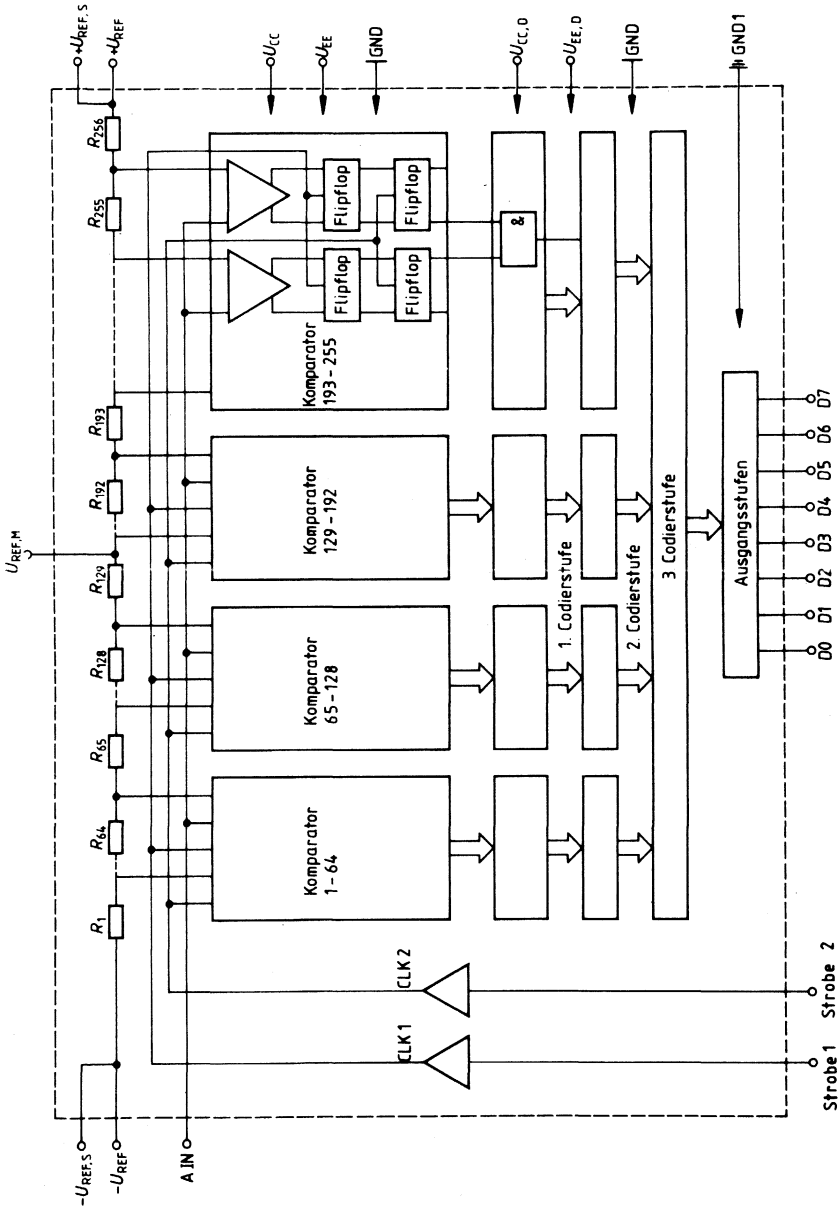
Die internen Referenzspannungen werden durch eine Widerstandskette auf dem Chip erzeugt. Die Potentiale an den Endpunkten  $+U_{REF}$  und  $-U_{REF}$  bestimmen den Eingangsspannungsbereich, der mit einer Genauigkeit von 8 Bit aufgelöst wird. Durch zusätzliche Meßanschlüsse  $U_{REF, S}$  und  $-U_{REF, S}$  ist eine Kompensation von Spannungsabfällen an parasitären Widerständen an der Ober- und Unterseite der Widerstandskette möglich. Die Zuordnung des digitalen Ausgangscodes zur Eingangsspannung wird in der Übertragungscharakteristik gezeigt. Da keine Überlauf-Funktion vorhanden ist, bleibt der Ausgang auf 255, wenn der Bereich der Referenzspannung überschritten wird.

Der Anschluß  $U_{REF, M}$  dient nur zur HF-Entkopplung, es sind keine zusätzlichen Einstellungen erforderlich, um die spezifizierte Genauigkeit von  $\pm 0,5$  LSB zu erhalten.

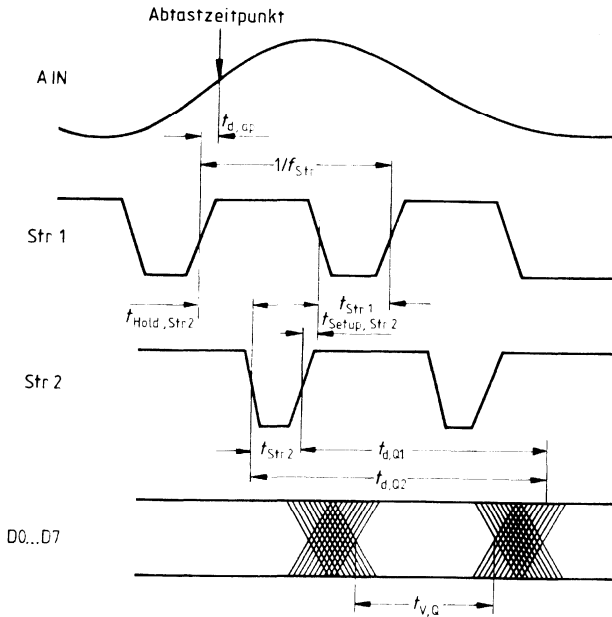
Die Verwendung von zwei Versorgungssystemen,  $U_{CC}$ ,  $U_{EE}$  und  $U_{CC, D}$ ,  $U_{EE, D}$  und einer zusätzlichen Masseleitung GND 1 für die Ausgangsstufen reduziert die gegenseitige Beeinflussung von Analog- und Digitalsignal. Zusätzlich wird die getrennte Rückführung der Masseleitung des Analogsignals empfohlen (**siehe Meßschaltung**).



**Bild 2**  
**Blockschaltbild**



**Bild 3**  
**Impulsdiagramm**



### Strobe-Zeiten<sup>1)</sup>

	min	typ	Unit
$t_{Str 1}$	4	5	ns
$t_{Str 2}$	3	3,5	ns
$t_{Set up, Str 2}$	-2,0 <sup>2)</sup>	-1,5 <sup>2)</sup>	ns
$t_{HOLD, Str 2}$	2	3	ns

1) Dies ist die für den Betrieb bei 100 MHz empfohlene Einstellung der Abtastzeiten. Bei geringeren Abtastfrequenzen werden die Zeiten immer unkritischer. Unterhalb von 75 MHz können zueinander komplementäre Strobe-Signale mit einem Tastverhältnis von 50% verwendet werden.

2) Negative Werte von  $t_{Set up, Str 2}$  bedeuten, daß die ansteigende Flanke von Str 2 nach der abfallenden Flanke von Str 1 erscheinen muß.

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Pos. Speisespannungen	$U_{CC}, U_{CC,D}$	-0,3	6,0	V
Neg. Speisespannungen	$U_{EE}, U_{EE,D}$	-6,0	0,3	V
Referenzspannungen <sup>1)</sup>	$+U_{REF}, -U_{REF}$	-2,5	1,5	V
Analoge Eingangsspannung	$U_{AIN}$	-2,5	1,5	V
Digitale Eingangsspannungen	$U_{Str 1}, U_{Str 2}$	-3,5	0	V
Ausgangsströme	$I_{D0} \dots I_{D7}$		20	mA
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	°C
Umgebungstemperatur (mit Kühlkörper)	$T_U$	-25	50	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-25	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th JU}$		50	K/W

**Kenndaten**

$U_{CC}, U_{CC,D} = 5 \text{ V} \pm 5\%$ ,  $U_{EE}, U_{EE,D} = -4,5 \text{ V} \pm 5\%$ ,  $T_j = 25^\circ\text{C}$  bis  $125^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
<b>Stromaufnahme</b>					
Pos. Speisestrom, analog	$I_{CC}$		95		mA
Pos. Speisestrom, digital	$I_{CC,D}$		85		mA
Gesamt pos. Speisestrom	$I_{CC} + I_{CC,D}$		180	200	mA
Neg. Speisestrom, analog	$I_{EE}$		70		mA
Neg. Speisestrom, digital	$I_{EE,D}$		20		mA
Gesamt neg. Speisestrom	$I_{EE} + I_{EE,D}$		90	100	mA
Verlustleistung	$P_D$	1,3		1,5	W
Zulässige Speisespannungs- abweichung	$\Delta U_{CC}, \Delta U_{EE}$			100	mV

**Referenzeingänge**

Referenzspannungen	$+U_{REF}, -U_{REF}$	-2		1	V
Gesamt-Referenzwiderstand	$R_{REF}$	105	150	190	$\Omega$
Temperaturkoeffizient des Referenzwiderstandes	$TC$		$3 \times 10^{-3}$		1/K

**Analogeingang**

Spannungsbereich	$U$	-2		1	V
Eingangsstrom <sup>2)</sup>	$I_1$	150		700	$\mu\text{A}$
	$I_1$			1	$\mu\text{A}$
Eingangskapazität	$C_{AIN}$		45		pF
	$C_{AIN}$		55		pF

Anmerkungen siehe Seite 395

**Kenndaten**
 $U_{CC}, U_{CC,D} = 5 \text{ V} \pm 5\%, U_{EE}, U_{EE,D} = -4,5 \text{ V} \pm 5\%; T_j = 25^\circ\text{C bis } 125^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	------	------	------	---------

**Strobeeingänge**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$	-1,165			V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$			-1,475	V
Max. Abtastfrequenz	$f_{Str}$	100	125		MHz
H-Eingangsstrom	$I_{IH}$	2		30	$\mu\text{A}$
$U_{Str} = U_{IH}$					
L-Eingangsstrom	$I_{IL}$			40	nA
$U_{Str} = U_{IL}$					
Aperturreverzögerung	$t_{d, ap}$		1		ns
Aperturjitter	$t_{jit}$		15		ps

**Datenausgänge**

H-Ausgangsspannung	$U_{QH}$	-1,025		-0,880	V
100- $\Omega$ -Widerstand an -2 V					
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	-1,810		-1,620	V
100- $\Omega$ -Widerstand an -2 V					
Signalübergangszeit <sup>3)</sup>	$t_{d, Q1}$			10,5	ns
	$t_{d, Q2}$			14	ns
Gültigkeitsbereich der Ausgangsdaten <sup>4)</sup>	$t_{v, Q}$	4	6		ns
$f_{Str} = 100 \text{ MHz}$					

**Umsetzungseigenschaften**

Statische Nichtlinearität <sup>5)</sup>					
Integrale Nichtlinearität	$I_{NL}$			0,5	LSB
$\Delta U_{REF} = 1,8 \text{ V}$					
Differentiale Nichtlinearität	$D_{NL}$		0,5	0,6	LSB
$\Delta U_{REF} = 1,8 \text{ V}$					

**Dynamische Leistungsmerkmale<sup>6)</sup>**

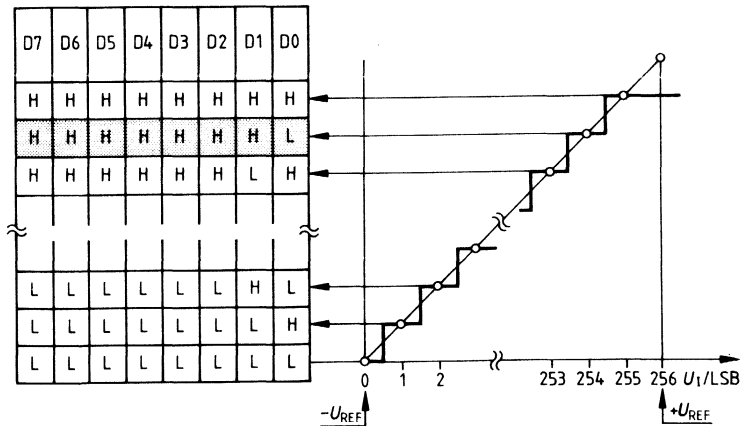
Großsignalbandbreite	$f_{3 \text{ dB}}$	80			MHz
Signal-Rauschabstand					
$f_{an} = 30 \text{ MHz}$	$SNR$	40	43		dB
$f_{an} = 45 \text{ MHz}$	$SNR$		35		dB
Klirrfaktor					
$f_{an} = 30 \text{ MHz}$	$THD$		-43		dB
$f_{an} = 45 \text{ MHz}$	$THD$		-30		dB
Effektive Auflösung					
$f_{an} = 1 \text{ MHz}$	$N_{eff}$		7,4		Bit
$f_{an} = 30 \text{ MHz}$	$N_{eff}$	6,0	6,3		Bit
$f_{an} = 45 \text{ MHz}$	$N_{eff}$		4,5		Bit

Anmerkungen siehe Seite 395

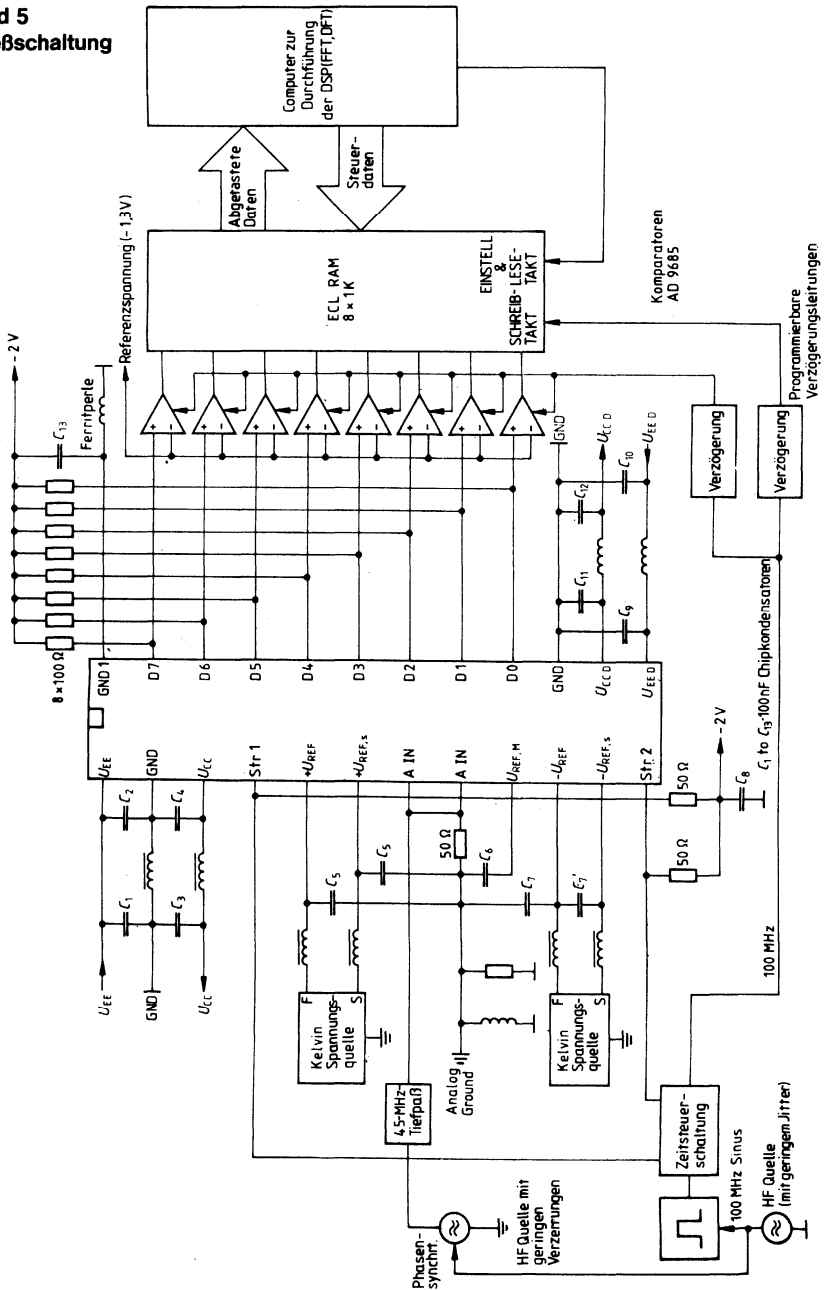
**Bemerkungen**

- 1)  $+U_{REF}$  muß immer positiver als  $-U_{REF}$  sein.
- 2) Der Eingangsstrom ist linear von der Eingangsspannung abhängig.
- 3) Verzögerung zwischen der ansteigenden Flanke von Str 2 und dem Gültigkeitsbeginn der entsprechenden Ausgangsdaten.
- 4) Zeitintervall, während dessen die Umwandlung eines Signals von  $20 \text{ MHz}/2 V_{SS}$  bei einer Abtastfrequenz von  $100 \text{ MHz}$  einen Signal-Rauschabstand  $> 40 \text{ dB}$  liefert.
- 5) Die tatsächliche Übertragungscharakteristik wird nach dem Servo-Loop-Prinzip bei geringen Abtastraten ( $100 \text{ kHz}$ ) und flachen Taktflanken ( $> 500 \text{ ns}$ ) gemessen.
- 6) Dynamische Messungen werden bei  $100\text{-MHz}$ -Abtastrate unter Verwendung des typischen Takt-Impulsdiagramms durchgeführt. Alle spezifizierten Parameter sind abgeleitet aus der FET der Impulsantwort des Umsetzers auf ein am Eingang liegendes Sinussignal mit Vollausschlag ( $2 V_{SS}$ ). Die Impedanz der analogen Quelle beträgt  $25 \Omega$  ( $50\text{-}\Omega$ -Leitung mit  $50\text{-}\Omega$ -Abschluß). Die Meßschaltung ist in **Bild 5** gezeigt.

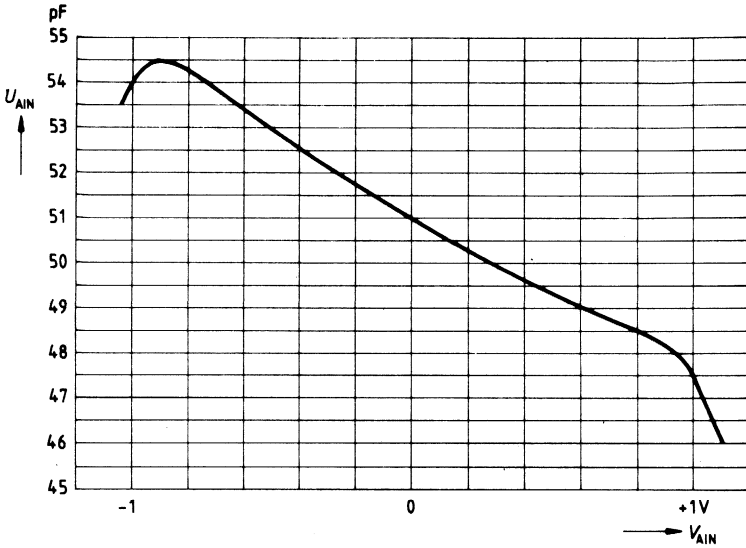
**Bild 4**  
**Übertragungscharakteristik und Wahrheitstabelle**



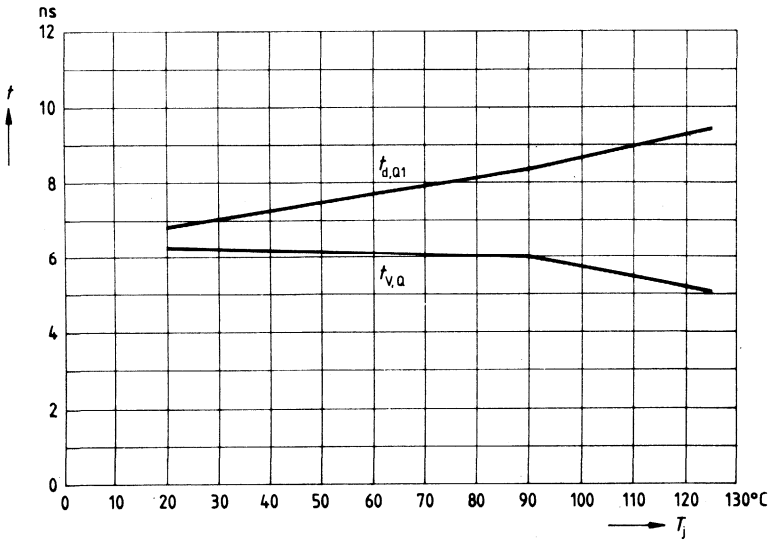
**Bild 5**  
**Meßschaltung**



**Bild 6**  
**Kapazität der Analogeingänge über der Eingangsvorspannung**  
 (+ $U_{REF} = 1\text{ V}$ ; - $U_{REF} = -1\text{ V}$ )

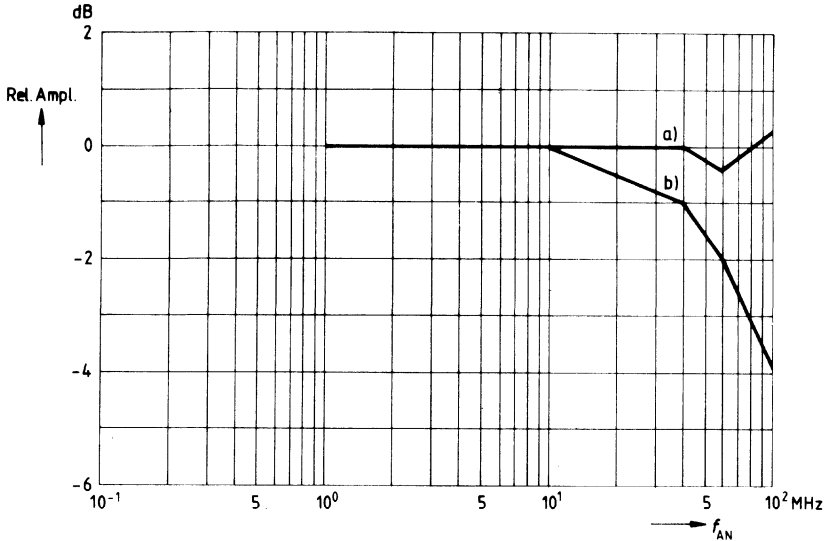
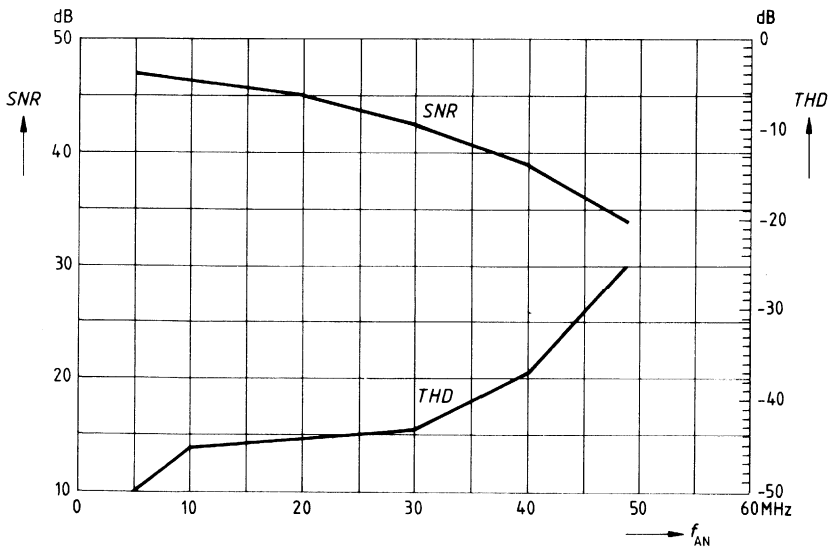


**Bild 7**  
**Signalübergangszeit  $t_{d,Q1}$  und Gültigkeitsbereich über Daten  $t_{V,Q}$  über der Sperrschichttemperatur**



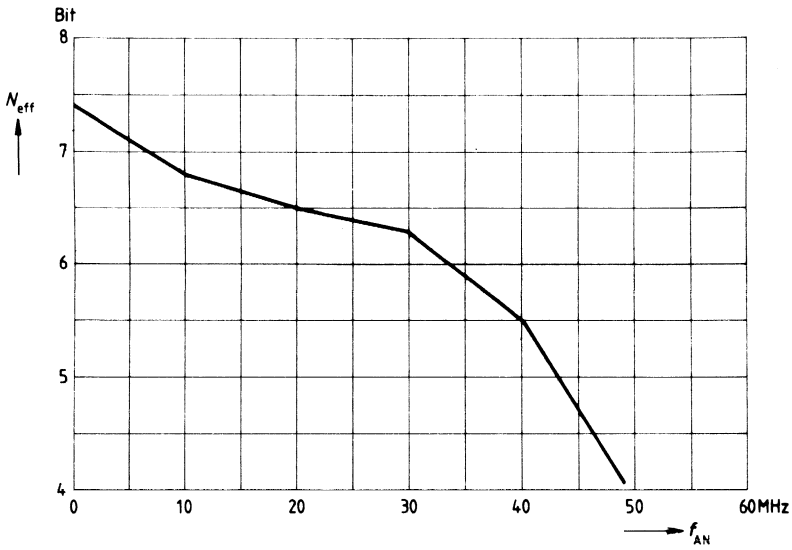
**Bild 8****Amplitudeneingang über der Analogfrequenz**

- a) einschließlich Spannungsabfall über der Quellenimpedanz ( $25 \Omega$ )  
 b) ohne Spannungsabfall über der Quellenimpedanz ( $25 \Omega$ )

**Bild 9****Signalrauschabstand  $SNR$  und Klirrfaktor  $THD$  über der Analogfrequenz**



**Bild 10**  
**Effektive Auflösung  $N_{\text{eff}}$  über der Analogfrequenz**



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 0808 A	Q67100-A8128	P-DIP-28
SDA 0808 B	Q67100-A8129	P-DIP-28
SDA 0808 N	Q67100-A8206	PL-CC-28 (SMD)
SDA 1808 N	Q67100-A8254	PL-CC-28 (SMD)

Der SDA 0808, SDA 1808 ist ein monolithischer 8-bit-CMOS Analog-Digital-Umsetzer mit einem 8-Kanal-Analog-Multiplexer und nur einer Versorgungsspannung von 5 V. Der Baustein verfügt über eine Mikroprozessor-kompatible Steuerlogik und einen 8 Bit breiten Datenbus. Er ist Anschluß-kompatibel zum Datenerfassungs-Baustein ADC 0808/0809.

Beim SDA 0808, SDA 1808 wird als Umsetz-Verfahren die Methode der sukzessiven Approximation mit einem Kondensator-Netzwerk verwendet. Der Umsetzer verfügt über einen temperaturstabilisierten Komparator, einen 8-Kanal-Multiplexer für 8 analoge Eingänge und einen Sample- und Hold-Schaltkreis. Es sind keine externen Einstellungen von Offset oder Verstärkung erforderlich. Der Baustein kann leicht an Mikroprozessoren angeschlossen werden, da er über 8-bit-Adreß-Latches, 8-bit-Datenausgangs-Latches und einen 8-bit-Tristate-Datenbus verfügt.

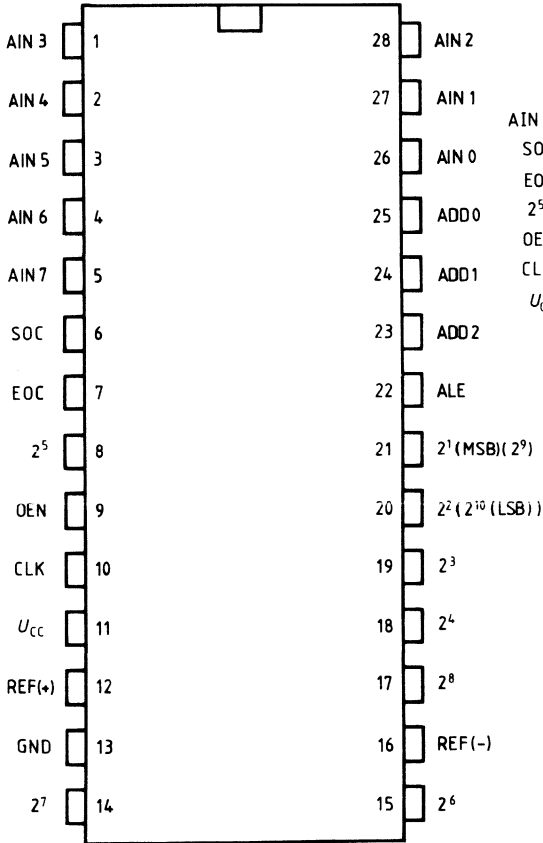
Der Temperaturbereich des SDA 0808 A/N, SDA 1808 N ist  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $85^{\circ}\text{C}$  und der des SDA 0808 B  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $125^{\circ}\text{C}$ .

### **Besondere Merkmale**

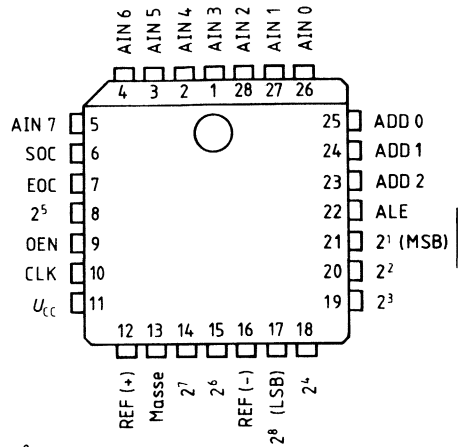
- **Advanced CMOS (ACMOS)** – Technologie
- Auflösung 8 Bit
- Gesamter nicht korrigierter Fehler  $\pm 1/2$  LSB
- Keine missing codes
- Kleine Umsetz-Zeit (15  $\mu\text{s}$ )
- Nur eine Spannungsversorgung, 5-V-Gleichspannung
- 8-Kanal-Multiplexer, dessen Steuerlogik über Latches verfügt
- Einfach an alle Mikroprozessoren anzuschließen, oder Einzelbetrieb möglich
- Bereich der Analog-Eingangsspannung 0 V bis 5 V
- Keine Einstellung von Offset oder Verstärkung erforderlich
- TRISTATE-Ausgänge mit Latches
- Ausgangsspannungen TTL-kompatibel
- CMOS-Bauteil mit geringem Leistungsverbrauch, 15 mW
- P-DIP und PL-CC Standardgehäuse mit 28 Anschlüssen
- Erweiterter Temperaturbereich  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $125^{\circ}\text{C}$  (SDA 0808B)

**Anschlußanordnungen**  
(Ansicht von oben)

**SDA 0808 A; B**



**SDA 0808 N,**  
**SDA 1808 N**



**Anschlußbelegung**

<b>Anschluß</b>	<b>Symbol</b>	<b>Funktion</b>
1 bis 16	AIN 3 bis AIN 7	Analogeingänge
6	SOC	Beginn der Umsetzung
7	EOC	Ende der Umsetzung
8	2 <sup>5</sup>	Digitales Ausgangssignal
9	OEN	Ausgangsfreigabesignal
10	CLK	Eingang für externen Takt
11	$U_{CC}$	Pos. Speisespannung
12	REF (+)	Pos. Referenzspannung
13	GND	Masse
14, 15	2 <sup>7</sup> , 2 <sup>6</sup>	Digitale Ausgangssignale
16	REF (-)	Neg. Referenzspannung
17 bis 21	2 <sup>8</sup> (LSB) bis 2 <sup>1</sup> (MSB)	} Digitale Ausgangssignale
22	ALE	Freigabesignal für Adressen-Latch
23 bis 25	ADD 2 bis ADD 0	Adresseneingänge
26 bis 28	AIN 0 bis AIN 2	Analogeingänge

## **Funktionsbeschreibung**

### **Der Umsetzer**

Der Umsetzer besteht aus drei Hauptteilen: Einem Kondensator-Netzwerk mit ca. 50 pF, das als Sample- und Hold-Schaltkreis dient, einem Register für die sukzessive Approximation und dem Komparator. Das Kondensator-Netzwerk ist so aufgebaut, daß das erste Ausgangssignal für einen Übergang geliefert wird, wenn das Analogsignal  $+1/2$  LSB erreicht hat.

Das Register für die sukzessive Approximation (SAR) des A/D-Umsetzers wird mit der positiven Flanke des SOC-Impulses (Start of Conversion = Beginn der Umsetzung) zurückgesetzt. Die Umsetzung beginnt nach der fallenden Flanke des SOC-Impulses mit der nächsten ansteigenden Flanke des externen Taktsignals. Eine gerade stattfindende Umsetzung wird durch einen SOC-Impuls unterbrochen.

Der Ausgang EOC (End of Conversion = Ende der Umsetzung) geht nach der ansteigenden Flanke des SOC-Impulses auf Low-Pegel. Er wird durch die erste ansteigende Flanke des externen Taktes nach dem internen Latch-Impuls auf logisch Eins gesetzt.

Der Komparator wird automatisch auf Null gesetzt, hat eine hohe Auflösung und eine geringe Drift, wodurch der A/D-Umsetzer extrem unempfindlich gegen Temperaturfehler wird.

### **Zeitsteuerung des A/D-Umsetzers (die Werte in Klammern gelten für SDA 1808)**

Nachdem eine Umsetzung begonnen hat, wird die Analogspannung am ausgewählten Eingangskanal für 10 (20) Zyklen des externen Taktes abgetastet und wird dann für den Rest der Umwandlungszeit auf demselben Pegel gehalten. Das externe Analogsignal muß in der Lage sein, innerhalb der 10 (20) Taktzyklen den Strom zur Aufladung der Sample- und Hold-Kapazität zu liefern, die etwa 50 pF beträgt.

Die Umsetzung der abgetasteten Analogspannung findet zwischen dem 11. (22.) und dem 19. (38.) Taktzyklus nach der Abtastung statt. Beim 19. (38.) Taktzyklus wird das Ergebnis der Umsetzung in das Ausgangsdaten-Latch geschrieben. Bei der ansteigenden Flanke des 20. (40.) Taktzyklus wird das EOC-Signal gesetzt.

**Multiplexer**

Der Baustein verfügt über acht gemultiplexte analoge Eingangskanäle. Ein Eingangskanal wird durch Programmierung von 3 Adressleitungen (AD2, AD1, AD0) ausgewählt.

**Tabelle 1** zeigt die Eingangszustände der Adreßleitungen zur Auswahl eines Kanals. Die Adresse wird mit der ansteigenden Flanke des ALE-Signals in das Latch übernommen.

Adreßleitungen			Ausgewählter Analogkanal
AD2	AD1	AD0	AIN
L	L	L	AIN 0
L	L	H	AIN 1
L	H	L	AIN 2
L	H	H	AIN 3
H	L	L	AIN 4
H	L	H	AIN 5
H	H	L	AIN 6
H	H	H	AIN 7

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung <sup>1)</sup>	$U_{CC}$		6,5	V
Eingangsspannungsbereich für alle Eingänge	$U_I$	-0,3	$U_{CC}+0,3$	V
Verlustleistung (bei oder unterhalb einer Umgebungstemperatur von 25 °C)	$P_D$		875	mW
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-65	150	°C

**Empfohlene Betriebsbedingungen**

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_{CC}$	4,5	5	6	V
Pos. Referenzspannung <sup>2)</sup>	$U_{REF}$		$U_{CC}$	$U_{CC}+0,1$	V
Neg. Referenzspannung			0	-0,1	V
Differenz Referenzspannung	$\Delta U_{REF} = +U_{REF} - U_{REF}$		5		V
Dauer des Startimpulses	$t_w (S)$	200			ns
Impulsbreite des Impulses zum Laden der Adresse	$t_w (ALE)$	200			ns
Adreß-Vorbereitungszeit	$t_{SU}$	50			ns
Adreß-Haltezeit	$t_h$	50			ns
Taktfrequenz SDA 0808	$f_{CLK}$	10	640	1500	kHz
SDA 1808	$f_{CLK}$	20	1280	2500	kHz
Umgebungstemperatur SDA 0808 A/N, SDA 1808 N	$T_U$	-40		85	°C
SDA 0808 B	$T_U$	-40		125	°C

Anmerkungen siehe Seite 409

**Elektrische Kenndaten im empfohlenen Betriebstemperaturbereich**

$U_{CC} = 4,75 \text{ V}$  bis  $5,25 \text{ V}$  (wenn nicht anders angegeben)

**Gesamter Baustein**

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
High-Pegel-Eingangsspannung, Steuereingänge	$U_{IH}$	$U_{CC} = 5 \text{ V}$	$U_{CC}-1,5$			V
Low-Pegel-Eingangsspannung, Steuereingänge	$U_{IL}$	$U_{CC} = 5 \text{ V}$			1,5	V
High-Pegel-Ausgangsspannung	$U_{QH}$	$I_Q = -360 \mu\text{A}$	$U_{CC}-0,4$			V
Low-Pegel-Ausgangsspannung Datenausgänge	$U_{QL}$	$I_Q = 1,6 \text{ mA}$			0,45	V
Ende der Umsetzung	$U_{QL}$	$I_Q = 1,2 \text{ mA}$			0,45	V
Ausgangsstrom im Aus-Zustand Zustand hoher Impedanz	$I_{OZ}$	$U_Q = 5 \text{ V}$			3	$\mu\text{A}$
Ausgangsstrom	$I_{OZ}$	$U_Q = 0$			-3	$\mu\text{A}$
Steuereingangsstrom bei max. Eingangsspannung	$I_I$	$U_I = 5 \text{ V}$			1	$\mu\text{A}$
Steuereingangsstrom bei Low-Pegel	$I_{IL}$	$U_I = 0$			-1	$\mu\text{A}$
Speisestrom	$I_{CC}$	$f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$		0,3	3	$\mu\text{A}$
Eingangskapazität, Steuereingänge	$C_I$	$T_U = 25^\circ\text{C}$		10	15	pF
Ausgangskapazität, Datenausgänge	$C_Q$	$T_U = 25^\circ\text{C}$		10	15	pF
Widerstand zwischen Anschlüssen 12 und 16	$R$	$T_U = 25^\circ\text{C}$	1		1000	k $\Omega$

**Analog Multiplexer**

$U_{CC} = 5 \text{ V}$ ,  $T_U = 25^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Strom bei eingeschalt- etem Kanal <sup>3)</sup>	$I_{ON}$	$U_I = 5 \text{ V}$ , $f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$ $U_I = 0 \text{ V}$ , $f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$			2	$\mu\text{A}$
					-2	$\mu\text{A}$
Strom bei eingeschalt- etem Kanal	$I_{OFF}$	$U_{CC} = 5 \text{ V}$ $T_U = 25^\circ\text{C}$ , $U_I = 5 \text{ V}$ $U_{CC} = 5 \text{ V}$ $T_U = 25^\circ\text{C}$ , $U_I = 0 \text{ V}$ $U_{CC} = 5 \text{ V}$ , $U_I = 5 \text{ V}$ $U_{CC} = 5 \text{ V}$ , $U_I = 0 \text{ V}$		10	-200	nA
				-10	-200	nA
					1	$\mu\text{A}$
					-1	$\mu\text{A}$

Anmerkungen siehe Seite 408



**Betriebskenndaten**

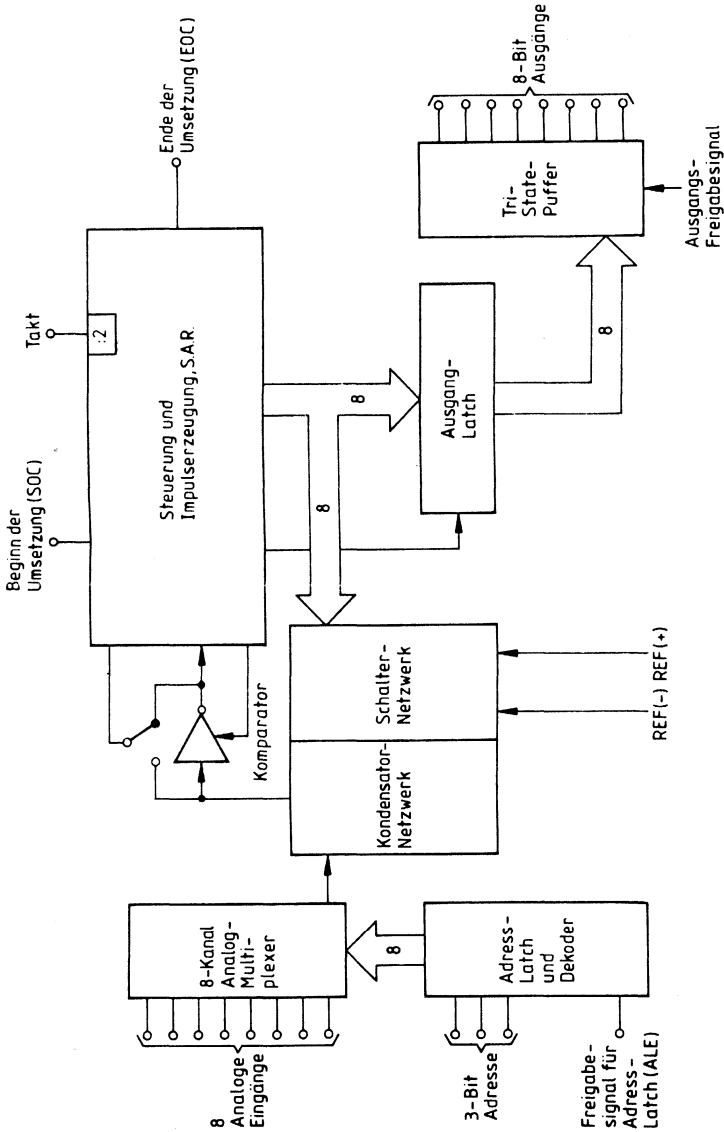
$T_U = 25\text{ °C}$ ,  $U_{CC} = +U_{REF} = 5\text{ V}$ ,  $-U_{REF} = 0\text{ V}$ ,  $f_{CLK} = 640\text{ kHz}$ ,  
wenn nicht anders angegeben

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannungs-empfindlichkeit	$k_{SVS}$	$U_{CC} = U_{REF+} = 4,75\text{ V bis } 5,25\text{ V}$ , $T_U = -40\text{ °C bis } 85\text{ °C}$ (s. Anm. 4)		$\pm 0,05$		%/V
Linearitätsfehler <sup>5)</sup>					$\pm 0,5$	LSB
Nullfehler <sup>6)</sup>					$\pm 0,5$	LSB
Gesamter nicht korrigierter Fehler <sup>7)</sup>		$T_U = 25\text{ °C}$ $T_U = -40\text{ °C bis } 85\text{ °C}$ $T_U = -40\text{ °C bis } 125\text{ °C}$		$\pm 0,25$	$\pm 0,5$ $\pm 0,5$ $\pm 0,5$	LSB LSB LSB
SDA 0808 B						
SDA 0808 N $f_{CLK} = 2,5\text{ MHz}$		$T_U = -40\text{ °C bis } 85\text{ °C}$		$\pm 0,5$	$\pm 1$	LSB
Ausgangsfreigabezeit (Bild 1)	$t_{EN}$	$C_L = 50\text{ pF}$ , $R_L = 10\text{ k}\Omega$		80	250	ns
Ausgangssperrzeit (Bild 1)	$t_{dis}$	$C_L = 10\text{ pF}$ , $R_L = 10\text{ k}\Omega$		40	95	ns
Ausgangs-ausschaltzeit (Bild 1)	$t_{OFF}$	$C_L = 10\text{ pF}$ , $R_L = 10\text{ k}\Omega$		20	60	ns
Umsetzzeit	$t_{Conv}$	$f_{CLK} = 1,5\text{ MHz}/640\text{ kHz}/10\text{ kHz}$ (s. Anm. 8)	13	31	2000	$\mu\text{s}$
SDA 1808 N	$t_{Conv}$	$f_{CLK} = 2,5\text{ MHz}/1280\text{ kHz}/20\text{ kHz}$ (s. Anm. 8)	15	31	2000	$\mu\text{s}$
Verzögerungszeit, Ausgang EOC	$t_d\text{ (EOC)}$	s. Anm. 9	0		200	ns

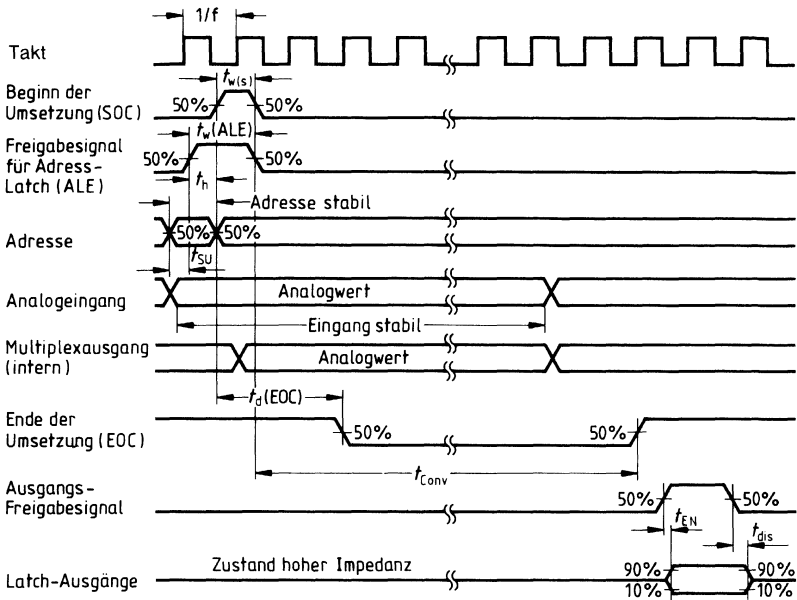
### Anmerkungen

- 1) Alle Spannungswerte beziehen sich auf den Masseanschluß des Netzwerkes.
- 2) Dieser Wert muß sorgfältig überwacht werden, auch beim Einschalten.
- 3) Der Strom bei eingeschaltetem Kanal wird hauptsächlich durch den Strom des Schmitt-Triggers hervorgerufen, und er ändert sich direkt mit der Taktfrequenz.
- 4) Die Speisespannungsempfindlichkeit ist ein Maß für die Fähigkeit eines Analog/Digital-Umsetzers bei Änderungen der Speisespannung seine Genauigkeit beizubehalten. Die Versorgungsspannung und  $+U_{REF}$  werden gemeinsam geändert, und die Änderung der Genauigkeit wird bezogen auf Vollausschlag gemessen.
- 5) Der Linearitätsfehler ist die maximale Abweichung von einer geraden Linie durch die Endpunkte der A/D-Übertragungscharakteristik
- 6) Der Null-Fehler ist die Differenz zwischen dem Ausgang eines idealen Umsetzers und dem des vorliegenden A/D-Umsetzers bei einer Eingangsspannung von Null V.
- 7) Der gesamte nicht korrigierte Fehler ist die maximale Summe aus Linearitätsfehler, Null-Fehler und Vollausschlags-Fehler
- 8) SDA 0808:  $t_{Conv\ max} = 20,1/f_{CLK}$        $t_{Conv\ min} = 19,1/f_{CLK}$ ,  
SDA 1808:  $t_{Conv\ max} = 40,1/f_{CLK}$        $t_{Conv\ min} = 38,1/f_{CLK}$
- 9) Siehe Betriebs-Impulsdiagramm

Blockschaltbild

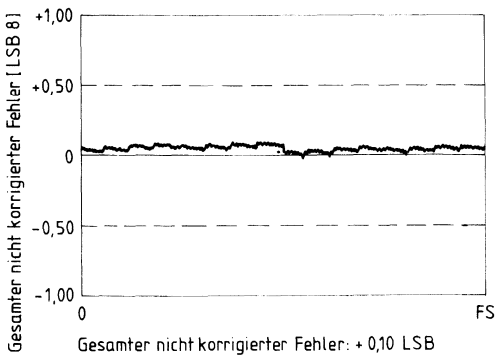


### Betriebsimpulsdiagramm

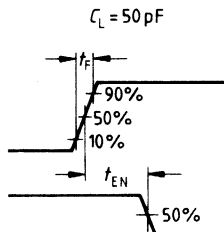
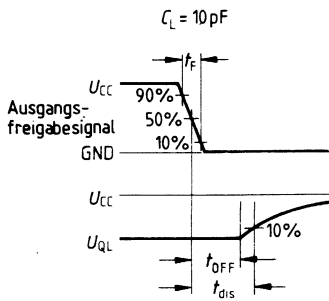
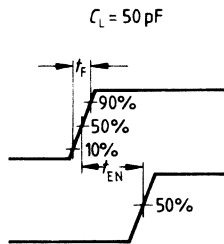
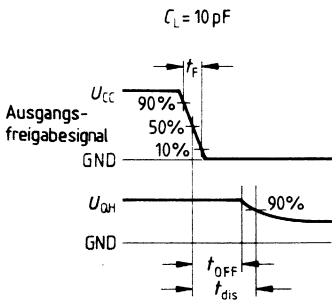
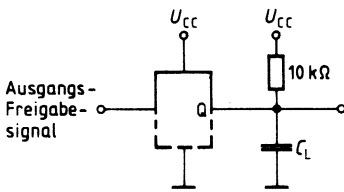
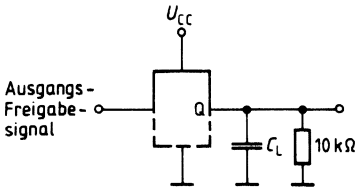


### Typische Fehlerkurve

(Gesamter, nicht korrigierter Fehler einschließlich Offset-, Vollausschlags-, Linearitäts- und Multiplexer-Fehler.)



**Bild 1**  
**Tristate-Meßschaltungen und Impuldiagramme**



**Mikroprozessor-Schnittstelle**

Der Anschluß von Mikroprozessoren ist einfach und erfordert nur wenige externe Gatter (nur ein 75LS02).

**Intel-Mikroprozessoren**

Eine typische Schnittstelle ist in **Bild 2** gezeigt.

**Beginn der Umsetzung**

Durch einen Schreibbefehl wird einer der analogen Eingangskanäle ausgewählt und die Umsetzung gestartet.

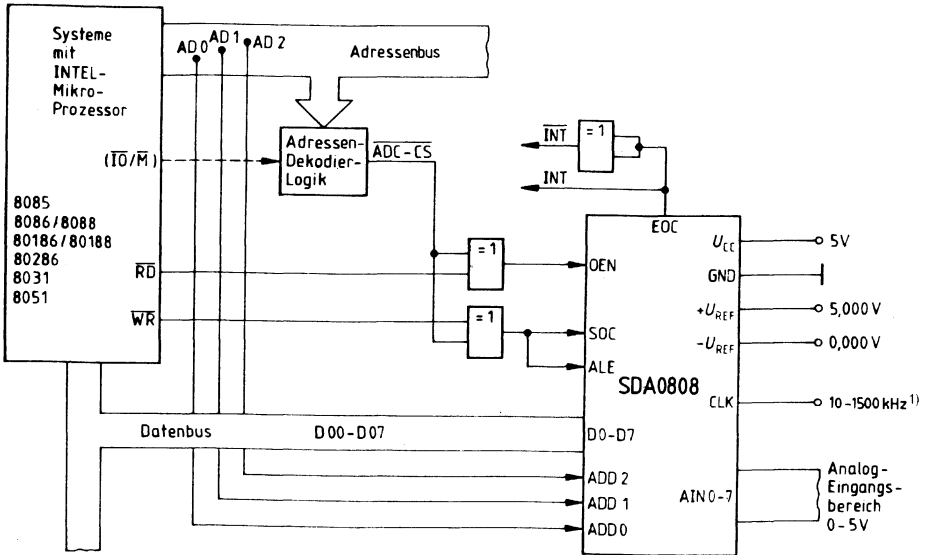
Schreibadresse:  $\overline{ADC\_CS}$

Das Signal für das Ende der Umsetzung (EOC) kann dazu benutzt werden, im Mikroprozessor einen Interrupt zu erzeugen (INT oder INT $\overline{}$ ).

**Lesen des Umsetzungs-Ergebnisses**

Mit einem Lesebefehl wird aus der  $\overline{ADC\_CS}$ -Adresse das Ergebnis der Umsetzung gelesen.

**Bild 2**



1) SDA 1808: 20-2500 kHz

### Motorola Mikroprozessoren

Eine typische Schnittstelle ist in **Bild 3** gezeigt.

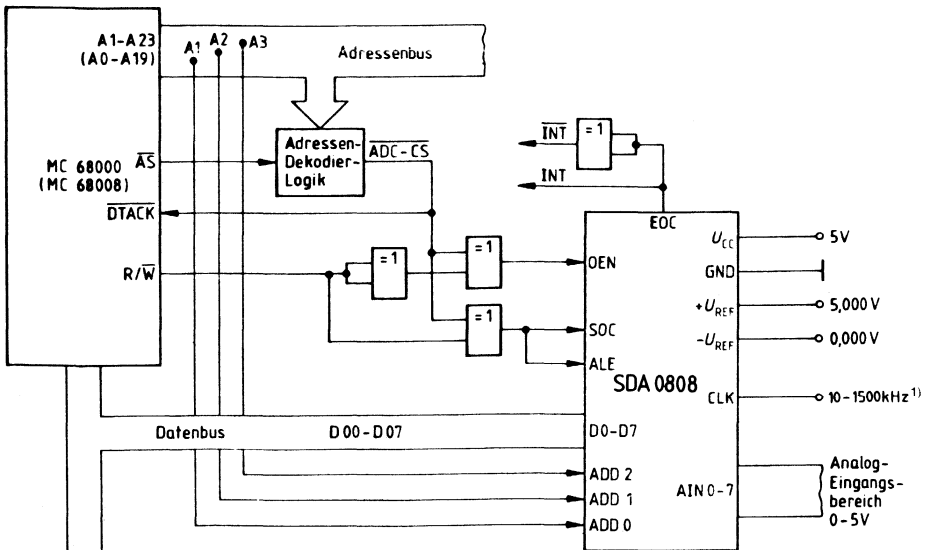
### Beginn der Umsetzung

Durch einen Schreib-Befehl auf eine durch die Adreß-Decodierlogik decodierte Adresse wird eine Umsetzung gestartet. Mit den unteren 3 Bits des Adreßbusses wird der Eingangskanal ausgewählt.

### Lesen des Umsetzungs-Ergebnisses

Durch einen Lese-Befehl aus der ADC-ADRESSE wird das Ergebnis der Umsetzung auf den Datenbus gegeben: Mit dem Befehl MOVE.B ADC-ADRESSE, D0 werden die Umsetzungs-Daten in das Register D0 des Mikroprozessors geschrieben.

**Bild 3**



1) SDA 1808: 20-2500 kHz

## Anwendungshinweise

### Entkopplung der Stromversorgung

An die Stromversorgung des SDA 0808 sollte ein  $10\ \mu\text{F}$  Tantal- oder Elektrolyt-Entkopplungskondensator angeschlossen werden. Um ein gutes Hochfrequenzverhalten sicherzustellen, sollte diesem Kondensator ein  $0,01\ \mu\text{F}$  Keramikkondensator parallelgeschaltet werden. Diese Kondensatoren sollten so dicht wie möglich am Umsetzer angeordnet werden.

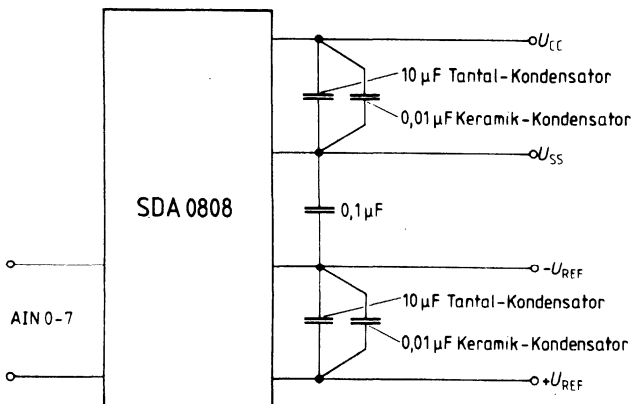
### Referenzspannung

Zur Vermeidung von dynamischen Fehlern sollte ein  $10\ \mu\text{F}$  Tantal- oder Elektrolytkondensator, dem ein  $0,01\ \mu\text{F}$  Keramikkondensator parallelgeschaltet ist, so dicht wie möglich am Baustein zwischen die Anschlüsse  $+U_{\text{REF}}$  und  $-U_{\text{REF}}$  geschaltet werden. Außerdem sollte ein  $0,1\ \mu\text{F}$  Keramikkondensator zwischen  $-U_{\text{REF}}$  und  $U_{\text{SS}}$  geschaltet werden.

### Analogeingang

Durch die hohe Eingangsimpedanz der Analogkanäle AIN0 – AIN7 ist ein einfacher Anschluß des Analogsignals möglich. Signalquellen ( $-U_{\text{REF}} \leq \text{AIN} \leq +U_{\text{REF}}$ ) können direkt ohne zusätzliche Pufferung an die analogen Eingangskanäle angeschlossen werden, wenn sie innerhalb von 10 Taktzyklen den Strom zur Aufladung der Sample- und Hold-Kapazität liefern können, die ungefähr  $50\ \text{pF}$  beträgt.

**Bild 4**  
**Kondensatoren**





Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 0810 A	Q67100-A8130	P-DIP-28
SDA 0810 B	Q67100-A8144	P-DIP-28
<b>SDA 0810 N</b>	<b>Q67100-A8207</b>	<b>PL-CC-28 (SMD)</b>
<b>SDA 1810 N</b>	<b>Q67100-A8230</b>	<b>PL-CC-28 (SMD)</b>

Die Bausteine SDA 0810 und SDA 1810 sind monolithische 10-bit-CMOS Analog/Digital-Umsetzer mit einem 8-Kanal-Analog-Multiplexer und nur einer Versorgungsspannung von 5 V. Die Bausteine verfügen über eine mikroprozessorkompatible Steuerlogik und einen 8 bit breiten Datenbus. Sie sind anschlußkompatibel zum Industrie Standard-ADC 808 und 809. Der 10 bit breite Datenstrom wird in einem 2-byte-Format geliefert, damit 8-bit-Mikroprozessoren angeschlossen werden können. Der SDA 0810 kann bei einer maximalen Taktfrequenz von 1 MHz betrieben werden, während der SDA 1810 mit einer maximalen Taktfrequenz von 2 MHz arbeitet.

Bei den Umsetzern wird als Umsetzverfahren die Methode der sukzessiven Approximation mit einem Kondensatornetzwerk verwendet. Die Umsetzer verfügen über einen temperaturstabilisierten Komparator, einen 8-Kanal-Multiplexer für 8 analoge Eingänge und einen Sample- und Hold-Schaltkreis. Es sind keine externen Einstellungen von Offset oder Verstärkung erforderlich. Die Bausteine können leicht an Mikroprozessoren angeschlossen werden, da sie über 3-bit-Adreß-Latches, 10-bit-Datenausgangs-Latches und einen 8-bit-Tristate-Datenbus verfügen.

Der Temperaturbereich des SDA 0810 A/N, SDA 1810 N ist  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $85^{\circ}\text{C}$  und der des SDA 0810 B  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $125^{\circ}\text{C}$ .

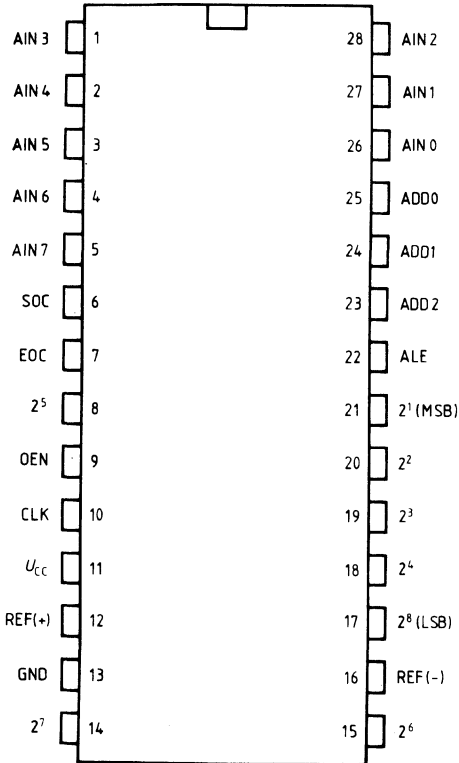
Technologie: **Advanced CMOS (ACMOS)** – Technologie

### Eigenschaften

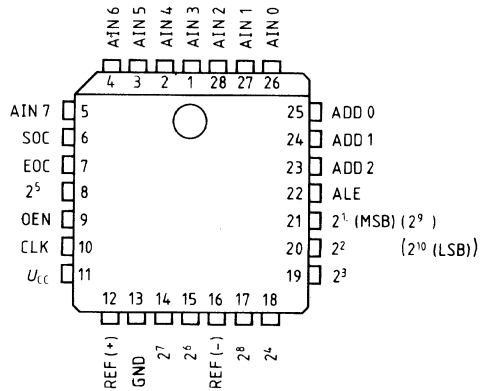
- Auflösung 10 Bit
- Gesamter nicht korrigierter Fehler  $\pm 1/2$  LSB
- Keine missing codes
- Kleine Umsetz-Zeit (15  $\mu\text{s}$ )
- Nur eine Spannungsversorgung, 5-V-Gleichspannung
- 8-Kanal-Multiplexer, dessen Steuerlogik über Latches verfügt
- Einfach an alle Mikroprozessoren anzuschließen, oder
- Einzelbetrieb möglich
- Bereich der Analog-Eingangsspannung 0 V bis 5 V
- Keine Einstellung von Offset oder Verstärkung erforderlich
- TRISTATE-Ausgänge mit Latches
- Ausgangsspannungen TTL-kompatibel
- CMOS-Bauteil mit geringem Leistungsverbrauch, 15 mW
- P-DIP und PL-CC Standardgehäuse mit 28 Anschlüssen
- Erweiterter Temperaturbereich  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $125^{\circ}\text{C}$

**Anschlußanordnungen**  
(Ansicht von oben)

**SDA 0810 A  
SDA 0810 B**



**SDA 0810 N  
SDA 1810 N**



**Anschlußbelegung**

<b>Anschluß</b>	<b>Symbol</b>	<b>Funktion</b>
1 bis 5	AIN 3 bis AIN 7	Analogeingänge
6	SOC	Beginn der Umsetzung
7	EOC	Ende der Umsetzung
8	2 <sup>5</sup>	Digitales Ausgangssignal
9	OEN	Ausgangsfreigabesignal
10	CLK	Eingang für externen Takt
11	U <sub>CC</sub>	Positive Speisespannung
12	REF (+)	Pos. Referenzspannung
13	GND	Masse
14, 15	2 <sup>7</sup> , 2 <sup>6</sup>	Digitale Ausgangssignale
16	REF (-)	Neg. Referenzspannung
17 bis 21	2 <sup>8</sup> bis 2 <sup>1</sup>	Digitale Ausgangssignale
22	ALE	Freigabesignal für Adressen-Latch
23 bis 25	ADD 2 bis ADD 0	Adresseneingänge
26 bis 28	AIN 0 bis AIN 2	Analogeingänge

## **Funktionsbeschreibung**

### **Der Umsetzer**

Der Umsetzer besteht aus drei Hauptteilen: Einem Kondensator-Netzwerk mit ca. 50 pF, das als Sample- und Hold-Schaltkreis dient, einem Register für die sukzessive Approximation und dem Komparator. Das Kondensator-Netzwerk ist so aufgebaut, daß das erste Ausgangssignal für einen Übergang geliefert wird, wenn das Analogsignal +1/2 LSB erreicht hat.

Das Register für die sukzessive Approximation (SAR) des A/D-Umsetzers wird mit der positiven Flanke des SOC-Impulses (Start of Conversion, Beginn der Umsetzung) zurückgesetzt. Die Umsetzung beginnt nach der fallenden Flanke des SOC-Impulses mit der nächsten ansteigenden Flanke des externen Taktsignals. Eine gerade stattfindende Umsetzung wird durch einen SOC-Impuls unterbrochen.

Der Ausgang EOC (End of Conversion, Ende der Umsetzung) geht nach der ansteigenden Flanke des SOC-Impulses auf Low-Pegel. Er wird durch die erste ansteigende Flanke des externen Taktes nach dem internen Latch-Impuls auf logisch Eins gesetzt.

Der Komparator ist ein Differential-Komparator, der automatisch auf Null gesetzt wird und der einen hohen Stromversorgungs-Unterdrückungsfaktor aufweist.

### **Zeitsteuerung des A/D-Umsetzers**

Die angegebenen Werte gelten für den SDA 0810, die in Klammern für den SDA 1810.

Nachdem eine Umsetzung begonnen hat, wird die Analogspannung am ausgewählten Eingangskanal für 4(8) Zyklen des externen Taktes abgetastet und wird dann für den Rest der Umwandlungszeit auf demselben Pegel gehalten. Das externe Analogsignal muß in der Lage sein, innerhalb der 4(8) Taktzyklen den Strom zur Aufladung der Sample- und Hold-Kapazität zu liefern, die etwa 50 pF beträgt.

Die Umsetzung der abgetasteten Analogspannung findet zwischen dem 5. und dem 15. (10. und dem 30.) Taktzyklus nach der Abtastung statt. Beim 15. (30.) Taktzyklus wird das Ergebnis der Umsetzung in das Ausgangsdaten-Latch geschrieben. Bei der ansteigenden Flanke des 16. (32.) Taktzyklus wird das EOC-Signal gesetzt.

**Multiplexer**

Die Umsetzer verfügen über acht gemultiplexte analoge Eingangskanäle. Ein Eingangskanal wird durch Programmierung von 3 Adressleitungen (AD2, AD1, AD0) ausgewählt. **Tabelle 1** zeigt die Eingangszustände der Adressleitungen zur Auswahl eines Kanals. Die Adresse wird mit der ansteigenden Flanke des ALE-Signals in das Latch übernommen.

Adreßleitungen			Ausgewählter Analogkanal
AD2	AD1	AD0	AIN
L	L	L	AIN 0
L	L	H	AIN 1
L	H	L	AIN 2
L	H	H	AIN 3
H	L	L	AIN 4
H	L	H	AIN 5
H	H	L	AIN 6
H	H	H	AIN 7

**Tabelle 1**

**Lesen der Umsetzungs-Ergebnisse:** Die Daten werden als zwei 8-bit-Bytes gelesen. Die digitalen Ausgänge des Umsetzers arbeiten mit positiver Logik. Die Daten werden linksbündig mit dem oberen Bit zuerst ausgegeben. Der erste Übergang des OEN-Signals auf High-Pegel nach Beendigung einer Umsetzung gibt das obere Byte ( $2^{-1}$  bis  $2^{-8}$ ) an den Ausgangspuffern frei, der zweite OEN-Impuls gibt das untere Byte ( $2^{-9}$  bis  $2^{-10}$ ) frei, die ungenutzten Bits dieses Bytes liegen auf Masse. Die Byte-Steuerlogik bestimmt, welches Byte gelesen wird. Bei jedem Lesevorgang wird ein Flipflop gekippt, so daß bei aufeinanderfolgenden Lesevorgängen die Bytes jeweils wechselweise ausgegeben werden. Dieser Flipflop wird nach Beendigung einer Umsetzung immer in die Stellung für das obere Byte zurückgesetzt.

**Anordnung der Datenbits**

Oberes Byte	$2^{-1}$	$2^{-2}$	$2^{-3}$	$2^{-4}$	$2^{-5}$	$2^{-6}$	$2^{-7}$	$2^{-8}$
Unteres Byte	$2^{-9}$	$2^{-10}$	0	0	0	0	0	0

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung <sup>1)</sup>	$U_{CC}$		6,5	V
Eingangsspannungsbereich (beliebiger Eingang)	$U_i$	-0,3	$U_{CC} + 0,3$	V
Verlustleistung bei oder unterhalb von $T_U = 25^\circ\text{C}$		875		mW
Betriebsumgebungstemperatur	$T_U$	-40	85	$^\circ\text{C}$
SDA 0810 A, SDA 0810 N, SDA 1810 N	$T_U$	-40	125	$^\circ\text{C}$
SDA 0810 B	$T_{stg}$	-65	125	$^\circ\text{C}$
Lagertemperaturbereich	$T_{stg}$	-65	125	$^\circ\text{C}$

**Empfohlene Betriebsbedingungen**

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_{CC}$	4,5	5	6	V
Pos. Referenzspannung <sup>2)</sup>	$+U_{REF}$		$U_{CC}$	$U_{CC} + 0,1$	V
Neg. Referenzspannung	$-U_{REF}$		0	-0,1	V
Differenz Referenzspannung	$U_{REF} = +U_{REF} - U_{REF}$		5		V
Dauer des Startimpulses	$t_{W(S)}$	200			ns
Impulsbreite des Impulses zum Laden der Adresse	$t_{W(ALE)}$	200			ns
Adreß Vorbereitungszeit	$t_{SU}$	50			ns
Adreß Haltezeit	$t_H$	50			ns
Taktfrequenz SDA 0810	$f_{CLK}$	50	640	1000	kHz
SDA 1810	$f_{CLK}$	100	1280	2000	kHz

Anmerkungen siehe Seite 423

**Elektrische Kenndaten im empfohlenen Betriebstemperaturbereich**

$U_{CC} = 4,75 \text{ V}$  bis  $5,25 \text{ V}$ , wenn nicht anders angegeben

**Gesamter Baustein**

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
High-Pegel-Eingangsspannung	$U_{IH}$	$U_{CC} = 5 \text{ V}$	$U_{CC} - 1,5$			V
Steuereingänge						
Low-Pegel-Eingangsspannung	$U_{IL}$	$U_{CC} = 5 \text{ V}$			1,5	V
Steuereingänge						
High-Pegel-Ausgangsspannung	$U_{QH}$	$I_Q = -360 \mu\text{A}$	$U_{CC} - 0,4$			V
Low-Pegel-Ausgangsspannung						
Datenausgänge	$U_{OL}$	$I_Q = 1,6 \text{ mA}$			0,45	V
Ende der Umsetzung						
Ausgangsstrom im Aus-Zustand (Zustand hoher Impedanz)	$I_{OZ}$	$U_Q = 5 \text{ V}$			3	$\mu\text{A}$
Ausgangsstrom						
		$U_Q = 0$			-3	$\mu\text{A}$
Steuereingangsstrom bei max. Eingangsspannung	$I_I$	$U_I = 5 \text{ V}$			1	$\mu\text{A}$
Steuereingangsstrom bei Low-Pegel						
Speisestrom	$I_{IL}$	$U_I = 0$		0,3	-1	$\mu\text{A}$
	$I_{CC}$	$f_{CLK} = f_{CLK} (\text{typ})$			3	mA
Eingangskapazität	$C_i$	$T_U = 25^\circ\text{C}$		10	15	pF
Steuereingänge						
Ausgangskapazität	$C_Q$	$T_U = 25^\circ\text{C}$		10	15	pF
Datenausgänge						
Widerstand zwischen Anschlüssen 12 und 16	$R$		1	1000		k $\Omega$

**Kenndaten**

**Analog-Multiplexer**

$U_{CC} = 5 \text{ V}$ ;  $T_U = 25^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Strom bei eingeschaltetem Kanal <sup>3)</sup>	$I_{EIN}$	$U_I = 5 \text{ V}$			2	$\mu\text{A}$
		$f_{CLK} = f_{CLK} (\text{typ})$				
		$U_I = 0 \text{ V}$			-2	$\mu\text{A}$
		$f_{CLK} = f_{CLK} (\text{typ})$				
Strom bei ausgeschaltetem Kanal	$I_{AUS}$	$U_{CC} = 5 \text{ V}$		10	200	nA
		$T_U = 25^\circ\text{C}, U_I = 5 \text{ V}$				
		$U_{CC} = 5 \text{ V}$				
		$T_U = 25^\circ\text{C}, U_I = 0$				
		$U_{CC} = 5 \text{ V}, U_I = 5 \text{ V}$		-10	-200	nA
		$U_{CC} = 5 \text{ V}, U_I = 0$			1	$\mu\text{A}$
					-1	$\mu\text{A}$

Anmerkungen siehe Seite 423

**Betriebskenndaten**

$T_U = 25^\circ\text{C}$ ,  $U_{CC} = +U_{REF} = 5\text{ V}$ ,  $-U_{REF} = 0\text{ V}$ ,  $f_{CLK} = 640\text{ kHz}$ ,  
wenn nicht anders angegeben

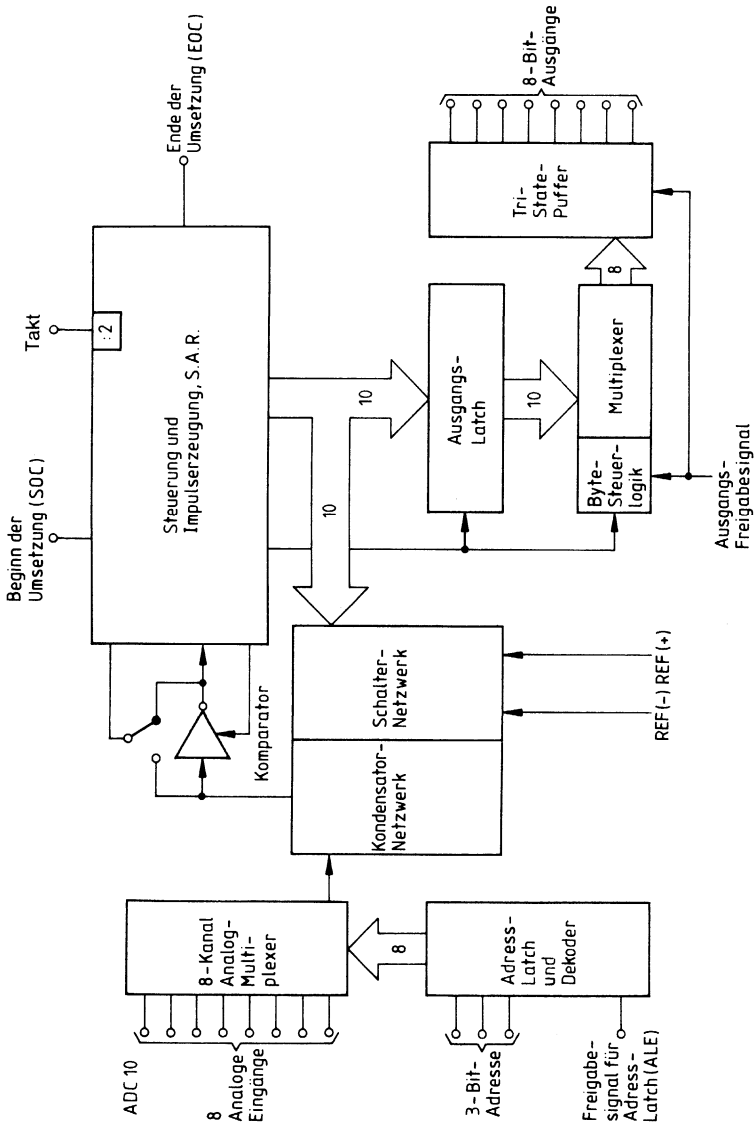
Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannungs-empfindlichkeit <sup>4)</sup>	$k_{SVS}$	$U_{CC} = +U_{REF} = 4,75\text{ V}$ bis $5,25\text{ V}$ , $T_U = -40^\circ\text{C}$ bis $85^\circ\text{C}$		$\pm 0,05$		%/V
Linearitätsfehler <sup>5)</sup>					$\pm 0,5$	LSB
Nullfehler <sup>6)</sup>					$\pm 0,5$	LSB
Gesamter, nicht korrigierter Fehler <sup>7)</sup> nur SDA 0808 B		$T_U = 25^\circ\text{C}$ $T_U = -40^\circ\text{C}$ bis $85^\circ\text{C}$ $T_U = -40^\circ\text{C}$ bis $125^\circ\text{C}$			$\pm 0,5$ $\pm 0,5$ $\pm 0,5$	LSB LSB LSB
Ausgangsfreigabezeit (Bild 1)	$t_{EN}$	$C_L = 50\text{ pF}$ , $R_L = 10\text{ k}\Omega$		80	250	ns
Ausgangssperrzeit (Bild 1)	$t_{dis}$	$C_L = 10\text{ pF}$ , $R_L = 10\text{ k}\Omega$		40	95	ns
Ausgangsaus- schaltzeit (Bild 1)	$t_{OFF}$	$C_L = 10\text{ pF}$ , $R_L = 10\text{ k}\Omega$		20	60	ns
Umsetzzeit <sup>8)</sup> SDA 0810	$t_{Conv}$	$f_{CLK} = 1\text{ MHz}/640\text{ kHz}/$ $50\text{ kHz}$	15	25	320	$\mu\text{s}$
Umsetzzeit <sup>8)</sup> SDA 1810	$t_{Conv}$	$f_{CLK} = 2\text{ MHz}/1280\text{ kHz}/$ $100\text{ kHz}$	15	25	320	$\mu\text{s}$
Verzögerungszeit, Ausgang EOC <sup>9)</sup>	$t_d$ (EOC)		0		200	$\mu\text{s}$



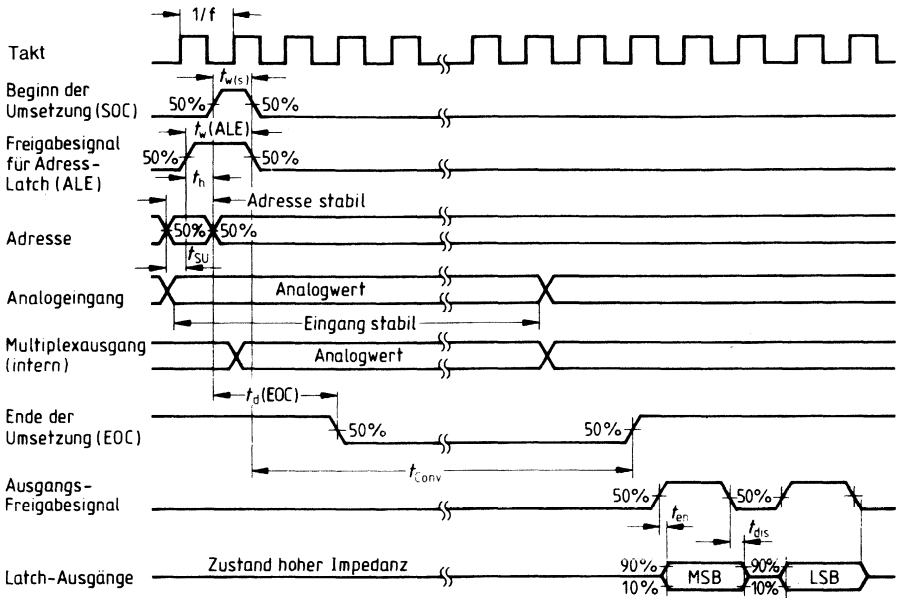
### **Anmerkungen**

- 1) Alle Spannungen beziehen sich auf den Masseanschluß des Netzwerkes.
- 2) Dieser Wert muß sorgfältig überwacht werden, auch beim Einschalten.
- 3) Der Strom bei eingeschaltetem Kanal wird hauptsächlich durch den Strom des Schmitt-Triggers hervorgerufen, und er ändert sich direkt mit der Taktfrequenz.
- 4) Die Speisespannungsempfindlichkeit ist ein Maß für die Fähigkeit eines Analog/Digital-Umsetzers bei Änderungen der Speisespannung seine Genauigkeit beizubehalten. Die Versorgungsspannung und  $+U_{REF}$  werden gemeinsam geändert, und die Änderung der Genauigkeit wird bezogen auf Vollausschlag gemessen.
- 5) Der Linearitätsfehler ist die maximale Abweichung von einer geraden Linie durch die Endpunkte der A/D-Übertragungs-Charakteristik.
- 6) Der Null-Fehler ist die Differenz zwischen dem Ausgang eines idealen Umsetzers und dem des vorliegenden A/D-Umsetzers bei einer Eingangsspannung von 0 V.
- 7) Der gesamte nicht korrigierte Fehler ist die maximale Summe aus Linearitätsfehler, Null-Fehler und Vollausschlags-Fehler.
- 8) SDA 0810:  $t_{Conv\ max} = 16,1/f_{CLK}$        $t_{Conv\ min} = 15,1/f_{CLK}$   
SDA 1810:  $t_{Conv\ max} = 32,1/f_{CLK}$        $t_{Conv\ min} = 30,1/f_{CLK}$
- 9) siehe Betriebsimpulsdiagramm

Blockschaltbild

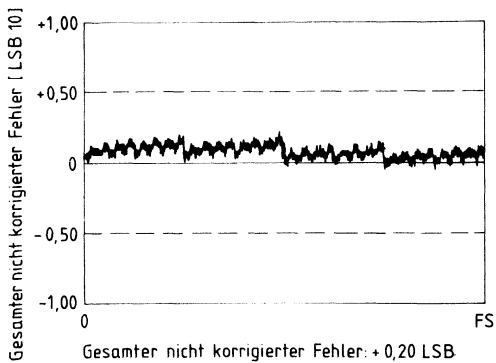


**Betriebsimpulsdiagramm**

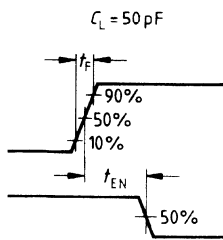
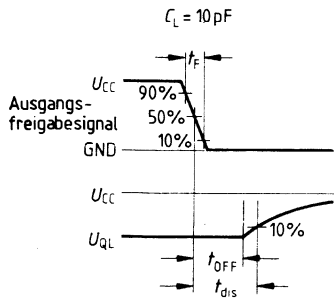
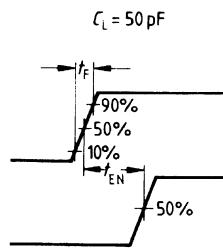
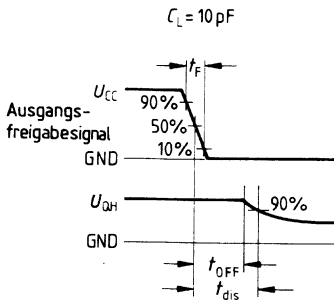
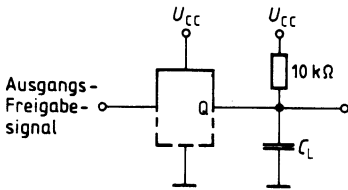
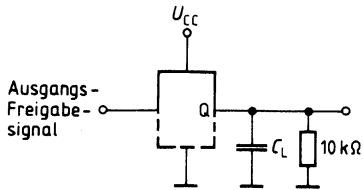


**Typische Fehlerkurve**

(Gesamter nicht korrigierter Fehler einschließlich Offset-, Vollausschlags-, Linearitäts- und Multiplexer-Fehler).



**Bild 1**  
**Tristate-Meßschaltungen und Impulsdiagramme**



### Mikroprozessor-Schnittstelle

Der Anschluß von Mikroprozessoren ist einfach und erfordert nur wenige externe Gatter.

#### Intel Mikroprozessoren

Eine typische Schnittstelle ist in **Bild 2** gezeigt.

Beginn der Umsetzung:

Durch einen Schreibbefehl wird einer der analogen Eingangskanäle ausgewählt und die Umsetzung gestartet.

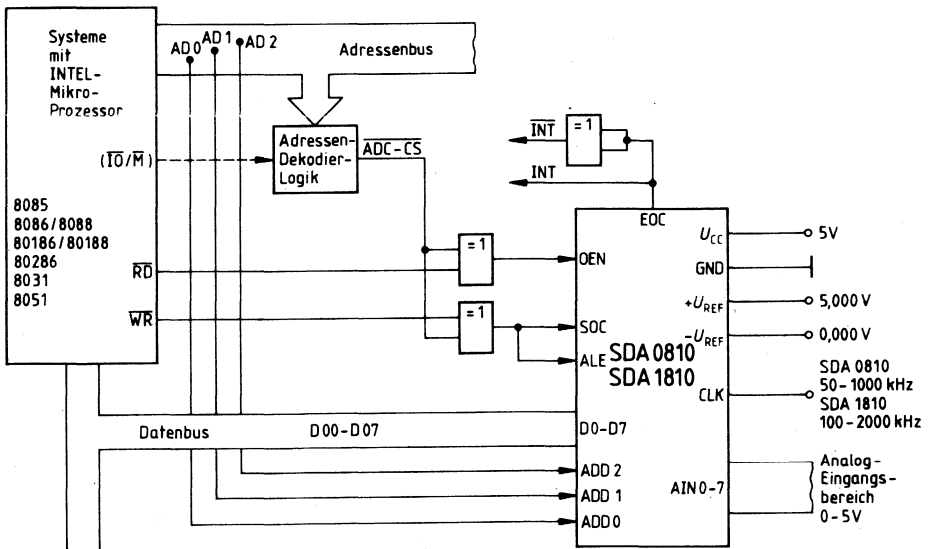
Schreibadresse:  $\overline{\text{ADC\_CS}}$

Das Signal für das Ende der Umsetzung (EOC) kann dazu benutzt werden, im Mikroprozessor einen Interrupt zu erzeugen (INT oder  $\overline{\text{INT}}$ ).

Lesen des Umsetzungsergebnisses:

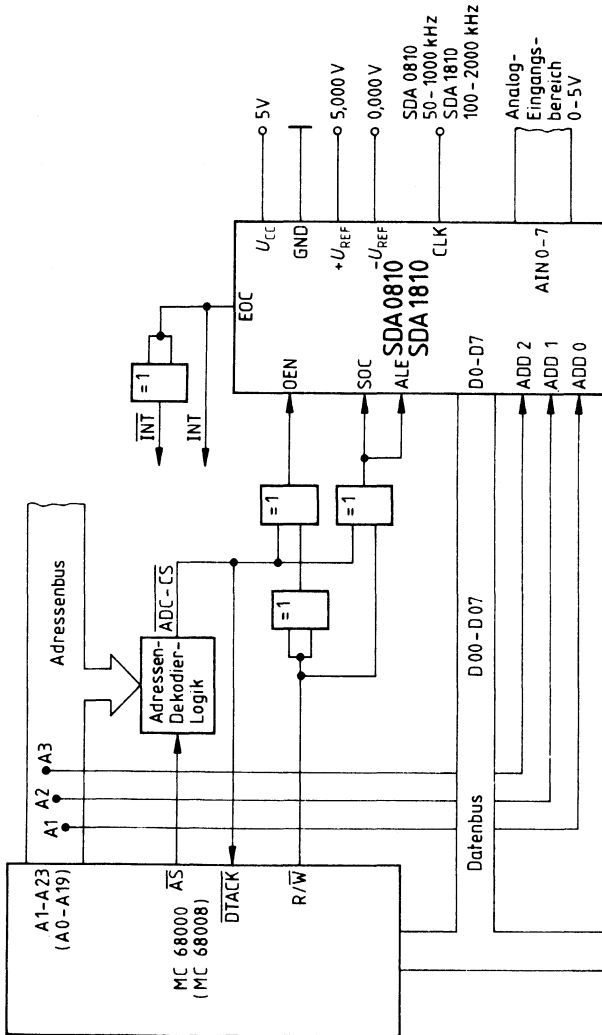
Mit dem ersten Lesebefehl wird aus der  $\overline{\text{ADC\_CS}}$ -Adresse das obere Byte, mit dem zweiten Lesebefehl das untere Byte gelesen.

**Bild 2**



**Bild 3**  
**Motorola Mikroprozessoren**

Eine typische Schnittstelle ist in **Bild 3** gezeigt.



## Anwendungshinweise

### Entkopplung der Stromversorgung

An die Stromversorgung des SDA 0810 oder des SDA 1810 sollte ein 10  $\mu\text{F}$  Tantal- oder Elektrolyt-Entkopplungskondensator angeschlossen werden. Um ein gutes Hochfrequenzverhalten sicherzustellen, sollte diesem Kondensator ein 0,01  $\mu\text{F}$  Keramikkondensator parallelgeschaltet werden. Diese Kondensatoren sollten so dicht wie möglich am Umsetzer angeordnet werden.

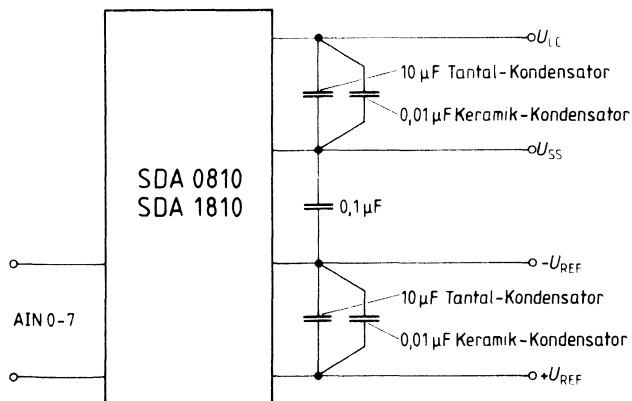
### Referenzspannung

Zur Vermeidung von dynamischen Fehlern sollte ein 10  $\mu\text{F}$  Tantal- oder Elektrolytkondensator, dem ein 0,01  $\mu\text{F}$  Keramikkondensator parallelgeschaltet ist, so dicht wie möglich am Baustein zwischen die Anschlüsse Ref(+) und Ref(-) geschaltet werden. Außerdem sollte ein 0,1  $\mu\text{F}$  Keramikkondensator zwischen Ref(-) und Masse (GND) geschaltet werden.

### Analogeingang

Durch die hohe Eingangsimpedanz der Analogkanäle AIN0 – AIN7 ist ein einfacher Anschluß des Analogsignals möglich. Signalquellen ( $-U_{REF} \leq \text{AIN} \leq +U_{REF}$ ) können direkt ohne zusätzliche Pufferung an die analogen Eingangskanäle angeschlossen werden, wenn sie beim SDA 0810 innerhalb von 4 Taktzyklen und beim SDA 1810 innerhalb von 8 Taktzyklen den Strom zur Aufladung der Sample- und Hold-Kapazität liefern können, die ungefähr 50 pF beträgt.

**Bild 4**  
**Kondensatoren**



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 8005	Q67000-A2262	C-DIP-16

Der SDA 8005 ist ein ultraschneller D/A-Umsetzer mit hervorragenden dynamischen Eigenschaften und zeichnet sich durch folgende Merkmale aus:

- Einschwingzeit typ. 7 ns
- Extrem kleine Glitch-Fläche
- Digitales Eingangsregister
- Dateneingänge 10 K und 100 K ECL-kompatibel
- Nur eine Versorgungsspannung:  $-5,2\text{ V}$
- Deglitch-Steureingang

### Funktionsbeschreibung

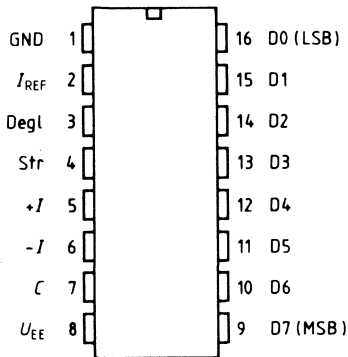
Der SDA 8005 ist ein ultraschneller 8-bit-Digital-Analog-Umsetzer mit ECL-kompatiblen Daten- und Strobe-Eingängen.

Das Datenwort wird mit dem L-aktiv Strobe in das Eingangsregister übernommen. Als Referenz dient eine externe Stromquelle bzw. eine Spannungsquelle mit Referenzwiderstand. Bei einem Referenzstrom von 2,5 mA beträgt der Full-Scale-Ausgangsstrom 40 mA.

Das Ausgangs-Glitches können durch Einstellung der Deglitch-Eingangsspannung zwischen  $-2,3\text{ V}$  und  $-2,9\text{ V}$  minimiert werden. Der Deglitch-Eingang kann auch unbeschaltet gelassen werden.



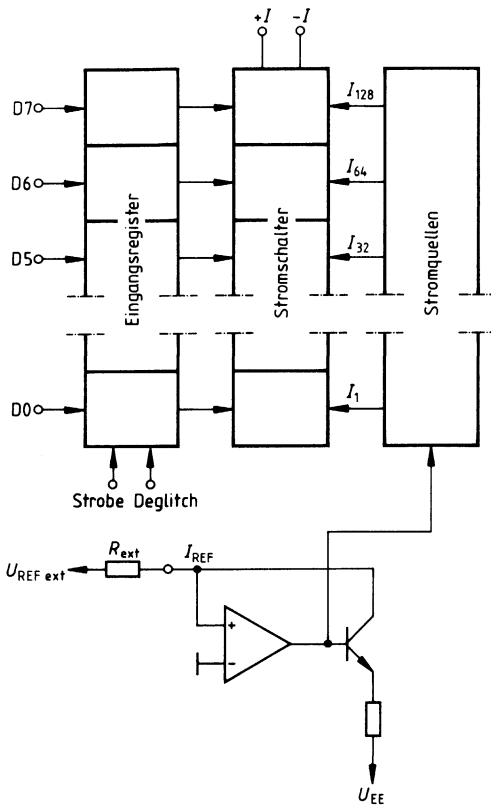
### Anschlußanordnung (Ansicht von oben)



### Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	GND	Masse
2	$I_{REF}$	Referenzstromeingang
3	Degl	Degitch-Eingang
4	Str	Strobe
5, 6	$+I, -I$	Komplementäre Stromausgänge $+I$ : kein Strom wenn D0 bis D7 im H-Zustand ist
7	C	Stabilisierung
8	$U_{EE}$	Versorgungsspannung $-5,2\text{ V}$
16...9	D0...D7	Dateneingänge 0 (LSB) bis 7 (MSB)

**Blockschaltbild**



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_{EE}$	-0,6	0,3	V
Eingangsspannungen	$U_{D0...D7}$	-3,0	0	V
Strobe-Eingang	$U_{Str}$	-4,0	0	V
Deglitch-Eingang	$U_{Degl}$	-5,2	0	V
Spannungen an den Ausgängen $+I, -I$	$U_{QI+}, U_{QI-}$	-1,9	5	V
Sperrschichttemperatur	$T_J$		125	°C
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25	85	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th JU}$		85	K/W

**Kenndaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	------	------	------	---------

**Analog-Ausgänge****Statische Leistungsmerkmale**

Verhältnis des Full-Scale-Ausgangsstroms zum Referenzstrom Absoluter nicht korrigierter Fehler	$I_{QFS}/I_{REF}$ ERR	-1	16	+1 <sup>2)</sup>	%
Integrale Nichtlinearität	$I NL$		0,40 <sup>1)</sup>	0,55 <sup>2)</sup>	LSB
Differentiale Nichtlinearität	$D NL$		0,6 <sup>1)</sup>	1 <sup>2)</sup>	LSB
Full-Scale-Temperaturkoeffizient -25 °C bis +25 °C	$TK$	80		120	ppm/°C
+25 °C bis +85 °C	$TK$	50		80	ppm/°C
Ausgangsstrom bei Null-Eingang	$I_{Q0}$		6 <sup>1)</sup>	30 <sup>3)</sup>	µA
Full-Scale-Ausgangsstrom	$I_{QFS}$			40 <sup>2)</sup>	mA
Ausgangsspannungsbereich	$U_Q$	-1,4		+5	V
Speisespannungsempfindlichkeit	$S_{US}$		0,03 <sup>1)</sup>	0,04 <sup>2)</sup>	%/%

**Dynamische Leistungsmerkmale<sup>1)</sup>**

Ausgangs-Anstiegszeit	$t_{rQ}$		1,3		ns
Ausgangs-Einschwingzeit	$t_{sQ}$		7		ns
Optimierte max. Glitchfläche			80		pVs
Digitale Übersprechdämpfung					
Data	$\alpha_{Data}$		15 <sup>4)</sup>		pVs
Strobe	$\alpha_{Strobe}$		30 <sup>4)</sup>		pVs

Anmerkungen siehe Seite 435

**Kenndaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	------	------	------	---------

**Digitale Eingänge****Gleichstrom-Kenndaten**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$	-1,105		-0,810	V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$	-1,850		-1,505	V
Eingangskapazität D7	$C_{I D7}$		1,2		pF
D6	$C_{I D6}$		0,8		pF
D0 bis D5	$C_{I D0...D5}$		0,5		pF
Strobe	$C_{I Str}$		1,5		pF
H-Eingangsstrom D7	$I_{IH D7}$		25		$\mu A$
D6	$I_{IH D6}$		12		$\mu A$
D0 bis D5	$I_{IH D0...D5}$		6		$\mu A$
Strobe	$I_{IH Str}$		75		$\mu A$
Eingangscodierung			binär		

**Schaltzeiten**

Vorbereitungszeit	$t_S$	0,5			ns
Haltezeit	$t_H$	2,5			ns
Strobezeit	$t_{Str}$	2			ns

(siehe Bild 1)

**Deglitich-Eingang**

Deglitich-Eingangsstrom					
bei $U_{Degl} = 2,3 V$	$I_{I Degl}$			200	$\mu A$
bei $U_{Degl} = 2,9 V$	$I_{I Degl}$	-150			$\mu A$
Deglitich-Spannungsbereich	$-U_{Degl}$	+2,9		+2,3	V
Deglitich-Spannung (unbeschaltet)	$U_{Degl}$		$0,5 \times U_{EE}$		V

**Spannungsversorgung<sup>1)</sup>**

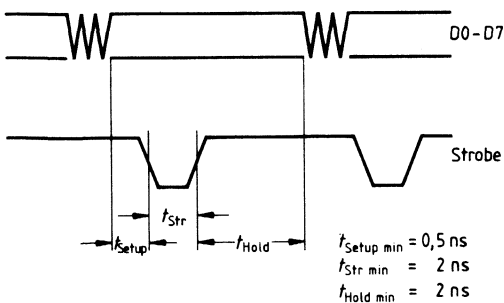
Speisespannung	$U_{EE}$	-5,46		-4,94	V
Speisestrom	$I_{EE}$		98	105	mA
Leistungsaufnahme	$P_D$		495		mW

Anmerkungen siehe Seite 435

**Anmerkungen**

- 1) Gemessen bei: 25 °C  
 $U_{EE} = -5,2 \text{ V}$   
 Full-Scale-Ausgangsstrom  $I_Q = 20 \text{ mA}$   
 Ausgangsbelastung = 50  $\Omega$
- 2) Garantiert bei: -25 °C bis +85 °C  
 $-5,64 \text{ V}$  bis  $-4,94 \text{ V}$   
 Full-Scale-Ausgangsstrom  $I_Q = 1 \text{ mA}$  bis 40 mA
- 3) Gemessen bei: 100 °C  
 Full-Scale-Ausgangsstrom  $I_Q = 20 \text{ mA}$   
 $U_{Degl} = -2,3 \text{ V}$   
 $U_{EE} = -5,2 \text{ V}$
- 4)  $U_{IH} = -0,95 \text{ V}$   
 $U_{IL} = -1,6 \text{ V}$   
 Anstiegszeit des Eingangssignals  $t_r = 3 \text{ ns}$   
 Alle Eingänge zur gleichen Zeit in die gleiche Richtung schalten  
 (schlimmster Fall).  
 Die Übersprechdämpfung kann durch die Verwendung anderer  
 Eingangssignale reduziert werden.

**Bild 1**  
**Impulsdiagramm der Eingänge**

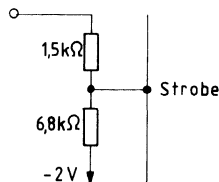


### Hinweise zur Beschaltung

Beim Aufbau einer Meß- oder Anwendungsschaltung sind zur Erreichung optimaler dynamischer Eigenschaften einige wichtige Punkte zu beachten:

- Platine mit mindestens einer nahezu ganzflächigen Masse.
- Der Masseanschluß soll möglichst knapp an die großflächige Masse angeschlossen werden, am besten durch direktes Anlöten, bzw. Verwendung von Einzelkontaktstiften.
- Die Versorgungsspannung muß direkt am  $U_{EE}$ -Anschluß mit einem 100-nF-Keramik-kondensator (am besten kleine Chipkondensatoren) abgeblockt werden.
- Die analogen Ausgänge sollen möglichst nahe am Gehäuse mit  $50\ \Omega$  belastet werden, bei Verwendung von  $50\text{-}\Omega$ -Leitungen soll der Wellenwiderstand möglichst knapp am Ausgangsanschluß bereits den richtigen Wert annehmen.
- Die von der Masse über die Lasten der beiden komplementären Ausgänge abfließenden Ströme sollen möglichst kurze getrennte Wege durchlaufen, weil sich beim Umschalten zwar die Einzelströme, nicht aber der Summenstrom ändert und durch diese Maßnahme die durch die Änderung der Einzelströme verursachte Induktionsspannung klein gehalten werden kann.
- Jede der verwendeten Gleichspannungen ( $U_{EE}$ ,  $DEGL$ ,  $U_{REF}$ ) muß in bezug auf Welligkeits- und Rauscheigenschaften auf ihre Tauglichkeit überprüft werden.
- Bei der Verbindung eines D/A-Ausgangs mit dem  $50\text{-}\Omega$ -Eingang eines Oszilloskops soll an der D/A-Umsetzer-Seite der Verbindungsleitung ein Abschwächer angeordnet werden, um die vom Oszilloskop zurückkommende Reflexion nicht auf den praktisch offenen Leitungsabschluß auflaufen zu lassen (Ausgangswiderstand des D/A-Umsetzers ungefähr  $20\ \text{k}\Omega$ ); die Masseverbindung zwischen Meßplatine und Gerät soll eine möglichst geringe Impedanz haben.
- Um das Übersprechen des Strobe auf den Ausgang zu verringern, kann man einen ohmschen Spannungsteiler vor den Strobe-Eingang schalten, der mit der Eingangskapazität ein RC-Filter bildet (**siehe Bild**).

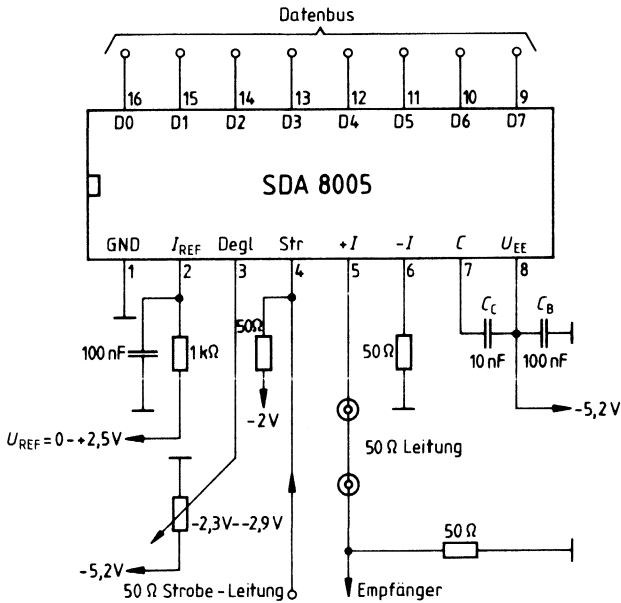
**Bild 2**



**Bild 3** zeigt eine Anwendung, bei der das Ausgangssignal über eine 50- $\Omega$ -Leitung zu einem Empfänger mit einem 50- $\Omega$ -Eingang, unter Umständen ein ultraschnelles Oszilloskop, gesendet wird.  $I_{REF}$  kann durch Änderung von  $U_{REF}$  zwischen 0 V und 2,5 V verändert werden, wobei der Widerstand  $R_{REF}$  1 k $\Omega$  beträgt.

Als Alternative dazu, kann bei konstanter  $U_{REF}$ ,  $R_{REF}$  verändert werden.

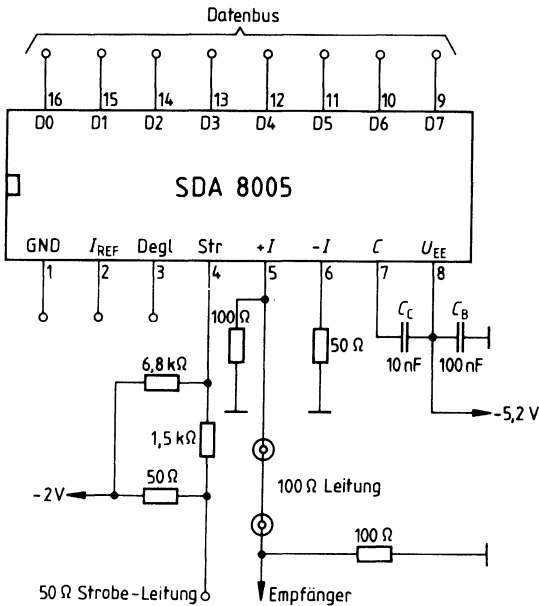
**Bild 3**



In **Bild 4** ist der Strobe-Eingang mit einem Spannungsteiler verbunden, der zusammen mit der Eingangskapazität ein RC-Filter bildet, und somit das Übersprechen zwischen Strobe und Ausgang verringert. Die 100- $\Omega$ -Ausgangsleitung von  $+I$  ist an beiden Enden abgeschlossen.

Der hohe maximale Full-Scale-Ausgangsstrom in diesem Beispiel ermöglicht ebenfalls einen akzeptablen Spannungsbereich.

**Bild 4**





**Vorläufige Daten**

**Bipolare Schaltung**

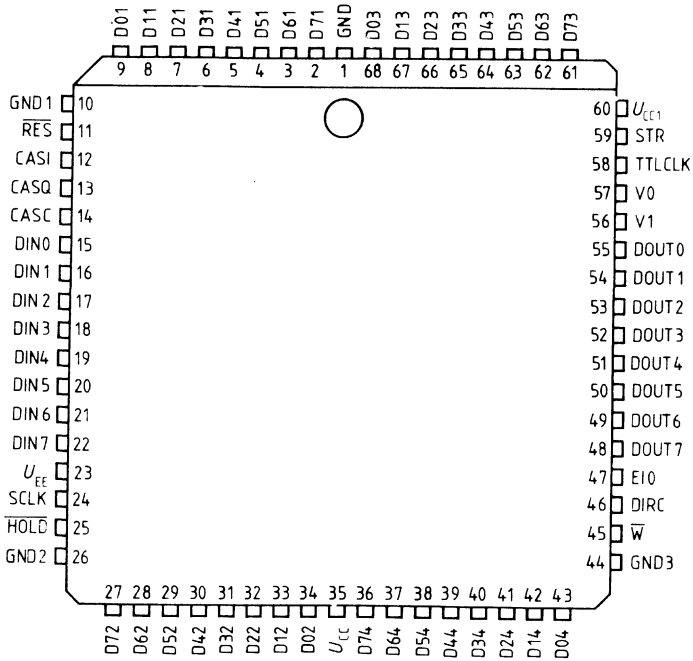
Type	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 8020 N	Q67000–A8127	PL-CC-68 (SMD)

Das Datenerfassungs-Schieberegister (DASR) SDA 8020 verfügt über ECL-kompatible Eingänge und kann einen 8-bit-breiten-Datenstrom mit einer Taktfrequenz von bis zu 100 MHz in vier parallele 8-bit-TTL-Datenkanäle mit der Taktfrequenz des seriellen Taktes DEMULTIPLEXEN. In einer zweiten Betriebsart, der MULTIPLEX-Funktion, können vier 8-bit-breite-TTL-Datenkanäle in einem 8-bit-breiten, ECL-kompatiblen-Kanal mit einer Taktfrequenz von bis zu 100 MHz zusammengefaßt werden.

**Besondere Merkmale**

- 4 x 8-bit-Schieberegister
- ECL serielles oder TTL paralleles Laden
- Typisch 125-MHz-Schiebe-Taktfrequenz
- Latches für parallele TTL-Eingangs-/Ausgangsdaten
- TTL-kompatible Steueranschlüsse
- Kaskadierbar, dabei automatische Verringerung der Taktfrequenz
  
- Zwei Taktausgänge, TTL CLK und W, für einfachen Einsatz
- Schnittstelle zwischen schnellen ECL- und herkömmlichen TTL-Schaltungen
- Leistungsaufnahme typisch 1,5 W

**Bild 1**  
**Anschlußanordnung**  
 (Ansicht von oben)



## Anschlußbelegung

Anschluß	Typ	Symbol	I/O	Funktion
1		GND		Masse für TTL-Daten
9-2	TTL	D01..D71	I/O	Dies sind 32 parallele TTL Ein- oder Ausgänge (abhängig vom DIRC-Eingang) der einzelnen Schieberegisterzellen. Diese Ausgänge können durch zwei TTL-Lasten belastet werden.
34-27	TTL	D02..D72	I/O	
43-36	TTL	D04..D74	I/O	
68-61	TTL	D03..D73	I/O	
10		GND1		ECL-Masse
11	TTL	$\overline{\text{RES}}$	I	Durch Aktivierung dieses Eingangs (Low-aktiv) werden alle 32 Schieberegisterzellen gelöscht und der Taktgenerator zurückgesetzt (DOU 0...7 = Low, TTLCLK = Low, $\overline{W}$ = High).
12, 13	–	CASI, CASO	I/O	Kaskadierung Eingang, Kaskadierung Ausgang ( <b>s. Bild 2</b> ): Diese beiden Anschlüsse steuern zusammen mit dem Kaskadierungssteuereingang die TTL-Taktrate und die internen Taktabläufe. Sie werden nur zur Bildung der Taktschleife verwendet und sind nicht ECL-kompatibel.
14	TTL	CASC	I	Kaskadierungssteuerung Der an diesem Eingang erforderliche Logik-Pegel hängt von der Kaskadierungskonfiguration ab (siehe Kapitel „Kaskadierung“ und <b>Bild 2</b> ). Bei einer Konfiguration mit nur einem Chip ist ein High-Pegel erforderlich.
15-22	ECL	DIN 0...7	I	ECL-Dateneingangsbyte
23		$U_{EE}$		Negative Speisespannung, ECL-Teil
24	ECL	SCLK	I	Die einzelnen Schieberegisterzellen werden durch dieses Signal getaktet. Die an D0...D7 anliegenden Daten werden mit der fallenden Taktflanke übertragen.
25	TTL	$\overline{\text{HOLD}}$	I	Ein logischer Low-Pegel am $\overline{\text{HOLD}}$ -Eingang sperrt den Schiebetak und schaltet die 32 parallelen Ein-/Ausgänge in den Zustand hoher Impedanz. Das Register ist nicht aktiv.
26		GND 2		TTL-Masse, Takt- und Steuerungsteil
35		$U_{CC}$		Positive Speisespannung, TTL-Datenteil
44		GND 3		Masseanschluß für ECL-Ausgangsemittelfolger
58	TTL	TTLCLK	O	Die Frequenz des TTL-Taktes bei Betrieb eines Chips beträgt 1/4 der Schiebetaktfrequenz. Bei einer Kaskadierung wird die TTL-Taktfrequenz automatisch verringert.

## Anschlußbelegung (Fortsetzung)

Anschluß	Typ	Symbol	I/O	Funktion
46	TTL	DIRC	I	Ein logischer High-Pegel am Anschluß DIRC schaltet das Datenerfassungsschieberegister auf parallele Eingabe/serielle Ausgabe (Multiplexbetrieb, paralleles Laden) und ein logischer Low-Pegel schaltet den Baustein auf serielle Eingang/parallele Ausgabe (Demultiplexbetrieb, serielles Laden)
47	ECL	EIO	I/O	Gibt dem Multiplexbetrieb die interne Datenübertragung von den Latches zu den Schieberegistern frei. In dieser Betriebsart liefern die EIO's interne Impulse für alle kaskadierten Datenerfassungsschieberegister. Der Anschluß muß über einen 1-k $\Omega$ -Widerstand mit -2 V verbunden werden ( <b>s. Bild 2</b> ). Im Demultiplexbetrieb hat der EIO-Anschluß keinen Einfluß auf die internen Impulse und kann unbeschaltet gelassen werden.
55-48	ECL	DOU 0...7	O	ECL-Datenausgangsbyte. Die Daten werden mit der fallenden Flanke von SLCK zum Ausgang übertragen.
56, 57	TTL	V1, V0	I	Mit V0, V1 wird eine der vier möglichen Verzögerungszeiten dieses W-Signals ausgewählt.
45	TTL	$\bar{W}$	O	Der Ausgang $\bar{W}$ hat dieselbe Taktfrequenz wie TTLCLK aber ein anderes Tastverhältnis (1/4 bei Betrieb eines Chips). Er kann als Schreib- oder Chip-Auswahl-Signal für schnelle MOS SRAM's verwendet werden, die an den parallelen Ein-/Ausgängen angeschlossen werden. Das Signal kann um Vielfache der Periodendauer des Schiebetaktes verzögert werden, was über V0, V1 programmierbar ist (siehe untenstehende Programmier-tabelle für V0, V1).
59	TTL	STR	I	Die vier 8-bit-Datenworte werden mit dem Strobe im ersten Eingangs-/zweiten Ausgangs-Latch zwischengespeichert. Ein High-Pegel an Strobe schaltet dieses Latches transparent durch.
60		$U_{CC1}$		Positive Speisespannung, TTL-Takte und Steuer-signalteil

## Programmier-tabelle für V0, V1

V0	V1	Verzögerung von $\bar{W}$	1	0	2 SCLK-Perioden
0	0	0 SCLK-Perioden	1	1	3 SCLK-Perioden
0	1	1 SCLK-Perioden			

### Funktionsbeschreibung

Das Datenerfassungs-Schieberegister (DASR) enthält acht parallele 4-bit-breite-Schieberegister, von denen jedes über zwei intern kaskadierte pegelgesteuerte Eingangs-/Ausgangs-Schieberegister verfügt. Der Baustein hat 8 ECL-kompatible serielle Ein- und Ausgänge und 32 parallele TTL-kompatible gemeinsame Ein-/Ausgänge. Neben den Daten-Eingängen und Ausgängen verfügt der Baustein über 7 Steuereingänge und liefert zwei Taktsignale, wodurch insbesondere die Anwendung des DASR zusammen mit schnellen statischen MOS-RAM's in Datenerfassungssystemen unterstützt wird. Alle Ein- und Ausgänge sind TTL-kompatibel.

Der Taktteil besteht aus einem 1 Bit x 4 Schieberegister, dessen Ausgang (CASO) über die externe Taktschleife auf den Eingang (CASI) zurückgekoppelt wird. Wenn der Kaskadierungs-Steuereingang (CASC) auf H-Pegel gelegt wird, wird ein einzelner Impuls in die erste Schieberegisterzelle geschrieben. Wenn HOLD freigegeben wird, durchläuft dieser einzelne Taktimpuls die Taktschleife, und alle Impulse für die Zeitsteuerung werden aus diesem Impuls abgeleitet.

Das Datenerfassungs-Schieberegister eignet sich hauptsächlich als Schnittstelle zwischen einem schnellen A/D- oder D/A-Umsetzer und den Speichern in einem Datenerfassungs- oder Funktionsgenerator-System. Weitere Anwendungsmöglichkeiten sind schnelle Logikkanalysatoren und digitale Wortgeneratoren.

### Betriebsarten

Das Datenerfassungs-Schieberegister (DASR) hat zwei Betriebsarten, die durch den Anschluß DIRC ausgewählt werden. Um eine zu große Leistungsaufnahme zu vermeiden, werden die Schaltungsteile abgeschaltet, die in einer Betriebsart nicht benutzt werden.

#### 1.) Serielle Eingabe/Parallele Ausgabe

Nach der Aktivierung des Datenerfassungs-Schieberegisters durch asynchrone  $\overline{\text{RES}}$ - und  $\overline{\text{HOLD}}$ -Signale (empfohlener Zeitverlauf der RES- und HOLD-Signale **siehe Bild 5**) werden die 8-bit-breiten-ECL-Datenworte (die an DIN0...DIN7 anliegen) mit der fallenden Flanke von SCLK synchron in das Register geladen. Kurz nach jeder vierten ansteigenden Flanke von SCLK wird der Inhalt der einzelnen Schieberegisterzellen durch einen intern erzeugten Takt im ersten Ausgangs-Latch gespeichert. Diese vier Datenbytes erscheinen an den Ausgängen (D01...D71, D04...D74), nachdem sie durch das externe Signal STR an das zweite Ausgangs-Latch weitergegeben wurden. Dieses Latch kann ebenfalls in den Transparent-Betrieb geschaltet werden, indem STR auf H-Pegel gelegt oder nicht angeschlossen wird. Das erste erfaßte Datenbyte erscheint an D04...D74, das zweite an D03...D73, das dritte an D02...D72 und das vierte an D01...D71. Wegen des Bitversatzes der Latches darf für eine kurze Zeit ( $t_{H,STR,D}$ ) nach jeder vierten SCLK-Periode keine fallende Flanke des STR auftreten (da Ausgangs-Latch 1 gerade in den Transparent-Betrieb geschaltet wurde, **siehe Bild 8**).

Ein Datenerfassungs-Zyklus wird durch einen negativen Pegel an  $\overline{\text{HOLD}}$  beendet, der intern mit der ansteigenden Flanke von TTL CLK und der ansteigenden Flanke von  $\overline{W}$  synchronisiert ist. Diese doppelte Synchronisation vereinfacht das Anhalten der Datenerfassung bei einem definierten Abtastwert (**siehe Anwendungsbeispiel Bild 12**).

Es gibt abhängig von der Verzögerung des Signals  $\overline{W}$  einige Möglichkeiten, die TTL CLK-Signalform am Ende eines Betriebszyklus zu behandeln (**siehe Bild 5**).  $\overline{W}$  bleibt auf High-Pegel, nachdem das Datenerfassungs-Schieberegister angehalten wurde. Wenn SCLK durch HOLD gesperrt wird, gehen die Datenausgänge in einen Zustand hoher Impedanz.

## 2.) Parallele Eingabe/Serielle Ausgabe

Durch Anlegen von vier 8-bit-Datenworten an D01...D74 und Anlegen eines High-Pegels an STR werden die Daten synchron und parallel geladen.

Jede vierte SCLK-Periode, beginnend mit der sechsten fallenden Flanke von SCLK nach dem Start durch einen High-Pegel an  $\overline{HOLD}$ , wird das zweite Eingangs-Latch auf Transparentbetrieb geschaltet. Mit der nächsten fallenden Flanke von SCLK werden die Daten in die Schieberegisterzellen geschrieben. Die ersten gültigen Daten erscheinen an DOUT nicht vor der achten fallenden Flanke von SCLK seit dem Beginn. Die Daten an D04...D74 werden in einem TTL CLK-Zyklus zuerst herausgeschoben und die an D01...D71 zuletzt. Um definierte Startbedingungen an DOUT zu erhalten sollte DIN auf Low-Pegel gelegt werden. Die Vorbereitungs- und Haltezeiten  $t_{S, D, SCLK}$ ,  $t_{H, D, SCLK}$  gelten nur, wenn das erste Eingangs-Latch auf Transparentbetrieb geschaltet wird, indem STR auf H-Pegel gelegt wird. In beiden Betriebsarten erscheint die erste ansteigende Flanke von TTL CLK zwei fallende Flanken des Schiebetaktes nach dem Aktivieren des Datenerfassungs-Schieberegisters. Der erste  $\overline{W}$ -Impuls mit einer Dauer von einem SCLK-Zyklus und einer durch V0 und V1 programmierten Verzögerung wird nach der dritten fallenden Flanke von SCLK geliefert.

## Kaskadierung

Durch die Fähigkeit, die Datenerfassungs-Schieberegister zu kaskadieren, sind geringere TTL-Datenraten zusammen mit dem Vorteil eines Schiebetaktes von 100 MHz möglich. Zur Kaskadierung der Datenerfassungs-Schieberegister muß der Anschluß CASO des einen Bausteins mit dem Anschluß CASI des nächsten verbunden werden. Diese Taktschleife wird geschlossen, indem der Anschluß CASO des letzten Datenerfassungs-Schieberegisters mit dem Anschluß CASI des ersten verbunden wird. Außerdem wird der Kaskadierungs-Steuereingang CASC nur eines Datenerfassungs-Schieberegisters auf High-Pegel gelegt (**siehe Bild 4**). Die Lage des Datenerfassungs-Schieberegisters mit dem CASC-Eingang auf High-Pegel bestimmt den Zeitpunkt der internen Takte zur Übertragung der Daten zum zweiten Eingangs-Latch und zu den einzelnen Schieberegisterzellen in der Betriebsart parallele Eingabe/serielle Ausgabe (**siehe Bild 7**). Die ersten internen Takte erscheinen zur selben Zeit wie beim Betrieb nur eines Bausteins und ihre Periodendauer hängt von der Länge der Schieberegister-Kaskade ab. In Systemen mit kaskadierten Datenerfassungs-Schieberegistern wird die erste Flanke von  $\overline{W}$  oder TTL CLK an dem Datenerfassungs-Schieberegister geliefert, an dem CASC = H ist. Die  $\overline{W}$ - und TTL CLK-Signale der anderen SDA 8020 werden in der gleichen Reihenfolge geliefert, wie wenn sie über CASI und CASO verbunden sind.

Der Zeitabstand zwischen den ansteigenden Flanken des TTL CLK-Signals beträgt vier SCLK-Perioden. In der Betriebsart parallele Eingabe/serielle Ausgabe müssen alle Anschlüsse EIO verbunden und über einen 1-k $\Omega$ -Widerstand an -2 V angeschlossen werden. In der Betriebsart serielle Eingabe/parallele Ausgabe ist die Lage des Datenerfassungs-Schiebe-

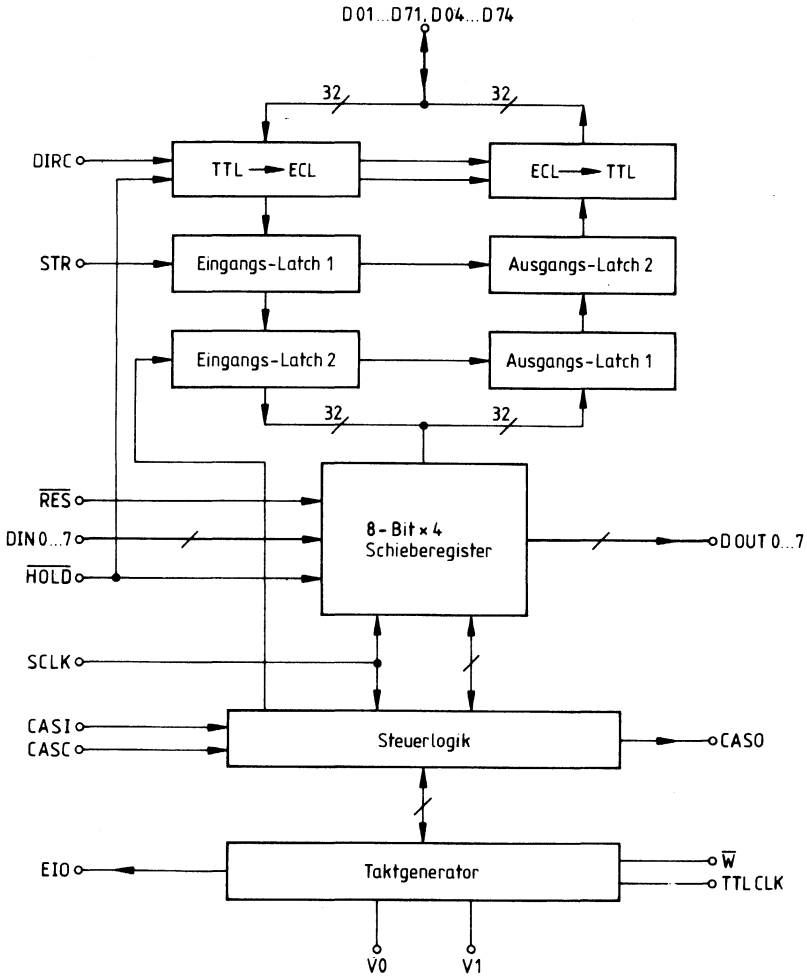
---

registers mit dem High-Pegel an CASC unwichtig für die internen Signalverläufe. In dieser Betriebsart wird die Periodendauer des internen Taktes (für Ausgangs-Latch 1) nicht vergrößert. Somit werden die Daten des Schieberegisters jede vierte SCLK-Periode in das Ausgangs-Latch 1 geschrieben. Um über die gesamte TTL CLK-Periodendauer gültige TTL-Ausgangsdaten zu erhalten, muß ein STR-Impuls mit einer Dauer von maximal 4 SCLK-Perioden verwendet werden, z. B.  $\overline{W}$  (siehe Bild 6). Die Signale an den EIO-Anschlüssen sind nur für interne Verwendung (siehe Bild 4).

Die High-Phase des TTL-Taktes der Datenerfassungs-Schieberegister mit einem Anschluß CASC auf Low-Pegel wird verdoppelt. Wenn Datenerfassungs-Schieberegister kaskadiert werden, kann das  $\overline{W}$ -Signal nicht nur in vier Schritten verzögert werden, wie beim Betrieb nur eines Bausteins, sondern durch Verwendung des  $\overline{W}$ -Ausganges des zugehörigen Bausteins über die gesamte TTL-Taktperiode.

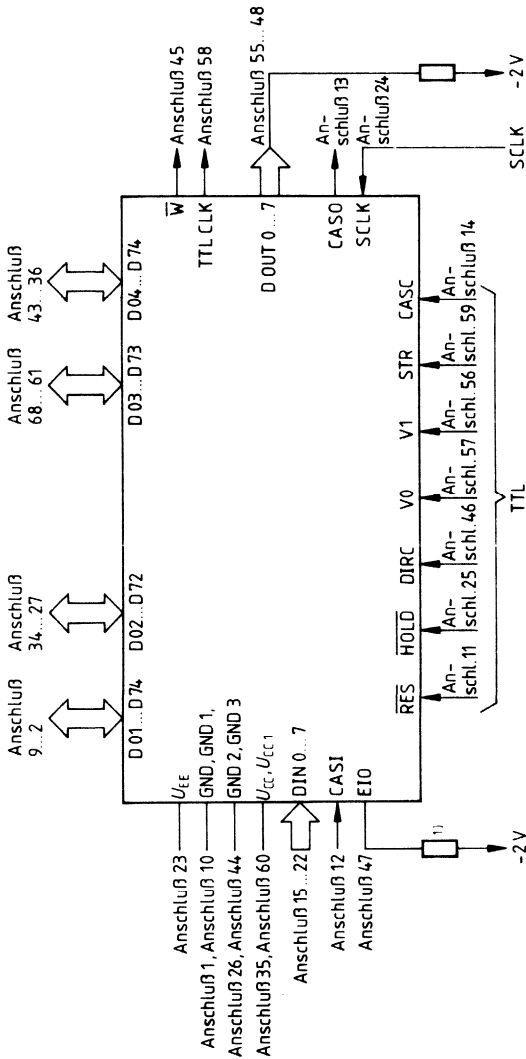


**Bild 2**  
**Blockschaltbild**

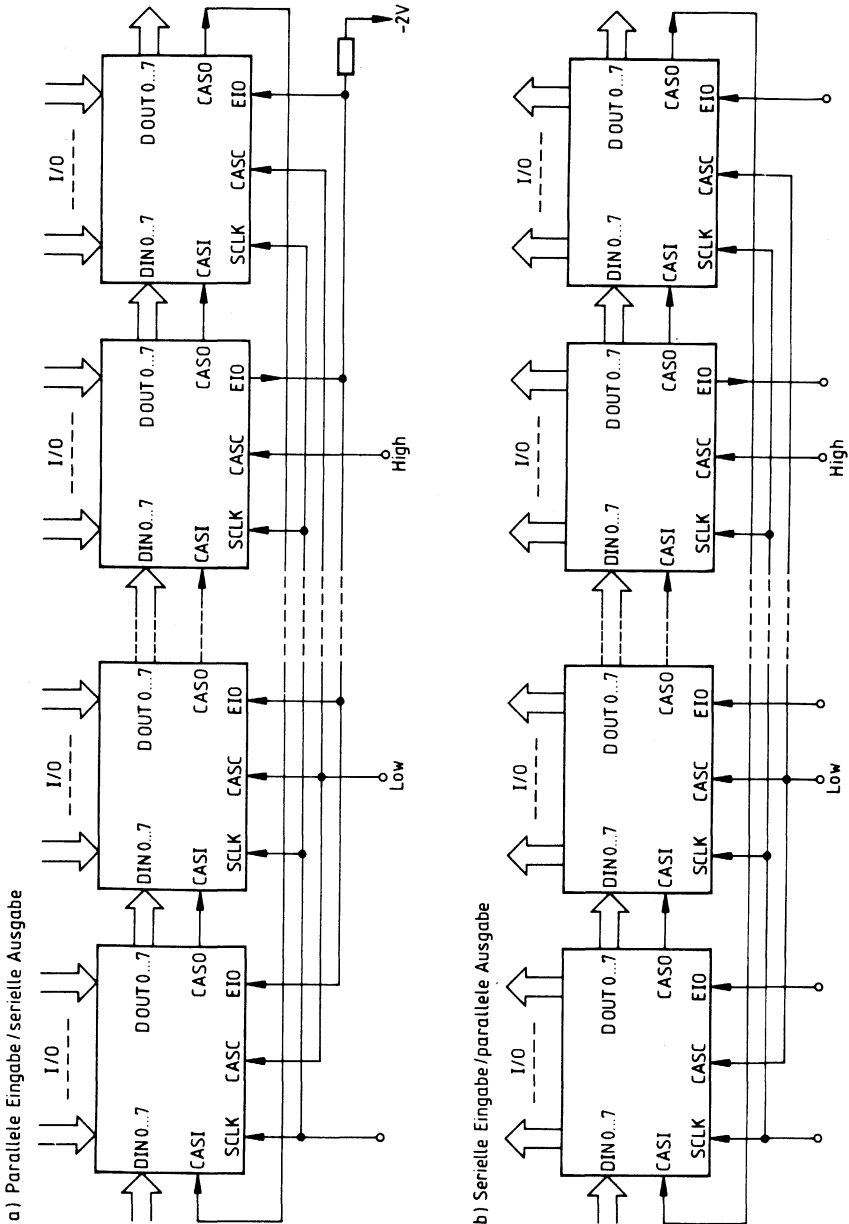




**Bild 3**  
**Grundkonfiguration**



**Bild 4**  
**Blockschaltbild für die Kaskadierung**



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Pos. Speisespannungen	$U_{CC}$	-0,3	6,0	V
Neg. Speisespannungen	$U_{EE}$	-6,0	0,3	V
ECL-Eingangsspannungen		-3,5	0	V
ECL-Ausgangsspannungen			1	V
TTL-Eingangs- und Ausgangsspannungen		-0,6	5,5	V
Tristate Ströme in D01...D74			1	mA
Ausgangsstrom an W		-40 <sup>1)</sup>	40 <sup>2)</sup>	mA
Ausgangsstrom an D01...D74		-10 <sup>1)</sup>	10 <sup>2)</sup>	mA
Ausgangsstrom an TTL CLK		-20 <sup>1)</sup>	20 <sup>2)</sup>	mA
Ausgangsstrom an DOUT 0...7		-20	0	mA
Ausgangsstrom an EIO		-10	0	mA
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25	70	°C
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-65	125	°C
Wärmewiderstand				
System - Umgebung	$R_{th\ SU}$		30	K/W
System - Gehäuse	$R_{th\ SG}$		15	K/W

1) High-State

2) Low-State

**Elektrische Kenndaten**
 $T_U = -25^\circ\text{C bis } +70^\circ\text{C}, U_{CC} = 5\text{ V} \pm 5\%; U_{EE} = -4,5\text{ V} \pm 5\%, |U_{CC} - U_{CC1}| < 0,5\text{ V}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	Prüf-schaltg.	min.	typ.	max.	Ein-heit
<b>Stromversorgung</b>							
Pos. Speisestrom	$I_{CC}$				65	80	mA
Neg. Speisestrom	$I_{EE}$				240	265	

**TTL-Anschlüsse**

H-Eingangsspannung	$U_{IHT}$			2			V
L-Eingangsspannung	$U_{ILT}$					0,8	V
H-Eingangsstrom	$I_{IHT}$	$U_{CC} = \text{max}; U_I = 2,4\text{ V}$				30	$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom	$I_{ILT}$	$U_{CC} = \text{max}; U_I = 0,5\text{ V}$				-1,6	mA
H-Ausgangsspannung	$U_{QHT}$	$U_{CC} = \text{min};$ $I_{QH} = -800\ \mu\text{A}$	a	2,4			V
L-Ausgangsspannung	$U_{QLT}$	$U_{CC} = \text{min}; I_{QL} = 3,2\text{ mA}$	a			0,5	V
Ausgangsstrom im Aus-Zustand	$I_{QZLT}$	$U_{CC} = \text{max}; U_Q = 0,5\text{ V}$				-50	$\mu\text{A}$
	$I_{QZHT}$	$U_{CC} = \text{max}; U_Q = 2,4\text{ V}$				50	$\mu\text{A}$

**ECL-Anschlüsse**

H-Eingangsspannung	$U_{IHE}$			-1,165		-0,88	V
L-Eingangsspannung	$U_{ILE}$			-1,81		-1,475	V
H-Ausgangsspannung	$U_{QHE}$		c	-1,025		-0,88	V
L-Ausgangsspannung	$U_{QLE}$		c	-1,81		-1,62	V

**CASI, CASO**

H-Eingangsspannung	$V_{IHC}$			-1,0		-0,65	V
L-Eingangsspannung	$U_{ILC}$			-1,6		-1,35	V
H-Ausgangsspannung	$U_{OHC}$				-0,9		V
L-Ausgangsspannung	$U_{OLC}$				-1,55		V
Max. Lastkapazität an CASO	$C_{CASO}$			5			pF

**Impuls-Kenndaten**
 $T_U = -25^\circ\text{C bis } +70^\circ\text{C}, U_{CC} = 5\text{ V} \pm 5\%, U_{EE} = -4,5\text{ V} \pm 5\%, |U_{CC} - U_{CC1}| < 0,5\text{ V}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Vorbereitungszeit DIN 0...7 an SCLK	$t_{S,DIN}$	0,5			ns
Haltezeit DIN 0...7 an SCLK	$t_{H,DIN}$	2,0			ns
Vorbereitungszeit D01...D74 an STR	$t_{S,D^1)}$	8,0			ns
Haltezeit D01...D74 an STR	$t_{H,D^1)}$	0			ns
Vorbereitungszeit Steuerung an HOLD	$t_{S,CONT^2)}$	30	7		ns
Haltezeit Steuerung an HOLD	$t_{H,CONT^2)6)}$	20	0		ns
Min. Vorbereitungszeit STR an SCLK	$t_{S,STR,D^1)3)}$		-4,5		ns
Min. Haltezeit STR an SCLK	$t_{H,STR,D^1)3)}$		6,5		ns
Min. Vorbereitungszeit $\overline{\text{HOLD}}$ an SCLK	$t_{S,\overline{\text{HOLD}},S}$		14	20	ns
Vorbereitungszeit $\overline{\text{HOLD}}$ an TTL CLK	$t_{S,\overline{\text{HOLD}},T}$	20			ns
Vorbereitungszeit $\overline{\text{RES}}$ an HOLD	$t_{S,\overline{\text{RES}}}$	20			ns
Min. Vorbereitungszeit STR an SCLK	$t_{S,STR,SLCK^4)7)}$		3		ns
Min. Haltezeit STR an SCLK	$t_{S,STR,SCLK^5)}$		0		ns
Min. Vorbereitungszeit D01...D74 an SCLK	$t_{H,D,SCLK^5)}$		5		ns
Min. Haltezeit D01...D74 an SCLK	$t_{H,D,SCLK^5)}$		1		ns

Anmerkungen siehe Seite 452

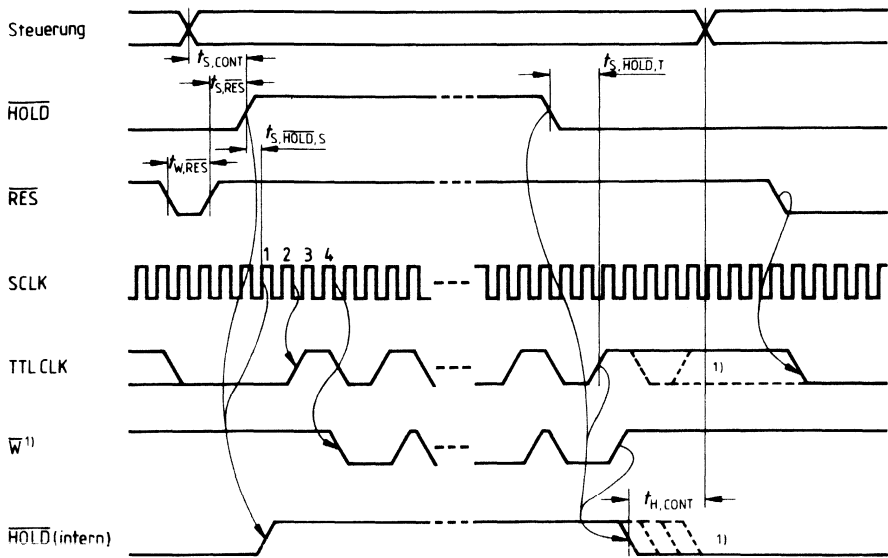
**Impuls-Kenndaten**

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	Prüfschaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Verzögerung SCLK-D01...D74	$t_{D,SCLK,D}$	$R_L = 1200,$ $C_L = 15 \text{ pF}$	a		24		ns
Verzögerung STR-D01...D74	$t_{d,D}$	$R_L = 1200,$ $C_L = 15 \text{ pF}$	a	16,5	21	23	ns
Verzögerung DIRC, $\overline{\text{HOLD}}$ -D01...D74	$t_{ZL}, t_{ZH}$ $t_{ZH}$	$R_{L1} = 1200,$ $C_L = 15 \text{ pF}$	b		40		ns
Verzögerung DIRC, $\overline{\text{HOLD}}$ -D01...D74	$t_{HZ}^{(6)},$ $t_{LZ}^{(6)}$	$R_{L1} = 1200,$ $C_L = 15 \text{ pF}$	b		25		ns
Verzögerung SCLK- $\overline{W}$	$t_{dHL\overline{W}}$	$R_L = 1200,$ $C_L = 40 \text{ pF}$	a		9,5	13	ns
Verzögerung SCLK- $\overline{W}$	$t_{dLH\overline{W}}$	$R_L = 1200,$ $C_L = 40 \text{ pF}$	a		9	11	ns
Verzögerung SCLK-TTL CLK	$t_{dLH,TTL CLK}$	$R_L = 1200,$ $C_L = 15 \text{ pF}$	a		11	13	ns
Verzögerung SCLK-TTL CLK	$t_{dHLTTL CLK}$	$R_L = 1200,$ $C_L = 15 \text{ pF}$	a		12,5	15	ns
Verzögerung SCLK-DOUT 0...7	$t_{d,DOUT}$		c		5	7,5	ns
Verzögerung $\overline{\text{RES}}$ -DOUT 0...7	$t_d$		c		15		ns
Impulsbreite von SCLK	$t_W$			4			ns
Impulsbreite von $\overline{\text{RES}}$	$t_{W,\overline{\text{RES}}}$			30			ns
Min. Impulsbreite von STR	$t_{STR}$				6		ns
Max. SCLK-Frequenz	$f_{SCLK}$			100	125		MHz

**Anmerkungen**

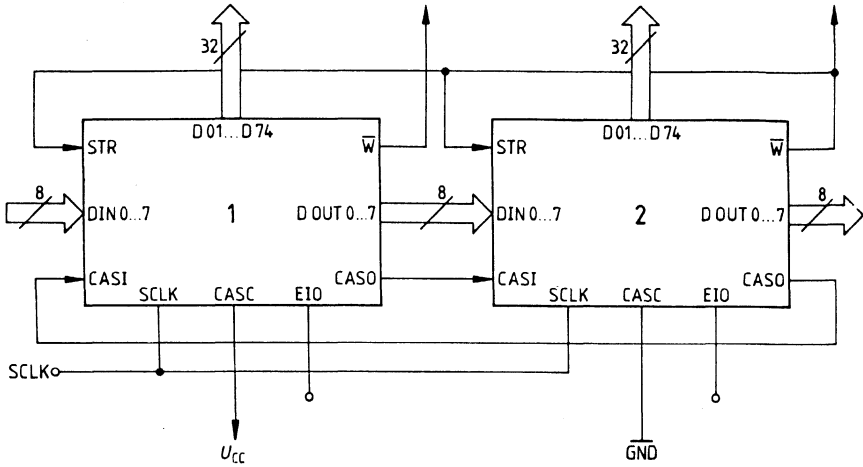
- 1) Nur jede vierte SCLK-Periode ab der vierten ansteigenden Flanke
- 2) Steuerung: Signale DIRC, V0, V1, CASC
- 3) Gilt nicht, wenn Ausgangs-Latch 2 im Transparentmodus ist
- 4) Gilt nicht, wenn Eingangs-Latch 1 im Transparentmodus ist
- 5) Nur jede vierte SCLK-Periode und wenn Eingangs-Latch 1 im Transparentmodus ist
- 6) Bezieht sich auf HOLD nach interner Synchronisation
- 7) Nur jede vierte SCLK-Periode von der 7. ansteigenden Flanke an

**Bild 5**  
**Impulsdiagramm für  $\overline{\text{HOLD}}/\overline{\text{RES}}$**

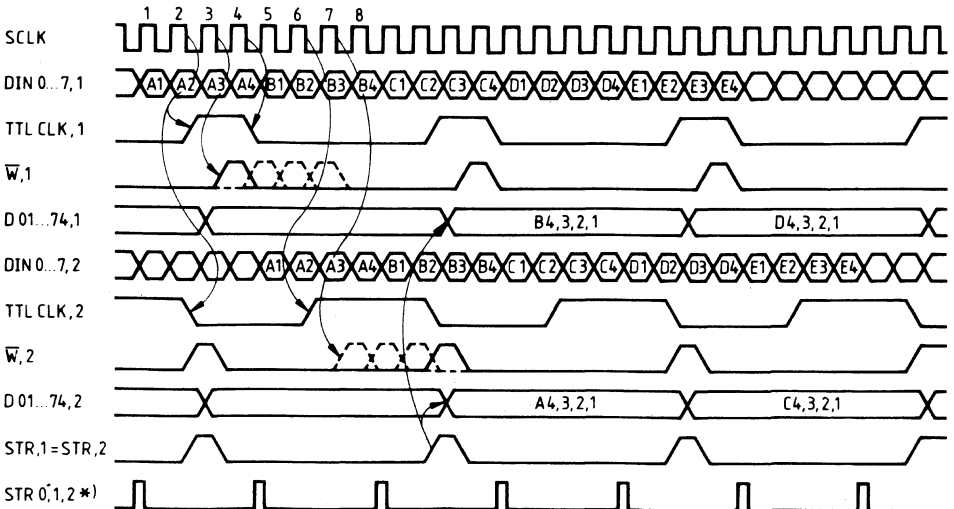


<sup>1)</sup> Abhängig von der programmierten Verzögerung von  $\overline{W}$ , die durchgezogene Linie zeigt die Bedingungen für  $V0=0, V1=0$

**Bild 6a**  
**Kaskadierung von zwei Datenerfassungs-Schieberegistern**  
**Serielle Eingabe/parallele Ausgabe**



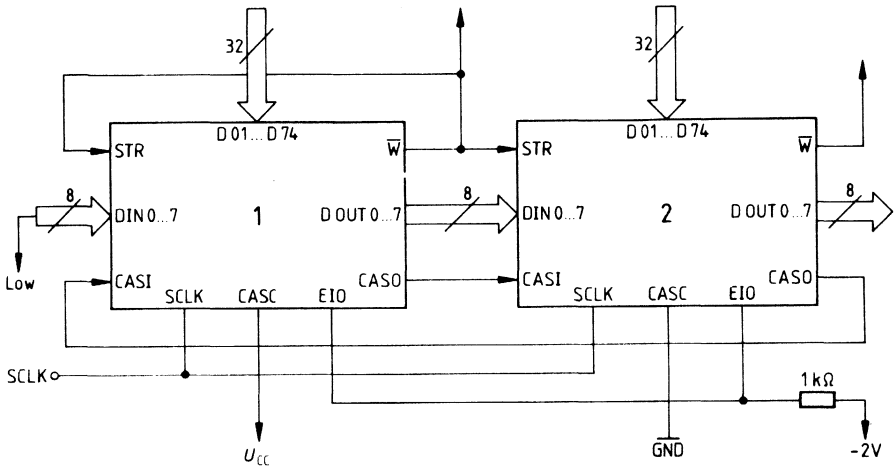
**Bild 6b**  
**Kaskadierung von zwei Datenerfassungs-Schieberegistern**  
**Serielle Eingabe/parallele Ausgabe**



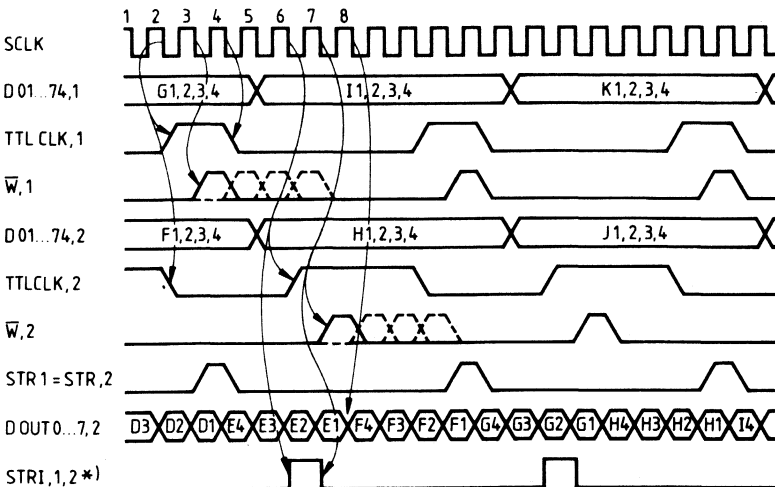
\*) Steuert Ausgangs-Latch 1 jedes DASR



**Bild 7a**  
**Kaskadierung von zwei Datenerfassungs-Schieberegistern**  
**Parallele Eingabe/serielle Ausgabe**

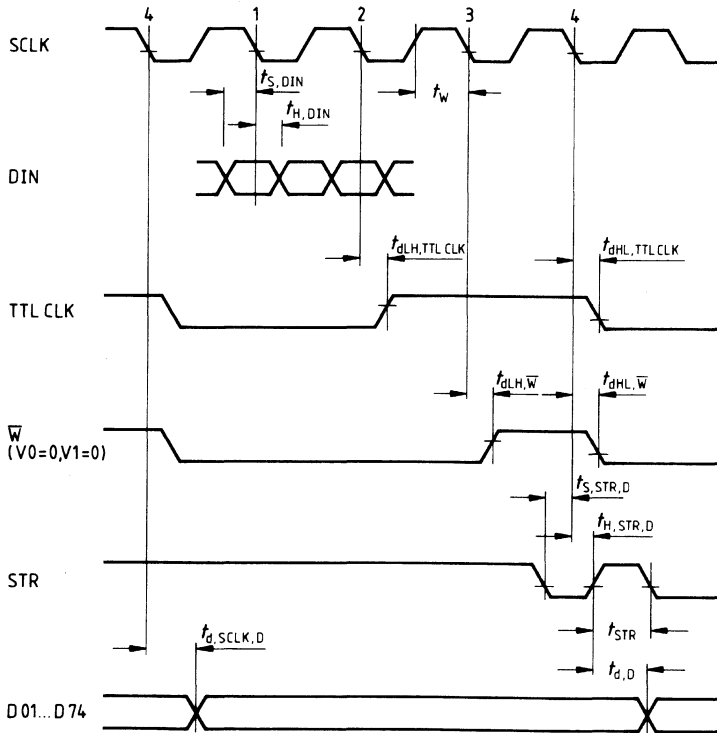


**Bild 7b**  
**Kaskadierung von zwei Datenerfassungs-Schieberegistern**  
**Parallele Eingabe/serielle Ausgabe**

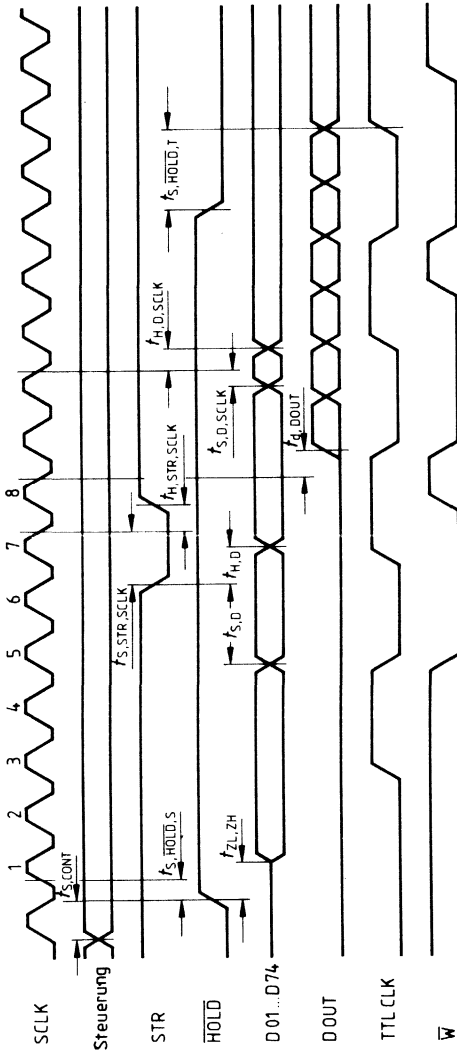


\* ) Steuert Ausgangs-Latch 2 jedes DASR

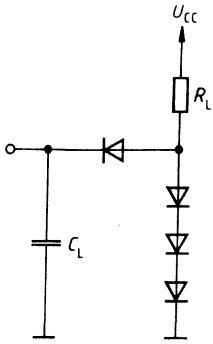
**Bild 8**  
**Impulsdiagramm für serielle Eingabe/parallele Ausgabe**



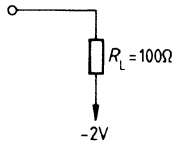
**Bild 9**  
**Impulsdiagramm für parallele Eingabe/serielle Ausgabe**



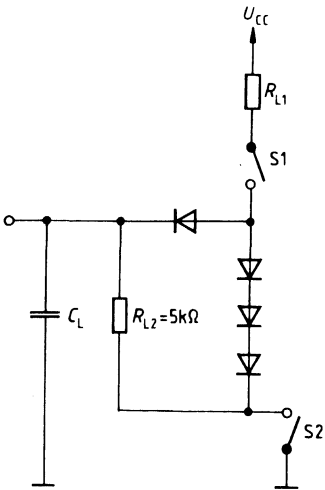
**Bild 10**  
**Meßschaltungen**



a)

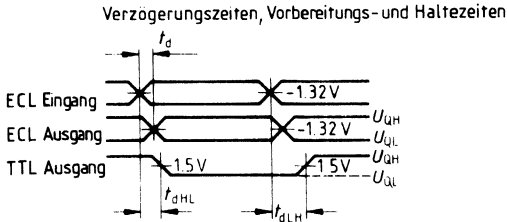


c)

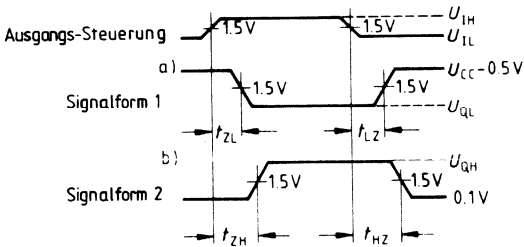


b)

**Bild 11**  
**Testpunkte**

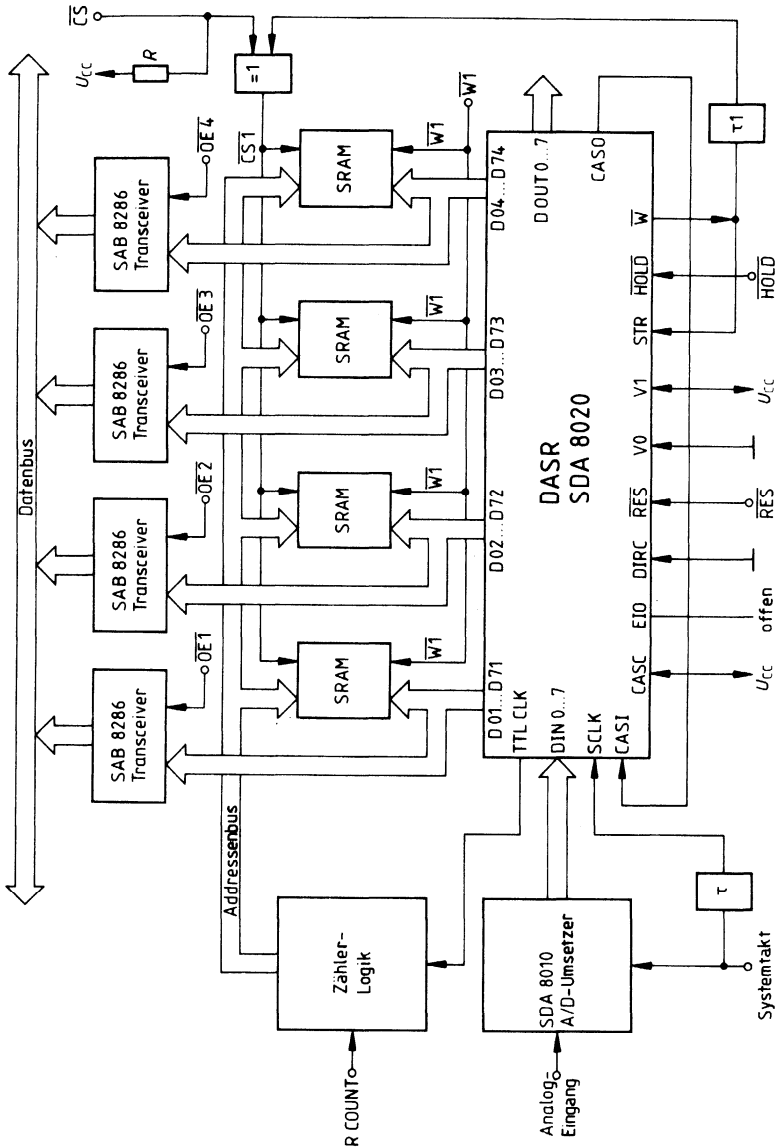


Freigabe- und Sperrzeiten (Tristate-Ausgänge)

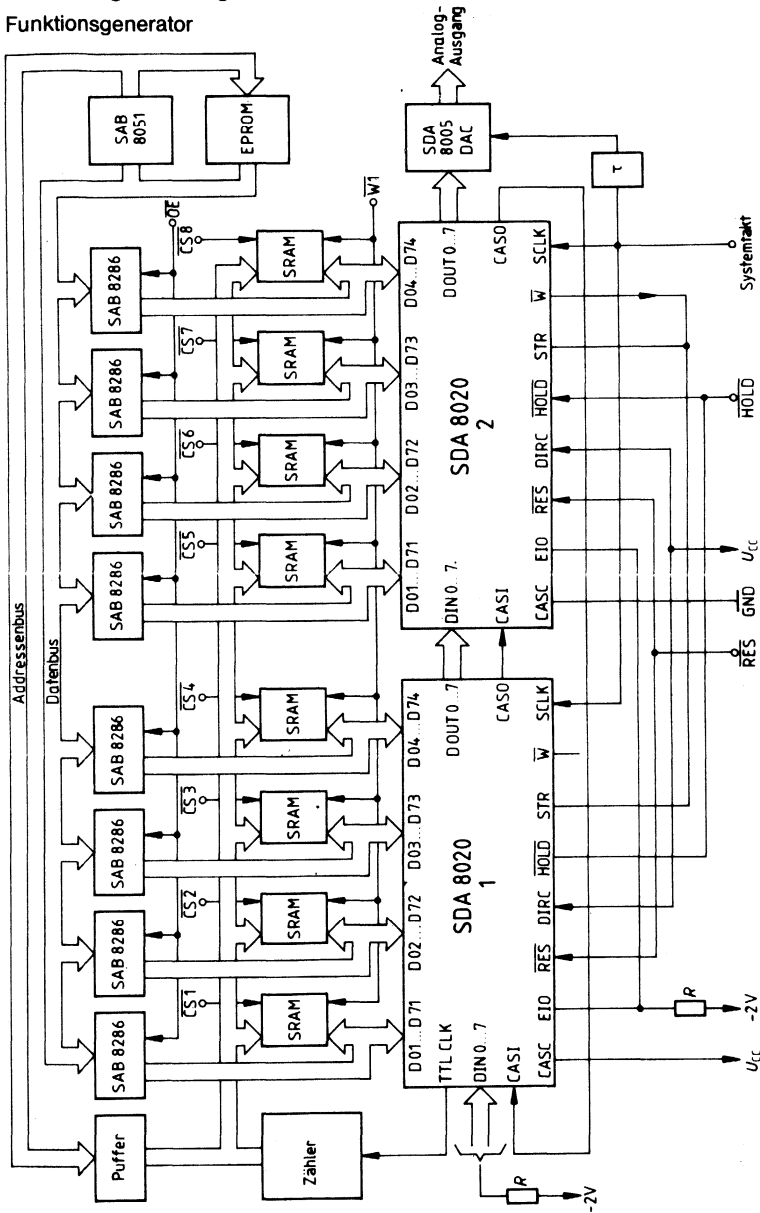


- Für einen Ausgang mit internen Bedingungen, wie z. B. daß der Ausgang auf Low-Pegel liegt, außer wenn er durch die Ausgangs-Steuerng gesperrt ist.
- Für einen Ausgang mit internen Bedingungen, wie z. B. daß der Ausgang auf High-Pegel liegt, außer wenn er durch die Ausgangs-Steuerng gesperrt ist.

**Bild 12**  
**Anwendungsschaltung**  
 Datenerfassungssystem



**Bild 13**  
**Anwendungsschaltung**  
**Funktionsgenerator**







---

## **Zeitgeberschaltungen**

---





# Zeitgeberschaltungen

## Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktion
SAB 0529	P-DIP-18	Programmierbarer digitaler Timer
<b>SAB 0529 G</b>	<b>P-DSO-20 (SMD)</b>	<b>Programmierbarer digitaler Timer</b>
SAE 0530	P-DIP-18	Programmierbarer Langzeit-Timer für 50 Hz Netzfrequenz
SAE 0531	P-DIP-18	Programmierbarer Langzeit-Timer für 60 Hz Netzfrequenz
SAE 0532	P-DIP-18	Langzeit-Timer für 50-/60-Hz-Netzfrequenz
<b>SAE 0532 G</b>	<b>P-DSO-20(SMD)</b>	<b>Langzeit-Timer für 50-/60-Hz-Netzfrequenz</b>

## Unterscheidungsmerkmale der netzgeführten Zeitgeber

Merkmal	SAB 0529	SAE 0530	SAE 0531	SAE 0532
Gehäuse	P-DIP-18, <b>P-DSO-20</b>	P-DIP-18, <b>P-DSO-20</b>	P-DIP-18, <b>P-DSO-20</b>	P-DIP-20, <b>P-DSO-20</b>
gleiche Anschlußbelegung				
Netzfrequenz	50 Hz	50 Hz	60 Hz	50/60 Hz umschaltbar
Von N-Anschluß getrennte Taktzuführung	nein	nein	nein	ja
Temperaturbereich	0 bis 70 °C	-25 bis 85 °C		
Ansprechverzögerung an S	für steigende Schaltflanke	für steigende und fallende Schaltflanke		
Ansprechverzögerung an R	nein	ja		
Zeitstartverhalten beim Anlegen von $U_S$	kein Zeitstart	kein Zeitstart		
Integrierter Pull up-Widerstand an S	undefiniert	Zeitstart		
Abfangdioden an S	nein	ja		
Schaltsschwellen an A, B, C, S, FU, R	0,6 V	ja		
Schaltsschwellen an N bzw. FT (SAE 0532)	1,2 V	1,3/1,8 V Hysterese von 0,5 V		
Zustand der Anschlüsse D bis I nach Reset	L	H		
Ausgangsspannung an T bei 100 mA	1,8 V	1 V		
Betrieb als Impulsgeber	mit Zusatzbeschaltung	ohne Zusatzbeschaltung		

(Weitere geringfügige Unterschiede siehe Kenndaten/Grenzdaten)

**SMD = Surface Mounted Device**

**Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
■ SAB 0529	Q67000-H2176	P-DIP-18
■ SAB 0529 G	Q67000-H2952	P-DSO-20 (SMD)

Mit dem digitalen Langzeit-Timer SAB 0529 können Verzögerungszeiten zwischen 1 Sekunde und 31,5 Stunden eingestellt werden. Als Zeitbasis dient die 50-Hz-Netzfrequenz. Mit dem SAB 0529 kann ein Triac angesteuert werden.

Der SAB 0529 ist auf zwei Funktionsarten „Einschaltwischfunktion“ und „Rückfallverzögerung“ nach DIN 46120 programmierbar. Bei der Einschaltwischfunktion wird mit einer steigenden Flanke am Starteingang der Triac eingeschaltet und der Zeitablauf gestartet. Bei der Rückfallverzögerung schaltet die steigende Flanke am Starteingang den Triac ein. Die fallende Flanke löst den Zeitablauf aus.

Der SAB 0529 ist als universell einsetzbarer Baustein für eine Vielzahl von Anwendungen geeignet, z. B. Zeitschaltuhren, Kochgerätesteuerung, Espressomaschinen, Händetrockner, Münz- und Spielautomaten, Treppenlichtautomaten, industrielle Steuerungen, Entwicklungsgeräte für Fotolabors, Startautomatik (zum Vorheizen) und Betriebsstundenzähler.

**Besondere Merkmale**

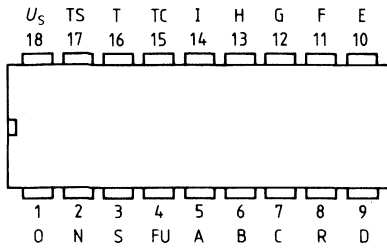
- Direkter Betrieb am Netz- oder Gleichspannungsversorgung möglich
- 50-Hz-Netzfrequenz als Zeitbasis
- Triacansteuerung mit Spannungssynchronisation für ohmsche Lasten ohne Stromsynchronisation für ohmsche, induktive und kapazitive Lasten
- Triac-Zündstrom bis 100 mA
- Ausgangs-Dauerstrom für Relaisansteuerung max. 100 mA
- 8 überlappende Zeitbereiche von 1 Sekunde bis 31,5 Stunden (bei 50 Hz)
- 2 Funktionsarten: Einschaltwischfunktion und Rückfallverzögerung
- Auf Kundenwunsch und bei Abnahme von Mindestmengen können die Verzögerungszeiten – durch Maskenprogrammierung – dem jeweiligen Anwendungsfall bei minimaler Außenbeschaltung individuell angepaßt werden.

■ nicht für Neuentwicklung

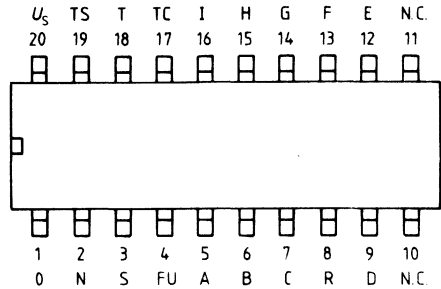
**Anschlußanordnungen**

(Ansicht von oben)

**SAB 0529**



**SAB 0529 G**

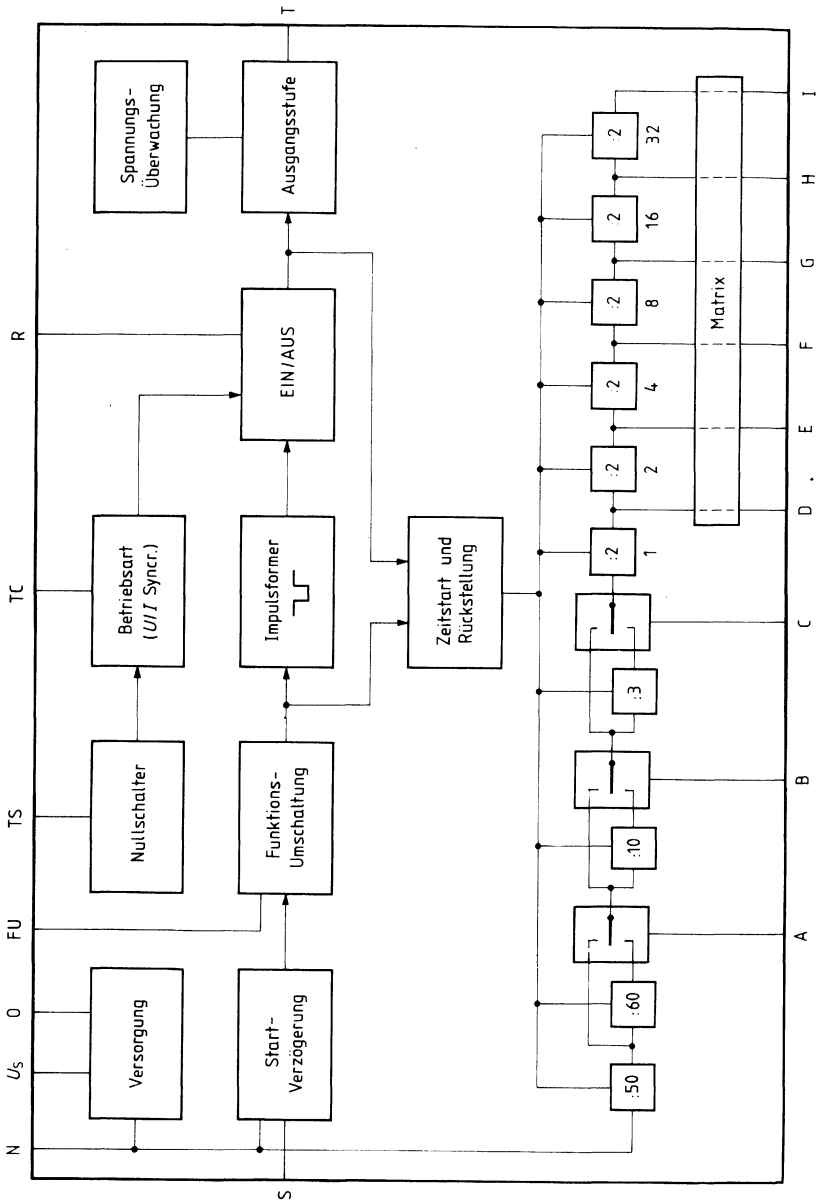


**Anschlußbelegung**

SAB 0529 Anschluß	SAB 0529 G Anschluß	Symbol	Funktion
1	1	0	Schaltkreis-Masse
2	2	N	Netzspannung über Vorwiderstand
3	3	S	Start
4	4	FU	Funktionsumschaltung
5	5	A	Grundzeit-Programmierung
6	6	B	Grundzeit-Programmierung
7	7	C	Grundzeit-Programmierung
8	8	R	Rückstellen
9	9	D	Grundzeit x 1 } Diese Wertigkeiten gelten für die Grundzeit x 2 } Grundauführung des SAB 0529. Grundzeit x 4 } Durch Maskenprogrammierung kann Grundzeit x 8 } jedem dieser Anschlüsse eine Grundzeit x 16 } Wertigkeit zwischen 1 und 63 Grundzeit x 32 } zugeordnet werden.
10	12	E	
11	13	F	
12	14	G	
13	15	H	
14	16	I	
15	17	TC	Triacbetriebsarteneinstellung
16	18	T	Triacsteuerung
17	19	TS	Triacsynchronisation
18	20	$U_s$	positive Versorgungsspannung

Beim P-DSO-20-L Gehäuse (SAB 0529 G) sind die Anschlüsse 10 und 11 nicht belegt.

Blockschaltbild



**Funktionsbeschreibung**

Durch Teilen der Netzfrequenz in den Vorteilern 1:50, 1:60, 1:10 und 1:3 werden die Grundzeiten für 8 Zeitbereiche erzeugt. Die Bereichswahl erfolgt über die Eingänge A, B und C nach folgender Wahrheitstabelle:

Zeitbereich	A	B	C	Grundzeit	max. Zeit bei 50-Hz-Netzfrequenz
1	L	L	L	1 s	63 s (ca. 1 min)
2	L	L	H	3 s	189 s (ca. 3 min)
3	L	H	L	10 s	630 s (10,5 min)
4	L	H	H	30 s	1890 s (31,5 min)
5	H	L	L	1 min	63 min (ca. 1 h)
6	H	L	H	3 min	189 min (ca. 3 h)
7	H	H	L	10 min	630 min (10,5 h)
8	H	H	H	30 min	1890 min (31,5 h)

L- und H-Potentiale sind auf den Anschluß 0 bezogen; z. B. L = 0, H =  $U_S$

Die Grundzeit des eingestellten Zeitbereichs wird in den Flipflops 1, 2, 4, 8, 16, 32 mit der entsprechenden Wertigkeit multipliziert.

Die Verzögerungszeit am Ausgang T ergibt sich durch Verbinden des entsprechenden Anschlusses D bis I mit dem Anschluß R. Verbindet man mehrere Anschlüsse D bis I mit R, so addieren sich die entsprechenden Zeiten.

**Beispiel:**

Netzfrequenz = 50 Hz; eingestellter Bereich 1 (Grundzeit = 1 s); D, F und I mit R verbunden (Wertigkeit = 37): als Verzögerungszeit ergibt sich 37 s.

**Maskenprogrammierung der Matrix**

Auf Kundenwunsch und bei Abnahme von Mindestmengen (Größenordnung 50.000 Stück) können in der Matrix durch Programmieren einer Maske den Anschlüssen D bis I jeweils Wertigkeiten zwischen 1 und 63 zugeordnet werden. Damit stehen an diesen Anschlüssen dem Anwendungsfall individuell angepaßte Verzögerungszeiten zur Verfügung, die z. B. über einen einfachen Stufenschalter anwählbar sind.

In diesem Fall ist es allerdings nicht immer möglich, daß sich die Verzögerungszeiten addieren, wenn mehrere Anschlüsse von D bis I mit R verbunden werden.

**Beispiel:**

Es sollen die Verzögerungszeiten 3 s, 6 s, 9 s, 12 s, 15 s und 18 s bei einer Netzfrequenz von 50 Hz realisiert werden.

Mit der Grundauführung des SAB 0529 wären dafür folgende Leitungsverbindungen herzustellen (z. B. über einen Codierschalter)

Zeitbereich 2, Grundzeit	3 s:	A, B auf L-Potential, C auf H-Potential
	3 s:	D-R
	6 s:	E-R
	9 s:	D-E-R
	12 s:	F-R
	15 s:	D-F-R
	18 s:	E-F-R

Mit einer Maskenprogrammierung würden die notwendigen Verbindungen der Anschlüsse D bis I intern in der Matrix realisiert, so daß die Anwahl der Verzögerungszeiten mit einem einfachen Stufenschalter nach R erfolgen kann:

Zeitbereich 2, Grundzeit	3 s:	A, B auf L-Potential, C auf H-Potential
z. B.	3 s:	D – R
	6 s:	E – R
	9 s:	F – R
	12 s:	G – R
	15 s:	H – R
	18 s:	I – R

Das **Rückstellen** während des Zeitablaufs erfolgt durch Unterbrechen der Verbindung zu R oder durch Anlegen von High-Potential an R (in letzterem Fall ist ein Schutzwiderstand zwischen R und D...I erforderlich, da diese Anschlüsse nicht kurzschlußfest gegen  $U_S$  sind) oder durch Aus- und Einschalten von  $U_S$ .

#### Anwendungshinweis

Wird R über einen Stufenschalter wahlweise mit D...I verbunden und soll während des Umschaltens keine Zeitrückstellung erfolgen, so ist zwischen R und 0 ein geeigneter Kondensator zu schalten.

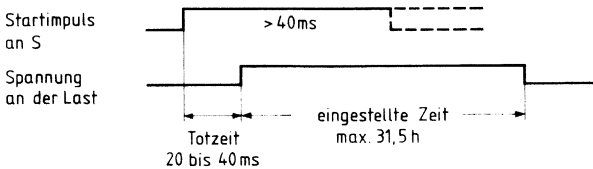
Bei **Anlegen der Versorgungsspannung** wird automatisch „rückgestellt“ und es erfolgt kein Zeitstart, wenn S auf 0-Potential liegt.



Der SAB 0529 gestattet zwei Funktionsarten, die über den Anschluß FU (Funktionsumschaltung) eingestellt werden:

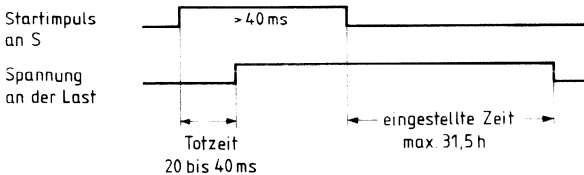
1. die „Einschaltwischfunktion“ nach DIN 46120.

Der an T angeschlossene Triac schaltet mit der steigenden Flanke am Starteingang S „ein“ und nach Ablauf der eingestellten Zeit „aus“, und zwar unabhängig von der Länge des Startimpulses.



2. die „Rückfallverzögerung“ nach DIN 46120.

Der Triac schaltet mit der steigenden Flanke an S „ein“. Die fallende Flanke an S löst den Zeitablauf aus. Der Triac bleibt eingeschaltet, bis die eingestellte Zeit abgelaufen ist.



Der Starteingang S hat, bezüglich seiner positiven Schaltflanke, als Sicherheit gegen äußere Störungen und Schalterprellen eine **Totzeit** von 20 bis 40 ms, je nach Phasenlage des 50-Hz-Netzes.

Die beiden Funktionsarten sind während des Zeitablaufes **retriggerbar**.

**Funktionsumschaltung**

FU	Funktionsart
L	Einschaltwischfunktion
H	Rückfallverzögerung

### Triac-Stufe

Der Anschluß TS (Triacsynchronisation) ist der Eingang eines Nullspannungsschalters. Er dient zum Synchronisieren des Ausgangs T (offener Kollektor) mit der Lastspannung oder dem Laststrom. Bei  $U_S < 3\text{ V}$  wird der Ausgangsstrom abgeschaltet.

Der Anschluß TC hat eine Doppelfunktion:

- zum Umschalten von TS auf Spannungssynchronisation
- zum Einstellen der Breite des Triac-Ansteuerimpulses (durch Anschließen eines Kondensators  $C_e$  an TC) bei Stromsynchronisation.

Durch verschiedenartiges Beschalten der Anschlüsse TC bzw. TS wird zwischen 3 Betriebsarten unterschieden:

#### Betriebsart 1

TC an  $U_S$ : Der Ausgang T ist mit dem Nullschalter verbunden. T leitet, wenn  $U_S - 1,3\text{ V} \leq U_{TS} \leq U_S + 1,3\text{ V}$ .

Wird bei Spannungssynchronisierung verwendet; **siehe Anwendungsschaltung 1** (Betrieb von ohmschen Lasten) und **Impulsdiagramm**.

#### Betriebsart 2

TC über  $C_e$  an Q: Der Ausgang T ist über ein Monoflop mit dem Nullschalter verbunden. T gibt einen durch  $C_e$  bestimmten Triac-Ansteuerimpuls ab, wenn an TS  $U_S - 1,3\text{ V}$  unterschritten oder  $U_S + 1,3\text{ V}$  überschritten wird.

Wird bei Stromsynchronisierung verwendet; **siehe Anwendungsschaltung 2 und Impulsdiagramm**.

#### Betriebsart 3

TC und TS an  $U_S$ : Der Ausgang T leitet nach erfolgtem Startimpuls.

Wird für beliebige Lasten bei Daueransteuerung des Triac verwendet (z. B. bei kleinen Leistungen), oder auch dann, wenn anstelle des Triac eine andere Last betrieben wird (**s. Anwendungsschaltungen 3, 4, 5**).

### Betrieb mit Netzspannung

Zur Spannungsversorgung vom Netz dienen ein Vorwiderstand  $R_V$  und ein Ladekondensator  $C_L$ . Wird in Serie zu  $R_V$  eine Diode geschaltet (Anode an N), so halbiert sich die effektive Stromaufnahme. Als Vorwiderstand kann auch eine RC-Kombination verwendet werden (**s. Anwendungsschaltung 6**).

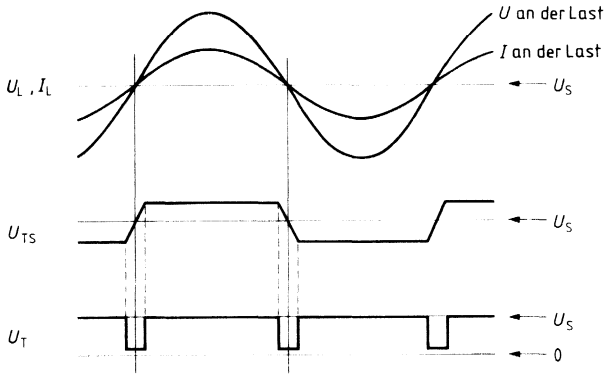
### Betrieb mit Gleichspannung

Der Baustein kann auch mit Gleichspannung oder Gleichstrom betrieben werden (**s. Anwendungsschaltung 4 und 5**).

**Impulssdiagramme zu den Triac-Betriebsarten 1 und 2**

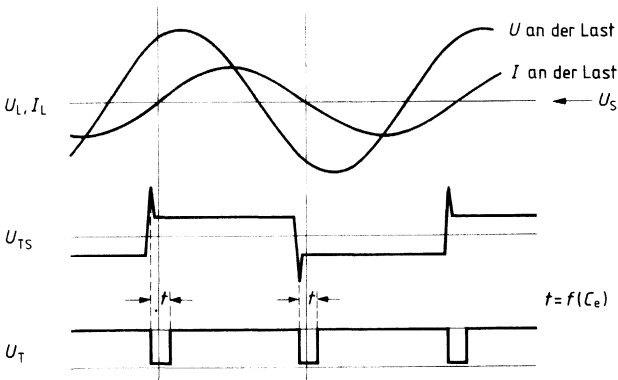
**Betriebsart 1**

Spannungssynchronisierung bei ohmschen Lasten (TC an  $U_S$ )



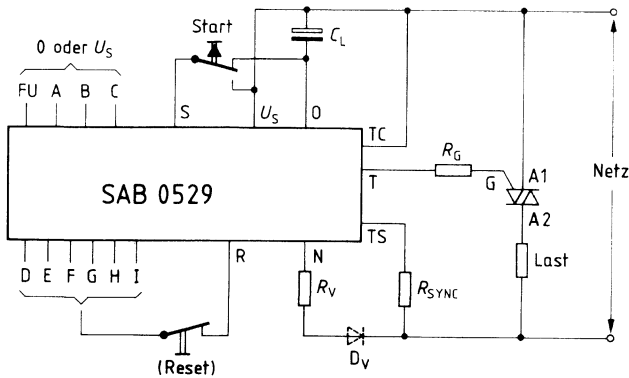
**Betriebsart 2**

Stromsynchronisierung bei nichtohmschen Lasten (Kapazität  $C_e$  an TC)

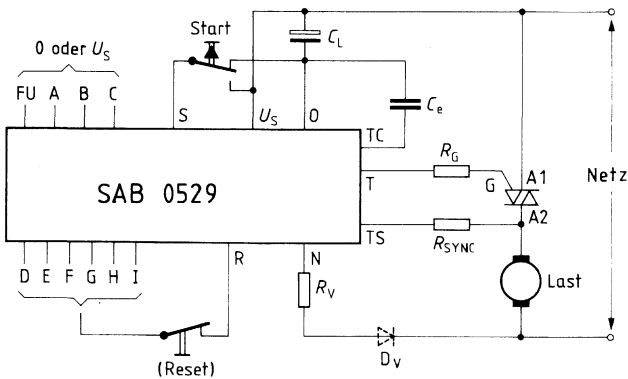


### Anwendungsschaltungen

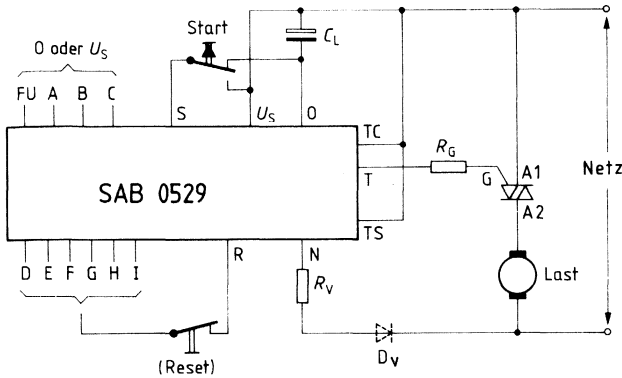
#### 1. Betrieb von ohmschen Lasten



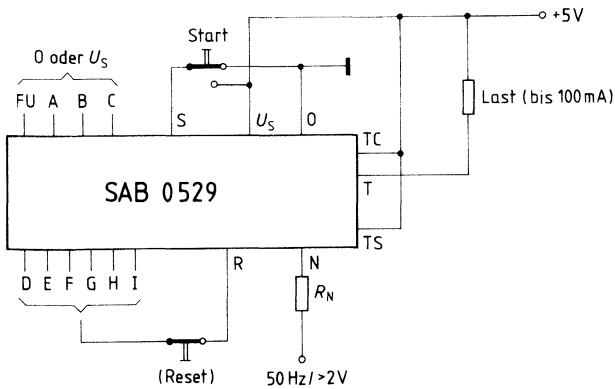
#### 2. Betrieb von ohmschen, kapazitiven oder induktiven Lasten



### 3. Betrieb von beliebigen Lasten mit Triacdaueransteuerung

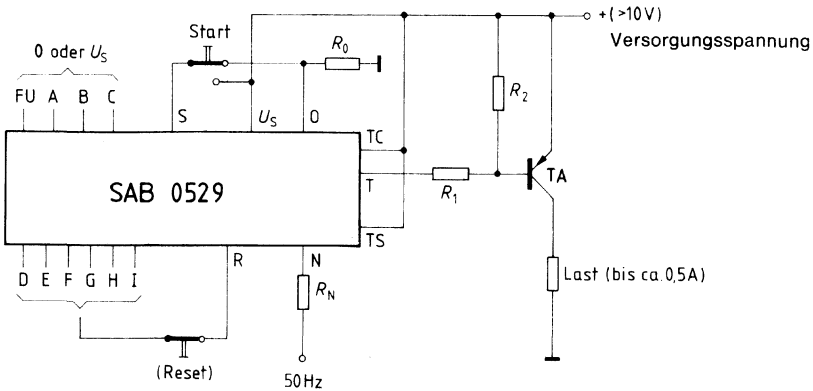


### 4. Betrieb mit 5-V-Gleichspannung



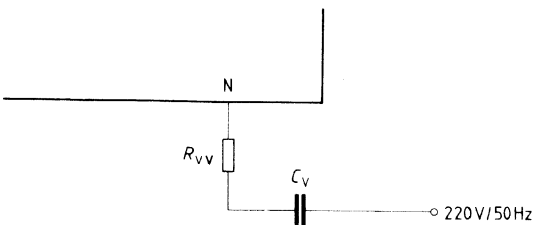
**Hinweis:** Die in den **Anwendungsschaltungen 1 bis 3** enthaltene Diode D ist nicht unbedingt notwendig. Durch diese Diode kann aber die Verlustleistung an  $R_V$  halbiert werden.

**5. Betrieb mit Gleichspannung > 10 V (Begrenzung nur durch TA)**



**6. Betrieb mit kapazitivem Vorwiderstand**

Anstelle von  $R_V$  bzw.  $R_V$  und D bei den **Anwendungsschaltungen 1 bis 3** kann auch eine Reihenschaltung von R und C benützt werden.



**Hinweis:** Die in den **Anwendungsschaltungen 1 bis 5** enthaltene Reset-Taste ist nur bei Bedarf notwendig.

### Dimensionierung der Anwendungsschaltungen

Die folgenden Formeln liefern Anhaltswerte für den Betrieb mit sinusförmigen Wechselspannungen von 50 Hz. Die Zündung des Triac erfolgt stets im 2. und 4. Quadranten (negativer Zündstrom).

$$\text{Zündimpulslänge } Z : Z = \frac{5 \cdot \text{Haltestrom}}{\text{effektiver Laststrom}} \quad (\text{ms}); \text{ gilt für } Z \leq 1 \text{ ms}$$

$$R_G = \frac{U_S - U_{\text{QTL-Zündspannung}}}{\text{Zündstrom}}$$

$$R_V = \frac{0,5 \cdot \text{effektive Netzspannung} - U_S}{I_S + \text{gemittelter Zündstrom}} \quad (\text{mit oder ohne Diode D})$$

$$\text{gemittelter Zündstrom} = \text{Zündstrom} \cdot \frac{Z}{10} \quad (Z \text{ in ms})$$

Verlustleistung an  $R_V$ :

$$(\text{ohne Diode D}) = \frac{(\text{effektive Netzspannung})^2}{R_V}$$

$$(\text{mit Diode D}) = 0,5 \cdot \frac{(\text{effektive Netzspannung})^2}{R_V}$$

$$C_L = 20 \cdot \frac{\text{effektive Netzspannung}}{R_V} \quad (\mu\text{F, V, k}\Omega)$$

(Restwechselspannung an  $U_S \leq 0,5 V_{SS}$ )

#### Anmerkung zu $C_L$ :

Sollen kurzzeitige Netzausfälle überbrückt werden, so ist  $C_L$  entsprechend größer zu wählen (ca. 1000  $\mu\text{F}$  für  $\leq 5$  s Netzausfall).

#### Anwendungsschaltung 1 (Spannungssynchronisierung für ohmsche Last):

$$R_{\text{SYNC}} = \frac{0,22 Z \cdot \text{eff. Netzspannung} - 1,3}{0,04} \geq \frac{\text{Netzscheitelspannung}}{4} \quad (\text{k}\Omega, \text{V, mA, ms})$$

#### Anmerkung zur Anwendungsschaltung 1

In die Formel für die überschlägige Berechnung von  $R_{\text{SYNC}}$  wurde ein mittleres  $I_{\text{TS}}$  von 0,04 mA eingesetzt.

Da  $I_{\text{TS}+}$  und  $I_{\text{TS}-}$  Fertigungstoleranzen aufweisen, erhält man bei Verwendung des errechneten  $R_{\text{SYNC}}$  für die Impulslänge  $Z$  ebenfalls entsprechende Toleranzen.

Um den Einfluß dieser Toleranzen zu verringern, kann man zwischen  $U_S$  und TS einen Widerstand legen, der einen zu  $I_{\text{TS}}$  zu addierenden konstanten Strom von

$\frac{U_{\text{TS}}}{R}$  erzeugt. Zu beachten ist allerdings ein  $TK = -4 \text{ mV/K}$  bei  $U_{\text{TS}}$ .

**Anwendungsschaltung 2** (Stromsynchronisierung)

$$C_e = 22 \cdot Z \text{ (nF, ms)}$$

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{SYNC}} &\geq \frac{\text{max. Durchlaßspannung} - 1,3}{I_{\text{TSmin}}} \\ R_{\text{SYNC}} &\geq \frac{\text{Netzscheitelspannung}}{4} \\ R_{\text{SYNC}} &\leq \frac{\text{Triggerspannung} - 1,3}{I_{\text{TSmax}}} \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{Der größte Wert gilt} \\ \text{(k}\Omega\text{, V, mA)} \\ \text{(k}\Omega\text{, V, mA)} \end{array}$$

**Anmerkung zur Anwendungsschaltung 2**

Auch eine kleinere Impulslänge als das errechnete  $Z$  führt hier zur Zündung des Triacs, da sich der Zündimpuls automatisch so lange wiederholt, bis der Haltestrom erreicht ist. Eine Überdimensionierung von  $Z$  aus Sicherheitsgründen ist also nicht notwendig. Ein Nachteil von Mehrfachzündimpulsen ist allerdings ein etwas größeres Störspektrum beim Zündvorgang. Das Störspektrum bzw. die erzeugte Störampplitude ist auch von der Größe der „Triggerspannung“ abhängig, die zum Zünden des Triac nach jedem Stromnulldurchgang benötigt wird. Sie ist durch die Größe des  $R_{\text{SYNC}}$  festgelegt und sollte möglichst nicht größer als 20 V werden.

**Anwendungsschaltung 3**

Dimensionierung von  $R_V$ ,  $R_G$  und  $C_L$  wie zu Beginn dieses Abschnitts.

**Anwendungsschaltung 4**

$$R_N \approx 15 \cdot \text{Wechselspannung (50 Hz) (k}\Omega\text{, }V_{\text{eff}})$$

**Anwendungsschaltung 5**

$R_N$  siehe oben. Die Wechselspannung für die Zeitbasis muß größer als (Versorgungsspannung  $-4,8$  V) sein.

$$\begin{aligned} R_0 &= \frac{\text{Versorgungsspannung} - 6,8 \text{ V}}{I_S + I_{R1}} & I_{R1} &= I_{B(\text{TA})} + I_{R2} \\ R_1 &= \frac{6,8 \text{ V} - U_{\text{QTL}} - U_{B(\text{TA})}}{I_{R1}} & I_{R2} &\approx 0,05 I_{B(\text{TA})} \\ R_2 &= \frac{U_{B(\text{TA})}}{I_{R2}} \end{aligned}$$

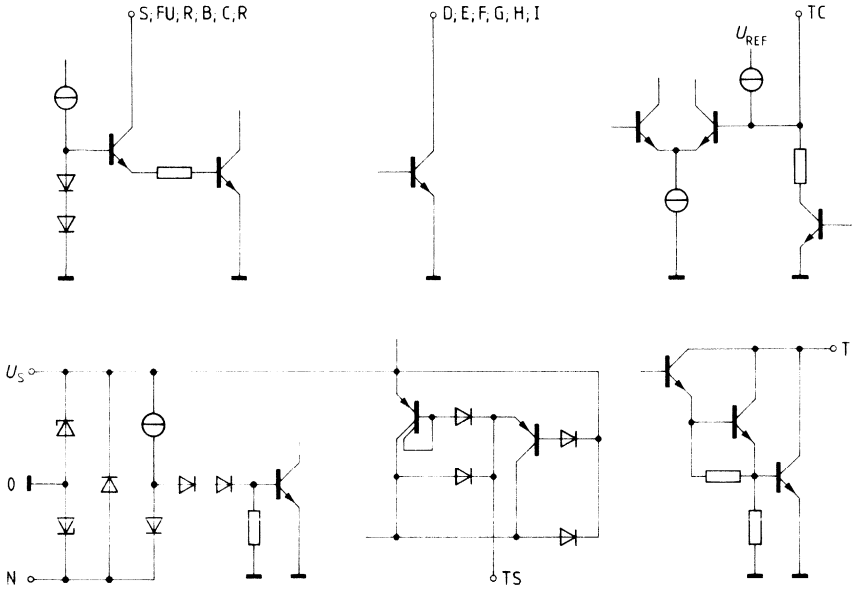
**Anwendungsschaltung 6**

$$\left. \begin{aligned} C_V &= \frac{3,5}{R_V} \text{ (}\mu\text{F, k}\Omega\text{)} \\ R_{V_V} &= 0,2 R_V \end{aligned} \right\} \text{ gilt für 50 Hz}$$

Zur Begrenzung des Einschaltstroms muß  $R_{V_V} \geq 0,2 R_V$  sein. Andernfalls kann der Schaltkreis zerstört werden.

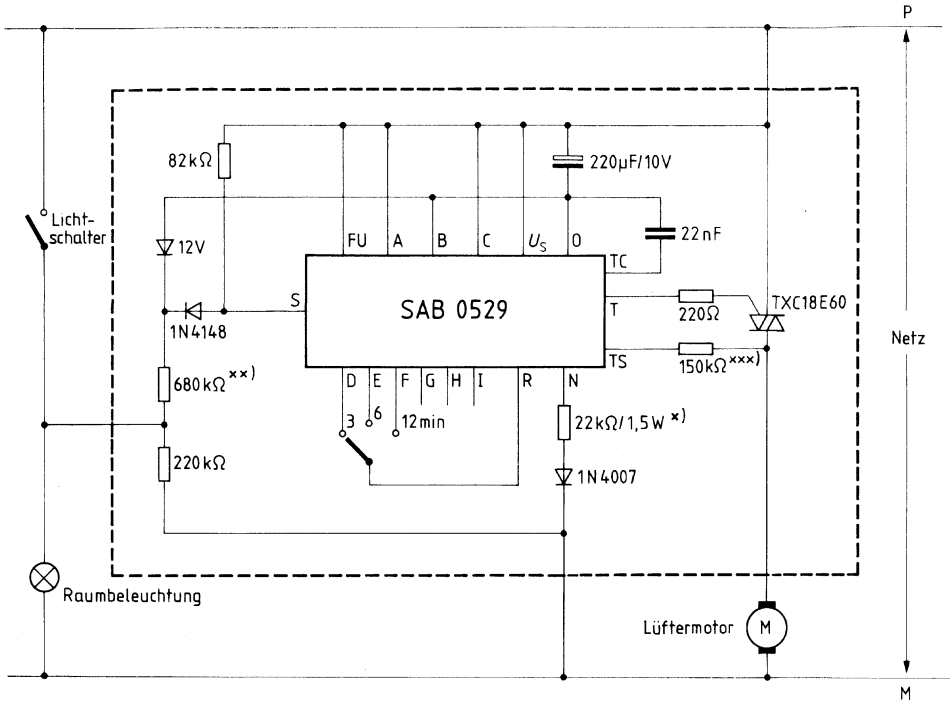


Innere Beschriftung der Ein- und Ausgänge und der Versorgungsanschlüsse



**Anwendungsbeispiel**

**Zeitsteuerung für einen Lüftermotor, einstellbar auf 3,6 oder 12 Minuten Nachlaufzeit**



- \*) für AC 220 V; 10 kΩ für AC 110 V;
  - \*\*) für AC 220 V; 330 kΩ für AC 110 V;
  - \*\*\*) für AC 220 V; 82 kΩ für AC 110 V;
- } (hochspannungsfest)

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkungen
Betriebsspannung bei Gleichspannungs-Einprägung	$U_S$	-0,3	5,5	V	
Spitzenstrom an N Gleichstrom aus $N_{(eff)}$	$I_{N S}$	-35	35	mA	50-Hz-Betrieb, dabei ist $U_S \leq 7,5 V$
Wechselstrom an N bei Stromeinprägung	$-I_{N eff}$		12,5	mA	
	$I_{N eff}$		25	mA	dabei ist $U_S \leq 7,5 V$
Spannung an S, FU, A, B, C, R	$U$	-0,3	7,5	V	Spannung an N, bei Benutzung von N als Takteingang
Spannung an TC	$U_{N T}$	-0,3	$U_S$	V	
	$U_{TC}$	-0,3	$U_S$	V	
Strom an TS	$I_{TS}$	-4	4	mA	
Spannung an T	$U_T$	-0,3	7,5	V	
Spitzenstrom in T	$I_{T S}$		150	mA	1 ms (10 ms Pause) D, E, F, G, H, I leitend
Dauerstrom in T	$I_T$		100	mA	
Strom in D, E, F, G, H, I	$I$		0,5	mA	
Spannung an D, E, F, G, H, I	$U$	-0,3	7,5	V	D, E, F, G, H, I nicht leitend 0,3 ms (100 ms Pause) mit $C_L > 40 \mu F$
Kurzzeitspitzenstrom an N	$I_{N S}$	-350	350	mA	
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	°C	
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55	125	°C	
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th SU}$		70	K/W	SAB 0529 SAB 0529 G
	$R_{th SU}$		105	K/W	

Alle Spannungen beziehen sich auf Anschluß 0, wenn nicht anders angegeben.

**Funktionsbereich**

Betriebsspannung bei Gleichspannungs-Einprägung Gleichstromeinprägung oder Wechselstromeinprägung an N**)	$U_S$	4,5	5,5	V	Spannung zwischen Anschluß 0 und $U_S$
Betriebsgleichstrom aus $N_{(eff)}$	$-I_N$	2,5*)	12,5	mA	s. Anwendungsschaltg.
Betriebswechselstrom an $N_{(eff)}$	$I_{N eff}$	5*)	25	mA	s. Anwendungsschaltg.
Umgebungstemperatur	$T_U$	0	70	°C	

\*) Nur Betriebsstrom für IC, also ohne Triac-Gatestrom. Der effektive Gatestrom fließt zusätzlich durch N. (Die IC kann mit Gleich- oder Wechselstrom betrieben werden; siehe auch Anwendungsschaltungen).

\*\*) Die Spannung zwischen 0 und  $U_S$  liegt bei Wechselstromeinprägung zwischen 5,5 V und 7,0 V, bei Gleichstromeinprägung zwischen 6,0 V und 7,5 V. Die Funktion ist jedoch auch gewährleistet, wenn  $U_S$  auf 4,5 V absinkt (z. B. infolge Welligkeit an  $U_S$  bei Wechselstromspeisung).

**Kenndaten**

$U_S = 4,5 \text{ V bis } \leq 5,5 \text{ V (7,5 V)*}$ ,  $T_U = 0^\circ\text{C bis } +70^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom an $U_S$ bzw. N	$I_S$	$I_S = -I_N$		1,4	2,5	mA
$U_S$ bei Stromeinprägung an N:						
Wechselstromeinprägung	$U_S$	$I_{N\text{eff}} = 5 \text{ mA}$	5,5	6,2	7,0	V
Gleichstromeinprägung	$U_S$	$-I_N = 2,5 \text{ mA}$	6,0	6,8	7,5	V
Schaltswelle an:						
A, B, C, S, FU, R	$U_{A\dots}$		0,3	0,6	1	V
N (wenn N Takteingang ist)	$U_N$		0,6	1,2	2	V
TC	$U_{TC}$			3,5	4,5	V
TS (für Spannungen $> U_S$ )	$U_{TS+}$			$U_S+1,3$		V
TS (für Spannungen $< U_S$ )	$U_{TS-}$			$U_S-1,3$		V
L-Eingangsstrom an:						
A, B, C, S, FU, R	$-I_{IL}$	$U_{A\dots} = 0 \text{ V}$			20	$\mu\text{A}$
N (wenn N Takteingang ist)	$-I_{INL}$	$U_N = 0 \text{ V}$			40	$\mu$
H-Eingangsstrom an:						
S, B, C, S, FU, R	$I_{IH}$	$U_{A\dots} = U_S \leq 5,5 \text{ V}$			20	$\mu\text{A}$
N (wenn N Takteingang ist)	$I_{INH}$	$U_N = U_S$			10	$\mu\text{A}$
TC	$I_{ITCH}$	$4,5 \text{ V} \leq U_{TC} \leq U_S$			50	$\mu\text{A}$
pos. Umschaltstrom an TS	$I_{TS+}$	$U_{TS} = U_{TS+}$	27	45	81	$\mu\text{A}$
neg. Umschaltstrom an TS	$I_{TS-}$	$U_{TS} = U_{TS-}$	18	30	54	$\mu\text{A}$
L-Spannung an D, E, F, G, H, I	$U_L$	$I_L = 0,5 \text{ mA}$			0,3	V
Sperrstrom an D, E, F, G, H, I	$I_H$				1	$\mu\text{A}$
L-Ausgangsspannung an T	$U_{QTL}$					
		$I_T = 1 \text{ mA}$		1,5	1,8	V
		$I_T = 10 \text{ mA}$		1,6	2	V
		$I_T = 100 \text{ mA}$		1,8	2,3	V

\*) bei Stromeinprägung an N

**Vorläufige Daten****Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAE 0530	Q67000-H8403	P-DIP-18
SAE 0531	Q67000-H8431	P-DIP-18

**SAE 0530 für 50-Hz-Netzfrequenz****SAE 0531 für 60-Hz-Netzfrequenz**

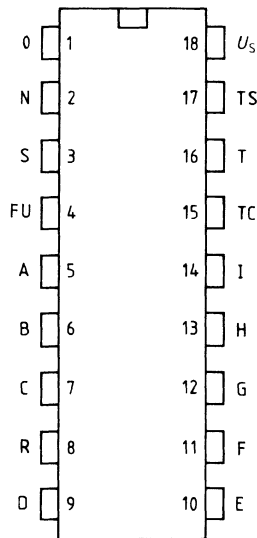
Mit dem Langzeit-Timer können (bei 50-Hz bzw. 60-Hz-Netzfrequenz) Verzögerungszeiten zwischen 1 s und 31,5 h eingestellt werden. Er dient u. a. zur Ansteuerung von Triacs am Wechselstromnetz: Die Stromversorgung kann aus dem Netz oder aus einer Gleichspannungsquelle erfolgen. Als Zeitbasis wird die Netzfrequenz verwendet.

Der Langzeit-Timer ist als universell einsetzbarer Baustein für eine Vielzahl von Anwendungen geeignet, z. B. Zeitschaltuhren, Kochgerätesteuerung, Espressomaschinen, Händetrockner, Münz- und Spielautomaten, Treppenlichtautomaten, industrielle Steuerungen, Entwicklungsgeräte für Fotolabors, Startautomatik (zum Vorheizen) und Betriebsstundenzähler.

**Eigenschaften**

- Direkter Betrieb am Netz oder Gleichspannungsversorgung möglich
- 50-/60-Hz-Netzfrequenz als Zeitbasis
- Triacansteuerung mit Spannungssynchronisation für ohmsche Lasten oder Stromsynchronisation für induktive und kapazitive Lasten möglich
- Triac-Zündstrom bis 150 mA
- Ausgangs-Dauerstrom für Relaisansteuerung max. 100 mA
- Retriggerbare Einschalt- oder Ausschaltverzögerung
- 8 überlappende Zeitbereiche von 1 s bis 31,5 h
- Erweiterter Temperaturbereich  $-25^{\circ}\text{C}$  bis  $+85^{\circ}\text{C}$

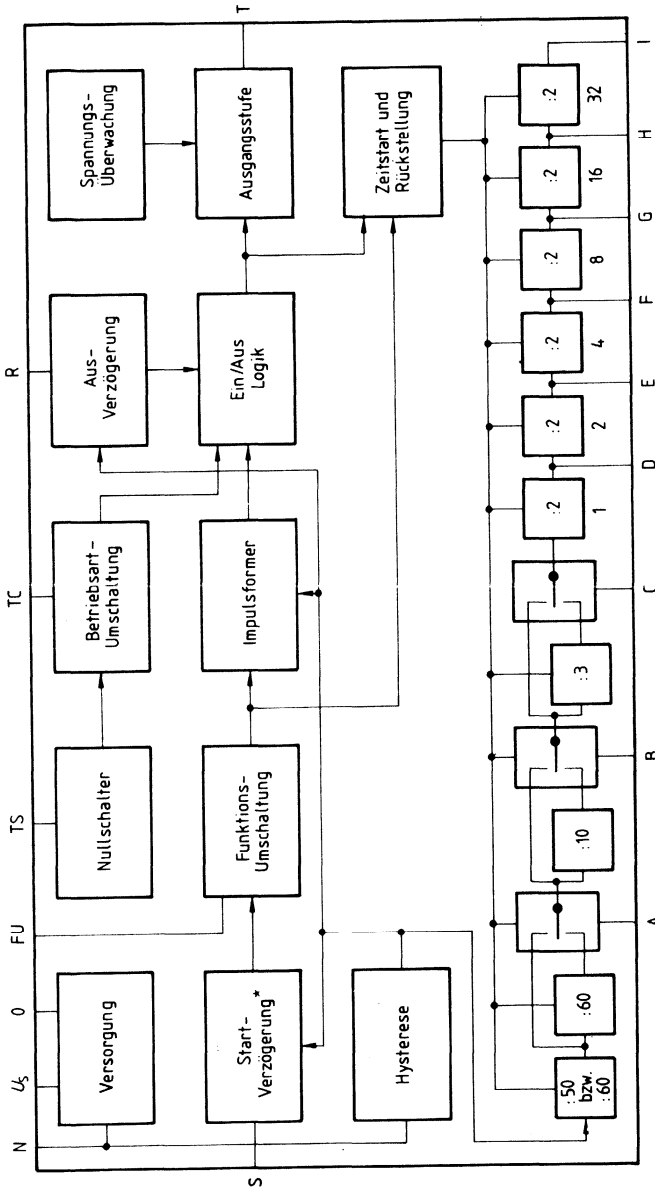
**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	0	Schaltkreis Masse
2	N	Netzspannung über Vorwiderstand
3	S	Start
4	FU	Funktionsumschaltung
5	A	Grundzeit Programmierung
6	B	Grundzeit Programmierung
7	C	Grundzeit Programmierung
8	R	Rückstellen
9	D	Grundzeit x 1
10	E	Grundzeit x 2
11	F	Grundzeit x 4
12	G	Grundzeit x 8
13	H	Grundzeit x 16
14	I	Grundzeit x 32
15	TC	Triacbetriebsarteneinstellung
16	T	Triacsteuerung
17	TS	Triacsynchronisation
18	$U_s$	Pos. Versorgungsspannung

Blockschaltbild



\* für pos. und neg. Flanke

### Schaltungsbeschreibung

An N wird der Zeittakt angelegt (Netzspannung über Vorwiderstand). Der Takteingang N weist eine Hysterese von ca. 0,5 V auf.

Durch Teilung der Netzfrequenz in den Vorteilern 1:50 (1:60)<sup>1)</sup>, 1:60, 1:10 und 1:3 werden die Grundzeiten für 8 Zeitbereiche erzeugt. Die Bereichswahl erfolgt über die Eingänge A, B und C nach folgender Wahrheitstabelle:

Zeitbereich	A	B	C	Grundzeit	Max. Zeit
1	L	L	L	1"	1'3"
2	L	L	H	3"	3'9"
3	L	H	L	10"	10'30"
4	L	H	H	30"	31'30"
5	H	L	L	1'	1h3
6	H	L	H	3'	3 h9'
7	H	H	L	10'	10h30'
8	H	H	H	30'	31 h30'

L und H-Potentiale sind auf den Anschluß 0 bezogen; z. B. L = 0, H =  $U_s$

Die Grundzeit des eingestellten Bereichs wird in den Flipflops 1,2,4,8,16,32 jeweils verdoppelt. Die Flipflops sind mit den Anschlüssen D,E,F,G,H,I, so verknüpft, daß die Anschlüsse eine bestimmte Wertigkeit bekommen und zwar die Wertigkeiten 1, 2, 4, 8, 16, 32. Die gewünschte Verzögerungszeit am Ausgang T wird nach der Formel: Verzögerungszeit = Grundzeit x Wertigkeit D...I berechnet. Diese Zeit ergibt sich dann durch Verbinden der entsprechenden Anschlüsse D...I mit dem Anschluß R. Verbindet man mehrere der Anschlüsse D bis I mit R, so addieren sich die entsprechenden Zeiten.

### Beispiel

Netzfrequenz = 50 (60)<sup>1)</sup> Hz; eingestellter Bereich 1 (Grundzeit = 1 s); D, F und I mit R verbunden (Wertigkeit = 37): als Verzögerungszeit ergibt sich 37 s.

Der Schaltkreis gestattet zwei Funktionsarten, die über den Anschluß FU (Funktionsumschaltung) eingestellt werden:

1. die sog. „**Einschaltwischfunktion**“ nach DIN 46120.

Der an T angeschlossene Triac schaltet mit der **steigenden Flanke** am Starteingang S „ein“ und nach Ablauf der eingestellten Zeit „aus“, und zwar unabhängig von der Länge des Startimpulses.

2. die sog. „**Rückfallverzögerung**“ nach DIN 46120.

Der Triac schaltet mit der steigenden Flanke an S „ein“. Die **fallende Flanke** an S löst den Zeitablauf aus. Der Triac bleibt eingeschaltet, bis die eingestellte Zeit abgelaufen ist. Die beiden Funktionsarten sind während des Zeitablaufes **retriggerbar**.

FU	Funktionsart
L	Einschaltwischfunktion
H	Rückfallverzögerung

<sup>1)</sup> Angabe in Klammer gilt für 60-Hz-Version



Der Starteingang S hat als Sicherheit gegen äußere Störungen und Schalterprellen eine **Totzeit** von 20 bis 40 ms (1/60 bis 1/30 s)\*, je nach Phasenlage des 50 (60)<sup>1)</sup> Hz-Netzes. Ein interner Pull-up Widerstand sowie Abfangdioden gegen pos. und neg. Spannungen sind vorhanden.

Die **Rückstellung** während laufender Zeit erfolgt durch Unterbrechung der Verbindung zu R oder durch Anlegen von H-Potential an R oder durch Aus- und Einschalten von  $U_S$ . Der Rückstelleingang R ist mit einer Totzeit von 40 ms (1/30 s)<sup>1)</sup> ausgestattet.

### Anwendungshinweis

Wird R über einen Stufenschalter wahlweise mit D...I verbunden und soll während des Umschaltens keine Zeitrückstellung erfolgen, so ist zwischen R und 0 eine geeignete Kapazität zu schalten, wenn die Unterbrechung > 40 ms (1/30 s)<sup>1)</sup> ist.

Bei **Anlegen der Versorgungsspannung** wird automatisch „rückgestellt“. Es erfolgt kein Zeitstart, wenn S auf 0 liegt. Ein Zeitstart erfolgt, wenn S auf  $U_S$  liegt.

### Triac-Stufe

TS (Triacsynchronisation) ist der Eingang eines Nullspannungsschalters und dient zur Synchronisierung des Ausgangs T mit der Lastspannung oder dem Laststrom. (T = offener Kollektor-Ausgang). Bei  $U_S < 3$  V wird der Ausgangsstrom abgeschaltet.

Der Anschluß TC hat eine Doppelfunktion. Er dient zur Umschaltung von TS auf Spannungssynchronisierung und zum Anschluß einer äußeren Kapazität zur Einstellung der Breite des Triacsteuerimpulses bei Stromsynchronisierung.

Durch verschiedenartiges Beschalten der Anschlüsse TC bzw. TS wird zwischen 3 Betriebsarten unterschieden:

#### Betriebsart 1 (TC an $U_S$ ):

Der Ausgang T ist mit dem Nullschalter verbunden. T leitet, wenn  $U_S - 1,3V \leq U_{TS} \leq U_S + 1,3V$ . Wird bei Spannungssynchronisierung verwendet; **siehe Anwendungsschaltung 1** (Betrieb von ohmschen Lasten).

#### Betriebsart 2 (TC über $C_e$ an 0):

Der Ausgang T ist über ein Monoflop mit dem Nullschalter verbunden. T gibt einen durch  $C_e$  bestimmten Ansteuerimpuls ab, wenn an TS  $U_S - 1,3$  V unterschritten oder  $U_S + 1,3$  V überschritten wird. Wird bei Stromsynchronisierung verwendet; **siehe Anwendungsschaltung 2**.

#### Betriebsart 3 (TC und TS an $U_S$ ):

Der Ausgang T leitet nach erfolgtem Startimpuls. Wird für beliebige Lasten bei Daueransteuerung des Triacs verwendet (z. B. bei kleinen Leistungen), oder auch dann, wenn anstelle des Triac eine andere Last betrieben wird (**siehe Anwendungsschaltungen 3, 4, 5**).

### Betrieb mit Netzspannung

Zur Spannungsversorgung vom Netz dient ein Vorwiderstand  $R_V$  und ein Ladekondensator  $C_L$ . Wird in Serie zu  $R_V$  eine Diode geschaltet (Anode an N), so halbiert sich die effektive Stromaufnahme. Als Vorwiderstand kann auch eine RC-Kombination verwendet werden (**siehe Anwendungsschaltung 6**).

<sup>1)</sup> Angabe in Klammer gilt für 60-Hz-Version

**Betrieb mit Gleichspannung**

Der Baustein kann auch mit Gleichspannung oder Gleichstrom betrieben werden (siehe Anwendungsschaltung 4 und 5).

**Anmerkungen****Allgemein gilt**

Um bessere Störsicherheit zu erreichen, sind nicht beschaltete Anschlüsse D bis I auf 0 zu legen.

**Anmerkung zu  $C_L$** 

Sollen kurzzeitige Netzausfälle überbrückt werden, so ist  $C_L$  entsprechend größer zu wählen.

**Anmerkung zu Anwendungsschaltung 1 (Spannungssynchronisation für ohmsche Last)**

In die Formel für die überschlägige Berechnung von  $R_{SYN}$  wurde ein mittleres  $I_{TS}$  von 0,025 mA eingesetzt. Da  $I_{TS+}$  und  $I_{TS-}$  Fertigungstoleranzen aufweisen, erhält man bei Verwendung des errechneten  $R_{SYN}$  für die Impulslänge Z ebenfalls entsprechende Toleranzen.

**Anmerkung zu Anwendungsschaltung 2**

Auch eine kleinere Impulslänge als das errechnete Z führt hier zur Zündung des Triac, da sich der Zündimpuls automatisch so lange wiederholt, bis der Haltestrom erreicht ist. Eine Überdimensionierung von Z aus Sicherheitsgründen ist also nicht notwendig. Ein Nachteil von Mehrfachzündimpulsen ist allerdings ein etwas größeres Störspektrum beim Zündvorgang. Das Störspektrum bzw. die erzeugte Störampplitude ist auch von der Größe der „Triggerspannung“ abhängig, die zum Zünden des Triac nach jedem Stromnulldurchgang benötigt wird. Sie ist durch die Größe des  $R_{SYN}$  festgelegt und sollte möglichst nicht größer als 20 V werden.

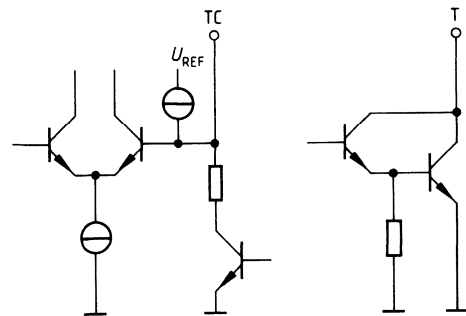
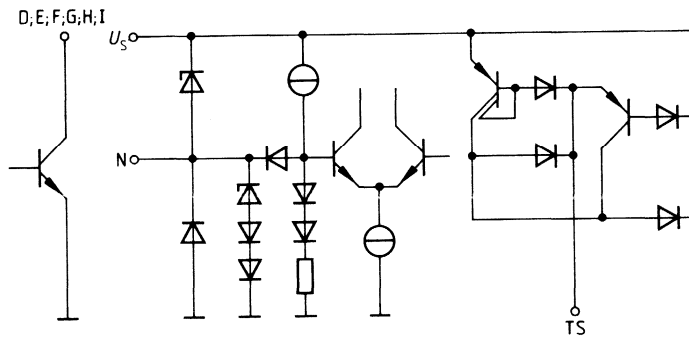
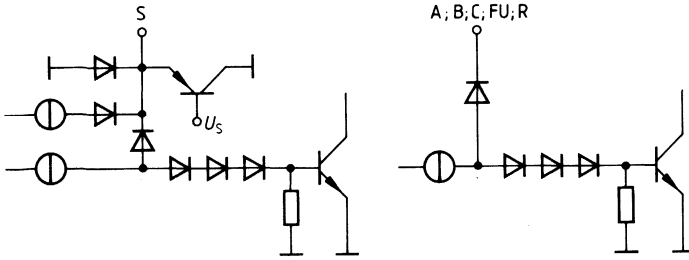
**Anmerkung zu Anwendungsschaltung 6**

Zur Begrenzung des Einschaltstromes muß  $R_{VV} \geq 0,2 R_V$  sein. Andernfalls kann der Schaltkreis zerstört werden.

**Dimensionierung der Anwendungsschaltungen**

Die folgenden Formeln liefern Anhaltswerte für den Betrieb mit sinusförmigen Wechselspannungen von 50 Hz bzw. 60 Hz. Die Zündung des Triac erfolgt stets in 2. und 3. Quadranten (negativer Zündstrom).

Innere Beschaltung der Ein- und Ausgänge und der Versorgungsanschlüsse



**Grenzdaten**

$T_U = -25^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit.	Anmerkung
Speisespannung <sup>1)</sup>	$U_S$	-0,3	5,5	V	
Wechselstrom an N <sup>2)</sup>	$I_{\text{Neff}}$		35	mA	Effektivwert Mittelwert 2 ms, 100 ms Pause
Gleichstrom aus N <sup>2)</sup>	$-I_N$		18	mA	
Spitzenstrom an N <sup>2)</sup>	$I_{\text{NSp}}$	-200	200	mA	
Spannung an A, B, C, FU, N, R, S, TC	$U_{A\dots}$	-0,3	$U_S + 0,3$	V	D...T nicht leitend
Spannung an D, E, F, G, H, I, T	$U_{D\dots}$	-0,3	20	V	
Spannung an TS	$U_{\text{TS}}$	$U_S - 0,7$	$U_S + 0,7$	V	
Strom in D, E, F, G, H, I	$I_{D\dots}$		0,5	mA	D...I leitend
Strom an S <sup>3)</sup>	$I_{\text{inS}}$	-2	2	mA	
Dauerstrom in T	$I_T$		100	mA	T leitend 1 ms / 10 ms Pause
Spitzenstrom in T	$I_{\text{TSp}}$		150	mA	
Strom an TS	$I_{\text{TS}}$	-4	4	mA	
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	°C	
Lagertemperatur	$T_{\text{stg}}$	-55	125	°C	
Wärmewiderstand					
System-Umgebung	$R_{\text{th SU}}$		70	K/W	

**Funktionsbereich**

Speisespannung <sup>4)</sup>	$U_S$	4,5	5,5	V	
Speisegleichstrom <sup>4)</sup>	$-I_N$	2,5	18	mA	5)
Speisewechselstrom <sup>4)</sup>	$I_{\text{Neff}}$	5	35	mA	5)
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25	85	°C	

**Anmerkungen**

- 1) Bei Spannungseinprägung an  $U_S$
- 2) Stromeinprägung an N
- 3) Bei Spannungseinprägung an S
- 4) Der IC kann mit Spannungs- oder Stromeinprägung betrieben werden. Bei Spannungseinprägung an  $U_S$  darf die angelegte Spannung zwischen 0 und  $U_S$  max. 5,5 V betragen! (Siehe auch Grenzdaten). Bei Gleich- oder Wechselstromeinprägung an N wird  $U_S$  intern begrenzt und liegt dann zwischen 6 und 8,2 V (typ. 7,5 V). Die Funktion ist jedoch gewährleistet, wenn  $U_S$  auf 4,5 V absinkt.
- 5) Nur Betriebsstrom für IC, also ohne Triac-Gatestrom. Der effektive Gatestrom fließt zusätzlich durch N.

**Kenndaten**

$U_S = 5,5 \text{ V}$ ;  $T_U = +25^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meßschaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom <sup>1)</sup>	$I_S$	$U_{IS} = 0 \text{ V}$	1		1,5	2,5	mA
$U_S$ (Gleichstromeinprägung) <sup>2)</sup>	$U_S$	$-I_N = 2,5 \text{ mA}$	1		7,5	8,2	V
$U_S$ (Wechselstromeinprägung) <sup>2)</sup>	$U_S$	$I_{\text{Neff}} = 5 \text{ mA}$	1		7,5	8,2	V
Spannung an S <sup>3)</sup>	$U_{IS}$	$I_S = 2 \text{ mA}$		-0,9		$U_S + 0,9$	V
		$-I_S = 2 \text{ mA}$					V
Schaltswelle an A,B,C,S,FU,R	$U_{A\dots}$		2	1,1	1,8	2,2	V
H-Schaltswelle an N <sup>4)</sup>	$U_N$		2		1,8	2,4	V
L-Schaltswelle an N <sup>4)</sup>	$U_N$		2	0,8	1,3		V
Schalthyserese an N	$U_{HY}$		2	0,4	0,5	0,9	V
Schaltswelle an TC	$U_{TC}$		2		3,4	4,5	V
Schaltswelle an TS	$U_{TS+}$ $U_{TS-}$	$U_{TS} > U_S$ $U_{TS} < U_S$	2 2		$U_S + 1,3$ $U_S - 1,3$		V V
L-Eingangsstrom an A,B,C,FU,R	$I_{A\dots}$	$U_{A\dots} = 0 \text{ V}$	1		20	30	$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom an S	$-I_{IS}$	$U_{IS} = 0 \text{ V}$	1		60	90	$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom an N <sup>4)</sup>	$-I_N$	$U_N = 0 \text{ V}$	1		40	60	$\mu\text{A}$
H-Eingangsstrom an A,B,C,S,FU,R	$I_{A\dots}$	$U_{A\dots} = U_S$	1			1	$\mu\text{A}$
H-Eingangsstrom an N <sup>4)</sup>	$I_N$	$U_N = U_S$	1			1	$\mu\text{A}$
H-Eingangsstrom an TC	$I_{TC}$	$4,5 \leq U_{TC} \leq U_S$	1		20	40	$\mu\text{A}$
pos. Umschaltstrom an TS	$I_{TS+}$	$R_{SYN} = 0$	2	20	25	35	$\mu\text{A}$
pos. Schalthyserese an TS	$I_{HY+}$	$R_{SYN} = 0$	2	1	2	4	$\mu\text{A}$
neg. Umschaltstrom an TS	$I_{TS-}$	$R_{SYN} = 0$	2	20	25	35	$\mu\text{A}$
neg. Schalthyserese an TS	$I_{HY-}$	$R_{SYN} = 0$	2	1	2	4	$\mu\text{A}$
L-Spannung an D,E,F,G,H,I	$U_{D\dots}$	$I_{D\dots} = 0,5 \text{ mA}$	1		0,2	0,4	V
H-Sperrstrom an D,E,F,G,H,I	$I_{D\dots}$		1			1	$\mu\text{A}$
L-Ausgangsspannung an T	$U_O$	$I_T = 1 \text{ mA}$	1		0,7	1,1	V
	$U_O$	$I_T = 10 \text{ mA}$	1		0,8	1,2	V
	$U_O$	$I_T = 100 \text{ mA}$	1		1	1,5	V

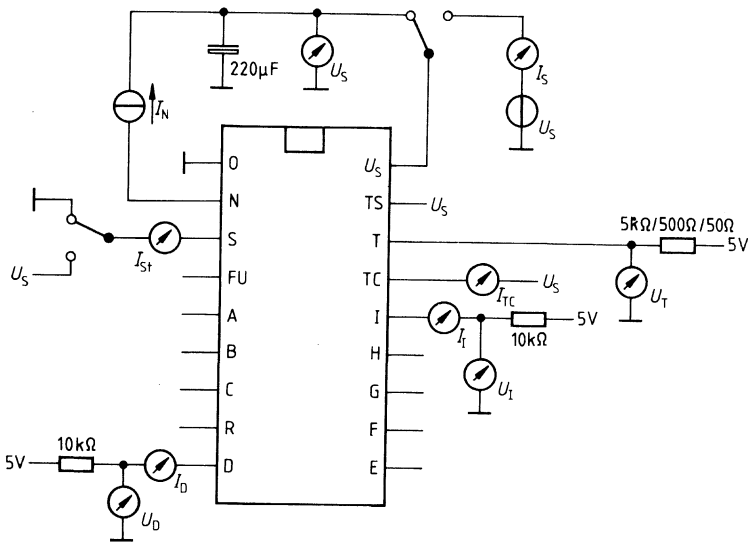
1) bei Spannungseinprägung an  $U_S$

2) bei Stromeinprägung an N

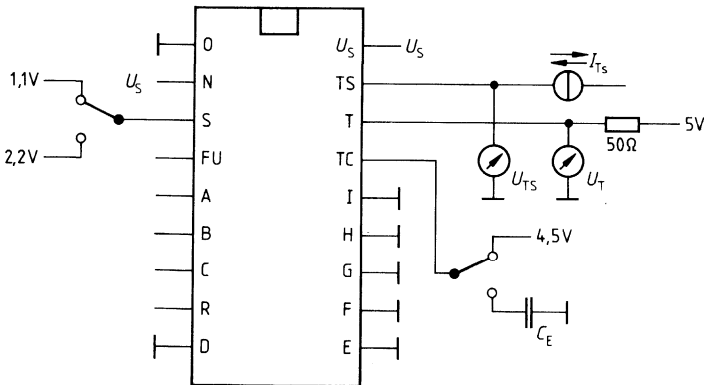
3) bei Stromeinprägung an S

4) wenn N Takteingang ist

**Meßschaltung 1**

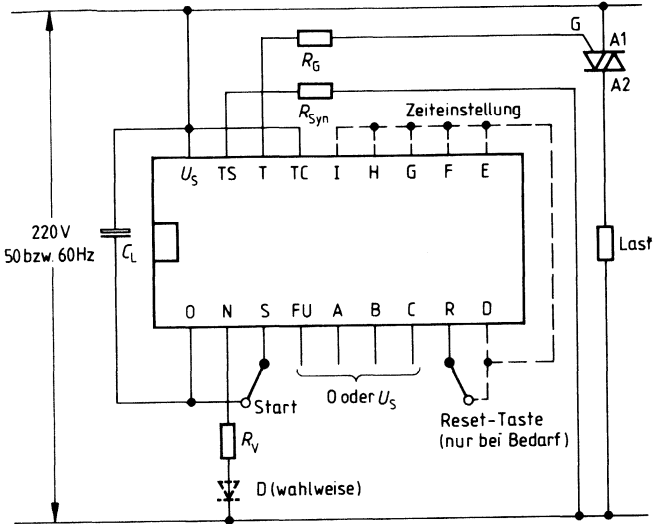


**Meßschaltung 2**



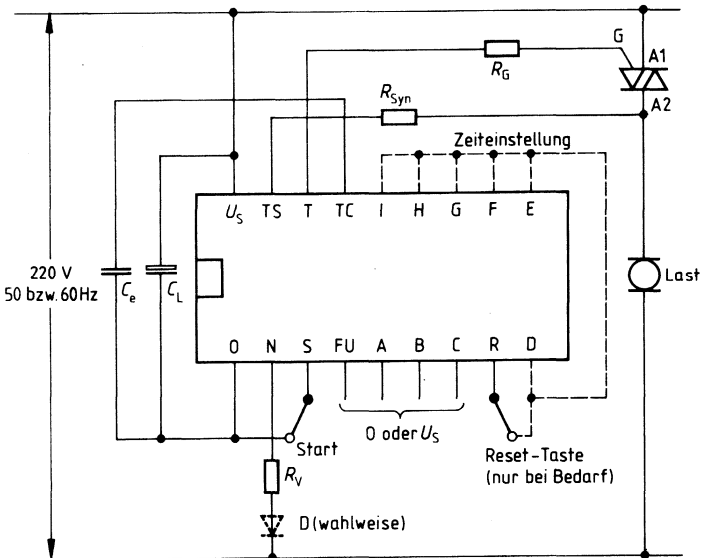
**Anwendungsschaltung 1**

Betrieb von ohmschen Lasten



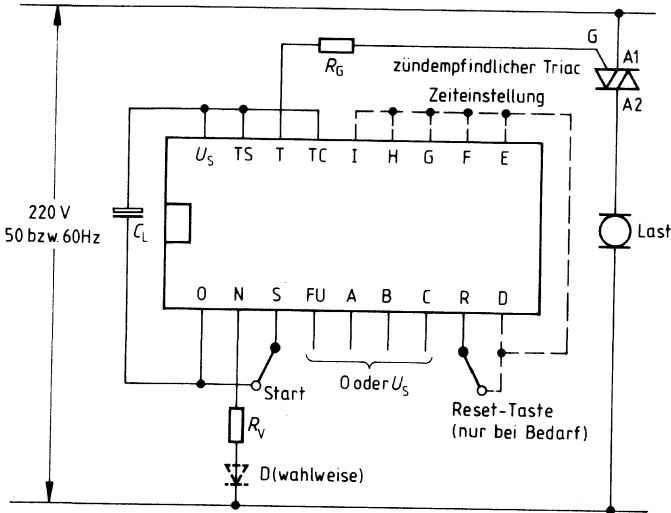
**Anwendungsschaltung 2**

Betrieb von ohmschen, kapazitiven und induktiven Lasten



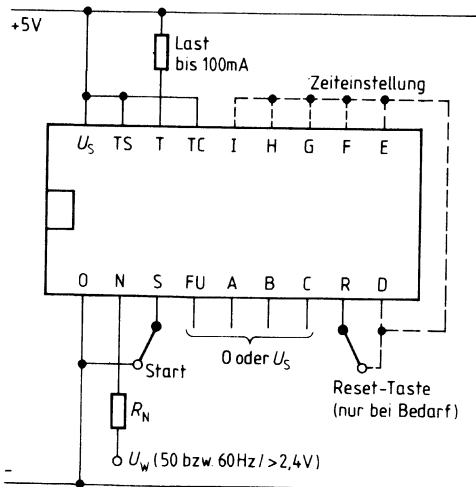
### Anwendungsschaltung 3

Betrieb von beliebigen Lasten mit Triacdaueransteuerung



### Anwendungsschaltung 4

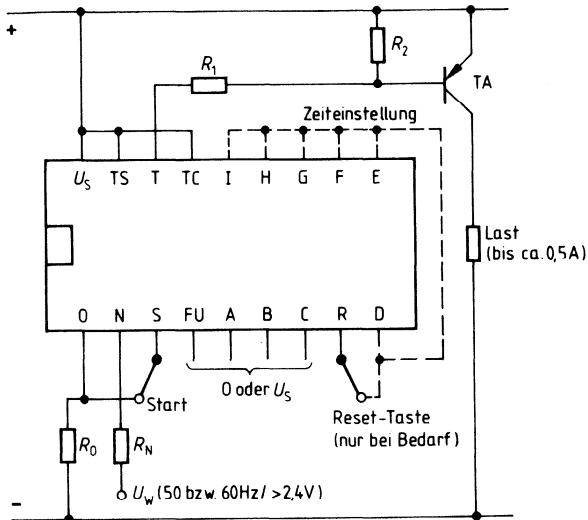
Betrieb mit 5-V-Gleichspannung





**Anwendungsschaltung 5**

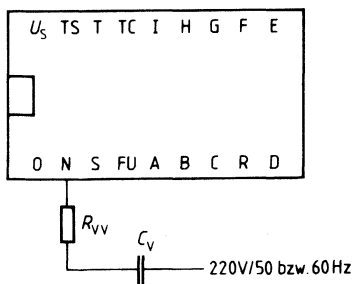
Betrieb mit Gleichspannung > 5,5 V



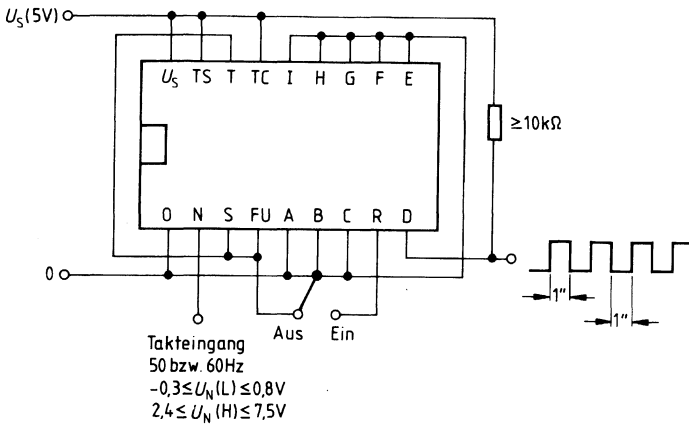
**Anwendungsschaltung 6**

Betrieb mit kapazitivem Vorwiderstand

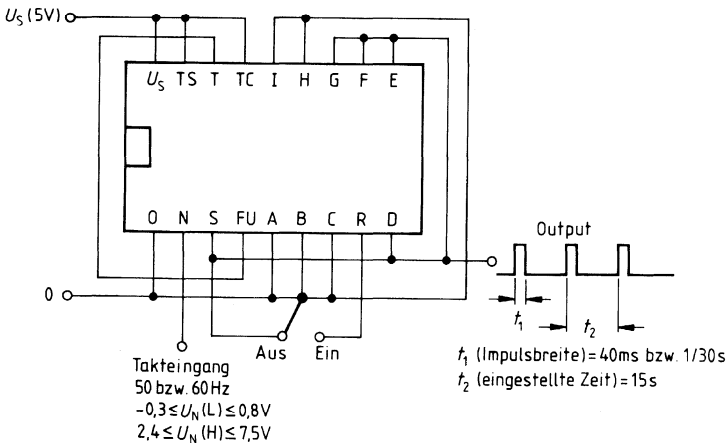
Anstelle von  $R_v$  bzw.  $R_v$  und D bei den **Anwendungsschaltungen 1 bis 3** kann auch eine Reihenschaltung von R und C benutzt werden.



**Anwendungsschaltung 7**  
Rechteckgenerator



**Anwendungsschaltung 8**  
Impulsgeber



**Anmerkung**

Die Impulsbreite  $t_1$  wird nur von der Taktfrequenz  $f$  am Eingang FT bestimmt:

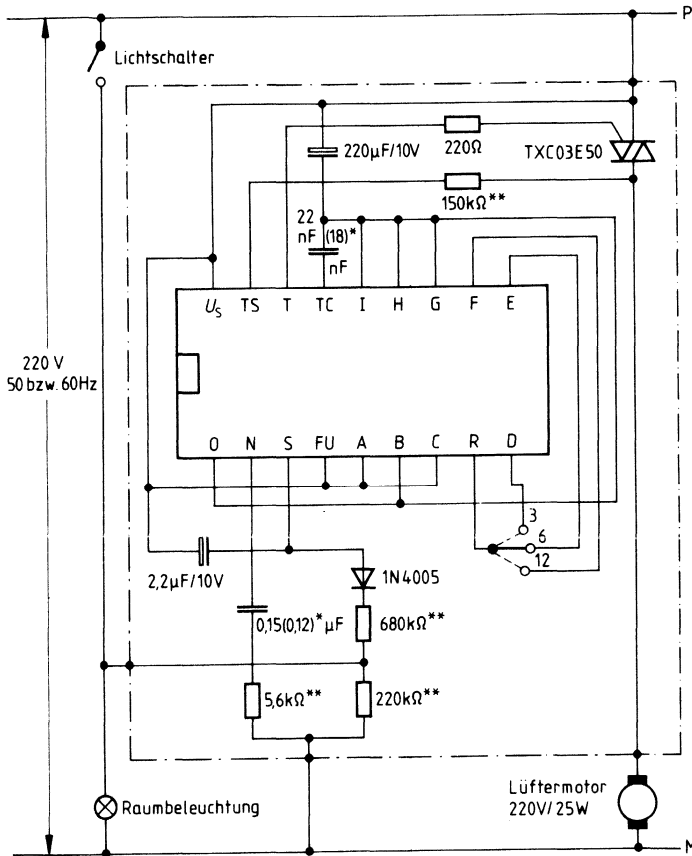
$$t_1 = 2/f = 2/50 \text{ (bzw. } 2/60) = 40 \text{ ms (bzw. } 1/30 \text{ s)}$$

Gleich nach dem Einschalten kann der erste Impuls  $t_1$  und dementsprechend die erste Periode  $t_2$  bis zu 20 ms bzw. 1/60 s kürzer sein (je nach Phasenlage des 50-Hz- bzw. 60-Hz-Netzes).

Nach dem Einschalten wird der Ausgang T leitend und bleibt während des ganzen Betriebs auf L-Potential.

### Anwendungsschaltung 9

Zeitsteuerung für eine Lüftung, einstellbar auf 3, 6 oder 12 Minuten Nachlaufzeit



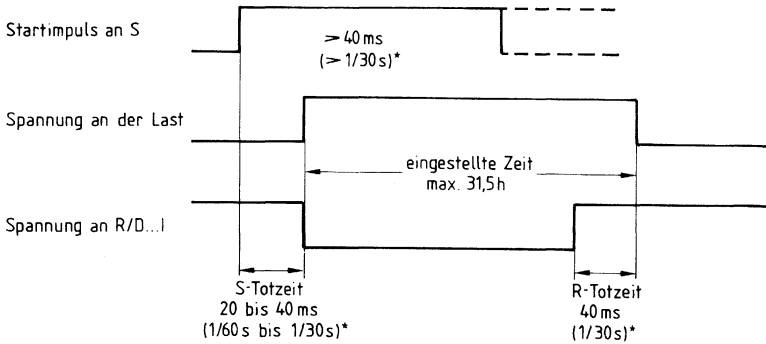
- \* Angabe in Klammer gilt für 60Hz
- \*\* hochspannungsfest

### Funktion der Schaltung

Der Lüftermotor läuft mit dem Einschalten der Raumbeleuchtung an und schaltet sich 3 (6, 12) Minuten nach dem Ausschalten der Beleuchtung selbsttätig ab. (Die Dimensionierung der Außenbeschaltung ist unverbindlich und ohne Gewähr).

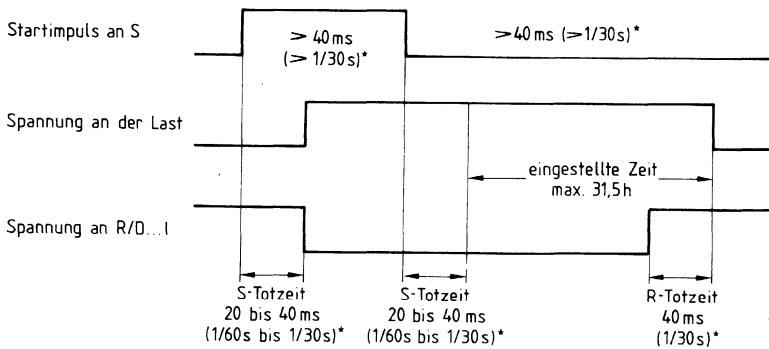
## Impulsdarstellung der Zeitbetriebsarten

### Einschaltwischfunktion



\* Angabe in Klammer gilt für 60-Hz-Version

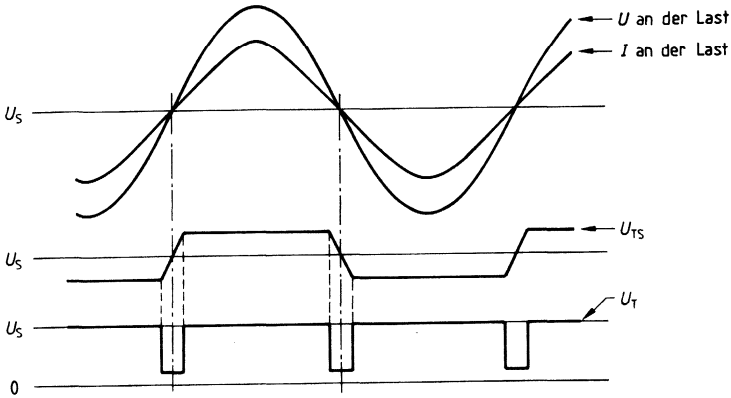
### Rückfallverzögerung



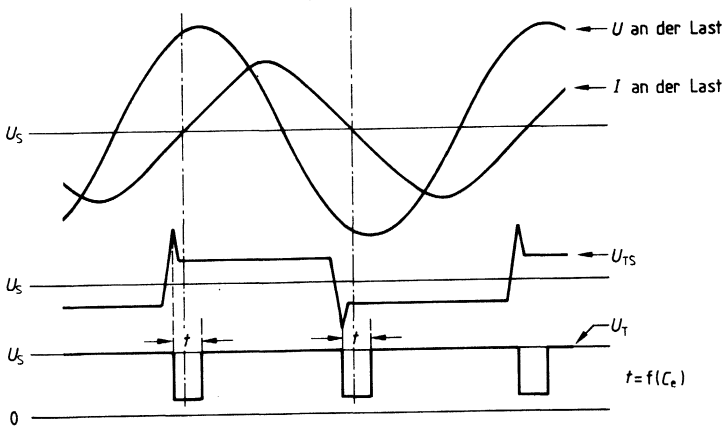
\* Angabe in Klammer gilt für 60-Hz-Version

**Impulsdarstellung der Triacbetriebsarten 1 und 2**

Betriebsart 1: Spannungssynchronisierung bei ohmschen Lasten (TC an  $U_S$ )



Betriebsart 2: Stromsynchronisierung bei nichtohmschen Lasten (Kapazität  $C_e$  an TC)



## Vorläufige Daten

## Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAE 0532	Q67000-H8404	P-DIP-20
SAE 0532 G	Q67000-H8432	P-DSO-20 (SMD)

Mit dem 50-/60-Hz-Langzeit-Timer können (bei 50- bzw. 60-Hz-Netzfrequenz) Verzögerungszeiten zwischen 1 s und 31,5 h eingestellt werden. Er dient u. a. zur Ansteuerung von Triacs am Wechselstromnetz. Die Stromversorgung kann aus dem Netz oder aus einer Gleichspannungsquelle erfolgen. Als Zeitbasis dient entweder die 50-Hz- bzw. 60-Hz-Netzfrequenz (FT mit N verbunden) oder ein an FT angeschlossener Oszillator.

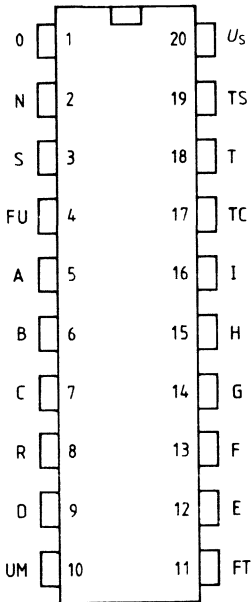
Der Langzeit-Timer ist als universell einsetzbarer Baustein für eine Vielzahl von Anwendungen geeignet, z. B. Zeitschaltuhren, Kochgerätesteuerung, Espressomaschinen, Händetrockner, Münz- und Spielautomaten, Treppenlichtautomaten, industrielle Steuerungen, Entwicklungsgeräte für Fotolabors, Startautomatik (zum Vorheizen) und Betriebsstundenzähler.

**Eigenschaften**

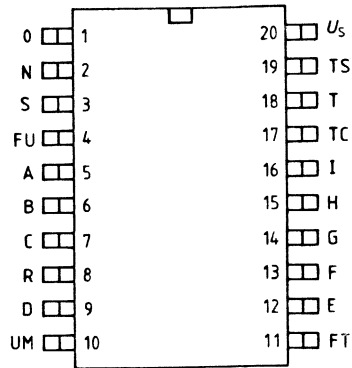
- Direkter Betrieb am Netz oder Gleichspannung möglich
- Umschaltbar auf 50-Hz- bzw. 60-Hz-Netzfrequenz als Zeitbasis
- Triacansteuerung mit Spannungssynchronisation für ohmsche Lasten oder Stromsynchronisation für ohmsche, induktive und kapazitive Lasten möglich.
- Triac-Zündstrom bis 100 mA.
- Ausgangs-Dauerstrom für Relaisansteuerung max. 100 mA.
- 2 Funktionsarten, beide retriggerbar
- 8 überlappende Zeitbereiche von 1 s bis 31,5 h.
- Erweiterter Temperaturbereich  $-25$  bis  $+85$  °C

**Anschlußanordnungen**  
(Ansicht von oben)

**SAE 0532**



**SAE 0532 G**



**Anschlußbelegung**

<b>Anschluß</b>	<b>Symbol</b>	<b>Funktion</b>
1	0	Schaltkreis Masse
2	N	Netzspannung über Vorwiderstand
3	S	Start
4	FU	Funktionsumschaltung
5	A	Grundzeit Programmierung
6	B	Grundzeit Programmierung
7	C	Grundzeit Programmierung
8	R	Rückstellung
9	D	Grundzeit x 1
10	UM	50-/60-Hz-Umschaltung
11	FT	Takteingang
12	E	Grundzeit x 2
13	F	Grundzeit x 4
14	G	Grundzeit x 8
15	H	Grundzeit x 16
16	I	Grundzeit x 32
17	TC	Triacbetriebsarteneinstellung
18	T	Triacansteuerung
19	TS	Triacsynchronisation
20	$U_s$	Pos. Versorgungsspannung



### Schaltungsbeschreibung

Mit dem Anschluß UM wird der Vorteiler des Timers umgeschaltet, so daß alle spezifizierten Zeiten für die jeweils gewählte Netzfrequenz gelten.

UM	Netzfrequenz
L	60 Hz
H	50 Hz

An FT wird der Zeittakt angelegt. Normalerweise liefert die Netzfrequenz den Takt. Zu diesem Zweck wird FT mit N verbunden. FT ist als Schmitt-Trigger mit einer Hysterese von ca. 0,5 V ausgebildet, um eine gute Störunterdrückung zu erreichen. Falls das Netz stark gestört ist, empfiehlt sich ein Filter (z. B. RC-Glied) zwischen N und FT.

Durch Teilung der Netzfrequenz in den Vorteilern 1:50/60, 1:60, 1:10, und 1:3 werden die Grundzeiten für 8 Zeitbereiche erzeugt. Die Bereichswahl erfolgt über die Eingänge A, B und C nach folgender Wahrheitstabelle:

Zeitbereich	A	B	C	Grundzeit	Max. Zeit
1	L	L	L	1"	1' 3"
2	L	L	H	3"	3' 9"
3	L	H	L	10"	10' 30"
4	L	H	H	30"	31' 30"
5	H	L	L	1'	1 h 3'
6	H	L	H	3'	3 h 9'
7	H	H	L	10'	10 h 30'
8	H	H	H	30'	31 h 30'

L und H-Potentiale sind auf den Anschluß 0 bezogen; z. B. L = 0, H =  $U_s$

Die Grundzeit des eingestellten Bereichs wird in den Flipflops 1,2,4,8,16,32 jeweils verdoppelt. Die Flipflops sind mit den Anschlüssen D,E,F,G,H,I, so verknüpft, daß die Anschlüsse eine bestimmte Wertigkeit bekommen und zwar die Wertigkeiten 1, 2, 4, 8, 16, 32. Die gewünschte Verzögerungszeit am Ausgang T wird nach der Formel: Verzögerungszeit = Grundzeit x Wertigkeit D...I berechnet. Diese Zeit ergibt sich dann durch Verbinden der entsprechenden Anschlüsse D...I mit dem Anschluß R. Verbindet man mehrere der Anschlüsse D bis I, so addieren sich die entsprechenden Zeiten.

### Beispiel

Netzfrequenz = 50 Hz (UM = H); eingestellter Bereich 1 (Grundzeit = 1 s); D, F und I mit R verbunden (Wertigkeit = 37): als Verzögerungszeit ergibt sich 37 s.

### Funktionsumschaltung

Der Schaltkreis gestattet zwei Funktionsarten, die über den Anschluß FU (Funktionsumschaltung) eingestellt werden:

FU	Funktionsart
L	Einschaltwischfunktion
H	Rückfallverzögerung

1. die sog. „**Einschaltwischfunktion**“ nach DIN 46120.  
Der an T angeschlossene Triac schaltet mit der **steigenden Flanke** am Starteingang S „ein“ und nach Ablauf der eingestellten Zeit „aus“, und zwar unabhängig von der Länge des Startimpulses,
2. die sog. „**Rückfallverzögerung**“ nach DIN 46120.  
Der Triac schaltet mit der steigenden Flanke an S „ein“. Die **fallende Flanke** an S löst den Zeitablauf aus.  
Der Triac bleibt eingeschaltet, bis die eingestellte Zeit abgelaufen ist.  
Die beiden Funktionsarten sind während des Zeitablaufes **retriggerbar**.

Der Starteingang S hat als Sicherheit gegen äußere Störungen und Schalterprellen eine **Totzeit** von 20 bis 40 ms, (1/60 bis 1/30 s<sup>1)</sup>) je nach Phasenlage des 50-bzw. 60-Hz-Netzes. Ein interner Pull-up Widerstand sowie Abfangdioden gegen pos. und neg. Spannungen sind vorhanden.

Die **Rückstellung** während laufender Zeit erfolgt durch Unterbrechung der Verbindung zu R oder durch Anlegen von H-Potential an R. Der Rückstelleingang R ist mit einer Totzeit von 40 ms (1/30 s<sup>1)</sup>) ausgestattet.

### Anwendungshinweis

Wird R über einen Stufenschalter wahlweise mit D...I verbunden und soll während des Umschaltens keine Zeitrückstellung erfolgen, so ist zwischen R und 0 eine geeignete Kapazität zu schalten, wenn die Unterbrechung > 40 ms (1/30 s<sup>1)</sup>) ist.

Bei **Anlegen der Versorgungsspannung** wird automatisch „rückgestellt“. Es erfolgt kein Zeitstart, wenn S auf 0 liegt. Ein Zeitstart erfolgt, wenn S auf  $U_S$  liegt.

### Triac-Stufe

TS (Triacsynchronisation) ist der Eingang eines Nullspannungsschalters und dient zur Synchronisierung des Ausgangs T mit der Lastspannung oder dem Laststrom. (T = offener Kollektor-Ausgang). Bei  $U_S < 3$  V wird der Ausgangsstrom abgeschaltet.

Der Anschluß TC hat eine Doppelfunktion. Er dient zur Umschaltung von TS auf Spannungssynchronisierung und zum Anschluß einer äußeren Kapazität zur Einstellung der Breite des Triacsteuerimpulses bei Stromsynchronisierung.

Durch verschiedenartiges Beschalten der Anschlüsse TC bzw. TS wird zwischen 3 Betriebsarten unterschieden:

#### Betriebsart 1 (TC an $U_S$ )

Der Ausgang T ist mit dem Nullschalter verbunden. T leitet, wenn  $U_S - 1,3 \text{ V} \leq U_{TS} \leq U_S + 1,3 \text{ V}$  ist. Wird bei Spannungssynchronisierung verwendet (**siehe Anwendungsschaltung 1**).

#### Betriebsart 2 (TC über $C_e$ an 0):

Der Ausgang T ist über ein Monoflop mit dem Nullschalter verbunden. T gibt einen durch  $C_e$  bestimmten Ansteuerimpuls ab, wenn an TS  $U_S - 1,3$  V unterschritten oder  $U_S + 1,3$  V überschritten wird. Wird bei Stromsynchronisierung verwendet (**siehe Anwendungsschaltung 2**).

#### Betriebsart 3 (TC und TS an $U_S$ ):

Der Ausgang T leitet nach erfolgtem Startimpuls. Wird für beliebige Lasten bei Daueransteuerung des Triac verwendet (z. B. bei kleinen Leistungen, oder auch dann, wenn anstelle des Triac eine andere Last betrieben wird (**siehe Anwendungsschaltungen 3, 4, 5**).

<sup>1)</sup> Angabe in Klammer gilt für 60 Hz

**Betrieb mit Netzspannung**

Zur Spannungsversorgung vom Netz dient ein Vorwiderstand  $R_V$  und ein Ladekondensator  $C_L$ . Wird in Serie zu  $R_V$  eine Diode geschaltet (Anode an N), so halbiert sich die effektive Stromaufnahme. Als Vorwiderstand kann auch eine RC-Kombination verwendet werden (siehe Anwendungsschaltung 6).

**Betrieb mit Gleichspannung**

Der Baustein kann auch mit Gleichspannung oder Gleichstrom betrieben werden (siehe Anwendungsschaltung 4 und 5).

**Anmerkungen****Allgemein gilt**

Um bessere Störsicherheit zu erreichen, sind nicht beschaltete Anschlüsse D bis I auf 0 zu legen.

Die folgenden Formeln liefern Anhaltswerte für den Betrieb mit sinusförmigen Wechselspannungen von 50 bzw. 60 Hz. Die Zündung des Triac erfolgt stets in 2. und 3. Quadranten (negativer Zündstrom).

**Anmerkung zu  $C_L$** 

Sollen kurzzeitige Netzausfälle überbrückt werden, so ist  $C_L$  entsprechend größer zu wählen.

**Anmerkung zu Anwendungsschaltung 1 (Spannungssynchronisierung für ohmsche Last)**

In die Formel für die überschlägige Berechnung von  $R_{Syn}$  wurde ein mittleres  $I_{TS}$  von 0,025 mA eingesetzt. Da  $I_{TS+}$  und  $I_{TS-}$ -Fertigungstoleranzen aufweisen, erhält man bei Verwendung des errechneten  $R_{Syn}$  für die Impulslänge Z ebenfalls entsprechende Toleranzen.

**Anmerkungen zu Anwendungsschaltung 2 (Stromsynchronisierung)**

Auch eine kleinere Impulslänge als das errechnete Z führt hier zur Zündung des Triac, da sich der Zündimpuls automatisch so lange wiederholt, bis der Haltestrom erreicht ist. Eine Überdimensionierung von Z aus Sicherheitsgründen ist also nicht notwendig. Ein Nachteil von Mehrfachzündimpulsen ist allerdings ein etwas größeres Störspektrum beim Zündvorgang. Das Störspektrum bzw. die erzeugte Störampplitude ist auch von der Größe der „Trigger Spannung“ abhängig, die zum Zünden des Triac nach jedem Stromnulldurchgang benötigt wird. Sie ist durch die Größe des  $R_{Syn}$  festgelegt und sollte möglichst nicht größer als 20 V werden.

**Anmerkung zu Anwendungsschaltung 6**

Zur Begrenzung des Einschaltstromes muß  $R_{Vv} \geq 0,2 R_V$  sein. Andernfalls kann der Schaltkreis zerstört werden.

**Grenzdaten** $T_U = -25\text{ °C bis }+85\text{ °C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkung
Speisespannung <sup>1)</sup>	$U_S$	-0,3	5,5	V	
Wechselstrom an N <sup>2)</sup>	$I_{Neff}$		35	mA	Effektivwert Mittelwert 2 ms, 100 ms Pause
Gleichstrom an N <sup>2)</sup>	$-I_N$		18	mA	
Spitzenstrom an N <sup>2)</sup>	$I_{NSp}$	-200	200	mA	
Spannung an A, B, C, FT, FU, N, R, S, TC, UM	$U_{A...}$	-0,3	$U_S + 0,3$	V	D...T nicht leitend
Spannung an D, E, F, G, H, I, T	$U_{D...}$	-0,3	20	V	
Spannung an TS	$U_{TS}$	$U_S - 0,7$	$U_S + 0,7$	V	
Strom in D, E, F, G, H, I	$I_{D...}$		0,5	mA	D...I leitend
Strom an S <sup>3)</sup>	$I_{IS}$	-2	2	mA	
Strom an FT	$I_{FT}$	-120	120	$\mu$ A	T leitend 1 ms / 10 ms Pause
Dauerstrom in T	$I_T$		100	mA	
Spitzenstrom in T	$I_{TSp}$		150	mA	
Strom an TS	$I_{TS}$	-4	4	mA	
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	°C	
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55	125	°C	
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		70	K/W	

**Funktionsbereich**

Speisespannung <sup>4)</sup>	$U_S$	4,5	5,5	V	
Speisegleichstrom <sup>4)</sup>	$-I_N$	2,5	18	mA	<sup>5)</sup>
Speisewechselstrom <sup>4)</sup>	$I_{Neff}$	5	35	mA	<sup>5)</sup>
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25	85	°C	

**Anmerkungen**

- 1) Bei Spannungseinprägung an  $U_S$
- 2) Bei Stromeinprägung an N
- 3) Bei Stromeinprägung an S
- 4) Der IC kann mit Spannungs- oder Stromeinprägung betrieben werden. Bei Spannungseinprägung an  $U_S$  darf die angelegte Spannung zwischen 0 und  $U_S$  max. 5,5 V betragen! (Siehe auch Grenzdaten). Bei Gleich- oder Wechselstromeinprägung an N wird  $U_S$  intern begrenzt und liegt dann zwischen 6 V und 8,2 V (typ. 7,5 V). Die Funktion ist jedoch gewährleistet, wenn  $U_S$  auf 4,5 V absinkt.
- 5) Nur Betriebsstrom für  $I_S$ , also ohne Triac-Gatestrom. Der effektive Gatestrom fließt zusätzlich durch N.

**Kenndaten** $U_S = 5,5 \text{ V}$ ;  $T_U = 25^\circ \text{C}$ 

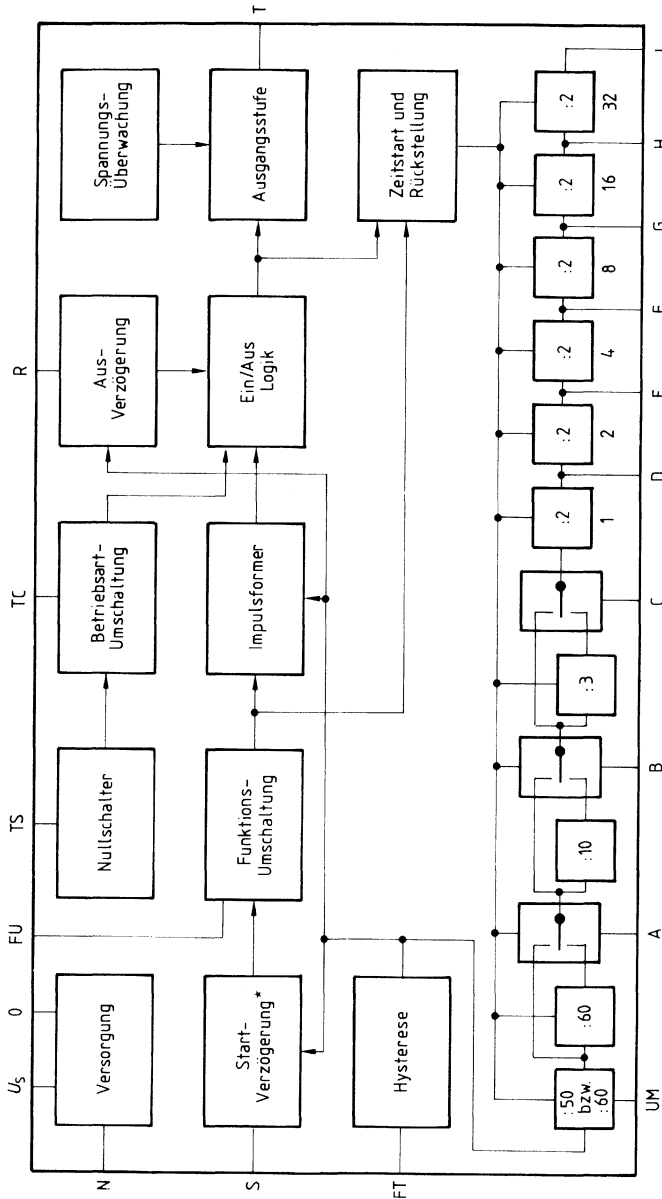
Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meßschaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom <sup>1)</sup>	$I_S$	$U_{IS} = 0 \text{ V}$	1		1,5	2,5	mA
$U_S$ (Gleichstromeinprägung) <sup>2)</sup>	$U_S$	$-I_N = 2,5 \text{ mA}$	1		7,5	8,2	V
$U_S$ (Wechselstromeinprägung) <sup>2)</sup>	$U_S$	$I_{\text{Neff}} = 5 \text{ mA}$	1		7,5	8,2	V
Spannung an S <sup>3)</sup>	$U_{IS}$	$I_S = 2 \text{ mA}$				$U_S + 0,9$	V
Spannung an FT	$U_{FT}$	$-I_S = 2 \text{ mA}$		-0,9			V
		$I_{FT} = 100 \mu\text{A}$ $-I_{FT} = 100 \mu\text{A}$		-0,9		9,5	V
Schaltswelle an A, B, C, S, FU, R, UM	$U_{A...}$		2	1,1	1,8	2,2	V
H-Schaltswelle an FT	$U_{FT}$		2		1,8	2,4	V
L-Schaltswelle an FT	$U_{FT}$		2	0,8	1,3		V
Schalthyterese an FT	$U_{HY}$		2	0,4	0,5	0,9	V
Schaltswelle an TC	$U_{TC}$		2		3,4	4,5	V
Schaltswelle an TS	$U_{TS+}$	$U_{TS} > U_S$	2		$U_S + 1,3$		V
	$U_{TS-}$	$U_{TS} < U_S$	2		$U_S - 1,3$		V
L-Eingangsstrom an A, B, C, FU, R, UM	$I_{A...}$	$U_{A...} = 0 \text{ V}$	1		20	30	$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom an S	$-I_{IS}$	$U_{IS} = 0 \text{ V}$	1		60	90	$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom an FT	$-I_{FT}$	$U_{FT} = 0 \text{ V}$	1		40	60	$\mu\text{A}$
H-Eingangsstrom an A, B, C, S, FU, R, UM	$I_{A...}$	$U_{A...} = U_S$	1			1	$\mu\text{A}$
H-Eingangsstrom an FT	$I_{FT}$	$U_{FT} = U_S$	1			1	$\mu\text{A}$
H-Eingangsstrom an TC	$I_{TC}$	$4,5 \leq U_{TC} \leq U_S$	1		20	40	$\mu\text{A}$
pos. Umschaltstrom an TS	$I_{TS+}$	$R_{SYN} = 0$	2	20	25	35	$\mu\text{A}$
pos. Schalthyterese an TS	$I_{HY+}$	$R_{SYN} = 0$	2	1	2	4	$\mu\text{A}$
neg. Umschaltstrom an TS	$I_{TS-}$	$R_{SYN} = 0$	2	20	25	35	$\mu\text{A}$
neg. Schalthyterese an TS	$I_{HY-}$	$R_{SYN} = 0$	2	1	2	4	$\mu\text{A}$
L-Spannung an D, E, F, G, H, I	$U_{D...}$	$I_{D...} = 0,5 \text{ mA}$	1		0,2	0,4	V
H-Sperrstrom an D, E, F, G, H, I	$I_{D...}$		1			1	$\mu\text{A}$
L-Ausgangsspannung an T	$U_Q$	$I_T = 1 \text{ mA}$	1		0,7	1,1	V
	$U_Q$	$I_T = 10 \text{ mA}$	1		0,8	1,2	V
	$U_Q$	$I_T = 100 \text{ mA}$	1		1	1,5	V

1) Bei Spannungseinprägung an  $U_S$ 

2) Bei Stromeinprägung an N

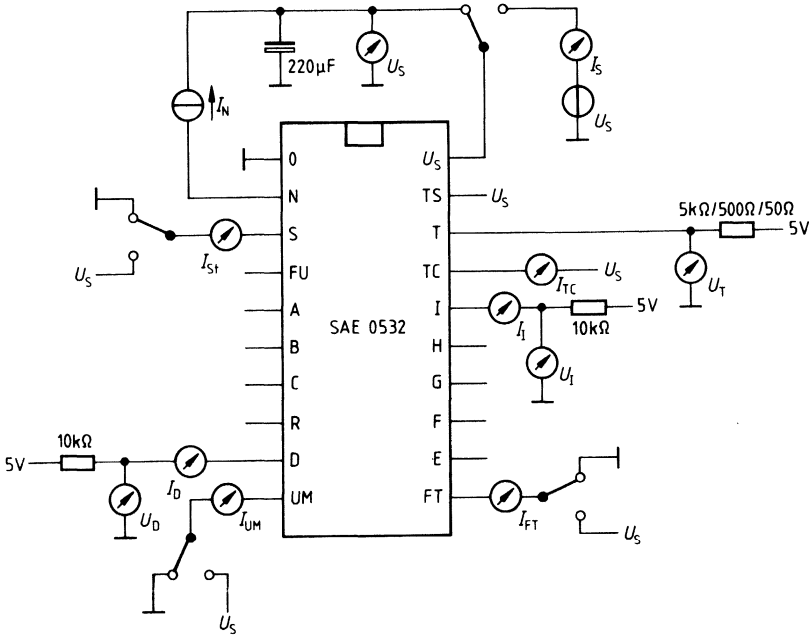
3) Bei Stromeinprägung an S

Blockschaltbild

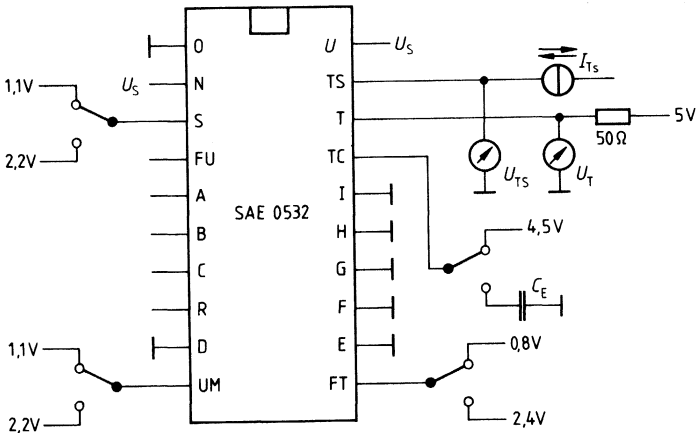


\* für pos. und neg. Flanke

**Meßschaltung 1**

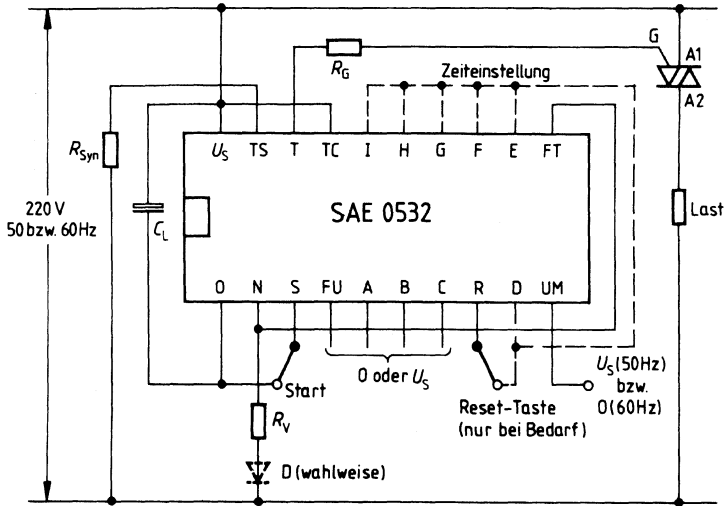


**Meßschaltung 2**



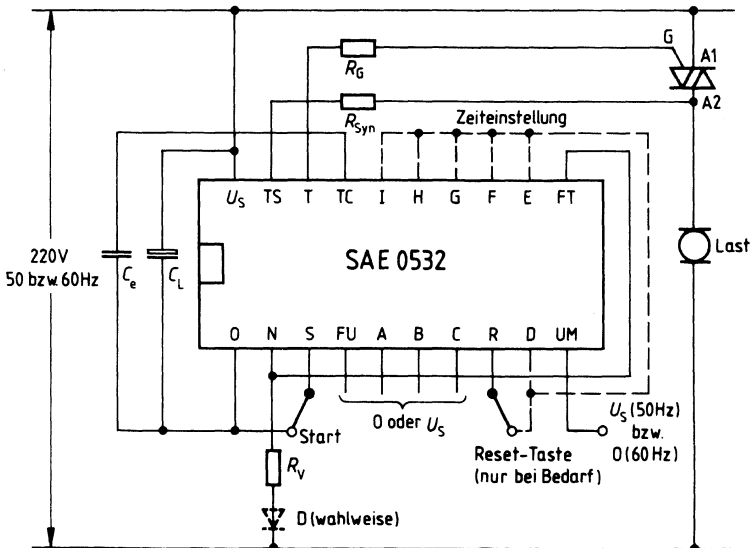
**Anwendungsschaltung 1**

Betrieb von ohmschen Lasten



**Anwendungsschaltung 2**

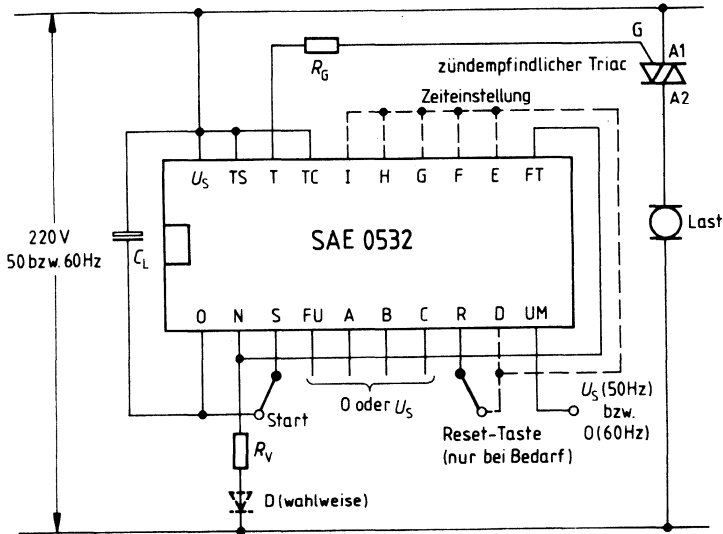
Betrieb von ohmschen, kapazitiven oder induktiven Lasten





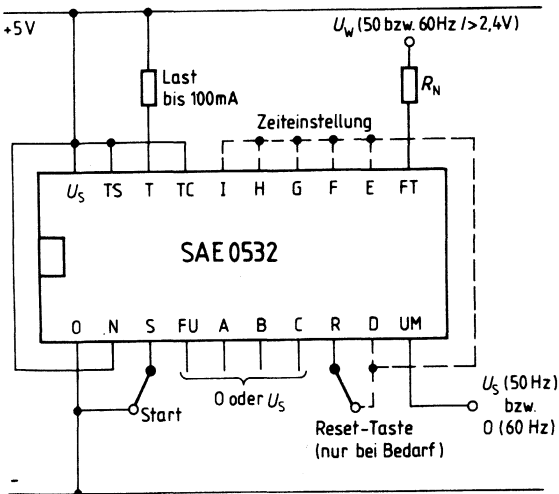
**Anwendungsschaltung 3**

Betrieb von beliebigen Lasten mit Triacdaueransteuerung



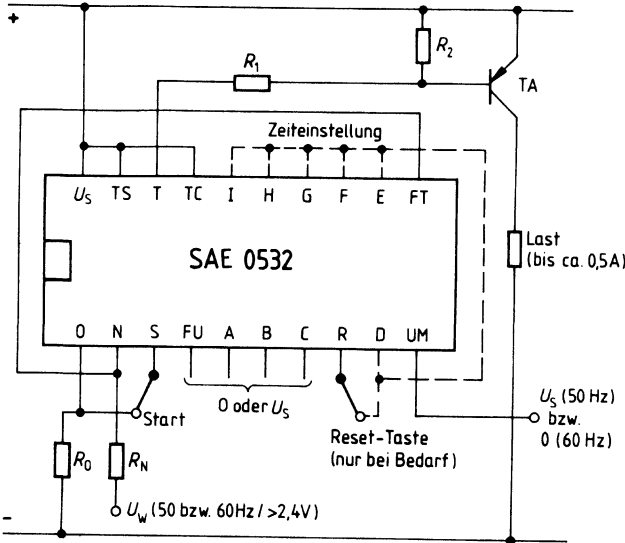
**Anwendungsschaltung 4**

Betrieb mit 5 V Gleichspannung



**Anwendungsschaltung 5**

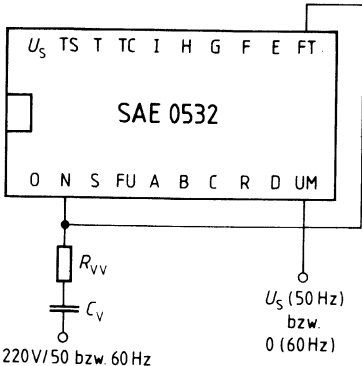
Betrieb mit Gleichspannung > 5,5 V



**Anwendungsschaltung 6**

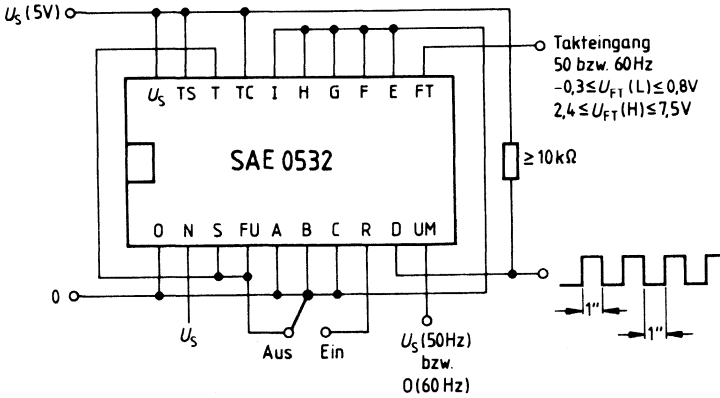
Betrieb mit kapazitivem Vorwiderstand

Anstelle von  $R_V$  bzw.  $R_V$  und D bei den Anwendungsschaltungen 1 bis 3 kann auch eine Reihenschaltung von R und C benützt werden.

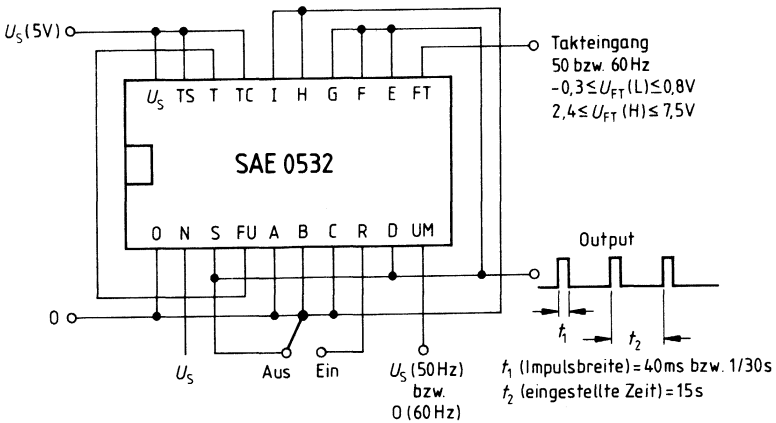


**Anwendungsschaltung**

**Rechteckgenerator**

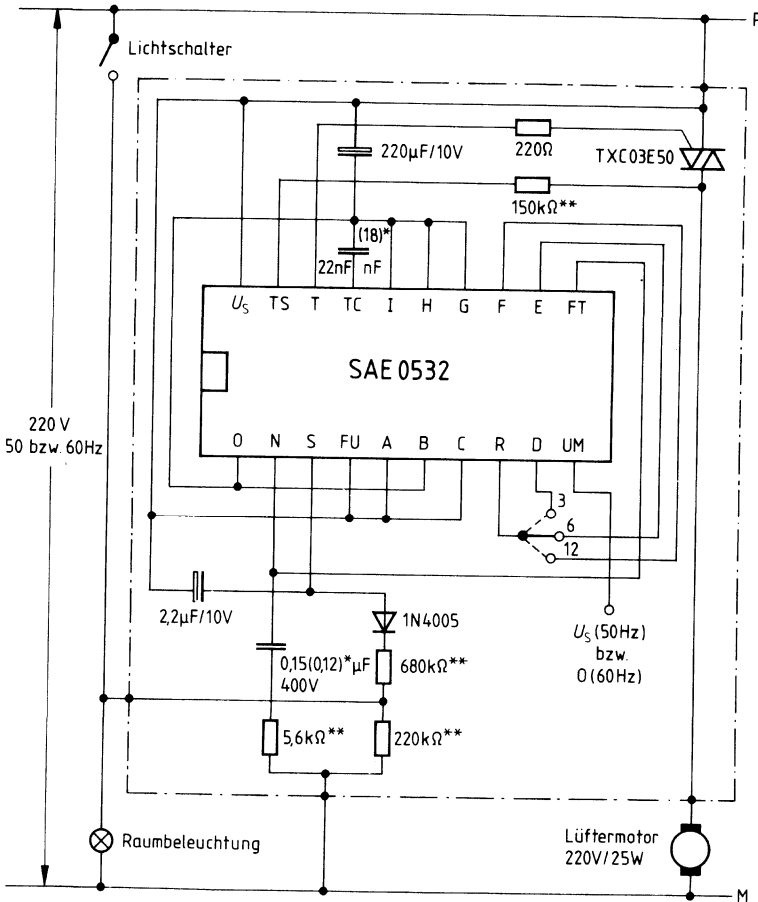


**Impulsgeber**



**Anwendungsschaltung**

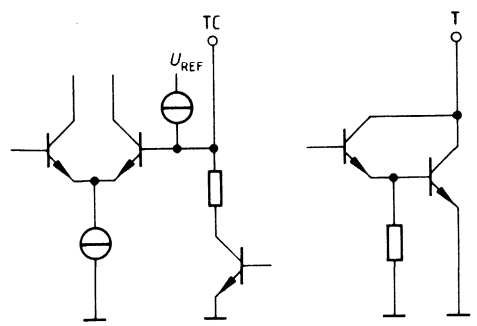
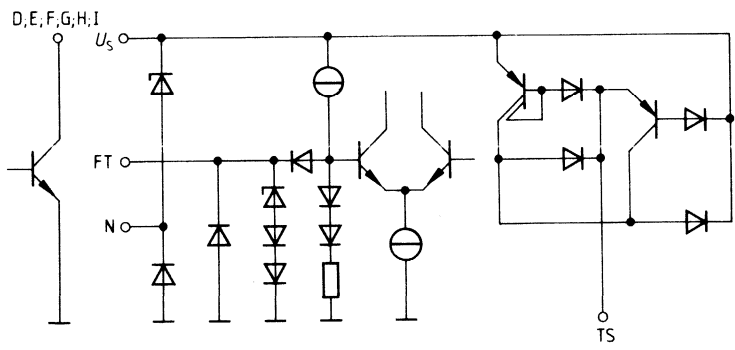
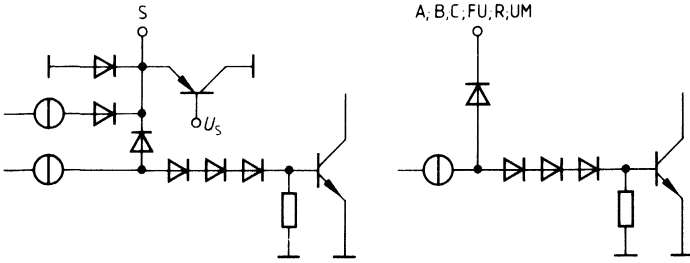
Zeitsteuerung für eine Lüftung, einstellbar auf 3, 6 oder 12 Minuten Nachlaufzeit



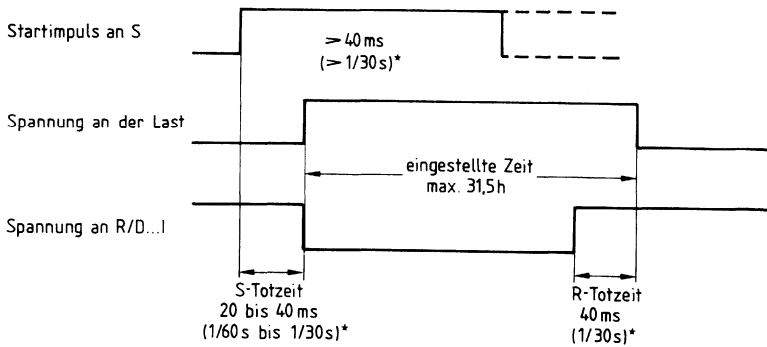
\* Angabe in Klammer gilt für 60Hz  
\*\* hochspannungsfest

**Schaltungsbeschreibung**

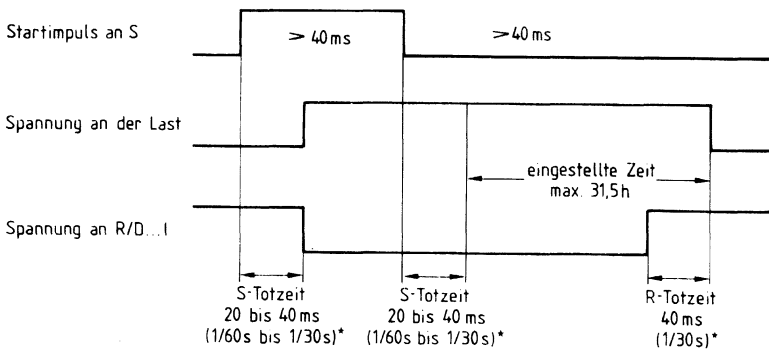
Innere Beschaltung der Ein- und Ausgänge und der Versorgungsanschlüsse



## Impulsdarstellung der Zeitbetriebsarten

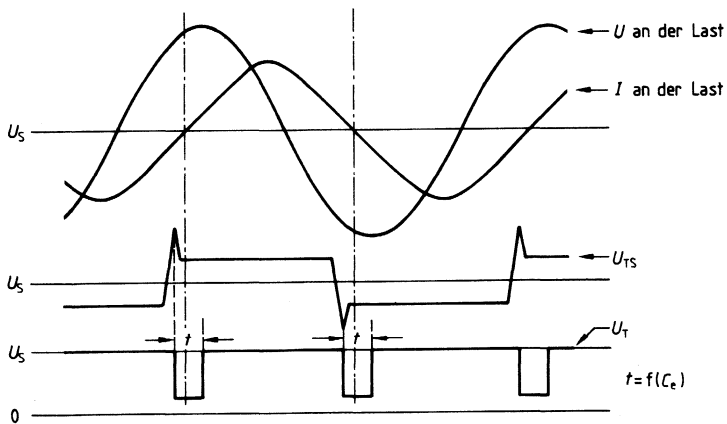
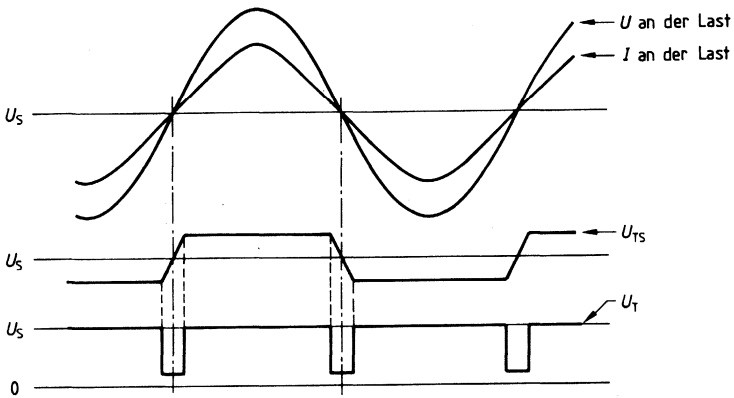


\* Angabe in Klammer gilt für 60 Hz-Version.



\* Angabe in Klammer gilt für 60 Hz-Version.

Impulsdarstellung der Triacbetriebsarten 1 und 2







---

## **Tongebersaltungen**

---





# Tongberschaltungen

## Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktion	Technische Daten
<b>Akustische Signalegeber</b>			
SAB 0600	} P-DIP-8	<b>Dreiklang-Gong-IC</b> , wohltönender voluminöser Dreiklang, minimaler Schaltungsaufwand, integrierte Endstufe für 8-Ω-Lautsprecher	$U_S = 7$ bis 11 V Standby Strom $< 1 \mu\text{A}$
SAB 0601			
SAB 0602			
SAE 0700	P-DIP-8	<b>Signalton-Generator</b> , erzeugt 2 periodisch aufeinander folgende Tonfrequenzen im Verhältnis 1,4:1	$U_S = 9$ bis 25 V oder Wechselfspannung ab 10 V eff.

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAB 0600	Q67000-H1948	} P-DIP-8
SAB 0601	Q67000-H2312	
SAB 0602	Q67000-H2313	

### **Dreiklang-Gong SAB 0600**

Der Baustein erzeugt die Tonfolge eines 3-Klang-Gongs. Das Klangbild entsteht durch drei harmonische aufeinander abgestimmte Frequenzen. Sie werden nacheinander auf einen Summenpunkt geschaltet und klingen in ihren Amplituden einzeln ab.

Durch äußere RC-Beschaltung ( $R_1$ ,  $C_1$  und  $C_2$ ) erfolgt die Einstellung der Klangfarbe. Ein Lautsprecher von  $8 \Omega$  kann über  $100 \mu\text{F}$  direkt angesteuert werden.

Eine geeignete Gestaltung des Lautsprechergehäuses (Röhren- oder Trichterform) erhöht zusätzlich die Lautstärke und Tonqualität und erbringt ein angenehmes, melodisches Klangbild.

- Wohltönender Sound
- Kleiner Schaltungsaufwand
- Integrierte Endstufe für  $8\text{-}\Omega$ -Lautsprecher
- Im Standby Stromaufnahme  $< 1 \mu\text{A}$

### **Einton-Gong SAB 0601 und Zweiton-Gong SAB 0602**

Durch Unterdrücken der beiden letzten Töne bzw. des letzten Tones der 3-Tonfolge sind aus dem SAB 0600 die beiden Varianten SAB 0601 bzw. SAB 0602 entstanden. Es gelten sinngemäß die gleichen Daten wie für den SAB 0600.

### Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	-0,5	11	V
Eingangsspannung an E	$U_E$	-0,5	$U_S$	V
neg. Eingangsstrom an E	$-I_E$		2	mA
Lastwiderstand an Q	$R_L$	7		$\Omega$
Stromaufnahme bei Beginn der Tonfolge Ende der Tonfolge	siehe Meßschaltung $I_{SM}$ $I_{SO}$		90 35	mA mA
Oszillatorfrequenz an C (aus Verlustleistungsgründen)		$f_{OSZ}$	6	
Sperrschichttemperatur	$T_j$		150	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55	125	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		120	K/W

### Funktionsbereich

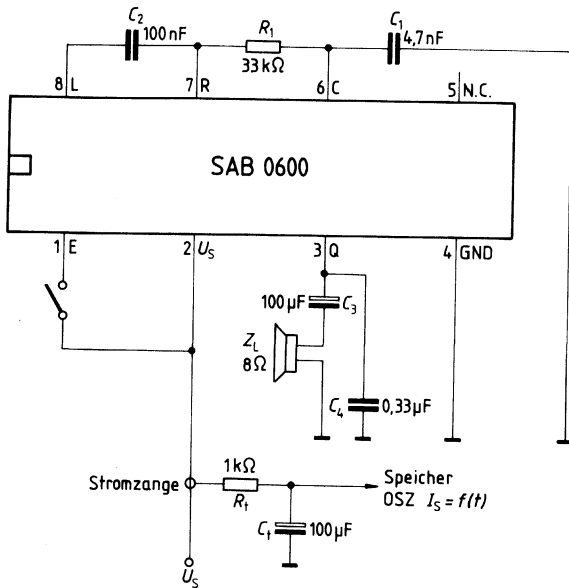
Speisespannung	$U_S$	7	11	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	0	70	$^{\circ}\text{C}$
Oszillatorfrequenz an C	$f_{OSZ}$	6	100	kHz

### Kenndaten

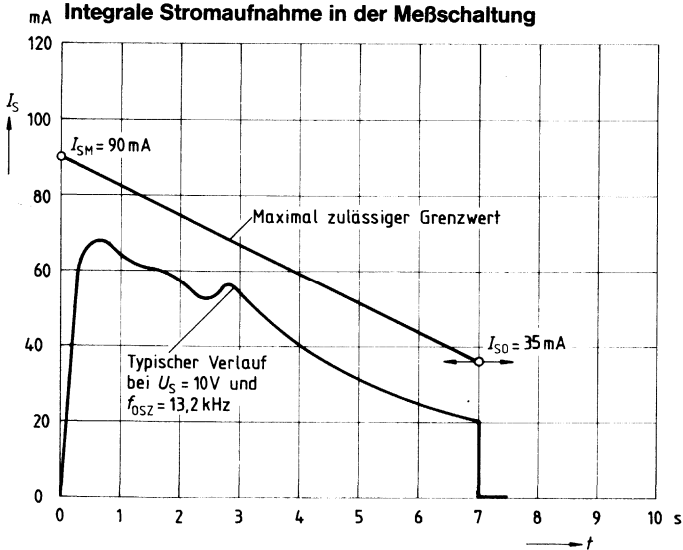
$U_S = 7\text{ V bis }10\text{ V}; T_U = +25^{\circ}\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Ruhestromaufnahme	$I_0$		< 1	10	$\mu\text{A}$
Stromaufnahme bei offenem Ausgang	$I_{SO}$		20	35	mA
Max. Ausgangsleistung an 8 $\Omega$ (Ton 3)	$P_Q$		0,16		W
Max. Ausgangsspannung an Q bei Ton 3	$U_{Q\ ss}$		2,8	4,0	V
Abweichung der max. Einzelamplituden bezogen auf Ton 3	$\Delta U_{QM}$		$\pm 5$		%
Frequenzänderung des Grundoszillators bei $R_1, C_1 = \text{konst.}$	$\Delta f_o$		$\pm 5$		%
Auslösespannung an E	$U_E$	1,5		$U_S$	V
Eingangsstrom an E ( $U_E = 6\text{ V}$ )	$I_E$	500	700		$\mu\text{A}$
Störspannungsimunität an E	$U_{EN\ ss}$		0,3		V
Auslöseverzögerung bei $f_o = 13,2\text{ kHz}$ ( $t_d$ ändert sich umgekehrt proportional zu $f_o$ )	$t_d$	2		5	ms
Min. ext. Oszillatorladewiderstand	$R_1$		10		k $\Omega$
Max. ext. Oszillatorwiderstand	$R_1$		100		k $\Omega$

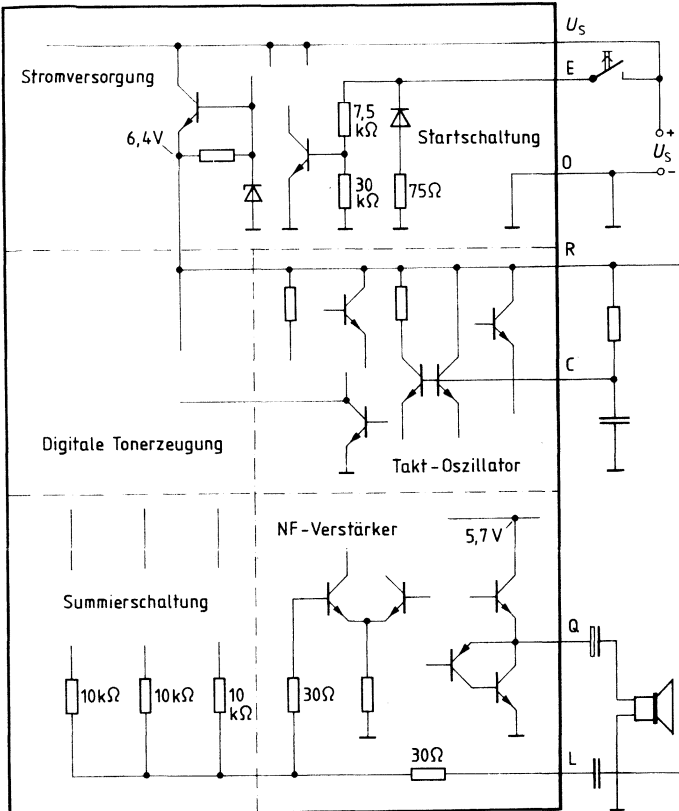
**Bild 1**  
**Meßschaltung**



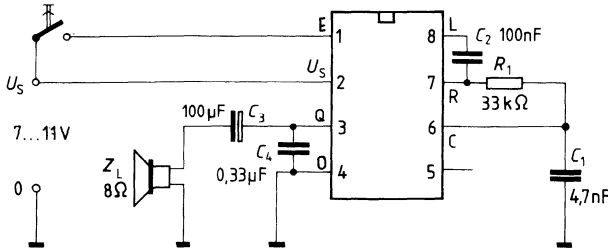
**Bild 2**  
**Integrale Stromaufnahme in der Meßschaltung**



**Bild 3**  
**Blockschaltbild**



**Bild 4**  
**Anwendungsgrundschtung**



### Funktionsbeschreibung

Aus einem Mutteroszillator, der auf 13,2 kHz schwingt, werden durch Teilung die 3 Frequenzen 660 Hz, 550 Hz und 440 Hz abgeleitet. Eine der drei Frequenzen wird weiter geteilt und damit die Zeitbasis für den Abklingvorgang gewonnen. Je ein 4-bit-D/A-Wandler pro Ton erzeugt daraus die Abklingspannung, mit der die 3 Töne nacheinander eingeschaltet und einander überlappend wieder abgeschwächt werden. Die Grundfrequenz wird durch ein äußeres RC-Glied (Anschlüsse R, C) bestimmt.

Der Ausgang kann einen Lautsprecher mit 8 Ω über 100 µF mit ca. 0,16 W treiben. Die Ausgangsspannung ist rechteckförmig. Zur wahlweisen Erzielung eines wohlklingenden Klages kann der Oberwellengehalt der Ausgangsspannung durch Beschaltung mit einem Kondensator am Anschluß L verringert werden. Mit einem Potentiometer ist hier auch eine Lautstärkeregelung möglich.

Die Schaltung nimmt nur im aktiven Zustand Strom auf und schaltet sich nach Abklingen der Tonfolge selbsttätig aus. Der Start erfolgt durch kurzzeitiges Anschalten einer Spannung von 1,5 V bis  $U_S$  an den Auslöseeingang E (Anschluß 1). Liegt die Auslösespannung nach Ablauf der Tonfolge noch oder erneut an, so wiederholt sich der Dreiklang ein weiteres Mal.

Die Auslösung der Tonfolge ist verhindert, wenn eine Auslösespannung an E kürzer als ca. 2 ms anliegt (Störschutz). Um Fehlauflösungen durch Störeinstreuung auf insbesondere längeren Leitungen zum Eingang sicher auszuschließen, sollten die Störspitzen auf 0,3 V am IC-Eingang begrenzt werden. Hierzu kann die Steuerleitung (vor einem evtl. Vorwiderstand) mit einem Kondensator nach Masse beschaltet werden.



### Anwendung für Gleich- und Wechselstromsteuerung (Bild 5)

Der Eingang kann auch alternativ mit Gleich- und Wechselstrom getriggert werden. Eine interne Diodenschaltung schließt hierbei den Eingang für negative Halbwellen kurz.

Der Scheitelwert der positiven Halbwelle addiert sich zur Batteriespannung. Ein Vorwiderstand muß in die Triggerleitung geschaltet werden, um die Spannung am Eingang E (Anschluß 1) auf max.  $U_S$  zu begrenzen.

Der minimale Eingangsstrom am Anschluß E des SAB 0600 (Anschluß 1) beträgt  $500 \mu\text{A}$  bei  $6 \text{ V}$ . Wenn am Vorwiderstand  $R_3$  (Bild 5) bei  $500 \mu\text{A}$  mindestens der Scheitelwert der Wechselspannung zwischen A und B ( $\hat{U}_{AB} \sim$ ) abfällt, ist die IC nicht gefährdet.

Die Formel 
$$R_{3 \text{ min.}} = \frac{\hat{U}_{AB \text{ max.}}}{500 \mu\text{A}}$$

ergibt dazu den unteren Grenzwert von  $R_3$ .

Der obere Grenzwert von  $R_3$  bestimmt sich nach der geringsten Auslösespannung zwischen A und 0 (Anschluß 4). In der Applikation nach Bild 5 ist dies die Batteriespannung, wenn das Gerät auch unabhängig von der Klingelanlage einsetzbar sein soll (Triggerung durch Kurzschluß von A und B).

Der SAB 0600 benötigt für eine zuverlässige Auslösung einen Strom von mindestens  $50 \mu\text{A}$  bei ca.  $1,5 \text{ V}$  an Anschluß E. Bei diesem Strom dürfen daher an  $R_3$  maximal  $U_S - 1,5 \text{ V}$  abfallen.

Die Formel 
$$R_{3 \text{ max.}} = \frac{U_{S \text{ min.}} - 1,5 \text{ V}}{50 \mu\text{A}}$$

ergibt den oberen Grenzwert von  $R_3$ .

### Berechnungsbeispiel für Schaltung nach Bild 5

$$\text{max. } U_{AB \text{ eff.}} = 25 \text{ V} \qquad \text{max. } \hat{U}_{AB} = 25 \text{ V} \cdot \sqrt{2} = 35,4 \text{ V.}$$

$$R_{3 \text{ min.}} = \frac{35,4 \text{ V}}{500 \mu\text{A}} = 70,8 \text{ k}\Omega$$

$$\text{min. } U_S = 6 \text{ V}$$

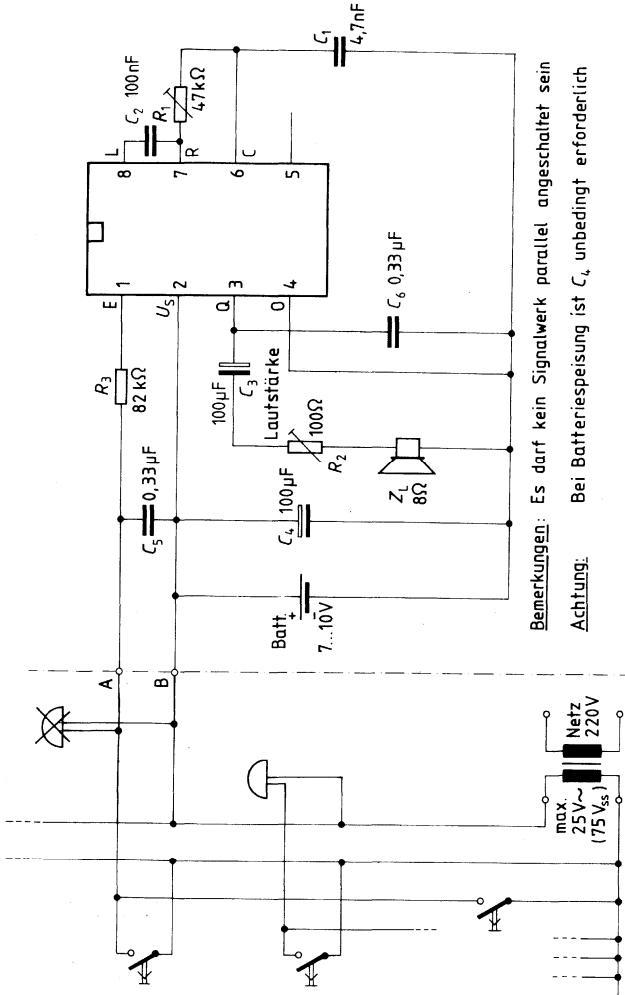
(Der Funktionsbereich des SAB 0600 kann bei einzelnen Exemplaren bis  $6 \text{ V}$  reichen).

$$R_{3 \text{ max.}} = \frac{6 \text{ V} - 1,5}{50 \mu\text{A}} = 90 \text{ k}\Omega$$

Für  $R_3$  eignet sich in diesem Beispiel ein Wert von  $82 \text{ k}\Omega \pm 10\%$ .

**Bild 5**

**Applikationsschaltung für den Einsatz in Hausklingelanlagen für Gleich- und Wechselstromsteuerung; Klang und Lautstärke einstellbar.**



**Bemerkungen:** Es darf kein Signalwerk parallel angeschaltet sein  
**Achtung:** Bei Batteriespeisung ist  $C_4$  unbedingt erforderlich

Hinweis zum Platinenlayout: Wegen der hohen Spitzenströme an  $U_S$ , Q und 0 (Masse) und um HF-Schwingungen zu vermeiden, ist auf eine flächige bzw. sternförmige Leitungsführung zu achten. Sternpunkte sind die Anschlüsse des Kondensators  $C_4$ .

### Weitere Anmerkungen zur Schaltung nach Bild 5

Da eine ohmsche Verbindung zwischen A und B zur Auslösung des Gongs führt, darf kein Signalwerk parallel zum Gong geschaltet werden. Eine Parallelschaltung mehrerer Gongs ist dagegen unproblematisch.

Bei älteren Batterien kommt es wegen höherem Innenwiderstand der Batterie zu Spannungseinbrüchen, die sich als Verzerrung bemerkbar machen.  $C_4$  dient als Pufferelement und verlängert damit die Nutzungsdauer der Batterie.

Die Auslöseleitung zum Anschluß A wirkt im offenen Zustand als Antenne für Störimpulse, die den Gong ungewollt starten können. Mit  $C_5$  werden solche Störungen weitgehend abgeblockt.

Besteht Verpolungsgefahr beim Batteriewechsel, sollte ein Schutz durch eine Diode in der Batterieleitung vorgesehen werden. Für die Auswahl der Bauteile gilt folgende Empfehlung:

#### Kondensatoren:

- $C_1$ : 4,7 nF/≥ 10 V, ± 5%; z. B. MKT
- $C_2$ : 100 nF/≥ 10 V, ± 20%; z. B. MKT
- $C_3$ : 100 µF/≥ 6,3 V, ± 100/−10%; z. B. Alu-Elko
- $C_4$ : 100 µF/≥ 10 V, +100/−10%; z. B. Alu-Elko
- $C_5, C_6$ : 330 nF/≥ 50 V, +100/−20%; z. B. Keramik

#### Widerstände:

- $R_3$ : 82 kΩ/0,1 W, ± 10% Kohleschichtwiderstand
- $R_1$ : Bei Ausführung als Festwiderstand 0,1 W, ± 5%, Metallfilmwiderstand.

<b>Typ</b>	<b>Bestellnummer</b>	<b>Gehäuse</b>
SAE 0700	Q67000-A2445	P-DIP-8

Der Signalton-Generator SAE 0700 erzeugt zwei Tonfrequenzen im Verhältnis von ca. 1,4 : 1, die periodisch aufeinander folgen. Die Tonfrequenzhöhe kann über einen externen Widerstand im Bereich von 100 Hz bis 15 kHz variiert werden. Die Umschaltfrequenz von 0,5 Hz bis 50 Hz wird durch einen externen Kondensator bestimmt. Der SAE 0700 kann entweder einen Lautsprecher oder einen Piezo-Keramik-Wandler treiben. Die Spannungsversorgung des SAE 0700 kann auf 2 Arten geschehen:

1. Effektive Wechselspannung ab 10 V
2. Gleichspannung von 9 V bis 25 V

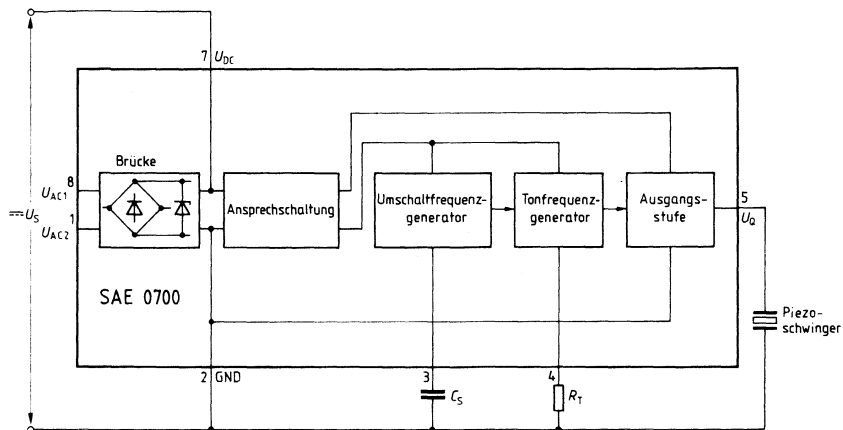
Der SAE 0700 gibt die Tonfolge solange ab, wie die Versorgungsspannung anliegt. Die Tonfolge startet nach dem Anlegen der Versorgungsspannung mit dem höheren Ton.

**Besondere Merkmale**

- Durch integrierten Brückengleichrichter direkte Wechselspannungsspeisung möglich
- Integrierter Überspannungsschutz durch Z-Diode ca. 28 V
- Verpolschutz bei Gleichspannungsbetrieb über den Brückengleichrichter
- Geringe Außenbeschaltung (minimal 1 Widerstand und 1 Kondensator)

Bild 1

Blockschaltbild (mit Außenbeschriftung bei Gleichspannungsversorgung)



## Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$U_{AC2}$	Wechselspannungs-Versorgung
2	GND	Masse
3	$C_S$	Anschluß für Kondensator $C_S$
4	$R_T$	Anschluß für Widerstand $R_T$
5	Q	Ausgang
6	N.C.	Nicht belegt
7	$U_{DC}$	Gleichspannungsversorgung
8	$U_{AC1}$	Wechselspannungs-Versorgung

### Funktionsbeschreibung

Der Signalton-Generator SAE 0700 (siehe Blockschaltbild **Bild 1**) besteht aus folgenden Funktionsblöcken:

- Brücke (zur Spannungsversorgung) und Überspannungsschutz
- Ansprechschaltung
- Umschaltfrequenz-Generator
- Tonfrequenz-Generator
- Ausgangsstufe

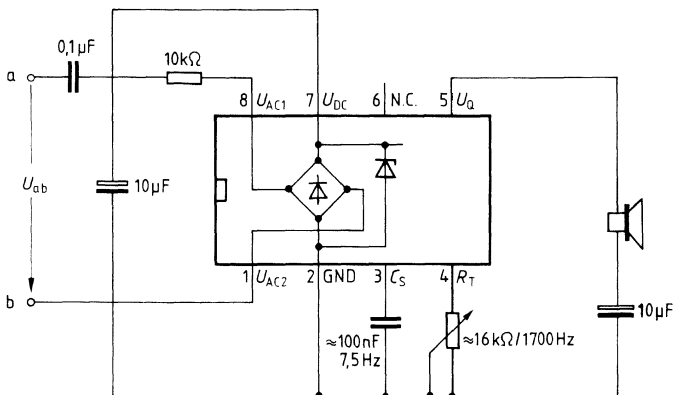
**Brücke:** Sie ermöglicht eine direkte Speisung durch eine Wechselspannung oder durch eine Gleichspannung (polungsunabhängig). Wahlweise ist auch eine Gleichspannungsversorgung ohne vorgeschaltete Brücke über die Anschlüsse  $U_{DC}$  und Masse GND möglich. Bei Spannungsversorgung über die Brücke ist die Eingangsspannung  $U_{B1}$  so zu dimensionieren, daß am Anschluß  $U_{DC}$  mindestens 9 V anstehen (auch bei Ausgangsbelastung). Ferner ist zu berücksichtigen, daß bei Spannungsversorgung über die Brücke der max. Ausgangsstrom auf 50 mA zu begrenzen ist.

Das Ansprechen des SAE 0700 bei Störspitzen auf der Wechselspannungsleitung wird durch einen eingebauten Anfangswiderstand  $R_{INI}$  vermieden.  $R_{INI}$  sorgt im spannungslosen Zustand für das Entladen des Speicherkondensators von  $U_{DC}$  nach Masse.

Die der Brücke nachgeschaltete Z-Diode dient als Überspannungsschutz. Mit der in **Bild 2** gezeigten Brückenbeschaltung ist der SAE 0700 gegen Beschädigung durch folgende Spannungswerte geschützt:

- Überspannungen nach VDE 0433 (2 kV – 10/700  $\mu$ s) und
- Wechselspannungen bis 220 V/50 Hz über eine Zeitdauer von 30 Sekunden

**Bild 2**



**Ansprechschaltung:** Mit einer Schwellenspannung von typ. 8,6 V sorgt sie dafür, daß Störimpulse den SAE 0700 nicht aktivieren.

**Umschaltfrequenz-Generator:** Er schaltet periodisch zwischen den beiden vom Tonfrequenz-Generator erzeugten Frequenzen hin und her. Durch Beschalten mit einem Kondensator  $C_S$  wird die Umschaltfrequenz  $f_S$  nach folgender Formel berechnet:

$$f_S \text{ [Hz]} = \frac{750}{C \text{ [nF]}} \pm 25\% \quad (\text{gültig von } 0,5 \text{ Hz bis } 50 \text{ Hz})$$

**Tonfrequenz-Generator:** Er erzeugt eine Rechteckspannung mit den zwei Tonfrequenzen  $f_{T1}$  und  $f_{T2}$ . Die Grundfrequenz  $f_{T1}$  und zweite Tonfrequenz  $f_{T2}$  werden nach folgenden Formeln berechnet:

$$f_{T1} \text{ [Hz]} = \frac{2,72 \times 10^4}{R \text{ [k}\Omega\text{]}} \pm 25\% \quad (\text{gültig von } 0,1 \dots 15 \text{ kHz})$$

$$f_{T2} \text{ [Hz]} = f_{T1} \times (0,725 \pm 5\%)$$

Der Tonfrequenz-Generator ist gegen Temperatur-Schwankungen weitgehend kompensiert.

**Ausgangsstufe:** Sie verstärkt die erzeugte Tonspannung, um einen Piezo-Keramik-Wandler direkt, oder einen Lautsprecher ggfs. über Vorwiderstand anzusteuern.

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Spannung an Anschluß 7	$U_{DC}$	-0,5	26	V
Spannung an Anschluß 3	$U_{3,2}$	-0,5	5,5	V
Spannung an Anschluß 4	$U_{4,2}$	-0,5	7	V
Ausgangsspannung an Anschluß 5	$U_Q$	-0,5	$U_{DC} + 0,5$	V
Wechselspannung an Anschluß 8 und 1 (Scheitelwert)	$U_{AC}$		28	V
Eingangsstrom der Brücke	$I_{B,1}$	-50	50	mA
Eingangswechselstrom der Brücke	$I_{B,1\text{ eff}}$		25	mA
Ausgangsstrom (50 $\mu$ s, Tastverhältnis 1:10)	$I_Q$	-100	100	mA
Ausgangsstrom	$I_{Q\text{ eff}}$		50	mA
Gesamtverlustleistung ( $T_U = 25^\circ\text{C}$ )	$P_{\text{tot}}$		0,8	W
Sperrschichttemperatur	$T_j$		150	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{\text{stg}}$	-40	125	$^\circ\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{\text{th SU}}$		120	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_{DC}$	9	25	V
Tonfrequenz	$f_{T1}$	0,1	15	kHz
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25	85	$^\circ\text{C}$

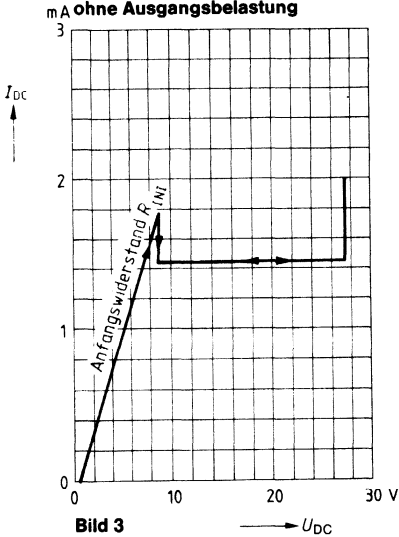
**Kenndaten** $T_U = -25^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	$I_{DC}$	$U_{DC} = 9\text{ V}$ bis $25\text{ V}$ ohne Last		1,5	1,8	mA
Schaltswelle	$U_{DC\text{ EIN/AUS}}$		8	8,6	9	V
Anfangswiderstand	$R_{\text{INI}}$	s. Kennlinie Bild 3	3,5	4,7	6	k $\Omega$
Ausgangs- Spannungshub	$U_Q$	$I_Q = \pm 10\text{ mA}$	$U_{DC} - 3,7$	$U_{DC} - 3$		V
Tonfrequenz	$f_{T1}$	$U_{DC} = 15\text{ V}$ , $U_{3,2} = 0\text{ V}$ $R_T = 16\text{ k}\Omega$	1,275	1,700	2,125	kHz
Umschaltfrequenz Tonfrequenzverhältnis	$f_S$ $f_{T1}/f_{T2}$	$U_{DC} = 15\text{ V}$ , $C_S = 100\text{ nF}$	5,6 1,31	7,5 1,38	9,4 1,45	Hz
Temperaturkoeffizient der Tonfrequenzen	$TK_f$			$8 \times 10^{-4}$		K $^{-1}$

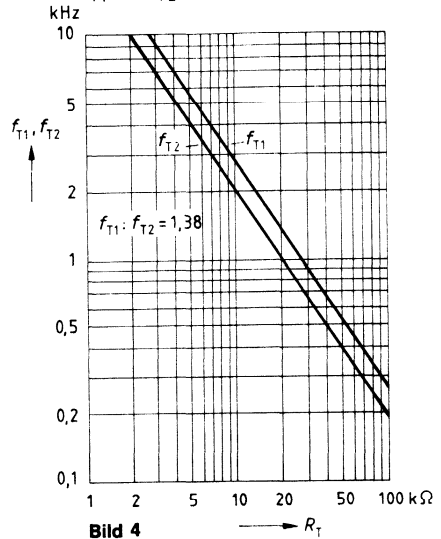


**Kennlinien**

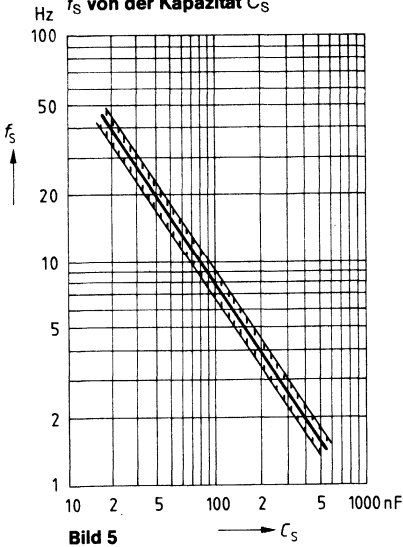
**Abhängigkeit der Stromaufnahme von der Speisespannung  $U_{DC}$  ohne Ausgangsbelastung**



**Abhängigkeit der Tonfrequenzen  $f_{T1}$  und  $f_{T2}$  vom Widerstand  $R_T$**



**Abhängigkeit der Umschaltfrequenz  $f_s$  von der Kapazität  $C_s$**





---

**ICs für professionelle Funkgeräte**

---





## ICs für professionelle Funkgeräte

### Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Funktion
TBB 042 G	P-DSO-14 (SMD)	Mischer
TBB 200	P-DIP-14	PLL-Frequenzsynthesizer
TBB 200 G	P-DSO-14 (SMD)	PLL-Frequenzsynthesizer
TBB 202	P-DIP-8	Dual-Modulus-Teiler
TBB 202 G	ähnl. P-DSO-8 (SMD)	Dual-Modulus-Teiler
TBB 302	P-DIP-16	Schottky-Diodenmatrix, 8 x 6
TBB 303	P-DIP-14	Schottky-Diodenmatrix, 7 x 6
TBB 304	P-DIP-14	Schottky-Diodenmatrix, 4 x 8
S 89	P-DIP-14	Einstellbarer Teiler für 500 MHz
S 1531 G	ähnl. P-DSO-8 (SMD)	NF-Verstärker, 1 V

SMD = Surface Mounted Device

<b>Typ</b>	<b>Bestellnummer</b>	<b>Gehäuse</b>
<b>TBB 042 G</b>	<b>Q67066-A8059</b>	<b>P-D50-14 (SMD)</b>

Der TBB 042 G ist ein symmetrischer Mischer für Frequenzen bis 200 MHz. Er kann fremdgesteuert oder mit internem Oszillator betrieben werden.

Sein Anwendungsgebiet ist der übliche Mischbetrieb in Empfängern, Umsetzern und Demodulatoren für AM- und FM-Signale.

- Großer Speisespannungsbereich
- Geringe Außenbeschaltung
- Große Mischersteilheit
- Hohe Signalfestigkeit
- Geringes Rauschen

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	15	V
Sperrschichttemperatur	$T_J$	150	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-40 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	125	K/W

**Funktionsbereich**

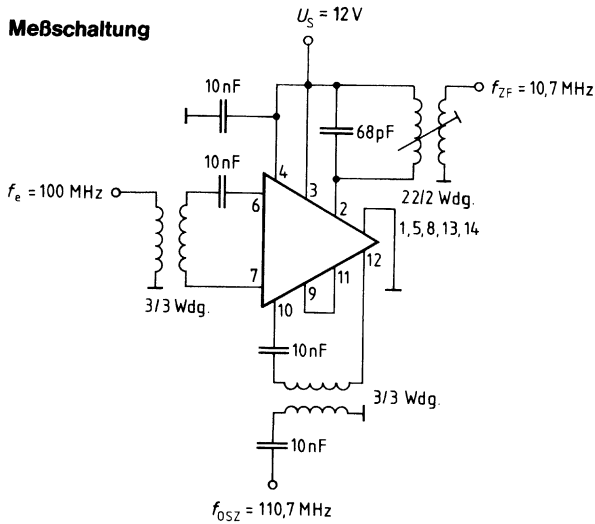
Speisespannung	$U_S$	4 bis 15	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-15 bis 70	°C

**Kenndaten**

$U_S = 12\text{ V}$ ,  $T_U = +25\text{ °C}$

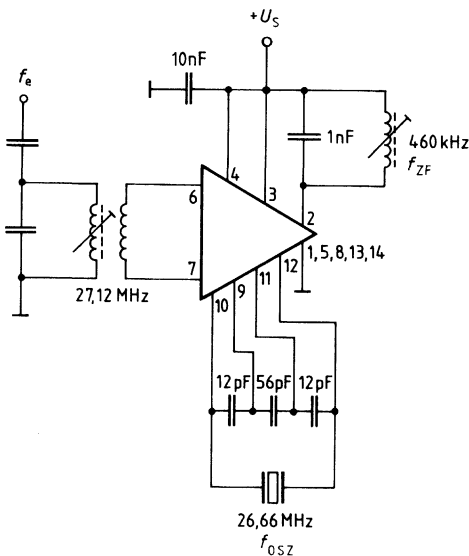
Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	$I_S = I_2 + I_3 + I_5$	1,4	2,15	2,9	mA
Ausgangsstrom	$I_2 = I_3$	0,36	0,52	0,68	mA
Ausgangsstromdifferenz	$I_3 - I_2$	-60		60	mA
Versorgungsstrom	$I_5$	0,7	1,1	1,6	mA
Leistungsverstärkung $f_e = 100\text{ MHz}$ , $f_{OSZ} = 110,7\text{ MHz}$	$V_P$	14	16,5		dB
Durchbruchspannung $I_{2,3} = 10\text{ mA}$ ; $U_{7,8} = 0\text{ V}$	$U_2, U_3$	25			V
Ausgangskapazität	$C_{2-M}, C_{3-M}$		6		pF
Misch-Steilheit $f = 455\text{ kHz}$	$S = \frac{I_2}{U_7 - U_8} = \frac{I_3}{U_7 - U_8}$		5		mS
Rauschzahl	$F$		7		dB

**Meßschaltung**



**Anwendungsschaltung**

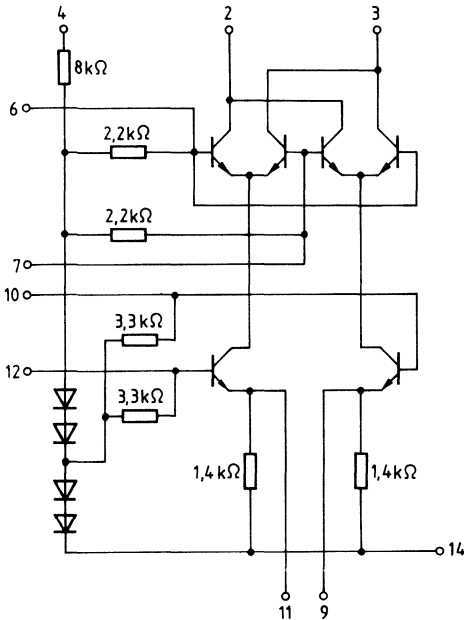
**Mischer für Fernsteuer-Empfänger  
selbstschwingend**



Bei Oberton-Quarzen empfiehlt sich eine entsprechende Induktivität zwischen Anschluß 9 und 11, die Schwingungen auf dem Grundton verhindert.



## Schaltbild



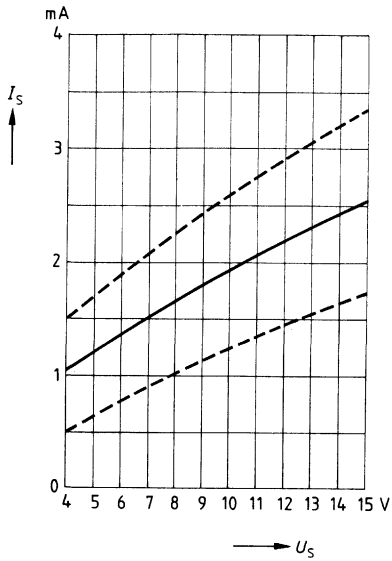
Die Anschlüsse 1, 5, 8, 13 sind mit 14 (Masse) zu verbinden, um optimale HF-Eigenschaften zu erreichen.

Eine galvanische Verbindung zwischen Anschluß 6 und 7 bzw. 10 und 12 über Koppelwicklungen wird empfohlen.

Zwischen Anschluß 9 gegen 14 (Masse) und 11 gegen 14 darf je ein Widerstand von wenigstens  $220\ \Omega$  geschaltet werden, der die Ströme und damit die Steilheit erhöht. Die Anschlüsse 9 und 11 dürfen über eine beliebige Impedanz verbunden werden. Sind 9 und 11 direkt verbunden, darf der Widerstand von dieser Verbindung nach 14 minimal  $100\ \Omega$  betragen. Je nach Aufbau kann ein Kondensator (10 bis  $50\ \text{pF}$ ) zwischen Anschluß 6 und 7 erforderlich sein, um Schwingungen im VHF-Bereich zu unterbinden.

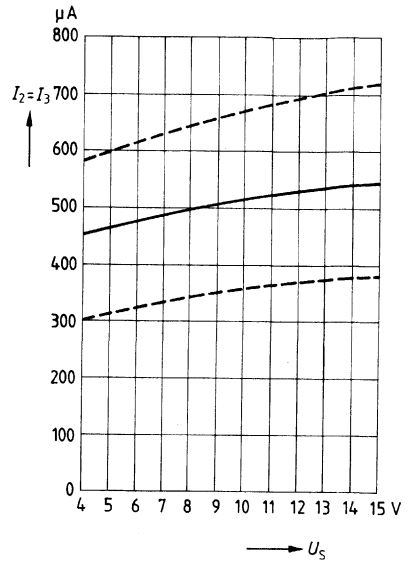
**Gesamtstromaufnahme**

$$I_S = f(U_S)$$



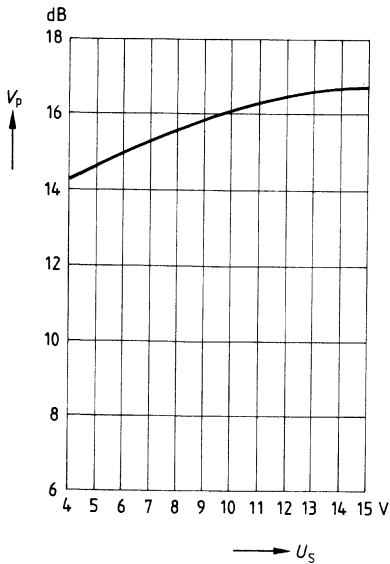
**Ausgangsstrom**

$$I_2 = I_3 = f(U_S)$$



**Leistungsverstärkung**

$$V_P = f(U_S)$$



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 200	Q67100-H8215	P-DIP-14
☒ TBB 200 G	Q67100-H8216	P-DSO-14 (SMD)

Der TBB 200 ist ein CMOS-IC, der speziell für den Einsatz in Funkgeräten und Telefonen entwickelt wurde. Er ist sowohl für einfache Frequenzsynthese als auch für Dual-Modulus-Synthese geeignet.

**Eigenschaften**

- Bit-serielle Steuerung mit 2 Leitungen (I<sup>2</sup>C-Bus)
- Modulus-Umschaltung
- Spannungsverdoppler für hohe Phasendetektor-Ausgangsspannung
- Linearisierung des Phasendetektorausgangs durch Stromquellen
- Hohe Eingangsempfindlichkeit (10 mV), hohe Eingangsfrequenzen (70 MHz), bei Single-Modulus-Betrieb
- Niedrige Speisespannung, großer Temperaturbereich
- geringe Betriebsstromaufnahme
- Standby-Schaltung
- Extrem schneller Phasendetektor mit sehr kurzem Antbacklash-Impuls
- Große Teilverhältnisse
  - A-Teiler 1 bis 127
  - N-Teiler 3 bis 4095
  - R-Teiler 3 bis 65535
- Polarität des Phasendetektors umschaltbar
- Nachstimmteilheit des Phasendetektors umschaltbar
- PORT-Ausgang ansprechbar über I<sup>2</sup>C-Bus
  - für Standby des Prescalers
  - für Programmierung des Prescalers (128 bzw. 64)

I<sup>2</sup>C-Bus ist ein patentrechtlich geschütztes Bus-System der Fa. Philips

### Schaltungsbeschreibung

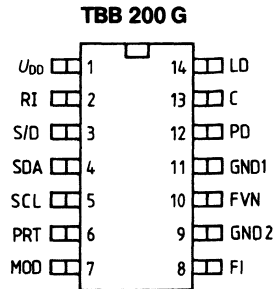
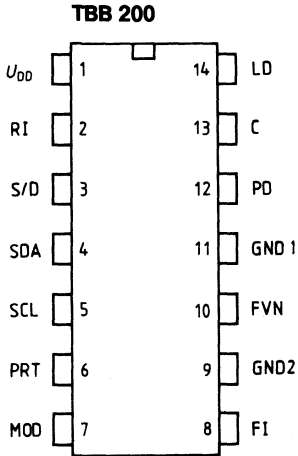
Der TBB 200 ist ein komplexer PLL-Baustein in CMOS-Technologie für prozessorgesteuerte Frequenzsynthese. Der Anschluß S/D bestimmt die Betriebsart **Single-** bzw **Dual-**Modulus Betrieb. Die Funktionseinstellung und Wahl der Teilerverhältnisse erfolgt dabei über eine I<sup>2</sup>C-Bus-Schnittstelle (Philips Lizenz) an den Anschlüssen SDA und SCL. Der Ausgangsport PRT ermöglicht die Steuerung (z. B. Standby) weiterer Schaltungen. Die Referenzfrequenz wird am Eingang RI eingespeist; sie darf max. 30 MHz betragen. Die VCO-Frequenz wird am Eingang FI eingespeist, im Single-Modulus-Betrieb darf sie max. 70 MHz und im Dual-Modulus-Betrieb max. 30 MHz betragen. Die PLL kann wahlweise mit oder ohne internen Spannungsverdoppler betrieben werden, je nach erforderlicher Frequenzvariation (Varicap). Bei Betrieb mit einem Spannungsverdoppler ist eine Kapazität von typ. 1 µF (MKH) am Anschluß C anzuschließen. C muß geerdet werden, wenn der Spannungsverdoppler außer Betrieb ist.

Der Ausgang PD liefert das Phasendetektorsignal mit besonders kurzen Antibacklash-Impulsen zur Ausregelung kleinster Phasenabweichungen. Ausgang LD liefert ein Lock-Detektor-Signal und Ausgang FVN die heruntergeteilte VCO-Frequenz. LD und FVN sind open-drain-Ausgänge.

Mittels eines kurzen Telegramms (3 Byte) über I<sup>2</sup>C-Bus kann der Baustein in einen Standby-Mode gebracht werden. Je nach Art des Standby-Modes liegt die Ruhestrom-Aufnahme unter 1 µA. Aus diesem Zustand kann die PLL mit einem Befehl wieder aktiviert werden. Ein Nachladen der R, N, A-Teiler und sonstiger Informationen ist nicht notwendig, da sie intern abgespeichert sind.

Betriebsart	S/D	MOD
Single-modulus	L	(nicht aktiviert)
Dual-modulus	H	L/H

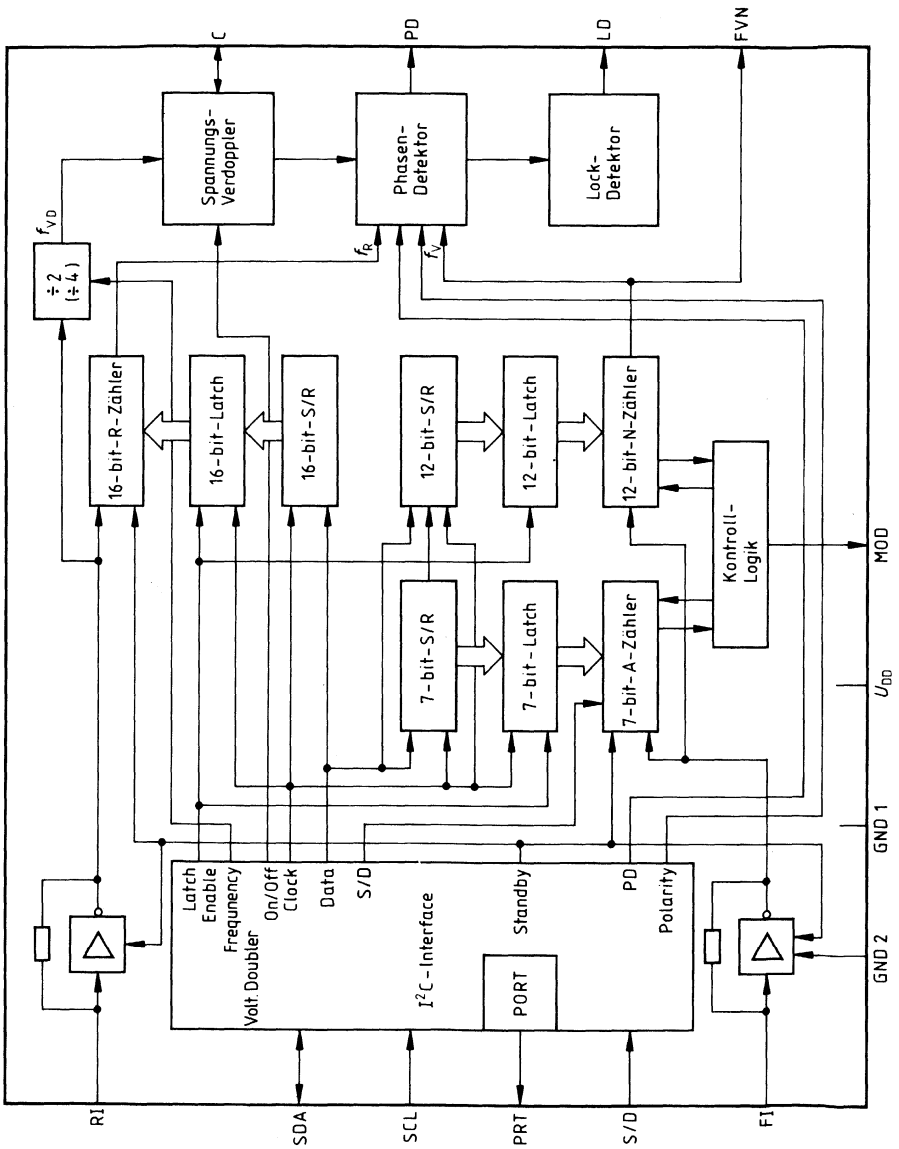
**Anschlußanordnungen**  
(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$U_{DD}$	Speisespannung
2	RI	Referenz-Frequenz
3	S/D	Betriebsart (Single Modulus/Dual Modulus)
4	SDA	I <sup>2</sup> C-Bus-Daten
5	SCL	I <sup>2</sup> C-Bus-Trakt
6	PRT	I <sup>2</sup> C-PORT
7	MOD	Modulus-Kontrolle
8	FI	VCO-Frequenz
9	GND 2	Masse, FI-Vorverstärker
10	FVN	Vergleichs-Frequenz
11	GND 1	Masse
12	PD	Phasendetektor
13	C	Spannungsverdopplungs-Kapazität
14	LD	Lock-Detektor

Blockschaltbild



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit	Anmerkungen
Speisespannung	$U_{DD}$	-0,3		6	V	
Eingangsspannung	$U_{IM1}$	-0,3		$U_{DD}+0,3$	V	Ausnahme: C (intern erzeugt)
Ausgangsspannung an C	$U_{IM2}$	$-U_{DD}$		0	V	
Verlustleistung je Ausgang	$P_Q$			10	mW	
Gesamtverlustleistung	$P_{tot}$			300	mW	
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40		85	°C	
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-50		125	°C	

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_{DD}$	3	5	5,5	V	
Speisestrom Single Mode	$I_{DD}$		2,5	3,5	mA	①
Dual Mode	$I_{DD}$		2	3	mA	②
Stand-By	$I_{DD}$			1	µA	④
Stand-By Vorverst. ein/ Teiler aus	$I_{DD}$		1,5		mA	③
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40		85	°C	

**Meßbedingungen, PLL eingerastet, RI = 10 MHz**

ZU ①

$f_i = 50$  MHz  
 $U_{FI} = 150$  mV<sub>eff</sub>  
 NT, RT > 1000  
 ohne Spannungs-  
 verdoppler

ZU ②

$f_i = 10$  MHz  
 $U_{FI} = 500$  mV<sub>eff</sub>  
 NT, RT > 1000  
 ohne Spannungs-  
 verdoppler

ZU ③

$f_i = 50$  MHz  
 $U_{FI} = 150$  mV<sub>eff</sub>  
 NT, RT > 1000

ZU ④

Ausgangsbeschaltung siehe Meßschaltung  
 Eingänge RI, FI offen

$U_{IH\ min}$  (SDA, SCL):  $U_{DD} - 0,5$  V

$U_{IH\ max}$  (SDA, SCL):  $U_{DD}$

**Kenndaten**
 $U_{DD} = 4,5 \text{ V bis } 5,5 \text{ V}; T_U = -40^\circ\text{C bis } +85^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	max.	Einheit
-------------	--------	-----------------	------	------	---------

**Eingangssignale SDA, SCL**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$		$0,7 \times U_{DD}$	$U_{DD}$	V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$		0	$0,3 \times U_{DD}$	V
Eingangskapazität	$C_i$			10	pF
Eingangsstrom	$I_i$	$U_i = U_{DD} = 5,5 \text{ V}$		10	$\mu\text{A}$

**Eingangssignal S/D**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$		$0,7 \times U_{DD}$	$U_{DD}$	V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$		0	$0,3 \times U_{DD}$	V
Eingangskapazität	$C_i$			10	pF
Eingangsstrom	$I_i$	$U_i = U_{DD} = 5,5 \text{ V}$		10	$\mu\text{A}$

**Eingangssignal RI**

Eingangsfrequenz	$f_i$	$U_{DD} = 4,5 \text{ V}$		30	MHz
Eingangsspannung	$U_i$	(Sinus)	100		$\text{mV}_{\text{eff}}$
Eingangskapazität	$C_i$			10	pF
Eingangsstrom	$I_i$	$U_i = U_{DD} = 4,5 \text{ V}$		10	$\mu\text{A}$

**Eingangssignal FI (Dual-Modulus)**

Eingangsfrequenz	$f_i$	$U_{DD} = 4,5 \text{ V}$	0,1	30	MHz
Eingangsspannung	$U_i$	(Sinus)	50		$\text{mV}_{\text{eff}}$
Eingangskapazität	$C_i$			10	pF
Eingangsstrom	$I_i$	$U_i = U_{DD} = 4,5 \text{ V}$		10	$\mu\text{A}$

**Eingangssignal FI (Single-Modulus)**

Eingangsfrequenz	$f_i$	$U_{DD} = 4,5 \text{ V}$	70		MHz
Eingangsspannung	$U_i$	(Sinus)	10		$\text{mV}_{\text{eff}}$
Eingangsfrequenz	$f_i$	$U_{DD} = 3 \text{ V}$		75	MHz
Eingangsspannung	$U_i$	(Sinus)	100		$\text{mV}_{\text{eff}}$
Eingangskapazität	$C_i$			10	pF
Eingangsstrom	$I_i$	$U_i = U_{DD} = 4,5 \text{ V}$		10	$\mu\text{A}$

**Ausgangssignal SDA**

L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_{QL} = 3,0 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$ $C_L = 400 \text{ pF}$		0,4	V
--------------------	----------	---	--	-----	---



**Kenndaten**

$U_{DD} = 4,5 \text{ V bis } 5,5 \text{ V}; T_U = -40^\circ\text{C bis } +85^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min	typ	max	Einheit
-------------	--------	-----------------	-----	-----	-----	---------

**Ausgangssignal PD<sup>1)</sup>  
(Tristate-Output)**

H-Current Mode	$I_{QH}$	$U_{DD} = 5 \text{ V}, U_C = 0 \text{ V}$ $T_U = -25^\circ\text{C}$ bis $60^\circ\text{C}$	$\pm 1,9$	$\pm 2,5$	$\pm 3,1$	mA
L-Current Mode	$I_{QL}$		$\pm 0,475$	$\pm 0,625$	$\pm 0,775$	mA
Tristate	$I_Q$			$\pm 50$		nA

**Ausgangssignal FVN  
(Open-Drain-Output)**

L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_{QL} = 1 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$ $C_L = 30 \text{ pF}$			0,4	V
L-Ausgangsimpulsweite	$t_{QWL}$				1/FI	s

**Ausgangssignale MOD, PRT**

H-Ausgangsspannung	$U_{QH}$	$I_{QH} = 0,5 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$	$U_{DD}-0,4$			V
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_{QL} = 0,5 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$			0,4	V

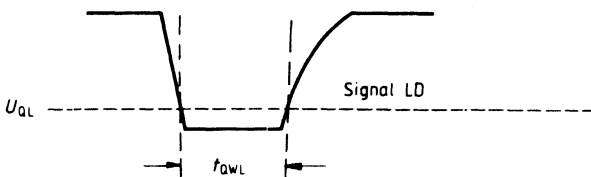
**Ausgangssignal MOD  
(N-Kanal Open-Drain)**

L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_{QL} = 0,5 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$			0,4	V
--------------------	----------	---	--	--	-----	---

**Ausgangssignal LD  
(Open-Drain-Output)**

L-Ausgangssignal	$U_{QL}$	$I_{QL} = 3 \text{ mA}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$ $C_L = 30 \text{ pF}$			0,4	V
L-Ausgangsimpulsweite	$t_{QWL}$			20	40	ns

**Impulsdiagramm**



Bemerkungen:

1) Symmetrie:  $\frac{|I_{QN} - I_{QP}|}{I_{Q \text{ typ}}} = 20\%$

**Dynamische Kenndaten**

$U_{DD} = 5\text{ V}$ ;  $T_U = -40^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	max.	Einheit
-------------	--------	-----------------	------	------	---------

**Eingangssignal RI**

Anstiegszeit	$t_{iR}$	$U_{DD} = 5\text{ V}$	5		ns
Abfallzeit	$t_{iF}$	$U_{DD} = 5\text{ V}$	5		ns
Impulsweite	$t_{iW}$	$U_{DD} = 5\text{ V}$	10		ns

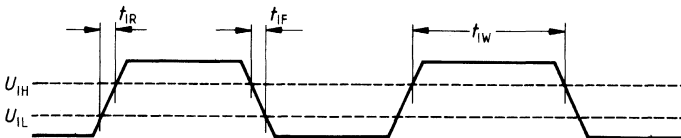
**Eingangssignal FI  
Dual Modulus**

Anstiegszeit	$t_{iR}$	$U_{DD} = 5\text{ V}$	3,5		ns
Abfallzeit	$t_{iF}$	$U_{DD} = 5\text{ V}$	3,5		ns
Impulsweite	$t_{iW}$	$U_{DD} = 5\text{ V}$	3,5		ns

**Singel Modulus**

Anstiegszeit	$t_{iR}$	$U_{DD} = 5\text{ V}$	5		ns
Abfallzeit	$t_{iF}$	$U_{DD} = 5\text{ V}$	5		ns
Impulsweite	$t_{iW}$	$U_{DD} = 5\text{ V}$	10		ns

**Impulsdiagramm**



**Dynamische Kenndaten** $U_{DD} = 5 \text{ V}$ ;  $T_U = -40^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	-----------------	------	------	------	---------

**Spannungsverdoppler**

Ausgangsspannung	$U_{QC}$	$f_{VD} = 2 \text{ MHz}$ $I_{QC} = 0 \mu\text{A}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$	$-U_{DD} + 0,8 \text{ V}$		$-U_{DD}$	V
	$U_{QC}$	$f_{VD} = 2 \text{ MHz}$ $I_{QC} = 100 \mu\text{A}$ $U_{DD} = 5 \text{ V}$	$-U_{DD} + 1,5 \text{ V}$		$-U_{DD}$	V
	$U_{QC}$	$f_{VD} = 2 \text{ MHz}$ $I_{QC} = 0 \mu\text{A}$ $U_{DD} = 3 \text{ V}$	$-U_{DD} + 0,8 \text{ V}$		$-U_{DD}$	V
	$U_{QC}$	$f_{VD} = 2 \text{ MHz}$ $I_{QC} = 100 \mu\text{A}$ $U_{DD} = 3 \text{ V}$	$-U_{DD} + 1,5 \text{ V}$		$-U_{DD}$	V
Stromaufnahme	$I_{VD}$	$U_{DD} = 5 \text{ V}$ $I_{QC} = 0 \mu\text{A}$ $f_{VD} = 2 \text{ MHz}$		250		$\mu\text{A}$
	$I_{VD}$	$U_{DD} = 3 \text{ V}$ $I_{QC} = 0 \mu\text{A}$ $f_{VD} = 2 \text{ MHz}$		180		$\mu\text{A}$

**Dynamische Kenndaten**

$U_S = 5\text{ V}; T_U = -40^\circ\text{C bis } +85^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	max.	Einheit
-------------	--------	-----------------	------	------	---------

**Ausgangssignal PRT**

Anstiegszeit	$t_{QR}$	$C_L = 30\text{ pF}$		1	$\mu\text{s}$
Abfallzeit	$t_{QF}$	$C_L = 30\text{ pF}$		1	$\mu\text{s}$

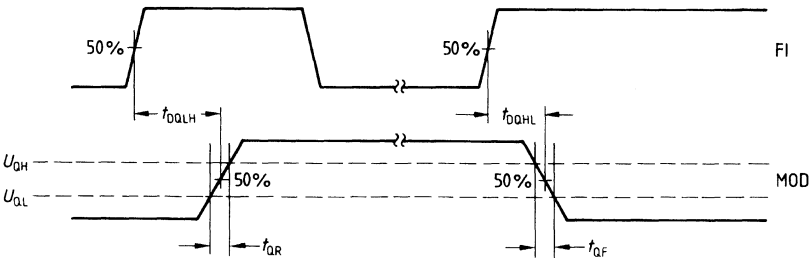
**Ausgangssignal FV**

Abfallzeit	$t_{QF}$	$C_L = 30\text{ pF}$		20	ns
------------	----------	----------------------	--	----	----

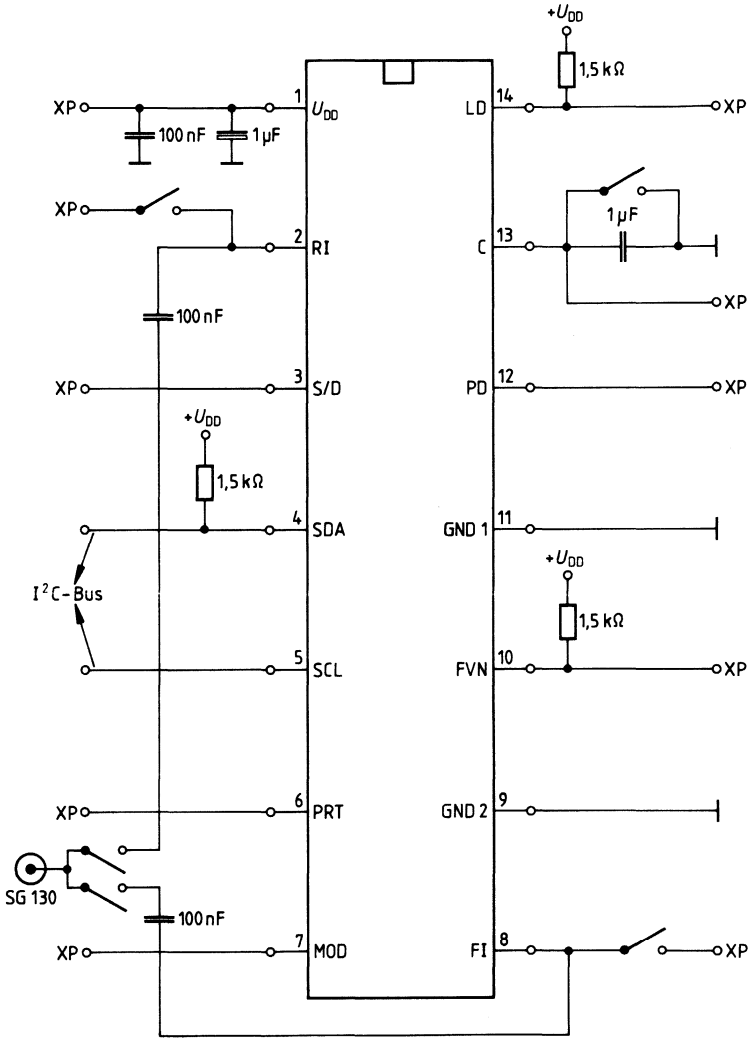
**Ausgangssignal MOD**

Anstiegszeit	$t_{QR}$	$C_L = 30\text{ pF}$		10	ns
Abfallzeit	$t_{QF}$	$C_L = 30\text{ pF}$		10	ns
Verzögerungszeit L-H gegen FI	$t_{DQLH}$	$C_L = 30\text{ pF}$		25	ns
Verzögerungszeit H-L gegen FI	$t_{DQHL}$	$C_L = 30\text{ pF}$		15	ns

**Impulsdiagramm**

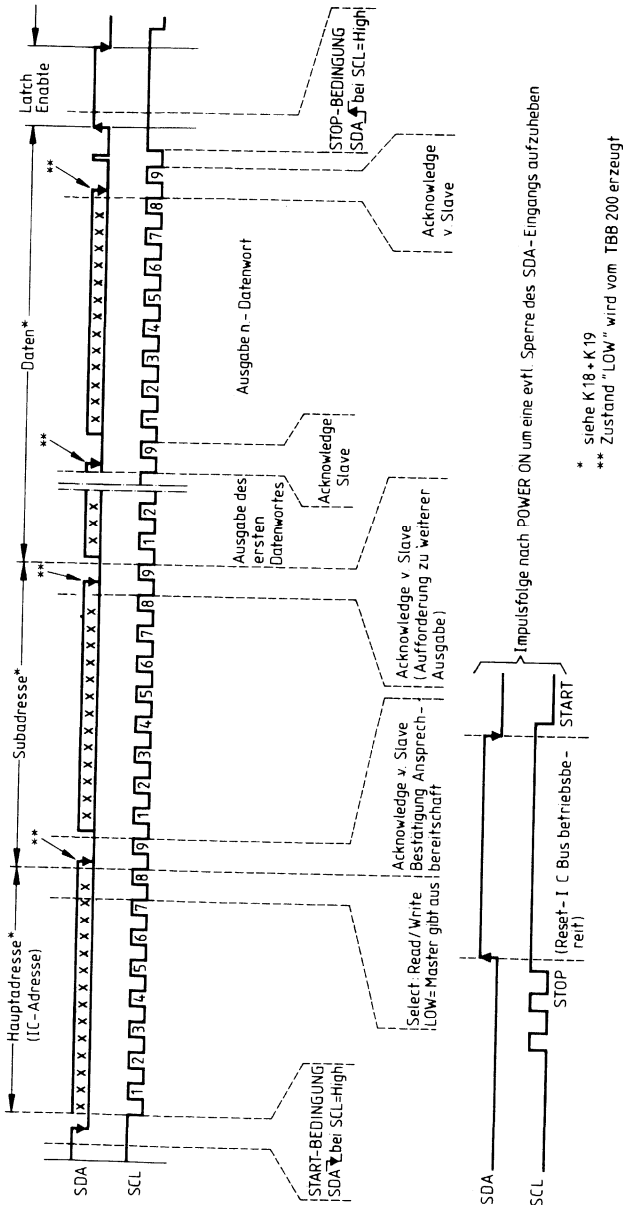


Meßschaltung



XP = Matrix - Pin

Übertragungsprotokoll für I<sup>2</sup>C-Bus



Übertragungsprotokoll für das Programmieren

**STATUS**

**SDA**                      **Single Modulus**    **Dual Modulus**

<b>Start</b>					
1	IC-		1	1	
2	A		1	1	
3	D		0	0	
4	R		0	0	
5	E		0	0	
6	S		1	1	
7	S		0	1	
8	E		0	0	
<b>ACK</b>					
1	SUB-		0	0	
2	A		0	0	
3	D		0	0	
4	R		0	0	
5	E		1	1	
6	S		0	0	
7	S		0	1	
8	E		0	0	
<b>ACK</b>					
1		PORT			<b>Statusbit</b>
2	S	Counter			0
3	T	FI, RI			1
4	A	PD-Polarity			
5	T	PD-Current			Low <sup>2)</sup>
6	U	Voltage-Doubler Frequency			High <sup>2)</sup>
7	S	Voltage-Doubler Status			off <sup>1)</sup>
8		Modulus Output			on
<b>ACK</b>					off <sup>1)</sup>
<b>Stop</b>					neg.
					0,625 mA
					÷ 2
					÷ 4
					on
					push pull
					open drain

1) Standby d.f. FVN, LD, MOD sind in H-Zustand, PD befindet sich im Tristate  
 2) PORT-Ausgangszustand

Übertragungsprotokoll für das Programmieren

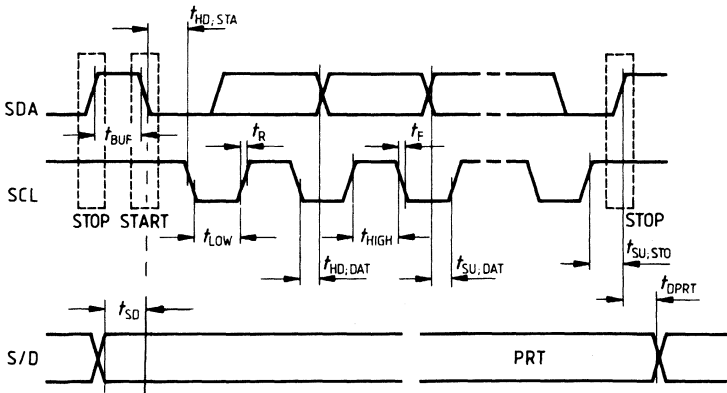
	SDA	R Counter		SDA	N-Counter	SDA	A/N Counter
		Single-Modulus	Dual-Modulus		Single-Modulus		Dual-Modulus
IC-ADDRESS	Start			Start		Start	
	1	1	1	1	1	1	1
	2	1	1	2	1	2	1
	3	0	0	3	0	3	0
	4	0	0	4	0	4	0
	5	0	0	5	0	5	0
	6	1	1	6	1	6	1
	7	0	1	7	0	7	1
	8	0	0	8	0	8	0
SUB-ADDRESS	ACK			ACK		ACK	
	1	0	0	1	0	1	0
	2	0	0	2	0	2	0
	3	0	0	3	0	3	0
	4	0	0	4	0	4	0
	5	0	0	5	1	5	1
	6	1	1	6	1	6	1
	7	0	1	7	0	7	1
	8	0	0	8	0	8	0
	ACK			ACK		ACK	
	1			1	X	1	X
	2			2	X	2	X
	3			3	X	3	X
	4			4	X	4	X
	5			5		5	X
	6			6		6	MSB
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	LSB
	5			5		5	
	6			6		6	MSB
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	
	1			1		1	
	2			2		2	
	3			3		3	
	4			4		4	
	5			5		5	
	6			6		6	
	7			7		7	
	8			8		8	
	ACK			ACK		ACK	



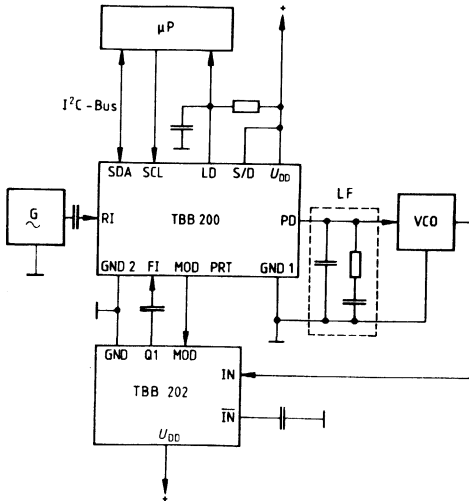
Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Taktfrequenz	$f_{SCL}$	0	100	kHz
Haltezeit Daten zu SCL LOW	$t_{HD; DAT}$	0		$\mu s$
Inaktive Zeit vor neuem Übertragungsstart	$t_{BUF}$	4,7		$\mu s$
Haltezeit bei Startbedingung (nach dieser Zeit wird erster CLOCK-Impuls erzeugt)	$t_{HD; STA}$	4,0		$\mu s$
LOW-Phase des Taktes	$t_L$	4,7		$\mu s$
HIGH-Phase des Taktes	$t_H$	4,0		$\mu s$
Vorbereitungszeit für DATEN	$t_{SU; DAT}$	250		ns
Anstiegszeit für SDA- und SCL-Signal	$t_R$		1	$\mu s$
Abfallzeit für SDA- und SCL-Signal	$t_F$		300	ns
Vorbereitungszeit für SCL-Takt bei STOP-Bedingung	$t_{SU; STO}$	4,7		$\mu s$
Vorbereitungszeit für Status (S/D) Programmierung	$t_{SD}$	500		ns
Verzögerungszeit PRT gegenüber Stop-Bedingung	$t_{DPRT}$		500	ns

Alle Werte beziehen sich auf die spezifizierten Eingangspegel  $U_{IH}$  und  $U_{IL}$ .

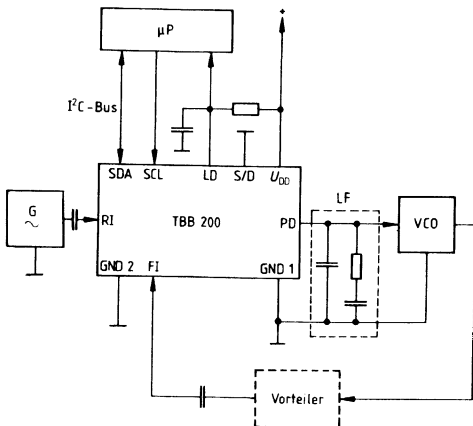
**Impulsdiagramme für I<sup>2</sup>C-Bus, S/D, PRT**



Anwendungsschaltungen

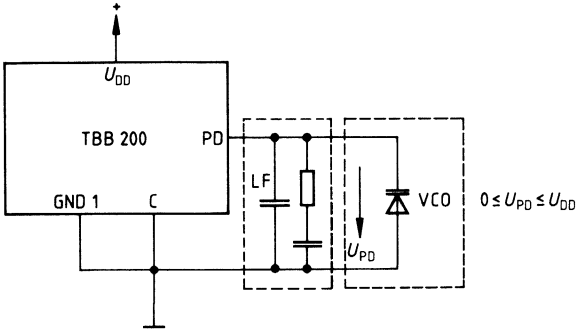


Betrieb: Dual-Modulus, ( $f_{\max} = 30 \text{ MHz}$  and FI)

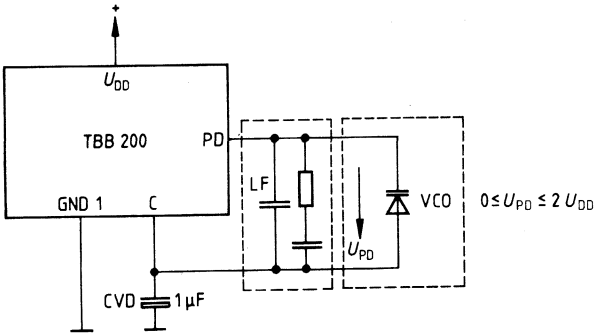


Betrieb: Single Modulus ( $f_{\max} = 70 \text{ MHz}$  an FI)  
 LF: Loopfilter

Anwendungsschaltung VCO-Ankopplung

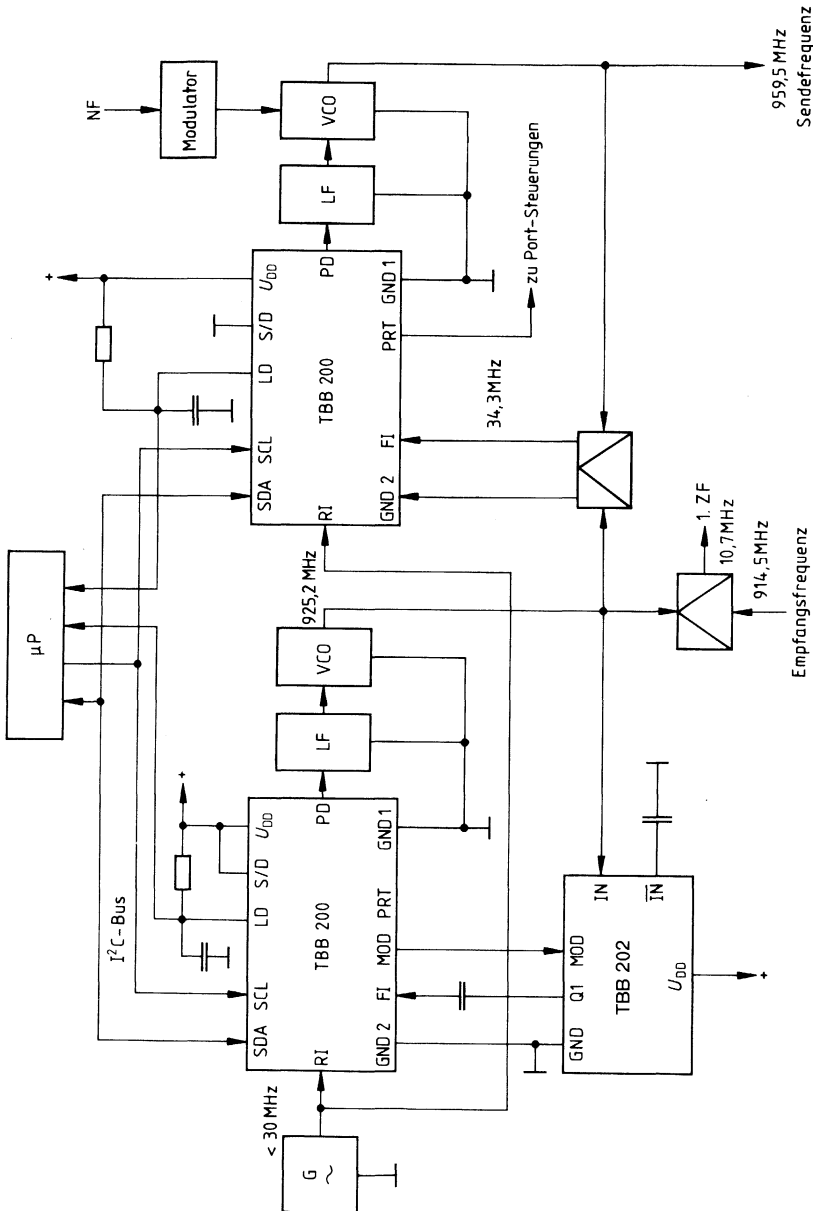


Betrieb ohne Spannungsverdoppler (Status-Bit 7 = 0)



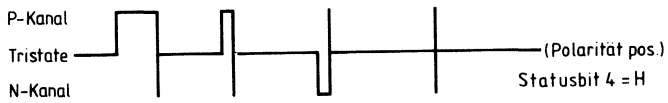
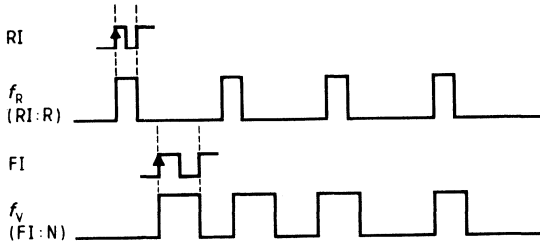
Betrieb mit Spannungsverdoppler (Status-Bit 7 = 1)  
LF: Loopfilter

Anwendungsbeispiel für Funkgeräte und Funktelefon im 900-MHz-Bereich

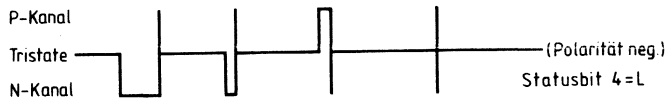


**Impulsdiagramm**

**Phasendetektor/Lockdetektor**



PD



LD



## Vorläufige Daten

## Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 202	Q67000-H8217	P-DIP-8
TBB 202 G	Q67000-H8218	ähnl. P-DSO-8 (SMD)

TBB 202 ist speziell für den Einsatz in Funkgeräten vorgesehen. Er enthält eine Reihe von ECL-Teilerstufen, die zusammen je nach Ansteuerung des Eingangs MOD das Teilerverhältnis 1:128/129 ergeben. Beim TBB 202;G besteht die Möglichkeit des Standby-Betriebs (Eingang STB = Low).

**Schaltungsbeschreibung**

Die Eingänge des Bausteins sind als symmetrische Gegentakteingänge ausgeführt. Wenn unsymmetrisch angesteuert wird, muß der nicht benutzte Eingang durch einen Kondensator (ca. 1,5 nF) mit geringer Serieninduktivität abgeblockt werden. Der Teiler des Bausteins besteht aus mehreren zustandsgesteuerten Master-Slave-Flipflops, die zusammen das Teilerverhältnis 1:128/129 ergeben. Die Eingänge MOD (Teilerverhältnisumschalteneingang) sowie STB (Eingang für Standby-Betrieb) sind mit TTL-Pegeln ansteuerbar. Der ECL-Ausgang des Teilers ist CMOS-kompatibel nach Anwendungsschaltung siehe Seite 568. Der typische Hub beträgt 20 mV<sub>SS</sub>.

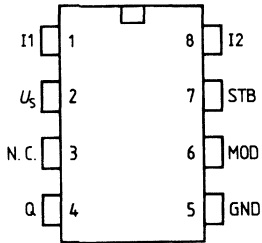
**Wahrheitstabelle für Betriebsarten**

Betriebsart	STB	MOD	Q
Teiler 1:128	H	H	H/L
Teiler 1:129	H	L	H/L
Standby	L	H/L	H

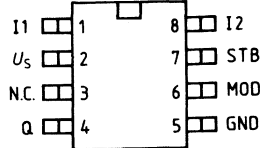
Eingang	Pegel	Funktion
MOD	HIGH LOW	1:128 1:129
STB	HIGH LOW	NORMAL HIGH, STANDBY

**Anschlußanordnungen**  
(Ansicht von oben)

**TBB 202**



**TBB 202 G**



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	I1	Eingang
2	$U_s$	Versorgungsspannung
3	N.C.	nicht verbunden
4	Q	Ausgang
5	GND	Masse
6	MOD	Eingang für Umschaltung 1:128/129
7	STB	Eingang für Standby-Betrieb
8	I2	Eingang

**Grenzdaten** $T_U$   $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $+85^{\circ}\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Versorgungsspannung	$U_S$	$-0,3$	6	V
Eingangsspannung (Anschluß 1; Anschluß 8)	$U_I$	$-0,3$	2,5	V
Eingangsspannung (Anschluß 6; Anschluß 7)	$U_{\text{MOD}}, U_{\text{STB}}$	$-0,3$	6	V
Ausgangsspannung (Anschluß 4)	$U_Q$		$U_S$	V
Ausgangsstrom (Anschluß 4)	$-I_Q$		10	mA
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{\text{stg}}$	$-65$	125	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand				
System-Umgebung P-DIP-8	$R_{\text{th SU}}$		115	K/W
P-DSO-8	$R_{\text{th SU}}$		180	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	3,0	5,5	V
Eingangsfrequenz	$f$	200	1100	MHz
Umgebungstemperatur	$T_U$	$-40$	85	$^{\circ}\text{C}$



**Kenndaten**

$U_S = 3,0$  bis  $5,5$  V,  $T_{ij} = -40^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme im Betrieb	$I_S$	Eingänge abgeblockt;	1		7		mA
im Standby-Betrieb	$I_S$	Ausgang frei; STB = $U_S$ Eingänge abgeblockt;	1		1,3		mA
Eingangspegel (Eingangs-empfindlichkeit)	$U_i$	Ausgang frei; STB = Masse	1	20		315	mV <sub>eff</sub>
		200MHz(Sinusspannung	1	17		315	mV <sub>eff</sub>
		400MHz	1	14		315	mV <sub>eff</sub>
		600MHz	1	14		315	mV <sub>eff</sub>
		800MHz	1	14		315	mV <sub>eff</sub>
900MHz	1	14		315	mV <sub>eff</sub>		
1000MHz	1	20		315	mV <sub>eff</sub>		

**MOD-Eingang**

Schaltswelle	$U_i$		1		0,6		V
H-Eingangsstrom	$I_{IH}$	MOD = $U_S$ (1:128)	1		0	50	$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	MOD = Masse (1:129)	1		110	200	$\mu\text{A}$

**Standby-Eingang**

H-Eingangsspannung (Normalbetrieb)	$U_{IU}$		1	2,0			V
L-Eingangsspannung (Standby-Betrieb)	$U_{IL}$		1			0,8	V
H-Eingangsstrom	$I_{IH}$	STB = $U_S$	1		100	150	$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	STB = Masse	1		0	50	$\mu\text{A}$

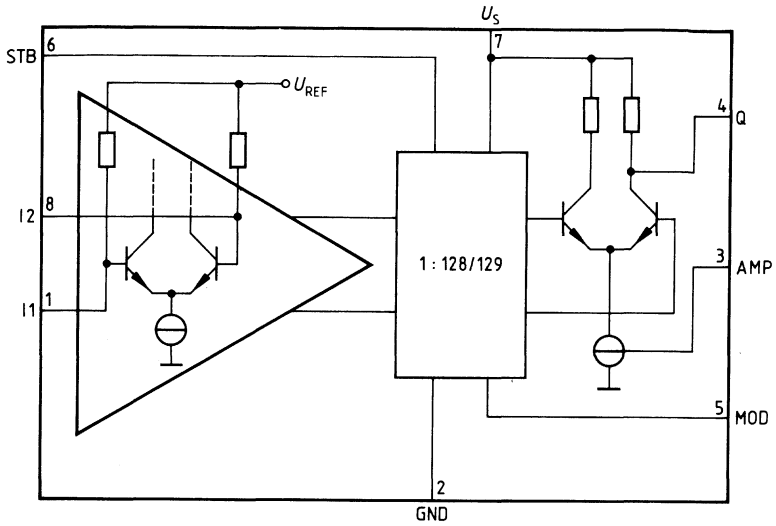
**Ausgang**

Ausgangsspannungshub	$U_O$	$C_L \leq 15$ pF	1	150	250		mV <sub>SS</sub>
Ausgangswiderstand	$R$				1		k $\Omega$

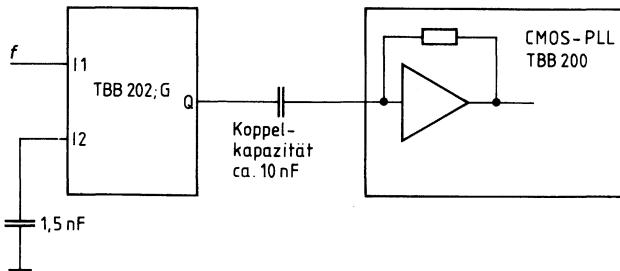
**Schaltzeiten**

Vorbereitungszeit	$t_{v1}, t_{v2}$				5		ns
Haltezeit	$t_{h1}, t_{h2}$				5		ns

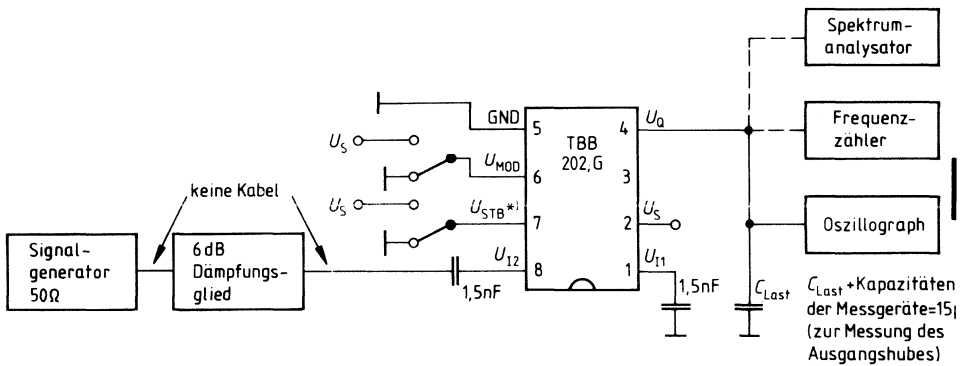
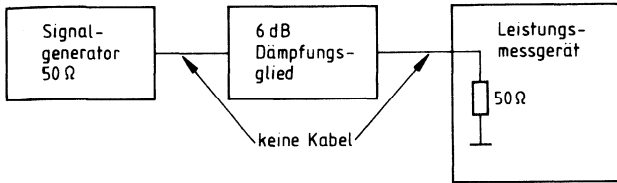
**Blockschaltbild**



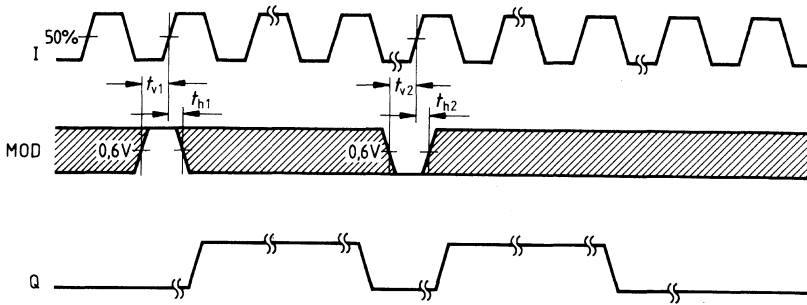
**Anwendungsschaltung**



Meßschaltung 1



Diagramme



## Vorläufige Daten

## Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 30 x		Chip
TBB 302	Q67000-R263	P-DIP-16
TBB 303	Q67000-R264	P-DIP-14
TBB 304	Q67000-R266	P-DIP-14

**Funktionsbeschreibung**

Der TBB 30x enthält 10x10 Schottky-Dioden in Matrixanordnung (siehe Blockschaltbild). Zu jeder Diode liegt eine NiCr-Sicherung in Serie, die mit einem Stromimpuls durchgebrannt werden kann. Damit ist eine einmalige Programmierung der Matrix durch den Anwender möglich. Die Dioden haben Schottkycharakteristik mit geringer Durchlaßspannung. Die Matrix ist daher besonders für die Anwendung in Geräten mit geringer Versorgungsspannung (z. B. 3-V-Batteriegeräte) geeignet.

Hauptanwendungsgebiet sind Geräte, die eine elektronische Kennung erhalten, welche ohne Versorgungsspannung und mit hoher Zuverlässigkeit bestehen bleiben soll, z. B. Pager, Funkgeräte, Elektrizitätszähler.

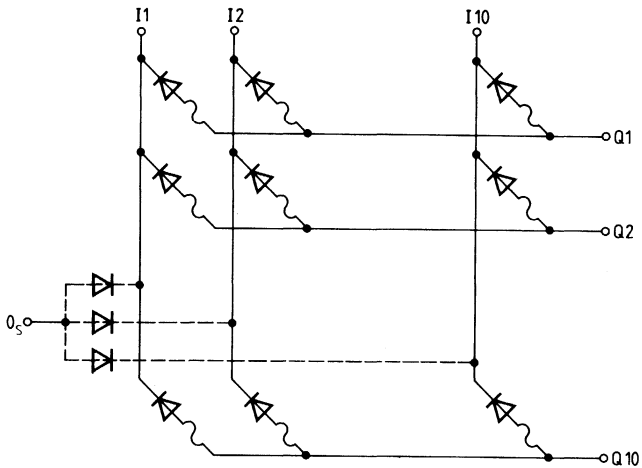
Der Chip ist so ausgelegt, daß unterschiedliche Matrixanordnungen bis zu 9x10 oder 10x9 Dioden in unterschiedliche Gehäuse kontaktiert werden können. Eine Spalte oder Zeile der 10x10-Matrix wird jeweils zu Prüfzwecken benötigt.

**Anwendungshinweise**

Die Programmierung der Matrix erfolgt für jede Diode getrennt nacheinander, d. h. es dürfen nicht zwei oder mehr Dioden gleichzeitig programmiert werden.

Es kann eine spannungsbegrenzte Stromquelle oder eine strombegrenzte Spannungsquelle verwendet werden. Eine Programmierdauer von 10 ms ist ausreichend. Die Anstiegszeit des Programmierstromes bzw. der Programmierspannung bis zum Endwert muß  $< 1 \mu\text{s}$  sein. Der Anschluß  $0_s$  (Substrat des Chips) muß negatives Potential haben, bezogen auf alle übrigen Matrixanschlüsse. Er wird üblicherweise an 0 V der Anwendungsschaltung bzw. der Programmierschaltung gelegt.

## Blockschaltbild



~ = Sicherung bzw. Durchbrennstelle

I = „Eingänge“ (Kathoden)

Q = „Ausgänge“ (Anoden)

Zwischen den Eingängen und  $0_s$  (Substratanschluß) liegen die durch den integrierten Aufbau bedingten „Substratdioden“. Damit sie die Schaltung nicht beeinflussen, muß  $0_s$  an negativem Potential liegen.

Anmerkung: Eine Zeile oder eine Spalte wird für Prüfzwecke benötigt.

**Grenzdaten** $T_U = -25^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkungen
Spannung zwischen I und $0_S$	$U_{I0}$	0	20	V	Isolationssperrspannung Isolationssperrspannung bei $T_U = 25^\circ\text{C}$
Spannung zwischen Q und $0_S$	$U_{Q0}$	0	20	V	
Spannung zwischen I und Q	$U_{IQ}$	0	20	V	
Diodendurchlaßstrom Programmierstrom	$I_{QI}$ $I_{QIP}$	0	1 70	mA mA	bei $T_U = 25^\circ\text{C}$
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	$T_j$ $T_{stg}$	-40	125 125	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$	

**Funktionsbereich**

Spannung zwischen I und $0_S$	$U_{I0}$	0	20	V	1)
Spannung zwischen Q und $0_S$	$U_{Q0}$	0	20	V	
Spannung zwischen I und Q	$U_{IQ}$	0	7	V	
Diodendurchlaßstrom Programmierstrom	$I_{QI}$ $I_{QIP}$	0 60	1 70	mA mA	2)
Anstiegszeit der Programmierimpulse	$t_r$		1	$\mu\text{s}$	
Dauer der Programmierimpulse	$t_P$	10		ms	
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25	85	$^\circ\text{C}$	

1) während des Programmiervorganges darf  $U_{IQ}$  bei  $T_U = 25^\circ\text{C}$  max. 20 V betragen.

2) Einstellung der Strombegrenzung beim Programmieren

**Kenndaten**

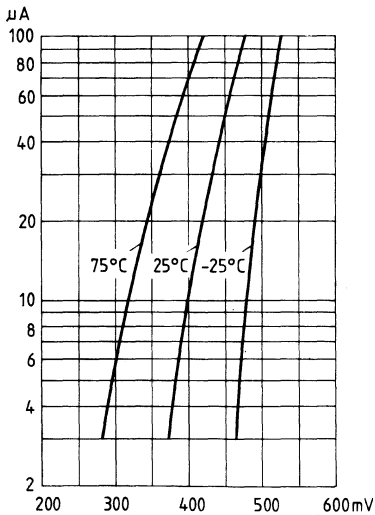
$T_U = 25^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min	typ	max	Einheit
Diodendurchlaßspannung	$U_{IQ}$	$T_U = 25^\circ\text{C}, I_{IQ} = 10\ \mu\text{A}$ $T_U = -25^\circ\text{C}, I_{IQ} = 10\ \mu\text{A}$		400 480		mV <sup>1)</sup> mV <sup>1)</sup>
Diodensperrstrom Substratsperrstrom	$I_{IQ}$ $I_{I0s}$	$U_{IQ} = 5,5\ \text{V}$ $U_{I0s} = 5,5\ \text{V}$			100 500	nA nA
Widerstand der vorschriftsmäßig programmierten Sicherung	$R$	$ U_I - U_Q  \leq 5,5\ \text{V}$	20			M $\Omega$

1) siehe auch Durchlaßkennlinien

**Durchlaßkennlinien Q-I**

(typische Kurven)





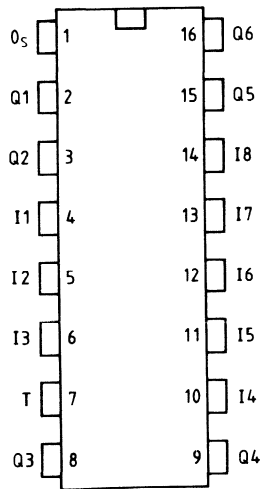
**Verfügbare StandardbaufORMen**

**Funktionsbeschreibung**

Der Baustein enthält 8x6 Schottkydioden oder in einer Matrixanordnung zu  
 8 Spalten (= 8 Kathodenanschlüsse bzw. 8 Eingänge I) und  
 6 Reihen (= 6 Anodenanschlüsse bzw. 6 Ausgänge Q)

**Anschlußanordnung**

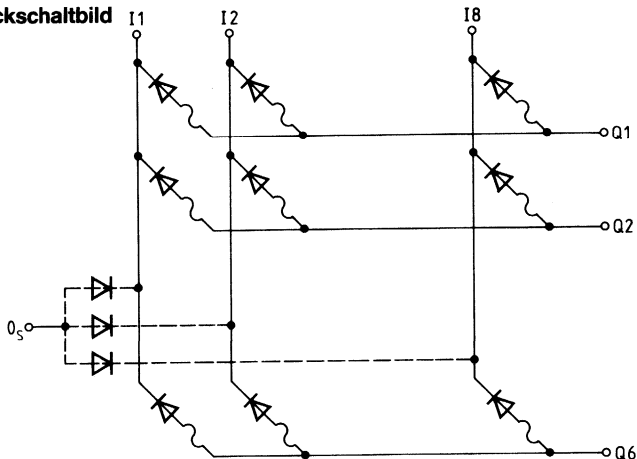
(Ansicht von oben)



Anschluß T dient zu Testzwecken und darf nicht beschaltet werden.

- I = Input
- Q = Output
- 0<sub>s</sub> = Substrat

**Blockschaltbild**



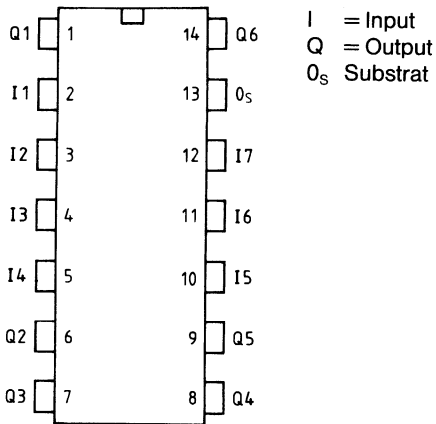
**Verfügbare Standardbauformen**

**Funktionsbeschreibung**

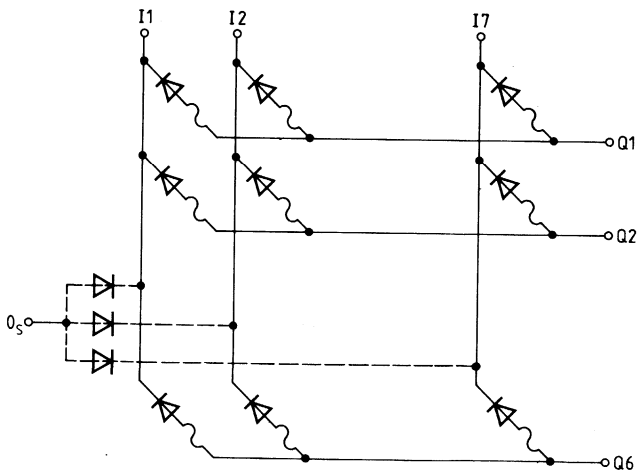
Der Baustein enthält 7 x 6 Schottkydioden in einer Matrixanordnung zu  
 7 Spalten (= 7 Kathodenanschlüsse bzw. 7 Eingänge I) und  
 6 Reihen (= 6 Anodenanschlüsse bzw. 6 Ausgänge Q)

**Anschlußanordnung**

(Ansicht von oben)



**Blockschaltbild**



**Verfügbare StandardbaufORMen**

**Funktionsbeschreibung**

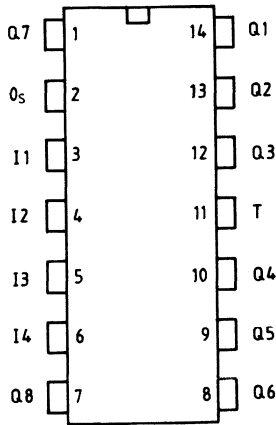
Der Baustein enthält 4 x 8 Schottkydioden in einer Matrixanordnung zu

4 Spalten (= 4 Kathodenanschlüsse bzw. 4 Eingänge I) und

8 Reihen (= 8 Anodenanschlüsse bzw. 8 Ausgänge Q)

TBB 304 ist anschlußgleich zu S 1353

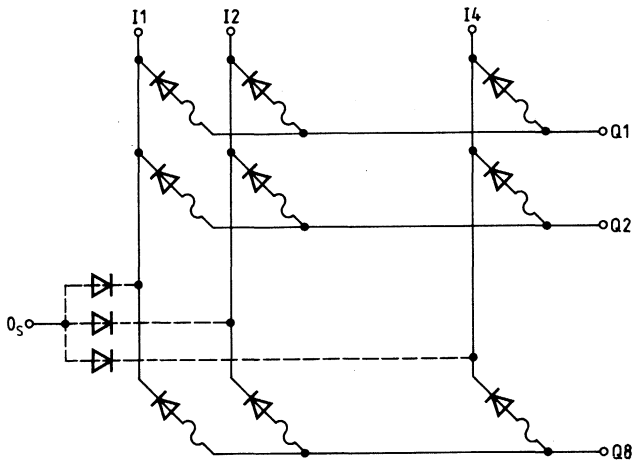
**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)



I = Input  
Q = Output  
0<sub>s</sub> = Substrate

Anschluß T dient zu Testzwecken und darf nicht beschaltet werden.

**Blockschaltbild**



## Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
⊞ S 89	Q67000-H1694	P-DIP-14

Frequenzteiler mit den wählbaren Teilverhältnissen 50/51, 100/101, 100/102, 200/202.

Maximale Eingangsfrequenz 500 MHz bei Teilverhältnis 100/102 und 200/202 sowie 250 MHz bei Teilverhältnis 50/51 und 100/101.

Der S 89 ist speziell als Vorteiler für den S 187 B geeignet.

**Hauptanwendung:** Vorteiler in Dual Modulus-Frequenzteilern.

## Grenzdaten

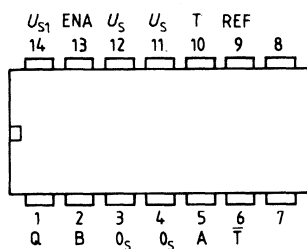
Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	-0,3	7	V
Eingangsspannung ENA	$U_I$	-0,3	15	V
Eingangsspannung A, B	$U_I$	-0,3	7	V
Eingangsspannung T	$U_I$	-0,3	$U_S + 0,3$	V
Ausgangsspannung Q1 Ausgang gesperrt	$U_{Q1}$	-0,3	12	V
Fremdspannung an REF	$U_I$	-0,3	$U_S + 0,3$	V
Ausgangsstrom an Q1 Ausgang leitend $U_{S1}$ offen	$I_{Q1}$		4	mA
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55	125	°C
Umgebungstemperatur	$T_U$	-30	80	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		75	K/W

**Funktionsdaten**

Bezeichnung	Symbol	Bedingungen	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$		4,5	5,5	V
Eingangsfrequenz	$f_T$	bei 50/51, 100/101		300 <sup>1)</sup>	MHz
Eingangsfrequenz	$f_T$	bei 100/102, 200/202		500 <sup>1)</sup>	MHz
Eingangsfrequenz sinusförmig	$f_T$	bei 50/51, 100/101	20 <sup>1)</sup>		MHz
Eingangsfrequenz sinusförmig	$f_T$	bei 100/101, 200/202	20 <sup>1)</sup>		MHz

**Anschlußanordnung**

(Ansicht von oben)



<sup>1)</sup> Amplitude (SS) an T:  $250 \text{ mV} \leq U_{T \text{ SS}} \leq 400 \text{ mV}$ ;  $U_S$ :  $4,75 \leq U_S \leq 5,5 \text{ V}$

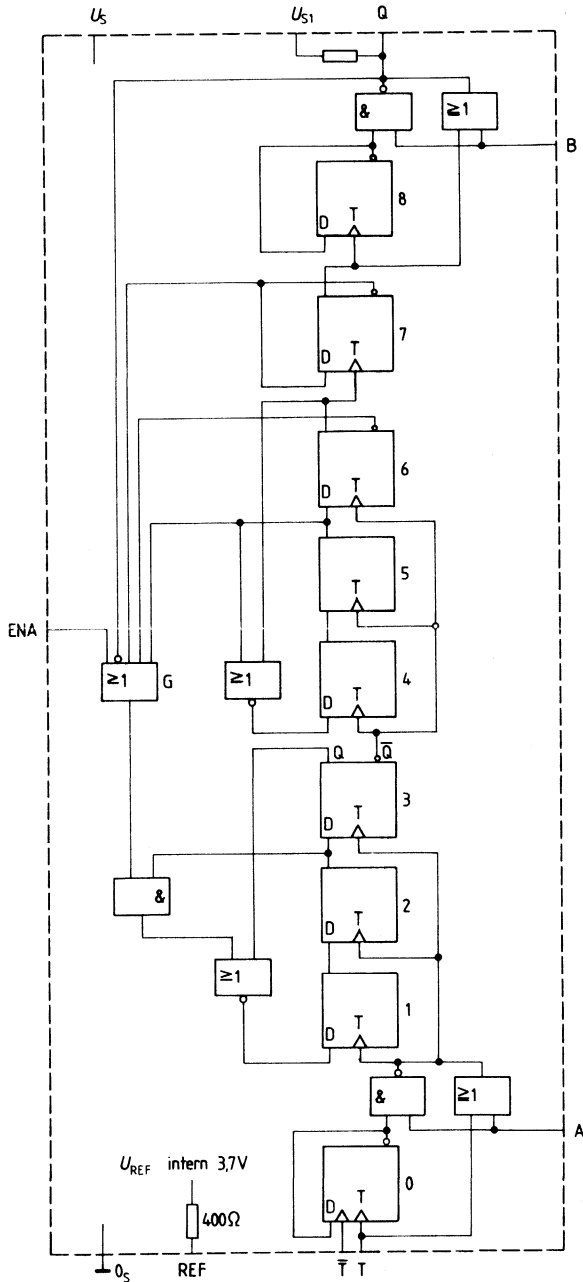
**Kenndaten im Betriebsbereich** $U_S = 5 \text{ V}$ ,  $T_U = -30^\circ\text{C}$  bis  $+80^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$		4,75	5	5,25	V
Speisestrom	$I_S$	Eing., Ausg. offen		55	85	mA
L-Eingangsspannung an ENA	$U_{I_L}$	$T_U = -30^\circ\text{C}$ $T_U = 25^\circ\text{C}$ $T_U = 80^\circ\text{C}$	3,2 3,0 2,8		1	V
H-Eingangsspannung an ENA	$U_{I_H}$					V
H-Eingangsspannung an ENA	$U_{I_H}$					V
H-Eingangsspannung an ENA	$U_{I_H}$					V
H-Eingangsstrom an ENA	$I_{I_H}$	$U_{ENA} = U_{ENAH} = f(T_U)$ $U_{ENA} = 9 \text{ V}$		0,17 1,7	0,3 3	mA
H-Eingangsstrom an ENA	$I_{I_H}$					mA
L-Eingangsspannung an A bzw. B	$U_{I_L}$		$U_S - 0,1$		$U_S + 0,1$	V
H-Eingangsspannung an A bzw. B	$U_{I_H}$					V
H-Eingangsstrom an A bzw. B	$I_{I_H}$	$U_{AB} = U_S$		0,5	1	mA
<b>Schwellenspannung T</b>	$U_T$	$U_S = 5 \text{ V}$	250	3,7	1600	V
Schaltspannungshub an T statisch (T und REF verbunden)	$U_{T\text{SS}}$					mV
Schaltspannungshub an T bei 500 MHz (T und REF verbunden)	$U_{T\text{SS}}$	$U_S = 5 \text{ V}$	250		400	mV
Ausgangsspannung an Q	$U_Q$	$I_{Q1} = 3,2 \text{ mA}$ $U_{S1} = 11,5 \text{ V}$ $I_{S1} < 100 \mu\text{A}$			0,5 2	V
	$U_Q$					V
R zwischen Q und $U_{S1}$	$R_Q$	$T_U = 25^\circ\text{C}$	2,0	2,5	3,2	k $\Omega$

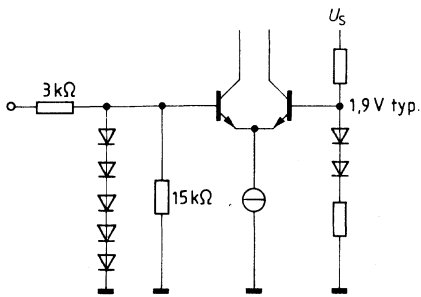
**Wahrheitstabelle**

A	B	ENA	$f_T/f_Q$	Eingangsfrequenz MHz	
				min	max
H	H	H	200	40	500
H	H	L	202		
H	L	H	100		
H	L	L	102		
L	H	H	100	20	250
L	H	L	101		
L	L	H	50		
L	L	L	51		

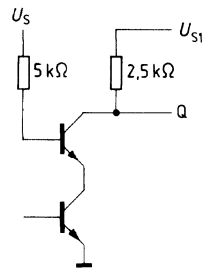
Blockschaltbild



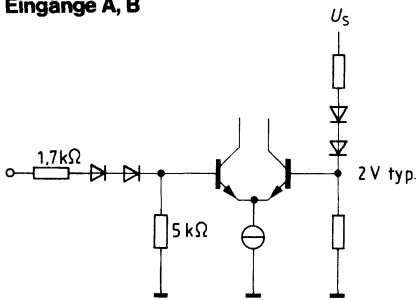
**Eingang ENA**



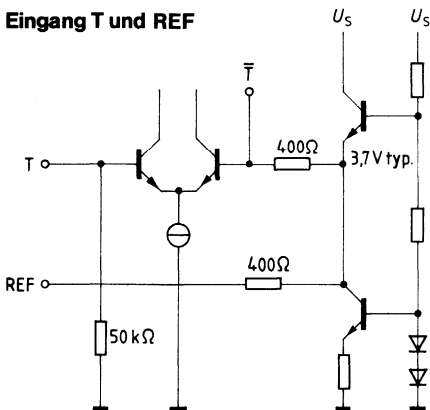
**Ausgänge Q und  $U_{S1}$**



**Eingänge A, B**



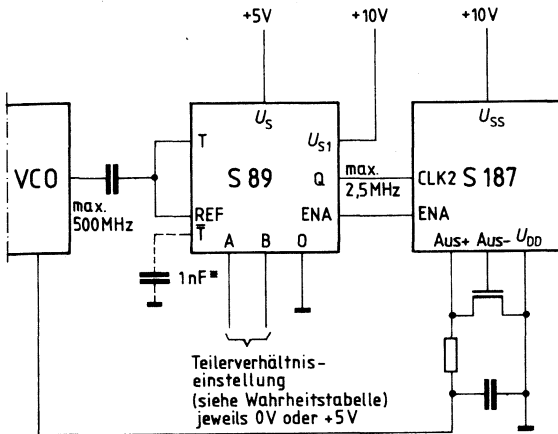
**Eingang T und REF**





## Anwendungsbeispiel

Vorteiler für PLL-Bausteine S 187 B/C



\*) Kondensator ist nur bei Betrieb in der Nähe der Grenzfrequenz und der Grenzeingangsempfindlichkeit notwendig.

## Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
S 1531 G	Q67000-A2063	ähnl. P-D50-8 (SMD)	orange/grün

**Funktionsbeschreibung**

Der NF-Verstärker wurde für kleine Betriebsspannungen konzipiert. Er eignet sich daher speziell für den Einsatz in batteriebetriebenen Geräten.

An den offenen Kollektorausgängen können mittenangezapfte Lautsprecher betrieben werden.

**Schaltungsbeschreibung**

Einem unsymmetrisch angesteuerten, auf 20 dB Spannungsverstärkung gegengekoppelten Differenzverstärker folgt ein zweiter Differenzverstärker, der mit integrierten Tiefpässen die obere Grenzfrequenz bestimmt.

An die gegenphasigen Ausgänge dieses Differenzverstärkers sind stromgesteuerte Boosterverstärker mit hoher Stromverstärkung angeschlossen.

Ein Gegenkopplungszweig bis zum Eingang des zweiten Differenzverstärkers legt die Gesamtverstärkung der Schaltung auf  $40 \text{ dB} \pm 3 \text{ dB}$  fest.

Zusatzschaltungen verhindern die Sättigung der Vorstufentransistoren, wodurch maximale Ausgangsleistung bei kleinem Klirrfaktor erreicht wird.

Eine Regelschleife macht den Ruhestrom der Ausgangstransistoren temperaturunabhängig. Der Verstärker läßt sich mit einer „Mute“-Spannung einschalten. Bei fehlender Mutespannung ist der Verstärker bis auf Restströme von einigen  $\mu\text{A}$  ausgeschaltet.

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	-0,3		2,0	V
Ausgangsspitzenstrom	$I_Q$			250	mA
Muteingangsspannung	$U_M$			$U_S$	V
Sperrschichttemperatur	$T_J$			125	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-40		125	°C
Umgebungstemperatur	$T_U$	-20		60	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$			200	K/W

**Funktionsbereich**

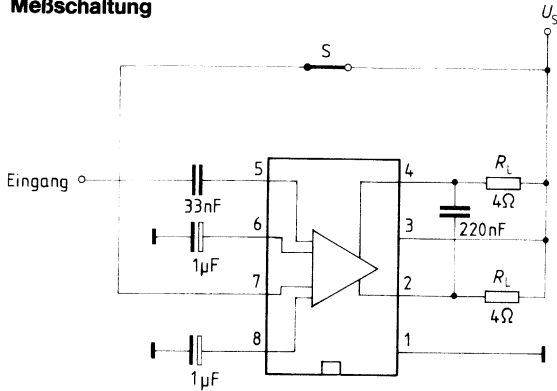
Speisespannung	$U_S$	1		1,7	V
----------------	-------	---	--	-----	---

**Elektrische Kenndaten**

$U_S = 1,2\text{ V}$ ;  $T_U = -10\text{ °C}$  bis  $+40\text{ °C}$

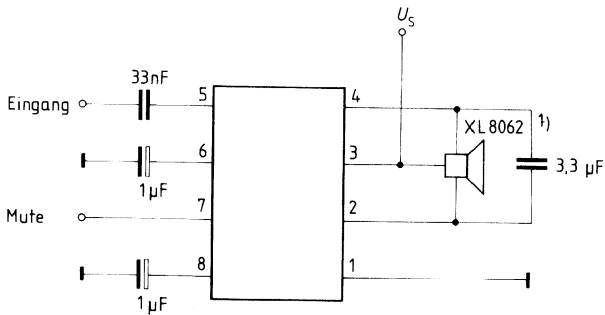
Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	Prüf- schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Ruhestrom	$I_S$	$U_M = U_S$	1		5	20	mA
	$I_S$	$U_M = 0$	1			20	µA
Ausgangsleistung	$P_Q$	$f = 1\text{ kHz}$ , $k = 10\%$ $R_L = 4\ \Omega$	1		120		mW
Spannungsverstärkung	$V_U$	$T_U = 25\text{ °C}$	1	37	40	43	dB
	$V_U$		1	35	40	45	dB
Grenzfrequenz	$f_u$	-3 dB	1	200			Hz
	$f_o$		1	5			kHz
Eingangswiderstand	$R_I$		1	30	50		kΩ
Restspannung	$U_{CEsat}$	$I_Q = 225\text{ mA}$	1		300		mV
Mutesteuerstrom freigegeben gesperrt	$I_M$ $I_M$			50		5	µA µA
Signalrauschabstand	S/N	$P_Q = 50\text{ mW}$ $R_L = 4\ \Omega$	1		50		dB
Stromaufnahme	$I_S$	$P_Q = 80\text{ mW}$ $R_L = 4\ \Omega$	1		140		mA
Wirkungsgrad	$\eta$	$P_Q = 80\text{ mW}$ $R_L = 4\ \Omega$	1		48		%
Klirrfaktor	$k$	$f = 0,2\text{--}5\text{ kHz}$ $P_Q = 80\text{ mW}$	1		5		%
Klirrfaktor	$k$	$f = 0,5\text{--}2\text{ kHz}$ $P_Q = 80\text{ mW}$	2		1,5		%

**Bild 1**  
**Meßschaltung**



S geschlossen: Verstärkerbetrieb  
S offen: Verstärker gesperrt

**Bild 2**  
**Anwendungsschaltung**



1) Bezeichnung der Fa. Knowtes, USA

---

**Leistungsoperationsverstärker,  
Leistungsbrücken, Motoransteuerungen**

---





# Leistungsoperationsverstärker, Leistungsbrücken, Motorsteuerungen

## Produktübersicht

Typ		Eigenschaften							Gehäuse	
		Max. Ausgangsstrom	Funktionsbereich $U_S$	Max. Spannungsfestigkeit $U_S$	Kurzschlußfest nach $+U_S$	Kurzschlußfest nach $-U_S$	Freilaufdioden nach $\pm U_S$	Inhibit		
Leistungs-OP	Einfach	TCA 365	3 A	36 V	36 V	$U_S < 30V$ ●	$U_S < 30V$ ●			P-T66-5-H
		TCA 365 B	4 A	40 V	42 V	●	●	●		P-T66-5-H
		TCA 1365 B	4 A	40 V	42 V	●	●	●	●	P-T66-7-H
	Zweifach	TCA 2365	2,5 A	30 V	36 V	●	●		●	P-SIP-9
		TCA 2365 A	2,5 A	30 V	36 V	●	●		●	P-DIP-18-L9
		TCA 2465	2,5 A	40 V	42 V	●	●	●	●	P-SIP-9
		TCA 2465 A	2,5 A	40 V	42 V	●	●	●	●	P-DIP-16-L10
Leistungs vollbrücken	DC-Motor ICs	TLE 4201 A1	1 A	17 V	36 V		●			P-DIP-18-L9
		TLE 4201 S1	1 A	17 V	36 V		●			P-SIP-9
		TLE 4202	1,5 A	17 V	36 V		●			P-T66-7-H
		TLE 4202 B	2 A	17 V	36 V		●	●		P-T66-7-H
		TLE 4204	3 A	24 V	45 V	●	●	●		P-T66-7-H
	Schrittmotor ICs	TCA 1560 B	1,25 A	40 V	45 V	●		●	●	P-DIP-18-L9
		TCA 1561 B	2,5 A	40 V	45 V	●		●	●	P-SIP-9

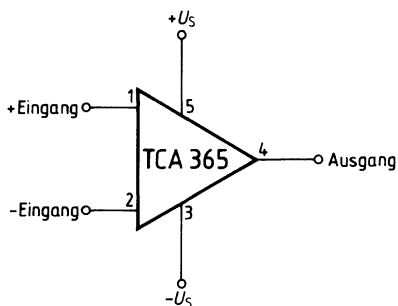
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
■ □ TCA 365	Q67000-A1875	Kunststoff-Leistungsgehäuse P-T66-5-H
■ TCA 365 H	Q67000-A2145	Kunststoff-Leistungsgehäuse P-T66-5-H

Der TCA 365 ist ein Leistungs-OP im Gehäuse ähnlich TO-220. Er liefert einen hohen Ausgangsstrom von 3,0 A bei max. Versorgungsspannung von  $\pm 18$  V. Die IC ist gegen thermische Überlastung geschützt.

### Eigenschaften

- Hoher Ausgangsspitzenstrom bis 3,0 A
- Hohe Versorgungsspannung bis 36 V
- Große Anstiegsgeschwindigkeit mit  $5 \text{ V}/\mu\text{s}$
- Thermischer Überlastschutz
- Interne Leistungsbegrenzung

### Anschlußanordnung



Anschluß 3 elektrisch mit Kühlflasche verbunden

■ Nicht für Neuentwicklung



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$\pm 18$	V
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$\pm U_S$	V
Ausgangsspitzenstrom	$I_Q$	3,0	A
Sperrschichttemperatur	$T_j$	150	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$
Verlustleistung bei $T_G = 90^{\circ}\text{C}$	$P_{tot}$	15	W
Wärmewiderstand (System-Gehäuse)	$R_{th\ SG}$	5	K/W

**Funktionsbereich**

Betriebsspannung	$U_S$	$\pm 4$ bis $\pm 18$	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	$^{\circ}\text{C}$
Spannungsverstärkung	$V_{U\ min}$	20	dB

**Kenndaten**

$U_S = \pm 15\text{ V}$ ,  $T_G = +25^{\circ}\text{C}$

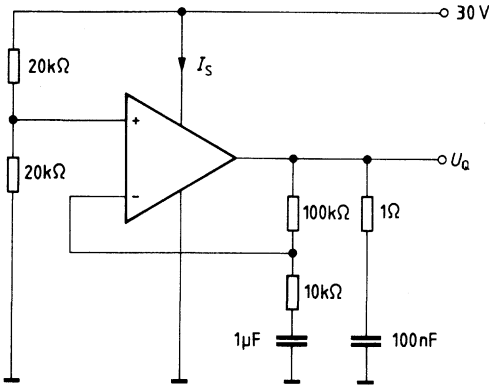
Bezeichnung	Symbol	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	$I_S$	1		20	40	mA
Eingangsnulspannung	$U_{I0}$	2	-10		10	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	3	-100		100	nA
Eingangsstrom	$I_I$	3		0,2	1	$\mu\text{A}$
Ausgangsspannung $R_L = 13\ \Omega$ $R_L = 4,7\ \Omega$	$U_{QSS}$	4	$\pm 12,5$ $\pm 11,7$	$\pm 13$ $\pm 12$ $\pm 10$		V V V
Ausgangsspannung $R_L = 470\ \Omega$ , $f = 100\ \text{kHz}$ , $V_U = 30\ \text{dB}$	$U_{QSS}$	4				
Eingangswiderstand $f = 1\ \text{kHz}$	$R_I$	4	1	5		M $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $R_L = 8,2\ \Omega$ , $f = 100\ \text{Hz}$	$V_{U0}$	5	80	90		dB
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	6	+13,4/-15	+13,5/-15,1		V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	6	75	83		dB
Betriebsspannungsunterdrückung	$k_{SVR}$	7	70	80		dB
Temperaturkoeffizient d. $U_{I0}$ $-25 \leq T_G \leq 85^{\circ}\text{C}$	$\alpha_{U_{I0}}$	2		50		$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient d. $I_{I0}$ $-25 \leq T_G \leq 85^{\circ}\text{C}$	$\alpha_{I_{I0}}$	3		0,4		nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit v. $U_Q$ im nicht invertierenden Betrieb*)	S	8		5		V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit v. $U_Q$ im invertierenden Betrieb*)	S	9		5,5		V/ $\mu\text{s}$
Fremdspannung auf den Eing. bezogen	$U_N$	1		3		$\mu\text{V}$

\*) siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite

**Meßschaltungen**

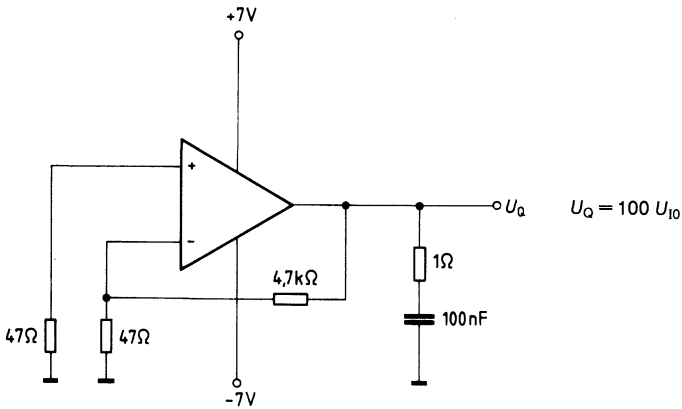
**Bild 1**

**Leerlaufstromaufnahme, Fremdspannung**

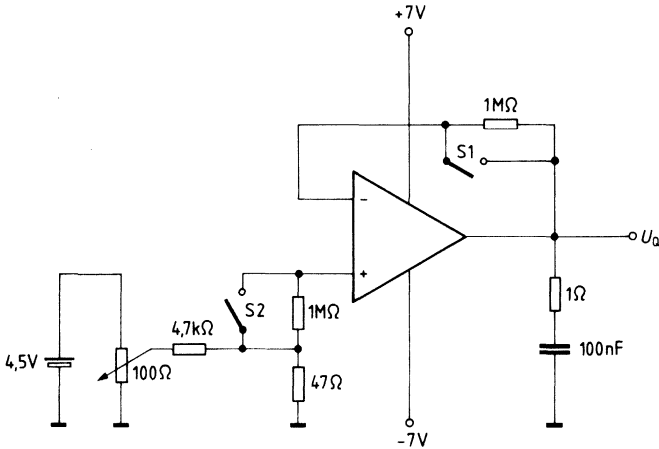


**Bild 2**

**Eingangsnullspannung TK der  $U_{10}$**



**Bild 3**  
Eingangsnulstrom; Eingangsstrom, TK des  $I_{10}$



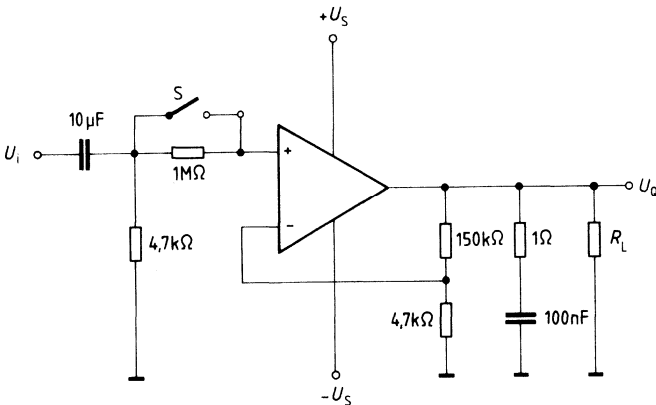
S1 offen – S2 geschlossen:  $I_{1-} = \frac{U_o}{1\text{ M}\Omega}$

S2 offen – S1 geschlossen:  $I_{1+} = \frac{U_o}{1\text{ M}\Omega}$

S1 offen – S2 offen:  $I_{10} = \frac{U_o}{1\text{ M}\Omega}$

S1 geschlossen – S2 geschlossen: Offsetabgleich

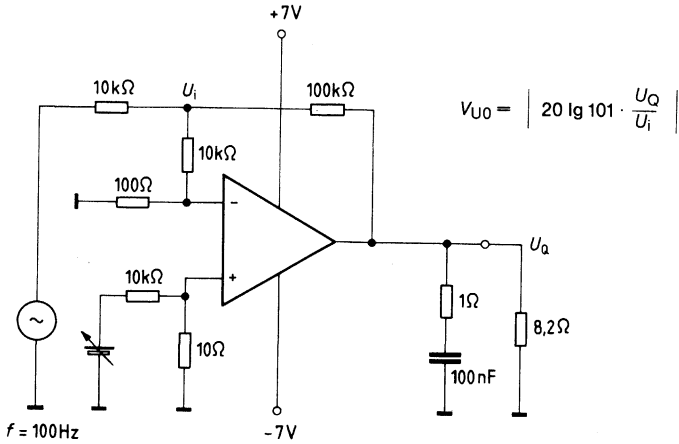
**Bild 4**  
Ausgangsspannung, Eingangswiderstand



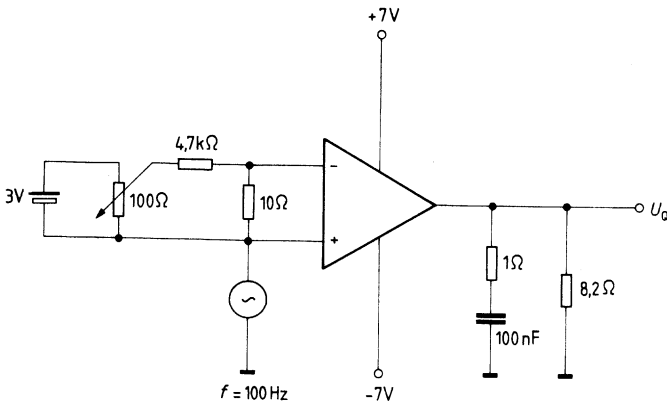
S geschlossen: Messung von  $U_{Q_{SS}}$

S offen/geschlossen: Messung von  $R_1$

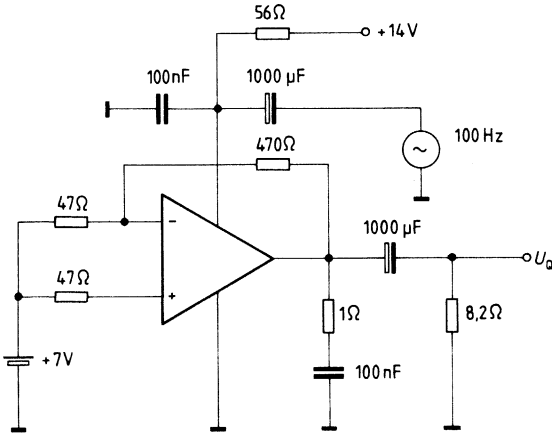
**Bild 5**  
**Leerlaufspannungsverstärkung**



**Bild 6**  
**Gleichtaktverstärkung  $V_{UC}$**   
**Gleichtaktunterdrückung  $K_{CMR}$  (dB) =  $V_{U0}$  (dB) -  $V_{UC}$  (dB)**

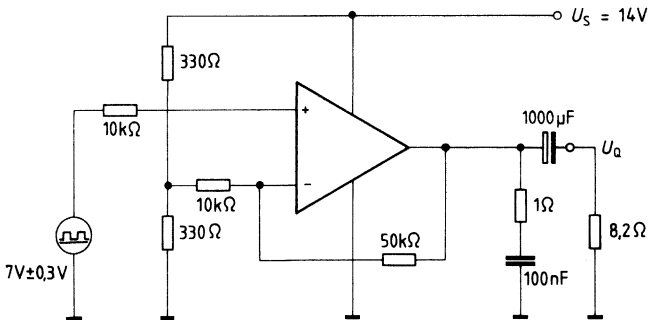


**Bild 7**  
**Betriebsspannungsunterdrückung**

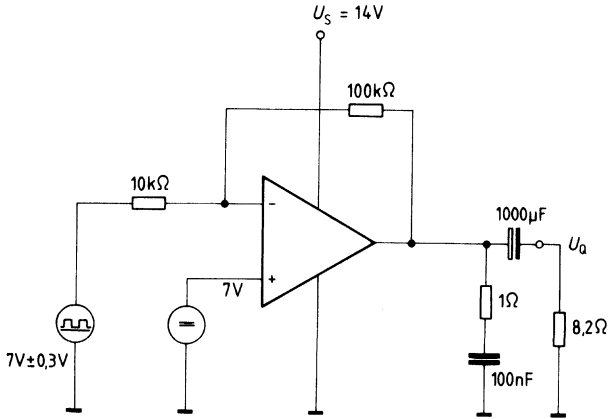


$$k_{SVR} = 20 \lg \frac{\Delta U_Q}{U_U \cdot \Delta U_S} \text{ [dB]}$$

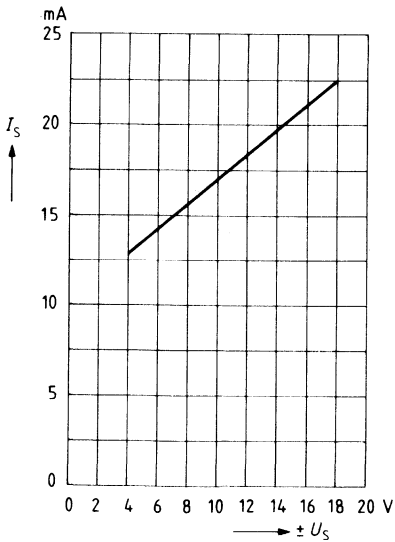
**Bild 8**  
**Anstiegsgeschwindigkeit im nicht invertierenden Betrieb**



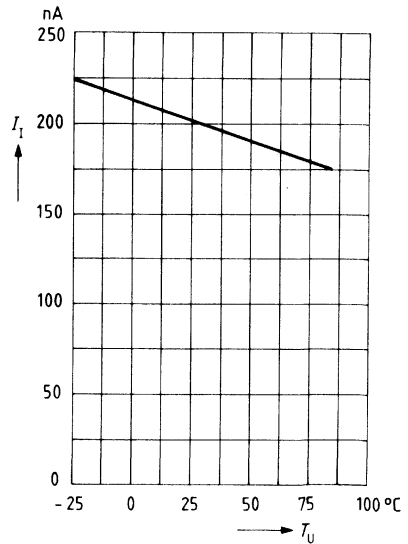
**Bild 9**  
Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb



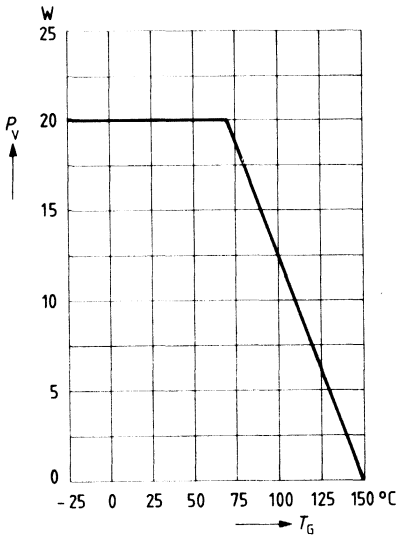
**Stromaufnahme  $I_S = f(U_S)$**



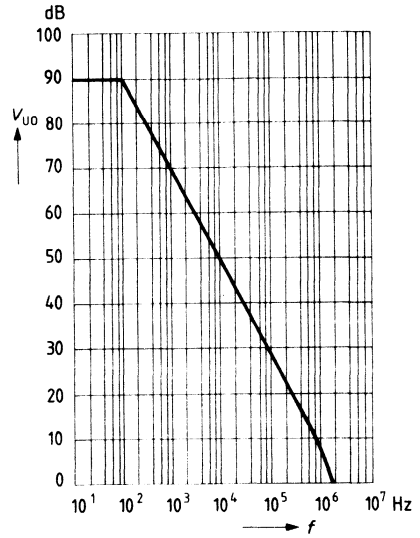
**Eingangsstrom  $I_I = f(T_U)$**



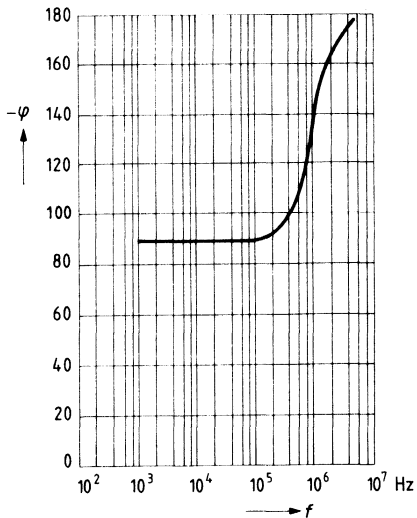
Max. zul. Verlustleistung  $P_V = f(T_G)$



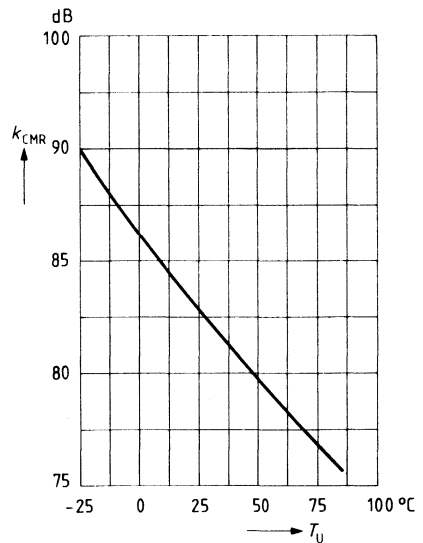
Leerlaufverstärkung  $V_{U0} = f(f)$



Phasenlage  $-\varphi = f(f)$



Gleichtaktunterdrückung  $k_{CMR} = f(T_U)$



Vorläufige Daten

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
STCA 365 B	Q67000-A8189	Kunststoff-Leistungsgehäuse P-T66-5-H (ähnlich TO-220)

Der TCA 365 B ist ein Leistungs-OP im Kunststoff-Leistungsgehäuse P-T66-5. Er liefert einen hohen Ausgangsstrom von 4 A bei einer max. Versorgungsspannung von  $\pm 21$  V. Der IC ist gegen Kurzschlüsse und thermische Überlastung geschützt.

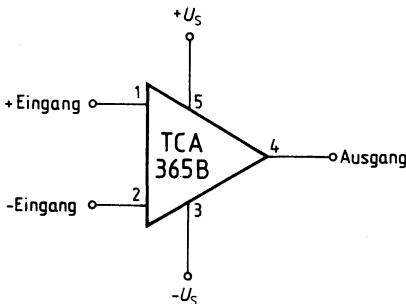
Eigenschaften

- Hoher Ausgangsspitzenstrom bis 4 A
- Hohe Versorgungsspannung bis 42 V
- Thermischer Überlastschutz
- Interne Leistungsbegrenzung
- Gleichspannungskurzschlußfest nach  $+U_S$  und  $-U_S$
- Integrierte Freilaufdioden

Anwendungen

- Leistungskomparator
- Leistungs-Schmitt-Trigger
- Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren

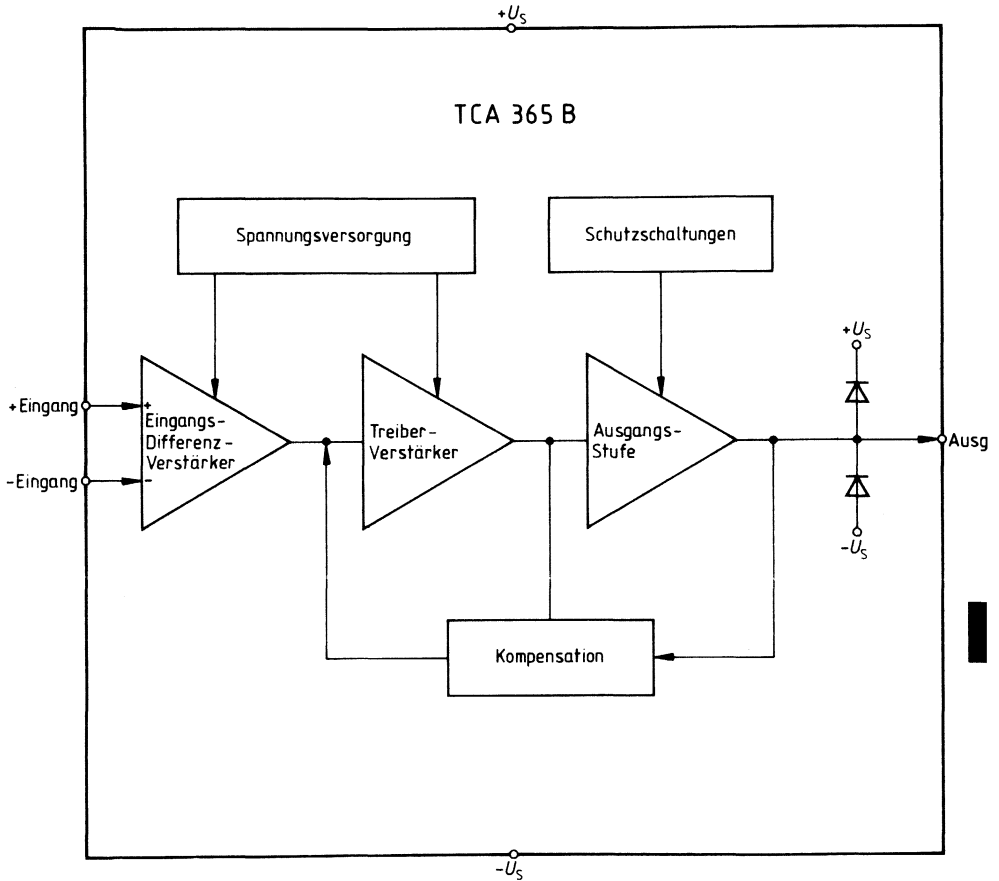
Anschlußanordnung



Anschluß 3  
elektrisch mit der Kühlflasche verbunden



## Blockschaltbild



**Grenzdaten** $T_G = -25^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkungen
Speisespannung	$U_S$	0	$\pm 21$	V	
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$-U_S$	$+U_S$	V	
Speisestrom	$I_S$	-3,5	4,0	A	$U_S \geq \pm 15\text{ V}, U_Q < -U_S$ $U_S \geq \pm 10\text{ V}, U_Q < -U_S$
Ausgangsstrom	$I_Q$	-4,0	4,0	A	
Ausgangsstrom	$I_Q$	-2,0		A	
Ausgangsstrom	$I_Q$	-3,0		A	
Massestrom	$I_M$	-4,0	3,5	A	
Verlustleistung bei $T_G = 85^\circ\text{C}$	$P_V$		20	W	
Sperrschichttemperatur	$T_j$		150	$^\circ\text{C}$	
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-50	150	$^\circ\text{C}$	

**Funktionsbereich**

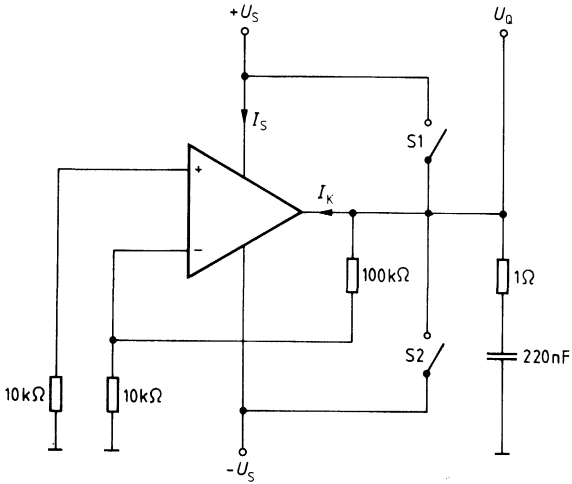
Speisespannung	$U_S$	$\pm 3$	$\pm 20$	V	
Gehäusetemperatur	$T_G$	-25	85	$^\circ\text{C}$	$P_V = 13\text{ W}$
Spannungsverstärkung	$V_{U\text{ min}}$	20		dB	
Flußstrom der Freilaufdiode	$I_F$		3	A	$T_{j\text{ max}} = 125^\circ\text{C}$
Wärmewiderstand					
System-Umgebung	$R_{th\text{ SU}}$		65	K/W	
System-Gehäuse	$R_{th\text{ SG}}$		3	K/W	

**Kenndaten** $U_S = \pm 15 \text{ V}$ ,  $T_G = +25^\circ \text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Meß- schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	$I_S$	1		20	40	mA
Eingangsnulspannung	$U_{I0}$	2	-10		10	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	3	-100		100	nA
Eingangsstrom	$I_I$	3		0,2	1	$\mu\text{A}$
Ausgangsspannung $R_L = 12 \Omega$ ; $f = 1 \text{ kHz}$ $R_L = 4 \Omega$ ; $f = 1 \text{ kHz}$	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$	4	$\pm 13,0$ $\pm 12,5$	$\pm 13,5$ $\pm 13,0$		V V
Eingangswiderstand $f = 1 \text{ kHz}$	$R_I$	4	1	5		M $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$	5	70	80		dB
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	6	+13/-15	+13,5/-15,1		V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	6	70	80		dB
Betriebsspannungsunterdrückung	$k_{SVR}$	7	-70	-80		dB
Temperaturkoeffizient d. $U_{I0}$ $-25^\circ \text{C} \leq T_G \leq +85^\circ \text{C}$	$\alpha_{U_{I0}}$	2		50		$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient d. $I_{I0}$ $-25^\circ \text{C} \leq T_G \leq +85^\circ \text{C}$	$\alpha_{I_{I0}}$	3		0,4		nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit v. $U_O$ im nicht invert. Betrieb	$\frac{du_Q}{dt}$	8		2		V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit v. $U_O$ im invert. Betrieb	$\frac{du_Q}{dt}$	9		2		V/ $\mu\text{s}$
Fremdspannung auf den Eingang bezogen DIN 45405	$U_N$	1		2	5	$\mu\text{V}$
Kurzschlußstrom (S1 geschlossen)	$I_K$	1		0,75		A
(S2 geschlossen)	$I_K$	1		-0,75		A

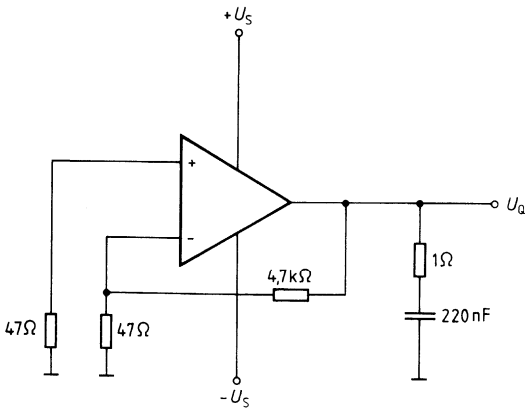
**Prüf- und Meßschaltungen**

**Bild 1**  
**Leerlaufstromaufnahme; Fremdspannung**



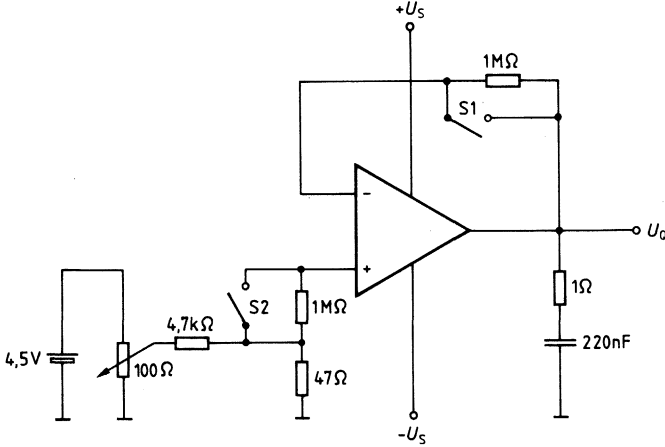
S1 und S2 wie gezeichnet,  
 wenn nicht anders angegeben

**Bild 2**  
**Eingangsnulspannung, Temperaturkoeffizient der  $U_{IO}$**



$$U_Q = 100 U_{IO}$$

**Bild 3**  
Eingangsnulstrom, Eingangsstrom, Temperaturkoeffizient des  $I_{I0}$



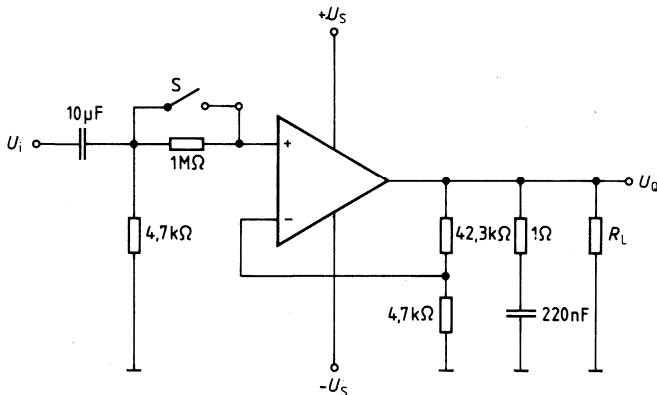
S1 offen – S2 geschlossen:  $I_{I-} = \frac{U_Q}{1\text{ M}\Omega}$

S2 offen – S1 geschlossen:  $I_{I+} = \frac{U_Q}{1\text{ M}\Omega}$

S1 offen – S2 offen:  $I_{I0} = \frac{U_Q}{1\text{ M}\Omega}$

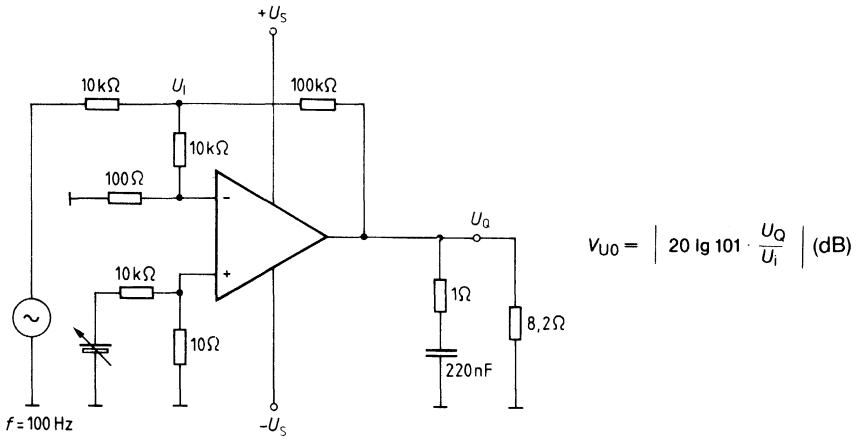
S1 geschlossen – S2 geschlossen: Offsetabgleich

**Bild 4**  
Ausgangsspannung, Eingangswiderstand

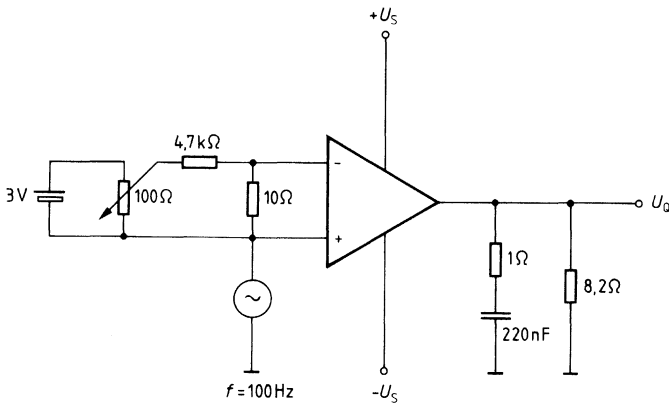


S geschlossen: Messung von  $U_{Qss}$   
S offen/geschlossen: Messung von  $R_I$

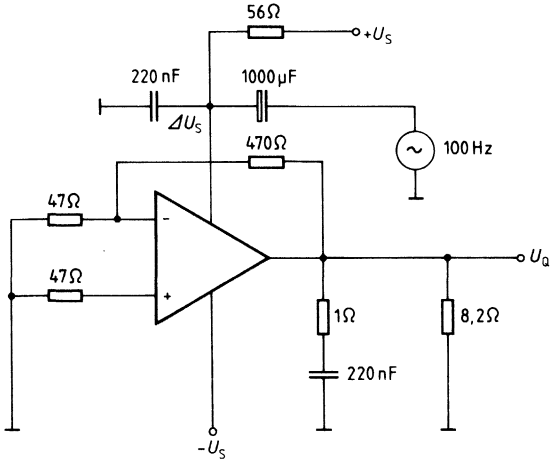
**Bild 5**  
**Leerlaufspannungsverstärkung**



**Bild 6**  
**Gleichtaktverstärkung  $V_{UC}$**   
**Gleichtaktunterdrückung  $k_{CMR}$  (dB) =  $V_{UO}$  (dB) -  $V_{UC}$  (dB)**

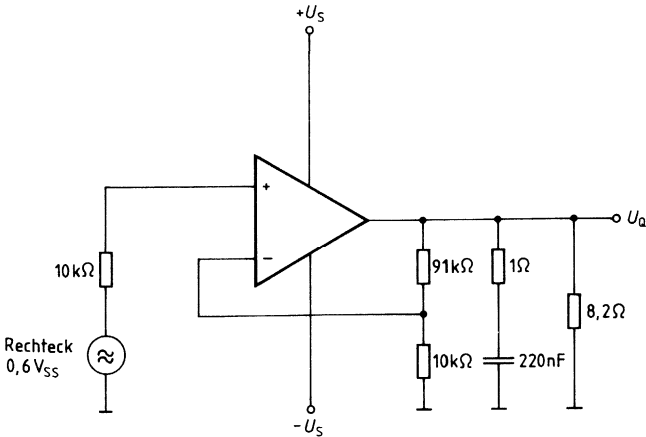


**Bild 7**  
**Betriebsspannungsunterdrückung**

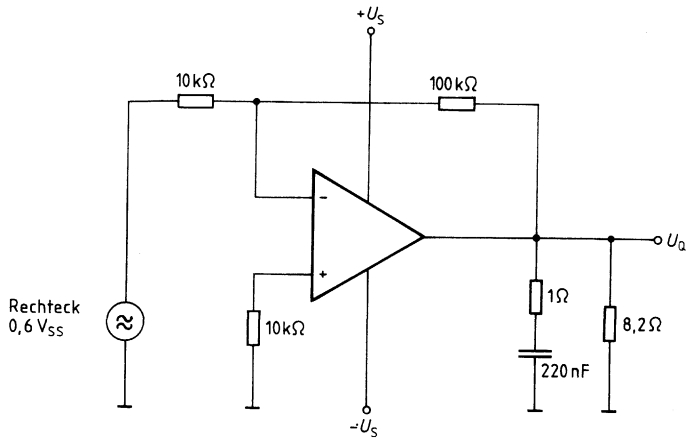


$$k_{\text{SVR}} = 20 \lg \frac{\Delta U_o}{V_U \cdot \Delta U_S} \text{ (dB)}$$

**Bild 8**  
**Anstiegsgeschwindigkeit im nicht invertierenden Betrieb**



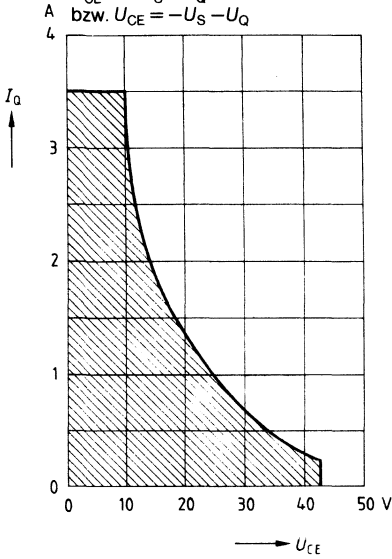
**Bild 9**  
**Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb**



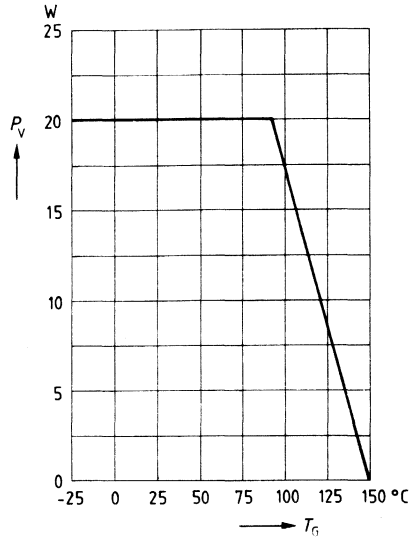


**SOA-Arbeitsbereich**  $I_Q = f(U_{CE})$   
 (Sicherer Arbeitsbereich der  
 Ausgangsstufe);  $T_G = 25^\circ\text{C}$

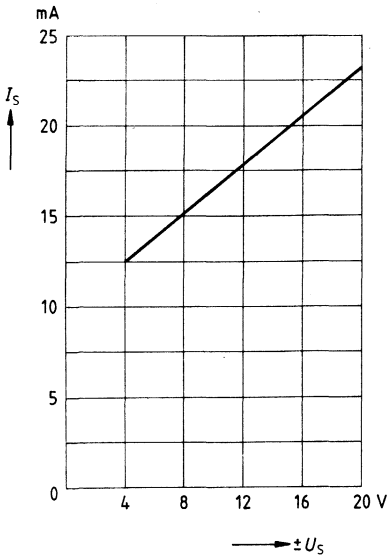
$U_{CE} = +U_S - U_Q$   
 bzw.  $U_{CE} = -U_S - U_Q$



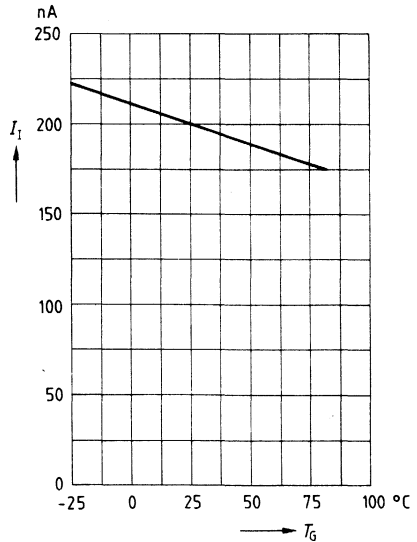
**Max. zul. Verlustleistung**  $P_V = f(T_G)$



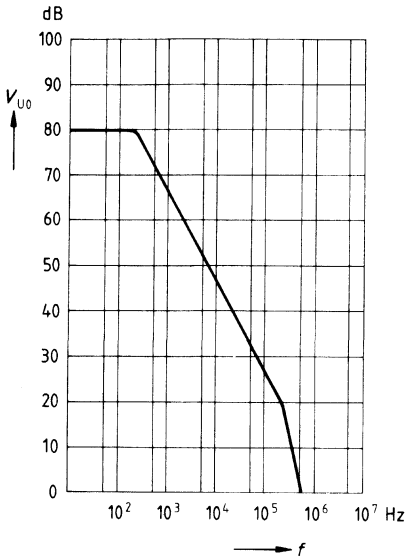
**Stromaufnahme**  $I_S = f(U_S)$   
 $T_G = 25^\circ\text{C}$



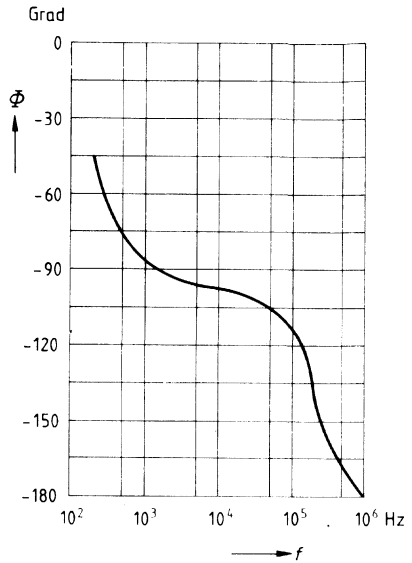
**Eingangsstrom**  $I_I = f(T_G)$   
 $U_S = \pm 15\text{ V}$



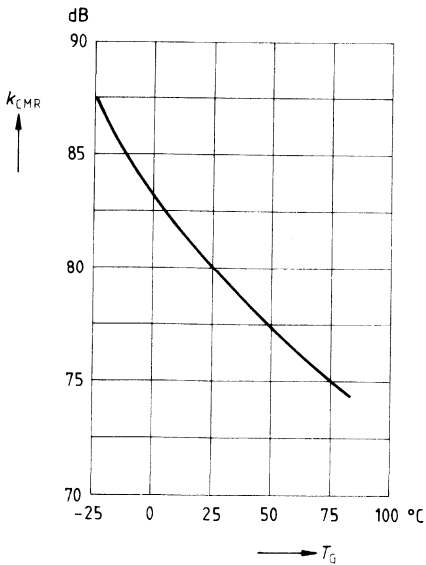
**Amplitudengang**  $A_{U0} = f(f)$   
 $U_S = \pm 15 \text{ V}, T_G = 25^\circ\text{C}$



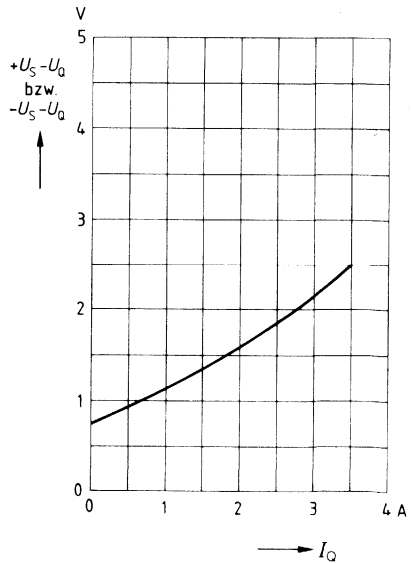
**Phasengang**  $\Phi = f(f)$   
 $U_S = \pm 15 \text{ V}, T_G = 25^\circ\text{C}$



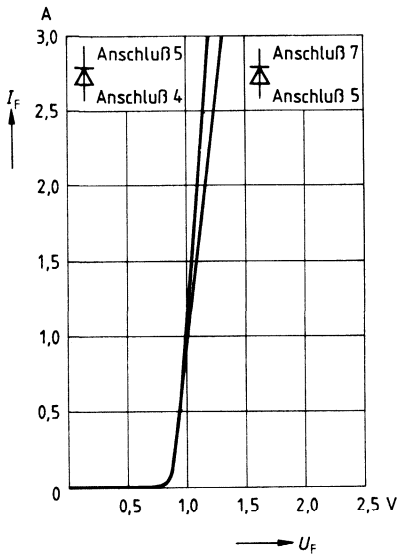
**Gleichtaktunterdrückung**  $k_{CMR} = f(T_G)$   
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$



**Sättigungsspannung**  $U_{SAT} = f(I_Q)$   
 $T_G = 25^\circ\text{C}$



Flußstrom  $I_F = f(U_F)$   
 $T_G = 25^\circ\text{C}$



**Vorläufige Daten**

**Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☐ TCA 1365 B	Q67000-A8190	Kunststoff-Leistungsgehäuse P-T66-7-H

Der TCA 1365 ist ein Leistungsoperationsverstärker im Kunststoff-Leistungsgehäuse P-T66-7 (ähnlich TO-220). Er liefert einen hohen Ausgangsstrom von 4 A bei einer max. Versorgungsspannung von  $\pm 21$  V. Der IC ist gegen Kurzschlüsse und thermische Überlastung geschützt.

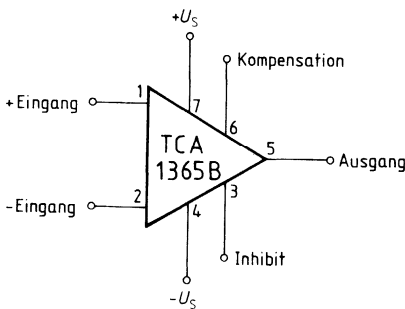
**Eigenschaften**

- Hoher Ausgangsspitzenstrom bis 4 A
- Hohe Versorgungsspannung bis 42 V
- Bis Verstärkung 1 einsetzbar
- Thermischer Überlastschutz
- Interne Leistungsbegrenzung
- Ext. Kompensation
- Inhibit-Eingang (TTL-kompatibel)
- Gleichspannungskurzschlußfest nach  $+U_S$  und  $-U_S$
- Integrierte Freilaufdioden

**Anwendungen**

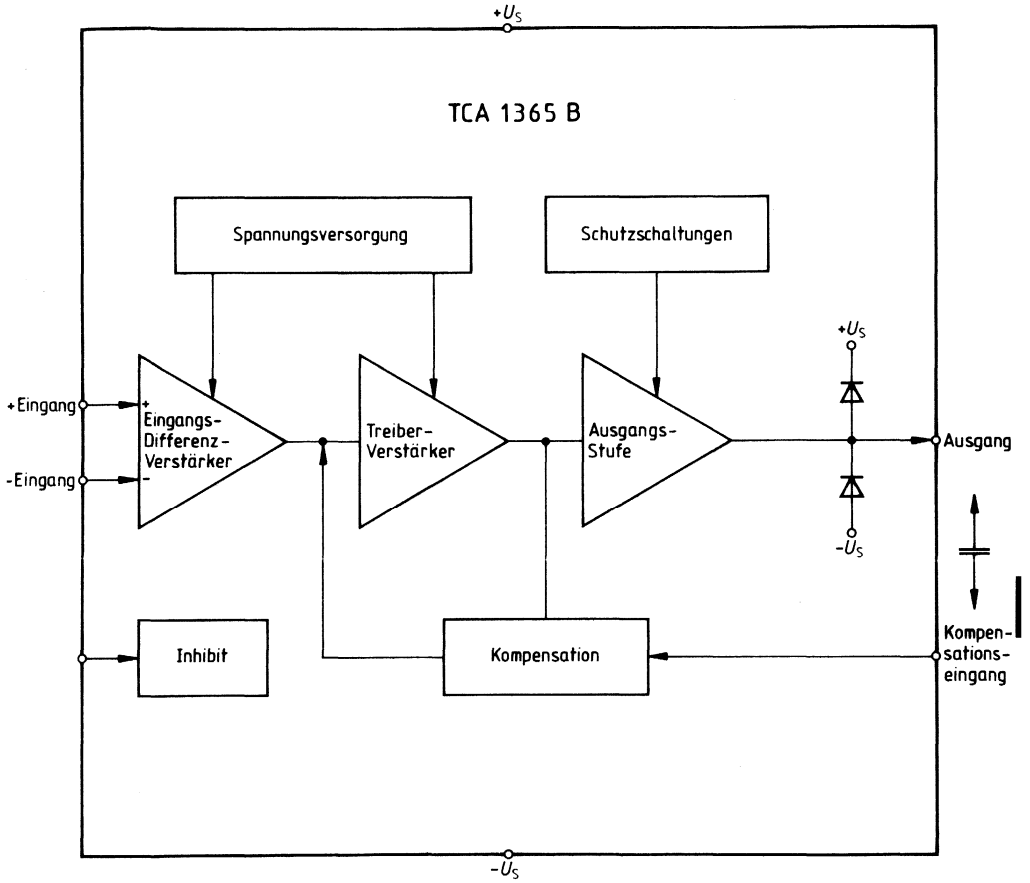
- Leistungskomparator
- Leistungs-Schmitt-Trigger
- Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren
- Leistungsbuffer

**Anschlußanordnung**



Anschluß 4 elektrisch mit der Kühllasche verbunden

Blockschaltbild



**Grenzdaten** $T_U$  -25 °C bis +85 °C

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkungen
Speisespannung	$U_S$	0	$\pm 21$	V	
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$	$-U_S$	$+U_S$	V	
Speisestrom	$I_S$	-3,5	+4,0	A	$U_S \geq \pm 15 \text{ V}; U_Q < -U_S$ $U_S \geq \pm 10 \text{ V}; U_Q < -U_S$
Ausgangsstrom	$I_Q$	-4	+4	A	
Ausgangsstrom	$I_Q$	-2		A	
Ausgangsstrom	$I_Q$	-3		A	
Massestrom	$I_M$	-4,0	+3,5	A	
Strom Anschluß 3, 6	$I_{3,6}$	0	5	mA	
Verlustleistung bei $T_G = 85 \text{ °C}$	$P_V$		20	W	
Sperrschichttemperatur	$T_j$		150	°C	
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-50	150	°C	

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 3$	$\pm 20$	V	
Gehäusetemperatur	$T_G$	-25	85	°C	$P_V = 13 \text{ W}$
Flußstrom der Freilaufdioden	$I_F$		3	A	$T_{j \text{ max}} = 125 \text{ °C}$
Wärmewiderstände					
System-Umgebung	$R_{th \text{ SU}}$		65	K/W	
System-Gehäuse	$R_{th \text{ SG}}$		3	K/W	

**Kenndaten**

$$U_S = \pm 15 \text{ V}, T_G = 25^\circ \text{C}$$

Bezeichnung	Symbol	Meß- schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	$I_S$	1		20	40	mA
Eingangsnulspannung	$U_{I0}$	2	-10		10	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	3	-100		100	nA
Eingangsstrom	$I_I$	3		0,2	1	$\mu\text{A}$
Ausgangsspannung $R_L = 12 \Omega; f = 1 \text{ kHz}$ $R_L = 4 \Omega; f = 1 \text{ kHz}$	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$	4	$\pm 13,0$ $\pm 12,5$	$\pm 13,5$ $\pm 13,0$		V V
Eingangswiderstand $f = 1 \text{ kHz}$	$R_I$	4	1	5		M $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$	5	70	80		dB
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	6	+13/-15	+13,5/-15,1		V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	6	70	80		dB
Betriebsspannungsunterdrückung	$k_{SVR}$	7	-70	-80		dB
Temp. Koeffizient d. $U_{I0}$ $-25^\circ \text{C} \leq T_G \leq +85^\circ \text{C}$	$\alpha_{U_{I0}}$	2		50		$\mu\text{V/K}$
Temp. Koeffizient d. $I_{I0}$ $-25^\circ \text{C} \leq T_G \leq +85^\circ \text{C}$	$\alpha_{I_{I0}}$	3		0,4		nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit v. $U_Q$ im nicht invert. Betrieb	$\frac{du_Q}{dt}$	8		0,5		V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit v. $U_Q$ im invert. Betrieb	$\frac{du_Q}{dt}$	9		0,5		V/ $\mu\text{s}$
Fremdspannung auf den Eingang bezogen DIN 45 405	$U_N$	1		2	5	$\mu\text{V}$
Kurzschlußstrom (S1 geschlossen)	$I_K$	1		0,75		A
(S2 geschlossen)	$I_K$	1		-0,75		A
Leerlaufstromaufnahme (S3 offen; $U_3 \geq 2 \text{ V}$ ) <sup>3)</sup>	$I_S$	1		1,5	3,5	mA

**Inhibit-Eingang (Anschluß 3)**

$U_3$ für Verstärker aus	$U_{3A}$	1	2			V
$U_3$ für Verstärker ein <sup>3)</sup>	$U_{3E}$	1			0,5	V
Einschaltzeit $I_Q \geq 1 \text{ A}^2)$	$t_{dE}$	1		2	5	$\mu\text{s}$
Ausschaltzeit $I_Q \leq 1 \text{ A}^2)$	$t_{dA}$	1		50	100	$\mu\text{s}$

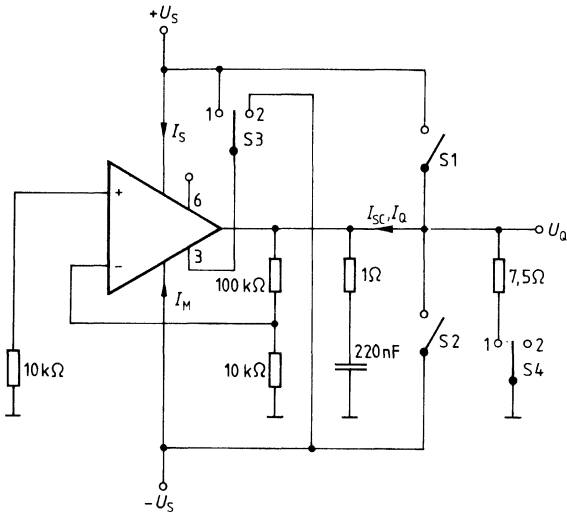
<sup>2)</sup> S4 geschlossen

<sup>3)</sup> bezogen auf  $-U_S$

**Prüf- und Meßschaltungen**

**Bild 1**

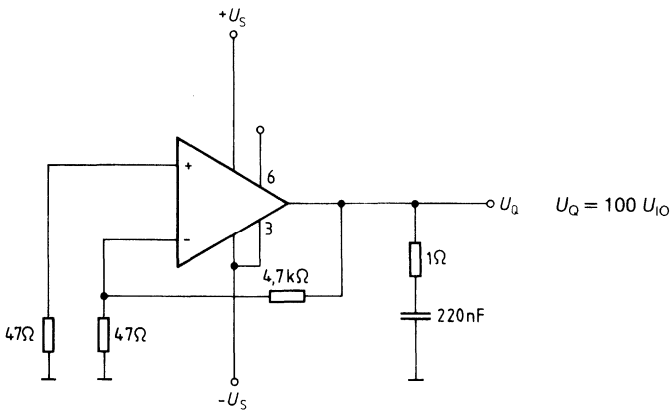
**Leerlaufstromaufnahme; Fremdspannung**



S1 bis S4 wie gezeichnet,  
wenn nicht anders angegeben

**Bild 2**

**Eingangsnulldruck, Temperaturkoeffizient der  $U_{IO}$**



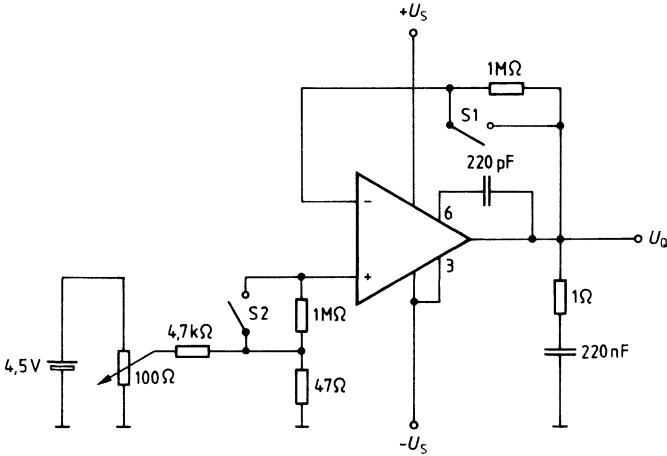
$U_Q = 100 U_{IO}$



**Prüf- und Meßschaltung**

**Bild 3**

**Eingangsnulstrom, Eingangsstrom, Temperaturkoeffizient des  $I_{I0}$**



S1 offen - S2 geschlossen:  $I_{I-} = \frac{U_o}{1\text{ M}\Omega}$

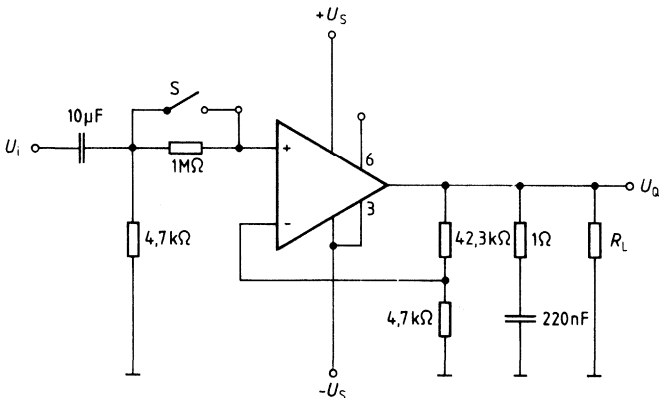
S2 offen - S1 geschlossen:  $I_{I+} = \frac{U_o}{1\text{ M}\Omega}$

S1 offen - S2 offen:  $I_{I0} = \frac{U_o}{1\text{ M}\Omega}$

S1 geschlossen - S2 geschlossen: Offsetabgleich

**Bild 4**

**Ausgangsspannung, Eingangswiderstand**



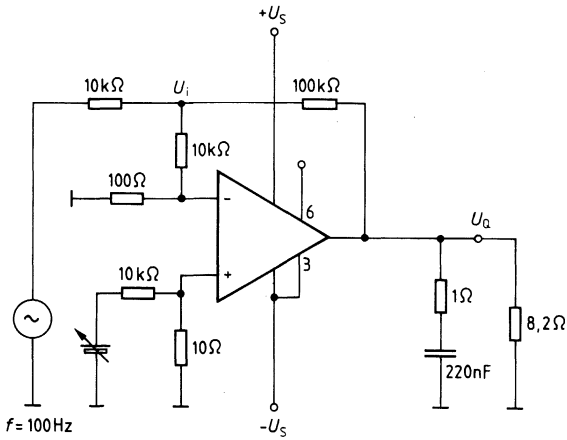
S geschlossen: Messung von  $U_{Qss}$

S offen/geschlossen: Messung von  $R_1$

## Prüf- und Meßschaltungen

Bild 5

### Leerlaufspannungsverstärkung

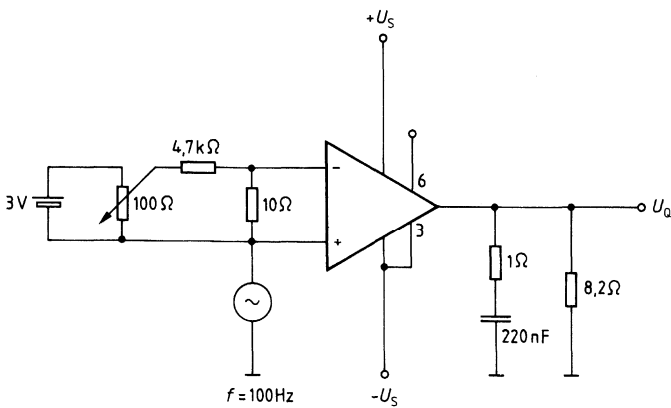


$$V_{UO} = \left| 20 \lg 101 \cdot \frac{U_o}{U_i} \right| \text{ [dB]}$$

Bild 6

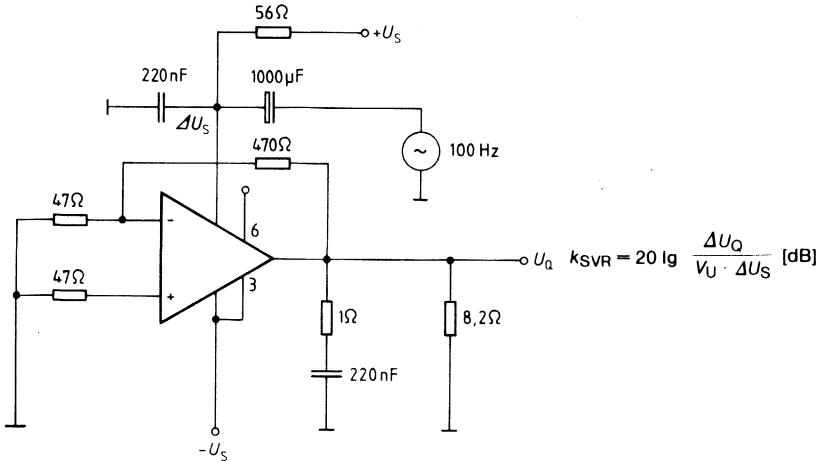
### Gleichtaktverstärkung $V_{UC}$

Gleichtaktunterdrückung  $k_{CMR}$  (dB) =  $V_{UO}$  (dB) -  $V_{UC}$  (dB)

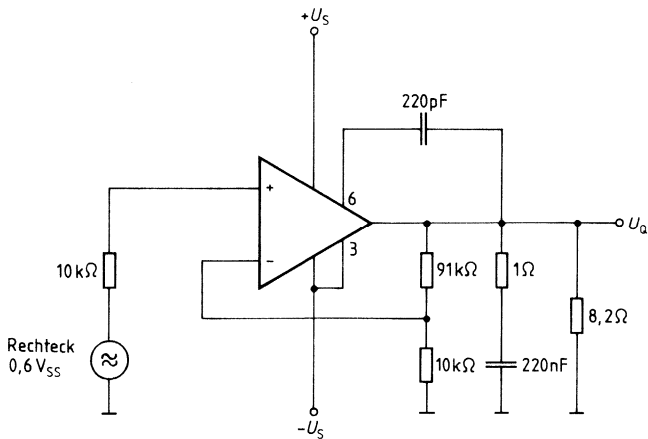


**Prüf- und Meßschaltungen**

**Bild 7**  
Betriebsspannungsunterdrückung



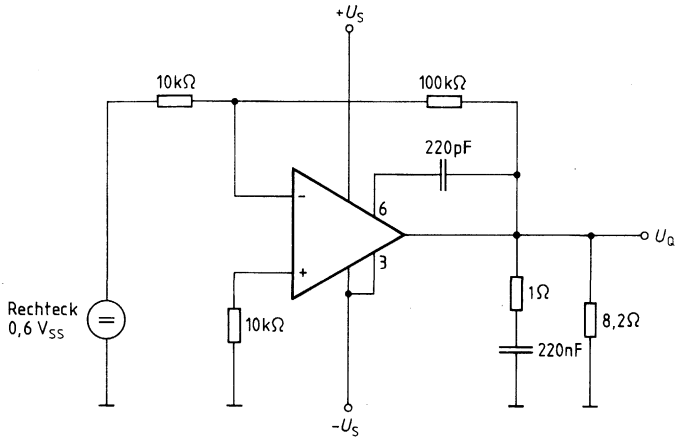
**Bild 8**  
Anstiegsgeschwindigkeit im nicht invertierenden Betrieb



## Prüf- und Meßschaltungen

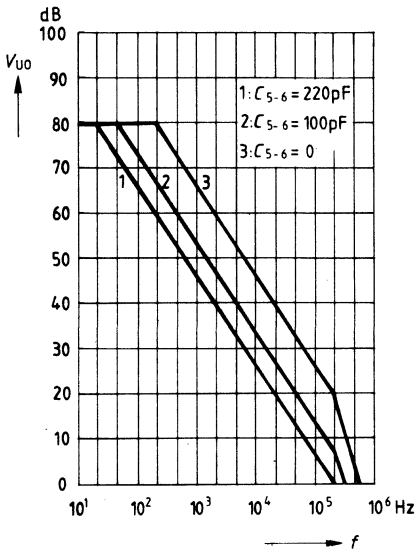
## Bild 9

## Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb



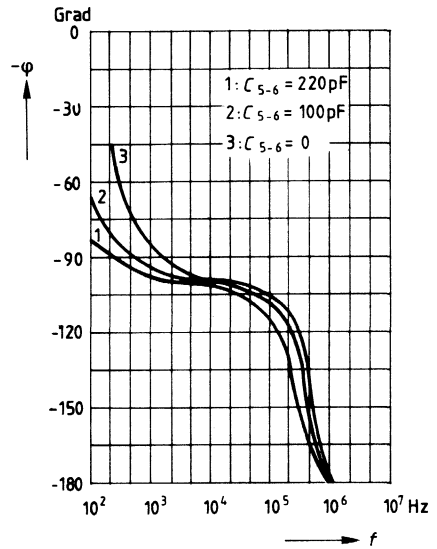
**Amplitudengang  $V_{UO} = f(f)$**

$T_G = 25^\circ\text{C}; U_S = \pm 15\text{ V}$



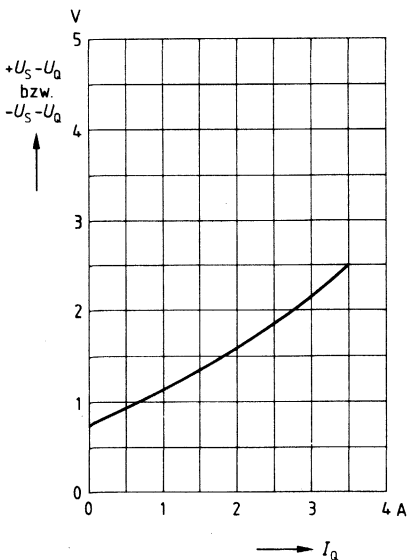
**Phasenlage  $-\varphi = f(f)$**

$T_G = 25^\circ\text{C}; U_S = \pm 15\text{ V}$



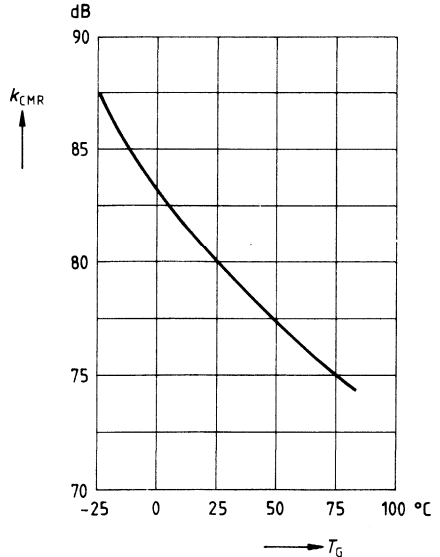
**Sättigungsspannung  $U_{\text{sat}} = f(I_Q)$**

$T_G = 25^\circ\text{C}$



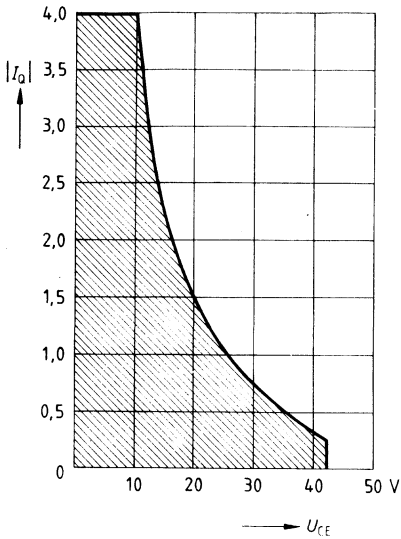
**Gleichtaktunterdrückung  $k_{\text{CMR}} = f(T_G)$**

$U_S = \pm 15\text{ V}$

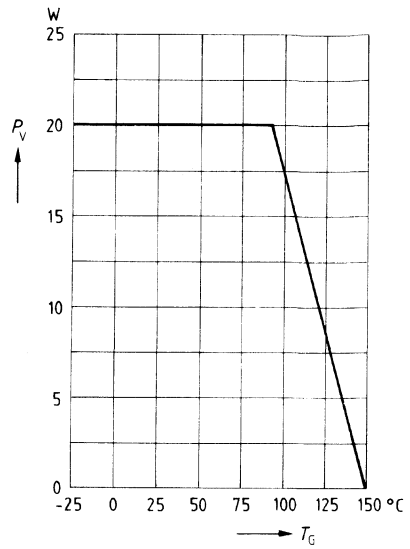


**SOA-Arbeitsbereich  $I_Q = f(U_{CE})$**   
 (sicherer Arbeitsbereich der Ausgangsstufe)

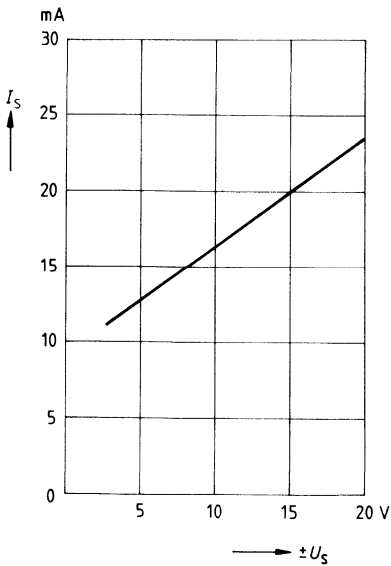
A  $T_G = 25^\circ\text{C}$ ;  $U_{CE} = +U_S - U_Q$  bzw.  $U_{CE} = -U_S - U_Q$



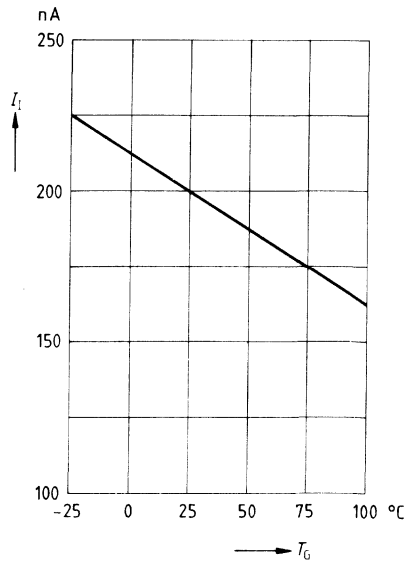
**Max. zulässige Verlustleistung  $P_V = f(T_G)$**



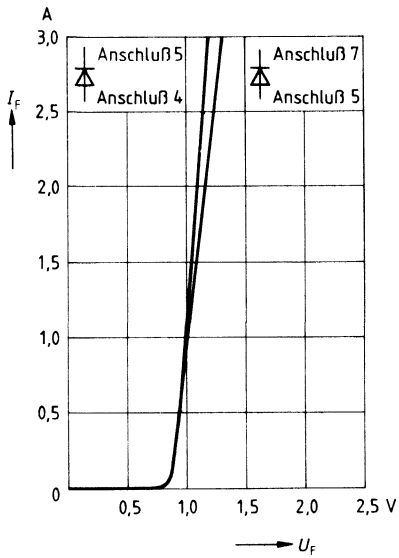
**Stromaufnahme  $I_S = f(U_S)$**   
 $T_G = 25^\circ\text{C}$



**Eingangsstrom  $I_I = f(T_G)$**   
 $U_S = \pm 15\text{ V}$



Flußstrom  $I_F = f(U_F)$   
 $T_G = 25^\circ\text{C}$



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
■ TCA 2365	Q67000-A1876	P-SIP-9
TCA 2365 A	Q67000-A8017	P-DIP-18-L9

Der TCA ist ein Zweifach-Leistungsoperationsverstärker im P-SIP-9 Gehäuse. Die integrierte Schaltung enthält zwei identische Verstärker, die einen hohen Ausgangsstrom von 2,5 A pro Verstärker bei Versorgungsspannungen zwischen  $\pm 4$  V und  $\pm 15$  V liefern. Über einen Inhibit-Eingang können beide Verstärker gemeinsam abgeschaltet werden (Tristate;  $Z_0 \approx 4$  k $\Omega$ ). Integrierte Schutzschaltungen machen die Ausgänge gegen  $+U_s$  und  $-U_s$  kurzschlußfest und verhindern eine Überhitzung der integrierten Schaltungen.

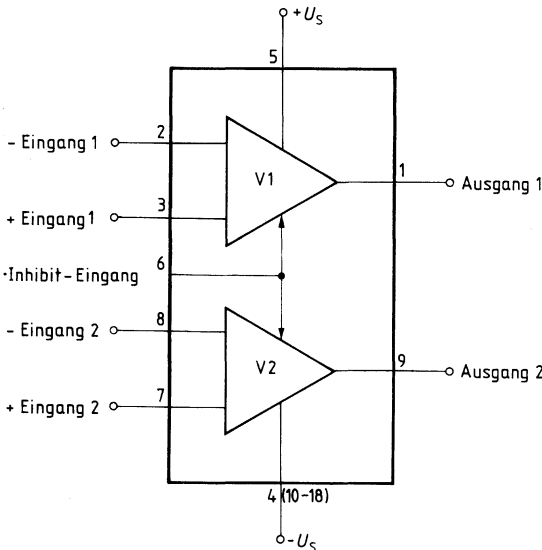
**Eigenschaften**

- Hoher Ausgangsstrom von 2 mal 2,5 A
- Weiter Betriebsspannungsbereich 8 V bis 32 V
- Große Anstiegsgeschwindigkeit mit 4 V/ $\mu$ s
- Ausgänge voll geschützt (DC kurzschlußfest)
- Thermischer Überlastungsschutz
- Ausgänge „tristatefähig“ durch Inhibit-Eingang

**Anwendungen**

- Leistungskomparator
- Leistungs-Schmitt-Trigger
- Drehzahlregelung für Gleichstrommotoren

**Anschlußanordnung TCA 2365 (TCA 2365A)**



Anschluß 4 elektrisch mit der Kühlflasche verbunden (Anschluß 4 ist extern mit Anschluß 10-18 zu verbinden)



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	TCA 2365	TCA 2365 A	Einheit
Speisespannung $t = 50 \text{ ms}$	$U_S$	$\pm 16$	$\pm 16$	V
	$U_S$	$\pm 18$	$\pm 18$	V
Differenzeingangsspannung Ausgangsspannung	$U_{ID}$	$\pm U_S$	$\pm U_S$	V
	$U_Q$	$-U_S - 1 \text{ bis } +U_S + 1$		V
Ausgangsspitzenstrom Speisestrom	$I_Q$	$\pm 2,5$	$\pm 2,5$	A
	$I_S$	5,5	5,5	A
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	$T_j$	150	150	$^{\circ}\text{C}$
	$T_{\text{stg}}$	-55 bis 150	-55 bis 150	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung System-Gehäuse	$R_{\text{th SU}}$	65	60	K/W
	$R_{\text{th SG}}$	6	10	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 4 \text{ bis } \pm 15$	$\pm 4 \text{ bis } \pm 15$	V
Gehäusetemperatur $P_{\text{tot}} = 10,0 \text{ W}$	$T_G$	-25 bis 85	-25 bis 85	$^{\circ}\text{C}$
Spannungsverstärkung	$V_{U \text{ min}}$	10	10	dB

**Kenndaten** $U_S = \pm 10 \text{ V}; T_G = 25^\circ \text{C}$ 

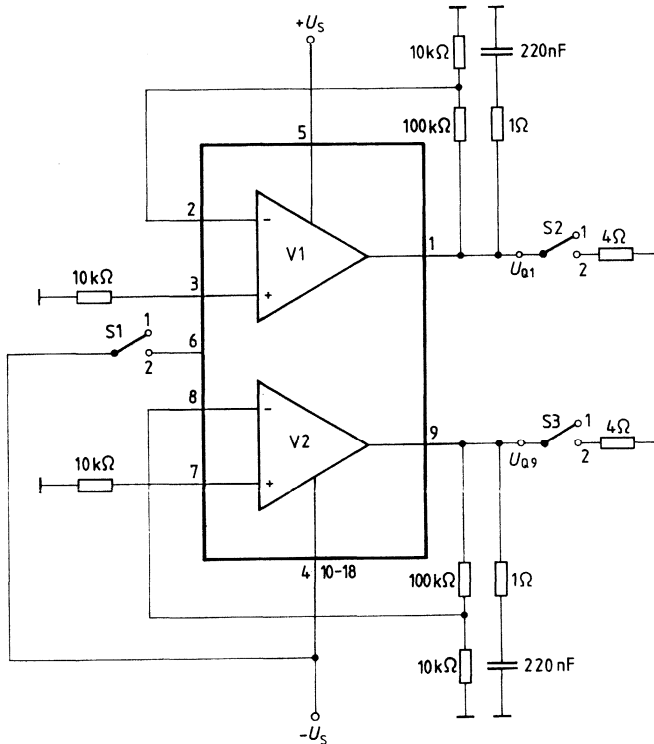
Bezeichnung	Symbol	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme						
S1 in Stellung 1	$I_S$	1		30	50	mA
S1 in Stellung 2	$I_{SM}$	1		5	8	mA
Eingangsnulspannung	$U_{I0}$	2	-10		10	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	3	-100		100	nA
Eingangsstrom	$I_I$	3		0,25	1	$\mu\text{A}$
Ausgangsspannung						
$R_L = 12 \Omega; f = 1 \text{ kHz}$	$U_{QSS}$	4	$\pm 8,5$	$\pm 9,0$		V
$R_L = 4 \Omega; f = 1 \text{ kHz}$	$U_{QSS}$	4	$\pm 8,0$	$\pm 8,5$		V
$R_L = 470 \Omega; f = 50 \text{ kHz}$	$U_{QSS}$	4		$\pm 6,0$		V
Eingangswiderstand $f = 1 \text{ kHz}$	$R_I$	4	1	5		M $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung	$V_{U0}$	5	70	80		dB
$f = 100 \text{ Hz}$						
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	6	+7/-10	+7,5/-10,5		V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{QMR}$	6	70	80		dB
Speisespannungsunterdrückung	$k_{SVR}$	7	70	80		dB
Temperaturkoeffizient	$\alpha_{U_{I0}}$	2		50		$\mu\text{V/K}$
der $U_{I0}$ für						
$-25^\circ \text{C} \leq T_G \leq 85^\circ \text{C}$						
Temperaturkoeffizient	$\alpha_{I_{I0}}$	3		0,4		nA/K
des $I_{I0}$ für						
$-25^\circ \text{C} \leq T_G \leq 85^\circ \text{C}$						
Anstiegsgeschwindigkeit	$\frac{du_q}{dtr}$	8		4		V/ $\mu\text{s}$
von $U_q$ im nicht						
invertierenden Betrieb*)						
Anstiegsgeschwindigkeit	$\frac{du_q}{dtr}$	9		4		V/ $\mu\text{s}$
von $U_q$ im						
invertierenden Betrieb*)						
Fremdspannung auf den	$U_N$	1		3		$\mu\text{V}$
Eingang bezogen						
Inhibit-Eingang						
(auf $-U_S$ bezogen)						
$U_6$ für IC ausgeschaltet	$U_{6A}$	1	0		1,0	V
$U_6$ für IC eingeschaltet	$U_{6E}$	1	3,0		6	V
Einschaltzeit	} bezüglich $U_{6A/E}$ S2 und S3 in Stellung 2	$t_{dE}$	1	2	5	$\mu\text{s}$
$ I_{1,9}  > 1 \text{ A}$						
Ausschaltzeit		$t_{dA}$	1	15	30	$\mu\text{s}$
$ I_{1,9}  < 1 \text{ A}$						

\*) siehe Vorwort zu Operationsverstärkern –Leistungsbandbreite –

## Meßschaltungen

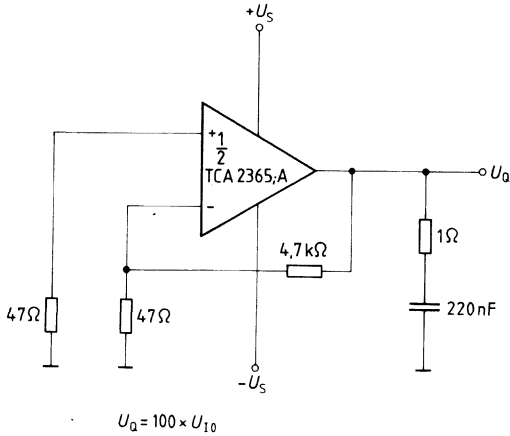
**Bild 1**

**Leeriaufstromaufnahme, Fremdspannung, Abschaltspannung**

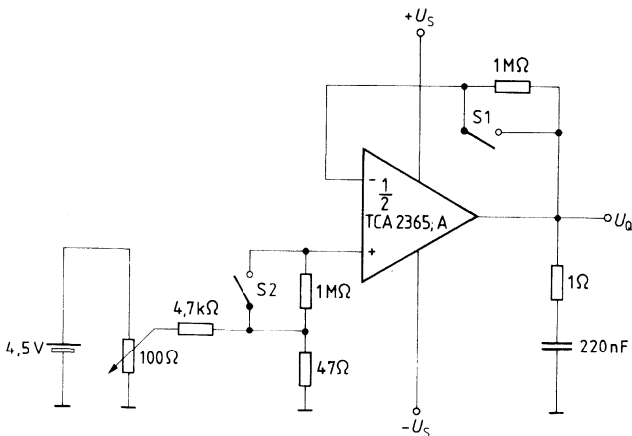


Schalter wie gezeichnet, wenn nicht anders angegeben

**Bild 2**  
Eingangsnulspannung, TK der  $U_{10}$



**Bild 3**  
Eingangsnulstrom; Eingangsstrom, TK des  $I_{10}$



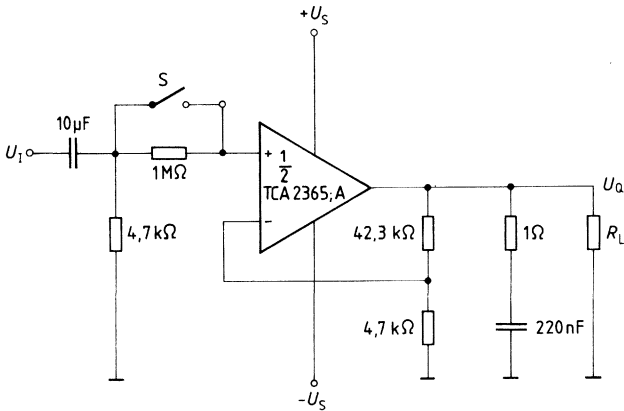
$$S1 \text{ offen} - S2 \text{ geschlossen: } I_{1-} = \frac{U_O}{1 \text{ M}\Omega}$$

$$S2 \text{ offen} - S1 \text{ geschlossen: } I_{1+} = \frac{U_O}{1 \text{ M}\Omega}$$

$$S1 \text{ offen} - S2 \text{ offen: } I_{10} = \frac{U_O}{1 \text{ M}\Omega}$$

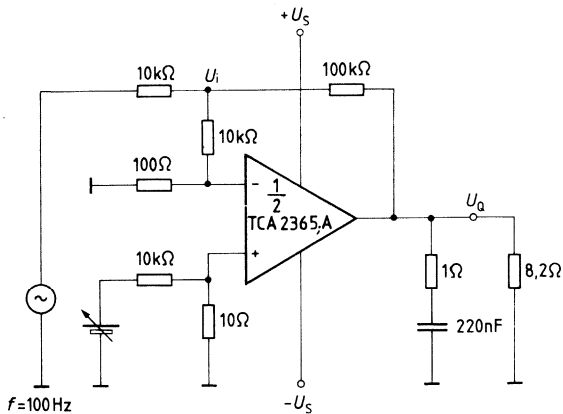
S1 geschlossen - S2 geschlossen: Offsetabgleich

**Bild 4**  
Ausgangsspannung, Eingangswiderstand



S geschlossen: Messung von  $U_{Q_{ss}}$   
S offen/geschlossen: Messung von  $R_1$

**Bild 5**  
Leerlaufspannungsverstärkung

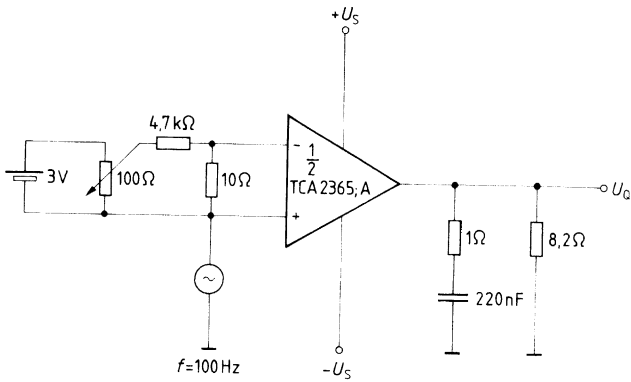


$$V_{U0} = \left| 20 \times \lg 101 \frac{U_a}{U_i} \right|$$

**Bild 6**

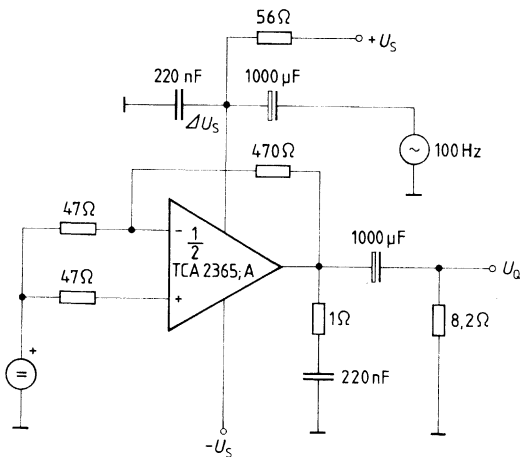
**Gleichtaktverstärkung  $V_{UC}$**

**Gleichtaktunterdrückung  $k_{CMR} \text{ (dB)} = V_{U0} \text{ (dB)} - V_{UC} \text{ (dB)}$**



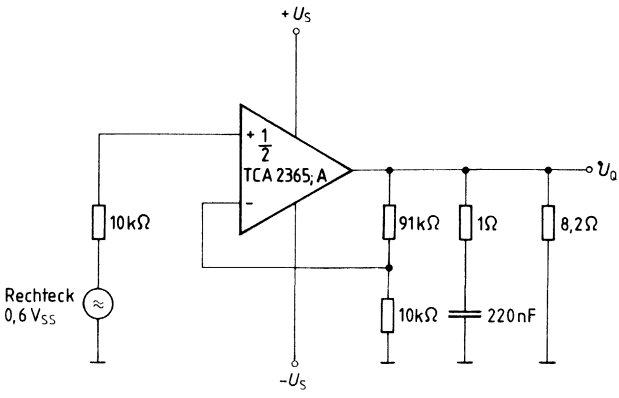
**Bild 7**

**Speisespannungsunterdrückung**

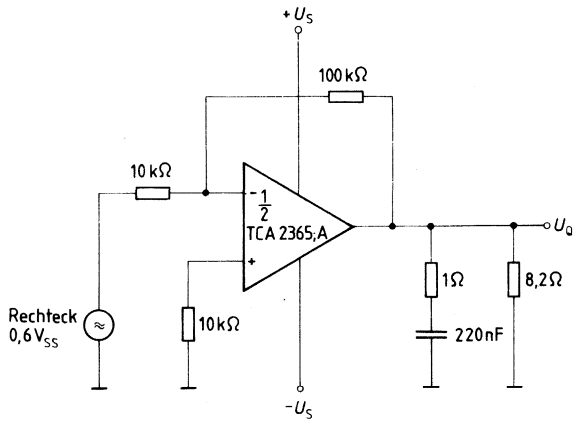


$$k_{SVR} = 20 \lg \frac{\Delta U_o}{V_U \cdot \Delta U_S} \text{ [dB]}$$

**Bild 8**  
Anstiegsgeschwindigkeit im nicht invertierenden Betrieb

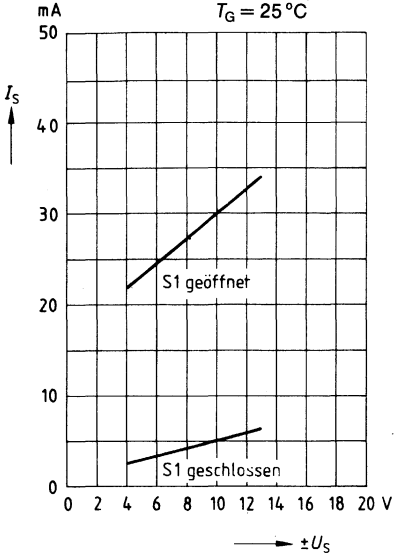


**Bild 9**  
Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb

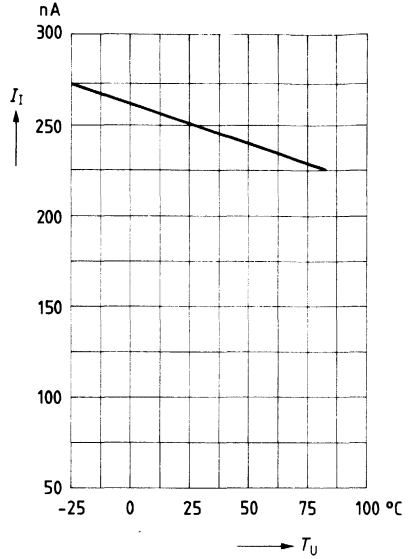


**Kennlinien**

**Stromaufnahme  $I_S = f(U_S)$**   
 $I_{SM} = f(U_S)$   
 $T_G = 25^\circ\text{C}$

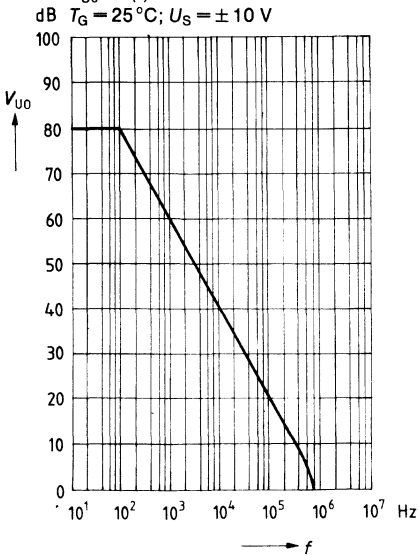


**Eingangsstrom  $I_I = f(T_U)$**



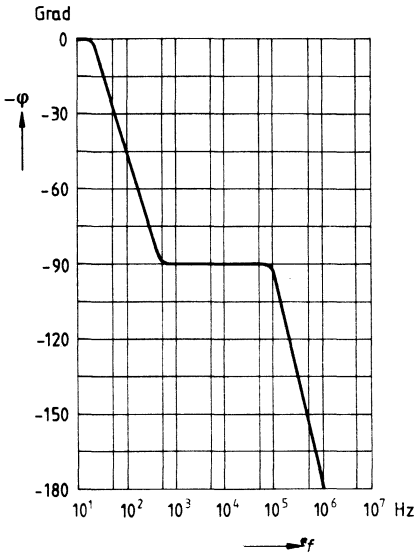
**Leerlaufspannungsverstärkung**

$V_{U0} = f(f)$   
 $T_G = 25^\circ\text{C}; U_S = \pm 10\text{ V}$

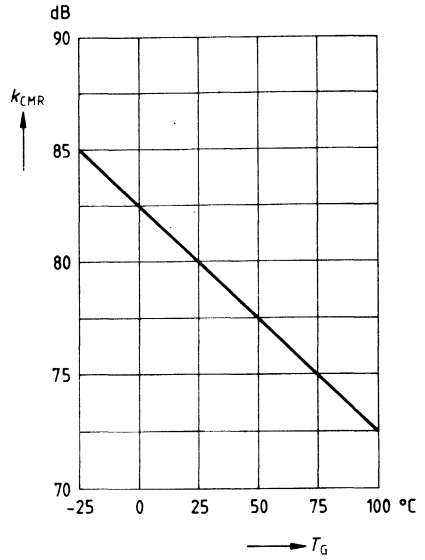




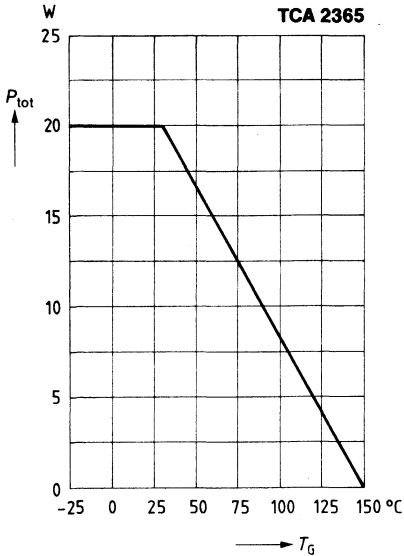
**Phasengang  $-\varphi = f(f)$**   
 $U_S = \pm 10 \text{ V}, T_G = 25^\circ\text{C}$



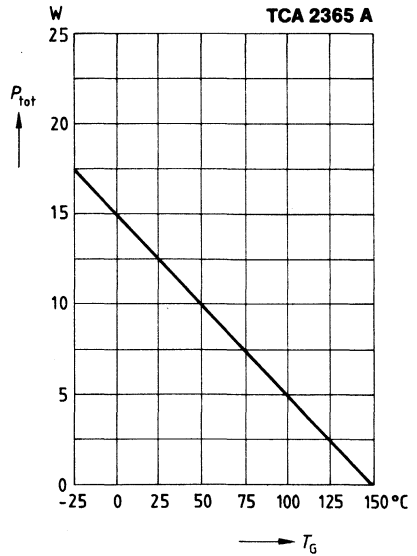
**Gleichtaktunterdrückung  $k_{CMR} = f(T_U)$**   
 $U_S = \pm 10 \text{ V}$



**Max. zulässige Verlustleistung**  
 $P_{tot} = f(T_G)$



**Max. zulässige Verlustleistung**  
 $P_{tot} = f(T_G)$



## Vorläufige Daten

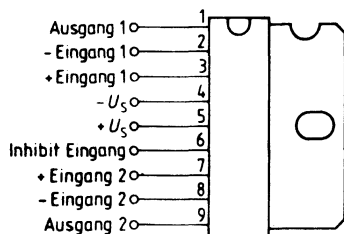
## Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 2465	Q67000-A8109	P-SIP-9

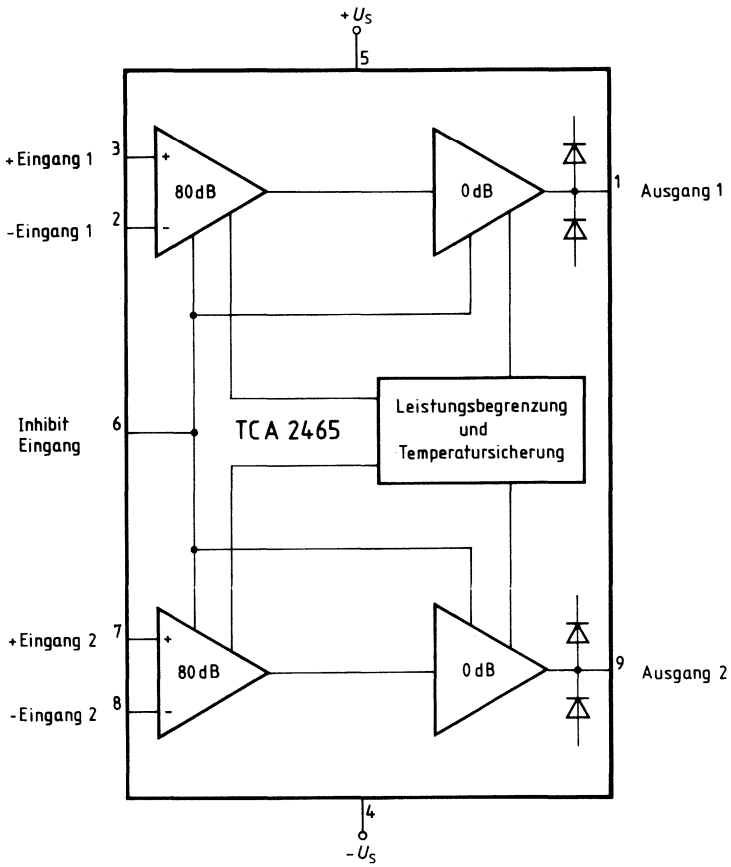
Der TCA 2465 ist ein Zweifach-Leistungsoperationsverstärker im P-SIP-9-Gehäuse. Die integrierte Schaltung enthält zwei identische Verstärker, die einen hohen Ausgangsstrom von 2,5 A pro Verstärker bei Versorgungsspannungen zwischen  $\pm 3\text{ V}$  und  $\pm 20\text{ V}$  liefern. Über einen Inhibit-Eingang können beide Verstärker bei  $U_i \geq 2\text{ V}$  abgeschaltet werden. Das gleiche gilt für einen offenen Anschluß 6. Integrierte Schutzschaltungen machen die Ausgänge gegen  $+U_s$  und  $-U_s$  kurzschlußfest und verhindern eine Überhitzung der integrierten Schaltung.

- Hoher Ausgangsstrom von zweimal 2,5 A
- Weiter Speisespannungsbereich bis 42 V
- Große Anstiegsgeschwindigkeit mit  $2\text{ V}/\mu\text{s}$
- Ausgänge voll geschützt (DC kurzschlußfest)
- Thermischer Überlastschutz
- Ausgänge „tristate-fähig“ durch Inhibit-Eingang
- Integrierte Freilaufdioden

## Anschlußbelegung



Blockschaltbild



**Grenzdaten** $T_G = -40^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkungen
Speisespannung	$U_S$		$\pm 21$	V	
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$		$(-U_S) + (U_S)$	V	$\Delta U_{2,3}$ bzw. $\Delta U_{6,7}$
Ausgangsstrom	$I_Q$	-2,5	2,5	A	$I_1$ bzw. $I_9$
Ausgangsstrom	$I_Q$	-1,5		A	$U_S \geq \pm 15\text{ V}; U_Q < -U_S$
Speisestrom	$I_S$	-5	5,5	A	$I_3$
Massestrom	$I_M$	-5,5	5	A	$I_4$
Eingangsspannung	$U_1$	$-U_S$	$+U_S$	V	$U_2, U_3, U_7, U_8$
Inhibiteingang	$U_6$	$-U_S$	$+U_S$	V	
Sperrschichttemperatur	$T_j$		150	$^\circ\text{C}$	
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-50	150	$^\circ\text{C}$	

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 3$	$\pm 20$	V	
Gehäusetemperatur	$T_G$	-40	85	$^\circ\text{C}$	$P_V = 12\text{ W}$
Spannungsverstärkung	$V_{u\text{ min}}$	20		dB	
Wärmewiderstände					
System-Umgebung	$R_{th\text{ SU}}$		60	K/W	
System-Gehäuse	$R_{th\text{ SG}}$		5	K/W	

**Kenndaten**

$$U_S = \pm 10 \text{ V}, T_G = 25^\circ \text{C}$$

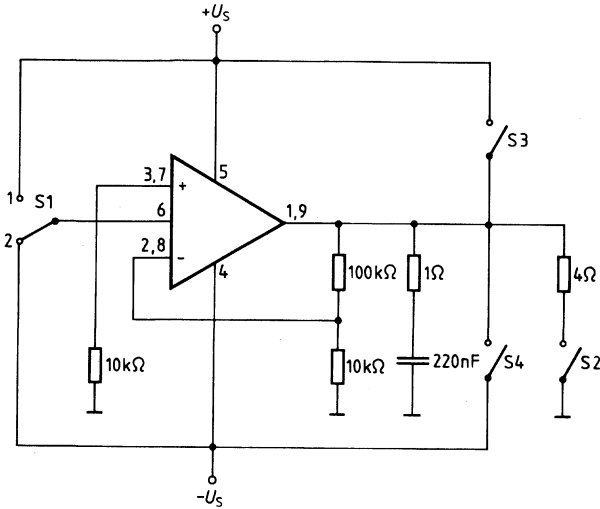
Bezeichnung	Symbol	Meß- schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme S1 in Stellung 1 und 2	$I_S$	1		30	50	mA
Eingangsnulspannung	$U_{I0}$	2	-10		10	mV
Eingangsnulstrom	$I_{I0}$	3	-100		100	nA
Eingangsstrom	$I_I$	3		0,25	1	$\mu\text{A}$
Ausgangsspannung $R_L = 12 \Omega; f = 1 \text{ kHz}$	$U_{QSS}$	4	$\pm 8,5$	$\pm 9,0$		V
$R_L = 4 \Omega; f = 1 \text{ kHz}$	$U_{QSS}$	4	$\pm 8,0$	$\pm 8,5$		V
$R_L = 470 \Omega; f = 40 \text{ kHz}$	$U_{QSS}$	4		$\pm 8,0$		V
Eingangswiderstand $f = 1 \text{ kHz}$	$R_I$	4	1	5		M $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$	5	70	80		dB
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	6	+7/-10	+7,5/-10,5		V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	6	70	80		dB
Speisespannungsunterdrückung	$k_{SVR}$	7	-70	-80		dB
Temperaturkoeffizient d. $U_{I0}$ $-40^\circ \text{C} \leq T_G \leq +85^\circ \text{C}$	$\alpha_{UI0}$	2		50		$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizienz d. $I_{I0}$ $-40^\circ \text{C} \leq T_G \leq +85^\circ \text{C}$	$\alpha_{II0}$	3		0,4		nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit v. $U_Q$ im nicht invert. Betrieb	$\frac{du_Q}{dt}$	8		2		V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit v. $U_Q$ im invert. Betrieb	$\frac{du_Q}{dt}$	9		2		V/ $\mu\text{s}$
Fremdspannung (nach DIN 45 405 auf den Eingang bezogen)	$U_N$	1		3		$\mu\text{V}$
Inhibit-Eingang (auf $-U_S$ bezogen)						
$U_6$ für IC ausgeschaltet	$U_{6A}$	1	2,0			V
$U_6$ für IC eingeschaltet	$U_{6E}$	1			0,8	V
H-Eingangsstrom ( $U_6 = 5 \text{ V}^2$ )	$I_{6H}$	1		0,1	0,5	$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom ( $U_6 = 0 \text{ V}^2$ )	$I_{6L}$	1		0,5	3,0	$\mu\text{A}$
Einschalttotzeit $I_{I_{1;9}} > 1 \text{ A}^1$	bezüglich $U_{6A/E}$	$t_{dE}$	1	10	20	$\mu\text{s}$
Ausschalttotzeit $I_{I_{1;9}} < 1 \text{ A}^1$		$t_{dA}$	1	10	20	$\mu\text{s}$
Kurzschlußstrom (S3 geschlossen)	$I_K$	1		1		A
Kurzschlußstrom (S4 geschlossen)	$I_K$	1		1		A

<sup>1)</sup> Schalter S2 geschlossen

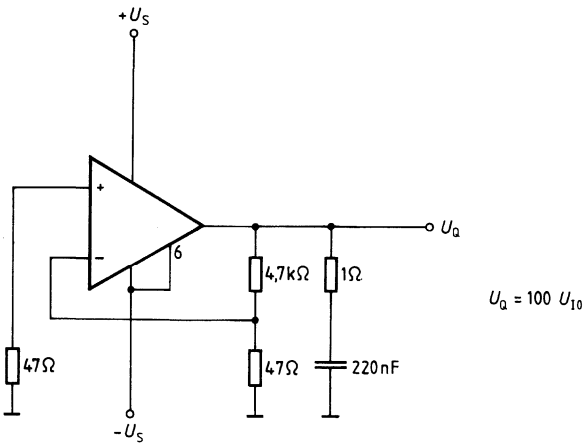
<sup>2)</sup> bezogen auf  $-U_S$

**Meßschaltungen**

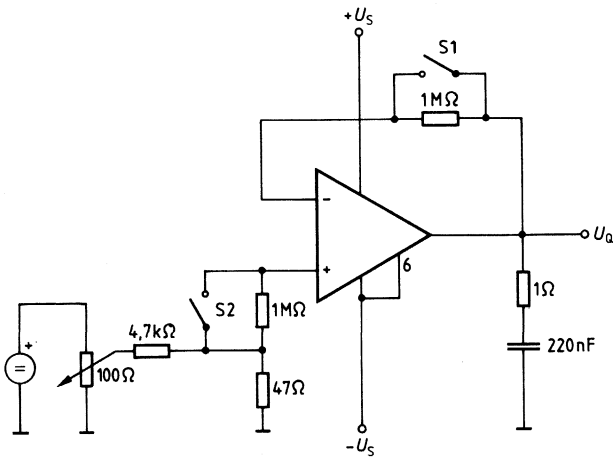
**1. Leerlaufstromaufnahme; Fremdspannung**



**2. Eingangsnulspannung; TK der  $U_{10}$**



3. Eingangsnullstrom; Eingangsstrom; TK des  $I_{IO}$



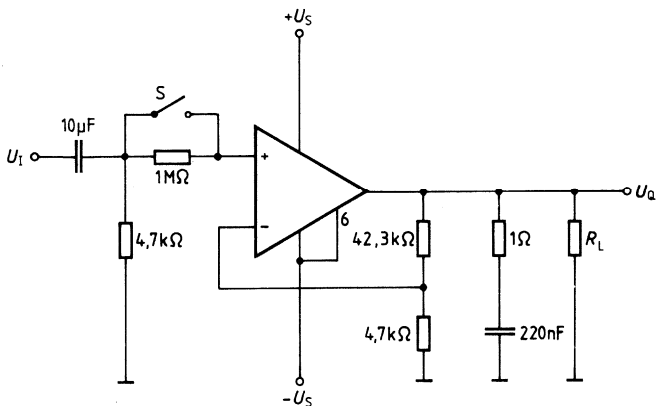
S1 offen - S2 geschlossen:  $I_{I-} = \frac{U_a}{1M\Omega}$

S2 offen - S1 geschlossen:  $I_{I+} = \frac{U_a}{1M\Omega}$

S1 offen - S2 offen:  $I_{IO} = \frac{U_a}{1M\Omega}$

S1 geschlossen - S2 geschlossen: Offsetabgleich

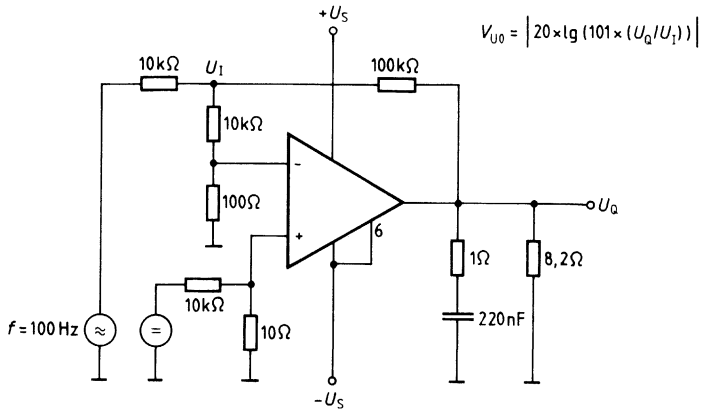
4. Ausgangsspannung; Eingangswiderstand



S geschlossen: Messung von  $U_{aSS}$

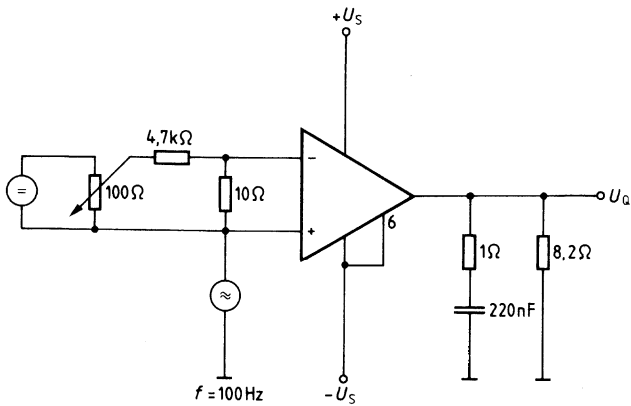
S offen/geschlossen: Messung von  $R_I$

### 5. Leerlaufspannungsverstärkung $V_{UO}$



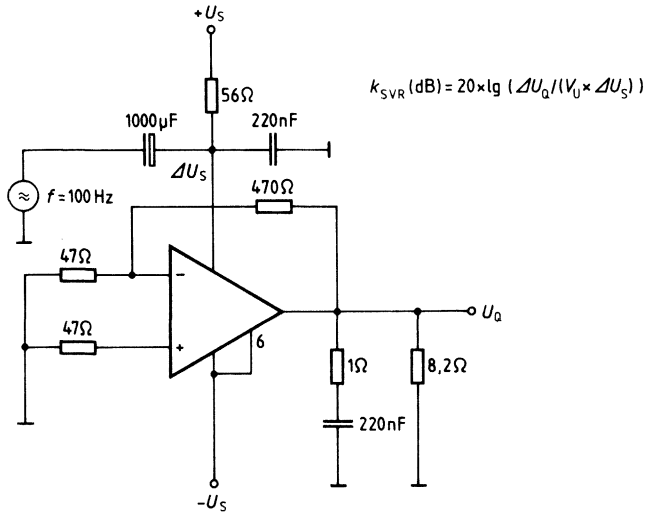
### 6. Gleichtaktverstärkung $V_{UC}$

Gleichtaktunterdrückung  $k_{CMR} \text{ (dB)} = V_{UO} \text{ (dB)} - V_{UC} \text{ (dB)}$

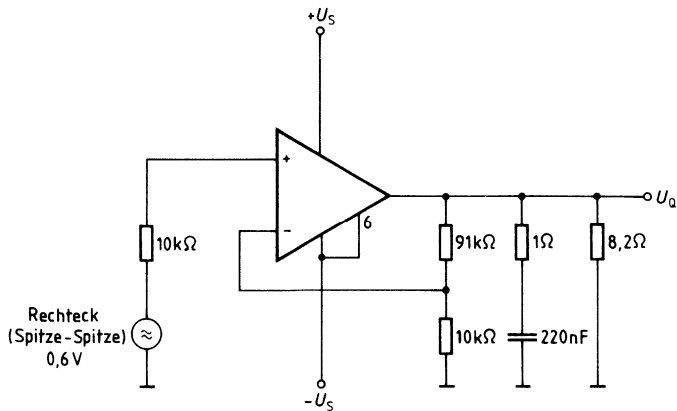




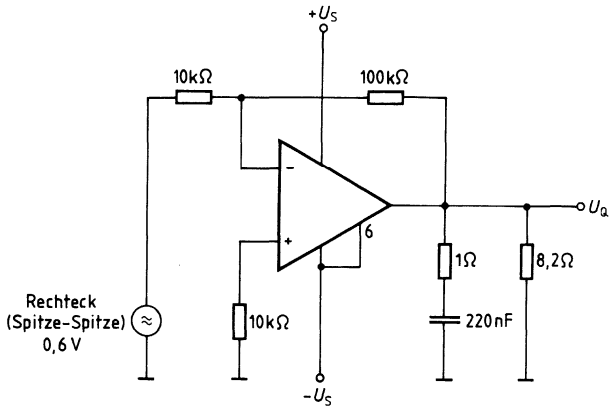
7. Betriebsspannungsunterdrückung  $k_{SVR}$



8. Anstiegsgeschwindigkeit im nichtinvertierenden Betrieb

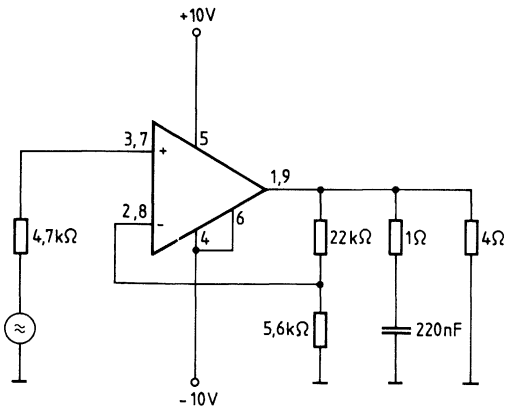


### 9. Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb



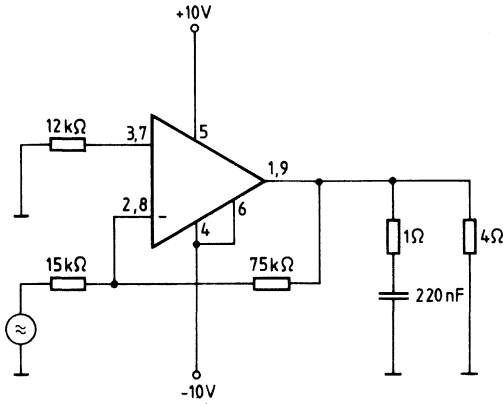
### Anwendungsschaltung 1

Nichtinvertierender Betrieb;  $V_U = 5$

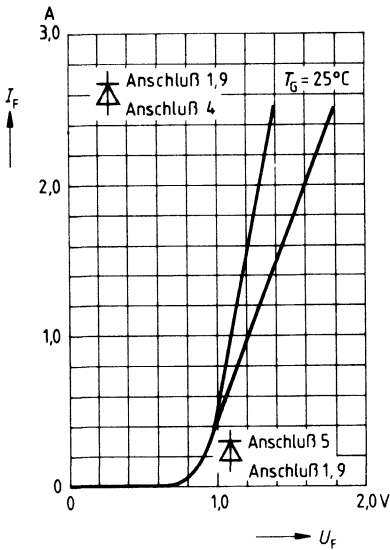


**Anwendungsschaltung 2**

Invertierender Betrieb;  $V_U = -5$



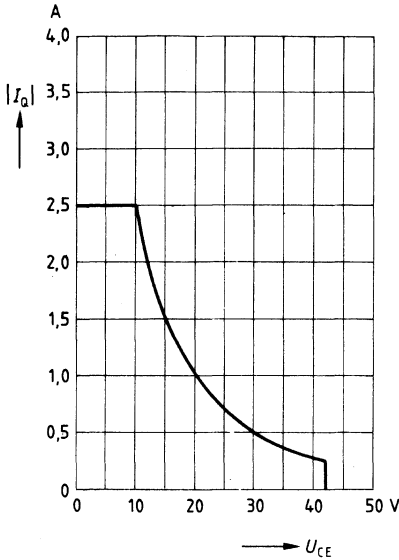
**Flußstrom  $I_F = f(U_F)$**



**SOA-Arbeitsbereich**  $I_Q = f(U_{CE})$

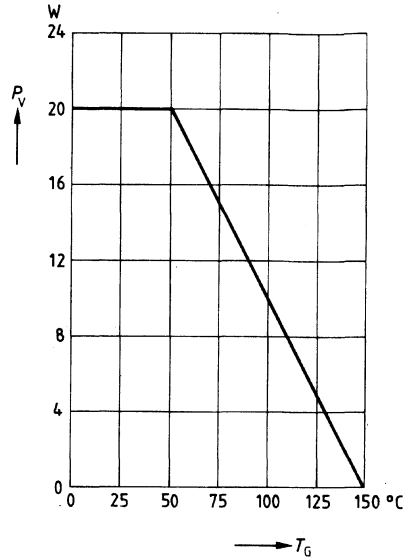
$T_G = 25^\circ\text{C}$ ,  $U_{CE} = +U_S - U_Q$

$U_{CE} = -U_S - U_Q$



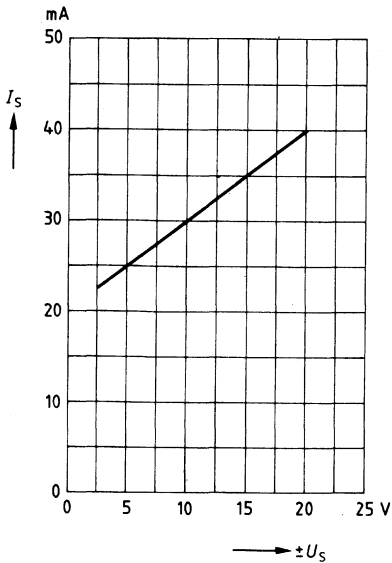
**Max. zulässige Verlustleistung**

$P_V = f(T_G)$



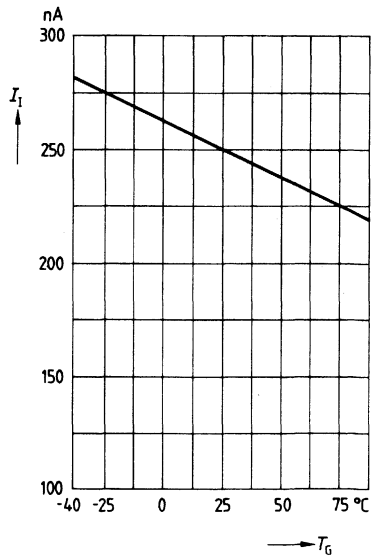
**Stromaufnahme**  $I_S = f(U_S)$

$T_G = 25^\circ\text{C}$

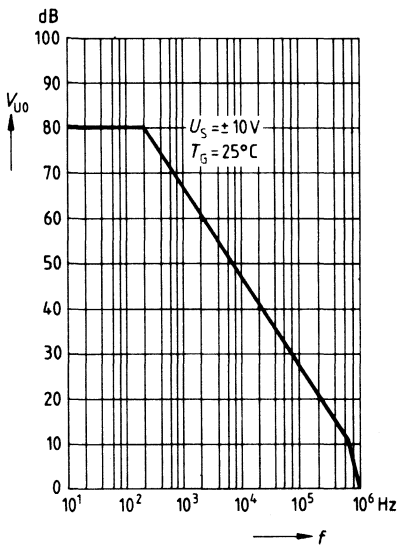


**Eingangsstrom**  $I_I = f(T_G)$

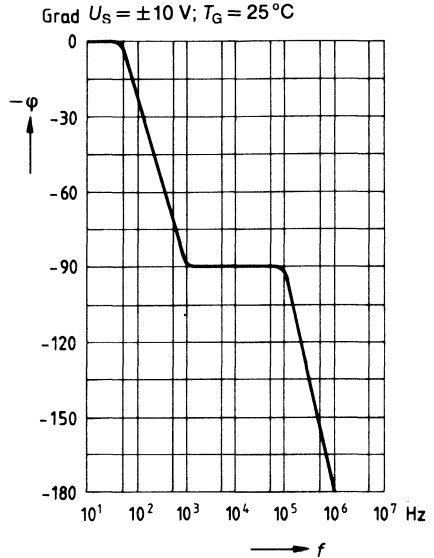
$U_S = \pm 10$  V



**Amplitudengang  $V_{UO} = f(f)$**

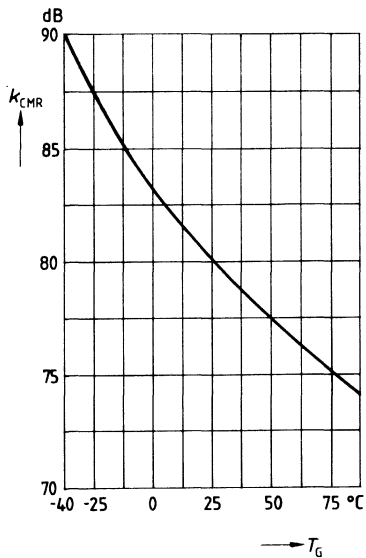


**Phasengang  $-\varphi = f(f)$**



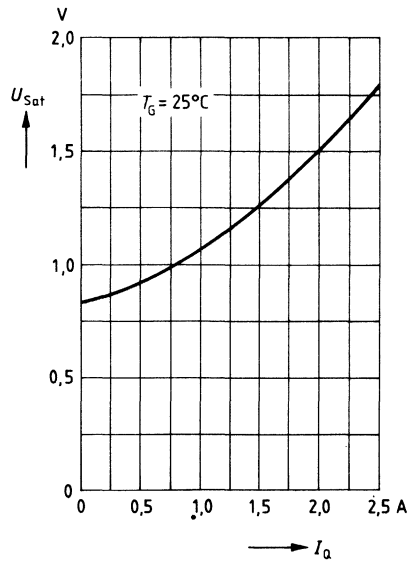
**Gleichtaktunterdrückung**

$k_{CMR} = f(T_G), U_S = \pm 10$  V



**Sättigungsspannung  $U_{Sat} = f(I_Q)$**

$T_G = 25^\circ\text{C}$



Vorläufige Daten

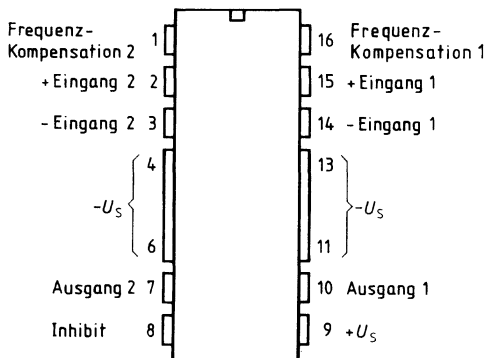
Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 2465 A	Q67000-A8110	P-DIP-16

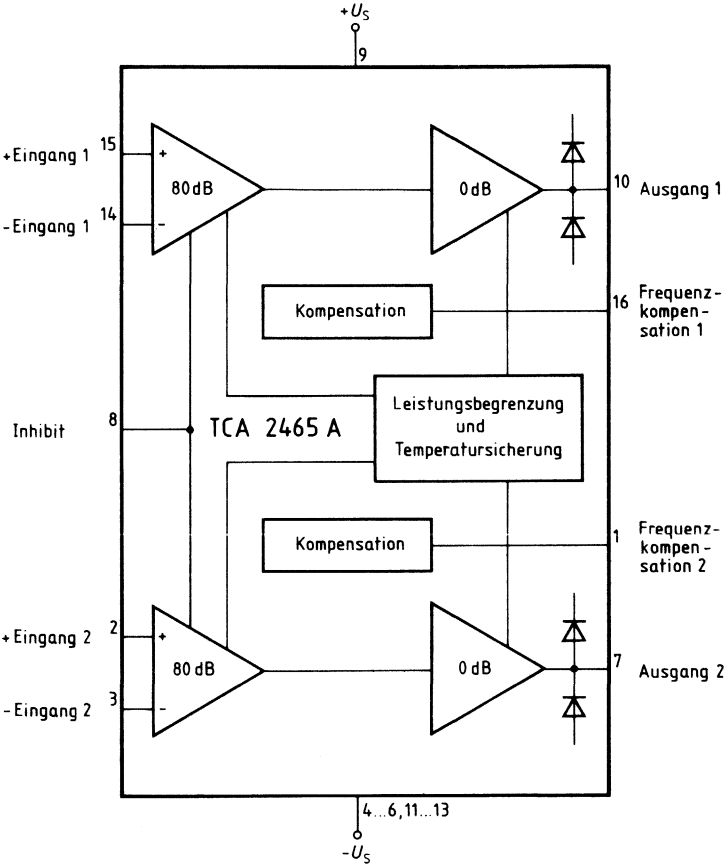
Der TCA 2465 A ist ein Zweifach-Leistungsoperationsverstärker im P-DIP-16-Gehäuse. Die integrierte Schaltung enthält zwei identische Verstärker, die einen hohen Ausgangsstrom von 2,5 A pro Verstärker bei Versorgungsspannungen zwischen  $\pm 3\text{ V}$  und  $\pm 20\text{ V}$  liefern. Interne Kompensationen machen die Verstärker auf min. 20 dB gegenkoppelbar. Wünscht man Spannungsverstärkung von 0 bis 20 dB, läßt sich der TCA 2465 A mit externen Kondensatoren von Anschluß 7 nach 1 bzw. Anschluß 10 nach 16 kompensieren. Über einen Inhibit-Eingang können beide Verstärker bei  $U_b \geq 2\text{ V}$  abgeschaltet werden. Integrierte Schutzschaltungen machen die Ausgänge gegen  $+U_s$  und  $-U_s$  kurzschlußfest und verhindern eine Überhitzung der integrierten Schaltungen.

- Hoher Ausgangsstrom von zweimal 2,5 A
- Weiter Speisespannungsbereich bis 42 V
- Ausgänge voll geschützt (DC kurzschlußfest)
- Thermischer Überlastungsschutz
- Ausgänge „tristate-fähig“ durch Inhibit-Eingang
- Spannungsverstärkung bis 0 dB durch externe Frequenzkompensation möglich
- Integrierte Freilaufdioden

**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)



Blockschaltbild



**Grenzdaten** $T_G = -40^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit	Anmerkungen
Speisespannung	$U_S$		$\pm 21$	V	
Differenzeingangsspannung	$U_{ID}$		$(-U_S) + (U_S)$	V	$\Delta U_{2-3}$ bzw. $\Delta U_{15-14}$
Ausgangsstrom	$I_Q$	-2,5	2,5	A	$I_7$ bzw. $I_{10}$
Ausgangsstrom	$I_Q$	-1,5		A	$U_S \geq \pm 15 \text{ V}; U_Q < -U_S$
Speisestrom	$I_S$	-5	5,5	A	$I_9$
Massestrom	$I_M$	-5,5	5	A	$I_4$
Eingangsspannung	$U_i$	$-U_S$	$+U_S$	V	$U_2, U_3, U_{14}, U_{15}$
Inhibiteingang	$U_B$	$-U_S$	$+U_S$	V	
Sperrschichttemperatur	$T_j$		150	$^\circ\text{C}$	
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-50	150	$^\circ\text{C}$	

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	$\pm 3$	$\pm 20$	V	
Gehäusetemperatur	$T_G$	-40	85	$^\circ\text{C}$	$P_V = 5 \text{ W}$
Wärmewiderstände					
System-Umgebung	$R_{th \text{ SU}}$		60	K/W	
System-Gehäuse	$R_{th \text{ SG}}$		12	K/W	



**Kenndaten**

$$U_S = \pm 10 \text{ V}, T_G = +25^\circ\text{C}$$

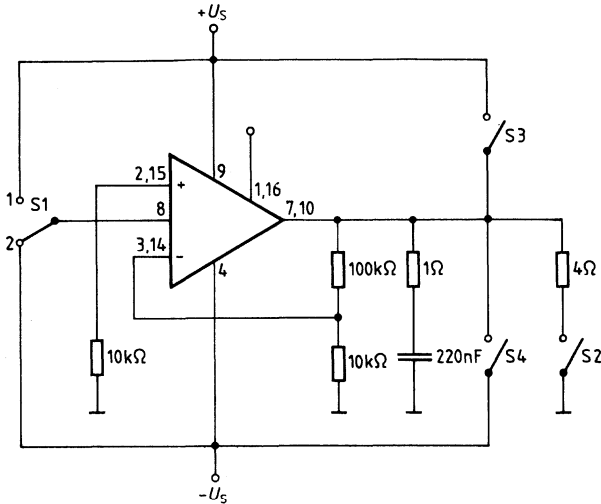
Bezeichnung	Symbol	Meß- schaltg.	min	typ	max	Einheit
Leerlaufstromaufnahme S1 in Stellung 1 und 2	$I_S$	1		30	50	mA
Eingangsnulspannung	$U_{I0}$	2	-10		10	mV
Eingangsnullstrom	$I_{I0}$	3	-100		100	nA
Eingangsstrom	$I_I$	3		0,25	1	$\mu\text{A}$
Ausgangsspannung $R_L = 12 \Omega; f = 1 \text{ kHz}$ $R_L = 4 \Omega; f = 1 \text{ kHz}$ $R_L = 470 \Omega; f = 40 \text{ kHz}$	$U_{QSS}$ $U_{QSS}$ $U_{QSS}$	4 4 4	$\pm 8,5$ $\pm 8,0$	$\pm 9,0$ $\pm 8,5$ $\pm 8,0$		V V V
Eingangswiderstand $f = 1 \text{ kHz}$	$R_I$	4	1	5		M $\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung $f = 100 \text{ Hz}$	$V_{U0}$	5	70	80		dB
Eingangsgleichtaktbereich	$U_{IC}$	6	+7/-10	+7,5/-10,5		V
Gleichtaktunterdrückung	$k_{CMR}$	6	70	80		dB
Speisespannungsunterdrückung	$k_{SVR}$	7	-70	-80		dB
Temperaturkoeffizient d. $U_{I0}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_G \leq +85^\circ\text{C}$	$\alpha_{UI0}$	2		50		$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient d. $I_{I0}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_G \leq +85^\circ\text{C}$	$\alpha_{II0}$	3		0,4		nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit v. $U_Q$ im nicht invert. Betrieb	$\frac{du_Q}{dt}$	8		0,5		V/ $\mu\text{s}$
Anstiegsgeschwindigkeit v. $U_Q$ im invert. Betrieb	$\frac{du_Q}{dt}$	9		0,5		V/ $\mu\text{s}$
Fremdspannung: (DIN 45 405 auf den Eingang bezogen)	$U_N$	1		3		$\mu\text{V}$
Inhibit-Eingang (auf $-U_S$ bezogen) $U_B$ für IC ausgeschaltet $U_B$ für IC eingeschaltet	$U_{B A}$ $U_{B E}$	1 1	2,0		0,8	V V
H-Eingangsstrom $U_B = 5 \text{ V}^2$ ) L-Eingangsstrom $U_B = 0 \text{ V}^2$ )	$I_{B H}$ $I_{B L}$	1 1		0,1 0,5	0,5 3,0	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
Einschalttotzeit $ I_{7,10}  > 1 \text{ A}^1$ ) Ausschalttotzeit $ I_{7,10}  < 1 \text{ A}^1$ )	} bezüglich $U_{B A/E}$	$t_{d E}$	1	10	20	$\mu\text{s}$
		$t_{d A}$	1	10	20	$\mu\text{s}$
Kurzschlußstrom (S3 geschlossen)	$I_K$	1		1		A
Kurzschlußstrom (S4 geschlossen)	$I_K$	1		1		A

1) Schalter S2 geschlossen

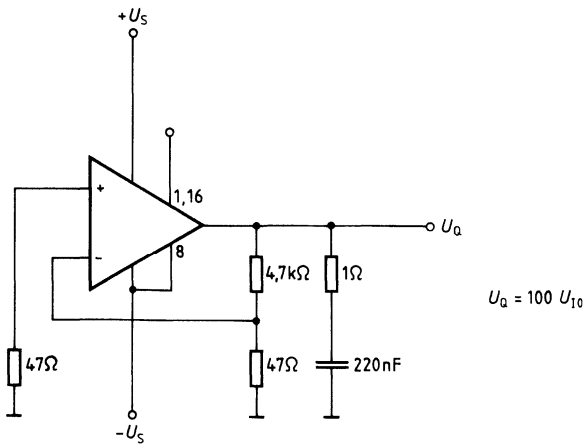
2) bezogen auf  $-U_S$

**Meßschaltung**

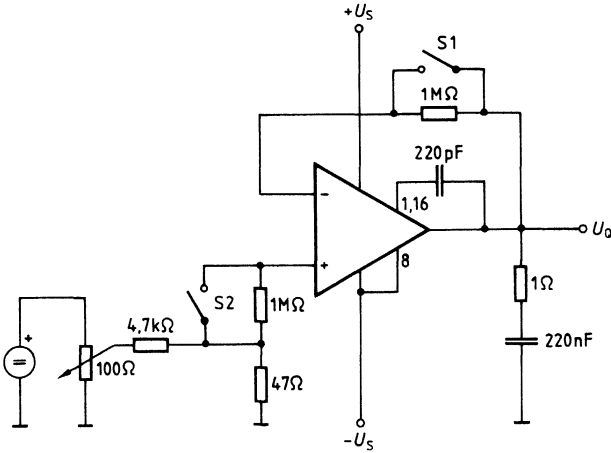
**Bild 1**  
**Leerlaufstromaufnahme; Fremdspannung**



**Bild 2**  
**Eingangsnulspannung; TK der  $U_{I0}$**



**Bild 3**  
Eingangsnulstrom; Eingangsstrom;  $TK$  des  $I_{IO}$



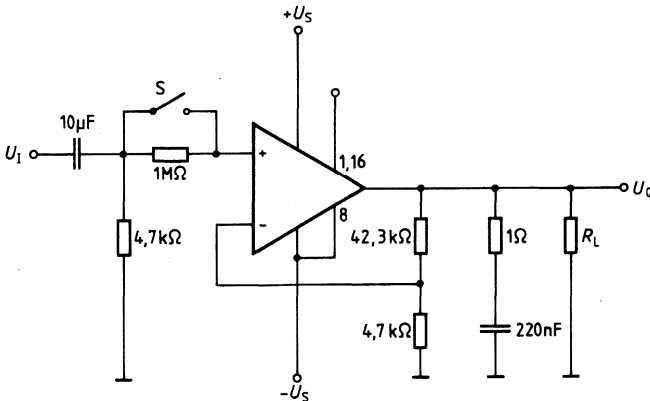
S1 offen - S2 geschlossen:  $I_{I-} = \frac{U_a}{1M\Omega}$

S2 offen - S1 geschlossen:  $I_{I+} = \frac{U_a}{1M\Omega}$

S1 offen - S2 offen:  $I_{IO} = \frac{U_a}{1M\Omega}$

S1 geschlossen - S2 geschlossen: Offsetabgleich

**Bild 4**  
Ausgangsspannung; Eingangswiderstand



S geschlossen: Messung von  $U_{aSS}$

S offen/geschlossen: Messung von  $R_1$

Bild 5

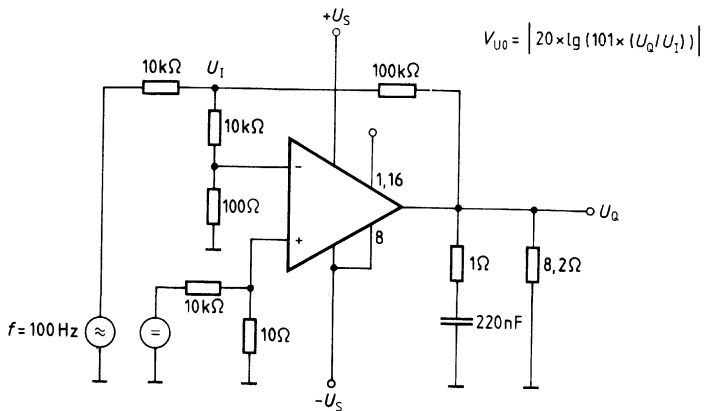
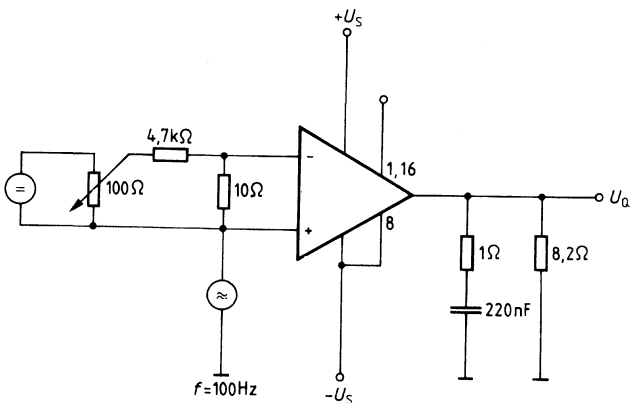
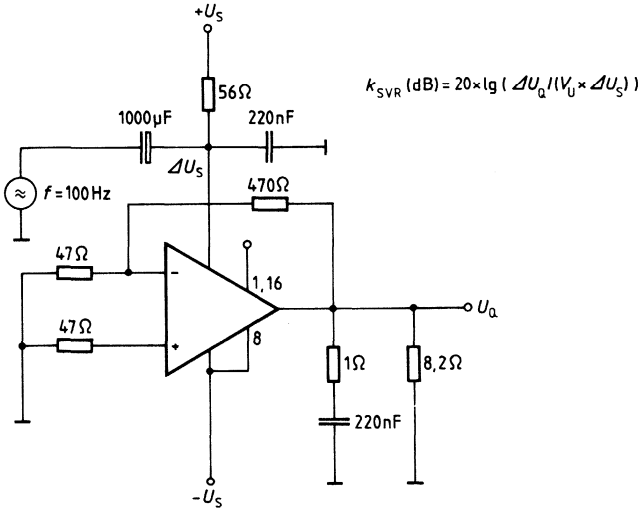
Leerlaufspannungsverstärkung  $V_{U0}$ 

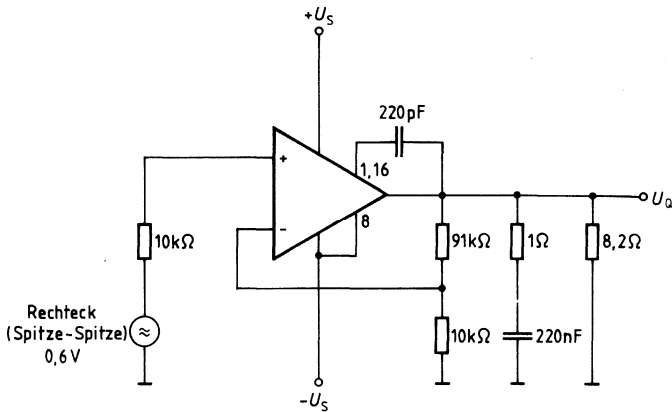
Bild 6

Gleichtaktverstärkung  $V_{UC}$ Gleichtaktunterdrückung  $k_{CMR} \text{ (dB)} = V_{U0} \text{ (dB)} - V_{UC} \text{ (dB)}$ 

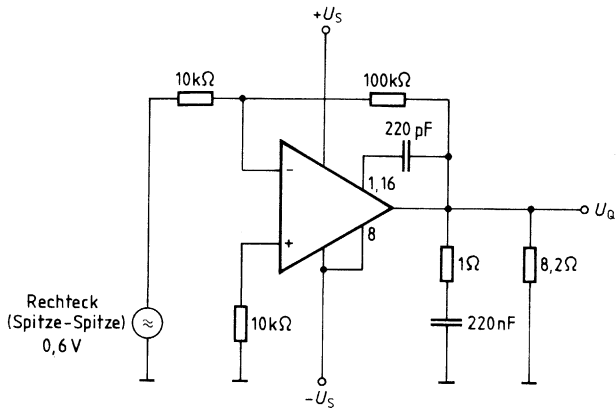
**Bild 7**  
**Betriebsspannungsunterdrückung  $k_{SVR}$**



**Bild 8**  
**Anstiegsgeschwindigkeit im nichtinvertierenden Betrieb**

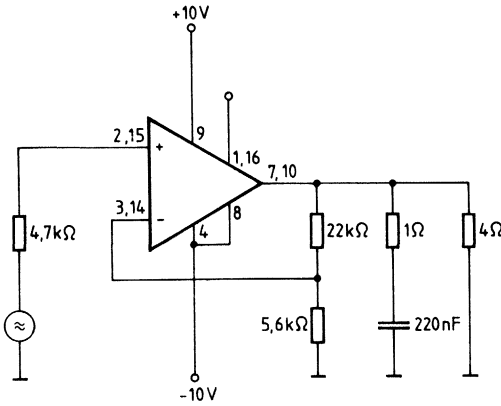


**Bild 9**  
**Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb**

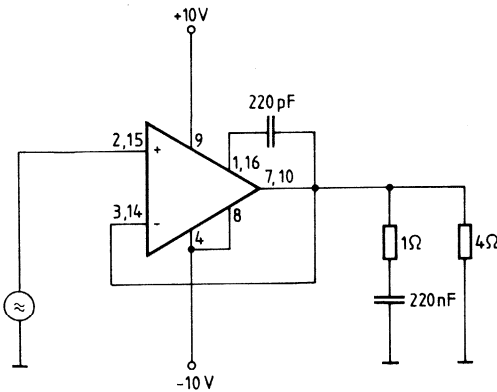


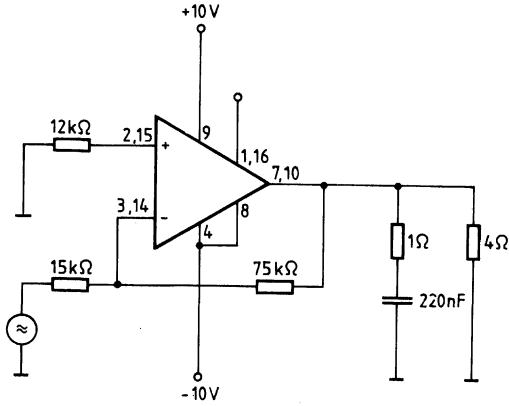
## Anwendungsschaltung

**Bild 1**  
**Nichtinvertierender Betrieb;**  
**a) Verstärker;  $V_U = 5$**

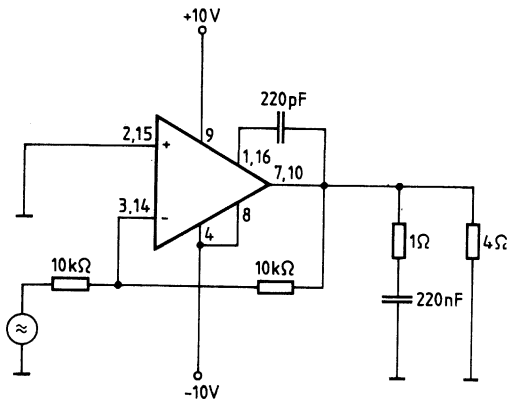


**b) Spannungsfolger**



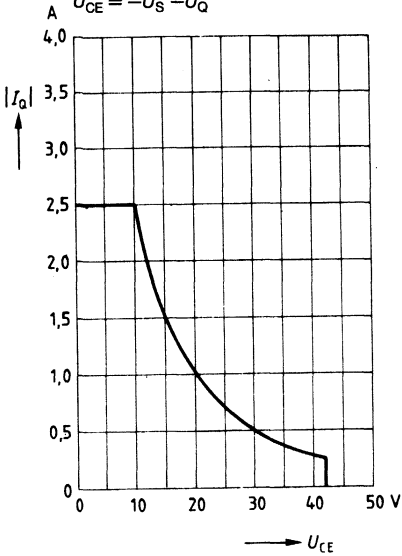
**Bild 2****Invertierender Betrieb;**a) Verstärker;  $V_U = -5$ 

b) Inverter

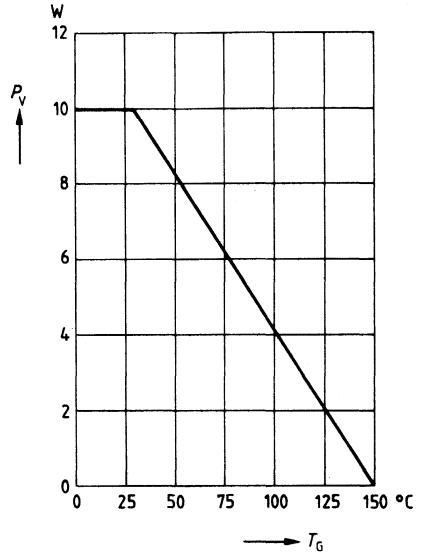




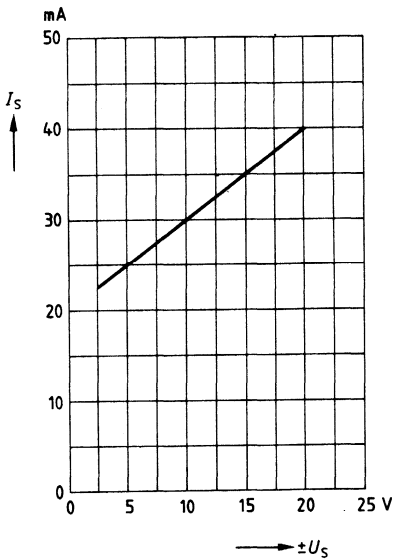
**SOA-Arbeitsbereich**  $I_Q = f(U_{CE})$   
 $T_G = 25^\circ\text{C}$ ,  $U_{CE} = +U_S - U_Q$  bzw.  
 $U_{CE} = -U_S - U_Q$



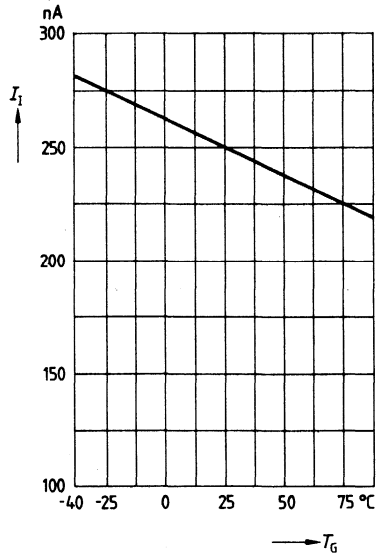
**Max. zulässige Verlustleistung**  
 $P_V = f(T_G)$



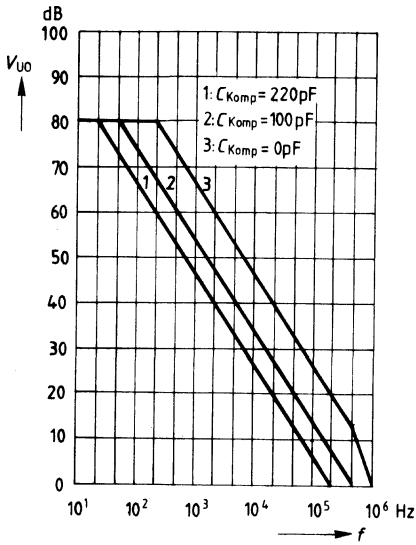
**Stromaufnahme**  $I_S = f(U_S)$   
 $T_G = 25^\circ\text{C}$



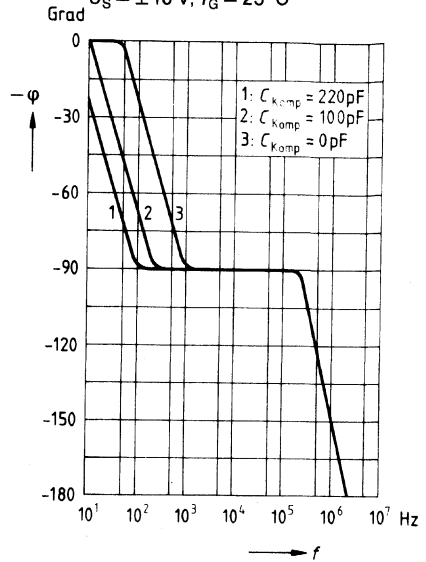
**Eingangsstrom**  $I_I = f(T_G)$   
 $U_S = \pm 10\text{ V}$



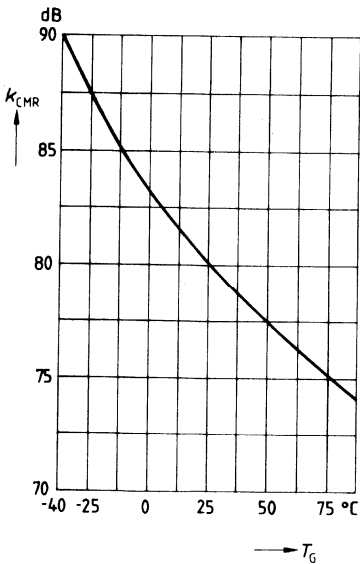
**Leerlaufspannungsverstärkung  $V_{UO} = f(f)$**   
 $U_S = \pm 10 \text{ V}, T_G = 25^\circ\text{C}$



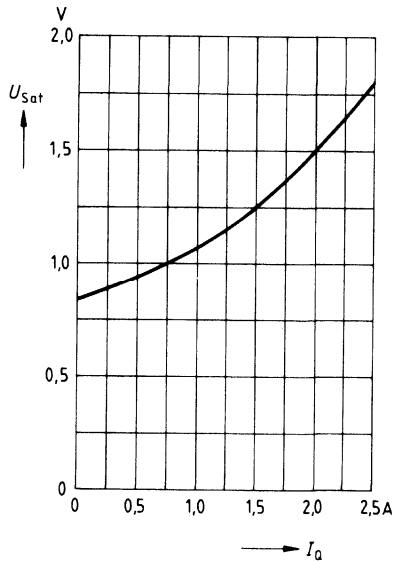
**Phasengang  $-\varphi = f(f)$**   
 $U_S = \pm 10 \text{ V}, T_G = 25^\circ\text{C}$



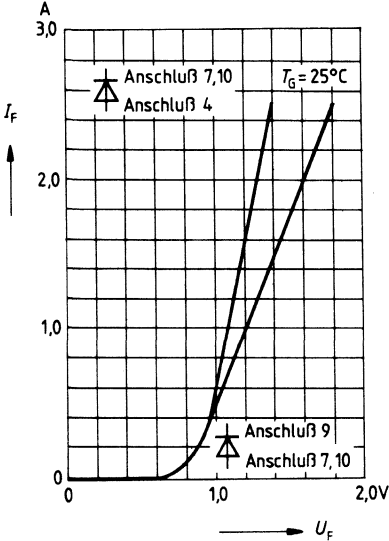
**Gleichtaktunterdrückung  $k_{CMR} = f(T_G)$**   
 $U_S = \pm 10 \text{ V}$



**Sättigungsspannung  $U_{Sat} = f(I_Q)$**   
 $T_G = 25^\circ\text{C}$



Flußstrom  $I_F = f(U_F)$



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4201 A1	Q67000-A8080	P-DIP-18-L9
TLE 4201 S1	Q67000-A2285	P-SIP-9

Die integrierte Schaltung TLE 4201 ist ein Zweifach-Komparator, der sich insbesondere als Treiber für Gleichstrommotoren im Reversierbetrieb eignet, aber auch als universeller Leistungstreiber Einsatz findet.

Die Gegentakt-Leistungsausgangsstufen arbeiten im Schaltbetrieb und können zu einer Vollbrückenschaltung kombiniert werden.

Die Ansteuerung der Komparatoren kann sowohl analog als Fensterdiskriminator erfolgen, als auch auf sehr einfache Weise durch digitale Logik.

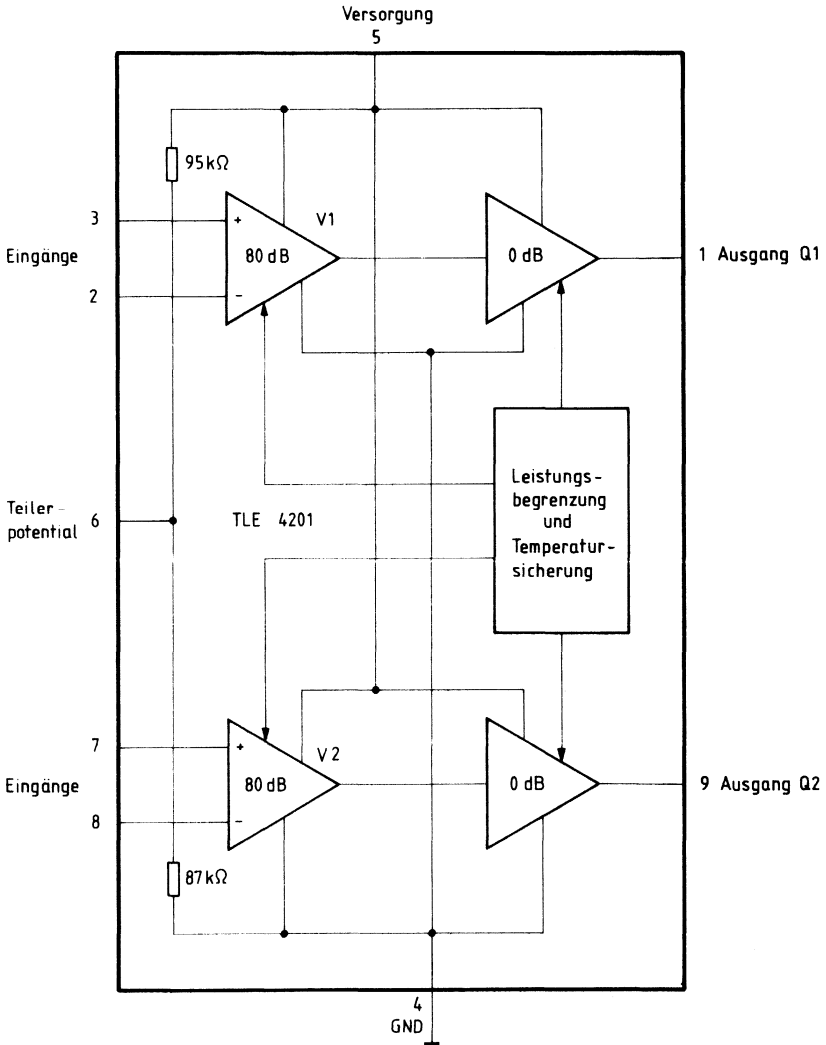
Typische Anwendungen sind Nachlaufsteuerungen, Servoantriebe, Stellmotoren, Laufwerke etc.

### Eigenschaften

- Ausgangsstrom max. 2,5 A
- Leerlaufverstärkung typ 80 dB
- PNP-Eingangsstufen
- Hoher Eingangsgleichtaktbereich
- Hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Restspannungen
- SOA-Schutzschaltung
- Temperatursicherung

Die integrierte Schaltung TLE 4201 wird in zwei Gehäusebauformen angeboten: Beim P-SIP 9-Leistungsgehäuse kann die Wärme über eine Kühlfahne auf einen geeigneten Kühlkörper abgeleitet werden, beim P-DIP-18-L9-Gehäuse sind die Anschlüsse 10-18 thermisch mit dem Chip verbunden und sorgen für eine Wärmeableitung auf die Platine.

**Bild 1**  
**Blockschaltbild**



**Anschlußbelegung**

TLE 4201 A1 Anschluß	TLE 4201 S1 Anschluß	Funktion
1	1	Ausgang des 1. Verstärkers
2	2	Invertierender Eingang des 1. Verstärkers
3	3	Nicht invertierender Eingang des 1. Verstärkers
4	4	Masse (GND)
5	5	Speisespannung
6	6	Teilerpotential
7	7	Nicht invertierender Eingang des 2. Verstärkers
8	8	Invertierender Eingang des 2. Verstärkers
9	9	Ausgang des 2. Verstärkers
10-18		Masse; ist mit Anschluß 4 zu verbinden

**Schaltungsbeschreibung**

Der IC enthält zwei Verstärker mit einer Leerlaufverstärkung von typ. 80 dB bei 500 Hz.

Die Eingangsstufen bestehen aus PNP-Differenzverstärkern. Dadurch ergibt sich ein Eingangsgleichtaktbereich von 0 V bis nahe  $U_S$  und eine max. Eingangsdifferenzspannung von  $1 U_S$ . Zur Erzielung kleiner Restspannungen wird der Senkentransistor („unterer Transistor“) der Gegentakt-AB-Ausgangsstufe intern aufgestockt (Bootstrap-Betrieb). Mit Hilfe einer SOA-Schutzschaltung wird der IC gegen Massekurzschlüsse gesichert. Im Störfall schützt bei ungenügender Kühlung oder bei Überlast-Betrieb die interne Temperatursicherung den IC vor Überhitzungen.

Für Logiksteuerungen steht ein Teilerpotential von  $\approx U_S/2$  am Anschluß 6 zur Verfügung (vgl. Anwendungsschaltung 2). Damit wird der IC für Digitalschaltungen als Leistungstreiber sehr interessant.

**Anwendung**

**Bild 2** zeigt den Betrieb als Fensterdiskriminator mit der Steuerspannung  $U_1$ .

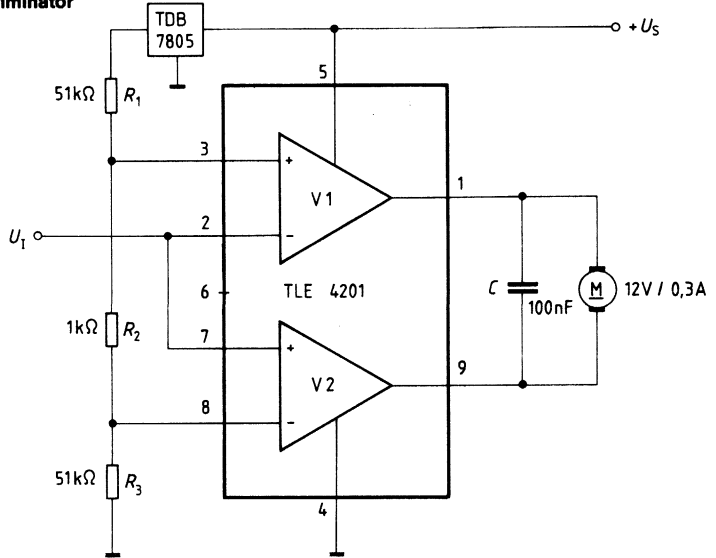
Das Fenster, in dem der Motor stehenbleiben soll, wird durch  $R_2$  eingestellt.

**Bild 3** zeigt die Ansteuerung durch die Logikeingänge A und B. Der Motor wird nach folgender Wahrheitstabelle gesteuert.

A	B	Ausgang
L	L	Motor steht (gebremst)
L	H	Motor dreht rechts
H	L	Motor dreht links
H	H	Motor steht (gebremst)

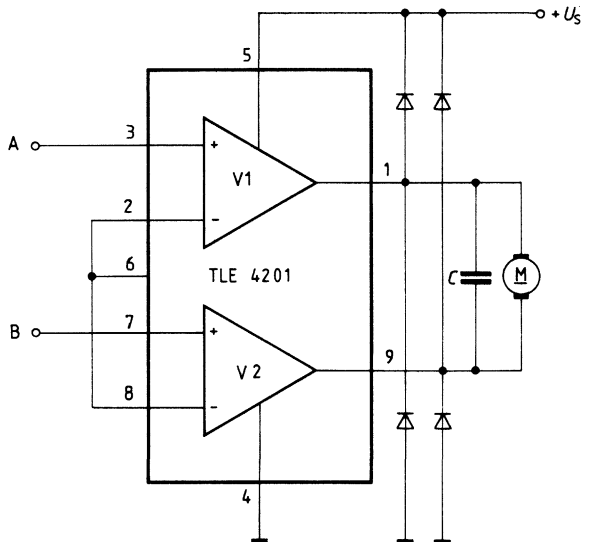
Anwendungsbeispiele

**Bild 2**  
Betrieb als Fensterdiskriminator



**Bild 3**  
Digitale Steuerung

Für Eingangssignale gilt:  $H \geq 0,6 U_S$   
 $L \leq 0,3 U_S$



**Grenzdaten**

$T_G = -35^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$		25	V
Speisespannung ( $t \leq 50$ ms)	$U_S$		36	V
Ausgangsstrom	$I_Q$		2,5	A
Spannung der Anschlüsse 2, 3, 6, 7, 8	$U$	-0,3	$U_S$	V
Spannung der Anschlüsse 1, 9	$U$	-0,3		V
Sperrschichttemperatur	$T_j$		150	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{\text{stg}}$	-55	125	$^\circ\text{C}$
Wärmewiderstand				
TLE 4201 S1 Sperrschicht-Umgebung	$R_{\text{th JU}}$		65	K/W
Sperrschicht-Gehäuse	$R_{\text{th JU}}$		8	K/W
TLE 4201 A1 Sperrschicht-Umgebung <sup>1)</sup>	$R_{\text{th JU}}$		60	K/W
Sperrschicht-Platine <sup>1)</sup>	$R_{\text{th JU1}}$		44 <sup>1)</sup>	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	3,5	17	V
Gehäusetemperatur	$T_G$	-35	85	$^\circ\text{C}$
Spannungsverstärkung (bei Gegenkopplung mit äußerer Beschaltung)	$V_U$	25		dB

<sup>1)</sup> vgl. Bild 8

**Kenndaten**

$U_S = 13$  V,  $T_G = +25^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Ruhestrom	$I_S$	Bild 4: S = 1		20	30	mA
Leerlaufverstärkung	$V_{U0}$	$f = 500$ Hz		80		dB
Eingangswiderstand	$R_i$	$f = 1$ kHz	1	5		M $\Omega$
Sättigungsspannungen Quellenbetrieb (source)	$U_{Q10}$	Bild 5: $I_Q = 0,3$ A	S1	1,0	1,1	V
		$I_Q = 1,0$ A	1	1,2	1,6	V
Senkenbetrieb (sink)	$U_{Q20}$	$I_Q = -0,3$ A	2	0,35	0,5	V
		$I_Q = -1,0$ A	2	0,7	1,0	V
Anstiegszeit von $U_Q$	$t_r$	Bild 4 und 6		1,5		$\mu\text{s}$
Abfallzeit von $U_Q$	$t_f$	Bild 4 und 6		1,5		$\mu\text{s}$
Einschaltverzögerung	$t_{on}$	Bild 4 und 6		3,0		$\mu\text{s}$
Ausschaltverzögerung	$t_{off}$	Bild 4 und 6		1,5		$\mu\text{s}$
Eingangsstrom (Anschlüsse 2, 3, 7, 8)	$I_i$	Bild 5 $U_{2,3,7,8} = 0$		1,5	3,0	$\mu\text{A}$
Eingangsoffsetspannung	$U_{i0}$	Bild 7	-5		5	mV



Prüf- und Meßschaltungen

Bild 4

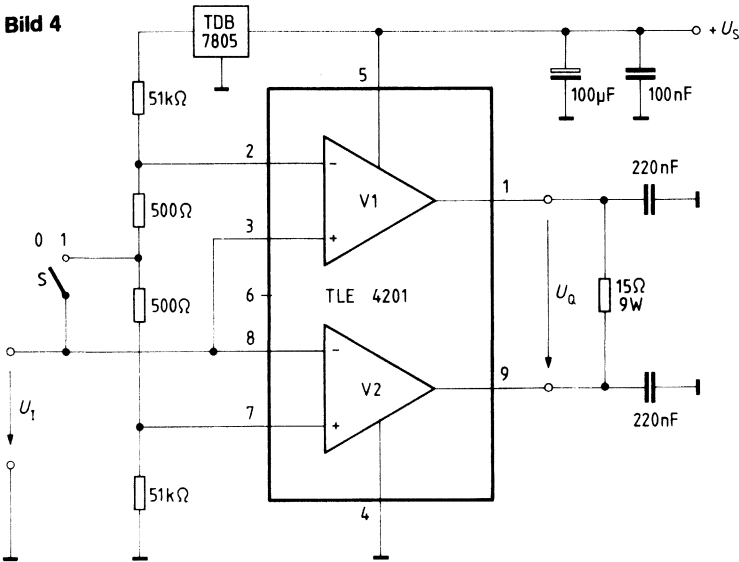
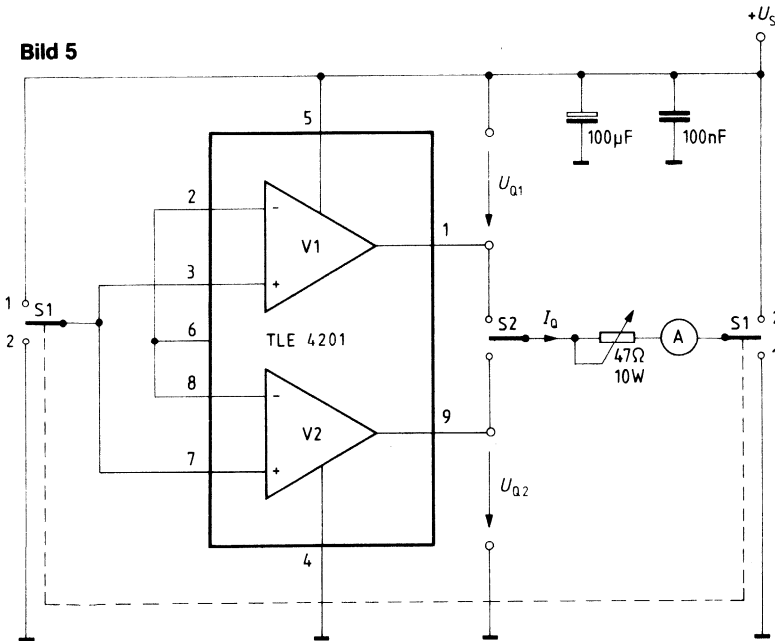
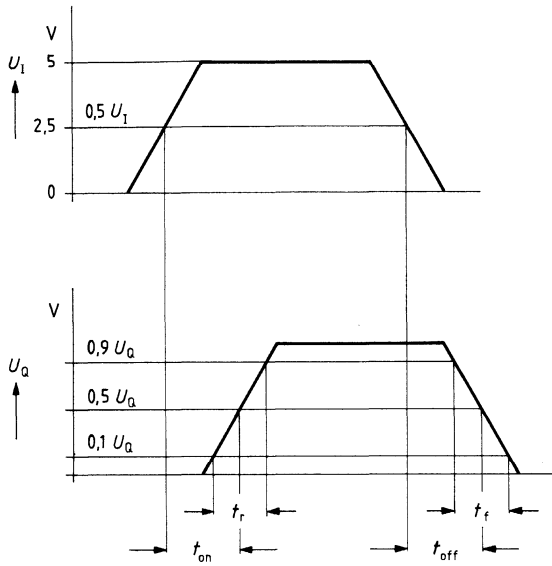


Bild 5



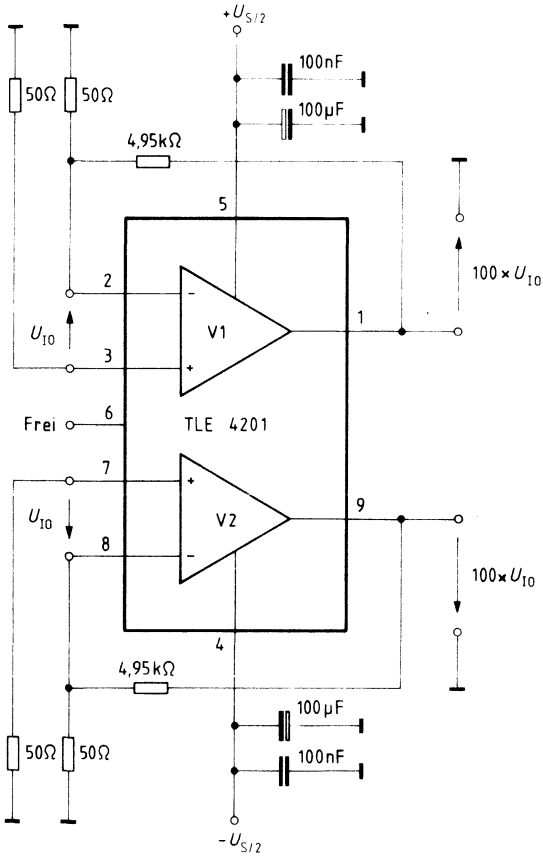
## Impulsdiagramm

Bild 6



**Prüf- und Meßschaltung**  
**Eingangsoffsetspannungen**

**Bild 7**



**Bild 8****Wärmewiderstand bei TLE 4201 A1**

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

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

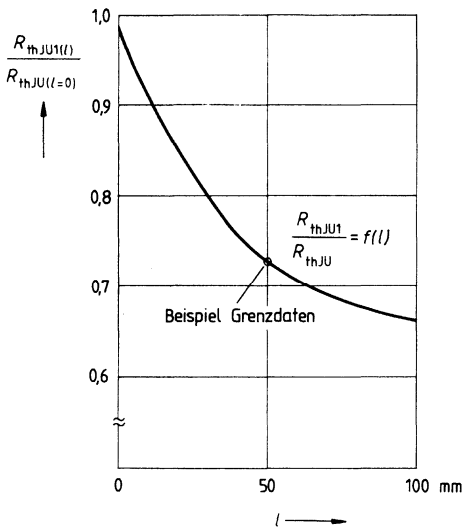
$$T_U \leq 70 \text{ }^\circ\text{C}$$

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

Platine senkrecht

Schaltkreis senkrecht

ruhende Luft



## Vorläufige Daten

## Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4202	Q67000-A8007	P-T66-7-H

Die integrierte Schaltung TLE 4202 ist ein Zweifach-Komparator, der sich insbesondere als Treiber für Gleichstrommotoren im Reversierbetrieb eignet, aber auch als universeller Leistungstreiber Einsatz findet.

Die beiden Leistungskomparatoren können zu einer Vollbrücke kombiniert oder getrennt voneinander Magneten, Motoren oder andere Verbraucher schalten. Der IC ist u. a. für den Einsatz im Kfz konzipiert. Er funktioniert bei Gehäusetemperaturen von  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $+130^{\circ}\text{C}$ . Die Ansteuerung der Komparatoren kann sowohl analog als Fensterdiskriminator erfolgen, als auch auf sehr einfache Weise durch digitale Logik.

Typische Anwendungen sind Nachlaufsteuerungen, Servoantriebe, Stellmotoren, Laufwerke etc.

**Eigenschaften**

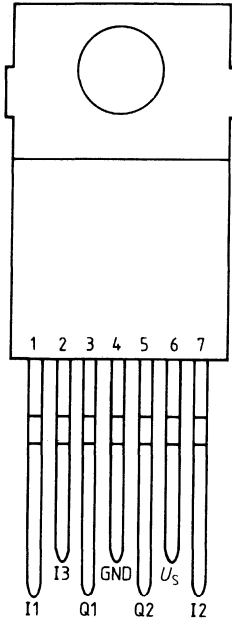
- Ausgangsstrom max. 3,0 A
- Leerlaufverstärkung typ. 80 dB
- PNP-Eingangsstufen
- Hoher Eingangsgleichtaktbereich
- Hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Restspannungen
- SOA-Schutzschaltung
- Temperatursicherung
- Kurzschlußfest gegen Masse
- Kfz-tauglich

**Schaltungsbeschreibung**

Der IC enthält zwei Verstärker mit einer Leerlaufverstärkung von typ. 80 dB bei 500 Hz.

Die Eingangsstufen bestehen aus PNP-Differenzverstärkern. Dadurch ergibt sich ein Eingangsgleichtaktbereich von 0 V bis nahe  $U_S$  und eine max. Eingangsdifferenzspannung von  $U_S$ . Die Treiberschaltung des Senkentransistors ist an die Speisespannung angeschlossen. So erzielt man minimale Restspannungen am Senkentransistor. Mit Hilfe einer SOA-Schutzschaltung wird der IC gegen Massekurzschlüsse gesichert.

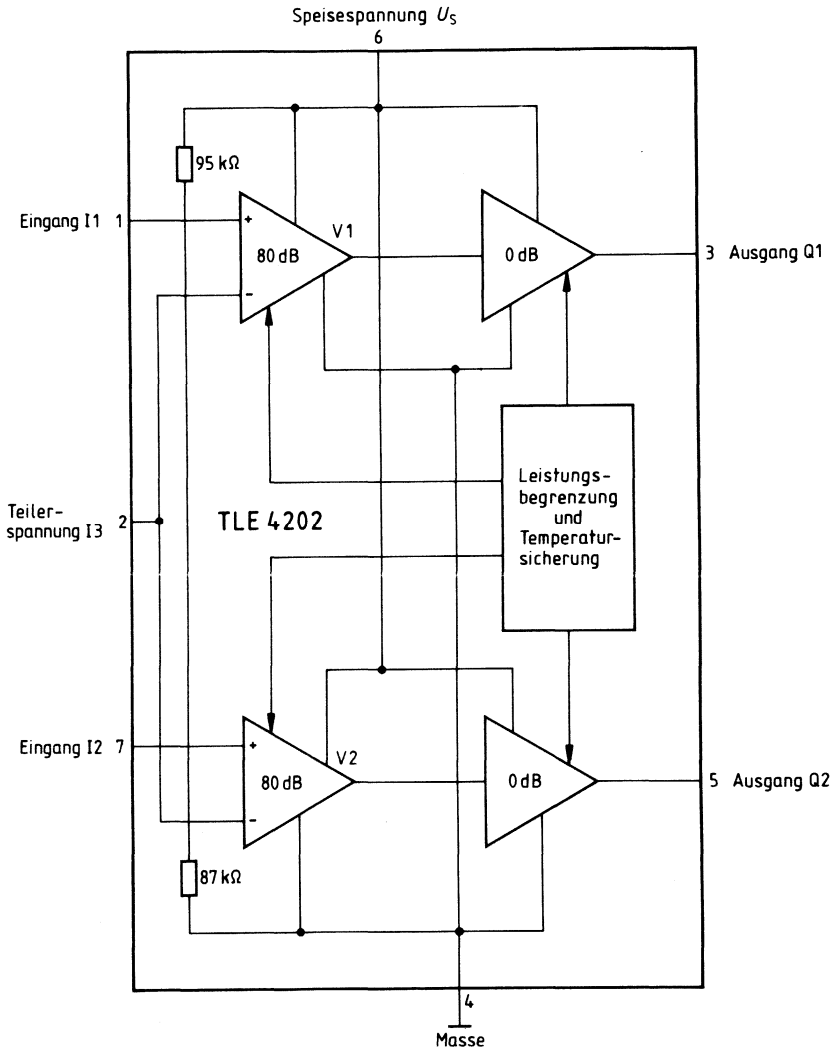
**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	I1	<b>Eingang</b> Nichtinvertierender Eingang 1, der gemäß allgemeiner Regeln mit Anschluß 2 und Anschluß 3 zu verschalten ist.
2	I3	<b>Eingang invertierend</b> Invertierende Eingänge der beiden Komparatoren, die gemäß allgemeiner Regeln zu verschalten sind.
3	Q1	<b>Ausgang Q1</b> Gegentakt B Ausgang mit DC-Kurzschlußfestigkeit nach Masse.
4	GND	<b>Masse</b>
5	Q2	<b>Ausgang Q2</b> siehe Anschluß 3
6	$U_s$	<b>Speisespannung <math>U_s</math></b> Muß mit einer keramischen Kapazität von wenigstens 100 nF direkt an den Anschlüssen des ICs gegen Masse abgeblockt werden.
7	I2	<b>Eingang</b> Nichtinvertierender Eingang I2, siehe Anschluß 1

Blockschaltbild



**Grenzdaten** $T_G = -40^\circ\text{C}$  bis  $+130^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$		25	V
Speisespannung $t \leq 50$ ms	$U_S$		36	V
Ausgangsstrom $T_G \leq +85^\circ\text{C}$	$I_Q$	-3,0	3,0	A
Spannung an den Anschlüssen I1, I2, I3	$U_{1, 2, 7}$	-0,3	$U_S$	V
Spannung an den Anschlüssen Q1, Q2	$U_{3, 5}$	-0,7	$U_S + 0,7$	V
Sperrschichttemperatur	$T_j$		150	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55	125	$^\circ\text{C}$

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	3,5	17	V
Gehäusetemperatur im Betrieb $R_L \geq 11 \Omega$ , $U_S = 7 \dots 16$ V $R_L \geq 18 \Omega$ , $U_S = 16$ V	$T_G$	-40	130	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$
Spannungsverstärkung (bei Gegenkopplung mit äußerer Beschaltung)	$V_U$	30		dB
Wärmewiderstand System-Gehäuse	$R_{th, SG}$		4,8	K/W

Ausgang Q1 und Q2 kurzschlußfest gegen GND

 $R_L$ : Widerstand zwischen Ausgang 1 und Ausgang 2



**Kenndaten**

$$U_S = 13 \text{ V}, T_G = +25^\circ \text{C}$$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Ruhestrom	$I_S$	S = 1	1		15	25	mA
Leerlaufverstärkung	$V_{UO}$	f = 500 Hz*)	1	50	80		dB

**Eingangsdaten**

Eingangsstrom (Anschlüsse I1, I2)	$I_{1,7}$	$U_{I1,12} = 0$	2		1,5	3,0	$\mu\text{A}$
Eingangswiderstand	$R_{I1,7}$	f = 1 kHz	1	1	5		M $\Omega$
Eingangsoffsetspannung	$U_{I0}$		3	-20		20	mV

**Ausgangsdaten**

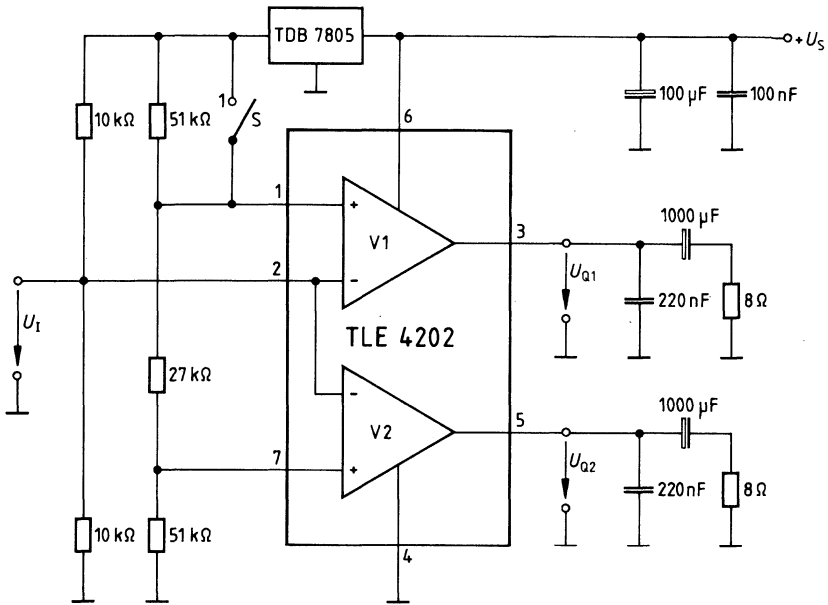
Quellenbetrieb (source)	$U_{\text{Sato}}$	$I_Q = -0,3 \text{ A S1} = 1$	2		1,0	1,1	V
		$I_Q = -1,0 \text{ A S1} = 1$	2		1,2	1,6	V
		$I_Q = -1,5 \text{ A S1} = 1^*$	2		1,3	2,0	V
Senkenbetrieb (sink)	$U_{\text{Satu}}$	$I_Q = +0,3 \text{ A S1} = 2$	2		0,35	0,5	V
		$I_Q = +1,0 \text{ A S1} = 2$	2		0,7	1,0	V
		$I_Q = +1,5 \text{ A S1} = 2^*$	2		0,8	1,5	V
		Quellenbetrieb*)	2		1,25	1,60	A
Kurzschlußstrom	$I_{Q \text{ max}}$		1	6			V/ $\mu\text{s}$
Slew-Rate fallende Flanke	$\frac{duq}{dt}$						
Slew-rate steigende Flanke	$\frac{duq}{dt}$		1	6			V/ $\mu\text{s}$

**Schaltzeiten**

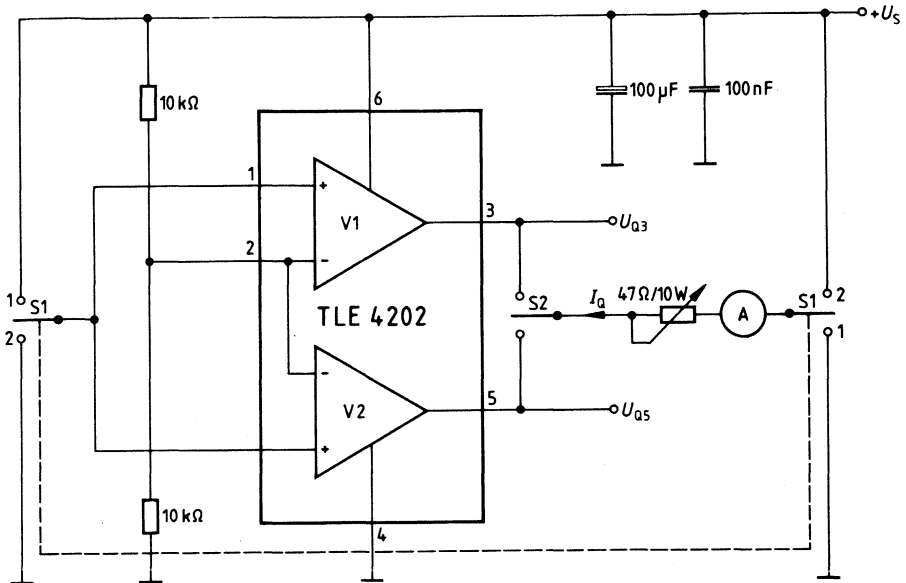
Anstiegszeit von $U_Q$	$t_r$		1		1,5		$\mu\text{s}$
Abfallzeit von $U_Q$	$t_f$		1		1,5		$\mu\text{s}$
Einschaltverzögerung	$t_{on}$		1		3,0		$\mu\text{s}$
Ausschaltverzögerung	$t_{off}$		1		1,5		$\mu\text{s}$

\*)  $-40^\circ \text{C} \leq T_G \leq 110^\circ \text{C}$   
 $7 \text{ V} \leq U_S \leq 16 \text{ V}$

## Meßschaltung 1



Meßschaltung 2

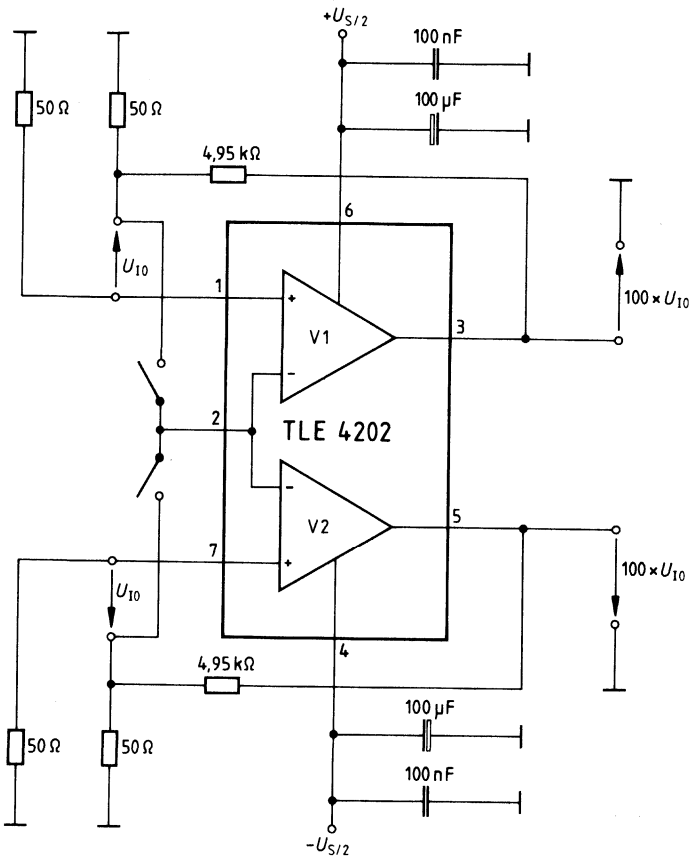


$$U_{\text{Sato}} = U_S - U_{Q3/5}$$

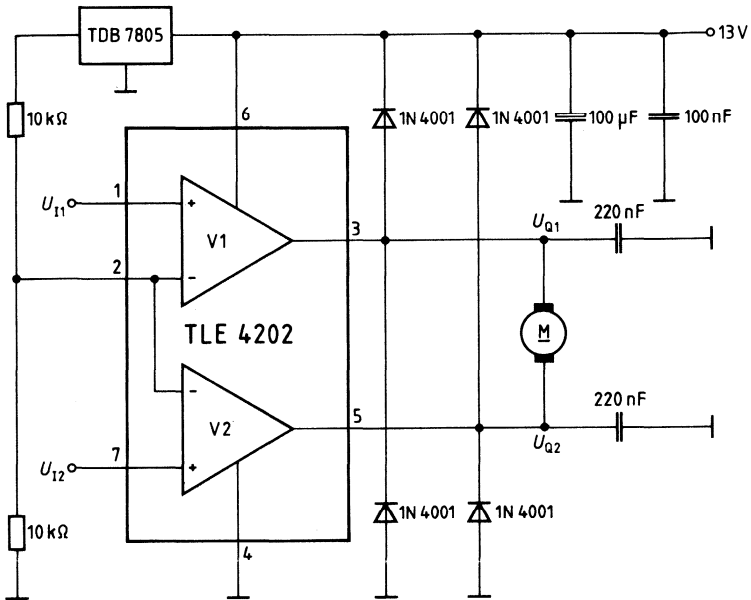
$$U_{\text{Satv}} = U_{Q3/5}$$

$$I_K = -I_Q$$

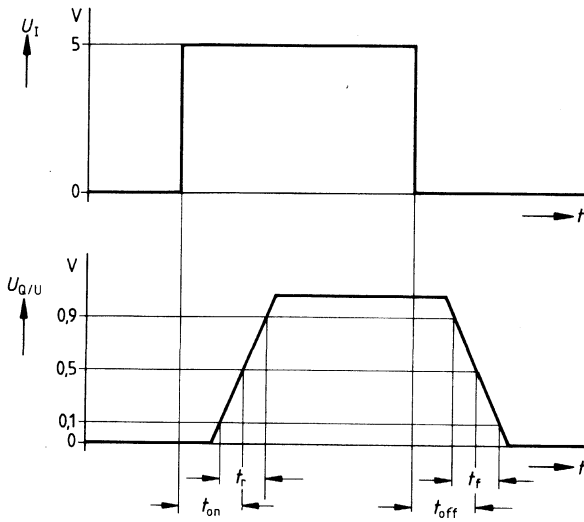
Meßschaltung 3



## Anwendungsschaltung



## Diagramme



**Vorläufige Daten****Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4202 B	Q67000-A8225	P-T66-7-H

Die beiden Leistungskomparatoren können zu einer Vollbrücke kombiniert Magneten, Motoren oder andere Verbraucher schalten. Der IC ist für den Einsatz im Kfz konzipiert. Er funktioniert bei Gehäusetemperaturen von  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $+130^{\circ}\text{C}$ .

Der IC enthält zwei Verstärker mit einer Leerlaufverstärkung von typ. 80 dB bei 500 Hz.

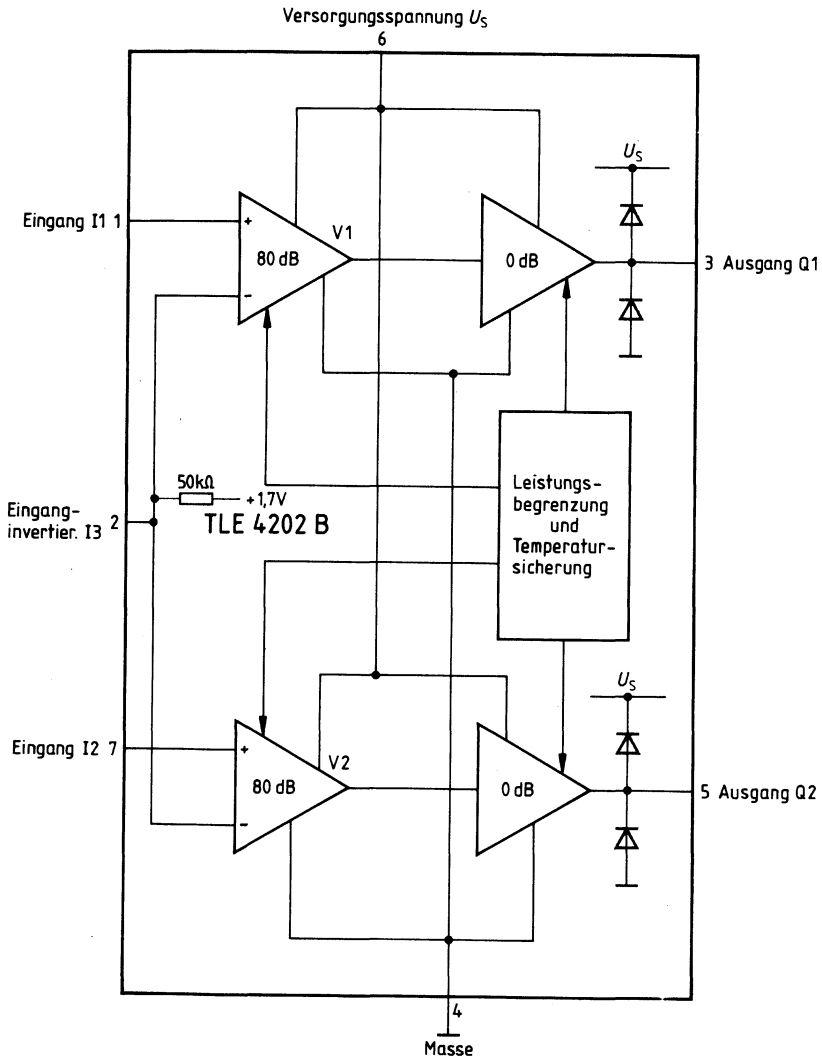
Die Eingangsstufen bestehen aus PNP-Differenzverstärkern. Dadurch ergibt sich ein Eingangsgleichtaktbereich von 0 V bis nahe  $U_s$  und eine max. Eingangsdifferenzspannung von  $U_s$ . Die Treiberschaltungen der Senkentransistoren sind an die Speisespannung angeschlossen. So erzielt man minimale Restspannungen an den Senkentransistoren.

Mit Hilfe einer SOA-Schutzschaltung wird der IC gegen Massekurzschlüsse gesichert. Bei Chiptemperaturen von über ca.  $160^{\circ}\text{C}$  werden die Quellentransistoren abgeschaltet.

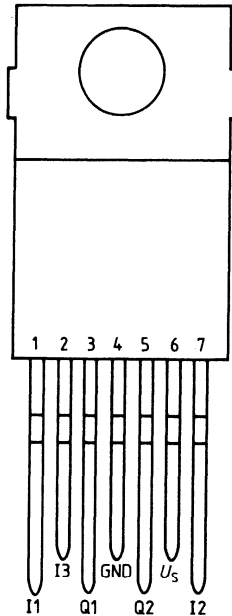
**Eigenschaften**

- Treibt DC-Motoren bis 2 A
- Integrierte Freilaufdioden 2,5 A
- Kurzschlußfest nach  $-U_s$
- Kleine Restspannungen durch Bootstrap
- Weiter Temperaturbereich
- Kfz-tauglich

Blockschaltbild





**Anschlußanordnung**  
 (Ansicht von oben)

**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	I1	<b>Eingang 1</b> Nichtinvertierender Eingang 1, der gemäß allgemeiner Regeln mit Anschluß 2 und Anschluß 3 zu verschalten ist.
2	I3	<b>Eingang 3 invertierend</b> Invertierende Eingänge der beiden Komparatoren; intern über 50 kOhm auf der Referenzspannung (typ. 1,7 V)
3	Q1	<b>Ausgang Q1</b> Gegentakt B Ausgang mit DC-Kurzschlußfestigkeit nach Masse. Freilaufdioden gegen Masse und gegen die Speisespannung sind integriert.
4	GND	<b>Masse GND</b>
5	Q2	<b>Ausgang Q2</b> ; siehe Anschluß 3
6	$U_s$	<b>Speisespannung <math>U_s</math></b> ; muß mit einer keramischen Kapazität von wenigstens 100 nF direkt an den Anschlüssen des IC gegen Masse abgeblockt werden.
7	I2	<b>Eingang 2</b> Nichtinvertierender Eingang 2; siehe Anschluß 1

**Grenzdaten** $T_G = -40^\circ\text{C}$  bis  $+130^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$		40	V
Ausgangsstrom der Senkentransistoren $T_G \leq 85^\circ\text{C}$	$I_Q$		2,5	A
Ausgangsstrom der Quellentransistoren intern begrenzt	$I_Q$			
Diodenspitzenströme gegen $+U_S$	$I_{F+}$		2,5	A
gegen Masse	$I_{F-}$		2,5	A
Spannung an den Anschlüssen I1, I2, I3	$U_{1,2,7}$	-0,3	$U_S$	V
Spannung an den Anschlüssen Q1, Q2 <sup>1)</sup>	$U_{3,5}$			V
Sperrschichttemperatur	$T_j$		150	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55	125	$^\circ\text{C}$

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	3,5	17	V
Gehäusetemperatur im Betrieb $R_L \geq 6 \Omega$ , $U_S = 7 \dots 16 \text{ V}$ $R_L \geq 9 \Omega$ , $U_S = 16 \text{ V}$	$T_G$	-40	130	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$
Spannungsverstärkung (bei Gegenkopplung mit äußerer Beschaltung)	$V_U$	30		dB
Wärmewiderstand System-Gehäuse	$R_{th SG}$		4,8	K/W

Ausgänge Q1 und Q2 kurzschlußfest gegen GND

 $R_L$ : Widerstand zwischen Ausgang 1 und Ausgang 2

1) Die Ausgangsspannungen werden durch die Freilaufdioden im zulässigen Bereich gehalten.

**Kenndaten**

$U_S = 13\text{ V}$ ,  $T_G = +25^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meßschaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Ruhestrom	$I_S$	$S = 1$	1		15	25	mA
Leerlaufverstärkung	$V_{UO}$	$f = 500\text{ Hz}$ $U_S \leq 7\text{ V} \leq 16\text{ V}$ $T_G = -40^\circ\text{C}$ bis $+110^\circ\text{C}$	1	50	80		dB

**Eingangsdaten**

Eingangsstrom (Anschlüsse I1, I2)	$I_{I1,7}$	$U_{I1,12} = 0$	2		1,0	3,0	$\mu\text{A}$
Eingangsstrom	$I_{I2}$	$U_{I2} = 0$ ; $U_{I1,7} = U_S$	1		35	70	$\mu\text{A}$
	$-I_{I2}$	$U_{I2} \leq U_S$ ; $U_{I1,7} = 0\text{ V}$			230	300	$\mu\text{A}$
Eingangswiderstand	$R_{I1,7}$	$f = 1\text{ kHz}$	1	1	5		M $\Omega$
Eingangsbezugsspg.	$U_{I2}$	$I_{I2} = 0$ ; $U_{I1,7} = 0\text{ V}$	1	1,4	1,7	2,0	V
Eingangsoffsetspannung	$U_{I0}$		3	-20		20	mV

**Ausgangsdaten**

Sättigungsspannungen							
Quellenbetrieb (source)	$U_{Sato}$	$I_Q = -0,3\text{ A}$ ; $S1=1$	2		0,9	1,0	V
gegen $U_S$ gemessen	$U_{Sato}$	$I_Q = -1,0\text{ A}$ ; $S1=1$	2		1,2	1,6	V
Senkenbetrieb (sink) $U_{Satu}$	$U_{Sato}$	$I_Q = -2\text{ A}$ ; $S1=1$	2		1,5	2,1	V
	$U_{Satu}$	$I_Q = +0,3\text{ A}$ ; $S1=2$	2		0,25	0,4	V
	$U_{Satu}$	$I_Q = +1,0\text{ A}$ ; $S1=2$	2		0,5	0,75	V
Kurzschlußstrom	$U_{Satu}$	$I_Q = +2\text{ A}$ ; $S1=2$	2		1,0	1,3	V
Diodenflußspannungen	$I_K$	$U_Q = 0\text{ V}$	2		1,25	1,60	A
gegen $+U_S$	$U_{F+}$	$I_F = I_Q = +1\text{ A}$	2		1,0	1,3	V
gegen Masse	$U_{F-}$	$I_F = I_Q = -1\text{ A}$	2		0,9	1,2	V
Slew-rate fallende Flanke	$\frac{duq}{dt}$		1		6		V/ $\mu\text{s}$
Slew-rate steigende Flanke	$\frac{duq}{dt}$		1		6		V/ $\mu\text{s}$

**Schaltzeiten**

Anstiegszeit von $U_Q$	$t_r$		1		1,5		$\mu\text{s}$
Abfallzeit von $U_Q$	$t_f$		1		1,5		$\mu\text{s}$
Einschaltverzögerung	$t_{on}$		1		3,0		$\mu\text{s}$
Ausschaltverzögerung	$t_{off}$		1		1,5		$\mu\text{s}$

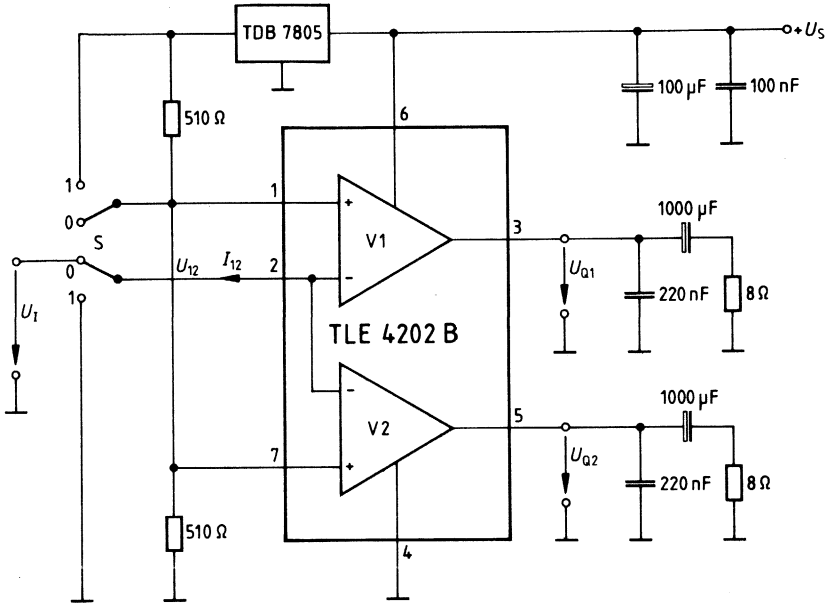
**Kenndaten**
 $U_S \leq 7 \text{ V bis } \leq 17 \text{ V}; T_G = -40^\circ\text{C bis } +110^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	Meß-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Ruhestrom	$I_S$	S = 1	1		15	30	mA

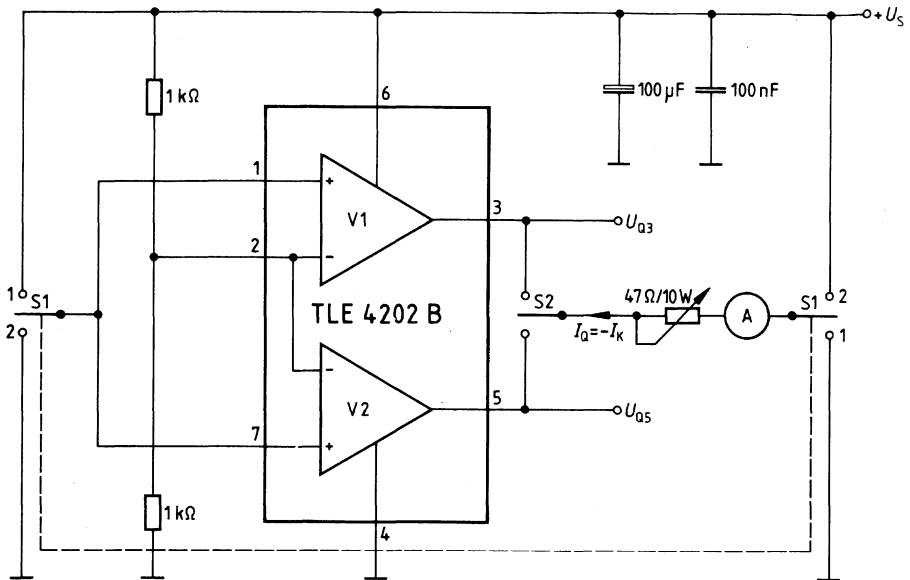
**Sättigungsspannungen**

Quellenbetrieb (source) gegen $U_S$ gemessen	$U_{\text{Sato}}$	$I_Q = -0,3 \text{ A}; S = 1$	2		0,9	1,2	V
	$U_{\text{Sato}}$	$I_Q = -1 \text{ A}; S = 1$	2		1,2	1,8	V
	$U_{\text{Sato}}$	$I_Q = -2 \text{ A}; S = 1$	2		1,5	2,4	V
Senkenbetrieb (sink)	$U_{\text{Satu}}$	$I_Q = 0,3 \text{ A}; S1 = 2$	2		0,25	0,60	V
	$U_{\text{Satu}}$	$I_Q = 1 \text{ A}; S1 = 2$	2		0,5	1,1	V
	$U_{\text{Satu}}$	$I_Q = 2 \text{ A}; S1 = 2$	2		1,2	2,0	V
Kurzschlußstrom	$-I_K$	$U_Q = 0 \text{ V}$ $T_G = 25^\circ\text{C}$ bis $+110^\circ\text{C}$				3,5	V

Meßschaltung 1



Meßschaltung 2

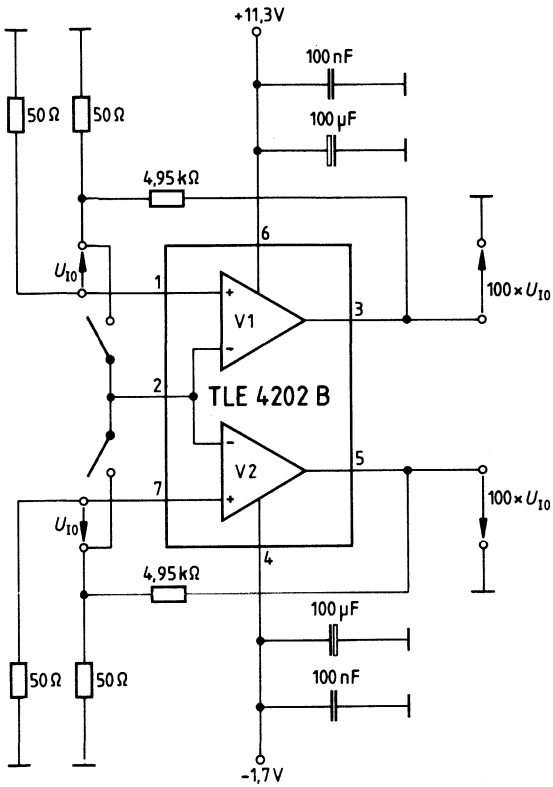


$$U_{\text{Sato}} = U_S - U_{Q3/5}$$

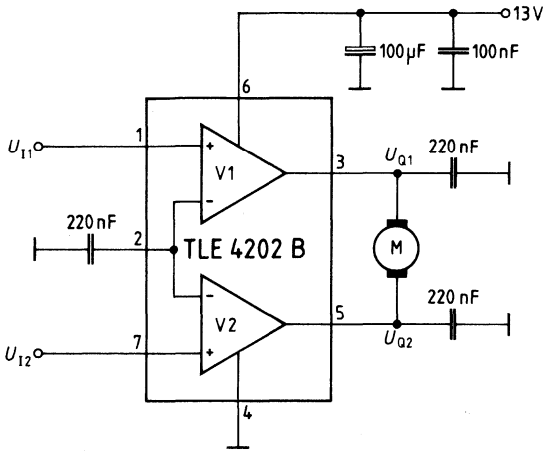
$$U_{\text{Satu}} = U_{Q3/5}$$

$$I_K = -I_Q$$

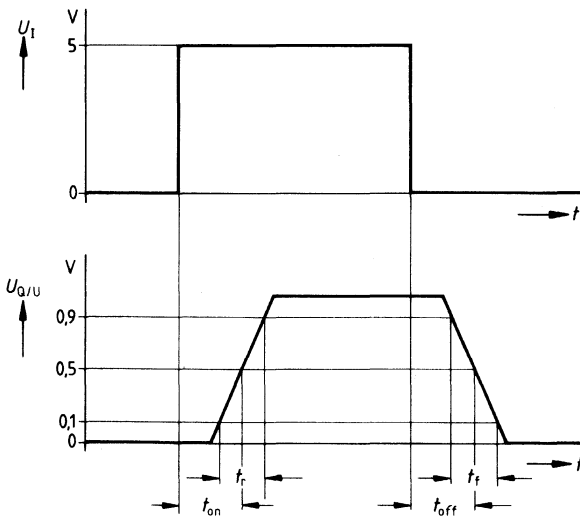
Meßschaltung 3



Anwendungsschaltung



Diagramme





**Vorläufige Daten**

**Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4204	Q67000-A8182	P-T66-7-H

Integrierte 3-A-Leistungs-Vollbrücke mit Temperatursicherung, voll geschützten Endstufen und integrierten Freilaufdioden. Der Gehäusetemperaturbereich ist  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $+125^{\circ}\text{C}$ . Der IC eignet sich besonders für den Einsatz im Kfz.

**Eigenschaften**

- Max. Ausgangsstrom 4 A
- Ausgänge kurzschlußfest nach  $\pm U_S$
- Thermischer Überlastschutz
- Integrierte Freilaufdioden nach  $\pm U_S$
- Versorgungsspannung max. 45 V
- Kfz-tauglich

**Anwendungsbeschreibung**

In der Industrielektronik werden Leistungsvollbrücken meist für bidirektionale Motorantriebe eingesetzt. Die beiden Differenz-Steuer Eingänge wirken wie folgt auf die Ausgänge:

Zustand	Differenz-Eingangsspannung 1	Differenz-Eingangsspannung 2	Ausgang 1	Ausgang 2
1	$<0$	$<0$	$U_{QL}$	$U_{QL}$
2	$<0$	$>0$	$U_{QL}$	$U_{QH}$
3	$>0$	$<0$	$U_{QH}$	$U_{QL}$
4	$>0$	$>0$	$U_{QH}$	$U_{QH}$

$U_{QL}$  heißt: unteres Leistungslemnt durchgeschaltet; oberes Leistungslemnt gesperrt

$U_{QH}$  heißt: oberes Leistungslemnt durchgeschaltet; unteres Leistungslemnt gesperrt

Beispielsweise gilt dann:

- Zustand 1: Motor wird gebremst
- Zustand 2: Motor dreht rechts
- Zustand 3: Motor dreht links
- Zustand 4: Motor wird gebremst

## Schaltungsbeschreibung

### Eingangsschaltung

Die Eingangsstufen sind als Differenzeingänge mit einer Leerlaufverstärkung von typ. 80 dB und einem Eingangsgleichaktbereich bis 0 V ausgelegt.

### Ausgangsstufen

Die Endstufen bestehen aus zwei Gegentakt-C-Stufen. Mit Hilfe der Schutzschaltungen zur Verlustleistungsbegrenzung sind die Ausgänge im gesamten Funktionsbereich gegen Masse und gegen die Versorgungsspannung kurzschlußfest. Positive und negative Spannungsspitzen, die beim Schalten induktiver Lasten auftreten, werden durch integrierte Dioden begrenzt.

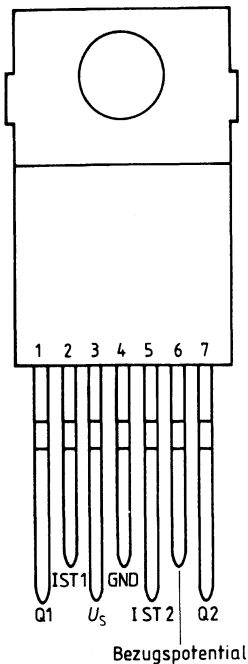
### Überwachungs- und Schutzfunktionen

Durch eine Temperatursicherung wird der IC vor thermischer Überlastung geschützt.

Die Leistungselemente werden durch eine Schutzschaltung überwacht. Bei kleinen Spannungen (bis 8 V) wird lediglich der Strom begrenzt, um die Bonddrähte zu schützen. Bei höheren Spannungen regelt die Schutzschaltung die Verlustleistung im Leistungselement.

### Anschlußanordnung

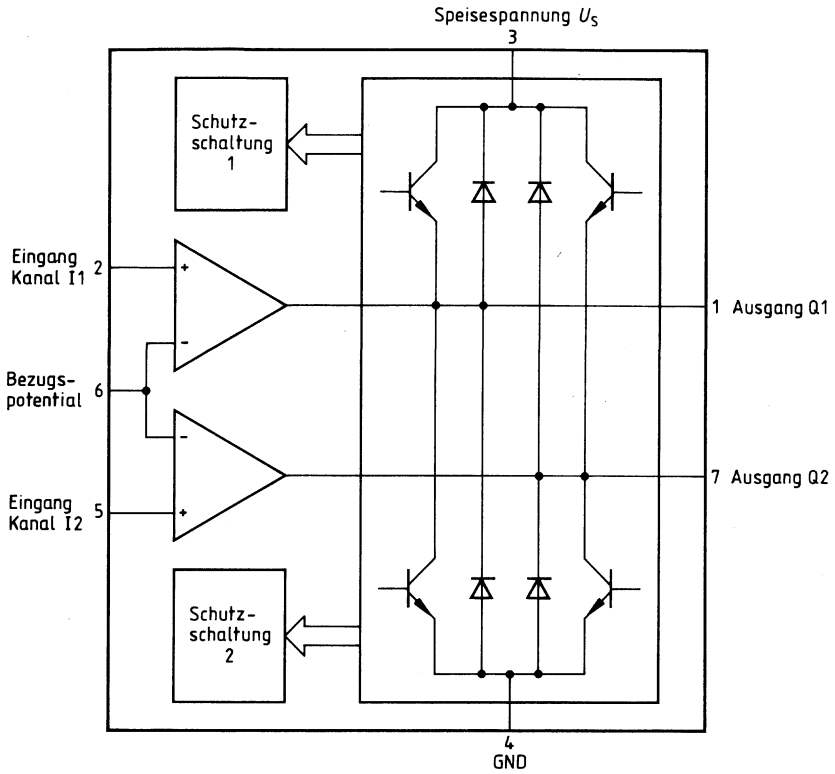
(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

<b>Anschluß</b>	<b>Symbol</b>	<b>Funktion</b>
1	Q1	<b>Ausgang Kanal 1</b> Kurzschlußfester Gegentakt-C-Ausgang Kanal 1 für Nennströme bis zu 3 A. Freilaufdioden gegen $+U_s$ und Masse sind integriert.
2	IST1	<b>Steuereingang Kanal 1</b> Differenzeingang bezüglich Anschluß 6; wirkt nichtinvertierend auf Ausgang Kanal 1. Der Gleichtaktbereich reicht von $U_s -2,5$ V bis auf Masse.
3	$U_s$	<b>Speisespannung</b> Mit einer keramischen Kapazität von mindestens 220 nF nicht an Anschluß 3 gegen Masse (Anschluß 4) abblocken. Bei längeren Zuleitungen ist ein induktivitätsarmer schaltfester Stützelko von wenigstens 10 $\mu$ F zwischen den Anschlüssen 3 und 4 vorzusehen. Die Leitung ist für den maximalen Kurzschlußstrom (2 x 4 A) auszulegen.
4	GND	<b>Masse</b> Leitung für den max. Kurzschlußstrom auslegen (2 x 4 A).
5	IST2	<b>Steuereingang Kanal 2</b> Differenzeingang bezüglich Anschluß 6; wirkt nichtinvertierend auf Ausgang Kanal 2. Der Gleichtaktbereich reicht von $U_s -2,5$ V bis auf Masse.
6	Bezugs- potential	<b>Eingangsbezugspotential für Kanal 1 und 2</b> Mit diesem Eingang kann die Schaltschwelle vom Anwender individuell festgelegt werden. Der Gleichtaktbereich reicht von $U_s -2,5$ V bis auf Masse.
7	Q2	<b>Ausgang Kanal 2</b> Kurzschlußfester Gegentakt-C-Ausgang Kanal 2 für Nennströme bis zu 3 A. Freilaufdioden gegen $+U_s$ und Masse sind integriert.

Blockschaltbild



**Grenzdaten** $T_U = -40^\circ\text{C}$  bis  $+125^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
-------------	--------	------	------	---------

**Spannungen**

Speisespannung	$U_S$	-0,3	45	V
Eingangsspannungen Anschluß 2, 5 und 6	$U_I$	-0,3	$+U_S$	V

**Ströme**

Speisestrom $T_G \leq 85^\circ\text{C}$	$I_S$	-3	8	A
Ausgangsstrom $T_G \leq 85^\circ\text{C}$	$I_{Q\ 1,2}$	-4	4	A
Massestrom $T_G \leq 85^\circ\text{C}$	$I_M$	-8	8	A
Diodenspitzenströme gegen $+U_S$ gegen Masse	$I_{F+}$ $I_{F-}$		1,5 4	A A

**Temperaturen**

Sperrschichttemperatur	$T_j$		150	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{\text{stg}}$	-50	150	$^\circ\text{C}$

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	8	24	V
Gehäusetemperatur $T_j \leq 150^\circ\text{C}$	$T_G$	-40	125	$^\circ\text{C}$
Wärmewiderstände				
System-Gehäuse	$R_{\text{th SG}}$		4	K/W
System-Umgebung	$R_{\text{th SU}}$		65	K/W

**Kenndaten**

$T_G = +25^\circ\text{C}; U_S = 12\text{ V}$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	----------------	------	------	------	---------

**Allgemeine Daten**

Ruhestrom	$I$	$U_{2,5} = 12\text{ V};$ $U_6 = 0\text{ V}$		15	30	mA
-----------	-----	--	--	----	----	----

**Steuereingänge**

Eingangs-Offsetspannung	$U_{I0}$	$U_{2,5} = 0\text{ V}$ $U_6 = 12\text{ V}$ $U_{2,5} = 12\text{ V}$ $U_6 = 0\text{ V}$	-10		10	mV
Eingangsoffsetstrom	$I_{I0}$		-100		100	nA
Eingangsstrom	$-I_{1,2,5}$		1		2	$\mu\text{A}$
Eingangsstrom	$-I_6$		2		4	$\mu\text{A}$
Eingangs-gleichtaktbereiche nach $+U_S$	$U_{IC+}$	Differenz zu $+U_S$ gegen Masse	2,5		3	V
nach Masse	$U_{IC-}$		-0,5		0	V

**Ausgangsstufen**

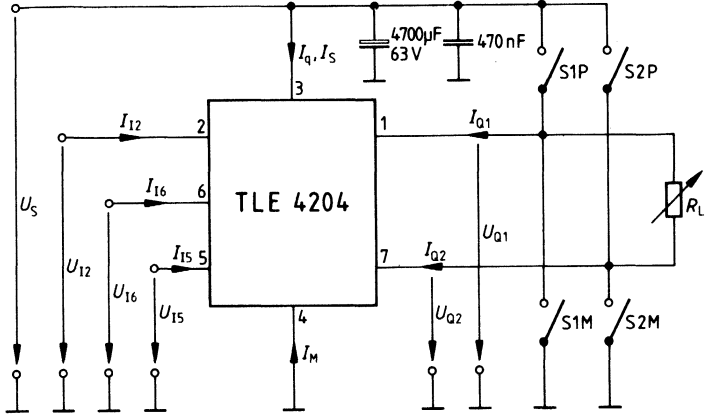
Sättigungsspannungen gegen $+U_S$	$U_{QSatO}$	$U_{I6} < U_{I2,5}; I_Q = -1\text{ A}^1)$ $U_{I6} U_{I2,5}; I_Q = -3\text{ A}^1)$ $U_{I6} > U_{I2,5}; I_Q = 1\text{ A}$ $U_{I6} > U_{I2,5}; I_Q = 3\text{ A}$		1,0	1,3	V
gegen $+U_S$	$U_{QSatO}$			2,0	2,5	V
gegen Masse	$U_{QSatU}$			1,0	1,3	V
gegen Masse	$U_{QSatU}$			2,0	2,5	V
Flußspannungen gegen $+U_S$	$U_{Fo}$	$U_{I6} < U_{I2,5}; I_Q = 1\text{ A}^1)$ $U_{I6} > U_{I2,5}; I_Q = -1\text{ A}$ $U_{I6} > U_{I2,5}; I_Q = -3\text{ A}$		1,2	1,4	V
gegen Masse	$U_{Fu}$			-1	-1,2	V
gegen Masse	$U_{Fu}$			-1,4	-1,6	V
Kurzschlußströme bei Kurzschluß nach $+U_S$ $U_6 > U_{I2,5}$	$I_{QP1,7}$	S 1P, 2P geschlossen				
	$I_{QP1,7}$	$U_S = 12\text{ V}$ $U_S = 24\text{ V}$		2,5	3,5	A
	$I_{QP1,7}$			1,0		A
bei Kurzschluß nach Masse $U_6 < U_{I2,5}$	$-I_{QM1,7}$	S 1M, 2M geschlossen				
	$-I_{QM1,7}$	$U_S = 12\text{ V}$ $U_S = 24\text{ V}$	1	2,5	3,5	A
	$-I_{QM1,7}$		1	1,5		A

**Schaltzeiten**

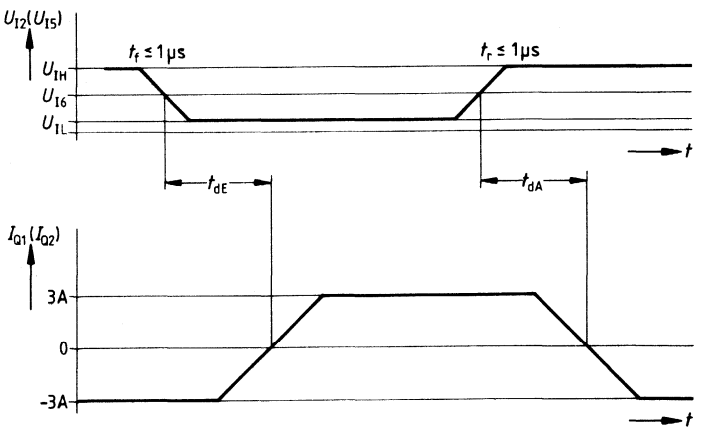
Einschaltzeit	$t_{dE}$	siehe Bild 2		2	4	$\mu\text{s}$
Ausschaltzeit	$t_{dA}$	siehe Bild 2		3	6	$\mu\text{s}$

<sup>1)</sup> gegen  $+U_S$  gemessen

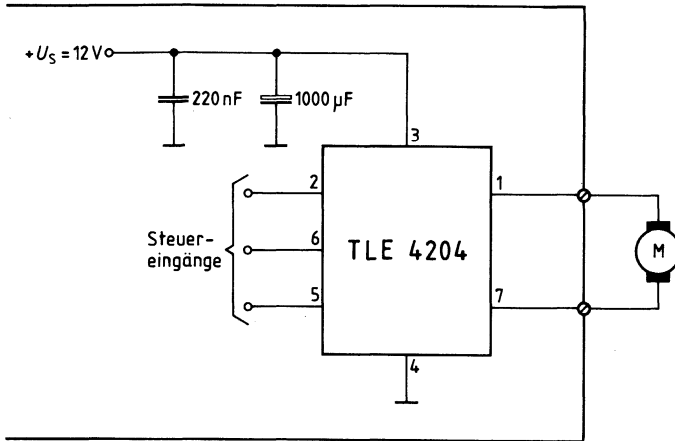
**Meßschaltung**  
**Bild 1**



**Bild 2**

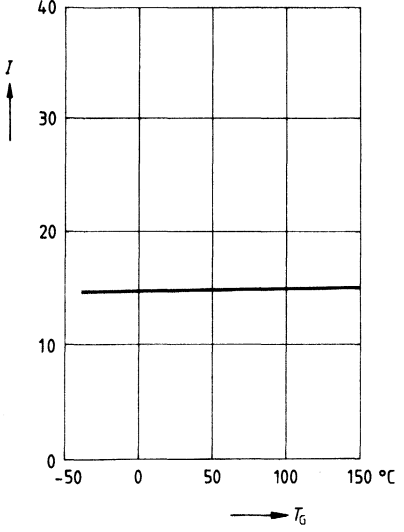


## Anwendungsschaltung

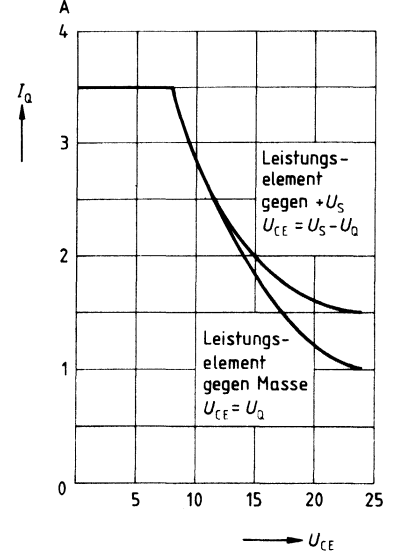




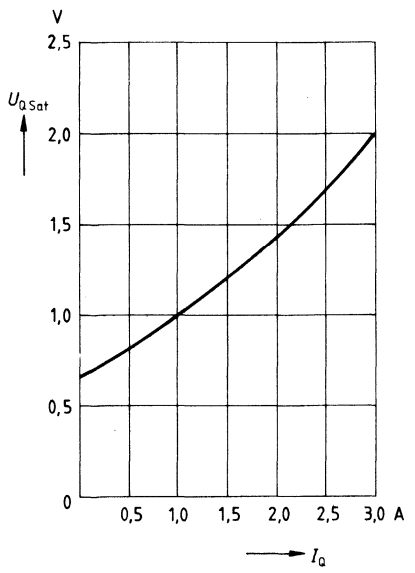
**Ruhestrom  $I = (f) T_G$**   
 $U_S = 12 \text{ V}; U_{I_{2/5}} = U_S$   
 $U_{I_6} = 0 \text{ V}$



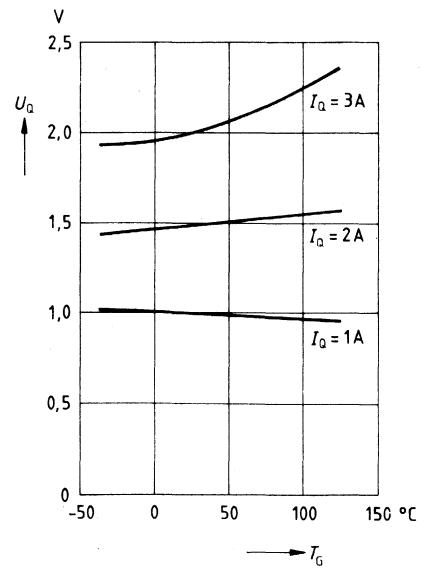
**Kurzschlußstrom  $I_Q (f) U_{CE}$**   
 $T_G = 25^\circ\text{C}$



**Sättigungsspannung  $U_{QSat} (f) I_Q$**   
 $U_S = 12 \text{ V}; T_G = 25^\circ\text{C}$



**Sättigungsspannung  $U_{QSat} = (f) T_G$**   
 $U_S = 12 \text{ V}; P_V \leq 6 \text{ W}$



**Vorläufige Daten****Bipolare Schaltung**

<b>Typ</b>	<b>Bestellnummer</b>	<b>Gehäuse</b>
TCA 1561 B	Q67000-A8209	P-SIP-9
TCA 1560 B	Q67000-A8208	P-DIP-18-L9

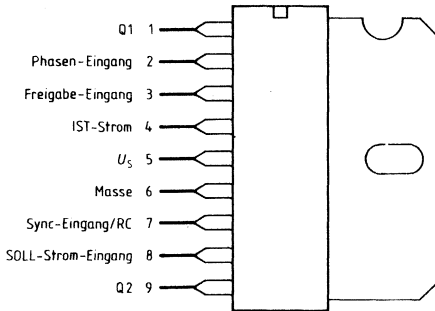
Der TCA 1561B ist ein bipolarer monolithischer IC zur Steuerung und Regelung des Motorstroms in einem Strang eines bipolaren Schrittmotors. Weitere Anwendungsgebiete sind die Ansteuerung von Gleichstrommotoren sowie von allen bei Konstantstrom betriebenen induktiven Lasten.

Der Baustein hat TTL-kompatible Logikeingänge, enthält eine Treibervollbrücke mit integrierten, schnellen Freilaufdioden sowie eine dynamische Begrenzung des Motorstroms durch Chopperbetrieb. Der Sollstrom ist mit einer Steuerspannung stufenlos einstellbar. Zwei TCA 1561B bilden mit minimaler Außenbeschaltung und einer einzigen Speisespannung ein komplettes und direkt MC-ansteuerbares System für zweiphasige bipolare Schrittmotore mit Ausgangsströmen bis zu 2,5 A pro Phase. Der funktionsgleiche TCA 1560 B im P-DIP-18-L9-Gehäuse ist für Ausgangsströme bis 1,25 A konzipiert.

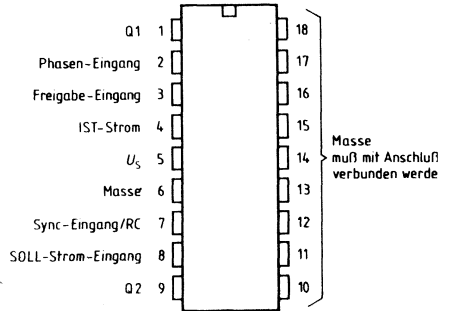
**Eigenschaften**

- 2,5 A Spitzenstrom
- Schnelle integrierte Freilaufdioden
- Einfache Ansteuerung
- Thermischer Überlastschutz mit Hysterese

**Anschlußanordnung TCA 1561 B**  
(Ansicht von oben)



**Anschlußanordnung TCA 1560 B**  
(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung TCA 1561 B**

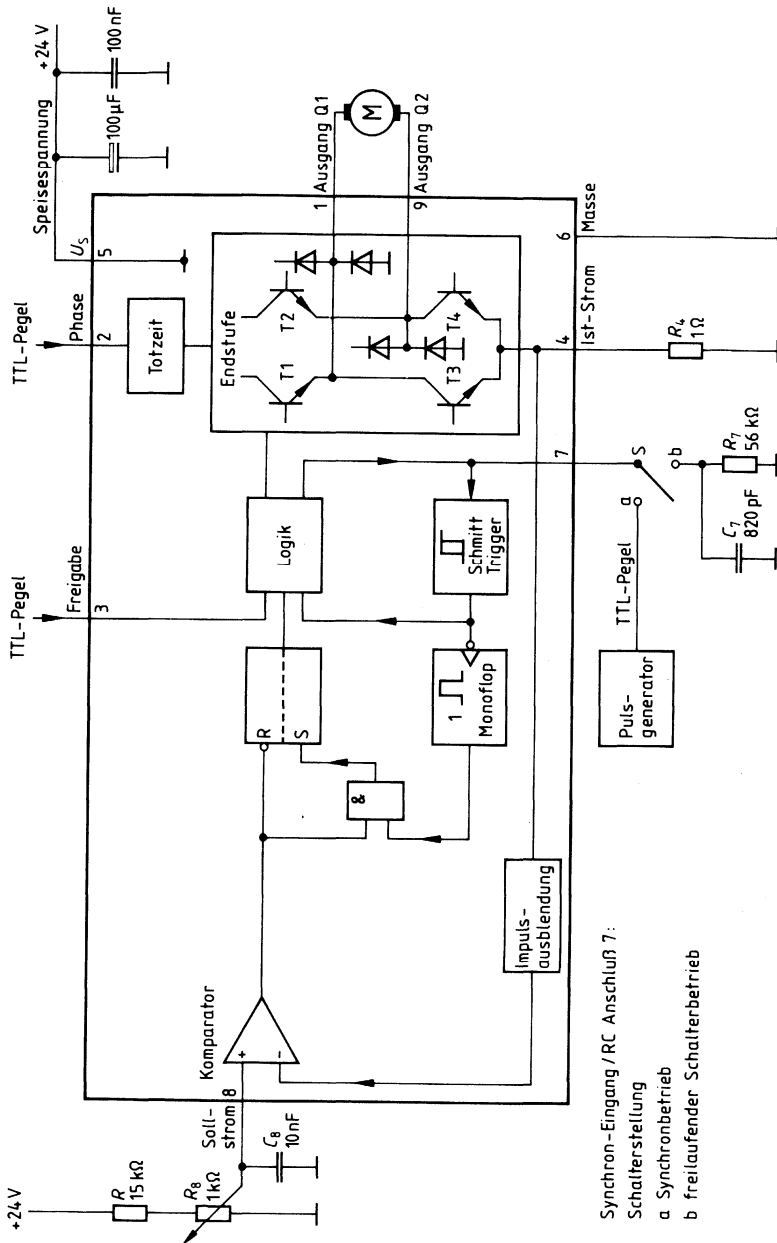
Anschluß	Symbol	Funktion
1	Q1	Ausgang Q1
2		Phasen-Eingang
3		Freigabe-Eingang
4		IST-Strom
5	$U_S$	Speisespannung
6	$0_S$	Masse
7	RC	Synchron-Eingang/RC
8		SOLL-Strom-Eingang
9	Q2	Ausgang Q2

Die Kühlfahne ist intern mit Anschluß 6 (Masse) verbunden.

**Anschlußbelegung TCA 1560 B**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	Q1	Ausgang Q1
2		Phasen-Eingang
3		Freigabe-Eingang
4		IST-Strom
5	$U_S$	Speisespannung
6	$0_S$	Masse
7	RC	Synchron-Eingang/RC
8		SOLL-Strom-Eingang
9	Q2	Ausgang Q2
10-18		Masse (muß mit Anschluß 6 verbunden werden).

Blockschaltbild



Synchron-Eingang / RC Anschluß 7 :

Schalterstellung

a Synchronbetrieb

b freilaufender Schalterbetrieb

## Schaltungsbeschreibung

### Ausgänge

Die Ausgänge Q1, Q2 (Anschluß 1, 9) werden von Gegentaktendstufen versorgt. Je zwei integrierte Freilaufdioden gegen Masse bzw. Speisespannung schützen die integrierte Schaltung vor den Rückschlagspannungen einer induktiven Last.

### Freigabe

Mit einer Spannung  $U_{13} \leq 0,8 \text{ V}$  an Anschluß 3 können die Ausgänge Q1 und Q2 gesperrt werden. Der Speisestrom reduziert sich dabei auf max. 1 mA. Das gleiche bewirkt ein offener Anschluß 3. Die Freigabe der Senkentristoren erfolgt mit  $U_{13} \geq 2 \text{ V}$ .

### Phase

Die Spannung am Anschluß 2 bestimmt die Phasenlage des Ausgangsstromes. Ausgang Q1 wirkt als Senke für  $U_{12} \leq 0,8 \text{ V}$  und als Quelle für  $U_{12} \geq 2 \text{ V}$ .

Für Ausgang Q2 gilt sinngemäß:

Senke für  $U_{12} \geq 2 \text{ V}$

Quelle für  $U_{12} \leq 0,8 \text{ V}$

Die Senkentristoren werden stromgeschopped. Bei Phasenwechsel verhindert eine interne Schaltung, daß unzulässige Querströme fließen.

### SOLL-Strom-Eingang

Der Spitzenstrom in der Motorwicklung wird durch die Spannung am Anschluß 8 festgelegt. Ein Komparator vergleicht diese mit dem Spannungsabfall am IST-STROM-Fühler an Anschluß 4. Bei Überschreitung des Sollstromes werden die Senkentristoren der Ausgänge durch eine Logik abgeschaltet.

### Synchron-Eingang/RC

Das Einschalten der Ausgänge erfolgt mit dem an Anschluß 7 anliegenden Signal. Möglich ist eine Synchronisation durch ein eingespeistes TTL-Signal oder ein freilaufendes Schalten mit der externen RC-Kombination.

### Freilaufender Schaltbetrieb

Nach Anlegen der Speisespannung lädt sich der Kondensator  $C_7$  am Anschluß 7 bis zu einer Grenzspannung von typ. 2,4 V auf. Durch den ansteigenden Strom in der Motorwicklung steigt die Spannung am IST-Strom-Fühler  $R_4$  (Anschluß 4). Nach Überschreiten des am SOLL-Strom-Eingang (Anschluß 8) vorgegebenen Wertes setzt der Komparator zusammen mit einer Impulsausblendung ein RS-Flipflop zurück. Dadurch sperren über die Logik die Senkentristoren T3 und T4. Die Aufladung von  $C_7$  wird beendet. Der parallel liegende Widerstand  $R_7$  entlädt dann  $C_7$ . Bis zum Erreichen der unteren Schaltschwelle des Schmitt-Triggers bleiben die Senkentristoren gesperrt. Diese Sperrzeit wird somit durch die Zeitkonstante  $t_s = R_7 \times C_7$  festgelegt. Nach dem Überschreiten der unteren Triggerschwelle wird mit der fallenden Flanke des Schmitt-Trigger-Ausgangs das Monoflop getriggert und das RS-Flipflop wieder gesetzt, falls die Spannung am IST-Strom-Fühler (Anschluß 4) unter dem Sollwert vom Anschluß 8 liegt. Die Logik schaltet dann den Senkentristor T3 bzw. T4 leitend und lädt wieder den Kondensator  $C_7$ . Steigt die

Spannung am Anschluß 4 über den Komparatorwert von Anschluß 8 an, werden die Senkentransistoren T3 und T4 erneut abgeschaltet.

Das nächste Einschalten kann dann frühestens nach dem Entladen von  $C_7$  auf die untere Triggerschwelle erfolgen. Diese Entladezeit ist abhängig von  $R_7$  und  $C_7$ .

**Synchronbetrieb**

Wird am Anschluß 7 ein Synchronsignal mit TTL-Pegel zugeführt, setzt die negative Flanke über die Kombination Schmitt-Trigger/Monoflop das RS-Flipflop, falls die Spannung am Anschluß 4 kleiner als der Sollwert am Anschluß 8 ist. Wie beim freilaufenden Schaltbetrieb werden die entsprechenden Endtransistoren leitend. Das Sperren erfolgt ebenfalls durch Rücksetzen des RS-Flipflops, wenn die Spannung am Anschluß 4 größer als der Sollwert am Anschluß 8 ist.

**Impulsausblendung**

Die Impulsausblendung unterdrückt in allen Fällen positive Impulse von typ. 0,5  $\mu$ s Dauer am Anschluß 4. Diese können sich als Folge der Querströme bei Chopper-Betrieb durch die integrierten Freilaufdioden ergeben. Dabei steigt die Spannung am Anschluß 4 weit über den Sollwert und würde ohne Impulsausblendung zur dynamischen Strombegrenzung führen. Die Zeit für diese im Prinzip unvermeidlichen Querströme liegt in der Größenordnung der Sperrverzugszeit der Freilaufdioden.

**Temperatursicherung**

Bei einer Erhöhung der Chiptemperatur auf ca. 150 °C werden die Endstufen abgeschaltet und bei ca. 130 °C wieder freigegeben.

**Logische Zuordnung**

Freigabe		L	L	H	H
Phase		L	H	L	H
Ausgang	Q1	/	/	L	H
Ausgang	Q2	/	/	H	L
Transistor	T1	X	X	X	·
Transistor	T2	X	X	·	X
Transistor	T3	X	X	··	X
Transistor	T4	X	X	X	··

bei:  
 $U_4 > 10 \text{ mV}$   
 $R_4 > 0 \Omega$

- L = niedriger Spannungspegel, Eingang offen
- H = hoher Spannungspegel
- X = Transistor gesperrt
- = Transistor leitend
- = Transistor leitend, bei Strombegrenzung geschaltet
- / = Ausgang hochohmig

**Grenzdaten**

$$T_G = -25^\circ\text{C bis } +85^\circ\text{C}$$

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung Anschluß 5	$U_S$	-0,3	45	V
Speisestrom Anschluß 5	$I_S$	0	2,5	A
Spitzenströme in den Ausgangstransistoren Anschlüsse 1, 9	$I_Q$	-2,5	2,5	A

**Diodenflußströme**

Diode gegen $+U_S$	$I_{FH}$		2,5	A
Diode gegen Masse	$I_{FL}$		2,5	A
Eingangsspannung Anschlüsse 2, 3, 7, 8	$U_I$	-0,3	6	V
Ausgangsstrom Anschluß 4	$I_4$	-2,5		A
Spannung Anschluß 4	$U_4$	-0,3	5	V
Massestrom Anschluß 6	$I_6$		2,5	A
Chiptemperatur	$T_C$		150	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-40	125	$^\circ\text{C}$
Wärmewiderstände				
System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		70	K/W
System-Gehäuse	$R_{th\ SG}$		8	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung Anschluß 5	$U_S$	8	40	V
Gehäusetemperatur	$T_G$	-25	85	$^\circ\text{C}$
Eingangsspannung Anschlüsse 2, 3, 7	$U_I$		5	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	-2	2	A

**Kenndaten**

$U_S = 24 \text{ V}; T_G = 25^\circ \text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom Anschluß 5	$I_S$	$U_{I3} = U_{IH}$		18	30	mA
Speisestrom Anschluß 5	$I_S$	$U_{I3} = U_{IL}$		0,5	1	mA

**Ausgang Anschlüsse 1, 9**

Ausgangsspannung: Quelle	$U_{QH}$	$ I_{Q1}  = 1 \text{ A}$		1,7	1,9	V
Ausgangsspannung: Quelle	$U_{QH}$	$ I_{Q2}  = 1,5 \text{ A}$		1,9	2,1	V
Ausgangsspannung: Senke	$U_{QL}$	$ I_{Q1}  = 1 \text{ A}$		1,2	1,4	V
Ausgangsspannung: Senke	$U_{QL}$	$ I_{Q2}  = 1,5 \text{ A}$		1,5	1,7	V
Sperrstrom	$ I_{QS} $				300	$\mu\text{A}$
Phasentotzeit	$t_T$	Bild 1	0,1	0,3	1,0	$\mu\text{s}$
Diodenflußspannungen gegen $+U_S$	$U_{FH}$	$I_{FH} = 1 \text{ A}$		1,0	1,2	V
Diodenflußspannungen gegen $+U_S$	$U_{FH}$	$I_{FH} = 1,5 \text{ A}$		1,1	1,3	V
Diodenflußspannungen gegen Masse	$U_{FL}$	$I_{FL} = 1 \text{ A}$		1,1	1,3	V
Diodenflußspannungen gegen Masse	$U_{FL}$	$I_{FL} = 1,5 \text{ A}$		1,3	1,5	V

**Eingänge:**

**Freigabe Anschluß 3 und Phase Anschluß 2**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$		2			V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$				0,8	V
H-Eingangsstrom	$I_{IH}$	$U_{IH} = 5 \text{ V}$		50	100	$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	$U_{IL} = 0 \text{ V}$			100	$\mu\text{A}$
Anstiegs-/Abfallzeit	$t_r, t_f$				2	$\mu\text{s}$

**Soll-Strom Anschluß 8**

Regelbereich	$U_{I8}$		0		2	V
Eingangsstrom	$-I_{I8}$	$U_{I8} = 0 \text{ V}$			5	$\mu\text{A}$
Eingangsnullspannung	$U_{I(8-4)}$	Bild 5		0		mV

**IST-Strom Anschluß 4**

Regelbereich	$U_{I4}$	Bild 5	0		2	V
Abschaltverzögerung	$t_d$	Bild 3		2	3	$\mu\text{s}$

**Synchroneingang/RC Anschluß 7**

Synchronfrequenz	$f$	Tastverhältnis: 0,5	1		100	kHz
Tastverhältnis	$\nu$	$f = 40 \text{ kHz}$	0,1		0,9	
Anstiegs-/Abfallzeit	$t_r, t_f$				2	$\mu\text{s}$
Ausgangsstrom Anschluß 7	$-I_{Q7}$		1,2	1,6	2,0	mA
Triggerschwelle Anschluß 7	$U_{L7}$	Bild 2		0,6	0,8	V
Aufladegrenze $C_7$	$U_{G7}$		2,2	2,4		V
Sperrzeit	$t_S$	Bild 4		64		$\mu\text{s}$
Eingangswiderstand Anschluß 7 (dyn.)	$R_{I7}$	$U_7 = 1,5 \text{ V}$		1		k $\Omega$



**Grenzdaten** $T_G = 25^\circ\text{C}$  bis  $+85^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung Anschluß 5	$U_S$	-0,3	45	V
Speisestrom Anschluß 5	$I_S$	0	1,25	A
Spitzenströme in den Ausgangstransistoren Anschlüsse 1, 9	$I_Q$	-1,25	1,25	A

**Diodenflußströme Anschlüsse 1,9**

Diode gegen $+U_S$	$I_{FH}$		1,25	A
Diode gegen Masse	$I_{FL}$		1,25	A
Eingangsspannung Anschlüsse 2, 3, 7, 8	$U_I$	-0,3	6	V
Ausgangsstrom Anschluß 4	$I_4$	-1,25		A
Spannung Anschluß 4	$U_4$	-0,3	5	V
Massestrom Anschluß 6	$I_6$		1,25	A
Chiptemperatur	$T_C$		150	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-40	125	$^\circ\text{C}$
Wärmewiderstände				
System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		70	K/W
System-Gehäuse (an Anschluß 14 gemessen)	$R_{th\ SG}$		15	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung Anschluß 5	$U_S$	8	40	V
Gehäusetemperatur (an Anschluß 14 gemessen)	$T_G$	-25	85	$^\circ\text{C}$
Eingangsspannung Anschlüsse 2, 3, 7	$U_I$		5	V
Ausgangsstrom Anschlüsse 1, 9	$I_Q$	-1	1	A

**Kenndaten**

$U_S = 24 \text{ V}; T_G = 25^\circ \text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom Anschluß 5	$I_S$	$U_{I3} = U_{IH}$		18	30	mA
Speisestrom Anschluß 5	$I_S$	$U_{I3} = U_{IL}$		0,5	1	mA

**Ausgang Anschlüsse 1, 9**

Ausgangsspannung: Quelle	$U_{QH}$	$ I_{Q1}  = 0,5 \text{ A}$		1,6	1,8	V
Ausgangsspannung: Quelle	$U_{QH}$	$ I_{Q1}  = 0,75 \text{ A}$		1,65	1,90	V
Ausgangsspannung: Senke	$U_{QL}$	$ I_{Q1}  = 0,5 \text{ A}$		1,0	1,2	V
Ausgangsspannung: Senke	$U_{QL}$	$ I_{Q1}  = 0,75 \text{ A}$		1,1	1,4	V
Sperrstrom	$ I_{QS1} $				300	$\mu\text{A}$
Phasentotzeit	$t_T$	Bild 1	0,1	0,3	1,0	$\mu\text{s}$
Diodenflußspannung gegen $+U_S$	$U_{FH}$	$I_{FH} = 0,5 \text{ A}$		0,9	1,1	V
Diodenflußspannung gegen $+U_S$	$U_{FH}$	$I_{FH} = 0,75 \text{ A}$		0,95	1,15	V
Diodenflußspannung gegen Masse	$U_{FL}$	$I_{FL} = 0,5 \text{ A}$		0,95	1,15	V
Diodenflußspannung gegen Masse	$U_{FL}$	$I_{FL} = 0,75 \text{ A}$		1,0	1,2	V

**Eingänge****Freigabe Anschluß 3 und Phase Anschluß 2**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$		2			V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$				0,8	V
H-Eingangsstrom	$I_{IH}$	$U_{IH} = 5 \text{ V}$		50	100	$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	$U_{IL} = 0 \text{ V}$			100	$\mu\text{A}$
Anstiegs-/Abfallzeit	$t_r, t_f$				2	$\mu\text{s}$

**Soll-Strom Anschluß 8**

Regelbereich	$U_{I8}$		0		2	V
Eingangsstrom	$-I_{I8}$	$U_{I8} = 0 \text{ V}$			5	$\mu\text{A}$
Eingangsnulspannung	$U_{I(8-4)}$	Bild 5		0		mV

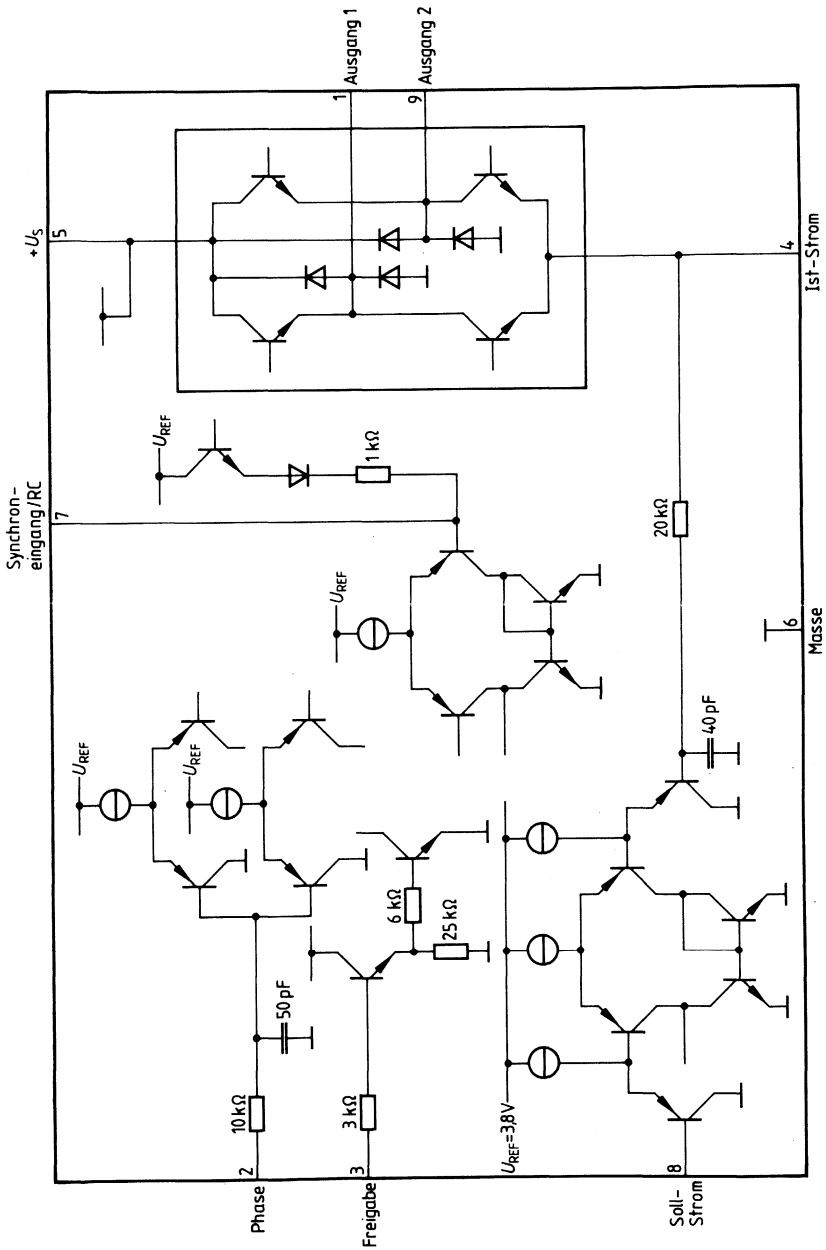
**IST-Strom Anschluß 4**

Regelbereich	$U_{I4}$	Bild 5	0		2	V
Abschaltverzögerung	$t_d$	Bild 3		2	3	$\mu\text{s}$

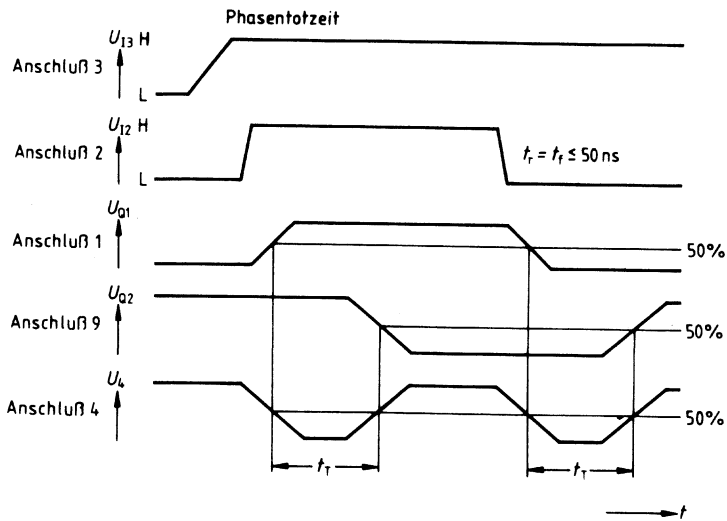
**Synchroneingang/RC Anschluß 7**

Synchronfrequenz	$f$	Tastverhältnis: 0,5	1		100	kHz
Tastverhältnis	$v$	$f = 40 \text{ kHz}$	0,1		0,9	
Anstiegs-/Abfallzeit	$t_r, t_f$				2	$\mu\text{s}$
Ausgangsstrom Anschluß 7	$-I_{Q7}$		1,2	1,6	2,0	mA
Triggerschwelle Anschluß 7	$U_{L7}$	Bild 2		0,6	0,8	V
Aufladegrenze $C_7$	$U_{G7}$		2,2	2,4		V
Sperrzeit	$t_S$	Bild 4		64		$\mu\text{s}$
Eingangswiderstand Anschluß 7 (dyn.)	$R_{I7}$	$U_7 = 1,5 \text{ V}$		1		k $\Omega$

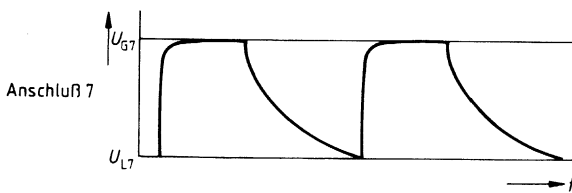
Innere Beschaltung der Anschlüsse



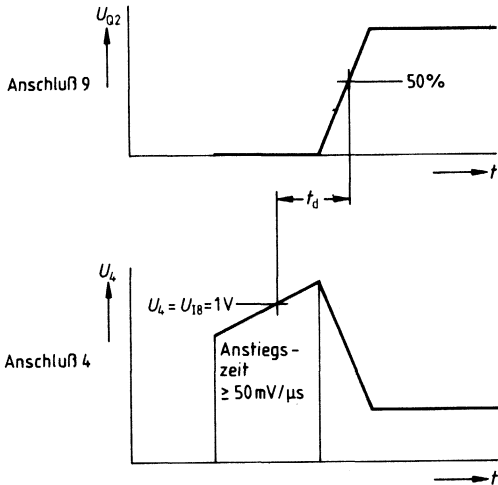
**Bild 1**  
**Phasentotzeit**



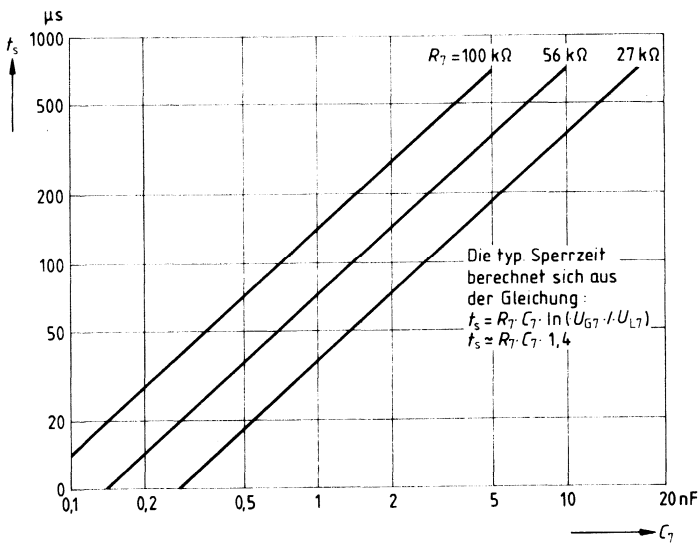
**Bild 2**  
**Triggerschwelle**



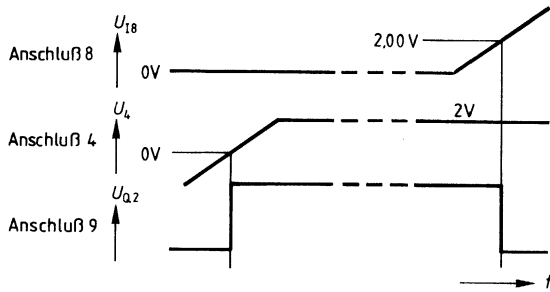
**Bild 3**  
**Abschaltverzögerung**



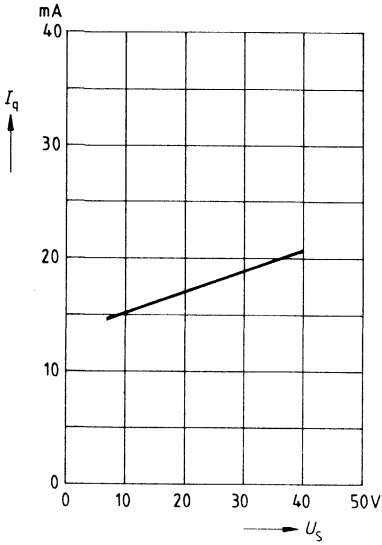
**Bild 4**  
**Sperrzeit  $t_S = f(C_7)$**



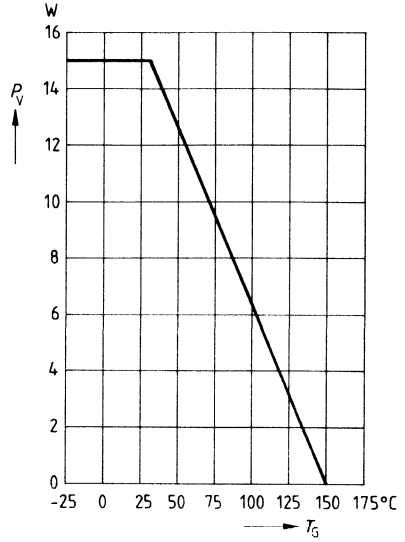
**Bild 5**  
**Regelbereich, Eingangsnulspannung**



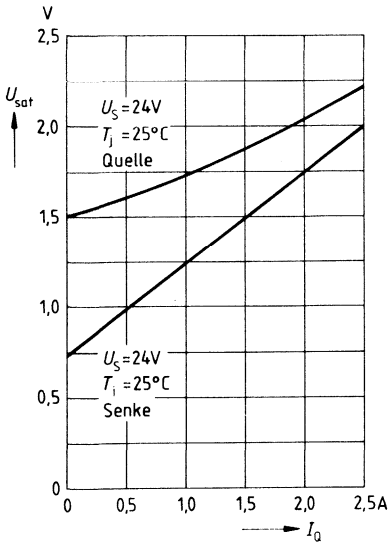
**Ruhestrom  $I_q = f(U_S)$**



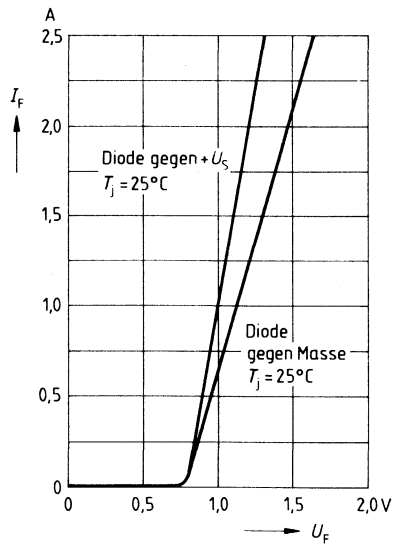
**Zulässige Verlustleistung  $P_V = f(T_G)$**



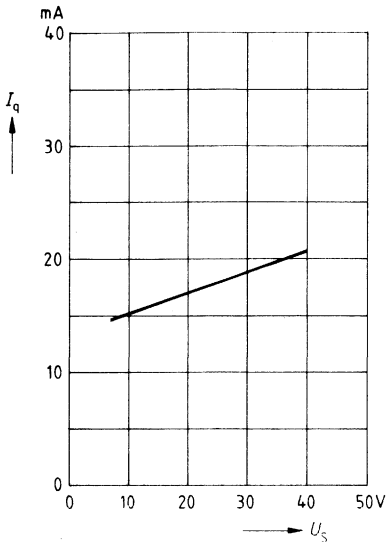
**Ausgangsstättigungsspannungen  $U_{sat} = f(I_Q)$**



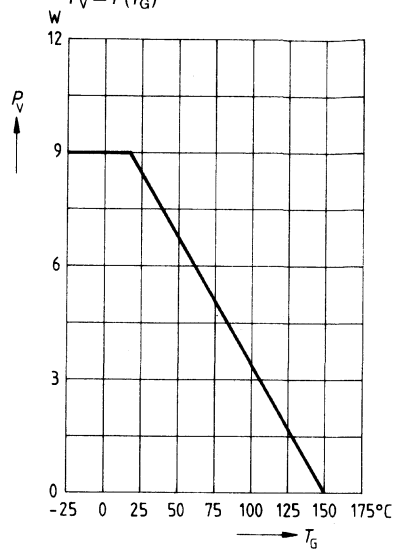
**Flußstrom der Freilaufdioden  $I_F = f(U_F)$**



**Ruhestrom  $I_q = f(U_S)$**

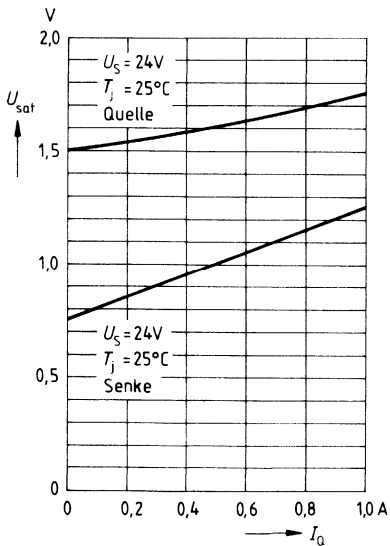


**Zulässige Verlustleistung  $P_V = f(T_G)$**



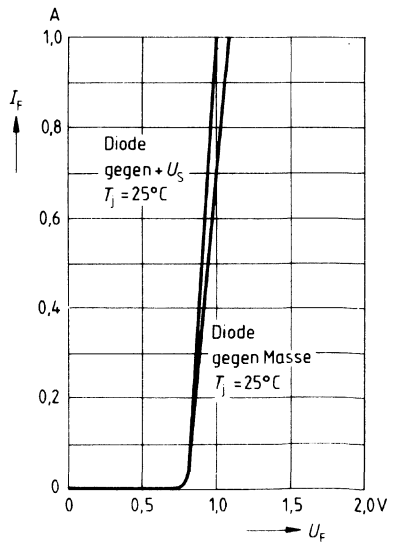
**Ausgangssättigungsspannungen**

$U_{sat} = f(I_Q)$



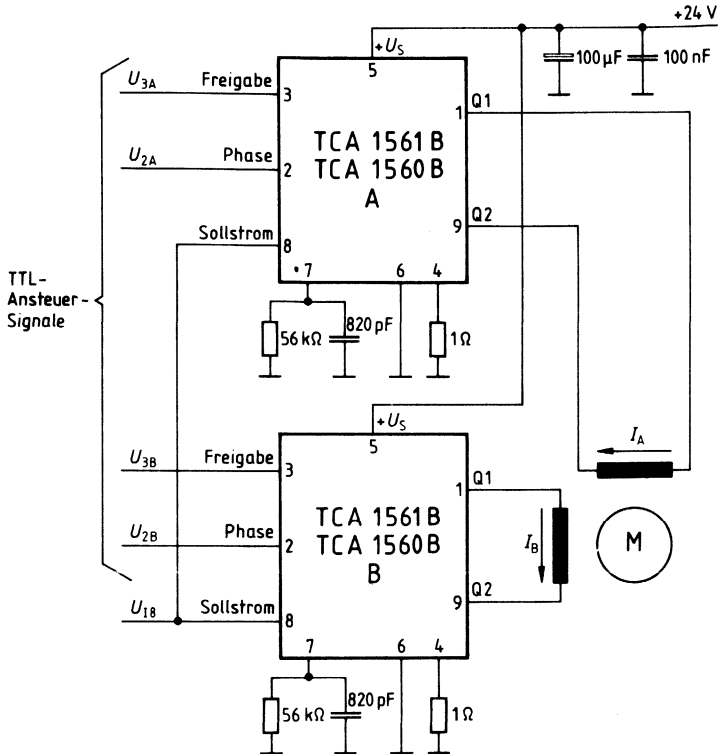
**Flußstrom der Freilaufdioden**

$I_F = f(U_F)$

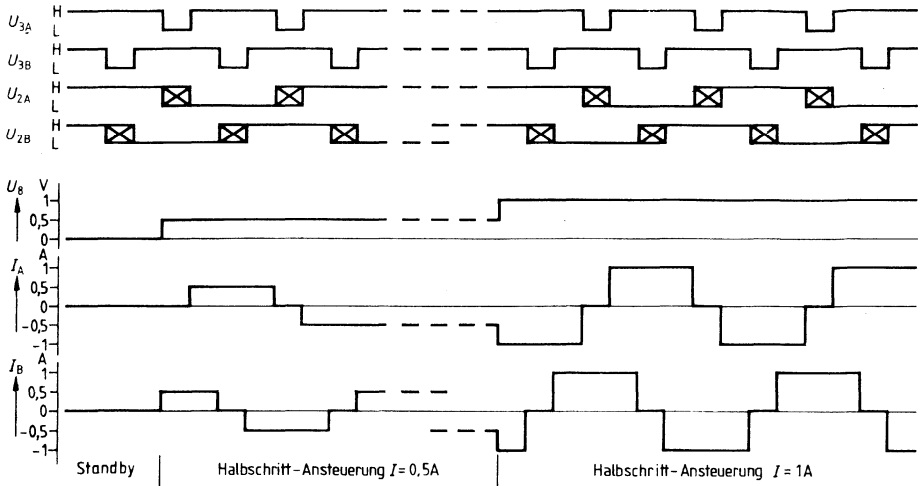




Anwendungsschaltung



Impulsdiagramm für Anwendungsschaltung



### Verlustleistungsberechnungen

Die Gesamtverlustleistung  $P_V$  setzt sich aus

Sättigungsverlusten $P_{\text{sat}}$	(Transistorrestspannung und Diodenflußspannungen),
Ruheverlusten $P_q$	(Ruhestrom mal Speisespannung) und
Schaltverlusten $P_s$	(Ein-/Ausschaltvorgänge) zusammen.

Die nachfolgenden Formeln geben die Verlustleistung bei Chopbetrieb ohne Phasenwechsel an. Das stellt den „worst case“ dar, weil für die gesamte Zeit der volle Strom fließt, und zusätzlich Schaltverluste auftreten.

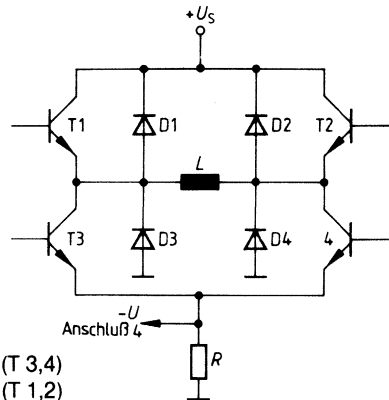
$$P_V = P_{\text{sat}} + P_q + P_s$$

mit 
$$P_{\text{sat}} \approx I_N \{ U_{\text{satu}} \cdot v + U_{\text{FO}} (1 - v) + U_{\text{sato}} \}$$

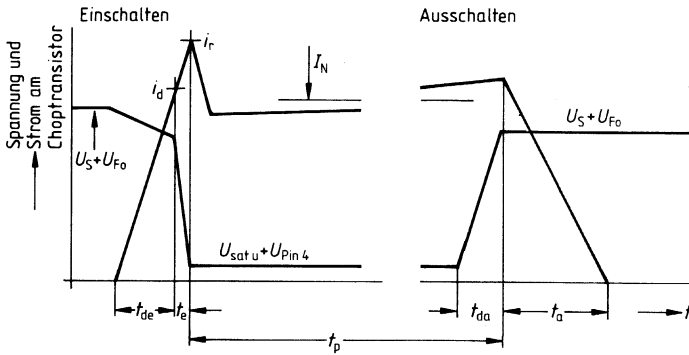
$$P_q = I_q \cdot U_S$$

$$P_s \approx \frac{U_S}{T} \left\{ \frac{i_d \cdot t_{\text{de}}}{2} + \frac{(i_d + i_r) t_e}{4} + \frac{I_N}{2} (t_{\text{da}} + t_a) \right\}$$

- $I_N$  = Nennstrom (Strommittelwert)
- $I_q$  = Ruhestrom
- $i_d$  = Löschverzögerungsstrom
- $i_r$  = Löschspitzenstrom
- $t_p$  = Leitzeit des Choptransistors
- $t_e$  = Einschaltzeit
- $t_a$  = Ausschaltzeit
- $t_{\text{de}}$  = Einschaltverzögerungszeit
- $t_{\text{da}}$  = Ausschaltverzögerungszeit
- $T$  = Periodendauer
- $v$  = Tastverhältnis  $t_p/T$
- $U_{\text{satu}}$  = Sättigungsspannung des Senkentransistors (T 3,4)
- $U_{\text{sato}}$  = Sättigungsspannung des Quellentransistors (T 1,2)
- $U_{\text{FO}}$  = Flußspannung der Freilaufdiode (D 1,2)
- $U_S$  = Speisespannung



**Verlustleistungsberechnungen**

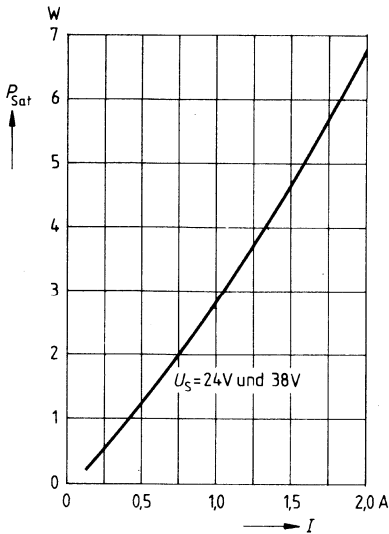


Kennlinien zur Bestimmung der typ. Verlustleistungen bei Chopperbetrieb ohne Phasenwechsel

Parameter:  $L_{Last} = 10 \text{ mH}$ ,  $C_7 = 820 \text{ pF}$ ;  $R_7 = 33 \text{ k}\Omega$ ;  $T_G = 25^\circ\text{C}$

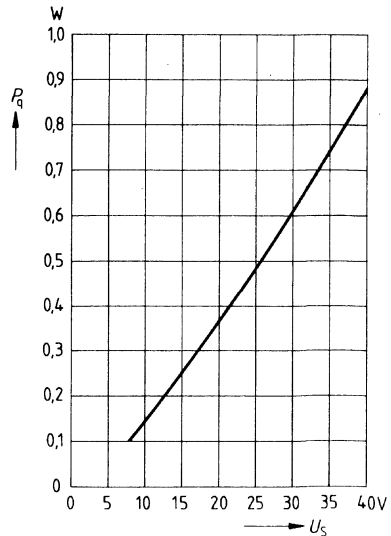
**Sättigungsverlustleistung**

$P_{sat} = f(I)$



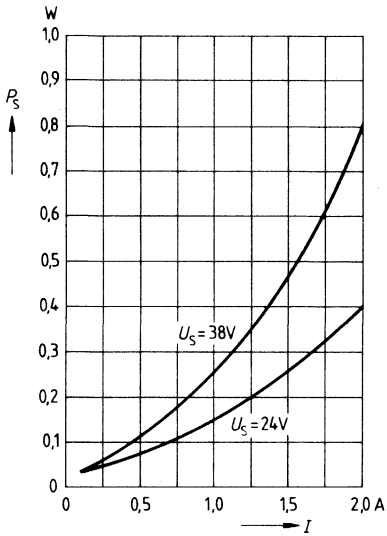
**Ruheverlustleistung**

$P_q = f(U_S)$



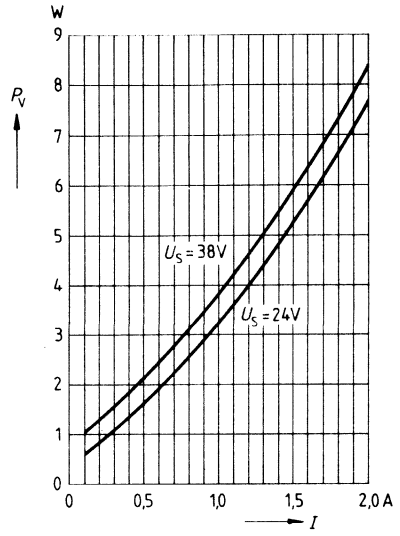
**Schaltverlustleistung**

$P_S = f(I)$



**Gesamtverlustleistung**

$P_V = f(I)$



## Vorläufige Daten

## MOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SLE 4520	Q671000-H8271	P-DIP-28

**Eigenschaften**

- Digitale Sinussyntese zur Drehzahl- und Drehmomentverstellung von Drehstrommotoren.
- 2-Chip-Lösung (z. B. SAB 8051 und SLE 4520) zum einfachen Aufbau eines leistungsfähigen Frequenzumrichters.
- Motorfrequenzen von 0 bis 3.000 Hz wählbar bei Schaltfrequenzen bis 23,4 kHz.
- Durch programmierbare Totzeit Anpassung an verschiedene Endstufen.
- Funktions- und Leistungsmerkmale durch individuelle Software bestimmt.

**Anwendungen**

Der neue Pulsweitenmodulator (PWM)-Baustein wurde geschaffen, um ein 8-bit-Datenwort in ein Rechtecksignal entsprechender Breite zu wandeln.

Zu diesem Zweck existieren drei voneinander unabhängige Verarbeitungskanäle mit Speicher, ladbarem Zähler und Nulldetektor.

In Verbindung mit einem Mikrocontroller (z. B. SAB 8051) und der entsprechenden Software können damit auf einfache Weise die Ansteuersignale für Wechselrichter, Umrichter (dreiphasig) mit fast beliebiger Kurvenmodulation (Sinus, Dreieck) und Phasenbeziehung gebildet werden.

Da der Baustein außerdem einen Oszillator mit Clock-Ausgang, einen programmierten Vorteiler zur Anpassung der Schaltfrequenz an die Erfordernisse der Endstufe, eine Verriegelungsstufe mit Status-Flipflop und die Möglichkeit der programmierbaren Totzeit hat, ist er für Anwendungen in Frequenzumrichtern zur Ansteuerung von Drehstromasynchronmotoren besonders geeignet.

Drehstrommotoren lassen sich in der Drehzahl einfach steuern, wenn ihnen eine Dreiphasenspannung angeboten wird, deren  $U/f$ -Verhältnis mit steigender Frequenz annähernd konstant bleibt. Zur Erzeugung dieser Dreiphasenspannung ist ein Frequenzumrichter erforderlich, der die Netzwechselfspannung gleichrichtet, siebt und sie mit Hilfe einer Ansteuerschaltung und dreier Leistungshalbbrücken wieder in eine Wechselspannung anderer Frequenz wandelt. Zur Vermeidung von hohen Verlusten arbeiten die Endstufen im Schaltbetrieb und werden von Rechteckpulsen angesteuert, deren Breite, abhängig vom Verlauf der Sinusfunktion, zu- oder abnimmt. Zur Bildung dieser Impulse mit einer Wiederholrate (Schaltfrequenz) bis über die Hörbarkeitsgrenze hat sich ein Ansteuerblock als vorteilhaft erwiesen, der im einfachsten Fall aus dem Mikrocontroller SAB 8051 und dem Pulsweitenmodulator SLE 4520 besteht.

### Funktionsprinzip

Die folgende Beschreibung basiert auf der Kombination des Bausteins SLE 4520 mit einem Mikrocomputer SAB 8051 und einem bei uns entwickelten Programm. Grundsätzlich sind auch andere Hardware-Kombinationen realisierbar.

Auf dem PWM-Baustein wurde ein Oszillator mitintegriert, der den programmierbaren Vorteiler direkt speist und einen Treiberausgang für den angeschlossenen Mikrocontroller hat.

Die Schnittstelle zum Mikrocontroller ist 8-bit-breit.

Zur Datenübergabe des Mikrocontrollers SAB 8051 an den Pulsweitenmodulator SLE 4520 werden der Datenbus P0 und die Steuersignale ALE und  $\overline{WR}$  gebraucht. Im PWM-Baustein sind an diesen Datenbus drei 8-bit-Register für die drei Phasen und je ein 4-bit-Register für Totzeit und Teilerfaktoren sowie ein Adreßdecoder-Latch für die Zwischenspeicherung der jeweiligen Adresse angeschlossen (**siehe Blockschaltbild**).

Es gibt folgende Zuordnung:

Adresse	Register
00	8-bit-Register für Phase 1
01	8-bit-Register für Phase 2
02	8-bit-Register für Phase 3
03	Totzeit-Kontrollregister
04	Teiler-Kontrollregister

Die beiden Kontrollregister brauchen nur einmal bei der Initialisierung beschrieben zu werden. Bei einer Ausgabe vom Controller wird mit der fallenden Flanke des ALE-Taktes obige 3-bit-Adresse zwischengespeichert und dekodiert. Mit der steigenden Flanke des  $\overline{WR}$ -Signales werden die Daten vom Bus in die Register des PWM-Bausteins übernommen.

Mit dem Teiler-Kontrollregister wird der gewünschte Teilerfaktor zur Erzeugung niedriger Schaltfrequenzen bei gleichzeitig hoher Arbeitsfrequenz des Mikrocontrollers eingestellt. Das Teiler-Kontrollregister wird am sinnvollsten in der Anfangsroutine mit einer entsprechenden Zahl geladen.

Die Zuordnung Wert – Teilerfaktor ist aus Tabelle 1 ersichtlich:

Wert	Teilerfaktor Zähler	Teilerfaktor Verzögerungstakt
0	1 : 4	1 : 4
1	1 : 6	1 : 6
2	1 : 8	1 : 4
3	1 : 12	1 : 6
4	1 : 16	1 : 4
5	1 : 24	1 : 6
6	1 : 32	1 : 4
7	1 : 48	1 : 6

**Tabelle 1:** Zuordnung des Werts im Teilerregister zum Teilerfaktor, mit dem die interne Arbeitsfrequenz des SLE 4520 gewählt wird.

Die Schaltfrequenzperiodendauer sollte nach Festlegung des Faktors so gewählt werden, daß die maximale Impulsweite gerade erreicht wird. Das heißt, daß bei einem PWM-Zählerarbeitstakt von z. B. 1 MHz (Quarzfrequenz 12 MHz, Teilerfaktor 1:12) und einem Tabellenwert von 127 (7 Bit) der Zähler nach 128  $\mu$ s die Null erreicht hat (Schaltfrequenzperiodendauer 128  $\mu$ s).

Tabelle 2 gibt eine Übersicht der sinnvollen Zuordnung Zählerfrequenz – Schaltfrequenz beim SAB 8051 (12-MHz-Quarz).

Teilerfaktor	Zählerfrequenz	Laufzeit Timer 0	Schaltfrequenz	Auflösung
1:6	2 MHz	64 $\mu$ s	15,6 kHz	7 Bit
1:6	2 MHz	128 $\mu$ s	7,8 kHz	8 Bit
1:12	1 MHz	128 $\mu$ s	7,8 kHz	7 Bit
1:12	1 MHz	256 $\mu$ s	3,9 kHz	8 Bit
1:24	500 kHz	256 $\mu$ s	3,9 kHz	7 Bit
1:24	500 kHz	2 x 256 $\mu$ s	1,95 kHz	8 Bit
1:48	250 kHz	2 x 256 $\mu$ s	1,95 kHz	7 Bit
1:48	250 kHz	4 x 256 $\mu$ s	975 Hz	8 Bit

**Tabelle 2:** Zuordnung Zählerfrequenz – Schaltfrequenz beim SAB 8051

### Umwandlung eines Datenwortes in Impulsweite

Die Impulserzeugung in den drei Verarbeitungskanälen erfolgt mit Hilfe eines setzbaren 8-bit-Rückwärtszählers und eines Nulldetektors (NOR-Gatter), der an die acht Ausgänge des Zählers angeschlossen ist. Mit dem Übernahmeimpuls vom Mikrocontroller (Breite 1 Befehlszyklus), dessen Wiederholrate die Periodendauer der Schaltfrequenz bestimmt, wird der setzbare Zähler mit dem Inhalt des ihm zugeordneten Registers geladen, und am Ausgang des Nulldetektors erscheint eine 0 (vorausgesetzt im Register steht nicht 00H).

Diese 0 gibt den Zähler frei und läßt ihn herunterzählen. Mit dem Erreichen der 0 ist der Impuls zu Ende, und der Zähler wird bis zum Eintreffen des nächsten Übernahmeimpulses angehalten. Als Taktfrequenz für den PWM-Zähler dient die mit dem Teilerfaktor multiplizierte Quarzfrequenz.

### Funktionsprinzip

#### Totzeit-Kontrollregister und Totzeitgewinnung zur Vermeidung von Schaltüberlappungen

Die Totzeit zwischen den Ansteuerimpulsen für die zwei Transistoren einer Halbbrücke soll die Speicherzeiten der bipolaren Treiber- und Leistungstransistoren berücksichtigen, damit keine gefährlichen Schaltüberlappungen auftreten können. Im PWM-Baustein wird die Totzeit durch logische Verknüpfung des pulswertenmodulierten Originalsignals mit einem verzögerten Signal gewonnen. Die Verzögerung erhält man beim Durchlauf des Originalsignals durch ein 15-bit-Schieberegister mit 15 Ausgängen.

Der Schiebetakt beträgt entweder  $\frac{f_{\text{Quarz}}}{6}$  oder  $\frac{f_{\text{Quarz}}}{4}$ , abhängig von dem Wert im Teiler-Kontrollregister.



Durch Beschreiben des Totzeitkontrollregisters mit einer Zahl zwischen 0 und 0FH lassen sich auf diese Weise 16 Totzeiten einstellen (einschließlich der Totzeit Null).

Die Totzeit ist abhängig von der Quarzfrequenz und vom eingestellten Teilerfaktor (1:4 oder 1:6).

Bei 12-MHz-Quarzfrequenz sind Totzeiten gemäß **Tabelle 3** realisierbar:

Wort im Totzeitspeicher	Teilerfaktor 1:4 Totzeit ( $\mu$ s)	Teilerfaktor 1:6 Totzeit ( $\mu$ s)
0	0	0
1	0,33	0,5
2	0,66	1
3	1,0	1,5
4	1,33	2
5	1,66	2,5
6	2,0	3
7	2,33	3,5
8	2,66	4
9	3,0	4,5
10	3,33	5
11	3,66	5,5
12	4,0	6
13	4,33	6,5
14	4,66	7
15	5,0	7,5

**Tabelle 3:** Im Totzeit-Kontrollregister einstellbare Totzeiten bei den Teilerfaktoren 1:4 und 1:6

### Funktionsprinzip

#### Die Schnittstelle zum Leistungsteil wird von den Ausgängen PH1/1 bis PH3/2 gebildet.

Ohne Totzeit ist PH1/2 gegenüber PH1/1, PH2/2 gegenüber PH2/1 und PH3/2 gegenüber PH3/1 invertiert. Der aktive Schaltzustand ist Low.

Im Falle einer programmierten Totzeit werden darum die negativen Flanken des Ausgangssignals um die Totzeit nach rechts verschoben.

Die Ausgänge sind in der Lage, Optokoppler zur Potentialtrennung von Ansteuerblock und Leistungsteil mit einem Strom bis zu 20 mA oder TTL-Bausteine direkt zu treiben.

#### Die Ausgänge können statisch oder dynamisch verriegelt werden.

Alle sechs Ausgänge können für die Dauer des Inhibitsignals (Anschluß 19) auf High-Zustand gebracht werden. Bei angeschlossenen Optokopplern sind damit die Leuchtdioden stromlos und alle sechs Einzeltransistoren des Leistungsteils gesperrt. Diese Möglichkeit wird besonders beim Einschalten des Ansteuerblocks gewünscht, da saubere Impulse am Ausgang des PWM-Bausteins erst nach dem Anschwingen des Oszillators und nach dem Durchlaufen der Initialisierungsroutine zur Verfügung stehen.

Da der SAB 8051 beim Einschalten die Port-Ausgänge auf High legt, braucht also nur ein Port-Anschluß des Mikrocontrollers mit Inhibit verbunden zu werden. Am Ende der Initiali-

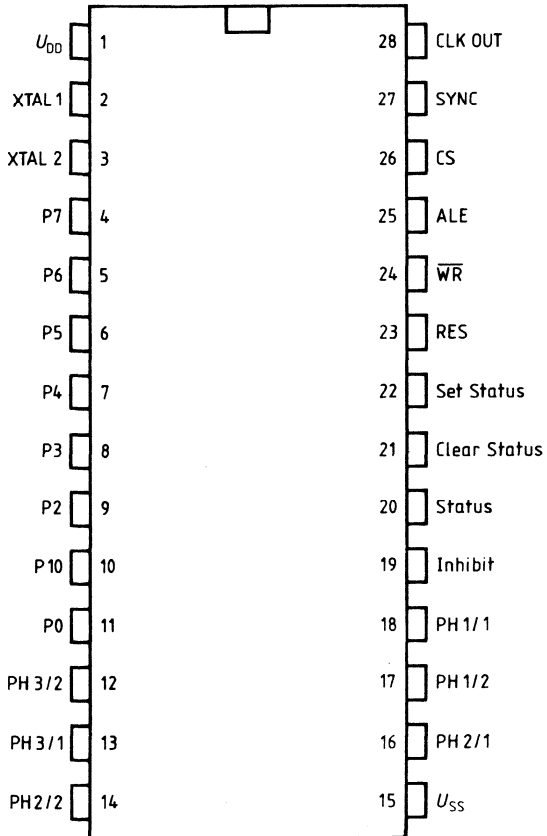
sierung wird dann dieser Port-Anschluß auf Low gesetzt.

Eine weitere Möglichkeit zum Sperren der Ausgänge (Haltefunktion) besteht durch Anlegen eines High-Impulses an dem Setz-Eingang (Anschluß 22) des Status-Flipflops. Dieser Sperrzustand wird durch den Ausgang „Status“ (Anschluß 20) gemeldet und kann zur Anzeige oder zur Rückmeldung an den Prozessor verwendet werden (Aktiv High; Anwendung z. B. bei Power-fail, Kurzschluß, Übertemperatur o. ä.).

Gelöscht wird das Status-Flipflop über einen High-Impuls am Eingang „Clear Status“ (Anschluß 21).

#### Wesentliche Merkmale:

- Erzeugung von drei pulsweitenmodulierten Rechtecksignalpaaren (Phasenverschiebung der Modulation von einer Phase zur nächsten, z. B. 120°C) zur Ansteuerung der sechs Einzeltransistoren eines Umrichterleistungsteils.
- Programmierbare Totzeit für die sichere Ansteuerung beider Leistungsschalter einer Halbrücke von 0 bis  $15 \cdot \frac{6}{f_{\text{Quarz}}}$  oder  $15 \cdot \frac{4}{f_{\text{Quarz}}}$  in 15 Schritten. Es wird jeweils die negative Flanke verzögert, weil das Ausgangssignal aktiv Low ist.
- Programmierbarer Teiler im Pulsweitenmodulator zur Realisierung niedriger Schaltfrequenzen (Thyristor-, GTO-, bipolare Transistorenendstufen) bei gleichzeitig hoher Verarbeitungsgeschwindigkeit im Mikrocontroller.
- Direkte Ansteuerung eines Optokoppler-Interfaces zur galvanischen Trennung von Steuer- und Lastkreis ( $I_{\text{sink}} = 20 \text{ mA max.}$ ).
- Dynamisch durch Inhibitsignal (Inhibit) oder statisch durch ein R-S-Flipflop (SET STATUS) können beim SLE 4520 alle sechs Ausgänge auf High gesetzt werden. Damit ist die Möglichkeit zum Sperren aller sechs Einzeltransistoren des Leistungsteils gegeben.
- Gleichstrombremsung möglich durch Wahl verschiedener fester Tastverhältnisse an den drei Ausgangspaaren.
- Drehrichtungsumkehr per Software durch Vertauschen von zwei Phasen.
- Realisierbarer Sinus-Frequenzbereich etwa 0 bis > 2600 Hz.
- Realisierbarer Schaltfrequenzbereich <1 bis > 20 kHz.
- Auflösung der gewünschten Sinusfunktion 8 Bit bei einer Schaltfrequenz von  $\frac{f_{\text{Quarz}}}{6 \cdot 2^8}$  oder 7 Bit bei einer Schaltfrequenz von  $\frac{f_{\text{Quarz}}}{6 \cdot 2^7}$  ( $f_{\text{Quarz}} = 12 \text{ MHz}$  und Auflösung = 7 Bit ergibt 15,6-kHz-Schaltfrequenz).
- Die kleinste Änderung der Impulsbreite beträgt 333 ns bei  $f_{\text{Quarz}} = 12 \text{ MHz}$  und Teilerfaktor 1:4.
- Durch Verändern der Schaltfrequenzperiodendauer in 1- $\mu\text{s}$ -Schritten kann der Übergang von einer Sinusfrequenzstufe zur nächsten quasi kontinuierlich gemacht werden (analoger Eindruck).
- Durch Auswertung des Bitmusters an einem Port des Mikrocontrollers können sehr viele (256) verschiedene Drehzahlprogramme ausgewählt werden.
- Geringe Stromaufnahme des Pulsweitenmodulators durch ACMOS-Technologie.

**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)

**Anschlußbelegung**

<b>Anschluß</b>	<b>Symbol</b>	<b>Funktion</b>
1	$U_{DD}$	+5 V-Anschluß
2	XTAL1	Quarz-Anschluß
3	XTAL2	Quarz-Anschluß
4	P7	} Datenbus-Anschlüsse (Eingänge)
5	P6	
6	P5	
7	P4	
8	P3	
9	P2	
10	P1	
11	P0	
12	PH3/2	Ausgang Phase 3 invertiert
13	PH3/1	Ausgang Phase 3 normal (aktiv low)
14	PH2/2	Ausgang Phase 2 invertiert
15	$U_{SS}$	Masse-Anschluß
16	PH2/1	Ausgang Phase 2 normal (aktiv low)
17	PH1/2	Ausgang Phase 1 invertiert
18	PH1/1	Ausgang Phase 1 normal (aktiv low)
19	INHIBIT	Inhibit (akt. High) setzt alle Phasenausgänge auf H
20	STATUS	Zustand des Status-Flipflops
21	CLEAR STATUS	Setzt Status-Flipflop zurück
22	SET STATUS	Setzt Status-Flipflop
23	RES	Chip-Reset
24	$\overline{WR}$	Eingang für $\overline{WR}$ -Impuls vom Mikrocontroller
25	ALE	Eingang für ALE-Takt vom Mikrocontroller
26	CS	Chip-Select
27	SYNC	Eingang für Übernahmeimpuls vom MC
28	CLK OUT	AUSGANG Quarzfrequenz für MC

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_{DD}$	-0,3		6	V
Eingangsspannung	$U_I$	-0,3		$U_{DD}+0,3$	V
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-50		125	°C
Gesamtverlustleistung	$P_{tot}$			500	mW
Verlustleistung je Ausgang	$P_Q$			50	mW

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_{DD}$	4,5	5	5,5	V
Speisestrom (mit offenen Ausgängen)	$I_{DD}$			15	mA
Betriebsfrequenz	$f_S$			12	MHz
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40		85	°C

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

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	----------------	------	------	------	---------

**Eingangssignale außer XTAL 2**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$		2,2		$U_{DD}$	V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$		0		0,8	V
Eingangskapazität	$C_I$				10	pF
Eingangsstrom	$I_I$				1	$\mu\text{A}$

**Eingangssignal XTAL 2 bei externer Takteinspeisung**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$		4,0			V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$		0		0,3	V
Eingangskapazität	$C_I$				10	pF
Eingangsstrom	$I_I$				1	$\mu\text{A}$

**Ausgangssignale STATUS, CLK OUT**

H-Ausgangsspannung	$U_{QH}$	$I_Q = 0,5 \text{ mA}$	$U_{DD}-0,8$			V
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_Q = 1,6 \text{ mA}$			0,4	V

**Ausgangssignale PH1/1, PH1/2, PH2/1, PH2/2, PH3/1, PH3/2**

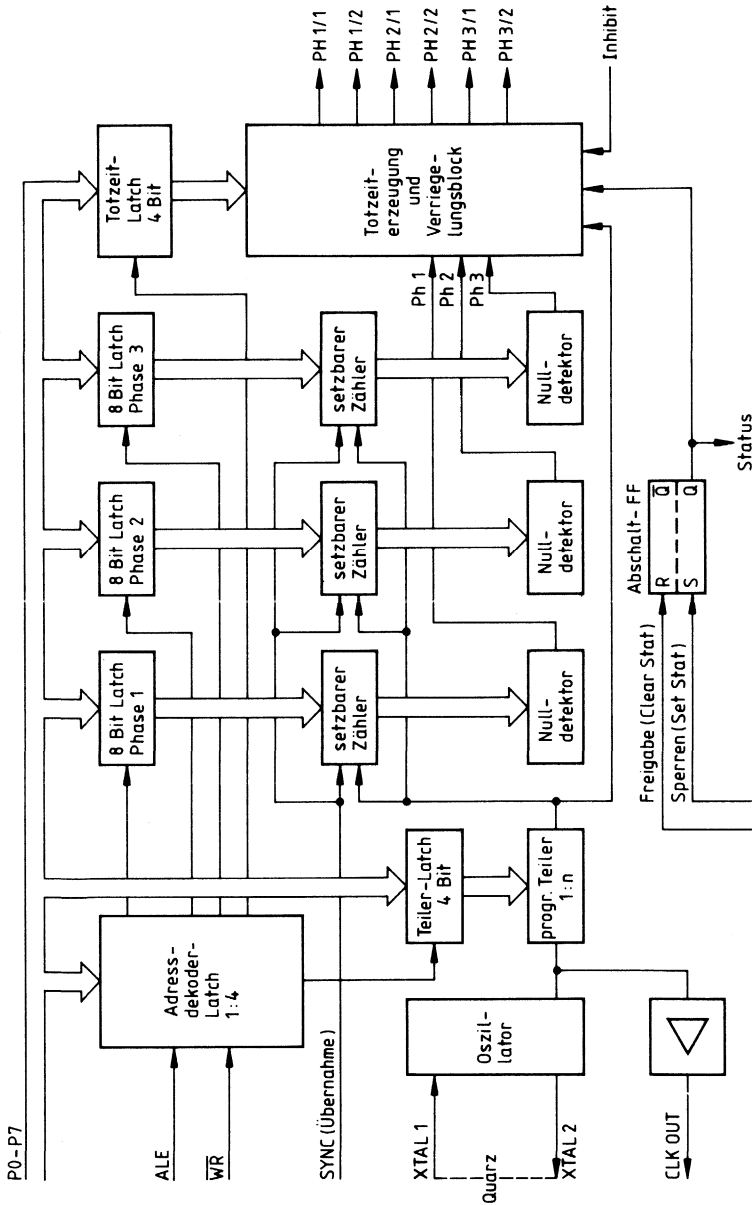
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_Q = 20 \text{ mA}$			1	V
H-Ausgangsspannung	$U_{QH}$	$I_Q = 1 \text{ mA}$	$U_{DD}-0,8$			V

**Dynamische Kenndaten**

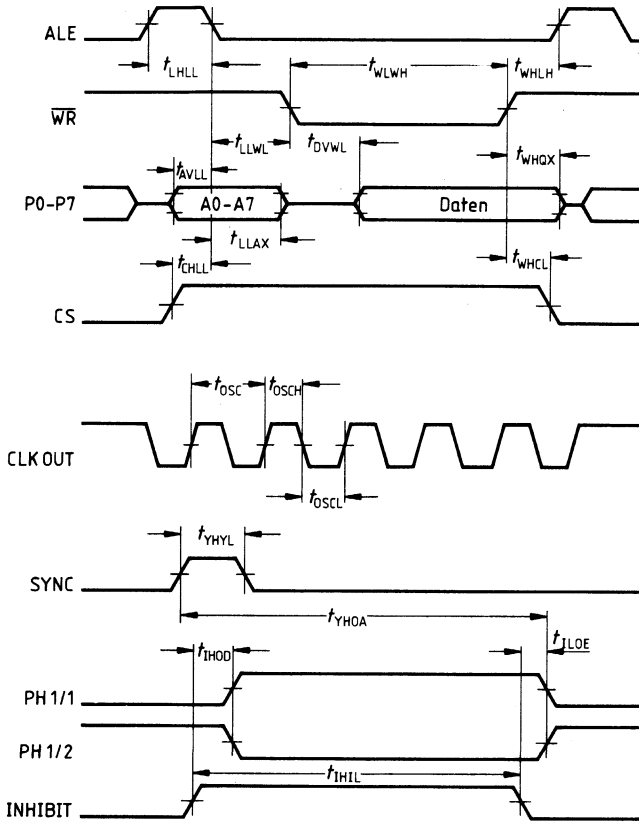
Symbol	Parameter	min.	max.	Einheit
$t_{LHLL}$	ALE pulse width	100		ns
$t_{AVLL}$	Address setup to ALE	30		ns
$t_{LLAX}$	Address hold after ALE	30		ns
$t_{WLWH}$	WRN pulse width	200		ns
$t_{WHLH}$	WRN high to ALE high	50		ns
$t_{DVWL}$	Data setup after WRN low	20		ns
$t_{LLWL}$	ALE low to WRN low	100		ns
$t_{WHQX}$	Data hold after WRN*)	30		ns
$t_{OSC}$	Oscillator period	83		ns
$t_{OSCH}$	High time	35		ns
$t_{OSCL}$	Low time	35		ns
$t_{YHYL}$	SYNC pulse width	200		ns
$t_{ILOE}$	INHIBIT low to output enable		100	ns
$t_{YHOA}$	Delay between SYNC high to output active	$4 t_{OSC}$	$97 t_{OSC} + 20$	ns
$t_{CHLL}$	Chip select setup to ALE low	20		ns
$t_{WHCL}$	Chip select hold after WRN high	30		ns
$t_{RHRL}$	Reset pulse width	$12 t_{OSC}$		ns
$t_{SHSL}$	Set Status pulse width	200		ns
$t_{CHCL}$	Clear Status pulse width	200		ns
$t_{IHOD}$	INHIBIT high to output disable		100	ns
$t_{SHOD}$	Set Status high to output disable		100	ns
$t_{CHOD}$	Clear Status high to output enable		100	ns
$t_{SHTH}$	Set Status pulse length	100		ns
$t_{CHTL}$	Clear Status pulse length	100		ns
$t_{IHIL}$	Inhibit pulse length	100		ns

\*) Falls  $t_{WLWH}$  kleiner als  $2 t_{OSC} + 20$  ns, ist  $t_{WHQX}$  mit 50 ns anzusetzen

Blockschaltbild



**Impulsdiagramme**





Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☐ TCA 955	Q67000-A983	P-DIP-16
TCA 955 K	Q67000-A983-K	MIKROPACK 16 Anschl. (SMD)

Der TCA 955 eignet sich zur Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren. Das Prinzip entspricht einer getakteten Regelung. Besonders hervorzuheben sind die hohe Regelgenauigkeit, der große Betriebsspannungsbereich und die mögliche Stromersparnis. Ferner besitzt der IC eine Batteriestandanzeige.

### Typische Einsatzmöglichkeiten

Drehzahlregelung in

- Tonbandgeräten
- Kassettenrecordern
- Plattenspielern
- Filmkameras
- Antrieben der Regel- und Steuerungstechnik

### Grenzdaten

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Betriebsspannung	$U_S$	16	V
Betriebsspannung (Anschluß 11 und Anschluß 15 verbunden)	$U_S$	6	V
Ausgangsstrom Anschluß 16	$I_Q$	200	mA
Ausgangsstrom Anschluß 12 (LED-Anzeige)	$I_{Q\text{ LED}}$	15	mA
Verlustleistung LED-Ausgang	$P_{Q\text{ LED}}$	150	mW
Sperrschichttemperatur	$T_j$	125	°C
Lagertemperatur	$T_{\text{stg}}$	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{\text{th SU}}$	85	K/W

### Funktionsbereich

Bei überbrückter interner Stabilisierung (Anschluß 11 und Anschluß 15 verbunden)	$U_S$	2 bis 6	V
Bei interner Stabilisierung ( $U_S$ an Anschluß 15)	$U_S$	4,8 bis 16,0	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	°C

**Kenndaten** $U_S = 2,2 \text{ V bis } 16,0 \text{ V}; T_U = 25^\circ \text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	------	------	------	---------

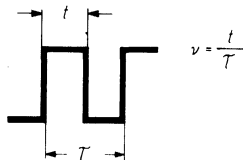
**Regelfall**

Stromaufnahme $U_S = 4,8 \text{ V}$ $U_S = 16 \text{ V}$	$I_S$ $I_S$		8,3 15,5	12,0 24,0	mA mA
Stabilisierte Spannung $U_S = 4,8 \text{ bis } 16 \text{ V}$	$U_{\text{Stab}}$	2,75	3,00	3,30	V
Eingangsschwelle (Anschluß 3) gegen Masse	$U_i$	$0,46 \times U_{11}$	$0,485 \times U_{11}$	$0,51 \times U_{11}$	V
Hysterese der Eingangsschwelle	$\Delta U_i$		$0,015 \times U_{11}$	$0,03 \times U_{11}$	V
Offsetspannung (Anschluß 3-2)	$U_{\text{Offset}}$		11	20	mV
Eingangsstrom (Anschluß 3)	$I_i$			1	$\mu\text{A}$
Restspannung Ausgangstransistor $I_Q = 50 \text{ mA}$ $I_Q = 100 \text{ mA}$	$U_{QL}$ $U_{QL}$		0,84 0,92	1,00 1,25	V V
Reststrom Ausgangstransistor	$I_{QH}$			30	$\mu\text{A}$
Tastverhältnis – Regelbereich <sup>1)</sup>	v	0		1	
Nennndrehzahl <sup>2)</sup>	n	$\frac{12,55}{p \cdot R_1 \cdot C_2}$	$\frac{14,85}{p \cdot R_1 \cdot C_2}$	$\frac{17,64}{p \cdot R_1 \cdot C_2}$	U/min
Drehzahlfehler bei Tastverhältnis- regelung <sup>3)</sup> von 0 bis 1				$\frac{0,224}{N \cdot p \cdot C_3}$	%

**Schaltfrequenzoszillator**

Frequenz	f		$\frac{1}{0,4 \cdot R_2 \cdot C_4}$		Hz
Mittlere Spannung Anschluß 10 Spannung Anschluß 11 Spitze-Spitze $U_{Q \text{ osz}}$	$U_{Q \text{ osz}}$		$0,48 \times U_{11}$ $0,18 \times U_{11}$		V V

1) Tastverhältnis

2)  $p$  = Polpaarzahl des Tachogenerators

3) im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
<b>Batteriestandsanzeige</b>					
Schaltsschwelle	$U_{I\text{ ein}}$ $U_{I\text{ aus}}$	1,0		1,5	V V
Hysterese	$H_y$		220		mV
Eingangsschaltstrom	$I_{\text{ein}}$			0,2	$\mu\text{A}$
Restspannung LED Ausgang <sup>1)</sup>	$U_{Q\text{ LED}}$			$0,5 + 500 \times I_{\text{LED}}$	V

**Formeln:**

$$\text{Nennndrehzahl} \quad n = \frac{14,85}{p \cdot R_1 \cdot C_2} \left[ \frac{\text{U}}{\text{min}} \right]$$

$$\text{Schaltfrequenz} \quad f = \frac{n \cdot p}{30} \quad [\text{Hz}]$$

im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator.

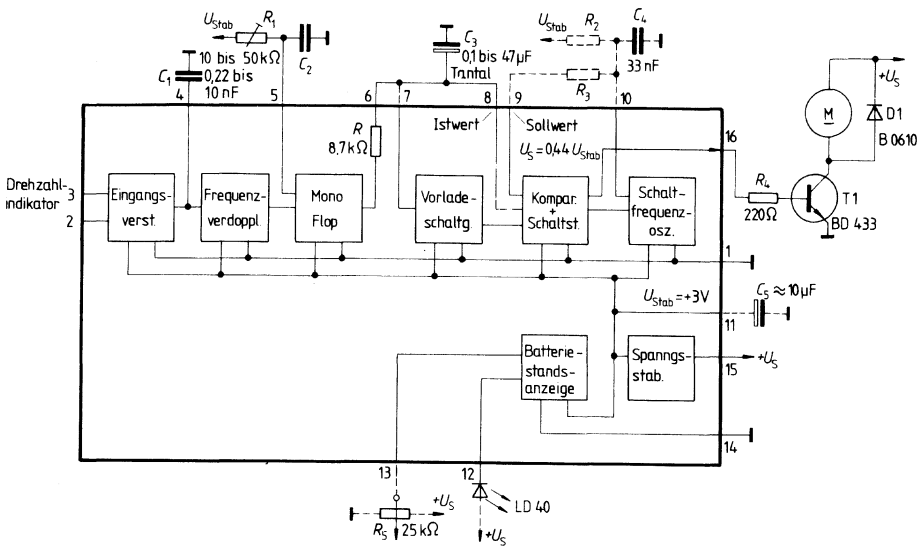
$$\text{Sollwert} \quad U_{\text{soll}} = 0,44 U_{11} \quad [\text{V}]$$

$$\text{Vorladespannung} \quad U_F = 0,87 \cdot U_{\text{soll}} \quad [\text{V}]$$

von  $C_3$  (Anschluß 6 + 7 verbunden)

<sup>1)</sup> In dem IC ist ein Schutzwiderstand von  $500 \Omega \pm 20\%$  vorhanden.

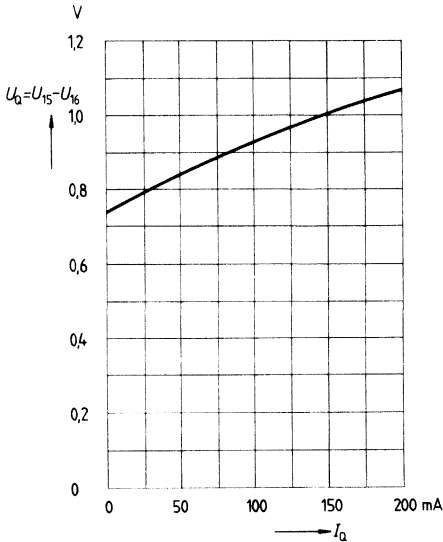
### Blockschaltbild der Drehzahlregelung im TCA 955



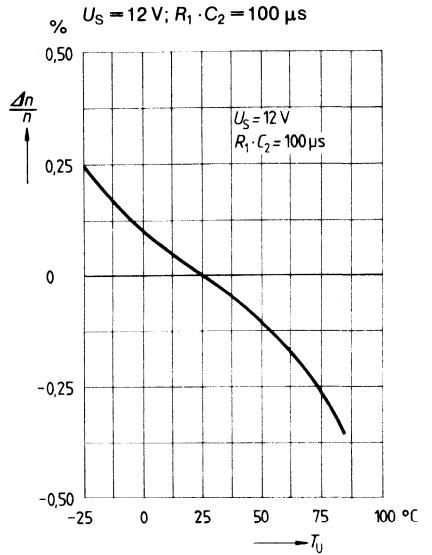
### Dimensionierungshinweise

- Die interne Spannungsstabilisierung bietet folgende Vorteile:
  - Betrieb bei stark schwankender Versorgungsspannung,
  - großer Versorgungsspannungsbereich
- Um am Ausgang Impulse mit konstantem Tastverhältnis zu erhalten, sind am Eingang möglichst symmetrische Impulse anzulegen.
- Es empfiehlt sich, Tachogeneratoren mit hoher Polpaarzahl zu verwenden, da hiermit die Regelgenauigkeit und eventuell die Leistungsaufnahme verbessert werden können.
- Bei kleinen Motorzeitkonstanten kann mit dem Schaltfrequenzoszillator die Leistungsaufnahme gesenkt werden.
- Eine höhere Genauigkeit wird erreicht, wenn anstelle  $C_3$  ein Siebglied zweiter Ordnung eingesetzt wird.
- Bei Verwendung von schnell anlaufenden Motoren ist mittels der Vorladeschaltung ein Überspringen vermeidbar.

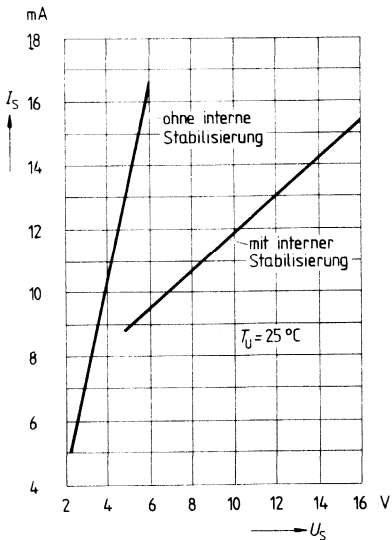
**Restspannung am Ausgangstransistor  $U_Q = f(I_Q)$**



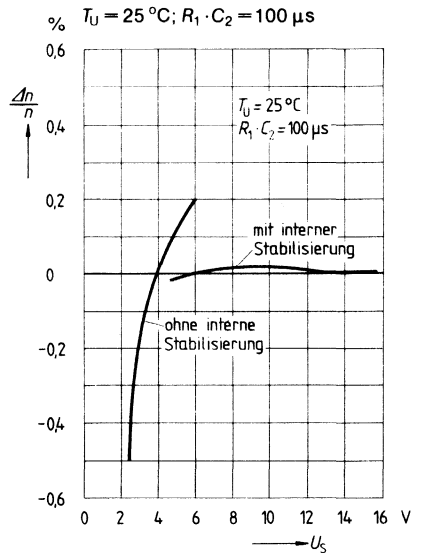
**Temperaturabhängigkeit der Drehzahl  $\frac{\Delta n}{n} = f(T_U)$**



**Stromaufnahme  $I_S = f(U_S)$   
 $T_U = 25 \text{ }^\circ\text{C}; I_Q = 0 \text{ mA}$**



**Spannungsabhängigkeit der Drehzahl  $\frac{\Delta n}{n} = f(U_S)$**





---

## **Intelligente Leistungsschalter**

---





# Intelligente Leistungsschalter

## Produktübersicht

Eigenschaften	Doppel-N-Schalter	
	TLE 4211	TLE 4214
Max. Strom	2 x 2 A	2 x 0,5 A
Funktionsbereich $U_S$	5 V bis 32 V	6 V bis 25 V
Max. Spannung $U_S$	70 V	70 V
Verpolschutz	$\pm 45$ V	
Fehlermeldung	Überlast Drahtbruch Masseschluß Überspannung	Überlast Drahtbruch Masseschluß Überspannung Übertemperatur
typ. Sättigungsspannung bei $I_{\max}$	0,6 V	0,6 V
Temperaturbereich	-40 bis +125 °C	-40 bis +100 °C
Gehäuse	P-T66-7-H	P-DIP-8

**Vorläufige Daten****Bipolare Schaltung**

<b>Typ</b>	<b>Bestellnummer</b>	<b>Gehäuse</b>
TLE 4211	Q67000–A8118	P-T66-7-H

**Eigenschaften**

- Leistungs-N-Schalter (low side driver doppelt, 2 x 2 A)
- Verpolschutz
- Leistungsbegrenzung
- Temperaturüberwachung
- Spannungsfest bis 70 V
- Integrierte Leistungs-Z-Dioden
- Fehlermeldung
- Kurzschlußfest
- Temperaturbereich  $-40^{\circ}$  bis  $+125^{\circ}\text{C}$
- Kfz-tauglich

**Anwendungsbeschreibung**

Die Industrieelektronik fordert intelligente Leistungsschalter, die durch Logiksignale betätigt werden können, kurzschlußfest sein müssen und über eine Fehlerrückmeldung verfügen.

Dieser IC beinhaltet zwei solcher Leistungsschalter gegen Masse (low-side driver). Bei induktiven Lasten klemmen die integrierten Leistungs-Z-Dioden die Selbstinduktionsspannung.

Durch TTL-Signale an den Steuereingängen (aktiv low) können beide Schalter unabhängig voneinander aktiviert werden. Wird ein Eingang nicht benötigt, so ist er an high-Potential zu legen.

Der Statusausgang (offener Kollektor) signalisiert durch low-Potential folgende Störfälle:

- Überlast
- Unterlast (Drahtbruch)
- Masseschluß
- Überspannung

## Schaltungsbeschreibung

### Eingangsschaltungen

Die Steuereingänge bestehen aus TTL-kompatiblen Schmitt-Triggerern mit Hysterese. Von diesen Stufen angesteuert wandeln die invertierenden Bufferverstärker das Logiksignal in die zur Ansteuerung der Leistungs-NPN-Transistoren notwendige Form.

### Schaltstufen

Die Endstufen bestehen aus NPN-Leistungstransistoren mit offenen Kollektoren. Mit Hilfe der jeder Stufe eigenen Schutzschaltung zur Verlustleistungsbegrenzung sind die Ausgänge im gesamten Funktionsbereich kurzschlußfest gegen die Versorgungsspannung. Positive Spannungsspitzen, die beim Schalten induktiver Lasten auftreten, begrenzen integrierte Leistungs-Z-Dioden.

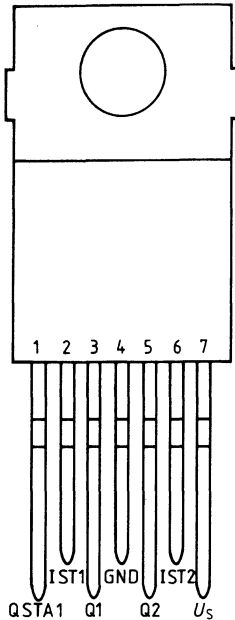
### Überwachungs- und Schutzfunktionen

Jeder Ausgang wird auf Unterlast (z. B. Drahtbruch), Überlast und Masseschluß hin überwacht (s. Tabelle). Außerdem werden bei zu hoher Versorgungsspannung  $U_S$  große Teile des Schaltkreises deaktiviert. Die Informationen über diese einzelnen Störfälle wirken, über Oder-Gatter verknüpft, auf den Status-Ausgang (open collector, normally high). Eine intern festgelegte Totzeit für alle Störfälle mit Ausnahme der Überspannung verhindert, daß kurzzeitige Störungen gemeldet werden.

Zudem wird der IC durch eine Temperatursicherung vor thermischer Überlastung geschützt. Gegen ein Verpolen der Betriebsspannung  $U_S$  schützt eine integrierte Verpolschutzdiode. Auch der Lastkreis ist im Rahmen der Grenzdaten verpolfest (gleichzeitig kein Lastkurzschluß zulässig!). Ein Unterspannungsdetektor verhindert, daß bei Versorgungsspannungen, die unterhalb des Funktionsbereiches liegen, weder der Status noch die Ausgänge aktiviert werden.

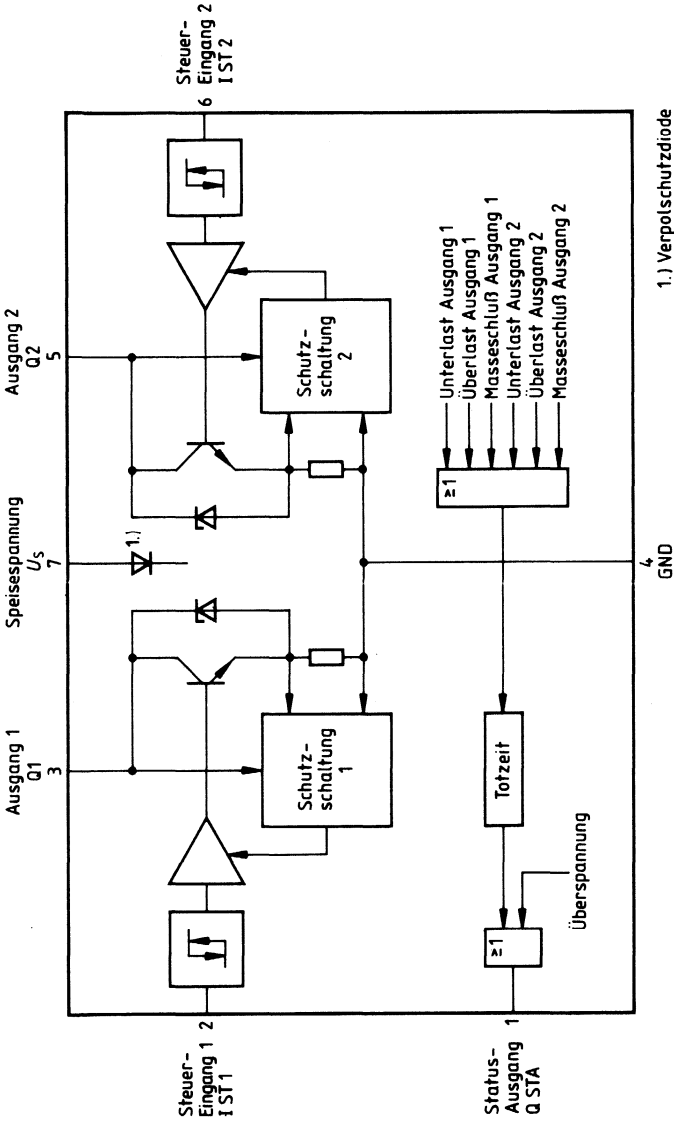
**STATUSAUSGANG (L = FEHLER)**

	Unterspannung	Funktionsbereich		Überspannung
		L (aktiv)	H (passiv)	
Normalbetrieb	H	H	H	L
Überlast	H	L	H	L
Unterlast	H	L	H	L
Masseschluß	H	L	L	L

**Anschlußanordnung**  
 (Ansicht von oben)

**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	Q STA1	<b>Statusausgang (offener Kollektor)</b> für beide Ausgänge; meldet Überlast, Unterlast und Masseanschluß im Lastkreis sowie Überspannungen an Anschluß 7. Wird im Störfall nach einer definierten Totzeit (Ausnahme: Überspannung) auf low geschaltet.
2	IST1	<b>Steuereingang 1 (TTL – kompatibel)</b> aktiviert den Ausgangstransistor 1 bei low-Potential
3	Q 1	<b>Ausgang 1</b> Kurzschlußfester, offener Kollektor-Ausgang mit 36 V Leistungs-Z-Diode gegen Masse
4	GND	<b>Masse</b> Leitung für den max. Kurzschlußstrom auslegen (2 x 2,8 A)
5	Q 2	<b>Ausgang 2</b> Kurzschlußfester, offener Kollektor-ausgang mit 36 V Leistungs-Z-Diode gegen Masse.
6	IST2	<b>Steuereingang 2 (TTL kompatibel)</b> aktiviert den Ausgangstransistor 2 bei low-Potential
7	$U_s$	<b>Speisespannung</b> Bei Übernahme an diesem Anschluß werden große Teile des Schaltkreises deaktiviert. Der Statusausgang meldet dieses Störfall ohne Totzeit.

Blockschaltbild



**Grenzdaten** $T_G = -40^\circ\text{C}$  bis  $+125^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
<b>Spannungen</b>				
Speisespannung (Anschluß 7) <sup>1)</sup>	$U_S$	-45	45	V
Speisespannung (Anschluß 7) $t \leq 500$ ms	$U_S$		70	V
Eingangsspannung (Anschluß 2; Anschluß 6)	$U_I$	-5	45	V
Ausgangsspannung (Anschluß 1)	$U_O$	-0,3	45	V

**Ströme**

Schaltstrom (Anschluß 3; Anschluß 5) intern begrenzt	$I_Q$			
Strom bei Verpolung (Anschluß 3; Anschluß 5) $T_G \leq 85^\circ\text{C}$	$I_Q$	-2,8		A
Massestrom (Anschluß 4) $T_G \leq 85^\circ\text{C}$	$I_{\text{GND}}$	-5,6	5,6	A
Ausgangsstrom (Anschluß 1)	$I_O$		10	mA
Schaltenergie bei induktiver Last	$E$		50	mJ
Sperrschichttemperatur	$T_J$		150	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{\text{stg}}$	-50	150	$^\circ\text{C}$

**Funktionsbereich**

Speisespannung <sup>2)</sup>	$U_S$	5,0	32	V
Gehäusetemperatur	$T_G$	-40	125	$^\circ\text{C}$
Wärmewiderstand System-Gehäuse	$R_{\text{th SG}}$		5	K/W
System-Umgebung	$R_{\text{th SU}}$		65	K/W

1) siehe Anmerkung: Überwachungs- und Schutzfunktion

2) Untere Grenze = 4,2 V, wenn  $U_S$  vorher  $\geq 5$  V war (Einschalthyserese)

**Kenndaten** $U_S = 12 \text{ V}; T_G = 25^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	----------------	------	------	------	---------

**Allgemeine Daten**

Ruhestrom	$I_S$	$U_I = U_I > U_{IH}$		2	4	mA
Ruhestrom	$I_S$	$U_I = U_I < U_{IL}$		80	120	mA
Überspannungsschaltswelle	$U_{SÜ}$	$I_Q = 5 \text{ mA}; U_Q < 0,4 \text{ V}$	34	36	40	V
Unterlastspannungsschaltswelle	$U_{QU}$	$I_Q = 5 \text{ mA}; U_Q < 0,4 \text{ V}$		20		mV
Unterlaststrom	$I_{QU}$	$U_Q = U_{QU}$			50	mA

**Logik**

Steuereingänge						
H-Eingangsspannung	$U_{IH}$		2,0			V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$				1,0	V
Hysteresis der Eingangsspannung	$\Delta U_I$			0,7		V
H-Eingangsstrom	$I_{IH}$	$U_I = 5 \text{ V}$			10	$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	$U_I = 0,5 \text{ V}$			10	$\mu\text{A}$
Statusausgang (open collector)						
L-Sättigungsspannung	$U_{QSat}$	$I_Q = 5 \text{ mA}$			0,4	V
Statuszeit	$t_{dS}$	1)	12	20	30	$\mu\text{s}$

**Schaltstufen**

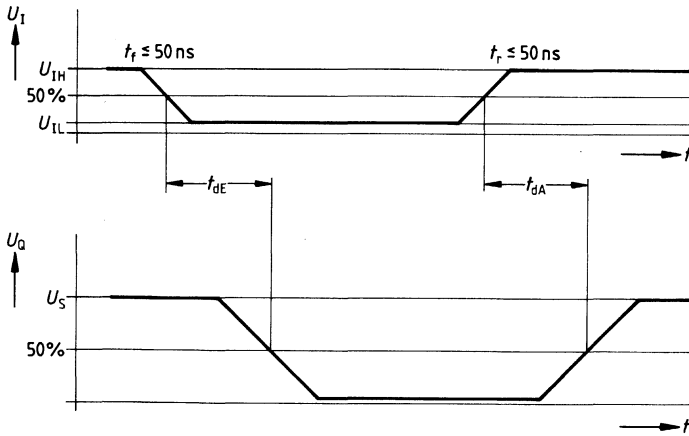
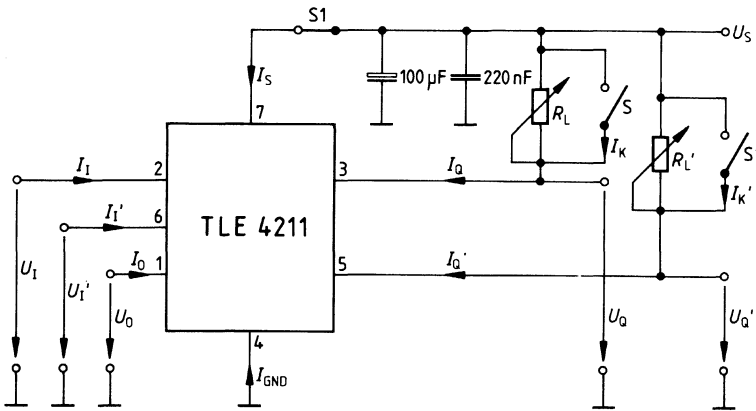
Sättigungsspannung	$U_{QSat}$	$I_Q = 2 \text{ A}; U_I = U_{IL}$		0,6	0,8	V
Kurzschlußstrom	$I_K$	$U_Q = U_S; U_I = U_{IL}$	2,2	2,5		A
Sperrstrom	$I_Q$	$U_Q = U_S; U_I = U_{IH}$			300	$\mu\text{A}$
Einschaltzeit	$t_{dE}$	siehe Bild 1; $R_L = 5,6 \Omega$		5	10	$\mu\text{s}$
Ausschaltzeit	$t_{dA}$	siehe Bild 1; $R_L = 5,6 \Omega$		5	10	$\mu\text{s}$
Flußspannung der Substratdiode	$U_{QF}$	$I_Q = -2 \text{ A}$		1,2	1,5	V

**Leistungs-Z-Diode** $U_S = 40 \text{ V}; S1 \text{ geöffnet}$ 

Z-Spannung	$U_Q$	$I_Q = 0,1 \text{ A}$	34	36	38	V
Innenwiderstand	$R_Z$	$0 \text{ A} < I_Q < 2 \text{ A}$		2		$\Omega$

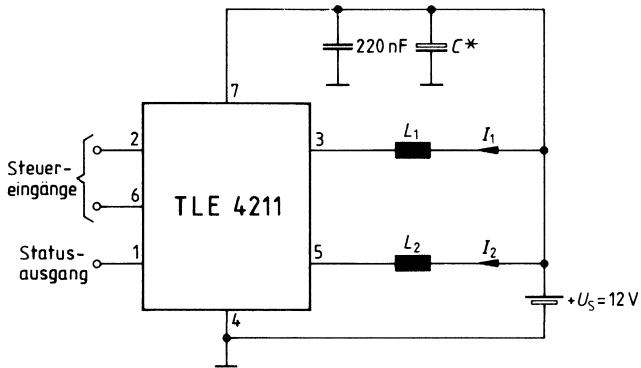
1) Zeit von Beginn der Störung an einem Kanal (Ausnahme: Überspannung) bis zum 50%-Wert der Statusschaltflanke.

Meßschaltung



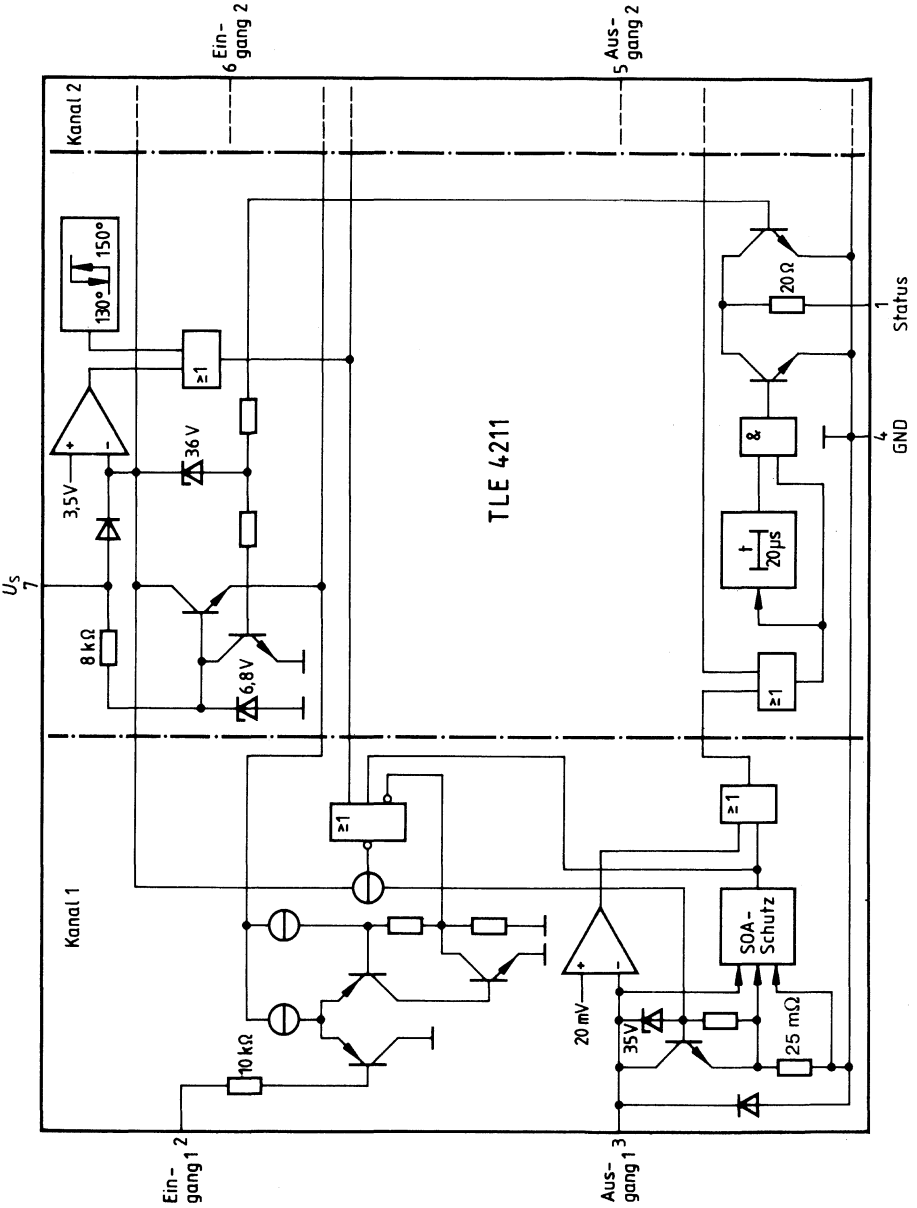


## Anwendungsschaltung

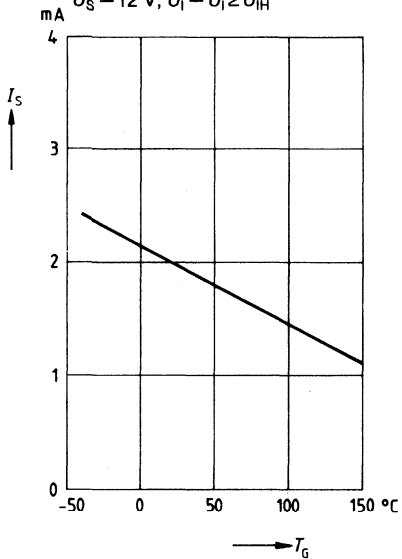


$$C^* \cong (L_1 I_1^2 + L_2 I_2^2) / (45V - U_5)^2$$

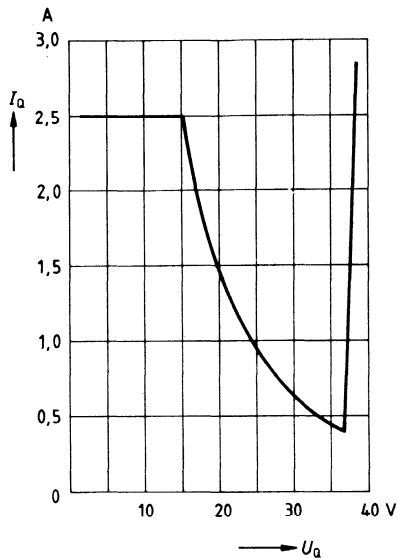
Prinzipschaltbild



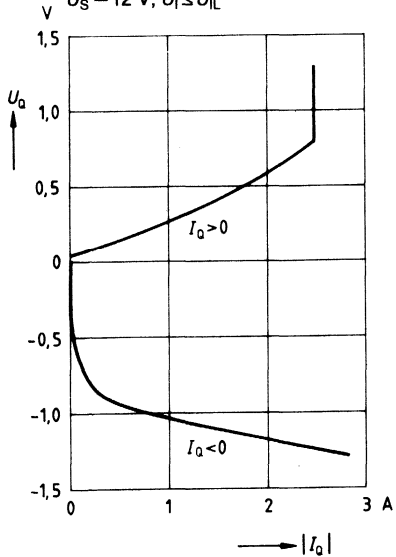
**Ruhestrom  $I_S = (f) T_G$   
im AUS-Zustand**  
 $U_S = 12\text{ V}; U_I = U_I \geq U_{IH}$



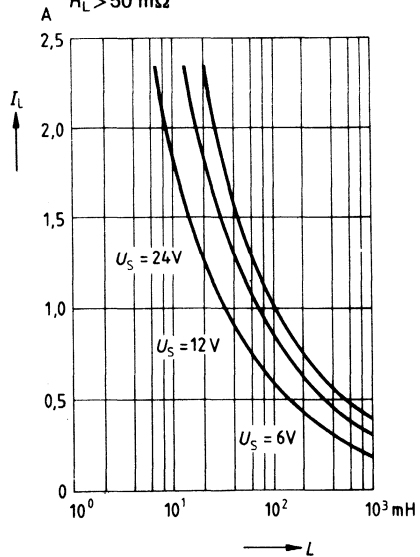
**Kurzschlußstrom  $I_Q = (f) U_Q$**   
 $U_S = 12\text{ V}; U_I \leq U_{IL}$



**Ausgangsspannung  $U_Q = (f) |I_Q|$**   
 $U_S = 12\text{ V}; U_I \leq U_{IL}$



**Maximaler Laststrom  $I_L = (f) L$**   
 $R_L > 50\text{ m}\Omega$



**Vorläufige Daten****Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4214	Q67000-A8183	P-DIP-8

**Eigenschaften**

- Leistungs-N-Schalter (low side driver) doppelt, 2 x 0,5 A
- Leistungsbegrenzung
- Übertemperaturschutz
- Integrierte Freilaufdioden
- Fehlermeldung
- Spannungsfest bis 70 V
- Kurzschlußfest
- Temperaturbereich  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $+100^{\circ}\text{C}$
- Kfz-tauglich

**Anwendungsbeschreibung**

Die Industrieelektronik fordert intelligente Leistungsschalter, die durch Logiksignale betätigt werden können, kurzschlußfest sein müssen und über eine Fehlerrückmeldung verfügen.

Dieser IC beinhaltet zwei solcher Leistungsschalter gegen Masse (low-side-switch). Bei induktiven Lasten klemmen die integrierten Freilaufdioden die Selbstinduktionsspannung.

Durch TTL-Signale an den Steuereingängen (aktiv high) können beide Schalter unabhängig voneinander aktiviert werden, wenn am Freigabeeingang ein High-Pegel anliegt (größer 2,4 V). Die Eingänge dürfen, da sie sehr hochohmig sind, nicht offen gelassen werden, sondern sind auf festes Potential zu legen (Störsicherheit).

Der Statusausgang (offener Kollektor) signalisiert durch High-Potential folgende Störfälle:

- Überlast
- Unterlast (Drahtbruch)
- Masseschluß
- Überspannung
- Übertemperatur

## Schaltungsbeschreibung

### Eingangsschaltungen

Die Steuereingänge und der Freigabeeingang bestehen aus TTL-kompatiblen Schmitt-Triggerern mit Hysterese. Von diesen Stufen angesteuert wandeln die Bufferverstärker das Logiksignal in die zur Ansteuerung der Leistungs-NPN-Transistoren notwendige Form.

### Schaltstufen

Die Endstufen bestehen aus NPN-Leistungstransistoren mit offenen Kollektoren. Mit Hilfe der jeder Stufe eigenen Schutzschaltung zur Verlustleistungsbegrenzung sind die Ausgänge im Funktionsbereich kurzschlußfest gegen die Versorgungsspannung. Positive Spannungsspitzen, die beim Schalten induktiver Lasten auftreten, begrenzen integrierte Freilaufdioden.

### Überwachungs- und Schutzfunktionen

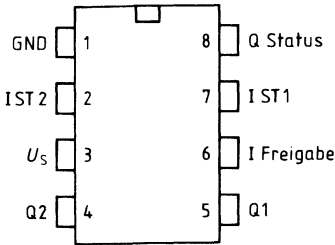
Jeder Ausgang wird im aktivierten Zustand auf Unterlast (z. B. Drahtbruch), Überlast und Masseschluß hin überwacht. Außerdem werden bei zu hoher Versorgungsspannung  $U_s$  und bei Übertemperatur große Teile des Schaltkreises deaktiviert. Die Informationen über diese einzelnen Störfälle wirken, über Oder-Gatter verknüpft, auf den Status-Ausgang (open collector, aktiv high). Eine intern festgelegte Totzeit für alle Störfälle mit Ausnahme der Überspannung verhindert, daß kurzzeitige Störungen gemeldet werden. Zudem wird der IC durch eine Temperatursicherung vor thermischer Überlastung geschützt.

Beim Unterschreiten der für die Funktion minimalen Versorgungsspannung werden die Endstufen inaktiv.

### STATUSAUSGANG (H= FEHLER)

	Unterspannung > 3,5 V	Funktionsbereich		Überspannung
		L (passiv)	H (aktiv)	
Normalbetrieb	L	L	L	H
Überlast	L	L	H	H
Unterlast	L	L	H	H
Masseschluß	L	H	H	H
Übertemperatur	L	H	H	H

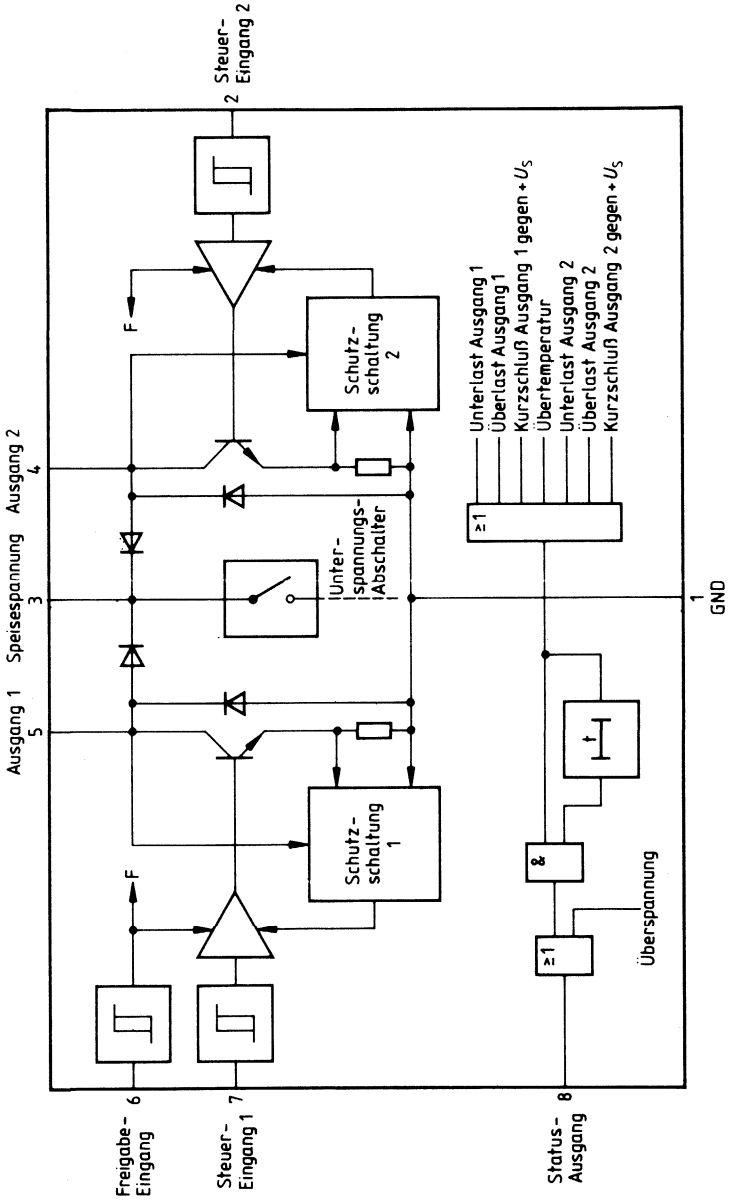
### Anschlußanordnung (Ansicht von oben)



### Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	GND	<b>Masse</b> Leitung für den max. Kurzschlußstrom auslegen (2 x 1 A)
2	I Steuer 2	<b>Steuereingang 2</b> (TTL kompatibel) aktiviert den Ausgangstristor 2 bei high-Potential
3	$U_s$	<b>Speisespannung</b> Bei Überspannung an diesem Anschluß werden große Teile des Schaltkreises deaktiviert. Der Statusausgang meldet diesen Störfall ohne Totzeit
4	Q2	<b>Ausgang 2</b> Kurzschlußfester, offener Kollektor-Ausgang für Ströme bis zu 0,5 A mit Freilaufdioden gegen der Versorgungsspannung
5	Q1	<b>Ausgang 1</b> Kurzschlußfester, offener Kollektor-Ausgang für Ströme bis zu 0,5 A mit Freilaufdioden gegen die Versorgungsspannung
6	I Freigabe	<b>Freigabeeingang</b> , aktiv high
7	I Steuer 1	<b>Steuereingang 1</b> (TTL-kompatibel) aktiviert den Ausgangstristor 1 bei high-Potential
8	Q Status	<b>Statusausgang</b> (offener Kollektor) für beide Ausgänge; meldet Übertemperatur, Überlast, Unterlast und Masseschluß im Lastkreis sowie Überspannung an Anschluß 3. Wird im Störfall nach einer definierten Totzeit (Ausnahme: Überspannung) auf high geschaltet

Blockschaltbild



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
-------------	--------	------	------	---------

**Spannungen**

Speisespannung (Anschluß 3) $t < 0,2$ s	$U_S$		70	V
Speisespannung (Anschluß 3)	$U_S$	-1,3	40	V
Eingangsspannung (Anschluß 2; Anschluß 6; Anschluß 7)	$U_I$	-5	40	V
Ausgangsspannung (Anschluß 8)	$U_Q$	-0,3	40	V
Ausgangsspannung (Anschluß 4; Anschluß 5)	$U_Q$	-0,3	+ $U_S$	V

**Ströme**

Schaltstrom (Anschluß 4; Anschluß 5) intern begrenzt	$I_Q$			
Strom bei Verpolung (Anschluß 4; Anschluß 5) $t < 0,1$ s	$I_Q$	-0,7		A
Freilaufstrom (Anschluß 4; Anschluß 5)	$I_Q$		0,7	A
Massestrom (Anschluß 1)	$I_{GND}$	-1,4	2,0	A
Ausgangsstrom (Anschluß 8)	$I_Q$		10	mA
Sperrschichttemperatur	$T_j$		150	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-50	125	°C

**Funktionsbereich**

Speisespannung <sup>1)</sup>	$U_S$	6	25	V
Umgebungstemperatur P-DIP-8 <sup>2)</sup>	$T_U$	-40	100	°C
Umgebungstemperatur Chipmontage <sup>2)</sup>	$T_U$	-40	120	°C
Speisespannung für Lastkurzschluß	$U_S$		16	V
Wärmewiderstände System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		91	K/W

1) Untere Grenze = 5 V, wenn  $U_S$  vorher  $\geq 6$  V war (Einschalthysterese)2)  $T_j \leq 150$  °C



**Kenndaten** $U_S = 6 \text{ V} \dots 16 \text{ V}$  (typ.  $U_S = 12 \text{ V}$ ) $T_j = -40^\circ\text{C} \dots +150^\circ\text{C}$  (typ.  $T_j = 25^\circ\text{C}$ )

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
<b>Allgemeine Daten</b>						
Ruhestrom	$I_S$	$U_F < U_{FL}$		2	4	mA
Ruhestrom	$I_S$	$U_I = U_I > U_{IH}; U_F > U_{FH}$		35	50	mA
Überspannungs- schaltschwelle	$U_{SÜ}$	$U_L = 5 \text{ V}; U_Q > 4,5 \text{ V}$	30	36	40	V
Hysterese Über- spannungsabschaltung	$\Delta U_{SÜ}$	$U_L = 5 \text{ V}; U_Q > 4,5 \text{ V}$	4	6	9	V
Unterlastspannungs- schaltschwelle	$U_{QU}$	$U_L = 5 \text{ V}; U_Q > 4,5 \text{ V}$	5	20	50	mV
Unterlaststrom	$I_{QU}$	$U_Q = U_{QU}$	10		20	mA

**Logik**

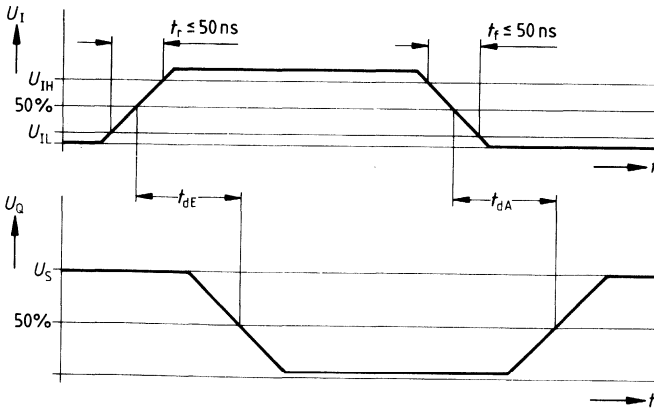
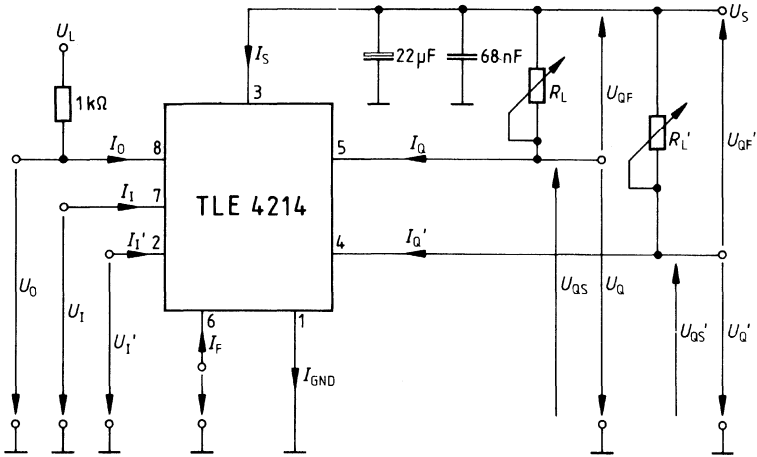
Steuereingänge						
Schaltswelle H	$U_{IH}$	Anschluß 2, 7	1,3	1,8	2,1	V
Schaltswelle L	$U_{IL}$	Anschluß 2, 7	0,9	1,2	1,5	V
Hysterese der Eingangsspannung	$\Delta U_I$	Anschluß 2, 7	0,4	0,6	1,0	V
Schaltswelle H	$U_{FH}$	Anschluß 6	1,6	2,1	2,6	V
Schaltswelle L	$U_{FL}$	Anschluß 6	1,5	1,8	2,1	V
Hysterese der Eingangsspannung	$\Delta U_F$	Anschluß 6	0,1	0,3	0,7	V
H-Eingangsstrom	$I_{IH}$	$U_I = 5 \text{ V};$ Anschluß 2, 6, 7	0		10	$\mu\text{A}$
L-Eingangsstrom	$-I_L$	$U_I = 0,5 \text{ V};$ Anschluß 2, 6, 7	0		10	$\mu\text{A}$
Statusausgang (open collector)						
L-Sättigungsspannung	$U_{QS\text{at}}$	$I_Q = 5 \text{ mA}$	0,1	0,2	0,4	V
Statuszeit	$t_{dS}$	<sup>1)</sup>	8	20	32	$\mu\text{s}$

**Schaltstufen (gilt sinngemäß auch für Eingang I' bzw. Ausgang Q')**

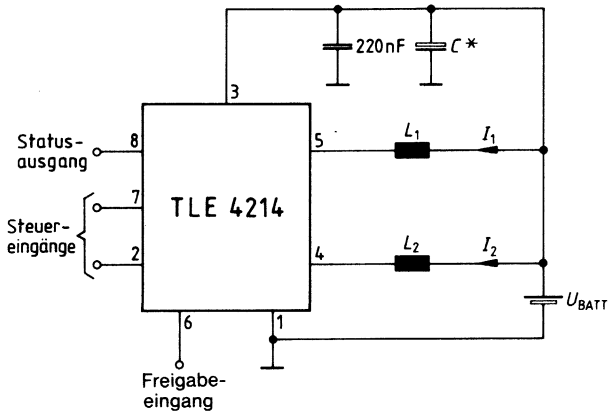
Sättigungssp.	$U_{QS\text{at}}$	$I_Q = 0,5 \text{ A}; U_I > U_{IH}; U_F > U_{FH}$		0,6	0,8	V
Sättigungssp.	$U_{QS\text{at}}$	$I_Q = 50 \text{ mA}; U_I > U_{IH}; U_F > U_{FH}$	30	45	100	mV
Sperrstrom	$I_Q$	$U_Q = U_S = 12 \text{ V}; U_I < U_{IL}$	0		75	$\mu\text{A}$
Einschaltzeit	$t_{dE}$	siehe Bild; $R_L = 22 \Omega$	0,2	2	5	$\mu\text{s}$
Ausschaltzeit	$t_{dA}$	siehe Bild; $R_L = 22 \Omega$	0,2	2	5	$\mu\text{s}$
Flußspannung der Substratdiode	$U_{QF}$	$I_Q = -0,5 \text{ A}$ $t < 0,1 \text{ s}$		1,3	1,7	V
Flußspannung der Freilaufdiode	$U_{QS}$	$I_Q = 0,5 \text{ A}$ $t < 0,1 \text{ s}$		1,3	1,7	V
Ausgangsstrom	$I_q$	$U_{QS\text{at}} \leq 0,8 \text{ V}; U_I > U_{IH}$	0,5			A

<sup>1)</sup> Zeit vom Beginn der Störung an einen Kanal (Ausnahme: Überspannung) bis zum 50%-Wert der Statusschaltflanke.

Meßschaltung

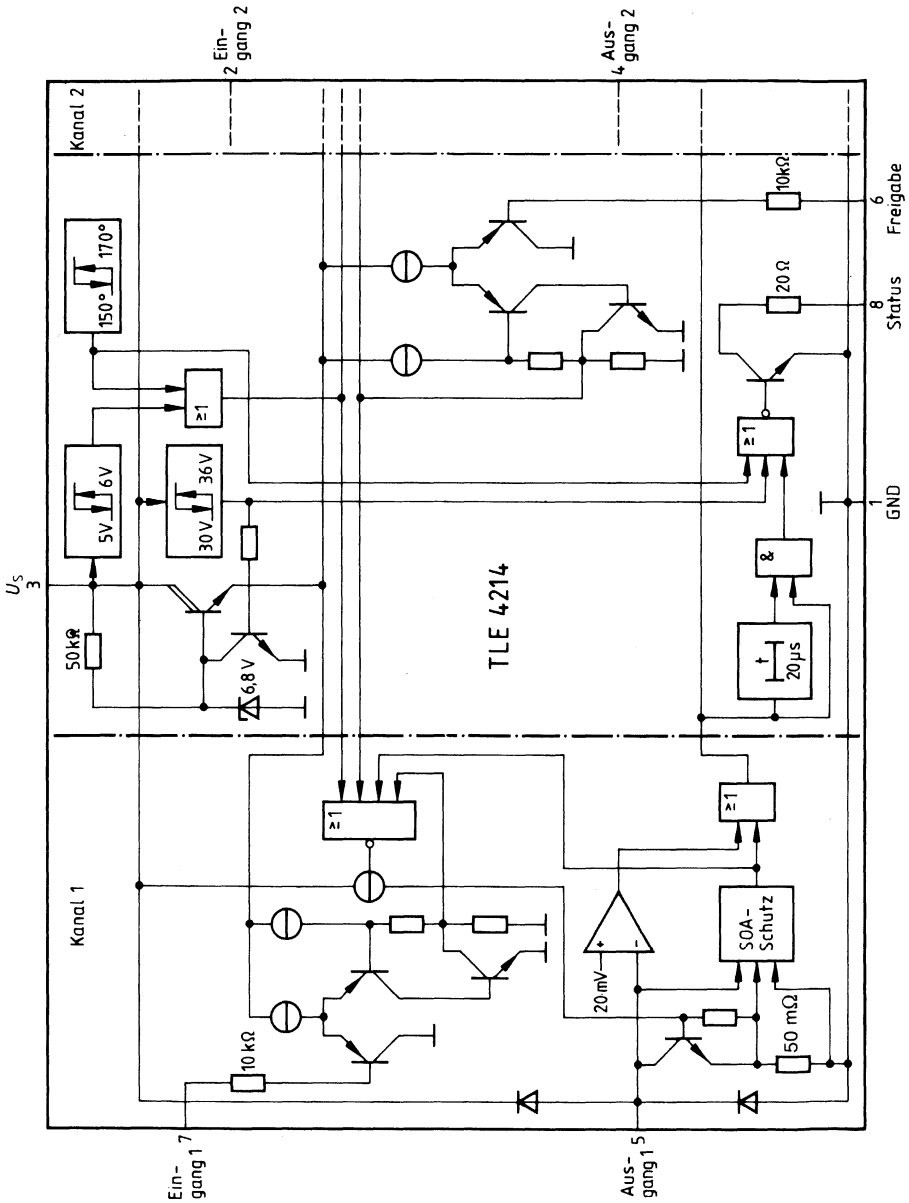


## Anwendungsschaltung

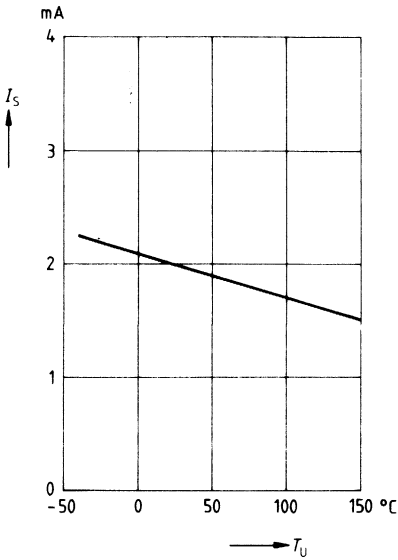


$$C^* \geq (L_1 I_1^2 + L_2 I_2^2) / (40 \text{ V} - U_{\text{BATT}})^2$$

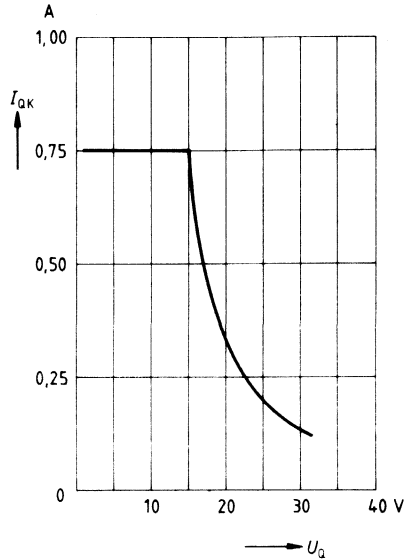
Prinzipschaltbild



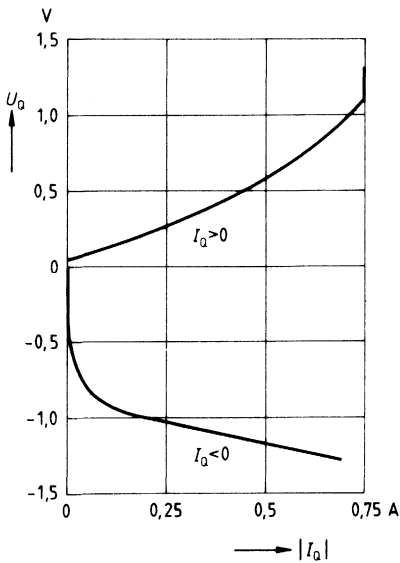
**Ruhestrom  $I_S = (f) T_U$**   
 im AUS-Zustand  
 $U_S = 12\text{ V}; U_F < U_{FL}$



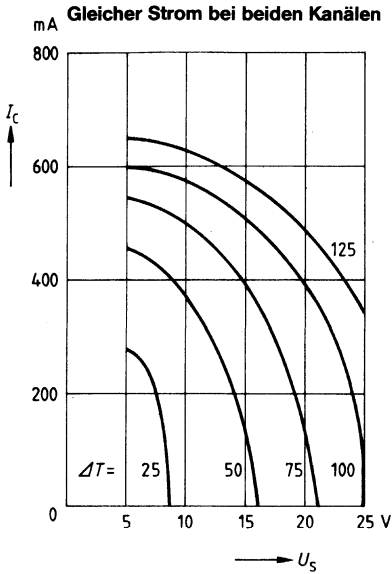
**Kurzschlußstrom  $I_{QK} = (f) U_Q$**



**Ausgangsspannung  $U_Q = (f) |I_Q|$**   
 $U_S = 12\text{ V}; U_I > U_{IH}$

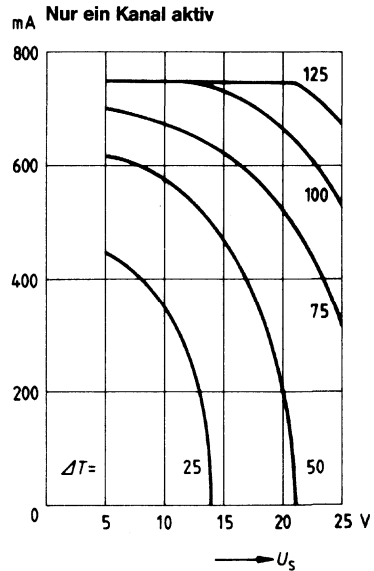
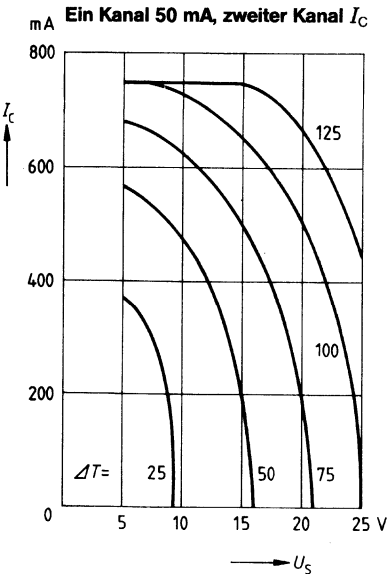


Maximal zulässige Ausgangsströme, die sich im Gehäuse P-DIP-8 aufgrund der typischen thermischen Verlustleistung ergeben, für drei Betriebsarten:



$\Delta T$ : Differenz zwischen Chip- und Umgebungstemperatur ( $T_j - T_U$ ) in Kelvin.

$I_C$ : maximaler Ausgangsstrom (Dauerstrom) für einen Kanal.



---

**ICs für Sensoranwendungen, Hall-ICs,  
Näherungsschalter, Lichtsensoren**

---







# Hall-ICs

## Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Temperaturbereich °C	Versorgungsspannung Ausgangsstrom	Magnetische Schwellschwellen 0 bis 70 °C	Hauptanwendungen	
TLE 4901 F <sup>1)</sup>	Kunststoff- Flachgehäuse	-40 bis +135	4,5 bis 30 V $I_Q = 40 \text{ mA}$	-12/12 mT	Drehzahlmessung, Positionsgeber Elektr. Kommutierung Durchflußmessung	K F Z
TLE 4901 K <sup>1)</sup>	MIKROPACK (SMD)					
TLE 4902 F <sup>1)</sup>	Kunststoff- Flachgehäuse	-40 bis +125	4,5 bis 6,8 V $I_Q = 20 \text{ mA}$	-15/15 mT	Elektr. Kommutierung Drehzahlmessung	
TLE 4903 F <sup>2)</sup>	Kunststoff- Flachgehäuse	-40 bis +130	4,3 bis 24 V $I_Q = 40 \text{ mA}$	18/13 mT	Kontaktlose Zündung Endschalter	K F Z
TLE 4910 K <sup>3)</sup>	MIKROPACK (SMD)	-40 bis +135	4,75 bis 18 V $I_Q = 10 \text{ mA}$	$-\infty < B < +\infty$	Wegmessung (z. B. Lautsprecher) Elektr. Manometer Strommessung (potentialfrei)	

1) wechselndes Magnetfeld

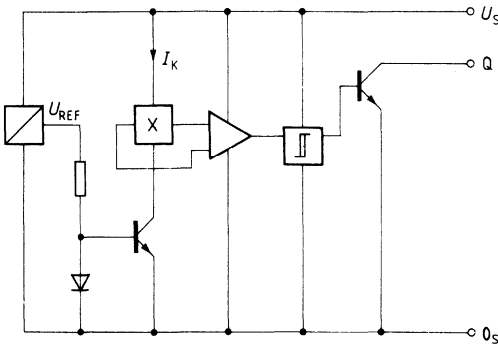
2) unipolares Magnetfeld

3) Ausgangsspannung prop. zum Magnetfeld

**SMD = Surface Mounted Device**

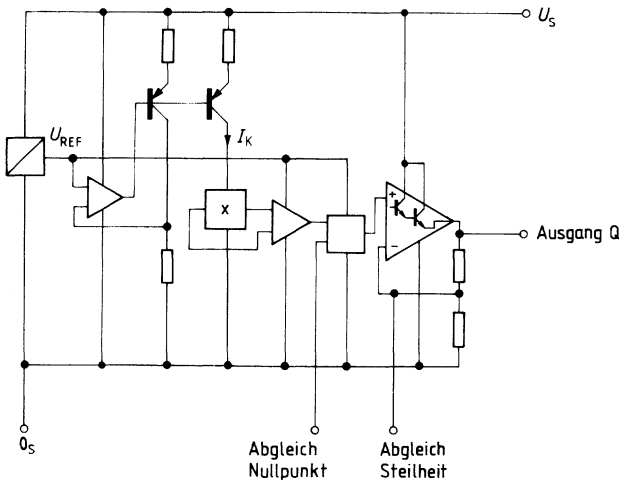
# Magnetisch gesteuerte Schaltungen, Hall-IC

## Prinzipschaltungen



**Digitale Hall-IC**

Die kontaktlosen magnetisch gesteuerten Schalter enthalten auf einem Halbleiterkristall einen Spannungsconstantregler, eine geregelte Stromquelle für den Hallgenerator, einen Differenzverstärker, einen Schmitt-Trigger, zwei Treiberstufen und Endtransistor mit offenem Kollektor. Der Einsatz ist dann von Vorteil, wenn hohe Zuverlässigkeit, Prellfreiheit, Unempfindlichkeit gegen Verschmutzung und Korrosion und sehr lange Lebensdauer verlangt sind.



**Lineare Hall-IC**

Der Hallgenerator wird aus einer Konstantstromquelle gespeist, die eine geregelte Spannung als Referenz benutzt. Dem Hallgenerator folgt ein Differenzverstärker. In der nächsten Stufe wird das Differenzsignal in ein massebezogenes Signal umgeformt.

An dieser Stelle kann durch Subtraktion oder Addition eines Stromes die Null-Komponente (Offset) auf einfache und wenig stör anfällige Weise verändert werden.

Der invertierende Verstärkereingang ist herausgeführt, so daß durch externe Beschaltung die Steilheit der Ausgangskennlinie (Verstärkung) in weiten Grenzen variiert werden kann.

# Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld

TLE 4901 F  
TLE 4901 K

## Vorläufige Daten

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☐ TLE 4901 F TLE 4901 K	Q67000-A2518 Q67000-A2399	Kunststoff-Flachgehäuse MIKROPACK (SMD)

Die integrierte Hall-Schaltung TLE 4901 ist ein statischer kontaktloser Schalter, der durch ein magnetisches Feld wechselnder Polarität betätigt wird. Durch den Südpol des Magnetfeldes wird der Ausgang in leitenden Zustand geschaltet, durch den Nordpol gesperrt.

Der Schaltkreis besitzt einen integrierten Überspannungsschutz gegen die meisten im Automobil und in der Industrie vorkommenden Spannungsspitzen.

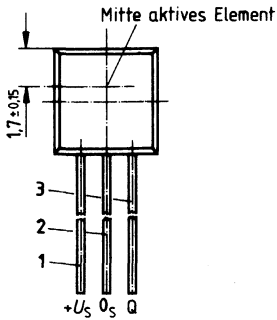
Die integrierte Schaltung findet insbesondere Anwendung als Drehzahlnehmer oder Winkelgeber. Zur Ansteuerung besonders geeignet sind ringförmige Permanentmagnete, deren Umfang mit wechselnder Polarität aufmagnetisiert wurde.

### Besondere Merkmale

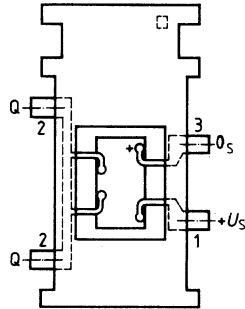
- Niedrige magnetische Schaltpunkte mit guter Langzeitstabilität
- Hohe Störsicherheit
- Überspannungsschutz
- Großer Temperaturbereich  $-40$  bis  $+135^{\circ}\text{C}$
- Unempfindlich gegen mechanische Verspannungen
- Flaches Kunststoffgehäuse (1,5 mm)

**Anschlußanordnungen**  
 (Ansicht von oben)

**TLE 4901 F**



**TLE 4901 K**



**Anschlußbelegungen**

**TLE 4901 F**

1	$+U_s$	Speisespannung
2	$0_s$	Masse
3	Q	Ausgang

**TLE 4901 K**

1	$+U_s$	Speisespannung
2	Q	Ausgang
3	$0_s$	Masse

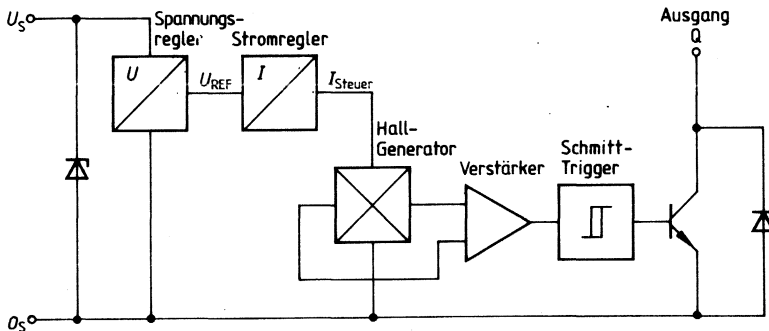
### Schaltungsbeschreibung

Der Schaltkreis enthält Hallgenerator, Verstärker und eine Schmitt-Trigger-Schaltung. Der Versorgungsspannungsanschluß sowie der Ausgangsanschluß sind durch Schutzstrukturen mit Z-Charakteristik gegen Überspannungen geschützt.

Ein senkrecht auf die Chipoberfläche einwirkendes Magnetfeld erzeugt an den Sondenanschlüssen des integrierten Hallgenerators eine Spannung. Diese wird verstärkt und einem Schmitt-Trigger zugeführt, der einen NPN-Transistor, dessen Kollektor den Ausgang darstellt, ansteuert. Übersteigt die Induktion die Einschaltinduktion, geht der Endtransistor in den leitenden Zustand über. Wird das Magnetfeld um die Hysterese-Induktion verringert, wird der Ausgang nicht leitend.

Um die Veränderungen der Schaltpunkte durch Speisespannung und Umgebungstemperatureinflüsse zu minimieren, wird die Hallsonde aus einer stabilisierten Stromquelle gespeist, die von einer Spannungsreferenz abgeleitet wird.

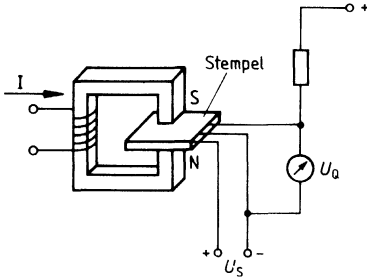
### Blockschaltbild



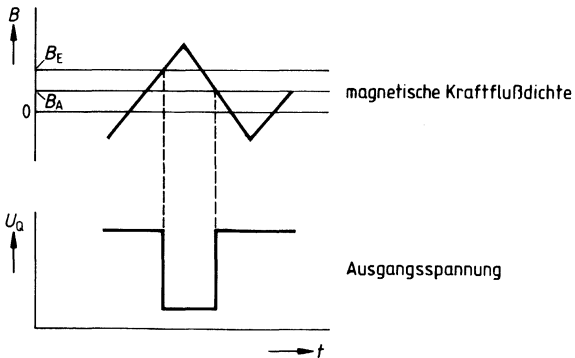
### Funktionsbeschreibung

Wird ein Magnetfeld in der gezeigten Richtung angelegt und die Einschaltinduktion überschritten, so ist der Ausgang des ICs leitend.

Bei Umkehrung der Stromrichtung im Elektromagneten (negatives Magnetfeld) und Unterschreiten der Ausschaltinduktion ist der Ausgang gesperrt.



### Typisches Schaltverhalten



**Grenzdaten**

$T_U = -40$  bis  $+135$  °C

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	-1,2	30	V
Ausgangsspannung	$U_Q$		30	V
Ausgang gesperrt				
Ausgangsstrom	$I_Q$		40	mA
Ausgang leitend				
Induktionsbereich	$B$	unbegrenzt		T
Sperrschichttemperatur $t < 70\,000$ h	$T_j$		150	°C
Lagertemperatur $t < 70\,000$ h	$T_{stg}$	-55	150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\,SU}$		250	K/W*)
Überspannungsbegrenzung Strom durch Schutzstrukturen $t < 2$ ms	$I_Z$	-200	200	mA

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	4,5	30	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40	135	°C

\*) Wärmewiderstand des TLE 4901 K ist montageabhängig

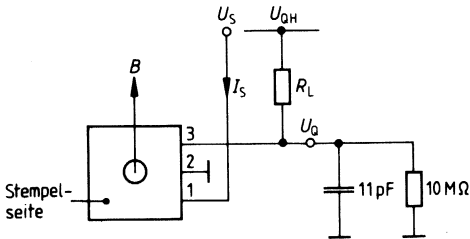
**Kenndaten**

$U_S = 6$  bis  $16$  V;  $T_U = -30$  bis  $+125$  °C

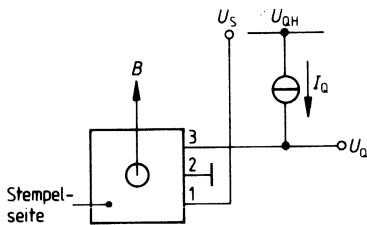
Bezeichnung	Symbol	Meß- schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom $B \leq B_A$ $B \geq B_E$	$I_S$	2 2	2 3		8 13	mA
Einschaltinduktion $T_U = 25$ °C	$B_E$	2			10	mT
Ausschaltinduktion $T_U = 25$ °C	$B_A$	2	-10			mT
Einschaltinduktion $T_U = -25$ bis $85$ °C	$B_E$	2			12	mT
Ausschaltinduktion $T_U = -25$ bis $85$ °C	$B_A$	2	-12			mT
Hysterese $T_U = -25$ bis $85$ °C	$B_H$	2	3		14	mT
Einschaltinduktion	$B_E$	2			15	mT
Ausschaltinduktion	$B_A$	2	-15			mT
Hysterese	$B_H$	2	2		15	mT
Ausgangssperrstrom $B < B_A$	$I_{QH}$	2		10		µA
Ausgangsspannung $I_{QL} = 16$ mA $B \geq B_E$	$U_{QL}$	2			0,4	V
Signalübergangszeiten des Ausgangs						
Abfallzeit	$t_f$	1		0,3	1	µs
Anstiegszeit	$t_r$	1		0,5	1	µs



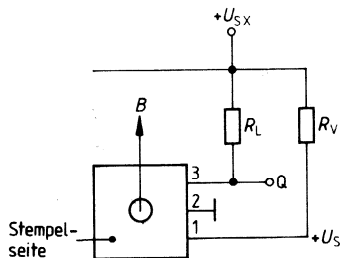
**Meßschaltung 1**



**Meßschaltung 2**



**Anwendungsschaltung**



Für einen optimalen Zerstörerschutz ist  $R_V$  so groß wie möglich zu wählen.

Dimensionierung:

$$R_V = \frac{U_{Sx \min} - U_{S \min}}{I_{S \max}}$$

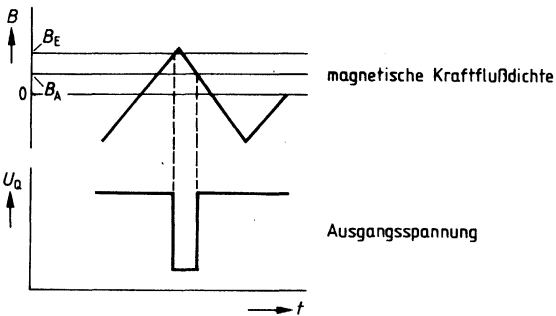
$U_{Sx \min}$  ist die minimale Versorgungsspannung in der jeweiligen Anwendung.

**Impulsdiagramme**

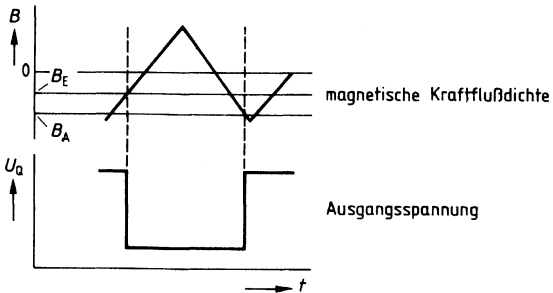
Induktion	Q
$B > B_E$	L
$B < B_A$	H

Die Kenndaten schließen folgende Extremfälle ein:

$B_E = B_{E \max}$



$B_A = B_{A \min}$



# Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld

TLE 4902 F

## Vorläufige Daten

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☐ TLE 4902 F	Q67000-A8048	Kunststoff-Flachgehäuse

Die integrierte Hall-Schaltung TLE 4902 F ist ein statischer kontaktloser Schalter, der durch ein magnetisches Feld wechselnder Polarität betätigt wird. Durch den Südpol des Magnetfeldes wird der Ausgang in den leitenden Zustand geschaltet, durch den Nordpol gesperrt.

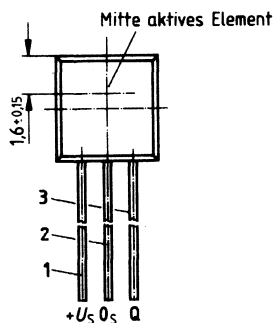
Der Schaltkreis findet insbesondere Anwendung als Drehzahlaufnehmer oder Winkelgeber.

### Besondere Merkmale

- Niedrige magnetische Schaltpunkte mit guter Langzeitstabilität
- Weiter Temperaturbereich  $-40$  bis  $+125$  °C
- Flaches Kunststoff-Gehäuse (1,5 mm)
- Geeignet für kostengünstige Anwendungen, z. B. elektronische Kommutierung von Elektromotoren
- Unempfindlich gegen mechanische Verspannungen

### Anschlußanordnung

(Ansicht von oben)



### Anschlußbelegung

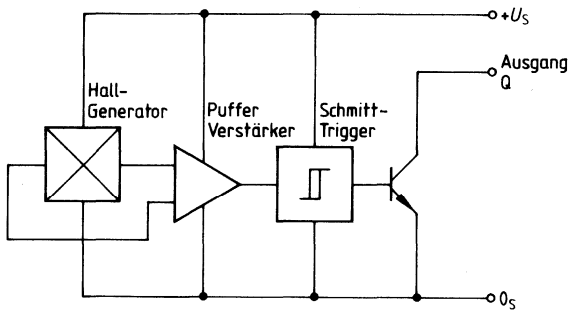
Anschluß	Symbol	Funktion
1	$+U_S$	Speisespannung
2	$0_S$	Masse
3	Q	Offen-Kollektor-Ausgang

### Schaltungsbeschreibung

Der Schaltkreis enthält Hallgenerator, Verstärker, Schmitt-Trigger-Schaltung und einen offenen Kollektorausgang.

Ein senkrecht auf die Chipoberfläche einwirkendes Magnetfeld erzeugt an den Sondenanschlüssen des integrierten Hallgenerators eine Spannung. Diese wird verstärkt und einem Schmitt-Trigger zugeführt, der einen NPN-Transistor, dessen Kollektor den Ausgang darstellt, ansteuert. Übersteigt die Induktion die Einschaltinduktion, geht der Endtransistor in den leitenden Zustand über. Wird das Magnetfeld um die Hysterese-Induktion verringert, wird der Ausgang nicht leitend.

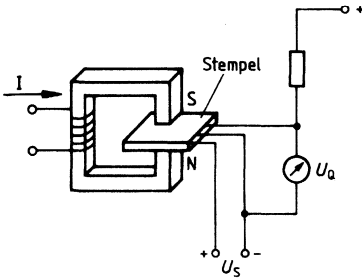
### Blockschaltbild



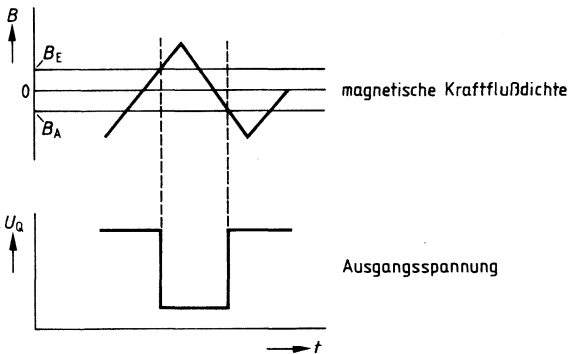
**Funktionsbeschreibung**

Wird ein Magnetfeld in der gezeigten Richtung angelegt und die Einschaltinduktion überschritten, so ist der Ausgang des ICs leitend.

Bei Umkehrung der Stromrichtung im Elektromagneten (negatives Magnetfeld) und Unterschreiten der Ausschaltinduktion ist der Ausgang gesperrt.



**Typisches Schaltverhalten**



**Grenzdaten** $T_U = -40$  bis  $+125$  °C

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	-0,5	7	V
Ausgangsspannung	$U_Q$		30	V
Ausgang gesperrt				
Ausgangsstrom	$I_Q$		20	mA
Ausgang leitend				
Magn. Induktionsbereich	B	unbegrenzt		T
Sperrschichttemperatur $t < 70\,000$ h	$T_j$		150	°C
Lagertemperatur $t < 70\,000$ h	$T_{stg}$	-40	150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\,SU}$		240	K/W

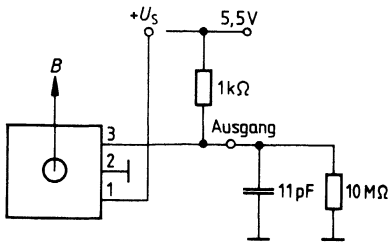
**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	4,5	6,8	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40	125	°C

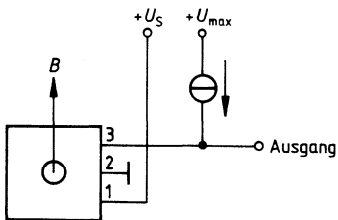
**Kenndaten** $T_U = 0$  bis  $+85\text{ °C}$ ;  $U_S = 4,5$  bis  $5,5\text{ V}$  (sofern nicht anders angegeben)

Bezeichnung	Symbol	Meß- schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Einschaltinduktion $T_U = 25\text{ °C}$	$B_E$	2			10	mT
Ausschaltinduktion $T_U = 25\text{ °C}$	$B_A$	2	10			mT
Einschaltinduktion	$B_E$	2			15	mT
Ausschaltinduktion	$B_A$	2	-15			mT
Hysterese	$B_H$	2	3		14	mT
Einschaltinduktion $T_U = -40$ bis $125\text{ °C}$ ; $U_S = 4,5$ bis $6,8\text{ V}$	$B_E$	2			20	mT
Ausschaltinduktion $T_U = -40$ bis $125\text{ °C}$ ; $U_S = 4,5$ bis $6,8\text{ V}$	$B_A$	2	-20			mT
Hysterese $T_U = -40$ bis $125\text{ °C}$ ; $U_S = 4,5$ bis $6,8\text{ V}$	$B_H$	2	2		15	mT
Ausgangsstrom $B \leq B_A$	$I_{QH}$	2			10	$\mu\text{A}$
Ausgangsspannung $I_{QL} = 16\text{ mA}$ ; $B \geq B_E$	$U_{QL}$	2			0,4	V
Signalübergangszeiten des Ausgangs						
Abfallzeit	$t_f$	1		0,3	1	$\mu\text{s}$
Anstiegszeit	$t_r$	1		0,5	1	$\mu\text{s}$
Speisestrom $B \leq B_A$	$I_S$	2	2		5,5	mA
$B \geq B_E$	$I_S$	2	3		6,5	mA

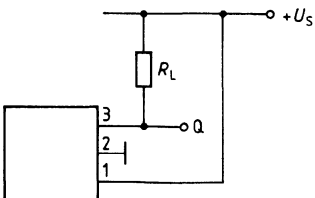
**Meßschaltung 1**



**Meßschaltung 2**



**Anwendungsschaltung**



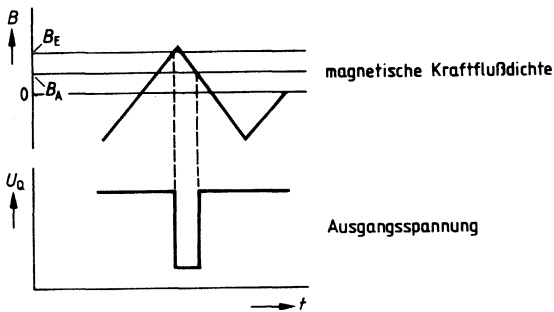


**Impulsdiagramme**

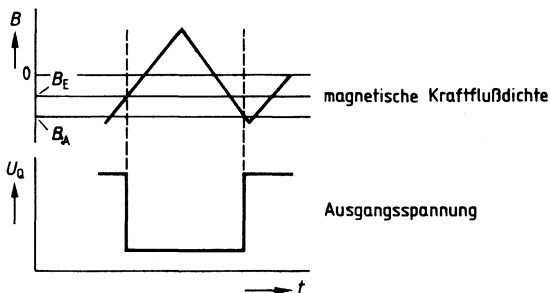
Induktion	Q
$B > B_E$	L
$B < B_A$	H

Die Kenndaten schließen folgende Extremfälle ein:

$B_E = B_{E \max}$



$B_A = B_{A \min}$



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
STLE 4903 F	Q67000-A8047	Kunststoff-Flachgehäuse

Der TLE 4903 ist ein kontaktloser Schalter, der durch ein unipolares einseitiges Magnetfeld betätigt wird.

Durch Erreichen der Einschaltinduktion eines Südpolfeldes wird der Ausgang in den leitenden Zustand geschaltet. Bei Absinken des Induktionswertes auf die Ausschaltinduktion wird der Ausgang gesperrt.

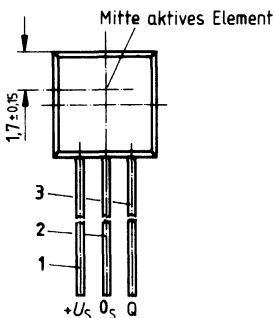
Der Schaltkreis besitzt einen integrierten Überspannungsschutz gegen die meisten im Automobil und in der Industrie vorkommenden Spannungsspitzen.

**Besondere Merkmale**

- Niedrige magnetische Schaltepunkte mit guter Langzeitstabilität
- Hohe Störsicherheit
- Überspannungsschutz
- Großer Temperaturbereich  $-40$  bis  $+130^{\circ}\text{C}$
- Unempfindlich gegen mechanische Verspannungen
- Flaches Kunststoffgehäuse (1,5 mm)

**Anschlußanordnung**

(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$+U_s$	Speisespannung
2	$0_s$	Masse
3	Q	Offen-Kollektor-Ausgang

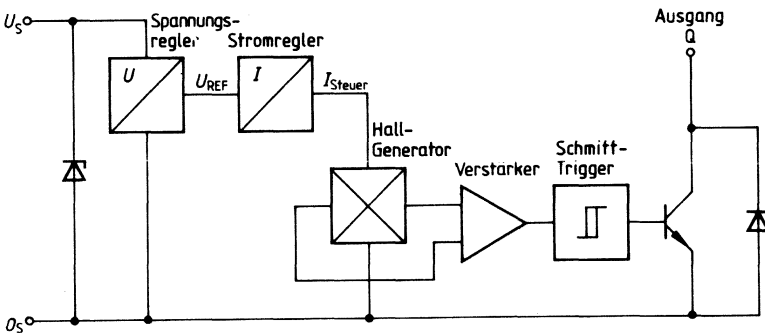
### Schaltungsbeschreibung

Der Schaltkreis enthält Hallgenerator, Verstärker, Schmitt-Trigger-Schaltung und einen Offen-Kollektor-Ausgang. Ausgangs- und Versorgungsspannungs-Anschluß sind gegen Überspannungen geschützt.

Ein senkrecht auf die Chipoberfläche einwirkendes Magnetfeld erzeugt an den Sondenanschlüssen des integrierten Hallgenerators eine Spannung. Diese wird verstärkt und einem Schmitt-Trigger zugeführt, der einen NPN-Transistor, dessen Kollektor den Ausgang darstellt, ansteuert. Übersteigt die Induktion die Einschaltinduktion, geht der Endtransistor in den leitenden Zustand über. Wird das Magnetfeld um die Hysterese-Induktion verringert, wird der Ausgang nicht leitend.

Um die Veränderungen der Schaltpunkte durch Speisespannung und Umgebungstemperatureinflüsse zu minimieren, wird die Hallsonde aus einer stabilisierten Stromquelle gespeist, die von einer Spannungsfrequenz abgeleitet wird.

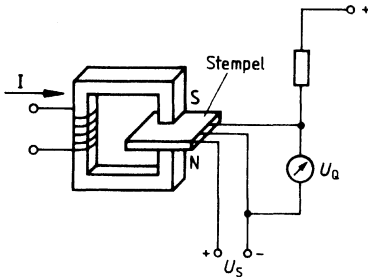
### Blockschaltbild



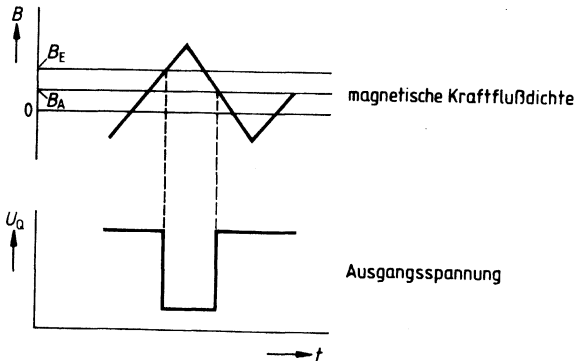
### Funktionsbeschreibung

Wird ein Magnetfeld in der gezeigten Richtung angelegt und die Einschaltinduktion überschritten, so ist der Ausgang des ICs leitend.

Wird der Strom reduziert und die Ausschaltinduktion unterschritten, ist der Ausgang gesperrt.



### Typisches Schaltverhalten



**Grenzdaten** $T_U = -40$  bis  $+130$  °C

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	-1,2	30	V
Ausgangsstrom	$I_Q$		40	mA
Sperrschichttemperatur $t = < 70\,000$ h	$T_j$	-40	150	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\,SU}$		240	K/W
Induktionsbereich	$B$	$-\infty$	$+\infty$	
Ausgangsspannung	$U_Q$		30	V

**Überspannungsbegrenzung**

Strom durch Schutzstrukturen an Anschluß 1 und Anschluß 3; $t < 10$ µs		-200	200	mA
--	--	------	-----	----

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	4,3	24	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40	130	°C

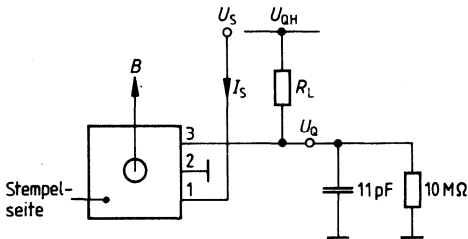
**Kenndaten** $U_S = 14 \text{ V}; T_U = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ 

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	Meß- schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
<b>Magnetische Parameter<sup>1)</sup></b>							
Einschaltinduktion	$B_E$	$T_U = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_U = 0 \text{ bis } 70 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_U = -30 \text{ bis } 100 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_U = -30 \text{ bis } 125 \text{ }^\circ\text{C}$	2	20 18 13 12		50 52 57 58	mT <sup>2)</sup> mT mT mT
Ausschaltinduktion	$B_A$	$T_U = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_U = 0 \text{ bis } 70 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_U = -30 \text{ bis } 100 \text{ }^\circ\text{C}$ $T_U = -30 \text{ bis } 125 \text{ }^\circ\text{C}$	2	15 13 8 7		35 37 42 43	mT mT mT mT
Hysterese $B_E - B_A$	$B_H$		2	5		15	mT
Ausgangssperrstrom	$I_{QO}$	$B < B_A; U_{OH} = 24 \text{ V}$ $T_U = 25 \text{ }^\circ\text{C}$				10	$\mu\text{A}$
Speisestrom	$I_S$	$B < B_A$ $B > B_E$	1 1			13 14	mA mA
Ausgangsspannung	$U_Q$	$I_Q = 30 \text{ mA}$	2			0,4	V
Anstiegszeit	$t_{LH}$	$I_Q = 10 \text{ mA}$				1	$\mu\text{s}$
Abfallzeit	$t_{HL}$	$I_Q = 10 \text{ mA}$				1	$\mu\text{s}$
<b>Überspannungsbegrenzung</b>							
Speisespannung	$U_{SZ}$	$I_S = 16 \text{ mA}$		32		42	V
Ausgang	$U_{QZ}$	$I_{QZ} = 16 \text{ mA}$		32		42	V

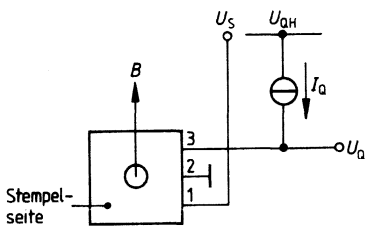
1) Die magnetischen Parameter sind für ein homogenes Magnetfeld an der Sensorposition, wie in der Anwendungsschaltung, spezifiziert.

2) 1 mT = 10 G

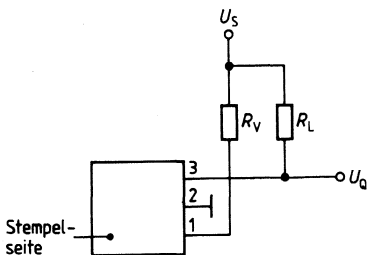
**Meßschaltung 1**



**Meßschaltung 2**



**Anwendungsschaltung**

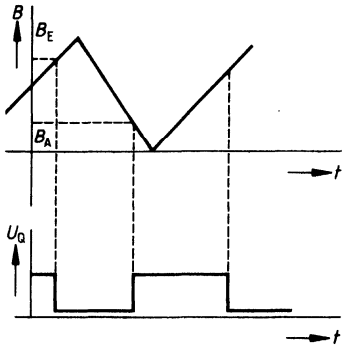


Für einen optimalen Zerstörerschutz ist  $R_V$  so groß wie möglich zu wählen.  
Dimensionierung

$$R_V = \frac{U_{SX \min} - U_{S \min}}{I_{S \max}}$$

$U_{SX \min}$  = minimale Versorgungsspannung in der jeweiligen Anwendung.

## Impulsdiagramm





**Vorläufige Daten****Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse

Die integrierte Schaltung TLE 4910K erzeugt eine zur magnetischen Flußdichte proportionale Ausgangsspannung.

Durch Einstellung des Nullpunktes kann die Schaltung beide magnetische Polaritäten erkennen und auswerten. Der Nullpunkt der Übertragungskennlinie und die Empfindlichkeit der Schaltung werden durch externe Widerstände eingestellt. Die integrierte Schaltung ist als Sensor für professionelle Anwendungen vorgesehen, die erweiterten Temperaturbereich und verschärfte Daten erfordern, wie z. B. Messung von Druck, Beschleunigung, Abstand oder Torsion.

**Merkmale**

- Lineare Ausgangskennlinie
- Erweiterter Temperaturbereich (−40 bis +135 °C)
- Weitgehend unabhängig von Versorgungsspannung und Temperaturschwankungen
- Referenzspannung (3 V) verfügbar

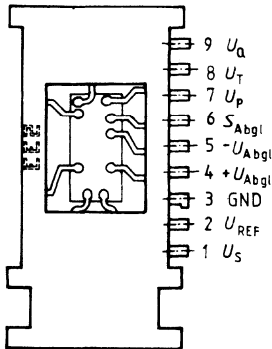
**Funktionsbeschreibung**

Die integrierte Schaltung TLE 4910K kann mit Versorgungsspannungen zwischen 4,75 V und 18 V betrieben werden. Das Ausgangssignal ist eine auf Masse bezogene Spannung. Der Ausgang kann bis zu 5 mA liefern.

Wie im Blockschaltbild gezeigt, wird der Hall-Generator von einer internen Stromquelle gespeist. Das Ausgangssignal des Hallsensors wird zunächst mit einem Differenzverstärker verstärkt und dann in ein massebezogenes Signal umgewandelt.

Die Endstufe umfaßt einen Operationsverstärker mit interner Rückkopplung, dessen invertierender Eingang herausgeführt ist, um die Empfindlichkeit der Schaltung einzustellen.

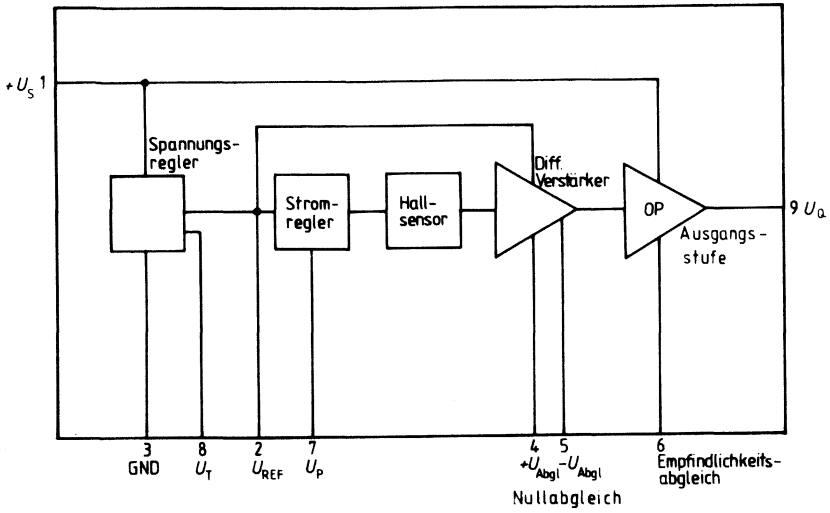
**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$U_S$	Speisespannung
2	$U_{REF}$	Referenzspannung
3	GND	Masse
4	$+U_{Abgl}$	+ Nullabgleich
5	$-U_{Abgl}$	- Nullabgleich
6	$S_{Abgl}$	Empfindlichkeits- abgleich
7	$U_P$	Prüfspannung
8	$U_T$	Temperaturspannung
9	$U_Q$	Spannungsausgang

Blockschaltbild



**Grenzdaten** $T_U = -40\text{ °C bis } +150\text{ °C}; t < 70.000\text{ h}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$		30	V
Ausgangsstrom	$I_Q$		10	mA
Induktionsbereich	$B$	$-\infty$	$+\infty$	
Nullabgleichstrom	$I_{Abgl}$	-1	1	mA
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-40	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	montageabhängig		

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	4,75	18	V
Ausgangsstrom	$I_Q$		5	mA
Umgebungstemperatur $t < 70.000\text{ h}$	$T_U$	-40	135	°C

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

Bezeichnung	Symbol	Prüf-schaltg.	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme $B < -20 \text{ mT}$	$I_S$	1			10	mA
Ausgangsspannung $R_L = 10 \text{ k}\Omega; U_S = 5 \text{ V}$	$U_Q$	1	0,05		$U_S - 2$	V
Empfindlichkeit	S	1		30		mV/mT
Nullinduktion	$B_0$	1	-20		20	mT
Linearitätsfehler $B = 0$ bis 100 mT	L	1		1	2	%
Temperaturkoeffizient der Nullinduktion	$\alpha_{B_0}$	1		$\pm 0,03$		mT/K
Temperaturkoeffizient der Empfindlichkeit	$\alpha_S$	1		$\pm 0,05$		%/K
Referenzspannung	$U_{REF}$	1	2,9	3,0	3,1	V
Ausgangsspannung/Abgleichstrom Anschluß 4	$U_Q/I_{Abgl}$	2		0,3		V/ $\mu\text{A}$
Ausgangsspannung/Abgleichstrom Anschluß 5	$U_Q/I_{Abgl}$	2		-0,3		V/ $\mu\text{A}$
Potential an Anschlüssen 4 und 5	$U_{Abgl}$	2	30	70	110	mV
Temperaturspannung $U_S = 5 \text{ V}; R = 5,1 \text{ k}\Omega$	$U_T$	3	1,4		1,7	V
Temperaturkoeffizient der Temperaturspannung $U_S = 5 \text{ V}; R = 5,1 \text{ k}\Omega$	$\alpha_{UT}$	3	3,5		4,5	mV/K
Ausgangsquellenwiderstand $U_S = 5 \text{ V}; I_Q < 5 \text{ mA}$	$R_Q$				10	$\Omega$
Speisespannungsabhängigkeit der Empfindlichkeit	$\Delta S/\Delta U_S$	1			0,2	%/V
Speisespannungsabhängigkeit der Nullinduktion	$\Delta B_0/\Delta U_S$	1			20	$\mu\text{T/V}$

Prüf- und Meßschaltungen

Bild 1

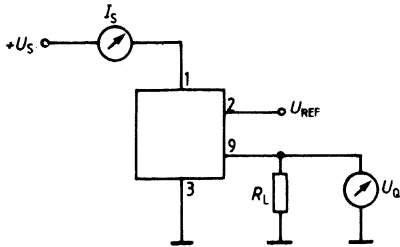


Bild 2

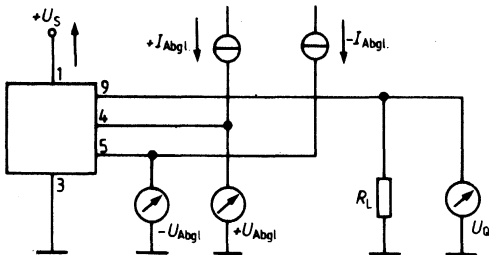
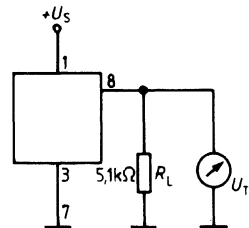
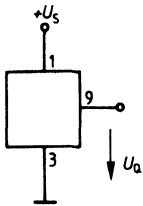


Bild 3



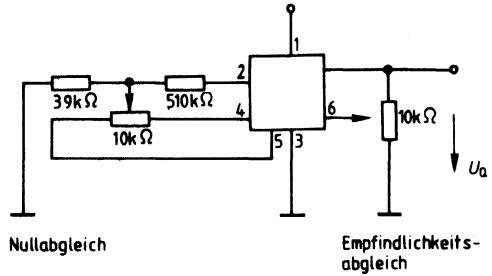
Anwendungsschaltungen

Bild 4 a



IC ohne Abgleich

Bild 4 b

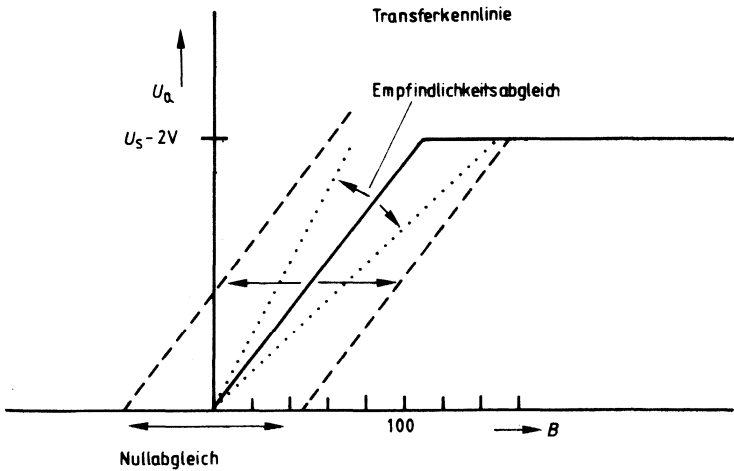


Nullabgleich

Empfindlichkeitsabgleich

Funktionsdiagramm

Bild 5



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
■ SAS 231 W	Q67000-A1468-W	Miniaturgehäuse 6 Anschlüsse

Der Baustein SAS 231 liefert am Ausgang eine Spannung proportional zur magnetischen Induktion (Flußdichte). Die Ausgangsspannung nimmt zu, wenn der Südpol eines Magneten der Chipoberseite genähert wird. Der Nullpunkt wird durch externen Abgleich eingestellt. Die Steilheit der Kennlinie  $U_Q = f(B)$  kann durch externe Beschaltung variiert werden.

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$		0		18	V
Ausgangsstrom	$I_Q$				10	mA
Lagertemperatur	$T_{stg}$		-40		125	°C

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$		4,75		15	V
Ausgangsstrom	$I_Q$				5	mA
Umgebungstemperatur	$T_U$		0		70	°C

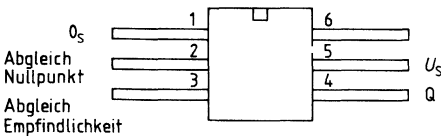
**Statische Kenndaten**

$U_S = 10\text{ V}$ ,  $T_U = 25\text{ °C}$ , wenn nicht anders angegeben

Leerlaufstromaufnahme	$I_S$	$R_L = \infty$		6	10	mA
Ausgangsspannung Steilheit (ohne Abgleich)	$U_Q$ $S$	$R_L = 10\text{ k}\Omega$	0,05 60	100	$U_S - 2$ 140	V mV/mT
„Null“-Komponente	$B_0$	$U_Q = 0,5\text{ V}$	-35		35	mT
Linearitätsfehler (bezogen auf $U_Q = \frac{U_2}{2}$ )				2		%
Temperaturkoeffizient	$\alpha$	$T_U = 0\text{ °C} - 70\text{ °C}$		0,4		mT/K

**Anschlußanordnung**

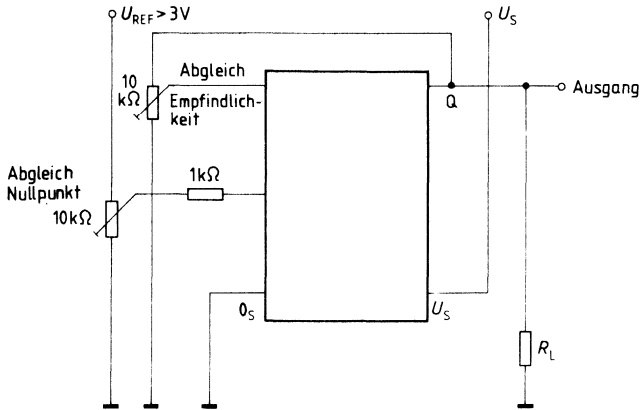
(Ansicht von oben)



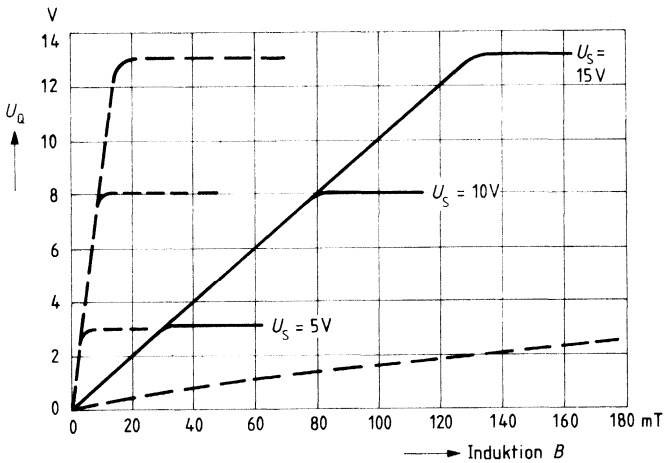
■ nicht für Neuentwicklungen



**Anwendungsschaltung**



**Ausgangskennlinie ohne Abgleich  $U_Q = f(B)$**



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
HKZ 101 S*) HKZ 101	Q67000-S64 Q67000-A9001	} Sondergehäuse

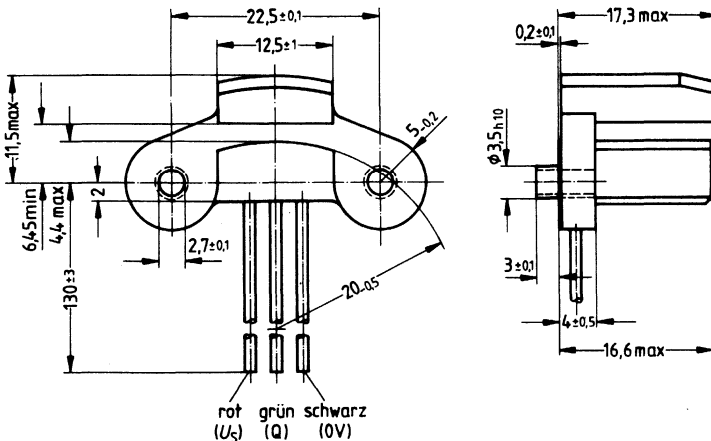
Die Hall-Magnetgabelschranke HKZ 101 ist ein kontaktloser Schalter bestehend aus einer monolithisch integrierten Hall-Schaltung und einem speziellen Magnetkreis, beides in einem Kunststoffgehäuse dicht vergossen. Der Schalter wird durch Eintauchen einer Weicheisenblende in den Luftspalt der Gabelschranke betätigt.

Hauptanwendung ist der Ersatz im Automobil als kontaktloser Unterbrecher in elektronischen Zündsystemen. Zahlreiche industrielle Anwendungsmöglichkeiten gibt es in der Steuerungs- und Regeltechnik besonders dort, wo Schalter unter rauen Umgebungsbedingungen wartungsfrei arbeiten sollen (z. B.: Drehzahlnehmer, Endschalter, Positionsfühler, Geschwindigkeitsmessung, Abtastung von Codierscheiben etc.).

**Besondere Merkmale**

- Kontaktloser Schalter mit offenem Kollektorausgang (40 mA)
- Statischer Schaltbetrieb
- Hohe Schaltfrequenzen
- Mit Kunststoff dicht vergossen
- Unempfindlichkeit gegen Schmutz, Licht, Vibration
- Großer Temperatur- und Spannungsbereich
- Integrierter Überspannungsschutz
- Hohe Störsicherheit

\*) **Hinweis:** Der Temperaturbereich des Typs HKZ 101 S wurde von bisher 0°C bis +70°C auf -40°C bis +130°C erweitert und die Schaltpunktkennwerte entsprechend angepaßt.

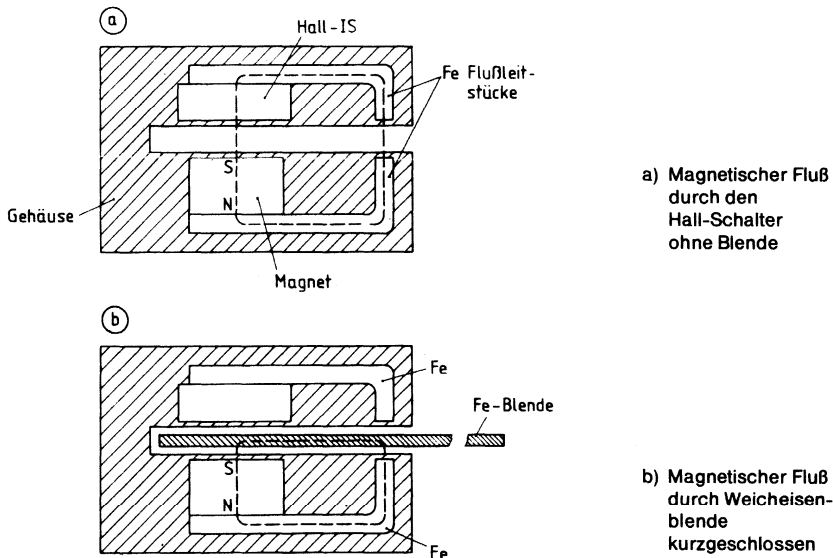


### Funktionsbeschreibung

Der Halleffekt-Schalter wird durch eine Weicheisenblende, die durch den Luftspalt zwischen Magnet und Hall-Sensor geführt wird, bedient. Die Blende schließt den magnetischen Fluß vor dem Hall-Sensor kurz, wie im Bild 1 gezeigt. Der offene Kollektorausgang ist leitend (LOW), wenn sich die Blende außerhalb des Luftspaltes befindet und sperrt (HIGH), wenn die Blende in den Luftspalt eingeführt wird. Solange sich die Blende im Luftspalt befindet, bleibt der Ausgang gesperrt. Aufgrund dieser statischen Arbeitsweise ist keine minimale Arbeitsfrequenz erforderlich. Die Ausgangs-Signalfanken sind unabhängig von der Arbeitsfrequenz.

Der Schaltkreis besitzt einen integrierten Überspannungsschutz gegen die meisten im Automobil und in der Industrie vorkommenden Spannungsspitzen. Die Ausgangsstufe besitzt Schmitt-Trigger Charakteristik. Durch den maximalen Ausgangsstrom von 40 mA des offenen Kollektors können die meisten elektronischen Schaltungen direkt angesteuert werden.

**Bild 1**  
**Funktionsprinzip**



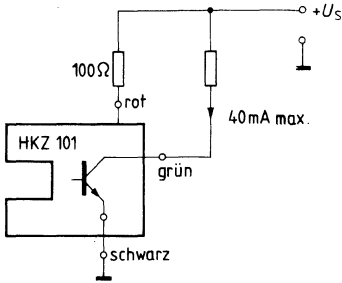
### Mechanische Eigenschaften

Die Schranke ist mit einem speziellen Kunststoff dicht vergossen, um auch unter rauen Umgebungsbedingungen eingesetzt werden zu können. Das Gehäuse ist wasserdicht, erschütterungsbeständig und widerstandsfähig gegen Benzin, Öl und Salz. Zur Befestigung des Sensors auf einer Trägerplatte sind zwei Hohlkugeln ins Gehäuse eingegossen. Der Schaltkreis besitzt drei flexible Drahtanschlüsse für die Stromversorgung und den Ausgang.

**Anwendungshinweis**

Der Ausgangsstrom des „offenen Kollektors“ muß durch einen an die Anwendung angepaßten Lastwiderstand auf den maximal zulässigen Wert begrenzt werden.

Zur optimalen Wirksamkeit des integrierten Überspannungsschutzes wird empfohlen einen Widerstand von ca. 100 Ω zur Strombegrenzung in der Versorgung des Bausteins vorzusehen.



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	$T_U = 25\text{ °C}$	-1,2	24 30	V V
Ausgangsspannung im AUS-Zustand	$U_Q$		-0,8	30	V
Inverser Speisestrom (extern begrenzt)	$-I_S$	$T_U \leq 80\text{ °C}$ $t \leq 1\text{ h}$ ohne Blende		200	mA
Ausgangsstrom	$I_Q$		40	mA	
Inverser Ausgangsstrom	$-I_Q$		30	mA	
Umgebungstemperatur	$T_U$		-40	135	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$		-40	150	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$			170	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$		4,5	24	V
Umgebungstemperatur	$T_U$		-40	130	°C
Blende*): Dicke	a		0,5		mm
Breite	b		8		mm
Lücke	c		8		mm
Eintauchhöhe	h		4,6	9	mm
Lückenhöhe	d		17,3 - h		mm

\*) siehe Bild 3

### Elektrische Kenndaten

$U_S = 5 \text{ V}$  bis  $18 \text{ V}$ ,  $T_U = -30^\circ\text{C}$  bis  $+130^\circ\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	max.	Einheit
Ausgangssättigungs- spannung	$U_{Q \text{ Sat}}$	ohne Blende $I_Q = 40 \text{ mA}$ $T_U = -30..110^\circ\text{C}$ $T_U = 110..130^\circ\text{C}$		0,4 0,6	V V
Ausgangssperrstrom Speisestrom	$I_{QR}$ $I_S$	mit Blende ohne Blende		10 12	$\mu\text{A}$ mA
Schaltzeiten	$t_{LH}$ , $t_{HL}$	$I_Q = 40 \text{ mA}$		1	$\mu\text{s}$
Überspannungsbegrenzung – Speisespannung ( $U_S$ ) – Ausgang ( $U_Q$ )	$U_{SZ}$ $U_{SO}$	$I_S = 16 \text{ mA}$ $I_S = 16 \text{ mA}$	32 32	42 42	V V

### Schaltpunktkennndaten

#### Definition

In den meisten Anwendungen wird der Schaltpunkt bei der Montage durch mechanische Justierung genau eingestellt und damit alle im System auftretenden mechanischen Toleranzen einschließlich der Exemplarstreuung der Schranke abgeglichen. Für die Funktion des Gerätes im Betrieb sind dann nur noch die von Temperatur und Betriebsspannung abhängigen Änderungen der Kennwerte von Bedeutung.

Die Kennwerte der Schaltpunkte sind daher nicht direkt auf die mechanischen Maße der Schranke bezogen, sondern auf einen elektrisch definierten Symmetriepunkt  $B_0$  gemäß Formel 1):

$$1) B_0 = (EIN_i + AUS_i + EIN_r + AUS_r) : 4$$

$$B_0 = A_0 \pm 0,3 \text{ mm}$$

Die Definition der Ein- und Ausschaltpunkte ist in Bild 2 veranschaulicht.

Der Einschaltpunkt  $f_e$  ergibt sich durch Subtraktion des gemessenen Einschaltwertes vom Bezugspunkt  $B_0$ :

$$2) f_e = EIN_r - B_0 = B_0 - EIN_i$$

Der Ausschaltpunkt  $f_a$  berechnet sich aus der Differenz von entsprechenden Ein- und Ausschaltpunkten:

$$3) f_a = EIN_r - AUS_r = AUS_i - EIN_i$$

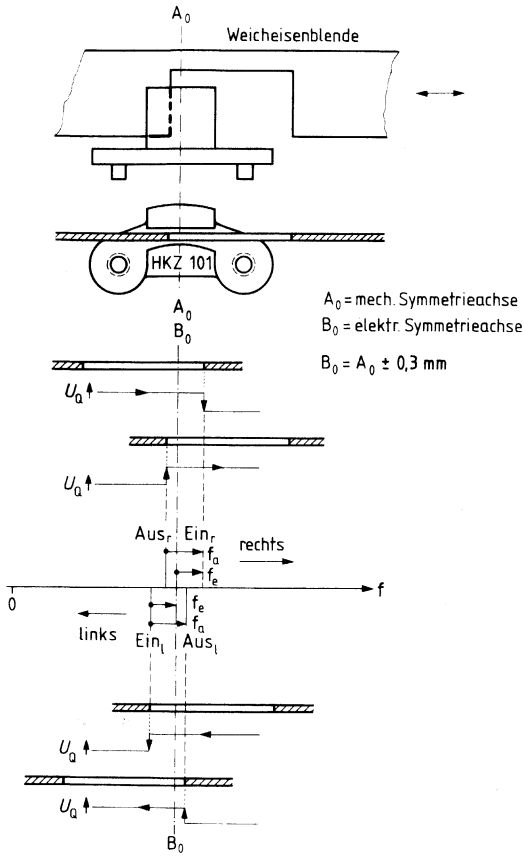
$f_{e0}$  und  $f_{a0}$  sind die unter Normalbedingungen ( $U_S = 12 \text{ V}$ ,  $T_U = 25^\circ\text{C}$ ) am einzelnen Bauteil gemessenen Schaltpunkte im Rahmen der Exemplarstreuung.

Die Änderung der Schaltpunkte ist nach 4) definiert:

$$4) \Delta f_e = f_e - f_{e0}$$

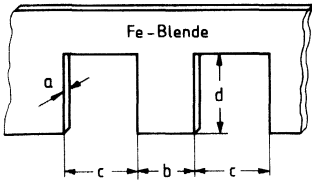
$$\Delta f_a = f_a - f_{a0}$$

**Bild 2**  
**Definition der Schaltpunkte**

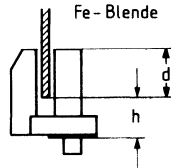


**Bild 3**  
**Mechanische Meßbedingungen**

a) Meßblende (Material Weicheisen)



b) Eintauchhöhe



**Schaltpunktkenndaten**

Blende: a = 0,75 mm, b = 8 mm, c = 10 mm

Position: mittig im Luftspalt

$U_S = 5 \text{ V bis } 18 \text{ V}$

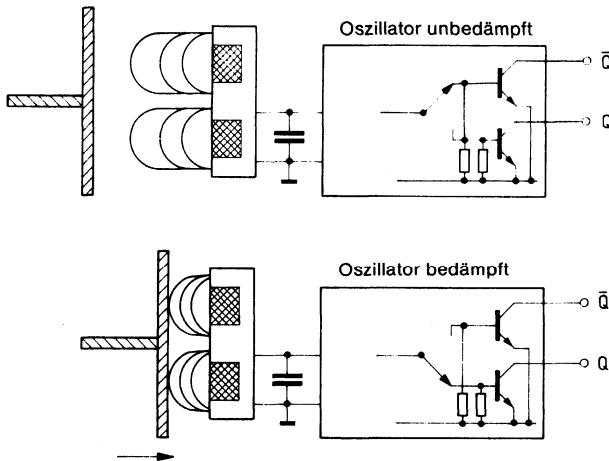
Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
<b>HKZ 101</b>						
Einschaltpunkt	$f_{e0}$	$U_S = 12 \text{ V}, T_U = 25 \text{ °C}$	0,85	1,45	2,05	mm
Änderungen	$\Delta f_e$	$T_U = -30 \dots 25 \text{ °C}$	-0,4	+0,15	+0,7	mm
		$T_U = 25 \dots 80 \text{ °C}$	-0,2	+0,15	+0,4	mm
		$T_U = 80 \dots 130 \text{ °C}$	-0,4	+0,2	+0,7	mm
Ausschaltpunkt	$f_{a0}$	$U_S = 12 \text{ V}, T_U = 25 \text{ °C}$	1,54	2,54	3,54	mm
Änderungen	$\Delta f_a$	$T_U = -30 \dots 25 \text{ °C}$	-0,8	+0,3	1,4	mm
		$T_U = 25 \dots 80 \text{ °C}$	-0,4	+0,3	0,8	mm
		$T_U = 80 \dots 130 \text{ °C}$	-0,8	+0,4	1,4	mm
<b>HKZ 101 S*)</b>						
Einschaltpunkt	$f_{e0}$	$U_S = 12 \text{ V}, T_U = 25 \text{ °C}$	0,65		2,3	mm
Änderungen	$\Delta f_e$	$T_U = -30 \dots 130 \text{ °C}$	-0,4		+0,75	mm
Ausschaltpunkt	$f_{a0}$	$U_S = 12 \text{ V}, T_U = 25 \text{ °C}$	0,8		4,9	mm
Änderungen	$\Delta f_a$	$T_U = -30 \dots 130 \text{ °C}$	-0,4		+1,5	mm

\*) Die Schaltpunktwerte bei HKZ 101 S wurden an den erweiterten Temperaturbereich angepaßt.

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
■ TCA 205 A	Q67000-A1034	P-DIP-14
■ TCA 205 K	Q67000-A8275	MIKROPACK, 14 Anschl. (SMD)

Integrierte Schaltungen zum Aufbau induktiver Näherungsschalter. Beim Bedämpfen eines Schwingkreises, z. B. durch Annähern einer Meßplatte, werden die Ausgänge umgeschaltet.

### Funktionsprinzip



### Eigenschaften

- Weiter Versorgungsspannungsbereich
- Hoher Ausgangsstrom
- Antivalente Ausgänge
- Einstellbarer Schaltabstand
- Einstellbare Hysterese
- Einschaltverzögerung

■ nicht für Neuentwicklung



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	30	V
Ausgangsspannung	$U_Q$	30	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	50	mA
Sperrschichttemperatur	$T_J$	125	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung TCA 205 A	$R_{th\ SU}$	85	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	4,75 bis 30	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	°C

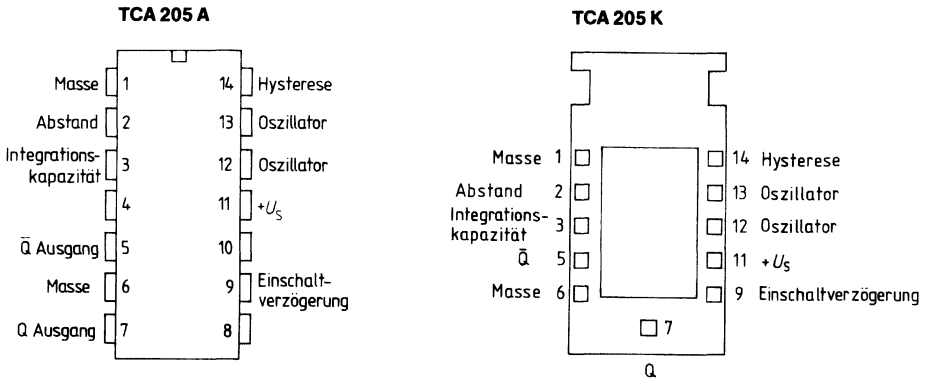
**Kenndaten**

$U_S = 12\text{ V}$ ,  $T_U = 25\text{ °C}$

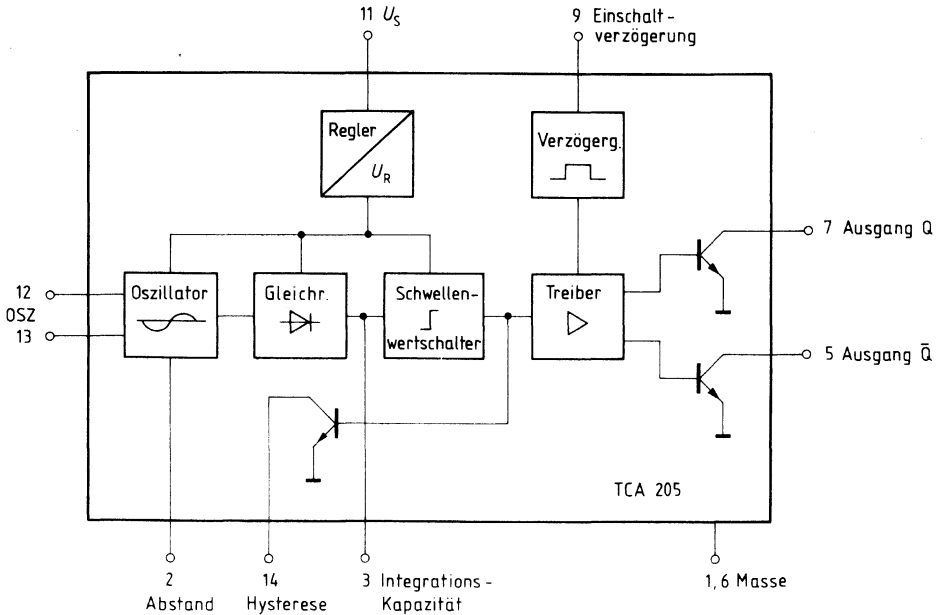
Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	$I_S$	Anschlüsse offen		1	2	mA
L-Ausgangsspannung pro Ausgang	$U_{QL}$ $U_{QL}$	$I_{QL} = 5\text{ mA}$ $I_{QL} = 50\text{ mA}$		0,8 1,25	1 1,5	V V
H-Ausgangssperrstrom pro Ausgang	$I_{QH}$	$U_{QH} = 30\text{ V}$			10	μA
Integrationskondensator	$C_1$			10		nF
Innenwiderstand an 3	$R_{i3}$		200	350	660	kΩ
Schwelle an 3	$U_{S3}$			1,3	1,5	V
Abstandswiderstand Hysteresewiderstand	Schaltung 1 $R_A$ $R_H$		6 0			kΩ kΩ
Abstandswiderstand Hysteresewiderstand		Schaltung 2 $R_A$ $R_H$	$R_H \rightarrow \infty$ $R_A \rightarrow \infty$	6 <sup>1)</sup> 6 <sup>1)</sup>		kΩ kΩ
Einschaltverzögerung	$t_v$				200	
Oszillatorfrequenz Schaltfrequenz ohne $C_1$	$f_{osz}$ $f_s$		0,015		1,5 5	MHz kHz

<sup>1)</sup> Die Parallelschaltung von  $R_H$  zu  $R_A$  darf min. 6 kΩ betragen.

**Anschlußanordnungen (Ansicht von oben)**

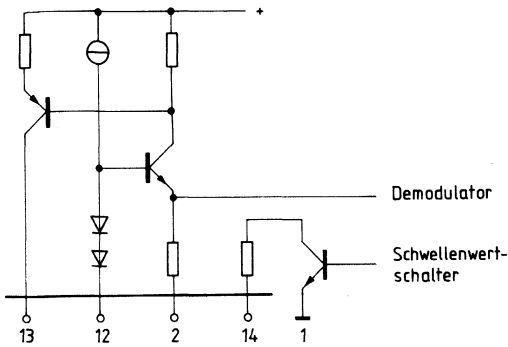


**Blockschaltbild**

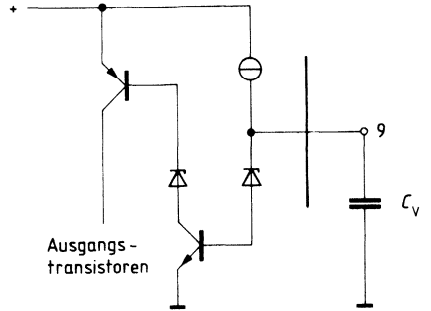


**Prinzipschaltungen**

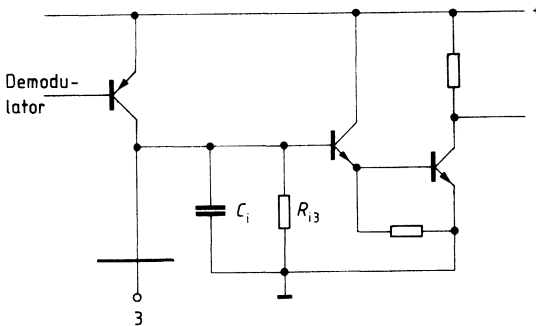
**Oszillator**



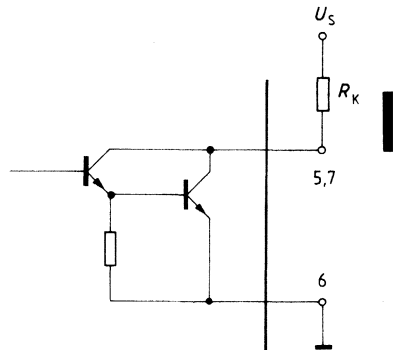
**Einschaltverzögerung**



**Integrationskapazität**

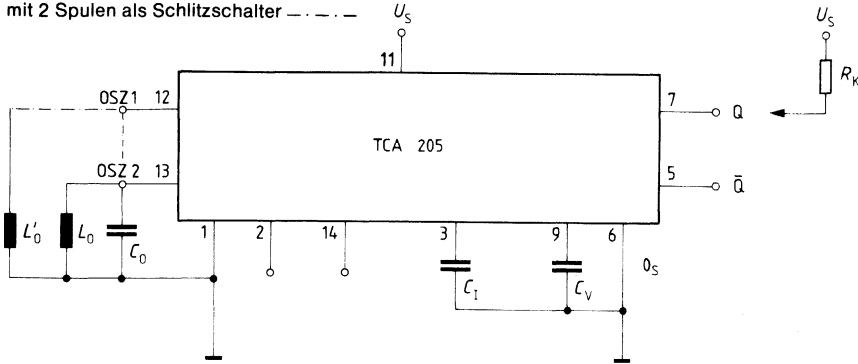


**Ausgänge**



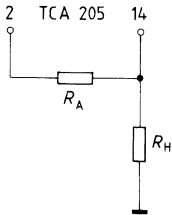
**Anwendungsschaltung:**

mit 1 Spule als Näherungsschalter - - - -  
 mit 2 Spulen als Schlitzschalter - - - -

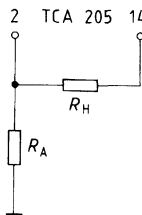


- $L_0, C_0$  Schwingkreis
- $R_A$  Abstandsabgleich
- $R_H$  Hysteresiabgleich
- $C_1$  Integrationskondensator
- $C_V$  Verzögerungskondensator

Abstands- und Hysteresewiderstand  $R_A$  und  $R_H$  können bei der Näherungsschalter-IC TCA 205 A; K wie folgt angeschlossen werden:



**1. Reihenhysterese**



**2. Parallelhysterese**

Die Schaltung 1 eignet sich besser für Näherungsschalter mit Oszillatorfrequenzen  $f > 200$  kHz bis 300 kHz und kleinen Abständen. Die Schaltung 2 ist günstiger für niederfrequente Näherungsschalter mit größeren Abständen.

Ursache ist, daß die Schaltung 1 im Vergleich zu 2 kleinere  $R_H$  (min.  $0 \Omega$  bei 1 und min.  $6 \text{ k}\Omega$  bei 2) ermöglicht. Hohe Werte des Widerstandes  $R_H$  beeinflussen neben der Hysterese auch die Phase des Oszillators beginnend bei Frequenzen ab 200 kHz. In der Praxis muß der Phasengang jedoch klein gehalten werden, um eine eindeutige Auswertung zu erreichen.

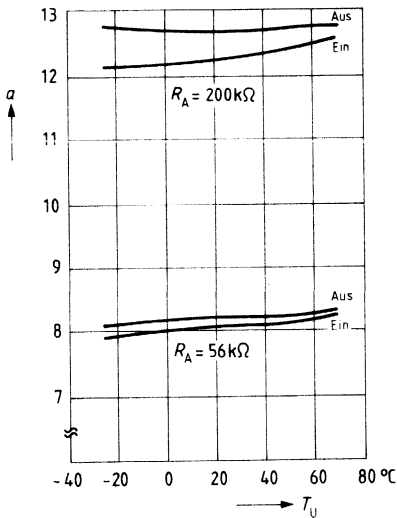
**Anwendungsbeispiel für Näherungsschalter**

**Spulendaten:** Schalenkern B65939-A-X22  
 Spulenkörper B65940-A-M1  
 $\varnothing = 25 \times 8,9 \text{ mm}$   
 $L = 642 \mu\text{H}$   
 $n = 100 \text{ CuLS } 30 \times 0,05$

**Meßplatte:**  $30 \times 30 \times 1 \text{ mm, Fe}$

**Beschaltung:**  $R_A = 56 \text{ bis } 200 \text{ k}\Omega, \text{ Metallschicht}$  } Schaltung 2  
 $R_H = \infty$   
 $C_o = 1500 \text{ pF, STYROFLEX}$   
 $f = 162 \text{ kHz}$

Schaltabstand:  $a = f(T_U)$



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
STCA 305 A	Q67000-A2291	P-DIP-14
STCA 305 G	Q67000-A2305	P-DSO-14 (SMD)
TCA 305 K	Q67000-A2293	MIKROPACK 10 Anschl. (SMD)
STCA 355 B	Q67000-A2443	P-DIP-8
STCA 355 G	Q67000-A2444	ähnl. SO-8 (SMD)

Die Bausteine TCA 305 und TCA 355 enthalten alle erforderlichen Funktionen für den Aufbau von induktiven Näherungsschaltern. Durch Annähern einer metallischen Meßplatte an die Oszillatorspule wird der Schwingkreis bedämpft und die Ausgänge schalten um.

**Funktionsprinzip: siehe TCA 205**

TCA 305 und TCA 355 sind Weiterentwicklungen des TCA 205 und zeichnen sich durch folgende Eigenschaften aus:

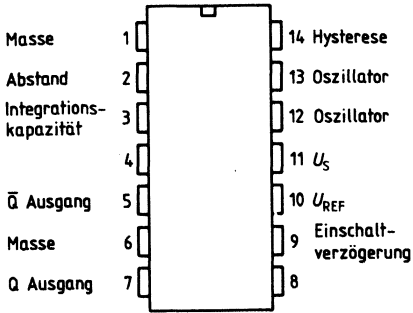
- Geringere Leerlaufstromaufnahme;  $I_s < 1 \text{ mA}$
- Kleinere Sättigungsspannung der Ausgänge
- Die Temperaturabhängigkeit des Schaltabstandes ist geringer und die Kompensation des Schwingkreis-TK ist einfacher möglich.
- Die Empfindlichkeit ist höher, so daß größere Schaltabstände möglich sind und Spulen mit geringerer Güte verwendet werden können.
- Die Schalthysterese ist sehr konstant bezüglich Temperatur, Versorgungsspannung und Schaltabstand.
- Die TCA 305 arbeitet auch ohne externe Integrationskapazität. Mit einer externen Kapazität (oder mit RC-Kombination) ist ein guter Störschutz realisierbar.
- Die Ausgänge sind kurzzeitig kurzschlußfest (ca. 10 s bis 1 min. je nach Gehäuse).
- Die Ausgänge sind bei  $U_s < \text{ca. } 4,5 \text{ V}$  gesperrt und werden freigegeben, wenn der Oszillator stabil arbeitet (ab  $U_{s \text{ min}} = 5 \text{ V}$ ).
- Höhere Schaltfrequenzen können erreicht werden.
- Miniaturbauformen

**Logische Funktion**

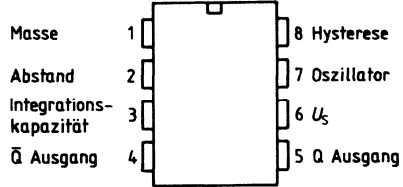
Oszillator	Ausgänge	
	Q	$\bar{Q}$
unbedämpft	H	L
bedämpft	L	H

**Anschlußanordnungen (Ansicht von oben)**

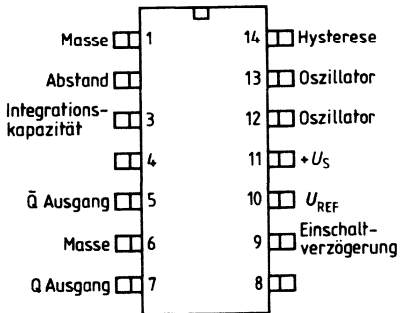
**TCA 305 A**



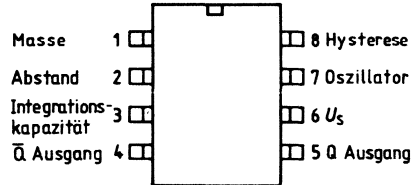
**TCA 355 B**



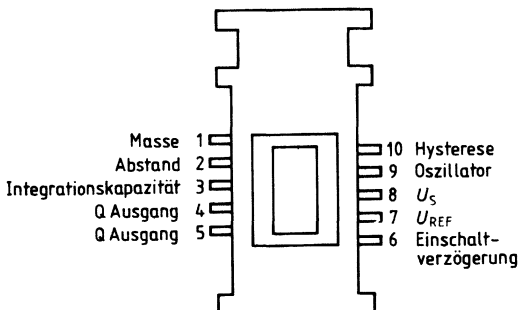
**TCA 305 G**



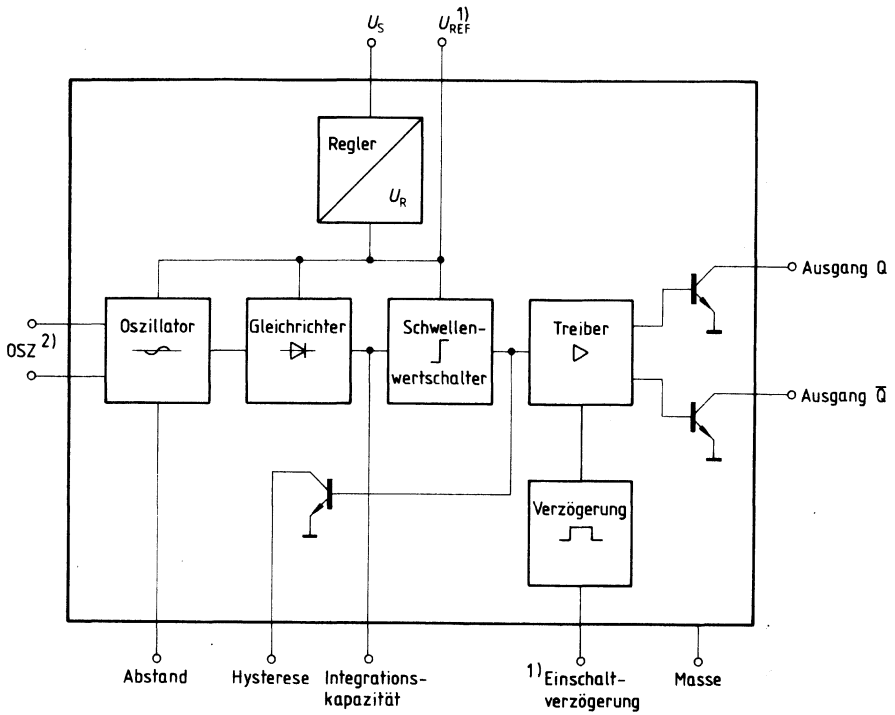
**TCA 355 G**



**TCA 305 K**



Blockschaltbild



- 1) Anschlüsse nur bei TCA 305
- 2) bei TCA 355 intern verbunden



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	35	V
Ausgangsspannung	$U_Q$	35	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	50	mA
Abstands-, Hysteresewiderstand	$R_A, R_H$	0	$\Omega$
Kapazitäten	$C_i, C_V$	5	$\mu F$
Sperrschichttemperatur	$T_j$	125	$^{\circ}C$
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	$^{\circ}C$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$ TCA 305 A TCA 305 G	85 140	K/W K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	5 bis 30 <sup>1)</sup>	V
Oszillatorfrequenz	$f_{OSZ}$	0,015 bis 1,5	MHz
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	$^{\circ}C$

**Kenndaten**

$U_S = 12\text{ V}$ ,  $T_U = -25\text{ }^{\circ}C$  bis  $+85\text{ }^{\circ}C$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	$I_S$	Ausgänge offen		0,6	0,9	mA
Referenzspannung	$U_{REF}$	$I_{REF} < 10\ \mu A$		3,2		V
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_{QL} = 5\text{ mA}$		0,04	0,15	V
pro Ausgang	$U_{QL}$	$I_{QL} = 25\text{ mA}$		0,10	0,35	V
	$U_{QL}$	$I_{QL} = 50\text{ mA}$		0,22	0,75	V
H-Ausgangssperrstrom pro Ausgang	$I_{QH}$	$U_{QH} = 30\text{ V}$			10	$\mu A$
Schwelle an 3	$U_{S\ 3}$			2,1		V
Hysterese an 3	$H_y$		0,4	0,5	0,6	V
Einschaltverzögerung	$t_v$	$T_U = 25\text{ }^{\circ}C$	-25%	600	-25%	ms/ $\mu F$
Schaltfrequenz ohne $C_i$	$f_s$				5	kHz

<sup>1)</sup> Ein Betrieb bei Spannungen kleiner als 5 V (zwischen etwa 2,5 und 5 V) ist möglich, wenn  $U_{REF}$  mit  $U_S$  verbunden wird.  $U_{REF}$  ist in diesem Fall nicht mehr intern stabilisiert. Außerdem ist der Anschluß „Einschaltverzögerung“ anders zu handhaben. Wird keine Einschaltverzögerung benötigt, ist dieser Anschluß mit  $U_S$  zu verbinden. Wird eine Einschaltverzögerung gewünscht, muß der Lade-  
strom für  $C_V$  mit einem äußeren Widerstand zwischen diesem Anschluß und  $U_S$  eingestellt werden  
(empfohlener Wert 390 k $\Omega$ ).

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_S$	35	V
Ausgangsspannung	$U_Q$	35	V
Ausgangsstrom	$I_Q$	50	mA
Abstands-, Hysteresewiderstand	$R_A, R_H$	0	$\Omega$
Sperrschichttemperatur	$T_j$	125	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	$T_{\text{stg}}$	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TCA 355 B $R_{\text{th SU}}$	135	K/W
	TCA 355 G $R_{\text{th SU}}$	200	K/W

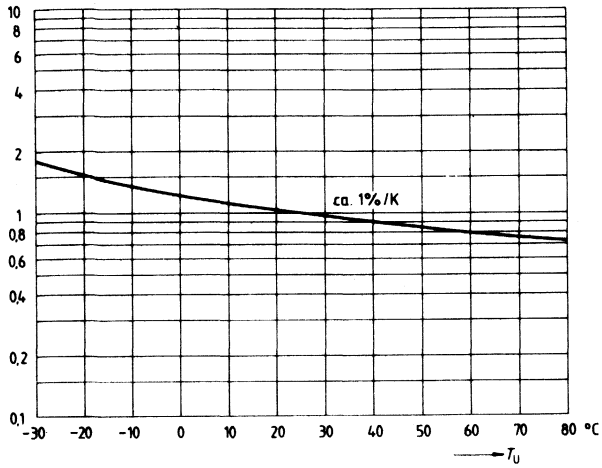
**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	5 bis 30	V
Oszillatorfrequenz	$f_{\text{OSZ}}$	0,015 bis 1,5	MHz
Umgebungstemperatur	$T_U$	-25 bis 85	$^{\circ}\text{C}$

**Kenndaten**

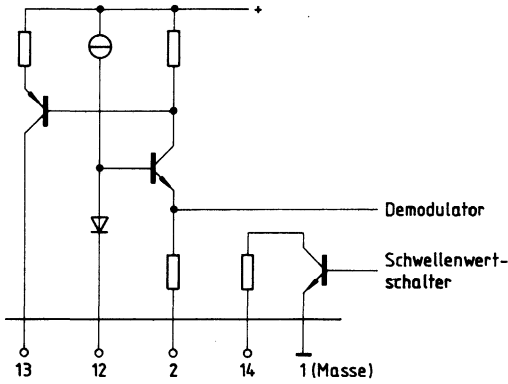
$U_S = 12 \text{ V}; T_U = -25^{\circ}\text{C bis } +85^{\circ}\text{C}$

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Leerlaufstromaufnahme	$I_S$	Ausgänge offen		0,6	1,0	mA
L-Ausgangsspannung pro Ausgang	$U_{QL}$	$I_{QL} = 5 \text{ mA}$		0,04	0,15	V
		$I_{QL} = 25 \text{ mA}$		0,10	0,35	V
		$I_{QL} = 50 \text{ mA}$		0,22	0,75	V
H-Ausgangssperrstrom pro Ausgang	$I_{QH}$	$U_{QH} = 30 \text{ V}$			10	$\mu\text{A}$
Schwelle an 3	$U_{S3}$			2,1		V
Hysteresis an 3	$H_y$		0,4	0,5	0,6	V
Schaltfrequenz ohne $C_1$	$f_s$				5	kHz

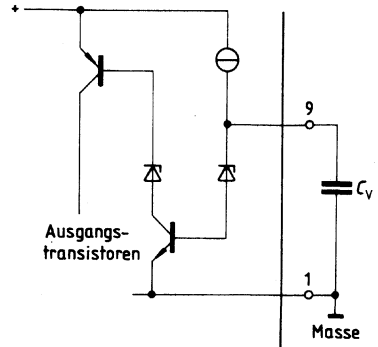
Normierte Einschaltverzögerung bezogen auf  $T_U = 25\text{ °C}$ 

**Prinzipschaltungen**

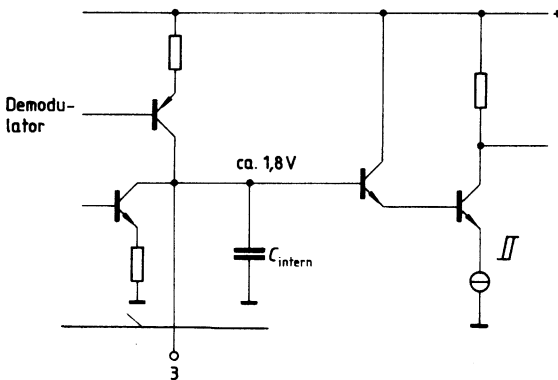
**Oszillator**



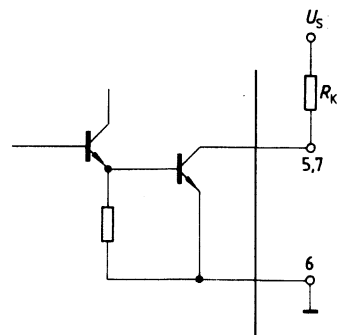
**Einschaltverzögerung bei TCA 305 A; G**



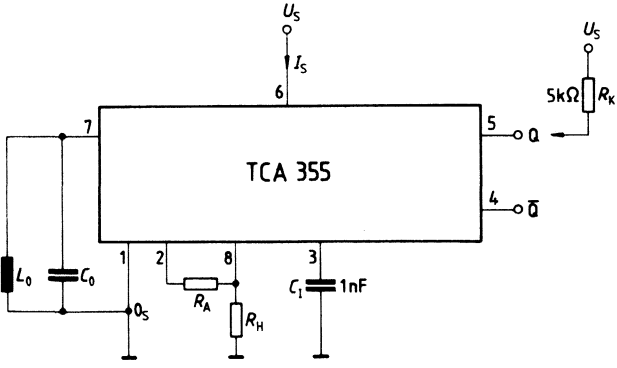
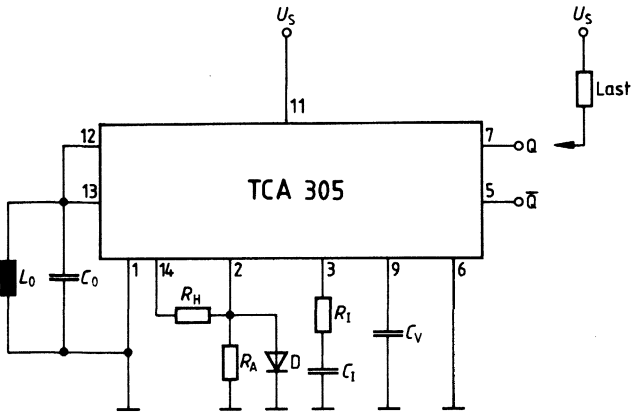
**Integrationskondensator**



**Ausgänge**



Anwendungsschaltungen



- $L_O, C_O$  Schwingkreis  
 $R_H$  Hystereseabgleich  
 $R_A$  Abstandsabgleich  
 $D$  Temperaturkompensation des Schwingkreises; eventuell mit Vorwiderstand zum Abgleich. Die Diode ist nicht unbedingt erforderlich. Ihr Einsatz hängt vom  $TK$  des Schwingkreises ab.  
 $R_I, C_I$  Integrationsglied. An Anschluß 3 (Integrationskapazität) empfehlen wir einen Kondensator von typ. 1 nF. Zur Erhöhung der Störsicherheit kann dieser Kondensator durch ein RC-Glied mit z. B.  $R_I = 1 \text{ M}\Omega$  und  $C_I = 10 \text{ nF}$  ersetzt werden.  
 $C_V$  Verzögerungskondensator

**Dimensionierungsbeispiele nach CENELEC-Norm (nicht bündig)**

	M12	M18	M30
SIFERRIT-Schalenkern	M33 (7,35x3,6) mm	N22 (14,4x7,5) mm	N22 (25x8,9) mm
Anzahl der Wgd.	100	80	100
Drahtquerschnitt	0,1 CuL	20x0,05	10x0,1
$L_O$	206 $\mu\text{H}$	268 $\mu\text{H}$	585 $\mu\text{H}$
$C_O$ (STYROFLEX®)	1000 pF	1,2 nF	3,3 nF
$f_{OSZ}$	$\approx 350 \text{ kHz}$	$\approx 280 \text{ kHz}$	$\approx 115 \text{ kHz}$
Sn	4 mm	8 mm	15 mm
$R_A$ (Metall)	8,2 k $\Omega$ + 330 $\Omega$	33 k $\Omega$	22 k $\Omega$ + 2,7 k $\Omega$
$C_V$	100 nF	100 nF	100 nF

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
☐ TFA 1001 W	Q67000-A1357	lichtdurchlässiges Kunststoff-Miniaturgehäuse 6 Anschlüsse

Die in bipolarer Technik ausgeführte integrierte Schaltung TFA 1001 W enthält eine Fotodiode und einen Verstärker. An seinem Ausgang (offener NPN-Kollektor) liefert der TFA 1001 W einen zur Beleuchtungsstärke direkt proportionalen Strom. Eine stabilisierte Spannung von 1,35 V steht als Referenz zur Verfügung. Ein weiterer Anschluß gestattet eine Linearisierung der Kennlinie bei kleinen Beleuchtungsstärken und kann zur Abschaltung des Ausgangsstroms verwendet werden (Inhibit).

**Anwendungen**

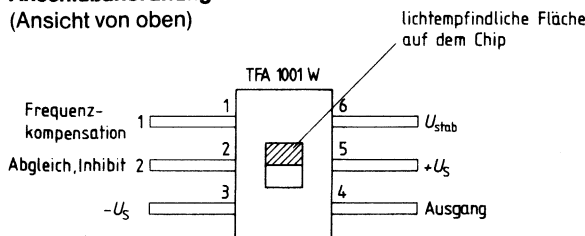
- Belichtungsmesser
- Belichtungsregler
- Elektronische Blitzlichtgeräte
- Optische Nachlaufsteuerung
- Rauchdetektoren
- Lineare Optokoppler
- Farberkennung

**Besondere Merkmale**

- Große Empfindlichkeit
- Hohe Linearität des Ausgangsstroms
- Günstige spektrale Empfindlichkeit
- Geringe Stromaufnahme
- Hoher Aussteuerbereich
- Weiter Betriebsspannungsbereich

**Anschlußanordnung**

(Ansicht von oben)



**Grenzdaten**

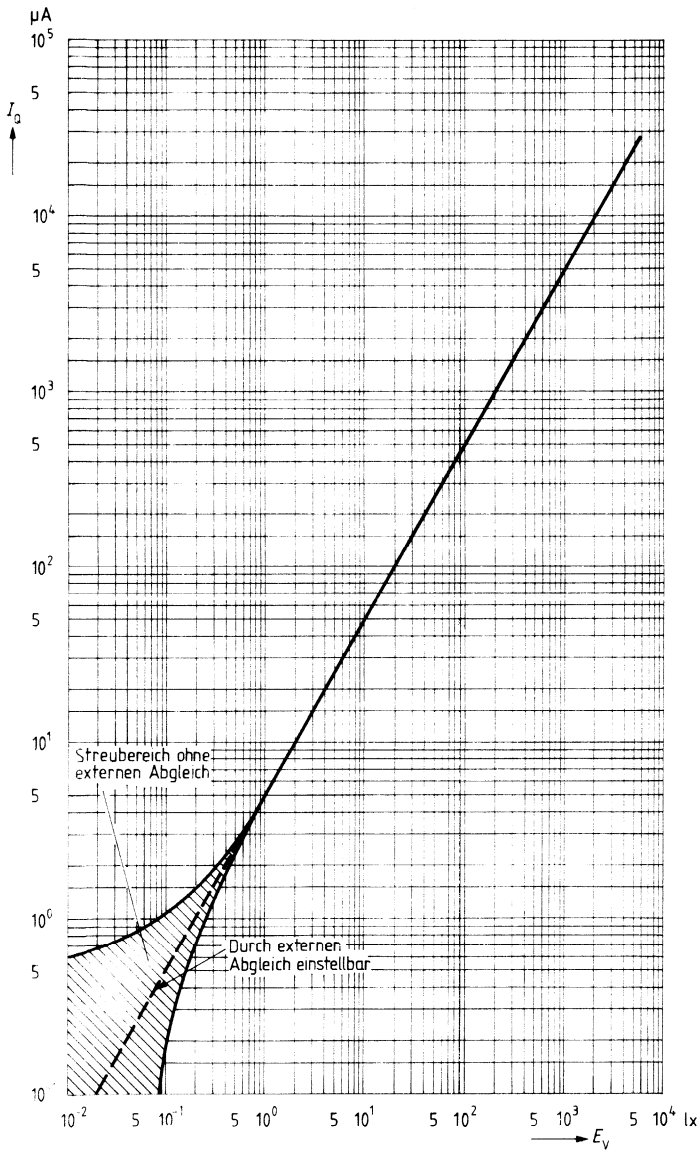
Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$		15	V
Ausgangsstrom	$I_Q$		50	mA
Verlustleistung	$P_{tot}$		200	mW
Sperrschichttemperatur Lagertemperatur	$T_j$ $T_{stg}$	-40	100 85	°C °C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		250	K/W

**Kenndaten** bei  $T_U = 25\text{ °C}$ ,  
Batteriespannung an Anschluß 5 angelegt

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	2,5		15	V
Stromaufnahme bei $E_v = 0\text{ lx}$	$I_S$	-10		1	mA
Umgebungstemperatur	$T_U$			70	°C
Beleuchtungsstärke	$E_v$	0		5000	lx
Empfindlichkeit im Bereich von $E_v = 1\text{ lx}$ bis $1000\text{ lx}$	$S$	2,5	5	7,5	$\mu\text{A/lx}$
Ausgangsstrom bei $E_v = 0,05\text{ lx}$ $E_v = 1\text{ lx}$ $E_v = 1000\text{ lx}$ $E_v = 5000\text{ lx}$	$I_Q$ $I_Q$ $I_Q$ $I_Q$		0,25 5 5 25		$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$ mA mA
Stabilisierte Spannung an Anschluß 6	$U_{Stab}$	1,2	1,35	1,5	V
Batteriespannungsabhängigkeit der stabilisierten Spannung $U_{Stab}$	$\Delta U_{Stab}/\Delta U_S$		2		mV/V
Temperaturabhängigkeit der stabilisierten Spannung $U_{Stab}$	$\Delta U_{Stab}/\Delta T_U$		-0,3		mV/°C

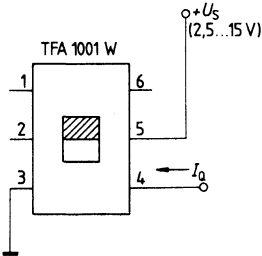


Fotostrom  $I_Q = f(E_v)$

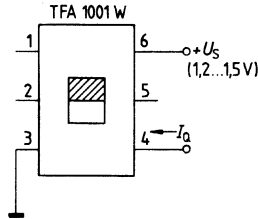


**Einsatzmöglichkeiten des TFA 1001 W als Licht-Strom-Wandler**

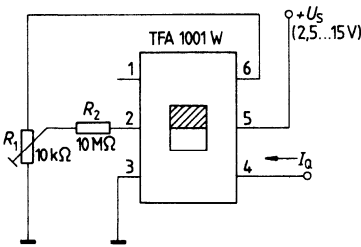
1) für Betriebsspannung 2,5 bis 15 V



2) für kleine Betriebsspannung 1,2 bis 1,5 V

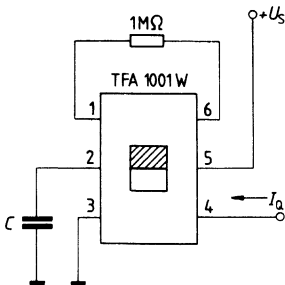


3) für besonders kleine Beleuchtungsstärke bis zu 0,01 lx herab

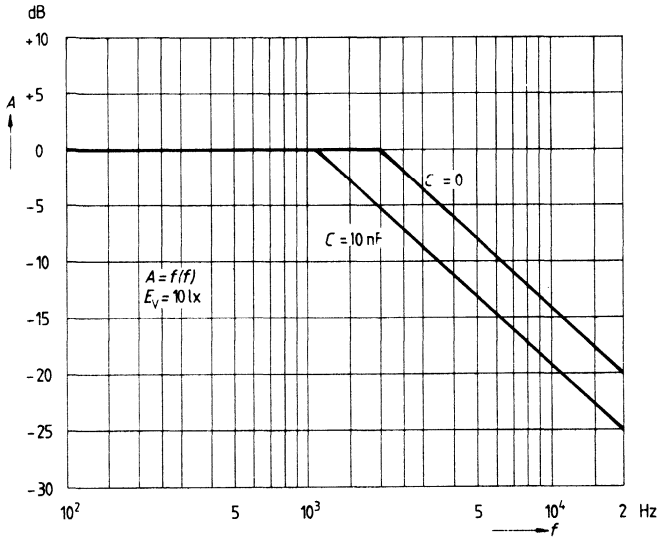


Für kleine Beleuchtungsstärken (siehe Kennlinie  $I_Q = f(E_v)$ ) ist ein Abgleich des Ausgangsstromes mit dem Einstellregler  $R_1$  möglich. Die Ausgangskennlinie kann im unteren Bereich noch etwas weiter linearisiert werden, indem ein Dunkelstrom von ca. 5 nA eingestellt wird.

**Dynamisches Verhalten**

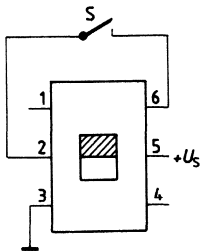


Am Anschluß 2 kann durch Kondensatorbeschlaltung das dynamische Verhalten beeinflusst werden.



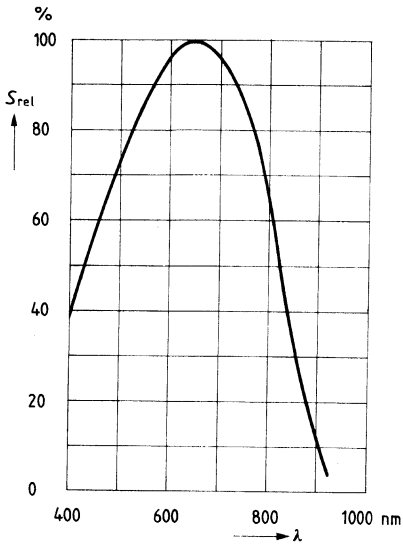
$$\text{Dämpfung } A = \frac{I_Q(\eta)}{I_Q(f=0)}$$

**Abschalten des Ausgangs (Inhibit-Funktion)**



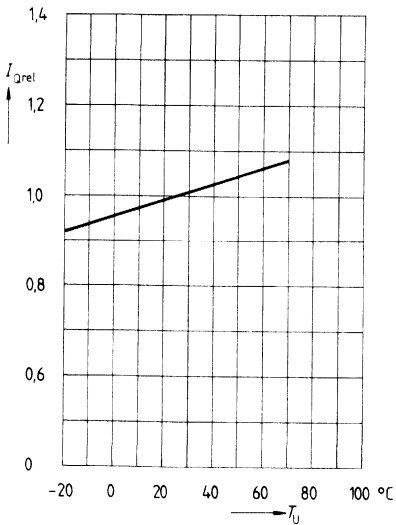
Durch Verbinden des Abgleicheingangs mit der stabilisierten Spannung (Schalter, PNP-Transistor, FET) kann der Ausgangsstrom abgeschaltet werden.

**Relative spektrale Empfindlichkeit**  
 $S_{rel} = f(\lambda)$



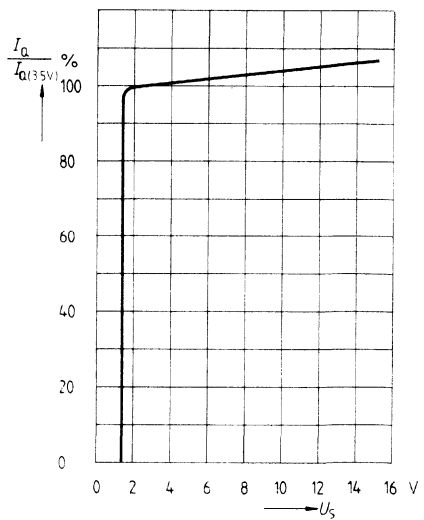
**Abhängigkeit des Ausgangsstroms von der Umgebungstemperatur**

$I_{Qrel} = f(T_U)$   
 im Bereich  $E_v = 1 \text{ lx} \dots 1000 \text{ lx}$



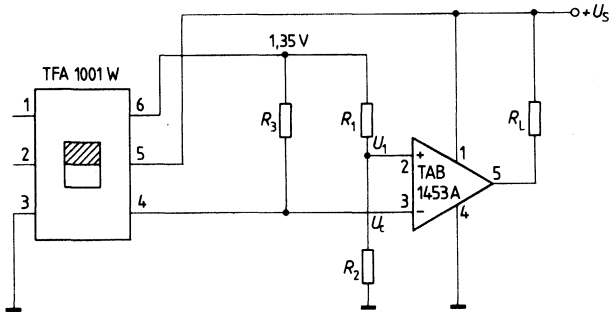
**Abhängigkeit des Ausgangsstroms von der Batteriespannung**

$\frac{I_Q}{I_Q(3,5 \text{ V})} = f(U_S)$



## Anwendungsbeispiele

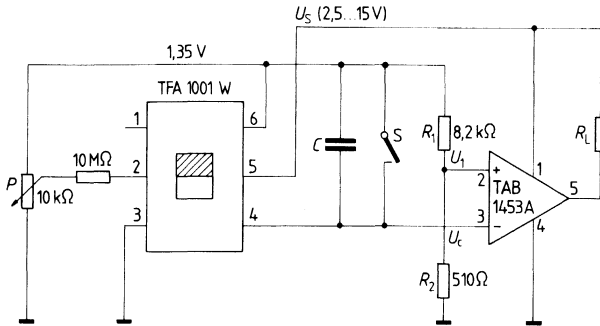
## Einfacher Schwellenwertschalter mit dem Operationsverstärker TAB 1453 A



Die Abb. zeigt einen einfachen Schwellenwertschalter, wie er z. B. in Kameras zur Blendenumschaltung oder zur Anzeige der Beleuchtungsstärke verwendet werden kann. Als Komparator dient der Operationsverstärker TAB 1453 A. Er besitzt einen PNP-Eingang und kann bei sehr kleiner Versorgungsspannung arbeiten. Der Ausgang ist ein offener Kollektor, der Ströme bis 70 mA schalten kann.

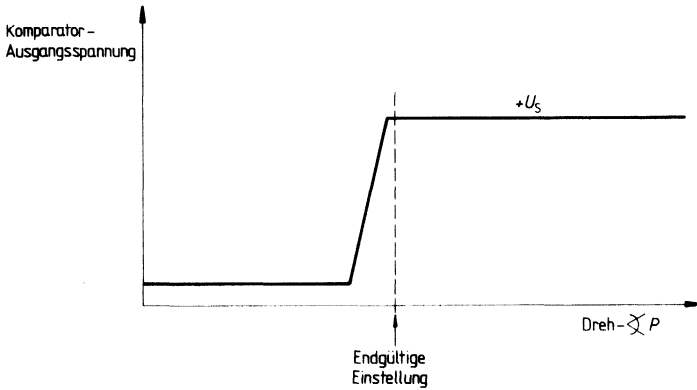
Da die Referenzspannung von Anschluß 6 als Bezugsspannung dient, ist die Schaltung sehr batteriespannungsunabhängig.

## Verschlußzeit- bzw. Belichtungszeitsteuerung

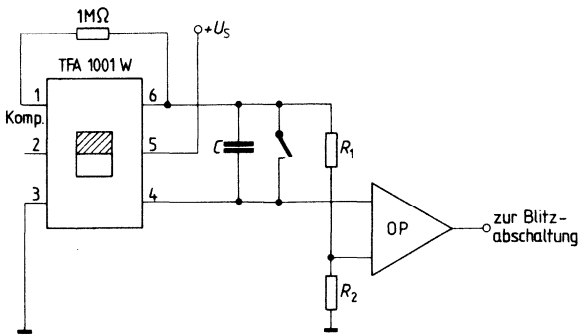


Eine Licht-Zeit-Steuerung zeigt die vorstehende Abb. Sie kann z.B. zur Verschlußsteuerung von Kameras oder zur Belichtungszeitsteuerung von Vergrößerungsgeräten verwendet werden. Auch diese Schaltung arbeitet weitgehend unabhängig von der Versorgungsspannung. Ein weiterer wesentlicher Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß während des größten Teils der Belichtungsdauer der Eingangsstrom des Komparators keine Rolle spielt, da der entsprechende Eingangstransistor völlig gesperrt bleibt. Mit dem Öffnen des Schalters beginnt die Belichtung, der Kondensator C wird von Anschluß 4 des Foto-ICs aufgeladen. Unterschreitet die Spannung  $U_c$  die von den Widerständen  $R_1$  und  $R_2$  definierte Referenzspannung  $U_1$ , so schaltet der Komparator. Der Zusammenhang Belichtungsstärke – Zeit wird durch den Kondensator C definiert, mit  $U_1$  ist eine Feineinstellung möglich,  $U_1$  darf jedoch nicht kleiner als 0,4 V werden.

Die Einstellung des Dunkelstroms mittels des Potentiometers  $P$  kann in der Schaltung erfolgen. Hierzu wird der Kondensator  $C$  entfernt. Nun wird  $P$  bei Dunkelheit so eingestellt, daß der Ausgang des Komparators gerade noch gesperrt ist. Anschließend wird der Kondensator  $C$  eingefügt. (Siehe nachstehende Abb.)

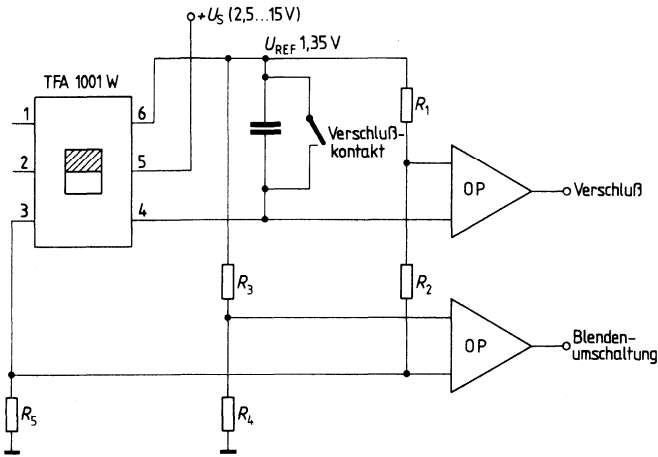


**Prinzipschaltbild für eine Elektronenblitzsteuerung**



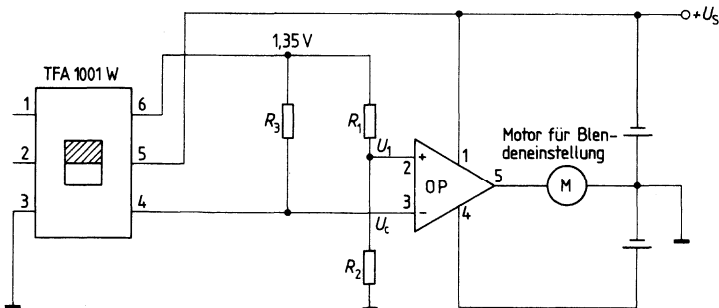
Auch für Elektronenblitzsteuerungen ist der TFA 1001 W verwendbar. Es ist jedoch darauf zu achten, daß die Beleuchtungsstärke 5 klx nicht überschreitet, gegebenenfalls ist ein Graufilter vorzuschalten. Um sehr kurze Zeiten steuern zu können, ist eine zusätzliche Kondensatorbeschaltung am Anschluß 1 vorteilhaft.

**Kombinierte Blenden- und Zeitsteuerung**



Blenden- und Zeitsteuerung sind auch kombinierbar, wobei die Information für die Blendenumschaltung aus dem Gesamtstrom des Foto-ICs entnommen wird (Spannungsabfall an  $R_5$ ).

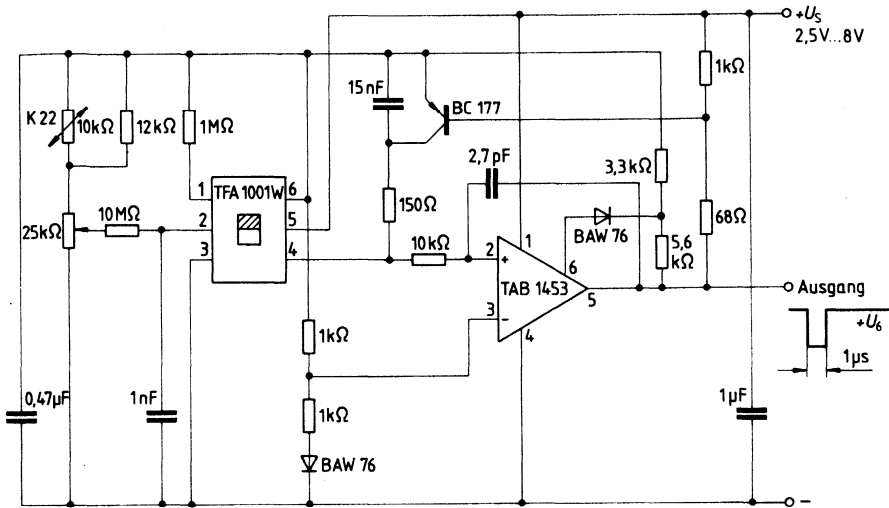
**Blenden-Nachlaufsteuerung für Laufbildkamera**



Der Operationsverstärker vergleicht den vom Fotostrom erzeugten Spannungsabfall an  $R_3$  mit einer von der stabilisierten Spannung abgeleiteten Referenzspannung und steuert über den Motor M die Blende nach.



Licht-Frequenz-Wandler



Empfindlichkeit  $\approx 600 \text{ Hz/lx}$   
 Bereich 4 Hz bis 400 000 Hz

- hohe Auflösung
- voll temperaturkompensiert
- großer Betriebsspannungsbereich
- hohe Betriebsspannungsunterdrückung
- großer dynamischer Bereich (5 Dekaden)

Besonders für digitale Weiterverarbeitung geeignet.



---

**Spezielle CMOS-SRAMs, Dual Port RAM**

---



## Spezielle CMOS-SRAM, Dual Port RAM

### Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Eigenschaften		Temperaturbereich
SAE 81C52 P SAE 81C52 G	P-DIP-16 P-DSO-20 (SMD)	} Stat. CMOS-RAM 256 x 8 Bit	SAB 8051 kompatibel	-40...+85 °C
SAE 81C54 P SAE 81C54 G	P-DIP-16 P-DSO-20 (SMD)			
SAE 81C80 B	PL-CC-44 (SMD)	Dual-Port RAM 504 x 8 Bit	Multiprozessor-System	-40...+110 °C

SMD = Surface Mounted Device

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAE 81C52 P	Q67100-H8003	P-DIP-16
SAE 81C52 G	Q67100-H8004	P-DSO-20(SMD)

Der SAE 81C52 P ist ein in CMOS Silicon-Gate-Technologie gefertigter statischer Schreib-/ Lesespeicher (RAM). Der 2-Kbit-Speicher ist in 256 x 8 bit Worte organisiert. Über einen gemultiplexten Daten-/Adressenbus kann der SAE 81C52 P direkt mit 8-bit-NMOS- $\mu$ P/ $\mu$ C ohne jegliche Zeit- oder Pegelprobleme kommunizieren. So z. B. mit den  $\mu$ P/ $\mu$ C Familien SAB 8085, SAB 8086, SAB 8048, SAB 8051 und SAB 80515.

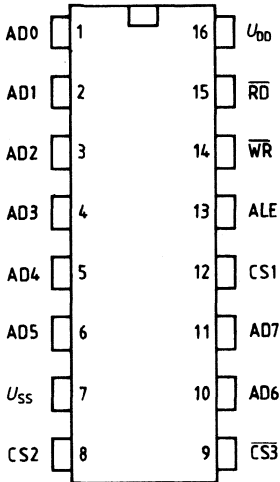
Mit Ausnahme des Eingangs CS1 sind alle Ein- und Ausgänge voll NMOS kompatibel. Die Datensicherung wird bis zu einer Spannung von  $U_{DD} \geq 1,0$  V gewährleistet. Über drei verschiedene Eingänge können zwei verschiedene Chipselect Modes eingestellt werden, welche entweder die Adressen-/Dateneingänge (AD 0...AD 7) und die Kontrolleingänge ( $\overline{WR}$ ,  $\overline{RD}$ , ALE, CS 2, CS 3) oder nur die Kontrolleingänge  $\overline{RD}$ ,  $\overline{WR}$  verriegeln. Im Standby Mode beträgt die maximale Leistungsaufnahme 5,5  $\mu$ W, im Betrieb 2,75 mW. Bei nicht definierten Signalen an den Kontrolleingängen während des Standby Modes wird die Stromaufnahme nicht erhöht.

#### **Eigenschaften**

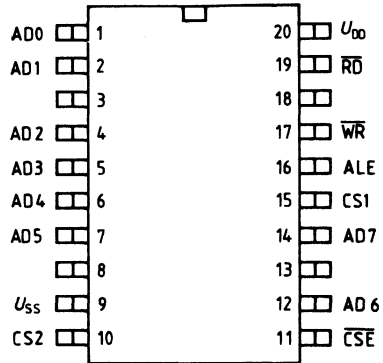
- 256 x 8-bit-Organisation
- Standby Mode
- Kompatibel zu den  $\mu$ C/ $\mu$ P Familien SAB 8085, SAB 8086, SAB 8048, SAB 8051, SAB 80515, u. a.
- Sehr niedrige Leistungsaufnahme
- Datensicherung bis  $U_{DD} = 1$  V
- Drei verschiedene Chip-Selecteingänge zur Einstellung von 2 verschiedenen Chip-Select Modes.
- Keine erhöhte Stromaufnahme im Standby Mode bei undefiniertem Potential an den Kontrolleingängen
- Temperaturbereich:  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $+85^{\circ}\text{C}$

**Anschlußanordnungen**  
(Ansicht von oben)

SAE 81C52 P



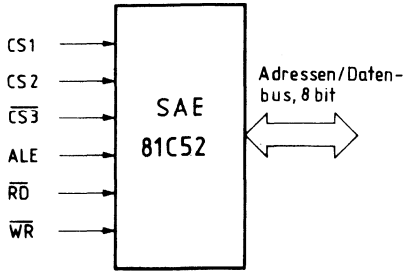
SAE 81C52 G



**Anschlußbelegungen**

Anschluß		Symbol	Funktion
<b>SAE 81C52 G</b>	<b>SAE 81C52 P</b>		
1, 2, 4, 5, 6 7, 12, 14	1...6 10, 11	AD 0...7	Adresse/Dateneingänge
15	12	CS 1	Chip select 1 active low; verriegelt alle Eingänge einschließlich Kontrolleingänge
16	13	ALE	Address latch enable
17 19	14 15	$\overline{WR}$ $\overline{RD}$	Write enable Read enable
20	16	$U_{DD}$	Versorgungsspannung
9	7	$U_{SS}$	Masse (0 V)
10 11	8 9	CS 2 $\overline{CS3}$	Chip select 2 verriegelt Kontrolleingänge $\overline{RD}$ , $\overline{WR}$ Komplement zu CS 2

## Logik Symbol



## Wahrheitstabelle

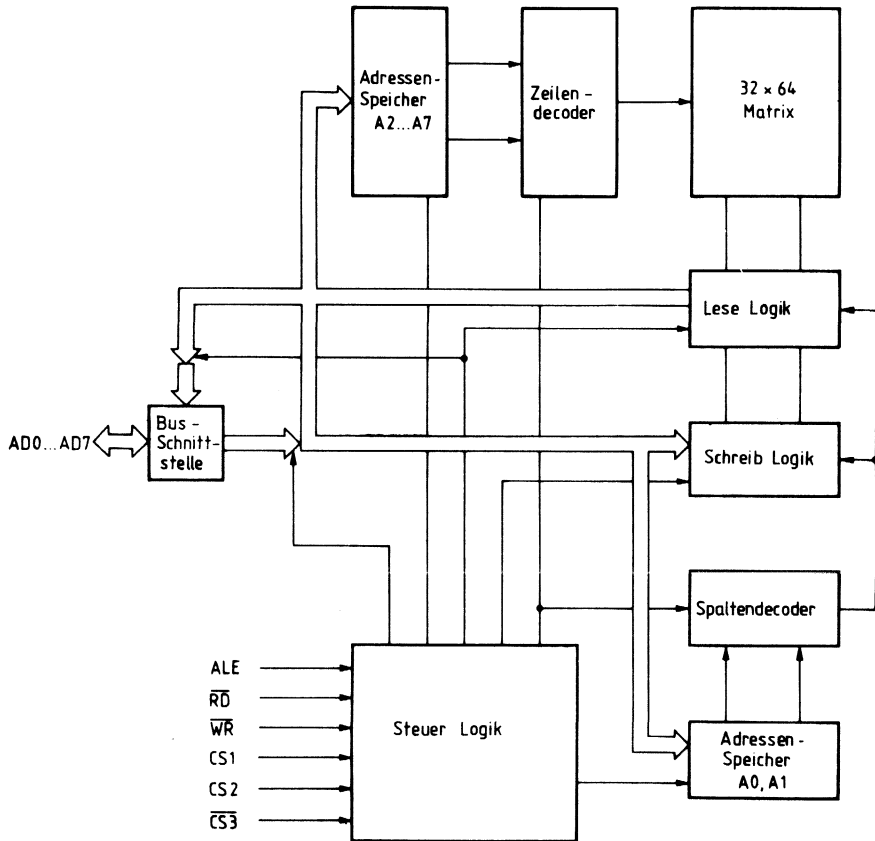
CS 1	CS 2	$\overline{\text{CS 3}}$	ALE	$\overline{\text{RD}}$	$\overline{\text{WR}}$	AD 0...AD 7	Funktion
L	*	*	*	*	*	Hochohmig (Tristate)	Standby
H	X	X	H	H	H	Adressen zum Speicher	Adressen speichern
H	H	L	L	L	H	Daten vom Speicher	lesen
H	H	L	L	H	L	Daten zum Speicher	schreiben
H	L	X	L	X	X	Hochohmig (Tristate)	keine
H	X	H	L	X	X	Hochohmig (Tristate)	keine

\*: Pegel =  $U_{SS} \dots U_{DD}$

X: Pegel = LOW oder HIGH



## Blockschaltbild



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung an Masse ( $U_{SS}$ )	$U_{DD}$	-0,3 bis 6	V
Alle Eingangs- und Ausgangsspannungen	$U_{IM}$	$U_{SS} - 0,3$ $U_{DD} + 0,3$	V V
Gesamtverlustleistung	$P_{tot}$	250	mW
Verlustleistung je Ausgang	$P_Q$	50	mW
Sperrschichttemperatur	$T_j$	125	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand			
System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	70	K/W
P-DIP-16 P-DSO-20	$R_{th\ SU}$	95	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	4,5 bis 5,5	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40 bis 85	°C

**Statische Kenndaten**
 $T_U = -40 \text{ bis } +85 \text{ }^\circ\text{C}; U_{DD} = 4,5 \text{ V bis } 5,5 \text{ V}, U_{SS} = 0 \text{ V}$ 

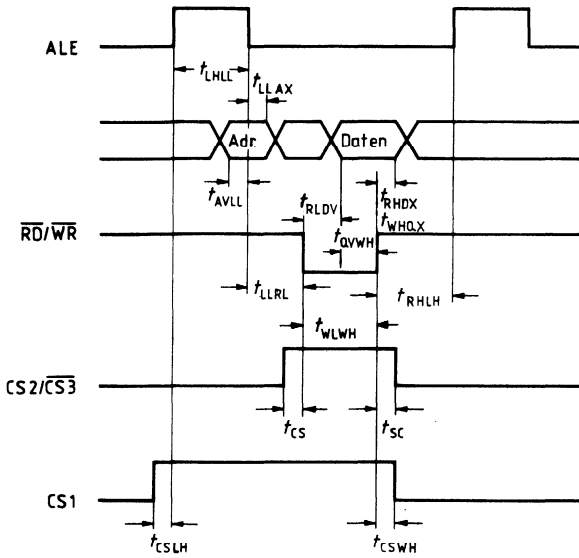
Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	max.	Einheit
Ruhestrom im Standby Mode	$I_{DD}$	$f = 1 \text{ MHz}$		1	$\mu\text{A}$
Speisestrom	$I_{DD}$			500	$\mu\text{A}$
Haltespannung für Daten	$U_{DD}$		1,0		V
L-Eingangsstrom pro Eingang	$I_{IL}$	$U_I = 0 \text{ bis } U_{DD}$ $U_Q = 0 \text{ bis } U_{DD}$ hochohmig		1	$\mu\text{A}$
Ausgangsreststrom	$I_{QLK}$			1	$\mu\text{A}$
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$	} außer CS1	2,2	0,8	V
H-Eingangsspannung	$U_{IH}$			V	
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_{QL} = 1 \text{ mA}$ $I_{QH} = 1 \text{ mA}$	2,6	0,4	V
H-Ausgangsspannung	$U_{QH}$			V	
L-Eingangsspannung CS1	$U_{IL}$		$U_{DD} - 1$	1	V
H-Eingangsspannung CS1	$U_{IH}$			V	

**Dynamische Kenndaten**
 $T_U = -40 \text{ }^\circ\text{C bis } +85 \text{ }^\circ\text{C}^*); U_{DD} = 4,5 \text{ V bis } 5,5 \text{ V}; U_{SS} = 0 \text{ V}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
ALE Pulsbreite	$t_{LHLL}$	100		ns
ALE Low vor RD Low	$t_{LLRL}$	50		ns
RD High vor ALE High	$t_{RHLH}$	30		ns
ALE Low vor WR Low	$t_{LLWL}$	50		ns
WR High vor ALE High	$t_{WHLH}$	30		ns
Adressen vor ALE	$t_{AVLL}$	25		ns
Adressen nach ALE	$t_{LLAX}$	20		ns
RD, WR Pulsbreite	$t_{WLWH}$	250		ns
Daten vor WR	$t_{QVWH}$	100		ns
Daten nach WR	$t_{WHQX}$	30		ns
Daten nach RD	$t_{RHDX}$		90	ns
Chip select (2, 3) vor RD, WR	$t_{CS}$	50		ns
Chip select (2, 3) nach RD, WR	$t_{SC}$	50		ns
Chip select 1 vor ALE	$t_{CSLH}$	20		ns
Chip select 1 nach RD, WR	$t_{CSWH}$	50		ns
Ausgangs-Verzögerungszeit	$t_{RLDV}$		200	ns
Eingangskapazität gegen $U_{SS}$ pro Eingang	$C_I$		10	pF

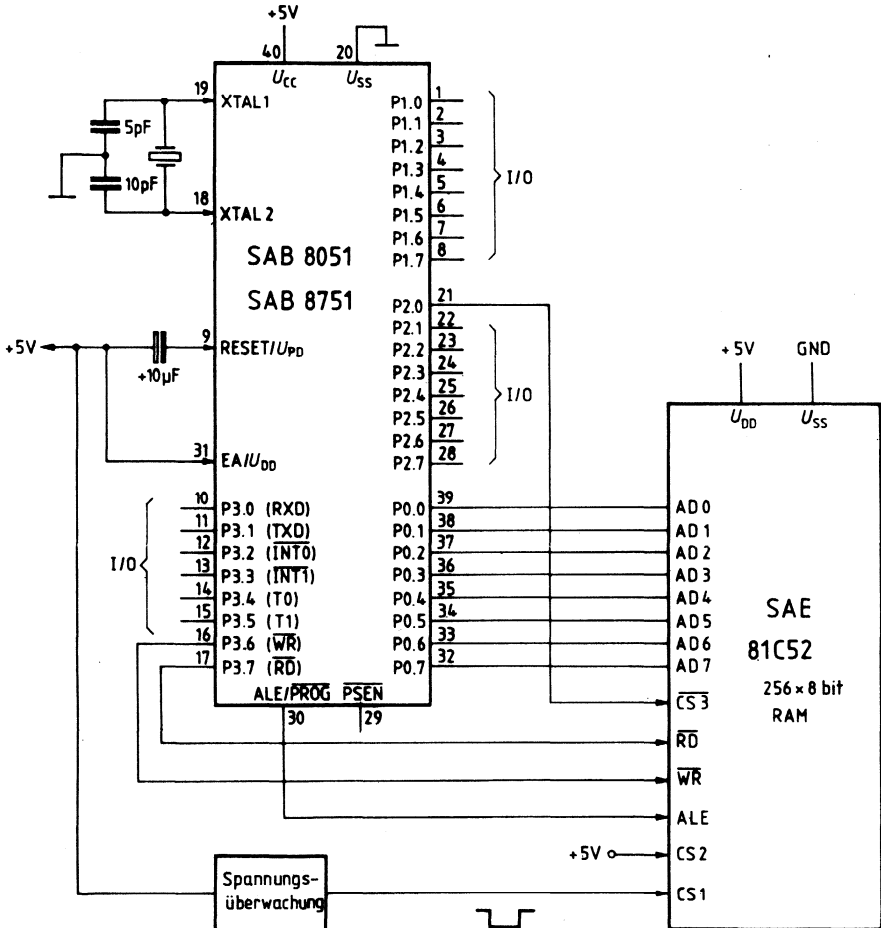
\*) Spezifikationen bis  $110 \text{ }^\circ\text{C}$  auf Anfrage

## Zeitdiagramm



**Anwendungsbeispiel**

SAE 81C52 mit dem  $\mu\text{C}$  SAB 8051



## Vorläufige Daten

## CMOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAE 81C54	Q67100-H8486	P-DIP-16
SAE 81C54 G	<b>Q67100-H8487</b>	P-DSO-20 (SMD)

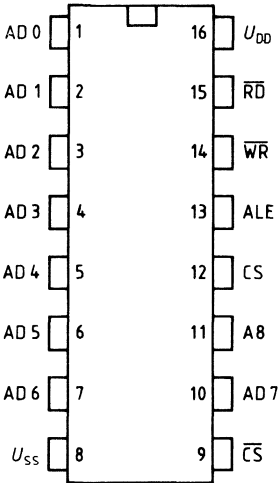
SAE 81C54 ist ein statisches 4096-Bit-RAM (512 Worte x 8 Bit) in Advanced-CMOS-Technik. Der Adressen- und Datenbus in Multiplexschaltung erlaubt direkten Anschluß an 8-Bit-Mikroprozessoren und -computer, z. B. SAB 8085, SAB 8086, SAB 8088, SAB 8048, SAB 80C48, SAB 8051 und SAB 80C482. Durch seine geringe Verlustleistung von  $<1 \mu\text{A}$  im Ruhezustand stellt dieser Baustein minimale Stromversorgungsanforderungen.

**Eigenschaften**

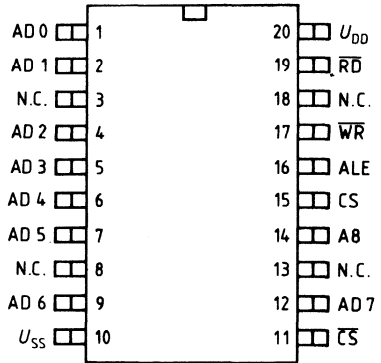
- Organisation 512 Worte zu je 8 Bit
- Multiplexbetriebener Adressen- und Datenbus
- Tristate-Adressen-/Datenleitungen
- Chipinternes Adressenregister
- Sehr geringe Stromaufnahme:  $1 \mu\text{A}$  bei 6 V im Ruhezustand
- Zweifache Chipauswahl
- Breiter Speisespannungsbereich 2,5 bis 6 V
- Vollkompatibel  $5 \text{ V} \pm 10\%$
- Datenhaltung 1,0 V
- Gehäuse P-DIP-16 oder P-DSO-20
- Temperaturbereich  $-40$  bis  $+110 \text{ }^\circ\text{C}$

**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)

**SAE 81C54**



**SAE 81C54 G**

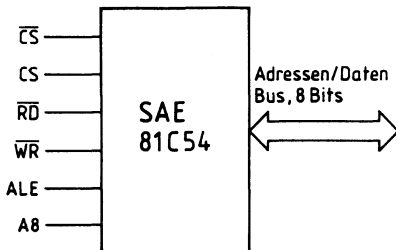


**Anschlußbelegung**

Anschluß		Symbol	Funktion
<b>SAE 81C54</b>	<b>SAE 81C54 G</b>		
1-7, 10	1, 2, 4-7, 9, 12	AD0-7	Adressen-/Datenleitungen
8	10	$U_{SS}$	Masse
9	11	$\overline{CS}$	Chipauswahl
11	14	A8	Adressenleitung
12	15	CS	Chipauswahl
13	16	ALE	Adressen-Signalspeicher-Freigabe
14	17	WR	Schreibfreigabe
15	19	RD	Lesefreigabe
16	20	$U_{DD}$	Speisespannung 2,5 V bis 6 V
	3, 8, 13, 18	N.C.	frei

**Wahrheitstabelle für Steuer- und Datenbus-Anschlußzustand:**

$\overline{CS}$	CS	$\overline{RD}$	$\overline{WR}$	AD0-7 während Datenphase	Funktion
H	X	X	X	hochohmig	keine
X	L	X	X	hochohmig	keine
L	H	L	H	Daten von Speicher	Lesen
L	H	H	L	Daten an Speicher	Schreiben

**Logisches Symbol**



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40 bis 110	°C
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$	70 95	K/W K/W

**Statische Kenndaten**

$T_U = -40$  bis  $+85$  °C;  $U_{DD} = 2,5$  bis  $6$  V;  $U_{SS} = 0$  V

Bezeichnung	Symbol	Prüfbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisestrom Bereitschaft	$I_{DD}$	100 kHz ALE		500	1	$\mu A$
Speisestrom Betrieb	$I_{DD}$					$\mu A$
Speisespannung Betrieb	$U_{DD}$	Datenhaltung	2,5		6	V
Speisespannung Bereitschaft	$U_{DD}$		1,0		6	V
Eingangsstrom	$I_{IL}$	$U_I = 0-6$ V $U_Q = 0-6$ V hochohmig			1	$\mu A$
Ausgangsreststrom	$I_{QL}$				1	$\mu A$
L-Eingangsspannung $U_{DD} < 4,5$ V	$U_I$		-0,8		0,6	V
L-Eingangsspannung $U_{DD} > 4,5$ V	$U_{iL}$		-0,8		0,8	V
H-Eingangsspannung	$U_{IH}$	$U_{DD} = 5$ V	$0,6 \times U_{DD}$		$U_{DD} + 0,8$	V
H-Eingangsspannung	$U_{iH}$		2,0		$U_{DD} + 0,8$	V
L-Ausgangsspannung $U_{DD} < 4,5$ V	$U_{QL}$	$I_{QL} = 1$ mA			0,4	V
L-Ausgangsspannung $U_{DD} > 4,5$ V	$U_{QL}$	$I_{QL} = 2$ mA			0,4	V
H-Ausgangsspannung $U_{DD} < 4,5$ V	$U_{QH}$	$I_{QH} = 1$ mA	$0,75 \times U_{DD}$			V
H-Ausgangsspannung $U_{DD} > 4,5$ V	$U_{QH}$	$I_{QH} = 2$ mA	$0,75 \times U_{DD}$			V

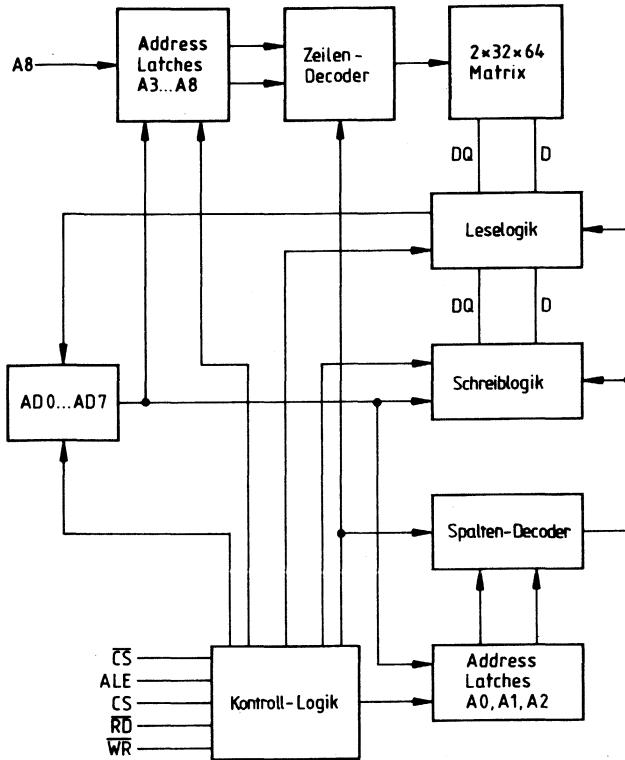
**Dynamische Kenndaten** $T_U = -40 \text{ bis } +85 \text{ }^\circ\text{C}; U_{DD} = 4,5 \text{ bis } 6 \text{ V}; U_{SS} = 0 \text{ V}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
ALE-Impulsbreite	$t_{LL}$	40		ns
Adressenaufbau vor ALE	$t_{AL}$	25		ns
Adressen-Haltezeit nach ALE	$t_{LA}$	25		ns
$\overline{WR}$ -Impulsbreite	$t_{CC}$	60		ns
$\overline{RD}$ -Impulsbreite	$t_{CW}$	130		ns
Datenaufbau vor $\overline{WR}$	$t_{DW}$	70		ns
Daten-Haltezeit nach $\overline{WR}$	$t_{WD}$	20		ns
Daten-Haltezeit nach $\overline{RD}$	$t_{DR}$		30	ns
Zugriffszeit $\overline{RD}$ auf Datenausgabe	$t_{RD}$		130	ns
Adresse hochohmig bis $\overline{RD}$	$t_{AFC}$	0		ns
CS vor ALE	$t_{CS}$	30		ns
CS nach $\overline{WR}$ oder $\overline{RD}$	$t_{SC}$	10		ns
ALE bis $\overline{RD}$ bzw. $\overline{WR}$	$t_{LC}$	35		ns
$\overline{RD}$ bzw. $\overline{WR}$ bis ALE = High	$t_{CL}$	25		ns

**Dynamische Kenndaten** $T_U = -40 \text{ bis } +85 \text{ }^\circ\text{C}; U_{DD} = 2,5 \text{ bis } 6 \text{ V}; U_{SS} = 0 \text{ V}$ 

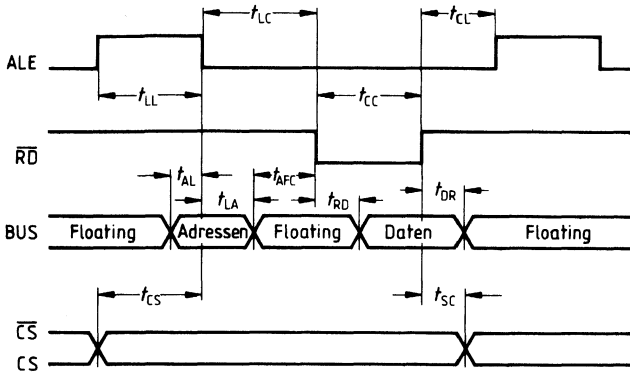
ALE-Impulsbreite	$t_{LL}$	60		ns
Adressenaufbau vor ALE	$t_{AL}$	40		ns
Adressen-Haltezeit nach ALE	$t_{LA}$	60		ns
$\overline{WR}$ -Impulsbreite	$t_{CC}$	200		ns
$\overline{RD}$ -Impulsbreite	$t_{CW}$	350		ns
Datenaufbau vor $\overline{WR}$	$t_{DW}$	200		ns
Daten-Haltezeit nach $\overline{WR}$	$t_{WD}$	60		ns
Daten-Haltezeit nach $\overline{RD}$	$t_{DR}$		95	ns
Zugriffszeit $\overline{RD}$ auf Datenausgabe	$t_{RD}$		350	ns
Adresse hochohmig bis $\overline{RD}$	$t_{AFC}$	0		ns
CS vor ALE	$t_{CS}$	80		ns
CS nach $\overline{WR}$ oder $\overline{RD}$	$t_{SC}$	30		ns
ALE bis $\overline{RD}$ bzw. $\overline{WR}$	$t_{LC}$	60		ns
$\overline{RD}$ bzw. $\overline{WR}$ bis ALE = High	$t_{CL}$	30		ns

Blockschaltbild

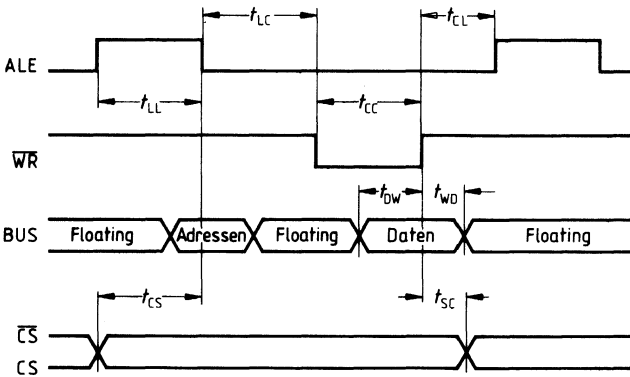


Diagramme

Lesen



Schreiben



## Vorläufige Daten

## CMOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAE 81C80 B	667100-H8390	PL-CC-44 (SMD)

Das Dual-Port-RAM (DPR) SAE 81C80 ist ein CMOS-Speicherbaustein mit zwei Prozessorschnittstellen und einer Kapazität von 504 Byte. Es ermöglicht zwei Mikrocontrollern den Austausch von Daten ohne Handshake-Signale und ohne Wartezeiten. 8 Reservierungsregister unterstützen die Verwaltung von Datenbereichen oder externen Ressourcen.

**Eigenschaften**

- Prozessorschnittstelle mit gemultiplextem Adreß- und Datenbus sowie den Signalen ALE,  $\overline{WR}$ ,  $\overline{RD}$
- 8051-Timing bis 10 MHz
- 8096-Timing bis 9 MHz
- SAB 8086-Familie kompatibel (mit wait-states)
- Speicherkapazität 504 Byte
- Alle Funktionen voll statisch
- Standby-Betrieb möglich
- Eingebauter Oszillator mit separatem Taktausgang
- 8 Reservierungsregister
- 3 ladbare Timer zur Überwachung der Prozessoren oder als Langzeit-Timer einsetzbar
- Überwachung des internen Oszillators (Hardware-Watchdog)
- 3 über den Bus setzbare Ausgänge (z. B. zum Auslösen eines Interrupts)
- Beide Prozessoren können vollkommen asynchron arbeiten
- Datenerhaltung bis 1 V
- Oberflächenmontierbares Gehäuse PL-CC-44
- TTL-kompatibel
- Erweiterter Temperaturbereich von  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $+110^{\circ}\text{C}$

**Funktionsbeschreibung**

Das Dual-Port-RAM enthält 504 Bytes, auf die von beiden Prozessoren zugegriffen werden kann. Die Speicherstellen werden über einen gemultiplexten Adress- und Datenbus und zwei Chip-select-Eingänge ausgewählt. Durch die  $\overline{RD}$ - und  $\overline{WR}$ -Eingänge wird die Richtung des Datentransfers bestimmt. Bei gleichzeitigem Zugriff auf eine Speicherstelle treten keine undefinierten Zustände auf, insbesondere auch dann nicht, wenn von beiden Prozessoren auf die gleiche Speicherstelle geschrieben wird. Abhängig vom inneren Zustand der Zugriffssteuerung und der wirklichen physikalischen Reihenfolge wird der Wert von einem der beiden Ports abgespeichert. Auch bei gleichzeitigem Lesen und Schreiben der gleichen Speicherstellen ergibt sich keine Vermischung von Daten, d. h. es werden entweder noch die ursprünglichen oder bereits die neuen Daten ausgelesen.

### Interrupt-Ausgänge

Das Dual-Port-RAM besitzt drei Ausgänge, die durch Beschreiben einer Adresse (siehe Tabelle 1) direkt gesetzt und rückgesetzt werden können. Die Interruptausgänge liegen im gleichen Adressbereich wie die Reservierungsregister. Für die Interruptausgänge sind jedoch nur Bit 2 und Bit 3 relevant. Um die Reservierungsregister nicht zu beeinflussen, sollte mindestens eines der Bits 0 oder 1 von „1“ verschieden sein. Die Funktion der Ausgänge kann dem nachfolgenden Diagramm entnommen werden.

RES-Pin	Bit 3	Bit 2	Ausgang
1	0	0	keine Änderung
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	undefiniert
0	—	—	0

Adressen der Interrupt-Ausgänge siehe Tabelle 1

### Reset

Der Reset wird benötigt, um die Steuerwerke des DPR in eine definierte Anfangslage zu setzen. Dabei werden die Timermoderegister mit dem Wert  $0000XXX_0_B$  (für Timer 1 und 2) bzw.  $0000XX0_B$  (für Timer 3) geladen. Die Int/-Ausgänge werden auf den Wert „0“ gesetzt.

Während der Reseteingang auf Low Potential liegt, werden die Ausgänge  $WD\bar{1}$ ,  $WD\bar{2}$  und  $WD\bar{3}$  auf Low Potential geschaltet, nach dem Resetimpuls sind diese Ausgänge auf Highpotential.

Ein Reset ist auch dann nötig, wenn das DPR vom Power-Down Mode wieder aktiviert wird. Der Inhalt des RAMs und der Oszillator werden vom Reset nicht beeinflusst.

### Power-Down (Standby)

Wenn der Power-Down-Anschluß aktiviert wird, werden alle Eingänge (außer  $\overline{PD}$  und XTAL1, XTAL2) sowie der Oszillator gesperrt. Dies erlaubt an den übrigen Eingängen beliebige Pegel.

Außerdem bewirkt ein aktiver Pegel an  $\overline{PD}$  einen internen Reset. Trotzdem sollte für einen einwandfreien Betrieb nach dem Deaktivieren des Power-Down-Modus ein externer Reset erfolgen. Die Ausgänge der Ports gehen in einen hochohmigen Zustand, während die Ausgänge  $CLKO$ ,  $WD\bar{0}$ ,  $WD\bar{1}$ ,  $WD\bar{2}$ ,  $WD\bar{3}$ ,  $INT\bar{1}$ ,  $INT\bar{2}$  sowie  $INT\bar{3}$  auf Low-Pegel gesetzt werden.

### Reservierungsregister

Bei einem Dual-Port-RAM sind mehrere Zugriffskonflikte denkbar:

- das gleichzeitige Lesen der gleichen Speicherstelle von beiden Ports
- das gleichzeitige Schreiben der gleichen Speicherstelle von beiden Ports
- das Lesen eines logisch zusammengehörigen Datenbereichs von einem Port, während dieser vom anderen Port verändert wird.

Die beiden ersten Probleme wurden durch schaltungstechnische Maßnahmen innerhalb des DPR's gelöst. Für das dritte Problem steht mit den acht Reservierungsregistern ein Hilfsmittel für die **Software** zur Verfügung.

Ohne diese Reservierungsregister müßte die Verwaltung von Datenbereichen über eine gewöhnliche Speicherstelle in Form von Zugriffsflags geschehen.

Dies erfordert allerdings 3 Zugriffe:

- Erster Zugriff: Lesen der Flags und feststellen, ob der Datenbereich frei ist
- Zweiter Zugriff: Setzen der Flags für eine eigene Reservierung
- Dritter Zugriff: Lesen der Flags und überprüfen, ob die eigene Reservierung nicht vom anderen Port überschrieben wurde.

Die Verwendung der Reservierungsregister ermöglicht die Synchronisation mit **einem** Zugriff, da die Reservierung bereits beim Lesen vorgenommen wird und vom anderen Port nicht mehr überschrieben werden kann.

Das heißt, wenn das Register nicht belegt war, wird es durch **Lesen geschrieben!**

Diese Register sind – wie aus obiger Beschreibung ersichtlich – keine gewöhnlichen Speicherstellen, sondern werden durch ein Schaltwerk gebildet.

Dieses Schaltwerk hat vier Zustände (**s. Bild 1**):

- Zustand 1: Port 1 war Vorbesitzer und das Register ist frei
- Zustand 2: Port 1 belegt das Register
- Zustand 3: Port 2 war Vorbesitzer und das Register ist frei
- Zustand 4: Port 2 belegt das Register

Der Zustand eines Registers kann durch Lesen der betreffenden Adresse abgefragt werden, allerdings bewirkt das Lesen einen anschließenden Zustandswechsel (**die Pfeile in Bild 1**). Beim Lesen wird eine 2-bit-Information geliefert:

- Bit 0 ist das Eigentümer-Bit. Es ist gesetzt, wenn der lesende Port Eigentümer des Registers ist bzw. war.
- Bit 1 ist das „belegt“-Bit. Es ist gesetzt, wenn das Register von einem Port reserviert wurde.
- Bit 2 – Bit 7 sind immer 0.

Das Reservieren erfolgt durch Lesen des Registers, das Freigeben durch Schreiben mit  $XXXXXX11_B$  (wobei bei Bit 2 und Bit 3 auf die Interruptausgänge geachtet werden sollte). Ein korrektes Protokoll unter Verwendung der Reservierungsregister hat also folgende Form:

- 1 Lesen des Reservierungsregisters
- 2 Überprüfen ob „belegt“-Bit gesetzt und Eigentümerbit nicht gesetzt ist.  
Wenn nein, zurück zu 1, sonst weiter mit 3
- 3 Datenbereich bearbeiten
- 4 Freigeben des Reservierungsregisters durch Schreiben des Wertes  $03_H$  an die Adresse des Registers
- 5 Ende

In Fällen, in denen die Bearbeitung eines Datenbereichs nur sinnvoll ist, wenn vorher der andere Prozessor zugegriffen hatte, kann dies durch getrennte Auswertung von „belegt“- und Eigentümerbit in Schritt 2 erfolgen:

2a Eigentümerbit gesetzt? Wenn ja, weiter mit 5, sonst weiter mit 2b

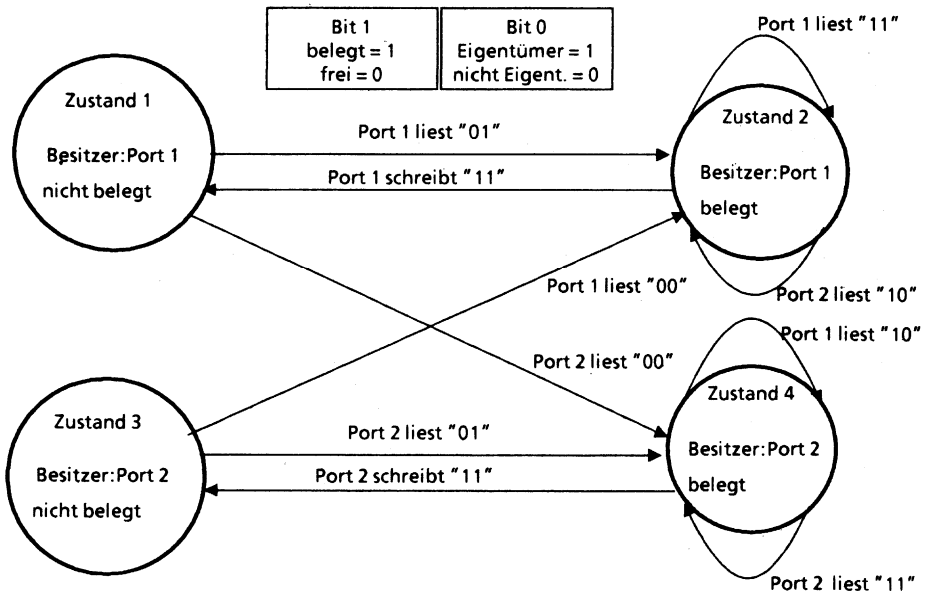
2b „belegt-Bit“ gesetzt? Wenn ja, zurück zu 1, sonst weiter mit 3.

Wenn beide Ports genau gleichzeitig zugreifen, wird Schreiben vor Lesen und bei gleichartigem Zugriff (beide Ports lesen oder beide Ports schreiben) Port 1 vor Port 2 behandelt.

Die Adressen der Reservierungsregister sind **Tabelle 1** zu entnehmen.

### Bild 1 Zustandsdiagramm der Reservierungsregister

(Von den Daten sind nur die beiden niederwertigsten Bits in Anführungszeichen dargestellt)



#### Hinweise

- 1) Am Eigentümerbit kann erkannt werden, wer zuletzt auf das Register zugegriffen hatte.
- 2) Schreiben verändert nur den Zustand, wenn der entsprechende Port „Besitzer“ des Registers ist

#### Oszillator-Watchdog

Wenn die Frequenz des Taktes eine untere Grenze (ca. 100 kHz) unterschreitet schaltet dieser Ausgang auf „Low“-Potential.

#### Timer

Die drei Timer sind 24-bit-Zähler mit einer Taktfrequenz von  $f_{OSZ}/6$ . Jeder der Zähler kann durch Beschreiben von 3 bestimmten RAM-Adressen gesetzt werden. Dabei wird der Wert



ins RAM und gleichzeitig in ein Puffer-Register des Timers übernommen. Beim Beschreiben des Low-Bytes übernimmt das Reload-Register alle 3 Byte parallel. Der Wert im Reload-Register bleibt in allen Betriebsarten so lange erhalten, bis das zugehörige Low-Byte erneut beschrieben wird. Die Zähler sind Abwärtszähler. Durch Setzen von Bit 7 im zugehörigen TMR können die Zähler gestartet werden. Zähler 3 kann zusätzlich durch ein externes Triggersignal (TS 3) gestartet werden (Bit 6 im TMR muß dazu rückgesetzt sein). Durch je ein Timermoderegister (TMR) kann der jeweilige Zähler konfiguriert werden. Die Bits der TMR haben folgende Bedeutung:

Bit 0: schützt das Reloadregister gegen Überschreiben.

**Anwendung:** Nach Beschreiben der Reload-Register kann nach dem Starten des Timers – durch Beschreiben des zugehörigen Schutzbits – der parallel liegende RAM-Bereich genutzt werden, ohne daß das Reload-Register beeinflusst wird. (Resetlage = 0)

Bit 4: dient zur Umschaltung der Polarität des Ausgangssignals (Resetlage = 0)

**Bit 4 = 0;** Ruhezustand 1, aktiv 0

**Bit 4 = 1;** Ruhezustand 0, aktiv 1

Bit 5: schaltet die Betriebsart um (Resetlage = 0):

**Bit 5 = 0 Single-Shot,** d. h. wenn der Zähler gestartet wird, wird das Ausgangssignal aktiv. Nach Erreichen der Nullstellung geht das Ausgangssignal wieder zurück. Zum Auslösen einer weiteren Zählperiode muß der Timer erneut gestartet werden. Dabei lädt er die Werte aus dem Reloadregister in den Zähler nach.

**Bit 5 = 1 Auto-Reload,** d. h. beim Starten des Zählers wird der Wert des Reload-Registers in den Zähler geladen. Bei Erreichen der Nullstellung gibt er einen Impuls ( $\sim 48 t_{OSZ}$ ) aus und lädt den alten Wert automatisch nach und der ganze Vorgang beginnt von vorne, so daß eine Frequenz mit 24-bit-Auflösung (kleinste Periodendauer  $54 t_{OSZ}$ ) einstellbar ist. Falls in der Zählperiode ein neuer Startimpuls (auch ohne „STOP“) erfolgt, wird kein Impuls ausgegeben und der Zähler neu geladen.

Bit 6: In der Reload-Betriebsart kann der Timer durch Setzen dieses Bits (Bit 5 muß dazu 0 sein) angehalten werden. (Bei Neustart geht der Zählerinhalt verloren, allerdings nicht der Inhalt der Reloadregister)

Bit 7: Das Setzen dieses Bits startet den Zähler.

#### Nur für die Register von Timer 1 und 2

Bit 1-3: dienen in Zusammenhang mit Bit 0 zum Ein- bzw. Ausschalten der Watchdog-betriebsart.

#### Nur für das Register von Timer 3

Bit 1-2: reserviert (sollten für ordnungsgemäßen Betrieb immer 0 sein)

Bit 3: schaltet **alle 3** Timer in Testmode, d. h. nur die oberen 12 Bit werden zur Erzeugung des Ausgangssignals verwendet. (Resetlage = 0)

#### Watchdog-Betriebsart

Für die Timer 1 und 2 wurde eine spezielle Betriebsart geschaffen, die zur Überwachung der beiden angeschlossenen Prozessoren eingesetzt werden kann. Für diese Betriebsart wird je Timer ein weiteres Register (**Adresse s. Tabelle 1**) – im folgenden Kontrollregister (KR)

---

genannt – eingesetzt. Die Watchdogbetriebsart wird eingestellt, in dem das TMR mit dem Wert „101X1111<sub>B</sub>“ geladen wird, wobei mit Bit 4 die Polarität des Ausgangssignals frei wählbar ist. Diese Betriebsart arbeitet ähnlich wie die Auto-Reload-Betriebsart, nur kann hier weder der Inhalt des Reloadregisters noch das TMR verändert werden.

Im Watchdogbetrieb kann der Timer nur dann neu gestartet (und damit der Ausgangsimpuls unterdrückt) werden, wenn in das Kontrollregister nacheinander die Werte 055<sub>H</sub> und 0AA<sub>H</sub> geschrieben werden. Die Zeit zwischen diesen beiden Schreibzugriffen ist beliebig, allerdings darf zwischen den beiden Operationen weder in das Timermode-Register noch in das Kontrollregister irgendein Wert geschrieben werden, sonst muß die Sequenz neu begonnen werden.

Um den Timer in die Normalbetriebsart zurückzusetzen, muß nacheinander, zuerst in das Kontrollregister der Wert 055<sub>H</sub>, dann in das TMR der Wert 011X0000<sub>B</sub> und zuletzt in das Kontrollregister der Wert 0AA<sub>H</sub> geschrieben werden. Auch hier gilt, wenn in dieser Sequenz irgendein anderer Wert in eines der beiden Register geschrieben wird, muß die gesamte Operation neu gestartet werden. Die Zeit zwischen den Zugriffen ist beliebig.

Auf Seite 861 ist in einem Beispielprogramm für den SAB 8051 – die Bedienung des Timers in der Watchdog-Betriebsart dargestellt.

**Bild 2****Bit-Zuordnung der Timermode-Register für Timer 1 und Timer 2**

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
Software Start (= 1)	Timer Stop (= 1) bei Autoreload	Betriebsart (Autoreload = 1 Single Shot = 0)	Polarität des Ausgangsimpulses (High = 0)	nur für Watchdog-Betriebsart (Normalbetrieb = 0)	nur für Watchdog-Betriebsart (Normalbetrieb = 0)	nur für Watchdog-Betriebsart (Normalbetrieb = 0)	Schutz (= 1) schützt das Reloadregister gegen Überschreiben

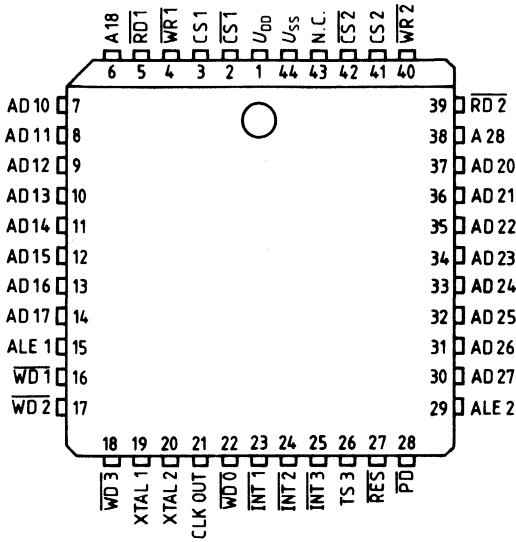
**Bild 3****Bit-Zuordnung des Timermode-Registers für Timer 3**

Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
Software Start (= 1)	Timer Stop (= 1) bei Autoreload	Betriebsart (Autoreload = 1 Single Shot = 0)	Polarität des Ausgangsimpulses (High = 0)	Test (= 1) schaltet Timer in Testmode	reserviert (Normalbetrieb = 0)	reserviert (Normalbetrieb = 0)	Schutz (= 1) schützt das Reloadregister gegen Überschreiben

**Tabelle 1**  
**Adreß-Zuordnung der Register des DPR**

Register		Adresse
Reservierungs-Register	1	1F8 <sub>H</sub>
Reservierungs-Register	2	1F9 <sub>H</sub>
Reservierungs-Register	3	1FA <sub>H</sub>
Reservierungs-Register	4	1FB <sub>H</sub>
Reservierungs-Register	5	1FC <sub>H</sub>
Reservierungs-Register	6	1FD <sub>H</sub>
Reservierungs-Register	7	1FE <sub>H</sub>
Reservierungs-Register	8	1FF <sub>H</sub>
Timermode-Register	1	1E0 <sub>H</sub>
Timermode-Register	2	1E4 <sub>H</sub>
Timermode-Register	3	1E8 <sub>H</sub>
High Byte Timer	1	1E3 <sub>H</sub>
Medium Byte Timer	1	1E2 <sub>H</sub>
Low Byte Timer	1	1E1 <sub>H</sub>
High Byte Timer	2	1E7 <sub>H</sub>
Medium Byte Timer	2	1E6 <sub>H</sub>
Low Byte Timer	2	1E5 <sub>H</sub>
High Byte Timer	3	1EB <sub>H</sub>
Medium Byte Timer	3	1EA <sub>H</sub>
Low Byte Timer	3	1E9 <sub>H</sub>
Kontrollregister Timer	1	1EC <sub>H</sub>
Kontrollregister Timer	2	1ED <sub>H</sub>
Interruptausgang	1	1F8 <sub>H</sub>
Interruptausgang	2	1F9 <sub>H</sub>
Interruptausgang	3	1FA <sub>H</sub>

**Anschlußanordnung**  
(Ansicht von oben)



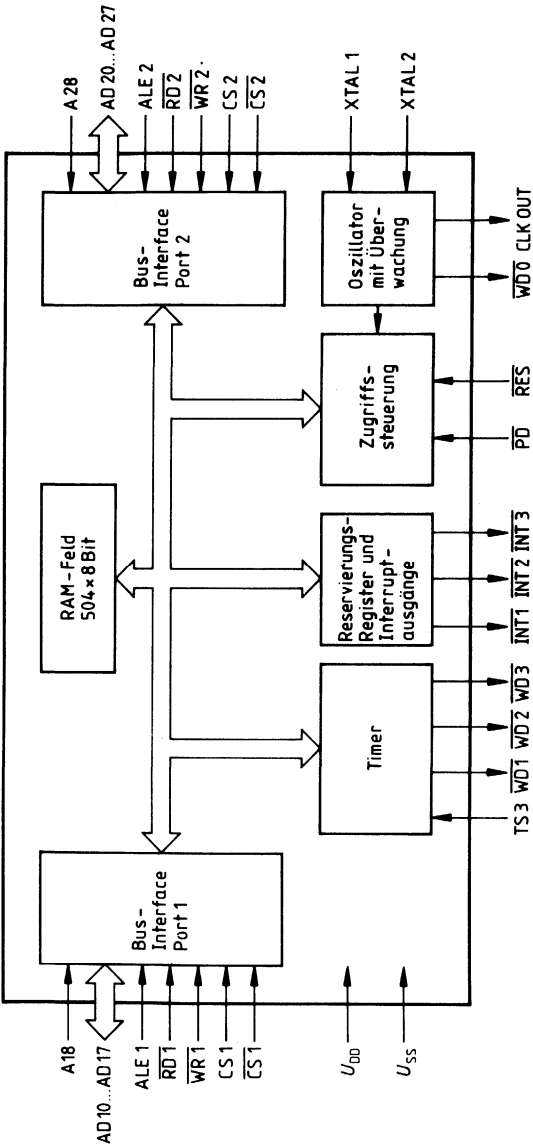
## Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion		
7 8 9 10 11 12 13 14	AD10 AD11 AD12 AD13 AD14 AD15 AD16 AD17	Daten- und Adreßbus Port 1		
6	A18		Adresse 8 Port 1	
37 36 35 34 33 32 31 30	AD20 AD21 AD22 AD23 AD24 AD25 AD26 AD27		Daten- und Adreßbus Port 2	
38	A28			Adresse 8 Port 2
15 29	ALE1 ALE2			Adreß-Latch-Enable Port 1 Adreß-Latch-Enable Port 2 Diese Signale dienen zum Trennen von Daten und Adressen am Bus. An der fallenden Flanke des Signals wird die entsprechende Adresse abgespeichert.
5 39	$\overline{RD1}$ $\overline{RD2}$			Lesesignal Port 1 (Active Low) Lesesignal Port 2 (Active Low)
4 40	$\overline{WR1}$ $\overline{WR2}$			Schreibsignal Port 1 (Active Low) Schreibsignal Port 2 (Active Low)
3 2	CS1 $\overline{CS1}$			Chip Select Port 1 Chip Select Port 1 (Active Low)
41 42	CS2 $\overline{CS2}$	Chip Select Port 2 Chip Select Port 2 (Active Low) Die Chip-Select-Eingänge wählen einen Port aus, wenn beide zusammengehörigen Eingänge auf aktivem Pegel liegen.		
27	$\overline{RES}$	Reset Eingang Setzt den Baustein in eine definierte Anfangslage, wenn $\overline{RES}$ Low ist, gleichzeitig werden die Ausgänge $\overline{WDO}$ , $\overline{WD1}$ , $\overline{WD2}$ , $\overline{WD3}$ für die Dauer des Reset-Impulses auf „Low-Pegel“ geschaltet. Der Oszillator schwingt weiter.		

**Anschlußbelegung (Fortsetzung)**

<b>Anschluß</b>	<b>Symbol</b>	<b>Funktion</b>
28	$\overline{\text{PD}}$	Power Down (Active Low) Sperrt alle anderen Eingänge, sowie den Oszillator
44 1	$U_{SS}$ $U_{DD}$	Neg. Speisespannung Pos. Speisespannung
43	NC	nicht verwendet
19	XTAL1	Anschluß für Quarz (muß bei externer Takteinspeisung offen bleiben)
20	XTAL2	Anschluß für Quarz, oder zum Einspeisen eines externen Taktes
21	CLK OUT	Ausgang für Takt
22	$\overline{\text{WDO}}$	Oszillator-Watchdog (Open-Drain-Ausgang) zeigt durch „High-Pegel“ an, daß der Oszillator schwingt
16 17 18	$\overline{\text{WD1}}$ $\overline{\text{WD2}}$ $\overline{\text{WD3}}$	(Open Drain-Ausgang) (Open Drain-Ausgang)      Ausgänge der 3 Timer (Open Drain-Ausgang)
26	TS3	Hardwaresignal zum Starten des Timers 3
23 24 25	$\overline{\text{INT1}}$ $\overline{\text{INT2}}$ $\overline{\text{INT3}}$	(Open Drain-Ausgang) (Open Drain-Ausgang) (Open Drain-Ausgang) Ausgänge, die über den Port gesteuert werden können, um zum Beispiel einen Interrupt an einem Prozessor auszulösen.

Blockschaltbild





**Grenzdaten**(Alle Spannungsangaben bezogen auf  $U_{SS}$ )

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_{DD}$	-0,3		6	V
Eingangsspannung	$U_I$	-0,3		$U_{DD} + 0,3$	V
Gesamtverlustleistung	$P_{tot}$			500	mW
Verlustleistung je Ausgang	$P_Q$			50	mW
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-50		125	°C

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_{DD}$	4,5	5	5,5	V
Speisestrom (ohne Belastung der Ausgänge)	$I_{DD}$			20	mA
Betriebsfrequenz	$f_s$			10	MHz
Standby-Strom	$I_{DD}$			1	μA
Datenerhaltungsspannung	$U_{DH}$	1			V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40		110	°C

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

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
-------------	--------	----------------	------	------	------	---------

**Alle Eingangssignale  
außer XTAL 2**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$		2,2		$U_{DD}+0,3$	V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$		$U_{SS}-0,3$		0,8	V
Eingangskapazität	$C_i$				10	pF
Eingangsstrom	$I_i$				1	$\mu\text{A}$

**XTAL 2 (als externer Takteingang)**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$		3,5		$U_{DD}+0,3$	V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$		$U_{SS}-0,3$		0,5	V
Eingangskapazität	$C_i$				10	pF

**Ausgangssignale  
AD10-17, AD20-27**

H-Ausgangsspannung	$U_{QH}$	$I_Q = 0,5 \text{ mA}$	2,4		$U_{DD}$	V
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_Q = 1,6 \text{ mA}$			0,4	V

**Ausgangssignale  
WD1, WD2, WD3, WDO  
(Open-Drain-Stufen)**

L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_Q = 1,6 \text{ mA}$			0,4	V
--------------------	----------	------------------------	--	--	-----	---

**Ausgangssignal CLK OUT**

H-Ausgangsspannung	$U_{QH}$	$I_{QH} = 0,5 \text{ mA}$	2,4			V
L-Ausgangsspannung	$U_{QL}$	$I_{QL} = 1,6 \text{ mA}$			0,4	V
Lastkapazität	$C_L$				80	pF

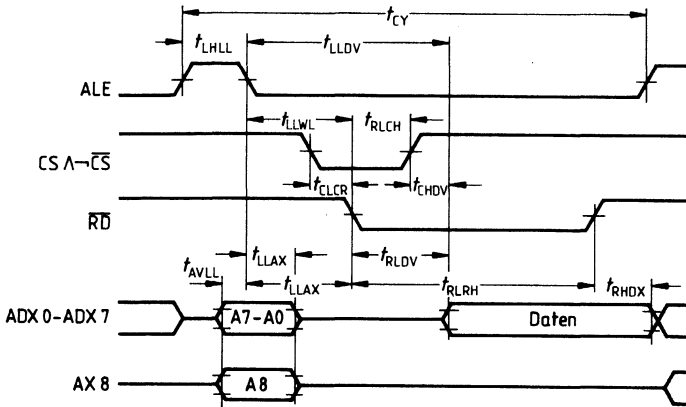
**Dynamische Kenndaten** $T_U = 25\text{ °C}$ 

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Cycletime	$t_{CY}$	$6 t_{OSC}$		ns
ALE pulse width	$t_{LHLL}$	60		ns
Address setup to ALE low	$t_{AVLL}$	30		ns
Address hold after ALE low	$t_{LLAX}$	40		ns
$\overline{RD}$ pulse width	$t_{RLRH}$	$2 t_{OSC} + 20$		ns
$\overline{WR}$ pulse width	$t_{WLWH}$	$2 t_{OSC} + 20$		ns
ALE low to $\overline{RD}$ or $\overline{WR}$ active	$t_{LLWL}$	60		ns
$\overline{RD}$ active to valid data out (Chip-selects are active)	$t_{RLDV}$		$2 t_{OSC}^*)$	ns
CS active to valid data out ( $\overline{RD}$ is active)	$t_{CHDV}$		$2 t_{OSC} - 40$	ns
Data hold after $\overline{RD}$ high	$t_{RHDX}$	0	30	ns
ALE low to valid data out	$t_{LLDV}$		$3 t_{OSC} + 80$	ns
Valid data in after $\overline{WR}$ low	$t_{DVWL}$		$1/2 t_{OSC}$	ns
$\overline{WR}$ low to ALE high	$t_{WLLL}$	$3 t_{OSC} + 20$		ns
Data setup before $\overline{WR}$ high	$t_{QVWH}$	30		ns
Data hold after $\overline{WR}$ high	$t_{WHQX}$	40		ns
Delay $\overline{RD}$ low to both Chip select active	$t_{RLCH}$		40	ns
Delay $\overline{WR}$ low to both Chip select active	$t_{WLCH}$		40	ns
Set up of Chip select to $\overline{RD}$	$t_{CLRL}$	0		ns
Set up of Chip select to $\overline{WR}$ (zur Deaktivierung)	$t_{CLWL}$	0		ns
Active pulse length of timer outputs	$t_{ACT}$	$48 t_{OSC}$		ns
Pulse width of TS 3	$t_{THTL}$	$2 t_{OSC}$		ns
Oscillator period	$t_{OSC}$	83		ns
High time	$t_{OSCH}$	40		ns
Low time	$t_{OSCL}$	40		ns
Rise time	$t_r$		40	ns
Fall time	$t_f$		40	ns

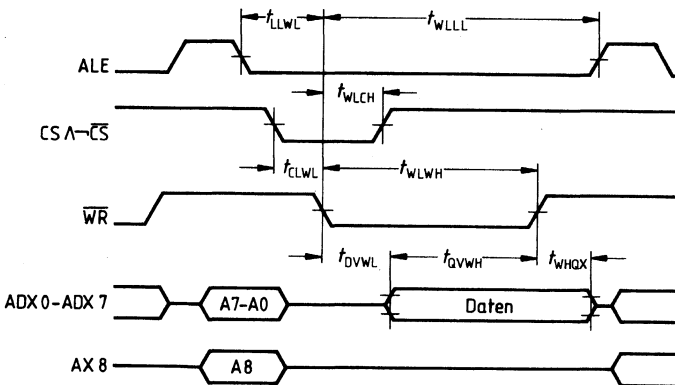
\*) gilt nur für  $t_{LLWL} > t_{OSC} + 80$  ns

Impulssdiagramme

Lesezyklus

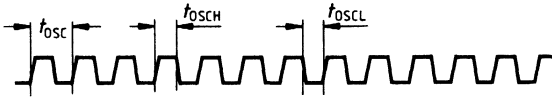


Schreibzyklus



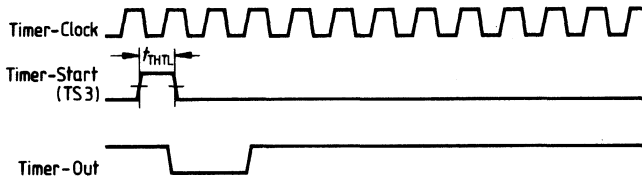
**Impulsdigramme**

Oszillator

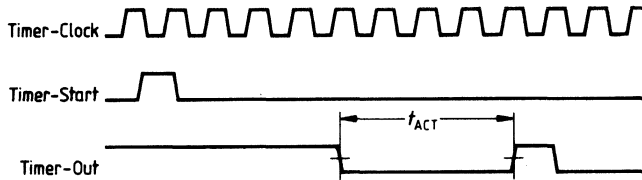


Timer

Single-Shot-Betriebsart (TMR="80<sub>H</sub>", High-Byte=Medium-Byte="00<sub>H</sub>", Low-Byte="02<sub>H</sub>")



Auto-Reload-Betriebsart (TMR="60<sub>H</sub>", High-Byte=Medium-Byte="00<sub>H</sub>", Low-Byte="05<sub>H</sub>")





**SAB 8051 – Programm zum Bedienen eines Timers in der Watchdogbetriebsart**

HBYTE	EQU	1E3H	; Adresse High Byte Reloadregister
TMR	EQU	1E0H	; Adresse Timermoderegister
KR	EQU	1ECH	; Adresse Kontrollregister
REST1	EQU	055H	; 1. Wert zum Restart des Timers
REST2	EQU	0AAH	; 2. Wert zum Restart des Timers
WDAUS	EQU	060H	; Wert zum Ausschalten der Watchdogbetriebsart

; Reloadregister laden

```

MOV     DPTR, #HBYTE
CLR     A
MOVX    @ DPTR,A
DEC     DPL
MOV     A, #0FFH
MOVX    @ DPTR,A
DEC     DPL
MOVX    @ DPTR,A

```

; Watchdogbetriebsart einstellen und Timer dabei starten

```

MOV     A, #0AFH
DEC     DPL
MOVX    @ DPTR,A

```

; Timer rücksetzen

```

MOV     DPTR, #KR
MOV     A, #REST1
MOVX    @ DPTR,A
MOV     A, #REST2
MOVX    @ DPTR,A

```

; Watchdogbetriebsart ausschalten und Timer anhalten

```

MOV     DPTR, #KR
MOV     A, #REST1
MOVX    @ DPTR,A
MOV     A, #WDAUS
MOV     DPTR, #TMR
MOVX    @ DPTR,A
MOV     A, #REST2
MOV     DPTR, #KR
MOVX    @ DPTR,A

```

;

END





---

**Sicherheitszähler, Nichtflüchtige Speicher**


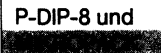


---





## Sicherheitszähler, Nichtflüchtige Speicher

### Produktübersicht

Typ	Gehäuse	Eigenschaften	Temperaturbereich
SLE 4501	P-DIP-8 und 	Nichtflüchtiger 64x8 22-bit-Zähler Sicherheitszähler	-40°C...+110°C
SLE 4502	P-DIP-8	Vorteiler für - 3-Ltg-Bus Sicherheitszähler	-40°C...+110°C
SDE 2506	P-DIP-8 und 	EEPROM 128x8 3-Ltg-Bus	-40°C...+110°C
SDE 2516	P-DIP-8 und 	EEPROM 128x8 I <sup>2</sup> C-Bus	-40°C...+110°C
SDE 2526	P-DIP-8 und 	EEPROM 256x8 I <sup>2</sup> C-Bus	-40°C...+110°C

Vorläufige Daten

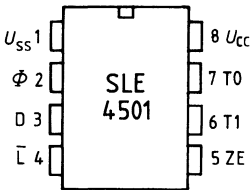
MOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SLE 4501	Q67100-H8377	P-DIP-8
SLE 4501 K	in Vorbereitung	MIKROPACK(SMD)

Eigenschaften

- Interne Erzeugung der Programmierspannung
- Zählbereich 22 Bit binär nichtflüchtig gespeichert
- Ausgabe des Zählerstandes im Binär-Code seriell
- Zählvorgang durch chipinterne Steuerung ablaufend und extern nicht zu beeinflussen
- Abschalten der Betriebsspannung auch während eines Zählvorganges beeinflußt nicht den abgespeicherten Zählerstand
- Zählerstand nach Zünden einer Fusible Link durch interne Sicherheitslogik nicht manipulierbar
- Zusätzlich 64 x 8-bit-EEPROM-Bereich mit seriellen Zugriff (Byte-Organisation)
- Nichtflüchtige Umprogrammierung sowohl des Zählerstandes wie auch des EEPROM-Bereiches durch chipinterne Steuerung auf definiertes Lesefenster, daher unter allen Umständen zuverlässige Datenspeicherung.
- Erweiterter Temperaturbereich: -40 °C bis +110 °C.

Anschlußanordnung  
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U <sub>SS</sub>	Masse
2	$\Phi$	Takteingang
3	D	Eingang/Ausgang/Daten
4	$\bar{L}$	Chipaktivierung für Dateneingang (aktiv high) und Anzeige für Abspeichervorgang (aktiv low)
5	ZE	Zählimpulse (aktiv high)
6	T1	Fusible Link
7	T0	Steuereingang Testbetrieb und Fusible Link
8	U <sub>CC</sub>	Speisespannung

### Schaltungsbeschreibung

Der nichtflüchtige Zähler (NZ) hat einen Zählumfang von 22 Bit binär und behält den Zählerstand auch nach Abschalten der Betriebsspannung. Die Sicherheitslogik des Bausteins verhindert, daß durch Spannungseinbrüche auf der Versorgungsspannung z.B. während eines Zählvorganges eine andere Veränderung als die beabsichtigte Inkrementierung des Zählerstandes erfolgt. Vor dem Zünden der Fusible Link läßt sich über einen Testbetrieb ein gewünschter Zählerstand voreinstellen. Nach dem Zünden der Fusible Link kann der Zählerstand nur noch über eine Zähl Anforderung verändert werden. Damit ist nur noch ein Inkrementieren des Zählers möglich.

Der Zählerstand ist binär kodiert und kann über einen Drei-Leitungs-Bus seriell abgefragt werden (Abschnitt 4). Ein Zählvorgang hat in jedem Fall Priorität und bricht einen eventuell gestarteten Auslesevorgang ab.

Der 64x8-bit-EEPROM-Bereich (NVM) wird seriell über einen 1 Byte OP-Code angesprochen (siehe Programmiervorgang und Auslesevorgang). Die Adressen 16-63 lassen sich nach dem Zünden der Fusible Link nicht mehr umprogrammieren. Vor dem Zünden der Fusible Link ist für den Normalbetrieb der Testeingang T0 auf Low zu legen.

Aus Gründen der Betriebssicherheit enthält der Baustein eine interne Resetschaltung, deren Funktion auf Seite 870 beschrieben ist.

### Zählvorgang (Abb. 1c)

Der IC besteht aus einem 22-stufigen asynchronen Zähler und einem nichtflüchtigen, elektrisch umprogrammierbaren Speicher (EEPROM) zur nichtflüchtigen Ablegung des Zählerinhaltes.

Der Zählvorgang läuft aus Gründen der Betriebssicherheit vollständig chipintern ab. Der Baustein enthält die erforderliche Ablaufsteuerung und erzeugt sich dazu einen internen Arbeitstakt von etwa 50 kHz. Durch einen Impuls am Eingang ZE wird der Zählerstand des asynchronen Zählers um 1 erhöht.

Der neue Zählerstand wird nichtflüchtig abgespeichert. Dieser Speichervorgang wird durch einen Low-Zustand am Ein/Ausgang  $\bar{L}$  angezeigt. Während des Speichervorganges werden keine weiteren Zählereignisse registriert, so daß im Sollspannungsbereich eine Totzeit von maximal 100 ms entsteht. Die Betriebsspannung muß noch wenigstens 10 ms nach dem Beginn eines Speichervorganges im Sollspannungsbereich liegen, sonst besteht die Gefahr, daß das letzte Zählereignis nicht andauernd erfaßt wird (Ansprechzeit).

Bereits registrierte Zählerstände werden jedoch in keinem Fall durch das Abschalten der Betriebsspannung während eines Speichervorganges beeinflusst und können somit nicht manipuliert werden. Ist die Betriebsspannung während des Zählvorganges reduziert, so verlängern sich zwar Totzeit und Ansprechzeit, die Zuverlässigkeit der Abspeicherung wird jedoch wegen der eingebauten Programmierdauerregelung nicht beeinflusst. Außerhalb des durch die Resetschaltung definierten Spannungsfensters der Betriebsspannung ist der Baustein inaktiv.

Der nichtflüchtige Sicherheitszähler enthält eine Überlaufsicherung. Wenn alle Bits des Zählers auf "1" sind, werden weitere Zählimpulse ignoriert.

**Auslesen des Zählerstandes (Abb. 1d)**

Zur Abfrage des Zählerstandes wird zunächst der Ein/Ausgang  $\bar{L}$  auf Low gelegt und dann die beiden Kommandobits B0, B1 eingetaktet. Danach wird der Anschluß L wieder auf High gelegt. Mit der Rückflanke jedes weiteren Taktimpulses  $\phi$  erscheint am Anschluß D beginnend mit dem höchstwertigsten Bit das nächstniederwertigste Bit. Mit 22 Taktimpulsen ist der gesamte Zählerstand ausgegeben. Ein Low-Impuls am Ein/Ausgang L schaltet den Anschluß D wieder hochohmig.

Ein Abspeichervorgang (nichtflüchtiger Zähler oder 64x8-bit-EEPROM), angezeigt durch einen Low-Pegel am Anschluß  $\bar{L}$  hat auf jeden Fall Vorrang; während dieser Zeit kann der Baustein nicht angesprochen werden. Eine Zähleranforderung bricht einen bereits begonnenen Auslesevorgang ab.

**Programmieren des NVM's (Abb. 1a)**

Der Ein/Ausgang  $\bar{L}$  muß auf Low gelegt werden. Danach wird zunächst das 8-bit-Datenwort (D0 als 1. Bit) und dann das 8-bit-Befehlswort (bestehend aus 6 Adressbits A0-A5 und zwei Kommandobits B0, B1) eingetaktet. Nachdem der Anschluß L wieder auf High gelegt wurde, beginnt nach einem weiteren Taktimpuls  $\phi$  der Programmiervorgang, angezeigt durch einen Low-Zustand am Ein/Ausgang  $\bar{L}$ . Nach Abschluß der intern gesteuerten Abspeicherung geht L wieder auf High. Im Sollspannungsbereich gilt eine maximale Programmierzeit ( $t_{pr}$ ) von ms.

**Auslesen des NVM's (Abb. 1b)**

Der Ein/Ausgang  $\bar{L}$  muß auf Low gelegt werden. Danach wird das 8-bit-Befehlswort (bestehend aus 6 Adressbits A0-A5 und zwei Kommandobits B0, B1) eingetaktet. Nachdem der Anschluß L wieder auf High gelegt wurde, erscheint mit der Rückflanke jedes weiteren Taktimpulses  $\phi$  ein Bit (beginnend mit D0) des betreffenden Datenwortes am Anschluß D. Mit 8 Taktimpulsen  $\phi$  ist das gesamte Datenwort ausgegeben. Ein Low-Impuls am Ein/Ausgang L schaltet den Anschluß D wieder hochohmig.

**Fusible Link (Abb. 4)**

Das Zünden der Fusible Link hat folgende irreversible Auswirkungen:

- Der Zählerstand kann nur noch über Zählimpulse am Zählimpulseingang ZE verändert werden.
- Die Gesamtprogrammierungsmöglichkeiten für das NVM sind nicht mehr verfügbar.
- Die Adressen 16-63 des NVM lassen sich nicht mehr umprogrammieren.

Zum Zünden der Fusible Link sind folgende Bedingungen an den Eingängen einzustellen.

**(vgl. Abb. 4):**

- Testeingang T0 auf 17V
- Testeingang T1 auf 17V mit max. 1  $\mu$ s Flankenanstiegszeit

Die Fusible Link ist innerhalb von 100 ms geschmolzen. Am Testeingang T0 fließt kurzzeitig ein Spitzenstrom bis 100 mA, der z.B. einem Speicherkondensator entnommen werden kann. Während des Zündvorgangs muß der Testeingang T0 gemäß **Abb. 4 b** beschaltet sein, da sonst der Baustein zerstört werden kann.

**Testbetrieb (Abb. 2a-2c)**

Solange die Fusible Link nicht gezündet ist, sind folgende Testbetriebsarten möglich (T1 muß dabei immer auf Low und T0 auf High gehalten werden):

**a) Voreinstellen des Zählerstandes (Abb. 2a)**

Der Ein/Ausgang  $\bar{L}$  wird auf Low gelegt und danach die 22 Bit des gewünschten Zählerstandes beginnend mit dem höchstwertigsten Bit eingetaktet. Dabei ist zu berücksichtigen, daß die Zählerbits ZB0-ZB3 nur einheitlich mit "0" bzw. "1" programmiert werden können. Nach dem Eintakten der beiden Bits des Befehlscodes wird der Anschluß  $\bar{L}$  wieder auf High gelegt.

Unterschiedliche Werte bei der Vorgabe von ZB0-ZB3 führen zu undefinierten Zählerständen.

Ein High-Zustand am Zählimpulseingang ZE startet den Programmiervorgang, der durch einen Low-Zustand am Anschluß  $\bar{L}$  angezeigt wird. Um die Sicherheitslogik für den voreingestellten Zählerstand zu aktivieren, muß anschließend T0 auf Low gelegt und die Versorgungsspannung kurz ausgeschaltet werden.

**b) Gesamtlöschen des NVM's (Abb. 2b)**

Gesamtschreiben in den NVM's (Abb. 2c)

Der Ein/Ausgang  $\bar{L}$  wird auf Low gelegt und danach die beiden Bit B0, B1 des Befehlscodes eingetaktet. Ein High-Zustand am Eingang  $\phi$  nach dem Schalten des Anschlusses  $\bar{L}$  auf High startet den Programmiervorgang, der durch einen Low-Zustand am Ein/Ausgang  $\bar{L}$  angezeigt wird. Der Eingang  $\phi$  muß für mindestens 50 ms auf High gehalten werden, da die interne Zeitsteuerung für den NVM ausgeschaltet ist und die Programmierdauer  $t_{gr}$  über die Länge des  $\phi$ -Impulses bestimmt wird.

**Befehlscodes**

a) T0 auf Low oder nach Zünden der Fusible Link:

Funktion	B0	B1
NVM programmieren	1	0
NVM auslesen	1	1
Zähler auslesen	0	1

b) T0 auf High (Testbetrieb):

Gestartet durch Impulse an ZE

Funktion	B0	B1
Zähler voreinstellen	0	0

Gestartet durch Taktimpuls  $\phi$

Funktion	B0	B1
NVM gesamtlöschen	1	0
NVM gesamtschreiben	0	1

**Resetfunktion**

Aus Gründen der Betriebssicherheit enthält der Baustein eine interne Resetschaltung, die den aktiven Bereich auf ein Spannungsfenster begrenzt. Die untere Grenze liegt dabei bei maximal 4,5V, die obere Grenze bei minimal 5,5V.

Verläßt die Speisespannung dieses Fenster – sei es auch nur durch kurzzeitige Spannungsspitzen –, so geht der Baustein in den Resetzustand. Sobald sich die Speisespannung wieder im Spannungsfenster befindet, läuft eine interne Resetroutine ab, die durch einen Low-Zustand am Ein/Ausgang  $\bar{L}$  angezeigt wird und im Sollspannungsbereich eine Totzeit von maximal 100 ms bedeutet.



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_{CC}$	-0,3		6	V
Eingangsspannung	$U_I$	-0,3		6	V
Verlustleistung	$P_V$		40		mW
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55		125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		100		K/W

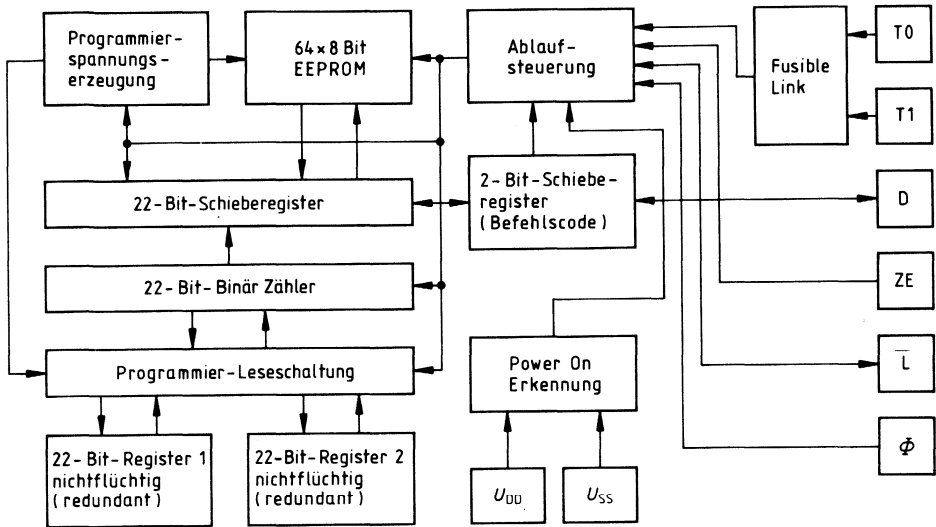
**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_{CC}$	4,75		5,25	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40		110	°C

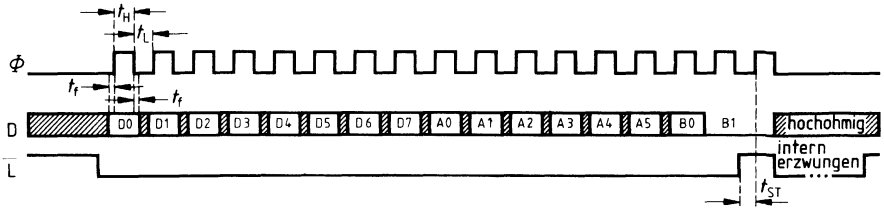
**Kenndaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_{CC}$	4,75		5,25	V
Speisestrom	$I_{CC}$		7	10	mA
Eingänge*) ( $\phi$ , L, ZE, D, T1)	$U_I$		0,5	0,8	V
(T0)	$U_H$	2,2		$U_{CC}$	V
( $\phi$ , L, ZE, D, T1)	$U_H$	4,95		$U_{CC}$	V
(T0)	$I_H$			10	$\mu$ A
	$I_H$			100	$\mu$ A
Ausgänge (D, $\bar{L}$ ) (open drain, $U_I = 0,5$ V)	$I_L$	1			mA
	$I_H$			10	$\mu$ A
Zählvorgang Totzeit	$t_{tot}$			100	ms
Zählvorgang Ansprechzeit	$t_{an}$			10	ms
Takt $\phi$	$t_H$	5		1000	$\mu$ s
	$t_L$	5			$\mu$ s
	$t_f$	1			$\mu$ s
Abstand Startimpuls- Rückflanke $\bar{L}$	$t_{ST}$	5			$\mu$ s
Zählimpulseingang ZE	$t_{ZE}$	5			$\mu$ s
Programmierzzeit NVM (je Byte)	$t_{pr}$			10	ms
Programmierzzeit NVM (Gesamtspeicher)	$t_{gpr}$	50		100	ms
Schmelzen Fusible Link: T0	$U_H$	16,7		17,3	V
	$I_H$			100	mA
T1	$U_H$	16,7		17,3	V
	$I_H$			10	$\mu$ A
	$t_f$			1	$\mu$ s
	$t_s$	100			ms
*) Bei den Testbetriebsarten gelten für den Eingang $\phi$ gesonderte Pegelbedingungen:					
$\phi$ (Testbetrieb)	$U_L$		0,5	0,6	V
	$U_H$	3,0		$U_{CC}$	V

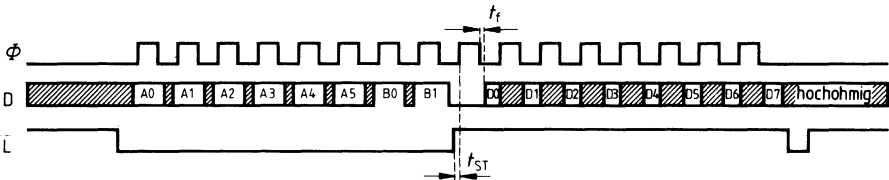
## Blockschaltbild



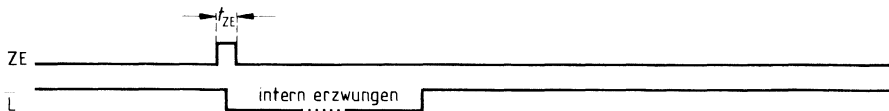
**Bild 1 a**  
**Programmieren des NVM's**



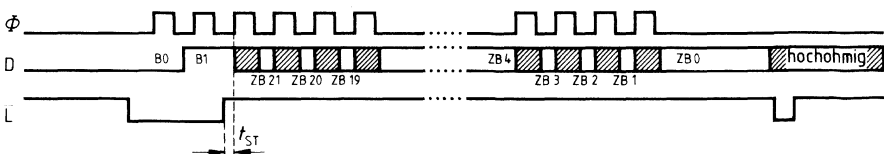
**Bild 1 b**  
**Auslesen des NVM's**



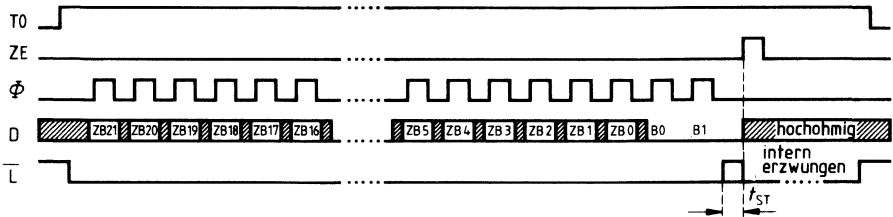
**Bild 1 c**  
**Zählvorgang**



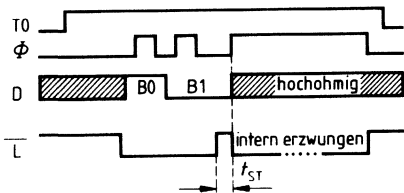
**Bild 1 d**  
**Auslesen des Zählerstandes**



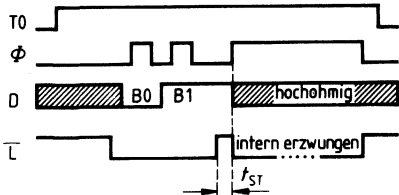
**Bild 2a**  
**NZ mit Zählerstand vorbelegen**



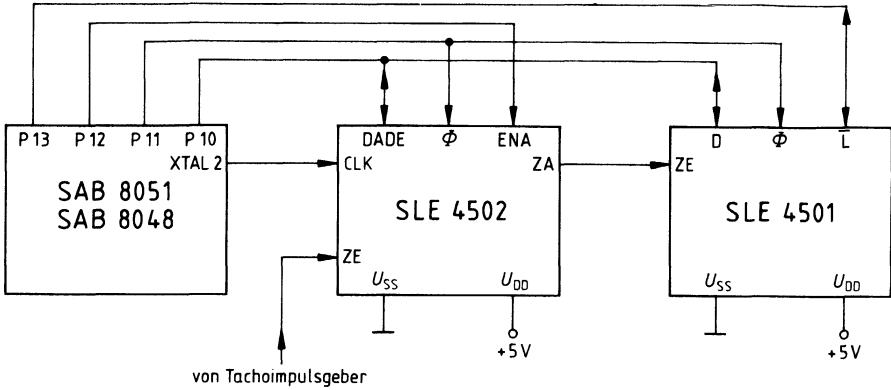
**Bild 2b**  
**Gesamtlöschen des NVM's**



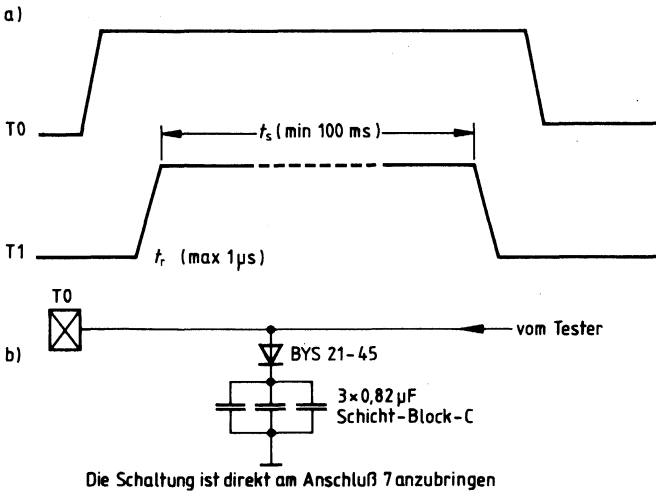
**Bild 2c**  
**Gesamtschreiben in den NVM**



**Bild 3**  
Anwendungsschaltung



**Bild 4**  
Zünden Fusible Link



Die Schaltung ist direkt am Anschluß 7 anzubringen

Vorläufige Daten

CMOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SLE 4502	Q67100-H8378	P-DIP-8

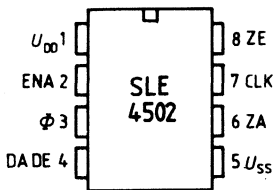
Der Baustein SLE 4502 bereitet die Tachoimpulse für den nichtflüchtigen Sicherheitszähler SLE 4501 auf.

**Merkmale**

- CMOS-Technologie
- Latch-up sichere Ein- und Ausgänge
- Ein- und Ausgänge NMOS kompatibel
- Niedrige Standby Stromaufnahme (1  $\mu$ A)
- Schmitt Trigger-Eingang für Zähler
- 4-bit-Wegstreckenzähler mit einem zwischen 1 und 65.536 programmierbaren Vorteiler
- 16-bit-Register für Tachometerfunktion mit externer Zeitbasis
- 16-bit-Register für Tageskilometerzähler rücksetzbar
- serieller 3-Leitungsbus
- Power-Fail-Flag
- Erweiterter Temperaturbereich:  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $+110^{\circ}\text{C}$

**Anschlußanordnung**

(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$U_{DD}$	Speisespannung +5 V
2	ENA	Enable Eingang
3	$\phi$	Takteingang für Datenein-, ausgang
4	DA DE	Datenausgang – Dateneingang
5	$U_{SS}$	Speisespannung 0 V
6	ZA	Zählimpulsausgang
7	CLK	Takteingang für Bausteintiming
8	ZE	Zählimpulseingang

## Schaltungsbeschreibung

### 1. Zählerfunktion

Die ankommenden Zählimpulse werden über einen programmierbaren 16-bit-Zähler und einen festen 4-bit-Zähler an den Zählimpulsausgang weitergegeben. Bei einem 3-MHz-Takt beträgt die Ausgangsimpulsbreite 42  $\mu$ s. Der Wert des 4-bit-Zählers ist über die serielle Schnittstelle auslesbar (die ersten 4 Bit).

### 2. Tageskilometerzähler

Die Ausgangsimpulse des programmierbaren Teilers werden in einem weiteren 16-bit-Register gezählt. Dieser Zähler ist les- und rücksetzbar.

### 3. Tachometer

Die Taktfrequenz gelangt über einen 5-bit-Vorteiler zu einem in ein 16-bit-Register programmierbaren 16-bit-Intervallzähler. Während eines Intervalls werden die Tachoimpulse gezählt und am Intervallende in einem Latch abgespeichert. Dieses Latch kann zu jeder Zeit ausgelesen werden.

### 4. Power-Fail-Flag

Bei dem Anstieg der Versorgungsspannung von 0V auf 5V wird ein Reset ausgelöst. Das Power-Fail-Flag zeigt diesen Zustand an. Durch das Auslesen des Power-Fail-Flags wird dieses zurückgesetzt (erstes Bit).

### 5. Befehlsende

Funktion	B3	B2	B1	B0
Teilerfaktor Wegzähler programmieren	1	1	0	0
Teilerfaktor Tachometer programmieren	1	0	1	0
Tageskilometerzähler rücksetzen	1	0	0	1
Wegzähler auslesen	0	1	0	0
Tageskilometerzähler auslesen	0	0	0	1
Tachometer auslesen	0	0	1	0
Power-Fail-Flag auslesen	0	1	1	1



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_{DD}$	-0,3		6	V
Eingangsspannung	$U_{IM1}$	-0,3		$U_{DD} + 0,3$	V
Gesamtverlustleistung	$P_{tot}$			150	mW
Verlustleistung je Ausgang	$P_Q$			50	mW
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-50		125	°C

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_{DD}$	4,5	5	5,5	V
Speisestrom statisch	$I_{DDs}$			1	$\mu$ A
Speisestrom (s. Meßschaltung)	$I_{DD}$			1	mA
Betriebsfrequenz	$f_T$	1		3	MHz
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40		110	°C

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

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
-------------	--------	------	------	---------

**Alle Eingangssignale außer ZE**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$	2,2	$U_{DD}$	V
L-Eingangsspannung	$U_{IL}$	0	0,8	V
Eingangskapazität	$C_i$		10	pF
L-Eingangsstrom	$I_{iL}$		1	$\mu\text{A}$
H-Eingangsstrom	$I_{iH}$		1	$\mu\text{A}$

**Eingangssignal ZE**

H-Eingangsspannung	$U_{IH}$	$U_{DD} - 1$	$U_{DD}$	V
L-Eingangsspannung	$U_{iL}$	0	1	V
Eingangskapazität	$C_i$		10	pF
L-Eingangsstrom	$I_{iH}$		1	$\mu\text{A}$
H-Eingangsstrom	$I_{iH}$		1	$\mu\text{A}$
Hysterese	$U_{Hy}$	1	1,5	V

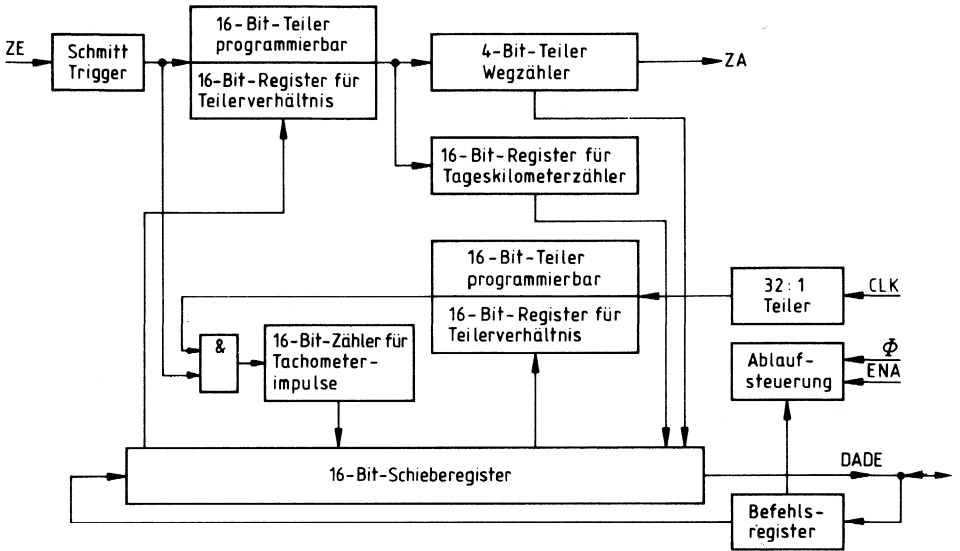
**Ausgangssignale**

H-Ausgangsspannung $I_Q = 0,5 \text{ mA}$	$U_{QH}$	$U_{DD} - 0,4$		V
L-Ausgangsspannung $I_Q = 1,6 \text{ mA}$	$U_{QL}$		0,4	V

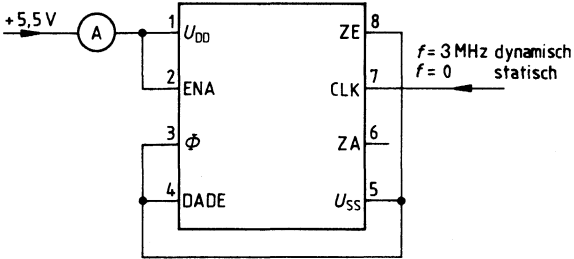
**Dynamische Kenndaten** $T_U = 25^\circ\text{C}$ 

Taktfrequenz	$f_T$	1	3	MHz
Pulsdauer-Takt	$t_{TH}$	150	600	ns
Pulspause-Takt	$t_{TL}$	150	600	ns
Pulsdauer $\Phi$	$t_{\phi H}$	500		ns
Pulspause $\Phi$	$t_{\phi L}$	500		ns
Enable Low zu $\Phi$	$t_{E\phi}$	$6/f_T$		
$\Phi$ Low zu Enable	$t_{\phi E}$	100		ns
Daten Setup	$t_S$	100		ns
Daten Hold	$t_H$	100		ns
Output Delay	$t_D$		150	ns
Enable Low zu Daten hochohmig	$t_{HZ}$		$6/f_T$	
Ausgangsimpulsbreite ZA	$t_{ZA}$	$120/f_T$	$136/f_T$	
Pulsdauer ZE	$t_{ZH}$	$3/f_T$		
Pulspause ZE	$t_{ZL}$	$3/f_T$		
Taktfrequenz an ZE	$f_{ZE}$		$f_T/6$	

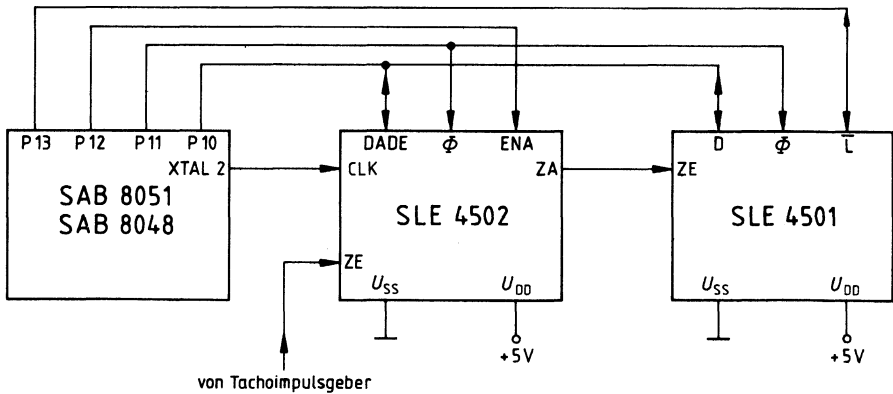
Blockschaltbild



**Meßschaltung**

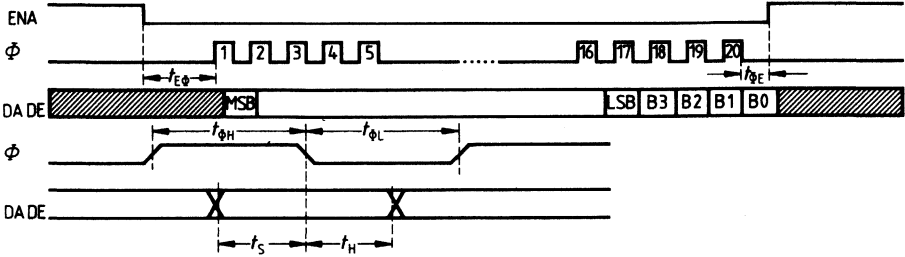


**Anwendungsschaltung**

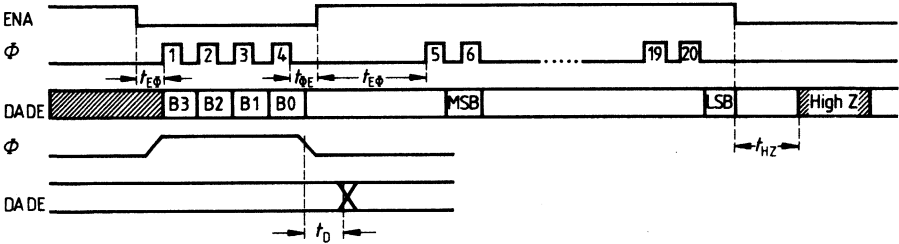


Diagramme

Schreiben



Lesen



**Vorläufige Daten****MOS-Schaltung**

<b>Typ</b>	<b>Bestellnummer</b>	<b>Gehäuse</b>
SDE 2506	Q67000-H8441	P-DIP-8
SDE 2506 K	Q67000-H8473	MIKROPACK (SMD)

**Eigenschaften**

- Elektrisch wortweise umprogrammierbar, nichtflüchtiger Speicher in n-Kanal-Floating-Gate-Technik
- Organisation 128 Worte zu je 8 Bit
- Speisespannung 5 V
- Insgesamt 3 Leitungen zwischen Steuerprozessor und EEPROM für Datentransfer und Chipsteuerung
- Daten- (8 Bit), Adreß- (7 Bit) und Steuerinformationseingabe (1 Bit) sowie Datenausgabe seriell
- Anzahl der Umprogrammierungen je Adresse  $> 10^5$
- Datenerhaltung  $> 10$  Jahre (Betriebstemperaturbereich)
- Anzahl der Auslesevorgänge ohne Refresh unbegrenzt
- Löschen bzw. Schreiben in jeweils 5 ms
- Erweiterter Temperaturbereich  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $+110^{\circ}\text{C}$

**Achtung**

- MIKROPACK-Version kann im Temperaturbereich  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $0^{\circ}\text{C}$  nur ausgelesen nicht programmiert werden.

## Schaltungsbeschreibung

### Datentransfer und Chipsteuerung

Für den gesamten Datentransfer zwischen Steuerprozessor und E<sup>2</sup>PROM-Speicher sind drei Leitungen erforderlich, die jeweils mehrere Funktionen haben.

- a) Datenleitung D
  - Bidirektionaler serieller Datentransfer
  - Serielle Adreßeingabe
  - Getaktete Eingabe einer Steuerinformation
  - Steuereingang direkt
- b) Taktleitung  $\phi$ 
  - Daten, Adreß- und Steuerbiteingabe
  - Datenausgabe
  - Start Auslesen mit Übernahme der Daten aus Speicher in Schieberegister bzw. Start
  - Datenänderung beim Umprogrammieren
- c) Chipaktivierungsleitung  $\overline{CE}$ 
  - Chipreset und Dateneingabe (aktiv high)
  - Chipaktivierung (aktiv low)

Vor einer Chipaktivierung wird über den bidirektionalen Datenbus die Daten-, Adreß- und Steuerinformation eingetaktet. Diese Daten bleiben während des Umprogrammierens und beim Auslesen bis zum 2. Clockimpuls im Schieberegister erhalten. Folgende Datenformate sind einzugeben:

- a) Speicher auslesen: ein 8-bit-Steuerwort, davon
  - 7 Adreßbits A0 bis A6 (A0 als LSB zuerst)
  - 1 Steuerbit, SB = „0“, hinter A6
- b) Speicher umprogrammieren (Löschen und/oder Schreiben) 16-bit-Eingabeinformation, davon
  - 8 Bit D0 bis D8 neue Speicherinformation (D0 als LSB zuerst)
  - 7 Bit A0 bis A6 Adreßinformation (A0 als LSB hinter D7 zuerst)
  - 1-bit-Steuerinformation, SB = „1“, hinter A6

### Auslesen (s. Seite 893)

Nach der Dateneingabe und mit SB = „0“ wird der Auslesevorgang der angewählten Wortadresse mit dem Übergang  $\overline{CE}$  von „1“ nach „0“ gestartet. Die während der Chipaktivierung auf der Datenleitung stehende Information ist ohne Einfluß.

Mit dem ersten Clockimpuls nach  $\overline{CE} = „0“$  wird das Datenwort aus der angewählten Speicheradresse in das Schieberegister übernommen. Nach Beendigung des ersten  $\phi$ -Impulses wird der Datenausgang niederohmig und das erste Datenbit D0 kann am Datenanschluß abgefragt werden. Mit jedem weiteren Clockimpuls wird ein weiteres Datenbit an den Ausgang geschoben. Die Datenleitung wird durch den Übergang  $\overline{CE}$  von „0“ nach „1“ wieder hochohmig.

### Umprogrammieren (s. Seite 894)

Ein vollständiger Umprogrammierungsvorgang setzt sich normalerweise aus einem Löschvorgang und einem nachfolgenden Schreibvorgang zusammen. Beim Löschen werden alle Bits des angewählten Wortes in den einheitlichen „1“-Zustand gebracht, beim Schreiben werden „0“-Zustände entsprechend der Information im Schieberegister hergestellt.

Ein Umprogrammierungsvorgang wird gestartet, wenn nach der Dateneingabe bei Chipaktivierung eine Information SB = „1“ in der betreffenden Zelle des Schieberegisters steht. Ob dabei ein Löscho- oder ein Schreibvorgang abläuft, hängt wiederum von der Information auf der Datenleitung D während der Chipaktivierung ab.

Für das Löschen in den „1“-Zustand muß auch am Dateneingang während des Überganges  $\overline{CE}$  auf low eine „1“ stehen. Soll dagegen ein Schreibvorgang in den „0“-Zustand begonnen werden, so muß auch an der Datenleitung während der Chipaktivierung eine „0“ stehen.

Für den Programmierstart ist anschließend ein Startimpuls am Clockeingang  $\phi$  erforderlich, bis zu dessen Vorderflanke die Steuerinformation an D stabil bleiben muß. Die aktive Datenänderung beginnt mit der Rückflanke dieses Startimpulses. Der Programmierungsvorgang wird durch Rücknahme der Chipaktivierung, d. h. durch  $\overline{CE} = „1“$  beendet.

Die Umprogrammierung eines Wortes beginnt mit Start und Ablauf eines Löschvorganges. Durch  $\overline{CE} = „1“$  wird das Löschen beendet. Das zum Schreiben ebenfalls erforderliche Steuerbit SB = „1“ im Schieberegister bleibt auch nach Beendigung des Löschens stabil. Zum Schreiben des angewählten Wortes muß also lediglich die Datenleitung D von „1“ nach „0“ umgeschaltet, der Chip mit  $\overline{CE} = „0“$  erneut aktiviert und mit Hilfe des Startimpulses die Datenänderung begonnen werden.

Löschen und Schreiben können natürlich auch einzeln durchgeführt werden. Um durch das Löschen eine sichere „1“ in allen Bits der angewählten Speicheradresse zu erhalten, muß aber vor dem Löschen ein Datenwort mit acht mal „1“ eingegeben werden. Beim Schreiben eines vorher nicht gelöschten Wortes addieren sich die „0“-Zustände der alten und der neuen Information.

### Testmodus Gesamtlöschen

Wird der Eingang TP (Anschluß 7) von 0 V auf 5 V =  $U_{DD}$  gelegt, so wird ein Testmod aktiviert. Zum Gesamtlöschen ist der Testmod einzuschalten und die Adresse 0 (A0...A6) zusammen mit dem Steuerbit SB = 1 einzugeben. Der weitere Programmablauf ist identisch dem Löschen der Adresse 0. Nach dem Beenden des Löschvorganges durch den Übergang  $\overline{CE}$  von 0 auf 1 ist der Testmod auszuschalten.

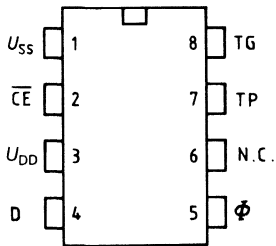
### RESET

Ein nicht angewählter Speicher befindet sich durch den Zustand  $\overline{CE} = „1“$  automatisch im Resetzustand. Alle Flipflops der Ablaufsteuerung sind zurückgesetzt. Die Information im Schieberegister bleibt dagegen erhalten und wird erst durch Verschieben der Daten geändert. Der Resetzustand wird auch beim Einschalten des Speichers (Power on) durch eine chipinterne Schaltung eingestellt.



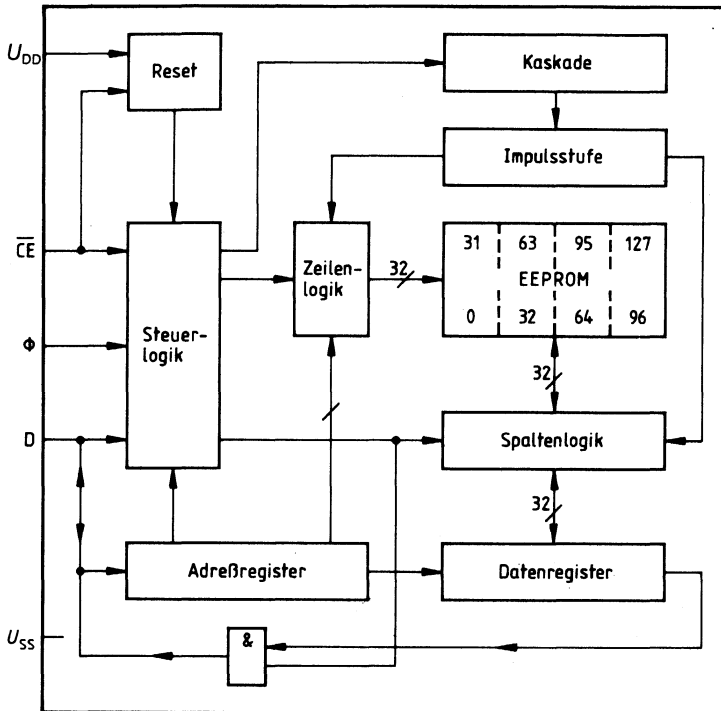
**Anschlußanordnung**

(Ansicht von oben)

**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$U_{SS}$	Masse
2	$\overline{CE}$	$\overline{CE} = 1$ für Dateneingabe/-ausgabe $\overline{CE} = 0$ für Umprogrammieren
3	$U_{DD}$	Speisespannung +5 V
4	D	Dateneingabe/-ausgabe bidirektionale Datenleitung Für Umprogrammieren D = 1 Löschen D = 0 Schreiben
5	$\phi$	Takt
6	N.C.	Nicht belegt
7	TP	Testeingang, an $U_{SS}$
8	TG	Testeingang, bleibt offen

## Blockschaltbild



**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_{DD}$	-0,3	6	V
Eingangsspannung	$U_I$	-0,3	6	V
Verlustleistung	$P_V$		40	mW
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55	125	°C
Sperrschichttemperatur	$T_j$		125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		100	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_{DD}$	4,75	5,25	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40	110	°C



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

Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_{DD}$		4,75	5	5,25	V
Speisestrom	$I_{CC}$	( $U_{DD} = 5,25\text{ V}$ )			3	mA

**Eingänge**

Eingangsspannung (D, $\Phi$ , $\overline{\text{CE}}$ )	$U_L$				0,8	V
Eingangsspannung (D, $\Phi$ , CE)	$U_H$		2,4			V
Eingangsstrom (D, $\Phi$ , $\overline{\text{CE}}$ )	$I_H$	( $U_H = 5,25$ )			10	$\mu\text{A}$

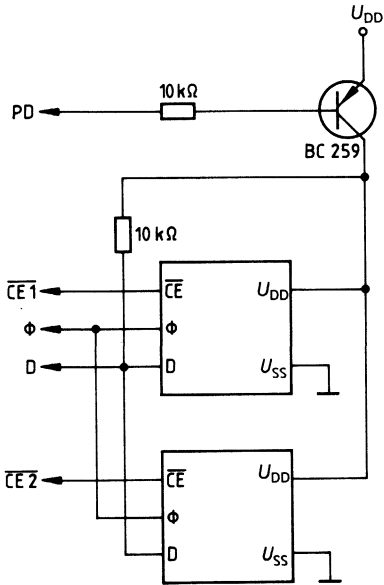
**Datenausgang D  
(open drain)**

Ausgangsstrom L	$I_L$	( $U_L = 0,8\text{ V}$ )			0,5	mA
Ausgangsstrom H	$I_H$	( $U_H = 5,25\text{ V}$ )			10	$\mu\text{A}$

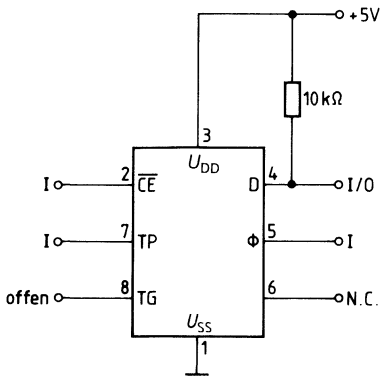
**Clockimpuls  $\Phi$** 

Highdauer	$t_H$		2,5		60	$\mu\text{s}$
Lowdauer	$t_L$		5			$\mu\text{s}$
Flankenabstand	$\Delta t$		2,5			$\mu\text{s}$
$\overline{\text{CE}}$ gegen D						
Flankenabstand CE gegen $\Phi$	$t_{\text{AKT}}$		5			$\mu\text{s}$
Data hold time (vor/nach $\Phi$ Rückflanke)	$t_{\text{HD}}$		2,5			$\mu\text{s}$
Data delay time (nach $\Phi$ Rückflanke)	$t_{\text{DD}}$		2,5			$\mu\text{s}$
Rise time	$t_R$				1	$\mu\text{s}$
Fall time	$t_F$				1	$\mu\text{s}$
Löschdauer	$t_{\text{L0}}$		5		20	ms
Schreibdauer	$t_{\text{Schr}}$		5		20	ms
Gesamtlöschdauer	$t_{\text{GL}}$		20		25	ms

## Anwendungsschaltung

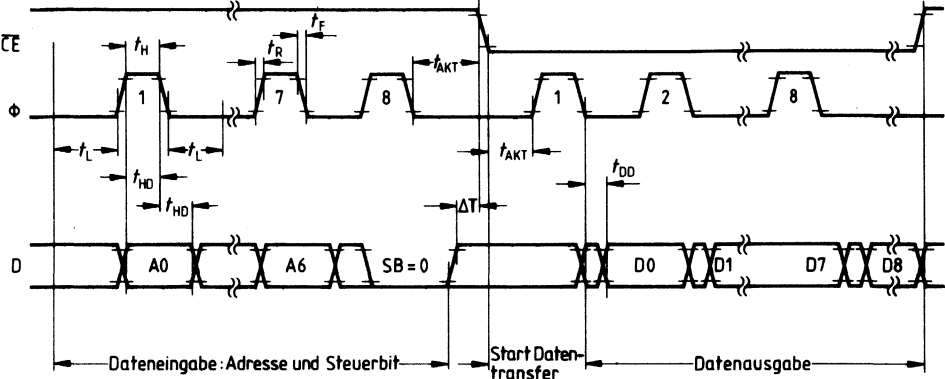


## Meßschaltung



Diagramme

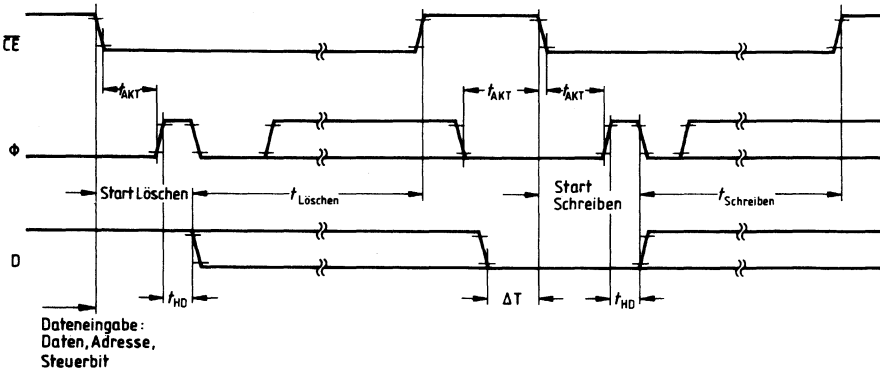
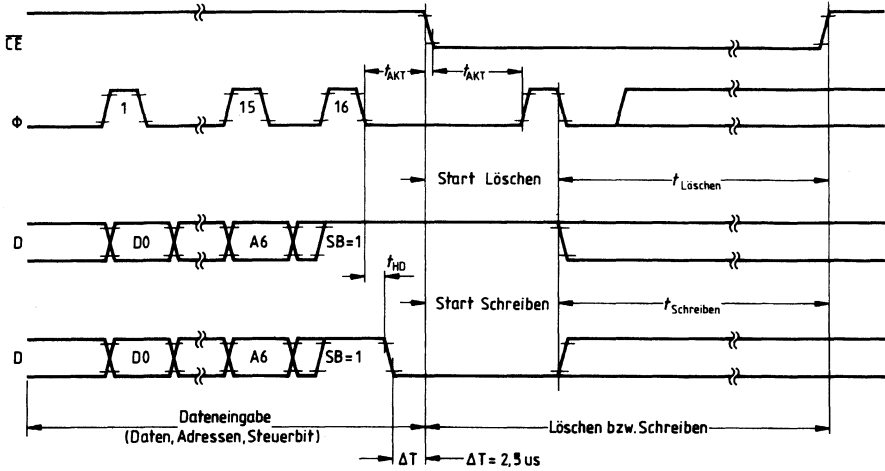
Lesen



$f_{AKT} = 5 \mu s$ ;  $f_R = f_F = 1 \mu s$   
 $f_{HD} = 2,5 \mu s$ ;  $f_L = 5 \mu s$   
 $f_{DD} = 2,5 \mu s$ ;  $f_H = 2,5 \mu s$   
 $\Delta T = 2,5 \mu s$

Diagramme

Umprogrammieren



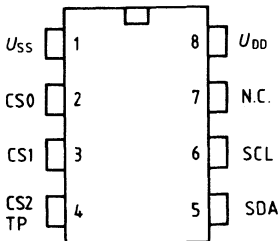


<b>Typ</b>	<b>Bestellnummer</b>	<b>Gehäuse</b>
SDE 2516	Q67100-H8442	P-DIP-8

**Eigenschaften**

- Elektrisch wortweise umprogrammierbarer, nichtflüchtiger Speicher in n-Kanal-Floating-Gate-Technik (EEPROM)
- Organisation 128 Worte zu je 8 Bit
- Speisespannung +5 V
- Serieller 2-Leitungsbus für Dateneingabe und -ausgabe (I<sup>2</sup>C-Bus)
- Umprogrammieren, Löschen und Schreiben in typisch 15 ms
- Umprogrammieren durch chipinterne Steuerung ohne externe Kontrolle
- Datenerhaltung besser als 10 Jahre
- Umprogrammierhäufigkeit > 10<sup>5</sup>/Adresse
- Erweiterter Temperaturbereich -40 °C bis +110 °C

### Anschlußanordnung (Ansicht von oben)



### Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$U_{SS}$	(Masse)
2	CS0	Chipselecteingang
3	CS1	Chipselecteingänge/
4	CS2/TP	Testbetriebsteuerung
5	SDA	Datenleitung
6	SCL	Taktleitung I <sup>2</sup> C-Bus
7	N.C.	nicht belegt
8	$U_{DD}$	Speisespannung

### Erläuterungen zur Steuerworteingabe

CS/E	Chipselect für Dateneingabe in Speicher
CS/A	Chipselect für Datenausgabe aus Speicher
WA	Speicherwort-Adresse
DE	in Speicher zu schreibendes Datenwort
DA	aus Speicher gelesenes Datenwort
D0 bis D7	Datenbits
ST	Startbedingung
SP	Stopbedingung
As	Quittungsbit vom Speicher
Am	Quittungsbit vom Master
CS0, CS1, CS2	Chipselectbits
A0 bis A6	Speicherwort-Adreßbits

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_{DD}$	-0,3 bis 6	V
Eingangsspannung	$U_i$	-0,3 bis 6	V
Verlustleistung	$P_V$	50	mW
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	100	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_{DD}$	4,75 bis 5,25	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40 bis 110	°C

\*) nicht gültig für den Eingang CS2/TP im Betrieb „Testmodus-Gesamtlöschen“

**Statische Kenndaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_{DD}$	4,75		5,25	V
Speisestrom	$I_{DD}$			8	mA

**Eingänge SCL/SDA**

Low-Pegel	$U_{IL}$			1,5	V
High-Pegel	$U_{IH}$	3,0		$U_{DD}$	V
High-Strom	$I_{IH}$			10	$\mu$ A
$U_{IH} = U_{DD \text{ max}}$					

**Ausgang SDA**

Low-Strom	$I_{QL}$			3,0	mA
$U_{QL} = 0,4$ V					
Leck-Strom	$I_{QH}$			10	$\mu$ A
$U_{QL} = U_{DD \text{ max}}$					

**Eingänge CS0, CS1, CS2/TP**

Low-Pegel	$U_{IL}$			0,2	V
High-Pegel	$U_{IH}$	4,5		$U_{DD}$	V
High-Strom	$I_{IH}$			100	$\mu$ A
Taktfrequenz	$f_{SCL}$			100	kHz
Umprogrammierdauer (Löschen und Schreiben)	$t_{prog}$		15	30	ms
Eingangskapazität	$C_I$			10	pF
Gesamtlöschdauer (Testmodus Gesamtlöschen)	$t_{GL}$			50	ms
Bedingung	$U_{CS2/TP}$	11	12	13	V

### I<sup>2</sup>C-Bus-Schnittstelle (Bild 1 und 2)

Der I<sup>2</sup>C-Bus ist ein bidirektionaler Zweileitungsbus für Datenübertragung zwischen verschiedenen integrierten Schaltungen. Er besteht aus einer seriellen Datenleitung SDA und einer seriellen Taktleitung SCL. Beide Leitungen benötigen einen externen Pull-up-Widerstand nach  $U_{DD}$  (Open-Drain-Ausgangsstufen).

Die möglichen Betriebszustände des I<sup>2</sup>C-Busses sind in **Abb. 1** dargestellt. Im Ruhezustand liegen beide Leitungen SDA und SCL auf High, d. h. die Ausgangsstufen sind gesperrt. Solange SCL fest auf „1“ bleibt, zeigen Informationsänderungen auf dem Datenbus den Anfang bzw. das Ende einer Datenübertragung zwischen zwei Bausteinen an. Der Übergang an SDA von „1“ nach „0“ ist dabei eine Startbedingung, der Übergang von „0“ nach „1“ eine Stopbedingung. Während einer Datenübertragung ändern sich Informationen auf dem Datenbus nur, solange die Taktleitung SCL auf „0“ liegt. Die Informationen auf SDA sind gültig, solange SCL auf „1“ geht.

Der Speicher kann im Rahmen eines I<sup>2</sup>C-Bus-Systems sowohl als Empfänger als auch als Sender arbeiten (slave receiver bzw. slave transmitter). Informationen werden zwischen einer Start- und einer Stopbedingung stets byteweise (jeweils 8 Bit) übertragen. Zwischen der Rückflanke des achten Übertragungsimpulses und eines neunten Acknowledge-Clockimpulses legt der Speicher als Empfangsbestätigung die Leitung SDA auf Low, sofern die Chipselektbedingungen erfüllt sind. Bei Datenausgabe wird der Datenausgang hochohmig, wenn der master receiver beim Acknowledge-Clockimpuls die SDA-Leitung auf „High“ beläßt.

Der zum Betrieb des I<sup>2</sup>C-Busses notwendige, zeitliche Signalverlauf ist in **Abb. 2** zusammengestellt (High-Speed-Mode).

### Steuerung über den I<sup>2</sup>C-Bus

Über den I<sup>2</sup>C-Bus wird der Speicher vom Controller (Master) in zwei Betriebsarten angesteuert: Auslesen und Umprogrammieren mit Löschen und Schreiben einer Speicheradresse. In beiden Betriebsarten muß der Controller als Sender nach der Startbedingung jeweils drei Bytes und zusätzlich jeweils einen Acknowledgetakt auf dem Bus ausgeben. Ein verkürzter Auslesemodus erlaubt es, unmittelbar nach der Eingabe der Slave-Adresse Daten auszulesen. Beim Auslesen des Speichers sind wenigstens weitere acht Taktimpulse für die Datenübernahme aus dem Speicher erforderlich, bevor die Stopbedingung folgen darf. Im Falle des Programmierens wird der aktive Programmiervorgang erst durch die Stopbedingung nach der Dateneingabe gestartet.

Im Chipauswahlwort kann der Anwender über insgesamt drei Chipselektbits CS0, CS1, CS2 für eine Parallelschaltung von acht Speicherbausteinen frei verfügen. Chipselekt ist bei logischer Übereinstimmung der drei Steuerbits mit den eingestellten Bedingungen an den drei Selekteingängen CS0, CS1, CS2 erreichbar.

### Auslesen des Speichers

Nach Eingabe der ersten beiden Steuerworte und 18 SCL-Impulsen wird durch erneutes Einstellen der Startbedingung und durch ein drittes Steuerwort der Speicher auf Auslesebereitschaft eingestellt. Während des Acknowledge-Taktes Nr. 9 wird die Speicherinformation parallel in das interne Datenregister übernommen. Nach der Rückflanke des Acknowledge-Taktes ist der Datenausgang niederohmig und das erste Datenbit kann abgefragt werden. Mit jedem Schiebetak gelangt ein weiteres Bit an den Ausgang. Nach Auslesen eines

Bytes wird der interne Adreßzähler mit dem „Acknowledge“ des „Master receiver“ jeweils automatisch um 1 erhöht, so daß beliebig viele Speicherplätze nacheinander ausgelesen werden können. Bei Adresse 127 erfolgt ein Überlauf auf Adresse 0. Mit der Stopbedingung wird der Datenausgang wieder hochohmig. Die interne Ablaufsteuerung des Speichers wird mit der Stopbedingung aus dem Lese- in den Ruhestand zurückgesetzt.

### **Umprogrammieren des Speichers**

Ein Umprogrammierzklus eines Speicherwortes setzt sich aus einem Lösch- und einem nachfolgenden Schreibvorgang zusammen. Beim Löschen werden alle 8 Bits des angeählten Wortes in den einheitlichen „1“-Zustand gebracht, beim Schreiben werden „0“-Zustände entsprechend der Information im internen Datenregister, d. h. in Übereinstimmung mit dem dritten eingegebenen Steuerwort hergestellt.

Nach dem 27. und letzten Takt der Steuerworteingabe wird über die abzuschließende Stopbedingung der aktive Programmiervorgang gestartet. Der aktive Umprogrammiervorgang läuft durch chipinterne Steuerung ab und kann durch erneutes Ansprechen des Bausteins über SCL und SDA abgebrochen werden.

Die Dauer des Umprogrammierens hängt von Exemplarstreuungen und Datenmustern ab. Sie beträgt unter Sollbedingung der Betriebsspannung für Löschen und Schreiben maximal 30 ms, typisch 15 ms. Bei Eingabe eines Datenwortes ohne Schreib Anforderung (Schreibanforderung heißt Datenbit im Datenregister auf „0“) wird der Schreibvorgang unterdrückt und die Programmierdauer verkürzt sich. Bei nachfolgender Programmierung einer bereits gelöschten Speicheradresse wird wiederum der Löschkvorgang unterdrückt, so daß sich die Umprogrammierzeit ebenfalls verkürzt.

### **Einschalten und Chipreset**

Nach dem Einschalten der Betriebsspannung  $U_{DD}$  ist der Datenausgang hochohmig. Als erste Operation muß in jedem Fall ein Auslesevorgang auf beliebiger Wortadresse durchgeführt werden. Nach Datenausgabe und Stopbedingung ist die interne Ablaufsteuerung zurückgesetzt. Wird durch Steuerworteingabe anschließend ein aktiver Programmiervorgang gestartet, so setzt eine Stopbedingung die Ablaufsteuerung nicht zurück. Unmittelbar nach Einschalten der Betriebsspannungen wird ein Programmiervorgang vom Chip niemals akzeptiert.

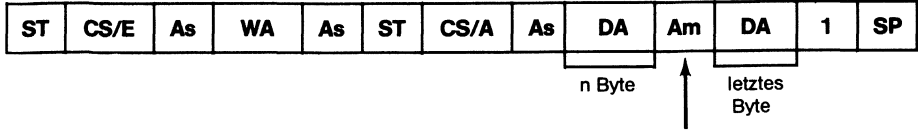
### **Testmodus-Gesamtlöschen**

Das Adreßregister wird mit der Adresse 0, das Datenregister mit FF (hex) geladen. Dies geschieht durch die Eingabe des Steuerwortes „Programmieren“, jedoch wird unmittelbar vor Erzeugung der Stopbedingung der Eingang CS2/TP von 0 V auf 12 V gelegt. Die anschließende Stopbedingung löst den Gesamtlöschvorgang aus. Die Steuerworteingabe muß unter der Bausteinadresse 0 (CS0 = L, CS1 = L, CS2 = L) erfolgen.

Nach Beendigung des Gesamtlöschvorgangs müssen die 12 V am Eingang CS2/TP wieder auf 0 V zurückgeschaltet werden.

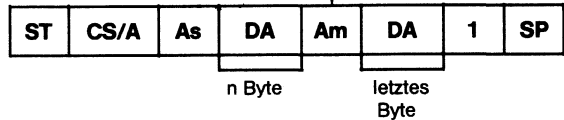
**Steuerworteingabe**

a) vollständig (mit Eingabe der Wortadresse)

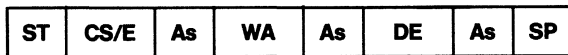


Automatisches Erhöhen der Wortadresse

b) verkürzt  
(Auslesen beginnt mit der zuletzt eingestellten Wortadresse)



**Steuerworteingabe Programmieren**



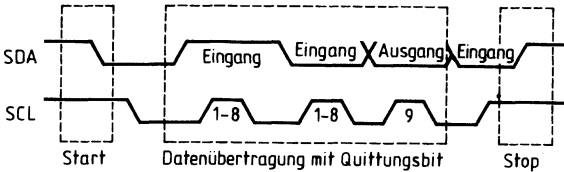
nach dieser Stopbedingung beginnt die Umprogrammierung)

**Steuerworttabelle**

Takt Nr.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	(Acknowledge)
CS/E	1	0	1	0	CS2	CS1	CS0	0	0	durch Speicher
CS/A	1	0	1	0	CS2	CS1	CS0	1	0	durch Speicher
WA	X	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	0	durch Speicher
DE	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	0	durch Speicher
DA	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	0	durch Master

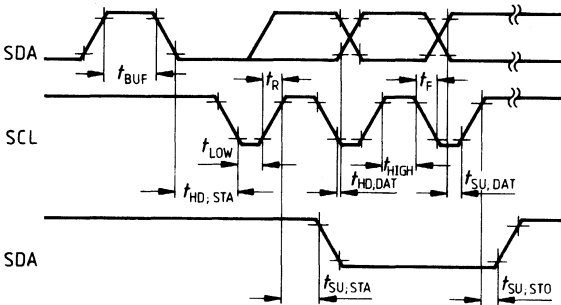
**Bild 1**

**Betriebszustände des I<sup>2</sup>C-Busses**



**Bild 2**

**Zeitbedingungen für den I<sup>2</sup>C-Bus (High Speed Mode)**



$t_{BUF}$	$t > t_{LOWmin}$	The minimum time the bus must be free before a new transmission can start
$t_{HD, STA}$	$t > t_{HIGHmin}$	Start condition hold time
$t_{LOWmin}$	4,7 $\mu$ s	Clock LOW period
$t_{HIGHmin}$	4 $\mu$ s	Clock HIGH period
$t_{SU, STA}$	$t > t_{LOWmin}$	Start condition set-up time, only valid for repeated start code
$t_{HD, DAT}$	$t > 0 \mu$ s	Data hold time
$t_{SU, DAT}$	$t > 250$ ns	Data set-up time
$t_R$	$t < 1 \mu$ s	Rise time of both the SDA and SCL line
$t_F$	$t < 300$ ns	Fall time of both the SDA and SCL line
$t_{SU, STO}$	$t > t_{LOWmin}$	Stop condition set-up time

**Anmerkung**

Alle Werte beziehen sich auf  $U_{IH}$ - und  $U_{IL}$ -Pegel



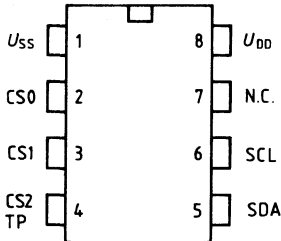
<b>Typ</b>	<b>Bestellnummer</b>	<b>Gehäuse</b>
SDE 2526	Q67100-H8443	P-DIP-8

**Eigenschaften**

- Elektrisch wortweise umprogrammierbarer, nichtflüchtiger Speicher in n-Kanal-Floating-Gate-Technik (E<sup>2</sup>PROM)
- Organisation 256 Worte zu je 8 Bit
- Betriebsspannung +5 V
- Serieller 2-Leitungsbus für Dateneingabe und -ausgabe (I<sup>2</sup>C-Bus)
- Umprogrammieren, Löschen und Schreiben in typisch 15 ms
- Umprogrammieren durch chipinterne Steuerung ohne externe Kontrolle
- Datenerhaltung besser als 10 Jahre
- Umprogrammierhäufigkeit > 10<sup>5</sup>/Adresse
- Erweiterter Temperaturbereich -40 °C bis +110 °C

**Anschlußanordnung**

(Ansicht von oben)

**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	$U_{SS}$	(Masse)
2	CS0	Chipselecteingang
3	CS1	Chipselecteingänge/
4	CS2/TP	Testbetriebsteuerung
5	SDA	Datenleitung
6	SCL	Taktleitung
		} I <sup>2</sup> C-Bus
7	N.C.	nicht belegt
8	$U_{DD}$	Speisespannung

**Erläuterungen zur Steuerworteingabe**

CS/E	Chipselect für Dateneingabe in Speicher
CS/A	Chipselect für Datenausgabe aus Speicher
WA	Speicherwort-Adresse
DE	in Speicher zu schreibendes Datenwort
DA	aus Speicher gelesenes Datenwort
D0 bis D7	Datenbits
ST	Startbedingung
SP	Stopbedingung
As	Quittungsbit vom Speicher
Am	Quittungsbit vom Master
CS0, CS1, CS2	Chipselectbits
A0 bis A7	Speicherwort-Adreßbits

**Grenzdaten**

Bezeichnung	Symbol	Werte	Einheit
Speisespannung	$U_{DD}$	-0,3 bis 6	V
Eingangsspannung	$U_I$	-0,3 bis 6	V
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	100	K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_{DD}$	4,75 bis 5,25	V
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40 bis 110	°C

**Statische Kenndaten**

Bezeichnung	Symbol	min.	typ.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_{DD}$	4,75		5,25	V
Speisestrom	$I_{DD}$			10	mA

**Eingänge SCL/SDA**

Low-Pegel	$U_{IL}$			1,5	V
High-Pegel	$U_{IH}$	3,0		$U_{DD}$	V
High-Strom	$I_{IH}$			10	µA
$U_{IH} = U_{DD\ max}$					

**Ausgang SDA**

Low-Strom	$I_{QL}$			3,0	mA
$U_{QL} = 0,4\ V$					
Leck-Strom	$I_{QH}$			10	µA
$U_{QL} = U_{DD\ max}$					

**Eingänge CS0, CS1, CS2/TP**

Low-Pegel	$U_{IL}$			0,2	V
High-Pegel	$U_{IH}$	4,5		$U_{DD}$	V
High-Strom	$I_{IH}$			100	µA
Taktfrequenz	$f_{SCL}$			100	kHz
Umprogrammierdauer (Löschen und Schreiben)	$t_{prog}$		15	30	ms
Eingangskapazität	$C_I$			10	pF
Gesamtlöschdauer (Testmodus Gesamtlöschen)	$t_{GL}$			50	ms
Bedingung	$U_{CS2/TP}$	11	12	13	V

\* ) nicht gültig für den Eingang CS2/TP im Betrieb „Testmodus-Gesamtlöschen“

### **I<sup>2</sup>C-Bus-Schnittstelle (Abb. 1 und 2)**

Der I<sup>2</sup>C-Bus ist ein bidirektionaler Zweileitungsbus für Datenübertragung zwischen verschiedenen integrierten Schaltungen. Er besteht aus einer seriellen Datenleitung SDA und einer seriellen Taktleitung SCL. Beide Leitungen benötigen einen externen Pull-up-Widerstand nach  $U_{DD}$  (Open-Drain-Ausgangsstufen).

Die möglichen Betriebszustände des I<sup>2</sup>C-Busses sind in **Abb. 1** dargestellt. Im Ruhezustand liegen beide Leitungen SDA und SCL auf High, d. h. die Ausgangsstufen sind gesperrt. Solange SCL fest auf „1“ bleibt, zeigen Informationsänderungen auf dem Datenbus den Anfang bzw. das Ende einer Datenübertragung zwischen zwei Bausteinen an. Der Übergang an SDA von „1“ nach „0“ ist dabei eine Startbedingung, der Übergang von „0“ nach „1“ eine Stopbedingung. Während einer Datenübertragung ändern sich Informationen auf dem Datenbus nur, solange die Taktleitung SCL auf „0“ liegt. Die Informationen auf SDA sind gültig, solange SCL auf „1“ geht.

Der Speicher kann im Rahmen eines I<sup>2</sup>C-Bus-Systems sowohl als Empfänger als auch als Sender arbeiten (slave receiver bzw. slave transmitter). Informationen werden zwischen einer Start- und einer Stopbedingung stets byteweise (jeweils 8 Bit) übertragen. Zwischen der Rückflanke des achten Übertragungsimpulses und eines neunten Acknowledge-Clockimpulses legt der Speicher als Empfangsbestätigung die Leitung SDA auf Low, sofern die Chipselektbedingungen erfüllt sind. Bei Datenausgabe wird der Datenausgang hochohmig, wenn der master receiver beim Acknowledge-Clockimpuls die SDA-Leitung auf „High“ beläßt.

Der zum Betrieb des I<sup>2</sup>C-Busses notwendige, zeitliche Signalverlauf ist in **Abb. 2** zusammengestellt (High-Speed-Mode).

### **Steuerung über den I<sup>2</sup>C-Bus**

Über den I<sup>2</sup>C-Bus wird der Speicher vom Controller (Master) in zwei Betriebsarten angesteuert: Auslesen und Umprogrammieren mit Löschen und Schreiben einer Speicheradresse. In beidene Betriebsarten muß der Controller als Sender nach der Startbedingung jeweils drei Bytes und zusätzlich jeweils einen Acknowledgetakt auf dem Bus ausgeben. Ein verkürzter Auslesemodus erlaubt es, unmittelbar nach der Eingabe der Slave-Adresse Daten auszulesen. Beim Auslesen des Speichers sind wenigstens weitere acht Taktimpulse für die Datenübernahme aus dem Speicher erforderlich, bevor die Stopbedingung folgen darf. Im Falle des Programmierens wird der aktive Programmiervorgang erst durch die Stopbedingung nach der Dateneingabe gestartet.

Im Chipauswahlwort kann der Anwender über insgesamt drei Chipselektbits CS0, CS1, CS2 für eine Parallelschaltung von acht Speicherbausteinen frei verfügen. Chipselekt ist bei logischer Übereinstimmung der drei Steuerbits mit den eingestellten Bedingungen an den drei Selekteingängen CS0, CS1, CS2 erreichbar.

### **Auslesen des Speichers**

Nach Eingabe der ersten beiden Steuerworte und 18 SCL-Impulsen wird durch erneutes Einstellen der Startbedingung und durch ein drittes Steuerwort der Speicher auf Auslesebereitschaft eingestellt. Während des Acknowledge-Taktes Nr. 9 wird die Speicherinformation parallel in das interne Datenregister übernommen. Nach der Rückflanke des Acknowledge-Taktes ist der Datenausgang niederohmig und das erste Datenbit kann abgefragt werden. Mit jedem Schiebetakt gelangt ein weiteres Bit an den Ausgang. Nach Auslesen eines

Bytes wird der interne Adreßzähler mit dem „Acknowledge“ des „Master receiver“ jeweils automatisch um 1 erhöht, so daß beliebig viele Speicherplätze nacheinander ausgelesen werden können. Bei Adresse 255 erfolgt ein Überlauf auf Adresse 0. Mit der Stopbedingung wird der Datenausgang wieder hochohmig. Die interne Ablaufsteuerung des Speichers wird mit der Stopbedingung aus dem Lese- in den Ruhezustand zurückgesetzt.

### **Umprogrammieren des Speichers**

Ein Umprogrammierzklus eines Speicherwortes setzt sich aus einem Lösch- und einem nachfolgenden Schreibvorgang zusammen. Beim Löschen werden alle 8 Bits des angewählten Wortes in den einheitlichen „1“-Zustand gebracht, beim Schreiben werden „0“-Zustände entsprechend der Information im internen Datenregister, d. h. in Übereinstimmung mit dem dritten eingegebenen Steuerwort hergestellt.

Nach dem 27. und letzten Takt der Steuerworteingabe wird über die abzuschließende Stopbedingung der aktive Programmiervorgang gestartet. Der aktive Umprogrammiervorgang läuft durch chipinterne Steuerung ab und kann durch erneutes Ansprechen des Bausteins über SCL und SDA abgebrochen werden.

Die Dauer des Umprogrammierens hängt von Exemplarstreuungen und Datenmustern ab. Sie beträgt unter Sollbedingung der Betriebsspannung für Löschen und Schreiben maximal 30 ms, typisch 15 ms. Bei Eingabe eines Datenwortes ohne Schreibforderung (Schreibforderung heißt Datenbit im Datenregister auf „0“) wird der Schreibvorgang unterdrückt und die Programmierdauer verkürzt sich. Bei nachfolgender Programmierung einer bereits gelöschten Speicheradresse wird wiederum der Löschvorgang unterdrückt, so daß sich die Umprogrammierzeit ebenfalls verkürzt.

### **Einschalten und Chipreset**

Nach dem Einschalten der Betriebsspannung  $U_{DD}$  ist der Datenausgang hochohmig. Als erste Operation muß in jedem Fall ein Auslesevorgang auf beliebiger Wortadresse durchgeführt werden. Nach Datenausgabe und Stopbedingung ist die interne Ablaufsteuerung zurückgesetzt. Wird durch Steuerworteingabe anschließend ein aktiver Programmiervorgang gestartet, so setzt eine Stopbedingung die Ablaufsteuerung nicht zurück. Unmittelbar nach Einschalten der Betriebsspannungen wird ein Programmiervorgang vom Chip niemals akzeptiert.

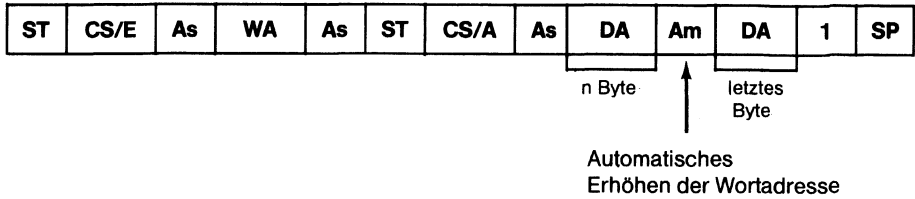
### **Testmodus-Gesamtlöschen**

Das Adreßregister wird mit der Adresse 0, das Datenregister mit FF (hex) geladen. Dies geschieht durch die Eingabe des Steuerwortes „Programmieren“, jedoch wird unmittelbar vor Erzeugung der Stopbedingung der Eingang CS2/TP von 0 V auf 12 V gelegt. Die anschließende Stopbedingung löst den Gesamtlöschvorgang aus. Die Steuerworteingabe muß unter der Bausteinadresse 0 (CS0 = L, CS1 = L, CS2 = L) erfolgen.

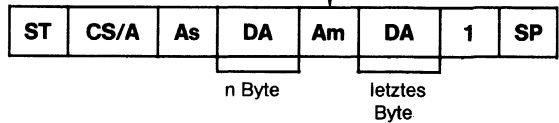
Nach Beendigung des Gesamtlöschvorgangs müssen die 12 V am Eingang CS2/TP wieder auf 0 V zurückgeschaltet werden.

**Steuerworteingabe**

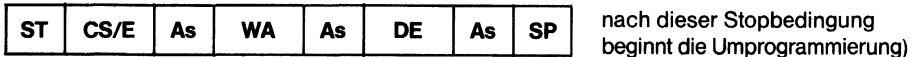
a) vollständig (mit Eingabe der Wortadresse)



b) verkürzt  
(Auslesen beginnt mit der zuletzt eingestellten Wortadresse)



**Steuerworteingabe Programmieren**



**Steuerworttabelle**

Takt Nr.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	(Acknowledge)
CS/E	1	0	1	0	CS2	CS1	CS0	0	0	durch Speicher
CS/A	1	0	1	0	CS2	CS1	CS0	1	0	durch Speicher
WA	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	0	durch Speicher
DE	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	0	durch Speicher
DA	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	0	durch Master

Bild 1

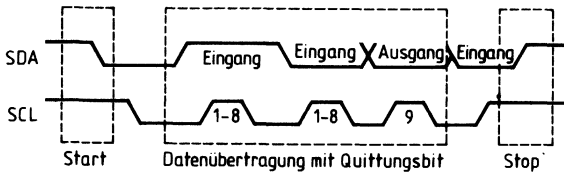
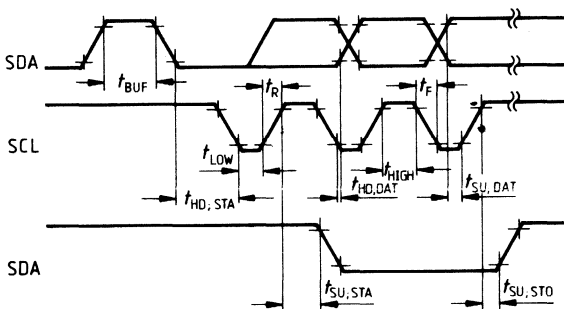
Betriebszustände des I<sup>2</sup>C-BussesZeitbedingungen für den I<sup>2</sup>C-Bus (High Speed Mode)

Bild 2

Zeitbedingungen für den I<sup>2</sup>C-Bus

$t_{BUF}$	$t > t_{LOWmin}$	The minimum time the bus must be free before a new transmission can start
$t_{HD, SAT}$	$t > t_{HIGHmin}$	Start condition hold time
$t_{LOWmin}$	4,7 $\mu$ s	Clock LOW period
$t_{HIGHmin}$	4 $\mu$ s	Clock HIGH period
$t_{SU, STA}$	$t > t_{LOWmin}$	Start condition set-up time, only valid for repeated start code
$t_{HD, DAT}$	$t > 0 \mu$ s	Data hold time
$t_{SU, DAT}$	$t > 250$ ns	Data set-up time
$t_R$	$t < 1 \mu$ s	Rise time of both the SDA and SCL line
$t_F$	$t < 300$ ns	Fall time of both the SDA and SCL line
$t_{SU, STO}$	$t > t_{LOWmin}$	Stop condition set-up time

## Anmerkung

Alle Werte beziehen sich auf  $U_{IH}$ - und  $U_{IL}$ -Pegel





---

**Infrarot Vorverstärker**

---



<b>Typ</b>	<b>Bestellnummer</b>	<b>Gehäuse</b>
TDE 4060	Q67000-A8134	P-DIP-8
<b>TDE 4060 G</b>	<b>Q67000-A8135</b>	<b>ähnl. P-DSO-8 (SMD)</b>
TDE 4061	Q67000-A8136	P-DIP-14
<b>TDE 4061 G</b>	<b>Q67000-A8137</b>	<b>P-DSO-14 (SMD)</b>

**Eigenschaften**

- Extrem niedrige Ruhestromaufnahme 650  $\mu$ A, dadurch hervorragend geeignet für Systeme mit Batterieantrieb
- Speisespannung 4 V bis 6,5 V
- Hohe Gleichlichtunterdrückung
- Peripheriebeschaltung ohne Spule
- Großer Frequenzbereich bis 200 kHz
- Ausgangssignal wahlweise demoduliert/nicht demoduliert
- Temperaturbereich von  $-40$  bis  $+110^{\circ}\text{C}$

**Funktionsbeschreibung**

Die digitalen Signale, welche eine Infrarot-Empfangsdiode aufnimmt, müssen verstärkt werden; ggf. demoduliert. Diese Aufgabe übernehmen die Bausteine TDE 4061 mit integriertem Demodulator bzw. TDE 4060 ohne Demodulator. Ihre Einsatzgebiete umfassen daher den gesamten Bereich der Infrarotsignalübermittlung. Insbesondere sind das Kfz-Elektronik, Industrie-Elektronik, sowie die Unterhaltungs-Elektronik.

Der Einsatz schneller Bipolarschaltungstechnik ermöglicht die Verarbeitung hoher Frequenzen bei geringer Stromaufnahme. Die Anzahl externer Bauelemente konnte gegenüber älteren Konzepten weiter reduziert werden.

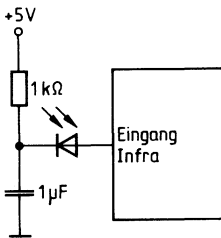
## Funktionsbeschreibung und Anwendung

### Dimensionierung und Aufbau

Der Baustein ist für die Anwendung in allen Infrarotsystemen geeignet. Je nach verwendeter Trägerfrequenz sind verschiedene optimale Außenbeschaltungen möglich.

### Infrarot-Empfangs-Diode

Diese Diode führt mit der Kathode z. B. an die Baustein-Versorgung von 5 Volt. Das heißt, daß jegliche Störung auf dieser Leitung über die Sperrschichtkapazität der Diode an den Eingang Infra geleitet wird. Es empfiehlt sich daher einen RC-Tiefpaß zwischen der Plus-Versorgung und der Kathode der Diode zu schalten.



### Eingang Infra

Der Eingang besitzt eine hohe Impedanz. Für die Ansteuerung werden nur Ströme im Bereich von Nanoampere benötigt. Es empfiehlt sich daher, die Anode der Infrarot-Diode direkt am Eingang Infra zu platzieren.

### Kapazität $C_S$

Durch die Beschaltung mit  $C_S$  bekommt der Vorverstärker eine RC-Hochpaß-Charakteristik. Die Kapazität  $C_S$  wirkt aber auch im Zusammenhang mit  $C_{REG}$  und dem Doppel-T-Glied. Vor allem das Einschwingverhalten wird durch die Kombination der äußeren Beschaltungselemente beeinflusst. Als Anhaltspunkte für gebräuchliche Infrarot-Systeme lassen sich die zwei folgenden Wertekombinationen angeben:

Trägerfrequenz ca. 30 kHz ergibt  $C_S = 100$  nF

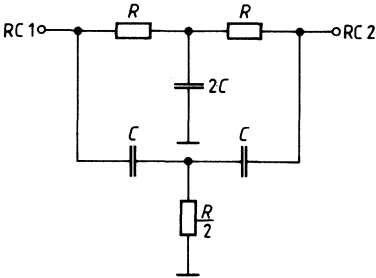
Trägerfrequenz ca. 120 kHz ergibt  $C_S = 10$  nF

### Kapazität $C_{REG}$

Die Verstärkung des Vorverstärkers ist regelbar. Je größer das HF-Eingangssignal ist, desto stärker wird die Verstärkung zurückgeregelt. Die Zeitkonstante wird von  $C_{REG}$  bestimmt. Bei Verwendung eines Biphase-Codes (Fernsehen) zeigen sich 470 nF als günstig. Bei Signalcodes, welche keine Vorsignale zur Einregelung abgeben, kann man  $C_{REG}$  bis auf ca. 10 nF verringern. Bei kleinen Kapazitäten neigt die Schaltung eventuell zum Schwingen.

**Doppel-T-Glied an RC1 und RC2**

Die Verwendung eines Doppel-T-Filters hat sich bei allen Anwendungen als beste Lösung gezeigt. Die Sperrfrequenz berechnet sich nach der Formel  $\omega_{\text{Sperr}} = \frac{1}{RC}$



Die Sperrfrequenz muß identisch sein mit der Trägerfrequenz des Infrarot-Signales. Das läßt sich mit verschiedenen Kombinationen von  $R$  und  $C$  erreichen. Der maximale Wert für  $R$  sollte 100 k $\Omega$  nicht überschreiten, weil sonst der Spannungsabfall am Gleichstrompfad zu groß wird. Wenn die Schaltung schwingt, kann man versuchen durch niederohmigere  $R$  die Verstärkung zu reduzieren.

**Ausgang**

Der Ausgang ist ein offener Kollektor. Wenn der Transistor durchgeschaltet ist, beträgt der maximale Kollektorstrom 1 mA. Weil bei einer Mitkopplung zwischen Ausgang und Eingang die Schaltung schwingen kann, empfiehlt es sich den Kollektorstrom möglichst klein zu halten. Hält man den Kollektorstrom unterhalb 200  $\mu\text{A}$ , so ist auch bei ungünstigem Platinenlayout ein Schwingen fast ausgeschlossen. Bei längerer Leitungsführung muß eventuell eine Kapazität gegen Masse am Ausgang angeschlossen werden.

**Allgemeines**

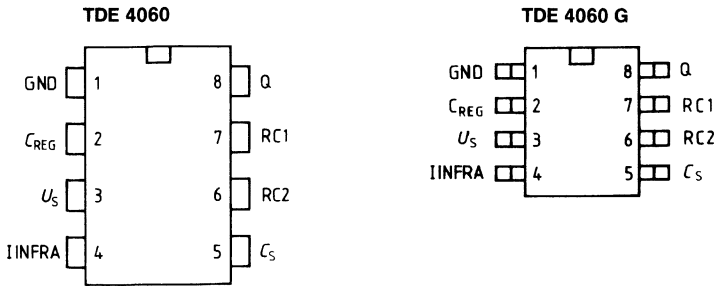
Die Anschlußbelegung wurde so gewählt, daß ein mögliches Übersprechen zwischen kritischen Anschlüssen klein gehalten wird. Diesen Gedanken sollte man auch bei der Layout-Entwicklung beachten. Eventuell muß auch die Versorgungsspannung mit einer Kapazität abgeblockt werden, vor allem wegen des Stromhubes den der Ausgang erzeugt.

**TDE 4061**

**Demodulator-Kapazität  $C_D$**

Bei gewünschter gleicher Signalform zwischen Eingang und Ausgang bleiben Anschluß  $C_D$  und D/ND unbeschaltet. Wenn die Trägerung des Eingangs-Signales am Ausgang nicht erscheinen soll, muß das Signal demoduliert werden. Dazu legt man den Anschluß D/ND auf Masse und beschaltet  $C_D$  mit einer Kapazität. Abhängig vom gesendeten Code sind Kapazitätswerte zwischen 100 pF und 1 nF günstig.

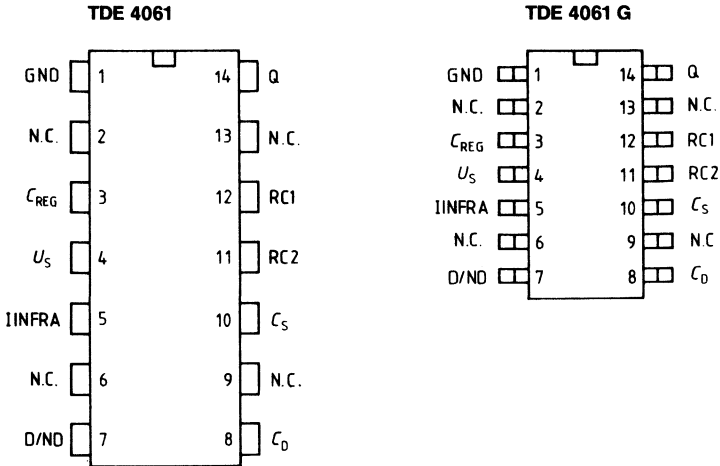
**Anschlußbelegungen**  
(Ansicht von oben)



**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	GND	Masse
2	C <sub>REG</sub>	Zeit konstant für Verstärkungsrückreglung
3	U <sub>S</sub>	Speisespannung
4	IINFRA	Eingang INFRA
5	C <sub>S</sub>	Zeit konstant für Gleichlicht-Ausreglung
6	RC2	} Bandpaß
7	RC1	
8	Q	Ausgang

**Anschlußanordnungen**  
(Ansicht von oben)



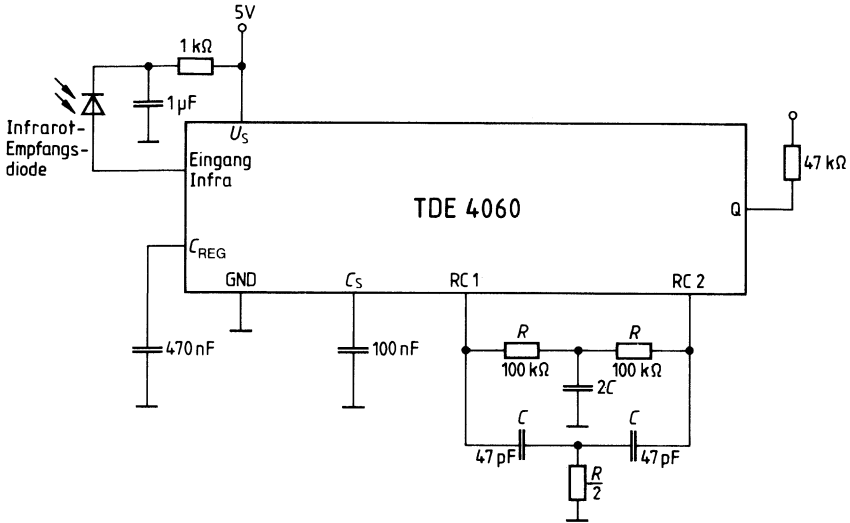
**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
1	GND	Masse
2	N.C.	Nicht belegt
3	$C_{REG}$	Zeit konstant für Verstärkungsrückregelung
4	$U_S$	Speisespannung
5	I INFRA	Eingang Infrarot
6	N.C.	Nicht belegt
7	D/ND	Umschaltung Demodulator
8	$C_D$	Zeit konstant für Demodulator
9	N.C.	Nicht belegt
10	$C_S$	Zeit konstant für Gleichlicht-Ausregelung
11	RC2	} Bandpaß
12	RC1	
13	N.C.	Nicht belegt
14	Q	Ausgang

**Anwendungsbeispiel**

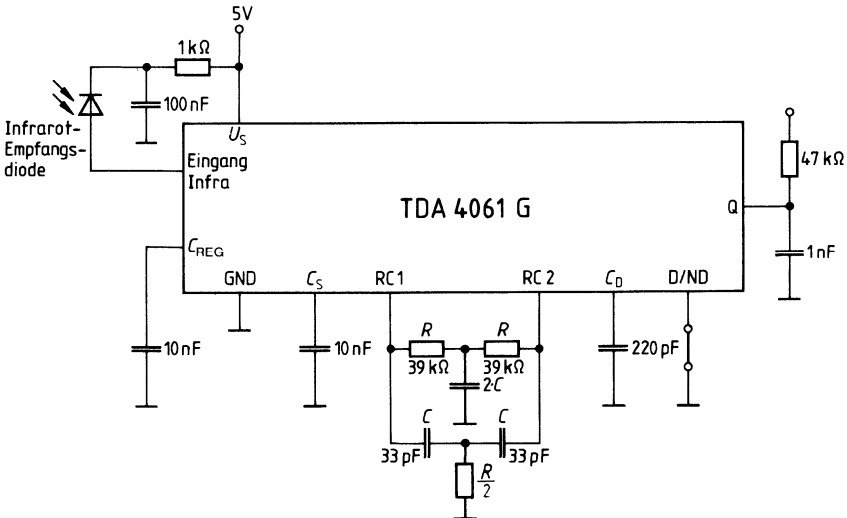
**Fernbedienung mit Biphase-Code.**

Trägerfrequenz ca. 30 kHz



**Elektronischer Türschlüssel**

Trägerfrequenz ca. 120 kHz; Ausgangssignal demoduliert





### **Schaltungsbeschreibung**

Eine Infrarot-Diode empfängt gewöhnlich neben dem gewünschten Signal auch noch das Infrarotspektrum des eingestrahlichten Tageslichtes, den 100-Hz-Brumm von Glühlampen und Teile aus dem Spektrum von Leuchtstoffröhren.

Die im Blockschaltbild eingezeichnete Stromsenke leitet die unerwünschten niederfrequenten Diodenströme ab und stabilisiert gleichzeitig den Arbeitspunkt am Eingang des rauscharmen Vorverstärkers auf ca. 1,4 Volt. Der Kapazitätswert von  $C_S$  muß auf die Trägerfrequenz des Infrarot-Signales abgestimmt werden.

Im rauscharmen Vorverstärker wird das Signal so weit verstärkt, daß für den Bandpaß eine ausreichend große Amplitude zur Verfügung steht. Die Verstärkung des rauscharmen Vorverstärkers wird in Abhängigkeit von der Eingangsamplitude geregelt. Wenn die Signalamplitude entsprechend größer als die Störamplitude (z. B. von einer Leuchtstoffröhre) ist, verhindert diese Verstärkungsrückregelung, daß allein schon die Störamplitude den Verstärker übersteuert und das Nutzsignal dadurch „verschluckt“ wird. Es können also dann (mit eingeschränkter Empfindlichkeit) auch gestörte Signale ausgewertet werden.

Der dem rauscharmen Vorverstärker nachgeschaltete Bandpaß verbessert das Signal-Rausch-Verhältnis des Signales. Der Flankenjitter des Ausgangssignales ist dadurch geringer. Das extern zu beschaltende RC-Filter muß Bandsperren-Charakteristik und einen Gleichstrompfad haben. Die Sperrfrequenz des externen RC-Filters ist identisch mit der Trägerfrequenz des Nutzsignales.

Der Treiber hat am Ausgang einen offenen Kollektor. Ohne Eingangssignal ist der Ausgang High.

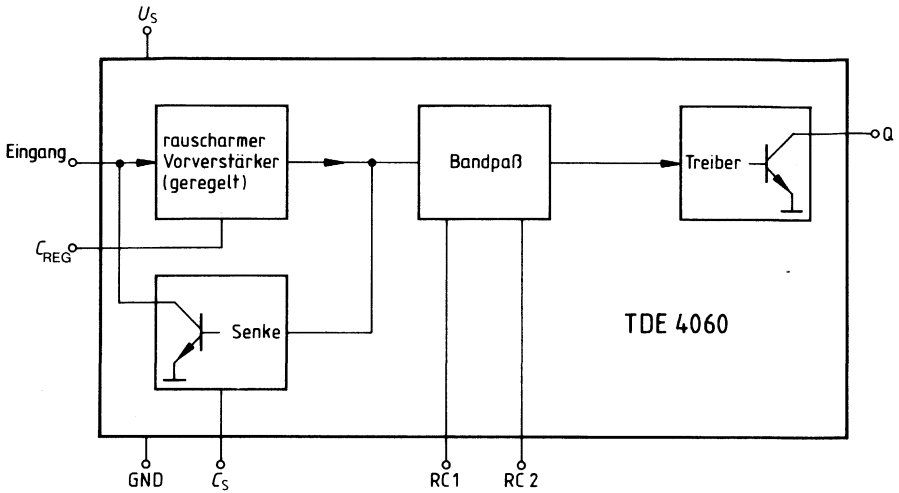
### **Für TDE 4061**

Der Demodulator lädt oder entlädt die Kapazität  $C_D$  mit konstanten Strömen. Wenn Signal anliegt, wird geladen. Beim Überschreiten der Schaltschwelle an  $C_D$  wird der Treiberausgang auf Low gesetzt. Für einen störungsunempfindlichen Betrieb wählt man die Kapazität  $C_D$  so, daß nach der halben Anzahl Trägerungsimpulse eines Bits der Ausgang schaltet.

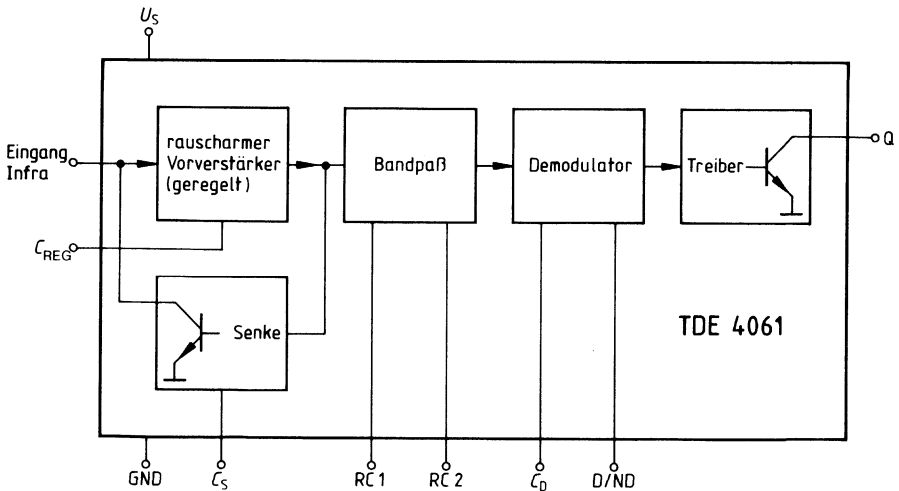
Es kann zwischen demodulierten oder nicht demodulierten Ausgangssignalen gewählt werden. Die Funktionswahl demoduliert – nicht demoduliert wird über den Eingang D/ND programmiert.

Wenn der Eingang D/ND unbeschaltet ist, kann am Ausgang das nicht demodulierte Signal abgenommen werden. Der Anschluß für die Kapazität  $C_D$  bleibt dann frei. Zur Erzeugung des demodulierten Signales verbindet man D/ND mit Masse. Dann muß auch der Anschluß „ $C_D$ “ beschaltet sein.

**Blockschaltbild**



**Blockschaltbild**



**Grenzdaten**

$T_U = -40$  bis  $+110$  °C

Bezeichnung	Symbol	min.	max.	Einheit
Speisespannung	$U_S$	-0,3	7	V
Eingang INFRA $C_S, C_D, C_{REG}$	$I_{INFRA}$ $I_{CS, CD, CREG}$		10 10	mA mA
D/ND (TDE 4061) RC1, RC2	$U_{D/ND}$ $U_{RC1, RC2}$	-0,3 -0,3	$U_S$ $U_S$	V V
Ausgang	$U_Q$ $I_Q$	-0,3 0	7 3	V mA
Lagertemperatur	$T_{stg}$	-40	125	°C
Wärmewiderstand				
System-Gehäuse für TDE 4060 P-DIP-8 P-DSO-8	$R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$		100 180	K/W K/W
System-Gehäuse für TDE 4061 P-DIP-14 P-DSO-14	$R_{th\ SU}$ $R_{th\ SU}$		65 125	K/W K/W

**Funktionsbereich**

Speisespannung	$U_S$	4	6,5	V
Strom in die Senke am Eingang INFRA	$I_{Senk}$	0	2,0	mA
Eingangsspannung $Z_{iGen} < 100 \Omega$	$U_{INFRA}$	0,6	600	mV <sub>eff</sub>
Frequenzbereich (für die Trägerung)		20	200	kHz
Umgebungstemperatur	$T_U$	-40	110	°C

**Kenndaten**

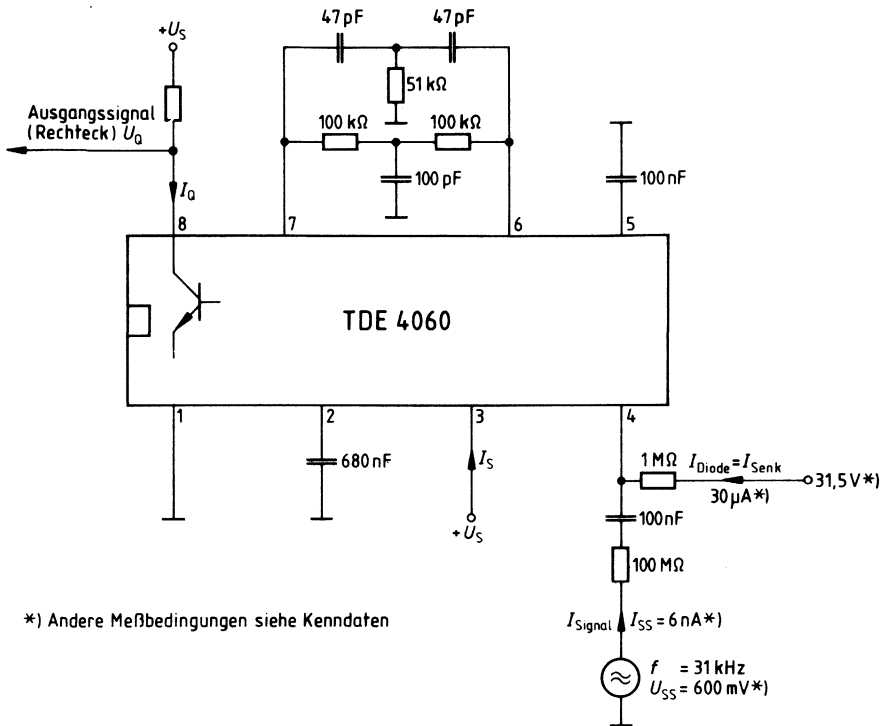
$U_S = 4 \text{ V bis } 6,5 \text{ V}$

$T_U = -40^\circ\text{C bis } +110^\circ\text{C}$

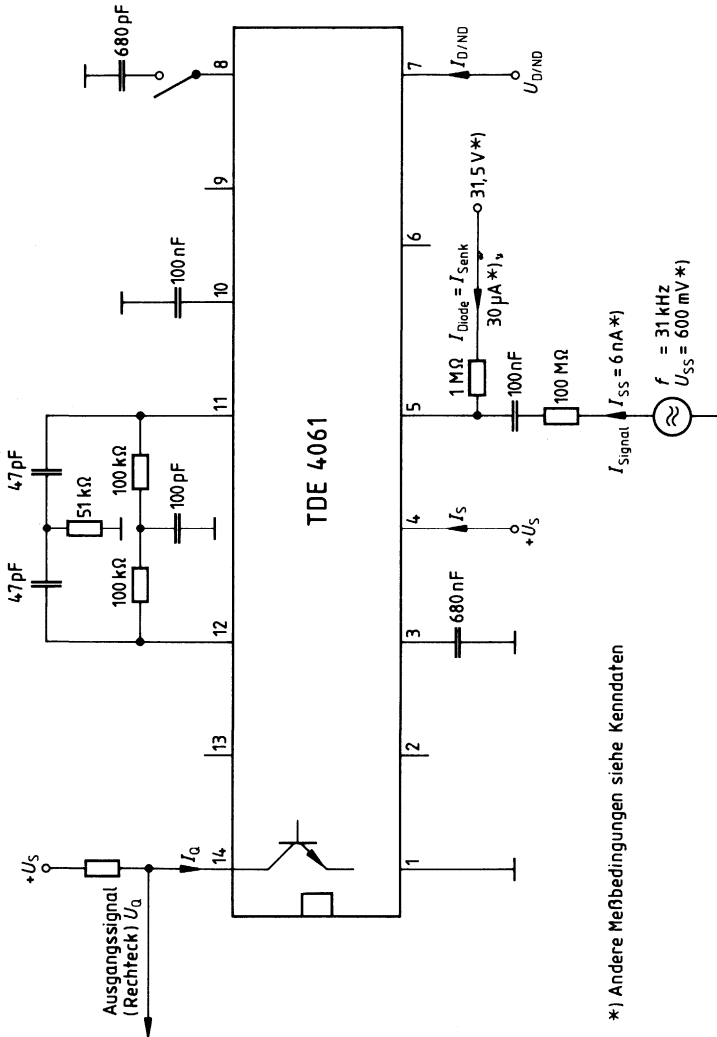
Bezeichnung	Symbol	Meßbedingungen	min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme	$I_S$	Ausgang offen; $I_Q = 0 \text{ mA}$			650	$\mu\text{A}$
Eingangsempfindlichkeit bei sicherem Signal am Ausgang $T_U = -40^\circ\text{C bis } +70^\circ\text{C}$	$I_{\text{Signal}}$	Diodengleichstrom $I_{\text{Diode}} = I_{\text{Senk}}$ $I_{\text{Diode}} < 1 \mu\text{A}$ $I_{\text{Diode}} < 10 \mu\text{A}$ $I_{\text{Diode}} < 30 \mu\text{A}$ $I_{\text{Diode}} < 100 \mu\text{A}$ $I_{\text{Diode}} < 1000 \mu\text{A}$		1,3  3,4		$\text{nA}_{\text{SS}}$  $\text{nA}_{\text{SS}}$ $\text{nA}_{\text{SS}}$ $\text{nA}_{\text{SS}}$ $\text{nA}_{\text{SS}}$
Eingangsempfindlichkeit bei sicherem Signal am Ausgang $T_U = 70^\circ\text{C bis } +85^\circ\text{C}$	$I_{\text{Signal}}$	Diodengleichstrom ( $I_{\text{Diode}} = I_{\text{Senk}}$ ) $I_{\text{Diode}} < 1 \mu\text{A}$ $I_{\text{Diode}} < 10 \mu\text{A}$ $I_{\text{Diode}} < 30 \mu\text{A}$ $I_{\text{Diode}} < 100 \mu\text{A}$ $I_{\text{Diode}} < 1000 \mu\text{A}$		8  11 13 16 25		$\text{nA}_{\text{SS}}$  $\text{nA}_{\text{SS}}$ $\text{nA}_{\text{SS}}$ $\text{nA}_{\text{SS}}$ $\text{nA}_{\text{SS}}$
Umschalteingang D/ND Ausgang demoduliert TDE 4061 Ausgang nicht demod. TDE 4060	$-I_{\text{D/ND}}$ $I_{\text{D/ND}}$	$0 < U_{\text{D/ND}} < 0,4 \text{ V}$ $1 \text{ V} < U_{\text{D/ND}} < U_S$		10	1	$\mu\text{A}^*)$ $\text{mA}$
Ausgangsstrom (Ausgang High)	$I_Q$	$0 < U_Q < 7 \text{ V}$			10	$\mu\text{A}$
Ausgangsspannung (Ausgang Low)	$U_Q$	$0 < I_Q < 1 \text{ mA}$			0,4	V

\*) Für TDE 4061 gilt bei „Ausgang nicht demoduliert“ Anschluß D/ND unbeschaltet ( $I_{\text{D/ND}} = 0$ )

Meßschaltung



Meßschaltung



---

**Sonstige ICs**

---





<b>Typ</b>	<b>Bestellnummer</b>	<b>Gehäuse</b>
SLE 43215 P/SH 100	Q67120-C154	P-DIP-40

**Kurzbeschreibung<sup>1)</sup>**

Die integrierte MOS-Schaltung SLE 43215 P/SH 100 ist der Ein-Chip-Rechner SLE 43215 mit speziellem ROM-Programm SH 100 für einen zeit- und witterungsgeführten Heizungsregler.

Regler dieser Art finden in energiesparenden Gebäudeheizungen verbreitete Anwendung. Geregelt wird die Vorlauftemperatur des Heizwassers. Sie wird den wechselnden Außentemperaturen so angepaßt, daß sich eine weitgehende Konstanz der Raumtemperatur ergibt. Darüberhinaus wird die Heizenergie den individuellen Benutzungszeiten des Gebäudes entsprechend zugeführt, d. h. die Vorlauftemperatur nach einem Zeitprogramm gegenüber der Normalbeheizung abgesenkt.

Herkömmliche, analog arbeitende, witterungsgeführte Heizungsregler mit elektrischer Tages- oder Wochenschaltuhr regeln die Vorlauftemperatur bzw. die Kesseltemperatur einer Zentralheizung in Abhängigkeit von der Außentemperatur und der Tageszeit. Damit sind Energiekosteneinsparungen bis zu etwa 20% möglich.

Der Zusammenhang zwischen Außen- und Vorlauftemperatur ist durch eine sogenannte Heizkennlinie gegeben. Sie ist am Heizungsregelgerät einstellbar und vom Benutzer (oder Heizungsinstallateur) auf die heizungstechnischen Daten des jeweiligen Gebäudes abzustimmen. Bei richtig eingestellter Heizkurve bleibt die Raumtemperatur bei schwankender Außentemperatur konstant.

Durch den Einsatz des Mikrocomputers SLE 43215 P/SH 100 lassen sich Heizungsregler entscheidend verbessern, und zwar in den Punkten:

- ausgefeilter Regelalgorithmus
- Selbstüberwachung
- günstiges Preis-/Leistungsverhältnis
- hoher Bedienkomfort

<sup>1)</sup> Ein Schaltbeispiel beschreibt Hard- und Software eines kompletten Reglers und seine Bedienung.  
Technische Daten des SLE 43215 P/SH 100 sind dem Datenblatt SAB 80215/SLE 43215 zu entnehmen.

**Funktionsumfang des Heizungsreglers**

In Kombination mit dem Programm des SLE 43215 P/SH 100 weist die Heizungsreglerschaltung folgenden Funktionsumfang auf:

- Absenkeprogramm für sieben Tage
- je Tag zwei Absenkeperioden
- Einstellung der Heizkennliniensteigung
- Einstellung der Raumtemperatur durch Parallelverschiebung der Heizkurve
- Einstellung der Absenkttemperatur
- Zeituhr
- Sicherung der Zeituhr (Tag, Std., Min.) und sämtlicher Eingabedaten gegen Netzausfall bis zu sechs Stunden
- Einrichtung zur Messung und Anzeige von zwei Temperaturen mit mindestens  $\pm 2$  K Genauigkeit (DIN 32 729)
- Überwachung der Sensoren auf Leitungsbruch und Kurzschluß (Warnsignal, Selbstsicherung)
- Regelung mit einstellbarem I-Anteil
- einfache und sichere Bedienung (Benutzerfreundlichkeit)
- bedarfsgesteuerte Pumpenschaltung

**Besondere Eigenschaften des SLE 43215 P/SH 100**

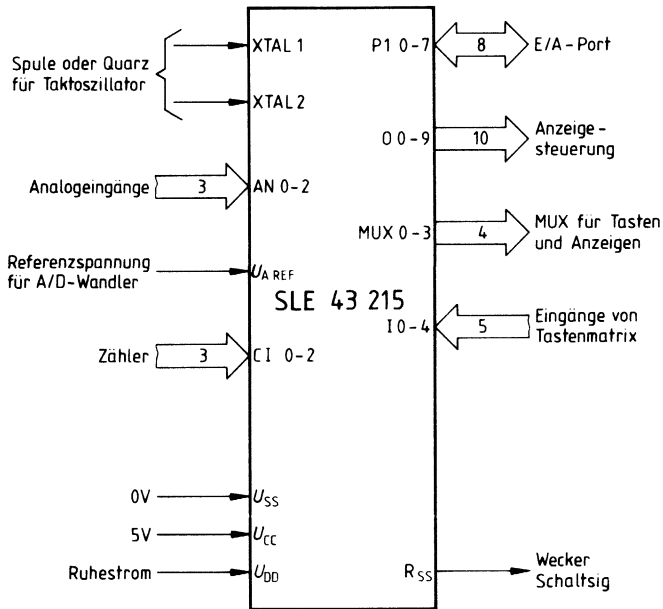
Der SLE 43215 P/SH 100 enthält einen vollständigen 8-bit-Standard-MC und verschiedene periphere Schaltungen auf einem Chip. Der Rechnerkern entspricht dem SAB 8021, jedoch mit 2-Kbyte-ROM und 128-byte-RAM.

Die auf dem Chip mitintegrierte Peripherie, die besonders für den Heizungsregler von Bedeutung ist, besteht u. a. aus:

- 8-bit-A/D-Wandler mit 3 gemultiplexten Eingängen
- Zeituhr
- gemultiplexte Schnittstelle für 20 Eingabefunktionen, z. B. Tasten,
- gemultiplexte Schnittstelle für 40 Eingabefunktionen, z. B. 4-Sieben-Segment, Ziffern und 12 LED Anzeigen
- Ruhestromversorgung (5 mA) für RAM, Uhr und andere Funktionen
- Timer/Counter für 4, 8 und 12 Bit

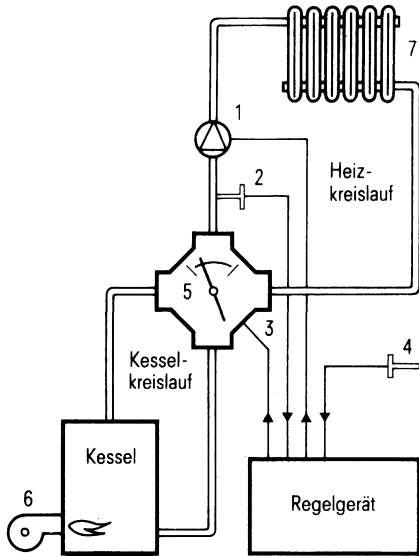
Bild 1

## SLE 43215 – Schnittstelle zur Peripherie



**Bild 2**

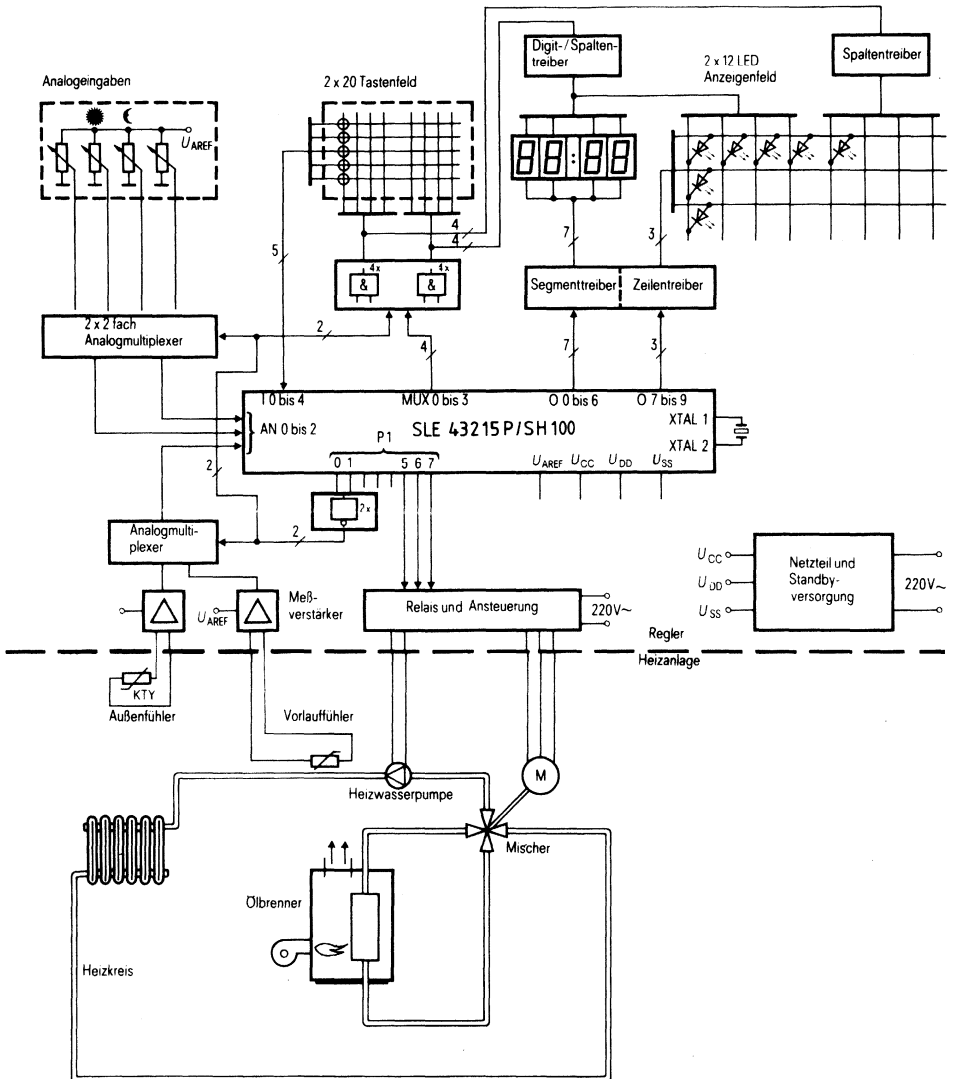
zeigt schematisch die Wirkungslinien des Regelgerätes in einer ölbefeuerten Heizanlage.



- 1 Pumpe
- 2 Vorlauffühler
- 3 Mischermotor
- 4 Außentemperaturfühler
- 5 Mischventil
- 6 Brenner
- 7 Heizkörper

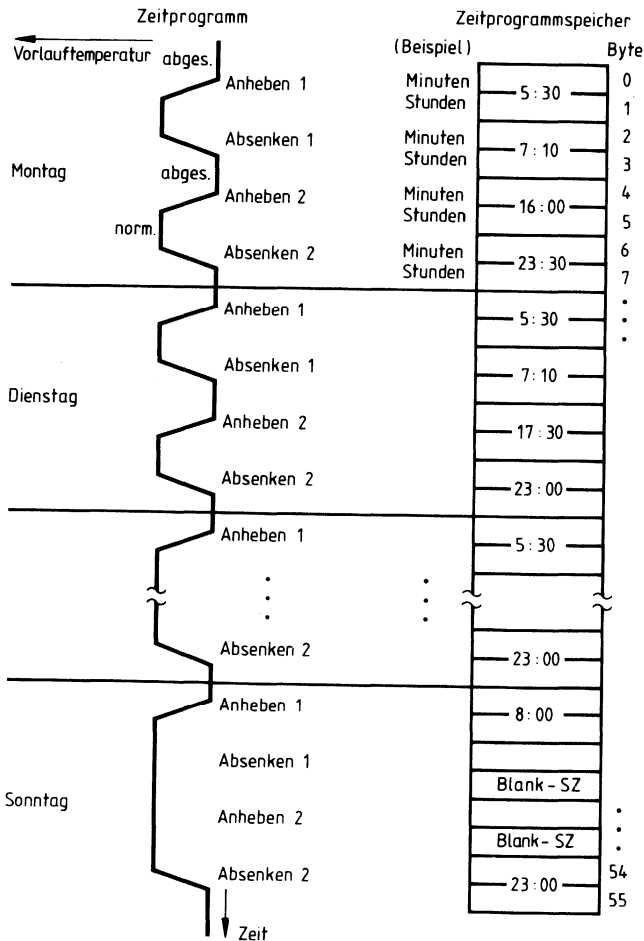
Bild 3

Monovalenter Heizungsregler mit SLE 43215 P/SH 100 (Blockschaltbild)



**Bild 4** zeigt schematisch ein Beispiel für ein Wochenprogramm. An jedem Wochentag sind zwei Normalheizphasen vorgesehen. Zwischen zwei Normalheizphasen liegt eine Absenkenphase, in der die Vorlauftemperatur zur Energieeinsparung abgesenkt wird. Das Zeitprogramm besteht aus der Folge, im 10-Minuten-Raster wählbarer, gespeicherter Umschaltzeitpunkte an denen die Vorlauftemperatur abgegeben bzw. abgesenkt wird. Die Programmierung eines kompletten Wochenprogramms erfordert also die Eingabe von  $4 \times 7 = 28$  Umschaltzeitpunkten.

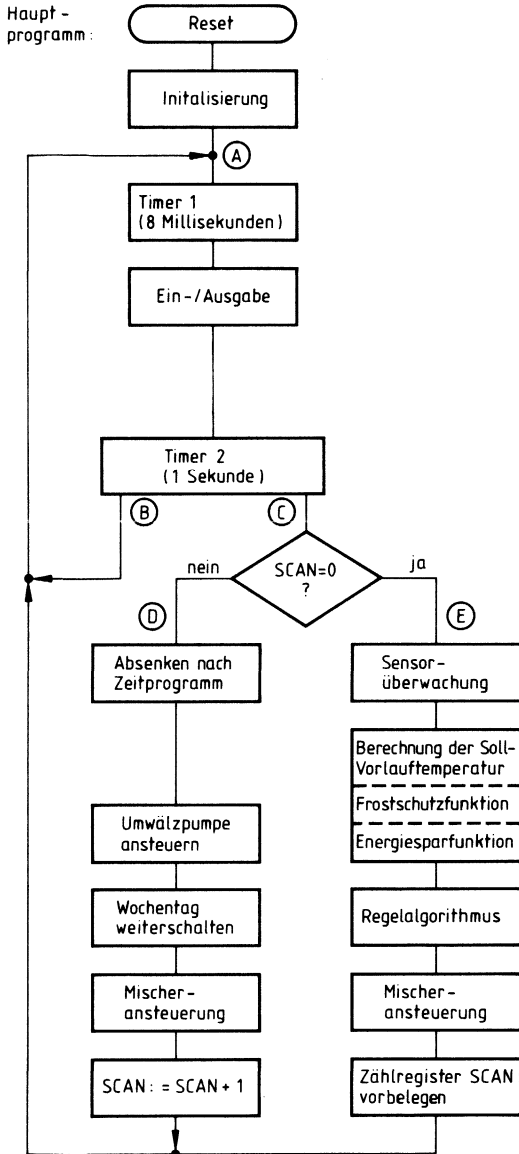
**Bild 4**



## Beschreibung der Programmstruktur

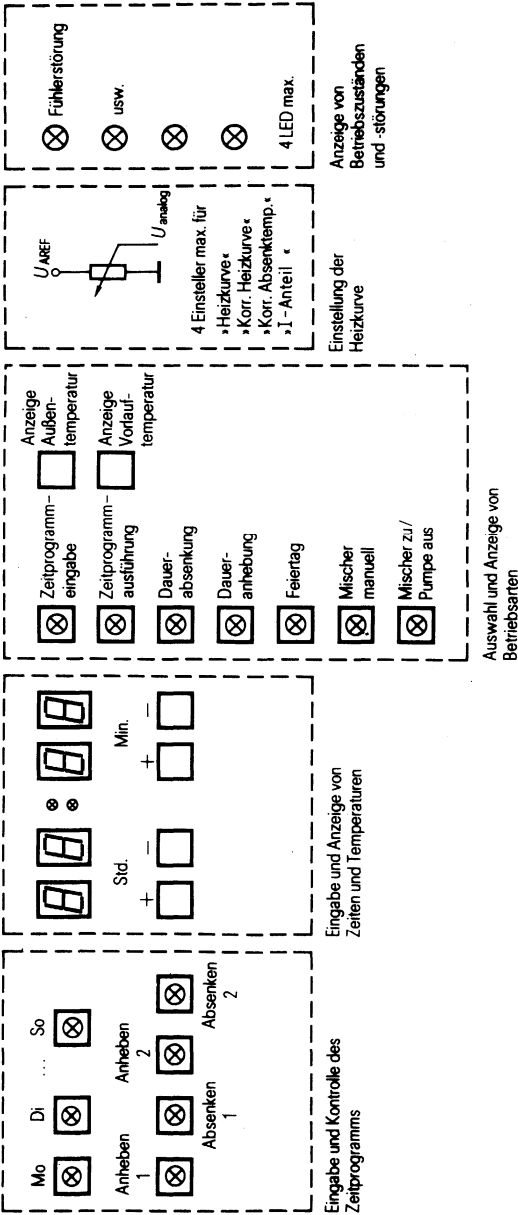
Bild 5

zeigt den Programmablauf der Heizungsregler-Software.



**Bild 6**

zeigt schematisch das Bedienfeld des Heizungsregelgerätes



Auswahl und Anzeige von Betriebsarten



---

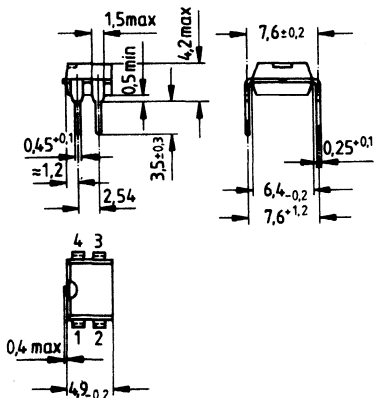
**Gehäusebauformen, Verpackungsschienen**

---



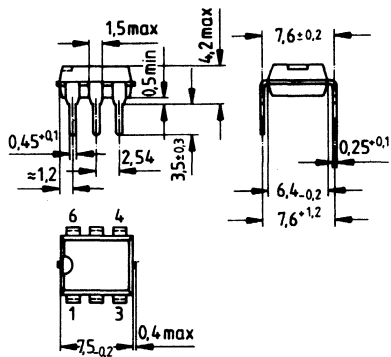
# Gehäusebauformen

**Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-4**  
(Plastic-Dual-In-Line-Package)  
20 A 4 DIN 41866



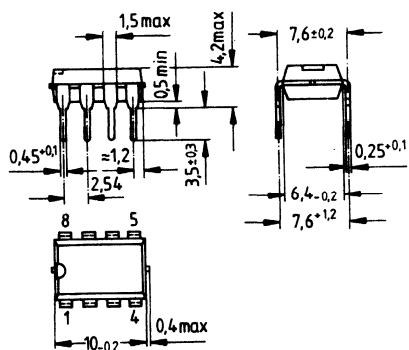
Gewicht etwa 0,5 g

**Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-6**  
(Plastic-Dual-In-Line-Package)  
20 A 6 DIN 41866



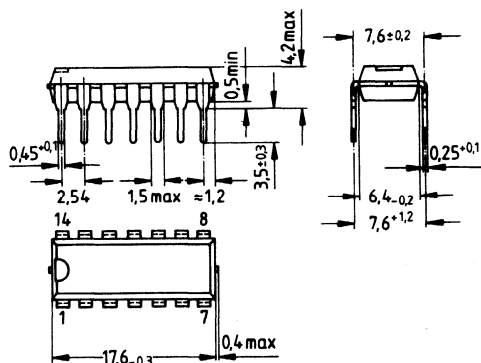
Gewicht etwa 0,7 g

**Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-8**  
(Plastic-Dual-In-Line-Package)  
20 A 8 DIN 41870 T9



Gewicht etwa 0,7 g

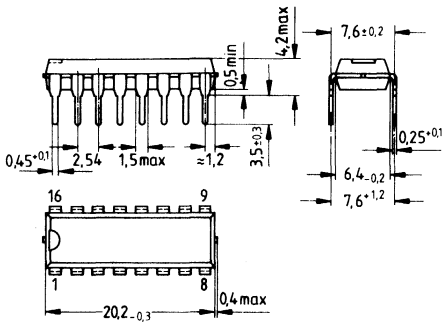
**Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-14**  
(Plastic-Dual-In-Line-Package)  
20 A 14 DIN 41870 T9



Gewicht etwa 1,1 g

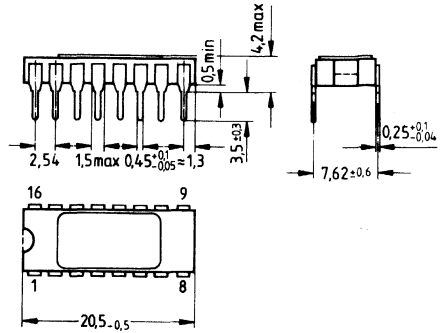
# Gehäusebauformen

**Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-16**  
(Plastic-Dual-In-Line-Package)  
20 A 16 DIN 41870 T9



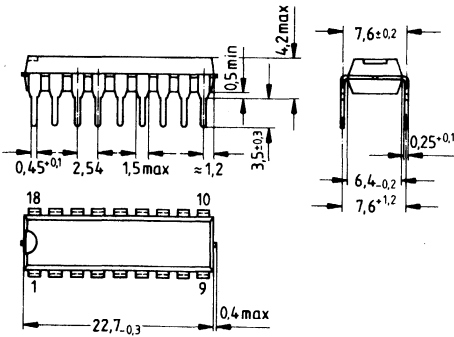
Gewicht etwa 1,2 g

**Keramik-Gehäuse, C-DIP-16**  
(Ceramic-Dual-In-Line-Package)  
20 A 16 DIN 41870 T9



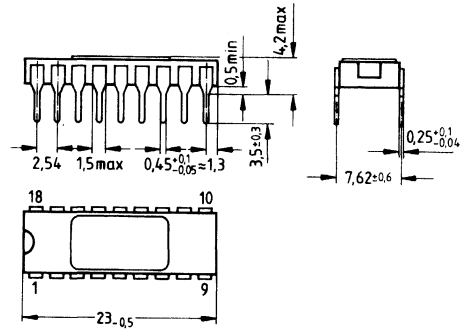
Gewicht etwa 1,4 g

**Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-18**  
(Plastic-Dual-In-Line-Package)  
20 A 18 DIN 41870 T9



Gewicht etwa 1,3 g

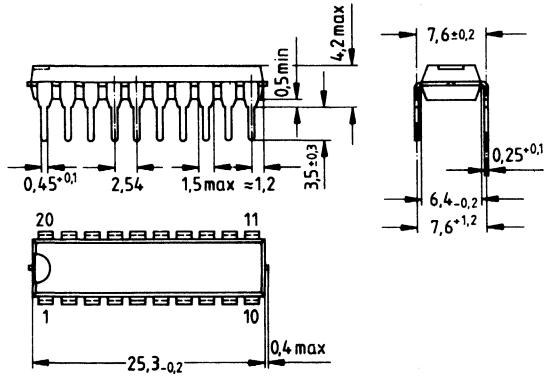
**Keramik-Gehäuse, C-DIP-18**  
(Ceramic-Dual-In-Line-Package)  
20 A 18 DIN 41870 T9



Gewicht etwa 1,7 g

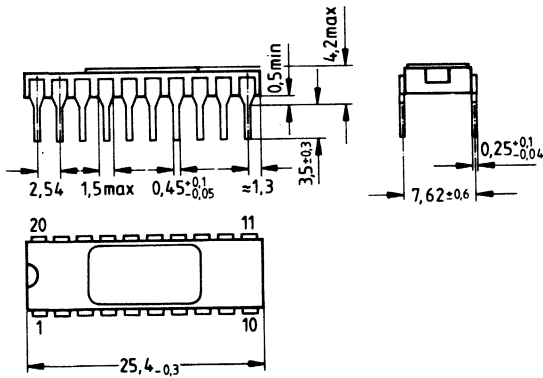
# Gehäusebauformen

## Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-20 (Plastic-Dual-In-Line-Package) 20 A 20 DIN 41870 T9



Gewicht etwa 1,5 g

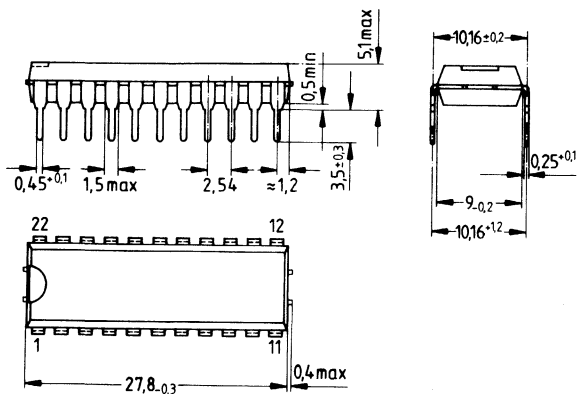
## Keramik-Gehäuse, C-DIP-20 (Ceramic-Dual-In-Line-Package) 20 A 20 DIN 41870 T9



Gewicht etwa 1,7 g

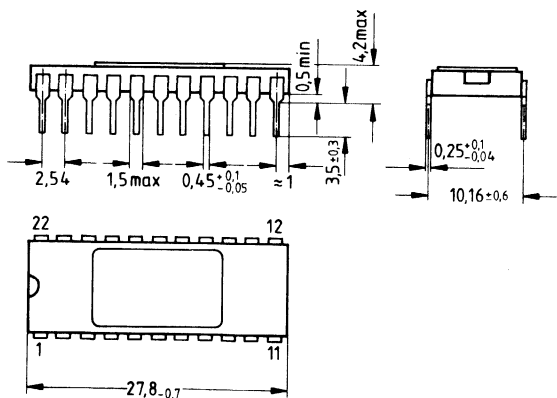
# Gehäusebauformen

## Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-22 (Plastic-Dual-In-Line-Package) 20 D 22 DIN 41870 T11



Gewicht etwa 2,1 g

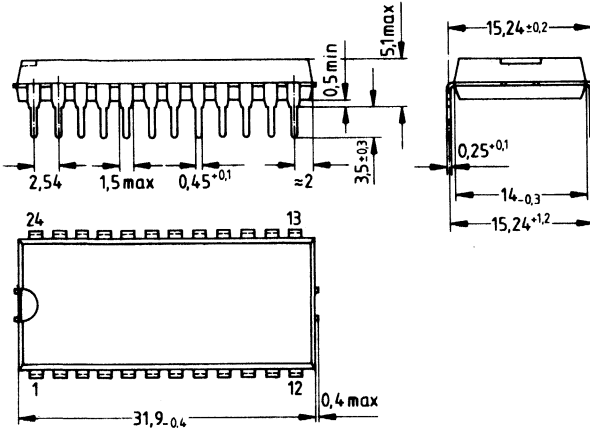
## Keramik-Gehäuse, C-DIP-22 (Ceramic-Dual-In-Line-Package) 20 D 22 DIN 41870 T11



Gewicht etwa 2,5 g

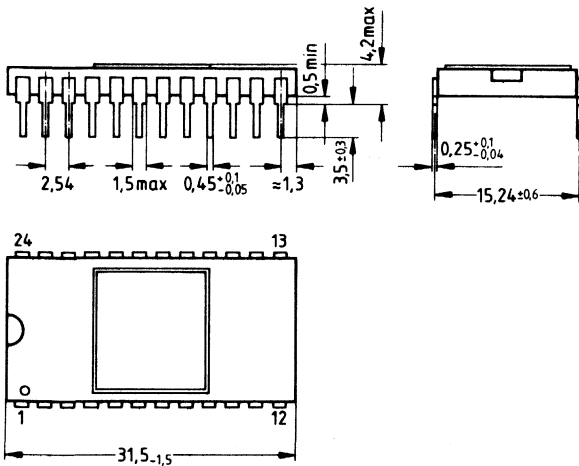
# Gehäusebauformen

**Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-24**  
 (Plastic-Dual-In-Line-Package)  
 20 B 24 DIN 41870 T10



Gewicht etwa 2,5 g

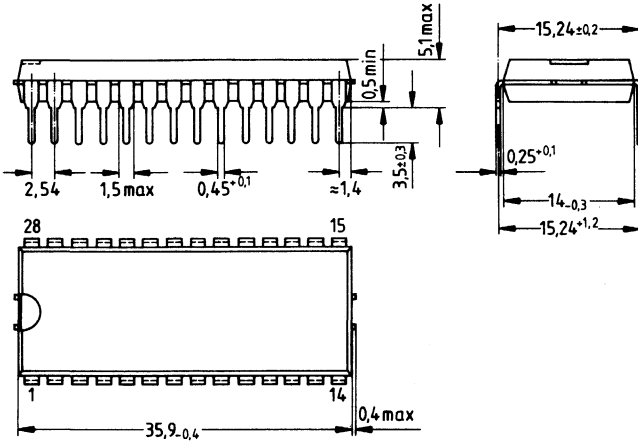
**Keramik-Gehäuse, C-DIP-24**  
 (Ceramic-Dual-In-Line-Package)  
 20 B 24 DIN 41870 T10



Gewicht etwa 3 g

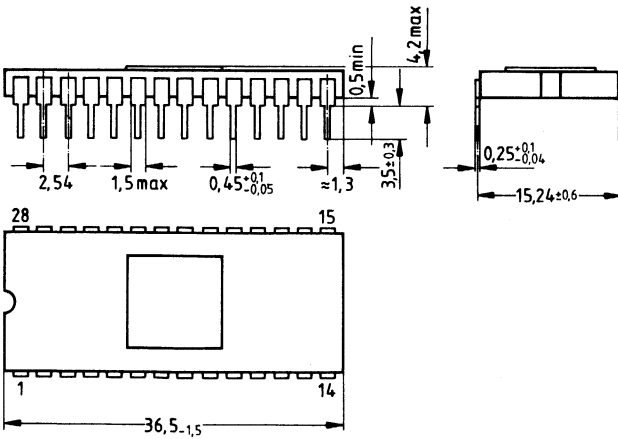
# Gehäusebauformen

**Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-28**  
 (Plastic-Dual-In-Line-Package)  
 20 B 28 DIN 41870 T10



Gewicht etwa 3 g

**Keramik-Gehäuse, C-DIP-28**  
 (Ceramic-Dual-In-Line-Package)  
 20 B 28 DIN 41870 T10

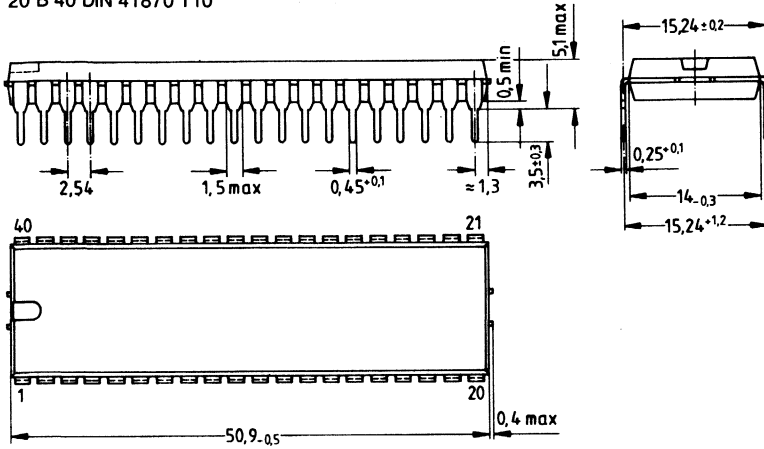


Gewicht etwa 3,5 g



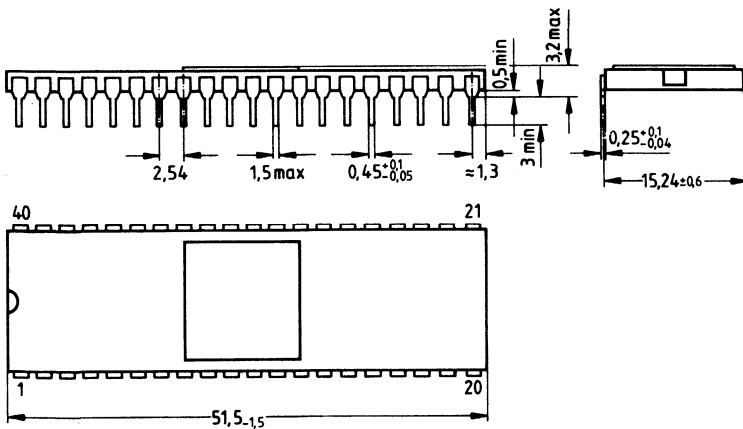
# Gehäusebauformen

**Kunststoff-Gehäuse, P-DIP-40**  
 (Plastic-Dual-In-Line-Package)  
 20 B 40 DIN 41870 T10



Gewicht etwa 5,9 g

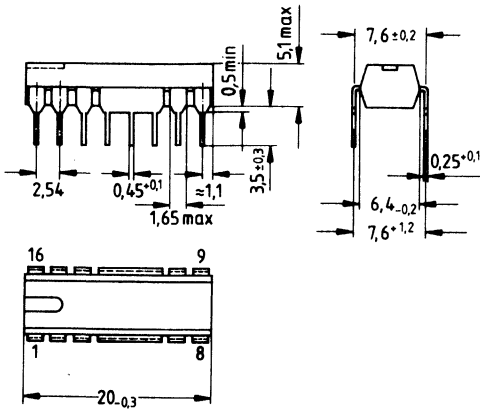
**Keramik-Gehäuse, C-DIP-40**  
 (Ceramic-Dual-In-Line-Package)  
 20 B 40 DIN 41870 T10



Gewicht etwa 6,8 g

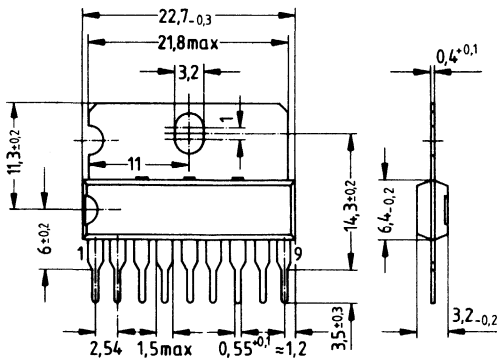
# Gehäusebauformen

## Kunststoff-Gehäuse für Leistungsanwendungen, P-DIP-16 L 10 (Plastic-Dual-In-Line-Package) 20 A 16 DIN 41870 T9



Gewicht etwa 1,1g

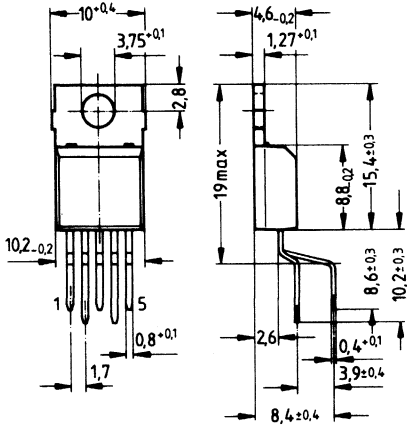
## Kunststoff-Gehäuse, P-SIP-9 (Plastic-Single-In-Line-Package)



Gewicht etwa 1,9 g

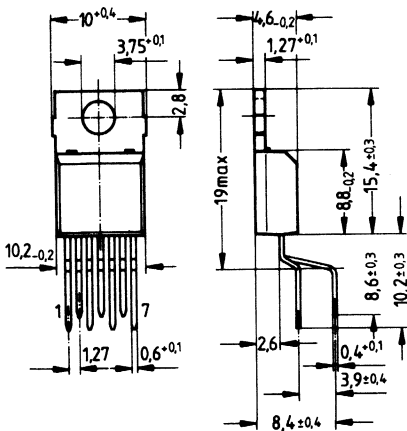
# Gehäusebauformen

**Kunststoff-Leistungsgehäuse, P-T66-5-H**  
(ähnlich TO-220)



Gewicht etwa 2,1 g

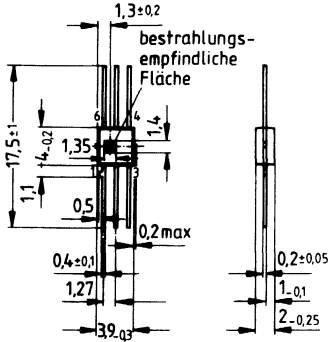
**Kunststoff-Leistungsgehäuse, P-T66-7-H**  
(ähnlich TO-220)



Gewicht etwa 2,1 g

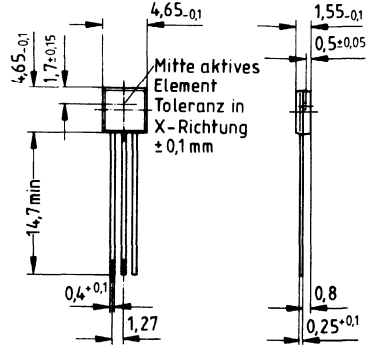
# Gehäusebauformen

**Kunststoff-Miniatur-Gehäuse, P-MIP-6**  
(Plastic-Minipack)



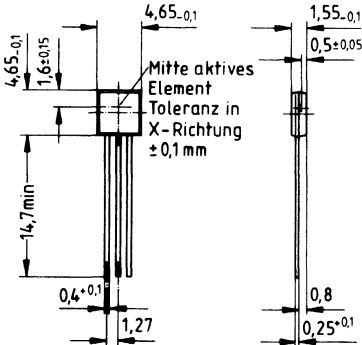
Gewicht etwa 0,1 g

**Kunststoff-Gehäuse, P-SSO-3**  
(Plastic-Single-In-Line-Package, Small Outlines)  
(z. B. TLE 4901 F)



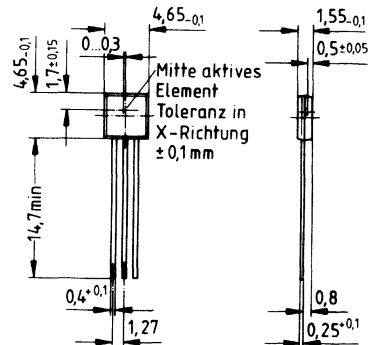
Gewicht etwa 0,1 g

**Kunststoff-Gehäuse, P-SSO-3**  
(Plastic-Single-In-Line-Package, Small-Outlines)  
(z. B. TLE 4902 F)



Gewicht etwa 0,1 g

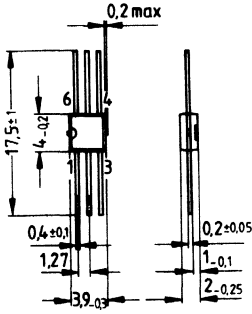
**Kunststoff-Gehäuse, P-SSO-3**  
(Plastic-Single-In-Line-Package, Small-Outlines)  
(z. B. TLE 4903 F)



Gewicht etwa 0,1 g

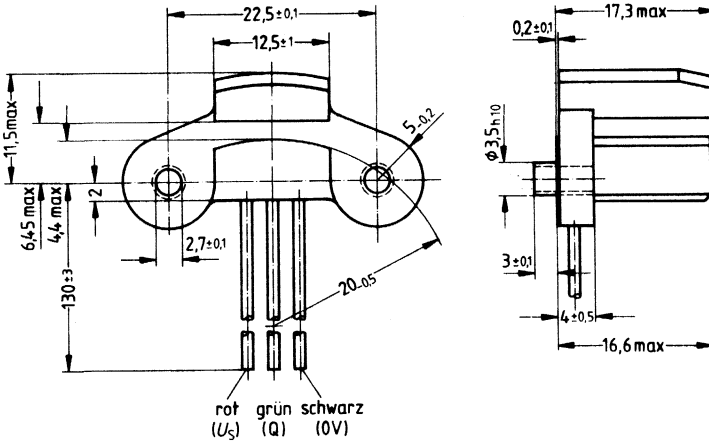
# Gehäusebauformen

## Kunststoff-Miniatur-Gehäuse, P-MIP-6 (Plastic-Minipack)



Gewicht etwa 0,1 g

## Sondergehäuse



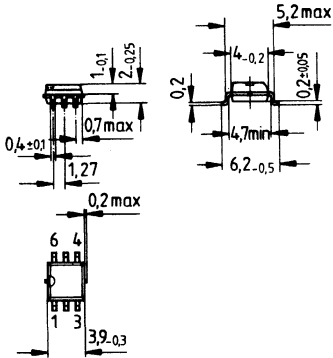
Gewicht etwa 8,5 g

# Gehäusebauformen

## Kunststoff-Miniatur-Gehäuse, P-MIP-6-G (SMD)

(ähnlich P-DSO-6)  
(Plastic-Dual-in-Line-Package,  
Small Outlines)

24 A 6 DIN 41870 T16

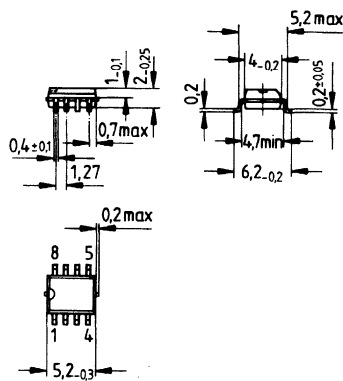


Gewicht etwa 0,1 g

## Kunststoff-Miniatur-Gehäuse, P-MIP-8-G (SMD)

(ähnlich P-DSO-8)  
(Plastic-Dual-in-Line-Package,  
Small Outlines)

24 A 8 DIN 41870 T16

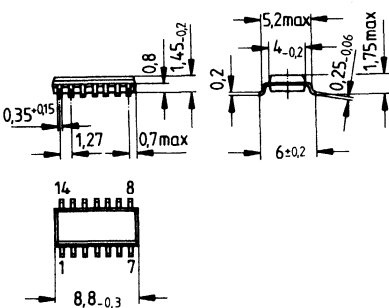


Gewicht etwa 0,15 g

## Kunststoff-Miniatur-Gehäuse, P-DSO-14 (SMD)

(Plastic-Dual-in-Line-Package,  
Small Outlines)

24 A 14 DIN 41870 T16

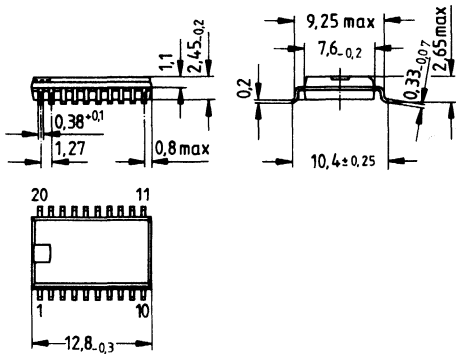


Gewicht etwa 0,2 g

## Kunststoff-Miniatur-Gehäuse, P-DSO-20 (SMD)

(Plastic-Dual-in-Line-Package,  
Small Outlines)

24 B 20 DIN 41870 T17



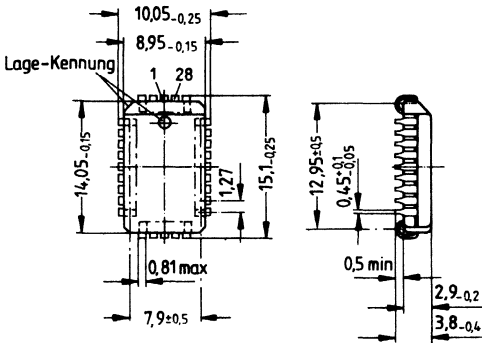
Gewicht etwa 0,6 g

**SMD = Surface Mounted Device**

# Gehäusebauformen

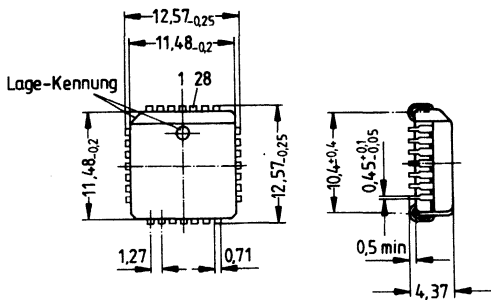
## Kunststoff-Gehäuse, PL-CC-28-R(SMD)

(Plastic Leaded Chip-Carrier)



## Kunststoff-Gehäuse, PL-CC-28(SMD)

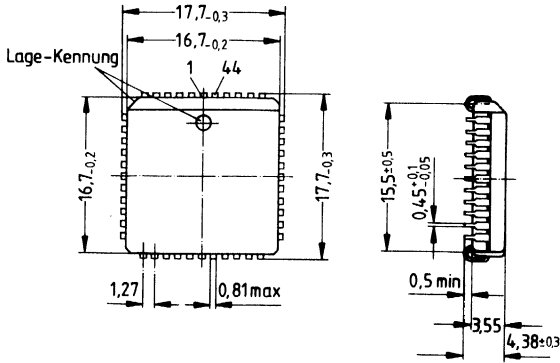
(Plastic Leaded Chip-Carrier)



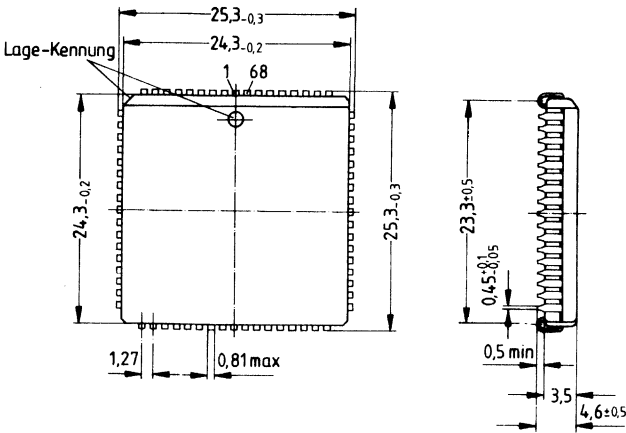
SMD = Surface Mounted Device (SMD)

# Gehäusebauformen

**Kondensator-Gehäuse, PL-CC-44 (SMD)**  
 (Plastic Leaded Chip-Carrier)



**Kondensator-Gehäuse, PL-CC-68 (SMD)**  
 (Plastic Leaded Chip-Carrier)



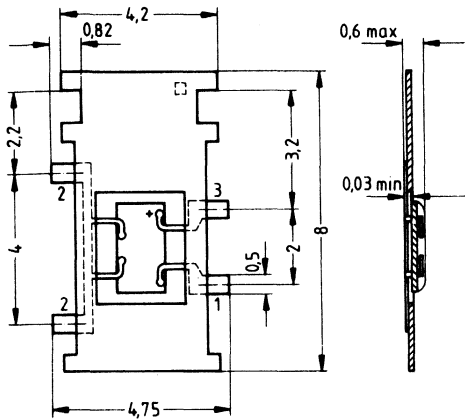
SMD = Surface Mounted Device



# Gehäusebauformen

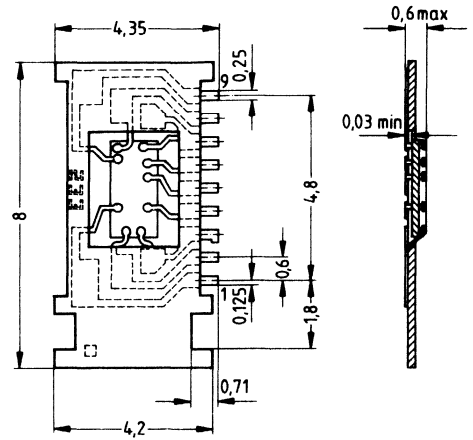
## MIKROPACK 88, 4 Anschlüsse, (SMD)

z. B. TLE 4901 K



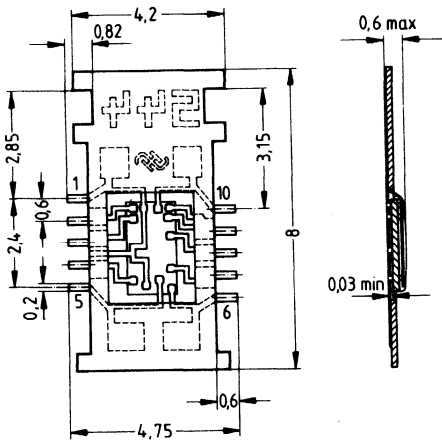
## MIKROPACK 88, 9 Anschlüsse, (SMD)

z. B. TLE 4910 K



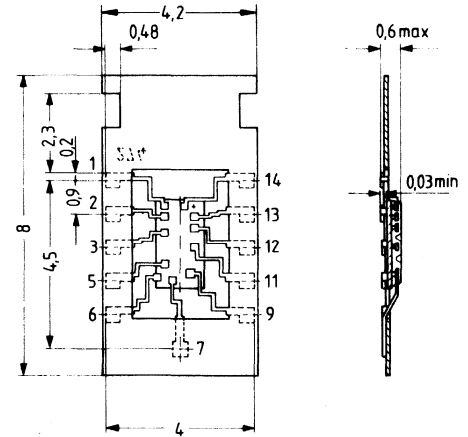
## MIKROPACK 88, 10 Anschlüsse, (SMD)

z. B. TCA 305 K



## MIKROPACK 88, 14 Anschlüsse, (SMD)

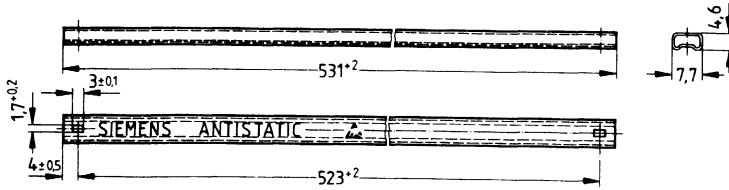
z. B. TCA 205 K



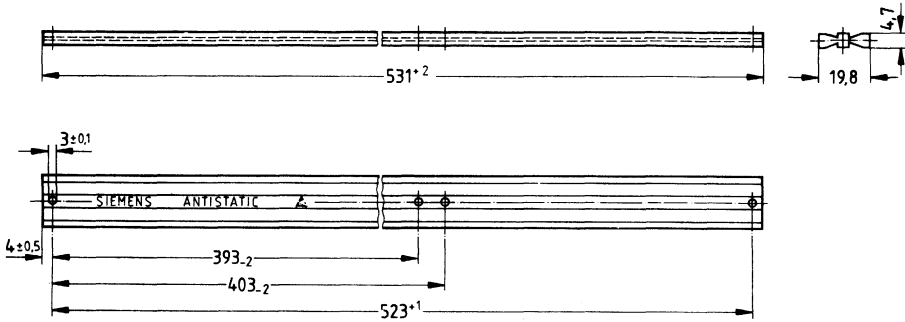
SMD = Surface Mounted Device

# Verpackungsschienen

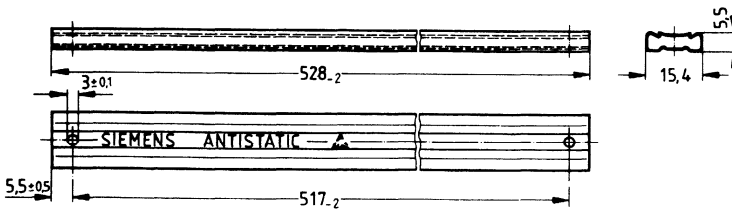
Gehäuse: P-DSO-6; 8; 14; P-MIP-6-G; 8-G



Gehäuse: P-MIP-6; 8

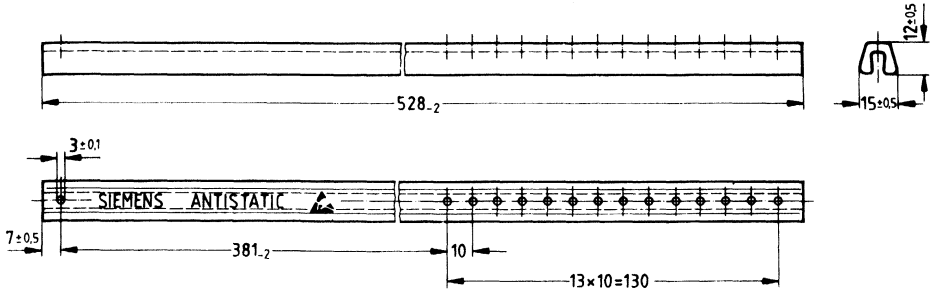


Gehäuse: P-DSO-20

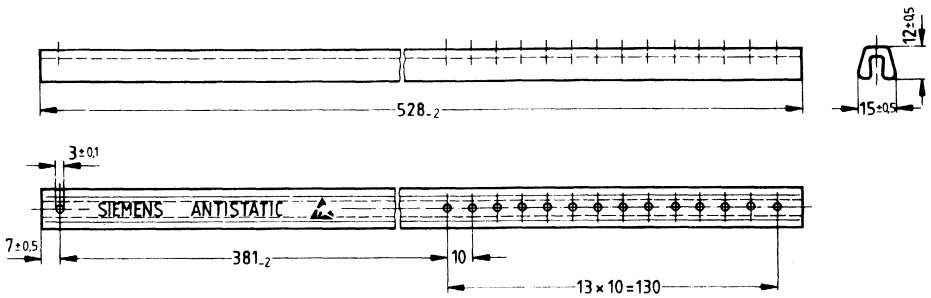


# Verpackungsschienen

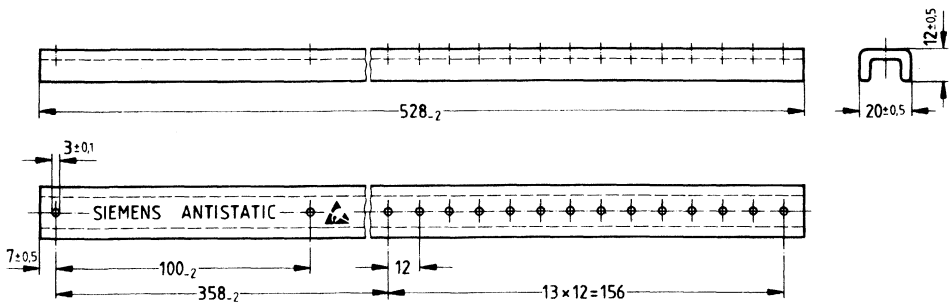
**Gehäuse: P-DIP-4; 6; 8; 14; 16; 18; 20**



**Gehäuse: C-DIP-14; 16; 18; 20**

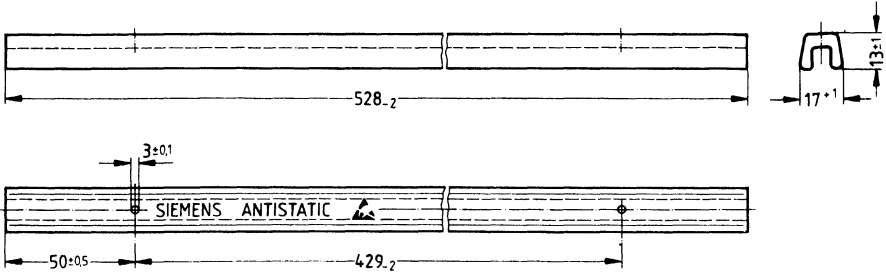


**Gehäuse: C-DIP-24; 28; 40; 48**

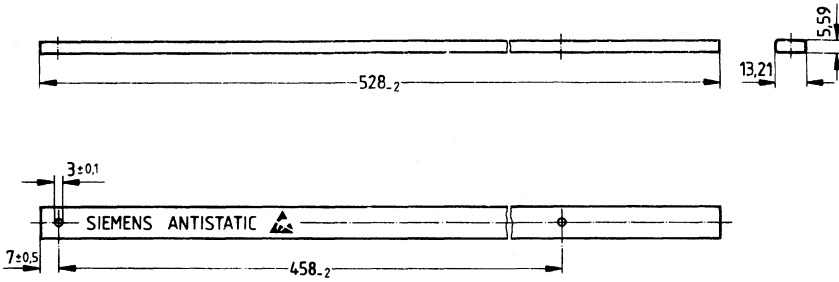


# Verpackungsschienen

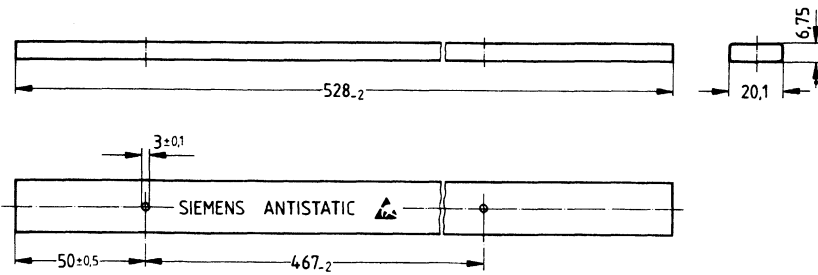
## Gehäuse: P-DIP-22



## Gehäuse: PL-CC-28



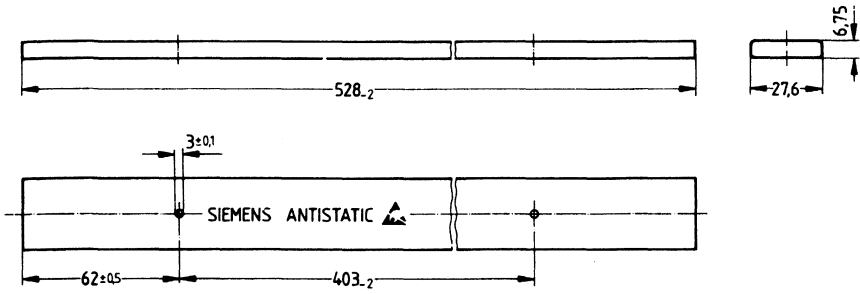
## Gehäuse: PL-CC-44



# Verpackungsschienen

---

Gehäuse: PL-CC-68





---

**Siemens in Ihrer Nähe**  
(Anschriftenverzeichnis)

---

**Siemens AG**, Bereich Bauelemente  
Balanstraße 73, Postfach 80 17 09, **D-8000 München 80**  
☎ (089) 41 44-0 ☎ 52 108-0 FAX (089) 41 44-26 89

## Siemens in Ihrer Nähe

### Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Siemens AG  
Salzufer 6-8  
**1000 Berlin 10**  
☎ (030) 39 39-1, ☎ 1810-278  
FAX (030) 39 39-2630  
Ttx 308190 — sieznb

Siemens AG  
Schweriner Straße 1  
Postfach 7820  
**4800 Bielefeld 1**  
☎ (0521) 291-0, ☎ 932805  
FAX (0521) 291-375

Siemens AG  
Lahnweg 10  
Postfach 11 15  
**4000 Düsseldorf 1**  
☎ (0211) 399-0, ☎ 8581 301  
FAX (0211) 399-2506

Siemens AG  
Rödelheimer Landstraße 5-9  
Postfach 11 1733  
**6000 Frankfurt 1**  
☎ (069) 797-0, ☎ 4 14 131-0  
FAX (069) 797-2253

Siemens AG  
Habsburgerstraße 132  
Postfach 1380  
**7800 Freiburg 1**  
☎ (0761) 27 12-0  
☎ 772842  
FAX (0761) 27 12-234

Siemens AG  
Lindenplatz 2  
Postfach 105609  
**2000 Hamburg 1**  
☎ (040) 282-1, ☎ 215584-0  
FAX (040) 282-2210

Siemens AG  
Am Maschpark 1  
Postfach 5329  
**3000 Hannover 1**  
☎ (0511) 129-0, ☎ 922333  
FAX (0511) 129-2799

Siemens AG  
Richard-Strauss-Straße 76  
Postfach 2021 09  
**8000 München**  
☎ (089) 9221-4380  
☎ 529421-19  
FAX (089) 9221-4390  
Ttx 8985061

Siemens AG  
Von-der-Tann-Straße 30  
Postfach 4844  
**8500 Nürnberg 1**  
☎ (0911) 654-0, ☎ 622251  
FAX (0911) 654-4064

Siemens AG  
Geschwister-Scholl-Straße 24  
Postfach 120  
**7000 Stuttgart 1**  
☎ (0711) 2076-0, ☎ 723941-0  
FAX (0711) 2076-3706

Siemens AG  
Nicolaus-Otto-Straße 4  
Postfach 3606  
**7900 Ulm 1**  
☎ (0731) 499-0  
☎ 7 12826  
FAX (0731) 499-267

Siemens AG  
Andreas-Grieser-Str. 30  
Postfach 3280  
**8700 Würzburg 21**  
☎ (0931) 801-0  
☎ 68844  
FAX (0931) 801-348



## Siemens in Europa

### Belgien

Siemens S.A.  
chaussée de Charleroi 116  
**B-1060 Bruxelles**  
☎ (02) 536-2111, [Tlx](tel:+32221347) 21 347

### Dänemark

Siemens A/S  
Borupvang 3  
**DK-2750 Ballerup**  
☎ (02) 656565, [Tlx](tel:+45435313) 35313

### Finnland

Siemens Osakeyhtiö  
PL 8  
**SF-00101 Helsinki 10**  
☎ (0) 1626-1, [Tlx](tel:+358124465) 124465

### Frankreich

Siemens S.A.  
R.P. 109  
**F-93203 Saint-Denis CEDEX 1**  
☎ (1) 49223100, [Tlx](tel:+331620853) 620853

### Griechenland

Siemens AE  
Paradissou & Artemidos  
P.O.B. 61011  
**GR-15110 Amaroussio**  
☎ (01) 6864 111

### Großbritannien

Siemens Ltd.  
Siemens House  
Windmill Road  
**Sunbury-on-Thames**  
Middlesex TW 16 7HS  
☎ (09327) 85691, [Tlx](tel:+448951091) 8951 091

### Irland

Siemens Ltd.  
Unit 8-11 Slaney Road  
Dublin Industrial Estate  
Finglas Road  
**Dublin 11**  
☎ (01) 302855, [Tlx](tel:+35332547) 32547

### Italien

Siemens Elettra S.p.A.  
Via Fabio Filzi, 29  
Casella Postale 10388  
**I-20100 Milano**  
☎ (02) 67661, [Tlx](tel:+39330261) 330261

### Niederlande

Siemens Nederland N.V.  
Postb. 16068  
**NL-2500 BB Den Haag**  
☎ (070) 782782, [Tlx](tel:+311373) 13173

### Norwegen

Siemens A/S  
Østre Aker vei 90  
Postboks 10, Veitvet  
**N-0518 Oslo 5**  
☎ (02) 633000, [Tlx](tel:+4778477) 78477

### Österreich

Siemens Aktiengesellschaft  
Österreich  
Postfach 326  
**A-1031 Wien**  
☎ (0222) 7293-0, [Tlx](tel:+431372-0) 1372-0

### Portugal

Siemens S.A.R.L.  
Avenida Almirante Reis, 65  
Apartado 1380  
**P-1100 Lisboa-1**  
☎ (01) 538805, [Tlx](tel:+3512563) 12563

### Schweden

Siemens AB  
Hälsingegatan 40  
Box 23141  
**S-10435 Stockholm**  
☎ (08) 7281000, [Tlx](tel:+4619880) 19880

### Schweiz

Siemens-Albis AG  
Freilagerstraße 28  
Postfach  
**CH-8047 Zürich**  
☎ (01) 495-3111, [Tlx](tel:+41823781) 823781

### Spanien

Siemens S.A.  
Orense, 2  
Apartado 155  
**E-28080 Madrid**  
☎ (01) 4552500, [Tlx](tel:+3427247) 27247

### Türkei

ETMAŞ Elektrik Tesisatı ve  
Mühendislik A.Ş.  
Meclisi Mebusan Caddesi 55/35  
Findikli  
PK. 1001 Karakoey  
**Istanbul**  
☎ (01) 1510900, [Tlx](tel:+9024233) 24233

---

**Inhaltsverzeichnis/Typenübersicht/Allgemeine Angaben**

---

**Operationsverstärker**

---

**Schwellenwertschalter, Komparatoren**

---

**Schaltnetzteile, Spannungsregler**

---

**Treiber und Interfaceschaltungen  
Pegelumsetzer, Transistorarrays**

---

**Thyristor- und Triacansteuerungen**

---

**A/D-Umsetzer; D/A-Umsetzer,  
schnelle Datenakquisition**

---

**Zeitgeberschaltungen**

---

**Tongebberschaltungen**

---

**ICs für professionelle Funkgeräte**

---

**Leistungs-OP, -Brücken, -Schalter,  
Motoransteuerungen**

---

**ICs für Sensoranwendungen, Hall-ICs,  
Näherungsschalter, Lichtsensoren**

---

**Spezielle CMOS-SRAMs, Dual Port RAM**

---

**Sicherheitszähler, Nichtflüchtige Speicher**

---

**Infrarot Vorverstärker**

---

**Sonstige ICs**

---

**Gehäusebauformen, Verpackungsschienen**

---

**Siemens in Ihrer Nähe  
(Anschriftenverzeichnis)**

---



