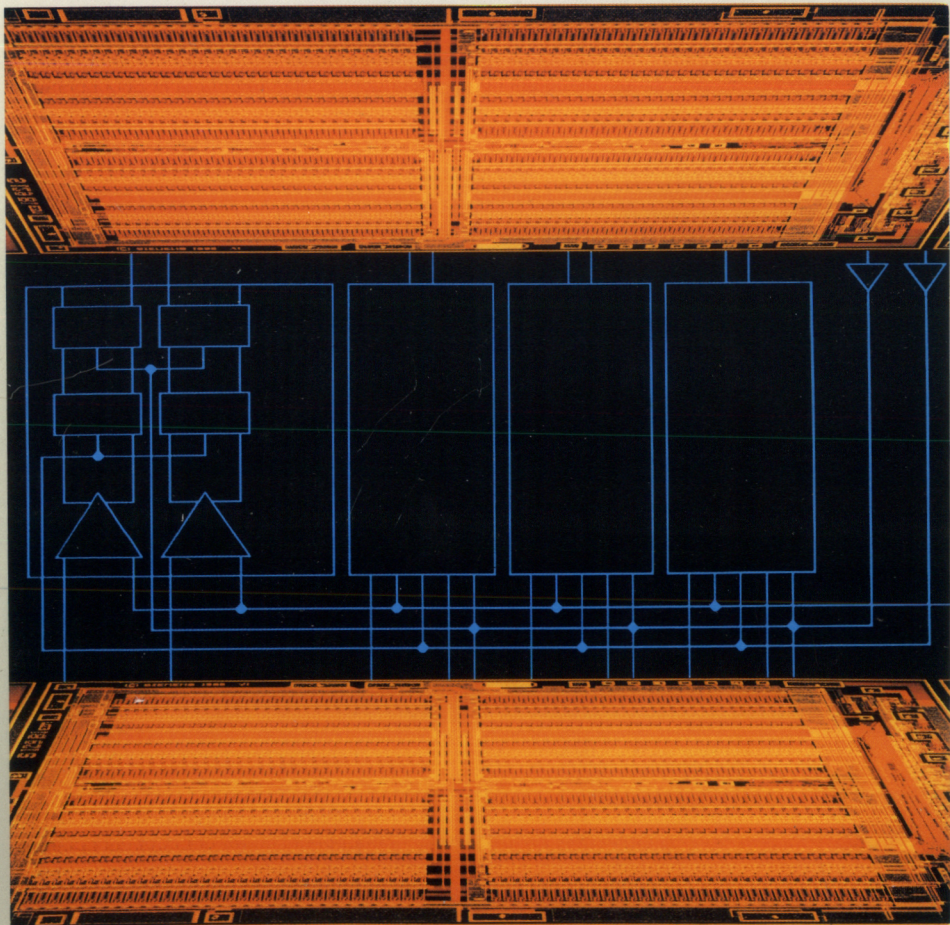


SIEMENS

ICs für Industrielle Anwendungen

Datenbuch 1987/88



Integrierte Schaltungen für Industrielle Anwendungen

Datenbuch 1987/88

Problemlos bestellen mit der SBS Preis- und Lagerliste



Für Kunden in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Die SBS Preis- und Lagerliste mit etwa 800 Seiten erscheint jährlich neu. Sie umfaßt die Schwerpunkttypen aus dem Siemens Bauteile-Gesamtprogramm mit Preisen und den wichtigsten Daten.

Ihre Bestellungen richten Sie bitte an den Vertrieb Bauteile (VB) der Ihnen nächstgelegenen Siemens-Anschrift (siehe Anschriftenverzeichnis).

Die SBS Preis- und Lagerliste erhalten Sie kostenlos bei

Siemens AG
Infoservice
Postfach 146
8510 Fürth
Tel. (0911) 3001-260
Tx. 623313
FAX (0911) 3001-271
Stichwort „SBS Preis- und Lagerliste“

Für Kunden im Ausland

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

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

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

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

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

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

Inhaltsverzeichnis/Typenübersicht



Inhaltsverzeichnis

1. Typenübersicht	Seite
1.1 Typen alphanumerisch geordnet	8
1.2 Typen nach Anwendungen geordnet	13
2. Allgemeine Angaben	
2.1 Typenbezeichnungssystem für integrierte Schaltungen	19
2.2 Einbauhinweise	19
2.3 Verarbeitungsrichtlinien für integrierte Schaltungen	23
2.4 Beschreibung der Datenangaben	26
2.5 Angaben zur Qualität	26
2.6 Logikpegel und Symbole	31
2.7 Vorwort zu Operationsverstärkern	34
3. Technische Daten	49
4. Gehäusebauformen	635
5. Siemens in Ihrer Nähe (Anschriftenverzeichnis)	649

Typenübersicht

1.1 Typen alphanumerisch geordnet

Typ	Bestellnummer		Seite
FZH 211 S	Q67000-H639-S1	Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung	299
FZH 215 S	Q67000-H2431	Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung	299
▼ FZL 4141 D	Q67000-H8436	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	291
▼ FZL 4145 D	Q67000-H8437	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	291
HKZ 101	Q67000-S64	Hall-Magnetgabelschranke	588
HKZ 101 S	Q67000-S64-E10	Hall-Magnetgabelschranke	588
S 89	Q67000-H1694	Einstellbarer Teiler für 500 MHz	500
■ S 178 A	Q67100-Z139	Video-Impulsgeber	611
S 187 B	Q67100-Y199	Digitale Frequenzaufbereitungsbaustein	506
S 353	Q67100-R109	Programmierbare Diodenmatrix	515
S 576 A	Q67100-Y518	Elektronischer Helligkeitsregler	357
S 576 B	Q67100-Y519	Elektronischer Helligkeitsregler	357
S 576 C	Q67100-Y506	Elektronischer Helligkeitsregler	357
S 576 D	Q67100-Y520	Elektronischer Lichtschalter	357
▼ S 1353	Q67000-R200	Programmierbare Diodenmatrix	515
S 1531 G	Q67000-A2063	NF-Verstärker für 1 V	621
▼ S 2353	Q67000-R198	Programmierbare Diodenmatrix	515
SAB 0529	Q67000-H2176	Programmierbarer Digitaler Timer	427
▼ SAB 0529 G	Q67000-H2952	Programmierbarer Digitaler Timer	427
SAB 0600	Q67000-H1948	Dreiklang-Gong	449
SAB 0601	Q67000-H2312	Einton-Gong	449
SAB 0602	Q67000-H2313	Zweiton-Gong	449
▼ SAE 0700	Q67000-A2445	Signalton-Generaor	457
SAJ 141	Q67100-N62	1000:1, 100:1, 10:1 Teiler	444
SAS 231 W	Q67000-A1468-W	Hall-IC mit magnetfeldproportionaler Ausgangsspannung	568
SAS 251	Q67000-S47	Magnetisch betätigter kontaktloser Schalter mit statischem Ausgang	570
SAS 251 S4	Q67000-S47-S4	Magnetisch betätigter kontaktloser Schalter mit statischem Ausgang	570
SAS 251 S5	Q67000-S47-S5	Magnetisch betätigter kontaktloser Schalter mit statischem Ausgang	570

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

SMD = Surface Mounted Device

Typenübersicht

Typ	Bestellnummer		Seite
■ SDA 5010	Q67000-Y621	6-bit-Analog-Digital-Wandler	369
SDA 5200 N	Q67000-A2242	6-bit-Analog-Digital-Wandler	387
SDA 5200 S	Q67000-A2243	6-bit-Analog-Digital-Wandler	393
SDA 6020	Q67000-Y584	6-bit-Analog-Digital-Wandler	379
▼ SDA 8005	Q67000-A2262	8-bit-Analog-Digital-Wandler	413
▼ SDA 8010	Q67000-A2566	8-bit-Analog-Digital-Wandler	399
SLE 43215			
P/SH 100	Q67120-C154	Heizungsregler	624
■ TAA 762	Q67000-A523	Operationsverstärker	49
TAA 762 A	Q67000-A2271	Operationsverstärker	49
TAA 762 G	Q67000-A2273	Operationsverstärker	49
TAA 765 A	Q67000-A524	Operationsverstärker	49
TAA 765 G	Q67000-A599-G1	Operationsverstärker	49
■ TAA 2762	Q67000-A1029	Doppeloperationsverstärker	87
TAA 2762 A	Q67000-A2499	Doppeloperationsverstärker	87
TAA 2765 A	Q67000-A1031	Doppeloperationsverstärker	87
TAA 4762 A	Q67000-A2502	Vierfachoperationsverstärker	109
TAA 4765 A	Q67000-A1033	Vierfachoperationsverstärker	109
TAE 1453 A	Q67000-A2017	PNP-Operationsverstärker	67
TAE 1453 G	Q67000-A2106	PNP-Operationsverstärker	67
TAE 2453 A	Q67000-A2107	Doppel-PNP-Operationsverstärker	97
TAE 2453 G	Q67000-A2108	Doppel-PNP-Operationsverstärker	97
TAE 4453 A	Q67000-A2109	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	117
TAE 4453 G	Q67000-A2152	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	117
TAF 1453 A	Q67000-A2269	PNP-Operationsverstärker	67
TAF 1453 G	Q67000-A2209	PNP-Operationsverstärker	67
TAF 2453 A	Q67000-A2210	Doppel-PNP-Operationsverstärker	97
TAF 2453 G	Q67000-A2211	Doppel-PNP-Operationsverstärker	97
TAF 4453 A	Q67000-A2212	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	117
TAF 4453 G	Q67000-A2213	Vierfach-PNP-Operationsverstärker	117

- ▼ Neuer Typ
- Nicht für Neuentwicklung
- SMD = Surface Mounted Device

Typenübersicht

Typ	Bestellnummer		Seite
TBA 221 B	Q67000-A281	Operationsverstärker	75
■ TBA 221 G	Q67000-A923-G1	Operationsverstärker	75
TBA 222	Q67000-A97	Operationsverstärker	75
TBA 222 S1	Q67000-A97-S1	Operationsverstärker	75
TBA 222 B	Q67000-A2280	Operationsverstärker	75
■ TBA 222 G	Q67000-A97-G1	Operationsverstärker	75
▼ TBA 222 BS1	Q67000-A8057	Operationsverstärker	75
▼ TBB 042 G	Q67000-A8059	Mischer	465
▼ TBB 200	Q67100-H8215	RLL-Frequenzsynthesizer	470
▼ TBB 200 G	Q67100-H8216	PLL-Frequenzsynthesizer	470
TBB 469	Q67000-A2025	FM-Empfänger-IC	486
TBB 741 G	Q67000-A1498-G1	Operationsverstärker	75
▼ TBB 742 G	Q67000-A2395-G403	Operationsverstärker	75
TBB 1458 B	Q67000-A1036	Doppeloperationsverstärker	102
TBB 1458 G	Q67000-A1458-G1	Doppeloperationsverstärker	102
TBB 1469	Q67000-A1909	FM-Empfänger-IC	492
▼ TBB 2469 G	Q67000-A2392	FM-Empfänger-IC	496
■ TBC 2332	Q67000-A1163	Doppeloperationsverstärker mit Darlington-Eingang	91
TBC 2332 B	Q67000-A2500	Doppeloperationsverstärker mit Darlington-Eingang	91
TBC 4332 A	Q67000-A2503	Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	113
TBE 2335 B	Q67000-A1165	Doppeloperationsverstärker mit Darlington-Eingang	91
TBE 4335 A	Q67000-A1167	Vierfachoperationsverstärker mit Darlington-Eingang	113
TCA 105	Q67000-A527	Schwellenwertschalter	165
TCA 105 B	Q67000-A587	Schwellenwertschalter	165
TCA 105 G	Q67000-A988-G1	Schwellenwertschalter	165
TCA 205 A	Q67000-A1034	Näherungsschalter	594
TCA 205 K	Q67000-A1034-K	Näherungsschalter	594
TCA 305 A	Q67000-A2291	Näherungsschalter	600
TCA 305 G	Q67000-A2305	Näherungsschalter	600
■ TCA 312	Q67000-A1004	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	171
TCA 312 A	Q67000-A2048	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	171
TCA 312 G	Q67000-A2509	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	171
TCA 315 A	Q67000-A561	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	171
TCA 315 G	Q67000-A1005-G1	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel	171
■ TCA 322	Q67000-A1009	Komparator TTL-kompatibel	172
TCA 322 A	Q67000-A2501	Komparator TTL-kompatibel	172
TCA 322 G	Q67000-A2508	Komparator TTL-kompatibel	172
TCA 325 A	Q67000-A562	Komparator TTL-kompatibel	172
TCA 325 G	Q67000-A1012-G1	Komparator TTL-kompatibel	172

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

SMD = Surface Mounted Device

Typenübersicht

Typ	Bestellnummer		Seite
■ TCA 332	Q67000-A1016	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	60
TCA 332 A	Q67000-A2272	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	60
TCA 332 G	Q67000-A2270	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	60
TCA 335 A	Q67000-A563	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	60
TCA 335 G	Q67000-A1018-G403	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang	60
TCA 345 A	Q67000-A564	Schwellenwertschalter	185
TCA 355 B	Q67000-A2443	Näherungsschalter	600
TCA 355 G	Q67000-A2444	Näherungsschalter	600
■ TCA 365	Q67000-A1875	Leistungsoperationsverstärker	125
▼ TCA 365 A	Q67000-A2465	Leistungsoperationsverstärker	133
■ TCA 365 H	Q67000-A2145	Leistungsoperationsverstärker	125
TCA 671	Q67000-T1	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	315
TCA 671 G	Q67000-A2366	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	315
TCA 785	Q67000-A2321	Phasenanschnittsteuerung	323
TCA 871	Q67000-T2	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	315
TCA 871 G	Q67000-A2367	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	315
TCA 955	Q67000-A983	Drehzahlregler	523
TCA 955 K	Q67000-A983-K	Drehzahlregler	523
TCA 965	Q67000-A982	Fensterdiskriminator	189
TCA 971	Q67000-T11	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	315
TCA 991	Q67000-T12	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	315
▼ TCA 1365	Q67000-A2466	Leistungsoperationsverstärker	143
TCA 1560	Q67000-A8019	Ansteuer-IC für Schrittmotoren	537
TCA 1561	Q67000-A8020	Ansteuer-IC für Schrittmotoren	537
TCA 2365	Q67000-A1876	Doppel-Leistungsoperationsverstärker	153
▼ TCA 2365 A	Q67000-A8017	Doppel-Leistungsoperationsverstärker	153
TDA 4601	Q67000-A2379	Ansteuer-IC für Schaltnetzteile	203
TDA 4601 D	Q67000-A2390	Ansteuer-IC für Schaltnetzteile	203
TDA 4700	Q67000-Y595	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	230
TDA 4700 A	Q67000-Y594	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	230
TDA 4714 A	Q67000-Y864	Schaltnetzteil IC (SNT)	267
TDA 4714 B	Q67000-Y869	Schaltnetzteil IC (SNT)	267
TDA 4716 A	Q67000-Y865	Schaltnetzteil IC (SNT)	255
TDA 4716 B	Q67000-Y870	Schaltnetzteil IC (SNT)	255
TDA 4718	Q67000-Y638	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	243
TDA 4718 A	Q67000-Y639	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	243
▼ TDA 4814	Q67000-Y925	IC für sinusförmige Netzstromaufnahme	278

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

SMD = Surface Mounted Device

Typenübersicht

Typ	Bestellnummer		Seite
TFA 1001 W	Q67000-A1357	Fotodiode mit Verstärker	555
▼ TLB 4902 F	Q67000-A8048	Integrierte Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld	572
TLE 3101	Q67000-A2337	Phasenanschnittsteuerung	340
TLE 3102	Q67000-A2338	Phasenanschnittsteuerung	340
TLE 3103	Q67000-A2339	Phasenanschnittsteuerung	340
TLE 3104	Q67000-A2340	Phasenanschnittsteuerung	340
TLE 4201 A	Q67000-A2113	Leistungsbrücke für Motorsteuerung	528
TLE 4201 S	Q67000-A2114	Leistungsbrücke für Motorsteuerung	528
▼ TLE 4901 F	Q67000-A2518	Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld	577
▼ TLE 4901 K	Q67000-A2399	Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld	577
▼ TLE 4903 F	Q67000-A8047	Integrierter Hall-Schalter für unipolares magnetisches Feld	583
UAA 170	Q67000-A940	LED-Treiber für Leuchtpunktanzeigen	302
UAA 180	Q67000-A1104	LED-Treiber für Leuchtbandanzeigen	309

▼ Neuer Typ

■ Nicht für Neuentwicklung

SMD = Surface Mounted Device

Typenübersicht

1.2 Typen nach Anwendungen geordnet

	Seite
Operationsverstärker	
TAA 762; A; G	Operationsverstärker 49
TAA 765 A; G	Operationsverstärker 49
TCA 332; A; G	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang 60
TCA 335 A; G	Operationsverstärker mit Darlington-Eingang 60
TAE 1453 A; G	PNP-Operationsverstärker 67
TAF 1453 A; G	PNP-Operationsverstärker 67
TBA 221 B; G	Operationsverstärker 75
TBB 222; S1; BS1; G	Operationsverstärker 75
TBB 741 G	Operationsverstärker 75
TBB 742 G	Operationsverstärker 75
Zweifachoperationsverstärker	
TAA 2762; A	Doppeloperationsverstärker 87
TAA 2765 A	Doppeloperationsverstärker 87
TBC 2332; B	Doppel-OP mit Darlington-Eingang 91
TBE 2335 B	Doppel-OP mit Darlington-Eingang 91
TAE 2453 A; G	Doppel-PNP-Operationsverstärker 97
TAF 2453 A; G	Doppel-PNP-Operationsverstärker 97
TBB 1458 B; G	Doppeloperationsverstärker 102
Vierfachoperationsverstärker	
TAA 4762 A	Vierfachoperationsverstärker 109
TAA 4765 A	Vierfachoperationsverstärker 109
TBC 4332 A	Vierfach-OP-mit Darlington-Eingang 113
TBE 4335 A	Vierfach-OP-mit Darlington-Eingang 113
TAE 4453 A; G	Vierfach-PNP-Operationsverstärker 117
TAF 4453 A; G	Vierfach-PNP-Operationsverstärker 117
Leistungsoperationsverstärker	
TCA 365; H	Leistungsoperationsverstärker 125
TCA 365 A	Leistungsoperationsverstärker 133
TCA 1365	Leistungsoperationsverstärker 143
TCA 2365; A	Doppel-Leistungsoperationsverstärker 153
Komparatoren, Schwellenwertschalter	
TCA 105; B; G	Schwellenwertschalter 165
TCA 312; A; G	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel 171
TCA 315 A; G	Komparator mit Darlington-Eingang TTL-kompatibel 171
TCA 322; A; G	Komparator TTL-kompatibel 172
TCA 325 A; G	Komparator TTL-kompatibel 172
TCA 345 A	Schwellenwertschalter 185
TCA 965	Fensterdiskriminator 189

Typenübersicht

Schaltnetzteile, Spannungsregler

Seite

TDA 4601; D	Ansteuer-IC für Schaltnetzteile	203
TDA 4700; A	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	230
TDA 4718; A	Integrierte Steuerschaltung für Eintakt- und Gegentakt-Schaltnetzteile (SNT)	243
TDA 4716 A; B	Schaltnetzteil IC (SNT)	255
TDA 4714 A; B	Schaltnetzteil IC (SNT)	267
TDA 4814	IC für sinusförmige Netzstromaufnahme	278

Treiber und Interfaceschaltungen, Leistungstreiber, Pegelumsetzer, Anzeigentreiber, Transistorarrays

FZL 4141 D	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	291
FZL 4145 D	Vierfachtreiber mit Kurzschlußmeldung	291
FZH 211 S	Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung	299
FZH 215 S	Treiber und Pegelwandler mit automatischer Schwellenumschaltung	299
UAA 170	LED-Treiber für Leuchtpunktanzeigen	302
UAA 180	LED-Treiber für Leuchtpunktanzeigen	309
TCA 671; G	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	315
TCA 871; G	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	315
TCA 971	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	315
TCA 991	Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren	315

Thyristor- und Triacansteuerungen

TCA 785	Phasenanschnittsteuerung	323
TLE 3101	Phasenanschnittsteuerung	340
TLE 3102	Phasenanschnittsteuerung	340
TLE 3103	Phasenanschnittsteuerung	340
TLE 3104	Phasenanschnittsteuerung	340
S 576 A; B; C	Elektronischer Helligkeitsregler	357
S 576 D	Elektronischer Lichtschalter	357

A/D-Wandler

SDA 5010	6-bit-Analog-Digital-Umsetzer	369
SDA 6020	6-bit-Analog-Digital-Umsetzer	379
SDA 5200 N	6-bit-Analog-Digital-Umsetzer	387
SDA 5200 S	6-bit-Analog-Digital-Umsetzer	393
SDA 8010	8-bit-Analog-Digital-Umsetzer	399
SDA 8005	8-bit-Analog-Digital-Umsetzer	413

Typenübersicht

Zeitgeberschaltungen		Seite
SAB 0529; G	Programmierbarer Digitaler Timer	427
SAJ 141	1000:1, 100:1, 10:1 Teiler	444
Tongebeschaltung		
SAB 0600	Dreiklang-Gong	449
SAB 0601	Einton-Gong	449
SAB 0602	Zweinton-Gong	449
SAE 0700	Signalton-Generator	457
ICs für professionelle Funkgeräte		
TBB 042	Mischer	465
TBB 200; G	PLL-Frequenzsynthesizer	470
TBB 469	FM-Empfänger-IC	486
TBB 1469	FM-Empfänger-IC	492
TBB 2469 G	FM-Empfänger-IC	496
S 89	Einstellbarer Teiler für 500 MHz	500
S 187 B	Digitaler Frequenzaufbereitungsbaustein	506
S 353	Programmierbare Diodenmatrix	515
S 1353	Programmierbare Diodenmatrix	515
S 2353	Programmierbare Diodenmatrix	515
Ansteuerschaltungen für Motoren		
TCA 955; K	Drehzahlregler	523
TLE 4201 A; S	Leistungsbrücke für Motorsteuerung	528
TCA 1560	Ansteuer-IC für Schrittmotoren	537
TCA 1561	Ansteuer-IC für Schrittmotoren	537
ICs für Sensoranwendungen, Lichtsensoren, Hallschaltungen, Näherungsschalter		
TFA 1001 W	Fotodiode mit Verstärker	555
SAS 231 W	Hall-IC mit magnetfeldproportionaler Ausgangsspannung	568
SAS 251; S4; S5	Magnetisch betätigte kontaktlose Schalter mit statischen Ausgängen	570
TLB 4902 F	Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld	572
TLE 4901 F; K	Integrierter Hall-Schalter für magnetisches Wechselfeld	577
TLE 4903 F	Integrierter Hall-Schalter für unipolares magnetisches Feld	583
HKZ 101; S	Hall-Magnetgabelschranke	588
TCA 205 A; K	Näherungsschalter	594
TCA 305 A; G	Näherungsschalter	600
TCA 355 B; G	Näherungsschalter	600
Sonstige ICs		
S 178 A	Video Impulsgeber	611
S 1531 G	NF Verstärker für 1 V	621
SLE 43215 P/SH 100	Heizungsregler	624

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 1985 erläutert.

*) Bezugsadresse: Pro Electron
Avenue Louise, 430 (B.12)
B-1060 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 300°C (max. 15 s) und bei Tauchlötung und Schwallötung 260°C (max. 10 s).

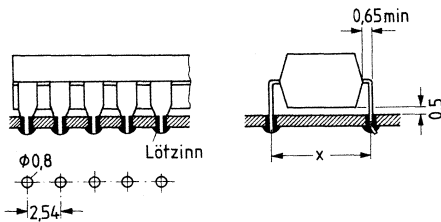


Bild 1

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

Allgemeine Angaben

2.2.3 Kunststoff-Gehäuse (SO und PLCC) für die Oberflächenmontage (SMD)

- Kolbenlötung: Löttemperatur 300 °C max. 5 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. 30 s.
(Vapor Phase Soldering)
- Schwalllötung: Löttemperatur 260 °C, Lötzeit max. 3 s.
(Anschlüsse und Gehäuse in das Zinnbad getaucht)

2.2.4 Gehäuse 5 H 8 DIN 41873 und ähnliche Gehäuse

Die Einbaulage des Gehäuses ist beliebig. Die Anschlußenden dürfen bis zu einem Abstand von 1,5 mm vom Gehäuseboden gekröpft werden entsprechend dem Lochraster (**Bild 2**).

Zu lange Anschlußenden sollen vor dem Löten gekürzt werden.

Die Lötung kann durch Kolben- oder Tauchlötung erfolgen.

Die max. Lötzeit beträgt bei Tauchlötung mit 250 °C Badtemperatur $t_{\max} = 5 \text{ s}$
mit 300 °C Badtemperatur $t_{\max} = 4 \text{ s}$
und bei Kolbenlötung mit 250 °C Kolbentemperatur $t_{\max} = 15 \text{ s}$
mit 300 °C Kolbentemperatur $t_{\max} = 12 \text{ s}$
mit 350 °C Kolbentemperatur $t_{\max} = 8 \text{ s}$

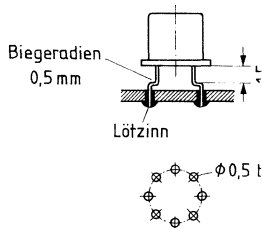


Bild 2

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 Magnetrutschen usw. geboten.

2.2.6 MIKROPACK-Bauform (SMD)

Die Anlieferung der MIKROPACK-Bauformen erfolgt auf Filmrollen.

Einbauvorschläge

- Wir empfehlen Dampfphasenlötung: Löttemperatur 215 °C, Lötzeit max. 30 s.
- Für Mustereinbau und kleinere Stückzahlen (bis z. B. 50.0 Stck/J.) ist auch Heiẗtischlötung (**Bild 3**) anwendbar.

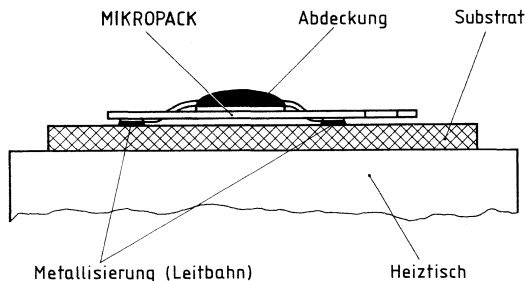


Bild 3

Benötigte Vorrichtungen und Hilfsmittel

- Schneidevorrichtung
- Heiẗtisch-, 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 abgeschieden
- Lötzeit: ca. 10 s
- Flußmittel: z. B. Kolophonium in Alkohol gelöst
- Reinigungsmittel (bedarfsweise): z. B. Freon TP-35, TE, TF

Allgemeine Angaben

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

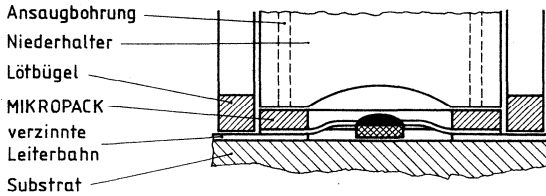


Bild 4

Benötigte Vorrichtung

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

Lötdaten

- Löttemperatur: 210 °C max.
- Lotbeschichtung auf Substrat: Pb/Sn (z. B. 60/40), schwachverzinnt oder galvanisch abgeschieden
- Lötzeit: ca. 2 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.

Allgemeine Angaben

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 Versandtange 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°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.

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

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 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 keine Spannungsspitzen erzeugen, wenn bei betriebsmäßigem Ein- und Ausschalten noch beim Ausfall der Netzsicherung oder beim Ansprechen anderer Sicherungen.
3. Signalspannungen dürfen an Eingängen der integrierten Schaltungen mit oder erst nach Einschalten der Versorgungsspannung angelegt werden. Sie müssen vor oder mit Abschalten der Versorgungsspannung abgeschaltet werden.
4. Die Hinweise in 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, 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 Bauteilbeanspruchung 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 Qualitätssicherungs-System für Integrierte Schaltungen“, kurz „SQS-IC“, ausführlich beschrieben ist.

Allgemeine Angaben

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.

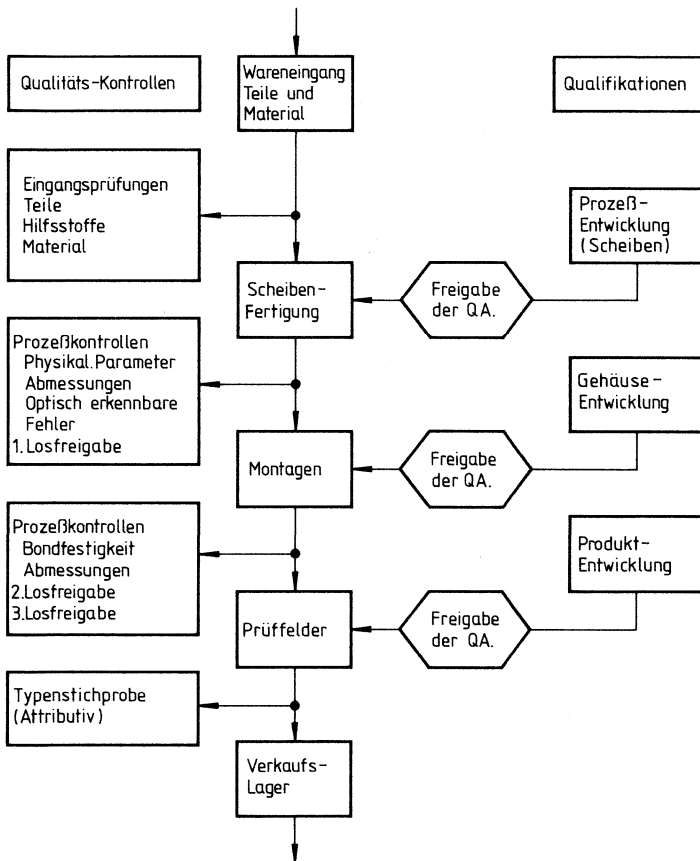


Bild 1

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 1985 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)
SSI/MSI ≤ 1000 Gatterfunktionen	40	200	100
LSI/VLSI ≥ 1000 Gatterfunktionen	120	400	200

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.

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 1985 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.

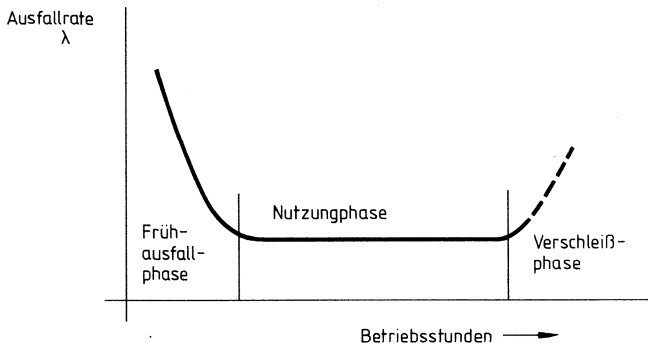


Bild 2

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°C und 85% Feuchte, Dampfdruck-Test, sowie Lebensdauerprüfungen bis 1000 Stunden und mehr. Die Untersuchungsergebnisse liegen in Form zusammenfassender Berichte vor.

Allgemeine Angaben

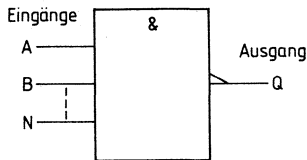
2.6 Logikpegel und Symbole nach DIN 40900, Teil 12

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



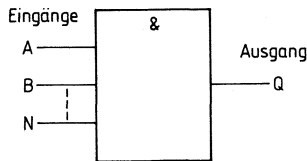
Funktionstabelle für ein NAND-Element mit zwei Eingängen.

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

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

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

UND-Element



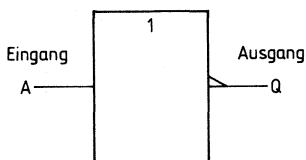
Funktionstabelle für ein UND-Element mit zwei Eingängen.

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

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

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

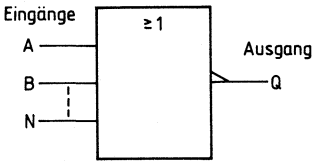
Inverter



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

Allgemeine Angaben

NOR-Element



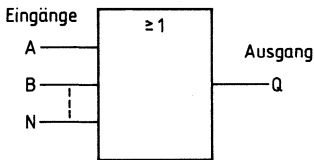
Funktionstabelle für ein NOR-Element mit zwei Eingängen.

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



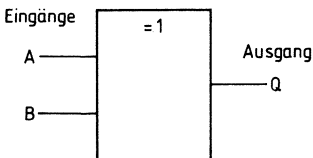
Funktionstabelle für ein ODER-Element mit zwei Eingängen.

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.

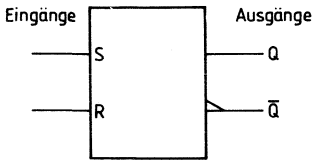
Eingänge		Ausgang
A	B	Q
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

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

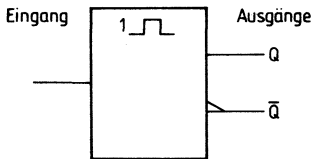
Definition: Der Ausgang zeigt nur dann H-Signal, wenn entweder nur A oder nur B auf H-Signal liegen.

Allgemeine Angaben

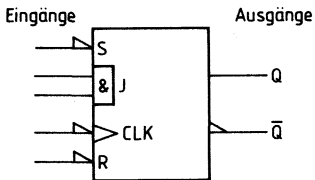
Symbole für Bistabile Schaltungen



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.

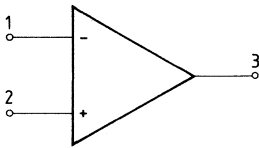


Bild 1

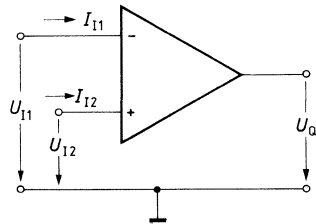


Bild 2

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**).

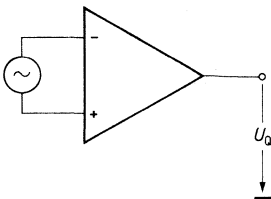


Bild 3

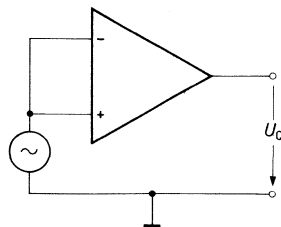
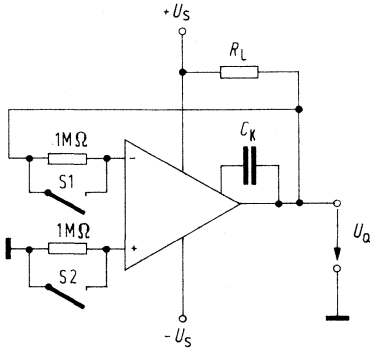


Bild 4

Allgemeine Angaben

2.7.2 Prüfschaltungen für Operationsverstärker

Eingangsstrom, Eingangsnullstrom



S1 offen – S2 geschlossen:

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

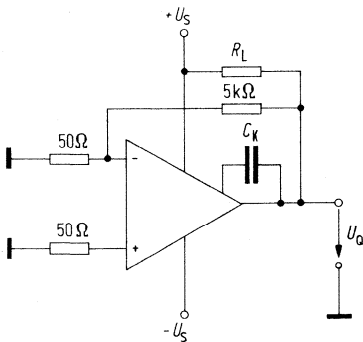
S2 offen – S1 geschlossen:

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

S1 + S2 offen:

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

Eingangsnullspannung



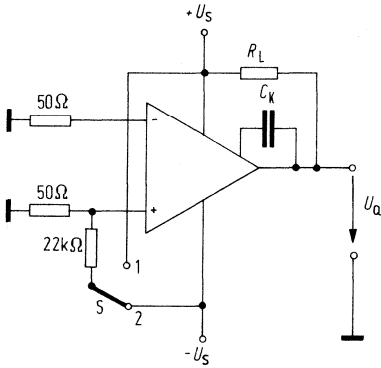
$$-U_{I0} = U_{Q0}/V_{U0}$$

$$V_{U0} = 100$$

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

Allgemeine Angaben

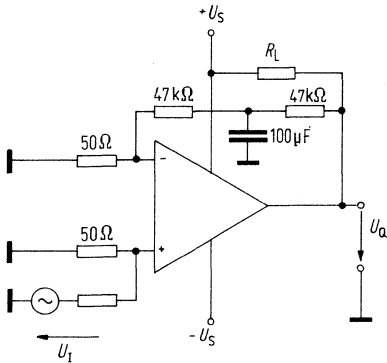
Ausgangsspannung, Aussteuerfähigkeit



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

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

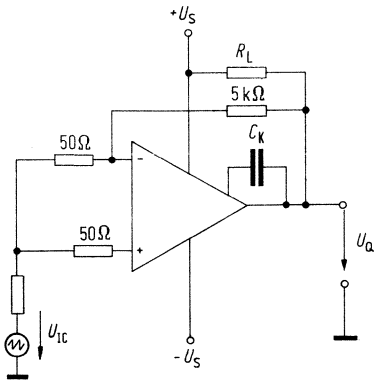
Leerlaufspannungsverstärkung bei $f = 1 \text{ kHz}$



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

Allgemeine Angaben

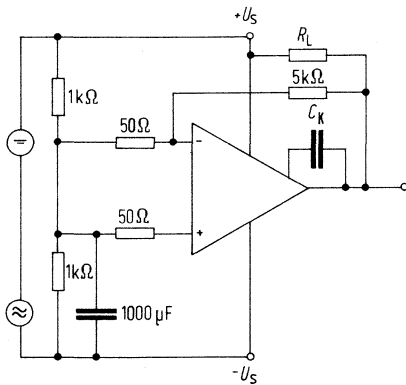
Gleichtaktunterdrückung



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

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

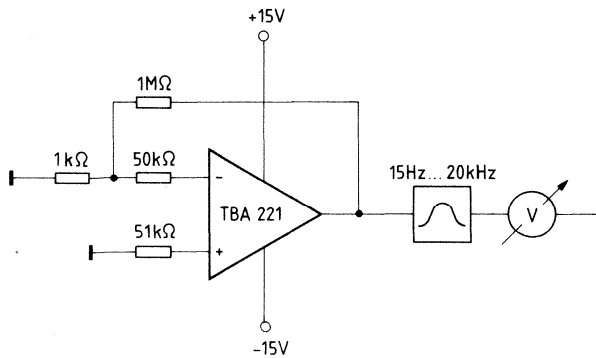
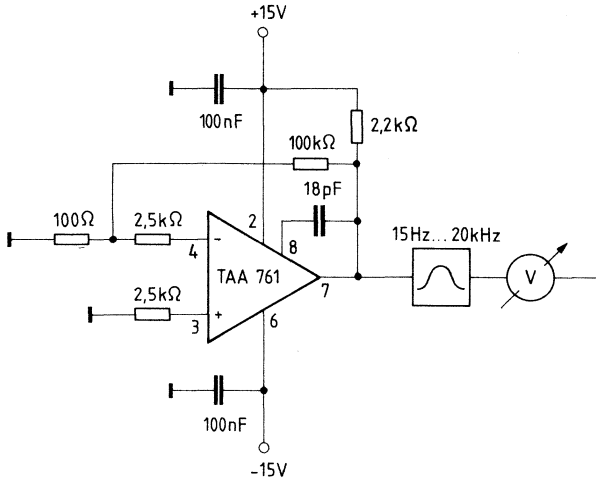
Betriebsspannungsunterdrückung



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

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-Aussteuerbarkeit 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 in $V/\mu s$ 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 ($f = 0$).

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:

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

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

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

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

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

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

Allgemeine Angaben

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

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

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

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

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

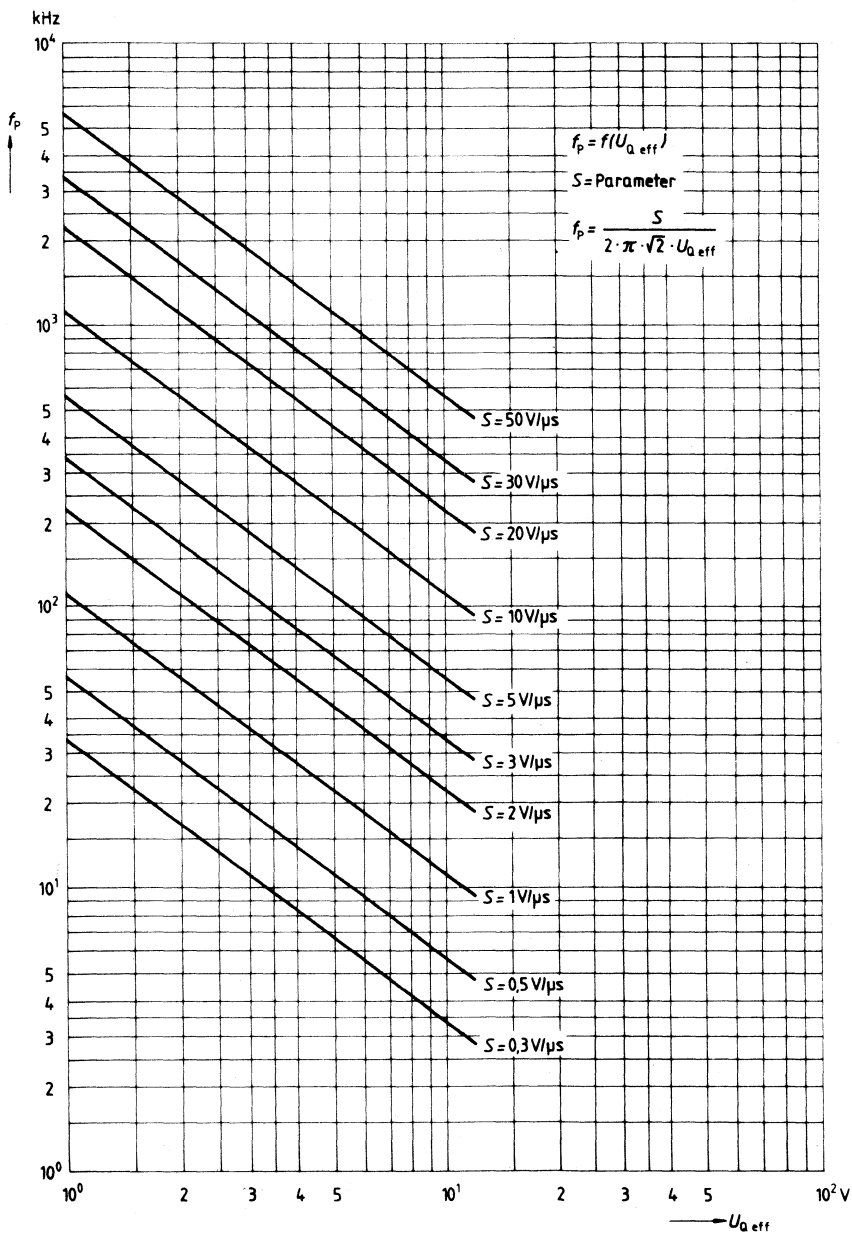
$$\underline{U_{\text{Qeff}} = 10 \text{ V}}$$

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

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 (≥ 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 Ω
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

Verbesserung der Stabilität bei großen kapazitiven Lasten ≥ 100 pF durch Begrenzung der Spitzenströme mit R

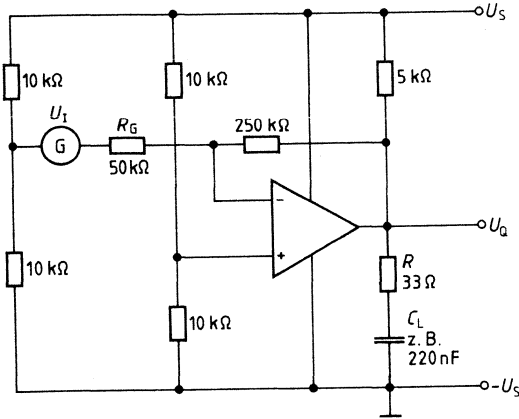


Bild 1

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.

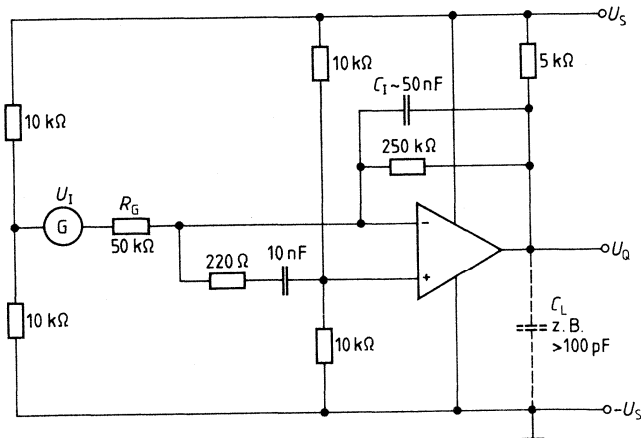
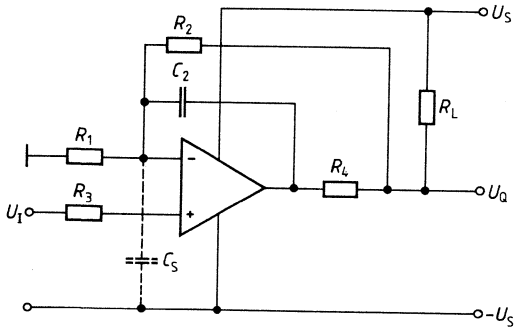


Bild 2

Allgemeine Angaben

Schutz der Eingänge und Ausgänge und Kompensation der Streukapazität C_s



Verstärkung

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

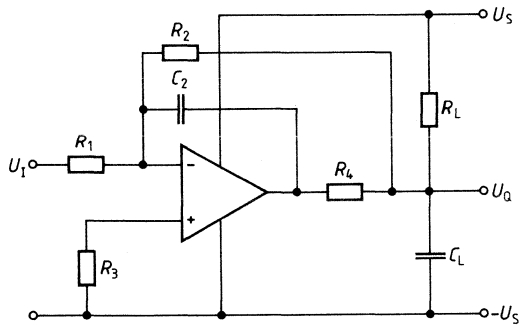
Kompensation

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

Bild 3

Allgemeine Angaben

Beschaltung bei großen kapazitiven Lasten



Verstärkung

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

Bild 4

Zu Bild 4 und 5:

R_3 : Schutz für Eingang

R_4 : Schutz für Ausgang

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

Operationsverstärker, Leistungsoperationsverstärker

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
■ TAA 762	Q67000-A523	5 H 6 (ähnl. TO-78)	—
TAA 762 A	Q67000-A2271	P-DIP 6	—
TAA 762 G	Q67000-A2273	ähnl. SO-6 (SMD)	weiß/gelb
TAA 765 A	Q67000-A524	P-DIP 6	—
TAA 765 G	Q67000-A599-G1	ähnl. SO-6 (SMD)	gelb/gelb

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.

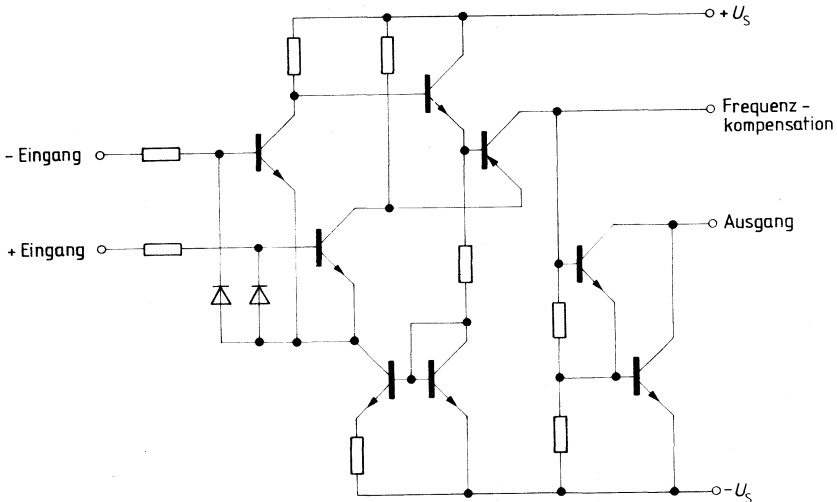
Eigenschaften

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

Anwendungen

- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Treiber

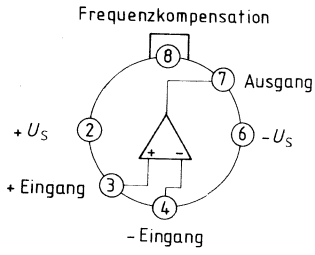
Schaltbild



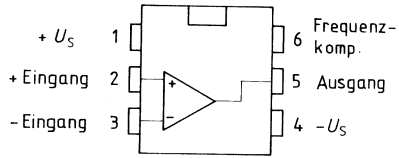
■ Nicht für Neuentwicklung

Anschlußanordnungen

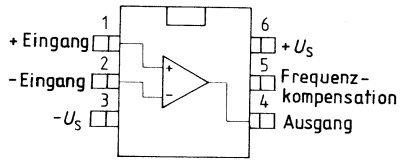
TAA 762



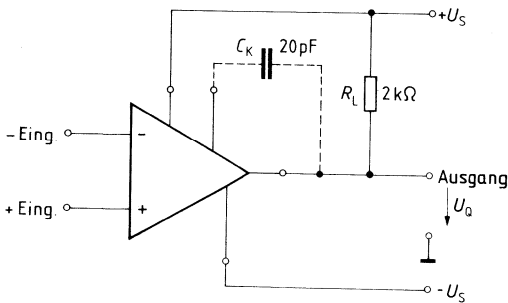
TAA 762 A
TAA 765 A



TAA 762 G
TAA 765 G



Anschlußschema



C_K = Ausgangsfrequenzkompensation; R_L = Kollektorwiderstand

Grenzdaten

Speisespannung		U_S	± 18	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur		T_s	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand (System-Gehäuse) (System-Umgebung)	TAA 762	$R_{th\ SG}$	80	K/W
	TAA 762	$R_{th\ SU}$	185	K/W
	TAA 762 A	$R_{th\ SU}$	115	K/W
	TAA 762 G	$R_{th\ SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung		U_S	$\pm 1,5$ bis ± 18	V
Umgebungstemperatur		T_U	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$

Kenndaten

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

		$T_U = 25^{\circ}\text{C}$			$T_U - 55$ bis 125°C		
		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
Eingangsnulstrom	I_{I0}	-100	± 50	100	-300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,3	0,7		1,0	μA
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
($U_S = \pm 15\text{ V}$, $f = 100\text{ kHz}$)	U_{QSS}		± 10				V
Eingangsimpedanz ($f = 1\text{ kHz}$)	Z_i		200				$\text{k}\Omega$
Leerlaufspannungs- verstärkung ($f = 1\text{ kHz}$)	V_{U0}	85	87		80		dB
($R_L = 10\text{ k}\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$)	V_{U0}		92				dB
($f = 1\text{ MHz}$)	V_{U0}		43				dB
Ausgangsstrom	I_{QR}			1		5	μA

Kenndaten

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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis 125°C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangs- gleichaktbereich	U_{IC}	$-U_S+2$		U_2-2	$-U_S+3$	U_S-3	V
Gleichakt- unterdrückung	k_{CMR}	80	85		75		dB
Speisespannungs- unterdrückung ($V_U = 100$)	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 der 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/ μs
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im invert. Betrieb*) (Meßschaltung 2)	S		18				V/ μs
Rauschspannung (nach DIN 45405: auf Eingang bezogen) ($R_S = 2,5 \text{ k}\Omega$)	U_{IR}		3				μV

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	μA
Leerlaufspannungs- verstärkung ($f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}	80			75		dB

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

Grendaten

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

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	$\pm 1,5$ bis ± 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

	$T_U = 25^{\circ}\text{C}$			$T_U = -25$ bis 85°C		
	min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme	I_S	1,5	2,5	2,5	2,5	mA
Eingangsnulspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	-5,5	5,5	-7	7	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	-200	± 80	200	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,5	0,8	1,0	μA
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
($U_S = \pm 15\text{ V}$, $f = 100\text{ kHz}$)	U_{QSS}		± 10			V
Eingangsimpedanz ($f = 1\text{ kHz}$)	Z_i		200			k Ω
Leerlaufspannungs- verstärkung ($f = 1\text{ kHz}$)	V_{U0}	80	85	80		dB
($R_L = 10\text{ k}\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$)	V_{U0}		90			dB
($f = 1\text{ MHz}$)	V_{U0}		43			dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}		10		20	μA

Kenndaten

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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis 85°C		
		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 der 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/ μs
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im invert. Betrieb* (Meßschaltung 2)	S		18				V/ μs
Rauschspannung (nach DIN 45405; auf Eingang bezogen; $R_S = 2,5 \text{ k}\Omega$)	U_{IR}		3				μV

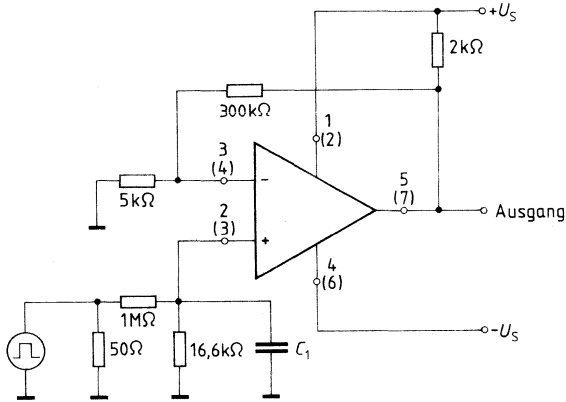
Kenndaten

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

Eingangsnullspannung ($R_G = 30 \Omega$)	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	μA
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}	75			75		dB

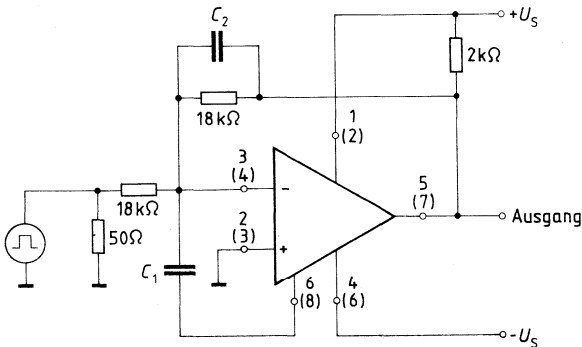
*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

Meßschaltung 1 für Anstiegsgeschwindigkeit (nicht invertierender Betrieb)



C_1 für min. Überschwingungen (ca. 22 pF) (Anschlüsse in Klammern gelten für TAA 762).

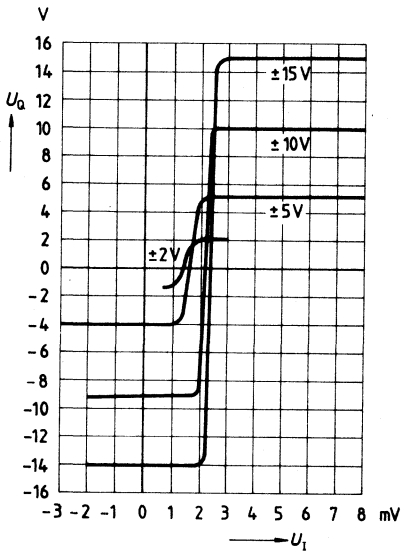
Meßschaltung 2 für Anstiegsgeschwindigkeit (invertierender Betrieb)



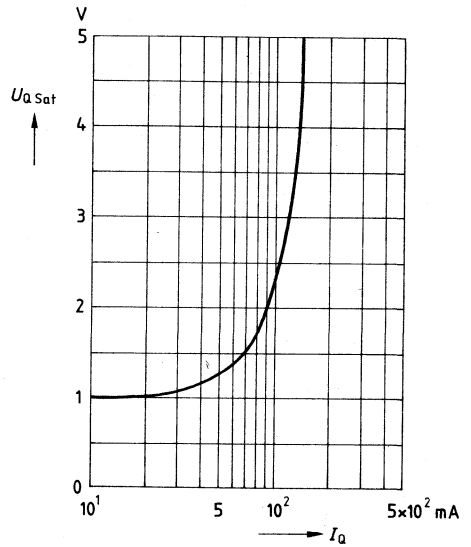
C_2 bewirkt eine frequenzabhängige Kompensation zur Verkleinerung der Anstiegszeiten (ca. 390 pF)

C_1 für min. Überschwingungen (ca. 3,9 pF)
(Anschlüsse in Klammern gelten für TAA 762)

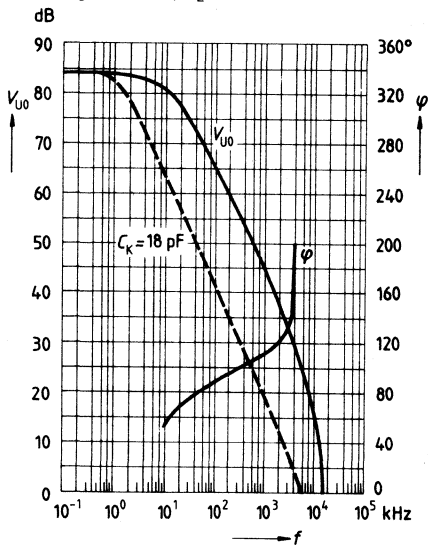
Transferkennlinie $U_Q = f(U_I)$
 $U_S = \text{Parameter}, R_L = 2 \text{ k}\Omega$



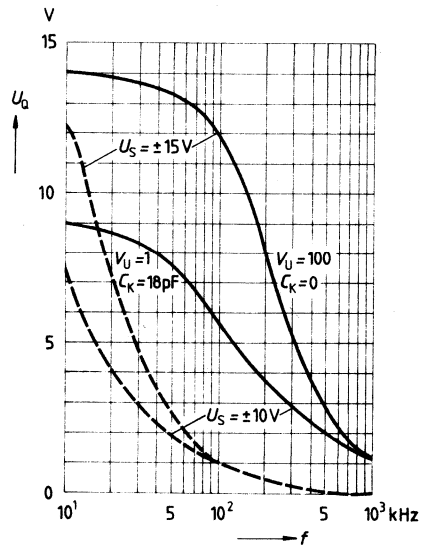
Sättigungsspannung $U_{Q\text{Sat}} = f(I_Q)$
 $T_U = 25^\circ \text{C}$



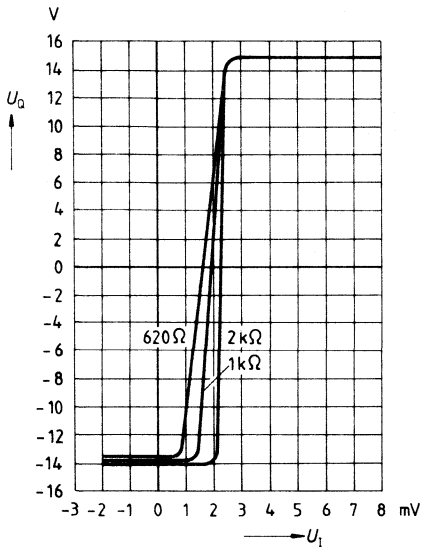
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$;
Phasengang der Leerlaufverstärkung
 $\varphi = f(f)$
 $U_S = \pm 15 \text{ V}; R_L = 2 \text{ k}\Omega$



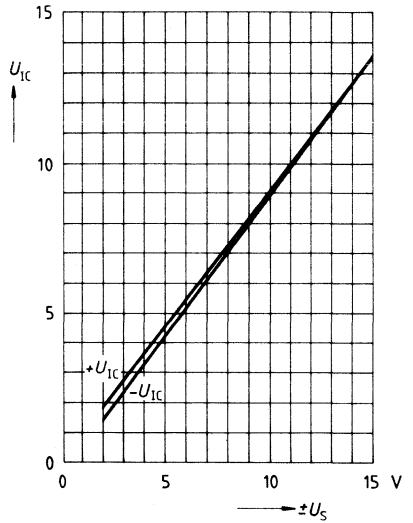
**Frequenzabhängigkeit der
Großsignalaussteuerung** $U_Q = f(f)$



Transferringennlinie $U_O = f(U_I)$
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$, $R_L = \text{Parameter}$



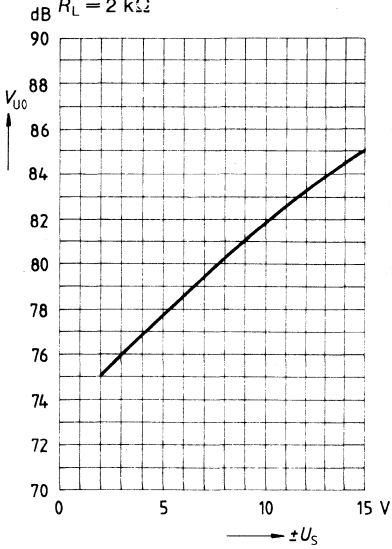
Gleichaktbereich $U_{IC} = f(U_S)$



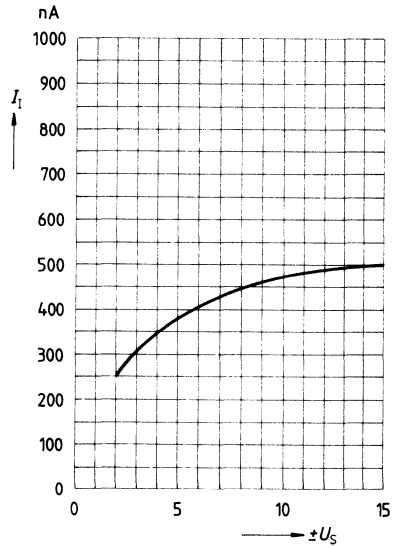
Leerlaufspannungsverstärkung

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

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

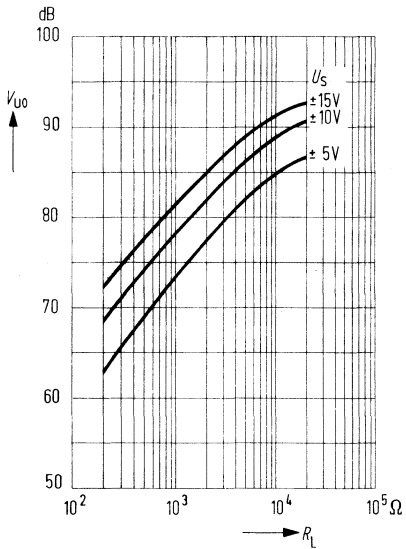


Eingangsstrom $I_1 = f(U_S)$



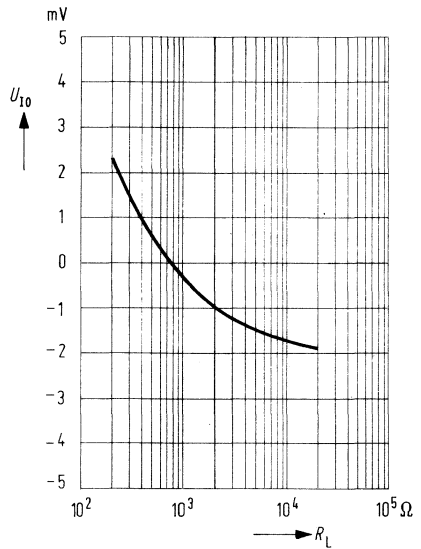
Leerlaufspannungsverstärkung

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

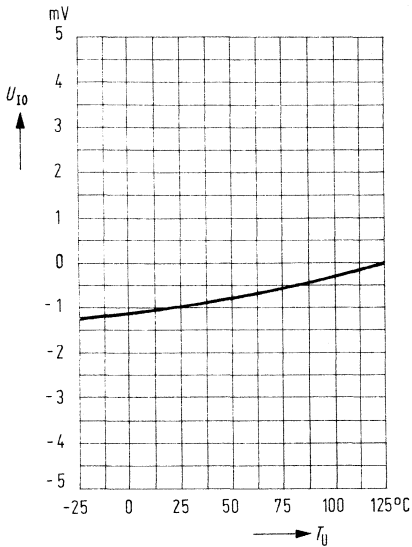


Eingangsnullspannung

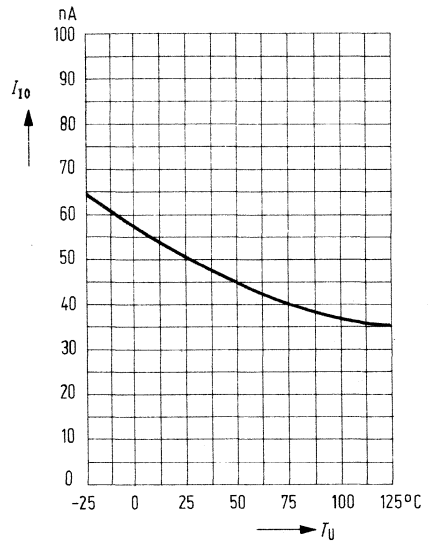
$U_{I0} = f(R_L); U_S = \pm 15\text{ V}$



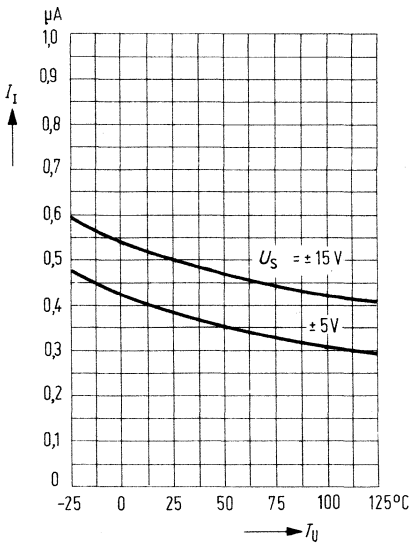
Eingangsnullspannung $U_{I0} = f(T_U)$
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega; U_S = \pm 15 \text{ V}$



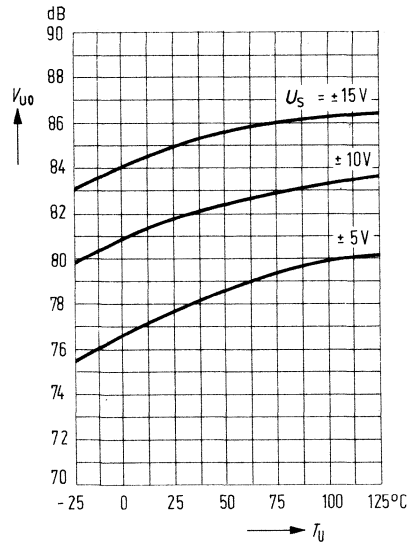
Eingangsnullstrom $I_{I0} = f(T_U)$
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega; U_S = \pm 15 \text{ V}$



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	Q67000-A1016	5 H 6 (ähnl. TO-78)	—
TCA 332 A	Q67000-A2272	P-DIP 6	—
TCA 332 G	Q67000-A2270	ähnl. SO-6 (SMD)	orange/gelb
TCA 335 A	Q67000-A563	P-DIP 6	—
TCA 335 G	Q67000-A1018-G403	ähnl. SO-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.

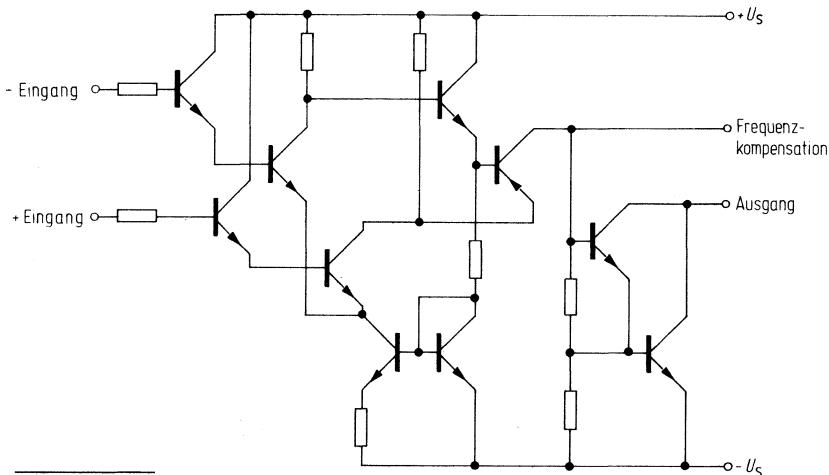
Eigenschaften

- 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

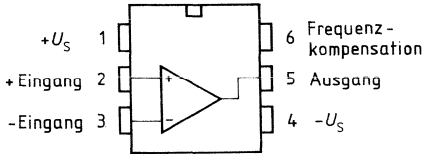
Schaltbild



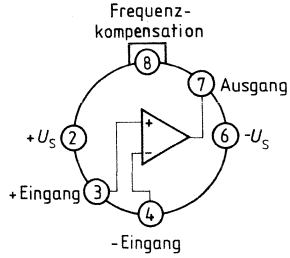
■ Nicht für Neuentwicklung

Anschlußanordnungen

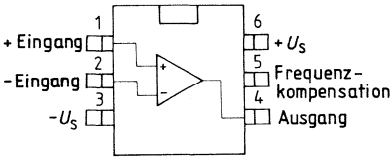
TCA 332 A
TCA 335 A



TCA 332

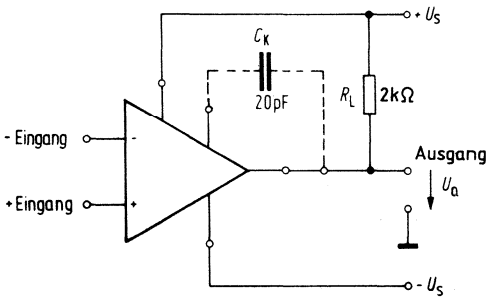


TCA 332 G
TCA 335 G



Anschlußschema

C_K = Ausgangsfrequenzkompensation,
 R_L = Kollektorwiderstand



Grenzdaten

Speisespannung		U_S	± 15	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung: $U_S = 13$ bis 15 V		U_{ID}	± 13	V
Differenzeingangsspannung: $U_S = 2$ bis 13 V		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur		T_s	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand (System-Gehäuse) (System-Umgebung)	TCA 332	R_{thSG}	80	K/W
	TCA 332	R_{thSU}	185	K/W
	TCA 332 A	R_{thSU}	115	K/W
	TCA 332 G	R_{thSU}	200	K/W

Funktionsbereich

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

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V

$R_L = 2$ k Ω , wenn nicht anders angegeben

		$T_U = 25^{\circ}\text{C}$			$T_U = -55$ bis 125°C		
		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 ($U_{ID} = \pm 13$ 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}		± 10				V

Kenndaten

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

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

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

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
Leerlaufspannungs- verstärkung ($f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}	75			70		dB

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

Grenzdaten

Speisespannung		U_S	± 15	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung: $U_S = 13$ bis 15 V		U_{ID}	± 13	V
Differenzeingangsspannung: $U_S = 2$ bis 13 V		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur		T_s	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand				
System-Umgebung	TCA 335 A	R_{thSU}	115	K/W
	TCA 335 G	R_{thSU}	200	K/W

Funktionsbereich

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

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V

$R_L = 2$ k Ω ; wenn nicht anders angegeben

		$T_U = 25^{\circ}\text{C}$			$T_U = -25$ bis 85°C		
		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		-14,0	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}		± 10				V

Kenndaten

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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis 85°C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsimpedanz ($f = 1 \text{ kHz}$)	Z_i		3				$\text{M}\Omega$
Leerlaufspannungs- verstärkung ($f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}	75	80		75		dB
($R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}		85				dB
($f = 1 \text{ MHz}$)	V_{U0}		43				dB
Eingangs- gleichaktbereich	U_{IC}	$-U_S + 2$		$U_S - 2$	$-U_S + 3$	$U_S - 3$	V
Gleichtaktunterdrückung	K_{CMR}	70	78	200	70	200	dB
Betriebsspannungs- unterdrückung ($V_U = 100$)	K_{SVR}		25				$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	α_{U10}		12	50		50	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des I_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	α_{I10}		50				pA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im nicht invertierten Betrieb*)	S		9				V/ μs
(s. TAA 765, Meßschaltung 1)							
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im invertierten Betrieb *)	S		18				V/ μs
(s. TAA 765, Meßschaltung 2)							
Ausgangssättigungs- spannung ($I_Q = 10 \text{ mA}$)	U_{Q0}			1			V
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	μA

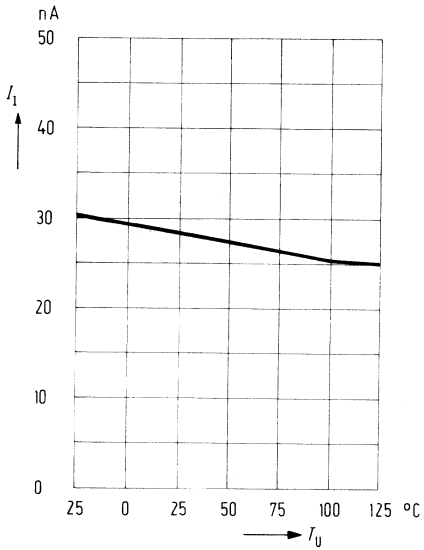
Kenndaten

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

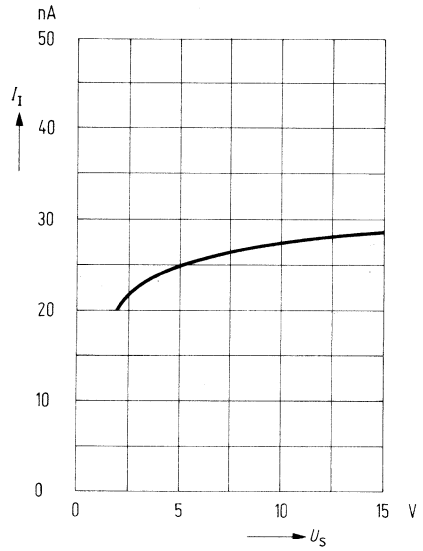
Eingangsnullspannung ($R_G = 50 \Omega$)	U_{I0}	-17		17	-20	20	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	-10		10	-20	20	nA
Eingangsstrom	I_I		5	25		35	nA
Leerlaufspannungs- verstärkung ($f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}	70			70		dB

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

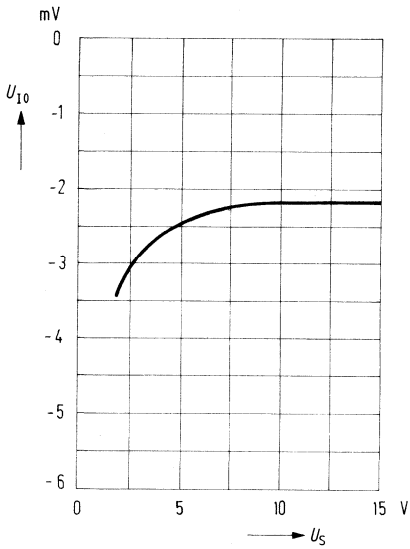
Eingangsstrom $I_1 = f(T_U)$
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$



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



Eingangsnullspannung $U_{10} = f(U_S)$



Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
TAE 1453 A	Q67000-A2017	P-DIP 6	—
TAE 1453 G	Q67000-A2106	ähnlich SO-6 (SMD)	blau/silber
TAF 1453 A	Q67000-A2269	P-DIP 6	—
TAF 1453 G	Q67000-A2209	ähnlich SO-6 (SMD)	rot/rot

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

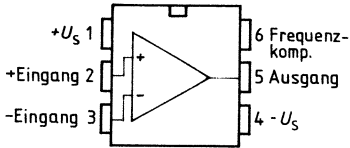
- Versorgungsspannungsbereich 2 V (1,8 V) bis 36 V
- Geringe Stromaufnahme, typ. 0,25 mA
- Extrem hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Ausgangsstättigungsspannung, nahezu unabhängig vom Laststrom
- Ausgangsstrom bis 70 mA (max. 100 mA)
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Temperaturbereich (TAF 1453A, TAF 1453G)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

Anwendungen

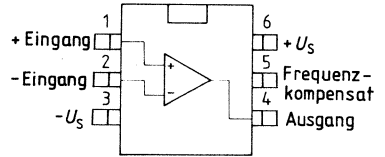
- Verstärker
- Pegelwandler
- Treiber
- Nullspannungsschalter
- Komparator

Anschlußanordnungen

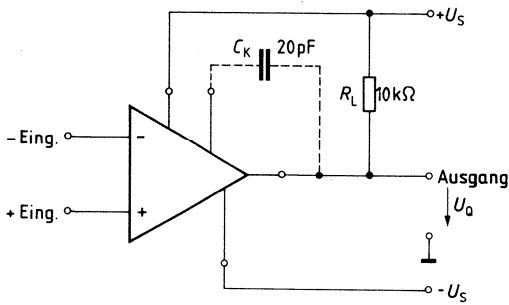
TAE 1453 A, TAF 1453 A



TAE 1453 G, TAF 1453 G

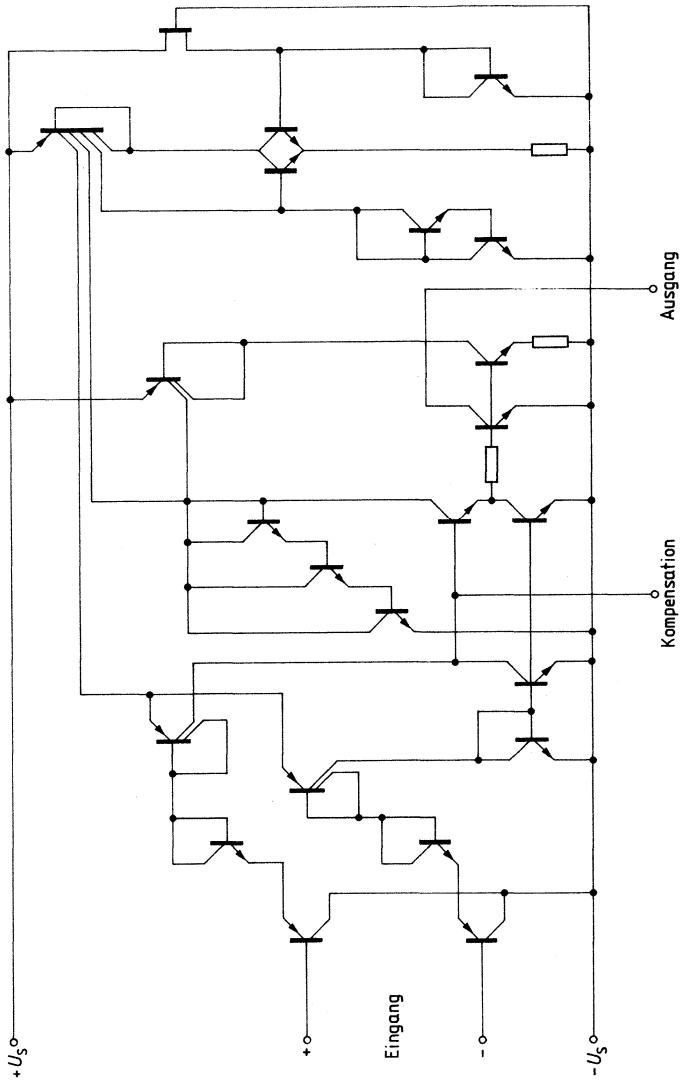


Anschlußschema



C_K = Ausgangsfrequenzkompensation (falls erforderlich);
 R_L = Kollektorwiderstand

Schaltbild



Grenzdaten

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

Funktionsbereich

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

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 10$ k Ω ,
wenn nicht anders angegeben

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis 85°C		
		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}	-75		75	-100	100	nA
Eingangsstrom	I_i		40	150		200	nA
Aussteuerbarkeit ($R_L = 2$ k Ω , $U_S = \pm 15$ V)	U_{QSS}	14,9		-14,7	14,9	-14,7	V
($R_L = 620 \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{QSS}	14,9		-14,5	14,9	-14,4	V
($R_L = 2$ k Ω , $U_S = \pm 15$ V, $f = 100$ kHz)	U_{QSS}	10		-10			V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		200				k Ω
Leerlaufspannungsverstärkung	V_{U0}	78	85		78		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	μA
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 der I_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	α_{I10}		0,1				nA/K
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	α_{U10}		6				$\mu\text{V/K}$
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		20				V/ μs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		30				V/ μs

Kenndaten

$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 10$ k Ω

Eingangsnullspannung ($R_G = 50 \Omega$)	U_{I0}	-6		6	-7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	-75		75	-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

Speisespannung	U_S	± 18	V
Ausgangsstrom	I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 150	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TAF 1453 A $R_{th,SU}$	135	K/W
	TAF 1453 G $R_{th,SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

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

Kenndaten

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis 125°C		
		min	typ	max	min	max	
$U_S = \pm 5\text{ V bis } \pm 15\text{ V}$							
$R_L = 10\text{ k}\Omega$, wenn nicht anders angegeben							
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}	-50		50	-75	75	nA
Eingangsstrom	I_I		40	100		150	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 Ω
Leerlaufspannungsverstärkung	V_{U0}	80	85		80		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	μA
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 der I_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{I10}		0,1	0,8			nA/K
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{U10}		6	25			$\mu\text{V/K}$
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		20				V/ μs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		30				V/ μs

Kenndaten

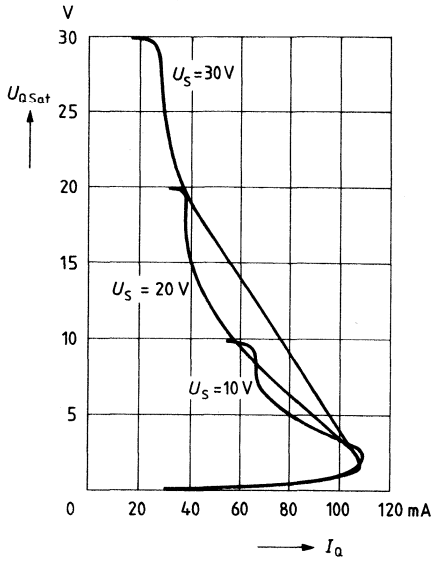
$U_S = \pm 2\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$							
Eingangsnulspannung ($R_G = 50\ \Omega$)	U_{I0}	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnulstrom	I_{I0}	-50		50	-75	75	nA
Eingangsstrom	I_I		40	100		150	nA
Leerlaufspannungsverstärkung	V_{U0}	75			70		dB

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

Typische Kennlinien elektrischer Parameter

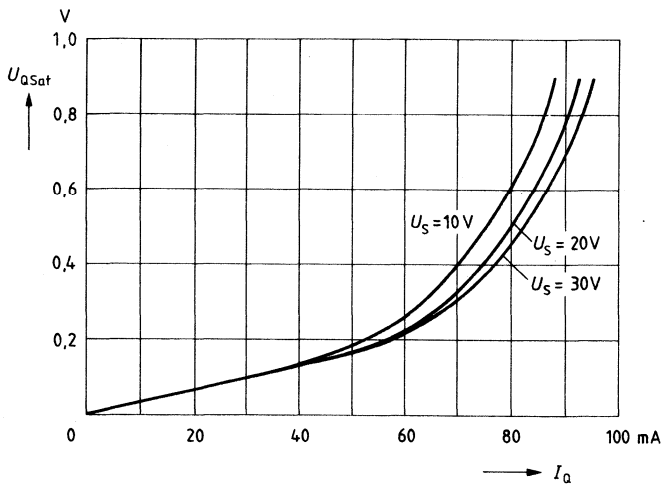
Lastkennlinien

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



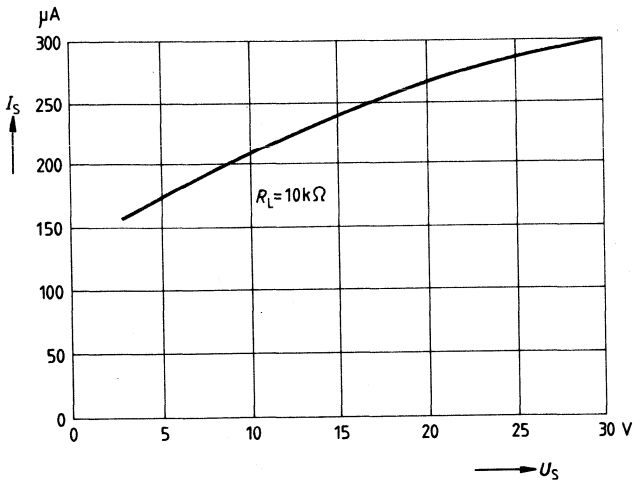
Sättigungsspannung

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



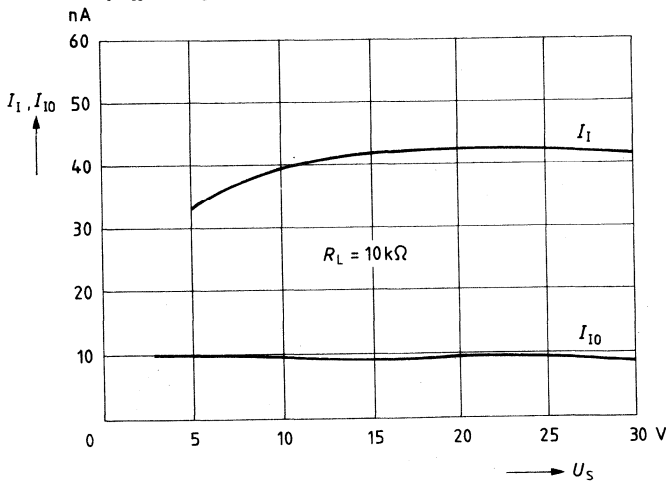
Speisestrom

$I_S = f(U_S)$



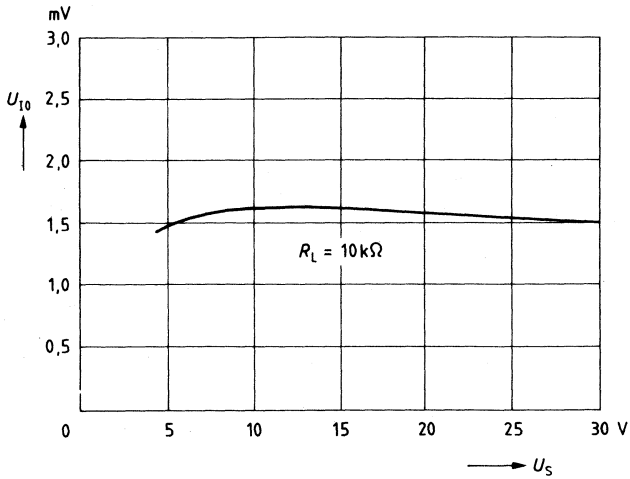
Eingangsstrom und Eingangsnullstrom

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



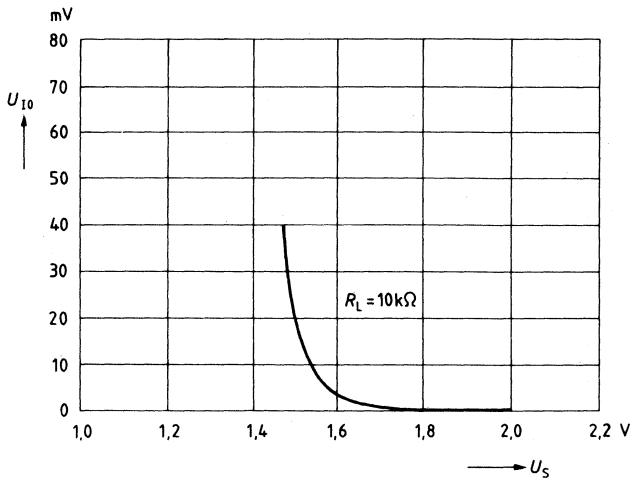
Eingangsnulspannung

$U_{10} = f(U_S)$



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 221 G	Q67000-A923-G1	ähnl. SO-8 (SMD)	braun/braun
■ TBA 222	Q67000-A97	5 G 8 (ähnl. TO-99)	–
TBA 222 B	Q67000-A2280	P-DIP 8	–
TBA 222 BS1	Q67000-A8057	P-DIP 8	–
TBA 222 G	Q67000-A97-G1	ähnl. SO-8 (SMD)	braun/weiß
■ TBA 222 S1	Q67000-A97-S1	5 G 8 (ähnl. TO-99)	–
■ TBB 741 G	Q67000-A1498-G1	ähnl. SO-8 (SMD)	blau/braun
TBB 742 G	Q67000-A2395-G403	ähnl. SO-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.

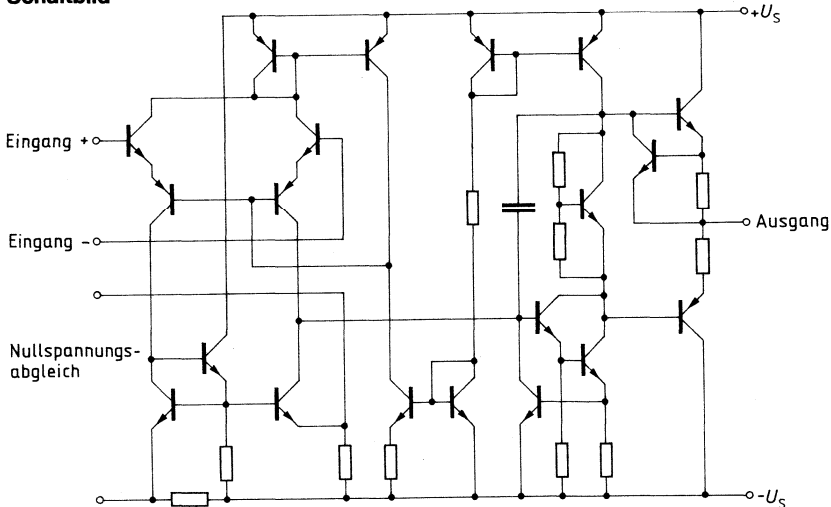
Eigenschaften

- NPN-Eingang
- Große Eingangsdifferenzspannung
- Kurzschlußfest
- Hohe Spannungsverstärkung
- Hohe Betriebsspannung, 44 V
- Großer Temperaturbereich (TBA 222)
- Gegentaktausgang
- S1-Ausführung für erhöhte Anforderungen

Anwendungen

- Verstärker
- Komparator

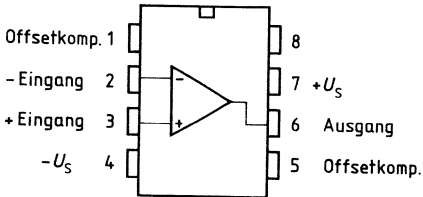
Schaltbild



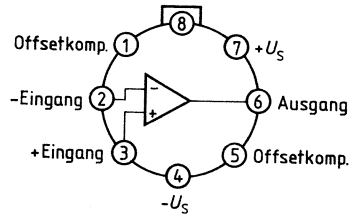
■ Nicht für Neuentwicklung

Anschlußanordnungen

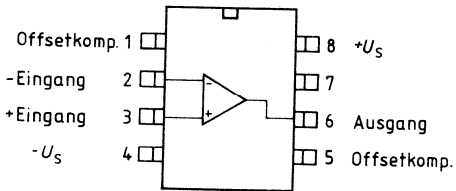
TBA 221 B, TBA 222 B, TBA 222 BS1



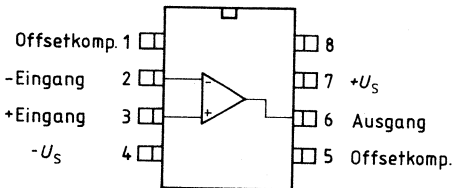
TBA 222, TBA 222 S1



TBA 221 G, TBA 222 G



TBB 741 G, TBB 742 G



Grenzdaten

		TBA 221 TBB 741	TBA 222 TBB 742	
Speisespannung		± 18	± 22	V
Eingangsspannung: $U_S = \pm 4$ bis ± 15 V	U_S	$\pm U_S$	$\pm U_S$	V
$U_S \geq 15$ V	U_I	± 15	± 15	V
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	± 30	± 30	V
Kurzschlußdauer ¹⁾	t_z	∞	∞	
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 125	-65 bis 150	°C
Sperrschichttemperatur	T_j	150	150	°C
Wärmewiderstand				
System-Gehäuse	TBA 222; S1	R_{thSG}	55	K/W
System-Umgebung	TBA 222; S1	R_{thSU}	165	K/W
	TBA 221 B/222 B; BS1	R_{thSU}		K/W
	TBA 221 G/222 G	R_{thSU}		K/W
	TBB 741 G/742 G	R_{thSU}	200	K/W

Funktionsbereich

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

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

Kenndaten

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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = 0^\circ\text{C}$ bis 70°C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsnullspannung ($R_G \leq 10 \text{ k}\Omega$)	U_{I0}	-6		6	-7,5	7,5	mV
Einstellbereich der Eingangsnullspannung	U_{I0}	6	± 15	-6			mV
Eingangsnillstrom	I_{I0}	-200	± 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				Ω
Aussteuerbarkeit ($R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$)	U_{QSS}	13	± 14	-12,5			V
($R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$)	U_{QSS}	11	± 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				μs
Überschwingen			5				%
Anstiegsgeschwindigkeit*) ($R_L \leq 2 \text{ k}\Omega$)	S		0,5				$\text{V}/\mu\text{s}$
Temperaturkoeffizient der U_{I0}	α_{U0}		3				$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des I_{I0}	α_{I0}		0,4				nA/K

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

Kenndaten

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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis 125°C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsnulspannung ($R_G \leq 10 \text{ k}\Omega$)	U_{I0}	-4		4	-5,5	5,5	mV
Einstellbereich der Eingangsnulspannung	U_{I0}	6	± 15	-6			mV
Eingangsnulstrom	I_{I0}	-100	± 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 Ω
Eingangskapazität	C_I		1,4				pF
Ausgangswiderstand	R_Q		75				Ω
Aussteuerbarkeit ($R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$)	U_{QSS}	13	± 14	-12,5			V
($R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$)	U_{QSS}	11	± 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}	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				μs
Überschwingen			5				%
Anstiegsgeschwindigkeit*) ($R_L \leq 2 \text{ k}\Omega$)	S		0,5				V/ μs
Temperaturkoeffizient der U_{I0}	$\alpha_{U_{I0}}$		3				$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des I_{I0}	$\alpha_{I_{I0}}$		0,4				nA/K

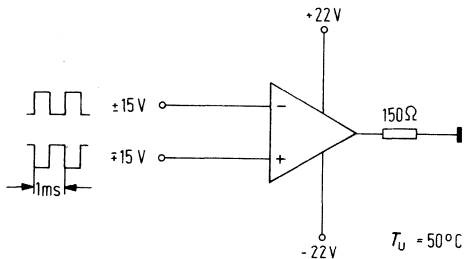
*) Zusammenhang von Leistungsbandbreite und max. Anstiegsgeschwindigkeit siehe **allg. Angaben**.

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

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

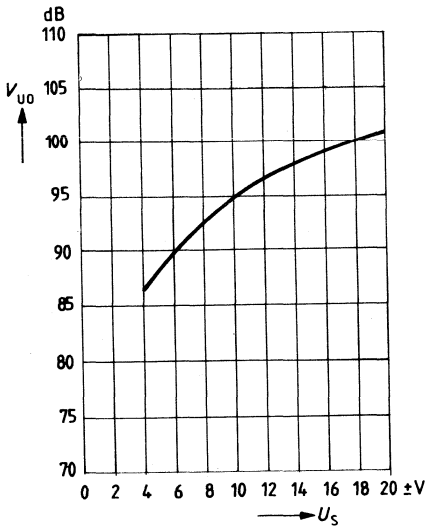
1. 72 Stunden elektrisch vorgealtert bei $T_U = 50^\circ\text{C}$, $U_S \pm 22\text{ V}$ entsprechend der angegebenen Schaltung
2. Rauschen $< 5\ \mu\text{Vs}$ entsprechend DIN 45 405

Schaltung, Voralterung für TBA 222 S1, TBA 222 BS1



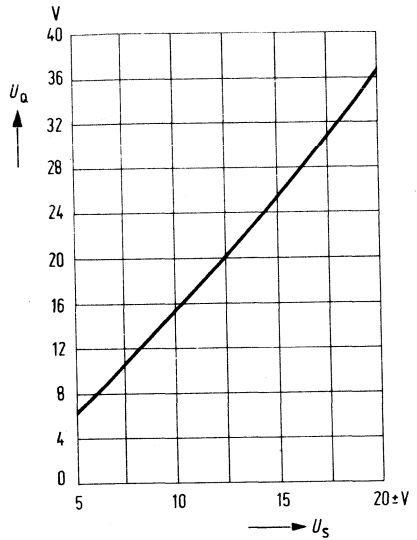
Leerlaufspannungsverstärkung

$V_{U0} = f(U_S)$



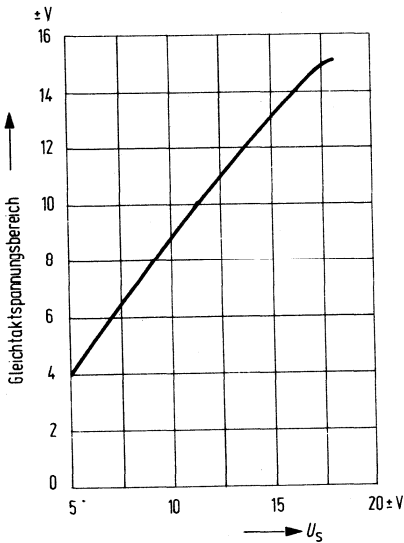
Ausgangsspannung $U_Q = f(U_S)$

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

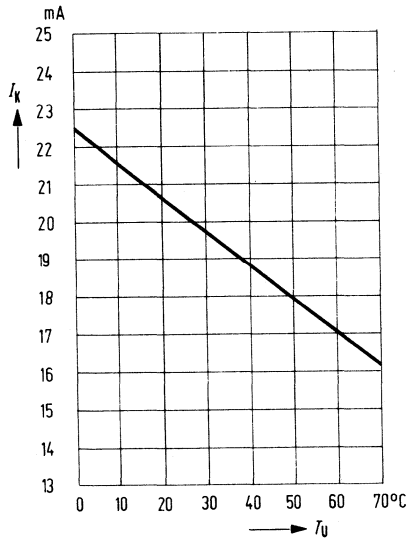


Gleichtaktspannungsbereich = $f(U_S)$

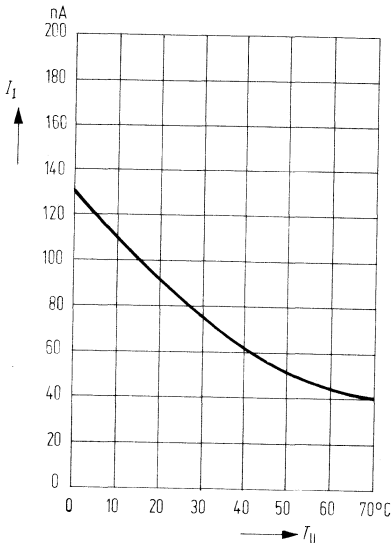
$R_L = 2 \text{ k}\Omega$



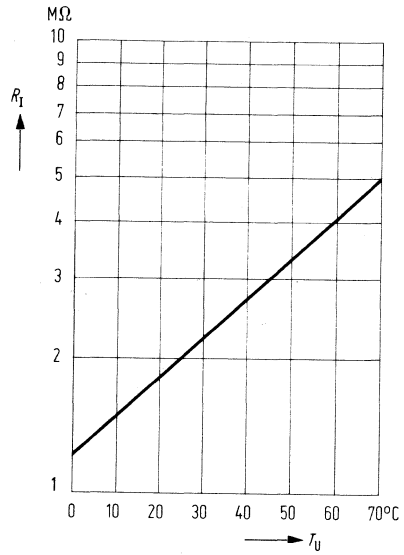
Kurzschlußstrom $I_K = f(T_U)$



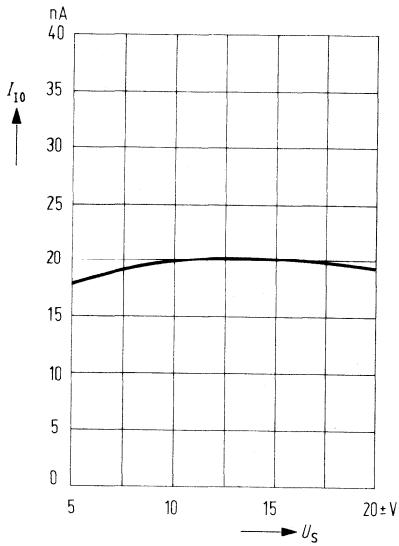
Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$



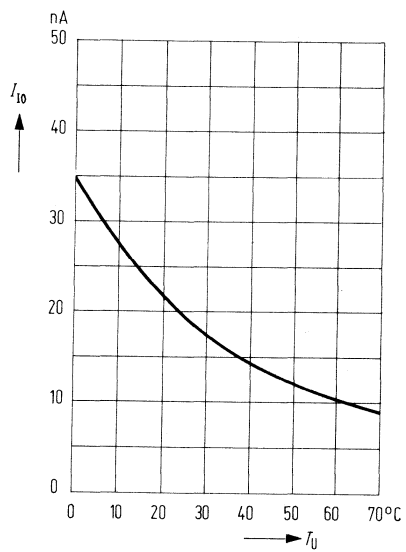
Eingangswiderstand $R_I = f(T_U)$
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$



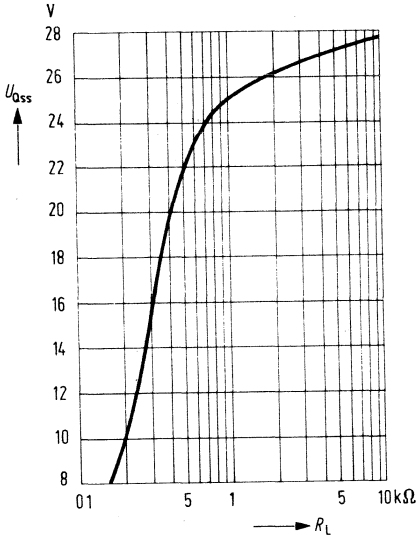
Eingangsnillstrom $I_{I0} = f(U_S)$



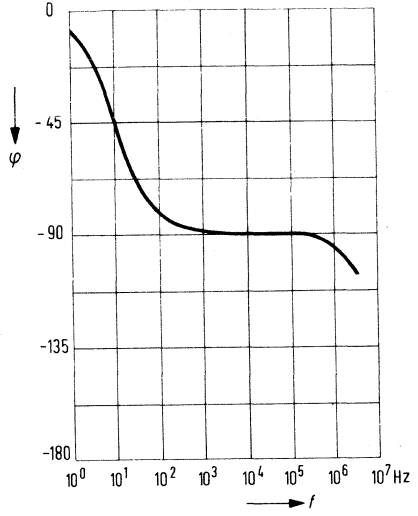
Eingangsnillstrom $I_{I0} = f(T_U)$
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$



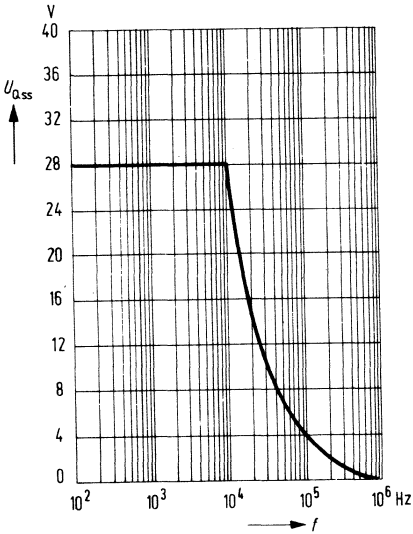
Ausgangsspannung $U_{QSS} = f(R_L)$
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$



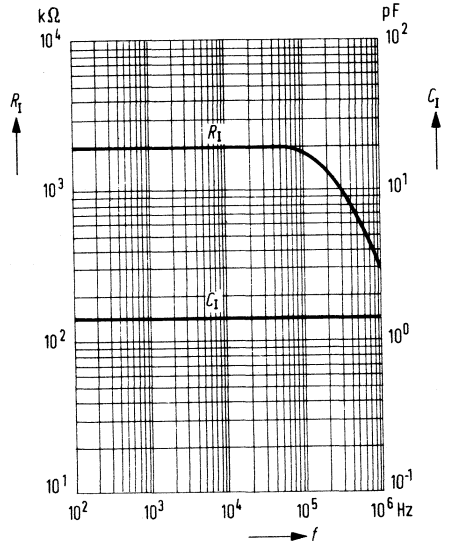
Phasengang der Leerlaufverstärkung $\varphi = f(f)$; $U_S = \pm 15 \text{ V}$



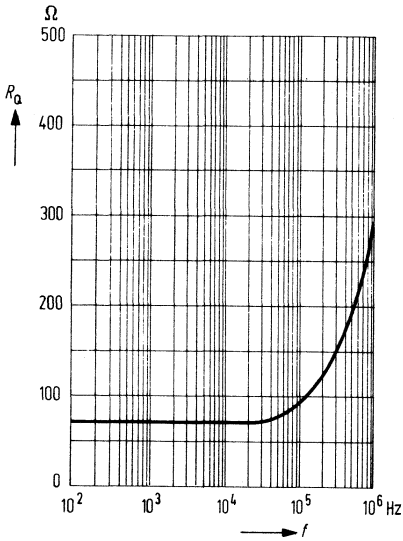
Ausgangsspannung $U_{QSS} = f(f)$
 $U_S = \pm 15 \text{ V}$; $R_L = 10 \text{ k}\Omega$



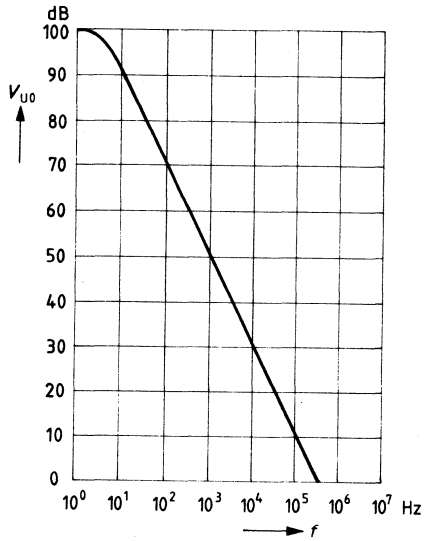
Eingangswiderstand $R_i = f(f)$
Eingangskapazität $C_i = f(f)$



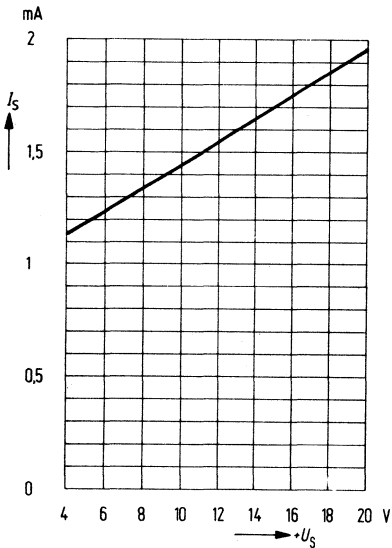
Ausgangswiderstand $R_Q = f(f)$



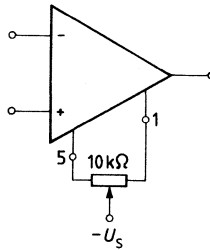
Leerlaufspannungsverstärkung $V_{U0} = f(f)$



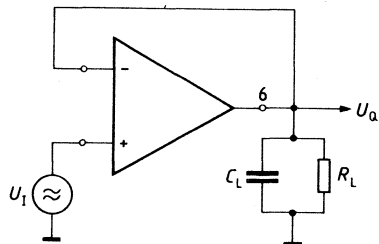
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$



Nullspannungsabgleich



Einschwingverhalten



Doppeloperationsverstärker



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
■ TAA 2762	Q67000-A1029	5 G 8 (ähnl. TO-99)
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)
- Hoher Ausgangsstrom
- Große Aussteuerbarkeit
- Intern frequenzkompensiert
- NPN Eingang mit Schutzdioden
- Offener Kollektorausgang

Anwendungen

- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Treiber

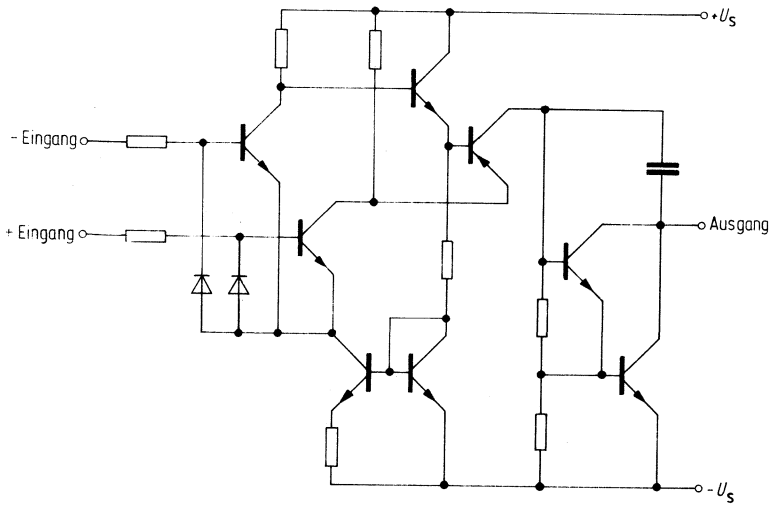
Grenzdaten

Speisespannung		U_S	± 15	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung		U_{ID}	$\pm U_S$	
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand				
System-Gehäuse	TAA 2762	$R_{th\ SG}$	55	K/W
System-Umgebung	TAA 2762	$R_{th\ SU}$	165	K/W
	TAA 2762 A/2765 A	$R_{th\ SU}$	100	K/W

Funktionsbereich

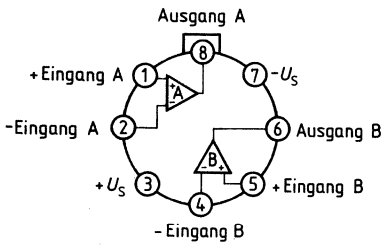
Speisespannung		U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	TAA 2762, A	T_U	-55 bis 125	°C
	TAA 2765 A	T_U	-25 bis 85	°C

Schaltung eines Operationsverstärkers

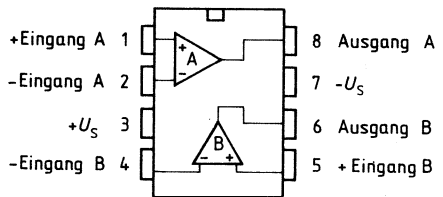


Anschlußanordnungen

TAA 2762



TAA 2762 A
TAA 2765 A



Kenndaten

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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis 125°C		
		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	± 50	100	-300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,3	0,7		1,0	μA
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 Ω
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 100 \text{ Hz}$)	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	μA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S + 2$		$U_S - 2$	$-U_S + 3$	$U_S - 3$	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	80	85			75	dB
Speisespannungs- unterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	$\alpha_{U_{I0}}$		6	25		25	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient der I_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	$\alpha_{I_{I0}}$		0,3	1,5		1,5	nA/K
Rauschspannung (nach DIN 45405; auf Eingang bezogen; $R_S = 2,5 \text{ k}\Omega$)	U_{IR}		3				μV
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10 \text{ mA}$)	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ μs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ μs

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	μA
Leerlaufspannungs- verstärkung $f = 100 \text{ Hz}$)	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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis 85°C		
		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	± 80	200	-300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,5	0,8		1,0	μA
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 Ω
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 100 \text{ Hz}$)	V_{U0}	80	85		80		dB
($R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $f = 100 \text{ Hz}$)	V_{U0}		90				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	μA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S + 2$		$U_S - 2$	$-U_S + 3$	$U_S - 3$	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	75	83		75		dB
Speisespannungs- unterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	$\alpha_{U_{I0}}$		6			25	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient der I_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	$\alpha_{I_{I0}}$		0,3			1,5	nA/K
Rauschspannung (nach DIN 45405; auf Eingang bezogen; $R_S = 2,5 \text{ k}\Omega$)	U_{IR}		3				μV
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10 \text{ mA}$)	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ μs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ μs

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	μA
Leerlaufspannungs- verstärkung ($f = 100 \text{ Hz}$)	V_{U0}	75			75		dB

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

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
■ TBC 2332	Q67000-A1163	5 G 8 (ähnl. TO-99)
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

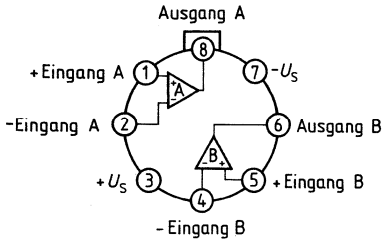
- Hohe Eingangsimpedanz
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer Versorgungsspannungsbereich
- Große Aussteuerbarkeit
- Hoher Ausgangsstrom
- Großer Temperaturbereich (TBC 2332)
- Offener Kollektorausgang
- NPN-Darlington-Eingang
- Kleiner Eingangsstrom
- Intern frequenzkompensiert

Anwendungen

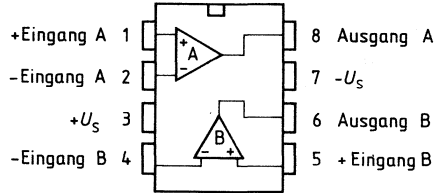
- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Impedanzwandler
- Treiber

Anschlußanordnungen

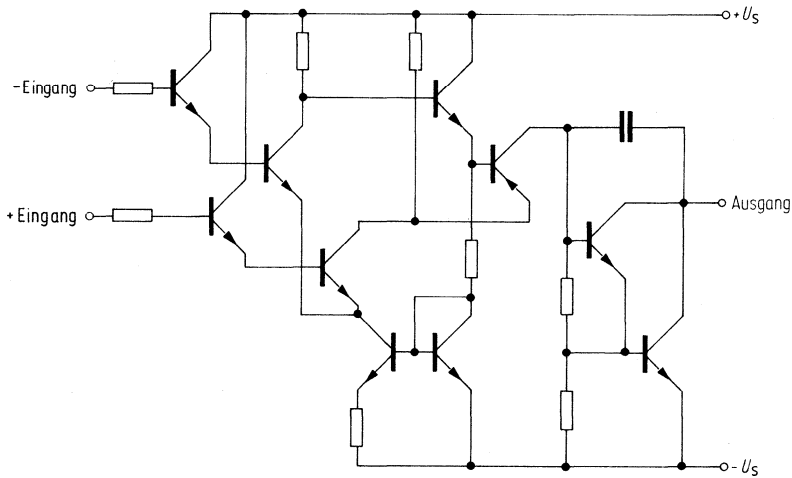
TBC 2332



TBC 2332 B, TBE 2335 B



Schaltung eines Operationsverstärkers



Grenzdaten

Speisespannung		U_S	± 15	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung				
$U_S = \pm 13$ bis ± 15 V		U_{ID}	± 13	V
$U_S = \pm 2$ bis ± 13 V		U_{ID}	$\pm U_S$	
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Gehäuse)	TBC 2332	$R_{th SG}$	55	K/W
	(System-Umgebung) TBC 2332	$R_{th SU}$	165	K/W
	TBC 2332 B	$R_{th SU}$	100	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	-55 bis 125	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V

	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis 125°C		
	min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt		0,5	1,5		1,5	mA
Eingangsnulspannung ($R_G = 50 \Omega$)	U_{I0}	-10	10	-15	15	mV
Eingangsnulstrom	I_{I0}	-5	5	-10	10	nA
Eingangsstrom Aussteuerbarkeit	I_I		5		25	nA
($R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{QSS}	14,9	-14	14,8	-14	V
($R_L = 620 \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{QSS}	14,9	-12,5	14,8	-12	V

Kenndaten

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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis 125°C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsimpedanz ($f = 1 \text{ kHz}$)	Z_i		3				M Ω
Leerlaufspannungs- verstärkung ($f = 100 \text{ Hz}$)	V_{U0}	80	83		75		dB
($R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $f = 100 \text{ Hz}$)	V_{U0}		88				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	μA
Eingangs- gleichtakbereich	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} ($R_G = 50 \Omega$)	α_{U10}		12	50		50	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient der I_{i0} ($R_G = 50 \Omega$)	α_{I10}		50				pA/K
Ausgangssättigungs- spannung ($I_Q = 10 \text{ mA}$)	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ μs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ μs

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
Leerlaufspannungs- verstärkung ($f = 100 \text{ Hz}$)	V_{U0}	75			70		dB

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

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	± 15	V
Ausgangsstrom	I_O	70	mA
Differenzeingangsspannung			
$U_S = \pm 13$ bis ± 15 V	U_{ID}	± 13	V
$U_S = \pm 2$ bis ± 13 V	U_{ID}	$\pm U_S$	
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	100	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	-25 bis 85	°C

Kenndaten

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

	$T_U = 25$ °C			$T_U = -25$ bis 85 °C		
	min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt		0,5	1,5		1,5	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50$ Ω)	U_{I0}	-15	15	-18	18	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	-10	10	-20	20	nA
Eingangsstrom	I_I		5		35	nA
Aussteuerbarkeit ($U_S = \pm 15$ V)	U_{QSS}	14,9	-14	14,8	-14	V
($R_L = 620$ Ω , $U_S = \pm 15$ V)	U_{QSS}	14,9	-12,5	14,8	-12	V

Kenndaten

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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis 85°C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsimpedanz ($f = 1 \text{ kHz}$)	Z_i		3				M Ω
Leerlaufspannungs- verstärkung ($f = 100 \text{ Hz}$)	V_{U0}	75	80		75		dB
($R_L = 10 \text{ k}\Omega, f = 100 \text{ Hz}$)	V_{U0}		85				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	μA
Eingangs- gleichtakbereich	U_{IC}	$U_S - 0,5$		$-U_S + 2,0$	$U_S - 0,8$	$-U_S + 3$	V
Gleichtakt- unterdrückung	k_{CMR}	70	78		70		
Speisespannungs- unterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	$\alpha_{U_{I0}}$		12			50	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient der I_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	$\alpha_{I_{I0}}$		50				pA/K
Ausgangssättigungs- spannung ($I_Q = 10 \text{ mA}$)	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ μs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ μs

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	I_{I0}	-10		10	-20	20	nA
Eingangsstrom	I_I		5	25		35	nA
Leerlaufspannungs- verstärkung ($f = 100 \text{ Hz}$)	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. SO-8 (SMD)	weiß
TAF 2453 A	Q67000-A2210	P-DIP 8	—
TAF 2453 G	Q67000-A2211	ähnl. SO-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

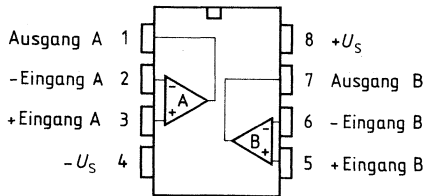
- Versorgungsspannungsbereich 2 V (1,8 V) bis 36 V
- Geringe Eigenstromaufnahme, typ. 0,8 mA
- Extrem hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Ausgangssättigungsspannung, nahezu unabhängig vom Laststrom
- Ausgangsstrom bis 70 mA (max. 100 mA)
- Praktisch kurzschlußfester Ausgang
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer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

Anwendungen

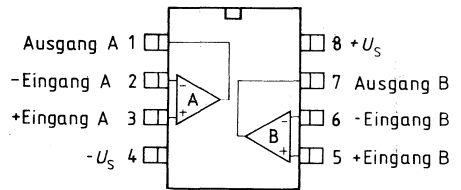
- Verstärker
- Pegelumsetzer
- Treiber
- Nullspannungsschalter
- Komparator

Anschlußanordnung

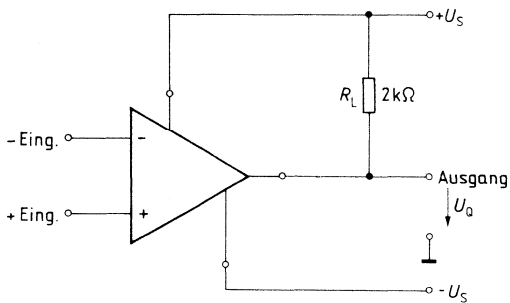
TAE 2453 A, TAF 2453 A



TAE 2453 G
TAF 2453 G

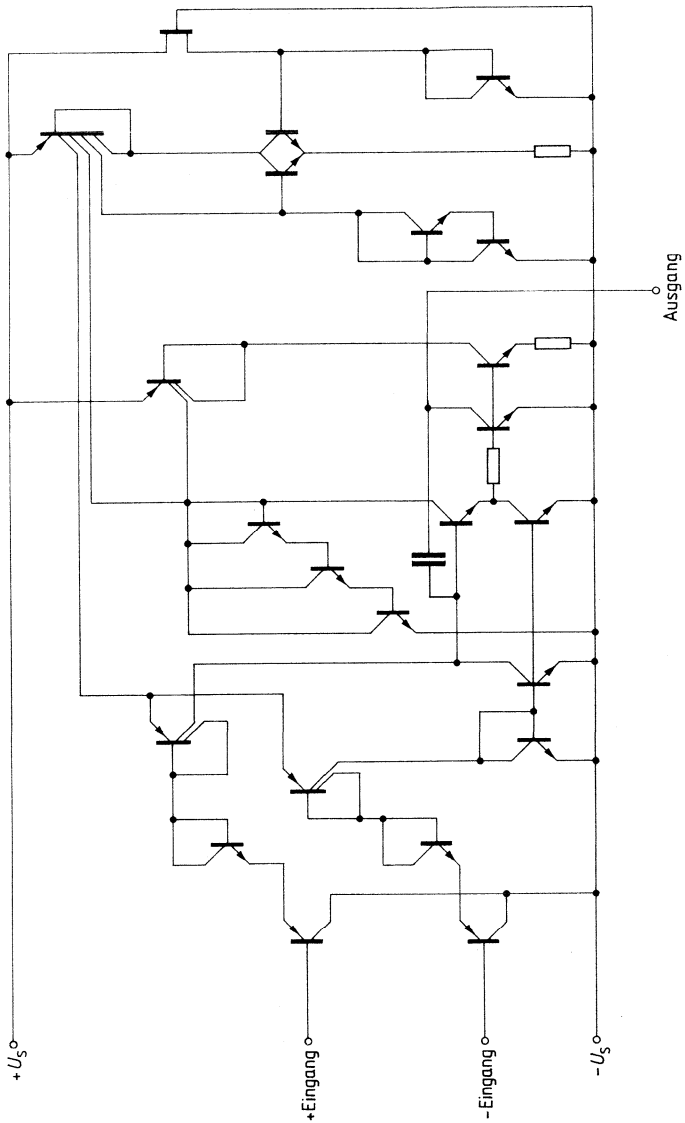


Anschlußschema



R_L = Kollektorwiderstand

Schaltbild



Grenzdaten

Speisespannung	U_S	± 18	V
Ausgangsstrom	I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 150	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TAE 2453 A $R_{th\ SU}$	100	K/W
	TAE 2453 G $R_{th\ SU}$	170	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	$\pm 1,0$ bis ± 18 ($\pm 0,9$ 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

		$T_U = 25\text{ }^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis $85\text{ }^\circ\text{C}$		
		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	I_{I0}	-75		75	-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
Eingangsimpedanz ($f = 1\text{ kHz}$)	Z_i		200				k Ω
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2\text{ k}\Omega$)	V_{U0}	80	85		80		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	μA
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
Betriebsspannungsunter- drückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der I_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{I10}		0,1				nA/K
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{U10}		6				$\mu\text{V/K}$
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		1				V/ μs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		1				V/ μs

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	I_{I0}	-75		75	-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

Speisespannung	U_S	± 18	V
Ausgangsstrom	I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 150	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TAF 2453 A R_{thSU}	100	K/W
	TAF 2453 G R_{thSU}	170	K/W

Funktionsbereich

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

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 10$ k Ω ;
wenn nicht anders angegeben

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis 125°C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme gesamt	I_S		0,8	1,5		1,8	mA
Eingangsnullspannung ($R_G = 50 \Omega$)	U_{I0}	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	-50		50	-75	75	nA
Eingangsstrom	I_I		40	100		150	nA
Aussteuerbarkeit ($R_L = 2$ k Ω , $U_S = \pm 15$ V)	U_{QSS}	14,9		-14,7	14,8	-14,7	V
($R_L = 620 \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{QSS}	14,9		-14,5	14,8	-14,4	V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_I		200				k Ω
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ k Ω)	V_{U0}	85	87		80		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	μA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	$-U_S+0,3$		$U_S-1,5$	$-U_S$	$U_S-1,8$	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ k Ω)	k_{CMR}	80	85		75		dB
Betriebsspannungsunter- drückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der I_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	α_{I10}		0,1	0,8		0,8	nA/K
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	α_{U10}		6	25		25	$\mu\text{V/K}$
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		1				V/ μs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		1				V/ μs

Kenndaten $U_S = \pm 2$ V

Eingangsnullspannung ($R_G = 50 \Omega$)	U_{I0}	-4		4	-6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	-50		50	-75	75	nA
Eingangsstrom	I_I		40	100		150	nA
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ k Ω)	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-G1	ähnl. SO-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

Anwendungen

- Verstärker
- Komparator

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	± 18	V	
Eingangsspannung ¹⁾	U_I	± 15	V	
Differenzeingangsspannung ²⁾	U_{ID}	± 30	V	
Kurzschlußdauer ³⁾	t_z	∞		
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C	
Lagertemperatur	T_s	–55 bis 125	°C	
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TBB 1458 B	R_{thSU}	100	K/W
	TBB 1458 G	R_{thSU}	170	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 4 bis ± 18	V
Umgebungstemperatur	T_U	0 bis 70	°C

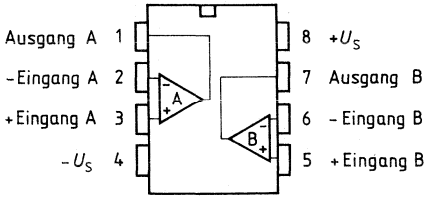
1) Für Speisespannungen $< \pm 15$ V ist die max. Eingangsspannung der Speisespannung gleich.

2) Für Speisespannungen $< \pm 15$ V ist die max. Differenzeingangsspannung gleich $\pm (U_{S+} + |U_{S-}|)$.

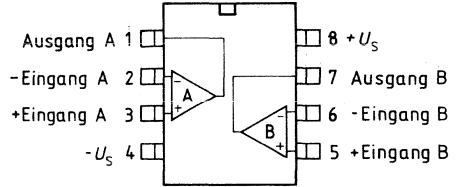
3) Kurzschluß kann gegen Masse oder Speisespannung $\pm U_S$ erfolgen, dabei dürfen die Grenzdaten nicht überschritten werden.

Anschlußanordnungen

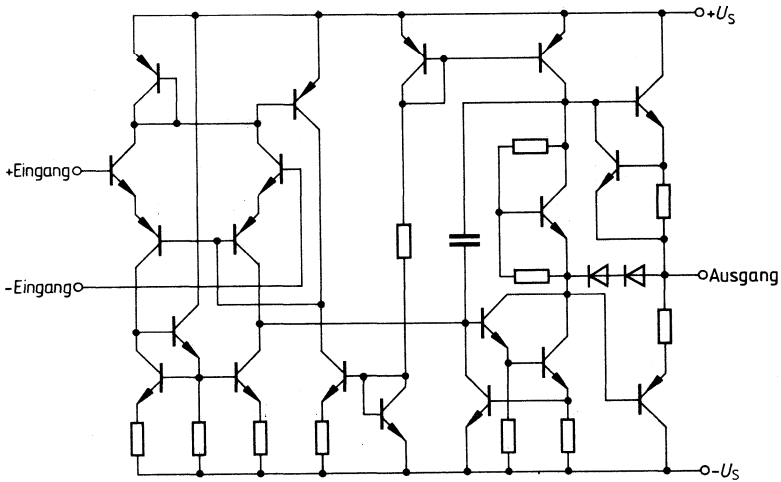
TBB 1458 B



TBB 1458 G



Schaltung eines Operationsverstärkers



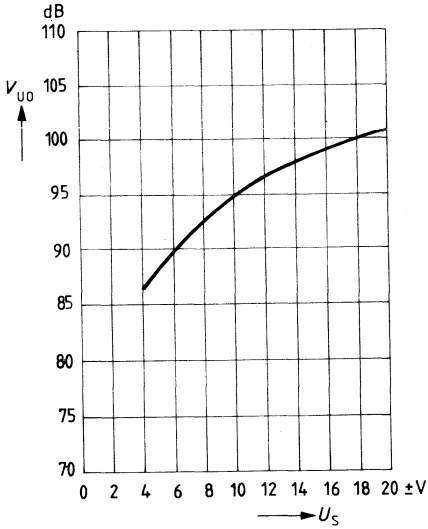
Kenndaten

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

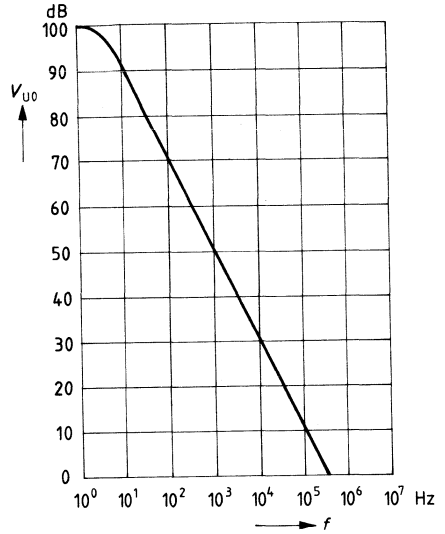
		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = 0^\circ\text{C bis } 70^\circ\text{C}$		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsnulspannung ($R_G \leq 10 \text{ k}\Omega$)	U_{I0}	-6		6	-7,5	7,5	mV
Eingangsnulstrom	I_{I0}	-200	± 20	200	-300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		80	500		800	nA
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		2	3		3	mA
Ausgangskurzschlußstrom	I_{QS}		± 18				mA
Eingangswiderstand	R_I	0,3	1				M Ω
Eingangskapazität	C_I		6				pF
Ausgangswiderstand	R_O		75				Ω
Aussteuerbarkeit $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$	U_{QSS}	13	± 14	-13			V
$R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$	U_{QSS}	11	± 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}	α_{UI0}		3				$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient der I_{I0}	α_{II0}		0,4				nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit*) ($V_U = 1, R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$)	S		0,5				V/ μs

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

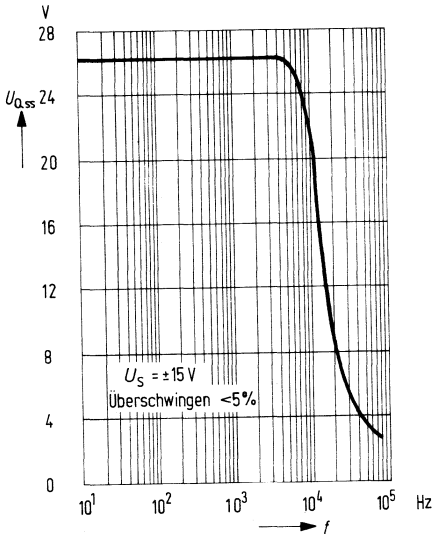
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(U_S)$



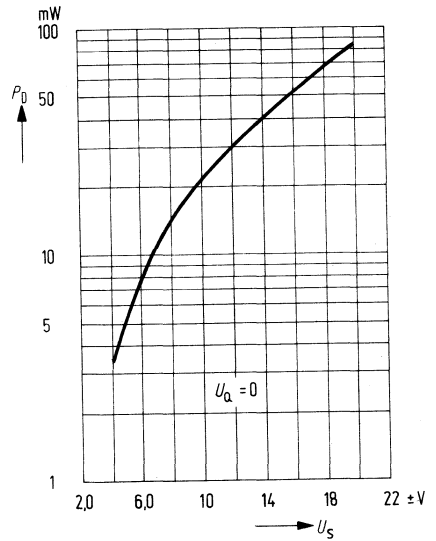
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$



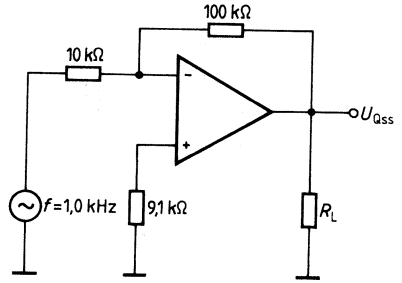
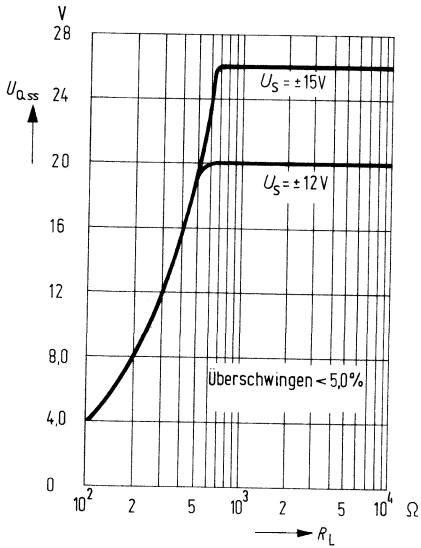
Leistungsbandsbreite $U_{QSS} = f(f)$



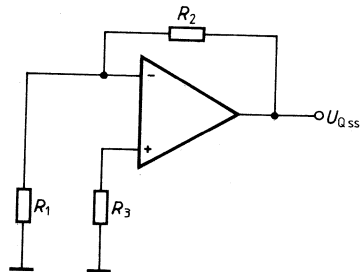
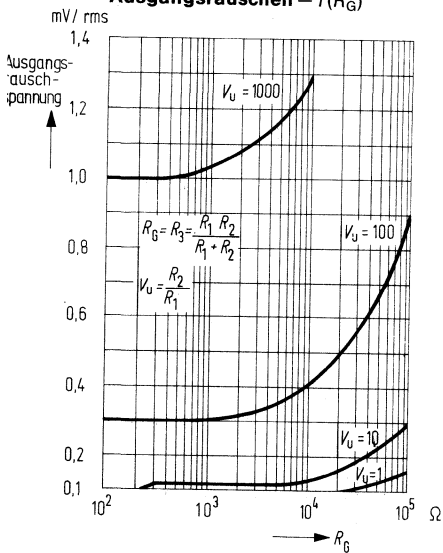
Verlustleistung $P_D = f(U_S)$



Ausgangsspannung $U_{Qss} = f(R_L)$



Ausgangsrauschen = $f(R_G)$



Weitere Kurven siehe TBA 221

Vierfachoperationsverstärker



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. B. 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

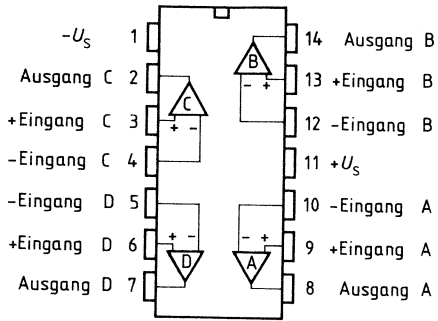
Grenzdaten

Speisespannung	U_S	± 15	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\ SU}$	80	K/W

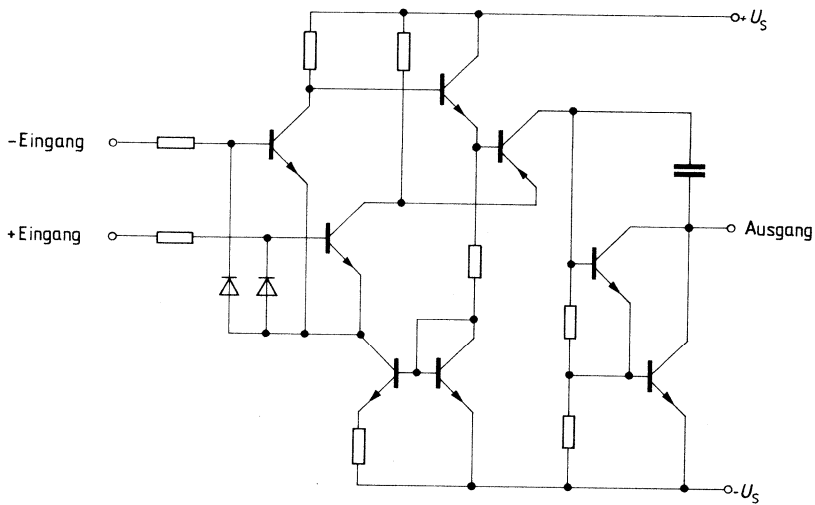
Funktionsbereich

Speisespannung		U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	TAA 4762 A	T_U	-55 bis 125	°C
	TAA 4765 A	T_U	-25 bis 85	°C

Anschlußanordnung



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

	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis 125°C		
	min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S	1	3		3	mA
Eingangsnulspannung ($R_G = 50 \Omega$)	U_{I0}	-4	4	-6	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	-100	± 50	100	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,3	0,7	1,0	μA
Aussteuerbarkeit ($U_S = \pm 15 \text{ V}$)	U_{QSS}	14,9		-14	14,8	V
($R_L = 620 \Omega$, $U_S = \pm 15 \text{ V}$)	U_{QSS}	14,9		-12,5	14,8	V
Eingangsimpedanz ($f = 1 \text{ kHz}$)	Z_i		200			k Ω
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 100 \text{ Hz}$)	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	μA
Eingangsgleichaktbereich	U_{IC}	$-U_S+2$		U_S-2	$-U_S+3$	V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}		85	75		dB
Speisespannungsunterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100	100	$\mu\text{V/V}$
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	α_{UI0}		6	25	25	$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient der I_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	α_{II0}		0,3	1,5	1,5	nA/K
Rauschspannung (nach DIN 45405, auf Eingang bezogen $R_S = 2,5 \Omega$)	U_{IR}		3			μV
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10 \text{ mA}$)	U_{Q0}		1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5			V/ μs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5			V/ μs

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
Eingangsnullstrom	I_{I0}	-70		70	-200	200	nA
Eingangsstrom	I_I		0,2	0,5		0,8	μA
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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis 85°C		
		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	± 80	200	-300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,5	0,8		1,0	μA
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 Ω
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 100 \text{ Hz}$)	V_{U0}	80	85		80		dB
($R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $f = 100 \text{ Hz}$)	V_{U0}		90				dB
Ausgangsperrstrom	I_{QR}			10		20	μA
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} ($R_G = 50 \Omega$)	$\alpha_{U_{I0}}$		6				$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient der 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				μV
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10 \text{ mA}$)	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ μs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ μs

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	μA
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.

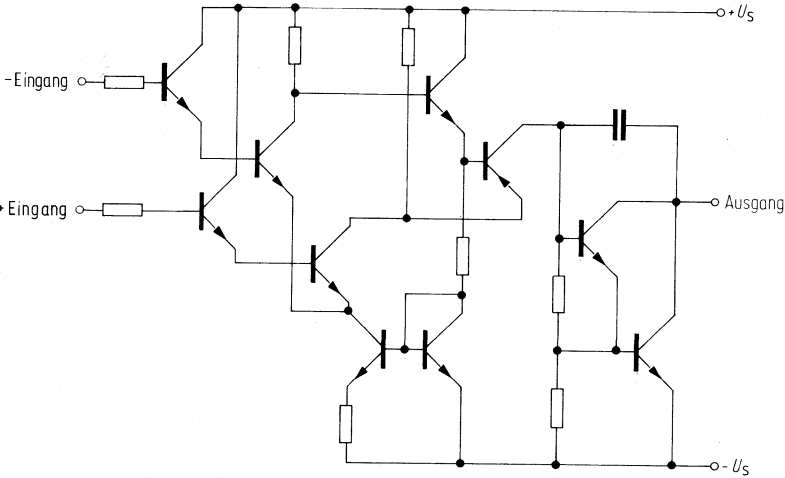
Eigenschaften

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

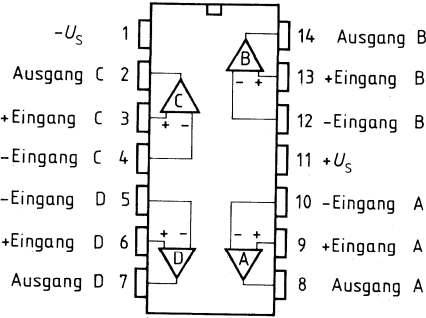
Anwendungen

- Verstärker
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Impedanzwandler
- Treiber

Schaltung eines Operationsverstärkers



Anschlußanordnung



Grenzdaten

Speisespannung	U_S	± 15	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung: $U_S = \pm 13$ bis ± 15 V	U_{ID}	± 13	V
Differenzeingangsspannung: $U_S = \pm 2$ bis ± 13 V	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	80	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	-55 bis 125	°C

Kenndaten

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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis 125°C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		1	3		3	mA
Eingangsnulspannung ($R_G = 50 \Omega$)	U_{I0}	-10		10	-15	15	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	-5		5	-10	10	nA
Eingangsstrom	I_I		5	15		25	nA
Aussteuerbarkeit ($U_S = \pm 15$ V)	U_{QSS}	14,9		-14	14,8	-14	V
($R_L = 620 \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{QSS}	14,9		-12,5	14,8	-12	V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		3				M Ω
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 100$ Hz)	V_{U0}	80	83		75		dB
($R_L = 10$ k Ω , $f = 100$ Hz)	V_{U0}		88				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	μ 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	μ V/V
Temperaturkoeffizient d. U_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	$\alpha_{U_{I0}}$		12	50		50	μ V/K
Temperaturkoeffizient d. I_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	$\alpha_{I_{I0}}$		50				pA/K
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10$ mA)	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ μ s
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ μ s

Kenndaten

$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 2$ k Ω

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

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

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	± 15	V
Ausgangsstrom	I_Q	70	mA
Differenzeingangsspannung: $U_S = \pm 13$ bis ± 15 V	U_{ID}	± 13	V
Differenzeingangsspannung: $U_S = \pm 2$ bis ± 13 V	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\,SU}$	80	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	-25 bis 85	°C

Kenndaten

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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis 85°C		
		min	typ	max	min	max	
Leerlaufstromaufnahme, gesamt	I_S		1	3		3	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
Aussteuerbarkeit ($U_S = \pm 15$ V)	U_{QSS}	14,9		-14	14,8	-14	V
($R_L = 620 \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{QSS}	14,9		-12,5	14,8	-12	V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_i		3				M Ω
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 100$ Hz)	V_{U0}	75	80		75		dB
($R_L = 10$ k Ω , $f = 100$ Hz)	V_{U0}		85				dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	μ 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	μ V/V
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G=50 \Omega$)	$\alpha_{U_{I0}}$		12				μ V/K
Temperaturkoeffizient der I_{I0} ($R_G=50 \Omega$)	$\alpha_{I_{I0}}$		50				pA/K
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10$ mA)	U_{Q0}			1			V
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ μ S
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		0,5				V/ μ S

Kenndaten

$U_S = \pm 2$ V, $R_L = 2$ k Ω

Eingangsnullspannung ($R_G = 50 \Omega$)	U_{I0}	-17		17	-20	20	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	-10		10	-20	20	nA
Eingangsstrom	I_I		5	25		35	nA
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 100$ 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
TAE 4453 G	Q67000-A2152	SO-14 (SMD)
TAF 4453 A	Q67000-A2212	P-DIP 14
TAF 4453 G	Q67000-A2213	SO-14 (SMD)

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

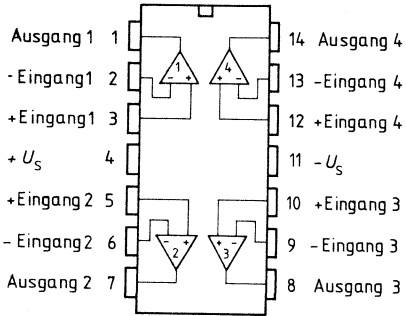
- Versorgungsspannungsbereich 2 V (1,8 V) bis 36 V
- Geringe Eigenstromaufnahme, typ. 1,6 mA
- Extrem hohe Aussteuerbarkeit
- Kleine Ausgangssättigungsspannung, nahezu unabhängig vom Laststrom
- Ausgangsstrom bis 70 mA (max. 100 mA)
- Praktisch kurzschlußfester Ausgang
- Hoher Gleichtaktbereich
- Großer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

Anwendungen

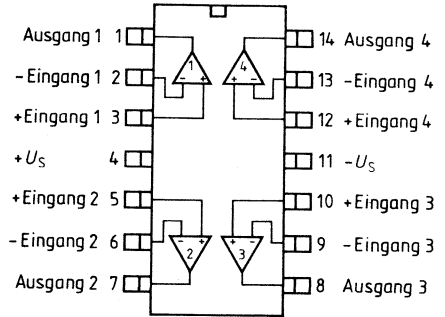
- Verstärker
- Pegelumsetzer
- Treiber
- Nullspannungsschalter
- Komparator

Anschlußanordnung

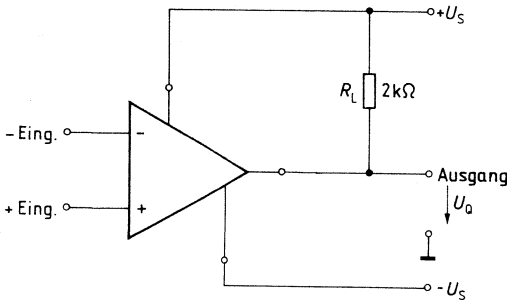
TAE 4453 A, TAF 4453 A



TAE 4453 G, TAF 4453 G

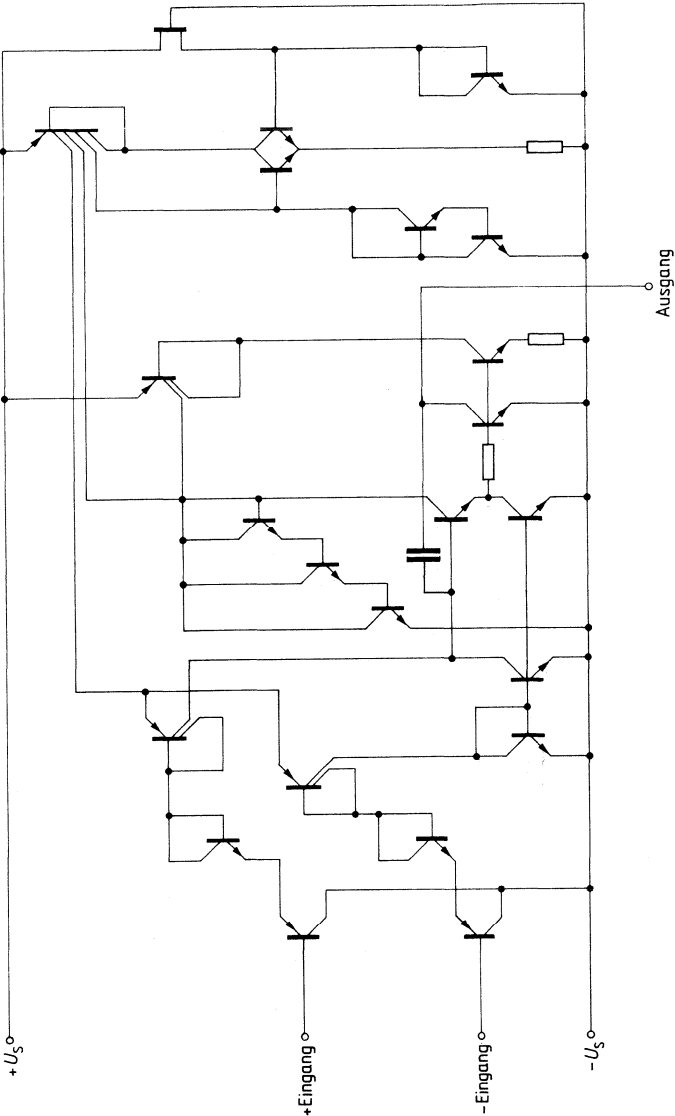


Anschlußschema



R_L = Kollektorwiderstand

Schaltbild



Grenzdaten

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

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	$\pm 1,0$ bis ± 18 ($\pm 0,9$ 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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis 85°C		
		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}	-75		75	-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
Eingangsimpedanz ($f = 1\text{ kHz}$)	Z_i		200				k Ω
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2\text{ k}\Omega$)	V_{U0}	80	85		80		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	μA
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 von I_{I0}	α_{I10}		0,1				nA/K
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50\ \Omega$)	α_{U10}		6				$\mu\text{V/K}$
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		1				V/ μs
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		1				V/ μs

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

Speisespannung	U_S	± 18	V
Ausgangsstrom	I_Q	100	mA
Differenzeingangsspannung	U_{I0}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 150	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TAF 4453 A	$R_{th\,SU}$	80 K/W
	TAF 4453 G	$R_{th\,SU}$	120 K/W

Funktionsbereich

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

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V; $R_L = 10$ k Ω ,
wenn nicht anders angegeben

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis 125°C		
		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}	-50		50	-75	75	nA
Eingangsstrom	I_I		40	100		150	nA
Aussteuerbarkeit ($R_L = 2$ k Ω , $U_S = \pm 15$ V)	U_{QSS}	14,9		-14,7	14,8	-14,7	V
($R_L = 620 \Omega$, $U_S = \pm 15$ V)	U_{QSS}	14,9		-14,5	14,8	-14,4	V
Eingangsimpedanz ($f = 1$ kHz)	Z_I		200				k Ω
Leerlaufspannungsverstärkung ($R_L = 2$ k Ω)	V_{U0}	85	87		80		dB
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	μ A
Eingangsgleichtaktbereich ($R_L = 2$ k Ω)	U_{IC}	$-U_S + 0,3$		$+U_S - 1,5$	$-U_S$	$+U_S - 1,8$	V
Gleichtaktunterdrückung ($R_L = 2$ k Ω)	k_{CMR}	80	85		75		dB
Betriebsspannungsunterdrückung ($V_U = 100$)	k_{SVR}		25	100		100	μ V/V
Temperaturkoeffizient der I_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	α_{I10}		0,1	0,8		0,8	nA/K
Temperaturkoeffizient der U_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	α_{U10}		6	25		25	μ V/K
Anstiegsgeschwindigkeit nicht invertierender Betrieb*)	S		1				V/ μ s
Anstiegsgeschwindigkeit invertierender Betrieb*)	S		1				V/ μ s

Kenndaten

$U_S = \pm 2$ 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 ($R_L = 2$ k Ω)	V_{U0}	75			70		dB

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

Leistungsoperationsverstärker



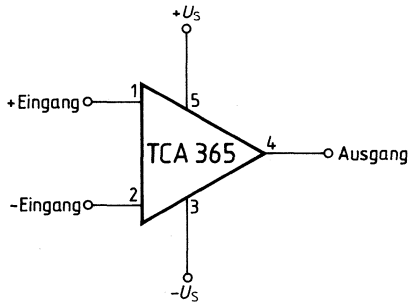
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
■ TCA 365	Q67000-A1875	Kunststoff-Leistungsgehäuse ähnlich TO-220
■ TCA 365 H	Q67000-A2145	Kunststoff-Leistungsgehäuse ähnlich TO-220

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 ± 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

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	± 18	V
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Ausgangsspitzenstrom	I_Q	3,0	A
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 125	°C
Verlustleistung (bei $T_G = 90^\circ\text{C}$)	P_{tot}	15	W
Wärmewiderstand (System-Gehäuse)	R_{thSG}	5	K/W

Funktionsbereich

Betriebsspannung	U_S	± 4 bis ± 18	V
Umgebungstemperatur	T_U	-25 bis 85	°C
Spannungsverstärkung	V_{Umin}	20	dB

Kenndaten

$U_S = \pm 15\text{ V}$, $T_G = 25^\circ\text{C}$

		Meßschaltung	min	typ	max	
Leerlaufstromaufnahme	I_S	1		20	40	mA
Eingangsnullspannung	U_{I0}	2	-10		10	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	3	-100		100	nA
Eingangsstrom	I_I	3		0,2	1	µA
Ausgangsspannung $R_L = 13\ \Omega$	U_{Qss}	4	$\pm 12,5$	± 13		V
$R_L = 4,7\ \Omega$			$\pm 11,7$	± 12		V
Ausgangsspannung	U_{Qss}	4		± 10		V
($R_L = 470\ \Omega$, $f = 100\text{ kHz}$, $V_U = 30\text{ dB}$)						
Eingangswiderstand ($f = 1\text{ kHz}$)	R_I	4	1	5		MΩ
Leerlaufspannungsverstärkung	V_{U0}	5	80	90		dB
($R_L = 8,2\ \Omega$, $f = 100\text{ Hz}$)						
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}	α_{UI0}	2		50		µV/K
-25 $\leq T_G \leq 85^\circ\text{C}$						
Temperaturkoeffizient d. I_{I0}	α_{II0}	3		0,4		nA/K
-25 $\leq T_G \leq 85^\circ\text{C}$						
Anstiegsgeschwindigkeit v. U_Q	S	8		5		V/µs
im nicht invertierenden Betrieb*)						
Anstiegsgeschwindigkeit v. U_Q	S	9		5,5		V/µs
im invertierenden Betrieb*)						
Fremdspannung auf den Eingang bezogen	U_N	1		3		µV

*) siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

Meßschaltungen

Abb. 1 Leerlaufstromaufnahme, Fremdspannung

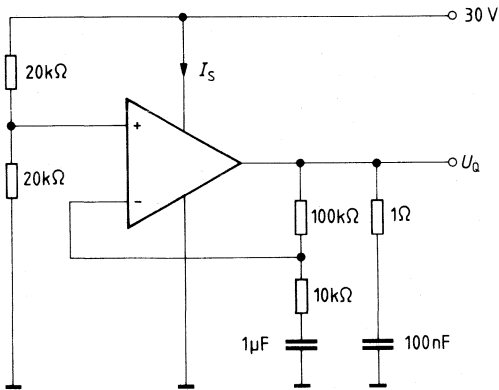


Abb. 2 Eingangsnulspannung TK der U_{10}

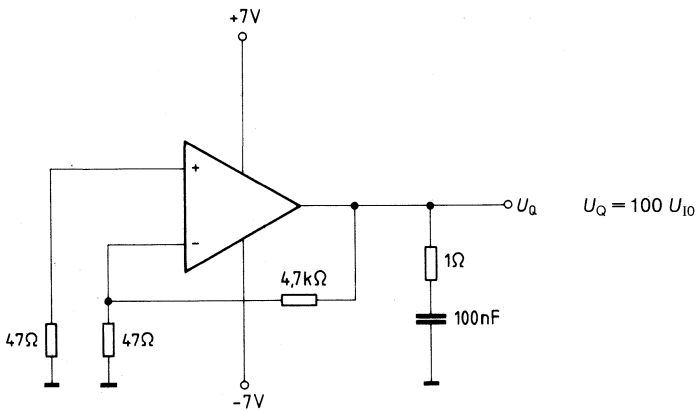
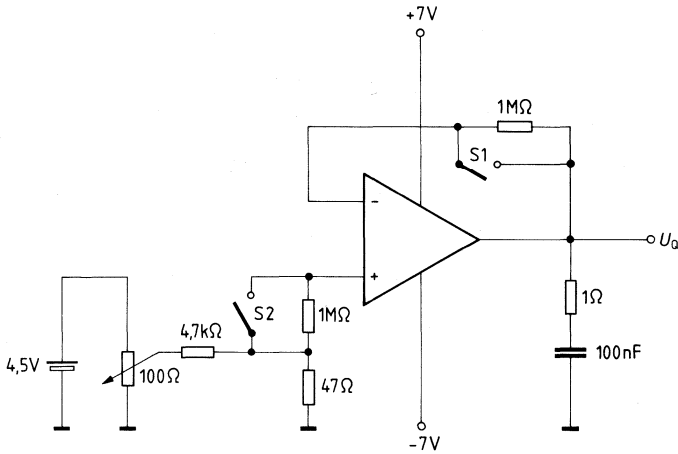


Abb. 3 Eingangsnullstrom; Eingangsstrom, TK des I_{10}



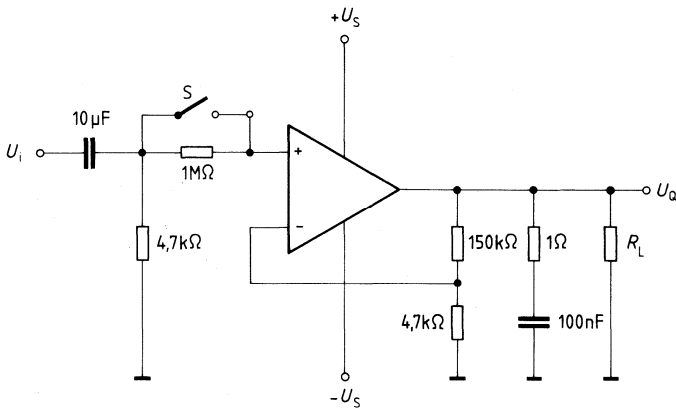
$$S1 \text{ offen} - S2 \text{ geschlossen: } I_{1-} = \frac{U_Q}{1 \text{ M}\Omega}$$

$$S2 \text{ offen} - S1 \text{ geschlossen: } I_{1+} = \frac{U_Q}{1 \text{ M}\Omega}$$

$$S1 \text{ offen} - S2 \text{ offen: } I_{10} = \frac{U_Q}{1 \text{ M}\Omega}$$

S1 geschlossen - S2 geschlossen: Offsetabgleich

Abb. 4 Ausgangsspannung, Eingangswiderstand



S geschlossen: Messung von U_{Qss}

S offen/geschlossen: Messung von R_1

Abb. 5 Leerlaufspannungsverstärkung

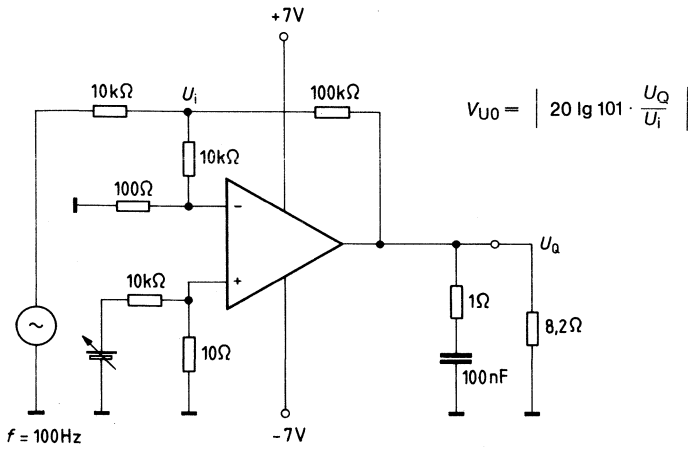


Abb. 6 Gleichtaktverstärkung V_{UC}
 Gleichtaktunterdrückung $K_{CMR} \text{ (dB)} = V_{U0} \text{ (dB)} - V_{UC} \text{ (dB)}$

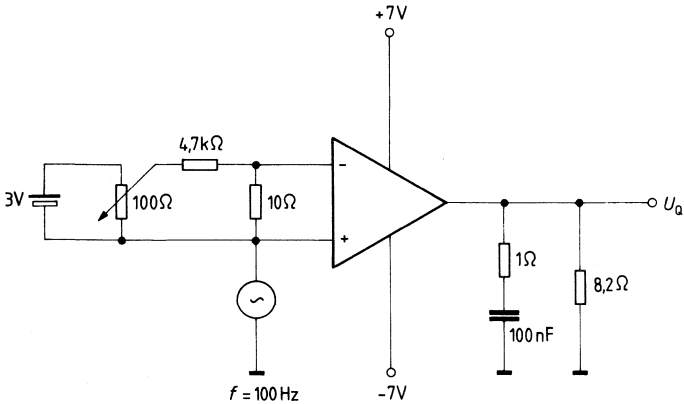
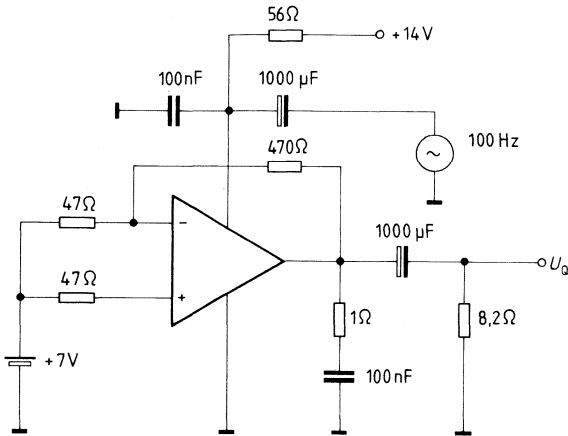


Abb. 7 Betriebsspannungsunterdrückung



$$k_{SVR} = 20 \lg \frac{\Delta U_Q}{V_U \cdot \Delta U_S} \text{ [dB]}$$

Abb. 8 Anstiegsgeschwindigkeit im nicht invertierenden Betrieb

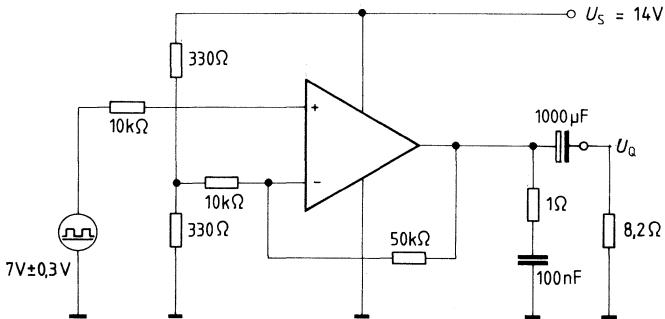
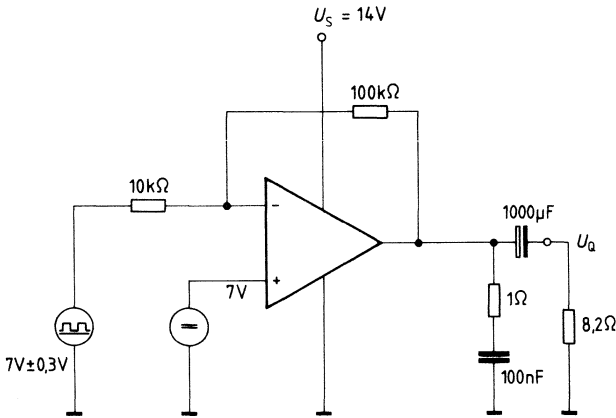
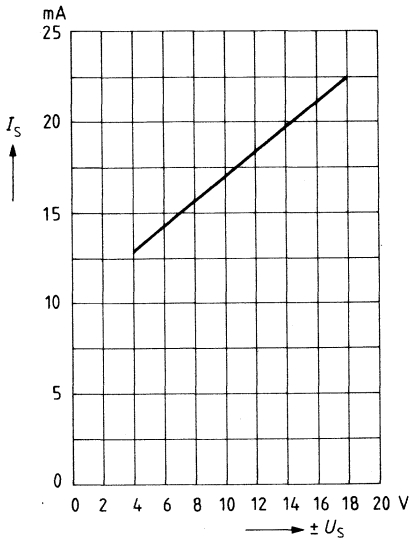


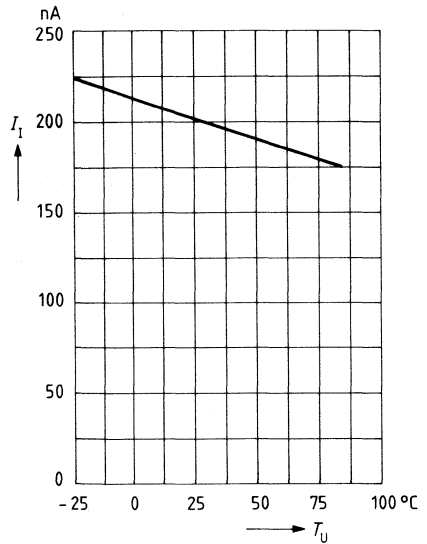
Abb. 9 Anstiegs­ge­schwin­dig­keit im invertierenden Betrieb



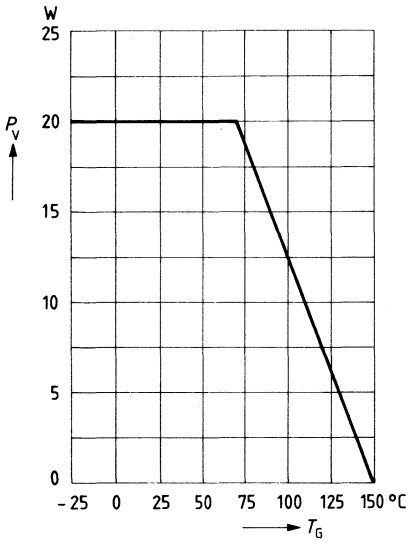
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$



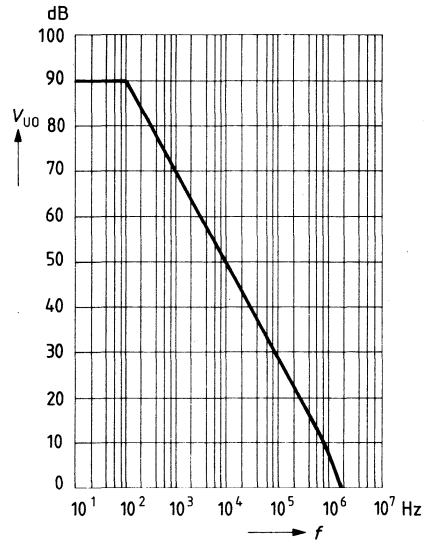
Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$



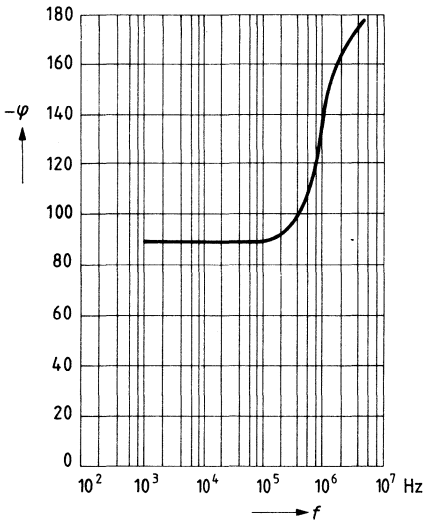
Max. zul. Verlustleistung $P_V = f(T_G)$



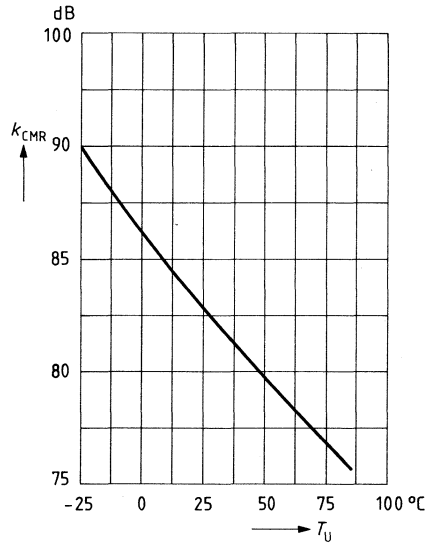
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$



Phasenlage $-\varphi = f(f)$



Gleichtaktunterdrückung $k_{CMR} = f(T_U)$



Vorläufige Daten

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 365 A	Q67000-A2465	Kunststoff-Leistungsgehäuse ähnl. TO-220

Der TCA 365 A ist ein Leistungs-OP im Kunststoff-Leistungsgehäuse ähnlich TO-220. Er liefert einen hohen Ausgangsstrom von 3,5 A bei max. Versorgungsspannung von ± 21 V. Der IC ist gegen Kurzschlüsse und thermische Überlastung geschützt.

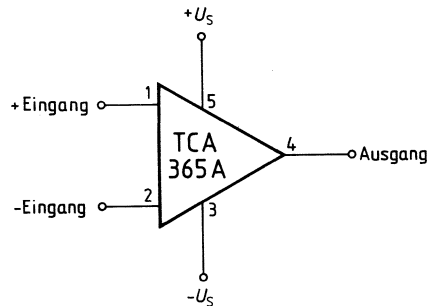
Eigenschaften

- Hoher Ausgangsspitzenstrom bis 3,5 A
- Hohe Versorgungsspannung bis 42 V
- Thermischer Überlastschutz
- Interne Leistungsbegrenzung
- Gleichspannungskurzschlußfest nach $+U_s$ und $-U_s$

Anwendungen

- Leistungskomparator
- Leistungs-Schmitt-Trigger
- Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren

Anschlußanordnung



Anschluß 3
elektrisch mit Kühlflasche verbunden

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	± 21	V
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Speisestrom	I_S	4,0	A
Massestrom (min./max.)	I_M	-4,0 bis +3,5	A
Ausgangsspannung	U_Q	$U_S + 1$	V
Ausgangsspitzenstrom	I_Q	3,5	A
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-50 bis 150	°C
Verlustleistung (bei $T_G = 85$ °C)	P_{tot}	13	W
Wärmewiderstand System-Gehäuse	$R_{th SG}$	5	K/W

Funktionsbereich

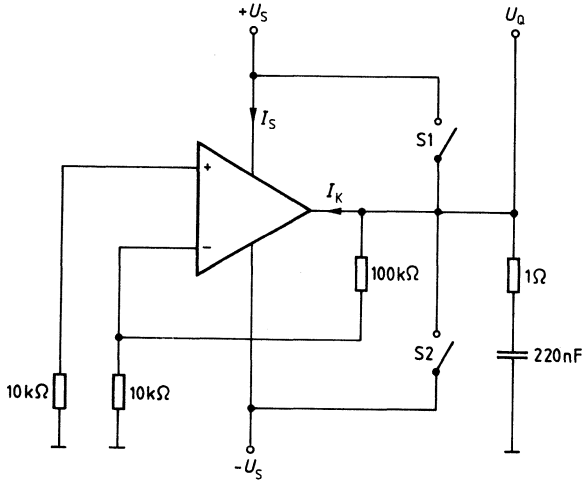
Betriebsspannung	U_S	± 3 bis ± 20	V
Gehäusetemperatur	T_G	-25 bis 85	°C
Spannungsverstärkung	V_{Umin}	20	dB

Kenndaten $U_S = \pm 15 \text{ V}$, $T_G = 25^\circ \text{C}$

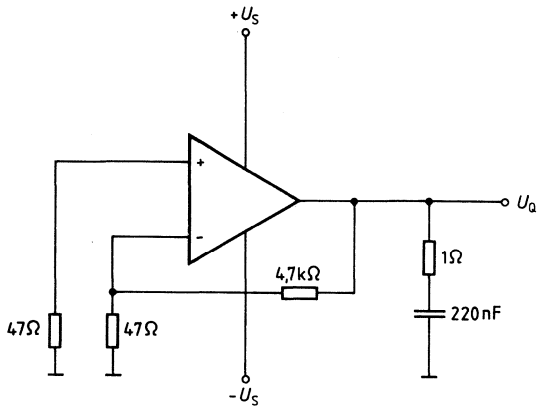
		Mess.- schaltg.	min	typ	max	
Leerlaufstromaufnahme	I_S	1		20	40	mA
Eingangsnullspannung	U_{I0}	2	-10		10	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	3	-100		100	nA
Eingangsstrom	I_I	3		0,2	1	μA
Ausgangsspannung						
$R_L = 12 \Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$	U_{Qss}	4	$\pm 13,0$	$\pm 13,5$		V
$R_L = 4 \Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$	U_{Qss}		$\pm 12,5$	$\pm 13,0$		V
Eingangswiderstand	R_I	4	1	5		M Ω
$f = 1 \text{ kHz}$						
Leerlaufspannungsverstärkung	V_{U0}	5	70	80		dB
$f = 100 \text{ Hz}$						
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
Temperatur Koeffizient der U_{I0}	$\alpha_{U_{I0}}$	2		50		$\mu\text{V/K}$
$-25 \leq T_G \leq 85^\circ \text{C}$						
Temperatur Koeffizient der I_{I0}	$\alpha_{I_{I0}}$	3		0,4		nA/K
$-25 \leq T_G \leq 85^\circ \text{C}$						
Anstiegsgeschwindigkeit von U_Q	$\frac{du_Q}{dt}$	8		2		V/ μs
im nicht invert. Betrieb						
Anstiegsgeschwindigkeit von U_Q	$\frac{du_Q}{dt}$	9		2		V/ μs
im invert. Betrieb						
Fremdspannung auf den	U_N	1		2	5	μV
Eingang bezogen DIN 45405						
Kurzschlußstrom						
(S1 geschlossen)	I_K	1		0,75		A
(S2 geschlossen)	I_K	1		-0,75		A

Prüf- und Meßschaltungen

Abb. 1 Leerlaufstromaufnahme; Fremdspannung

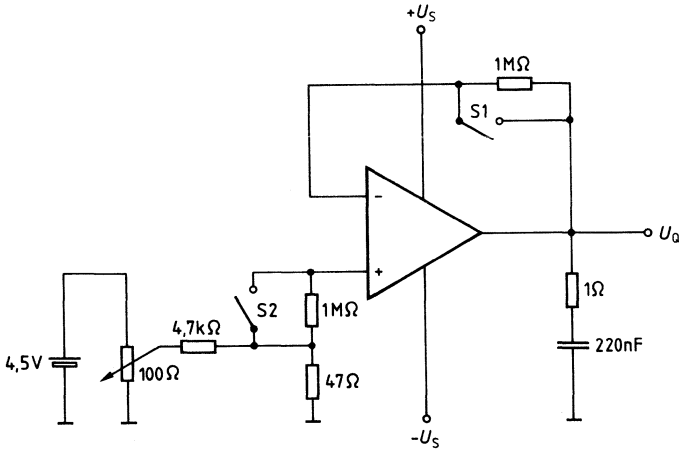


S1 und S2 wie gezeichnet,
wenn nicht anders angegeben

Abb. 2 Eingangsnulspannung, Temperaturkoeffizient der U_{10} 

$$U_Q = 100 U_{10}$$

Abb. 3 Eingangsnulldstrom, Eingangsstrom, Temperaturkoeffizient des I_{10}



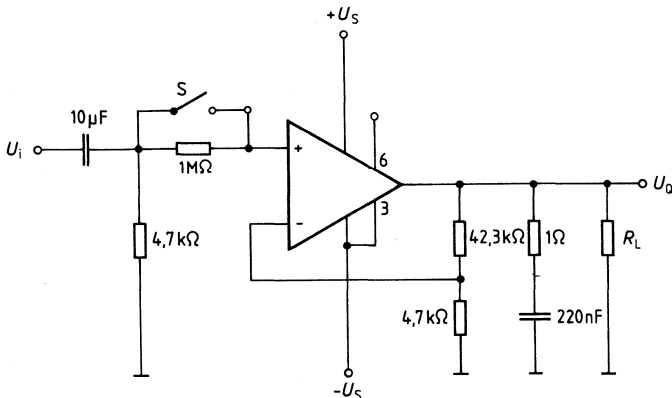
S1 offen – S2 geschlossen: $I_{I-} = \frac{U_o}{1\text{ M}\Omega}$

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

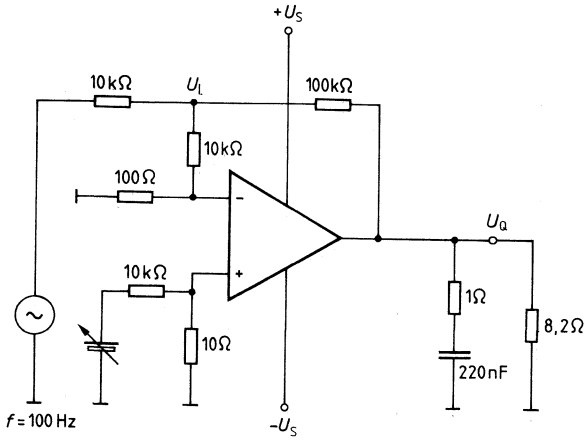
Abb. 4 Ausgangsspannung, Eingangswiderstand



S geschlossen: Messung von $U_{Q,ss}$

S offen/geschlossen: Messung von R_i

Abb. 5 Leerlaufspannungsverstärkung



$$V_{Uo} = |20 \lg 101 \cdot \frac{U_o}{U_i}|$$

Abb. 6 Gleichaktverstärkung V_{UC}
 Gleichaktunterdrückung $K_{CMR} \text{ (dB)} = V_{Uo} \text{ (dB)} - V_{UC} \text{ (dB)}$

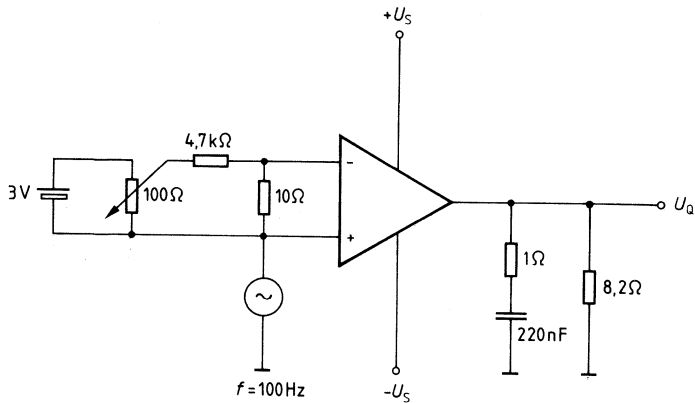
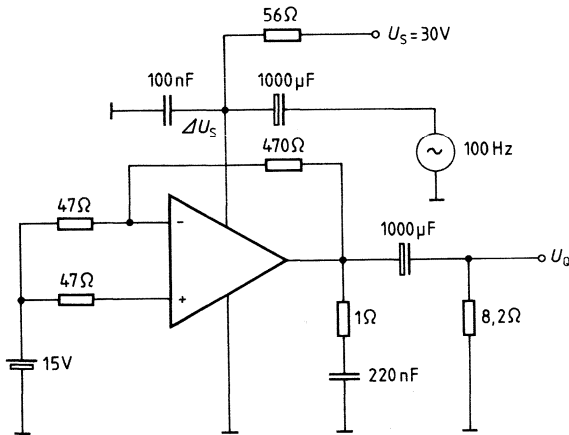


Abb. 7 Betriebsspannungsunterdrückung



$$k_{\text{SVR}} = 20 \lg \frac{\Delta U_a}{V_U \cdot \Delta U_S} \text{ (dB)}$$

Abb. 8 Anstiegsgeschwindigkeit im nicht invertierenden Betrieb

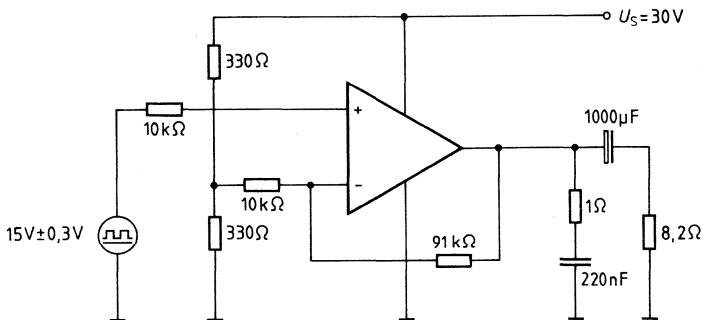
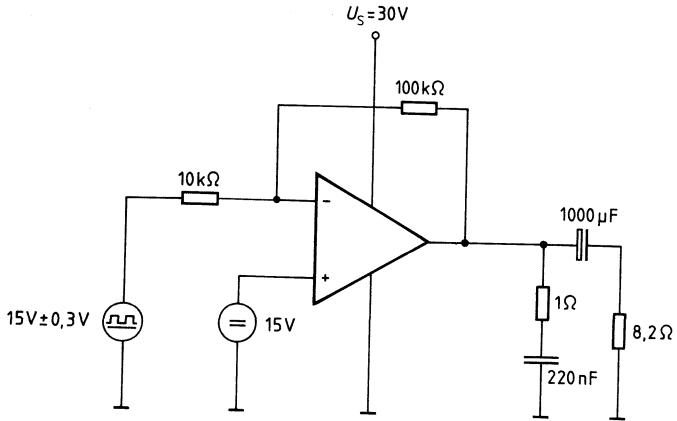
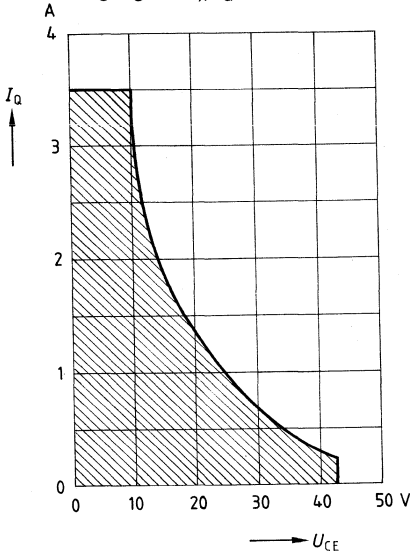
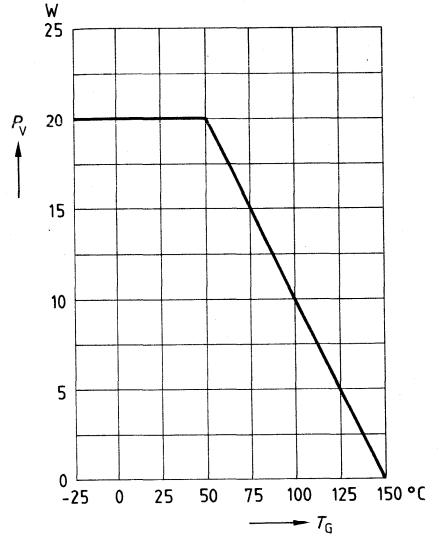


Abb. 9 Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb

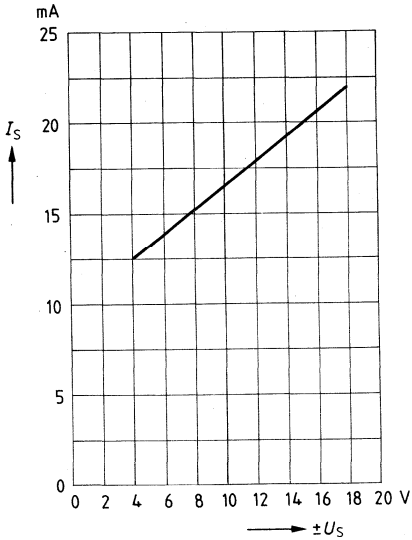
SOA-Arbeitsbereich $I_Q = f(U_{CE})$
 (Sicherer Arbeitsbereich der
 Ausgangsstufe); $T_G = 25^\circ\text{C}$



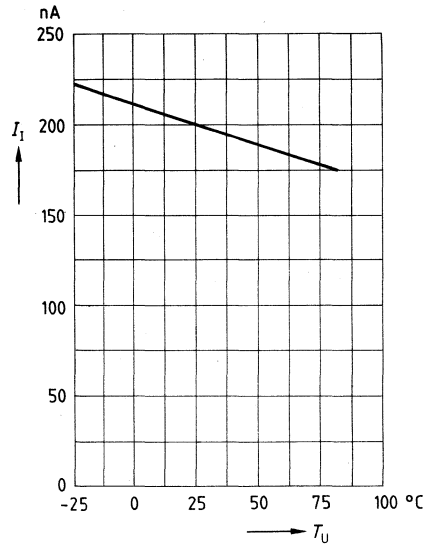
Max. zul Verlustleistung $P_V = f(T_G)$



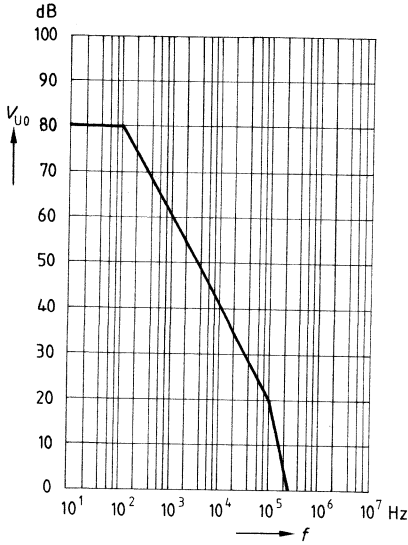
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$
 $T_G = 25^\circ\text{C}$



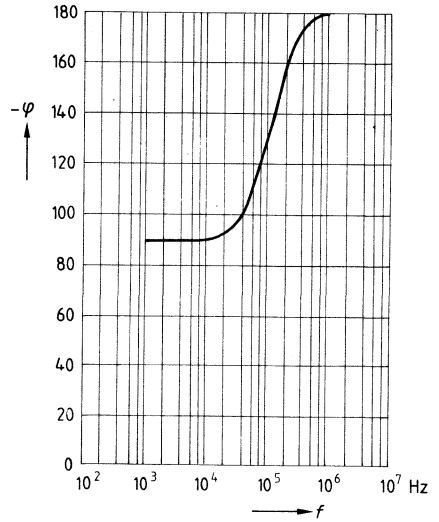
Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$
 $U_S = \pm 15\text{ V}$



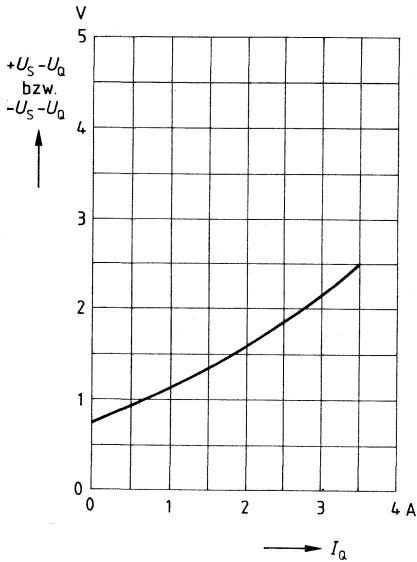
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$
 $T_G = 25^\circ\text{C}; U_S = \pm 15\text{ V}$



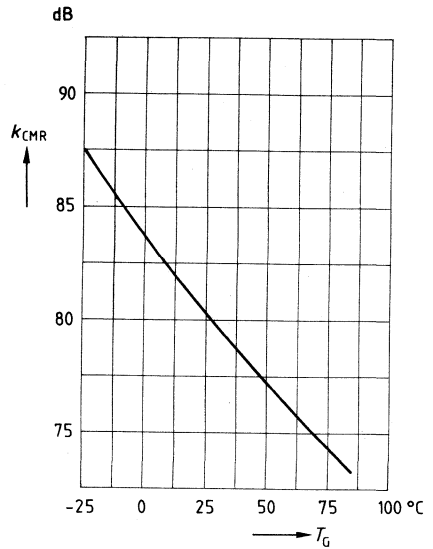
Phasenlage $-\varphi = f(f)$
 $T_G = 25^\circ\text{C}; U_S = \pm 15\text{ V}$



Sättigungsspannung $U_{\text{sat}} = f(I_Q)$
 $T_G = 25^\circ\text{C}$



Gleichtaktunterdrückung $k_{\text{CMR}} = f(T_G)$
 $U_S = \pm 15\text{ V}$



Vorläufige Daten

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 1365	Q67000-A2466	Kunststoff-Leistungsgehäuse ähnl. TO-220

Der TCA 1365 ist ein Leistungsoperationsverstärker im Kunststoff-Leistungsgehäuse ähnlich TO-220. Er liefert einen hohen Ausgangsstrom von 3,5 A bei einer max. Versorgungsspannung von ± 21 V. Der IC ist gegen Kurzschlüsse und thermische Überlastung geschützt.

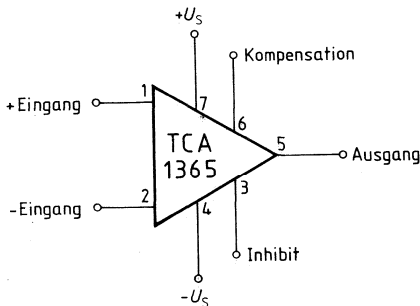
Eigenschaften

- Hoher Ausgangsspitzenstrom bis 3,5 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 $-U_s$

Anwendungen

- Leistungskomparator
- Leistungs-Schmitt-Trigger
- Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren
- Leistungsbuffer

Anschlußanordnung



Anschluß 4 elektrisch mit der Kühlflasche verbunden

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	± 21	V
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	V
Speisestrom	I_S	4,0	A
Massestrom (min./max)	I_M	-4,0 bis +3,5	A
Ausgangsspannung	U_Q	$U_S + 1$	V
Ausgangsspitzenstrom	I_Q	3,5	A
Strom Anschluß 3, 7	$I_{3,7}$	5	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-50 bis 150	°C
Verlustleistung (bei $T_G = 85^\circ\text{C}$)	P_{tot}	13	W
Wärmewiderstand System-Gehäuse	$R_{th\ SG}$	5	K/W

Funktionsbereich

Betriebsspannung	U_S	± 3 bis ± 20	V
Gehäusetemperatur	T_G	-25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 15 \text{ V}$, $T_G = 25^\circ\text{C}$

		Meß- schaltg.	min	typ	max	
Leerlaufstromaufnahme	I_S	1		20	40	mA
Eingangsnullspannung	U_{I0}	2	-10		10	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	3	-100		100	nA
Eingangsstrom	I_I	3		0,2	1	μA
Ausgangsspannung						
$R_L = 12 \Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$	U_{Qss}	4	$\pm 13,0$	$\pm 13,5$		V
$R_L = 4 \Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$	U_{Qss}		$\pm 12,5$	$\pm 13,0$		V
Eingangswiderstand	R_I	4	1	5		$\text{M}\Omega$
$f = 1 \text{ kHz}$						
Leerlaufspannungsverstärkung	V_{U0}	5	70	80		dB
$f = 100 \text{ Hz}$						
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
Temperatur Koeffizient der U_{I0}	$\alpha_{U_{I0}}$	2		50		$\mu\text{V/K}$
$-25 \leq T_G \leq 85^\circ\text{C}$						
Temperatur Koeffizient des I_{I0}	$\alpha_{I_{I0}}$	3		0,4		nA/K
$-25 \leq T_G \leq 85^\circ\text{C}$						
Anstiegsgeschwindigkeit von U_Q	$\frac{du_Q}{dtr}$	8		0,5		V/ μs
im nicht invert. Betrieb						
Anstiegsgeschwindigkeit von U_Q	$\frac{du_Q}{dtr}$	9		0,5		V/ μs
im invert. Betrieb						
Fremdspannung auf den	U_N	1		2	5	μV
Eingang bezogen DIN 45405						
Kurzschlußstrom	I_K	1		0,75		A
(S1 geschlossen)						
(S2 geschlossen)	I_K	1		-0,75		A
Leerlaufstromaufnahme	I_S	1		1,5	3,5	mA
(S3 offen; $U_3 \geq 2 \text{ V}$) ³⁾						

Inhibit-Eingang (Anschluß 3):

U_3 für Verstärker aus	U_{3A}	1	2			V
U_3 für Verstärker ein ³⁾	U_{3E}	1			0,5	V
Einschaltzeit $I_Q \geq 1 \text{ A}$	t_{dE}	1		2	5	μs
Ausschaltzeit $I_Q \leq 1 \text{ A}$	t_{dA}	1		30	50	μs

1) S3 offen

2) S4 geschlossen

3) bezogen auf $-U_S$

Prüf- und Meßschaltungen

Abb. 1 Leerlaufstromaufnahme; Fremdspannung

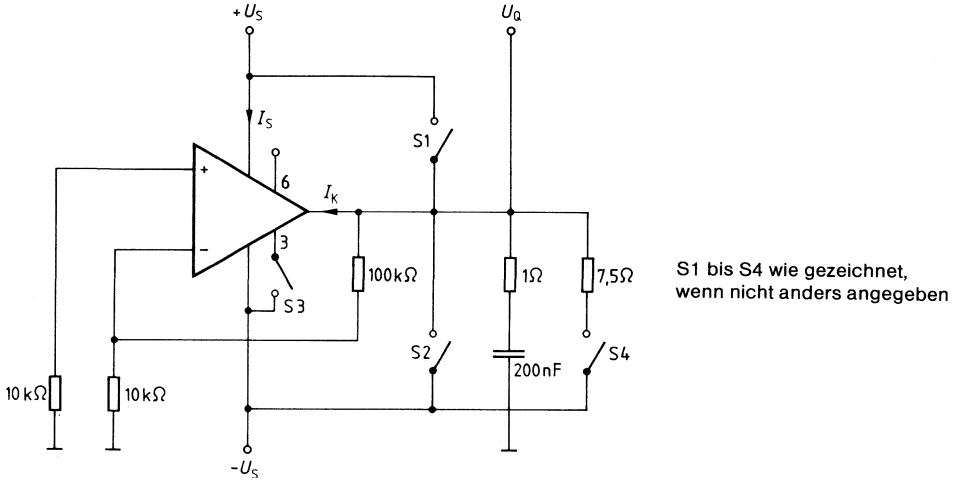


Abb. 2 Eingangsnulspannung, Temperaturkoeffizient der U_{i0}

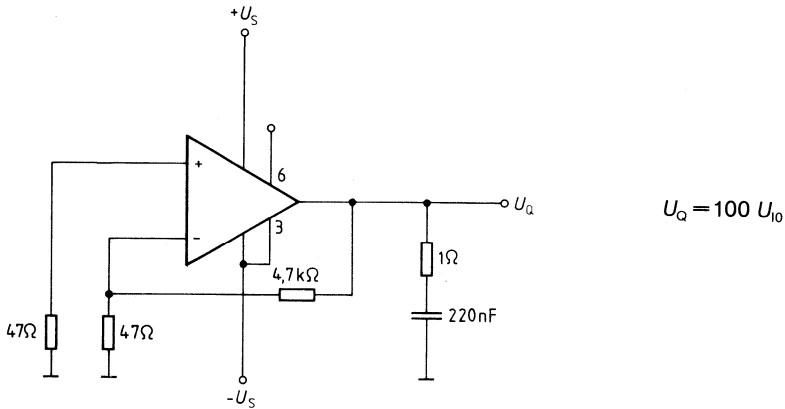
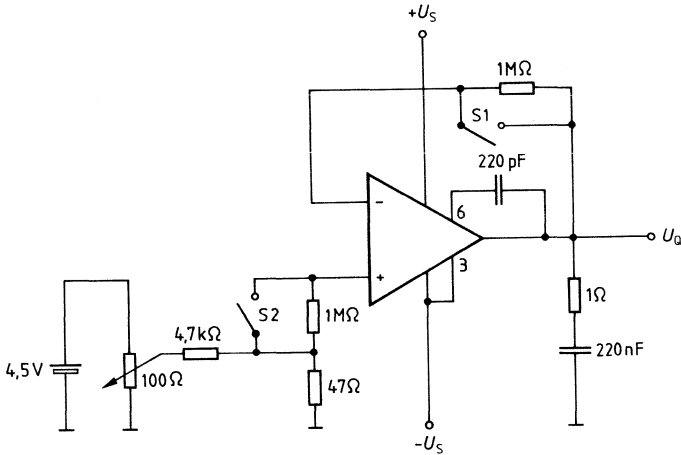


Abb. 3 Eingangsnulldstrom, Eingangsstrom, Temperaturkoeffizient des I_{I0} 

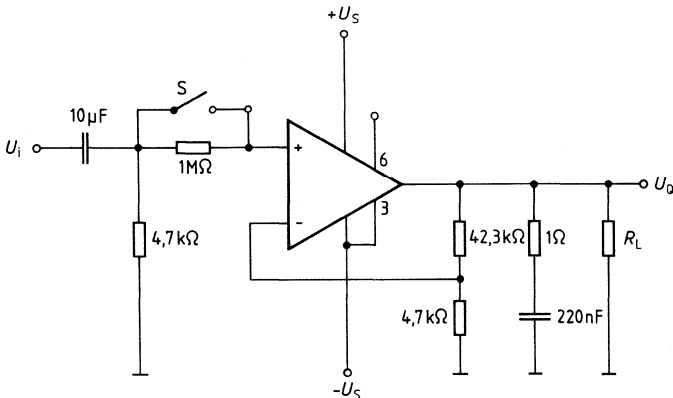
$$S1 \text{ offen} - S2 \text{ geschlossen: } I_{I-} = \frac{U_o}{1 \text{ M}\Omega}$$

$$S2 \text{ offen} - S1 \text{ geschlossen: } I_{I+} = \frac{U_o}{1 \text{ M}\Omega}$$

$$S1 \text{ offen} - S2 \text{ offen: } I_{I0} = \frac{U_o}{1 \text{ M}\Omega}$$

S1 geschlossen – S2 geschlossen: Offsetabgleich

Abb. 4 Ausgangsspannung, Eingangswiderstand



S geschlossen: Messung von $U_{O,ss}$

S offen/geschlossen: Messung von R_i

Abb. 5 Leerlaufspannungsverstärkung

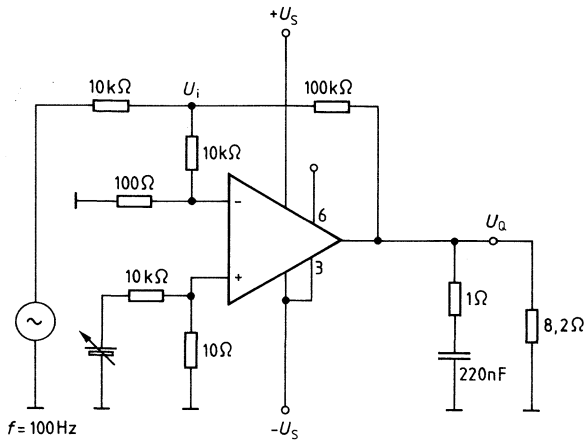


Abb. 6 Gleichtaktverstärkung V_{UC}
 Gleichtaktunterdrückung $K_{CMR} \text{ (dB)} = V_{U0} \text{ (dB)} - V_{UC} \text{ (dB)}$

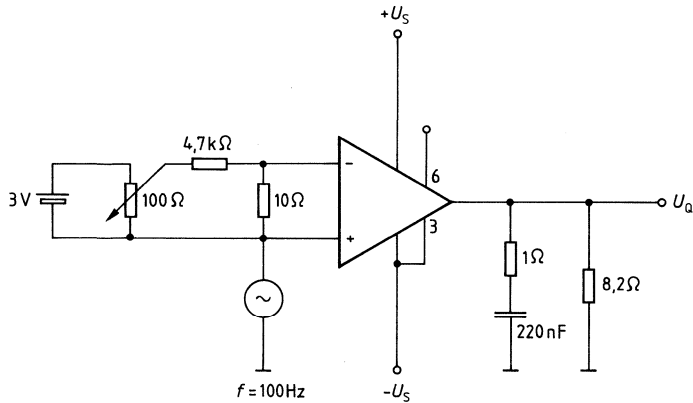
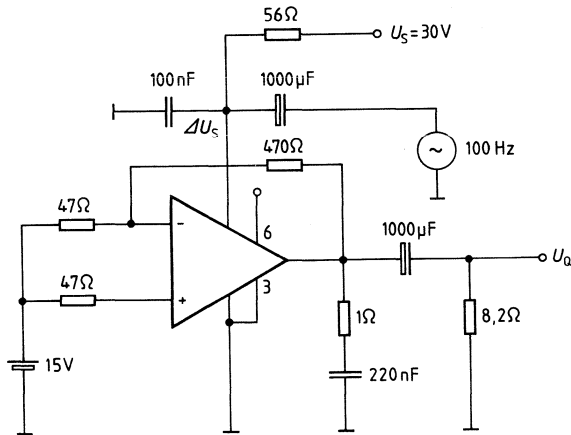


Abb. 7 Betriebsspannungsunterdrückung



$$k_{\text{SVR}} = 20 \lg \frac{\Delta U_{\text{O}}}{V_{\text{U}} \cdot \Delta U_{\text{S}}} \text{ (dB)}$$

Abb. 8 Anstiegsgeschwindigkeit im nicht invertierenden Betrieb

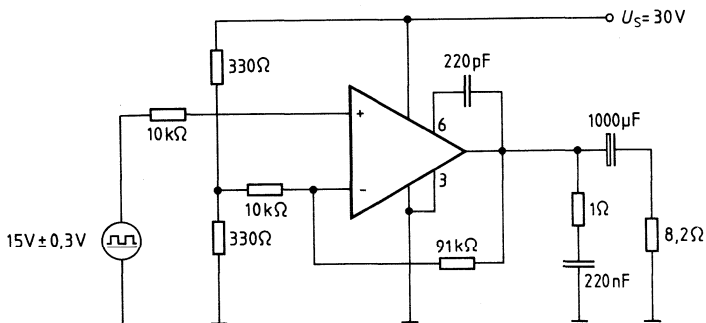
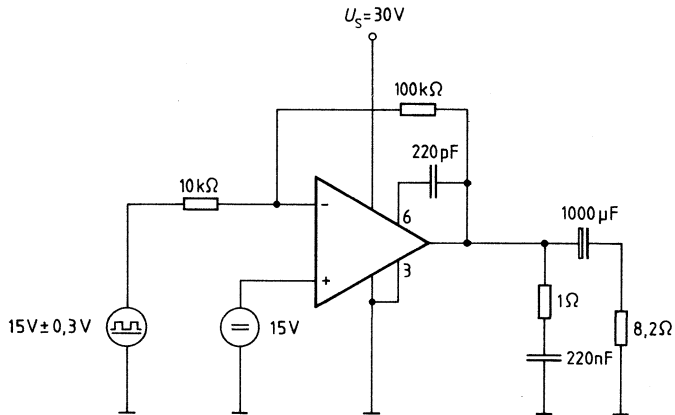
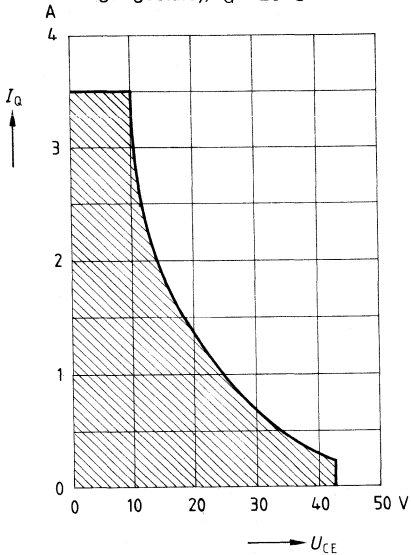
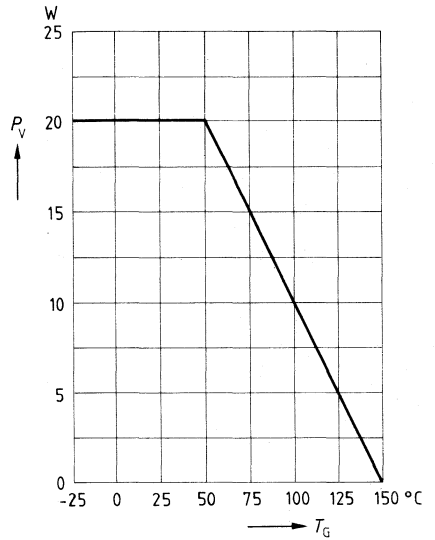


Abb. 9 Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb

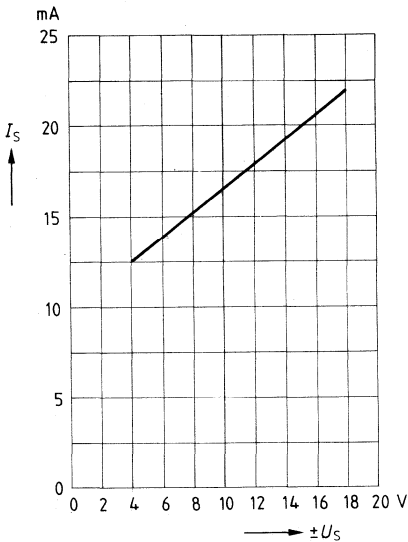
SOA-Arbeitsbereich $I_Q = f(U_{CE})$
 (Sicherer Arbeitsbereich der
 Ausgangsstufe); $T_G = 25^\circ\text{C}$



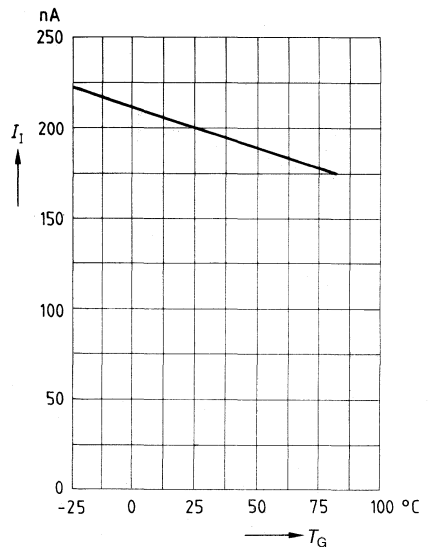
Max. zul Verlustleistung $P_V = f(T_G)$



Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$
 $T_G = 25^\circ\text{C}$

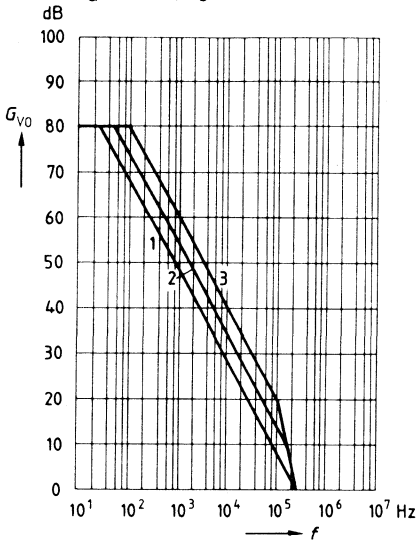


Eingangsstrom $I_I = f(T_G)$
 $U_S = \pm 15\text{ V}$



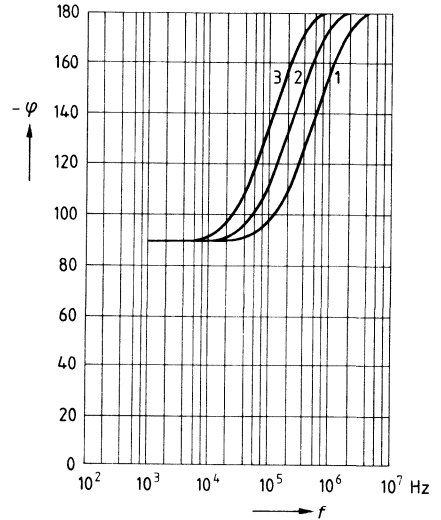
Leerlaufspannungsverstärkung $V_{U0} = f(f)$

$T_G = 25^\circ\text{C}; U_S = \pm 15\text{ V}$



Phasenlage $-\varphi = (f)$

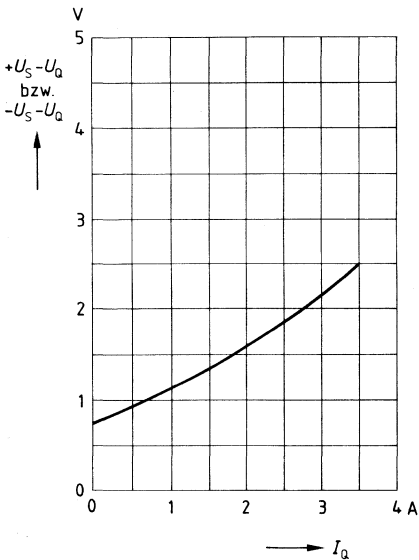
$T_G = 25^\circ\text{C}; U_S = \pm 15\text{ V}$



1: $C_{5-6} = 220\text{ pF}$; 2: $C_{5-6} = 100\text{ pF}$; 3: $C_{5-6} = 0\text{ pF}$

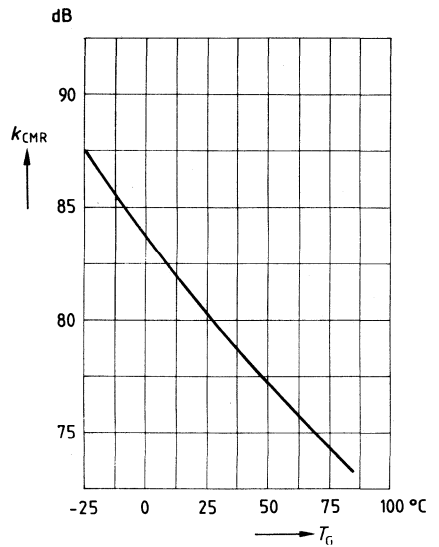
Sättigungsspannung $U_{\text{sat}} = f(I_Q)$

$T_G = 25^\circ\text{C}$



Gleichtaktunterdrückung $k_{\text{CMR}} = f(T_G)$

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



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 2365	Q67000-A1876	P-SIP 9
TCA 2365 A	Q67000-A8017	P-DIP 18L9

Der TCA 2365 ist ein Doppel-Leistungsoperationsverstärker im SIP 9 Gehäuse. Die integrierte Schaltung enthält zwei identische Verstärker, die einen hohen Ausgangsstrom von 2,5 A pro Verstärker bei Versorgungsspannungen zwischen ± 4 V und ± 15 V liefern. Über einen Inhibit-Eingang können beide Verstärker gemeinsam abgeschaltet werden (Tristate; $Z_O \approx 4$ k Ω). Integrierte Schutzschaltungen machen die Ausgänge gegen $+U_S$ und $-U_S$ kurzschlußfest und verhindern eine Überhitzung der integrierten Schaltungen.

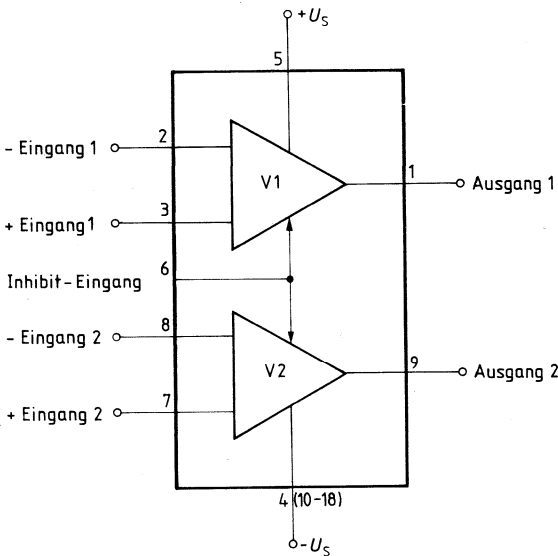
Eigenschaften

- Hoher Ausgangsstrom von 2 mal 2,5 A
- Weiter Betriebsspannungsbereich 8 V bis 32 V
- Große Anstiegsgeschwindigkeit mit 4 V/ μ 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

	TCA 2365	TCA 2365A		
Speisespannung	U_S	± 16	± 16	V
$t = 50$ ms	U_S	± 18	± 18	V
Differenzeingangsspannung	U_{ID}	$\pm U_S$	$\pm U_S$	V
Ausgangsspannung	U_Q	$-U_S - 1$ bis $+U_S + 1$		V
Ausgangsspitzenstrom	I_Q	$\pm 2,5$	$\pm 2,5$	A
Speisestrom	I_S	5,5	5,5	A
Sperrschichttemperatur	T_j	150	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 150	-55 bis 150	°C
Wärmewiderstand				
System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	65	60	K/W
System-Gehäuse	$R_{th\ SG}$	6	10	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 4 bis ± 15	± 4 bis ± 15	V
Gehäusetemperatur ($P_{tot} = 10,0$ W)	T_G	-25 bis 85	-25 bis 85	°C
Spannungsverstärkung	$V_{U\ min}$	10	10	dB

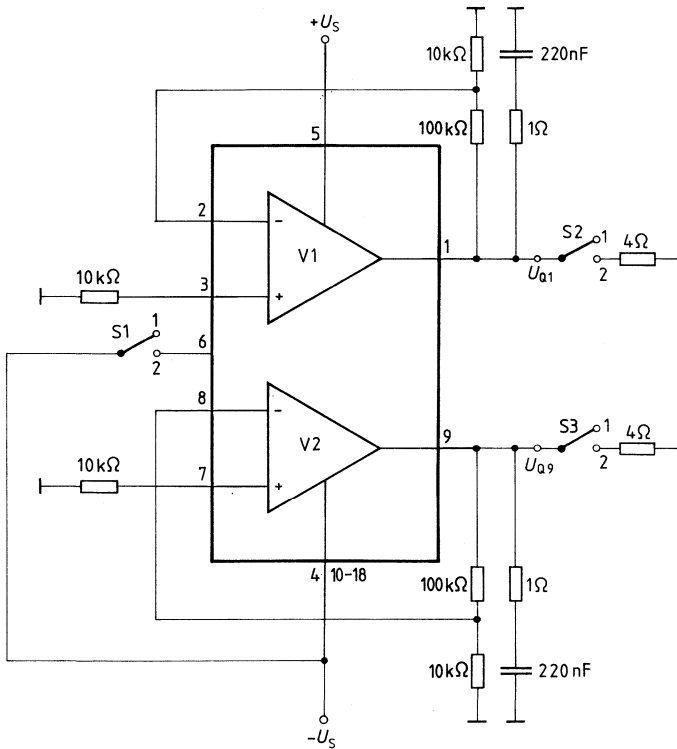
Kenndaten $U_S = \pm 10 \text{ V}; T_G = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

		Meß- schaltg.	min	typ	max	
Leerlaufstromaufnahme						
S1 in Stellung 1	I_S	1		30	50	mA
S1 in Stellung 2	I_{SM}	1		5	8	mA
Eingangsnullspannung	U_{I0}	2	-10		10	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	3	-100		100	nA
Eingangsstrom	I_I	3		0,25	1	μA
Ausgangsspannung						
($R_L = 12 \text{ } \Omega; f = 1 \text{ kHz}$)	U_{QSS}	4	$\pm 8,5$	$\pm 9,0$		V
($R_L = 4 \text{ } \Omega; f = 1 \text{ kHz}$)	U_{QSS}	4	$\pm 8,0$	$\pm 8,5$		V
($R_L = 470 \text{ } \Omega; f = 50 \text{ kHz}$)	U_{QSS}	4		$\pm 6,0$		V
Eingangswiderstand ($f = 1 \text{ kHz}$)	R_I	4	1	5		M Ω
Leerlaufspannungsverstärkung	V_{U0}	5	70	80		dB
($f = 100 \text{ Hz}$)						
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	6	+7/-10	+7,5/-10,5		V
Gleichtaktunterdrückung	k_{CMR}	6	70	80		dB
Speisespannungs- unterdrückung	k_{SVR}	7	70	80		dB
Temperaturkoeffizient	α_{UI0}	2		50		$\mu\text{V/K}$
der U_{I0} für						
$-25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_G \leq +85 \text{ }^\circ\text{C}$						
Temperaturkoeffizient	α_{I10}	3		0,4		nA/K
des I_{I0} für						
$-25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_G \leq +85 \text{ }^\circ\text{C}$						
Anstiegsgeschwindigkeit	$\frac{du_q}{dtr}$	8		4		V/ μs
von U_q im nicht						
invertierten Betrieb*)						
Anstiegsgeschwindigkeit	$\frac{du_q}{dtr}$	9		4		V/ μs
von U_q im						
invertierten Betrieb*)						
Fremdspannung auf den	U_N	1		3		μV
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	t_{dE}	1		2	5	μs
$I_{1;9} > 1 \text{ A}$ } bezüglich						
	$U_{6A/E}$					
Ausschaltzeit	t_{dA}	1		15	30	μs
$I_{1;9} < 1 \text{ A}$ } S2 und S3						
						in Stellung 2

*) siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

Meßschaltungen

Abb. 1 Leerlaufstromaufnahme, Fremdspannung, Abschaltspannung



Schalter wie gezeichnet wenn nicht anders angegeben

Meßschaltungen

Abb. 2 Eingangsnulspannung, TK der U_{I0}

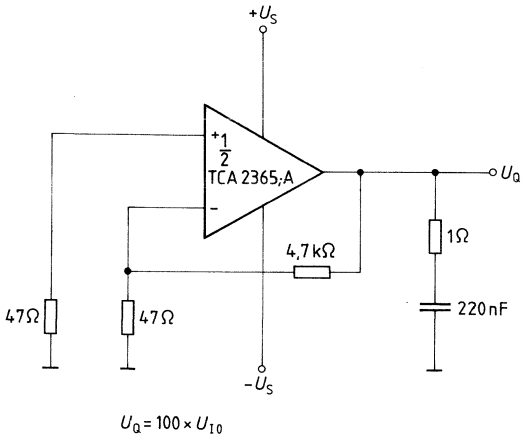
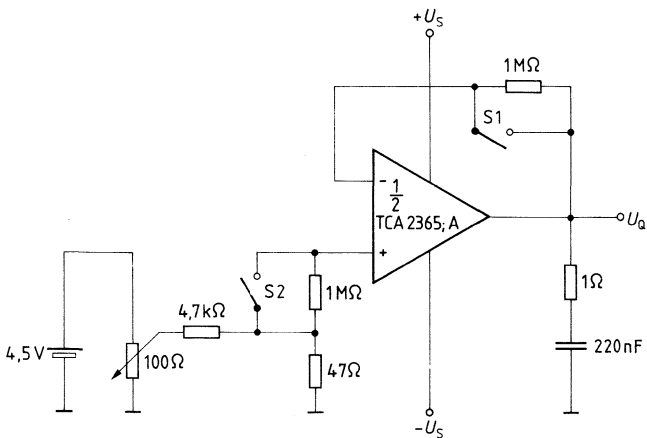


Abb. 3 Eingangsnulstrom; Eingangsstrom, TK des I_{I0}



$$S1 \text{ offen} - S2 \text{ geschlossen: } I_{I-} = \frac{U_Q}{1 \text{ M}\Omega}$$

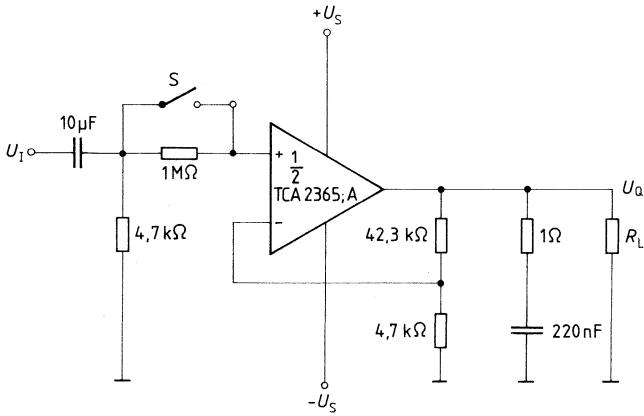
$$S2 \text{ offen} - S1 \text{ geschlossen: } I_{I+} = \frac{U_Q}{1 \text{ M}\Omega}$$

$$S1 \text{ offen} - S2 \text{ offen: } I_{I0} = \frac{U_Q}{1 \text{ M}\Omega}$$

S1 geschlossen - S2 geschlossen: Offsetabgleich

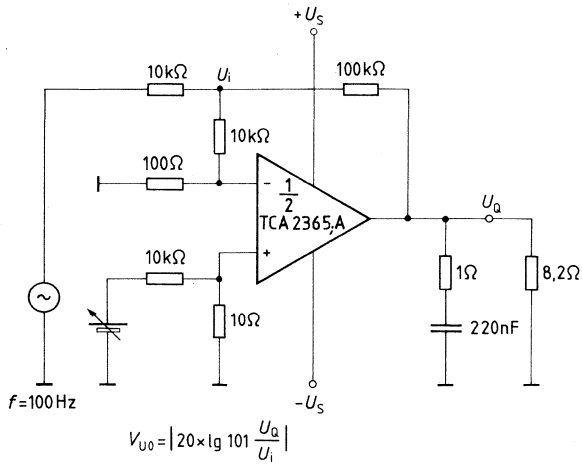
Meßschaltungen

Abb. 4 Ausgangsspannung, Eingangswiderstand



S geschlossen: Messung von $U_{Q_{ss}}$
 S offen/geschlossen: Messung von R_I

Abb. 5 Leerlaufspannungsverstärkung



Meßschaltungen

Abb. 6 Gleichtaktverstärkung V_{UC}
Gleichtaktunterdrückung k_{CMR} (dB) = V_{U0} (dB) - V_{UC} (dB)

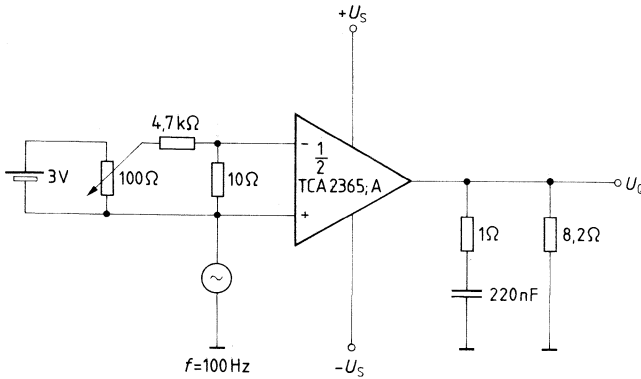
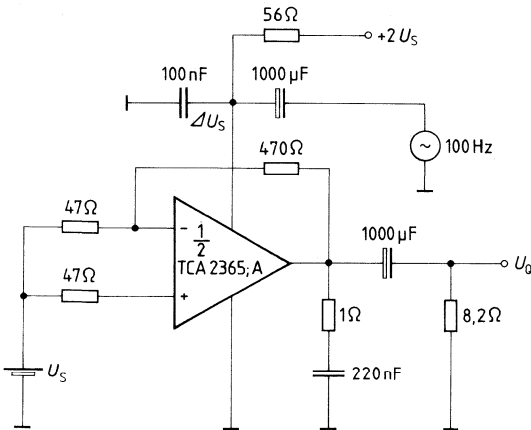


Abb. 7 Speisespannungsunterdrückung



$$k_{SVR} = 20 \lg \frac{\Delta U_0}{V_U \cdot \Delta U_S} \text{ [dB]}$$

Meßschaltungen

Abb. 8 Anstiegsgeschwindigkeit im nicht invertierenden Betrieb

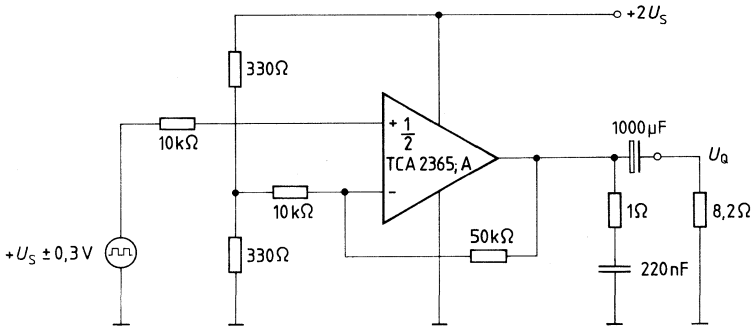
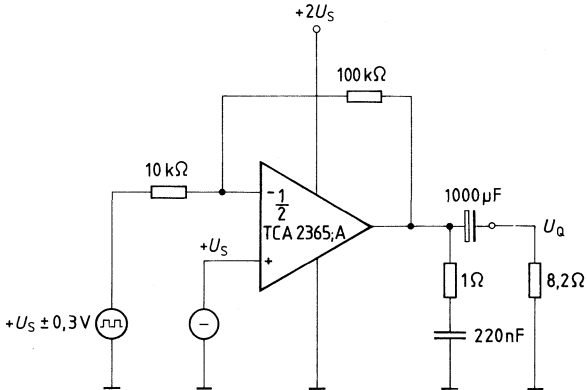
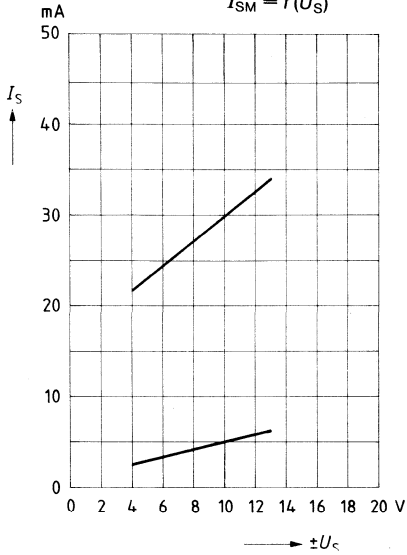


Abb. 9 Anstiegsgeschwindigkeit im invertierenden Betrieb

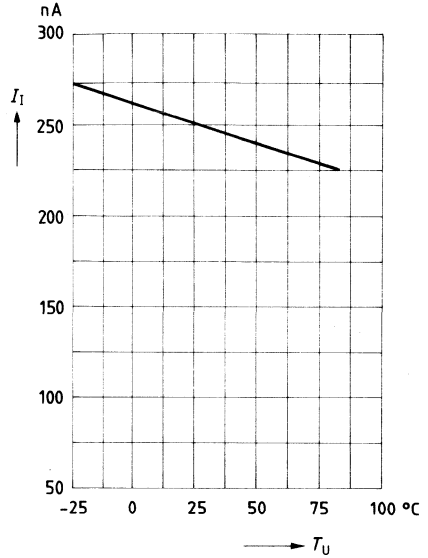


Kennlinien:

Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$
 $I_{SM} = f(U_S)$

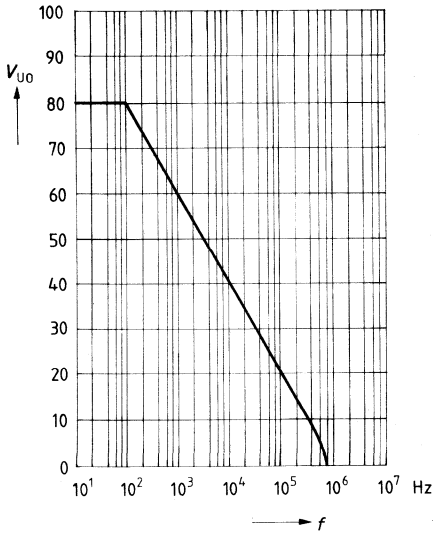


Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$



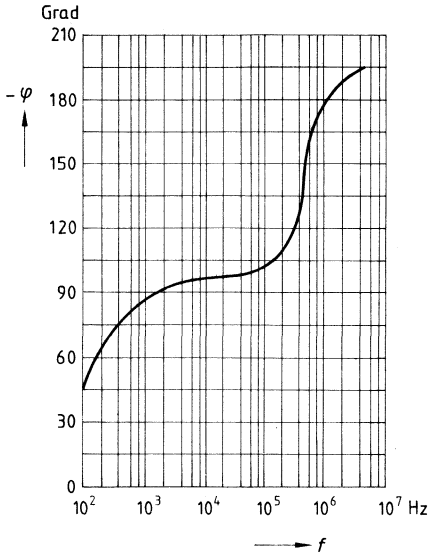
Leerlaufspannungsverstärkung

$V_{U0} = f(f)$
 $T_G = 25^\circ\text{C}; U_S = \pm 10\text{ V}$

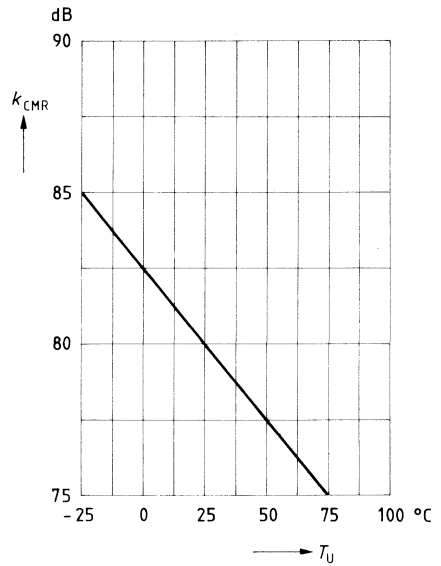


Phasengang $-\varphi = f(f)$

$T_G = 25^\circ\text{C}; U_S = \pm 10\text{ V}$

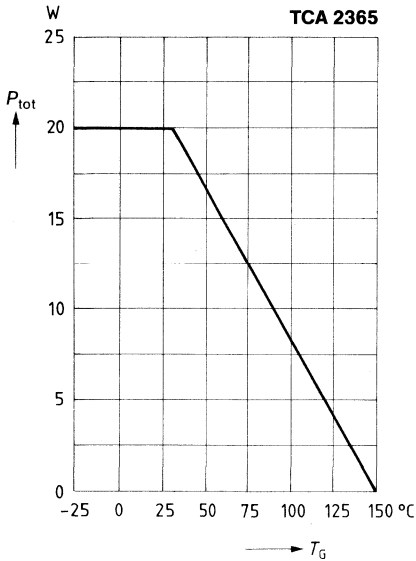


Gleichtaktunterdrückung $k_{\text{CMR}} = f(T_U)$



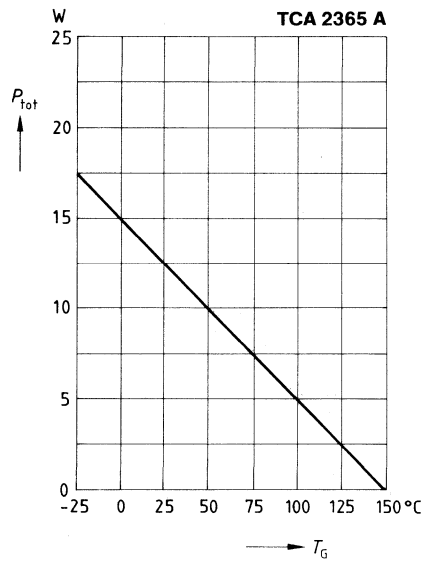
Max. zulässige Verlustleistung

$P_{\text{tot}} = f(T_G)$



Max. zulässige Verlustleistung

$P_{\text{tot}} = f(T_G)$



Komparatoren, Schwellenwertschalter

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
TCA 105	Q67000-A527	} P-DIP 6	—
TCA 105 B	Q67000-A587		—
TCA 105 G	Q67000-A988-G 1	ähnl. SO-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			TCA 105; G	TCA 105 B	
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_s		-55 bis 125	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)					
	TCA 105, TCA 105 B	$R_{th\ SU}$	115	115	K/W
	TCA 105 G	$R_{th\ SU}$	200	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

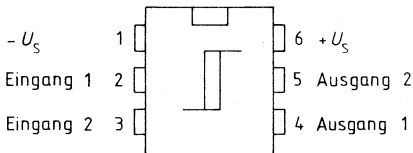
Messung statisch, Anschluß 3 mit 1 verbunden

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

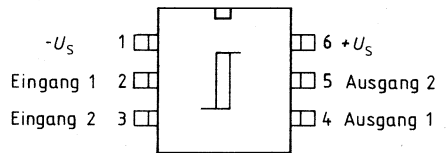
		min	typ	max	
Stromaufnahme	I_S		3,4	5	mA
Einschaltspannung mit	U_I		400	480	mV
Kompensationswiderstand R_K	I_I	300	-60		μA
Eingangsstromschwellenwert	U_{Hy}	20	35	50	mV
Hysterese	U_{QL}		0,25	0,35	V
Restspannung ($I_Q = 16\text{ mA}$)	U_{QH}		entspricht U_S		
Ausgangsspannung	I_{QH}			60	μA
Sperrstrom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

Anschlußanordnungen

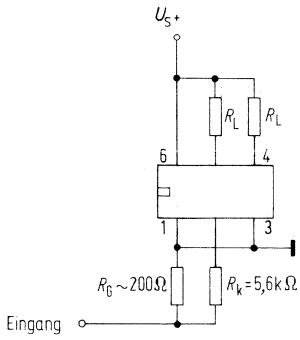
TCA 105, TCA 105 B



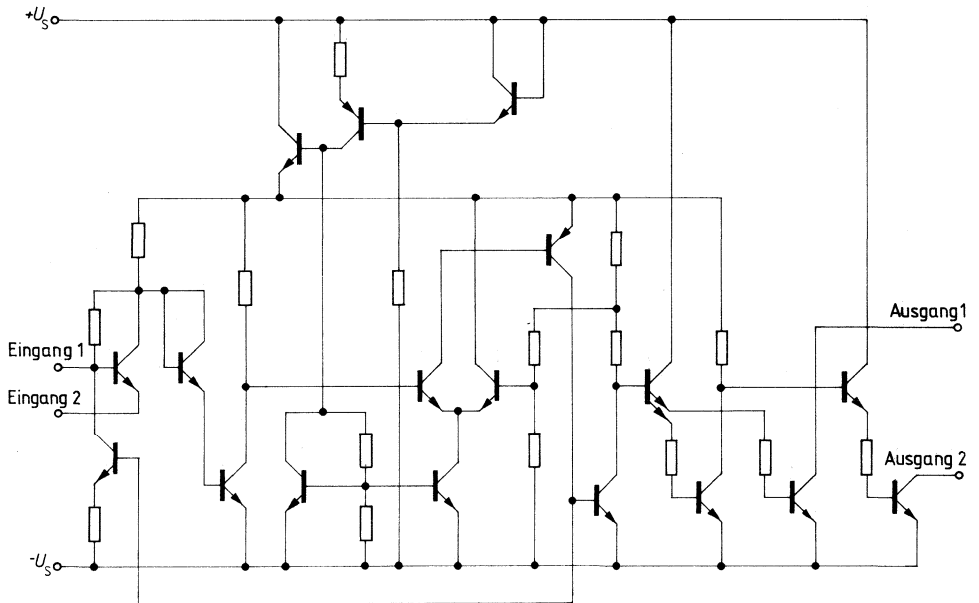
TCA 105 G



Meßschaltung

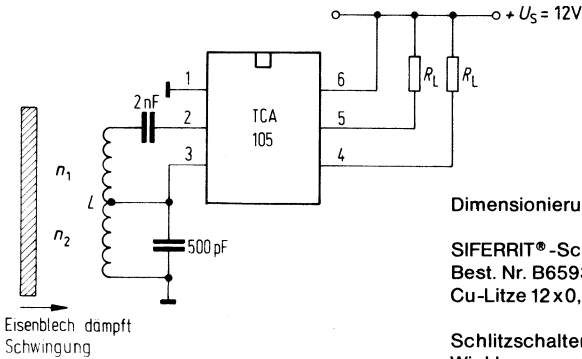


Schaltung



Anwendungsbeispiele für TCA 105

Induktiver Schlitzschalter oder Näherungsschalter



Eisenblech dämpft
Schwingung

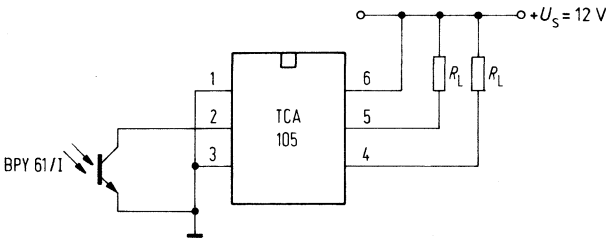
Dimensionierungsrichtwerte:

SIFERRIT®-Schalenkerne, 9 mm Ø
Best. Nr. B65935-A-X25
Cu-Litze 12 x 0,04 mm

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

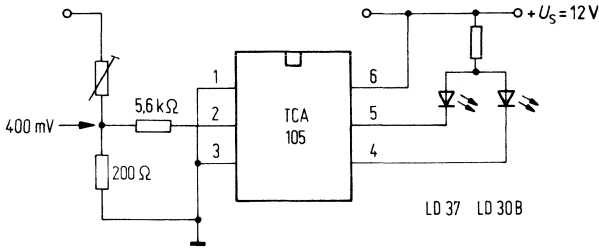
Näherungsschalter:
Wicklung: $n_1 = 8, n_2 = 40$
Abstand: 2 bis 3 mm

Lichtregler (Schaltverstärker für Phototransistor BPY 61)

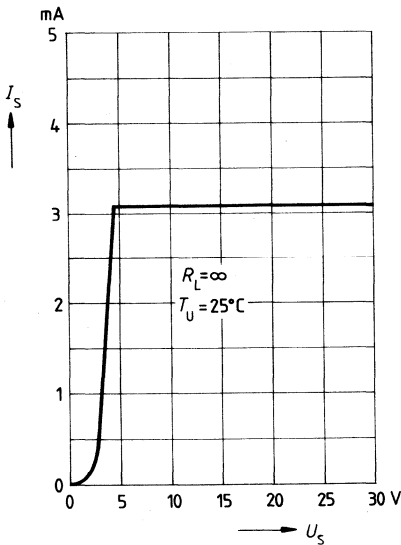


Anwendungsbeispiel für TCA 105

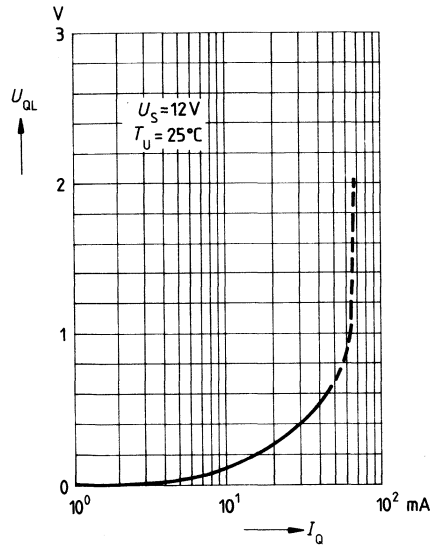
Spannungsüberwachung



Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$
 $T_U = 25^\circ\text{C}; R_L = \infty$

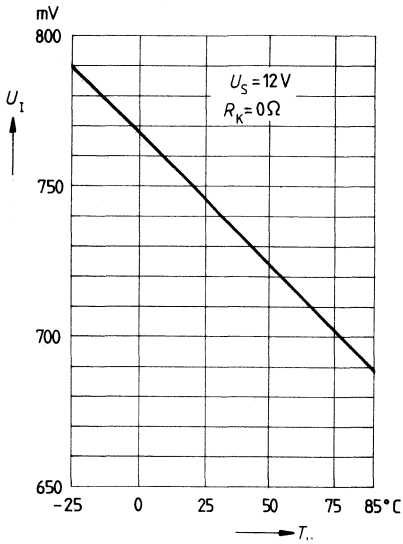


Restspannung $U_{QL} = f(I_Q)$
 $T_U = 25^\circ\text{C}; U_S = 12\text{ V}$



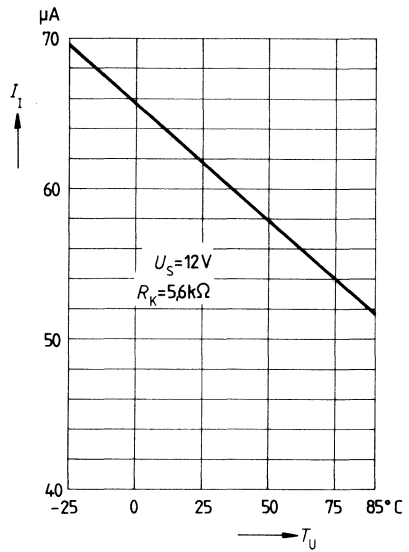
Schaltswelle $U_I = f(T_U)$

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

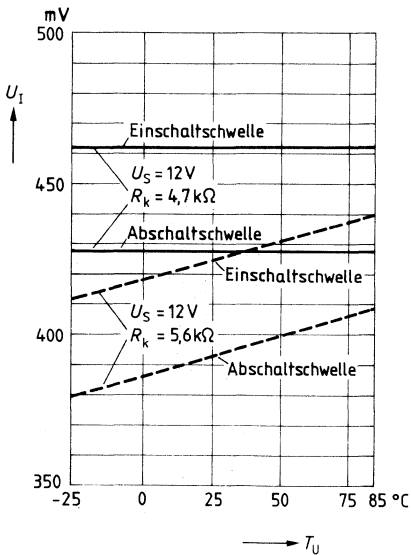


Eingangsstrom $I_I = f(T_U)$

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

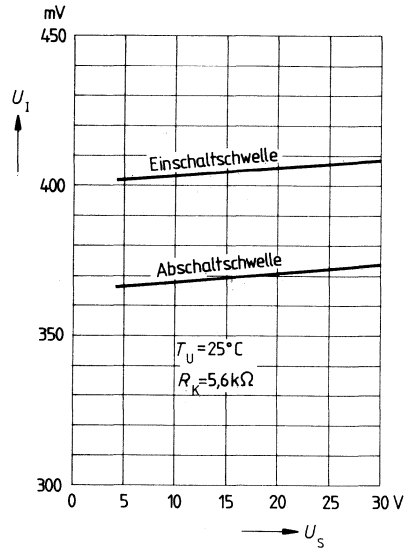


Schaltswelle $U_I = f(T_U)$



Schaltswelle $U_I = f(U_S)$

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



Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
■ TCA 312	Q67000-A1004	5 H 6 (ähnl. TO-78)	—
TCA 312 A	Q67000-A2048	P-DIP 6	—
TCA 312 G	Q67000-A2509	ähnl. SO-6 (SMD)	rot
TCA 315 A	Q67000-A561	P-DIP 6	—
TCA 315 G	Q67000-A1005-G1	ähnl. SO-6 (SMD)	rot/gelb

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.

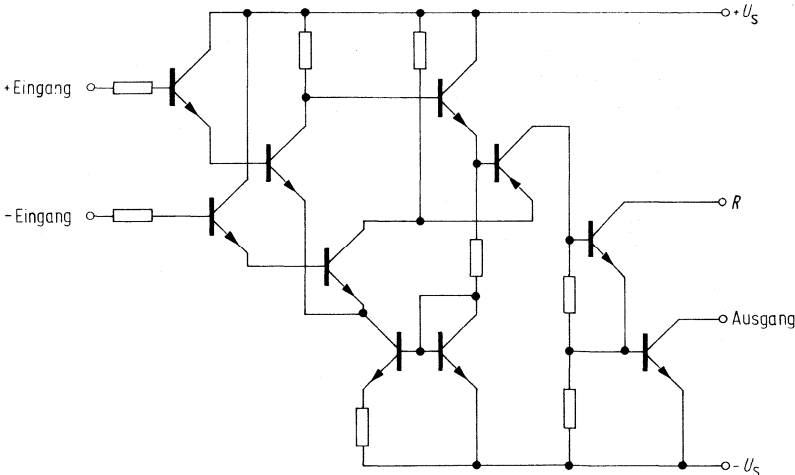
Eigenschaften

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

Anwendung

- Komparator
- Pegelumsetzer
- Treiber

Schaltbild



■ Nicht für Neuentwicklung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
■ TCA 322	Q67000-A1009	5 H 6 (ähnl. TO-78)	—
TCA 322 A	Q 67000-A2501	P-DIP 6	—
TCA 322 G	Q67000-A2508	ähnl. SO-6 (SMD)	braun
TCA 325 A	Q67000-A562	P-DIP 6	—
TCA 325 G	Q67000-A1012-G1	ähnl. SO-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.

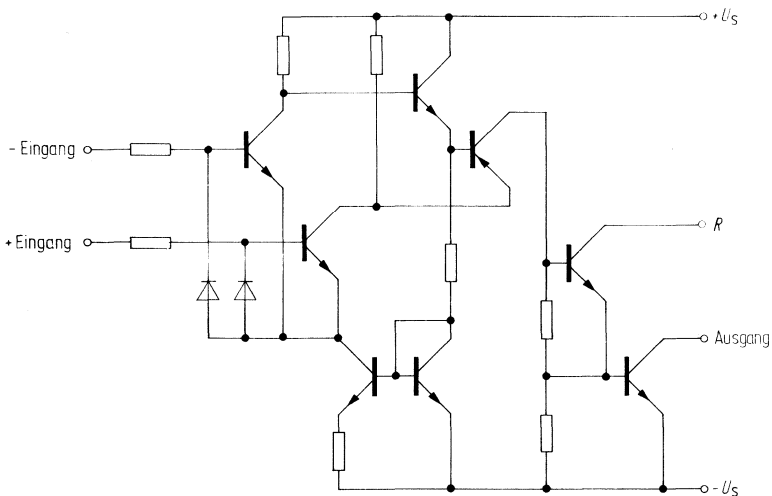
Eigenschaften

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

Anwendungen

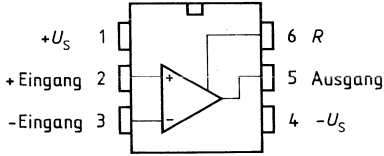
- Komparator
- Pegelumsetzer
- Impedanzwandler
- Treiber

Schaltbild

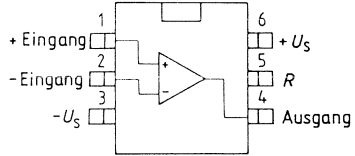


Anschlußanordnungen

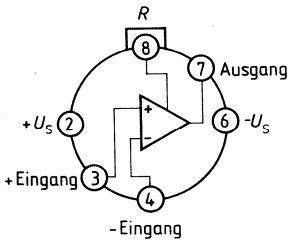
TCA 312 A; TCA 322 A
 TCA 315 A; TCA 325 A



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

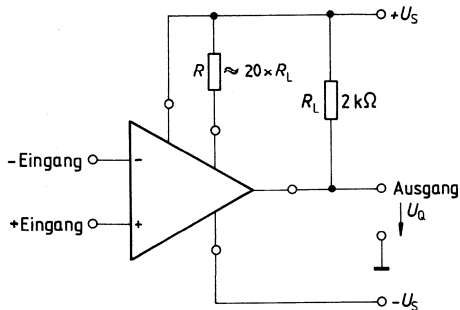


TCA 312; TCA 322



Anschlußschema

R_L = Kollektorwiderstand



Grenzdaten

Speisespannung		U_S	± 15	V
Ausgangsstrom		I_Q	70	mA
Treiberstrom		I_{Tr}	10	mA
Differenzeingangsspannung $U_S = 13$ bis 15 V		U_{ID}	± 13	V
Differenzeingangsspannung $U_S = 2$ bis 13 V		U_{ID}	$\pm U_S$	V
Sperrschichttemperatur		T_j	150	°C
Lagertemperatur		T_s	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Gehäuse) (System-Umgebung)	TCA 312	R_{thSG}	55	K/W
	TCA 312	R_{thSU}	165	K/W
	TCA 312 A	R_{thSU}	115	K/W
	TCA 312 G	R_{thSU}	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	-55 bis 125	°C

Kenndaten

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

$R_L = 2$ k Ω ,

wenn nicht anders angegeben

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis 125°C		
		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 ($U_{ID} = \pm 13$ 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)	I_{QSS}		± 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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis 125°C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsimpedanz ($f = 1 \text{ kHz}$)	Z_i		3				M Ω
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}	80	83		75		dB
($R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}		88				dB
($f = 1 \text{ MHz}$)	V_{U0}		60				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 der 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		30				$\text{V}/\mu\text{s}$
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10 \text{ mA}$)	U_{Q0}			200		400	mV
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			1		5	μA

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

Eingansnullspannung ($R_G = 50 \Omega$)	U_{I0}	-10		10	-15	15	mV
Eingansnullstrom	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

Speisespannung	U_S	± 15	V	
Ausgangsstrom	I_O	70	mA	
Treiberstrom	I_{Tr}	10	mA	
Differenzeingangsspannung $U_S = 13$ bis 15 V	U_{ID}	± 13	V	
Differenzeingangsspannung $U_S = 2$ bis 13 V	U_{ID}	$\pm U_S$	V	
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C	
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 125	°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	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	-25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V
 $R = 6,8$ k Ω , $R_L = 2$ k Ω ,
 wenn nicht anders angegeben

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis 85°C		
		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}		± 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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis 85°C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsimpedanz ($f = 1 \text{ kHz}$)	Z_i		3				M Ω
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}	75	80		75		dB
($R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}		85				dB
($f = 1 \text{ MHz}$)	V_{U0}		60				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 der 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		30				V/ μs
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10 \text{ mA}$)	U_{Q0}			200		400	mV
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	μA

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}	-17		17	-20	20	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	-10		10	-20	20	nA
Eingangsstrom	I_i		5	25		35	nA
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}	70			70		dB

*) Siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

Grenzdaten

Speisespannung		U_S	± 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	°C
Lagertemperatur		T_s	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Gehäuse) (System-Umgebung)	TCA 322	R_{thSG}	55	K/W
	TCA 322	R_{thSU}	165	K/W
	TCA 322 A	R_{thSU}	115	K/W
	TCA 322 G	R_{thSU}	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	-55 bis 125	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V
 $R = 6,8$ k Ω , $R_L = 2$ k Ω ,
 wenn nicht anders angegeben

	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis 125°C			
	min	typ	max	min	max		
Leerlaufstromaufnahme						mA	
Eingangsnullspannung ($R_G = 50 \Omega$)	U_{I0}	-4	1,5	2,5	4	6	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	-100	± 50	100	-300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,3	0,7		1,0	μA
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}		± 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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -55$ bis 125°C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsimpedanz ($f = 1 \text{ kHz}$)	Z_i		200				$\text{k}\Omega$
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}	85	87		80		dB
($R_L = 10 \text{ k}\Omega, f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}		92				dB
($f = 1 \text{ MHz}$)	V_{U0}		60				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	μA

Kenndaten

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

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	μA
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}	80			75		dB

*) Siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	± 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	°C	
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 125	°C	
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TCA 325 A	$R_{th\ SU}$	115	K/W
	TCA 325 G	$R_{th\ SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	± 2 bis ± 15	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	-25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = \pm 5$ V bis ± 15 V
 $R = 6,8$ k Ω , $R_L = 2$ k Ω ,
wenn nicht anders angegeben

	$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis 85°C			
	min	typ	max	min	max		
Leerlaufstromaufnahme	I_S	1,5	2,5		2,5	mA	
Eingangsnulspannung ($R_G = 50 \Omega$)	U_{I0}	-5,5	5,5	-7	7	mV	
Eingangsnulstrom	I_{I0}	-200	± 80	200	-300	300	nA
Eingangsstrom	I_I		0,5	0,8	1,0	μA	
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}		± 10				V

Kenndaten

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

		$T_U = 25^\circ\text{C}$			$T_U = -25$ bis 85°C		
		min	typ	max	min	max	
Eingangsimpedanz ($f = 1 \text{ kHz}$)	Z_i		200				k Ω
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}	80	85		80		dB
($R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}		90				dB
($f = 1 \text{ MHz}$)	V_{U0}		60				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} ($R_G = 50 \Omega$)	α_{UI0}		6				$\mu\text{V/K}$
Temperaturkoeffizient des I_{I0} ($R_G = 50 \Omega$)	α_{II0}		0,3				nA/K
Anstiegsgeschwindigkeit von U_q im nicht invertierten Betrieb*) (s. TAA 765 Meßschaltung 1)	S		50				V/ μs
Ausgangssättigungsspannung ($I_Q = 10 \text{ mA}$)	U_{Q0}			200		400	mV
Ausgangssperrstrom	I_{QR}			10		20	μA

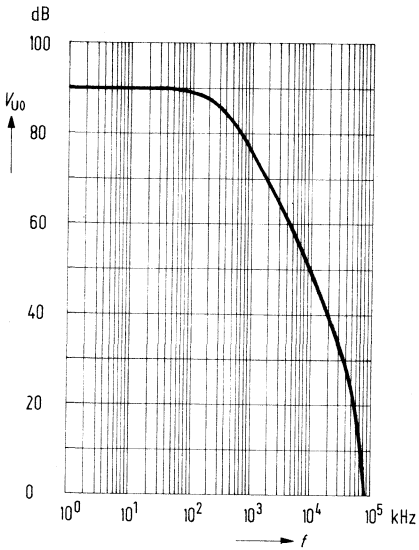
Kenndaten

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

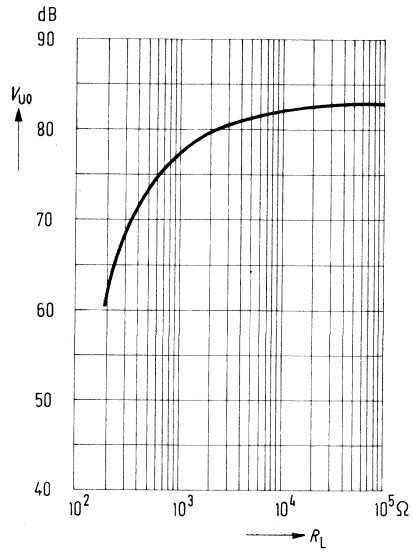
Eingangsnullspannung ($R_G = 50 \Omega$)	U_{I0}	-6		6	-7,5	7,5	mV
Eingangsnullstrom	I_{I0}	-150		150	-200	200	nA
Eingangsstrom	I_I		0,2	0,6		0,8	μA
Leerlaufspannungsverstärkung ($f = 1 \text{ kHz}$)	V_{U0}	75			75		dB

*) Siehe Vorwort zu Operationsverstärkern – Leistungsbandbreite –

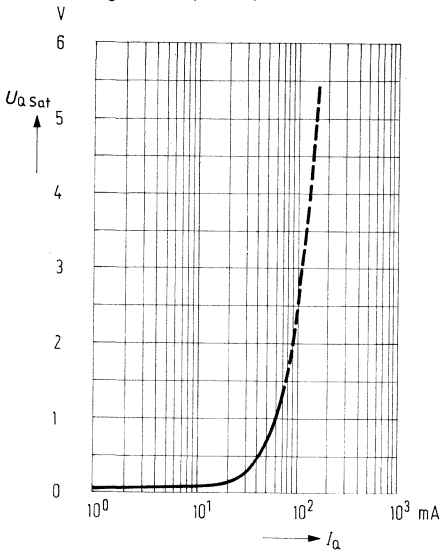
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$; $R = 6,8 \text{ k}\Omega$



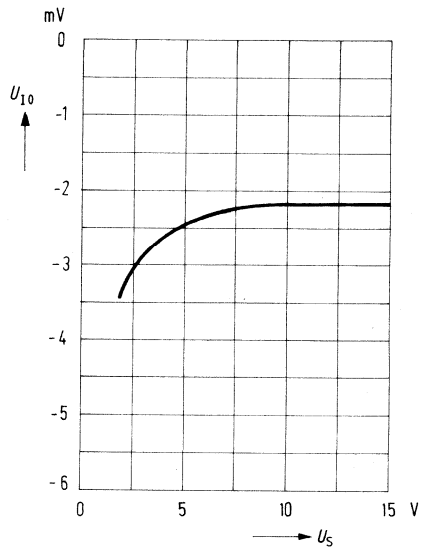
Leerlaufspannungsverstärkung $V_{U0} = f(R_L)$
 $T_U = 25 \text{ }^\circ\text{C}$; $R = 6,8 \text{ k}\Omega$



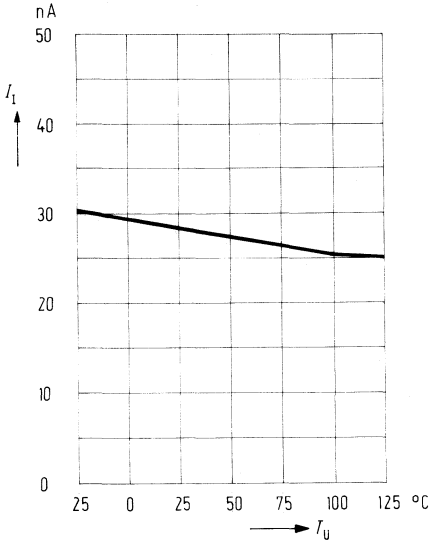
Sättigungsspannung $U_{Qsat} = f(I_Q)$
 $T_U = 25 \text{ }^\circ\text{C}$; $R = 6,8 \text{ k}\Omega$



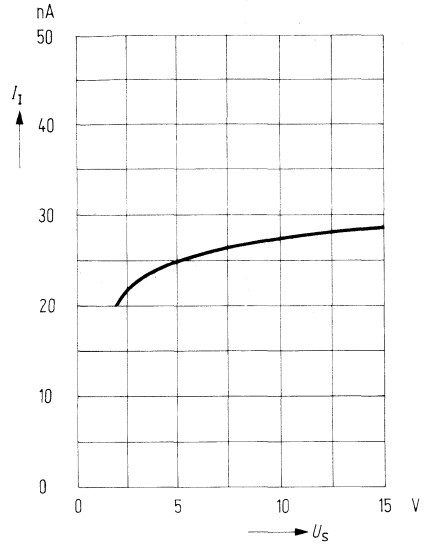
Eingangsnulspannung $U_{10} = f(U_S)$
 $T_U = 25 \text{ }^\circ\text{C}$; $R = 6,8 \text{ k}\Omega$



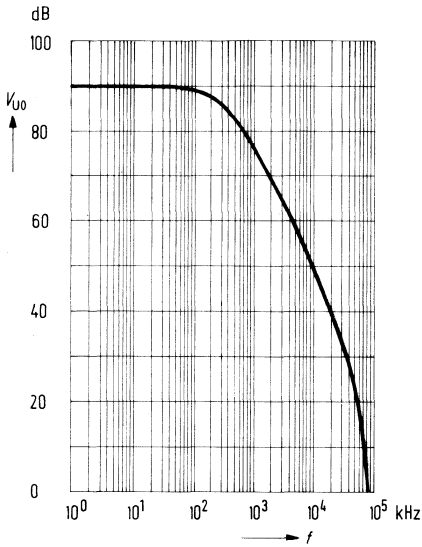
Eingangsstrom $I_1 = f(T_U)$
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$; $U_S = \pm 15 \text{ V}$



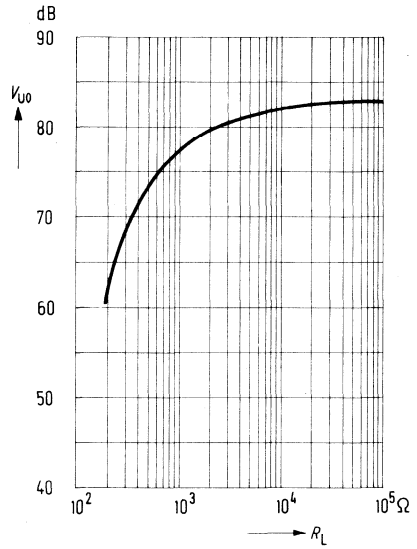
Eingangsstrom $I_1 = f(U_S)$
 $T_U = 25^{\circ}\text{C}$; $R_L = 2 \text{ k}\Omega$



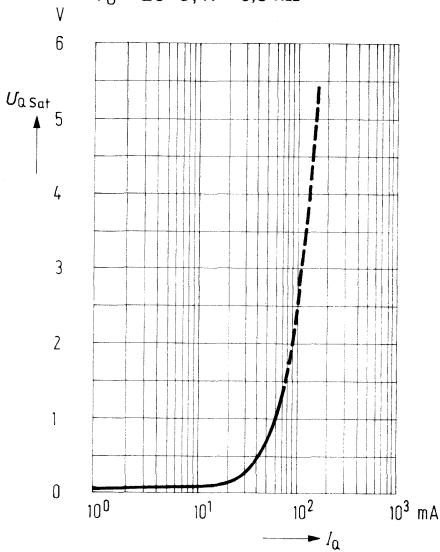
Leerlaufverstärkung $V_{U0} = f(f)$
 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$; $R = 6,8 \text{ k}\Omega$



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



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



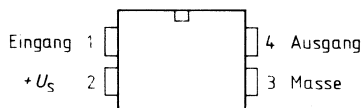
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 345 A	Q67000-A564	P-DIP 4

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

Anschlußanordnungen

TCA 345 A



Grenzdaten

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
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 125	°C
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	R_{thSU}	140	K/W

Funktionsbereich

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

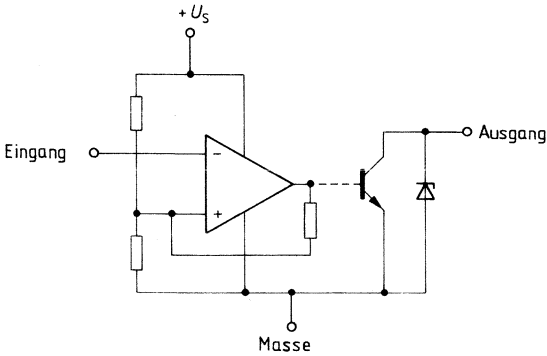
Kenndaten

$T_U = 25\text{ °C}$

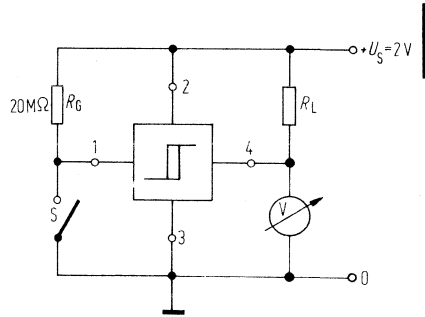
	min	typ	max	
Stromaufnahme bei Ausgangsstrom				
$I_Q = 0\text{ mA}; U_S = 2\text{ V}$	I_{SH}	0,55	0,80	mA
$= 5\text{ V}$	I_{SH}	1,35	2,00	mA
$I_Q = 40\text{ mA}; U_S = 2\text{ V}$	I_{SL}	1,85	3,00	mA
$= 5\text{ V}$	I_{SL}	7,00	9,00	mA
Restspannung bei $I_Q = 40\text{ mA}$	U_{QL}	150	300	mV
$U_S = 2\text{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

1) gemessen bei ansteigender Eingangsspannung

Schaltbild



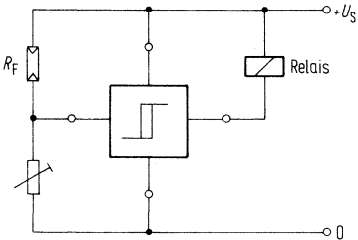
Prüfschaltung



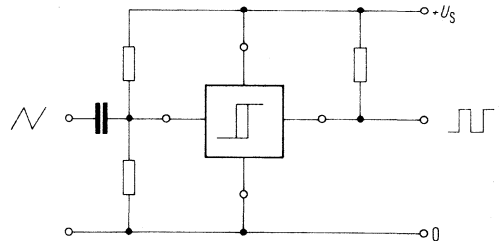
Anwendungsschaltungen

Dämmerungsschalter

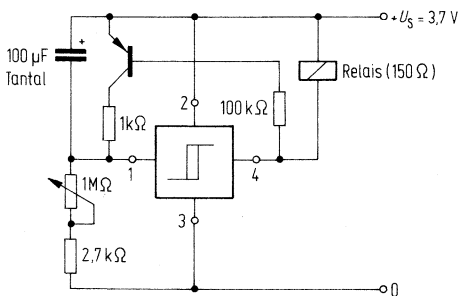
(Licht einschalten beim Dunkelwerden)



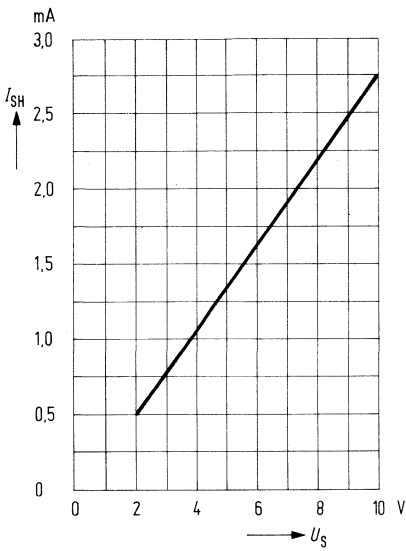
Dreieck-Rechteck Umwandler



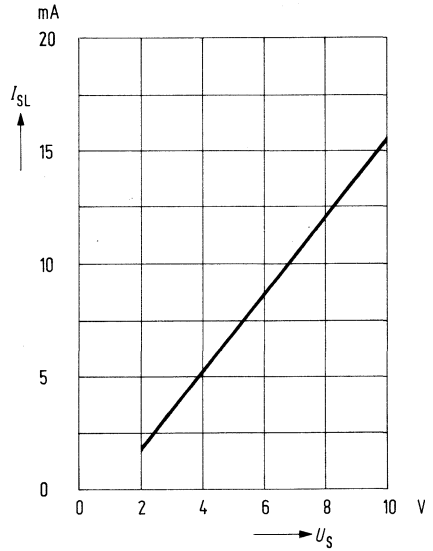
Taktgeber



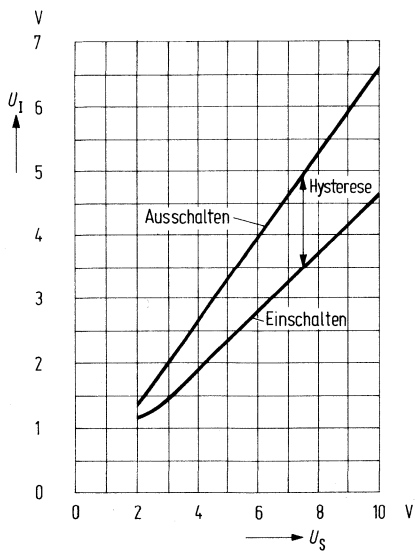
Stromaufnahme $I_{SH} = f(U_S)$
 $I_Q = 0 \text{ mA}$



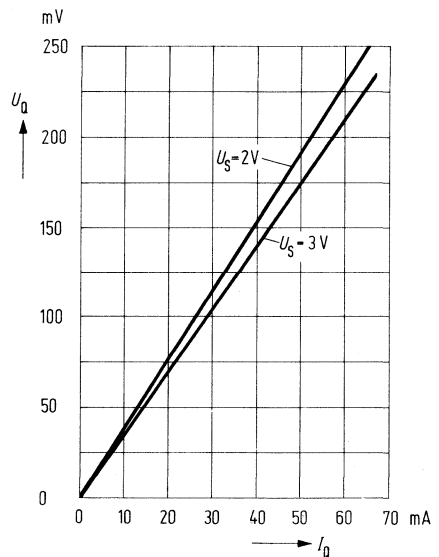
Stromaufnahme $I_{SL} = f(U_S)$
 $I_Q = 40 \text{ mA}$



Schaltsschwelle $U_I = f(U_S)$



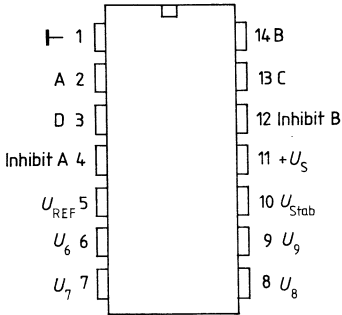
Restspannung $U_Q = f(I_Q)$



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



Grenzdaten

Speisespannung	U_S	27	V
Differenz der Eingangsspannungen zwischen den Eingängen 6, 7, und 8	U_I	15	V
Eingangsspannung (Anschluß 9)	U_I	30	V
Ausgangsstrom (Anschluß 2, 3, 13, 14)	I_Q	50	mA
Ausgangsstrom der stab. Spannung (Anschluß 10)	I_Q	10	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	R_{thSU}	80	K/W

Funktionsbereich

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

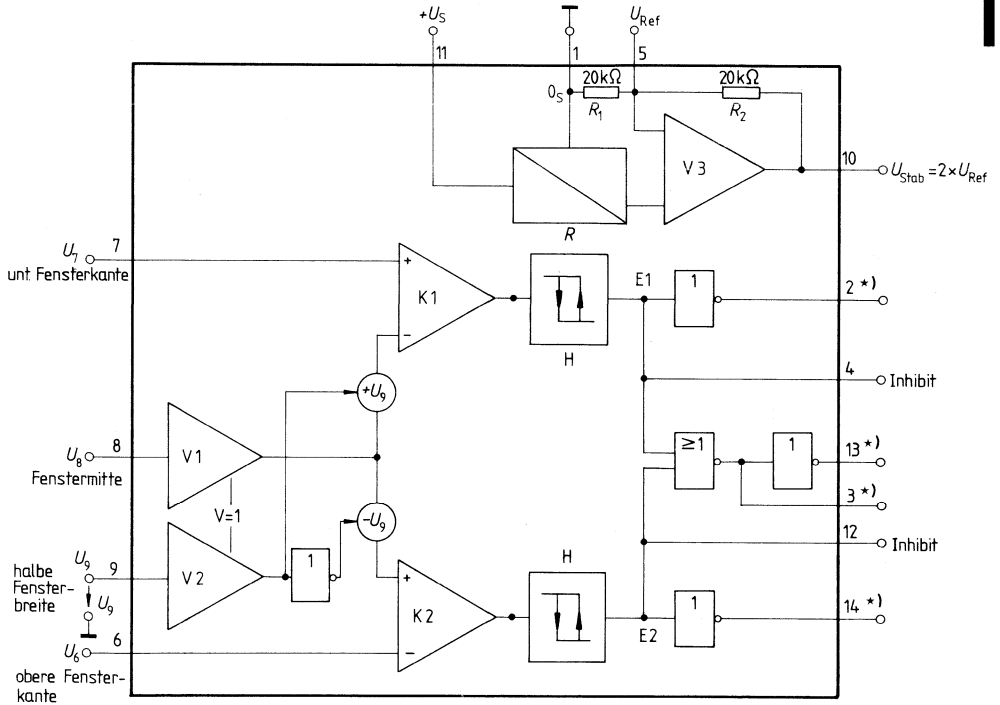
Kenndaten

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

	Prüfbedingung	min	typ	max		
Stromaufnahme	I_S		5	7	mA	
Eingangsstrom an 6, 7, 8	I_I		20	50	nA	
Eingangsstrom an 9	$-I_I$		400	3000	nA	
Eingangsnullspannung an 6/8, 7/8	U_{10}	-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_{10}	$U_S > 7,9\text{ V}$	5,5	6	6,5	V
TK der Referenzspannung	αU_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	
Hysterese (Fensterkanten)	U_{Hy}	18	22	35	mV	
Inhibitschwelle ¹⁾	$U_{4,12}$		1,5		V	
Inhibitstrom	$I_{4,12}$		-100		μA	

1) Inhibition, wenn Anschluß 4 und 12 auf Masse liegen

Blockschaltbild

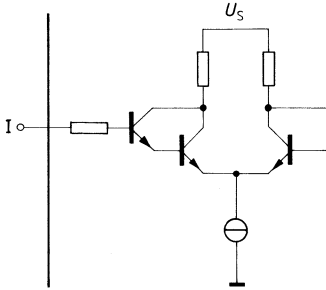


*) Offener Kollektor

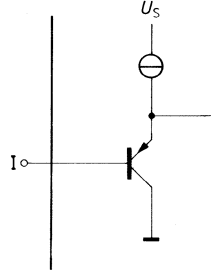
Prinzipschaltungen

Eingänge

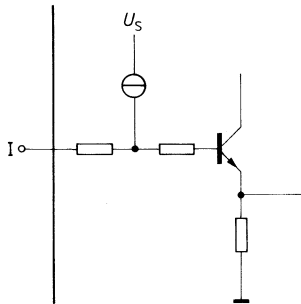
Anschluß 6, 7, 8



Anschluß 9

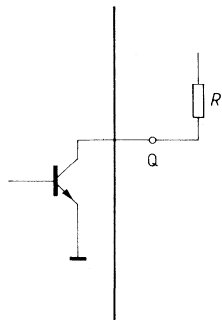


Anschluß 4, 12

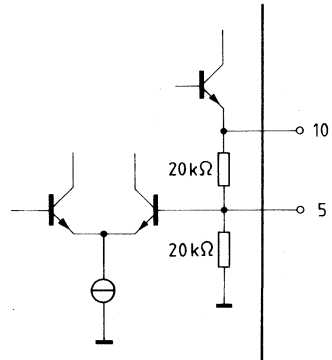


Ausgänge

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_6) und eine untere Grenze (U_7) eingegeben werden oder durch die Fenstermitte (U_8) und, abhängig davon, durch eine Spannung ΔU , (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 die 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 μ F (Elko) gegen Masse an Anschluß 10.

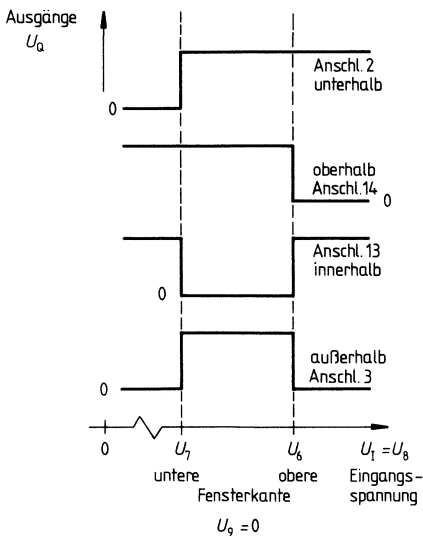
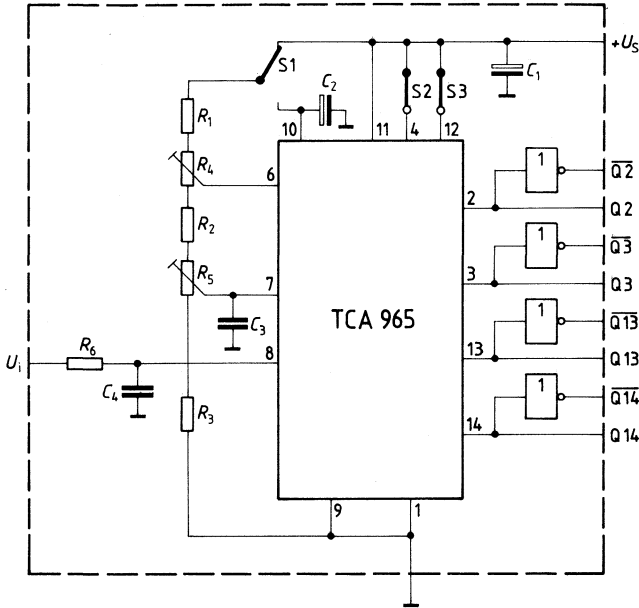
Logische Funktion (Wahrheitstabelle)

U_1		Ausgänge			
Grundschtaltung I $U_1 = U_8$	Grundschtaltung 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
$U_6 + U_9$ --- 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 Blockschtaltung in Zusammenhang mit Grundschtaltung I und II)

Grundschtung I

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

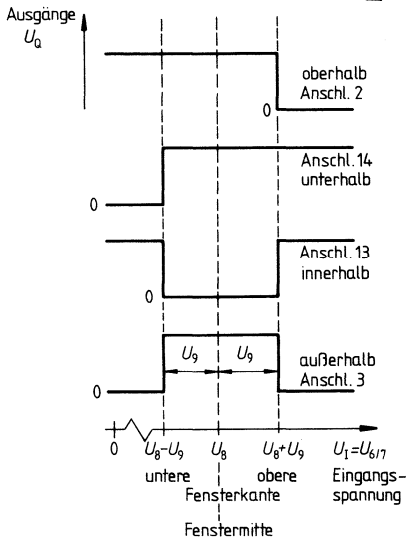
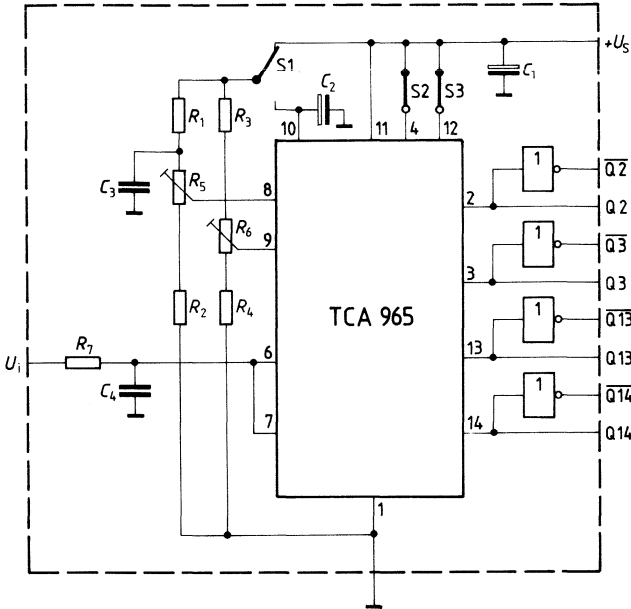


U_7 : untere Schwelle
 U_6 : obere Schwelle
 U_9 : 0 V
 U_1 : an Anschluß 8

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

Grundschtaltung 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 Fensterdiskriminators 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 Kantenhysterese¹⁾.

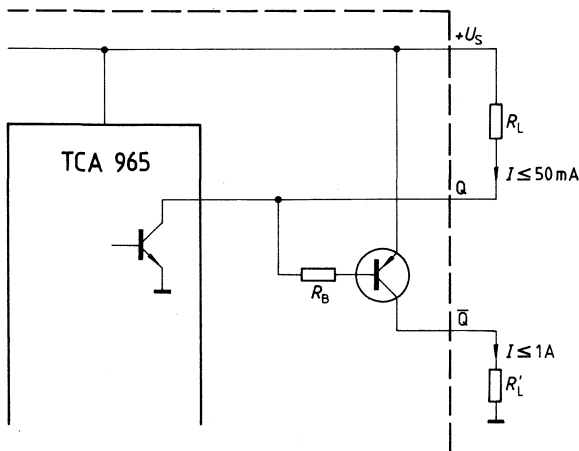
zu 3.

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

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

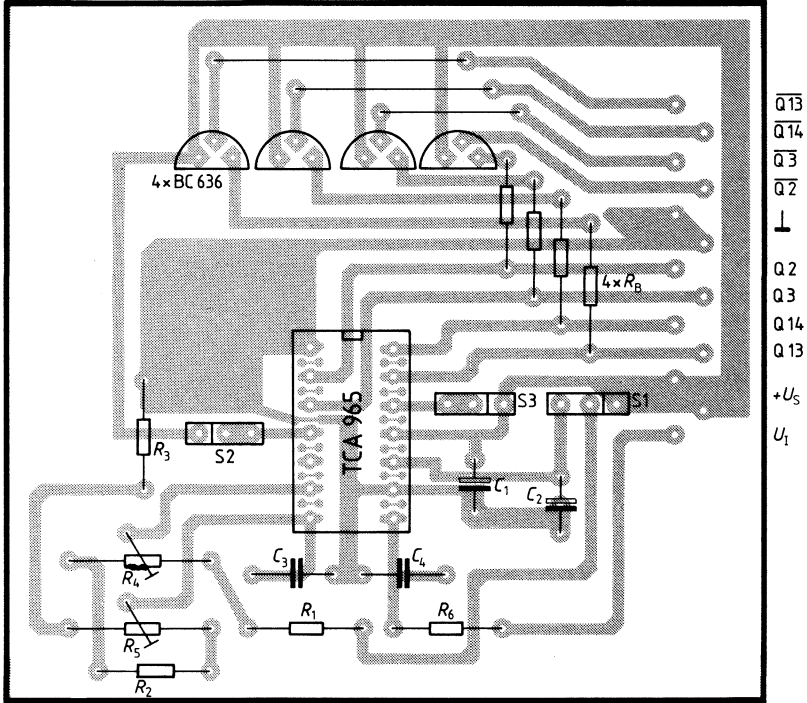
Ausgangsbeschaltung

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



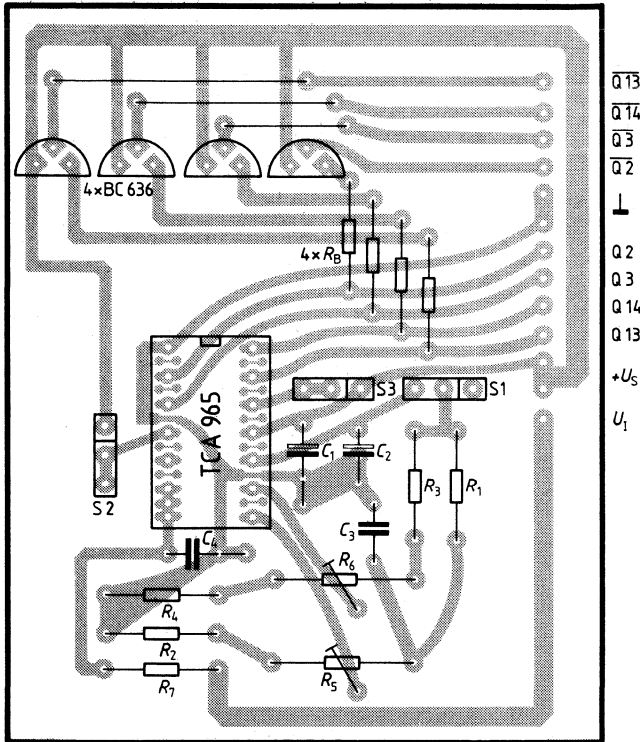
jeweils Anschluß 2, 3, 13, 14

Platine und Bestückungsplan
Grundsaltung I



Platine und Bestückungsplan

Grundschialtung II



Schaltnetzteile, Spannungsregler

Type	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4601	Q67000-A2379	P-SIP 9
TDA 4601 D	Q67000-A2390	P-DIP 18L9 (Anschluß 6 und Anschluß 10 bis 18 mit Masse verbunden)

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

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

Grenzdaten

		min	max	
Speisespannung	U_9	0	20	V

Spannungen

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

Ströme

Nulldurchgangs-Identifikation	I_{i2}	-5	5	mA
Regelverstärker	I_{i3}	-3	3	mA
Kollektorstromnachbildung	I_{i4}	0	5	mA
Blockiereingang	I_{i5}	0	5	mA
Basisstromabschalter	I_{q7}	-1	1,5	A
Basisstromverstärkerausgang	I_{q8}	-1,5	0	A
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	-40	125	°C

Wärmewiderstände

System-Umgebung	TDA 4601	$R_{th\ SU}$	70	K/W
System-Gehäuse	TDA 4601	$R_{th\ SG}$	15	K/W
System-Umgebung ¹⁾	TDA 4601 D	$R_{th\ SU}$	60	K/W
System-Umgebung ²⁾	TDA 4601 D	$R_{th\ SU\ 1}$	44	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung		U_9	7,8 bis 18	V
Gehäusetemperatur	TDA 4601	T_G	0 bis 85	°C
Umgebungstemperatur ³⁾	TDA 4601 D	T_U	0 bis 70	°C

1) Gehäuse eingelötet in Platine ohne Kühlfläche

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

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

Kenndaten

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

Anlaufbetrieb

Stromaufnahme (U_1 noch nicht geschaltet)

	min	typ	max	
$I_9 = 2\text{ V}$			0,5	mA
$I_9 = 5\text{ V}$		1,5	2,0	mA
$I_9 = 10\text{ V}$		2,4	3,2	mA
Einschaltzeitpunkt für U_1	11,0	11,8	12,3	V

Normalbetrieb

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

Stromaufnahme

$U_{\text{Regel}} = -10\text{ V}$	I_9	110	135	160	mA
$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$	I_9	50	75	100	mA

Referenzspannung

$I_1 < 0,1\text{ mA}$	U_1	4,0	4,2	4,5	V
$I_1 = 5\text{ mA}$	U_1	4,0	4,2	4,4	V

Temperaturkoeffizient der Referenzspannung

Regelspannung $U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$	TK_1		10^{-3}		1/K
---	--------	--	-----------	--	-----

Kollektorstromnachbildungsspannung

$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$	U_4^*	1,8	2,2	2,5	V
$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}/-10\text{ V}$	ΔU_4^*	0,3	0,4	0,5	V

Klemmspannung

Ausgangsspannungen	U_5	6,0	7,0	8,0	V
--------------------	-------	-----	-----	-----	---

$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$	U_{q7}^*	2,7	3,3	4,0	V
$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$	U_{q8}^*	2,7	3,4	4,0	V
$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}/-10\text{ V}$	ΔU_{q8}	1,6	2,0	2,4	V

Rückkoppelspannung	U_2		0,2		V
--------------------	-------	--	-----	--	---

Schutzbetrieb

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

Stromaufnahme

$U_5 < 1,9\text{ V}$	I_9	14	22	28	mA
----------------------	-------	----	----	----	----

Abschaltspannung

$U_5 < 1,9\text{ V}$	U_{q7}	1,3	1,5	1,8	V
----------------------	----------	-----	-----	-----	---

Abschaltspannung

$U_5 < 1,9\text{ V}$	U_4	1,8	2,1	2,5	V
----------------------	-------	-----	-----	-----	---

Blockiereingang

Blockierspannung	U_5	$\frac{U_1}{2} - 0,1$	$\frac{U_1}{2}$		V
------------------	-------	-----------------------	-----------------	--	---

Speisespannung für U_8 gesperrt

$U_{\text{Regel}} = 0\text{ V}$	U_9	6,7	7,4	7,8	V
---------------------------------	-------	-----	-----	-----	---

U_1 aus (bei weiterem Absenken von U_9)	ΔU_9	0,3	0,6	1,0	V
--	--------------	-----	-----	-----	---

*) nur Gleichanteil

Kenndaten

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

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

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

Schaltungsbeschreibung

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

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

I. Anlaufverhalten

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

1. Aufbau einer internen Referenzspannung

Sie versorgt den Spannungsregler und bewirkt die Aufladung des Koppelkaps zum Schalttransistor. Bis zu einer Speisespannung von $U_9 \approx 12\text{ V}$ bleibt die Stromaufnahme $I_9 < 3,2\text{ mA}$.

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

Diese Spannung wird schlagartig bei $U_9 \approx 12\text{ V}$ eingeschaltet und bildet für alle Baugruppen des IC bis auf die Steuerlogik eine thermisch stabile und überlastfreie Stromversorgung.

3. Freigabe der Steuerlogik

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

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

II. Normalbetrieb/Regelbetrieb

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

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

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

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

III. Schutzbetrieb

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

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

Schutzbetrieb im Störfall an Anschluß 5

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

● Schutzbetrieb mit periodischer Abfrage

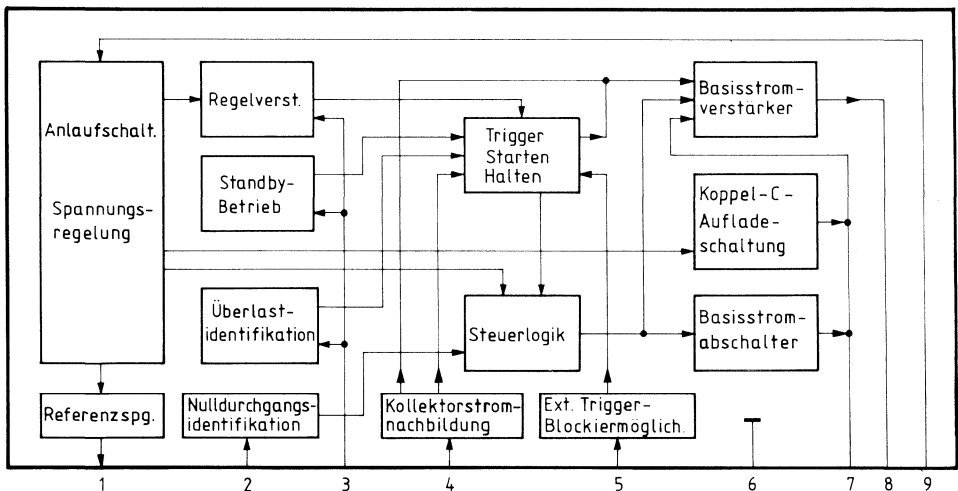
Im Störfall werden durch Unterschreiten der Schutzwelle U_5 von typisch $U_1/2$ die Ausgangsimpulse an Anschluß 8 gesperrt. Die Stromaufnahme des IC reduziert sich ($I_9 \geq 14 \text{ mA}$ bei $U_9 = 10 \text{ V}$).

Bei entsprechend **hochohmigem** Anlaufwiderstand*) sinkt dann die Versorgungsspannung U_9 unter die minimale Abschaltswelle (5,7 V) für die Referenzspannung U_1 . Als Folge wird U_1 abgeschaltet.

Wegen der nochmals reduzierten Stromaufnahme des IC ($I_9 \leq 3,2 \text{ mA}$ bei $U_9 \leq 10 \text{ V}$) kann die Versorgungsspannung wieder bis zur Einschaltswelle $U_9 \geq 12,3 \text{ V}$ ansteigen, die Schutzwelle an Anschluß 5 wird freigegeben und das Schaltnetzteil versucht einzuschalten.

Bei noch oder wieder anliegendem Störfall ($U_5 \leq U_1/2 - 0,1 \text{ V}$) wird das Einschalten durch obigen periodischen Schutzbetrieb unterbrochen, d. h. Anschluß 8 sperrt, U_9 sinkt usw.

Blockschaltbild



*) in Anwendungsschaltung 1 10 kΩ/3 W

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

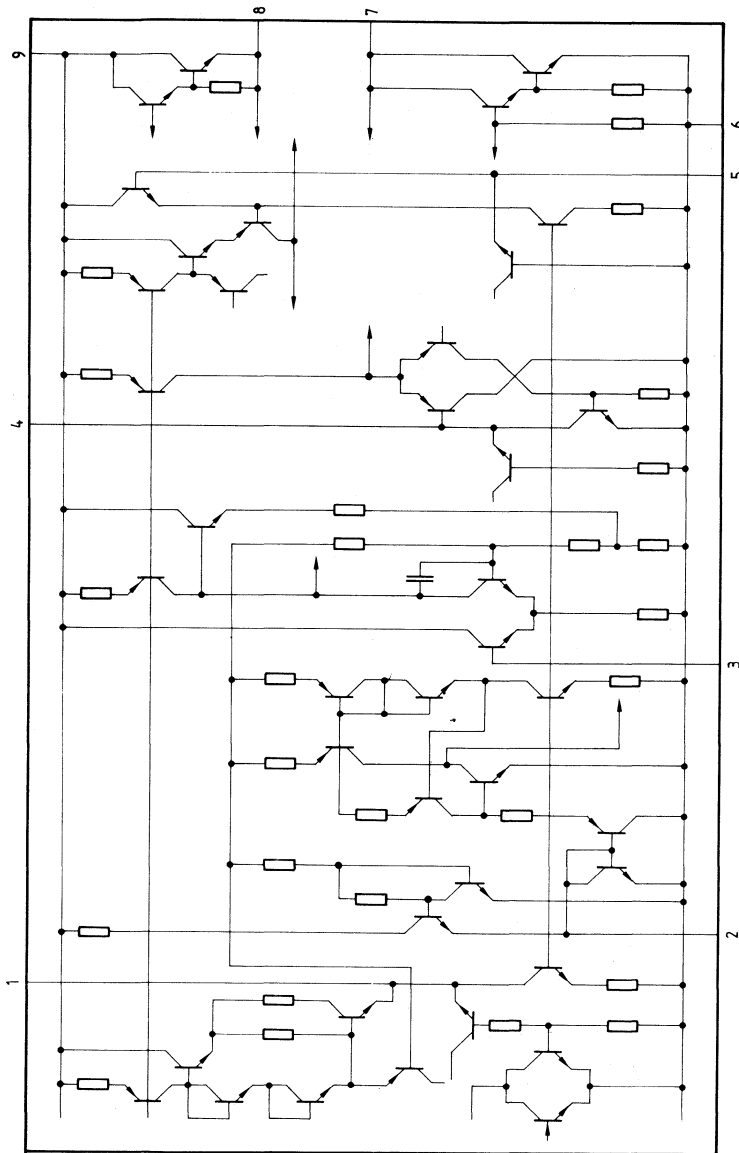
Freischwingende Sperrwandler als Weitbereich-Netzteile benötigen eine von der gleichgerichteten Netzspannung unabhängige Stromversorgung der TDA 4601, weshalb der Wickelsinn der Wicklung 11/13 der Sekundärseite des Sperrwandlertrafos entspricht. Das Einschalten wird dadurch erschwert, daß die TDA 4601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

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

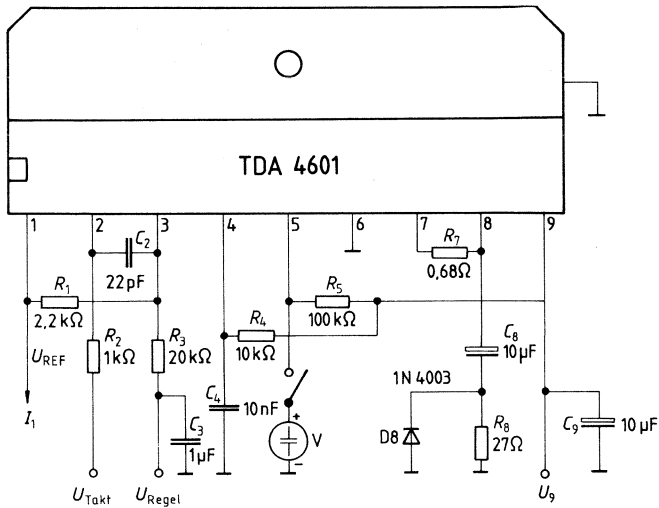
Anschlußbelegung

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

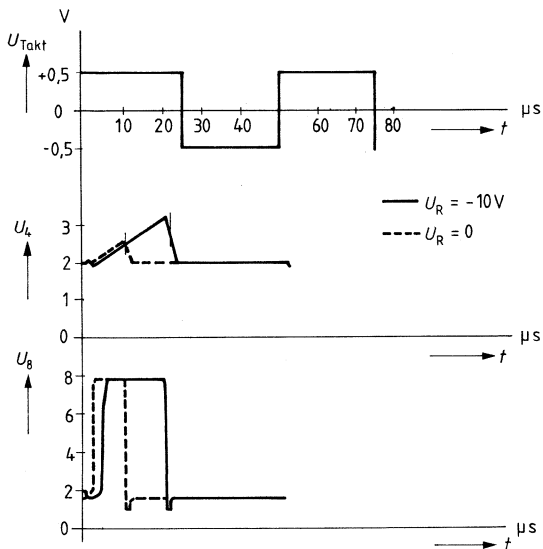
Schaltbild



Prüf- und Meßschaltung 1



Meßdiagramm: Überlastbetrieb



Zu Anwendungsschaltung 1

Schutzschaltung auch im Störfall gegen sekundäre Spannungserhöhung

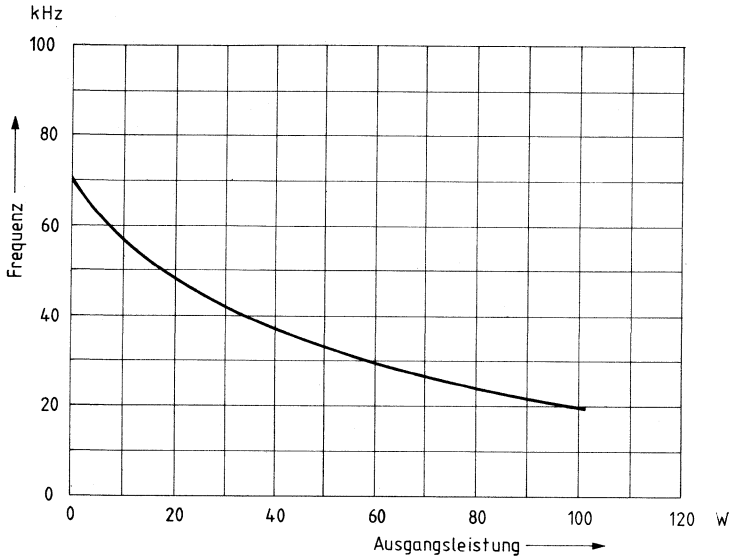
Diese Schaltungsvariante ist bei Standby-Betrieb bedingt notwendig. Wenn Schalter S1 offen, und die Sekundärseite mit nur 1 bis 5 Watt belastet wird, tritt eine Spannungsüberhöhung sekundär von ca. 20% auf.

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

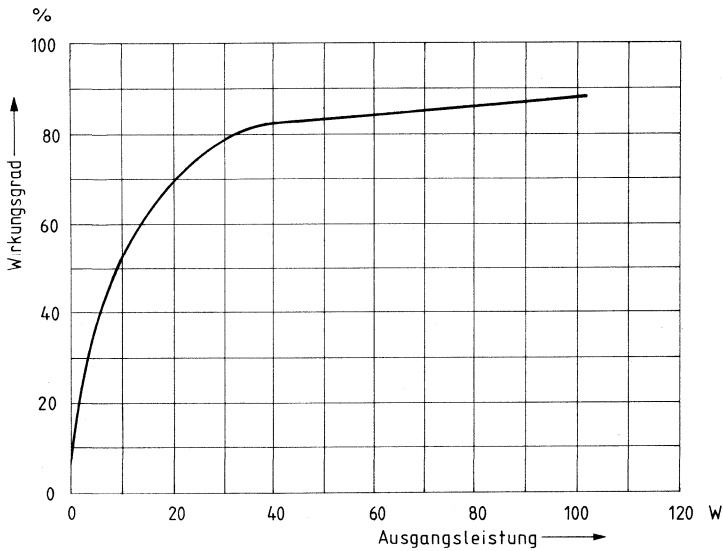
Diese zusätzliche Schutzschaltung greift direkt an der Regelwicklung 9/15, die den Energiestoß als überhöhte Spannung erkennt, an und nimmt über den Widerstand 56 Ω und den Gleichrichter 1N4001 den negativen Anteil ab und speichert diesen in dem Kondensator 10 nF. Übersteigt die Amplitude die Spannung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

Zusätze zur Prüf- und Meßschaltung

Frequenz in Abhängigkeit der Ausgangsleistung

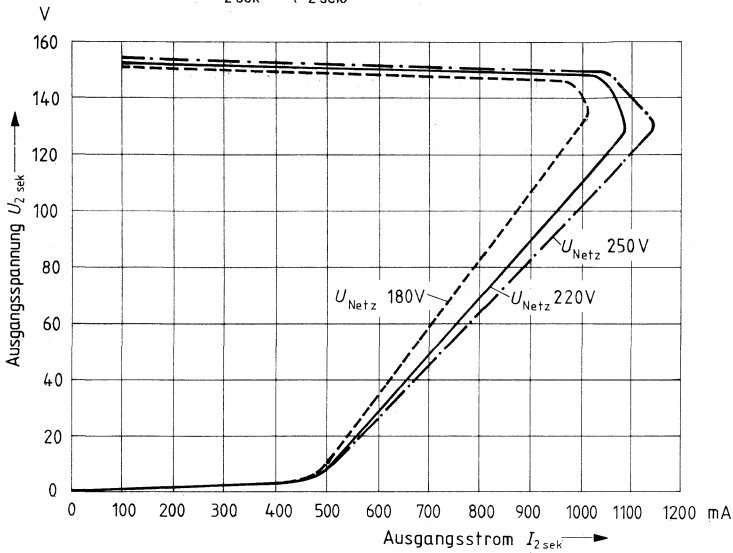


Wirkungsgrad in Abhängigkeit der Ausgangsleistung

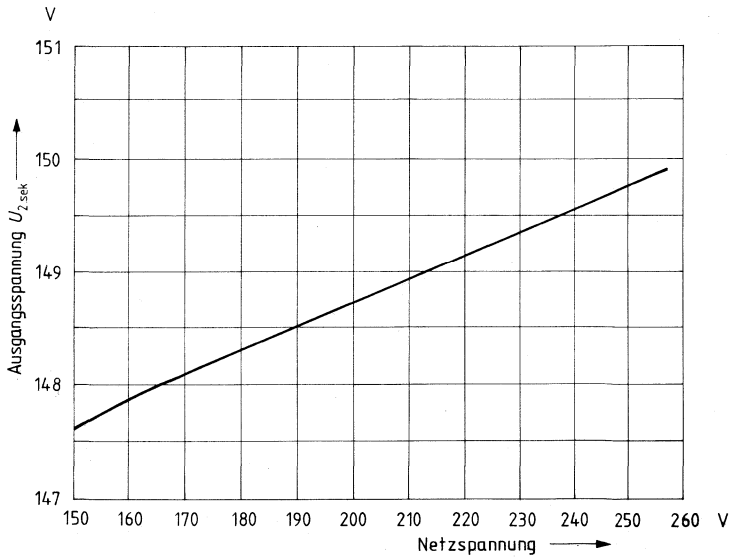


Zusätze zur Prüf- und Meßschaltung 2

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

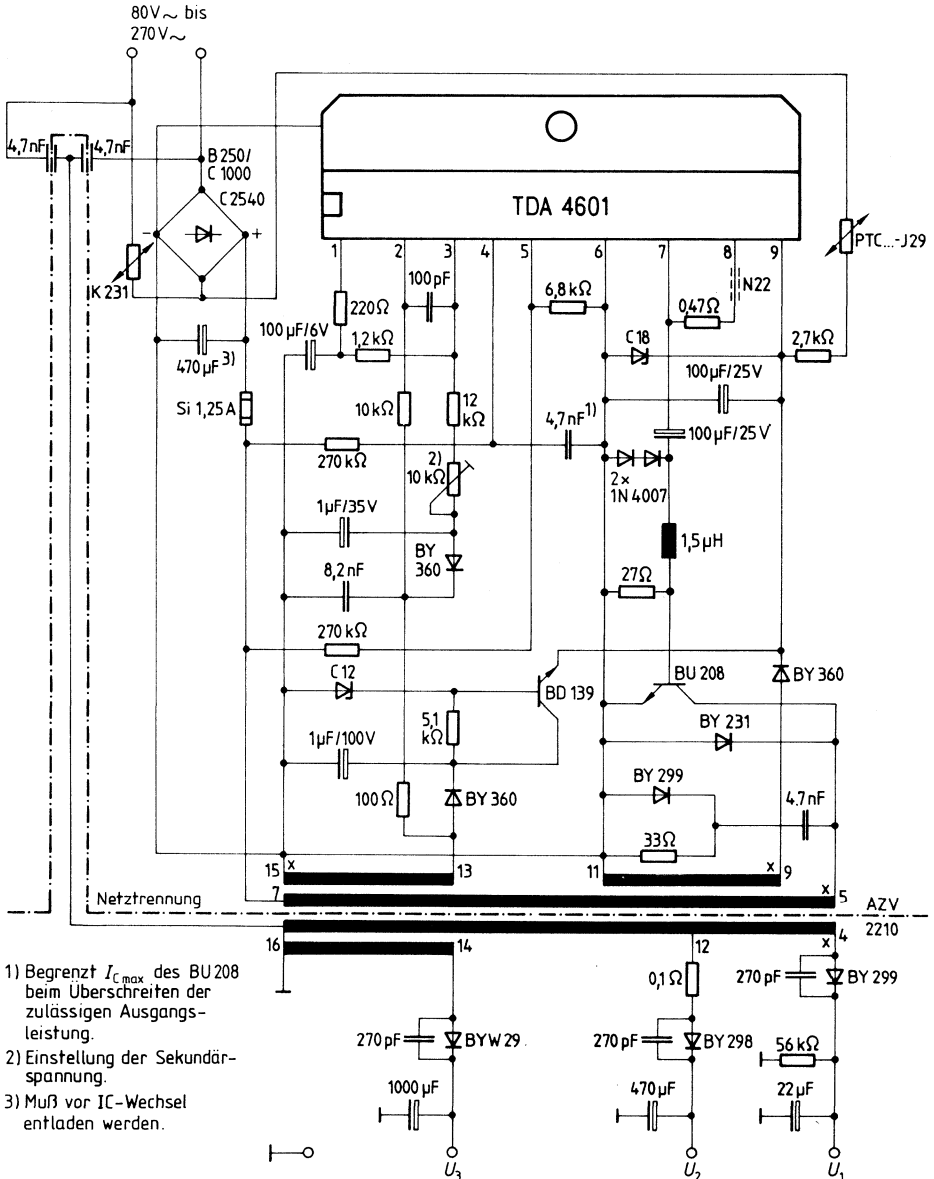


Ausgangsspannung $U_{2\text{ sek}}$ bei Netzänderung



Anwendungsschaltung 2

Weitbereich von 80V_~ bis 270V_~



- 1) Begrenzt $I_{C_{max}}$ des BU208 beim Überschreiten der zulässigen Ausgangsleistung.
- 2) Einstellung der Sekundärspannung.
- 3) Muß vor IC-Wechsel entladen werden.

Zu Anwendungsschaltung 2

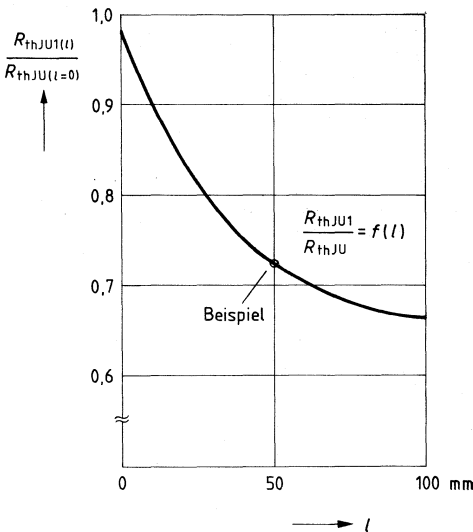
Weitbereich-Schaltnetzteil

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

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

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

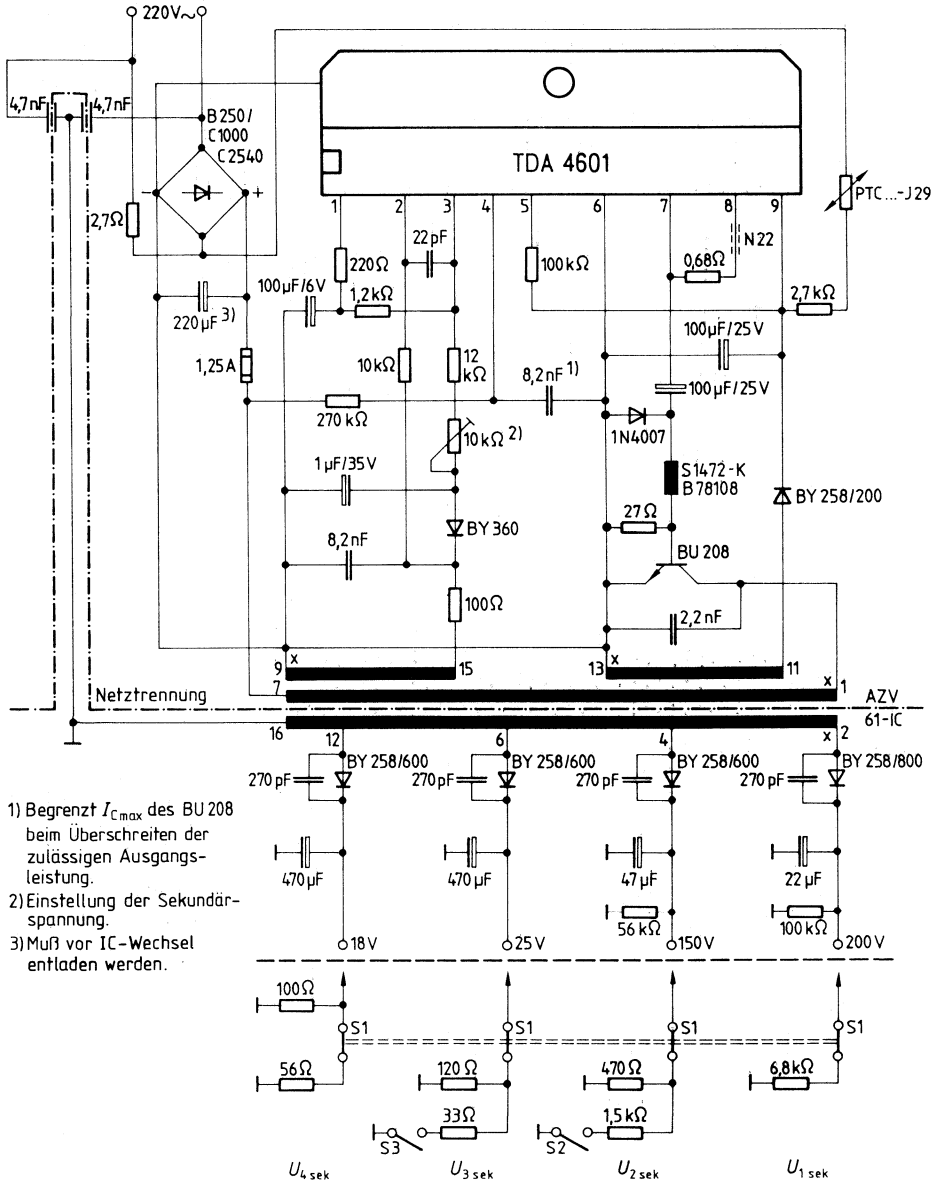
Wärmewiderstand



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

- $R_{thJU}(l=0) = 60 \text{ K/W}$
- $\vartheta_J \leq 70 \text{ °C}$
- $P_V = 1 \text{ W}$
- Platine senkrecht
- Schaltkreis senkrecht
- ruhende Luft

Weitere Anwendungsschaltungen
Schaltung 3



Zu Anwendungsschaltung 3

Vollisolierter, klemmkontaktierter Kaltleiter für Schaltnetzteilanwendungen mit erhöhtem Anlaufstrom

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

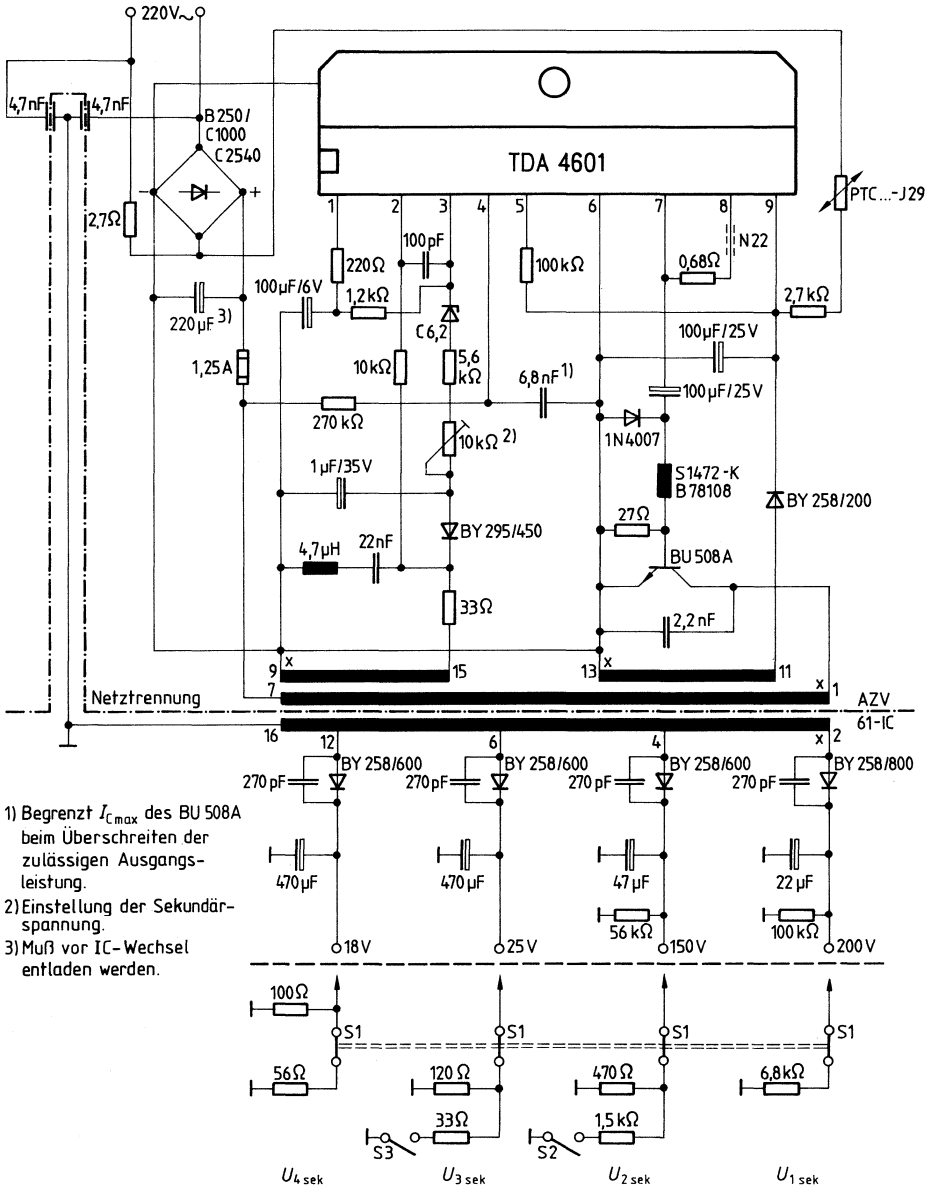
Der zum Anlauf benötigte Strom fließt nur 6 bis 8 s bis zum Erreichen der Kaltleiter-Betriebstemperatur. Die kleine Wärmekapazität des Kaltleiters macht die Schaltung bereits nach 2 s wieder voll funktionsfähig. Als weiterer Vorteil ergibt sich eine verbesserte Kurzschlußfestigkeit der Anordnung, die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

Technische Kurzdaten

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

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

Schaltung 4



- 1) Begrenzt I_{Cmax} des BU 508A beim Überschreiten der zulässigen Ausgangsleistung.
- 2) Einstellung der Sekundärspannung.
- 3) Muß vor IC-Wechsel entladen werden.

Zu Anwendungsschaltung 4

Verbesserte Lastregelung und verbessertes Kurzschlußverhalten

Das Einschalten erfolgt wie Schaltung 3.

Als Schalttransistor wurde aus Preisgründen ein BU 508A gewählt.

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

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

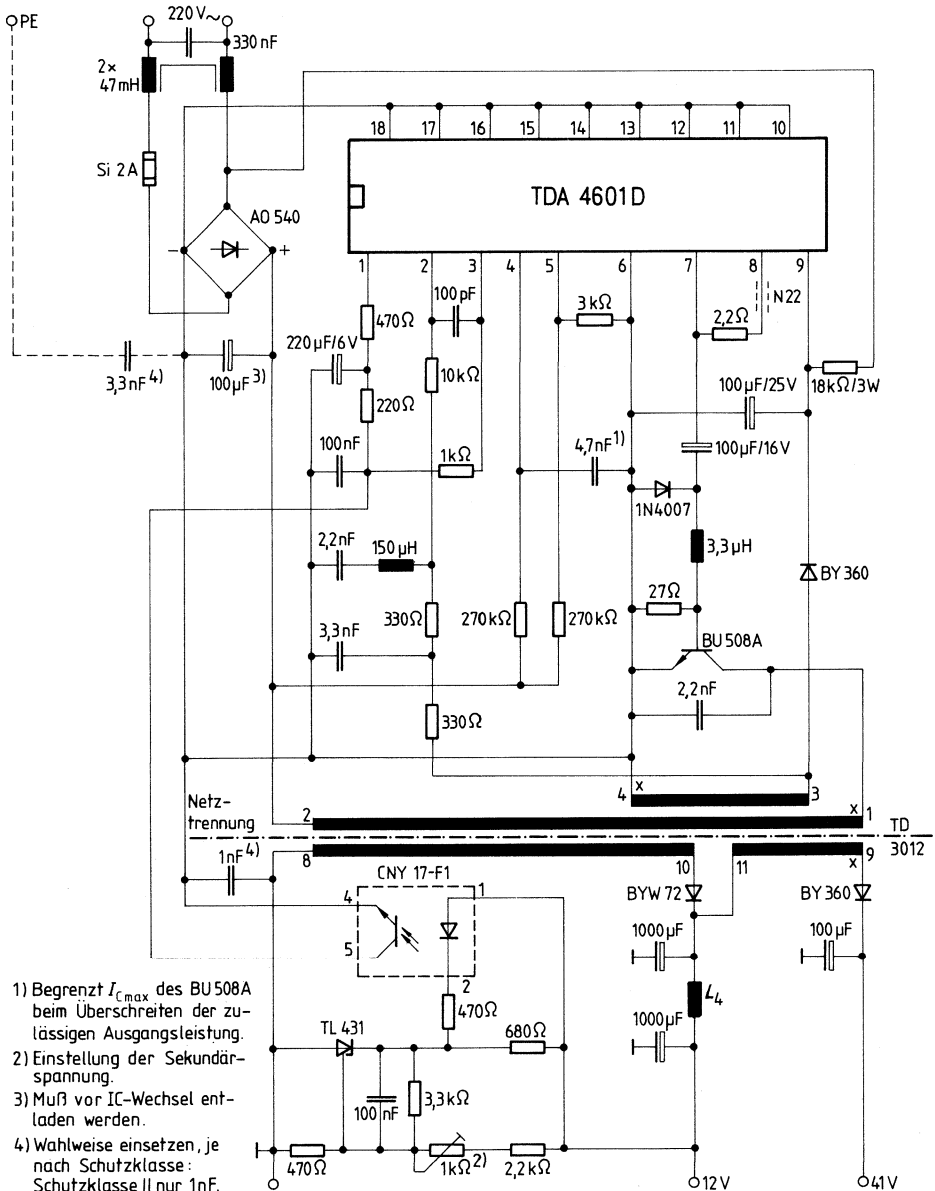
Der Aufbau und die Koppelverhältnisse verschiedener Sperrwandlertrafos führten manchmal zu Überschwinger-Spektren, die sich über die Rückkoppelwicklung 9/15, trotz des RC-Dämpfungsgliedes von $33 \Omega \times 22 \text{ nF}$ und des $10\text{-}\Omega$ -Widerstandes, bis an den Null-durchgangsindikator-Eingang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

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

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

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

Schaltung 5



Zu Anwendungsschaltung 5

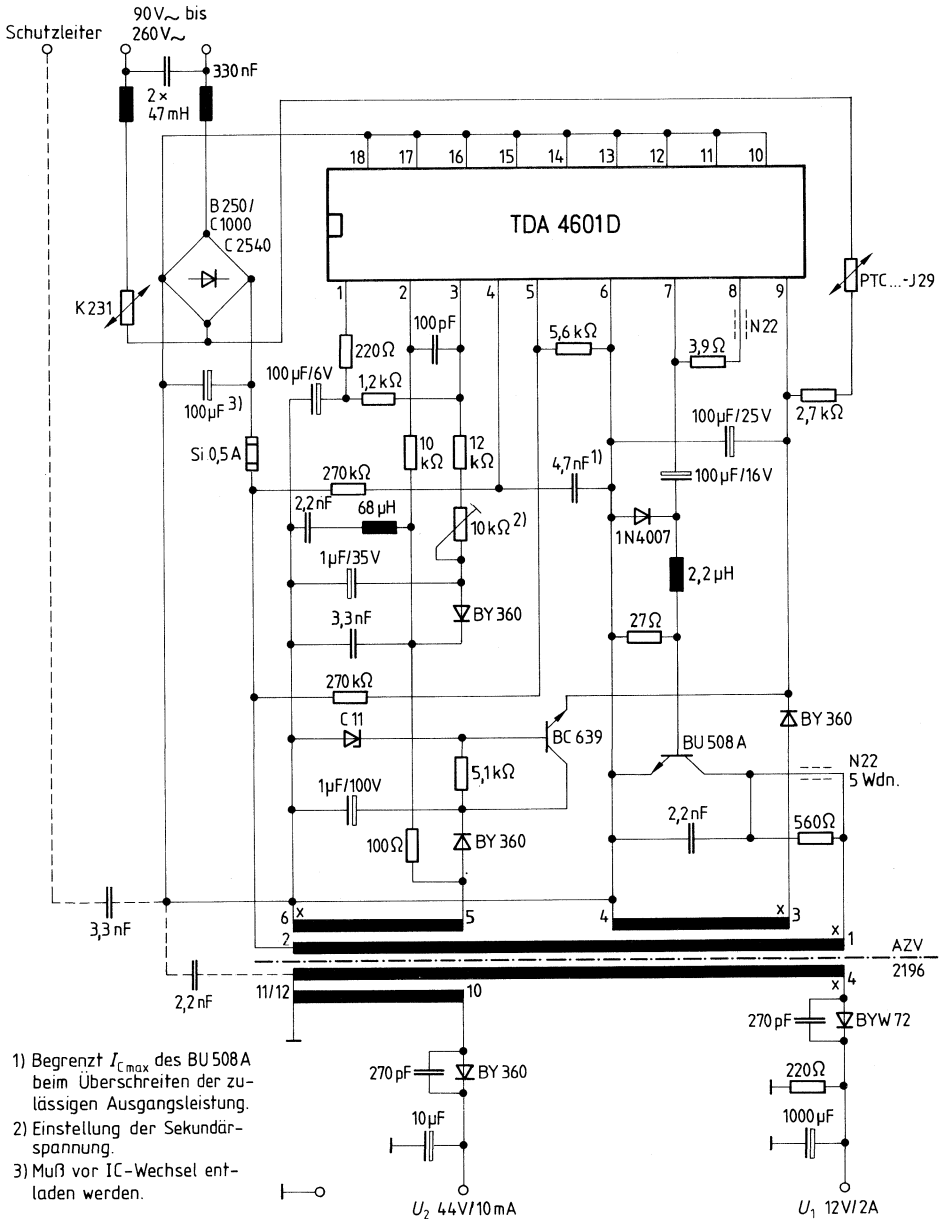
Hochstabilisierte Sekundärseite

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

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

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

Schaltung 6



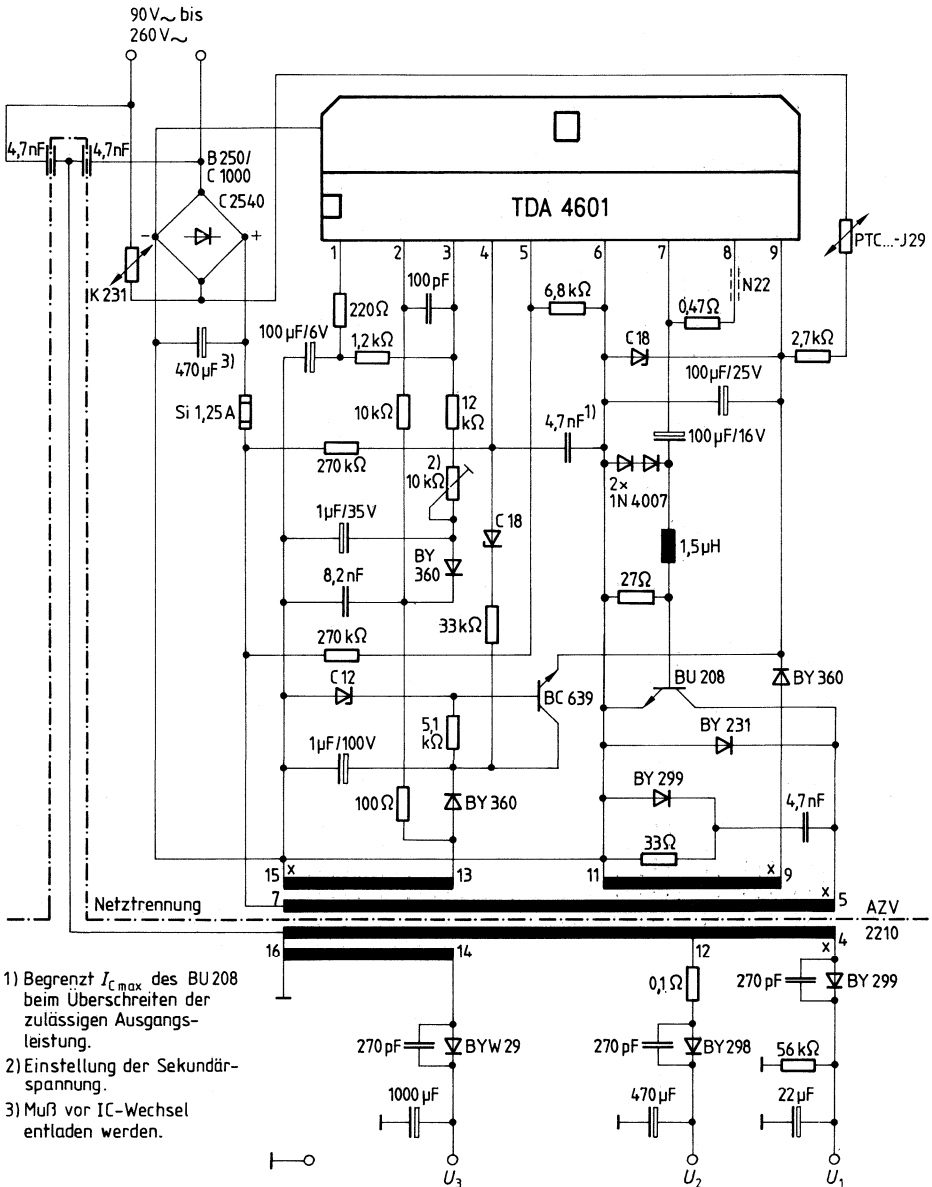
Zu Anwendungsschaltung 6

Weitbereich – Steckerschaltnetzteil bis 30 W

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

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

Schaltung 7



Zu Anwendungsschaltung 7

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

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

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

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

Mit Einführung des Widerstandes $33\ k\Omega$ wird diese Zeitkonstante in Abhängigkeit der an der Wicklung 13/15 anliegenden und durch die Diode BY 360 gleichgerichteten und durch die Kapazität $1\ \mu F$ gesiebten Regelspannung verkleinert, d. h. die Impulszeit verkürzt. Mit der Z-Diode C 18 wird festgelegt, ab welcher Netzspannung der Einfluß der Zeitkonstanten-Korrektur beginnt. Die Änderung der gleichgerichteten Spannung der Wicklung 13/15 ist proportional der Änderung der gleichgerichteten Netzspannung!

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

Lastverhalten

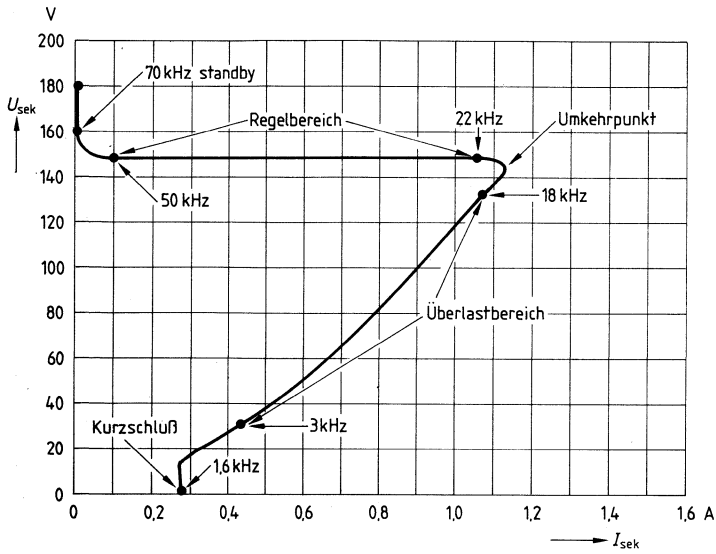


Bild 1

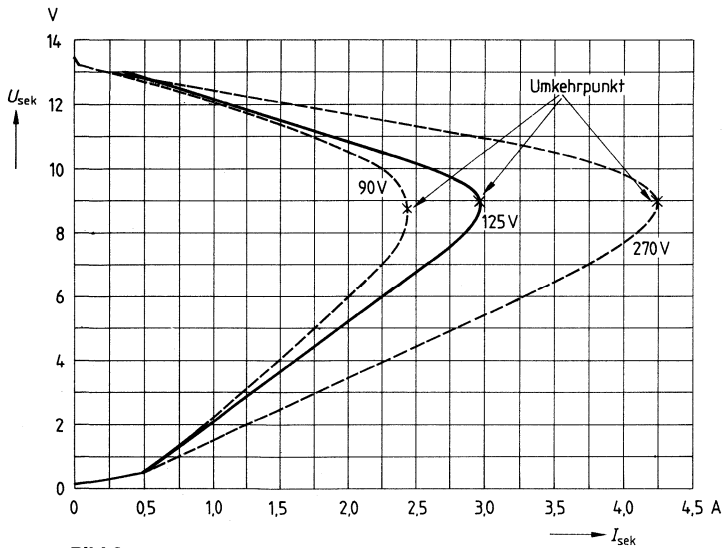


Bild 2

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

Die SNT-IC-Familie TDA 47 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 SNT 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. Folgende Temperaturbereiche sind lieferbar:

Typ	Gehäuse	Umgebungstemperaturbereich
TDA 4700	C-DIP 24	-25 °C bis 85 °C
TDA 4700 A	P-DIP 24	0 °C bis 70 °C
TDA 4718	C-DIP 18	-25 °C bis 85 °C
TDA 4718 A	P-DIP 18	0 °C bis 70 °C
TDA 4716 A	P-DIP 16	0 °C bis 70 °C
TDA 4716 B	P-DIP 16	-25 °C bis 85 °C
TDA 4714 A	P-DIP 14	0 °C bis 70 °C
TDA 4714 B	P-DIP 14	-25 °C bis 85 °C

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

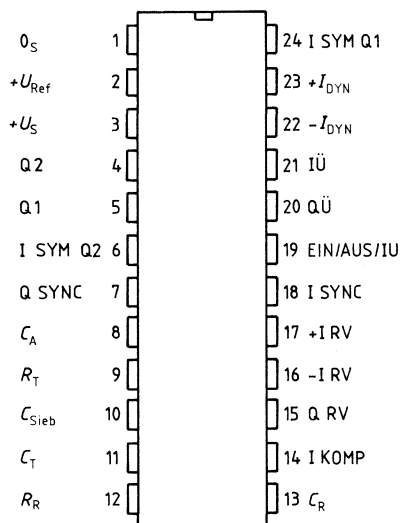
Dieser universell anwendbare Schaltnetzteilsteuerbaustein beinhaltet digitale und analoge Funktionen, die zum Aufbau von hochwertigen Sperr-, Eintakt- und Gegentaktwandlern in Normal-, Halbbrücken- und Vollbrückenschaltungen benötigt werden. Das Bauelement läßt sich ebenso für transformatorlose Spannungsvervielfacher 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
- Doppelpulsunterdrückung

Anschlußanordnung

(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Funktion
1	0_S
2	Referenzspannung U_{REF}
3	Versorgungsspannung U_S
4	Ausgang Q2
5	Ausgang Q1
6	Symmetrie Q2
7	Synchron-Ausgang Q
8	weicher Anlauf C_A
9	VCO R_T
10	Kapazität C_{SIEB}
11	VCO C_T
12	Rampengenerator R_R
13	Rampengenerator C_R
14	Eingang Komparator
15	Ausgang Regelverstärker
16	Eingang Regelverstärker (-)
17	Eingang Regelverstärker (+)
18	Synchroneingang
19	Ein/Aus, Unterspannung
20	Ausgang Überspannung
21	Eingang Überspannung
22	Dyn. Strombegrenzung (-)
23	Dyn. Strombegrenzung (+)
24	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_{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_{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 Plusingänge 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 +5V. Die Spannung am Rampengenerator kann 5,5V 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 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 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 Überspannungsankopplung muß dann aber hochohmig durchgeführt werden.

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.

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

	Bedingungen	untere Grenze B	obere Grenze A	
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	$U_{SYNC Q}$	SYNC Q high -0,3	7	V
	$I_{SYNC Q}$	SYNC Q low	0	mA
Synchron Eingang	$U_{SYNC I}$	-0,3	33	V
Eingang C_{S1eb}	U_{ICS}	-0,3	7	V
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, K6, K7	U_{IK}	-0,3	33	V
Ausgang K5	U_{QK5}	-0,3	33	V
Eingang Regelverstärker	U_{IRV}	-0,3	33	V
Ausgang Regelverstärker	U_{QRV}	-0,3	$U_S - 1$	V
Referenzspannungsanschluß	U_{REF}	-0,3	max. 7	V
Eingang C_A	U_{ICA}	-0,3	U_{REF} 7	V
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	-55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)				
TDA 4700	R_{thSU}		65	K/W
TDA 4700 A	R_{thSU}		65	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	10,5	30	V
Umgebungstemperatur im Betrieb				
TDA 4700	T_U	-25	85	°C
TDA 4700 A	T_U	0	70	°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

	Prüf- bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
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	ΔU_{REF}	$14\text{ V} \pm 20\%$		8		mV
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	$25\text{ V} \pm 20\%$		15		mV
Spannungsänderung	ΔU_{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	$C_T = 1$ nF		1		μ s
	t	$C_T = 10$ nF		10		μ s
Beschaltung	C_T		0,82		47	nF
VCO	R_T		5		700	k Ω

*) Bei T_U 0 °C bis 70 °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	μ A
Stromübersetzung	I_{RR}/I_{CR}			1/4		

Synchronisation

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

Komparator K2

Eingangsstrom	$-I_{IK2}$				2	μ A
Ausschaltverzögerung ²⁾	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 237

Kenndaten		Prüf- bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
$U_S = 11 \text{ bis } 30 \text{ V}, T_U = -25^\circ\text{C bis } 85^\circ\text{C}$						
Weicher Anlauf K3, K4						
Ladestrom für C_A	I_{LCA}			6		μA
Entladestrom für C_A	I_{ECA}			2		μA
obere Begrenzungsspannung	U_{Begr}			5		V
Schaltspannung K4	U_{K4}			1,5		V
Regelverstärker						
Leerlaufverstärkung	V_U		60	80		dB
Eingangsnulspannung	U_{E0S}		-10		10	mV
Temperaturkoeffizient von U_{E0S}	TK		-30		30	$\mu\text{V/K}$
Eingangsstrom	$-I_I$				2	μA
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		5	V
Ausgangsstrom	I_Q		-3		1,5	mA
Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung	$\Delta U/\Delta t$			1		V/ μs
Transitfrequenz	f_T			3		MHz
Phase bei f_T	φ_T			120		Grad
Ausgangsspannung	$U_{QH/L}$	$-3 \text{ mA} < I < 1,5 \text{ mA}$	1,5		5,5	V
Symmetrie						
Eingangsspannung	U_{IH}		2,0			V
Eingangsstrom	U_{IL} $-I_I$				0,8 2	V μA
Ausgangsstufen Q1, Q2						
Ausgangsspannung	U_{QH}				30	V
Ausgangsrestrom	U_{QL} I_Q	$I_Q = 20 \text{ mA}$ $U_{QH} = 30 \text{ V}$			1,1 2	V μA
EIN, AUS, Unterspannung K6						
Schaltspannung	U		$U_{REF} - 30\text{mV}$		$U_{REF} + 30\text{mV}$	V
Eingangsstrom	$-I_I$				2	μA
Ausschaltverzögerung ¹⁾	t			250		ns
Fehlererkennungszeit ¹⁾	t			50		ns

1) siehe Seite 237

Kenndaten		Prüf- bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
$U_S = 11$ bis 30 V, $T_U = -25^\circ\text{C}$ bis 85°C						
Dynamische Strombegrenzung K 7						
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		4	V
Eingangsnullspannung	U_{E0S}		-10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$				2	μA
Ausschaltverzögerung ²⁾	t			250		ns
Fehlererkennungszeit ²⁾	t			50		ns
Überspannung K 5						
Schaltspannung	U		$ U_{REF}-30\text{mV} $		$ U_{REF}+30\text{mV} $	V
Eingangsstrom	$-I_I$				2	μA
Ausgangsstrom	$-I_Q$	$U_{QHmin} = 5$ V	0		200	μA
Ausschaltverzögerung ¹⁾	t			250		ns
Fehlererkennungszeit ¹⁾	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 $U_{REF} = -100$ mV \rightarrow $U_{REF} = +100$ mV

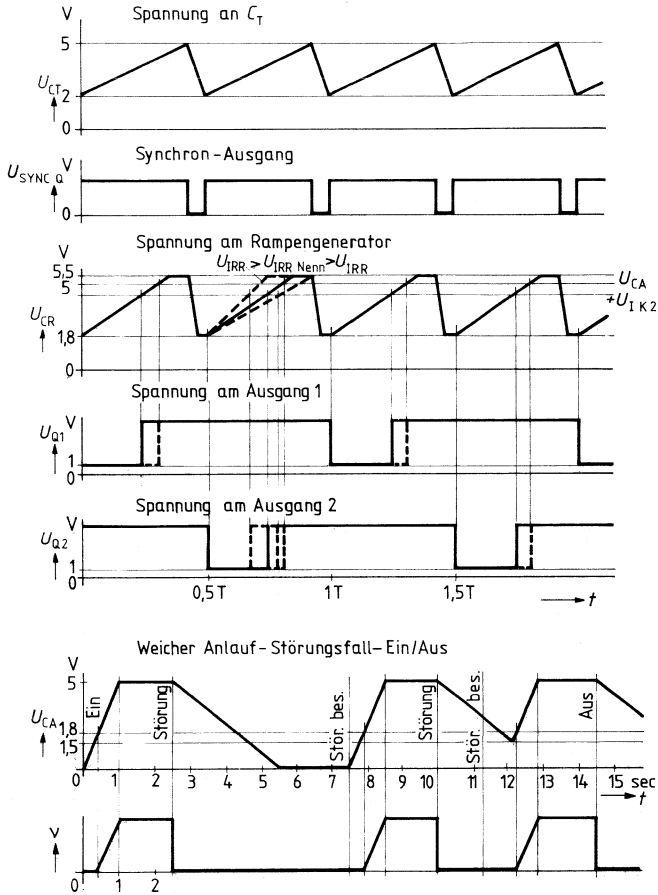
2) Am Eingang Sprungfunktion $\Delta U = -100$ mV \rightarrow $\Delta U = +100$ mV

Dimensionierungshinweise für die Beschaltung

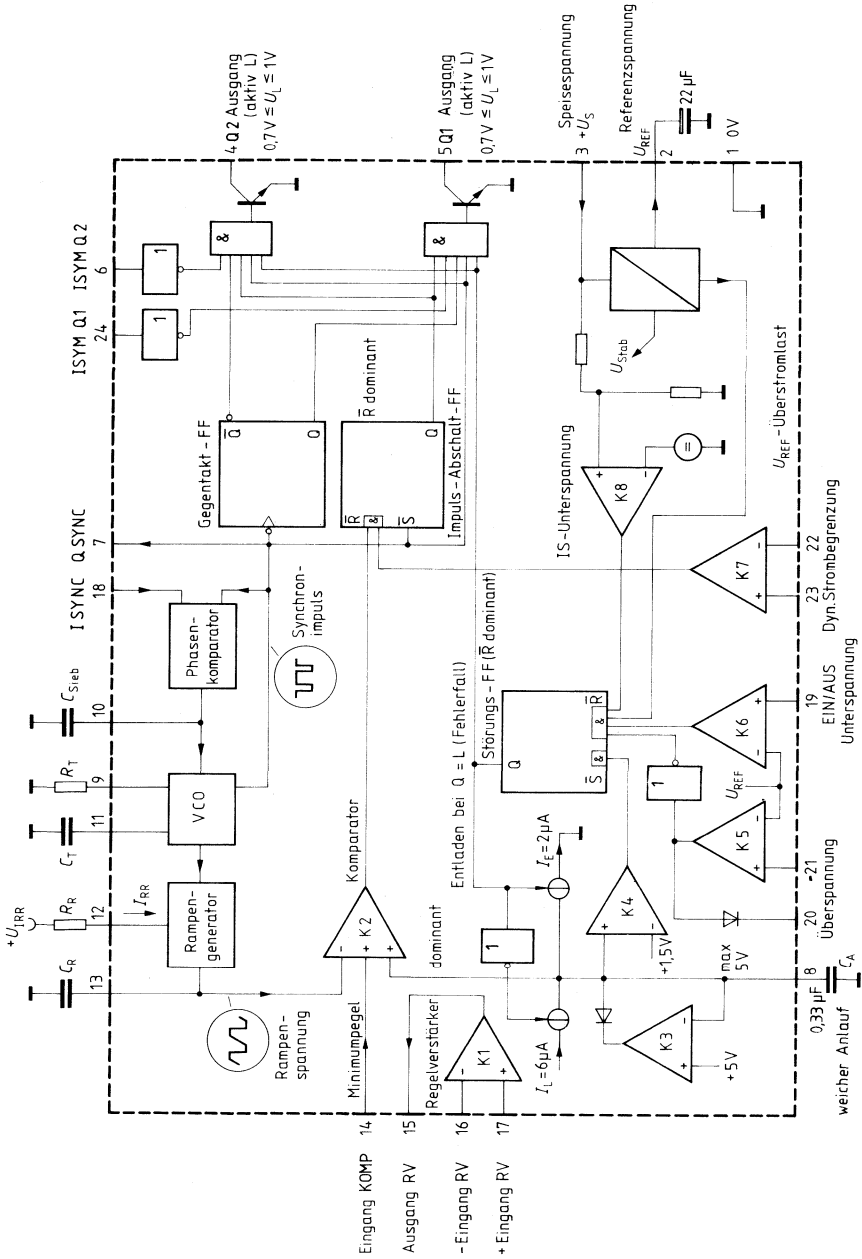
- 1) Festlegung der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gesperrt sein müssen
→ Wahl von C_T ; Wahl von $C_R \leq C_T$
- 2) Festlegung der VCO-Frequenz = 2 x Ausgangsfrequenz
→ Wahl von R_T
- 3) Bestimmung der Nennsteigung der steigenden Rampengeneratorspannung, welche die maximal mögliche Einschaltdauer 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_{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_{Sieb} günstig:	10 nF	1 μ F

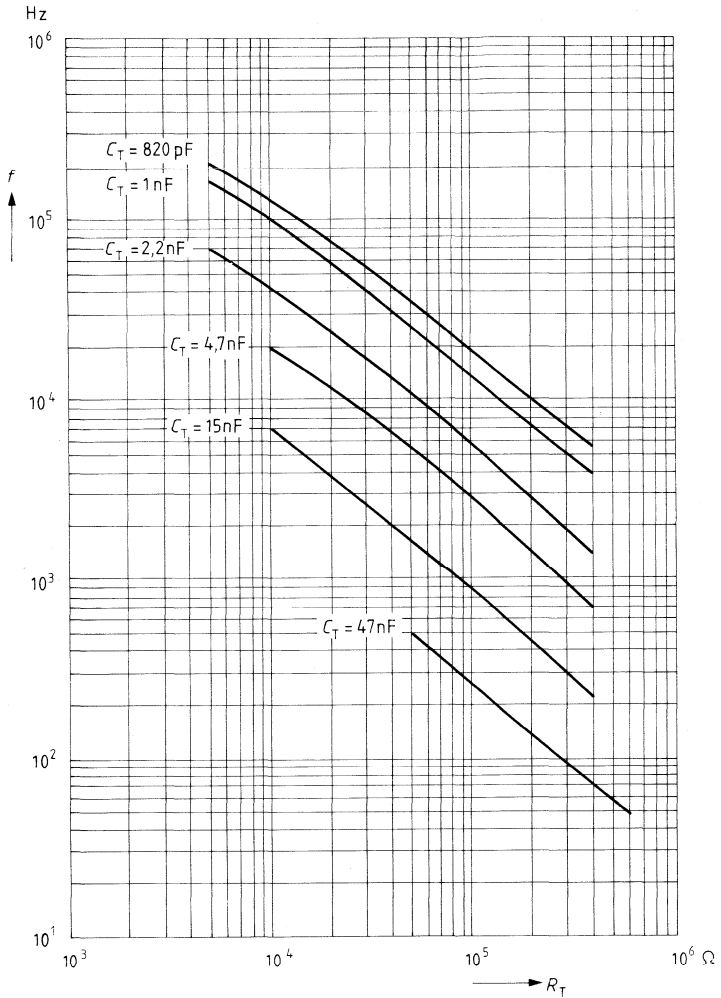
Impulsdiagramm



Blockschaltbild



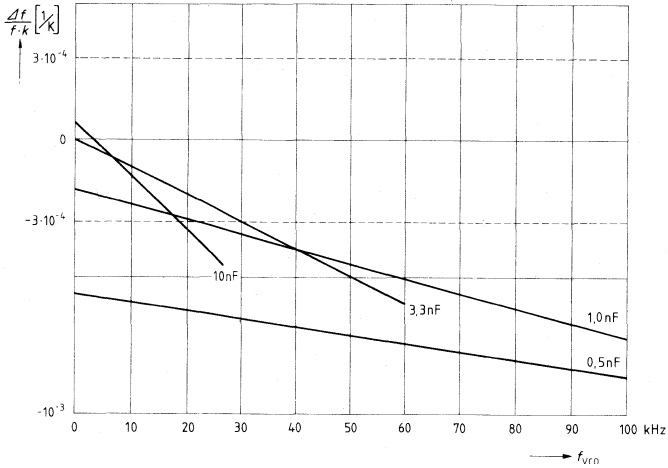
VCO-Frequenz in Abhängigkeit von R_T und C_T



Temperaturgang VCO

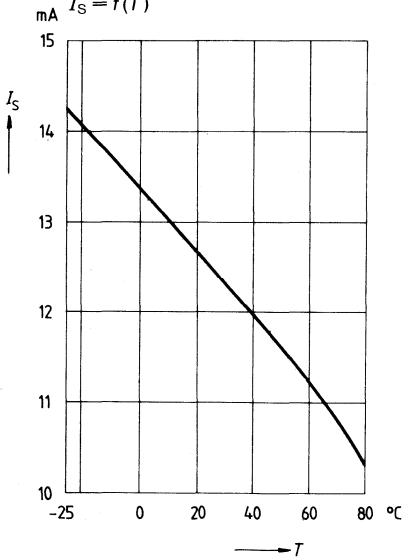
$U_S = 12\text{ V}$, $v = \text{max}$

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



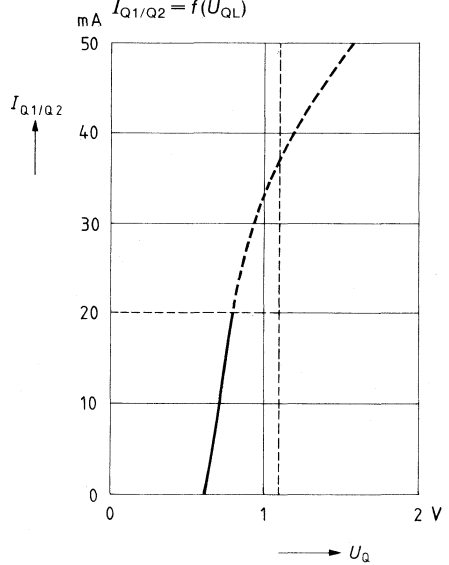
Temperaturgang Stromaufnahme

$I_S = f(T)$



Ausgangsstrom

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



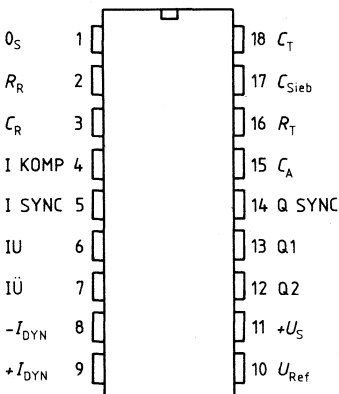
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4718	Q67000-Y638	C-DIP 18
TDA 4718 A	Q67000-Y639	P-DIP 18

Diese 18polige Schaltnetzteilsteuerschaltung beinhaltet digitale und analoge Funktionen, die zum Aufbau von hochwertigen 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 PLL-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	Funktion
1	O_S
2	Rampengenerator R_R
3	Rampengenerator C_R
4	+ Eingang Komparator K 2
5	Synchroneingang
6	Eingang Unterspannung, Ein/Aus
7	Eingang Überspannung
8	Eingang dyn. Strombegrenzung (-)
9	Eingang dyn. Strombegrenzung (+)
10	Referenzspannung U_{REF}
11	Speisespannung U_S
12	Ausgang Q2
13	Ausgang Q1
14	Synchroneingang
15	Weicher Anlauf
16	VCO R_T
17	Kapazität C_{Sieb}
18	VCO C_T

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 K 2 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 K 2

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 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 5,5 V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengeneratorflanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten max. 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 1,5 V 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 K 2 ist ein Maß für das Tastverhältnis am Ausgang. Im Einschaltzeitpunkt des Bausteins ist die Spannung am Kondensator C_A gleich 0 V. Diese Kapazität wird – solange kein Fehler anliegt – mit einem Strom von 6 μ A bis auf den Maximalwert von 5 Volt aufgeladen. Im Falle eines Fehlers wird C_A mit einem Strom von 2 μ A entladen. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5 V liegt Setz-Signal am Störungs-Flipflop und die Ausgänge sind freigegeben, wenn nicht gleichzeitig Rücksetz-Signal anliegt. Weil die minimale 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-Flipflop 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 6, 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

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

	Bedingungen	untere Grenze B	obere Grenze A	
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	$U_{\text{SYNC Q}}$	SYNC Q high -0,3	7	V
	$I_{\text{SYNC Q}}$	SYNC Q low 0	10	mA
Synchron Eingang	$U_{\text{SYNC I}}$	-0,3	33	V
Eingang C_{Sieb}	U_{ICS}	-0,3	7	V
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, K6, K7	U_{IK}	-0,3	33	V
Ausgang K5	U_{QK5}	-0,3	33	V
Referenzspannungsanschluß	U_{REF}	-0,3	U_{REF}	V
Eingang C_A	U_{ICA}	-0,3	7	V
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	-55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)				
	TDA 4718	R_{thSU}	70	K/W
TDA 4718 A	R_{thSU}		60	K/W

Funktionsbereich

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

Kenndaten

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

	Prüf- bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
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	ΔU_{REF}	$14\text{ V} \pm 20\%$		8		mV
Spannungsänderung	ΔU_{REF}	$25\text{ V} \pm 20\%$		15		mV
Spannungsänderung	ΔU_{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	$C_T = 1$ nF		1		μs
	t	$C_T = 10$ nF		10		μs
Beschaltung	C_T		0,82		47	nF
VCO	R_T		5		700	k Ω

*) Bei T_U 0°C bis 70°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	μA
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	μA

Komparator K2

Eingangsstrom	$-I_{I\ K2}$				2	μA
Ausschaltverzögerung ²⁾	t_{AUS}				500	ns
Eingangsspannung	$U_{I\ K2}$	für Tastverhältnis $v = 0$ $v = \text{max}$		1,8 5		V V
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		5,5	V

2) siehe Seite 249

Kenndaten	Prüf- bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
$U_S = 11$ bis 30 V, $T_U = -25^\circ\text{C}$ bis 85°C					

Weicher Anlauf K 3, K 4

Ladestrom für C_A	I_{LCA}		6		μA
Entladestrom für C_A	I_{ECA}		2		μA
obere Begrenzungsspannung	U_{Begr}		5		V
Schaltspannung K 4	U_{K4}		1,5		V

Ausgangsstufen Q 1, Q 2

Ausgangsspannung	U_{QH}			30	V
	U_{QL}	$I_Q = 20$ mA		1,1	V
Ausgangsreststrom	I_Q	$U_{QH} = 30$ V		2	μA

EIN, AUS, Unterspannung K 6

Schaltspannung	U		$U_{REF} - 30\text{mV}$	$U_{REF} + 30\text{mV}$	V
Eingangsstrom	$-I$			2	μA
Ausschaltverzögerung ¹⁾	t		250		ns
Fehlererkennungszeit ¹⁾	t		50		ns

Dynamische Strombegrenzung K 7

Gleichtaktbereich	U_{IC}		0	4	V
Eingangsnullspannung	U_{E0S}		-10	10	mV
Eingangsstrom	$-I_i$			2	μA
Ausschaltverzögerung ²⁾	t		250		ns
Fehlererkennungszeit ²⁾	t		50		ns

Überspannung K 5

Schaltspannung	U		$U_{REF} - 30\text{mV}$	$U_{REF} + 30\text{mV}$	V
Eingangsstrom	$-I_i$			2	μA
Ausschaltverzögerung ¹⁾	t		250		ns
Fehlererkennungszeit ¹⁾	t		50		ns

Versorgungsunterspannung

Einschaltsschwelle für U_S steigend	U_S	$0^\circ\text{C} < T_U < 70^\circ\text{C}$	8,8	11	V
Abschaltsschwelle 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 $U_{REF} = -100$ mV \rightarrow $U_{REF} = +100$ mV

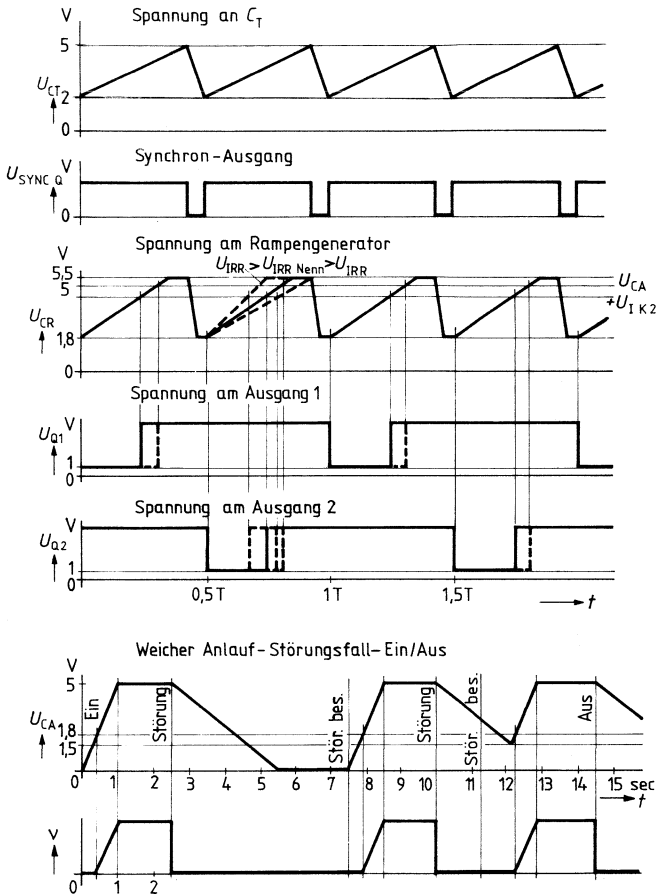
2) Am Eingang Sprungfunktion $\Delta U = -100$ mV \rightarrow $\Delta U = +100$ mV

Dimensionierungshinweise für die Beschaltung

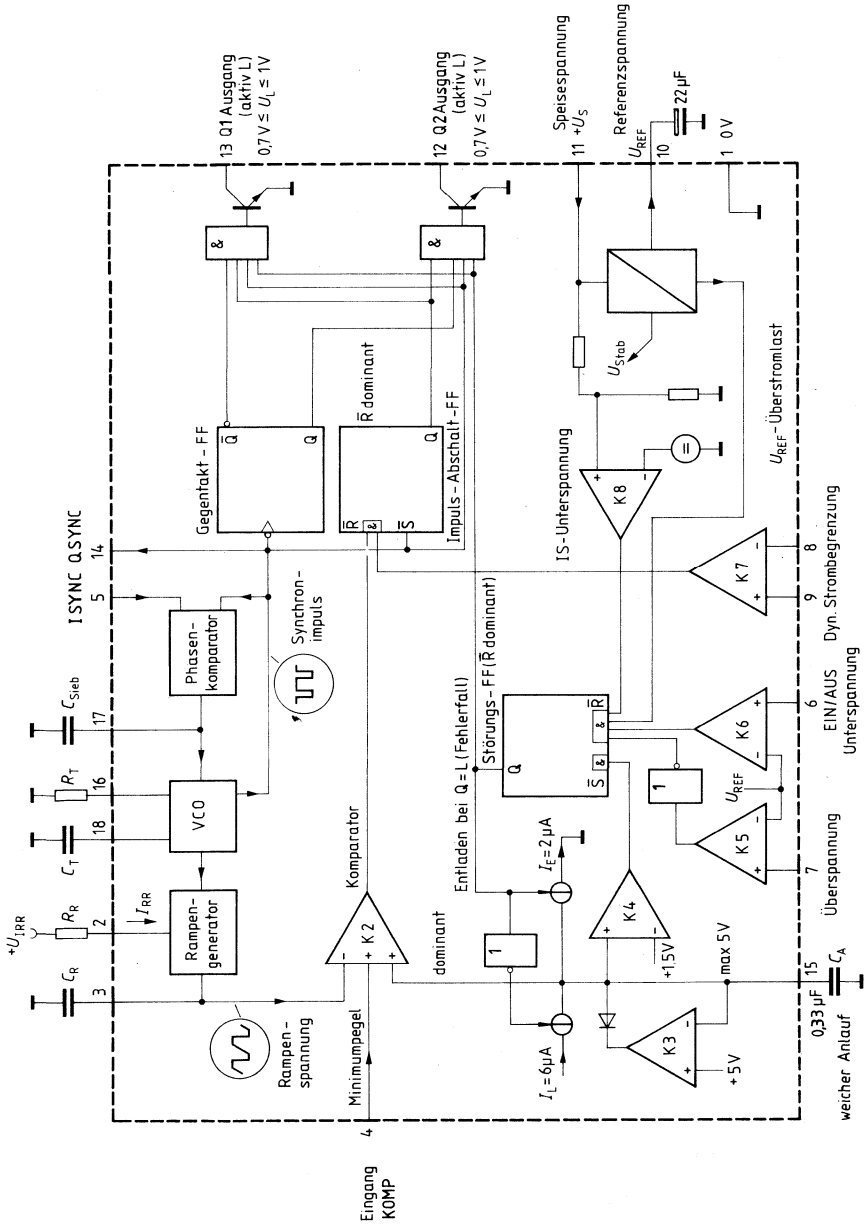
- 1) Festlegung der Minimalzeit, während der beide Ausgänge gesperrt sein müssen
→ Wahl von C_T ; Wahl von $C_R \leq C_T$
- 2) Festlegung der VCO-Frequenz = 2 x Ausgangsfrequenz
→ Wahl von R_T
- 3) Bestimmung der Nennsteigung der steigenden Rampengeneratorspannung, welche die maximal mögliche Einschaltdauer 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_{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_{Sieb} günstig:	10 nF	1 μ F

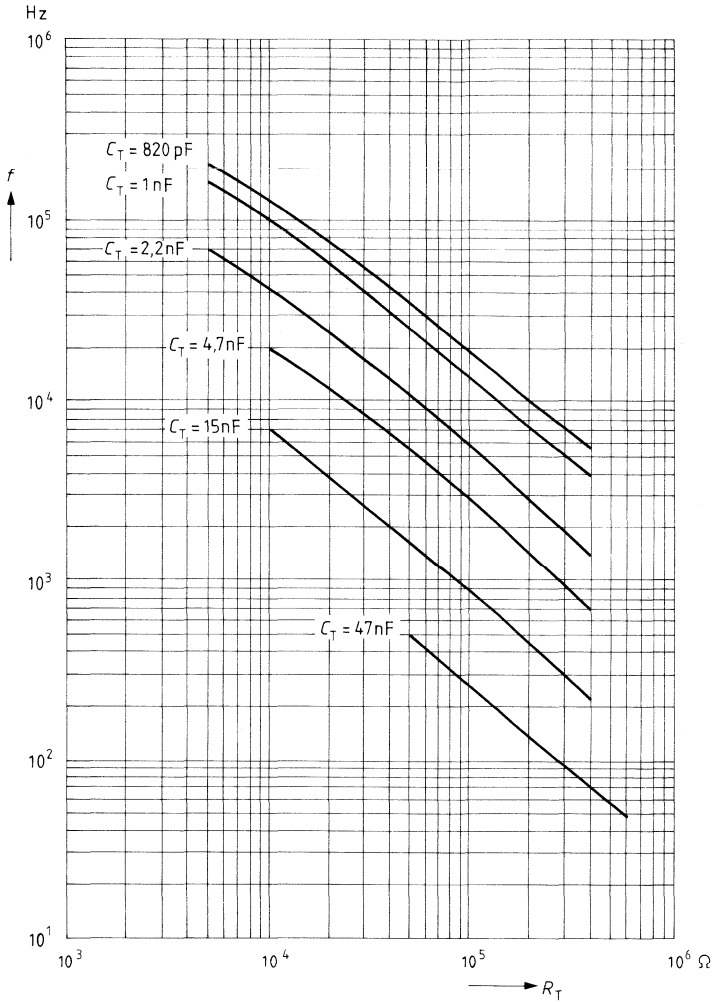
Impulsdiagramm



Blockschaltbild



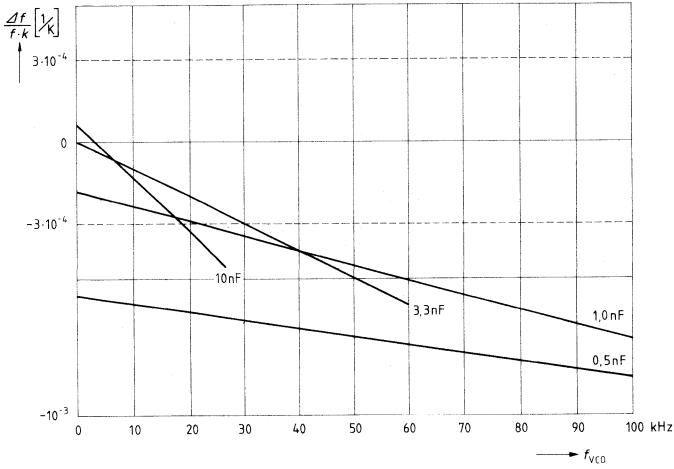
VCO-Frequenz in Abhängigkeit von R_T und C_T



Temperaturgang VCO

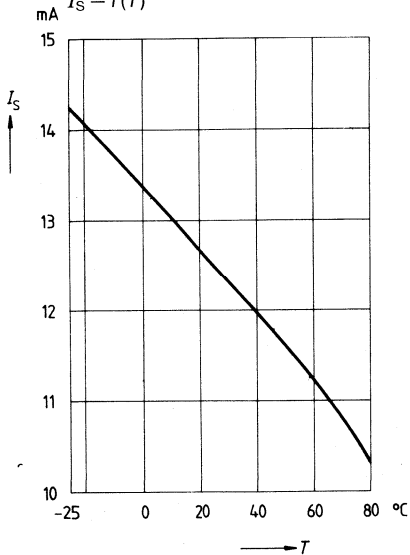
$U_S = 12\text{ V}, \nu = \text{max}$

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



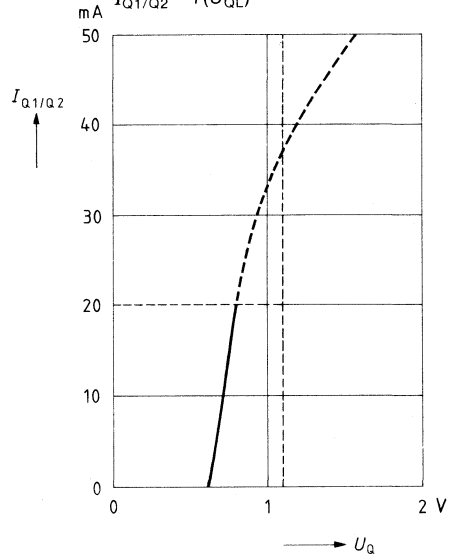
Temperaturgang Stromaufnahme

$I_S = f(T)$



Ausgangsstrom

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

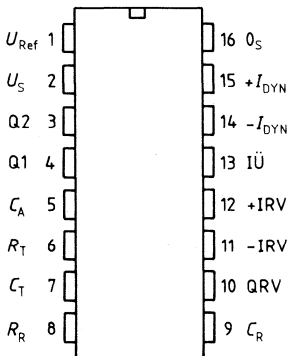


Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4716 A	Q67000-Y865	} P-DIP 16
TDA 4716 B	Q67000-Y870	

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-geregelte 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 4716 B)
- Referenzüberlastschutz
- Vorsteuerung
- Regelverstärker
- Weicher Anlauf

Anschlußanordnung (Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Funktion
1	Referenzspannung U_{REF}
2	Versorgungsspannung U_S
3	Ausgang Q2
4	Ausgang Q1
5	Weicher Anlauf C_A
6	VCO R_T
7	VCO C_T
8	Rampengenerator R_R
9	Rampengenerator C_R
10	Ausgang Regelverstärker
11	Eingang Regelverstärker (-)
12	Eingang Regelverstärker (+)
13	Eingang Überspannung
14	Dynamische Strombegrenzung (-)
15	Dynamische Strombegrenzung (+)
16	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.

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 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 5,5V erreichen. Bei entsprechender Steilheit der steigenden Rampengeneratorflanke läßt sich das Tastverhältnis auf einen gewünschten maximalen Wert begrenzen.

Komparator K4

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 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 K5, 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.

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.

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		Bedingung	untere Grenze B	obere Grenze A	
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 K5, K7	$U_{IK,5,7}$		-0,3	33	V
Ausgang K5	U_{QK5}		-0,3	33	V
Eingang Regelverstärker	U_{IRV}		-0,3	33	V
Ausgang Regelverstärker	U_{QRV}		-0,3	$U_S - 1$ max. 7 V	V
Referenzspannungsanschluß	U_{QREF}		-0,3	U_{REF}	V
Eingang C_A	U_{ICA}		-0,3	7	V
Sperrschichttemperatur	T_j			125	°C
Lagertemperatur	T_s		-55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	R_{thSU}			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	100000	Hz
VCO-Frequenz	f_{VCO}		40	250000	Hz
Rampengenerator-Frequenz	f_{RG}		40	250000	Hz

Kenndaten

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

Referenz

Referenzspannung	U_{REF}	2,35	2,5	2,65	2,45	2,5	2,55	V
$0 \text{ mA} < I_{REF} < 5 \text{ mA}$								
Spannungsänderung	ΔU_{REF}		8			8		mV
$U_S = 14 \text{ V} \pm 20\%$								
Spannungsänderung	ΔU_{REF}		15			15		mV
$U_S = 25 \text{ V} \pm 20\%$								
Spannungsänderung	ΔU_{REF}			5			15	mV
$0 \text{ mA} < I_{REF} < 5 \text{ mA}$								
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		100000	40		100000	Hz
Frequenzänderung	$\Delta f/f$		0,5			0,5		%
$U_S = 14 \text{ V} \pm 20\%$								
Frequenzänderung	$\Delta f/f$	-1		1	-1		1	%
$U_S = 25 \text{ V} \pm 20\%$								
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		µs
$C_T = 10 \text{ nF}$	t		10			10		µs
Beschaltung	C_t	0,82		47	0,82		47	nF
VCO	R_t	5		700	5		700	kΩ

Rampengenerator

Frequenzbereich	f_{RG}	40		100000	40		100000	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	µA
Stromübersetzung	I_{RR}/I_{CR}		1/4			1/4		

		TDA 4716 A			TDA 4716 B			
		untere GrenzeB	typ	obere GrenzeA	untere GrenzeB	typ	obere GrenzeA	
Komparator K2								
Eingangsstrom	$-I_{K2}$			2			2	μA
Ausschaltverzögerung ²⁾	t_{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		μA
Entladestrom für C_A	I_{CAE}		2			2		μA
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	μA
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/ μs
Transitfrequenz	f_T		3			3		MHz
Phase bei f_T	φ_T		120			120		Grad
Ausgangsspannung $-3 \text{ mA} < I < 1,5 \text{ mA}$	$U_{QH/L}$	1,5		5,5	1,5		5,5	V

Ausgangsstufen Q1, Q2

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

2) siehe Seite 262

		TDA 4716 A			TDA 4716 B			
		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Dynamische Strombegrenzung K 7								
Gleichtaktbereich	U_{GL}	0		4	0		4	V
Eingangsnullspannung	U_{EOS}	-10		10	-10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_1$			2			2	μA
Ausschaltverzögerung ²⁾	t_{aus}		250			250		ns
Fehlererkennungszeit ²⁾	t		50			50		ns

Überspannung K 5

Schaltspannung	U	$U_{REF} - 30 \text{ mV}$		$U_{REF} + 30 \text{ mV}$	$U_{REF} - 30 \text{ mV}$		$U_{REF} + 30 \text{ mV}$	V
Eingangsstrom	$-I_1$			2			2	μA
Ausschaltverzögerung ¹⁾	t_{aus}		250			250		ns
Fehlererkennungszeit ¹⁾	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

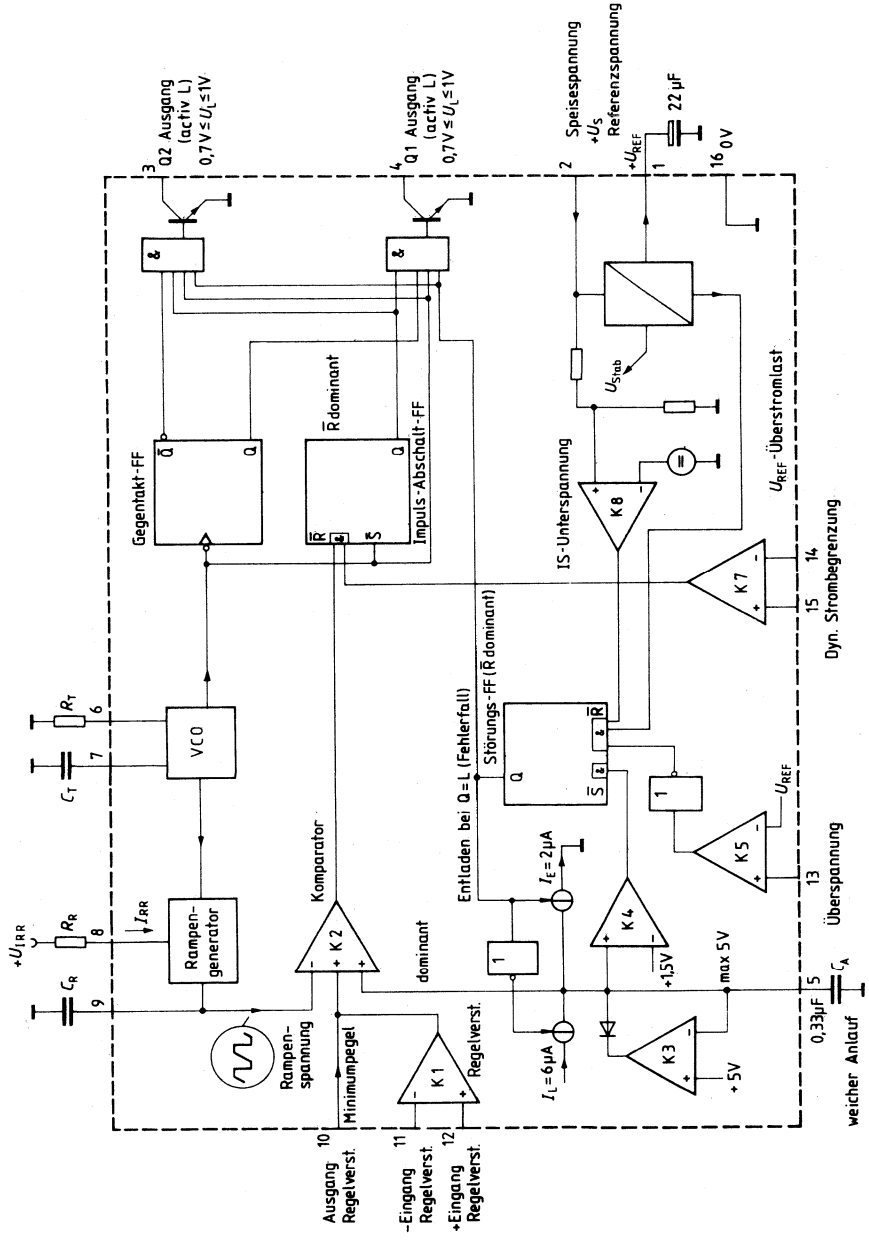
1) Am Eingang Sprungfunktion $U_{REF} - 100 \text{ mV} \rightarrow U_{REF} + 100 \text{ mV}$

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

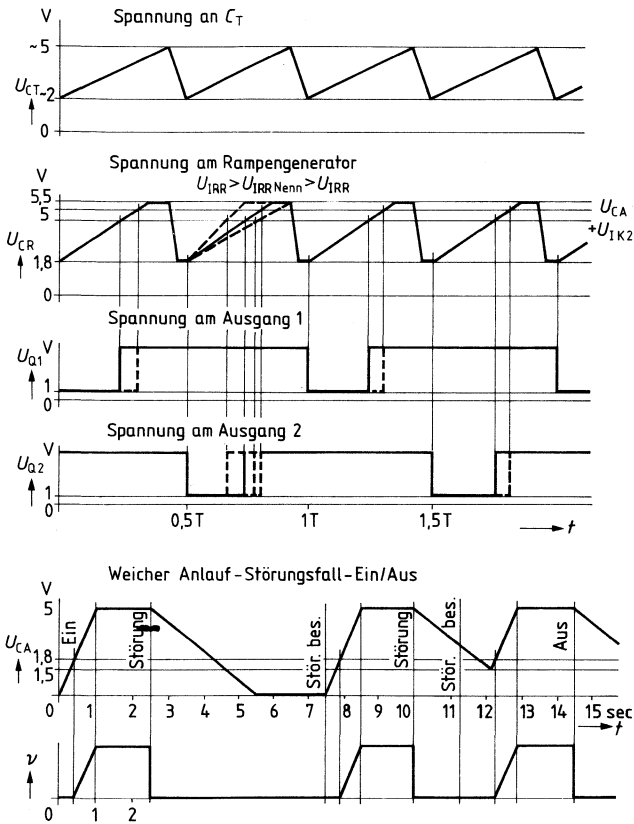
Dimensionierungshinweise für die Beschaltung

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 = 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

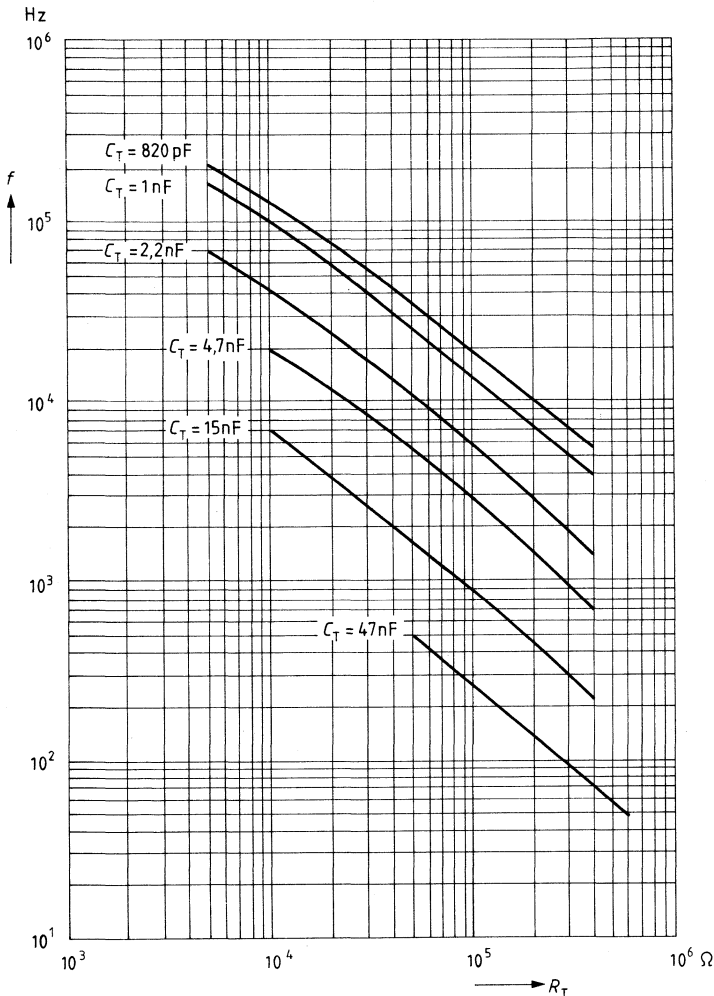
Blockschaltbild



Impulsdiagramm



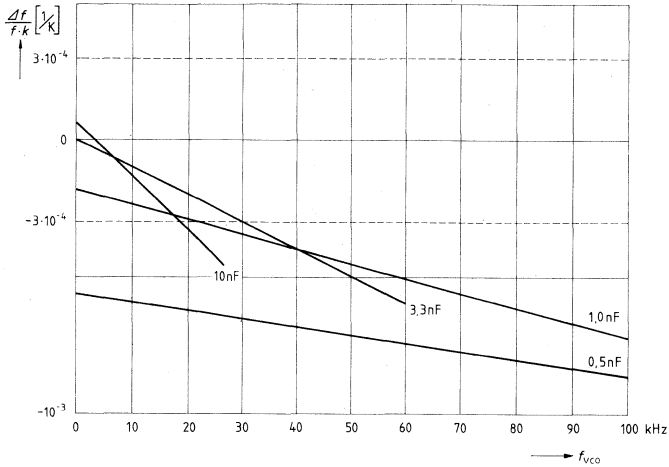
VCO-Frequenz in Abhängigkeit von R_T und C_T



Temperaturgang VCO

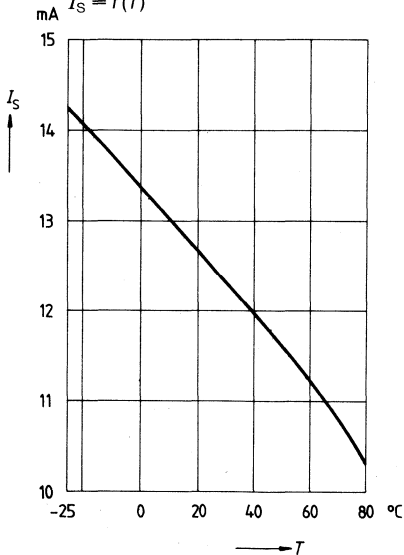
$U_S = 12\text{ V}$, $v = \text{max}$

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



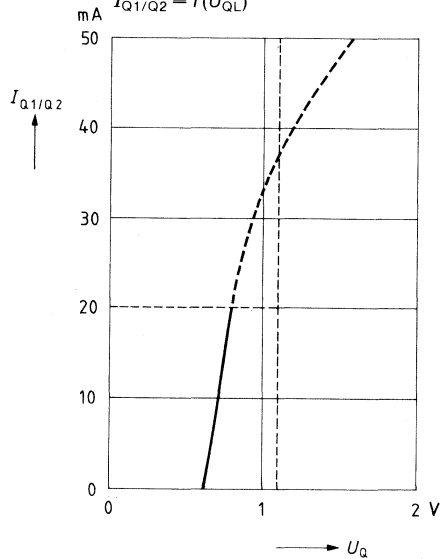
Temperaturgang Stromaufnahme

$$I_S = f(T)$$



Ausgangsstrom

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



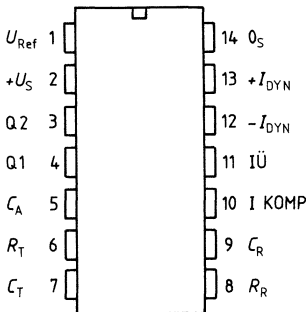
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4714 A	Q67000-Y864	} P-DIP 14
TDA 4714 B	Q67000-Y869	

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 drehzahl-geregelte 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	Funktion
1	Referenzspannung U_{REF}
2	Versorgungsspannung U_S
3	Ausgang Q2
4	Ausgang Q1
5	Weicher Anlauf C_A
6	VCO R_T
7	VCO C_T
8	Rampengenerator R_R
9	Rampengenerator C_R
10	Eingang Komparator
11	Eingang Überspannung
12	Dynamische Strombegrenzung (-)
13	Dynamische Strombegrenzung (+)
14	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 Trigger-signal 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 K 2

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 K 3

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 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 1,5 V 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 5 V aufgeladen. Im Falle eines Fehlers wird C_A mit einem Strom von $2\ \mu\text{A}$ entladen. Unterhalb einer Ladespannung von 1,5 V 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_{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 Halperiode, 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

		Bedingung	untere Grenze B	obere Grenze A	
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	$U_{IK2,5,7}$		-0,3	33	V
Ausgang K5	U_{QK5}		-0,3	33	V
Referenzspannungsanschluß	U_{QREF}		-0,3	U_{REF}	V
Eingang C_A	U_{ICA}		-0,3	7	V
Sperrschichttemperatur	T_j			125	°C
Lagertemperatur	T_s		-55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	R_{thSU}			60	K/W

Funktionsbereich

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

Referenz

Referenzspannung	U_{REF}	2,35	2,5	2,65	2,45	2,5	2,55	V
0 mA < I_{REF} < 5 mA								
Spannungsänderung	ΔU_{REF}		8			8		mV
$U_S = 14 \text{ V} \pm 20\%$								
Spannungsänderung	ΔU_{REF}		15			15		mV
$U_S = 25 \text{ V} \pm 20\%$								
Spannungsänderung	ΔU_{REF}			5			15	mV
0 mA < I_{REF} < 5 mA								
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		100000	40		100000	Hz
Frequenzänderung	$\Delta f/f$		0,5			0,5		%
$U_S = 14 \text{ V} \pm 20\%$								
Frequenzänderung	$\Delta f/f$	-1		1	-1		1	%
$U_S = 25 \text{ V} \pm 20\%$								
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		μs
$C_T = 10 \text{ nF}$	t		10			10		μs
Beschaltung	C_T	0,82		47	0,82		47	nF
VCO	R_T	5		700	5		700	k Ω

Rampengenerator

Frequenzbereich	f_{RG}	40		100000	40		100000	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_H	I_{RH}	0		400	0		400	μA
Stromübersetzung	I_{RR}/I_{CR}		1/4			1/4		

	TDA 4714 A			TDA 4714 B			
	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Komparator K 2							
Eingangsstrom	$-I_{K2}$		2			2	μA
Ausschaltverzögerung ²⁾	t_{aus}		500			500	ns
Eingangsspannung	U_{1K2}						
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 K 3, K 4

Ladestrom für C_A	I_{CAL}		6		6		μA
Entladestrom für C_A	I_{CAE}		2		2		μA
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		μA
$U_{\text{QH}} = 30 \text{ V}$							

Dynamische Strombegrenzung K 7

Gleichtaktbereich	U_{GL}	0	4	0	4		V
Eingangsnulspannung	U_{EOS}	-10	10	-10	10		mV
Eingangsstrom	$-I_I$		2		2		μA
Ausschaltverzögerung ²⁾	t_{aus}		250		250		ns
Fehlererkennungszeit ²⁾	t		50		50		ns

Überspannung K 5

Schaltspannung	U	$U_{\text{REF}} - 30 \text{ mV}$	$U_{\text{REF}} + 30 \text{ mV}$	$U_{\text{REF}} - 30 \text{ mV}$	$U_{\text{REF}} + 30 \text{ mV}$		V
Eingangsstrom	$-I_I$		2		2		μA
Ausschaltverzögerung ¹⁾	t_{aus}		250		250		ns
Fehlererkennungszeit ¹⁾	t		50		50		ns

Versorgungsunterspannung

Einschaltsschwelle für U_S steigend	U_S	8,8	10,5	8,8	11		V
Abschaltsschwelle für U_S falled	U_S	8,5	10	8,5	10,5		V

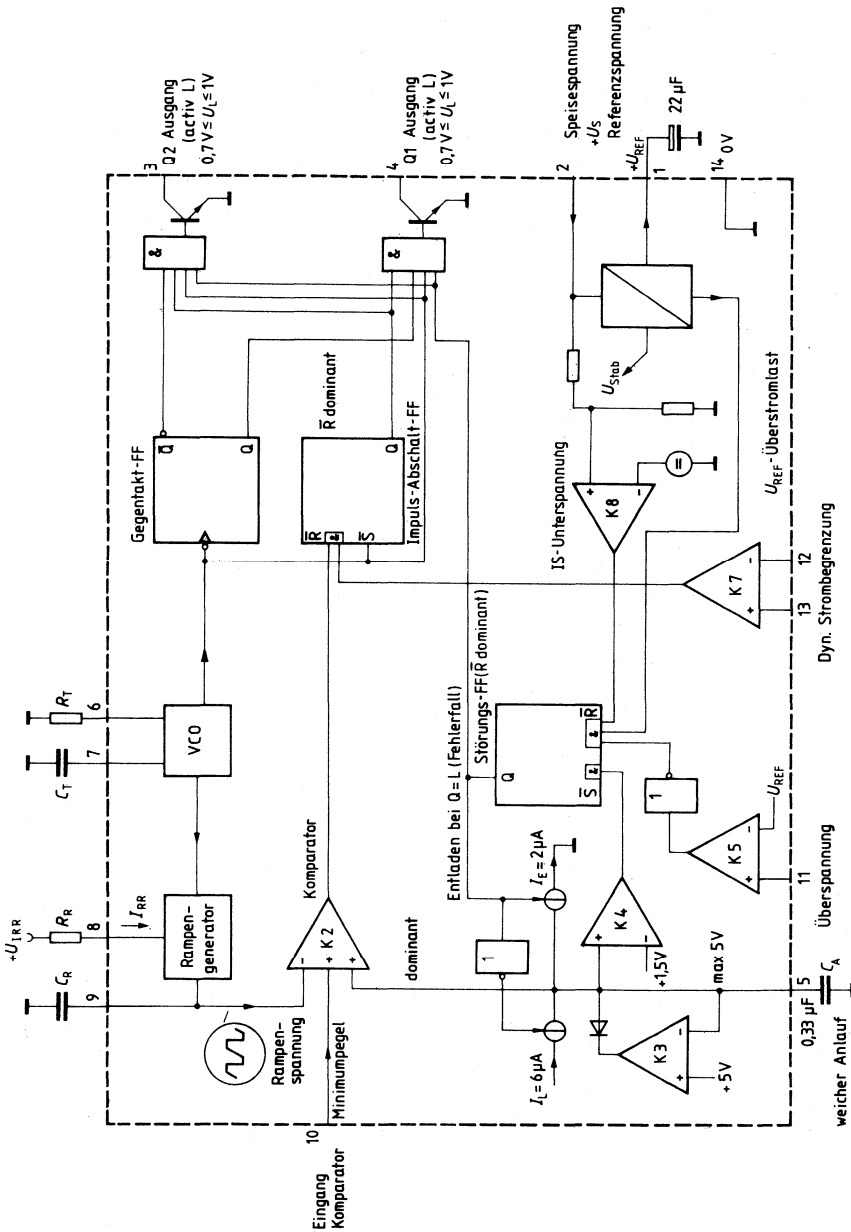
1) Am Eingang Sprungfunktion $U_{\text{REF}} = -100 \text{ mV} \rightarrow U_{\text{REF}} = +100 \text{ mV}$

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

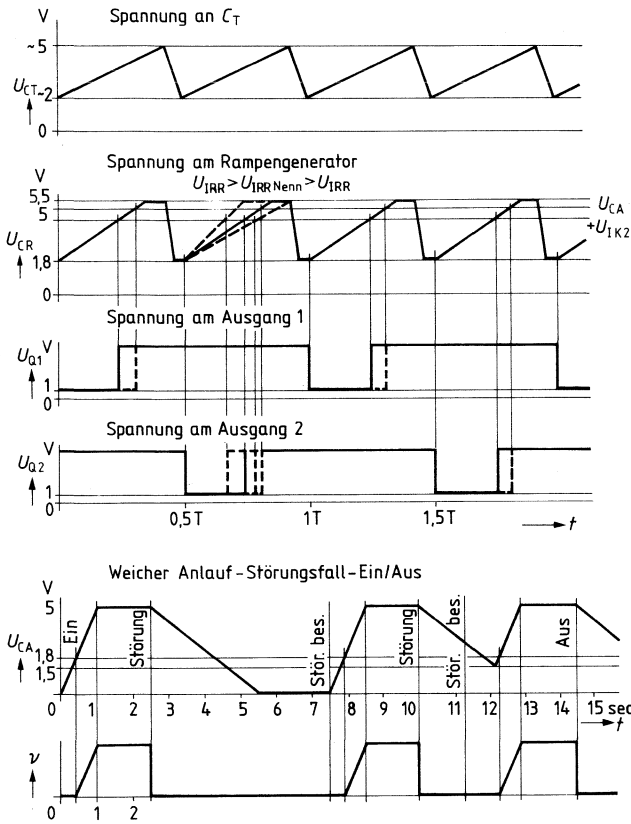
Dimensionierungshinweise für die Beschaltung

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

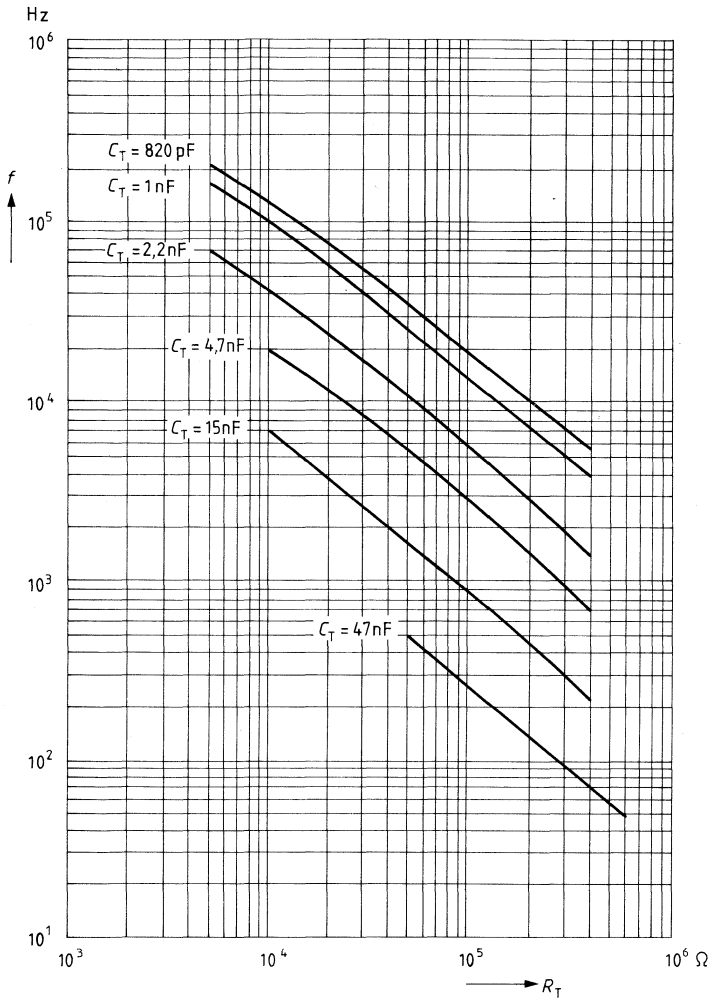
Blockschaltbild



Impulsdiagramm



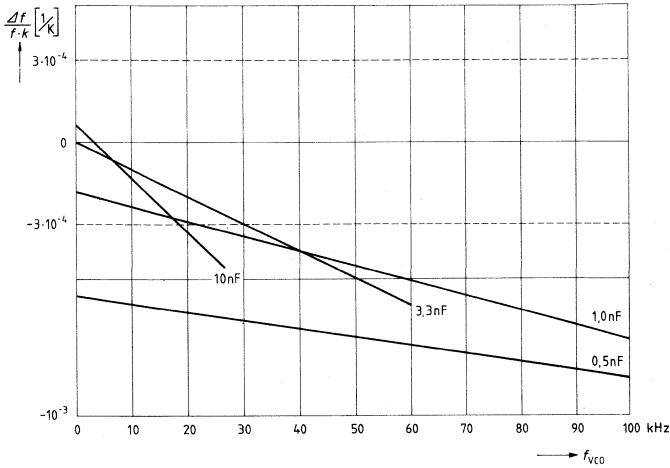
VCO-Frequenz in Abhängigkeit von R_T und C_T



Temperaturgang VCO

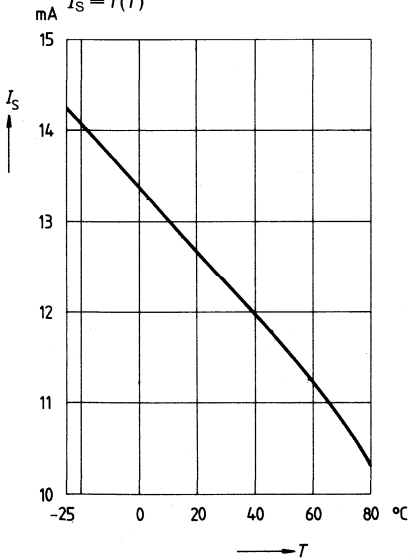
$U_S = 12\text{ V}$, $v = \text{max}$

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



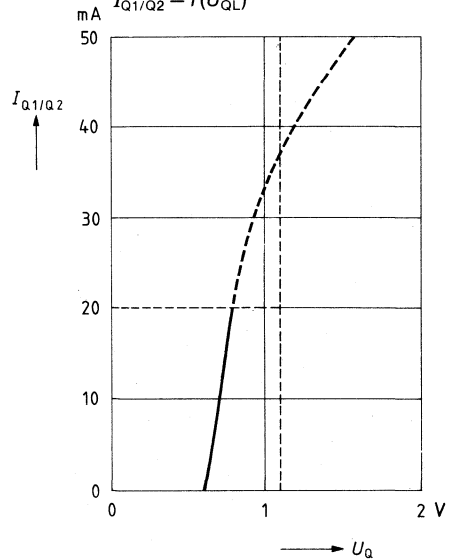
Temperaturgang Stromaufnahme

$$I_S = f(T)$$



Ausgangsstrom

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



Vorläufige Daten

Bipolare Schaltung

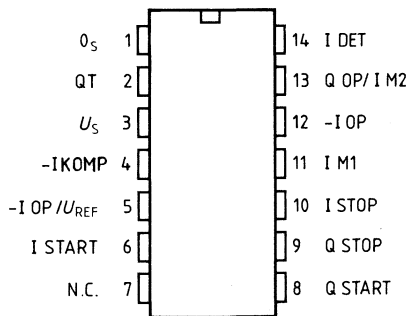
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TDA 4814	Q67000-Y925	P-DIP 14

Der Baustein enthält die Komponenten für den Aufbau eines Schaltnetzteiltes 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 (110V_~ / 220V_~) ohne Umschaltung.

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

Anschlußanordnung

(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Funktion
1	Masse 0 _s
2	Treiber Ausgang QT
3	Versorgungsspannung U _s
4	Komparatoreingang -I KOMP
5	+Eingang OP / U _{REF}
6	Starteingang I START
7	N.C.
8	Startausgang Q START
9	Stopausgang Q STOP
10	Stopeingang I STOP
11	Multipliziereingang M1 I M1
12	-Eingang OP
13	OP-Ausgang/Multipliziereingang M2 Q OP / I M2
14	Detektoreingang I DET

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_O 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 10Ω 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 eingeprägt wurde.

Fals 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 eingeprägter Haltestrom unterbrochen wurde (z. B. durch Netzabschaltung).

Grenzdaten		Anmerkungen	Untere Grenze B	Obere Grenze A	
Speisespannung	U_S	$U_Z = \text{Spannung}$	-0,3	U_Z	V
Eingänge					
Komparator	$U_{I \text{ KOMP}}$		-0,3	33	V
	$U_{-I \text{ KOMP}}$		-0,3	33	V
Operationsverstärker	$U_{I \text{ OP}}$		-0,3	6	V
	$U_{-I \text{ OP}}$		-0,3	6	V
Multiplizierer	U_{M1}		-0,3	33	V
Ausgang OP	U_{QOP}/I_{M2}		-0,3	6	V
Z-Strom U_S -Masse	I_Z	P_{\max} beachten!	0	300	mA
Treiber Ausgang	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	-0,3	25	V
STOP	$U_{I \text{ STOP}}$	siehe Kenndaten	-0,3	33	V
Ausgang START	$U_{Q \text{ START}}$		-10	3	V
STOP	$U_{Q \text{ STOP}}$		-0,3	6	V
Detektoreingang	$U_{I \text{ DET}}$		0,9	6	V
Detektor-Klemmdioden	$U_{I \text{ DET}}$	$I_{I \text{ DET}} > 6 \text{ V}$ oder $I_{I \text{ DET}} < 0,9 \text{ V}$	-10	10	mA
Kapazität am I Start gegen Masse	$C_{I \text{ START}}$			150	μF
Sperrschichttemperatur	T_j			125	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	T_s		-55	125	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{\text{th SU}}$			65	K/W
Funktionsbereich					
Speisespannung	U_S	Werte für $U_{S \text{ EIN}}$, U_Z siehe Kenndaten	$U_{S \text{ EIN}}$	U_Z	V
Z-Strom	I_Z	P_{\max} beachten!	0	200	mA
Treiberstrom	I_{QT}		-300	300	mA
Umgebungstemperatur	T_U		-25	85	$^{\circ}\text{C}$

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

		Untere Grenze B	typ	Obere Grenze A	
Stromaufnahme					
Ohne Last an Treiber Q und U_{REF} ; Q auf Low $0\text{ V} < U_S < U_{S\text{EIN}}$	I_S			0,5	mA
$U_{S\text{EIN}} < U_S < U_Z$	I_S	2,5	5	6,5	mA
Belastung an QT mit SIPMOS-GATE; dynamischer Betrieb 50 kHz $U_S = 12\text{ V}$ Last an Q = 10 nF	I_S			15	mA
Hysterese an U_S					
Einschaltswelle für U_S steigend	U_{HyH}	9,6	10,4	11,2	V
Schalthyserese	U_{SHy}	1,0		1,7	V
Komparator (KOMP)					
Eingangsnullspannung	U_{I0}	-10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$			2	μA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	0		3,5	V
Operationsverstärker (OP)					
Leerlaufverstärkung	V_{U0}	60	80		dB
Eingangsnullspannung	U_{I0}	-30		-10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$			2	μA
Eingangsgleichtaktbereich	U_{IC}	0		3,5	V
Ausgangsstrom	$I_{\text{Q OP}}$	-3		1,5	mA
Ausgangsspannung	$U_{\text{Q OP}}$	1,2		4	V
Transitfrequenz	f_T		2		MHz
Transitphase	φ_T		120		Grad

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

		Untere Grenze B	typ	Obere Grenze A	
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 $10\text{ V} < U_S < U_Z$	ΔU_{REF}			5	mV
Spannungsänderung $0\text{ mA} < I_{REF} < 3\text{ mA}$	ΔU_{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)¹⁾					
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	$-I_I$	0		2	μA
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

¹⁾ Bemerkungen siehe Seite 285

Kenndaten ($U_{S\text{EIN}}^* < U_S < U_2; -25^\circ\text{C} < T_U < +85^\circ\text{C}$)

		Untere Grenze B	typ	Obere Grenze A	
Überwachungsschaltung					
Eingang I START					
Zündspannung	$U_{I\text{ZÜ}}(\text{START})$	17	22	26	V
Zündstrom	$I_{I\text{ZÜ}}(\text{START})$	50	90	130	μA
Löschspannung	$U_{I\text{LÖ}}(\text{START})$	2	3,5	5	V
Löschstrom	$I_{I\text{LÖ}}(\text{START})$	70	110	150	μA
Eingang I STOP*)					
Zündspannung	$U_{I\text{ZÜ}}(\text{STOP})$	27	30	33	V
Zündstrom	$I_{I\text{ZÜ}}(\text{STOP})$	50	90	130	V
Löschspannung	$U_{I\text{LÖ}}(\text{STOP})$	3	5	7	V
Löschstrom	$I_{I\text{LÖ}}(\text{STOP})$	70	110	150	μA
Übertragung I START – Q START					
Ausgangsstrom an Q START					
$U_{\text{START}} = 15\text{ V};$ $U_{\text{QSTART}} = 2\text{ V}$	$-I_{\text{Q START}}$	400	600	800	mA
Übertragung I STOP – Q STOP					
Ausgangsstrom an Q STOP					
$I_{\text{STOP}} = 1,5\text{ mA};$ $U_{\text{STOP}} = 18\text{ V};$ $U_{\text{QSTOP}} = 1,2\text{ V};$	$-I_{\text{Q STOP}}$	0,9	1,2		mA
$I_{\text{STOP}} = 0,4\text{ mA};$ $U_{\text{STOP}} \approx 7\text{ V};$ $U_{\text{QSTOP}} = 1,2\text{ V};$	$-I_{\text{Q STOP}}$	90	150		μA
Detektor (I DET)					
Obere Schaltspannung für Spannung steigend (H)					
	U_{DETH}	1	1,3	1,6	V
Untere Schaltspannung für Spannung fallend (L)					
	U_{DETL}	0,95			V
Schalthysterese					
	U_{SHy}	50		300	mV
Eingangsstrom					
$0,9\text{ V} < U_{\text{DET}} < 6\text{ V}$	$-I_{\text{DET}}$		5		μA
Klemmiodenstrom					
$U_{\text{DET}} > 6\text{ V od. } U_{\text{DET}} < 0,9\text{ V}$	I_{DET}	-3		3	mA

*) Die Zündspannung von I_{STOP} ist mindestens 3 V größer als die Zündspannung von I_{START} .
Bemerkungen siehe Seite 285

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

Laufzeiten

Eingang Komparator $\rightarrow Q^2$

	Untere Grenze B	typ	Obere Grenze A	
t		200	500	ns

Bemerkungen

1) Berechnung der Ausgangsspannung U_{QM} : $U_{\text{QM}} = K \cdot U_{M1}^* \cdot U_{M2}^*$ in V.

Die Spannungen U_{M1}^* und U_{M2}^* sind auf die jeweiligen Bezugspegel bezogen.

2) Sprungfunktionen am Komparatoreingang $\Delta U_{\text{KOMP}} = -100 \text{ mV} \rightarrow \Delta U_{\text{KOMP}} = +100 \text{ mV}$.

*) $U_{S\text{EIN}}$ bedeutet, daß U_{SH} überschritten, aber U_{SL} noch nicht unterschritten wurde.

Einsatz und Vorzüge des IC TDA 4814 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 pulsformig, 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.

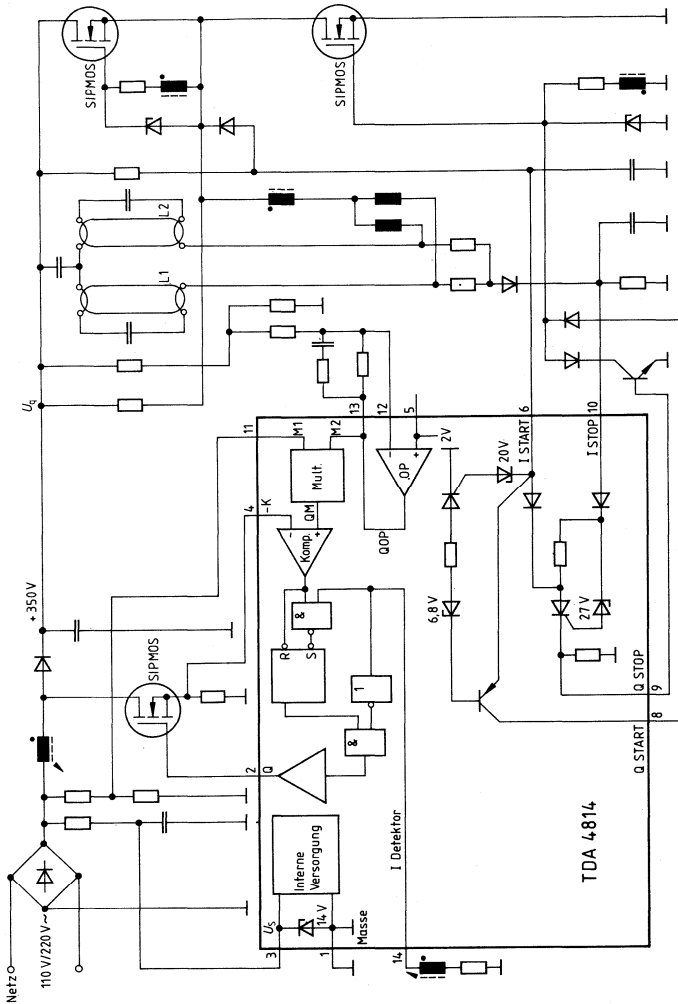
Tabelle 1: **Netzstrom-Oberwellengehalt nach VDE 0712 Teil 2**

Harmonische	zulässiger Oberschwingungsteil ¹⁾ %
3. Oberwelle	$25 \times \frac{\lambda}{0,9}$
5. Oberwelle	7
7. Oberwelle	4
9. Oberwelle	3
11. Oberwelle	2
13. und höher	1

¹⁾ λ ist der Leistungsfaktor

Diese oben genannten Werte werden mit der TDA 4814 als Ansteuerbaustein für einen SIPMOS in einer Hochsetzsteller-Schaltung erreicht.

Anwendungsbeispiel
Elektronisches Vorschaltgerät



Hinweis:

Wir bitten zu beachten, daß die SIEMENS AG bei elektronischen Lampengeneratorschaltungen Patente hält. Nachzulesen in „Siemens Energie und Automation“, Vol. II, No. 2 März/April 1985.

**Treiber und Interfaceschaltungen, Leistungstreiber,
Pegelumsetzer, Anzeigentreiber, Transistorarrays**

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 μ 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 Tak 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		untere	obere		Anmerkung
		Grenze B	Grenze A		
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 μ s, 1msPause
Ausgangsstrom an M	I_M		8	mA	
Verlustleistung aller Eingangsdiolen zusammen	\dot{P}_{tot}		50	mW	
Lagertemperatur	T_s	-65	125	$^{\circ}\text{C}$	
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		65	K/W	
System-Gehäuse	$R_{th\ SG}$		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	$^{\circ}\text{C}$	
FZL 4145 D	T_U	-25	85	$^{\circ}\text{C}$	

- 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 $0^\circ\text{C} \leq T_U \leq 70^\circ\text{C}$

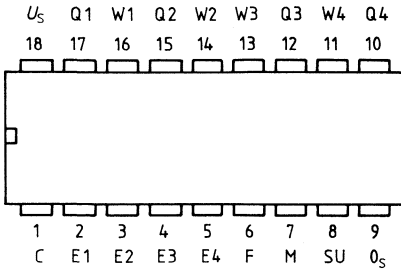
FZL 4145 D $-25^\circ\text{C} \leq T_U \leq 85^\circ\text{C}$

		Prüf- bedingungen	untere Grenze B	typ.	obere Grenze A	
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	μA
L-Ausgangsspannung an M	U_{ML}	$I_M = 5 \text{ mA}$			0,5	V
Verfügbarer Ausgangsstrom ¹⁾	I_Q	$U_Q = U_S - 1,5 \text{ V}$	1,5	2,5		mA
	I_Q	$T_U = 0^\circ\text{C}$	1,7			mA
		$U_Q = U_S - 1,5 \text{ V}$				
		$U_{SU} = 0 \text{ V}$				
Strom aus SU	$-I_{SU}$			2	10	μA
Schaltswelle an W	U_W		$U_S - 0,6$	$U_S - 0,5$	$U_S - 0,4$	V
Strom in W	I_W				100	μA
Strom aus C	$-I_C$	$T_U = 20^\circ\text{C}$	12	20	34	μA
Strom in C	I_C	$T_U = 20^\circ\text{C}$	0,6	1	1,7	mA
Obere Schaltswelle an C	U_{Co}	$T_U = 20^\circ\text{C}$	1,6	2,1	1,7	V
Untere Schaltswelle an C	U_{Cu}	$T_U = 20^\circ\text{C}$	0,6	0,9	1,2	V
Restspannung an T ²⁾	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

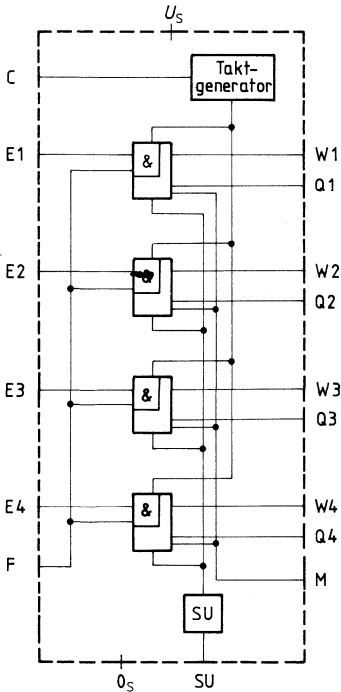
1) Der tatsächliche Ausgangsstrom ist um typ. 0,5 mA höher für den erforderlichen Vorstrom für die Kurzschlußsicherung. Zur Aussteuerung der äußeren Endtransistoren steht jedoch nur der oben spezifizierte Wert zur Verfügung.

2) siehe Blockschaltbild.

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)

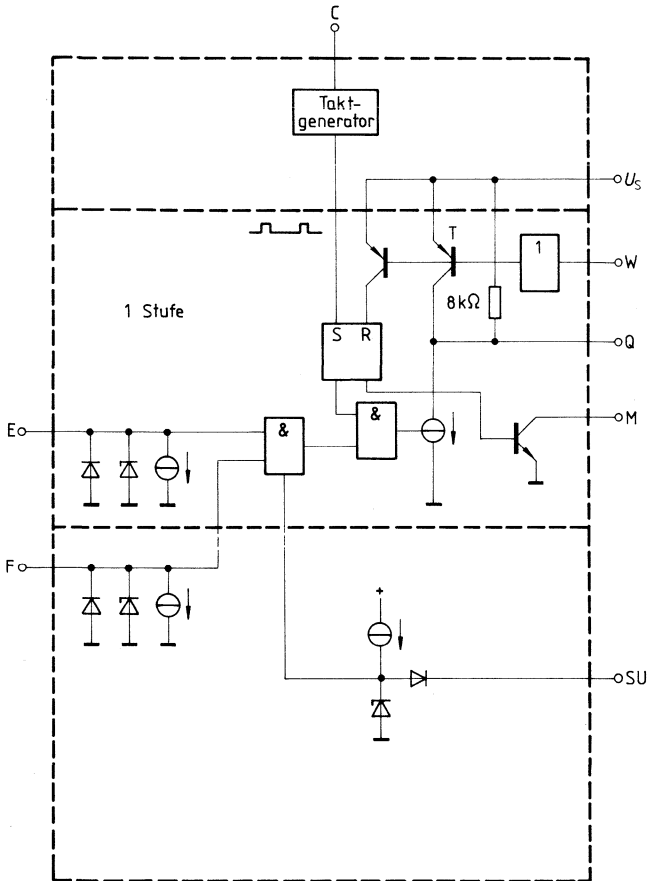


Blockschaltbild



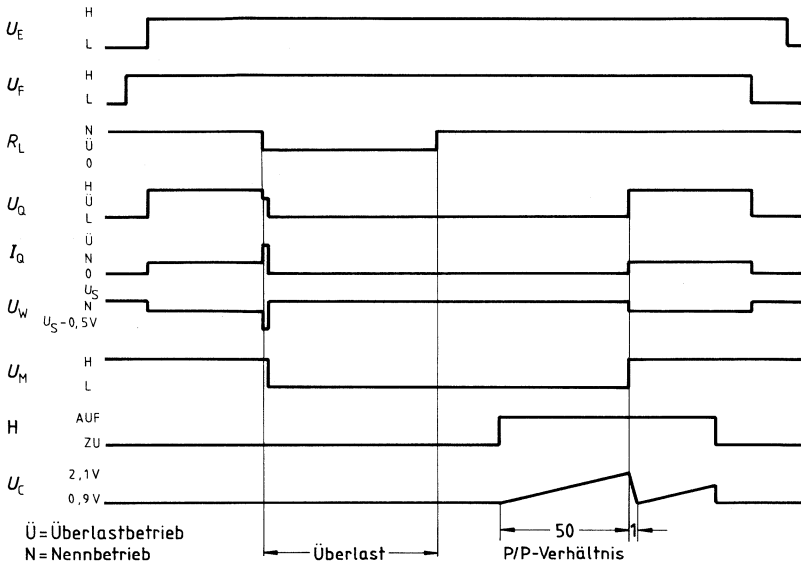
- E Treibereingang
- F Freigabeeingang
- C Taktkondensator
- Q Ausgang
- SU Eingang für Schwellenumschaltung
- W Eingang für Ausgangsstrombegrenzung
- M Meldeausgang

Prinzipschaltung einer Stufe

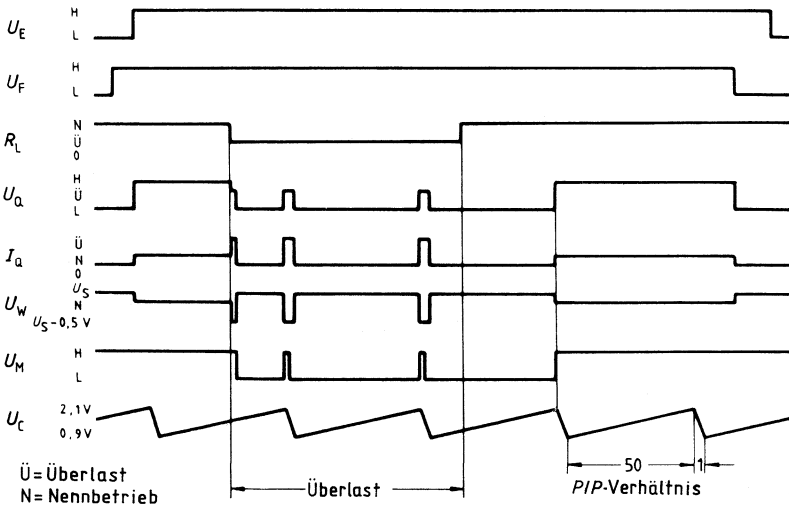


- E Treibereingang
- F Freigabeeingang
- C Taktkondensator
- M Meldeausgang
- Q Ausgang
- SU Eingang für Schaltschwellenumschaltung
- W Eingang für Ausgangsstrombegrenzung

Betriebsart: Wiedereinschalten nach Überlast mit Taste H



Betriebsart: Selbsttätiges Wiedereinschalten nach Überlast



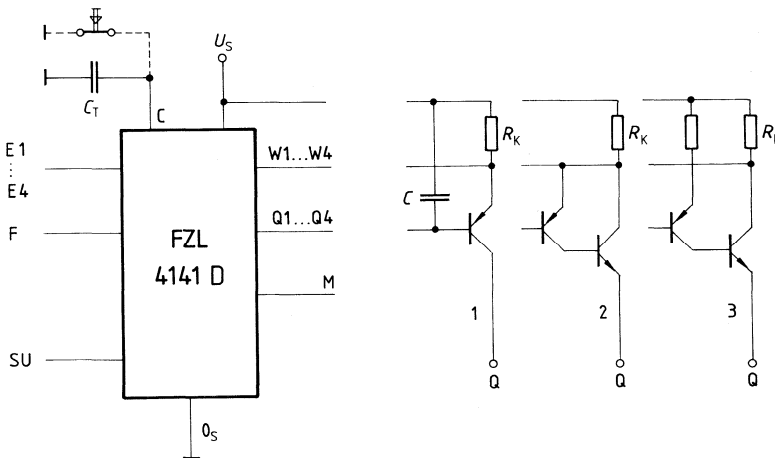
Prinzipielle Anwendungsschaltungen

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.



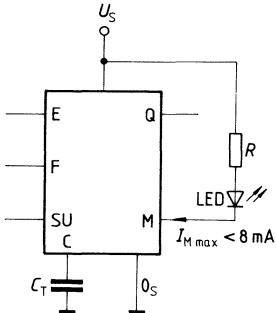
R_K = Strommeßwiderstand
 $C_T = 0,8 \cdot t_p$ (nF, μs)
 t_p = Kurzschlußstrom-Impulslänge

Anmerkung:

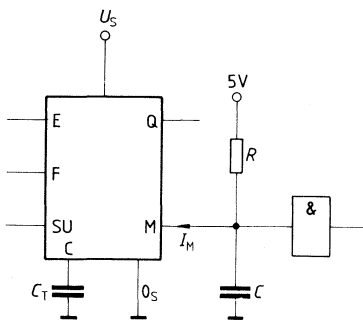
Bei Schaltung 1 ist kein Kondensator zwischen Q1 und Q4 und dem Kollektor zulässig. Bei Schaltung 2 ist kein Kondensator zwischen Q1 und Q4 und Basis bzw. Emittter zulässig. Andernfalls treten zu hohe Stromspitzen beim Kurzschluß auf.

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 nF notwendig, um die Ausgangsimpulse von bis zu $10 \mu\text{s}$ (abhängig von C_T) auf 1 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.

Zusätzliche Grenzdaten

		Prüfbedingungen	untere Grenze B	obere Grenze A	
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					
Spannung am Ausgang	U_{QL}		0		V
Ausgangstransistor leitend					
Ausgangsstrom	I_{QL}			150	mA
Kapazität an Q	C_L			5	nF
Kapazität zwischen N und Q	C_N			0,1	μ F
Spannung an N			-1	0,6	V
Strom an N			-10	2	mA
Lagertemperatur	T_s		-65	125	$^{\circ}$ 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 211S (Bereich 1)	T_U		0	70	$^{\circ}$ C
FZH 215S (Bereich 5)	T_U		-25	85	$^{\circ}$ C

Kenndaten im 5-V-Bereich Temperaturbereich 1 und 5		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ.	obere Grenze A	
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}	$I_{QL} = 1,6 \text{ mA}$ $U_{IH} = 2 \text{ V}$		0,7	0,8	V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 100 \text{ mA}$ $U_S = U_{SB}$			1,3	V
L-Ausgangsspannung ¹⁾	U_{QL}	$I_{QL} = 150 \text{ mA}$ $U_S = U_{SB}$			1,5	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	$U_{IH} = 30 \text{ V}$ $U_{IH} = U_{SA}$			1	μA
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	$U_{IL} = 0 \text{ V}$ $U_{IH} = U_{SA}$		5	50	μA
H-Ausgangsstrom	I_{QH}	$U_{IL} = 0,8 \text{ V}$, $U_{QH} = 30 \text{ V}$, $U_S = U_{SB}$			50	μA
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}	$I_{QL} = 100 \text{ mA}$ $U_{IH} = 8 \text{ V}$		1	1,3	V
L-Ausgangsspannung ¹⁾	U_{QL}	$I_{QL} = 150 \text{ mA}$ $U_S = U_{SB}$			1,5	V
H-Eingangsstrom	I_{IH}	$U_{IH} = 30 \text{ V}$ $U_S = U_{SA}$			1	μA
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	$U_{IL} = 0 \text{ V}$ $U_S = U_{SA}$		5	50	μA
H-Ausgangsstrom	I_{QH}	$U_{IL} = 6 \text{ V}$, $U_{QH} = 30 \text{ V}$, $U_S = U_{SB}$			50	μA
Stromaufnahme pro Gehäuse	I_S	$U_S = 30 \text{ V}$, $U_I = 0 \text{ V}$	1,5	3	5	mA

Schaltzeiten bei $U_S = 12 \text{ V}$, $T_U = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

Signal-Laufzeit	t_{PLH}	} $U_{SK} = 12 \text{ V}$		550		ns
	t_{PHL}					
Signal-Übergangszeit	t_{TLH}	} $R_K = 760 \text{ } \Omega$		200		ns
	t_{THL}					
		} $C_L = 15 \text{ pF}$		90		ns
				25		ns

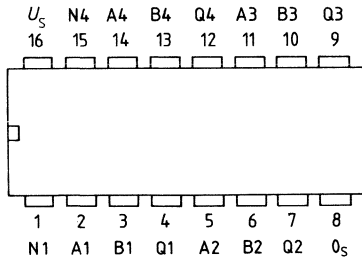
Signal-Übergangszeiten an Q
bei C_N -Beschaltung zwischen N und Q:

$$\left. \begin{aligned} t_{THL} &= 6 \cdot C_N \cdot (U_{QH} - U_{QL}) \\ t_{TLH} &= 15 \cdot C_N \cdot (U_{QH} - U_{QL}) \end{aligned} \right\} (\mu\text{s}, \mu\text{F}, \text{V})$$

Richtwerte für $C_N > 0,02 \text{ } \mu\text{F}$

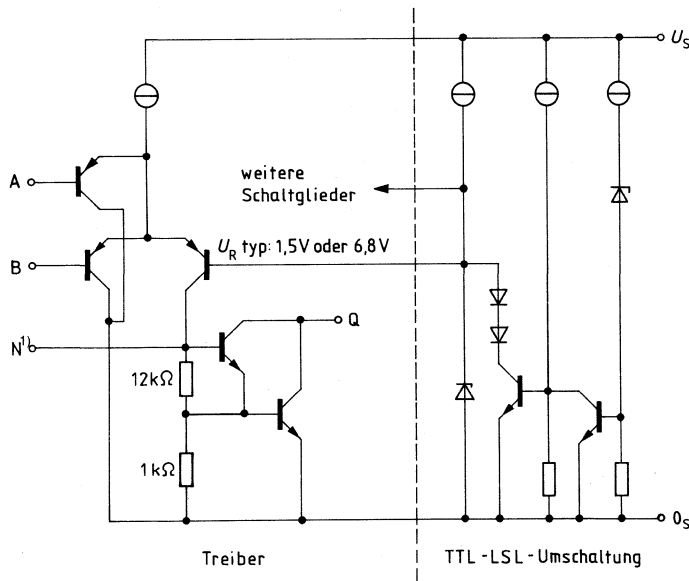
1) Die Summe aller Ausgangsströme pro Gehäuse darf bei FZH 211 S 400 mA und 350 mA bei FZH 215 S nicht überschreiten.

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

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
UAA 170	Q67000-A940	P-DIP 16

Integrierte Schaltung zur Ansteuerung von 16 Leuchtdioden. In Abhängigkeit von der Eingangsspannung werden die einzelnen LED's innerhalb einer Zeile in Form eines Leuchtpunktes gesteuert. Beim UAA 170 verläuft das Verhältnis Steuerspannung zu Ansteuerung einer diskreten LED linear.

Durch entsprechende Beschaltung kann die Helligkeit der LED's verändert und der Leuchtpunkt von gleitend bis springend eingestellt werden. Mit einer zweiten IC lassen sich bis zu 30 Leuchtdioden ansteuern.

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	18	V
Eingangsspannungen	U_{11}, U_{12}, U_{13}	6	V
Laststrom	I_{14}	5	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	-40 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th, SU}$	90	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung (LED rot)*)	U_S	11 bis 18	V
Umgebungstemperatur	T_U	-25 bis 85	°C

*) Die untere Grenze gilt nur bei einer Durchlaßspannung der LED's von ca. 1,5 V (rote LED's), bei höherer Durchlaßspannung erhöht sich entsprechend die untere Grenze.

Kenndaten

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

Stromaufnahme ($I_{14} = 0$; $I_{16} = 0$)
 Steuer-Eingangsstrom
 Referenz-Eingangsstrom

Spannungsunterschied
 Spannungsunterschied für
 gleitenden Leuchtübergang
 Spannungsunterschied für
 springenden Leuchtübergang
 Spannungsunterschied

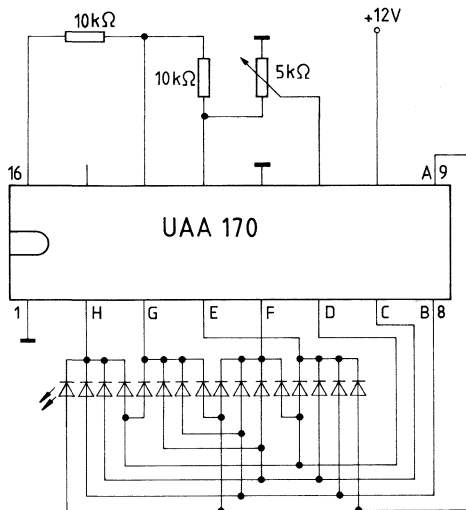
Stabilisierte Spannung ($I_{14} = 300\text{ }\mu\text{A}$)
 ($I_{14} = 5\text{ mA}$)

Referenzeingangsspannung

Toleranz der Flußspannungen
 der LED's untereinander
 Ausgangsstrom für LED's

	min	typ	max	
I_S	2	4	10	mA
I_{11}	-2			μA
I_{12}, I_{13}	-2			μA
$\Delta U_{12/13}$	1,4		6,0	V
$\Delta U_{12/13}$	1,4			V
$\Delta U_{12/13}$	4			V
$\Delta U_{12/13}$	4			V
U_{14}		5,0	6,0	V
U_{14}	4,5			V
$U_{REF\ max}$	1,4		6,0	V
$U_{REF\ min}$	0		4,6	V
ΔU_D			0,5	V
ΣI_D		25		mA

Meßschaltung



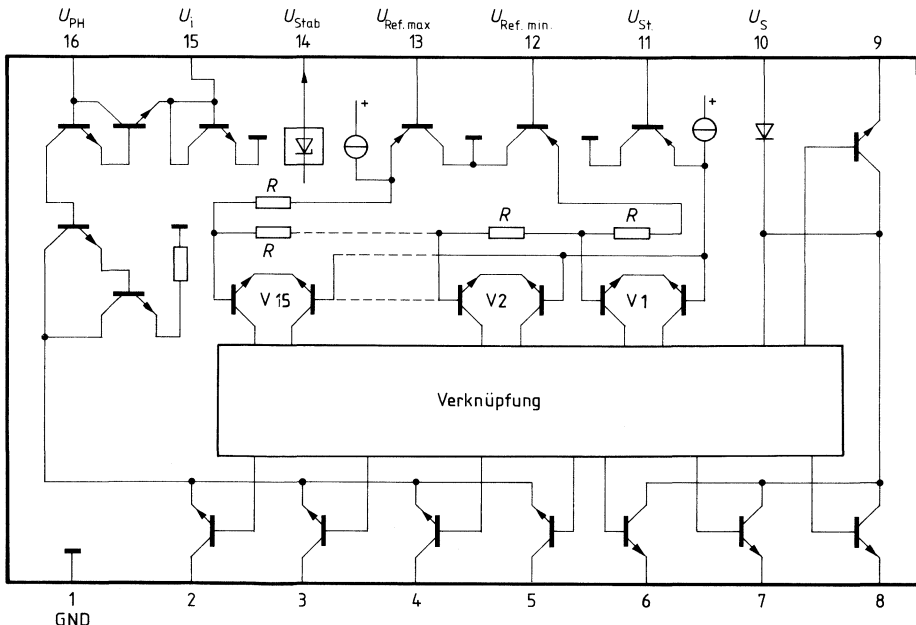
Skalenanzeige mit Lumineszenzdioden

Skalenanzeigen in Form eines wandernden Leuchtpunktes eignen sich besonders für die Erfassung von Richtwerten. Anwendungen dieser Art ergeben sich z.B. bei Füllstandsmessern, Aussteuerungsanzeigen, Tachometern, Rundfunkskalen usw. Bei einem Einsatz in Meßgeräten bietet sich eine Bereichseingrenzung durch verschiedenfarbige Lumineszenzdioden an. Kreisskalen lassen sich durch eine ringförmige Anordnung der Dioden darstellen. Die integrierte Schaltung UAA 170 wurde speziell für die Aussteuerung einer 16stelligen Leuchtdiodenskala entwickelt.

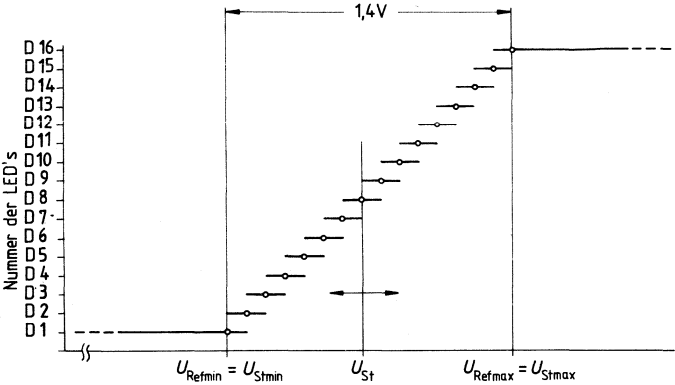
Die Eingangsspannungen an den Anschlüssen 11, 12 und 13 sind im Bereich von 0 V bis 6 V frei wählbar. Geeignete Spannungsteiler ermöglichen eine beliebige Anpassung. Der Gleichspannungswert U_{St} ist jeweils einer bestimmten Stelle der Diodenkette zugeordnet. Die Spannungsdifferenz zwischen den Anschlüssen 12 und 13 entspricht dabei dem möglichen Anzeigebereich. $\Delta U_{12/13}$ bestimmt gleichzeitig die Art des Leuchtübergangs zweier Dioden. Der Leuchtpunkt gleitet bei $\Delta U_{12/13} \approx 1,4\text{ V}$ kontinuierlich entlang der Skala. Mit zunehmender Spannungsdifferenz wird der Übergang abrupter, bis bei $\Delta U_{12/13} \approx 4\text{ V}$ der Leuchtpunkt von Diode zu Diode springt.

Eingangsspannungen außerhalb des gewählten Anzeigebereichs bringen die Dioden D1 bzw. D16 zum Leuchten, so daß hierbei nur die Bereichsüberschreitung festgestellt werden kann.

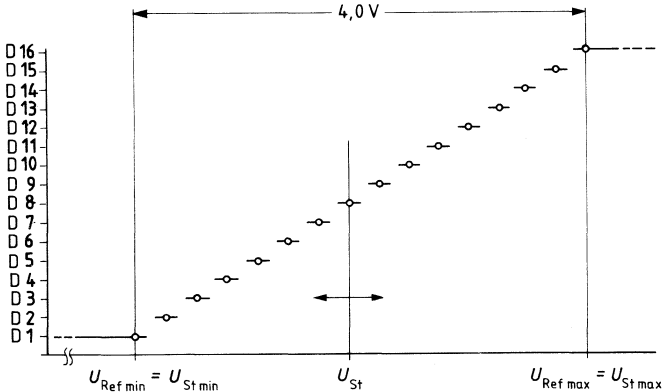
Blockschaltbild



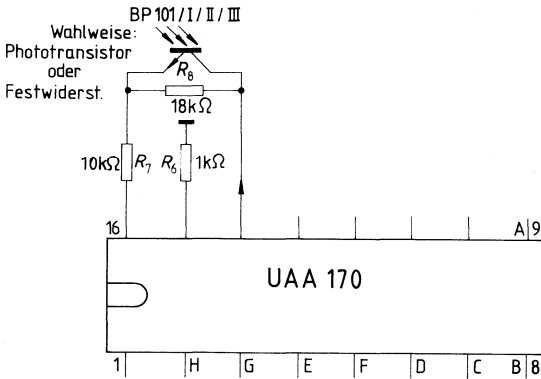
Anzeige bei gleitendem Übergang UAA 170



Anzeige bei springendem Übergang UAA 170



Helligkeitssteuerung

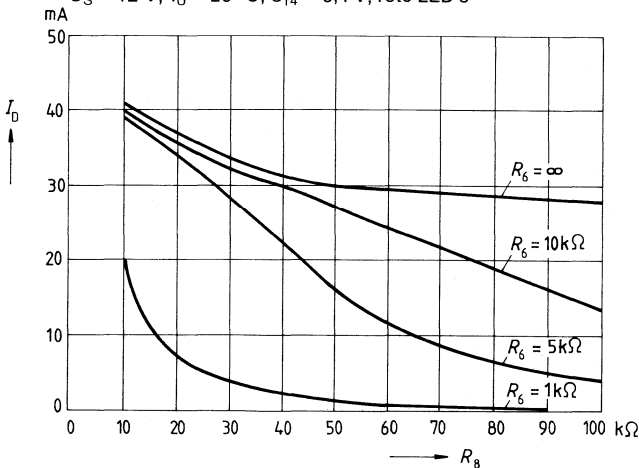


Die Anschlüsse 14, 15 und 16 dienen zur Festlegung des Diodenstroms. Entsprechend der gewünschten Lichtstärke läßt sich damit der Durchlaßstrom der Dioden im Bereich $I_D \approx 0$ mA bis 50 mA linear variieren. Der Widerstand an Anschluß 15 definiert den Stellbereich. Die Widerstände zwischen Anschluß 14 und 16 bestimmen den Strom.

Mit Hilfe eines Phototransistors, z. B. BP 101, kann die Lichtstärke der LED's an eine veränderliche Umfeldhelligkeit angepaßt werden.

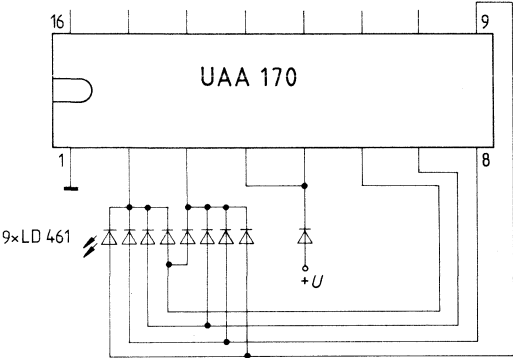
Diodenstrom $I = f(R_8)$

$U_S = 12$ V; $T_U = 25^\circ$ C; $U_{14} = 5,4$ V; rote LED's

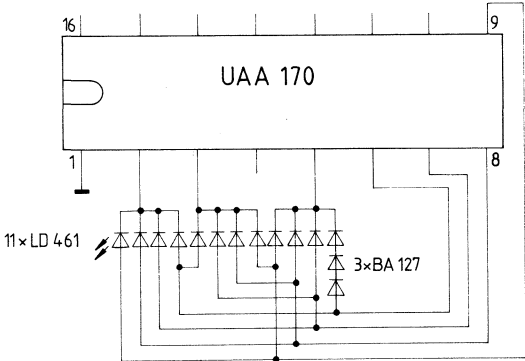


Betrieb von weniger als 16 Leuchtdioden

Ansteuerung von 9 LED's



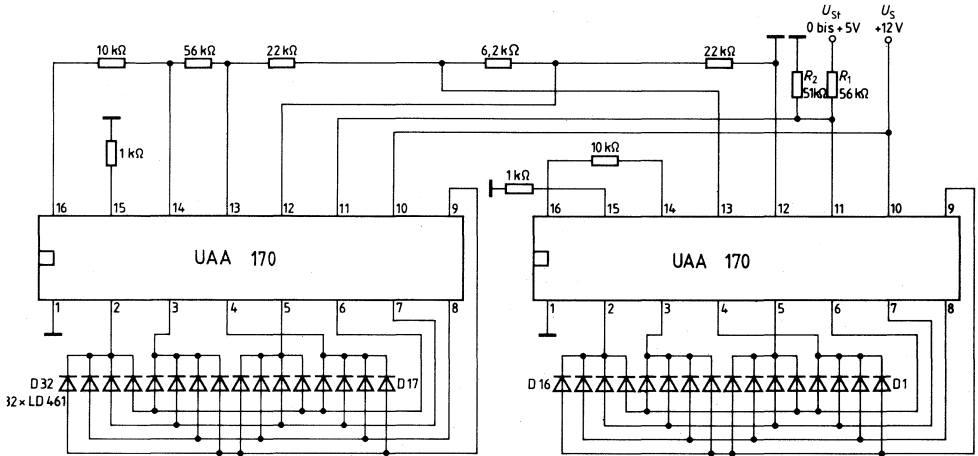
Ansteuerung von 11 LED's



Anwendungsschaltung zur Ansteuerung von 30 LED's mit 2 x UAA 170

Anzeigebereich für Steuerspannung $U_{St} = 0 \text{ V}$ bis 5 V , $U_{12/13} = 2 \times 1,2 \text{ V} = 2,4 \text{ V}$.

Da bei Über- bzw. Unterschreitung der durch R_3, R_4, R_5 eingestellten Maximal- bzw. Minimalspannungen U_{13} bzw. U_{12} die Dioden D 16 bzw. D 17 dauernd leuchten, sind diese gegebenenfalls abzudecken.



Dieses Bild zeigt eine Erweiterung der Schaltung auf 30 Dioden mit 2 UAA 170. Die Dioden D16 oder D17 leuchten bei Überschreiten der gegenseitigen Grenzwerte dauernd. Sie sind ggf. auszublenden. Die Referenzspannung $\Delta U_{12/13} = 2 \times 1,2 \text{ V} = 2,4 \text{ V}$ wird hier von einer an Anschluß 14 verfügbaren stabilisierten Gleichspannung von typisch 5 V abgeleitet. Ein Widerstand von $6,2 \text{ k}\Omega$ sorgt für eine Überschneidung der Bereiche, um einen kontinuierlichen Übergang von D15 auf D18 zu gewährleisten. Die Steuerspannung U_{St} wird den Anschlüssen 11 parallel über einen Teiler $R_1 : R_2$ zugeführt. Der Spannungsteiler ist entsprechend der gewünschten Eingangsspannung zu dimensionieren. Wird ein Teilerstrom von $I = 100 \mu\text{A}$ zugrunde gelegt und eine Steuerspannung von $U_{St} = 10 \text{ V}$ angenommen, so folgt:

$$R_2 = \frac{\Delta U_{12/13}}{I} = \frac{2,4}{0,1} = 24 \text{ k}\Omega \text{ und}$$

$$R_1 = \frac{U_{St} - \Delta U_{12/13}}{I} = \frac{7,6}{0,1} = 76 \text{ k}\Omega$$

Der nächstliegende Normwert lautet $R_1 = 75 \text{ k}\Omega$. Die Spannungsdifferenz für die Weiter-schaltung um eine Stelle beträgt dann $\Delta U_{St} = \frac{10 \text{ V}}{30} = 0,16 \text{ V}$.

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
UAA 180	Q67000-A1104	P-DIP 18

Integrierte Schaltung zur Ansteuerung von 12 Leuchtdioden. Analog der Eingangsspannung wurden die LED's in Form eines Lichtbandes, ähnlich einer Thermometerskala, gesteuert. Durch entsprechende Beschaltung kann die Helligkeit der LED's verändert und der Leuchtübergang zweier benachbarter LED's von „gleitend“ bis „springend“ eingestellt werden.

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	18	V
Eingangsspannung	U_3	6	V
	U_{16}	6	V
	U_{17}	6	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-40 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\ SU}$	78	K/W

Funktionsbereich

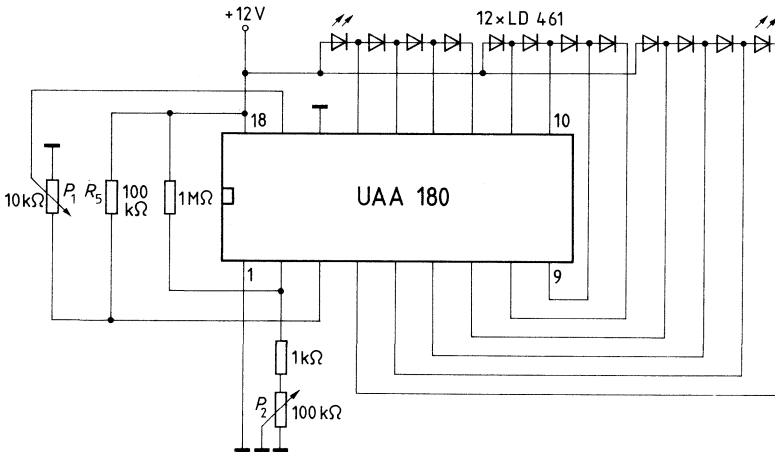
Speisespannung	U_S	10 bis 18	V
Umgebungstemperatur	T_U	-25 bis 85	°C

Kenndaten

$U_S = 12\text{ V}$, $T_U = 25\text{ °C}$

	min	typ	max	
Eigenstromaufnahme ($I_2 = 0$) (ohne LED-Strom)				
I_{18}		5,5	8,2	mA
Eingangsströme ($U_3 - U_{16} < 2\text{ V}$)				
I_3		0,3	1	μA
I_{16}		0,3	1	μA
I_{17}		0,3	1	μA
Spannungsdifferenz für kontinuierlichen Leuchtübergang				
$U_{16/3}$	1,0			V
Spannungsdifferenz für springenden Leuchtübergang				
$U_{16/3}$	4,0			V
Diodenstrom je Diode		10		mA
Toleranz der LED-Flußspannungen			1,0	V
ΔU_D				V

Meßschaltung



- P_1 Leuchtbandkontrolle
- P_2 Helligkeitskontrolle

Funktions- und Schaltungsbeschreibung

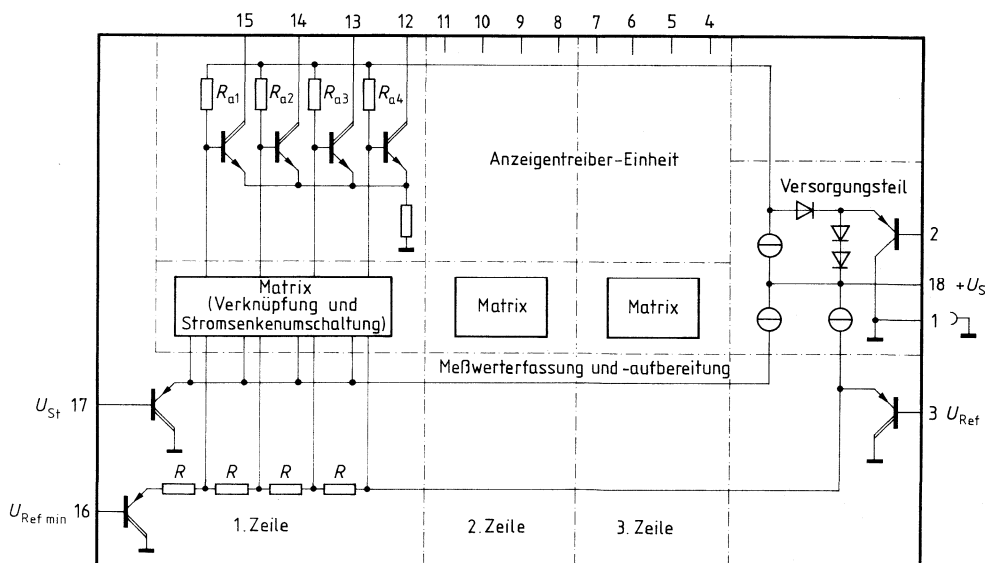
Skalenanzeigen in Form eines wachsenden Lichtbandes eignen sich besonders für die Erfassung von Richtwerten. Anwendungen dieser Art ergeben sich z.B. bei Füllstandsmessern, Aussteuerungsanzeigen, Tachometern, Feldstärkeanzeigen usw. Bei einem Einsatz in Meßgeräten bietet sich eine Bereichseingrenzung durch verschiedenfarbige LED's an.

Die Spannungsdifferenz zwischen den Anschlüssen 16 und 3 entspricht dabei dem möglichen Anzeigebereich. $U_{16/3}$ bestimmt gleichzeitig den Leuchtübergang zweier Dioden. Das Leuchtband gleitet bei $U_{16/3} \geq 1V$ kontinuierlich entlang der LED-Reihe. Mit zunehmender Spannungsdifferenz wird der Übergang abrupter, bis bei $U_{16/3} \approx 4V$ das Leuchtband von Diode zu Diode springt.

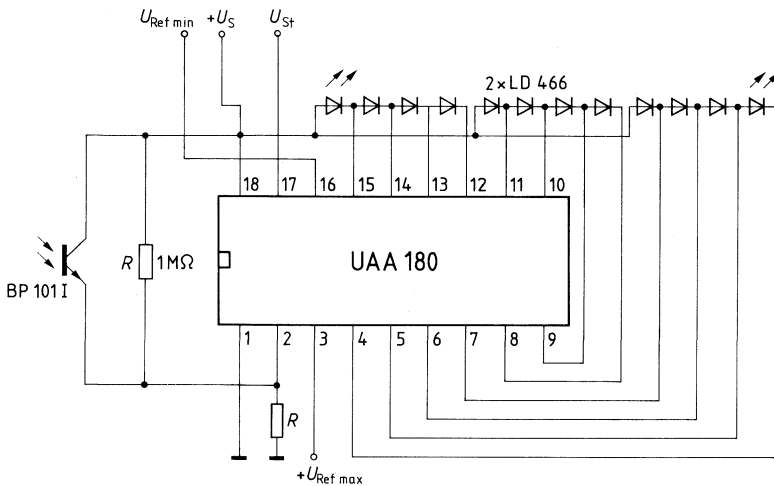
Jedes Quartett muß aus gleichartigen Dioden bestehen, um die Funktion sicherzustellen. Es ist daher möglich, das erste und dritte Quartett rotleuchtend und das zweite Quartett grünleuchtend auszuführen, um einen Arbeitsbereich zu kennzeichnen. Der Anschluß 2 dient zur Festlegung des Diodenstroms. Entsprechend der gewünschten Lichtstärke läßt sich damit der Durchlaßstrom der Dioden im Bereich $I_F \approx 0 \text{ mA}$ bis 10 mA linear variieren.

Anwendungsschaltung 1 zeigt die Möglichkeit, diesen Widerstand mit Hilfe des Photo-transistors BP 101 regelbar auszulegen, um die Lichtstärke an eine veränderliche Umfeldhelligkeit anzupassen. Der Regelbereich des Diodenstroms reicht von $I_F \approx 5 \text{ mA}$ in unbeleuchtetem Zustand der BP 101 bis $I_F \approx 10 \text{ mA}$ bei voller Beleuchtung. Ohne Beschaltung an Anschluß 2 stellt sich ein Diodenstrom von 10 mA ein.

Blockschaltbild

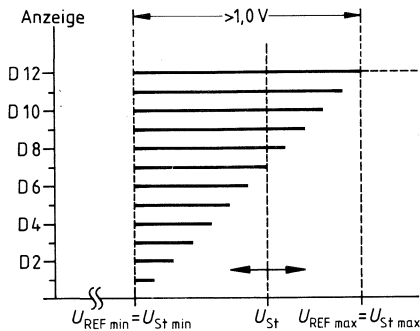


Anwendungsschaltung 1



$R = 2,2 \text{ k} \dots 100 \text{ k}\Omega$

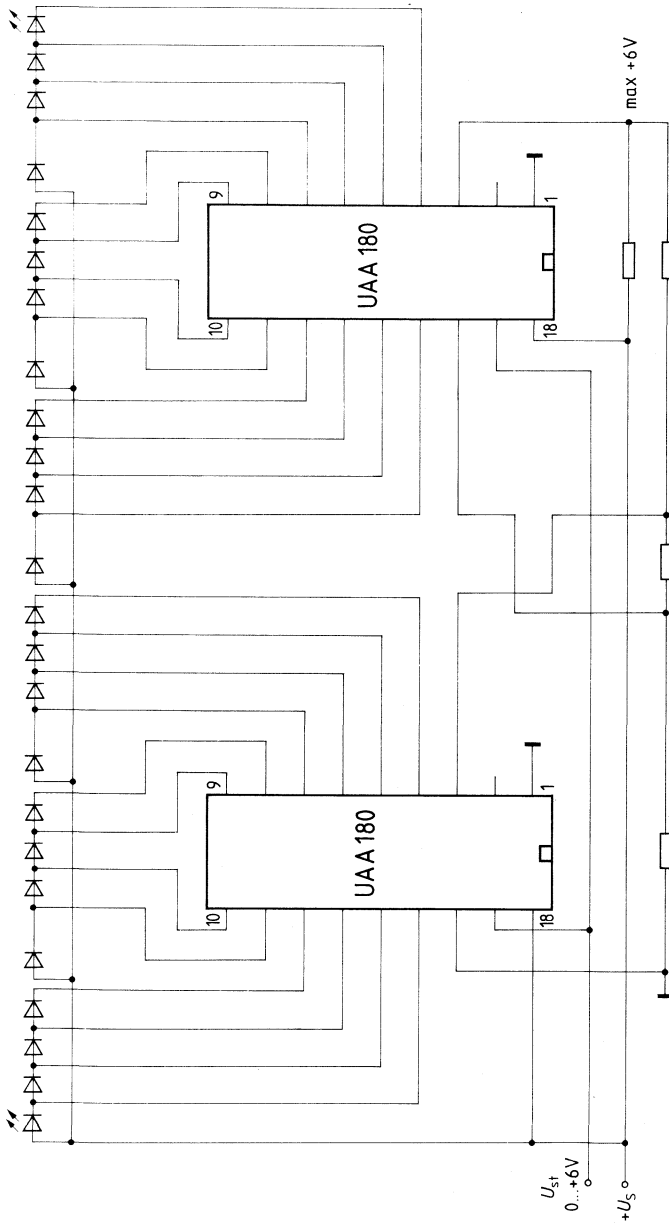
LED-Anzeige = $f(U_{St})$



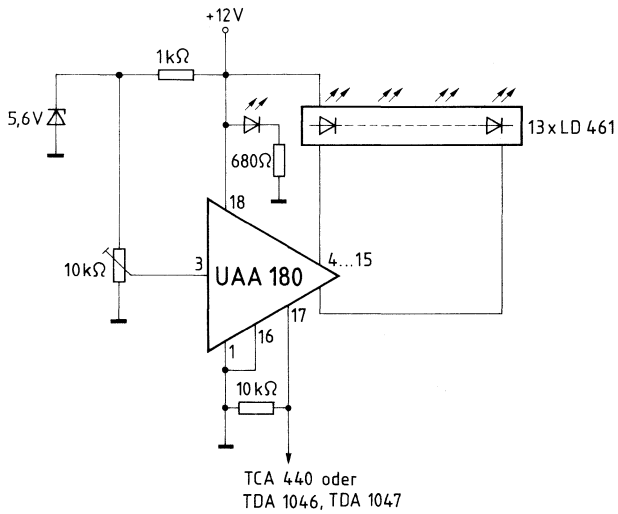
Wird in einem Quartett nicht die volle Zahl von Anzeigedioden benötigt und will man die ersten beschalteten Dioden bei Vollaussteuerung leuchtend belassen, so müssen statt der fehlenden Leuchtdioden Brücken eingesetzt werden. Andernfalls schalten die ersten Dioden des Quartetts bei Überschreiten des Anzeigebereichs ab.

Anwendungsschaltung 2

zur Kaskadierung mehrerer UAA 180 (bis zu 7)



Anwendungsschaltung zur Feldstärkeanzeige



Transistor-Array mit 5 NPN-Transistoren

TCA 671; G
 TCA 871; G
 TCA 971
 TCA 991

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 671	Q67000-T1	} P-DIP 14
TCA 871	Q67000-T2	
TCA 971	Q67000-T11	
TCA 991	Q67000-T12	
TCA 671 G	Q67000-A2366	} SO-14 (SMD)
TCA 871 G	Q67000-A2367	

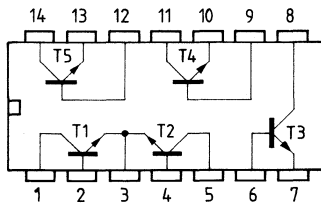
TCA 671, TCA 871, TCA 971 und TCA 991 sind monolithisch integrierte Transistor-Arrays mit je 5 NPN-Transistoren. Die Arrays sind für Schalter- und Verstärkeranwendungen bis ca. 30 MHz geeignet. Wegen des einheitlichen Aufbaus streuen die Daten der Transistoren nur wenig. Die Arrays sind vorteilhaft einzusetzen 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

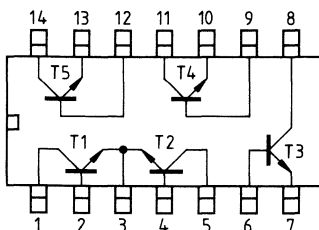
Anschlußanordnungen

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



Grenzdaten

		TCA 671 TCA 971	TCA 871 TCA 991	
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 ($I_C = 100 \mu A$)	U_{CS}	70	60	V
Kollektor-Strom	I_C	200	200	mA
Basisstrom	I_B	10	10	mA
zul. Verlustleistung für Einzeltransistor	P_{tot}	300	300	mW
Sperrschichttemperatur	T_j	150	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-40 bis 125	-40 bis 125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th SU}$	85	85	K/W
TCA 671 G; TCA 871 G	$R_{th SU}$	145	145	K/W

Funktionsbereich

Umgebungstemperatur	T_U	-25 bis 85	-25 bis 85	°C
---------------------	-------	------------	------------	----

Kenndaten

$T_U = 25 \text{ °C}$

		TCA 671 TCA 971			TCA 871 TCA 991			
		min	typ	max	min	typ	max	
Kollektor-Basis-Durchbruchspannung bei $I_C = 100 \mu A$, $I_E = 0$	U_{CB0}	45			35			V
Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung bei $I_C = 100 \mu A$, $I_B = 0$	U_{CE0}	42			32			V
Kollektor-Substrat-Durchbruchspannung bei $I_C = 100 \mu A$, $I_{CS} = 0$	U_{CS}	70			60			V
Emitter-Basis-Durchbruchspannung bei $I_E = 100 \mu A$, $I_C = 0$	U_{EB0}	6			6			V
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung bei $I_C = 50 \text{ mA}$; $I_B = 5 \text{ mA}$	$U_{CE sat}$		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	μA
Kollektor-Emitter-Reststrom bei $U_{CE} = 25 \text{ V}$, $I_B = 0$	I_{CE0}			1			10	μA
Statische Stromverstärkung bei $U_{CE} = 3 \text{ V}$, $I_C = 100 \mu A$	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

$T_U = 25^\circ\text{C}$

Differenzbasisstrom für Transistoren
 $T_1 = T_2$

bei $U_{CE} = 3\text{ V}$, $I_C = 1\text{ mA}$

Basis-Emitter-Spannung

bei $U_{CE} = 3\text{ V}$, $I_C = 1\text{ mA}$

Differenz-Basis-Emitterspannung
für $T_1 + T_2$

Transistoren, bei $U_{CE} = 3\text{ V}$, $I_C = 1\text{ mA}$

Differenz-Basis-Emitterspannung

für T_3 bis T_5

Transistoren, bei $U_{CE} = 3\text{ V}$, $I_C = 1\text{ mA}$

Temperaturkoeffizient der

Basis-Emitter-Spannung bei

$U_{CE} = 3\text{ V}$, $I_C = 1\text{ mA}$

Transitfrequenz

	TCA 671 TCA 971			TCA 871 TCA 991			
	min	typ	max	min	typ	max	
I_{BD}		0,5	1		1		μA
U_{BE}		0,65			0,65		V
U_{BED}		2	5		4		mV
U_{BED}		4	10		6		mV
$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta T}$		-2			-2		mV/K
f_T	300	550		300	550		MHz

Schaltzeiten

$I_C: I_{B1}:-I_{B2} \approx 10:1:1\text{ mA}$; $R_1 = 5\text{ k}\Omega$; $R_2 = 5\text{ k}\Omega$; $U_{BB} = 3,5\text{ V}$; $R_L = 990\ \Omega$

$I_C: I_{B1}:-I_{B2} \approx 100:10:10\text{ mA}$; $R_1 = 500\ \Omega$; $R_2 = 700\ \Omega$; $U_{BB} = 5\text{ V}$; $R_L = 98\ \Omega$

$t_{ein} \quad 85 (< 150)\text{ ns}$

t_{aus}

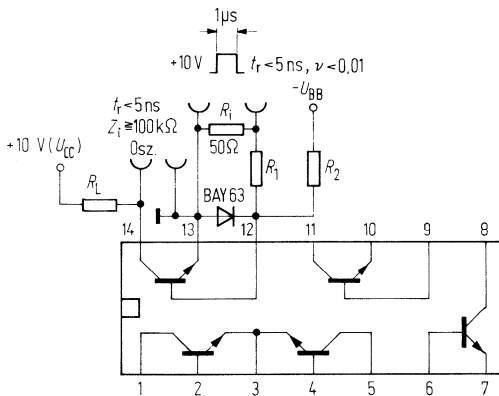
480 (< 800) ns

$t_{ein} \quad 55 (< 150)\text{ ns}$

t_{aus}

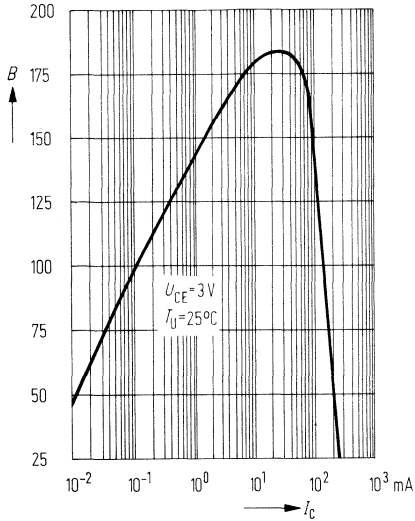
450 (< 800) ns

Meßschaltung für Schaltzeiten



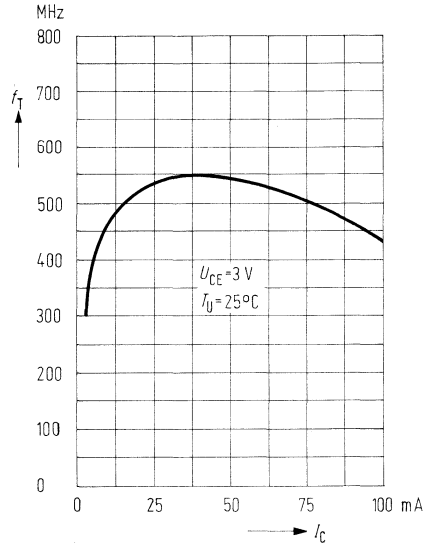
Stromverstärkung $B = f(I_C)$

$U_{CE} = 3 \text{ V}; T_U = 25^\circ \text{C}$



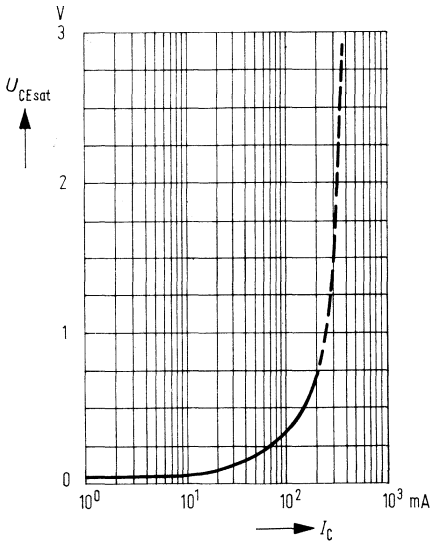
Transitfrequenz $f_T = f(I_C)$

$U_{CE} = 3 \text{ V}; T_U = 25^\circ \text{C}$



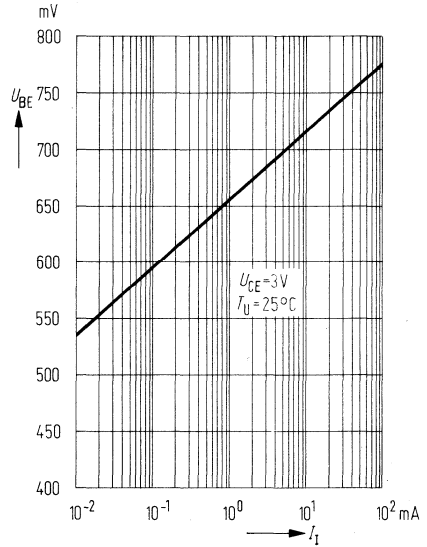
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung

$U_{CEsat} = f(I_C); B = 20$

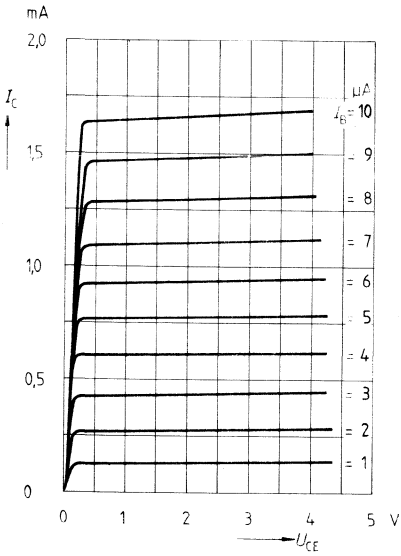


Basis-Emitter-Spannung $U_{BE} = f(I_I)$

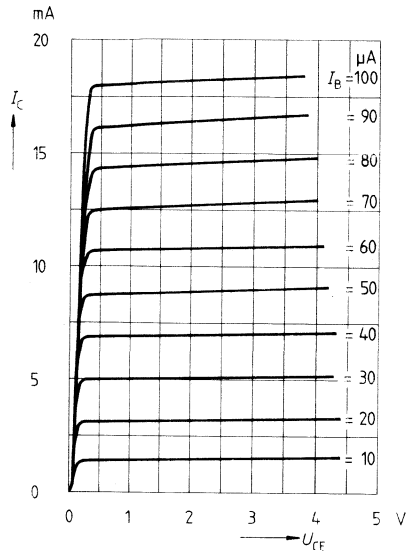
$U_{CE} = 3 \text{ V}; T_U = 25^\circ \text{C}$



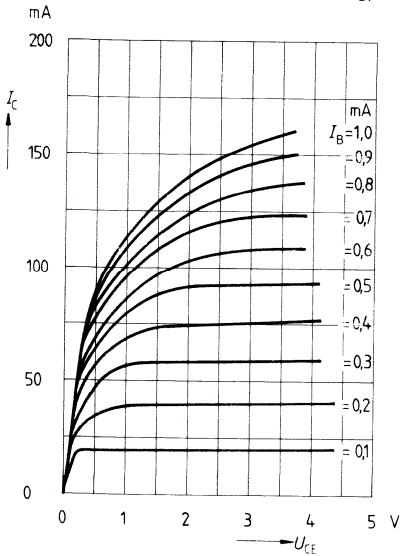
Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
 $I_B = \text{Parameter}$ (Emitterschaltung)



Ausgangskennlinie $I_C = f(U_{CE})$
 $I_B = \text{Parameter}$ (Emitterschaltung)



Ausgangskennlinien $I_C = f(U_{CE})$
 $I_B = \text{Parameter}$ (Emitterschaltung)



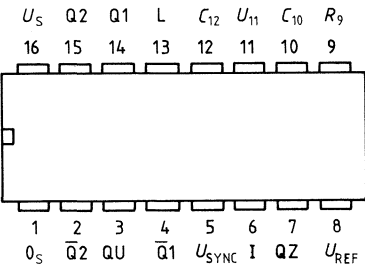
Thyristor- und Triacsteuerungen

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 785	Q67000-A2321	P-DIP 16

Phasenanschnittschaltung zur Steuerung von Thyristoren, Triacs und Transistoren. Die Steuerimpulse lassen sich zwischen 0° und 180° Phasenwinkel verschieben. Typische Anwendungen sind Stromrichterschaltungen, Wechselstromsteller und Drehstromsteller. Diese 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	\overline{Q}_2	Ausgang 2 invertiert
3	\overline{Q}_U	Ausgang U
4	\overline{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 φ) wird ein Signal an die Logik weitergeleitet. Abhängig von der Größe der Steuerspannung U_{11} kann der Schaltpunkt φ zwischen 0° und 180° 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° verlängert werden. Wird Anschluß 12 nach Masse geschaltet, ergeben sich Impulse mit einer Länge von φ bis 180° .

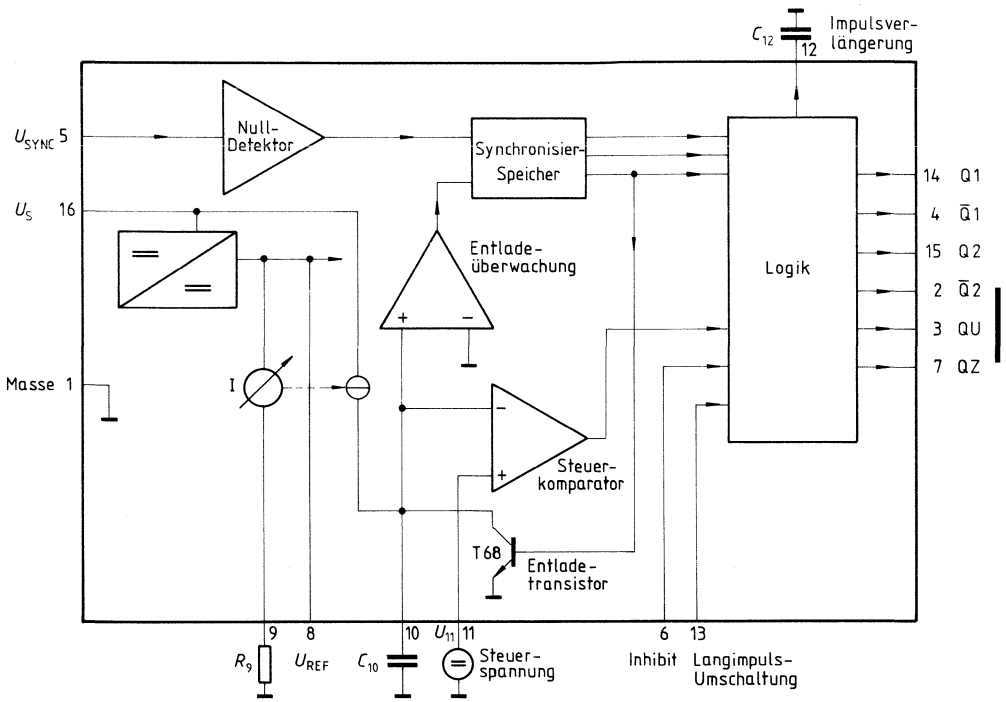
An den Ausgängen $\bar{Q}1$ und $\bar{Q}2$ stehen die inversen Signale Q1 und Q2 an.

Am Anschluß 3 wird ein Signal $\varphi + 180^\circ$ angeboten, das zur Steuerung einer externen Logik benutzt werden kann.

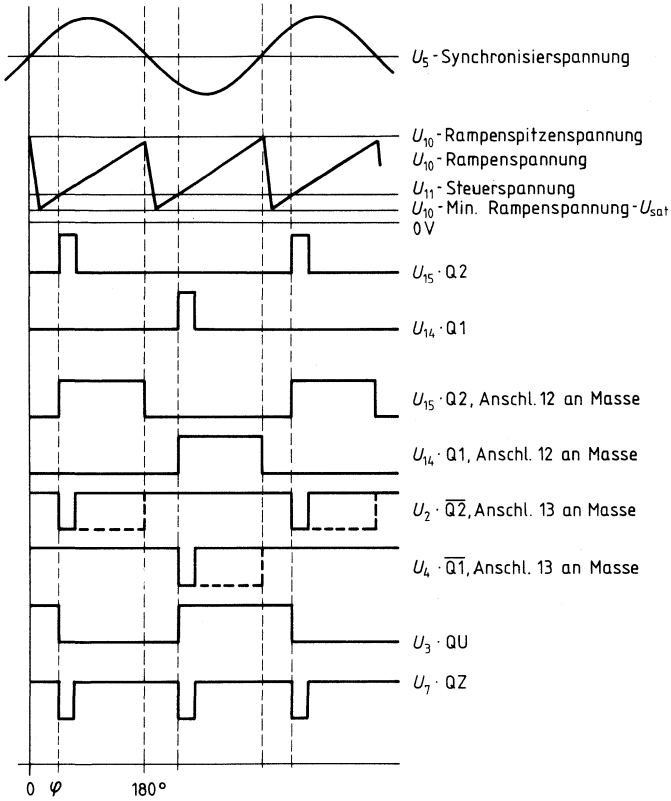
Am Ausgang QZ (Anschluß 7) liegt ein Signal an, das der NOR-Verknüpfung von Q1 und Q2 entspricht.

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

		untere Grenze B	obere Grenze A	
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	± 200	μA
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_s	-55	125	$^{\circ}C$
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	R_{thSU}		80	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	8	18	V
Betriebsfrequenz	f	10	500	Hz
Umgebungstemperatur	T_U	-25	85	$^{\circ}C$

Kenndaten
 $8 \leq U_S \leq 18 \text{ V}; -25^\circ\text{C} \leq T_U \leq 85^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$

	Prüf- schltg.	untere Grenze B	$f = 50 \text{ Hz}$ $U_S = 15 \text{ V}$ typ	obere Grenze A		
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						
Eingangsstrom	$I_{5 \text{ eff}}$	1	30		200	μA
R_2 variiert						
Offsetspannung	ΔU_5	4		30	75	mV
Steuereingang Anschluß 11						
Steuerspannungsbereich	U_{11}	1	0,2		$U_{10 \text{ Spitze}}$	V
Eingangswiderstand	R_{11}	5		15		$\text{k}\Omega$
Rampengenerator						
Ladestrom	I_{10}		10		1000	μA
Max. Rampenspannung	U_{10}	1			$U_2 - 2$	V
Restspannung am Kondensator	U_{10}	1,6	100	225	350	mV
Rampenwiderstand	R_9	1	3		300	$\text{k}\Omega$
Sägezahn-Rücklaufzeit	t_r	1		80		μs
Inhibit Anschluß 6						
S7 umschalten						
Sperrn der Ausgänge	U_{6L}	1		3,3	2,5	V
Ausgänge frei	U_{6H}	1	4	3,3		V
Signalübergangszeit	t_r	1	1		5	μs
Eingangsstrom	I_{6H}	1		500	800	μA
$U_6 = 8 \text{ V}$						
Eingangsstrom	$-I_{6L}$	1	80	150	200	μA
$U_6 = 1,7 \text{ V}$						
Streuung von I_{10}	I_{10}	1	-5		5	%
$R_9 = \text{konst.}$						
$U_S = 12 \text{ V}; C_{10} = 47 \text{ nF}$						
Streuung von I_{10}	I_{10}	1	-20		20	%
$R_9 = \text{konst.}$						
$U_S = 8 \text{ V bis } 18 \text{ V}$						
Streuung der Rampenspannung zwischen 2 folgenden Halbwellen, $U_S = \text{konst.}$	$\Delta U_{10 \text{ max}}$			± 1		%

Kenndaten

$8 \leq U_S \leq 18 \text{ V}; -25^\circ\text{C} \leq T_U \leq 85^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$

		Prüf- schaltg.	untere Grenze B	$f = 50 \text{ Hz}$ $U_S = 15 \text{ V}$ typ	obere Grenze A	
Langimpulsumschaltung Anschluß 13 S 8 umschalten Kurzimpuls am Ausgang Langimpuls am Ausgang Eingangsstrom $U_{13} = 8 \text{ V}$ Eingangsstrom $U_{13} = 1,7 \text{ V}$	U_{13H} U_{13L} I_{13H} $-I_{13L}$	1 1 1 1	3,5 45	2,5 2,5 65	 2 10 100	V V μA μA
Ausgänge Anschluß 2, 3, 4, 7 Sperrstrom $U_Q = U_S$ Restspannung $I_Q = 2 \text{ mA}$	I_{CE0} U_{Sat}	 2,6 2,6	 0,1	 0,4	 10 2	μA V
Ausgänge Anschluß 14, 15 H-Ausgangsspannung $-I_Q = 250 \text{ mA}$ L-Ausgangsspannung $I_Q = 2 \text{ mA}$ Impulsbreite (Kurzimpuls) S 9 offen Impulsbreite (Kurzimpuls) mit C_{12}	$U_{14/15H}$ $U_{14/15L}$ t_{imp} t_{imp}	 3,6 2,6 1 1	$U_S - 3$ 0,3 20 530	$U_S - 2,5$ 0,8 30 620	$U_S - 1,0$ 2 40 760	V V μs $\mu\text{s/nF}$
Innerer Spannungsregler Referenzspannung Parallelschalten von 10 ICs möglich TK der Referenzspannung	U_{REF} α_{REF}	1 1	2,8 2,8	3,1 2 x 10 ⁻⁴	3,4 5 x 10 ⁻⁴	V 1/K

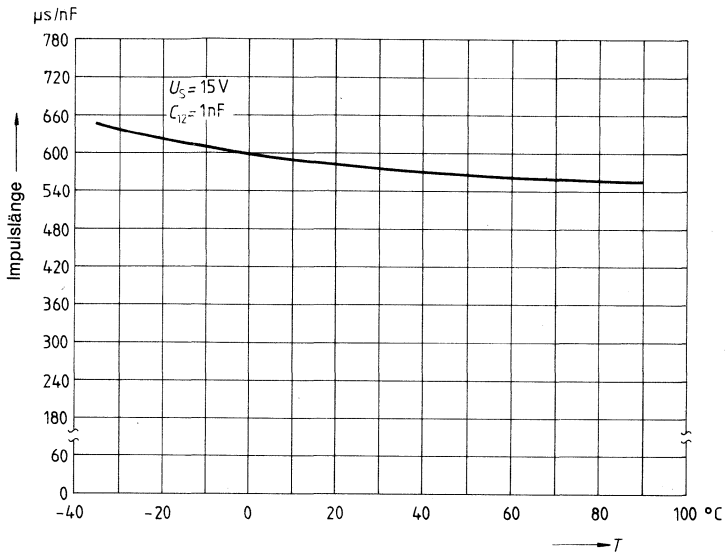
Dimensionierungshinweise für externe Beschaltungen

		min	max	
Rampenkapazität	C_{10}	500 pF	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)

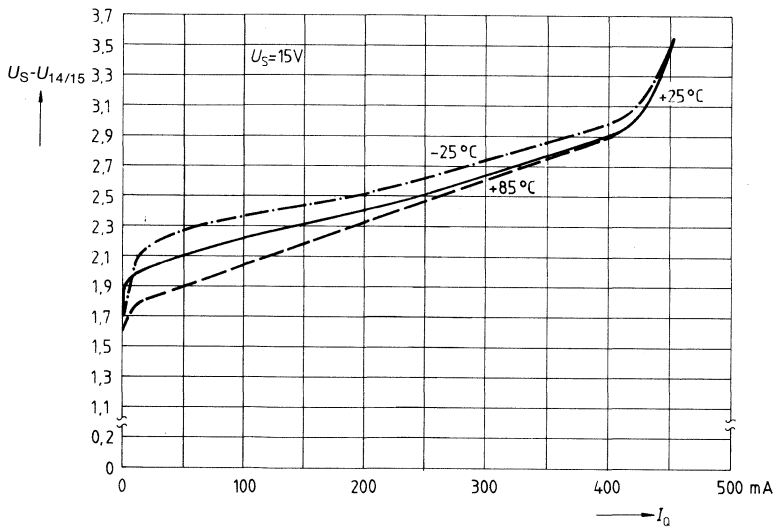
1) $K = 1,10 \pm 20\%$

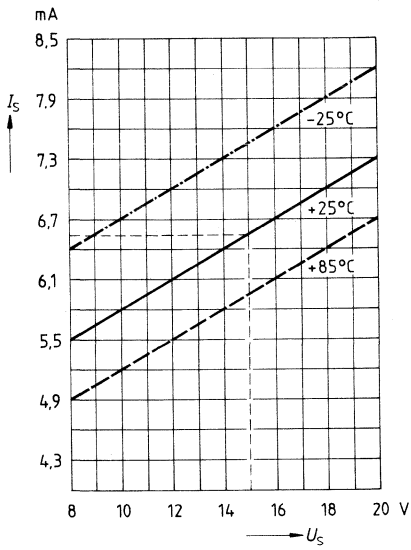
2) Achtung auf Rücklaufzeiten

Impulsverlängerung = $f(T)$

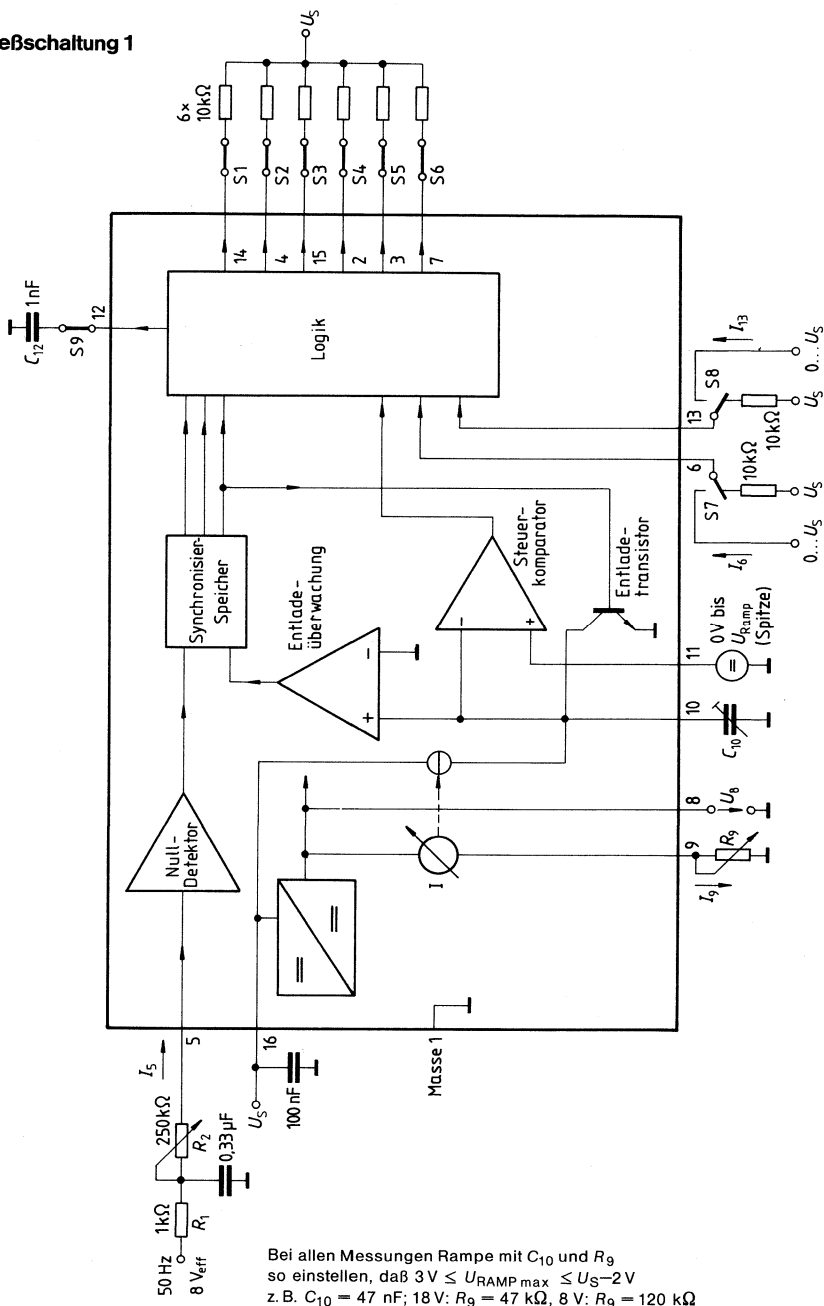


Ausgangsspannung gemessen gegen $+U_S$



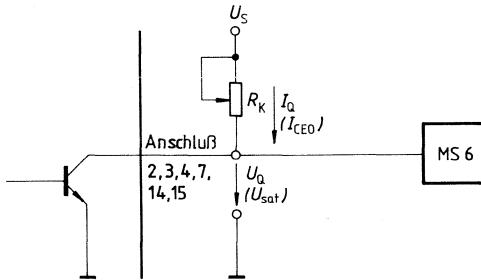
Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$ 

Prüf- und Meßschaltung 1



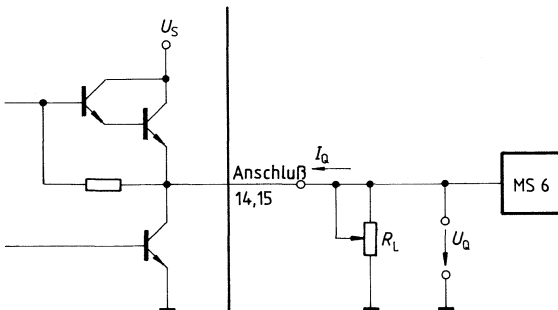
Prüf- und Meßschaltungen

Meßschaltung 2



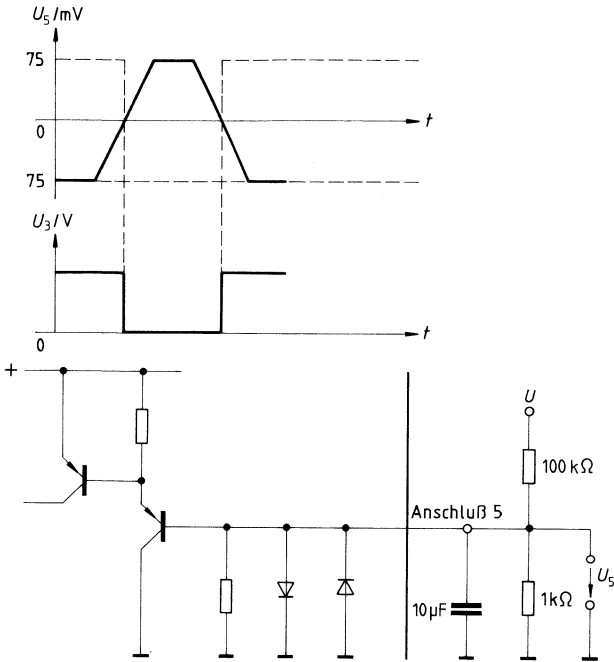
restliche Anschlüsse beschaltet wie in Meßschaltung 1

Meßschaltung 3



restliche Anschlüsse beschaltet wie in Meßschaltung 1

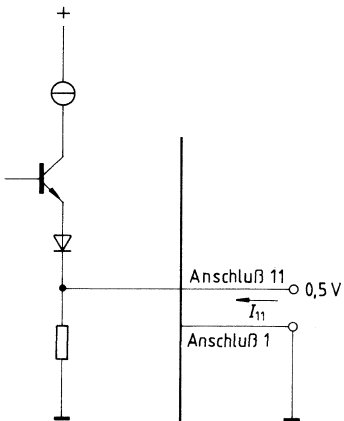
Meßschaltung 4



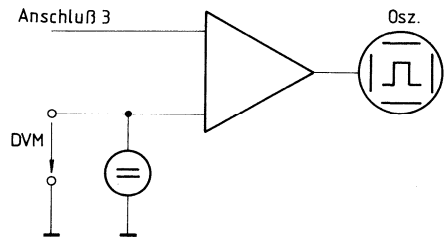
restliche Anschlüsse beschaltet wie in Meßschaltung 1

Der 10 μF Kondensator an Anschluß 5 dient nur zu Prüfzwecken

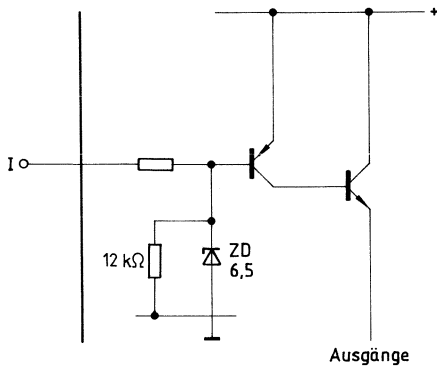
Meßschaltung 5



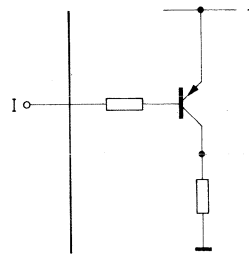
Meßschaltung 6



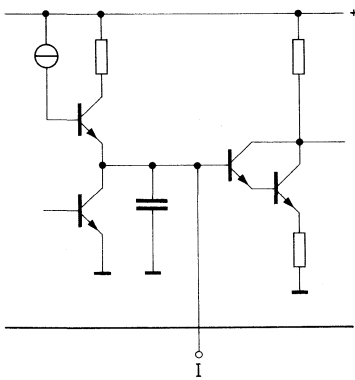
Inhibit 6



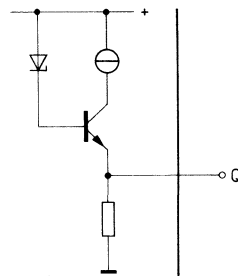
Langimpuls 13



Impulsverlängerung 12



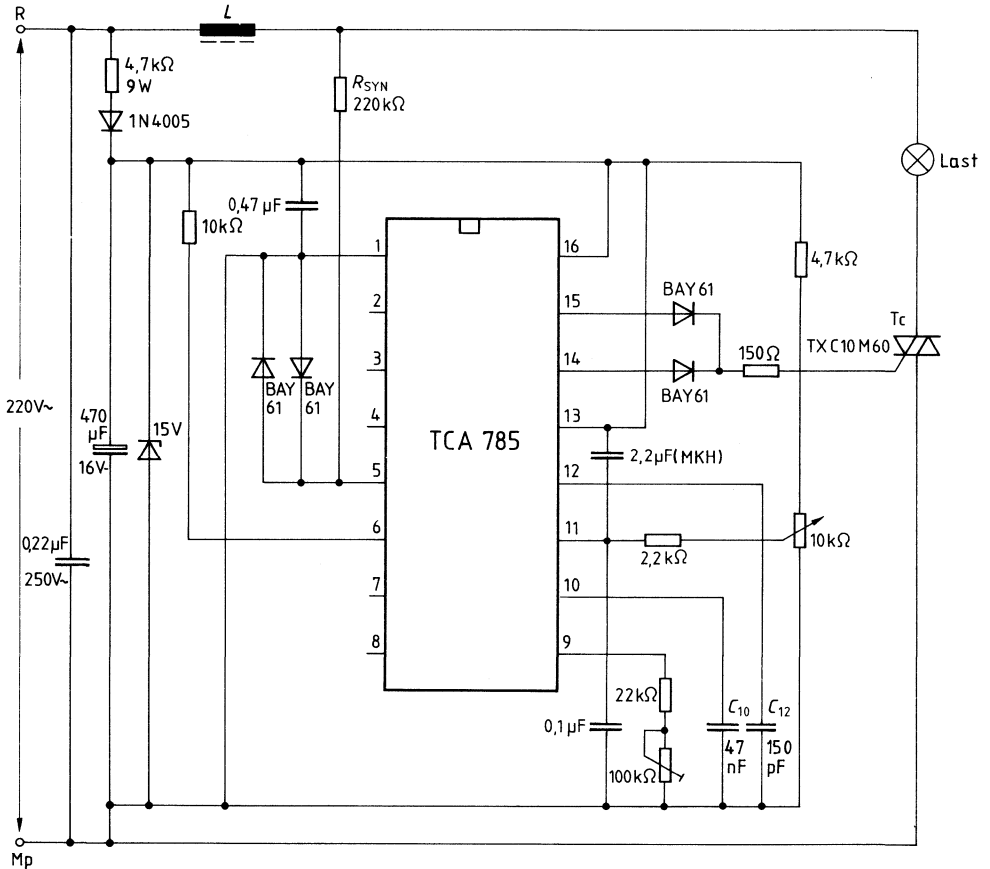
Referenzspannung 8



Zusätze zur Schaltungsbeschreibung

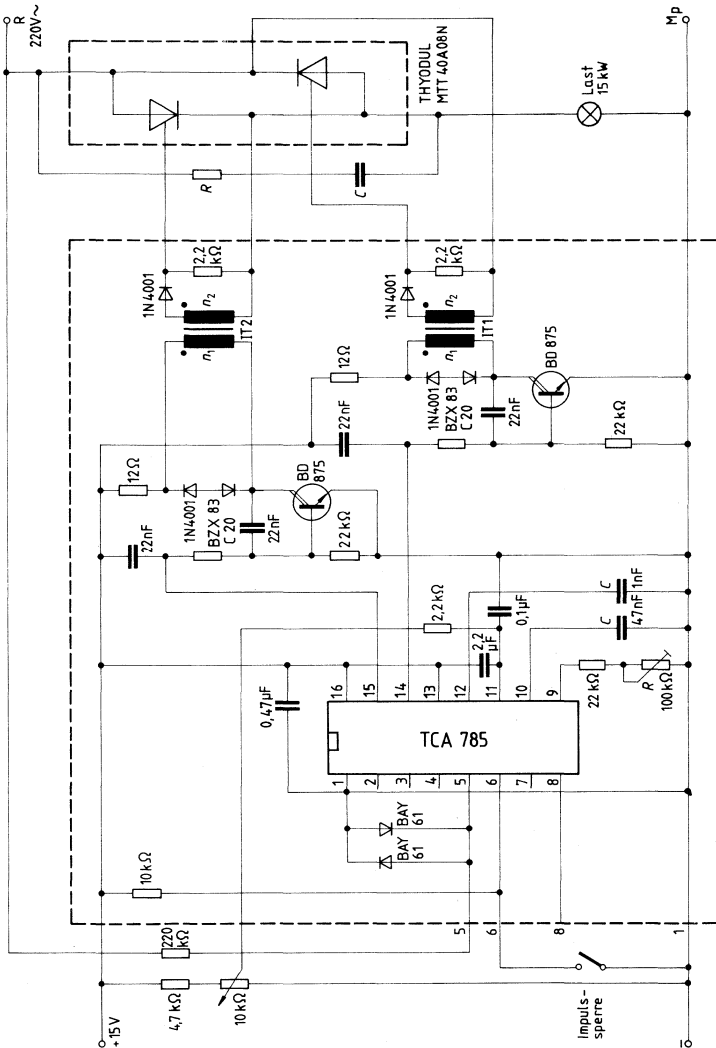
Anwendungsbeispiele

Triacsteuerung für Triacs bis 50 mA Zündstrom



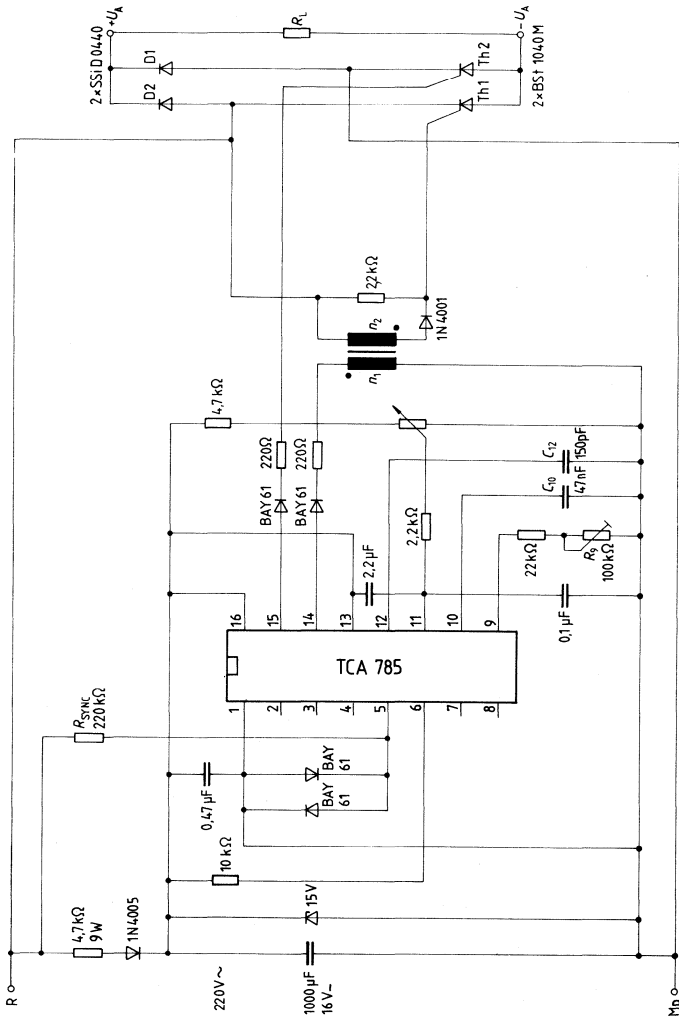
Die Abbildung zeigt eine Phasenanschnittsteuerung mit direkt angesteuertem Triac. Der Zündwinkel des Triacs kann mit Hilfe eines Potentiometers stufenlos zwischen 0° und 180° verstellt werden. Der Triac erhält während der positiven Halbwelle der Netzspannung einen positiven Gateimpuls vom IC-Ausgang Anschluß 15 und während der negativen Netzhalbperiode ebenfalls einen positiven Zündimpuls von Anschluß 14. Der Zündimpuls hat eine Breite von ca. $100 \mu\text{s}$.

Vollgesteuerter Wechselstromsteller Schaltung für zwei Großthyristoren

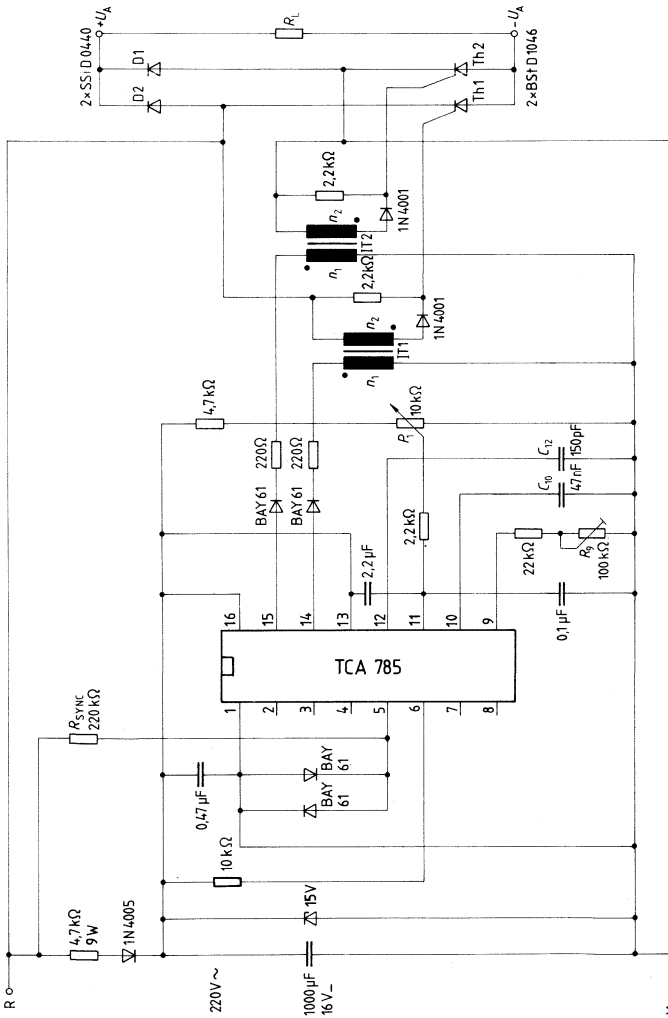


Es wird die Möglichkeit gezeigt, wie mit der IC TCA 785 zwei Thyristoren in Antiparallelschaltung gezündet werden. Mittels Potentiometer lassen sich die Zündimpulse kontinuierlich zwischen 0° und 180° Phasenwinkel verschieben. Bei der negativen Netzhälfte wird der Zündimpuls von Anschluß 14 durch einen Zündübertrager an das Gate des entsprechenden Thyristors geführt. Während der positiven Netzhälfte wird das Gate des zweiten Thyristors von Anschluß 15 durch einen Zündübertrager angesteuert.

Halbgesteuerte Einphasen-Brückenschaltung mit einem Zündübertrager und einer direkten Ansteuerung für Kleinthyristoren



Halbgesteuerte Einphasen-Brückenschaltung mit zwei Zündübertragern für Kleinthyristoren



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 Heimwerkergereäte geeignet.

Besonders hervorzuheben ist noch der durch einfache Beschaltung mögliche Sanftanlauf nach dem Einschalten, z. B. bei Handbohrmaschinen für die Ankröndrehzahl.

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 K3

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_{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 Netzhalbwelle 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.

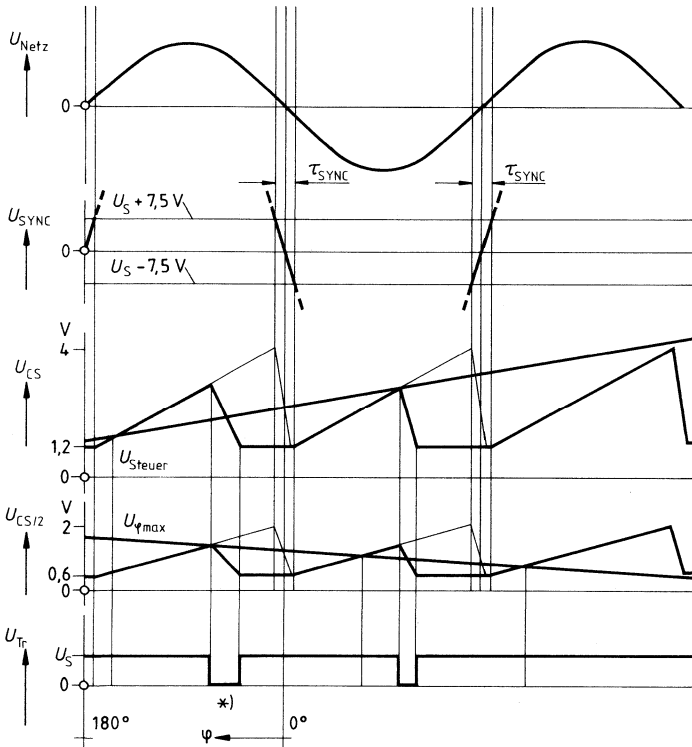
Der Komparator mit dem kleineren eingestellten Stromflußwinkel dominiert. Bei Dominanz von $U_{\varphi \max}$ verdoppelt sich die Triacimpulsbreite gegenüber der Triacimpulsbreite bei Dominanz von U_{Steuer} .

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 τ_{SYNC} muß doppelt so groß sein wie die Breite des Triacimpulses.



Stromflußwinkel (bei ohmscher Last)

*) Bei Dominanz von $U_{\phi_{\text{max}}}$ verdoppelt sich die Triacimpulsbreite.

Grenzdaten

$T_U = -25$ bis 85 °C

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S	-0,3	33	V
Eingänge OP, K 3	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_{QTr}	-0,3	33	V
(leitend)	I_{QTr}	0	120	mA
Gesamtverlustleistung (Zeitintegral)	P_{tot}		700	mW
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	-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	Prüfbedingung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A		
Stromaufnahme						
ohne Ausgangslast an OP, K 3, 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	ΔU_{REF}				10	mV
$I_{REF} = 0$ bis 3 mA	ΔU_{REF}				20	mV
Temperaturkoeffizient	$\Delta U_{REF}/\Delta T$		-0,5		0,5	mV/K
Operationsverstärker OP						
Leerlaufverstärkung	V_U		60	90		dB
Eingangsnullspannung	U_{E0S}		-10		10	mV
Eingangsstrom	$-I_I$				2	μ A
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		$U_S - 3$	V
Ausgangsstrom	I_{Q1}		-3		1,5	mA
Transitfrequenz	f_T			2		MHz
Transitphase	φ_T			120		Grad
Ausgangsspannung	U_{Q1}		1,0		$U_S - 3$	V
Komparator K 3						
Eingangsstrom	$-I_I$				2	μ A
Eingangsnullspannung	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	μ A
Gleichtaktbereich	U_{IC}		0		$U_S - 3$	V
Eingang K 1 (U_{Steuer})						
Eingangsstrom	$-I_S$				2	μ 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 K 2 ($U_{\varphi_{max}}$)						
Eingangsstrom	$-I_S$				2	μ 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 $U_S = 10\text{ V bis } 30\text{ V}, T_U = -25\text{ bis } 85\text{ °C}$		Prüfbedingung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Z-Diode						
Z-Spannung	U_Z	$I_Z = 5\text{ mA}$	13	14,5	16	V
Enable-Eingang E/A						
Eingangsstrom	$-I_I$				2	μA
Eingangsspannung für Treiber- ausgang aktiv	U_{IH}		2,8			V
Treiberausgang gesperrt	U_{IL}				0,8	V
Triac-SteuerAusgang						
Ausgang leitend	U_L	$I_Q = 10\text{ mA}$	1,4	2	2,5	V
		20 mA	1,4	2	2,5	V
		50 mA	1,4	2	3,0	V
		100 mA	1,4	4	6,0	V
Ausgang gesperrt	I_Q	$U_Q = 30\text{ V}$			10	μA
Eingang SYNC						
Schaltstrom	I_{SYNC}			± 20		μA
Schaltsschwelle	U_{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 Ω

Dimensionierungshinweise und Berechnungsformeln

1. Wahl der Triacimpulsbreite entsprechend Triactyp und -last.

2. **Berechnung von C_S** (für Dominanz v. U_{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_{SYNC} am Eingang SYNC**

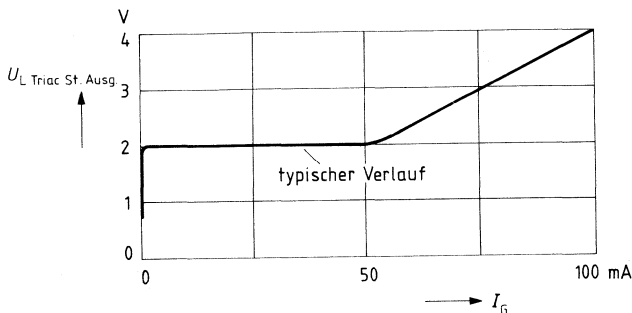
Die Breite des Synchronimpulses (aus $U_S \pm 7,5 \text{ V}$, $I_{\text{SYNC}} = \pm 20 \mu\text{A}$) muß doppelt so groß sein wie die Breite des Triacimpulses.

4.1 Synchronimpulsbreite $\geq 2 \cdot \text{Triacimpulsbreite} \cdot \text{Sicherheitsfaktor}$ (entsprechend Bauteilstreuung 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 Bauteilestreuung 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.

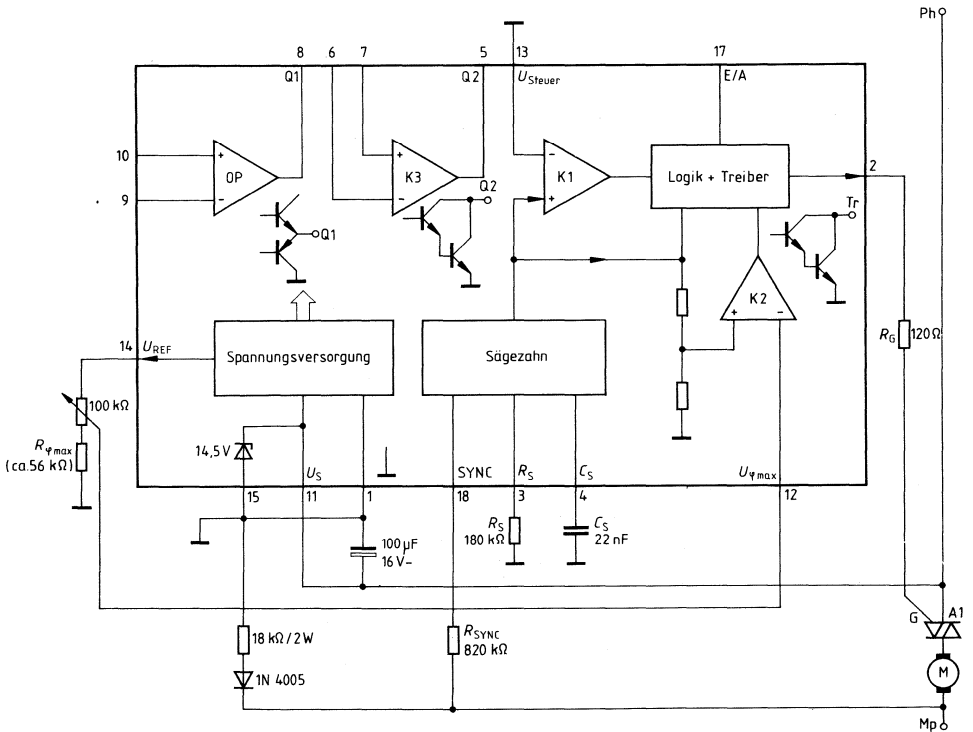
7.3 $C_G \text{ (}\mu\text{F)} \geq \frac{\bar{I}_{\text{ges}} \text{ (mA)}}{U_{SS}} \cdot 15$

Anhaltspunkt: Welligkeit $U_{SS} = 0,75 \text{ V}$; $\bar{I}_{\text{ges}} = 5 \text{ mA}$ ergibt $C_G = 100 \mu\text{F}$

Anschlußbelegung für TLE 3101

Anschluß	Funktion	Anschluß	Funktion
1	Masse	10	+Eingang OP
2	Triacsteuerausgang	11	U_S
3	R_S	12	$U_{\phi\max}$
4	C_S	13	U_{Steuer} , K 1
5	Ausgang Q 2, K 3	14	U_{REF}
6	-Eingang K 3	15	Z-Diode
7	+Eingang K 3	16	N.C.
8	Ausgang Q 1, OP	17	Enable Eingang E/A
9	-Eingang OP	18	Synchronisiereneingang (SYNC)

Blockschaltbild mit Außenbeschaltung für eine Motorsteuerung

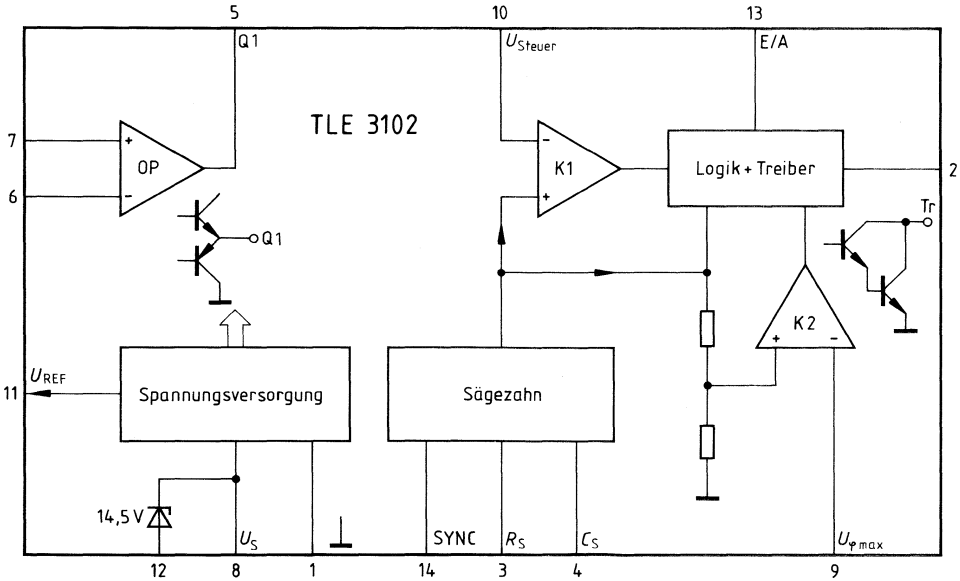


Der TLE 3102 mit frei beschaltbarem Operationsverstärker eignet sich besonders als Drehzahlregler mit P-, PI- oder PID-Charakteristik, wofür der OP als Regelverstärker dient. Eine drehzahlproportionale Istwertgröße kann durch Gleichrichtung der Tachoamplitude gebildet werden.

Anschlußbelegung

Anschluß	Funktion	Anschluß	Funktion
1	Masse	8	U_S
2	Triacsteuer Ausgang	9	$U_{\phi max}$
3	R_S	10	U_{Steuer} , K 1
4	C_S	11	U_{REF}
5	Ausgang Q1, OP	12	Z-Diode
6	-Eingang OP	13	Enable Eingang E/A
7	+Eingang OP	14	Synchronisiereingang (SYNC)

Blockschaltbild

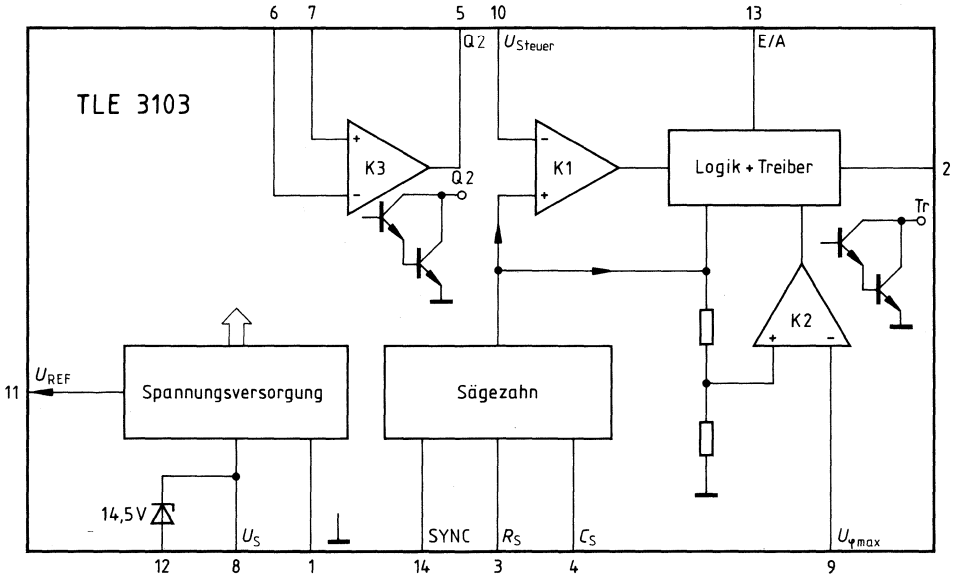


Der TLE 3103 mit frei beschaltbarem Komparator eignet sich für Phasenanschnittsteuerungen bzw. -regelungen bei denen Sonderfunktionen wie z. B. Blockierschutz oder Temperaturüberwachung erforderlich sind.

Anschlußbelegung

Anschluß	Funktion	Anschluß	Funktion
1	Masse	8	U_S
2	Triacsteuerausgang	9	$U_{\varphi\max}$
3	R_S	10	U_{Steuer} , K 1
4	C_S	11	U_{REF}
5	Ausgang Q 2, K 3	12	Z-Diode
6	-Eingang K 3	13	Enable Eingang E/A
7	+Eingang K 3	14	Synchronisiereingang (SYNC)

Blockschaltbild

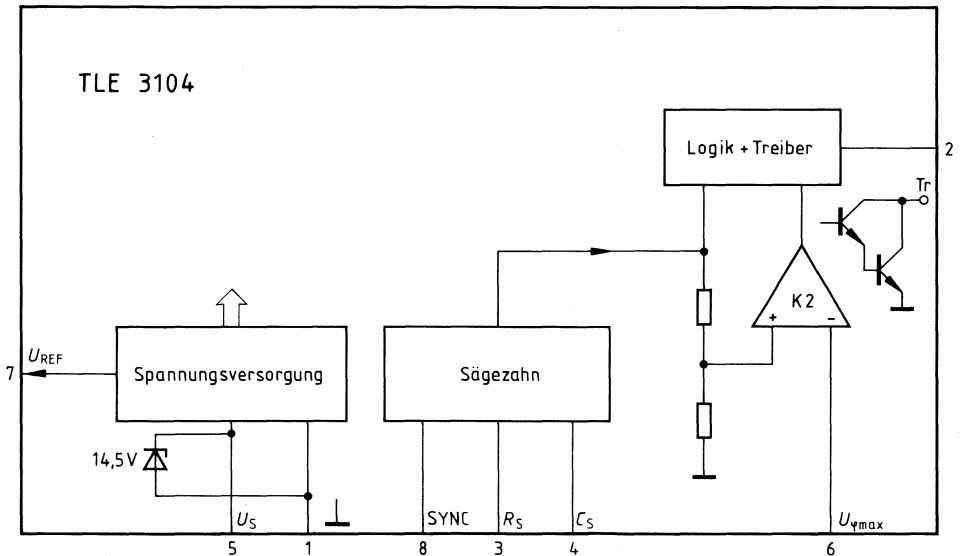


Der **TLE 3104** eignet sich besonders für einfache, kostengünstige Phasenanschnittsteuerungen bzw. Motorregelungen, wobei die Istwertgröße durch Gleichrichten der Tachoamplitude gebildet wird.

Anschlußbelegung

Anschluß	Funktion	Anschluß	Funktion
1	Masse	5	U_S
2	Triacsteuerausgang	6	$U_{\psi \max}$
3	R_S	7	U_{REF}
4	C_S	8	Synchronisiereingang (SYNC)

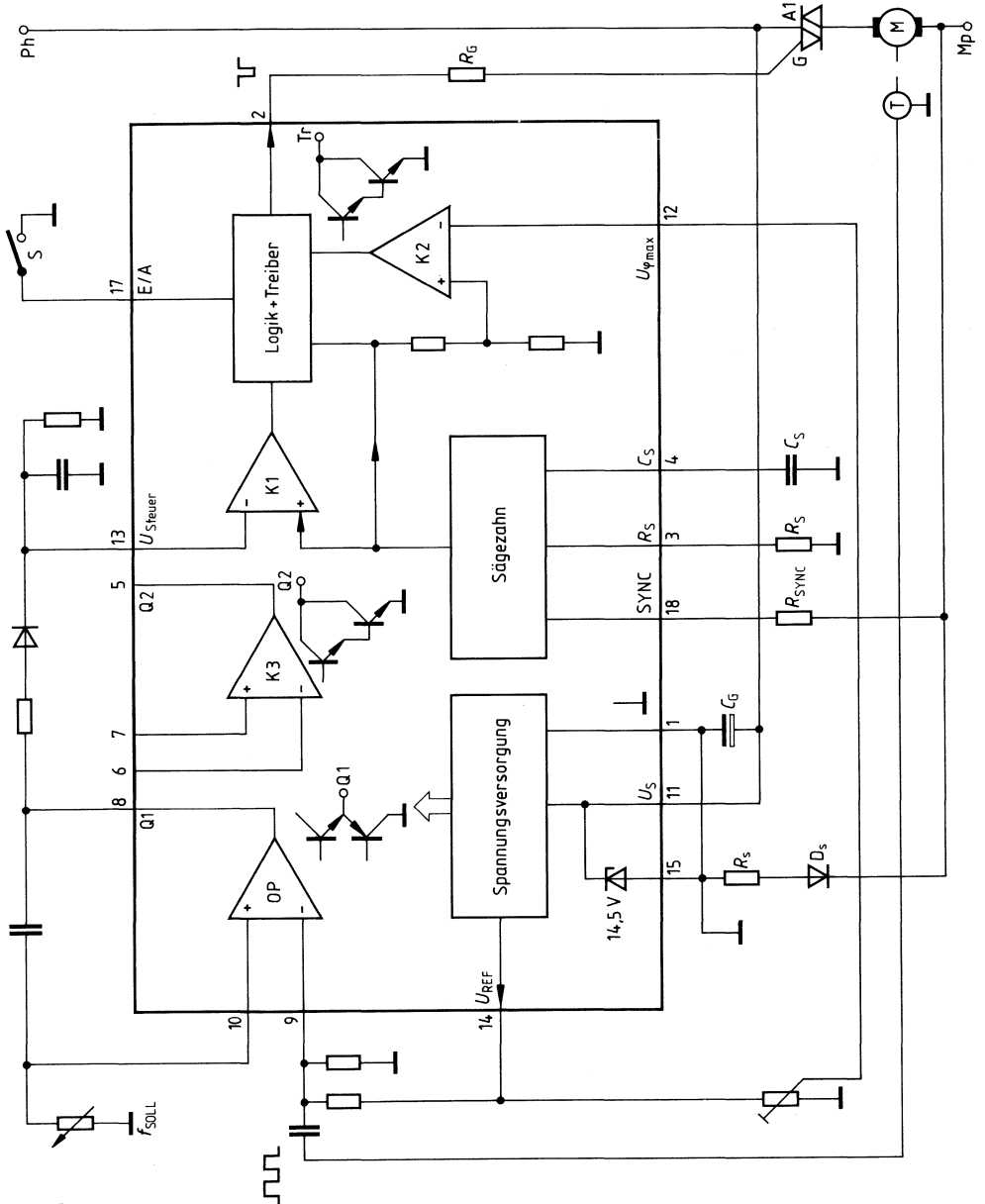
Blockschaltbild



Anwendungsbeispiele

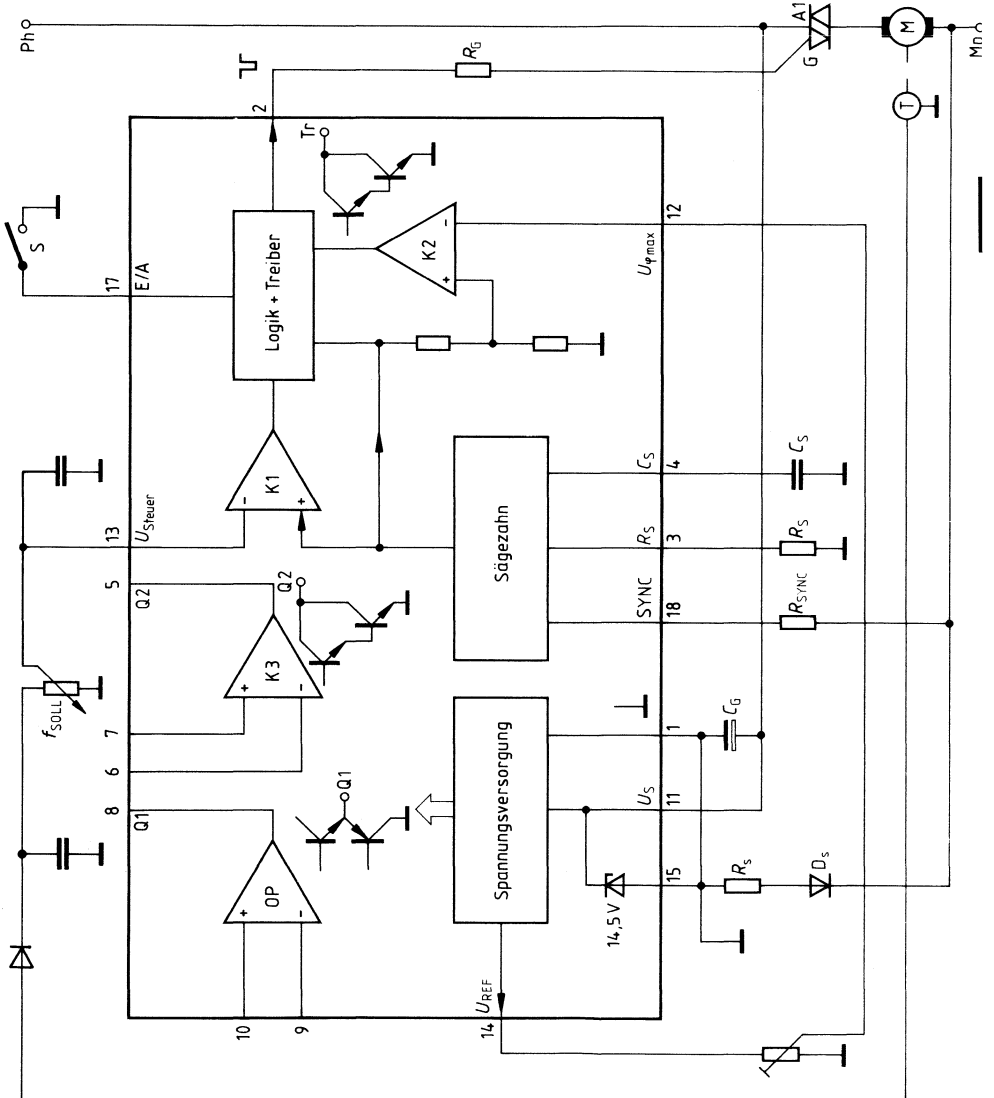
Prinzipschaltung einer Motorregelung mit TLE 3101

Der Tachogenerator liefert eine **Frequenz**, welche vom OP (Monoflop) verarbeitet wird.

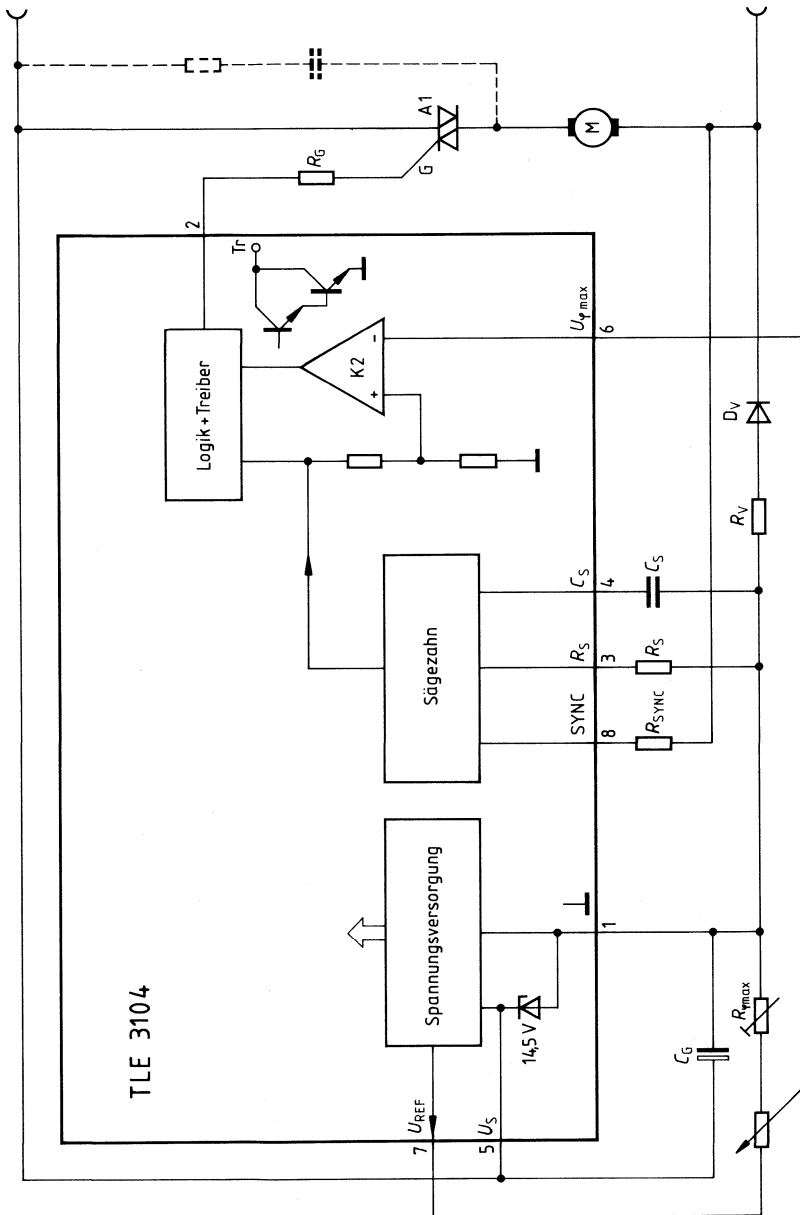


Prinzipschaltung einer Motorregelung mit TLE 3101

Der Tachogenerator liefert eine **Spannung**, welche gleichgerichtet und geglättet an den Eingang U_{Steuer} gegeben wird.

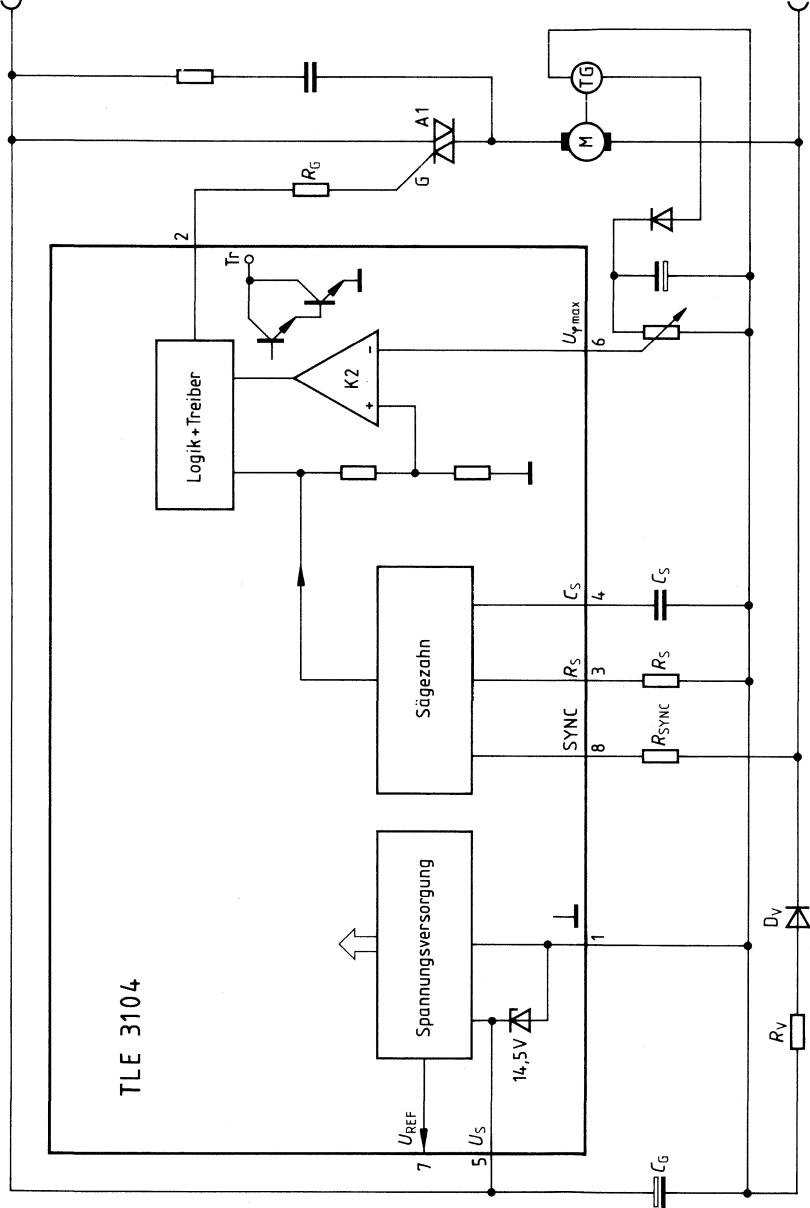


Prinzipschaltung einer Motorsteuerung mit TLE 3104



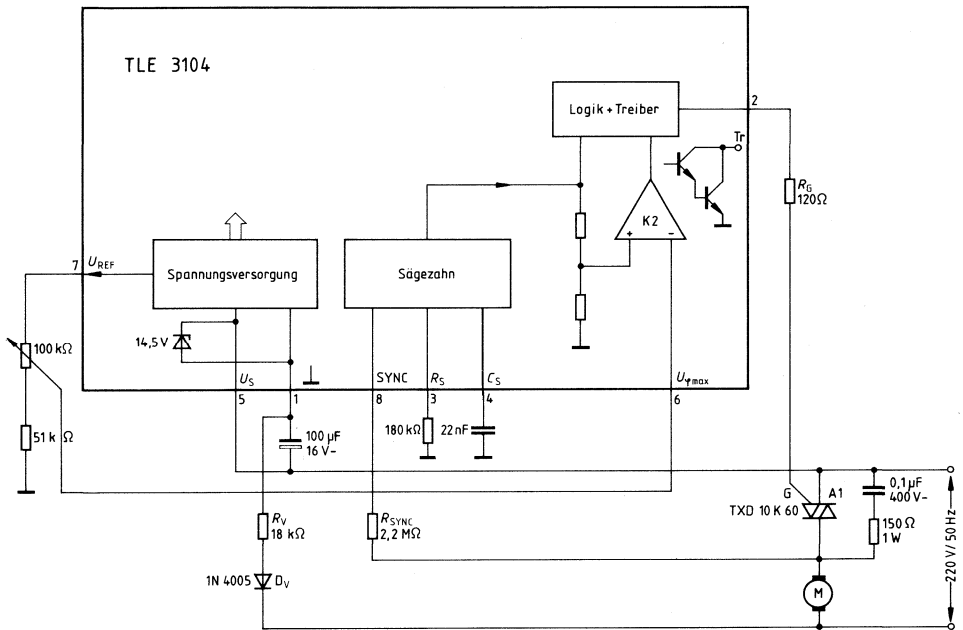
Prinzipschaltung einer Motorregelung mit TLE 3104

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 328 und Seite 332 Punkt 4).

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S 576 A	Q67100-Y518	} P-DIP 8
S 576 B	Q67100-Y519	
S 576 C	Q67100-Y506	
S 576 D	Q67100-Y520	

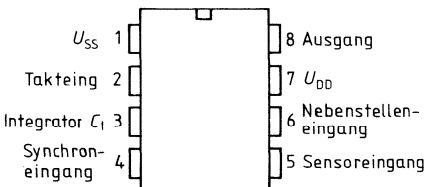
Mit dem in PMOS-Depletion-Technik entwickelten Baustein S 576 ist es möglich, digital arbeitende elektronische Helligkeitsregler (Dimmer) oder Lichtschalter aufzubauen. Das Ein- und Ausschalten sowie das Einstellen der gewünschten Helligkeit erfolgt über eine einzige Berührtaste (Sensor) bzw. über einen gleichberechtigten Nebenstelleneingang.

Besondere Merkmale

- Sensorbedienung – keine mechanisch beweglichen Schalterteile
- Bedienung auch von mehreren Nebenstellen über Sensor- oder Drucktasten möglich
- In herkömmlichen Lichtinstallationen zu elektromechanischen Wandschaltern austauschbar
- Einfacher Anschluß einer drahtlosen Fernbedienung
- Helligkeitssteuerung mit physiologisch angenähert linearer Charakteristik
- Sehr hohe Störsicherheit
- Während kurzer Netzunterbrechungen von < 1 s bleibt der eingestellte Zustand erhalten
- Niedrige Verlustleistung
- Sehr geringer Aufwand an peripheren Bauteilen
- Takteingang ermöglicht automatisches Abdimmen (Schlummerschalter)

Anschlußanordnung

(Ansicht von oben)



Grenzdaten

(ohne äußere Schutzbeschaltung)

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_{DD}	-20	0,3	V
Eingangsspannung	U_I	-20	0,3	V
Umgebungstemperatur	T_U	0	80	°C
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	-55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\ SU}$		135	K/W

Kenndaten

$T_U = 25\text{ °C}$, alle Spannungswerte sind auf $U_{SS} = 0\text{ V}$ bezogen

		Prüfbedin- gungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung	U_{DD}		-18	-15	-13	V
Speisestrom	I_{DD}	$U_{DD} = -15\text{ V}$		1,0	1,4	mA
Speisestrom bei fehlendem Synchronsignal	I_{DD}	$U_{DD} = -15\text{ V}$			0,85	mA
Eingangssperrstrom	I_I	$U_I = U_{SS} - 10\text{ V}$		< 0,1	3	µA
Eingangskapazität	C_i	$U_I = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$			5	pF

Sensoreingang

H-Eingangsspannung	U_{IH}	} mit Vorwider- stand $10\text{ M}\Omega$ an } 220-V-Netz } } Synchron mit dem 50/60 Hz- Takt am Syn- chroneingang	$U_{SS} - 2$			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}				$U_{SS} - 8$	V
Eingangsstrom	I_{IH}				35	µA
HL-Übergangszeit (Triggerflanke)	t_{THL}				Netzsinus	
LH-Übergangszeit	t_{TLH}					
Frequenz bei aktivem Signal	f			50/60		Hz

Nebenstelleneingang

H-Eingangsspannung	U_{IH}		$U_{SS} - 2$			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}				$U_{SS} - 8$	V
Eingangsstrom	I_{IH}				35	µA

Kenndaten (Fortsetzung)	Prüfbedingung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Synchroneingang (Anschluß 4)					
H-Eingangsspannung U_{IH}	} mit Vorwiderstand $1,5\text{ M}\Omega$ an 220-V-Netz	$1/2 U_{DD} + 2$		$1/2 U_{DD} - 2$	V
L-Eingangsspannung U_{IL}					V
Eingangsstrom I_{IH}					μA
HL-Übergangszeit (Triggerflanke) t_{THL}					
LH-Übergangszeit t_{TLH}					
Frequenz f			Netzsinus		Hz
			50/60		

Takteingang (Anschluß 2)	Prüfbedingung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
H-Eingangsspannung U_{IH}		$U_{SS} - 2$		$U_{SS} + 0,3$	V
L-Eingangsspannung U_{IL}		U_{DD}		$U_{SS} - 8$	V
HL-Übergang (Triggerflanke) t_{THL}				100	μs
LH-Übergang t_{TLH}				100	μs
Taktfrequenz f		0		500	Hz
ohne Takt U_{I0}		U_{SS}		$U_{SS} + 0,3$	V

Integrator (Anschluß 3)	Prüfbedingung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Außenbeschaltung C_1	vergl. Bild 1		47		nF

Ausgang	Prüfbedingung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
L-Ausgangsstrom I_Q	$U_{DD} = -15\text{ V}$ $U_{QL} = -3\text{ V}$ 50-Hz-Netz vergl. Text	25			mA
L-Impulsdauer t_{QL}			40		μs
H-Ausgangsspannung U_{QH}		U_{SS}		$U_{SS} + 0,5$	V
HL-Übergangszeit t_{HLQ}				20	μs
LH-Übergangszeit t_{LHQ}				20	μs

Bedienung der Steuereingänge

Eingangspotential während beider Halbwellen der Netzphase:

Funktion	Netzhälfte	Sensoreingang	Nebenstelleneingang		
bedient	positiv	L	H		
	negativ	0	H		
nicht bedient	positiv	H	L	oder	0
	negativ	0	0		L

H: U_{IH}
L: U_{IL}
0: beliebig

Funktionsbeschreibung

Mit der Typenreihe S 576 können vollelektronische Helligkeitsregler und Lichtschalter 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 (Nebstellen) aus möglich.

Die Lampenhelligkeit wird mit einer Phasenanschnittsteuerung eingestellt, deren digitale Logik mit der Netzfrequenz synchronisiert ist.

Die Spannungsversorgung der IC im Zwei-Leiter-Anschluß wird durch die Begrenzung des Stromflußwinkels auf max. 152° der Halbwelle ermöglicht.

Bedienung

1. Helligkeitsregler S 576 A, S 576 B, S 576 C (siehe Bild 1)

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 etwa 7 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 35° bis 152° der Halbwelle gesteuert werden.

Durch Vergrößerung der RC-Zeitkonstante kann der Steuerbereich zu kleineren Stromflußwinkeln hin verschoben werden (Beeinflussung der minimalen Helligkeit).

Steuerverhalten

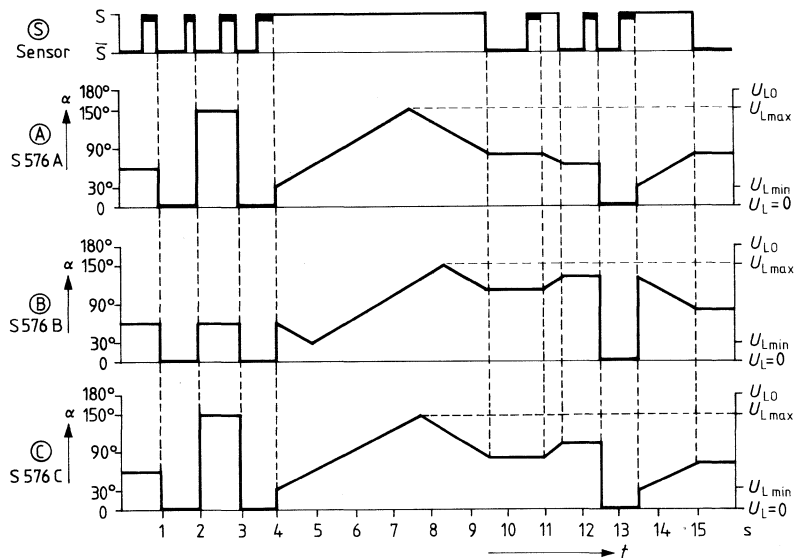
Die drei Varianten S 576 A, B, C unterscheiden sich in ihrem Steuerverhalten voneinander.

S 576 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.

S 576 B Beim Ausschalten wird die gewählte Helligkeit gespeichert und beim Einschalten wieder eingestellt. Beim Dimmen wird von diesem gespeicherten Wert aus weitergesteuert, bei wiederholtem Dimmen kehrt sich die Steuerrichtung um.

S 576 C Beim Einschalten wird immer die max. Helligkeit eingestellt, beim Dimmen von min. Helligkeit ausgehend gesteuert. Bei wiederholtem Dimmen kehrt sich die Steuerrichtung um.

Steuerverhalten der elektronischen Helligkeitsregler S 576 A, B, C
(schematisch)



α Stromflußwinkel
 U_L Lampenspannung

S Steuersignal: S Sensor berührt
 (= < 0,4 s, > 0,4 s)
 \bar{S} Sensor unberührt

A S 576 A
 B S 576 B
 C S 576 C

Bild 1

2. Lichtschalter S 576 D (siehe Bild 2)

Bei Berührung der Sensorfläche (> 50 ms) wird die Lampe wechselweise mit maximaler Helligkeit eingeschaltet oder ausgeschaltet. Der Schaltvorgang wird bei Beginn der Berührung ausgelöst.

Ein Abdunkeln und Ausschalten des Lichts über den Takteingang ist, wie beim Helligkeitsregler, ebenfalls möglich.

Steuerverhalten des elektronischen Lichtschalters S 576 D (schematisch)

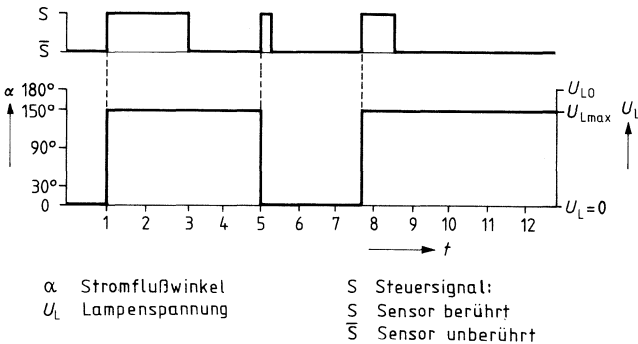


Bild 2

Außenbeschaltung (siehe Bild 3)

Die vorgeschlagene Beschaltung des S 576 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)
- Schutz des Benutzers (R_8 , R_9)
- Empfindlichkeitseinstellung der Sensorfläche (R_7)
- Strombegrenzung bei Verpolung des Nebenstellenanschlusses (R_5 , R_6).
Die beiden Widerstände können entfallen, wenn keine Nebenstelle angeschlossen werden soll. Anschluß 6 muß dann mit U_{DD} (Anschluß 7) verbunden werden.
- D3: Verminderung positiver Spannungen, die bei manchen Triac-Typen im gezündeten Zustand am Gateanschluß entstehen, auf Werte unter $U_{SS} + 0,5V$ (vgl. Kenndaten). Bei Einsatz geeigneter Triacs kann die Diode D3 entfallen. (Diese Eigenschaft des Triacs ist abhängig vom Anodenstrom und dem inneren Widerstand zwischen G und A1; sie kann vom Hersteller spezifiziert und gemessen werden.)

Anwendungsschaltung S 576

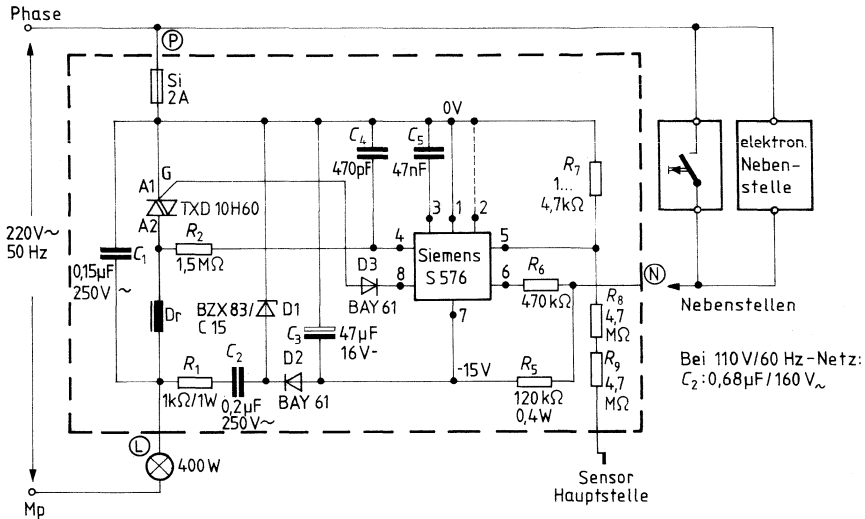


Bild 3

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 (R₁, D1, Si)

Anwendungsschaltung elektronische Nebenstelle

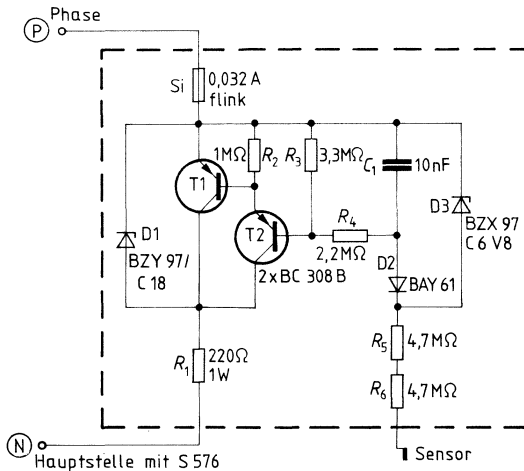


Bild 4

Drahtlose Fernsteuerung

Sehr einfach ist der Anschluß einer drahtlosen Fernsteuerung am Nebenstelleneingang. Mit Hilfe eines einzigen Übertragungskanals kann der S 576 in allen Funktionen bedient werden.

Schlummerschaltung (Taktingang)

Im unbenutzten Zustand wird der Taktingang mit U_{SS} kurzgeschlossen. Durch Anlegen eines extern erzeugten Taktes an diesen Eingang kann ein Schlummerschalter aufgebaut werden. Der Zählerstand des internen Helligkeitsspeichers wird mit jeder HL-Flanke am Taktingang um einen Schritt vermindert. Bei Erreichen der minimalen Helligkeit setzt der Takt die Schaltung in den AUS-Zustand.

Das Anwendungsbeispiel (Bild 5) zeigt eine Oszillatorschaltung, die mit an das Netzteil des elektronischen Helligkeitsreglers oder Lichtschalters mit S 576 angeschlossen werden kann. Durch Berühren des Schlummerschalter-Sensors wird der Oszillator freigegeben, Berühren des Dimmer-Sensors blockiert den Oszillator und unterbricht damit die Automatik.

Schaltung

- Oszillator mit CMOS-Gattern
- T1 und T2 sorgen für eine steile Schaltflanke am Eingang des Gatters G3, um die Stromaufnahme gering zu halten ($< 100 \mu\text{A}$)
- Einstellung der Taktfrequenz und damit der Dimmzeit mit RC-Glied (R_5, C_2)
- Empfindlichkeitseinstellung der Sensorfläche (R_1)

Anwendungsschaltung S 576 mit Schlummerschalter

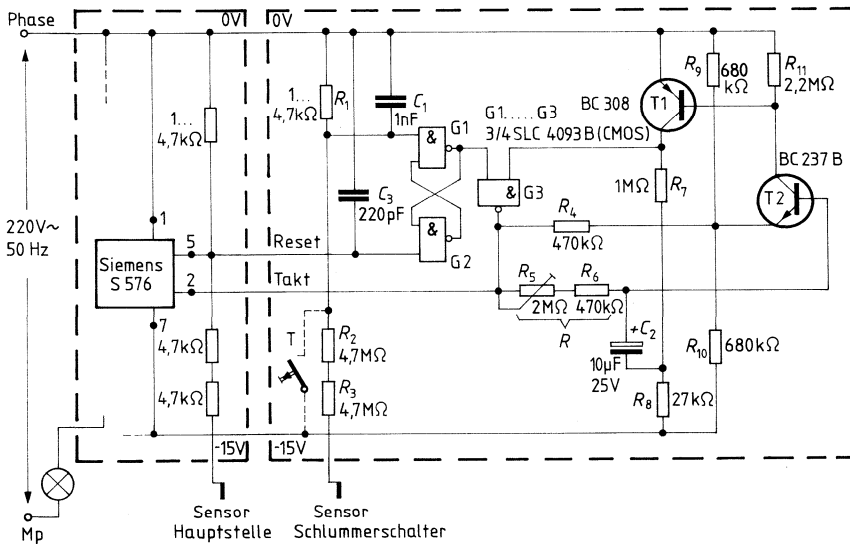


Bild 5

Störsicherheit

Eine digital bestimmte Immunitätszeit von etwa 50 ms gewährt eine hohe Störsicherheit gegen elektrische Einstreuungen auf die Steuereingänge und gestattet gleichzeitig eine nahezu verzögerungsfreie Bedienung.

Durch spezielle Logik des Nebenstelleneingangs führen auch große Erdkapazitäten der Steuerleitung zu keinen Störungen.

Bei Netzunterbrechung bleibt der eingestellte Schaltzustand mit der empfohlenen Außenbeschaltung für etwa 1 s erhalten. Nach längeren Netzausfällen geht die Schaltung in den AUS-Zustand.

Allgemeines

Alle gemachten Zeitangaben beziehen sich auf eine Netzfrequenz von 50 Hz. Bei einer Netzfrequenz von 60 Hz verkürzen sich die Zeiten entsprechend.

A/D-Umsetzer; D/A-Umsetzer

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
■ SDA 5010	Q67000-Y621	C-DIP 16

Der SDA 5010 ist ein ultraschneller A/D-Wandler mit 6-bit-Auflösung. Neben einer außergewöhnlich hohen Abtastfrequenz bis 100 MHz und einer hervorragenden Linearität zeichnet sich der SDA 5010 durch folgende Eigenschaften aus:

- Abtastfrequenz 100 MHz
- Auflösung 6 Bit (1,6%)¹⁾
- Linearität $\pm 1/4$ LSB²⁾
- Kein Sample und Hold erforderlich
- Dynamische Ansteuerung der Referenzeingänge für analoge Addition und Multiplikation
- ECL-kompatibel
- Niedrige Verlustleistung 450 mW
- Logikkompatible Speisespannung +5 V; -5,2 V

Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	$+U_S$	-0,3	6,0	V
Speisespannung	$-U_S$	-6,0	0,3	V
Eingangsspannungen	$U_{IA}, +U_{IR}, -U_{IR}$	-3,0	3,0	V
Strobe	U_{Strobe}	$-U_S$	0	V
Hysteresesteuerung	U_{IHy}	0	3,0	V
Spannungsdifferenz	$0_{S1} - 0_{S2}$	-0,5	0,5	V
Lagertemperatur	T_s	-55	125	°C
Umgebungstemperatur	T_U	0	70	°C

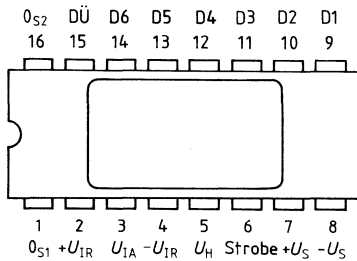
1) Ein 7-tes Bit (Überlaufausgang) ermöglicht die Erweiterung der Auflösung

2) Gemessen bei 50 MHz

■ Nicht für Neuentwicklung

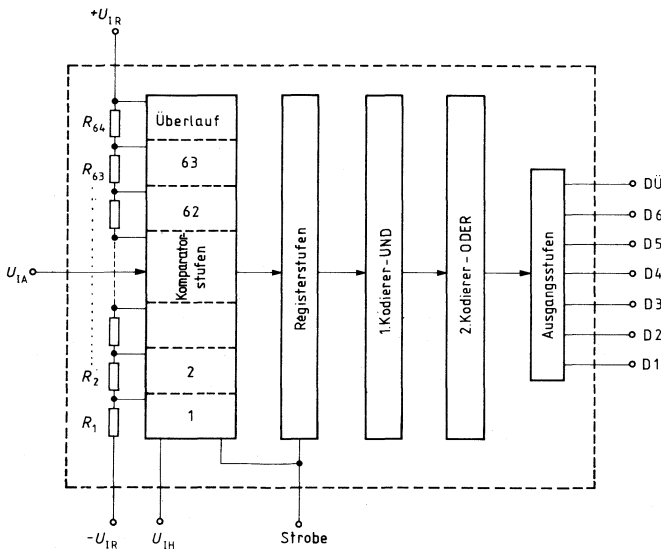
Anschlußanordnung

(Ansicht von oben)



Anschluß	Symbol	Funktion
1	0S1	Digitalmasse
2	+U _{1R}	positive Referenzspannung (< +2,5 V)
3	U _{I A}	analoger Signaleingang (max. ± 2,5 V)
4	-U _{1R}	negative Referenzspannung (> -2,5 V)
5	U _{I Hy}	Hysteresesteuerung (0 V bis +2,5 V)
6	Strobe	Strobeeingang (ECL)
7	+U _S	positive Speisespannung (+5 V)
8	-U _S	negative Speisespannung (-5,2 V)
9 bis 14	D 1 bis D 6	Datenausgänge Bit 1 bis 6 (ECL)
15	DÜ	Überlauf
16	0S2	Digitalmasse der Ausgangsstufen

Blockschaltbild



Kenndaten

Stromversorgung

		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
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

Signaleingang

Max. Eingangsspannung	U_{IAmax}	$-U_{IRmin}$		$+U_{IRmax}$	V
$U_{IAmax} = 1 (+U_{IRmax}) - (-U_{IRmin})$				5	V
U_{IA} für 6-bit-Auflösung			0,3		V
U_{IA} für 1/2 LSB Linearität		1,2	0,6		V
U_{IA} für 1/4 LSB Linearität		2,4	1,2		V
Eingangsstrom					
bei $U_{IA} = +U_{IR}$ in Sample Mode	I_{IA}		150	500	μ A
bei $U_{IA} < -U_{IR}$ in Sample Mode	I_{IA}	-10		10	μ A
$-U_{IR} < U_{IA} < +U_{IR}$ in Hold Mode	I_{IA}	-10		10	μ A
Eingangskapazität					
bei $U_{IA} < -U_{IR}$	C_{IA}		25		pF

Referenzeingänge

Pos. Referenzspannung	$+U_{IR}$	-2		2,5	V
Neg. Referenzspannung	$-U_{IR}$	-2,5		2	V
Referenzwiderstand	$64 R$	96	128	195	Ω

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	μ A
L-Eingangsstrom	I_{IL}	5	30	100	μ A

Datenausgänge (100 Ω gegen -2 V)

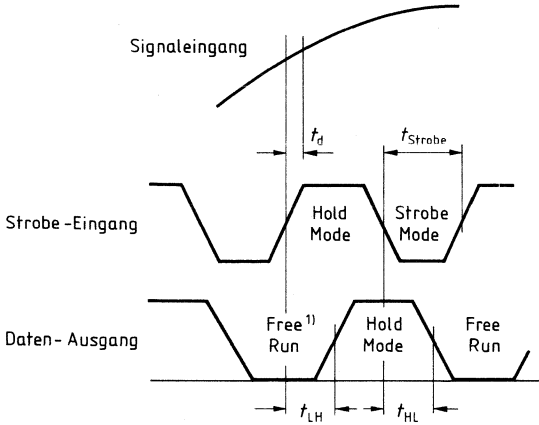
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	-1,1	-0,9	-0,7	V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	-2,0	-1,7	-1,5	V

Dynamische Parameter		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Aperturreizeit	t_d		2		ns
Aperturre Jitter			25		ps
Strobezeit ¹⁾	t_{Strobe}		4	5	ns
Signalübergangszeit ²⁾	$t_{\text{TLH Qmax}}$		9		ns
Signalübergangszeit ³⁾	$t_{\text{THL Qmin}}$		11		ns
Abtastfrequenz ⁴⁾	f_{Strobe}	100			MHz
Bandbreite (−3 dB)	B		130		MHz
Erholzeit bei 1 V Analogspannungssprung	t		5		ns

Anmerkungen zu den Angaben der dynamischen Parameter:

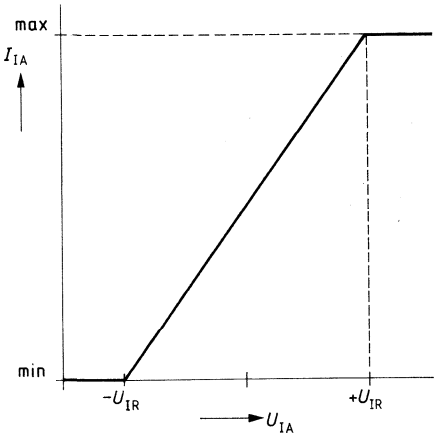
- 1) Es werden Minimalwerte angegeben, die beim Betrieb mit 100 MHz erforderlich sind. Bei niedrigeren Abtastfrequenzen ist es insbesondere zur Erhöhung der maximalen Analogfrequenz günstig größere Strobezeiten zu verwenden, sofern die verbleibende Haltezeit zur sicheren Datenübernahme ausreicht.
- 2) Als typisch werden Signalübergangszeiten $t_{\text{TLH Qmax}}$ angegeben, die bei ca. 15 mV Overdrive am Komparator gemessen werden. Neben einer gewissen Codeabhängigkeit besteht aus physikalischen Gründen (Aufbau der Rückkopplungslawine in den Registerstufen) ein exponentieller Zusammenhang zwischen Overdrive und Verzögerung des Ausgangssignals, was bei sehr geringem Overdrive zu weiterer Signalverzögerung führen kann.
- 3) Die Angaben für $t_{\text{THL Qmin}}$ beziehen sich ebenfalls auf ca. 15 mV Overdrive. Die Übergangszeit der fallenden Signalfanke ist jedoch wesentlich weniger vom Analogsignal abhängig.
- 4) Die Messung wird in der nachstehend dargestellten Meßschaltung mit den dort angegebenen Einstellungen durchgeführt.

Impulsdiagramm des Strobe-Eingangs und der Daten-Ausgänge

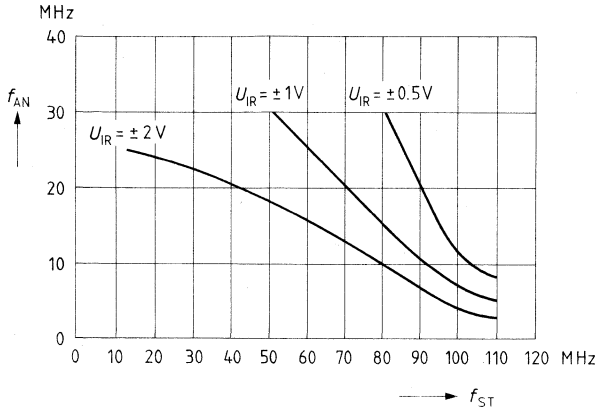


¹⁾ nicht definierte Ausgangspegel

Abhängigkeit des Eingangsstroms von der Eingangsspannung



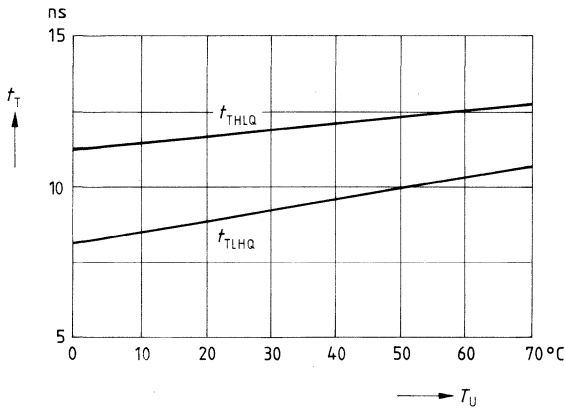
Max. analoge Eingangsfrequenz als Funktion der Strobe-Frequenz



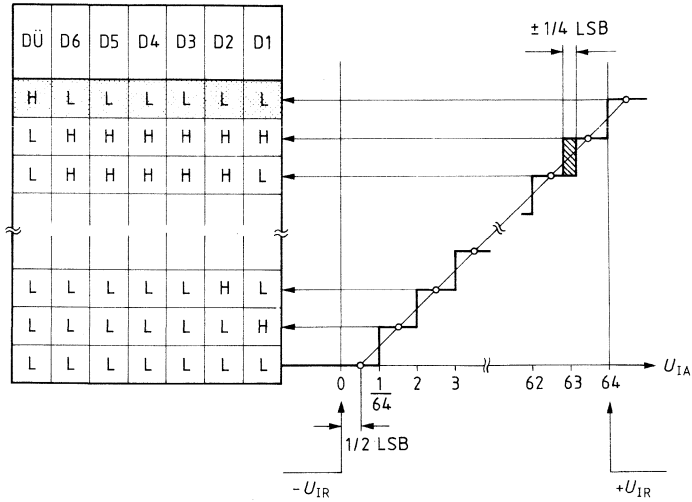
Definition von f_{AN} :

Obere Grenze der analogen Eingangsfrequenz, bei der gerade noch keine Missing Codes auftreten.

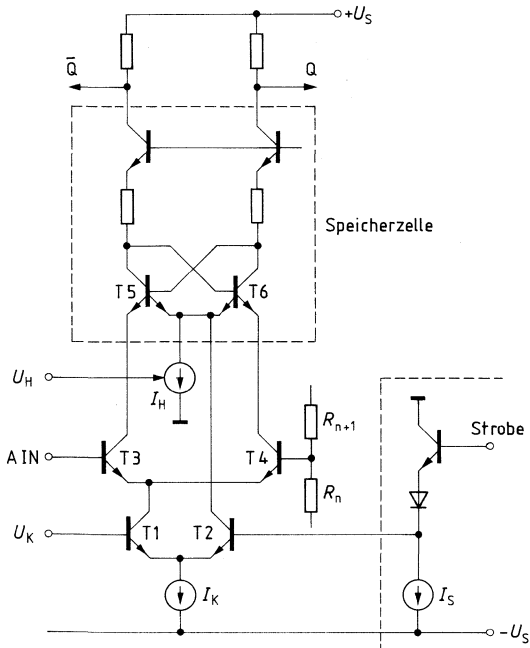
Temperaturabhängigkeit der Signalübergangszeiten



Übertragungscharakteristik und Logiktablelle

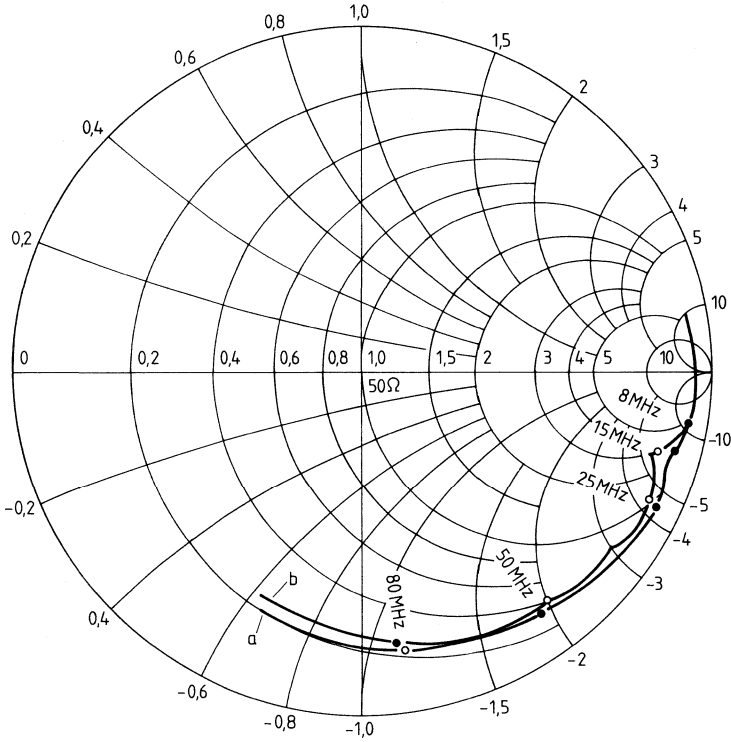


Eingangsstufe

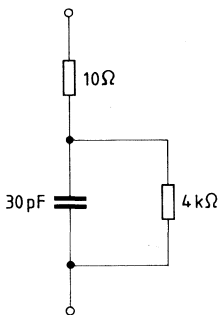


Smith Diagramm

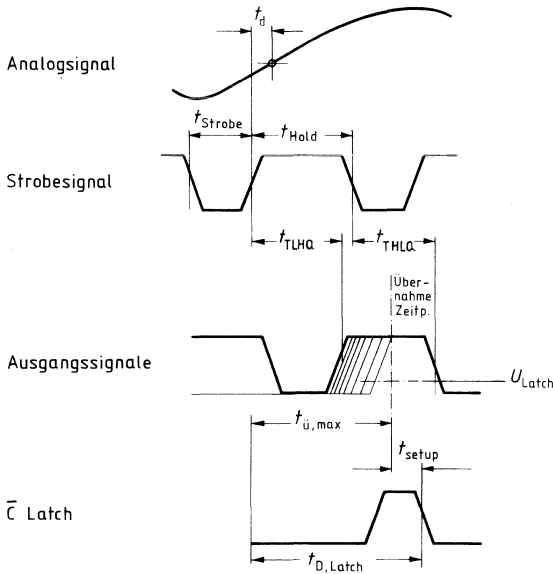
- a) Ortskurve der Eingangsimpedanz
- b) Ortskurve der Ersatzschaltung



Ersatzschaltung

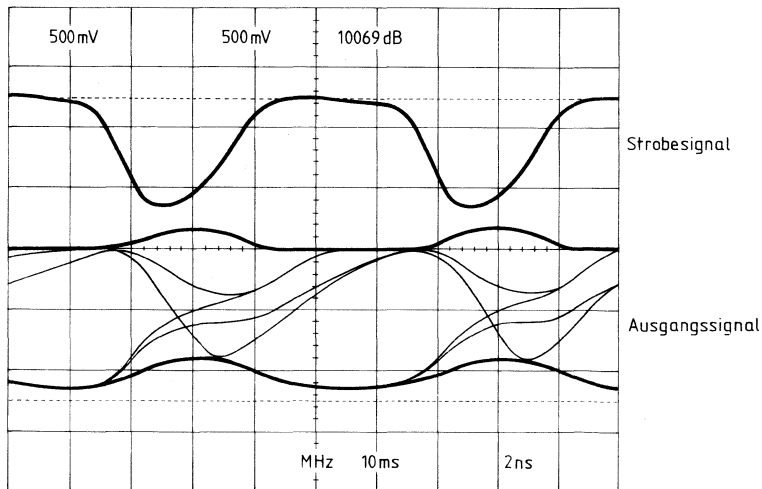


Schematischer Verlauf der Signale in der Meßschaltung für 100-MHz-Abtastfrequenz

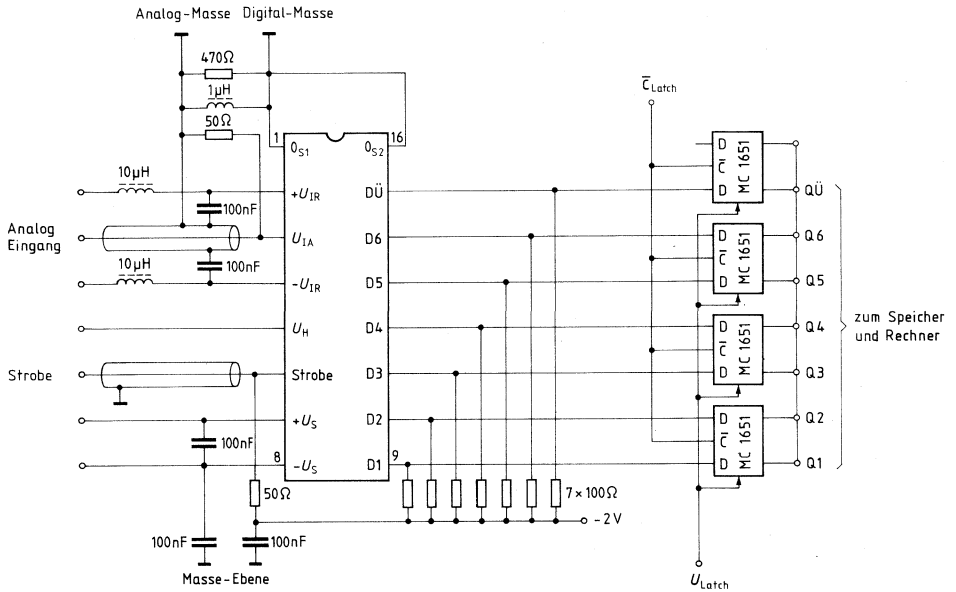


$t_{Strobe} = 4,5 \text{ ns}$, $t_{D,Latch} = 15 \text{ ns}$
 $U_{Latch} = -1,65 \text{ V}$

Darstellung des Signalverlaufs in der Meßschaltung für 100-MHz-Abtastfrequenz



Meßschaltung



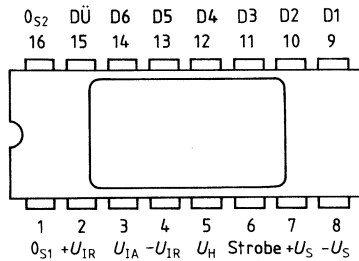
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 6020	Q67000-Y584	C-DIP 16

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

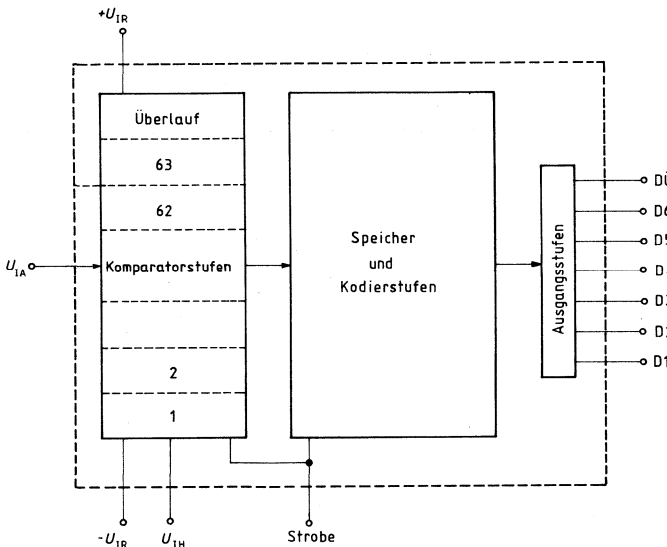
Grenzdaten		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	$+U_S$	-0,3	6,0	V
Speisespannung	$-U_S$	-6,0	0,3	V
Eingangsspannungen	$U_{I A}, +U_{I R}, -U_{I R}$	-3,0	3,0	V
Strobe	U_{Strobe}	$-U_S$	0	V
Hysteresesteuerung	$U_{I Hy}$	0	3,0	V
Spannungsdifferenz	$0_{S1} - 0_{S2}$	-0,5	0,5	V
Umgebungstemperatur	T_U	0	70	°C
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	-55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th SU}$		85	K/W

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschluß	Symbol	Funktion
1	0_{S1}	Digitalmasse
2	$+U_{1R}$	positive Referenzspannung ($< +2,5\text{ V}$)
3	U_{1A}	analoger Signaleingang (max. $\pm 2,5\text{ V}$)
4	$-U_{1R}$	negative Referenzspannung ($> -2,5\text{ V}$)
5	U_{IHy}	Hysteresesteuerung (0 V bis $+2,5\text{ V}$)
6	Strobe	Strobeeingang (ECL)
7	$+U_S$	positive Speisespannung ($+5\text{ V}$)
8	$-U_S$	negative Speisespannung ($-5,2\text{ V}$)
9 bis 14	D1 bis D6	Datenausgänge Bit 1 bis 6 (ECL)
15	DÜ	Überlauf
16	0_{S2}	Digitalmasse der Ausgangsstufen

Blockschaltbild



Kenndaten		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
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
 $T_U = 25$ °C; $+U_S = 5$ V; $-U_S = 5,2$ V
Signaleingang

Max. Eingangsspannung	U_{IAmax}	$-U_{IRmin}$		$+U_{IRmax}$	V
$U_{IAmax} = 1 (+U_{IRmax}) - (-U_{IRmin})$				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	μ A
bei $U_{IA} < -U_{IR}$ in Sample Mode	I_{IA}	-10		10	μ A
$-U_{IR} < U_{IA} < +U_{IR}$ in Hold Mode	I_{IA}	-10		10	μ 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	Ω

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	μ A
L-Eingangsstrom	I_{IL}	5	30	100	μ A

Datenausgänge (100 Ω 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

Dynamische Parameter

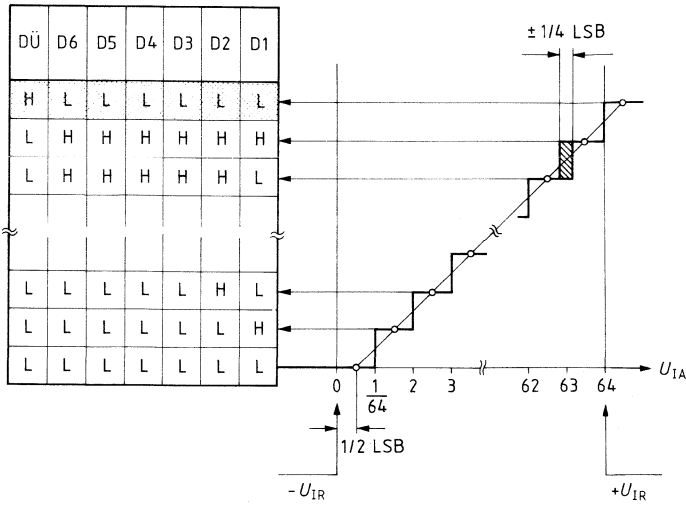
	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Aperturreizeit		2		ns
Aperturreizeit Jitter		25		ps
Strobezeit		8	10 ¹⁾	ns
Signalübergangszeit ²⁾		9		ns
Signalübergangszeit ²⁾		11		ns
Abtastfrequenz	50			MHz

- 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 Strobeffanke im Bereich

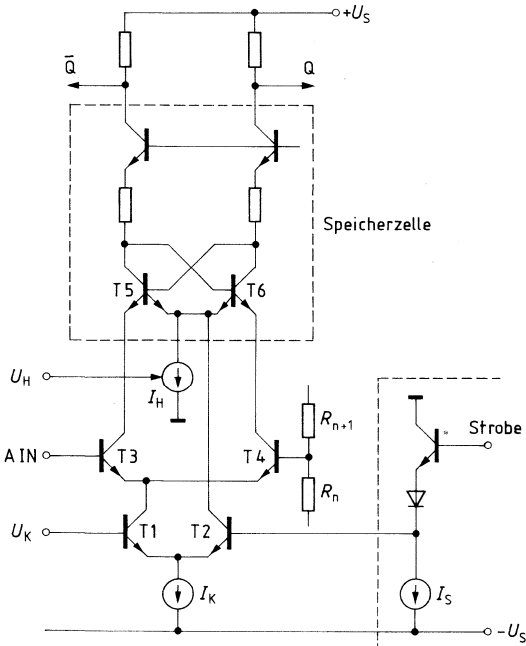
$$t_{TLH\ Qmax} + t_{Hold/2} < t_D < t_{Hold} + t_{THL\ Qmin}$$

erfolgen.

Übertragungscharakteristik und Logiktablelle

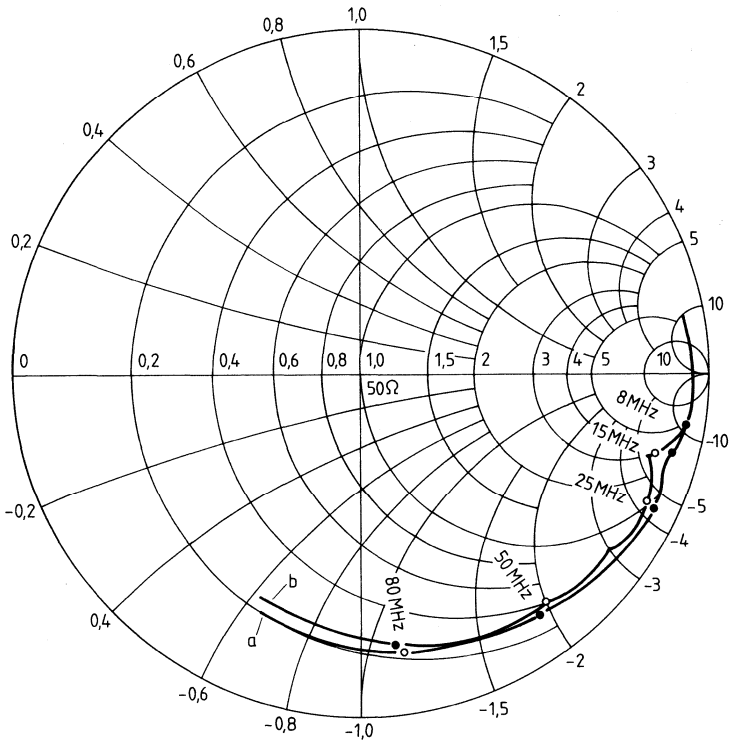


Eingangsstufe

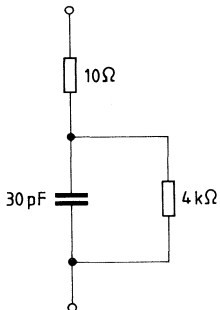


Smith Diagramm

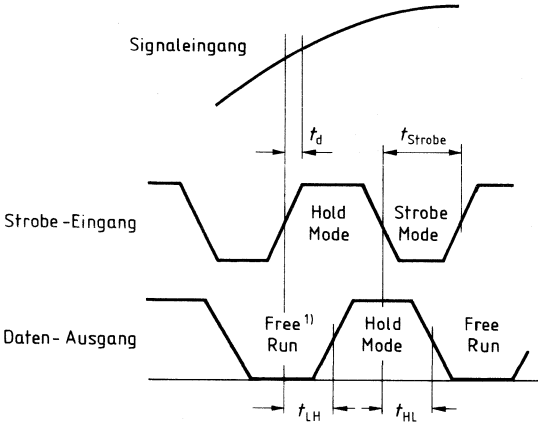
- a) Ortskurve der Eingangsimpedanz
- b) Ortskurve der Ersatzschaltung



Ersatzschaltung

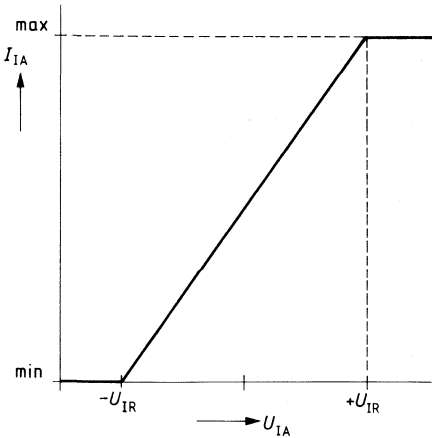


Impulsdigramm des Strobe-Eingangs und der Daten-Ausgänge

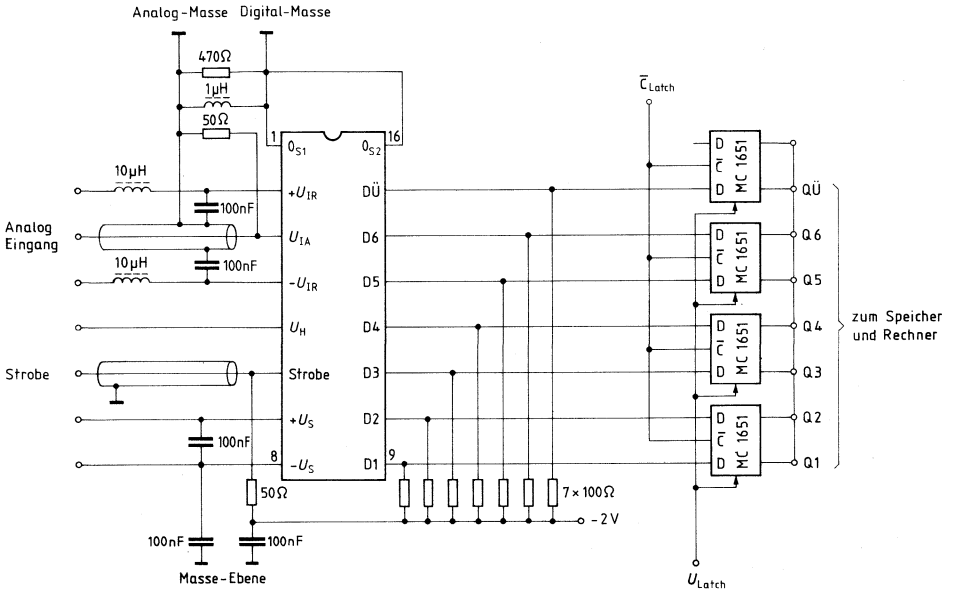


¹⁾nicht definierte Ausgangspegel

Abhängigkeit des Eingangsstroms von der Eingangsspannung



Meßschaltung



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 5200 N	Q67000-A2242	C-DIP 16

Der SDA 5200 N 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 und einer hervorragenden Linearität zeichnet sich der SDA 5200 N durch eine große analoge Bandbreite aus, die von der Analogseite her den Einsatz bis zur Grenze des Nyquist Abtasttheorems ermöglicht.

Der SDA 5200 N ist pinkompatibel zu SDA 5010, SDA 6020 und dem SDA 5200 S (unterschiedlicher Ausgangscode im Überlauf).

Haupteigenschaften

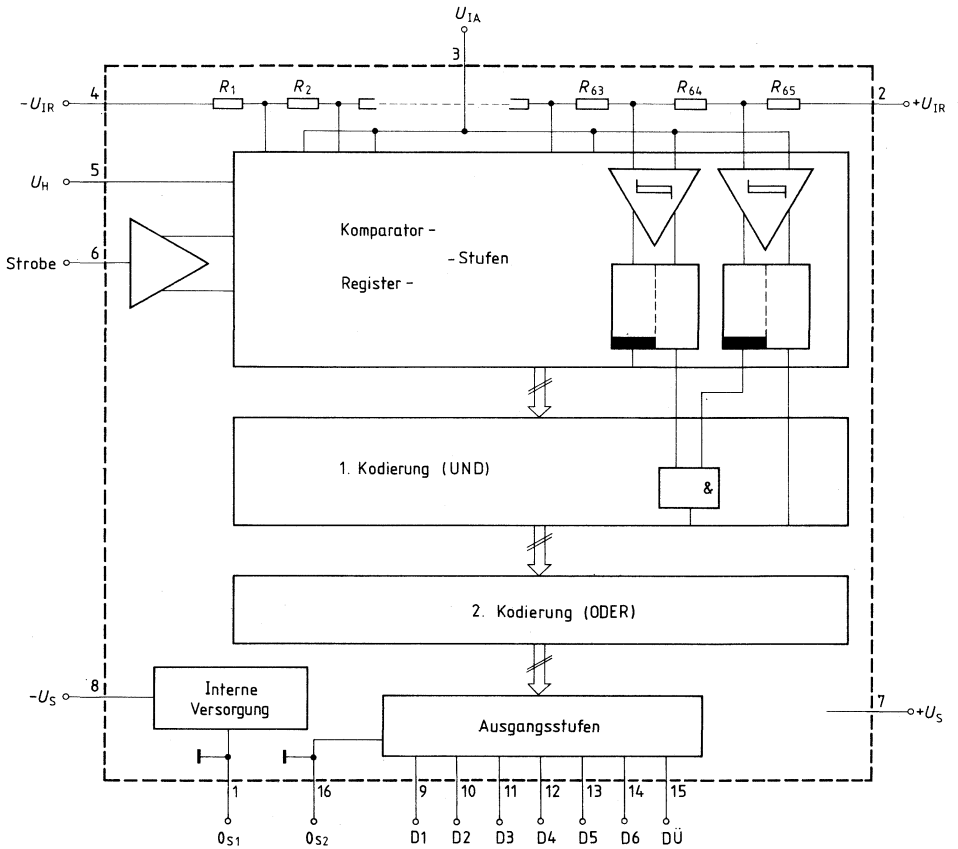
- Abtastfrequenz 100 MHz
- Auflösung 6 Bit (1,6%)
- Überlaufausgang (siebtes Bit) mit gleichzeitiger Sperre der restlichen Ausgänge → einfache Kaskadierung für 7- bzw. 8-bit-A/D-Wandler
- Große analoge Bandbreite (140 MHz)
- Hohe Slew-rate der Eingangsstufen (typ. 0,5 V/ns)
- Verarbeitung von Analogsignalen 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

Auf Anfrage sind folgende Varianten¹⁾ lieferbar:

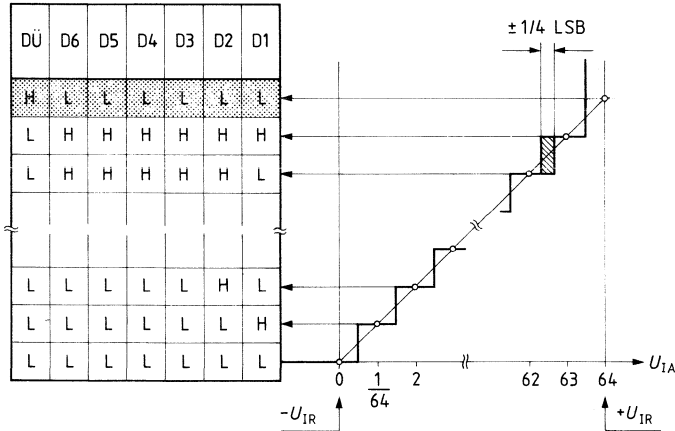
- IC mit nichtlinearer Wandlungscharakteristik vorgegebener Kennlinie
- IC mit beliebigem Ausgangscode (z. B. Graycode)

1) Konditionen auf Anfrage

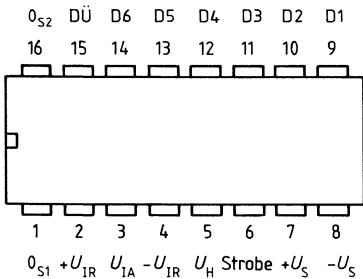
Blockschaltbild



Signaltabelle



Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschluß	Symbol	Funktion
1	0 _{S1}	Digitalmasse 1
2	+U _{IR}	pos. Referenzspannung (+2 V)
3	U _{IA}	analoger Signaleingang (max. +2 V; -3 V)
4	-U _{IR}	neg. Referenzspannung (-3 V)
5	U _{IHy}	Hysteresesteuerung (0 V bis +2,5 V)
6	Strobe	Strobeingang (ECL)
7	+U _S	pos. Speisespannung (+5 V)
8	-U _S	neg. Speisespannung (-5,2 V)
9 bis 14	D1 bis D6	Datenausgänge Bit 1 bis 6 (ECL)
15	DÜ	Überlaufausgang
16	0 _{S2}	Digitalmasse 2

Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	$+U_S$	-0,3	6,0	V
Speisespannung	$-U_S$	-6,0	0,3	V
Eingangsspannungen	$U_{IA}, +U_{IR}, -U_{IR}$	-3,5	2,5	V
Strobe	U_{Strobe}	$-U_S$	0	V
Hysteresesteuerung	U_{IHy}	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_s	-55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		85	K/W

Kenndaten**Stromversorgung**

		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
pos. Speisespannung	$+U_S$	4,5	5,0	5,5	V
neg. Speisespannung	$-U_S$	-5,7	-5,2	-4,7	V
Stromaufnahme					
bei $+U_S = +5,0\text{ V}$, $U_{IA} \leq -U_{IR}$	I_{S+}		50	80	mA
bei $-U_S = -5,2\text{ V}$, $U_{IA} \leq -U_{IR}$	I_{S-}		55	80	mA

Analog**Signaleingang**

max. Eingangsspannung	U_{IAmax}	$-U_{IRmin}$		$+U_{IRmax}$	V
$U_{IAmax} = I(+U_{IRmax}) - (-U_{IRmin})$				5	V
U_{IA} für 6-bit-Auflösung			0,3		V
U_{IA} für 1/2 LSB Linearität		1,2	0,6		V
U_{IA} für 1/4 LSB Linearität		2,4	1,2		V
Eingangsstrom					
bei $U_{IA} = +U_{IR}$	I_{IA}		150	500	μA
bei $U_{IA} < -U_{IR}$	I_{IA}	-500		500	nA
Eingangskapazität					
bei $U_{IA} < -U_{IR}$	C_{IA}		25		pF

Referenzeingänge

pos. Referenzspannung	$+U_{IR}$	-2,5		2	V
neg. Referenzspannung	$-U_{IR}$	-3,0		1,5	V
Referenzwiderstand	R_{REF}	96	128	195	Ω

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	μA
L-Eingangsstrom	I_{IL}		6	50	μA

Datenausgänge (100 Ω gegen -2 V)

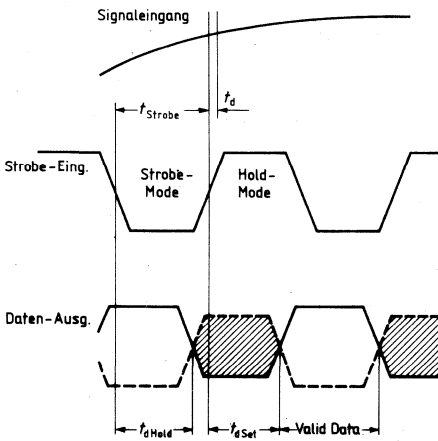
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	-1,1	-0,9	-0,7	V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	-2,0	-1,7	-1,5	V

Kenndaten (Fortsetzung)

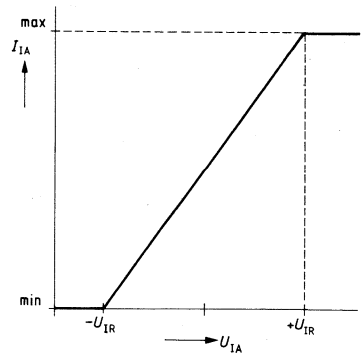
Dynamische Parameter

		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Aperturzeit	t_d		2		ns
Apertur Jitter			25		ps
Strobezeit	t_{Strobe}		5		ns
Signalübergangszeit	$t_{d \text{ Hold}}$		12	17	ns
Signalübergangszeit	$t_{d \text{ Set}}$		12	17	ns
max. Abtastfrequenz	f_{Strobe}	100			MHz
max. Slewrate	S		0,5		V/ns
Bandbreite (-3 dB)	B		140		MHz

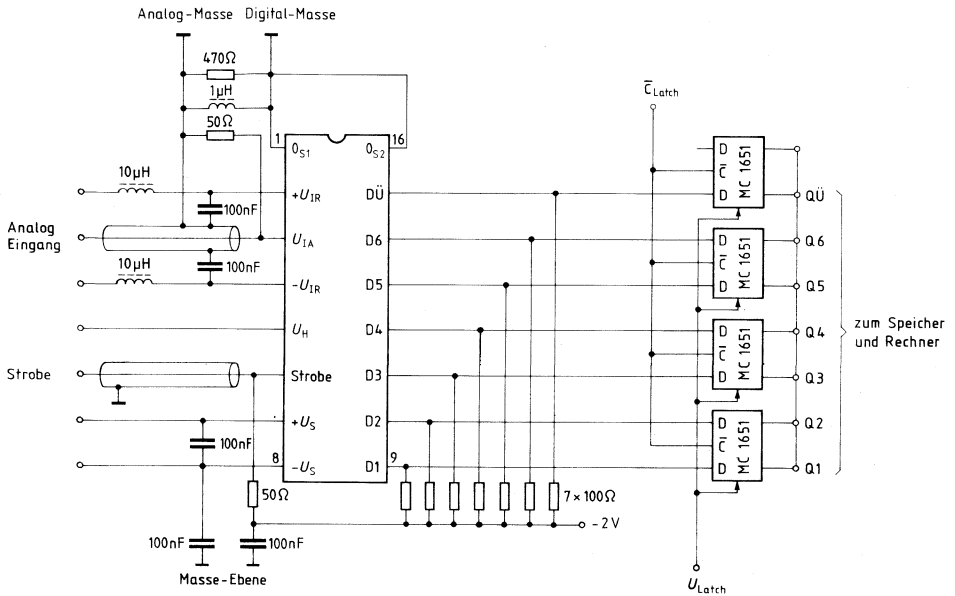
Impuldiagramm des Strobe Eingangs und der Daten-Ausgänge



Abhängigkeit des Eingangsstroms von der Eingangsspannung

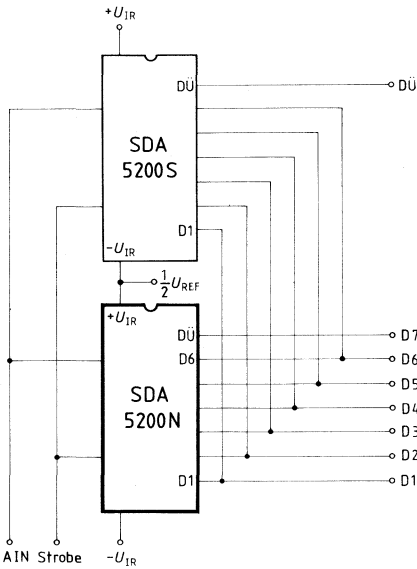


Meßschaltung



Anwendungsschaltung

7-bit-A/D-Wandler mit SDA 5200 N und SDA 5200 S



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 5200 S	Q67000–A2243	C-DIP 16

Der SDA 5200 S ist ein ultraschneller 6-bit-A/D-Umsetzer mit Überlaufausgang. Er ist als Abschlußbaustein bei einer Kaskadierung mehrerer Bausteine zu einem 7- bzw. 8-bit-A/D-Umsetzer (siehe Anwendungsschaltung) oder für ausschließlich 6-bit-Betrieb konzipiert worden.

Neben einer garantierten Abtastfrequenz von 100 MHz und einer hervorragenden Linearität zeichnet sich der SDA 5200 S durch eine große analoge Bandbreite aus, die von der Analogseite her den Einsatz bis zur Grenze des Nyquist-Abtasttheorems ermöglicht.

Der SDA 5200 S ist pinkompatibel mit den Bausteinen SDA 5010, SDA 6020 und SDA 5200 N (unterschiedlicher Ausgangscode im Überlauf).

Haupteigenschaften

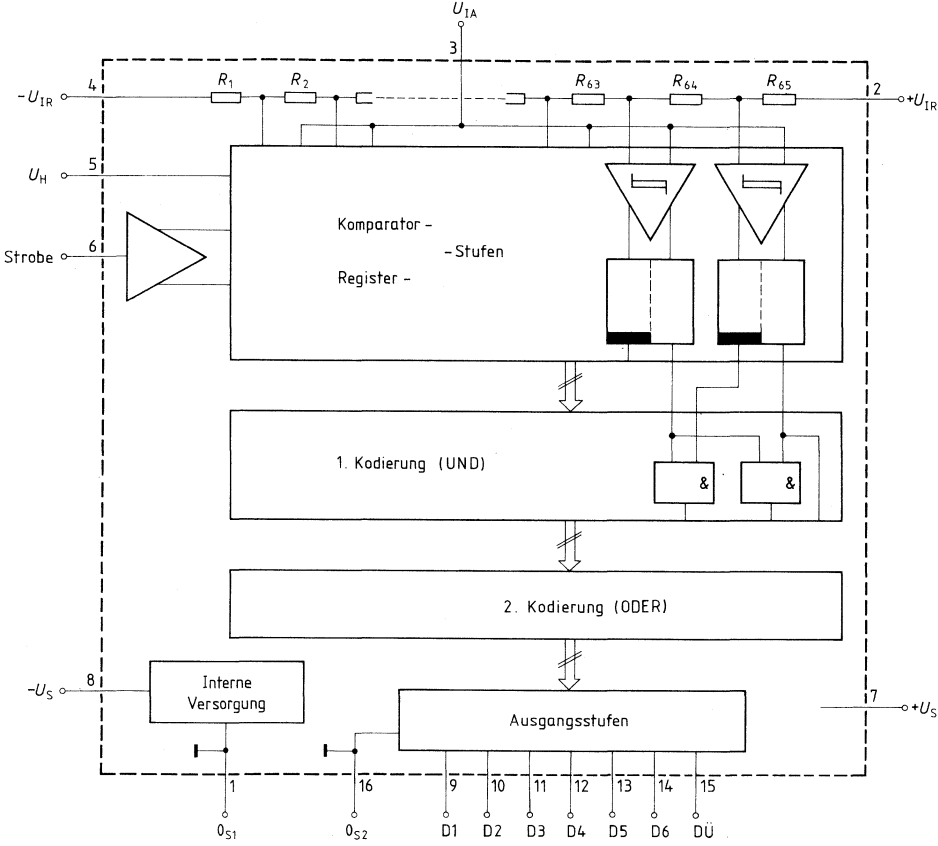
- Abtastfrequenz 100 MHz
- Auflösung 6 Bit (1,6%)
- Überlaufausgang (siebtes Bit)
- Große analoge Bandbreite (140 MHz)
- Hohe Slew-rate der Eingangsstufen (typ. 0,5 V/ns)
- Verarbeitung von Analogsignalen bis zur Nyquist Grenze
- Linearität $\pm 1/4$ LSB
- Kein Sample und Hold erforderlich
- Dynamische Ansteuerung der Referenzeingänge für analoge Addition und Multiplikation
- Verlustleistung 550 mW
- ECL-kompatibel
- Logikkompatible Speisespannung +5 V; –5,2 V

Auf Anfrage sind folgende Varianten¹⁾ lieferbar:

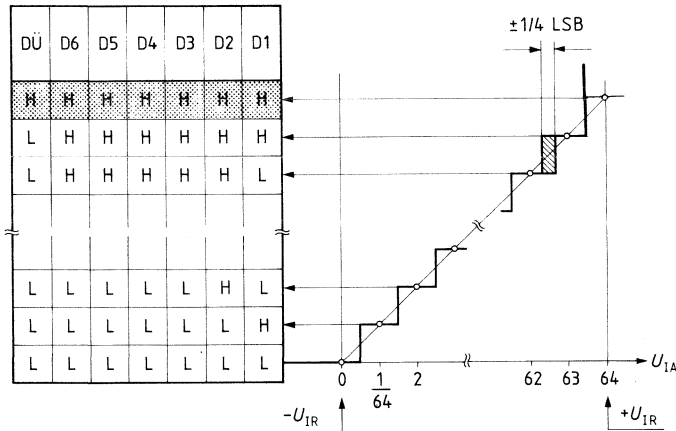
- IC mit nichtlinearer Wandlungscharakteristik vorgegebener Kennlinie
- IC mit beliebigem Ausgangscode (z. B. Graycode)

¹⁾ Konditionen auf Anfrage

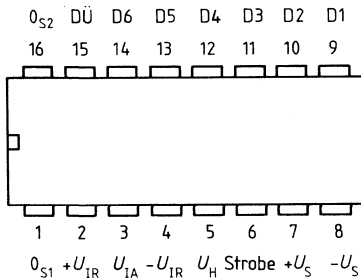
Blockschaltbild



Signaltabelle



Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Anschluß	Symbol	Funktion
1	0 _{S1}	Digitalmasse 1
2	+U _{1R}	pos. Referenzspannung (+2 V)
3	U _{1A}	analoger Signaleingang (max. +2 V; -3 V)
4	-U _{1R}	neg. Referenzspannung (-3 V)
5	U _{1Hy}	Hysteresesteuerung (0 V bis +2,5 V)
6	Strobe	Strobeeingang (ECL)
7	+U _S	pos. Speisespannung (+5 V)
8	-U _S	neg. Speisespannung (-5,2 V)
9 bis 14	D1 bis D6	Datenausgänge Bit 1 bis 6 (ECL)
15	DÜ	Überlaufausgang
16	0 _{S2}	Digitalmasse 2

Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	
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_s	-55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		85	K/W

Kenndaten**Stromversorgung**

		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
pos. Speisespannung	$+U_S$	4,5	5,0	5,5	V
neg. Speisespannung	$-U_S$	-5,7	-5,2	-4,7	V
Stromaufnahme					
bei $+U_S = +5,0\text{ V}$, $U_{I_A} \leq -U_{I_R}$	I_{S+}		50	80	mA
bei $-U_S = -5,2\text{ V}$, $U_{I_A} \leq -U_{I_R}$	I_{S-}		55	80	mA

Analog**Signaleingang**

max. Eingangsspannung	$U_{I_{Amax}}$	$-U_{I_{Rmin}}$		$+U_{I_{Rmax}}$	V
$U_{I_{Amax}} = 1 (+U_{I_{Rmax}}) - (-U_{I_{Rmin}})$				5	V
U_{I_A} für 6-bit-Auflösung			0,3		V
U_{I_A} für 1/2 LSB Linearität			0,6		V
U_{I_A} für 1/4 LSB Linearität			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

Digitalteil**Strobeingang**

H-Eingangsspannung	U_{I_H}	-1,1	-0,9	-0,6	V
L-Eingangsspannung	U_{I_L}	-2,0	-1,7	-1,6	V
H-Eingangsstrom	I_{I_H}		6	50	µA
L-Eingangsstrom	I_{I_L}		6	50	µA

Datenausgänge (100 Ω gegen -2 V)

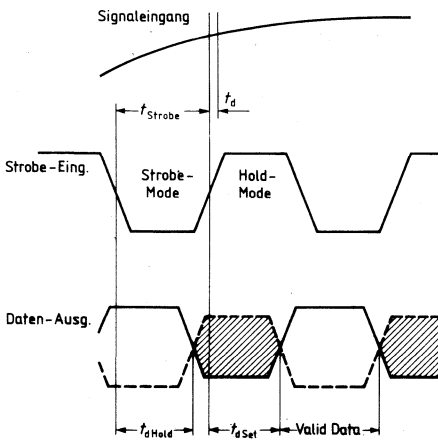
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	-1,1	-0,9	-0,7	V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	-2,0	-1,7	-1,5	V

Kenndaten (Fortsetzung)

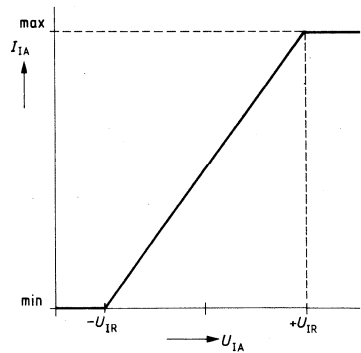
Dynamische Parameter

		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Aperturzeit	t_d		2		ns
Apertur Jitter			25		ps
Strobezeit	t_{Strobe}		5		ns
Signalübergangszeit	$t_{d Hold}$		12	17	ns
Signalübergangszeit	$t_{d Set}$		12	17	ns
max. Abtastfrequenz	f_{Strobe}	100			MHz
max. Slewrate	S		0,5		V/ns
Bandbreite (-3 dB)	B		140		MHz

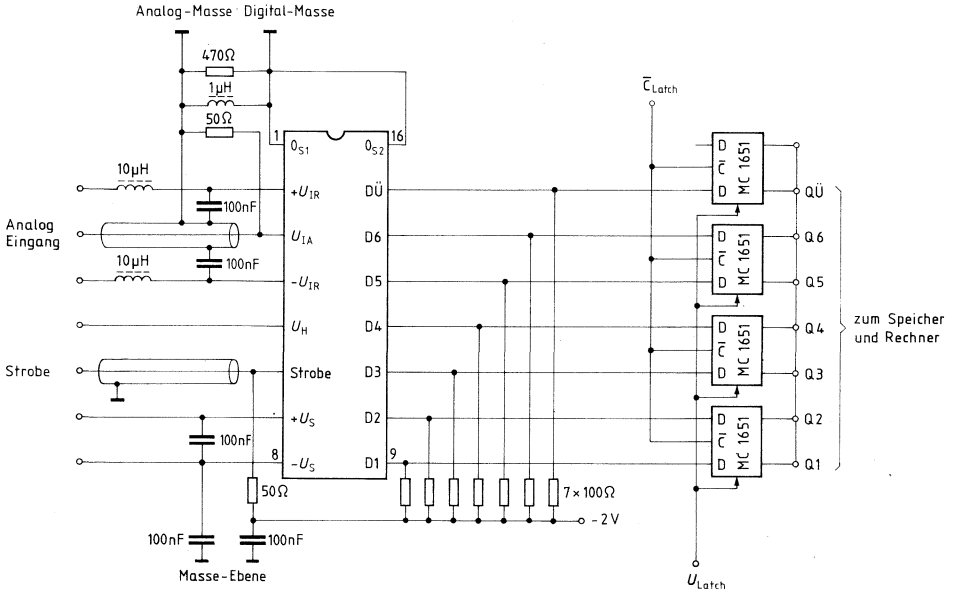
Impulsdiagramm des Strobe Eingangs und der Daten-Ausgänge



Abhängigkeit des Eingangsstroms von der Eingangsspannung

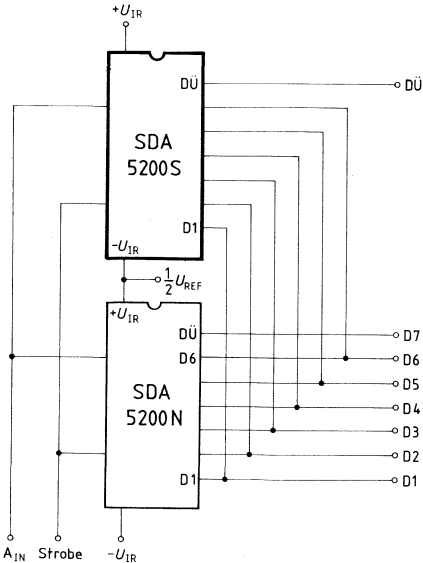


Meßschaltung



Anwendungsschaltung

7-bit-A/D-Wandler mit SDA 5200 S und SDA 5200 N



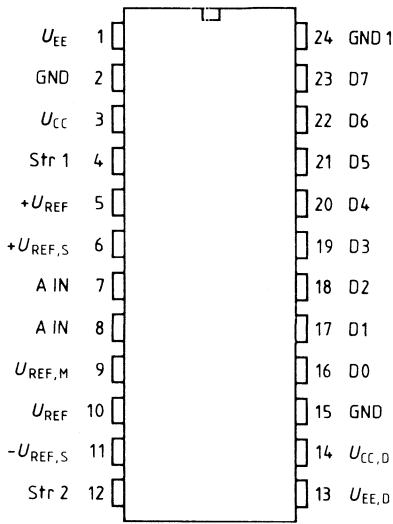
Vorläufige Daten**Bipolare Schaltung**

Type	Bestellnummer	Gehäuse
SDA 8010	Q67000-A2566	C-CIP 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 11.000 Bauelemente umfassende Baustein wird in einer hochmodernen Bipolar-Technologie gefertigt, und zeichnet sich durch große analoge Bandbreite, geringe Eingangskapazität und einen zur Masse symmetrischen Eingangsspannungsbereich aus.

Haupteigenschaften

- 100-MHz-Abtastfrequenz
- 8-bit-Auflösung
- Hervorragende Großsignalbandbreite
- Hohe Slewrate der Eingangsstufen
- Symmetrischer Eingangsspannungsbereich
- ECL 100 K kompatibel
- Geringe Verlustleistung nur ca. 1,4 W
- Logikkompatible Speisespannung $-4,5\text{ V}$; $+5\text{ V}$

Anschlußanordnung (Ansicht von oben)**Anschlußbelegung**

Anschluß	Symbol	Funktion
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	A IN	Analogeingang
8	A IN	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...23	D0...D7	Digitale Ausgangssignale
24	GND 1	Masseanschluß für Ausgangsemittler

Funktionsbeschreibung

Der SDA 8010 ist ein ultraschneller A/D-Umsetzer nach dem Parallelverfahren und besteht aus 255 Komparatorstufen, drei Codierstufen und den Ausgangstreibern (siehe Blockschaltbild).

Das Analogsignal wird über den Eingang A IN parallel an alle Komparatoren geführt 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 D0...D7 zur Verfügung.

Die Referenzspannungen werden intern über einen Widerstandsteiler erzeugt. Die Potentiale an seinen Endpunkten werden über die Referenzspannungseingänge $+U_{REF}$ und $-U_{REF}$ eingestellt und bestimmen den Eingangsspannungsbereich, der mit 8 Bit aufgelöst wird. Dieser Auflösung entsprechend sind an den Referenzspannungseingängen zusätzlich Potentialklemmen $+U_{REF, Sense}$ und $-U_{REF, Sense}$ vorgesehen, über die eine genaue und von Übergangswiderständen unabhängige Einstellung des Eingangsspannungsbereiches nach dem Prinzip einer Kelvinverbindung ermöglicht wird. Die Zuordnung des auf $1 \text{ LSB} = | +U_{REF} | + | -U_{REF} | / 256$ bezogenen Eingangssignals zum digitalen Ausgangscode ist in der Signaltabelle dargestellt. Da keine Overflow-Funktion vorgesehen ist, bleibt das Ausgangssignal nach Überschreiten des Eingangsspannungsbereiches auf dem Wert 255 stehen.

Die einzelnen Komparatoren bestehen aus einem Differenzverstärker als Eingangsteil und einer im Master-Slave-Betrieb arbeitenden Registerstufe, welche durch die Abtastsignale Str 1 und Str 2 wechselweise aktiviert werden. Der Ablauf des Umsetzvorgangs wird anhand des Impulsdiagramms beschrieben.

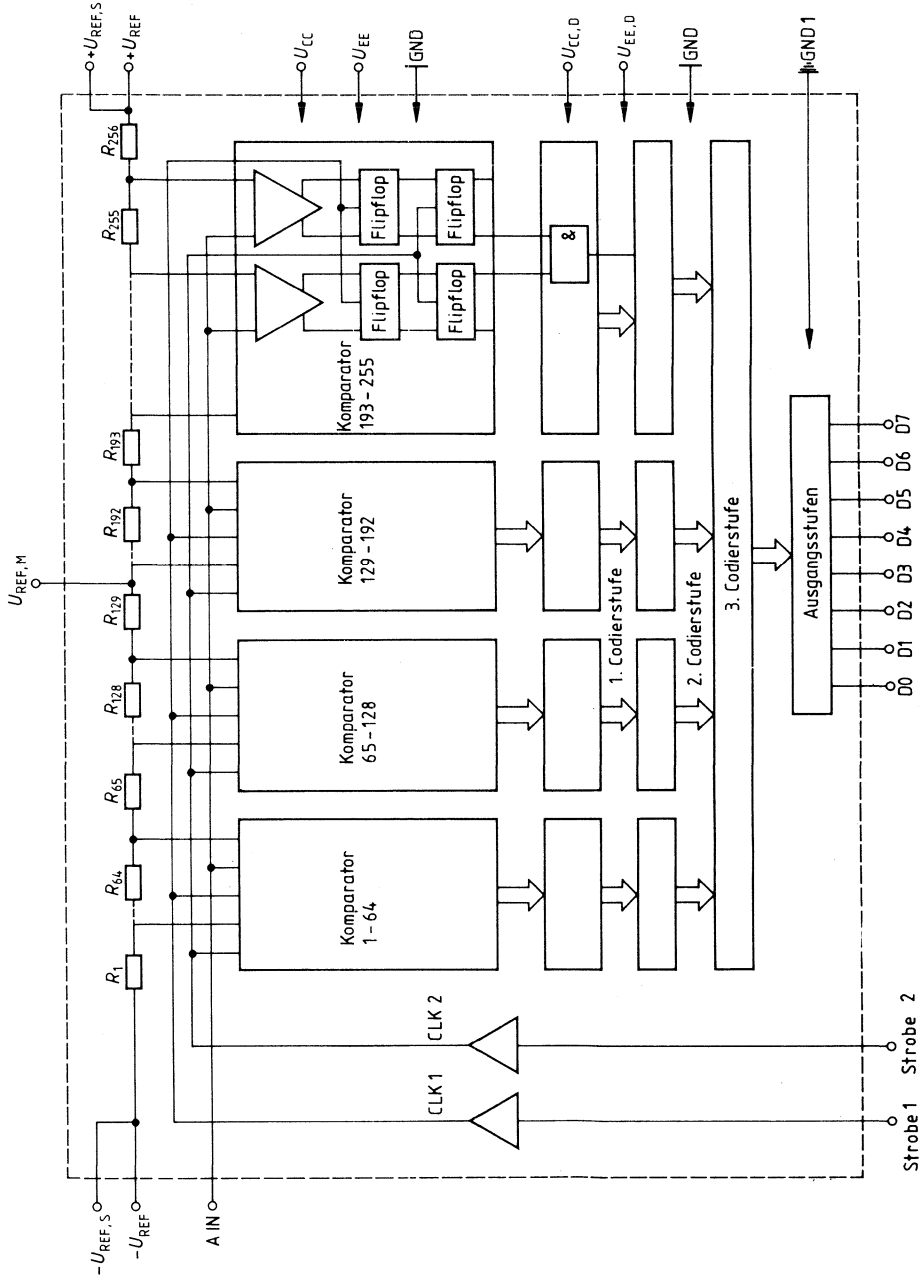
Während der L-Phase des Signals Str 1 wird das Analogsignal mit den Referenzspannungen verglichen. Mit der steigenden Flanke von Str 1 wird das Ergebnis des Vergleichs in die erste Registerstufe übernommen und dort bis zur fallenden Taktflanke gehalten. Gegen Ende dieser Haltezeit t_{H1} wird das Signal mit der L-Phase des zweiten Taktes Str 2 in das zweite Flipflop übernommen und wieder mit der steigenden Flanke abgespeichert. Die so übernommenen Daten stehen nach einer Verzögerungszeit t_d am Ausgang zur Verfügung.

Der Gültigkeitsbereich $t_{V, Q}$ der Ausgangsdaten richten sich nach dem am Str 2 eingestellten Tastverhältnis. Im allgemeinen werden die Daten auch außerhalb dieses Intervall $t_{V, Q}$ anliegen. Da in dieser Phase jedoch das zweite Komparator-Latch transparent ist, können bei besonders kritischen Einstellungen Einschwingvorgänge der ersten Stufe bis an den Ausgang gelangen.

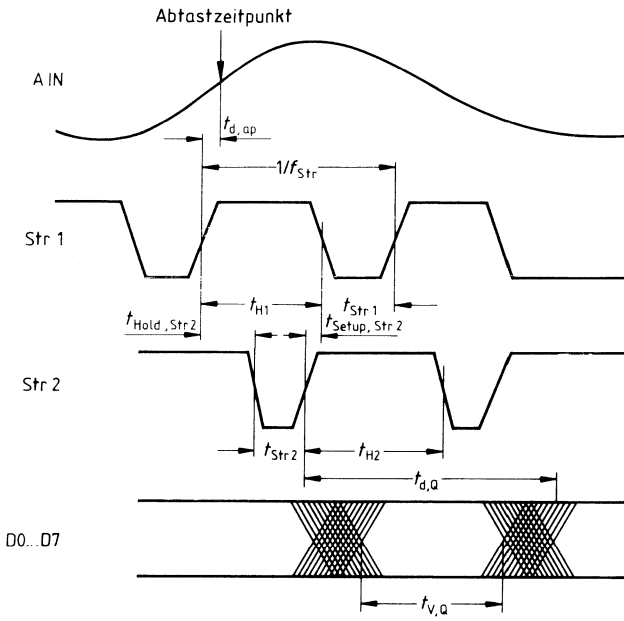
Für die Analogeigenschaften ist wesentlich, daß der Eingangsdifferenzverstärker der Komparatoren während keiner Phase des Abtastvorgangs stromlos wird, damit man einerseits eine Überkopplung des Taktes auf den Eingang vermeidet und andererseits hervorragende Großsignalbandbreiten erreicht. Die geringe Eingangskapazität von 30 pF und der symmetrische Eingangsspannungsbereich erlauben in vielen Fällen den Betrieb des Umsetzers in 50- Ω -Systemen. Die doppelte Ausführung des Analogeingangs A IN sichert eine induktivitätsarme Zuleitung und trägt damit ebenfalls zu einem flachen Frequenzgang bis 50 MHz bei.

Der Anschluß $U_{\text{REF, M}}$ dient zur HF-Entkopplung des Referenzspannungsteilers. Die Verwendung von zwei Versorgungssystemen U_{CC} , U_{EE} und $U_{\text{CC, D}}$, $U_{\text{EE, D}}$ und einer zusätzlichen Masseleitung GND 1 für die Ausgangsstufen reduziert die gegenseitige Beeinflussung von Analog- und Digitalsignal auf ein Minimum. Zusätzlich wird die getrennte Rückführung der Masseleitung des Analogsignals, der sogenannten Analogmasse empfohlen (siehe Meßschaltung).

Blockschaltbild



Impulsdiagramm



Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	
pos. Speisespannungen	$U_{CC}, U_{CC, D}$	-0,3	6,0	V
neg. Speisespannungen	$U_{EE}, U_{EE, D}$	-6,0	0,3	V
analoge Eingangsspannungen ¹⁾	$+U_{REF}, -U_{REF}$	-2,5	1,5	V
digitale Eingangsspannungen	$U_{A IN}$	-3,5	0	V
Sperrschichttemperatur	U_{Str1}, U_{Str2}		125	°C
	T_j			
Wärmewiderstand				
Sperrschicht-Umgebung (ohne Kühlkörper)	$R_{th JU}$		50	K/W

Kenndaten

$4,75 \text{ V} < U_{CC} = U_{CC, D} < 5,25 \text{ V}$
 $-4,75 \text{ V} < U_{EE} = U_{EE, D} < -4,25 \text{ V}$
 $T_j = 20 \text{ °C bis } 125 \text{ °C}$

		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Stromaufnahme					
pos. Speisestrom	$I_{CC} + I_{CC, D}$		180	200	mA
neg. Speisestrom	$I_{EE} + I_{EE, D}$		90	100	mA

Referenzeingänge

pos. Referenzspannung
 neg. Referenzspannung
 Referenzwiderstand

$+U_{REF}$	-1		1	V
$-U_{REF}$	-2		0	V
$256 R$		130		Ω

Signaleingang

Spannungsbereich
 Eingangsstrom²⁾
 Eingangskapazität

U	-2		1	V
I_i		400	600	μA
C_i		30		pF

Kenndaten**Strobeeingänge**

		untere Grenze B	typ.	obere Grenze A	
H-Eingangsspannung	U_{IH}	-1,165			V
L-Eingangsspannung	U_{IL}			-1,475	V
max. Abtastfrequenz	$f_{Str, max}$	100			MHz
Strobezeit 1 ³⁾	$t_{Str 1}$	3,5	5	6,5	ns
Strobezeit 2 ³⁾	$t_{Str 2}$	4,0 ⁴⁾	3,5	4,5	ns
Setup-Zeit Strobe 2 ³⁾	$t_{Setup, Str 2}$	0	-1,5	-2,5	ns
Hold-Zeit Strobe 2 ³⁾	$t_{Hold, Str 2}$	1	3		ns
Aperturverzögerung ⁵⁾	$t_{d, ap}$		3		ns

Datenausgänge

H-Ausgangsspannung	U_{QH}	-1,025			V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}			-1,620	V
Signalübergangszeit ⁶⁾	$t_{d, Q}$	7		10,5	ns
Gültigkeitsbereich der Ausgangsdaten ⁷⁾	$t_{V, Q}$	4			ns

Umsetzungseigenschaften

statische Nichtlinearität ⁸⁾	<i>INL</i>				LSB
integrale Nichtlinearität	<i>DNL</i>		0,5	0,5	LSB
differentiale Nichtlinearität					LSB

Dynamische Leistungsmerkmale⁹⁾

Großsignalbandbreite ¹⁰⁾	$f_{3 dB}$	80			MHz
Signal-Rauschabstand ¹¹⁾	<i>SNR</i>	40			dB
$f_{an} = 30$ MHz	<i>SNR</i>		33		dB
$f_{an} = 45$ MHz					
Klirrfaktor ¹²⁾					
$f_{an} = 30$ MHz	ak_2		-35		dB
	ak_3		-38		dB

Bemerkungen

- 1) $+U_{REF}$ muß immer positiver als $-U_{REF}$ sein.
- 2) Der Eingangsstrom ist linear von der Eingangsspannung abhängig. Der angegebene Wert stellt den Eingangsstrom bei $U_{AIN} = +U_{REF}$ dar.
- 3) Die zeitliche Steuerung der beiden extern zugeführten Steuersignale Str 1 und Str 2 werden wie folgt definiert:

$t_{Str 1}$	L-Intervall von Str 1
$t_{Str 2}$	L-Intervall von Str 2
$t_{Setup, Str 2}$	Zeitintervall zwischen der ansteigenden Flanke von Str 2 und der abfallenden Flanke von Str 1.
$t_{Hold, Str 2}$	Zeitintervall zwischen der ansteigenden Flanke von Str 1 und der abfallenden Flanke von Str 2.
- 4) Dieser Wert gilt für $T_j = 125^\circ\text{C}$; bei Raumtemperatur beträgt die Mindeststrobezeit $t_{Str 2} = 3 \text{ ns}$.
- 5) Verzögerung des Abtastzeitpunktes (Verklippen der 1. Komparatorstufe) in bezug auf den positiven Übergang des Str 1 Signals, verursacht durch die internen Strobeverstärker.
- 6) Verzögerung zwischen der ansteigenden Flanke von Str 2 und dem Gültigkeitsbeginn der entsprechenden Ausgangsdaten.
- 7) Zeitintervall, während dessen die Umwandlung eines Signals von $30 \text{ MHz}/2 V_{SS}$ bei einer Abtastfrequenz von 100 MHz einen Signal-Rauschabstand $> 40 \text{ dB}$ liefert.
- 8) Abweichung der eigentlichen Übertragungskennlinie (Ausgangscodewert abhängig von der Eingangsspannung) von der eines idealen Analog/Digital-Umsetzers. Dies wird als Übergangsspannung U_i (Eingangsspannung zur Zeit des Ausgangscodewert-Übergangs ($i = 1 \rightarrow i$)) gemessen:
 Integrale Nichtlinearität INL – maximale Abweichung der, einem Ausgangscodewert entsprechenden mittleren Eingangsspannung vom Idealwert (in LSB):

$$INL = \max \left(\frac{U_i + U_{i+1}}{2} - (-U_{REF}) \right) \times \frac{256}{+U_{REF} - (-U_{REF})} - I$$

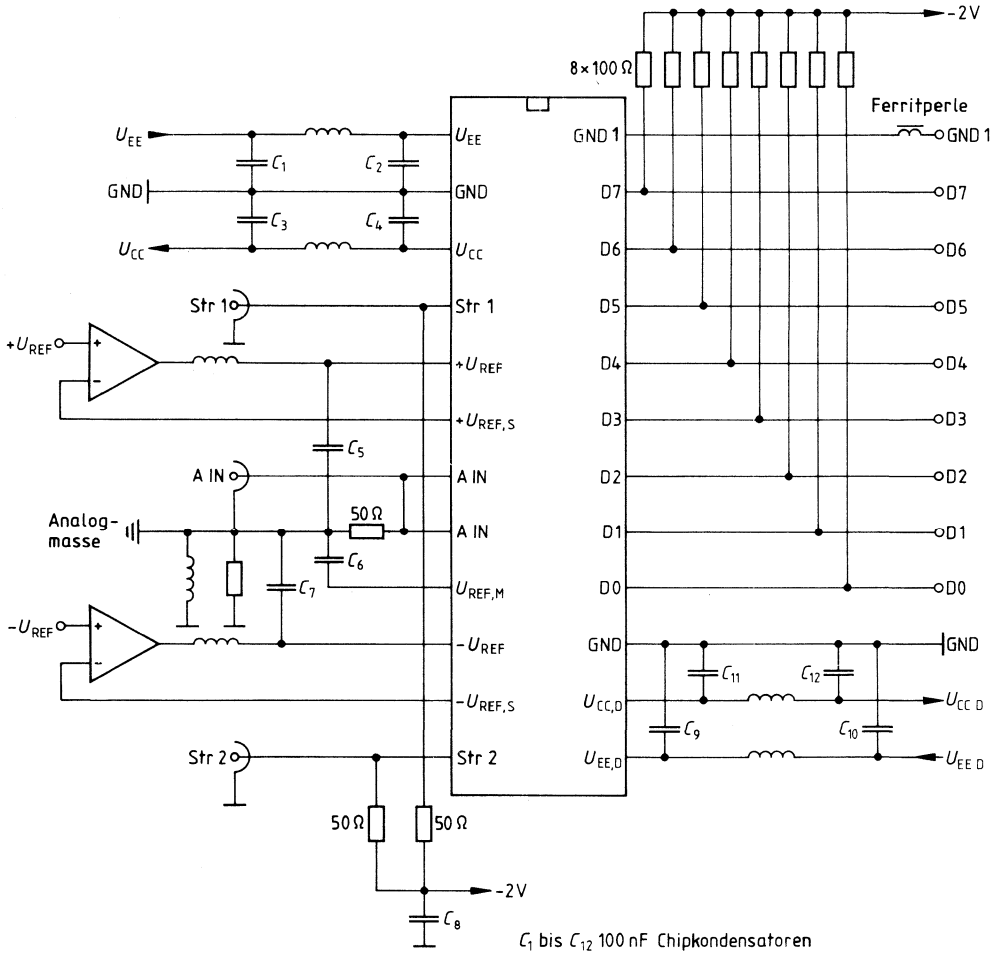
Differentielle Nichtlinearität DNL – maximale Abweichung des, einem Ausgangscodewert entsprechenden Eingangs-Spannungsbereichs vom Idealwert (in LSB):

$$DNL = \max (U_{i+1} - U_i) \times \frac{256}{+U_{REF} - (-U_{REF})} - 1$$

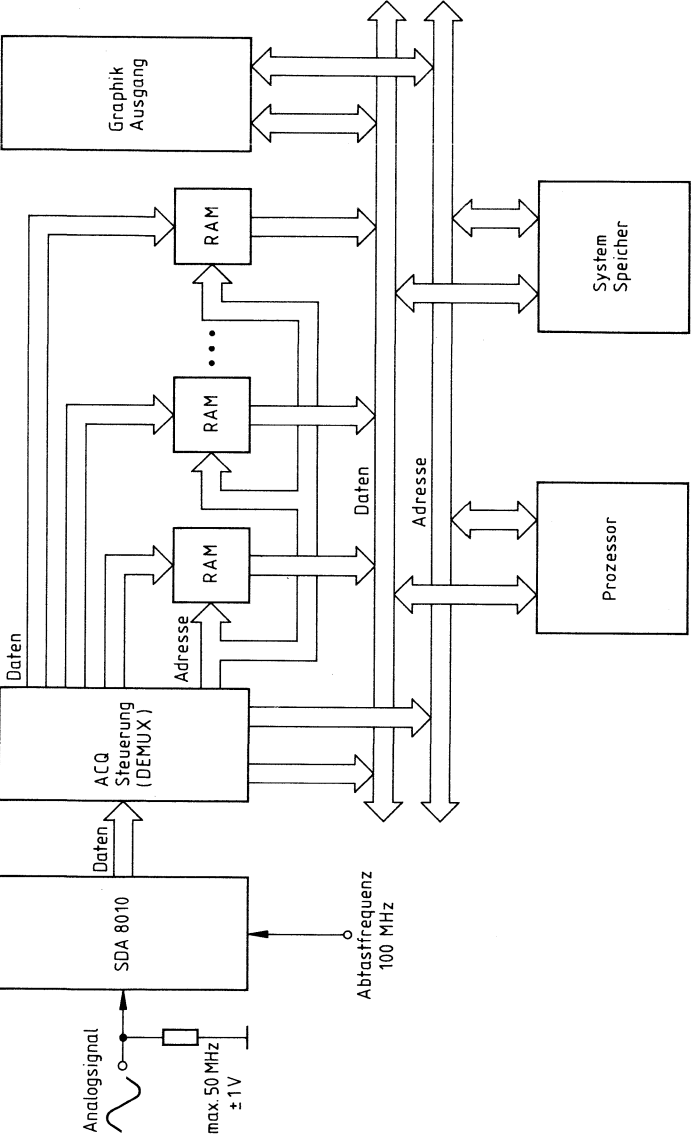
Die angegebenen Werte für INL und DNL beziehen sich auf einen Referenzspannungsbereich $(+U_{REF} - (-U_{REF}))$ von 1.8 V .

-
- 9) Alle Parameter sind bei $f_{\text{str}} = 100$ MHz gemessen.
- 10) Die Frequenz eines sinusförmigen Eingangssignals von (Spitze – Spitze) 2 V, bei der die Amplitude des von den digitalen Ausgangsdaten abgeleiteten Signals gegenüber dem niederfrequenten Wert um 3 dB abgefallen ist. Die Messung erfolgt bei einer Abtastfrequenz von 100 MHz in einem 50- Ω -System. Da dieser Widerstand zusammen mit der Eingangskapazität die wichtigste Beschränkung darstellt, läßt sich die Bandbreite durch die Ansteuerung von einer niederohmigen Quelle weiter vergrößern.
- 11) Energieverhältnis (in dB) der Grundwelle zur Summe aller anderen spektralen Anteile (außer der 2. und 3. Oberwelle) im Spektrum der quantisierten Darstellung, die sich aus der Umwandlung einer Eingangs-Sinuswelle von (Spitze – Spitze) 2 V bei einer Abtastfrequenz von 100 MHz ergibt.
- 12) Energieverhältnis der Harmonischen zweiter (ak_2) oder dritter Ordnung (ak_3) zur Grundkomponente des Spektrums (siehe Signal-Rauschabstand).

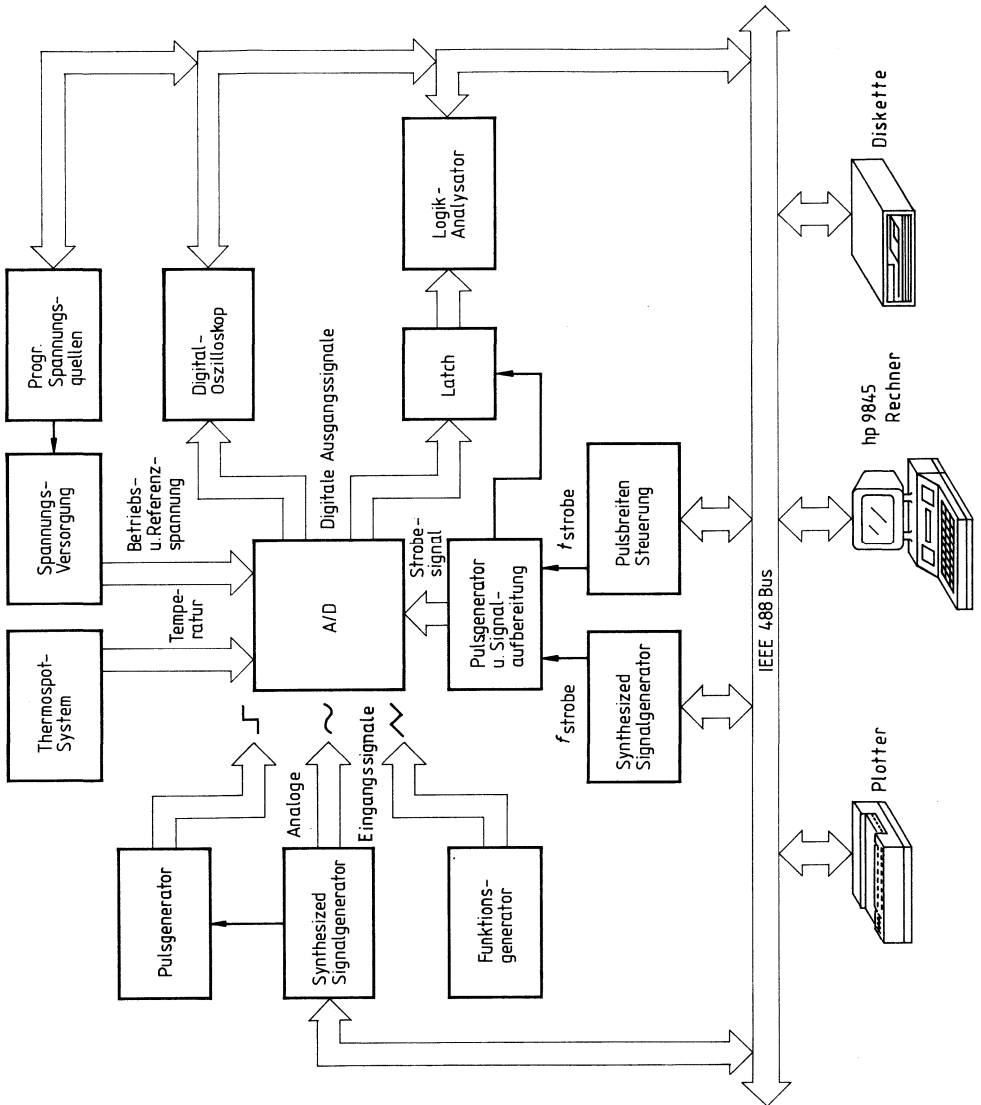
Meßschaltung



Anwendungsbeispiel



Meßsystem zur Bestimmung der dynamischen Kenngrößen



Vorläufige Daten

Bipolare Schaltung

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: $-5,2$ V
- Deglitch-Steuereingang

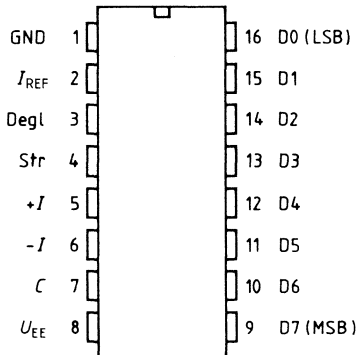
Funktionsbeschreibung

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 $-2,3$ V und $-2,9$ V minimiert werden. Der Deglitch-Eingang kann auch unbeschaltet gelassen werden.

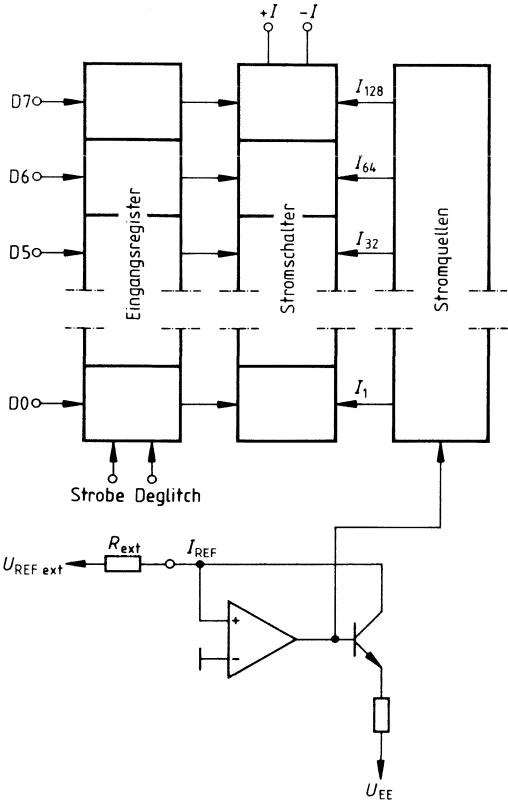
Anschlußanordnung (Ansicht von oben)



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

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_{EE}	-6,0	0,3	V
Eingangsspannungen	$U_{D0...D7}$	-3,0	0	V
Strobe-Eingang	U_{Str}	-4,0	0	V
Degitch-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	$R_{th\ JU}$		85	K/W

Kenndaten**Analog-Ausgänge****Statische Leistungsmerkmale**

		untere Grenze B	typ.	obere Grenze A	
Verhältnis des Full-Scale-Ausgangsstroms zum Referenzstrom	I_{QFS}/I_{REF}		16		
Absoluter nicht korrigierter Fehler	ERR	-1		+1 ²⁾	%
Integrale Nichtlinearität	$I\ NL$		0,40 ¹⁾	0,55 ²⁾	LSB
Differentiale Nichtlinearität	$D\ NL$		0,6 ¹⁾	1 ²⁾	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 ¹⁾	30 ³⁾	µA
Full-Scale-Ausgangsstrom	I_{QFS}			40 ²⁾	mA
Ausgangsspannungsbereich	U_Q	-1,4		+5	V
Speisespannungsempfindlichkeit	S_{US}		0,03 ¹⁾	0,04 ²⁾	%/%

Dynamische Leistungsmerkmale¹⁾

Ausgangs-Anstiegszeit	$t_{r\ Q}$		1,3		ns
Ausgangs-Einschwingzeit	$t_{s\ Q}$		7		ns
Optimierte max. Glitchfläche			80		pVs
Digitale Übersprechdämpfung					
Data	α_{Data}		15 ⁴⁾		pVs
Strobe	α_{Strobe}		30 ⁴⁾		pVs

Anmerkung siehe Seite 418

Kenndaten**Digitale Eingänge****Gleichstrom-Kenndaten**

		untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
H-Eingangsspannung	U_{IH}	-1,105		-0,810	V
L-Eingangsspannung	U_{IL}	-1,850		-1,505	V
Eingangskapazität D7	C_{1D7}		1,2		pF
D6	C_{1D6}		0,8		pF
D0 bis D5	$C_{1D0...D5}$		0,5		pF
Strobe	C_{1Str}		1,5		pF
H-Eingangsstrom D7	$I_{IH D7}$		25		μA
D6	$I_{IH D6}$		12		μA
D0 bis D5	$I_{IH D0...D5}$		6		μA
Strobe	$I_{IH Str}$		75		μA
Eingangscodierung		binär			

Schaltzeiten

Vorbereitungszeit	t_S	0,5			ns
Haltezeit	t_H	2,5			ns
Strobezeit	t_{Str}	2			ns

Deglitch-Eingang

Deglitch-Eingangsstrom bei $U_{Degl} = 2,3 V$	$I_{I Degl}$			200	μA
bei $U_{Degl} = 2,9 V$	$I_{I Degl}$	-150			μA
Deglitch-Spannungsbereich	$-U_{Degl}$	+2,9		+2,3	V
Deglitch-Spannung (unbeschaltet)	U_{Degl}		$0,5 \times U_{EE}$		V

Spannungsversorgung¹⁾

Speisespannung	U_{EE}	-5,46		-4,94	V
Speisestrom	I_{EE}		98	105	mA
Leistungsaufnahme	P_D		495		mW

Anmerkungen

- 1) Gemessen bei: 25 °C
 $U_{EE} = -5,2 \text{ V}$
Full-Scale-Ausgangsstrom $I_Q = 20 \text{ mA}$
Ausgangsbelastung = 50 Ω
- 2) Garantiert bei: -25 °C bis +85 °C
-5,64 V bis -4,94 V
Full-Scale-Ausgangsstrom $I_Q = 1 \text{ mA}$ bis 40 mA
- 3) Gemessen bei: 100 °C
Full-Scale-Ausgangsstrom $I_Q = 20 \text{ mA}$
 $U_{\text{Degl}} = -2,3 \text{ V}$
 $U_{EE} = -5,2 \text{ V}$
- 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.

Impulsdiagramm der Eingänge

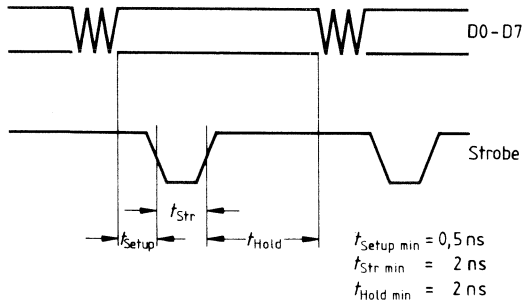


Abb. 1

Bemerkungen:**Absoluter nichtkorrigierter Fehler**

Bei der gleichen Referenzspannung und dem gleichen Referenzwiderstand unterscheidet sich der Full-Scale-Ausgangsstrom von Bauelement zu Bauelement. Dieser Unterschied ergibt sich aus Abweichungen in den Technologie-Parametern. Es ist die maximale Abweichung vom typischen Wert spezifiziert.

Integrale Nichtlinearität

Die integrale Nichtlinearität ist die maximale Abweichung des Ausgangs einer linearen Regression gegenüber den Ausgangswerten aller möglichen Eingangscodes.

Differentiale Nichtlinearität

Die differentiale Nichtlinearität ist die Differenz zwischen der tatsächlichen und der idealen Abweichung zwischen zwei benachbarten Eingabecodes, die 1 LSB beträgt. Eine festgesetzte differentiale Nichtlinearität von max. ± 1 LSB über den gesamten Betriebstemperaturbereich stellt die Monotonität sicher.

Speisespannungsempfindlichkeit

Die Speisespannungsempfindlichkeit ist die Abhängigkeit des Analog-Ausgangsstroms von der Speisespannung U_{EE} , wenn alle anderen Parameter bzw. Bedingungen konstant gehalten werden. Die Speisespannungsempfindlichkeit wird in % pro % angegeben.

Ausgangs-Anstiegszeit

Die Ausgangs-Anstiegszeit ist die Zeit zwischen dem 10%- und dem 90%-Wert von $U_{Q\ max}$ an der Impulsvorderkante.

Ausgangs-Einschwingzeit

Die Ausgangs-Einschwingzeit ist die Zeit zwischen dem 50%-Punkt der fallenden Strobe-kante und dem letzten Eintritt des Analog-Ausgangssignals in ein zugelassenes Fehlerfenster von $\pm 1/2$ LSB. Der Eintrittszeitpunkt in das Fehlerfenster wird mit einem Komparator gemessen (siehe **Abb. 2**).

Optimierte max. Glitchfläche

Glitches, die durch die Umschaltung infolge der Eingangscodes-Änderung hervorgerufen werden, können durch die Änderung der Deglitch-Eingangsspannung auf ein Minimum herabgesetzt werden.

Der spezifizierte Wert kann unter folgenden Bedingungen gemessen werden:

Umschaltung des Eingangscodes von 01111111 auf 10000000 und umgekehrt.

Eingangsdaten werden mit dem Strobe gesetzt. Die Deglitch-Eingangsspannung wird für die Umschaltung in beiden Richtungen optimiert.

Abb. 2 zeigt die Prüfschaltung und das Impulsdiagramm zur Bestimmung der Einschwingzeit des analogen Ausgangs.

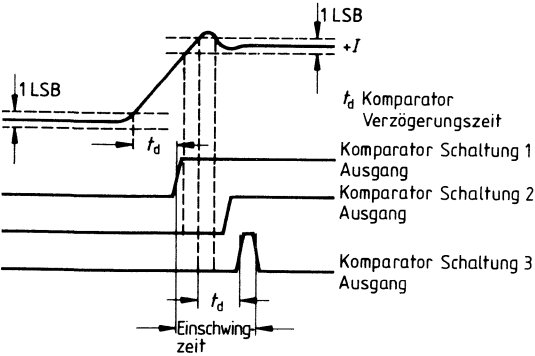
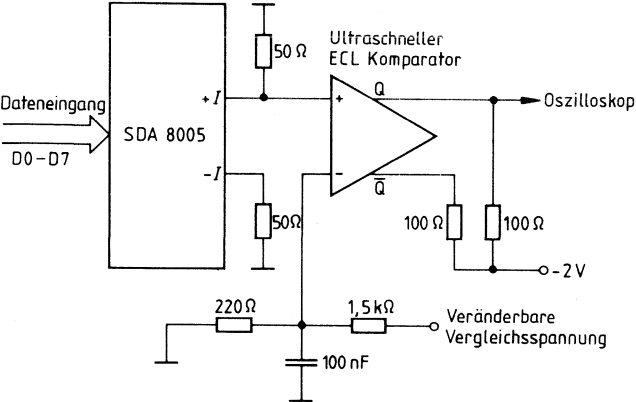


Abb. 2

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 Abb.**)

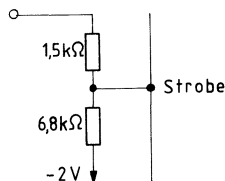


Abb. 3 zeigt eine Anwendung, bei der das Ausgangssignal über eine 50-Ω-Leitung zu einem Empfänger mit einem 50-Ω-Eingang, unter Umständen ein ultraschnelles Oszilloskop, gesendet wird. I_{REF} kann durch Änderung von U_{REF} zwischen 0 V und 2,5 V verändert werden, wobei der Widerstand R_{REF} 1 kΩ beträgt.

Als Alternative dazu, kann bei konstanter U_{REF} , R_{REF} verändert werden.

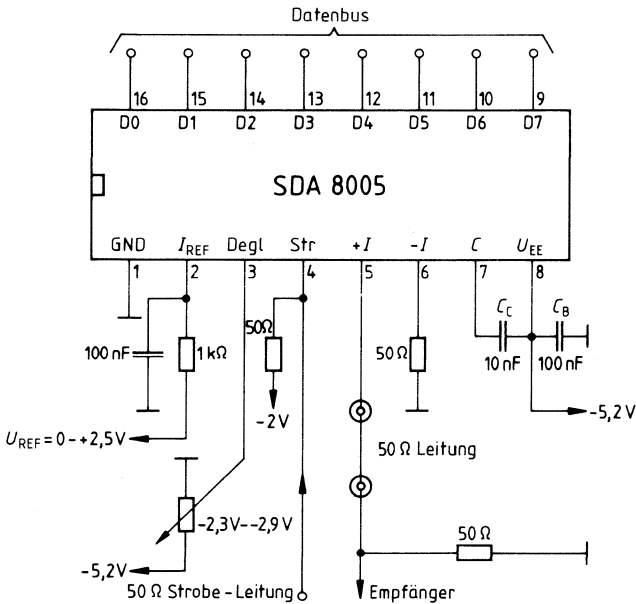


Abb. 3

In **Abb. 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- Ω -Ausgangsleitung von $+I$ ist an beiden Enden abgeschlossen.

Der hohe maximale Full-Scale-Ausgangsstrom in diesem Beispiel ermöglicht ebenfalls einen akzeptablen Spannungsbereich.

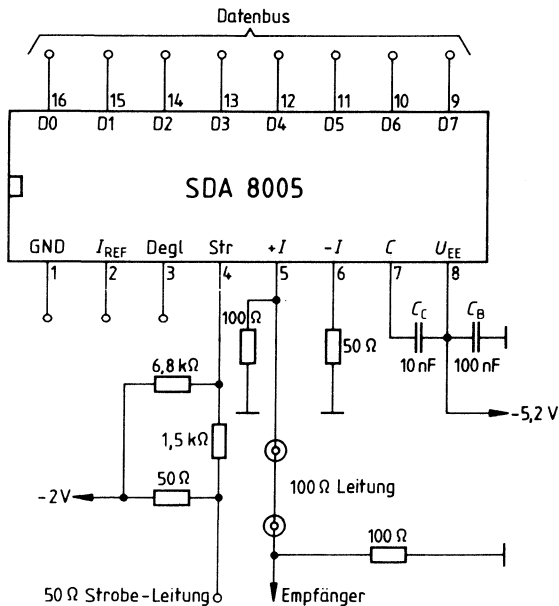


Abb. 4

Zeitgeberschaltungen

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAB 0529	Q67000-H2176	P-DIP 18
SAB 0529 G	Q67000-H2952	SO-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.

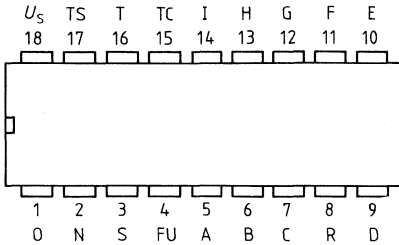
Der SAB 0529 ist als universell einsetzbarer Baustein für eine Vielzahl von Anwendungen geeignet, z. B. Zeitschaltuhren, Kochgerätesteuerung, Espressomaschinen, Händetrockner, Münz- und Spielautomaten, Treppenlichtautomaten, industrielle Steuerungen, Entwicklungsgeräte für Fotolabors, Startautomatik (zum Vorheizen) und Betriebsstundenzähler.

Besondere Merkmale

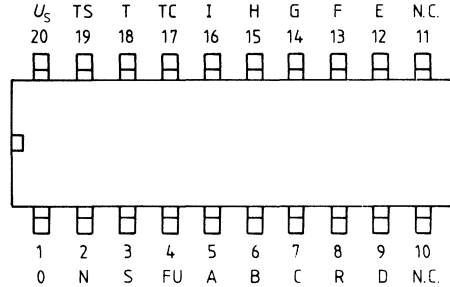
- Direkter Betrieb am Netz oder Gleichspannungsversorgung möglich
- 50-Hz-Netzfrequenz als Zeitbasis
- Triacansteuerung mit Spannungssynchronisation für ohmsche Lasten oder Stromsynchronisation für induktive und kapazitive Lasten
- Triac-Zündstrom bis 100 mA
- Ausgangs-Dauerstrom für Relaisansteuerung max. 100 mA
- 8 überlappende Zeitbereiche von 1 Sekunde bis 31,5 Stunden (bei 50 Hz)
- 2 Funktionsarten: Einschaltdauer oder Ausschaltverzögerung, beide retriggerbar
- Auf Kundenwunsch und bei Abnahme von Mindestmengen können die Verzögerungszeiten – durch Maskenprogrammierung – dem jeweiligen Anwendungsfall bei minimaler Außenbeschaltung individuell angepaßt werden.

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)

SAB 0529



SAB 0529 G



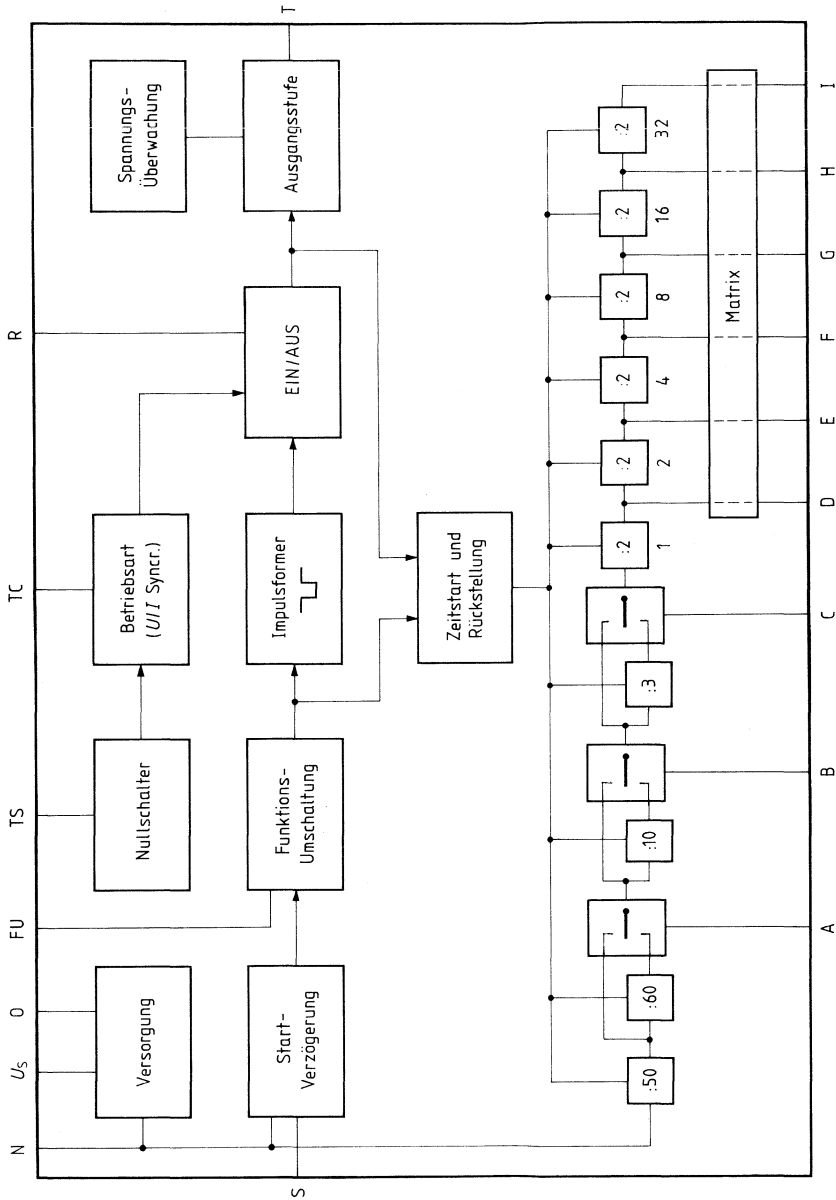
Anschlußbelegung

SAB 0529 Anschluß	SAB 0529G 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
10	12	E	Grundzeit x 2
11	13	F	Grundzeit x 4
12	14	G	Grundzeit x 8
13	15	H	Grundzeit x 16
14	16	I	Grundzeit x 32
15	17	TC	Triacbetriebsarteneinstellung
16	18	T	Triacansteuerung
17	19	TS	Triacsynchronisation
18	20	U _S	positive Versorgungsspannung

Diese Wertigkeiten gelten für die Grundauführung des SAB 0529. Durch Maskenprogrammierung kann jedem dieser Anschlüsse eine Wertigkeit zwischen 1 und 63 zugeordnet werden.

Beim SO-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

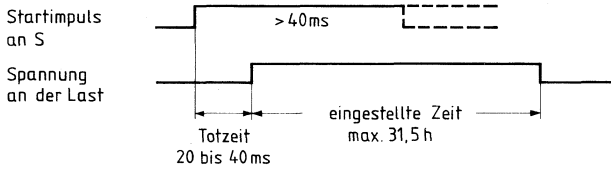
Wird R über einen Stufenschalter wahlweise mit D...I verbunden und soll während des Umschaltens keine Zeitrückstellung erfolgen, so ist zwischen R und 0 ein geeigneter Kondensator zu schalten.

Bei **Anlegen der Versorgungsspannung** wird automatisch „rückgestellt“. Es erfolgt kein Zeitstart, wenn S auf 0-Potential liegt.

Der SAB 0529 gestattet zwei Funktionsarten, die über den Anschluß FU (Funktionsumschaltung) eingestellt werden:

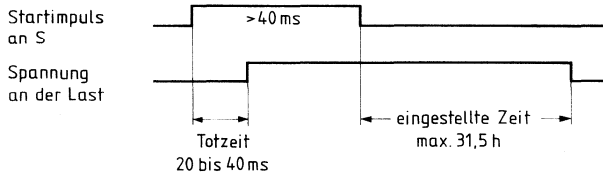
1. die „**Einschaltwischfunktion**“ nach DIN 46120.

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).

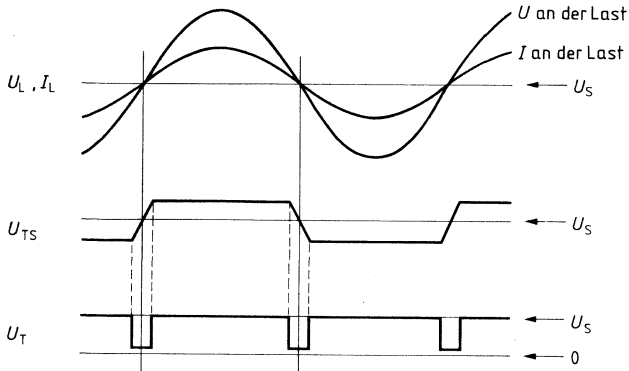
Betrieb mit Gleichspannung

Der Baustein kann auch mit Gleichspannung oder Gleichstrom betrieben werden (s. Anwendungsschaltung 4 und 5).

Impulssdiagramme zu den Triac-Betriebsarten 1 und 2

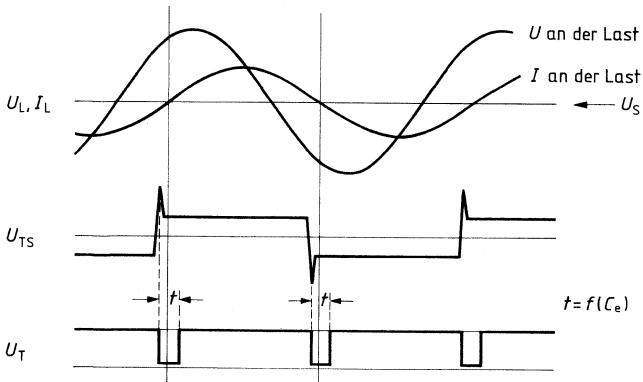
Betriebsart 1

Spannungssynchronisierung bei ohmschen Lasten (TC an U_S)



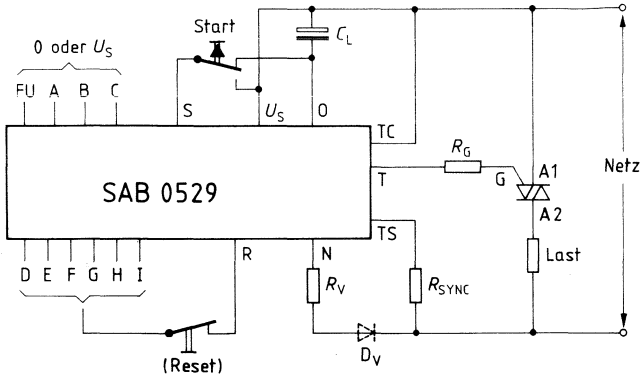
Betriebsart 2

Stromsynchronisierung bei nichtohmschen Lasten (Kapazität C_e an TC)

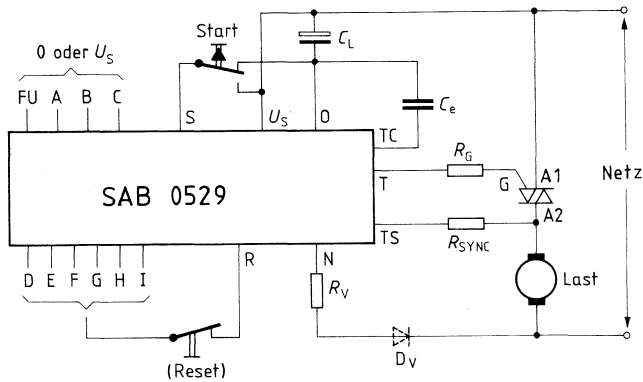


Anwendungsschaltungen

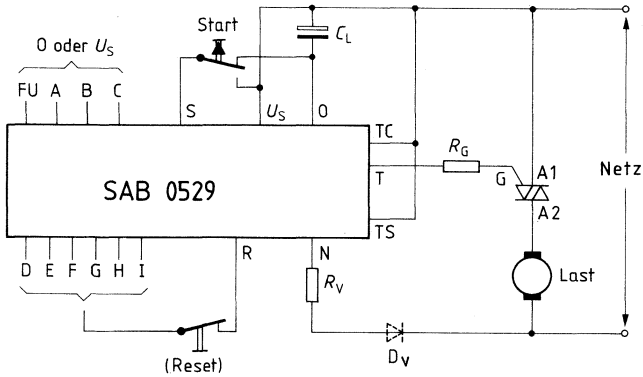
1. Betrieb von ohmschen Lasten



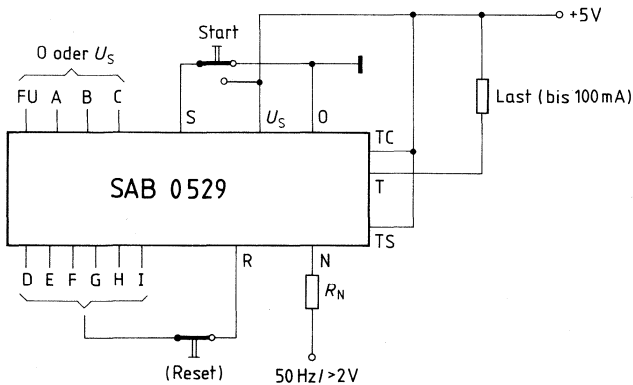
2. Betrieb von ohmschen, kapazitiven oder induktiven Lasten



3. Betrieb von beliebigen Lasten mit Triacdaueransteuerung

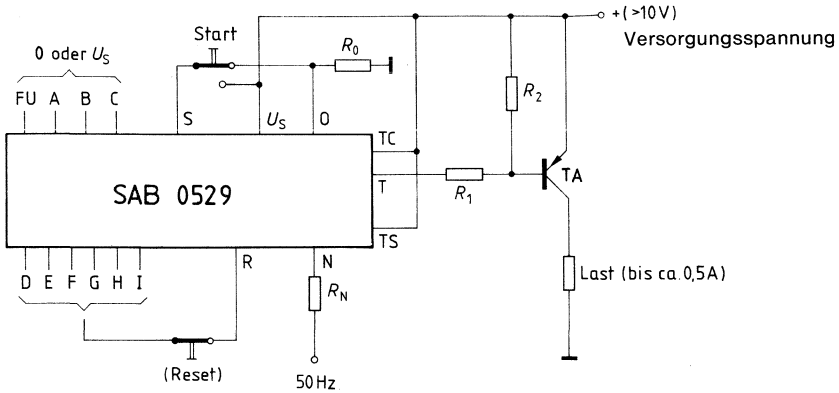


4. Betrieb mit 5-V-Gleichspannung



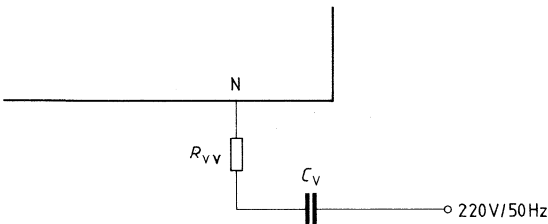
Hinweis: Die in den Anwendungsschaltungen 1 bis 3 enthaltene Diode D ist nicht unbedingt notwendig. Durch diese Diode kann aber die Verlustleistung an R_V halbiert werden.

5. Betrieb mit Gleichspannung > 10 V (Begrenzung nur durch T A)



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).

$$\text{Zündimpulslänge } Z : Z = \frac{5 \cdot \text{Haltestrom}}{\text{effektiver Laststrom}} \text{ (ms); gilt für } Z \leq 1 \text{ ms}$$

$$R_G = \frac{U_S - U_{\text{QTL-Zündspannung}}}{\text{Zündstrom}}$$

$$R_V = \frac{0,5 \cdot \text{effektive Netzspannung} - U_S}{I_S + \text{gemittelter Zündstrom}} \text{ (mit oder ohne Diode D)}$$

$$\text{gemittelter Zündstrom} = \text{Zündstrom} \cdot \frac{Z}{10} \text{ (Z in ms)}$$

Verlustleistung an R_V :

$$\text{(ohne Diode D)} = \frac{(\text{effektive Netzspannung})^2}{R_V}$$

$$\text{(mit Diode D)} = 0,5 \cdot \frac{(\text{effektive Netzspannung})^2}{R_V}$$

$$C_L = 20 \cdot \frac{\text{effektive Netzspannung}}{R_V} \text{ (}\mu\text{F, V, k}\Omega\text{)}$$

(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 μF für ≤ 5 s Netzausfall).

Anwendungsschaltung 1 (Spannungssynchronisierung für ohmsche Last):

$$R_{\text{SYNC}} = \frac{0,22 Z \cdot \text{eff. Netzspannung} - 1,3}{0,04} \geq \frac{\text{Netzscheitelspannung}}{4} \text{ (k}\Omega, \text{V, mA, ms)}$$

Anmerkung zur Anwendungsschaltung 1

In die Formel für die überschlägige Berechnung von R_{SYNC} wurde ein mittleres I_{TS} von 0,04 mA eingesetzt.

Da I_{TS+} und I_{TS-} Fertigungstoleranzen aufweisen, erhält man bei Verwendung des errechneten R_{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_{TS} zu addierenden konstanten Strom von

$$\frac{U_{TS}}{R} \text{ erzeugt. Zu beachten ist allerdings ein } TK = -4 \text{ mV/K bei } U_{TS}.$$

Anwendungsschaltung 2 (Stromsynchronisierung)

$$C_e = 22 \cdot Z \text{ (nF, ms)}$$

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{SYNC}} &\geq \frac{\text{max. Durchlaßspannung} - 1,3}{I_{\text{TSmin}}} \\ R_{\text{SYNC}} &\geq \frac{\text{Netzscheitelspannung}}{4} \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{Der größte Wert gilt} \\ \text{(k}\Omega, \text{V, mA)} \end{array}$$

$$R_{\text{SYNC}} \leq \frac{\text{Triggerspannung} - 1,3}{I_{\text{TSmax}}} \quad \text{(k}\Omega, \text{V, mA)}$$

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_{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

$$R_N \approx 20 \cdot \text{Wechselspannung (50 Hz)} \text{ (k}\Omega, V_{\text{eff}})$$

Anwendungsschaltung 5

R_N siehe oben. Die Wechselspannung für die Zeitbasis muß größer als (Versorgungsspannung $- 4,8$ V) sein.

$$R_0 = \frac{\text{Versorgungsspannung} - 6,8 \text{ V}}{I_S + I_{R1}} \quad I_{R1} = I_{B(\text{TA})} + I_{R2}$$

$$R_1 = \frac{6,8 \text{ V} - U_{\text{QTL}} - U_{B(\text{TA})}}{I_{R1}} \quad I_{R2} \approx 0,05 I_{B(\text{TA})}$$

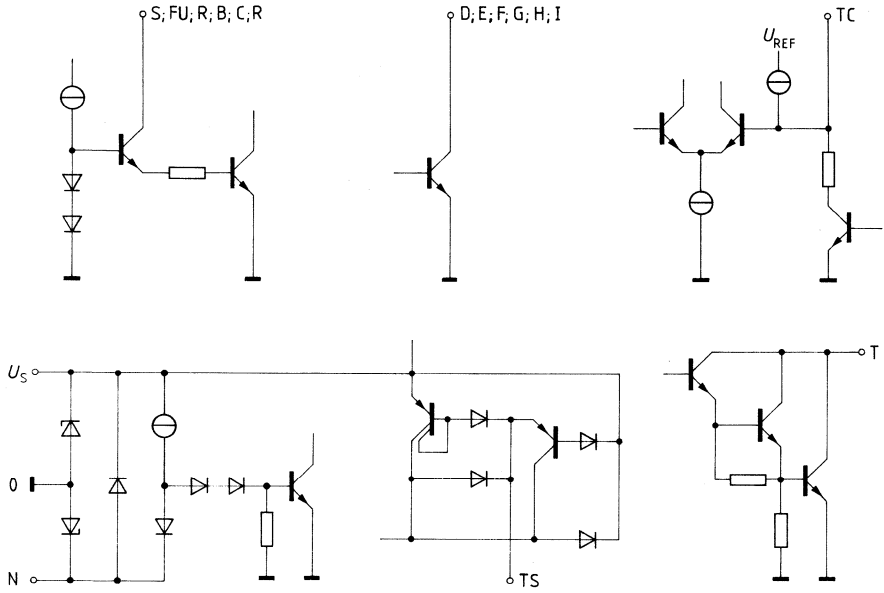
$$R_2 = \frac{U_{B(\text{TA})}}{I_{R2}}$$

Anwendungsschaltung 6

$$\left. \begin{aligned} C_V &= \frac{3,5}{R_V} \quad (\mu\text{F, k}\Omega) \\ R_{V_V} &= 0,2 R_V \end{aligned} \right\} \text{ gilt für 50 Hz}$$

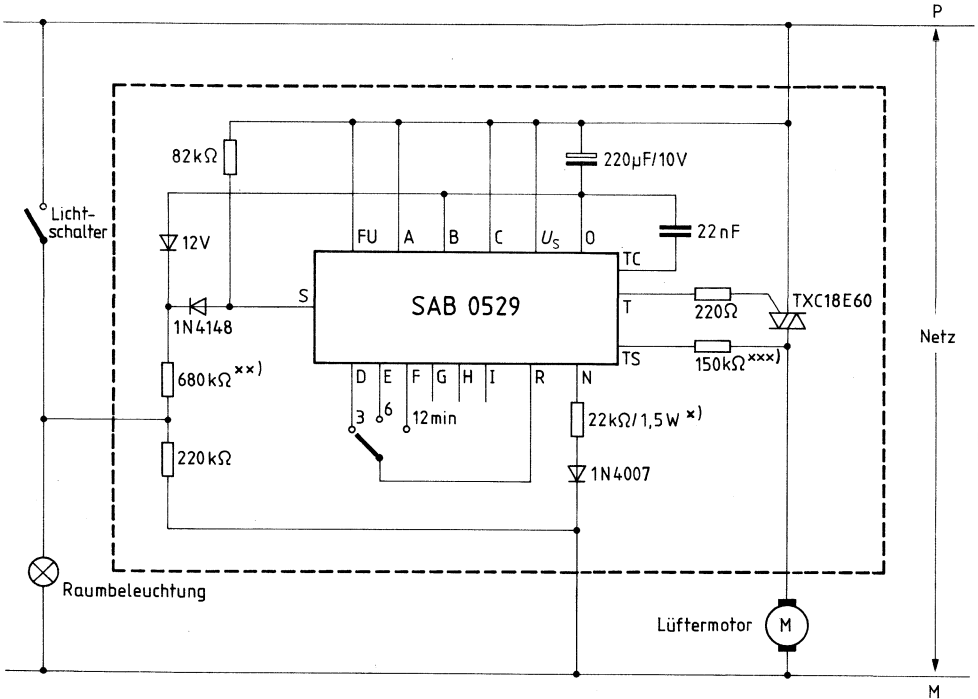
Zur Begrenzung des Einschaltstroms muß $R_{V_V} \geq 0,2 R_V$ sein. Andernfalls kann der Schaltkreis zerstört werden.

Innere Beschaltung 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 k Ω für AC 110 V;
 - **) für AC 220 V; 330 k Ω für AC 110 V;
 - ****) für AC 220 V; 82 k Ω für AC 110 V;
- } (hochspannungsfest)

Grenzdaten

			untere Grenze B	obere Grenze A		Anmerkungen
Betriebsspannung bei Gleichspannungs-Einprägung	U_S		-0,3	5,5	V	
Spitzenstrom an N	$I_{N S}$		-35	35	mA	
Gleichstrom aus $N_{(eff)}$	$-I_{N eff}$			12,5	mA	50-Hz-Betrieb, dabei ist $U_S \leq 7,5$ V
Wechselstrom an N bei Stromeinprägung	$I_{N eff}$			25	mA	50-Hz-Betrieb, 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	U_{NT}		-0,3	U_S	V	
Spannung an TC	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_{TS}			150	mA	1 ms (10 ms Pause)
Dauerstrom in T	I_T			100	mA	
Strom in D, E, F, G, H, I	I			0,5	mA	D, E, F, G, H, I leitend
Spannung an D, E, F, G, H, I	U		-0,3	7,5	V	D, E, F, G, H, I nicht leitend
Kurzzeitspitzenstrom an N	$I_{N S}$		-350	350	mA	0,3 ms (100 ms Pause) mit $C_L > 40 \mu F$
Sperrschichttemperatur	T_j			125	°C	
Lagertemperatur	T_s		-55	125	°C	
Wärmewiderstand System-Umgebung	SAB 0529 SAB 0529 G	$R_{th SU}$ $R_{th SU}$		70 105	K/W K/W	

Alle Spannungen beziehen sich auf Anschluß 0, wenn nicht anders angegeben.

Funktionsbereich

Betriebsspannung bei Gleichspannungs-Einprägung	U_S		4,5	5,5	V	Spannung zwischen Anschluß 0 und U_S
Gleichstromeinprägung oder Wechselstromeinprägung an N**)						
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

$U_S = 4,5 \text{ V bis } \leq 5,5 \text{ V (7,5 V)*}$, $T_U = 0^\circ\text{C bis } 70^\circ\text{C}$

	Prüf- bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
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	V
Gleichstromeinprägung	U_S	$-I_N = 2,5 \text{ mA}$	6,0	6,8	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	μA
N (wenn N Takteingang ist)	$-I_{INL}$	$U_N = 0 \text{ V}$		40	μA
H-Eingangsstrom an:					
A, B, C, S, FU, R	I_{IH}	$U_{A \dots} = U_S \leq 5,5 \text{ V}$		20	μA
N (wenn N Takteingang ist)	I_{INH}	$U_N = U_S$		10	μA
TC	I_{ITCH}	$4,5 \text{ V} \leq U_{TC} \leq U_S$		50	μA
pos. Umschaltstrom an TS	I_{TS+}	$U_{TS} = U_{TS+}$	27	45	81
neg. Umschaltstrom an TS	I_{TS-}	$U_{TS} = U_{TS-}$	18	30	54
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	μA
L-Ausgangsspannung an T	U_{QTL}	$I_T = 1 \text{ mA}$		1,5	V
		$I_T = 10 \text{ mA}$		1,6	V
		$I_T = 100 \text{ mA}$		1,8	V
				2,3	V

*) bei Stromeinprägung an N

MOS-Schaltung

Typ	Bestellnummr	Gehäuse
SAJ 141	Q67100-N62	P-DIP 8

Der SAJ 141 ist ein Asynchrnzähler in MOS-Depletion-Technik, der an drei Open-Drain-Ausgängen das Teilungsverhältnis 1000:1, 100:1 bzw. 10:1 der Eingangsfrequenz liefert. Gezählt werden die LH-Übergänge.

Der Baustein besitzt einen zweiten Eingang mit höheren Schaltschwellen für Anwendungen, bei denen hohe Störsicherheit gefordert wird.

Durch eine besondere Rücksetzvorrichtung wird erreicht, daß der erste LH-Übergang an den Ausgängen erst nach 10, 100 bzw. 1000 Eingangsimpulsen kommt.

Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_{DD}	-20	0,3	V
Eingangsspannung	U_I	-20	0,3	V
Ausgangsstrom	I_Q	-15	0	mA
Umgebungstemperatur (Bereich 1)	T_U	-25	70	°C
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	-55	125	°C
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th\ SU}$		135	K/W

Statische Kenndaten

$T_U = 25^\circ\text{C}$

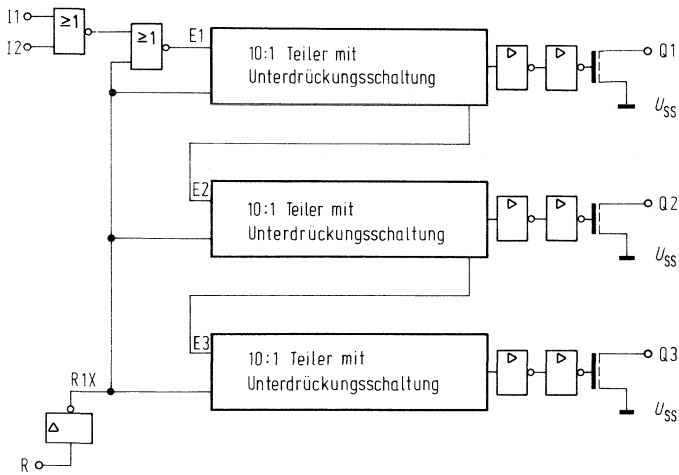
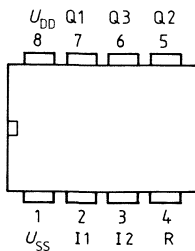
	Prüfbedin- gungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung	U_{DD}	-16		-4,75	V
Speisestrom	I_{DD}	-6	-3		mA
H-Eingangsspannung	U_{IH1}	-1,2		0,3	V
L-Eingangsspannung	U_{IL1}	-16		-4,5	V
H-Eingangsspannung	U_{IH2}	-2,5		0,3	V
L-Eingangsspannung	U_{IL2}	-16		-8	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	-2			V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}			$U_{DD}+0,3$	V
H-Eingangswiderstand	R_{IH}	10			MΩ
L-Eingangswiderstand	R_{IL}	10			MΩ
Zulässiger Ausgangsstrom	I_Q	-10			mA

Dynamische Kenndaten

Eingangsfrequenz	f_I	0		1	MHz
Impulsbreite	t_{WLI}	450		∞	ns
Impulspause	t_{WHI}	450		∞	ns
HL-Übergangszeit	t_{THLI}			0,3	ms
LH-Übergangszeit	t_{TLHI}			0,3	ms

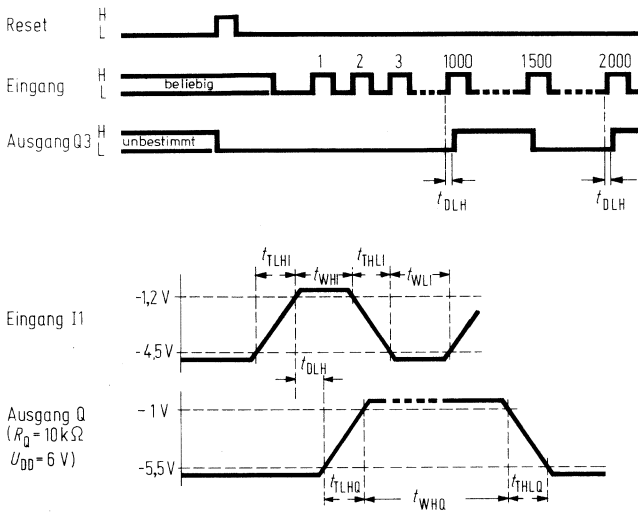
Bei $f = 1\text{ MHz}$ -Teilung 10:1

Impulsbreite	t_{WHQ}	$\left. \begin{array}{l} C_Q = 10\text{ pF} \\ R_Q = 10\text{ k}\Omega \end{array} \right\}$	2			μs
Verzögerungszeit	t_{DLH}			0,8	2	μs
HL-Übergangszeit	t_{THLQ}				3	μs
LH-Übergangszeit	t_{TLHQ}			0,4	1	μs

Blockschaltbild**Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)**

I = Eingänge
 Q = Ausgänge
 R = Rückstelleingang

Impulsdiagramme



Die Eingänge I 1 und I 2 sind durch ein Gatter miteinander verknüpft.

Eingang	Pegel	Funktion
I 1	L	I 2 gesperrt
I 1	H	LH-Übergänge an I 2 werden gezählt
I 2	L	I 1 gesperrt
I 2	H	LH-Übergänge an I 1 werden gezählt

Tongberschaltungen



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 8Ω 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 Zweitong-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

		untere Grenze B	obere Grenze A	
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		Ω
Stromaufnahme bei				
Beginn der Tonfolge	} siehe Meßschaltung		90	mA
Ende der Tonfolge			35	mA
Oszillatorfrequenz an C (aus Verlustleistungsgründen)	f_{OSZ}	6		kHz
Sperrschichttemperatur	T_j		150	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	T_s	-55	125	$^{\circ}\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\text{SU}}$		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

$U_S = 7\text{ V bis } 10\text{ V}; T_U = 25\text{ }^\circ\text{C}$

Ruhestromaufnahme
 Stromaufnahme bei offenem Ausgang
 Max. Ausgangsleistung an 8 Ω (Ton 3)
 Max. Ausgangsspannung an Q bei Ton 3
 Abweichung der max. Einzelamplituden
 bezogen auf Ton 3
 Frequenzänderung des Grundoszillators
 bei $R_1, C_1 = \text{konst.}$
 Auslösespannung an E
 Eingangsstrom an E ($U_E = 6\text{ V}$)
 Störspannungsimunität an E
 Auslöseverzögerung bei $f_o = 13,2\text{ kHz}$
 (t_d ändert sich umgekehrt proportional zu f_o)
 Min. ext. Oszillatorladewiderstand
 Max. ext. Oszillatorladewiderstand

	min	typ	max	
I_0		< 1	10	μA
I_{SO}		20	35	mA
P_Q		0,16		W
$U_{Q\text{ ss}}$		2,8	4,0	V
ΔU_{QM}		± 5		%
Δf_o		± 5		%
U_E	1,5		U_S	V
I_E	500	700		μA
$U_{EN\text{ ss}}$		0,3		V
t_d	2		5	ms
R_1		10		$\text{k}\Omega$
R_1		100		$\text{k}\Omega$

Meßschaltung

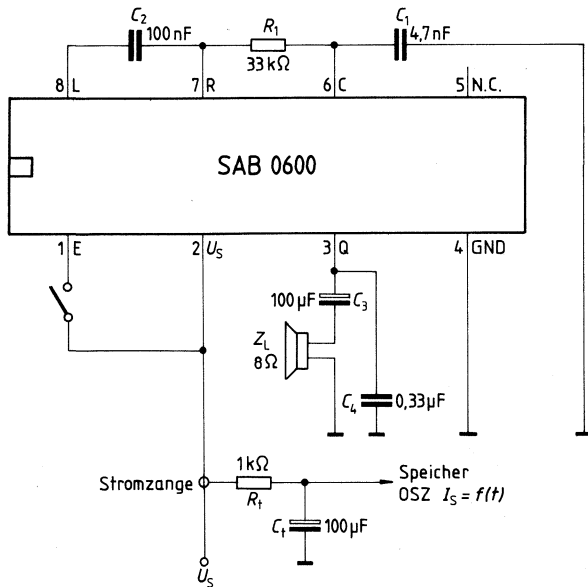


Bild 1

Integrale Stromaufnahme in der Meßschaltung

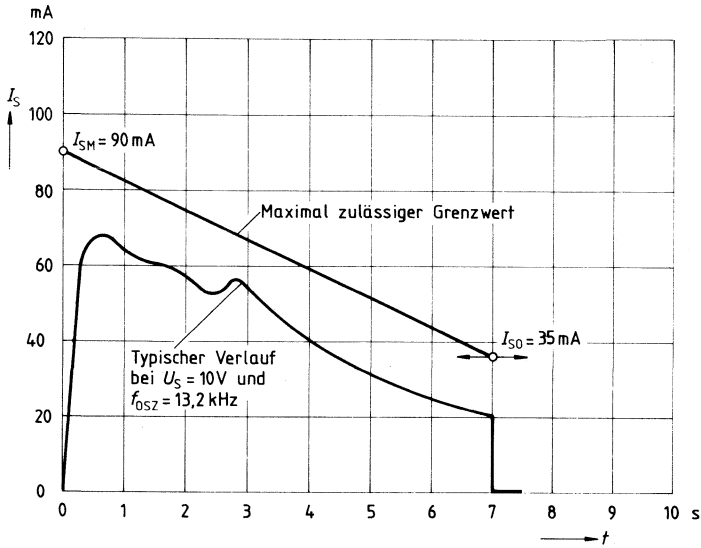


Bild 2

Blockschaltbild

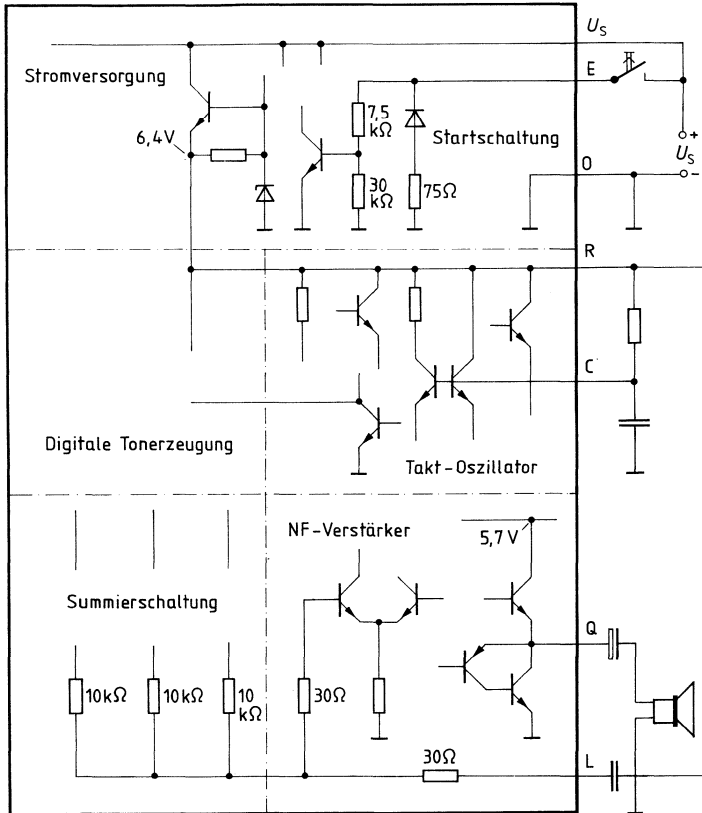


Bild 3

Anwendungsgrundschaltung

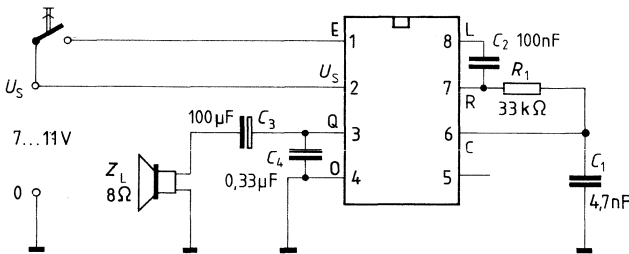


Bild 4

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 8Ω über $100 \mu\text{F}$ mit ca. $0,16 \text{ W}$ treiben. Die Ausgangsspannung ist rechteckförmig. Zur wahlweisen Erzielung eines wohltönenden Klanges 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 $1,5 \text{ V}$ 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 $0,3 \text{ V}$ am IC-Eingang begrenzt werden. Hierzu kann die Steuerleitung (vor einem evtl. Vorwiderstand) mit einem Kondensator nach Masse beschaltet werden.

Anwendung für Gleich- und Wechselstromansteuerung (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 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 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 $82 \text{ k}\Omega \pm 10\%$.

Applikationsschaltung für den Einsatz in Hausklingelanlagen für Gleich- und Wechselstromsteuerung; Klang und Lautstärke einstellbar.

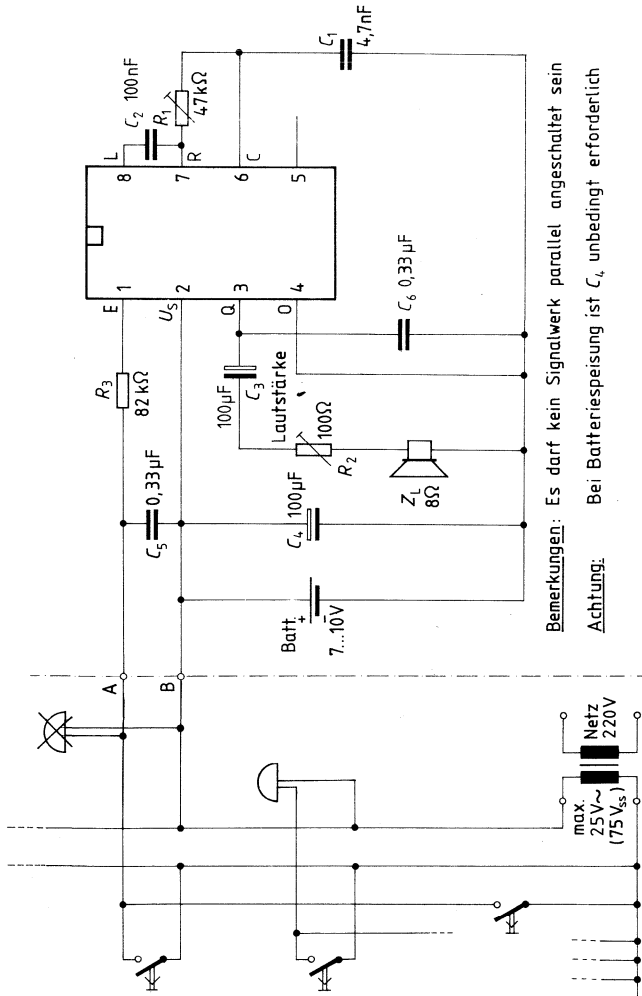


Bild 5

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, $\pm 5\%$; z. B. MKT
- C_2 : 100 nF/ ≥ 10 V, $\pm 20\%$; z. B. MKT
- C_3 : 100 μ F/ $\geq 6,3$ V, $\pm 100/-10\%$; z. B. Alu-Elko
- C_4 : 100 μ F/ ≥ 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 k Ω /0,1 W, $\pm 10\%$ Kohleschichtwiderstand
- R_1 : Bei Ausführung als Festwiderstand 0,1 W, $\pm 5\%$, Metallfilmwiderstand.

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAE 0700	Q67000-A2445	P-DIP 8

Allgemeines

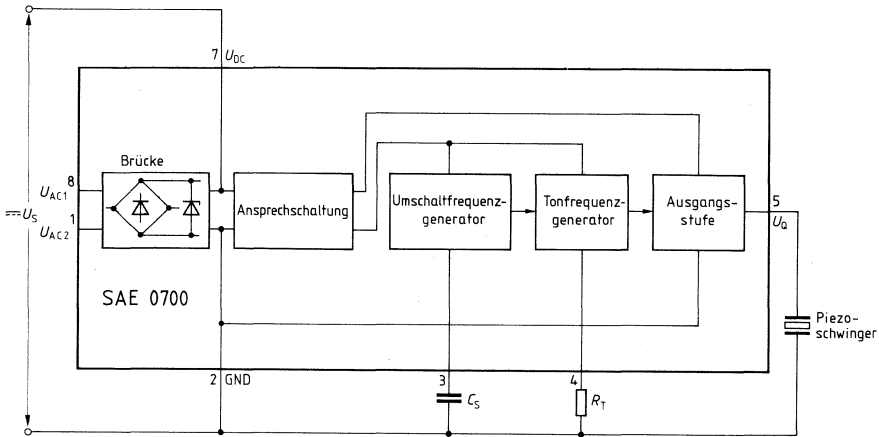
Der Signalton-Generator SAE 0700 erzeugt zwei Tonfrequenzen im Verhältnis von ca. 1,4 : 1, die periodisch aufeinander folgen. Die Tonfrequenzhöhe kann über einen externen Widerstand im Bereich von 100 Hz bis 15 kHz variiert werden. Die Umschaltfrequenz von 0,5 Hz bis 50 Hz wird durch einen externen Kondensator 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)

Blockschaltbild (mit Außenbeschaltung bei Gleichspannungsversorgung)**Bild 1****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 μ s) und
- Wechselspannungen bis 220 V/50 Hz über eine Zeitdauer von 30 Sekunden

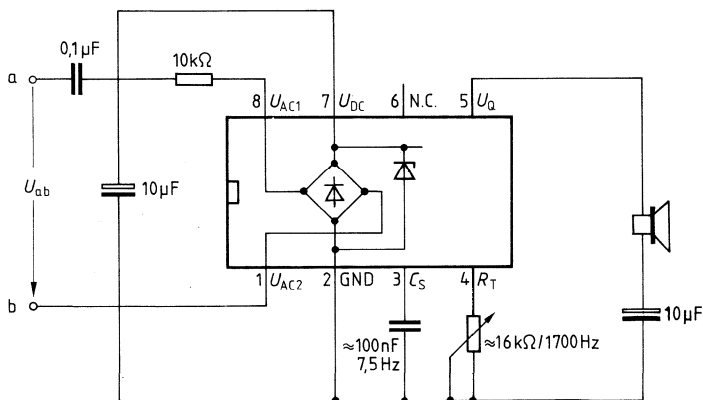


Bild 2

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:

$$f_S \text{ [Hz]} = \frac{750}{C \text{ [nF]}} \pm 25\% \quad (\text{gültig von 0,5 Hz bis 50 Hz})$$

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:

$$f_{T1} \text{ [Hz]} = \frac{2,72 \times 10^4}{R \text{ [k}\Omega\text{]}} \pm 25\% \quad (\text{gültig von 0,1... 15 kHz})$$

$$f_{T2} \text{ [Hz]} = f_{T1} \times (0,725 \pm 5\%)$$

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

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Spannung an Pin 7	U_{DC}	-0,5	26	V
Spannung an Pin 3	U_{32}	-0,5	5,5	V
Spannung an Pin 4	U_{42}	-0,5	7	V
Ausgangsspannung an Pin 5	U_Q	-0,5	$U_{DC} + 0,5$	V
Wechselspannung an Pin 8 und 1 (Scheitelwert)	U_{AC}		28	V
Eingangsstrom der Brücke	I_{81}	-50	50	mA
Eingangswechselstrom der Brücke	$I_{81\text{eff}}$		25	mA
Ausgangsstrom (50 μ s, Tastverhältnis 1:10)	I_Q	-100	100	mA
Ausgangsstrom	$I_{Q\text{eff}}$		50	mA
Gesamtverlustleistung ($T_U = 25^\circ\text{C}$)	P_{tot}		0,8	W
Sperrschichttemperatur	T_j		150	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	T_s	-40	125	$^\circ\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	R_{thSU}		120	K/W

Funktionsbereich

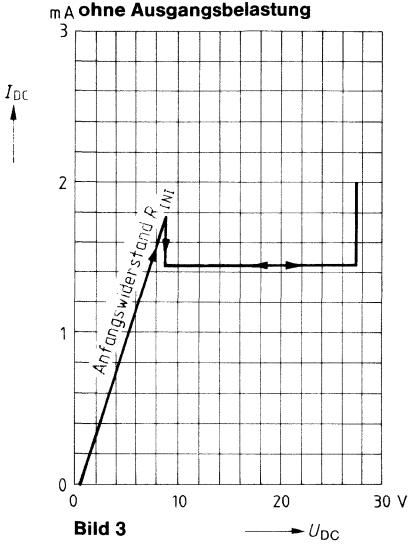
Speisespannung	U_{DC}	9	25	V
Tonfrequenz	f_{T1}	0,1	15	kHz
Umgebungstemperatur	T_U	-25	85	$^\circ\text{C}$

Kenndaten $T_U = -25^\circ\text{C}$ bis 85°C

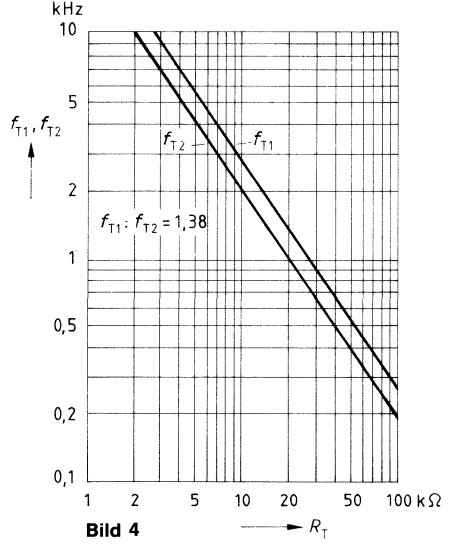
		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Stromaufnahme	I_{DC}	$U_{DC} = 9\text{ V bis } 25\text{ V}$ ohne Last		1,5	1,8	mA
Schaltswelle	$U_{DC\text{EIN/AUS}}$		8	8,6	9	V
Anfangswiderstand	R_{INI}	s. Kennlinie Bild 3	3,5	4,7	6	k Ω
Ausgangs- Spannungshub	U_Q	$I_Q = \pm 10\text{ mA}$	$U_{DC}-3,7$	$U_{DC}-3$		V
Tonfrequenz	f_{T1}	$U_{DC} = 15\text{ V}, U_{32} = 0\text{ V}$ $R_T = 16\text{ k}\Omega$	1,275	1,700	2,125	kHz
Umschaltfrequenz	f_S	$U_{DC} = 15\text{ V}, C_S = 100\text{ nF}$	5,6	7,5	9,4	Hz
Tonfrequenz- verhältnis	f_{T1}/f_{T2}		1,31	1,38	1,45	
Temperatur- koeffizient der Tonfrequenzen	TK_f			8×10^{-4}		K $^{-1}$

Kennlinien

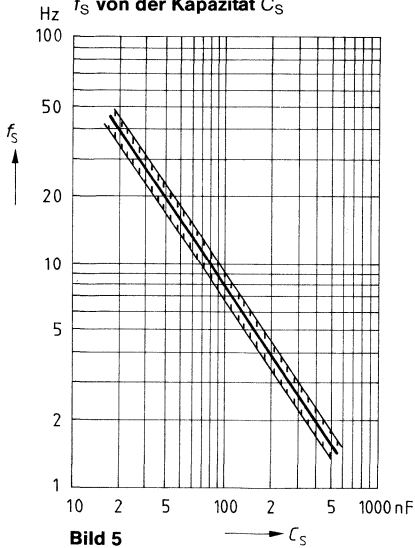
Abhängigkeit der Stromaufnahme von der Speisespannung U_{DC} ohne Ausgangsbelastung



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

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 042 G	Q67000-A8059	SO-14 (SMD)

Der TBB 042 G ist ein symmetrischer Mischer für Frequenzen bis 200 MHz. Er kann fremd-gesteuert 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

Speisespannung	U_S	15	V
Sperrschichttemperatur	T_j	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-40 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	125	K/W

Funktionsbereich

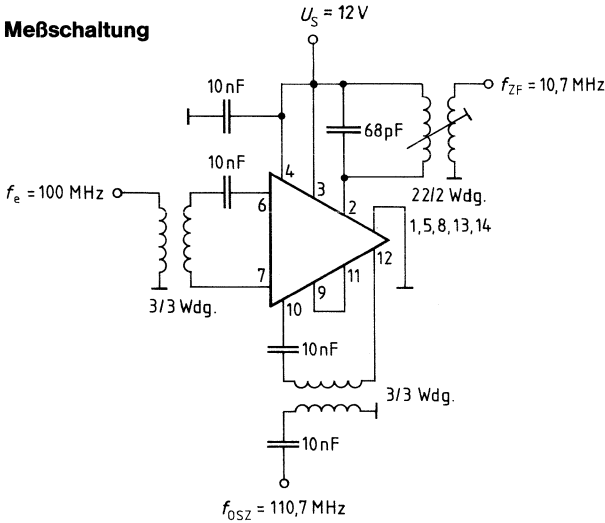
Speisespannung	U_S	4 bis 15	V
Umgebungstemperatur	T_U	-15 bis 70	°C

Kenndaten

$U_S = 12\text{ V}$, $T_U = 25\text{ °C}$

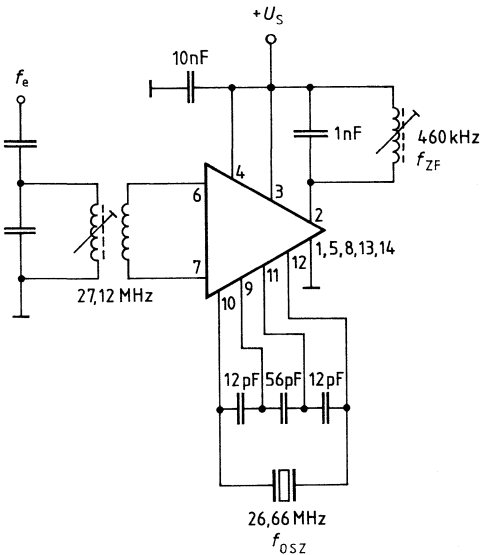
		min	typ	max	
Stromaufnahme	$I_S = I_2 + I_3 + I_5$	1,4	2,15	2,9	mA
Ausgangsstrom	$I_2 = I_3$	0,36	0,52	0,68	mA
Ausgangsstromdifferenz	$I_3 - I_2$	-60		60	mA
Versorgungsstrom	I_5	0,7	1,1	1,6	mA
Leistungsverstärkung ($f_e = 100\text{ MHz}$, $f_{OSZ} = 110,7\text{ MHz}$)	V_P	14	16,5		dB
Durchbruchspannung ($I_{2,3} = 10\text{ mA}$; $U_{7,8} = 0\text{ V}$)	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



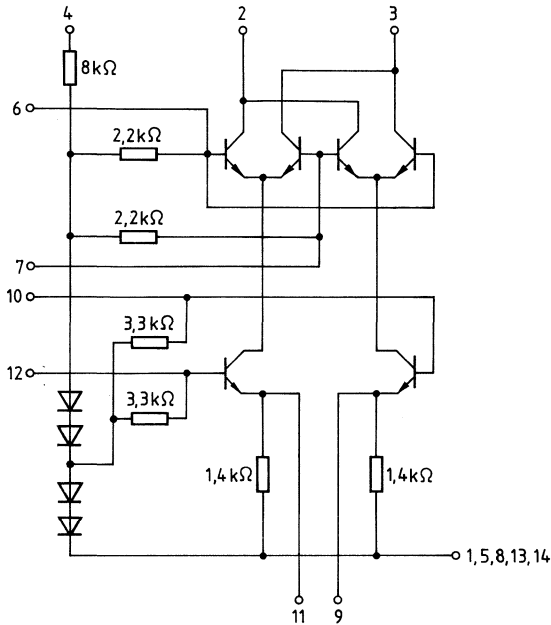
Anwendungsschaltung

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

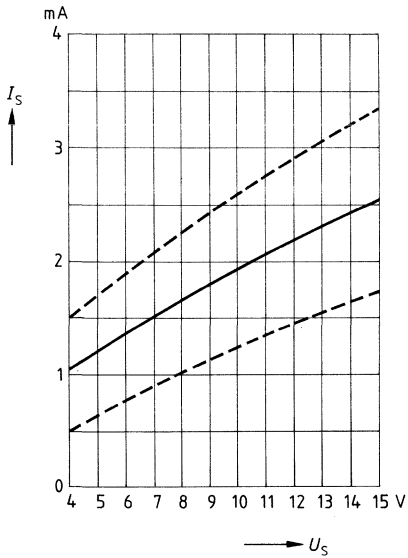


Eine galvanische Verbindung zwischen Anschluß 6 und 7 bzw. 10 und 12 über Koppelwicklungen wird empfohlen.

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.

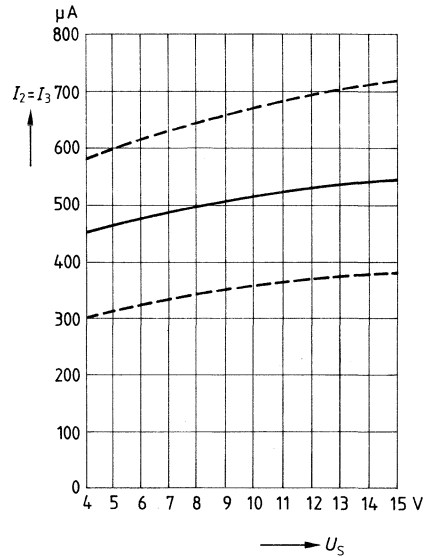
Gesamtstromaufnahme

$$I_S = f(U_S)$$



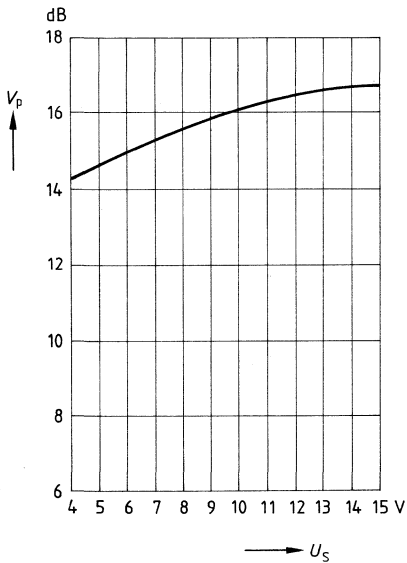
Ausgangsstrom

$$I_2 = I_3 = f(U_S)$$



Leistungsverstärkung

$$V_P = f(U_S)$$



Vorläufige Daten

CMOS-Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 200	Q67100-H8215	P-DIP 14
TBB 200 G	Q67100-H8216	SO-14 (SMD)

Der TBB 200 ist ein CMOS-IC, der speziell für den Einsatz in Funkgeräten entwickelt wurde. Er ist sowohl für einfache Frequenzsynthese als auch für Dual-Modulus-Synthese geeignet.

Eigenschaften

- Bit-serielle Steuerung mit 2 Leitungen (I²C-Bus)
- Modulus-Umschaltung
- Spannungsverdoppler für hohe Phasendetektor-Ausgangsspannung
- direkte Ansteuerung des VCO ohne Operationsverstärker
- Hohe Eingangsempfindlichkeit (10 mV), hohe Eingangsfrequenzen (70 MHz), bei Single-Modulus-Betrieb
- Niedrige Speisespannung, großer Temperaturbereich
- Standby-Schaltung
- Extrem schneller Phasendetektor mit sehr kurzem Antibacklash-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 I²C-Bus
 - für Standby des Prescalers
 - für Programmierung des Prescalers (128 bzw. 64)

I²C-Bus ist ein patentrechtlich geschütztes Bus-System der Fa. Philips

Schaltungsbeschreibung

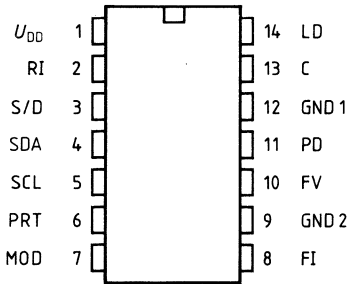
Der TBB 200 ist ein komplexer PLL-Baustein in CMOS-Technologie für prozessor-gesteuerte Frequenzsynthese. Anschluß S/D bestimmt die Betriebsart **Single-** bzw. **Dual-Modulus-Betrieb**. Die Funktionseinstellung und Wahl der Teilverhältnisse erfolgt dabei über eine I²C-Bus-Schnittstelle an den Anschlüssen SDA und SCL. Ein 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; sie darf max. 30 MHz betragen. Die VCO-Frequenz wird am Eingang FI eingespeist. Sie darf im Single-Modulus-Betrieb 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. Ausgang PD liefert das Phasendetektorsignal mit besonders kurzen Antbacklash-Impulsen zur Ausregelung kleinster Phasenabweichungen. Polarität und Stromergiebigkeit des PD-A,usgangs sind über den I²C-Bus umschaltbar. Ausgang LD liefert ein statisches Lock-Detector-Signal und Ausgang FV die heruntergeteilte VCO-Frequenz. LD und FV sind open-drain-Ausgänge.

Für Testzwecke ist ein Einschaltreset vorgesehen, welches durch den ersten H-Impuls an RI weggenommen wird. Im Resetzustand sind die Teiler im Programmiermodus.

Betriebsart	S/D
Single-Modulus	L
Dual-Modulus	H

Anschlußanordnung

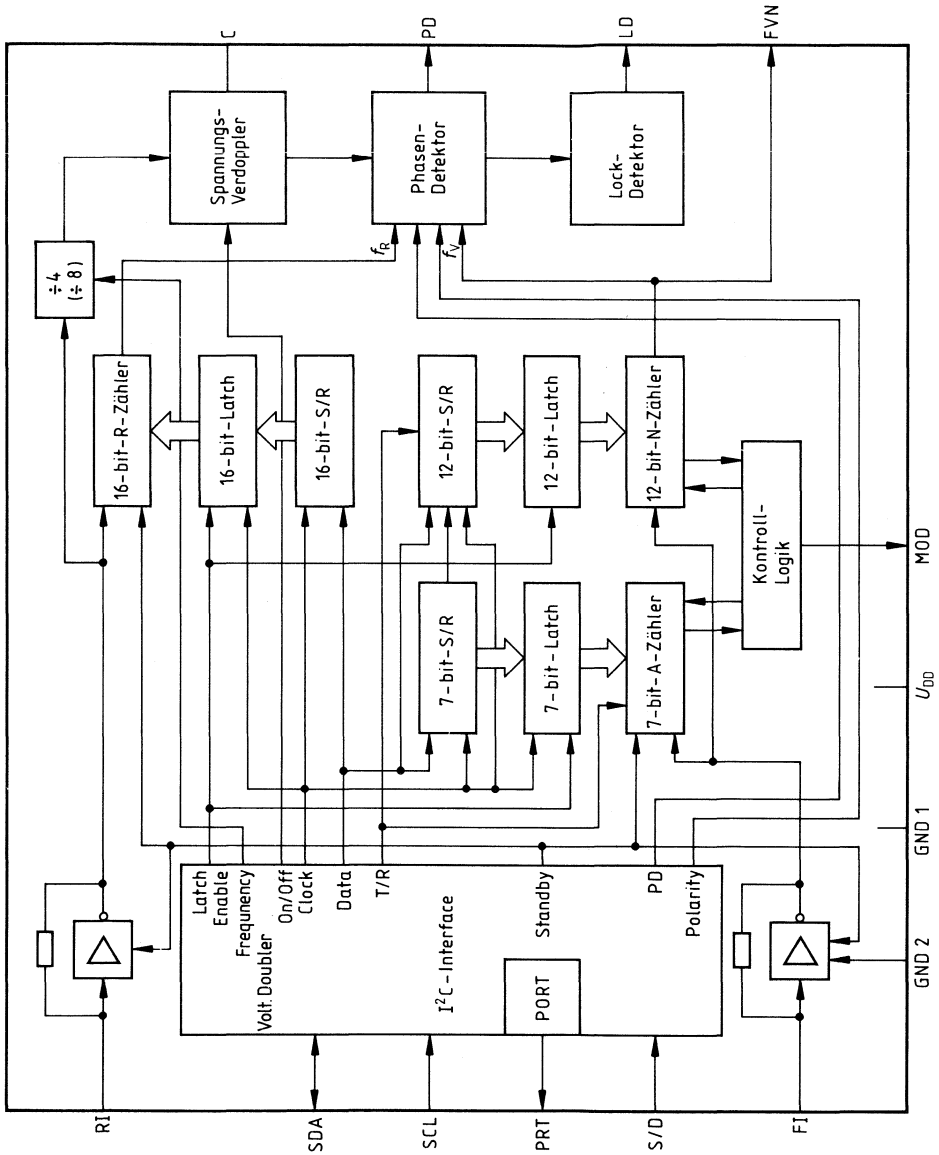
(Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_{DD}	Speisespannung
2	RI	Referenz-Frequenz
3	S/D	Betriebsart (Single Modulus/Dual Modulus)
4	SDA	I ² C-Bus-Daten
5	SCL	I ² C-Bus-Takt
6	PRT	I ² C-PORT
7	MOD	Modulus-Kontrolle
8	FI	VCO-Frequenz
9	GND 2	Masse
10	FV	Vergleichs-Frequenz
11	PD	Phasendetektor
12	GND 1	Masse
13	C	Spannungsverdopplungs-Kapazität
14	LD	Lock-Detektor

Blockschaltbild



Grenzdaten

		min	typ	max		Anmerkungen
Speisespannung	U_{DD}	-0,3		6	V	
Eingangsspannung	U_{IM1}	-0,3		$U_{DD} + 0,3$	V	Ausnahme: C
Ausgangsspannung an C	U_{IM2}	$-U_{DD}$		0	V	(intern erzeugt)
Verlustleistung je Ausgang	P_Q			10	mW	
Gesamtverlustleistung	P_{tot}			300	mW	
Lagertemperatur	T_s	-50		125	°C	

Funktionsbereich

Speisespannung	U_{DD}	3	5	5,5	V	
Speisestrom	I_{DD}			7	mA	
Speisestrom: Standby FIRI	I_{DD}			1	μA	
Speisestrom: Standby Counter	I_{DD}		4		mA	$U_{Fl\,eff} = 10\,mV$
Speisestrom: Standby Counter	I_{DD}		3		mA	$U_{Fl\,eff} = 100\,mV$
Speisestrom: Standby Counter	I_{DD}		2		mA	$U_{Fl\,eff} = 500\,mV$
Umgebungstemperatur	T_U	-40		85	°C	

Strommessung ohne Ausgangsbeschaltung und ohne Spannungsverdoppelung.

Kenndaten

	Prüf- bedingungen	min	max	
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_{IM}	$U_I = U_{DD}$	10	μ A
Eingangssignal S/D				
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_{IM}	$U_I = U_{DD}$	10	μ A
Eingangssignal RI				
Eingangsfrequenz	f	$U_{DD} = 4,5$ V		MHz
Eingangsspannung	$U_{I\text{eff}}$	(Sinus)	500	mV
Eingangskapazität	C_I		10	pF
Eingangsstrom	I_{IM}	$U_I = U_{DD}$	10	μ A
Eingangssignal FI (Dual-Modulus)				
Eingangsfrequenz	f	$U_{DD} = 4,5$ V		MHz
Eingangsspannung	$U_{I\text{eff}}$	(Sinus)	50	mV
Eingangsstrom	I_{IM}	$U_I = U_{DD}$	10	μ A
Eingangskapazität	C_I		10	pF
Eingangssignal FI (Single-Modulus)				
Eingangsfrequenz	f	$U_{DD} = 4,5$ V		MHz
Eingangsspannung	$U_{I\text{eff}}$	(Sinus)	10	mV
Eingangskapazität	C_I		10	pF
Eingangsstrom	I_{IM}	$U_I = U_{DD}$	10	μ A
Eingangsfrequenz	f	$U_{DD} = 3$ V		MHz
Ausgangssignal SDA, LD (Open-Drain-Output)				
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_Q = 3,0$ mA $U_{DD} = 3$ V $C_L = 400$ pF	0,4	V

Kenndaten

$U_{DD} = 4,5 \text{ V}$ bis $5,5 \text{ V}$; $T_U = -40$ bis $85 \text{ }^\circ\text{C}$

	Prüf- bedingungen	min	max	
Ausgangssignal PD (Tri-State-Output)				
H-Current Mode	I_{QH}		± 1	mA
L-Current Mode	I_{QL}		$\pm 0,1$	mA
Tri-State	I_{Q3}	$U_{PD} = U_{DD}, 25 \text{ }^\circ\text{C}$	50	nA

**Ausgangssignal FVN
(Open-Drain-Output)**

L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 1 \text{ mA}$ $C_L = 20 \text{ pF}$ $t_{QWL} = 1/FI$	0,4	V
L-Ausgangsimpulsweite				

Ausgangssignale MOD, PRT

H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$I_{QH} = 0,5 \text{ mA}$	$U_{DD} - 0,4$	V
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 0,5 \text{ mA}$		0,4

Ausgangsstrom MOD*

H-Ausgangsstrom	I_{QL}	$U_{DD} = 3 \text{ V}$	500	μA
-----------------	----------	------------------------	-----	---------------

Dynamische Kenndaten

$U_{DD} = 5 \text{ V}$; $T_U = -40$ bis $85 \text{ }^\circ\text{C}$

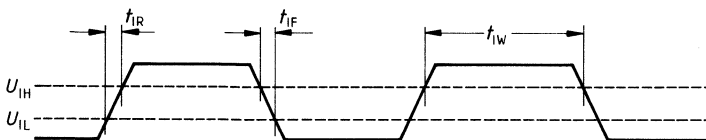
Eingangssignal RI

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

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
	t_{IW}	Dual-Modulus	10	ns
	t_{IW}	$U_{DD} = 5 \text{ V}$	5	ns
	t_{IW}	Single-Modulus	5	ns

Impulsdiagramm



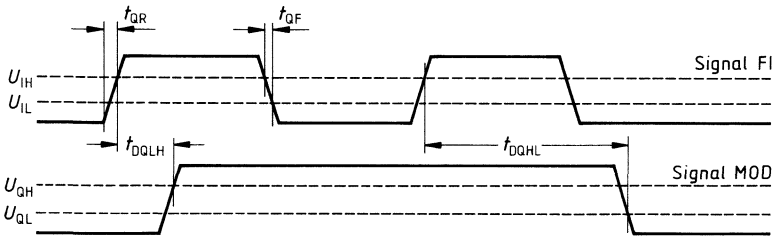
* Statusbit 8 über I²C-Bus: 1

Dynamische Kenndaten

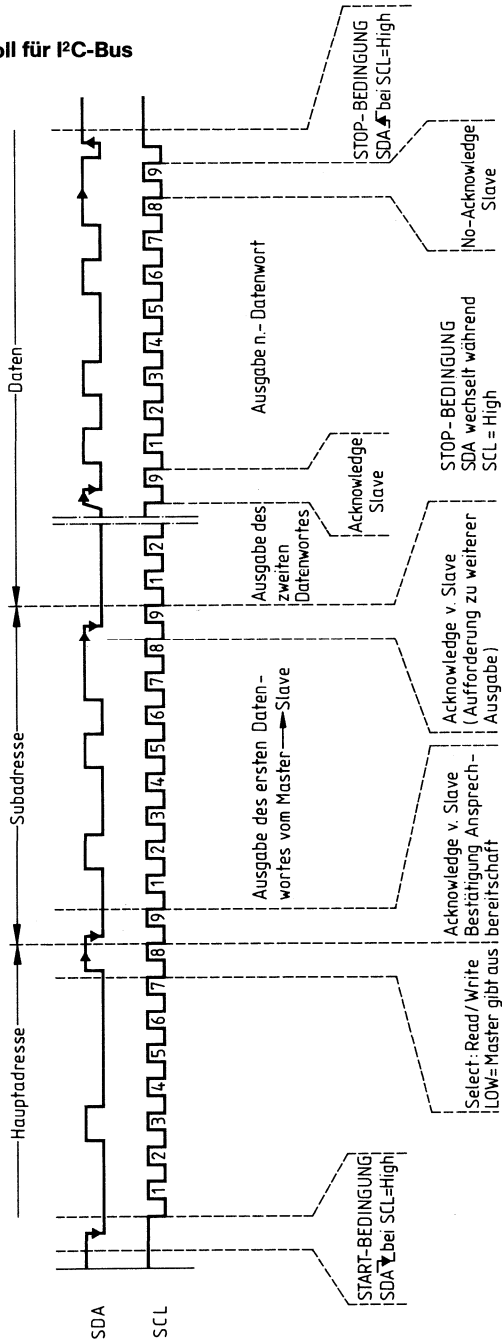
$U_S = 5 \text{ V}$; $T_U = -40 \text{ bis } 85 \text{ }^\circ\text{C}$

		Prüf- bedingungen	min	max	
Ausgangssignal PRT					
Anstiegszeit	t_{QR}	$U_{DD} = 5 \text{ V}, C_L = 30 \text{ pF}$		1	μs
Abfallzeit	t_{QF}	$U_{DD} = 5 \text{ V}, C_L = 30 \text{ pF}$		1	μs
Ausgangssignal FV					
Abfallzeit	t_{QF}	$U_{DD} = 5 \text{ V}, C_L = 20 \text{ pF}$		20	ns
Ausgangssignal MOD					
Anstiegszeit	t_{QR}	$U_{DD} = 5 \text{ V}, C_L = 30 \text{ pF}$		10	ns
Abfallzeit	t_{QF}	$U_{DD} = 5 \text{ V}, C_L = 30 \text{ pF}$		10	ns
Verzögerungszeit L-H gegen FI	t_{DQLH}	$U_{DD} = 5 \text{ V}, C_L = 30 \text{ pF}$		25	ns
Verzögerungszeit H-L gegen FI	t_{DQHL}	$U_{DD} = 5 \text{ V}, C_L = 30 \text{ pF}$		15	ns

Impulsdiagramm



Übertragungsprotokoll für I²C-Bus



Übertragungsprotokoll für das Programmieren

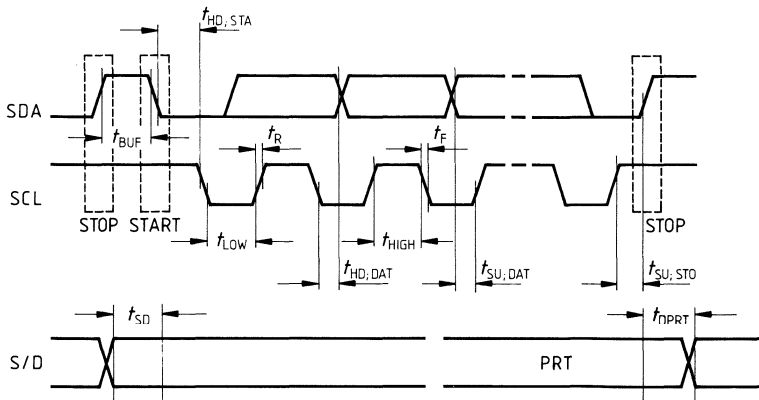
SDA		Single-Modulus	Dual-Modulus		
	Start				
IC	1	1	1		
A	2	1	1		
D	3	0	0		
R	4	0	0		
E	5	0	0		
S	6	1	1		
S	7	0	1		
E	8	0	0		
	ACK				
SUB	1	0	0		
A	2	0	0		
D	3	0	0		
R	4	0	0		
E	5	1	1		
S	6	0	0		
S	7	0	1		
E	8	R/W	0		
	ACK			Statusbit	
	1			0	1
S	2	PORT		Low***	High***
T	3	Counter		off*	on
A	4	FI, RI		off*	on
T	5	PD-Polarity		neg.	pos.
U	6	PD-Current		0,1 mA	1 mA
S	7	Voltage-Doubler Frequency		÷ 2	÷ 4
	8	Voltage-Doubler Status		off	on
	ACK	Modulus Output		push pull	current source**
	Stop				

* Standby
** angepaßt an TBB 202
*** PORT-Ausgangszustand

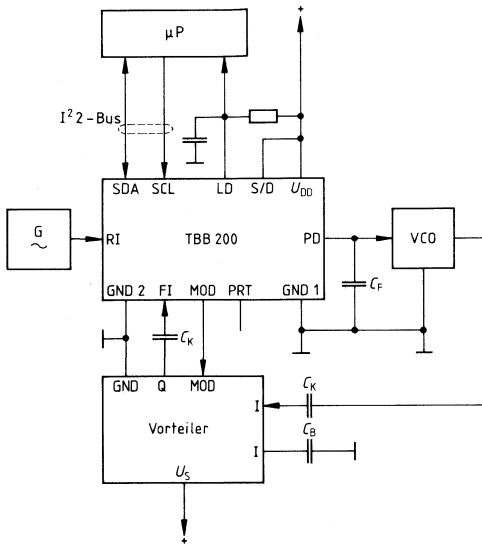
		min	max	
Taktfrequenz	f_{SCL}	0	100	kHz
	$t_{HD, DAT}$	0		μs
Inaktive Zeit vor neuem Übertragungsstart	t_{BUF}	4,7		μs
Haltezeit bei Startbedingung (nach dieser Zeit wird erster CLOCK-Impuls erzeugt)	$t_{HD, STA}$	4,0		μs
LOW-Phase des Taktes	t_L	4,7		μs
HIGH-Phase des Taktes	t_H	4,0		μs
Vorbereitungszeit für DATEN	$t_{SU, DAT}$	250		ns
Anstiegszeit für SDA- und SCL-Signal	t_R		1	μs
Abfallzeit für SDA- und SCL-Signal	t_F		300	ns
Vorbereitungszeit für SCL-Takt bei STOP-Bedingung	$t_{SU, STO}$	4,7		μs
Vorbereitungszeit für Status (S/D) Programmierung	t_{SD}	500		ns
Verzögerungszeit PRT gegenüber Stop-Bedingung	t_{DPRT}		500	μs

Alle Werte beziehen sich auf die spezifizierten Eingangsspiegel U_{IH} und U_{IL} .

Impulssdiagramme für I²C-Bus, S/D, PRT

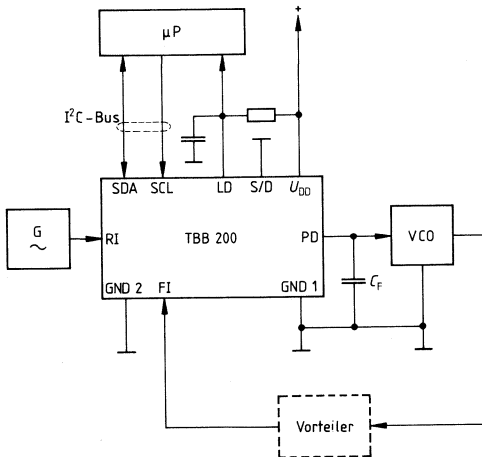


Anwendungsschaltungen



C_K = Koppelkapazität
 C_B = Abblockkapazität

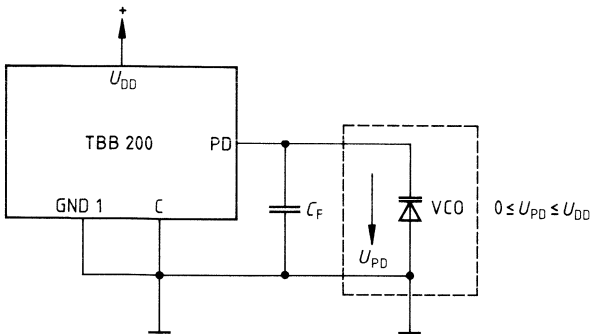
Betrieb: Dual-Modulus, ($f_{max} = 30$ MHz an FI)



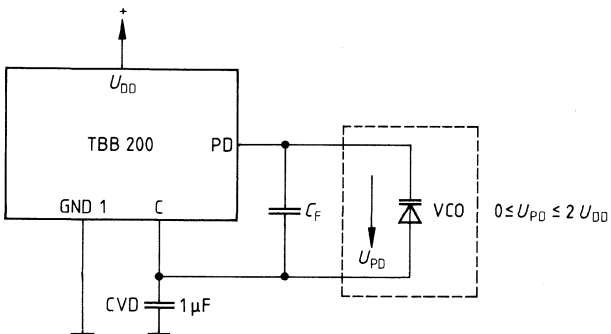
Betrieb: Single-Modulus ($f_{max} = 70$ MHz an FI)

C_F : Loopfilter

Anwendungsschaltungen VCO-Ankopplung



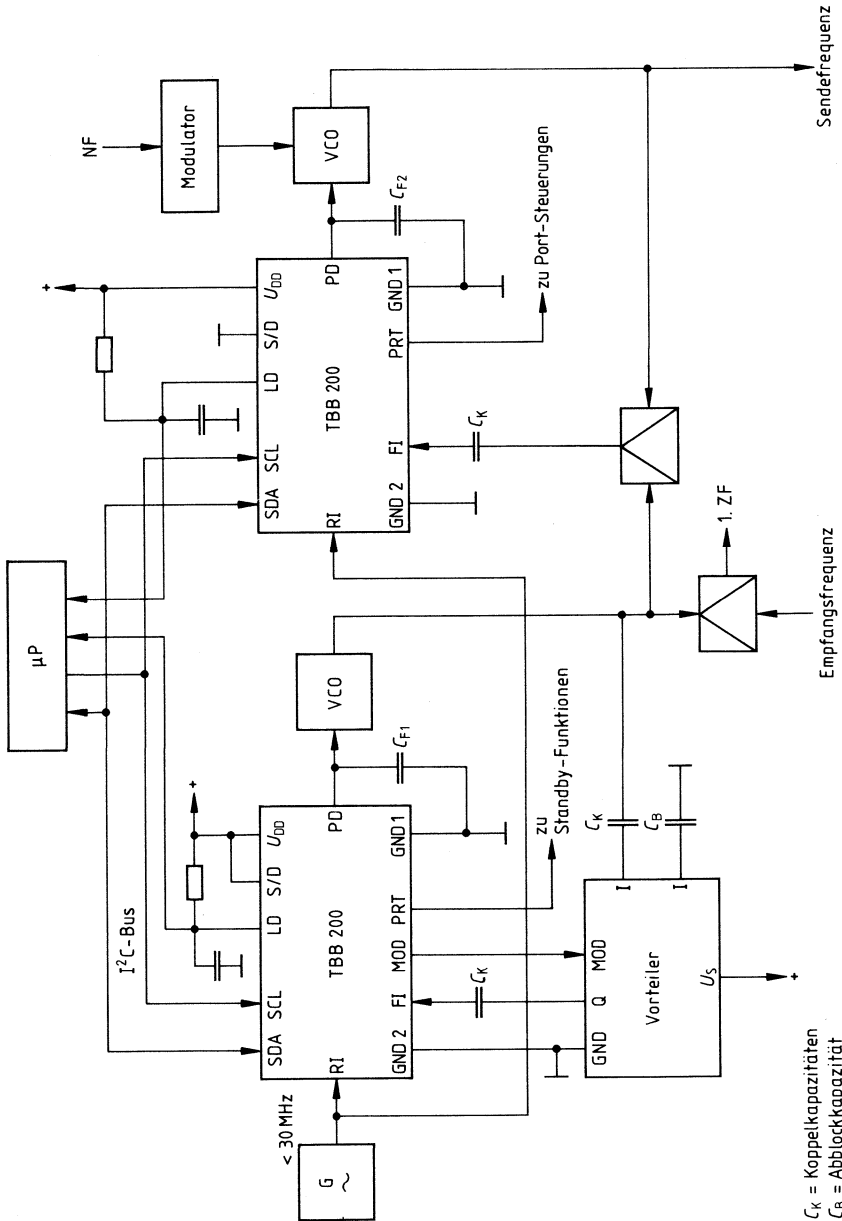
Betrieb ohne Spannungsverdoppler (Statusbit 7 = 0)



Betrieb mit Spannungsverdoppler (Statusbit 7 = 1)

C_F : Loopfilter

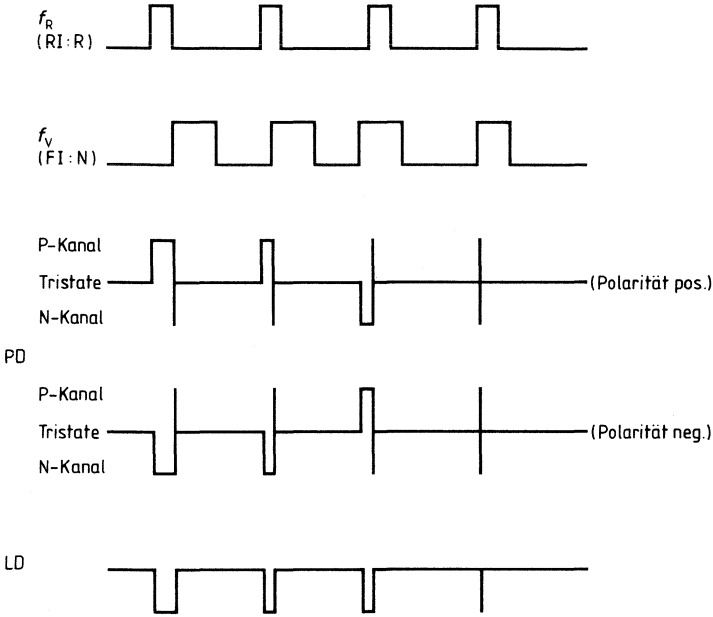
Anwendungsbeispiel für Funkgeräte und Funktelefon im 900 MHz-Bereich



C_k = Koppelkapazitäten
 C_B = Abblockkapazität

Impulsdiagramm

Phasendetektor



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 469	Q67000–A2025	P-DIP 22

TBB 469 ist ein FM-Schmalband-IC speziell für Funkgeräteempfänger. Er eignet sich zur Umsetzung, Begrenzung, Demodulation und NF-Aufbereitung eines FM-modulierten Signals. Das Eingangssignal gelangt über einen HF-Verstärker an einen quarzgesteuerten Mischer. Das ZF-Signal wird über eine externe Selektion einem einstellbaren Begrenzerverstärker mit nachfolgendem Koinzidenzdemodulator zugeführt. Das NF-Signal wird über einen Tiefpaß einem NF-Verstärker zugeführt. Die Verstärkung und der Frequenzgang des 1. Verstärkers können extern eingestellt werden. Der 2. Verstärker enthält die Lautstärkeregelung und einen Muteingang für eine zusätzliche feldstärkeabhängige Regelung.

Grenzdaten

		untere Grenze	obere Grenze	
Speisespannung	U_S	0	15	V
Laststrom der Referenz	I_{stab}	0	50	μA
Sperrschichttemperatur	T_j		125	$^{\circ}C$
Lagertemperatur	T_s	-55	125	$^{\circ}C$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th SU}$		70	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	3	12	V
Umgebungstemperatur	T_U	-30	80	$^{\circ}C$

Elektrische Kenndaten

$U_S = 4,5 \text{ V}$, $T_U = -30 \text{ °C}$ bis 60 °C

		Prüfbedin- gungen	untere Grenze	typ	obere Grenze	
Stromaufnahme	I_S			3,0	5,0	mA
Referenzspannung	U_{Stab}		1,9	2,2	2,5	V

HF-Vorstufe

Verstärkung	V_U	$f_i = 10 \dots 50 \text{ MHz}^*)$ (-3 dB)	36	42	48	dB
Eingangsimpedanz	Z_i			10//3		k Ω //pF
Rauschzahl	F			6		dB

Begrenzerverstärker bei $\Delta f = \pm 2,8 \text{ kHz}$, $f_{iZF} = 455 \text{ kHz}$

$f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$, $U_{iZF \text{ eff}} = 10 \text{ mV}$, $Q_B \approx 15$:

Eingangswiderstand	R_i			20		k Ω
ZF-Bandbreite	B_{ZF}	$U_{qNF1} = -3 \text{ dB}$	500			kHz
Begrenzungseinsatz	$U_{\text{Begr eff}}$			10	20	μV
Einstellbereich des						
Begrenzungseinsatzes	ΔU_{Begr}	$U_{i0} = 0 \text{ V} / U_{\text{Stab}}$	14	20	22	dB
AM-Unterdrückung	AMU	$m = 30\%$	40			dB
Signal-Störabstand	$a_{S/N}$			40		dB
Feldstärke	U_{i0}	$U_{iZF} = 0 \text{ V}$			100	mV
	U_{i0}	$U_{iZF} = 10 \text{ mV}$	0,8	1,2		V
NF-Ausgangsspannung	U_{qNF1}		30	60		mV
Min. Lastwiderstand	R_{q1}		300			Ω
NF-Bandbreite	B_{NF}	$U_{qNF1} = -3 \text{ dB}$	20	35		kHz
Klirrfaktor	k			1	2	%

NF-Verstärker 2

Verstärkung	V_U	$U_{iNF} = 1 \text{ mV}$	31	37	43	dB
Min. Lastwiderstand	R_{q2}		1			k Ω
Eingangsimpedanz	R_i		10			k Ω
Signalstörabstand	$a_{S/N}$			40		dB
Klirrfaktor*)	k			2		%

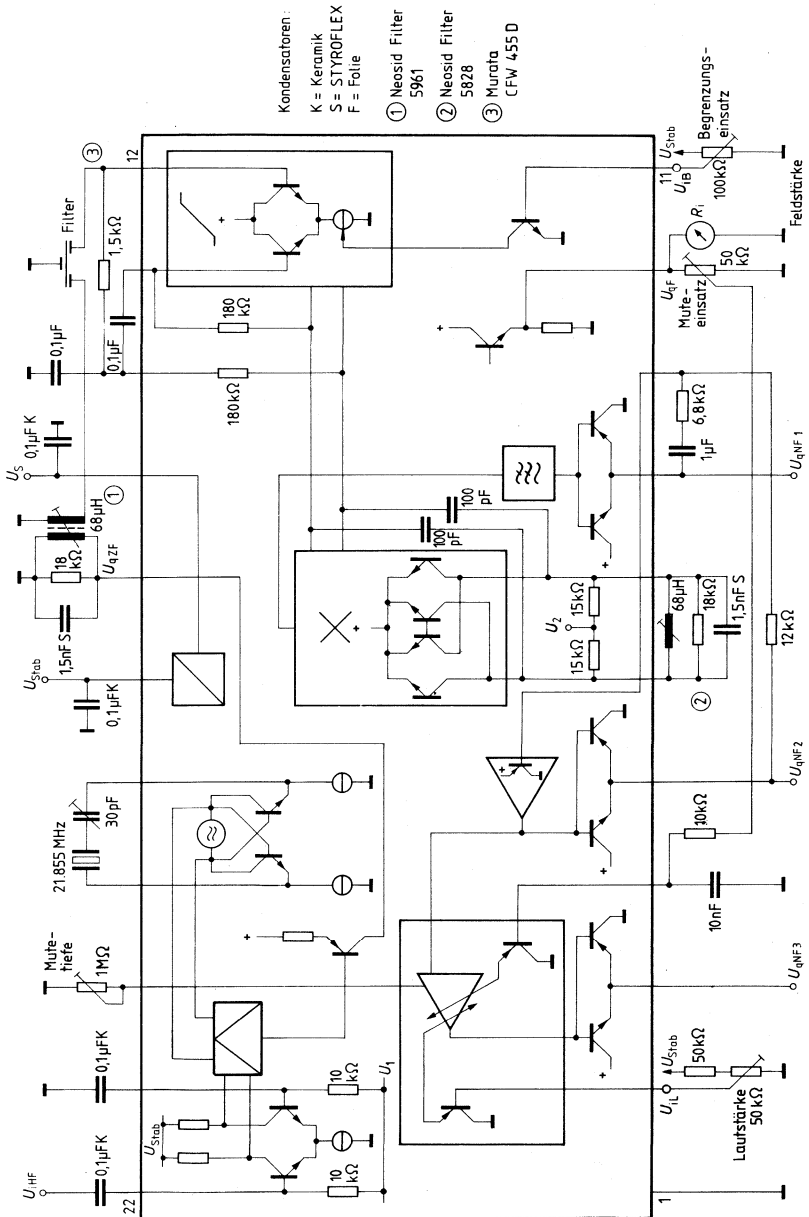
NF-Verstärker 3

Verstärkung	V_U	$U_2 = 0 \text{ V}$, $U_{i1} = 1 \text{ V}$		10		dB
Max. Ausgangsspannung	$U_{qNF3 \text{ eff}}$	$k = 10\%$			300	mV
Min. Lastwiderstand	R_{q3}		5			k Ω
Klirrfaktor	k			2		%
Stellungsbereich der Lautstärke	ΔV_L			80		dB
Mutetiefe	M	$U_4 = 0 \text{ V} / 1 \text{ V}$				
		$R_{\text{Mute}} = \infty$	3	6	10	dB
		$R_{\text{Mute}} = 0$	20	26	40	dB
Geräuschspannung nach DIN 45405**)	U_N	$U_2 = 1/2 U_{\text{Stab}}$		30		μV_{0S}

*) abhängig von Außenbeschaltung

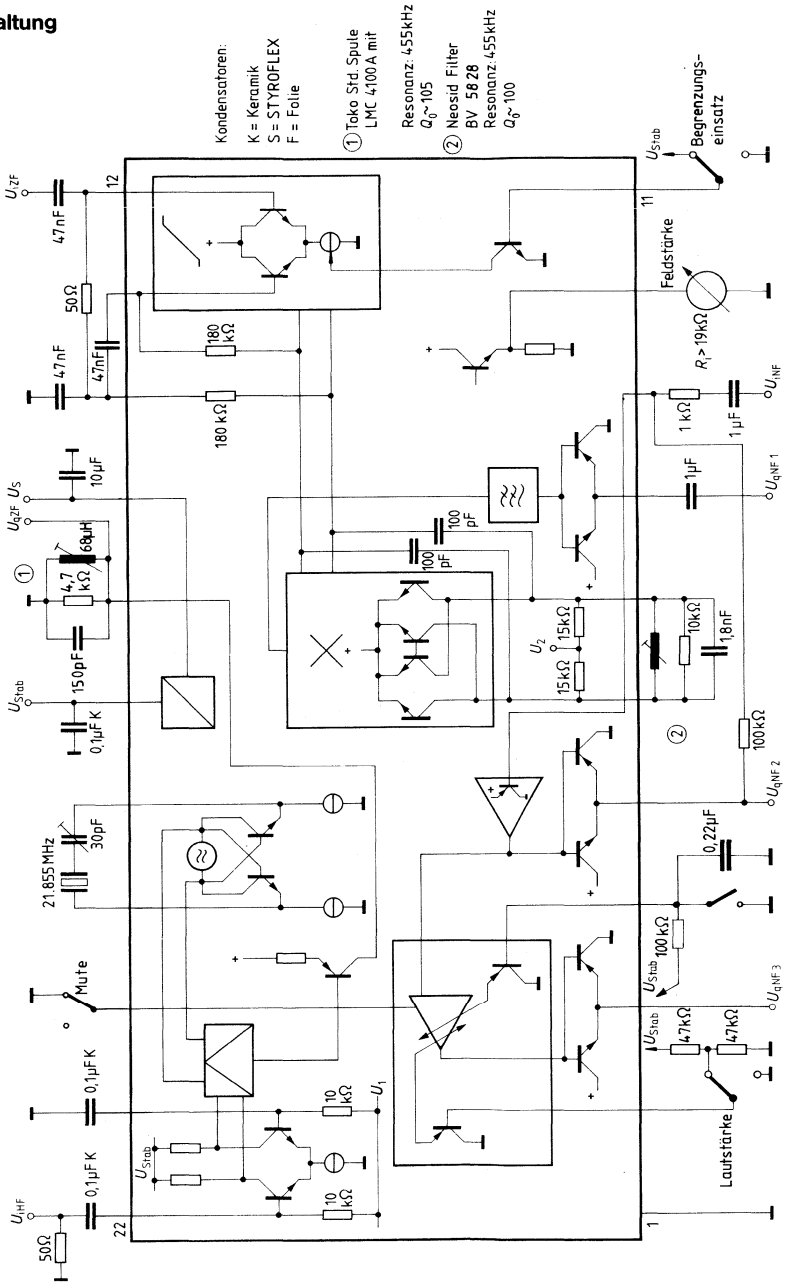
**) AQL = 2,5

Anwendungsschaltung



- Kondensatoren:
 K = Keramik
 S = STYROFLEX
 F = Folie
- ① Neosid Filter 5961
 - ② Neosid Filter 5828
 - ③ Murata CFW 455 D

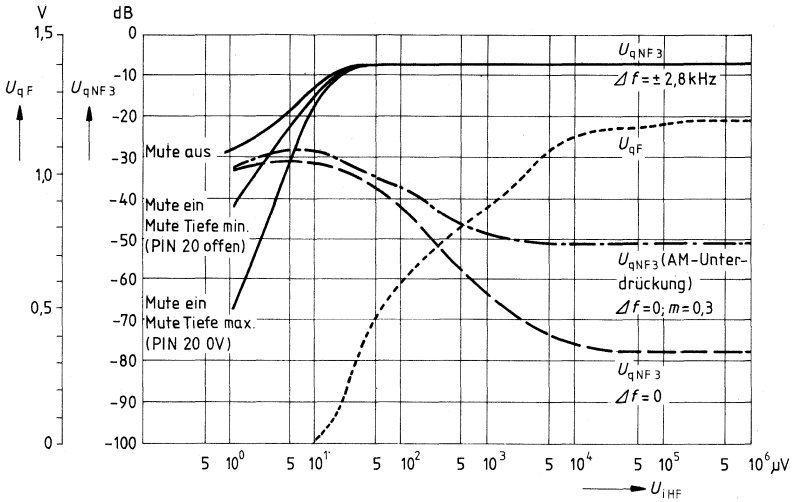
Meßschaltung



- Kondensatoren:
 K = Keramik
 S = STYROFLEX
 F = Folie
- ① Toko Std. Spule
 LMC 4100 A mit
 Resonanz 455kHz
 $Q_p \sim 105$
- ② Neosid Filter
 BV 5628
 Resonanz 455kHz
 $Q_p \sim 100$

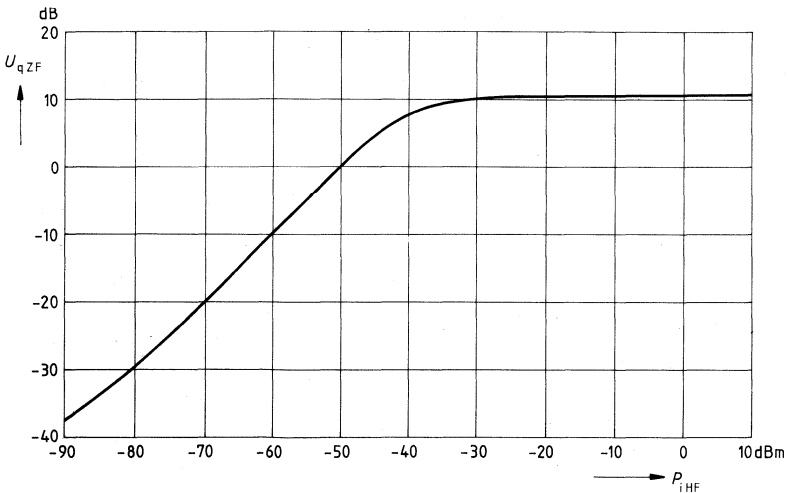
NF-Ausgangsspannung U_{qNF3} bezogen auf 775 mV_{eff} und Feldstärkeausgangsspannung U_{pF} als Funktion der Eingangsspannung U_{iHF}

$U_S = 4,5 \text{ V}$, $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$



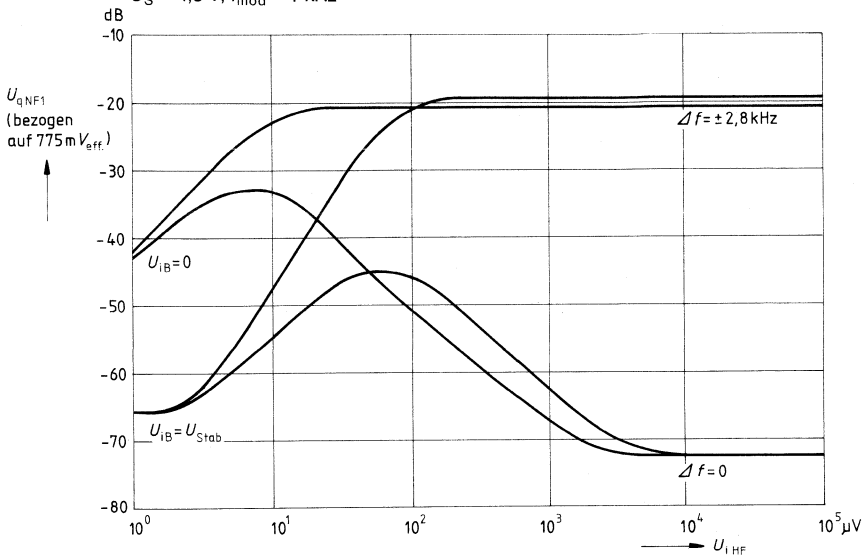
MischerAusgangsspannung U_{qZF} bezogen auf 775 mV_{eff} an 18 k Ω als Funktion des Eingangspegels P_{iHF}

$U_S = 4,5 \text{ V}$



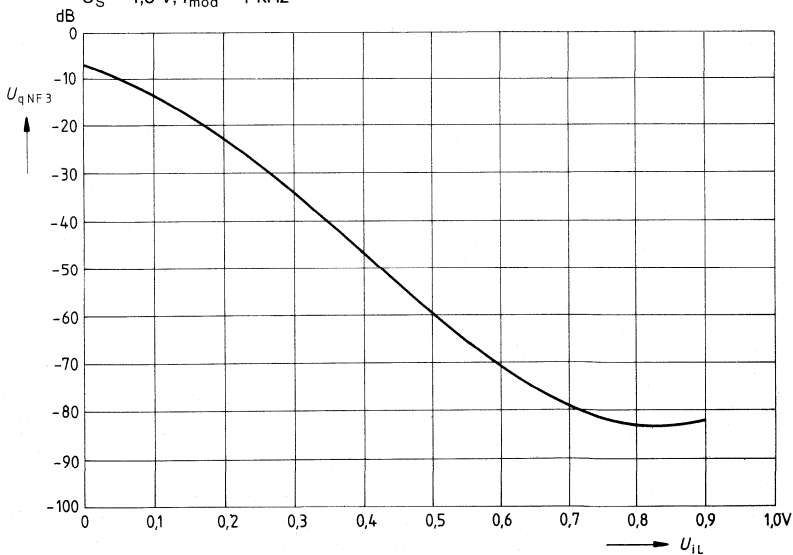
ZF-Begrenzer-Charakteristik

$U_S = 4,5 \text{ V}$, $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$



NF-Ausgangsspannung $U_{q,NF3}$ bezogen auf $775 \text{ mV}_{\text{eff}}$ als Funktion der Steuerspannung $U_{i,L}$

$U_S = 4,5 \text{ V}$, $f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 1469	Q67000-A1909	P-DIP 16

TBB 1469 ist ein FM-Schmalband-IC speziell für Funkgeräteempfänger. Er eignet sich zur Umsetzung, Begrenzung, Demodulation und NF-Aufbereitung eines FM-modulierten Signals. Das Eingangssignal gelangt über einen HF-Verstärker an einen quarzgesteuerten Mischer. Das ZF-Signal wird über eine externe Selektion einem Begrenzungsverstärker mit nachfolgendem Koinzidenzdemodulator zugeführt. Das NF-Signal wird über einen Tiefpaß an einen von außen beschaltbaren NF-Verstärker zugeführt. Die HF-Eingänge sind intern mit ESD Schutzdioden beschaltet.

Grenzdaten

	untere Grenze	obere Grenze	
Speisespannung	U_S 0	15	V
Laststrom	I_{Stab} 0	50	μA
Sperrschichttemperatur	T_j	125	$^{\circ}C$
Lagertemperatur	T_s -40	125	$^{\circ}C$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	85	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	3	12	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	-30	80	$^{\circ}C$

Elektrische Kenndaten $U_S = 4,5 \text{ V}; T_U = -30 \text{ °C bis } 60 \text{ °C}$		Prüfbedin- gungen	untere Grenze	typ	obere Grenze	
Stromaufnahme	I_S			2,7	4,0	mA
Referenzspannung	U_{Stab}		1,9	2,2	2,5	V

HF-Vorstufe

Verstärkung	V_U	$f_i = 10 \dots 50 \text{ MHz}^*$ (-3 dB)	36	42	48	dB
Eingangsimpedanz	Z_i			10//3		kΩ//pF
Rauschzahl	F			6		dB

Begrenzerverstärker bei $\Delta f = \pm 2,8 \text{ kHz}$, $f_{\text{IZF}} = 455 \text{ kHz}$

$f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$, $U_{\text{IZF eff}} = 10 \text{ mV}$, $Q_B \approx 15$:

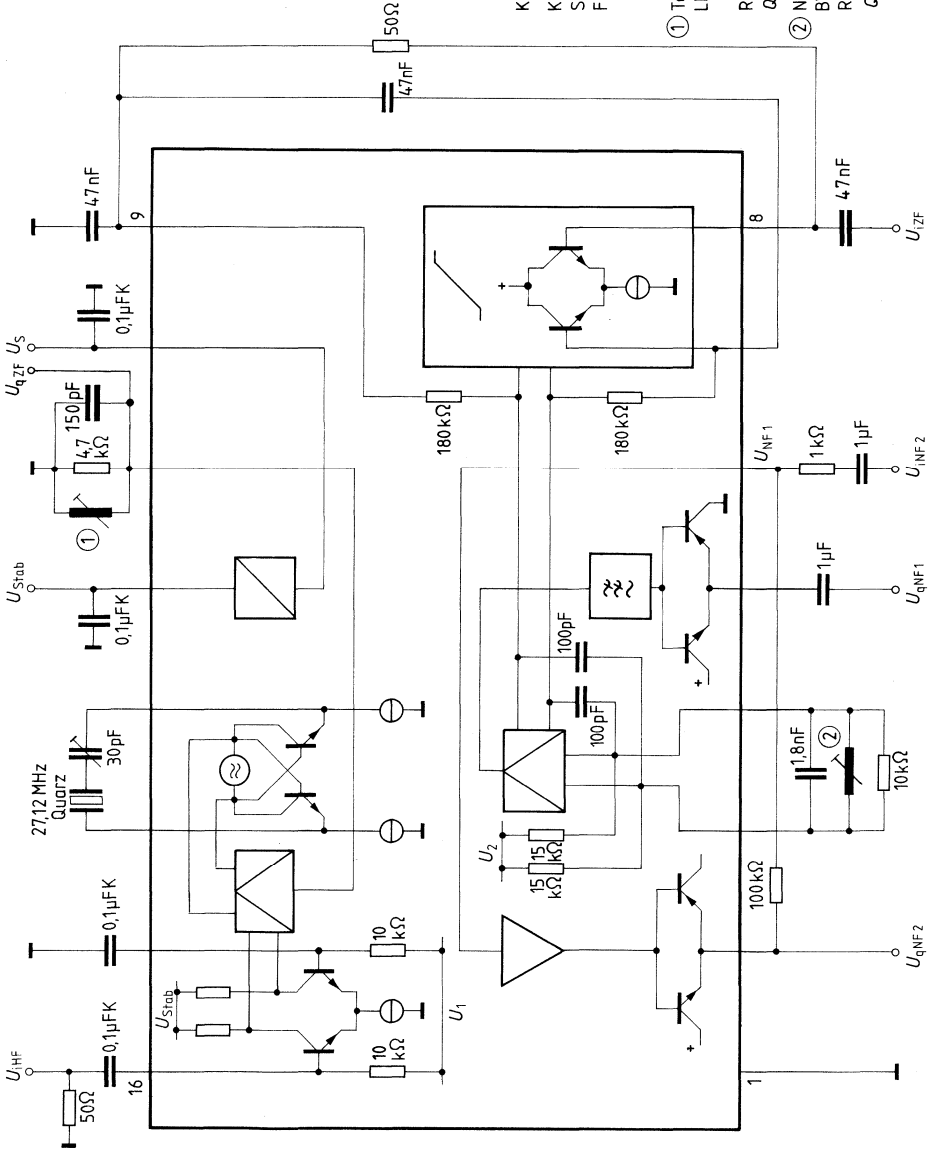
Eingangswiderstand	R_i			20		kΩ
ZF-Bandbreite	B_{ZF}	$U_{\text{qNF1}} = -3 \text{ dB}$	500			kHz
Begrenzungseinsatz	$U_{\text{Begr eff}}$			10	30	μV
AM-Unterdrückung	AMU	$m = 30\%$	40			dB
NF-Ausgangsspannung	U_{qNF1}		30	60		mV
Min. Lastwiderstand	R_q		300			Ω
Klirrfaktor	k			1	2	%
Signal-Störabstand	$a_{\text{S/N}}$			40		dB
NF-Bandbreite	B_{NF}	$U_{\text{qNF1}} = -3 \text{ dB}$	20	35		kHz

NF-Verstärker

Verstärkung	V_U	$U_{\text{INF}} = 1 \text{ mV}$	31	37	43	dB
Min. Lastwiderstand	R_L		1			kΩ
Eingangsimpedanz	R_i		10			kΩ
Signalstörabstand	$a_{\text{S/N}}$			40		dB

*) abhängig von Außenbeschaltung

Meßschaltung



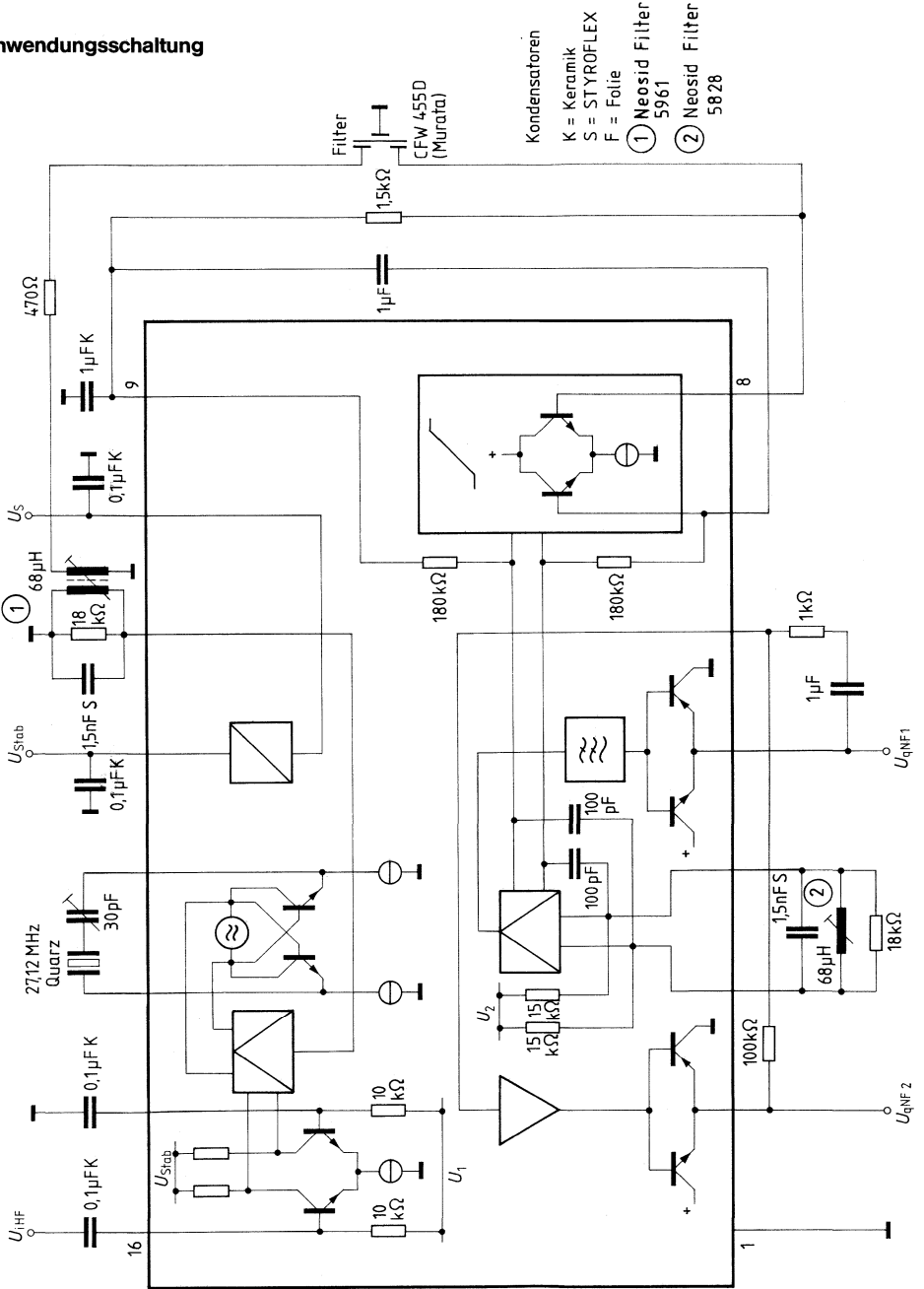
Kondensatoren:
 K = Keramik
 S = STYROFLEX
 F = Folie

① Toko Std. Spule
 LMC 4100A

Resonanz: 4.55 kHz
 $Q_0 \approx 105$

② Neosid Filter
 BV 5828
 Resonanz: 4.55 kHz
 $Q_0 \approx 100$

Anwendungsschaltung



- Kondensatoren
 K = Keramik
 S = STYROFLEX
 F = Folie
 ① Neosid Filter 5961
 ② Neosid Filter 5828

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TBB 2469 G	Q67000-A2392	SO-20 L (SMD)

TBB 2469 G ist ein FM-Schmalband-IC speziell für Funkgeräteempfänger. Er eignet sich zur Umsetzung, Begrenzung, Demodulation und NF-Aufbereitung eines FM-modulierten Signals.

Das Eingangssignal gelangt über einen HF-Verstärker an einen quarzgesteuerten Mischer. Das ZF-Signal wird über eine externe Selektion einem Begrenzungsverstärker mit nachfolgendem Koinzidenzdemodulator zugeführt. Das NF-Signal wird über einen Tiefpaß einem NF-Verstärker zugeführt. Die Verstärkung und der Frequenzgang des 1. Verstärkers kann extern eingestellt werden. Der 2. Verstärker enthält die Lautstärkeregelung.

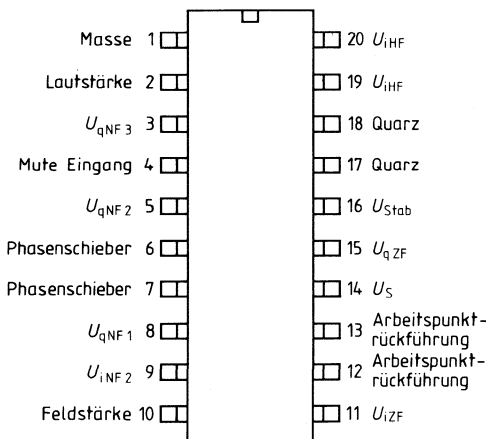
Grenzdaten

		untere Grenze	obere Grenze	
Speisespannung	U_S	0	15	V
Laststrom	I_{Stab}	0	50	μA
Sperrschichttemperatur	T_j		125	$^{\circ}C$
Lagertemperatur	T_s	-40	125	$^{\circ}C$
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	$R_{th, SU}$		120	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	3	12	V
Umgebungstemperatur	T_U	-30	80	$^{\circ}C$

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Elektrische Kenndaten		Prüfbedin- gungen	untere Grenze	typ	obere Grenze	
$U_S = 4,5 \text{ V}$, $T_U = -30^\circ\text{C}$ bis 60°C						
Stromaufnahme	I_S			3,0	5,0	mA
Referenzspannung	U_{Stab}		1,9	2,2	2,5	V

HF-Vorstufe

Verstärkung	V_U	$f_i = 10 \dots 50 \text{ MHz}^*)$ (-3 dB)	36	42	48	dB
Eingangsimpedanz	Z_i			10//3		k Ω //pF
Rauschzahl	F			6		dB

Begrenzerverstärker bei $\Delta f = \pm 2,8 \text{ kHz}$; $f_{i \text{ ZF}} = 455 \text{ kHz}$

$f_{\text{mod}} = 1 \text{ kHz}$, $U_{i \text{ ZF eff}} = 10 \text{ mV}$, $Q_B \approx 15$

Eingangswiderstand	R_i			20		k Ω
ZF-Bandbreite	B_{ZF}	$U_{q \text{ NF1}} = -3 \text{ dB}$	500			kHz
AM-Unterdrückung	AMU	$m = 30\%$	40			dB
Signal-Störabstand	$a_{\text{S/N}}$			40		dB
Feldstärke	U_{10}	$U_{i \text{ ZF}} = 0 \text{ V}$			100	mV
	U_{10}	$U_{i \text{ ZF}} = 10 \text{ mV}$		1,9		V
NF-Ausgangsspannung	$U_{q \text{ NF1}}$		30	60		mV
Min. Lastwiderstand	R_{q1}		300			Ω
NF-Bandbreite	B_{NF}	$U_{q \text{ NF1}} = -3 \text{ dB}$	20	35		kHz
Klirrfaktor	k			1	2	%

NF-Verstärker 2

Verstärkung	V_U	$U_{i \text{ NF1}} = 1 \text{ mV}$		37		dB
min. Lastwiderstand	R_{q2}		1			k Ω
Eingangsimpedanz	R_i		10			k Ω
Signalstörabstand	$a_{\text{S/N}}$			40		dB
Klirrfaktor*)	k			2		%

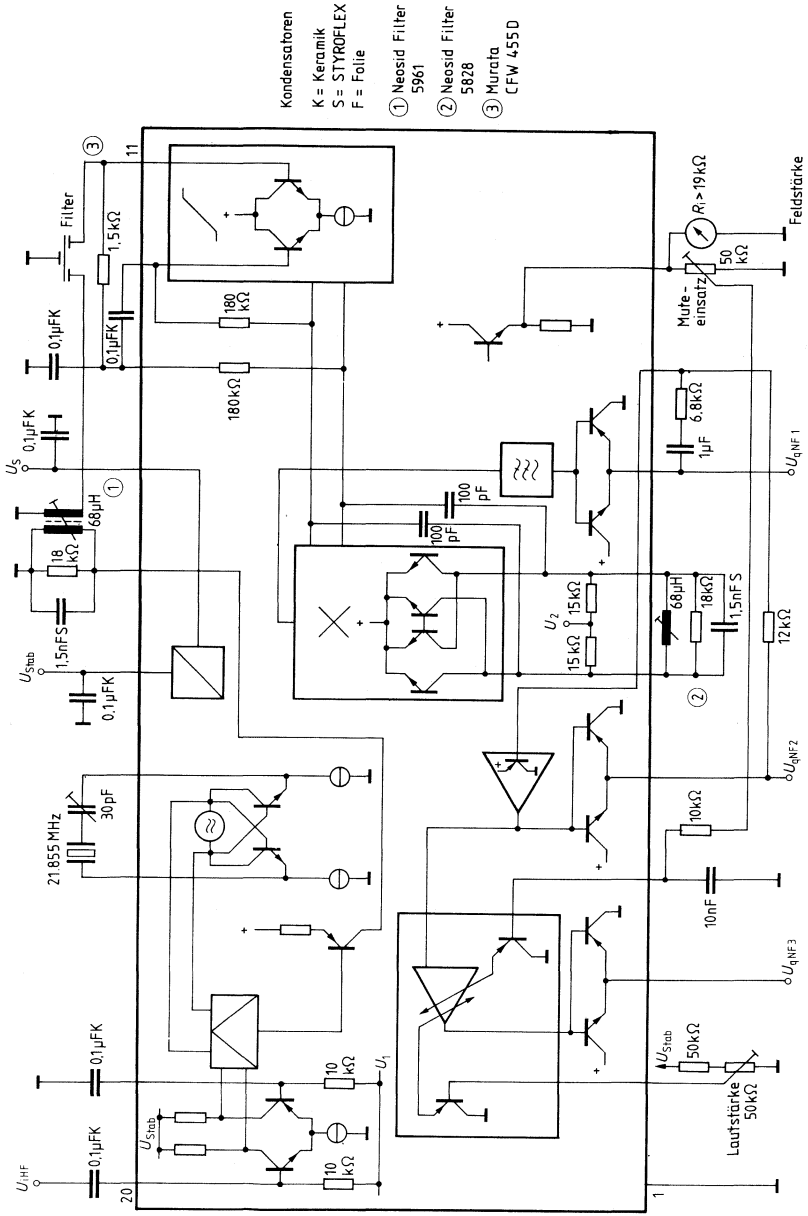
NF-Verstärker 3

Verstärkung	V_U	$U_2 = 0 \text{ V}$, $U_{11} = 1 \text{ V}$		10		dB
Max. Ausgangsspannung	$U_{q \text{ NF3 eff}}$	$k = 10\%$			300	mV
Min. Lastwiderstand	R_{q3}		5			k Ω
Klirrfaktor*)	k			2		%
Stellumfang der Lautstärke	ΔV_L			80		dB
Geräuschspannung nach DIN 45405**)	U_N	$U_2 = 1/2 U_{\text{Stab}}$		30	50	μV_{os}

*) abhängig von Außenbeschaltung

**) AQL = 2,5

Anwendungsschaltung



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.

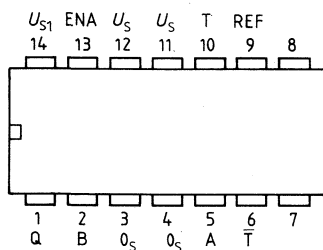
Hauptanwendung: Vorteiler in Dual Modulus-Frequenzteilern.

Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A	
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	U_{Q1}	-0,3	12	V
Ausgang gesperrt				
Fremdspannung an REF	U_I	-0,3	$U_S + 0,3$	V
Ausgangsstrom an Q1	I_{Q1}		4	mA
Ausgang leitend U_{S1} offen				
Sperrschichttemperatur	T_J		125	°C
Lagertemperatur	T_S	-55	125	°C
Umgebungstemperatur	T_U	-30	80	°C
Wärmewiderstand				
System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		75	K/W

Funktionsdaten		Bedingungen	untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S		4,5	5,5	V
Eingangsfrequenz	f_T	bei 50/51, 100/101		300 ¹⁾	MHz
Eingangsfrequenz	f_T	bei 100/102, 200/202		500 ¹⁾	MHz
Eingangsfrequenz sinusförmig	f_T	bei 50/51, 100/101	20 ¹⁾		MHz
Eingangsfrequenz sinusförmig	f_T	bei 100/101, 200/202	20 ¹⁾		MHz

Anschlußanordnung (Ansicht von oben)



1) Amplitude (SS) an T : $250 \text{ mV} \leq U_{TSS} \leq 400 \text{ mV}$; $U_S: 4,75 \leq U_S \leq 5,5 \text{ V}$

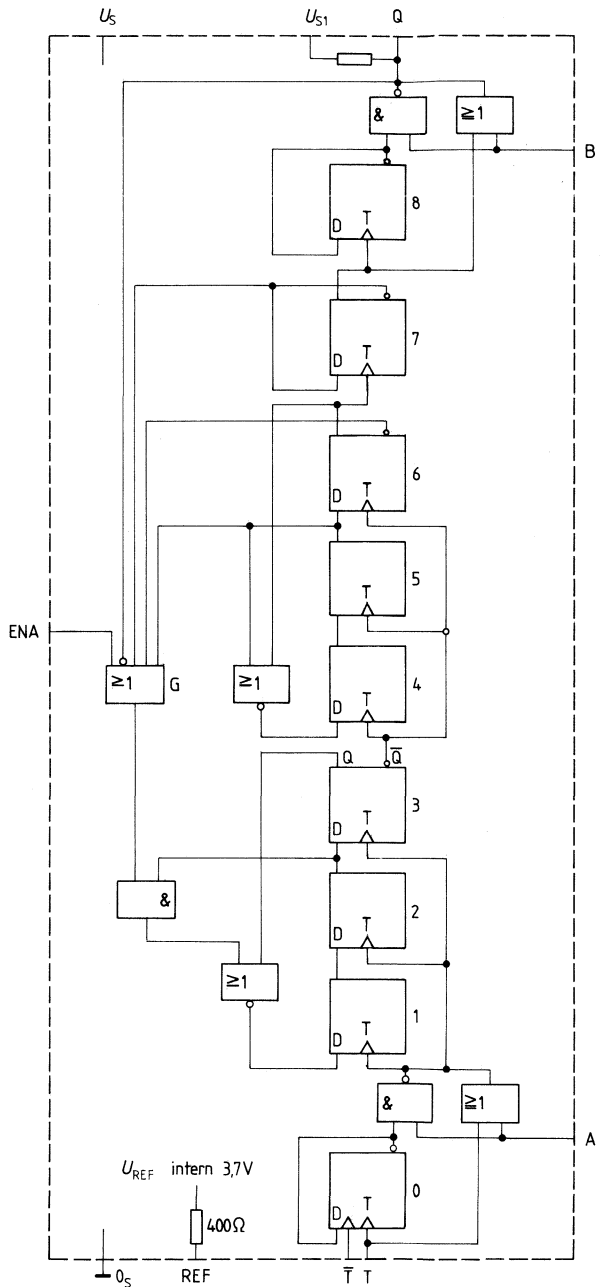
Kenndaten im Betriebsbereich $U_S = 5 \text{ V}$, $T_U = -30^\circ\text{C}$ bis 80°C

	Prüfbedin- gungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S	4,75	5	5,25	V
Speisestrom	I_S	Eing., Ausg. offen		85	mA
L-Eingangsspannung an ENA	U_{IL}			1	V
H-Eingangsspannung an ENA	U_{IH}	$T_U = -30^\circ\text{C}$	3,2		V
H-Eingangsspannung an ENA	U_{IH}	$T_U = 25^\circ\text{C}$	3,0		V
H-Eingangsspannung an ENA	U_{IH}	$T_U = 80^\circ\text{C}$	2,8		V
H-Eingangsstrom an ENA	I_{IH}	$U_{ENA} = U_{ENAH} = f(T_U)$		0,17	mA
H-Eingangsstrom an ENA	I_{IH}	$U_{ENA} = 9 \text{ V}$		1,7	mA
L-Eingangsspannung an A bzw. B	U_{IL}			1,5	V
H-Eingangsspannung an A bzw. B	U_{IH}		$U_S - 0,1$	$U_S + 0,1$	V
H-Eingangsstrom an A bzw. B	I_{IH}	$U_{AB} = U_S$		0,5	mA
Schwellenspannung an T	U_T	$U_S = 5 \text{ V}$		3,7	V
Schaltspannungshub an T statisch	U_{TSS}		250	1600	mV
(T und REF verbunden)					
Schaltspannungshub an T bei 500 MHz	U_{TSS}	$U_S = 5 \text{ V}$	250	400	mV
(T und REF verbunden)					
Ausgangsspannung an Q	U_Q	$I_{Q1} = 3,2 \text{ mA}$		0,5	V
	U_Q	$U_{S1} = 11,5 \text{ V}$		2	V
		$I_{S1} < 100 \mu\text{A}$			
R zwischen Q und U_{S1}	R_Q	$T_U = 25^\circ\text{C}$	2,0	2,5	$k\Omega$

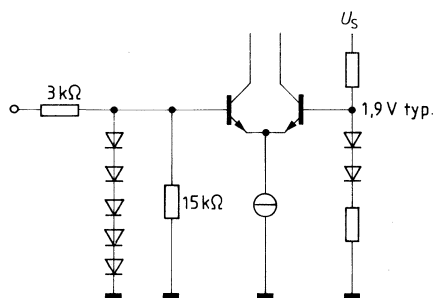
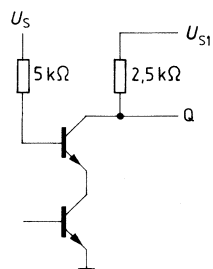
Wahrheitstabelle

				Eingangsfrequenz MHz	
A	B	ENA	f_T/f_Q	min.	max
H	H	H	200		
H	H	L	202		
H	L	H	100	40	500
H	L	L	102		
L	H	H	100		
L	H	L	101		
L	L	H	50	20	250
L	L	L	51		

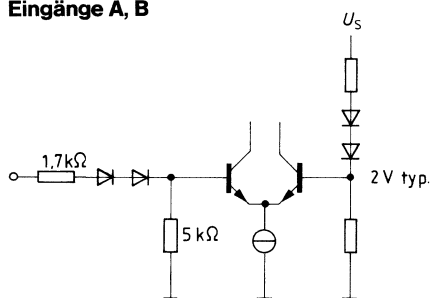
Blockschaltbild



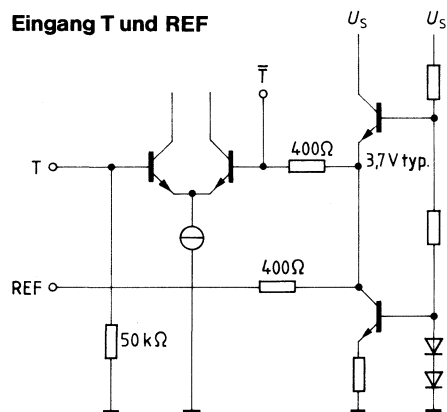
Eingang ENA

Ausgänge Q und U_{S1} 

Eingänge A, B

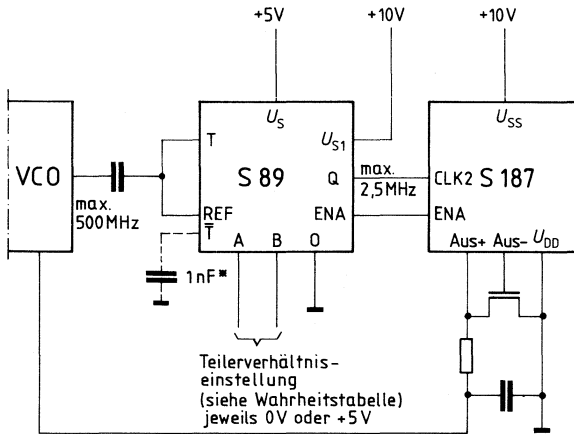


Eingang T und REF



Anwendungsbeispiel

Vorteiler für PLL-Bausteine S 187 B/C



*) Kondensator ist nur bei Betrieb in der Nähe der Grenzfrequenz und der Grenzeingangsempfindlichkeit notwendig.

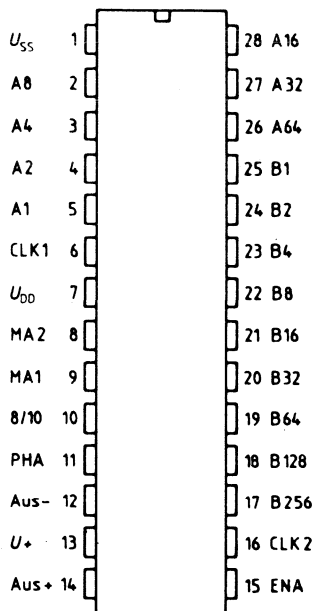
Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S 187 B	Q67100-Y199	P-DIP 28

Der S 187 ist ein hochintegrierter MOS-Baustein mit folgenden besonderen technischen Merkmalen:

- Mehr als 500 000 verschiedene Frequenzen einstellbar
- 8 verschiedene Referenzfrequenzen einstellbar
- Hohe Flexibilität durch entsprechende Codierung
- Hohe Referenz-Eingangsfrequenz
- Integrierter Phasen-Komparator
- Einfache 10-V-Versorgung
- Niedrige Verlustleistung auch bei hohen Frequenzen
- Zur Frequenzeinstellung speziell geeignete programmierbare Diodenmatrix S 353
- Speziell geeigneter Vorteiler S 89 zur Erweiterung bis 500 MHz

Anwendungsmöglichkeiten

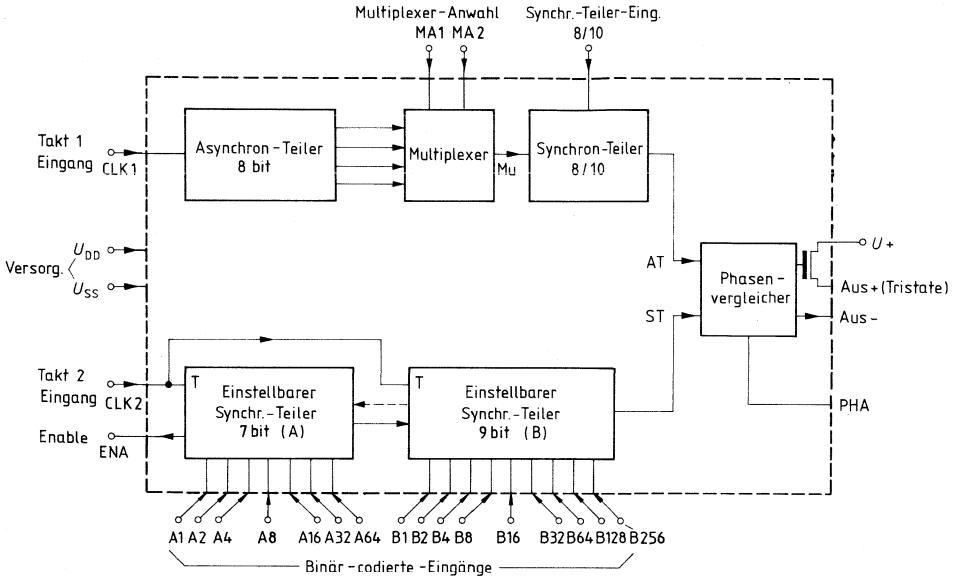
- Vielkanalgeräte
- Navigationsgeräte
- Citizen Band Radio
- Scanning Receiver
- Signal-Generatoren

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)

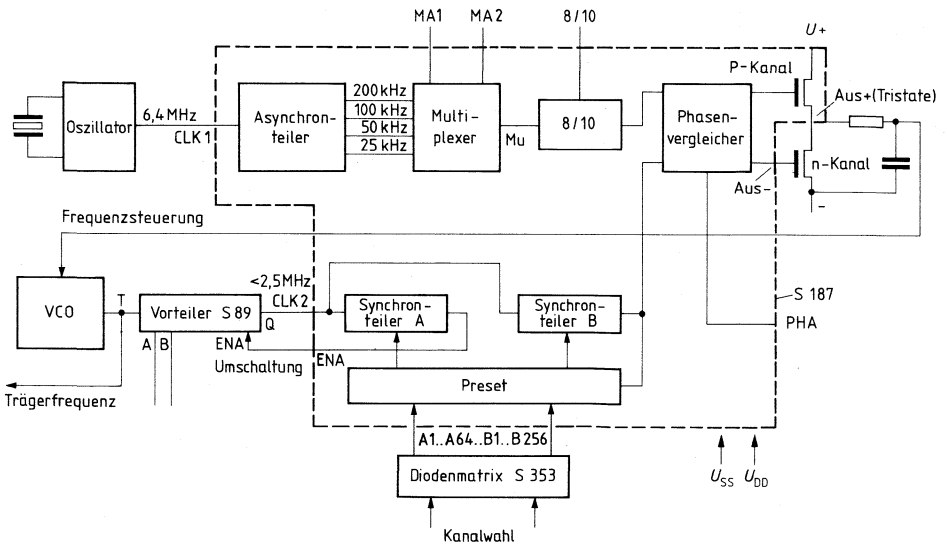
Anschlußbezeichnungen

Eingänge			Ausgänge			
Kurz-bez.	An-schluß		Kurz-bez.	An-schluß		
A 1	5	} Binär-codierte Eingänge für ein- stellbaren Synchron- Teiler (A) 7-bit	ENA	15	Freigabe-Ausgang Phasenvergleichers- Ausgang	
A 2	4		PHA	11		
A 4	3					
A 8	2					
A 16	28					
A 32	27					
A 64	26					
B 1	25					
B 2	24					
B 4	23		} Binär-codierte Eingänge für ein- stellbaren Synchron- Teiler (B) 9-bit			
B 8	22					
B 16	21					
B 32	20					
B 64	19					
B 128	18					
B 256	17					
CLK 1	6	} Takt-Eingang 1 für Asynchronteiler (max. 6,4 MHz)		AUS+	14	Drain Anschluß eines externen Enhancement n-Kanal-MOS- Transistors zur Bildung einer Tristate-Stufe
CLK 2	16			} Takt-Eingang 2 für Synchronteiler (max. 2,5 MHz)		
8/10	10	} Teilereinstellung 8 oder 10 für Asynchronteiler		AUS -	12	Gateanschluß für externen n-Kanal MOS-FET
MA 1	9	} Multiplex-Anwahl 1 und 2	U+	13	Source-Anschluß des internen p-Kanal-MOS-FET. Anschluß einer zusätzlich gesiebtten Spannung zur Störungsverminderung am Tiefpaß.	
MA 2	8					
U _{SS}	1	} Versorgung				
U _{DD}	7					

Blockschaltbild



Prinzipschaltung eines Trägerfrequenzgenerators mit S 89, S 187 und S 353



Grenzdaten		Bedingung	untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_{DD}	} bezogen auf $U_{SS} = 0\text{ V}$	-15	0,3	V
Spannung an allen Anschlüssen	U		-15	0,3	V
Sperrschichttemperatur	T_j			125	°C
Lagertemperatur	T_s		-40	125	°C
Umgebungstemperatur	T_U		-20	70	°C
	S 187 B				
Wärmewiderstand					
System-Umgebung	$R_{th\ SU}$			50	K/W

Statische Kenndaten		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
$U_{SS} = 10\text{ V}$ im Temperaturbereich						
Speisespannung	U_{SS}	$U_{DD} = 0\text{ V}$ als Masse und Referenzspannung verwendet	9	10	11	V
$U_{SS\ typ} = 10\text{ V}$						
Stromaufnahme	I_{SS}			8	35	mA
Eingänge						
A1 bis A 64,						
B1 bis B 256, 8/10						
L-Widerstand	R_{IL}	$C_e = 10\text{ pF}$ gegen U_{SS}	0		3	kΩ
H-Widerstand	R_{IH}		100		∞	kΩ
Eingangsstrom	I_{IL}	(Kurzschluß gegen U_{DD} bei $U_{SS} = 10\text{ V}$)			500	μA
Eingang CLK1						
L-Eingangsspannung	U_{IL}		U_{DD}		$U_{SS} - 8$	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}		$U_{SS} - 0,5$		U_{SS}	V
Eingang CLK2						
L-Eingangsspannung	U_{IL}		U_{DD}		$U_{SS} - 8$	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}		$U_{SS} - 0,5$		U_{SS}	V
Eingänge MA1, MA2						
L-Eingangsspannung	U_{IL}	$C_e = 10\text{ pF}$ gegen U_{SS}	U_{DD}		$U_{SS} - 8$	V
H-Eingangsspannung	U_{IH}		$U_{SS} - 0,5$		U_{SS}	V
Ausgänge AUS +, AUS-						
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 1\text{ mA}$, $U_{SS} = 10\text{ V}$	9			V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$I_{QH} = -1\text{ mA}$, $U_{SS} = 10\text{ V}$			4	V
L/H-Ausgangsstrom	I_Q	$T_U = 70\text{ °C}$			1	μA
Ausgang PHA						
L-Ausgangsspannung	U_{QL}	$I_{QL} = 100\text{ μA}$, $U_{SS} = 10\text{ V}$			6,5	V
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$I_{QH} = -1\text{ mA}$, $U_{SS} = 10\text{ V}$	6,5			V
Ausgang ENA (open-drain)						
Leckstrom	I_{QR}	Ausgang Low			20	μA
H-Ausgangsspannung	U_{QH}	$I_{QH} = 3,5\text{ mA}$, $U_{SS} = 10\text{ V}$	5			V

Dynamische Kenndaten $U_{SS} = 10 \text{ V}$, $T_U = -20^\circ\text{C}$ bis 70°C		Prüfbedin- gungen	untere Grenze B	obere Grenze A	
Eingangsfrequenz an CLK 1	f	}		6,5	MHz
an CLK 2	f			2,5	MHz
Eingangsimpulse an CLK 1	t_i	} $C_e = 15 \text{ pF}$ gegen U_{SS}	50		ns
an CLK 2	t_i		150		ns
Signalübergangszeit an CLK 1	t_T	} zw. 10% und 90%		25	ns
an CLK 2	t_T			150	ns
Verzögerung ENA gegen fallende Flanke von CLK 2				300	ns

Grundfunktion

Der Frequenzaufbereitungsbaustein S 187 dient im Trägerfrequenzgenerator zur Kanalwahl. Die Trägerfrequenz wird durch einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) erzeugt und nach (je nach Kanal) **einstellbarer Teilung** mit einer quarzstabilen Referenzfrequenz verglichen. Die Ausgangsspannung des Frequenzvergleichers steuert den VCO.

Durch Wahl der Teilung kann die Trägerfrequenz auf ein bestimmtes Vielfaches der Referenzfrequenz eingestellt werden.

Aufbau und Funktion

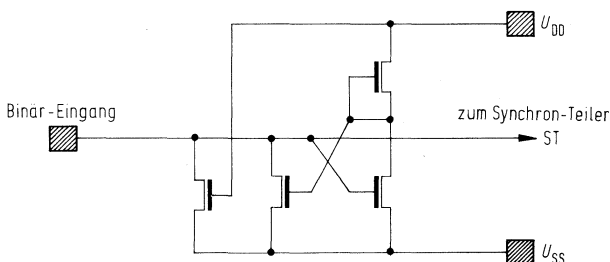
Siehe Blockschaltbild eines Trägerfrequenzgenerators mit Angabe des im S 187 integrierten Teils.

Folgende Funktionen sind enthalten:

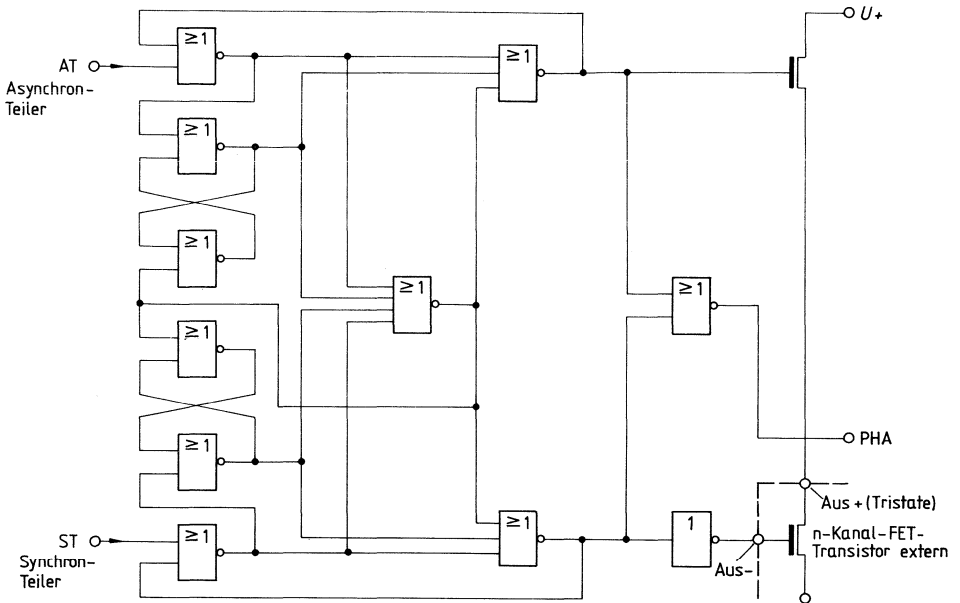
- 8stufiger Asynchronteiler, Eingangsfrequenz max. 6,4 MHz, Ausgangsfrequenz wählbar 200, 100, 50, 25 kHz
- umstellbarer 8/10-Teiler
 - 1) und 2) liefern zusammen die quarzstabile Referenzfrequenz (8 Möglichkeiten).
- Vollprogrammierbarer Synchronteiler aus zwei zusammenhängenden Teilern A und B, Eingangsfrequenz $\leq 2,5 \text{ MHz}$.
- 7stufiger Teiler A, einstellbar zwischen 0 bis 127-Teilung. Dieser Teiler wird nach Ablauf angehalten und durch Teiler B rückgesetzt und angestoßen. Er liefert dadurch das Umschaltsignal für einen Verteiler, mit dessen Hilfe eine noniusartige Teilung entsteht, wodurch die Vergleichsfrequenz höher eingestellt werden kann. Das Umschaltsignal (Ausgang ENA) muß deshalb synchron zum Eingangstakt sein (Verzögerung $< 300 \text{ ns}$). Das Umschaltsignal ENA hat deshalb die gleiche Frequenz wie der Ausgang des Teilers B, während das Tastverhältnis durch die Teilung bei A ($\text{ENA} = L$) und die Differenz zwischen Teilung bei B und Teilung bei A ($\text{ENA} = H$) bestimmt wird. Ist Teilung bei A = 0, liegt ENA immer auf H-Zustand.

- 3.2 9stufiger Teiler B, einstellbar zwischen 2 bis 513-Teilung. Dieser Teiler setzt sich selbst und Teiler A nach Ablauf zurück. Er liefert die geteilte Trägerfrequenz für den Phasenvergleichler.
4. Der Phasenvergleichler (siehe Abbildung) nimmt den Frequenzvergleich vor. Er besitzt drei mögliche Ausgangskombinationen (siehe Wahrheitstabelle 1) zwischen denen er, durch $0 \rightarrow 1$ -Flanken an den Eingängen gesteuert, umschaltet (siehe Wahrheitstabelle 2).
Sind die Eingangsfrequenzen unterschiedlich, schaltet das führende Signal den Ausgang auf seiner Seite (AT Aus +, ST Aus -) nach „1“, wo er so lange bleibt, bis ihn das andere Signal nach „0“ zurückschaltet.
Sind beide Frequenzen gleich, aber in verschiedener Phase, wird auf der führenden Seite in jedem Takt ein Ausgangsimpuls der Breite des Phasenunterschieds erzeugt. Liegen die beiden $0 \rightarrow 1$ -Flanken an beiden Eingängen innerhalb der Totzeit, so bleibt der Phasenvergleichler im „0“-Zustand.
Der Phasenvergleichler steuert ein Komplementär-Tristate-Gatter, wobei der interne p-Kanal-Transistor vom +Ausgang und der externe n-Kanal-Transistor vom invertierten -Ausgang angesteuert werden. Der Integrationskondensator wird also im „H“-Zustand aufgeladen, im „L“-Zustand entladen, während er im „0“-Zustand hochohmig abgeschlossen ist. Die Kondensatorspannung > $U_{SS} - 1$ V und damit die Frequenz des VCO ändert sich also so lange, bis die $0 \rightarrow 1$ -Flanken an beiden Eingängen innerhalb einer Totzeit des Phasenvergleichlers liegen.
5. Aktiv-p-Funktion der Programmieringänge. Die Zuordnung von einzelnen Frequenzen zu bestimmten Sprechkanälen kann extern durch eine 10×16 Diodenmatrix geschehen, welche die ausgewählten Programmieringänge niederohmig mit dem negativen Potential verbindet (L) und die nicht ausgewählten nur mit Leckströmen belastet (H).
Im Worst Case ist dazu äquivalent: $5 \text{ k}\Omega$ gegen U_{DD} (L) bzw. $100 \text{ k}\Omega$ gegen U_{DD} (H). Die Programmieringänge sind deshalb mit einer Aktiv-p-Schaltung (siehe Abbildung) versehen, die im H-Zustand eine Eingangsspannung $> U_{SS} - 1$ V und im L-Zustand eine Eingangsspannung $< U_{DD} + 1$ V erzeugt. Auf diese Weise werden die verschiedensten Ansteuerungen ermöglicht.

Aktiv - p - Beschaltung der Programmieringänge



Phasenvergleichler



Wahrheitstabelle 1 Phasenvergleichler

Zustand des Phasenvergleichlers	Ausgang +	Ausgang -	Bemerkung
H	1	0	interner p-Kanal-MOS-FET leitend externer n-Kanal-MOS-FET leitend beide Transistoren sperren
L	0	1	
0	0	0	

Wahrheitstabelle 2 Phasenvergleichler

Ausgangs-Zustand des Phasenvergleichlers	Neuer Zustand nach 0 → 1-Flanke bei Eingang	
	AT	ST
H	H	0
0	H	L
L	0	L

Wahrheitstabelle 3 Referenzfrequenzteiler

Eingänge			Teilungs- faktor
MA 1	MA 2	8/10	
L	L	L	2048
H	L	L	1024
L	H	L	512
H	H	L	256
L	L	H	2560
H	L	H	1280
L	H	H	640
H	H	H	320

Wahrheitstabelle 4 VCO-Frequenzteiler

Teiler A Eingänge							Teilungs- faktor ¹⁾
A 1	A 2	A 4	A 8	A 16	A 32	A 64	
L	L	L	L	L	L	L	0
H	L	L	L	L	L	L	1
L	H	L	L	L	L	L	2
.
.
H	H	H	H	H	H	L	126
H	H	H	H	H	H	H	127

1) Der Ausgang ENA bleibt für die programmierte Zahl von CLK 2-Eingangsimpulsen im L-Zustand und geht dann auf H.

Teiler B Eingänge									Teilungs- faktor
B 1	B 2	B 4	B 8	B 16	B 32	B 64	B 128	B 265	
L	L	L	L	L	L	L	L	L	512 ²⁾
H	L	L	L	L	L	L	L	L	513
L	H	L	L	L	L	L	L	L	2
H	H	L	L	L	L	L	L	L	3
.
.
H	H	H	H	H	H	H	H	L	510
H	H	H	H	H	H	H	H	H	511

2) Ist der Zähler B gleich Null, wird mit dem nächsten CLK 2-Eingangsimpuls die an den A- und B-Eingängen vorgewählte Binärinformation in die Zähler A und B übernommen, die von dort an rückwärts zählen. Erreicht Teiler A den Wert Null, bleibt er stehen, bis er wieder neu geladen wird. ENA = L, solange Teiler A läuft.

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
S 353	Q67000-R109	P-DIP 28
S 1353	Q67000-R200	P-DIP 14
S 2353	Q67000-R198	SO-14 (SMD)

Der S 353 enthält 160 Dioden, die in einer 10 x 16-Matrix angeordnet sind.

Der S 1353 enthält 32 Dioden, die in einer 4 x 8-Matrix, der S 2353 enthält 42 Dioden, die in einer 7 x 6-Matrix angeordnet sind.

Eine NiCr-Sicherung ist zur Programmierung mit einer Diode in Serie geschaltet.

Die Matrix eignet sich im wesentlichen für folgende Anwendungen:

1. Sie kann die aufwendige Verdrahtung bei Vorwahlschaltern ersetzen. Anstelle des vielpoligen verdrahteten Schalters tritt eine einpolige Ausführung. Schalter und Matrix werden in Reihe geschaltet.
2. Sie kann als Codierer, Decodierer und Umcodierer eingesetzt werden. Die Matrix wird dabei den entsprechenden Bausteinen vor- oder nachgeschaltet bzw. zwischen die Bausteine gelegt. Das elektrische Niveau wird dabei nur um eine Diodenspannung verändert. Die elektrische Verbindung bleibt dabei erhalten.
3. Der Baustein erfordert MOS-Handhabung, um unerwünschte Programmierung zu vermeiden.

Eine der wesentlichen Anwendungen ist, z. B. in Zusammenarbeit mit dem PLL-Baustein S 187 und dem Video-Impulsgenerator S 178 A, die Programmierung der Frequenzen bzw. der Zeilenzahlen zu ermöglichen.

Grenzdaten der Einzeldioden einschließlich Sicherung

		untere Grenze B	obere Grenze A	
Sperrspannung	U_R	20		V
Spannungs zwischen I und 0_S , Q und $0_S^{1)}$	U_{IQ}, U_{Q0}	0	20	V
Durchlaßstrom	I_F		2	mA
Programmierstrom	I_P		70	mA
Sperrschichttemperatur	T_j		125	°C
Lagertemperatur	T_s	-40	125	°C
Umgebungstemperatur	T_U	-25	70	°C

Elektrische Kenndaten der Einzeldioden einschließlich Sicherung

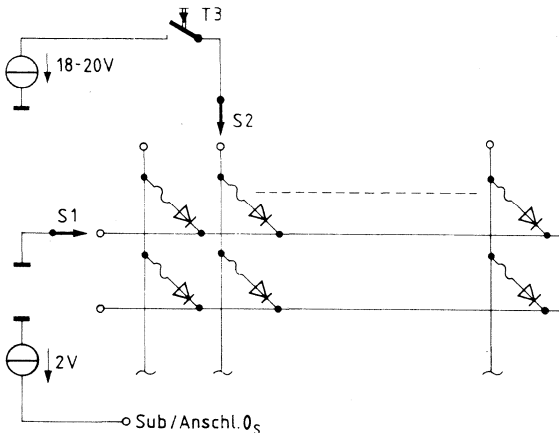
$T_U = 25^\circ\text{C}$, wenn nicht anders angegeben

		Prüf- bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A		
Sperrspannung	U_R	$I_R = 100 \mu\text{A}$	20			V	
Durchlaßspannung	U_F	$I_F = 1 \text{ mA}$		1	1,5	V	
		$I_F = 50 \mu\text{A}$			1,0	V	
		$T_U = -25^\circ\text{C}$					
		$I_F = 15 \mu\text{A}$		0,8	0,85	V	
		$T_U = -10^\circ\text{C}$					
Sperrstrom I-Q	I_R	$U_R = 10 \text{ V}$		10	100	nA	
Sperrstrom I- $0_S^{(2)}$	I_{R0}	$U_I = 10 \text{ V}$			500	nA	
Programmierstrom	I_P	$U_Q = 20 \text{ V}$		50	70	mA	
		$U_I = 0 \text{ V}$					
		$U_0 = -2 \text{ V}$					
Widerstand der vorschrifts- mäßig programmierten Sicherung	R	$ U_Q - U_I \leq 5 \text{ V}$	20			M Ω	
Kapazität I-Q	C	$U_R = 2 \text{ V}$		6	9	pF	
Erholzeit	t_{RR}	$I_F = 200 \mu\text{A}$		13	25	ns	
		$U_{R\text{max}} = 2 \text{ V}$					
		$R_L = 1 \text{ k}\Omega$					
		Meßpunkt					
		$U_R = 0 \text{ V}$					

Programmierbedingungen und einfache Programmschaltung

Mit der gezeigten Schaltung ist eine Programmierung der Matrix wie folgt möglich:

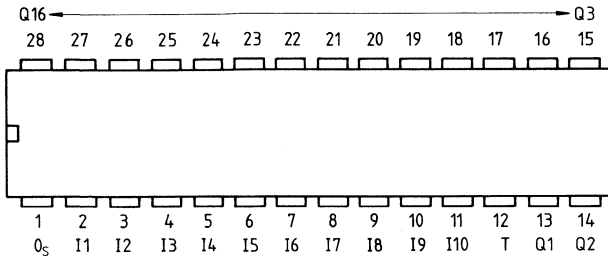
1. MOS-Handhabung beachten.
2. Anschluß 0_S (Substrat) über Spannungsquelle -2 V mit Masse verbinden.
3. Mit Schalter S1 gewünschten Eingang (I) auf Masse legen.
4. Mit Schalter S2 gewünschten Ausgang Q auswählen.
5. Mit Taster T3 Programmiervorgang auslösen.
6. Die angegebene Spannungsquelle mit 18 V bis 20 V muß für eine Last von mindestens $300\ \Omega$ (Sicherungswiderstand) geeignet sein und eine Anstiegszeit von 0 V auf 20 V von $1\ \mu\text{s}$ haben.
7. Es darf immer nur eine Sicherung programmiert werden.
8. Für die Programmierung ist eine Stromimpulsdauer von 5 ms bis 10 ms ausreichend.



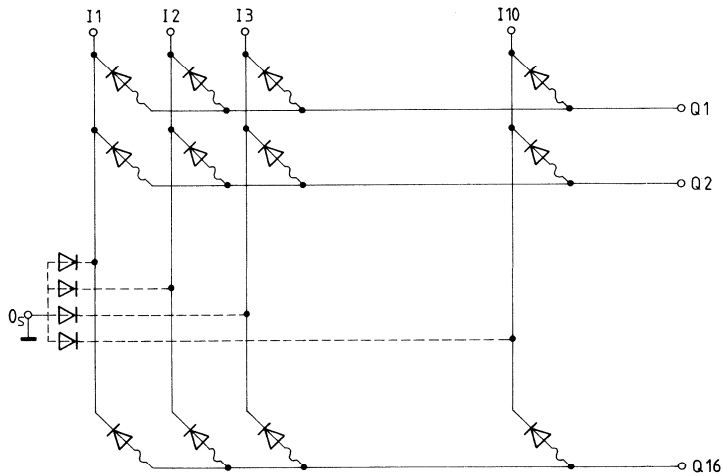
1) $U_0 \leq U_I, U_Q$. Beispiel: wenn U_I, U_Q positiv sind, ist 0_S auf Masse zu legen.
2) Sperrstrom einer Substratdiode.

Anschlußanordnung

(Ansicht von oben)



Schaltung



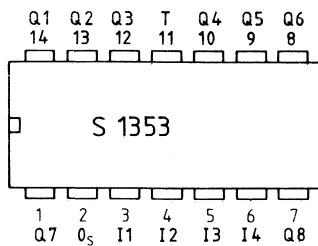
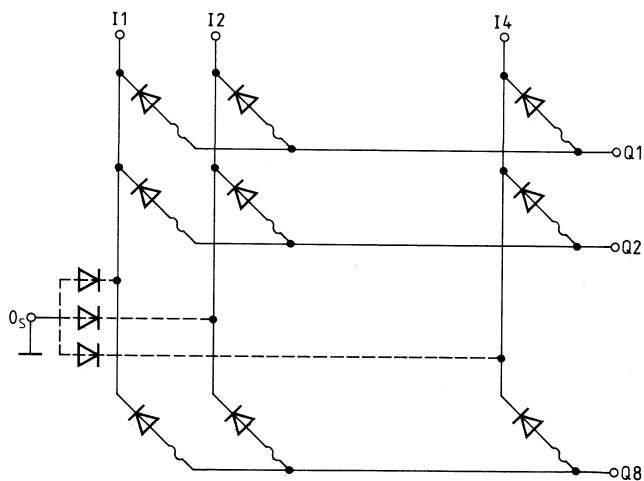
Anmerkung: Eingänge dürfen nicht offen sein

$$U_i < U_Q$$

Testanschluß T darf nicht beschaltet werden.

Anschlußanordnung

(Ansicht von oben)

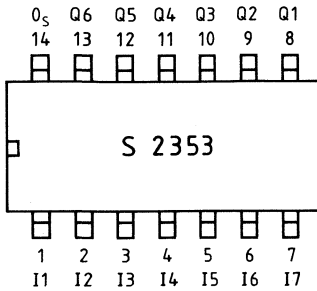
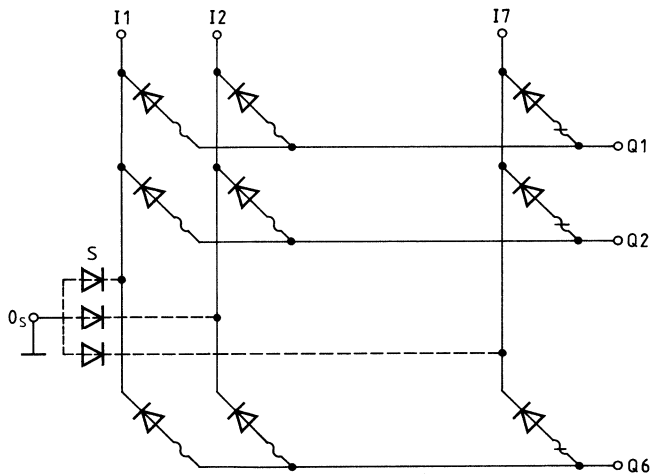
**Schaltung****Anmerkung:** Eingänge dürfen nicht offen sein

$$U_1 < U_Q$$

Testanschluß T darf nicht beschaltet werden.

Anschlußanordnung

(Ansicht von oben)

**Schaltung****Anmerkung:** Eingänge dürfen nicht offen sein.

$$U_1 < U_0$$

S = Substratdioden

Ansteuerschaltungen für Motoren

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 Batteriestandsanzeige.

Typische Einsatzmöglichkeiten

Drehzahlregelung in

- Tonbandgeräten
- Kassettenrecordern
- Plattenspielern
- Filmkameras
- Antrieben der Regel- und Steuerungstechnik

Grenzdaten

Betriebsspannung	U_S	16	V
Betriebsspannung (Anschluß 11 und Anschluß 15 verbunden)	U_S	6	V
Ausgangsstrom Anschluß 16	I_O	200	mA
Ausgangsstrom Anschluß 12 (LED-Ausgang)	$I_{Q\ LED}$	15	mA
Verlustleistung LED-Ausgang	$P_{Q\ LED}$	150	mW
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	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

$T_{11} = 25\text{ }^\circ\text{C}; U_S = 2,2\text{ V bis }16,0\text{ V}$

Regelfall

Stromaufnahme $U_S = 4,8\text{ V}$

$U_S = 16\text{ V}$

Stabilisierte Spannung

$U_S = 4,8\text{ V bis }16\text{ V}$

Eingangsschwelle (Anschluß 3)
gegen Masse

Hysterese der Eingangsschwelle

Offsetspannung (Anschluß 3-2)

Eingangstrom (Anschluß 3)

Restspannung Ausgangstransistor

$I_{Q\ L} = 50\text{ mA}$

$I_{Q\ L} = 100\text{ mA}$

Reststrom Ausgangstransistor

Tastverhältnis - Regelbereich¹⁾

Nenn Drehzahl²⁾

Drehzahlfehler bei Tastverhältnis-
regelung³⁾ von 0 bis 1

	min	typ	max	
I_S		8,3	12,0	mA
I_S		15,5	24,0	mA
U_{Stab}	2,75	3,00	3,30	V
U_i	$0,46 \times U_{11}$	$0,485 \times U_{11}$	$0,51 \times U_{11}$	V
ΔU_i		$0,015 \times U_{11}$	$0,03 \times U_{11}$	V
U_{Offset}		11	20	mV
I_i			1	μA
$U_{Q\ L}$		0,84	1,00	V
$U_{Q\ L}$		0,92	1,25	V
$I_{Q\ H}$			30	μA
v	0		1	
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
			$\frac{0,224}{N \cdot p \cdot C_3}$	%

Schaltfrequenzoszillator

Frequenz

f

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

Hz

Mittlere Spannung Anschluß 10

$U_{Q\ OSZ}$

$$0,48 \times U_{11}$$

V

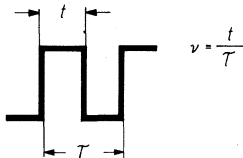
Spannung Anschluß 11

$$0,18 \times U_{11}$$

V

Spitze-Spitze $U_{Q\ OSZ}$

1) Tastverhältnis



- 2) p = Polpaarzahl des Tachogenerators
- 3) im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator

Batteriestandsanzeige

Schaltswelle

	min	typ	max	
$U_{I\text{ein}}$	1,0	220	1,5	V
$U_{I\text{aus}}$				V
Hysterese H_y				mV
Eingangsschaltstrom I_{ein}			0,2	μA
Restspannung LED $U_{Q\text{LED}}$			$0,5 + 500 \times I_{\text{LED}}$	V

Hysterese

Eingangsschaltstrom

Restspannung LED

Ausgang¹⁾)

Formeln:

Nenndrehzahl $n = \frac{14,85}{p \cdot R_1 \cdot C_2} \left[\frac{\text{U}}{\text{min}} \right]$

Schaltfrequenz $f = \frac{n \cdot p}{30} \text{ [Hz]}$

im Betrieb ohne Schaltfrequenzoszillator.

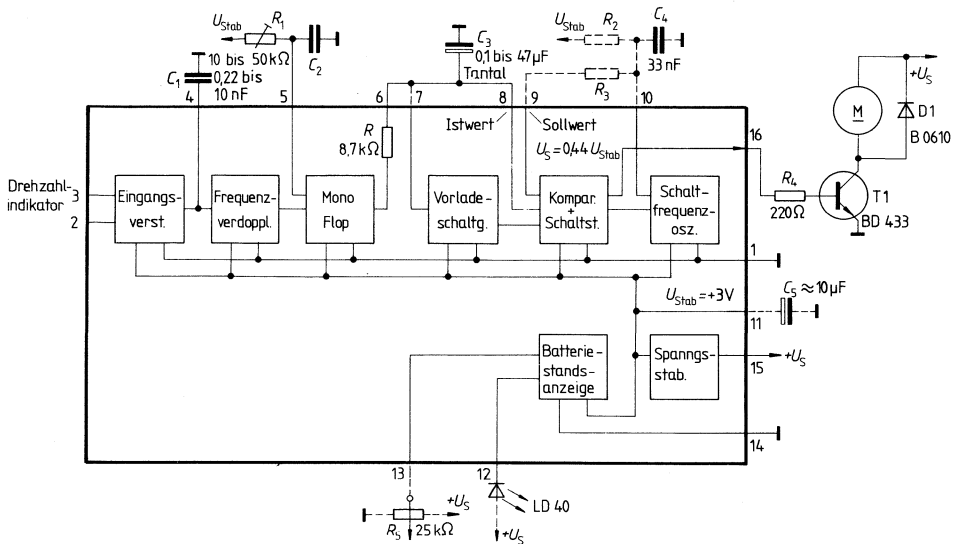
Sollwert $U_{\text{soll}} = 0,44 U_{11} \text{ [V]}$

Vorladespannung $U_F = 0,87 \cdot U_{\text{soll}} \text{ [V]}$

von C_3 (Anschluß 6 + 7 verbunden)

1) In dem IC ist ein Schutzwiderstand von $500 \Omega \pm 20\%$ vorhanden.

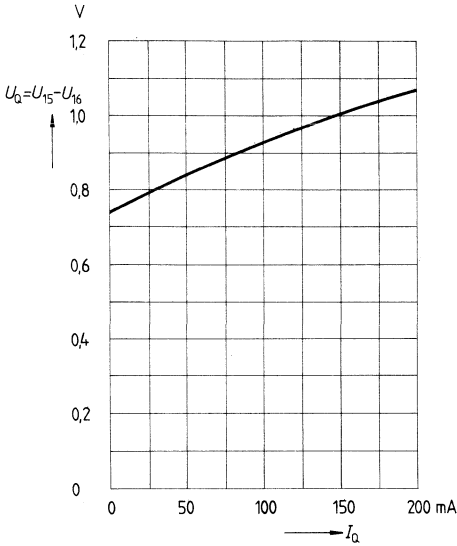
Blockschaltbild der Drehzahlregelung im TCA 955



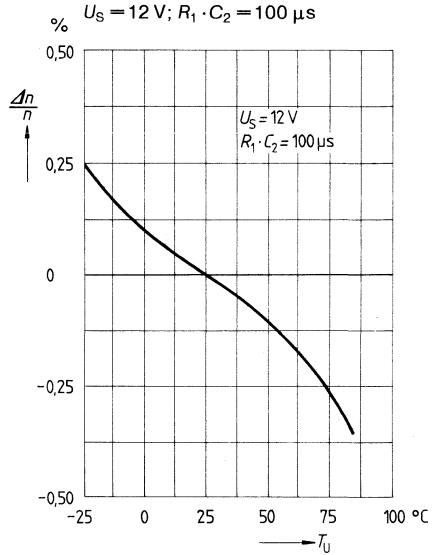
Dimensionierungshinweise

1. Die interne Spannungsstabilisierung bietet folgende Vorteile:
 - Betrieb bei stark schwankender Versorgungsspannung.
 - großer Versorgungsspannungsbereich
2. Um am Ausgang Impulse mit konstantem Tastverhältnis zu erhalten, sind am Eingang möglichst symmetrische Impulse anzulegen.
3. Es empfiehlt sich, Tachogeneratoren mit hoher Polpaarzahl zu verwenden, da hiermit die Regelgenauigkeit und eventuell die Leistungsaufnahme verbessert werden können.
4. Bei kleinen Motorzeitkonstanten kann mit dem Schaltfrequenzoszillator die Leistungsaufnahme gesenkt werden.
5. Eine höhere Genauigkeit wird erreicht, wenn anstelle C_3 ein Siebglied zweiter Ordnung eingesetzt wird.
6. Bei Verwendung von schnell anlaufenden Motoren ist mittels der Vorladeschaltung ein Überspringen vermeidbar.

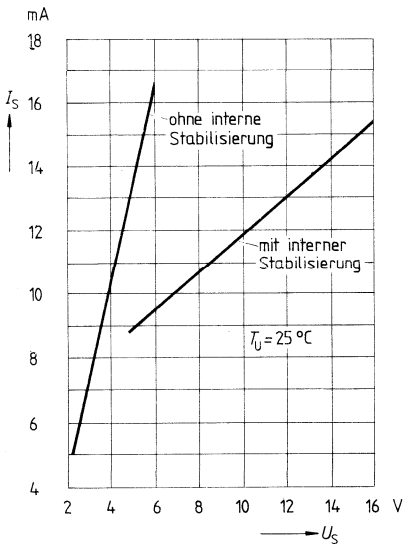
Restspannung am Ausgangstransistor $U_Q = f(I_Q)$



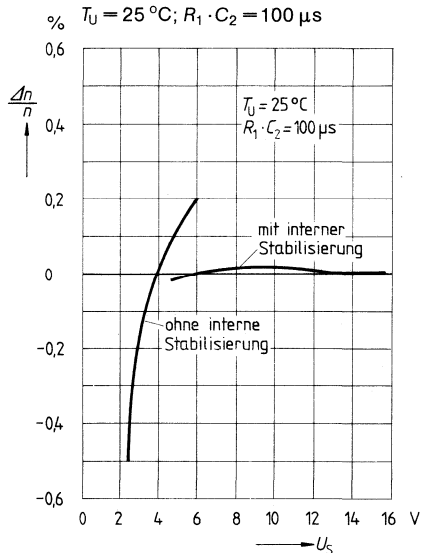
Temperaturabhängigkeit der Drehzahl $\frac{\Delta n}{n} = f(T_U)$



Stromaufnahme $I_S = f(U_S)$
 $T_U = 25 \text{ °C}; I_Q = 0 \text{ mA}$



Spannungsabhängigkeit der Drehzahl $\frac{\Delta n}{n} = f(U_S)$



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4201 A	Q67000-A2113	P-DIP 18-L 9
TLE 4201 S	Q67000-A2114	P-SIP 9

Die integrierte Schaltung TLE 4201 ist ein Doppel-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.

Besondere 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.

Blockschaltbild

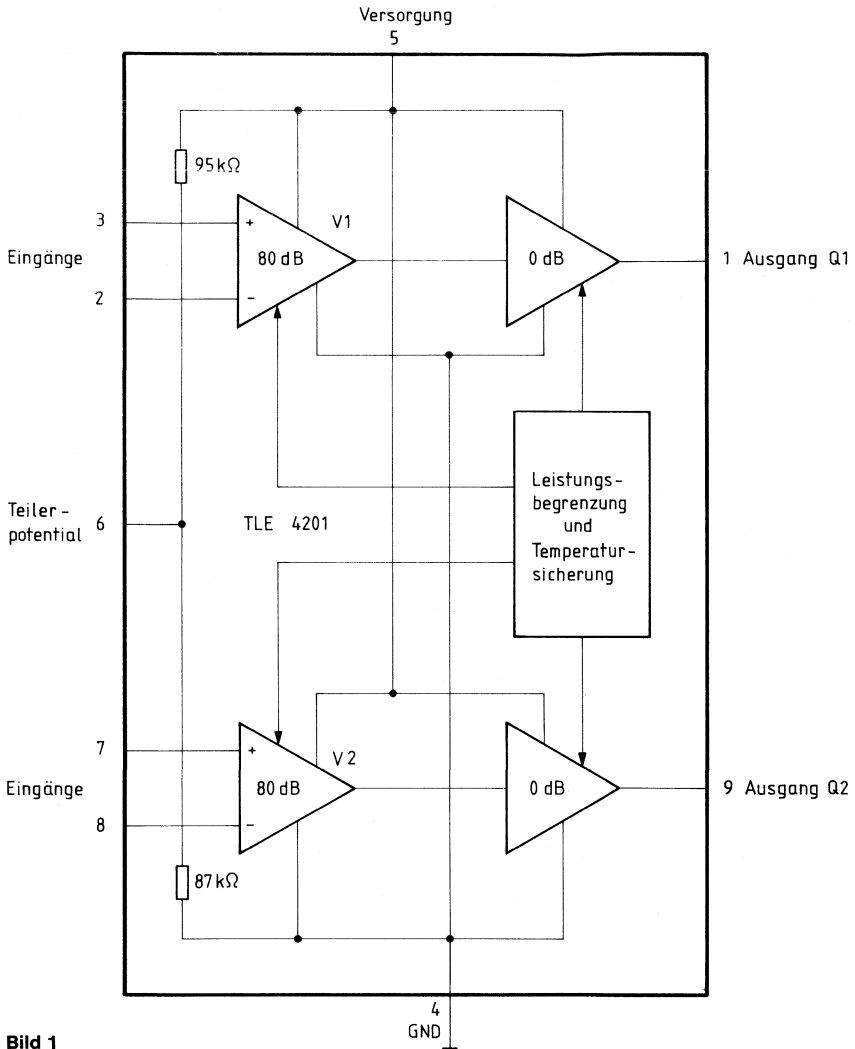


Bild 1

Anschlußbelegung

TLE 4201 A Anschluß	TLE 4201 S 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

Die IC enthält zwei Verstärker mit einer Leerlaufverstärkung von typ. 80 dB bei 500 Hz.

Die Eingangsstufen bestehen aus PNP-Differenzverstärkern. Dadurch ergibt sich ein Eingangsgleichaktbereich von 0 V bis nahe U_S und eine max. Eingangsdifferenzspannung von $\approx U_S$. Zur Erzielung kleiner Restspannungen wird der Senkentransistor („unterer Transistor“) der Gegentakt-AB-Ausgangsstufe intern aufgestockt (Bootstrap-Betrieb). Mit Hilfe einer SOA-Schutzschaltung wird die IC gegen Massekurzschlüsse gesichert. Im Störfall schützt bei ungenügender Kühlung oder bei Überlast-Betrieb die interne Temperatursicherung die IC vor Überhitzungen.

Für Logiksteuerungen steht ein Teilerpotential von $\approx U_S/2$ am Anschluß 6 zur Verfügung (vgl. Anwendungsschaltung 2). Damit wird die 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

Betrieb als Fensterdiskriminator

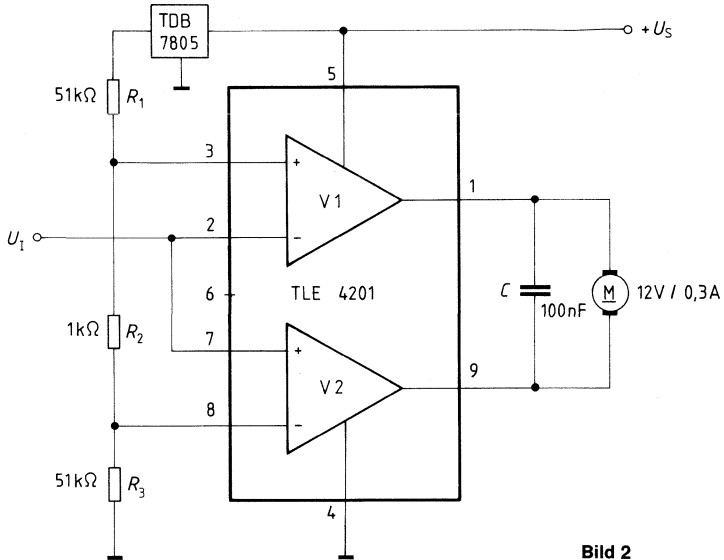


Bild 2

Digitale Steuerung

Für Eingangssignale gilt: $H \geq 0,6 U_S$
 $L \leq 0,3 U_S$

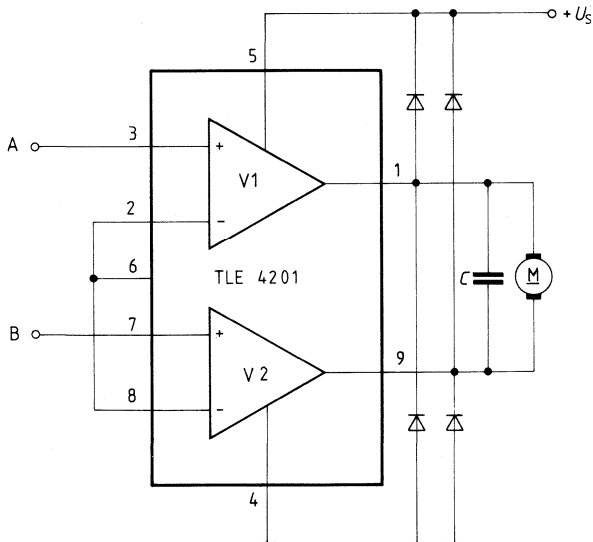


Bild 3

Grenzdaten

$T_G = -35\text{ °C bis }85\text{ °C}$

		untere Grenze	obere Grenze	
Speisespannung	U_S		25	V
Speisespannung ($t \leq 50\text{ ms}$)	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	°C
Lagertemperatur	T_s	-55	125	°C
Wärmewiderstand				
TLE 4201 S: Sperrschicht-Umgebung	$R_{th\text{ JU}}$		65	K/W
Sperrschicht-Gehäuse	$R_{th\text{ JU}}$		8	K/W
TLE 4201 A: Sperrschicht-Umgebung*)	$R_{th\text{ JU}}$		60	K/W
Sperrschicht-Platine*)	$R_{th\text{ JU }1}$		44*)	K/W

*) vgl. Bild 8

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	3,5	17	V
Gehäusetemperatur	T_G	-35	85	°C
Spannungsverstärkung	V_U	25		dB

(bei Gegenkopplung mit äußerer Beschaltung)

Kenndaten

$U_S = 13\text{ V}, T_G = 25\text{ °C}$

	Prüf- bedingungen	untere Grenze	typ	obere Grenze	
Ruhestrom	I_S		20	30	mA
Leerlaufverstärkung	V_{U0}		80		dB
Eingangswiderstand	R_I		5		MΩ
Sättigungsspannungen					
Quellenbetrieb (source)	U_{Q10}		1,0	1,1	V
			1,2	1,6	V
Senkenbetrieb (sink)	U_{Q20}		0,35	0,5	V
			0,7	1,0	V
Anstiegszeit von U_Q	t_r		1,5		μs
Abfallzeit von U_Q	t_f		1,5		μs
Einschaltverzögerung	t_{on}		3,0		μs
Ausschaltverzögerung	t_{off}		1,5		μs
Eingangsstrom					
(Anschlüsse 2, 3, 7, 8)	I_I		1,5	3,0	μA
Eingangsoffsetspannung	U_{10}	-20		20	mV

Prüf- und Meßschaltungen

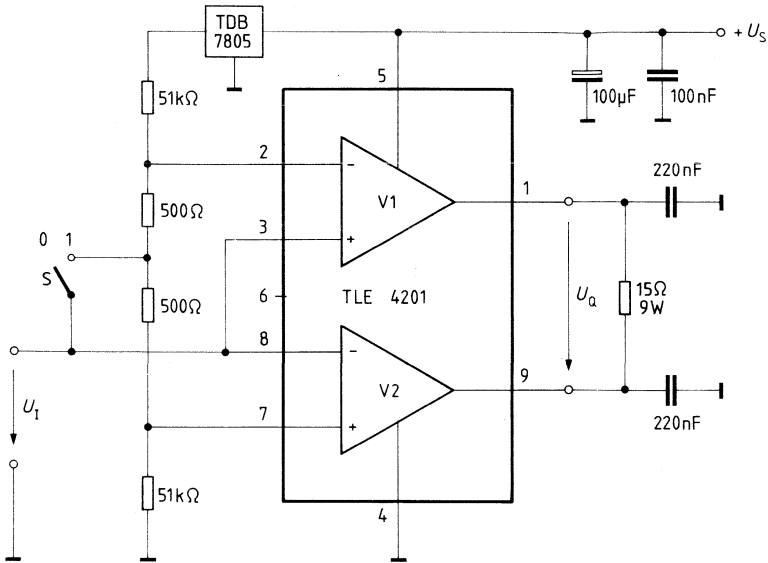


Bild 4

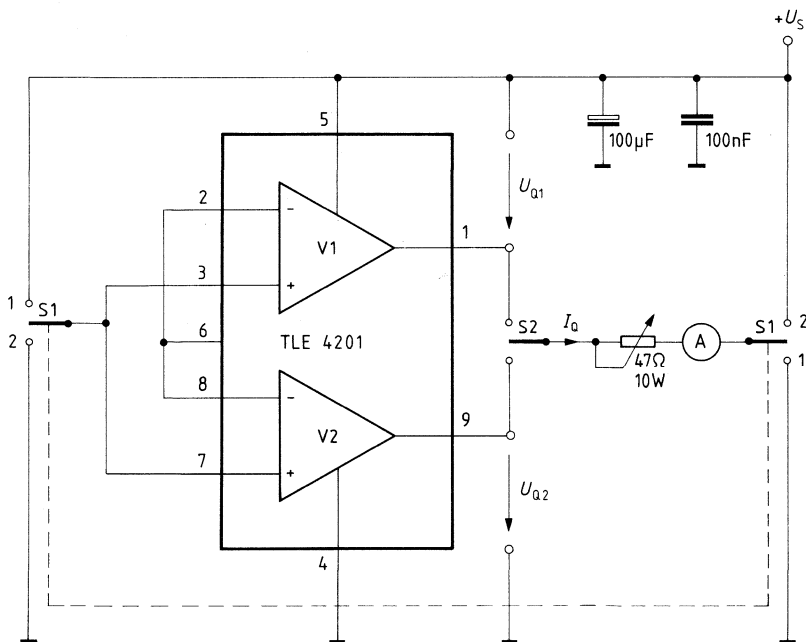


Bild 5

Impulsdiagramm

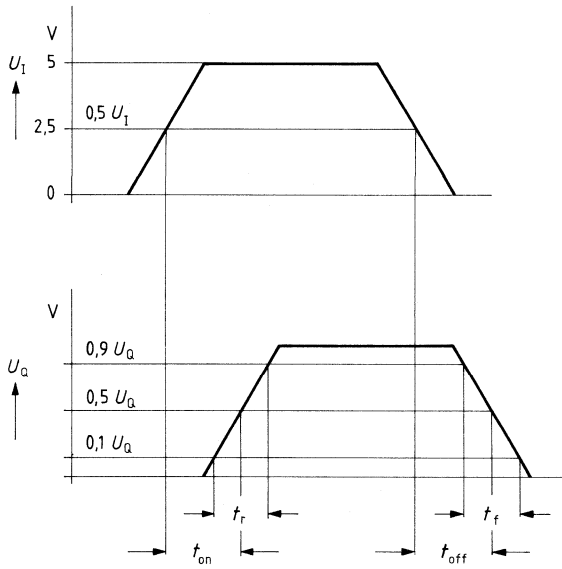


Bild 6

Prüf- und Meßschaltung
Eingangsoffsetspannungen

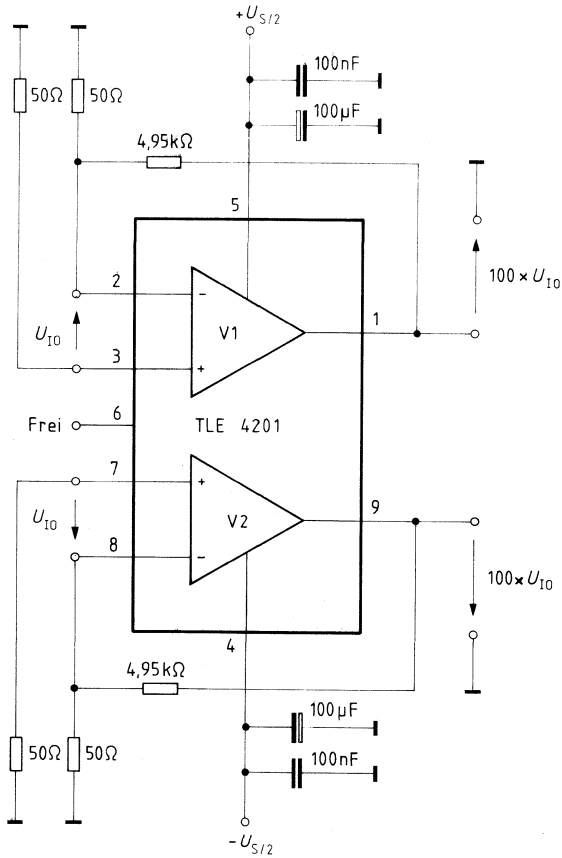


Bild 7

Wärmewiderstand bei TLE 4201 A

Umgebungsbezogener Wärmewiderstand R_{thJU1} (normiert) als Funktion der Seitenlänge l einer quadratischen kupferkaschierten Kühlfläche (35 μm 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

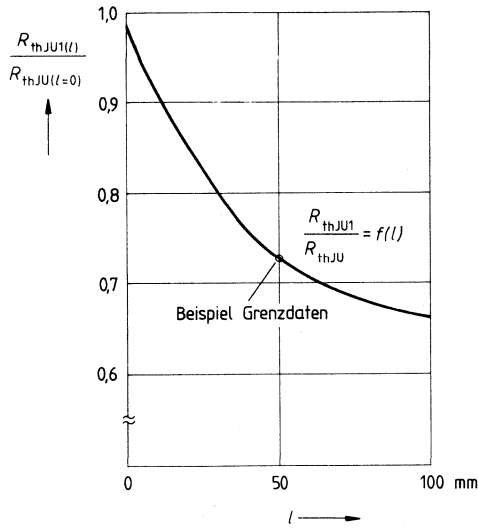


Bild 8

Vorläufige Daten**Bipolare Schaltung**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 1560	Q67000-A8019	P-DIP 18 L9
TCA 1561	Q67000-A8020	P-SIP 9

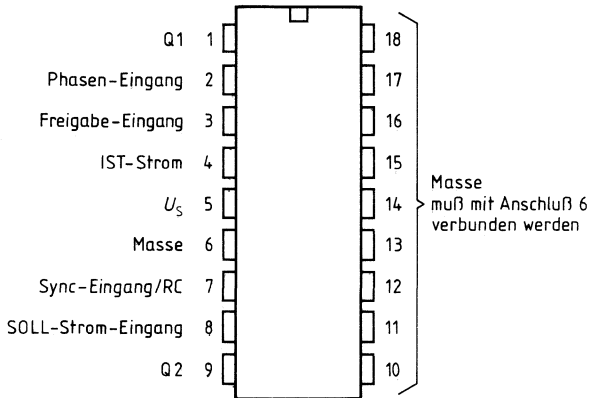
Der TCA 1560/61 ist ein bipolarer monolithischer IC zur Steuerung und Regelung des Motorstroms in einem Strang eines bipolaren Schrittmotors.

Er 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 bis 2 A. Zwei TCA 1561 bilden mit minimaler Außenbeschaltung und einer einzigen Speisespannung ein komplettes und direkt MC-ansteuerbares System für zweiphasige bipolare Schrittmotoren. Der funktionsgleiche TCA 1560 im P-DIP 18 L9-Gehäuse hat einen Ausgangsstrom bis 1 A.

Hervorragende Eigenschaften sind:

- 2 A Spitzenstrom
- Schnelle integrierte Freilaufdioden
- Geringe Sättigungsspannungen
- Thermischer Überlastschutz mit Hysterese

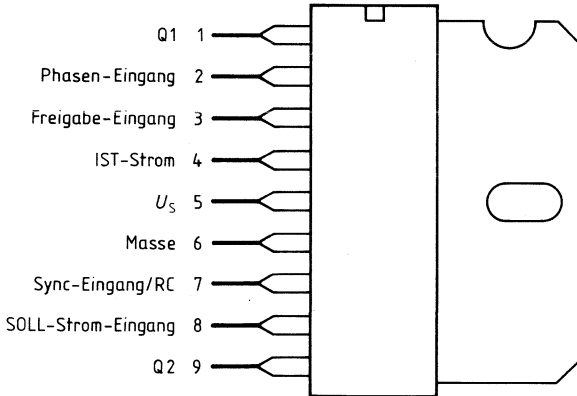
Anschlußanordnung (Ansicht von oben)



Anschlußbelegung

Anschluß	Funktion
1	Ausgang Q1
2	Phasen-Eingang
3	Freigabe-Eingang
4	IST-Strom
5	Speisespannung
6	Masse
7	Synchron-Eingang/RC
8	SOLL-Strom Eingang
9	Ausgang Q2
10-18	Masse, muß mit Anschluß 6 verbunden werden

Anschlußanordnung



Anschlußbelegung

Anschluß	Funtion
1	Ausgang Q1
2	Phasen-Eingang
3	Freigabe-Eingang
4	IST-Strom
5	Speisespannung
6	Masse
7	Synchron-Eingang/RC
8	SOLL-Strom Eingang
9	Ausgang Q2

Die Kühlfahne ist intern mit Anschluß 6 (Masse) verbunden.

Grenzdaten

		min	max	
Speisespannung Anschluß 5	U_S	-0,3	45	V
Speisestrom Anschluß 5	I_S	0	1,25	A
Ausgangsspannung Anschluß 1, 9	U_Q	-1,5	$U_S + 1,5$	V
Ausgangsspitzenstrom Anschluß 1, 9	I_Q	-1	1	A
Eingangsspannung Anschluß 2, 3, 7, 8	U_I	-0,3	6	V
Ausgangsstrom Anschluß 4	I_4	-0,003	1,25	A
Spannung Anschluß 4	U_4	-0,3	5	V
Massestrom Anschluß 6	I_6		1	A
Chiptemperatur	T_C		150*)	°C
Lagertemperatur	T_s	-40	125	°C
Wärmewiderstände				
System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		70	K/W
System-Gehäuse (als Anschluß 14 gemessen)	$R_{th\ SG}$		15	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung Anschluß 5	U_S	10	38	V
Geäusetemperatur	T_G	-25	85	°C
Eingangsspannung Anschluß 2, 3, 7	U_I		5	V

*) Integrierte Schaltungen gewährleisten eine optimale Zuverlässigkeit und Lebensdauer, wenn die Sperrschichttemperatur im Betrieb 125°C nicht überschreitet. Ein Betrieb bis zur maximal zulässigen Grenze der Sperrschichttemperatur 150°C ist prinzipiell möglich. Dabei ist jedoch zu beachten, daß längere Belastungen bei Grenzbedingungen die Zuverlässigkeit der Bauelemente beeinträchtigen können.

Kenndaten $T_G = 25\text{ °C}; U_S = 24\text{ V}$

	Prüfbedingung	min	typ	max	
Speisestrom Anschluß 5	I_S	$U_{I3} = U_{IH}$	18	30	mA
Leerlaufstromaufnahme Anschluß 5	I_S	$U_{I3} = U_{IL}$	0,5	1	mA
Ausgang: Anschlüsse 1, 9					
Ausgangsspannung: Quelle	U_{QH}	$ I_Q = 0,5\text{ A}$		1,7	V
Ausgangsspannung: Senke	U_{QL}	$ I_Q = 0,5\text{ A}$		1,1	V
Sperrstrom	$ I_{QS} $			300	μA
Phasentotzeit	t_T	Bild 1	0,1	0,3	μs
Flußspannung der Freilaufdioden	U_D	$I_D = 1\text{ A}$		1,4	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}	$U_{IH} = 5\text{ V}$		100	μA
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	$U_{IL} = 0\text{ V}$	50	100	μA
Anstiegs-/Abfallzeit	t_r, t_f			2	μs
Soll-Strom Anschluß 8					
Regelbereich	U_{I8}		0	2	V
Eingangsstrom	$-I_{I8}$	$U_{I8} = 0\text{ V}$		5	μA
Eingangsnullspannung	$U_{I(8-4)}$	Bild 5	0		mV
IST-Strom Anschluß 4					
Regelbereich	U_{I4}		0	2	V
Abschaltverzögerung	t_d	Bild 3	2	3	μs
Synchroneingang/RC Anschluß 7					
Synchronfrequenz	f	Tastverh.: 0,5	1	100	kHz
Tastverhältnis	v	$f = 40\text{ kHz}$	0,1	0,9	
Anstiegs-/Abfallzeit	t_r, t_f			2	μs
Ausgangsstrom Anschluß 7	$-I_{Q7}$		1,2	1,6	mA
Triggerschwelle Anschluß 7	U_{L7}	Bild 2		0,6	V
Aufladegrenze C_7	U_{G7}		2,2	2,4	V
Sperrzeit	t_s	Bild 4		64	μs
Dyn. Eingangswiderstand Anschluß 7	R_{I7}	$U_7 = 1,5\text{ V}$		1	k Ω

Grenzdaten

		min	max	
Speisespannung Anschluß 5	U_S	-0,3	45	V
Speisestrom Anschluß 5	I_S	0	2,5	A
Ausgangsspannung Anschluß 1,9	U_Q	-2	$U_S + 1,5$	V
Ausgangsspitzenstrom Anschluß 1, 9 ¹⁾	I_Q	-2	2	A
Eingangsspannung Anschluß 2, 3, 7, 8	U_I	-0,3	6	V
Ausgangsstrom Anschluß 4	I_4	-0,003	2,5	A
Spannung Anschluß 4	U_4	-0,3	5	V
Massestrom Anschluß 6	I_6		2	A
Chiptemperatur ²⁾	T_C		150	°C
Lagertemperatur	T_s	-40	125	°C
Wärmewiderstände				
System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		70	K/W
System-Gehäuse	$R_{th\ SG}$		8	K/W
Funktionsbereich				
Speisespannung Anschluß 5	U_S	10	38	V
Gehäusetemperatur	T_G	-25	85	°C
Eingangsspannung Anschluß 2, 3, 7	U_I		5	V

1) Bei Chopperbetrieb mit Spitzenströmen über 1 A muß je Ausgang (Anschluß 1, 9) eine Diode mit der Kathode nach der Speisespannung (Anschluß 5) beschaltet werden. Die Sperrverzugszeit der Dioden muß unter 200 ns liegen.

2) Integrierte Schaltungen gewährleisten eine optimale Zuverlässigkeit und Lebensdauer, wenn die Sperrschichttemperatur im Betrieb 125°C nicht überschreitet. Ein Betrieb bis zur maximal zulässigen Grenze der Sperrschichttemperatur 150°C ist prinzipiell möglich. Dabei ist jedoch zu beachten, daß längere Belastungen bei Grenzbedingungen die Zuverlässigkeit der Bauelemente beeinträchtigen können.

Kenndaten $T_G = 25^\circ\text{C}; U_S = 24\text{ V}$

		Meßbedingung	min	typ	max	
Speisestrom Anschluß 5	I_S	$U_{13} = U_{IH}$		18	30	mA
Leerlaufstromaufnahme Anschluß 5	I_S	U_{13}		0,5	1	mA
Ausgang: Anschlüsse 1, 9						
Ausgangsspannung: Quelle	U_{QH}	$ I_Q = 0,3\text{ A}$			1,6	V
Ausgangsspannung: Quelle	U_{QH}	$ I_Q = 1,3\text{ A}$			1,9	V
Ausgangsspannung: Senke	U_{QL}	$ I_Q = 0,3\text{ A}$			1,0	V
Ausgangsspannung: Senke	U_{QL}	$ I_Q = 1,3\text{ A}$			1,4	V
Sperrstrom	$ I_{QS} $				300	μA
Phasentotzeit	t_T	Bild 1	0,1	0,3	1,0	μs
Flußspannung der Freilaufdioden	U_D	$I_D = 1\text{ A}$			1,4	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	μA
L-Eingangsstrom	$-I_{IL}$	$U_{IL} = 0\text{ V}$			100	μA
Anstiegs-/Abfallzeit	t_r, t_f				2	μs
SOLL-Strom Anschluß 8						
Regelbereich	U_{I8}		0		2	V
Eingangsstrom	$-I_{I8}$	$U_{I8} = 0\text{ V}$			5	μA
Eingangsnulspannung	$U_{I(8-4)}$	Bild 5		0		mV
IST-Strom Anschluß 4						
Regelbereich	U_{I4}		0		2	V
Abschaltverzögerung	t_d	Bild 3		2	3	μs
Synchroneingang/RC Anschluß 7						
Synchronfrequenz	f	Tastverh.: 0,5	1		100	kHz
Tastverhältnis	v	$f = 40\text{ kHz}$	0,1		0,9	
Anstiegs-/Abfallzeit	t_r, t_f				2	μs
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	μs
Dyn. Eingangswiderstand Anschluß 7	R_{I7}	$U_7 = 1,5\text{ V}$			1	k Ω

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 $U_{1,3} \leq 0,8 \text{ V}$ an Anschluß 3 können die Ausgänge Q1 und Q2 gesperrt werden. Der Speisestrom reduziert sich dabei auf typ. $500 \mu\text{A}$. Das Gleiche bewirkt ein offener Anschluß 3. Die Freigabe der Senkentristoren erfolgt mit $U_{1,3} \geq 2 \text{ V}$.

Phase

Die Spannung am Anschluß 2 bestimmt die Phasenlage des Ausgangsstromes. Ausgang Q1 wirkt als Senke für $U_{1,2} \leq 0,8 \text{ V}$ und als Quelle für $U_{1,2} \geq 2 \text{ V}$.

Für Ausgang Q2 gilt sinngemäß:

Senke für $U_{1,2} \geq 2 \text{ V}$

Quelle für $U_{1,2} \leq 0,8 \text{ V}$

Die Senkentristoren werden stromgechopped. 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. $2,4 \text{ V}$ auf. Durch den ansteigenden Strom in der Motorwicklung steigt die Spannung am IST-Strom-Fühler R_4 am 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 $t_s = R_7 = C_7$ festgelegt. Nach dem Unterschreiten 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 Senkentransistor 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. $0,5 \mu\text{s}$ -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 unzulässig hohe Werte werden die Endstufen abgeschaltet.

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

Impulsdiagramm 1

Phasentotzeit

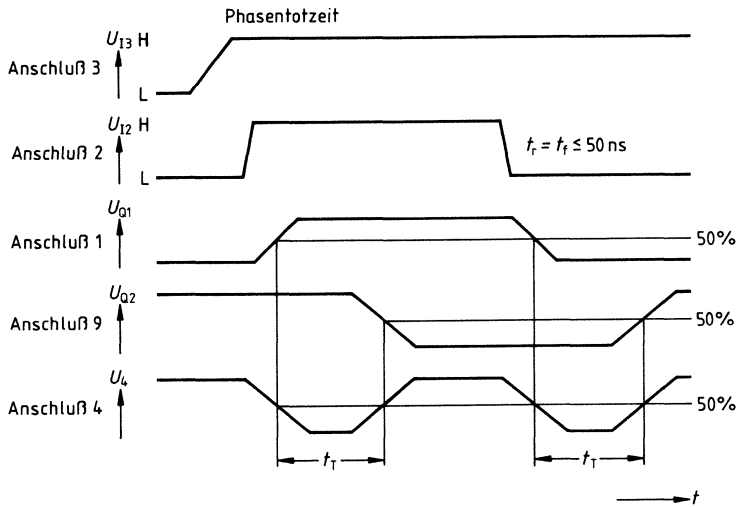


Bild 1

Impulsdiagramm 2

Triggerschwelle

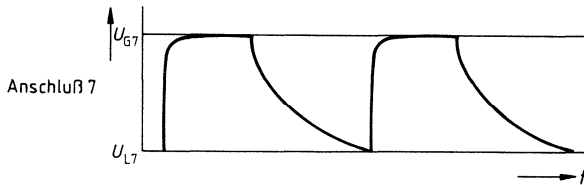


Bild 2

Abschaltverzögerung

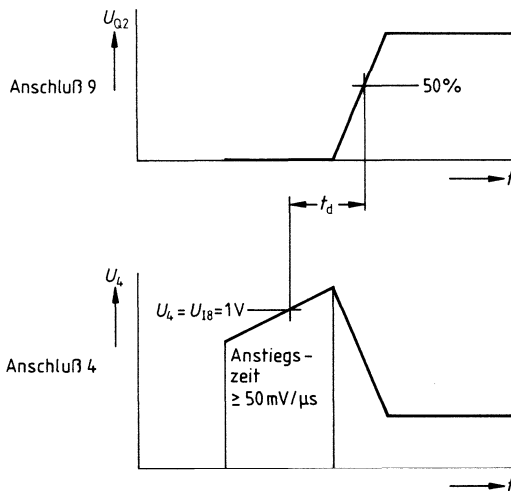


Bild 3

Sperrzeit $t_s = f(C_T)$

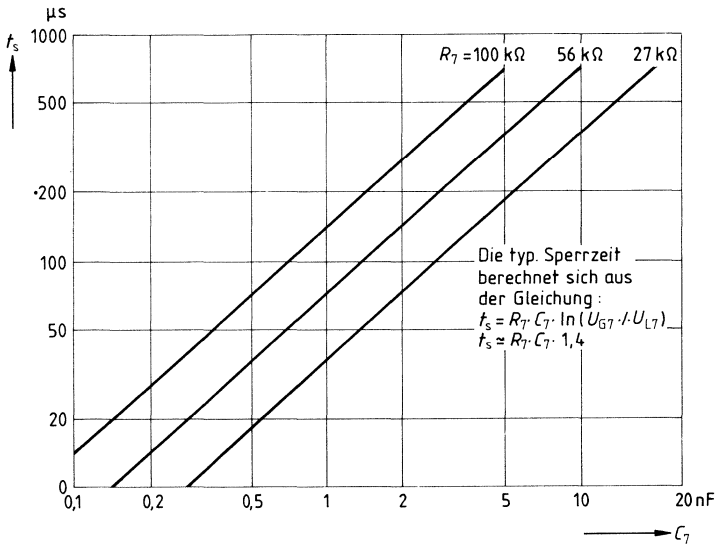


Bild 4

Regelbereich, Eingangsnulspannung

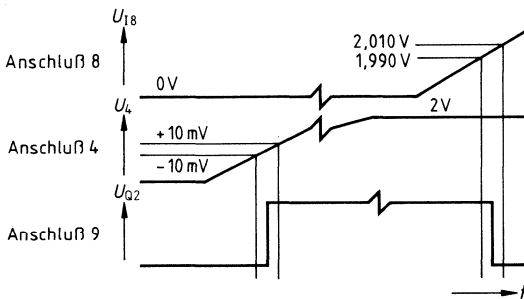
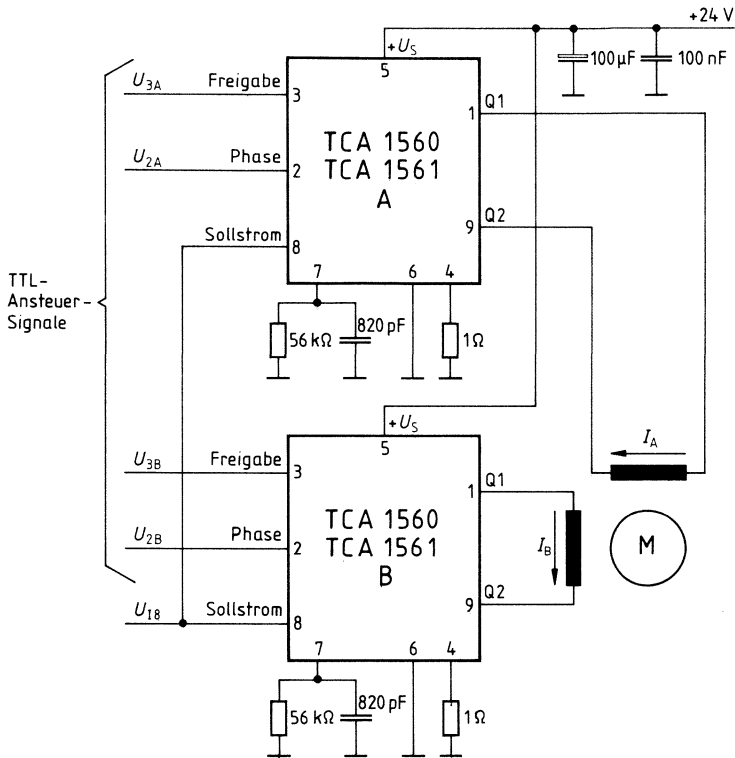
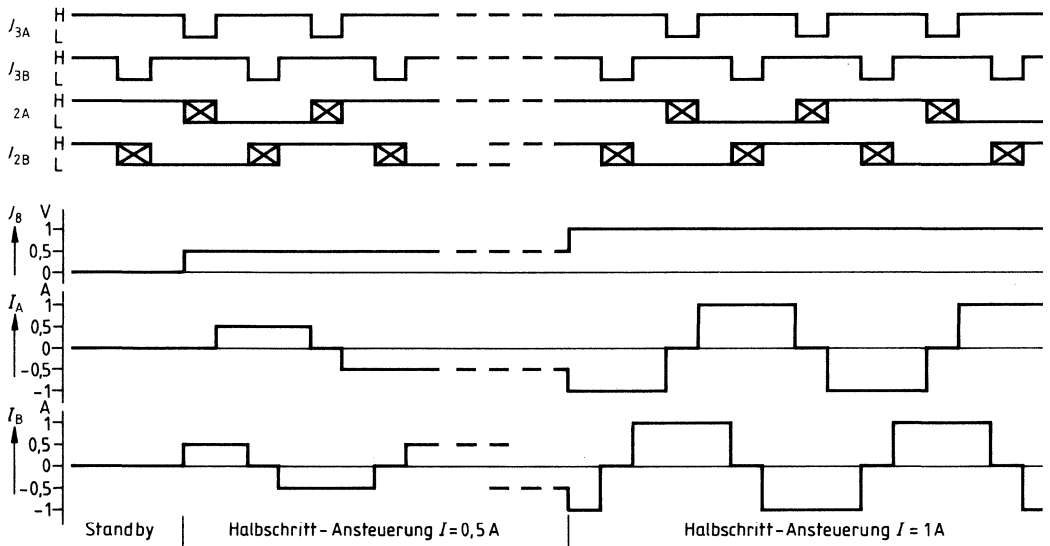


Bild 5

Anwendungsschaltung



Impulsdiagramm für Anwendungsschaltung



**ICs für Sensoranwendungen, Lichtsensoren,
Hallschaltungen, Näherungsschalter**

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).

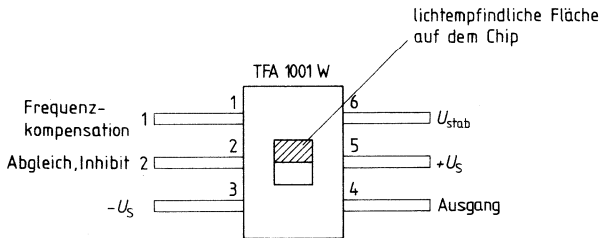
Anwendungen

- 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

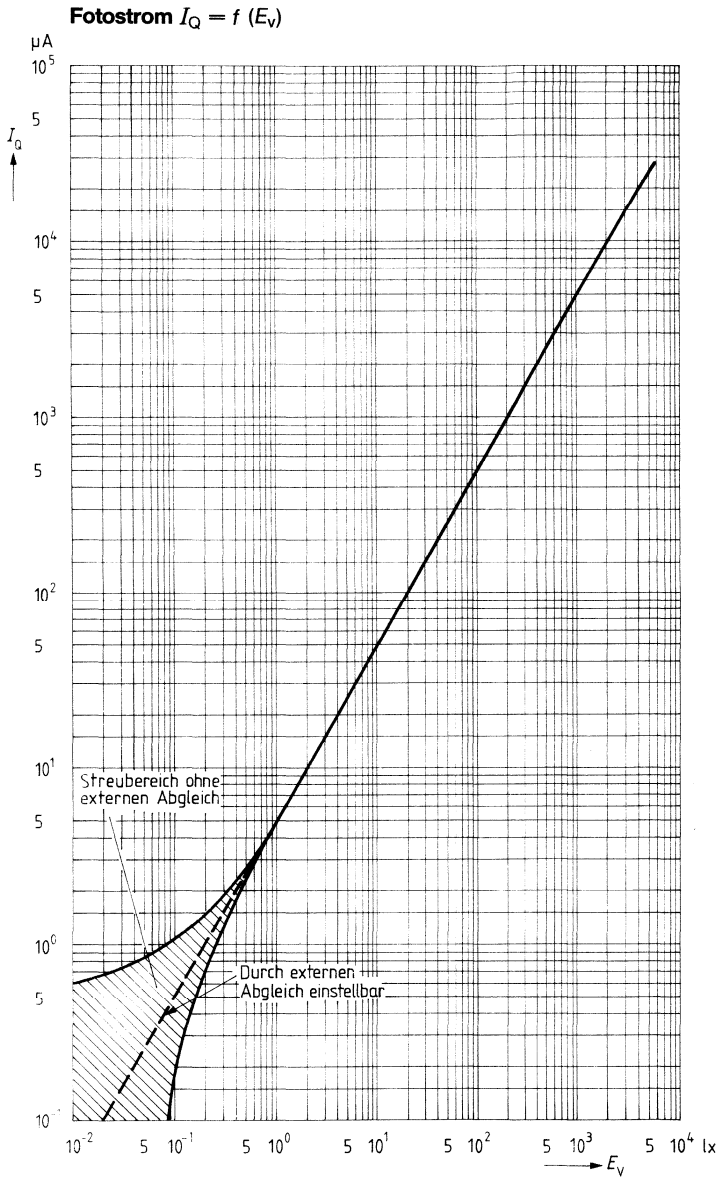


Grenzdaten

	untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung		15	V
Ausgangsstrom		50	mA
Verlustleistung		200	mW
Lagertemperatur	-40	85	°C
Sperrschichttemperatur		100	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$	250	K/W

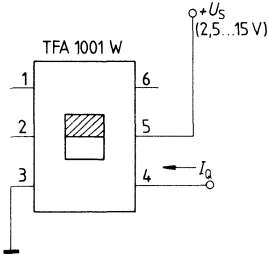
Kenndaten bei $T_U = 25\text{ °C}$,
Batteriespannung an Anschluß 5 angelegt

	untere Grenze B	typ	obere Grenze A		
Speisespannung	2,5		15	V	
Stromaufnahme bei $E_v = 0\text{ lx}$	I_S	-10	1	mA	
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U		70	°C	
Beleuchtungsstärke	E_v	0	5000	lx	
Empfindlichkeit im Bereich von $E_v = 1\text{ lx}$ bis 1000 lx	S	2,5	5	7,5	$\mu\text{A/lx}$
Ausgangsstrom bei $E_v = 0,05\text{ lx}$	I_Q		0,25	μA	
$E_v = 1\text{ lx}$	I_Q	2,5	5	7,5	μA
$E_v = 1000\text{ lx}$	I_Q	2,5	5	7,5	mA
$E_v = 5000\text{ lx}$	I_Q		25	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

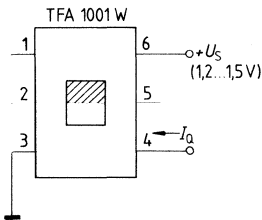


Einsatzmöglichkeiten des TFA 1001 W als Licht-Strom-Wandler

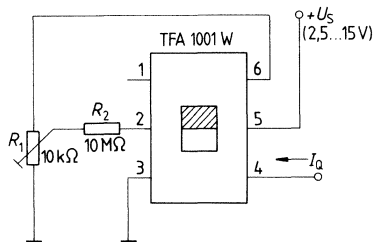
- 1) für Betriebsspannung 2,5 bis 15 V



- 2) für kleine Betriebsspannung 1,2 bis 1,5 V

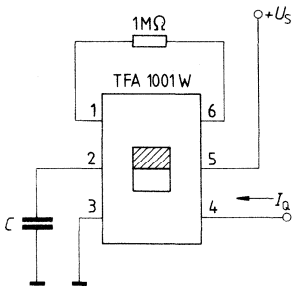


- 3) für besonders kleine Beleuchtungsstärke bis zu 0,01 lx herab

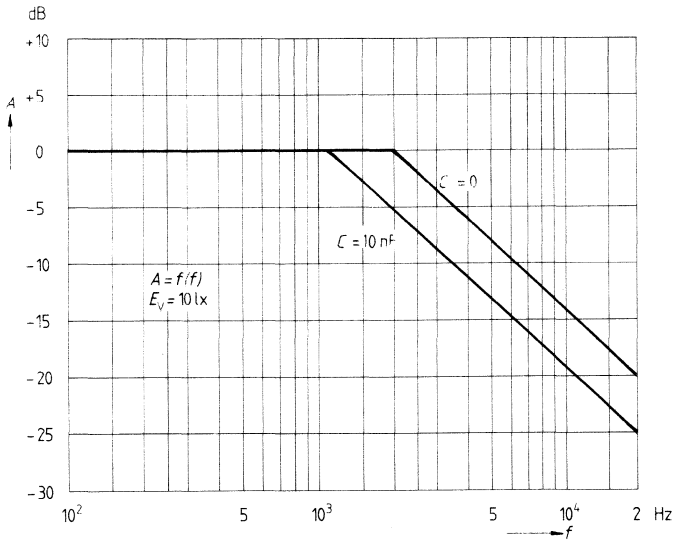


Für kleine Beleuchtungsstärken (siehe Kennlinie $I_Q = f(E_V)$) ist ein Abgleich des Ausgangsstromes mit dem Einstellregler R_1 möglich. Die Ausgangskennlinie kann im unteren Bereich noch etwas weiter linearisiert werden, indem ein Dunkelstrom von ca. 5 nA eingestellt wird.

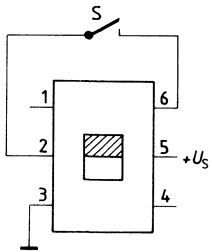
Dynamisches Verhalten



Am Anschluß 2 kann durch Kondensatorbeschaltung das dynamische Verhalten beeinflusst werden.



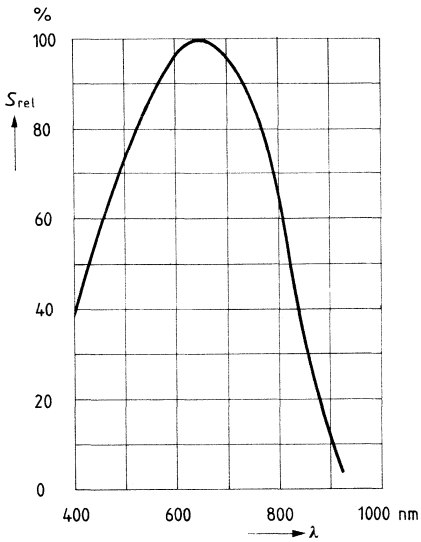
$$\text{Dämpfung } A = \frac{I_Q(f)}{I_Q(f=0)}$$

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

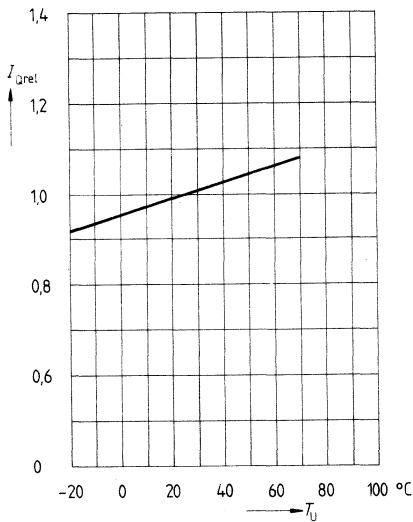
$S_{rel} = f(\lambda)$



Abhängigkeit des Ausgangsstroms von der Umgebungstemperatur

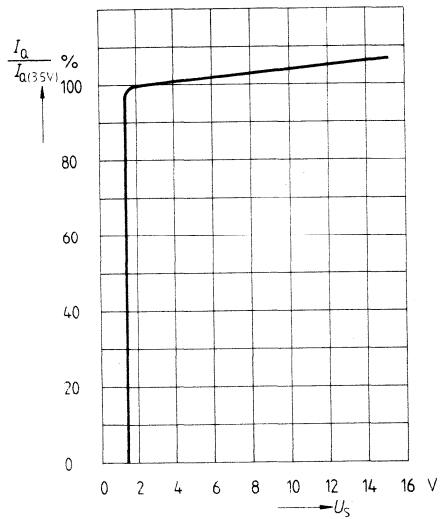
$I_{Qrel} = f(T_U)$

im Bereich $E_v = 1 \text{ lx} \dots 1000 \text{ lx}$



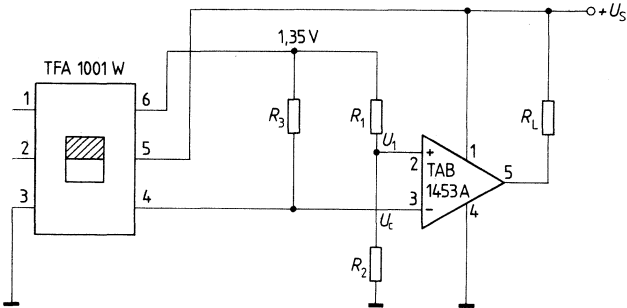
Abhängigkeit des Ausgangsstroms von der Batteriespannung

$\frac{I_Q}{I_Q(3.5V)} = f(U_S)$



Anwendungsbeispiele

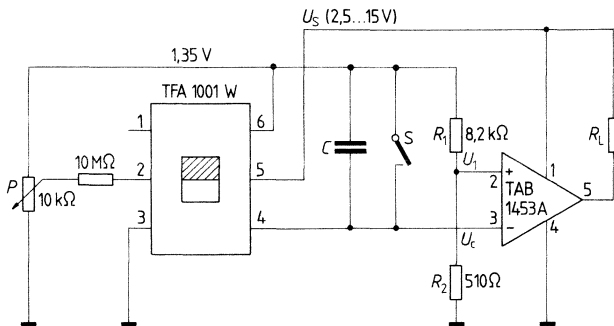
Einfacher Schwellenwertschalter mit dem Operationsverstärker TAB 1453 A



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.

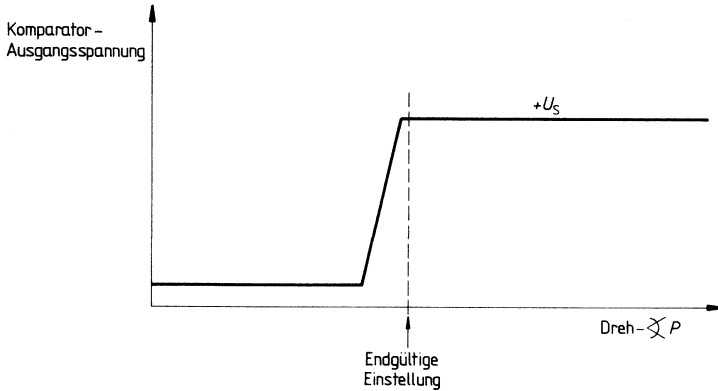
Da die Referenzspannung von Anschluß 6 als Bezugsspannung dient, ist die Schaltung sehr batteriespannungsunabhängig.

Verschlußzeit- bzw. Belichtungszeitsteuerung

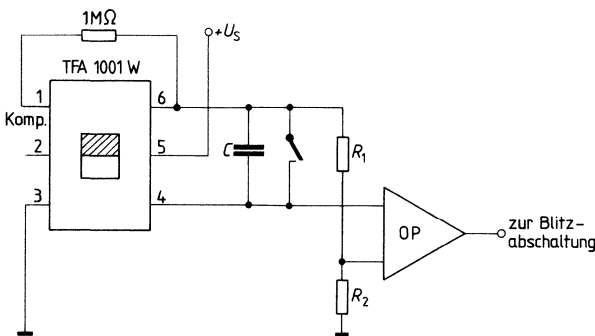


Eine Licht-Zeit-Steuerung zeigt die vorstehende Abb. Sie kann z. B. zur Verschlußsteuerung von Kameras oder zur Belichtungszeitsteuerung von Vergrößerungsgeräten verwendet werden. Auch diese Schaltung arbeitet weitgehend unabhängig von der Versorgungsspannung. Ein weiterer wesentlicher Vorteil dieser 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-IC's 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.)

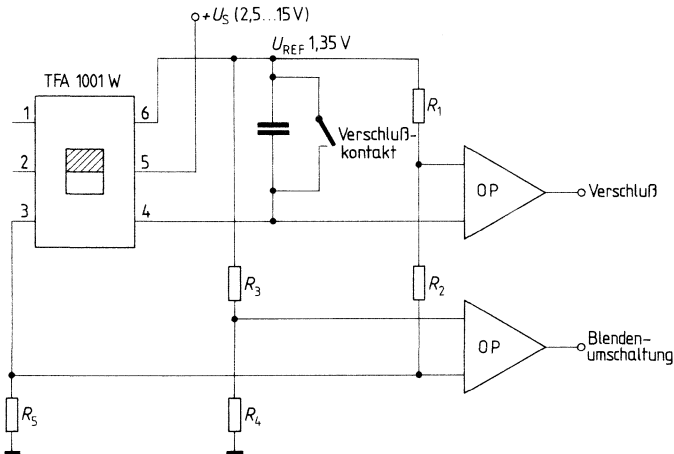


Prinzipschaltbild für eine Elektronenblitzsteuerung



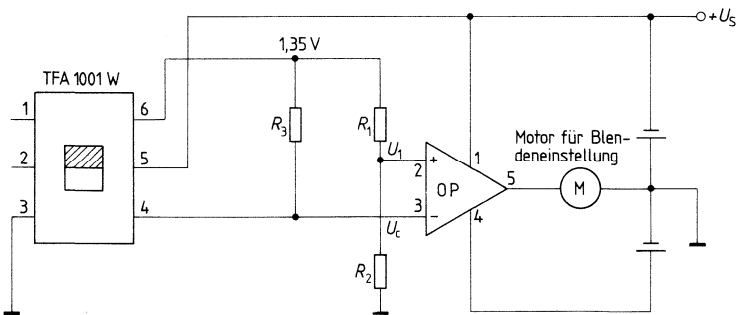
Auch für Elektronenblitzsteuerungen ist der TFA 1001 W verwendbar. Es ist jedoch darauf zu achten, daß die Beleuchtungsstärke 5 klx nicht überschreitet, gegebenenfalls ist ein Graufilter vorzuschalten. Um sehr kurze Zeiten steuern zu können, ist eine zusätzliche Kondensatorbeschaltung am Anschluß 1 vorteilhaft.

Kombinierte Blenden- und Zeitsteuerung



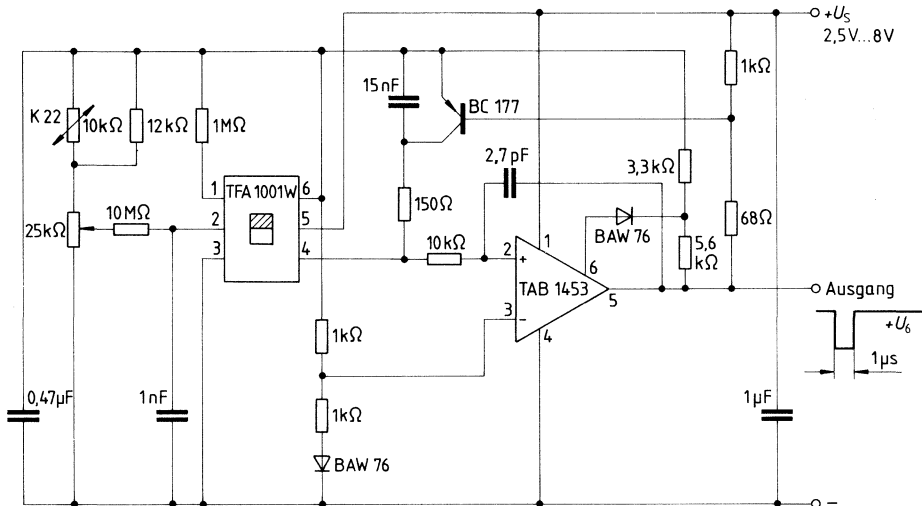
Blenden- und Zeitsteuerung sind auch kombinierbar, wobei die Information für die Blendenumschaltung aus dem Gesamtstrom der Foto-IC entnommen wird (Spannungsabfall an R_5).

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

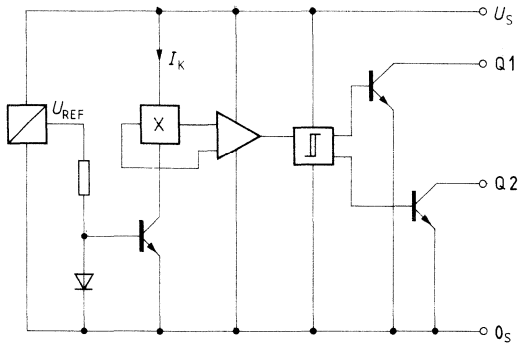
- hohe Auflösung
- voll temperaturkompensiert
- großer Betriebsspannungsbereich
- hohe Betriebsspannungsunterdrückung
- großer dynamischer Bereich (5 Dekaden)

Besonders für digitale Weiterverarbeitung geeignet.

Magnetisch gesteuerte Schaltungen, Hall-IC

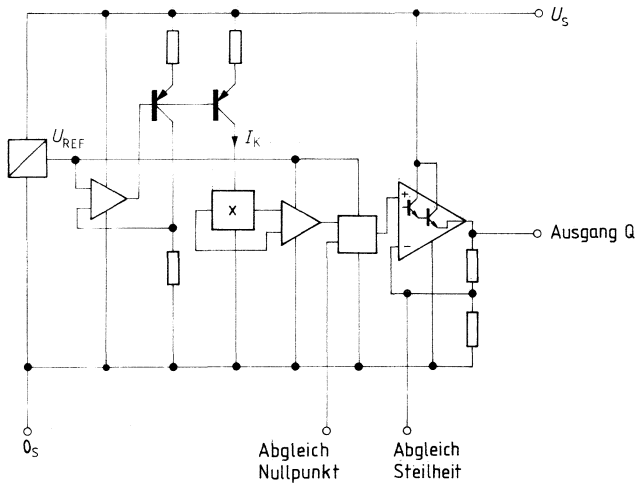
Blockschaltungen

Digitale Hall-IC



Die kontaktlosen magnetisch gesteuerten Schalter enthalten auf einem Halbleiterkristall einen Spannungskonstantregler, eine geregelte Stromquelle für den Hallgenerator, einen Differenzverstärker, einen Schmitt-Trigger, zwei Treiberstufen und Endtransistoren 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.

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

		Prüf- bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S		0		18	V
Ausgangsstrom	I_Q				10	mA
Lagertemperatur	T_s		-40		125	°C

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S		4,75		15	V
Ausgangsstrom	I_Q				5	mA
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U		0		70	°C

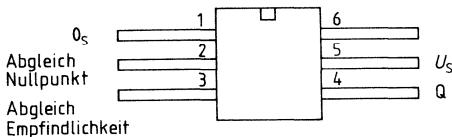
Statische Kenndaten

$U_S = 10 \text{ V}$, $T_U = 25 \text{ °C}$, wenn nicht anders angegeben

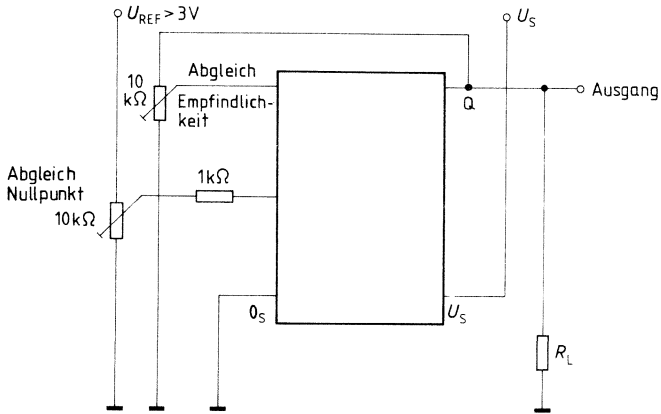
Leerlaufstromaufnahme	I_S	$R_L = \infty$		6	10	mA
Ausgangsspannung	U_Q	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	0,05		$U_S - 2$	V
Steilheit (ohne Abgleich)	S		60	100	140	mV/mT
„Null“-Komponente	B_0	$U_Q = 0,5 \text{ V}$	-35		35	mT
Linearitätsfehler (bezogen auf $U_Q = \frac{U_2}{2}$)				2		%
Temperaturkoeffizient	α	$T_{11} = 0 \text{ °C} - 70 \text{ °C}$		0,4		mT/K

Anschlußanordnungen

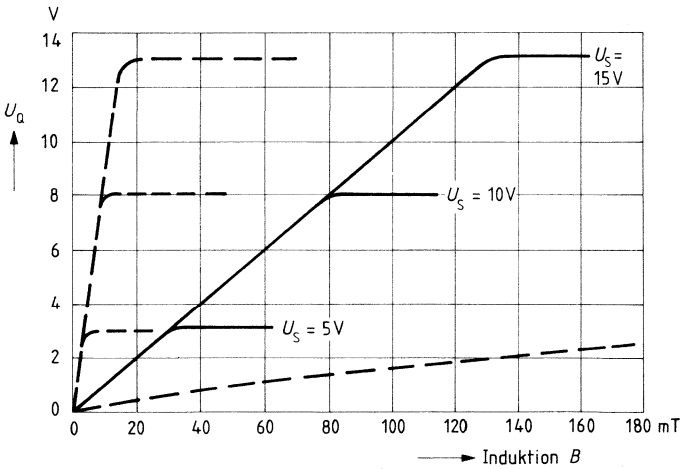
SAS 231 W



Anwendungsschaltung



Ausgangskennlinie ohne Abgleich $U_Q = f(B)$



Magnetisch betätigte kontaktlose Schalter mit statischen Ausgängen

SAS 251
SAS 251 S4
SAS 251 S5
Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SAS 251	Q67000-S47	} Kunststoff-Flachgehäuse } 4 Anschlüsse
SAS 251 S4	Q67000-S47-S4	
SAS 251 S5	Q67000-S47-S5	

Die Bausteine SAS 251, SAS 251 S4 und SAS 251 S5, sind kontaktlose Schalter, die durch ein Magnetfeld betätigt werden.

Die Ausgänge mit offenen Kollektoren ermöglichen wired-AND-Verknüpfungen zur Erzeugung codierter Signale. Die Ausgänge Q1 und Q2 geben gleichphasige Signale ab. Das Magnetfeld muß senkrecht mit dem Südpol auf die mit der Kerbe gekennzeichnete Fläche einwirken.

Grenzdaten		Prüf- bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Speisespannung						
SAS 251	U_S		-0,5		30	V
SAS 251 S4, SAS 251 S5	U_S		-0,5		20	V
Ausgangsstrom	I_{Q1}, I_{Q2}				30	mA
Sperrschichttemperatur	T_j				150	°C
Lagertemperatur	T_s		-40		125	°C
Wärmewiderstand	$R_{th\ SU}$				170	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung						
SAS 251	U_S		4,75		27	V
SAS 251 S4	U_S		4,75		5,25	V
SAS 251 S5	U_S		4,75		18	V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U		0		70	°C

Statische Kenndaten

$U_S = 5\text{ V}$, $T_U = 0\text{ °C}$ bis 70 °C , wenn nicht anders angegeben

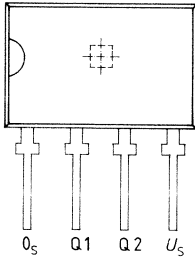
Speisestrom	I_S	$B < B_A$	1		3	mA
	I_S	$B > B_E$	1,5		6	mA
Einschaltinduktion	B_E				65	mT
Ausschaltinduktion						
SAS 251, SAS 251 S5	B_A		10			mT
SAS 251	B_A	$U_S = 27\text{ V}$	5			mT
SAS 251 S5	B_A	$U_S = 18\text{ V}$	5			mT
SAS 251 S4	B_A		5			mT
Max. Temperaturabweichung bezogen auf 25 °C	$\Delta B_E / B_A$		-5		5	mT
Hysterese	B_{Hy}		4	10	15	mT
Ausgangsreststrom	I_{Q1}, I_{Q2}	$B < B_A$			10	µA
Ausgangsspannung	U_{Q1}, U_{Q2}	$I_{Q1} = I_{Q2} = 16\text{ mA}$			0,4	V

Schaltzeiten

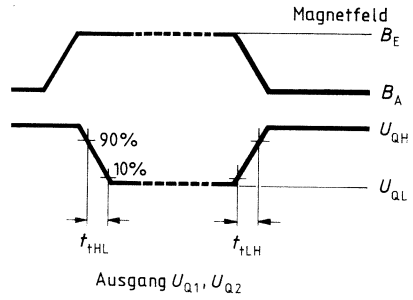
$U_S = 5\text{ V}$, $T_U = 25\text{ °C}$

Signalübergangszeit	t_{THL}	zw. 90 und 10%			1	µs
	t_{TLH}	zw. 10 und 90%			2	µs

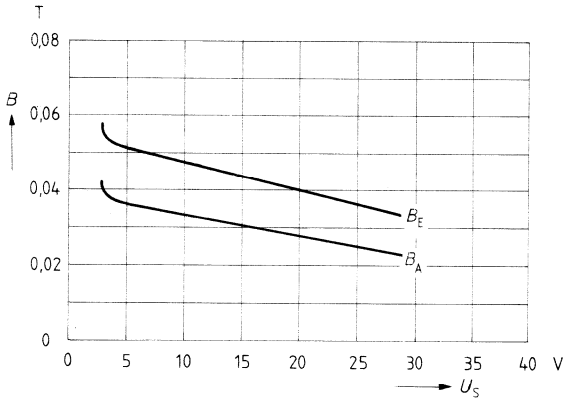
Anschlußanordnung



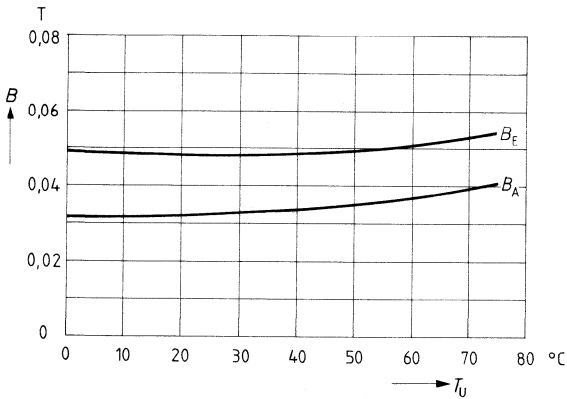
Impulsdiagramm



$B_E, B_A = f(U_S), \text{typ.}$



$B_E, B_A = f(T_U), \text{typ.}$



Vorläufige Daten

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLB 4902 F	Q67000-A8048	Kunststoff-Flachgehäuse

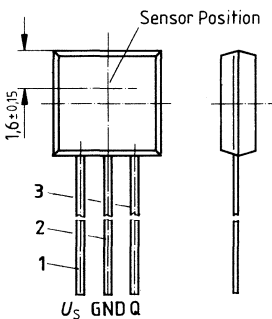
Die integrierte Hall-Schaltung TLB 4902 ist ein statischer kontaktloser Schalter, der durch ein magnetisches Feld wechselnder Polarität betätigt wird. Durch den Südpol des Magnetfeldes werden die Ausgänge in leitenden Zustand geschaltet, durch den Nordpol gesperrt.

Der Schaltkreis findet insbesondere Anwendung als Drehzahlaufnehmer oder Winkelgeber.

Besondere Merkmale

- Niedrige Schaltschwellen
- Flaches Kunststoff-Gehäuse
- Geeignet für kostengünstige Anwendungen

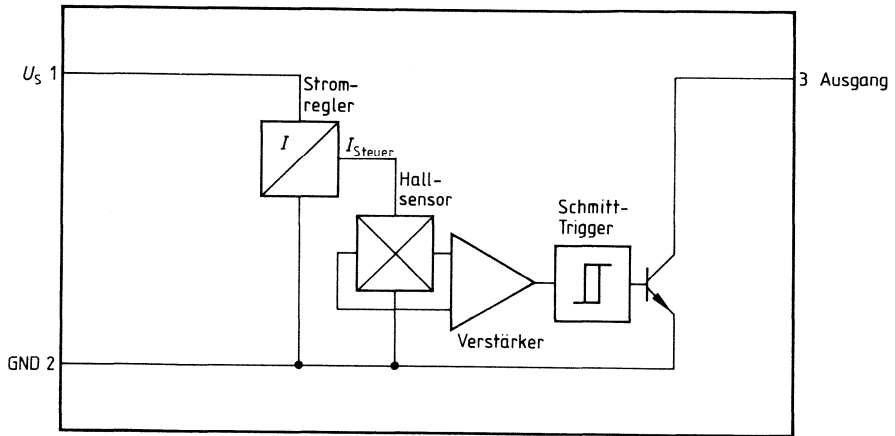
Anschlußanordnung



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_s	Speisespannung
2	GND	Masse
3	Q	Ausgang

Blockschaltbild



Grenzdaten

$T_U = 70^\circ\text{C}$		min	max	
Speisespannung	U_S	-0,5	6	V
Ausgangsstrom	I_Q		20	mA
Sperrschichttemperatur	T_j		125	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	T_s	-40	125	$^\circ\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\text{SU}}$		240	K/W
Induktionsbereich	B	$-\infty$	$+\infty$	
Ausgangsspannung $B < B_A$	U_Q		30	V

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	4,5	5,5	V
Ausgangsstrom	I_Q		20	mA
Umgebungstemperatur	T_U	0	70	$^\circ\text{C}$

Kenndaten

$U_S = 5\text{ V}; T_U = 0\text{ bis }70^\circ\text{C}$

		Prüfbedingungen	Prüf- schltg.	min	typ	max	
Magnetische Parameter*							
Einschaltinduktion	B_E	$T_U = 25^\circ\text{C}$ $T_U = 0\text{ to }70^\circ\text{C}$	2			17 25	mT** mT
Ausschaltinduktion	B_A	$T_U = 25^\circ\text{C}$ $T_U = 0\text{ to }70^\circ\text{C}$		-17 -25			mT mT
Hysterese $B_E - B_A$	B_H		2	5		15	mT
Ausgangssperrstrom	I_{QO}	$B < B_A; U_{OH} = 30\text{ V}$ $T_U = 25^\circ\text{C}$				10	μA
Speisestrom	I_S	$B < B_A$ $B > B_E$		2 3		5,5 6,5	mA mA
Ausgangsspannung	U_Q	$I_Q = 16\text{ mA}$	2			0,4	V
Anstiegszeit	t_{LH}	$I_Q = 5\text{ mA}$	1		0,3	1	μs
Abfallzeit	t_{HL}	$I_Q = 5\text{ mA}$	1		0,5	1	μs

Integrierte Schaltungen gewährleisten eine optimale Zuverlässigkeit und Lebensdauer, wenn die Sperrschichttemperatur im Betrieb 125°C nicht überschreitet. Ein Betrieb bis zur maximal zulässigen Grenze der Sperrschichttemperatur 150°C ist prinzipiell möglich. Dabei ist jedoch zu beachten, daß längere Belastungen bei Grenzbedingungen die Zuverlässigkeit der Bauelemente beeinträchtigen können.

* Die magnetischen Parameter sind für ein homogenes Magnetfeld an der Sensorposition, wie in Bild 3, spezifiziert.

** 1 mT = 10 G

Meßschaltungen

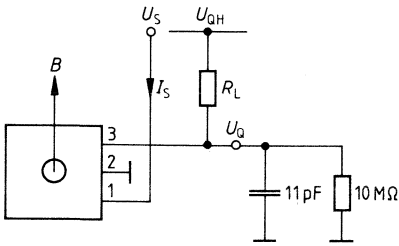


Bild 1

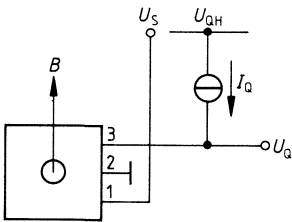


Bild 2

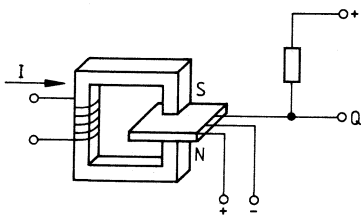
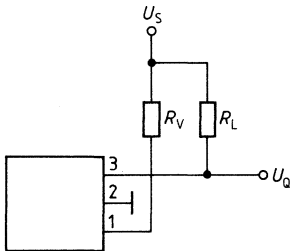


Bild 3

Anwendungsschaltung



Für optimalen Überspannungsschutz der IC ist ein Widerstand $R_V = 100 \Omega$ zu empfehlen.

Bild 4

Impulsdiagramm

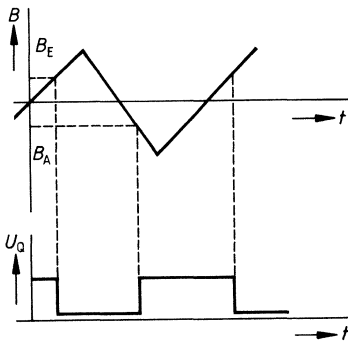


Bild 5

Induktion	U_Q
$B > B_E$	L
$B < B_A$	H

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4901 E	Q67000-A2518	Kunststoff-Flachgehäuse
TLE 4901 K	Q67000-A2399	MIKROPACK, 8 S, 4 Anschlüsse (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 werden die Ausgänge 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.

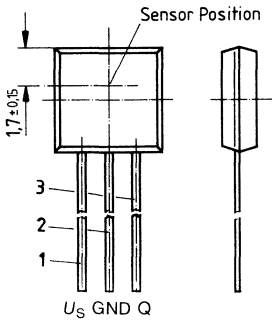
Der Schaltkreis findet insbesondere Anwendung als Drehzahlnehmer oder Winkelgeber. Zur Ansteuerung besonders geeignet sind ringförmige Permanentmagnete, deren Umfang mit wechselnder Polarität aufmagnetisiert wurde.

Besondere Merkmale

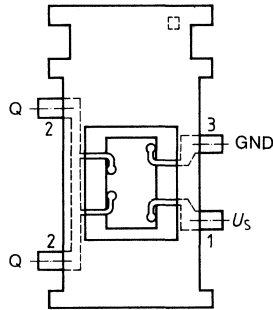
- Niedrige Schaltschwellen
- Hohe Störsicherheit
- Überspannungsschutz
- Großer Temperaturbereich

Anschlußanordnungen

TLE 4901 F



TLE 4901 K



Anschlußbelegungen

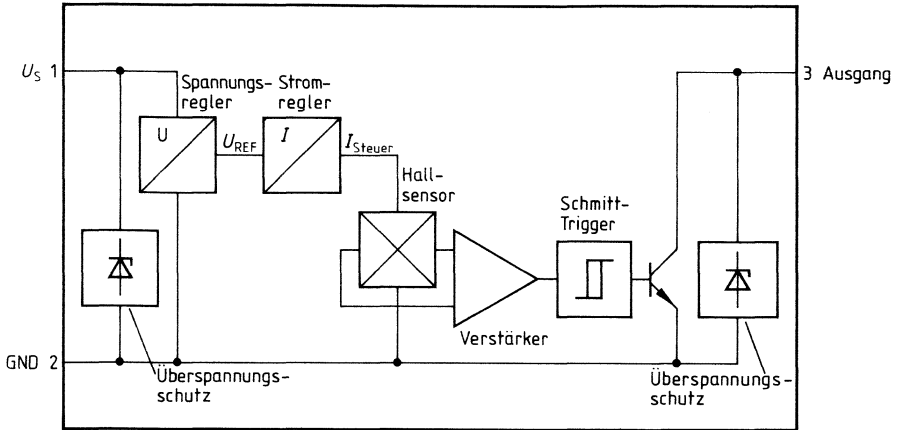
TLE 4901 F

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_S	Speisespannung
2	GND	Masse
3	Q	Ausgang

TLE 4901 K

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_S	Speisespannung
2	Q	Ausgang
3	GND	Masse

Blockschaltbild



Grenzdaten

$T_U = -30$ bis 125°C

		min	max	
Speisespannung	U_S	-1,2	30	V
Ausgangsstrom	I_Q		40	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	-40	150	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	T_s	-40	135	$^\circ\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		240	K/W*
Induktionsbereich	B	$-\infty$	$+\infty$	
Ausgangsspannung $B < B_A$	U_Q		30	V

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	4.5	30	V
Ausgangsstrom	I_Q		32	mA
Umgebungstemperatur	T_U	-30	130	$^\circ\text{C}$

* Wärmewiderstand des TLE 4901 K ist montageabhängig.

Kenndaten

$U_S = 14\text{ V}$; $T_U = -30$ bis 125°C

		Prüf- bedingungen	Prüf- schltg.	min	typ	max	
Magnetische Parameter*							
Einschaltinduktion	B_E	$T_U = 0$ bis 70°C $T_U = -30$ bis 100°C $T_U = -30$ bis 125°C	2			20 22 25	mT** mT mT
Ausschaltinduktion	B_A	$T_U = 0$ bis 70°C $T_U = -30$ bis 100°C $T_U = -30$ bis 125°C		-20 -22 -25			mT mT mT
Hysterese TLE 4901F ($B_E - B_A$) TLE 4901K	B_H		2 2	2 4		15 15	mT mT
Ausgangssperrstrom	I_{QO}	$B < B_A$; $U_{OH} = 30\text{ V}$ $T_U = 25^\circ\text{C}$				10	μA
Speisestrom	I_S	$B < B_A$ $B > B_E$	1			13 14	mA mA
Ausgangsspannung	U_Q	$I_Q = 10\text{ mA}$	2			0,4	V
Anstiegszeit	t_{LH}	$I_Q = 10\text{ mA}$				1	μs
Abfallzeit	t_{HL}	$I_Q = 10\text{ mA}$				1	μs

Integrierte Schaltungen gewährleisten eine optimale Zuverlässigkeit und Lebensdauer, wenn die Sperrschichttemperatur im Betrieb 125°C nicht überschreitet. Ein Betrieb bis zur maximal zulässigen Grenze der Sperrschichttemperatur 150°C ist prinzipiell möglich. Dabei ist jedoch zu beachten, daß längere Belastungen bei Grenzbedingungen die Zuverlässigkeit der Bauelemente beeinträchtigen können.

* Die magnetischen Parameter sind für ein homogenes Magnetfeld an der Sensorposition, wie in Bild 3, spezifiziert.

** $1\text{ mT} = 10\text{ G}$

Meßschaltungen

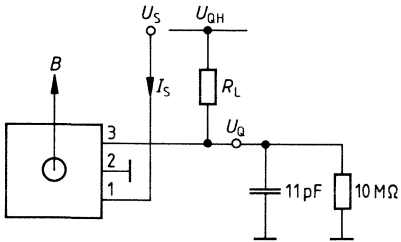


Bild 1

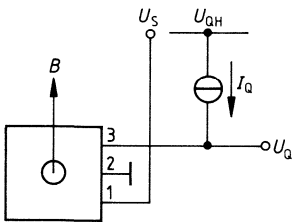


Bild 2

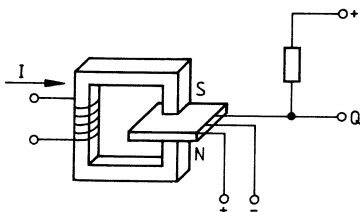
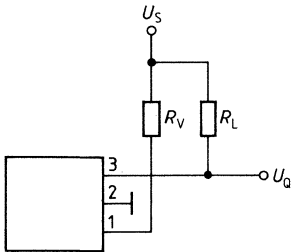


Bild 3

Anwendungsschaltung



Für optimalen Überspannungsschutz der IC ist ein Widerstand $R_V = 100 \Omega$ zu empfehlen.

Bild 4

Impulsdiagramm

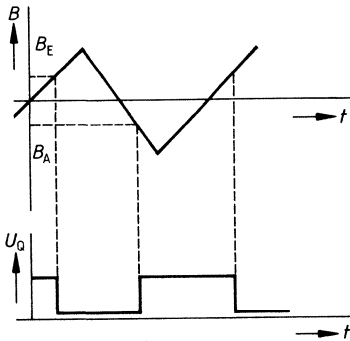


Bild 5

Vorläufige Daten

Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TLE 4903 F	Q67000-A8047	Kunststoff-Flachgehäuse

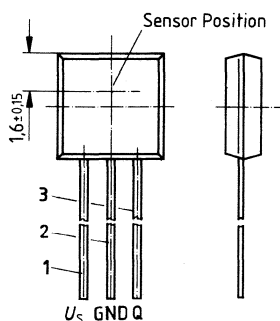
Der TLE 4903 F ist ein kontaktloser Schalter, der durch ein unipolares Magnetfeld betätigt wird. Durch den Südpol des Magnetfeldes werden die Ausgänge in leitenden Zustand geschaltet.

Der Schaltkreis besitzt einen integrierten Überspannungsschutz gegen die meisten im Automobil und in der Industrie vorkommenden Spannungsspitzen.

Besondere Merkmale

- Niedrige Schaltschwellen
- Hohe Störsicherheit
- Überspannungsschutz
- Großer Temperaturbereich

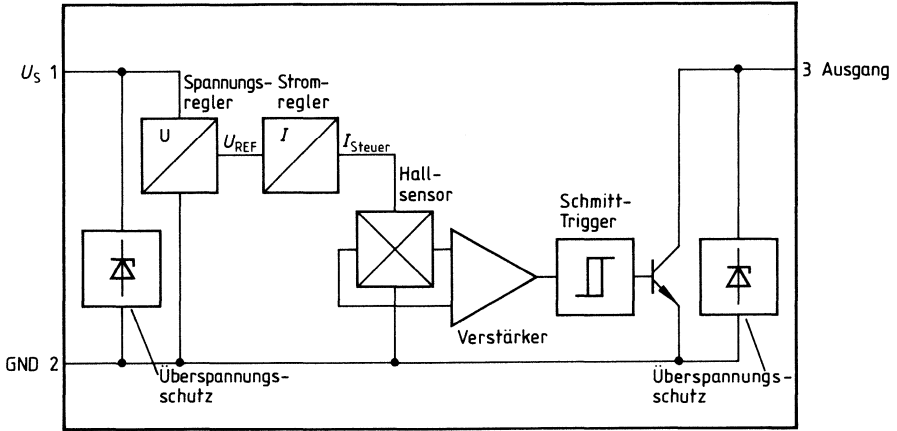
Anschlußanordnung



Anschlußbelegung

Anschluß	Symbol	Funktion
1	U_s	Speisespannung
2	GND	Masse
3	Q	Ausgang

Blockschaltbild



Grenzdaten

$T_U = -30$ bis 125 °C

		min	max	
Speisespannung	U_S	-1,2	30	V
Ausgangsstrom	I_Q		40	mA
Sperrschichttemperatur < 70 000 h	T_j	-40	150	°C
Lagertemperatur	T_s	-55	125	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		240	K/W
Induktionsbereich	B	$-\infty$	$+\infty$	
Ausgangsspannung	U_Q		30	V
Funktionsbereich				
Speisespannung	U_S	4.3	30	V
Ausgangsstrom	I_Q		25	mA
Umgebungstemperatur	T_U	-30	125	°C

Kenndaten

$U_S = 14\text{ V}$; $T_U = -30$ bis 125 °C

		Prüf- bedingungen	Prüf- schltg.	min	typ	max	
Magnetische Parameter*							
Einschaltinduktion	B_E	$T_U = 0$ bis 70 °C $T_U = -30$ bis 100 °C		24 18		46 52	mT** mT
		$T_U = -30$ bis 125 °C	2	17		53	mT
Ausschaltinduktion	B_A	$T_U = 0$ bis 70 °C $T_U = -30$ bis 100 °C $T_U = -30$ bis 125 °C		17 11 10		31 37 38	mT mT mT
			2	10		38	mT
Hysterese ($B_E - B_A$)	B_H		2	7		15	mT
Ausgangssperrstrom	I_{QO}	$B < B_A$; $U_{OH} = 24\text{ V}$ $T_U = 25\text{ °C}$				10	μA
Speisespannung	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	μs
Abfallzeit	t_{HL}	$I_Q = 10\text{ mA}$				1	μs

Integrierte Schaltungen gewährleisten eine optimale Zuverlässigkeit und Lebensdauer, wenn die Sperrschichttemperatur im Betrieb 125 °C nicht überschreitet. Ein Betrieb bis zur maximal zulässigen Grenze der Sperrschichttemperatur 150 °C ist prinzipiell möglich. Dabei ist jedoch zu beachten, daß längere Belastungen bei Grenzbedingungen die Zuverlässigkeit der Bauelemente beeinträchtigen können.

* Die magnetischen Parameter sind für ein homogenes Magnetfeld an der Sensorposition, wie in Bild 3, spezifiziert.

** $1\text{ mT} = 10\text{ G}$

Meßschaltungen

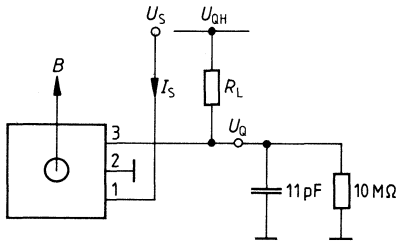


Bild 1

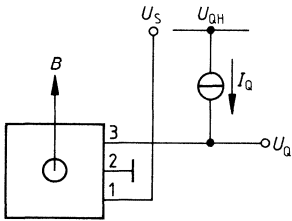


Bild 2

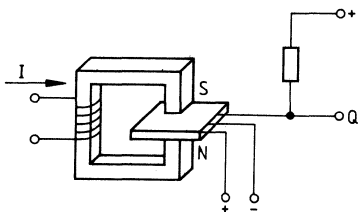
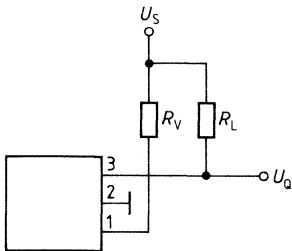
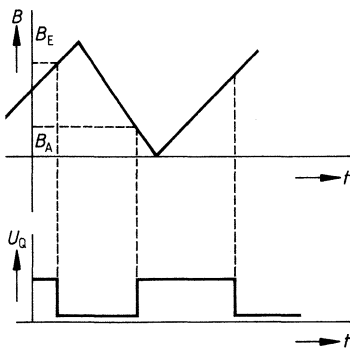


Bild 3

Anwendungsschaltung

Für optimalen Überspannungsschutz der IC ist ein Widerstand $R_V = 100 \Omega$ zu empfehlen.

Bild 4**Impulsdiagramm****Bild 5**

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
HKZ 101	Q67000-S64	} Sondergehäuse
HKZ 101 S*)	Q67000-S64-E10	

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.

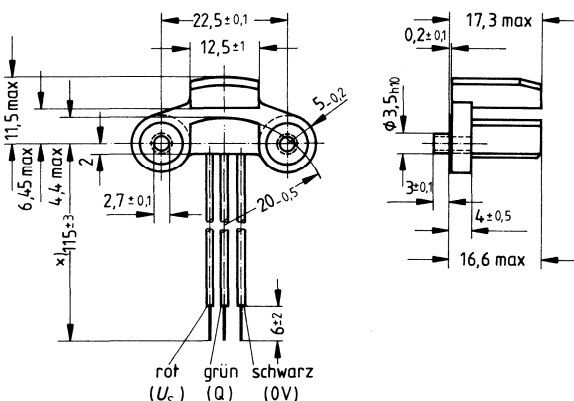
Hauptanwendung ist der Ersatz im Automobil als kontaktloser Unterbrecher in elektronischen Zündsystemen. Zahlreiche industrielle Anwendungsmöglichkeiten gibt es in der Steuerungs- und Regeltechnik besonders dort, wo Schalter unter rauen Umgebungsbedingungen wartungsfrei arbeiten sollen (z. B.: Drehzahlaufnehmer, 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 Schaltpunktkenwerte entsprechend angepaßt.

Sondergehäuse



x) Änderung auf 130 ± 3 mm in Vorbereitung

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.

Funktionsprinzip

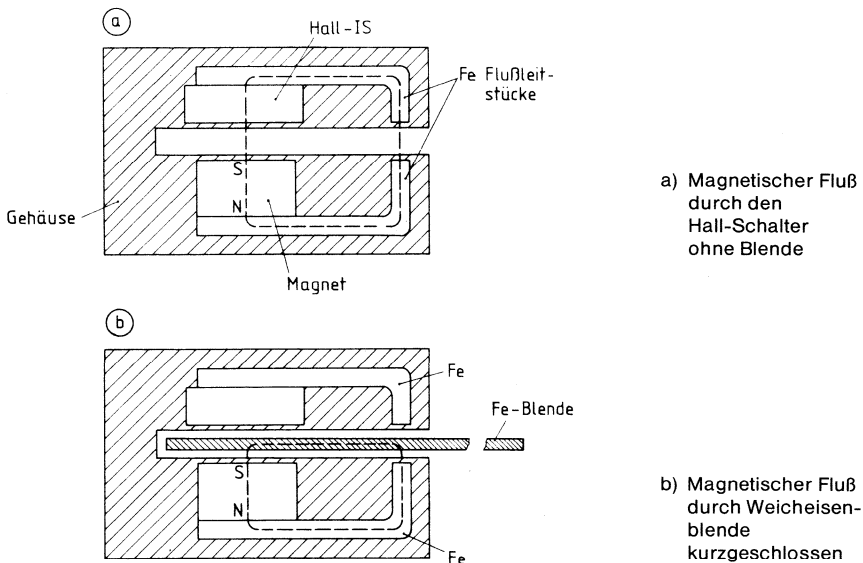


Bild 1

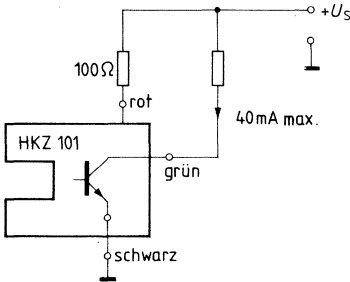
Mechanische Eigenschaften

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 2 Hohlrieten 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

	Prüfbedingungen	untere Grenze B	obere Grenze A	
Speisespannung	U_S	-1,2	24	V
Ausgangsspannung im AUS-Zustand	U_Q	-0,8	30	V
Inverser Speisestrom (extern begrenzt)	$-I_S$	$T_U \leq 80^\circ\text{C}$ $t \leq 1\text{ h}$	200	mA
Ausgangsstrom	I_Q	ohne Blende	40	mA
inverser Ausgangsstrom	$-I_Q$		30	mA
Umgebungstemperatur	T_U	-40	135	$^\circ\text{C}$
Lagertemperatur	T_s	-40	150	$^\circ\text{C}$
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$		170	K/W

Funktionsbereich

Umgebungstemperatur	T_U	-40	130	$^\circ\text{C}$
Speisespannung	U_S	4,5	24	V
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

$U_S = 5 \text{ V bis } 18 \text{ V}$,

$T_U = -30 \text{ °C bis } 130 \text{ °C}$

Ausgangssättigungs-
spannung

Ausgangssperrstrom

Speisestrom

Schaltzeiten

Überspannungsbegrenzung

– Speisespannung (U_S)

– Ausgang (U_Q)

	Prüf- bedingungen	untere Grenze B	obere Grenze A	
$U_{Q \text{ sat}}$	ohne Blende $I_Q = 40 \text{ mA}$ $T_U = -30..110 \text{ °C}$ $T_U = 110..130 \text{ °C}$		0,4 0,6	V V
I_{QR}	mit Blende		10	μA
I_S	ohne Blende		12	mA
t_{LH}, t_{HL}	$I_Q = 40 \text{ mA}$		1	μs
U_{SZ}	$I_S = 16 \text{ mA}$	32	42	V
U_{SO}	$I_S = 16 \text{ mA}$	32	42	V

Schaltpunktkenndaten

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 ($U_S = 12 \text{ V}$, $T_U = 25 \text{ °C}$) am einzelnen Bauteil gemessenen Schaltpunkte im Rahmen der Exemplarstreuung.

Die Änderung der Schaltpunkte ist nach 4) definiert:

$$4) \Delta f_e = f_e - f_{e0}$$

$$\Delta f_a = f_a - f_{a0}$$

Definition der Schaltpunkte

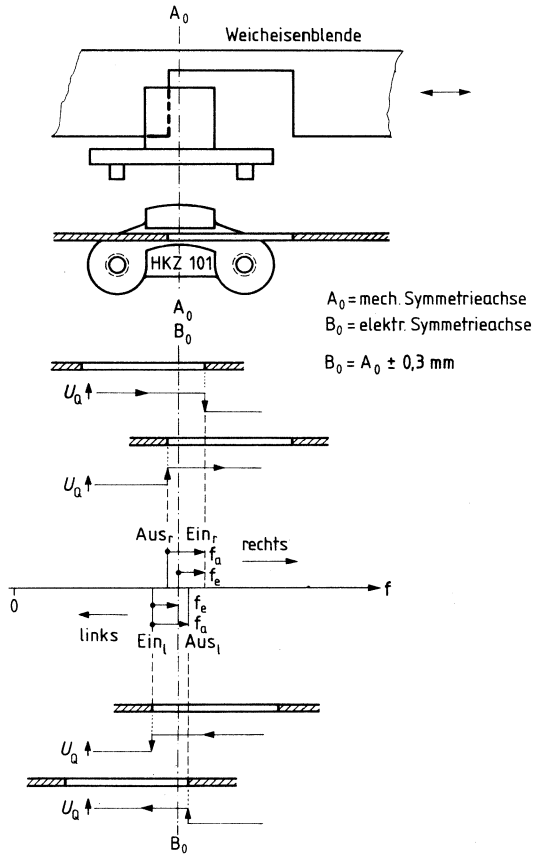
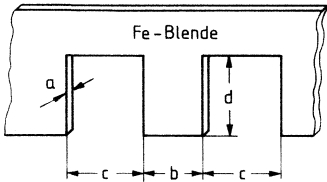


Bild 2

Mechanische Meßbedingungen

a) Meßblende (Material Weicheisen)



b) Eintauchhöhe

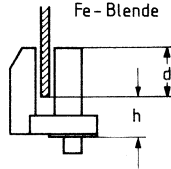


Bild 3

Schaltpunktkenndaten

Blende: a = 0,75 mm, b = 8 mm, c = 10 mm

Position: mittig im Luftspalt

$U_S = 5 \text{ V bis } 18 \text{ V}$

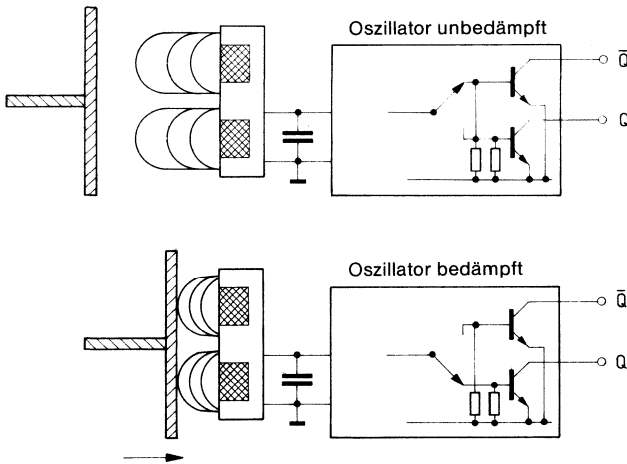
		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
HKZ 101						
Einschaltpunkt Änderungen	f_{e0}	$U_S = 12 \text{ V}, T_U = 25^\circ\text{C}$	0,85	1,45	2,05	mm
	Δf_e	$T_U = -30 \dots 25^\circ\text{C}$	-0,4	+0,15	+0,7	mm
		$T_U = 25 \dots 80^\circ\text{C}$	-0,2	+0,15	+0,4	mm
		$T_U = 80 \dots 130^\circ\text{C}$	-0,4	+0,2	+0,7	mm
Ausschaltpunkt Änderungen	f_{a0}	$U_S = 12 \text{ V}, T_U = 25^\circ\text{C}$	1,54	2,54	3,54	mm
	Δf_a	$T_U = -30 \dots 25^\circ\text{C}$	-0,8	+0,3	1,4	mm
		$T_U = 25 \dots 80^\circ\text{C}$	-0,4	+0,3	0,8	mm
		$T_U = 80 \dots 130^\circ\text{C}$	-0,8	+0,4	1,4	mm
HKZ 101 S*)						
Einschaltpunkt Änderungen	f_{e0}	$U_S = 12 \text{ V}, T_U = 25^\circ\text{C}$	0,65		2,3	mm
	Δf_e	$T_U = -30 \dots 130^\circ\text{C}$	-0,4		+0,75	mm
Ausschaltpunkt Änderungen	f_{a0}	$U_S = 12 \text{ V}, T_U = 25^\circ\text{C}$	0,8		4,9	mm
	Δf_a	$T_U = -30 \dots 130^\circ\text{C}$	-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-A1034-K	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



Die Bausteine zeichnen sich durch folgende Eigenschaften aus:

- Weiten Versorgungsspannungsbereich
- Hohen Ausgangsstrom
- Antivalente Ausgänge
- Einstellbaren Schaltabstand
- Einstellbare Hysterese
- Einschaltverzögerung

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	30	V
Ausgangsspannung	U_Q	30	V
Ausgangsstrom	I_Q	50	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	125	°C
Lagertemperatur	T_s	-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

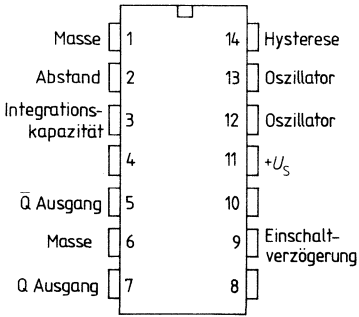
$U_S = 12\text{ V}$, $T_U = 25\text{ °C}$

	Prüf- bedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Leerlaufstromaufnahme	I_S	Anschlüsse offen	1	2	mA
L-Ausgangsspannung pro Ausgang	U_{QL}	$I_{QL} = 5\text{ mA}$	0,8	1	V
	U_{QL}	$I_{QL} = 50\text{ mA}$	1,25	1,5	V
H-Ausgangssperrstrom pro Ausgang	I_{QH}	$U_{QH} = 30\text{ V}$		10	μA
Integrationskondensator	C_1		10		nF
Innenwiderstand an 3	$R_{1,3}$	200	350	660	kΩ
Schwelle an 3	U_{S3}		1,3	1,5	V
Abstandswiderstand	} Schaltung 1		6		kΩ
Hysterese-widerstand					
Abstandswiderstand	} Schaltung 2	$R_H \rightarrow \infty$	6 ¹⁾		kΩ
Hysterese-widerstand					
Einschaltverzögerung	t_v		200		ms/μF
Oszillatorfrequenz	f_{OSZ}	0,015		1,5	MHz
Schaltfrequenz ohne C_1	f_s			5	kHz

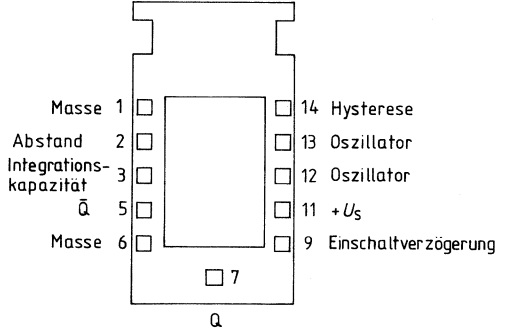
1) Die Parallelschaltung von R_H zu R_A darf min. 6 kΩ betragen.

Anschlußanordnungen

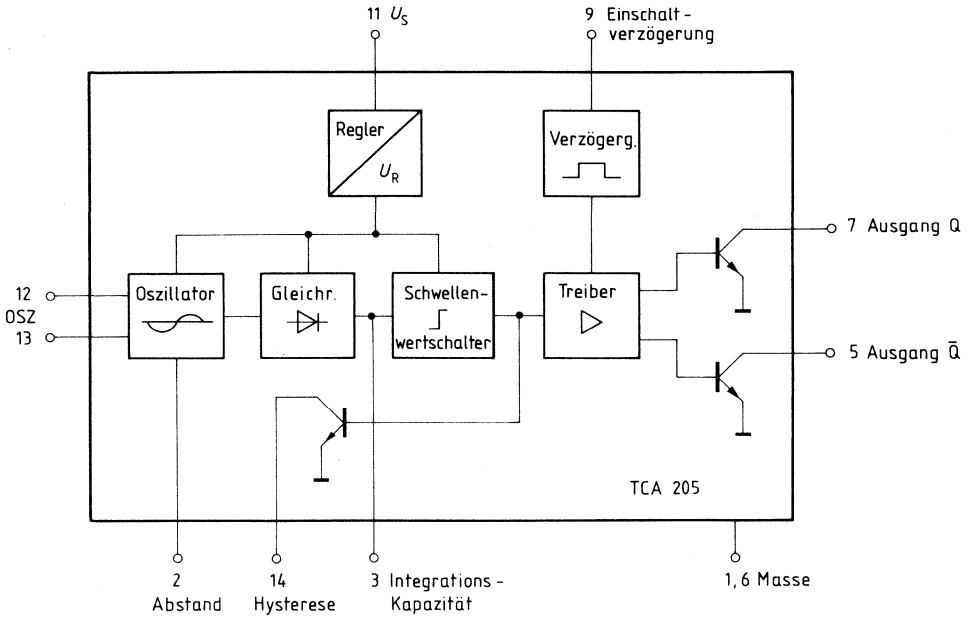
TCA 205 A



TCA 205 K

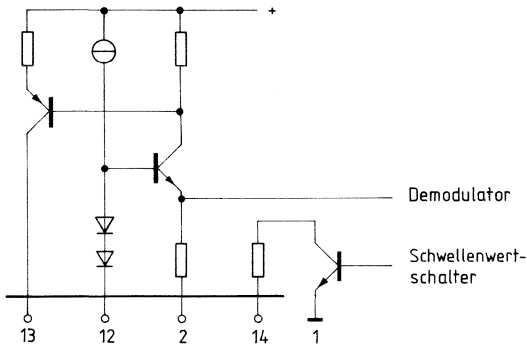


Blockschaltbild

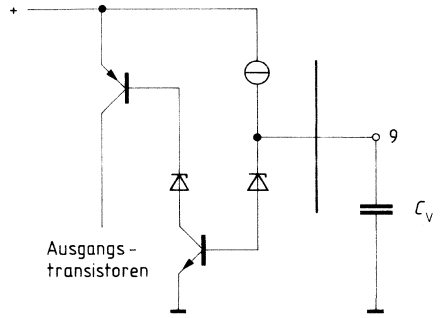


Prinzipschaltungen

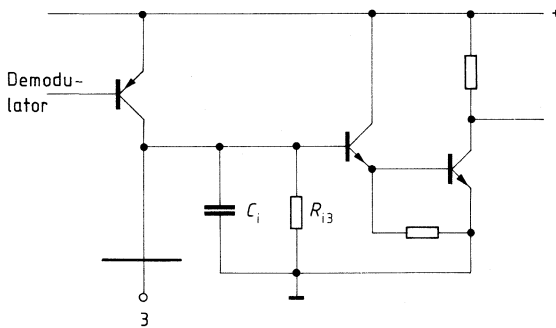
Oszillator



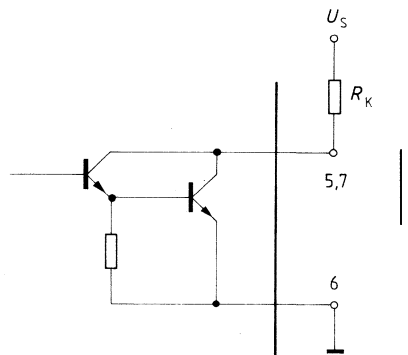
Einschaltverzögerung



Integrationskapazität

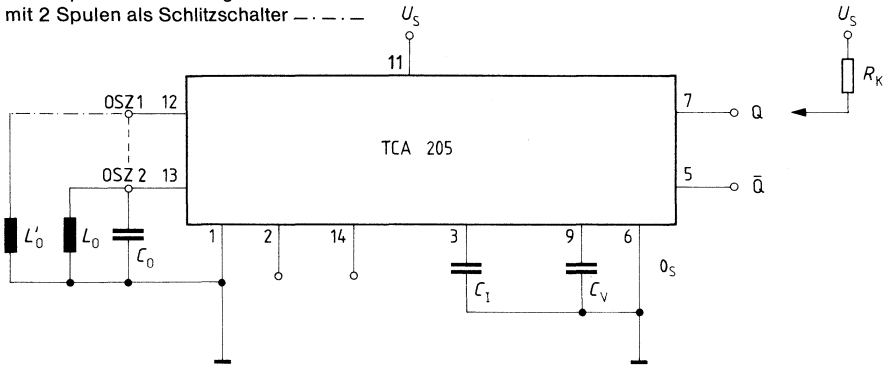


Ausgänge



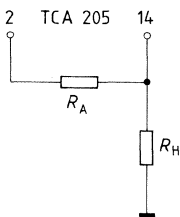
Anwendungsschaltung:

mit 1 Spule als Näherungsschalter - - - -
 mit 2 Spulen als Schlitzschalter - · - · -

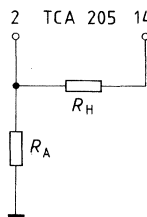


- L_0, C_0 Schwingkreis
- R_A Abstandsabgleich
- R_H Hystereseabgleich
- C_1 Integrationskondensator
- C_V Verzögerungskondensator

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. 0Ω 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.

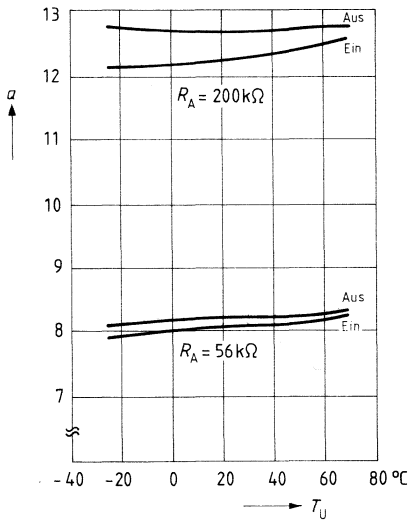
Anwendungsbeispiel für Näherungsschalter

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: $R_A = 56 \text{ bis } 200 \text{ k}\Omega$, Metallschicht } Schaltung 2
 $R_H = \infty$
 $C_o = 1500 \text{ pF, STYROFLEX}$
 $f = 162 \text{ kHz}$

Schaltabstand: $a = f(T_U)$



Typ	Bestellnummer	Gehäuse
TCA 305 A	Q67000-A2291	P-DIP 14
TCA 305 G	Q67000-A2305	SO-14 (SMD)
TCA 355 B	Q67000-A2443	P-DIP 8
TCA 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 Oszillatordspule 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:

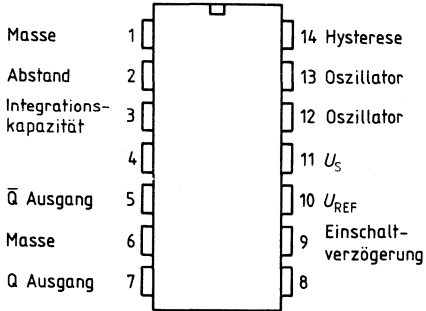
- Geringere Leerlaufstromaufnahme; $I_S < 1 \text{ mA}$
- Kleinere Sättigungsspannung der Ausgänge
- Die Temperaturabhängigkeit des Schaltabstandes ist geringer und die Kompensation des Schwingkreis- TK ist einfacher möglich.
- Die Empfindlichkeit ist höher, so daß größere Schaltabstände möglich sind 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

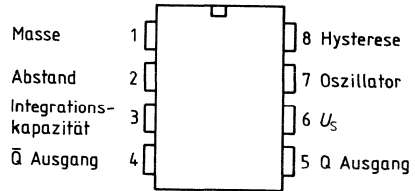
Oszillator	Ausgänge	
	Q	\overline{Q}
unbedämpft	H	L
bedämpft	L	H

Anschlußanordnungen

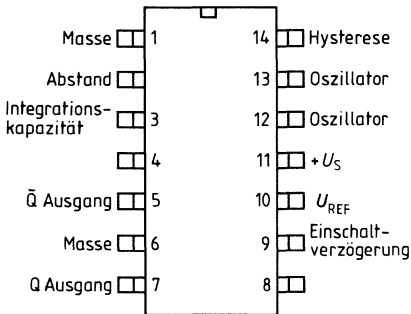
TCA 305 A



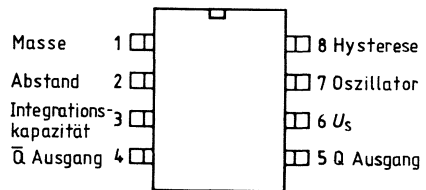
TCA 355 B



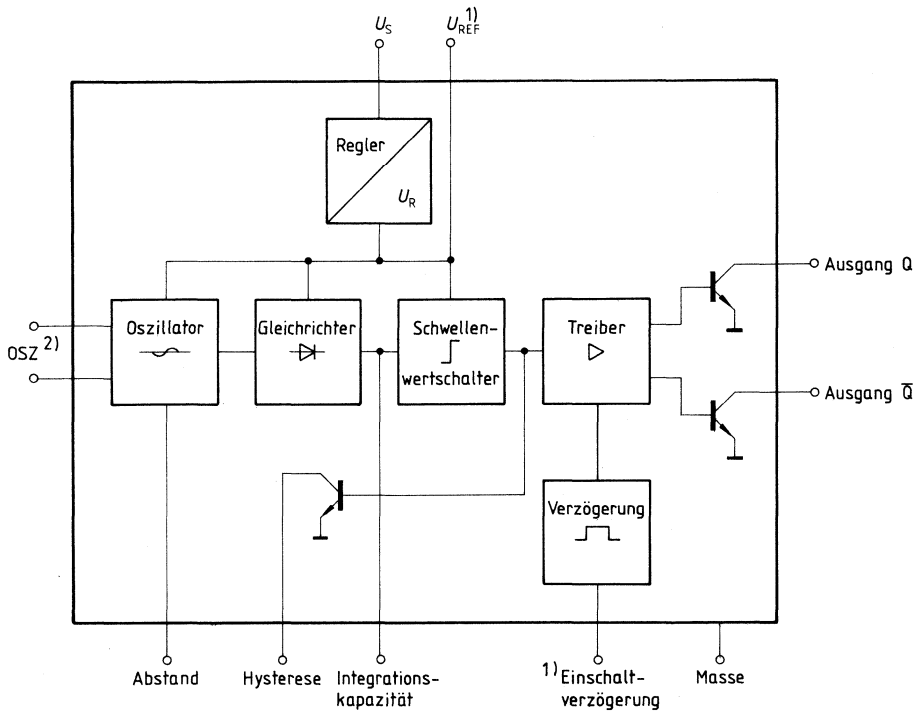
TCA 305 G



TCA 355 G



Blockschaltbild



- 1) Anschlüsse nur bei TCA 305
- 2) bei TCA 355 intern verbunden

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	35	V	
Ausgangsspannung	U_Q	35	V	
Ausgangsstrom	I_Q	50	mA	
Abstands-, Hysteresewiderstand	R_A, R_H	0	Ω	
Kapazitäten	C_I, C_V	5	μF	
Sperrschichttemperatur	T_j	125	$^{\circ}C$	
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 125	$^{\circ}C$	
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TCA 305 A	$R_{th\ SU}$	85	K/W
	TCA 305 G	$R_{th\ SU}$	140	K/W

Funktionsbereich

Speisespannung	U_S	5 bis 30	V
Oszillatorfrequenz	f_{OSZ}	0,015 bis 1,5	MHz
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	-25 bis 85	$^{\circ}C$

Kenndaten

$U_S = 12\ V, T_U = -25\ ^{\circ}C\ bis\ 85\ ^{\circ}C$		Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Leerlaufstromaufnahme	I_S	Ausgänge offen		0,6	1,0	mA
Referenzspannung	U_{REF}	$I_{REF} < 10\ \mu A$		3,2		V
L-Ausgangsspannung pro Ausgang	U_{QL}	$I_{QL} = 5\ mA$		0,04	0,15	V
	U_{QL}	$I_{QL} = 25\ mA$		0,10	0,35	V
H-Ausgangssperrstrom pro Ausgang	U_{QL}	$I_{QL} = 50\ mA$		0,22	0,75	V
	I_{QH}	$U_{QH} = 30\ V$			10	μA
Schwelle an 3	U_{S3}			2,1		V
Hysteresis an 3	H_y		0,4	0,5	0,6	V
Einschaltverzögerung	t_v	$T_U = 25\ ^{\circ}C$	-25%	600	-25%	ms/ μF
Schaltfrequenz ohne C_I	f_s				5	kHz

Grenzdaten

Speisespannung	U_S	35	V	
Ausgangsspannung	U_Q	35	V	
Ausgangsstrom	I_Q	50	mA	
Abstands-, Hysterese Widerstand	R_A, R_H	0	Ω	
Sperrschichttemperatur	T_j	125	$^{\circ}\text{C}$	
Lagertemperatur	T_s	-55 bis 125	$^{\circ}\text{C}$	
Wärmewiderstand (System-Umgebung)	TCA 355 B	$R_{th\ SU}$	135	K/W
	TCA 355 G	$R_{th\ SU}$	200	K/W

Funktionsbereich

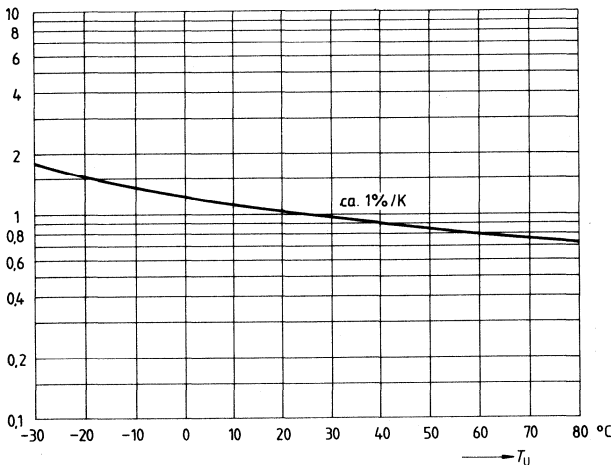
Speisespannung	U_S	5 bis 30	V
Oszillatorfrequenz	f_{OSZ}	0,015 bis 1,5	MHz
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	-25 bis 85	$^{\circ}\text{C}$

Kenndaten

$U_S = 12\text{ V}; T_U = -25\text{ }^{\circ}\text{C bis } 85\text{ }^{\circ}\text{C}$

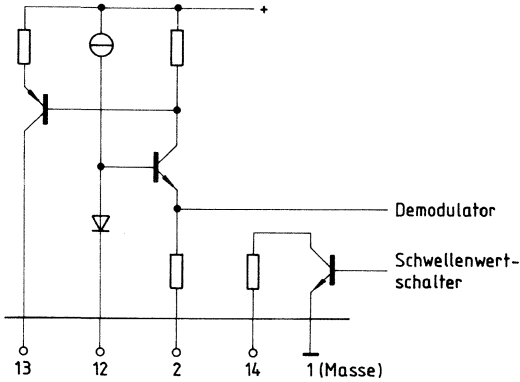
	Prüfbedingungen	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Leerlaufstromaufnahme	I_S	Ausgänge offen	0,6	1,0	mA
L-Ausgangsspannung pro Ausgang	U_{QL}	$I_{QL} = 5\text{ mA}$	0,04	0,15	V
	U_{QL}	$I_{QL} = 25\text{ mA}$	0,10	0,35	V
	U_{QL}	$I_{QL} = 50\text{ mA}$	0,22	0,75	V
H-Ausgangssperrstrom pro Ausgang	I_{QH}	$U_{QH} = 30\text{ V}$		10	μA
Schwelle an 3	U_{S3}		2,1		V
Hysterese an 3	H_y	0,4	0,5	0,6	V
Schaltfrequenz ohne C_1	f_s			5	kHz

Normierte Einschaltverzögerung bezogen auf $T_U = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

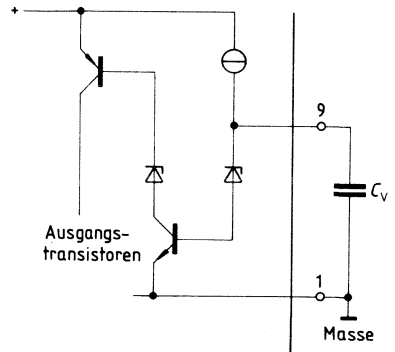


Prinzipschaltungen

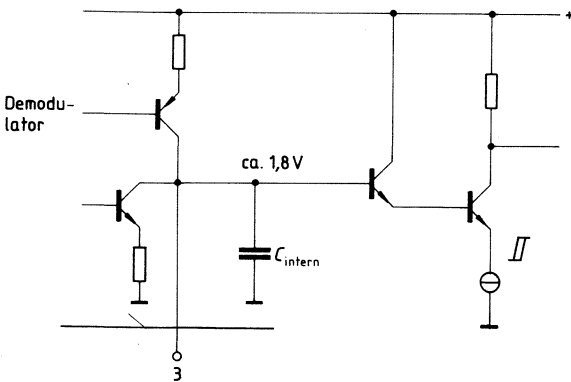
Oszillator



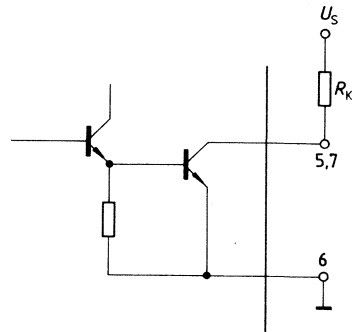
Einschaltverzögerung bei TCA 305 A; G



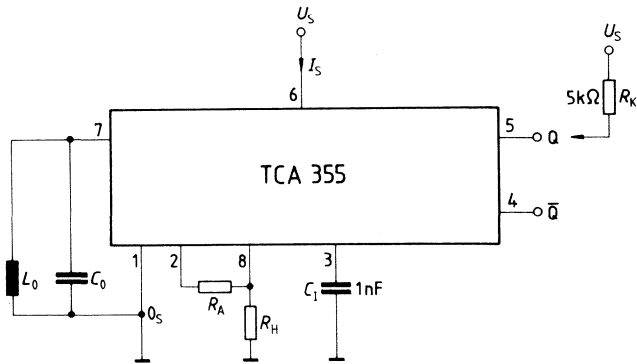
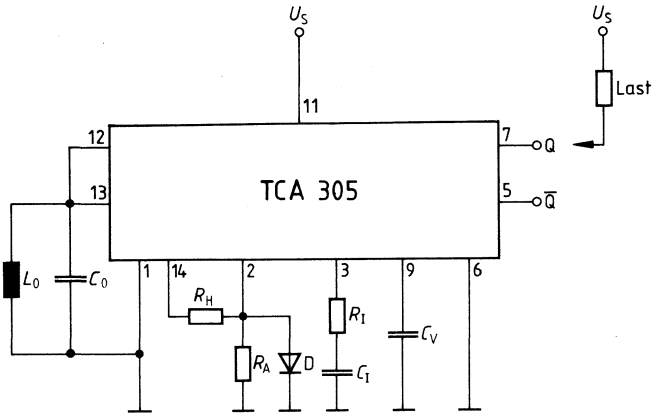
Integrationskondensator



Ausgänge



Anwendungsschaltungen



L_o, C_o	Schwingkreis
R_H	Hysteresesabgleich
R_A	Abstandsabgleich
D	Temperaturkompensation des Schwingkreises; eventuell mit Vorwiderstand zum Abgleich. Die Diode ist nicht unbedingt erforderlich. Ihr Einsatz hängt vom <i>TK</i> des Schwingkreises ab.
$R_i; C_1$	Integrationsglied
C_v	Verzögerungskondensator

Dimensionierungsbeispiele nach CENELEC-Norm (nicht bündig)

	M 12	M 18	M 30
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 μ H	268 μ H	585 μ H
C_o (STYROFLEX®)	1000 pF	1,2 nF	3,3 nF
f_{osZ}	\approx 350 kHz	\approx 280 kHz	\approx 115 kHz
Sn	4 mm	8 mm	15 mm
R_A (Metall)	8,2 k Ω + 330 Ω	33 k Ω	22 k Ω + 2,7 k Ω
C_v	100 nF	100 nF	100 nF

Anmerkungen:

- ¹⁾ 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. $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$ und $C_1 = 10 \text{ nF}$ ersetzt werden.

Sonstige ICs

|

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
■ S 178 A	Q67100-Z139	P-DIP 28

Der S 178 A ist eine hochintegrierte MOS-Schaltung mit folgenden technischen Merkmalen:

Der **Video-Impulsgeber** realisiert die zur Steuerung notwendigen Synchron-, Steuer- und Löschnsignale für Kameras, Mischpulte u. ä. Geräte.

Folgende Signale werden erzeugt:

- Austast-Signal A
- Synchron-Signal S
- Horizontal-Impuls H
- Vertikal-Impuls V
- Klemm-Impuls K_t
- Horizontal-Austast-Impuls A (H)
- Doppelte Zeilenfrequenz $H/2$
Halbe Vertikalfrequenz V_R } $\rightarrow H/2 + V_R$ -Signal bei externer Signalmischung
- Vidikon Austastsignal V_A

Besondere Eigenschaften

Alle Impulse werden digital aus der, einem Impulsschema zugeordneten, Eingangsfrequenz mit Tastverhältnis 1:1 abgeleitet.

Impulslängen nach neuer CCIR-Norm und EIA-Standard.

Fest programmiert sind folgende 6 Impulsschemen (durch 3-bit-Codierung und Zeilenanzahl-codierung):

525 Zeilen (60 Hz)	erforderliche Eingangsfrequenz	1,008 MHz
625 Zeilen (50 Hz)	erforderliche Eingangsfrequenz	1,000 MHz
735 Zeilen (60 Hz)	erforderliche Eingangsfrequenz	1,4112 MHz
875 Zeilen (50 Hz)	erforderliche Eingangsfrequenz	1,400 MHz
1023 Zeilen (60 Hz)	erforderliche Eingangsfrequenz	1,96416 MHz
1249 Zeilen (50 Hz)	erforderliche Eingangsfrequenz	1,9984 MHz

In Abweichung dazu kann jede Zeilenzahl zwischen 512 und 1535 eingestellt werden.

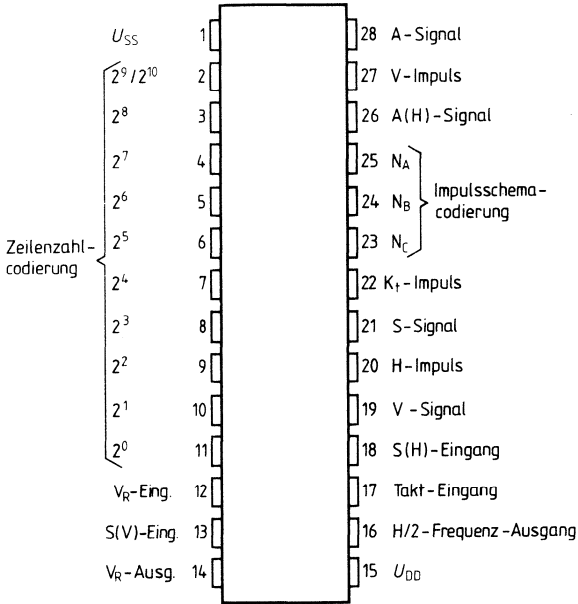
Zu beachten ist dabei, daß eine Bildwechselfrequenz von 50 Hz (Teilbilddauer 20 ms) bzw. 60 Hz (16,66) erreicht wird.

Es ist jedoch möglich, innerhalb des Betriebsfrequenzbereichs jede Normeinstellung mit jeder Zeilenzahl zu mischen.

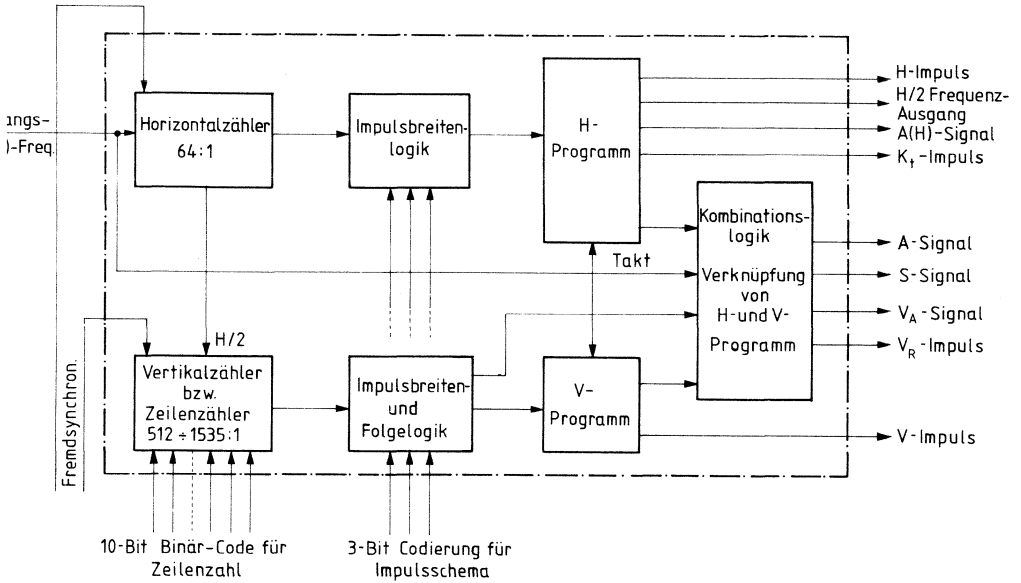
Es gilt die Beziehung:

$$\begin{aligned} \text{Eingangsfrequenz } f_1 &= 64 : \text{Zeilenperiode } H \\ &= 32 \cdot \text{Zeilenzahl } Z \cdot \text{Bildfrequenz } f_B \end{aligned}$$

Anschlußanordnung
(Ansicht von oben)



Blockschaltbild



Grenzdaten

		untere Grenze B	obere Grenze A		
Speisespannung Spannung an allen Eingängen	} bezogen auf $U_{SS} = 0 \text{ V}$	U_{DD}	-12	0,3	V
		U_I	-20	0,3	V
Eingangsstrom ($U_I = 0,3 \text{ V}$; $U_{SS} = 0 \text{ V}$)		I_I		100	μA
Ausgangsstrom		I_{QH}		-100	μA
		I_{QL}		2	mA
Sperrschichttemperatur		T_j		125	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur		T_s	-55	125	$^{\circ}\text{C}$
Umgebungstemperatur		T_U	-25	75	$^{\circ}\text{C}$

Kenndaten

$T_U = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$

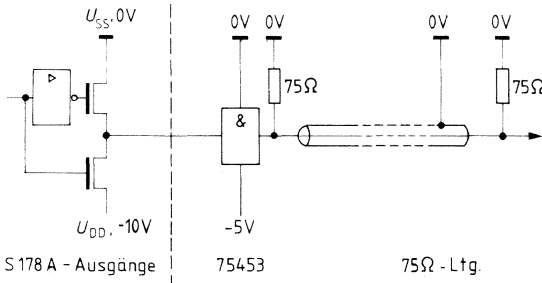
		Bedingung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
Betriebsspannung	$-U_{DD}$		9,5	10	10,5	V
Stromaufnahme	I_{DD}			60	70	mA
Eingänge:		direkte Ansteuerung mit TTL-Ausgangspegel				
Log. H-Eingangspegel	U_{IH}		$U_{SS}-1,5$		U_{SS}	V
Log. L-Eingangspegel	U_{IL}		$-U_{DD}$		$-U_{DD}+5,5$	V
Ausgänge:		bei Belastung mit einem TTL-Eingang:				
Log. H-Ausgangspegel	U_{QH}	$I_{QH} = -40 \text{ } \mu\text{A}$	$U_{SS}-2,6$			V
Log. L-Ausgangssignal	U_{QL}	$I_{QL} = 1,6 \text{ mA}$	TTL GND-0,7		TTL GND+0,4	V
		bei Belastung mit 2 LPS-Eingängen:				
Log. H-Ausgangspegel	U_{QH}	$I_{QH} = -40 \text{ } \mu\text{A}$	$U_{SS}-2,6$			V
Log. L-Ausgangspegel	U_{QL}	$I_{QL} = 0,8 \text{ mA}$	LPS GND-0,7		LPS GND+0,4	V
		bei nur kapazitiver Belastung:				
Log. H-Ausgangspegel	U_{QH}		$U_{SS}-2,6$			V
Log. L-Ausgangspegel	U_{QL}		U_{DD}		$U_{DD}+1$	V
Flankensteilheit d. Ausg.	t_T	bei Belastung mit 2 LPS-Eingängen			100	ns
Eingangsfrequenz	f_T		1		2	MHz
Laufzeit	t_p	Taktflanke Signalausgang	0,2		0,4	μs

Interface zum 75 Ω-Kabel

Da die Ausgänge des Impulsgebers mit je einem TTL-Eingang belastbar sind, ist eine Treiberstufe erforderlich.

Dabei ist nach dem angegebenen Schaltbild zu beschalten.

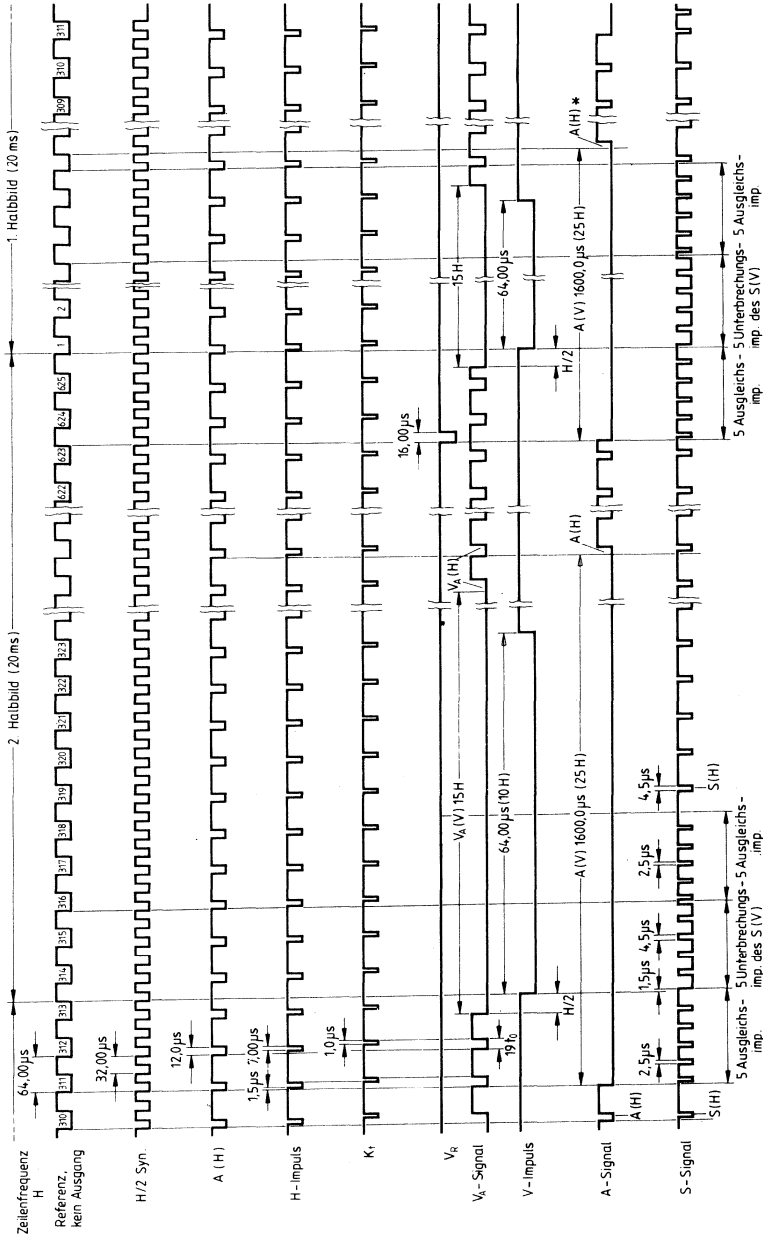
Als Treiberstufe für das zu speisende 75-Ω-Koax-Kabel empfiehlt sich der TTL-Baustein 75453 (maximaler Ausgangsstrom 300 mA; Impulsverzögerung 11 ns).



Einstellliste für die Zellenzahlcodierung

Anschluß-Nr.	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	25	24	23
Zeilenzahl	2 ⁹	2 ⁸	2 ⁷	2 ⁶	2 ⁵	2 ⁴	2 ³	2 ²	2 ¹	2 ⁰	N _A	N _B	N _C
525	H	L	L	L	L	L	H	H	L	H	L	L	L
524	H	L	L	L	L	L	H	L	H	L	L	L	L
625	H	L	L	H	H	H	L	L	L	H	L	L	H
624	H	L	L	H	H	L	H	H	H	L	L	L	H
735	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H	L	H	L
734	H	L	H	H	L	H	H	H	L	L	L	H	L
875	H	H	L	H	H	L	H	L	H	H	L	H	H
874	H	H	L	H	H	L	H	L	L	L	L	H	H
1023	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L
1022	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	H	L	L
1249	L	L	H	H	H	L	L	L	L	H	H	L	H
1248	L	L	H	H	L	H	H	H	H	L	H	L	H

Impulsschema für 625 Zeilen



* Intern verschobenes A (H)

Eingangsfrequenz $f_1 = 1 \text{ MHz}$

Impuls­längen­ta­belle zu den fest­pro­gram­mierten Zeilen­zah­len

An-schl. Nr.	525		625		735		875		1023		1249	
	$f = 1,008 \text{ MHz}$ $t_0 = 0,49603 \text{ } \mu\text{s}$	t_0	$f = 1,000 \text{ MHz}$ $t_0 = 0,5 \text{ } \mu\text{s}$	t_0	$f = 1,4112 \text{ MHz}$ $t_0 = 0,3543 \text{ } \mu\text{s}$	t_0	$f = 1,400 \text{ MHz}$ $t_0 = 0,3514 \text{ } \mu\text{s}$	t_0	$f = 1,96416 \text{ MHz}$ $t_0 = 0,25456 \text{ } \mu\text{s}$	t_0	$f = 1,9984 \text{ MHz}$ $t_0 = 0,2502 \text{ } \mu\text{s}$	t_0
-	63,492	128	64,00	128	45,3514	128	45,7142	128	32,583	128	32,0256	128
16	31,75	64	32,00	64	22,68	64	22,86	64	16,29	64	16,01	64
20	63,492	13	7,0	14	4,96	14	4,99	14	2,54	10	2,5	10
26	10,91	22	12,0	24	7,08	20	8,57	24	7,13	28	6,0	24
21	4,46	9	4,5	9	2,83	7	2,85	7	2,54	10	2,5	10
20	1,48	3	1,5	3	1,06	3	1,07	3	0,76	3	0,75	3
21	2,48	5	2,5	5	1,414	4	1,42	4	1,02	4	1,00	4
21	4,46	9	4,5	9	2,48	7	2,5	7	1,78	7	1,75	7
22	1,49	3	1	2	0,7	2	0,71	2	1,53	6	1,5	6
19	9,42	19	9,5	19	6,73	19	6,78	19	4,83	19	4,75	19
19	15H + 19t ₀	15H + 19t ₀	15H + 19t ₀	19t ₀ + 19t ₀	20H + 19t ₀	20H + 19t ₀	20H + 19t ₀	20H + 19t ₀	30H + 19t ₀	30H + 19t ₀	30H + 19t ₀	30H + 19t ₀
28	20H + 22t ₀	20H + 22t ₀	25H + 24t ₀	25H + 24t ₀	30H + 20t ₀	30H + 20t ₀	30H + 24t ₀	30H + 24t ₀	40H + 28t ₀	40H + 28t ₀	40H + 24t ₀	40H + 24t ₀
14	15,87	32	16,0	32	11,34	32	11,43	32	8,15	32	8,01	32
27	9,5H		10H		14,5H		15H		20H		20H	
21	6		5		6		5		6		6	

Tastverhältnis $f_1 = 50 \%$, $\frac{1}{f_1} = 2 t_0$

Zeileneinstellung

Jede Zeilenzahl zwischen 512 und 1535 Zeilen ist binär einstellbar. Eine „1“ der binären Zahlenform wird an die Anschlüsse 2^0 bis 2^9 mit der Bedingung $U_{SS} \geq U_1 \geq U_{SS} - 1,5\text{V}$ und die binäre „0“ mit $U_{DD} \leq U_1 \leq U_{SS} - 4,5\text{V}$ angelegt.

Die richtige Einstellung des höchstwertigen Bits 2^{10} erfolgt innerhalb des Zeilenzahlbereichs $512 \div 1535$ automatisch über den Anschluß 2^9 .

Ungerade Zeilenzahlen (Zeilensprungverfahren)

Die binäre Form der gewünschten Zeilenzahl wird an die entsprechenden Anschlüsse gelegt.

Gerade Zeilenzahlen

Die gewünschte Zeilenzahl wird um 1 reduziert und die binäre Form an die Anschlüsse 2^0 bis 2^9 angelegt, wobei das niederwertigste Bit (2^0) invertiert angelegt wird.

Funktionsbeschreibung

Die Kernstücke des Impulsgebers sind Horizontal- und Vertikalzähler (siehe Blockschaltbild). Der Horizontalzähler mit dem Teilverhältnis $64 : 1$ teilt die Eingangsfrequenz auf die doppelte Zeilenfrequenz $H/2$ herunter.

Eine Zusatzlogik sichert ab, daß nach maximal einem Bilddurchlauf ein definierter Zustand der Schaltglieder dem Zähler vorliegt. Der Vertikalzähler ist von außen auf eine bestimmte Zeilenzahl programmierbar.

Durch die externe 3-bit-Codierung wird intern auch das ausgewählte Impulsschema programmiert, d. h. die entsprechenden Schaltglieder zur Realisierung des H- und V-Programms freigegeben.

Die Impulse werden nun entweder direkt nach außen geführt oder in der Kombinationslogik nach dem 3-bit-Code folgerichtig gemischt und ausgeblendet. Der Impulsbeginn bzw. die Impulslängen treten zeitlich definiert zu $H/2$ syn. auf.

Bei geraden Zeilenzahlen erscheint für alle Impulsschemen nur das erste Halbbild, das von einem V_R -Impuls angekündigt wird.

Bei ungeraden Zeilenzahlen mit erstem und zweitem Halbbild (Zeilensprungverfahren) geht nur dem ersten Halbbild der V_R -Impuls voraus.

Nach CCIR-Norm beginnt das erste Halbbild, wenn Vorderflanke des V-Impulses synchron mit der Vorderflanke von A(H) liegt.

Fremdsynchronisation und $H/2 + V_R$ oder S-Signal

Zur Bildmischung und Überblendung müssen die BAS-Signale der einzelnen Kameras bzw. Video-Recorder synchron zueinander stehen, d.h. in Zeile und Bild übereinstimmen. Bei Fremdsynchronisation müssen im externen Signal diese beiden Komponenten enthalten sein: entweder die Horizontal- und Vertikalfrequenz bei S-Signal: S(H) und S(V) oder S(H) und die halbe Vertikalfrequenz ($H/2 + V_R$).

Von diesen beiden H- und V-Komponenten sind mit Beginn der Vorderflanke kurze Impulse abzuleiten und damit Horizontal- und Vertikalzähler definiert zu setzen.

(Richtwert: H-Komponenten $300 \text{ ns} < \text{Taktperiode}$

V-Komponenten $1 \mu\text{s} < H/2$)

Aufgrund des zeitlichen Versatzes der Vorderflanken von Zeilenfrequenz H und S(H) von 1,5 Perioden der Eingangsfrequenz würde der Horizontalzähler falsch gesetzt werden. Aus diesem Grund ist für die Horizontalkomponente ein Eingang S(H) vorgesehen, der bei Ansteuerung den Zähler in die richtige Stellung setzt.

Gleiches gilt für die Vertikalkomponenten von $H/2 + V_R$ und S-Signal. Der 1. Bildwechselimpuls folgt, je nach Schema 2,5 bzw. 3 Zeilenperioden hinter dem V_R -Impuls. Die beiden Eingänge für die Impulse aus V_R bzw. S(V) und das entsprechend codierte Zeilenschema ermöglichen das diesbezüglich folgerichtige Setzen des Vertikalzählers. Durch die Möglichkeit des definierten Setzens der Zähler wird auch bei Fremdsynchronisation mit unterschiedlichen Phasenlagen der Synchronisiersignale am Ausgang des Impulsgebers ein normgerechtes Impulsschema erreicht.

Anmerkung:

Zum Zeitpunkt des definierten Setzens des Horizontalzählers ist die Phasenlage der Eingangsfrequenz unbestimmt, die Genauigkeit der Synchronisation würde bei einer Taktperiode liegen (d.h. bei 625 Zeilen $\leq 1 \mu\text{s}$). Durch eine externe Phasensynchronisierschaltung mit Frequenzvervielfachung wird aus der Horizontalkomponente der Eingangstakt erzeugt und damit immer eine bestimmte Phasenlage des Rücksetzimpulses zum Eingangstakt erreicht. Damit kann eine gegenseitige Zeilenverschiebung (Jitter) von $< 20 \text{ ns}$ absolut erreicht werden.

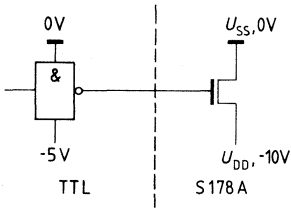
Ansteuerung

Der Impulsgeber leitet aus der Eingangsfrequenz digital die erforderlichen Impulse ab. Da intern auch die halbe Taktperiode zur Erzeugung der Impulsbreiten sowie auch Vorder- und Rückflanke zur Triggerung verwendet werden, ist ein Eingangstastverhältnis 1 : 1 erforderlich.

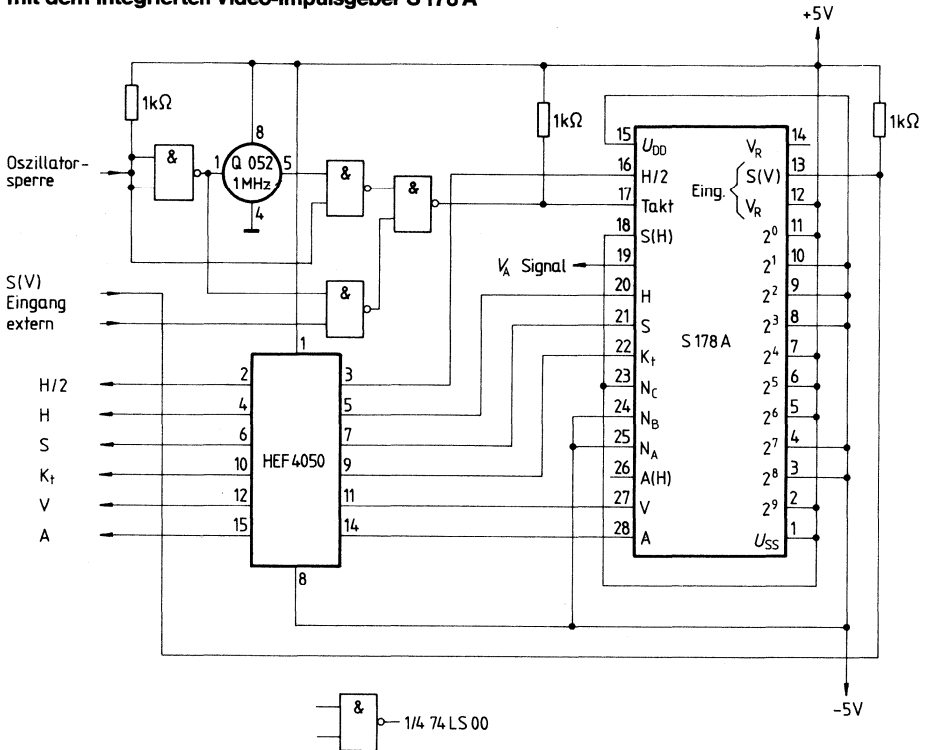
Es empfiehlt sich daher, den erforderlichen Quarzoszillator mit der doppelten Eingangsfrequenz zu betreiben; extern mit einer Teilerstufe 2 : 1 herunterzuteilen, um somit ein exaktes Tastverhältnis 1 : 1 zu erreichen.

Nicht benützte Eingänge sind mit U_{SS} (log. „H“) zu beschalten.

Ansteuerung mit TTL



Ein fremdsynchronisierbarer Fernsehaktgeber mit dem integrierten Video-Impulsgeber S 178 A



Bipolare Schaltung

Typ	Bestellnummer	Gehäuse	Farbkennzeichnung
S 1531 G	Q67000-A2063	ähnl. SO-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 Gegenkopplungsweig 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 μA ausgeschaltet.

Grenzdaten		Prüf- bedingungen	Prüf- schal- tung	untere Grenze B	typ	obere Grenze A	
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_s			-40		125	°C
Umgebungstemperatur	T_U			-20		60	°C
Wärmewiderstand System-Umgebung	$R_{th\ SU}$					200	K/W

Funktionsbereich

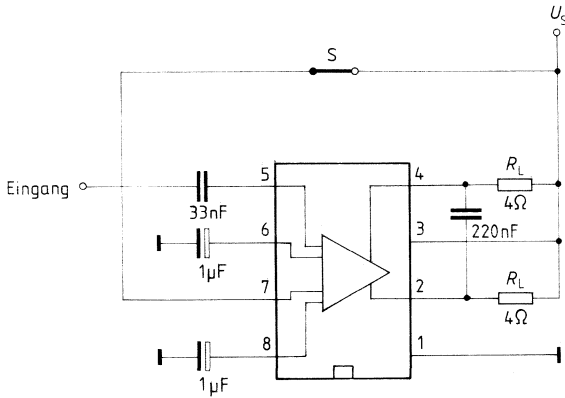
Speisespannung	U_S			1		1,7	V
----------------	-------	--	--	---	--	-----	---

Elektrische Kenndaten

$U_S = 1,2\text{ V}; T_U = -10\text{ °C bis }40\text{ °C}$

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	I_M			50			μA
gesperrt	I_M					5	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	η	$P_Q = 80\text{ mW}$ $R_L = 4\ \Omega$	1		48		%
Klirrfaktor	k	$f = 0,2\text{--}5\text{ kHz}$	1		5		%
Klirrfaktor	k	$P_Q = 80\text{ mW}$ $f = 0,5\text{--}2\text{ kHz}$ $P_Q = 80\text{ mW}$	2		1,5		%

Meßschaltung



S geschlossen: Verstärkerbetrieb
 S offen: Verstärker gesperrt

Abb. 1

Anwendungsschaltung

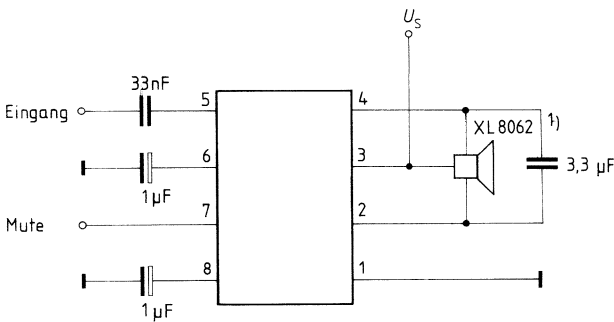


Abb. 2

1) Bezeichnung der Fa. Knowtes, USA

Typ	Bestellnummer	Gehäuse
SLE 43215 P/SH 100	Q67120-C154	P-DIP 40

Kurzbeschreibung¹⁾

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

1) Ein Schaltbeispiel (Best. Nr. B/3080) 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. (Best. Nr. B/2509).

Funktionsumfang des Heizungsreglers

In Kombination mit dem Programm des SLE 43215 P/SH 100 weist die Heizungsreglerschaltung folgenden Funktionsumfang auf:

- Absenkprogramm für sieben Tage
- je Tag zwei Absenkperioden
- Einstellung der Heizkennliniensteigung
- Einstellung der Raumtemperatur durch Parallelverschiebung der Heizkurve
- Einstellung der Absenktemperatur
- 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 ± 2 K Genauigkeit (DIN 32729)
- 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

SLE 43215 – Schnittstelle zur Peripherie

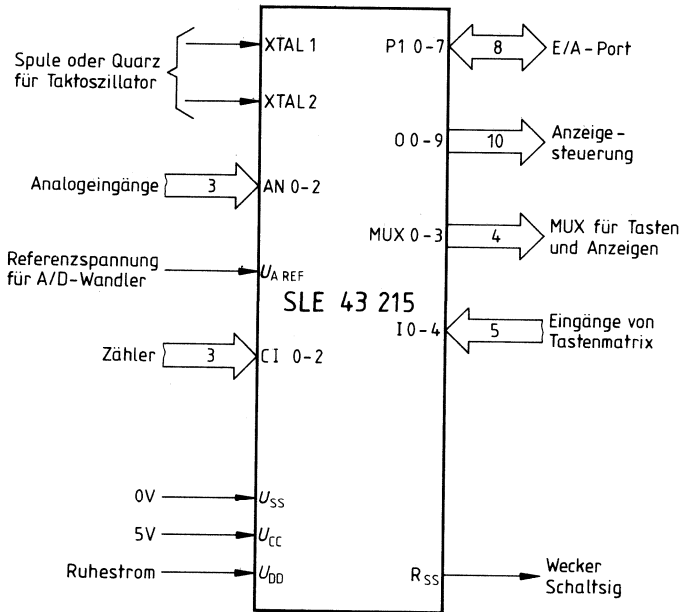
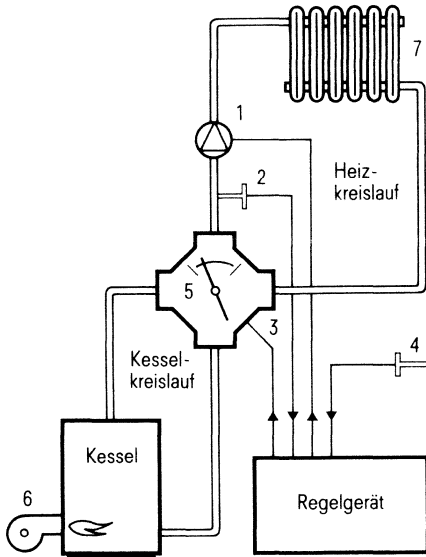


Bild 1



- 1 Pumpe
- 2 Vorlauffühler
- 3 Mischermotor
- 4 Außentemperaturfühler
- 5 Mischventil
- 6 Brenner
- 7 Heizkörper

Bild 2 zeigt schematisch die Wirkungslinien des Regelgerätes in einer ölbefeuerten Heizanlage.

Monovalenter Heizungsregler mit SLE 43215 P/SH 100 (Blockschaltbild)

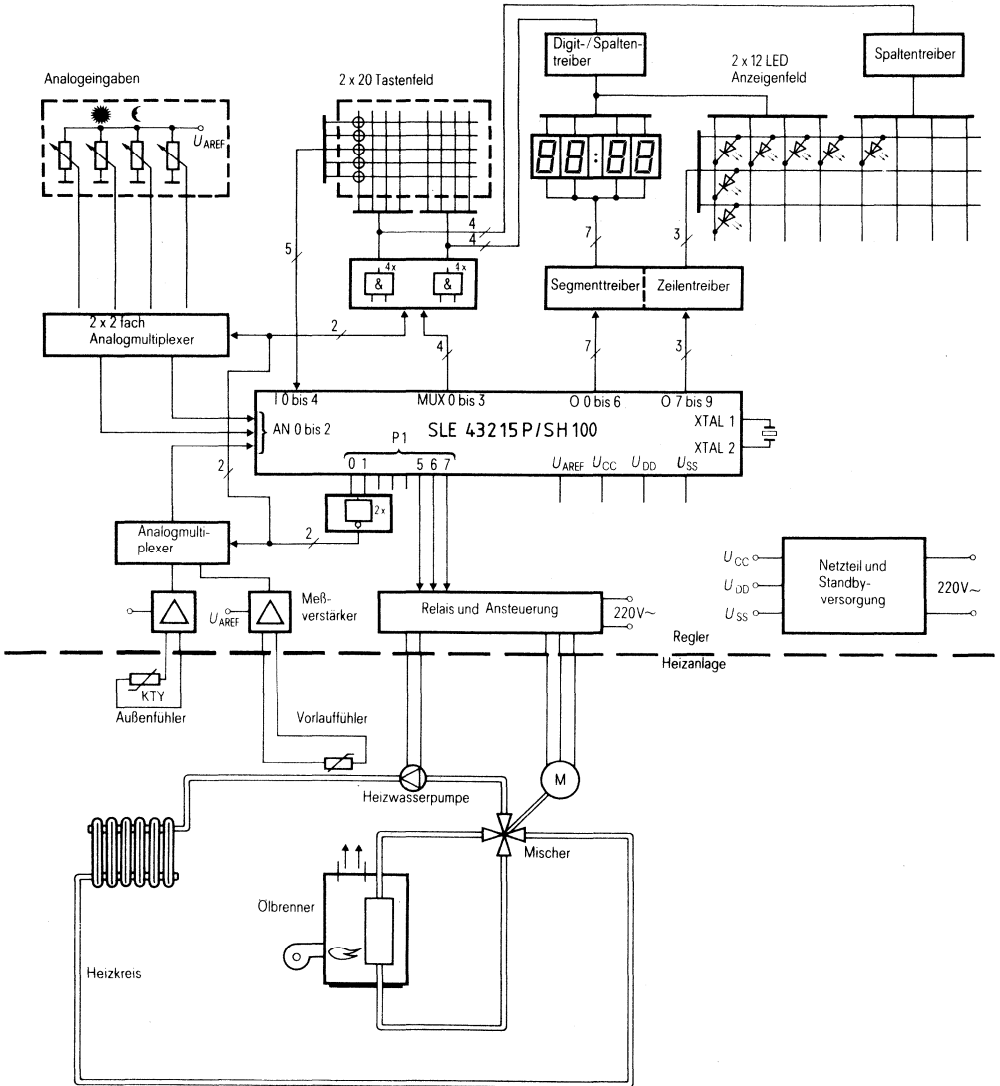


Bild 3

Bild 4 zeigt schematisch ein Beispiel für ein Wochenprogramm. An jedem Wochentag sind zwei Normalheizphasen vorgesehen. Zwischen zwei Normalheizphasen liegt eine Absenkphase, 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.

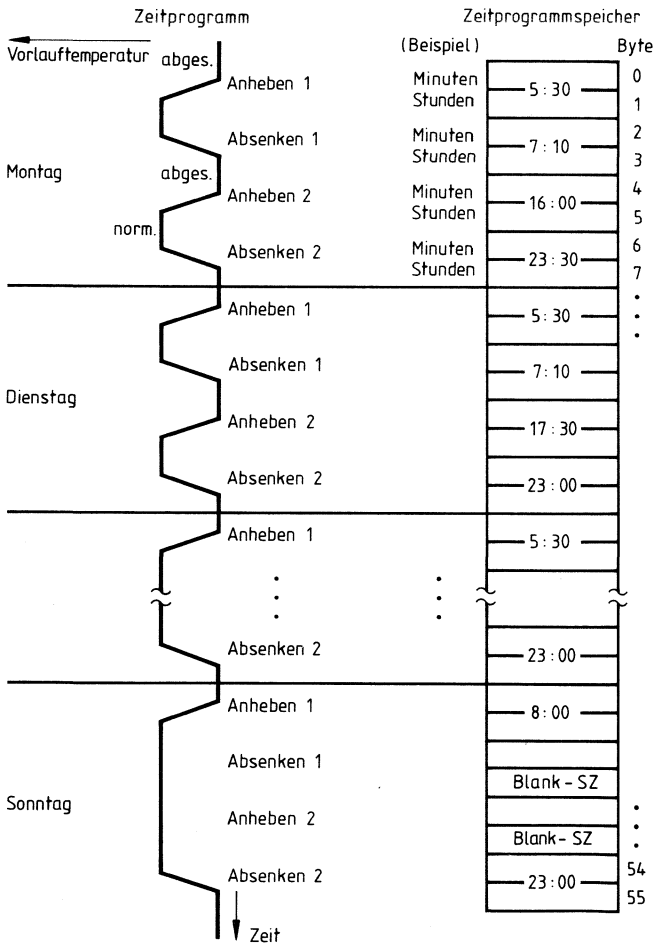


Bild 4

Beschreibung der Programmgrobstruktur

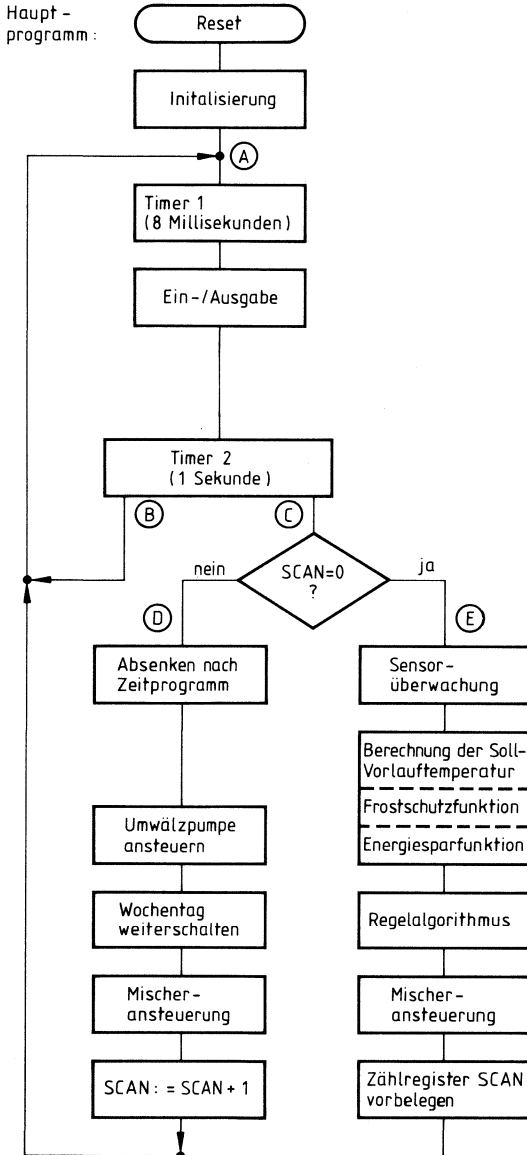


Bild 5 zeigt den Programmablauf der Heizungsregler-Software.

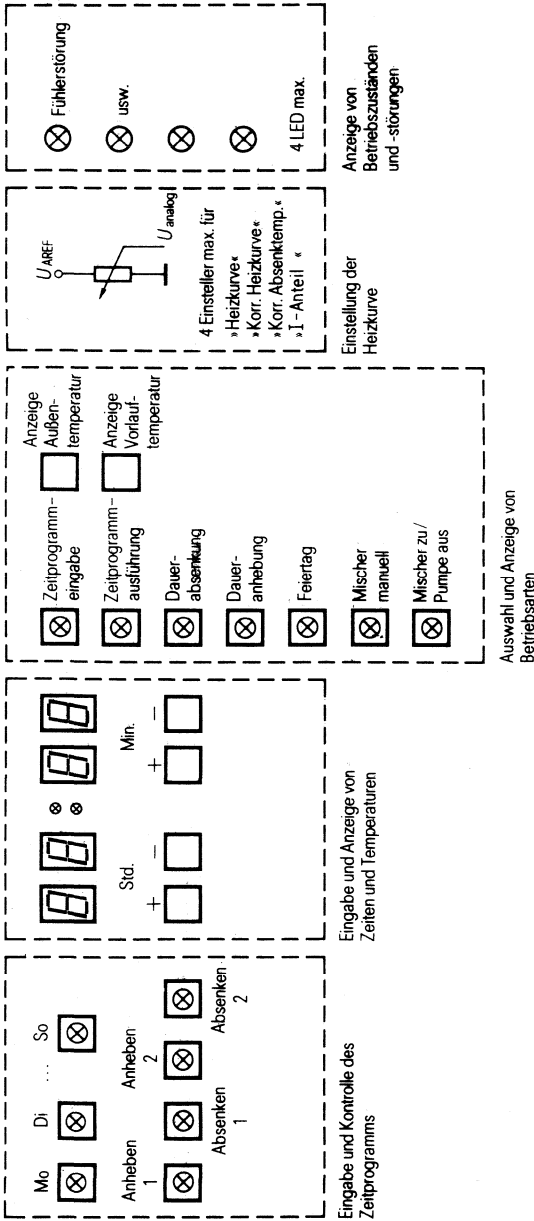


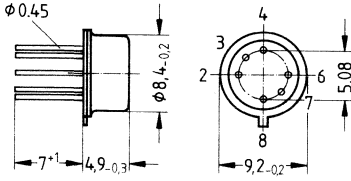
Bild 6 zeigt schematisch das Bedienfeld des Heizungsregelgerätes

Gehäusebauformen



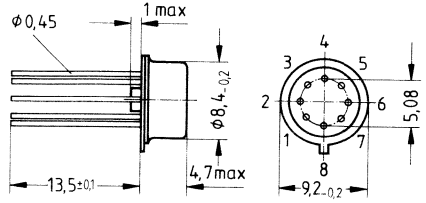
Gehäusebauformen

Metallgehäuse 5 H 6 DIN 41873
(ähnlich TO-78)



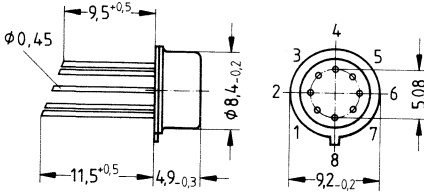
Gewicht etwa 1 g

Metallgehäuse ähnl. 5 G 8 DIN 41873
(ähnlich TO-99)



Gewicht etwa 1,2 g

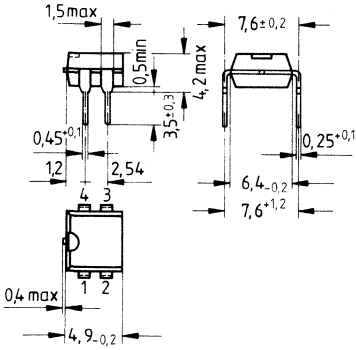
Metallgehäuse 5 G 8 DIN 41873
(ähnlich TO-78)



Gewicht etwa 1,1 g

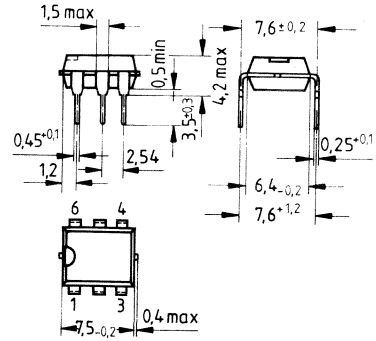
Gehäusebauformen

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP,
4 Anschlüsse,
20 A 4 DIN 41866



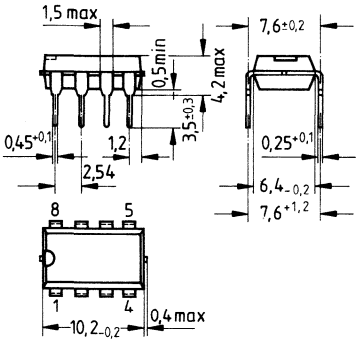
Gewicht etwa 0,5 g

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP,
6 Anschlüsse,
20 A 6 DIN 41866



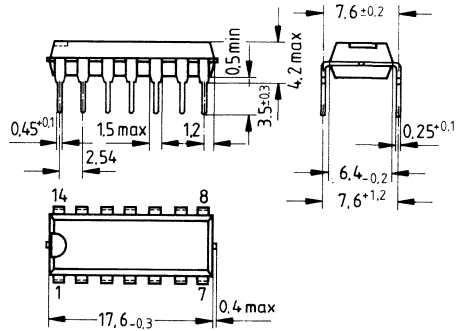
Gewicht etwa 0,7 g

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP,
8 Anschlüsse,
20 A 8 DIN 41866



Gewicht etwa 0,7 g

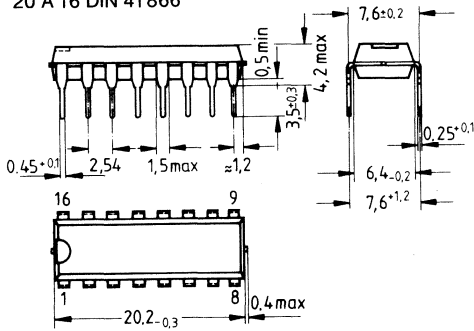
Kunststoff-Gehäuse, P-DIP,
14 Anschlüsse,
20 A 14 DIN 41866



Gewicht etwa 1,1 g

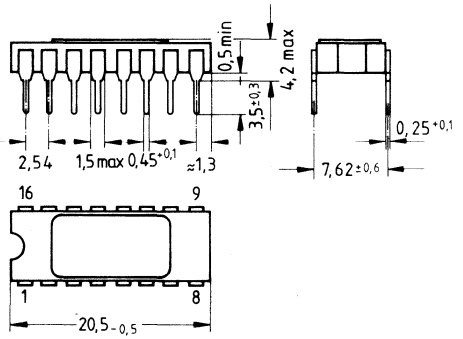
Gehäusebauformen

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP,
16 Anschlüsse,
20 A 16 DIN 41866



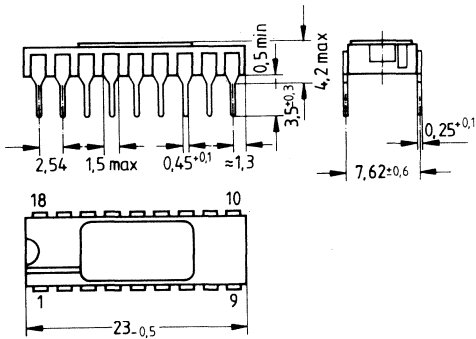
Gewicht etwa 1,2 g

Keramik-Gehäuse, C-DIP,
16 Anschlüsse



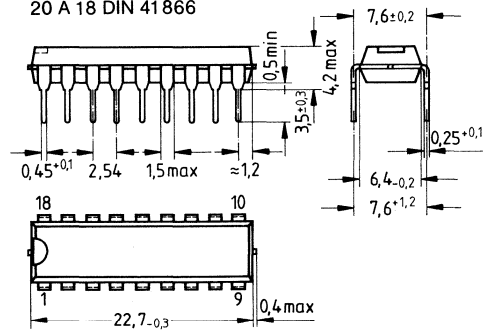
Gewicht etwa 1,4 g

Keramik-Gehäuse, C-DIP,
18 Anschlüsse



Gewicht etwa 2,7 g

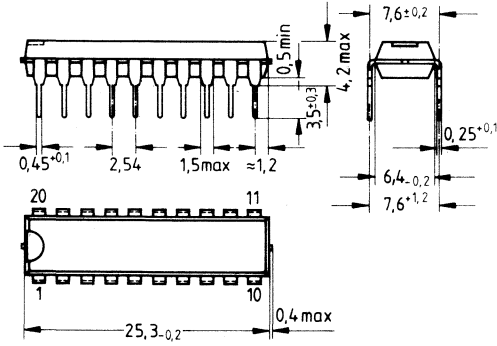
Kunststoff-Gehäuse, P-DIP,
18 Anschlüsse
20 A 18 DIN 41866



Gewicht etwa 1,3 g

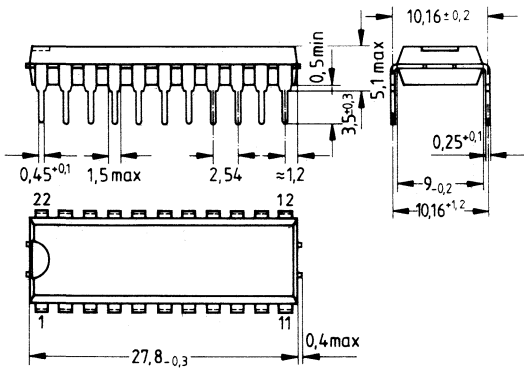
Gehäusebauformen

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP,
 20 Anschlüsse,
 20 A 20 DIN 41 866



Gewicht etwa 1,5 g

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP,
 22 Anschlüsse,
 20 D 22 DIN 41 866

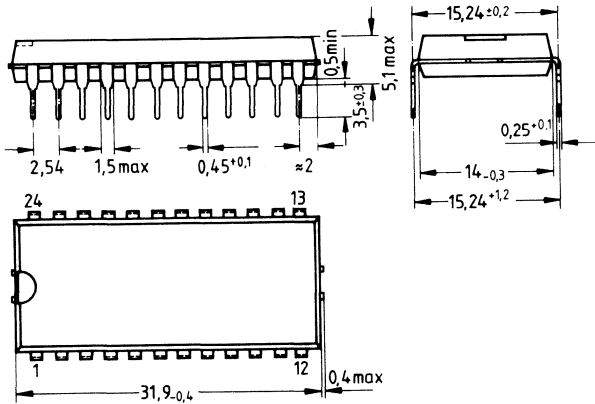


Gewicht etwa 2,1 g

Gehäusebauformen

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP,

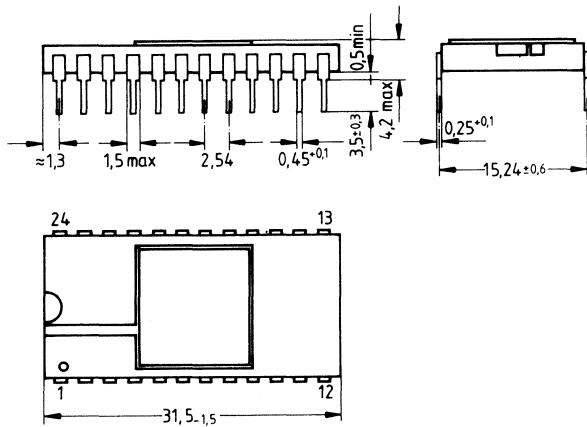
24 Anschlüsse,
20 B24 DIN 41 866



Gewicht etwa 2,5 g

Keramik-Gehäuse, C-DIP,

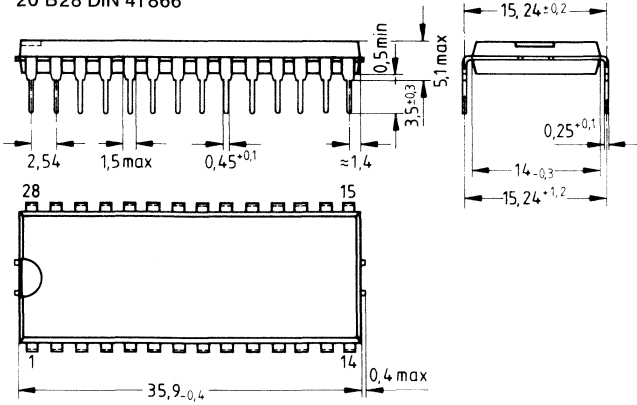
24 Anschlüsse



Gewicht etwa 3 g

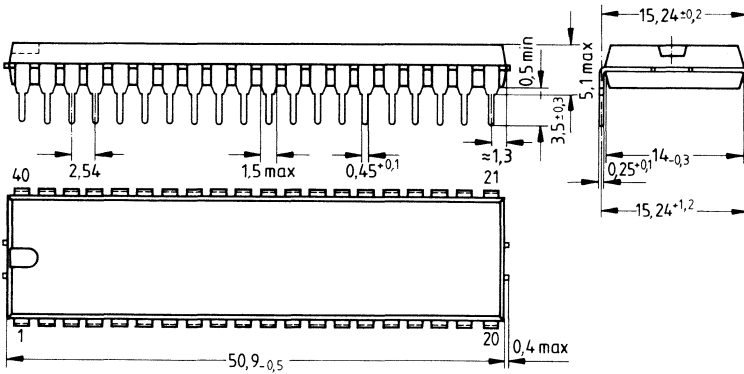
Gehäusebauformen

Kunststoff-Gehäuse, P-DIP,
 28 Anschlüsse,
 20 B28 DIN 41 866



Gewicht etwa 3 g

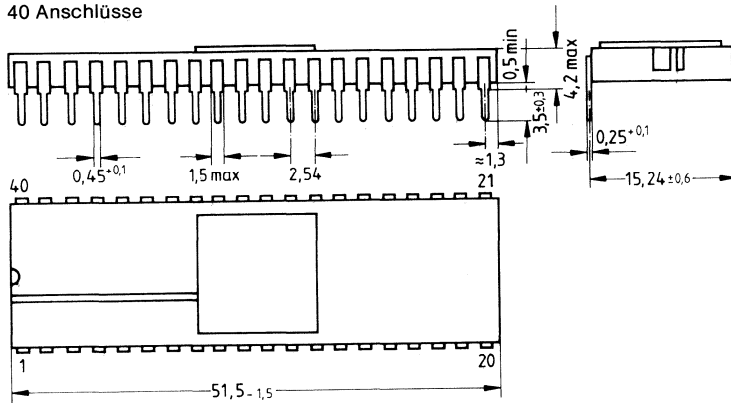
Kunststoff-Gehäuse, P-DIP,
 40 Anschlüsse,
 20 B40 DIN 41 866



Gewicht etwa 5,9 g

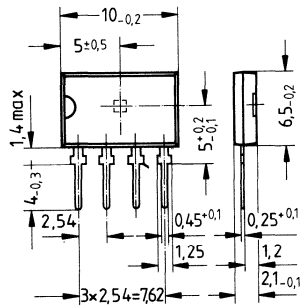
Gehäusebauformen

Keramik-Gehäuse, C-DIP,
40 Anschlüsse



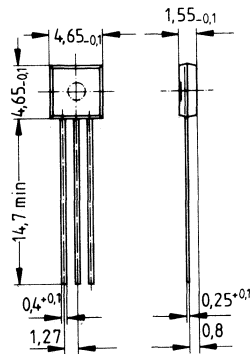
Gewicht etwa 6,8 g

Kunststoff-Flachgehäuse,
4 Anschlüsse



Gewicht etwa 0,5 g

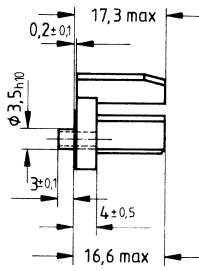
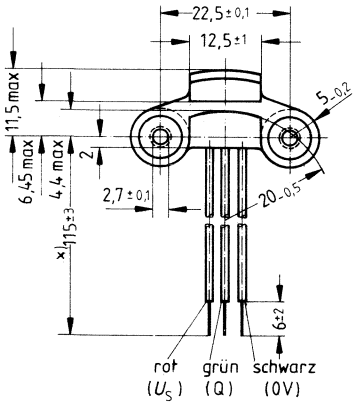
Kunststoff-Flachgehäuse,
3 Anschlüsse



Gewicht etwa 0,1 g

Gehäusebauformen

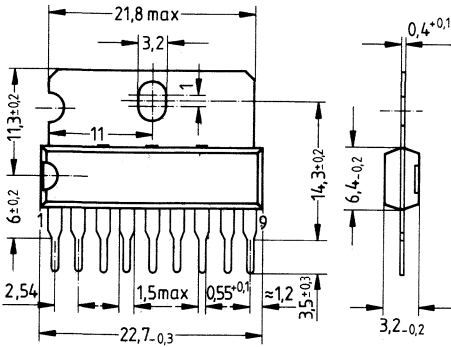
Sondergehäuse



*) Änderung auf 130 ± 3 mm in Vorbereitung

Gewicht etwa 8,5 g

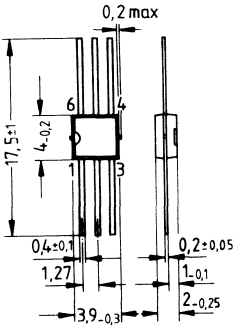
Kunststoff-Leistungsgehäuse, P-SIP mit Kühlfahne und 9 Anschlüssen



Gewicht etwa 1,9 g

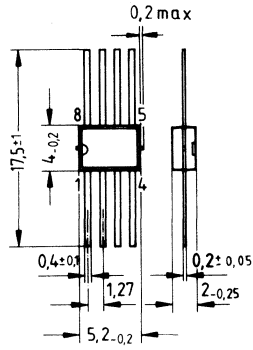
Gehäusebauformen

Kunststoff-Miniaturgehäuse
6 Anschlüsse



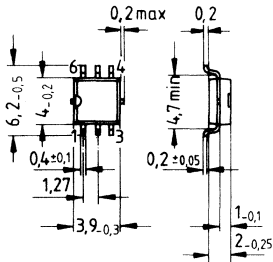
Gewicht etwa 0,1 g

Kunststoff-Miniaturgehäuse
8 Anschlüsse



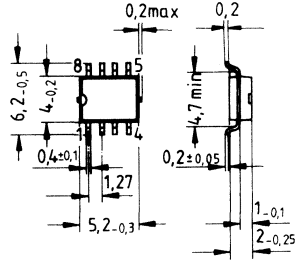
Gewicht etwa 0,15 g

Kunststoff-Miniaturgehäuse (SMD),
6 Anschlüsse (ähnl. SO-6)



Gewicht etwa 0,1 g

Kunststoff-Miniaturgehäuse (SMD),
8 Anschlüsse (ähnl. SO-8)

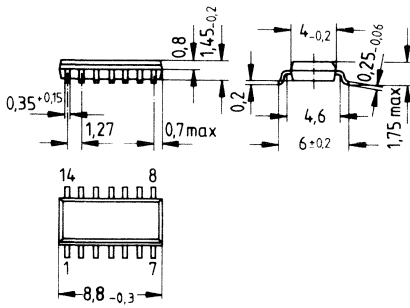


Gewicht etwa 0,15 g

Gehäusebauformen

Kunststoff-Miniaturgehäuse (SMD)

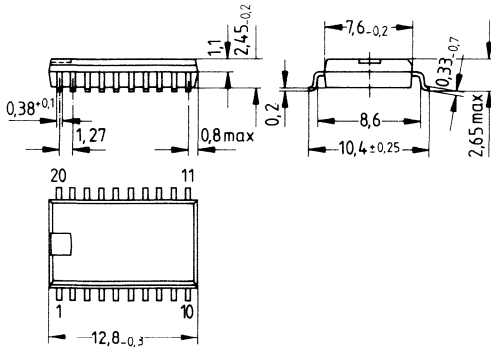
14 Anschlüsse, SO-14



Gewicht ca. 0,13 g

Kunststoff-Miniaturgehäuse (SMD)

20 Anschlüsse, SO-20L



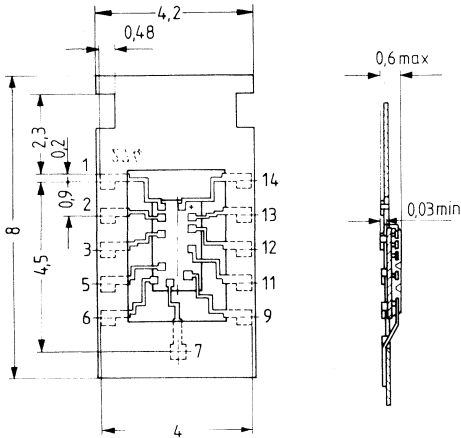
Gewicht ca. 0,6 g

Gehäusebauformen

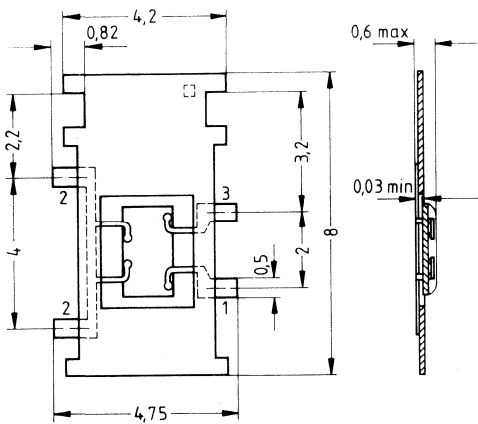
MIKROPACK-Bauformen (SMDs)

Die Auslieferung der MIKROPACKs erfolgt ausschließlich in Streifenform
Maße der Perforation nach DIN 15851, Bl. 2 (Super 8)

TCA 205 K



TLE 4901 K

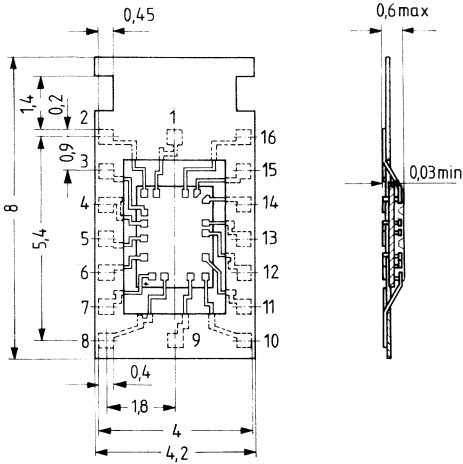


Gehäusebauformen

MIKROPACK-Bauformen (SMDs)

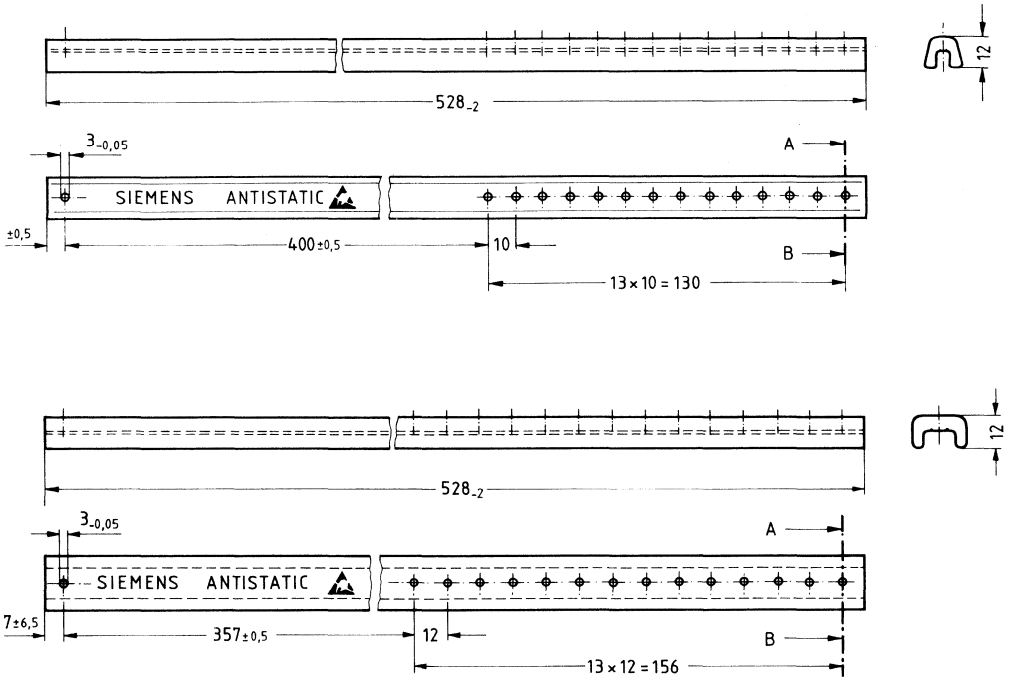
Die Auslieferung der MIKROPACKs erfolgt ausschließlich in Streifenform
Maße der Perforation nach DIN 15 851, Bl. 2 (Super 8)

TCA 955 K



Gehäusebauformen

Verpackungsschienen




Notizen

Notizen


Siemens in Ihrer Nähe
(Anschriftenverzeichnis)



Siemens AG, Bereich Bauelemente
Balanstraße 73, Postfach 8017 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) 3939-1,  1810-278
FAX (030) 3939-2630
Ttx 308190 = sieznb

Siemens AG
Schweriner Straße 1
Postfach 7820
4800 Bielefeld 1
☎ (0521) 291-1,  932805
FAX (0521) 291-375


Siemens AG
Contrescarpe 72
Postfach 107827
2800 Bremen
☎ (0421) 364-0,  245451
FAX (0421) 364-2687

Siemens AG
Lahnweg 10
Postfach 1115
4000 Düsseldorf 1
☎ (0211) 399-0,  8581301
FAX (0211) 399-2506

Siemens AG
Rödelheimer Landstraße 5-9
Postfach 111733
6000 Frankfurt 1
☎ (069) 797-0,  414131-0
FAX (069) 797-2253


Siemens AG
Habsburgerstraße 132
Postfach 1380
7800 Freiburg 1
☎ (0761) 2712-1
 772842
FAX (0761) 2712-234

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
Wittland 2-4
Postfach 4049
2300 Kiel 1
☎ (0431) 5860-0
 292814
FAX (0431) 5860-420

Siemens AG
Richard-Strauss-Straße 76
Postfach 202109
8000 München
☎ (089) 9221-0
 529421-01
FAX (089) 9221-4499

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) 499-1
 712826
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, ☎ 21 347

Dänemark

Siemens A/S
Borupvang 3
DK-2750 Ballerup
☎ (02) 656565, ☎ 35313

Finnland

Siemens Osakeyhtiö
PL 8
SF-00101 Helsinki 10
☎ (0) 1626-1, ☎ 124465

Frankreich

Siemens S.A.
B.P. 109
F-93203 Saint-Denis CEDEX 1
☎ (1) 48206120, ☎ 620853

Griechenland

Siemens AE
Voullis 7
P.O.B. 3601
GR-10247 Athen
☎ (01) 3293-1, ☎ 216291

Großbritannien

Siemens Ltd.
Siemens House
Windmill Road
Sunbury-on-Thames
Middlesex TW 16 7HS
☎ (09327) 85691, ☎ 8951091

Irland

Siemens Ltd.
Unit 8-11 Slaney Road
Dublin Industrial Estate
Finglas Road
Dublin 11
☎ (01) 302855, ☎ 24129

Italien

Siemens Elettra S.p.A.
Via Fabio Filzi, 29
Casella Postale 10388
I-20100 Milano
☎ (02) 67661, ☎ 330261

Niederlande

Siemens Nederland N.V.
Postb. 16068
NL-2500 BB Den Haag
☎ (070) 782782, ☎ 31373

Norwegen

Siemens A/S
Østre Aker vei 90
Postboks 10, Veitvet
N-0518 Oslo 5
☎ (02) 153090, ☎ 18477

Österreich

Siemens Aktiengesellschaft
Österreich
Postfach 326
A-1031 Wien
☎ (0222) 7293-0, ☎ 1372-0

Portugal

Siemens S.A.R.L.
Avenida Almirante Reis, 65
Apartado 1380
P-1100 Lisboa-1
☎ (01) 538805, ☎ 12563

Schweden

Siemens AB
Hälsingegatan 40
Box 23141
S-10435 Stockholm
☎ (08) 161-100, ☎ 19880

Schweiz

Siemens-Albis AG
Freilagerstraße 28
Postfach
CH-8047 Zürich
☎ (01) 495-3111, ☎ 558911

Spanien

Siemens S.A.
Orense, 2
Apartado 155
E-28080 Madrid
☎ (01) 4552500, ☎ 27247

Türkei

ETMAŞ Elektrik Tesisatı ve
Mühendislik A.Ş.
Meclisi Mebusan Caddesi 55/35
Fındıklı
P.K. 1001 Karaköy
Istanbul
☎ (01) 1452090, ☎ 24233

Inhaltsverzeichnis/Typenübersicht/Allgemeine Angaben

Operationsverstärker, Leistungsoperationsverstärker

Komparatoren, Schwellenwertschalter

Schaltnetzteile, Spannungsregler

**Treiber und Interfaceschaltungen, Leistungstreiber,
Pegelumsetzer, Anzeigentreiber, Transistorarrays**

Thyristor- und Triacansteuerungen

A/D-Umsetzer; D/A-Umsetzer

Zeitgeberschaltungen

Tongebberschaltungen

ICs für professionelle Funkgeräte

Ansteuerschaltungen für Motoren

**ICs für Sensoranwendungen, Lichtsensoren,
Hallschaltungen, Näherungsschalter**

Sonstige ICs

Gehäusebauformen

Siemens in Ihrer Nähe
(Anschriftenverzeichnis)
