

SIEMENS

**Technische Mitteilung
aus dem Bereich Bauelemente**

Ausgabe 1978/79

Schaltnetzteile 2

**Bauelemente und deren Auswahl-
und Einsatzkriterien**

Technische Mitteilungen aus dem Bereich Bauelemente

Redaktion: W. Ackermann

Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Nachdruck mit genauer Quellenangabe ist bei Einsendung von zwei Belegexemplaren gestattet.

Zuschriften zu den Technischen Mitteilungen sind zu richten an die nächstliegende Siemens-Geschäftsstelle oder an

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT
Bereich Bauelemente Vertrieb, Technisches Schrifttum
Balanstraße 73, 8000 München 80

Schaltnetzteile 2

Bauelemente und deren Auswahl- und Einsatzkriterien

Ing. (grad.) O-Ing. Wolfgang Ackermann
 Ing. (grad.) O-Ing. Walter Hirschmann
 Dipl.-Ing. Klaus-Peter Schieschke
 Siemens Aktiengesellschaft
 Bereich Bauelemente München

O-Ing. Hans-Peter Kaiserswerth
 Siemens Aktiengesellschaft
 Bereich Bauelemente Regensburg

1.	Einleitung	3
2.	Halbleiterbauelemente	4
2.1	Dioden und Gleichrichtersätze für Eingangsgleichrichtung	4
2.2	Schnelle Dioden für Ausgangsgleichrichtung, Rücklauf und Schutzschaltungen	8
2.3	Z-Dioden für Referenzzwecke	11
2.4	Leistungs-Transistoren	13
2.4.1	Bemessungshinweise zur Transistorauswahl	14
2.4.2	SOAR-Diagramm und Ausfallmechanismen	16
2.4.3	Gesamt-Verlustleistung	18
2.4.4	Inverser Betrieb	20
2.5	Frequenz-Thyristoren	20
2.6	Infrarot emittierende Dioden (IRED) und Fototransistoren	23
2.7	Optoelektronische Koppellemente	25
2.8	Integrierte Schaltungen für Steuer- und Regelkreise und für Schutzbeschaltungen	25
2.8.1	Steuer- und Regelprinzip in getakteten Stromversorgungen	25
2.8.2	Kenn- und Grenzwerte von integrierten Schaltungen für Steuer- und Regelkreise	26
2.8.3	Anforderungen an einen Steuerschaltkreis für getaktete Stromversorgungen	28
2.8.4	Regelung und Nachregelung	29
2.8.5	Phasenanschnittsteuerung von Thyristoren, Transistoren und Triacs	30

3.	Passive Bauelemente	32
3.1	SIFERRIT-Werkstoffe	32
3.2	SIFERRIT-Kernformen	32
3.2.1	EC-Kerne, Mittelschenkel mit rundem Querschnitt	35
3.2.2	E- und EF-Kerne, Mittelschenkel mit rechteckigem Querschnitt	39
3.2.3	PM-Kerne (Power-Modul)	40
3.2.4	RM-Kerne	40
3.2.5	CC-Kerne (Cap-Cup-Core)	43
3.2.6	UI- und UU-Kerne mit rechteckigem Querschnitt	44
3.3	Transformatoren und Speicherdrosseln mit Kernen aus SIFERRIT-N27	45
3.3.1	Optimierung	45
3.3.2	Bemessungs- und Konstruktionskriterien	46
3.4	Aluminium-Elektrolytkondensatoren	51
3.4.1	Eingangskondensator	51
3.4.2	Ausgangskondensator	55
3.5	Kondensatoren für Kopplung, Bedämpfung, Kommutierung, Integrierung und Differenzierung sowie für Schwingkreise und Zeitglieder	60
4.	Funk-Entstörbauelemente	66
4.1	Prinzipschaltungen für die Funk-Entstörung von Schaltnetzteilen	66
4.2	Begriffsbestimmungen	67
4.3	Entstörbauelemente für Leiterplattentechnik	69
4.4	Entstörbauelemente für Verdrahtungstechnik	76
5.	Literatur	80

1. Einleitung

Die Bauelemente in Schaltnetzteilen (SNT) lassen sich in folgende Funktionsgruppen unterteilen:

- Gleichrichterioden am Eingang und Ausgang
- Dioden für Rücklauf-, Invers- und Referenzzwecke
- Leistungstransistoren bzw. Frequenzthyristoren zur Taktung
- Übertrager und Speicherdrosseln mit Ferritkernen zur Spannungswandlung und Energiespeicherung
- Optokoppler zur Übertragung des Regelsignals
- Elektrolytkondensatoren zur Siebung der Eingangsspannung sowie zur Glättung und Stabilisierung der Ausgangsspannung
- Kunststoffkondensatoren für Schwingkreise und Zeitglieder, zur Kopplung, Integrierung und Kommutierung
- Funk-Entstörmittel auf der Primär- und Sekundärseite.

In den nachfolgenden Abschnitten sind geeignete Bauelemente für Schaltnetzteile aus dem SIEMENS-Lieferspektrum zusammengestellt und in den Einsatzkriterien erläutert. Die Tabellen geben einen Überblick der wichtigsten Daten. Weitere Angaben, z.B. Kennlinien, Grenzwerte, Einbaumaße, Anschlußbelegung etc. sind den einschlägigen SIEMENS-Datenbüchern zu entnehmen (siehe Abschnitt 5 Literatur).

2. Halbleiterbauelemente

2.1 Dioden und Gleichrichtersätze für Eingangsgleichrichtung

Bei Betrieb von Schaltnetzteilen am Wechsel- oder Drehstromnetz liegt der Eingangsgleichrichter direkt, d. h. ohne vorgeschalteten, angepaßten Transformator an der Netzspannung von 110 ... 125 V oder 220 ... 250 V oder 380 V. Der Gleichrichter kann daher nur als Einphasen- oder Dreiphasen-Brückenschaltung aufgebaut werden. Nur diese beiden Schaltungen erfüllen die Wechselstrom- bzw. Drehstrombedingung

$$\int_0^{2\pi} i dt = 0 \quad \text{bzw.} \quad \sum i_L = 0$$

Im Leistungsbereich bis ca. 1 kW ist die Einphasen-Brückenschaltung zu bevorzugen. Die normierten Zahlenwerte der Einphasen- und der Drehstrom-Brücke sind in **Tabelle 1** zusammengestellt. Die Einzeig- und die Mittelpunktschaltung sind nur zum Vergleich aufgeführt. Sie haben aus dem eingangs erwähnten Grund keine praktische Bedeutung. Die gleichgerichtete Spannung U_d muß durch eine Kapazität geglättet werden. Bei Drehstrom-Brückenschaltungen ist der Glättungsaufwand geringer. Für die Glättung geeignete Elektrolytkondensatoren sind im Abschnitt 3.4 aufgeführt.

Die Sperrspannung U_{RRM} des Gleichrichters sollte in Höhe der 1,7fachen Netz-Scheitelspannung gewählt werden. Kleingleichrichtersätze ersparen den Aufbau der Brückenschaltung aus Einzeldioden und sind preislich günstiger als vergleichbare Brückenschaltungen aus Einzeldioden.

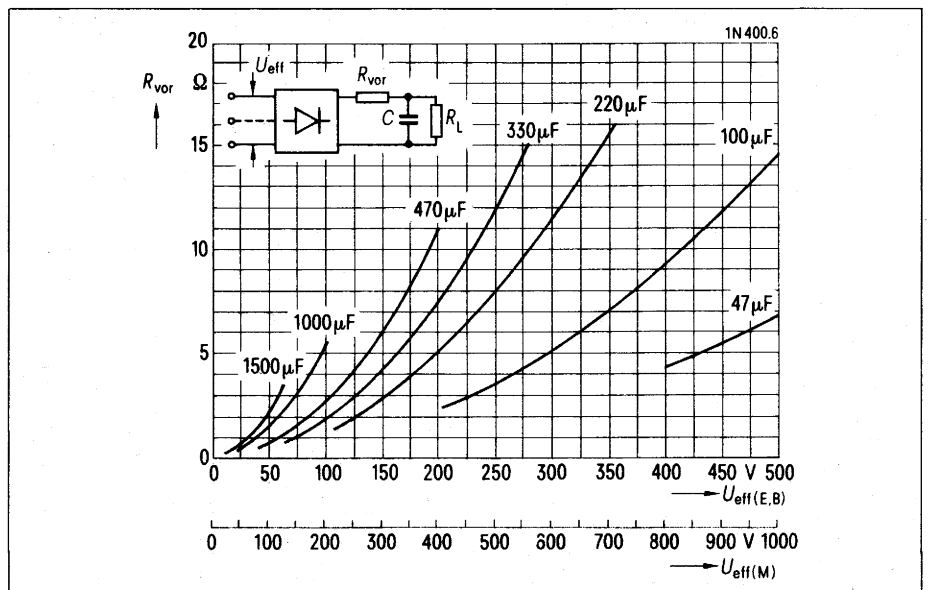
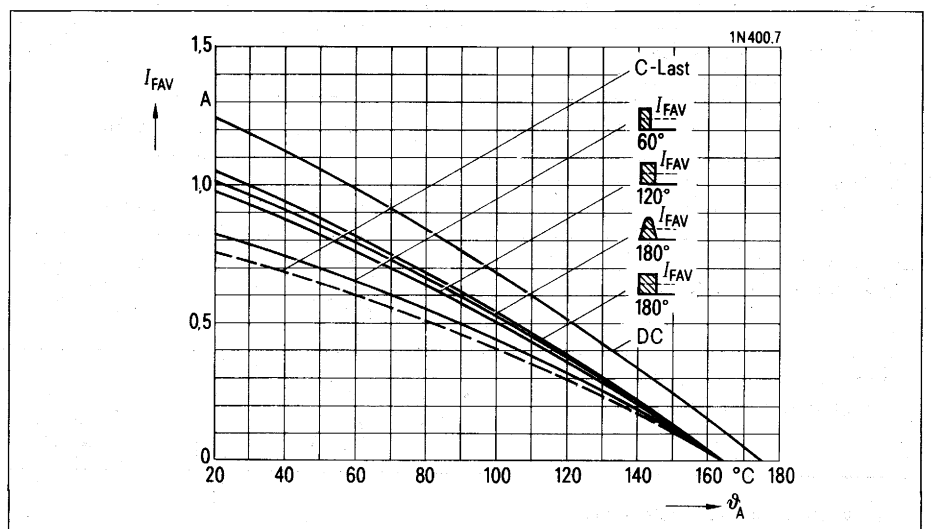


Bild 1 Notwendiger Vorwiderstand R_{VOR} bei C-Last in Abhängigkeit von der Anschlußspannung U_{eff}

Bild 2 Grenzgleichströme I_{FAV} bei freiem Aufbau, in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_A
 Netzbetrieb 40 bis 1000 Hz
 Parameter: Stromform



U_d	arithmetischer Mittelwert der gleichgerichteten Spannung
U_v	Versorgungsspannung (Effektivwert)
w	Welligkeit
I_{FAV}	Diodenstrom bzw. Zweigstrom (arithmetischer Mittelwert)
I_{FRMS}	Diodenstrom bzw. Zweigstrom (Effektivwert)
I_d	Gleichstrom
I_v	ventilseitiger Leiterstrom (Effektivwert)
$U_{Br(pp)}$	überlagerte Wechselspannung Spitze/Spitze
$U_{Br(eff)}$	überlagerte Wechselspannung Effektivwert

Die Diagramme **Bild 1** und **Bild 2** sind als Beispiele für die Belastbarkeit der Gleichrichter dem Datenbuch Silizium-Gleichrichterdioden [1] entnommen. Der Vorwiderstand liegt vor dem Glättungskondensator und schützt den Gleichrichter, indem er den Einschaltstrom begrenzt. Wird für das SNT ein besonders hoher Wirkungsgrad angestrebt, so ist der Gleichrichter in seinen Stoßstrom- bzw. I^2t -Werten nach dem maximalen Einschaltstrom auszuwählen. Der Vorwiderstand kann dann entfallen. Dabei ist zu berücksichtigen, daß Elektrolytkondensatoren nach längerer spannungsloser Lagerung (>1 Jahr bei >40°C) kurzzeitig erhöhte Einschaltströme aufweisen.

Tabelle 1

Grundschaltungen für Eingangsgleichrichtung und deren Anwendungskriterien

		Einzweig	Mittelpunkt	Einphasen-Brücke ¹⁾	Drehstrom-Brücke
Spannungsverhältnisse	$U_d : U_v$ $U_v : U_d$	$\frac{\sqrt{2}}{\pi} : 1 = 0,45$ 2,22	$2 \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} : 1 = 0,45$ $2 \times 1,11$	$2 \frac{\sqrt{2}}{\pi} : 1 = 0,9$ 1,11	$3 \frac{\sqrt{2}}{\pi} : 1 = 1,35$ 0,74
Zweigsperrspannung (Scheitelwert)	$\sqrt{2} U_v : U_d$	$\pi : 1 = 3,14$	$\pi : 1 = 3,14$	$\frac{\pi}{2} : 1 = 1,57$	$\frac{\pi}{3} : 1 = 1,05$
Welligkeit $U_{Br(eff)} : U_d$	$w \%$	121	48,2	48,2	4,2
Brummanteil	$B_r = U_{Br(pp)} : U_d \%$	318	155	155	14
Grundfrequenz der überlagerten Wechselspannung	f_w Hz	50	100	100	300
	Pulszahl	1	2	2	6
Gleichstrom der Schaltung als Vielfaches des Gleichstromes der E-Schaltung	$I_d : I_{FAV(E)}$	1	2	2	ca. 2,8
Gleichstrom als Vielfaches des Zweigstrommittelwertes	$I_d : I_{FAV}$	1	2	2	3
Leiterstrom	$I_v : I_d$	$\frac{\pi}{2} = 1,57$	$\frac{\pi}{4} = 0,78$	$\frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{2} = 1,11$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 0,82$
Zweigstrom-Mittelwert	$I_{FAV} : I_c$	1	0,5	0,5	0,33
Zweigstrom-Effektivwert	$I_{FRMS} : I_c$	$1,57 = \frac{\pi}{2}$	$0,78 = \frac{\pi}{4}$	$0,78 = \frac{\pi}{4}$	$0,57 = \frac{1}{\sqrt{3}}$
Stromform und Stromflußwinkel im Zweig					
Form der gleichgerichteten Spannung					

¹⁾ alle Werte für ohmsche Belastung

In den **Tabellen 2 und 3** sind die für SNT geeigneten Gleichrichtersätze in Brückenschaltung sowie Gleichrichterioden für Dauergrenzströme $I_{FAV(1)}$ bis zu 35 A zusammengestellt. Ein nachgestelltes A in der Typenbezeichnung der Gleichrichterioden steht für Avalanche-Charakteristik.

Tabelle 2

Silizium-Kleingleichrichtersätze

Typ	Normbezeichnung	Periodische Spitzenspannung		Empfohlene Anschlußspannung		Dauergleichstrom I_{DAV} bei $\vartheta_A = 25^\circ\text{C}$		Stoßstromgrenzwert I_{FSM} (Sinushalbwellen 10 ms)		Grenzlastintegral $\int i^2 dt$ im Zeitbereich 1...5 ms		Sperrstrom I_R bei period. Spitzenspannung $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ [mA]
		U_{RRM} [V]	U_{RMS} [V]	Freier Aufbau W-Last [A]	C-Last [A]	Chassismontage W-Last [A]	C-Last [A]	$\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ [A]	$\vartheta_j = 150^\circ\text{C}$ [A]	$\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ [A ² s]	$\vartheta_j = 150^\circ\text{C}$ [A ² s]	
B1220-B125C B1240-B250C B1280-B500C	1000/700 1000/700 1000/700	300 600 1000	125 250 500	1,0	0,8	1,5	1,2	50	40	8,5	5	0,01
C2520-B125C C2540-B250C	1500/1000 1500/1000	300 600	125 250	1,4	1,15	2,1	1,7	100	80 ²⁾	34	20	0,025
B1320-B125C B1340-B250C B1380-B500C	2300/1400 2300/1400 2300/1400	300 600 1000	125 250 500	2,2	1,6	3,2	2,3	50	40	8,5	5	0,01
C2120-B125C C2140-B250C C2180-B500C	3000/1800 3000/1800 3000/1800	300 600 1000	125 250 500	2,8	2,2	3,8	3,0	100	80	34	20	0,01
C2340-B250C	3000/1800	600	250	2,8	2,2	3,8	3,0	100	80	34	20	0,01
C2220-B125C	3700/2200	300	125	3,2	2,6	4,8	3,7	100	80	34	20	0,025
E2220-B125C E2240-B250C	5000/3300 5000/3300	300 600	125 250	4,7	3,9	6,0	5,0	250	200	250	160	0,06
E2620-B125C E2640-B250C	5000/3300 5000/3300	300 600	125 250	4,7	3,9	6,0	5,0	250	200	250	160	0,06
E3820-B125C E3840-B250C	5000/3300 5000/3300	300 600	125 250	4,7	3,9	6,0	5,0	250	200	250	160	0,06
E49-B125/110-30 E49-B250/225-30 E49-B380/340-30 E49-B500/450-30 E49A-B380/340-30 E49A-B500/450-30		300 700 1100 1500 Durchbruchspannung ¹⁾ 1200 bis 2000 1650 bis 2400	125 250 380 500	11,5	-	22,5 ³⁾	-	375	280	540	300	0,20

¹⁾ Durchbruchspannung U_{BR} bei $I_R = 4 \text{ mA}$ und $\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$

²⁾ Sperrschichttemperatur $\vartheta_j = 160^\circ\text{C}$

Tabelle 3

Diode für Eingangsgleichrichtung

Kennwerte Typ	Einheit V	U_{RRM} V	U_{RMS} V	I_{FAV} bei (ϑ_A) A (°C)	I_{FRMS} A	I_{dAV} in Schaltung (Widerstandslast)			I_{FSM} A	$\int i^2 dt$ $t = 10 \text{ ms}$ A ² s	ϑ_{jmax} °C	R_{thJA} K/W
						E A	M/B A	DB A				
1N 4004 ... 4007		400 ... 1000	200 ... 500	1 (25)	2	0,87	1,75	2,5	50	10	175	120
SSi B0120 ... B0180		300 ... 1000	125 ... 500	1,4 (25)	3,8	1,25	2,5	3,5	50	8,5	180	81
SSi B0520 ... B0580		300 ... 1000	125 ... 500	1,1 (25)	2,8	0,95	1,9	2,7	50	8,5	150	87
SSi B3620 ... B3680		300 ... 1000	125 ... 500	1,15 (25)	2,8	1	2	2,8	50	10	175	95
SSi C0820 ... C0880		300 ... 1000	125 ... 500	1,9 (25)	7,5	1,6	3,2	4,6	100	34	180	79
SSi C1120 ... C1180		300 ... 1000	125 ... 500	2,2 (25)	7,5	1,9	3,8	5,5	100	34	180	64
SSi C1220 ... C1280		300 ... 1000	125 ... 500	3,4 (25)	7,5	3	6	8,7	100	34	180	37
SSi C1320 ... C1380		300 ... 1000	125 ... 500	4 (120 ϑ_c)	7,5	4	8	11,5	100	34	150	6
SSi C1720 ... C1780		300 ... 1000	125 ... 500	1,45 (25)	3,8	1,2	2,4	3,5	100	34	150	87
SSi C2060A ... C2080A		900 ... 1200	380 ... 500	4 (117 ϑ_c)	7,5	3,8	7,6	11	75	22	150	6
SSi C9960A ... C9980A		1100 ... 1400	380 ... 500	2 (25)	4,8	1,7	3,4	5	75	16	150	54
SSi D0440 ... D0480		650 ... 1400	250 ... 500	10 (103 ϑ_c)	19	6,5	13	19	150	75	160	4,5
SSi D0440A ... D0480A												
SSi D9960A ... D9980A		1100 ... 1400	380 ... 500	5 (130 ϑ_c)	9,5	4,7	9,4	13,5	180	100	150	3,3
SSi E1120 ... E1140		300 ... 700	125 ... 250	35 (145 ϑ_c)	55	5,6	11,2	16	375	540	175	0,7

- U_{RRM} höchste periodische Spitzensperrspannung
- U_{RMS} empfohlene Anschlußspannung
- I_{FAV} Dauergrenzstrom bei Umgebungstemperatur ϑ_A bzw. Gehäusetemperatur ϑ_c
- I_{FRMS} Grenzeffektivstrom
- I_{dAV} Dauergleichstrom
- I_{FSM} Stoßstrom
- $\int i^2 dt$ Grenzlastintegral
- ϑ_j Sperrschichttemperatur
- R_{thJA} Wärmewiderstand

2.2 Schnelle Dioden für Ausgangs- gleichrichtung, Rücklauf und Schutzbeschaltungen

Tabelle 4 enthält Dioden für die Gleichrichtung von Wechselspannungen von 5 bis 30 kHz und 50 bis 1000 V. Im Dauerstrom I_{FAV} geht das Spektrum von 0,38 bis 25 A. Die Baureihe 1N 3889 ... 3893 (12 A) ist JAN-, JANTX- und JANTXV-qualifiziert. Einbaumaße siehe **Bild 7**.

Weitere technische Daten, z. B. die Durchlaßverlustkennlinien, die zulässige Gehäusetemperatur, die Dauerstromgrenzströme in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur, den Vorwiderstand bei C-Last, enthält das SIEMENS-Datenbuch Silizium-Gleichrichterdiode [1] und der SIEMENS-bauteile report, Heft 3, Juni 1977. Für die Diode BY 294 als Beispiel sind die Diagramme in den **Bildern 3 bis 6** gezeigt.

Normale Gleichrichterdiode sind für den hier in Betracht kommenden Frequenzbereich 5 bis 50 kHz wegen ihrer zu langen Erholzeit (Recovery-Time) nicht geeignet. Die Ausräumung der Fremdträger in der Sperrschicht – hauptsächlich durch Wiedervereinigung der Träger mit entgegengesetzten Ladungen unter Benützung von Rekombinationszentren – dauert im Vergleich zur Periode der Schwingung zu lange. Schnelle Dioden haben zusätzliche Rekombinationszentren eindotiert, z. B. Gold, oder sind in Ionen-Implantations-Technik hergestellt, die es gestattet, den Verlauf der Sperrschicht günstiger zu gestalten.

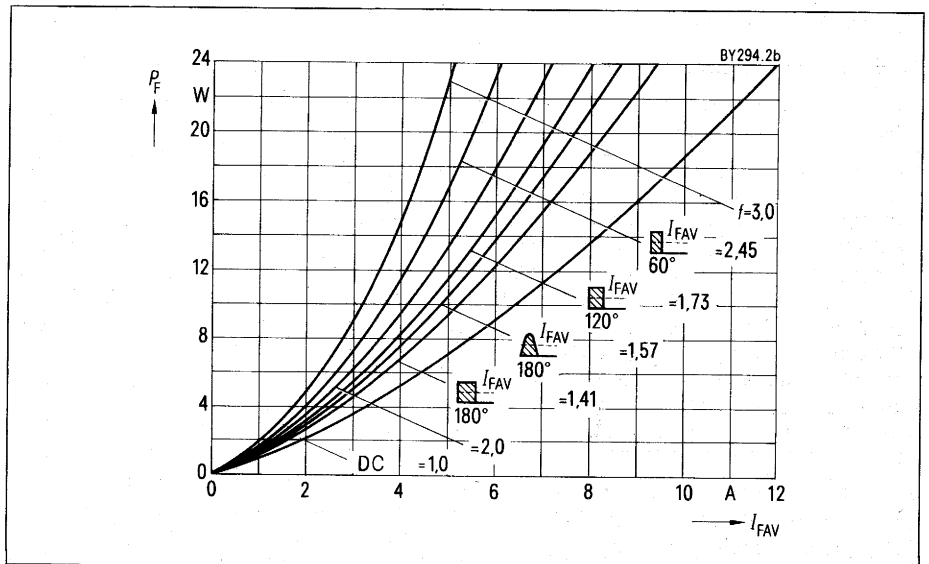
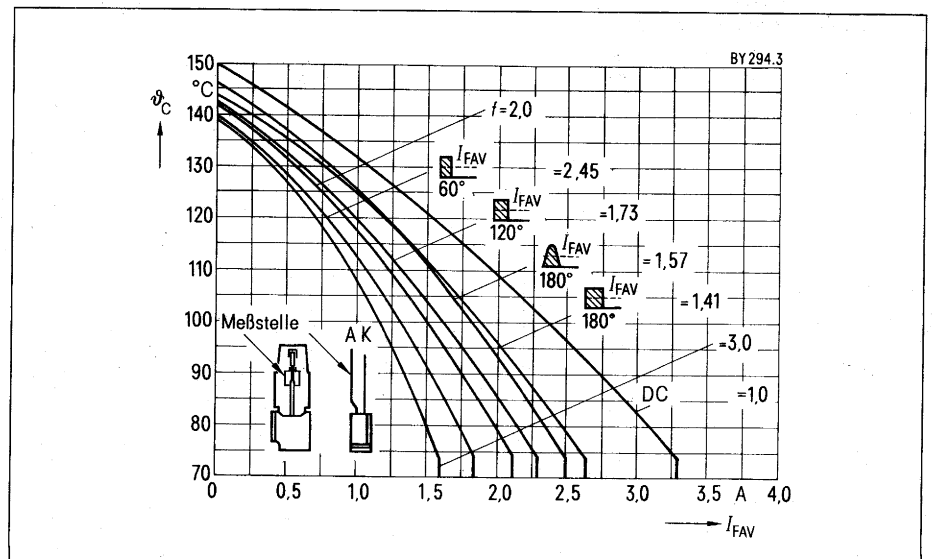


Bild 3 Durchlaßverlustkennlinien
Parameter: Formfaktor f

Bild 4 Zulässige Gehäusetemperatur ϑ_c in Abhängigkeit vom Durchlaßstrom
Netzbetrieb 40 bis 1000 Hz, $U_{RRM} = 300$ V
Parameter: Formfaktor f



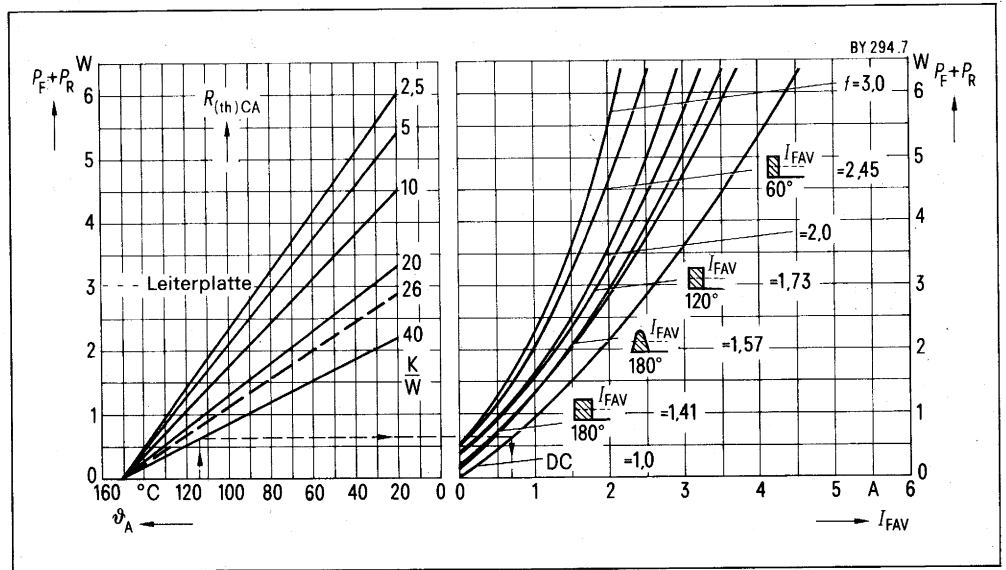


Bild 5 Dauergrenzströme I_{FAV} in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_A und unterschiedlichen Kühlbedingungen, $U_{RRM} = 600\text{ V}$

Tabelle 4

Schnelle Dioden für Ausgangsgleichrichtung, Rücklauf und Schutzbeschaltungen

Typ	I_{FAV} A	U_{RRM} V	I_{FRMS} A	I_{FSM} A	I_R mA bei ϑ_j °C	U_F V	t_{rr} ns	Q_{rr} nAs	ϑ_j °C	R_{thJA} K/W	C_{Null} pF	f kHz
BY 289	0,38	150 ... 1000	3,8	20	0,4/100	1,4	300	100	100	92	40	20
BY 295	0,75	150 ... 600	3,8	40	1 /150	1,2	150	50	150	95	30	20
BY 291	1,1	75 ... 600	3,8	60	1 /150	1,3	150	50	150	87	40	20
BY 292	1,3	75 ... 300	3,8	80	1 /150	1,1	150	50	150	87	70	20
BY 258	1,6	100 ... 800	6	60	1 /150	1,25	150	50	150	57	40	20
BY 294	2,5	75 ... 600	6	60	1 /150	1,3	150	50	150	45	40	20
BY 300	3	400 ... 700	7,5	60	1 /150	1,3	150	50	150	37	40	20
1N 3879 ... 3883	6	50 ... 400	15	75	1 /100	1,2	200	—	150	26	—	30
1N 3889 ... 3893	12	50 ... 400	30	150	1 /100	1,2	200	—	150	26	—	30
SSi E39, E40	25	150	39	375	10 /175	1,12	—	7	175	0,7	—	20

- I_{FAV} Dauergrenzstrom bei $f = 40 \dots 1000\text{ Hz}$, $\vartheta_A = 25^\circ\text{C}$
- U_{RRM} Höchste periodische Spitzenspannung
- I_{FRMS} Grenzeffektivstrom
- I_{FSM} Stoßstrom
- I_R Sperrstrom
- U_F Durchlaßspannung
- t_{rr} Sperrverzögerungszeit
- Q_{rr} Sperrverzögerungsladung
- ϑ_j Sperrschichttemperatur
- R_{thJA} Gesamtwärmewiderstand
- C_{Null} Nullkapazität
- f obere Betriebsfrequenz

Bild 6 Notwendiger Vorwiderstand R_{VOR} bei C-Last in Abhängigkeit von der Anschlußspannung U_{eff}

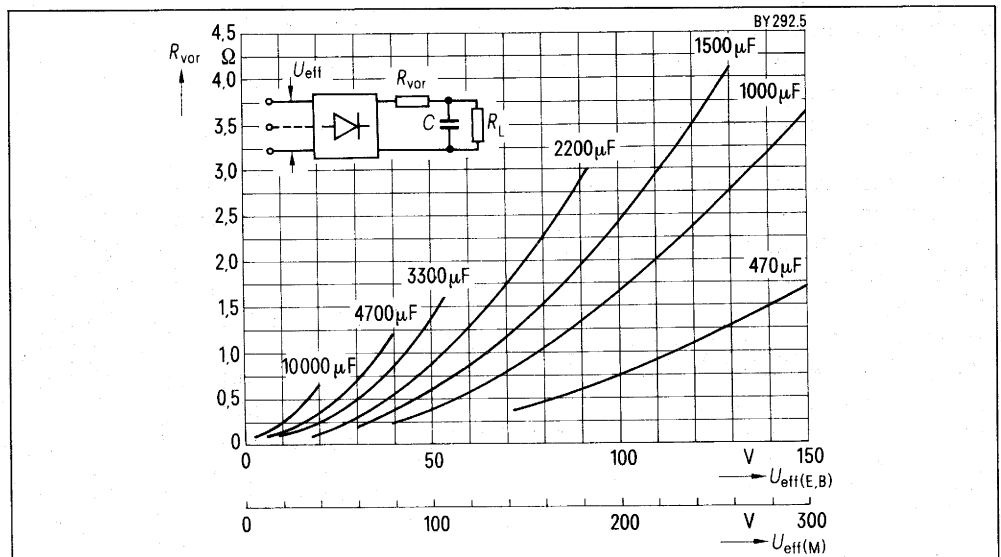
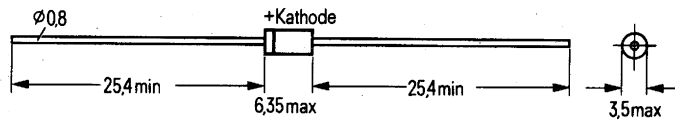
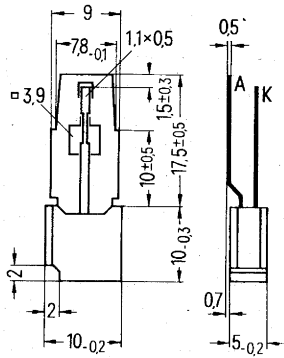


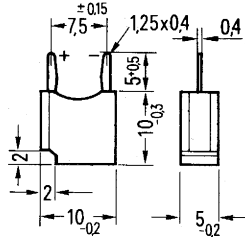
Bild 7 Einbaumaße der schnellen Dioden



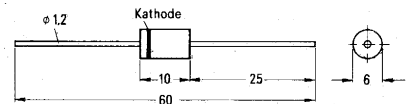
BY 295



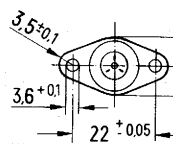
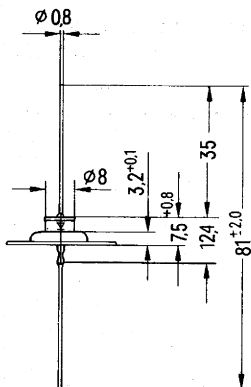
BY 294



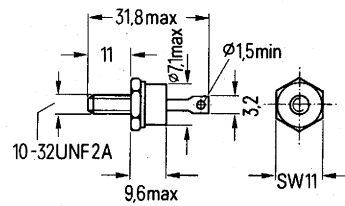
BY 289
BY 291
BY 292



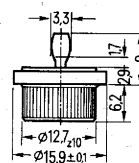
BY 258



BY 300



1N3879 ... 3883
1N3889 ... 3893



SSi E39
(Kathode = Gehäuse)

SSi E40
(Anode = Gehäuse)

2.3 Z-Dioden

In Schaltnetzteilen werden Z-Dioden zur Gewinnung von Referenzspannungen und stabilisierten Spannungen eingesetzt. Diese Anwendungen sind vorwiegend im Steuerteil und in Nachregelkreisen. Im Diagramm **Bild 8** sind die

wichtigsten SIEMENS-Z-Dioden nach Spannungs- und Leistungsklassen geordnet, angegeben. Der Leistungsbe-
reich geht von $P_{tot} = 0,25$ bis 50 W, der Spannungsbereich von $U_Z = 0,5$ bis 200 V. **Bild 9** enthält die Einbaumaße dieser Dioden.

Spezielle hochkonstante Referenzdioden sind in Literatur [3] enthalten.

Bild 8 Z-Dioden, Spannungs- und Leistungsgruppen

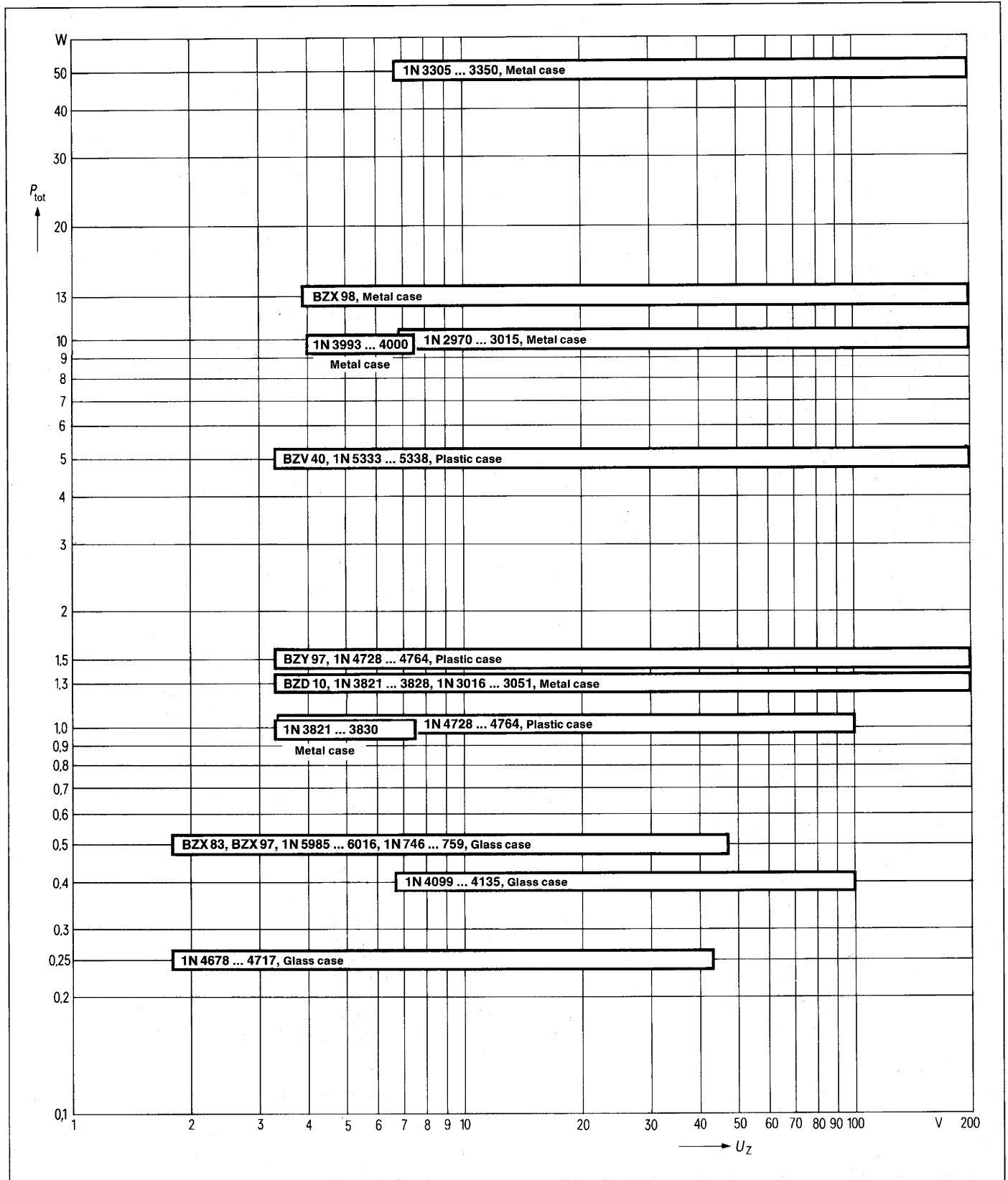
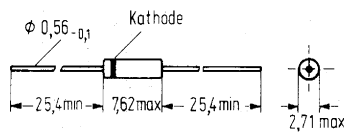
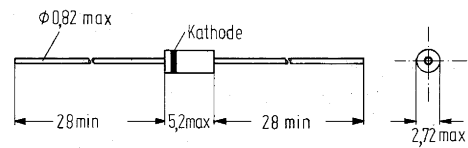


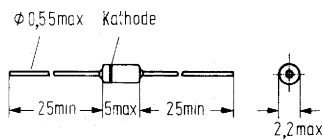
Bild 9 Einbaumaße von Z-Dioden



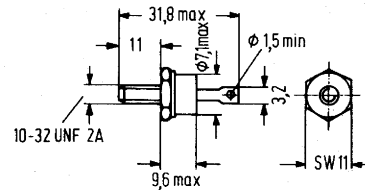
Glasgehäuse Do-7
1N4099...4135
1N4678...4717



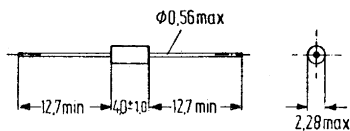
Kunststoffgehäuse Do-41
BZY 97



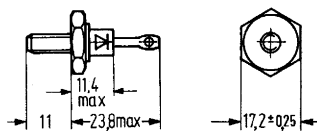
Glasgehäuse Do-35
BZX 83
BZX 97



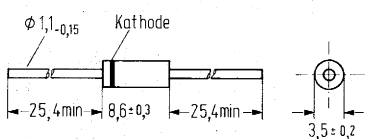
Metallgehäuse Do-4
1N3993...4000
1N2970...3015



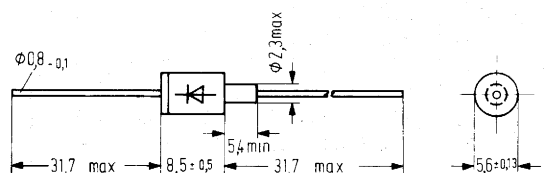
Kunststoffgehäuse
1N4728...4764



Metallgehäuse Do-5
BZX 98, metrisches Gewinde
1N3305...3350, US-Gewinde



Kunststoffgehäuse
BZV 40



Metallgehäuse Do-13
1N3821...3830
BZD 10

2.4 Leistungs-Transistoren

In **Tabelle 5** sind die wichtigsten Daten schneller Schalttransistoren für Arbeitsfrequenzen in getakteten Stromversorgungen bis 100 kHz zusammengefaßt. Die Kollektor-Emitter-Spannungen U_{CES} umfassen den Bereich 100 bis 1500 V, die Kollektorströme I_C den Bereich 0,5 bis 15 A. Die Anstiegszeiten t_r und die Fallzeiten t_f betragen je nach Typ 0,4 bis 5 μ s, die Speicherzeiten $t_s < 5 \mu$ s. Die Einbaumaße sind in **Bild 10** angegeben.

Literatur [4].

U_{CEO}	Kollektor-Emitter-Spannung
U_{CES}	Kollektor-Emitter-Spitzenspannung
U_{CESat}	Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung
I_C	Kollektorstrom
I_{CM}	Kollektorspitzenstrom ($t < 2$ ms)
I_B	Basisstrom
P_{tot}	Zulässige Gesamtverlustleistung
B	Stromverstärkung
f_T	Transitfrequenz
t_r	Anstiegszeit
t_s	Speicherzeit
t_f	Fallzeit
T_j	Sperrschichttemperatur
R_{thjg}	Wärmewiderstand Kollektor-sperrschicht-Transistorgehäuse

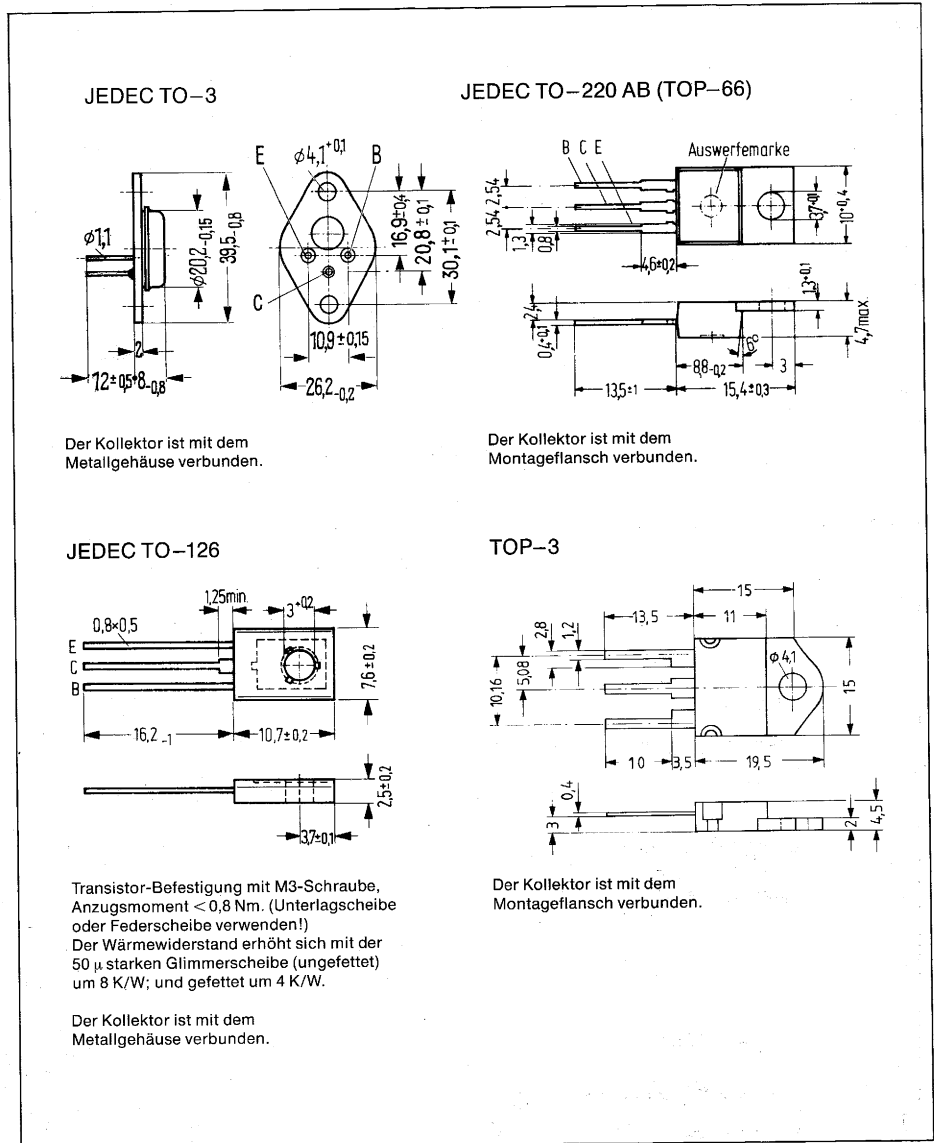


Bild 10 Einbaumaße von Leistungstransistoren

Tabelle 5

Kenn- und Grenzdaten schneller NPN-Leistungstransistoren für Schalteranwendung

Typ	U_{CEO} V	U_{CES} V	$U_{CESat}(I_C)$ V (A)	I_C A	I_{CM} A	I_B A	P_{tot} W	$B(I_C)$ (A)	$f_T(I_C)$ MHz (A)	t_r μ s	t_s μ s	t_f μ s	T_j $^{\circ}$ C	R_{thjg} K/W	Ge- häu- se
BUX 80	400	800	$< 1,5$ (5)	10	15	4	115	> 30 (1,2)	6 (0,2)	$< 0,5$	≈ 3	$< 0,8$	150	1,1	TO-3
BUX 82	400	800	$< 1,5$ (2,5)	6	8	2	75	> 30 (0,6)	6 (0,2)	$< 0,5$	≈ 3	< 1	150	1,65	TO-3
BUX 84	400	800	$< 1,5$ (0,3)	2	3	1	40	> 50 (0,1)	20 (0,2)	$< 0,4$	$\approx 3,5$	$< 0,5$	150	2,5	TO-220
BUX 86	400	800	$< 1,5$ (0,25)	0,5	1	0,3	20	> 50 (0,05)	20 (0,5)	$< 0,5$	$\approx 3,5$	$< 0,5$	150	5	TO-126
BUW 57	125	150	$< 1,5$ (18)	15	20	4	120	> 10 (18)	20 (0,5)	< 1	≈ 2	$< 0,5$	150	1,25	TO-3
BUW 73	200	300	$< 1,5$ (12)	15	20	4	120	> 10 (12)	20 (0,5)	< 1	≈ 2	$< 0,5$	150	1,25	TO-3
BUY 55	125	150	$< 1,5$ (7)	7	10	2	60	> 8 (7)	20 (0,2)	< 1	$\approx 1,2$	< 1	175	1,7	TO-3
BUY 72	200	280	$< 1,5$ (7)	7	10	2	60	> 8 (7)	20 (0,2)	< 1	$\approx 1,2$	< 1	175	1,7	TO-3
BU 326A	900	400	< 5 (5)	6	8	2	50	> 4 (4)	6 (0,2)	$< 0,5$	≈ 3	< 1	150	2	TO-3
BU 426A	900	400	< 5 (5)	6	8	2	50	> 4 (4)	6 (0,2)	$< 0,5$	≈ 3	< 1	150	2	TOP-3
BU 626A	1000	400	$< 3,3$ (2,5)	10	15	4	100	> 8 (4)	6 (0,2)	$< 0,5$	≈ 3	< 1	175	1,5	TO-3
BU 208A	700	1500	< 5 (4,5)	5	7,5	2,5	12	> 2 (4,5)	1 (0,1)	$< 0,7$	≈ 1	$< 0,7$	115	1,6	TO-3
2N 3055	60	100	$< 1,1$ (4)	15	20	7	115	> 20 (4)	0,8 (1)	< 5	≈ 5	< 5	200	1,5	TO-3

2.4.1 Bemessungshinweise zur Transistorauswahl

Bevorzugter Taktfrequenzbereich 15 bis 35 kHz.

Berechnung der maximal auftretenden Kollektor-Emitter-Spannung U_{CES}

Da die Basisansteuerung des Schalttransistors eine niedere Impedanz hat, insbesondere bei Verwendung eines Treibertransformators, kann von der Kollektor-Emitter-Spannung bei kurzgeschlossener Emitter-Basisstrecke ausgegangen werden. Die maximale Kollektor-Emitter-Sperrspannung, die der Transistor beherrschen muß, ist:

$$U_{CES} = 2 \sqrt{2} U_E \cdot 1,1 \cdot 1,1 \quad (1)$$

U_E Effektivwert der Eingangsspannung des SNT;

1,1 Faktoren für 10 % Überspannung und 10 % Sicherheitszuschlag gegen kurzzeitiges Überschwingen.

Für 220 V Netzspannung errechnet sich somit

$$\begin{aligned} U_{CES} &= 3,42 \cdot 220 \\ &= 755 \text{ V; empfohlen wird ein Transistor mit} \end{aligned}$$

$$U_{CES} = 800 \text{ V.}$$

Zur Bedämpfung von Spannungsspitzen und Überschwingern, die durch Streuinduktivitäten von Transformatoren, Drosseln und Schaltungskapazitäten entstehen, sind parallel zur Kollektor-Emitterstrecke R-, C- und D-Glieder vorzusehen. Bei Überschreiten der Sperrspannung entsteht im Chip des Transistors am Ort seiner kleinsten Sperrfähigkeit, d. h. an seiner schwächsten Stelle, ein Durchbruch erster Art.

Ermittlung des Kollektorstromes

Der Kollektorstrom I_C errechnet sich aus der zu übertragenden Leistung N , der gleichgerichteten Eingangsspannung (Netzspannung) U_E , dem Tastverhältnis v und der Kurvenform des Stromes (dreieck- oder rechteckförmig) wie folgt:

$$\text{Für Rechteckform } I_C = \frac{P}{U_E \cdot v} \quad (2)$$

$$\text{für Dreieckform } I_C = \frac{2P}{U_E \cdot v} \quad (3)$$

Bei Dreieckform mit Inversanteil liegt I_C entsprechend höher. In **Bild 11** ist der Stromverlauf I_C für Rechteck- und Dreieckform dargestellt.

Der Emitterstrom ist auch von der Basisansteuerung abhängig. Die Stromverstärkung B geht mit steigendem Kollektorstrom zurück. Bei zu großem Kollektorstrom kann der zur vollen Ansteuerung nötige Basisstrom von der Ansteuerung nicht mehr aufgebracht werden. Die Folge ist ein Ansteigen der Kollektor-Emitter-Spannung, und ein Anstieg der Verluste P_{zul} im Transistor (Gl. 4).

$$P_{zul} = \bar{I}_C U_{CEsat} \cdot v; v = \frac{t}{T} \quad (4)$$

\bar{I}_C Mittelwert des Kollektorstromes
 v Tastverhältnis

Die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung U_{CEsat} muß daher klein bleiben. Steigen die Verluste über den zulässigen Wert, so tritt innerhalb des Halbleiterkristalls örtlich eine höhere Stromdichte auf, die zu einer starken lokalen

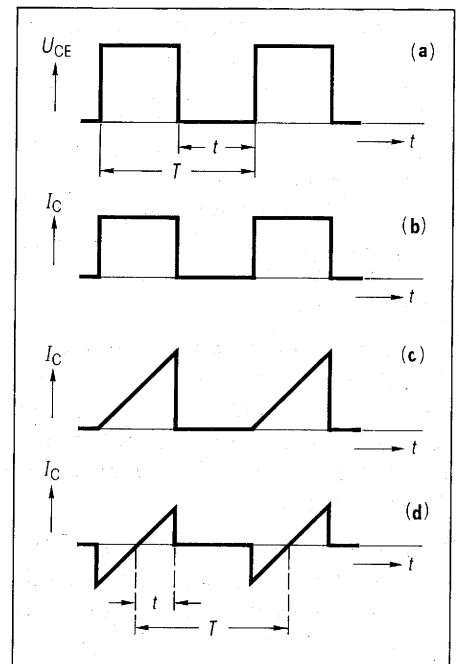


Bild 11 Stromverlauf I_C für Rechteck- und Dreieckform

(a) Kollektor-Emitter-Spannung U_{CES} bei nachstehenden Stromkurven (b), (c), (d)
(b) I_C für Rechteckform, Tastverhältnis 1:2
(c) I_C für Dreieckform, Tastverhältnis 1:2
(d) I_C für Dreieckform, Tastverhältnis 1:2, Inversanteil 1:4

Erwärmung („hot spot“) führt. Die Überhitzung im „hot spot“ beträgt gegenüber dem übrigen Kristall mehrere 100K und führt schließlich zu einem Kurzschluß zwischen Kollektor und Emitter (Durchbruch zweiter Art).

Um eine Überlastung des Transistors während des Umschaltvorganges zu überprüfen, wird das (gegebenenfalls multiplizierte) Zeit-Oszillogramm der Kollektorspannung und des Kollektorstromes herangezogen oder es wird die Schaltkennlinie, d. h. der Kollektorstrom als Funktion der Kollektorspannung während des Schaltvorganges (U_C - I_C -Kennlinie) betrachtet.

Die Schaltkennlinie wird durch die im Kollektorkreis vorhandene Impedanz beeinflusst. In **Bild 12** sind die typischen Schaltkennlinien bei induktiver Last, bei rein ohmscher Belastung und bei kapazitiver Belastung gezeigt.

Zwischen den stationären Zuständen – gesperrt bzw. durchgesteuert – durchläuft der Transistor innerhalb der Einschalt- bzw. Ausschaltzeit (0,5 bis 1 μ s) die zugeordnete Schaltkennlinie.

Für die schnelle Abschaltung des Leistungstransistors ist eine schnelle Ausräumung der Basis von Fremdträgern erforderlich. Dazu muß ein kurzer, starker Ausräumstrom fließen (**Bild 13**). Wählt man für den Basisausräumstrom I_{B2} etwa den doppelten Wert des Basisausräumstromes I_{B1} (**Bild 13**), so lassen sich die Anstiegszeiten t_r und die Fallzeiten t_f der in **Tabelle 5** aufgeführten Leistungstransistoren auf etwa die halben Tabellenwerte drücken.

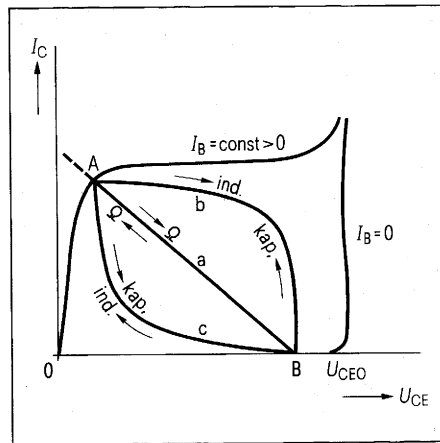


Bild 12 Schaltkennlinienfeld

- a Ohmsche Last
- b Induktive Last (Abschalten A \rightarrow B)
Kapazitive Last (Einschalten B \rightarrow A)
- c Induktive Last (Einschalten B \rightarrow A)
Kapazitive Last (Abschalten A \rightarrow B)

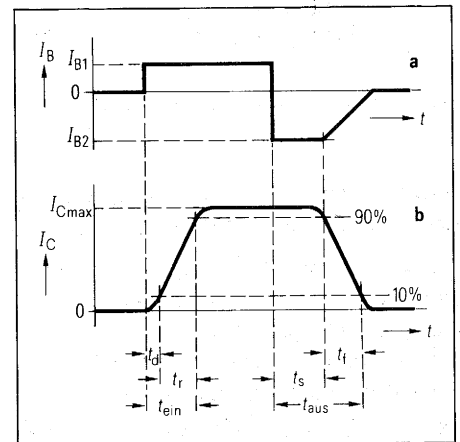
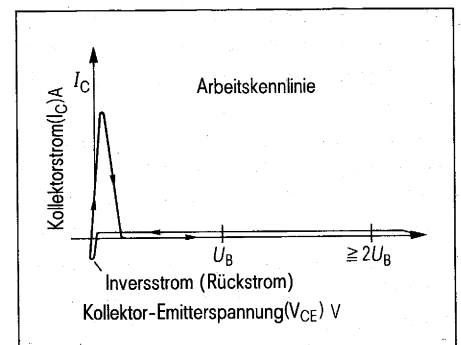


Bild 13 Schaltverhalten von Transistoren

- a Eingangssignal, Basiseinschaltstrom I_{B1}
Basisausräumstrom I_{B2}
- b Ausgangssignal, Kollektorstrom I_C
- t_d = Verzögerungszeit (delay time)
- t_r = Anstiegszeit (rise time)
- t_s = Speicherzeit (storage time)
- t_f = Fallzeit (fall time)
- $t_{ein} = t_d + t_r$ = Einschaltzeit
- $t_{aus} = t_s + t_f$ = Ausschaltzeit

Bild 13a Verlustarme Schaltkennlinie eines Transistors durch einen Schwingkreis im Kollektorkreis



2.4.2 SOAR-Diagramm und Ausfallmechanismen

Die erlaubten Betriebsdaten eines Transistors sind in seinem SOAR-Diagramm festgelegt (safe operation area). Die maximal zulässige Verlustleistung P_{tot} liegt auf einer Grenzkurve, deren Teilstücke durch unterschiedliche Ausfallmechanismen bedingt sind, vergleiche **Bild 14**.

Teilstück AB: $I_C = \text{konstant}$, Begrenzung durch den maximalen Kollektorstrom.

Der zugelassene Dauerstrom I_C bzw. Spitzenstrom I_{Cm} ist durch den mechanischen Aufbau begrenzt, z.B. durch den Kontaktdraht. Eine Eingrenzung wird darüber hinaus vom Halbleiterhersteller auch eingeführt, wenn die Kenn- und Grenzdaten den Betrieb bei größeren Strömen unzuweckmäßig machen.

Teilstück BC: $P_{tot} = \text{konstant}$, Begrenzung durch die maximale Sperrschichttemperatur T_{Jmax} .

T_J ist bei den meisten dreifachdiffundierten Transistoren auf 150°C begrenzt. Bei kurzzeitiger Überschreitung wird der Transistor nicht unbedingt zerstört. Entscheidend für diese Einschränkung ist vielmehr, daß bei T_{Jmax} auch die übrigen Grenzdaten entsprechend den Angaben **Tabelle 5** eingehalten werden.

Wegen der Temperaturabhängigkeit der elektrischen Kenndaten, z.B. der Stromverstärkung, der Schaltzeiten und der Sperrströme, besteht außerdem die Gefahr einer thermischen Instabilität in der Schaltung. Zu berücksichtigen ist ferner, daß die mittlere Lebensdauer eines Transistors mit steigender Temperatur abnimmt, z.B. durch Instabilität der Sperrspannungen oder durch Lotermüdung.

Teilstück CD: $P_{tot} = f(U_{CE})$, Begrenzung durch den zweiten Durchbruch für $U_{CE} < U_{CEO}$.

Mit zunehmender Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} wird P_{tot} im aktiven Arbeitsbereich durch den zweiten Durchbruch herabgesetzt (forward second breakdown), in dem sich der Kollektorstrom auf kleine Kristallgebiete konzentriert (hot spots). Der Betrieb wird instabil und U_{CE} bricht meistens irreversibel zusammen. Vergleiche **Bild 15**, **Kurve a**.

Ursache der Stromeinschnürung ist die elektrisch-thermische Wechselwirkung zwischen einer minimalen lokalen Stromdichteanhebung am Emitter und der Kollektorsperrschicht, in der die Verlustleistung örtlich ansteigt. Sie hat eine Temperaturerhöhung zur Folge, die über die Absenkung der Basis-Emitter-Flußspannung positiv auf die Injektionsstromdichte zurückgekoppelt wird. Der Prozeß kann auch von einer erhöhten örtlichen Temperatur ausgehen, die z.B. an einem Lunker im Lot zwischen Transistorchip und Bodenplatte entsteht.

Oberhalb von 250°C wird die Mitkoppelung durch thermisch erzeugte Ladungsträger vergrößert. Schließlich kommt es zu einer Störstellenwanderung und Ausbildung eines Schmelzkanals zwischen Kollektor und Emitter.

Die Abnahme der zulässigen Verlustleistung mit steigender Spannung hat folgende Gründe:

- Geringerer Strom bedeutet weniger Stromgegenkopplung über die im Transistor vom Halbleiterhersteller eingebauten Serienwiderstände.
- Mit steigendem U_{CE} nimmt die Basisweite ab. Emitter und Kollektor sind enger miteinander verkoppelt.

Bild 14 SOAR-Diagramm eines dreifachdiffundierten Transistors

- a Statischer Betrieb bei 25°C (Kurvengzug A_1, B_1, C_1, D_1, E_1)
- b Statischer Betrieb bei 100°C (Kurvengzug A_2, B_2, C_2, D_2, E_2)
- c Impulsbetrieb mit Impulsdauer $t_p = 100 \mu\text{s}$, Taktverhältnis = 0 Taktverhältnis (Einzelimpuls) bei 25°C
- v (Kurvengzug A_3, B_3, C_3, D_3, E_3)

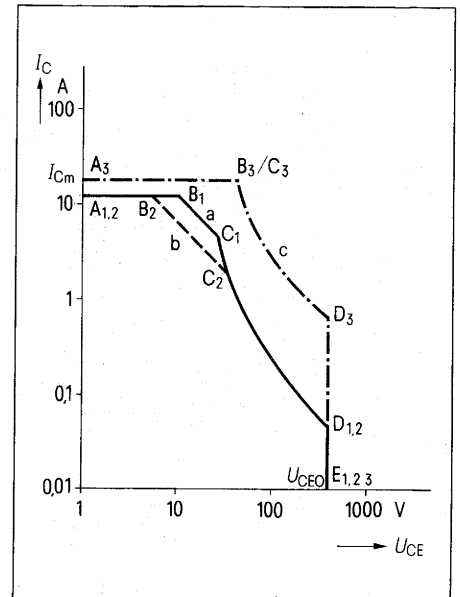
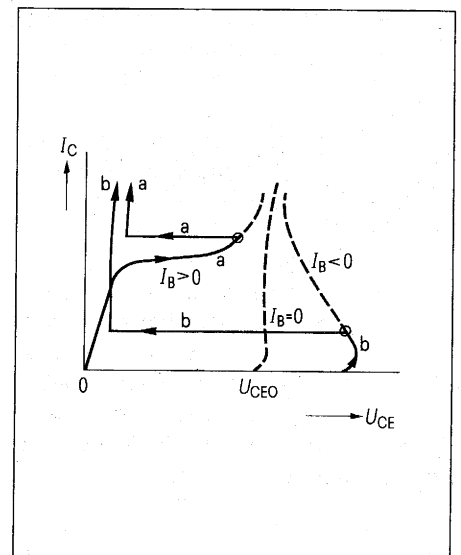


Bild 15 Strom-Spannungsverläufe im zweiten Durchbruch

- a Im aktiven Bereich $U_{CE} < U_{CEO}$, $I_B > 0$
- b Im Sperrbereich, $U_{CE} > U_{CEO}$, $I_B < 0$



BUX 80

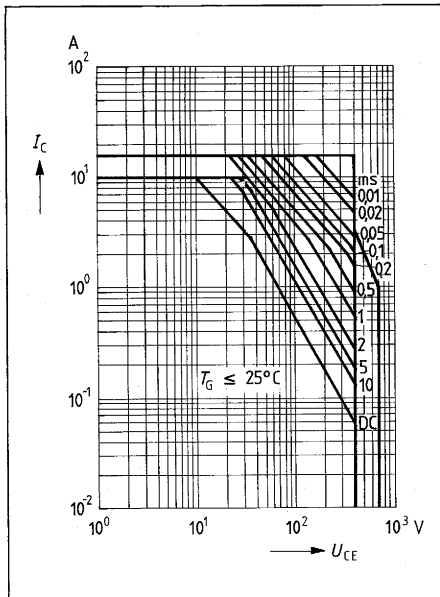


Bild 16 zulässiger Betriebsbereich
 $I_C = f(U_{CE})$; $T_G \leq 25^\circ\text{C}$ für BUX 80

BUX 82

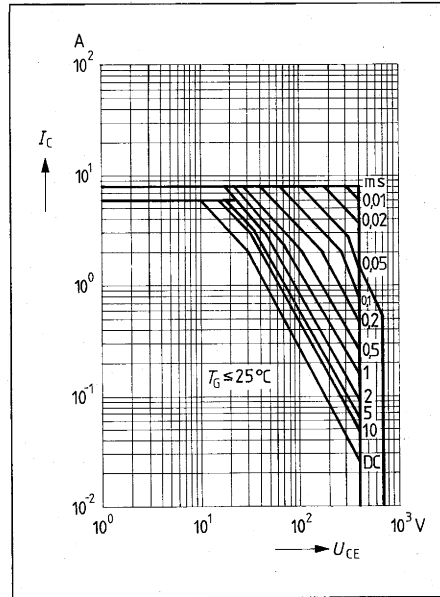


Bild 17 zulässiger Betriebsbereich
 $I_C = f(U_{CE})$; $T_G \leq 25^\circ\text{C}$ für BUX 82

BU 208

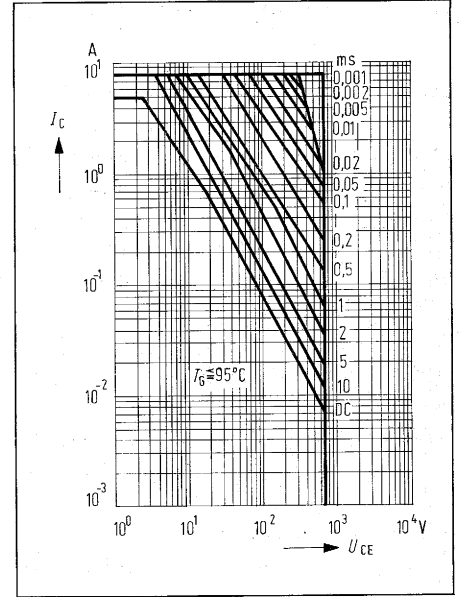


Bild 18 Zulässiger Betriebsbereich
 $I_C = f(U_{CE})$; $T_G \leq 95^\circ\text{C}$; $v = 0,01$ für BU 208

Auch Transistoren mit höherer Grenzfrequenz haben wegen ihrer dünneren Basis meistens eine kleinere Belastbarkeit.

Teilstück DE: $U_{CE} = \text{konstant}$, **Begrenzung durch den zweiten Durchbruch** für $U_{CE} \geq U_{CEO}$.

Bei Spannungen oberhalb von U_{CEO} besteht durch den Einfluß der Lawinmultiplikation ein zusätzlicher Mechanismus, der zu einer Stromeschnürung, einer Instabilität und zum zweiten Durchbruch bei gesperrtem Transistoreingang führt, siehe **Bild 15, Kurve b** (reverse second breakdown).

Die Mindestfeldstärke zur Ausbildung einer Trägerlawine wird in der Transistorsperrschicht oft nur in einem kleinen Gebiet erreicht. Ein Stromdurchbruch, in dem sich Lawinenstoßprozesse und Emitter-Injektionsstromdichten wechselseitig verstärken, ist von vorneherein lokal begrenzt. Ein negativer Basisstrom spannt über den lateralen Spannungsabfall in der Basis den stromführenden Emitterfleck gegen den Basiskontakt in Flußrichtung vor und schnürt den Stromkanal in einer besonders kurzen Zeit ($< 1 \mu\text{s}$) zusammen.

Aus diesem Grunde verträgt ein Transistor im Durchbruchbetrieb um so weniger Leistung, je negativer die Basis bzw. je kleiner der Basiswiderstand ist. Der gleiche Mechanismus, der die Durchbruchspannungen U_{CES} , U_{CEV} oder U_{CER} gegen U_{CEO} erhöht, begünstigt andererseits den zweiten Durchbruch. Die Spannungserhöhung darf nicht ausgenutzt werden. Das SOAR-Diagramm endet bei fließendem Kollektorstrom mit U_{CEO} . Auch kurzzeitige Spannungsspitzen dürfen nicht über den Durchbruch eines Transistors geklammert werden.

Die **Bilder 16, 17 und 18** zeigen die SOAR-Diagramme für die Transistoren BUX 80, BUX 82 und BU 208A.

2.4.3 Gesamt-Verlustleistung

Die zulässige Gesamt-Verlustleistung P_{tot} setzt sich zusammen aus der Kollektor-Verlustleistung und der Basis-Verlustleistung:

$$P_{\text{tot}} = I_C \cdot U_{CE} + I_B \cdot U_{BE} \quad (5)$$

Die Basis-Verlustleistung kann meistens vernachlässigt werden, d. h.

$$P_{\text{tot}} \approx I_C \cdot U_{CE} \quad (6)$$

P_{tot} abhängig von der Gehäuse-temperatur T_G

Die Werte für P_{tot} sind in **Tabelle 5** als Grenzwerte angegeben, bezogen auf eine Gehäusetemperatur T_G von 25°C bzw. 75°C bzw. 95°C, je nach Transistortyp. Für andere Gehäusetemperaturen muß P_{tot} anhand der Diagramme **Bild 19**, **20**, **21**, **22** umgerechnet werden. Bei Veränderung von T_G tritt im SOAR-Diagramm **Bild 14** eine Parallelverschiebung der Geraden BC ein. Im Bereich des zweiten Durchbruchs, Kurve CD ist die Sperrschichttemperatur T_j kleiner als die Werte in **Tabelle 5** und P_{tot} ist in erster Näherung unabhängig von T_G .

P_{tot} abhängig von der Spannung U_{CE}

Im Bereich der Grenze BC (**Bild 14**) ist P_{tot} unabhängig von U_{CE} . Im Bereich der Grenzkurve CD dagegen muß P_{tot} wegen des zweiten Durchbruchs mit steigender Spannung U_{CE} reduziert werden. Der Reduktionsfaktor k_U ist den einschlägigen Diagrammen im Datenbuch [4] zu entnehmen.

BUW 57, 73, BUX 80, 82, 84

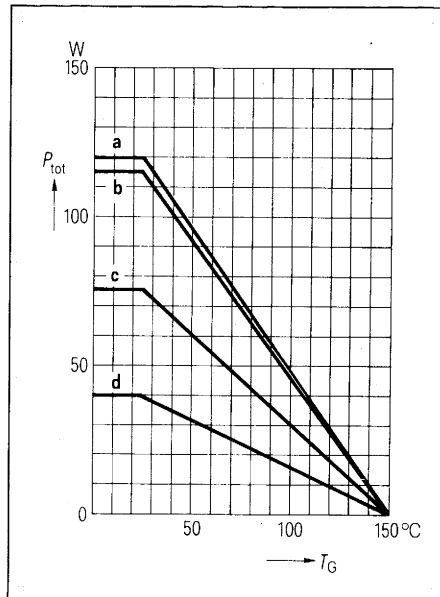


Bild 19 Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung $P_{\text{tot}} = f(T_G)$
 Kurve a BUW 57, 73
 Kurve b BUX 80
 Kurve c BUX 82
 Kurve d BUX 84

BUY 55, 72

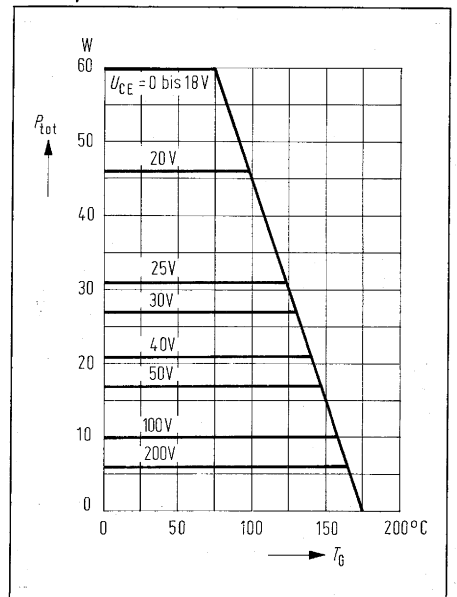


Bild 20 Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung $P_{\text{tot}} = f(T_G)$; $U_{CE} = \text{Parameter}$ für BUY 55, 72

BU 208

2N 3055

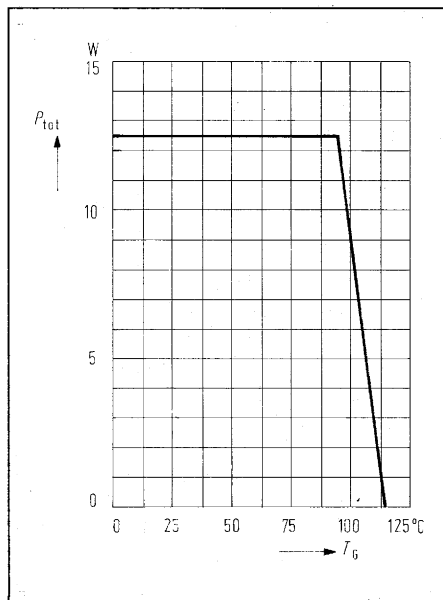


Bild 21 Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung $P_{tot} = f(T_G)$ für BU 208

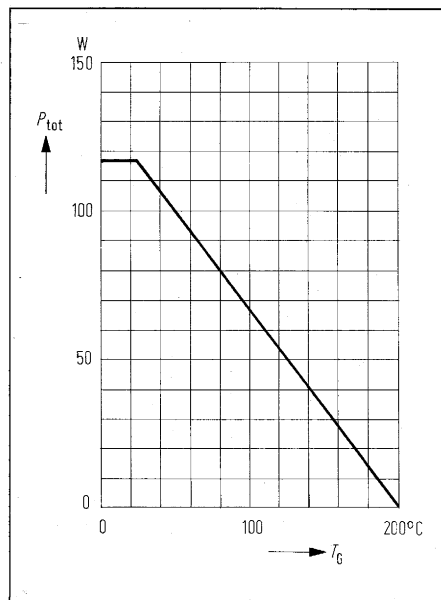


Bild 22 Temperaturabhängigkeit der zulässigen Gesamtverlustleistung $P_{tot} = f(T_G)$ für 2 N 3055

P_{tot} bei Impulsbelastung

Bei impulsförmiger Belastung kann wegen der thermischen Trägheit des Systems Siliziumchip/Bodenplatte eine Erhöhung von P_{tot} zugelassen werden. Die Aufheiz- und Abkühlkonstanten der in **Tabelle 5** aufgeführten Transistoren im TO-3-Gehäuse liegen im Millisekundenbereich. Die Erhöhung von P_{tot} ist im Datenbuch bzw. in den Datenblättern unterschiedlich dargestellt:

- durch Pulsärmewiderstand $Z_{thJG} = f(t)$; Parameter v ;

$$v \quad \text{Tastverhältnis} = \frac{t}{T};$$

t Impulsdauer;

T Periodendauer

$$P_{totM} = \frac{T_{jmax} - T_G}{Z_{thJG}}; \quad (7)$$

dabei $T_G > T_{breakpoint}$ (siehe **Bild 19, 20, 21, 22**)

P_{totM} Amplitude der noch zulässigen rechteckförmigen Puls-Verlustleistung

T_{jmax} maximale Sperrschichttemperatur jeweils am Ende der Impulse

T_G Gehäusetemperatur

- durch Faktor $m = f(t)$; v Tastverhältnis als Parameter; $m \geq 1$;

$$P_{totM} = m \cdot P_{tot} \quad (8)$$

Ein Schwingkreis im Kollektorkreis ergibt bei geeigneter Steuerung der Ein- und Ausschaltzeitpunkte eine optimale, verlustarme Schaltkennlinie (**Bild 13a**).

Wird der Transistor nicht im Schaltbetrieb sondern im linearen Bereich seiner Kennlinie betrieben, so ist anstelle der Sättigungsspannung die Arbeits-Kollektorspannung einzusetzen. Damit wird die Verlustleistung bedeutend größer. Ein solcher Betrieb ist bei Schaltnetzteilen möglich, wenn das Tastverhältnis klein ist und für den Schalttransistor ein genügend großer Wärme-Ableitkörper verwendet wird. Das Schaltnetzteil stellt dann einen Generator mit großem Innenwiderstand (Stromgenerator) dar. Die übertragbaren Leistungen sind dabei aber wesentlich geringer als bei Durchschaltung bis in die Sättigungsgerade.

Die mittlere Verlustleistung an einem Transistor (oder sonstigen Halbleiter) ermittelt man in Fällen mit ungewöhnlichen Spannungs- und Stromkurvenformen wie folgt:

- Es wird die Endtemperatur des Halbleiters am Gehäuse und betriebsmäßigen Kühlkörper bei der Arbeitsfrequenz gemessen.
- Diese Endtemperatur wird am gleichen Halbleiter mit Gleichstrom ($I_C \cdot U_C$) nachgebildet. Diese gemessene Gleichstromleistung entspricht dann der gesuchten mittleren Betriebsverlustleistung.
Literatur [16]

2.4.4 Inverser Betrieb

Kann durch einen gegebenen Belastungsfall ein inverser Betrieb der Schalttransistoren auftreten, so sollte eine Freilaufdiode parallel zum Transistor geschaltet werden. Sie verhindert den Durchbruch des Transistors bei transienten Spannungen und Strömen (analog zum zweiten Durchbruch im Normalbetrieb).

Bei Transistoren mit großem B_{inv} darf der im Normalbetrieb zugelassene Emitterstrom (ggf. mal Faktor 0,8) nicht überschritten werden. Außerdem muß eine ausreichende Kühlung vorhanden sein.

Tritt kein Durchbruch einer Sperrschicht ein, so sind durch den inversen Betrieb keine Auswirkungen auf die Zuverlässigkeit vorhanden.

2.5 Schnelle Thyristoren

Tabelle 6 enthält Kenn- und Grenzwerte von Thyristoren mit kleiner Freiwerdezeit. Das Typenspektrum hat folgende Kennwertbereiche:

- Periodische Spitzensperrspannung $U_{DRM}/U_{RRM} = 200$ bis 1000 V,
- Grenzeffektivstrom $I_{TRMS(1)} = 5$ bis 400 A,
- Freiwerdezeit $t_q = 8$ bis 25 μ s.

Diagramme und Kennlinienfelder zur Dimensionierung von Thyristorschaltungen sind in den einschlägigen SIEMENS-Datenbüchern enthalten. (Siehe **Tabelle 6**, rechte Spalte.)

Die Einbaumaße der Thyristoren gehen aus **Bild 23** hervor. In **Tabelle 7** sind die Eigenschaften von Thyristoren und Transistoren bei Verwendung als Leistungsschalter in getakteten Stromversorgungen gegenübergestellt. Der Transistor ist dem Thyristor dann vorzuziehen, wenn Durchlaßspannung und Schaltzeit entscheidende Faktoren sind. Letztere beeinflusst vor allem Gewicht und Volumen des Wandlers.

Als Leistungsschalter eignen sich nur schnelle Thyristoren, d. h. mit Freiwerdezeit $t_q < 10$ μ s, in Grenzfällen < 25 μ s. Die Freiwerdezeit kann noch verkürzt werden indem während der Abschaltzeit der Anodenspannung an der Steuerelektrode (gate) eine negative Spannung aus einer Stromquelle niederer Impedanz angelegt wird. Dadurch entsteht ein kräftiger Strom, der den größten Teil der gespeicherten Ladungsträger absaugt. Der Thyristor sperrt.

Durch die große Flankensteilheit von Spannung und Strom besteht bei schnellen Thyristoren die Gefahr der „Falschzündung“. Die Kapazität zwischen Anode und Gate und der Widerstand zwischen Kathode und Gate bilden zusammen ein RC-Differenzierglied. Schnelle positive Änderungen der Anodenspannung erzeugen dadurch am Gate positive Spannungen, die den Thyristor zu einem unerwünschten Zeitpunkt zünden können.

Abhilfen dagegen sind:

Beschränkung der Änderungsgeschwindigkeit der Anodenspannung durch Beschaltung der Anode mit RC-Gliedern oder mit einer Drossel und/oder die Schaffung eines möglichst kleinen Widerstandes zwischen Gate und Kathode.

Tabelle 6

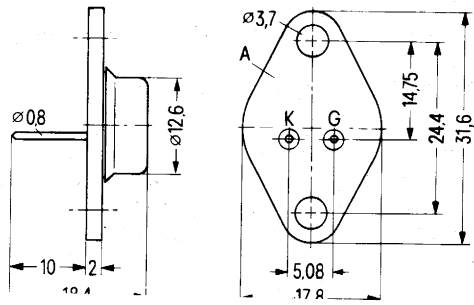
Kenn- und Grenzwerte von schnellen Thyristoren

Kennwert Typ	U_{DRM} U_{RRM} V	$I_{TRMS (I)}$ A	$I_{TSM (I)}$ A	$f_i^2 dt$ A ² s	$(di/dt)_{cr}$ A/ μ s	$(du/dt)_{cr}$ V/ μ s	t_q μ s	I_{GT} mA	U_{GT} V	$\vartheta_{j (I)}$ °C	R_{thJC} K/W	Gehäuse, spez. Eigenschaften	Datenbuch
BSSt CC01 26 BSSt CC01 33	400 500	5	50 ($\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$)	12,5 ($\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$)	200 ($\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$)	100 ($\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$)	8 ($\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$)	50 ($\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$)	3 (50 mA)	100	4,5	T0 66 Bild 23 mit integrierter Diode rückwärtsleitend	1978/79 Silizium- Thyristoren Teil 1 S. 32
BSSt CC01 40 BSSt CC01 46	600 700												
BSSt C06 26 BSSt C06 33	400 500	5	50 ($\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$)	12,5 ($\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$)	200 ($\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$)	100 ($\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$)	8 ($\vartheta_j = 100^\circ\text{C}$)	50 ($\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$)	3 (50 mA)	100	4,5	T0 66 Bild 23	1978/79 Silizium- Thyristoren Teil 1 S. 48
BSSt C06 40 BSSt C06 46	600 700												
BSSt F04 20 BSSt F04 26 BSSt F04 33	300 400 500	47	390 ($\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$)	530 ($\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ $t = 5 \text{ ms}$)	50 ($\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ $U_D = 0,6 U_{DRM}$ 1)	1000 ($\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ 1)	25 ($\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$)	100 ($\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ $U_D > 2 \text{ V}$)	2 (100 mA)	110	0,63	Schraub- gehäuse M8 Bild 23	1976/77 Silizium- Thyristoren Teil 3 S. 32
BSSt F04 40 BSSt F04 46 BSSt F04 55 BSSt F04 60 BSSt F04 66	600 700 800 900 1000												
BSSt H04 20 BSSt H04 26 BSSt H04 33	300 400 500												
BSSt H04 40 BSSt H04 46 BSSt H04 55 BSSt H04 60 BSSt H04 66	600 700 800 900 1000												
BSSt H04 20 BSSt H04 26 BSSt H04 33	300 400 500												
BSSt H04 40 BSSt H04 46 BSSt H04 55 BSSt H04 60 BSSt H04 66	600 700 800 900 1000												
BSSt H04 20 BSSt H04 26 BSSt H04 33	300 400 500	110	1060 ($\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$)	4000 ($\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ $t = 5 \text{ ms}$)	50 ($\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ $U_D = 0,6 U_{DRM}$ 1)	1000 ($\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$ 1)	25 ($\vartheta_j = 110^\circ\text{C}$)	200 ($\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ $U_D > 2 \text{ V}$)	2 (200 mA)	110	0,36	Schraub- gehäuse M12 Bild 23	1976/77 Silizium- Thyristoren Teil 3 S. 38
BSSt H04 40 BSSt H04 46 BSSt H04 55 BSSt H04 60 BSSt H04 66	600 700 800 900 1000												
BSSt H61 13f BSSt H61 20f	200 300												
BSSt H61 26f BSSt H61 33f	400 500												
BSSt H61 13f BSSt H61 20f	200 300												
BSSt H61 26f BSSt H61 33f	400 500												
BSSt L47 33f BSSt L47 40f	500 600	400	2450 ($\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$)	16000 ($\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$ $t = 5 \text{ ms}$)	100 ($\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$ $U_D = 0,6 U_{DRM}$ 1)	1000 ($\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$ 1)	15 ($\vartheta_j = 125^\circ\text{C}$)	250 ($\vartheta_j = 25^\circ\text{C}$ $U_D > 2 \text{ V}$)	1,5 (250 mA)	125	0,11 bis 0,3 1)	Scheiben- gehäuse Bild 23	1976/77 Silizium- Thyristoren Teil 3 S. 76
BSSt L47 46f BSSt L47 53f BSSt L47 60f BSSt L47 66f	700 800 900 1000												

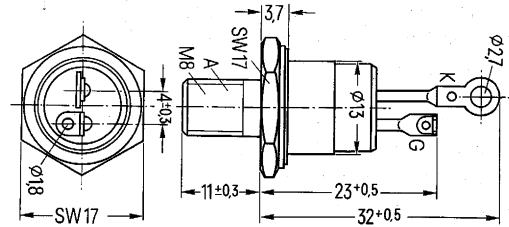
U_{DRM} höchste positive periodische Spitzensperrspannung
 U_{RRM} höchste negative periodische Spitzensperrspannung
 $I_{TRMS (I)}$ Grenzeffektivstrom
 $I_{TSM (I)}$ Stoßstromgrenzwert
 $f_i^2 dt$ Grenzlastintegral

$(di/dt)_{cr}$ kritische Stromsteilheit
 $(du/dt)_{cr}$ kritische Spannungssteilheit
 t_q Freiwerdezeit
 I_{GT} oberer Zündstrom
 U_{GT} obere Zündspannung

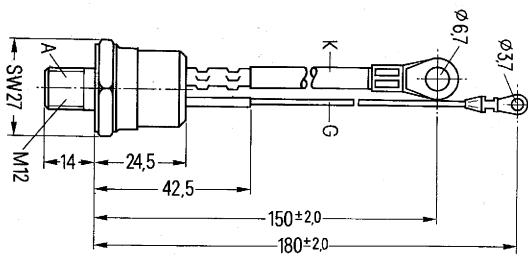
$\vartheta_{j (I)}$ höchste Sperrschichttemperatur
 R_{thJC} innerer Wärmewiderstand (Thyristor)
 U_D positive Sperrspannung
 1) Nebenbedingungen siehe Datenbuch



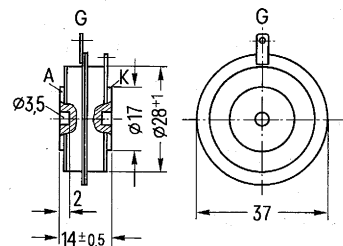
BSSt C06
BSSt CC01



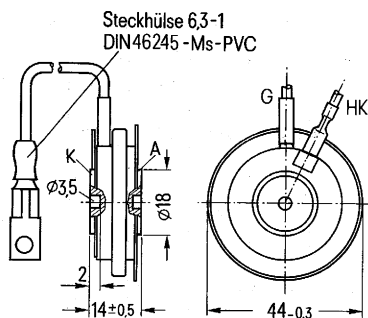
BSSt F04



BSSt H04



BSSt H61



BSSt L47

2.6 Infrarot emittierende Dioden (IRED) und Fototransistoren

In getakteten Stromversorgungen werden diese Optobaelemente für Überwachungs- und Regelaufgaben verwendet. Die infrarot emittierende Galliumarsenid-Dioden (Kurzbezeichnung IRED bzw. Ga AS-Dioden) wirken als Sender und der Fototransistor als fotoelektrischer Empfänger.

In den **Tabellen 8** und **9** sind die Kurzdaten der für Schaltnetzteile (SNT) geeigneten Fototransistoren und IRED-Dioden zusammengestellt. Bei letzteren ist der Öffnungswinkel der Strahlung sehr klein, so daß optische Linsen nicht erforderlich sind.

In der Wirkungsweise entspricht ein Fototransistor einer Fotodiode mit eingebautem Verstärker. Er weist eine 100–500mal größere Fotoempfindlichkeit auf als eine vergleichbare Fotodiode.

Der Fototransistor wird vorzugsweise in Emitterschaltung betrieben und verhält sich dabei ähnlich wie ein NF-Transistor.

Ohne Beleuchtung fließt nur ein kleiner Kollektor-Emitter-Reststrom. Für ihn gilt näherungsweise $I_d = B \cdot I_{CBO}$, wobei B die Stromverstärkung und I_{CBO} den Sperrstrom der Basisdiode bedeuten.

Bei Beleuchtung erhöht sich der Sperrstrom der Basisdiode I_{CBO} um den Fotostrom I_p . Damit erhält man für den Fotostrom $I_p \sim B(I_{CBO} + I_p)$.

Da die Stromverstärkung B stromabhängig ist, besteht im Gegensatz zur Fotodiode zwischen einfallender Strahlung und Fotostrom nur in einem schmalen Bereich ein linearer Zusammenhang.

IRED-Dioden senden Infrarotstrahlung aus, wenn sie in Durchlaßrichtung betrieben werden. Durch den Strom gelangen frei bewegliche Elektronen über den PN-Übergang ins P-Gebiet, wo sie mit den dort vorhandenen Defektelektronen rekombinieren. Bei diesem Vorgang wird Energie als Infrarotstrahlung abgegeben.

Tabelle 7

Gegenüberstellung der Eigenschaften von Transistoren und Thyristoren bei Verwendung als Leistungsschalter in getakteten Stromversorgungen

Eigenschaft	Transistor	Thyristor
In gesperrtem Zustand	Sperrspannung bis 1500 V, Verluste vernachlässigbar	Sperrspannung bis 1000 V, Verluste vernachlässigbar
In durchgeschaltetem Zustand	Durchlaßspannung mV bis einige Volt Durchlaßströme bis 200 A (50 A)	Durchlaßspannung 1 bis 3 V Durchlaßströme bis 1100 A
Im Übergangszustand	Schaltzeiten unter 1 μ s möglich, empfindlich gegen Überschreitung der Grenzwerte, bei hohen Spannungen nur kleine Dauerströme zulässig	kann nur im Stromnulldurchgang ausgeschaltet werden. Nach dem Schalten (Stromnulldurchgang) Freiwerdezeiten bis 25 μ s nötig, um Restladung auszuräumen. Freiwerdezeit steigt mit der Sperrschichttemperatur
Ansteuerung	Benötigt in durchgeschaltetem Zustand Ansteuerleistung	Einschalten durch kurzen Stromimpuls, vernachlässigbare Ansteuerleistung, aufwendige Kommutierung, Serienresonanz des Kommutierkreises bestimmt Länge des Arbeitstaktes
Widerstandsfähigkeit gegen extreme Umweltbedingungen	begrenzt, Lebensdauer besonders von thermischer Wechselbeanspruchung abhängig	rel. robust und unempfindlich, Anwendung vorzugsweise im Bereich größerer Leistungen

Tabelle 8

IRED-Dioden

Kennwert bei Typ	U_{BR} $I_R = 100 \mu A$ V	U_F V	I_F mA	$\frac{TK U_F}{TK I_e}$ mV/K; %/K	I_R $U_R = 3V$ (< 10)	I_e (I_F mA) mW/sr
LD 261/I LD 261/II LD 261/III LD 261/IV	30 (> 4)	1,25 ($I_F = 50$ mA)	60	$U_F = -1,5$ $I_e = -0,55$	0,01 (< 10)	0,5 ... 1 0,8 ... 1,6 1,25 ... 2,5 2 ... 4
(50)						
CQY 77/I CQY 77/II CQY 77/III	30 (> 4)	1,35 ($I_F = 100$ mA)	230	$U_F = -1,5$ $I_e = -0,55$	0,01 (< 10)	8 ... 16 12,5 ... 25 20 ... 40
(100)						

Kennwert bei Typ	Φ_e (I_F), $\varphi = 30^\circ C$ mW	λ_{peak} nm	t_r μs	t_f μs	C_o pF	θ_{jmax} _C	P_{tot} mW	Datenbuch
LD 261/I LD 261/II LD 261/III LD 261/IV	1 1,6 2,5 4	950	1	1	60	80	85	1975/76 Optoelektronik S. 251
(50)								
CQY 77/I CQY 77/II CQY 77/III	2,5 4 6,3	950	1	1	40	100	350	1975/76 Optoelektronik S. 236
(100)								

- 1) Kunststoffgehäuse, Raster 2,54 mm
2) Gehäuse 18 A2 DIN 41 876 (ähnlich T0–18) mit Glaslinse abgeschlossen
- U_{BR} Durchbruchspannung
 U_F Durchlaßspannung
 I_F Durchlaßstrom
 TK Temperaturkoeffizient
 U_F in mV/K; I_e in %/K
 I_R Sperrstrom

- I_e Strahlstärke
 λ_e Strahlungsleistung
 Φ_{peak} Wellenlänge der Strahlung bei I_{max}
 t_r Anstiegszeit
 t_f Abfallzeit
 C_o Kapazität bei $U_R = 0$
 θ_{jmax} maximal zulässige Sperrschichttemperatur
 P_{tot} Verlustleistung bei $T_G = 40^\circ C$

Tabelle 9

Fototransistoren

Kennwert bei Typ	U_{CE} V	U_{CEsat} (I_C mA) V	I_p $U_{CE} = 5V; 1000 lx$ mA	I_{CEO} $U_{CE} = 25 V$ nA	λ nm	λ_{Smax} nm	t_r $R_L 1 k\Omega$ μs	t_f $R_L 1 k\Omega$ μs	C_{CE} $U_{CE} = 0$ pF	Datenbuch									
BPX 81/I BPX 81/II BPX 83/III BPX 84/IV	32	0,2 (0,25)	0,63 ... 1,25 1 ... 2	25 (< 200)	440 ... 1070	850	5	< 10	6	1975/76 Opto- elektronik S.200									
BPY 62/I BPY 62/II BPY 62/III			32								0,3 (1)	1,2 ... 2,5 2 ... 4 3,2 ... 6,3	5 (< 100)	430 ... 1060	800	5	5	6	1975/76 Opto- elektronik S.212

- 1) Kunststoffgehäuse, Raster 2,54 mm
- 2) Gehäuse 18 A3 DIN 41876 (ähnlich T0-18) mit Lichtfenster für frontale Bestrahlungsrichtung
- U_{CE} Kollektor-Emitter-Spannung
- U_{CEsat} Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung
- I_p Fotostrom

- I_{CEO} Kollektor-Emitter-Reststrom
- λ Spektraler Bereich der Fotoempfindlichkeit
- λ_{smax} Wellenlänge der max. Fotoempfindlichkeit
- t_r Anstiegszeit
- t_f Abfallzeit
- C_{CE} Kapazität bei $U_{CE} = 0$

Tabelle 10

Kenn- und Grenzwerte von optoelektronischen Koppel-elementen

Kennwert bei Typ	Sender				Koppler					Empfänger					Datenbuch														
	U_F $I_F = 60 mA$ V	U_R V	I_F mA	P_{tot} mW	U_{is} Normklima V	C_K pF	I_C/I_F %	f_g kHz	ϑ_U °C	U_{CEO} V	U_{BEO} V	U_{CEsat} V	C_{CE} pF	I_C mA															
CNY 17/I CNY 17/II CNY 17/III CNY 17/IV	1,25 ($< 1,65$)	3	60	100	4000 (8,2 mm) 1)	0,34	40 ... 80 63 ... 125	250	- 55 ... +100	70	7	0,3 ($I_F 10 mA$ $I_C 2,5 mA$)	15	100	1975/76 Opto- elektronik S.351														
CNY 18/I CNY 18/II CNY 18/III CNY 18/IV							1,25 ($< 1,7$)									3	60	100	800 (0,35 mm) 1)	1,1	10 ... 20 16 ... 32	250	- 55 ... +100	32	7	0,1 ($I_F 10 mA$ $I_C 1 mA$)	15	150	1975/76 Opto- elektronik S.357

- U_F Durchlaßspannung
- U_R Sperrspannung
- I_F Durchlaßstrom
- P_{tot} Verlustleistung
- U_{is} Isolationsprüfspannung zwischen Sender und Empfänger, bezogen auf Normklima 23/50 DIN 50014
- C_K Koppelkapazität
- I_C/I_F Stromübertragungsverhältnis

- f_g Grenzfrequenz
- ϑ_U Betriebstemperatur
- U_{CEO} Kollektor-Emitter-Spannung
- U_{BEO} Emitter-Basis-Spannung
- U_{CEsat} Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung
- C_{CE} Kapazität Kollektor-Emitter
- 1) Kriechstrecke

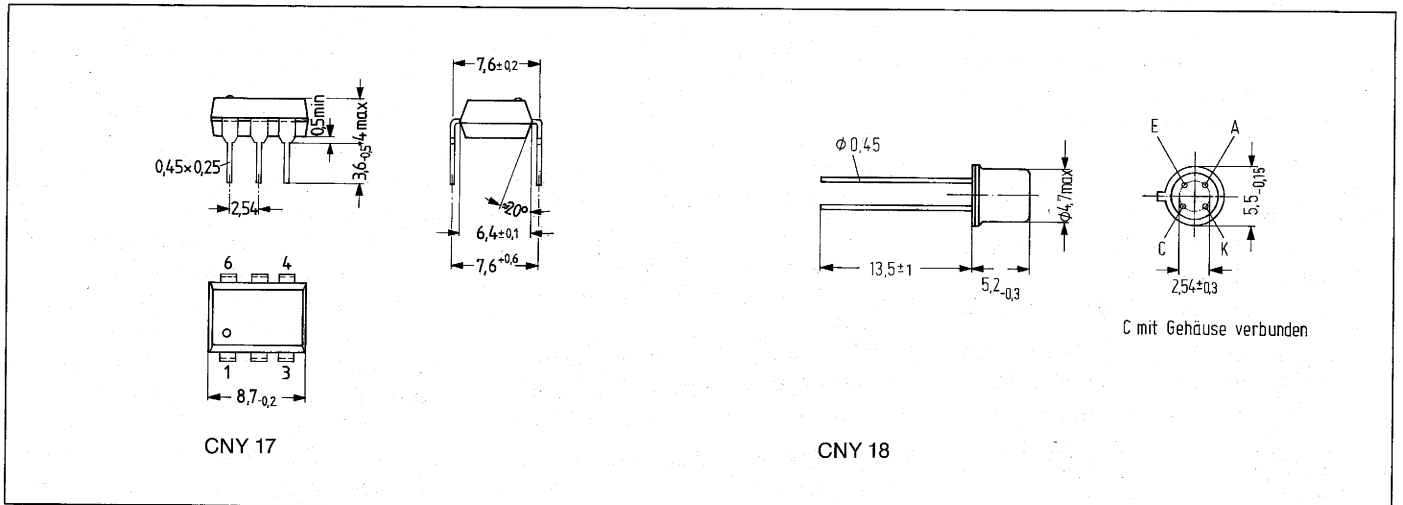


Bild 24 Einbaumaße der optoelektronischen Koppel-elemente

2.7 Optoelektronische Koppellemente

In getakteten Stromversorgungen dienen Opto-Koppler zur galvanischen Trennung von Eingang und Ausgang. In **Tabelle 10** sind die Kenn- und Grenzwerte der dafür geeigneten Koppellemente zusammengestellt. Die Einbaumaße enthält **Bild 24**. Diese Opto-Koppler haben als Sender eine infrarot-strahlende Gallium-Arsenid-Lumineszenzdiode, die optisch mit einem Silizium-Planar-Fototransistor als Empfänger gekoppelt ist.

Beim Typ CNY 17 ist auch die Basis des Fototransistors herausgeführt. Damit sind Schaltungsvariationen möglich, z. B. kann die Grenzfrequenz des Transistors erhöht werden indem Ladungsträger über einen Basiswiderstand abgeleitet werden. Dadurch wird aber auch das Stromübergangsverhältnis I_C/I_F beeinflusst, was bei der Schaltungsentwicklung zu berücksichtigen ist.

Der zulässige Potentialunterschied U_{Pot} zwischen Eingang und Ausgang des Schaltnetzteils richtet sich nach den Betriebsbedingungen, insbesondere nach der klimatischen Beanspruchung des Kopplers. U_{Pot} ergibt sich nach VDE 0110 anhand der Kriechstrecke (siehe **Tabelle 10**) und der Kriechstromfestigkeit. Letztere ist für alle Koppler der **Tabelle 10** einheitlich Gruppe III, $KC = 600$ nach VDE 0110 § 6 **Tabelle 3**.

Die Koppellemente werden nach dem Stromübertragungsverhältnis I_C/I_F bei $I_E = 10 \text{ mA}$ und $U_{CE} = 5 \text{ V}$ in vier Gruppen unterteilt, die mit den römischen Ziffern I bis IV bezeichnet sind.

Das Stromübertragungsverhältnis ist von der Betriebstemperatur ϑ_U des

Kopplers abhängig. Es nimmt bei $\vartheta_U < 10^\circ\text{C}$ mit steigender Temperatur zu, durchläuft im Bereich 10 bis 50°C ein Maximum und fällt bei $\vartheta_U > 50^\circ\text{C}$ wieder ab.

Koppellemente eignen sich zur Übertragung sowohl digitaler als auch analoger Signale. Bei analoger Anwendung ist eine gewisse Nichtlinearität zwischen Eingangs- und Ausgangsstrom zu berücksichtigen, die bei kleinen Signalen zu vernachlässigen ist. Ein Temperaturgang ist gegebenenfalls zu kompensieren.

2.8 Integrierte Schaltungen für Steuer- und Regelkreise und für Schutzbeschaltungen.

2.8.1 Steuer- und Regelprinzip in getakteten Stromversorgungen

Dem Funktionsprinzip nach wird die Ausgangsspannung mit einer Referenzspannung verglichen und der Differenzbetrag einem Regelverstärker zugeführt, der nun über das Tastverhältnis des Halbleiterschalters die Energiezufuhr an den Transformator entsprechend steuert. Bei der Vielfalt der Schaltkonzepte für Schaltnetzteile und den unterschiedlichen Betriebsbedingungen wäre ein universelles Steuer- und Regelkonzept für den Einzelfall meist nicht optimal. Daher sind in den **Tabellen 11 bis 16** alle integrierten Schaltungen aus dem SIEMENS-Lieferprogramm zusammengestellt, die sich für Steuer- und Regelaufgaben eignen.

Für die Steuerelektronik muß eine eigene Betriebsspannung erzeugt werden, z. B. durch Vorwiderstand und Z-Diode aus der gleichgerichteten

Netz-Eingangsspannung oder aus einem kleinen Netztrafo.

Als Taktgenerator dient ein astabiler Multivibrator mit einem oder zwei zeit- und frequenzbestimmenden Kondensatoren oder ein Schwingkreis. Dieser Taktgenerator kann wahlweise mit Einzeltransistoren, Operationsverstärkern, integrierten Flip-Flop-Schaltungen oder mit einem Zeitgeber (Timer)-Schaltkreis z. B. TDB 0555 aufgebaut sein.

Die Rechteckspannung des Taktgenerators wird mit einem Kondensator integriert. Die so entstehende Sägezahnspannung (**Bild 25** und **26**) wird einem Komparator zugeführt. Der Steuerimpuls für den Schalttransistor wird mit Beginn der Sägezahnspannung eingeschaltet. Der Komparator vergleicht das Sägezahnsignal mit einer Spannung, die vom Regelteil abgeleitet wird. Er liefert einen Abschaltimpuls, wenn die Sägezahnspannung die vom Regelteil vorgegebene Regelspannung erreicht hat (**Bild 26**). Bei kleinerer Regelspannung kippt er zeitlich früher, bei größerer Regelspannung zeitlich später. Der Abschalt-Kippimpuls des Komparators beendet den Steuerimpuls des Schalttransistors.

Kurze Ansteuer-Impulse entstehen, wenn die Bezugsspannung des Komparators (**Bild 26** Regelspannung 1) klein ist und lange Ansteuer-Impulse, wenn die Bezugsspannung (**Bild 26** Regelspannung 2) groß ist. Es ist Aufgabe des Regelkreises, die Ausgangsspannung des SNT oder den Ausgangsstrom oder beide so in eine Bezugsspannung für den Komparator umzuformen, daß alle an das Regelglied gestellten Anforderungen erfüllt werden. Dazu gehört auch das Leerlauf- und Kurzschlußverhalten und das Anlaufverhalten.

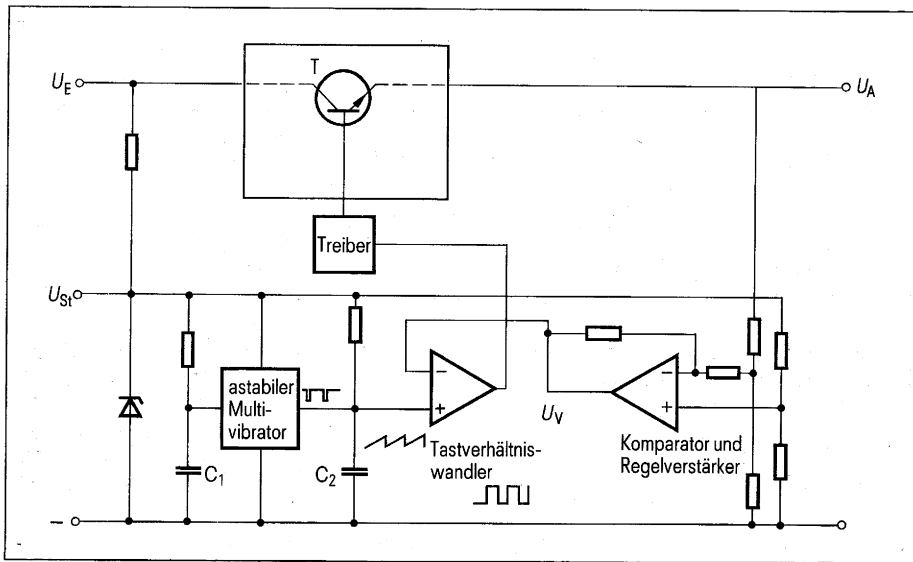


Bild 25 Funktionsprinzip der Steuerelektronik eines Schaltnetzteils

U_E Eingangsspannung
 U_{St} Betriebsspannung der Steuerelektronik
 U_A Ausgangsspannung
 T Schalttransistor
 U_V Vergleichsspannung

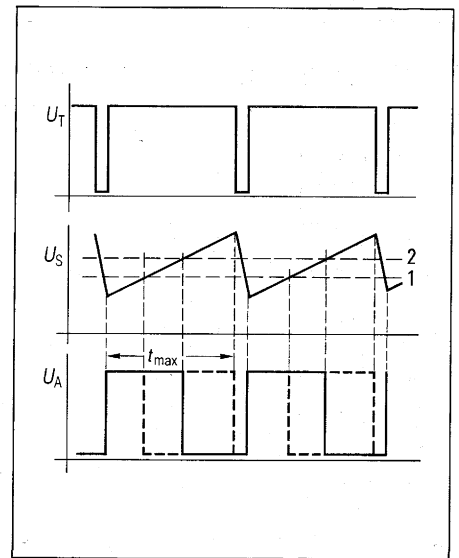


Bild 26 Spannungsformen der Steuerelektronik

U_T Rechteckspannung des Taktgenerators
 U_S Sägezahnspannung
 1 Regelspannung 1
 2 Regelspannung 2
 U_A Ausgangssignalspannung
 t_{max} maximale Einschaltdauer

Tabelle 11

Übersicht Operationsverstärker

Typ	Eigenschaften, Gehäuse und Zahl der Anschlüsse
TAA 761 A	OP, DIL 6
TAA 861 A	OP, DIL 6
TAA 2761 A	2-fach OP, System TAA 761, DIL 8
TAA 4761 A	4-fach OP, System TAA 761, DIL 16
TCA 315 A	OP, Darlington-Eingang, DIL 6, Schmitt-Trigger und Komparatoranwendung
TCA 325 A	OP, DIL 6, Schmitt-Trigger und Komparatoranwendung
TCA 335 A	OP, kleiner Eingangsstrom, DIL 6
TCA 780 B	Thyristor-Ansteuer-IC, 2 Ausgänge für 55 mA Zündstrom, 2 Zusatzausgänge mit Inversfunktion, DIL 16
TBA 221B	OP, kurzschlußfest + U_B , $-U_B$, 0; Eingangs-Nullspannung abgleichbar, DIL 8
TBB 0747 A	2-fach OP, System TBA 221 B, kurzschlußfest, Eingangs-Nullspannung abgleichbar, DIL 14
TBB1458 B	2-fach OP, System TBA 221, kurzschlußfest, DIL 14
TBB 0324 A	4-fach OP, PNP, DIL 16
TDB 0555 B	Zeitgeber, Tastverhältnis bis 1:30 einstellbar, DIL 8
TDC 0555	Zeitgeber, Tastverhältnis bei 1:30 einstellbar, T0-99
TDB 0556 A	Doppel-Zeitgeber, System TDB 0555, Tastverhältnis bis 1:30 einstellbar, DIL 14
TDB 0723 A	Spannungsregler, einsetzbar als Serien-Parallel-, Schalt- und erdfreier Regler, DIL 14
TDC 0723	Spannungsregler wie TDB 0723 A, im Gehäuse T0-100
FLK 111	nachtriggerbare monostabile Kippstufe mit Rückstelleingang, DIL 14
FLK 121	2 nachtriggerbare Kippstufen des Systems FLK 111, DIL 16

2.8.2 Kenn- und Grenzwerte von integrierten Schaltungen für Steuer- und Regelkreise

Die in den **Tabellen 11 bis 15** aufgeführten integrierten Schaltungen eignen sich zum Aufbau von Steuer-, Regel- und Schutzkreisen für Schaltnetzteile. Durch zusätzliche passive Bauelemente können astabile oder monostabile Multivibratoren aufgebaut und individuell den gestellten Steuer- und Regelaufgaben angepaßt werden.

Tabelle 12

Grenzwerte und typ. Kennwerte von Operationsverstärker

Grenzwerte Kennwerte Einheit	U_{Batt}	U_{DE}	I_A	U_{ass}	I_{Batt}	U_{EOS}	I_E	V_U	Z_e	U_{EG}	G	T_U	Gehäuse
Typ	V	V	mA	V	mA	mV	μA	dB	k Ω	V	dB	$^{\circ}C$	
TAA 761A	± 18	± 18	70	± 10	1,5	± 6	0,5	85	200	$\pm 13,5$	79	0...70	DIL 6 bzw. TO 78
TAA 861A	± 10	± 10	70	± 7	1	± 10	0,5	90	200	± 9	74	0...70	DIL 6 bzw. TO 78
TAA 2761A	± 15	± 15	70	± 4	0,5	± 6	1	70	200	$\pm 13,5$	79	0...70	DIL 8 bzw. TO 99
TAA 4761A	± 15	± 15	70	± 14	1	± 6	0,5	70	200	$\pm 13,5$	79	0...70	DIL 16
TCA 315A	± 15	± 13	70	$\pm 14,8$	1,5	± 20	0,3	65	3000	± 13	74	0...70	DIL 6 bzw. TO 78
TCA 325A	± 15	± 15	70	$\pm 14,8$	1,5	$\pm 7,5$	0,5	80	200	± 13	74	0...70	DIL 6 bzw. TO 78
TCA 335A	± 15	± 13	70	± 14	1,5	± 20	0,3	80	3000	± 13	74	0...70	DIL 6 bzw. TO 78
TBA 221B	± 18	± 30	$\pm 20^*$	± 13	1,7	± 6	0,8	85		± 13	90	0...70	DIL 8 bzw. TO 99
TBB 0747A	± 18	± 30	$\pm 18^*$	± 13	1,7	± 6	0,8	100	2000	± 13	90	0...70	DIL 14 bzw. TO 100
TBB 1458B	± 18	± 30	$\pm 18^*$	± 13	3,4	± 6	0,8	85	1000	± 13	90	0...70	DIL 8 bzw. TO 99

U_{Batt} Betriebsspannung
 U_{DE} Differenz-Eingangsspannung
 I_A Ausgangsstrom
 U_{ass} Ausgangsspannung, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $f = 100\text{ kHz}$
 I_{Batt} Leerlaufstrom
 U_{EOS} Eingangs-Nullspannung, $R_G = 50\ \Omega$
 I_E Eingangsstrom
 V_U Spannungsverstärkung, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $f = 1\text{ kHz}$
 Z_e Eingangsimpedanz, $f = 1\text{ kHz}$
 U_{EG} Eingang-Gleichtaktbereich, $R_L = 2\text{ k}\Omega$
 G Gleichtaktunterdrückung $R_L = 2\text{ k}\Omega$
 T_U Umgebungstemperatur im Betrieb
 DIL Kunststoff-Steckgehäuse und Zahl der Anschlüsse Dual-In-Line

* positiver und negativer Ausgangskurzschlußstrom

Tabelle 13

Typische Kennwerte von Zeitgeberschaltungen

Kennwerte Einheit	U_{Batt}	I_{Batt}	f_{max}	U_{AL}	U_{AH}	t_r	t_f	U_{Schw}	T_U	Gehäuse
Typ	V	mA	MHz	V	V	ns	ns	%/V	$^{\circ}C$	
TDB 0555B	4,5...16	10	1	2	13,3	100	100	0,66 U_{Batt}	0... 70	DIL 8
TDC 0555	4,5...18	10	1	2	13,3	100	100	0,66 U_{Batt}	-55...+125	TO-99
TDB 0556A	4,5...16	10	1	2	13,3	100	100	0,66 U_{Batt}	0... 70	DIL 14

U_{Batt} Betriebsspannung
 I_{Batt} Stromaufnahme; $R_L = \infty$, $I_A < 1\text{ mA}$
 f_{max} Frequenzbereich
 U_{AL} Ausgangsrestspannung Low; $I_A = 100\text{ mA}$
 U_{AH} Ausgangsrestspannung High; $I_A = 100\text{ mA}$, $U_{Batt} = 15\text{ V}$
 t_r Anstiegszeit des Ausgangs
 t_f Abfallzeit des Ausgangs
 U_{Schw} Schwellspannung
 T_U Umgebungstemperatur im Betrieb

Tabelle 14

Grenzwerte und typ. Kennwerte von Spannungsreglern

Grenzwerte Kennwerte Einheit	U_E	Netz-/Lastregelung bei			$\Delta U_A/\Delta U_E$	TK_{U_A}	I_K	U_R	I_o	U_E-U_A	U_{DE}	T_U	Gehäuse
		12...15V	12...40V	1...50mA									
Typ	V	% U_A	% U_A	% U_A	dB	%/K	mA	μV_{rms}	mA	V	V	$^{\circ}C$	
TDB 0723A	9,5...40	0,01	0,1	0,03	74	0,003	65	20	2,3	3...38	± 5	0... 70	DIL 14
TDC 0723	9,5...40	0,01	0,1	0,03	74	0,015	65	20	2,3	3...38	± 5	-55...+125	TO-100

U_E Eingangsspannungsbereich
 U_A Ausgangsspannungsbereich
 $\frac{\Delta U_A}{\Delta U_E}$ Unterdrückung der Restwelligkeit; $f = 50\text{ Hz bis }10\text{ kHz}$
 TK_{U_A} Temperaturkoeffizient von U_A
 I_K Kurzschlußstrombegrenzung; $R_o = 10\ \Omega$, $U_A = 0$
 U_R Ausgangsrauschspannung $f = 100\text{ Hz bis }10\text{ kHz}$
 I_o Leerlaufstrom
 U_E-U_A Spannungsdifferenz zwischen Eingang und Ausgang
 U_{DE} Differenz-Eingangsspannung
 T_U Umgebungstemperatur im Betrieb

Tabelle 15

Kennwerte von nachtriggerbaren monostabilen Kippstufen

Kennwerte Einheit Typ	U_S V	U_{IH} V	U_{IL} V	U_{OL} V	I_I V	I_I V	$I_{IH(AB)}$	$I_{IH(R)}$	$-I_{IL(AB)}$	$-I_{IL(R)}$	$-I_Q$	I_S	t_Q	Gehäuse
FLK-74122 FLK-74123*	5	>2	0,8	>2,4	<0,4	<1	40	80	<1,6	3,2	<40	<28 <66	65	DIL 16

- U_S Speisespannung
- U_{IH} H-Eingangsspannung
- U_{IL} L-Eingangsspannung
- U_{OH} H-Ausgangsspannung
- U_{OL} L-Ausgangsspannung
- I_I Eingangsstrom je Eingang
- $I_{IH(AB)}$ H-Eingangsstrom an A oder B
- $I_{IH(R)}$ H-Eingangsstrom an R
- $-I_{IL(AB)}$ L-Eingangsstrom an A oder B
- $-I_{IL(R)}$ L-Eingangsstrom an R
- $-I_Q$ Kurzschluß-Ausgangsstrom je Ausgang
- I_S Speisestrom
- t_Q Ausgangsimpulsdauer

* Kennwerte identisch mit FLK 111, zwei Kippstufen im Gehäuse DIL 16

2.8.3 Anforderungen an eine integrierte Steuerschaltung für getaktete Stromversorgungen.

- Stromversorgung, Stromverbrauch

Zur Stromversorgung wird eine Gleichspannung benötigt, z. B. 12 V. Diese kann aus der gleichgerichteten Netzspannung über einen Vorwiderstand und eine Z-Diode gewonnen werden. Um die Verlustleistung am Vorwiderstand klein zu halten, soll die Eigenstromaufnahme möglichst < 20 mA sein. Die interne stabilisierte Spannung, z. B. 8 V, soll zugänglich sein.

- Ausgang

Der Ausgangsstrom soll für den Betrieb eines Treibers ausreichen. Bei guter Wärmeableitung kann der Treiber integriert werden. Die Kollektoren der beiden Ausgangstransistoren sollen zugänglich sein. Während der Rücklaufzeit des Sägezahngenerators müssen beide Endstufen gesperrt sein, um gefährliche Einschaltüberlappungen zu vermeiden.

- Oszillator

Die Oszillatorfrequenz muß mit einem externen RC-Glied einstellbar

sein. Sie soll in einem großen Bereich (z. B. 1... 100 kHz) gewählt werden können und möglichst stabil gegenüber Spannungs- und Temperaturschwankungen sein.

- Synchronisation

Die Oszillatorfrequenz muß mit einer externen Frequenz synchronisierbar sein. Diese Eigenschaft ist erforderlich, um Störungen und Schwebungen zu vermeiden, wenn mehrere Schaltnetzteile oder Schaltregler in einer Anlage eingesetzt werden.

- Regelverstärker

Eingang und Ausgang soll zugänglich sein, um gegebenenfalls den Verstärkungsfaktor beeinflussen zu können.

- Komparator

Der Komparator, der das Sägezahnsignal mit der Spannung des Regelverstärkers vergleicht und die Wandlung des Tastverhältnisses durchführt, muß so beeinflussbar sein, daß ein maximal zulässiges Tastverhältnis nicht überschritten wird. Durch zusätzliche Beschaltung läßt sich ein weicher Anlauf des Schaltnetzteils realisieren. Ein weicher, langsamer Anlauf verhindert die Überlastung des Schalttransistors bei entladenen Siebkondensatoren.

- Kollektorstrombegrenzung

Für die Abschaltung des Kollektorstromes soll ein Eingang vorhanden sein, der kleinste Meßspannungen auswerten kann, damit im Schaltnetzteil die Verlustleistung im Strommeßwiderstand gering bleibt.

- Brummunterdrückung

Auf der Primärseite soll eine wirksame Brummgegensteuerung vorhanden sein, um mit möglichst kleinen Siebkapazitäten auszukommen.

- Symmetrieeinstellung

Für Gegentaktbetrieb muß die Zeitsymmetrie einstellbar sein.

- Abschalten bei Eingangsüberspannung bzw. bei Ausgangsüberspannung.

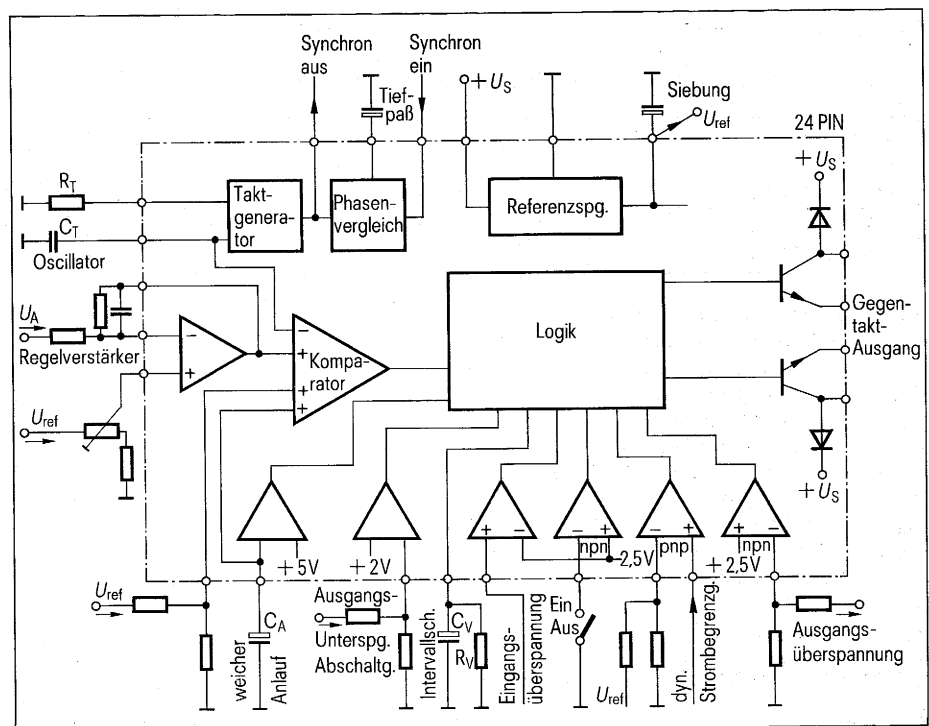


Bild 27 Blockschaltenschema einer integrierten Steuerschaltung für Schaltnetzteile

2.8.4 Regelung und Nachregelung

Die Regelspannung wird aus einer der Ausgangsspannungen gewonnen. Eine Nachregelung ist erforderlich, wenn die Änderung der Ausgangsspannungen trotz Regelung noch zu groß sind. Bei Leistungen > 50 W empfiehlt sich für die Nachregelung ein Schaltregler, für kleinere Leistungen ein Gleichstrom-Längsregler. Hierfür eignen sich der Baustein TDB 0723A im DIL-Gehäuse mit 14 Anschlüssen und die Reihe TDB 7800 in den Gehäusen TO-3 bzw. TOP-66. Die Leistungs-

regler der Reihe TDB 7800 haben feste Ausgangsspannungen von 5 V, 6 V, 8 V, 12 V, 15 V, 18 V, 24 V. Einzelheiten siehe SIEMENS-Datenbuch Lineare Schaltungen. Literatur [7]

Tabelle 16

Kennwerte der Phasenanschnittsteuerung

Kennwerte Einheit	I_S	I_5	ΔU_5	U_{11}	I_{10}	C_{10}	t_f	U_{13H}	U_{13L}	U_{sat}	$U_{14/15H}$	$U_{14/15L}$	t_{imp}	U_{ref}	I_{ref}	T_U	f	Ge- häuse
Typ	mA	μ A	mV	V	μ A	μ F	μ s	V	V	V	V	V	μ s	V	mA	$^{\circ}$ C	Hz	
TCA 780	5	100	30	-0,5... -2	300	0,5	<25	3,5	2	2	U_S-2	2	<30	3,1	2	0...70	10...500	DIL 16

I_S Stromaufnahme ohne Last

I_5 Eingangsstrom (Pin 5 Synchronisation)

ΔU_5 Offsetspannung (Pin 5 Synchronisation)

U_{11} Steuerspannungsbereich

I_{10} max. Ladestrom (Rampengenerator)

C_{10} externe Kapazität

t_f Sägezahn-Rücklaufzeit ($C_{10} = 0,47 \mu$ F)

U_{13H} Kurzimpuls am Ausgang

U_{13L} Langimpuls am Ausgang

U_{sat} Restspannung ($I_Q = 1,5$ mA)

$U_{14/15H}$ H-Ausgangsspannung ($I_Q = -50$ mA)

$U_{14/15L}$ L-Ausgangsspannung ($I_Q = 1,5$ mA)

t_{imp} Impulsbreite ohne C_{12}

U_{ref} Referenzspannung des internen Spannungsreglers

I_{ref} Belastbarkeit

f Frequenzbereich

T_U Umgebungstemperatur im Betrieb

2.8.5 Phasenanschnittsteuerung von Thyristoren und Triacs

Für dieses Steuer- und Regelungsverfahren steht die integrierte Analogschaltung TCA 780 zur Verfügung. Kennwerte siehe **Tabelle 16**.

Besondere Eigenschaften

- zwei Ausgänge für 55 mA Zündstrom und zwei Zusatzausgänge mit Inversfunktion
- Schutzschaltung gegen Fehlzündung
- Zündimpulsverlängerung durch externen Kondensator
- Inhibit-Funktion
- sicheres Erkennen des Nulldurchganges
- auch als Nullpunktschalter und Spannungs-Pulsbreitenwandler bei fester Frequenz einsetzbar
- Stromaufnahme nur 5 mA, Versorgungsspannungsbereich 8 bis 18 V
- mit drei Bausteinen 3-Phasenbetrieb möglich.

Funktionsbeschreibung

Bild 28 (Blockschaltbild) zeigt die wesentlichen Funktionen. Der überwiegende Teil der Schaltung wird von einer intern auf 3,1 V geregelten Spannungsquelle versorgt. Dadurch werden die wesentlichen Parameter von der Versorgungsspannung U_S (8 bis 18 V) unabhängig. An Pin 16 liegt $+U_S$, an Pin 1 das Bezugspotential (Masse).

Die Stromaufnahme von etwa 5 mA bleibt über den gesamten Bereich der Versorgungsspannung nahezu konstant. Die geregelte Spannung von 3,1 V ist über einen Entkopplungswiderstand herausgeführt (Pin 8), um in Dreiphasenschaltungen durch Parallelschalten gleiche Voraussetzungen für die Steuerung aller drei Phasen zu schaffen. Zur Erhöhung der Störfestigkeit kann dieser Punkt mit einem Stützkondensator gegen Masse (Bezugspotential) beschaltet werden.

Die Synchronisation erfolgt über einen hochempfindlichen Nulldetektor (Pin 5), dem ein Synchronisierspeicher nachgeschaltet ist. Der von diesem gesteuerte Rampengenerator (im Block „Logik“) besteht im wesentlichen aus einer steuerbaren Konstantstromquelle, die einen extern (Pin 10) anzuschaltenden Kondensator ($C_{10max} < 0,5 \mu$ F) zeitlinear auflädt. Der Strom, den diese Stromquelle liefert, kann durch einen extern anzuschaltenden Widerstand (Pin 9) eingestellt werden ($R_9 = 20$ bis 500 k Ω).

Die Rampensteilheit wird also durch diese RC-Kombination bestimmt.

Die Verknüpfungsschaltung des Synchronisierspeichers sorgt beim Betrieb als Nullspannungsschalter, daß die am Ausgang des Nulldetektors anstehende Information erst dann auf die Folgeschaltung durchgreifen kann, wenn der Rampenkondensator C_{10} nach dem Rückbefehl auch wirklich entladen (Entladetransistor) ist.

Der Steuerkomparator vergleicht die Rampenspannung mit der an Pin 11 anzulegenden Steuerspannung U_{11} und bildet über verschiedene Verknüpfungsschaltungen die jeweiligen Ausgangszündimpulse. An den Ausgängen A_1 (Pin 14) und A_2 (Pin 15) erscheinen positive Impulse von etwa 30 μ s Dauer, die sich jedoch durch einen externen Kondensator an Pin 12 nahezu beliebig verlängern lassen. Wird Pin 12 nach Masse geschaltet, ergeben sich Impulse mit einer Breite bis zu 180 $^{\circ}$ (siehe Impulsdiagramm **Bild 29**). Die Ausgänge A_1 und A_2 sind den Halbwellen gleicher Polarität zugeordnet, d. h. der Ausgang A_2 liefert die Zündimpulse nur bei positiver, der Ausgang A_1 nur bei negativer Synchronisierspannung. Diese Ausgänge (A_1 und A_2) sind als Emitterfolger aufgebaut und mit maximal 55 mA belastbar.

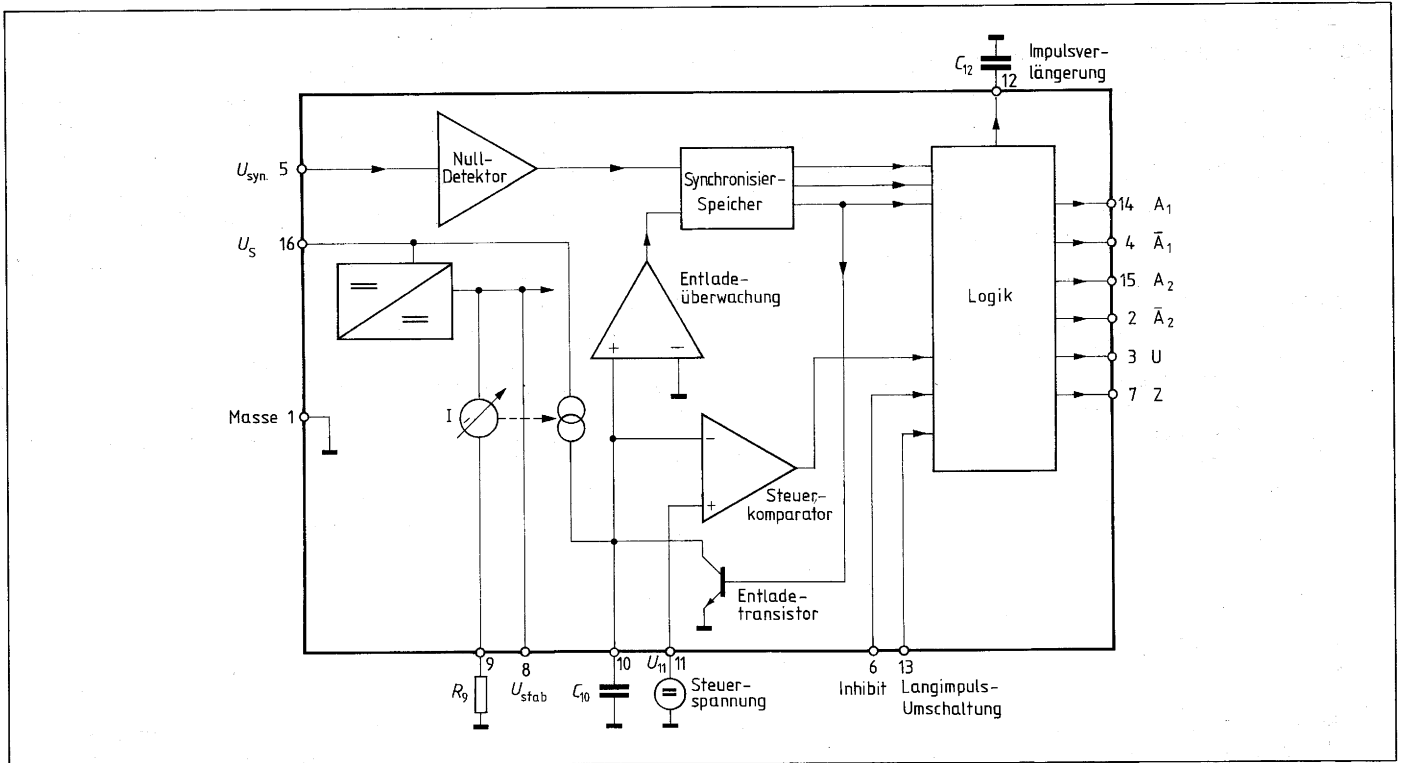
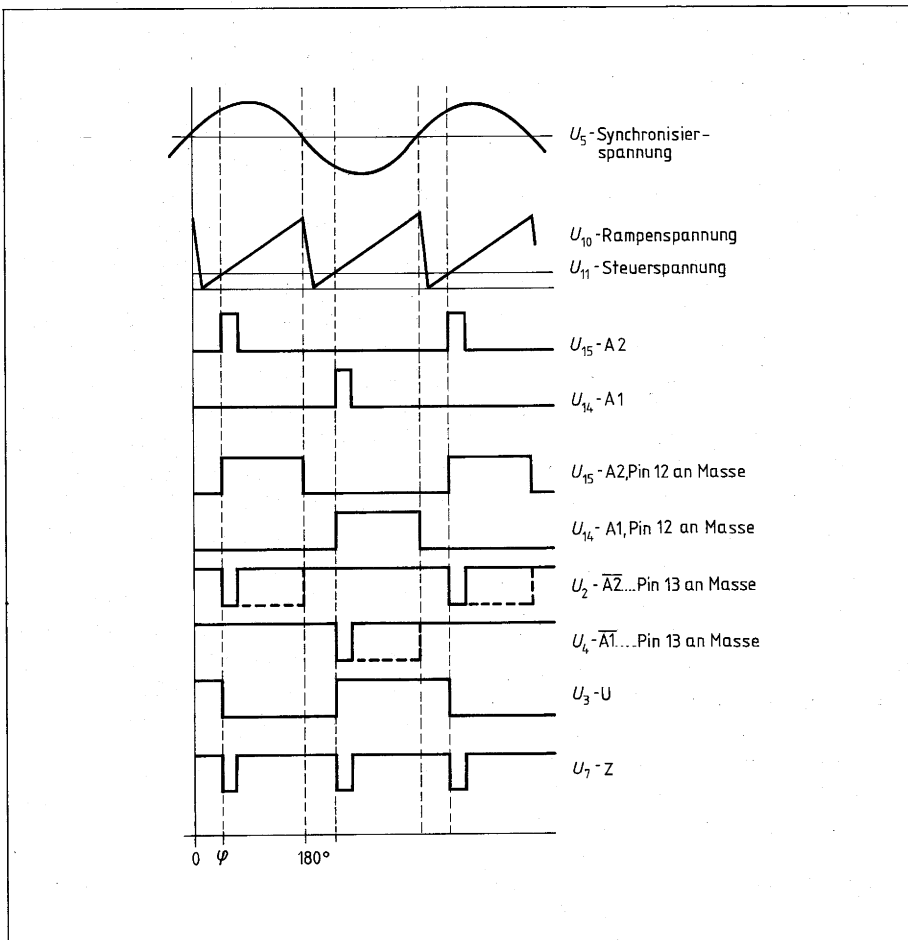


Bild 28 Blockschaltbild der integrierten Phasenanschnittsteuerung TCA 780

Bild 29 Impulsdiagramm der integrierten Phasenanschnittsteuerung TCA 780



Die entsprechenden inversen Ausgänge A_1 (Pin 4) und A_2 (Pin 2) haben offenen Kollektor und sind mit maximal 1,5 mA belastbar. Wird Pin 13 an Masse geschaltet, so erhält man ebenfalls Impulse mit einer Länge bis zu 180° .

Alle Ausgänge können über Inhibit, Pin 6, gesperrt werden. Das Sperren wird durch Verbinden von Pin 6 mit Masse erreicht. Die Impulssperre kann durch einen Relaiskontakt, Schalter oder NPN-Transistor ausgelöst werden. Für bestimmte Anwendungsfälle ist noch ein Z-Ausgang mit offenem Kollektor, Pin 7, vorgesehen. Am Ausgang Z liegt ein Signal an, das der NOR-Verknüpfung von A_1 und A_2 entspricht.

Das Impulsdiagramm zeigt **Bild 29**. Die Kennwerte gehen aus **Tabelle 16** hervor.

3. Passive Bauelemente

3.1 SIFERRIT-Werkstoffe

SIFERRIT N27

Dieser Werkstoff ist durch nachstehende Eigenschaften besonders für Kerne für Leistungsübertrager geeignet:

- Geringe Verluste über den gesamten Anwendungs-Frequenzbereich bis 100 kHz; vernachlässigbare Wirbelstromverluste (**Bild 30**).
- Bis 100°C abnehmende Verluste; dadurch kann sich eine stabile Betriebstemperatur einstellen (**Bild 30** und **31**).
- Bis zu hohen Betriebstemperaturen (110°C) ist eine ausreichende Amplitudenpermeabilität μ_a (d. h. Impedanz des Transformators) sichergestellt.
- Durch die niedere Remanenzinduktion ist der Induktionshub bis zur Sättigung hoch; dies ist bei unipolaren Impulsen vorteilhaft.

SIFERRIT N41

Dieser Werkstoff ist speziell für Kerne zu empfehlen, die im Betrieb mit Gleichstrom vormagnetisiert werden, z. B. für Speicherdrosseln und Treibertransformatoren.

- Gutes Vormagnetisierungsverhalten aufgrund der großen Anfangspermeabilität und der hohen Sättigungsinduktion (**Bild 33**).
- Die hohe Curietemperatur von 230°C und die hohe Sättigungsmagnetisierung bieten Gewähr für eine hohe Amplitudenpermeabilität zum Beispiel $\mu_a > 1400$ bei 100°C und 330 mT (**Bild 32**).

Tabelle 17

Werkstoffdaten

SIFERRIT	N27	N41	
Anfangspermeabilität μ_i bei 20°C	2000 ± 20 %	2500 ± 20 %	
Einsatzfrequenzbereich	0,1 bis 100	0,1 bis 100	kHz
Curietemperatur	>200	230	°C
Koerzitivfeldstärke	20	20	A/m
Induktion \hat{B} bei $\hat{H} = 3000$ A/m und			
25°C	460	470	mT
100°C	360	370	mT
Amplitudenpermeabilität μ_a bei = 20°C $\hat{B} = 400$ mT bei = 100°C $\hat{B} = 330$ mT	>1330 >1000	>1800 >1400	
Kernverluste P_V bei $\hat{B} = 200$ mT, $f = 16$ kHz			
25°C	<24	<21	mW/g
60°C	≈17	≈15	mW/g
100°C	≈18	≈23	mW/g
Kernformen	PM, EC E, U, I	RM8 bis RM14 CC	

3.2 SIFERRIT-Kernformen

Durch die Verlagerung der Betriebsfrequenz von 50 Hz in den Bereich 20 bis 50 kHz ergeben sich wesentlich kleinere Kerne, da entsprechend der Beziehung

$$N \cdot A_e \sim \frac{U}{B \cdot f} \quad (1)$$

das volumenbestimmende Produkt aus Windungszahl N und Kernquerschnitt A_e umgekehrt proportional zur Frequenz f abnimmt bei konstantem Verhältnis Spannung U /Induktion B .

Bei gleicher Leistung ist hierdurch eine Gewichts- bzw. Volumenreduzierung im Verhältnis 1:5 bis 1:20 (bezogen auf 50 Hz und Blechkerne) möglich. Die höhere Frequenz sowie eine spezielle Schaltungstechnik stellen folgende Forderungen an die Dimensionierung des Ferritkerns:

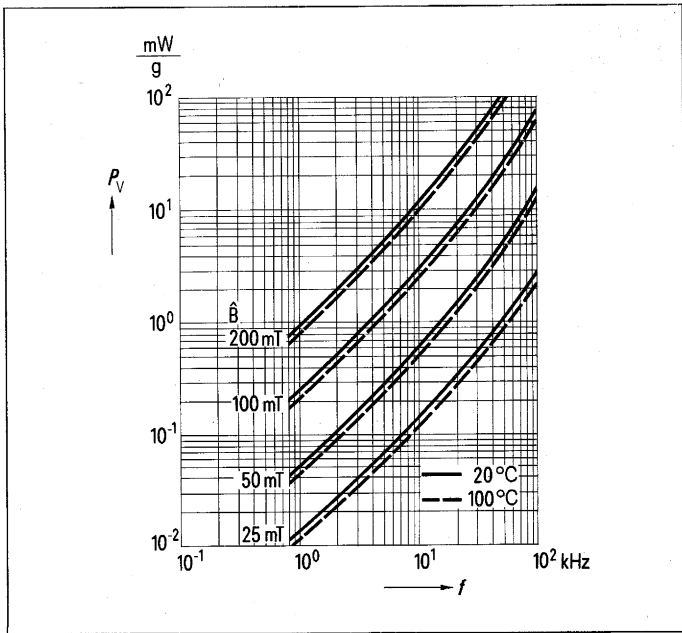


Bild 30 Bezogene Kernverlustleistung P_{Fe} als Funktion der Frequenz f
Werkstoff SIFERRIT N27

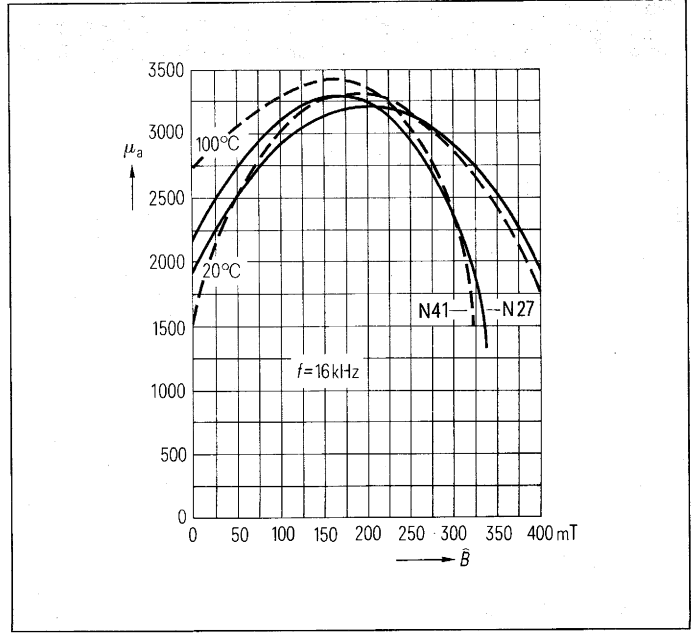
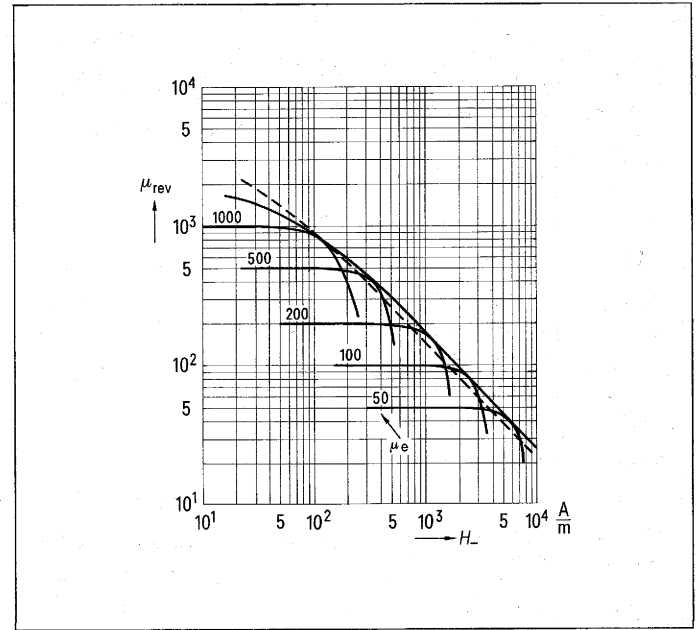
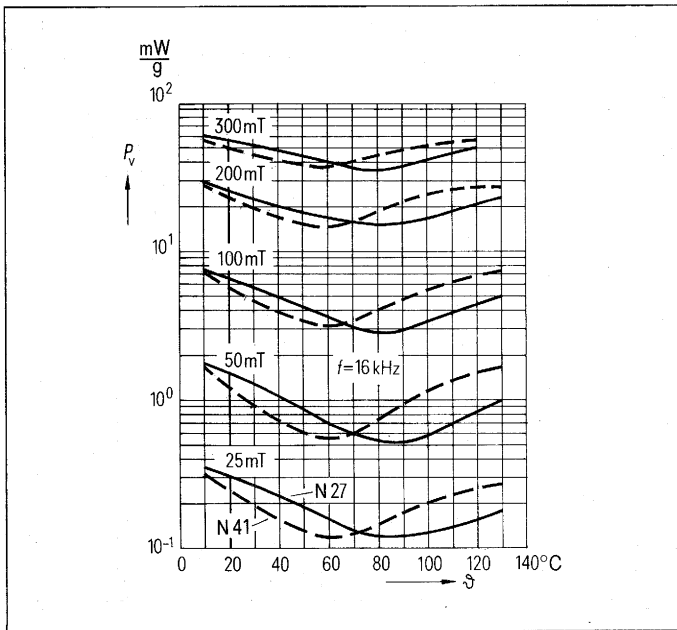


Bild 32 Amplitudenpermeabilität μ_a als Funktion der Scheitelinduktion \hat{B}
Werkstoffe SIFERRIT N27 (—) und N41 (----)

Bild 31 Bezogene Kernverlustleistung P_{Fe} als Funktion der Temperatur
Werkstoffe SIFERRIT N27 (—) und N41 (----)

Bild 33 Reversible Permeabilität μ_{rev} als Funktion der Gleichfeldstärke H_-
Werkstoff SIFERRIT N27



● Für die Drahterausführung muß ausreichend Platz vorhanden sein. In vielen Fällen sind mehrere Wicklungen erforderlich, die infolge der niedrigen Sekundärspannungen oft sehr hohe Ströme führen. Häufig muß man die dicken Drähte oder Bänder in mehrere Leiter unterteilen, um zu verhindern, daß bei diesen Frequenzen und Strömen beträchtliche Wirbelstromverluste im Leiter entstehen.

● In der Regel ist eine kleine Streuinduktivität erwünscht, besonders zur Vermeidung von Spannungsspitzen beim Schalten. Oft müssen zur Verkleinerung der Streuinduktivität die Wicklungen lagenweise ineinander geschachtelt werden. Vor allem bei dicken Drähten ist es schwierig, auf einen Kern mit Rechteckquerschnitt gleichmäßige Lagen aufzubringen. Der schlechte Füllfaktor bewirkt dann besonders bei solchen mehrlagigen Wicklungen eine Erhöhung der Streuinduktivität im Vergleich zu Wicklungen auf einem runden Kernquerschnitt.

● Die relativ leichten Transformatoren können auf Leiterplatten befestigt werden. In vielen Fällen reichen die zahlreichen Lötstifte an dem Spulenkörper zur Befestigung aus, die entsprechend kräftig u. a. auch wegen der dicken Drähte und hohen Ströme ausgeführt sind.

Tabelle 18

Abmessungen, übertragbare Leistungen und magnetische Kennwerte der EC-Kernreihe, SIFERRIT-Werkstoff N27

Baupform	Abmessungen (mm)					
	a_{\max}	b_{\max}	c_{\max}	$d_{1\max}$	$d_{2\min}$	e_{\min}
EC 35	35,3	17,45	9,8	9,8	22,2	11,9
EC 41	41,6	19,65	11,9	11,9	26,3	13,5
EC 52	53,5	24,35	13,75	13,75	32,1	15,5
EC 70	71,7	34,65	16,8	16,8	43,3	22,3

Baupform	magnetische Kennwerte				$P_{(G)}$ W	$P_{(E)}$ W	P_V W	Stück- gewicht ≈ g	Bestellbezeichnung ¹⁾ für Kerne ohne Luftspalt (je Stück)
	$\Sigma I/A$ mm ⁻¹	l_e mm	A mm ²	V_e mm ³					
EC 35	0,92	77,4	71	6500	80	40	<0,80	18	B66337-G0000-X127
EC 41	0,735	89,3	106	10800	130	65	<1,15	26	B66339-G0000-X127
EC 52	0,58	105	141	18800	220	110	<2,4	55	B66341-G0000-X127
EC 70	0,514	144	211	40100	470	235	<5,5	126	B66343-G0000-X127

 $\Sigma I/A$ magnetischer Formfaktor

 l_e effektive magnetische Weglänge

 A magnetischer Querschnitt des Mittelschenkels;
erforderlich für die Berechnung der maximalen Induktion

 V_e effektives magnetisches Volumen

 $P_{(G)}$ übertragbare Leistung bei Gegentaktbetrieb } bei Taktfrequenz von 20 kHz

 $P_{(E)}$ übertragbare Leistung bei Eintaktbetrieb } und Übertemperatur von 30 K

 P_V Verlustleistung eines Kernsatzes bei einer Induktion B von 200 mT und einer
Betriebstemperatur von 60 bis 100°C, $f = 16$ kHz

¹⁾ Kerne mit einem Teilluftspalt von 0,6, 0,8, 0,9, 1,5, 2 und 2,5 mm auf Anfrage

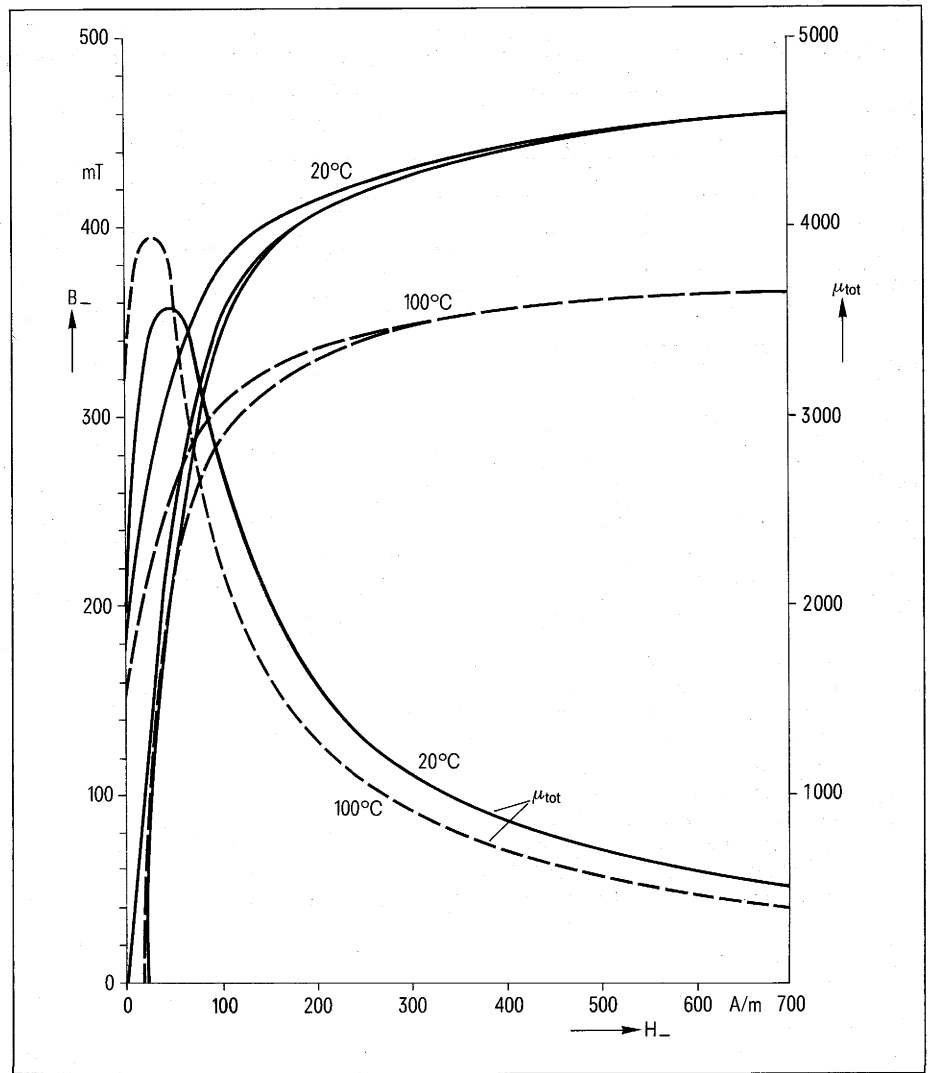
Tabelle 19

Spulenkörper für EC-Kernreihe, Kunststoff, selbstlöschend nach UL-94 V-O, Lötbeanspruchung max. 280°C bzw. 536°F, 1 s

Bau- form	nutzbarer Wickel- querschnitt A_N mm ²	mittlere Windungs- länge l_N mm	A_R -Wert ¹⁾ $\mu\Omega$	Gewicht \approx g	Lage der magn. Achse	Einbaumaße für den Übertrager			Anzahl der Anschlüsse	Bestellbezeichnung
						l	b	h		
EC 35	97	53	18,8	7	waagrecht	47	36	26	11	B66272-A1001-T001
									13	B66272-A1002-T001
EC 41	134	62	15,9	12	waagrecht	47	42	40	9	B66274-A1001-T001
									12	B66274-A1002-T001
					senkrecht	47	42	41	9	B66274-A1011-T001
									12	B66274-A1012-T001
EC 52	212	74	12,0	18	waagrecht	57	54	43	11	B66276-A1001-T001
									14	B66276-A1002-T001
					senkrecht	52	54	49	11	B66276-A1011-T001
									14	B66276-A1012-T001
EC 70	469	97	7,1	30	waagrecht	80	72	48	15	B66278-A1001-T001
									19	B66278-A1002-T001
					senkrecht	57	72	71	15	B66278-A1011-T001
									19	B66278-A1012-T001

¹⁾ $R_{Cu} = A_R \cdot N^2$; Gleichstromwiderstand = $A_R \cdot$ Windungszahl². Der A_R -Wert ist hier für einen Kupferfüllfaktor $f_{Cu} = 0,5$ angegeben.

Bild 34 Statische Magnetisierungskurven
SIFERRIT N27



3.2.1 EC-Kerne, Mittelschenkel mit rundem Querschnitt

Diese Kernform eignet sich besonders für Wicklungen mit dicken Drähten oder Bändern. Der runde Querschnitt ermöglicht gleichmäßige Lagen aufzubringen und einen guten Füllfaktor zu erreichen. Die Kerne bieten ferner viel Wickelraum und eine bequeme Herausführung auch dicker Drähte. Die große Wickelbreite begünstigt eine gute Kopplung zwischen den Wicklungen.

Die Abmessungen der EC-Kernreihe gehen aus **Bild 35** und **Tabelle 18** hervor. Diese Tabelle enthält auch die übertragbaren Leistungen für Eintakt- bzw. Gegentaktbetrieb bei einer Taktfrequenz von 20 kHz und 30 K Übertemperatur sowie die magnetischen Kennwerte.

Spulenkörper für EC-Kerne

Die Spulenkörper bestehen aus glasfaserverstärktem formstabilen Kunststoff, selbstlöschend nach UL-94 V-O. Sie sind für EC 35 in liegender, für die Baugrößen EC 41, 52, 70 auch in stehender Ausführung mit unterschiedlicher Anschlußbesetzung (siehe **Tabelle 19** und **Bild 36 bis 42**) lieferbar.

Betriebstemperaturbereich:
-60 bis +150°C
Maximale Lötbeanspruchung:
280°C bzw. 536°F, 1 s

Bild 35 Maße der EC-Kerne

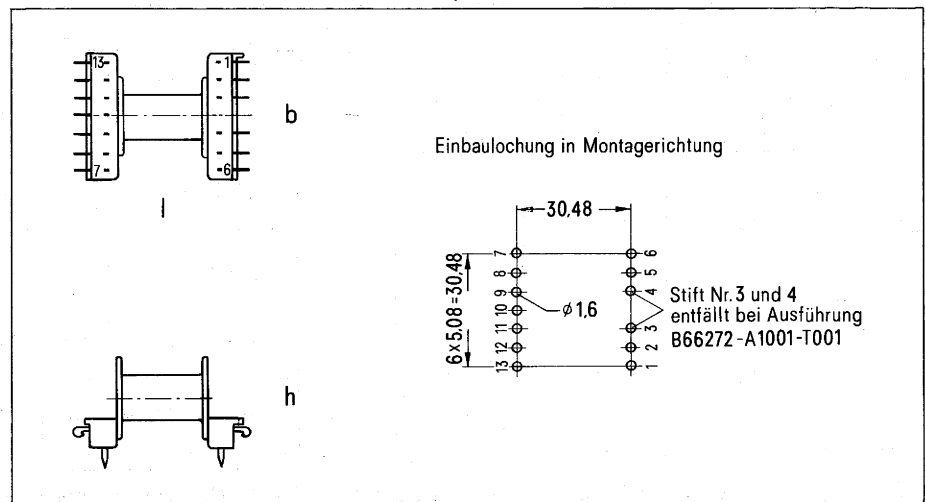
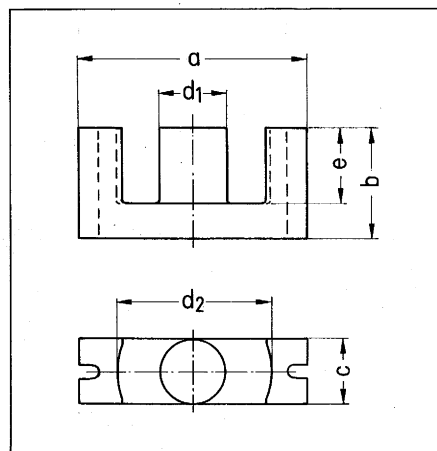
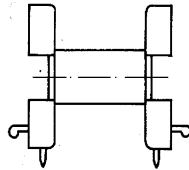
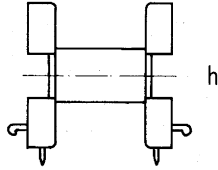
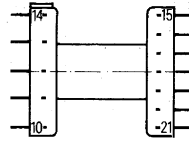
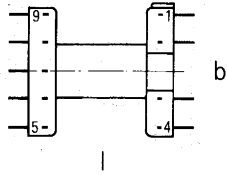


Bild 36 EC 35, magnetische Achse
waagrecht, 11 oder 13 Anschlüsse

Bild 37 EC 41 magnetische Achse waagrecht
9 Anschlüsse

12 Anschlüsse



Einbaulochung in Montagerichtung

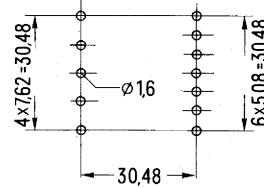
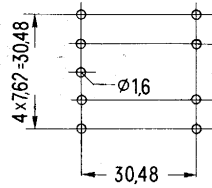
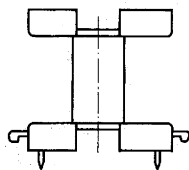
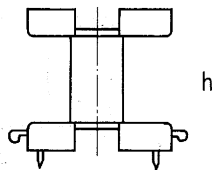
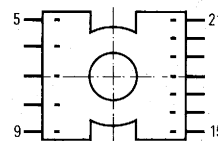
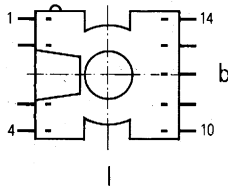


Bild 38 EC 41 magnetische Achse senkrecht
9 Anschlüsse

12 Anschlüsse



Einbaulochung in Montagerichtung

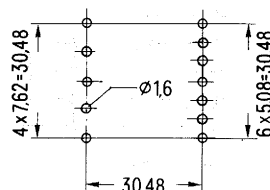
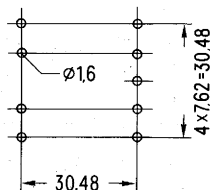
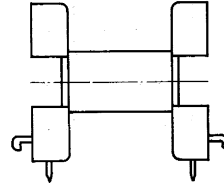
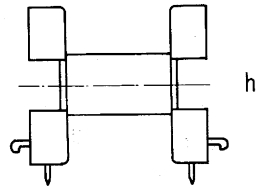
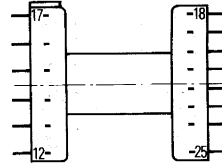
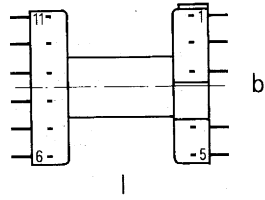


Bild 39 EC 52 magnetische Achse waagrecht
11 Anschlüsse

14 Anschlüsse



Einbaulochung in Montagerichtung

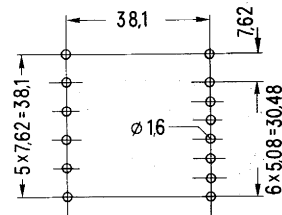
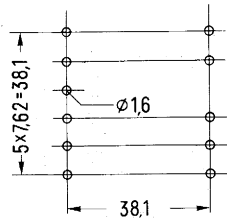
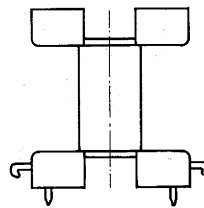
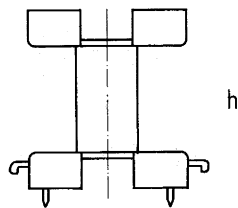
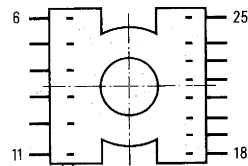
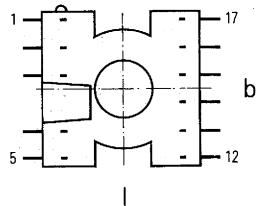


Bild 40 EC 52 magnetische Achse senkrecht
11 Anschlüsse

14 Anschlüsse



Einbaulochung in Montagerichtung

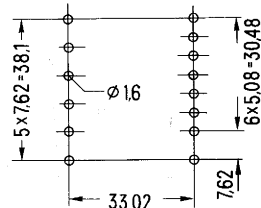
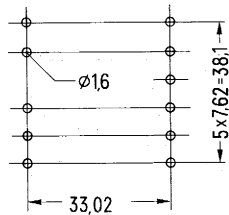
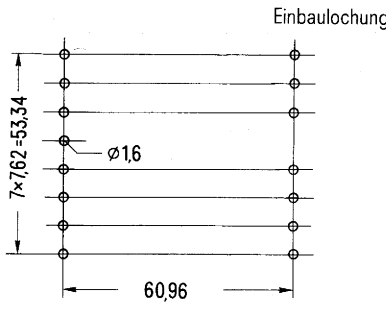
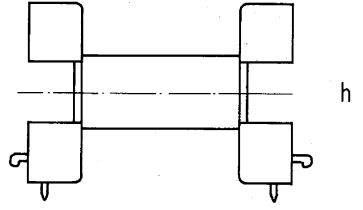
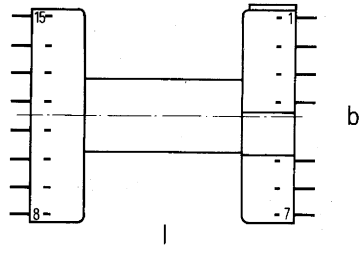


Bild 41 EC 70 magnetische Achse waagrecht
15 Anschlüsse



19 Anschlüsse

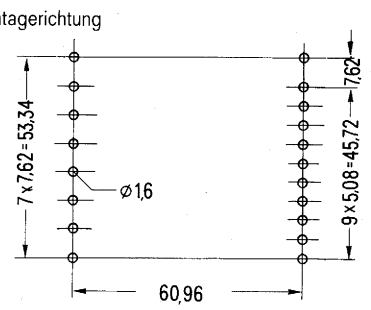
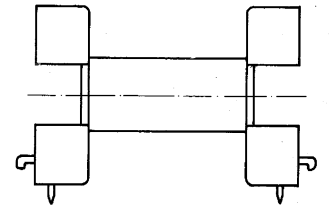
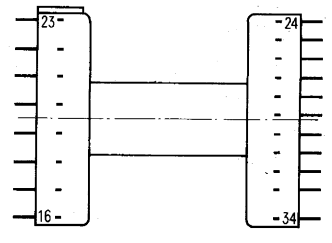
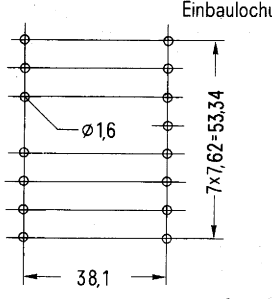
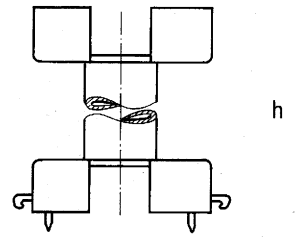
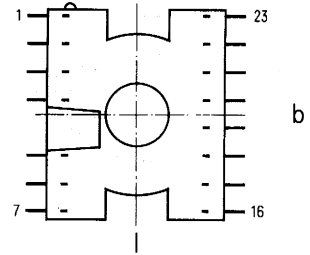
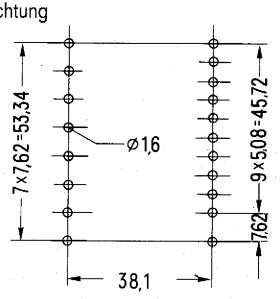
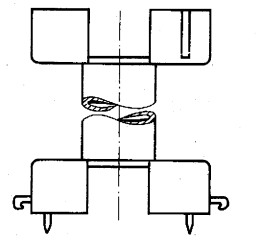
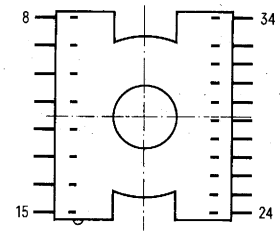


Bild 42 EC 70 magnetische Achse senkrecht
15 Anschlüsse



19 Anschlüsse



3.2.2 E- und EF-Kerne, Mittelschenkel mit rechteckigem Querschnitt

Diese Kernformen bieten sich vor allem für Speicherdrosseln an, aber auch für Übertrager mit einfacheren Wicklungen, bei denen ein kleinerer Füllfaktor und damit eine größere Streuinduktivität in Kauf genommen werden kann. Die Kerne sind im Vergleich zu EC-Kernen preisgünstiger.

In **Tabelle 19** und **Bild 43** sind die Abmessungen, die übertragbaren Leistungen für Eintakt- und Gegentaktbetrieb sowie die magnetischen Kennwerte zusammengestellt.

Spulenkörper für E- und EF-Kerne sind im SIEMENS-Datenbuch 1975/76 Weichmagnetisches SIFERRIT- und SIRUFER-Material enthalten.

Literatur [8] [9].

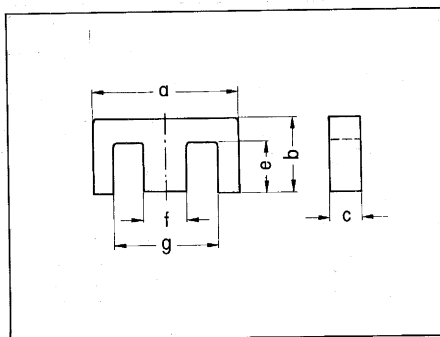


Bild 43 Maße der E- und EF-Kerne

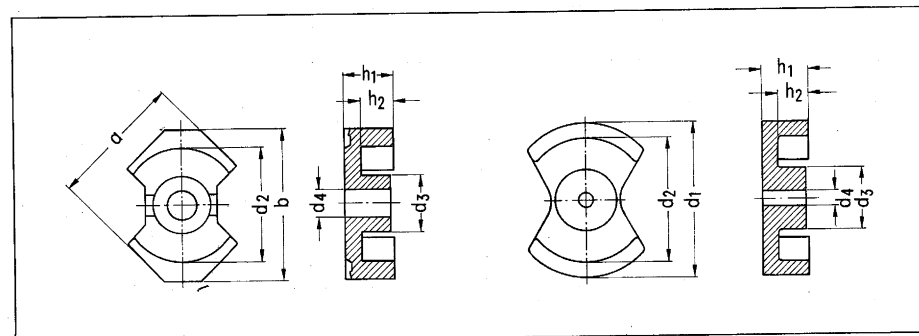


Bild 44 Maße der RM- und PM-Kerne

Tabelle 20

Abmessungen, übertragbare Leistungen und magnetische Kennwerte der E- und EF-Kernreihe. SIFERRIT-Werkstoff N27

Bauform	Abmessungen (mm)						Stückgewicht ≈ g	Bestellbezeichnung für Kerne ohne Luftspalt (je Stück)
	a_{\max}	b_{\max}	c_{\max}	e_{\min}	f_{\max}	g_{\min}		
EF 20/5,9	20,8	10,2	5,9	7,0	5,9	14,1	3,7	B66311-G0000-X127
EF 25/7,5	25,8	12,8	7,5	8,7	7,5	17,5	8	B66317-G0000-X127
E 30/7,3	30,8	15,2	7,3	9,7	7,2	19,5	11	B66319-G0000-X127
E 42/15	43,0	21,2	15,2	14,8	12,2	29,5	44	B66325-G0000-X127
E 42/20	43,0	21,2	20	14,8	12,2	29,5	58	B66329-G0000-X127
E 55/21	56,2	27,8	21	18,5	17,2	37,5	108	B66335-G0000-X127

Bauform	magnetische Kennwerte				$P_{(G)}$ W	$P_{(E)}$ W	P_V W
	$\Sigma l/A$ mm^{-1}	l_e mm	A mm^2	V_e mm^3			
EF 20/5,9	1,34	44,9	33,5	1500	15	7	< 0,16
EF 25/7,5	1,09	57,5	52,5	3020	25	12	< 0,35
E 30/7,3	1,12	67	49	4000	45	22	< 0,48
E 42/15	0,535	97	181	17600	140	70	< 1,9
E 42/20	0,405	97	240	23300	180	90	< 2,6
E 55/21	0,34	120	354	42500	380	180	< 4,8

$\Sigma l/A$ magnetischer Formfaktor

l_e effektive magnetische Wellenlänge

A magnetischer Querschnitt des Mittelschenkels;
erforderlich für die Berechnung der maximalen Induktion

V_e effektives magnetisches Volumen

$P_{(G)}$ übertragbare Leistung bei Gegentaktbetrieb } bei Taktfrequenz von 20 kHz
 $P_{(E)}$ übertragbare Leistung bei Eintaktbetrieb } und Übertemperatur von 30 K

P_V Verlustleistung eines Kernsatzes bei einer Induktion B von 200 mT und einer Betriebstemperatur von 60 bis 100°C, $f = 16$ kHz

1) Kerne mit einem Teilluftspalt von 0,1, 0,5, 1, 1,5 und 2 mm auf Anfrage

3.2.3 PM-Kerne (Power-Modul)

Der Ferritkern-Übertrager ist in SNT-Baugruppen im allgemeinen das Bauteil, das die Höhe der Baugruppe bestimmt. Eine Flachbauweise des Übertragers wird mit Kernen aus der PM-Reihe erreicht. Diese Kerne haben im Vergleich zu den EC-Kernen einen größeren Kernquerschnitt, aber einen kleineren Wickelquerschnitt. Sie führen bei vergleichbaren Nennleistungen zu einer kleineren Bauhöhe, benötigen aber eine etwas größere Grundfläche.

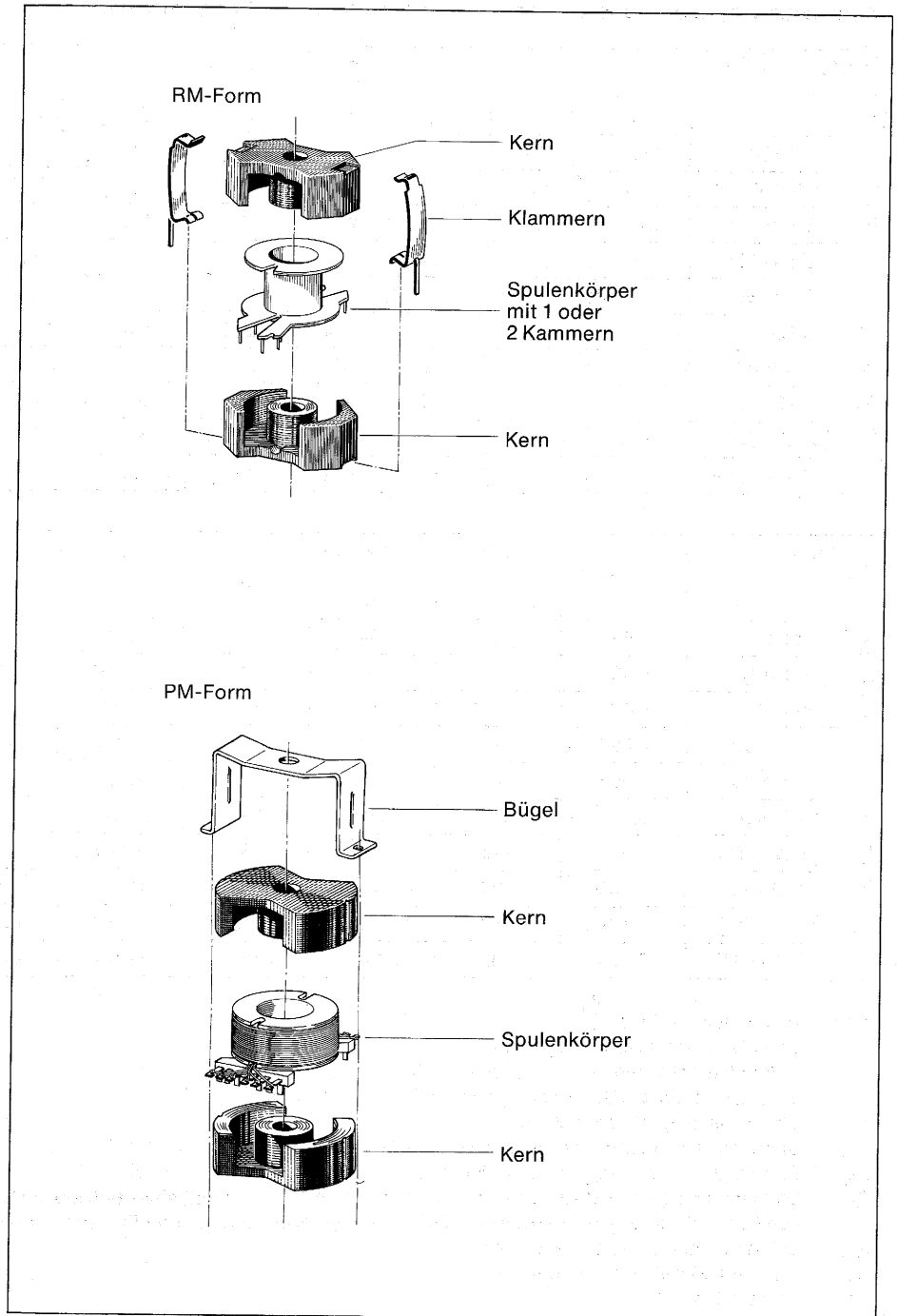
Durch die großen Öffnungen im Mantel lassen sich auch mehrere Wicklungen mit dicken Drähten bzw. Wicklungen für hohe Spannungen problemlos herausführen. Die teilweise geschlossene Kernform erbringt im Vergleich zu E- und EC-Kernen eine kleinere Beeinflussbarkeit durch magnetische Fremdfelder. Dadurch wird der Funk-Entstöraufwand geringer. Die kompakte Kernform hat Vorteile bei einem Verguß.

Bild 44 und **Tabelle 21** enthalten die Abmessungen, die übertragbaren Leistungen und die magnetischen Kennwerte der PM-Kernreihe. Die zugehörigen Spulenkörper und das Befestigungszubehör sind in **Tabelle 22** und **23** sowie **Bild 45** zusammengestellt. Montagebohrungen auf der Platine siehe **Bild 46**.

Die Spulenkörper bestehen aus formbeständigem glasfaserverstärktem Kunststoff, selbstlöschend nach UL-94 V-O. Zulässige Lötbeanspruchung 280°C bzw. 536°F, 1 s.

In Vorbereitung sind Spulenkörper mit Flachsteckeranschlüssen 2,8×0,5 mm², ausgenommen Kernsatz PM 114×93. Diese Anschlüsse eignen sich besonders, wenn z. B. auf der Sekundärseite große Ströme abzuführen sind. Strombelastbarkeit 15 A.

Bild 45 Zubehörteile für RM- und PM-Kerne



3.2.4 RM-Kerne

Diese Kerne sind in der Form den PM-Kernen ähnlich und haben daher vergleichbare konstruktive und magnetische Eigenschaften. Sie sind besonders geeignet für Speicherdrosseln und Treibertransformatoren. Die Kerne sind nur in SIFERRIT N41 lieferbar. Dieser Werkstoff hat ein besonders gutes Vormagnetisierungsverhalten.

Die Abmessungen und die magnetischen Kennwerte gehen aus **Bild 44** und **Tabelle 21** hervor. Die Spulenkörper und das Befestigungszubehör sind in **Tabelle 22** und **23** und in **Bild 45** aufgeführt. In **Bild 46** sind die Montagebohrungen auf der Leiterplatte angegeben.

Tabelle 21

Abmessungen, übertragbare Leistungen und magnetische Kennwerte der RM- und PM-Kernreihen

Bauform	Abmessungen (mm)									Satzgewicht ≈ g	Bestellbezeichnung (je Satz)
	a_{max}	b_{max}	d_{1max}	d_{2min}	d_{3max}	d_{4min}	h_{1max}	h_{2min}			
RM-Form	RM 8 ¹⁾	19,7	23,2	–	17	8,55	¹⁾	8,25	5,4	13	B65811–J0000–R041
	RM 10 ¹⁾	24,7	28,5	–	21,2	10,9	¹⁾	9,35	6,2	23	B65813–J0000–R041
	RM 14	34,8	42,2	–	29	15	5,4	14,5	10,4	65	B65887–A0000–R041
PM-Form	∅ 50×30	–	–	50	39	20	5,4	14,8	9,5	130	B65644–A0000–R027
	∅ 50×39 ²⁾	–	–	50	39	20	5,4	19,5	13,2	140	B65646–A0000–R027
	∅ 62×38	–	–	62	48,8	25,5	5,4	18,8	12,1	250	B65694–A0000–R027
	∅ 62×49 ²⁾	–	–	62	48,8	25,5	5,4	24,5	16,7	280	B65684–A0000–R027
	∅ 70×42	–	–	70	57,5	29,5	8,5	21	14,2	360	B65696–L0000–R027
	∅ 87×70 ²⁾	–	–	87	67,1	31,9	8,5	35	24	770	B65713–A0000–R027
	∅ 114×93 ²⁾	–	–	114	88	43	5,4	46,5	31,5	1940	B65733–A0000–R027

Bauform	magnetische Kennwerte								SIFERRIT- Werkstoff	
	$\Sigma l/A$ mm ⁻¹	l_e mm	A_{min} mm ²	A_e mm ²	V_e mm ³	$P_{(E)}$ W	$P_{(E)}$ W	P_V W		
RM-Form	RM 8 ¹⁾	0,59	38	54	64	2430	30	12	<0,23	N41
	RM 10 ¹⁾	0,45	44	87	98	4310	50	22	<0,4	N41
	RM 14	0,40	71	142	178	12600	150	70	<1,2	N41
PM-Form	∅ 50×30	0,255	76	281	340	23100	250	135	<2,8	N27
	∅ 50×39 ²⁾	0,255	87	275	340	29600	320	180	<3,1	N27
	∅ 62×38	0,195	96	470	550	47000	390	225	<5,5	N27
	∅ 62×49 ²⁾	0,205	113	460	550	62200	510	310	<6,2	N27
	∅ 70×42	0,168	105	580	625	65600	600	370	<7,9	N27
	∅ 87×70 ²⁾	0,167	153	700	915	140000	1200	770	<16,9	N27
	∅ 114×93 ²⁾	0,120	208	1340	1730	360000	2100	1400	<42,7	N27

- $\Sigma l/A$ magnetischer Formfaktor
- l_e effektive magnetische Weglänge
- A_{min} magnetischer Querschnitt des Mittelzapfens;
erforderlich für die Berechnung der maximalen Induktion
- V_e effektives magnetisches Volumen
- $P_{(E)}$ übertragbare Leistung bei Gegentaktbetrieb
- $P_{(E)}$ übertragbare Leistung bei Eintaktbetrieb
- P_V Verlustleistung eines Kernsatzes bei einer Induktion B von 200 mT, einer Betriebstemperatur von 60 bis 100°C bei PM-Kernen bzw. 70°C bei RM-Kernen sowie einer Frequenz von 16 kHz
- A_e effektiver magnetischer Querschnitt
- ¹⁾ nur ohne Mittelloch lieferbar
- ²⁾ Vorzugstyp

Tabelle 22

Klammern und Befestigungsbügel für RM- und PM-Kerne

Bauform	Benennung	Gewicht ≈ g	Bestellbezeichnung je Stück
RM-Form	RM 8	0,3	B65812-B2001-X000
	RM 10		
	RM 14	1,04	B65888-A2001-X000
PM-Form	∅ 50×30	18	B65645-A2000-X000
	∅ 62×38	25	B65695-A2000-X000
	∅ 70×42	35	B65698-A2000-X000

Tabelle 23

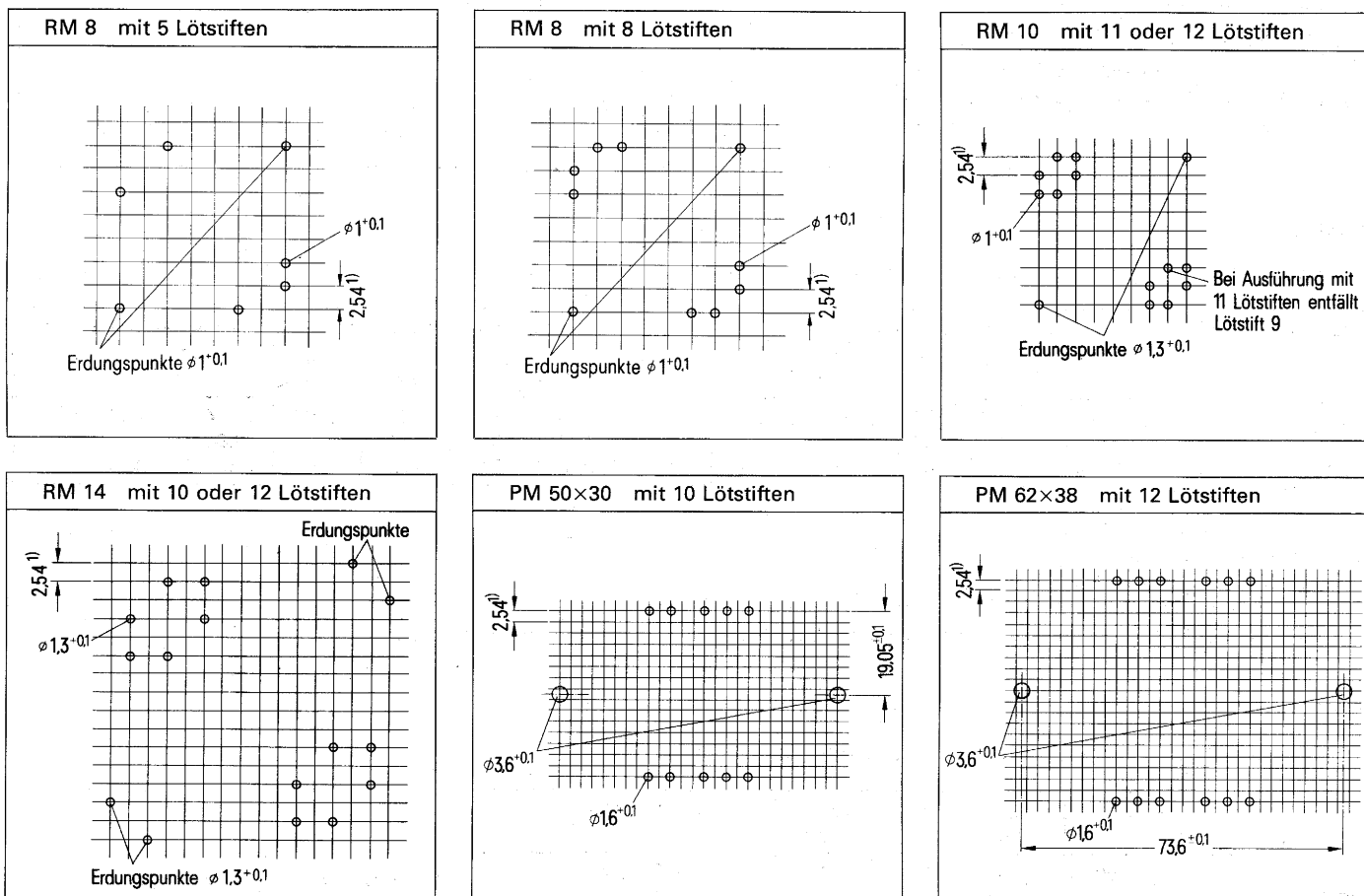
Spulenkörper für RM- und PM-Kerne. Kunststoff, selbstlöschend nach UL-94 V-O, Lötbeanspruchung max. 280°C bzw. 536°F, 1s

Bauform für Kernsatz	Anzahl der Kammern	nutzbarer Wickelquerschnitt A_N mm ²	mittlere Windungslänge l_N mm	A_R -Wert ¹⁾ $\mu\Omega$	Gewicht g	Anzahl der Anschlüsse im RM	Bestellbezeichnung	
RM-Form	RM 8	1	30	42	47	5	B65812-B1002-D001	
		8				8	B65812-B1001-D001	
	RM 10	2	28,4	52	50	0,9	5	B65812-B1002-D002
			8				B65812-B1001-D002	
		1	41,5		43	1,5	11	B65814-J1002-D001
			12				B65814-J1001-D001	
2	39	46	1,7	11	B65814-J1002-D002			
	12			B65814-J1001-D002				
RM 14	1	107	71,5	23	3	10	B65888-B1001-D001	
						12	B65888-B1002-D001	
PM-Form	$\varnothing 50 \times 30$	1	118	96,8	28,2	4,5	10	B65645-A1000-M001
	$\varnothing 50 \times 39$	1	154	96,8	21,6	5	14	B65647-A1014-T001
	$\varnothing 62 \times 38$	1	203	120	20	8,5	12	B65695-A1000-M001
	$\varnothing 62 \times 49$	1	270	120	15,4	10	16	B65685-A1016-T001
	$\varnothing 70 \times 42$	1	290	140	16,6	15	10	B65697-J1000-M001
	$\varnothing 87 \times 70$	1	657	158	8,27	30	12	B65714-A1002-T001
							16	B65714-A1001-T001
$\varnothing 114 \times 93$	1	1070	210	6,75	45	0 ²⁾	B65734-A1000-T001	

1) Widerstandsfaktor; $A_R = R_{Cu}/N^2$

2) ohne Anschlüsse

Bild 46 Montagebohrungen für RM- und PM-Schalenkerne Ansichten in Montagegerichtung



1) auch Teilung 2,5 zulässig

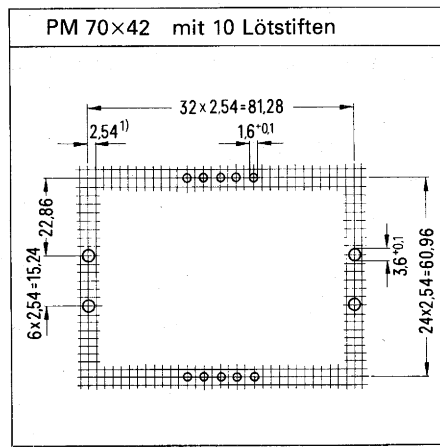
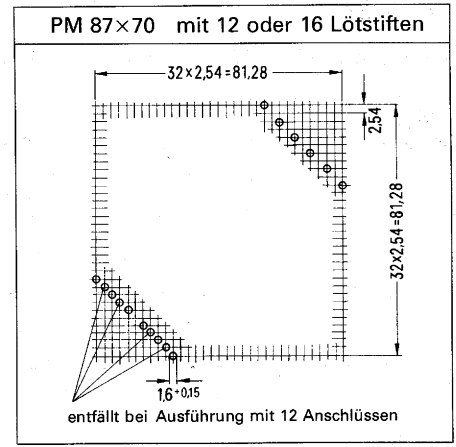


Bild 46 Fortsetzung



1) auch Teilung 2,5 zulässig

3.2.5 CC-Kerne (Cap-Cup-Core)

CC-Kerne sind speziell für Speicherdrosseln vorgesehen. Sie haben die Form von Glockenkernen mit Mittelbutzen. Als Deckel dient eine Ferritscheibe mit zwei gegenüberliegenden Schlitzen zur Herausführung der Spulenanschlüsse.

Die Montage der CC-Kerne erfolgt über das Butzenloch mit einer Schraube M4 aus antiferromagnetischem Material, z. B. Messing oder Kunststoff.

Abmessungen und magnetische Kennwerte der CC-Kerne siehe **Bild 47** und **Tabelle 24**.

Die Spulenkörper sind einkammerig und aus formbeständigem glasfaserverstärktem Kunststoff, selbstlöschend nach UL-94 V-O, hergestellt. Wickel-datender Spulenkörper siehe **Tabelle 25**.

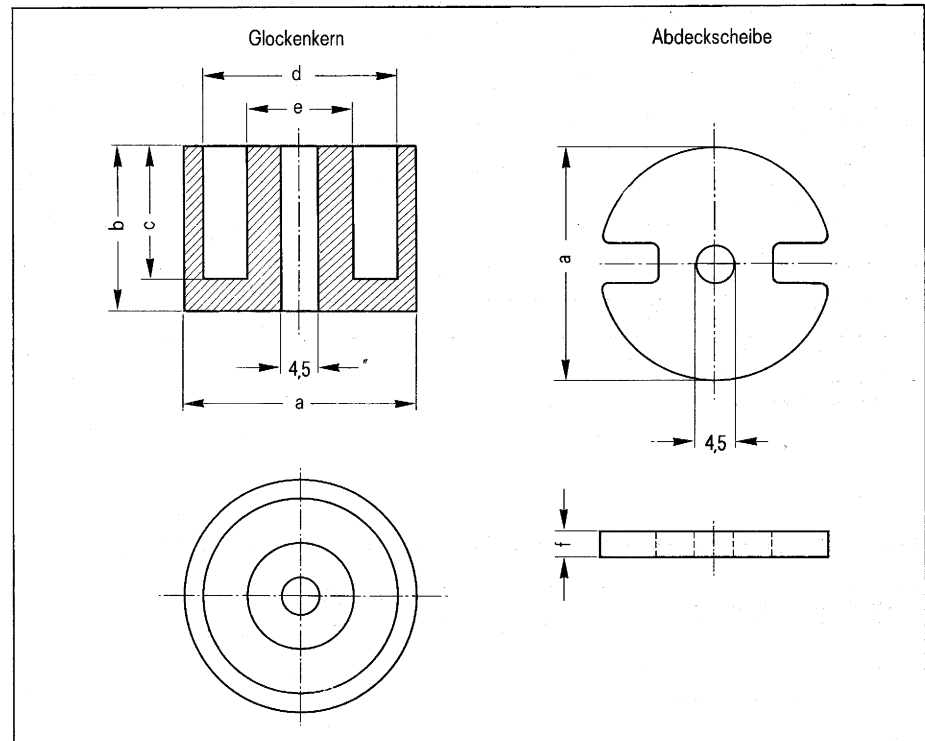


Tabelle 24

Abmessungen und magnetische Kennwerte der CC-Kernreihe. SIFERRIT-Werkstoff N27

Bauform	Abmessungen (mm)						Gewicht ≈ g	magnetische Kennwerte				Bestellbezeichnung ¹⁾ (je Satz)
	a_{max}	b_{max}	c_{min}	d_{min}	e_{max}	f_{max}		$\Sigma l/A$ mm ⁻¹	l_e mm	A_e mm ²	V_e mm ³	
CC 26	26	18,7	15,1	21,5	11,5	3	27	0,463	47,7	103	4906	B66442-A1-X27
CC 36	36	26,5	22	30	17	3,9	80	0,304	70,2	230	16 170	B66443-A1-X27
CC 50	52	34	27	44	24	6,2	220	0,195	93,3	479	44 730	B66446-A1-X27

$\Sigma l/A$ magnetischer Formfaktor

l_e eff. magnetische Weglänge

A_e eff. magnetischer Querschnitt des Butzens

V_e eff. magnetisches Volumen

1) der Satz besteht aus Glockenkern und Abdeckscheibe. Auch mit Luftspalt 1, 2, 3 mm lieferbar.

Tabelle 25

Spulenkörper für CC-Kerne. Lötbeanspruchung max. 280°C bzw. 536°F, 1 s.

Spulenkörper für Kernsatz	A_N mm ²	l_N mm	A_R μΩ	Kam- mern	Bestellbezeichnung
CC 26	50	54	37	1	B66442-J2000-X27
CC 36	97	76	27	1	B66443-J2000-X27
CC 50	190	110	20	1	B66446-J2000-X27

A_N nutzbarer Wickelquerschnitt

l_N mittlere Windungslänge

A_R Widerstandsfaktor; $A_R = R_{Cu}/N^2$

3.2.6 UI- und UU-Kerne mit rechteckigem Querschnitt

Diese Kernformen werden für Übertrager im Kilowattbereich angewandt, vorwiegend für Gegentaktbetrieb. Aus den Grundelementen U und I lassen sich nach dem Baukastenprinzip die verschiedensten Kernformen aufbauen, z. B. UI, UU, EI, EE, M. Auch der wirk-same Querschnitt für den magnetischen Fluß kann durch Übereinanderlegen der Grundelemente verdoppelt bzw. vervierfacht werden. Auf diese Weise lassen sich Übertrager mit Leistungen bis 20 kW bei Gegentaktbetrieb konzipieren. Die Bestellbezeichnungen für die Grundelemente I und U sind in **Tabelle 26** angegeben.

Abmessungen und magnetische Kennwerte der UI- und UU-Kernzusammenstellung siehe **Bild 48** und **Tabelle 26**.

Tabelle 26

Magnetische Kennwerte der UI- und UU-Kerne

Bauform	$\Sigma l/A$ mm ⁻¹	l_e mm	A_e mm ²	V_e mm ³	Gewicht g	$P_{N(G)}$ kW
UI 93/105/30	0,31	259	826	214 000	1100	1,5
UU 93/150/30	0,42	345	826	285 000	1500	2

$\Sigma l/A$ magnetischer Formfaktor
 l_e eff. magnetische Weglänge
 A_e eff. magnetischer Querschnitt
 V_e eff. magnetisches Volumen
 $P_{N(G)}$ Nennleistung bei Gegentaktbetrieb 20 kHz, 30 K Übertemperatur.
 Höhere Nennleistungen durch Parallellegen von Kernen;
 hierzu Abschnitt 3.2.6.

Bestellbezeichnung für
 Grundelemente nach Bild 48

I-Kern B67345-A2-X27
 U-Kern B67345-A1-X27

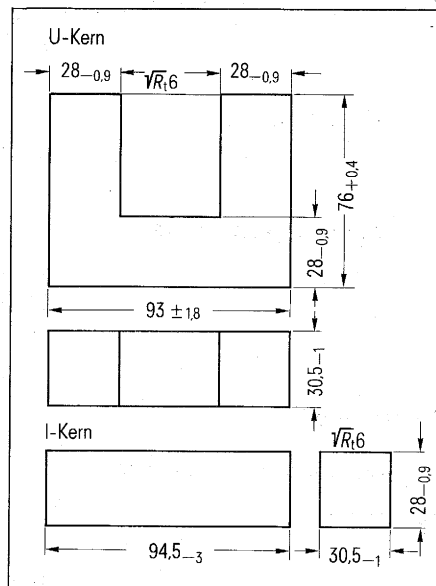


Bild 48 Maße des I- und U-Kerns

3.3 Transformatoren und Speicherdrosseln mit Kernen aus SIFERRIT-N27

3.3.1 Optimierung

Übertrager und Speicherdrosseln zählen zu den wichtigsten und zugleich kritischsten Bauteilen von Schaltnetzteilen. Kritisch deshalb, weil ihre Dimensionierung bestimmend ist für Wirkungsgrad, Volumen, Gewicht, Entstöraufwand und Übertragungsfunktion des SNT. Eine optimale Dimensionierung ist wegen der zahlreichen Parameter schwieriger als bei 50 Hz-Transformatoren mit Blechkernen. Gleiches gilt für eine wirtschaftliche Herstellung.

In den nachfolgenden Abschnitten werden die wichtigsten Faktoren für die Bemessung und den konstruktiven Aufbau behandelt. Die Berechnungsgrundlagen für die verschiedenen Wandlerarten sind in einer eigenen Technischen Mitteilung zusammengestellt. Literatur [19]

Auf Anfrage werden auch komplette einbaufertige Übertrager und Speicherdrosseln nach Spezifikation des Anwenders hergestellt. Hierzu ist der nachstehende **Fragebogen** möglichst vollständig beantwortet der Anfrage beizufügen. Der Bezug kompletter Übertrager und Drosseln gibt Gewähr für den Einsatz eines optimalen Bauteiles. Er empfiehlt sich vor allem für Anwendungen, die einen streuarmeren Wicklungsaufbau, kleine Wicklungskapazitäten, spezielle Schutzarten, hohen Wirkungsgrad, kleinstes Volumen, niedriger Wärmewiderstand ect. erfordern.

Fragebogen

I. Drossel

1. Induktivität $L = \text{_____ H}$
2. max. Gleichstromwiderstand $R_{GL} = \text{_____ } \Omega$
3. Vormagnetisierung $I_- = \text{_____ A}$
4. Wechselstromaussteuerung $I_{\sim} = \text{_____ A}$
5. Frequenz $f = \text{_____ Hz}$

II. Spule

6. Induktivität $L = \text{_____ H}$
7. Güte $Q = \text{_____}$
- 7a. bei Frequenz $f = \text{_____ Hz}$
8. Abgleichbereich _____
9. Abmessungen _____

III. Übertrager allgemein

10. Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = \text{_____}$
 11. Frequenzbereich $f_{\min} = \text{_____ Hz}, f_{\max} = \text{_____ Hz}$
- | | Primär | Sekundär |
|---------------------------|---------------------------------|----------------|
| 12. Spannung | $U_{\sim} = \text{_____ V}$ | _____ V |
| 13. Scheinwiderstand | $Z = \text{_____ } \Omega$ | _____ Ω |
| 14. Vormagnetisierung | $I_- = \text{_____ A}$ | _____ A |
| 15. Gleichstromwiderstand | $R_{GL} = \text{_____ } \Omega$ | _____ Ω |

IV. Leistungsübertrager

16. Wandlertyp _____
17. Primärspannung $U_p = \text{_____ V}$
18. Frequenz (Taktzeit) $f = \text{_____ Hz}$
19. Max. Sekundärleistung $P_s = \text{_____ W}$
20. Regelspannung $U = \text{_____ V}$
21. Rückkopplungsspannung $U = \text{_____ V}$
22. Sekundärspannung $U_s = \text{_____ V}$
23. Sekundärstrom $I_s = \text{_____ A}$
24. Streuinduktivität $\sigma_L = \text{_____ mH}$

V. Allgemeine Angaben

25. Gleichrichter _____
26. Kondensatoren _____
27. Belastungsart _____
28. Verwendungszweck _____
29. Umgebungstemperatur $T_u = \text{_____ } ^\circ\text{C}$
30. Erdungslötöse ja/nein
31. Betriebsart (Betriebszeitangaben)

- a) Betrieb _____ Min./Std.
- b) Pause _____ Min./Std.

32. Prüfspannung U_p

- a) Wicklung/Wicklung _____ V
- b) Wicklung/Kern _____ V

33. Besondere Vorschriften

- a) DIN _____
- b) VDE _____
- c) MIL _____
- d) SEV _____

34. Schaltbild

35. Voraussichtliche Stückzahl _____ Stck./Jahr

36. Wunschtermin

- a) Muster _____
- b) Serienfertigung _____

3.3.2 Bemessungs- und Konstruktionskriterien

Übertragbare Leistung P

Nomogramm **Bild 49** vermittelt als Richtwert die übertragbare Leistung P , abhängig von der Kernform (E, EC, RM, PM, UI etc.) und der Kerngröße sowie abhängig von der Betriebsart des Wandlers (Eintakt-Durchfluß, Gegentakt-Durchfluß und Speicher).

Bei $f = 30$ kHz erhöhen sich die aus dem $f = 30$ kHz erlesenen übertragbaren Leistungen um ca. 50 %. Gleichzeitig steigt aber die Übertemperatur ϑ_0 auf ca. 50 K.

Die Faktoren, von denen die übertragbare Leistung P abhängt, sind im **Bild 50** in einem Schema dargestellt.

Darin bedeuten:

C Konstante für die Betriebsart des Wandlers;

bei Gegentakt-Durchflußübertrager $C = \sqrt{2}$

bei Eintakt-Durchflußübertrager $C = 1/\sqrt{2 \cdot p1 \cdot p1}$ ist das Tastverhältnis, d. h. Verhältnis von Durchlaßzeit zur Periodendauer

bei Sperrwandler (Speicherübertrager) $C = 0,87$

f Taktfrequenz; bevorzugter Bereich 16 bis 50 kHz.

$f \sim P$. Mit steigender Frequenz nehmen die Kernverluste P_{Fe} und damit die Übertemperatur ϑ_0 zu. (Vergleiche **Bild 30**).

ΔB Induktionshub. Für ΔB wird in der Regel bei Eintaktbetrieb (unipolare Aussteuerung) $0,7 \hat{B}$ und bei Gegentaktbetrieb (bipolare Aussteuerung) $0,5 \hat{B}$ gewählt (siehe **Bild 51**). \hat{B} ist die Sättigungsmagnetisierung. Im dynamischen Betrieb soll auch im ungünstigsten Fall, d. h. beim maximalen Lastsprung und der höchsten möglichen Umgebungstemperatur eine Aussteuerung des Übertragungskerns in die Sättigung vermieden werden. Im Bereich der Sättigung entstehen durch den großen Magnetisierungsstrom am Kollektor des Schalttransistors Stromspitzen, die zur Zerstörung des Schalttransistors führen können.

Die optimale Induktion B_{opt} ist gegeben, wenn die Kernverluste P_{Fe} und die Kupferverluste P_{Cu} etwa gleich groß sind.

A_e effektiver Kernquerschnitt in mm^2 ; die A_e -Werte für die verschiedenen Kernformen und Kerngrößen sind in den **Tabellen 18, 20, 21, 24, 26** angegeben.

f_{CuP} Kupferfüllfaktor der Leistungswicklung; abhängig vom Wicklungsaufbau (Draht, Band, Litze, Lagenisolation, Verschachtelung). Erreichbar sind Werte von 0,35 bis 0,5.

P_{Cu} Kupferverlustleistung. Sie bestimmt zusammen mit den Kernverlusten P_{Fe} die Übertemperatur.

A_R Widerstandsfaktor oder A_R -Wert. Dieser ist für die verschiedenen Spulenkörper in den **Tabellen 19** und **22** für einen Kupferfüllfaktor $f_{Cu} = 0,5$ angegeben. Für andere Kupferfüllfaktoren f_{Cu} ist der A_R -Wert wie folgt umzurechnen:

$$A_{R(f_{Cu})} = A_{R(0,5)} \frac{0,5}{f_{Cu}}$$

Thermische Optimierung

Sie wird erreicht, wenn die vom Ferritkern erzeugte Übertemperatur etwa gleich groß ist wie die in der Wicklung erzeugte Übertemperatur. Das bedeutet, daß die Kernverlustleistung und die Kupferverlustleistung etwa gleich hoch sind: $P_{Fe} \approx P_{Cu}$. Diese Gleichheit der Verluste stellt sich bei der optimalen Induktion B_{opt} ein.

B_{opt} ist für die wichtigsten Kernformen und Kerngrößen in Abhängigkeit von der übertragbaren Leistung P aus Diagramm **Bild 52** zu entnehmen. Betriebsart Gegentakt, Übertemperatur $\vartheta_0 = 30$ K, $f = 20$ bzw. 50 kHz, $P_{Fe} = 2$ mW/g bzw. 4 mW/g.

Für das häufigste Wertepaar 20 kHz und 4 mW/g liegen die optimalen Induktionen (stark ausgezogene Gerade) zwischen 100 bis 230 mT. Für 50 kHz und unverändert 4 mW/g nach der gestrichelten Geraden zwischen 60 und 150 mT und schließlich für wieder 20 kHz aber 2 mW/g nach der punktierten Geraden zwischen 140 und 320 mT. In den beiden letzten Fällen werden wegen der höheren Frequenz bzw. Induktion höhere Leistungen übertragen.

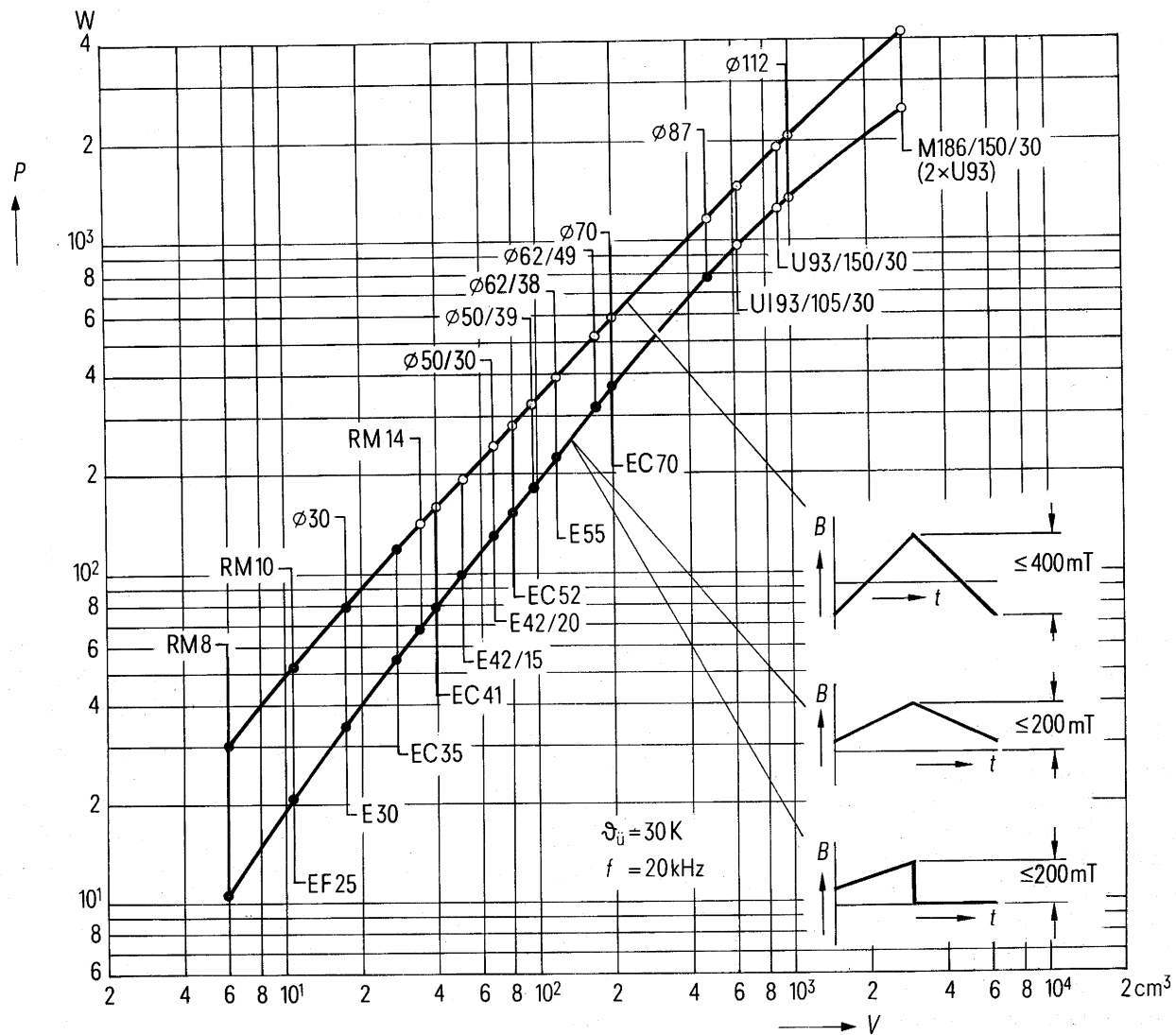
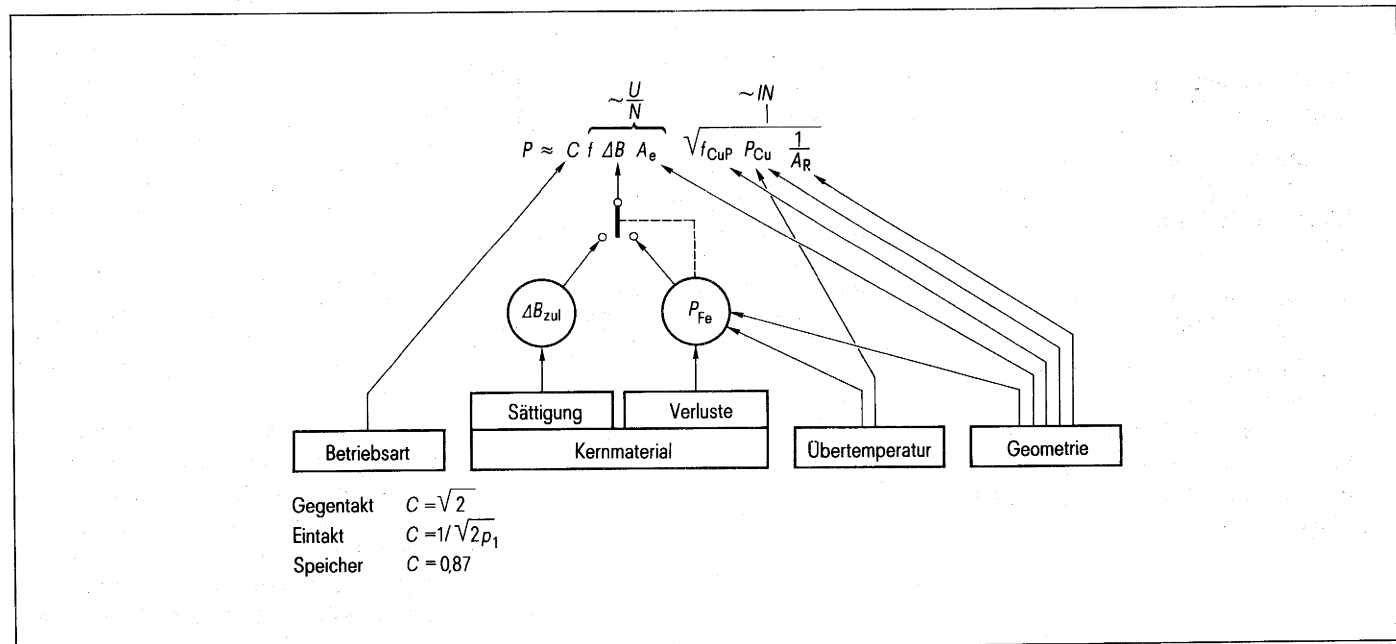


Bild 49 Nomogramm für die übertragbare Leistung P mit Ferritkernen aus SIFERRIT N27 bei Taktfrequenz $f = 20$ kHz und Übertemperatur $\vartheta_{Ü} = 30$ K. Parameter: Kernform, Kerngröße, Betriebsart des Wandlers

Bild 50 Leistungsformel für Übertrager



Streuinduktivität L_S und Wicklungsaufbau

Die Streuinduktivität ist sowohl vom Wicklungsaufbau, als auch von den Kernabmessungen abhängig.

- Beeinflussung durch den Wicklungsaufbau.

Kleine Streuinduktivitäten werden durch Verschachteln der eng zu koppelnden Wicklungen, d. h. durch hohe Koppelfaktoren erreicht. Teilt man z. B. die Primärwicklung in zwei gleiche Schichten und legt die Sekundärwicklung zwischen diese, so erzielt man eine Streuinduktivität L_{S1} , die nur noch ein Viertel einer nichtverschachtelten Wicklung beträgt (gemessen an der Primärwicklung).

Diese Beziehung ist aus der vereinfachten Gleichung für die Streuinduktivität

$$L_{S1} = \mu_0 \cdot N_1^2 \cdot \frac{n_w}{3} \cdot \frac{l_w}{b_w} \cdot \frac{1}{t^2} \quad (2)$$

zu ersehen.

In der Gleichung bedeutet:

μ_0 magnetische Feldkonstante,

N_1 Primärwindungszahl,

b_w Wickelhöhe senkrecht zur magnetischen Achse,

b_w Wickelbreite in Längsrichtung der magnetischen Achse,

t Unterteilungsfaktor, der durch die Anzahl der Trennflächen zwischen Primär- und Sekundärwicklungen definiert ist.

Außer der beschriebenen schichtweisen Verschachtelung kann wegen der sekundärseitig meistens niedrigen Windungszahlen bei Mittelfrequenzübertragern (z. B. nur zwei Windungen für 12 V) eine Verschachtelung der Wicklungen innerhalb einer Lage zweckmäßig sein. Vorgefertigte Bandleitungen ergeben hierbei eine gute Reproduzierbarkeit bestimmter Geometrien – z. B. symmetrische oder unsymmetrische Wickelanordnungen – bei hoher Wirtschaftlichkeit.

In einer Bandleitung liegt immer der Leiter einer Wicklung neben dem Leiter der anderen Wicklung. Damit wird eine optimale Kopplung der Wicklungen und als Folge davon eine sehr kleine Streuinduktivität erreicht. Hierzu **Bild 53**.

- Beeinflussung durch die Kernwahl

Aus der Gleichung (2) ist für die Kerngeometrie abzuleiten, daß b_w groß und l_w und n_w klein sein sollen, d. h. eine kleine Streuinduktivität wird mit Kernen mit großer Wickelbreite in Richtung der magnetischen Achse erreicht. Für diese Bedingung sind EC-Kerne und U-Kerne am günstigsten. Der Streufluß im Bereich der Wicklung ist klein, eine Verschachtelung ist wickeltechnisch relativ einfach.

PM- und RM-Kerne haben zwar nach außen ein sehr kleines, im Innenraum aber ein sehr großes Streufeld, das sich auf den gesamten Wicklungsumfang verteilt. Dies gilt besonders für Wicklungen, die kurz gegen ihren Durchmesser sind. Hier empfiehlt sich ein Bandleiteraufbau der Wicklung. (**Bild 53**).

- Einfluß der Streuinduktivität auf die Schaltungsfunktion des SNT

Die Streuinduktivität setzt sich aus dem primärseitigen und dem sekundärseitigen Anteil zusammen. Die gesamte primär wirkende Streuinduktivität wird an der Primärseite gemessen bei kurzgeschlossenen Sekundärwicklungen. Die sekundär wirkende Streuinduktivität wird an der Sekundärseite gemessen bei primärem Kurzschluß.

Die primäre Streuinduktivität führt zu Spannungsspitzen beim Ausschaltvorgang und erzeugt bei Rechteck-Wandler Überschwinger auf der Sekundärseite.

Wärmewiderstand R_{th}

Das Verhältnis von Übertemperatur ϑ_U zur Gesamtverlustleistung wird als Wärmewiderstand bezeichnet.

$$R_{th} = \frac{\vartheta_U}{(P_{Fe} + P_{Cu})}; \text{ Maßeinheit K/W.}$$

Im Diagramm **Bild 54** ist R_{th} in Abhängigkeit von der Übertrageroberfläche S für die verschiedenen Kernformen und Kerngrößen angegeben. Parameter ist die kleinste Kantenlänge d .

Der Wärmewiderstand fällt von etwa 50 K/W beim kleinsten Kern mit 20 mm Kantenlänge auf etwa 3 K/W beim größten Kern mit 186 mm Kantenlänge. Die Werte gelten für freie Konvektion und für unvergossene Übertrager. Durch einen Verguß oder Kühlkörper läßt sich der Wärmewiderstand um 30 bis 50 % senken.

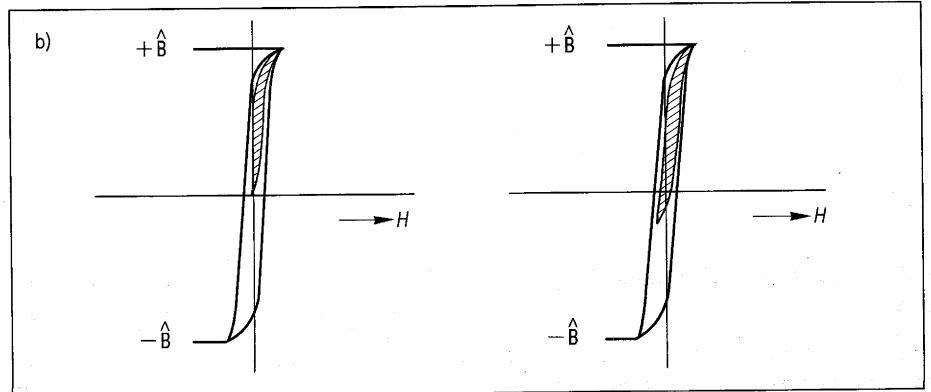
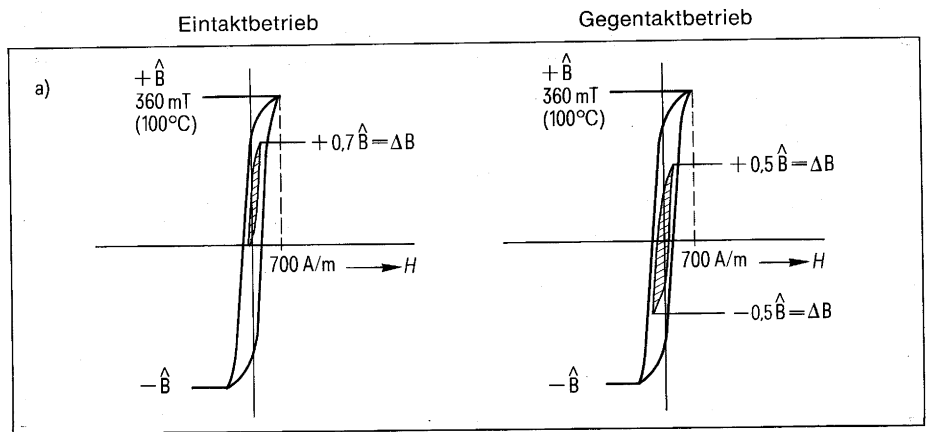


Bild 51 Arbeitsbereiche der magnetischen Asteuerung von SIFERRIT N27;
a) konstante Last,
b) positiver Lastsprung

Bild 52 Übertragbare Leistung P und optimale Induktion \hat{B}_{opt} von Übertragern mit SIFERRIT-Kernen

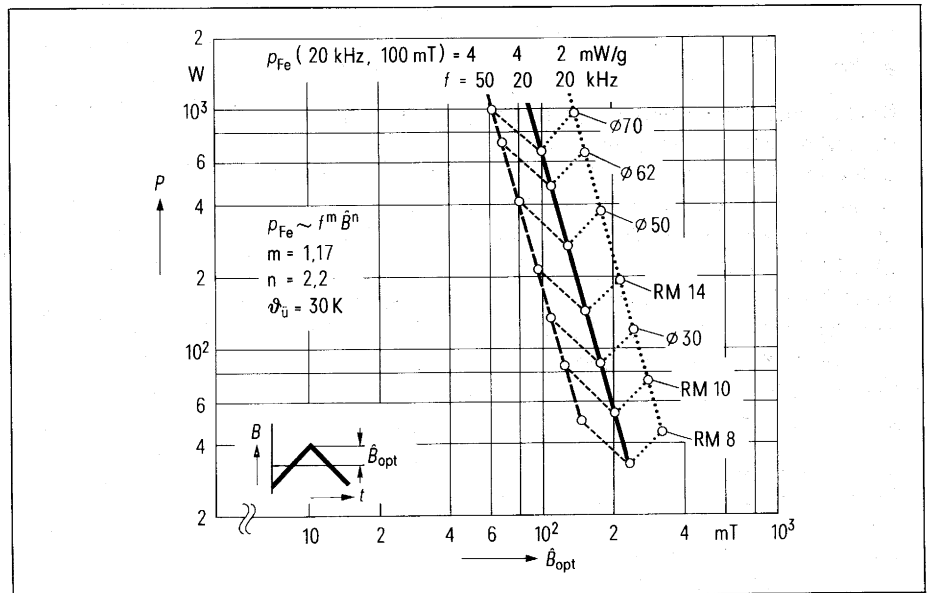
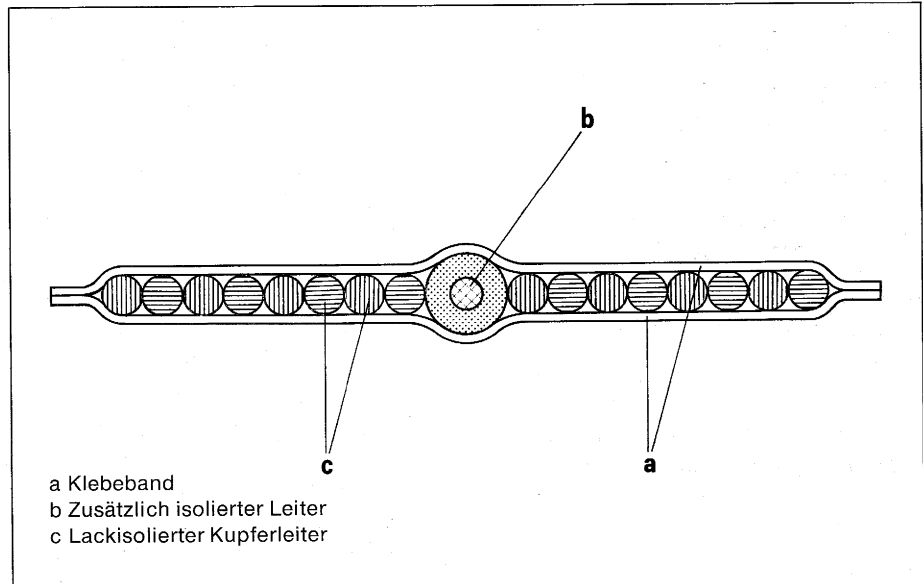


Bild 53 Schnittbild einer Bandleitung aus Drähten und Klebebändern. In der Mitte ist die zusätzlich isolierte Regelwicklung zu sehen, die die Regelspannung (Istwert) liefert. Leiter verschiedener Wicklungen liegen wechselweise nebeneinander (s. Schraffur); diese Anordnung ermöglicht die Herstellung von in einer Lage verschachtelten Wicklungen mit gut reproduzierbarer Geometrie



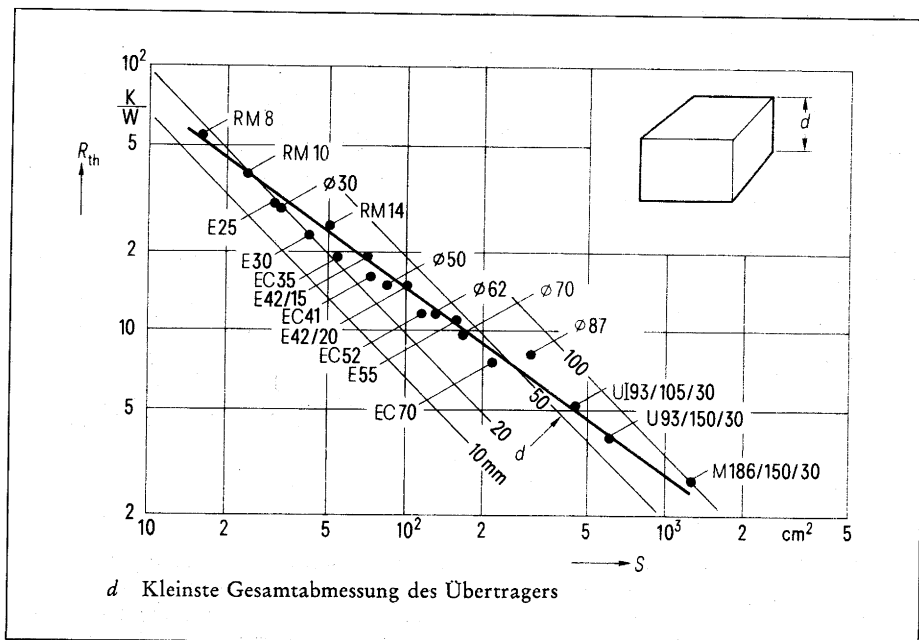


Bild 54 Wärmewiderstand R_{th} in Abhängigkeit von der Übertrageroberfläche S bei Übertragern mit SIFERRIT-Kernen

Maximale Betriebstemperatur ϑ_{max}

Der kritische Bereich für ϑ_{max} wird durch zwei Faktoren bestimmt:

Anstieg der Kernverluste bei Temperaturen $> 100^\circ\text{C}$ (**Bild 31**). Thermische Belastbarkeit von CuL-Drähten und Litzen, im allgemeinen $< 120^\circ\text{C}$.

Bei der Konstruktion des Schaltnetztes ist zu beachten, daß nicht der für ϑ_{max} angenommene Wert örtlich überschritten wird, z. B. durch Wärmestau oder Wärmestrahlung benachbarter Bauteile.

Künstlicher Luftspalt

In manchen Anwendungsfällen ist ein Übertrager mit großer Streuung erforderlich, z. B., wenn der Innenwiderstand des Schaltnetztes groß sein soll (Speisung von NV-Hochdruck-Gasentladungslampen, sogenannten Xenonlampen). Die gewünschte Streuung wird durch einen Luftspalt im magnetischen Fluß erreicht. Durch getrennte Anordnung der Primär- und Sekundärwicklung auf je einem Schenkel eines UI- oder UU-Kernes kann die Streuung noch verstärkt werden.

Den Einfluß eines Luftspaltes im magnetischen Kreis zeigt **Bild 55**.

Ein Luftspalt von etwa 0,1 bis 1 mm, in besonderen Fällen auch darüber, kann auch bei Gegentaktwandlern aus folgenden Gründen erforderlich sein:

- Verminderung der störenden Gleichstromvormagnetisierung, die durch Unsymmetrien der Speicherzeiten bzw. der Stromverstärkung der Schalttransistoren entsteht.
- Unsymmetrische Last (Halbwellenbelastung) am Wandlerausgang.

● Unsymmetrien in der Steuerung.

Die Größe des Luftspaltes richtet sich nach der Differenz der Speicherzeiten der beiden im Gegentakt arbeitenden Schalttransistoren. Sind z. B. die Speicherzeiten und damit die Tastzeiten um 20 % unterschiedlich, dann differieren auch die Kollektorspitzenströme und damit die Magnetisierung um 20 %.

Für einen gewählten Luftspalt können die Amperewindungen für den Sättigungseinsatz folgendermaßen ermittelt werden:

Eine Wicklung, von der die Windungszahl N bekannt ist, wird in Reihe mit einem regelbaren Widerstand R an eine Wechselspannung 50 Hz gelegt. An R wird der Strom I bis zum Verzerrungseinsatz hochgeregelt, abgelesen und mit der Windungszahl N multipliziert.

$$AW_{sat} = I \cdot N$$

Ein Luftspalt hat vor allen auch negative Auswirkungen:

Er verschlechtert den Wirkungsgrad und zwingt damit oft zum Übergang auf einen größeren Kern. Ferner erhöht er die Streuung. Aus diesen Gründen soll der Luftspalt generell nur so groß gewählt werden, wie jeweils notwendig.

Unsymmetrische Aussteuerung

Bei Gegentaktbetrieb kann durch Unsymmetrien in der Last u. U. eine unsymmetrische Magnetisierung entstehen. In diesem Fall kann näherungsweise mit Kernverlusten P_{Fe} wie bei symmetrischer Magnetisierung gleichen Induktionshubs gerechnet werden.

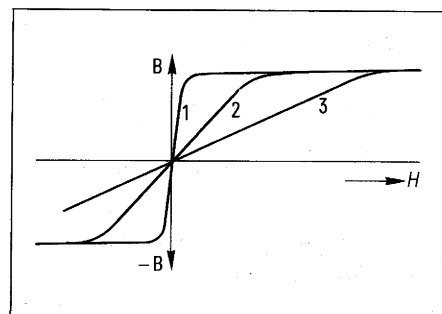


Bild 55 Einfluß des Luftspaltes auf die Magnetisierungs-Kennlinie in Übertragern
1 ohne Luftspalt,
2 kleiner Luftspalt (einige Zehntel Millimeter),
3 großer Luftspalt (1 ... 2 mm)

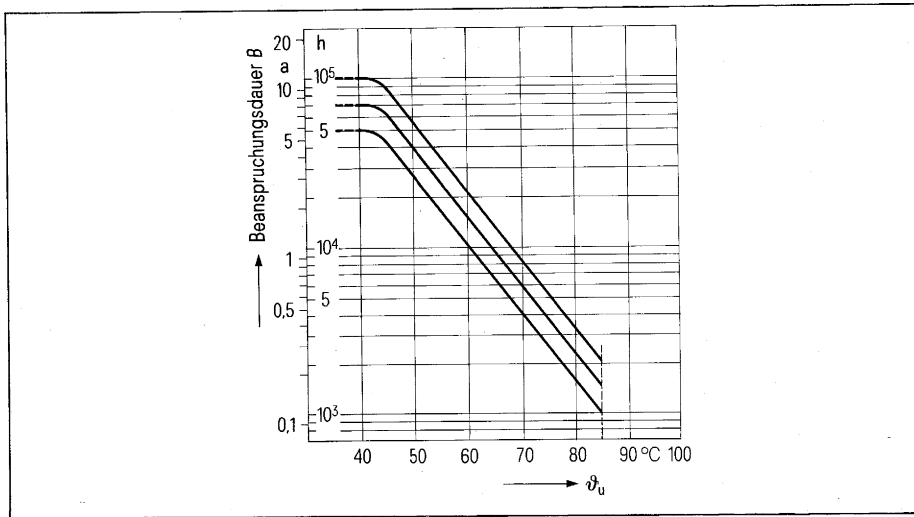


Bild 56 Beanspruchungsdauer B in Stunden (h) und Jahren (a) in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_U . Obere Kurve: Bauformen lfd. Nr. 1 und 2 nach Tabelle 27, mittlere Kurve: Bauformen lfd. Nr. 3 nach Tabelle 27, untere Kurve: Bauformen lfd. Nr. 4 nach Tabelle 27

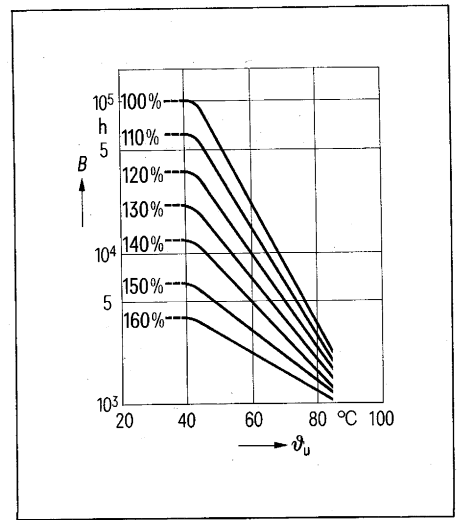


Bild 57 Beanspruchungsdauer B in Abhängigkeit von der Wechselstrombelastung (in % des Nennwertes) und von der Umgebungstemperatur ϑ_U für Bauformen lfd. Nr. 1 nach Tabelle 27. In Anwendungsfällen, in denen die ausgewiesene hohe Zuverlässigkeit nach Bild 56 nicht voll benötigt wird, kann die Wechselstrombelastung bis zur 160%-Kurve ausgedehnt werden. Der zulässige überlagerte Wechselstrom ist in Tabelle 28 angegeben

3.4 Aluminium-Elektrolytkondensatoren

3.4.1 Eingangskondensator

Diese Kapazität hat drei Aufgaben zu erfüllen:

- Glättung der gleichgerichteten Eingangsspannung
- Ausiebung nieder- und mittelfrequenter symmetrischer Störspannungen aus dem Netz
- Energiespeicherung um kurzzeitige Unterbrechungen der Eingangsspannung ($1/2$ bis 3 Perioden) aufzufangen.

Auswahlspektrum siehe **Tabelle 27**.

Die Spannungsbeanspruchung ist Eingangsspannung $U_E \cdot \sqrt{2}$. Bei einer Netzspannung von 220 V 50 Hz und 10 % Überspannung ergibt sich für den Kondensator eine maximale Spannungsbeanspruchung von $242 \cdot \sqrt{2} = 342$ V, d. h. Elektrolytkondensatoren der Nennspannungsreihe 350 V sind ausreichend.

Der benötigte Kapazitätswert errechnet sich aus der Ausgangsleistung des SNT und eventuellen kurzzeitigen Netzunterbrechungen nach folgenden Erfahrungswerten:

je VA Ausgangsleistung	
ohne Netzunterbrechung	$C = 1 \mu\text{F}$
Netzunterbrechung von $1/2$ bis 1 Periode	$C = 2 \mu\text{F}$
Netzunterbrechung von 1 bis 2 Perioden	$C = 3 \mu\text{F}$
Netzunterbrechung von 2 bis 3 Perioden	$C = 4 \mu\text{F}$

Für die Betriebsfälle mit Netzunterbrechung muß die Strombelastbarkeit der Gleichrichterioden auf den Kondensator-Entladestrom abgestimmt sein.

Der Kondensator ist bei Einweggleichrichtung mit einer 50-Hz-, bei Brückengleichrichtung und Doppelweggleichrichtung mit einer 100-Hz-Wechselstromkomponente belastet. In der **Tabelle 28** sind die zulässigen Wechselströme eff. in Abhängigkeit von der Nennkapazität und der Nennspannung bezogen auf $\vartheta_U = 85^\circ\text{C}$ für Al-Elko für erhöhte Anforderungen aufgezeigt. Die zulässige Wechselstrombelastbarkeit wird mit steigender Kondensatoroberfläche größer. Dadurch ist es bei hoher Wechselstrombelastung zweckmäßig, einen Kondensator der nächsthöheren Spannungsreihe zu wählen.

Tabelle 29 zeigt die Temperaturabhängigkeit und **Tabelle 30** die Frequenzabhängigkeit der Wechselstrombelastbarkeit von Al-Elko. Der Einfluß der Umgebungstemperatur ϑ_U auf die Beanspruchungsdauer B (Lebensdauer) und auf die Wechselstrombelastbarkeit des Kondensators geht aus **Bild 56** und **57** hervor.

Für die in **Tabelle 28** genannten Wechselströme und die in **Tabelle 29** genannten Oberflächentemperaturen gelten die in DIN 41240 (Juni 1974), Abschnitt 3.2, aufgeführten Zuverlässigkeiten. Falls geringere Brauchbarkeitsdauern akzeptabel sind, können höhere Wechselströme und Oberflächentemperaturen zugelassen werden.

Dem 100-Hz-Wechselstrom ist eine HF-Komponente überlagert, die durch den Taktbetrieb des Schalttransistors entsteht und zu Funkstörungen führt. Das

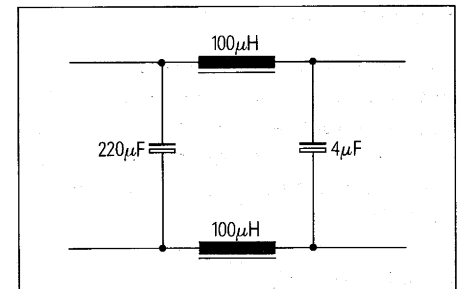


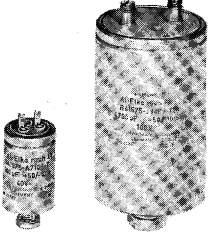
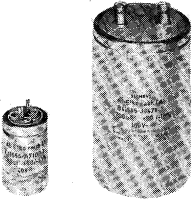



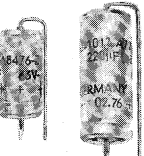
Bild 58 Beispiel für die Aufteilung des Eingangskondensators und Beschaltung zu einem π -Glieder. Die Optimierung von L und C geschieht am besten durch einen Versuchsaufbau.

nieder- und mittelfrequente, symmetrische Spektrum dieser Störspannung wird vom Kondensator, ausgesiebt. Für den hochfrequenten und unsymmetrischen Teil der Störspannung sind Entstörkondensatoren X-Ko und Y-Ko und Entstördrosseln nötig (siehe 4.1 und 4.2).

Für Durchflußwandler empfiehlt sich wegen der größeren Funkstörungen dieses Wandlertyps u. U. eine unsymmetrische Aufteilung der Eingangskapazität (z. B. $220 \mu\text{F} + 4 \mu\text{F}$ für einen Wandler mit 250 VA) und eine Beschaltung der beiden Teilkapazitäten mit UKW-Drosseln zu einem π -Glieder (**Bild 58**). Dieses π -Glieder vermindert die symmetrischen Störspannungskomponenten der Grundwelle und deren 3. bis 5. Harmonischen.

Tabelle 27 Kriterien zur Auswahl der Bauform von Aluminium-Elektrolytkondensatoren für Schaltnetzteile

Teil A Vorwahl der Bauformgruppe

Lfd. Nr.	Montage- und Anschlussart	Bauform	Nennspannung V-	Preisrelation	elektrische Daten	Abmessungen	Lebensdauer Ausfallsatz bei $\vartheta_U = 65^\circ\text{C}$
1	 <p>mit Gewindezapfen</p> <p>Lötösen bei $\varnothing 31,5$ Schraubenschlüsse $\varnothing \geq 35,7$</p>	B41584	16 bis 100	1	sehr gut	sehr klein	14000 h 3%
		B43584	160 bis 350				
2	 <p>für Ringschellenbefestigung</p> <p>Lötösen bei $\varnothing 31,5$ Schraubenschlüsse $\varnothing \geq 35,7$</p>	B41564	16 bis 100	1	sehr gut	sehr klein	14000 h 3%
		B43564	160 bis 350				
3	 <p>Bauform-Endziffer 1 hohe Schraubenschlüsse 3 niedrigere Schraubenschlüsse</p>	B41441 B41443	10 bis 100	0,9	sehr gut	groß	14000 h 3%
		B43441 B43443	200 bis 450				
		B41461 B41463	10 bis 100	0,8	gut	klein	10000 h 5%
		B43461 B43463	200 bis 450				
		B41471 B41473	10 bis 100	0,7	befriedigend	sehr klein	8000 h 5%
		B43471 B43473	200 bis 450				
4	 <p>für Lötstiftbefestigung</p>	B41306	16 bis 100	0,65	befriedigend	sehr klein	7000 h 5%
		B43306	250 bis 350				
5	 <p>axiale Anschlußdrähte liegende Montage</p>	B41588	10 bis 100	1	sehr gut	klein	20000 3%
		B41283					
		B41010	6,3 bis 100	0,6	gut	sehr klein	8000 h 3%
6	 <p>stehende Montage</p>	B41286	6,3 bis 100	0,65	gut	sehr klein	8000 h 3%
		B41012					

1) Mittelwert des Preisfaktors, nur als Anhaltspunkt bei der Bauform-Auswahl anzusehen.

Becher-Elko (lfd. Nr. 1 bis 4) sind auf Bauform B41584/B43584 bezogen, Elko für liegende bzw. stehende Montage (lfd. Nr. 5 und 6) auf Bauform B41588.

2) Korrespondiert mit Tabelle Teil B.

Tabelle 27 Kriterien zur Auswahl der Bauform von Aluminium-Elektrolytkondensatoren für Schaltnetzteile

Teil B Kurzdaten der Bauformen

Lfd. Nr.	Bauform	Nenngleichspannungen	Kapazität	Anwendungs-klasse	Eigenschaften	Datenbuch Aluminium-Elektrolyt-kondensatoren		
2)		V-	µF					
1	B41584	16, 25, 40, 63, 100	470 bis 150 000	HFP -25 bis +85°C IEC: 25/085/56	Rundbecher mit Isolierhülle; Typ IA, DIN 41 248. Zulässige überlagerte Wechselströme sowie Werte für Scheinwiderstand Z und Ersatzserienwiderstand R_{ESR} , siehe Tabelle 28, 29, 30, 32 und 34.	Seite 27 ¹⁾		
	B43584	160, 250, 350	100 bis 6800	GPF -40 bis +85°C IEC: 40/085/56		Seite 43 ¹⁾		
2	B41564	16, 25, 40, 63, 100	470 bis 220 000	HFP -25 bis +85°C IEC: 25/085/56	Hohe Lebensdauererwartung, Kap. Abnahme nach 10 ⁸ Schaltungen < 5%. Besonders für Neuentwicklungen zu empfehlen.	Seite 19 ¹⁾		
	B43564	160, 250, 350	100 bis 15 000	GPF -40 bis +85°C IEC: 40/085/56		Seite 35 ¹⁾		
3	B41441	10, 15, 25, 30	250 bis 100 000	-40 bis +85°C	Rundbecher mit Isolierhülle; hohe Wechselstrombelastbarkeit, kleine R_{ESR} -Werte, hohe Lebensdauererwartung, gute Langzeitstabilität der elektrischen Werte; Einsatz für erhöhte Anforderungen.	Seite 211/212		
	B41443	40, 50, 75, 100						
	B43441	200, 250	35 bis 3700				Seite 213	
	B43443	350, 450						
	B41461	10, 15, 25, 30	450 bis 160 000			-40 bis +85°C	Rundbecher mit Isolierhülle; entspricht weltweit eingeführten Standardreihen für universellen Einsatz. Kleine Abmessungen bei noch brauchbaren R_{ESR} -Werten.	Seite 214/215
	B41463	40, 50, 75, 100						
B43461	200, 250	50 bis 5500		Seite 216				
B43463	350, 450							
B41471	10, 15, 25, 30	850 bis 390 000	-40 bis +85°C	Rundbecher mit Isolierhülle; sehr kleine Abmessungen, besonders für kompakten Aufbau und semiprofessionellen Einsatz.	Seite 217/218			
B41473	40, 50, 75, 100							
B43471	200, 250	80 bis 12 000				Seite 219		
B43473	350, 450							
4	B41306	16, 25, 40, 63, 100			220 bis 47 000	GPF -40 bis +85°C IEC: 40/085/56	Typ IIA DIN 41 332; Gehäuse mit Isolierhülle, für allgemeine Anforderungen und kompakten Aufbau.	Seite 115/116
	B43306	250, 350			47 bis 1000			Seite 117/118
5	B41588	10, 16, 25, 40, 70, 100	4,7 bis 4700	GPF -40 bis +85°C IEC: 40/085/56	Typ IA DIN 41 257; Gehäuse mit Isolierhülle. Werte für Scheinwiderstand Z und Ersatzserienwiderstand R_{ESR} siehe Tabelle 28, 29, 30, 31 und 33. Hohe Lebensdauererwartung. Besonders für Neuentwicklungen bei erhöhten Anforderungen zu empfehlen.	Seite 143 bis 148		
	B41283	6,3, 10, 16, 25, 40, 63	4,7 bis 1000	GPF -40 bis +85°C IEC: 40/085/56		Typ IIA DIN 41 332, Gehäuse mit Isolierhülle. Für allgemeine Anforderungen und kompakten Aufbau, liegende Montage.	Seite 51 bis 53	
B41010	100		100 bis 10 000		Seite 55 bis 59			
6	B41286 B41012	alle Daten und Eigenschaften wie lfd. Nr. B41283/B41010, jedoch für stehende Montage				Seite 65 bis 67 Seite 69 bis 73		

¹⁾ Nachtrag zum Datenbuch Aluminium-Elektrolytkondensatoren 1976/77

²⁾ Korrespondiert mit Tabelle Teil A

Tabelle 28

Zulässiger überlagerter Wechselstrom I_{eff} in A (Größtwerte) bei 100 Hz und 85 °C¹⁾

Nennkapazität in μF	Nennspannung in V-							
	16	25	40	63	100	160	250	350
	zulässiger überlagerter Wechselstrom in A							
100								0,41
220						0,54	0,60	0,74
470					0,74	0,90	1,1	1,2
1000				1,1	1,3	1,6	1,8	1,9
2200		1,3	1,5	1,7	2,0	2,6	2,8	2,9
3300					2,6	3,2	3,3	3,8
4700	1,8	2,0	2,4	2,8	3,3	3,7	4,2	5,0
6800				3,1	4,0	4,6	5,5	
10000	2,4	2,8	3,3	3,8	4,3	6,0		
15000	3,0	3,5	3,8	4,6	5,3	6,4		
22000	3,7	4,0	4,5	5,1	6,9			
33000	4,2	4,8	5,4	6,3	7,6			
47000	5,0	5,7	5,9	8,1				
68000	6,0	6,3	7,4	9,0				
100000	6,5	7,6	9,3					
150000	8,1	9,9						
220000	10,3							

¹⁾ Für abweichende Temperaturen oder Frequenzen ist nach Tabelle 29 bzw. Tabelle 30 umzurechnen.

Tabelle 29

Zulässige Wechselstrombelastung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur

Umgebungstemperatur in °C	zulässiger Prozentsatz für den in Tabelle 28 ange- gebenen Wert des über- lagerten Wechselstromes in %	höchstzulässige Oberflächentemperatur ϑ_0 in °C
85	100	87
80	120	83
75	135	79
70	150	75
65	160	71
60	180	67
55	190	63
50	200	59
45	210	55
≤ 40	220	50

Tabelle 30

Zulässige Wechselstrombelastung in Abhängigkeit von der Frequenz

Frequenz in Hz	$d_{max.} \leq 35,5$	$d_{max.} \geq 51$
	zulässiger Prozentsatz für den in Tabelle 28 angegebenen Wert des überlagerten Wechselstromes	
50	83	85
100	100	100
200	110	107
400	115	111
1000	119	114
≥ 2000	120	115

3.4.2 Ausgangskondensator

Diese Kapazität dient vor allem zur

- Glättung der Ausgangsspannung
- Stabilisierung der Ausgangsspannung gegen Lastsprünge
- Aussiebung niederfrequenter Störspannungen.

Auswahlspektrum siehe **Tabelle 27**.

Glättung der Ausgangsspannung

Der gleichgerichteten Ausgangsspannung überlagert ist ein Rest des hochfrequenten Wechselstromes, der sog. Ripplestrom. Bei allen Wandler-schaltungen nach dem Durchflußprinzip, bei denen neben dem Trafo auch eine Speicherdrossel Verwendung findet, wird dieser Ripplestrom durch die Wirkung der Speicherdrossel auf Werte von 5 bis 10 % des Ausgangsgleichstromes begrenzt.

Beim Sperrwandler dagegen, wo nur der Trafo als einziges induktives Element vorhanden ist und sowohl die Spannungsübersetzung als auch die Speicherfunktion übernimmt, ist der Effektivwert des Ripplestromes etwa so groß wie der Ausgangsgleichstrom.

Der Kondensator muß den Ripplestrom so weit glätten, daß die Ausgangsspannung U_A nur noch eine Restwelligkeit von normal $<1\%$ hat, in speziellen Fällen nur wenige Promille.

Stabilisierung der Ausgangsspannung gegen Lastsprünge

Bei plötzlicher Lasterhöhung muß der Kondensator Energie in den Lastkreis nachschieben, andererseits bei Lastverringerung überschüssige Energie aus der Speicherdrossel aufnehmen. Der Kondensator wird also bei jeder Lastschwankung aufgeladen bzw. entladen. Dies führt am Lastwiderstand zu einem positiven oder negativen Spannungssprung ΔU_A (**Bild 59**). Der Laststrom I_A erreicht erst nach einer gewissen Zeit, der Erholzeit t_R , den neuen Wert. Die Einschwingzeit ist je nach Größe des Lastsprungs etwa das 1,5- bis 2,5fache von t_R .

Aussiebung nieder- und mittelfrequenter Störspannungen

Der Ausgangskondensator übernimmt ferner einen Teil der Entstörung, indem er aus dem Störspannungsspektrum, das bei der Taktung durch die steilen Flanken entsteht und über den Trafo in den Sekundärkreis gelangt, den nieder- und mittelfrequenten Anteil bis etwa 100 kHz herauszieht.

Berechnung der Kapazität des Ausgangskondensators

Für den Fall $R_{ESR} \leq \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A}$ gilt Gl.

$$C = t_R \frac{\Delta U_A - \sqrt{\Delta U_A^2 - R_{ESR}^2 \cdot \Delta I_A^2}}{R_{ESR}^2 \cdot \Delta I_A} \quad (1)$$

Für $R_{ESR} \ll \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A}$ gilt Gl.

$$C \approx 0,5 t_R \frac{\Delta I_A}{\Delta U_A} \quad (2)$$

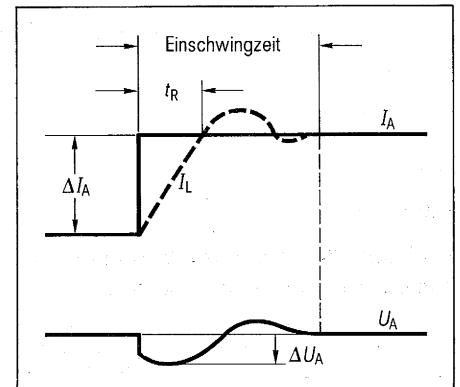


Bild 59 Strom I_A und Spannung U_A bei einem Lastsprung beim Durchlaß- bzw. Gegendaktwandler

ΔU_A zulässige Spannungsänderung am Lastwiderstand beim größtmöglichen Lastsprung,

ΔI_A zulässige Stromänderung im Lastwiderstand beim größtmöglichen Lastsprung,

t_R Erholzeit (siehe **Bild 59**),

R_{ESR} Ersatz-Serien-Widerstand; Summe der ohmschen Verluste des Elko.

Tabelle 31

Entwurf DIN 41 257 Ersatzserienwiderstand R_{ESR} (Richtwerte) in Ω bei 20°C , bezogen auf C_N ,
Berechnet aus den Verlustfaktoren $\tan\delta^1)$

Nennkapazität μF	Frequenz Hz	Nennspannung in V-									
		10	16	25	40	63	100	160	250	350	
1	50										260
	100										190
2,2	50								120	120	120
	100								87	87	87
4,7	50					34	28	54	54	54	54
	100					27	24	40	40	40	40
10	50				23	16	13	26	26	26	26
	100				19	13	11	19	19	19	19
22	50				10	7,3	5,8	12	12	12	12
	100				8,6	5,8	5	8,7	8,7	8,7	8,7
47	50	8	6,8	5,4	4,8	3,4	2,8	5,4	5,4	5,4	5,4
	100	6,8	5,5	4,7	4	2,7	2,4	4	4	4	4
100	50	3,8	3,2	2,6	2,3	1,6	1,3	2,6	2,6	2,6	2,6
	100	3,2	2,6	2,2	1,9	1,3	1,1	1,9	1,9	1,9	1,9
220	50	1,7	1,5	1,2	1	0,73	0,58				
	100	1,5	1,2	1	0,86	0,58	0,5				
470	50	0,8	0,68	0,54	0,48	0,34					
	100	0,68	0,55	0,47	0,4	0,27					
1000	50	0,38	0,32	0,26	0,23						
	100	0,32	0,26	0,22	0,19						
2200	50	0,19	0,16								
	100	0,16	0,13								
4700	50	0,11									
	100	0,09									

$$1) R_{ESR} = \frac{\tan\delta}{\omega \cdot C_N}$$

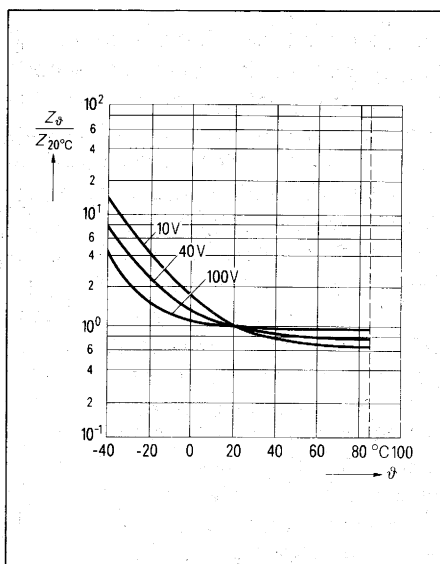


Bild 60 Temperaturgang des Scheinwiderstandes bei 10 kHz
Typisches Verhalten

Der nach Gl. 2 errechnete Kap-Wert ist etwas kleiner als der nach Gl. 1, weil von einem kleineren Ersatz-Serien-Widerstand R_{ESR} ausgegangen wird. In der Praxis wird deshalb der Ausgangskondensator nicht nur nach der Kapazität bemessen, sondern auch nach dem R_{ESR} bzw. nach dem Scheinwiderstand Z , also einer bestimmten, möglichst kleinen Impedanz bei der Taktfrequenz f . Die für Siemens-Elko gültigen Werte von R_{ESR} und Z sind in den **Tabellen 31 bis 34** für die Bezugstemperatur 20°C angegeben. Umrechnung auf andere Temperaturen nach den Diagrammen **Bild 60** und **Bild 61**. Die Frequenzabhängigkeit von Z zeigt **Bild 62**.

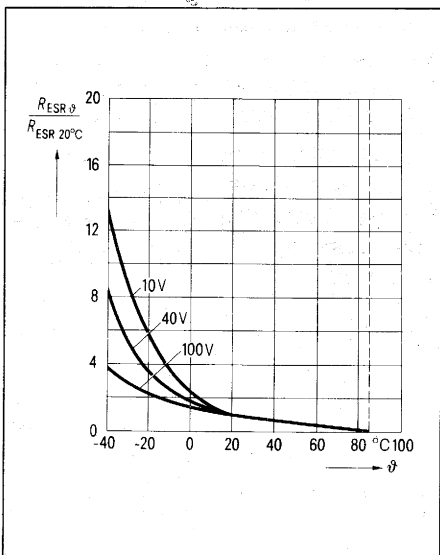


Bild 61 Temperaturgang des R_{ESR} bei 50 Hz
Typisches Verhalten

Wird C zu groß gewählt, so ist zwar die Restwelligkeit von I_A gering (kleine Brummspannung), aber die Umladezeit steigt und die Regелеmpfindlichkeit für die Ausgangsspannung bei Regelung über das Tastverhältnis mit Hilfe der Drossel nimmt ab.

Bei zu kleinem C werden die Rippel von I_A nicht genügend geglättet und überdies treten bei größeren Lastsprüngen große Spannungsänderungen an der Last auf. Ein Optimum wird bei $\sqrt{L/C} = R_{Last}$ erreicht (Abschluss mit dem Wellenwiderstand).

Der R_{ESR} bestimmt die Verlustleistung P_V und damit die Übertemperatur θ_0 des Kondensators.

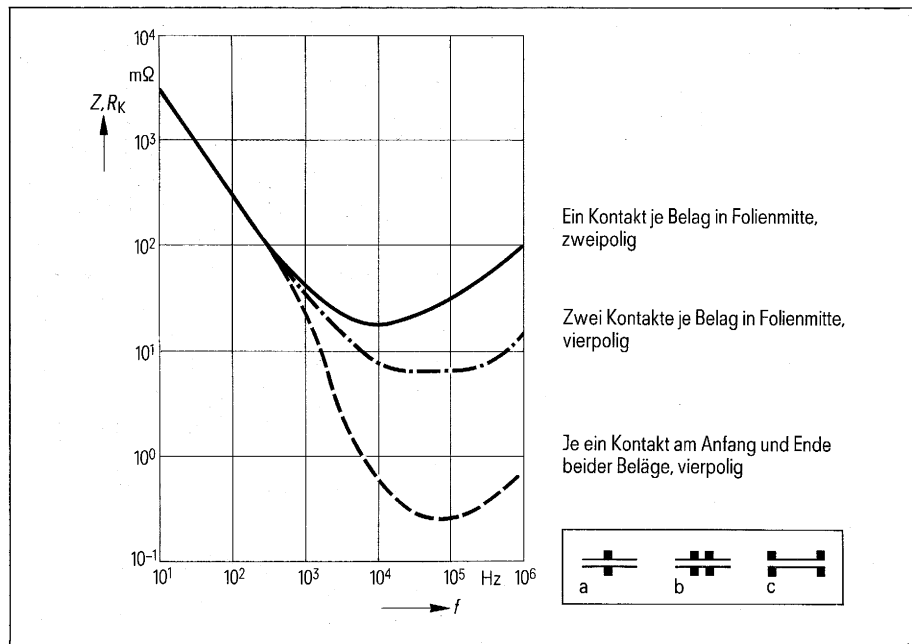
$$P_V = I_A^2 \cdot R_{ESR}; P_V \sim \theta_0 \quad (3)$$

Tabelle 32

Entwurf DIN 41 248 Ersatzserienwiderstand $R_{ESR \max}$ in Ω (bei 100 Hz und 20°C)

Nennkapazität in μF	Nennspannung in V-							
	16	25	40	63	100	160	250	350
	Ersatzserienwiderstand in Ω							
100								1,7
220						0,85	0,79	0,75
470					0,46	0,40	0,37	0,35
1 000				0,22	0,21	0,19	0,17	0,17
1 500						0,14	0,13	0,13
2 200		0,16	0,13	0,11	0,10	0,096	0,093	0,092
3 300					0,075	0,072	0,070	0,068
4 700	0,092	0,085	0,071	0,065	0,058	0,057	0,056	
6 800				0,053	0,047	0,046		
10 000	0,056	0,051	0,046	0,043	0,040			
15 000	0,044	0,041	0,037	0,036	0,035			
22 000	0,036	0,033	0,031	0,030				
33 000	0,029	0,028	0,026	0,025				
47 000	0,025	0,024	0,022					
68 000	0,021	0,020	0,018					
100 000	0,018	0,017						
150 000	0,015							

Bild 62 Schein- bzw. Kernwiderstandsverlust (Z, R_k) über der Frequenz f mit unterschiedlicher Belagskontaktierung am Beispiel eines Kondensators 4700 μF , 63 V, Meßtemperatur 20°C



Um auch die Ersatz-Serien-Induktivität L_{ESL} bei der Parallelschaltungsmethode mit zu verkleinern, muß auf kürzeste Verbindungsleitungen geachtet werden. Bei freitragenden Elko mit beidseitigem Drahtanschluß werden mit einem Zwischenblech als gemeinsamem Kathodenanschluß kleine L_{ESL} -Werte erreicht. Ferner wird bei der Parallelschaltungsmethode die Becheroberfläche und damit die wirksame Kühlfläche größer. Damit steigt nach Gl. 4 der zulässige überlagerte Wechselstrom.

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{F \cdot K\beta \cdot \Delta\vartheta}{R_{ESR}}} \quad (4)$$

F = Kondensatoroberfläche
 $K\beta$ = Wärmeabstrahlfaktor für Aluminiumbecher = ca. 0,001
 $\Delta\vartheta$ = Temperaturdifferenz zwischen Umgebungstemperatur und Oberflächentemperatur des Bechers

Kleine Werte für R_{ESR} und Z werden erreicht

- durch Einsatz von Elektrolytkondensatoren, deren Nennspannung deutlich über der Betriebsspannung liegt (Spannungs-De-rating). R_{ESR} , Z , $\tan \delta$ nehmen mit steigender Nennspannung ab, der zulässige I_{eff} nimmt zu, d.h. alle wichtigen elektrischen Parameter werden günstiger. Dies geht aber zu Lasten größerer Abmessungen und eines höheren Preises.
- durch Aufteilung der benötigten Kapazität auf zwei oder mehrere Kondensatoren in Parallelschaltung. Bei Aufteilung auf zwei, drei, vier usw. Kondensatoren wird R_{ESR} auf $1/2$, $1/3$, $1/4$ des Wertes reduziert, der der Gesamtkapazität in einem Becher entsprechen würde.
- durch Vierpol-Elektrolytkondensatoren.

Bei gegebener Wechselstrombelastung geht die Oberflächentemperatur des Bechers zurück und die Brauchbarkeitsdauer steigt.

Tabelle 33

Entwurf DIN 41257 Scheinwiderstand Z bei 10 kHz in Ω (Richtwerte), Größtwerte in Klammern

Nennkapazität μF	Temperatur $^{\circ}\text{C}$	Nennspannung in V-						
		10	16	25	40	63	100	160*
2,2	20							27 (68)
	-25							230 (460)
	-40							1100 (2200)
4,7	20					7,4 (13)	5,3 (13)	13 (33)
	-25					26 (51)	26 (51)	110 (220)
	-40					72 (320)	72 (320)	530 (1100)
10	20				4,5 (9)	3,5 (6)	2,5 (6)	6 (15)
	-25				13 (36)	12 (24)	12 (24)	50 (100)
	-40				40 (160)	34 (150)	34 (150)	250 (500)
22	20				2 (4,1)	1,6 (2,7)	1,1 (2,7)	2,7 (6,8)
	-25				5,9 (16)	5,5 (11)	5,5 (11)	23 (46)
	-40				18 (73)	15 (68)	15 (68)	110 (220)
47	20	1,9 (5,3)	1,7 (3,8)	1,5 (2,8)	0,96 (1,9)	0,74 (1,3)	0,53 (1,3)	1,3 (3,3)
	-25	13 (26)	8,1 (17)	6,4 (12)	2,8 (7,7)	2,6 (5,1)	2,6 (5,1)	11 (22)
	-40	30 (70)	26 (51)	21 (43)	8,5 (34)	7,2 (32)	7,2 (32)	53 (110)
100	20	0,9 (2,5)	0,8 (1,8)	0,7 (1,3)	0,45 (0,9)	0,75 (0,6)	0,25 (0,6)	0,6 (1,5)
	-25	6 (12)	3,8 (8)	3 (5,5)	1,3 (3,6)	1,2 (2,4)	1,2 (2,4)	5 (10)
	-40	14 (33)	12 (24)	10 (20)	4 (16)	3,4 (15)	3,4 (15)	25 (50)
220	20	0,41 (1,2)	0,36 (0,82)	0,32 (0,59)	0,2 (0,41)	0,16 (0,27)	0,11 (0,27)	
	-25	2,7 (5,5)	1,7 (3,6)	1,4 (2,5)	0,59 (1,6)	0,55 (1,1)	0,55 (1,1)	
	-40	6,4 (15)	5,5 (11)	4,5 (9,1)	1,8 (7,3)	1,5 (6,8)	1,5 (6,8)	
470	20	0,19 (0,53)	0,17 (0,38)	0,15 (0,28)	0,1 (0,19)	0,07 (0,13)		
	-25	1,3 (2,6)	0,81 (1,7)	0,64 (1,2)	0,28 (0,77)	0,26 (0,51)		
	-40	3 (7)	2,6 (5,1)	2,1 (4,3)	0,85 (3,4)	0,72 (3,2)		
1000	20	0,09 (0,25)	0,08 (0,18)	0,07 (0,13)	0,05 (0,1)			
	-25	0,6 (1,2)	0,38 (0,8)	0,3 (0,55)	0,13 (0,36)			
	-40	1,4 (3,3)	1,2 (2,4)	1 (2)	0,4 (1,6)			
2200	20	0,04 (0,12)	0,04 (0,1)					
	-25	0,27 (0,55)	0,17 (0,36)					
	-40	0,64 (1,5)	0,55 (1,1)					
4700	20	0,02 (0,1)						
	-25	0,13 (0,26)						
	-40	0,3 (0,7)						

* Z-Werte gelten auch für 250 V und 350 V Nennspannung.

Tabelle 34

Entwurf DIN 41248 Scheinwiderstand Z bei 10 kHz in Ω (Richtwerte), Größtwerte in Klammern

Nennkapazität in μF	Temperatur in $^{\circ}\text{C}$	Nennspannung in V-							
		16	25	40	63	100	160	250	350
		Scheinwiderstand in Ω							
100	20								0,7 (1,2)
	-25								3,5 (22)
220	20						0,27 (0,45)	0,27 (0,45)	0,32 (0,53)
	-25						3,9 (9,8)	3,9 (9,8)	3,9 (9,8)
470	20					0,15 (0,25)	0,13 (0,22)	0,18 (0,22)	0,15 (0,25)
	-25					1,9 (4,8)	1,9 (4,8)	1,9 (4,8)	1,9 (4,8)
1000	20				0,09 (0,15)	0,07 (0,12)	0,06 (0,1)	0,06 (0,1)	0,07 (0,12)
	-25				1,2 (3,0)	0,85 (2,2)	0,85 (2,2)	0,85 (2,2)	0,85 (2,2)
1500	20						0,04 (0,1)	0,045 (0,1)	0,055 (0,1)
	-25						0,57 (1,5)	0,57 (1,5)	0,57 (1,5)
2200	20		0,07 (0,12)	0,055 (0,1)	0,04 (0,1)	0,03 (0,1)	0,03 (0,1)	0,035 (0,1)	0,04 (0,1)
	-25		1,2 (3,0)	0,87 (2,2)	0,55 (1,4)	0,39 (0,98)	0,39 (0,98)	0,39 (0,98)	0,39 (0,98)
3300	20					0,02 (0,1)	0,023 (0,1)	0,032 (0,1)	0,03 (0,1)
	-25					0,26 (0,65)	0,26 (0,65)	0,26 (0,65)	0,26 (0,65)
4700	20	0,035 (0,1)	0,03 (0,1)	0,025 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,023 (0,1)	
	-25	0,81 (2,0)	0,58 (1,5)	0,41 (1,0)	0,26 (0,65)	0,19 (0,48)	0,19 (0,48)	0,19 (0,48)	
6800	20				0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)		
	-25				0,18 (0,45)	0,13 (0,33)	0,13 (0,33)		
10000	20	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)			
	-25	0,38 (0,95)	0,27 (0,68)	0,19 (0,48)	0,12 (0,3)	0,09 (0,23)			
15000	20	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)			
	-25	0,26 (0,65)	0,18 (0,45)	0,13 (0,33)	0,08 (0,2)	0,06 (0,15)			
22000	20	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)				
	-25	0,18 (0,45)	0,13 (0,33)	0,09 (0,23)	0,06 (0,15)				
33000	20	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)				
	-25	0,12 (0,3)	0,09 (0,23)	0,06 (0,15)	0,04 (0,1)				
47000	20	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)					
	-25	0,09 (0,23)	0,06 (0,15)	0,04 (0,13)					
68000	20	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)					
	-25	0,06 (0,15)	0,04 (0,1)	0,03 (0,1)					
100000	20	0,02 (0,1)	0,02 (0,1)						
	-25	0,04 (0,1)	0,03 (0,1)						
150000	20	0,02 (0,1)							
	-25	0,03 (0,1)							

3.5 Kondensatoren für Kopplung, Bedämpfung, Kommutierung, Integrierung und Differenzierung sowie für Zeitglieder und Schwingkreise

Einsatzarten und zugehörige VDE-Vorschriften

Kopplungs-Kondensatoren nach VDE 0560–12 dienen zur Wechselstrom-Impulsübertragung zwischen Stufen unterschiedlichen Potentials, z. B. zwischen Steuer- und Leistungsstufe. Ist ein Kondensatoranschluß mit berührbaren Metallteilen (Chassis) verbunden, die nicht durch Schutzleiter oder Schutzisolierung gesichert sind, so müssen bei Wechselspannungen > 42 V Kondensatoren nach VDE 0560–2 verwendet werden. Diese Kondensatoren bieten durch entsprechende Konstruktion und Dimensionierung erhöhte Sicherheit gegen Kurzschluß.

Betriebsanforderungen: Impulsfest; $\tan \delta < 3 \cdot 10^{-3}$ bei 10 kHz; kleine Eigeninduktivität, wenn Spannungsbeanspruchung mit großer Flankensteilheit gegeben ist; hohe Resonanzfrequenz, z. B. > 1 MHz für $C \approx 0,68 \mu\text{F}$.

Bedämpfungs-Kondensatoren nach VDE 0560–12 sind Wechselspannungskondensatoren zur Unterdrückung gefährdender Spannungsspitzen an Halbleitern, z. B. an den Sekundär-Gleichrichterdiolen. Nach VDE 0560–12 werden diese Kondensatoren periodisch stoßartig auf- und entladen, wobei der Scheitelwert des hierbei auftretenden Stromes wesentlich höher ist als der Effektivwert.

Betriebsanforderungen: Stoßstromfest, d. h. hohe Spitzenstrombelastbarkeit der Stromwege; Überspannungsfest bis $3 \cdot U_{\text{Nenn}}$.

Kommutierungs-Kondensatoren nach VDE 0560–12 sind Wechselspannungskondensatoren, die zur Löschung des leitenden Zustandes in einem Halbleiterelement dienen. Diese Kondensatoren werden periodisch stoßartig auf- und entladen, wobei der Scheitelwert des hierbei auftretenden Stromes wesentlich höher ist als der Effektivwert.

Betriebsanforderungen: Stoßstromfest, der kapazitätsabhängige Spitzenstrom entspricht der Spannungssteilheit du/dt . Kleine Eigeninduktivität um niedrige Umladezeiten zu erreichen.

Kondensatoren für Differenzierung, Integrierung und Phasenschiebung.

Meistens für RC-Glieder im Steuerteil zur Differenzierung und Integrierung von Rechteckspannungen in Dreieckspannungen, z. B. zur Impulsbreitenregelung in Verbindung mit einem Transistor als steuerbaren Widerstand.

Betriebsanforderungen: Hohe Kapazitätskonstanz (geringe Alterung), da das Produkt $R C$ die Impulslänge bestimmt.

Kondensatoren für Zeitglieder und Schwingkreise

nach VDE 0560-12. Sinus- bzw. Trapezwandler haben gegenüber Rechteckwandler den Vorteil des leichteren und sichereren Anlaufes und des geringeren sekundärseitigen Entstöraufwandes. Trapezspannungen bzw. einseitig abgekappede Sinusspannungen am Kollektor des Schalttransistors erhält man durch einen Kondensator parallel zur Primärwicklung des Transformators (LC-Schwingkreis).

Zeitglieder in Form von RC-Glieder werden vorwiegend in der Steuerelektronik verwendet, z. B. für die Impulszeitensteuerung.

Betriebsanforderungen: $\tan \delta < 3 \cdot 10^{-3}$, um die Verluste im Abstimmkreis möglichst niedrig zu halten; kleine Kapazitätstoleranz ($\pm 5\%$); geringe Alterung; hoher Isolationswiderstand.

In **Tabelle 35** sind die Kennwerte und Auswahlkriterien der Kunststoff-Kondensatoren zusammengestellt, die sich in Schaltnetzteilen für Kopplung, Dämpfung, Kommutierung, Integrierung und Differenzierung, sowie für Zeitglieder und Schwingkreise besonders eignen.

Die Nomogramme in **Bild 63** dienen zur Ermittlung der zulässigen Scheitelspannung \hat{U} bei Betrieb der Kondensatoren mit trapez- bzw. sägezahnförmigen Wechselfspannungen.

Tabelle 35 Datenübersicht der Kondensatoren für Kopplung, Bedämpfung, Kommutierung, Integrierung und Differenzierung sowie für Zeitglieder und Schwingkreise in Schaltnetzteilen

Bauform	Anwendung	Nennspannung U_N	Kap.-Bereich	Kap.-Toleranz %								
<p>MKH-(MKT)-Kondensator Schichtausführung</p> <p>B32560 Raster e 7,5 mm E6-Reihe</p> <p>B32561 Raster e 10 mm E6-Reihe</p> <p>B32562 Raster e 15 mm E6-Reihe</p> <p>B32563 Raster e 22,5 mm E6-Reihe</p>	<p>Integrierung, Differenzierung, Bedämpfung, Kommutierung</p>	<p>100 V~ 250 V~ 400 V~</p> <p>100 V~ 250 V~ 400 V~</p> <p>100 V~ 250 V~ 400 V~</p> <p>100 V~ 250 V~ 400 V~</p>	<p>0,068 bis 0,68 μF 0,022 bis 0,1 μF 1 bis 15 nF</p> <p>0,22 bis 0,68 μF 0,022 bis 0,47 μF 0,01 bis 0,047 μF</p> <p>0,47 bis 2,2 μF 0,22 bis 1 μF 0,068 bis 0,47 μF</p> <p>2,2 bis 3,3 μF 0,68 bis 2,2 μF 0,47 bis 1 μF</p>	<p>± 5</p>								
<p>MKP-Kondensator im rechteckigen Kunststoffgehäuse, mit Gießharz abgeschlossen, E6-Reihe</p> <p>B32650</p> <p>B32656</p>	<p>Schwingkreise, Zeitglieder, Integrierung</p>	<table border="1"> <thead> <tr> <th>l</th> <th>e (mm)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>18</td> <td>15</td> </tr> <tr> <td>27</td> <td>22,5</td> </tr> <tr> <td>32</td> <td>27,5</td> </tr> </tbody> </table> <p>400 V~/ 500 V_{SS} 1000 V~/ 700 V_{SS} 1500 V~/ 1500 V_{SS}</p> <p>1000 V~/ 400 V~</p>	l	e (mm)	18	15	27	22,5	32	27,5	<p>0,1 bis 1,8 μF 0,022 bis 0,22 μF 2,2 nF bis 0,12 μF</p> <p>2,2 bis 75 nF</p>	<p>± 5 ± 10</p>
l	e (mm)											
18	15											
27	22,5											
32	27,5											
<p>MKM-(MKC)-Kondensator im rechteckigen Kunststoffgehäuse, mit Gießharz abgeschlossen, E6-Reihe</p> <p>B32892</p>	<p>Kopplung, Bedämpfung, Kommutierung</p>	<p>400 V~/ 220 V~ 630 V~/ 250 V~</p>	<p>0,22 bis 1 μF 0,1 bis 0,47 μF</p>	<p>± 10 ± 20</p>								
<p>MKV-Kondensator, zylindrisches Metallgehäuse, B25839, E6-Reihe</p>	<p>Kopplung, Bedämpfung, Zeitglieder</p>	<p>500 V~</p>	<p>0,1 bis 0,68 μF 1 μF</p>	<p>± 10 ± 20</p>								
<p>MKV-Kondensator, Rundbecher, Flachsteckeranschlüsse, Gewindezapfen B25834, E6-Reihe</p>	<p>Bedämpfung, Kommutierung, Zeitglieder, Phasenschiebung</p>	<p>560 V 700 V 850 V</p>	<p>1,5 bis 150 μF 4,7 bis 100 μF 0,47 bis 68 μF</p>	<p>± 10 ± 20</p>								
<p>MKL-(MKU)-Kondensator, Metallrohr, isoliert, Stirnseiten mit Gießharz verschlossen, B32110, E6-Reihe</p>	<p>Glättung, Siebung</p>	<p>100 V~/ 35 V~ 160 V~/ 60 V~ 250 V~/ 90 V~</p>	<p>0,1 bis 10 μF</p>	<p>± 10 ± 20</p>								

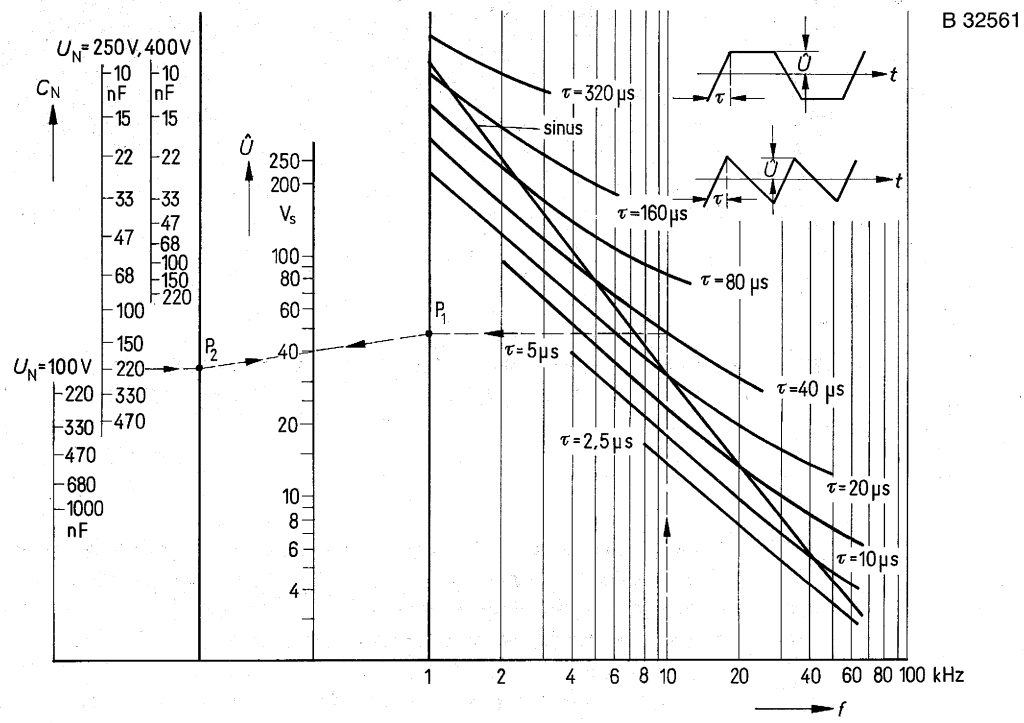
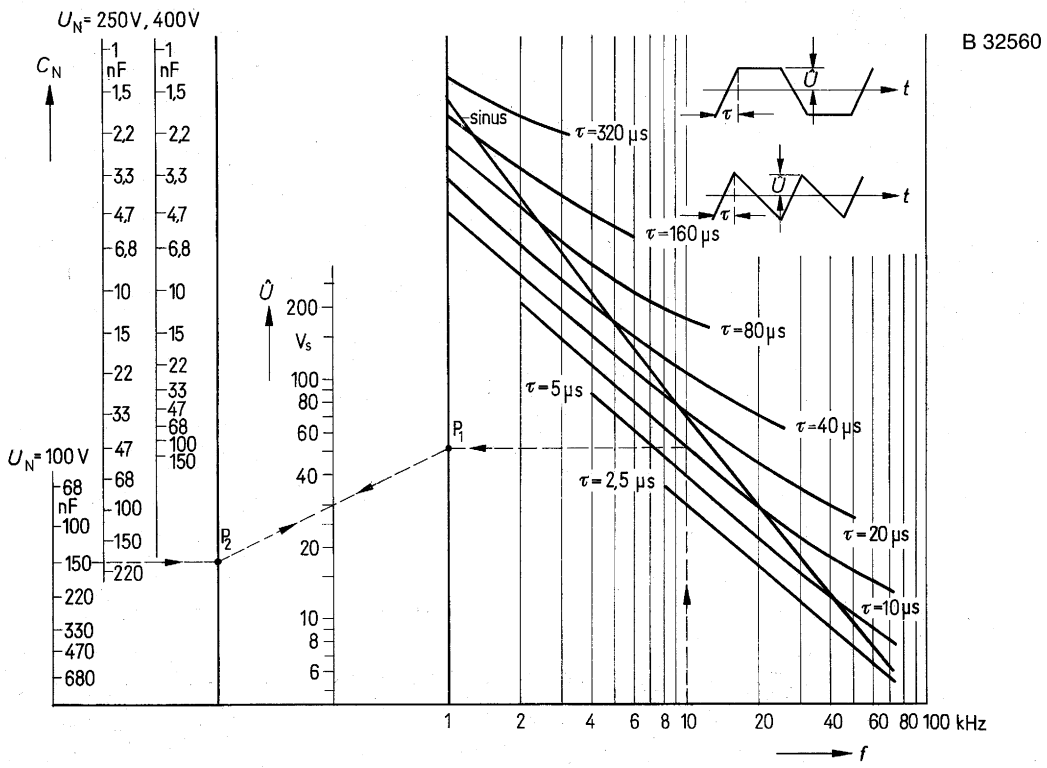
$\vartheta_{min}/\vartheta_{max}$ untere/obere Grenztemperatur
 $\tan \delta$ Verlustfaktor bei 20°C

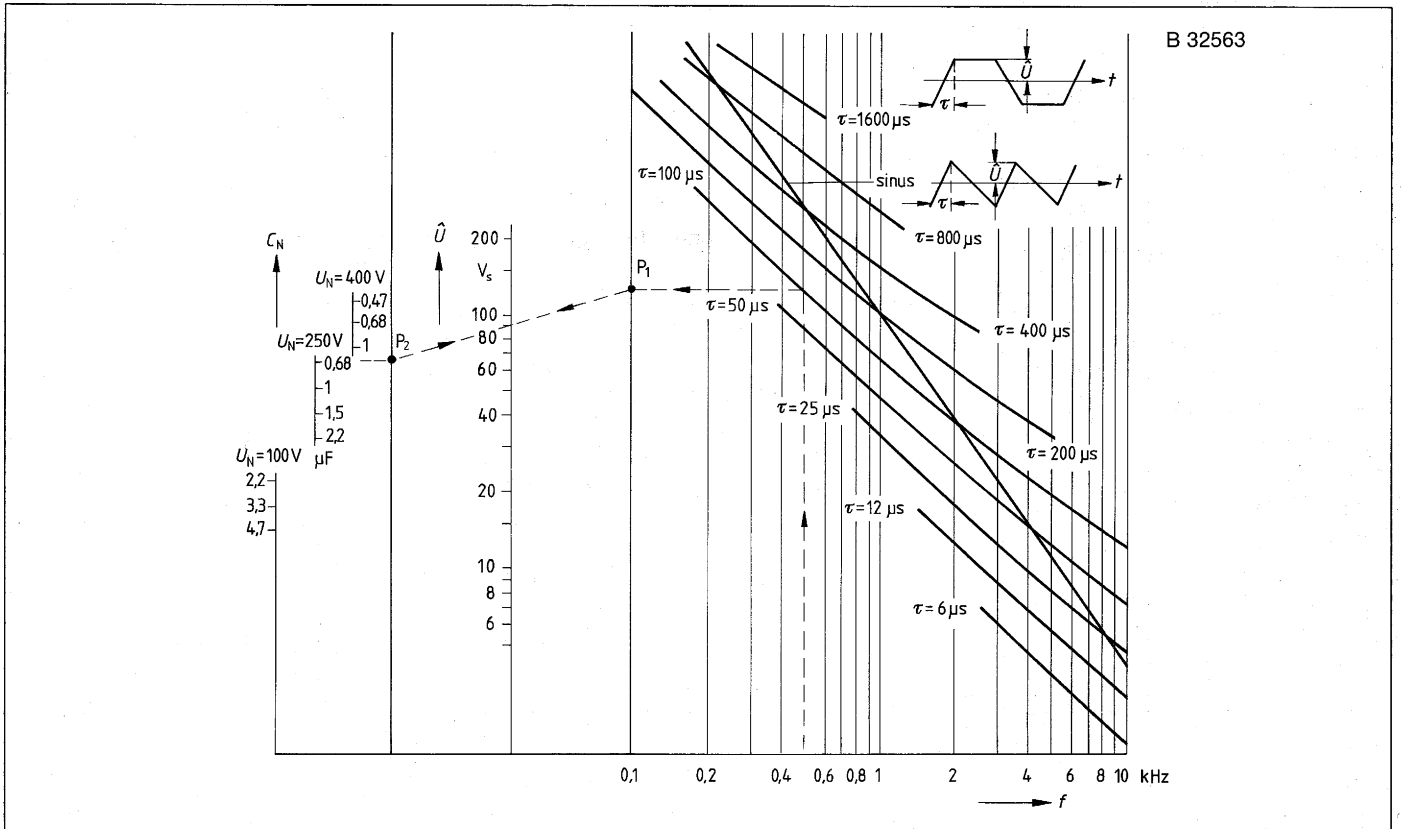
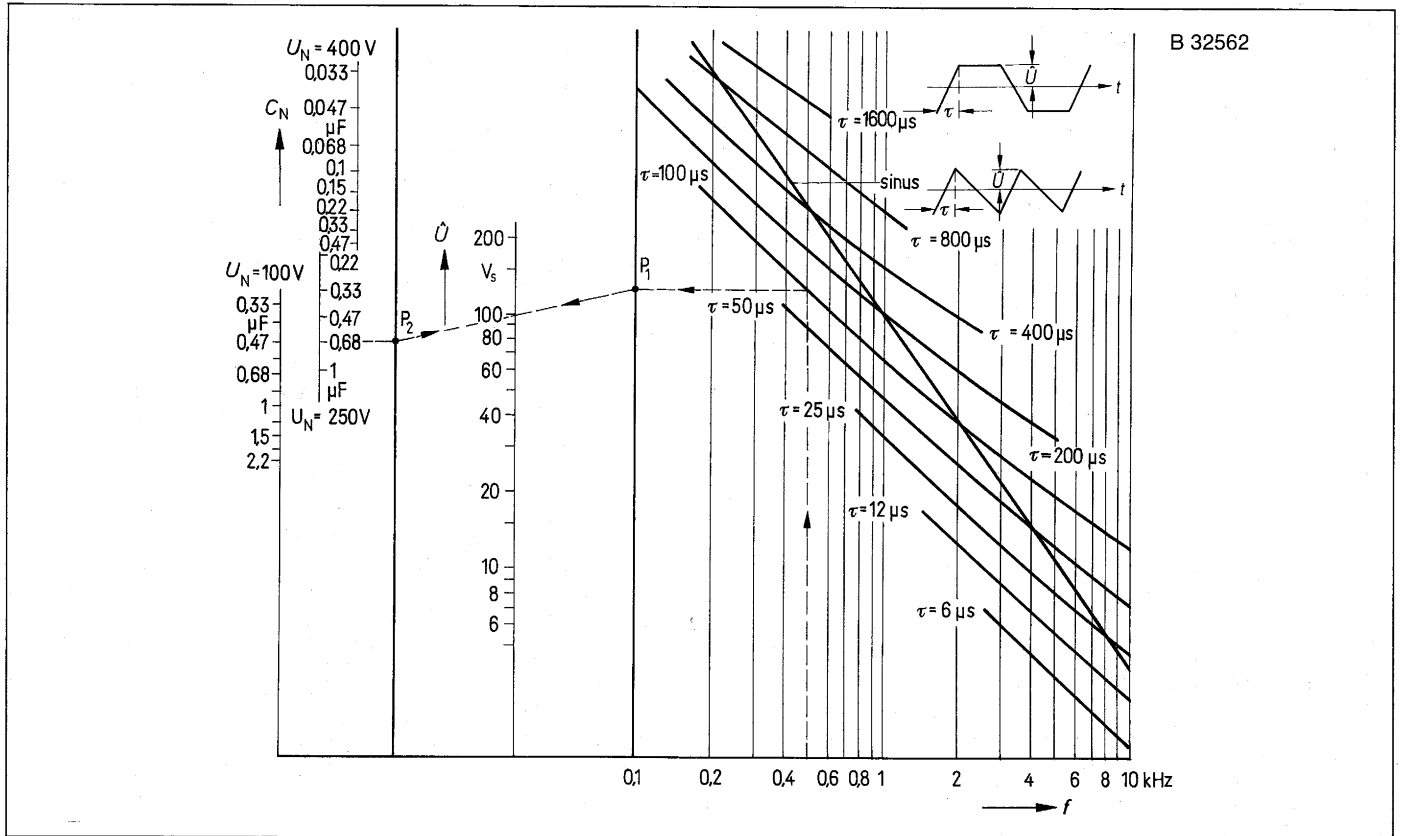
i_z zeitliche Inkonzstanz der Kapazität
E6-Reihe: 1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8

Tabelle 35 Fortsetzung

ϑ_{\min} ϑ_{\max} Feuchtekl. °C	$\tan \delta$ 10^{-3}	i_z %	Abmessungen $l \times b \times h$ bzw. $\varnothing \times l$ mm	Eigenschaften																																		
-55 +100 F \leq 75 %	5 bei 1 kHz 12 bei 10 kHz 18 bei 100 kHz	± 3	9×2,3×7,3 bis 9×8×11,4	Selbstheilend. Isolierfestigkeit der Schnittflächen $1,5 \times U_N$ bzw. $> 300 V$. Bei der Montage Kriech- und Luftstrecken zu benachbarten spannungsführenden Teilen beachten. Zulässige Scheitelspannung \hat{U} bei trapez- bzw. dreieckförmigen Wechselspannungen siehe Nomogramm Bild 63. Gütebestätigung nach CECC-Norm. Impulsbelastbarkeit Maximal zulässige Spannungsänderung pro μs (aufgeprägte Flankensteilheit U_{ss}/τ) und Impulskennwert k_o bei nichtsinusförmigen Spannungen (Impulse, Sägezähne).																																		
			11,5×3,4×7,2 bis 11,5×8,6×10,8		<table border="1"> <tr> <th>Nennspannung U_N</th> <th></th> <th>B32560</th> <th>B32561</th> <th>B32562</th> <th>B32563</th> </tr> <tr> <td>100 V₋</td> <td>$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$</td> <td>50 V/μs 10000 V²/μs</td> <td>25 V/μs 5000 V²/μs</td> <td>15 V/μs 3000 V²/μs</td> <td>50 V/μs 10000 V²/μs</td> </tr> <tr> <td>250 V₋</td> <td>$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$</td> <td>100 V/μs 50000 V²/μs</td> <td>50 V/μs 25000 V²/μs</td> <td>25 V/μs 12500 V²/μs</td> <td>100 V/μs 50000 V²/μs</td> </tr> <tr> <td>400 V₋</td> <td>$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$</td> <td>125 V/μs 100000 V²/μs</td> <td>63 V/μs 50000 V²/μs</td> <td>30 V/μs 25000 V²/μs</td> <td>125 V/μs 100000 V²/μs</td> </tr> </table>	Nennspannung U_N		B32560	B32561	B32562	B32563	100 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	50 V/ μs 10000 V ² / μs	25 V/ μs 5000 V ² / μs	15 V/ μs 3000 V ² / μs	50 V/ μs 10000 V ² / μs	250 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	100 V/ μs 50000 V ² / μs	50 V/ μs 25000 V ² / μs	25 V/ μs 12500 V ² / μs	100 V/ μs 50000 V ² / μs	400 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	125 V/ μs 100000 V ² / μs	63 V/ μs 50000 V ² / μs	30 V/ μs 25000 V ² / μs	125 V/ μs 100000 V ² / μs									
Nennspannung U_N		B32560	B32561	B32562	B32563																																	
100 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	50 V/ μs 10000 V ² / μs	25 V/ μs 5000 V ² / μs	15 V/ μs 3000 V ² / μs	50 V/ μs 10000 V ² / μs																																	
250 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	100 V/ μs 50000 V ² / μs	50 V/ μs 25000 V ² / μs	25 V/ μs 12500 V ² / μs	100 V/ μs 50000 V ² / μs																																	
400 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	125 V/ μs 100000 V ² / μs	63 V/ μs 50000 V ² / μs	30 V/ μs 25000 V ² / μs	125 V/ μs 100000 V ² / μs																																	
			24×5,9×9,3 bis 24×10,4×17,5	<table border="1"> <tr> <th>Eigeninduktivität nH</th> <td>5</td> <td>6</td> <td>7</td> <td>9</td> </tr> <tr> <th>Isolationswiderstand</th> <td colspan="2">$C \leq 0,33 \mu F$</td> <td colspan="2">$C > 0,33 \mu F$</td> </tr> <tr> <td>U_N 100 V₋</td> <td colspan="2">$> 30000 M\Omega$</td> <td colspan="2">$> 10000 s$</td> </tr> <tr> <td>$U_N \geq 250 V$</td> <td colspan="2">$> 75000 M\Omega$</td> <td colspan="2">$> 25000 s$</td> </tr> </table>	Eigeninduktivität nH	5	6	7	9	Isolationswiderstand	$C \leq 0,33 \mu F$		$C > 0,33 \mu F$		U_N 100 V ₋	$> 30000 M\Omega$		$> 10000 s$		$U_N \geq 250 V$	$> 75000 M\Omega$		$> 25000 s$															
Eigeninduktivität nH	5	6	7	9																																		
Isolationswiderstand	$C \leq 0,33 \mu F$		$C > 0,33 \mu F$																																			
U_N 100 V ₋	$> 30000 M\Omega$		$> 10000 s$																																			
$U_N \geq 250 V$	$> 75000 M\Omega$		$> 25000 s$																																			
-40 +85 F \leq 75 %	0,25 bei 1 kHz 0,5 bei 10 kHz	± 2	5×11×18 bis 13×22,5×32	Selbstheilend, hohe Impulsbelastbarkeit, kleiner Verlustfaktor, kleine Inkonzanz; besonders für Wechselspannungseinsatz geeignet. Eigeninduktivität $\approx 20 nH$. Impulsbelastbarkeit Maximal zulässige Spannungsänderung pro μs (aufgeprägte Flankensteilheit U_{ss}/τ) und Impulskennwert k_o bei nichtsinusförmigen Spannungen (Impulse, Sägezähne).																																		
-40 +85 D \leq 80 % mit Betönung	0,25 bei 10 kHz 0,7 bei 50 kHz		6,5×15×27 bis 13×22,5×32		<table border="1"> <tr> <th>Nennspannung U_N</th> <th></th> <th colspan="3">Kondensatorlänge</th> </tr> <tr> <td></td> <td></td> <th>18 mm</th> <th>22 mm</th> <th>27 mm</th> <th>32 mm</th> </tr> <tr> <td>400 V₋</td> <td>$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$</td> <td>62 V/μs $0,5 \times 10^5 V^2/\mu s$</td> <td></td> <td>37,5 V/μs $0,3 \times 10^5 V^2/\mu s$</td> <td>25 V/$\mu s$ $0,2 \times 10^5 V^2/\mu s$</td> </tr> <tr> <td>1000 V₋</td> <td>$\frac{U_{ss}/\tau^1}{k_o}$</td> <td>215 V/$\mu s$ $3 \times 10^5 V^2/\mu s$</td> <td></td> <td>115 V/μs $1,6 \times 10^5 V^2/\mu s$</td> <td>90 V/$\mu s$ $1,25 \times 10^5 V^2/\mu s$</td> </tr> <tr> <td>1500 V₋</td> <td>$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$</td> <td>-</td> <td></td> <td>430 V/μs $13 \times 10^5 V^2/\mu s$</td> <td>-</td> </tr> <tr> <td>400 V_~</td> <td>$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$</td> <td></td> <td>400 V/μs $8 \times 10^5 V^2/\mu s$</td> <td>200 V/μs $4 \times 10^5 V^2/\mu s$</td> <td></td> </tr> </table>	Nennspannung U_N		Kondensatorlänge					18 mm	22 mm	27 mm	32 mm	400 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	62 V/ μs $0,5 \times 10^5 V^2/\mu s$		37,5 V/ μs $0,3 \times 10^5 V^2/\mu s$	25 V/ μs $0,2 \times 10^5 V^2/\mu s$	1000 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau^1}{k_o}$	215 V/ μs $3 \times 10^5 V^2/\mu s$		115 V/ μs $1,6 \times 10^5 V^2/\mu s$	90 V/ μs $1,25 \times 10^5 V^2/\mu s$	1500 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	-		430 V/ μs $13 \times 10^5 V^2/\mu s$	-	400 V _~	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$		400 V/ μs $8 \times 10^5 V^2/\mu s$
Nennspannung U_N		Kondensatorlänge																																				
		18 mm	22 mm	27 mm	32 mm																																	
400 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	62 V/ μs $0,5 \times 10^5 V^2/\mu s$		37,5 V/ μs $0,3 \times 10^5 V^2/\mu s$	25 V/ μs $0,2 \times 10^5 V^2/\mu s$																																	
1000 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau^1}{k_o}$	215 V/ μs $3 \times 10^5 V^2/\mu s$		115 V/ μs $1,6 \times 10^5 V^2/\mu s$	90 V/ μs $1,25 \times 10^5 V^2/\mu s$																																	
1500 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	-		430 V/ μs $13 \times 10^5 V^2/\mu s$	-																																	
400 V _~	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$		400 V/ μs $8 \times 10^5 V^2/\mu s$	200 V/ μs $4 \times 10^5 V^2/\mu s$																																		
-55 +100 F \leq 75 %	1 bei 1 kHz 3 bei 10 kHz	± 5	6,5×15×27 bis 13×22,5×32	Selbstheilend, hohe Temperaturfestigkeit, hohe Resonanzfrequenz, ca. 1 MHz für $C = 1 \mu F$. Impulsbelastbarkeit (aufgeprägte Flankensteilheit U_{ss}/τ und Impulskennwert k_o).																																		
				<table border="1"> <tr> <th>Nennspannung U_N</th> <th></th> <th colspan="2">Kondensatorlänge</th> </tr> <tr> <td></td> <td></td> <th>27 mm</th> <th>32 mm</th> </tr> <tr> <td>400 V₋</td> <td>$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$</td> <td>85 V/μs 68000 V²/μs</td> <td>65 V/μs 52000 V²/μs</td> </tr> <tr> <td>630 V₋</td> <td>$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$</td> <td>135 V/μs 170 100 V²/μs</td> <td>100 V/μs 126000 V²/μs</td> </tr> </table> <p>Isolation: $C \leq 0,33 \mu F, > 75000 M\Omega; C > 0,33 \mu F, > 25000 s$</p>	Nennspannung U_N		Kondensatorlänge				27 mm	32 mm	400 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	85 V/ μs 68000 V ² / μs	65 V/ μs 52000 V ² / μs	630 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	135 V/ μs 170 100 V ² / μs	100 V/ μs 126000 V ² / μs																		
Nennspannung U_N		Kondensatorlänge																																				
		27 mm	32 mm																																			
400 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	85 V/ μs 68000 V ² / μs	65 V/ μs 52000 V ² / μs																																			
630 V ₋	$\frac{U_{ss}/\tau}{k_o}$	135 V/ μs 170 100 V ² / μs	100 V/ μs 126000 V ² / μs																																			
-25 +70 F \leq 75 %	0,3 bei 10 kHz	± 3	16 \varnothing ×32 bis 20 \varnothing ×75	Selbstheilend, kleiner Verlustfaktor, hohe zulässige Flankensteilheit, für relativ hohe Leistungen. Flankensteilheit du/dt 500 V/ μs Spitzenspannung periodisch 1000 V vereinzelt 2000 V Isolation 10000 s																																		
-25 +70 F \leq 75 %	0,5 bei 1 kHz 1,5 bei 10 kHz	+1 -3	25 \varnothing ×48 bis 85 \varnothing ×240	Selbstheilend, mit Überdruckabreißsicherung als Schutz gegen Überlastung, sehr kleiner Verlustfaktor, großer Kapazitätsbereich Scheitelspannung U_s $2 \times U_N$ Flankensteilheit du/dt für 560 V Reihe 50 V/ μs 700 V Reihe 75 V/ μs 850 V Reihe $C \leq 1,5 \mu F$ 200 V/ μs $C \geq 2,2 \mu F$ 100 V/ μs Effektivstrom I_{\max} $C \leq 15 \mu F$ 16 A (Flachsteckeranschlüsse) $C \geq 22 \mu F$ 80 A (Schraubanschlüsse) Selbstentlade-Zeitkonstante $R_{is} \cdot C > 3000 s$; Frequenzbereich 50 bis 15000 Hz																																		
-55 +85 F \leq 75 %	15 bei 1 kHz 25 bei 10 kHz	+6 -3	5,4 \varnothing ×18 bis 25,9 \varnothing ×34	Selbstheilend Eigeninduktivität bei 6 mm langen Anschlußdrähten ca. 20 nH Scheinwiderstand für $C = 10 \mu F$ und $f = 300 kHz$ 10 m Ω $C = 0,1 \mu F$ und $f = 3 MHz$ 100 m Ω Isolationswiderstand $> 15000 s$																																		

Bild 63 MKH-Schicht-Kondensatoren B 32560, B 32561, B 32562, B 32563 Nomogramme zur Ermittlung der zulässigen Scheitelspannung \hat{U} bei Impulsbetrieb mit trapezförmigen bzw. sägezahnförmigen Spannungen





Erläuterungen zu Bild 63

Schnittpunkte P_1 und P_2 gemäß eingezeichnetem Beispiel ermitteln. Die Verbindungslinie P_1, P_2 liefert die maximal zulässige Scheitelspannung.

Bei trapezförmiger Spannung mit zwei Steiflanken ist die doppelte Wiederholfrequenz zu berücksichtigen. Bei sinusförmiger Spannung gilt die Kurve „Sinus“.

Den Angaben des Nomogramms liegt eine Eigenerwärmung des Kondensators von 10°C zugrunde. Sie ist beim Einsatz im Hinblick auf die zulässige obere Grenztemperatur zu berücksichtigen.

Folgende Grenzwerte dürfen nicht überschritten werden:

Nennspannung U_N	100 V	250 V	400 V
Grenzspannung \hat{U}_g	85 V	140 V	224 V

Für einen Spannungshub $U_{SS} < U_N$ kann der Wert der zulässigen Flankensteilheit U_{SS}/τ mit dem Faktor U_N/U_{SS} multipliziert werden. Bei periodischer Impulsbelastung sind die Angaben des Nomogramms zu berücksichtigen. Siehe auch Datenblatt B 32010 Absatz 5.2.6. im Datenbuch „Metallisierte Kunststoff-Kondensatoren“.

4. Funk-Entstörbauelemente

4.1 Prinzipschaltungen für die Funk-Entstörung von Schaltnetzteilen.

Schaltnetzteile erzeugen Funkstörungen, die durch Entstörmaßnahmen soweit abzusenken sind, daß beim Betrieb die vorgegebenen Grenzwerte nach VDE 0871 und VDE 0872 eingehalten werden. Für die EG-Länder sind Richtlinien in Vorbereitung bzw. zum Teil bereits erschienen, die vorschreiben, daß der Hersteller eines Gerätes und nicht der Betreiber für die Funk-Entstörung verantwortlich ist. Die Funk-Entstörung von Schaltnetzteilen, die dafür gelten, sind in der SIEMENS-Technischen Mitteilung Schaltnetzteile 3 behandelt. Daher werden hier nur die Prinzipschaltungen für die Funk-Entstörung von Schaltnetzteilen aufgeführt (Bild 64a bis d) sowie auf Seite 68 die VDE-Bestimmungen für Funk-Entstörmittel.

Schaltung **Bild 64b** stellt eine Erweiteschaltung zur Netzentstörung. Sie wird zwischen den Netzeingang, Anschluß 1, 2 und den Gleichrichter, Anschluß 3, 4 geschaltet.

Schaltung **Bild 64b** zeigt eine Erweiterung der Grundschialtung dar. Durch eine zusätzliche Drossel wird die Entstörwirkung verbessert.

Schaltung **Bild 64c** dient der Vorentstörung auf der Primärseite des Wandlers zur Verminderung der Grundwelle und ihrer 3. bis 5. Harmonischen.

Schaltung **Bild 64d** bewirkt eine Absenkung der Störspannung am Wandlerausgang, Anschluß 7, 8.

Schaltung (a) und (b) lassen sich beliebig mit Schaltung (c) und (d) kombinieren.

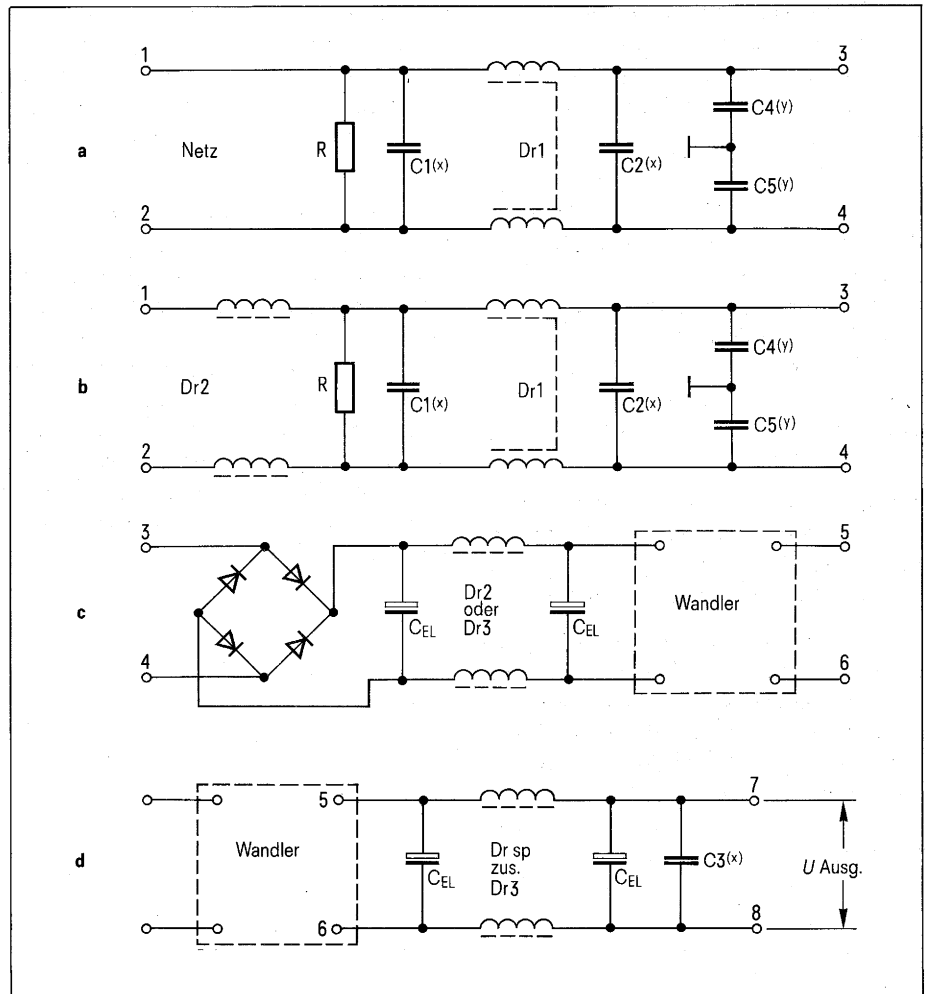


Bild 64 Prinzipschaltungen für die Funk-Entstörung von Schaltnetzteilen

Die Kapazitäts- und Induktivitätswerte der in den Schaltungen **Bild 64a** bis **d** verwendeten Entstör-Bauelemente liegen etwa in folgenden Bereichen:

C1 (X), C2 (X) : 0,1 ... 2 μ F

C3 (X) : 0,1 ... 6,8 μ F

C4 (Y), C5 (Y) : 2200 pF ... 0,033 μ F

C_{EL}: Elektrolytkondensator, \geq 100 μ F

R: Entladewiderstand

Dr 1: stromkompensierte SIFERRIT®-Ringkern-Drossel, mehrere mH

Dr 2: Pulverkern-Einfachdrossel, mehrere 100 μ H

Dr 3: Zylinderkern-Drossel \geq 5 μ H

Dr_{sp}: Speicherdrossel

Zur Erleichterung der Auswahl ist in den Tabellen (Seite 69 bis 77) auf die Schaltungs-Bezeichnung C1 (X), C2 (X) usw. von **Bild 64** bezug genommen.

Eine Entstörowirkung der Elektrolytkondensatoren des SNT ist meist nur im Frequenzbereich bis 50 kHz vorhanden. Werden diese Kondensatoren in Filterschaltungen einbezogen, so sollten Entstörkondensatoren (0,1 ... 1 μ F) parallelgeschaltet werden. Vergleiche **Bild 64d**.

Für die Entstörung von Schaltnetzteilen werden vorzugsweise Ringkerndrosseln wegen ihres kleinen magnetischen Streufeldes und ihrer geringen Beeinflußbarkeit durch fremde magnetische Felder verwendet.

In schwierigen Fällen empfiehlt sich eine Musterentstörung (gegen Berechnung) in der Technischen Abteilung Funk-Entstörung des Bereichs Bauelemente. Hierzu ist von dem zu entstörenden Gerät ein Muster einschließlich Stromlaufplan und Gerätebeschreibung beizustellen. Anhand von HF-Störspannungsmessungen wird ein optimaler Entstörvorschlag unter Berücksichtigung der einschlägigen Vorschriften ausgearbeitet.

4.2 Begriffsbestimmungen

Funk-Entstörkondensatoren der Klasse X (X-Kondensatoren) sind für Anwendungen, bei denen ihr Ausfall durch Kurzschluß nicht zu einem gefährlichen elektrischen Schlag führen kann.

Die erhöhte elektrische und mechanische Sicherheit soll Kurzschlüsse im Kondensator ausschließen; durch die Begrenzung der Kapazität soll bei Wechselfrequenz der durch den Kondensator fließende Strom und bei Gleichspannung der Energie-Inhalt des Kondensators auf ein ungefährliches Maß herabgesetzt werden.

Funk-Entstörkondensatoren der Klasse Y (Y-Kondensatoren) sind Kondensatoren erhöhter Sicherheit und begrenzter Kapazität.

Y-Kondensatoren überbrücken in Erfüllung ihrer technischen Aufgabe in elektrischen Geräten, Maschinen und Anlagen Betriebsisolierungen, deren Sicherheit in Verbindung mit einer zusätzlichen Schutzmaßnahme zur Abwendung von Gefahren für Menschen und Tiere dient. Sie sind für Verwendungsfälle bestimmt, bei denen sie bei Versagen der Schutzmaßnahmen des Betriebsmittels zu einer Gefährdung durch elektrischen Schlag führen können.

Funk-Entstörkondensatoren der Klasse XY (XY-Kondensatoren) sind Kondensatoren, bei welchen X- und Y-Kondensatoren in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht sind.

Anwendungsklassen für Funk-Entstörbauelemente

Die zulässige Temperatur- und Feuchtebeanspruchung ist bauf ormabhängig und wird nach DIN 40040 wie folgt gekennzeichnet:

1. Buchstabe untere Grenztemperatur	H -25 °C	G -40 °C	F -55 °C	
2. Buchstabe obere Grenztemperatur	P +85 °C	N +90 °C	L +110 °C	K +125 °C
3. Buchstabe relative Feuchte im Jahresmittel ¹⁾ an 30 Tagen im Jahr andauernd an den übrigen Tagen gelegentlich ²⁾	F ≤75 % 95 % 85 %	D ≤80 % 100 % 90 %	C ≤95 % 100 % 100 %	

¹⁾ Diese Tage sollen in natürlicher Weise über das Jahr verteilt sein.

²⁾ Unter Einhaltung des Jahresmittels

Nennspannung U_N

Die Nennspannung ist diejenige Spannung, für welche das Entstör-Bauelement bemessen ist, nach der es benannt ist, auf die sich andere Nenngrößen beziehen und mit der es innerhalb seines Nenntemperaturbereiches dauernd betrieben werden darf.

Spitzenspannung

Bei den in den Auswahltabellen aufgeführten X-Kondensatoren – alles selbstheilende Kondensatoren mit Kunststoffolien als Dielektrikum – sind Spitzenspannungen bis 1200 V für Bruchteile von Sekunden bis zu 5mal pro Stunde zulässig.

Die Begrenzung „5mal pro Stunde“ ist als allgemeiner Richtwert aufzufassen und gewählt, um eindeutig klarzustellen, daß es sich nur um gelegentlich auftretende Spitzenspannungen handeln darf, wie sie z. B. durch Schaltvorgänge entstehen.

Impulsbelastbarkeit

Die maximale zulässige Spannungsänderung je Zeiteinheit (Flankensteilheit) beträgt bei den X-Kondensatoren bei Betrieb mit nichtsinusförmiger Spannung, z. B. Trapezspannung, 50 V/ μ s.

Nennstrom I_N

Der Nennstrom bezieht sich auf sinusförmigen 50 Hz-Wechselstrom. Bei der Auswahl von Funk-Entstördrosseln und -Filtern ist zu beachten, daß der Strom bei Schaltnetzteilen im allgemeinen nicht sinusförmig ist. Bei stromkompensierten Ringkerndrosseln ist in der Regel ein Effektivstrom in Höhe des Nennstromes zulässig. Bei allen anderen Drosseln ist eine Überprüfung der Erwärmung erforderlich.

Toleranzen

Bevorzugte Kapazitätstoleranz $\pm 20 \%$
 Bevorzugte Induktivitätstoleranz bei stromkompensierten Ringkerndrosseln $\pm 30 \%$
 bei Pulverkerndrosseln $\pm 30 \%$
 bei Zylinderkerndrosseln $\pm 20 \%$

VDE-Bestimmungen für Funk-Entstörmittel; Prüfzeichen

VDE 0565/DIN 57565 Bestimmungen für Funk-Entstörmittel (Gelbdruck)

Teil 1 Funk-Entstörkondensatoren
 Teil 2 Funk-Entstördrosseln
 Teil 3 Funk-Entstörfilter bis 16 A

Bis zum Erscheinen von VDE 0565 gelten für die Funk-Entstörmittel folgende VDE-Bestimmungen:

VDE 0550 Bestimmungen für Kleintransformatoren

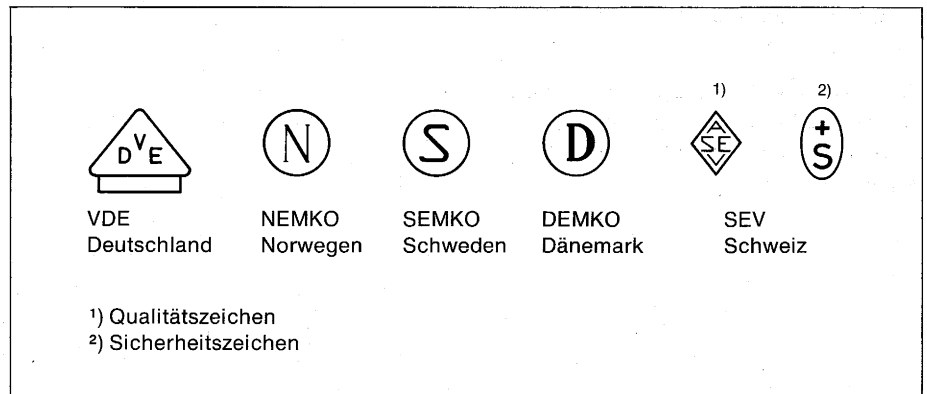
Teil 1 Allgemeine Bestimmungen
 Teil 6 Besondere Bestimmungen für Drosseln (Netzdrosseln, vormagnetisierte Drosseln und Funk-Entstördrosseln)

VDE 0560 Bestimmungen für Kondensatoren

Teil 1 Allgemeine Bestimmungen
 Teil 2 Kopplungskondensatoren für Spannungen bis 1000 V und Leistungen bis 0,5 kvar
 Teil 7 Funk-Entstörkondensatoren

Prüfzeichen

Grundsätzlich sind alle unsere Funk-Entstörbauelemente nach den einschlägigen VDE-Bestimmungen ausgelegt. Bei den einzelnen Bauformen sind diese jeweils gültigen VDE-Bestimmungen genannt. Darüber hinaus gibt es Bauformen, die auf Kundenwunsch vom VDE oder von analogen ausländischen Institutionen dahingehend geprüft worden sind, ob sie die einschlägigen Vorschriften erfüllen. Nach Bestehen einer solchen Prüfung wird für die betroffenen Bauformen das entsprechende Prüf- bzw. Gütezeichen erteilt.



4.3 Bauelemente für Leiterplattentechnik

4.3.1 X-Kondensatoren C1 und C2 aus Prinzipschaltung Bild 64

Selbstheilende Kondensatoren mit Kunststofffolien als Dielektrikum

Rechteckige Kunststoffgehäuse, Anschlußstifte im Rastermaß, Nennspannung 250 V_~,

Anwendungsklasse: GPF (-40 bis +85 °C, Feuchtekategorie F)

Tabelle 36

Nennkapazität µF	Abmessungen <i>b</i> × <i>b</i> × <i>l</i> mm	RM <i>e</i> mm	Gewicht g	Bestellbezeichnung
0,1 (X)	7 × 13 × 18	15	2,2	B81121-C-B54
0,15 (X)	9 × 14,5 × 18	15	3,2	B81121-C-B55
0,22 (X)	7 × 16,5 × 27	22,5	3,5	B81121-C-B56
0,33 (X)	8,5 × 18,5 × 27	22,5	5,2	B81121-C-B57
0,47 (X)	10,5 × 19 × 27	22,5	7,5	B81121-C-B58
0,68 (X)	11 × 20 × 32	27,5	9	B81121-C-B59
1,0 (X)	13 × 22,5 × 32	27,5	12	B81121-C-B60

Vorschriften Die Kondensatoren entsprechen als X-Kondensatoren den Bestimmungen nach VDE 0560-7/11. 67, IEC 161 und VDE 0565-1/Entwurf 9. 75.

Prüfzeichen 565-1

Einbaumaße Bild 65 und Tabelle 36.

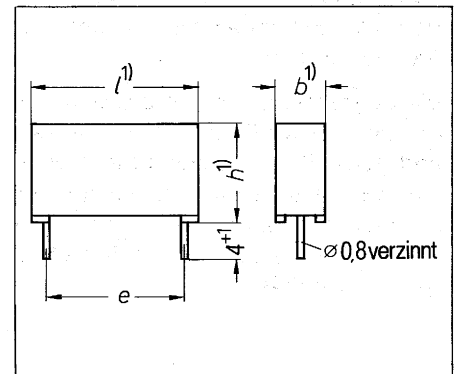


Bild 65 Einbaumaße der Kondensatoren Tabelle 36, 37, 38

4.3.2 X-Kondensator C3 aus Prinzipschaltung Bild 64

Selbstheilende Kondensatoren mit Kunststoffolie als Dielektrikum

MKH-Kondensatoren, rechteckige Kunststoffgehäuse mit Gießharz verschlossen

Nennspannung: 80 V—
Prüfspannung: 120 V—, 2s
Anwendungsklasse: G P F
(–40 bis +85°C, Feuchtekategorie F)
Einbaumaße **Bild 65** und **Tabelle 37**

Tabelle 37

Nennkapazität μF	Abmessungen <i>b</i> × <i>h</i> × <i>l</i> mm	RM <i>e</i> mm	Gewicht g	Bestellbezeichnung
1	9 × 15,5 × 18	15	4	B81123-C-B41
1,5	7,3 × 16,5 × 27	22,5	6	B81123-C-B42
2,2	8,5 × 18,5 × 27	22,5	7	B81123-C-B43
3,3	10,5 × 19 × 27	22,5	8	B81123-C-B44
4,7	11,5 × 20 × 32	27,5	10	B81123-C-B45
6,8	13,5 × 22,5 × 32	27,5	14	B81123-C-B46

4.3.3 Y-Kondensatoren C4 und C5 aus Prinzipschaltung Bild 64

Selbstheilende Kondensatoren mit Kunststoffolien als Dielektrikum

Rechteckige Kunststoffgehäuse, mit Gießharz verschlossen, Anschlußstifte im Rastermaß, schwerentflammbar.

Nennspannung: 250 V≈
Prüfspannung: 2500 V~, 2s
Anwendungsklasse: G P F
(–40 bis +85°C, Feuchtekategorie F)

Vorschriften: Die Kondensatoren entsprechen als Y-Kondensatoren VDE 0565-1 und als Koppelkondensatoren VDE 0565-2

Einbaumaße **Bild 65** und **Tabelle 38**

Tabelle 38

Nennkapazität	Abmessungen <i>b</i> × <i>h</i> × <i>l</i> mm	RM <i>e</i> mm	Gewicht g	Bestellbezeichnung
2200 pF (Y)	7,3 × 16,5 × 27	22,5	5	B81121-C-B81
3300 pF (Y)	7,3 × 16,5 × 27	22,5	5	B81121-C-B82
4700 pF (Y)	7,3 × 16,5 × 27	22,5	6	B81121-C-B83
6800 pF (Y)	8,5 × 18,5 × 27	22,5	6	B81121-C-B84
0,01 μF (Y)	10,5 × 19 × 27	22,5	7	B81121-C-B85
0,015 μF (Y)	11,5 × 21 × 32	27,5	10	B81121-C-B86
0,022 μF (Y)	11,5 × 21 × 32	27,5	10	B81121-C-B87
0,033 μF (Y)	13,5 × 23 × 32	27,5	14	B81121-C-B88

Tabelle 39

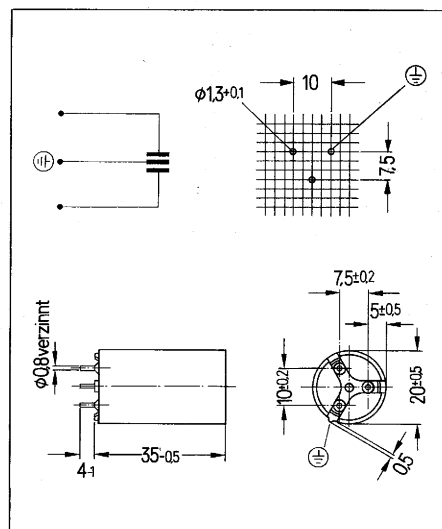
Nennkapazität	Bestellbezeichnung
2 × 0,01 μF (Y)	B81221-A-B21
2 × 0,015 μF (Y)	B81221-A-B19
2 × 0,025 μF (Y)	B81221-A-B23

Kondensatoren mit imprägniertem Papier als Dielektrikum und Metallfolien als Elektroden

Zylindrische Kunststoffbecher, mit Gießharz verschlossen, Anschlußstifte im Rastermaß.

Nennspannung: 250 V≈
Prüfspannung: 2500 V—, 2s
Anwendungsklasse: H P F
(–25 bis +85°C, Feuchtekategorie F)
Vorschriften: Die Kondensatoren entsprechen VDE 0565-1
Einbaumaße **Bild 66** und **Tabelle 39**

Bild 66 Einbaumaße der Kondensatoren Tabelle 39



4.3.4 Drosseln Dr1 aus Prinzip- schaltung Bild 64

Stromkompensierte Ringkern- Zweifachdrosseln

Bauformen

a) SIFERRIT®-Ringkerndrossel, in Kunststoffbecher eingegossen, schwerentflammbar.

Nennspannung: 250 V \approx

Prüfspannung: 1500 V \sim 2s,

Wicklung gegen
Wicklung

Anwendungsklasse: G K C

(-40 bis +125 °C, Feuchtekategorie C)

Bauformen B82722-G2-XX und
B82724-G2-XX in Vorbereitung.

Für B82724-G2-XX wird noch nachste-
hende Bauformreihe B82724-G1-XX
empfohlen.

Einbaumaße **Bild 70** und **71**

b) SIFERRIT®-Ringkerndrossel auf
Montagerahmen, mit nicht brenn-
barer Tiefziehfolie umhüllt.

Gewicht ca. 50 g.

Nennspannung: 250 V \approx

Prüfspannung: 1500 V \sim 2s,

Wicklung gegen
Wicklung

Anwendungsklasse: G L F

(-40 bis +110 °C, Feuchtekategorie F)

Einbaumaße **Bild 69**

Tabelle 40

Nennstrom	Nenninduktivität je Wicklung	Gleichstromwider- stand je Wicklung (Richtwert)	Einbaumaße	Gewicht	Bestellbezeichnung
A	mH	Ω	Bild	g	
2×0,3	47	4,2	70	10	B82722-G2-A3
2×0,5	27	2,2	71	35	B82723-G2-B5
2×0,5	18	1,5	70	10	B82722-G2-A5
2×1	5,6	0,7	70	10	B82722-G2-A8
2×1	12	0,7	71	35	B82723-G2-B8
2×1	27	1,0	68	65	B82724-G2-A8
2×1,6	10	0,45	71	35	B82723-G2-B9
2×2	2,2	0,18	70	10	B82722-G2-A10
2×2	6,8	0,2	71	35	B82723-G2-B10
2×2	15	0,4	68	65	B82724-G2-A10
2×4	3,3	0,09	71	35	B82723-G2-B12
2×4	6,8	0,12	68	65	B82724-G2-A12
2×6	3,9	0,055	68	65	B82724-G2-A13

Tabelle 41

Nenn- strom A	Nenninduktivität je Wicklung mH	Gleichstromwiderstand je Wicklung (Richtwert) m Ω	Bestellbezeichnung
2×1	27	1000	B82724-G1-A8
2×2	15	400	B82724-G1-A10
2×4	6,8	120	B82724-G1-A12
2×6	3,9	55	B82724-G1-A13

4.3.5 Drosseln Dr2 aus Prinzipschaltung Bild 64

Ringkern-Einfachdrossel

Bauformen

- a) Ringkerndrosseln mit Pulverkern, in Kunststoffbecher eingegossen, schwerentflammbar.

Nennspannung: 250 V \approx
Anwendungsklasse: G K C
-40 bis +125°C, Feuchtklasse F
VDE 0565-2

Bauformreihe B82603-G-CXX in Vorbereitung. Z. Zt. wird noch nachstehende Bauformreihe B82603-G-AXX empfohlen.

- b) Ringkerndrosseln mit Pulverkern auf Montagerahmen, mit nicht brennbarer Tiefziehfolie umhüllt.

Nennspannung: 250 V \approx
Anwendungsklasse: G L F
Einbaumaße **Bild 69**
-40 bis +110°C, Feuchtklasse F
VDE 0565-2
Einbaumaße **Bild 69** und **Tabelle 43**

Tabelle 42

Nennstrom	Nenninduktivität	Gleichstromwiderstand (Richtwert)	Einbaumaße	Gewicht	Bestellbezeichnung
A	mH	Ω	Bild	g	
0,2	25	25	72	45	B82602-G-C2
0,2	50	39	68	90	B82603-G-C2
0,5	8	5	72	45	B82602-G-C5
0,5	20	6,2	68	90	B82603-G-C5
1	3,3	1,2	72	45	B82602-G-C8
1	6	1,6	68	90	B82603-G-C8
2	1,2	0,27	72	45	B82602-G-C10
2	2,5	0,5	68	90	B82603-G-C10
4	1,2	0,16	68	90	B82603-G-C12

Tabelle 43

Nennstrom	Nenninduktivität	Gleichstromwiderstand (Richtwert)	Gewicht	Bestellbezeichnung
A	mH	Ω	g	
0,2	50	39	ca. 75	B82603-G-A2
0,5	20	6,2		B82603-G-A5
1	6	1,6		B82603-G-A8
2	2,5	0,5		B82603-G-A10
4	1,2	0,16		B82603-G-A12

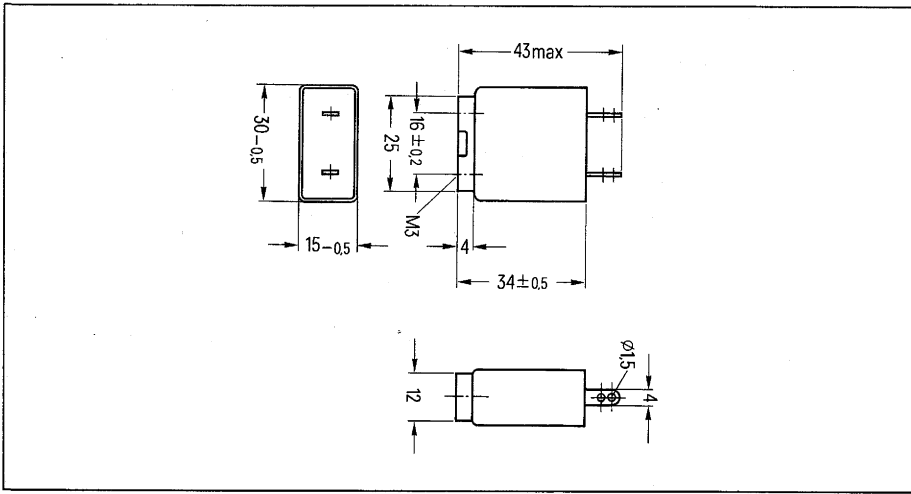


Bild 67 Einbaumaße der Kondensatoren Tabelle 45

Bild 68 Einbaumaße der Ringkern-Drossel Tabelle 40, 42;
Anschlußbelegung: Einfachdrossel 1 und 4
Zweifachdrossel Wicklung I 1 und 2
Wicklung II 3 und 4

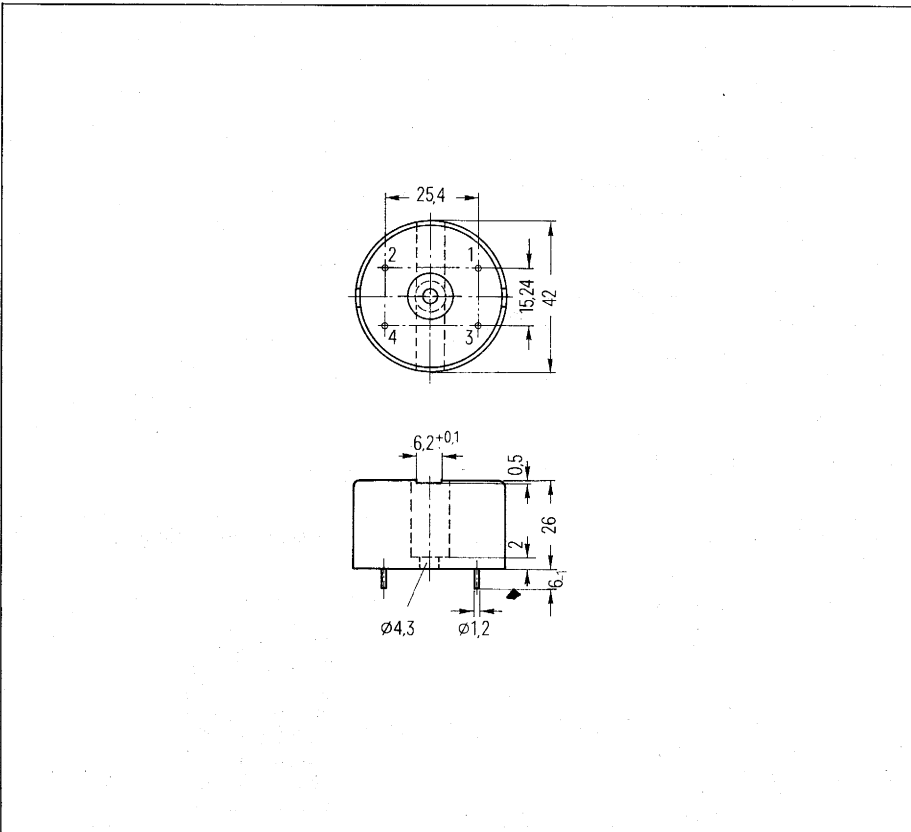


Bild 69 Einbaumaße der Ringkern-Drosseln Tabelle 41, 43

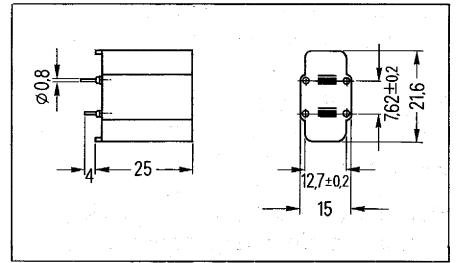
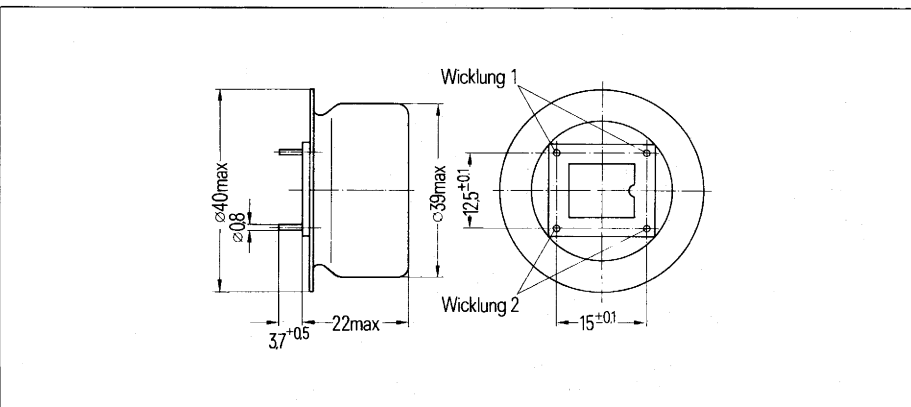
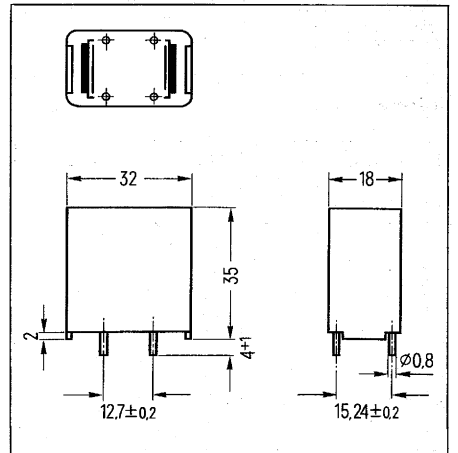


Bild 70 und 71
Einbaumaße der Ringkern-Drosseln Tabelle 40
und Tabelle 41



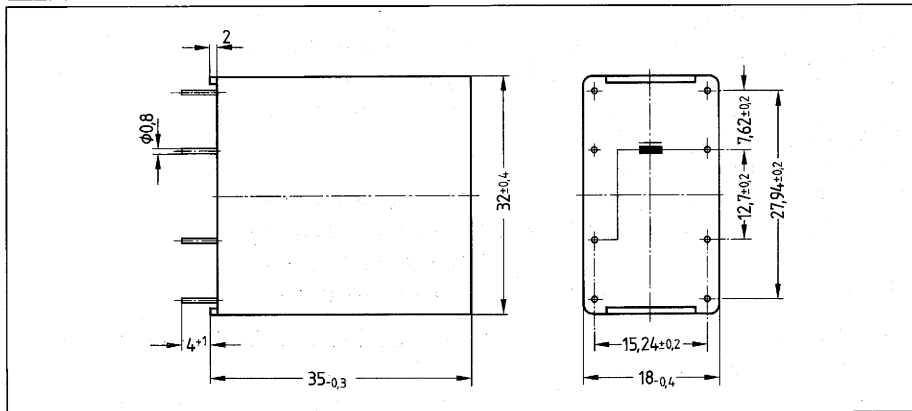


Bild 72
Einbaumaße der Ringkern-Drosseln
Tabelle 42

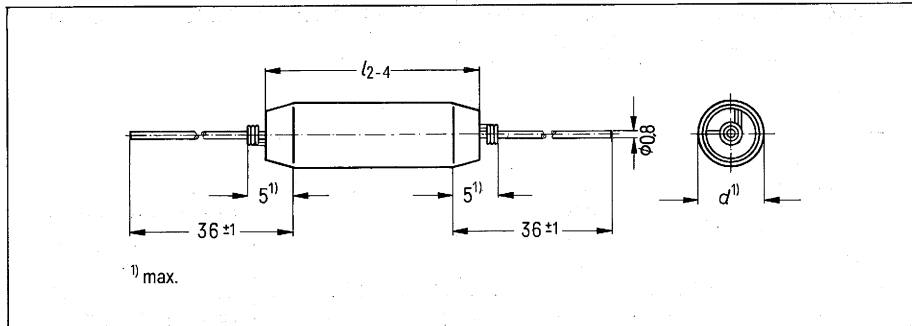
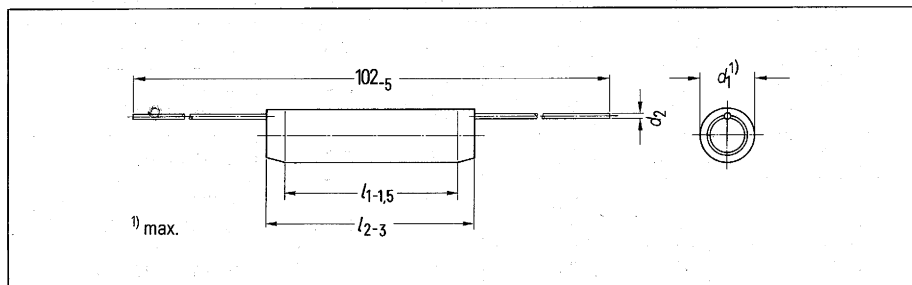
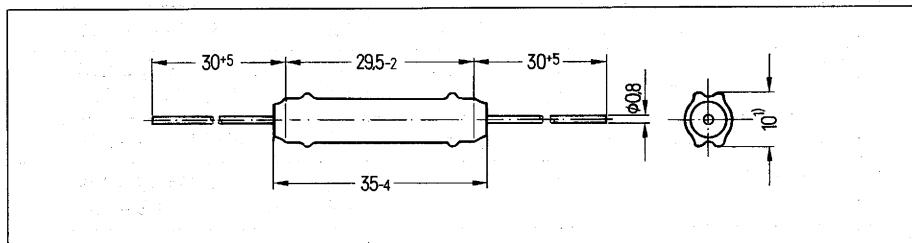


Bild 73, 74, 75
Einbaumaße der Zylinderkern-Drosseln
Tabelle 44



4.3.6 Drosseln Dr3 aus Prinzip-schaltung Bild 64

Drosseln mit Sirufer- bzw. Siferrit-Zylinderkernen, Umhüllung mit Isolierfolie, axiale Anschlußdrähte.

Nennspannung: 250 V \approx (B82500)
500 V \approx (B82111)

Spannungsfestigkeit

der Isolierung: (B82500) Prüfspannung 1500 V \approx , 1 Minute
(B82111) Prüfspannung 2500 V \approx , 1 Minute
(lt. VDE 0550-; § 17c, Tafel 5)

Induktivitätstoleranz: $\pm 20\%$

Anwendungsklassen:

B82111-A-C... FKF (-55°...+125°C, Feuchtekategorie F)
-B-C... HNF (-25°...+ 90°C, Feuchtekategorie F)
-E-C... FKF (-55°...+125°C, Feuchtekategorie F)
B82500-B-A... GLF (-40°...+110°C, Feuchtekategorie F)

Die Bauformen B82111-A-C... und -B-C... besitzen das VDE-Zeichen (geprüft nach VDE 0565 Teil 2/...76 Entwurf 1)

Für die Bauform B82111-E-C... ist das VDE-Zeichen beantragt.

Die Bauformen B82500-B-A5, -B-A8 und -B-A10 besitzen das VDE-Zeichen (geprüft nach VDE 0550 Teil 6/4.66)

Tabelle 44

Nennstrom A	Nenninduktivität μH	Gleichstromwiderstand (Richtwert) Ω	Einbaumaße Bild	Gewicht g	Abmessungen				Bestellbezeichnung
					l_1 mm	l_2 mm	d_1 mm	d_2 mm	
0,1	1200 8200	34 65	73 74	2,3 7	20	24	6,0	0,8	B82111-E-C29 B82500-B-A1
					29,5	35	10,0	0,8	
0,15	475	20	73	3	25	29	6,0	0,8	B82111-A-C39
0,2	680 3900	14 20	73 74	2,3 7	20	24	6,0	0,8	B82111-E-C28 B82500-B-A2
					29,5	35	10	0,8	
0,3	230	7,2	73	3	25	29	6,0	0,8	B82111-A-C38
0,5	220 820	2,6 2,5	73 74	2,3 7	20	24	6,5	0,8	B82111-E-C26 B82500-B-A5
					29,5	35	10,0	0,8	
1	100 330	0,65 0,7	73 74	2,5 7	20	24	6,5	0,8	B82111-E-C25 B82500-B-A8
					29,5	35	10,0	0,8	
1,5	25	0,34	73	2,7	20	24	6,5	0,8	B82111-A-C25
2	40 120	0,18 0,2	73 74	3 7	20	24	7,0	0,8	B82111-E-C23 B82500-B-A10
					29,5	35	10,0	0,8	
4	15	24 m Ω	75	7	28,5	34	8,5	0,75	B82111-B-C23
6	6 9	10 m Ω 12 m Ω	75 75	5 8	24,5	29	7,0	0,95	B82111-B-C17 B82111-B-C22
					28,5	34	9,0	0,95	
10	5	5 m Ω	75	10	28,5	34	9,5	1,3	B82111-B-C21

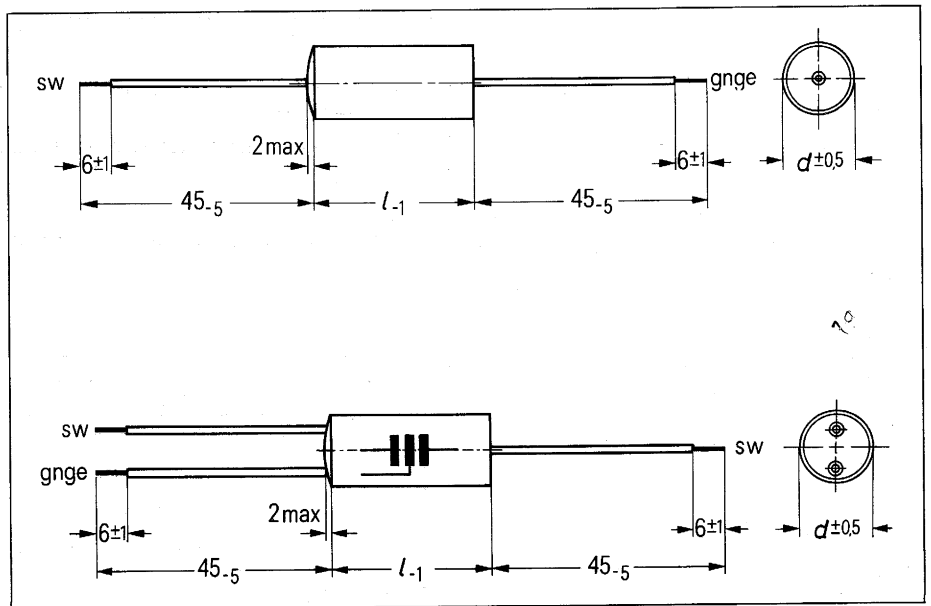


Bild 76 Einbaumaße der Kondensatoren Tabelle 46

4.4 Bauelemente für Verdrahtungstechnik

4.4.1 X-Kondensatoren C1 und C2 aus Prinzipschaltung Bild 64

Selbstheilende Kondensatoren mit Kunststofffolien als Dielektrikum

Rechteckiges Aluminiumgehäuse mit Bodenplatte, mit Gießharz verschlossen.

Nennspannung: 250 V \approx

Prüfspannungen: 1200 V – 2s

Belag/Belag

2500 V \approx 2s

Belag/Gehäuse

Vorschriften: Die Kondensatoren entsprechen VDE 0565–1

Anwendungsklasse: GPD (–40 bis +85 °C, Feuchtekategorie D)

Einbaumaße Bild 67 und Tabelle 45

Tabelle 45

Nennkapazität	Gewicht	Bestellbezeichnung
1 μ F (X)	25 g	B81121–C–B63

Weitere Kapazitätswerte in Vorbereitung.

4.4.2 Y-Kondensatoren C4, C5 in Prinzipschaltung Bild 64

Kondensatoren mit imprägniertem Papier als Dielektrikum und mit Metallfolien als Elektroden eingebaut in zylindrische Kunststoffbecher mit Gießharzabschluß. Anschlußdrähte YV 1 \times 0,8 mm \varnothing . (Auf Anfrage können diese Kondensatoren auch mit anderen Drahtlängen oder Litzenleitungen geliefert werden.)

Nennspannung: 250 V \approx

Prüfspannung: 2700 V – 2s (Belag/Belag)

Dauerspannungs-Prüfung: 1000 h mit 1,7 \cdot $U_N = 425$ V \approx

(Typprüfung)

Kapazitätstoleranz: ± 20 %

Isolation: ≥ 6000 M Ω



Anwendungsklasse: HPF (–25 bis +85 °C, Feuchtekategorie F)

Vorschriften: Die Kondensatoren entsprechen der Norm DIN 41 171, Blatt 1 (Y-Kondensatoren)

Gehäuseart K (Kunststoffrohr)

[Gehäuseart M (Metallrohr) auf Anfrage]

ferner als Y-Kondensatoren den Bestimmungen nach VDE 0560–7/11.67

Prüfzeichen:  

beantragt: 

Einbaumaße Bild 76 und Tabelle 46

Tabelle 46

Nennkapazität	Abmessungen $d \times l$ mm	Gewicht \approx g	Bestellbezeichnung
0,01 μ F (Y)	12 \times 34	8	B81111–A–B34
0,025 μ F ¹⁾ (Y)	12 \times 44	9	B81111–A–B35
0,035 μ F (Y)	14 \times 44	11	B81111–A–B36
2 \times 2500 pF (Y)	10 \times 34	7	B81211–A–B32
2 \times 5000 pF (Y)	12 \times 34	8	B81211–A–B33
2 \times 0,015 μ F (Y)	14 \times 44	11	B81211–A–B34
2 \times 0,035 μ F (Y)	20 \times 44	20	B81211–A–B35

¹⁾ Diese Bauform ist in DIN 41 171, Blatt 1, nicht enthalten.

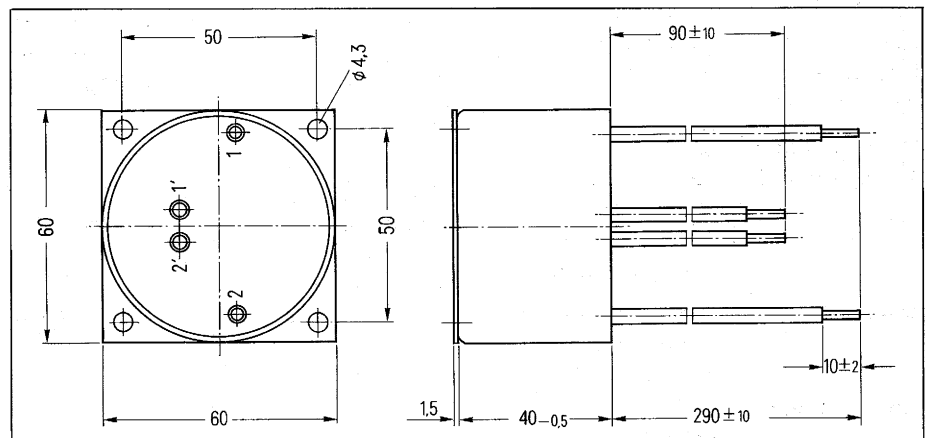
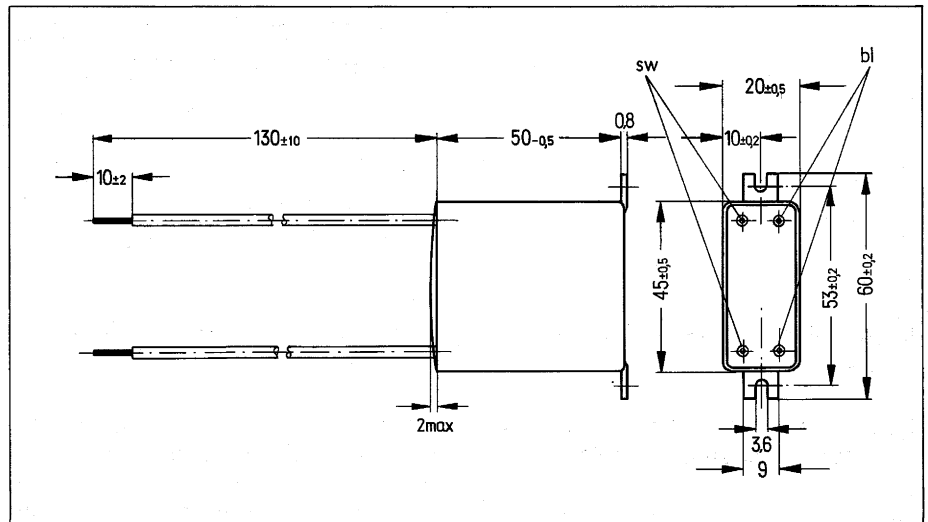
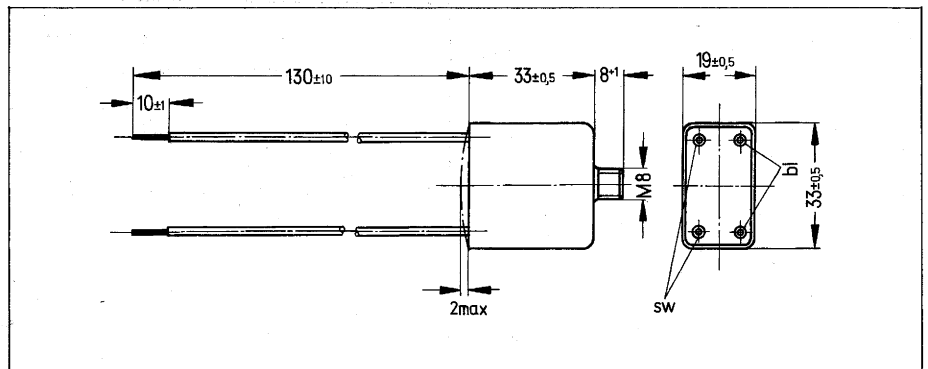


Bild 77, 78, 79 Einbaumaße der Ringkern-Drosseln Tabelle 47

Tabelle 47

Nennstrom	Nenninduktivität je Wicklung	Gleichstromwiderstand je Wicklung (Richtwert)	Einbaumaße	Anschlußleitungen Querschnitt/Art	Bestellbezeichnung
A	mH	mΩ	Bild		
2× 1	11	550	77	0,75 mm ² NYFAFw	B82723-E1-A8 B82723-E1-A10 B82723-E1-A12 B82723-E1-A13
2× 2	5,6	200			
2× 4	2,7	70			
2× 6	1,5	40			
2× 2	16	400	78	0,75 mm ² NYFAFw	B82724-C1-A10 B82724-C1-A12 B82724-C1-A13
2× 4	6,8	120			
2× 6	4,3	55			
2× 10	1,8	25	78	1,5 mm ² NYAF	B82724-C1-A14
2× 25	1,8	15	79	4,2 mm ² Litze	B82725-C1-A6

4.4.3 Drosseln Dr1 aus Prinzipschaltung Bild 64

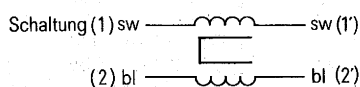
Stromkompensierte Ringkern-Zweifachdrosseln

Ferrit-Ringkerndrossel im Aluminiumbecher eingegossen, Anschlußlitze. Ausführung für sehr hohe mechanische Beanspruchungen.

Nennspannung: 250 V_~
 Prüfspannungen: 1500 V_~, 2s (Wicklung/Wicklung)
 2500 V_~, 2s (Wicklung/Gehäuse)

Vorschriften: Die Drosseln entsprechen VDE 0565-2

Anwendungsklasse: G K C
 (-40 bis +125°C, Feuchtklasse C)



4.4.4 Funk-Entstörfilter

π -Filter für 2 Leitungen, **Schaltung (a)**
Bild 64

Bauformen

a) Stromkompensierte Ringkern-Zweifachdrossel mit zwei X- und zwei Y-Kondensatoren, Entladewiderstand. Kunststoffgehäuse mit angespritzten Anschlußklemmen.

Nennspannung: 250 V \approx
Prüfspannungen: 1200 V $-$, 2s
(Phase/Mp)
2700 V $-$, 2s
(Phase verbunden mit Mp/Masse)

Anwendungsklasse: H P F (-25 bis +85 °C, Feuchtekategorie F)

Vorschriften: Die Kondensatoren entsprechen VDE 0560-7
Die Drosseln entsprechen VDE 0550-6

Gewicht: ca. 250 g
Einbaumaße **Bild 80** und **Tabelle 48**

b) Stromkompensierte Ringkern-Zweifachdrossel mit zwei X- und zwei Y-Kondensatoren. Metallgehäuse mit Kaltgerätestecker.

Nennspannung: 250 V \approx
Nennstrom: bezogen auf +40 °C Umgebungstemperatur
Prüfspannungen: 1000 V $-$, 2s
(Phase/Mp)
2700 V $-$, 2s
(Phase verbunden mit Mp/Masse)
Anwendungsklasse: H P F (-25 bis +85 °C, Feuchtekategorie F)
Prüfzeichen: Stecker Filter (beantragt)
VDE VDE
Semko Semko
SEV SEV
Gewicht: ca. 85 g
Einbaumaße **Bild 81** und **Tabelle 49**

Tabelle 48

Nennstrom A	Nenninduktivität je Wicklung mH	Nennkapazität	Bestellbezeichnung
1	2×18	2×0,22 μ F (X) + 2×2500 pF (Y)	B84102-K30
2	2×10	2×0,33 μ F (X) + 2×2500 pF (Y)	B84102-K40
4	2× 4,7	2×0,39 μ F (X) + 2×2500 pF (Y)	B84102-K50

Tabelle 49

Nennstrom A	Nenninduktivität je Wicklung mH	Nennkapazität	Bestellbezeichnung
1	2×10	symmetrisch 2×0,1 μ F (X) unsymmetrisch 2×5 nF (Y) 2×0,1 μ F (X) + 2×4 nF (Y)	B84104-K30
2	2× 5,6		B84104-K40
4	2× 2,7		B84104-K50
6	2× 1,8		B84104-K60

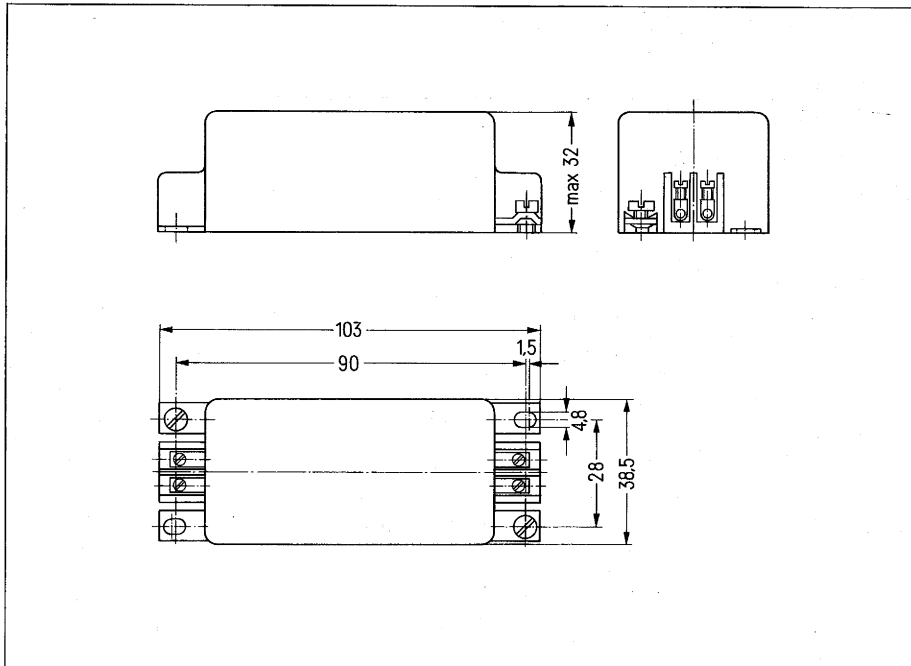


Bild 80 Einbaumaße der Funk-Entstörfilter
Tabelle 48

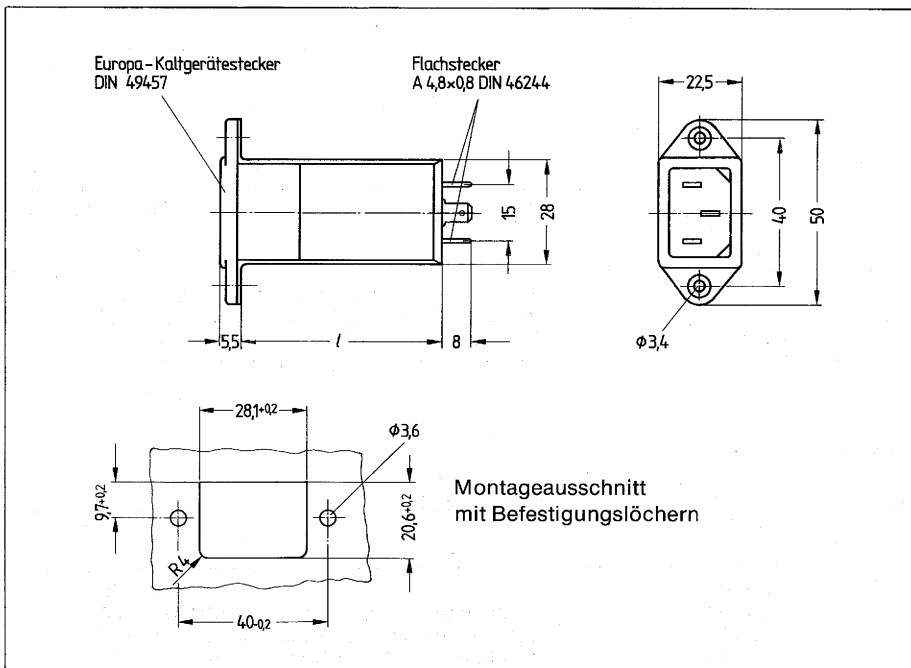


Bild 81 Einbaumaße der Funk-Entstörfilter
Tabelle 49

5. Literatur

- [1] SIEMENS-Datenbuch 1976/77
Silizium-Gleichrichterdiode,
Bestell-Nr. B 13/1352
- [2] SIEMENS-Datenbuch 1976/77
Kleingleichrichtersätze,
Bestell-Nr. 1523
- [3] SIEMENS-Datenbuch 1977/78
Dioden, Z-Dioden, Referenzdioden,
Bestell-Nr. B 1744
- [4] SIEMENS-Datenbuch 1976/77
Einzelhalbleiter Industrie-Typen,
Bestell-Nr. B 1662
- [5] SIEMENS-Datenbuch 1976/77
Silizium-Thyristoren, Frequenz-
thyristoren, Bestell-Nr. B 1592
- [6] SIEMENS-Datenbuch 1975/76
Optoelektronik Halbleiter,
Bestell-Nr. B 33/1304
- [7] SIEMENS-Datenbuch 1976/77
Lineare Schaltungen,
Bestell-Nr. B 1502
- [8] SIEMENS-Datenbuch 1975/76
Weichmagnetisches SIFERRIT-
und SRUFER-Material,
Bestell-Nr. B 24/1200
- [9] Nachtrag 1977 zu [8],
Bestell-Nr. B 1751
- [10] SIEMENS-Datenbuch 1976/77
Aluminium-Elektrolyt-Konden-
satoren, Bestell-Nr. B 1354
- [11] Nachtrag zu [10], Bestell-Nr. B 1652
- [12] SIEMENS-Datenbuch 1978/79
Metallisierte Kunststoff-Konden-
satoren, Bestell-Nr. B 1855
- [13] SIEMENS-Datenbuch 1975/76
Kondensatoren für die Energie-
Elektronik, Bestell-Nr. B 21/1300
- [14] SIEMENS-Datenbuch 1977/78
Funk-Entstörbauelemente,
Bestell-Nr. B 1717
- [15] SIEMENS-Datenbuch 1975/76
Funk-Entstörfilter,
Bestell-Nr. B 26/1198
- [16] SIEMENS Technische Mitteilung
Das Schalten mit dreifach-
fundierten Transistoren,
Bestell-Nr. B 1622
- [17] SIEMENS Technische Mitteilung
Schaltnetzteile 1
Allgemeine Einführung,
Grundsaltungen
Bestell-Nr. B 1703
- [18] SIEMENS Technische Mitteilung
Schaltnetzteile 3
Funk-Entstörung
Bestell-Nr. B 1821
- [19] SIEMENS Technische Mitteilung
Schaltnetzteile 4
Bemessungsgrundlagen
Bestell-Nr. B 1749

1) Die hier aufgeführte Literatur ist gegen
Gebühr erhältlich im
Siemens Bauteile Service
Lieferzentrum Fürth
Postfach 146
8510 Fürth-Bislohe

Unsere Geschäftsstellen

Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

Siemens AG
Salzufer 6-8
Postfach 11 05 60
1000 Berlin 11
☎ (030) 39 39-1, ☎ 1 83 766

Siemens AG
Contrescarpe 72
Postfach 10 78 27
2800 Bremen 1
☎ (0421) 3 64-1, ☎ 2 45 451

Siemens AG
Lahnweg 10
Postfach 11 15
4000 Düsseldorf 1
☎ (0211) 30 30-1, ☎ 8 581 301

Siemens AG
Gutleutstraße 31
Postfach 41 83
6000 Frankfurt 1
☎ (0611) 2 62-1, ☎ 4 14 131

Siemens AG
Lindenplatz 2
Postfach 10 56 09
2000 Hamburg 1
☎ (040) 2 82-1, ☎ 2 162 721

Siemens AG
Am Maschpark 1
Postfach 53 29
3000 Hannover 1
☎ (0511) 1 99-1, ☎ 9 22 333

Siemens AG
N 7, 18 (Siemenshaus)
Postfach 20 24
6800 Mannheim 1
☎ (0621) 2 96-1, ☎ 4 62 261

Siemens AG
Richard-Strauss-Straße 76
Postfach 20 21 09
8000 München 2
☎ (089) 92 21-1, ☎ 5 29 421

Siemens AG
Von-der-Tann-Straße 30
Postfach 24 29
8500 Nürnberg 1
☎ (0911) 6 54-1, ☎ 6 22 251

Siemens AG
Martin-Luther-Straße 25
Postfach 3 59
6600 Saarbrücken 3
☎ (0681) 30 08-1, ☎ 4 421 431

Siemens AG
Geschwister-Scholl-Straße 24
Postfach 1 20
7000 Stuttgart 1
☎ (0711) 20 76-1, ☎ 7 23 941

Siemens Bauteile Service
Gründacher Straße 260
Postfach 146
8510 Fürth-Bischofs
☎ (0911) 30 01-1, ☎ 623 818

Europa

Belgien

Siemens S.A.
chaussée de Charleroi 116
B-1060 Bruxelles
☎ (02) 5 37 31 00, ☎ 21 347

Bulgarien

RUEN,
Technisches Beratungsbüro
der Siemens Aktiengesellschaft
uliza Nikolai Gogol 5,
agal Boulevard Lenin
BG-1504 Sofia
☎ 45 70 82, ☎ 22 763

Dänemark

Siemens A/S
Borupvang 3
DK-2750 Ballerup
☎ (02) 65 65 65, ☎ 35 313

Finnland

Siemens Osakeyhtiö
Mikonkatu 8
Fach 8
SF-00101 Helsinki 10
☎ (90) 16 26-1, ☎ 12 465

Frankreich

Siemens Société Anonyme
39-47, boulevard Ornano
B.P. 109
F-93203 Saint-Denis CEDEX 1
☎ (16-1) 8 20 61 20, ☎ 620 853

Griechenland

Siemens Hellas E.A.E.
Voulas 7
P.O.B. 601
Athen 125
☎ (021) 32 93-1, ☎ 2 16 291

Großbritannien

Siemens Limited
Siemens House
Windmill Road
Sunbury-on-Thames
Middlesex TW 16 7HS
☎ (09327) 85 691, ☎ 89 51 091

Irland

Siemens Limited
8, Raglan Road
Dublin 4
☎ (01) 68 47 27, ☎ 5341

Island

Smith & Norland H/F
Náttún 4
P.O.B. 519
Reykjavik
☎ 2 83 22, ☎ 2055

Italien

Siemens Elettra S.p.A.
Via Fabio Filzi, 25/A
Casella Postale 41 83
I-20124 Milano
☎ (02) 62 48, ☎ 36 261

Jugoslawien

Generalexport
Masarikova 5/XV
Poštanski fah 223
YU-11001 Beograd
☎ (011) 68 48 66, ☎ 11 287

Luxemburg

Siemens Société Anonyme
17, rue Glesener
B.P. 1701
Luxembourg
☎ 4 97 11-1, ☎ 3430

Niederlande

Siemens Nederland N.V.
Wilhelmina van Pruisenweg 26
Postbus 18068
Den Haag 2500
☎ (070) 78 27 82, ☎ 31 373

Norwegen

Siemens A/S
Østre Aker vei 90
Postboks 10, Veitvet
N-0505 Oslo 5
☎ (02) 15 30 90, ☎ 18 477

Österreich

Siemens Aktiengesellschaft
Österreich
Apostelgasse 12
Postfach 326
A-1031 Wien
☎ (0222) 72 93-0, ☎ 11 866

Polen

PHZ Transactor S.A.
ul. Stawki 2
P.O.B. 276
PL-00-950 Warszawa
☎ 39 89 10, ☎ 81 32 288

Portugal

Siemens S.A.R.L.
Avenida Almirante Reis, 65
Apartado 1380
Lisboa 1
☎ (019) 53 88 05, ☎ 12 563

Rumänien

Siemens birou
de consultati tehnice
Strada Edgar-Quinet 1
R-7 Bucuresti 1
☎ 15 18 25, ☎ 11 473

Schweden

Siemens Aktiebolag
Avd. elektronikkomponenter
Norra Stationsgatan 69
Stockholm
(Fack, S-104 35 Stockholm)
☎ (08) 24 17 00, ☎ 116 72

Schweiz

Siemens-Albis AG
Freilagerstraße 28
Postfach
CH-8047 Zürich
☎ (01) 2 47 31 11, ☎ 52 131

Spanien

Siemens S.A.
Sede Central
Orensse, 2
Apartado 155
Madrid 20
☎ (91) 4 55 25 00, ☎ 27 769

Tschechoslowakei

EFEKTIM,
Technisches Büro Siemens AG
Anglická ulice 22
P.O.B. 1087
CS-120000 Praha 2
☎ 25 84 17, ☎ 122 389

Türkei

Elektrik Tesiât ve Mühendislik A.Ş.
Meclisi Mebusan Caddesi,
55/35, Fındikli
P.K. 64, Tophane
Istanbul
☎ 45 20 90, ☎ 22 290

Ungarn

Intercooperation AG,
Siemens Kooperationsbüro
Böszörményi út 9-11
P.O.B. 1525
H-1126 Budapest
☎ (01) 15 49 70, ☎ 224 133

Union der Sozialistischen Sowjetrepubliken

Vertretung der Siemens AG
Kurssovoj Pereulok, Dom 1/1,
Kwartira 4,
Wchod Sojmonowskij Projezd
Postf. 77, Internationales Postamt
SU-Moskau 6 34
☎ 2 02 77 11, ☎ 7413

Afrika

Ägypten

Siemens Resident Engineers
6, Salah El Din Street, Zamalek
P.O.B. 775
Cairo
☎ 81 72 28, ☎ 321

Algerien

Siemens Algérie S.A.R.L.
3, Viaduc du Duc des Cars
B.P. 224, Alger-Gare
Alger
☎ 63 95 47/61, ☎ 52 817

Äthiopien

Siemens Ethiopia Ltd.
Ras Bitwoded Makonen Building
P.O.B. 5505
Addis Ababa
☎ 15 15 99, ☎ 21 052

Libyen

Assem Azzabi
17, 1st September Street,
Tariq Building
P.O.B. 2583
Tripoli
☎ 4 15 34, ☎ 20 029

Marokko

SETEL S.A.
km 1, Route de Rabat
Casablanca-Ain Sebâa
☎ 35 10 25, ☎ 21 914

Nigeria

Siemens Nigeria Limited
Industrial Estate 3 f,
Block A
P.O.B. 304
Lagos (Oshodi)
☎ 4 19 20, ☎ 21 357

Südafrika

Siemens Limited
Siemens House,
Corner Wolmarans and
Biccard Streets, Braamfontein
P.O.B. 45 83
Johannesburg 2000
☎ (011) 7 15 91 11, ☎ 58-7721

Sudan

National Electrical &
Commercial Company
Murad Sons Building,
Barlaman Street
P.O.B. 12 02
Khartoum
☎ 8 08 18, ☎ 642

Tunesien

Sitelac S.A.,
Société d'Importation
et de Travaux d'Electricité
26, Avenue Farhat Hached
Tunis
☎ 24 28 60, ☎ 12 326

Zaire

Siemens Zaire S.P.R.L.
1222, Avenue Tombalbaye
B.P. 98 97
Kinshasa 1
☎ 2 26 08, ☎ 21 377

Amerika

Argentinien

Siemens Sociedad Anónima
Avenida Pte. Julio A. Roca 516
Casilla Correo Central 12 32
RA-1067 Buenos Aires
☎ 30 04 11, ☎ 121 812

Bolivien

Sociedad Comercial e Industrial
Hansa Limitada
Calle Mercado esquina Yanacocho
Cajón Postal 14 02
La Paz
☎ 5 44 25, ☎ 5261

Brasilien

ICOTRON S.A., Indústria de
Componentes Eletrônicos
Avenida Mufinga, 3716
Caixa Postal 1375
BR-05110 São Paulo 1
☎ (011) 2 61 02 11
☎ 11-23 633, 11-23 641

Chile

Gildemeister S.A.C.,
Area Siemens
Avenida Aguirre 178
Casilla 99-D
Santiago de Chile
☎ 8 25 23,
☎ TRA SGO 392, TDE 40 588

Ecuador

Siemens S.A.
Avenida América y
Hernández Girón s/n.,
Sector 28
Casilla 35 80
Quito
☎ 24 53 63, ☎ 22 190

Kanada

Siemens Electric Limited
Montreal Office
7300 Trans-Canada Highway
P.O.B. 7300
Pointe Claire, Québec H9R 4R6
☎ (514) 6 95 73 00,
☎ 05-822 778

Kolumbien

Siemens S.A.
Carrera 65, No. 11-83
Apartado Aéreo 8 01 50
Bogotá 6
☎ 61 04 77, ☎ 44 750

Mexico

Siemens S.A.
Poniente 116, No. 590
Apartado Postal 1 50 64
México 15, D.F.
☎ 5 67 07 22, ☎ 1 772 700

Uruguay

Conatel S.A.
Ejido 1690
Casilla de Correo 13 71
Montevideo
☎ 91 73 31, ☎ 934

Venezuela

Siemens S.A.
Avenida Principal,
Urbanización Los Ruices
Apartado 36 16
Caracas 101
☎ (02) 34 85 31, ☎ 25 131

Vereinigte Staaten von Amerika

Siemens Corporation
186 Wood Avenue South
Iselin, New Jersey 08 830
☎ (201) 4 94-1000
☎ WU 84-491
TWX WU 710 998 0588

Asien

Afghanistan

Afghan Electrical Engineering
and Equipment Limited
Alaudin, Karte 3
P.O.B. 7
Kabul 1
☎ 4 04 46, ☎ 35

Bangladesh

Siemens Bangladesh Ltd.
74, Dilkusha Commercial Area
P.O.B. 33
Dacca 2
☎ 24 43 81, ☎ 824

Hongkong

Jebsen & Co., Ltd.
Prince's Building, 23rd floor
P.O.B. 97
Hong Kong
☎ 5 22 51 11, ☎ 73 221

Indien

Siemens India Ltd.
134A, Dr. Annie Besant Road, Worli
P.O.B. 65 97
Bombay 400018
☎ 37 99 06, ☎ 112 373

Indonesien

P.T. Siemens Indonesia
Kebon Sirih 4
P.O.B. 24 69
Jakarta
☎ 5 10 51, ☎ 46 222

Irak

Samhiry Bros. Co. (W.L.L.)
Abu Nawas Street
P.O.B. 300
Baghdad
☎ 9 00 21, ☎ 2255

Iran

Siemens Sherkate S. (K.)
Khibane Takhte Djamshid 32,
Siemenshaus
Teheran 15
☎ (021) 6 14-1, ☎ 212 351

Japan

Nippon Siemens K.K.
Furukawa Sogo Building,
6-1, Marunouchi 2-chome,
Chiyoda-ku
Central P.O.B. 1619
Tokyo 100-91
☎ 00 81 32 84-01 73, ☎ 27 441

Jemen (Arab. Republik)

Tihama Tractors
& Engineering Co. Ltd.
P.O.B. 49
Sanaa
☎ 24 62, ☎ 217

Korea (Republik)

Siemens Electrical
Engineering Co., Ltd.
Daehan Building, 8th floor,
75, Susumun-dong, Chung-ku
C.P.O.B. 30 01
Seoul
☎ 7 77 75 58, ☎ 23 229

Kuwait

Abdul Aziz M. T. Alghanim Co.
& Partners
Abdulla Fahad Al-Mishan Building
Al-Sour Street
P.O.B. 32 04
Kuwait, Arabia
☎ 42 33 36, ☎ 21 31

Libanon

Ets. F. A. Kattanah S.A.
(Kattanah Frères)
Rue du Port, Immeuble Fattal
P.B. 11 02 42
Beyrouth
☎ 22 11 80, ☎ 20 614

Malaysia

Guthrie Engineering (Malaysia)
Sdn. Bhd.
Electrical &
Communications Division
17, Jalan Semangat
P.O.B. 30
Petaling Jaya
☎ 77 33 44, ☎ 37 573

Pakistan

Siemens Pakistan Engineering
Co. Ltd.
Ilaco House, Abdullah Haroon Road
P.O.B. 71 58
Karachi 3
☎ 51 60 61, ☎ 2820

Philippinen

Engineering Equipment, Inc.,
Machinery Division,
Siemens Department
2280 Pasong Tamo Extension
P.O.B. 71 60,
Airmail Exchange Office,
Manila International Airport,
Philippines 31 20
Makati, Rizal
☎ 85 40 11/19,
☎ RCA 7222 382, EEC 3695

Saudi-Arabien

E. A. Juffali & Bros.
Head Office
King Abdul-Aziz-Street
P.O.B. 10 49
Jeddah
☎ 2 22 22, ☎ 40 130

Singapur

Siemens Components PTe. Ltd.
Promotion Office
19B - 45B, Jalan Tenteram
Singapore 12
☎ 55 08 11, ☎ 21 000

Syrien

Syrian Import Export & Distribution
Co., S.A.S. SIEDCO
Port Saïd Street
P.O.B. 363
Damas
☎ 1 34 31, ☎ 11 267

Taiwan

Delta Engineering Ltd.
42, Hsu Chang Street, 8th floor
P.O.B. 5 84 97
Taipei
☎ 311 47 31, ☎ 21 826

Thailand

B. Grimm & Co., R.O.P.
1643/4, Petchburi Road (Extension)
P.O.B. 66
Bangkok 10
☎ 2 52 40 81, ☎ 26 14

Australien

Australien
Siemens Industries Limited
Melbourne Office
544 Church Street
Richmond, Vic. 3121
☎ (03) 4 29 71 11, ☎ 30 425

