

SIEMENS

Schaltbeispiele

Ausgabe 1976/77

Die in diesem Heft enthaltenen Schaltungen und Beschreibungen sind Anregungen und sollen die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten von elektronischen Bauelementen zeigen.

Gleichartige Anwendungsfälle wurden in Gruppen zusammengefaßt. Für die Schaltungen und Beschreibungen wird keine Gewähr bezüglich der Freiheit von Rechten Dritter übernommen.

Bei Fragen betreffend unsere Bauelemente, Ihrer oder der von Ihnen gewünschten Schaltungen wenden Sie sich bitte an unseren Vertrieb bzw. an unsere Anwendungstechnik.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.
Bezüglich Nachdruck (auch auszugsweisen Nachdruck) wenden Sie sich bitte an die Anwendungstechnik.

Siemens Bauteile Service

Um Bestellungen von Bauelementen schnell ausführen zu können, haben wir das Siemens Bauteile Service eingerichtet.

Bestellungen ab Lager bitten wir an folgende Adresse zu richten:

Siemens-Aktiengesellschaft

Bauteile Service

8510 Fürth-Bislohe

Gründlacher Straße 260

Postfach 146

Telefon (09 11) 77 98-1 (von 8 bis 16.30 Uhr)

nach 16.30 Uhr Anrufbeantworter

Telex-Sammelnummer 623 818

Bei technischen Klärungen, Rückfragen, Reklamationen und in Angelegenheiten des Zahlungsverkehrs ist die zuständige Geschäftsstelle anzusprechen. Das Verzeichnis der Geschäftsstellen finden Sie auf den letzten Seiten des Buches.

Die Bestellungen sollen folgende Angaben enthalten:

1. Stückzahl
2. Typ oder Bestellbezeichnung
3. Lagernummer } siehe Preis- und Lagerliste
4. Preis } „Siemens Bauteile Service“
5. Ihre Adresse bzw. Lieferanschrift
6. gewünschte Versandart

Stimmt die von Ihnen angegebene Typenbezeichnung mit der zugehörigen Lagernummer nicht überein, so bildet die Lagernummer das Kriterium der Auslieferung.

Die Embargobestimmungen sind bei Bestellung zu beachten.

Im übrigen gelten die allgemeinen Verkaufsbedingungen sowie die „Allgemeinen Lieferbedingungen für Erzeugnisse und Leistungen der deutschen Elektroindustrie“.

Inhaltsverzeichnis

1. Hochfrequenz- und Niederfrequenz-Schaltungen
2. Schwarzweißfernseh-Schaltungen
3. Farbfernseh-Schaltungen
4. Opto-Schaltungen
5. Steuer-, Regel- und Schaltverstärker-Schaltungen
6. Netzteile-Schaltungen
7. Digitale Schaltungen

1. Hochfrequenz- und Niederfrequenzschaltungen	
1.1. Dreistufiger Antennen-Breitbandverstärker mit BFT 65	9
1.2. AM-Empfänger mit TDA 1046 und zwei Vorkreisen	11
1.3. 4-Bereichsempfänger mit der IS TDA 1046	13
1.4. Großsignalfester PIN-Dioden-Kombituner	18
1.5. Universelles NF-Filter 2. Grades mit einem UF-Baustein	22
1.6. Frequenzweichen mit einem UFB	26
1.7. Programmierbare Filter mit UFB	27
1.8. Sprachkanal-Tiefpaß mit zwei UFB	29
1.9. Verzerrungsmesser mit UFB	30
1.10. Frequenzweichen für Lautsprecher	31
2. Schwarzweiß-Fernseherschaltungen	
2.1. Liniengeber	37
2.2. Störsignalgeber	40
3. Farbfernseh-Schaltungen	
3.1. Identifikationssignalgeber für VCR-Geräte	43
3.2. Synchronisation für Coder	45
3.3. VCR-Standbild-Synchronisation	48
3.4. Farbbalkengeber	50
3.5. Digitales Stellglied	52
3.6. Demodulator mit synchronisiertem Oszillator als Trägerzusatz	54
3.7. Sägezahengeber	55
Farbfernseh-Empfängerschaltungen	
3.8. Farbdecoder mit TDA 2560 und TDA 2522	57
3.9. Farbstufen mit aktivem Lastwiderstand und Schwarzwertklemmung	61
3.10. H-Ablenkung mit BU 208 für 20 AX-System	64
3.11. Sperrwandlernetzteil mit Netztrennung für Portable-Fernsehgeräte	66

4. Opto-Schaltungen

4.1.	Umgebungshelligkeitsabhängige Stromregelschaltung für LD 30	71
4.2.	Kompensation des Temperaturganges der Lumineszenzdiode CQY 17	72
4.3.	Spannungswandler für Feldeffekt-Flüssigkristallzellen	73
4.4.	Netzgeführte LED-Digitaluhr mit SAJ 341	74
4.5.	Oszillator-Schaltung für einfache Computer-Blitzgeräte	76
4.6.	Breitband-System für Infrarot-Tonübertragung	80
4.7.	Leistungssparende Einkanal-Infrarot-Übertragung	85
4.8.	Reflexionslichtschranke	90
4.9.	Abstimmkala für Mittelwellenradio	92
4.10.	Pegelmesser mit UAA 180 und logarithmischer Anzeige	94

5. Steuer-, Regel- und Schaltverstärker-Schaltungen

5.1.	Induktiver Schlitzschalter mit TCA 105	101
5.2.	Induktive Schlitzschalter für größere Abstände mit TCA 105	103
5.3.	Induktive Näherungsschalter mit TCA 205 A	105
5.4.	Spannungsdiskriminator mit Mehrfach-Operationsverstärkern	109
5.5.	Drehzahlregelschaltung für 50-W-Gleichstrommotor	112
5.6.	Getaktete Motorsteuerung mit Drehzahlmesser	115
5.7.	Diebstahl-Warnanlage für PKW	117
5.8.	Phasenanschnittsteuerung für Rüttelmagnet	119
5.9.	Überwachungseinrichtung mit dem Fensterdiskriminator TCA 965	120
5.10.	Codierschaltung mit TCA 965	122
5.11.	Eigensichere Flüssigkeitsniveauerfassung mit Kaltleiter P 430 E11 und TCA 965	123
5.12.	Ablaufsteuerung mit Zeitgebern TDB 0556	126
5.13.	Anlaufsteuerung und Übertemperaturschutz für asynchrone Wechselstrommotore	128
5.14.	Automatische Verstärkungsregelung	130
5.15.	Motorschutzschaltung mit Kaltleiter und Schwellwertschalter TCA 105	132

6. Netzteile-Schaltungen

6.1.	Gleichstromstabilisiertes Netzteil 220 V _~ /200 V= /250 mA mit BU 111	135
6.2.	Kurzschlußsicheres Spannungskonstantgerät mit den LSL-Bausteinen FZY 101 und FZL 141 S	136
6.3.	Phasenanschnittsteuerung für Projektionslampe 150 W/110 V _~ , für Anschluß an 220 V _~ und 120 V _~	139
6.4.	Geregelter Gleichspannungswandler 24 V – 5 V/5 A mit der IS TDB 0556	141
6.5.	120 W-Trapez-Schaltnetzteil mit 2 x BU 111 220 V _~ /2 x 30 V/2 A	145
6.6.	300 W-Trapez-Schaltnetzteil mit 2 x BUY 79 (220 V _~ /2 x 110 V/1,5 A)	148
6.7.	Netzteil in Brückenschaltung 220 V/300 W – 15 kHz	152
6.8.	Gegentakt-Schaltnetzteil mit Thyristoren in Brückenschaltung	155

7. Digitale Schaltungen

7.1.	Kurzschlußfeste Leistungstreiber	159
7.2.	Programmierbarer Rückwärtszähler	163
7.3.	Nadelimpulsgenerator	164
7.4.	Frequenzvervielfacher (1,5fach)	165
7.5.	Logiktester	167
7.6.	Impulsgenerator	170
7.7.	Programmierbarer Zeitgeber	172
7.8.	Einfaches Digitalvoltmeter	175
7.9.	Programmierbare Schrittmotorsteuerung	178

Anschriften unserer Geschäftsstellen

1. Hochfrequenz- und Niederfrequenz-Schaltungen

1.1. Dreistufiger Antennen-Breitbandverstärker mit BFT 65

Der Silizium-HF-Transistor BFT 65 im Plastik-T-Gehäuse (50B3) eignet sich aufgrund seiner hervorragenden HF-Eigenschaften besonders für den Aufbau einfacher, qualitativ hochwertiger Breitbandverstärker bis 1 GHz. Typische HF-Kenndaten des verzerrungsarmen Transistors sind:

Transitfrequenz	$f_T = 4,5-5$ GHz
Rauschen (800 MHz)	$F = 2,8-4,8$ dB
Leistungsverstärkung (800 MHz)	$V_P = 12$ dB

Da der Transistor auch gute Linearitätseigenschaften im Großsignalbetrieb besitzt, ist er in Verstärkern mit Ausgangsspannungen bis 200 mV für Endstufen gut einsetzbar.

Bild 1.1. zeigt die Schaltung des dreistufigen Allbereichsverstärkers. Im Frequenzbereich 40–890 MHz beträgt die mittlere Verstärkung 28 dB, das Rauschmaß 5 dB. Mit dieser hohen Verstärkung und einer Ausgangsspannung von mindestens 170 mV an 60 Ω , kann der Verstärker Antennenanlagen mit bis zu 20 Teilnehmern versorgen.

Wie in den Schaltbeispielen 1974/75 und 1975/76 bereits beschrieben, erfordert der breitbandige Verstärkungsverlauf in jeder Verstärkerstufe eine Stromgegenkopplung im Emitterzweig und eine Spannungsgegenkopplung vom Kollektor auf die Basis. Um den Verstärkungsabfall im oberen Frequenzbereich (>600 MHz) entgegenzuwirken, sind beide Gegenkopplungswege so ausgelegt, daß ihr Einfluß mit steigender Frequenz abnimmt. Die parallel zu den Emitterwiderständen liegenden Kondensatoren (C_8 bis C_{10}) kompensieren dabei einen Teil der Emitterinduktivität. Die Induktivität der Emitterwiderstände wurde im praktischen Aufbau durch Parallelschalten von zwei Schichtwiderständen ohne Anschlußdrähte klein gehalten (Bild 1.1.). Die Induktivitäten L_1 und L_2 vermindern mit steigender Frequenz die Spannungsgegenkopplung auf die Basis. Sie werden durch 1 cm lange Anschlußdrähte der 270- Ω -Widerstände (R_1 und R_2) realisiert. Im Hinblick auf den Verstärkungsgang bei hohen Frequenzen wurde der gemeinsame Lötstützpunkt der Kopplungselemente R_1 C_2 kapazitätsarm ausgelegt.

Technische Daten

Betriebsspannung	$U_S = 24$ V
Stromaufnahme	$I_S = 60$ mA
Frequenzbereich	$f = 40-890$ MHz
Verstärkung	$V_P = 27-29$ dB
Rauschmaß ($R_G = 60 \Omega$)	$F = 4,9-5,2$ dB

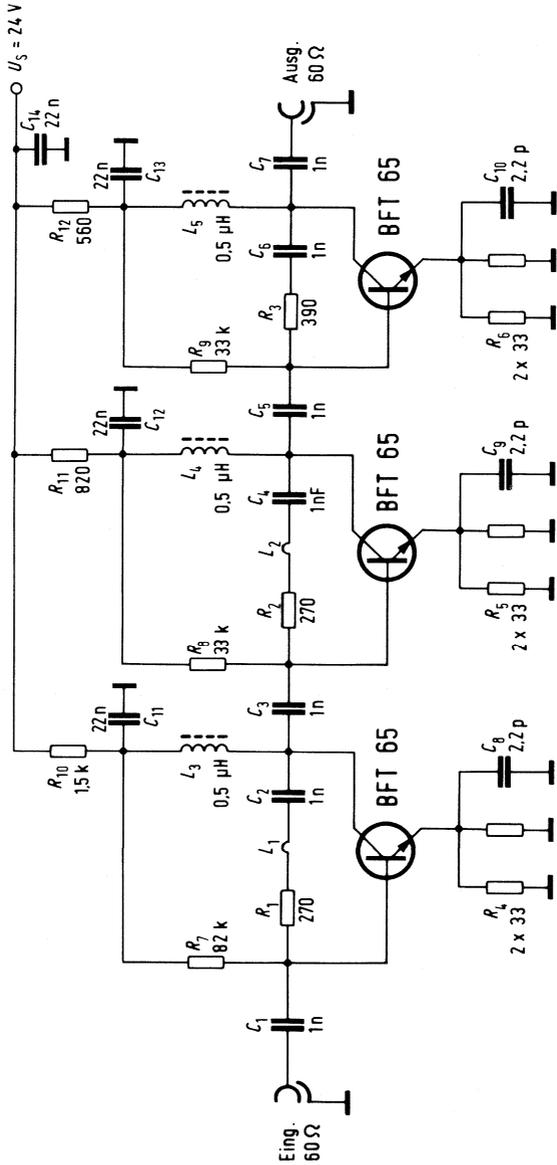


Bild 1.1.

Technische Daten

Reflexionsfaktoren

$$/r/E = 0,1-0,28$$

$$/r/A = 0,1-0,25$$

$$U_0 = 170 \text{ mV}$$

Ausgangsspannung

($R_G = R_L = 60 \Omega$; $f = 500 \text{ MHz}$)

Intermodulationsdämpfung

$a_{IM II} = 60 \text{ dB}$)

Spulendaten L_{3,4,5}:

8 Wdn, CuL 0,6 mm \emptyset

Spulenkörper 4,3 mm \emptyset , Fa. Vogt

Ferritkern U17

Bauteileliste zu Schaltung 1.1.

3 Transistoren	BFT 65	Q62702-F-451
3 Keramikkondensatoren	2,2 pF	B38112-J5020-C200
7 Keramikkondensatoren	1 nF/500 V	B37235-J5102-S001
3 Keramikkondensatoren	22 nF/63 V	B37449-A6223-S002
3 Ferritgewindekerne U17		B63310-B3021-X017

1.2. AM-Empfänger mit TDA 1046 und zwei Vorkreisen

Die monolithisch integrierte AM-Empfängerschaltung TDA 1046 ist besonders für den Einsatz in hochwertigen Heimempfängern und Autoradios bis 30 MHz geeignet. Sie enthält eine geregelte Vorstufe, einen multiplikativ arbeitenden Gegentaktmischer, separaten Oszillator, einen geregelten ZF-Verstärker mit integriertem Doppelwegdemodulator, einen aktiven Tiefpaß und einen NF-Vorverstärker. Um die Großsignaleigenschaften, das Kreuzmodulationsverhalten und die Selektion zu verbessern, können mit dieser IS auch Schaltungskonzepte mit zwei abgestimmten Vorkreisen realisiert werden, wie sie vor allem in Autoradios Anwendung finden.

Die Schaltung (**Bild 1.2.**) ist am Eingang für einen Generator-Widerstand von 60Ω ausgelegt. Die Ankopplung der IS an den Eingangskreis erfolgt symmetrisch über die Anschlüsse 9 und 10. Zwischen Vor- und Mischstufe ist der selektive Zwischenkreis eingefügt. Im Oszillatorkreis unterbindet der Widerstand R_1 und die Ferritperle zusammen mit der Schaltungskapazität das Entstehen höherfrequenter Schwingungen. Die ZF-Selektion wird bei dieser Schaltung durch das dreigliedrige Keramikfilter SFT 455 A mit zwei externen Koppelkondensatoren realisiert. Zur Anpassung ist dem Filter ein 2,7 K Widerstand vorgeschaltet.

Spulendaten

L ₁	105 Wdg	15 x 0,04 CuLS	} gemeinsam auf Vogt D21-1549.1 (Q = 100)
L ₂	7 Wdg	15 x 0,04 CuLS	
L ₃	105 Wdg	4 x 0,04 CuLS	} auf Vogt D21-1549.1
L ₄	115 Wdg	15 x 0,04 CuLS	} auf Vogt D41-2640
L ₅	70 Wdg	15 x 0,04 CuLS	} gemeinsam auf Vogt D41-2640
L ₆	26 Wdg	15 x 0,04 CuLS	

Technische Daten

U_s	= 7–18 V
I_{ges}	= 30 mA
ZF Bandbreite (3 dB)	= 4,5 kHz
Eingangsspannung für den Regeleinsatz (U_9, U_{10}):	= 19 μ V
Eingangsspannung für 26 dB $\frac{S+N}{N}$	
f_e 1 MHz, m 30% ($U_s = 10$ V):	= 14 μ V

Bauteileliste zu Schaltung 1.2.

1 IS	TDA 1046	Q67000-A-1092
1 Drehkondensator (Fa. Hopt)	MG 06-05 A	
1 Keramikkondensator	10 pF	B37370-A1100-J
2 Keramikkondensatoren	120 pF	B37370-A1121-S
1 STYROFLEX®-Kondensator	330 pF	B31111-A3331-J
1 Keramikkondensator	330 pF	B37370-A1331-S
1 STYROFLEX®-Kondensator	1500 pF	B31063-A5152-J
4 Sibatitkondensatoren	100 nF	B37449-A6104-S
2 Tantalelkos	22 μ F/16 V	B45181-A2226-M
1 Tantalelko	47 μ F/16 V	B45181-A2476-M
1 Ferritperle	N 22	B62110-A5028-X022

1.3. 4-Bereichsempfänger mit der IS TDA 1046

Der Empfänger mit einem Vorkreis (**Bild 1.3.**) ist für Lang-, Mittel- und zwei Kurzwellenbereiche ausgelegt. Zur Vereinfachung der Umschaltung wird die IS unsymmetrisch betrieben (Anschluß 10 über 100 nF an Masse). Die Kopplung des Ausgangssignals der Vorstufe auf den Mischer geschieht über den Kondensator C₂₅. Über den Lastwiderstand R₂ erfolgt die Zuführung der Betriebsspannung an die Vorstufe.

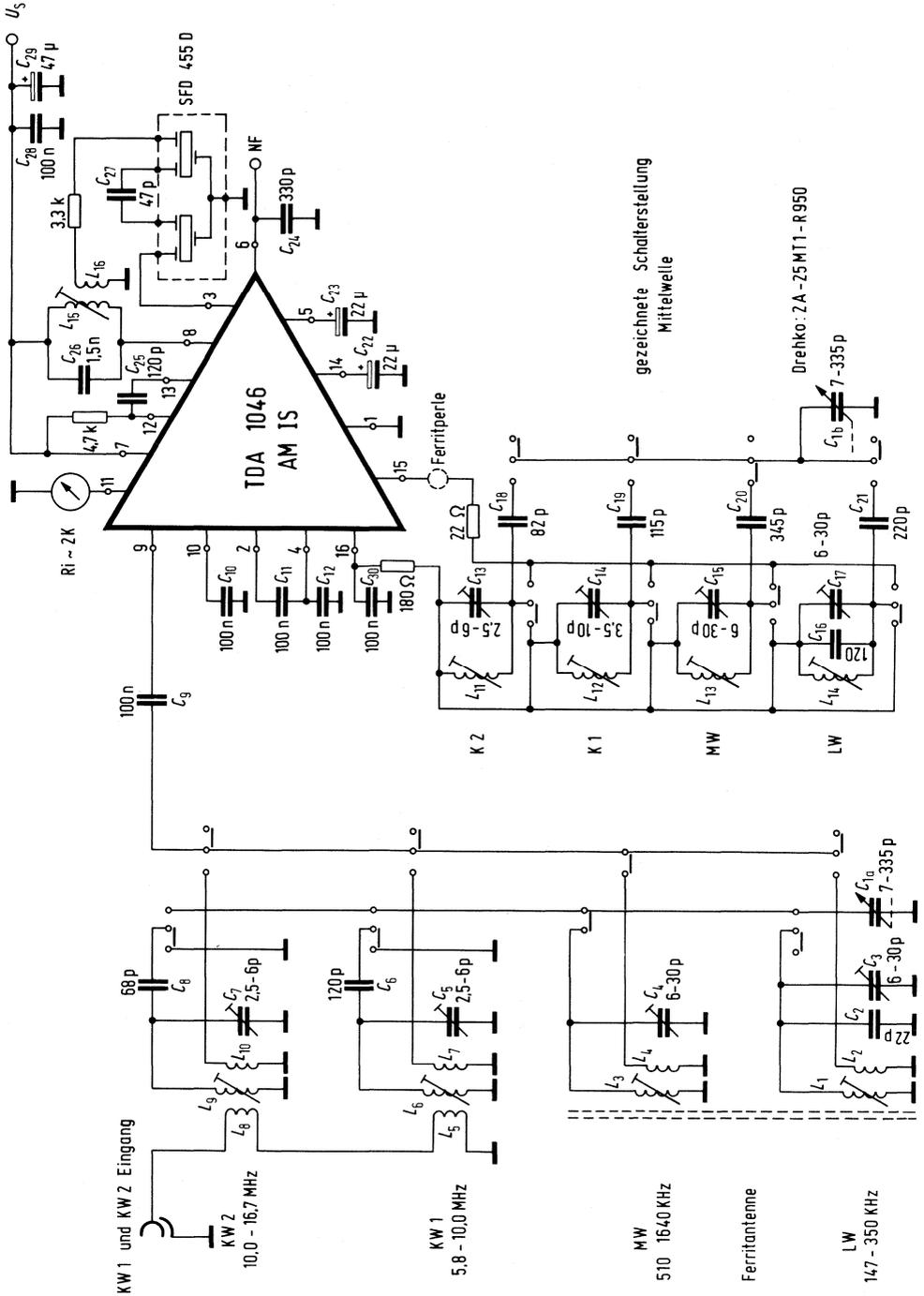


Bild 1.3.

Soweit möglich werden nicht benutzte Spulen kurzgeschlossen, um eine gegenseitige Beeinflussung auszuschließen. Als Keramikfilter findet das SFD 455 D Verwendung. Die Kombination aus dem Widerstand R_1 und der Ferritperle soll das Auftreten höherfrequenter Schwingungen unterbinden.

Technische Daten

Frequenzbereiche	LW 147–350 kHz MW 510–1640 kHz KW ₁ 5,8–10,1 kHz KW ₂ 9,8–16,7 kHz
Versorgungsspannung U_s	7–18 V
Stromaufnahme	bei 7 V 18 mA bei 12 V 20 mA bei 18 V 25 mA
ZF-Bandbreite	(3 dB): 4 kHz (10 dB): 7 kHz
NF-Ausgangsspannung $f_e = 1$ MHz $m = 30\%$ und $S/N = 26$ dB: (an $R_a = 10$ k Ω)	280 m V_{eff}

Gemessene Empfindlichkeit:

$f_e = 1$ MHz	S/N	6 dB 150 μ V/m	gemessen mit Sendeantenne nach DIN 45300 Anh. I
$m = 30\%$		10 dB 260 μ V/m	
		20 dB 760 μ V/m	
		26 dB 940 μ V/m	

$f_e = 10$ MHz Einspeisung erfolgte über Kunstantenne nach DIN 45300

S/N	6 dB	5 μ V
S/N	10 dB	7 μ V
S/N	20 dB	15 μ V
S/N	26 dB	30 μ V

Wickeldaten

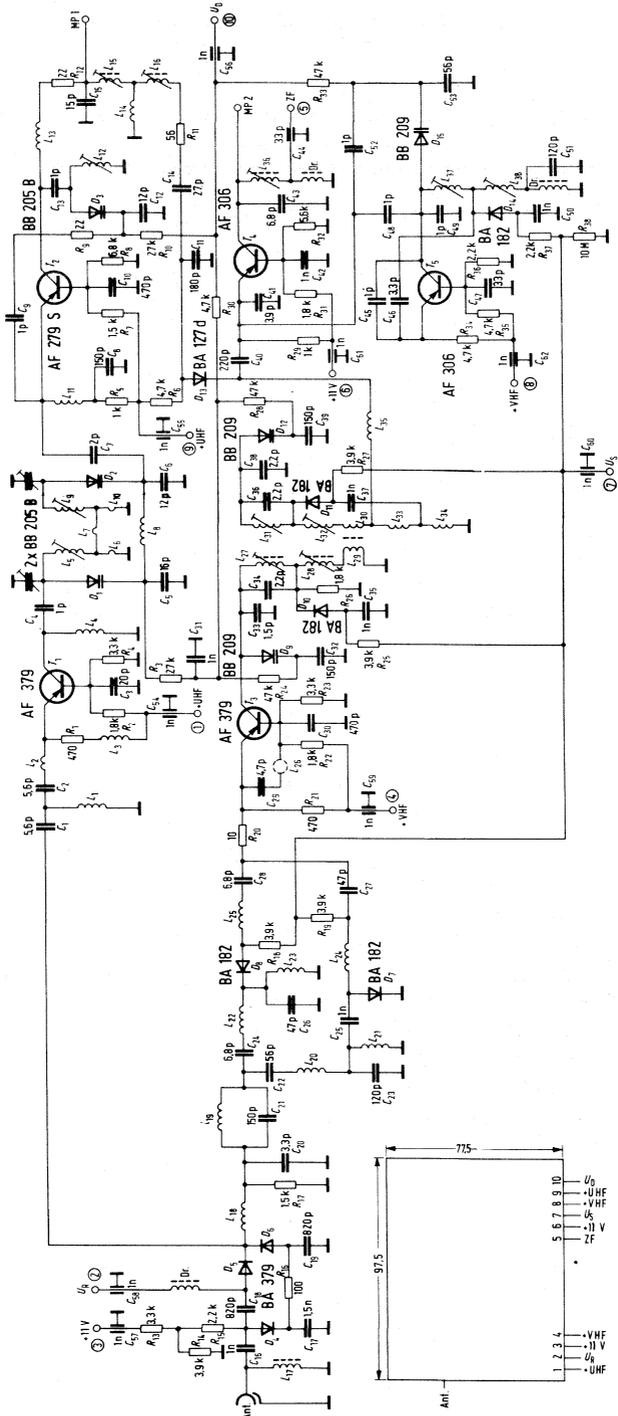
L_1	210 Wdg	30x0,05 CuLS	mit 1 mm Zwischenlage aus Plexiglas auf Ferritantennenstab B 61610-J1017-X025, L_2 auf Zwischenlage gewickelt und L_1 darüber als Kreuzwickel 10 mm breit, L_3 Lagenwicklung, L_4 auf das kalte Ende von L_3
L_2	25 Wdg	30x0,05 CuLS	
L_3	66 Wdg	30x0,05 CuLS	
L_4	10 Wdg	30x0,05 CuLS	

L ₅	1 Wdg	20x0,05 CuLS	Kreisspule: L = 8,4 µH auf Vogt Bausatz, Güte bei 5,5 MHz = 110 D 41 – 2520 mit WK
L ₆	22 Wdg	20x0,05 CuLS	
L ₇	4 Wdg	20x0,05 CuLS	
L ₈	1 Wdg	20x0,05 CuLS	Kreisspule: L = 4, 25µH auf Vogt Bausatz, Güte = 120 bei 10 MHz D 41 – 2520 mit WK
L ₉	15 Wdg	20x0,05 CuLS	
L ₁₀	2 Wdg	20x0,05 CuLS	
L ₁₁	12 Wdg	20x0,05 CuLS	L = 2,67 µH, Q = 110 bei 10,5 MHz Vogt D 41 – 2520
L ₁₂	22 Wdg	20x0,05 CuLS	L = 8,1 µH, Q = 112 bei 6,0 MHz Vogt D 41 – 2520
L ₁₃	76 Wdg	4x0,05 CuLS	L = 140 µH, Q = 80 bei 900 kHz Vogt D 41 – 2640
L ₁₄	109 Wdg	4x0,05 CuLS	L = 256 µH, Q = 80 bei 600 kHz Vogt D 41 – 2540
L ₁₅	70 Wdg	12x0,04 CuLS	} gemeinsam auf Vogt D 41 – 2640
L ₁₆	26 Wdg	12x0,04 CuLS	

Bauteileliste zu Schaltung 1.3.

1 Integrierte Schaltung	TDA 1046	Q67000-A1092
1 STYROFLEX®-Kondensator	22 pF	B31110-A1220-J
1 Keramik-Kondensator	47 pF	B37370-A1470-S
1 STYROFLEX®-Kondensator	68 pF	B31110-A1680-J
1 STYROFLEX®-Kondensator	82 pF	B31111-A3820-J
1 STYROFLEX®-Kondensator	115 pF	
bestehend aus:	100 pF	B31110-A1101-H
	15 pF	B31110-A1150-H
1 Keramik-Kondensator	120 pF	B37370-A1121-S
1 STYROFLEX®-Kondensator	120 pF	B31111-A3121-H
1 STYROFLEX®-Kondensator	220 pF	B31111-A3221-J
1 Keramik-Kondensator	330 pF	B37370-A1331-S
1 STYROFLEX®-Kondensator	345 pF	
bestehend aus:	330 pF	B31111-A3331-J
	15 pF	B31111-A3150-J
6 MKH-Schichtkondensatoren	0,1 µF	B32560-B1104-J000
2 Tantalelkos	22 µF/16 V	B45181-A2226-M
1 Tantalelko	47 µF/16 V	B45181-A2476-M
1 Ferritperle	N 22	B62110-A5028-X022
1 Foliendrehkondensator	2 A 25MT ₁ -R950	(Fa. Toko)

Bild 1.4.



1.4. Großsignalfester PIN-Dioden-Kombituner

Die in **Bild 1.4.** gezeigte Kombitunerschaltung ist für die italienische Fernsehnorm ausgelegt, bei der der Abstimmbereich für Bd. I eine erhöhte Frequenzvariation erfordert. Es ist daher als Abstimm-diode der Typ BB 209 eingesetzt. Für übliche Tuner nach CCIR-Norm kann der Typ BB 105 G genommen werden. Bei der Entwicklung wurde auf besonders gute Großsignaleigenschaften, hohe Selektion und niedrigen Rauschfaktor geachtet.

Der PIN-Regler am Eingang des Tuners ist in der üblichen π -Schaltung ausgeführt. Um in Band I und Band III etwa den gleichen Regelumfang zu erhalten, sind die Fußpunkt-kondensatoren C_{17} und C_{19} der Querdioden über den Widerstand R_{16} entkoppelt. Die folgende Hochpaß-Tiefpaß-Weiche trennt die VHF- und UHF-Bereiche. Der UHF-Vorstufentransistor AF 379 wird über eine Serieninduktivität rauschoptimal angepaßt. Über den Basiskondensator C_3 erfolgt eine breitbandige Neutralisation. Die Kollektordrossel L_4 ergibt mit den anliegenden Kapazitäten eine Resonanz knapp unterhalb des UHF-Bereichs, dadurch steigt die Verstärkung im unteren Frequenzbereich an.

Um mit dem nachfolgenden abgestimmten HF-Bandfilter eine gute Selektion zu erreichen, ist es lose an die Vor- und Mischstufe angekoppelt. Der damit verbundene Verstärkungsverlust wird durch eine hohe Kreisimpedanz ausgeglichen.

Die Schaltung der selbstschwingenden Mischstufe ist sehr hochohmig ausgeführt. Durch eine lose Ankopplung des Schwingkreises und eine schwach bemessene Rückkopplung wird ein gleichmäßiges Schwingverhalten und eine geringe Temperaturdrift erreicht. Zur Vermeidung einer ungewollten Resonanz ist der Rückkopplungsweg mit dem Widerstand R_9 bedämpft. Am Emitter des Mischtransistors ist ein ZF-Saugkreis angeordnet, der für eine hohe Mischverstärkung sorgt. Die VHF-Mischstufe wird bei UHF-Betrieb als ZF-Verstärker benutzt.

Die VHF-Eingangsschaltung besteht aus einer ZF-Falle und umschaltbaren Bandpässen für Band I und Band III. So wird eine hohe Sicherheit gegen bandfremde Störer erreicht. Vor dem Emitter des Vorstufentransistors liegt der Widerstand R_{20} , der die Aussteuerbarkeit der Vorstufe erheblich verbessert. Der durch ihn verursachte Rauschanstieg kann wegen der niedrigen Rauschzahl des Transistors T_3 (AF 379) in Kauf genommen werden.

Das abgestimmte HF-Bandfilter ist so ausgelegt, daß sich durch möglichst schmale Bandbreite eine optimale Selektion ergibt. Dazu wurde auf eine Leistungsanpassung der Mischstufe verzichtet. Der Mischtransistor ist über einen Koppelkondensator und eine Serienspule an die Fußpunktinduktivitäten des zweiten Bandfilterkreises angekoppelt. Diese Elemente bilden einen ZF-Saugkreis. Der Oszillator und die Ankopplung an die Mischstufe wurde so geschaltet, daß der Mischtransistor in beiden Bändern gleich stark und konstant durchgesteuert wird. Das wird durch einen zusätzlichen Rückkoppelkondensator für Band I und einen zweiten Koppelkondensator vom Serienkondensator des Oszillatorkreises zum Emitter des Mischtransistors erreicht. Wegen des kleineren Oszillatorfrequenzhubes muß in Band I in Serie zu Band I – Spule der Serienkondensator C_{51} geschaltet werden, damit der Gleichlauf auch im unteren Bereich des Bandes I optimal bleibt.

Tunerdaten

	Band I	Band III	UHF	
Frequenzbereich	51–85	178–227	470–860	MHz
Betriebsspannung	11	11	11	V
Stromaufnahme	29	44	30	mA
Abstimmspannung	2,1–25,5	10,7–26,2	1,4–22,6	V
Leistungsverstärkung	28	28	31	dB
HF-Bandbreite (3 dB)	8,5–11,5	9–10	13–17	MHz
ZF-Bandbreite (3 dB)	5,5	5,5	5,5	MHz
Rauschfaktor	8	8	8	dB
Spiegelfrequenzunterdrückung	57–66	54–87	44–48	dB
Frequenzdrift des Oszillators für $\Delta T_u = 15$ grad	± 100	± 200	± 300	MHz
Störspannung für 1% Kreuz- modulation im Kanal (N)	7	7	8,5	
N ± 1	15	16	22	
N ± 2	60	55	55	
N ± 3	–	90	110	

Spulendaten

Pos.	Wdg	Draht-Ø	Draht	Wicklungs-Ø	Kern
L ₁	3	0,5	CuL	3	–
L ₂	2	0,5	CuL	2	–
L ₃	16	0,32	CuL	2,5	–
L ₄	6	0,5	CuL	3	–
L ₅	1,25	0,8	CuAg	3,5	M _s 1)
L ₆	gedruckt				–
L ₇	Drahtschleife	0,5	CuAg		–
L ₈	16	0,5	CuL	3	–
L ₉	1,25	0,8	CuAg	3,5	M _s 1)
L ₁₀	gedruckt				–
L ₁₁	10	0,5	CuL	3	–
L ₁₂	1,25	0,8	CuAg	3,5	M _s 1)
L ₁₃	10	0,5	CuL	3	–
L ₁₄	18	0,32	CuL	2,5	
L ₁₅	11,5	0,5	CuL	4,3	U 17 2)
L ₁₆	11,5	0,5	CuL	4,3	U 17 2)
L ₁₇	15	0,32	CuL	2,5	U 17 3)
L ₁₈	3	0,5	CuL	3	–
L ₁₉	10	0,5	CuL	3	–
L ₂₀	12	0,5	CuL	3	–
L ₂₁	5	0,5	CuL	2,5	–
L ₂₂	7	0,5	CuL	2,5	–
L ₂₃	2	0,5	CuL	2	–
L ₂₄	9	0,5	CuL	2,5	–
L ₂₅	7	0,5	CuL	2,5	–
L ₂₆	Rohrkern B 62110 M11 3,5 x 1,2 x 5,2 grob				
L ₂₇	6	0,5	CuL	3	–
L ₂₈	10	0,5	CuL	3	–
L ₂₉	6	0,5	CuL	2,5	U 17 3)
L ₃₀	6	0,5	CuL	2,5	U 17 3)
L ₃₁	5	0,5	CuL	3	–
L ₃₂	10	0,5	CuL	3	–
L ₃₃	4	0,5	CuL	3	–
L ₃₄	2	0,5	CuL	3	–
L ₃₅	6	0,5	CuL	3	–
L ₃₆	20	0,32	CuL	4,3	U 17 2)
L ₃₇	4	0,5	CuL	2,5	–
L ₃₈	10	0,5	CuL	3	–
Dr	20	0,32	CuL	2,5	U 17 3)

- 1) Messing M 2,6 x 0,5 x 7
 2) Gewindekern B63310-B3021-X017
 3) Zylinderkern B61110 U17 2,5 x 10 grob

Bauteileliste zu Schaltung 1.4.

2 Transistoren	AF 379	Q62701-F72
1 Transistor	AF 279 S	Q62701-F87
2 Transistoren	AF 106	Q60106-X106
oder	AF 306	
3 Kapazitätsdioden (Terzett)	BB 205 B	Q62701-F82
3 Silizium-PIN-Dioden	BA 379	Q62702-A485
5 Silizium-Schalterdioden	BA 182	Q62702-A347
3 Si-Kapazitätsdioden (Terzett)	BB 209	Q62702-B56
1 Si-Kleinflächendiode	BA 127 D	Q60201-D9
5 Rohrkondensatoren	1 pF ± 0,1 pF N 1500	B38027-J1010-B000
1 Perlkondensator	1 pF ± 1 pF	B38182-J5010-B000
1 Perlkondensator	1 pF ± 0,1 pF N470	B38185-J5010-B000
1 Scheibenkondensator	1,5 pF ± 0,25 pF	B38110-A5010-C500
1 Perlkondensator	2 pF ± 0,25 pF	B38186-J5020-C000
3 Scheibenkondensatoren	2,2 pF ± 0,25 pF	B38112-J5020-C200
1 Perlkondensator	3,3 pF ± 0,25 pF N750	B38186-J5030-C300
1 Scheibenkondensator	3,3 pF ± 0,5 pF	B38112-J5030-D300
1 Scheibenkondensator	3,9 pF ± 0,5 pF	B38112-J5030-D900
1 Scheibenkondensator	4,7 pF ± 0,5 pF	B38116-J5040-D700
2 Scheibenkondensatoren	5,6 pF ± 0,5 pF	B38116-J5050-D600
3 Scheibenkondensatoren	6,8 pF ± 0,5 pF	B38116-J5060-D800
2 Trapezkondensatoren	12 pF ± 0,5 pF N470	B38285-J5120-D005
1 Scheibenkondensator	15 pF ± 5%	B38116-J5150-J000
1 Trapezkondensator	16 pF ± 0,5 pF	B38285-J5160-D005
1 Trapezkondensator	20 pF ± 5%	B38286-J5200-J005
1 Scheibenkondensator	27 pF ± 5%	B38116-J5270-J000
1 Scheibenkondensator	33 pF ± 5% N750	B38116-J5330-J000
2 Scheibenkondensatoren	47 pF ± 5%	B38116-J5470-J000
1 Scheibenkondensator	56 pF ± 5%	B38116-J5560-J000
1 Scheibenkondensator	56 pF ± 5% N750	B38116-J5560-J000
1 Scheibenkondensator	120 pF ± 5% N750	B38066-J6121-J001
1 Scheibenkondensator	120 pF ± 10%	B38115-A5121-K000
2 Scheibenkondensatoren	150 pF ± 5%	B38115-A5151-J000
2 Scheibenkondensatoren	150 pF ± 10%	B38115-A5151-K000
1 Scheibenkondensator	180 pF ± 10%	B38115-A5181-K000
1 Scheibenkondensator	220 pF ± 10%	B38115-A5221-K000
2 Trapezkondensatoren	470 pF ± 50% 20	B37291-B5471-S005
2 Trapezkondensatoren	820 pF ± 50% 20	B37292-B5821-S005
7 Scheibenkondensatoren	1 nF ± 30% 20	B37370-A1102-M000
9 Durchführungskondensatoren	1 nF ± 80% 20	B37046-A5102-Z002
1 Trapezkondensator	1,5 nF ± 80% 20	B37292-B5152-Z005

1.5. Universelles NF-Filter 2. Grades mit einem UF-Baustein

Der neue Siemens-Universalfilterbaustein (UFB) ermöglicht eine sehr einfache und deshalb preiswerte, flexible und temperaturstabile Realisierung von Filtern im niederfrequenten Bereich bis 30 kHz. Hohe Betriebsgüten lassen sich dabei erreichen.

Der UFB (**Bild 1.5.**) ist ein aktives RC-Filter 2. Grades, das in Hybrid-Dünnschichttechnik aufgebaut ist. Die Standard-Reihe ist in Frequenzen von 22 Hz bis 22 kHz abgestuft und in Güten von 0,5 bis 100 erhältlich. Die Toleranzen können zwischen vier Stufen gewählt werden. Außerdem gibt es Breitband-Typen, bei denen die Filterparameter durch die Außenbeschaltung bestimmt werden.

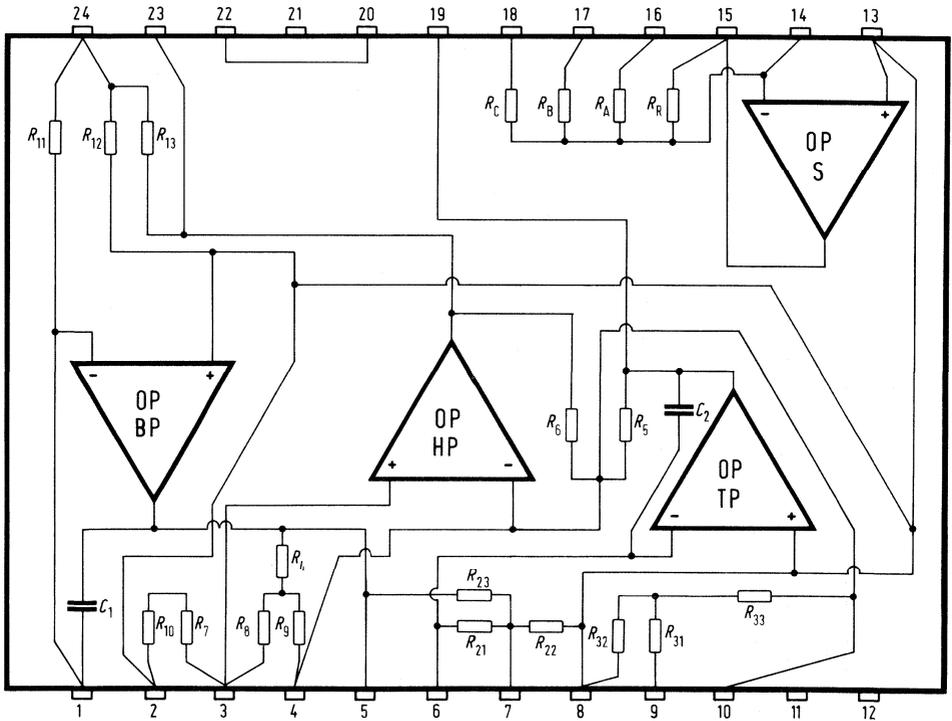
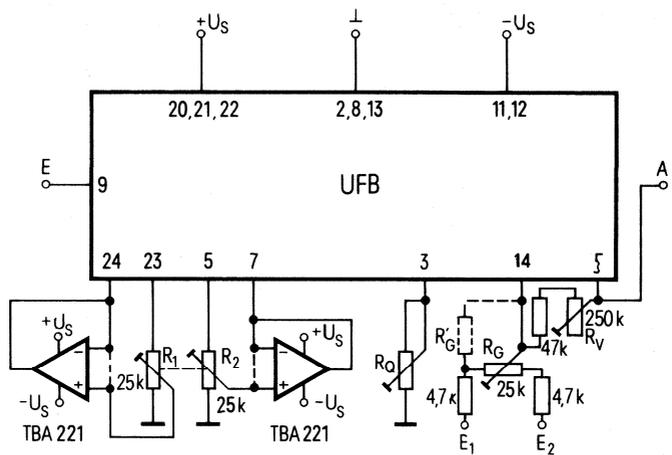


Bild 1.5.

Bei den Standard-Typen mit voreingestellten Parametern können die Parameter durch eine zusätzlichen Außenbeschaltung in gewissen Grenzen variiert werden. Dabei wird die interne Temperatur-Kompensation umso mehr beeinflusst, je stärker sich die Filterparameter von den voreingestellten unterscheiden.

1.5.1. Realisierung verschiedener Filterarten mit einem UFB

Die Skizze in **Bild 1.5.1.** zeigt, wie man durch einfache Verbindungen zwischen den Anschlüssen eines UFB's verschiedene Filtercharakteristiken am Ausgang A des UFB's erreichen kann.



TP		
BP		
HP		
BS		
TPS		
HPS		

Bild 1.5.1.

Der benutzte UFB ist ein Breitband-Typ. Die externe Beschaltung der UFB's zur Einstellung der Filterparameter ist aus dem Bild 1.5.1. ersichtlich.

Die Einsteller R_1 , R_2 dienen zur Bestimmung der Kennfrequenz (= Grenzfrequenz bei TP und HP, Mittenfrequenz bei BP und BS).

Falls die beiden Potentiometer mechanisch gekoppelt sind, läßt sich die Kennfrequenz weitgehend (theoretisch grenzenlos) verändern, ohne daß sich dabei die Kenngüte des UFB wesentlich (theoretisch überhaupt nicht) ändert.

Soll die Bandbreite konstant bleiben, so wird der Einsteller R_1 weggelassen und die Anschlüsse 23 und 24 werden verbunden. Die Kennfrequenz läßt sich mit R_2 verändern.

Der Widerstandswert von R_1 und R_2 kann auch abweichend von Bild 1.5.1. gewählt werden, er muß aber auf jeden Fall größer als 5 kOhm sein.

Die in Bild 1.5.1. bedarfsweise eingeschleiften Trennstufen (2 Operationsverstärker TBA 221) bewirken, daß die Temperaturkoeffizienten von R_1 und R_2 auf die Temperaturstabilität der Kennfrequenz nicht eingehen.

Mit dem Einsteller R_0 kann die Kenngüte vergrößert werden. Eine hohe Kenngüte läßt sich nur bei einer entsprechenden Temperaturstabilität der Kennfrequenz sinnvoll einsetzen. Sie birgt aufgrund der parasitären Kopplungen die Gefahr einer Schwingneigung in sich.

Andererseits kann der UFB gewollt als Sinus-Generator betrieben werden.

Die Veränderung der Kenngüte hat nur einen sehr geringen Einfluß auf die eingestellte Kennfrequenz. Bei Änderungen der Kenngüte um Größenordnungen liegt die Kennfrequenz-Beeinflussung im Promille-Bereich.

Bei einer Beschaltung des UFB als Tiefpaß (TP), Hochpaß (HP) und Bandpaß (BP) kann die Verstärkung des UFB mit den Potentiometern R_G und R_V eingestellt werden. Die in Bild 1.5.1. angegebenen Werte für R_G und R_V sind als Beispiel zu betrachten.

Wird kein so großer Einstellbereich benötigt, kann der Einsteller R_G durch einen Festwiderstand R'_G ersetzt werden. Wenn man die Spannung an E_1 mit U_{11} und die Spannung am Ausgang A mit U_0 bezeichnet, gilt

$$U_0 = \frac{R_V}{R'_G} \cdot U_{11}$$

Bei einer Beschaltung des UFB als Bandsperre (BS), Tiefpaß mit Sperrstelle (TPS) bzw. Hochpaß mit Sperrstelle (HPS) muß vor der Verstärkungseinstellung mit dem Einsteller R_G die gewünschte Sperrfrequenz eingestellt werden. Bei der BS sind Kennfrequenz und Sperrfrequenz identisch. Bei den TPS ist die Sperrfrequenz größer als die Kennfrequenz, bei HPS kleiner.

Nach der Einstellung der Sperrfrequenz wird die gewünschte Verstärkung mittels R_V eingestellt.

Die Widerstandswerte von R_G und R_V sind frei wählbar.

Die Versorgungsspannung $\pm U_S$ kann zwischen $\pm 4\text{ V}$ und $\pm 12\text{ V}$ gewählt werden. Der Stromverbrauch beträgt bei $\pm 12\text{ V}$ etwa 6 mA .

Abgleich

An den Eingang E wird ein Signal mit der *Kennfrequenz* gelegt. An den BP-Ausgang (Anschluß 5) wird ein Phasenmeßgerät angeschlossen, das die Phasendifferenz zwischen dem Eingangs- und Ausgangssignal mißt. Die Potentiometer R_1 und R_2 werden solange verstellt, bis die Phasendifferenz zwischen Ein- und Ausgangssignal Null ist. Die gewünschte *Kennfrequenz* f_k des UFB ist dadurch *eingestellt*.

Am TP-Ausgang (Anschluß 19) wird ein NF-Voltmeter angeschlossen. An den Eingang E wird ein Signal, dessen Frequenz wesentlich unter der gerade eingestellten Kennfrequenz liegt, gegeben.

Die Amplitude des Eingangssignals wird bei tiefer Frequenz so eingestellt, daß die Ausgangsspannung am TP-Ausgang 100 mV beträgt (bzw. 10 mV für sehr hohe Kenngüten). Bei gleicher Amplitude des Eingangssignals wird auf der Kennfrequenz mit dem Potentiometer R_O die Ausgangsamplitude auf

$$U_o = U_{i1} \cdot Q_k$$

eingestellt. Die gewünschte *UFB-Kenngröße* Q_k ist damit *eingestellt*.

Das NF-Voltmeter wird an den Filterausgang A angeschlossen. Bei BP, TP und HP wird mittels R_G und R_V die gewünschte *Filterverstärkung* eingestellt. Bei BS, TPS und HPS muß vorher die gewünschte Sperrstelle eingestellt werden. Es wird folgendermaßen vorgegangen: Am UFB-Eingang liegt ein Signal mit der Sperrfrequenz, mit dem Potentiometer R_G wird die minimale Amplitude des Ausgangssignals eingestellt. Anschließend wird die gewünschte *Filterverstärkung* (bei einer angegebenen Frequenz) mit dem Potentiometer R_V justiert.

Bauteileliste zu Schaltung 1.5.1.

1 Universalfilterbaustein (Breitbandtyp)

2 Operationsverstärker (bedarfsweise)

TBA 221

B91116-A595

Q67000-A134

1.6. Frequenzweichen mit einem UFB

Der UFB hat insgesamt vier Ausgänge, an denen gleichzeitig verschiedene Filtercharakteristiken vorhanden sind. Dies läßt sich zum Aufbau von Frequenzweichen ausnutzen.

Bild 1.6.1. zeigt die Anwendung eines UFB als eine TP/BP/HP-Weiche. Der benutzte UFB ist ein Standard-Typ mit voreingestellten Parametern. Das Signal am BP-Ausgang (Anschluß 5) ist invertiert gegenüber den Signalen an den Ausgängen 19 und 23. Die Verstärkung am BP-Ausgang unterscheidet sich von den Ausgängen 19 und 23. Mit dem Potentiometer R_S läßt sich das BP-Signal invertieren und der Verstärkungsunterschied ausgleichen. Das invertierte BP-Signal ist dann am Ausgang 15 vorhanden.

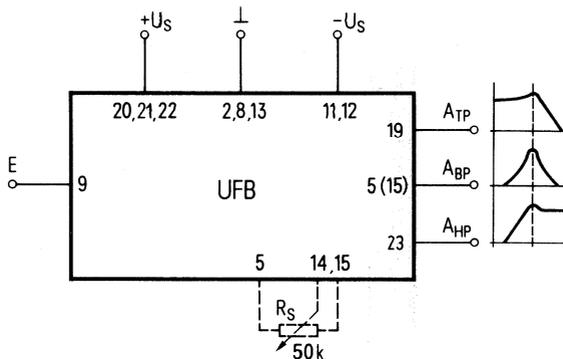


Bild 1.6.1.

Bild 1.6.2. zeigt die Anwendung eines UFB als eine BP/BS-Weiche. Es wird wieder ein Standard-UFB mit vorabgegliehenen Parametern benutzt. Die UFB-Sperrstellenfrequenz, die mit der UFB-Kennfrequenz übereinstimmt, wird mit R_G (siehe 1.5.1.) eingestellt. Mit R_V wird die Verstärkung am Ausgang 15 bestimmt. Mit R_0 kann die Verstärkung am BP-Ausgang (Anschluß 5) erhöht werden (gleichzeitig besteht auch die Möglichkeit, die Bandbreiten zu verändern).

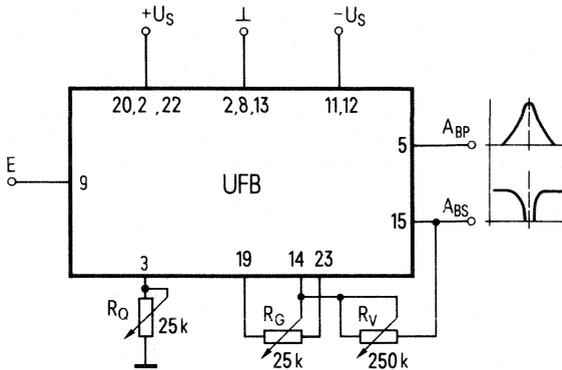


Bild 1.6.2.

Die Frequenzweichen lassen sich selbstverständlich auch aus Breitband-UFB aufbauen. In diesem Fall müssen die Filterparameter nach Kapitel 1.5. eingestellt werden.

Bauteileliste zu Schaltung 1.6.1. und 1.6.2.

1 Universalfilterbaustein

Bestell-Nr. entsprechend der gewünschten Kennfrequenz, Güte und Toleranz.

1.7. Programmierbare Filter mit UFB

Mit den UFB-Typen lassen sich programmierbare Filter aufbauen, wenn die für die Filterparameter-Einstellung notwendigen externen Widerstände und Potentiometer als programmierbare Netzwerke zugeführt werden.

Bild 1.7.1. zeigt ein Netzwerk, das zur analogen Programmierung (Spannungssteuerung) geeignet ist. Fotowiderstände RPY 63 werden durch die Beleuchtung mit LED's LD 471 gesteuert. Mit diesem Netzwerk lassen sich die Potentiometer in Bild 1.5.1. ersetzen und die Programmierbarkeit der UFB-Parameter erreichen. Wegen der hohen Temperaturkoeffizienten von RPY 63 sind die Trennstufen mit TBA 221 zu empfehlen.

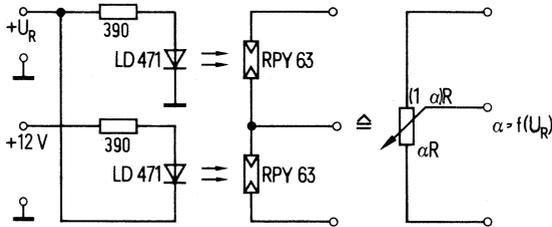


Bild 1.7.1.

Bild 1.7.2. zeigt ein Netzwerk, das zur digitalen Programmierung geeignet ist. Ein binär abgestuftes R-Netzwerk wird mit zwei Analog-Multiplexern HEF 4066* geschaltet. Die Analog-Multiplexer werden über die Eingänge D1 bis D8 binär gesteuert. Mit diesem Netzwerk lassen sich variable Widerstände und mit einem zusätzlichen Vorwiderstand R_0 auch die Spannungsteiler in Bild 1.5.1. ersetzen.

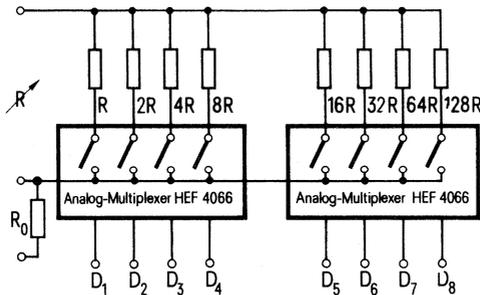


Bild 1.7.2.

* entspricht RCA CD 4066

Bauteileliste zu Schaltung 1.7.1.

1 Universalfilterbaustein	(Breitbandtyp)	B91116-A595
2 Operationsverstärker	TBA 221	Q67000-A134
10 Lumineszenzdiode	LD 471	Q62703-Q102
10 Fotowiderstände	RPY 63	Q62717-P6

Bauteileliste zu Schaltung 1.7.2.

1 Universalfilterbaustein	(Breitbandtyp)	B91116-A595
2 Operationsverstärker	TBA 221	Q67000-A134
(bedarfsweise)		

1.8. Sprachkanal-Tiefpaß mit zwei UFB

Dank des hohen Eingangswiderstandes ($100\text{ k}\Omega$) und des niedrigen Ausgangswiderstandes ($< 1\ \Omega$) können die UFB problemlos in Ketten aneinandergereiht und dadurch verschiedene Filter höheren Grades aufgebaut werden.

In diesem Falle muß man erst die gewünschte Übertragungsfunktion mit ihren Pol- und Nullstellen finden. Die dazu gehörigen Güten sind zu berechnen. Zur Realisation *eines* komplexen Polstellenpaares und *eines* komplexen Nullstellenpaares braucht man *einen* UFB, wobei die Polstellenfrequenzen der UFB-Kennfrequenz, die Nullstellenfrequenz der UFB-Sperrfrequenz entspricht. Die zur Polstelle benötigte Güte entspricht der UFB-Kenngüte. Die auf diese Weise gefundenen UFB-Parameter werden im Sinne des Kapitels 1.5.1. eingestellt bzw. Standardtypen mit vorabgelegenen Parametern benutzt.

In **Bild 1.8.** sind zwei UFB als Tiefpaß 4. Grades geschaltet. Die benutzten UFB sind Standardtypen mit voreingestellten Parametern. Die genaue Parametereinstellung erfolgt durch die externe Beschaltung der UFB.

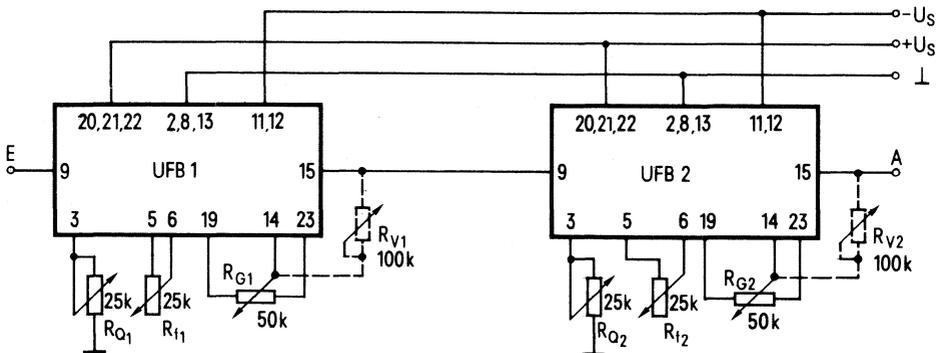


Bild 1.8.

Der hier als Beispiel benutzte Sprachkanal-Tiefpaß soll Signale bis 3,4 kHz durchlassen und Signale über 4,6 kHz mindestens um 34 dB unterdrücken.

Aus dem Filter-Katalog entnimmt man, daß ein Tiefpaß 4. Grades nach Cauer mit einer Welligkeit von 1,25 dB im Durchlaßbereich diesen Anforderungen entspricht. Die Daten für diesen Tiefpaß betragen:

$$\left. \begin{array}{l} f_{P1} = 3377 \text{ Hz} \\ Q = 5,75 \\ f_{N1} = 10185 \text{ Hz} \end{array} \right\} f_K, Q_K \text{ und } f_S \text{ für UFB 2}$$

$$\left. \begin{array}{l} f_{P2} = 2061 \text{ Hz} \\ Q = 0,9 \\ f_{N2} = 4827 \end{array} \right\} f_K, Q_K \text{ und } f_S \text{ für UFB 1}$$

Für die Filterparameter der beiden UFB werden die R_{f1} , R_{f2} , R_{Q1} , R_{Q2} , R_{G1} und R_{G2} im Sinne des Kapitels 1.5.1. dimensioniert. Falls die Filterverstärkung verkleinert werden soll, kann dies mit R_{V1} und R_{V2} (gestrichelt gezeichnet) erfolgen.

1.9. Verzerrungsmesser mit UFB

Bild 1.9. zeigt ein aus vier UFB aufgebautes System zur Messung der Signalverzerrung.

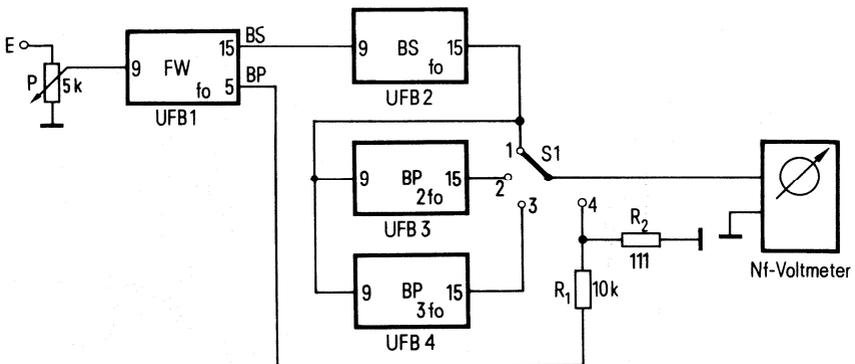


Bild 1.9.

Der UFB 1 fungiert als eine BS/BP-Weiche für die Grundfrequenz f_0 des zu messenden Signals. Die Kenngröße des UFB 1 sollte möglichst klein (zwischen 0,5 und 10) gewählt werden, da eine kleine Kenngröße eine hohe Sperrdämpfung der Grundfrequenz am Ausgang BS und Reduzierung des Meßfehlers ermöglicht. Je kleiner aber die Kenngröße wird, desto kleiner wird die 3 dB-Bandbreite des Sperrbereiches. Diese soll wesentlich größer sein als die zu erwartende Frequenztoleranz des zu messenden Signals. Die Toleranz der Grundfrequenz f_0 begrenzt also die untere Kenngröße.

Die Verstärkung des UFB 1 wird so eingestellt, daß die Verstärkung am BS-Ausgang für Signale mit $f \geq 2 f_0$ gleich der Verstärkung am BP-Ausgang für das Signal mit $f = f_0$ ist.

Der UFB 2 wird als Bandsperre für die Grundfrequenz f_0 benutzt. Für die Kenngröße gilt dasselbe wie beim UFB 1. Die Verstärkung für $f \geq 2 f_0$ beträgt 10.

UFB 3 bzw. UFB 4 fungieren als Bandpässe für die zweite bzw. dritte Harmonische. Die Verstärkung bei $f = 2 f_0$ bzw. $3 f_0$ beträgt 10. Die Kenngröße sollte möglichst groß gewählt werden (größer als 20). Die obere Grenze ist durch die Toleranz der Grundfrequenz f_0 des zu messenden Signals gegeben. Die relative Bandbreite muß immer wesentlich größer als die zu erwartende Änderungen der Grundfrequenz f_0 sein.

Meßvorgang

1. Schalter S_1 in die Position 4.
2. Mit dem Potentiometer P auf vollen Ausschlag am Nf-Voltmeter einstellen (100 mV-Bereich).
3. Schalter S_1 in der Position 1: Nf-Voltmeter zeigt die Gesamtverzerrung des Signals in % der Grundwelle.
4. Schalter S_1 in der Position 2: Nf-Voltmeter zeigt den Anteil der 2. Harmonischen in % der Grundwelle.
5. Schalter S_1 in der Position 3: Nf-Voltmeter zeigt den Anteil der 3. Harmonischen in % der Grundwelle.

1.10. Frequenzweichen für Lautsprecher

In modernen Lautsprecher-Boxen werden mehrere Lautsprecher eingesetzt, weil es nicht möglich ist, einen einzigen Lautsprecher so zu bauen, daß dieser über den Frequenzbereich 20 bis 16000 Hz einen konstanten elektrisch/akustischen Wirkungsgrad aufweist. Bei den Breitbandlautsprechern bildet sich ein bereits brauchbarer Kompromiß, dennoch ist die Anordnung mehrerer Lautsprecher günstiger, weil eine Unterteilung des Frequenzbereichs für die Teilbereiche einen konstanteren Leistungsfrequenzgang ergibt und pro Lautsprecher ein geringerer Klirrgrad erzielt wird.

Eine Unterteilung des Frequenzbereiches in 2, 3 oder 4 Teilbereiche ist üblich. Eine Unterteilung in 3 Bereiche kann bereits als eine technisch und wirtschaftlich gute Lösung angesehen werden. Die 3 Bereiche teilen sich z. B. auf in: 30 bis 400 Hz, 400 bis 5000 Hz und 5000 bis 16000 Hz. Die Übergangsteilheiten der dafür eingesetzten Weichen können für 6 oder 12 dB pro Oktave ausgelegt werden. Die Belastbarkeit der Lautsprecher in Kombination mit einer 12 dB-Weiche ist etwas größer (max. + 20%) als mit einer 6 dB-Weiche, sonst bieten sich keine wesentlichen Vorteile. Eine wirtschaftliche Form ist also die 6 dB-Weiche, weil der Bauelemente-Aufwand (eine Drossel, zwei Kondensatoren und ein bis zwei Widerstände) ein Minimum ist. Manche Weichen bringen auch Resonanzen in den Impedanzverlauf, die durch entsprechende verlustbringende ohmsche Scherungswiderstände gedämpft werden müssen. Die ohmschen Widerstände sind zudem aber auch deswegen eingesetzt, weil damit die verschiedenen elektrisch/akustischen Wirkungsgrade der Lautsprecher aneinander angeglichen werden können.

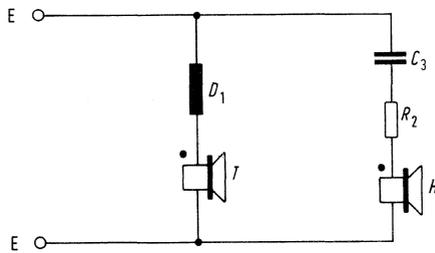


Bild 1.10.1.

Da die Belastbarkeit eines Tieftonlautsprechers wegen des meist größeren Magnetkerndurchmessers entsprechend größer ist als die Belastbarkeit der Mittel- und Hochtöner, kann der Mittelton-, aber auch der Hochtonbereich mit je 2 Lautsprechern ausgestattet werden. Die dabei auftretenden Interferenzen sind nicht störender als jene, die bei natürlichen Instrumenten auch auftreten.

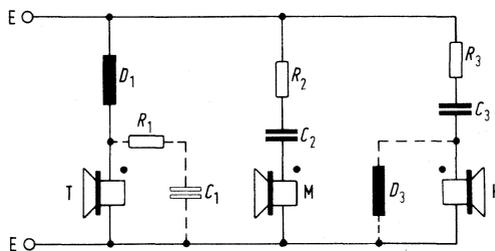


Bild 1.10.2.

Als Faustregel für die Belastbarkeit von Lautsprechern gilt, daß die Musik-Spitzenleistung (unverzerrt) etwa die 10–20fache der zulässigen Sinus-Dauerleistung sein darf. Die zulässige Sinusdauerleistung eines Lautsprechers ist rein thermisch bedingt (thermische Flächenbelastung der Schwingspule in Verbindung mit der Kühlwirkung des Magneten über den Luftspalt) und ist stark vom Schwingspulenmaterial wie Träger, Draht und Verklebung abhängig. Die zulässige thermische Belastung wird für übliche Schwingspulen auf ca. 0,5 Watt pro Quadratcentimeter Schwingspulenfläche geschätzt. Hohe Leistungen erfordern also große Magnetkerndurchmesser und große Schwingspulenfläche bzw. eine gute Wärmeableitung.

Zur Dimensionierung von Lautsprecher-Weichen für Lautsprecher mit 4 bis 8Ω Nennwiderstand kann gesagt werden, daß die Induktivität D1 vor dem Tieftöner eine Luftspule sein kann bzw. bei Verwendung eines Ferritkernes einen großen Luftspalt besitzen muß, damit keine Tiefenverzerrungen (k_3) entstehen. Spulen mit Ferritkernen sind kleiner als Luftspulen. Die erforderliche Induktivität ist abhängig von der Weichenform (2 oder 3 Wege) und vom Lastwiderstand des Lautsprechers. Die gängigsten Werte liegen bei 0,4 bis 3 mH, wobei der Wicklungswiderstand unter 1 bzw. 1,5 Ω liegen soll. C_1 mit 50 bis 100 µF kann evtl. entfallen; er soll ein „Lautsprecher-Elko“ sein, da sonst große K_2 -Verzerrungen auftreten können. Für C_3 kann auch ein MKL-Kondensator mit 1,5 bis 10 µF eingesetzt werden. Mit den Widerständen R_1 , R_2 und R_3 wird neben der Dämpfung von evtl. Resonanzstellen auch eine Wirkungsgradanpassung der 3 Lautsprechersysteme (allerdings auf Kosten von akustischer Leistung) erreicht. C_2 hat Werte von 16 bis 100 µF. Zur Frage der geeignetsten Membrandurchmesser von Lautsprechern ist zu bemerken, daß der Tieftonlautsprecher meist nur 20 bis 30 cm Ø haben kann, der Mitteltonlautsprecher muß aus Abstrahlungsgründen 10-15 cm Ø und der Hochtonlautsprecher ca. 2 cm Ø haben.

Die Metallkörbe der Lautsprecher, insbesondere des Mitteltonbereiches neigen zu störenden Resonanzen, die den Frequenzgang und das Klangbild ungünstig beeinflussen. (Metallener gequetschter Klang, meist erst in etwas größerer Entfernung gut erkennbar). Dämpfende Materialien sind den Metallkörben, insbesondere im Mittel- und Hochtonbereich, bei weitem vorzuziehen. Die Mitteltonlautsprechermembrane sollte den Frequenzbereich 400 Hz bis 6000 Hz sehr klirrfarm und gleichmäßig wiedergeben.

Für den Mittel- und Hochtonbereich ist es möglich, Lautsprecher zu bauen, die einen etwa gleichen Wirkungsgrad besitzen, so daß schon mit der Linear-einstellung des Frequenzganges des Verstärkers gute Klangergebnisse erzielt werden. Für kleinere Lautstärken ist dann nur noch die Konturentzerrung (gehörliche Lautstärkeeinstellung) erforderlich. Ein Anheben der „Höhen“ führt dabei zu höheren Klirrfaktoren und nicht zuletzt zu einem „überspitzten“ Klangbild.

Die Abstrahlung von tiefen Frequenzen erfordert bei linearem Verstärkerfrequenzgang sehr große Membranflächen. Da diese nicht praktikabel sind, bleibt nur die Möglichkeit, durch größer werdende Amplituden zu tiefen

Frequenzen hin die ungünstige Tiefenabstrahlung zu verbessern (Tiefenanhebung im Verstärker und evtl. auch Korrekturen in den Weichen). Dies bedeutet natürlich erheblich größere Verstärkerleistungen.

Der Einsatz von größeren Tieftonlautsprechern mit guten Wirkungsgraden bedeutet, daß der Verstärker insgesamt gleichmäßiger und geringer angesteuert werden kann und dieser damit eine vielfach größere unverzerrte Leistung an die Lautsprecher bringt. Bemerkte sei, daß diese Eigenschaften nur bei gleichbleibenden Lautsprecher-Wirkungsgraden über den Frequenzgang erzielt werden können und nicht durch Impedanzkorrekturen in den Weichen, die wieder Verluste bringen. Damit würden die die Aussteuerung einschränkenden Maßnahmen (Tiefen- und Höhenentzerrung) lediglich in die Weichen verlagert.

Im Tieftonbereich stören neben der Intermodulation wegen großer Tiefenamplituden am häufigsten Resonanzen und deren Oberschwingungen sowie Einschwingvorgänge von Membrane, Weichen, Gehäuseflächen und Gehäusevolumen. Dagegen die geeignetsten Maßnahmen zu treffen, ist nicht immer einfach. Die wichtigsten Abhilfen sind: Steife Wände der Boxen, geeignetes Volumen, sehr tief liegende Membranresonanz, geeignetes Dämpfungsmaterial, evtl. Entkopplung von Lautsprecherkorb zum Gehäuse (weiche Montage beim Tieftöner, evtl. mit ca. 1 cm Luftspalt um den Korb).

Im folgenden sind einige Ausführungsformen von Lautsprecherweichen geeignet für 2- und 3-Wege-Boxen angegeben.

2-Weg-Weiche LW2

Lautspr.	D ₁	C ₃	R ₂
4 Ω	0,4 mH	10–22 μF	1 Ω
8 Ω	0,8 mH	3,3–10 μF	2 Ω

3-Weg-Weiche LW3 und LW3D

Lautspr.	D ₁ mH	D ₃ mH	R ₁ Ω	R ₂ Ω	R ₃ Ω	C ₁ μF	C ₂ μF	C ₃ μF
4 Ω	0,8–2,0	0,3–0,5	1	1–3	1–3	100–300	33–100	4,7–10
8 Ω	1,5–5,0	0,7–1,0	1–2	1–5	1–5	47–220	16–47	1,5–6,8

Pos.	Stck.	Bauteil	Bestell-Nr.
LW2-4 Ω			
D1	1	Drossel 0,4 mH ± 10% / < 1 Ω n1//n2 = 90 Wdg 2 x 0,6 mm Ø CuL	
	1	Schalenkernhälfte (41 x 25 mm)	B65621-J0000-R026
	1	Halterung	B65623-A0001-X000
	1	Spulenkörper	B65622-A0000-M001
C3	1	Elko 10 µF/63 V	B41020-A8106-M
R2	1	Widerstand 1 Ω-4 W	
LW2-8 Ω			
D1	1	Drossel 0,8 mH ± 10 % / < 1,5 Ω n1//n2 = 90 Wdg 2 x 0,6 mm Ø CuL	
	2	Schalenkernhälften (41 x 25 mm) L = 4 mm Schalenabstand	B65621-J0000-R026
	1	Halterung	B65623-A0001-X000
	1	Spulenkörper	B65622-A0000-M001
C3	1	Elko 4,7 µF/63 V	B41020-A8475-M
R2	1	Widerstand 1 Ω-4 W	
LW3-4 Ω			
D1	1	Drossel 1,5 mH ± 10 % / < 1 Ω n1 + n2 = 90 + 90 Wdg 1 x 0,6 mm Ø CuL	
	1	Schalenkernhälfte (41 x 25 mm)	B65621-J0000-R026
	1	Halterung	B65623-A0001-X000
	1	Spulenkörper	B65622-A0000-M001
C1	2	Elko 100 µF/40 V (200 µF)	B41020-A7107-M
C2	1	Elko 47 µF/63 V	B41020-A8476-M
C3	1	Elko 6,8 µF/63 V	B41020-A8685-M
R1	1	Widerstand 1 Ω-4 W	
R2	1	Widerstand 1 Ω-4 W	
LW3-8 Ω			
D1	1	Drossel ca. 3 mH ± 10 % / < 1,5 Ω n1 + n2 = 90 + 90 Wdg 1 x 0,6 mm Ø CuL	
	2	Schalenkernhälften (41 x 25 mm) L = 4 mm Schalenabstand	B65621-J0000-R026
	1	Halterung	B65623-A0001-X000
	1	Spulenkörper	B65622-A0000-M001
C1	1	Elko 100 µF/	B41020-47107-M
C2	1	Elko 22 µF/63 V	B41020-A8226-M
C3	1	Elko 4,7 µF/63 V	B41020-A8475-M
R1	1	Widerstand 1 Ω-4 W	
R2	1	Widerstand 1 Ω-4 W	

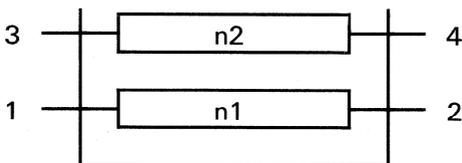
Pos.	Stck.	Bauteil	Bestell-Nr.
		LW3D-4 Ω wie LW3, jedoch zusätzlich	
D3	1	Drossel 400 $\mu\text{H} \pm 10\% / < 0,5 \Omega$ n1 = 57 Wdg, 0,50 mm \varnothing CuL	
	2	Schalenkernhälften (26 \varnothing x 16 mm) Siferit	B65671-L0160-A022
	1	Spulenkörper	B65672-A0000-M001
	1	Halterung	B65673
		LW3D-8 Ω wie LW3, jedoch zusätzlich	
D3	1	Drossel 800 $\mu\text{H} / < 1\Omega$ n1 = 57 Wdg, 0,50 mm \varnothing CuL	
	2	Schalenkernhälften Siferit (26 \varnothing x 16) mm	B65671-L0250-A022
	1	Spulenkörper	B65672-A0000-M001
	1	Halterung	B65673

Bemerkung zu D1:

Für n1 mit n2 parallel schalten
(Anschluß 1 mit 3 und Anschluß 2 mit 4 verbinden!)

Für n1 + n2 in Serie schalten
(Anschluß 2 mit 3 verbinden!)

n1 mit n2 parallel wickeln –
als 2-Drahtwicklung.



2. Schwarzweiß-Fernseh-Schaltungen

2.1. Liniengeber

Für Untersuchungen an Farb- und Schwarzweiß-Fernseh-Übertragungseinrichtungen muß neben der horizontalen Auflösung häufig auch die vertikale Auflösung des Systems überprüft werden. Der vorliegende Liniengeber erzeugt in sechs übereinanderliegenden Streifen verschiedene Linienmuster unterschiedlicher Vertikal-Auflösung. Der erste Streifen ist ein weißes Bezugsfeld. Der zweite Streifen enthält ein Muster mit einem Achtel der Zeilenfrequenz, der dritte Streifen mit einem Viertel der Zeilenfrequenz, der vierte mit der halben Zeilenfrequenz. Die Streifen mit halber Zeilenfrequenz stellen die max. vertikale Auflösung pro Teilbild dar. Im fünften Streifen wird in jedem Teilbild abwechselnd weiß oder schwarz erzeugt. Dies liefert eine schwarzweiße Zwischenzeilenstruktur, die der max. vertikalen Auflösung des Vollbildes entspricht. Der sechste Streifen ist ein Graufeld, der dem Mittelwert der übrigen Streifen entspricht. Die Linienmuster im zweiten Streifen können entweder mit sprungförmigen oder mit sinusförmigen Helligkeitsübergängen erzeugt werden.

In einem Multivibrator T_1 und T_2 (**Bild 2.1.**) wird die Horizontal-Frequenz als Taktfrequenz erzeugt. In T_3 werden Hilfsimpulse M_1 erzeugt, die zur Formung von unterteilten Vertikal-Synchronimpulsen benötigt werden. Aus diesen Impulsen werden in T_4 die Horizontal-Synchronimpulse gewonnen. Die Stufe T_5 erzeugt aus Vertikalimpulsen, die aus einer Teilerkette gewonnen werden, vertikale Synchronimpulse M_{18} . Die horizontalen Synchronimpulse M_{23} und die vertikalen Synchronimpulse M_{18} werden über ein Oder-Gatter mit den Dioden D_1 und D_2 zum Synchron-Signal-Gemisch M_{24} kombiniert. M_{24} und die Hilfsimpulse M_1 werden mit T_8 und IS_{8-4} zum eigentlichen Synchron-Signal-Gemisch M_{25} verarbeitet. Die Zählerkette IS_1 , IS_2 und IS_3 teilt die Zeilenimpulse M_1 auf Bildfrequenz herunter. Der Decoderbaustein IS_4 liefert einen Rückstellimpuls für die Zählerkette nach 312 Zeilen in der europäischen Norm bzw. 260 Zeilen in der amerikanischen Norm. Die amerikanische Norm wird durch Verwendung von FLJ 161 als IS_2 realisiert, die europäische Norm durch Verwendung von FLJ 171. Das Flip-Flop (Eingang B) der IS_1 und IS_2 bilden zusammen entweder einen 20:1 oder 24:1-Teiler, der die Zeilenzahl pro Feld abzählt. Das Flip-Flop (Eingang A) in IS_1 teilt die Bildimpulse M_{17} durch zwei, so daß man die halbe Bildfrequenz (M_{19}) erhält. Dann ist jede zweite Zeile des Vollbildes schwarz bzw. weiß geschrieben. In IS_1 wird auch die Hälfte, ein Viertel und ein Achtel der Zeilenfrequenz gewonnen, mit denen die verschiedenen Strichraster erzeugt werden.

Es ist grundsätzlich möglich, für tiefere vertikale Streifenfrequenzen sinusförmige Helligkeitsübergänge zu erzeugen. Dies ist ab einem Achtel der Zeilenfrequenz möglich. Es müssen dann im Übergangsbereich die Zeilen mit unterschiedlicher Helligkeit erzeugt werden. Es ist günstig für diese Zeilen, die ein von schwarz oder weiß abweichendes Signal benötigen, ein Steuersignal speziell zu erzeugen. Dies geschieht mit dem Exklusiv-Oder-Gatter IS_5 . Das Steuersignal M_{28} wird zusammen mit den Ausgangssignalen des Zählers IS_1 und den Ausgangssignalen des Decoders IS_4 einer Reihe von Gattern zugeführt,

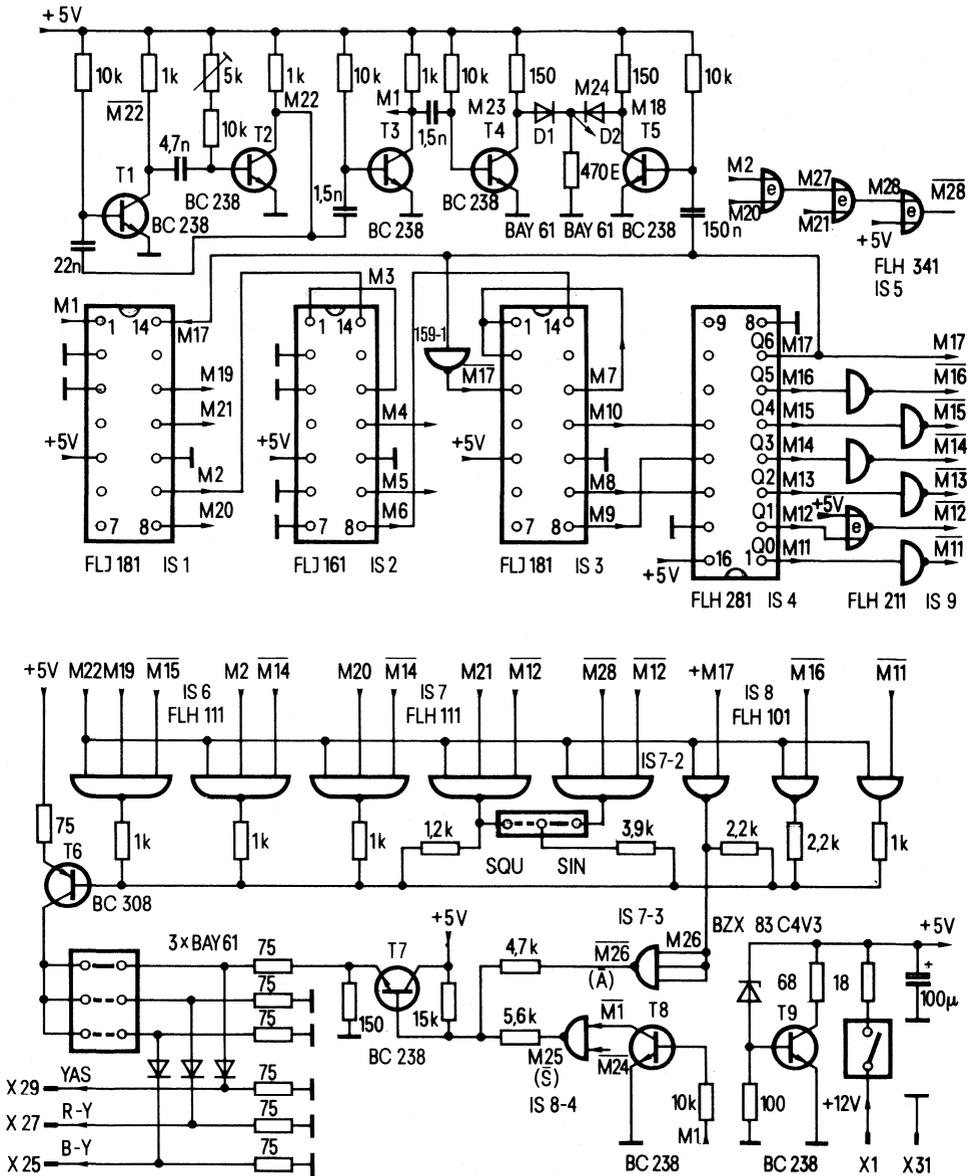


Bild 2.1.

die in den verschiedenen Streifen die Auswahl der unterschiedlichen Linienfrequenzen besorgen. Die Ausgänge der Auswahlgatter IS₆, IS₇ und IS₈ werden über Widerstände zum Videosignal kombiniert. Der Ausgang des Auswahlgatters IS₇₋₂ liefert die Steuerung für den sinusförmigen Helligkeitsübergang. Mit dem Schalter SQU-SIN kann auf rechteckförmigen Helligkeitsübergang umgeschaltet werden. Am Kollektor von T₆ entsteht das Videosignal. Zu diesem werden mit Hilfe von T₇ Synchronimpulse gemischt. Die Synchronimpulse werden über den YAS-Ausgang der Baugruppe abgegeben. Mit einem Umschalter kann der Bildinhalt entweder auf den Leuchtdichtesignal-Ausgang X₂₉ oder auf einen Farbdifferenzsignal-Ausgang X₂₇ oder X₂₅ gegeben werden, sodaß das Linienmuster entweder in Schwarzweiß oder in 2 Komplementärfarben-Kombinationen erzeugt werden kann. Damit ist auch eine Überprüfung von Farbkanälen (Chrominanzsignal) möglich. Die Schaltung arbeitet mit einer Betriebsspannung von +5 V. In Systemen, in denen nur +12 V zur Verfügung stehen, wird ein einfacher Shunt-Stabilisator, der mit dem Transistor T₉ arbeitet, zur Stabilisierung der Betriebsspannung verwendet.

Bauteileliste zu Schaltung 2.1.

1 IS	FLH 341	Q67000-H354
2 IS	FLH 181	Q67000-J34
1 IS	FLJ 161	Q67000-J10
1 IS	FLJ 171	Q67000-J33
1 IS	FLH 281	Q67000-L3
1 IS	FLH 211	Q67000-H153
1 IS	FLH 101	Q67000-H1
2 IS	FLH 111	Q67000-H2
8 Transistoren	BC 238	Q62702-C698
1 Transistor	BC 308	Q62702-C704
1 Zenerdiode	BZX 83 C 4 V3	Q62702-Z1068
5 Dioden	BAY 61	Q60201-A389
1 MKH-Schichtkondensator	1,5 nF	B32560-A3152-K
1 MKH-Schichtkondensator	4,7 nF	B32560-A3472-K
1 MKH-Schichtkondensator	22 nF	B32560-A3223-J
1 MKH-Schichtkondensator	150 nF	B32560-A1154-J
1 Elko	100 µF/10 V	B41283-B3107-T
1 Schalter 1x 3-pol.		V42264-K1-A2
2 Schalter 2x 2-pol.		C42315-A60-A2

2.2. Störsignalgeber

Bei Arbeiten an Geräten für Fernsehbildverarbeitung, Übertragung, Erzeugung und Wiedergabe sind sehr häufig Untersuchungen über das Verhalten solcher Geräte gegenüber Signalstörungen notwendig. Für solche Untersuchungen ist es vorteilhaft, ein Gerät zur Verfügung zu haben, das verschiedene Störungen definiert erzeugt. Der vorliegende Störsignalgeber (**Bild 2.2.**) ermöglicht die Erzeugung von Rauschen, Brumm und die Einblendung von extern zugeführten Störungen in einen Videokanal.

Die Erzeugung eines Rauschsignals erfolgt in einem sehr hochverstärkenden Verstärker, der die Transistoren T_1 bis T_5 umfaßt. Die Verstärkung dieser Stufe beträgt etwa 60 dB, so daß ein ausreichendes Störsignal M_1 erzeugt werden kann. Die Erzeugung von Brumm erfolgt mit einem Multivibrator (T_6 und T_7) und einem nachgeschalteten aktiven Tiefpaßfilter (T_8 und T_9). Die Brummfrequenz kann eingestellt werden. Das Brummsignal M_4 wird dann dem Videosignal überlagert. Die Baugruppe erzeugt auch Austast- und Synchronimpulse zum Aufbau eines Videosignals, dem die vorgenannten Störungen überlagert werden. In der Stufe T_{10} , T_{11} werden zeilenfrequente Impulse erzeugt. In der Stufe T_{15} , T_{16} werden bildfrequente Impulse erzeugt. T_{12} und T_{17} formen diese Impulse in Zeilen- und Bildsynchronimpulse, die über ein Oder-Gatter (2x BAY 61) kombiniert werden. Im nachfolgenden Gatter (1/3 FLH 111) dient M_5 zur Unterteilung der Vertikal-Impulse. M_{12} ist das komplette Synchronsignal-Gemisch. T_{13} und T_{14} formen einen in Lage und Breite variablen Horizontal-Austastimpuls M_8 , mit dessen Hilfe die Störsignale in ein definiertes Fenster des Bildes eingeblendet werden können. Der horizontale Austastimpuls M_8 und der vertikale Austastimpuls M_9 werden zusammen mit den Synchronimpulsen zum Austastsignal M_{13} kombiniert. Die Transistoren T_{18} und T_{19} dienen als elektronischer Schalter, mit dessen Hilfe die Störsignale ausgetastet werden. Es kann zwischen der Betriebsart „Austastung“ und „kontinuierlich“ gewählt werden. In der zweiten (kontinuierlichen) Betriebsart werden die Störsignale allen Teilen des Bild- und Synchronsignal-Gemisches überlagert, so daß z. B. auch Synchronisiersicherheit, Klemmschaltungen usw. getestet werden können. In der Betriebsart „Austastung“ erscheinen die Störsignale nur im eingestellten Austastfenster. Dies ist z. B. für vergleichende Störabstandsuntersuchungen von Interesse. Die hinter T_{20} zur Verfügung stehenden Signale können wiederum wahlweise dem Leuchtdichtekanal oder einem der beiden Farbdifferenzsignalkanäle überlagert werden. Dem Leuchtdichtekanal werden ständig Austast- und Synchronsignale zugeführt. Also auch hier ist wieder die Möglichkeit gegeben, sowohl Schwarzweiß- als auch Farbeinrichtungen zu überprüfen.

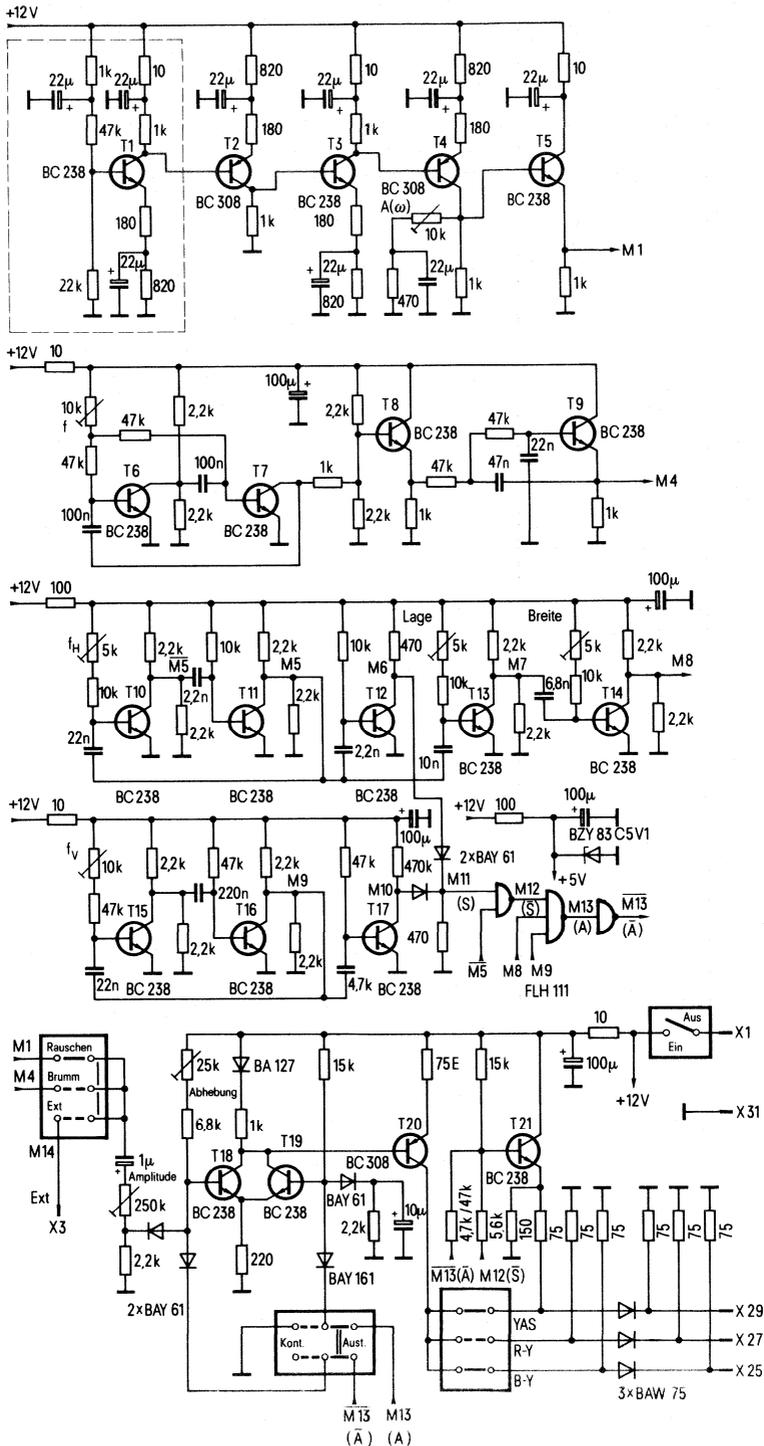


Bild 2.2.

Bauteileliste zu Schaltung 2.2.

1 IS	FLH 111	Q67000-H2
17 Transistoren	BC 238	Q62702-C698
3 Transistoren	BC 308	Q62702-C704
1 Zenerdiode	BZX 83 C5 V1	Q62702-Z1070
6 Dioden	BAY 61	Q60201-A389
3 Dioden	BAW 75	Q60201-A396
1 Diode	BA 127 D	Q60201-X127-D9
2 MKH-Schichtkondensatoren	2,2 nF	B32560-A3222-K
1 MKH-Schichtkondensator	4,7 nF	B32560-A3152-K
1 MKH-Schichtkondensator	6,8 nF	B32560-A3682-K
1 MKH-Schichtkondensator	10 nF	B32560-A3103-J
4 MKH-Schichtkondensatoren	22 nF	B32560-A3223-J
1 MKH-Schichtkondensator	47 nF	B32560-A3473-J
1 MKH-Schichtkondensator	100 nF	B32560-A1104-J
1 MKH-Schichtkondensator	220 nF	B32560-A1224-J
1 Elko	1 μ F/40 V	B41315-C7105-Z oder
1 Elko	10 μ F/63 V	B9105-Z
8 Elkos	22 μ F/40 V	B41286-A8106-T
5 Elkos	100 μ F/16 V	B41286-A7226-T
2 Schalter 1x 3-pol.		B41286-A4107-T
2 Schalter 2x 2-pol.		V42264-K1-A2
		C42315-A60-A2

3. Farbfernseh-Schaltungen

3.1. Identifikationssignalgeber für VCR-Geräte

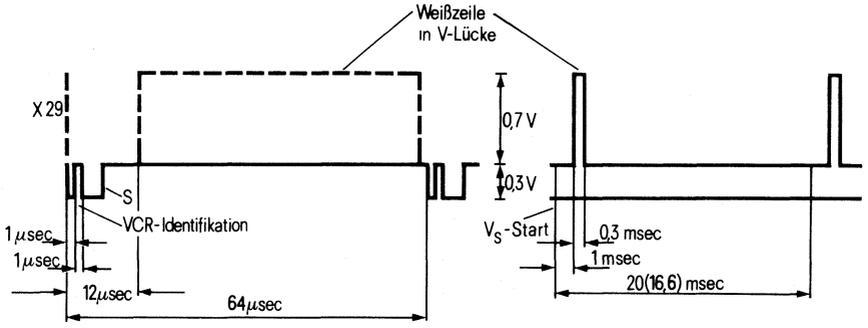
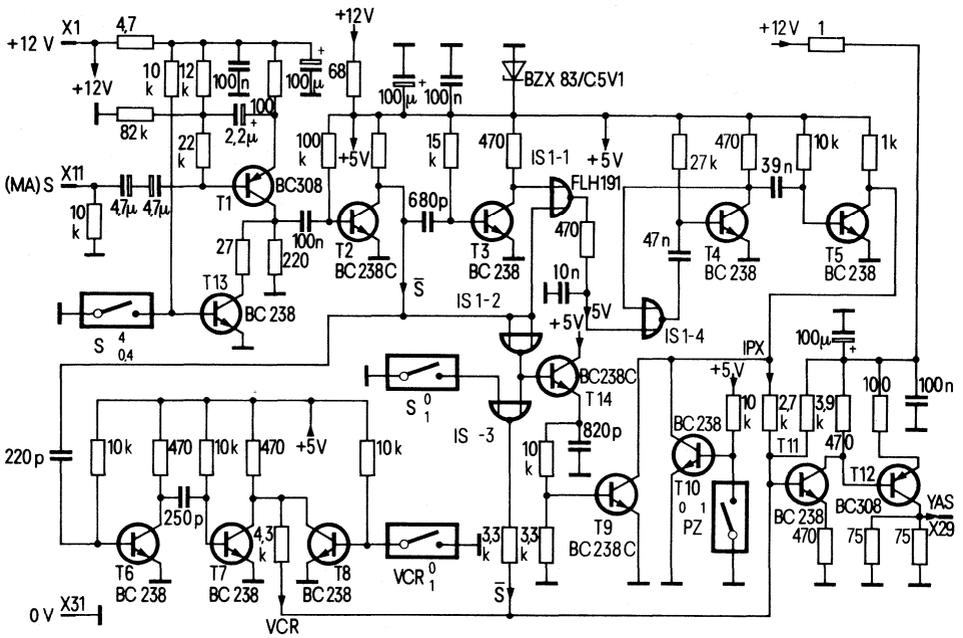
Identifikationssignale werden für verschiedene Zwecke benötigt. In der VCR-Norm ist vorgesehen, in die Horizontal-Impulse einen schmalen positiven Impuls von etwa $1 \mu\text{s}$ Dauer einzublenden, um damit im Fernsehempfänger mit Hilfe einer automatischen Auswertung der Synchronimpulse eine Umschaltung der Regelzeitkonstante des Horizontal-Phasenvergleichs zu bewirken und damit Zeitbasisfehler des VCR-Gerätes besser auszuregulieren. Für eine optimale Aussteuerung von VCR-Geräten bei der Aufnahme ist es bei manchen Fabrikaten vorteilhaft, stets an einer Stelle des Bildsignals eine Weißpegelreferenz zur Verfügung zu haben. Diese läßt sich am besten in der Vertikal-austastlücke in den Zeilen 16 bis 21 unterbringen.

Die vorliegende Schaltung nach **Bild 3.1.** ermöglicht die Einblendung solcher Identifikations- und Referenzsignale in ein beliebiges Videosignal.

Dieses Videosignal wird zunächst in der Stufe T_1 verstärkt und danach in der Impulsabtrennstufe T_2 die Synchronimpulse abgetrennt. Die Stufe T_{13} dient als umschaltbarer Spannungsteiler. Sie ermöglicht die wahlweise Zuführung von Videosignalen mit $1V_{\text{ss}}$ oder Synchronimpulsen mit $4V_{\text{ss}}$ am Eingang des Verstärkers T_1 . Die Stufe T_6 verzögert die Synchronimpulse um ca. $1 \mu\text{s}$, in der Stufe T_7 werden die VCR-Identifikationsimpulse durch Differenzieren und Begrenzen erzeugt. Die Stufe T_3 und IS_{1-1} dienen zur Abtrennung von Vertikal-Synchronimpulsen aus dem Synchronsignal-Gemisch. IS_{1-4} und T_4 bilden einen monostabilen Multivibrator, der die Verzögerungszeit zwischen dem Beginn der vertikalen Synchronimpulse und dem Beginn der Weißzeilen in der V-Lücke herstellt. Mit T_5 wird ein Impuls erzeugt, dessen Dauer der Weißzeilen-Einblendung entspricht. Mit T_{14} und T_9 werden horizontalfrequente Austastimpulse durch Verlängerung von S-Impulsen hergestellt. T_9 und T_5 bilden eine verdrahtete Undverknüpfung, so daß die ausgetasteten Weißzeilenimpulse entstehen. Die Weißzeilenimpulse, die VCR-Identifikationsimpulse und Synchronimpulse werden über Vorwiderstände addiert und der Verstärkerstufe T_{11} , T_{12} zugeführt. T_{12} prägt in den Ausgangskreis X_{29} einen Strom ein, so daß das Ausgangssignal dieser Stufe dem Eingangssignal auf einer Videoleitung überlagert werden kann. Sämtliche Komponenten dieses Signals sind einzeln abschaltbar, wozu die Transistoren T_8 , T_{10} und das Gatter IS_{1-3} als Schaltglieder dienen. Die Abschaltung erfolgt über Gleichspannungsleitungen, so daß auch eine Fernbedienbarkeit möglich ist.

Bauteileliste zu Schaltung 3.1.

1 IS	FLH 191	Q67000-H10
10 Transistoren	BC 238	Q62702-C698
1 Transistor	BC 238C	Q62702-C280
2 Transistoren	BC 308	Q62702-C704
1 Zenerdiode	BZX 83 C5 V1	Q62702-Z1070



Zeilenoszillogramm

Bildoszillogramm

Bild 3.1.

Bauteileliste zu Schaltung 3.1.

1 STYROFLEX®-Kondensator	100 pF	B31310-A3101-H
1 STYROFLEX®-Kondensator	150 pF	B31310-A3151-H
1 STYROFLEX®-Kondensator	220 pF	B31310-A3221-H
1 STYROFLEX®-Kondensator	680 pF	B31310-A3681-H
1 STYROFLEX®-Kondensator	820 pF	B31310-A3821-H
1 MKH-Schichtkondensator	6,8 nF	B32560-A3682-K
1 MKH-Schichtkondensator	10 nF	B32560-A3103-J
1 MKH-Schichtkondensator	33 nF	B32560-A3333-J
1 MKH-Schichtkondensator	47 nF	B32560-A3473-J
4 MKH-Schichtkondensatoren	100 nF	B32560-A1104-J
1 Elko	2,2 μ F/63 V	B41315-A8225-Z
2 Elkos	4,7 μ F/63 V	B41315-A8475-Z
3 Elkos	100 μ F/16 V	B41286-B4107-T
4 Schalter		C42315-A60-A2

3.2. Synchronisation für Coder

Synchronisation für Coder

Es gibt viele fernsehtechnische Geräte auf dem Markt, die eine Reihe von Hilfsimpulsen benötigen, um arbeiten zu können. Meist werden diese Hilfsimpulse einer zentralen Taktgeberanlage entnommen. Werden jedoch Videosignale angeliefert, die nicht synchron zu dieser Anlage sind, z. B. von einer weiter entfernten Signalquelle oder von einem nichtsynchronisierbaren Videorecorder, so entsteht das Problem, die benötigten Impulse synchron zu dem angelieferten Signal zu erzeugen. Die vorliegende Schaltung (**Bild 3.2.**) erzeugt diese Impulse mit einfachen Mitteln. Es können folgende genormte Impulse erzeugt werden: Zeilenimpuls H, Vertikalimpuls V, Austastimpuls A, Synchronimpulse S, Klemmimpulse K, PAL-Farbträger 4,43 MHz F und PAL-Synchronisationssignal P. Diese Impulse werden z. B. für die Synchronisation eines PAL-Coders benötigt. Die Erzeugung aller dieser Impulse kann sowohl aus einem Bildsignal-Gemisch, das Synchronimpulse enthält, als auch aus Synchronimpulsen mit $4V_{ss}$ abgeleitet werden. Die Betriebsart kann mit einem Schalter gewählt werden. Die Breite der PAL-Synchronimpulse kann wahlweise mit 5 oder 65 μ s Dauer gewählt werden.

Die Schaltung arbeitet mit einer Betriebsspannung von 5 V. Für Betrieb an 12 V-Systemen ist ein Stabilisator T_1 vorgesehen. Die ankommenden Synchronimpulse oder das BAS-Signal durchlaufen eine Verstärkerstufe T_2 , auf die die Impulsabtrennstufe T_3 folgt. Mit T_4 und IS_{1-1} werden Vertikalsynchronimpulse abtrennt. IS_{1-2} und T_5 stellen eine monostabile Kippstufe dar mit der eine durchlaufende H-Impulsreihe erzeugt wird. IS_{1-3} und T_{17} bilden ebenfalls eine monostabile Kippstufe mit der eine durchlaufende V-Impulsreihe erzeugt wird. Über 2 Impulsformerstufen T_6 und T_{18} und 2 Inverter IS_{2-1} und IS_{2-2} werden die Horizontal- und Vertikal-Impulse abgegeben. T_7 und T_8 sowie T_9

leiten aus der Vorderflanke des Synchronimpulses einen verzögerten Impuls ab, dessen Lage dem Klemm- und Burst-Tast-Impuls K entspricht. Aus der Rückflanke des S-Impulses wird ein weiterer Impuls mit T_{10} erzeugt. Stimmt die zeitliche Lage der beiden Impulse überein, so wird durch die Und-Verknüpfung an den Kollektoren T_9 und T_{10} ein Burst-Tast-Impuls abgegeben. Diese Und-Verknüpfung bewirkt, daß nur hinter normalen Zeilenimpulsen Burst-Tast-Impulse entstehen, nicht jedoch während der Trabanten und Vertikal-Synchronimpulse. Mit T_{11} werden aus den Impulsen K weiter verzögerte Impulse erzeugt, die das Ende der Austastlücke markieren. Diese Impulse entfallen natürlich während der Vertikal-Austastlücke, da dort auch die K-Impulse nicht vorhanden sind. Die Vorderflanke der Synchron-Impulse setzt ein Flip-Flop des Bausteines FLJ 121 in eine definierte Anfangslage. Mit den aus K abgeleiteten Rückstell-Impulsen wird das Flip-Flop zurückgesetzt. Dieses Rücksetzen erfolgt jedoch während der Vertikal-Austastlücke und zwar schon während der Vortrabanten, so daß die normgemäße Vertikal-Austastung mit den Vortrabanten beginnt. Sie endet zunächst mit dem Ende der Nachtrabanten. Durch einen zusätzlichen Vertikal-Impuls V, der in T_{12} gewonnen wird, kann jedoch die Vertikal-Austastlücke über den Rückstelleingang des Flip-Flop's beliebig verlängert werden. Die PAL-Synchronisations-Impulse werden mit der zweiten Hälfte des Flip-Flop's FLJ 121 durch Zweiteilung erzeugt. Wahlweise wird der Mäander direkt über T_{13} und IS₂₋₆ verstärkt abgegeben oder ein Differenzierglied zusätzlich eingeschaltet, das eine Verkürzung der Impulse auf 5 μ s vornimmt. Die Farbträgerschwingung 4,43 MHz wird unverkoppelt in einem Oszillator T_{14} erzeugt und über den Verstärker T_{15} und T_{16} an den Ausgang abgegeben. Die Lumineszenzdiode LD 37 zeigt an, ob am Eingang des Synchronisators ein Synchronsignal vorhanden ist.

Bauteileliste zu Schaltung 3.2.

1 IS	FLH 211	O67000-H153
1 IS	FLH 191	Q67000-H10
1 IS	FLJ 121	Q67000-J3
1 Transistor	BC 238 C	Q62702-C280
14 Transistoren	BC 238	Q62702-C698
3 Transistoren	BC 308	Q62702-C704
1 LED grün	LD 37 A	Q62703-Q99-S1
1 Zenerdiode	BZX 83 C4 V3	Q62702-Z1068
1 STYROFLEX®-Kondensator	220 pF	B31310-A3221-H
2 STYROFLEX®-Kondensatoren	680 pF	B31310-A3681-H
8 MKH-Schichtkondensatoren	1 nF	B32560-A3102-K
1 MKH-Schichtkondensator	1,5 nF	B32560-A3152-K
3 MKH-Schichtkondensatoren	10 nF	B32560-A3103-J
2 MKH-Schichtkondensatoren	33 nF	B32560-A3333-J
2 MKH-Schichtkondensatoren	47 nF	B32560-A3473-J
6 MKH-Schichtkondensatoren	100 nF	B32560-A1104-J
1 MKH-Schichtkondensator	330 nF	B32560-A1334-J
1 MKH-Schichtkondensator	470 nF	B32560-A1474-J
2 Elkos	100 μ F	B41286-B3107-T
1 Elko	470 μ F	B41286-C2477-T
2 Schalter		C42315-A60-A2

3.3. VCR-Standbild-Synchronisation

Videorecorder mit Schrägsपुरaufzeichnung ermöglichen im Prinzip eine einfache Standbildwiedergabe; hierbei wird bei stillstehendem Band eine Spur von der Dauer eines Teilbildes ständig abgetastet. Wegen des fehlenden Vorschubes des Bandes wird jedoch nicht die Spur ein und desselben Teilbildes abgetastet, sondern es erfolgt ein Übergang von der Spur eines Teilbildes auf die des daneben aufgezeichneten. Dies führt dazu, daß sich die Zeilenzahl pro Teilbild erhöht. Bei Schwarzweiß-Aufzeichnungen hat dies keinen Nachteil, obwohl bei Synchronisation der Kopftrommel mit der normalen Vertikalfrequenz eine höhere Zeilenfrequenz und damit eine kürzere Zeilendauer entsteht. Bei PAL-Bild-Aufzeichnungen läuft im Decoder des Fernsehempfängers das Farbsignal über eine Verzögerungsleitung, die genau eine Zeilendauer verzögert. Ist nun die Zeilendauer bei Standbild-Wiedergabe kürzer als die Verzögerungszeit der Verzögerungsleitung, so ergeben sich an Farbkanten Störungen, die eine gute Farbbild-Wiedergabe verhindern. Diese Störungen lassen sich reduzieren, wenn bei Standbildwiedergabe die Zeilendauer genau an die Verzögerungszeit der Verzögerungsleitung angepaßt wird. Bei gegebener Zeilenzahl ist dies nur dann möglich, wenn die zur Synchronisation der Kopftrommel verwendete Vertikalfrequenz reduziert wird. Die vorliegende Schaltung dient dazu, ein normgerechtes Synchronsignal so umzuwandeln, daß es den Videorecorder bei Standbild-Wiedergabe mit einer reduzierten Vertikalfrequenz synchronisiert. Das Prinzip der Umwandlung beruht darauf, daß aus einem Norm-Synchronsignal Horizontal-Synchronimpulse abgetrennt werden und mit einem Zähler, der Norm-Horizontal-Frequenz durch die wirkliche Zeilenzahl bei Standbildwiedergabe teilt, neue, für die Standbildwiedergabe angepaßte Vertikalsynchronimpulse erzeugt werden. Zeilen-Synchronimpulse und neue Vertikalsynchronimpulse werden zu einem Synchronsignalgemisch zusammengesetzt, welches dem Videorecorder als Standbildsynchronisation zugeführt wird.

Das Norm-Synchronsignal S wird über X_{11} einer Verstärkerstufe T_1 zugeführt und gelangt dann auf die Impulsabtrennstufe T_6 . Diese Stufe synchronisiert einen H-Impuls-Generator IS_6 . Die Ausgangsimpulse dieses Generators gelangen auf eine Zählerkette IS_1 , IS_2 und IS_3 . Mit dem Decoder IS_5 wird ein Rückstellimpuls erzeugt, der entsprechend der Zeilenzahl bei 525 oder 625 Zeilen gebildet wird. Der Decoder IS_4 liefert die zusätzlichen Zeilen die bei Standbildwiedergabe zu der Zeilenzahl des Normalbildes hinzugefügt werden müssen. Um die Schaltung nicht nur für VCR-Geräte, sondern auch für andere Videorecorder mit Schrägsपुरaufzeichnung einsetzen zu können, können verschiedene Verschiebungsgrößen gewählt werden. Die von den beiden Decodern gelieferten Einzel-Rückstellimpulse werden über ein Gatter verknüpft und zur Rücksetzung des Zählers nach der erforderlichen Zeilenzahl verwendet. Mit T_3 und T_4 werden aus Ausgangsimpulsen des Zählers und des Oszillators die Zeilensynchronisierimpulse gewonnen und über IS_{7-1} und IS_{7-2} zu S-Impulsen kombiniert. Diese Impulse werden bei Standbildwiedergabe zur Synchronisation des Videorecorders verwendet.

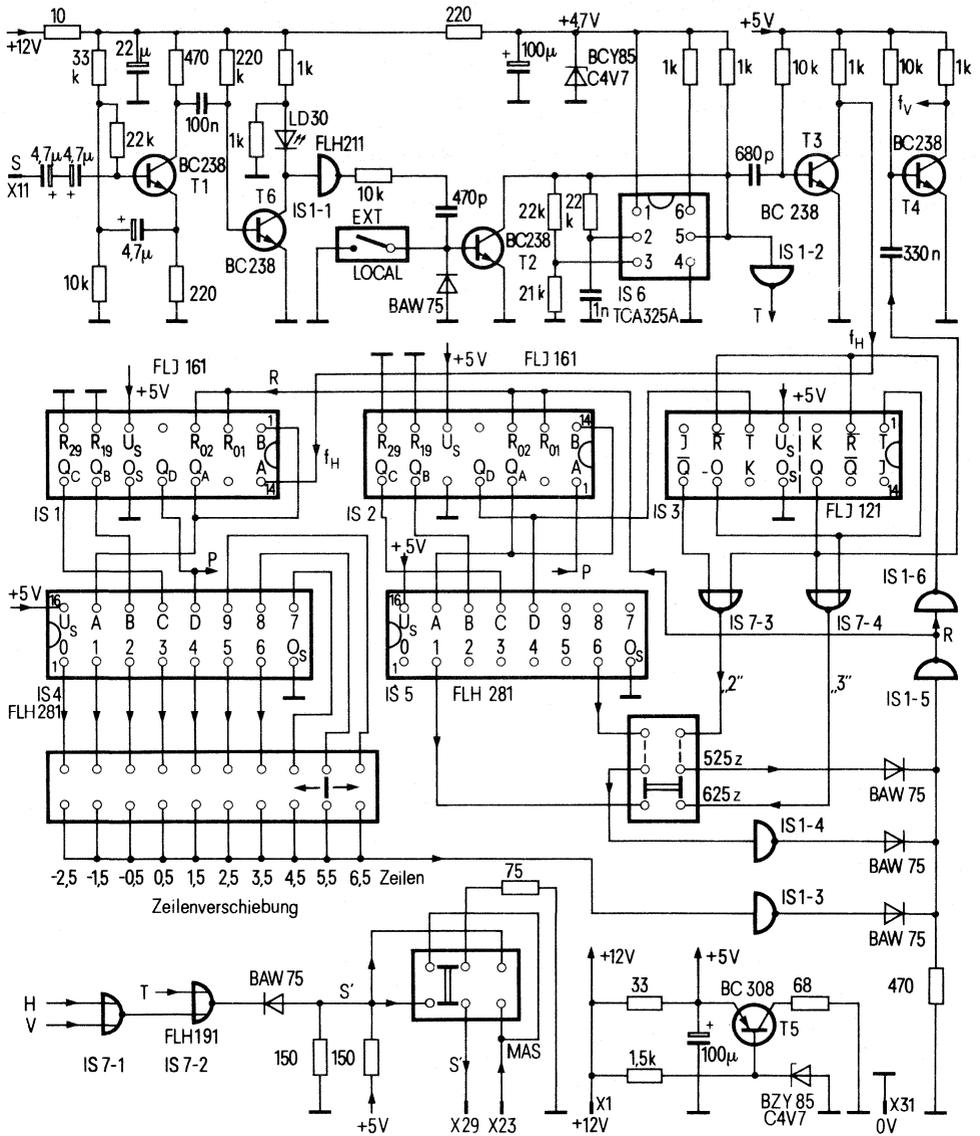


Bild 3.3.

Bauteileliste zu Schaltung 3.3.

1 IS	FLH 211	Q67000-H153
2 IS	FLJ 161	Q67000-J10
1 IS	FLJ 121	Q67000-J3
2 IS	FLH 281	Q67000-L3
1 IS	FLH 191	Q67000-H428
1 IS	TCA 325 A	Q67000-A562
1 Transistor	BC 238 C	Q62702-C280
4 Transistoren	BC 238	Q62702-C698
1 Transistor	BC 308	Q62702-C704
1 LED rot	LD 30 A	Q62705-P23-F39
2 Zenerdioden	BZX 83 C4 V7	Q62702-Z1069
5 Dioden	BAW 75	Q62702-A396
1 STYROFLEX®-Kondensator	470 pF	B31310-A3471-H
1 STYROFLEX®-Kondensator	680 pF	B31310-A3681-H
1 MKH-Schichtkondensator	1 nF	B32560-A3102-K
1 MKH-Schichtkondensator	100 nF	B32560-A1683-J
1 MKH-Schichtkondensator	330 nF	B32560-A1334-J
3 Elkos	4,7 µF/63 V	B41315-A8475-Z
1 Elko	22 µF/40 V	B41286-A7226-T
2 Elkos	100 µF/10 V	B41286-B2107-T
2 Schalter		C42315-A60-A2

3.4. Farbbalkengeber

Die Schaltung nach **Bild 3.4.** liefert ein Farbbalkenmuster, mit dem Farbdecoder in Empfängern besonders einfach ohne zusätzliche Meßgeräte abgeglichen werden können. Als Ausgangssignale stehen das Leuchtdichtesignal YAS und die Farbdifferenzsignale R-Y und B-Y zur Verfügung, die einem Farbcoder (PAL, SECAM, NTSC) zugeführt werden. Das Farbbalkenmuster ist in vertikalen Farbbalken angeordnet und liefert von links nach rechts folgende Felder:

1. Schwarz
2. Blaues Farbdifferenzsignal U
3. Rotes Farbdifferenzsignal V
4. Grünes Farbdifferenzsignal W
5. Zu W orthogonales Farbdifferenzsignal X (W-O)
6. Purpur Farbdifferenzsignal Q
7. Orange Farbdifferenzsignal I
8. Weiß

Die Ausgangssignale Y, R-Y und B-Y setzen sich für die einzelnen Felder wie folgt zusammen:

$$Y = 0,5 W + 0,5 A + 0,4 S$$

$$R-Y = 0,5 V - 0,5 W + 0,18 X + 0,18 Q + 0,43 I$$

$$B-Y = 0,5 U - 0,33 Q - 0,5 X + 0,5 Q - 0,5 I$$

Die Erzeugung der Steuerimpulse für die einzelnen Felder erfolgt sehr einfach. In einem Taktgenerator T_2 und T_3 wird die 10-fache Zeilenfrequenz erzeugt, welche einem Zähler FLJ 161 zugeführt wird. Die Ausgänge dieses Zählers werden mit einem BCD-Decoder FLH 281 decodiert. Es führt nacheinander immer einen der Ausgänge L-Pegel, acht werden als Steuerimpulse für die einzelnen Farbfelder verwendet, die restlichen zwei als Horizontal-Synchronimpuls und als Horizontal-Austastimpuls. Aus den Steuerimpulsen für die einzelnen Farbfelder werden mit dem Inverterbaustein FLH 211 jene Signalanteile entnommen, die positive Koeffizienten in den o. a. Matrixgleichungen aufweisen. Über entsprechend gewählte Spannungsteiler werden die einzelnen Signalgrößen aus den Kennimpulsen gewonnen. Vor den Verstärkerstufen T_4 , T_6 und T_8 entstehen zwei Farbdifferenzsignale und das Leuchtdichtesignal. Sie stehen hinter den Verstärkerstufen mit Normpegel zur Verfügung.

Bauteileliste zu Schaltung 3.4.

1 IS	FLJ 161	Q67000-J10
1 IS	FLH 281	Q67000-L3
1 IS	FLH 211	Q67000-H153
7 Transistoren	BC 238	Q62702-C698
3 Transistoren	BC 308	Q62702-C704
1 Zenerdiode	BZX 83 C4 V7	Q62702-Z1069
1 Diode	AA 118	Q60101-X118
3 Silizium-Dioden	BAY 61	Q62702-A389
2 STYROFLEX®-Kondensatoren	680 pF	B31310-A3681-H
1 MKH-Schichtkondensator	6,8 nF	B32560-A3682-K
1 Elko	100 μ F	B41286-C7107-T
1 Schalter		C42315-A60-A2

3.5. Digitales Stellglied

In der Videotechnik sind insbesondere bei der Matrizierung von Farbsignalen oft sehr präzise Verstärkungseinstellungen am Farbsignal erforderlich. Diese Einstellwerte werden unter Umständen aus digitalen Speichern entnommen oder auch über Tastaturen in digitaler Form eingegeben. Es ist daher wünschenswert, ein Stellglied, das digital programmierbar ist, vorzusehen, wobei neben der Amplitudeneinstellung auch eine Polaritätswahl vorgesehen werden sollte.

Das in **Bild 3.5.** dargestellte Stellglied besteht aus einem Transistor-Array TCA 871, 2x 6 TTL-Treiberstufen mit offenem Kollektor und einem PNP-Transistor BC 308. Die Stufe T_3 dient als Verstärker in Emitterschaltung. Die Emitterwiderstände werden mit Hilfe der Treiberstufen FLH 491 oder FLH 491 T eingeschaltet, die in binären Wertigkeiten gestuft sind und so eine Verstärkungseinstellung im BCD-Code ermöglichen. Bei Verstärkung 0 muß zur Aufrechterhaltung der Arbeitspunkteinstellung des Verstärkers ein Konstantstrom eingepreßt werden. Dies erfolgt mit der Stromspiegelschaltung T_1 und T_2 . Die Stufe T_4 dient als Polaritätsumschalter. Der Polaritätssteuer-

eingang schließt in Stellung „Low“ über die Treiberstufe den Kollektor des Transistors T_4 nach Masse kurz. Die Stufe arbeitet dann als reiner Emitterfolger und liefert ein nichtinvertiertes Signal an den Ausgangstransistor T_5 . Soll hingegen das Signal invertiert werden, so ist ein H-Signal am Polaritätssteuereingang erforderlich. Am Kollektor von T_4 entsteht dann ein invertiertes Signal, das das nichtinvertierte Signal an der Basis von T_4 überkompensiert, so daß am Ausgang des Verstärkers ein negatives Signal entsteht.

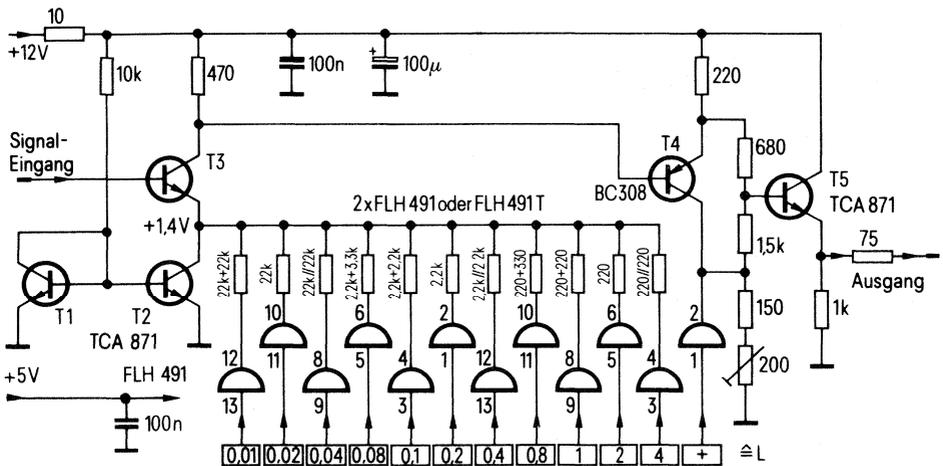


Bild 3.5.

Diese Schaltung kann besonders günstig in Farbkorrekturvorrichtungen, z. B. zum automatischen Farbstichausgleich von Filmabtastern eingesetzt werden.

Bauteileliste zu Schaltung 3.5.

2 IS	FLH 491 T	Q67000-H516
1 Transistor	BC 308	Q62702-C704
1 Transistor-Array	TCA 871	Q67000-T2
1 MKH-Schichtkondensator	100 nF	B32560-A1104-J
1 Elko	100 µF	B41286-B4107-T

3.6. Demodulator mit synchronisiertem Oszillator als Trägerzusatz

In vielen Fällen sind in der Videotechnik amplitudenmodulierte Trägerfrequenzsignale zu demodulieren. Die integrierte Schaltung TBA 440 P ist hierfür ideal geeignet, da sie neben einem geregelten Verstärker mit automatischer Verstärkungsregelung einen Verstärker zur Trägerbegrenzung und Synchron-demodulation von Signalen enthält. Allerdings muß für das gute Funktionieren des Synchrondemodulators ein Restträger von 10% vorausgesetzt werden, d. h. es können nur Signale mit einem Modulationsgrad bis 82% genügend verzerrungsfrei demoduliert werden. Ist der Restträger zu klein, entstehen nichtlineare Verzerrungen, da der für die Trägererzeugung verwendete Begrenzer hier nicht mehr einwandfrei funktioniert. Eine Verbesserung kann man erreichen, wenn der Träger für die Demodulation in einem vom Signal synchronisierten Oszillator erzeugt wird. **Bild 3.6.** zeigt, wie durch einen sehr einfachen Zusatz, der nur einen Transistor enthält, ein solcher synchronisierter Oszillator zum TBA 440 P hinzugefügt werden kann.

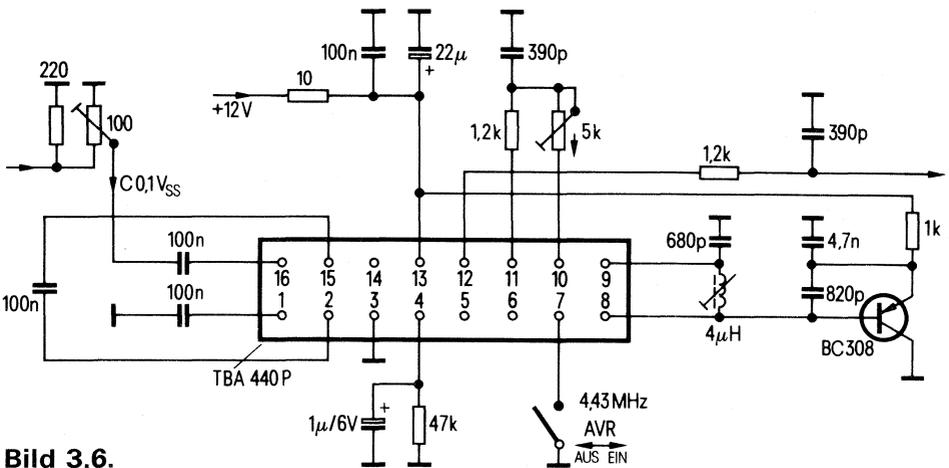


Bild 3.6.

Der TBA 440 P wird üblicherweise mit einem Resonanzkreis beschaltet, an dem der vom Begrenzerverstärker begrenzte Träger ausgefiltert wird, und von dem dieser Träger symmetrisch dem multiplikativen Demodulator zugeführt wird. Der zusätzliche Oszillator wird nun so ausgebildet, daß er von der aus dem Begrenzerverstärker kommenden Trägerschwingung synchronisiert wird, gleichzeitig aber die im Oszillator entstehende Schwingung über die gleichen

Anschlüsse dem multiplikativen Demodulator zugeführt wird. Der Transistor wird hierfür in Kollektorbasisschaltung betrieben, der Oszillator ist in einer kapazitiven Dreipunktschaltung ausgeführt. Der Schwingkreis wird kapazitiv symmetriert, so daß die erforderliche Gegentaktansteuerung für den Demodulator gegeben ist. Mit diesem sehr einfachen Zusatz ist eine einwandfreie Linearität bis zu sehr kleinen Restträgern gewährleistet. Die ausgeführte Schaltung wurde für eine Trägerfrequenz von 4,43 MHz dimensioniert. Sie ist jedoch ebenso für andere Frequenzen einsetzbar.

Bauteileliste zu Schaltung 3.6.

1 IS	TBA 440 P	Q67000-A911
1 Transistor	BC 308	Q62702-C704
2 STYROFLEX®-Kondensatoren	330 pF	B31310-A3331-H
1 STYROFLEX®-Kondensator	680 pF	B31310-A3681-H
1 STYROFLEX®-Kondensator	820 pF	B31310-A3821-H
1 MKH-Schichtkondensator	4,7 nF	B32560-A3472-K
4 MKH-Schichtkondensatoren	100 nF	B32560-A1104-J
1 Elko	1 µF	B41315-B9105-Z
1 Elko	22 µF	B41286-A7226-T

3.7. Sägezahngeber

Für die Messung von Linearitätsfehlern in Video-Übertragungseinrichtungen und für die Messung von differentiellen Amplitudenfehlern in Farbübertragungseinrichtungen wird ein Sägezahngeber benötigt, dem eine höherfrequente Sinusschwingung überlagert werden kann. Dies ist mit der Schaltung (**Bild 3.7.**) mit einfachen Mitteln möglich. In einem Multivibrator T_1 und T_2 werden zeilenfrequente Impulse erzeugt. Diese Impulse dienen später zur Austastung des überlagerten Trägers. In T_3 werden diese Impulse etwas verzögert, M_8 markiert den Anfang der Austastlücke, T_4 erzeugt Zeilensynchronimpulse M_3 . Diese werden hinter dem Gatter FLH 211 verzögert abgenommen (M_4). T_5 ist eine Konstantstromquelle, die den Kondensator 4,7 nF auflädt, der mit IS_{1-6} zeilenfrequent periodisch entladen wird. Am Kondensator entsteht dann eine Sägezahnschwingung, die über den Impedanzwandler T_6 entnommen wird. Dieser Sägezahnschwingung wird eine 4,43 MHz-Schwingung additiv überlagert. Diese Schwingung wird in einem quarzstabilisierten Generator erzeugt, der aus den Gatterbausteinen IS_{1-2} und IS_{1-3} besteht. Die Austastung dieser Schwingung erfolgt zwischen den Stufen IS_{1-4} und IS_{1-5} mit M_2 . Der ausgetastete Träger wird zum Sägezahn addiert. Es sind verschiedene Signalkombinationen wählbar. Der Sägezahn kann entweder auf den Leuchtdichteausgang oder auf beide Farbdifferenzsignalausgänge aufgeschaltet werden. Im ersten Fall kann zusätzlich die Trägerschwingung ein- oder ausgeschaltet werden.

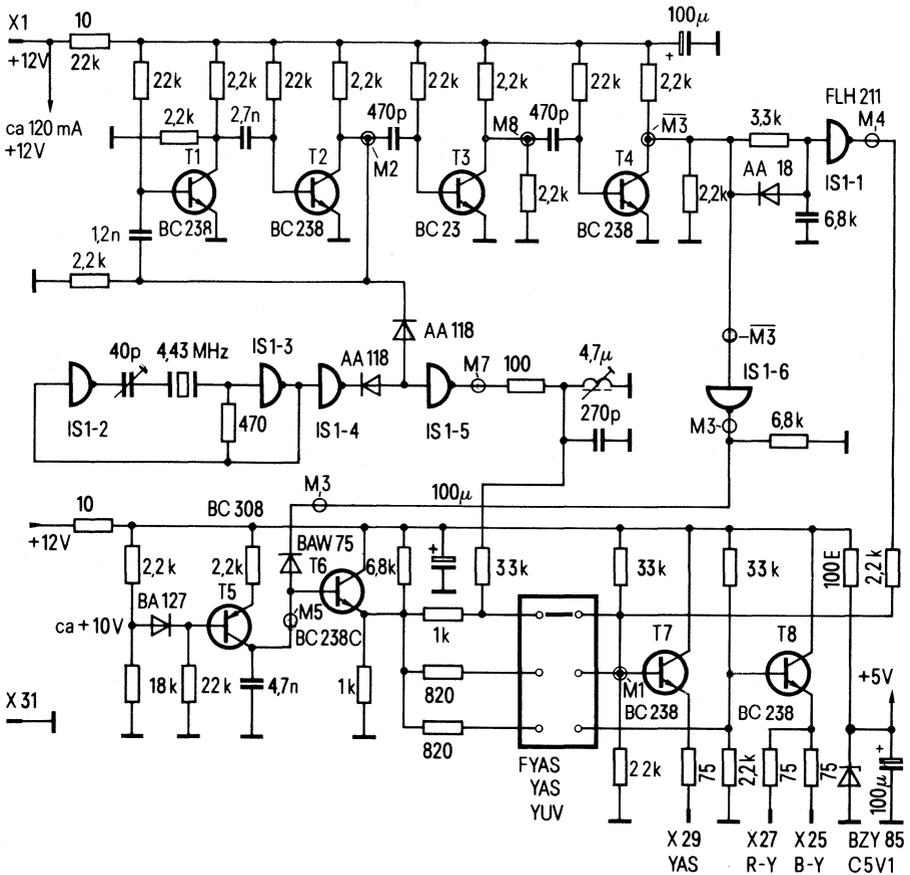


Bild 3.7.

Bauteileliste zu Schaltung 3.7.

1 IS	FLH 211	Q67000-H153
7 Transistoren	BC 238	Q62702-C698
1 Transistor	BC 308	Q62702-C704
1 Zenerdiode	BZX 83 C5 V1	Q62702-Z1070
3 Dioden	AA 118	Q60101-X118
1 Diode	BAW 75	Q62702-A396
1 Diode	BA 127 D	Q60201-X127-D9
1 STYROFLEX®-Kondensator	47 pF	B31310-A5470-H
2 STYROFLEX®-Kondensatoren	220 pF	B31310-A3221-H
3 STYROFLEX®-Kondensatoren	470 pF	B31310-A3471-H
1 MKH-Schichtkondensator	1 nF	B32560-A3102-K
1 MKH-Schichtkondensator	2,2 nF	B32560-A3222-K
1 MKH-Schichtkondensator	4,7 nF	B32560-A3472-K
1 MKH-Schichtkondensator	6,8 nF	B32560-A3682-K
3 Elkos	100 µF/16 V	B41326-A4107-T
1 Schalter 1x 3-polig		V42264-K1-A2

Farbfernseh-Empfängerschaltungen

3.8. Farbdecoder mit TDA 2560 und TDA 2522

Der Decoder (**Bild 3.8.1.**) ist mit den beiden integrierten Schaltungen TDA 2560 und TDA 2522 aufgebaut.

Er enthält die komplette PAL-Decodierung sowie einen Luminanzverstärker mit elektronischer Helligkeits- und Kontrastregelung, Rücklaufaustastung und Schwarzwertklemmung.

Helligkeits-, Kontrast- und Farbsättigungsregelung sind so ausgelegt, daß für alle 3 Funktionen eine Einstellspannung im Bereich von 0 bis 12 V verwendet werden kann. Das bietet den Vorteil, daß sowohl ein konventionelles Potentiometer-Bedienteil als auch ein Infrarot- oder Ultraschall-Fernsteuersystem mit Analogspeichern angeschlossen werden kann. Als Eingangssignal ist ein kombiniertes Luminanz-Chrominanzsignal (FBAS) von $1V_{ss}$ erforderlich. Dies entspricht der Norm für VCR-Geräte. Der videomäßige Anschluß von VCR-Geräten ist möglich. Der für VCR-Betrieb erforderliche Videoinverter für die Ansteuerung des Amplitudensiebes ist bereits im TDA 2560 integriert.

An den Ausgängen stehen Farbdifferenzsignale zur Verfügung. Die Ausgangspegel der Y- und Farbdifferenzsignale sind so gewählt, daß eine RGB-Matrixschaltung mit TBA 530 angesteuert werden kann.

Luminanzverstärker

Dem Signaleingang (Platinenanschluß 38) wird das kombinierte FBAS-Signal mit einer Amplitude von ca. $1V_{ss}$ zugeführt. Der Eingang des Luminanzverstärkers (Anschluß 14 TDA 2560) ist für eine Stromeinspeisung ausgelegt. R_1 bestimmt den Luminanzeingangsstrom (typ. Wert $0,2mA_{ss}$). Mit R_2 wird der Gleichstromarbeitspunkt des Luminanzverstärkers festgelegt. Die Verstärkung des Luminanzverstärkers ist vom Wert des Widerstandes R_3 abhängig. Durch Variation von R_3 kann die Verstärkung in gewissen Grenzen den jeweiligen Erfordernissen angepaßt werden. In der vorliegenden Dimensionierung ergibt sich am Y-Ausgang (TP 3) ein Signal von ca. $1,2V_{ss}$ (bei Maximalkontrast). Die 4,4 MHz-Falle (Fi_1) wirkt als Saugkreis und liegt parallel zu R_3 .

Die Helligkeits- und Kontrasteinstellung erfolgt über integrierte elektronische Potentiometer. Der TDA 2560 enthält Schaltungen für die Rücklaufaustastung und Schwarzwertklemmung. Horizontal- und Vertikalaustastimpulse werden dem Anschluß 9 des TDA 2560 zugeführt. Mit der Größe der Tastimpulse kann das Ausgangsschwarzpegelniveau gewählt werden. Bei Spannungen ($U_{9.5}$) $> +2V$ $< +5V$ wird der Schwarzpegel am Ausgang auf 0 V getastet. Höhere Spannungen als + 5 V an dem Eingangsstift 9 der TDA 2560 bewirken die Eintastung eines Schwarzpegels von ca. 1,5 V am Anschluß 10. Am Modulausgang (24) ergibt sich ein Schwarzpegel von ca. 0,7 V, bedingt durch Spannungsteilung an der Kurzzeit-Verzögerungsleitung.

Die Größe der Widerstände R_H und R_V hängt von der zur Verfügung stehenden Impulsspannung ab. Die angegebene Dimensionierung ist als Beispiel zu werten. Es ist sicherzustellen, daß die Impulsspannung am Anschluß 9 (TDA 2560) $> 5 \text{ V}$ ist.

Zusätzlich zum Luminanzverstärker ist eine Inverterstufe für das Videosignal vorhanden. Sie liefert am Ausgang (Anschluß 15) ein Videosignal mit einer Amplitude von ca. $3 V_{SS}$. Kontrast- und Helligkeitseinstellung haben keinen Einfluß auf den Inverter. Der Inverter dient zur Ansteuerung der AS- und H-Oszillator-Kombination (z. B. TDA 2590, TBA 920). Er ist beim video-frequenten Anschluß von VCR-Geräten erforderlich, weil die normgerechte Zuführung nur über eine Leitung erfolgt.

Chrominanzkanal

Das Chromabandfilter (Fi 2/Fi 3) separiert das Chrominanzsignal vom übrigen Signal. Der geregelte Chromaverstärker wird symmetrisch angesteuert (Anschl. 1, 2). Eine Gleichspannungs-Gegenkopplung vom Ausgang her sorgt für gute Stabilität des Verstärkers. Die Regelspannung (ACC) wird an Anschluß 3 zugeführt. Im Gegensatz zum TBA 560 findet im TDA 2560 keine Aufspaltung in Burst und Chromasignal statt. Beide Signale stehen gemeinsam am Ausgang (Anschluß 6) zur Verfügung und werden über die Laufzeitleitung der Demodulator-IS TDA 2522 zugeführt. Erst dort findet die Trennung statt. Die Ausgangsamplitude des Chromasignals läuft mit der Kontrasteinstellung mit, während die Burstamplitude von Kontrast- und Farbsättigungseinstellung nicht beeinflusst wird. Dies garantiert einen Gleichlauf der Farbsättigung mit der Kontrasteinstellung.

Der gemeinsame Signalweg für Chromasignal und Burst hat zwei wesentliche Vorteile:

1. Es tritt kein Phasenfehler zwischen Burst und Chromasignal auf. Eine Burst-Phaseinstellung kann also entfallen.
2. Toleranzen in der Dämpfung der Laufzeitleitung werden durch die Chromaregelung (ACC) kompensiert.

Die Demodulator-IS TDA 2522 enthält folgende Stufen:

Synchrondemodulator für (R-Y)- und (B-Y)-Signale, Referenzträgeroszillator, Frequenzteiler 2:1, PAL-Schalter, PAL-Flip-Flop, Identifikationsschaltung, Color-Killer, Chromaregelspannungserzeugung (ACC), temperaturkompensierte Emitterfolger für die Farbdifferenzsignalausgänge, Matrix für (G-Y)-Signal.

Zur Unterdrückung von Referenzträgerresten sind Kapazitäten integriert. Die Zeitkonstanten für die Reaktanzschaltung und den H/2-Demodulator können durch externe Beschaltung unabhängig voneinander eingestellt werden.

Eine Besonderheit ist der Referenz-Oszillator. Er arbeitet auf 8,8 MHz. In einer nachfolgenden Teilerstufe wird die Oszillatorfrequenz auf 4,4 MHz herunter-

geteilt. Dabei entstehen die beiden Referenzträgerkomponenten für die (R-Y)- und (B-Y)-Demodulatoren. Die erforderliche Phasenverschiebung von 90° ist automatisch gegeben. Eine Einstellung ist also nicht notwendig.

In Verbindung mit diesem PAL-Decoder-Konzept ist der Einsatz der AS- und H-Oszillatorkombination TDA 2590 vorgesehen. Diese IS liefert den am Platinenanschluß 22 erforderlichen Burstgate-Impuls, anderenfalls muß dieser in einer gesonderten Schaltung generiert werden.

Strahlstrombegrenzung

Je nach Gerätekonzept ist es möglich, die Strahlstrombegrenzung auf die Helligkeits- oder Kontrasteinstellung bzw. auf beide wirken zu lassen.

Bild 3.8.2. zeigt zwei entsprechende Beispiele für die Strahlstrombegrenzung.

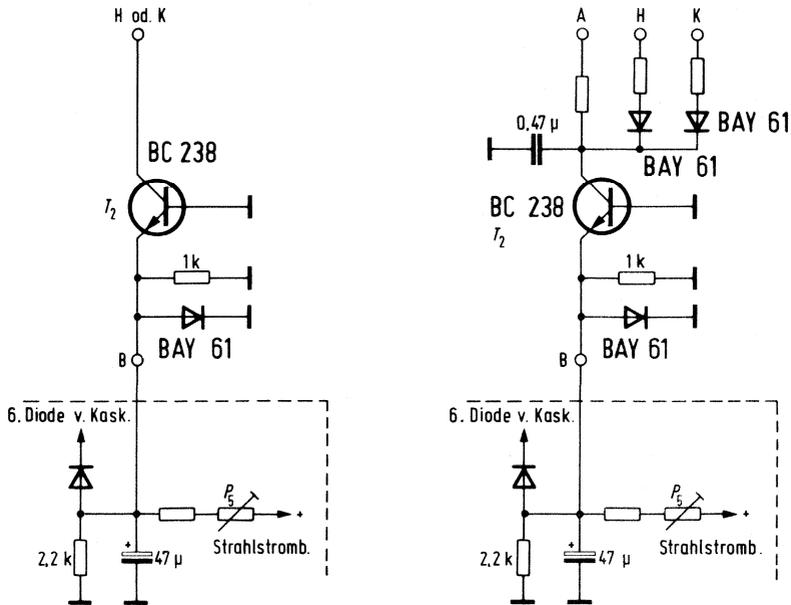


Bild 3.8.2.

Die Strahlstrominformation wird vom Fußpunkt der 6. Diode der Hochspannungskaskade abgenommen, sie kann auch dem Fußpunkt der Hochspannungswicklung des Zeilentransformators entnommen werden. Mit steigendem Strahl-

strom wird die Steuerspannung kleiner und der Transistor T_2 wird leitend. Dies hat eine Reduzierung der Einstellspannung für die Helligkeit und/oder des Kontrastes zur Folge.

Der Einsatzpunkt für die Strahlstrombegrenzung wird mit P_5 eingestellt. Grundsätzlich ist es möglich, ihn durch feste Spannungsteiler festzulegen, wenn gewisse Toleranzen in Kauf genommen werden. Die Zeitkonstante soll so bemessen werden, daß Überschwingeffekte beim Einsetzen der Strahlstrombegrenzung vermieden werden. Die Anpassung an verschiedene Gerätekonzepte muß individuell erfolgen.

Bauteileliste zu Schaltung 3.8.1. und 3.8.2.

1 IS	TDA 2560	Q67000-A1231
1 IS	TDA 2522	Q67000-A1230
1 Transistor	BC 338	Q62702-C314
1 Transistor	BC 238 A	Q62702-C278
1 Zenerdiode	BZ X83 C13	Q62702-Z1080
1 (2) Diode(n)	BAY 61	Q62702-A389
1 Keramikkondensator	12 pF	B38116-J5120J
1 MKH-Schichtkondensator	1 nF	B32560-A3102-K
2 MKH-Schichtkondensatoren	10 nF	B32560-A3103-J
3 MKH-Schichtkondensatoren	0,1 μ F	B32560-A1104-J
1 MKH-Schichtkondensator	0,22 μ F	B32560-A1234-J
1 MKH-Schichtkondensator	0,47 μ F	B32560-A1474-J
2 Elkos	1 μ F	B41315-C7105-Z
1 Elko	2,2 μ F	B41315-A5225-Z
3 Elkos	4,7 μ F	B41315-A4475-Z
3 Elkos	47 μ F	B41286-B5476-T
2 Elkos	100 μ F	B41286-B4107-T

3.9. Farbendstufen mit aktivem Lastwiderstand und Schwarzwertklemmung

Durch Anwendung des Prinzips des aktiven Lastwiderstandes konnte die Stromaufnahme von Farbendstufen erheblich herabgesetzt werden, es fließen bei schwarzem Bildinhalt pro Stufe nur etwa 3,8 mA.

Sind im Fernsehbild häufige Helligkeitssprünge, so muß die Kapazität der Bildröhrenkathoden umgeladen werden, es entsteht ein höherer Stromverbrauch. Da statistisch gesehen jedoch große Helligkeitssprünge in einem normalen Fernsehbild sehr selten sind, ist der prozentuale Stromanstieg sehr gering. Dies erlaubt das Betreiben der Endstufentransistoren ohne Kühlkörper und vermeidet damit die zusätzliche kapazitive Belastung an den Kollektoren. **Bild 3.9.** zeigt die Schaltung. Die hoch belastbaren Außenwiderstände werden eingespart und durch Transistoren ersetzt. Es verbessert sich der Frequenzgang, auf zusätzliche Entzerrungsmittel kann verzichtet werden.

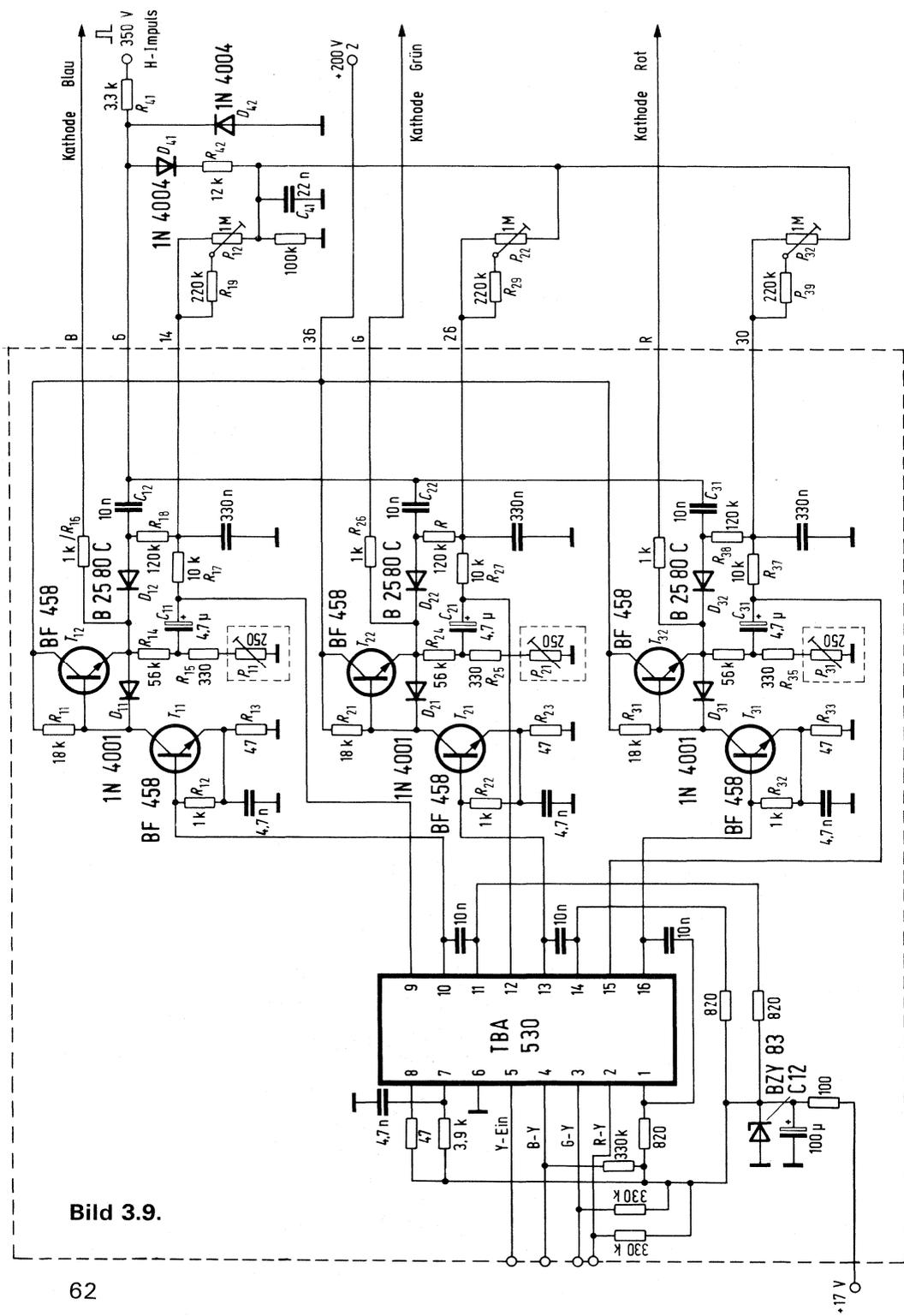


Bild 3.9.

Von den Platinenanschlüssen 16, 18, 28 und 32 gelangen die Farbdifferenzsignale (B-Y), (G-Y) und (R-Y) an die Anschlüsse 4, 3 und 2, das Y-Signal an Anschluß 5 der integrierten Schaltung TBA 530. In ihr werden die Farbdifferenzsignale zu den Farbauszugssignalen R, G, B dekodiert. Die 3 Farbauszugssignale gelangen an die Basen der Endtransistoren T_{11} , T_{21} und T_{31} . Als aktive Lastwiderstände sind die Transistoren T_{12} , T_{22} und T_{32} geschaltet.

Nachfolgend bezieht sich die Schaltungsbeschreibung nur auf die Endstufe für blaue Signale, sie gilt sinngemäß auch für die beiden anderen Stufen.

Während der Synchronimpulse ist der Endtransistor T_{11} gesperrt. Der Transistor T_{12} bekommt über den Widerstand R_{11} seine Basisansteuerung, das Potential an der Bildröhrenkathode ist nahe der Versorgungsspannung + 200 V.

Verändert sich der Bildinhalt in Richtung des Weißpegels, so führt der Transistor T_{11} Kollektorstrom. Der Lasttransistor T_{12} wird gesperrt. Die Basis-Emitter-Spannung dieses Transistors erreicht sogar negative Werte entsprechend der Flußspannung der Diode D_{11} . Das Potential an der Bildröhrenkathode wird solange entladen, bis der am Spannungsteiler R_{14}/R_{15} und P_{11} entnommene und dem TBA 530 über C_{11} als Gegenkopplung zugeführte Pegel dem gewünschten Ist-Wert entspricht. Die Größe dieses Wertes kann mit dem Einsteller P_{11} bestimmt werden. Die zugehörige Gleichspannung kommt über den Widerstand R_{17} als Gleichspannungsgegenkopplung an Anschluß 9 des TBA 530. Sie wird durch eine Schwarzwertklemmschaltung erzeugt, die unsymmetrisch mit der Klemmdiode D_{12} arbeitet. Während des Zeilenrücklaufes, bei dem bekanntlich immer ein definierter Pegel im Fernsehsignal vorhanden ist, wird durch einen Zeilenimpuls der Kondensator C_{12} aufgeladen. Ist der Zeilenimpuls beendet, so liegt an der rechten Seite des Kondensators praktisch die Spannung Null, an der linken Seite eine negative Spannung, die als Regelgröße über die Widerstände R_{18} und R_{17} der IS TBA 530 zugeführt wird. Diese Größe ist von der Abweichung zum richtigen Schwarzpegel abhängig und hebt einen Teil der positiven Spannung, die über die Widerstände R_{19} und P_{12} kommt, auf. Die positive Spannung wird aus dem Rückschlagimpuls über die Diode D_{41} am Kondensator C_{41} erzeugt. Diese Maßnahme hat den Vorteil, daß beim Ausfallen der H-Impulse die Zeilenendstufen nicht zu weißem Bildinhalt hinlaufen können. Die Größe des Schwarzpegels kann mit dem Einsteller P_{12} justiert werden.

Bauteileliste zu Schaltung nach Bild 3.9.

1 IS	TBA 530	Q67000-A360F1
6 Transistoren	BF 458	Q62702-F316
1 Zenerdiode	BZY 83 C 12	Q62702-Z1079
2 Dioden	1 N 4004	C66047-Z1306-A4
3 Dioden	1 N 4001	C66047-Z1306-A1
3 Dioden	BY289/1000	C66047-A1028-A13
4 MKH-Schichtkondensatoren	4,7 nF	B32560-A3472-K
6 MKH-Schichtkondensatoren	10 nF	B32560-A3103-J
1 MKH-Schichtkondensator	22 nF	B32561-A3223-J
3 MKH-Schichtkondensatoren	330 nF	B32561-A1334-J
3 Elkos	4,7 μ F/63 V	B41315-A8475-Z
1 Elko	100 μ F/16 V	B41316-A4107-Z

3.10. H-Ablenkung mit BU 208 für 20 AX-System

Im Gegensatz zu den in den vorhergehenden Schaltbeispielheften veröffentlichten Schaltungen arbeitet die Schaltung nach **Bild 3.10.** mit einem Treibertrafo. Zur Rasterentzerrung wird ein Diodenmodulator eingesetzt.

Der vom Horizontalgenerator kommende Impuls mit einer Länge von $22 \mu\text{s}$ steuert den Treibertransistor T_1 leitend. Dabei gelangt der Treibertrafo in die Sättigung, so daß der Innenwiderstand der Sekundärwicklung in der Sperrphase des Zeilenschalters T_2 sehr niederohmig ist. In der Steuerphase wird ein fallender Basisstrom angewendet, um am Ende jeder Zeile die Zahl der Ladungsträger in der Basis möglichst gering zu halten. Dadurch erhält man eine kürzere Ausräumzeit und ein sehr exaktes Abschalten. Die Kurvenform des Basisstromes wird durch das RC-Glied C_1/R_1 geformt. Das RC-Glied begrenzt gleichzeitig die Rückschlagspannungsspitze in der Abschaltphase. Die sonst übliche Drossel für ein verzögertes Ausräumen der Basis konnte eingespart werden, sie wird durch die Streuinduktivität des in offener Bauweise ausgeführten Treibertrafos ersetzt.

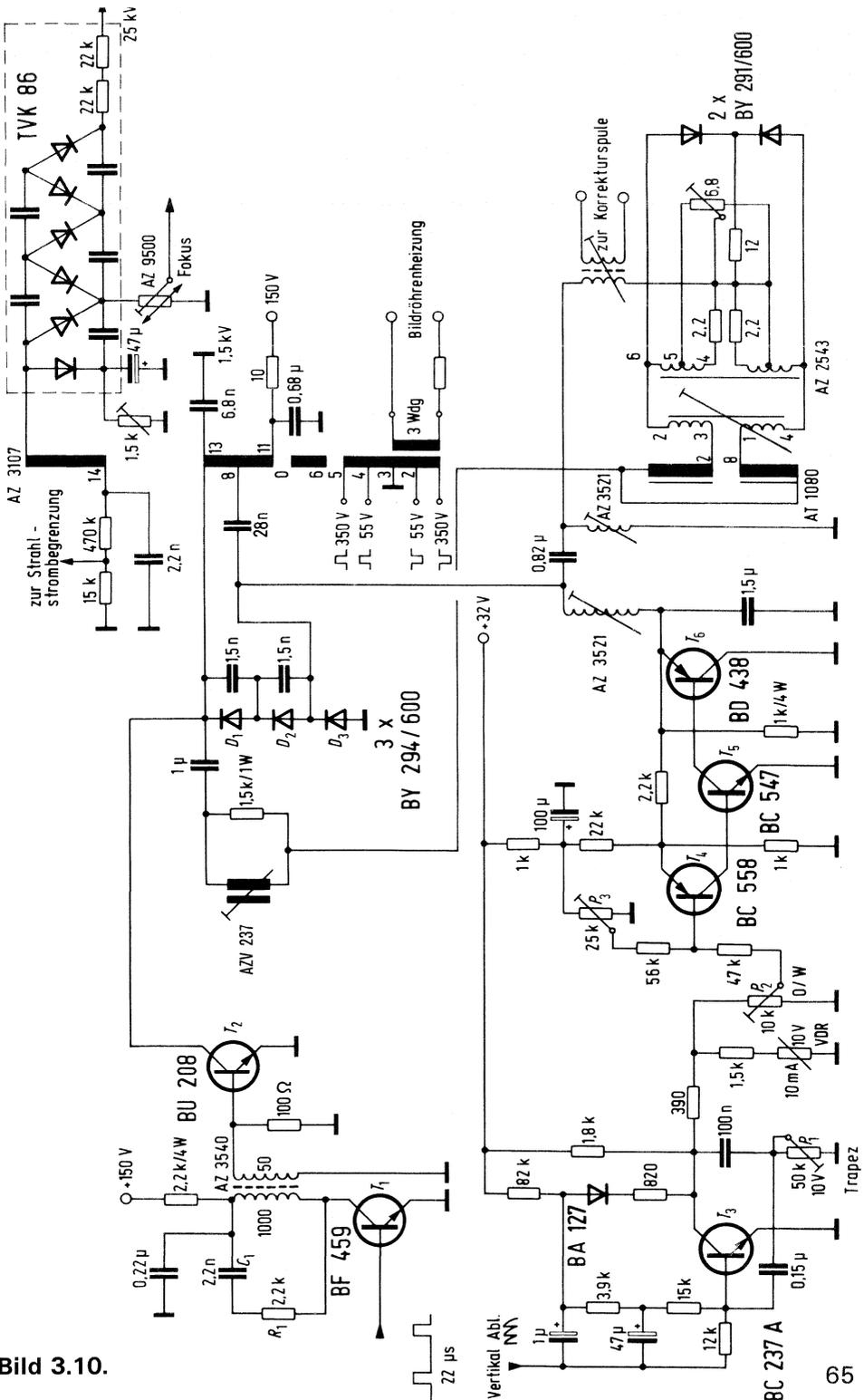
Der neue Zeilentrafo AZ 3107 ist in seiner Auslegung sowohl für die neue Schichtkondensator-Kaskade TVK 86 als auch für konventionelle Kaskaden geeignet.

Zur Rasterentzerrung wird ein Primär-Dioden-Modulator in Brückenschaltung eingesetzt. Die aus der Vertikalablenkung kommende Sägezahnspannung wird mit den Transistoren T_3 bis T_6 verstärkt und geformt. Mit dem Regler P_1 kann die Trapezverzerrung, mit dem Regler P_2 die Ost-West-Entzerrung und dem Regler P_3 die Bildbreite, d. h. die Gleichstromgrundlast, eingestellt werden. Der Transistor T_6 arbeitet über die Spule AZ 3521 unmittelbar auf die Diodenschaltung aus den Dioden D_1 bis D_3 , welche Bestandteil der Brückenschaltung ist. Um die beiden in Reihe geschalteten Dioden D_1 und D_2 in der Sperrrichtung gleichmäßig zu belasten, sind 2 Kondensatoren von $1,5 \text{ nF}$ den Dioden parallel geschaltet.

Bauteileliste zu Schaltung 3.10.

1 Transistor	BU 208	Q68000-A494-F100
1 Transistor	BF 459	Q62702-F317
1 Transistor	BD 438	Q62702-D213
1 Transistor	BC 558	Q62702-C694
1 Transistor	BC 547	Q62702-C688
1 Transistor	BC 237 B	Q62702-C277
3 Dioden	BY 294/600	C66047-A1060-A7
2 Dioden	BY 291/600	C66047-A1044-A7
1 Diode	BA 127 D	Q60201-X127-D9
1 Zeilentrafo	AZ 3107	
1 Treibertrafo	AZ 3540	
1 Linearitätsregler	AZ 2302	
2 Spulen	AZ 3521	

Bild 3.10.



1 Twist-Trafo	AZ 2543	
1 Fokus-Regler	AZ 9500	
1 Schichtkondensator-Kaskade	TVK 86	
1 MKP-Kondensator	3300 pF/630 V	B32065-A6333
2 Keramik-Kondensatoren	1,5 nF/1 kV	B37370-A1152-K003
1 MKH-Schichtkondensator	2,2 nF/250 V	B32640-A3222-K
1 MKH-Kondensator	2,2 nF/6,3 kV	B32237
1 MKH-Kondensator	6,8 nF/1,5 kV	
1 MKH-Schichtkondensator	0,1 μ F/250 V	B32561-A3104-J
1 MKH-Schichtkondensator	0,15 μ F/250 V	B32561-A3154-J
1 MKH-Schichtkondensator	0,22 μ F/250 V	B32560-A3223-J
1 MKP-Kondensator	0,68 μ F	B32650-A4684-J
1 MKP-Kondensator	0,82 μ F/160 V	B32650-A4824-J
1 MKP-Kondensator	1 μ F/160 V	B32650-A4155-J
1 Elko	1 μ F/40 V	B41313-D7105-Z
1 MKP-Kondensator	1,5 μ F/160 V	B32650-A4155-J
2 Elkos	47 μ F/25 V	B41326-A5476-T
1 Elko	100 μ F/40 V	B41283-B7107-T

3.11. Sperrwandlernetzteil mit Netztrennung für Portable-Fernsehgeräte

Netzteile mit Netztrennung bieten für das Gesamtkonzept eines Farbfernsehempfängers wesentliche Vorteile. Der koaxiale Antennenanschluß kann direkt angeschlossen werden, der Einbau der Videobuchse und Anschlüsse für Tonband und Kopfhörer sind ohne Zusatzaufwand möglich.

Das vorliegende Netzteil mit einer abgegebenen Leistung von ca. 75 W wurde für die Versorgung von transportablen Farbfernsehgeräten oder auch S/W-Geräten entwickelt. Hierbei handelt es sich um eine Modifikation des Sperrwandlernetzteiles AZB 5000, dessen Prinzip in den Schaltbeispielen 1975/76, Abschnitt 3.8. beschrieben wurde.

Durch die in dieser Ausführung verringerten Schaltverluste ist eine Umdimensionierung des RC-Dämpfungsgliedes erforderlich, die Abschneidediode D_4 kann entfallen, die Dämpfungsverluste reduzieren sich auf ca. 4 W.

Die Schaltung des Netzteiles nach **Bild 3.11.** arbeitet nach dem Prinzip des nicht synchronisierten Sperrwandlers. Im normalen FFS-Betrieb liegt die Schaltfrequenz zwischen 20 und 28 kHz. Sämtliche Ausgangsspannungen sind stabilisiert und dabei leerlauf- und kurzschlußsicher. Die Netzspannung kann zwischen 180 und 265 V schwanken. Schwankungen von $\pm 20\%$ werden auf 1% ausgeregelt. Die Brummspannung am Ladekondensator von ca. 23 V_{ss} vermindert sich am 200 V-Ausgang auf ca. 0,2 V_{ss} .

Funktionsbeschreibung

Die Netzwechselfspannung wird in einem Brückengleichrichter 4X1N4006 gleichgerichtet. Zur Glättung wird ein Ladekondensator von $100\ \mu\text{F}$ verwendet. Der Sperrwandler arbeitet mit dem Transistor BU 126 T als Schalter. Die Regelung der Ausgangsspannung erfolgt über die Beeinflussung der in der Flußphase in dem Transformator Kern eingespeicherten Energie. Es entsteht ein Gleichgewicht zwischen der eingespeicherten Energie in der Flußphase und der entnommenen Energie in der Sperrphase. Die eingespeicherte Energie wird durch Steuerung des Kollektorspitzenstromes des Schalttransistors BU 126 T dosiert.

Die Schaltung schwingt über die Rückkopplungswicklung 15–13. Am Widerstand R_2 fällt ein dem Kollektorstrom BU 126 T proportionaler Spannungsabfall an. Das Gate des Abschaltthyristors BR 103 ist über den Spannungsteiler R_4/R_5 auf ein negatives Potential von $-2\ \text{V}$ gegenüber der Kathode vorgespannt. Die negative Spannung für den Spannungsteiler wird während der Sperrphase mit der Diode D_1 aus der Rückkopplungswicklung gewonnen. Der dem Kollektor proportionale Spannungsabfall am Widerstand R_2 wirkt nun der negativen Gate-Vorspannung entgegen. Sobald die Zündschwelle des Thyristors erreicht wird (ca. $+0,7$ bis $1\ \text{V}$), zündet der Thyristor. Nach dem Durchschalten des Thyristors bringt der Kondensator C_1 an die Basis des BU 126 T ein negatives Potential und schaltet den Transistor ab. Der Thyristor bleibt während der Abschalt- und Ausräumphase des BU 126 T leitend. Beim Null-Durchgang, der sich durch die Änderung der Polarität der Rückkopplungsspannung ergibt, wird er wieder gelöscht.

Der maximal mögliche Kollektorspitzenstrom des BU 126 T hängt von der Dimensionierung des Spannungsteilers R_4/R_5 ab. Beim unbelasteten Spannungsteiler liegt das Maximum bei ca. $2\ A_{\text{ss}}$. Mit Belastung des Spannungsteilers durch den Transistor T_1 über den Widerstand R_6 wird beim Regelvorgang die negative Vorspannung verändert. Ist die Vorspannung hoch, so zündet der Thyristor erst bei großen Kollektorspitzenströmen, es wird also viel Energie in den Trafo eingespeichert. Zur Verringerung der eingespeicherten Energie wird auf einfache Weise die Vorspannung durch Belastung des Spannungsteilers reduziert. Die Regelinformation wird aus der Wicklung 5–7 gewonnen. Diese Wicklung ist mit den Windungen für die Ausgangsspannung fest verkoppelt. Mit der Diode D_2 wird eine Gleichspannung erzeugt, deren Größe proportional der Ausgangsspannung ist. Ab einer bestimmten Spannung am C_2 (mit R_7 einstellbar) wird der Regeltransistor leitend. Er vermindert damit die negative Vorspannung am Gate des BR 103, womit dieser früher zündet und den Transistor BU 126 bei kleineren Kollektorspitzenströmen bereits abschaltet.

Anlaufhilfsschaltung

Aus der Netzwechselfspannung werden mit der Diode D_7 (1 N 4006) und dem RC-Glied C_3/R_1 definierte Anlaufimpulse von $5\ \text{ms}$ Dauer erzeugt, die die Basis des BU 126 T leitend machen, so daß der Sperrschwinger anschwingt.

Leerlaufbetrieb

Das Netzteil ist mit der Kerngröße EE 42/15 für Ausgangsleistungen bis etwa

100 W geeignet. Zwischen Leerlauf und 20 W Belastung arbeitet der Sperrwandler in einem 50 Hz-Aussetzbetrieb.

Wird die Minimallast 20 W unterschritten, so steigt die Schaltfrequenz an. Mit kleiner werdender Periodendauer als $23 \mu\text{s}$ wird die Freierzeit des Thyristors unterschritten. Der Thyristor bleibt zu lange durchgezündet und die Schwingung reißt ab. Ein erneutes Anschwingen erfolgt erst nach dem nächsten Anlaufimpuls. Es ergeben sich im Leerlauf einzelne Impulse im Abstand von 20 ms. Der Widerstand R_3 dient als Vorlast, um ein zu starkes Ansteigen der Ausgangsspannungen zu verhindern. In der Praxis hat sich gezeigt, daß die Leerlaufsicherheit damit gewährleistet ist.

Normalbetrieb

Zwischen 20 und 75 W Belastung liegt der normale Arbeitsbereich mit einem Wirkungsgrad von 70–80%.

Kurzschlußbetrieb

Bei einem Kurzschluß an einem der Ausgänge geht der Sperrwandler vom Normalbetrieb in einen intermittierenden Betrieb über. Die kontinuierliche Folge der Kollektorspitzenimpulse wird durch einzelne Impulse im Abstand von 20 ms abgelöst. Dieses Verhalten resultiert aus der 50 Hz-Anlaufschaltung. Gleichzeitig vergrößert sich der Abstand der einzelnen Stromimpulse auf ca. 2 ms (Normalbetrieb: $23\text{--}60 \mu\text{s}$). Ferner vermindert sich die Kollektorspannung des BU 126 T von ca. $600 V_{\text{ss}}$ auf max. 380 V. Die Daten des BU 126 T werden im Kurzschlußfall nicht überschritten. Dies wird durch die besondere Art der Anlaufschaltung erreicht. Der Kurzschlußstrom wird von der in den Trafo eingespeicherten Energie bestimmt. Durch Verringerung der Anzahl der Kollektorstromimpulse pro Zeiteinheit kann die eingespeicherte Energie reduziert werden. Zunächst wird bei einem Kurzschluß der Kollektorspitzenstrom des BU 126 T einmal ansteigen. Das bewirkt ein Durchzünden des Thyristors und Abschalten des BU 126 T. Gleichzeitig vermindert sich aber die an der Wicklung 15–13 liegende Spannung und damit auch die am Spannungsteiler R_4/R_5 stehende Vorspannung, so daß der Zündzeitpunkt des Thyristors bei kleineren Kollektorströmen liegt.

Der Transistor kann erst wieder durchschalten, wenn sowohl der Thyristor verloschen ist als auch ein neuer Anlaufimpuls ausgegeben wird. Kollektorstromimpulse sind nur möglich während des definierten Anlaufzeitraumes von 5 ms, die im Abstand von 20 ms (50 Hz-Netzfrequenz) aufeinander folgen. Da nur einzelne Ladeimpulse auftreten, ist der Kurzschlußstrom durch die Ausgangsdioden sehr gering, Schmelzsicherungen sind nur in Ausnahmefällen nötig.

Technische Daten

Netzspeisespannung	180 V – 265 V
Ausgangsspannungen	200 V / 60 mA
	75 V / 600 mA
	18 V / 800 mA

Die Ausgangswerte beziehen sich auf eine als Standardversion gedachte Ausführung. Diese Werte lassen sich innerhalb einer Ausgangslast von 100 W nach Bedarf modifizieren.

Bauteileliste zu Schaltung 3.11.

1 Transistor	BU 126 T	Q62702-U261
1 Transistor	BC 307 B	Q62702-C324
1 Thyristor	BR 103	Q68000-A729-F10
1 Zenerdiode	BZX83C7V5	Q62702-Z1074
5 Dioden	1 N 4006	C66047-Z1306-A6
3 Dioden	BAY 61	Q60201-A389
2 Dioden	BY 295/150	C66047-A1063-A2
2 Dioden	BY 294/150	C66047-A1060-A3
1 Diode	BY 289/1000	C66047-A1028-A13
1 Diode	BY 292/300	C66047-A1045-A5
3 MKH-Schichtkondensatoren	4,7 nF/250 V	B32560-A3472-K
1 MKH-Kondensator	10 nF/400 V	B32234-B6103
1 MKH-Schichtkondensator	33 nF/250 V	B32560-A3333-J
1 MKH-Schichtkondensator	47 nF/250 V	B32560-A3473-J
1 MKH-Schichtkondensator	0,1 µF/250 V	B32560-A3104-J
1 MKH-Schichtkondensator	0,15 µF/100 V	B32560-A1154-J
1 MKH-Schichtkondensator	0,68 µF/100 V	B32560-A1684-J
1 MKH-Schichtkondensator	1 µF/100 V	B32561-A1105-J
1 Elko	10 µF/350 V	B43052-B4106-T
1 Elko	47 µF/40 V	B41286-C7476-T
1 Elko	47 µF/250 V	B43052-C2476-T
1 Elko	100 µF/16 V	B41326-A4107-T
1 Elko	100 µF/350 V	B43050-B4107-T
1 Elko	470 µF/25 V	B41012-A5477-T

4. Opto-Schaltungen

4.1. Umgebungshelligkeitsabhängige Stromregelung für Lumineszenzdioden

Beim Betrieb von Lumineszenzdioden ist häufig eine Anpassung der Leuchtdichte an die Umgebungshelligkeit erwünscht. **Bild 4.1.** zeigt eine Regelschaltung, die auch bei einer Versorgungsspannung von nur 2,5 V noch einwandfrei arbeitet. Bei völliger Dunkelheit bekommt die Lumineszenzdiode z. B. einen Grundstrom von 100 μA . Von diesem Wert ausgehend ändert sich die Strahlungsstärke proportional zur Umgebungshelligkeit. Der eingepreßte Strom beträgt bei Tageslicht 5 mA/1000 Lux.

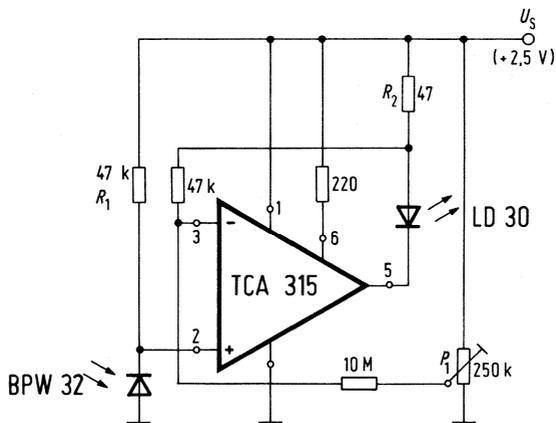


Bild 4.1.

Die Umgebungshelligkeit wird von der Silizium-Fotodiode BPW 32 aufgenommen und mit dem Darlington-Operationsverstärker TCA 315 verstärkt. Die Empfindlichkeit der Schaltung wird durch die Widerstände R_1 und R_2 bestimmt. Der LED-Strom ist, abgesehen vom Anfangsstrom von 100 μA , um den Faktor 1000 größer als der Fotostrom der Fotodiode.

Der Anfangsstrom (100 μA) wird mit dem Einsteller P_1 justiert. Gesamtstromaufnahme ($U_s = 2,5 \text{ V}$) = 220 μA + LED-Strom.

Bauteileliste zu Schaltung 4.1.

1 Operationsverstärker	TCA 315	Q67000-A561
1 Fotodiode	BPW 32	Q62702-P74
1 Lumineszenzdiode	LD 30	Q62705-P23-F39

4.2. Kompensation des Temperaturganges der Lumineszenzdiode CQY 17

Der Temperaturgang der Lumineszenzdiode CQY 17 in einer Wechsellicht-Schranke soll durch eine Kompensationsschaltung im Bereich von 10 bis 55° C möglichst gut ausgeglichen werden. Als max. Diodenstrom ist 50 mA_{ss} vorgegeben.

Bild 4.2. zeigt die Schaltung.

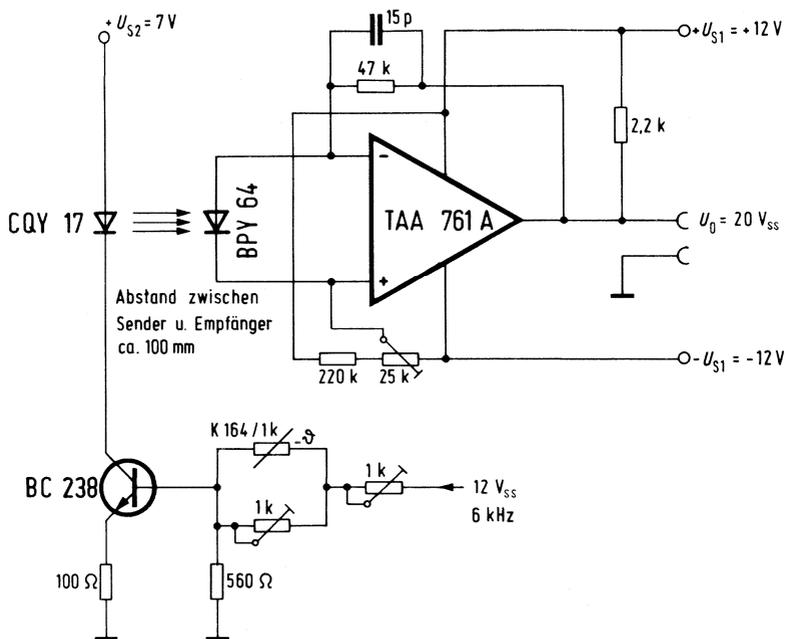


Bild 4.2.

Um die Eigenerwärmung des Halbleiters möglichst gering zu halten, wurde der K 164 in die Basisstrecke der Stromkonstantquelle und nicht, wie oft praktiziert, in den Diodenstromkreis gelegt. Mit den beiden 1 kΩ-Reglern kann eine Regelcharakteristik eingestellt werden, die den Temperaturgang der gesamten Schaltung im gewünschten Temperaturbereich auf 2,5% reduziert.

Dabei liegt der eingestellte Widerstandswert für beide Regler etwa bei 500 Ω . Zum Vergleich: Ohne Kompensation ändert sich die Ausgangsspannung um ca. 20%.

Als Meß-Empfänger wird das Fotoelement BPY 64 in Verbindung mit einer Verstärkerschaltung genommen.

Zur Übertragung der 6 kHz-Rechteckspannung ist es erforderlich, das Fotoelement BPY 64 im Kurzschluß zu betreiben. Hier bietet sich die Verwendung des Operationsverstärkers TAA 761 mit Eingangsstromeinprägung an.

Bauteileliste zu Schaltung 4.2.

1 Operationsverstärker	TAA 761 A	Q67000-A522
1 Transistor	BC 238	Q62702-C698
1 Ga-As Lumineszenzdiode (IR-Strahler)	CQY 17	Q62703-Q89-S1
1 Silizium-Fotoelement	BPY 64	Q60215-Y64
1 Kondensator (Styro)	15 pF	B31310-A5150-F000
1 Heißeleiter	K 164/1 K	Q63016-K4001-M040

4.3. Spannungswandler für Feldeffekt-Flüssigkristall-Zellen

Häufig wird für industrielle Anwendungen eine umgebungshelligkeitsgesteuerte Durchlässigkeit einer Schutzscheibe benötigt. Dies läßt sich mittels Feldeffekt-Flüssigkristall-Zellen, gesteuert von einem Fotoelement BPX 79, erreichen.

Ohne Beleuchtung ist der Ausgang des TPV 63 (Anschlüsse 3 und 4) durchgeschaltet (**Bild 4.3.**). Der Oszillator aus den Transistoren T_1 und T_2 schwingt mit ca. 100 Hz und liefert eine fast rechteckförmige Spannung von max. 17 V_{ss} an die FK-Zelle, welche dabei durchsichtig ist. Bei Überschreiten einer mit P_1 einstellbaren Beleuchtungsschwelle wird der Stromfluß zwischen den Anschlüssen 3 und 4 unterbrochen. Die Oszillation reißt ab, die Spannung an der FK-Zelle geht auf Null zurück (Dunkelzustand).

Die Spannung an der FK-Zelle kann mittels des Reglers P_2 eingestellt werden. Die Ausschaltzeit verringert sich mit abnehmender Spannung, die Einschaltzeit und Transparenz verlangen eine gewisse Mindestspannung.

Stromverbrauch	unbeleuchtet	ca. 2,0 mA
(bei $U_s = 9$ V und 30 nF Last)	beleuchtet	ca. 0,5 mA

Bauteileliste zu Schaltung 4.3.

1 Schwellwertschalter	TPV 63	Q60999-A241
2 Transistoren	BC 308	Q62702-C704
1 Fotodiode	BPX 79	Q62702-P51
1 Zenerdiode	BZX 83 C4V3	Q62702-Z1068
2 Silizium-Dioden	BAY 61	Q62702-A389
2 MKH-Schichtkondensatoren	0,01 μ F	B32561-B3103-J
1 Elko	10 μ F	B41286-A8106-T

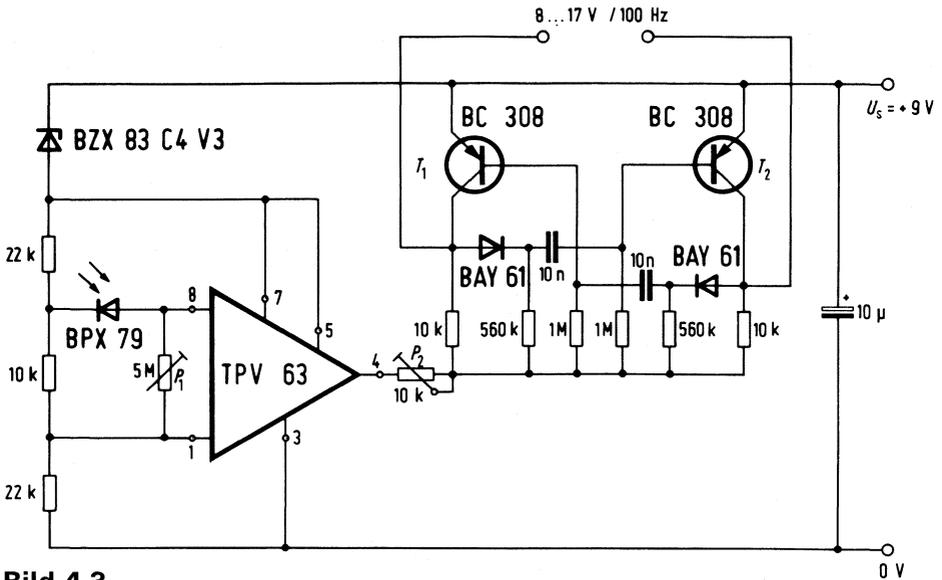


Bild 4.3.

4.4. Netzgeführte LED-Digitaluhr mit SAJ 341

Bild 4.4. zeigt die Schaltung der netzbetriebenen 4-stelligen 24 Stunden-Digitaluhr mit stromsparender 14 mm LED-Anzeige. Als Zeitnormal wird die Netzfrequenz verwendet. Über den Kondensator C_1 gelangt die sinusförmige Netzfrequenz auf die beiden Transistoren T_1 und T_2 , die die rechteckförmige Ansteuerspannung für den MOS-Baustein formen.

Die Ziffernanzeige erfolgt im Multiplexbetrieb. Ein aus den Gattern 1 und 2 gebildeter Generator erzeugt die Multiplex-Steuerfrequenz von 10 kHz. Sie wird im SAJ 341 auf 500 Hz (Zyklusfrequenz) heruntergeteilt. Da die Ziffern-Information nur etwa während einem Achtel der Zykluszeit anliegt, ergeben sich bei 5 mA mittlerem Segmentstrom Spitzenströme bis zu 280 mA pro Stelle (Digit). Es sind daher Leistungs-Darlington-Stufen vom Typ BD 675 zwischen den SAJ 341 und die Ziffern-Anoden der LED-Ziffernanzeige HA 2142 o geschaltet. Vier weitere Transistoren (4/5 TCA 871) dienen zur Anpassung der BCD-Eingänge des 7-Segment-Dekoders FLL 121 V an die MOS-Schaltung. Die Helligkeit der LED-Anzeige entspricht einem Dauergleichstrom von ca. 7 mA pro Segment, obwohl der tatsächliche mittlere Gleichstrom bei etwa 5 mA liegt. Diese visuelle Verbesserung ist eine Folge des Multiplexbetriebes.

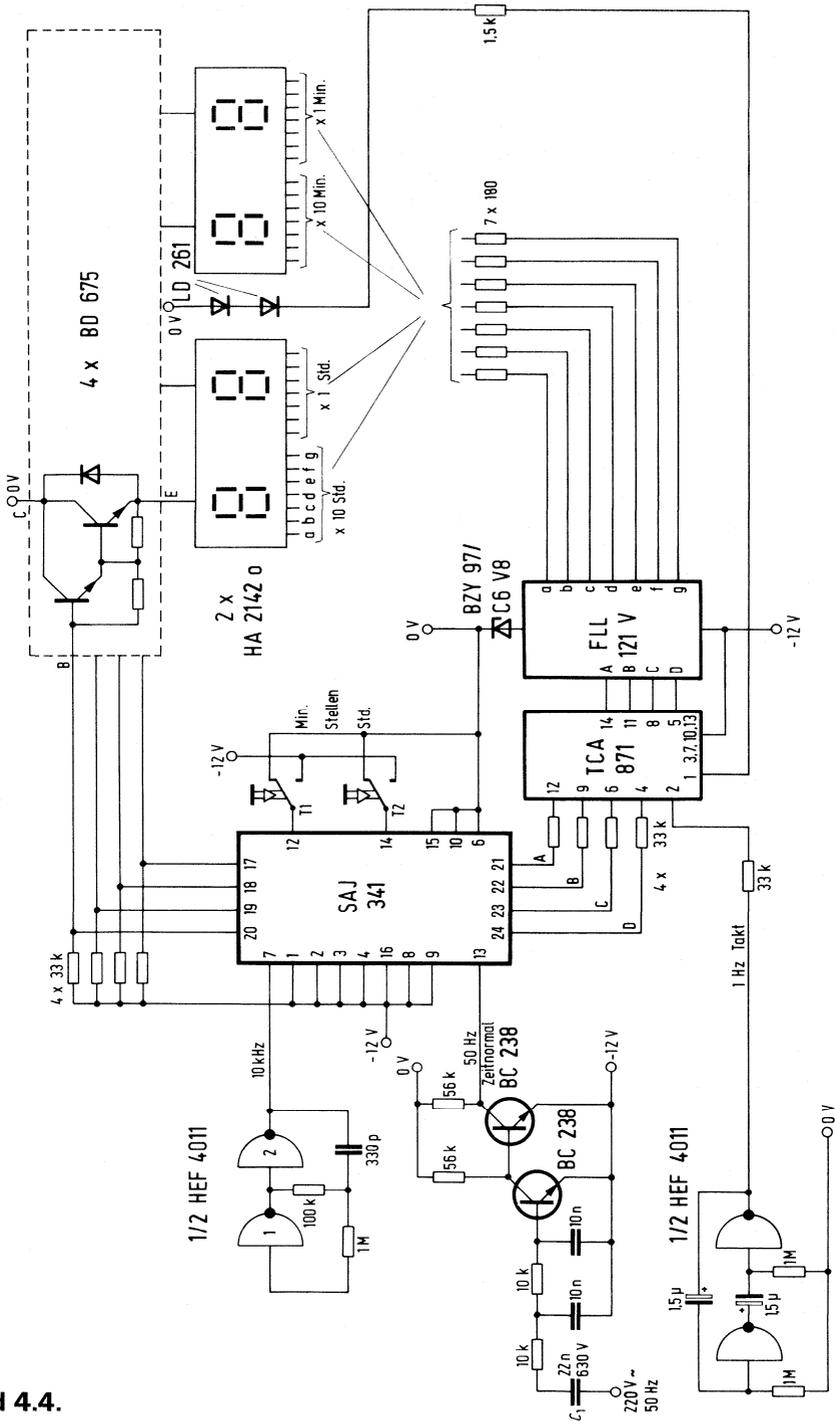


Bild 4.4.

Um den Betrieb der Uhr beobachten zu können, sind zwischen die Stunden- und Minutenanzeige zwei Einzel-LED's angeordnet. Sie werden in Sekunden-Rhythmus getaktet. Der Taktgenerator wird aus den Gattern 3 und 4 gebildet. Auch hier ist zur Anpassung an das CMOS-Gatter HEF 4011¹ eine Treiberstufe erforderlich.

Technische Daten

Versorgungsspannung	12 V
Stromaufnahme	etwa 150 mA
Mittlerer Segmentstrom:	5 mA
Segment-Spitzenstrom:	ca. 40 mA
Spitzenstrom pro Ziffer:	ca. 280 mA
Zyklus-Frequenz:	500 Hz
Zeit-Normal:	50 Hz

Bauteileliste zu Schaltung 4.4.

1 MOS-Zähler u. Uhrenbaustein	SAJ 341	Q67000-J640
1 BCD-7-Segment-Dekoder u. – Treiber	FLL 121 V	Q67000-L63
1 Transistor Array	TCA 871	Q67000-T2
1 IS (Vier C-MOS NAND-Gatter)	HEF 4011 P ¹	
2 Transistoren	BC 238	Q62702-C698
4 Leistungs-Darlington-Stufen	BD 675	Q62702-D238
2 Lumineszenzdioden	LD 261 III	Q62703-Q65
2 LED-Displays	HA 2142 o	Q30-X49
1 Zenerdiode	BZY 97/C6 V8	Q68000-A949-F82
1 Kondensator (Styro)	330 pF	B31310-A5331-H000
2 Keramik-Kondensatoren	10 nF	B37449-A6103-S3
1 MKH-Kondensator	22 nF	B32231-C8223-M
2 Elkos (Tantal)	1,5 µF	B45181-B3155-M000

¹ HEF 4011 entspricht RCA CD 4011

4.5. Oszillatorschaltung für einfache Computer-Blitzgeräte

In den Schaltbeispielen 75/76 wurde gezeigt, wie bei einem der sogenannten „Computer-Blitzgeräte“ der das Reflexlicht verarbeitende Fototransistor derart linearisiert werden kann, daß sich ein möglichst kleiner Belichtungsfehler ergibt. Dabei wurde angenommen, daß der Fototransistor in herkömmlicher Weise einen Thyristor zu zünden hat, der seinerseits über einen Zündüber-träger die Quench-Röhre (Löschröhre) zur Beendigung der Blitzentladung zündet.

Neuerdings ist es gelungen, besagten Thyristor einzusparen und damit die Gesamtschaltung stark zu vereinfachen. Anhand von **Bild 4.5.1.** sei die Wirkungsweise der neuen Schaltung erklärt.

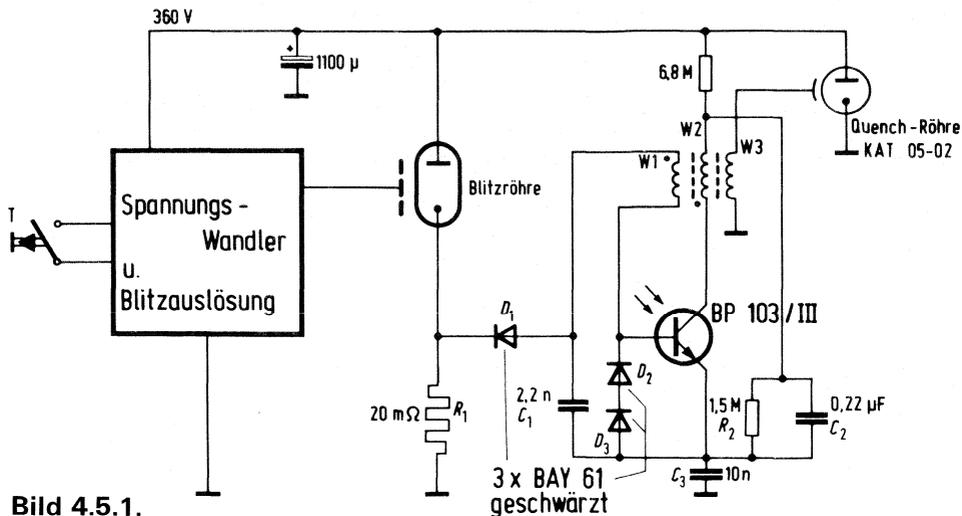


Bild 4.5.1.

Vor dem Auslösen des Blitzes fließt über den Widerstand R_2 , die Dioden D_1 , D_2 und D_3 sowie R_1 ein Strom. D_1 , D_2 und D_3 sind also leitend. Das ist notwendig, damit zu Beginn des Blitzes der Kondensator C_1 auf eine definierte Spannung aufgeladen ist, unabhängig von dem Licht, das vorher auf den Fototransistor BP 103 fiel. Durch den Spannungsabfall an D_2 und D_3 wird die Basis-Emitter-Strecke des Fototransistors gesperrt. Wird nun der Blitz ausgelöst, dann entsteht durch den Strom der Blitzröhre ein Spannungsabfall an R_1 , der D_1 sperrt. Die Basis-Kollektor-Strecke des Fototransistors arbeitet zu diesem Zeitpunkt als Fotodiode. Das vom Objekt zurückgestreute Licht erzeugt im Fototransistor einen Fotostrom, der C_1 solange auflädt, bis die Basis-Emitter-Strecke des Fototransistors zu leiten beginnt.

Die Wicklungen W_1 und W_2 der Hochfrequenzspule sind so gekoppelt, daß eine Oszillatorschaltung entsteht. Die durch die Induktivitäten der Wicklung und durch die Schaltungskapazitäten gegebene Frequenz beträgt etwa 1,65 MHz. Die Schwingung setzt ein, wenn die Basis-Emitter-Strecke des Fototransistors leitend wird. Es entsteht ein Schwingungspaket mit einer Flankenanstiegszeit der Hüllkurve von 2 bis 3 μs . Die am Kollektor des Fototransistors stehende hochfrequente Spannung wird mit der Wicklung W_3 der Hochfrequenzspule bis auf eine Spitzenspannung von ca. 1000 V_S hochtransformiert. Noch vor Erreichen des Maximums der Spitzenspannung zündet die Quenchröhre.

Die Zeit vom Auslösen des Blitzes bis zum Einsetzen der Schwingung ist umgekehrt proportional zum Lichtfluß und proportional zur Größe des Kondensators C_1 . Nach dem Auslösen des Blitzes dient der Kondensator C_2 als

Energiequelle für den Fototransistor und bestimmt die maximale Dauer der Schwingung. Der Kondensator C_3 hält das Emitter-Potential während der Messung und der Dauer der Schwingung konstant. Die Dioden D_2 und D_3 , die umgekehrt gepolt sind wie die Basis-Emitter-Diode des Fototransistors FT, unterdrücken die Gleichrichterwirkung der Basis-Emitter-Strecke. Das ist notwendig, damit die Schwingung nicht vorzeitig abreißt.

Durch den Aufbau des Trafos ist sichergestellt, daß auch während der Oszillation die max. zulässige Kollektorspannung des BP 103 von 100 V nicht überschritten wird.

Beim Zündtrafo werden die Wicklungen ohne Spulenkörper direkt auf einen handelsüblichen 8 mm M-25-Kern aufgebracht.

Bild 4.5.2. zeigt eine Variante, bei der die Quenchröhre in Serie mit der Blitzröhre geschaltet ist und den Schaltthyristor löscht. Dabei wird also nicht zur Beendigung des Blitzes der Blitzelko entladen, sondern die Blitzröhre vom Elko abgetrennt, was insbesondere die Erholzeit bis zum nächstmöglichen Blitz verringert.

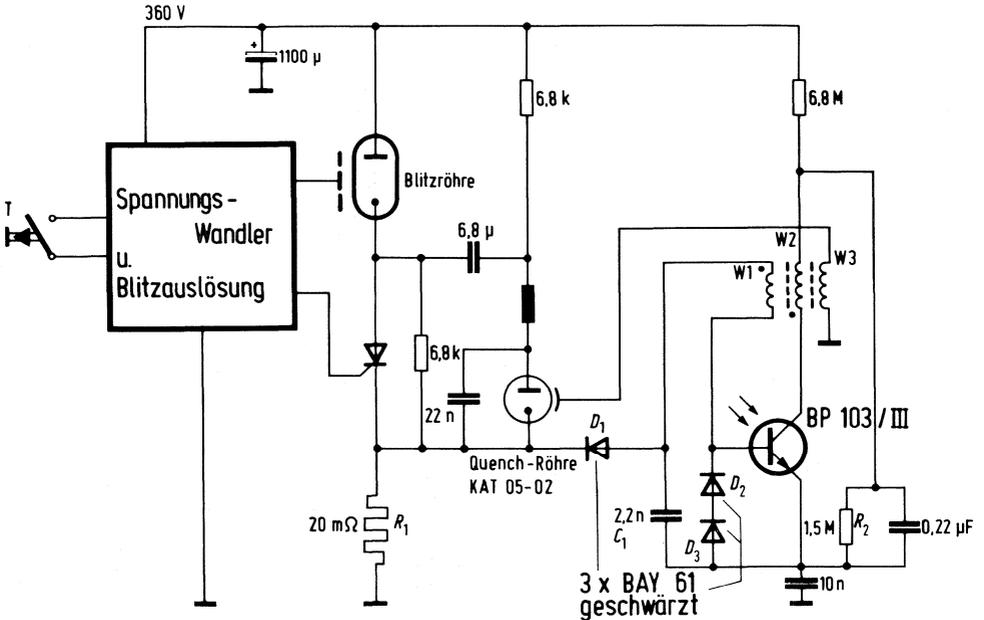


Bild 4.5.2.

Bauvorschrift für Quenchröhren-Zündtrafo (**Bild 4.5.3.**)

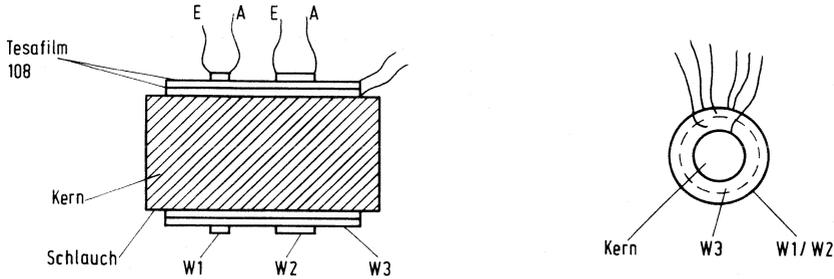


Bild 4.5.3.

Kern 8 x 20 M 25
 Wicklungen $W_1 = 2$ Wdg 0,15 Cu2L
 $W_2 = 6$ Wdg 0,15 Cu2L
 $W_3 = 150$ Wdg 0,15 Cu2L

$L_{W_3} 650 \mu\text{H}$

Wickelhinweis

Über den Kern wird ein Schrumpf- oder Isolierschlauch geschoben.

W_3 in 2 Lagen wickeln.

Lagenisolation W_3 : 5 Lagen Tesafilm 108.

Über W_3 liegen W_1 und W_2 nebeneinander.

Zwischen W_3 und W_1/W_2 2 Lagen Tesafilm 108.

Bauteileliste zu Schaltung 4.5.1.

1 Fototransistor	BP 103 III	Q62702-P75-52
3 Dioden	BAY 61	Q62702-A389
1 Quench-Röhre	KAT 05-02	
1 MKH-Schichtkondensator	2,2 nF	B32560-B3222-K
1 MKH-Schichtkondensator	10 nF	B32560-B3103-J
1 MKH-Schichtkondensator	0,22 μF	B32560-B1224-J
1 Siferrit-Kern (Quench-Röhren-Zündtrafo)	8 x 20 M 25	

Alle nicht aufgeführten Bauteile sind Original-Bestandteile des Blitzgerätes.

Bauteileliste zu Schaltung 4.5.2.

1 Fototransistor	BP 103 III	Q62702-P75-52
3 Dioden	BAY 61	Q62702-A389
1 Quench-Röhre	KAT 05-02	
1 MKH-Schichtkondensator	2,2 nF	B32560-B3222-K
1 MKH-Schichtkondensator	10 nF	B32560-B3103-J
1 MKH-Schichtkondensator	0,22 μ F	B32560-B1224-J
1 Siferrit-Kern (Quench-Röhren-Zündtrafo)	8 x 20 M 25	

Alle nicht aufgeführten Bauteile sind Original-Bauteile des Blitzgerätes.

4.6. Breitband-System für Infrarot-Tonübertragung

Die Informationsübertragung mittels Licht hat in jüngster Zeit durch die Entwicklung der Lumineszenzdioden wieder an Bedeutung gewonnen. Besonders effektiv ist die Verwendung von Infrarotlicht, da Lumineszenzdioden im IR-Bereich (Wellenlänge ca. 950 nm) ihren höchsten Wirkungsgrad haben. Auf der Empfangsseite stehen in den Silizium-Dioden geeignete Lichtdetektoren zur Verfügung.

Als optoelektronische Bauteile werden hier zwei Neuentwicklungen von Siemens verwendet: Die GaAs-Lumineszenzdiode LD 241 als Sender und die besonders kapazitätsarme Si-Fotodiode BPW 34 als Empfänger.

Als Übertragungsverfahren wurde die Frequenzmodulation gewählt, da ein pulsmodulierter Sender, dessen Mittenfrequenz im Takt der Niederfrequenz schwankt, sich relativ leicht mit Lumineszenzdioden realisieren läßt. Die Mittenfrequenz für die Übertragung von Mono-Signalen wurde auf 95 kHz gelegt.

4.6.1. Sender

Die Schaltung des Senders ist in **Bild 4.6.1.** wiedergegeben. Der frequenzbestimmende Teil besteht aus einem Multivibrator mit den Transistoren T_3 und T_4 , deren Ladeströme durch 2 Konstant-Stromquellen eingepreßt werden. Für die Mittenfrequenz von 95 kHz liegt der Ladestrom für einen Transistor bei 0,2 mA, bei dem anderen bei 0,5 mA. An den strombestimmenden Emitterwiderständen von T_1 und T_2 liegen Spannungen von rund 6 V. Eine Änderung der gemeinsamen Basisspannung von T_1 und T_2 um 1 V bewirkt somit eine Frequenzänderung von ca. 17%. Die Niederfrequenz wird den Basen von T_1 und T_2 über eine RC-Kombination zugeführt, die eine Anhebung der höheren Frequenzen (Preemphase) bewirkt.

Die Diode BAY 61 im Basisspannungsteiler dient zur Temperaturkompensation von T_1 und T_2 . Dadurch ist bei Betrieb mit stabilisierter Versorgungsspannung die Mittenfrequenz des Oszillators hinreichend konstant.

Die sechs Sendedioden LD 241 T werden in Serie betrieben und der Strom mit einem Transistor BC 338 geschaltet. Für den Betrieb ist wesentlich,

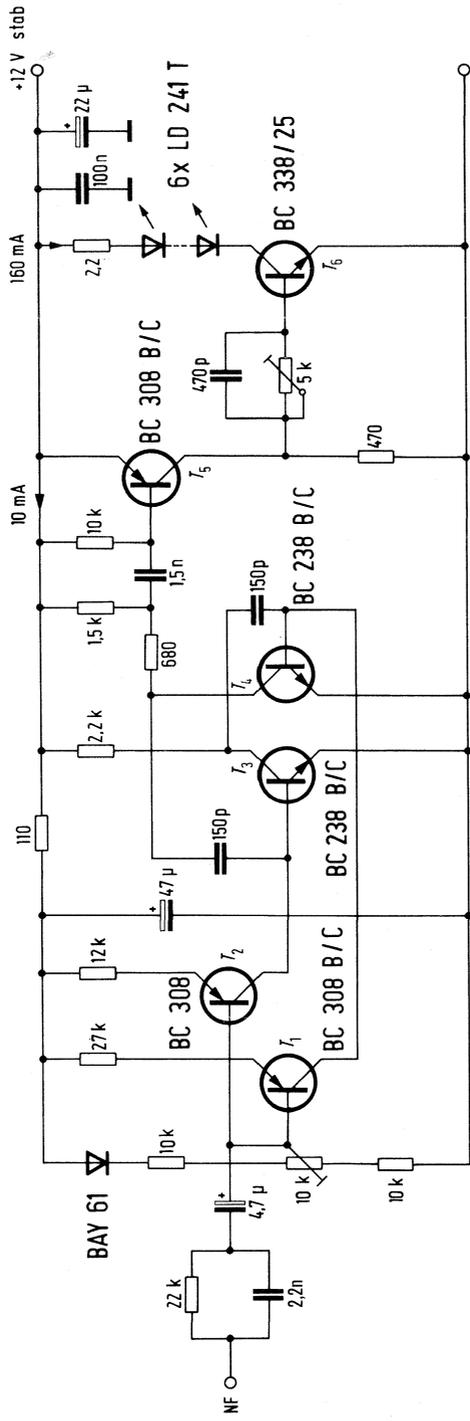


Bild 4.6.1.

daß der Schalttransistor schnell durchgeschaltet und beim Sperrern die überschüssige Basisladung auch schnell abgeführt wird. Beide Effekte werden durch das RC-Glied in der Basisleitung von T_6 unterstützt. Bei der Dimensionierung muß darauf geachtet werden, daß insbesondere zu Beginn der Sperrphase die zulässige Emitterspannung nicht überschritten wird. Der Spitzenstrom ist auf 500 mA eingestellt, entsprechend einem mittleren Gleichstrom von ca. 160 mA bei einem Tastverhältnis von 1:3. Zur Abführung der Wärme von den Sendedioden wurden U-förmige Alu-Kühlkörper mit einem Widerstand von ca. 40 K/W verwendet. Die einzelnen Kühlkörper müssen gegeneinander isoliert werden, da sie auf verschiedenen Potentialen liegen. Die Diodenanoden sind jeweils mit den Gehäusen verbunden.

Mit zunehmender Temperatur geht die Strahlungsleistung leicht zurück, der Temperaturkoeffizient beträgt etwa $-0,6\%/K$. Der innere Wärmewiderstand zwischen System und Gehäuse liegt bei 135 K/W. Eine Sperrschicht-Temperatur von $100^\circ C$ sollte auf keinen Fall überschritten werden.

Mit einem Kühlkörper $R_{th} = 40 K/W$ ergibt sich am Diodengehäuse bei 160 mA mittlerem Durchlaßstrom eine Übertemperatur von ca. $10^\circ C$. Bei einer Umgebungstemperatur von $30^\circ C$ liegt somit die Gehäusetemperatur auf $40^\circ C$ und die Sperrschicht-Temperatur auf ca. $75^\circ C$.

Technische Daten

Abgestrahlte IR-Leistung bei 6 Dioden

zeitlicher Mittelwert	80 mW
Pulsspitzenleistung	240 mW
Diodenspitzenstrom	500 mA
Tastverhältnis	1:3
Mittenfrequenz	95 kHz
Abstrahlcharakteristik	weitwinklig ca. $\pm 60^\circ$ für 50% Leistungsabfall
Wellenlänge der max. Emission	950 nm
Frequenzhub	$\pm 50 kHz$
Modulationssteilheit bei 1 kHz	150 mV/kHz
Zeitkonstante für Preemphase	ca. 50 μs
Leistungsaufnahme	12 V, 180 mA

Bauteileliste zu Schaltung 4.6.1.

1 Silizium-Diode BAY 61	Q62702-A389
6 Lumineszenzdioden LD 241 T	Q62703-Q93-S1
3 PNP-Siliziumtransistoren BC 308 B	Q62702-C286
2 NPN-Siliziumtransistoren BC 238 B	Q62702-C279
1 NPN-Siliziumtransistor BC 338-25	Q62702-C314-V2
2 Styroflex-Kondensatoren 150 pF $\pm 2,5\%$ 25 V	B31310-A5151-H000
1 Keramik-Kondensator 470 pF + 50 – 20% 500 V	B37205-A5471-S001
1 MKH-Schichtkondensator 1,5 nF	B32560-B3152-K
1 MKH-Schichtkondensator 2,2 nF	B32560-B3222-K
1 Keramik-Kondensator 100 nF + 50 – 20% 63 V	B37449-A6104-S2
1 Elektrolyt-Kondensator 4,7 μF + 100 – 10% 63 V	B41315-A8475-Z000
1 Elektrolyt-Kondensator 22 μF + 100 – 10% 63 V	B41286-B8226-T
1 Elektrolyt-Kondensator 47 μF + 100 – 10% 16 V	B41286-B5476-T

4.6.2. Empfänger

Die Empfängerschaltung besteht aus der Empfangsdiode BPW 34, dem HF-Verstärker (Transistoren T_1 bis T_5), dem FM-Demodulator mit dem Phase-Locked-Loop-Baustein HEF 4046, dem Niederfrequenzverstärker mit den Transistoren T_6 , T_7 und dem Kopfhörer HD 414 (Sennheiser).

Das von der Empfangsdiode BPW 34 an den Eingangskreis gelangende Signal wird im HF-Verstärker um 90 dB verstärkt und dem FM-Demodulator zugeführt. Die Arbeitspunkte für T_1 und T_2 werden mit dem Einsteller P_1 auf 40 mV am Emitter von T_2 eingestellt. Die Kollektorspannung von T_4 wird mit dem Einsteller P_2 auf 6,3 V justiert. Der FM-Demodulator besteht aus einem Phasenkomparator, einem spannungsgesteuerten Oszillator und einem Tiefpaßfilter in einem geschlossenen Regelkreis. Ohne Eingangssignal schwingt der spannungsgesteuerte Oszillator auf seiner Mittenfrequenz. Sie kann mit dem Einsteller P_3 bestimmt werden. Wird ein Eingangssignal angelegt, so vergleicht der Phasenkomparator dieses Signal hinsichtlich Phase und Frequenz mit dem vom spannungsgesteuerten Oszillator gelieferten Signal und erzeugt eine Fehler-Spannung am Ausgang, die der Phasen- und Frequenzdifferenz zwischen Eingangssignal und Oszillator proportional ist. Diese Fehlerspannung wird gefiltert und an den Steuereingang des spannungsgesteuerten Oszillators gelegt. Sie steuert ihn derart nach, daß die Frequenzdifferenz zwischen Eingangssignal und Oszillator immer kleiner wird. Liegt die Eingangsfrequenz nahe bei der Oszillatorfrequenz, so zwingt die Regelschleife der PLL-Schaltung den spannungsgesteuerten Oszillator auf die Frequenz des Eingangssignales einzurasten. Die Oszillatorfrequenz ist, abgesehen von der Phasendifferenz, identisch mit der Eingangsfrequenz.

Ist die Eingangsfrequenz frequenzmoduliert, so wird über die Regelschleife die Nachstimmspannung für den spannungsgesteuerten Oszillator im Takte dieser Frequenzmodulation schwanken. Sie entspricht also der Niederfrequenz. Diese wird am Stift 10 des HEF 4046 entnommen und über den Emitterfolger T_6 verstärkt. Mit dem Einsteller P_4 kann die Eingangsspannung des Endtransistors T_7 , also die Lautstärke im Kopfhörer geregelt werden.

Technische Daten

Versorgungsspannung + U_s	9 V
Leistungsaufnahme	35 mW
Mittenfrequenz	95 kHz
max. Frequenzhub	± 50 kHz
NF-Bandbreite	15 kHz

Wickeldaten für Spule 43 mH:

 Schalenkern 11 mm \varnothing x 7; N28

 AL = 250

 n = 415 Windungen 0,08 mm CuL

Bauteileliste zu Schaltung 4.6.2.

1 PLL-Schaltung	HEF 4046 P ¹	
6 Transistoren	BC 238	Q62702-C698
1 Transistor	BC 308	Q62702-C704
1 Fotodiode	BPW 34	Q62702-P73
1 Trimmer	4/20 pF	
1 Kondensator (Styro)	680 pF	B31310-A5681-H000
3 MKH-Schichtkondensatoren	1 nF	B32560-B3102-K
1 MKH-Schichtkondensator	1,5 nF	B32560-B3152-K
1 MKH-Schichtkondensator	4,7 nF	B32560-B3472-K
1 MKH-Schichtkondensator	0,22 µF	B32560-B1224-J
1 MKH-Schichtkondensator	0,68 µF	B32560-B1684-J
3 Elkos	1 µF	B41315-B9105-Z
2 Elkos	4,7 µF	B41315-A8475-Z
1 Elko	470 µF	B41286-A4477-T
1 Spule 43 mH:		
1 Satz Schalenkern N 28 11 Ø x 7		B65531-L0250-A028
1 Spulenkörper		B65532-A0000-R001
1 Halterung kompl.		B65535-A0002-X000
1 Abgleichschraube		B65539-A1002-X022
1 Kopfhörer	HD 414	Sennheiser

Weitere Empfängerschaltungen für Breitband- und Schmalband-FM finden Sie in unserer Technischen Mitteilung aus dem Bereich Bauelemente: „Übertragungs- und Fernsteuerverfahren mit Infrarot“, Bestell-Nr. B 1529.

¹ HEF 4046 entspricht RCA CD 4046

4.7. Leistungssparende Einkanal-Infrarot-Übertragung

Es wird eine Sender-Empfänger-Kombination beschrieben, die es erlaubt mit einer Sendediode LD 27 und einer Empfangsdiode BPW 34 einfache Befehle (z. B. „Ein“ – „Aus“) bis ca. 20 m drahtlos zu übertragen. Damit können Fernbedienungen von elektrischen Einrichtungen, wie z. B. die Steuerung von Beleuchtungsanlagen (Dimmern), Motoren, Schaltern, Modellsteuerungen (Eisenbahnen) in geschlossenen Räumen oder die Bedienung von unter Hochspannung stehender Anlagen vorgenommen werden. Auch der Einsatz als Lichtschranke ist vorteilhaft, da mit der verwendeten Trägerfrequenz eine hohe Störsicherheit gegenüber Dauerlicht und tiefen Frequenzen gegeben ist. Kombiniert mit einer Sender- und ggf. Empfangs-Optik läßt sich die Reichweite um ein Vielfaches vergrößern.

Eine Erweiterung auf mehrere Kanäle ist möglich. Der Stromverbrauch des Senders steigt dann auf den n-fachen Wert. Mit n Kanälen lassen sich $2^n - 1$ verschiedene Befehle übermitteln. Das Prinzip ist auch für anspruchsvollere Steuerungen (z. B. Fernbedienung von Fernsehempfängern) einsetzbar.

Die Information wird nur während eines möglichst kurzen Zeitraumes gesendet. Die Wiederholfrequenz beträgt 10 Hz, d. h. der Abstand zweier Befehle ca. 100 ms. Dadurch ist es möglich, den mittleren Leistungsverbrauch um den Faktor 500 gegenüber der Spitzenleistung zu verringern.

Die Information wird schmalbandig empfangen, um die Rauschbandbreite gering zu halten. Nur auf diesem Weg ist das vom Umlicht in der Empfangsdiode erzeugte Rauschen zu vermindern. Jeder Befehl besteht aus einer Gruppe von Impulsen konstanter Folgefrequenz (z. B. 50 kHz). Wieviele Impulse pro Gruppe notwendig sind, hängt von der Dimensionierung des Empfängers ab. Ein schmalbandiger Empfänger braucht eine nicht zu vernachlässigende Einschwingzeit. Beispielsweise benötigt ein Schwingkreis der Güte Q etwa $\frac{Q}{3}$ Schwingungsperioden bis seine Schwingungsamplitude auf 50% des Endwertes angewachsen ist. Bei 50 kHz Trägerfrequenz und $Q = 16$, d. h. bei einer Bandbreite von 3 kHz braucht man 5 Schwingungen bis zur Aufschaukelung der Kreisspannung auf 50%. Die Dauer einer Impulsgruppe wurde im vorliegenden Schaltbeispiel auf ca. 20 Schwingungen (entsprechend einer Impulsgruppendauer von 400 μ s) eingestellt.

4.7.1. Sender

Zwei Oszillatoren mit den Schwingfrequenzen von 10 Hz und 50 kHz sind aus einem einzigen C-MOS-Baustein HEF 4011¹ aufgebaut (Bild 4.7.1.). Der 10 Hz-Oszillator hat ein Tast-Verhältnis 250:1. Die unterschiedlichen Zeiten

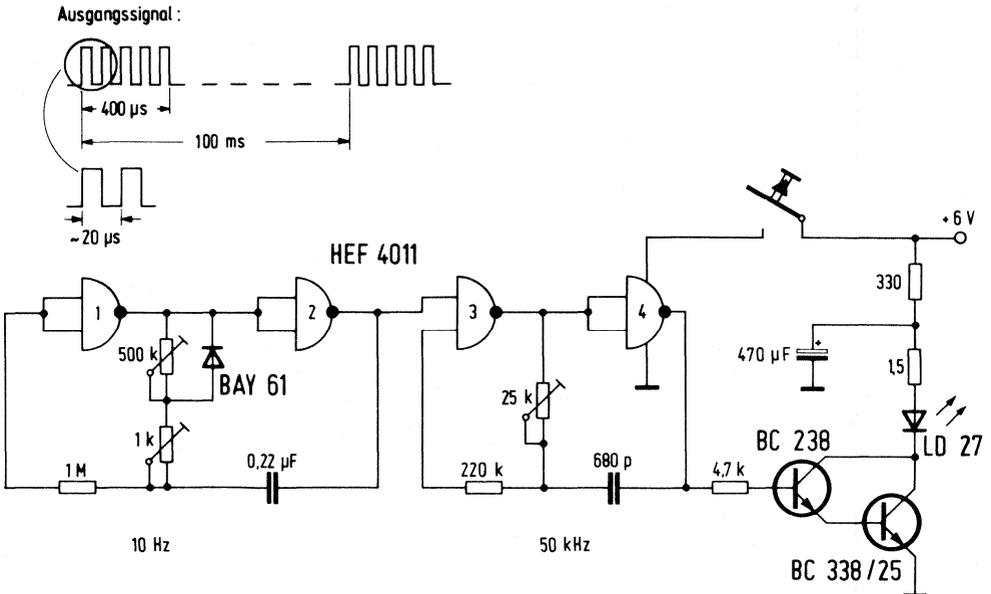


Bild 4.7.1.

werden durch die teilweise Überbrückung des Lade-Widerstandes mit der Diode BAY 61 erreicht. Der 50 kHz-Oszillator wird vom 10 Hz-Oszillator getaktet. Er ist nur während 400 μ s in Betrieb. Die IR-Sendediode wird über eine Darlingtonstufe im Rhythmus des Ausgangssignales getastet. Sie wird der Einfachheit halber rechteckmoduliert. Bei 1 A Spitzenstrom beträgt der mittlere Strom 2 mA. Da die Batterie einen solchen Spitzenstrom nicht abgibt, wird dieser aus einem 470 μ F-Kondensator entnommen, dessen Spannung während einer Impulsgruppendauer um ca. 0,5 V absinkt. Der zu Beginn etwas höhere Diodenstrom wirkt sich günstig auf das Anschwingen des Schwingkreises im Empfänger aus.

Technische Daten

Leistungsaufnahme	6 V/2 mA
Sendefrequenz	50 kHz
Impulsgruppendauer/Periode	400 μ s/100 ms
Abgestrahlte Spitzenleistung	80 mW/sr
Öffnungskegel (Halbwinkel)	35°

4.7.2. Empfänger

Die Empfangsdiode BPW 34 arbeitet auf einem Wechselstrom-Widerstand von ca. 80 k Ω bei 50 kHz. Der Diodengleichstrom sollte 20 μ A nicht überschreiten. Als Infrarotfilter hat sich ein unbelichteter, aber entwickelter Farbfilm (z. B. CT 18 von Agfa) gut bewährt. In der nachfolgenden Schaltung werden die Impulsgruppen verstärkt, begrenzt, gleichgerichtet und zur Ansteuerung eines Monoflops verwendet. Es überbrückt die Pause bis zur Wiederholung der Impulsgruppe. Solange die Sendertaste gedrückt wird, steht also am Empfängeranfang eine Gleichspannung zur Verfügung, mit der die gewünschte Steuerung vorgenommen werden kann.

Der Verstärker (V etwa 20 000) wird durch die Transistoren T₁ bis T₅ gebildet. T₁ arbeitet als Impedanzwandlerstufe. Die Bandbreite wird durch eine selektive Gegenkopplung zwischen T₃ und T₄ auf ca. 3 kHz eingestellt. T₆ dient als Schwellwertschalter und Begrenzer. Das Signal wird durch C_s integriert und soweit verzögert, daß nach Beginn der Impulsreihe drei bis vier 50-kHz-Schwingungen vergehen, bis die nachfolgende monostabile Kippstufe, bestehend aus zwei NAND-Gattern HEF 4011¹, getriggert wird. Damit soll vermieden werden, daß kurze Impulsstörungen zur Auslösung des Monoflops führen. Die Dauer des Monoflop-Impulses ist auf nicht ganz 100 ms eingestellt. Wenn die folgende Impulsgruppe vom Sender ausbleibt, wird spätestens nach 100 ms der Ruhezustand wieder hergestellt.

¹ HEF 4011 entspricht RCA CD 4011

Technische Daten

Leistungsaufnahme (ohne Ausgangsschaltung)	9 V/10 mA
Empfangsbandbreite	3 kHz
Mittelfrequenz	50 kHz
Zulässiges Umgebungslicht	
Tageslicht	max. 4000 Lux
Glühlicht	max. 500 Lux
Leuchtstoffröhrenlicht	max. 10 000 Lux
IR-Filter, Grenzwellenlänge	870 nm
Reichweite mit vorher beschriebenem Sender bei optimaler Ausrichtung ohne Optik ca. 20 m.	

Bauteileliste zu Schaltung 4.7.1.

1 IS (Vier C-MOS NAND-Gatter)	HEF 4011 P ¹	
1 Transistor	BC 238	Q62702-C698
1 Transistor	BC 238/25	Q62702-C314-V2
1 Lumineszenzdiode	LD 27	Q62703-Q141-S1
1 Diode	BAY 61	Q62702-A389
1 Kondensator (Styro)	680 pF	B31310-A5681-H000
1 MKH-Schichtkondensator	0,22 µF	B32560-B1224-J
1 Elko	470 µF	B41316-A2477-Z000
1 Drucktaste		C42315-A11-A4

Bauteileliste zu Schaltung 4.7.2.

7 Transistoren	BC 238	Q62702-C698
1 Transistor	BC 308	Q62702-C704
1 IS (Vier C-MOS NAND-Gatter)	HEF 4011 P ¹	
1 Si-Fotodiode	BPW 34	Q62702-P73
1 Lumineszenzdiode (rot)	LD 41/A	Q62703-Q115-S1
2 Dioden	BAY 61	Q62702-A389
1 Kondensator (Styro)	680 pF	B31310-A5681-H000
1 MKH-Schichtkondensator	1 nF	B32560-B3102-K
1 MKH-Schichtkondensator	1,5 nF	B32560-B3152-K
1 MKH-Schichtkondensator	22 nF	B32560-B3223-J
1 Kondensator (Keramik)	22 nF	B37449-A6223-S3
1 MKH-Schichtkondensator	0,1 µF	B32560-B1104-J
3 Elkos	1 µF	B41315-B9105-Z000
1 Elko	4,7 µF	B41286-A9475-T
1 Elko	220 µF	B41286-C3227-T
1 Induktivität	11 mH	

¹ HEF 4011 P entspricht RCA CD 4011

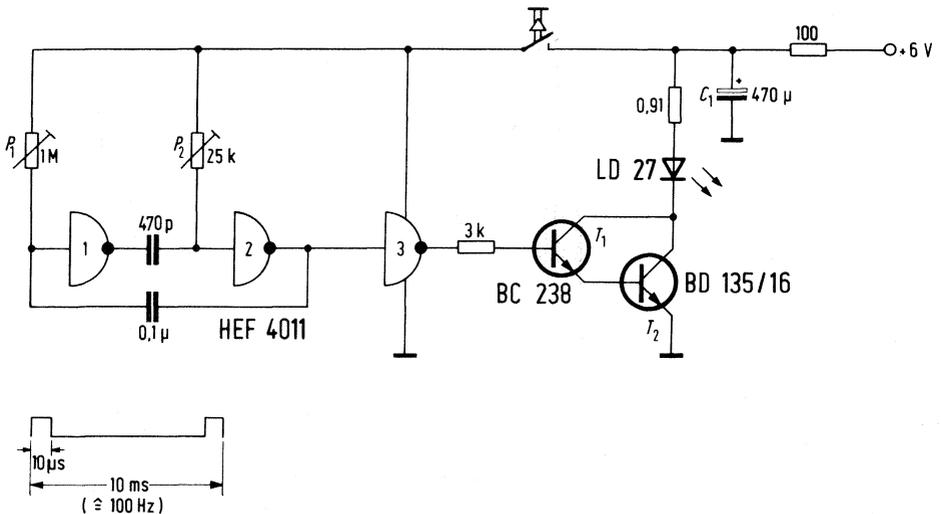
4.8. Reflexionslichtschranke

Für eine Reflexionslichtschranke lässt sich grundsätzlich die Schaltung nach 4.7. verwenden. Werden jedoch hinsichtlich Empfindlichkeit und Störbeeinflussung durch Fremdlicht keine so hohen Anforderungen gestellt, kann die Schaltung noch vereinfacht werden.

Die nachfolgend beschriebene Schaltung spricht bis zu einer Entfernung von max. 1 m sowohl auf Kleidungs- als auch auf Hautreflexionen an.

4.8.1. Sender

Der Sender (Bild 4.8.1.) arbeitet mit Impulsen von $10 \mu\text{s}$ Breite und einer Folgefrequenz von 100 Hz. Der Impulsgenerator ist mit dem CMOS-Gatter HEF 4011¹⁾ aufgebaut. Die Impulsdauer lässt sich mit dem Einsteller P_2 , die Folgefrequenz mit P_1 justieren. Über die Darlingtonstufe T_1, T_2 erhält die Lumineszenzdiode LD 27 einen Spitzenstrom von 1,5 A. Als Stützkondensator dient der Elektrolytkondensator C_1 . Bei dem vorgesehenen Tastverhältnis 1000 : 1 ergibt sich für den Sender ein mittlerer Strom von 1,7 mA einschließlich der Ansteuerschaltung.



¹⁾ HEF 4011 entspricht RCA CD 4011

Bild 4.8.1.

Technische Daten

Leistungsaufnahme

6 V/1,7 mA

Impulsabstand

10 ms

Impulsbreite

10 μ s

Öffnungskegel (Halbwinkel)

35°

4.8.2. Empfänger

Für ein Umgebungslicht < 500 Lux kann mit einer breitbandigen Empfängerschaltung (**Bild 4.8.2.**) gearbeitet werden. Als Infrarotfilter vor der Fotodiode BPW 34 dient ein unbelichteter, entwickelter Farbfilm CT 18 von Agfa. Das Signal wird nachfolgend über die Transistoren T_1 bis T_5 verstärkt und steht zur Weiterverarbeitung am Ausgang mit einer Spannung von $6 V_{SS}$ zur Verfügung. Die Verstärkung ist ca. 20 000-fach. Mit dem Einsteller P_2 wird der Arbeitspunkt des Transistors T_5 bestimmt. An der Basis von T_5 soll eine Gleichspannung von 3 V sein. Der Einsteller P_1 ist für den Arbeitspunkt des Transistors T_2 zuständig. Mit ihm stellt man ein gut symmetrisches Ausgangssignal ein.

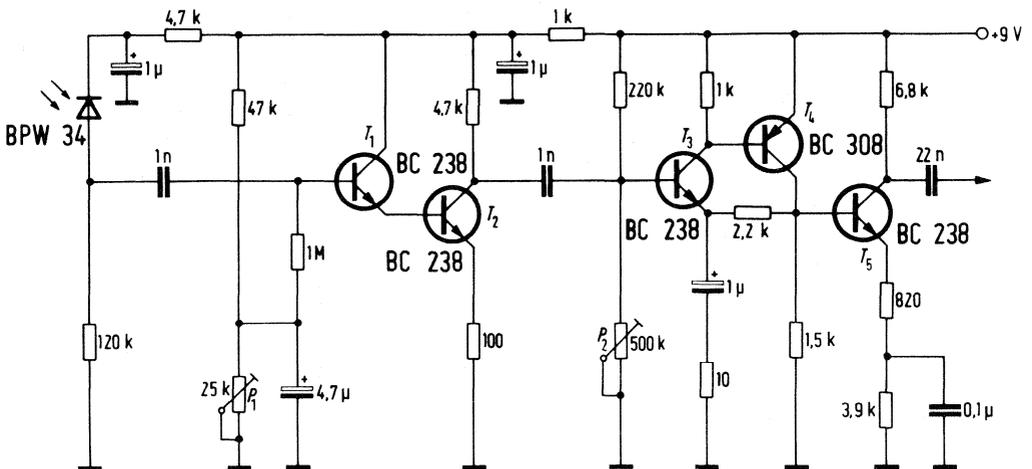


Bild 4.8.2.

Technische Daten

Leistungsaufnahme	9 V/5 mA
Verstärkung	20 000-fach
Ausgangsspannung	6 V _{ss}
Rauschen (ohne Fremdlicht)	ca. 0,5 V
Reichweite mit vorher beschriebenem Sender für Reflexion an Kleidung oder Haut	max. 1 m

Bauteileliste zu Schaltung 4.8.1.

1 IS (Vier-CMOS-NAND-Gatter)	HEF 4011 P ¹⁾	
1 Transistor	BC 238	Q62702-C698
1 Transistor	BD 135/16	Q62702-D106-V3
1 IR-Lumineszenzdiode	LD 27	Q62703-Q141-S1
1 Kondensator (Styro)	470 pF	B31310-A5471-H000
1 MKH-Schichtkondensator	0,1 µF	B32560-B1104-J
1 Elko	470 µF	B41286-C2477-T
1 Drucktaste		z. B. C42315-A11-A4

Bauteileliste zu Schaltung 4.8.2.

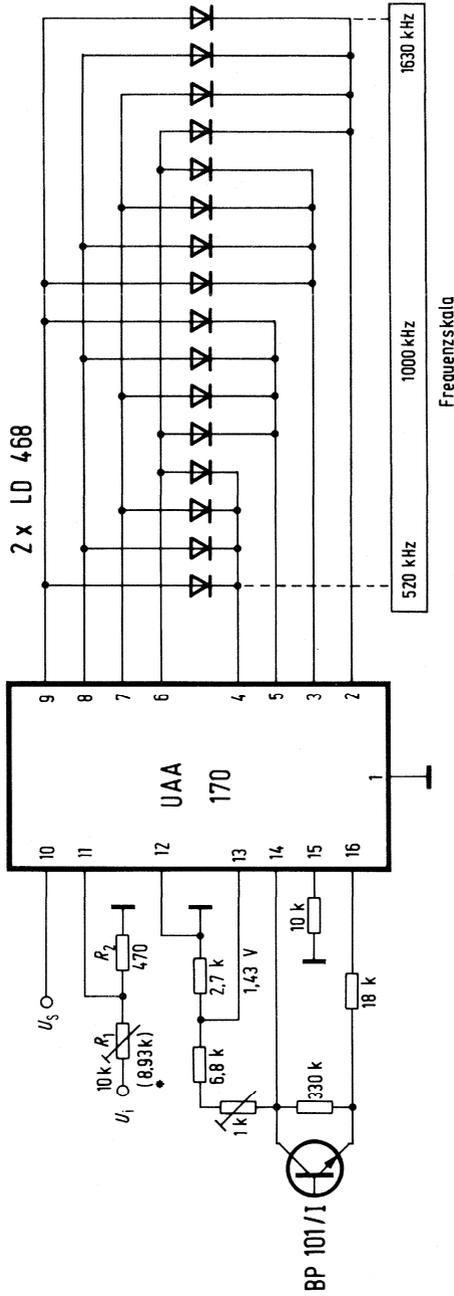
4 Transistoren	BC 238	Q62702-C698
1 Transistor	BC 308	Q62702-C704
1 Si-Fotodiode	BPW 34	Q62702-P73
2 MKH-Schichtkondensatoren	1 nF	B32560-B3102-K
1 Kondensator (Keramik)	22 nF	B37449-A6223-S3
1 Kondensator (Keramik)	0,1 µF	B37449-A6104-S3
3 Elkos	1 µF	B41315-B9105-T
1 Elko	4,7 µF	B41315-A8475-T

4.9. Abstimmkala für Mittelwellen-Radio

Mit der in **Bild 4.9.** dargestellten Schaltung erhält man mit einer LED-Zeile aus 16 Elementen einen guten Anhaltswert für die Frequenz des eingestellten Senders. Als Steuerspannung des UAA 170 wird die mit dem Spannungsteiler R₁/R₂ heruntergeteilte Abstimmspannung der Kapazitätsdioden BB 113 verwendet. Bedingt durch die nichtlineare Spannungs-/Kapazitätskennlinie der Abstimmioden erscheinen die Sender am linken Ende der Skala etwas stärker gedrängt. Da die Skala keine mechanisch bewegten Teile hat, ist sie besonders für einen robusten Betrieb (Auto-Radios) geeignet. Eine Regelung der Lichtstärke der Leuchtdioden in Abhängigkeit von der Umgebungshelligkeit ist vorteilhaft, damit die Skala sowohl bei Sonnenlicht als auch bei Dunkelheit gleich gut ablesbar ist. Die Regelung der Helligkeit besorgt der Fototransistor BP 101/1. Die angegebene Schaltung ist für gleitenden Leuchtübergang zwischen den Dioden ausgelegt.

¹⁾ HEF 4011 entspricht RCA CD 4011

Bild 4.9.



◆ Sollwert

Technische Daten

Versorgungsspannung
Eingangsspannung für die Frequenzanzeige
Spannung nach dem Spannungsteiler R1/R2
entspricht einer Frequenz von

$U_s = 10 \text{ bis } 18 \text{ V}$
 $U_i = 1,2\text{--}27 \text{ V}$
 $U_e = 0,06\text{--}1,16 \text{ V}$
 $f = 520\text{--}1630 \text{ kHz}$

Bauteileliste zu Schaltung 4.9.

1 Ansteuerbaustein f. LED-Zeilen	UAA 170	Q67000-A940
1 Fototransistor	BP 101/I	Q62702-B28
2 Lumineszenzdioden-Zeilen	LD 468	Q62703-Q86

4.10. Pegelmesser mit UAA 180 und logarithmischer Anzeige

Pegelmesser mit logarithmischer Leuchtbandanzeige sind besonders als Aussteuerungsanzeigen von Tonbandgeräten, NF-Verstärkern und ELA-Geräten geeignet. Nachstehend werden zwei Schaltbeispiele mit dem Ansteuerbaustein UAA 180 beschrieben. Der UAA 180 besitzt eine auflaufende Anzeige der LED-Zeilen, ähnlich einem Thermometer. Wird eine punktförmige Anzeige gewünscht, so muß der UAA 170 eingesetzt werden. Die Schaltung ist sinngemäß abzuändern.

4.10.1. Pegelmesser für 30 mV – 1,4 V

Bild 4.10.1. zeigt die Schaltung eines Pegelmessers für 30 mV–1,4 V. Die logarithmische Kennlinie wird durch eine lineare Annäherung mit zwei Steigungen erreicht.

Der 4-fach Operationsverstärker TAA 4761 führt folgende Funktionen aus: Der OP A dient als Zweiweg-Gleichrichter. Die negative Halbwelle gelangt direkt über den Widerstand R_1 auf den nichtinvertierenden Eingang des OP B. Für die positive Halbwelle arbeitet OP A als invertierender Verstärker mit der Verstärkung eins. Bedingung für eine einwandfreie Gleichrichtung ist, daß der Quellwiderstand der Eingangsspannung genügend klein ist.

Der OP B speichert im Kondensator C_1 den Spitzenwert. Der OP C dient als Phasenumkehr und Anpassung an den UAA 180, während der OP D als nichtlineare Last zur Annäherung an die logarithmische Kurve wirkt. Die Steuerspannung für den UAA 180 wird am Verbindungspunkt der Widerstände R_2 und R_3 abgenommen, die untere Vergleichsspannung am Verbindungspunkt der Widerstände R_6 und R_7 , die obere Vergleichsspannung am Verbindungspunkt der Widerstände R_4 und R_5 .

Der Fototransistor BP 101/I steuert die Anpassung der Leuchtdichte der LED-Zeile an die Umgebungshelligkeit.

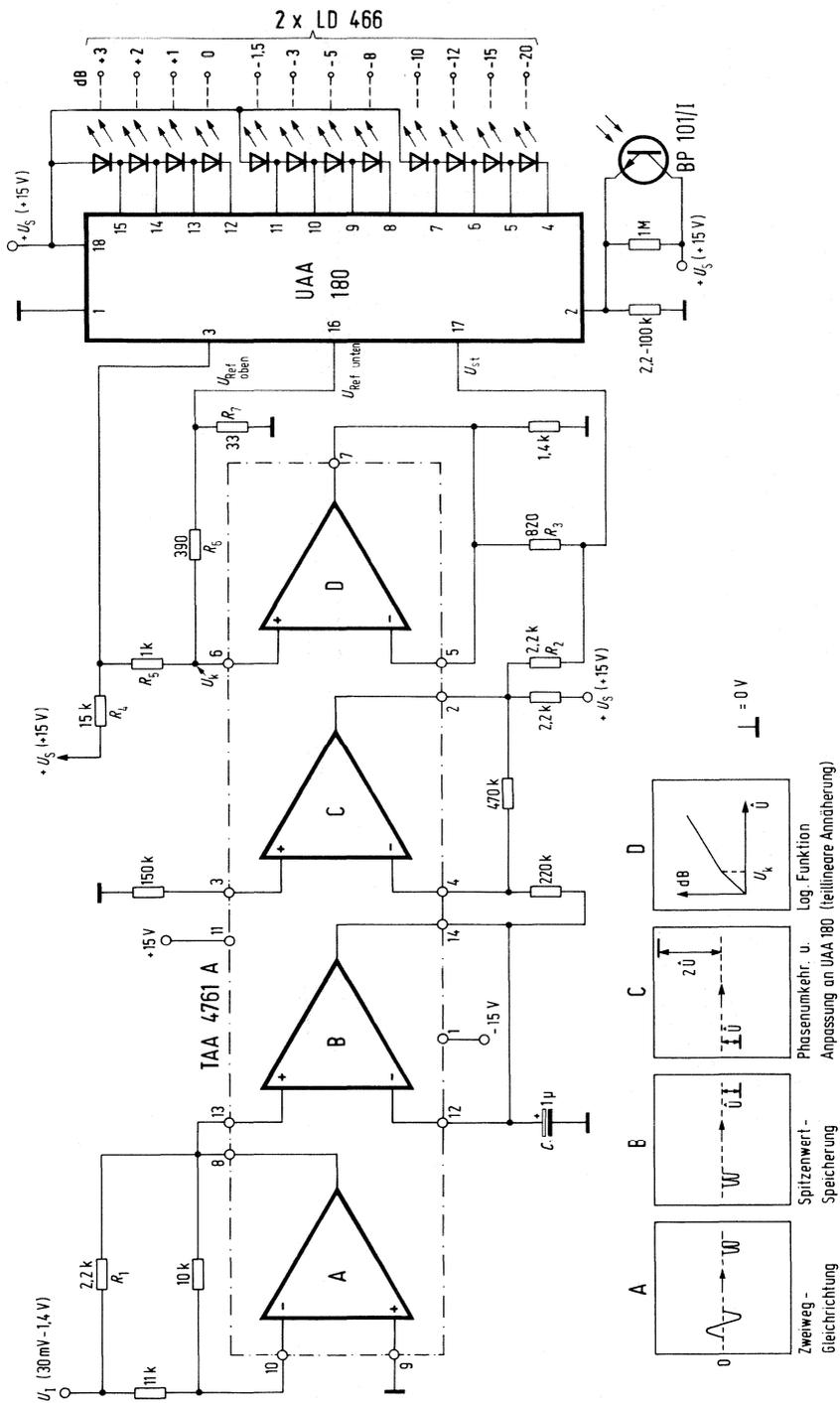


Bild 4.10.1.

4.10.2. Pegelmesser für $0,2_{\text{eff}} - 11 V_{\text{eff}}$

Bei der Schaltung nach **Bild 4.10.2.** wird die Funktion $U_o = \log |U_i|$ für $U_i \leq 0$ durch einen Polygonzug angenähert. Die Spannungsverstärkung des Operationsverstärkers ist durch das Widerstandsverhältnis R_2/R_1 bestimmt. Solange die Ausgangsspannung U_o kleiner als die Spannung einer der Zenerdioden ist, wird nur R_{21} im Gegenkopplungszweig wirksam. Wenn die Spannungen der Zenerdioden überschritten werden, verringert sich der Gegenkopplungswiderstand auf $R_2 = R_{21} \parallel R_{22}$ bzw. $= R_{21} \parallel R_{22} \parallel R_{23}$, usw. In der Kennlinie $U_o = f(U_i)$ treten Knicke auf, mit denen man die Funktion mit stetig fallender Steigung gut annähern kann. Die Gleichrichtung der Wechsellspannung übernimmt die Diode BAY 61, wobei nur die negativen Halbwellen berücksichtigt werden. Ferner kann auch eine negative Gleichspannung an den Eingang gelegt werden. Als Anzeige dient eine LED-Zeile, die von einem Ansteuerbaustein UAA 180 angesteuert wird.

Die Anzeige ist ab der 3. LED logarithmisch, der Fehler beträgt max. $\pm 4\%$. Für die Anzeige der 1. und 2. LED ist die Eingangsspannung zu klein, die logarithmische Funktion kann hier noch nicht angenähert werden. Die Anzeigegenauigkeit ist weitgehend vom Temperaturkoeffizient der Zenerdioden abhängig. Für einen geringeren Temperaturgang der Anzeige bei den größeren Spannungen ist es sinnvoll, mehrere Zenerdioden von 6 V in Reihe zu schalten oder den TK mit Siliziumdioden zu kompensieren. Die Kompensation mit Siliziumdioden hat noch den Vorteil, daß die Kennlinie etwas abgerundet wird.

Bild 4.10.3. zeigt die Kennlinie des Leuchtbandes in Abhängigkeit von der Eingangsspannung. Die Schaltung wurde für einen gleitenden Leuchtübergang zwischen den LED's dimensioniert.

Wird zusätzlich zur Anzeige einer Wechsellspannung die Anzeigemöglichkeit einer positiven Gleichspannung gewünscht, so muß eine invertierende OP-Schaltung nach **Bild 4.10.4.** vorgeschaltet werden. In ihr ist eine Halbwellenspitzengleichrichtung enthalten. Zu beachten ist, daß sich sowohl der Widerstand R_1 als auch die Widerstände R_{21} bis R_{24} in **Bild 4.10.2.** um den Faktor 10 erhöhen.

Bauteileliste zu Schaltung 4.10.1.

1 Ansteuerschaltung f. LED-Zeilen	UAA 180	Q67000-A1104
1 Vierfach-Operationsverstärker	TAA 4761 A	Q67000-A1032
1 Fototransistor	BP 101/I	Q62702-B28
2 Lumineszenzdioden-Zeilen	LD 466	Q62703-Q84
1 Elko	1 μ F	B41315-B9105-Z

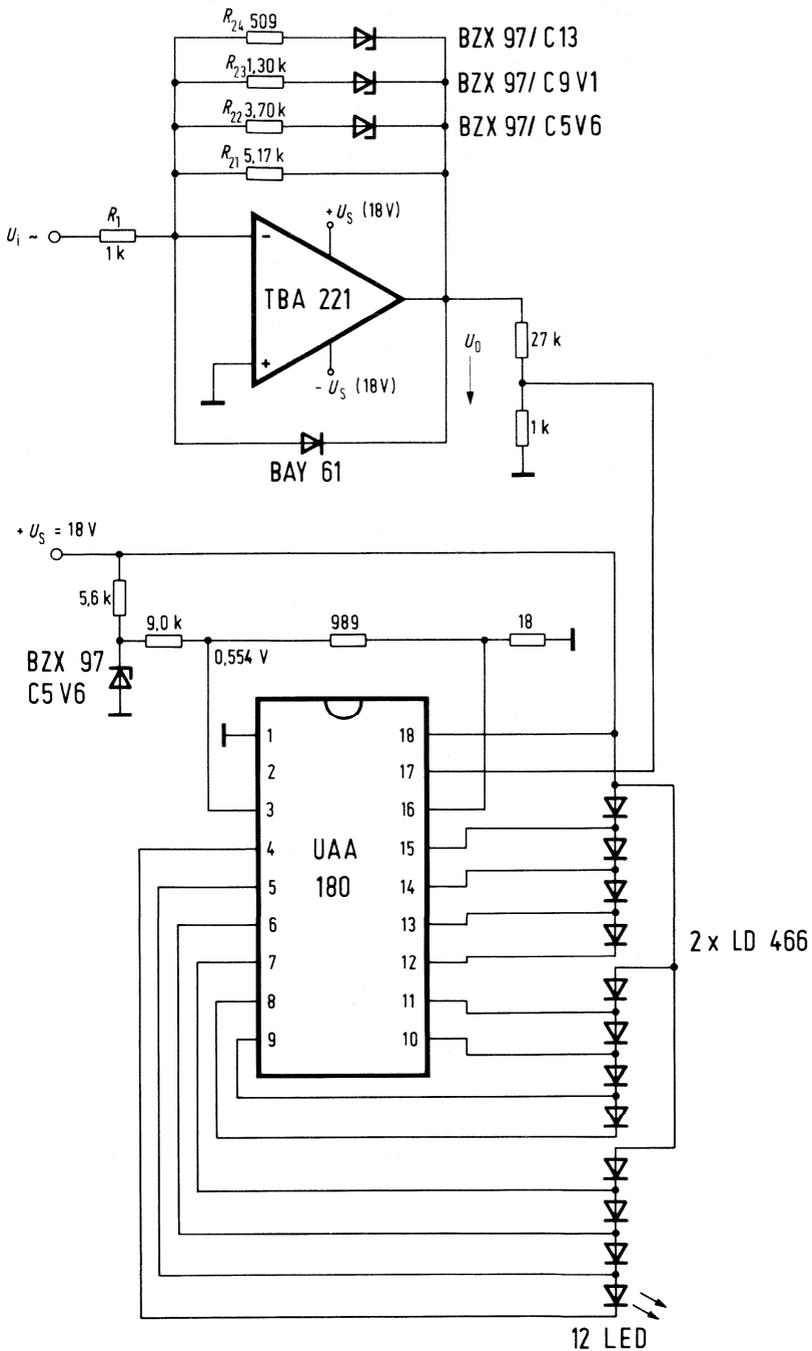


Bild 4.10.2.

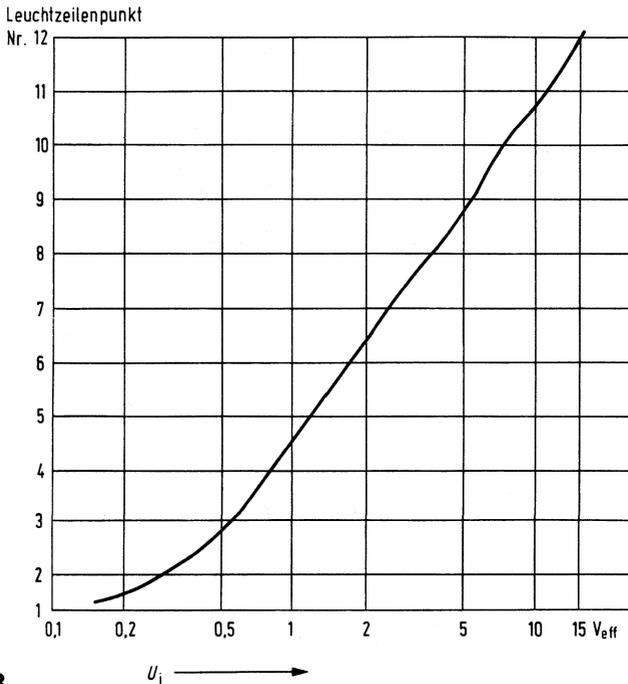


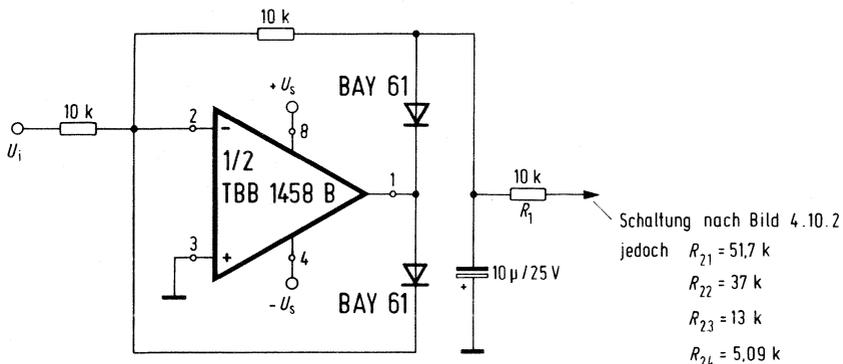
Bild 4.10.3.

Bauteileliste zu Schaltung 4.10.2.

1 Ansteuerschaltung f. LED-Zeilen	UAA 180	Q67000-A1104
1 Operationsverstärker	TBA 221	Q67000-A134
	oder 1/2 TBB 1458 B	Q67000-A1036
2 Lumineszenzdioden-Zeilen	LD 466	Q62703-Q84
2 Zenerdioden	BZX97/C5V6	Q62702-Z1229
1 Zenerdiode	BZX97/C9V1	Q62702-Z1234
1 Zenerdiode	BZX97/C13	Q62702-Z1238
1 Diode	BAY 61	Q62702-A389

Bauteileliste zu Schaltung 4.10.4.

1 Operationsverstärker	1/2 TBB 1458 B	Q67000-A1036
2 Dioden	BAY 61	Q62702-A389
1 Elko	10 μ F	B41316-A8106-Z



$U_i = +0,28 \text{ V} \dots +15,5 \text{ V}$ Gleichspannung oder

$U_i = 0,2 \text{ V}_{\text{eff}} \dots 11 \text{ V}_{\text{eff}}$ Wechselspannung

Bild 4.10.4.

5. Steuer-, Regel- und Schaltverstärker-Schaltungen

5.1. Induktiver Schlitzschalter mit TCA 105

Der Schaltkreis TCA 105, der als induktiver Näherungsschalter, aber auch als einfacher Schwellwertschalter (siehe Schaltbeispiel 5.15) überall in der Schaltungstechnik seinen Platz gefunden hat, wurde in seinem Hystereseverhalten verbessert. Positive Auswirkungen hat das besonders auf die Anwendung als Schlitzschalter. Es werden deshalb zwei Beispiele für einen induktiv arbeitenden Schlitzschalter angegeben. Die Schlitzschalter benötigen nur einen geringen externen Bauelementeaufwand. Mögliche Anwendungsfälle sind z. B. Tasten, Türschließer, Positionskontroller, Zähleinrichtungen, Drehzahlmesser.

Funktion:

Der aus der Spule L_1 und dem Kondensator C_2 bestehende Serienschwingkreis (Bild 5.1.1.) induziert in die Spule L_2 eine Spannung, die an den Anschluß 3 der IS geführt wird und den Rückkopplungskreis schließt. Durch Einschieben eines Eisenbleches zwischen die beiden Spulen wird zunächst die Schwingung gedämpft und schließlich die Kopplung ganz unterbrochen. Es ergibt sich folgendes Ausgangsverhalten:

Schwingung	Ausgang (4)	Ausgang (5)
ungedämpft	durchgeschaltet	gesperrt
gedämpft	gesperrt	durchgeschaltet

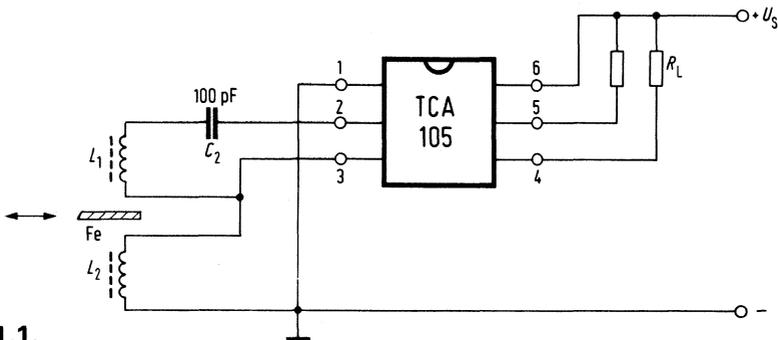


Bild 5.1.1.

Dimensionierung

Für die Dimensionierung der Schwingkreise sind einige allgemeine Hinweise zu beachten. Es darf am Eingang 2 keine höhere Wechselspannung als 0,8 V auftreten, da sonst der Schaltzustand des Ausgangs 5 beeinflusst wird.

Die erzielbare max. Schlitzbreite der Kerne (**Bild 5.1.2**) hängt von der gewählten Frequenz ab. Da für eine große Schlitzbreite die Spuleninduktivität L_1 einerseits möglichst groß sein soll, andererseits aber die Frequenz möglichst hoch sein soll, bleibt für die freie Dimensionierung der Schwingkreiskondensator C . Dieser Kondensator sollte jedoch nicht kleiner als 100 pF sein, um nicht in den Bereich parasitärer Kapazitäten zu gelangen.

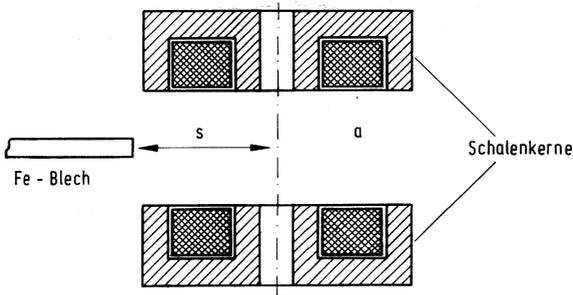


Bild 5.1.2

Ausgeführte Beispiele

In dem im **Bild 5.1.1**. gezeigten Beispiel erwiesen sich die Siferrit-Schalenkerne $9 \text{ } \varnothing \times 5 \text{ mm}$ und $11 \text{ } \varnothing \times 7 \text{ mm}$ als geeignet. Es wurde eine Schlitzbreite von 2,5 mm bzw. 6,5 mm erreicht. Als Wicklungsträger wurden halbierte serienmäßige Spulenkörper verwendet. Ein sicheres Schaltverhalten (**Bild 5.1.3.**) bei nicht zu großer Hysterese wurde mit Eisenblechfahnen mit einer Dicke von 0,5 bis 1 mm und einer Breite, die dem Schalenkerndurchmesser entspricht, erzielt.

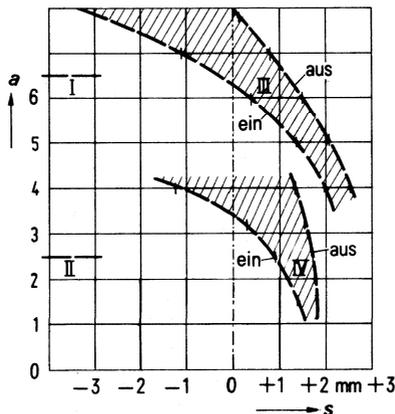


Bild 5.1.3.

Technische Daten

Siferrit Schalenkerne	9 Ø x 5		11 Ø x 7
Betriebsspannung		4,5 ... 30 V	
Aufnahmestrom ohne Laststrom		8 mA	
max. Laststrom		50 mA	
Schlitzbreite	2,5 mm		6,5 mm
mech. Hysterese	0,9 mm		1,8 mm
Induktivität $L_1 = L_2$	10 μ H		40 μ H
Frequenz	5,7 MHz		2,6 MHz
Temperaturbereich		- 25° C bis + 85 ° C	

Bauteileliste zu Schaltung 5.1.1.

1 (Satz) Siferritschalenkerne 9 Ø x 5	B65517-A0000-R001
2 Spulenkörper	B65522-A0000-R001
Wicklung $n_1 = n_2 = 23$ Windungen mit 1 x 12 x 0,04 mm Cu-Litze oder	
1 (Satz) Siferritschalenkerne 11 Ø x 7	B65531-L0000-R001
2 Spulenkörper	B65532-A0000-R002
Wicklung $n_1 = n_2 = 40$ Windungen mit 1 x 12 x 0,04 mm Cu-Litze	
1 Schwellwertschalter TCA 105	Q67000-A527
oder	
1 Schwellwertschalter TCA 105 W	Q67000-A600
1 Polypropylen-Kondensator 100 pF	B33063-A1101-J

5.2. Induktiver Schlitzschalter für größere Abstände mit TCA 105

Wie in 5.1. beschrieben, führen Schwingamplituden, die größer als 0,8 V sind, zu Störungen am Ausgang 5. Begnügt man sich mit dem Ausgang 4 und läßt den Ausgang 5 unbeschaltet, kann man mit größeren Induktivitäten und damit größeren Schwingamplituden größere Schlitzbreiten erzielen. Für den Einsatz in Näherungs- und Schlitzschaltern wurde ein preiswertes ungeschliffenes Schalenkern-Sonderprogramm geschaffen. In dem folgenden Beispiel (**Bild 5.2.**) sind drei verschiedene Dimensionierungen mit den neuen Kernen durchgeführt.

Die für die größeren Schlitzbreiten notwendigen höheren Induktivitäten ergeben grundsätzlich niedrigere Schwingfrequenzen. Bei der Bemessung sollte man für die Induktivität nicht über 1 mH gehen. Das Schwingverhalten bei diesen Frequenzen wird mit einem zusätzlichen Kondensator C_2 stabilisiert. Beschaltet man in der Schaltung nach Bild 5.2. den Eingangskreis mit einer zusätzlichen Diode D (gestrichelt), wird die negative Halbwelle des Oszillators so begrenzt, daß am Ausgang 5 keine Störungen auftreten. Er kann dann benutzt werden. Dies hat den Vorteil, daß zusätzlich eine Invertierung zur Verfügung steht.

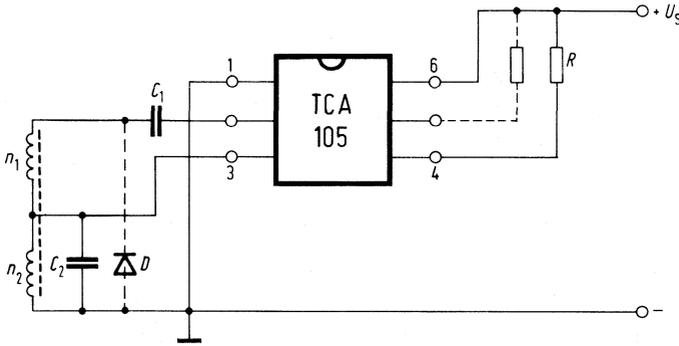


Bild 5.2.

Technische Daten

Siferrit Schalenkerne	7 Ø x 3,6 mm	9,4 Ø x 4,6 mm	14,4 Ø x 7,5 mm
Betriebsspannung		4,5 bis 30 V	
Aufnahmestrom ohne Laststrom		8 mA	
max. Laststrom		50 mA	
Schlitzbreite	3,5 mm	6 mm	12 mm
mech. Hysterese	0,2 mm	0,5 mm	2 mm
Induktivität $L_1 = L_2$	8 µH	11 µH	100 µH
Frequenz	1,2 MHz	2 MHz	1 MHz
Temperaturbereich		-25° C bis +85° C	

Bauteileliste zu Schaltung 5.2.

1 Schwellwertschalter

TCA 105

oder TCA 105 W

1 Diode BA 127 D

Q67000-A527

Q67000-A600

Q60201-

X127-D9

Für Siferrit-Schalenkerngrößen:

7 Ø x 3,6 mm 9,4 Ø x 4,6 mm 14,4 Ø x 7,5 mm

2 Schalenkerne

(Siferrit-Mat. M 25)

2 Spulenkörper

Windungszahl $n_1 = n_2$

(Cu-Litze 1 x 12 x 0,4 mm)

Polypropylenkondensatoren

1 C_1

1 C_2

B65933- B65935- B65937-
A0000-X025 A0000-X025 A0000-X025

B65512- B65522- B65542-
A0000-R001 A0000-R001 A0000-M001

20 25 60

2,2 nF 560 pF 220 pF
B33063- B33063- B33063-
A1222-J A1561-J A1221-J

2,2 nF 560 pF 100 pF
B33063- B33063- B33063-
A1222-J A1561-J A1101-J

5.3. Induktive Näherungsschalter mit TCA 205 A

Der monolithisch integrierte Schwellwertschalter TCA 205 A wurde speziell für die Anwendung in induktiven Näherungsschaltern entwickelt. Er enthält eine Oszillatorstufe, einen Schwellwertschalter und zwei antivalente Ausgangsstufen. Eine eingebaute Spannungstabilisierung erlaubt einen weiten Batteriespannungsbereich (4,75 bis 27 V). Bei optimaler Bemessung des Sensorschwingkreises ist eine kontaktlose Schalteranwendung bis zu einem Abstand von etwa 6 cm bei Annäherung von Eisenteilen erreichbar. Sowohl der Abstand als auch die Hysterese sind getrennt einstellbar. Durch Beschaltung des Anschlusses 9 mit einem Kondensator läßt sich eine Schaltverzögerung der Ausgänge gegenüber dem Anlegen der Versorgungsspannung erreichen.

Funktion

Bild 5.3.1. zeigt das Blockschaltbild und die Außenbeschaltung des TCA 205 A bei Verwendung als induktiver Näherungsschalter. An den beiden miteinander verbundenen Anschlüssen 12 und 13 wird ein Parallelschwingkreis angeschlossen, der als Abstandsfühler arbeitet. Der interne Oszillator erzeugt eine Schwingungsamplitude, deren Größe sich mit einem zwischen den Klemmen 2 und 14 angeschalteten Einsteller verändern läßt. Die Schwingung wird gleichgerichtet und einem Schwellwertschalter zugeführt. Bei Annäherung eines Metallteiles an den Schwingkreis verändert sich dessen Güte und damit auch die Schwingungsamplitude des Oszillators. Unterschreitet die gleichgerichtete Schwingungsamplitude einen in der integrierten Schaltung festgelegten Pegel, so spricht der Schwellwertschalter an und schaltet die beiden antivalenten Ausgangsstufen um.

Dimensionierung des Schwingkreises

Die Empfindlichkeit des Näherungsschalters hängt weitgehend von der Güte und dem Streuungsfeld der verwendeten Schwingkreisspule ab. Der Abstand, bei dem ein Schaltvorgang ausgelöst wird, vergrößert sich mit den mechanischen Abmessungen des Schalenkerns. Für eine sichere Dimensionierung gilt bei einem Schaltabstand bis zu etwa 30 mm:

$$d \cong 2 \times a$$

d Außendurchmesser des Schalenkerns

a erzielbarer Abstand zur Betätigung des berührungslosen Schalters

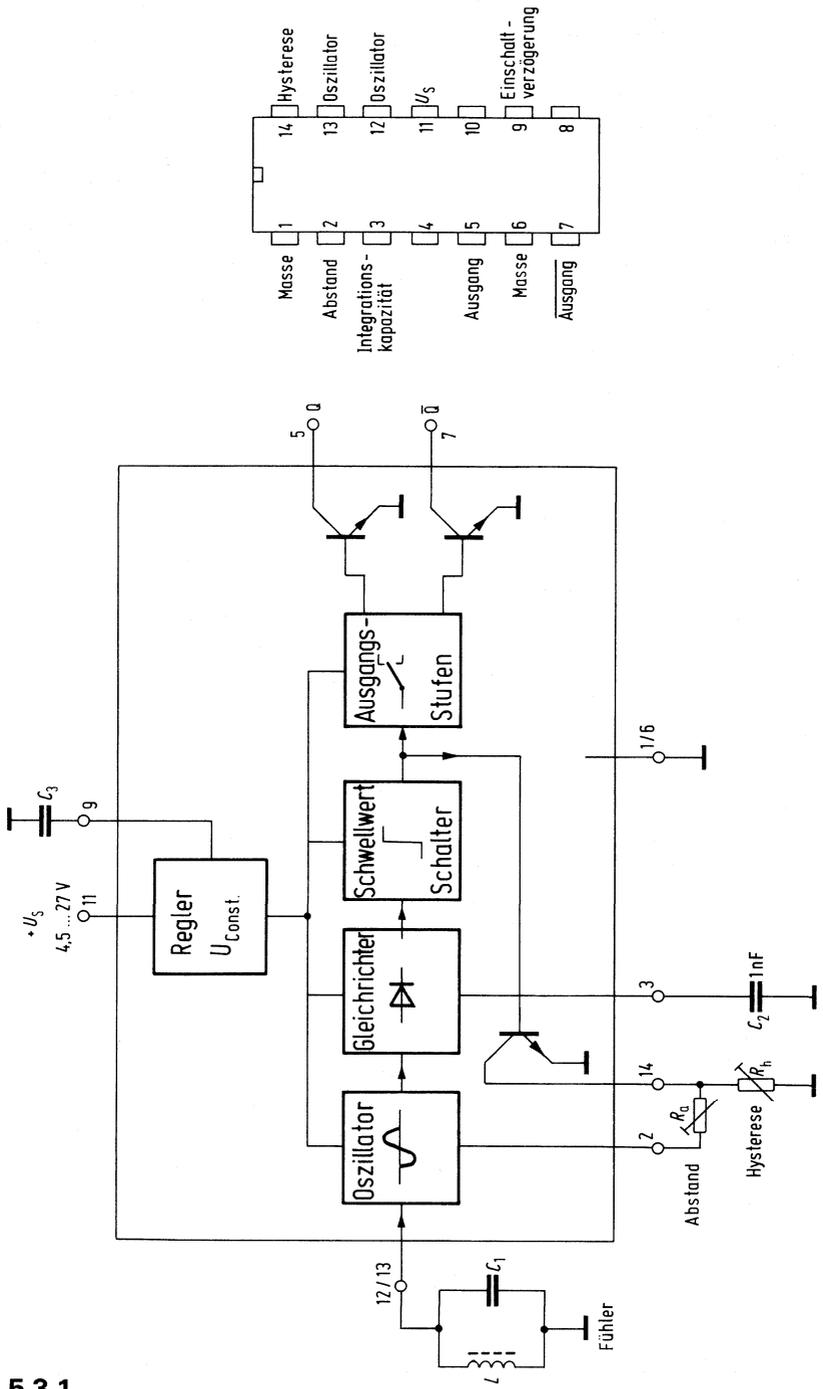


Bild 5.3.1.

Wie aus den drei Beispielen ersichtlich, läßt sich bei Optimierung der Schaltung ein Abstand erreichen, der etwa dem Durchmesser des Schalenkernes entspricht.

In der Außenbeschaltung dient der Integrationskondensator C_2 zur Siebung der gleichgerichteten Schwingfrequenz. Mit dem Kondensator C_3 an Anschluß 9 kann eine Schaltverzögerung der Ausgänge gegenüber der Versorgungsspannung erzielt werden. Die Verzögerungszeit beträgt etwa $250 \text{ ms}/1 \mu\text{F}$. **Bild 5.3.2.** zeigt einen möglichen Aufbau der Schaltungsordnung. Der gesamte Fühler ist hier in einer Hülse untergebracht, dessen Durchmesser durch den Schalenkern gegeben ist. Bei Fühlern mit besonders kleinen Schalenkernen (minimal $5,4 \text{ } \varnothing \times 3,6$) empfiehlt sich die Schaltkreisbauform TCA 205 W.

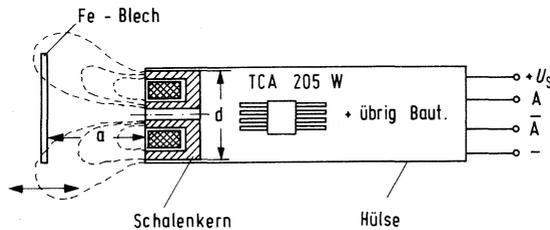


Bild 5.3.2.

Ist die Last der beiden antivalenten Ausgänge gleich groß, so kann gemäß **Bild 5.3.3.** die Betriebsspannung der Annäherungsschaltung durch einen Vorwiderstand R_v auf $> 27 \text{ V}$ beliebig erweitert werden.

Technische Daten

Batteriespannung	$U_S = 4,5 \text{ bis } 27 \text{ V}$
Stromaufnahme ohne Last	max. 5 mA
Laststrom	max. 50 mA
Umgebungstemperatur	$- 25^\circ \text{ C bis } + 85^\circ \text{ C}$

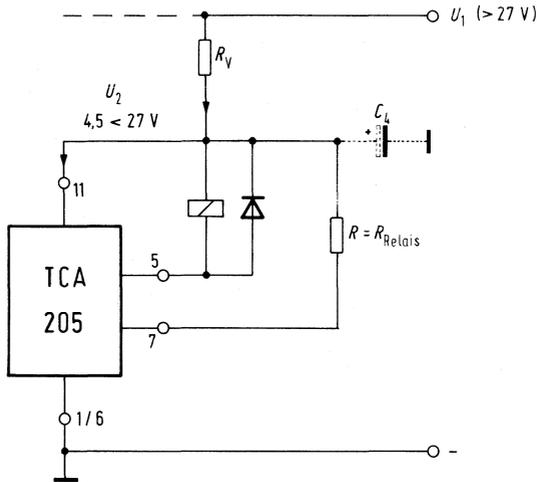


Bild 5.3.3.

Dimensionierungsbeispiele

Schalenkern d ⁰ x h [mm]	Nennab- stand a [mm]	Schwing- frequenz f [Hz]	Induktivität L [μH] / n [Wdg]	Einstellwiderstand Ra [MΩ] / Rh [kΩ]	Kapazität C1 [pF]
14,4 x 7,5	9	500 k	150/ 80 ¹⁾	0,5/100	680
25 x 8,9	15	180 k	500/ 70 ²⁾	1 /250	1500
70 x 14,5	42	110 k	3900/150 ³⁾	2,5/500	560

¹⁾ Kupferlitze 12 x 0,04 mm

²⁾ Kupferlitze 20 x 0,04 mm

³⁾ Cul 0,3 mm

Bauteileliste zu Schaltung 5.3.1.

1 Schwellwertschalter TCA 205 A (W)

1 C₁ Styroflexk. (KS) 680 pF

oder 1500 pF

oder 560 pF

1 C₂ MKH Schichtk. 1 nF

1 C₃ Elko [μF] = 4 x Verzögerungszeit [ms]

1 Schalenkern 14,4⁰ x 7,5 M 25

oder 25⁰ x 8,9 N 22

oder 70⁰ x 14,5 N 22

1 Spulenkörper 14,4⁰ x 7,5

oder 25⁰ x 8,9

oder 70⁰ x 14,5

Q67000-A1034

B31063-A5681-H

B31063-A5152-H

B31063-A5561-H

B32560-B3102-K

B41588...

B65937-A0000-X025

B65939-A0000-X022

B65945-A0000-X022

B65542-A0000-M001

B65940-A0000-M001

B65946-A0000-M001

5.4. Spannungsdiskriminator mit Mehrfach-Operationsverstärkern

Das Zusammenfassen mehrerer, voll funktionsfähiger Operationsverstärker in einem Gehäuse erspart nicht nur Bauteilekosten, sondern verringert auch den Platzbedarf auf gedruckten Schaltungen. Ein eindrucksvolles Beispiel für den Einsatz solcher Mehrfach-Operationsverstärker ist die hier beschriebene Schaltung eines Spannungsdiskriminators für eine achtstufige Anzeige analoger Eingangsspannungen (**Bild 5.4.1.**), die sich mit vier Doppel-Operationsverstärkern TBB 1458 B, neun Widerständen und acht Lumineszenzdiode n verwirklichen läßt. Sowohl die Anzahl, als auch die Ansprechwerte der einzelnen Stufen sind vom Anwender beliebig variierbar. Daher können Funktionen mit linearer oder nichtlinearer Charakteristik angezeigt werden, wobei die Auflösung natürlich von der Anzahl der Stufen abhängt. Wie Bild 5.4.1. zeigt, benötigen die Lumineszenzdiode n keine Vorwiderstände. Die Strombegrenzung auf etwa 18 mA wird durch die kurzschlußfesten OP-Ausgänge bewirkt.

Funktion

Die auszuwertende Kennlinienspannung (Eingangsspannung U_i) wird parallel allen invertierenden Eingängen (–) zugeführt. Die einzelnen nicht invertierenden Eingänge (+) müssen nun an der Referenzspannung liegen, bei der der Verstärker ansprechen soll. Wird diese Spannung von der Eingangsspannung U_i erreicht, kippt der Ausgang des Operationsverstärkers in die negative Lage und schaltet die betreffende Lumineszenzdiode ein. Die Referenzspannungen werden mit den Widerstandsteilern R_1 bis R_9 erzeugt. Wegen der kleinen Eingangsströme (typisch 80 nA) der OP ist es möglich, die Widerstände in Serie zu schalten, wobei der Querstrom verhältnismäßig gering sein kann (etwa 1 mA). Bei der Serienschaltung sind im Vergleich zu Teilern mit parallelliegenden Widerständen weniger Widerstände erforderlich, die Schaltung läßt außerdem bei gleicher Ansprechgenauigkeit auch eine größere Toleranz der Einzelwiderstände zu. Mit steigender Eingangsspannung U_i wird je nach Bemessung der Teilerwiderstände Verstärker um Verstärker eingeschaltet. Ist der höchste Spannungswert erreicht, sind alle Verstärker eingeschaltet und sämtliche Lumineszenzdiode n leuchten.

Bemessung

Die gewählte Betriebsspannung U_S darf die maximal zulässige Betriebsspannung der Operationsverstärker nicht überschreiten. Ferner ist zu beachten, daß die maximal zulässige Differenzeingangsspannung U_{DE} bei $U_i = 0$ V nicht überschritten wird (TBB 1458 B: $U_{DE} = 15$ V). Um Potentialverschiebungen der Teilerspannungen zu vermeiden, sollte der Teilerstrom I_T mindestens 1000fach größer sein als der typische Eingangsstrom I_E der Operationsverstärker.

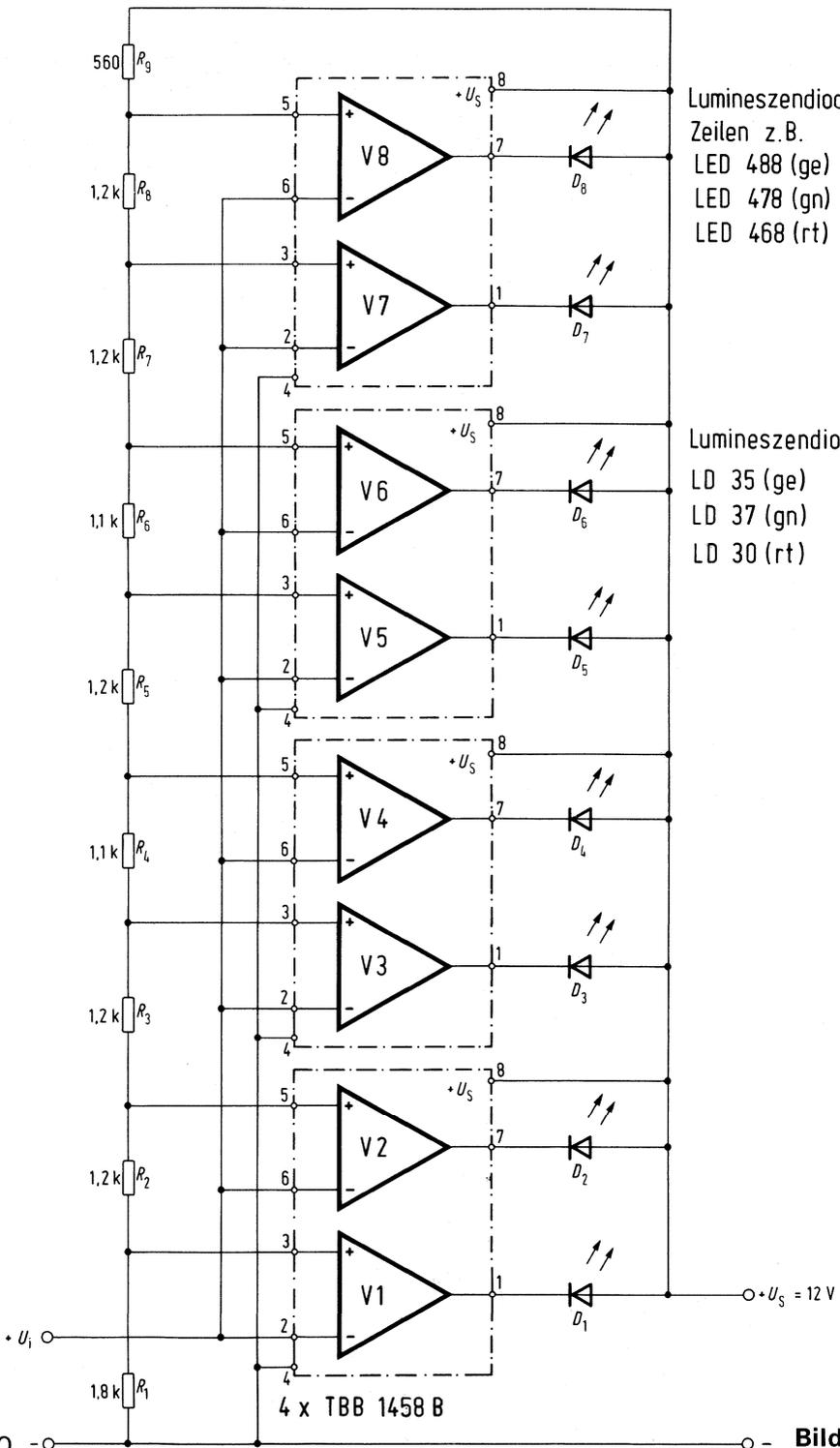
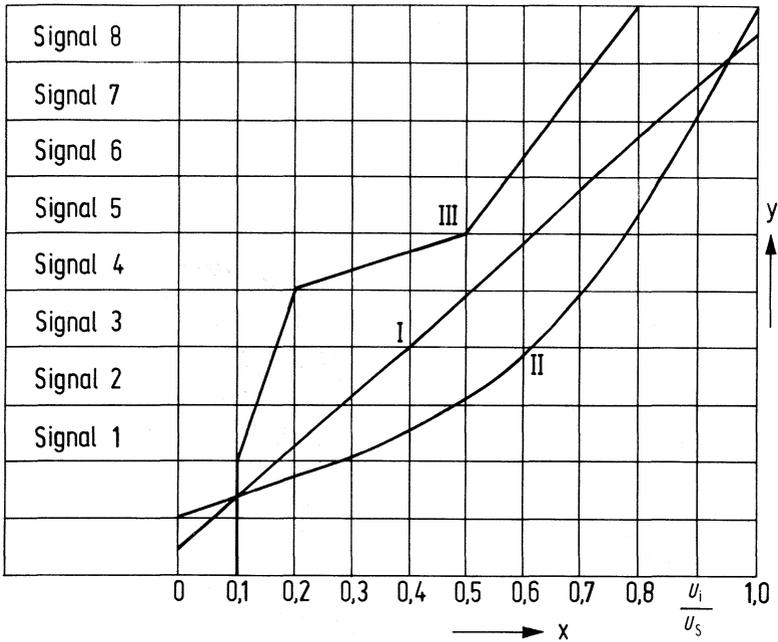


Bild 5.4.2. zeigt den Signalverlauf in Abhängigkeit von der normierten Eingangsspannung (U_i/U_S) mit verschiedenen berechneten Teilerwiderständen R_1 bis R_9 . Liegen die einzelnen Ansprechspannungen fest, können die Teilerwiderstände nach folgender allgemeiner Formel berechnet werden. Man beginnt mit der Berechnung des Widerstandes R_1 , um bei der Berechnung der höher numerierten Widerstände die tatsächlichen Werte der zuerst berechneten Werte der Widerstände einsetzen zu können.



- | | | | |
|-------|--------------------------|-----------------------|--|
| I | lineare Kennlinie | $x = \frac{U_i}{U_S}$ | normierte Eingangsspannung |
| II | logarithmische Kennlinie | y | Ansprechwerte der einzelnen Operationsverstärker |
| III | Knickkennlinie | | |
| U_i | Eingangsspannung | | |
| U_S | Betriebsspannung | | |

Bild 5.4.2.

$$R_n = \frac{U_R}{I_T} \left(\frac{U_i}{U_S} \right)_n - \sum R_1 \text{ bis } R_{n-1}$$

Technische Daten

Betriebsspannung	12 V
Laststrom pro Ausgang	max. 18 mA
Stromaufnahme ohne Last	ca. 15 mA
Ansprechspannung U_i^* der Leuchtdioden bezogen auf	$U_S = 12 \text{ V konst.}$
Nr. 1	2,045 V
Nr. 2	3,409 V
Nr. 3	4,772 V
Nr. 4	6,022 V
Nr. 5	7,386 V
Nr. 6	8,636 V
Nr. 7	10,000 V
Nr. 8	11,363 V

* andere Ansprechwerte der Leuchtdioden sind durch andere Teiler möglich.

Bauteileliste zu Schaltung 5.4.1.

4 Doppel-Operationsverstärker	TBB 1458 B	Q67000-A1036
8 Lumineszenzdioden	LD 57 A	Q62703-Q100-S1 o.a.

5.5. Drehzahlregelschaltung für 50 W Gleichstrommotor

Die integrierte Schaltung TCA 955 in Bipolartechnik eignet sich für die Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren in Laufbildkameras, Projektoren, Kassettenrecordern, Tonbandgeräten, Plattenspielern wie auch für Motore größerer Leistung in Antrieben der Regelungs- und Steuerungstechnik. Ihre besonderen Vorzüge sind:

Hohe Regelgenauigkeit – weitgehende Unabhängigkeit von der Amplitude des Drehzahl-Istwertgebers.

Erhebliche Energieeinsparung gegenüber Gleichstromregelungen durch getaktete Regelung – besonders günstig für batteriebetriebene Geräte.

Batteriestandsanzeige – Kontrolle der Funktionsbereitschaft mit Lumineszenzdioden.

Große Eingangsempfindlichkeit – gute Anpassung an verschiedene Drehzahl-Istwertgeber.

Weiter Betriebsspannungsbereich – breites Anwendungsspektrum. Sichere Funktion auch bei abgesunkener Batteriespannung.

Das Regelprinzip entspricht einer getakteten Regelung mit variablem Tastverhältnis. Hierbei wird die Motorinduktivität als Energiespeicher benutzt, der während der Einschaltzeit des Transistors geladen und in der Impulspause über

die Freilaufdiode entladen wird. Der Betriebsstrom des Motors ist somit ein Gleichstrom mit geringer Welligkeit.

Gegenüber der Gleichstromregelung reduziert sich die Leistungsaufnahme erheblich, wenn die Periodendauer der Schaltfrequenz gleich oder kleiner als die elektrische Motorzeitkonstante

$$T_{\text{Mot}} = \frac{L_{\text{Mot}}}{R_{\text{Mot}}} \quad (1)$$

und die Versorgungsspannung größer als die benötigte Motorspannung ist. Auf die genaue Funktion des integrierten Funktionsbausteines TCA 955 möchten wir hier nicht eingehen, sondern auf die soeben erschienene Technische Mitteilung (Best.-Nr. B12/1376) hinweisen. In dieser Technischen Mitteilung wird die Dimensionierung der Bauteile für die äußere Beschaltung behandelt.

Die erprobte Regelschaltung **Bild 5.5.1.** für einen 50-W-Gleichstrommotor arbeitet mit einer Schaltfrequenz von 3 kHz. Bei dieser Frequenz konnten die preisgünstigen einfachdiffundierten Leistungstransistoren 2N3055 als Schaltglieder eingesetzt werden. Um den hohen Anlaufstrom zu schalten, mußten drei gepaarte Transistoren parallel geschaltet werden. Bei der getakteten Regelung ergab sich eine erhebliche Reduktion der Aufnahmeleistung und der Verlustleistung am Stellglied. **Bild 5.5.2.** zeigt die Verlustleistung des Stellgliedes (2N3055) im getakteten Betrieb im Vergleich zu der bisher üblichen Reihenregelung.

Als Drehzahl-Istwertgeber wurde eine 180polige Lichtschranke vorgesehen. Zur Siebung der Monoflop-Ausgangsimpulse wurde ein Siebglied 2. Ordnung verwendet. Die Vorladeschaltung wird wegen der kleinen Zeitkonstante des Siebgliedes nicht benötigt. Es entfällt daher die Beschaltung von Anschluß 7.

Technische Daten

Betriebsspannung U_{S2}	18 bis 28 V
Betriebsspannung U_{S1}	15 V
Aufnahmestrom I_{S1}	max. 85 mA
Taktfrequenz	3 kHz
Motordaten: Nennspannung	24 V
Nennleistung	50 W
Innenwiderstand	0,56 Ω
Nennzahl	3000 U/min
Streuinduktivität	0,9 mH
Segmentscheibe	180 Teile (Film)
Luftpalt der Lichtschranke	2,5 mm

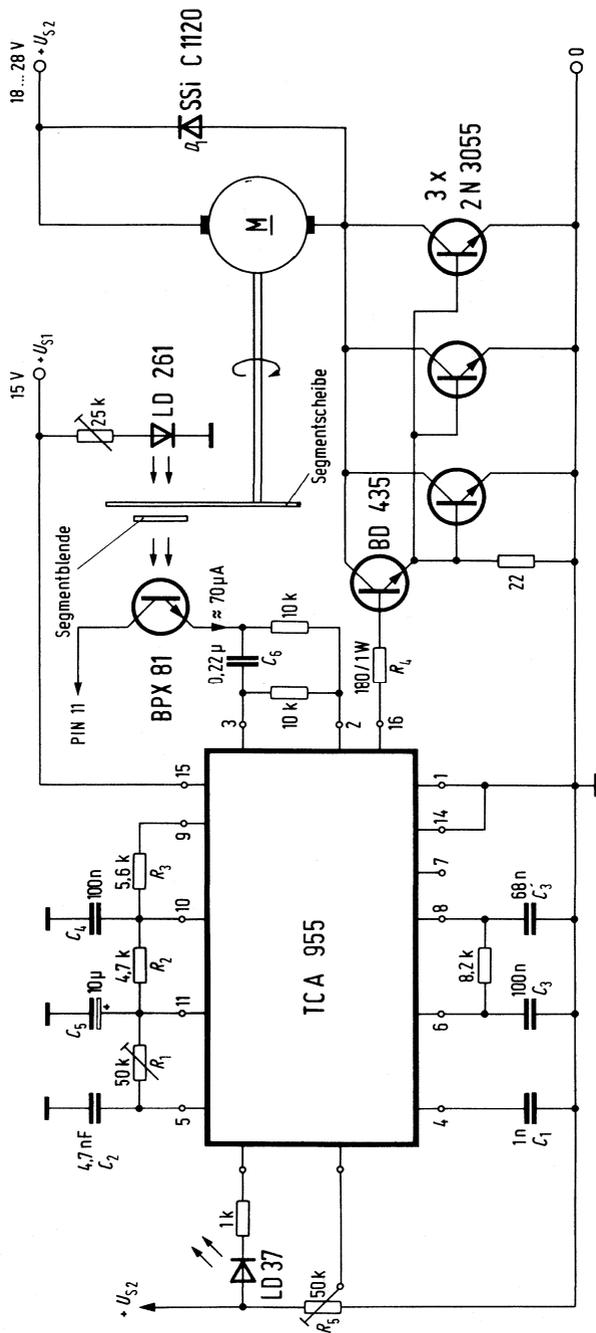


Bild 5.5.1.

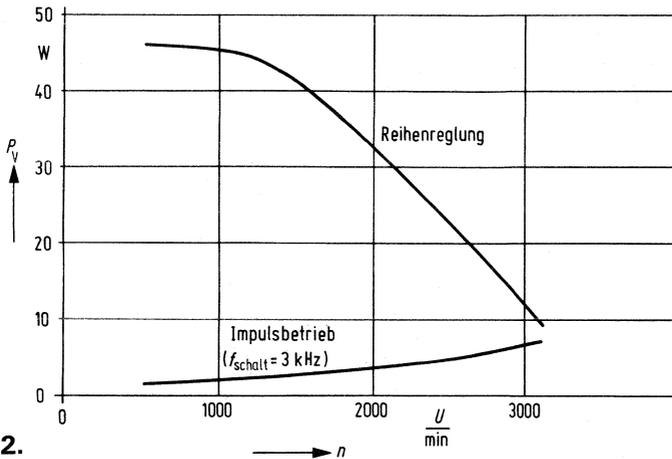


Bild 5.5.2.

Bauteileliste zu Schaltung 5.5.1.

1 Drehzahlregelbaustein	TCA 955	Q67000-A983
3 Transistoren	2N3055	Q62702-U58-F100
1 Transistor	BD 435	Q62702-D203
1 Fototransistor	BPX 81	Q62702-P43-S2
1 Lumineszenzdiode	LD 261	Q62703-Q64
1 Lumineszenzdiode	LD 37	Q62703-Q99-S1
1 Diode	SSi C1120	Q66047-A1010-S2
1 MKH-Kondensator	1 nF	B32560-B3102-K
1 MKH-Kondensator	4,7 nF	B32560-B3472-K
1 MKH-Kondensator	67 nF	B32560-B1683-J
2 MKH-Kondensatoren	100 nF	B32560-B1104-J
1 MKH-Kondensator	0,22 μ F	B32560-B1224-J
1 Tantal-Elko	10 μ F	B45181-B3106-M

5.6. Getaktete Motorsteuerung mit Drehzahlmesser

Eine getaktete Steuerung ist in Antrieben mit Batterieversorgung wegen der möglichen Stromersparnis interessant. In diesem Beispiel **Bild 5.6.** ist die Endstufe für die Steuerung eines 12 V/15 W-Motors ausgelegt.

Mit dem Potentiometer R_8 kann das Tastverhältnis der Ausgangsimpulse und damit die Motordrehzahl eingestellt werden. Die Schaltfrequenzamplitude liegt ungedämpft am Sollwerteingang und wird mit der Gleichspannung am Abgriff des Potentiometers R_8 vom Komparator verglichen. Der Ausgang, Anschluß 16 erzeugt Rechteckimpulse mit der Frequenz des Schaltfrequenzoszillators von etwa 8 kHz.

Der Frequenz-Gleichspannungswandler der IS wird von dem 72poligen Tachogenerator des Motors angesteuert und dient als Drehzahlmesser. Am Anschluß 6 kann über einen Vorwiderstand ein Drehspulinstrument mit max. 100 µA Vollausschlag angeschlossen werden.

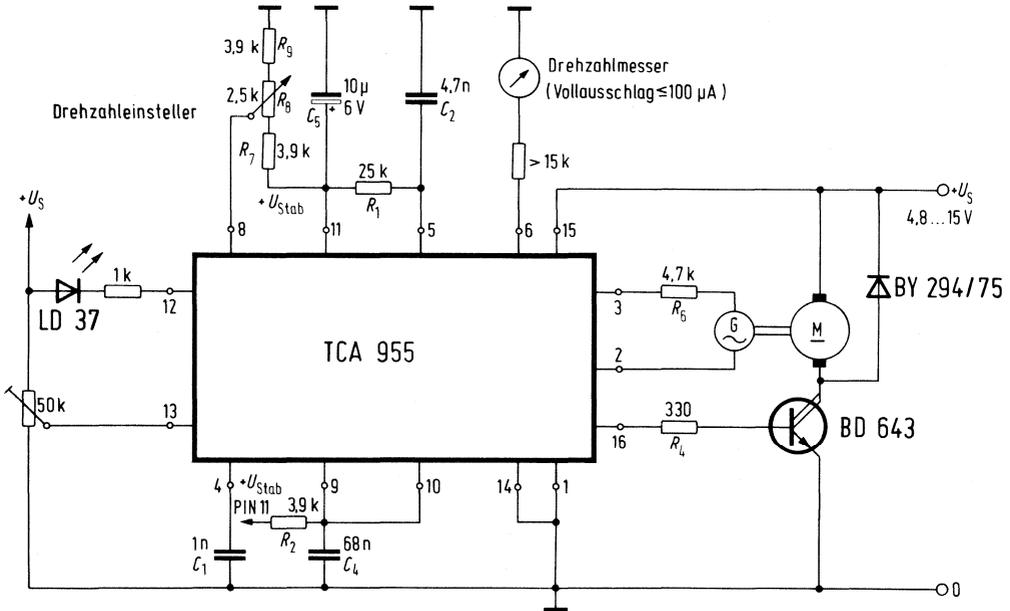


Bild 5.6.

Technische Daten

Betriebsspannung	4,8 bis 15 V
Laststrom	max. 8 A
Taktfrequenz	8 kHz

Bauteileliste zu Schaltung 5.6.

1 Drehzahlregelbaustein TCA 955	Q67000-A982
1 Leistungsdarlington BD 643	Q62702-D229
1 LED-Anzeigediode LD 37	Q62703-Q99-S1
1 MKH-Kondensator 1 nF	B32560-B3102-K
1 MKH-Kondensator 4,7 nF	B32560-B3472-K
1 MKH-Kondensator 68 nF	B32560-B1683-J
1 Elko 10 µF/6 V	B41313-A2106-Z

5.7. Diebstahl-Warnanlage für PKW

Die Einbruchsicherungsanlage soll den Autobesitzer mittels akustischer Signalanlage vor Diebstählen warnen. Die Warnanlage hat den Zweck, Unbefugte durch ein plötzliches Hupsignal zu überraschen, wenn sie eine Autotür oder den Kofferraumdeckel oder die Motorhaube kurzzeitig oder auch länger öffnen. Die Warnanlage verzögert den Alarmbeginn einige Sekunden. Diese Zeit reicht für den Autobesitzer aus, einen im Wageninneren an versteckter, aber für den Besitzer noch leicht erreichbarer, Stelle angebrachten Geheimschalter zu betätigen. Beim Verlassen des Wagens wird der Schalter wieder scharf gemacht. Im Alarmfall wird über die serienmäßig eingebaute Hupe ein Signal in Intervallen von 8 Sekunden abgegeben.

Die Schaltung **Bild 5.7.** wurde mit dem integrierten Doppelzeitgeber TDB 0556 A aufgebaut. Der erste Teil des Zeitgebers arbeitet als bistabiler Multivibrator. Durch Betätigen des Schalters S_1 wird die Diebstahlsicherung in Bereitschaft gesetzt. Durch Spannungsvorgabe an Schwelleneingang 2 wird der Ausgang 5 Nullpotential einnehmen. Der zweite Zeitgeber ist ausgangsseitig gesperrt, wegen des Nullpotentials an Eingang 8 und 12. Auch Kondensator C_1 ist entladen. Erst wenn der Türkontakt oder Kofferraumkontakt geschlossen wird, beginnt der Ablauf der Warnsignale. Der erste Zeitgeber kippt um, weil über den Türkontakt Nullpotential an Triggereingang 6 oder positive Spannung über den Kofferraumkontakt an Kontrolleingang 3 gelegt wird. Da Ausgang 5 jetzt positiv ist, bleibt dieser Zustand wegen der Diode D_1 erhalten, auch wenn inzwischen der ursächliche Kontakt wieder geöffnet wurde. Ausgang 5 hat auch gleichzeitig den Kurzschluß für Kondensator C_1 aufgehoben, der nun über Widerstand R_1 aufgeladen wird. Nach ca. 4 Sekunden hat er etwa $2/3$ der Betriebsspannung erreicht und kann durchschalten. Das Relais zieht an und gibt über die Hupe Alarm. Nach dem Durchschalten des 2. Zeitgebers wird jedoch auch Entlade-Ausgang 13 leitend, welcher über Widerstand R_2 den Kondensator C_1 wieder entlädt bis etwa auf $1/3$ der Batteriespannung. Das ist der Wert, bei welchem der Zeitgeber in die Ausgangslage zurückkippt, den Huperton unterbricht bis der Kondensator C_1 wieder aufgeladen ist. Dieser astabile Kippvorgang hält an, bis der Schalter S_1 unterbrochen wird.

Technische Daten

Betriebsspannung	8,5 bis 15 V
Aufnahmestrom	max. 200 mA
Ansprechverzögerung	4 s
Alarmzeitintervalle	8 s
Alarmpause	2,8 s

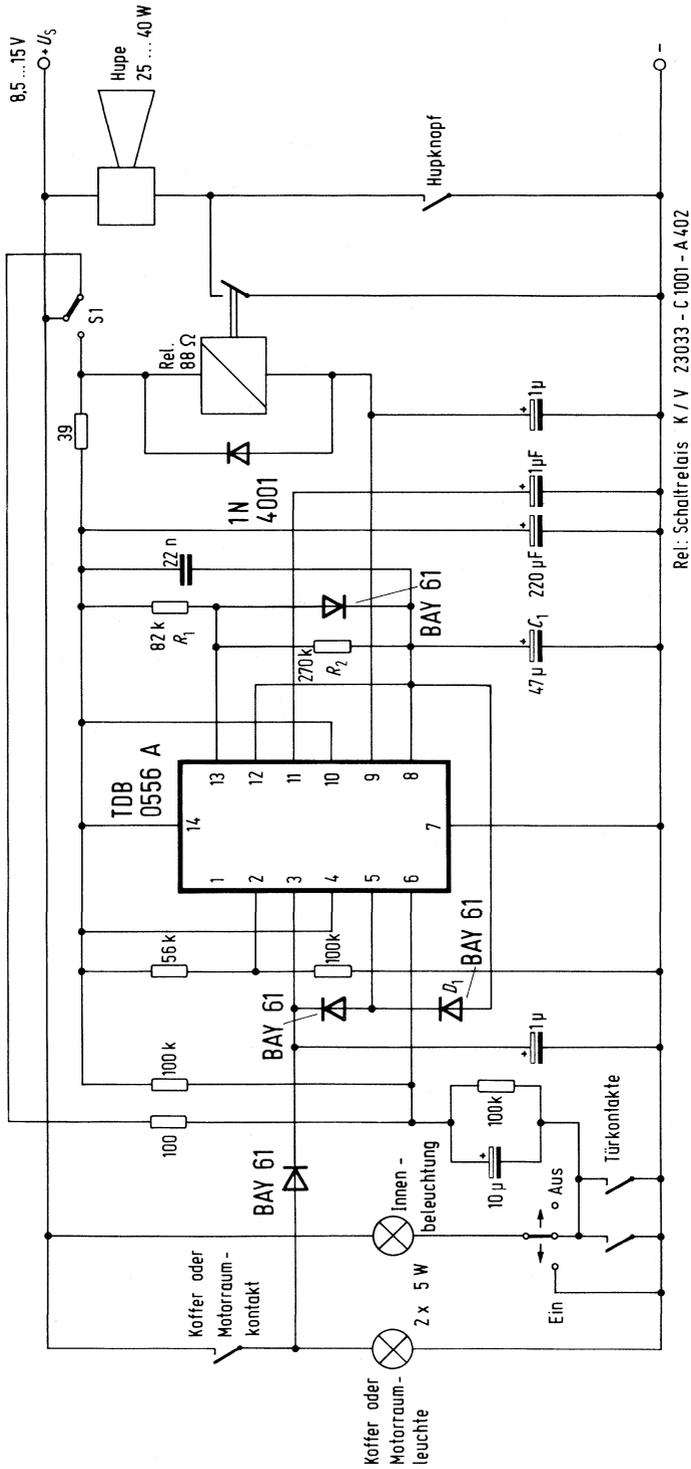


Bild 5.7.

Bauteileliste zu Schaltung 5.7.

- 1 Doppelzeitgeber TDB 0556 A
- 4 Dioden BAY 61
- 1 Diode 1N4001
- 1 MKH 22 nF/250 V
- 3 Elkos 1 μ F/40 V
- 1 Elko 10 μ F/40 V
- 2 Elkos 47 μ F/40 V
- 1 Elko 220 μ F/40 V
- 1 Schaltrelais K

- Q67000-A1046
- Q62702-A389
- C66047-Z1306-A1
- B32560-B3223-J
- B41313-D7105-Z
- B41313-D7106-Z
- B41283-D7476-T
- B41283-A7227-T
- V23033-C1001-A403

5.8. Phasenanschnittsteuerung für Rüttelmagnet

Rüttel- oder Vibratormagnete in Vermischungsanlagen werden meist direkt mit 50 Hz-Netzspannung betrieben. Damit die Ausschläge des Magneten für eine bessere Mischwirkung ungleich sind, wird eine der beiden Halbwellen über einen Vorwiderstand geleitet. Die hohe Verlustleistung an diesem Widerstand kann vermieden werden, wenn an dessen Stelle eine Phasenanschnittsteuerung eingesetzt wird.

Mit der Phasenanschnittsteuerung **Bild 5.8.** kann der Phasenwinkel der positiven Halbwelle von 0 bis 180 Grad eingestellt und damit die Stärke der Aussteuerung variiert werden. Zum Schutz des Thyristors gegenüber schädlichen Spannungsspitzen dient der Varistor.

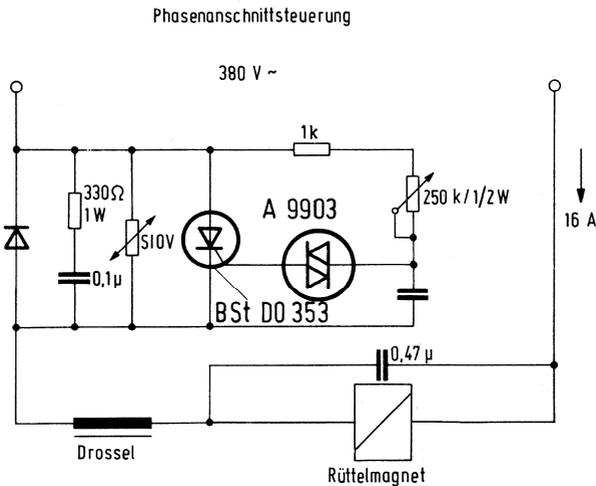


Bild 5.8.

Technische Daten

Betriebsspannung	220 V bis 380 V
Betriebsstrom	max. 16 A
Anschnitt der positiven Halbwelle	0 bis 180 Grad

Bauteileliste zu Schaltung 5.8.

1 Thyristor BSt DO 353		C66048-Z1602-A10
1 Varistor		OVW-A10 SL 441
1 Diode SSi E 2060		C66047-A1024-A4
1 Diac A 9903		C66048-Z1304-A1
1 Siebdrossel		B82603-V-B15
1 MKV-Kondensator	0,1 μ F/400 V \approx	B25839-A6104-M
1 MKH-Kondensator	0,22 μ F/100 V-	B32561-B1224-J
1 MKV-Kondensator	0,47 μ F/400 V \approx	B25839-A6474-M

5.9. Überwachungseinrichtung mit dem Fensterdiskriminator TCA 965

Der monolithisch integrierte Fensterdiskriminator wurde speziell für einen Soll-/Ist-Vergleich mit einstellbarer Toleranzbreite entwickelt. Er analysiert die Höhe einer Eingangsspannung im Vergleich zu 2 Grenzwerten, die von außen eingegeben werden können. An den Umschaltpunkten wird eine Schmitt-Trigger-Charakteristik mit kleiner Hysterese wirksam. Als Kriterien stehen 4 Ausgangssignale zur Verfügung. Eingangssignal befindet sich:

innerhalb
außerhalb
oberhalb
oder unterhalb

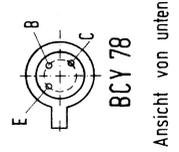
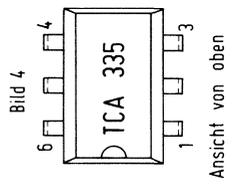
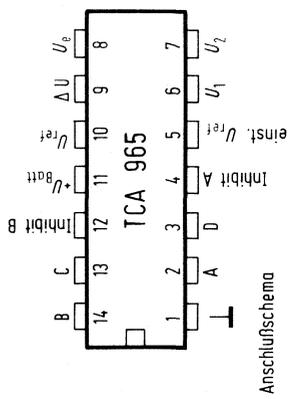
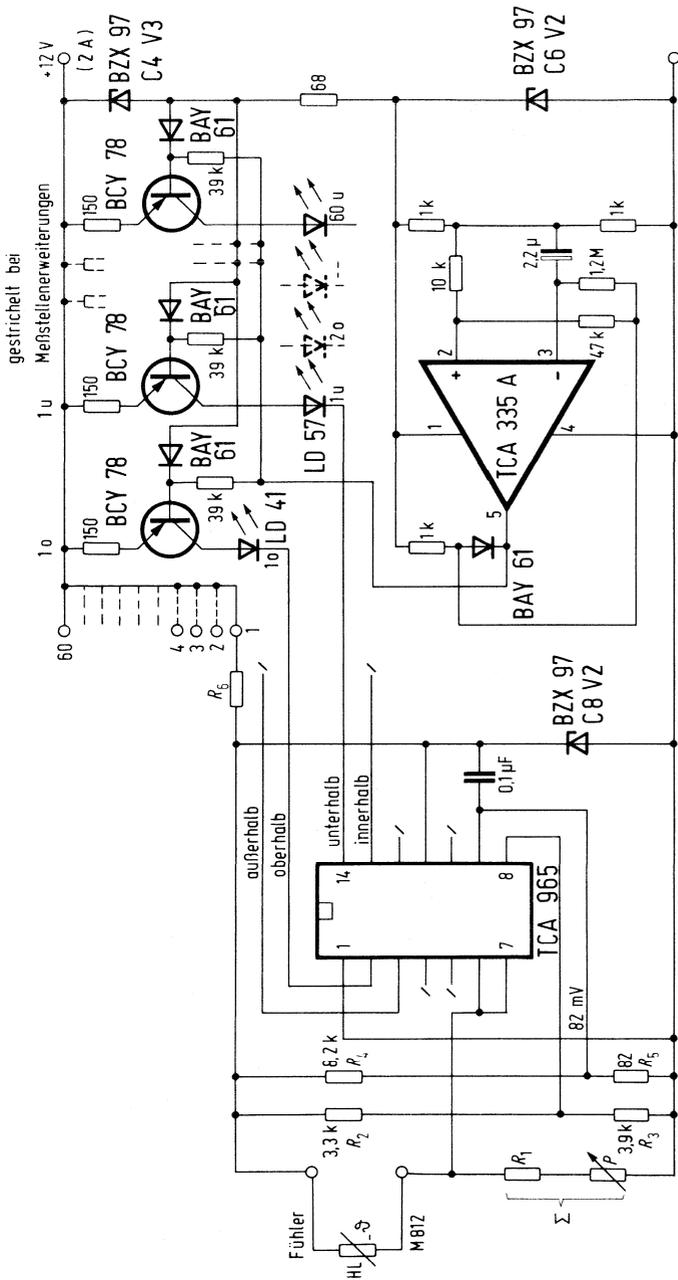
des Diskriminatorfensters. Eine eingebaute Spannungsstabilisierung erlaubt einen weiten Batteriespannungsbereich (4,75–27 V).

Zur Toleranzanzeige wird der Soll-Wert für die Fenstermitte an den Anschluß 8 angelegt. Die halbe Fensterbreite ergibt sich aus der an Anschluß 9 angelegten Spannung. Die Eingangsspannung (Ist-Wert) gelangt gemeinsam an die Anschlüsse 6 und 7.

Bild 5.9. zeigt ein Anwendungsbeispiel zur Temperatur-Überwachung. Der Heißleiterfühler HL arbeitet zusammen mit den Widerständen R_1 und P , sowie R_2 und R_3 in einer Brückenanordnung. Der Soll-Wert wird von Verbindungspunkt R_2/R_3 an den Anschluß 8, der Ist-Wert an die Anschlüsse 6 und 7 gegeben. Die Toleranzgrenze ± 82 mV erzeugt der Spannungsteiler R_4/R_5 . Diese 82 mV entsprechen einer Toleranz von $\pm 0,5^\circ$ C.

Tabelle 1 zeigt die Dimensionierung der Widerstände R_1 und R_6 für die beiden Heißleiterfühler vom Typ M 812 und K 274 bei 3 verschiedenen Soll-Temperaturen.

Bild 5.9.



Im rechten Teil der Schaltung befindet sich ein Blinkgeber mit dem Operationsverstärker TCA 335 A, welcher die beiden als Schalter fungierenden Transistoren BCY 78 steuert.

Die an dem Ausgang A angeschaltete rotleuchtende Lumineszenzdiode LD 41 blinkt bei Überschreitung der Temperaturtoleranz, die angeschaltete grünleuchtende LD 57 am Anschluß B bei Unterschreitung der Temperaturtoleranz. Befindet sich die Temperatur innerhalb des Toleranzschemas von $\pm 0,5^\circ \text{C}$ brennt keine Lampe.

Eine Meßstellenerweiterung läßt sich, wie gestrichelt angedeutet, ausführen.

Tabelle 1:

Fühler	M 812			K 274		
	15° C	30° C	45° C	15° C	30° C	45° C
R ₁ /P	130 k	70 k	38 k	8,13 k	4,0 k	2,25 k
R ₁	120 k	56 k	27 k	6,8 k	3,3 k	1,8 k
P	50 k	25 k	25 k	2,5 k	2,5 k	1 k
R ₆	390	390	390	330	330	330

Bauteileliste zu Schaltung 5.9.

1 Fensterdiskriminator	TCA 965	Q67000-A982
1 Operationsverstärker	TCA 335 A	Q67000-A561
1 Meßfühler, Heißleiter	M 812	Q63081-M2104-K
	oder K 274	Q63027-K125-M
2 Transistoren	BCY 78 VII	Q60203-478-G
	oder BC 177 A	Q62702-C141
1 Zenerdiode	BZX 97 C4 V3	Q62702-Z1226
1 Zenerdiode	BZX 97 C6 V2	Q62702-Z1230
1 Zenerdiode	BZX 97 C8 V2	Q62702-Z1233
3 Dioden	BAY 61	Q62702-A389
1 Lumineszenzdiode	LD 41/A rot	Q62703-Q115-S1
1 Lumineszenzdiode	LD 57/A grün	Q62703-Q100-S1
1 MKH-Schichtkondensator	0,1 µF	B32560-B1104-J000
1 Elko	2,2 µF	B41313-A8225-Z000

5.10. Codierschaltung mit TCA 965

Der Fensterdiskriminator TCA 965 wird hier in einer Codierschaltung angewendet. Die Fenstermitte liegt bei der halben Betriebsspannung U_s . Die Fensterbreite wird mit dem Einsteller P₁ bestimmt und hängt von den Toleranzen der verwendeten Widerstände ab. Durch die Auslegung der Widerstände R₁ bis R₅ im Verhältnis 2 : 1 zum Widerstand R₆ wird das Fenster immer dann getroffen, wenn zwei der fünf Schalter geschlossen sind. Es liegt am Ausgang D (Anschluß 3) H-Signal an, der Transistor T₁ ist stromlos. Sind ungleich zwei Kontakte ge-

geschlossen, liegt die am Anschluß 8 zugeführte Spannung außerhalb des Fensters. Der Ausgang D auf L-Signal und der Transistor T_1 führt Strom. Das Relais zieht an.

Bauteileliste zu Schaltung 5.10.

1 Fensterdiskriminator	TCA 965	Q67000-A982
1 Transistor	BC 160-6	Q62702-C228-V6
1 Diode	BAY 61	Q62702-A389
1 MKH-Schichtkondensator	0,1 μF	B32560-B1104-J000

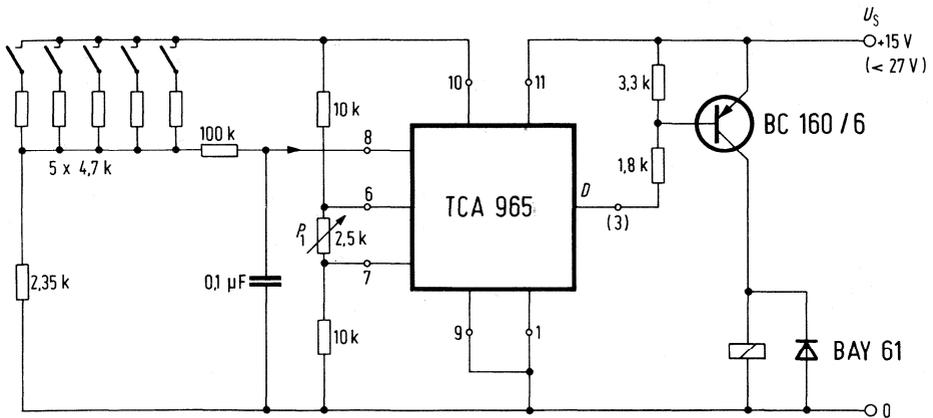


Bild 5.10.

5.11. Eigensichere Flüssigkeitsniveauerfassung mit Kaltleiter P 430 E11 und TCA 965

Kaltleiter lassen sich gut als Flüssigkeitsfühler einsetzen. Im aktiven hochohmigen Kennbereich des Kaltleiters ist die Energieaufnahme eines Kaltleiters etwa proportional seiner Wärmeableitung. Da die Wärmeableitung in Flüssigkeiten in der Regel wesentlich höher ist als in umgebender Luft, kann die unterschiedliche elektrische Energieaufnahme zur Auswertung herangezogen werden. In der Praxis wird der Kaltleiter in Reihe mit einem festen Widerstand an eine konstante Spannung gelegt, der Spannungsabfall am Kaltleiter ist dann ein Maß für seine Wärmeableitung.

Niveaufühlerschaltungen müssen bestimmte Sicherheitsvorgaben erfüllen, besonders, wenn wie in unserem Beispiel, der Niveaustand von leichtem Heizöl erfaßt werden soll. Insbesondere darf weder ein Fühlerkurzschluß (oder dessen

Anschlüsse), noch eine Fühlerunterbrechung einen „leeren Tank“ vortäuschen. Für einen Schaltungsaufbau mit wenig Bauteilen eignet sich der Fensterdiskriminator TCA 965.

Die IS TCA 965 vergleicht eine analoge Eingangsspannung mit zwei äußerlich festgelegten Schwellwerten U_7 und U_6 . Seine Ausgänge, die nur die beiden Zustände „gesperrt“ oder „leitend“ einnehmen, kennzeichnen den Wert der Eingangsspannung U_8 . Ist die Eingangsspannung U_8 kleiner als Schwelle U_7 , ist Ausgang A leitend. Liegt U_8 zwischen den Schwellen U_7 und U_6 ist Ausgang C leitend. Überschreitet U_8 den Wert der Schwelle U_6 leitet Ausgang B. Ausgang D invertiert den Ausgang C.

In der Schaltung **Bild 5.11** wird die Eingangsspannung U_8 direkt vom Kaltleiterniveaufühler über einen Schutzwiderstand abgegriffen. Die Ansprechschwellen U_7 und U_6 werden mit einem Teiler gebildet. Befindet sich der Niveaufühler in Luft, ist wegen der geringeren Wärmeableitung der Aufnahmestrom klein, die Eingangsspannung U_8 groß, aber kleiner als die Schwelle U_6 . Ausgang C ist demzufolge leitend und signalisiert einen leeren Tank. Gleichzeitig wird über den Darlingtontransistor BD 646 das Füllventil geöffnet. Taucht der Kaltleiterniveaufühler in Flüssigkeit, wird sein Aufnahmestrom steigen. Der höhere Spannungsabfall am Vorwiderstand R_V senkt die Spannung U_8 unter den Schwellwert U_7 ab. Ausgang A schaltet Lampe L_1 ein, die einen vollen Tank anzeigt. Dieselbe Schaltung ergibt sich, wenn der Fühler kurzgeschlossen wird. Wird dagegen der Fühler unterbrochen, steigt die Eingangsspannung U_8 auf die Versorgungsspannung, also über die Schwelle U_6 . Damit wird Ausgang B leitend und schaltet Anzeige L_2 ein, die eine Unterbrechung anzeigt.

Technische Daten

Betriebsspannung	$U_{S1} = 20 \text{ V konst.}$
	$U_{S2} = 20 \text{ bis } 27 \text{ V}$
Betriebsstrom	$J_{S1} < 140 \text{ mA}$
Schaltstrom	$< 4 \text{ A}$
Anzeigelampenstrom	25 mA
Niveaufühlerstrom Luft -25° C	$< 31 \text{ mA}$
Luft $+75^\circ \text{ C}$	$> 15,5 \text{ mA}$
max. Öltemperatur	$+50^\circ \text{ C}$

Bauteilleiste für Schaltung 5.11.

1 Fensterdiskriminator	TCA 965	Q67000-A982
1 Darlingtontransistor	BD 646	Q62702-D232
1 Kaltleiter	P430 E11	Q63100-P430-E11
1 Lumineszenzdiode	LD 41	Q62703-Q115-S1
2 Lumineszenzdioden	LD 57	Q62703-Q100-S1
1 Diode	SSi C 0810	C66047-A1009-A2

5.12. Ablaufsteuerung mit Zeitgebern TDB 0556

Bild 5.12.1. zeigt die Schaltung für eine Ablaufsteuerung mit mehreren Zeitgebern. IS_{1-1} ist als astabiler Multivibrator geschaltet. Er erzeugt alle 40 bzw. 80 ms einen Impuls von 1,5 ms Dauer (**Bild 5.12.2.A**). In dem nachfolgenden Monoflop IS_{1-2} wird dieser Impuls auf die definierte Länge von 15 ms gebracht (**Bild 5.12.2.B**). Die IS_{2-1} erzeugt Zündimpulse von 1 ms Dauer und einem Abstand von 0,5 ms. Über den Anschluß 4 wird die Dauer des Impulspaketes gesteuert. Am Anschluß 5 steht dann ein Impulspaket nach **Bild 5.12.2.C** an, welches beispielsweise zur Zündung von drei an den 3-Netzphasen angeschlossenen Thyristoren benutzt werden kann. Entsprechend dem Auftreffen der Zündimpulse auf die Phasenlagen der Wechselspannungen sind die drei Thyristoren max. 25 ms leitend (**Bild 5.12.2. Netz**), und laden den Kondensator C_1 auf. Der geladene Kondensator soll jetzt über einen Verbraucher (beispielsweise eine Lauge, die gereinigt werden soll) entladen werden. Dazu erzeugt der Operationsverstärker TCA 335 A eine definierte Verzögerung (**Bild 5.12.2.D**), die so bemessen ist, daß nicht gleichzeitig die Lade-Thyristoren und der Entlade-Thyristor gezündet werden. Nach Differenzierung steht am Punkt E ein negativer Impuls an, der den Monoflop IS_{2-2} anstößt. Er gibt dann einen Impuls von 2 ms Länge ab. Dieser Impuls zündet den Entlade-Thyristor. Um zu verhindern, daß nicht gleichzeitig eine Ladung und Entladung erfolgen kann – das würde einen Kurzschluß über den Verbraucher bedeuten – ist der Verriegelungstristor BCX 58 angeordnet. Wenn der Entladeimpuls ansteht, sperrt dieser Transistor den Ausgang der IS_{1-2} .

Bauteileliste zu Schaltung 5.12.1.

1 Doppel-Zeitgeber-Schaltkreis	TDB 0556A	Q67000-A1046
1 Operationsverstärker	TCA 335A	Q67000-A563
1 Transistor	BCX 58	Q62702-C618 bis 21 (wahlweise)
2 Dioden	BAY 61	Q62702-A389
6 MKH-Schichtkondensatoren	10 nF	B32560-A3103-J
1 MKH-Schichtkondensator	22 nF	B32560-A3223-J
2 MKH-Schichtkondensatoren	0,1 μ F	B32560-A1104-J
1 MKH-Schichtkondensator	0,47 μ F	B32562-B1474-J

Impulsdiagramm der Ablaufsteuerung bei
25 Schaltspielen / Sekunde

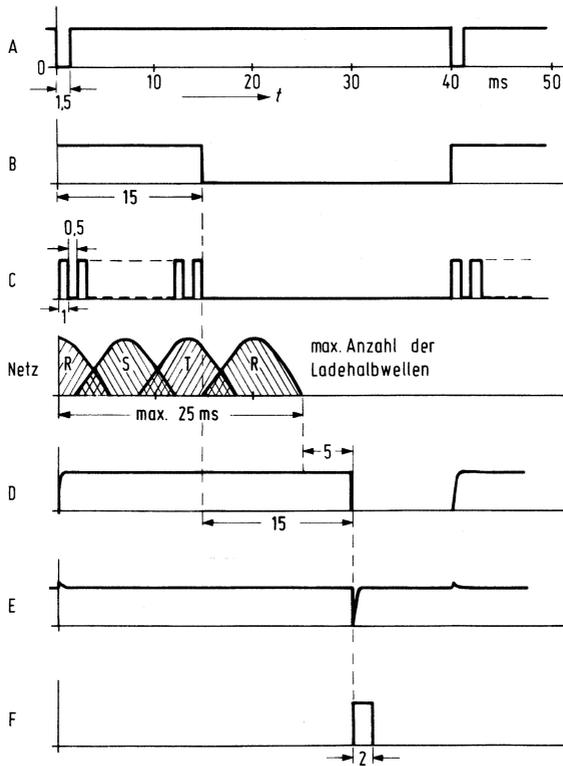


Bild 5.12.2

5.13. Anlaufsteuerung und Übertemperaturschutz für asynchrone Wechselstrommotore

Asynchrone Wechselstrommotore benötigen für den Anlauf eine Hilfswicklung. Kaltleiter eignen sich vorzüglich, die Hilfswicklung nach dem Anlauf abzuschalten.

Soll die Schaltung um eine Übertemperaturschutzschaltung erweitert werden, kann hierzu ebenfalls ein Kaltleiterfühler in Verbindung mit einem Triac verwendet werden.

Der Triac kann zusätzlich zur Entlastung des Einschalters dienen, wenn dieser sich im Steuerkreis befindet. Vorteilhaft wird diese Anordnung besonders dann sein, wenn es sich um den Kontakt eines Meßfühlers (Thermostat) handelt.

Die Schaltung **Bild 5.13.** wurde für den Motor eines Kühlschranks kompressors dimensioniert. Wird bei geschlossenem Einschalter Spannung angelegt, so zündet infolge des niederohmigen Kaltleiters K_1 der Triac sofort und legt volle Spannung an die Hauptwicklung des Motors. Da auch Kaltleiter K_2 niederohmig ist, fließt auch ein hoher Strom durch die Hilfswicklung, so daß der Motor anlaufen kann. Kaltleiter K_2 wird durch den Hilfsstrom rasch aufgeheizt und wird oberhalb seiner Curietemperatur – in diesem Fall 170°C – mit der für Kaltleiter charakteristischen steilen Kennlinie hochohmig. Der Strom durch die Anlauf-Hilfswicklung wird stark gedrosselt, sein Endwertstromwert (einige mA) ist gerade so groß, daß der Kaltleiter die hohe Temperatur von ca. 170°C beibehalten kann. Nicht aufheizen kann sich Kaltleiter K_1 im leitenden Zustand, da zwischen Anode und Gate des Triac praktisch kein Spannungsabfall auftritt. Wird dagegen Kaltleiter K_1 äußerlich aufgewärmt, z. B. durch einen überlasteten Motor, und wird dabei die Temperatur von 120°C überschritten, steigt auch sein Widerstand rasch an. Reicht der dadurch sinkende Steuerstrom für den Triac nicht mehr aus, sperrt dieser augenblicklich. Der hohe Spannungsabfall, welcher nun zwischen Anode und Gate liegt, heizt den Kaltleiter K_1 auf seine Endtemperatur auf, so daß der Sperrzustand trotz stehenden Motors erhalten bleibt.

Übertemperaturschutz und Anlaufsteuerung für
 Kühlschranks kompressoren von 122 W...184 W / $\frac{1}{6}$ PS... $\frac{1}{4}$ PS
 220 V~, 50 Hz :

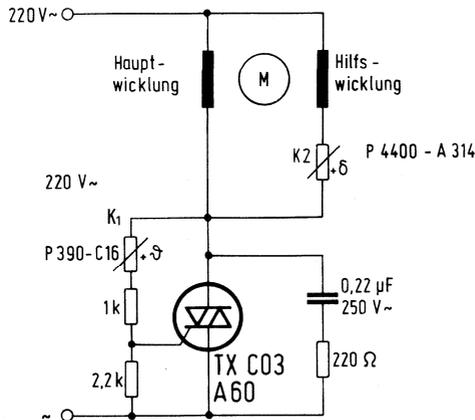


Bild 5.13.

Technische Daten

Betriebsspannung	220 V _≈
Motorleistung	200 W
Übertemperaturschutz wirksam bei	120° C

Bauteileliste zu Schaltung 5.13.

1 Triac	TXC 03A60	C66048-A1502-A2
1 Kaltleiter	P4400-A314	Q63100-P4400-A314
1 Kaltleiter	P390-C16	Q63100-P390-C16
1 MP-Kondensator	0,22 µF/250 V	B25032-A6224-M

5.14. Automatische Verstärkungsregelung

Die Verstärkung eines Operationsverstärkers kann mit einer bestimmten Widerstandsbeschaltung festgelegt werden. Will man die Verstärkung regeln, z. B. eine konstante Ausgangsspannung bei unterschiedlicher Eingangsspannung haben, muß im Gegenkopplungszweig ein variabler Widerstand eingesetzt werden. Hierfür eignet sich sehr gut ein Fotowiderstand, der von einer Lumineszenzdiode gesteuert wird (Opto-Koppler). Die lineare Kennlinie des Fotowiderstandes verursacht praktisch keinen Klirrfaktor, seine Trägheit fällt bei NF-Anwendungen noch nicht ins Gewicht.

Bild 5.14. zeigt eine automatische Verstärkungsregelung, die mit einem Optokoppler aufgebaut wurde. Der Optokoppler wurde aus einem Fotowiderstand RPY 61 und der Lumineszenzdiode LD 50 (rotleuchtend) aufgebaut. Die maximale spektrale Empfindlichkeit des Fotowiderstandes fällt nahezu zusammen mit dem Maximum der spektralen Emission der Lumineszenzdiode. Eine andere günstige Kombination für einen Optokoppler ist mit RPY 62 plus LD 57 (grünleuchtend) zu realisieren.

Für den Operationsverstärker V_1 wird der TAA 861 verwendet. Von Vorteil gegenüber anderen Operationsverstärkern ist hier besonders der relativ große Ausgangsspannungshub bei kleiner Betriebsspannung. V_1 ist wegen des höheren Eingangswiderstandes als Elektrometerverstärker geschaltet.

Für den Operationsverstärker V_2 wird ein TCA 335 verwendet ($R_E = 3 \text{ M}\Omega$ typ.). Das Regelglied mit V_2 hat im wesentlichen Integralverhalten (Kondensator $C = 1,5 \text{ }\mu\text{F}$). Der Widerstand $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$ dient der Verbesserung der Stabilität des Regelkreises (PI-Regler). Die Abfallzeitkonstante der Regelung wird vor allem durch $C (R_2 + R_3)$ bestimmt und beträgt ca. 10 sec (Anstiegszeit t_{an} des Fotowiderstandes für Beleuchtungsstärken $E_V > 1 \text{ Lux}$: $t_{an} < 1 \text{ sec}$). Die Anstiegszeitkonstante der Regelung wird vor allem durch den Fotowiderstand bestimmt und beträgt einige ms (Abklingzeitkonstante t_{ab} des Fotowiderstandes bei $E_V = 1 \text{ Lux}$: $t_{ab} = 20 \text{ ms}$). Eine Verstärkungsregelung mit den angegebenen Zeitkonstanten ist z. B. für die Übertragung von Sprachaufnahmen oder Unterhaltungsmusik geeignet.

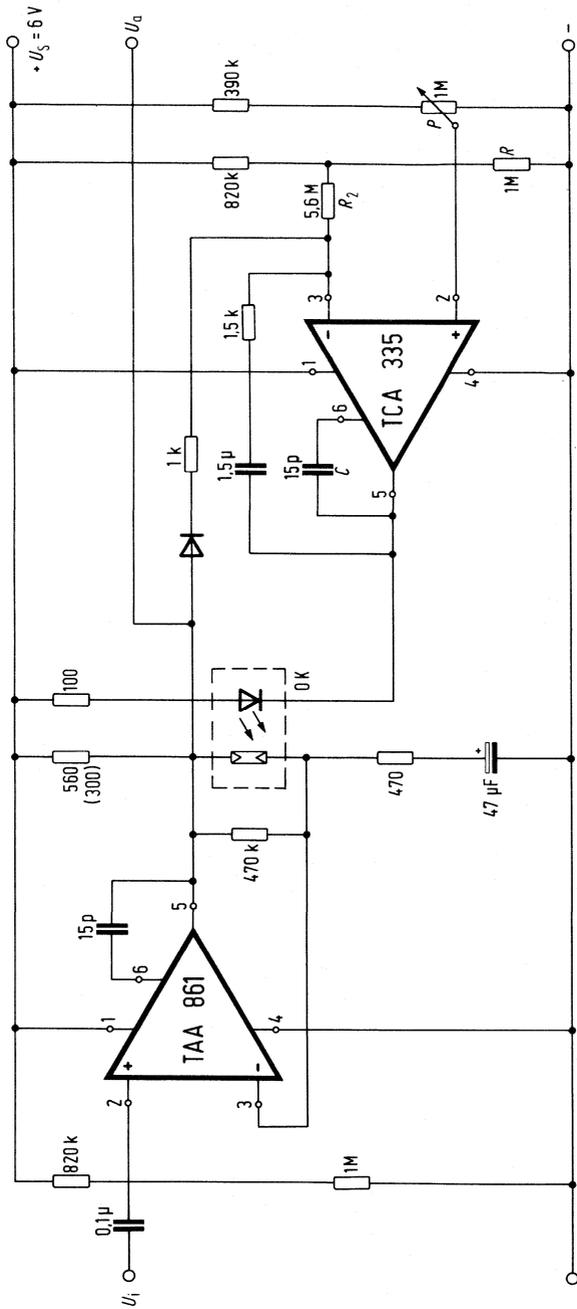


Bild 5.14.

Technische Daten

Versorgungsspannung

$$U_s = +6 \text{ V}$$

Regelbereich der Eingangsspannung u_e :
entspricht einem Regelumfang von 40 dB;

$$u = 2 \text{ mV}_{\text{eff}} \text{ bis } 200 \text{ mV}_{\text{eff}}$$

Regelung von U_a besser 1 dB

Einstellbarer Bereich der geregelten

Ausgangsspannung (Potentiometer P)

$$u_o = 50 \text{ mV}_{\text{eff}} \text{ bis } 1,4 \text{ mV}_{\text{eff}}$$

Frequenzbereich

$$50 \text{ Hz bis } 10 \text{ kHz}$$

Klirrfaktor K

$$K < 0,5\%$$

Eingangswiderstand R_e

$$R_e > 100 \text{ k}\Omega$$

Max. Lastwiderstand R_L

$$R_L > 10 \text{ k}\Omega$$

Bauteileliste zu Schaltung 5.14.

1 Operationsverstärker V1	TAA 861	Q67000-A89
1 Operationsverstärker V2	TCA 335	Q67000-A1017
1 Diode	BAY 61	Q60201-A389
1 Lumineszenzdiode	LD 50	Q62703-Q53
1 Fotowiderstand	RPY 61	Q62717-P4
2 KS-Kondensatoren	15 pF	B31310-A5150-F
1 MKH-Kondensator	0,1 μF	B32560-B1104-J
1 MKH-Kondensator	1,5 μF	B32562-B1155-J
1 Elko	47 $\mu\text{F}/10 \text{ V}$	B41313-A3476-Z

5.15. Motorschutzschaltung mit Kaltleiter und Schwellwertschalter TCA 105

Kaltleiter sind wegen ihres steilen Widerstandsanstieges bei der Nenntemperatur für Temperatursicherungsschaltungen gut geeignet. Eine sehr einfache Temperatursicherungsschaltung ohne externen Bauteilaufwand zeigt **Bild 5.15.** am Beispiel einer Motorschutzschaltung.

Mehrere Kaltleiter werden in Reihe an den Schwellwertschalter TCA 105 angeschlossen. Der niedrige Kaltwiderstand hält den Schwellwertverstärker in der Ruhelage. Erhöht sich der Widerstand eines oder mehrerer Kaltleiter infolge Temperaturerhöhung seinen Widerstand, so kippt der Schwellwertschalter in die andere Lage. Die beiden Ausgänge des TCA 105 invertieren, es kann also wahlweise ein Ruhe- oder Arbeitsrelais angeschaltet werden. Es können auch beide Ausgänge gleichzeitig beschaltet werden.

Die Kaltleiterbauform Z 722 ist speziell für die Temperaturmessung in Motoren entwickelt worden. Die Festigkeit und Isolation entspricht den Anforderungen für den direkten Einbau in Kupferwicklungen.

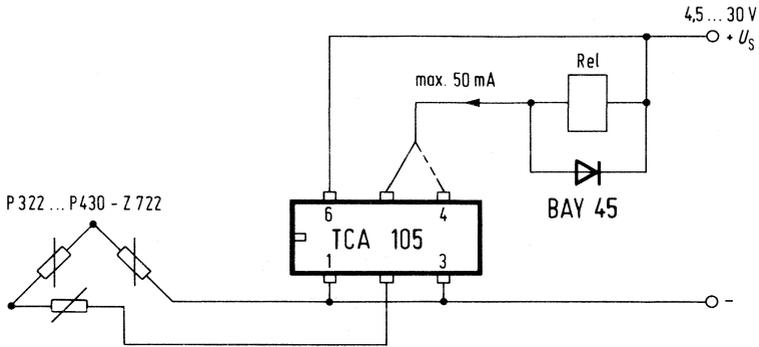


Bild 5.15.

Technische Daten

Betriebsspannung	4,5 bis 30 V
Betriebsstrom (lastabhängig)	max. 50 mA
Umgebungstemperatur	-25° C bis +85° C
Gesamtkaltwiderstand der Kaltleiter	< 2 k Ω
Schaltpunkt bei Gesamthei β -widerstand der Kaltleiter	2 k Ω < 6 k Ω
Laststrom je Ausgang	50 mA

Bauteileliste zu Schaltung 5.15.

1 IS	TCA 105	Q67000-A527
3 Kaltleiter		z. B. Q63100-P381-Z722*
1 Diode	BAY 45	Q60201-Y45
1 Relais z. B. f. $U_S = 24$ V		NV23016-C0006-A201

* andere Kaltleiter mit Ansprechtemperaturen zwischen 60° bis 170° C siehe Kaltleiter-Datenbuch

6. Netzteil-Schaltungen

6.1. Gleichstromstabilisiertes Netzteil 220 V_~ / 200 V = 250 mA mit BU 111

In diesem Vorschlag wird ein gleichstromstabilisiertes Netzteil gezeigt, welches mit dem preisgünstigen Transistor BU 111 arbeitet. Der Transistor T_1 wirkt als Stromgenerator und stabilisiert zwischen 190_~ und 250 V_~ den Bezugstrom (250 mA₌) des Verbrauchers, z. B. eines Fernsehgerätes nach dem Pumpprinzip. Der Verbraucher erhält damit auch eine konstante Bezugsspannung von z. B. 200 V₌ bei einer Last von 800 Ω.

Folgende wesentliche Eigenschaften sind hervorzuheben:

Der Transistor T_1 ist beim Netz-Einschalten zunächst gesperrt und arbeitet erst ab ca. 150 V₌, d. h. er führt nur Strom im Bereich unter 100 V Kollektorspannung und ist somit ausgesprochen gut geschützt.

D_2 wirkt als Basisspannungsstabilisator und stabilisiert über R_3 und R_4 in T_1 den Strom.

Der Shuntwiderstand R_5 vermindert die Verlustleistung in T_1 auf 1/4 des Wertes, welcher ohne R_5 auftreten würde. T_1 hat damit nur mehr eine Leistung von maximal 7 W aufzunehmen.

Die Diode D_3 bewirkt eine Begrenzung der negativen Sperrspannung an T_1 auf ca. 1 V bei Anlauf der Schaltung, wo C_3 zunächst als Kurzschluß wirkt.

Bei Last-Kurzschluß ist T_1 stromlos, da die Basis sperrt. Bei Strom = 0 ist T_1 ebenfalls stromlos.

Die flinke Sicherung Si2 schützt bei Lastkurzschluß oder Kurzschluß von C_3 den Widerstand R_5 vor Überlast.

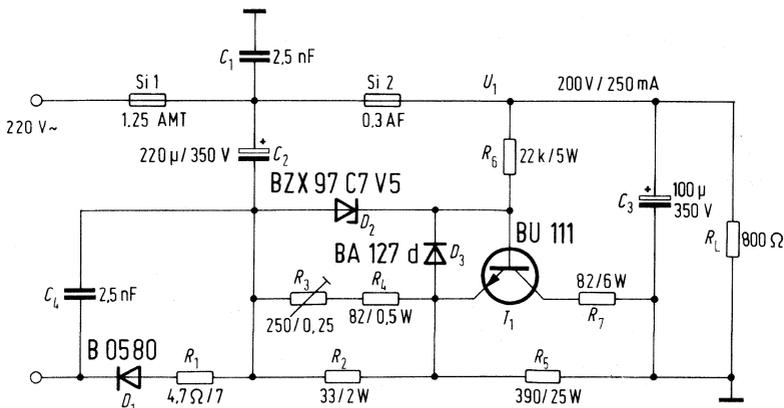


Bild 6.1.

Die Brummspannungen U_{Br} sind bei $R_L = 800 \Omega$ und den Netzspannungen von
 $U_{\approx} = 180 \text{ V}$ ca. 4 V_{ss}
 $U_{\approx} = 190\text{--}240 \text{ V}$ ca. 30 mV
 $U_{\approx} = 250 \text{ V}$ ca. 2 V_{ss} .

Die Stromverstärkung des Transistors T_1 soll bei $250 \text{ mA} > 25$ betragen.

Bauteileliste zu Schaltung 6.1.

1 Transistor	BU 111	Q62702-084
1 Zenerdiode	BZX 97C 7 V 5	Q62702-Z1232
1 Diode	SSi B0580	C66047-A1005-A5
1 Diode	BA 127 d	Q60201-X127-D9
2 MKH-Kondensatoren	2,5 nF	B32237-J2252-S
1 Elko	100 μF 350 V	B43111-B4107-T
1 Elko	220 μF 350 V	B43111-B4227-T

6.2. Kurzschlußsicheres Spannungskonstantgerät mit den LSL-Bausteinen FZY 101 und FZL 141 S

In längsgeregelten Netzteilen mit Strombegrenzung tritt im Kurzschlußfall am Längstransistor eine erheblich größere Verlustleistung als im Normalbetrieb auf. Eine entsprechend gute Kühlung ist daher notwendig.

Die vorgestellte Schaltung **Bild 6.2.1.** vermeidet diesen Nachteil durch eine „getaktete“ Kurzschlußprüfung. Der Kurzschlußstrom fließt hier nur während einer kurzen Prüfzeit. Nach Beseitigung des Kurzschlusses geht dieser periodisch verlaufende Prüfungsvorgang automatisch in den Normalbetrieb über.

Die Schaltung setzt sich aus zwei Funktionsgruppen zusammen: Dem normalen Längsregler, bestehend aus FZY 101, T_1 und T_2 sowie dem Kurzschlußprüfer FZL 141 S.

Im Normalbetrieb beeinflusst der Kurzschlußprüfer die Funktion des Längsreglers nicht. Der Laststrom I_L fließt von $+U_S$ über R_K , T_1 , R_B und R_L nach Masse.

Sobald der Spannungsabfall U_K einen Wert von ca. $0,8 \text{ V}$ erreicht, d. h. ein mit R_K eingestellter Laststromwert wird überschritten, wird eine periodische Überprüfung des Laststromes durch die Kurzschlußprüfer FZL 141 S durchgeführt. Der FZL 141 S besitzt einen internen Taktgenerator, dessen Frequenz mit C_T einstellbar ist. Das Tastverhältnis dieser Rechteckschwingung beträgt typ.: $60 : 1$ (in der gezeigten Schaltung gilt für $C_T = 33 \text{ nF}$: $f = 800 \text{ Hz}$).

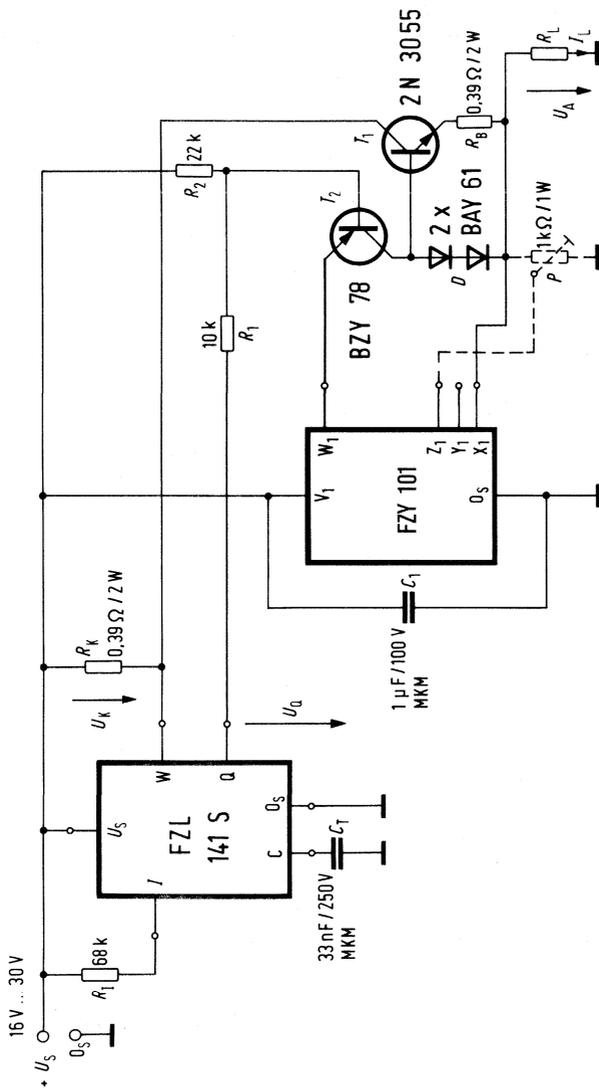


Bild 6.2.1.

Bei einem Kurzschluß oder zu hohem Laststrom erfolgt der periodische Prüfvorgang in folgender Weise: Erreicht der Spannungsabfall U_K den Schwellwert von ca. 0,8 V, so löst dies im FZL 141 S einen Schaltvorgang aus. Der Ausgang Q (offener Kollektor eines npn-Transistors), der im Normalbetrieb durchgeschaltet ist, wird nun im Takt der Prüffrequenz auf U_s geschaltet. Damit wird über T_2 und T_1 auch der Laststrom getaktet. **Bild 6.2.2.** zeigt das Impulsdiagramm für diesen Fall.

Impulsdiagramm für den Kurzschlußfall

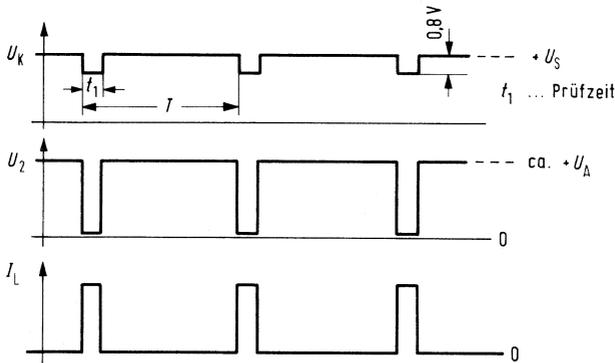


Bild 6.2.2.

Im Kurzschlußfall fließt also nur während der kurzen Prüfzeit t_1 Strom. Der Einsatzpunkt der Strombegrenzung bzw. des Prüfvorganges wird durch die Größe von R_K eingestellt; der Spitzenwert des während t_1 fließenden Stromes wird mit der Kombination $R_B/2 \times \text{BAY 61}$ auf einen Wert begrenzt, der T_1 nicht gefährdet. Die Verlustleistung am Längstransistor sinkt bei Kurzschluß auf einen Bruchteil der normalen Betriebsverlustleistung.

Bei Wegfall des Kurzschlusses wird der periodische Prüfvorgang unterbrochen und die Schaltung geht automatisch in den Normalbetriebsfall über.

Die Ausgangsspannung U_0 des Spannungsreglers, die bei direktem Verbinden der Anschlüsse X_1, Y_1, Z_1 des FZY 101 mit der Ausgangsspannung fest ist, kann durch Einfügen des Potentiometers P einstellbar gemacht werden.

Technische Daten

Eingangsspannung	$+U_S$	16 V bis 30 V
Ausgangsspannung je nach Benutzung der Ausgänge	U_o	
	X_1	17 V
	Y_1	16 V
	Z_1	12 V
mit Potentiometer P und Z_1 einstellbar		12 V bis 26 V
Ausgangsstrom	I_L	max. 2 A
Ansprechwert der Strom- begrenzung		ca. 2,1 A
Prüffrequenz	f	ca. 800 Hz
Prüfzeit	t_1	ca. 20 μ s
Umgebungstemperatur	T_n	0° C bis 50° C
Regelgenauigkeit der Ausgangsspannung U_A ($\Delta I_L = 2$ A $U_S = 16$ V bis 30 V)		< 1%
Kühlkörper für T_1	R_{th}	≤ 3 K/W
Kühlung des FZY 101 über seine Kühlaschen		Cu-Fläche ≥ 20 cm

Bauteileliste zu Schaltung 6.2.

1 IS	FZL 141 S	Q67000-L170-S1
1 IS	FZY 101	Q67000-Y361
1 Transistor	2N 3055	Q62702-U58-F100
2 Transistoren	BCY 78 VIII	Q60203-Y78-H
2 Dioden	BAY 61	Q62702-A389
1 MKH-Schichtkondensator	33 nF/250 V	B32560-B3333-J
1 MKH-Schichtkondensator	1 μ F/100 V	B32561-B1105-J

6.3. Phasenanschnittsteuerung für Projektionslampe 150 W/110 V \approx , für Anschluß an 220 V \approx und 110 V \approx

Zum Betrieb einer Projektionslampe 150 W/110 V-Betriebswechselspannung wird anstelle eines Netztransformators (primär: 220 V \approx /sekundär: 110 V \approx) ein Triac eingesetzt. Im 110 V-Betrieb bleibt die Phasenanschnittsteuerung außer Betrieb.

Es wurde eine Lösung gesucht, die bewußt ohne Schaltnetzteil arbeitet.

Bei einer Schaltung mit Netz-Halbwellenstrom (Einweggleichrichtung) würde an die Projektionslampe eine Leistung von 301 W abgegeben werden, d. h. die Lampe wird zerstört. Dieser Weg ist also nicht gangbar.

In **Bild 6.3.** wird eine Phasenanschnittsteuerung mit Triac gezeigt, die bei einem Phasenanschnittwinkel von 113° zündet und damit an den Verbraucher eine Effektivspannung von 110 V_{\approx} abgibt. Der Zündwinkel wird mittels Trimpotentiometer R_3 fest eingestellt. An der Projektionslampe tritt bei Netzennspannung eine Spitzenspannung von 287 V auf. Die periodische Spitzenspannung für die Projektionslampe kann durch eine entsprechend dimensionierte Drossel L verkleinert werden.

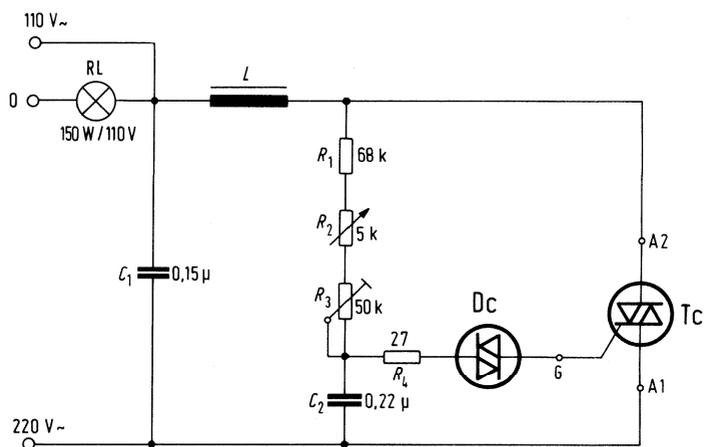


Bild 6.3.

Mit dem Einstellwiderstand R_2 kann die Projektionslampe in ihrer Helligkeit variiert werden.

Wird bei jedem Einschalten die Helligkeit langsam hochgefahren (R_2 voll wirksam), dann wird die Projektionslampe gut geschont.

Der Triac TX C02 muß bei Betrieb mit Umgebungstemperatur von 60° auf ein Kühlblech mit $R_{thGU} \leq 14\text{ K/W}$ angebracht werden.

Bauteileliste zu Schaltung 6.3.

1 Triac	TX C02 A60	
1 Diac	A 9903	
1 Entstör-Kondensator	0,15 $\mu\text{F}/250\text{ V}$	B81111-B-B27
oder		
MKH-Wickelkondensator	0,15 $\mu\text{F}/630\text{ V-}$	B32231-C8254-M

1 MKH-Schichtkondensator	0,22 μ F/ 100 V–63 V	B32560-B1224-J
oder MKM-Kondensator		B32551-A1224-M
1 Funkentstör-Drossel (oder größere Drossel)		B82603-V-B101 (oder größere Drossel)
1 Projektorlampe 110 V/150 W	Osram 8287	

6.4. Geregelter Gleichspannungswandler 24 V–5 V/5 A mit der IS TDB 0556

Es wurde ein geregelter, kurzschlußsicherer Gleichspannungswandler (**Bild 6.4.1.**) nach dem Sperrwandlerprinzip entwickelt, dessen Ausgangsspannung galvanisch von der Eingangsspannung getrennt ist.

Der Wandler ermöglicht eine netzunabhängige Stromversorgung von TTL-Schaltkreisen aus einem 24 V-Akku. Die Übertragung der Regelgröße erfolgt mit dem Optokoppler CNY 17.

Steuer-generator

Der Doppelzeitgeber TDB 0556 ist als Steuer-Rechteckgenerator für die Schaltstufe BUY 55 des Sperrwandlers eingesetzt. Der erste Zeitgeber der TDB 0556 ist als astabiler Multivibrator mit den Zeitgliedern R_2 , R_3 , C_2 geschaltet. Sein negativer Ausgangsimpuls mit der Dauer von 1 μ s steuert den zweiten Zeitgeber an, der als monostabiler Multivibrator mit den Zeitgliedern R_4 , R_5 , C_3 arbeitet.

Die Einschaltzeit des Monoflop wird von den Widerständen R_4 , R_5 und dem Fotostrom des Fototransistors im Optokoppler bestimmt.

Schaltstufe

Die Schaltstufe besteht aus den Transistoren T_1 , T_2 , T_3 . T_2 und T_3 sind als Darling-ton geschaltet, so daß der Basisstrom des Endstufentransistors genutzt wird. Während der Einschaltzeit des Steuer-generators wird der Speicherüber-träger geladen.

Ausgangskreis

Über die Diode D_2 entlädt sich die gespeicherte Über-trägerenergie und lädt die Kondensatoren C_4 , C_5 . Wegen der hohen Wechselstrombelastung von max. 8 A_{eff} mußten zwei Kondensatoren parallel geschaltet werden. Die Ausgangs-spannung wird mit R_{10} und C_6 gesiebt.

Regelschaltung

Der PID (Proportional-Integral-Differential)-Regelverstärker mit der IS TAA 861 A vergleicht die Ausgangsspannung mit der Referenzspannung am Ein-steller R_{14} , überträgt mit dem Optokoppler die Regelabweichung und bestimmt die Einschalt-dauer des Steuer-generators.

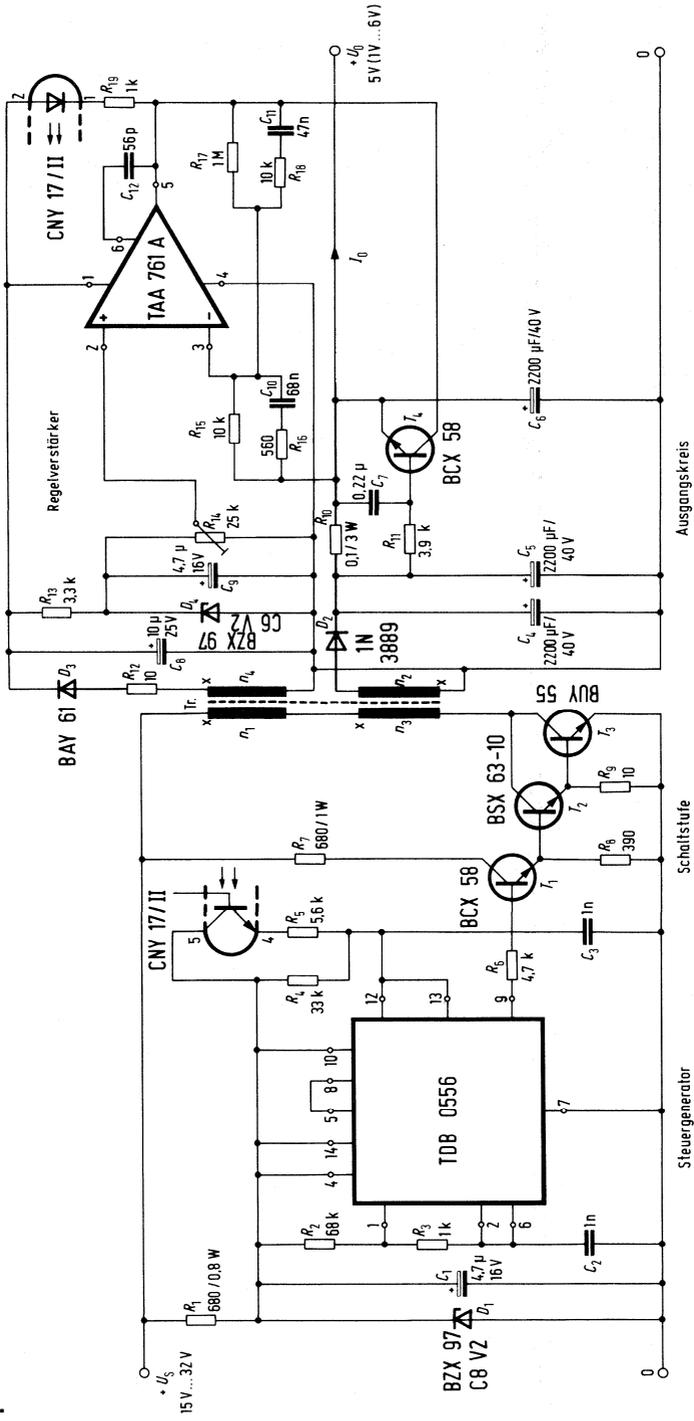


Bild 6.4.1.

Der Regelbereich des Ausgangsstromes wird bei kleinen Ausgangsspannungen nach oben erweitert, der Kurzschlußausgangsstrom steigt jedoch bis auf ca. 11 A an.

Technische Daten zu Schaltung Bild 6.4.1. und 6.4.2.

Betriebsspannung	24 V (15 V bis 32 V)
Schwingfrequenz	14 kHz
Ausgangsspannung	5 V (1 V bis 6 V)
Ausgangsbrummspannung ($U_0 = 5 \text{ V}, J_0 = 5 \text{ A}$)	20 mV _{ss}
Ausgangsstrom	1,2 A bis 5 A
Innenwiderstand	1 mΩ
Spannungsstabilisierungsfaktor $\frac{\Delta U_0 \cdot U_i}{U_0 \cdot \Delta U_i}$	0,018
Wirkungsgrad ($U_0 = 5 \text{ V}, J_0 = 1 \text{ bis } 5 \text{ A}$)	61%
Regelbereich des Ausgangsstromes in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung	
U_0	1 2 3 4 5 6 V
$J_{0 \text{ min}}$	3,8 2,3 1,75 1,4 1,2 1 A
$J_{0 \text{ max}}$	5 A
Einschaltzeit des Steuergenerators	6 μs bis 22 μs
Wärmewiderstand der Kühlkörper für T ₃	5 K/W
D ₂	6 K/W

Bild 1

Übertragerdaten:

Siferrit-Schalenkern 36 Ø x 22;
B65611-K0-400-A-022

Wickeldaten	$n_1 = 5$ Wdg. 1 mm CuL 2 x 0,1 mm LP
	$n_2 = 2$ x 6 Wdg. 1 mm CuL bifilar 2 x 0,1 mm LP
	$n_3 = 5$ Wdg. 1 mm CuL 2 x 0,1 mm LP
	$n_4 = 6$ Wdg. 0,3 mm CuL 2 x 0,1 mm LP

Bauteileliste zu Schaltung 6.4.

1 Zeitgeber-Schaltkreis	TDB 0556	Q67000-A1046
1 Operationsverstärker	TAA 761 A	Q67000-A522
1 Optoelektron. Koppellement	CNY 17/II	Q62703-N1-S2
1 Transistor	BUY 55	Q62702-U107
1 Transistor	BSX 63-10	Q60218-X63-C
2 Transistoren	BCX 58	Q62802-C619
1 Zenerdiode	BZX97 C8 V2	Q62702-Z1233
1 Zenerdiode	BZX97 C6 V2	Q62702-Z1230
1 Diode	1N 3889	
1 Diode	BAY 61	Q62702-A389
1 Kondensator	56 pF	B37190-A2560-M007
2 MKH-Schichtkondensatoren	1 nF	B32560-B3102-K
1 MKH-Schichtkondensator	47 nF	B32560-B3473-J

1 MKH-Schichtkondensator	68 nF	B32560-B3683-J
1 MKH-Schichtkondensator	0,22 μ F	B32560-B1224-J
2 Elkos	4,7 μ F/16 V	B41313-B7475-Z
1 Elko	10 μ F/25 V	B41313-B5106-Z
3 Elkos	2200 μ F/40 V	B41010-C7228-T
1 Siferrit-Schalenkern 36 \emptyset x 22		B65611-K0400-A022

6.5. 120 W-Trapez-Schaltnetzteil mit 2 x BU 111 220 V/2 x 30 V/2 A

Das vorliegende (ungeregelte) Schaltnetzteil (**Bild 6.5.1.**) arbeitet nach dem Gegentaktprinzip, wobei die zwei Leistungstransistoren in Serie geschaltet sind. Damit kommt man mit einer Transistorspannung von $U_{ceV} = 350$ V pro Transistor aus. Wird eine Leistung bis zu 200 W benötigt, dann genügen die Transistoren BU 111. Die Kurvenform der Spannung hat eine Trapezform. Damit war es möglich geworden, daß während des Spannungs-Umschaltvorganges (Flanken) ab ca. 50 V kein Kollektorstrom mehr fließt. An den Transistoren liegt entweder nur Strom oder nur Spannung je Halbschwingung an (**Bild 6.5.2.**). Dies ist nur erreichbar, wenn im Kollektorkreis (Tr_1 Wicklung 5 bis 6) ein Schwingkreiskondensator C_9 angeordnet ist. Der Widerstand R_6 ist lediglich ein Dämpfungswiderstand, der die durch die Streuinduktivität bedingten Schwingungen beseitigt.

Die Steuerung erfolgt vom Trafo Tr_1 , wobei die Rückkoppelspannung so bemessen ist, daß keine unzulässig hohe negative Basisspannung entsteht. Das Glied R_3/C_7 und R_5/C_6 baut eine Vorspannung auf, so daß die Steuerung an der Basis jeweils nur im oberen Teil der positiven bzw. negativen Halbwelle erfolgt. Damit erhält man die erwünschte Verzögerung beim Einschalten der Transistoren, so daß kein Querstrom während des Umschaltvorganges fließen kann. Das periodische Ausschalten des Transistors erfolgt derart, daß sich infolge des Kondensators C_9 die anliegende Spannung noch kurzzeitig hält, wobei sich der Kollektorstrom bis auf Null abbaut. Es kann somit keine große Flankenverlustleistung (außer bei kleineren Spannungen bis zu 50 V) entstehen. Der Transistor wird im empfindlichen Teil des aktiven Kennlinienfeldes praktisch nicht belastet.

Nach jedem Umschalten fließt zunächst Inversstrom (unbelastet größer als belastet), der nach dem Nulldurchgang in den Kollektorstrom I_C ca. 2 A (Bild 6.5.2., Werte ohne Klammer) übergeht. Die Umschaltung wird durch den fallenden Basisstrom ausgelöst, der durch die Kombination R_2, R_3, C_7 beeinflussbar ist. Mit den Widerständen R_3 und R_5 kann dieser vergrößert oder verkleinert werden, entsprechend der Soll-Leistungsabgabe am Ausgang.

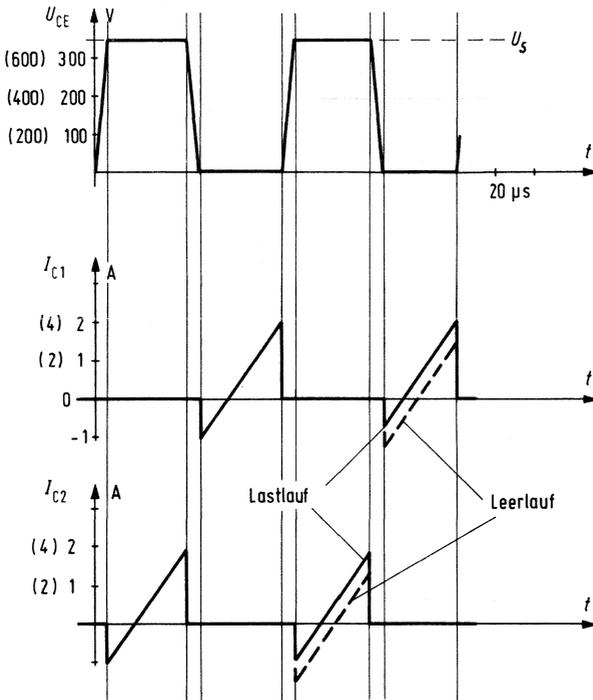


Bild 6.5.2. (Werte in Klammer gelten für Schaltnetzteil nach 6.6)

Lage/ Wickl.	Anschl.	Windungen / Draht	Anschl.	Isolation
	7	16 Wdg HF-Litze 100 x 0,1	8]-----]
			S2	
			S1]-----]
			6	
	5	70 Wdg 1 x 0,65 mm CuL	4]-----]
	2		3	
	1	2 Wdg 2 Wdg 1 x 0,5 mm CuL]-----]
Bemerkung:		Kern: EE 42 Siferrit		Isolationsmaterial
Luftspalt		Mat.: N 27		Makrotol 0,06
je Schenkel		B 66 244		Spulenkörper:
1 mm				

Induktivität Dr_1
 Spulenkörper: 47 mm Lg für 8 mm Gew.-Kern
 (Sp8/47-197 Fa. Vogt)
 Wicklung: 30 Wdg. 0,80 CuL

Das Anschwingen erfolgt über einen Stromstoß über R_7-C_5 . Hierbei klemmt die Diode D_2 die Spannung auf ca. 0,7 V. Dabei beginnt der Generator hochzuschwingen. Die Diode D_1 legt die Sperrphase der Rückkoppelspannung an die Basis und bewirkt ein schnelles Ausräumen von T_2 .

Die Drossel Dr_1 mit ca. 6 μ H begrenzt die Diodenstromspitzen, insbesondere während des Einschwingvorganges. Damit werden indirekt auch die Kollektorströme von T_1 und T_2 begrenzt.

Ohne diese (Streu-) Drossel ist es nicht möglich, große Kondensatoren C_{10} und C_{11} (2 mF) einzusetzen.

Die Schaltung ist vom Leerlauf bis zum Kurzschluß belastbar, wobei die Frequenz steigt. Momentane Kurzschlüsse an C_{10} und C_{11} lassen die Schwingung sofort abreißen. Die sekundärseitige Brummspannung bei 100 W ist ca. 1,6%. Die Leerlaufspannung liegt bei ca. 2 x 35 V, die Spannung bei 50 W Belastung fällt auf 2 x 32 V, die Spannung bei 100 W Belastung sinkt auf 2 x 27 V. Im Kurzschlußfall fließt über D_3 und D_4 ca. 5 A. Gegebenenfalls sind am Ausgang entsprechende Schmelzsicherungen vorzusehen.

Bauteileliste zu Schaltung 6.5.1.

2 Dioden	1N4001	C66047-Z1306-A1
4 Dioden	C2640	C66047-A1044-A7
1 Brückengleichrichter	B1240B	C66067-A1706-A4
2 Transistoren	BU 111	Q62702-U84
2 Keramikkondensatoren	2,5 nF/630 V	B37238-J5222-S001
1 MKP-Kondensator	22 nF/1 kV	B32650-A0224-J
1 MKH-Kondensator	100 nF/630 V	B32231-C8104-M000
1 Kondensator	2,2 μ F/350 V	B43588-B4225-T000
2 Elkos	100 μ F/40 V	B41286-A7107-Z000
2 Elkos	100 μ F/250 V	B43588-B2107-T000
1 Elko	220 μ F/350 V	B43306-B4227-T000
2 Elkos	1000 μ F/40 V	B41012-D7108-T000
1 Drossel		siehe Daten
1 Übertrager	EE42/15	siehe Daten
2 Kühlkörper je Transistor	5 k/W	
1 Sicherung 1.6 AMT		
1 Platine		

6.6. 300 W-Trapez-Schaltnetzteil mit 2 x BUY 79 (220 V/2 x 100 V/1,5 A)

Häufig werden auch Netzteile gewünscht, die nicht geregelt sein müssen bzw. nicht geregelt sein sollen (z. B. für NF-Leistungsverstärker oder verschiedene industrielle Anwendungen). Für solche Fälle ist die nachstehende Schaltung (**Bild 6.6.**) gut geeignet. Das (ungeregelte) Schaltnetzteil arbeitet nach dem bekannten Gegentaktprinzip, wobei die zwei Leistungstransistoren parallel ge-

speist sind. Damit ist allerdings eine Transistorsperrspannung von ca. $U_{ceV} \geq 750$ V erforderlich (BUY 79). Als Kurvenform der Spannung wurde die Trapezform gewählt, weil es damit gelungen ist, daß während des Spannungsumschaltvorganges (Flanken) ab ca. 100 V kein Kollektorstrom mehr fließt. Die Transistoren haben je Halbschwingung praktisch nur Strom oder nur Spannung anliegen, Bild 6.5.2. (Werte in Klammern). Dies ist in einfacher Weise dadurch erreichbar, indem im Kollektorkreis (Tr_1 Wicklung 5–6–7) ein Schwingkreis, bestehend aus der Trafoinduktivität und den in Reihe geschalteten Kondensatoren C_6 und C_7 angeordnet ist. Der Widerstand R_6 ist ein Dämpfungswiderstand, der die Bildung parasitärer, sehr hochfrequenter Schwingungen verhindert.

Die Steuerung erfolgt selbstschwingend (ca. 16 kHz) vom Trafo Tr_1 , wobei die Rückkoppelspannung so bemessen ist, daß keine zu hohe negative Basisspannung entsteht (D_1, D_2). Das Glied R_5/C_8 und R_4 baut eine Vorspannung auf, so daß die Steuerung an der Basis jeweils nur im oberen Teil der positiven bzw. negativen Halbwelle erfolgt. Damit erhält man die erwünschte Verzögerung beim Einschalten der Transistoren, wobei kein unerwünschter (gefährlicher) Querstrom während des Umschaltvorganges fließen kann. Das periodische Ausschalten der Transistoren erfolgt so, daß sich infolge des „Schwingkondensators C_6/C_7 “ die momentane Spannung noch kurzzeitig hält, wobei sich der Kollektorstrom bis auf Null abbauen kann. Es kann somit keine gefährliche Flankenverlustleistung im Transistor entstehen. Der Transistor wird also im empfindlichen Teil des aktiven Kennlinienfeldes nicht belastet. Die Durchlaß-Verluste müssen jedoch durch einen geeigneten Kühlkörper abgeführt werden (ca. 2,5 K/W je Transistor). Diese liegen bei diesem einfachen Konzept höher als bei aufwendigeren Schaltungen, bei denen ein hartes Schalten durch eine zusätzliche Steuerschaltung erzielt wird.

Nach jedem Umschalten fließt zunächst Inversstrom über die Dioden D_5 bzw. D_6 (unbelastet größer als belastet) der nach dem Nulldurchgang in den Kollektorstrom übergeht und einen Spitzenwert von ca. 4 A erreicht (Bild 6.5.2., Klammerwerte). Die Umschaltung wird durch den sinkenden Basisstrom ausgelöst, der durch die Kombination R_4, R_5, C_8 mit beeinflußt wird. Mit den Widerständen R_4 und R_5 kann dieser vergrößert oder verkleinert werden, entsprechend der Soll-Leistungsabgabe am Ausgang.

Das Anschwingen erfolgt durch einen Stromstoß über R_3-C_{11} . Hierbei klemmt die Diode D_4 die Spannung auf ca. 0,7 V. Dabei beginnt der Generator hochzuschwingen. Die Diode D_3 legt die Rückkoppelsperrspannungen an die Basen und bewirkt ein schnelles Ausräumen von T_1 bzw. T_2 , wobei C_8 ebenfalls sperrend wirkt.

Die Drossel Dr_1 mit ca. = 25 μ H begrenzt die Diodenströme (D_7, D_8) und indirekt die Kollektorströme (T_1, T_2), insbesondere beim Schwingungsanlauf mit der ansteigenden Betriebsspannung beim Einschalten.

Ohne diese (Streu-) Drossel ist es nicht möglich, große Kondensatoren C_9 und C_{10} anzusetzen.

Die Schaltung ist belastbar vom Leerlauf bis zum Kurzschluß, wobei die Frequenz infolge der Drosselwirkung von Dr_1 steigt. Momentane Kurzschlüsse über C_9 und C_{10} lassen die Schwingung sofort abreißen. Die sekundärseitige Brummspannung bei 300 W ist ca. 2%. Die Leerlauf-Ausgangsspannung liegt bei ca. 2×125 V, die Spannung bei 50 W Belastung fällt auf 2×108 V, eine Belastung von 300 W ergibt 2×100 V. Bei sekundärseitigem Kurzschluß fließt über D_5 und D_6 ein erhöhter Strom. Die Sekundärseite muß daher mit entsprechenden Schmelzsicherungen geschützt werden.

Lage/ Wickl.	Anschl.	Windungen / Draht	Anschl.	Isolation
	8	25 Wdg CuLitze 1x100 x0,1	9	2 x 0,06
	7	70 Wdg CuL 2 x 0,6 ϕ	6	2 x 0,06
	5	70 Wdg CuL 2 x 0,6 ϕ		2 x 0,06
	4			
	3			
	2			
	1	je 2 Wdg CuL 0,6 ϕ		
Bemerkung gleicher		Kern : EE 55		Isolationsmaterial Makrofol
Wickelsinn		Kernmat. N 27		Spule

Bauteileliste zu Schaltung 6.6.

2 Transistoren	BUY 79	Q62702-U153
1 Brückengleichrichter	B1340-B	C66067-A1708-A4
2 Dioden	B2510C	C66047-A1028-A8
2 Dioden	1N4000(50 V)	C66047-Z1306-A1
2 Dioden	B2580C	C66047-A1028-A13
2 Dioden	BY 93/300	C66047-A1057-A5
2 Keramik-Kondensatoren	2,2 nF	B37238-J5222-S001
2 MKP-Kondensatoren	22 nF/1 kV	B32650-A0224-J
1 MKH-Kondensator	0,22 μ F	B32231-C8224-M
1 MKH-Kondensator	1 μ F	B32231-C6105-K
2 Elkos	220 μ F	B43050-B1227-T
2 Elkos	470 μ F/350 V	B43306-A4477-T
1 Elko	1000 μ F/10 V	B41010-A3108-T
2 Kühlkörper T_1 , 2,5 K/W		
2 Kühlkörper ca. 20 K/W		
1 Sicherung 3 A MT		
1 Transformator EE 55		
1 Drossel		

6.7. Netzteil in Brückenschaltung 220 V/300 W – 15 kHz

In **Schaltung 6.7.** werden die im Gegentaktbetrieb arbeitenden dreifachdiffundierten Transistoren BUY 79 mit einem eigenen gesättigten Steuertransformator (EE 20) betrieben. Damit ist es möglich, über den gesamten Lastbereich einen ausreichend frequenzstabilen selbstschwingenden 15 kHz-Betrieb zu erhalten. Der Gesamtwirkungsgrad ist bei der Nennleistung 300 W $> 85\%$. Gegenüber einer herkömmlichen 50 Hz-Transformation beträgt das Gewichtsverhältnis 0,650 zu 7,5 kg.

Selbstschwingende Gegentakterzähler arbeiten betriebssicher und stabil, wenn im Übertrager Induktionssättigung vorliegt. Diese Bedingung kann bei hohen Schwingfrequenzen nicht erfüllt werden, da die Eisen- und Cu-Verluste zu hoch ansteigen würden. Man kann hier durch Einführung eines gesättigten Steuertransformators einen Kompromiß schließen. Der Steuertransformator, welcher lediglich die Basissteuerleistung der Transistoren (ca. 2 W) aufbringen muß, kann klein sein und seine zulässige Verlustbelastung ausschließlich durch Sättigungsverluste im Eisen oder bei hohen Frequenzen im Ferrit aufgebracht werden. Der Trafo kann also bei höheren Frequenzen gesättigt werden. Der zum Steuertransformator parallel liegende Haupttransformator beeinflusst dessen wirksame Primärinduktivität kaum, da der Haupttransformator nicht gesättigt und baugrößer (entsprechend der übertragenen Leistung) ist.

Die Zerhackerschaltung mit Sättigungstrafo schwingt mit 15 kHz. In Verbindung mit hochsperrenden dreifachdiffundierten Transistoren ist der Betrieb an Netzspannungen von $220\text{ V} \pm 10\%$ möglich. Schwierigkeiten bereitet die Verzugszeit im Steuertrafo. Vom Beginn der einsetzenden Sättigung bis zur Spannungsumkehr vergehen 5–8 μs . Innerhalb dieser Zeit fließt zweimal pro Periode der hohe, zunächst nahezu unbegrenzte Sättigungsstrom. Er kann durch einen Widerstand R erheblich reduziert werden, ein weiterer Reihenkondensator C verringert die Wirkverlustleistung. Die Verluste im Steuerkreis (Leerlauf) betragen 14,3 W, davon bleiben 12 W im Reihenwiderstand R.

Die Netzspannung $220\text{ V} \approx$ wird über einen Brückengleichrichter gleichgerichtet. Die Siebung übernehmen zwei hintereinandergeschaltete 470 μF (oder größer) Elkos. Die in Reihe liegenden Schalttransistoren werden im Gegentakt betrieben. Die Last, das ist der Steuertransformator Tr_1 und der Haupttransformator Tr_2 , liegt zwischen den Verknüpfungspunkten der beiden Kondensatoren und der Transistoren. Die geeignet gepolten Sekundärwicklungen n_2 und n_3 des Trafos Tr_1 übernehmen die Steuerung der Transistoren. Da die Wicklungen im vorliegenden Beispiel nur aus drei Windungen bestehen, ist sorgfältig auf Gleichheit zu achten. Im Leerlauf ist der Aufnahme­strom des Haupttransformators induktiv und beträgt im Spitzenwert nur ca. 100 mA. Mit ohmscher Last wird dieser Strom entsprechend der übertragenen Leistung mit einem rechteckförmigen Strom überlagert. Bei Nennlast erreicht der Spitzenwert $I_{\text{Tr}_2} = 2,5\text{ A}$. Die Sekundärspannung wird über eine Mittelpunkt-Gleichrichtung gleichgerichtet. Die Mittelpunktschaltung hat gegenüber der Brückenschaltung bei dem hier auftretenden Sekundärstrom von 10 A wesentlich weniger Verluste. Pro Diode SSi E 3005 beträgt die Verlustleistung ca. 5 W. Die zusätzliche Verlust-

leistung, die durch die doppelte Sekundärwicklung verursacht wird, beträgt etwa 0,7 W. Das Verlustleistungsverhältnis, Brückenschaltung zu Mittelpunkt-schaltung, ist hierbei also 20,3 W zu 11 W. Die gleichgerichtete rechteckförmige Sekundärspannung braucht normalerweise nicht mehr geseibt zu werden. Falls es dennoch geschehen soll, ist eine reine Kondensatorsiebung (C-Last) mög-lichst zu vermeiden.

Als Anschwinghilfe dient u. a. der Thyristor B St B0140 und Diac A 9903. Bei genügender Betriebsspannung, die auch langsam ansteigen kann, zündet der Thyristor über den Widerstandsteiler und Diac. Die Zündenergie wird dabei kurz-zeitig vom parallel liegenden 0,22 µF Kondensator aufgebracht. Der gezündete Thyristor schließt kurzzeitig über den Reihenkondensator 0,27 µF die Transistor-schaltstrecke kurz, womit die erste Schwingung eingeleitet ist.

Technische Daten

Betriebsspannung	U_{\approx}	230 V						V
Betriebsstrom	$I_{\text{eff}\approx}$	0,19	0,45	0,67	1,42	2	2,35	A
Aufnahmewirkleistung	P_{\approx}	20	59	95	212	320	390	W
Eingangsgleichspannung	U_{gl}	330	325	320	315	310	309	V
Eingangsgleichstrom	I_{gl}	0,06	0,18	0,29	0,64	1,0	1,22	A
aufgen. Gleichstromleistung	P_{gl}	19,6	58,5	92,8	202	310	377	W
Ausgangsspannung	U_0	38	37,5	37	36	34,5	33,5	V
Ausgangsstrom	I_0	0	1	2	5	8	10	A
Ausgangsleistung	P_0	-	37,5	74	180	276	335	W
Periodendauer	$1/f$	70	70	69	67	65	63	µs
Brummspannung	U_{Brss}	2	6	9	20	28	32	V
Primäreffektivstrom im Steuertrafo	I_{T1}	0,16	0,14	0,13	0,11	0,10	0,09	A
Gesamtwirkungsgrad	τ	-	63,5	77,9	84,9	86,2	85,9	%

Bauteileliste zu Schaltung 6.7.

- 2 Transistoren BUY 79 Q62702-U153
- 1 Thyristor BSt B 01 40 C66048-A1401-A5
- 1 Diac A 9903 C66048-Z1304-A1
- 1 Netzgleichrichter SSiE 2640- C66067-A1731-A3
B250C5000/3300
- 2 schnelle Dioden SSi E 3005
- 1 STYROFLEX®-Kondensator 2,2 nF/630 V B31063-A6222-H
- 1 MKM-Schichtkondensator 0,1 µF/630 V B32892-A6140-K
- 1 MKH-Kondensator 0,22 µF/250 V B32231-A3224-M
- 1 MKH-Kondensator 0,27 µF/400 V B32231-C6274-K
- 2 Elkos 470 µF/350 V B43111-A4477-T
oder B43306-A4477-T

- 1 Transformator Tr₁
Siferrit E Kern EE20 o. L. N30 B66205-A0000-R030

- 1 Spulenkörper B66206-A1001-M001
n₁ = 160 Wdg. 0,3 CuL
n₂ = n₃ = Wdg. 0,4 CuL

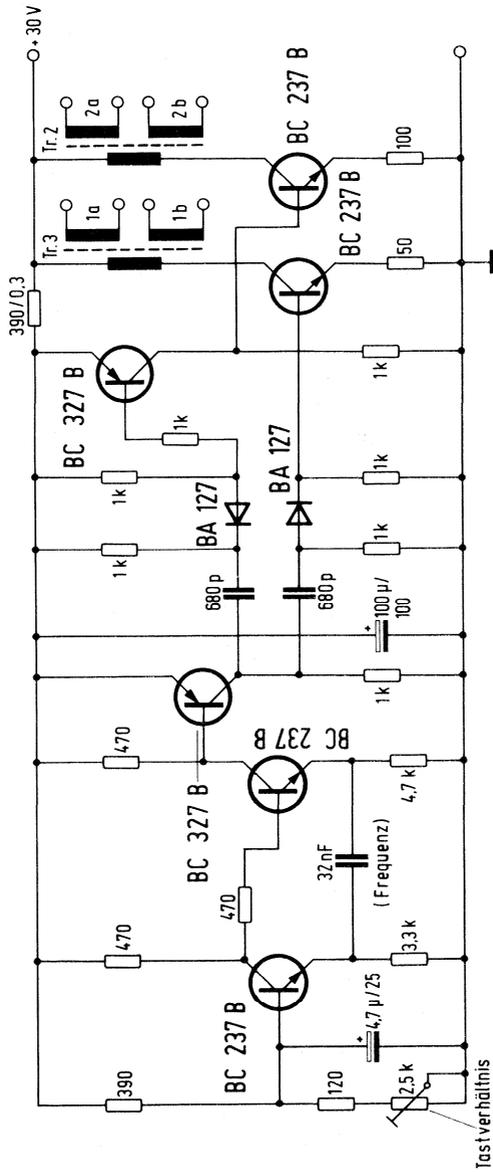


Bild 6.8.2.

In Bild 6.8.1. sind in einer Brückenschaltung zwei Thyristoren vom Typ BStCC0126 oder BStCC0133 mit $U_{DRM}, U_{RRM}, U_{RSM} > 350 \text{ V}$ und eingebauter Rückstromdiode eingesetzt. Im anderen Brückenzweig sind Elkos verwendet, die wegen der hohen Frequenzen (20 kHz) mit Polypropylen-Kondensatoren überbrückt sind. Die Selbstinduktion von $25 \mu\text{H}$ und der Polypropylen-Kondensator von 22 nF bilden einen – in Anbetracht der anliegenden Spannung von 150 V „niederohmigen“ – Kommutierkreis. Das heißt, daß seine charakteristische Impedanz (Wellenwiderstand) L/C in der Größenordnung von 10Ω liegt. Das R-C-Glied $3,3 \text{ nF}/330 \Omega$ dient zur Dämpfung der durch die Streuinduktivität des Übertragers und Streukapazitäten entstehenden Einschwingvorgänge. Die Thyristoren werden über zwei Steuer-Übertrager mit Impulsen von etwa $3 \text{ V}/100 \text{ mA}/10 \mu\text{s}$ angesteuert.

Bei der Thyristoren-Vollbrücke sind vier Thyristoren vom Typ BStCC01R (oder H) in die Brücke eingeschaltet (anstelle von C_1 und C_2 sind zwei weitere Thyristoren geschaltet, und zwar in gleicher Weise wie Th_1 und Th_2). Bei einer Netzspannung von 220 V_{\approx} können ebenfalls Thyristoren mit einer Spannungsfestigkeit von nur 350 V verwendet werden. Verwendet man dagegen eine Spannungsverdopplerschaltung im Netz-Gleichrichterteil, so müssen die Thyristoren $> 700 \text{ V}$ -spannungsfest sein. Man kommt dann mit der Voll-Brückenschaltung auf Ausgangsleistungen bis zu 1 kW .

In einer Thyristorbrücke müssen der obere (Th_1) und der untere (Th_2) Thyristor abwechselnd gezündet werden. Die Periode des Kommutier-Serien-Resonanzkreises muß kürzer sein, als die halbe Periode der Generator-Grundfrequenz.

Die Ansteuer-Impulse werden durch einen Multivibrator erzeugt. Die Rechteckimpulse werden differenziert, wobei der negative Differentialimpuls umgekehrt werden muß. Schließlich werden die beiden Impulsketten getrennt verstärkt und über zwei Ausgangs (= Steuer-) Transformatoren (T_2 und T_3) an das Gate der Thyristoren gegeben.

Die vorliegende Halbbrücke war für eine Ausgangsleistung von ca. 200 W aufgebaut worden.

Ein Wirkungsgrad von ca. 70% wurde erreicht.

Durch gute Dämpfung von „Überschwingern“ steigen die Spannungen an den Thyristoren nicht über 350 V bei 10% Überspannung im Netz.

Die Drossel $D_H \geq 10 \mu\text{H}$ bewirkt, daß beim Einschalten der Schaltung an die Netzspannung der Kommutierkreis keinen totalen Kurzschluß sieht und somit die periodische Löschung der Thyristoren intakt bleibt.

Bauteileliste zu Schaltung 6.8.1.

2 Thyristoren	BStCC0126	C66048-A1409-A3
2 Dioden	C2610	C66047-A1044-A3
2 Dioden	1N3880	Dickson/Siemens
1 STYROFLEX®-Kondensator	3,3 nF/630 V	B31310-A6331-H
3 MKP-Kondensatoren	220 nF/630 V	B32655-A6274-J
2 Elkos	220 µF/350 V	B43306-B4227-T
1 Elko	1000 µF	B41012-D7108-T

Bauteileliste zu Schaltung 6.8.2.

4 Transistoren	BC 237 B	Q62702-C277
2 Transistoren	BC 327	Q62702-C311
1 Elko	4,7 µF/100 V	B41286-A9475-Z
1 Elko	100 µF/100 V	B41010-A9107-T

7. Digitale Schaltungen

7.1. Kurzschlußfeste Leistungstreiber

Bild 7.1.1. zeigt ein typisches Beispiel einer Steuerschaltung für Leistungselemente wie Relais oder Schütze, Glühlampen und Motore. Die Ansteuerung erfolgt direkt mit LSL-Bausteinen, hier z. B. FZH 101, oder anderen Gebern wie der Magnetschalter SAS 211 und bei galvanischer Trennung mit dem Optokoppler CNY 17.

Die Leistungstreiber FZL 121, FZL 131 und FZL 141 ermöglichen einen kurzschlußsicheren Betrieb von Leistungselementen in einem Speisespannungsbereich $U_S = 11$ bis 20 V und $U_S = 11$ bis 30 V bei Einsatz der S-Version. Im Kurzschlußfall werden die Treiber nicht zerstört. Sobald die Störung beseitigt ist, wird die normale Betriebsart wieder aufgenommen. Im Kurzschlußfall ist der sogenannte verbotene Bereich (schraffiert in **Bild 7.1.2.**) zu beachten. In diesem Bereich spricht die Kurzschlußsicherung noch nicht an, und es besteht die Gefahr einer Zerstörung der Bausteine. Im Kurzschlußfall muß dieser Bereich in ca. 50 ms durchlaufen werden.

Der Baustein FZL 121 ist als Relaisreiber eingesetzt. Detaillierte Angaben über die zulässige Last im gesamten Speisespannungsbereich U_S sind in **Bild 7.1.2.** dargestellt. Beispielsweise können Relais mit $R_L > 80 \Omega$ bei $U_S = 20$ V entsprechend der Kurve 1 für 250 mA ohne zusätzlichen Kühlkörper betrieben werden. Für Relais $R_L > 50 \Omega$ und $U_S = 20$ V ist ein Kühlkörper mit $R_{thK} < 35$ K/W erforderlich. Dies entspricht etwa einer Kupferfläche von 20 (10) cm^2 bei einer Belagstärke von 35 (70) μm . In diesem Fall gilt die Kurve 2, R_{Lmin} für 400 mA. Kleinere Lastwiderstände sind unzulässig, da der Baustein sonst in den verbotenen Bereich kommt. Die Kondensatoren $C_{N1} = 470$ pF und $C_{N2} = 1,5$ nF sorgen dafür, daß Schwingungen im Kurzschlußfall vermieden werden.

Für den Fall, daß die Signalübertragung über eine lange störgefährdete Strecke erfolgt, können 2 Widerstände bis zu 5 k Ω zum Schutz der Eingänge und vorangehenden LSL-Ausgänge vor Zerstörungen vorgesehen werden.

Der Baustein FZL 131 ist als Lampentreiber geschaltet. Der Ausgangsstrom ist dabei auf 150 mA bei Spannungen bis $U_S = 20$ V und auf 130 mA bei Spannungen bis $U_S = 30$ V begrenzt. Andernfalls besteht die Gefahr, daß der Einschaltstrom als Kurzschluß gewertet wird und die Lampe nicht einschaltet. Kurve 3 zeigt die gültigen Werte für Glühlampenlasten R_{GL} . Sie gilt auch für den Fall, daß der FZL 121 als Lampentreiber verwendet werden soll. Kurve 4 für 200 mA gilt, wenn der FZL 131 zum Betrieb ohmscher Lasten und Relais eingesetzt wird. Die Belastung ist dabei geringer als beim FZL 121, da die zulässige Verlustleistung bereits bei kleineren Ausgangsströmen erreicht ist. Bei Verwendung eines Kühlkörpers mit $R_{thK} < 35$ K/W gilt für beide Typen die Kurve 2, R_{Lmin} für 400 mA.

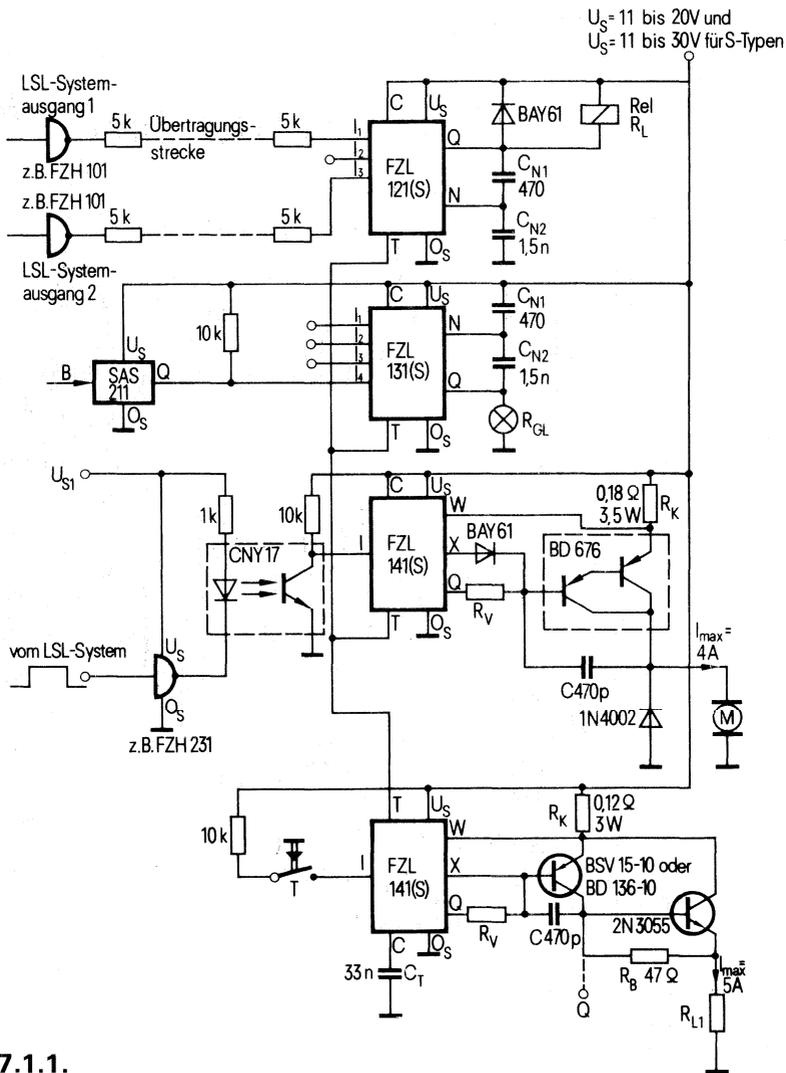


Bild 7.1.1.

Der Baustein FZL 141 dient als Treiber für einen Gleichstrommotor bis zu einem Anlaufstrom von 4 A mit dem Darlingtontransistor BD 676 sowie als Treiber ohmscher Lasten R_{L1} mit dem Leistungstransistor 2N3055.

Die Motorsteuerung erfolgt mit dem PNP-Darlingtontransistor BD 676. Die Diode BAY 61 erhöht die Auslöseschwelle des FZL 141 für den Kurzschlußfall. Auf diese Weise wird die doppelte Basis-Emitter-Schwelle des BD 676 kompensiert. Der erforderliche Kühlkörper muß bei einem Laststrom von 4 A einen Widerstand von $R_{thk} < 10 \text{ K/W}$ haben. Für den Fall, daß diese Schaltung für den Betrieb einer Glühlampe verwendet wird, reduziert sich die maximal mögliche Verlustleistung aufgrund des Einschaltstromstoßes auf 7,5 W.

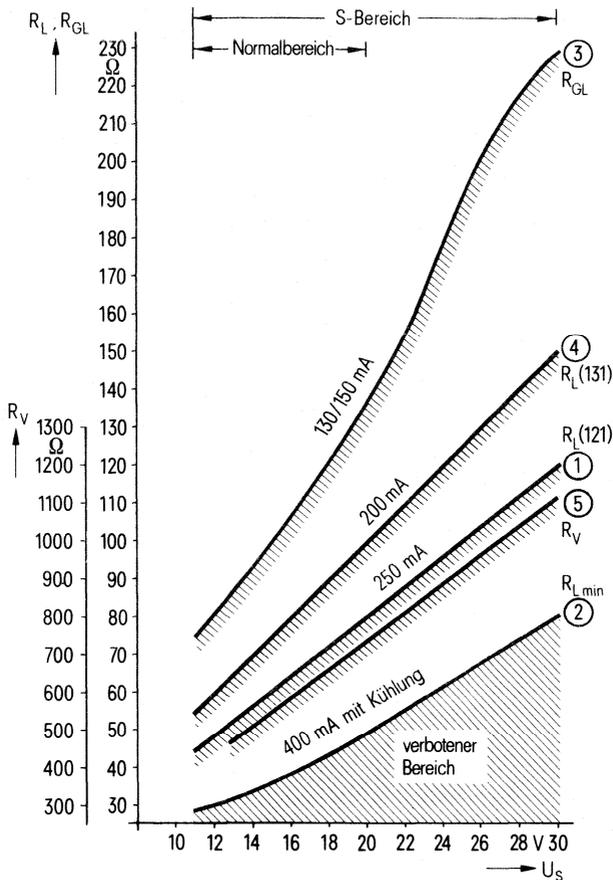


Bild 7.1.2.

Die zweite Schaltung kann wahlweise mit 1 oder 2 Transistoren ausgeführt werden. Dabei lassen sich Ausgangsströme von 600 mA (Q) oder 5 A erzielen. Der Vorwiderstand R_V begrenzt den Ausgangsstrom des FZL 141 auf den zulässigen Wert von $I_{\Omega} = 25$ mA. Seine minimale Größe ist in Kurve 5 des **Bildes 7.1.2.** dargestellt. Der erforderliche Kühlkörper des 2 N 3055 muß bei einem Laststrom von 5 A einen Widerstand $R_{thk} < 15$ K/W haben. Der BSV 15 bzw. BD 136 kommt ohne Kühlkörper aus.

Der Widerstand R_k bestimmt die Abschaltchwelle im Kurzschlußfall. Sein Wert läßt sich anhand der Formel

$$R_k = \frac{U_W}{I_{\Omega}} = \frac{1\text{ V}}{I_{\Omega}}$$

ermitteln. Dabei ist I_{Ω} der gewünschte oder max. zulässige Laststrom.

Der Widerstand R_B verbessert das Abschaltverhalten der Leistungstransistoren. Er kann gegebenenfalls entfallen. Der Kondensator C verhindert Schwingungen im Kurzschlußfall. Für den Betrieb induktiver Lasten sind entsprechende Schutzdioden erforderlich. Beim Betrieb von Glühlampen ist der Kaltstrom zu berücksichtigen. Die zulässige Last reduziert sich dabei auf 1 W bei 1 Ausgangs-

transistor und auf 8,5 W bei 2 Transistoren. Für den Fall, daß in der Schaltung Bausteine der Serie 5 (-25 bis 85°C) eingesetzt werden, ist eine entsprechende Reduzierung der Wärmewiderstände der Kühlkörper zu beachten.

Bauteileliste zu Schaltung 7.1.

STYROFLEX®-Kondensator C, C_{N1}: 470 pF/25 V
 STYROFLEX®-Kondensator C_{N2}: 1500 pF/25 V
 MKH-Kondensator C_T: 33 nF/400 V

B31310-A3471-H
 B31310-A3152-H
 B32231-C6333-M

7.2. Programmierbarer Rückwärtszähler

In der LSL-Technik sind Rückwärtszähler bisher nicht verfügbar. Mit einem Kunstgriff läßt sich jedoch ein Rückwärtszähler mit dem binären Vorwärtszähler FZJ 151 realisieren. Wie **Bild 7.2.** zeigt, sind dabei zusätzlich 4 Inverter und 1 NAND-Glied pro Stelle erforderlich. Die Schaltung arbeitet wahlweise als dezimaler oder binärer Rückwärtszähler (Schalter S₂).

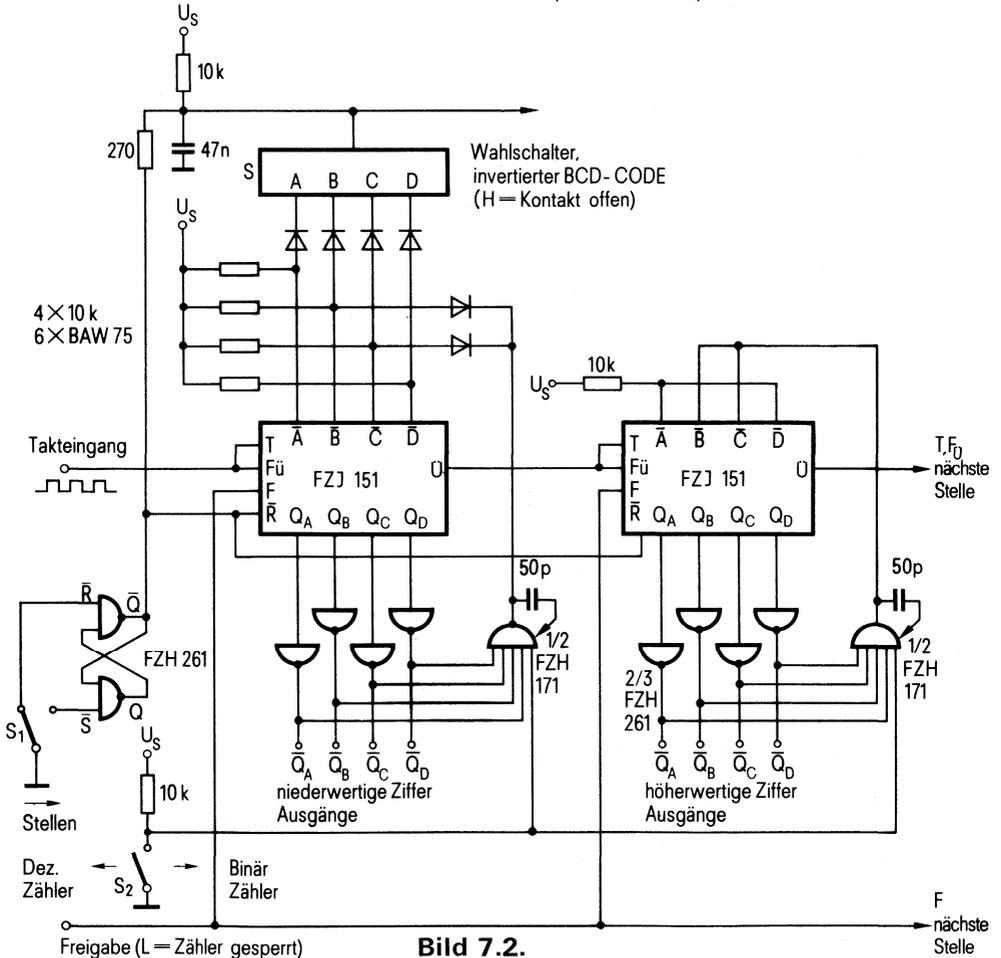


Bild 7.2.

Eine Voreinstellung des Zählers ist mit der Stelltaste S_1 , dem nachfolgenden RS-Flip-Flop zur Unterdrückung von Kontaktprellungen und dem Wahlschalter S im Dezimalbereich 0 bis 9 möglich. Das RC-Glied 270Ω , 47 nF bewirkt dabei eine Verzögerung der Stellimpulse an $\bar{A} \bar{B} \bar{C} \bar{D}$ von $1 \mu\text{s}$ gegenüber dem Rückstellimpuls an \bar{R} . Diese Verzögerung ist erforderlich, da eine ordnungsgemäße Vorwahl nur gewährleistet ist, wenn der Zähler zuerst mit $\bar{R} = L$ auf $Q = L$ zurückgestellt und anschließend mit L-Signal an den entsprechenden Vorwahl-eingängen \bar{A} bis \bar{D} voreingestellt wird.

Das Prinzip der Schaltung beruht auf der Tatsache, daß die Invertierung einer aufsteigenden Binärzahlenreihe eine abfallende Folge erzeugt. Im Betrieb als Dezimalzähler muß zusätzlich die Pseudotetrade ausgeblendet werden. Diese Ausblendung erfolgt mit Hilfe des NAND-Gliedes FZH 171, das beim Erreichen des Zählerstandes $Q = L$, $\bar{Q} = H$ ein L-Signal an den Vorwahl-eingängen $\bar{B} \bar{C}$ erzeugt. Der Zähler springt dadurch automatisch auf die Position $Q_A Q_B Q_C Q_D = LHHL$ bzw. $\bar{Q}_A \bar{Q}_B \bar{Q}_C \bar{Q}_D = HLLH$ entsprechend der Dezimalzahl 9. Im einzelnen lautet die Funktionstabelle des Rückwärtszählers wie folgt:

Zählbereich	zugeh. Dezimalzahl	Zählerausgänge				Zählerausgänge invert.				zugeh. Dezimalzahl
		Q_D	Q_C	Q_B	Q_A	\bar{Q}_D	\bar{Q}_C	\bar{Q}_B	\bar{Q}_A	
	0	L	L	L	L	H	H	H	H	15
	1	L	L	L	H	H	H	H	L	14
	2	L	L	H	L	H	H	L	H	13
	3	L	L	H	H	H	H	L	L	12
	4	L	H	L	L	H	L	H	H	11
	5	L	H	L	H	H	L	H	L	10
	6	L	H	H	L	H	L	L	H	9
	7	L	H	H	H	H	L	L	L	8
	8	H	L	L	L	L	H	H	H	7
	9	H	L	L	H	L	H	H	L	6
	10	H	L	H	L	L	H	L	H	5
	11	H	L	H	H	L	H	L	L	4
	12	H	H	L	L	L	L	H	H	3
	13	H	H	L	H	L	L	H	L	2
	14	H	H	H	L	L	L	L	H	1
	15	H	H	H	H	L	L	L	L	0

Die Entkopplung der erforderlichen Stellsignale für die Vorwahl und für den Betrieb als Dezimalzähler erfolgt mit 6 Dioden BAW 75. Kann die Vorwahl entfallen, so vereinfacht sich die Schaltung wie in der 2. Stelle gezeigt. Eine kleine Verzögerungskapazität von 50 pF am Ausgang des FZH 171 sorgt für eine ausreichende Stellimpulsdauer.

Bauteileliste zu Schaltung 7.2.

STYROFLEX®-Kondensator	47 pF/63 V	B31310-A5470-H
MKH-Kondensator	47 nF/400 V	B32231-C6473-M

7.3. Nadelimpulsgenerator

Bild 7.3.1. zeigt einen Generator für Nadelimpulse mit einer Breite von ca. 2 μs . Der Kondensator C wird über den Widerstand R und den Eingangsstrom des Schmitt-Triggers FZH 241 so lange aufgeladen, bis die obere Schwellenspannung erreicht ist. Damit wechselt der Ausgang Q des FZH 241 von H auf L und entlädt den Kondensator über die Diode BAW 75. Unterschreitet die Kondensatorspannung die untere Schwelle des FZH 241, so kehrt der Ausgang auf H zurück und der Ladevorgang beginnt von neuem. Die Wiederholfrequenz ergibt sich näherungsweise wie folgt:

$$f \sim \frac{1}{2,3 C} \text{ kHz}$$

Dabei ist C in μF einzusetzen.

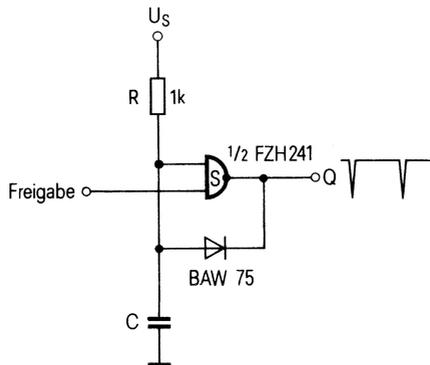


Bild 7.3.1.

Der Widerstand R verringert den Einfluß der Exemplarstreuungen des Eingangsstromes des FZH 241. R kann entfallen, wenn die Anforderungen an die Reproduzierbarkeit nicht groß sind; die Frequenz verringert sich dann etwa um den Faktor 10.

Bild 7.3.2. zeigt einen Nadelimpulsgenerator, dessen Wiederholfrequenz f im Verhältnis 1:20 mit dem Potentiometer P variiert werden kann. Dieses Prinzip eignet sich vor allem gut für Generatoren mit einer spannungsgesteuerten Wiederholfrequenz $f = f(U_{St})$. Die Steuerspannung U_{St} kann dabei direkt an der Basis des BCY 78 eingespeist werden.

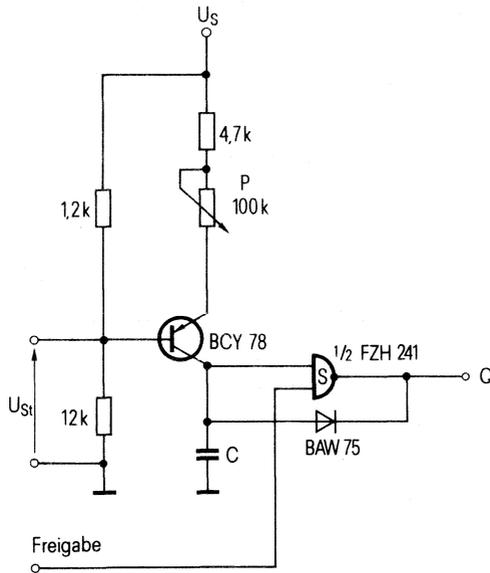


Bild 7.3.2.

Der Freigabeeingang ermöglicht einen Start/Stop-Betrieb. Bei $F = L$ ist der Oszillator blockiert und Q liegt auf H-Pegel. Wechselt F von H auf L, so schwingt der Oszillator selbständig an.

7.4. Frequenzvervielfacher

Bild 7.4.1. zeigt einen Frequenzvervielfacher für den Faktor 1,5. Das Schaltungsprinzip beruht auf der Erzeugung zweier Impulsketten P_1 und P_2 entsprechend **Bild 7.4.2.** durch 2 Exklusiv-ODER-Glieder. Der zweite Eingang der ODER-Glieder wird dabei über eine Steuerkippstufe mit gegenphasigen Impulsen mit der Frequenz $0,5f$ beaufschlagt. Außerdem sind diese Impulse gegenüber E versetzt, da die Taktsteuerung der Kippstufe über ein verzögertes Schaltglied (Kondensator C_N) erfolgt. Eine weitere Verzögerung ergibt sich in der Impulskette P_2 durch den Kondensator $3C_N$. Aus **Bild 7.4.2.** ist ersichtlich, daß die resultierenden Impulsketten P_1 und P_2 gegenphasig und um den Winkel φ versetzt sind. Das nachfolgende NAND-Glied FZH 101 faßt die

beiden Impulsketten zusammen. Ein Ausgangssignal Q entsteht nur im Bereich φ , wenn $P_1 \wedge P_2 = H$ ist. Der Wert des Kondensators C_N bestimmt dabei den Betrag des Winkels φ und damit die obere Grenze des Eingangsfrequenzbereiches.

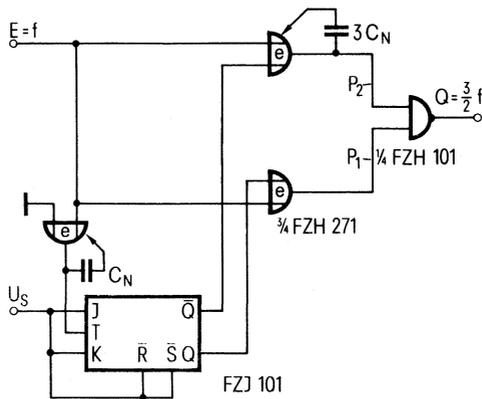


Bild 7.4.1.

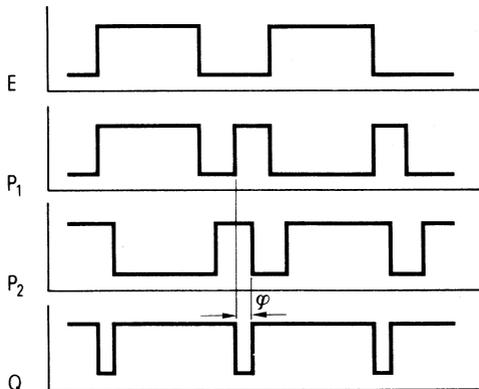


Bild 7.4.2.

7.5. Logiktester

Der nachfolgend beschriebene Logiktester eignet sich besonders zur Fehler-suche in Mikroprozessor- und Logiksystemen. Er hat folgende Eigenschaften:

1. Speichern und Anzeigen eines bis zu 16 Bit breiten Datenwortes in 4 Bit Gruppen
2. Zählen und Anzeigen der Häufigkeit einer voreingestellten Testbedingung.

Beim Entwurf der Schaltung stand die Einfachheit und Wirtschaftlichkeit im Vordergrund. So wurde z. B. auf einen Kodewandler bei der Anzeige der Dateninformation verzichtet.

Kernstück der Schaltung nach **Bild 7.5.1.** ist ein 16 Bit Vergleicher aus 4 FLH 431 und 2 Vorwahlschaltern. Die Eingänge des Vergleichers sind mit CMOS-Schaltgliedern HEF 4050 gepuffert, um die Störsicherheit zu verbessern und den Lastfaktor zu reduzieren. Die Ansprechgeschwindigkeit erhöht sich dadurch auf Impulse, die breiter als 100 ns sind. Der Gleichheitseingang I_{VG} des ersten Komparators wird als Trigger bzw. Synchronisiereingang (TRIG EIN) verwendet. Der Komparator liefert ein Gleichheitssignal Q_{VG} nur, wenn dieser Eingang H ist. In unbeschaltetem Zustand wird der Triggereingang auf H gehalten, so daß der Komparator freigegeben ist. Auf diese Weise ist auch ein asynchroner Betrieb möglich.

16 D-Flip-Flops FLJ 531, FLJ 541 speichern die Dateninformation, wenn der Komparator ein Gleichheitssignal Q_{VG} erzeugt. Die Informationsübernahme erfolgt beim L/H-Signalwechsel. Das Gleichheitssignal triggert außerdem den zweistelligen Ereigniszähler FLJ 511. Das Steuerschaltglied FLH 101 mit den Schaltern S_5 und S'_5 ermöglicht dabei folgende 3 Betriebsarten:

Linke Stellung: Der Datenspeicher übernimmt die Information, sobald die vorgewählte Testbedingung zum ersten Mal auftritt. Der Ereigniszähler summiert das Auftreten der Testbedingung weiter, während der Datenspeicher unverändert bleibt. Beim Erreichen der Zahl 80 wird der Triggereingang über die Verbindung $2\bar{Q}_D$ blockiert.

Mittelstellung: Der Datenspeicher übernimmt die Information jedesmal, wenn die vorgewählte Testbedingung auftritt. Der Ereigniszähler summiert die Häufigkeit der Testbedingung.

Rechte Stellung: Der Tester verhält sich wie unter Mittelstellung. Zusätzlich wird beim Erreichen der Zahl 80 der Triggereingang blockiert.

Der Schalter S_4 legt die Anfangsbedingungen fest. Er stellt Ereigniszähler und Datenspeicher auf L zurück und setzt das RS-Steuer-Flip-Flop (zwei kreuzgekoppelte NAND-Glieder FLH 101). S_4 ist vor jedem Meßvorgang zu betätigen.

Der Schalter S_3 dient zur Überprüfung der Anzeige. Alle Segmente müssen leuchten, wenn S_3 geschlossen ist.

Der Vergleicherausgang ist über eine Treiberstufe FLH 211 herausgeführt (TRIG AUS). Er läßt sich beispielsweise als Haltsignal verwenden, wenn der gewünschte logische Systemzustand erreicht ist.

Die Anzeige des Datenwortes erfolgt ohne Kodewandlung. Die angezeigten Zahlen für 0 bis 9 bzw. Zeichen für 10 bis 15 gelten daher immer nur für die zugehörige 4-Bit-Gruppe.

Die Stromaufnahme der Schaltung beträgt typisch 0,8 A und im Grenzfall 1,3 A. Eine Stabilisierung der Versorgungsspannung U_{S1} der Anzeige ist nicht notwendig. Die Spannung läßt sich beispielsweise vor den Stabilisierungstransistoren für die TTL-Bausteine abnehmen. Die Segmentwiderstände sind mit 470 Ω bemessen, so daß sich bei den angegebenen 10 V ein Segmentstrom von typisch 20 mA ergibt. Bei Änderungen dieser Parameter ist sowohl der zulässige Segmentstrom der verwendeten Anzeige als auch der maximale Ausgangsstrom der Treiberstufe FLL 121 zu beachten.

Bild 7.5.2. zeigt einen Tastkopf zum Anschluß an die Daten- oder Bedingungs-eingänge des Logiktesters. Die Verwendung des Tastkopfes ermöglicht erstens längere Leitungen zwischen Meßobjekt und Tester und zweitens eine Pegelwandlung im Bereich von 5 bis 15 V. Die Pegelwandlung ist möglich, weil die Speisespannung U_{Batt} des Tastkopfes vom Meßobjekt und die Versorgung U_S für die Ausgänge Q vom Tester abgenommen wird. Dabei ist zu beachten, daß U_{Batt} immer höher als U_S also größer als 5 V sein muß. Auf diese Weise eignet sich der Tester für alle gängigen Schaltungssysteme.

Bauteileliste zu Schaltung 7.5.2.

STYROFLEX®-Kondensator	330 pF/25 V	B31310-A3331-H
MKH-Kondensator	1 μ F/400 V	B32231-C6105-K
Elko	100 μ F/10 V	B41283-B3107-T
Elko	1000 μ F/6,3 V	B41283-A2108-T
Dil-Schalter		C42315-A1341-A4
HEF 4050 ¹⁾		
HEF 4010 ¹⁾		
FLH 101		Q67000-H1
FLH 211		Q67000-H153
FLH 431		Q67000-H494
FLJ 511		Q67000-J373
FLJ 531		Q67000-J349
FLJ 541		Q67000-J379
FLL 121		Q67000-L10
HA 1101r		Q30-X43
HA 1101g		Q30-X37

¹⁾ Entspricht RCA CD

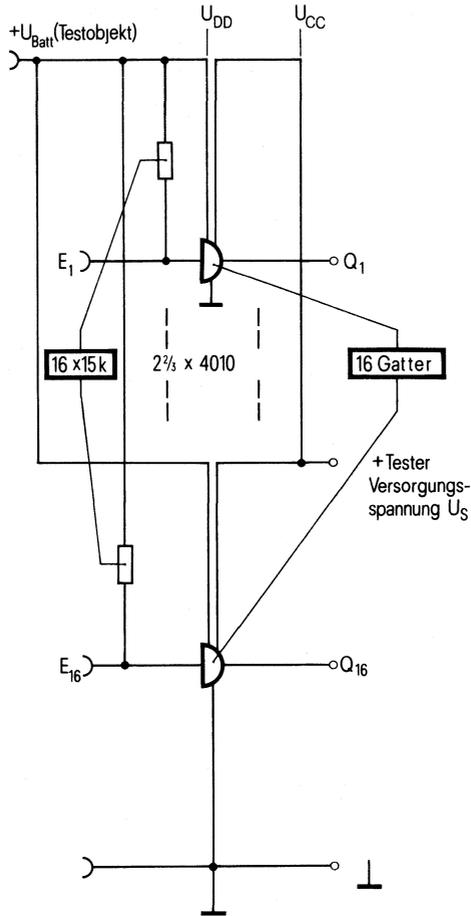


Bild 7.5.2.

7.6. Impulsgenerator

Bild 7.6. zeigt einen einfachen Generator für Nadel- und Sägezahnimpulse. Der Kondensator C wird über die Konstantstromquelle mit dem Transistor BF 324 so lange geladen, bis die obere Schwellenspannung des Schmitt-Triggers FLH 731 erreicht ist. Der Ausgang Q wechselt damit von H auf L und entlädt den Kondensator C über den Treiber mit offenem Kollektor FLH 491.

Die Seriendiode BAW 76 verbessert das Abschaltverhalten und ist nicht unbedingt erforderlich. Sobald die Kondensatorspannung die untere Schwelle des FLH 731 erreicht, kehrt der Ausgang auf H zurück und der Ladevorgang beginnt von neuem.

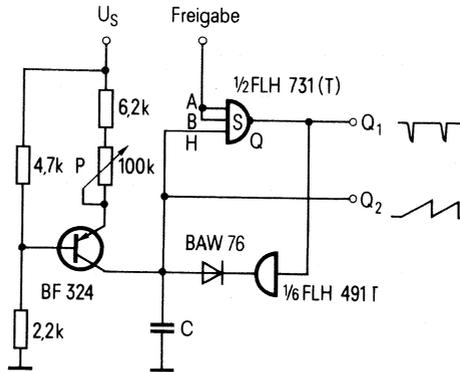


Bild 7.6.

Das Potentiometer P der Konstantstromquelle ermöglicht eine Frequenzvariation im Verhältnis 10: 1. Die Wiederholfrequenz des Generators ergibt sich näherungsweise bei P = 0 wie folgt:

$$f \sim \frac{1}{2 C} \text{ [MHz]}$$

C ist dabei in nF einzusetzen. Die obere Frequenzgrenze liegt bei etwa 5 MHz. Die untere Grenze ist praktisch durch die Größe des Kondensators bestimmt. Exemplarstreuungen sind im wesentlichen auf die Stromverstärkung des BF 324 und die Hysterese des FLH 731 zurückzuführen.

Der Ausgang Q₁ für Nadelimpulse ist zum direkten Betrieb von 9 TTL-Normallasten geeignet. Die Impulsdauer der Nadel liegt in der Größenordnung von 50 ns. Der Ausgang Q₂ für Sägezahnimpulse ist mit einem Impedanzwandler zu versehen, um eine Beeinflussung der Schaltung zu vermeiden. Die Verwendung eines Schmitt-Triggers mit hoher Eingangsimpedanz (Anschluß H des FLH 731) bewirkt eine sehr gute Linearität der Sägezahnspannung. Ein besonderer Vorteil ist die innere Temperaturkompensation des FLH 731, so daß die Wiederholfrequenz weitgehend temperaturunabhängig ist. Der Einfluß der Versorgungsspannung U_S ist ebenfalls gering. Die Frequenzänderung beträgt im zulässigen Bereich von U_S = 4,75 bis 5,25 V etwa 5%. Der Freigabeeingang

ermöglicht einen Start/Stop-Betrieb. Bei $F = L$ ist der Oszillator blockiert, Q_1 liegt auf H und Q_2 auf L-Pegel. Wechselt F von L auf H, so schwingt der Oszillator selbständig an.

Bauteileliste zu Schaltung 7.6.

FLH 491 T	Q67000-H441
FLH 731 T	Q67000-H726
BF 324	Q62702-F311
BAW 76	Q 62702-A397

7.7. Programmierbarer Zeitgeber

Zeitrelais und Zähler-schaltungen müssen häufig zu verschiedenen, vorprogrammierbaren Zeitpunkten oder Zählerständen Signale liefern. Zur Vorwahl dieser Werte werden üblicherweise Kodierschalter verwendet. Müssen mehrere Werte einstellbar sein, liegt der Gedanke nahe, die Schalter durch Halbleiterschaltungen zu ersetzen. **Bild 7.7.** zeigt eine geeignete Schaltung für den vierdekadischen Zähler/Uhren-Baustein SAJ 341. 16 Vorwahlschalter werden hier durch einen BCD-Schalter und 4 Tasten, einen 64-Bit-Speicher (RAM) und 6 integrierten Schaltungen ersetzt. Dadurch ist eine erhebliche Senkung der Bauelementekosten in Zeitrelais und Zähler-schaltungen möglich, die im Multiplex-Verfahren arbeiten. Ein gewisser Nachteil gegenüber der Verwendung von 16 Einzelschaltern ist, daß die eingegebenen Zahlen nach der Programmierung unsichtbar sind.

Der Schreib-Lese-Speicher FLQ 101 dient als Programmspeicher. Er hat ein Format von 16 4-Bit-Worten. Die Adressenauswahl beim Lesevorgang an den Eingängen C, D des Speichers erfolgt mit Hilfe der Multiplexausgänge Q_5 des SAJ 341. Die nachfolgenden Schaltglieder G_7 , G_8 und die Dioden D_1 und D_2 bewirken die dazu notwendige Kodierung. Die Adresse für A, B erzeugt ein Hilfszähler FLJ 121, den der Ausgang Q_{S4} auslöst. Auf diese Weise wird der gesamte Speicherinhalt zyklisch abgefragt und dem Zähler Ziffer für Ziffer zum Vergleich zur Verfügung gestellt. Dabei rufen die Multiplexausgänge jeweils die zu jeder Zahl gehörenden 4 Ziffern ab und der Hilfszähler schaltet jeweils um eine Vierergruppe weiter.

Das Einschreiben der Vorwahlinformation erfolgt mit dem BCD-Kodierschalter an den Dateneingängen D des FLQ 101 und den zweipoligen Tasten S_1 bis S_4 . Die Open-Drain-Ausgänge des SAJ 341 ermöglichen dabei eine direkte Verbindung der Tasten S_2' , S_3' und S_4' zur Erzeugung der Adresse an C, D. Die Tasten S_1 bis S_4 erzeugen beim Schließen den Schreibbefehl, der über die Verbindung F_w (Schreibfreigabe) an den Speicher geht. Beim Lösen schalten sie den Hilfszähler FLJ 121 für die Adresse an A, B weiter. Das RC-Glied R_1 , C_1 verzögert den Schreibbefehl F_w so lange, bis eventuelle Kontaktprellungen abgeklungen sind. Ein nachfolgender Schmitt-Trigger G_{13} sorgt für ausreichend steile Schaltflanken. Um sicherzustellen, daß bei der Eingabe einer Zahl mit der niederwertigen Ziffer begonnen wird, werden die Tasten über die Pegel-anpassungsglieder G_{11} und G_{12} von Q_{S1} gesteuert.

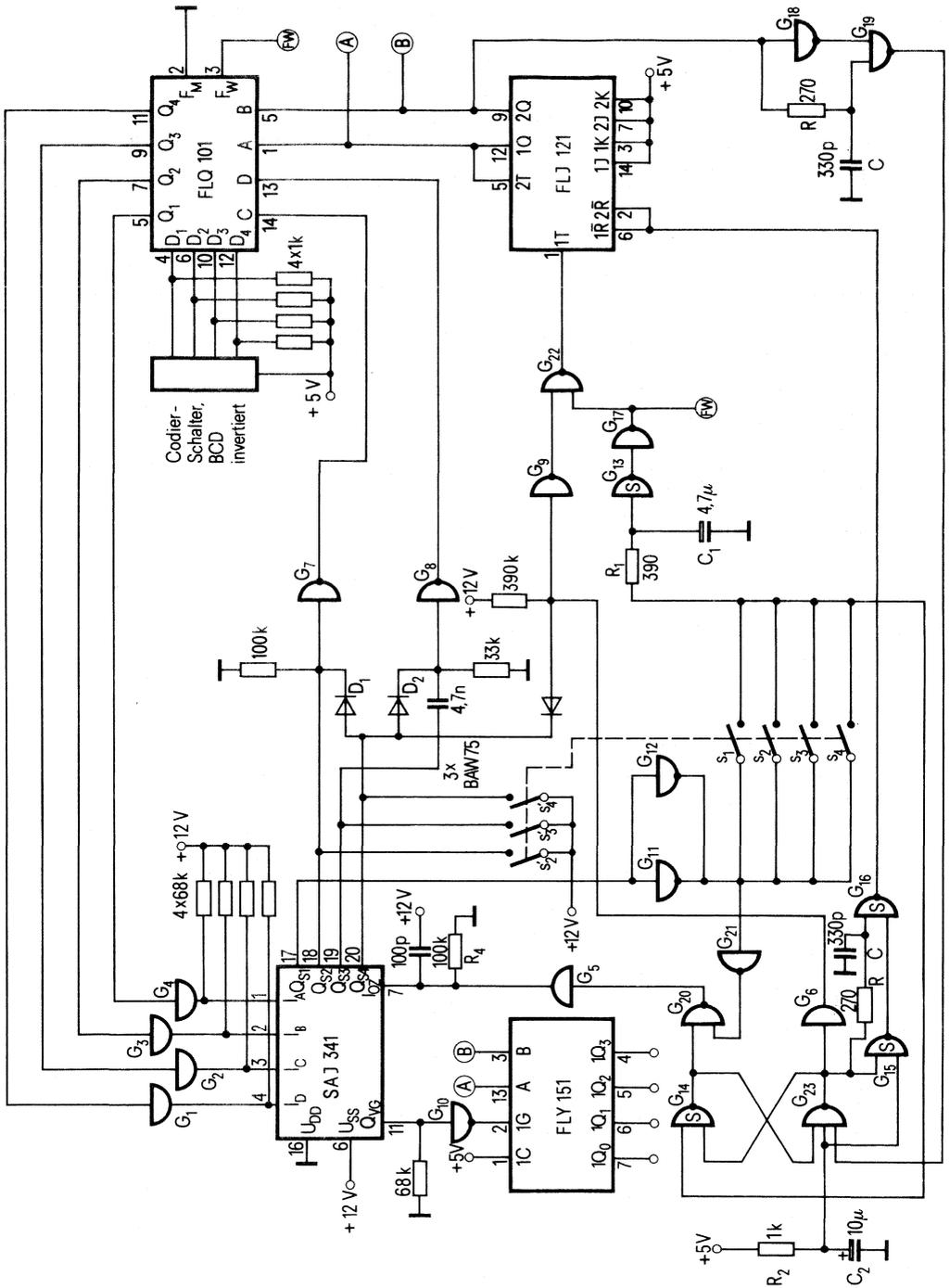


Bild 7.7.

Im einzelnen läuft die Programmierung wie folgt ab:

Zunächst wird die gewünschte Zahl am Kodierschalter eingestellt. Dann wird eine der Tasten z. B. S_1 betätigt. Sobald der Ausgang Q_{S1} auf H wechselt, erhalten die Tasten über die Schaltglieder G_{11} und G_{12} L-Signal. Das Kontroll-Flip-Flop bestehend aus G_{14} und G_{23} wird gesetzt und blockiert über die Verbindung G_{20} und G_5 den internen Multiplexoszillator des SAJ 341 durch Kurzschließen des zeitbestimmenden Widerstandes R_4 , so daß Ausgang Q_{S1} auf H bleibt. Gleichzeitig bringt das Kontroll-Flip-Flop den Zähler FLJ 121 über ein Differenzglied bestehend aus R, C und G_{15} , G_{16} in den Anfangszustand $Q = L$ und verhindert ein Weiterschalten durch Q_{S4} über G_6 . Für den Fall, daß das Anhalten z. B. aufgrund von Gatterlaufzeiten nicht rechtzeitig erfolgte, also bereits Q_{S2} auf H ist, wird die Oszillatorsperre durch G_{21} aufgehoben. Der Multiplexer macht einen weiteren Zyklus, bis die HALT-Bedingung erfüllt ist. Die Dauer des Q_{S1} -Signals ist in diesem Fall so kurz, daß das RC-Glied R_1 , C_1 einen Schreibbefehl und einen Taktimpuls für den Hilfszähler unterdrückt. Die Zahl ist fertig eingegeben, wenn S_1 viermal betätigt wurde. Der Signalwechsel von H auf L am Ausgang 2 Q des Hilfszählers setzt das Kontroll-Flip-Flop über das Differenzglied R, C und G_{18} , G_{19} zurück. Eine weitere vierstellige Zahl läßt sich jetzt beispielsweise durch die Taste S_2 eingeben. Andernfalls nimmt der Zeitgeber seine ursprüngliche Funktion wieder auf.

Die Reihenfolge der Speicheradressen unterscheidet sich beim Programmieren und Abfragen. Beim Programmieren schaltet der Hilfszähler bei jedem Tastendruck, während C, D gleichbleibt. Beim Abfragen schaltet der Hilfszähler jeweils nach vier Adressenänderungen an C, D. Das bedeutet, daß die Tasten S_1 bis S_4 folgende Funktion haben:

- S_1 : Minuten oder Einer
- S_2 : 10 Minuten oder Zehner
- S_3 : Stunden oder Hunderter
- S_4 : 10 Stunden oder Tausender

Zu beachten ist noch, daß jeweils alle vier Werte neu eingeschrieben werden müssen.

Der Ausgang Q_{VG} des SAJ 341 liefert ein Signal, wenn vorgewählte Zahl und Zählerstand identisch sind und nicht programmiert wird. Er steuert zusammen mit dem Hilfszähler einen Demultiplexer FLY 151 zur Bestimmung der Zugehörigkeit der Zahlen. Ist nur eine Schaltfunktion erforderlich, so reicht hier eine einfache Kippstufe z. B. FLJ 111.

Das RC-Glied R_2 , C_2 bringt das Kontroll-Flip-Flop und den Hilfszähler beim Anlegen der Speisespannung in eine definierte Anfangslage.

Eine geeignete Anzeigeschaltung findet sich im Schaltbeispielheft 75/76, Abschnitt 7.7. Die Stromaufnahme der TTL-Versorgung (5 V) beträgt typisch 110 mA, die Stromaufnahme der MOS-Schaltungen (12 V) liegt typisch bei 25 mA. Der U_{CC} -Anschluß des CMOS-Pegelumsetzers (G_7 bis G_{12}) ist mit 12 V der U_{DD} -Anschluß mit 5 V zu verbinden.

Bauteileliste zu Schaltung 7.7.

4 Tasten		C42315-A60-A3
G ₁ bis G ₆	FLH 291 U	Q67000-H506
G ₇ bis G ₁₂	HEF 4009 ¹⁾	
G ₁₃ bis G ₁₆	FLH 601	Q67000-H623
G ₁₇ bis G ₂₀	FLH 101	Q67000-H1
G ₂₁ bis G ₂₃	FLH 111	Q67000-H2
STYROFLEX [®] -Kondensator	330 pF/25 V	B31310-A3331-H
STYROFLEX [®] -Kondensator	1 nF/25 V	B31310-A3102-H
STYROFLEX [®] -Kondensator	4,7 nF/25 V	B31310-A3472-H
Elko	4,7 µF/16 V	B41313-A4475-Z
Tantal-Elko	10 µF/20 V	B45170-A3106-M

¹⁾ Entspricht RCA CD....

7.8. Einfaches Digitalvoltmeter

Mit dem universellen Zählerbaustein SAJ 341 läßt sich mit verhältnismäßig geringen Mitteln ein Digitalvoltmeter entsprechend **Bild 7.8.** aufbauen, das sich für Service und Labor eignet.

Um preiswerte Bauelemente einsetzen zu können, wurde die kleinste Auflösung mit 10 mV gewählt. Im Grundmeßbereich bis 9,99 V bleibt dann der Meßfehler unter 1%. Das Digitalvoltmeter ist also genauer als Multimeter mittlerer Preisklasse.

Die gezeigte Schaltung eignet sich für die Messung positiver Spannungen. Der Eingangswiderstand beträgt 200 kΩ und ist damit für die meisten Messungen genügend hoch. Gegebenenfalls kann er durch Vorschalten eines Impedanzwandlers erhöht werden.

Die Anzeige ist je nach Bedarf bis auf vier Stellen erweiterbar.

Die Umsetzung der Meßspannung U_E in eine proportionale Frequenz erfolgt mit dem Integrator-Operationsverstärker TBA 221 und dem nachfolgenden monostabilen Multivibrator IS 2 (TDB 556 A). Die Höhe der Eingangsspannung U_E bestimmt die Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung des Integrators (Anschluß 6). Es wird so lange abintegriert, bis die Triggerschwelle der monostabilen Kippstufe (Anschluß 6) erreicht ist. Der resultierende Ausgangsimpuls der Kippstufe (Anschluß 5) ist durch das Zeitglied R_4, C_4 bestimmt und beträgt etwa $t_1 = 1,5 \mu\text{s}$. Während dieser Zeit ist der Transistor T_1 durchgeschaltet, und der Eingang des Integrators liegt an der negativen Betriebsspannung. Dies bewirkt eine Aufintegration mit einer Geschwindigkeit, die wesentlich größer ist als beim Meßvorgang, denn es gilt $R_2 \gg R_3$. Ist t_1 beendet, so sperrt T_1 wieder und die Abintegration wird von neuem bis zum Triggervorgang durchlaufen. Auf diese Weise liefert die Kippstufe Impulse, deren Wiederholfrequenz proportional der Eingangsspannung ist. Die so gewonnenen

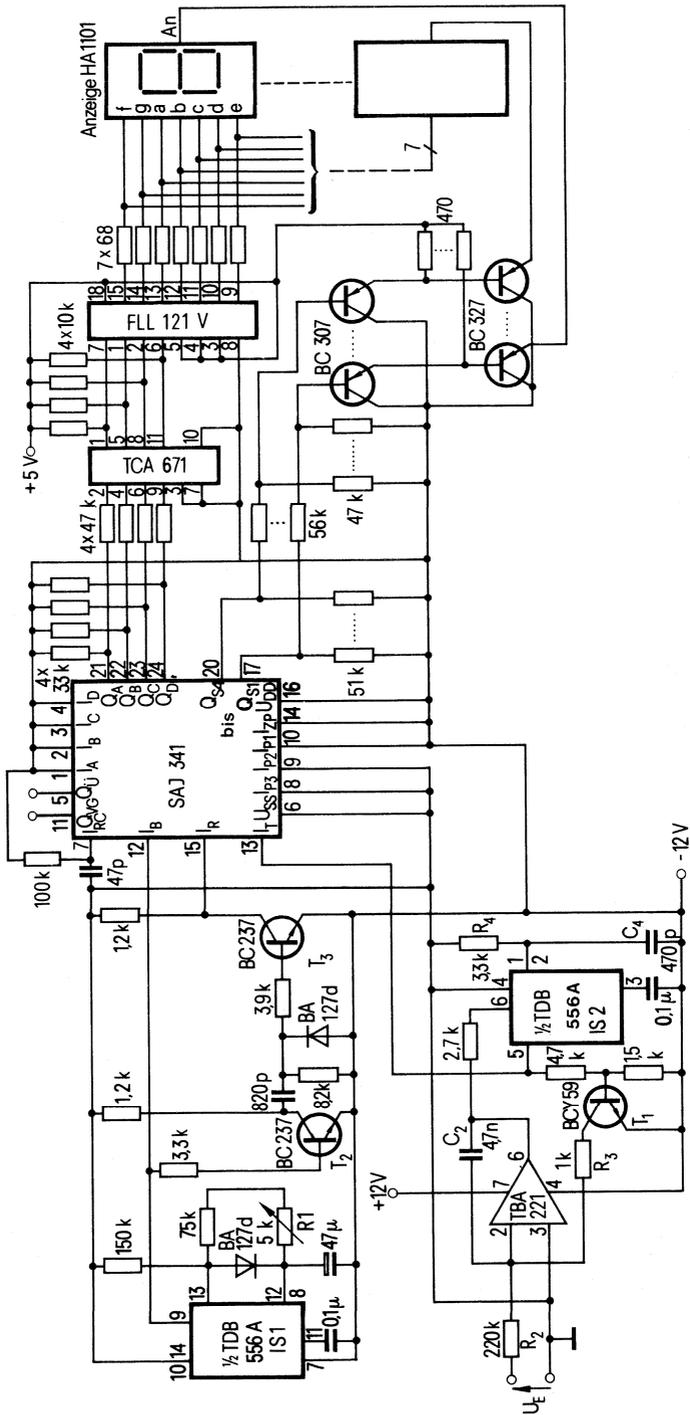


Bild 7.8.

Impulse werden dem Takteingang I_T des universellen Zählers SAJ 341 zugeführt. Die Zählung während einer definierten Meßzeit ergibt eine direkte Anzeige der gemessenen Spannungswerte.

Die Meßzeit erzeugt der astabile Multivibrator IS 1 (TDB 556 A), der mit einem Tastverhältnis $< 0,5$ arbeitet. Der Ausgang des Multivibrators (Anschluß 9) steuert direkt den Blockiereingang I_B des SAJ 341. Bei $I_B = L$ wird gezählt. Bei $I_B = H$ ist der Zähler gesperrt, das Meßergebnis kann abgelesen werden. Ein kurzer L-Impuls am Rückstelleingang I_R stellt den Zähler jeweils zu Beginn der Meßzeit auf $Q_A, Q_B, Q_C, Q_D = L$ (dezimal 0) zurück. Der Rückstellimpuls wird vom Meßzeitimpulsgeber durch Invertierung mit T_2 und anschließende Differenzierung abgeleitet. Die Ablesepause läßt sich bei dieser einfachen Steuerung nicht variieren, da sie die Meßzeit beeinflusst. Ist dies erwünscht, so müssen Pause und Meßzeit getrennt erzeugt werden.

Die Linearität der Schaltung ist sehr gut, so lange die Dauer der Abintegration wesentlich größer ist als die Aufintegration. Eine Verbesserung der Auflösung auf beispielsweise 1 mV ist durch eine entsprechende Umdimensionierung gut möglich. Es ist dann jedoch ein Operationsverstärker mit einer kleineren Offsetspannungsdrift erforderlich.

Ein Beschalten der Vorwahleingänge I_A bis I_D des SAJ 341 mit BCD-Schaltern bietet die Möglichkeit, das Gerät für Überwachungs- und Regelzwecke einzusetzen. Der Vergleichsausgang Q_{VG} des SAJ 341 liefert beim Erreichen des vorgewählten Wertes ein Signal, das zusätzliche Funktionen steuern kann. Gegebenenfalls ist dabei ein Anhalten des SAJ 341 mit Hilfe des Zusatzprogrammierungseingangs I_{ZP} möglich. Der Übertragungsausgang Q_U des SAJ 341 eignet sich zur Überlaufanzeige, wenn alle 4 Stellen benützt werden.

Die Anzeige arbeitet im Multiplex-Verfahren, so daß neben den 7-Segment-Anzeigen nur der Pegelwandler TCA 671, der Dekoder FLL 121 V und die Zifferntreiber BC 307 und BC 327 notwendig sind.

Abgleich der Schaltung

Nachdem die Offsetspannung des TBA 221 kompensiert ist, wird mit Hilfe des Potentiometers R_1 , das die Meßzeit bestimmt, die Anzeige auf den richtigen Wert gebracht. Die beste Linearität läßt sich erreichen, wenn dies bei einer Spannung $U_E = 2$ bis 3 V geschieht. Sollte kein Abgleich möglich sein, liegen die Toleranzen der verwendeten Bauteile ungünstig. Eine kleine Änderung des Widerstandswertes R_2 muß aber auf jeden Fall den richtigen Abgleich herbeiführen.

Für die Spannungsversorgung sind 5 V/300 mA und ± 12 V/20 mA gut stabilisiert erforderlich.

Bauteileliste zu Schaltung 7.8.

1 SAJ 341	Q67000-I640
1 TDB 0556 A	Q67000-A1046
1 TBA 221	Q67000-A134
1 TCA 671	Q67000-T1

1 FLL	121 V	Q67000-L65
HA 1101 r		Q30-X43
BC 307		Q62702-C283
BC 327		Q62702-C311
BC 237		Q62702-C276
BCY 59		Q60203-Y59
BA 127		Q60201-X127-D9
STYROFLEX®-Kondensator	47 pF/63 V	B31310-A5470-H
STYROFLEX®-Kondensator	470 pF/25 V	B31310-A3471-H
STYROFLEX®-Kondensator	820 pF/25 V	B31310-A3821-H
STYROFLEX®-Kondensator	4,7 nF/25 V	B31310-A3472-H
MKH-Kondensator	0,1 μ F/100 V	B32234-B1104-M
Elko	47 μ F/16 V	B41316-A4476-T

7.9. Programmierbare Schrittmotorsteuerung

Das vorliegende System ist für folgende Betriebsarten geeignet:

- Normalbetrieb: Der Motor führt nach Betätigen der Starttaste die mit den Kodierschaltern vorgewählte Schrittzahl durch.
- Dauerbetrieb: Der Motor läuft, bis ein Stop-Signal erfolgt.
- Stop: Der Motor wird unabhängig von der Betriebsart angehalten.
- Drehrichtung: Wahlweise Links- oder Rechtslauf.
- Langsam: Zu Kontrollzwecken und zum Justieren der Mechanik ist ein Schalter vorgesehen, der die Drehzahl um einen Faktor (z. B. 100) verringert.

Bild 7.9.1. zeigt die Steuerelektronik. Da sie häufig von anderen Digitalschaltungen oder NC-Steuerungen kontrolliert wird, sind die Funktionen über Fernsteuereingänge ansteuerbar, die für längere Leitungen geeignet sind. Darüber hinaus ist es denkbar, Ansteuerungen für mehrere verschiedene voreinstellbare Drehzahlen vorzusehen.

Die Logikschaltung benötigt eine Versorgung bis zu 45 V und typisch 0,2 A am Anschluß U_B . Der Widerstand R_{10} ist dabei entsprechend zu dimensionieren. Eine Stabilisierungsschaltung mit dem Transistor BD 135 sorgt für eine ausreichende Störsicherheit. Um die Störsicherheit des Systems nicht zu beeinträchtigen, ist für den Motor eine getrennte Versorgungsschaltung zweckmäßig. Da die Auslegung dieser Schaltung jedoch vom verwendeten Schrittmotortyp abhängt, wurde sie nicht berücksichtigt.

Der Impulsgenerator des Schrittmotors muß den Anforderungen der Motorhersteller genügen. Prinzipiell können die Steuerimpulse der Motore überlappend oder nicht überlappend sein. Das vorliegende System benützt überlappende Impulse, die sich für die meisten Typen eignen.

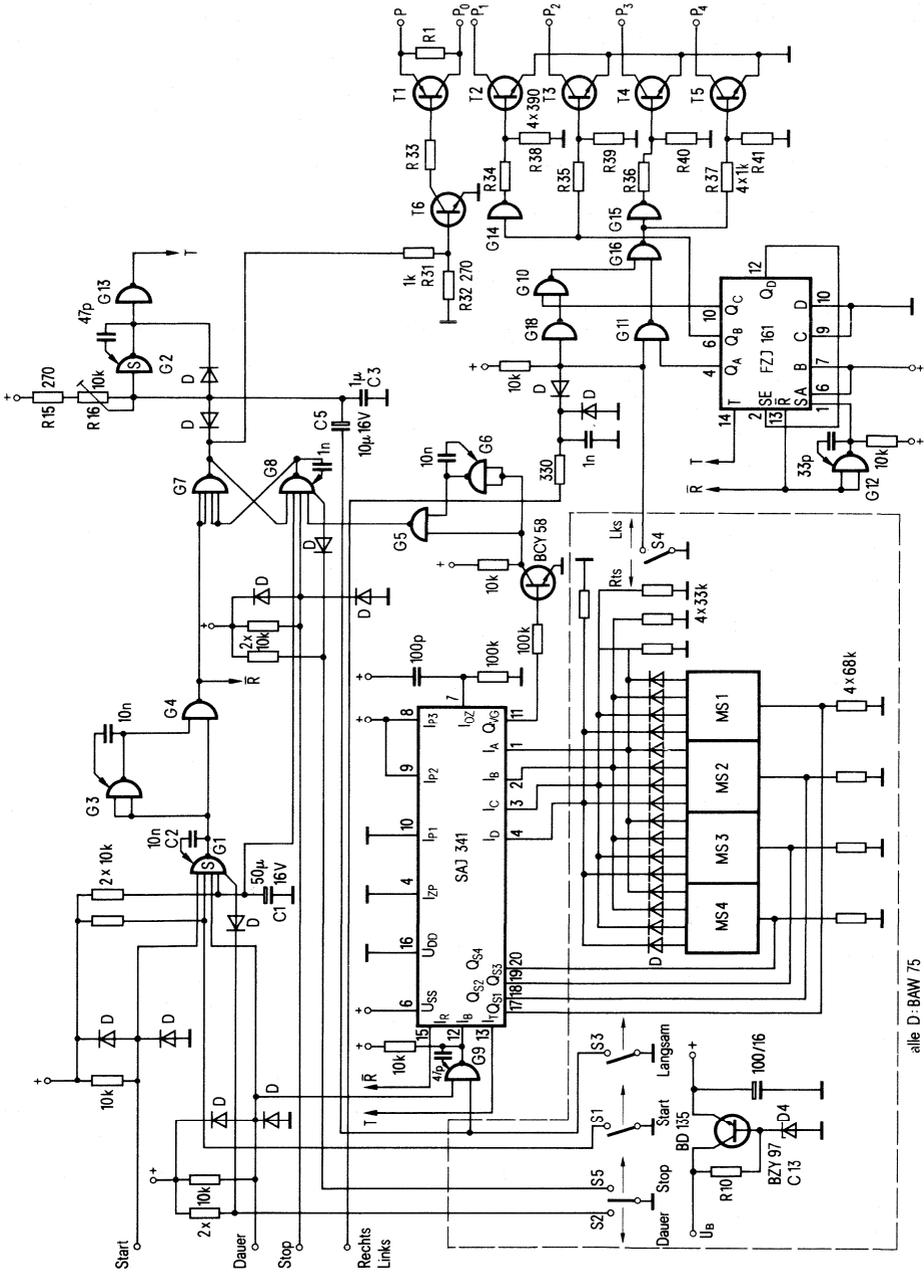


Bild 7.9.1.

Das Schieberegister FZJ 161 erzeugt die erforderliche Impulsfolge. Es arbeitet als Ringzähler, da Ausgang Q_D und Serieneingang SE verbunden sind. Die nachfolgenden Schaltglieder G_{10} , G_{16} , G_{11} und G_{18} dienen zur Umsteuerung von Rechts- und Linkslauf. G_{14} und G_{15} invertieren die Signale, um die erforderliche umlaufende Ansteuerung der Motorstränge zu erzielen. Die angeschlossenen Treiberstufen müssen entsprechend dem Strangennennstrom des Motors ausgewählt werden.

Bei Rechtslauf (Schalter S_4 offen) erzeugen die Ausgänge Q_A und Q_B des FZJ 161 die erforderlichen Schrittimpulse an den Ausgängen P wie folgt:

Takt	Register		Ausgänge				Bemerkung
	Q_A	Q_B	P_1	P_2	P_3	P_4	
0	H	H	H	L	H	L	Setzen über \bar{R} und S
1	L	H	H	L	L	H	L = Transistor T leitend
2	L	L	L	H	L	H	H = Transistor T gesperrt
3	H	L	L	H	H	L	
4	H	H	H	L	H	L	

Bei Linkslauf (Schalter S_4 geschlossen) wird der Ausgang Q_A durch Q_C ersetzt. Dies bewirkt eine Vertauschung der Impulsfolgen an den Ausgängen P_3 und P_4 .

Der Schmitt-Trigger G_2 , FZH 241 arbeitet als freischwingender Taktgenerator. Seine Funktion wurde bereits in Beispiel 7.3. erläutert. Er erzeugt die erforderlichen Taktimpulse für das Schieberegister FZJ 161 am Anschluß T. Bei normaler Betriebsart bestimmt das RC-Glied R_{15} , R_{16} und C_3 die Taktfrequenz. Bei langsamer Betriebsart wird der Kondensator C_5 parallel geschaltet, so daß die Taktfrequenz um den Faktor 100 reduziert wird. Das Steuerflipflop, bestehend aus G_7 und G_8 , blockiert den Taktgenerator über die Diode D während der Betriebsart Stop.

Beim Betätigen der Starttaste S_1 oder Auftreten eines L/H-Signalwechsels am Eingang Start erzeugt die Schaltgliederkombination G_1 , G_3 und G_4 einen kurzen L-Impuls, der über die Verbindung R das Register FZJ 161 in den gewünschten Anfangszustand bringt. Zuerst wird dabei über den Rückstelleingang \bar{R} auf $Q = L$ zurückgestellt. Das Schaltglied G_{12} erzeugt einen Stellimpuls am S-Eingang, der aufgrund der Verzögerung des Schaltgliedes mit 33 pF länger anliegt als der \bar{R} -Impuls. Die Information der Vorwahleingänge A, B, C, D wird dabei sicher übernommen, so daß das Register anschließend den Zustand $Q_A = Q_B = H$ und $Q_C = Q_D = L$ aufweist. Der L-Impuls an G_4 kippt gleichzeitig das Steuerflipflop $G_{7/8}$, so daß der Taktgenerator G_2 nicht mehr blockiert ist.

Der MOS-Zählerbaustein SAJ 341 für 4 Dekaden dient als Schrittzahlspeicher. Die gewünschte Schrittzahl wird mit 4 BCD-Kodierschaltern eingestellt. 16 Dioden sorgen für die erforderliche Entkopplung. Die Verwendung dieses Bausteins hat folgende Vorteile:

Die Eingänge des SAJ 341 lassen sich direkt von LSL-Bausteinen ansteuern.

Die Schaltung benötigt nur wenige Bausteine, so daß eine Europakarte ausreicht.

Die bei derartigen Systemen geforderte hohe Störsicherheit ist gewährleistet, da sämtliche Signale über LSL-Bausteine laufen. Aus diesem Grunde kann auch der Aufwand für die Leiterplatte und die Spannungsversorgung gering bleiben.

Nachteilig ist unter Umständen, daß durch Verwendung eines Vorwärtzählers eine Abregelung der Motordrehzahl nicht möglich ist. Systeme, bei denen Beschleunigungs- bzw. Verzögerungsvorgänge wichtig sind, lassen sich daher mit der vorliegenden Schaltung nicht optimal bedienen.

Eine genaue Beschreibung der notwendigen Beschaltung des SAJ 341 findet sich im zugehörigen Datenblatt, so daß hier nur die wichtigsten Punkte erwähnt sind.

Die Abfrage der Vorwahlinformation erfolgt im Multiplexverfahren über die Ausgänge Q_S und die Eingänge I_A, I_B, I_C, I_D . Die Frequenz des Multiplexoszillators bestimmt das RC-Glied an Anschluß I_{OZ} . Die Eingänge I_P dienen zur Programmierung der Funktion. Sie sind so eingestellt, daß der Baustein als Dekadenzähler arbeitet. Takt T und Rückstellung \bar{R} erfolgt synchron mit dem Schieberegister FZJ 161. Bei den Betriebsarten Dauer und Langsam ist der SAJ 341 über den Eingang I_B und das Schaltglied G_9 blockiert. Der Vergleichsausgang Q_{VG} liefert ein Signal, sobald Vorwahlinformation und gezählte Schrittzahl identisch sind und setzt über die Schaltglieder G_5 und G_6 das Steuerflipflop $G_{7/8}$ in die Lage Stop. Da Q_{VG} nicht zum direkten Betrieb von LSL geeignet ist, ist eine Treiberstufe BCY 58 eingefügt.

Das Steuerflipflop $G_{7/8}$ muß beim Einschalten der Speisespannung sofort die Stop-Lage einnehmen, um ein Loslaufen des Motors zu vermeiden. Diesem Zweck dient der Kondensator C_1 . Er hält den zugehörigen Eingang ausreichend lange auf L-Potential.

Alle Betriebsarten können durch die Tasten S_1 bis S_5 direkt und über die zugehörigen Eingänge Start, Dauer, Stop, Rechts/Links von einem Controller indirekt ausgelöst werden. Die Fernsteuereingänge sind dabei so ausgelegt, daß die zulässige Leitungslänge bis zu 20 m betragen kann. Im allgemeinen sind dabei keine verdrehten oder geschirmten Leitungen erforderlich. Den Schutz der LSL-Eingänge vor Reflexionen und Überspannungen übernehmen dabei die entsprechenden Dioden D. Bei längeren Verbindungen sind verdrehte Leitungen günstig. Eventuell reicht auch eine Vergrößerung des N-Kondensators C_2 an G_1 .

Bild 7.9.2. zeigt die Gesamtschaltung. Die Qualität der Schaltung ist in hohem Maße von einer sorgfältigen Auslegung der Treiberschaltung bestimmt. Die Zeitkonstante handelsüblicher Motoren liegt im Millisekundenbereich. Eine Erhöhung der Geschwindigkeit ist jedoch beispielsweise durch Vorschalten von 2 Leistungswiderständen R_L bei Schrittmotoren mit 6 Anschlüssen und 1 Leistungswiderstand bei 5 Anschlüssen möglich. Die dadurch erforderliche Erhöhung der Speisespannung U_B reduziert den Wirkungsgrad, so daß ein Kompromiß zwischen Betriebsfrequenz, Motorausnutzung und Leistungsaufnahme notwendig ist. Weiter ist zu beachten, daß der Motor in Ruhestellung fest fixiert bleiben soll. Dies ist hier gewährleistet, da immer zwei der vier Transistoren T_2 bis T_5 leitend sind. Der Serienwiderstand R_1 begrenzt dabei im Stand die Stromaufnahme auf den gewünschten Wert. Beim Lauf schließt der PNP-Transistor T_1 R_1 kurz.

Bei der Auswahl der Treiberstufen ist zu berücksichtigen, daß die NPN-Transistoren T_2 bis T_5 mit dem einfachen Strangnennstrom I_N und der PNP-Transistor T_1 mit $2I_N$ belastbar sein muß. Nachfolgend ist eine Reihe Typen aufgeführt, die sich für eine direkte Ansteuerung mit LSL-Ausgängen eignen.

PNP-Typen

bis 1,5 A: BD 136, BD 138, BD 140

bis 4 A: BD 434, BD 436, BD 438, BD 440

bis 8 A: BD 644, BD 646, BD 648

NPN-Typen

bis 1,5 A: BD 135, BD 137, BD 139

bis 4 A: BD 433, BD 435, BD 437, BD 439

bis 8 A: BD 643, BD 645, BD 647

Der Treibertransistor T_6 muß die volle Versorgungsspannung U_B sperren können und den erforderlichen Basisstrom für T_1 liefern. Geeignete Typen sind hier z. B. BCY 58/59 und BSX 45/46. Wegen der Leistungsspitzen, die bei den Umschaltvorgängen an den Transistoren aufgrund der Motoren-Induktivitätskomponente auftreten, empfiehlt sich eine großzügige Überdimensionierung der Treiberstufen.

Die Serienwiderstände 34 bis 37 begrenzen den Basisstrom auf einen für LSL-Ausgänge zulässigen Wert. Die Widerstände R_{38} bis R_{41} sorgen dafür, daß die Transistoren bei L-Pegel am LSL-Ausgang sicher sperren.

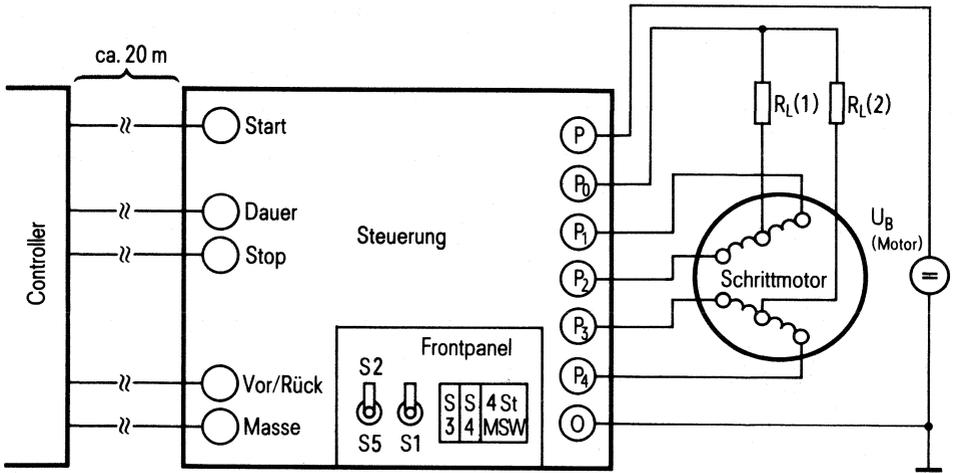


Bild 7.9.2.

Bauteileliste zu Schaltung 7.9.2.

G1, G2	FZH 241	Q67000-H645
G3 bis G6	FZH 111	Q67000-H191
G7, G8	FZH 171	Q67000-H328
G9 bis G12	FZH 111	Q67000-H191
G13 bis G16	FZH 111	Q67000-H191
G18	FZH 121	Q67000-H192
	FZJ 161	Q67000-I507
	SAJ 341	Q67000-I640
	BCY 58 IX	Q60203-Y58
	BD 135-10	Q62702-D106-V2
	BZY 97 C13	Q68000-A956-F82
	BAW 75	Q62702-A396
STYROFLEX®-Kondensator	47 pF/ 63 V	B31310-A5470-H
STYROFLEX®-Kondensator	330 pF/ 25 V	B31310-A3331-H
STYROFLEX®-Kondensator	1 nF/ 25 V	B31310-A3102-H
MKH-Kondensator	10 nF/400 V	B32234-B6103-M
MKH-Kondensator	1 µF/400 V	B32231-C6105-K, MKH
Elko-Tantal	10 µF/ 25 V	B45170-A8106-M
Elko	47 µF/ 25 V	B41283-B5476-T
Elko	100 µF/ 16 V	B41283-B4107-T

Zweigniederlassungen in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

1000 Berlin 61
Schöneberger Straße 2-4
Postanschrift:
1000 Berlin 11, Postfach 11 05 60
Tel. 2 55-1, Telex 1 83 766

2800 Bremen 1
Contrescarpe 72
Postfach 127
Tel. 3 64-1
Telex 2 45 451

4600 Dortmund 1
Märkische Straße 8-14
Postfach 658
Tel. 54 90-1
Telex 8 22 312

4000 Düsseldorf 1
Lahnweg 10
Postfach 1115
Tel. 30 30-1
Telex 8 581 301

4300 Essen 1
Kruppstraße 16
Postfach 22
Tel. 20 13-1
Telex 8 57 437

6000 Frankfurt (Main) 1
Gutleutstraße 31
Postfach 41 83
Tel. 2 62-1
Telex 4 14 131

2000 Hamburg 1
Lindenplatz 2
Postfach 10 56 09
Tel. 2 82-1
Telex 21 62 721

3000 Hannover 1
Am Maschpark 1
Postfach 53 29
Tel. 199-1
Telex 9 22 333

5000 Köln 30
Franz-Geuer-Str. 10
Postfach 30 11 66
Tel. 5 76-1
Telex 8 881 005

6800 Mannheim 1
N 7.18
Postfach 20 24
Tel. 2 96-1
Telex 4 62 261

8000 München 80
Richard-Strauss-Straße 76
Postanschrift:
8000 München 2
Postfach 20 21 09
Tel. 92 21-1
Telex 5 29 421

8500 Nürnberg 1
Von-der-Tann-Straße 30
Postfach 24 29
Tel. 6 54-1
Telex 6 22 251

6600 Saarbrücken 3
Martin-Luther-Straße 25
Postfach 359
Tel. 30 08-1
Telex 4 421 431

7000 Stuttgart 1
Geschwister-Scholl-Straße 24
Postfach 120
Tel. 20 76-1
Telex 7 23 941

Siemens-Landesgesellschaften und -Vertretungen

Europa

Belgien

Siemens Société Anonyme
Chaussée de Charleroi 116
B-1060 Bruxelles
Tel. 5 37 3100, Telex 21 347

Bulgarien

RUEN
Technisches Beratungsbüro
der Siemens AG
uliza Nikolai Gogol 5/
Boulevard Lenin
BG-1504 Sofia 4
Tel. 45 70 82, Telex 22 763

Dänemark

Siemens Aktieselskab
Borupvang 3
DK-2750 Ballerup
Tel. 65 65 65, Telex 35 313

Finnland

Siemens Osakeyhtiö
Mikonkatu 8
SF-00101 Helsinki 10
(PL 8)
Tel. 107 14, Telex 12 465

Frankreich

Siemens S.A.
B.P. 109
F-93203 Saint-Denis CEDEX 1
Tel. 8 20 61 20, Tx. 62 0853

Griechenland

Siemens Hellas E.A.E.
Voulas 7
Athen 125 (P.O.B. 601)
Tel. 32 93-1, Telex 216 291

Großbritannien

Siemens Ltd.
Great West House,
Great West Road
Brentford TW8 9DG
Tel. 5 68 91 33, Telex 23 176

Irland

Siemens Ltd.
8, Raglan Road
Dublin 4
Tel. 68 47 27, Telex 5341

Island

Smith & Norland H/F
Nóatún 4,
Reykjavík (P.O.B. 519)
Tel. 2 83 22, Telex 20 55

Italien

Siemens Elettra S.p.A.
Via Vittor Pisani, 20
I-20124 Milano
(Casella Postale 4183)
Tel. 62 48, Telex 36 261

Jugoslawien

Generalexport
Masarikava 5/XV
YU-11000 Beograd
(YU-1101 Beograd
Poštanski fah 223)
Tel. 6 84-866, Telex 11 287

Luxemburg

Siemens Société Anonyme
Rue Glesener 17
Luxembourg (P.B. 1701)
Tel. 49 711-1, Telex 3430

Niederlande

Siemens Nederland N.V.
Prinses Beatrixlaan 26
Den Haag 2077
(Postbus 1068)
Tel. 78 27 82, Telex 31 373

Norwegen

Siemens A/S
Østre Aker Vei 90
N-Oslo 5
(Postboks 10, Veitvet)
Tel. 15 30 90, Telex 18 477

Österreich

Siemens Aktiengesellschaft
Österreich
A-1030 Wien,
Apostelgasse 12
(A-1031 Wien, Postfach 326)
Tel. 72 93-0, Telex 11 866

Polen

PHZ Transactor S.A.
PL-00-950 Warszawa
(P.O.B. 30)
Tel. 49 72 62, Telex 813 288

Portugal

Siemens S.A.R.L.
Av. Almirante Reis, 65
Lisboa-1 (Apartado 1380)
Tel. 53 88 05, Telex 12 563

Rumänien

Siemens Birou
de consultatii tehnice
Strada Edgar Quinet 1
R-7 Bucuresti 1
Tel. 15 18 25, Telex 11 473

Schweden

Siemens AB
Norra Stationsgatan 63-65
Stockholm
(Fack, S-10435 Stockholm 23)
Tel. 22 96 80, Telex 1880/81

Schweiz

Siemens-Albis AG
CH-8001 Zürich
Löwenstraße 35
(CH-8021 Zürich,
Postfach 605)
Tel. 23 03 52, Telex 52 131

Spanien

Siemens S.A.
Orense, 2
Madrid-20 (Apartado 155)
Tel. 4 55 25 00, Telex 27 769

Tschechoslowakei

EFEKTIM
Vertretung ausländischer
Gesellschaften in der ČSSR
Václavské náměstí 1
CS-11000 Praha 1
(P.O.B. 457)
Tel. 25 84 17, Telex 122 389

Türkei

Simko Ticaret ve Sanayi A.S.
Meclisi Mebusan Cad. 55/35
Istanbul (Fındıklı)
(P.K. 64 Tophane)
Tel. 45 20 90, Telex 22 290

Ungarn

INTERCOOPERATION Rt.
Siemens-Kooperations-
büro
Böszörményi út 9-11
H-1126 Budapest
(P.O.B. 1525)
Tel. 15 49 70, Telex 224 133

Union der Sozialistischen Sowjetrepubliken

Ständige Vertretung der
Siemens AG in Moskau
Internationales Postamt
Postfach 77
SU-Moskau
Tel. 2 23 52 57, Telex 7413

Afrika

Ägypten

Siemens Resident Engineers
P.O.B. 775, Zamalek
Cairo/Egypt
Tel. 3 56 61, Telex 321

Algerien

Siemens Algérie S.A.R.L.
3, Viaduc du Duc des Cars
Alger (B.P. 224, Alger-Gare)
Tel. 63 95 47, Telex 52 817

Äthiopien

Siemens Ethiopia Ltd.
Ras Bitwoded Makonen
Building
Addis Ababa (P.O.B. 5505)
Tel. 15 15 99, Telex 21052

Libyen

Assem Azzabi, Tariq Building
1, September Street
Tripoli (P.O.B. 2583)
Tel. 4 15 34 Telex 20029

Marokko

SETEL
Société Electrotechnique
et de Télécommunications S.A.
Rue Lafuente
Casablanca
Tel. 26 13 82/84, Telex 21914

Südafrika

Siemens (Proprietary) Limited
Siemens House
Corner Wolmarans and Biccard
Streets, Braamfontein
Johannesburg 2000
(P.O.B. 4583)
Tel. 7 25 25 00, Telx 587 721

Sudan

National Electrical
Commercial Company (NECC)
Khartoum (P.O.B. 1202)
Tel. 8 08 18, Telex 642

Tunesien

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

Zaire

Siemens Zaire S.P.R.L.
1222, Avenue Tombalbaye,
Kinshasa 1 (B.P. 9897)
Tel. 2 26 08, Telex 377

Amerika

Argentinien

Siemens S.A.
Av. Presidente
Julio A. Roca 530
Buenos Aires
(Casilla Correo Central 1232)
Tel. 30 04 11, Telex 121812

Bolivien

Sociedad Comercial
é Industrial Hansa Ltda.
La Paz (Cajón Postal 1402)
Tel. 5 44 25, Telex 5261

Brasilien

Siemens S.A.
Rua Cel. Bento Bicudo, 111
BR-05069 Sao Paulo
(Caixa Postal 1375),
Sao Paulo 1, SP)
Tel. 2 60 26 11, Telex 11-23681

Chile

Gildemeister S.A.C.
División Siemens
Casilla 99-D
Santiago de Chile
Tel. 8 25 23, Telex sgo 392

Kanada

Siemens Canada Limited
7300 Trans-Canada-Highway
Pointe Claire, P.Q. H9R 1C7
(P.O.B. 7300, Pointe Claire,
P.Q. H9R 4R6)
Tel. 695-7300, Telex 5 267 300

Kolumbien

Siemens S.A.
Carrera 65, No. 11-83
Bogotá
(Apartado Aéreo 80150)
Tel. 6140 77, Telex 44 750

Mexiko

Siemens S.A.
Poniente 116, No. 590
Mexico 15, D.F.
(Apartado Postal 15064)
Tel. 5 67 07 22, Telex 17 72 700

Uruguay

Conatel S.A.
Ejido 1690
Montevideo
(Casilla de Correo 1371)
Tel. 91 73 31, Telex 934

Venezuela

Siemens S.A.
Apartado 3616
Caracas 101
Tel. 34 85 31, Telex 25 131

Vereinigte Staaten

von Amerika
Siemens Corporation
186 Wood Avenue South
Iselin, New Jersey 08830
Tel. 4 94-1000
Telex WU 84-4491, 84-4492

Asien

Afghanistan

Siemens Afghanistan Ltd.
Alaudin, Karte 3
Kabul (P.O.B. 7)
Tel. 4 14 60

Bangladesh

Siemens Bangladesh Ltd.
74, Dilkusha Commercial Area
Dacca (P.O.B. 33)
Tel. 24 43 81, Telex 824

Burma

Siemens Resident Engineer
8 Attia Road
Rangoon (P.O.B. 1427)
Tel. 3 25 08, Telex 2009

Hongkong

Jebsen & Co., Ltd.
Prince's Building, 23rd floor
Hong Kong (P.O.B. 97)
Tel. 5 22 5111, Telex 73221

Indien

Siemens India Ltd.
Head Office
134-A, Dr. Annie Besant Road,
Worli
Bombay 400018 (P.O.B. 6597)
Tel. 37 99 06, Telex 112 373

Indonesien

P.T. Siemens Indonesia
Kebon Sirih 4
Jakarta (P.O.B. 2469)
Tel. 5 10 51, Telex 46 222

Irak

Samhiry Bros. Co. (W.L.L.)
Abu Nawas Street
Baghdad (P.O.B. 300)
Tel. 9 00 21, Telex 2 255

Iran

Siemens Sherkate
Sahami (Khass)
Kh. Takhte-Djamshid 32
Siemenshaus
Teheran 15
Tel. 6141, Telex 212 351

Israel

Transelectro Company Ltd.
72/76 Harakevet Street
Tel Aviv (P.O.B. 2385)
Tel. 3 18 44, Telex 33 513

Japan

Nippon Siemens K.K.
Furukawa Sogo Building,
6-1, Marunouchi, 2-chome
Chiyoda-ku
Tokyo 100
(Central P.O. Box 1144
Tokyo 100-91)
Tel. 2 14 02 11, Telex 22 808

Jemen

Tihama Tractors
& Engineering Co. Ltd.
Sana'a (P.O.B. 49)
Tel. 24 62, Telex 217

Korea (Republic)

Siemens Electrical
Engineering Co., Ltd.
C.P.O. Box 3001
Seoul
Tel. 24 15 58, Telex 2329

Kuwait

Abdul Aziz M. T. Alghanim Co.
& Partners
Kuwait, Arabia (P.O.B. 3204)
Tel. 42 33 36, Telex 2 131

Libanon

Ets. F.A. Kettaneh S.A.
(Kettaneh Frères)
Rue du Port
Beyrouth (P.O.B. 110242)
Tel. 22 11 80, Telex 20 614

Malaysia

Guthrie Eng. (Malaysia) Sdn. Bhd.
Electrical & Communications
Division
17, Jalan Semangat
Petaling Jaya/Selangor
(P.O.B. 30)
Tel. 77 33 44, Telex 37 573

Pakistan

Siemens Pakistan
Engineering Co. Ltd.
ILACO House,
Abdullah Haroon Road
Karachi (P.O.B. 7158, Karachi 3)
Tel. 51 60 61, Telex 820

Philippinen

Engineering Equipment, Inc.
Machinery Division,
Siemens Department
P.O.B. 7160 Airmail Exchange Office
Manila International Airport
Philippines 3120
Tel. 85 40 11/19, Telex EEC 3695

Saudi-Arabien

E.A. Juffali & Bros.
Head Office
Jeddah (P.O.B. 1049)
Tel. 2 22 22, Telex 40 130

Singapur

Guthrie Engineering (Singapore)
Pte. Ltd.
Electrical
& Communications Division
41, Sixth Avenue,
Bukit Timah Road
Singapore 10
(P.O.B. 495, Singapore 1)
Tel. 66 25 55, Telex 21681

Syrien

Syrian Import
Export & Distribution
Co., S.A.S. SIEDCO
Port Said Street
Damas (P.O.B. 363)
Tel. 1 34 31/33

Taiwan

Delta Engineering Ltd.
42, Hsu Chang Street,
8th floor
Taipei (P.O.B. 58497)
Tel. 3 61 02 55, Telex 21826

Thailand

B. Grimm & Co. R.O.P.
1643/4, Petchburi Road
(Extension)
Bangkok 10 (P.O.B. 66)
Tel. 52 40 81, Telex 2614

Australien und Ozeanien

Australien

Siemens Industries Ltd.
544 Church Street, Richmond
Melbourne, Victoria 3121
Tel. 4 29 7111, Telex 30 425

Neuseeland

Siemens Liaison Office
175 The Terrace
Wellington 1 (P.O.Box 4145,
G.P.O.)
Tel. 72 98 61, Telex 31233

Notizen

Notizen
