



Halbleiter- Schaltbeispiele

Einzelhalbleiter

Integrierte Schaltungen

1972/73



Halbleiter-Schaltbeispiele

Einzelhalbleiter

Integrierte Schaltungen

Ausgabe 1972/73

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

Die in diesem Heft enthaltenen Schaltungen und Beschreibungen sind Anregungen und sollen die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten von Halbleiterbauelementen 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 Halbleiter, Ihrer oder der von Ihnen gewünschten Schaltungen, wenden Sie sich bitte an unseren Vertrieb bzw. an unser Applikationslabor.

Alle Schaltungen, die am Ende des Textes mit einem Punkt ● versehen sind, können als unbestückte oder als bestückte und geprüfte Musterplatinen geliefert werden.

**Herausgegeben vom Bereich Halbleiter
8000 München 80, Balanstraße 73**

Inhaltsverzeichnis

Teil I Einzelhalbleiter

1. NF-Schaltungen
2. HF-Schaltungen
3. FS-Schaltungen
4. Steuer-, Regel- und Zündschaltungen
5. Foto- und Magnetik-Schaltungen
6. Netzgeräte, Zerhacker, Oszillatoren

I. NF-Schaltungen

- | | |
|--|----|
| 1.1 Einstufiger Vor- oder Zwischenverstärker mit BC 414 | 11 |
| 1.2 Übersteuerungsfester Vorverstärker mit variabler Gegenkopplung und Ausgangsteilung | 12 |
| 1.3 Vorverstärker für Magnettonkopf ($v = 9,5 \text{ cm/S}$) | 13 |
| 1.4 Aktiver Klangregler | 14 |
| 1.5 Mikrophonverstärker bzw. Telefonadapter | 17 |
| 1.6 NF-Verstärker ohne Ruhestromeinstellung
45 bis 250 mW / 4 bis 9 V | 18 |
| 1.7 NF-Verstärker für 12 Volt-Akkubetrieb | 20 |
| 1.8 Kurzschlußsichere Hi-Fi-NF-Verstärker
15, 30, 40, 60, 120 W | 22 |

2. Hochfrequenzschaltungen

- | | |
|--|----|
| 2.1 Großsignalfeste Eingangsstufe mit Abstimm-diode BB 113 | 27 |
| 2.2 Verzerrungsfreie Empfindlichkeitsumschaltung ungereregelter HF-Vorstufen | 28 |
| 2.3 UKW-Tuner mit pnp-Silizium-Transistoren und abstimm-barem Vorkreis | 30 |
| 2.4 UKW-Tuner mit aktivem Ringmischer SO 42 p | 33 |
| 2.5 Neues Konzept für UHF-VHF-Tuner | 37 |
| 2.6 UHF-Diodentuner mit geringer Kreuzmodulation | 41 |

3. Fernschaltungen

- | | |
|---|----|
| 3.1 Trafolose Horizontalablenkung mit Emitterwiderstand | 47 |
| 3.2 Trafolose Horizontalablenkung mit selbstschwingender Treiberstufe | 50 |

3.3	Trafolose Horizontablenkung mit Oszillatorschaltkreis	53
3.4	Vertikalablenkung mit Operationsverstärker	53
3.5	Nord-Süd-Korrekturschaltung	58
3.6	Video-Endverstärker mit Matrix-Schaltkreis	62
3.7	20 kHz-Thyristor-Schaltnetzteil für 220 V _~ /30 V/200 W	64

4. Steuer-, Regel- und Zündschaltungen

4.1	Temperaturregelschaltung für Ventilsteuerung	67
4.2	Nullspannungsschalter mit Impulsgruppensteuerung für Triac	69
4.3	Periodische Schwingungsgruppensteuerung mit Nullspannungsschalter für Drehstromverbraucher	70
4.4	Transistorzündung für übliche Unterbrecher	73
4.5	Kontaktloser Unterbrecher für Transistor-Zündung	75
4.6	Kontaktlose Thyristor-Zündanlage für 2-Takt-Motor	78

5. Foto- und Magnetik-Schaltungen

5.1	Lichtschrankenverstärker	81
5.2	Lichtgesteuerter Lampenregler	82
5.3	Automatische Belichtungszeitsteuerung	83
5.4	Ansteuerung von Digitalbausteinen mit der Photozelle BPX 80 ... 89	85
5.5	Feldplatten-Endschalter mit großer Schaltgenauigkeit	86
5.6	Potentialfreies Strommeßgerät mit Feldplatten	88
5.7	Magnetischer Weg-Spannungswandler mit Feldplatten	91

6. Netzgeräte, Zerhacker, Oszillatoren

6.1	Verstärkerschaltung für Fehlstrom-Schütz	95
6.2	Phasenanschnittsteuerung für kleine Stromflußwinkel	97
6.3	24 V-Zerhacker für Leuchtstofflampe 65 W	99
6.4	Akku-Ladegerät 12 V/5 A	101
6.5	Stromkonstanter 2 bis 15 A/30 V	103
6.6	Stromkonstantgerät mit potentialfreiem Sollwertgeber	105
6.7	20 kHz-Thyristor-Schaltnetzteil für 220 V _~ /30 V/200 W (siehe unter 3.7)	107

Teil 2 Integrierte Schaltungen

1. Schaltungen mit der TTL-Serie FL 100
2. Schaltungen mit der langsamen störsicheren Serie FZ 100
3. Rundfunk- und Fernsehschaltungen
4. Schaltungen mit den Operationsverstärkern TAA 761/861

1. Schaltungen mit der TTL-Serie FL 100

1.1	Asynchroner Frequenzteiler mit beliebigem Teilungsverhältnis	115
1.2	Tastatur zur Zifferneingabe	119
1.3	Dynamische Ziffernanzeige	121
1.4	Alphanumerische Anzeige mit MOS-ROM	123
1.5	Zielspeicher	127
1.6	Zeitgeber für eine Programmsteuerung	129
1.7	Pegelumsetzer zu MOS-Schaltungen	131

2. Schaltungen mit der langsamen störsicheren Serie FZ 100

2.1	Steuerschaltung (Ersatz von Relaischaltungen durch LSL)	133
2.2	Zeitschaltungen	137
2.2.1	Verzögerungsglieder	137
2.2.1.1	Schaltung zur Einschaltverzögerung	137
2.2.1.2	Variable Einschaltverzögerung	138
2.2.1.3	Ausschaltverzögerung	139
2.2.1.4	Variable Ausschaltverzögerung	139
2.2.1.5	Einfache Ein- und Ausschaltverzögerung	140
2.2.1.6	Ein- und Ausschaltverzögerung mit definierten Ein- und Ausschaltverzögerungszeiten	140
2.2.1.7	Ein- und Ausschaltverzögerung mit getrennt einstellbaren variablen Zeiten	141
2.2.2	Impulsverkürzung und -verzögerung	141
2.3	Schaltung zur Impulsbreitenüberwachung	143
2.4	Frequenzüberwachung	143
2.5	Spannungsüberwachung	147
2.6	Universelle Synchronsteuerung	149
2.7	Schweißzeitsteuerung	151

2.8	Aufzugsteuerung	154
2.9	Motorsteuerung für Tipp- und Dauerbetrieb	161
2.10	Umlaufschieberegister für zwei Schieberichtungen	163
2.11	Taktgesteuerte Drehschalterfunktion	166
2.12	Vergleicher für 5 Bit	167
2.13	1-Bit-Volladdierer	169
2.14	Zeitverriegelung für Zweihandsteuerung	170
3. Rundfunk- und Fernsehaltungen		
3.1	FM-ZF-Verstärker mit TBA 120, TBA 120 S oder SO 41 P	173
3.2	Video-Farb-Matrix mit TBA 680	177
3.3	AM-Ton-ZF-Verstärker mit TBA 400	179
3.4	Video-ZF-Verstärker mit TBA 440	182
3.5	Video-ZF- und Ton-ZF-Platine mit TBA 440 und TBA 120 S	183
3.6	UKW-Radio-Empfangsteil mit SO 42 P, SO 43 P	187
3.7	Elektronische Tunerumschaltung mit SAS 560 und SAS 570	189
3.8	Stereodekoder mit TBA 450	191
4. Schaltungen mit den Operationsverstärkern TAA 76I / 86I		
4.1	Konstantspannungsquelle für Lastströme bis zu 5 A	195
4.2	Doppelkonstantspannungsquelle mit zwei Operations- verstärkern TAA 861	197
4.3	Zusammenschaltung mit Fotobaelementen	198
4.3.1	Fotoempfänger	199
4.3.2	Nachlaufsteuerung mit Differential-Fotodiode	199
4.3.3	Schnelle Lichtschanke	200
4.4	Triac-Ansteuerung	201

Teil 1

Einzelhalbleiter

I. NF-Schaltungen

1.1 Einstufiger Linear-Vor- oder Zwischenverstärker mit BC 414

In Schaltbild Bild 1.1 ist ein linearer, vielseitig verwendbarer Vor- bzw. Zwischenverstärker mit dem neuen rauscharmen Si-Transistor BC 414 angegeben, der für eine Betriebsspannung von 20 bis 40 V geeignet ist. Die Spannungsverstärkung wurde mit dem Widerstand R_1 auf 13 festgelegt. Kleinere Werte von R_1 ergeben eine höhere Verstärkung bei etwas höherem Klirrfaktor und geringer werdendem Eingangswiderstand.

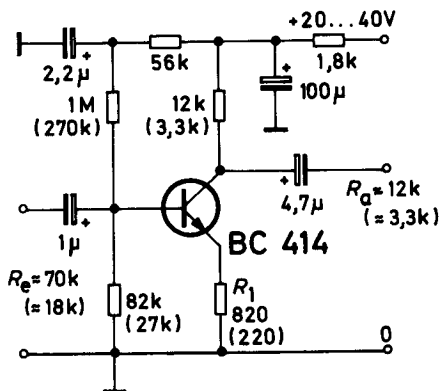


Bild 1.1

Einen geringeren Ausgangswiderstand von 3,3 k Ω erhält man mit den in Klammern stehenden Bauelementen bei etwa gleicher Verstärkung. [NE-7130 a] ●

Technische Daten:

Betriebsspannung	26 V
Stromaufnahme	ca. 1 mA
Spannungsverstärkung	13
max. Ausgangsspannung ($k = 1 \%$)	6,5 V
Spannungsfrequenzgang (-1 dB, $U_{a,1000} = 0,3$ V)	< 10 Hz bis 25 kHz
Eingangswiderstand	70 k Ω
Brummspannungsunterdrückung ($U_{Br} = 1$ V, 50 Hz)	13 mV/V

1.2 Übersteuerungsfester Vorverstärker mit variabler Gegenkopplung und Ausgangsteilung

Mit den Transistoren BC 414 und BC 307 wurde ein rauscharmer Vorverstärker entworfen, der sich gut als Mischpult-Vorverstärker verwenden lässt. Der Verstärker besitzt eine variable Gegenkopplung, wodurch eine große Übersteuerungssicherheit gewährleistet ist. Die Schaltung ist in Bild 1.2 dargestellt.

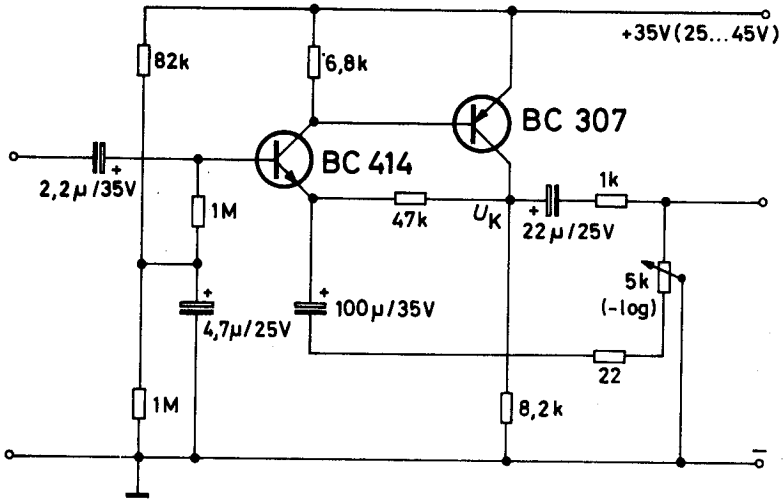


Bild 1.2

Der Vorverstärker besteht aus zwei galvanisch gekoppelten Transistoren BC 414 und BC 307, wobei der BC 414 einen neuen rauscharmen Typ darstellt. Die Verstärkung von max. ca. 750 wird mit dem am Ausgang angeschlossenen Potentiometer eingestellt. Mit dem oberen Teilwiderstand des Potentiometers wird die Ausgangsspannung geteilt, der untere Teilwiderstand wirkt als Gegenkopplung. Eine logarithmische Spannungsverstärkung in Abhängigkeit vom Drehwinkel des Potentiometers lässt sich durch eine geeignete Widerstandskennlinie erreichen. Der Klirrfaktorverlauf in Abhängigkeit von der Spannungsverstärkung bleibt bis zu einer Ausgangsspannung von 2 V unter 1%. Die Speisespannung kann zwischen 25 V und 45 V gewählt werden.

[NE-7121] ●

Technische Daten:

Betriebsspannung	35 V (25 bis 45)
Stromaufnahme	2,9 mA
Eingangswiderstand bei $V_{u \max}$	70 k Ω
Eingangswiderstand bei $V_{u \min}$	600 k Ω
max. Spannungsverstärkung	57 dB
max. Ausgangsspannung ($k = 1 \%$)	2 V
Frequenzbereich (3 dB) $V_{u \max} = 750$	14 Hz bis 220 kHz
Frequenzbereich (3 dB) $V_{u \min} = 4$	10 Hz bis 800 kHz
Übersteuerungssicherheit (bezogen auf $U_e = 0,2$ mV)	32 dB
Brummspannungsunterdrückung bei $V_{u \max}$	
$R_o = 200 \Omega$	-11,5 dB
$R_o \rightarrow \infty$	- 2 dB
Fremdspannungsabstand bewertet nach CCITT	
$R_o = 200 \Omega$ (bezogen auf $U_e = 0,2$ mV)	51 dB
$R_o = 47 \text{ k}\Omega$: 50 dB bezogen auf U_e	1,2 mV

1.3 Vorverstärker für Magnettonkopf ($v = 9,5$ cm/s)

Für die Abtastung von Filmen mit Magnettonaufzeichnungen wurde ein Vorverstärker entworfen. Der Vorverstärker für Magnetbandentzerrung ist für eine Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s (gemäß DIN 45 513) konzipiert. Die Schaltung ist aus Bild 1.3.1 zu entnehmen, der Verlauf der Entzerrungskurven ist in Bild 1.3.2 dargestellt. Die Daten für die Höhenentzerrung sind vom Tonkopf abhängig. Die Höhenentzerrung wird durch den in Bild 1.3.1 gestrichelt eingezeichneten Kondensator eingestellt. [NE-7130b] ●

Technische Daten:

Betriebsspannung	26 V
Stromaufnahme	1,6 mA
Spannungsverstärkung (1 kHz)	310
Eingangswiderstand (1 kHz)	90 k Ω
Nenningangsspannung (1 kHz)	1 mV
max. zul. Eingangsspannung ($f = 1$ kHz, $k = 1 \%$)	9 mV
Klirrfaktor ($f = 20$ Hz bis 20 kHz, $U_a = 0,3$ V)	< 0,5 %

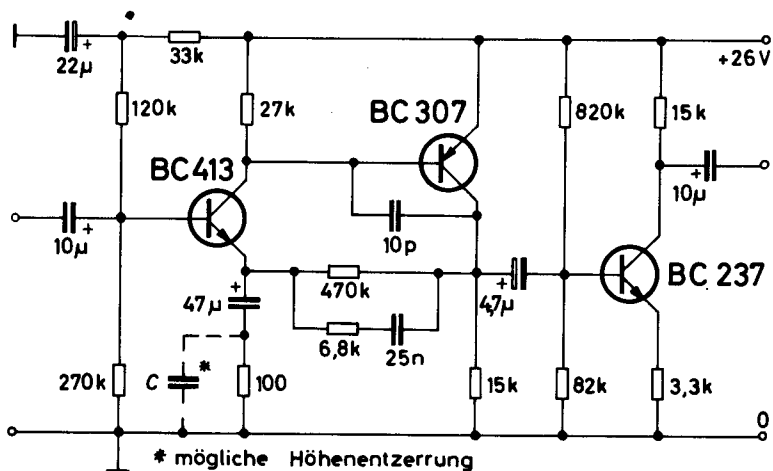


Bild 1.3.1

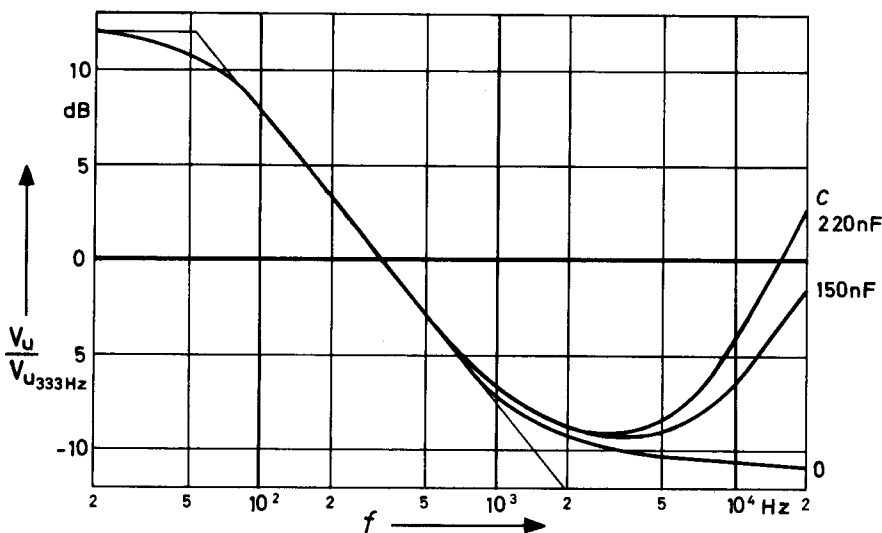


Bild 1.3.2

1.4 Aktiver Klangeinsteller

Es wurde ein aktiver Klangeinsteller Bild 1.4 entworfen, der gegenüber einer passiven Ausführung den Vorteil besitzt, daß mit handelsüblichen, linearen Potentiometern eine nahezu ideale Einstellcharak-

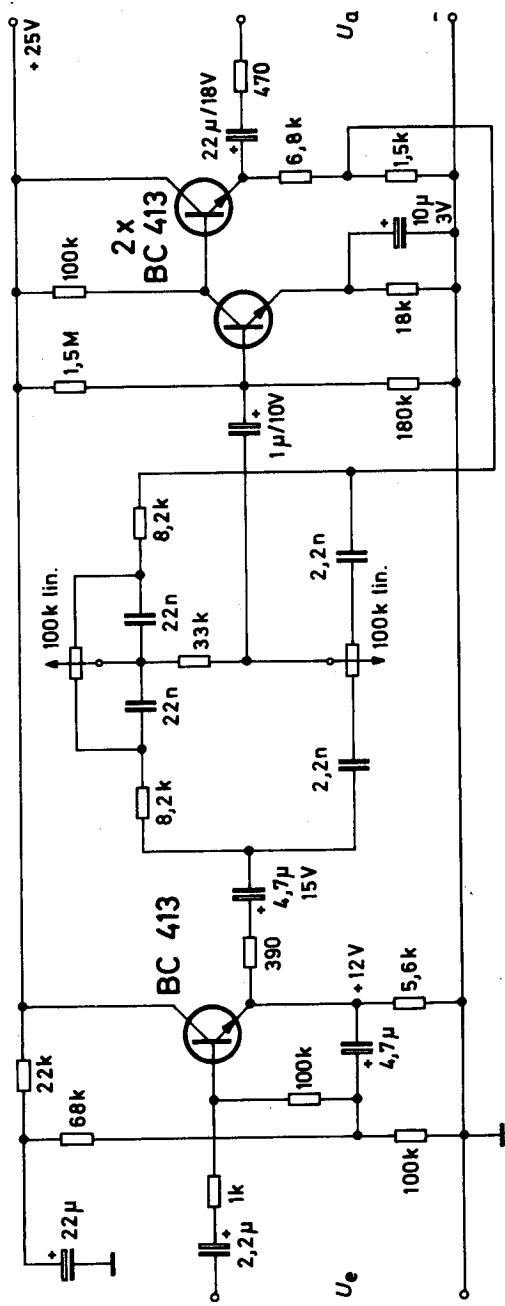


Bild 1.4

teristik erreicht wird. Der erforderliche Einstellbereich des Spannungsfrequenzganges wird mit einem variablen Gegenkopplungsnetzwerk erzielt. Voraussetzung für eine gute Tiefen- und Höhenanhebung ist die niederohmige Ansteuerung des Gegenkopplungsnetzwerkes. Mit der Vorstufe in Kollektorschaltung wird ein hochohmiger Eingangs- und der geforderte niederohmige Ausgangswiderstand erreicht.

Die Klangeinstellung erfolgt in der Gegenkopplung des nachfolgenden, zweistufigen Verstärkers. Die Rückführung des Signals vom geteilten Emitterwiderstand der Endstufe gewährleistet eine große Aussteuerbarkeit; bis zu einer Ausgangsspannung von etwa 6 V beträgt der Klirrfaktor unter 1 ‰. Gleichzeitig wird damit der Verstärkungsfaktor von z. B. 14 dB eingestellt.

Der Spannungsfrequenzgang mit dem Klangeinsteller in Mittelstellung ist linear. In den Extremstellungen der Einstellpotentiometer wird bei 30 Hz + 18 dB bzw. -22 dB und 20 kHz + 19 dB bzw. -18 dB erreicht, bezogen auf 1 kHz (0 dB). [NE 7209] ●

Technische Daten:

Betriebsspannung	25 V
Stromaufnahme	4 mA
Nenneingangsspannung	300 mV
Eingangswiderstand ($f = 1$ kHz)	1 M Ω
Ausgangsspannung	1,5 V
max. Ausgangsspannung für $k = 1$ ‰, $f = 1$ kHz	6 V
Spannungsverstärkung	14 dB
Einstellbereich $f = 30$ Hz	-22 bis +18 dB
$f = 20$ kHz	-18 bis +19 dB
Fremdspannung (eff.)	0,17 mV
Geräuschspannung (eff.)	0,17 mV
(bei linearem Frequenzgang, $R_o = 100$ k Ω)	
Klirrfaktor ($f = 50$ Hz bis 16 kHz) $U_a = 1$ V	< 0,15 ‰
	2 V < 0,25 ‰
	4 V < 0,5 ‰
	6 V < 1 ‰

1.5 Mikrofonverstärker bzw. Telefonadapter

Zur akustischen Überwachung eines Kinderzimmers wurde ein NF-Verstärker Bild 1.5.2 mit Netzteil entworfen, an den ein dynamisches Mikrofon direkt angeschlossen werden kann.

Ferner kann er als Telefon-Mithörverstärker ohne elektrische Verbindung zum Telefonapparat (also ohne Eingriff) verwendet werden, wenn ein induktiver Aufnahmekopf angeschaltet wird. Senkrecht im magnetischen Streufeld des Telefonsprechübertragers erzeugt ein Aufnahmekopf eine dem Streufeld proportionale NF-Spannung. Der Telefonadapter besteht im Prinzip aus einem Ferritstab von etwa $30 \times 10 \text{ mm } \phi$, darüber eine Spule mit etwa 4500 Wdg $0,1 \text{ mm } \phi \text{ CuL}$. Die Vorverstärkung des Eingangssignals liegt bei etwa 30 dB und erfolgt in dem zweistufigen rauscharmen Verstärker T_1, T_2 . Nach dem Lautstärkeeinsteller R_1 wird das Signal dem eisenlosen NF-Verstärker zugeführt, der aus dem integrierten Verstärker TAA 861 und einer Ge-Endstufe mit den Transistoren T_3, T_4 besteht. Durch die hohe Leerlaufverstärkung des TAA 861 und die kleine Schwellenspannung der Ge-Transistoren kann auf eine Ruhestromeinstellung verzichtet werden. Die Stromversorgung des Verstärkers erfolgt mit entsprechender Siebung aus der Spannungs-Konstant-Schaltung mittels der Diode D_1 und dem Längstristor T_5 . Bild 1.5.1 zeigt das dazu passende Netzteil.

[NE-7173] ●

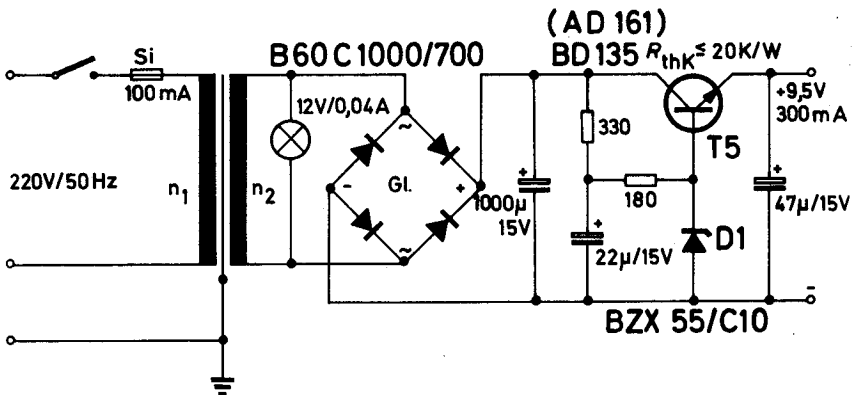


Bild 1.5.1

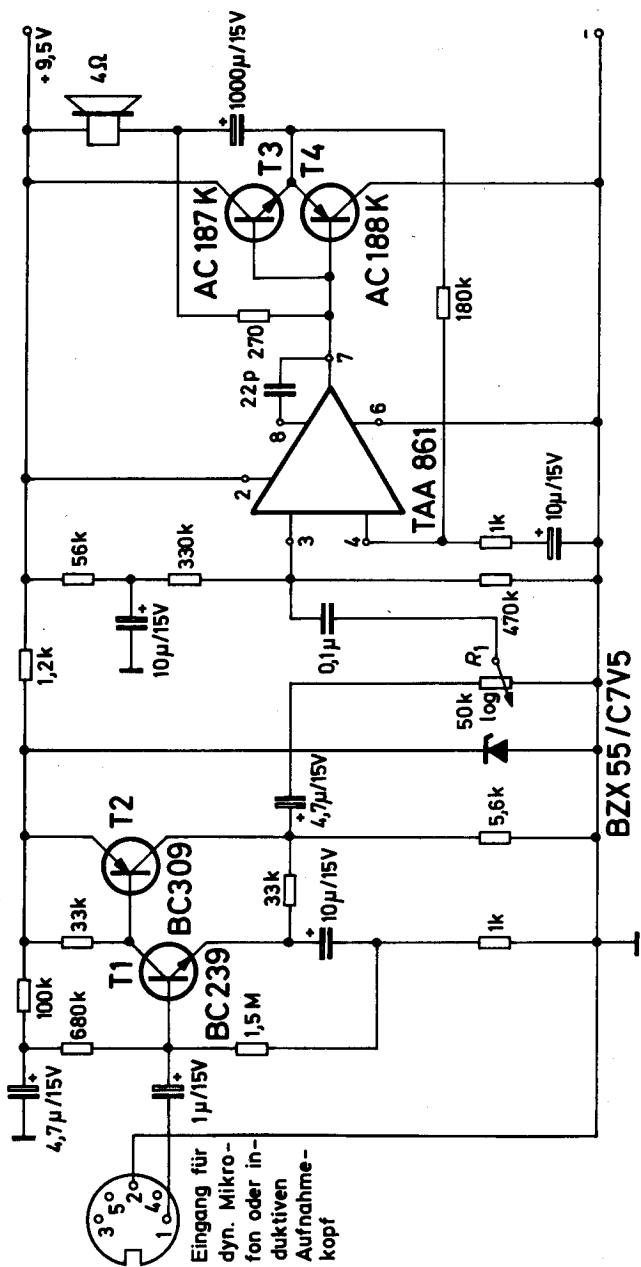


Bild 1.5.2

Technische Daten:

Netzspannung	220 V/50 Hz
Nennausgangsleistung ($k = 10\%$)	1,8 W
Nenneingangsspannung	0,5 mV
Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufentransistor	$\leq 20 \text{ K/W}$

Netz-Trafo: Kern M 42, dyn. Bl. IV, o. L., wechselsinnig geschichtet

$n_1 = 4600 \text{ Wdg } 0,06 \text{ mm CuL}$

Isolation $2 \times 0,1 \text{ mm LP}$

Schutzwicklung 1 Lage Cu-Folie 0,05 mm, auf Nulleiter geschaltet

Isolation $2 \times 0,1 \text{ mm LP}$

$n_2 = 230 \text{ Wdg } 0,2 \text{ mm CuL}$

Isolation $2 \times 0,1 \text{ mm LP}$

1.6 NF-Verstärker ohne Ruhestromeinstellung 45 — 250 mW / 4 — 9 V

Besteht für einen Klein-NF-Verstärker Bild 1.6 die Forderung nach geringstem Stromverbrauch, Aufwand an Bauelementen als auch geringe bzw. keine Abgleicharbeit, dann kann z. B. auf eine Ruhestrom-

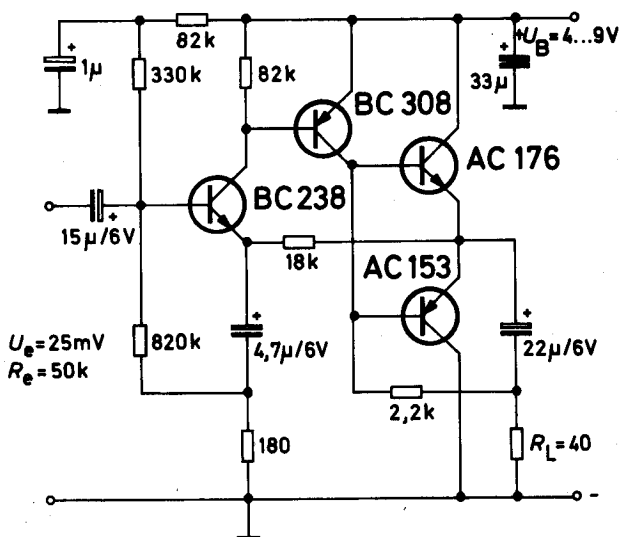


Bild 1.6

einstellung bei der eisenlosen Endstufe verzichtet werden, wenn die Forderungen an den Klirrfaktor nicht zu groß sind.

Für eine derartige Endstufe bietet sich selbstverständlich, wegen seiner kleinen Schwellenspannung, der Ge-Transistor besonders an. So wurden im vorliegenden NF-Verstärker die Transistoren AC 176/AC 153 vorgesehen. Die beiden Vorstufen wurden mit den Si-Transistoren BC 238 und BC 308 bestückt. Für den Lautsprecher mußte ein Schwingspulenwiderstand von 40Ω gewählt werden. Der beschriebene Verstärker kann an eine Betriebsspannung von 4—9 V angeschlossen werden, wobei sich die Ausgangsleistung entsprechend ergibt. Der Klirrfaktor bleibt bis zur Nennausgangsleistung von 250 mW (9 V) unter $k = 10\%$. [NL-7144] ●

Technische Daten:

Betriebsspannung	5 V (4 bis 9 V)
Stromaufnahme $P_a = 0$	1 mA
$P_a = P_{a \text{ nenn}}$	20 mA
Nennausgangsleistung ($k = 10\%$, $f = 1 \text{ kHz}$)	80 mW
Lastwiderstand	40Ω
Nenningangsspannung	ca. 25 mV
Eingangswiderstand	ca. $50 \text{ k}\Omega$
Leistungsverstärkung	ca. 65 dB
Spannungsfrequenzgang (-3 dB , $U_a 1000 = 0,9 \text{ V}$)	250 Hz bis 45 kHz

U_B	4	5	6	7	9 V
P_a	40	82	114	156	250 mW
U_e	22	25	31	35	42 mV

1.7 NF-Verstärker für 12 V-Autobatteriebetrieb

Die neuen Si-Epibasis-Transistoren der Reihe BD 433 ... BD 438 können vorteilhaft in der Endstufe eisenloser NF-Verstärker für Ausgangsleistungen bis etwa 15 W und als kräftige Treibertransistoren in NF-Verstärker großer Ausgangsleistungen eingesetzt werden. Sie zeichnen sich durch die einfache Montage des Kunststoffgehäuses SOT-32, durch die hohe max. zul. Verlustleistung von $P_{\text{tot}} = 45 \text{ W}$ und durch ihre große Stromverstärkung aus.

Eine mögliche Anwendung dieser Transistoren zeigt das folgende Beispiel eines eisenlosen NF-Verstärkers für 12 V-Autobatteriebetrieb Bild 1.7. An den Verstärkerausgang können zwei Lautsprecher mit einer Impedanz von je 4 bis 8 Ω angeschlossen werden, so daß der häufig geforderte Zweit-Lautsprecheranschluß gegeben ist. Die Ausgangsleistung beträgt dann je nach Stromverstärkung der Endstufen-transistoren 4 bis 7 W.

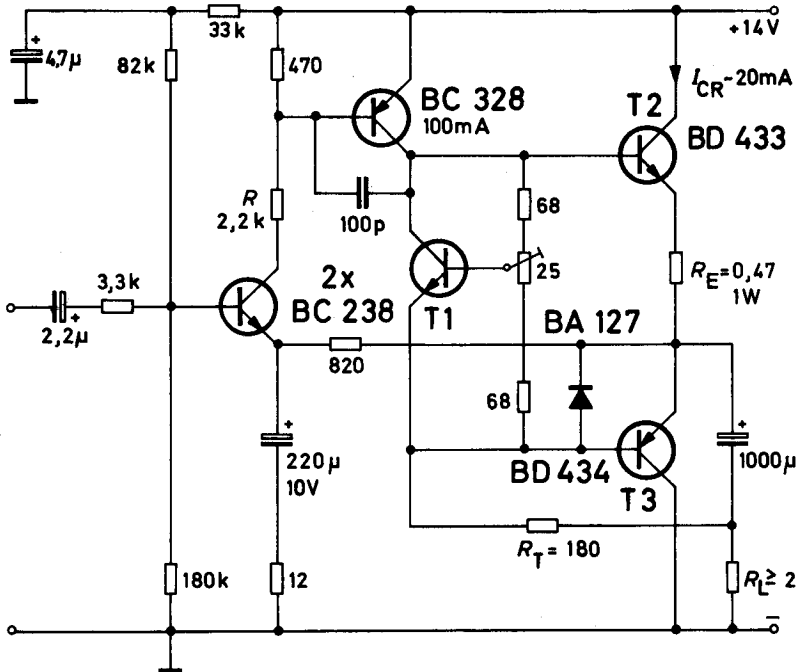


Bild 1.7

Mit geringem Aufwand konnte ferner eine Kurzschlußsicherung des Verstärkers erreicht werden. Sie besteht lediglich aus der Diode BA 127 und dem Emitterwiderstand $R_E = 0,47 \Omega$. Die Kurzschlußsicherung führt zu einer Strombegrenzung des npn-Transistors T_2 bei $i_c > 2,5 \text{ A}$ über den Transistor T_1 und die Diode, die leitend wird und das Basispotential des Transistors T_2 auf 2 V begrenzt. Der Basisstrom des pnp-Transistors T_3 wird vom Treiberwiderstand R_T begrenzt. Ferner wird mit dem Widerstand R verhindert, daß der Treiberstrom zu groß wird.

Mit dem 25 Ω -Trimmer wird der Endstufenruhestrom eingestellt, seine Temperaturkompensation erfolgt mit dem Transistor T_1 , der in thermischem Kontakt mit einem Endstufentransistor stehen muß.

[NL-7143] ●

Technische Daten:

Betriebsspannung	14 V (10 bis 16 V)
Stromaufnahme ($R_L = 4 \Omega$)	0,55 A
Nennausgangsleistung	
($R_L = 4 \Omega$, $k = 10 \%$) $P_{a \text{ nenn}}$	5 W
($R_L = 2 \Omega$, $k = 10 \%$) $P_{a \text{ nenn}}$	4 bis 7 W
Klirrfaktor bei $1/2 P_{a \text{ nenn}}$	< 2 %
Nenningangsspannung	90 mV
Eingangswiderstand	40 k Ω
Wärmewiderstand des Kühlkörpers	
für den Treibertransistor	≤ 75 K/W
je Endstufentransistor	≤ 5 K/W

1.8 Kurzschlußsichere Hi-Fi — NF-Verstärker 15; 30; 40; 60; 120 Watt

Es wurden 5 NF-Verstärker mit folgenden Leistungen entworfen: 15 W, 30 W, 60 W, 120 W für einen 4 Ω -Lautsprecher und 40 W für einen 8 Ω -Lautsprecher. Die Verstärker sind kurzschluß- und über-temperaturgesichert und können auf derselben Platine aufgebaut werden. Sie benötigen zum Betrieb eine symmetrische Betriebsspannung von ± 14 , ± 23 , ± 28 , ± 38 und ± 30 V. Die symmetrische Spannungsversorgung bringt den Vorteil einer gleichen Belastung für die Endstufentransistoren.

In Bild 1.8 ist die Schaltung der Verstärker dargestellt. Anstelle der einfachen Endstufe muß für den 120 W-Verstärker eine Parallelschaltung von je 2 Leistungstransistoren 2 N 4347 Y an den Punkten a bis f eingesetzt werden. Die Transistoren 2 N 4347 Y sind leistungsstarke, einfachdiffundierte Typen mit einer Sperrspannung $U_{CEO} = 100$ V. Die Endstufentransistoren werden über die Phasenumkehrtransistoren T_4/T_5 angesteuert. Mit dem Potentiometer P_2 wird der Endstufen-Ruhestrom eingestellt. Zur thermischen Stabilisierung des Ruhestromes muß der Transistor T_6 und zur Übertemperatursicherung des Verstärkers der Heißleiter K 252 am Kühlkörper eines Endstufentransistors montiert werden. Die Kurzschlußsicherung wird durch die Messung des Ausgangsstromes und der Ausgangsspannung über R_{15} , R_L und R_9 , R_{11} für die positive Halbwelle des Ausgangs-

signals, und über R_{16} , R_L , R_{10} , R_{12} für die negative Halbwelle aufgelöst. Die Transistoren BC 238/BC 308 begrenzen die Basis-Emitter-Spannung der Phasenumkehrtransistoren und damit den Ausgangsstrom. Bei stark induktiver Last ist eine vorzeitige Begrenzung des Kollektorstromes und der Ausgangsleistung des Verstärkers möglich. Dem kann jedoch nur durch eine etwas aufwendigere Kurzschlußschaltung (wie in der Siemens Technischen Mitteilung Halbleiter Nr. B 11/1047 beschrieben) abgeholfen werden.

Der Strom des Treibertransistors T_3 wird durch die 2 parallel zur Basis-Emitter-Strecke geschalteten Dioden und den Emitterwiderstand R_6 begrenzt. Durch den Differenzverstärker T_1, T_2 wird die Mittenspannung konstant gehalten und mit P_1 auf 0V abgeglichen. Der Klirrfaktor liegt bis zur Nennleistung unter 1% und entspricht wie alle anderen Daten der Verstärker der Hi-Fi-Norm. Mit dem gestrichelt eingezeichneten Kondensator, parallel zum Trimmer P_1 , wird die Leerlaufverstärkung erhöht und dadurch der Klirrfaktor weiter reduziert. Für die Endstufen-, Phasenumkehr- und Treibertransistoren müssen die in der Tabelle 1 angegebenen Kühlkörper vorgesehen werden. In der Tabelle 2 sind die Bauelemente der Verstärker aufgeführt.

[NL-7112] ●

Tabelle 1 Technische Daten der Leistungsverstärker

	I	II	III	IV	V	
Nennausgangsleistung						
($k = 1\%$, $f = 1\text{ kHz}$)	15	30	40	60	120	V
Lastwiderstand R_L	4	4	8	4	4	W
Betriebsspannung	± 14	± 23	± 30	± 28	± 38	Ω
Stromaufnahme $P_a = 0$	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	A
$P_a = P_{a\text{ nenn}}$	0,8	1,5	1,1	1,9	2,6	A
Klirrfaktor bei $\frac{1}{2} P_{a\text{ nenn}}$						
$f = 50\text{ Hz bis } 16\text{ kHz}$		$< 0,4\%$				
Nenneingangsspannung	1,1	1,5	1,5	1,5	1,5	V
Eingangswiderstand			40			k Ω
Leistungs-						
frequenzgang (-1 dB)	$< 20\text{ Hz bis } > 16\text{ kHz}$					
Spannungs-						
frequenzgang (-1 dB)	$< 10\text{ Hz bis } > 20\text{ kHz}$					
Wärmewiderstand des Kühl-						
körpers für T_3				100	35	K/W
$T_4, T_5, \text{ je}$	≤ 40	≤ 30	≤ 30	≤ 20	≤ 10	K/W
je Endstufentransistor	≤ 7	≤ 5	≤ 4	$\leq 3,5$	≤ 4	K/W

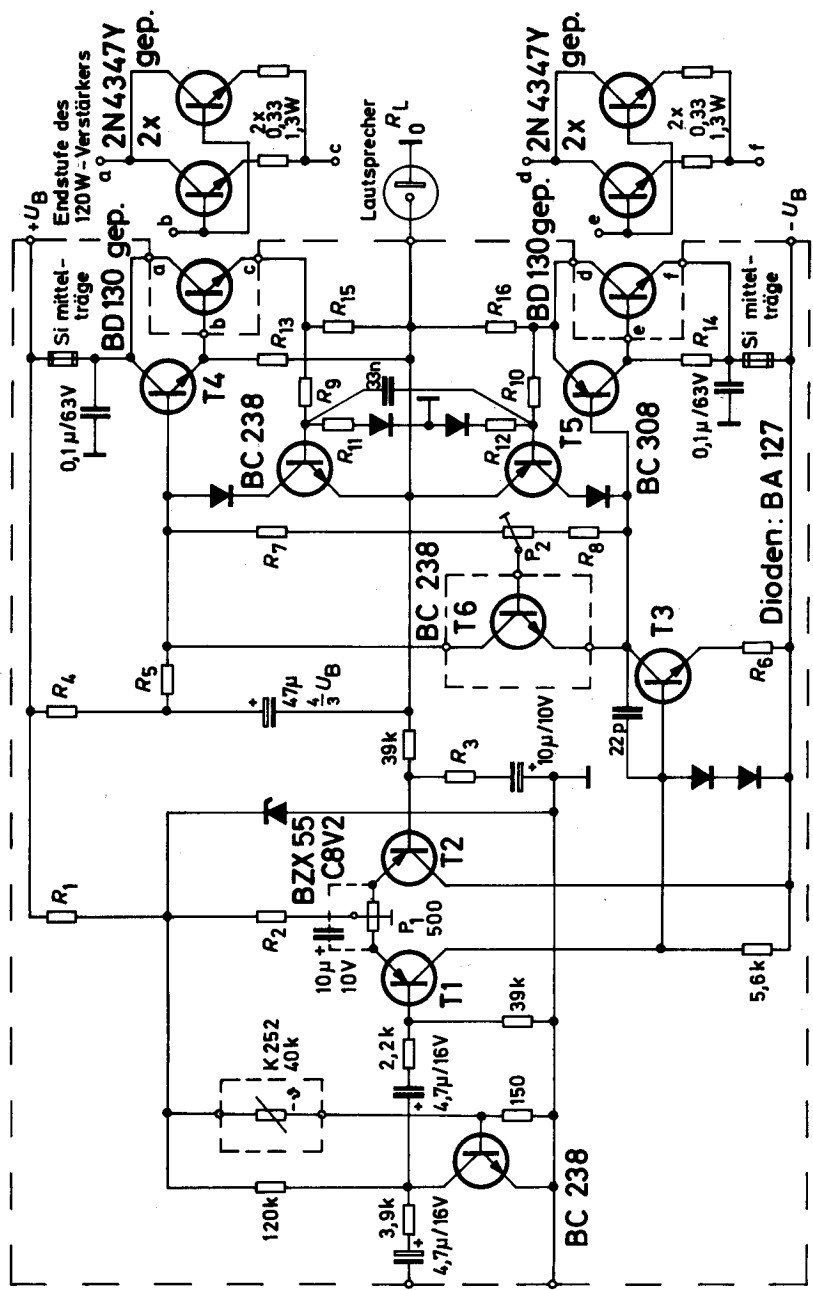


Bild 1.8

Tabelle 2 Bauelemente der NF-Leistungsverstärker

	I	II	III	IV	V	
T ₁ , T ₂	BC 307B	BC 307B	BC 307B	BC 307B	BCY 77	
T ₃	BC 337	BC 141	BC 141	BC 141	BSX 47	
T ₄	BD 135	BD 235	BD 237	BD 237	BD 237	
T ₅	BD 136	BD 236	BD 238	BD 238	BD 238	
R ₁	1,2	2,2	3,3	3,3	3,9	kΩ
R ₂	15	15	15	15	8,2	kΩ
R ₃	5,6	3,9	3,3	3,3	3,3	kΩ
R ₄	330/0,5 W	330/0,5 W	330/1 W	330/1 W	680/1 W	Ω
R ₅	3,3	3,3	3,3	3,3	1,8/0,5 W	kΩ
R ₆	27	22	27	22	10	Ω
R ₇	1000	560	560	560	270	Ω
P ₂	500	250	250	250	100	Ω
R ₈	390	220	220	220	120	Ω
R ₉ —R ₁₀	150	150	150	150	150	Ω
R ₁₁ —R ₁₂	1,2	1,2	1,2	1,2	1,2	kΩ
R ₁₃	27	27	27	27	22	Ω
R ₁₄	15	15	15	15	12	Ω
R ₁₅ —R ₁₆	0,47/2 W	0,47/2 W	1/2 W	0,47/5 W	0,33/5 W	Ω
Si	1,5	2	2	3	4	A

2. Hochfrequenzschaltungen

2.1 Großsignalfeste MW-Eingangsstufe mit Abstimm-diode BB 113

Beim Einsatz von Abstimm-dioden ist bekanntlich die Amplitude der zul. HF-Spannung nicht sehr groß. So z. B. wird bei zu großen Signalen die Abstimmfrequenz und damit das Verzerrungsverhalten (Kreuzmodulation und Modulationsverzerrungen) sowie der Gleichlauf beeinflußt. Soll die Amplitude an einer Abstimm-diode auf einen bestimmten Wert beschränkt bleiben, dann ist eine spannungsabhängige Dämpfung des Kreises möglich. Damit können auch nahe dem Abstimmkanal liegende Störer abgeregelt werden. Eine einfache Methode dies zu realisieren ergibt sich wie aus Bild 2.1 ersichtlich. Die Dämpfung erfolgt mit einem entsprechenden Transistor, z. B. einem FET als steuerbaren Widerstand. Um die Verzerrungen seitens des FET klein zu halten, wird der Kreis angezapft (T). Der FET ist praktisch ohne Leistung steuerbar, so daß auch eine Regelung direkt vom 1. Kreishochpunkt selbst abgeleitet werden kann.

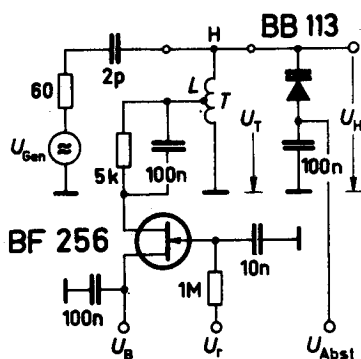


Bild 2.1

Mit der Anordnung nach Bild 2.1 kann die Kreishochpunktspannung über den ganzen Mittelwellenbereich auf beispielsweise maximal $2V_{ss}$ konstant gehalten werden, wobei die max. fiktive Hochpunktspannung bis ca. 100V liegen kann. Wird z. B. der 1. Kreis eines 2-Kreisbandfilters wie angegeben geregelt, dann bleibt die Selektion des zweiten Kreises erhalten.

Technische Daten:

Betriebsspannung U_B	- 15 V
Regelspannung U_R	- 3 bis 0 V gegen U_B
Regelspur R_c	8,2 k Ω / $U_B = 15$ V
Regelumfang ΔV_u	ca. 30 dB
Abstimmspannung U_{Abst} (bei $f = 1$ MHz)	6 V
Bandbreite ungeregelt (bei $f = 1$ MHz)	10 kHz
abgeregelt (bei $f = 1$ MHz)	ca. 300 kHz
Spulendaten: Anzapfung bei ca. 1 : 4	
	$Q_0 \approx 100$ ($f = 1$ MHz)
	$L = 150$ μ H

2.2 Verzerrungsfreie Empfindlichkeitsumschaltung ungeregelter HF-Vorstufen

Bei übersteuerungsfesten ungeregelten HF-Vorstufen (Mittelwelle bis incl. UHF) kann bei zu großen Eingangssignalen der nachfolgende Schaltungsteil (Mischer und ZF-Verstärker) übersteuert werden.

Anstelle einer kontinuierlichen Regelung, welche immer mit Verzerrungen arbeitet, kann die Spannung U_{BE} des Vorstufentransistors bei Erreichen bestimmter größerer Signale auf 0 V oder in die Mitte des Basis-Emitter-Sperrbereiches z. B. 2,5 V geschaltet werden. Das Schalten kann zweckmäßig mit z. B. 20 dB Umschalthysterese erfolgen. Hierzu wird ein IC als Schalt-Trigger vorgeschlagen, wobei die Umschaltung zeitlich so langsam bzw. so schnell erfolgen soll, daß der ZF-Verstärker ohne Störungen nachregelt. Die Kreisentdämpfung beim Umschalten kann durch eine Vorlast, niedrige Leerlaufgüte oder gleichzeitiges Zuschalten eines Widerstandes mittels einer Schaltodiode begrenzt oder ausgeglichen werden. Eine Lösung ergibt sich, indem der betreffende Vorstufentransistor nicht abgeschaltet, sondern durch Hochschalten des Kollektorstromes in die Restspannung gesteuert wird. Dabei wird in Basisschaltung die Bedämpfung des Eingangskreises etwas größer aber erhalten bleiben. Schaltverstärkungsänderungen von 30—50 dB konnten in Basisschaltung für UHF bzw. Mittelwelle ohne Schwierigkeiten erzielt werden.

Meßergebnisse bei Mittelwelle: Mit der in Bild 2.2.1 gezeigten Vorstufe, bestückt mit BF 241, wurde beim Umschalten auf $U_{BE} = 0$ V eine Verstärkungsabsenkung von $\Delta V_u = 42$ dB bei einer Betriebsfre-

quenz von 1 MHz eine Spannung am Vorkreishochpunkt von $50 V_{88}$ erreicht. Beim Umschalten auf eine Basisvorspannung $-U_{BE} = 2,2 V$ wurde bei gleicher Verstarkungsabsenkung eine zul. Spannung am Vorkreishochpunkt $U_{HF88} = 230 V$ gemessen.

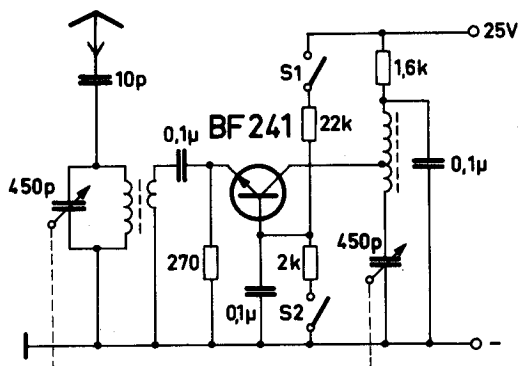


Bild 2.2.1

Die Schaltverstarkungsanderung ist vorwiegend von der im gesperrten Fall verbleibenden Transistorruckwirkungskapazitat bestimmt; dabei ergibt sich keine Verzerrung des Hochfrequenzsignales.

Orientierende Messungen ließen auch beim Schalten fur UKW, VHF und UHF Verstarkungsanderungen von ≥ 30 dB erzielen, wobei mindestens um diesen Faktor die Eingangssignale von Nutz- und Storsern vergrößert werden konnen.

Das Umschalten kann erfolgen:

1. Durch Abschalten des Kollektorstromes ($I_C \rightarrow 0$) mit dem Schalter S1 oder
2. durch Hochschalten des Kollektorstromes ($I_c \rightarrow I_{Cmax}$) mit dem Schalter S2 oder
3. durch eine separate Diode oder einen Transistor als Schalter vor der Verstarkerstufe (Bild 2.2.2).
4. Durch eine Diode (z. B. BA 182) in der Antennenzufuhrung zum Vorkreis (Bild 2.2.3).

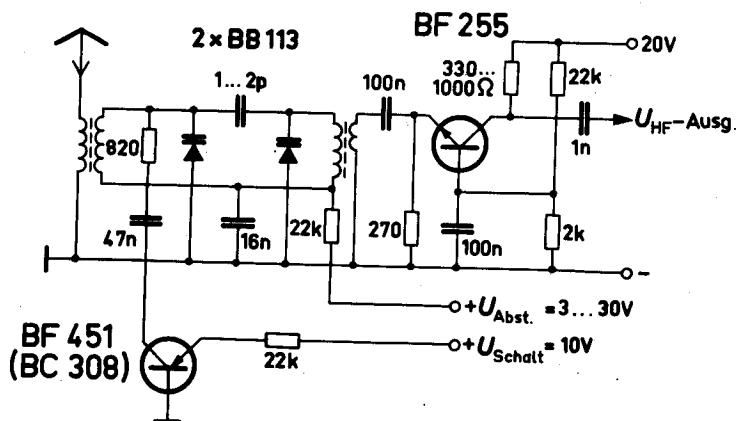


Bild 2.2.2

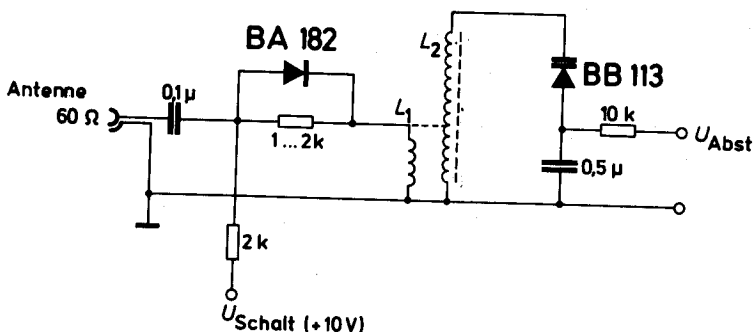


Bild 2.2.3

2.3 UKW-Tuner mit pnp-Silizium-Transistoren und abstimmbarem Vorkreis

Bei dem hier beschriebenen Tuner handelt es sich um eine Weiterentwicklung des im Schaltbeispielheft 1971/72 beschriebenen Aufbaues.

Der Tuner hat 4 abstimmbare Kreise, in denen als Abstimmelemente die Zweifachdioden BB 104 gr. verwendet werden. Als Transistoren werden Silizium-pnp-Transistoren eingesetzt.

Der Vorkreis ist schmalbandig, d. h. seine Bandbreite liegt zwischen 3,5—4,5 MHz. Mit einer Abstimmspannung von 4,1—28 V wird der UKW-Bereich durchgestimmt. Die Leistungsverstärkung liegt bei 24—27 dB, die Rauschzahl zwischen 5,3—5,8 dB.

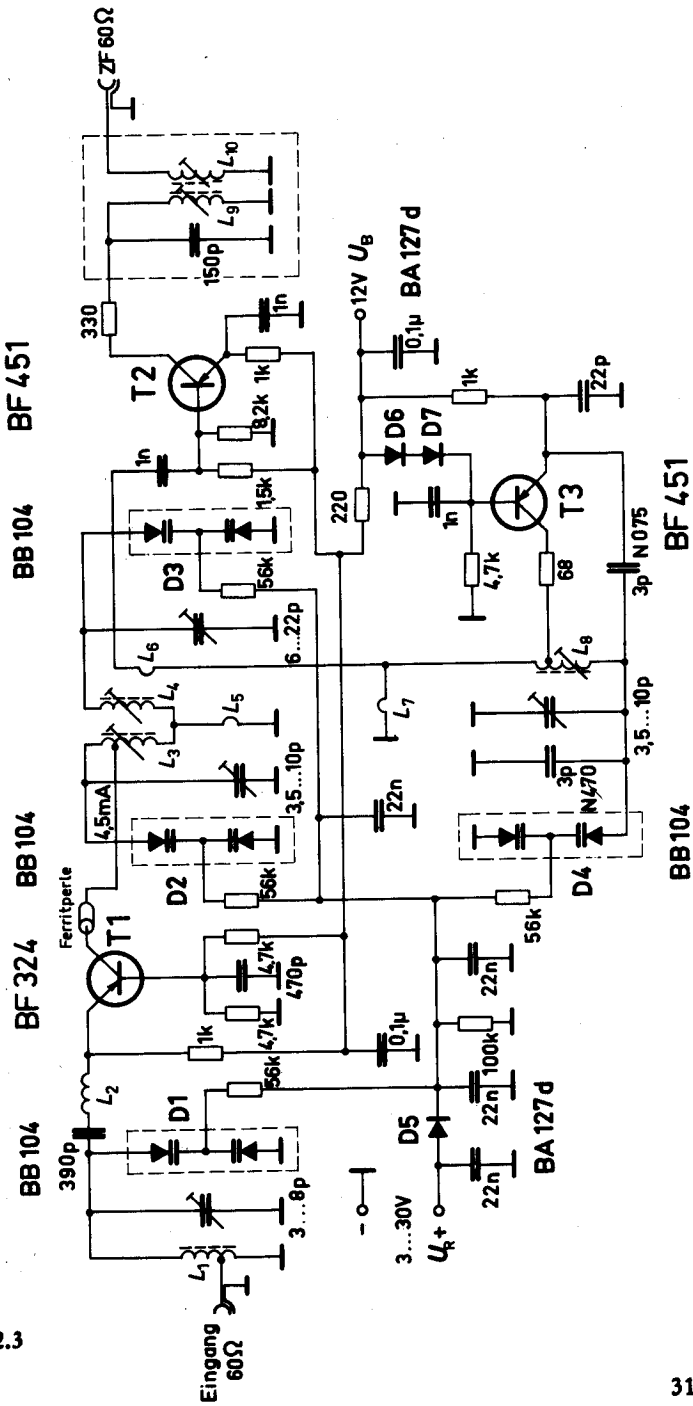


Bild 2.3

Bild 2.3 zeigt die Schaltung des Tuners, er besteht aus Vor-, Misch- und Oszillatorstufe. Die Vorstufe ist mit einem pnp-Transistor BF 324, die Misch- sowie Oszillatorstufe mit je einem pnp-Transistor BF 451 bestückt.

Der Vorstufentransistor sowie der Transistor im Oszillator arbeiten in Basisschaltung, während der Mischer in Emitterschaltung betrieben wird.

Der Kollektorstrom des Vorstufentransistors wird auf einen Wert von 4 mA eingestellt. Bei diesem Strom weist der Vorstufen-Störabstand gute Werte auf.

Der verwendete neue Hochstromtyp BF 324 besitzt ein sehr lineares Aussteuerungsverhalten, hohe Verstärkung, eine hohe Grenzfrequenz und damit ein sehr geringes Rauschen. Dabei steigt selbstverständlich die Gefahr zu parasitären höherfrequenten Schwingungen. Diese können durch einen geeigneten Aufbau und durch Einsatz einer Ferritperle in der Kollektorleitung vermieden werden. Auch durch Herabdrücken der Grenzfrequenz läßt sich diese Schwingneigung reduzieren, dabei müßten aber die erreichten Vorteile wie Linearität, geringes Rauschen und hohe Verstärkung wieder aufgegeben werden.

Durch Verwenden eines separaten Oszillators wird die Oszillatorfrequenzverwerfung gering gehalten. Dabei ist auch eine günstigere Arbeitspunkteinstellung des Mischtransistors in bezug auf die Dämpfung unerwünschter Mischprodukte sowie die Verstärkung möglich.

Die Abstimmung der Schwingkreise erfolgt mit Hilfe der Zweifach-Dioden BB 104 gr. Die Selektion wird im Vorkreis, im Zwischenbandfilter sowie im ZF-Filter vorgenommen.

Bei dem Tuner wurden folgende Werte gemessen:

Die Leistungsverstärkung V_p liegt zwischen 24 dB bei 87,5 MHz und 27 dB bei 108 MHz.

Die Leistungsanpassung der Antenne an die Vorstufe weist über den Bereich 87,5—108 MHz einen Wert zwischen 0,16 und 0,25 auf.

Bei 87,5 MHz wurden Rauschwerte von 5,3 dB, bei 108 MHz solche von 5,8 dB gemessen.

Die Vorkreisbandbreite liegt über den Bereich 87,5—108 MHz zwischen 3,7 und 4,7 MHz, die Zwischenkreisbandbreite bei 1,5—2 MHz. Die Oszillatordrift in Abhängigkeit von der Temperatur wurde bei zwei Frequenzen gemessen, bei 87 und 104 MHz. Die Abweichung

zeigt bei beiden Frequenzen einen ähnlichen Verlauf und ist positiv. Bei 87 MHz beträgt die größte Abweichung 10 kHz, bei 104 MHz 35 kHz.

Die Betriebsspannung wurde zwischen 10 V und 14 V geändert, dabei zeigte der Oszillator unterhalb der Betriebsspannung bei 10 V eine Abweichung von -14 kHz und bei Überschreiten der Betriebsspannung eine positive Abweichung von 10 kHz bei 14 V Betriebsspannung.

Die Oszillatorstörstrahlung, die an den Antenneneingang gelangt, liegt im ganzen Bereich bei $< 100 \mu\text{V}$.

Die Oszillatordrift in Abhängigkeit von der Eingangsspannung wurde bei den Frequenzen 87 MHz, 95 MHz und 104 MHz gemessen. Der Oszillator weist zunächst eine Abweichung in positiver Richtung auf, die bei 17 mV durch Null geht und bei 50 mV ihre größte negative Abweichung von 5 kHz erreicht. Bei ~ 100 mV geht die negative Abweichung des Oszillators bei 87–94 MHz in eine positive über und erreicht bei 1000 mV einen Wert von $\sim +6$ kHz.

Bei 104 MHz verläuft die Abweichung nach Überschreiten von $U_E = 17$ mV nur noch im negativen Bereich. Bei 50 mV wurde auch hier eine Abweichung von ~ 5 kHz erreicht, bei 1000 mV geht die Drift auf -1 kHz zurück.

Das Nebenstellen-Störspektrum liegt im Rahmen sehr guter Hi-Fi-Tuner (siehe Schaltbeispiele 1971/72, Seite 72).

Spulendaten:

L_1 : 5 Wdg	} Spulenkörper 5 mm ϕ Kern U17, $4 \times 12,5$ mm 0,65 mm ϕ CuL
L_2 : 1 Wdg	
L_3 : $4\frac{1}{2}$ Wdg	
L_4 : $4\frac{1}{2}$ Wdg	
L_5 : 1 Wdg	
L_6 : $5\frac{1}{2}$ Wdg, 0,8 mm ϕ Cu vers., Spulenk. 5 mm ϕ Alu-Kern 4×10 mm, Anzapfung 2 Wdg a. kaltem Ende	
L_7 : gedruckte Stichleitung	
L_8 : 11 Wdg, 0,2 Cu L 0,35 ϕ	
Vogt-Filter D 42-2529 (10,7 MHz)	

2.4 UKW-Tuner mit aktivem Ringmischer SO 42 P

Die Schaltungsauslegung eines UKW-Tuners wird bestimmt von den Forderungen nach geringem Rauschen und guter Großsignalverarbei-

tung, Störstellenfestigkeit, Selektion sowie ausreichender Frequenzstabilität. Bei Berücksichtigung der verschiedenen Forderungen ergibt sich im allgemeinen ein Kompromiß. Da Hi-Fi-Anlagen in der Regel „ortsfest“ betrieben werden und in einem Großteil der heutigen Wohnungen bereits Gemeinschaftsantennenanschlüsse zur Verfügung stehen, wird die Grenzempfindlichkeit der Gesamtanlage allein durch das Rauschen der Antennenanlage bestimmt. Damit kommt dem Vorstufen-Rauschen des Tuners eine untergeordnete Bedeutung zu. Die Antenneneingangsspannungen am Tuner erreichen dagegen u. U. recht beachtliche Werte, was bedeutet, daß die Anforderungen, die an die Störstellenfestigkeit, Selektion und Großsignalverträglichkeit gestellt werden, ganz erheblich und von größter Wichtigkeit sind.

Die Vorstufe der vorliegenden Schaltung, **Bild 2.4.1**, ist mit einem Dual-Gate-MOSFET (Siemens Entwicklungsmuster TV 106) bestückt. Der Vorkreis wie auch das Zwischenbandfilter und der Oszillator werden mit der Abstimm-diode BB 104 abgestimmt und sind, soweit es das Rauschen der Vorstufe und der Gleichlauf erlauben, möglichst selektiv. Der Gate-Anschluß liegt an einem Abgriff bei ca. $\frac{1}{2}$ der gesamten Windungszahl. Die Antenne wird an einem Abgriff (bei ca. $\frac{1}{2}$ Wdg vom kalten Ende) eingekoppelt. Der Transistoranschluß der Vorstufe liegt an einer Anzapfung des Primärkreises des Zwischenfilters. Dieses Bandfilter wird induktiv fußpunktgekoppelt (gemeinsam gedruckte Masseschleife ca. 3 mm lang). Daran schließt sich die *Mischstufe* mit einem aktiven Ringmischer SO 42 P an.

Die Vorteile dieser Mischanordnung liegen in einer äußerst guten Entkopplung der an der Mischung beteiligten Spannungen. Voraussetzung dafür ist allerdings eine möglichst symmetrische Ein- und Auskopplung. Durch diese Mischschaltung und durch den Aufbau ist es gelungen, die Oszillatorstörstrahlung an den Antennenklemmen über den gesamten Bereich unter $12 \mu\text{V}$ zu halten. Die im SO 42 P enthaltenen Transistoren fanden als Trennstufen Verwendung.

Zur Auskopplung der ZF-Spannung dient ein mittenangezapfter 2-drähtig gewickelter Einzelkreis, der durch den Eingangskreis des ZF-Teils zum Bandfilter ergänzt wird.

Der Oszillator wurde konventionell mit AF 106 und den üblichen Maßnahmen bezüglich Arbeitspunktstabilisierung usw. aufgebaut.

Der Eingangskreis erreicht bei einem Reflexionsfaktor von $|r| \leq 0,2$ über den gesamten Bereich eine Bandbreite von 1,8—2,8 MHz und ist bei sehr guten Rauschzahlen recht selektiv.

UKW - Tuner

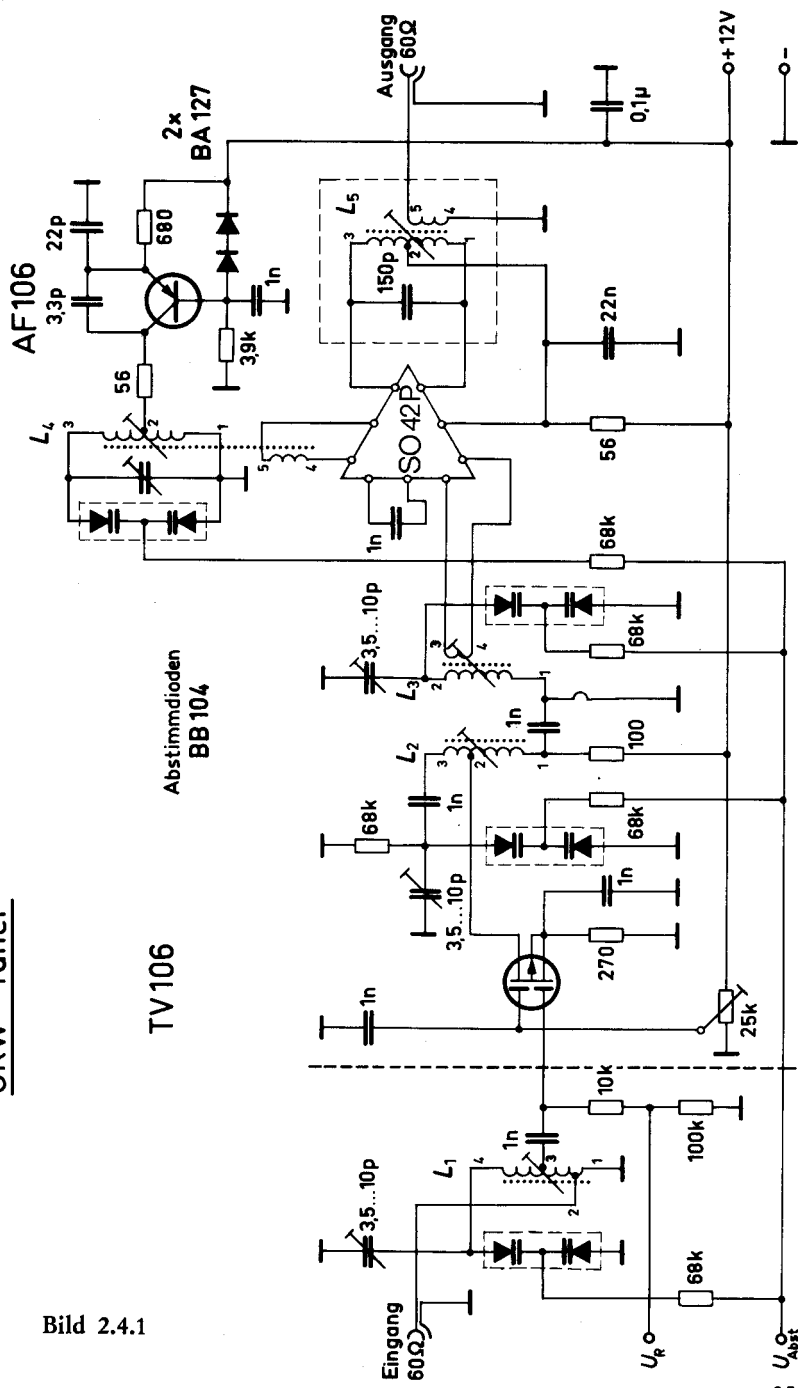


Bild 2.4.1

Technische Daten:

Betriebsspannung U_B	12 V
Stromaufnahme I_{ges}	≈ 10 mA
Abstimmspannung	30 V/3,8 V
Eingangswiderstand R_{Eing}	60 Ω
Lastwiderstand R_L	60 Ω
Arbeitspunkt Vorstufe AP_V	7 V/6,5 mA
Leistungsverstärkung (über Bereich) V_p	26,5 bis 28 dB
Rauschzahl (über Bereich) F	3,2 bis 3,6 dB
Reflexionsfaktor (über Bereich) $ r $	$\leq 0,2$
Vorkreisbandbreite B_V	1,8 bis 2,4 MHz
HF-Bandbreite (3 dB) B	1,1 MHz
Oszillatorstörstrahlung an Antenne U_{St}	8 bis 12 μ V
Oszillatordrift über U_{Eing}/f_{Osz}	≤ 2 kHz

Großsignal-Störspektrum siehe Bild 2.4.2

Spulendaten für Schaltung 2.4.1

L_1 : (1) ... (2) $\frac{1}{3}$ Wdg	} CuAg 0,8 mm ϕ	Wicklungs- ϕ 6 mm Alle Spulenkörper 4,3 mm ϕ , 15 mm lang Kerne 3 mm ϕ , 10 mm lang Kernmaterial Siferit U 17	
(1) ... (3) 2,5 Wdg			
(1) ... (4) 3,5 Wdg			
L_2 : (1) ... (2) $2\frac{1}{4}$ Wdg	} CuAg 0,8 mm ϕ		
(1) ... (3) 3,5 Wdg			
L_3 : (1) ... (2) 3,5 Wdg	} CuAg 0,8 mm ϕ		
(3) ... (4) $1\frac{3}{4}$ Wdg		} CuL 0,6 mm ϕ	
L_4 : (1) ... (2) 2 Wdg	} CuAg 0,8 mm ϕ		
(1) ... (3) $2\frac{3}{4}$ Wdg		} CuL 0,6 mm ϕ	
(4) ... (5) $1\frac{3}{4}$ Wdg			
L_5 : (1) ... (2) 6 Wdg	} CuL 0,24 mm ϕ	(Vogt D 41-2500)	
(1) ... (3) 12 Wdg			
(4) ... (5) 4 Wdg			

2.5 Neues Konzept für FS-Tuner

Ausgangspunkt des neuen Konzepts für FS-Tuner war die Forderung nach wesentlich verbesserten Großsignaleigenschaften. Dafür wurden zwei neue Bauelemente entwickelt: Der Germanium-Hoch-

stromtransistor AF 379 für die Vorstufen in Basisschaltung und die Silizium-PIN-Diode BA 379 für die Regelung.

Der Hochstromtransistor AF 379 zeichnet sich besonders durch eine sehr gute Linearität in einem weiten Aussteuerbereich verbunden mit niedrigen Rauschzahlen und hoher Verstärkung bei guter Stabilität aus. Für ihn wird ein Arbeitspunkt von 8 V/8 mA empfohlen.

Da eine Regelung über den Arbeitspunkt des Vorstufentransistors nicht mehr durchführbar ist, wurde nach einer Möglichkeit gesucht, die Regelung vor dem Vorstufentransistor vorzunehmen. Dazu boten sich die aus der professionellen Elektronik bekannten PIN-Dioden an. Die Ladungsträger in diesen Dioden haben eine so große Lebensdauer, daß sie einer angelegten HF-Schwingung nicht mehr folgen können. Dadurch verliert die Diode ihre Gleichrichtwirkung, sie wird zu einem durch Gleichstrom steuerbaren HF-Widerstand.

Für die Verwendung in Regelnetzwerken von FS-Tunern besonders geeignet ist die PIN-Diode BA 379. Mit ihr hat das Regelnetzwerk ein hervorragendes Großsignalverhalten, eine Dämpfung von unter 1 dB im nichtgeregelten Zustand und auch bei 790 MHz noch einen Regelumfang von mehr als 30 dB.

Der Tuner nach dem neuen Konzept **Bild 2.5.1** hat nur noch einen gemeinsamen 60 Ω -Eingang für VHF und UHF. Darauf folgt zur Unterdrückung von Störern aus dem Kurzwellengebiet ein Hochpaß. Daran schließt sich das PIN-Regelnetzwerk an. Die verzögerte Regelung wird wegen des erhöhten Leistungsbedarfs über einen Impedanzwandler der getasteten Regelung entnommen. Das geregelte Signal wird der Antennenweiche zugeführt, die die Aufspaltung von VHF- und UHF-Frequenzen übernimmt. Daran schließt sich für UHF ein Hochpaß und für VHF ein umschaltbarer Bandpaß für Band I und Band III an. Die Vorstufen sind je mit einem Hochstromtransistor AF 379 bestückt. Die nun folgenden Schaltungsteile entsprechen dem heutigen Standard. Die selbstschwingende Mischstufe für UHF ist mit dem AF 280, die Mischstufe und der Oszillator für VHF ist mit je einem AF 106 bestückt.

Bild 2.5.2 zeigt die Schaltung einer UHF- $\lambda/2$ -Vorstufe mit PIN-Regelnetzwerk und Hochstromtransistor.

Die drei PIN-Dioden des Regelnetzwerkes sind zu einem π -Glied verschaltet. Diode D_1 stellt im abgeregelten Zustand die Eingangsanpassung sicher, während D_2 und D_3 als HF-Spannungsteiler wirken.

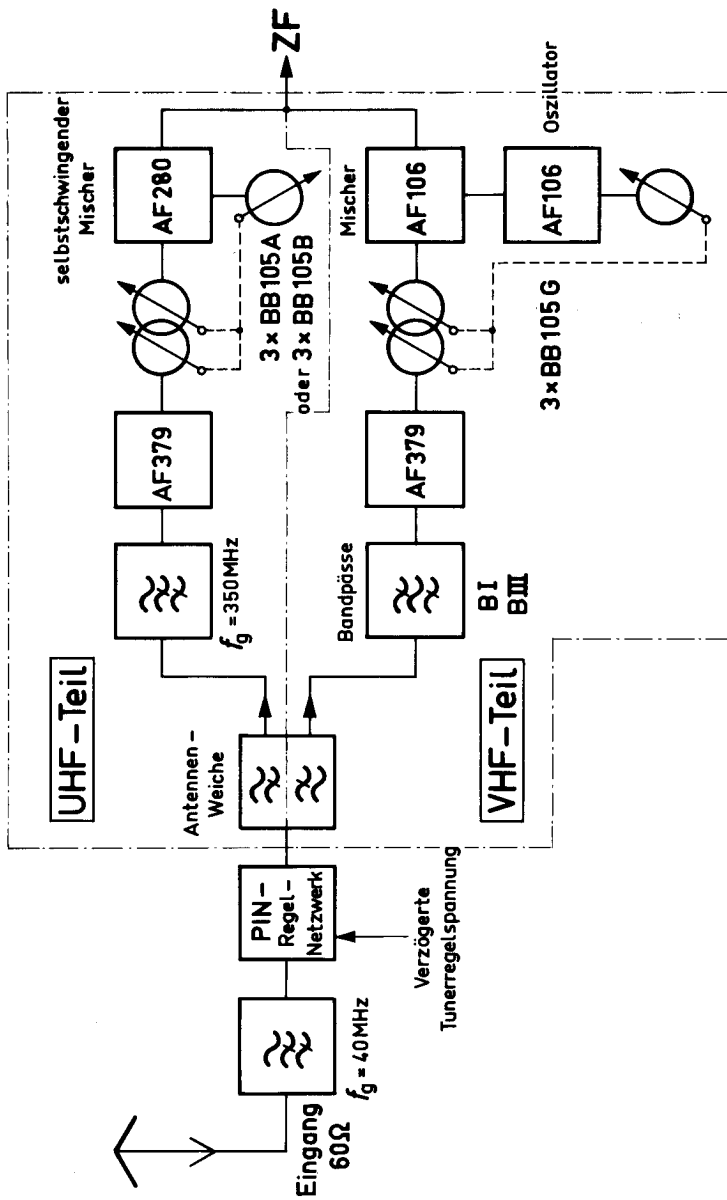


Bild 2.5.1

Die Arbeitsweise des Regelnetzwerkes ist folgende:

Im ungeregelten Zustand beträgt die Regelspannung +15 V. Dadurch ist D_2 leitend. D_1 und D_3 werden aufgrund des Spannungsabfalls an R_2 gesperrt, der Vorstufentransistor erhält die volle Antennenspannung. Die maximale Abregelung wird bei einer Regelspannung von 0 V erreicht. Dann sind D_1 und D_3 leitend, D_2 wird durch den jetzt (wegen R_1) geringeren Spannungsabfall an R_2 gesperrt. In Abhängigkeit von der Regelspannung liegen alle gewünschten Dämpfungswerte zwischen diesen Grenzwerten. Zur Verbesserung der maximalen Dämpfung sind Ein- und Ausgang des PIN-Regelnetzwerkes durch eine Abschirmung getrennt.

Der Hochstromtransistor AF 379 ist über den Basiskondensator von 30 pF leicht überneutralisiert. Das abstimmbare HF-Bandfilter bietet keine Besonderheiten.

Die zulässige Störspannung für 1 % Kreuzmodulation der Schaltung für einen Weitabstörer beträgt 70 mV an 60 Ω . Sie steigt mit zunehmender Abregelung stetig bis auf 1 V/60 Ω bei 30 dB Abregelung an. Der bei bisherigen Regeltransistoren übliche Einbruch der Kurve entfällt also.

Technische Daten:

Leistungsverstärkung V_p	8,5 bis 9,5 dB
Rauschzahl F	6,3 bis 7 dB
Regelumfang ΔV_p	> 30 dB

2.6 UHF-Diodentuner mit geringer Kreuzmodulation

In einem bekannten UHF-Diodentuner (siehe auch Schaltbeispiele 71/72) in gedruckter Schaltungstechnik wurde durch Einbau eines Widerstandes R_6 zwischen dem Hochpaß am Antenneneingang und dem Emitteranschluß des Vorstufentransistors das Großsignalverhalten wesentlich verbessert. Mit einem 60 Ω -Widerstand erreicht der Tuner Bild 2.6.1 bei etwas größerem Rauschen eine ca. 3fache Kreuzmodulationsfestigkeit gegenüber einer Schaltung ohne Widerstand. Dieser Widerstand ergibt nämlich eine beträchtliche Linearisierung der Transistor-Eingangskennlinie. Die Leistungsverstärkung V_p ging erwartungsgemäß bei 470 MHz von 15 dB auf 11 dB und bei 790 MHz von 24 dB auf 19 dB zurück.

Der Rauschfaktor stieg im Mittel von $F = 5,5$ dB auf 9,5 dB, wobei dieser Wert als noch durchaus gut zu bezeichnen ist. Der Reflexionsfaktor blieb im Mittel bei $r = 0,2$ bzw. 0,5.

Die Verbesserung in der Kreuzmodulation über die Regelung ΔV_p ist aus den angegebenen Kurven Bild 2.6.2, die Verbesserung über die Abstimmung ohne Regelung aus Bild 2.6.3 zu entnehmen. Erwartungsgemäß verbesserte sich auch der Aussteuerbereich durch geringere Linearitätsabweichung der Aussteuerkennlinie und die Oszillatorfrequenzstabilität bei größeren Nutz-Eingangsspannungen. Der Rauschanstieg bei Abregelung ist bei Verwendung dieses 60Ω -Scherungswiderstandes nur geringfügig größer. Da heute die Großsignaleigenschaften wesentlich höher zu bewerten sind als geringes Rauschen (hohe Grenz-Empfindlichkeit), stellt diese Möglichkeit eine sehr einfache als auch wirtschaftliche Verbesserung dar.

[HD-7114]

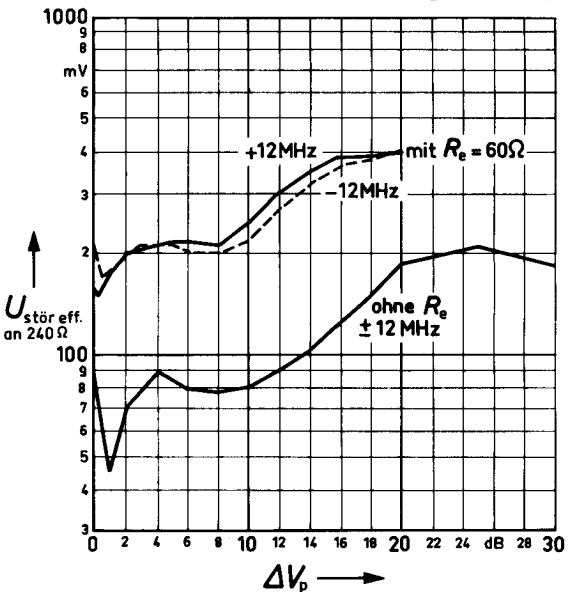


Bild 2.6.2

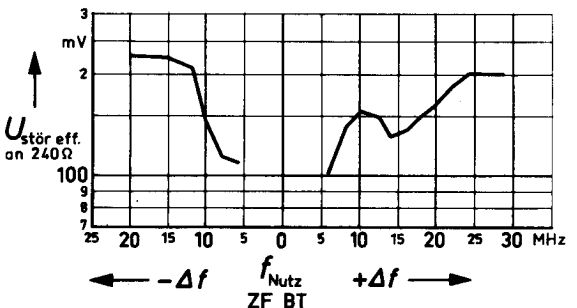


Bild 2.6.3

Technische Daten:

Betriebsspannung	+ 12 V
Betriebsstrom (ca.)	7 mA
Frequenzbereich	470 bis 790 MHz
Leistungsverstärkung	11 bis 19 dB
Reflexionsfaktor	0,2 bis 0,5
HF-Bandbreite	15 bis 20 MHz
Störspannung am 240 Ω -Eingang ($m_k = 1 \%$)	s. Kurven Bild 2.6.2 u. 2.6.3
Störer $m = 0,4$	
Rauschen	9,5 dB
Oszillator drift 600/790 MHz bei U_e ca. 20 mV	100 bzw. 500 kHz
max. Eingangsspannung U_e ($L_A^* = 0,1$)	80 mV/60 Ω

* L_A ist die Linearitätsabweichung zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung $0,1 = 10 \%$

3. Fernschaltungen

Nach wie vor steht die Fernhempfängertechnik im Zeichen des fortschreitenden Einsatzes von Halbleitern, wobei auf der einen Seite die Leistungsstufen im Vordergrund stehen, auf der anderen Seite der Einsatz von integrierten Schaltkreisen zunehmend an Bedeutung gewinnt. Gegenüber dem Vorjahr hat sich bei den Problemen der Leistungsstufen eine Verschiebung ergeben. Ging man ursprünglich davon aus, daß mit der Transistorisierung der Horizontalendstufe bereits der letzte entscheidende Schritt zur vollen Halbleiterbestückung getan sei, so zeigte gerade die Beschäftigung mit den Problemen der Horizontalablenkung deutlich, daß das eigentliche Problem in der Erzeugung der verschiedenen Betriebsspannungen und Leistungen für die Fernsehempfänger liegt.

Die Stromversorgung des Fernsehempfängers muß als eine zentrale Einheit verstanden werden, welche alle Stufen des Empfängers mit den notwendigen Betriebsspannungen versorgt, durch Überlast- und Kurzschlußschutz den Empfänger und sich selbst schützt und gegebenenfalls auch weitere Betriebsparameter überwacht und bei der Überschreitung von Grenzwerten selbst abschaltet. Zunächst standen für diese Aufgabe keine geeigneten Schaltungen zur Verfügung. Schaltungen mit Transistoren, mit verhältnismäßig komplizierten Schutzeinrichtungen wurden entwickelt, befriedigten jedoch nicht ganz. Als einzige, vom Sicherheitsstandpunkt zunächst 100%ig befriedigende Lösung, bot sich die Thyristorablenkschaltung an. Erst in letzter Zeit ist es gelungen, ein Thyristor-Schaltnetzteil mit nur einem Thyristor zu entwickeln, welches die Vorteile einer zentralen Stromversorgung beinhaltet, gleichzeitig aber auch die hohe Zuverlässigkeit der Thyristoren mit einschließt. Da alle vorgesehenen Schaltnetzteile mit hohen Frequenzen um 20 kHz arbeiten, eignen sie sich auch zur Erzeugung der im Empfänger benötigten Hochspannung. Dies führt zu einer weiteren Eigenschaft des neuen Konzeptes, die darin besteht, daß nun die Horizontalendstufe nicht mehr die Hochspannung zu liefern braucht, infolgedessen auch kein Zeilentransformator mehr benötigt wird und alle Unsicherheitsfaktoren (wie Hochspannungsüberschläge), die bisher die transistorisierte Horizontalablenkung etwas in Frage stellten, nunmehr wegfallen. Daraus ergibt sich nun ein vollkommen neues Konzept für halbleiterbestückte Fernsehempfänger, das sich vollständig aus allen Schlingen der altgewohnten Röhrentechnik befreit hat und eine dem Halbleiter gemäße Schaltungsphilosophie enthält. Die in einem Fernsehempfänger mögliche Gefährdung von Bauelementen wird allein

in das Netzteil verlegt, das aufgrund der dort verwendeten Bauelemente jedoch außerordentlich robust ist. Alle übrigen Stufen des Empfängers können übersichtlich und damit servicefreundlich, wirtschaftlich und betriebssicher ausgeführt werden.

3.1 Trafolose Horizontalablenkung mit Emitterwiderstand

Bild 3.1.1 zeigt die Ablenkschaltung mit einem Komplementärtreiber und der normalen Basisansteuerung. Da zum BU 108 keine Schaltodiode existiert, wird die Basis-Kollektordiode des Transistors selbst als Schaltodiode verwendet, wobei aber zwischen Basis und Masse noch eine Diode BY 188 geschaltet wird, um Störungen durch den Ansteuerkreis zu vermeiden. In den Emitterkreis wurden Emitterwiderstände in der Größenordnung von $0,3\text{--}0,5\ \Omega$ geschaltet.

Bei der normalen Schaltung — ohne Emitterwiderstand — steigt sowohl die Abschaltzeit t_f als auch die Verzögerung gegen das Schaltsignal am Treiber mit der Gehäusetemperatur stark an. Das geht aus den Kurven von **Bild 3.1.2** und **3.1.3** deutlich hervor.

Die Abhängigkeit der Abschaltzeit t_f von der Temperatur des Ablenkschalttransistors ist ohne Emitterwiderstand noch sehr groß. Wegen der Schalteistung, die den Transistor stark belastet und erwärmt, ist es wünschenswert, mit der Abschaltzeit unter $1\ \mu\text{s}$ zu bleiben. Dies ist aber ohne Emitterwiderstand nicht möglich. Aus **Bild 3.1.2** ersieht man, daß diese Abschaltzeit schon bei einer Gehäusetemperatur von nur $55\text{ }^\circ\text{C}$ überschritten wird. Die Gehäusetemperatur geht aber in einem Fernsehgerät bis auf $80\text{ }^\circ\text{C}$. Bei dieser Temperatur ist die Abschaltzeit bereits auf etwa $1,5\ \mu\text{s}$ angestiegen, d. h. der Transistor wird stärker erwärmt, so daß die Gehäusetemperatur noch mehr steigt. Das kann zur Zerstörung des Transistors führen, wenn nicht ein sehr großer Wärmeableitkörper verwendet wird. In der Wahl der Wärmeableitkörper kann man aber nicht beliebig weit gehen. Der beim Experiment verwendete Wärmeableitkörper von einem Wärmewiderstand $1,8\text{ }^\circ\text{C}/\text{Watt}$ muß bereits als der größtmögliche angesehen werden, der in ein Fernsehgerät eingebaut werden kann.

In **Bild 3.1.2** ist auch der Temperaturverlauf mit einem Emitterwiderstand aus Chromnickeldraht dargestellt. Prinzipiell ist die Abschaltzeit kleiner. Mit $0,36\ \Omega$ im Emitter wird die $1\ \mu\text{s}$ -Grenze erst bei einer Gehäusetemperatur von $80\text{ }^\circ\text{C}$ erreicht. Noch wirksamer ist ein Emitterwiderstand aus Nickeldraht, der mit dem Wärmeableitkörper guten Wärmekontakt hat.

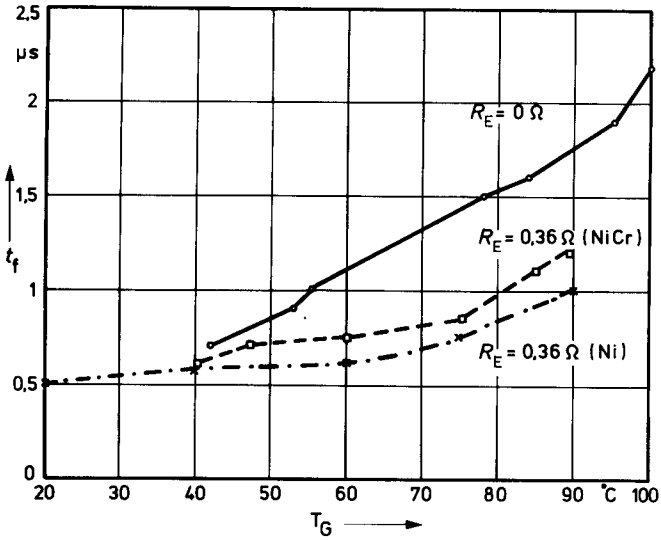


Bild 3.1.2

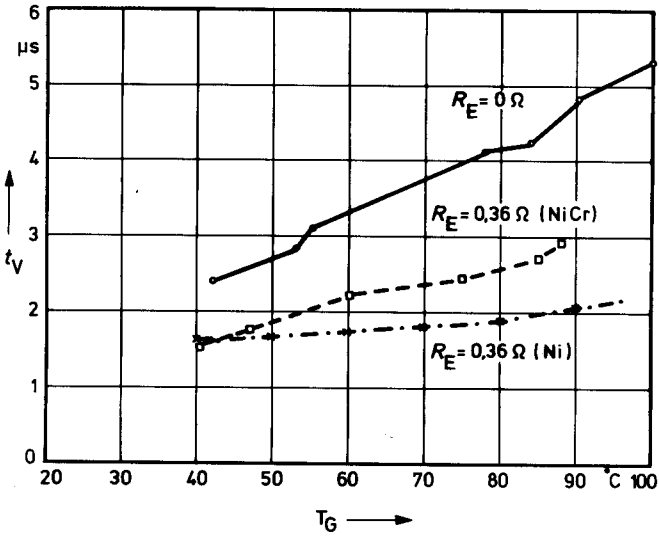


Bild 3.1.3

Die untere Kurve in Bild 3.1.2 zeigt die Abschaltzeit in Abhängigkeit von der Gehäusetemperatur mit einem Nickelwiderstand, dessen Wert bei 25 °C etwa 0,3 Ω beträgt. Da Nickel einen Temperaturbeiwert von $\alpha_T = +6,75 \cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$ hat, tritt im Temperaturintervall von 10 °C bis 90 °C eine beträchtliche Vergrößerung des Widerstandes bei höheren Temperaturen ein.

Da die Stromverstärkung des Transistors mit der Temperatur ansteigt, außerdem der Basis-Eingangswiderstand mit zunehmender Temperatur abnimmt, wird der Transistor bei höherer Temperatur übersteuert, wenn die Ansteuerung bei 25 °C gerade übersteuerungsfrei eingestellt wurde. Es ist daher richtig, wenn die durch den Emitterwiderstand erreichte Gegenkopplung mit zunehmender Temperatur größer wird. Das Bild zeigt, daß der Wert $t_f = 1 \mu\text{s}$ erst bei 90 °C Gehäusetemperatur erreicht wird.

In derselben Größenordnung liegt die Verkleinerung der Verzögerungszeit. Bei Fernsehgeräten mit Röhren als Endglied der Ablenkung ist die Verzögerung so klein, daß man sie vernachlässigen kann. Bei Endtransistoren nimmt sie aber Werte an, die im Bild als waagerechte Bildverschiebung sichtbar werden müssen, wenn man nicht dazu übergegangen wäre, den Vergleichsimpuls für den Phasendiskriminator vor dem H-Generator wieder vom Zeilentransformator zu nehmen. Dieser Impuls ist wegen der bei Farbgeräten notwendigen Korrekturspannungen mit einer V-Frequenz moduliert und daher „unsauber“. Man hat versucht, den Vergleichsimpuls vom H-Generator oder wenigstens vom Treiber wegzunehmen, wo er noch einfach und sauber ist. Macht man dies, so ist eine Änderung der Verzögerung von 2,5 μs (beim Einschalten) auf fast 5 μs (absolut: 2,5 μs) störend. Ein Emitterwiderstand aus Chromnickel reduziert diese Verzögerung auf 1,5 μs bis 3 μs (Bild 3.1.3), absolut: 1,5 μs. Ein Emitterwiderstand aus Nickeldraht reduziert sie sogar auf 1,2 bis 2 μs, dabei beträgt die Änderung zwischen Einschalten und betriebswarmem Gerät etwa 0,8 μs. 0,8 μs entspricht auf dem Bildschirm von 52 cm Breite einer Verschiebung von etwa 7 mm, die bei der üblichen Überschreibung des Bildes kaum noch bemerkt werden kann.

Die Gegenkopplung mit einem Emitterwiderstand vergrößert den Widerstand im Transistorkreis. Der BU 108 hat eine Restspannung von $U_{\text{sat}} = 5 \text{ V}$. Bei einem maximalen Kollektorstrom von 5 A ist also der Restwiderstand 1 Ω. Demgegenüber bedeutet der Emitterwiderstand von 0,3 bis 0,4 Ω keine bemerkbare Verschlechterung der Linearität.

Die Ansteuerleistung steigt natürlich durch die Gegenkopplung, und es darf der Gegenkopplungswiderstand nur so groß gemacht werden, daß der Transistor auch am Ende des Hinlaufs voll angesteuert ist, d. h. daß die Restspannung am Ende des Hinlaufs nicht wesentlich über 5 V liegt. [PH-7109]

3.2 Trafolose Horizontalablenkung mit selbstschwingender Treiberstufe

Die selbstschwingende Treiberstufe führt zwei Aufgaben aus. Erstens erzeugt sie ein zeilenfrequentes Signal und zweitens dient sie als Treiberstufe für den Horizontalablenktransistor. Man erspart sich damit den zusätzlichen Aufwand eines eigenen von der Treiberstufe getrennten Horizontaloszillators. Diese selbstschwingende Treiberstufe kann direkt — oder indirekt über eine Phasenvergleichsschaltung — synchronisiert werden (Bild 3.2).

Die Abhängigkeit der Frequenz von der Temperatur kann im betrachteten Bereich zwischen 20 °C und 70 °C Umgebungstemperatur praktisch als linear angesehen werden.

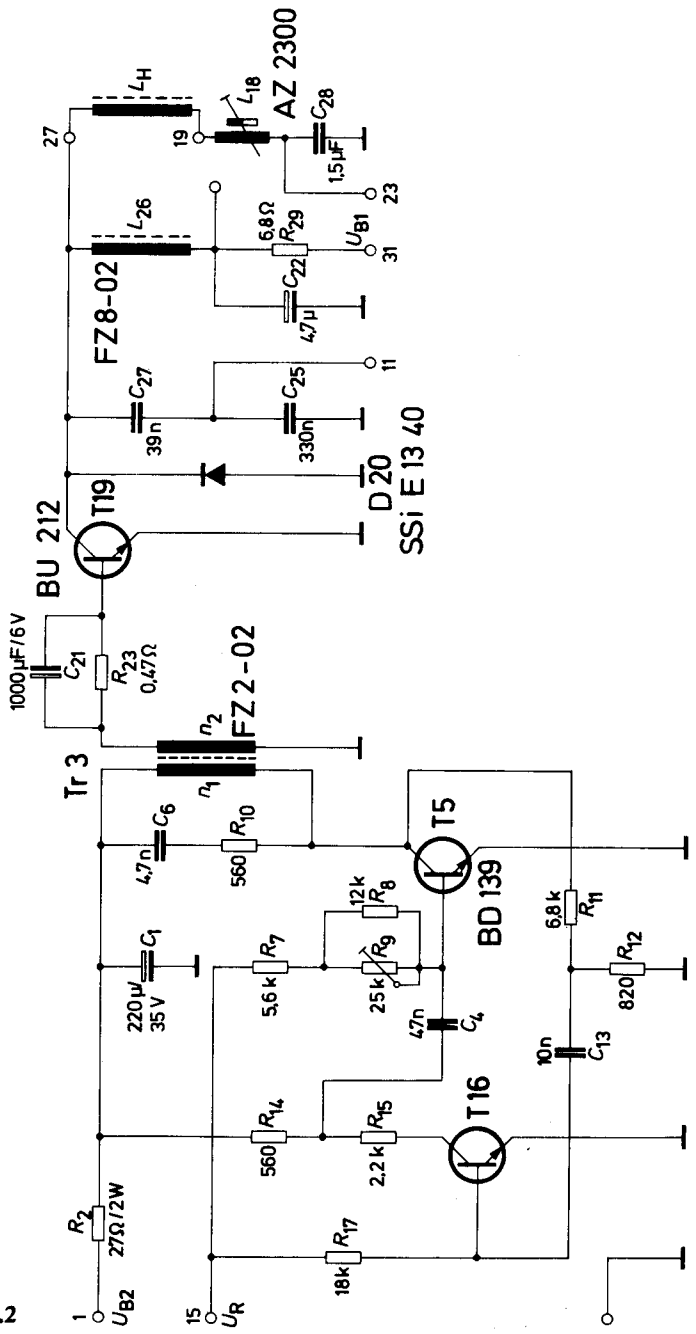
Die Frequenz ändert sich von 15720 Hz bei 20 °C auf 15415 Hz bei 70 °C Umgebungstemperatur. Dies entspricht einer Änderung von $\pm 2\%$ bezogen auf eine mittlere Frequenz von 15567 Hz. Die Sperrzeit des Transistors BD139 (T_5) bestimmt die Sperrphase des Endstufentransistors und ändert sich im Temperaturbereich zwischen 20 °C und 70 °C nicht.

Die Schaltung schwingt bereits bei einer Spannung von 3 V an. Die Nennbetriebsspannung beträgt 35 V. Von 15180 Hz bei 30 V steigt die Frequenz auf 16400 Hz bei 40 V ($\pm 14\%$ Spannungsänderung bewirken Frequenzabweichungen von $\pm 3,35\%$). Im Bereich zwischen 30 V und 40 V ändert sich die Sperrzeit von T_5 um 1 μ s, im Bereich zwischen 10 V und 40 V ändert sie sich um 6 μ s.

Durch Änderungen der Basisspannungen der Transistoren BC147 und BD139 kann die Frequenz verändert werden. Die kleinste Spannungsänderung benötigt man für einen Frequenzhub von 15615 ± 1 kHz, wenn man die Spannung an beiden Basen ändert, und zwar ergibt sich bei 32,5 V eine Frequenz von 14625 Hz und bei 37,3 V eine Frequenz von 16625 Hz. Man erreicht also mit 4,8 V Spannungsänderung eine Frequenzänderung von 2 kHz.

$t_{\text{sperr}} (T_5)$ ändert sich dabei von 30 μ s bei 16625 Hz auf 36 μ s bei 14625 Hz.

Bild 3.2



Ändert man nur die Basisspannung des BC 147 (Basis des BD 139 über R_2 an +35 V), so benötigt man für dieselbe Frequenzänderung von ± 1 kHz eine größere Spannungsänderung. Man braucht 7,6 V um die Frequenz von 14 625 Hz bei 31 V auf 16 625 Hz zu erhöhen.

Bei dieser Spannungsänderung ändert sich t_{sperr} (T_5) von 32 μ s bei 16 625 Hz auf 34 μ s bei 14 625 Hz.

Damit die Basis-Emitterdiode des BC 147 nicht in den Durchbruchbereich gesteuert wird, wird das R-C-Glied R_{12} - C_{13} an T_5 über den Teilerwiderstand R_{11} angeschlossen.

Um ein sicheres Anschwingen der Schaltung bei voller Betriebsspannung zu garantieren, wurde das R-C-Glied R_2 - C_1 in die Schaltung eingefügt. Im Einschaltzeitpunkt wird damit der Transistor T_5 nicht übersteuert, so daß sich die Schwingung ausbilden kann.

Die sich anschließende prinzipiell dargestellte Ablenkstufe (T_{19} , D_{20} usw.) ist als trafolos zu bezeichnen. Es ist lediglich eine Drossel L_{26} zur Stromzuführung erforderlich. Die Hochspannung wird also nicht aus dem Zeilenrücklauf gewonnen, sondern aus einem Schaltnetzteil. L_4 stellt das Ablenkjoch dar, der jeweils gewünschten Bildröhre entsprechend. L_{18} ist die übliche Linearitätsspule und C_{28} der Tangens-Kondensator. Die Aufteilung des Rückschlagkondensators in C_{27} und C_{25} dient zur Gewinnung von eventuellen Korrekturspannungen inklusive Phasenvergleich. [FS-7117]

Technische Daten:

Masse	0 V
Betriebsspannung für Endstufe	+70 V
	1 A
Betriebsspannung ohne Schutzwiderstand	+65 V
Betriebsspannung für Vorstufe	+35 V
	250 mA
Regelspannung für Vorstufe	35 V
für ± 1 kHz	+ 2,3 V
	- 2,5 V
Ablenkeinheit	310 uH
	0,4 Ω
Ablenkstrom	12 A_{ss}
Spitzenspannung	700 V_{ss}
Zeilenfrequenz	15625 Hz
Fußpunkt der Ablenkeinheit	45 V_{ss}
Parabelspannung	30 V_{ss}

Impulsspannung	55 V_{SS}
Temperaturerhöhung am Kühlblech T_{UK}	40 °C
maximale Umgebungstemperatur T_{Umax}	70 °C

3.3 Trafolose Horizontalablenkung mit Oszillatorschaltkreis

Im Zusammenhang mit der Verwendung von Schaltnetzteilen, in denen auch die Hochspannung für den Betrieb der Bildröhre erzeugt wird, ist es möglich, transformatorlose Horizontal-Ablenkschaltungen zu verwenden, bei denen die Ablenkeinheit direkt mit dem Transistor verbunden wird und nur eine zusätzliche Drossel D_r zur Zuführung der Betriebsspannung benötigt wird. Die Schaltung zeigt ein solches Konzept für die Normhalsröhre, wobei der Transistor BU 108 und eine Betriebsspannung von 140 V verwendet wird. Der Schaltkreis TBA 920 enthält die Impulsabtrennstufe mit einem Ausgang für positive Vertikalsynchronimpulse, den Phasenvergleich und einen Horizontal-Generator, der über den Anschluß 2 die Treiberstufe BD 139 steuert, welche ihrerseits über den Treibertransformator Tr_1 den Ablenktransistor BU 108 ansteuert. Zur Gewinnung der Ansteuerimpulse für Konvergenz- und Rasterkorrektur und zur Erzeugung des Vergleichsimpulses für den Phasenvergleich ist der Rücklaufkondensator unterteilt, so daß am unteren Kondensator durch kapazitive Spannungsteilung 55 V Impulse mit positiver Polarität entstehen. Diese Impulse werden über ein RC-Glied verzögert von Anschluß 5 dem Schaltkreis TBA 920 zugeführt. Die Schaltung liefert einen Ablenkstrom von 6,6 A bei einer Ablenkspuleninduktivität von 1,1 mHy. Am Tangenskondensator kann bei Bedarf eine Parabel abgenommen werden. Für die Ost-West-Rasterkorrektur ist eine aktive Schaltung vorgesehen, welche den 22- Ω -Widerstand in der Betriebsspannungszuführung überbrückt und damit eine periodische Erhöhung der Betriebsspannung und eine entsprechende Bildbreitenmodulation ermöglicht (Bild 3.3).

[FI-7112]

3.4 Vertikalablenkung mit Operationsverstärker

Stromkontrollierte Vertikalablenkschaltungen bieten den großen Vorteil der unmittelbaren Vergleichsmöglichkeit einer Sollwerteingangsgröße mit dem Istwert des Ablenkstromes. In der vorliegenden Schaltung Bild 3.4 werden Darlington-Transistoren in den Endstufen verwendet. Dies ermöglicht die Verwendung des integrierten Opera-

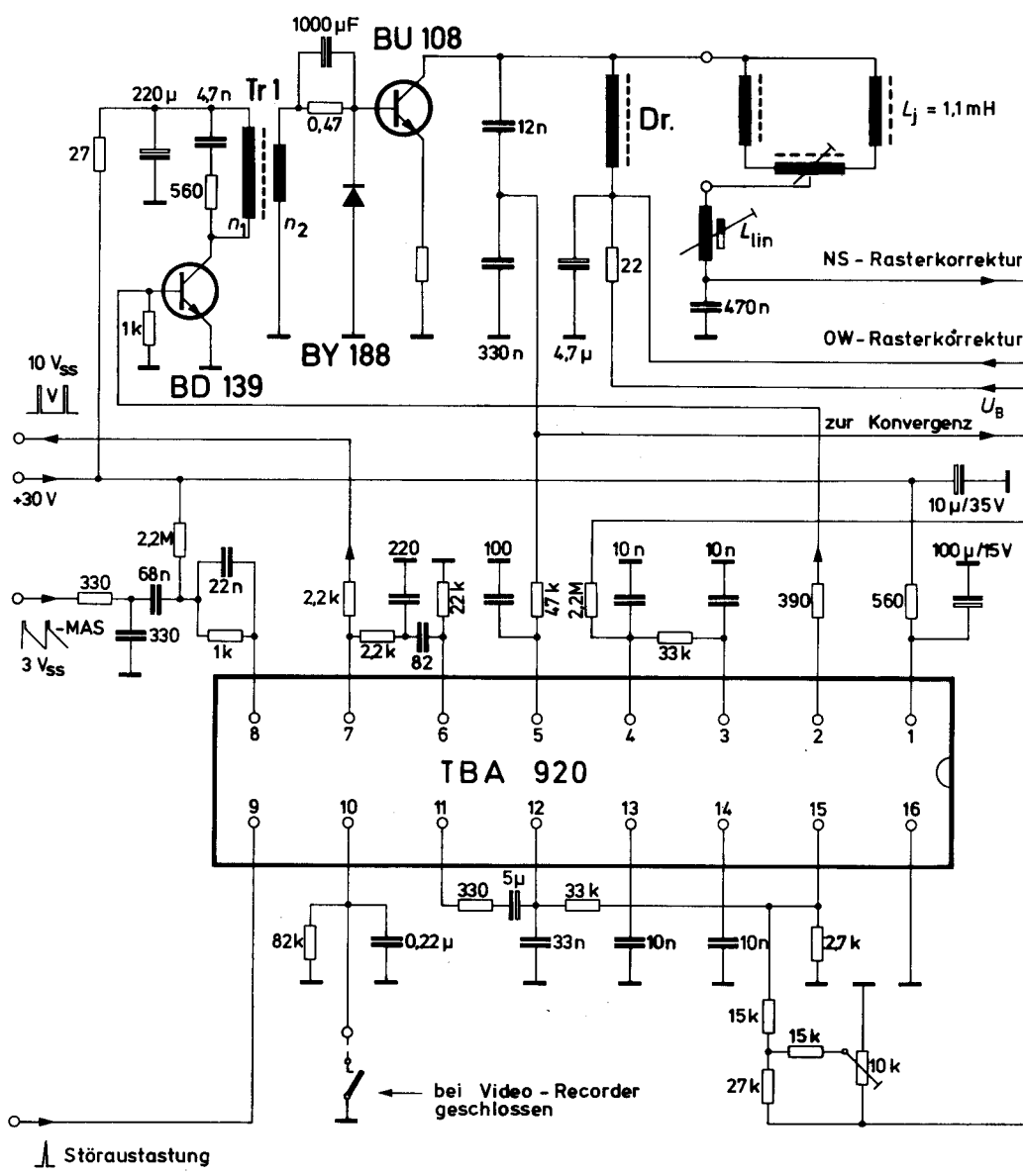


Bild 3.3

tionsverstärkers TAA761 in der Vorstufe. Es wird ein getrennter Sägezahn-generator verwendet, welcher einen besonderen Regelkreis enthält, der die Amplitude der Sägezahnspannung konstant gegenüber Frequenzänderungen des Vertikalmultivibrators hält. Sowohl im unsynchronisierten Zustand als auch bei wahlweisem Betrieb nach europäischer oder amerikanischer Norm bleibt daher die Bildhöhe konstant.

Die vorliegende Schaltung gestattet der Parallelschaltung der Vertikalablenkteilsulen die Erzeugung eines Vertikalablenkstromes von 2,8 A für die Normhalsröhre, kann jedoch der Einsatz entsprechender Transistoren ohne wesentliche Änderungen auch für Schwarz-Weiß- und Farbfernsehempfänger mit der Dünnhalsröhre eingesetzt werden.

Durch die Wahl der Parallelschaltung für die Ablenkspulen kommt man auf eine Betriebsspannung von etwa 35 V, so daß keine eigene Betriebsspannung für die Vertikalablenkung erzeugt werden muß. Die gleichen Betriebsspannungswerte sind auch für Schwarz-Weiß-Empfänger und für die Dünnhals-Farbbildröhre geeignet. Die Erzeugung der Sägezahnspannung für die Ansteuerung der Endstufe wird durch Auf- und Entladung des Kondensators C_{27} erreicht. Für die Entladung des Kondensators sorgt ein astabiler Multivibrator mit den Transistoren T_{11} und T_{12} . Die Betriebsspannung des Multivibrators wird durch den Widerstand R_{17} auf 8 V festgelegt, damit die Basis-Emitterspannung der Transistoren nicht überschritten wird. Das Potentiometer P_9 ermöglicht die Einstellung der Frequenz zwischen 40 und 100 Hz. Damit kann der Generator auf die europäische oder amerikanische Norm eingestellt werden. Die Synchronisierung erfolgt mit 10 V Rechteckimpulsen über R_{15} und C_{14} .

Die Amplitude der Sägezahnspannung an der Kapazität C_{27} wird mittels eines Regelkreises gegenüber Frequenzänderungen des Multivibrators konstant gehalten. Um die Wirkungsweise des Regelkreises zu verstehen, betrachten wir den Multivibrator als einen elektronischen Schalter, der den Kondensator C_{27} periodisch an Masse legt. Die Aufladung des Kondensators in der Zeit, während der der Schalter geöffnet ist, erfolgt durch den Transistor T_{19} und den Widerstand R_8 .

An der Kapazität C_{10} , welche parallel zum Widerstand R_8 geschaltet ist, liegt eine Spannung, die dem Mittelwert der Sägezahnspannung am Kondensator C_{27} proportional ist. Die Basisspannung des Transistors T_{19} ist durch den Spannungsteiler R_7/R_{23} auf einen bestimmten Wert festgelegt. Wenn der Kondensator C_{27} mit einer höheren Frequenz an Masse gelegt wird, verkleinert sich die Aufladezeit, damit

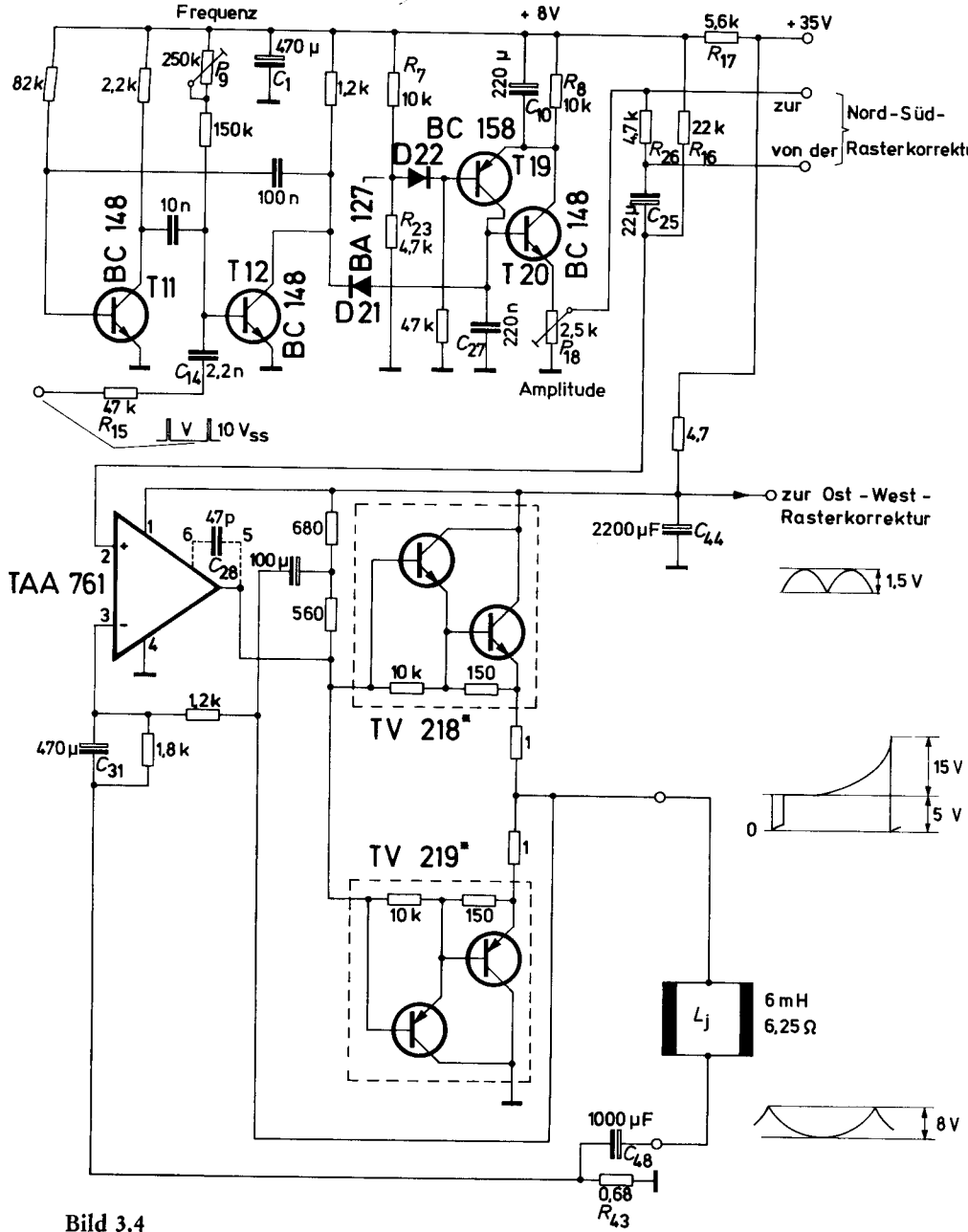


Bild 3.4

* Entwicklungsmuster

auch die Spannung an C_{27} . Der Mittelwert der Spannung am Kondensator C_{10} nimmt ebenfalls einen kleineren Wert an. Damit wird die Basis-Emitterspannung des Transistors T_{19} größer, und der Ladestrom für C_{27} wird größer.

Wenn die Frequenz des Schalters kleiner wird, läuft der Prozeß genau umgekehrt. Die Aufladezeit und die Spannung an C_{27} werden größer, der Spannungsabfall an C_{10} wächst. Der Transistor T_{19} , dessen Basis-Emitterspannung jetzt kleiner geworden ist, läßt weniger Strom zur Kapazität C_{27} durchfließen.

Durch die Regelung des Ladestromes wird die Amplitude der Sägezahnspannung an C_{27} konstant gehalten. Die Sägezahnspannung zur Ansteuerung des Vertikalablenkverstärkers wird an Potentiometer P_{18} abgenommen.

Die Basis-Emitterspannung des Transistors T_{20} wird durch die Diode D_{21} kompensiert. Die Spannung am Potentiometer P_{18} geht daher von Null aus. Durch den Transistor T_{20} fließt ein sägezahnförmiger Strom, dessen maximaler Wert 1 mA beträgt. Der Spannungsabfall an C_{10} bleibt nicht ganz konstant, sondern ist etwa parabelförmig. Diese kleine parabelförmige Spannung am Kondensator moduliert die Basis-Emitterspannung des Transistors T_{19} und den Ladestrom, so daß die Aufladung am oberen und unteren Bildrand etwas kleiner wird. Damit wird die gewünschte S-Korrektur erzeugt.

Damit erfüllt der Regelkreis eine zweite Aufgabe als S-Korrekturschaltung, ohne daß hierfür — wie in bekannten Schaltungen — zusätzliche Bauteile erforderlich wären. Der Transistor T_{19} wird mit der Diode D_{22} temperaturkompensiert.

Der Multivibrator und der Sägezahngenerator werden durch den Siebkondensator C_1 gegen Störungen auf der Betriebsspannungsleitung geschützt.

Der Vertikalablenkverstärker enthält einen Operationsverstärker TAA 761 und eine B-Endstufe mit 2 komplementären Darlington-Transistoren, an welche die Vertikalablenkspule kapazitiv angekoppelt wird.

Die Verwendung von Darlington-Transistoren hat den Vorteil, daß die Endstufe nur einen sehr kleinen Steuerstrom braucht und die Vorstufe mit billigen Transistoren bzw. dem Operationsverstärker bestückt werden kann. Der nichtinventierende Eingang des Operationsverstärkers wird über den Widerstand R_{16} an eine konstante Gleichspannung gelegt. Das Eingangssignal kommt über den Widerstand R_{26} und den

Koppelkondensator C_{25} und hat eine mit dem Potentiometer P_{18} einstellbare Amplitude. Der Vertikalablenkstrom hat einen Einstellbereich zwischen 0 und 2,8 A.

Die Wechselspannungsgegenkopplung erfolgt aus dem Widerstand R_{43} über den Kondensator C_{31} . Der Kondensator C_{28} ist je nach Aufbau der Schaltung erforderlich, um Schwingneigungen zu unterdrücken. Bei günstigem Aufbau kann er auch entfallen.

Durch die Anordnung des Koppelkondensators C_{48} zwischen dem Widerstand R_{43} und der Ablenkspule entsteht zwischen Masse und Pluspol eine parabelförmige Spannung von ungefähr 8 V, welche für die Korrekturschaltungen genutzt werden kann. Eine ebenfalls parabelförmige Spannung, aber mit umgekehrtem Sinn, liegt am Siebkondensator C_{44} .

Die Nord-Süd-Korrektur kann mit einem einfachen Modulator über den Widerstand R_{26} erfolgen. Die Verstärkung des Korrektursignals wird in diesem Fall von dem Vertikalablenkverstärker durchgeführt, wenn die Schaltung mit zusätzlicher selektiver Gegenkopplung versehen wird.

Da der Operationsverstärker eine sehr hohe Verstärkung aufweist, ist die Stabilisierung so gut, daß zwischen den Basen der Transistoren keine Dioden erforderlich sind und keine Verzerrungen des Ausgangsstromes mehr zu bemerken sind.

[FI-7112]

Technische Daten der Schaltung

	europäische Norm	amerikanische Norm
Speisespannung	35 V	35 V
Stromaufnahme	64 mA	64 mA
$I_A = 0$	27,5 mA	27,5 mA
$I_A = I_{A \max}$	0,46 A	0,44 A
Einstellungsbereiche		
des Vertikalablenkstromes	0—2,81 A	0—2,77 A
Einstellungsbereiche		
der Frequenz	40—100 Hz	40—100 Hz

3.5 Nord-Süd-Korrekturschaltung

Eine passive Korrekturschaltung mit einem einzigen Transduktor für die Nord-Süd-Kissenverzerrungen ist nur dann möglich, wenn die Induktivität der Vertikalablenkspule relativ hohe Werte besitzt. Eine Serienkopplung des Transduktors mit einer Vertikalablenkspule, deren

Induktivität klein ist, würde zu unwirtschaftlichen Leistungsverlusten in den Endstufentransistoren der Vertikalablenkschaltung führen.

Würde man einen Transduktor parallel zur Vertikalablenkspule schalten, dann ergäbe sich zwar im Vertikalkreis die gewünschte Korrektur, aber die Parabeln hätten den falschen Sinn. Den geforderten Richtungssinn kann man wieder zurückgewinnen, wenn man parallel zum Transduktor einen Kondensator schaltet. Aus diesen Gründen sowie wegen der Forderung nach einfacher Einstellbarkeit von Amplitude und Balance ist die Verwendung einer aktiven Nord-Süd-Korrekturschaltung (Bild 3.5) vorteilhaft.

Die einfachste Möglichkeit, Cosinusschwingungen zu erzeugen, ist die Anregung eines LC-Parallelkreises mit kurzzeitigen Rechteckimpulsen. Da die Ankopplung der Korrekturschaltung an die Vertikalablenkspule durch einen Transformator erfolgt, ist die günstigste Lösung für die Realisierung des Schwingkreises die Parallelschaltung einer Kapazität zur Sekundärwicklung des Transformators. Die Sekundärinduktivität und die Kapazität C_9 und C_{10} sind auf die Zeilenfrequenz abgestimmt. Das gleiche Ergebnis könnte man auch durch eine Kapazität parallel zur Primärinduktivität erreichen. Die erste Lösung bildet aber die Möglichkeit, daß die Cosinusschwingung direkt an der Vertikalablenkspule erzeugt wird und eventuell Verzerrungen durch die Schaltung oder den Transformator vermieden werden. Ein weiterer Vorteil ist, daß der Wert des Kondensators auf der Sekundärseite kleiner ist (die Sekundärinduktivität ist größer als die Primärinduktivität).

Da der Korrekturstrom der Parallelschaltung der Vertikalablenkspulen für die Normhalsröhre etwa 250 mA, die zugehörige Spannung etwa 150 V beträgt (Ablenkspule 6,25 mHy), ist die Verwendung eines Koppeltransformators zwischen der Korrekturschaltung und der Vertikalablenkspule zweckmäßig.

Dies hat zur Folge, daß sich die Schaltung mit billigen Transistoren realisieren läßt. Als Koppeltransformator wird ein E30-Kern verwendet. Seine Sekundärseite liegt für den Vertikalablenkstrom in Serie mit der Ablenkspule.

Mit Hilfe des Kondensators C_8 ist die Sekundärwicklung des Transformators bei Zeilenfrequenz der Vertikalablenkspule parallelgeschaltet, so daß keine unerwünschte Spannung an den Endtransistoren der Vertikalablenkschaltung auftritt. Um eine Sättigung des Kernes zu vermeiden, wurde ein Luftspalt von 1,3 mm vorgesehen.

Die Primärseite besteht aus zwei Wicklungen, durch die der Strom für je eine halbe Vertikalperiode fließt. Durch diese Teilung der Primärwicklung wird auch der Richtungssinnwechsel des Korrekturstromes für die obere und untere Bildhälfte erreicht.

Die Sägezahnspannung, die am Rückkopplungswiderstand der Vertikalablenkschaltung liegt, wird als modulierendes Signal verwendet. Der Transistor T_1 ist so vorgespannt, daß er für etwas mehr als die Hälfte der Bildperiode leitend wird. Der negative Teil der modulierten Spannung wird also mit einer Phasendrehung von 180° an das Potentiometer P_2 gebracht. Die Amplitude der Horizontalimpulse, die dem Transistor T_4 zugeführt werden, hat variable Werte, die von der Spannung am Potentiometer P_2 bestimmt werden.

Um eine relativ kleine Belastung des Transistors T_1 zu gewährleisten, wurde der Wert von P_2 auf 500Ω festgelegt.

Mit der Kapazität C_2 wurde das Potentiometer P_2 für die Zeilenimpulse überbrückt, so daß die Steuerung von T_4 nur vom Wert der Vertikalspannung an R_4 abhängt. Für die positive Hälfte des modulierenden Signals wird der Transistor T_5 direkt von der Spannung am Rückkopplungswiderstand durchgesteuert. Die Modulation der Vertikalimpulse erfolgt für diesen Anteil der Vertikalspannung durch den Transistor T_2 . Er arbeitet immer in der Sättigung und hat gegenüber einer Diode den Vorteil, daß der Spannungsabfall zwischen Kollektor und Emitter etwa $0,3 \text{ V}$ beträgt und dadurch eine bessere Einstellmöglichkeit in der Mitte des Bildes erreicht wird. Zur Amplitudeneinstellung für die obere und untere Bildhälfte dienen die Potentiometer P_3 und P_4 . Mit dem Potentiometer P_1 und P_2 wird der Nullwert der Korrektur je nach Bedarf in die eine oder andere Bildhälfte verschoben. Die zwei Potentiometer ermöglichen außerdem eine solche Einstellung, daß in der Mitte auf eine gewünschte Breite keine Korrektur auftritt.

Die Spannung, die durch den Anstoß eines kurzen Rechteckimpulses an einen LC-Parallelkreis resultiert, hat zwei Komponenten. Eine lineare Komponente, die für die Dauer des Impulses mit der Zeit zunimmt, und eine Cosinus- oder Sinusschwingung, je nachdem, ob der Impuls kurz oder lang gegenüber der Schwingungsdauer ist.

Für unsere Schaltung ergibt es eine Phasenverschiebung der Cosinusschwingung gegenüber der Zeilenmitte. Außerdem ergibt es eine 90° -Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung, die vom induktiven Scheinwiderstand der Vertikalpule verursacht wird, sowie an-

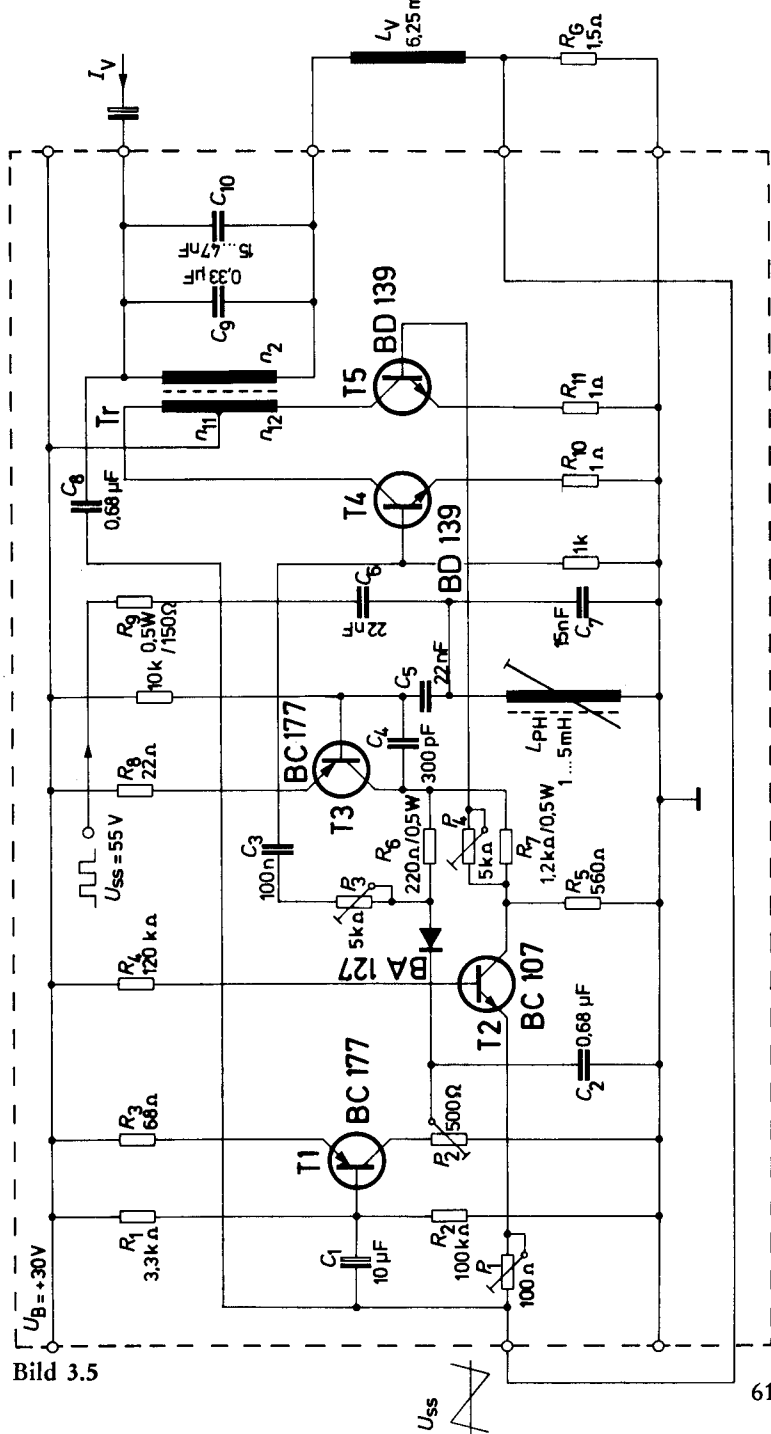


Bild 3.5



dere kleine Phasenverschiebungen, die die komplexen Impedanzen der Transformatorwicklungen als Ursache haben. Die Summe dieser Phasenverschiebungen wird mit Hilfe des Transistors T_3 und des Parallelkreises L_{Ph}/C_7 kompensiert. Die Horizontalimpulse kommen über R_9/C_6 und den Schwingkreis L_{Ph}/C_7 und stoßen hier eine Cosinusschwingung an, deren Phase mit der einstellbaren Spule L_{Ph} verändert werden kann. Die negative Halbwellen dieser Cosinusschwingung wird vom Transistor T_3 in einen positiven Rechteckimpuls umgewandelt, dessen Breiten und Position gegenüber dem ursprünglichen Impuls verschieden sind. Die Phasenverschiebung des Korrekturstromes wird jetzt auf diesen neuen Impuls bezogen, so daß eine Phasenabstimmung zwischen dem Korrekturstrom und den Horizontalimpulsen möglich ist. Die Einstellung der Schaltung wird durch vier Potentiometer vorgenommen. Jedes dieser Potentiometer ermöglicht die Einstellung einer einzigen Größe, so daß bei der Einstellung einer gewünschten Korrektur keine langwierigen, wechselseitigen Abgleichvorgänge in Kauf genommen werden müssen. [FI-7112]

3.6 Video-Endverstärker mit Matrix-Schaltkreis

Die integrierte Farb-Matrix TBA 680 enthält sowohl die (G-Y)-Matrix zur Bildung des (G-Y)-Signals aus den beiden Farbdifferenzsignalen (R-Y) und (B-Y) als auch die sogenannte RGB-Matrix, mit deren Hilfe aus den drei Farbdifferenzsignalen und dem Leuchtdichtesignal die Farbauszugssignale für Rot, Grün und Blau gebildet werden. Zur Anpassung der Schaltung an einen PAL-Synchrodemodulator TBA 520 dient ein aktives Tiefpaßfilter, das gleichzeitig die Farbträgerunterdrückung vornimmt. Damit werden bisher übliche LC-Tiefpaßfilter ersetzt und eine einfachere Schaltungsanordnung verwendet, die zudem noch gegenüber Einstreuung von Störimpulsen unempfindlich ist. Bei Verwendung des Schaltkreises in SECAM-Farbfernsehempfängern kann mittels des aktiven Filters zusätzlich noch die Deemphasierung durchgeführt werden. Hierzu sind an den Kollektorwiderständen der Filterstufen noch zusätzliche RC-Glieder parallelzuschalten. Die Endstufentransistoren werden in Basisschaltung betrieben, da hierbei nicht nur eine höhere Spannungsfestigkeit bei Bildröhrenüberschlägen gewährleistet ist, sondern gleichzeitig der Temperaturgang verbessert wird. Die an den Punkten 3, 14 und 16 des Schaltkreises angeschlossenen Widerstandskombinationen stellen die Emitterwiderstände der eingebauten Treiberstufen dar, über die auch die Verstärkungseinstellung möglich ist. Die Emitter dieser Treiberstufen werden so vorgespannt,

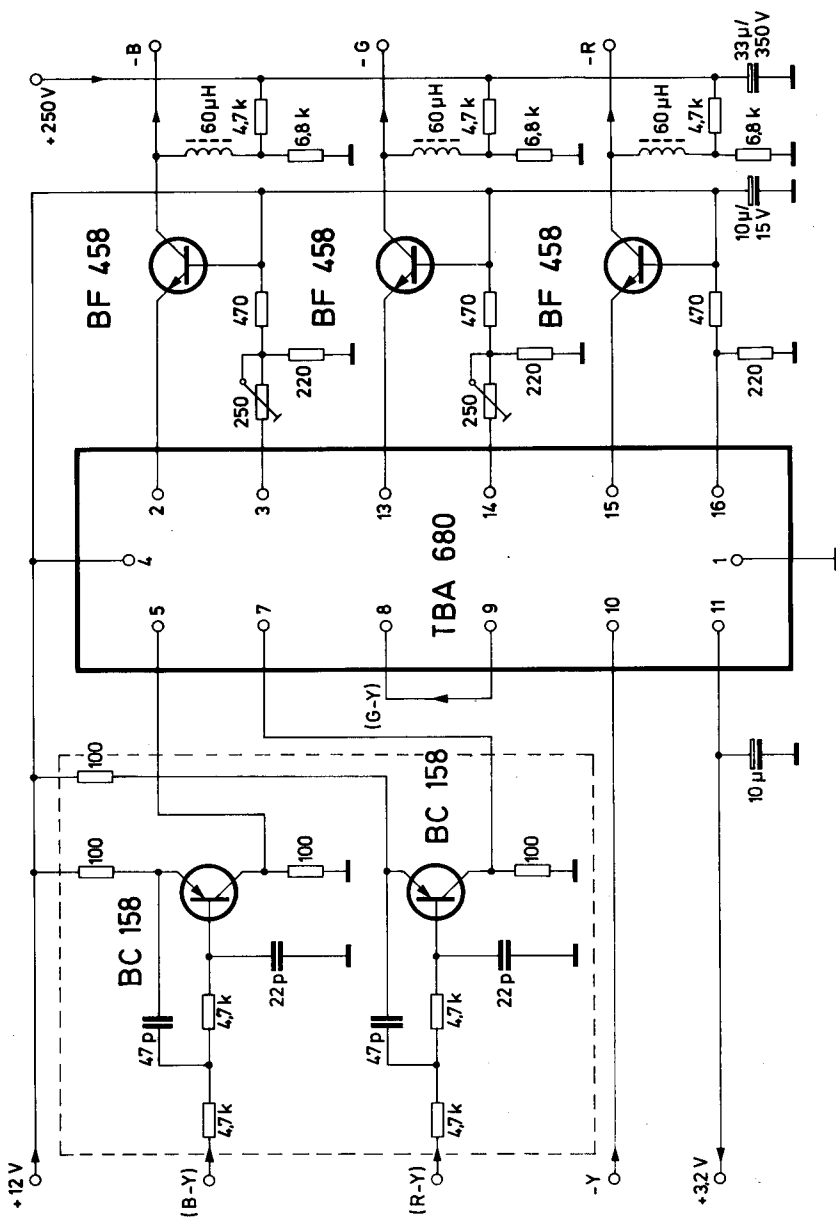


Bild 3.6

daß die Verstärkungseinstellung stets auf den Schwarzwert bezogen ist, d. h. also, dieser konstant bleibt. Damit ist ein besonders einfacher Weißabgleich gewährleistet. Die Endstufen sind durch LC-Kombinationen kompensiert, der Amplitudenfrequenzgang vom Eingang des Leuchtdichtesignals zur Bildröhrenkathode ergibt eine 3-dB-Bandbreite von 7 MHz.

[FI-7112]

3.7 20 kHz Thyristorschaltnetzteil für 220 V/30 V — 200 W

Ein sehr sicheres Schaltnetzteil ist das hier vorgestellte, selbstschwingende Thyristorschaltnetzteil (Bild 3.7). Die vorliegende Ausführung liefert nur eine einzige Betriebsspannung von 30 V und kann herkömmliche Längstransistor-Netzteile mit Netzfrequenztransformator ersetzen. Andere Ausführungen dieses Netzteiles können mehrere Sekundärwicklungen für die Erzeugung verschieden benötigter Spannungen enthalten.

Funktion der Schaltung

Beim Einschalten des Gerätes entsteht am Ladekondensator C_6 eine Gleichspannung. Gleichzeitig wird über die Primärwicklung des Wandlertransformators $Tr\ 30$ der Kondensator C_{26} geladen. Weiter wird über die Widerstände R_9 und R_{10} sowohl der Kondensator C_8 als auch der Kondensator C_{14} geladen. Erreicht die Spannung am Kondensator C_{14} die Zündspannung des Diacs $D\ 13$ (30 V), so zündet auch der Thyristor $Th\ 25$. Der aus L_{27} - C_{26} gebildete Schwingkreis wird damit an Masse gelegt und führt eine Schwingung aus. Die positive Halbwelle des entstehenden sinusförmigen Stromes fließt über den Thyristor $Th\ 25$ über den Kommutatorkreis L_{27} - C_{26} . Im Nulldurchgang des Stromes löscht der Thyristor, und die Rückstromdiode im Thyristor übernimmt die negative Halbwelle. Beim nächsten Nulldurchgang des Stromes ist der Thyristor $Th\ 25$ bereits gesperrt, und die interne Rückstromdiode sperrt ebenfalls. Dieser Thyristor stellt ein integriertes Bauelement dar, welches hier als Schalter eingesetzt wird. Während der Zeit, während der Schalter $Th\ 25$ geschlossen ist, wird der Kondensator C_{14} über die Diode $D\ 11$ und den Widerstand R_{12} entladen. Nachdem der Schalter wieder geöffnet ist, beginnt erneut die Aufladung von C_{14} , bis zu dem Zeitpunkt, wo $Th\ 25$ wieder zündet und der Schwingungsvorgang erneut einsetzt. An der Anode des Thyristors entsteht eine annähernd rechteckförmige Spannung, deren Mittelwert der Gleichspannung am Ladekondensator C_6 entspricht.

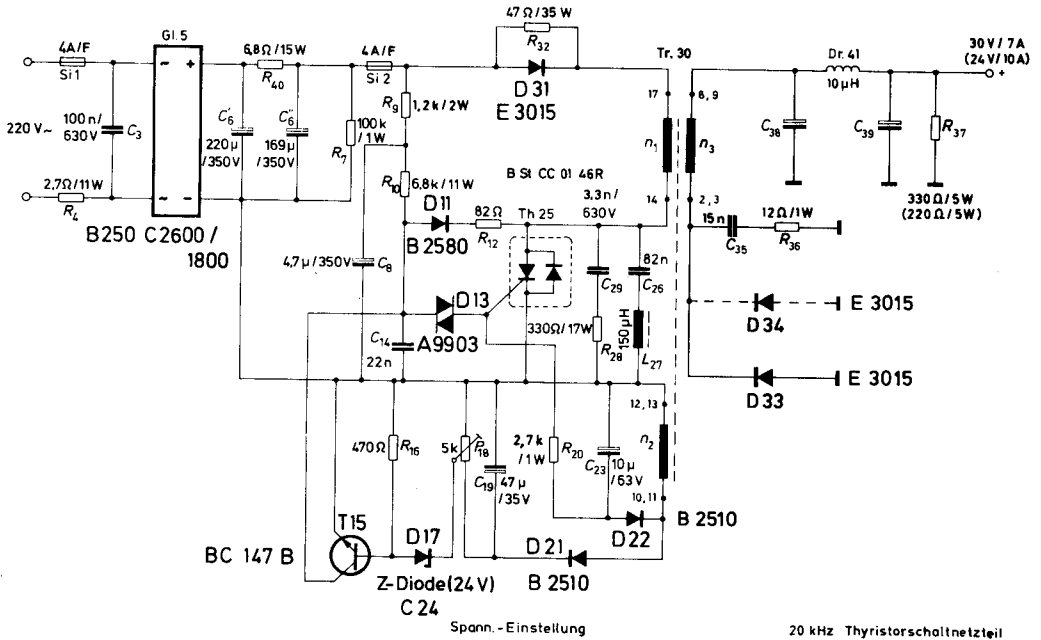


Bild 3.7

Die Primärwicklung n_1 des Wandlertransformators wird also durch den Thyristorschalter periodisch an die gleichgerichtete Netzspannung gelegt. Je nach Polung der Gleichrichter an der Sekundärwicklung n_3 des Wandlertransformators ist ein Fluß- oder Sperrwandlerbetrieb möglich. Im vorliegenden Fall wird der Sperrwandlerbetrieb bevorzugt, da dann auch bei enger Transformator­koppelung eine leichtere Regelung möglich ist.

Die Regelschaltung ist trotz ihrer Einfachheit außerordentlich wirksam. An einer Hilfswicklung n_2 wird mittels des Gleichrichters D21 eine Gleichspannung von ca. 30 V gewonnen. Diese Gleichspannung

wird über eine als Referenzelement dienende Z-Diode D17 an die Basis des Transistors T15 gelegt. Wird die Ausgangsspannung größer als die Referenzspannung, so beginnt der Transistor T15 zu leiten, und ein Teil des für den Kondensator C₁₄ bestimmten Ladestromes fließt über den Transistor. Dadurch wird die Sperrphase verlängert, was ein Absinken der Ausgangsspannung zur Folge hat. Es stellt sich dann ein Gleichgewichtszustand ein, so daß die von D21 gleichgerichtete und geteilte Spannung gleich der Referenzspannung plus dem Regelfehler wird. Das Thyristor-Gate erhält in der Sperrphase eine negative Vorspannung über D22 und R₂₀. Die Sicherheit des Thyristors in dieser Schaltung ist so groß, daß sekundärseitige Kurzschlüsse ausgehalten werden, ohne daß eine Zerstörung des Thyristors erfolgt. Es müssen nur entsprechende Schmelzsicherungen vorgesehen werden. Gegebenenfalls können auch Überstromschalter (Thermoschalter), wie sie heute vielfach üblich sind, verwendet werden. Die Ausgangsspannung wird bei Netzspannungsänderungen von $\pm 10\%$ auf etwa $\pm 0,5\%$ stabilisiert, wobei ein Netzbrumm von etwa 20 mV_{ss} bis $200\text{ mV}_{\text{ss}}$ verbleibt. Die RC-Glieder im Primärkreis und im Sekundärkreis dienen zur Bedämpfung von Einschwingvorgängen.

Das Netzteil kann mittels R₁₈ auf ca. 24 V bis 30 V eingestellt werden. Bei 24 V sind 2 Dioden D33/34 erforderlich.

Der Thyristor als auch die Dioden am Ausgang müssen entsprechend gekühlt werden; geeignete Kühlkörper und ggf. eine Ventilation sind zu wählen.

HF-Netzgeräte arbeiten mit Rechteckspannungen von ca. 15—25 kHz bei Amplituden von ca. 270 V Spitze, d. h. sie ergeben ein dazugehöriges, natürliches Störspektrum. Diese Störstrahlung bzw. Störspannungsleitung in das Netz muß durch geeignete Schirmung (perforiertes oder Voll-Metallblech) und Verdrosselung mit Abblockung verhindert werden. Dabei muß die Kühlung erhalten bleiben.

Das vorgestellte Netzteil ist für Glühlampenlast (Widerstandsänderung ein/aus $\approx 1:7$) nicht vorgesehen. Hierzu müßte mittels Relais ein Vorschaltwiderstand angeschaltet werden, anderenfalls eine zu starke Absicherung (Si1) erforderlich wird. Diese Sicherung ist auch bei zu großer C-Last am Ausgang als „mittelträge“ Sicherung zu wählen.

Die Transformatortechnik bei höheren Frequenzen erfordert besondere Sorgfalt. Es werden vorteilhaft beide Schenkel bewickelt, um die Streuungsverhältnisse und vor allem die Kühlung zu verbessern.

4. Steuer-, Regel- und Zündschaltungen

4.1 Temperaturregelschaltung für Ventilsteuerung

Eine Temperaturregelschaltung wurde so ausgelegt, daß ein relais-geschalteter Rechts- und Linkslauf eines Stellmotors von 220 V mit einstellbarem Ruhebereich möglich ist, **Bild 4.1**.

Ein gegengekoppelter Verstärker TAA 861 steuert die Basis der Gegentaktdstufe an. Über je einen Schalttransistor T_3 , T_4 werden die beiden Relais betätigt.

Die Temperaturmessung erfolgt mit dem Fühler K 274 in einer Brückenschaltung R_1 bis R_6 . Dies hat den Vorteil, daß Schwankungen der Umgebungstemperatur und der Batteriespannung weitgehendst ohne Einfluß bleiben.

Der Temperatursollwert wird mit dem Widerstand R_1 vorgewählt. Der Ausgang der Meßbrücke liegt am Differenzeingang des Operationsverstärkers TAA 861. Die Brückenzeige sind so dimensioniert, daß unterhalb des Sollwertes der nichtinvertierende Eingang positiver ist als der invertierende. Am Ausgang des Operationsverstärkers liegt ein hohes Potential, so daß die Transistoren T_1 und T_3 durchschalten. Relais I ist angezogen. Wird die Solltemperatur erreicht, so sind beide Relais stromlos. Bei weiterem Überschreiten der Solltemperatur kehrt die Spannung U_{34} ihre Richtung um, so daß die Transistoren T_2 und T_4 leitend werden und Relais II anzieht.

Mit dem Trimpotentiometer R_7 kann eine Ruhezone bis $\pm 0,5^\circ \text{K}$ symmetrisch zum Sollwert eingestellt werden, bei der kein Relais anzieht. Die minimale Ruhezone ist durch die Summe der Basisspannungen U_{BE} von T_1 und T_2 , etwa 1,2 V, gegeben. Dies ergibt eine minimale Ruhezone von $0,2^\circ \text{K}$.

Eine größere Ruhezone kann erzielt werden, indem die Verstärkung des TAA 861 durch Verkleinerung des Widerstandes R_8 herabgesetzt wird.

Das Trimpotentiometer R_6 dient zum Feinabgleich der Meßbrücke.

[NO-7151] ●

Technische Daten:

Betriebsspannung U_{Batt}	18 V
Temperaturbereich T	25°C bis 95°C
max. zul. Temperatur des Fühlers K 274 T_{max}	100°C

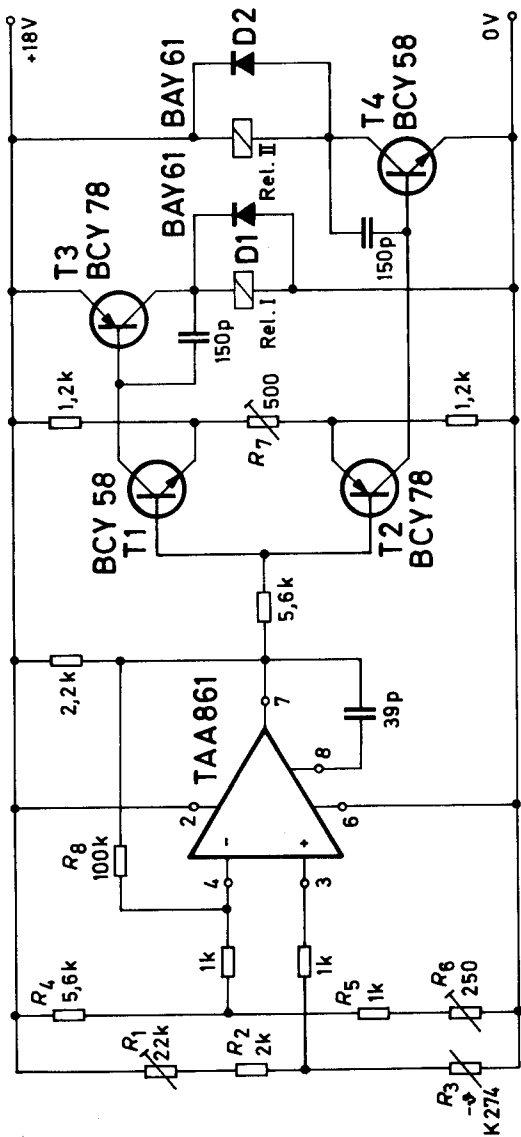


Bild 4.1

Temperaturabweichung bei einer Änderung

von U_{Batt} um $\pm 10\%$

Ruhezone, einstellbar

Relais: Kleinschaltrelais V 23016-C0005-A101

$< 0,1^\circ \text{K}$

$0,2^\circ \text{K}$ bis 1°K

4.2 Nullspannungsschalter mit Impulsgruppensteuerung für Triac

Die Wechselstromlast (Heizung) schaltet der Triac TX C01 A10. Obwohl der Triac entsprechend dem Lastbedarf lediglich ein- oder ausgeschaltet werden muß, ist eine geeignete Steuerschaltung **Bild 4.2** nötig. Mit der Steuerschaltung erreicht man volle Potentialtrennung zwischen Gleich- und Wechselspannung, und außerdem werden die von den Schaltstößen des Triac ausgehenden Netzstörungen stark herabgesetzt.

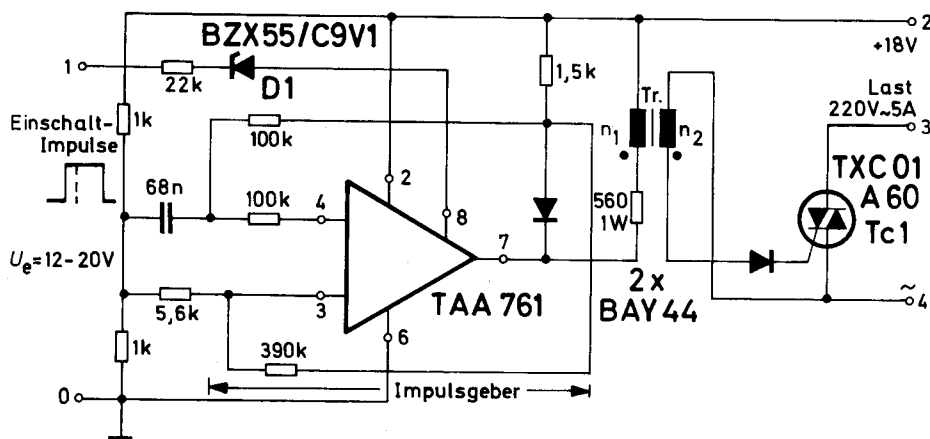


Bild 4.2

Verwirklicht werden die genannten Eigenschaften mit einem Impulsgeber mit ca. 2,5 kHz Schwingfrequenz und einem Impulsübertrager, der sekundärseitig den Triac ansteuert. Im eingeschalteten Zustand wird also der Triac impulsmäßig ca. alle 400 μs angesteuert. Da der Triac andererseits bei jedem Stromnulldurchgang (alle 10 ms) der anliegenden Wechselspannung abschaltet, erfolgt das Wiedereinschalten bereits spätestens 400 μs nach dem Stromnulldurchgang, also bei noch

verhältnismäßig kleinen Augenblickswerten des Stromes. Der Impulsgeber wird hier mit einem Operationsverstärker TAA 761 realisiert. Ist der Impulsgeber außer Betrieb, wird auch der Triac nicht angesteuert und die Last abgeschaltet. Die Steuerung des Impulsverstärkers erfolgt z. B. von einem Meßverstärker über eine Zenerdiode D_1 und dem Eingang 8 des Operationsverstärkers TAA 761 und zwar so, daß bei hoher Steuer-Spannung am Eingang die Last abgeschaltet ist. Die Impulsfolge ist ≤ 5 Impulsgruppen je Minute zu wählen.

Der Impulsübertrager Tr arbeitet als Speichertransformator, deshalb ist auf die Wicklungspolarität der Spule zu achten.

[IO-7147] ●

Technische Daten:

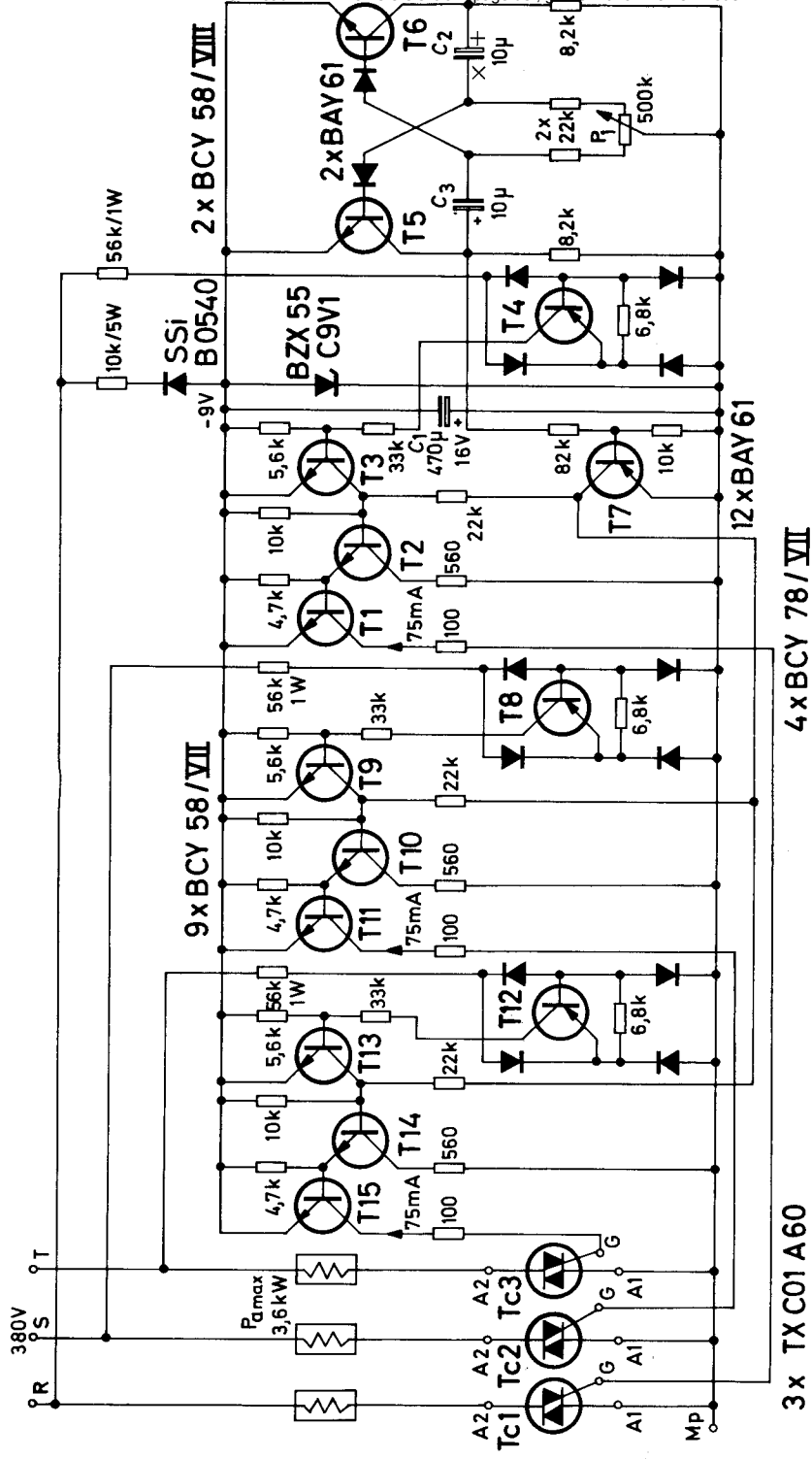
Netzspannung	220 V \sim 50/60 Hz
Last (max)	220 V/5 A
Versorgungsspannung des Nullschalters	20 V
Steuersignale für Pakete	12—20 V
Schaltfolge	≤ 6 je Minute
Transformator Tr	B 65837-A 0000-R 026 0,05 mm L (Papierlage) $n_1 = 300$ Wdgn 0,12 CuL $n_2 = 100$ Wdgn 0,10 CuL

4.3 Periodische Schwingungsgruppensteuerung mit Nullspannungsschalter für Drehstromverbraucher

Im folgenden wird ein elektronischer Nullspannungsschalter für Drehstromnetze mit den Triacs $3 \times$ TX C01 A60, $3 \times$ TX D99 A50, $3 \times$ TX D98 A50 und $3 \times$ TX E99 A50 beschrieben. Die max. steuerbare Drehstromleistung beträgt 3,6 kW, 6 kW, 9 kW bzw. 15 kW.

Der Nullspannungsschalter ist mit einem Taktgeber verbunden. Die so entstandene Schwingungsgruppensteuerung dient zur stufenlosen Leistungseinstellung von wärmetechnischen Drehstromverbrauchern.

Zur Ansteuerung von Triacs sind viele Schaltungen bekannt. Sie unterscheiden sich jedoch in ihren qualitativen Eigenschaften, insbesondere in der Größe der beim Schalten erzeugten Störspannung. Bei dem hier verwendeten Nullspannungsschalter schaltet der Triac den Lastwiderstand immer im Wechselspannungs-Nulldurchgang ein bzw. aus, deshalb treten an diesem während des Betriebes keine Spannungssprünge und somit keine Störspannungen auf. Auch die Forde-



71 Bild 4.3

rung an die kritische Stromsteilheit $[di/dt]_E$ des Triacs ist gering, weil der Laststrom entsprechend der Netzfrequenz nicht sprunghaft, sondern sinusförmig ansteigt.

Die vorliegende Schwingungsgruppensteuerung dient zur stufenlosen Leistungssteuerung von reellen Lasten im Drehstromkreis. Die Schaltung **Bild 4.3** besteht aus drei Nullspannungsschaltern, für jede Drehstromphase R-S-T einem, sowie einem gemeinsamen Taktgeber.

Der Laststrom in den Drehstromkreisen wird mittels der 3 Triacs Tc_1 , Tc_2 , Tc_3 und der dazugehörigen Nullspannungsschalter nur zeitweise, jedoch in Form vollständiger Halbwellen durchgelassen.

Die Drehstromleistung ist durch die prozentuale Einschaltdauer des Taktgebers mittels des Potentiometers P_1 zwischen 4 und 96 % stufenlos einstellbar. Der Taktgeber — ein astabiler Multivibrator — schaltet die Transistoren T_2 , T_{10} , T_{14} der Nullspannungsschalter in den leitenden Zustand und damit indirekt auch die 3 Triacs und die Lasten im jeweils vorgewähltem Tastverhältnis, zwischen den erwähnten Grenzen. Die Frequenz des Taktgebers bestimmt die Einschalthäufigkeit des Verbrauchers; sie richtet sich nach dessen thermischer Zeitkonstante. Je nach Größe der Kondensatoren C_2 und C_3 ergeben sich unterschiedliche Taktfolgen.

Die von den Triacs $3 \times TXCO 1 A 60$ gesteuerte Last wird nach oben vom Dauereffektivstrom (6 A) der Triacs begrenzt, d. h. am 380 V Drehstromnetz kann mit den Triacs eine max. Drehstromleistung von 3,6 kW geschaltet werden.

Die kleinste zu schaltende Leistung hängt von der Breite des Steuerimpulses am Triac-Gate und vom Haltestrom des Triacs ab. Der Triac bleibt nur dann während der gesamten Halbperiodendauer gezündet, wenn nach Ablauf des Steuerimpulses bereits der Triac-Haltestromwert im Laststromkreis überschritten wurde.

Bei einem Triggerimpuls von 200 μsec stehen zum Ansteuern einer periodischen Halbwellen eine Impulsbreite von 100 μsec zur Verfügung. Bei einem typischen Haltestrom von 30 mA für den Triac-Typ TXCO 1 muß die zu schaltende Drehstromleistung größer als 450 W sein.

Mit derselben Steuerschaltung können auch leistungsstärkere Triacs angesteuert werden. In den nachfolgenden technischen Daten sind die jeweiligen Triacs mit ihrer max. zu steuernden Drehstromleistung angegeben.

[KH-7176] ●

Technische Daten:

Drehstromspannung	$3 \times 380 \text{ V}$
Sinus-Gruppensteuerung	4 bis 96 %
Taktfolge $C_2, C_3 = 47 \mu\text{F}$	$T = 24 \text{ sec}$
$= 10 \mu\text{F}$	$T = 5 \text{ sec}$
$= 1 \mu\text{F}$	$T = 0,6 \text{ sec}$
max. Leistung mit Triac T_{c1}, T_{c2}, T_{c3}	TX CO 1 A 60 3,6 kW TX D 99 A 50 6 kW TX D 98 A 50 9 kW TX E 99 A 50 15 kW
Leistungsregler	Potentiometer P 1 500 k Ω

4.4 Transistorzündung mit üblichem Unterbrecher

Die Transistorzündung **Bild 4.4** arbeitet nach dem Speicherprinzip wie die übliche Unterbrecher-Zündung. Der Strom durch die Zündspule wird vom Transistor geschaltet, der Unterbrecher steuert lediglich den Basisstrom des Steuertransistors. Die wesentlichen Hauptmerkmale der Transistorzündung sind:

1. Unterbrecherentlastung
2. Gleichmäßige Zündimpulse
3. Möglichkeit von Hochleistungs-Zündanlagen mit neuen „Super-Zündspulen“.
4. Geringe Motor-Abgase durch dauernd optimal eingestellte Zündung
5. Weitgehende Wartungsfreiheit

In der vorliegenden Transistorzündung wurde der hochsperrende Leistungstransistor BUY 73 eingesetzt und erprobt.

Mehrere Versuchsschaltungen der Transistorzündung wurden in verschiedenen Fahrzeugen mit Erfolg erprobt.

Es gibt zwei verschiedene Zündsysteme für Kraftfahrzeuge:

- a) Kondensatorzündung
- b) Spulenzündung

zu a)

Bei der Kondensatorzündung wird die Energie für den Zündimpuls in einem Kondensator gespeichert und im Zündzeitpunkt auf die Zündspule geschaltet (z. B. mit Thyristor). Diese Zündung arbeitet nach dem sogenannten Durchlaßprinzip.

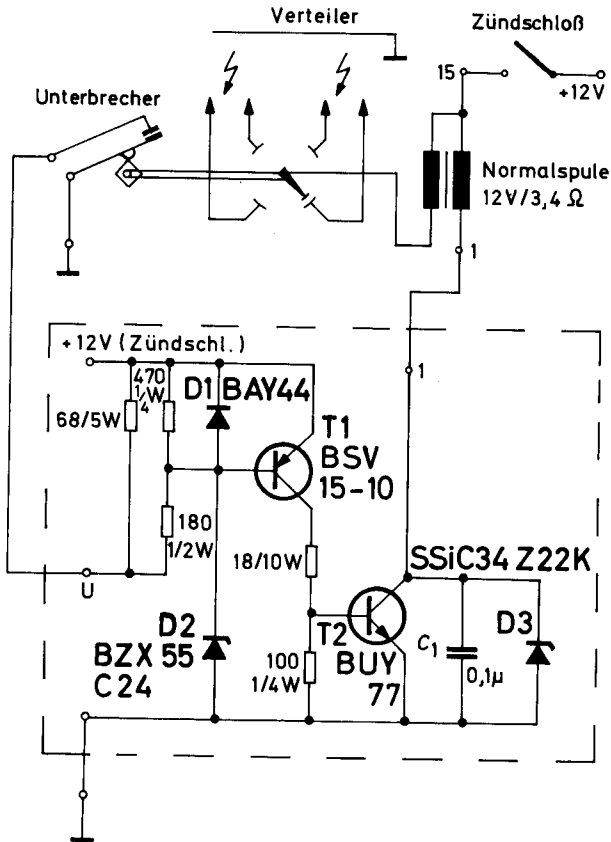


Bild 4.4

zu b)

Die Energie für den Zündimpuls wird in der Induktivität der Zündspule gespeichert. Die Zündung erfolgt dann, wenn der Spulenstrom abgeschaltet wird. Die Anlage arbeitet nach dem Speicherprinzip.

Der Vorteil dieser üblichen Zündung ist ein verhältnismäßig langandauernder Zündfunke. Es gibt keine Entflammungsschwierigkeiten im Zylinder und dadurch nur wenig schädliche Abgase.

Die Kapazität C_1 lässt die Abschaltspannungsspitze langsamer aufbauen als die Sperrfähigkeit des Transistors einsetzt; damit bleiben die Schaltverluste klein. Die Kapazität darf nicht zu groß sein, sonst erfolgt der Spannungsanstieg zu langsam und die Primärzündspitze

wird auf Werte $< 220 \text{ V}$ verlagert. Die Sperrspannung am Transistor wird auf ca. 220 V mit der Z-Diode SSi C 34 Z 22 K begrenzt. Wenn der Transistor den Zündstrom abschaltet, tritt eine Spitzenverlustleistung von 27 W auf (Umschaltdauer $5 \mu\text{s}$). Die höchsten Transistor-Verluste treten auf, wenn die Zündung bei stillstehendem Motor und geschlossenem Unterbrecher eingeschaltet ist (Dauerverluste $2,1 \text{ W}$). Als Steuertransistor ist der schnelle Schalttransistor BSV 15 eingesetzt. Die Kollektor-Emitter-Restspeispannung des Zünd-Transistors BUY 77 soll klein sein, da die von ihr bewirkte Stromminderung quadratisch in die Zündenergie eingeht, und die Zündenergie mit steigender Drehzahl kleiner wird. Der Betrieb dieser Transistorzündung ist bei abgeklemmtem Zündkabel zulässig.

[KU-7068] ●

Technische Daten:

Batteriespannung	14 V (8 bis 16 V)
Zündspulenwiderstand	ca. $3,4 \Omega$
Zündspannung ohne Kerze	ca. 22 kV
Brennspannung an Zündkerze	1,2 bis $1,8 \text{ kV}$
Zündkerzenstrom (Sägezahnimpuls)	40 mA
Brenn-Impulsdauer	1,4—1,6 ms
Transistor-Sperrspannung	220 bis 250 V

4.5 Kontaktloser Unterbrecher für Transistor-Zündanlage

Der Ersatz des mechanischen Unterbrechers durch eine elektronische Zündungssteuerung, den sog. kontaktlosen Unterbrecher, ergibt eine wesentliche Verbesserung der Zündanlage.

In der Schaltung Bild 4.5 wird die Zündung von einem Drehverteiler mit 4 Magneten über einen Feldplattengeber berührungslos gesteuert. Die wichtigsten Merkmale dieser Zündanlage sind:

1. Fortfall des mechanischen Unterbrechers
2. Zündung wird verschleiß- und wartungsfrei
3. Prellfreie Zündungssteuerung
4. Gleichmäßige Zündimpulse
5. Möglichkeit von Hochleistungszündungen mit großem Primärstrom
6. Leistungserhöhung durch Vergrößerung der Stromflußzeit
7. Geringe Motorabgase durch dauernd optimal eingestellte Zündung

Der Drehverteiler und der Feldplattengeber können zusammen mit dem Hochspannungs-Zündverteiler im Verteilergehäuse eingebaut werden. Die Zündwinkelverstellung über den Drehzahl- und Lastbereich erfolgt wie bisher.

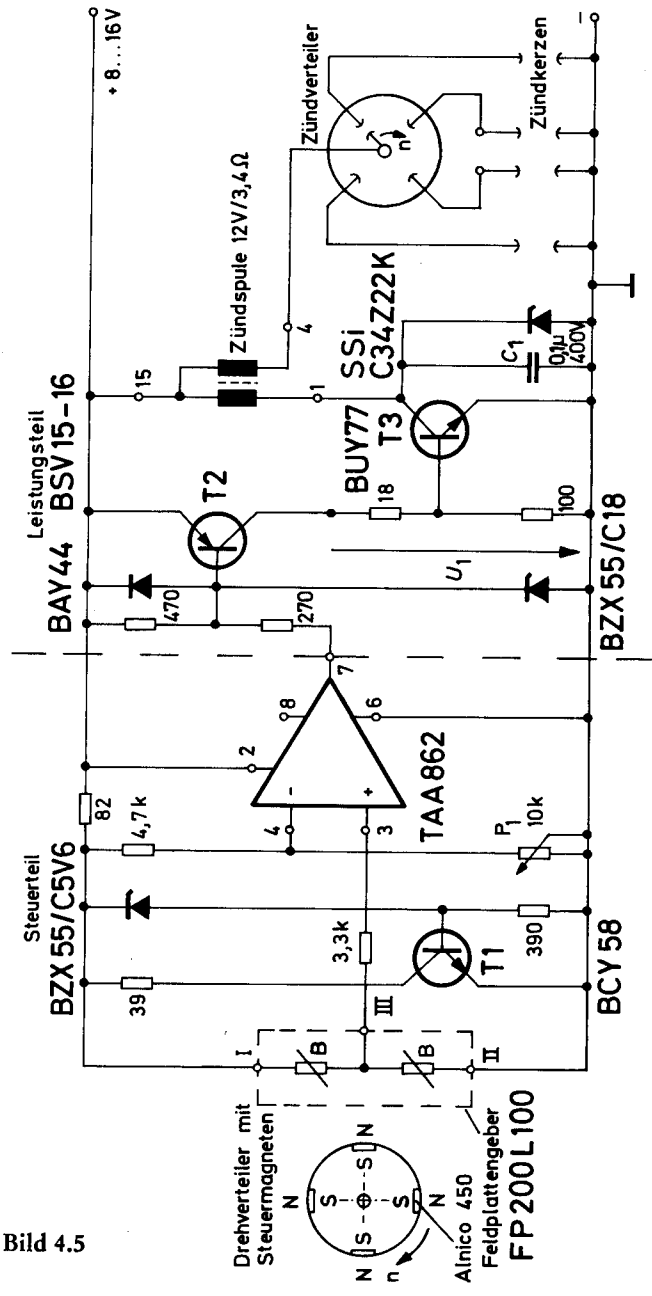


Bild 4.5

Zündanlage mit Kontakt-Unterbrecher:

Bei der Spulenzündung schaltet der Unterbrecher den Strom durch die Primärspule; die Zündspannung (ca. 20 kV) entsteht beim Abschalten des Stromes. Die hohe Strom- und Spannungsbelastung des Unterbrechers ist ein Hauptproblem der Zündung. Bedingt durch Verschmutzung und Kontaktabbrand muß die Zündung regelmäßig gewartet werden (Auswechseln des Unterbrechers, Einstellen des Zündwinkels).

Mit dem hier vorgeschlagenen kontaktlosen Unterbrecher fallen diese Probleme nicht mehr an. Die Schaltung ist in einen Steuer- und in einen Leistungsteil aufgeteilt.

Funktion der Schaltung:

Der Zündzeitpunkt und die Zündfolge werden von einem Drehverteiler mit 4 kleinen Magneten bestimmt. Die Magnete sind um jeweils 90 Grad versetzt angebracht, wie es für den Betrieb eines Vierzylinder-Viertaktmotors erforderlich ist.

Wenn der Drehverteiler läuft, dann erzeugt jeder der 4 Magnete einen Wechselspannungsimpuls im Feldplattengeber. Der Steuerimpuls wird am Mittelabgriff III abgenommen, der nachgeschaltete Signalverstärker TAA 862 Bild 4.5 schaltet, wenn der mit dem Regelpotentiometer P_1 eingestellte Schwellwert erreicht ist. Damit wird über T_2 und den Haupttransistor BUY77 der Primärstrom eingeschaltet. Sinkt die Spannung wieder unter den Schwellwert, dann wird der Primärstrom unterbrochen. In diesem Moment baut sich die zur Zündung erforderliche Hochspannung an der Zündkerze auf.

Feldplattengeber:

Der Feldplattengeber besteht aus zwei zusammengeschalteten „vorgespannten Feldplatten“ mit gleichem Ohmschen Widerstand. Durch die Hintereinanderschaltung zweier gleicher Elemente und mit Mittelabgriff der Signalspannung, wird die große Temperaturabhängigkeit der einzelnen Feldplatten mit ausreichender Genauigkeit kompensiert. Die Gleichspannung am Punkt III bleibt temperaturstabil. Wird ein Magnet in ausreichend kleinem Abstand am Feldplattengeber vorbeigeführt, wird das wirksame Magnetfeld durch die eine Feldplatte geschwächt und das Magnetfeld durch die zweite Feldplatte verstärkt. Am Mittelabgriff wird ein sinusförmiger Steuerimpuls abgenommen. Der Zündstrom wird mit der anfänglich flachen Signalflanke eingeschaltet und mit der steilen Wende-Flanke abgeschaltet. Die erforderliche Winkelgenauigkeit von $\pm 0,5$ Grad kann nur mit der steilen Wende-Flanke des Steuerimpulses erreicht werden. Die Impulsdauer

wird durch die Magnete (Abmessungen, Magnetisierungsart) festgelegt.

Die Spannungsstabilisierung für den Feldplattengeber wird mit einer Parallelregelung durchgeführt; damit ist der Eingang (Anschluß I, II, III) kurzschlußfest. Die Schließzeit (Stromflußzeit) wird mit dem Potentiometer P_1 eingestellt. Die kontaktlose Zündungssteuerung ist auch bei fast völlig entladener Batterie bei z. B. $U_{\text{Batt}} > 2$ bis 3 V betriebsbereit. In unserem Versuchsaufbau wurde die bisherige Art der Zündwinkelverstellung beibehalten.

Schließverhältnis, Primärzündenergie:

Das Schließverhältnis gibt die Stromflußzeit in der Primärspule an.

$$V_S = \frac{t_s}{t_s + t_o} \cdot 100 \% \quad \begin{array}{l} t_s = \text{Schließzeit} \\ t_o = \text{Öffnungszeit} \end{array}$$

Mit mechanischem Unterbrecher ist ein Schließverhältnis von ca. 60 % üblich. Größere Einschaltzeiten sind wegen dem damit verbundenen kleineren Kontaktabstand schädlich für den Unterbrecher. Das Schließverhältnis kann mit dem kontaktlosen Unterbrecher wesentlich größer als bei der üblichen Zündung gewählt werden. D. h., bei gleichbleibender Zündspule steht also mit der kontaktlosen Steuerung mehr Zündenergie bei hohen Drehzahlen zur Verfügung. Damit ist die bei höherdrehenden Motoren bisher angewandte Methode der Primärstromerhöhung mit niederohmigen Zündspulen zum Teil nicht mehr notwendig. Die Öffnungszeit muß so gewählt sein, daß sich der Kondensator C_1 parallel zum Transistor BUY77 über die Zündspule entlädt.

[KU-7107] ●

Technische Daten:

Batteriespannung	8 bis 16 V
Zündspulenwiderstand	$> 3,1 \Omega$
Primärzündspannung	220 V
Sekundärzündspannung	22 kV
Feldplattengeber	FP 200 L 100
Steuermagnet	Al Ni Co 450
Luftspalt	0,70 mm
Schließverhältnis	90 %
zul. Umgebungstemperaturbereich	-40 bis +125 °C

4.6 Kontaktlose Thyristor-Zündanlage für 2-Takt-Motor

Die Zündanlagen für Mehrzylinder-Zweitakt-Motore arbeiten ohne Zündverteiler. Es ist deshalb für jeden Zylinder eine eigene Zündspule mit zugehöriger Steuerung notwendig.

Für einen Zweitakt-Motor wurde eine Thyristorzündanlage Bild 4.6 entwickelt, wobei die Zündung kontaktlos über den Feldplattengeber FP 200 L 100 mit einem Magnet gesteuert wird. Zu bemerken ist, daß für jeden Zylinder ein Geber erforderlich ist.

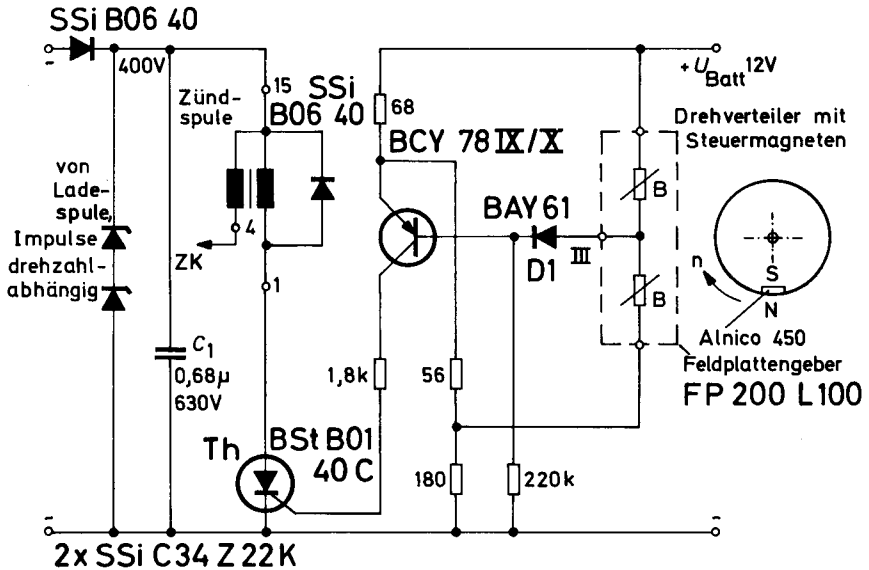


Bild 4.6

Die Zündenergie wird von einer Ladespule geliefert. Die Spannung am Kondensator ist drehzahlabhängig und zum Schutz der Thyristoren auf 400 V begrenzt.

Der Steuermagnet erzeugt einen Wechselspannungsimpuls am Mittelabgriff III des Feldplattengebers. Der sich vorbeibewegende Magnet muß so gepolt sein, daß dieser Impuls mit der positiven Halbwelle beginnt. Während der negativen Halbwelle wird der Transistor leitend und zündet den Thyristor Th. Dieser schaltet die Zündspule an den Kondensator C₁ und über die Zündspule ZS erfolgt die Zündung an der Zündkerze ZK. Wenn der Kondensator wieder entladen ist, sperrt der Thyristor. Der Kondensator C₁ wird nachgeladen bis der Magnet die nächste Feldplatte ansteuert.

Die Winkelgenauigkeit bleibt unabhängig von der Umgebungstemperatur durch den Einsatz der Differenzfeldplatte FP 200 L 100 und der Diode D₁ erhalten. Diese Diode kompensiert den Temperaturkoeffi-

zienten des Transistors BCY 78. Im Geber sind zwei gleiche Feldplatten-Elemente hintereinander geschaltet, wodurch die an sich große Temperaturabhängigkeit der einzelnen Feldplatte ausreichend kompensiert wird. Die Amplitude des von der Feldplatte stammenden Steuersignales ist unabhängig von der Drehzahl des in Frage kommenden Drehzahlbereich.

[KU-7169]

Technische Daten:

Batteriespannung	14 V (10 bis 16 V)
Primärzündspannung	400 V
Sekundärzündspannung ohne Zündkerze	32 kV
Sekundärzündspannung an 100 k Ω (bei 2000 U/m)	11 kV
Sekundärzündspannung an 100 k Ω (bei 1000 U/m)	8 kV
Steuersignal an der Feldplatte	1,5 V
Luftspalt zwischen Steuer magnet u. Feldplatte	1 mm

5. Foto- und Magnetik-Schaltungen

5.1 Lichtschrankenverstärker

In dem vorliegenden Lichtschrankenverstärker sind die Fototransistoren BPY 61 I in Serienschaltung betrieben. Damit können 4 Lichtschranken mit nur einer Auswerteschaltung verbunden werden. Die Schaltungsanordnung ist im Bild 5.1 dargestellt. Um die unterschiedliche Empfindlichkeit der Fototransistoren auszugleichen, wurden Parallelwiderstände angeordnet. Außerdem sollen die Fototransistoren etwa die gleiche Empfindlichkeit aufweisen. Diese Vorkehrungen müßten auch bei Verwendung von Fotodioden getroffen werden. Die Empfindlichkeit wird zwar dadurch etwas herabgesetzt, bleibt aber gut ausreichend. Die Speisespannung der Fototransistoren wurde über eine Serienregelung stabilisiert. Über den Teiler am

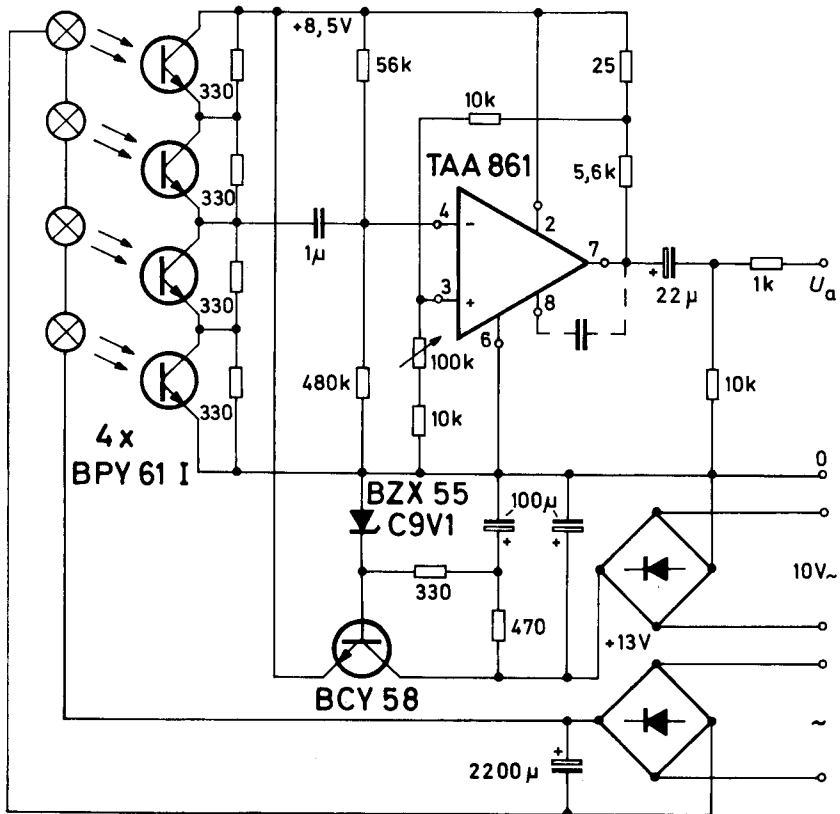


Bild 5.1

(+)Eingang 3 des Operationsverstärkers kann man die Schaltauslösung einstellen. Das gewünschte Schalten beim Durchfallen eines Drahtes mit bestimmtem Durchmesser ($> 0,5$ mm) wurde bei geeigneter Optik und durch Einstellen einer Spannung von ca. 30 mV zwischen den Eingängen 3 (+) und 4 (-) des Operationsverstärkers erreicht. Eine weitere Erhöhung der Auslöseempfindlichkeit ist nur bei zusätzlicher Glättung der Lampenspannung möglich. Es können auch Fototransistoren z. B. BPY 62 eingesetzt werden, hierbei müßten aber die Parallelwiderstände und die Speisespannungs-Regelung angepaßt werden.

[NF-7165]

5.2 Lichtgesteuerter Lampenregler

Die in Bild 5.2 gezeigte Schaltung eignet sich zur Helligkeitsabhängigen Leistungssteuerung von Lampen oder anderen Wechselstromverbrauchern. Solange der Photowiderstand R_{Ph} hell beleuchtet ist, hat er einen kleinen elektrischen Widerstand. Dabei ist der Nebenanschluß zum Kondensator C_3 , bestehend aus Photowiderstand R_{Ph} und Vorwiderstand R_1 so niederohmig, daß die Spannung am Phasenschieberkondensator ($0,22 \mu\text{F}$) während einer Sinushalbwelle nicht die zum Triggern nötige Kippspannung der Diac Dc erreicht. Mit abnehmen-

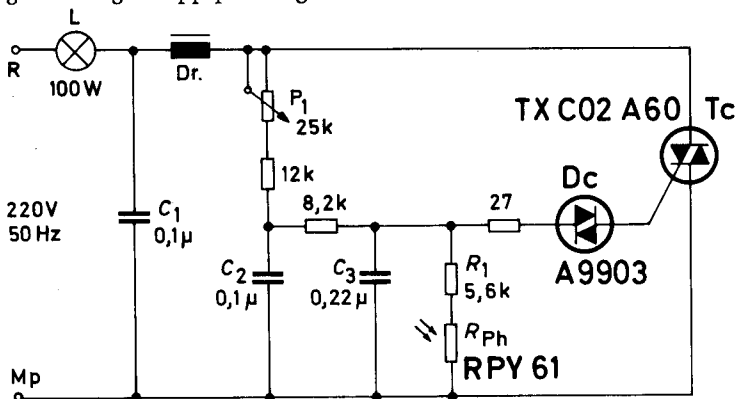


Bild 5.2

der Stärke der Beleuchtung des Photowiderstandes steigt dessen Widerstand und damit die Spannung am Kondensator C_3 . Von einem bestimmten Helligkeitswert an wird der Triac Tc während jeder Halbwelle gezündet und damit die Last an die Netzspannung geschaltet. Die Ansprechhelligkeit ist mit dem Potentiometer P_1 einstellbar. Die Leistung an der Last L kann stufenlos in einem weiten Be-

reich gesteuert werden. Die Drossel D_r und der Kondensator C_1 dienen der Entstörung.

[KH-7076] ●

Technische Daten:

Netzanschlußspannung	220 V/50 Hz
Lastwiderstand L	Glühlampen 100 bis 500 Watt
Regelbereich	30 bis 160 V
Entstördrossel D_r	B 82603-A-A 11

5.3 Automatische Beleuchtungszeitsteuerung

Zur automatischen Belichtungszeit-Steuerung wurde eine Schaltung entwickelt, die ein von der Beleuchtungsstärke abhängiges Zeitsignal erzeugt.

Die Schaltung arbeitet schon bei sehr kleinen Beleuchtungsstärken von z. B. 250 mLux. Als Fotodiode wurde die neu entwickelte Fotodiode FV 1/4 mit $F \approx 9 \text{ mm}^2$ eingesetzt. Die Betriebsspannung von 2,7 V kann z. B. von zwei 1,5 V Zellen geliefert werden. Das Gerät benötigt wegen der sehr geringen Stromaufnahme von $2 \mu\text{A}$ keinen Einschalter. Die Schaltung Bild 5.3.1 besteht aus einem hochempfindlichen Differenzverstärker mit den Transistoren T_1 und T_2 , deren Emittorstrom etwa $1 \mu\text{A}$ beträgt und mit dem Transistor T_3 eingepreßt wird.

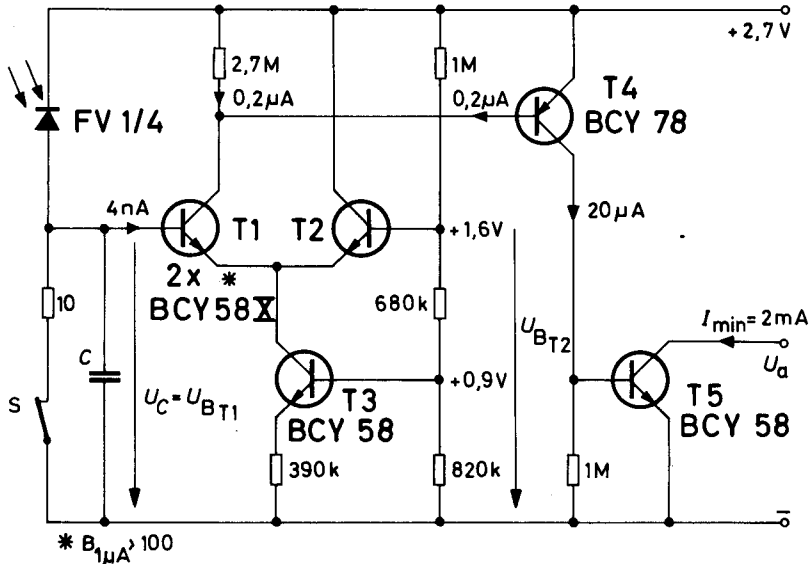


Bild 5.3.1

Die Stromverstärkung von T_1 und T_2 sollte bei diesem Emittorstrom noch größer als 100 sein, was von den Transistoren BCY 58 X erreicht wird. Damit arbeitet die Schaltung noch bei kleinsten Beleuchtungsstärken.

Die Basis von T_2 ist über einen Spannungsteiler auf 1,6 V eingestellt, die Spannung an der Basis von T_1 beträgt 0 V, es fließt kein Basisstrom. Wird der Schalter S betätigt, so öffnet der Kontakt. Wird die Fotodiode gleichzeitig beleuchtet, lädt sich der Kondensator C auf, dessen Spannung linear ansteigt bis die Basisspannung von T_2 erreicht ist. Dann fließt Basisstrom in T_1 . Der Kollektorstrom von T_1 steuert T_4 auf, dessen Kollektorstrom von T_5 auf > 2 mA Ausgangsstrom verstärkt wird. Über T_5 kann die Beleuchtung wieder unterbrochen werden. Ist der Kontakt S wieder geschlossen, entlädt sich C und die Schaltung ist wieder für einen neuen Ablauf bereit.

Die Ladezeit des Kondensators entspricht der Beleuchtungszeit. Sie ist von der Größe des Fotostromes bzw. der Beleuchtungsstärke abhängig. Bild 5.3.2 zeigt die Funktion der Beleuchtungszeit in Abhängigkeit vom Fotostrom.

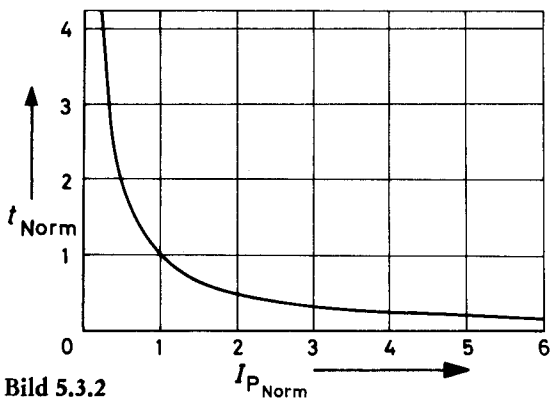


Bild 5.3.2

Die Ladekurve wird umso flacher verlaufen und der Zeitfehler größer, je näher der Fotostrom dem Basisstrom kommt. Bei einem Basisstrom, der 75 % des Fotostromes beträgt, ist der Zeitfehler etwa 15 %. Der erforderliche Basisstrom von T_1 beträgt etwa 4 nA, so daß bei dem o. g. Zeitfehler der minimale Fotostrom 6 nA sein sollte. Daraus resultiert die geringste Beleuchtungsstärke von 250 mLux.

[NO-7132] ●

Technische Daten:

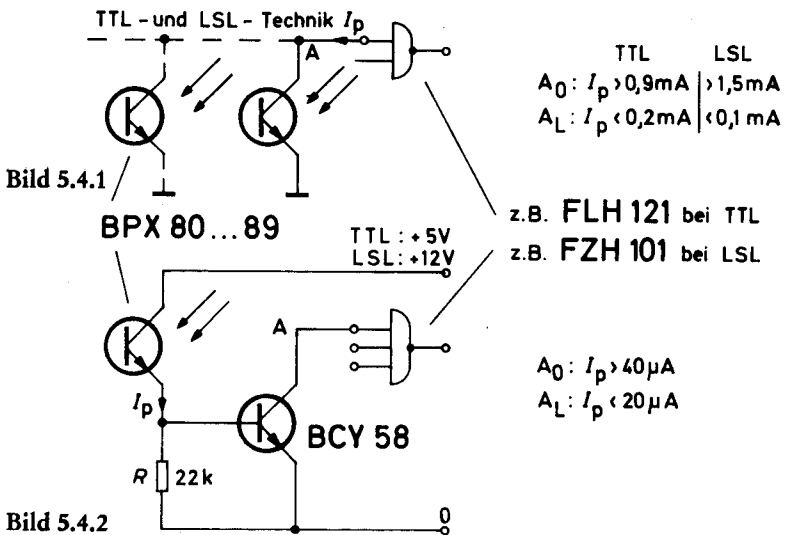
Betriebsspannung	2,7 V
Stromaufnahme, bei unbeleuchteter Diode	2 μ A
Stromaufnahme, bei beleuchteter Diode	20 bis 100 μ A
min. Beleuchtungsstärke	250 mLux
max. Beleuchtungsstärke	beliebig
max. Ausgangsstrom	> 2 mA

5.4 Ansteuerung von Digitalbausteinen mit Fotozeile BPX 80... 89

Zur Ansteuerung von Logikbausteinen (TTL-, ECL-, LSL-, MOS-Technik) mit unserer Fotozeile BPX 80—BPX 89, werden einige Schaltungsmöglichkeiten gezeigt.

Es werden einige Varianten angegeben, so daß bei Beleuchtung der Zeile wahlweise ein O- oder ein L-Signal am nachfolgenden Gatter zu liegen kommt.

Wegen der getrennten Kollektoren der Fotozeile BPX 80... 89 können die meisten Digitalbausteine direkt angesteuert werden. Zwischen-

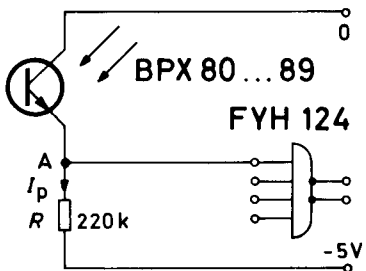


schaltglieder erhöhen die Fotoempfindlichkeit der Schaltungen. Die Bilder 5.4.1 bis 5.4.4 zeigen die wichtigsten Ansteuerschaltungen. In den Schaltungen sind die Fotoströme für den Zustand logisch L und O am Eingang der Digitalbausteine eingetragen.

Mit dem Widerstand R kann die Ansprechempfindlichkeit der Schaltungen geändert werden.

[NO-7120]

ECL - Technik

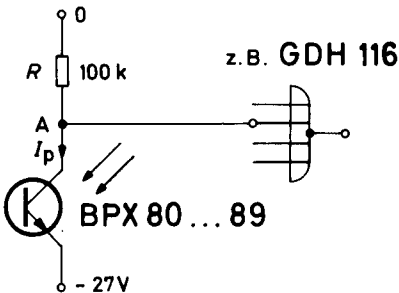


$$A_0: I_p < 16 \mu A$$

$$A_L: I_p > 18 \mu A$$

Bild 5.4.3

MOS - Technik



$$A_0: I_p < 15 \mu A$$

$$A_L: I_p > 100 \mu A$$

Bild 5.4.4

5.5 Feldplatten-Endschalter mit großer Schaltgenauigkeit

Mit der Differenzfeldplatte GV 3 (FP 210 D 250) wurden Endschalter mit einer Schaltgenauigkeit $< 0,001$ mm aufgebaut. Die Schalter können wahlweise mit 20 V oder TTL-kompatibel mit 5 V betrieben werden. Ihr Schaltstrom beträgt max. 1 A.

Bild 5.5.1 zeigt den mechanischen Prinzipaufbau des Endschalters. Auf dem Bild 5.5.2 ist die Schaltung ersichtlich.

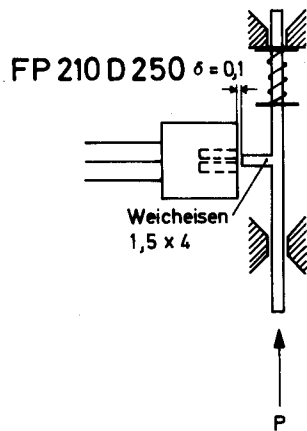


Bild 5.5.1

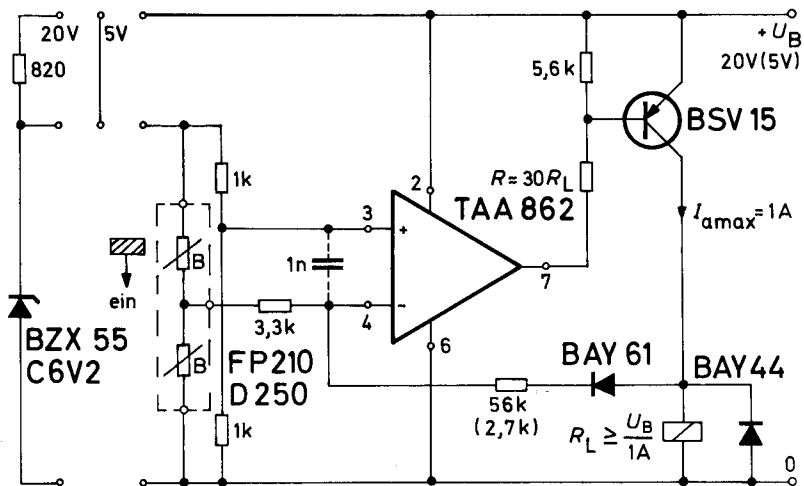


Bild 5.5.2

Zur Hystereseeerzeugung wurde die Rückkopplung der Schaltung so ausgeführt, daß Betriebsspannungsänderungen den Schaltpunkt praktisch nicht beeinflussen. Die Diode BAY 61 trennt die Rückkopplung so lange von der Brückenschaltung, bis deren Nullpunkt erreicht ist. Die Schaltgenauigkeit hängt weitgehend vom mechanischen Aufbau des Schalters ab, während die Temperaturabhängigkeit des Schaltpunktes von TK-Unterschieden der Feldplatten verursacht wird. Die am Eingang des Operationsverstärkers gestrichelt eingezeichnete Kapazität unterdrückt eventuell auftretende Störspannungen. Mit der Leistungsstufe BSV 15 wurde die Schaltung so erweitert, daß Ausgangsströme bis 1 A geschaltet werden können. [NG-7170]

Technische Daten:

Betriebsspannung	20 V (5 V)
max. Schaltstrom	1 A
Schaltgenauigkeit	< 0,001 mm
max. Temperaturkoeffizient des Schaltpunktes	$\sim \pm 0,0004 \text{ mm}/^\circ\text{C}$
Hystereseweg	$\sim 0,3 \text{ mm}$
Steilheit der Feldplatte	$\sim 3 \text{ V/mm}$

5.6 Potentialfreies Strommeßgerät mit Feldplatten

Zur potentialfreien Messung von Strömen wurde die in Bild 5.6.1 gezeigte Schaltung entwickelt. Als Meßfühler dienen zwei in einem Magnetkreis angeordnete Feldplatten FP 30 D 250 E in Differenzschaltung. Den mechanischen Aufbau des Magnetkreises zeigt Bild 5.6.2.

Eine Umschaltung des Strommeßbereiches kann durch Abgriff bei den Wicklungen n_1 und n_1' erreicht werden. Bei einer AW-Zahl von 23 ist der Meßfehler < 0,2 %, ohne Instrumentenfehler.

Als Meßfühler werden zwei Feldplatten in einer Brückenschaltung Bild 5.6.1 verwendet. Der Ausgang der Brücke steuert den Differenzgang des Operationsverstärkers TAA 862. Dieser regelt so lange den Anzeigestrom nach, bis die AW der beiden Spulen übereinstimmen. Durch die Verwendung von zwei gepaarten Feldplatten wird deren Temperaturkoeffizient weitgehend kompensiert. Die Brückenspannung wird mit einer Zenerdiode stabilisiert. Mit dem Trimmer P wird die Brücke abgeglichen und die Offsetspannung des Operationsverstärkers kompensiert ($I_{\text{Mess}} = 0$). Der Anzeigestrom ist dem Meßstrom, entsprechend dem Verhältnis der Windungszahlen, direkt proportional. Zur Erhöhung der Empfindlichkeit wurde der innere Teil des EI-Kerns

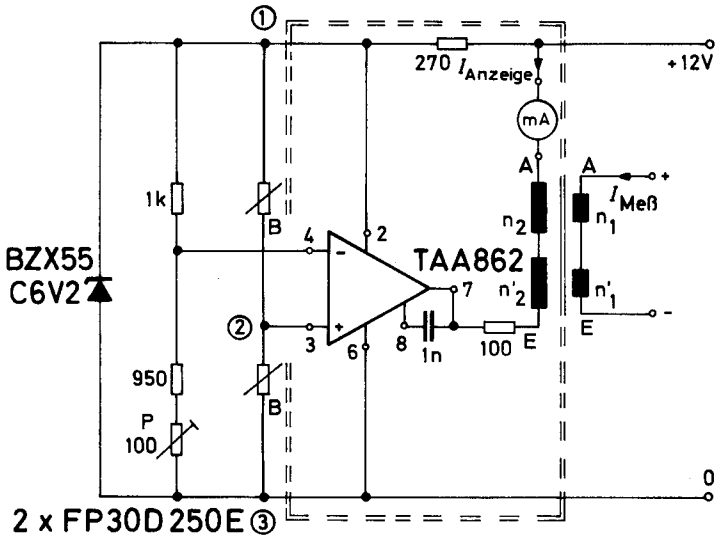


Bild 5.6.1

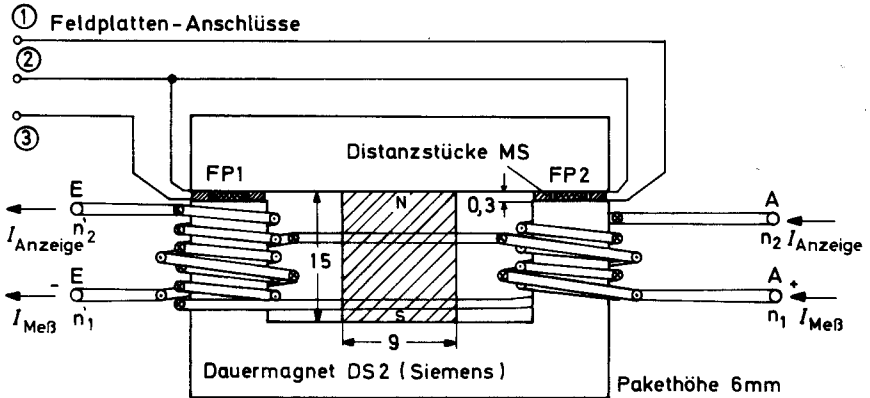


Bild 5.6.2

durch einen Permanentmagneten DS 2 ersetzt und dadurch die Feldplatten vorgespannt. Die Toleranz der Messing-Distanzstücke soll möglichst klein sein. Die Magnetkreis- und Wicklungsanordnung sowie der Wickleinsinn sind dem Bild zu entnehmen und müssen für die einwandfreie Funktion der Schaltung eingehalten werden. Durch die Aufteilung der Windungen auf zwei gleiche Spulen wird eine weitgehende Kompensation der Spulenfelder gewährleistet und die Belastung der Feldplatten von den AW unabhängig.

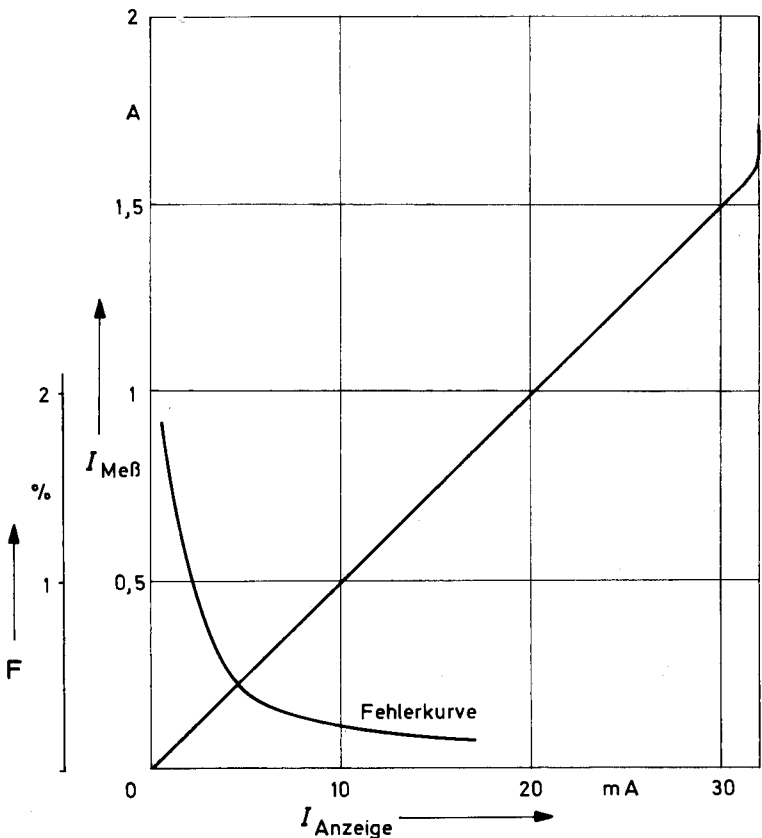


Bild 5.6.3

Bild 5.6.3 zeigt den Meßstrom und den Fehler in Abhängigkeit vom Anzeigestrom. [NG-7171]

Technische Daten:

Betriebsspannung U_B	$12\text{ V} \pm 10\%$
Stromaufnahme ($I_{\text{Mess}} = 0$)	20 mA
max. Umgebungstemperatur	60°C
Meßfehler bei $\Theta \geq 23\text{ AW}$	$< 0,2\%$
Meßfehler bei $\Theta \geq 5\text{ AW}$	$< 1\%$
max. Meßstrom	$I_{\text{Mess}} = \frac{69\text{ AW}}{n_1 + n_1'} [\text{A}]$

Temperaturfehler:

bei max. I_{Soll} und $T_u = 60^\circ\text{C}$	$\leq 2,5\%$
bei R_0 -Paarung der Feldplatten	$\leq 1,3\%$

Tr.: Kern EI 30 (VAC) Permenorm 5000H2, Pakethöhe 6 mm

Wickeldaten: $n_1' = n_1 = \frac{69}{2 I_{\text{Mess}}} \text{ Wdg}$;

$n_2' = n_2 = 1150 \text{ Wdg}, 0,1 \text{ CuL}$;

Spulenkörper: EE 20 nach DIN 41 303

5.7 Magnetischer Weg-Spannungswandler mit Feldplatten

Bei der vorgeschlagenen Schaltung **Bild 5.7.1** läßt sich eine nahezu lineare Änderung der Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Bewegung eines Magneten bzw. Weicheisenteiles realisieren.

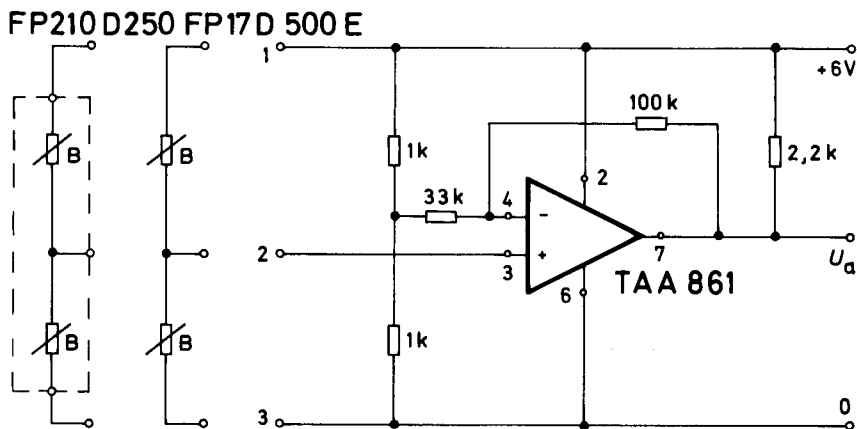


Bild 5.7.1

Die mechanischen Anordnungen der Feldplattenanordnungen zeigt Bild 5.7.2, die verschiedenen Ausgangskennlinien Bild 5.7.3.

Bei 25 °C beträgt der Linearitätsfehler der Anordnung (1) etwa 5% bei einer Wegänderung von 0,8 mm. Mit dem Feldplatten-Differentialfühler FP 210 D 250 nach Anordnung (2) läßt sich der Fehler noch weiter reduzieren.

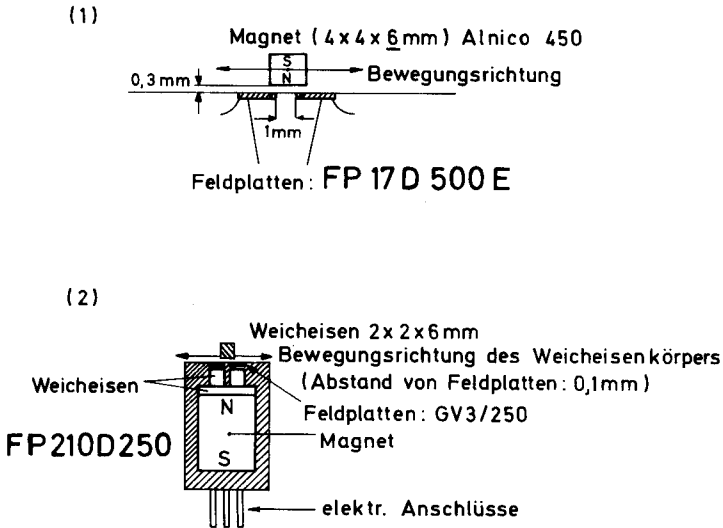


Bild 5.7.2

Bei dem angegebenen Temperaturbereich von -10°C bis $+50^{\circ}\text{C}$ beträgt der Fehler $\pm 10\%$ bei (2) bezogen auf die $+25^{\circ}\text{C}$ -Kurve. Eine weitere Temperaturkompensation ist sehr schwierig, da die TK-Änderung der Feldplatten bei verschiedenen Feldstärken über diesen geforderten Temperaturbereich etwas streut.

Linearitäts- und Temperaturfehler können durch die Magnetkreis-anordnung und Paarung der Feldplatten beeinflusst werden.

[NO-7154]

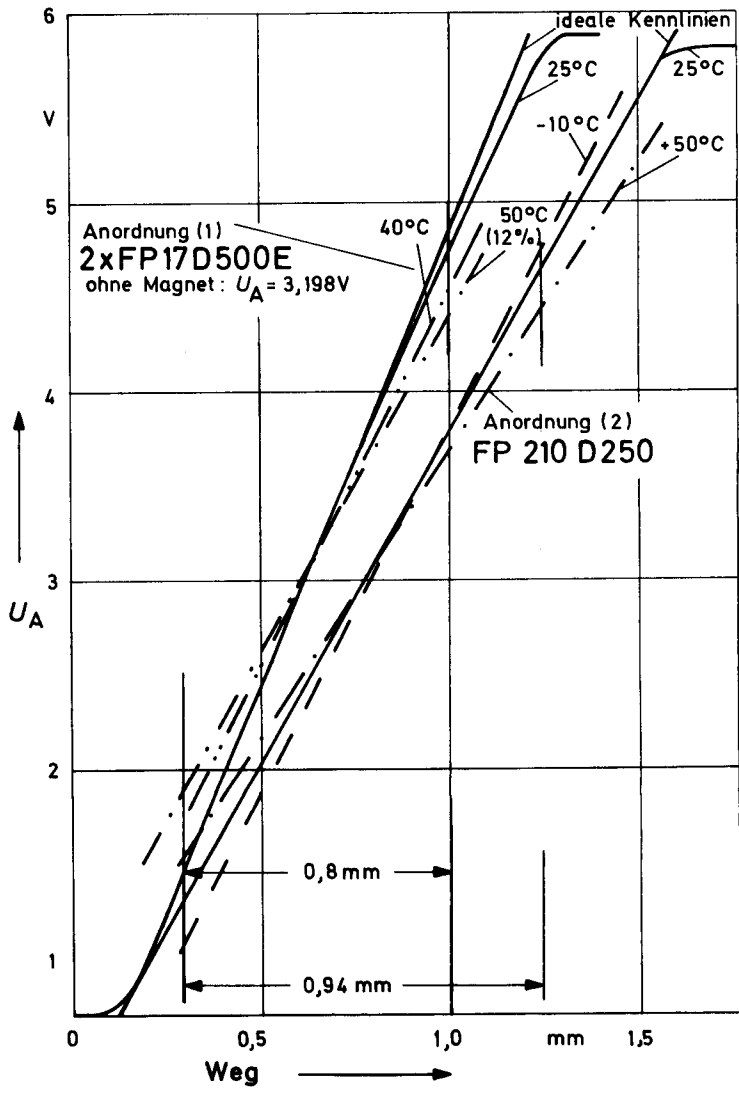


Bild 5.7.3

6. Netzgeräte, Zerhacker, Oszillatoren

6.1 Verstärkerschaltung für Fehlstrom-Schütz

Für einen Fehlstrom-Schütz wurde eine Verstärkerschaltung **Bild 6.1** entwickelt, die bei einem Fehlstromsignal von max. $24 \text{ mA}_{\text{eff}}$ (50 Hz) einen Abwurfmagneten zur Unterbrechung des Netz-Wechselstromkreises betätigt. Das Fehlstromsignal wird durch die Sekundärwicklung eines Ringkerntransformators gewonnen. Die Primärwicklung bilden die beiden Leiter des Wechselstromkreises. Die Schaltung besteht aus einem Operationsverstärker als Verstärker, den Transistoren T_1 als Umkehrstufe und T_2 als Schalter.

An den beiden Eingängen des Operationsverstärkers wird mit einem Festwiderstand R_3 die Schaltschwelle des Verstärkers eingestellt. Der Fehlstromkreis ist mit einem $56\text{-}\Omega$ -Widerstand abgeschlossen, um ein einwandfreies Wechselstromsignal zu erhalten. Das Nutzsignal muß größer als 20 mV sein, das entspricht der maximalen Offsetspannung und dem Spannungsabfall an R_3 . Um die Toleranz der Offsetspannung des Operationsverstärkers auszuschalten, kann der Widerstand R_3 durch einen Widerstandstrimmer R_4 ersetzt werden, so daß die Schaltung immer beim gleichen Fehlstromsignal von z. B. $12 \text{ mA}_{\text{eff}}$ anspricht. Bei Einengung der Offsetspannungstoleranz auf negative Werte läßt sich eine Ansprechempfindlichkeit von wenigen mA_{eff} erreichen.

Als Relaischalter kann ein Transistor BU 111 eingesetzt werden. Ebenso kann auch ein Thyristor Bst BO1 26 in Plastikausführung verwendet werden. Die Schaltung wird aus dem Netz ohne Trafo versorgt. Die Versorgungsspannung muß mit der Zenerdiode D stabilisiert werden, da die Einschaltspannung durch die große Toleranz der Elektrolytkondensatoren größer als die zulässige Betriebsspannung für den OP werden kann. Der $10\text{-}\mu\text{F}$ -Kondensator wurde eingefügt, damit die Schaltung schon beim Einschalten anspricht, falls ein Fehlstromsignal vorhanden ist. [NP 7150]

Technische Daten:

Betriebsspannung	220 V/50/60 Hz
Temperaturbereich T_{Umgebung}	-20 bis +90 °C
Stromaufnahme	2 mA
Ansprech-Fehlstrom ohne Abgleich	0 bis $24 \text{ mA}_{\text{eff}}$
Ansprech-Fehlstrom mit Abgleich	0 bis $12 \text{ mA}_{\text{eff}}$
Relais	etwa 350Ω

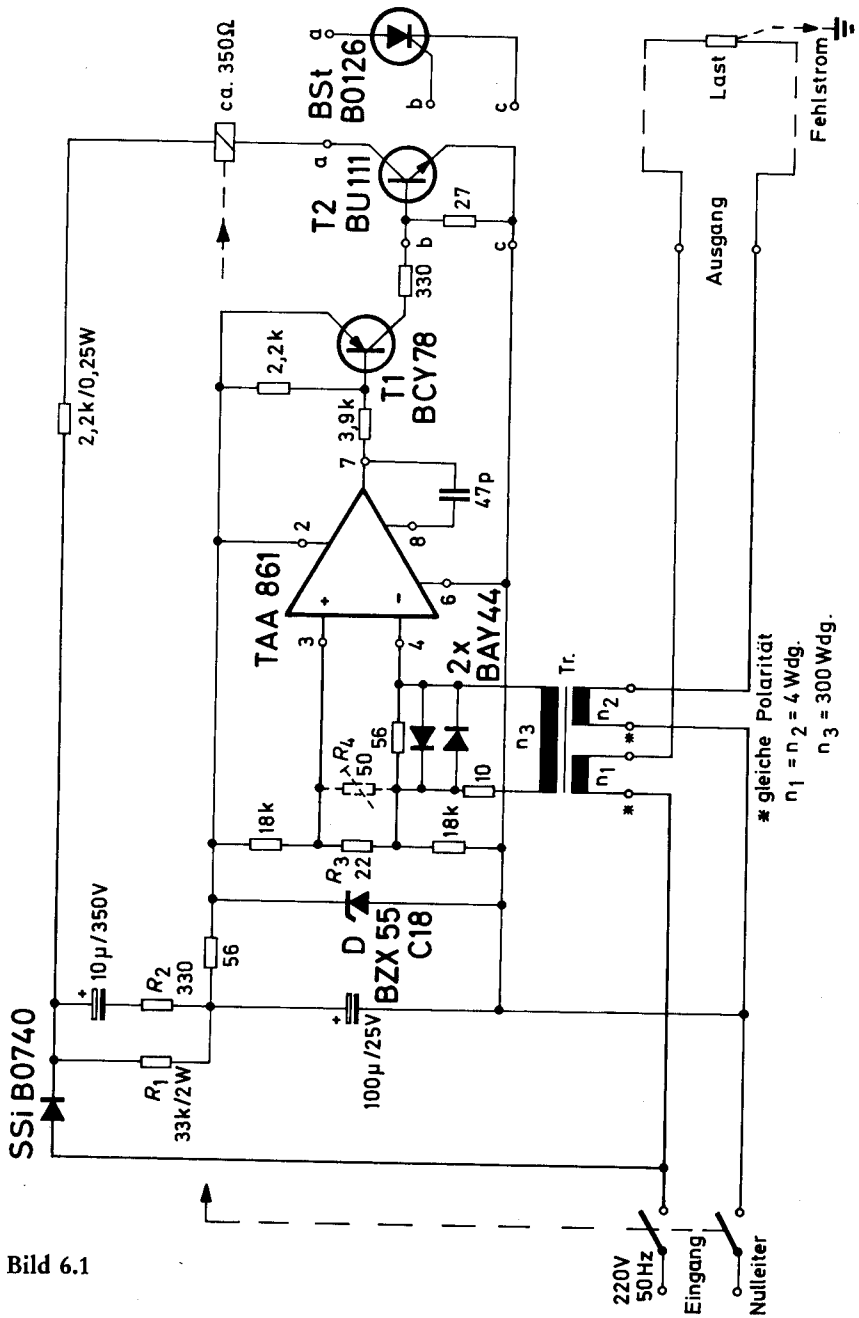


Bild 6.1

Transformator Tr $n_1 = n_2 = 4$ Windungen $3 \text{ mm}^2 \text{ CuL}$
 $n_3 = 0,2 \text{ mm } \phi \text{ CuL}$
 Eisenquerschnitt = etwa 1 cm^2

6.2 Phasenanschnittsteuerung für kleine Stromflußwinkel

Die Umformung der Netzspannung $220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ in niedrige Gleichspannung 2 bis 24 V für ohmsche und induktive Verbraucher (z. B. Projektionslampen, Gleichstrom- und Universalmotoren) kann mit Thyristorschaltungen wirtschaftlich gelöst werden.

Mit diesem Lösungsvorschlag werden kleine Betriebsspannungen nicht nur einstellbar und stabilisiert, sondern auch ohne Transformator aus dem Netz nahezu verlustlos gewonnen.

Die herkömmlichen Phasenanschnittsteuerungen sind bei kleinem Stromflußwinkel praktisch unbrauchbar, denn sie reagieren zu empfindlich auf Schwankungen der Netzspannung.

Die Schaltung nach Bild 6.2.1 funktioniert sehr stabil auch bei kleinem Stromflußwinkel. Der Stromflußwinkel ist mittels Potentiometer R_1 zwischen 0 und 60° einstellbar. Die Eingangsspannung beträgt 220 V /

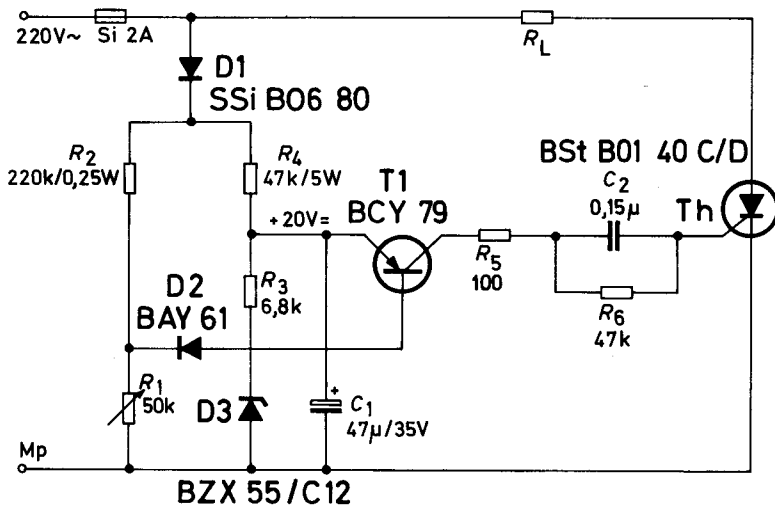


Bild 6.2.1

50 Hz. Am Ausgang kann eine einstellbare pulsierende Gleichspannung von 2 bis 24 V_— abgenommen werden.

Die Diode D_1 speist durch Einweggleichrichtung eine aus einem Widerstandsteiler (R_1, R_2) und eine aus einem Widerstands-Zenerdiodenteiler (R_3, R_4, D_3) bestehende Brücke. Der Kondensator C_1 glättet die Sinushalbwellen im rechten Brückenweig und gibt dem Emitter des Transistors T_1 ein fixes Potential von etwa 20 V_—. Die Diode D_2 wird leitend, ebenfalls der sich in der Brückendiagonale befindliche Transistor T_1 , wenn die am Widerstand R_1 abgegriffene Sinushalbwelle das Emitterpotential von T_1 um etwa 1 V unterschreitet; dabei gibt der Transistor T_1 einen Zündimpuls an das Gate des Thyristors Th.

Die Anstiegszeit des Zündimpulses beträgt lediglich etwa 100 μ s, seine Breite etwa 200 μ s. Ein Fehlimpuls am Anfang der Halbwelle kann nicht auftreten, da der Transistor T_1 zwischen zwei Halbwellen ständig leitend und der Kondensator C_1 voll geladen ist. Das Emitterpotential des Transistors T_1 ist durch eine vom Netz unabhängige Zenerspannung (D_3) und durch eine vom Netz abhängige Spannung am Widerstand R_3 bestimmt. Das Verhältnis beider Spannungskomponenten über R_3 bzw. D_3 ist so bestimmt, daß die Verschiebung des Schaltpunktes des Transistors T_1 durch sein Emitterpotential bei zunehmender Netzspannung den Stromflußwinkel zu kleineren, bei abnehmender Netzspannung zu größeren Werten so verschiebt, daß die Spannung an der Last nahezu unabhängig bleibt (**Bild 6.2.2**). Ersetzt man die Zenerdiode durch einen Widerstand, so wird die Spannung an der Last dieselben Schwankungen aufweisen wie die Netzspannung selbst.

Der Stromflußwinkel kann mit dem Potentiometer $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ zwischen 19° und 60° und damit der arithmetische Mittelwert der Spannung an der Last zwischen 2 und 24 V_— eingestellt werden. Vergrößert man R_1 auf 500 k Ω , werden der Stromflußwinkel etwa zwischen 5° und 60° und der arithmetische Mittelwert der Spannung zwischen 0,2 und 24 V einstellbar.

Mit dem Thyristor BStBO1 40 C/D kann eine Leistung am ohmschen Verbraucher bei 60° Stromflußwinkel von etwa 160 W, BStBO2 40 180 W und mit Kühlblech bis 400 W gesteuert werden. Die Schaltung ist auch für induktive Belastung, z. B. auf die Drehzahlregelung von Gleichstrommotoren, geeignet.

Die vorliegende Schaltung ist mit einer Ringkern-Funkentstördrossel und Entstörkondensator zu betreiben.

[KP-7158] ●

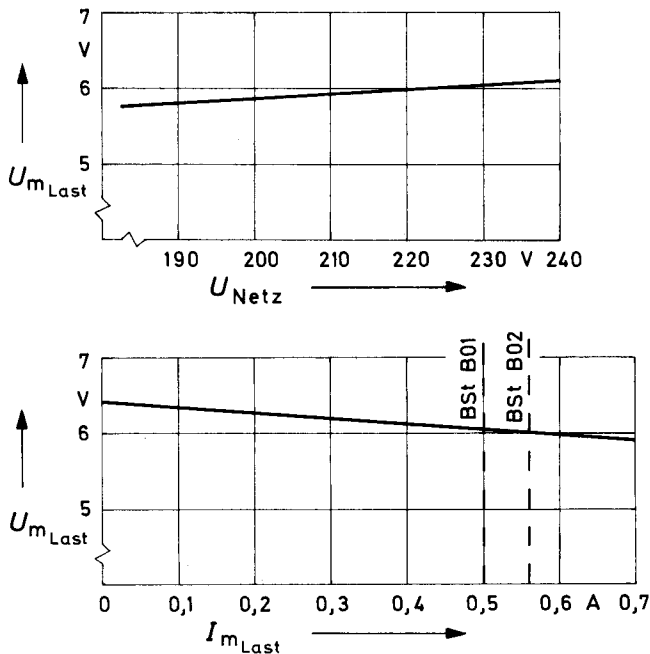


Bild 6.2.2

Technische Daten:

Netzspannung	220 V
Netzfrequenz	50/60 Hz
Lastspannung	2 bis 24 V
Leistung mit Thyristor BSt BO1 40 C/D	max. 160 W
Leistung mit Thyristor BSt BO2 40 C/D	max. 180/400 W

6.3 24 V-Zerhacker für Leuchtstofflampe 65 W

Für den Betrieb einer 65-W-Leuchtstoffröhre an 24 V Batteriespannung (Notstrom-Beleuchtungsanlage) wurde ein selbstschwingender Gegentakt-Zerhacker Bild 6.3 entwickelt. Es können serienmäßige Leuchtstoffröhren ohne zusätzliche Zündstreifen oder andere Hilfsmittel eingesetzt werden. Die Begrenzung des Lampenstromes erfolgt vorteilhafterweise mit einem kapazitiven Widerstand. Es ist somit keine Drossel erforderlich.

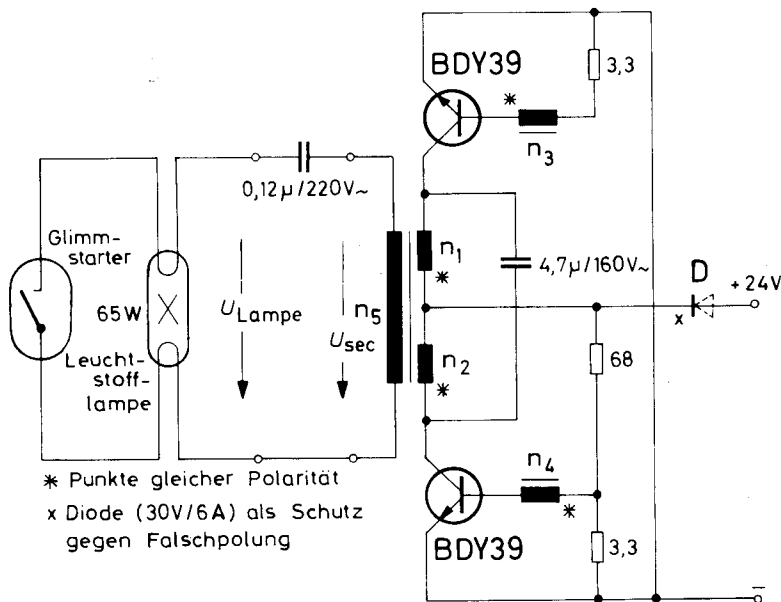


Bild 6.3

Die Schwingfrequenz mit 4 kHz hat mehrere Vorteile:

1. Es kann auf ein induktives Vorschaltgerät (Drossel) verzichtet werden. Der Lampenstrom wird mit einem kleinen Kondensator $0,12 \mu\text{F}$ auf den Nennstrom von etwa 630 mA begrenzt.
2. Der Zehnhackertransformator kann wesentlich kleiner gewählt werden als es bei niedrigerer Frequenz möglich wäre.
3. Die Lichtausbeute der Leuchtstofflampe wird günstiger bei hohen Frequenzen.

Als Starter wird ein normaler Glimmstarter beibehalten. Im Startbetrieb treten an der Lampe Spannungsspitzen bis 700 V auf. Damit ist ein sicheres Starten der Leuchtstofflampe gewährleistet. Als Leistungstransistoren kommen die bewährten Siliziumtransistoren BDY 39 zum Einsatz. Die Diode D gibt Schutz gegen Falschpolung. Sie kann bei festem Anschluß selbstverständlich entfallen.

[KQ-7119] ●

Technische Daten:

Batteriespannung	24 V
Betriebsfrequenz	4 kHz
Stromaufnahme	4,5 A
Aufnahmeleistung	108 W
Lampenleistung	65 W
Wirkungsgrad	60 %
Lampenspitzenstrom	2,4 A
Lampenstrom effektiv	0,65 A
Ausgangsspitzenspannung [U_{sek}]	300 V
Startspannungsspitzen an der Lampe	bis 700 V
max. Umgebungstemperatur	60 °C
Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Transistor	8 K/W

Trafo: Siferrit $2 \times E55$ o. L., Material T26

$$n_1 = n_2 = 10 \text{ Wdg } 1,0 \text{ CuL}$$

$$n_3 = n_4 = 2 \text{ Wdg } 0,75 \text{ CuL}$$

Isolation zum Netz

$$n_5 = 120 \text{ Wdg } 0,75 \text{ CuL}$$

6.4 Automatisches Akku-Ladegerät 12 V/5 A

Es wird ein netzbetriebenes Ladegerät für 12-V-Akkumulatoren angegeben. Das Ladegerät besitzt eine Strombegrenzung und ist gegen Kurzschluß und Falschpolung gesichert.

Auf Bild 6.4 ist die Schaltung des Ladegerätes ersichtlich. Der Aufbau entspricht einer Spannungskonstantschaltung mit den Längsregeltransistoren BDY 39. Die Ausgangsspannung wird mit dem Trimmer R_1 auf den Sollwert eingestellt.

Der Transistor T_2 vereint drei verschiedene Funktionen.

- Er wird von T_1 , der den Vergleich zwischen Ausgangsspannung U_a geteilt an R_1 und Referenzspannung an D_3 vornimmt, angesteuert und regelt über T_1 den Treiber T_3 und der Leistungsstufe T_5/T_6 die Ausgangsspannung.
- T_2 bewirkt die Strombegrenzung. Der vom Ausgangsstrom verursachte Spannungsabfall an R_2 wird über den Trimmer R_3 der Basis von T_2 zugeführt. Überschreitet der Ausgangsstrom den eingestellten Sollwert, wird T_2 leitend und der Ausgangsstrom in T_5/T_6 über T_3 begrenzt.

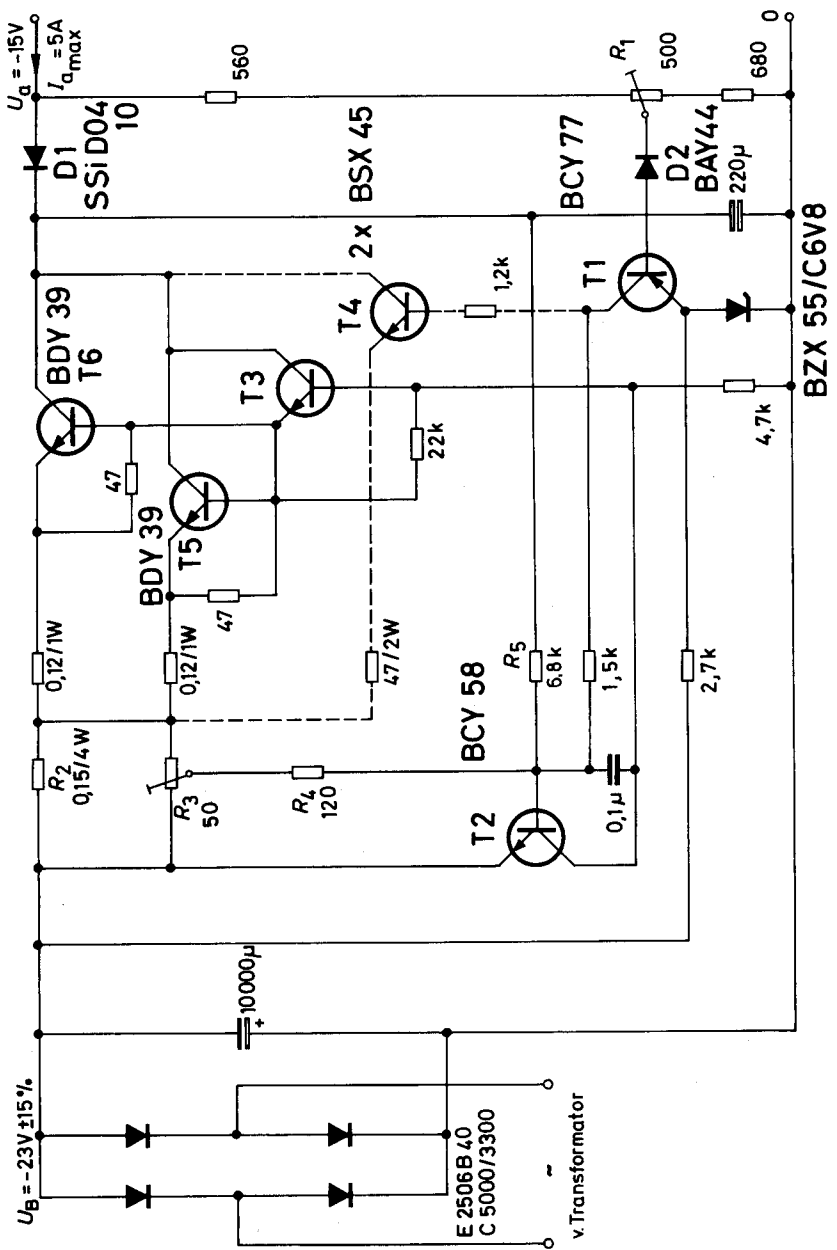


Bild 6.4

- c) Im Kurzschlußbetrieb tritt an der Leistungsendstufe nahezu die volle Betriebsspannung auf. Die Verlustleistung steigt bei normaler Strombegrenzung stark an. Über den Spannungsteiler R_4 - R_5 wird dem Transistor T_2 eine Spannung zugeführt, die der Kollektor-Emitterspannung der Leistungsstufe proportional ist und die sich zur Spannung am Trimmer R_3 addiert. Der Transistor T_2 wird vorzeitig leitend und reduziert somit den Ausgangsstrom.

Die Diode D_1 verhindert, daß bei ausgeschaltetem Netz die Transistoren invers betrieben werden, die Diode D_2 schützt den Transistor T_1 bei Falschpolung des Akkus. Ist der Akku geladen, werden T_1 und T_2 leitend und der Ladestrom auf 0 zurückgeregelt.

Soll bei geladener Batterie ein Ladeerhaltungsstrom von etwa 200 mA weiterfließen, kann dieser jetzt über den ebenfalls leitenden Transistor T_4 fließen.

[NR-7131] ●

ohne Transformator

Technische Daten:

Betriebsspannung	$-23\text{ V} \pm 15\%$
Ausgangsspannung	$-(14 \text{ bis } 15)\text{ V}$
Ausgangsspannungsänderung bei $U_B \pm 15\%$	$< \pm 0,5\%$
Ausgangswiderstand ($I_a = 4,5\text{ A}$)	$< 0,05\ \Omega$
Max. Ausgangsstrom	5 A
Wärmewiderstand des Kühlkörpers	
für Transistor T_3	$< 50\text{ K/W}$
je Leistungstransistor	$< 4\text{ K/W}$
für Diode D_1	$< 16,5\text{ K/W}$

Netztrafo 12 V/5 A

Kern: M102b, dyn. Bl. IV, ohne Luftspalt, wechselseitig geschichtet

Wickeldaten:

$$\begin{aligned}
 n_1 &= 513 \text{ Wdg, } 0,65 \text{ mm CuL} \\
 &\quad \text{je Lage } 1 \times 0,1 \text{ mm LP} \\
 &\quad \quad 2 \times 0,1 \text{ mm LP} \\
 n_2 &= 48 \text{ Wdg, } 2 \text{ mm CuL} \\
 &\quad 2 \times 0,1 \text{ mm LP}
 \end{aligned}$$

6.5 Stromkonstanter 2 bis 15 A/30 V

Es wurde ein Stromkonstantgerät, einstellbar zwischen 2 bis 15 A, entwickelt (Bild 6.5)

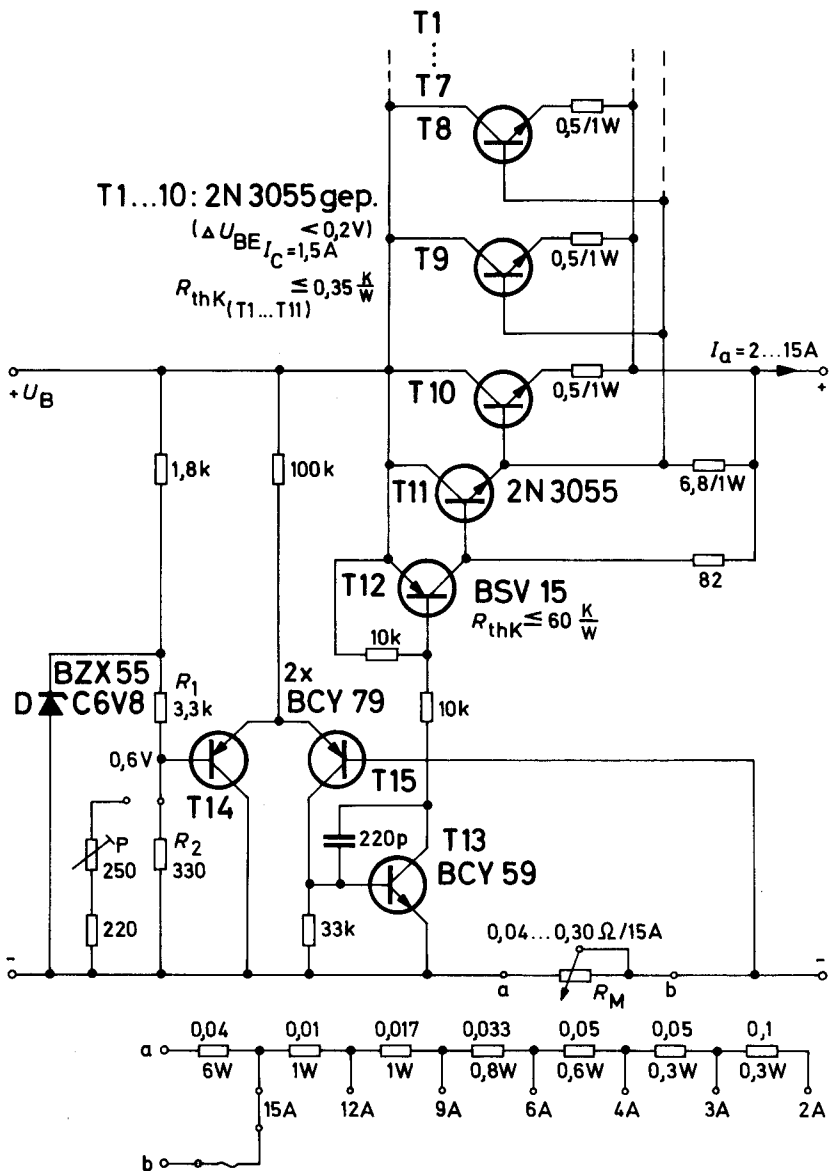


Bild 6.5

Der Differenzverstärker mit den Transistoren T_{14} , T_{15} vergleicht den vom Ausgangsstrom verursachten Spannungsabfall am Meßwiderstand R_M mit dem Sollwert am Spannungsteiler R_1 - R_2 , dessen Spannungsversorgung mit der Zenerdiode D stabilisiert ist.

Die Einstellung des Ausgangsstromes erfolgt mit dem Meßwiderstand R_M , der als Leistungspotentiometer für eine kontinuierliche Einstellung oder als Stufenwiderstand (mit Feineinstellung durch das Potentiometer P) ausgeführt werden kann.

Das Signal der Differenzstufe wird von T_{13} , T_{12} , T_{11} verstärkt und den Längsregeltransistoren T_1 bis T_{10} zugeführt. An den Transistoren fällt eine Verlustleistung bis 240 W ab, die von einem Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand $R_{thK} \leq 0,35 \text{ K/W}$ abgeführt wird. Um eine gleichmäßige Verlustleistungsaufteilung zu gewährleisten, müssen die Längsregeltransistoren in ihrer Basis-Emitterspannung auf $\leq 200 \text{ mV}$ bei $I_C = 1,5 \text{ A}$, $U_{CE} \approx 3 \text{ V}$ gepaart werden.

[NP-7166]

Technische Daten:

Betriebsspannung U_B	28 bis 36 V/15 A
Stromkonstantbereich	2 bis 15 A
Lastwiderstand	0,65 bis 13,5 Ω
Kühlkörper für T_1 bis T_{11}	$\leq 0,35 \text{ K/W}$
Kühlkörper gemeinsam T_{12}	$\leq 60 \text{ K/W}$

6.6 Stromkonstantgerät mit potentialfreiem Sollwertgeber

Für ein Stromkonstantgerät mit potentialfreiem Sollwertgeber wurde eine Schaltung Bild 6.6.1 ausgearbeitet. Der Sollwertgeber Bild 6.6.2 besteht aus zwei Feldplatten FP 30 D 250 E in Differenzschaltung und aus einem Magnetkreis mit EI 30-Kern und zwei Spulen. Das Joch des EI-Kerns wurde durch einen Permanentmagneten ersetzt, um die Feldplatten vorzuspannen. Durch die Primärspule fließt der einstellbare Sollstrom, durch die Sekundärspule der geregelte Iststrom. Die Schaltung ist kurzschlußsicher.

In der vorgeschlagenen Schaltung wird der Soll- und Istwert der Spulenströme durch zwei Feldplatten FP1 und FP2, die in einer Brückenschaltung angeordnet sind, verglichen. Bei den angegebenen Windungszahlen ergibt sich ein Übersetzungsverhältnis von 1:50 bei direkter Proportionalität zwischen Soll- und Iststrom. Durch die Verwendung von zwei Feldplatten bleibt deren großer gegebener Tempe-

peraturkoeffizient bei Schwankung der Umgebungstemperatur weitgehend ohne Einfluß. Die Brückenspannung wird mit einer Zenerdiode

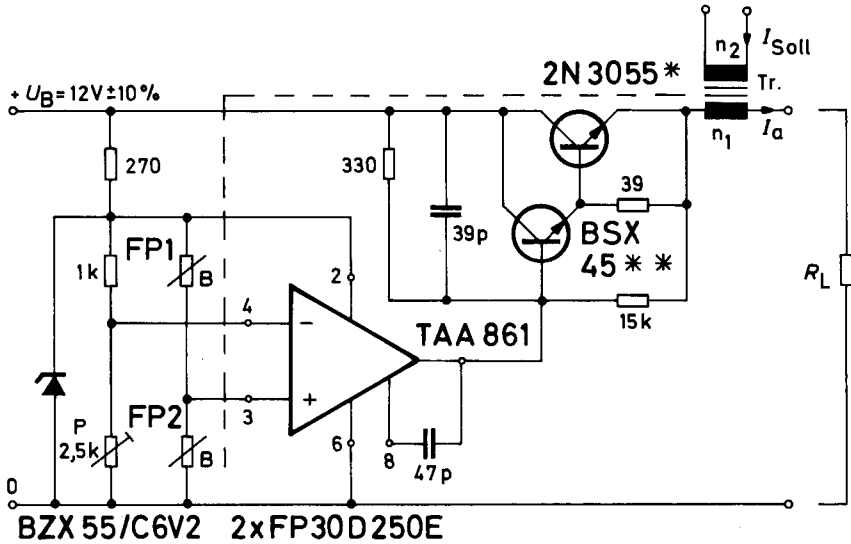


Bild 6.6.1

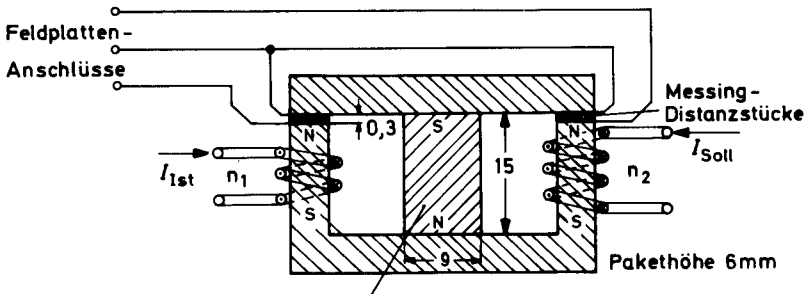


Bild 6.6.2

Dauermagnet (Strontiumferrit DS 2, Siemens)

stabilisiert und damit von der Batteriespannung unabhängig. Der Ausgang der Brückenschaltung liegt am Eingang des Operationsverstärkers TAA 861. Dieser steuert eine der angegebenen Endstufen so an, daß die AW der beiden Spulen gleich sind. Ein 47-pF-Kondensator am Operationsverstärker unterdrückt eine eventuelle Schwingneigung der Regelschaltung. Mit dem Trimm-Potentiometer P wird bei $I_{Soll} = 0A$ auf minimalen Iststrom eingestellt. Damit wird auch die Toleranz der Feldplattenwiderstände und die Offsetspannung ausgeglichen.

Der Temperaturfehler bei $I_{a \max}$ und einer Umgebungstemperatur von 0 bis 60 °C beträgt $\leq 2,5\%$. Bei Paarung der Feldplatten in R_0 ergibt sich ein Fehler von $\leq 1,3\%$.

In Bild 6.6.2 wird die Anordnung der beiden Feldplatten im Magnetkreis gezeigt. Die Ströme müssen derart durch die Spulen fließen, daß die entstehenden Magnetfelder entgegengesetzt gerichtet sind.

[NG-7168]

Technische Daten:

Betriebsspannung U_B	12 V $\pm 10\%$
Stromaufnahme	20 mA
max. Umgebungstemperatur	60 °C
max. Iststrom	1,7 A
min. Iststrom	100 mA
max. Sollstrom	40 mA
max. Ausgangsspannung bei $I_{a \max}$	9,5 V
min. Stabilisierung:	
bei $U_B = 12 \pm 10\%$	10^3
bei $U_a = 0 \dots U_{a \max}$	$9 \cdot 10^3$
Ausregelzeit von 0 ... $I_{a \max}$	60 μ s
Temperaturfehler bei $I_{a \max}$ und $T_u = 0$ bis 60 °C	$\leq 2,5\%$
bei R_0 -Paarung der Feldplatte	$\leq 1,3\%$
Kühlkörper (2 N 3055)*	3 K/W
Kühlkörper (BSX 45)**	115 K/W

Tr.: Kern EI 30 (VAC) 6 mm Pakethöhe, Permenorm 5000 H2

Spulenkörper: EE 20 nach DIN 41 202

Wickeldaten: $n_1 = 46$ Wdg, 0,9 mm CuL

$n_2 = 2300$ Wdg, 0,1 mm CuL

Teil 2

Integrierte Schaltungen

Einleitung

Das vorliegende Schaltbeispielheft für integrierte Schaltungen enthält Kurzzeichen, die der neuen Norm DIN 41785, Blatt 4 für digitale Mikroschaltungen angepaßt sind. Diese Norm ist für alle Halbleiterhersteller bindend. Neue Datenblätter und Schaltungsunterlagen, die unter die Richtlinien dieser Norm fallen, werden daher in Zukunft nur noch mit den entsprechenden Kurzzeichen erscheinen.

Die einschneidendste Neuerung der Norm DIN 41785, Blatt 4 besteht darin, daß die bisher üblichen logischen Symbole 0 und 1 oder 0 und L oder log.0 und log.1 nicht verwendet werden. Diese Symbole entstanden in Anlehnung an die Norm DIN 40700 für digitale Informationsverarbeitung. In Zukunft werden nach DIN 41785, Blatt 4 die zwei möglichen Wertebereiche der binären elektrischen Größe mit L (Low) und H (High) bezeichnet. Nach Definition liegen dabei die Werte des L-Bereiches näher bei $-\infty$ und die Werte des H-Bereiches näher bei $+\infty$.

Entsprechend der Zuordnung der logischen 0 und der logischen 1 zu den Pegeln L und H erfüllt dieselbe Verknüpfungsschaltung zum Beispiel die Funktion NAND bzw. NOR. Die bisher übliche Angabe positive bzw. negative Logik ist aufgrund der Einführung von L und H nicht mehr notwendig.

Die Zuordnung der logischen 0 und der logischen 1 nach DIN 41785, Blatt 4 zeigt nachstehende Tabelle:

Bei bisher positiver Logikdefinition gilt:

$$1 \text{ (oder L)} \cong +10 \text{ V} \xrightarrow{\text{DIN 41785}} \text{H} \cong +10 \text{ V}$$

$$0 \text{ (oder 0)} \cong +1 \text{ V} \xrightarrow{\text{DIN 41785}} \text{L} \cong +1 \text{ V}$$

und bei bisher negativer Logikdefinition:

$$1 \text{ (oder L)} \cong -10 \text{ V} \xrightarrow{\text{DIN 41785}} \text{L} \cong -10 \text{ V}$$

$$0 \text{ (oder 0)} \cong -1 \text{ V} \xrightarrow{\text{DIN 41785}} \text{H} \cong -1 \text{ V}$$

Auf einen Punkt möchten wir ganz besonders hinweisen. Der Buchstabe L (Low) ist nach der neuen Norm immer der tiefere Spannungspegel. Im alten Schema bedeutete 1 (oder L) allgemein der höhere absolute Spannungswert. Entsprechend der Definition für L und H sind auch die Indizes A und B für den oberen bzw. unteren Grenzwert eines Bereiches anzuwenden.

Für alle Beteiligten bedeuten diese Änderungen eine große Umstellung. Wir halten es daher für wichtig, an dieser Stelle einen Auszug aus der neuen Norm DIN 41785 zu veröffentlichen, dem die bisher bei uns üblichen Bezeichnungen gegenübergestellt sind. Jedem Leser sei ein eingehendes Studium nachfolgender Aufstellung nahegelegt.

Siemens AG

BEREICH HALBLEITER

Auszug aus der Norm DIN 41 785, Blatt 4

1. Indizes:

Die Indizes dienen zur Angabe eines Anschlusses, an dem ein Kennwert gegen einen Bezugspunkt gemessen werden kann:

a) allgemeine Indizes:

bisherige Bezeichnung	DIN 41 785	Definition nach DIN 41 785
e	I	Index eines Eingangs
a	Q	Index eines Ausgangs
Batt	S	Index einer Speisespannung
E, F, Y	N	Index eines Knotenpunktes
P	P	Index einer Laufzeit
r oder f	T	Index einer Übergangszeit
—	D	Index einer Verzögerungszeit

b) Indizes, die sich nach der Logikdefinition richten:

bisherige Bezeichnung bei positiver Logik- definition	Bezeichnung nach DIN 41 785	Definition nach DIN 41 785
1, log. 1, L	H	Index eines Wertes im H-Bereich
0, log. 0, 0	L	Index eines Wertes im L-Bereich
max	A	Index eines oberen Grenzwertes
min	B	Index eines unteren Grenzwertes

bisherige Bezeichnung bei negativer Logik- definition	Bezeichnung nach DIN 41 785	Definition nach DIN 41 785
1, log. 1, L	L	Index eines Wertes im L-Bereich
0, log. 0, 0	H	Index eines Wertes im H-Bereich
max	B	Index eines unteren Grenzwertes
min	A	Index eines oberen Grenzwertes

c) Die Wertigkeit der Indizes ist wie folgt:

I, Q, S, N, P, T, D — 1. Stelle

H, L — 2. Stelle

A, B — 3. Stelle

2. Kurzzeichen

bisherige Bezeichnung bei positiver Logikdefinition	Bezeichnung nach DIN 41 785, Blatt A
a) Spannungen	
Betriebsspannung: U_{Batt}	Speisespannung: U_{S}
Eingangsspannung allgemeine: $U_{\text{e}}, U_{\text{E}}$	Eingangsspannung: U_{I}
Max. Eingangsspannung: $U_{\text{E}}, U_{\text{e}}$	Grenze der Eingangsspannung: U_{IA}
Eingangsspannung, log. 1: U_{e1}	H-Eingangsspannung: U_{IH}
Eingangsspannung, log. 0: U_{e0}	L-Eingangsspannung: U_{IL}
Ausgangsspannung, log. 1: U_{a1}	H-Ausgangsspannung: U_{QH}
Ausgangsspannung, log. 0: U_{a0}	L-Ausgangsspannung: U_{QL}
Ausgangsspannung: (Ausgangstransistor gesperrt) $U_{\text{A}}, U_{\text{ag}}$	Ausgangsspannung: (Ausgangstransistor gesperrt) U_{QHA}
Ausgangsspannung: (Ausgangstransistor leitend) U_{al}	Ausgangsspannung: (Ausgangstransistor leitend) U_{QL}
Spannung an den Erweiterungseingängen E und F: $U_{\text{E}}, U_{\text{F}}$	Spannung an den Knotenpunkten N1 und N2: $U_{\text{N1}}, U_{\text{N2}}$
Spannung am Y-Anschluß: (Anschluß für Integrierkapazität) U_{y}	Spannung am Knotenpunkt N: U_{N}
b) Ströme	
Eingangsstrom allgemein: I_{e}	Eingangsstrom: I_{I}

Max. Eingangsstrom:	I_e
Eingangsstrom, log. 1:	I_{e1}
Eingangsstrom, log. 0:	I_{e0}
Kurzschluß- ausgangsstrom:	I_{aK}
Ausgangssperrstrom, log. 1:	I_{a1}
Ausgangsstrom: (Ausgangstransistor gesperrt)	I_{ag}
Strom in dem Er- weiterungseingang E:	I_E
Strom in (aus) dem Y-Anschluß: (Anschluß für Integriertkapazität)	I_Y
Stromaufnahme, log. 1:	$I_{Batt 1}$
Stromaufnahme, log. 0:	$I_{Batt 0}$

c) Schaltzeilen

Einschalt- verzögerungszeit:	t_{pd1}
Ausschalt- verzögerungszeit:	t_{pd0}
Mittlere Verzögerungszeit:	t_{pd}
Fallzeit von log. 1 auf log. 0 oder Abfallzeit:	t_f
Anstiegszeit:	t_r

d) Logische Daten

Ausgangsfächer:	F_a
Ausgangsfächer, log. 1:	F_{a1}
Ausgangsfächer, log 0:	F_{a0}

Grenze des Eingangsstromes:	I_{IA}
H-Eingangsstrom:	I_{IH}
L-Eingangsstrom:	$-I_{IL}$
Kurzschluß- ausgangsstrom:	$-I_Q$
Ausgangsstrom: (Ausgangstransistor gesperrt)	I_{QH}
Ausgangssperrstrom:	I_Q

Strom im Knotenpunkt N1:	I_{N1}
Strom im Knotenpunkt N:	I_N

H-Speisestrom:	I_{SH}
----------------	----------

L-Speisestrom:	I_{SL}
----------------	----------

Signal-Laufzeit:	t_{PLH}
------------------	-----------

Signal-Laufzeit:	t_{PHL}
------------------	-----------

Mittlere Signal- Laufzeit:	t_P
-------------------------------	-------

Signal-Übergangszeit:	t_{THL}
-----------------------	-----------

Signal-Übergangszeit:	t_{TLH}
-----------------------	-----------

Ausgangsfächer:	F_Q
-----------------	-------

H-Ausgangsfächer:	F_{QH}
-------------------	----------

L-Ausgangsfächer:	F_{QL}
-------------------	----------

1. Schaltungen mit der TTL-Serie FL 100

Die Anwendung von TTL-Bausteinen ist heute bereits so weitgehend bekannt, daß hier auf die Ausführung des systemgerechten Aufbaues nicht weiter eingegangen werden soll. Falls notwendig, lesen Sie bitte die Hinweise in den Halbleiter-Schaltbeispielen Integrierte Schaltungen 1971/72.

In den folgenden Abschnitten werden sieben weitere Anwendungsbeispiele beschrieben.

1.1 Asynchroner Frequenzteiler mit beliebigem Teilungsverhältnis

In sehr vielen digitalen Schaltungen werden mit bistabilen Kippstufen Impulse gezählt oder untersetzt. In den vorhergegangenen Halbleiter-schaltbeispielen integrierter Schaltungen waren sowohl Frequenzteiler mit Teilungsverhältnissen 1:3 bis 1:12 als auch Frequenzteiler 1:50 und 1:100 beschrieben. Es ist jedoch leicht möglich, Frequenzteiler mit beliebigen Teilungsverhältnissen zu dimensionieren.

Beim Entwurf des Frequenzteilers wird zunächst das gewünschte Teilungsverhältnis zerlegt. Wenn der Teiler eine gerade Zahl hat, kann er durch zwei dividiert werden. Ist er ungradzählig, so kann man ihn in eine gerade Zahl und in die Zahl 1 aufspalten. Nach der Division durch zwei verbleibt eine Zahl, die wiederum gerade oder ungerade sein kann und in gleicher Weise wie zuvor aufspaltbar ist. Beispiel:

Gewünscht wird ein Teilungsverhältnis von 74 : 1

$$\begin{aligned}
 74 &= 2 \times 37 \\
 &= 2 (36 + 1) \\
 &= 2 (2 \times 18 + 1) \\
 &= 2 (2 \times 2 \times 9 + 1) \\
 &= 2 [2 \times 2 \times (8 + 1) + 1] \\
 &= 2 \{2 \times 2 [(2 \times 2 \times 2) + 1] + 1\}
 \end{aligned}$$

Das Teilen durch zwei bedeutet technisch eine Frequenzteilung mit einem Flip-Flop. An seinem Ausgang erscheint ein Signal, dessen Frequenz die Hälfte der Taktfrequenz ist. Das Zerlegen einer ungeraden Zahl $(2n + 1)$ in eine gerade Zahl $2n$ und die Zahl 1 bedeutet eine Schaltungsanordnung nach **Bild 1.1.1**. Die Wirkungsweise wird anhand des Impulsdiagramms deutlich. Das Eingangs-Flip-Flop FF1 teilt zu-

nächst einmal die an den Takteingängen angelegte Frequenz im Verhältnis 2:1. Als Ausgangssituation wird angenommen, daß der Aus-

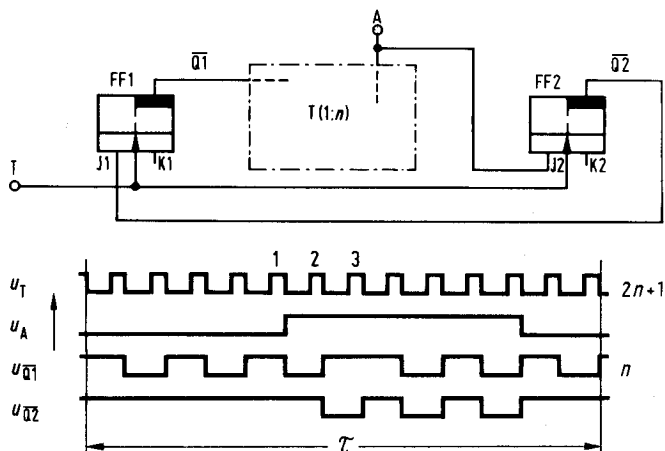


Bild 1.1.1

gang A den Pegel L führt, ferner der Ausgang \overline{Q}_2 H. Damit ist auch der Eingang J_1 des Flip-Flop FF1 auf H. Das Flip-Flop FF1 kann bei jedem Taktimpuls umschalten. Der Frequenzteiler $T(1:n)$ (im gestrichelten Kästchen) schaltet bei einer aktiven Flanke von \overline{Q}_1 von L auf H (beim mit 1 bezeichneten Takt). Nun liegt am Eingang J_2 ein H, so daß dieses FF bei jedem Taktimpuls umschalten kann. Nach dem mit 2 bezeichneten Takt liegt aber der Eingang J_1 auf L. Das bedeutet, daß das Flip-Flop bei dem mit 3 bezeichneten Impuls entsprechend seiner Wahrheitstabelle auf $Q_1 = H$ gesetzt wird bzw. nicht anspricht, wenn es sich bereits in diesem Zustand befindet. Dies ist hier der Fall, so daß der Taktimpuls 3 ohne Wirkung auf die ersten beiden Schaltungsteile bleibt. Jetzt sind die Ausgänge \overline{Q}_1 und \overline{Q}_2 gleichphasig. Bei jedem Takt wird der Frequenzteiler 1:n weitergeschaltet. Entsprechend der Frequenzteilung 1:n wird wieder während einer aktiven Flanke von \overline{Q}_1 der Ausgang A auf L gehen. Damit ist der Anfangszustand wieder hergestellt. Weil im ersten Flip-Flop mit dem Zyklus $2n$ ein Taktimpuls nicht wirksam wurde, entsteht am Ausgang A das Teilungsverhältnis $1:(2n+1)$.

Bild 1.1.2 zeigt als Beispiel einen Teiler mit dem Teilungsverhältnis 74:1. Zu seiner Realisierung werden 4 Bausteine FLJ 121 benötigt.

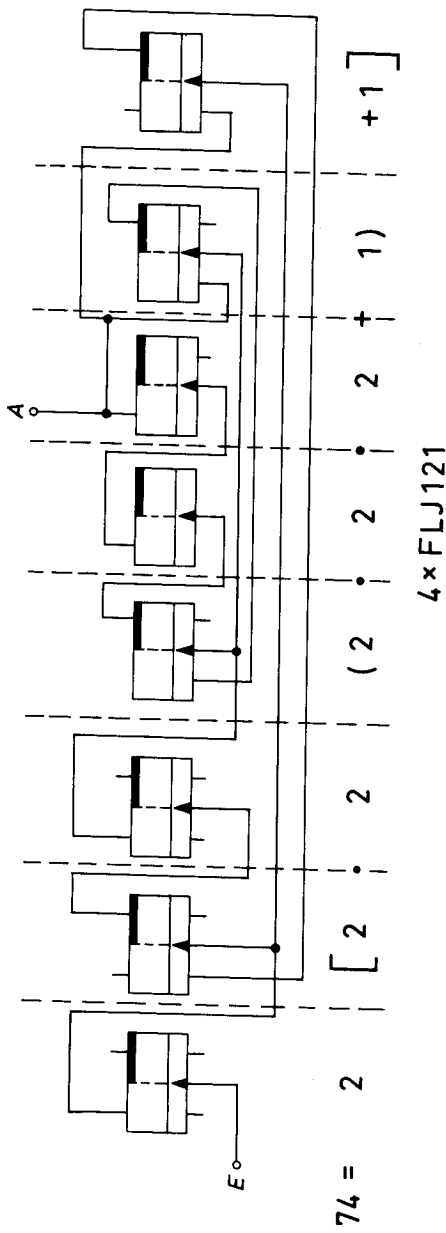


Bild 1.1.2

In jedem Baustein sind 2 JK-Master-Slave-Flip-Flop mit Rückstell-
eingang.

Allgemein kann gesagt werden, daß die Anzahl der benötigten Flip-
Flops in einer Schaltung gleich der Anzahl der in der Zerlegungsformel
auftretenden Ziffern ist. Das beschriebene Zerlegungsverfahren ist dann
immer gut anwendbar, wenn der Teiler eine Zweierpotenz ist oder
knapp über einer Zweierpotenz liegt, weil dann nur wenige ungerade
Zahlen im Verlauf der Entwicklung auftreten.

Frequenzteilung nach der Faktorenerlegung

Es gibt aber auch Teilungsverhältnisse, bei denen beim Zerlegen nur
ungerade Zahlen auftreten. In solchen Fällen weicht man auf Faktor-
zerlegung des Teilers aus (z. B. $15 = 3 \times 5$) und schaltet die jeweiligen
Frequenzteiler 1:3 und 1:5 hintereinander. Dies bringt in vielen
Fällen eine Verminderung des Schaltungsaufwandes. Das Taktverhält-
nis des Ausganges ist dabei immer ungleich 2:1. Bild 1.1.3 zeigt das
Beispiel eines Frequenzteilers mit dem Teilungsverhältnis 15:1 nach
der Faktorzerlegung. Der Aufwand ist in diesem Falle 1 Doppel-
Flip-Flop und 1 Zähldekade, während nach der Methode eins 6 Flip-
Flops erforderlich wären.

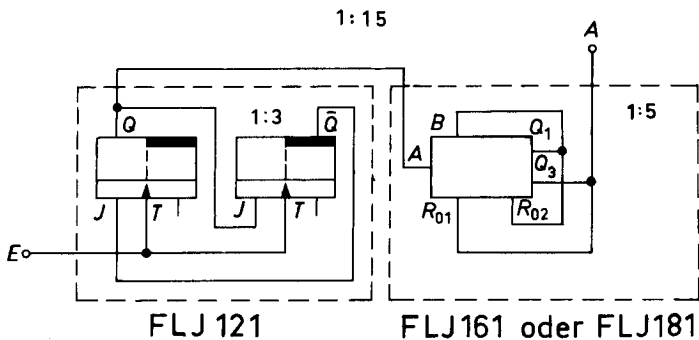


Bild 1.1.3

Anmerkung: Beim FLJ 161 ist der Anschluß R_{91} mit Masse zu ver-
binden, der FLJ 161 teilt auch zwischen den Anschlüssen B und Q_4 im
Verhältnis 1:5.

Es ist daher sinnvoll, beide Verfahren der Frequenzteilersynthese ge-
mischt anzuwenden, d. h. zunächst nach dem zuerst erläuterten Ver-
fahren zu zerlegen und dann eine Faktorzerlegung einzubauen. Dies

empfiehlt sich besonders bei größeren Primzahlen, die ja zunächst nicht in Faktoren zerlegbar sind.

Bestückung des Teilers 74 : 1

4 FLJ 121 Q 67000-J 3

Bestückung des Teilers 15 : 1

1 FLJ 121 Q 67000-J 3

1 FLJ 161 bzw. 181 Q 67000-J 10 bzw. J 34

1.2 Tastatur zur Zifferneingabe für den 8-4-2-1-Code mit Paritätsbit

Die Zifferntasten schließen die entsprechenden Eingänge der zur Codierung benutzten NAND-Glieder FLH 201, FLH 121 und FLH 131 (Bild 1.2.1) gegen Masse kurz. Dadurch entstehen an den Ausgängen A, B, C, D und P (Paritätsbit) bei gedrückter Taste H-Signale, die auf das Schieberegister FLJ 261 gegeben werden. Die Wahrheitstabelle 1.2.2 gibt die Pegel für die Ziffern 0—9 an den einzelnen Ausgängen der NAND-Glieder an.

Um eine falsche Eingabe durch Kontaktprellungen zu verhindern, wird das Signal für den Stelleingang des Schieberegisters wie folgt aufbereitet:

Jede Taste führt an je einen Eingang des NAND-Gliedes FLH 131. Da dieses Glied nur 8 Eingänge besitzt, jedoch 10 Ziffern eingegeben werden können, wurde der achte Eingang mit drei Dioden AA 116 erweitert. Der Ausgang führt über zwei weitere NAND-Glieder FLH 201, die bekanntlich einen offenen Kollektorausgang haben. Nach dem zweiten Ausgang ist zur Ein- und Ausschaltverzögerung ein Kondensator von 10 μ F gegen Masse geschaltet. Um für den Stelleingang des Schieberegisters Signale mit steilen Anstiegs- und Abfallflanken zu bekommen, wird das Signal über zwei Schmitt-Trigger (FLH 351) geführt. Zwischen den beiden Schmitt-Trigger ist das Differenzierglied C1·R1 geschaltet, so daß am Ausgang des zweiten Schmitt-Triggers ein Stellimpuls ausgegeben wird. Zur Rückstellung des Schieberegisters führt von der Taste „Löschen“ ein Differenzierglied C2·R2 an den Rückstelleingang \bar{R} .

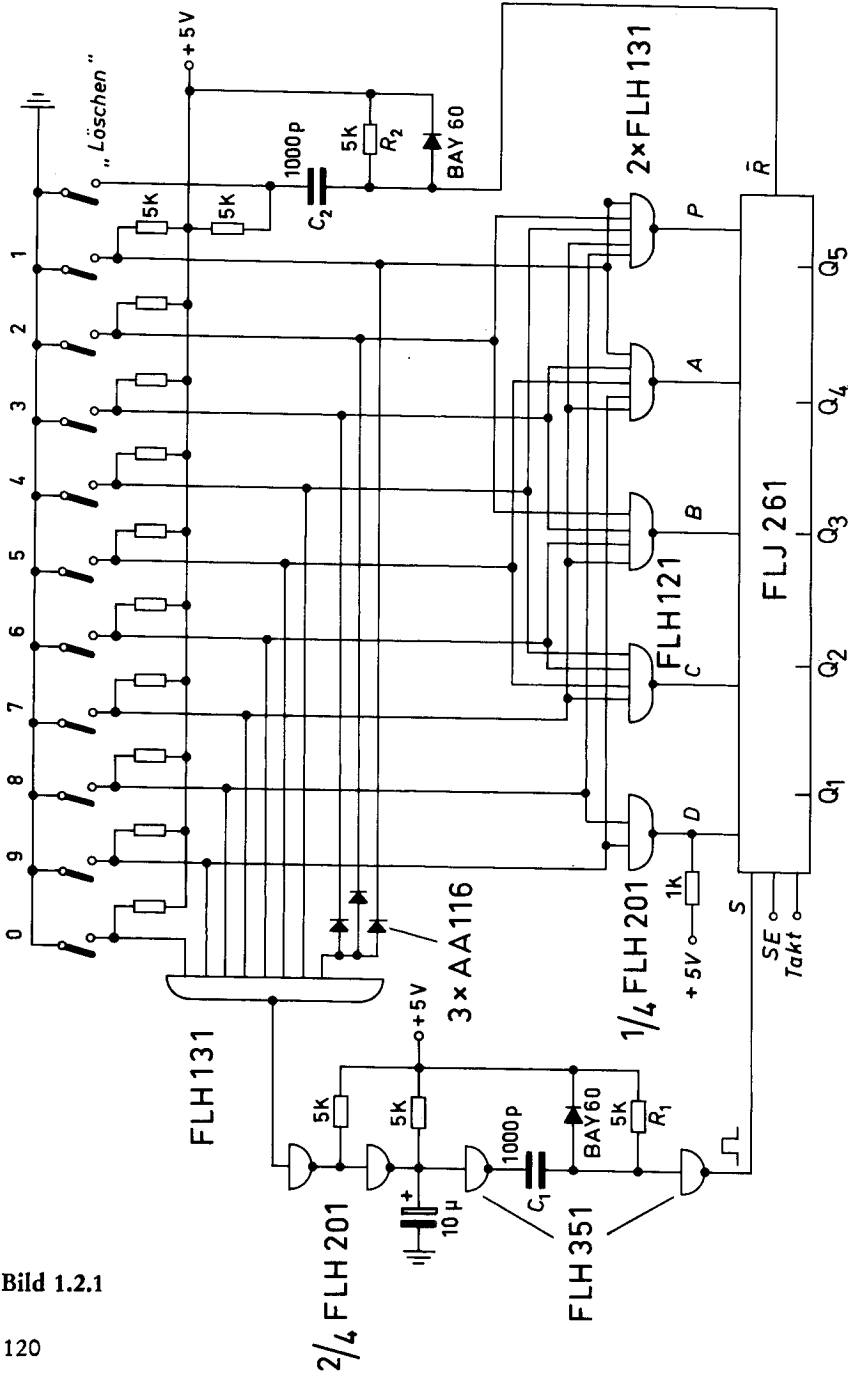


Bild 1.2.1

Bestückung:

1	FLH 121	Q 67000-H 3
3	FLH 131	Q 67000-H 4
1	FLH 201	Q 67000-H 11
1	FLH 351	Q 67000-H 138
1	FLJ 261	Q 67000-J 37
3	AA 116	Q 60101-X 116
2	BAY 60	Q 60201-Y 60

Wahrheitstabelle 1.2.2

	A	B	C	D	P
0	L	L	L	L	L
1	H	L	L	L	H
2	L	H	L	L	H
3	H	H	L	L	L
4	L	L	H	L	H
5	H	L	H	L	L
6	L	H	H	L	L
7	H	H	H	L	H
8	L	L	L	H	H
9	H	L	L	H	L

1.3 Dynamische Ziffernanzeige

Beim Vorhandensein eines dynamischen Informationsspeichers ist es vom Aufwand her vorteilhaft, zur Ziffernanzeige ebenfalls ein dynamisches Prinzip zu verwenden. Gegenüber der normalen statischen Anzeige werden die Ziffernröhren im Impulsbetrieb angesteuert. Der Typ ZM 1336 ist dafür geeignet. Die Anzeige einer mehrstelligen Ziffer, z. B. 16 Stellen, erfolgt sequentiell, wobei eine Ziffer hinter der anderen immer nur ganz kurz aufleuchtet. Da sich dieser Rhythmus innerhalb weniger Millisekunden abspielt, erhält der Betrachter ein flimmerfreies Bild der gesamten Ziffernreihe.

Zum besseren Verständnis der Schaltung sind die umliegenden Teile als Blockschema gezeichnet. Dem Synchronzähler wird die zeitliche Zuordnung der Anzeigestelle und Information entnommen. Die zeitliche Zuordnung gelangt über die beiden Dezimaldeko- der FLH 281, die das BCD-Signal zu einer 1 aus 16 Auswahl dekodiert. Den Dekodern nachgeschaltet sind 16 Interface-Anordnungen, die die Hochvolt- ansteuerungen der 16 Anoden der Ziffernröhren speisen. Sie werden zeitlich hintereinander betrieben.

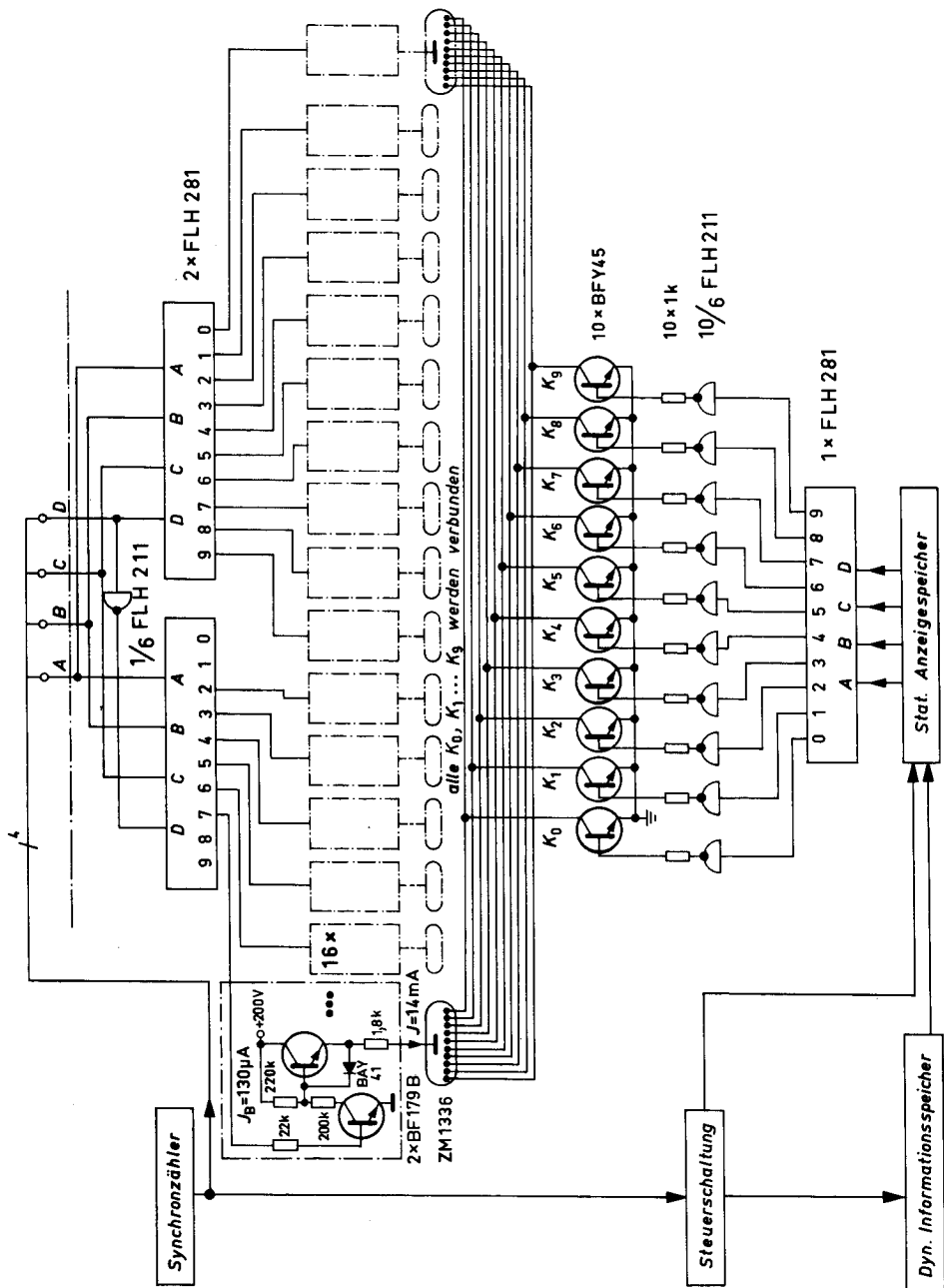


Bild 1.3.1

Der Synchronzähler gibt ferner einer Steuerschaltung das Auftastsignal für den statischen Anzeigespeicher, welcher sequentiell die anzuzeigende Ziffer der entsprechenden Stelle ausgibt. Nach Dekodierung in Dezimalstellen gelangen die Ziffern 0 bis 9 über Inverter und Treibertransistoren BFY 45 auf die 16 parallel geschalteten Kathoden jeder Ziffer. Die Einfügungen der Treibertransistoren sind notwendig, weil der Dezimaldekodeur nicht für die Abgabe eines Impulsstromes von 14 mA ausgelegt ist.

Dieses Schaltbeispiel ist für eine Ziffernanzeige von maximal 16 Stellen beschrieben. Es kann aber ohne weiteres in der Stellenzahl beliebig verringert und durch Erweiterung der Dekodierung vergrößert werden.

Bestückung:

3 FLH 211	Q 67000-H 153
3 FLH 281	Q 67000-L 3
10 BFY 45	Q 60206-Y 45
32 BF 179	Q 62702-F 145
16 BAY 41	Q 60201-Y 41
16 ZM 1336	

1.4 Alphanumerische Anzeige mit MOS—ROM

Wird als Anzeigemedium eine Leuchtdiodenmatrix (LED) verwendet, so ist es üblich, die alphanumerischen Zeichen in einem 35-Punkttraster (5×7) abzubilden. Zur richtigen Auswahl der einzelnen Punkte für jedes Zeichen wird ein Festwertspeicher (ROM) GDR 101-2500 als Zeichengenerator eingesetzt. In einem solchen Festwertspeicher ist der Inhalt einmal vorgegeben und kann beliebig oft zerstörungsfrei ausgelesen werden.

Die in **Bild 1.4.1** gezeigte Schaltungsanordnung ist als Beispiel zur Abbildung von 4 Zeichenplätzen ausgewählt, bei entsprechend höherer Taktfrequenz wäre der Festwertspeicher in der Lage, Zeichen in 40 Plätzen auszugeben.

Funktionsablauf

Zunächst wird der Eingangsspeicher geladen. Über die Eingänge 1D bis 6D wird die Information im 6 bit ASCII-Code für jedes Zeichen (insgesamt sind es 64 Ziffern, Buchstaben und Sonderzeichen) und über die Eingabeauswahlleitungen der entsprechende Zeichenplatz (1 bis 4) eingegeben. Diese Information wird nun bei dem hier beschriebenen Vertikalabtastverfahren periodisch Zeile um Zeile abgefragt, wobei

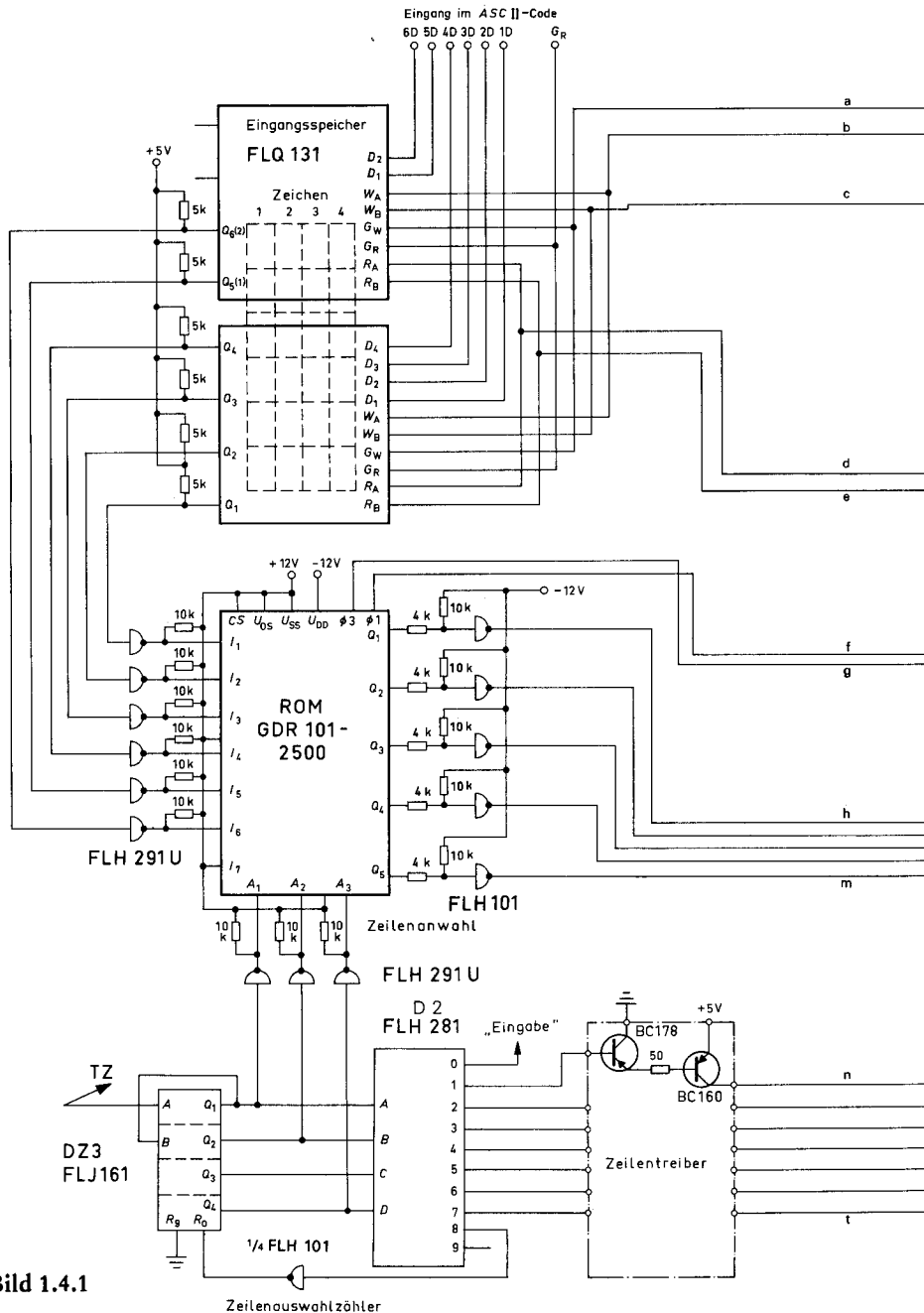
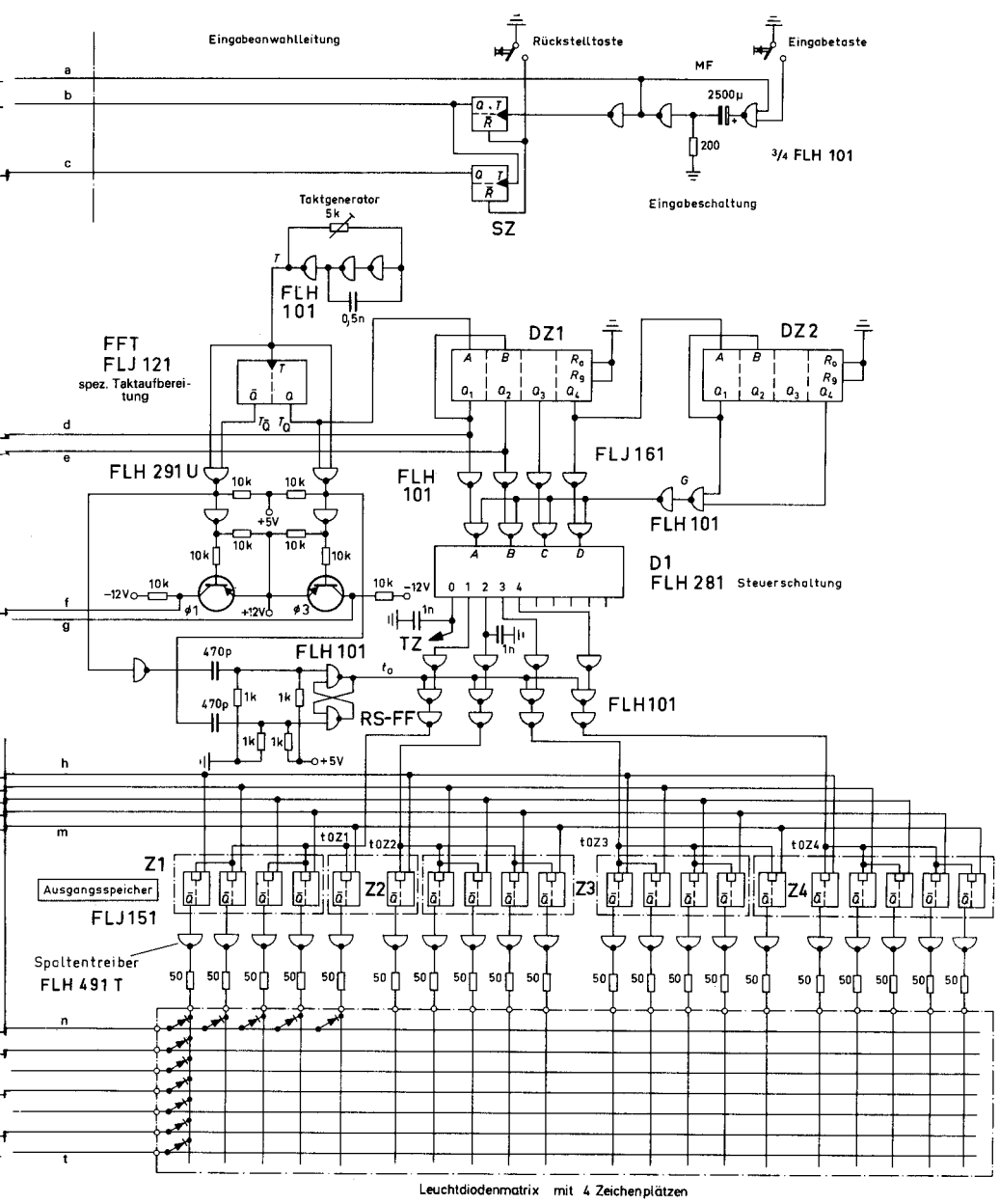


Bild 1.4.1



alle vier Plätze nach Ladung der Ausgangsspeicher Z1 bis Z4 in der dieser Zeile zugeordneten Zeit gleichzeitig leuchten.

Vom Taktgenerator (ca. 200 kHz) wird die spezielle Taktaufbereitung für das ROM sowie der Zähler DZ1 gespeist. Eine Zeile entspricht 100 Impulsen am DZ1-Eingang. Mit dem ersten Impuls dieser Impulsreihe wird die Zeile über die Leitung TZ umgeschaltet, gleichzeitig die Ausgangsinformation des Eingangsspeichers auf den ersten Zeichenplatz geschaltet. Das ROM wandelt diese Information in die richtige Zeichendarstellung der ersten Zeile um und gibt diese auf den Eingang des Ausgangsspeichers Z1. Während der Impulsdauer des zweiten Impulses wird diese Information zum Ausgang durchgeschaltet. Gleichzeitig wird mit der fallenden Taktflanke des zweiten Impulses der zweite Platz angewählt und die wiederum vom Festwertspeicher umgewandelte Information an den Eingang des Ausgangsspeichers Z2 angelegt. Ähnlich fortlaufend geschieht dieses mit den Takten 3, 4 und 5. Während der nun folgenden 95 Takte bleibt die abgebildete Zeile an allen Plätzen eingeschaltet. Dieser Vorgang wiederholt sich Zeile um Zeile, also 7 mal plus eine Leerzeile.

Zeilen- und Spaltentreiber

Die Zeilentreiber BC179 und BC160 stellen die Leistungsanpassung vom Zeilenschalter D_2 zu den Leuchtdioden her. Sie liefern pro LED etwa 40 mA, d. h., wenn alle Dioden in einer Reihe angesteuert sind, etwa 0,8 A. Die Spaltentreiber brauchen jeweils nur einen Diodenstrom speisen, hier reicht als Interface vom Ausgangsspeicher zum LED der (Hex-)Puffertreiber FLH491 T aus.

Bestückung:

10 FLH101	Q67000-H1
2 FLH281	Q67000-L3
4 FLH291 U	Q67000-H242
4 FLH491 T	Q67000-H516
2 FLJ121	Q67000-J3
6 FLJ151	Q67000-J5
3 FLJ161	Q67000-J10
2 FLQ131	Q67000-Q6
1 GDR101-2500	Q67000-Q15
7 BC160	Q62702-C228-V6
2 BC177	Q62702-C141
7 BC178	Q62702-C153

1.5 Zielspeicher

Zielspeicher werden bei allen Sortiereinrichtungen benötigt. Werden beispielsweise integrierte Schaltungen in verschiedene Güteklassen eingeteilt, so erhält nach der Messung an einem Vollautomaten jedes gemessene Objekt eine Adresse. Diese Adresse wird in Dual-Code entsprechend der Wahrheitstabelle 1.5.1 den Eingängen A, B und C zugeführt. Von der Meß-Stelle aus wird im allgemeinen das gemessene Objekt mit einem Fließband zu den Sortierbehältern transportiert. Die Weglängen zwischen dem Meßpunkt und der ersten Abwurfstelle entspricht einer Verschiebung von 8 Takten. Die Abstände von Abwurfstelle zu Abwurfstelle betragen wiederum 8 Takte. Die Abwurfstelle ist dann angewählt, wenn an dem entsprechenden NAND-Gatter eine logische L ist. Ist das Objekt beispielsweise für die letzte Abwurfstelle bestimmt, so wird die zugeordnete Information bis zum Abwurf $7 \times 8 = 56$ Takte weitergeschoben.

Funktionsablauf

Bei der Inbetriebnahme des Zielspeichers müssen erst alle Schieberegister in eine definierte Lage gebracht werden. Dazu muß die Adressiereinrichtung an alle Eingänge L-Potential legen und zunächst erst einmal 56 Taktimpulse abgeben.

Nummehr kann an die einzelnen Eingänge die Adreßworteingabe erfolgen. Nach 8 Takten kann das erste Mal die Abwurfstelle 1 betätigt werden. Entspricht die Eingabe der Dekodierung dieses NAND-Gliedes, so wird diese Abwurfstelle aktiv. Entsprechend erfolgt die Auswahl an den weiteren Abwurfstellen.

Beispiel mit der Codeworteingabe 3 als Adresse

In der Meß- oder Sortierposition liegt an dem Eingang A: H, an dem Eingang B: H und an dem Eingang C: L. Nach dem 24. Takt erreicht das Codewort die Abwurfstelle 3 und der sortierte Gegenstand erreicht sein Ziel.

Erweiterungsmöglichkeiten

Die Anzahl der Abwurfstellen kann natürlich beliebig erweitert werden, in dem man entsprechend die Anzahl der Binärstellen erhöht.

Bestückung:

2 FLH 111	Q 67000-H 2
1 FLH 141	Q 67000-H 5
1 FLH 211	Q 67000-H 153
11 FLJ 481	Q 67000-J 72

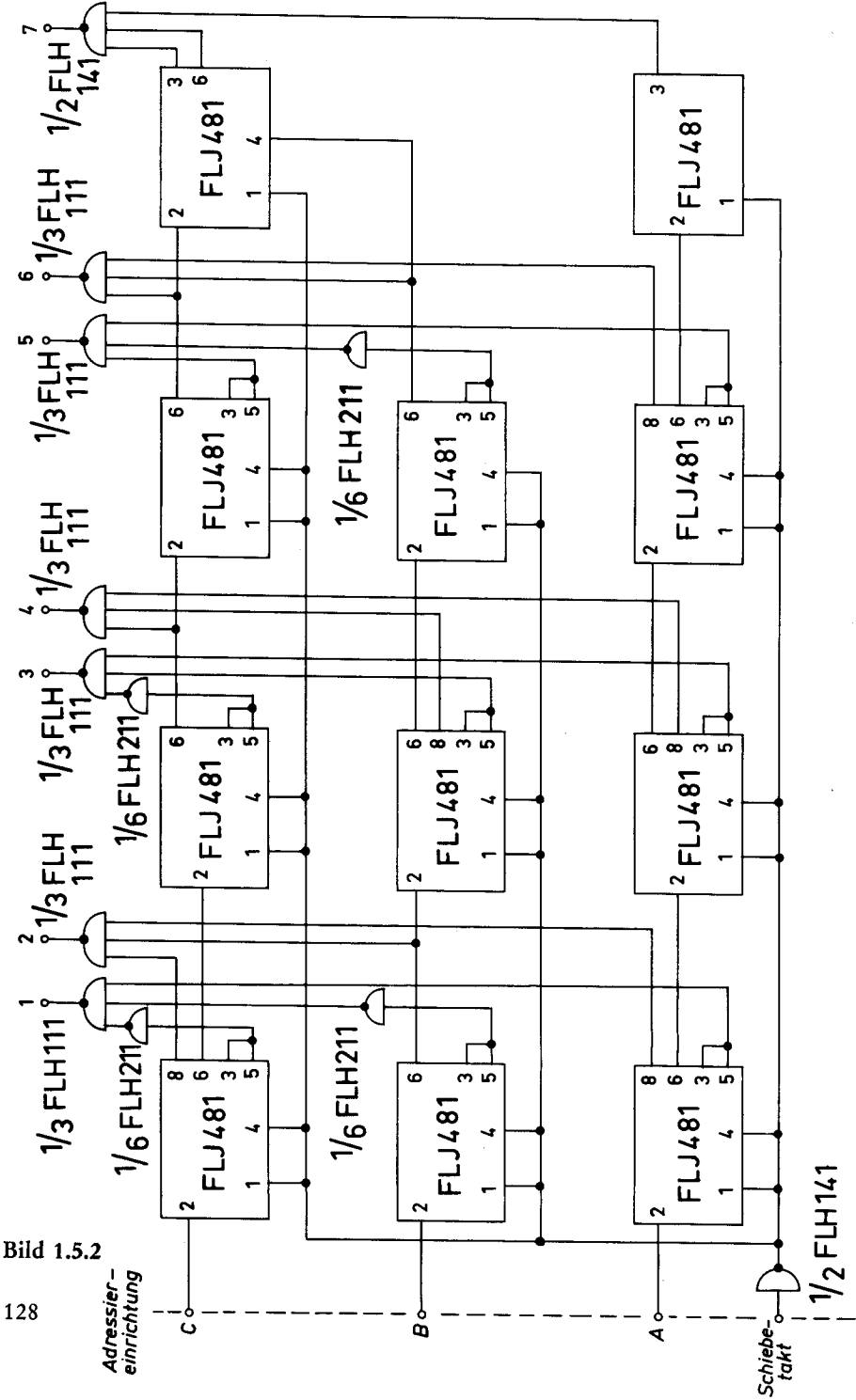


Bild 1.5.2

128

Adressier-einrichtung

Schiebe-takt

1/2 FLH141

Wahrheitstabelle 1.5.1

Position	Adreßworteingabe		
	A	B	C
0	L	L	L
1	H	L	L
2	L	H	L
3	H	H	L
4	L	L	H
5	H	L	H
6	L	H	H
7	H	H	H

1.6 Zeitgeber für eine Programmsteuerung

Überall dort, wo exakte Langzeiten in einem Programm erforderlich sind, empfiehlt sich, diese nicht über RC-Glieder, sondern durch Frequenzteilung aus der Netzfrequenz abzuleiten.

Mit dieser in Bild 1.6.1 gezeigten Schaltung können Zeiten von 10 bis 310 sec. abgeleitet werden. Das hier aufgeführte Beispiel ist für folgende Zeiten dimensioniert: 40, 70, 100, 160 und 220 sec. Ein breites Anwendungsfeld zeichnet sich für den Einsatz von der Geschirrspülmaschine bis zum Fotolabor ab.

Funktionsablauf

Sind alle Schalter S_1 bis S_5 geöffnet, so werden sämtliche Zähler und das RS-Flip-Flop rückgesetzt. Die Ausgänge der Zähler stehen dann auf logisch L, die des RS-Flip-Flops auf logisch H. Wird einer der Schalter geschlossen, so wird damit einer der Eingänge des NAND-Gatters A auf L gelegt, somit auch die Rücksetzeingänge auf L sowie der Ausgang des Gatters C auf L. Das Relais wird betätigt.

Aus der Netzfrequenz wird der Schmitt-Trigger FLH 351 gespeist und formt die sinusförmige Spannung in eine 20 ms-Impulsreihe um, deren Flanken die zur Ansteuerung des Zählers FLJ 161 notwendigen Steilheiten besitzen. Dieser Frequenzteiler teilt die Frequenz zunächst im Verhältnis 1:250, am Ausgang Q4 des dritten Zählers erscheinen somit 5 sec. Impulse. Diese werden nochmals in der Frequenz 2:1 geteilt, am Ausgang Q1 erhält man 10 sec. Impulse, die den Binärzähler FLJ 181 ansteuern. An den Ausgängen Q1—Q5 können Zahlen von 1—31 im Dualcode abgeleitet werden.

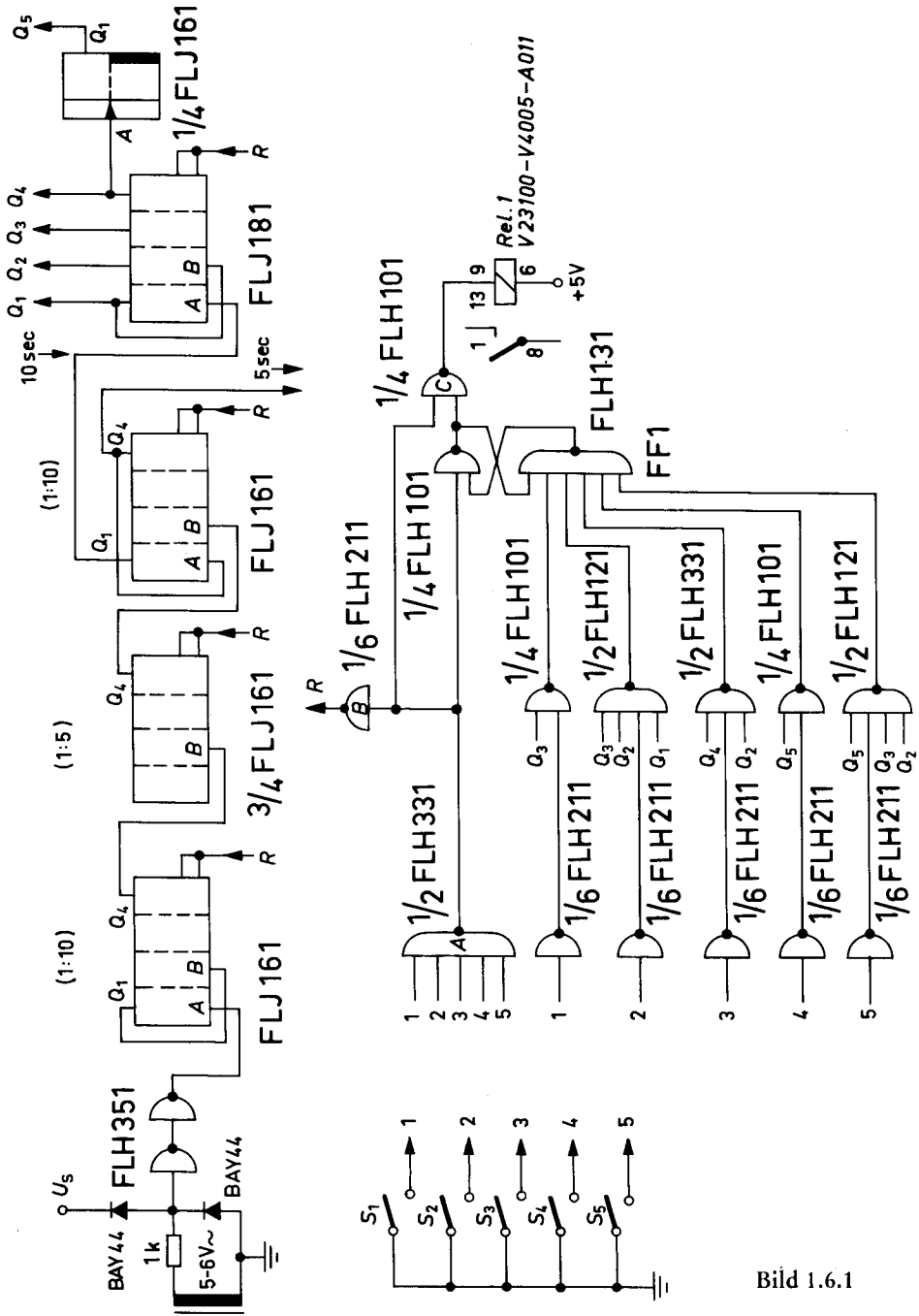


Bild 1.6.1

In dem hier gezeigten Fall werden die Zahlen 4, 7, 10, 16 und 22 mit NAND-Gattern dekodiert und ergeben mit dem 10 sec. Steuersignal Zeiten von 40, 70 bis 220 sec.

Je nach Betätigung eines der Schalter S_1 bis S_5 werden über die Hex-inverter FLH 211 die zu dekodierenden Zeiten angewählt. Beim Erreichen der angewählten Zeit wird das RS-Flip-Flop auf logisch L gesetzt, der Ausgang des Gatters C wird logisch H, das Relais fällt ab.

Die Wahlschalter S_1 bis S_5 dürfen erst nach Erreichen der Programmzeit geöffnet werden. Ein Öffnen der Wahlschalter unterbricht sofort das Programm.

Bestückung:

1 FLH 101	Q 67000-H 1
1 FLH 121	Q 67000-H 3
1 FLH 131	Q 67000-H 4
1 FLH 211	Q 67000-H 153
1 FLH 331	Q 67000-H 140
1 FLH 351	Q 67000-L 19
3 FLJ 161	Q 67000-J 10
1 FLJ 181	Q 67000-J 34
2 BAY 44	Q 60201-Y 44
1 V 23 100-V 4	005-A 011 (Relais)

1.7 Pegelumsetzer von TTL- zu MOS-Schaltungen

Sollen MOS- und TTL-Schaltungen gemeinsam in einem System verwendet werden, so müssen bei der MOS-Hochvolttechnik an den Trennstellen Anpassungsschaltungen vorgesehen werden. Bild 1.7.1 zeigt die Schaltung für eine Pegelumsetzung, die in den meisten Fällen benutzt werden kann. Als Treiber vor der MOS-Schaltung werden TTL-Glieder mit offenem Kollektor eingesetzt. Es ist wichtig, daß die Kollektor-Ausgänge dieser TTL-Schaltungen für eine maximale Kollektorspannung von über 13 V zugelassen sind. Die extern angeschalteten Außenwiderstände R_1 führen direkt zur Spannung U_{ss} von 10 (13) V. Es herrscht somit an den MOS-Eingängen der Signalpegel von 10 (13) V, welcher laut Datenblatt gerade noch ausreicht.

Hat die MOS-Schaltung mehrere Takteingänge, so ist eine entsprechende Anzahl Pegelumsetzer vorzusehen.

An den MOS-Ausgang wird ein Spannungsteiler R_2 , R_3 angeschaltet, vom Abgriff dieses Spannungsteilers wird die TTL-Schaltung angesteuert. Diese beiden Widerstände müssen so bemessen sein, daß die Eingangsbedingungen der TTL-Schaltung erfüllt werden und die MOS-Schaltung in der Lage ist, die Niederohmigkeit zu treiben. Hier ist es günstig, als erstes TTL-Glied einen Typ mit kleinen Eingangsströmen zu wählen.

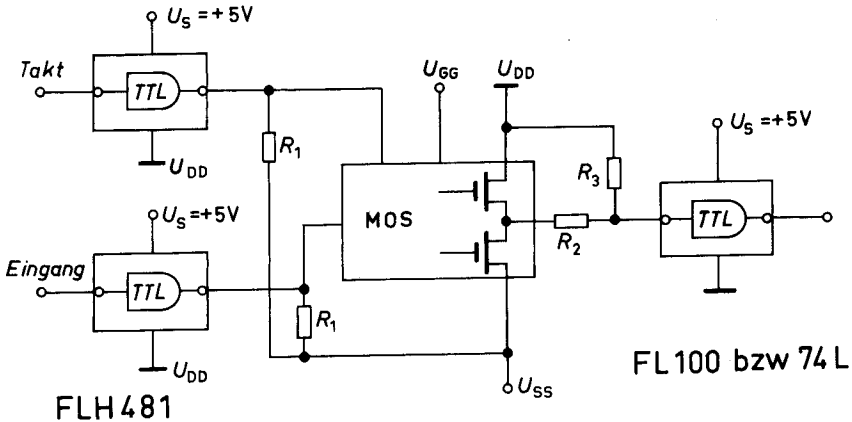


Bild 1.7.1

Tabelle 1 gibt die Dimensionierungen der Widerstände R_1 bis R_3 für verschiedene MOS-Schaltungen an. Bei der MOS-Niedervolttechnik sind kompatible TTL-Ein- und Ausgänge möglich. Hier werden Pegeladjustierungen nicht benötigt.

Bestückung:

FLH 481 Q67000-H 514

FL 100 bzw. 74 L

Tabelle 1

MOS-IS	R_1	R_2	R_3	U_{ss}	U_{GG}	Ausgang
FDN 141 A	2 K	430	390	$10 \pm 0,5$ V		FL 100
FDN 151 A	2 K	300	300	$10 \pm 0,5$ V	-17 V	FL 100
GDQ 101	1 K	8,2 K	3,3 K	13 V	-14 V	74 L
GDQ 106	1 K	8,2 K	3,3 K	13 V	-14 V	74 L

2. Schaltungen mit der langsamen störsicheren Serie FZ 100

Die langsame, störsichere Logikserie FZ 100 ist für alle Anwendungen vorgesehen, die eine hohe statische und dynamische Störsicherheit erfordern. Für besonders kritische Einsatzfälle lassen sich die Schaltzeiten der Serie FZ 100 durch Zusatzkondensatoren verlängern. Auf diese Weise kann die dynamische Störsicherheit den gegebenen Bedingungen angepaßt werden. Im allgemeinen ist es dabei ausreichend, nur die Eingangsschaltglieder eines abgeschlossenen Systems mit Kondensatoren zu versehen. Die Verzögerungsmöglichkeit ist besonders wichtig, wenn die Leitungen zwischen Signalgeber und Empfänger extrem lang sind. Die Wahl eines geeigneten Zusatzkondensators am Empfangsschaltglied ermöglicht hierbei, externe Störer wirkungsvoll zu unterdrücken.

Die Anforderungen an das Netzteil sind gering. Es genügt eine Regeltgenauigkeit von 10 bis 15%. Der Innenwiderstand des Netzteiles ist unkritisch, da die LSL-Bausteine keine Umschaltspitzen aufweisen. Wichtig ist dagegen, daß die Speisespannung U_s im 12-V-Bereich auf minimal 11,4 V und im 15-V-Bereich auf maximal 17 V begrenzt wird. Außerhalb dieser Spannungswerte ist die logische Funktion nicht mehr sichergestellt. Eine Zerstörung der Bausteine kann jedoch erst bei Spannungen über 18 V eintreten.

Systemeigene Störungen kommen bei LSL-Schaltungen praktisch nicht vor. Es gibt daher auch keine bestimmten Regeln für Abstand, Länge und Führung der Leiter auf einer Platte.

Nachfolgend sind einige Anwendungsbeispiele der LSL-Serie FZ 100 zusammengestellt. Wenn Schaltungen ohne Speisespannungsanschlüsse ausgeführt sind, betragen die empfohlenen Speisespannungen $U_s = 12\text{ V}$ und $U_s = 15\text{ V}$; die positive Speisespannung ist stets an Anschluß 16, die negative an Anschluß 8 zu legen.

2.1 Steuerschaltung (Ersatz von Relaischaltungen durch LSL)

In den Halbleiterschaltbeispielen 1971/1972 ist die Umwandlung von Relaiskontaktnetzwerken in LSL-NAND-Glieder in den Grundlagen erläutert. Hier soll nun anhand eines Beispiels die Umwandlung eines größeren Relaiskontaktnetzwerkes (Bild 2.1.1) in eine LSL-Schaltung besprochen werden. Das Relaisnetzwerk hat 3 Hauptzweige, die untereinander wiederum verknüpft sind. Ferner werden 8 Eingangsvariablen angeboten, 4 Eingangsvariablen durch die Schalter S_1 bis S_4

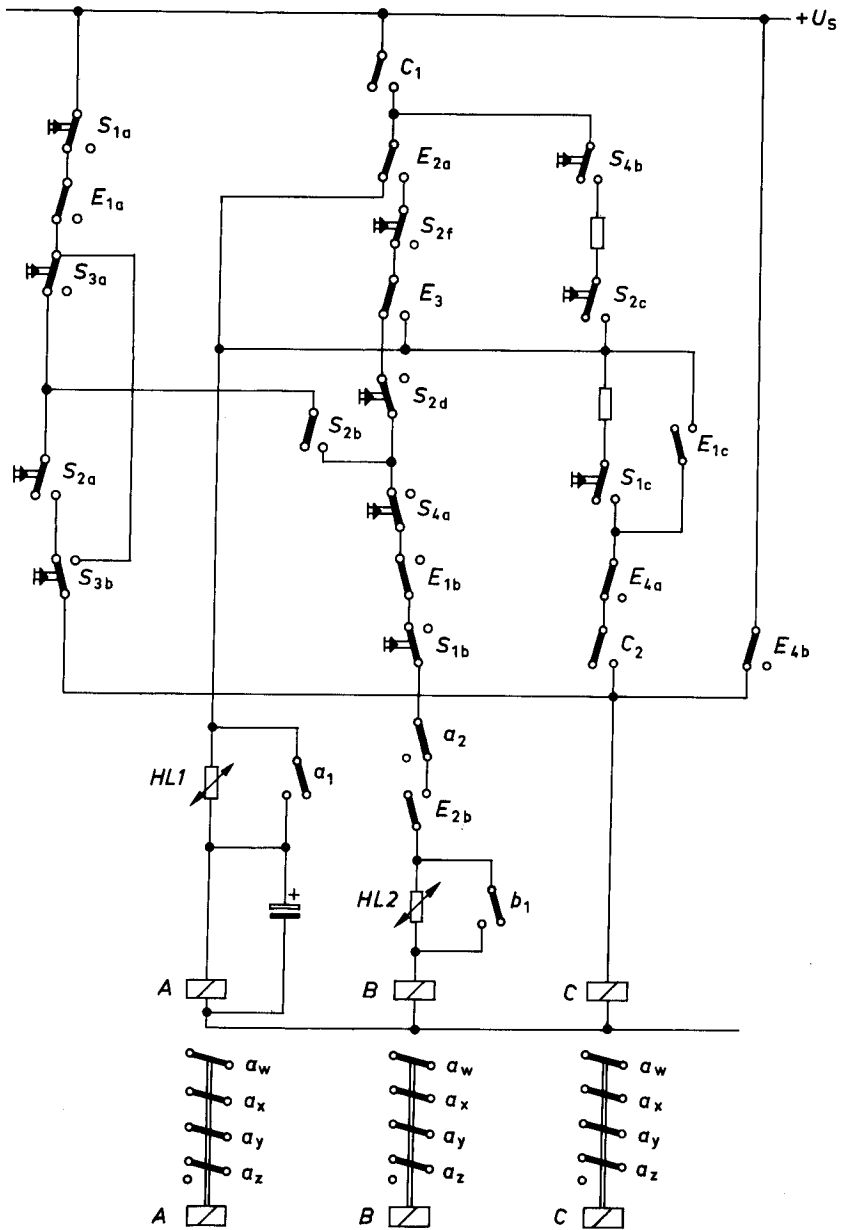
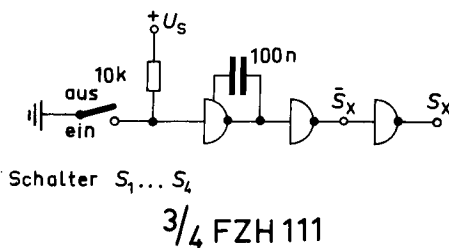


Bild 2.1.1

und 4 logische Informationen durch die Eingänge E_1 bis E_4 . Dem Netzwerk werden 3 Ausgangsvariablen A, B und C über mehrkontaktige Relais entnommen. Die Relais A und B sind in ihrer Ansprechzeit verzögert. Dies geschieht durch die Heißeiter HL1 und HL2. Ferner ist das Relais A durch den Elektrolytkondensator abfallverzögert.

Bei der Umwandlung in LSL-Schaltungen wird sinnvoll folgendermaßen vorgegangen:

Die Mehrfachschalter S_1 bis S_4 werden durch einpolige Schalter und LSL-Anordnungen ersetzt, die gleichzeitig vorhandene Kontaktprellungen eliminieren (Bild 2.1.2). Zur Weiterverarbeitung können an die einzelnen Gatterausgänge bis zu 10 logische Eingänge angeschaltet werden. Der maximale Ausgangsfächer wird in diesem Beispiel nicht voll ausgenutzt. Ein Arbeitskontakt entspricht dabei einem H-Signal, ein Ruhekontakt einem L-Signal.



für „ein“ $\rightarrow S_x = H, \bar{S}_x = L$
für „aus“ $\rightarrow S_x = L, \bar{S}_x = H$

Bild 2.1.2

In diesem Falle wurden die Relaiskontakte in UND/ODER-Verknüpfungen umgewandelt und anschließend mit den Regeln der booleschen Algebra durch NAND-Glieder ersetzt. Die beiden Widerstände in dem Relaisnetzwerk bewirkten eine Anzugsverzögerung. In LSL-Technik ist diese Verzögerung durch Anschalten von Kondensatoren an die entsprechenden NAND-Glieder realisiert worden. Bild 2.1.3 zeigt die komplette Schaltung. An den Eingängen der NAND-Gatter liegen sowohl die 8 externen Informationen als auch die Verknüpfungen, die aus den Ausgängen A, B und C entnommen werden.

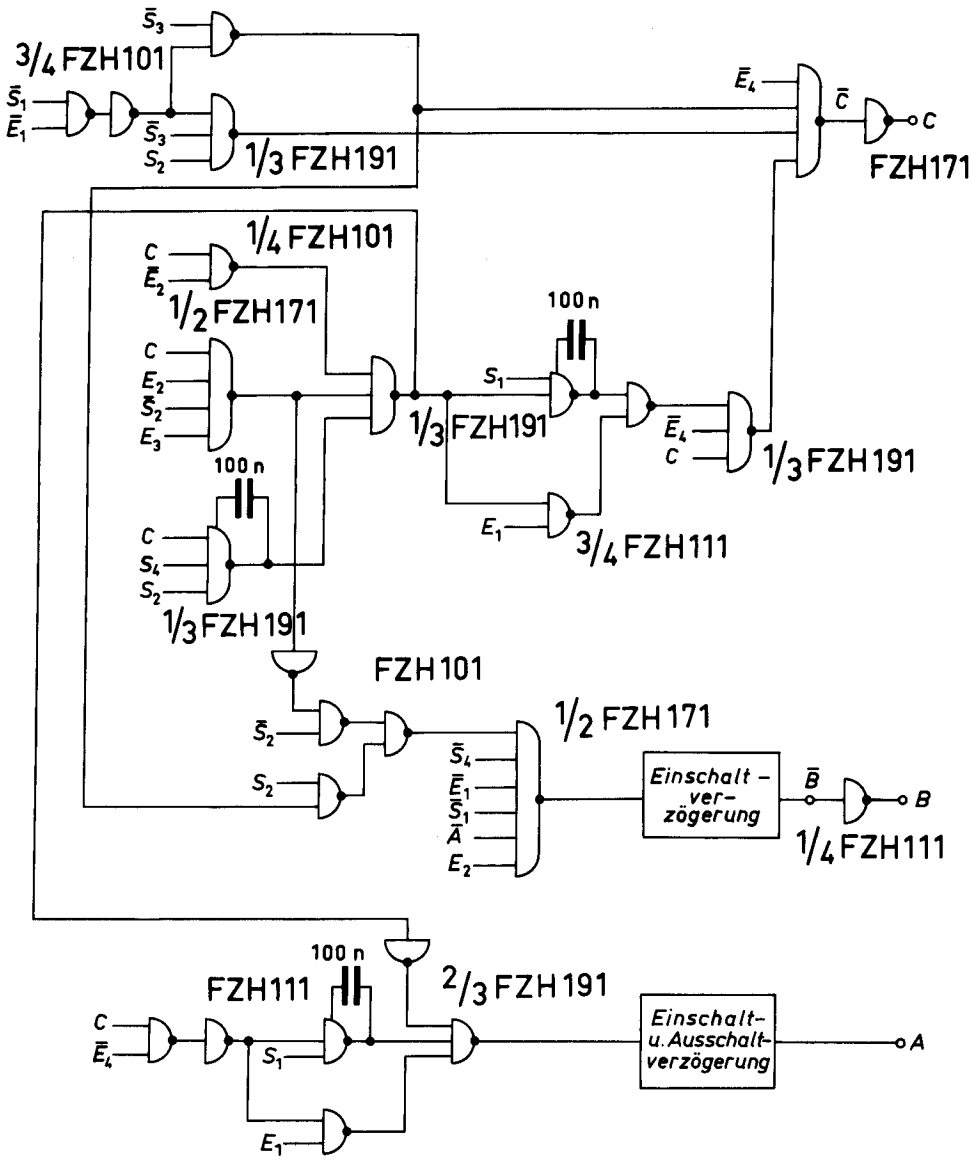


Bild 2.1.3

Die Logik vereinfacht sich dadurch weitgehend, daß nach Bild 2.1.2 die Informationen sowohl in der Normal- als auch in der invertierten Lage zur Verfügung stehen. Die Ausgangsvariablen A bis C können entweder in den LSL-Pegeln weiterverarbeitet werden oder werden zur Ansteuerung von Relais benutzt. Dabei ist darauf zu achten, daß die Widerstände der Arbeitswicklungen der Relais minimal $200\ \Omega$ betragen dürfen, da sonst die Ausgangstransistoren der LSL-Glieder überlastet werden. Die hier als Blockschaltbild gezeichneten Einschalt- bzw. Einschalt- und Ausschaltverzögerungen sind in Kapitel 2.2 in verschiedenen Ausführungen beschrieben.

Bestückung:

2 FZH 101	Q 67000-H 190
5 FZH 111	Q 67000-H 191
2 FZH 171	Q 67000-H 328

2.2 Zeitschaltungen mit LSL

Bei der LSL-Familie ist die Möglichkeit vorgesehen, durch Anschaltung externer Kondensatoren die Schaltzeiten gezielt zu vergrößern. Diese Möglichkeit, die an sich zur Verbesserung der Störanfälligkeit vorgesehen wurde, läßt sich aber auch zum Konzipieren von Zeitschaltungen verwenden. Daneben stehen in der LSL-Serie monostabile Kippstufen zur Verfügung.

2.2.1 Verzögerungsglieder

Es werden 7 Schaltungsvarianten beschrieben, mit denen Ein-, Ausschalt- sowie Ein- und Ausschaltverzögerungen realisiert werden können.

2.2.1.1 Schaltung zur Einschaltverzögerung

Mit der integrierten Schaltung FZH 111 (4 NAND-Glieder mit je 2 Eingängen) und einem zusätzlichen Kondensator kann eine preiswerte Einschaltverzögerungsschaltung realisiert werden. Das zu verzögernde Signal wird auf den Eingang des ersten NAND-Gliedes und gleichzeitig auf den zweiten Eingang des dritten NAND-Gliedes gegeben. Hinter dem ersten NAND-Glied folgt das zweite NAND-Glied, welches mit Hilfe des externen Kondensators C definiert in der Schaltzeit verlangsamt wird. Der Ausgang dieses NAND-Gliedes geht dann auf den Eingang 1 des dritten NAND-Gliedes. Wie aus dem

Impulsdigramm hervorgeht, schaltet das dritte NAND-Glied erst dann, wenn beide Eingänge auf H stehen. Da das Signal am Eingang 1 durch die Schaltzeitvergrößerung des Gliedes 2 später ankommt, wird der Ausgang erst zu diesem verspäteten Zeitpunkt umschalten. Kippt das Eingangssignal in die Lage L zurück, wird der Ausgang des Gliedes 3 sofort umschalten, da die NAND-Bedingung nicht mehr erfüllt ist. Das vierte Glied des FZH 111 dient zur Richtigstellung der Phasenlage des Ausgangssignals.

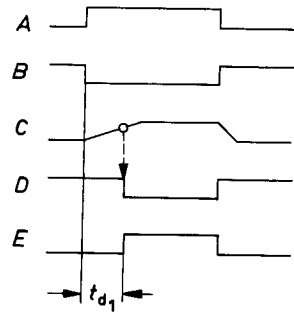
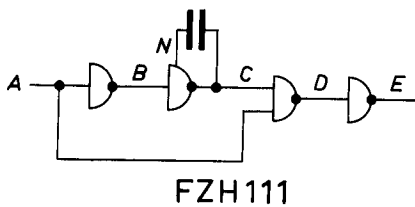


Bild 2.2.1.1

2.2.1.2 Variable Einschaltverzögerung

Mit der monostabilen Kippstufe FZK 101 kann eine in der Zeit variable Einschaltverzögerung dimensioniert werden. Zusätzlich zum LSL-Baustein ist ein Kondensator C_t und ein Einstellregler R_t erforderlich.

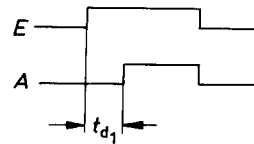
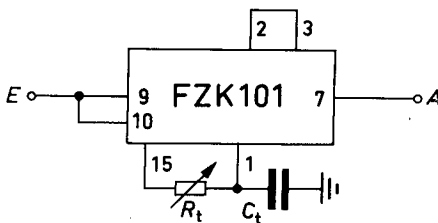


Bild 2.2.1.2

2.2.1.3 Schaltung zur Ausschaltverzögerung

Adäquat zur Schaltung für Einschaltverzögerung lassen sich durch Umkehr der Funktion Schaltungen zur Ausschaltverzögerung realisieren. Das Eingangssignal wird über das NAND-Glied 1 des FZH 111 auf den ersten Eingang des dritten NAND-Gliedes gegeben. Ferner geht das Eingangssignal über das zweite NAND-Glied, welches in seiner Schaltzeit vergrößert wurde, auf den zweiten Eingang des dritten NAND-Gliedes. Da dieses Mal an den beiden Eingängen des dritten NAND-Gliedes die negierten Funktionen angelegt sind, wird dieses Glied beim Anliegen des Eingangssignals sofort einschalten, jedoch verzögert abschalten. Am Ausgang ist das Signal in der richtigen Phasenlage, da es an den Eingängen des letzten Gliedes invertiert eingegeben wurde.

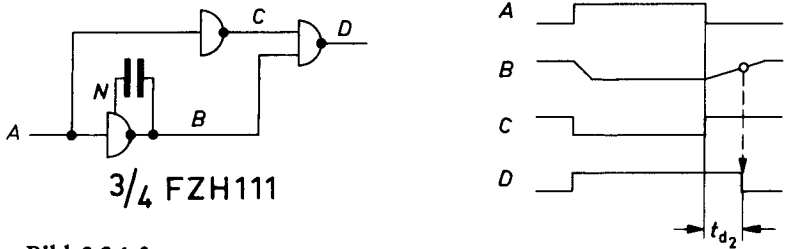


Bild 2.2.1.3

2.2.1.4 Variable Ausschaltverzögerung

Mit dem Einsatz der monostabilen Kippstufe FZK 101 und 3 NAND-Gliedern, enthalten im FZH 101, kann eine in der Ausschaltzeit variable Anordnung gebaut werden. 2 NAND-Glieder werden als Negator benutzt, welcher, wie schon vorher gezeigt, für die Ausschaltverzögerung benötigt wird. Das dritte Glied dient als NAND-Glied zur Verknüpfung. Der Ausgang gibt das Signal phasenrichtig ab.

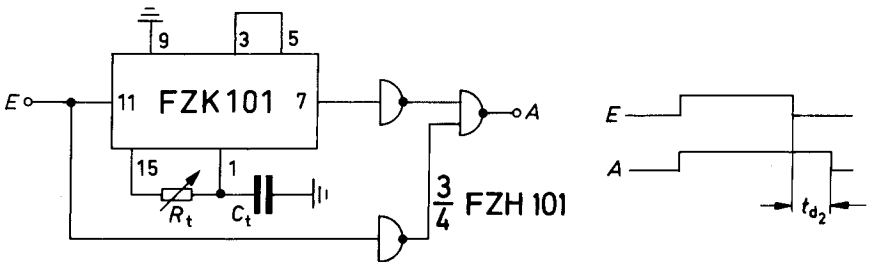


Bild 2.2.1.4

2.2.1.5 Schaltung zur Ein- und Ausschaltverzögerung

Die einfachste Schaltung ist in Bild 2.2.1.5 zu sehen. Sie besteht aus 2 NAND-Gliedern, wobei das erste Glied, an das das Eingangssignal angelegt ist, mittels eines zusätzlichen Kondensators in der Schaltzeit heraufgesetzt wird. Das zweite Glied invertiert nur das Signal und stellt damit die richtige Phasenlage wieder her. Diese sehr einfache Schaltung kann in all den Fällen Verwendung finden, wo Einschalt- und Ausschaltverzögerung in den Absolutzeiten unkritisch sind. Durch die Nichtlinearität des NAND-Gliedes ist nämlich in diesem Fall die Ausschaltverzögerung am Ausgang C dreimal so groß wie die Einschaltverzögerung.

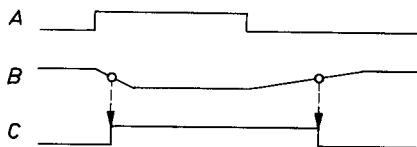
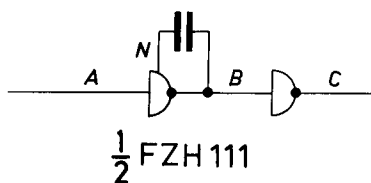


Bild 2.2.1.5

2.2.1.6 Schaltung zur Einschalt- und Ausschaltverzögerung mit definierten Ein- und Ausschaltverzögerungszeiten

Will man die Ein- und Ausschaltverzögerungszeiten definiert getrennt dimensionieren, so kann dieses mittels Schaltung Bild 2.2.1.6 erreicht werden. Benötigt wird ein Baustein FZH111 und die Hälfte eines

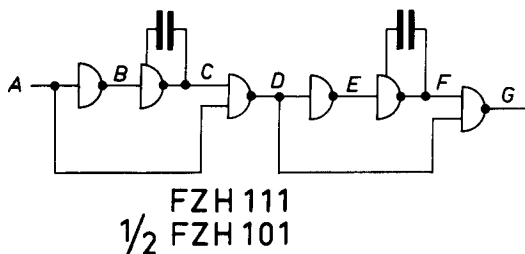
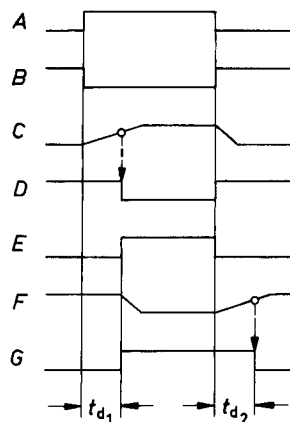


Bild 2.2.1.6



Bausteins FZH101. Wie leicht erkennbar, handelt es sich bei dieser Schaltung um die sinnvolle Kombination der beiden Schaltungen nach Bild 2.2.1.1 und Bild 2.2.1.3

2.2.1.7 Variable Einschalt- und Ausschaltverzögerung

Die obere monostabile Kippstufe triggert auf die positive Flanke des Eingangssignals, die untere monostabile Kippstufe auf die negative Flanke des Eingangssignals. Beide Ausgänge werden negiert und über ein NAND-Glied vergattert. Dadurch lassen sich Einschalt- und Ausschaltverzögerung getrennt voneinander variieren (Bild 2.2.1.7).

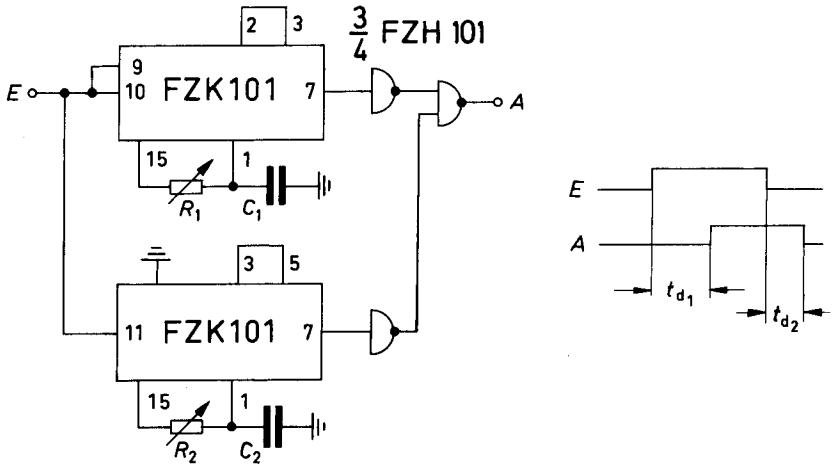


Bild 2.2.1.7

2.2.2 Schaltung zur Impulsverkürzung

Mit einem Baustein FZH111 lässt sich auf eine einfache Weise eine Schaltung zur Impulsverkürzung realisieren (Bild 2.2.2.1).

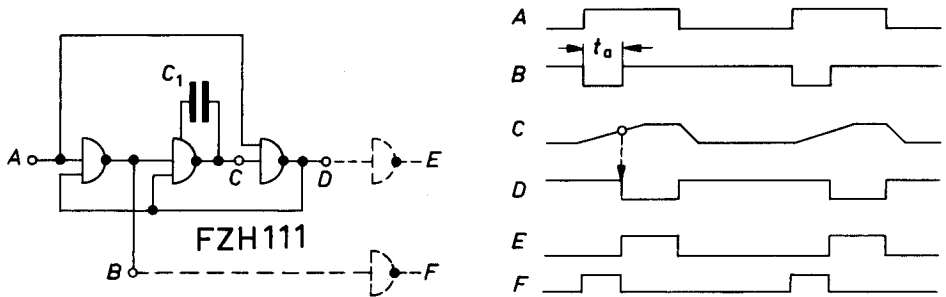


Bild 2.2.2.1

des zweiten NAND-Gliedes, der Punkt C, langsam auf den Pegel H ansteigen. Nach einer gewissen Zeit sind also beide Eingänge des dritten NAND-Gliedes auf dem Pegel H, folglich der Ausgang auf dem Pegel L (Punkt D). Je nachdem, ob man ein Ausgangssignal mit definierter Impulslänge oder ein Ausgangssignal mit der Impulslänge Eingangsimpuls minus t_A benötigt, werden die Anschlüsse B oder D mit dem als Negator verwendeten vierten NAND-Glied verbunden. Bild 2.2.2.2 zeigt die Schaltzeit t_A als Funktion des Kondensators C_1 .

Bestückung:

FZH 101	Q 67000-H 190
FZH 111	Q 67000-H 191
FZK 101	Q 67000-K 6

2.3 Schaltung zur Impulsbreitenüberwachung

Die Eingangsimpulsbreite am Punkt A (Bild 2.3.1) bestimmt, ob an Punkt D ein Impuls erscheint oder nicht. Wird an den Punkt D zusätzlich ein aus zwei NAND-Gliedern gebildeter Flip-Flop angeschaltet (siehe Bild 2.3.1), so meldet der Ausgang G den Pegel H, wenn eine bestimmte Eingangsimpulsbreite überschritten wurde. Mittels der Taste T kann der Ausgang wieder auf L zurückgesetzt werden.

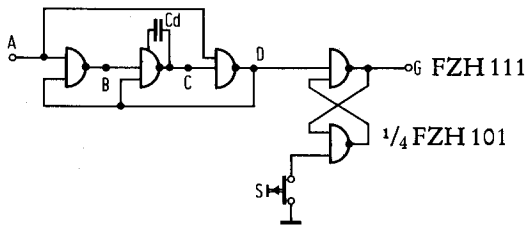


Bild 2.3.1

2.4 Schaltung zur Frequenzüberwachung Dimensionierung der Kondensatoren C_1 , C_2 und C_3

Ein häufig wiederkehrendes Problem ist die Kontrolle einer Frequenz, d. h. die Überwachung einer Mittenfrequenz, für die ein gewisser Toleranzbereich angegeben ist. Die Schaltung nach Bild 2.4.1 eignet sich aufgrund ihres Bandpaßverhaltens sehr gut für diese Aufgabe. Für einen mit C_1 und C_2 einstellbaren Frequenzbereich führt der Ausgang den Pegel H. Alle übrigen Frequenzen werden mit einem Aus-

Das Impulsdiagramm gibt Aufschluß über die Wirkungsweise dieser Schaltung. Das Eingangssignal wird jeweils auf einen Eingang des ersten und dritten NAND-Gliedes gegeben. Im Ruhezustand ist der zweite Eingang des ersten NAND-Gliedes auf logisch H, folglich geht dessen Ausgang sofort auf logisch L, wenn am Punkt A das Signal H ansteht. Da B auch gleichzeitig der eine Eingang des zweiten NAND-Gliedes ist, wird entsprechend der Schaltzeitverlängerung der Ausgang

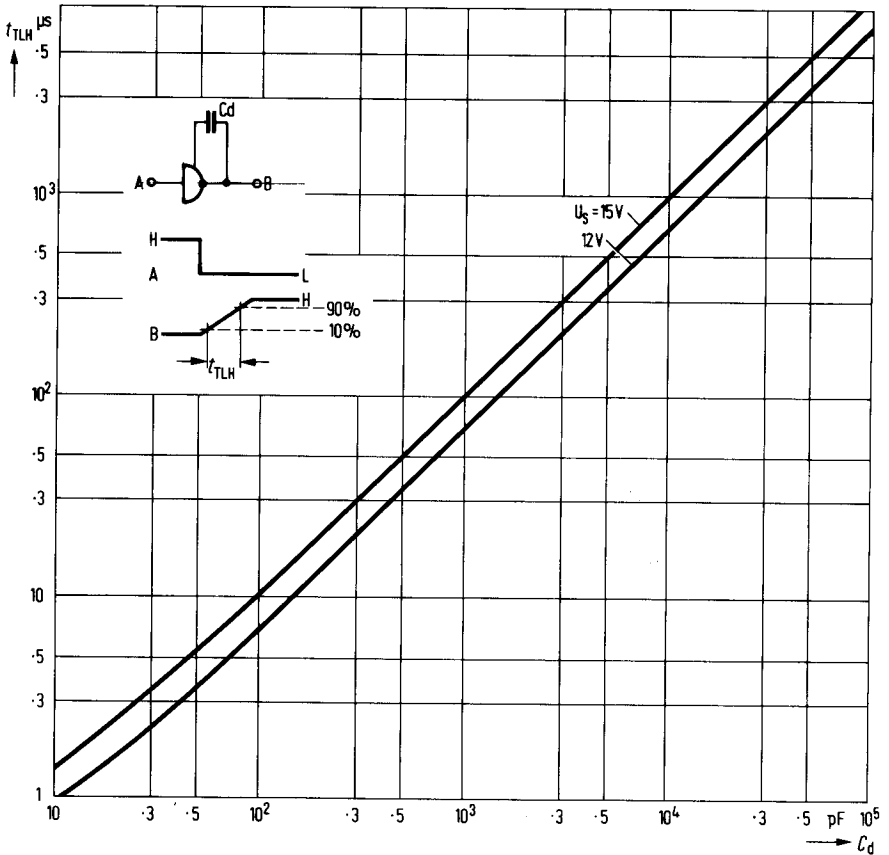
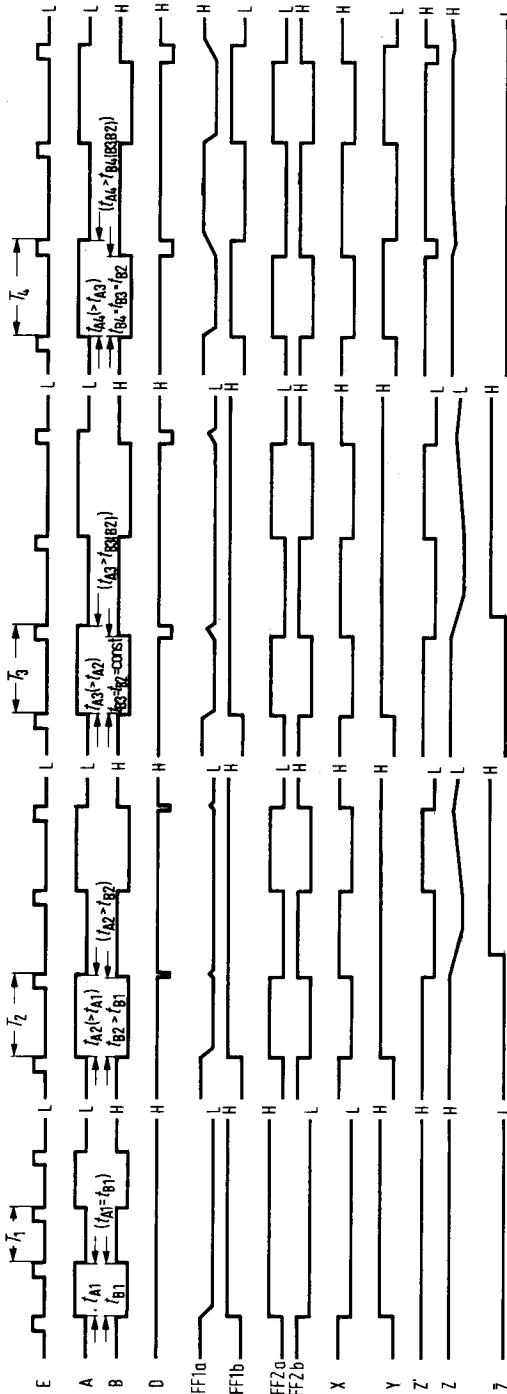


Bild 2.2.2.2

Bild 2.4.3



1. H-Signal. Der Zustand der beiden Flip-Flops wird sich dabei nicht verändern.
2. Ein nur schmaler Impuls. Der Flip-Flop 2 wird am Ausgang b auf H gebracht. Flip-Flop 1 kippt noch nicht um.
3. Ein breiter Impuls. Beide Flip-Flops werden umschalten.

Man erkennt, der Schaltzustand am Flip-Flop 1 und am Flip-Flop 2 wird durch die Frequenz beeinflusst. Bei einer zu hohen und bei einer zu niedrigen Frequenz haben beide Flip-Flops unterschiedliche Ausgangsinformationen. In einem bestimmten Frequenzbereich, dessen obere Grenze mit C_1 und dessen Breite mit C_2 einstellbar sind, liegt die gleiche Information vor. An die vier Ausgänge der Flip-Flops ist eine Antivalenzverknüpfung angeschlossen, die am Ausgang dann H ergibt, wenn die Eingangsvariablen ungleich sind. Dann ist der Ausgang a des Flip-Flops 1 auf L und der Ausgang b des Flip-Flops 2 auf H. Das ergibt H an Y und an X, so daß am Ausgang ebenfalls H ansteht.

Liegt ein Eingangssignal mit den LSL-Pegeln vor, so kann die Eingangsschaltung bis zum Flip-Flop entfallen.

Wird eine Lampenanzeige gewünscht, so kann die Schaltung nach Bild 2.4.2 nachgeschaltet werden. Sie zeigt mit 3 getrennten Lampen an, ob die Eingangsfrequenz zu niedrig, richtig oder zu hoch ist.

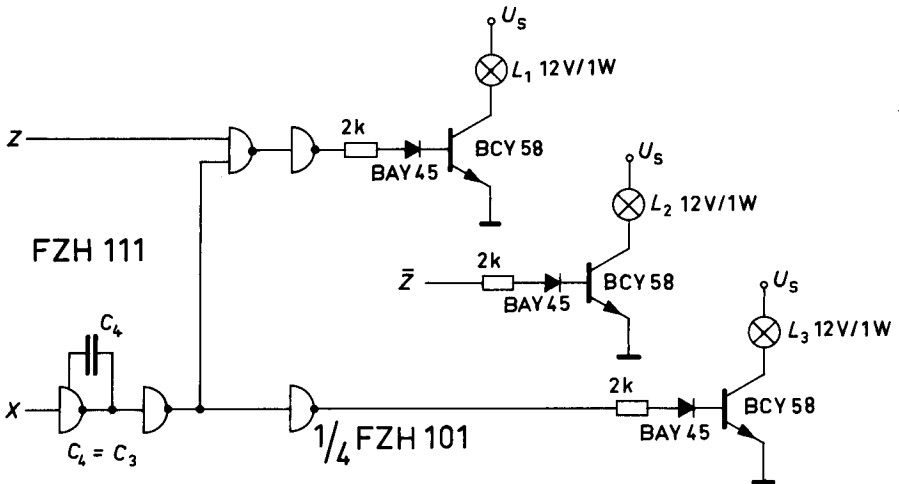


Bild 2.4.2

Dimensionierung der Kondensatoren C_1 , C_2 und C_3

Bild 2.4.4 zeigt die Periodendauer als Funktion von C_1 , bei der am Ausgang \bar{Z} die logisch H steht, also die obere Grenze der gewünschten Frequenz (Mittelfrequenz plus Abweichung). Die untere Frequenzgrenze wird mit C_2 bestimmt. Als Richtwert kann $C_2 = 0,2 C_1$ gewählt werden, wobei die Abweichung, bezogen auf die obere Grenzfrequenz, ca. 10% beträgt. Zur Gewährleistung eines einwandfreien Ausgangssignals ohne Meßfrequenzreste sollte C_3 mindestens dreimal C_1 betragen.

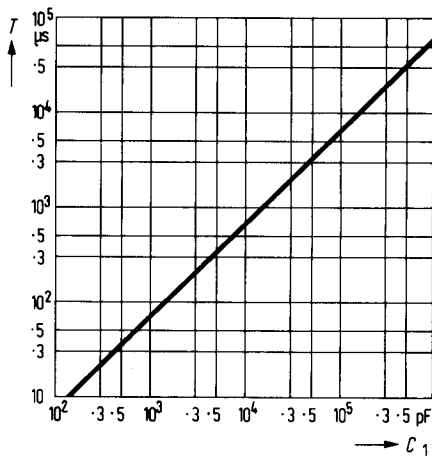


Bild 2.4.4

Die Schaltung sollte ohne zusätzliche Kompensationsmaßnahmen nur bei Zimmertemperatur eingesetzt werden.

Bestückung:

4 FZH 111	Q 67000-H 191
3 FZJ 101	Q 67000-J 95
3 BAY 41	Q 60201-Y 41
3 BAY 45	Q 60201-Y 45
3 BCY 58	Q 60203-Y 58-C

2.5 Schaltung zur Spannungsüberwachung

Mit dem Baustein FZH 101 läßt sich eine einfache Spannungsüberwachung bauen. Die zu messende Spannung U_x wird über zwei Po-

tentiometer angeschlossen. An einem Zahlenbeispiel wird die Funktion der Schaltung erläutert:

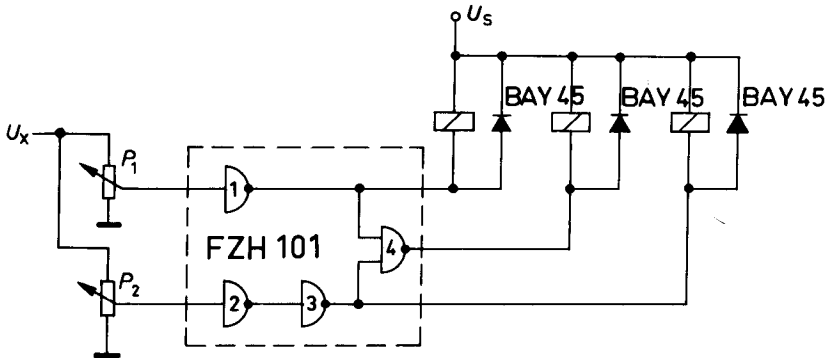


Bild 2.5.1

Eine Spannung von 20 V soll mit einer Genauigkeit von $\pm 10\%$ überwacht werden. Die Spannung am Abgriff von P_1 wird auf 5,4 V eingestellt, die von P_2 auf 6,6 V. Da die Schwelle eines LSL-Gatters bei 6 V liegt, beträgt der Abstand jeweils 0,6 V, also 10%. Bei den angegebenen Spannungen an den Potentiometerabgriffen liegt der Ausgang des NAND-Gliedes 1 auf H, der Ausgang des Gliedes 2 auf L und damit der Ausgang des Gliedes 3 auf H. Beide Eingänge des NAND-Gliedes 4 liegen auf H, so daß der Ausgang von 4 auf L liegt und das Relais betätigt. Beim Ansteigen der Spannung schaltet der Ausgang des NAND-Gliedes 1 auf L und betätigt damit das an diesem Ausgang liegende Relais. Der Ausgang 4 liegt auf H, so daß dieses Relais stromlos ist. Fällt jedoch die Spannung unter das Toleranzband des Normalwertes, dann geht der Ausgang des NAND-Gliedes 3 auf L und betätigt das angeschlossene Relais, während die beiden an 1 und 4 angeschlossenen Relais stromlos bleiben. Der Widerstand der Arbeitswicklung des Relais darf 200 Ω nicht unterschreiten, weil sonst die Verlustleistung am Ausgangstransistor der NAND-Glieder überschritten wird. Ebenso darf die maximal zulässige Eingangsspannung eines LSL-Gatters von 18 V nicht überschritten werden. Bei den oben angegebenen Zahlenbeispielen (20 V) darf die zu messende Spannung also 54 V nicht überschreiten.

Bestückung:

- | | |
|-----------|---------------|
| 1 FZH 101 | Q 67000-H 190 |
| 3 BAY 45 | Q 60201-Y 45 |

2.6 Universelle Synchronsteuerung

Nachstehend beschriebene Schaltung (Bild 2.6.1) kann zur Nachregelung zweier parallel ablaufender Vorgänge auf einen Synchronstand benutzt werden. Es können z. B. zwei Projektoren auf Gleichlauf gehalten werden. Jeder Projektor muß dabei eine seiner Laufgeschwindigkeit proportionale Impulsfolge mit gleicher Impulsbreite abgeben. Geregelt wird nach einer Norm-Impulsfolge. Ist eine solche nicht vorhanden, so wird eine der beiden Impulsfolgen als Norm-Impulsfolge genommen. Die Abweichung der beiden Impulsfolgen kann bis zu 7 Impulse betragen. Bei Abweichung der Laufgeschwindigkeit stellt sich folgende Regelausgangsgröße ein:

$$f < f_{\text{Norm}}, A_1 = L, A_2 = H$$

$$f > f_{\text{Norm}}, A_1 = H, A_2 = L$$

Bei Gleichstand der Frequenzen, d. h.

$$f = f_{\text{Norm}}, A_1 = L, A_2 = L$$

Bei Ausfall einer Impulsfolge muß die zweite Impulsfolge angehalten werden. Die bis zum Stillstand noch abgegebenen Impulse (max 7) werden durch die Einrichtung gespeichert. Bei Wiederanlauf erfolgt die Steuerung so lange, bis die voreingestellte Zahl des Vor/Rückwärtszählers wieder hergestellt ist. Entsprechendes gilt für den umgekehrten Fall. Die Gesamtschaltung besteht aus dem eigentlichen Vor/Rückwärtszähler, der Eingangslogik, welche beim Vergleich der beiden Impulsfolgen Impulsüberdeckungen verhindert, ferner eine Einrichtung, die beim Einschalten der Versorgungsspannung die Voreinstellung des Vor/Rückwärtszählers auf die Zahl 8 = LLLH vornimmt, und die Auswertlogik. Die Schaltung wird mit 8 LSL-Bausteinen realisiert.

Funktionsablauf

Beim Einschalten der Versorgungsspannung wird der Vor/Rückwärtszähler auf die Dezimaläquivalente 8 gebracht. Zunächst liegt der Ausgang der Voreinstellungsanordnung auf logisch L. Die an das Integrierglied $R_1 C_1$ angelegte Betriebsspannung bringt diesen Ausgang nach Erreichung des Schwellpunktes des ersten Gatters auf den Pegel H und bleibt in dieser Lage. Erst beim erneuten Ein- und Ausschalten wiederholt sich dieser Vorgang.

Die Norm-Impulsreihe oder die als Norm-Impulsreihe genommene Impulsreihe liegt am Eingang E_1 , die zu vergleichenden Impulse am Eingang E_2 . Kommen beispielsweise in einer bestimmten Zeiteinheit

am Eingang E_1 3 Impulse, am Eingang E_2 jedoch nur 2 Impulse an, so wird der Zähler auf 9 gebracht. Die 9 wiederum ergibt über die Auswertlogik, daß der Ausgang A_1 auf L und der Ausgang A_2 auf H steht. Mittels dieser Zweipunktregelung kann nun die Einrichtung, aus der die Impulsfolge 2 abgenommen wurde, nachgeregelt werden. Im umgekehrten Fall erfolgt die Beeinflussung entgegengesetzt.

Bestückung:

3 FZH 101	Q 67000-H 190
1 FZH 121	Q 67000-H 192
1 FZH 191	Q 67000-H 633
1 FZH 201	Q 67000-H 636
1 FZJ 121	Q 67000-J 385

2.7 Schweißzeitsteuerung

Elektronische Zeitbegrenzer mit elektronischem Leistungsschalter haben bei Widerstandsschweißmaschinen eine vielseitige Anwendung gefunden. Der Leistungsschalter auf der Primärseite des Schweißtrafos hat eine ohmisch-induktive Last zu schalten. Wird der Schweißtrafo nicht phasenstarr und phasenrichtig eingeschaltet, dann kann ein hoher Einschaltstrom auftreten, der erst nach einigen Perioden in den stationären Strom übergeht. Es ist daher vorteilhaft, die Schweißzeiten auf die exakte Dauer weniger Netzperioden zu begrenzen und den Schweißstrom durch Regelung des Phasenanschnittes zu beeinflussen. Die Schaltung nach Bild 2.7.1 gestattet ein phasenstarrs, synchrones Schalten mit einstellbarem Phasenanschnitt. Der Triac unterbricht jeweils den Strom bei seinem Null-Durchgang am Ende jeder Halbperiode und vermeidet damit gefährliche Abschaltüberspannungen. Um keine Transformatorremanenz zu erhalten, muß die Schweißung immer mit der entgegengesetzten Halbperiode beendet sein, mit der sie angefangen hat. D. h. jede Schweißung muß z. B. mit einer positiven Netzhalbperiode beginnen und mit einer negativen Netzhalbperiode enden. Die Steuerung umfaßt daher immer eine gerade Anzahl von Halbwellen. Wäre dies nicht gewährleistet, könnten hohe Einschaltströme auftreten.

Funktionsablauf

Beim Einschalten der Versorgungsspannung mittels des Schalters S_1 wird durch den Integrationsvorgang an $C_1 R_1$ das aus zwei Gattern des FZH 191 gebildete RS-Flip-Flop an seinem Ausgang a auf H gebracht. Mittels der Graetz-Gleichrichterschaltung GL_1 wird aus

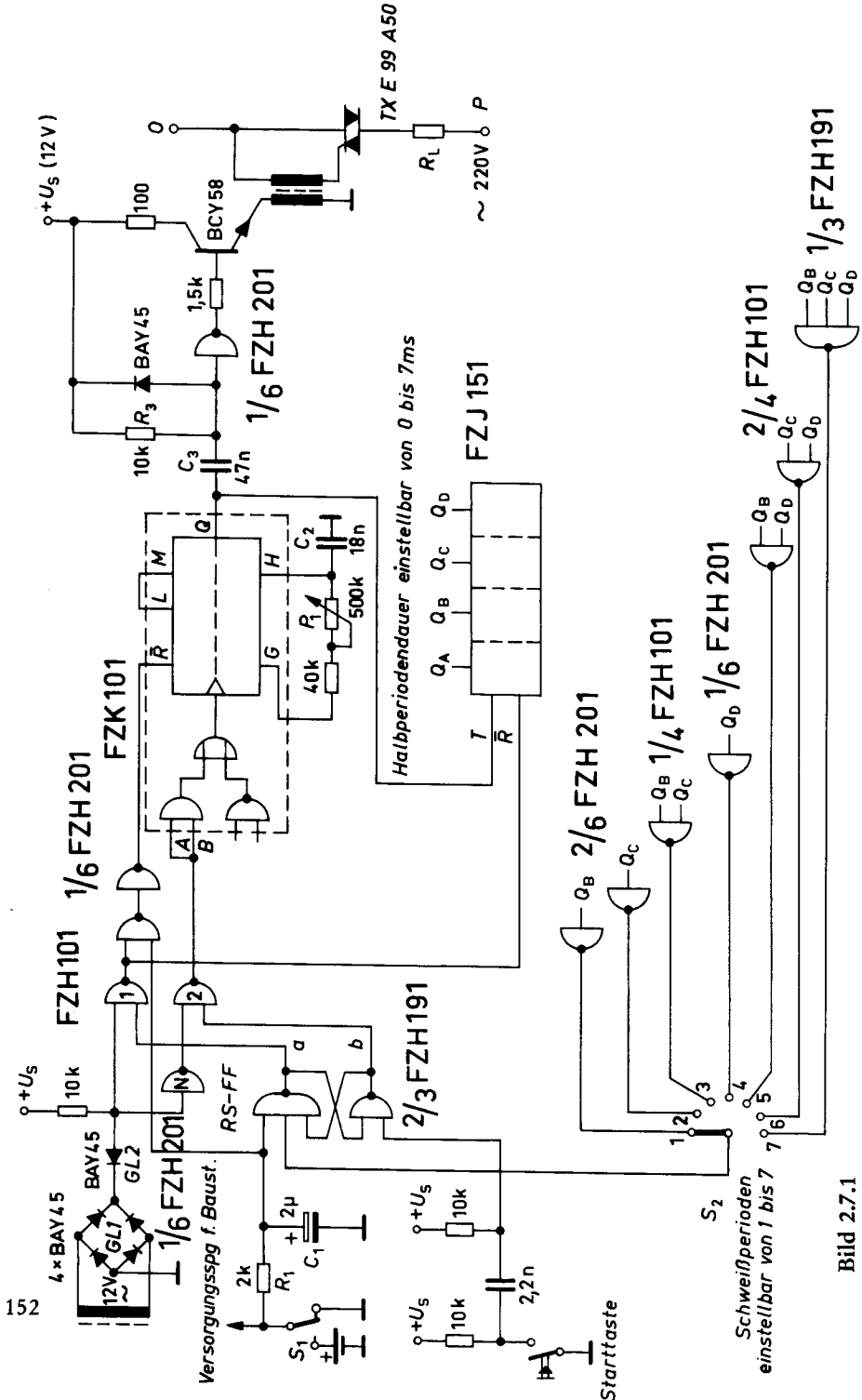


Bild 2.7.1

den 50-Hz-Netzperioden ein 100-Hz-Schwingungszug gebildet. Dieser steuert über den Gleichrichter Gl_2 den einen Eingang des Gatters 1 an. Der zweite Eingang liegt bereits auf H. Damit wird bei jeder Netzhalbwelle der Ausgang nach L gesteuert und sowohl der Zähler FZJ 151 als auch die monostabile Kippstufe FZK 101 rückgesetzt und auf Null gehalten.

Bei Betätigung der Starttaste kippt das RS-Flip-Flop um, an seinem Ausgang b steht das Signal H. Jetzt wird bei jedem Nulldurchgang der Netzspannung das NAND-Glied 2 an seinem Ausgang auf L gehen. Mit der folgenden steigenden Flanke wird die monostabile Kippstufe FZK 101 angestoßen. Der Negator vor dem Gatter 2 ist zur Flankenversteilerung erforderlich.

Der Ausgangsimpuls des Monoflop wird über das Glied $C_3 R_3$ differenziert und erzeugt am Ausgang des NAND-Gliedes FZH 201 an der Rückflanke des Ausgangsimpulses einen positiven Ansteuerimpuls. Dieser wird durch den Transistor BCY 58 verstärkt und zündet über den Impulstrafo den Triac. Der Zündzeitpunkt hängt von der Einstellung des Potentiometers P_1 ab, welches zusammen mit dem Kondensator C_2 die Dauer des Ausgangsimpulses des Monoflop bestimmt. Ein langer Impuls bedeutet, da ja der Zündzeitpunkt an der Rückflanke des Impulses ist, einen späten Phasenabschnitt und damit eine geringe Stromstärke des Schweißstromes. Es ist darauf zu achten, daß die Zeitkonstante $P_1 C_2$ nicht zu groß gewählt wird, weil sonst die Zündimpulse bereits in die nachfolgende Halbperiode hineinreichen. Die abgegebene Anzahl der Zündimpulse wird mittels des Zählers FZJ 151 abgezählt. Mit dem Schalter S_2 kann ausgewählt werden, ob nach 2, 4, 6, ... oder 14 Zündimpulsen das RS-Flip-Flop rückgesetzt wird. Die Rücksetzung beendet den Schweißvorgang. Da der Schweißvorgang immer nur nach einer geraden Anzahl Halbperioden beendet wird, ist die Bedingung zur Vermeidung der Transformatorremanenz erfüllt.

Bestückung:

2 FZH 101	Q 67000-H 190
1 FZH 191	Q 67000-H 633
1 FZH 201	Q 67000-H 636
1 FZJ 151	Q 67000-J 394
1 FZK 101	Q 67000-K 6
1 BCY 58	Q 60203-Y 58-G
6 BAY 45	Q 60201-Y 45

2.8 Aufzugsteuerung

Die Gesamtschaltung (Bild 2.8.1) besteht aus der Kabinenstandsanzeige, der Fahrtrichtungs- bzw. Stockwerkswahl mit einer vorgegebenen Anzahl von Stockwerksschaltungen, die Fahrbefehlspeicherung und Befehlsausgabe, die Fahrtrichtungssteuerung mit Fahrtrichtungsanzeige und letztlich einer Fahrschaltung zur Steuerung der Schütze für Aufwärts-, Abwärts-, Schnell- und Langsamfahrt.

Informatorisch gliedert sich die Aufzugssteuerung in 3 Teile:

1. *Eingabe*, bestehend aus Magnetschaltern zur Feststellung des Kabinenstandes, Tasten zur Eingabe des Fahrwunsches von außen oder in der Kabine sowie Sicherheitskontakten. Alle Eingabeglieder sind durch Anschaltung des Verzögerungskondensators $C_N = 0,1 \mu\text{F}$ hinreichend störsicher gemacht.
2. *Informationsverarbeitung*, hierunter sind Kabinenstandsanzeige, Kommandospeicherung und -löschung, Fahrtrichtungssteuerung und Verzögerungsabgabe zu verstehen.
3. *Ausgabe*, enthält Leistungsverstärker für die Anzeigelampen von Kabinenstand, Kommandoquittung und Fahrtrichtung. Ferner Leistungsverstärker für die Schaltschütze für Aufwärts-, Abwärts-, Schnell- und Langsamfahrt.

Ein Teil der Informationsverarbeitung wird zweckmäßigerweise in Stockwerksschaltungen aufgegliedert, da für die beiden Endstockwerke und für alle Zwischenstockwerke gleiche Logikkarten verwendet werden können, die die sich je Haltestelle wiederholenden Funktionen enthalten. Das hier beschriebene Beispiel zeigt 6 Stockwerke, oberstes und unterstes sowie 4 dazwischenliegende Stockwerke. Je 2 und 4 Karten sind also identisch. Hinzu kommen die Baugruppen „Kabinenstandsanzeige“ und „Fahrtrichtungssteuerung“ mit Fahrschaltung.

Funktionsablauf

Der Beförderungswunsch kann entweder mit einer Außentaste „Auf“ oder „Ab“ oder mit einer Taste in der Kabine als Stockwerkswunsch eingegeben werden. In der jedem Stockwerk zugeordneten Stockwerksschaltung werden die eingegangenen Befehle in RS-Flip-Flops gespeichert und über Anzeigelampen quittiert. In der Kabine befinden sich sowohl die Lampen STW für den Stockwerkswunsch als auch die jeder Etage zugeordneten Lampen für die gewünschte Fahrtrichtung „Auf“ — „Ab“. Die Lampen für die gewünschte Fahrtrichtung sind als Quittung in jedem Stockwerk angebracht und denen in dem Tableau der Kabine parallelgeschaltet.

Der Aufzug erfüllt zuerst alle Wünsche in der gerade bestehenden Fahrtrichtung. Das Anhalten in einem Stockwerk erfolgt nur, wenn entweder das Stockwerk gewählt wurde (nur innen in der Kabine möglich) oder die gewünschte Fahrtrichtung (außen am Stockwerk) mit der augenblicklichen Fahrtrichtung des Liftes identisch ist. Der Aufzug wendet, wenn kein Fahrtwunsch in dieser Richtung mehr vorliegt und ein Kommando für die entgegengesetzte Richtung vorhanden ist.

Die Verzögerung von 5 Sekunden wird entweder beim Eintritt in die Langsamfahrzone oder nach dem Schließen der Tür eingeleitet. Nach dieser Zeit ist der Aufzug wieder fahrbereit. Die gespeicherten Kommandos werden jeweils beim Eintreffen der Kabine in dem gewünschten Stockwerk gelöscht.

Kabinenstandsanzeige

Die Kabinenstandsanzeige wird von den beiden Flip-Flops „FF auf“ und „FF ab“ sowie den drei Magnetschaltern MI, MII und MIII gesteuert. Der Magnetschalter MI ist am oberen, MII am unteren Ende des Langsamfahrbereiches eines jeden Stockwerkes angeordnet. Der Schalter MIII schließt bei Bündigstellung der Kabine mit der Tür. Die Schalter sämtlicher Stockwerke liegen parallel.

Das Kernstück der Kabinenstandsanzeige besteht aus einem Schieberregister, gebildet aus 5 JK-Flip-Flops FZJ 111, welches je nach Fahrtrichtung nach rechts oder links schiebt. Am Anfangsgeschoß (1) werden über den Endschalter 1 alle FF's gesetzt und damit die Anzeige mit dem richtigen Kabinenstand synchronisiert. Bei der nun (zwangsläufigen) Aufwärtsfahrt wird vor jedem Stockwerk MII geschlossen, die Vergatterung gibt diesen Impuls auf die Takteingänge. Mit jedem Stockwerk wird die „L“ eine Stelle nach rechts geschoben. An den \overline{Q} -Ausgängen steht dann „H“, welches mit dem „H“ des nächsten FF in den NAND-Gliedern verknüpft die einzelnen Stockwerke anzeigt (Wahrheitstabelle 1). Der Endschalter 6 trägt redundant zur Sicherung des Synchronstandes beim Erreichen des obersten Stockwerkes bei.

Bei Abwärtsfahrt wird bei jedem Passieren eines Magnetschalters MI eine „H“ nach links geschoben. Die Kabine befindet sich immer dort, wo zwei benachbarte FF's verschiedene Zustände haben.

Die Umschaltung der Schieberichtung kann nur bei Stillstand der Kabine, also bei geschlossenem Schalter MIII erfolgen.

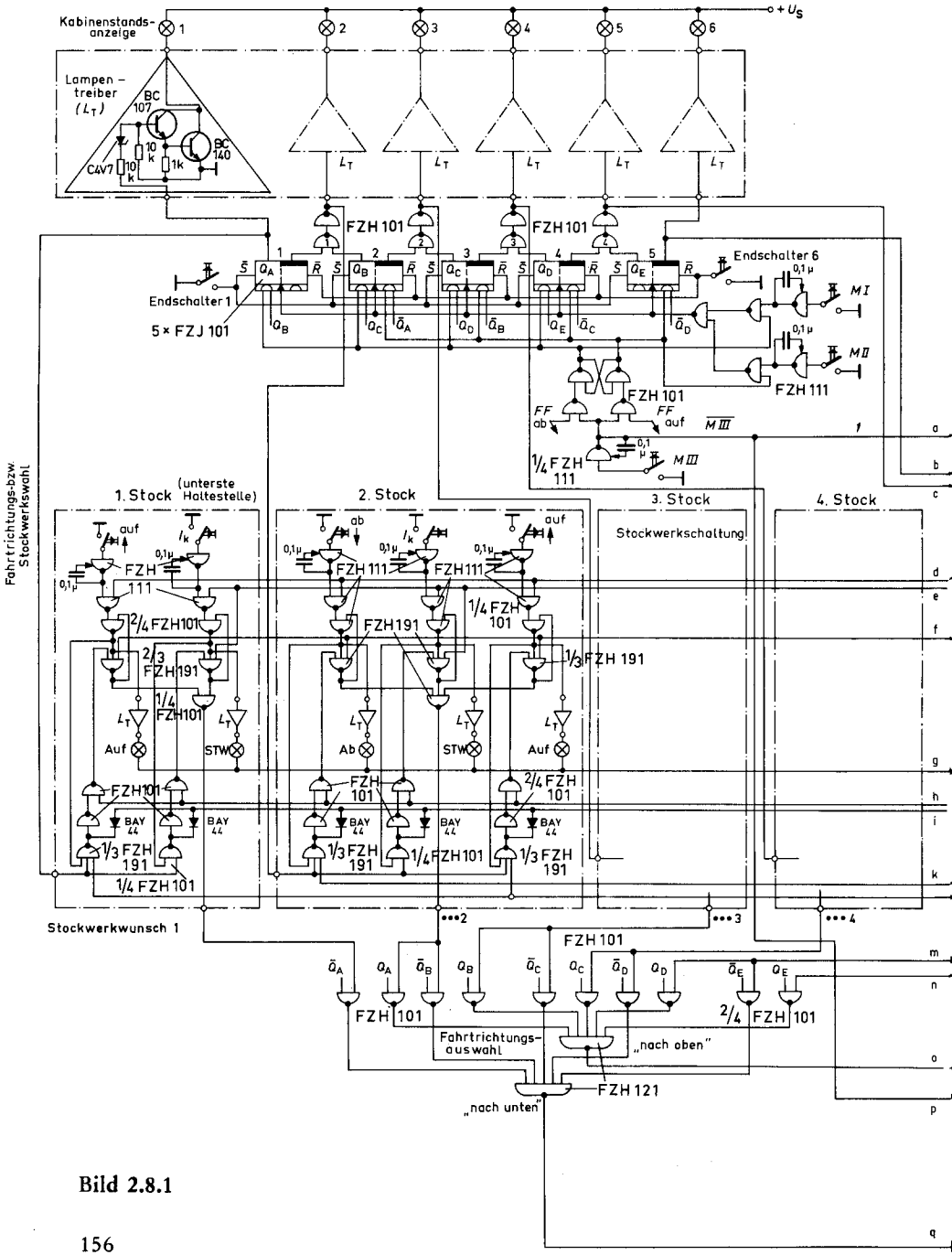
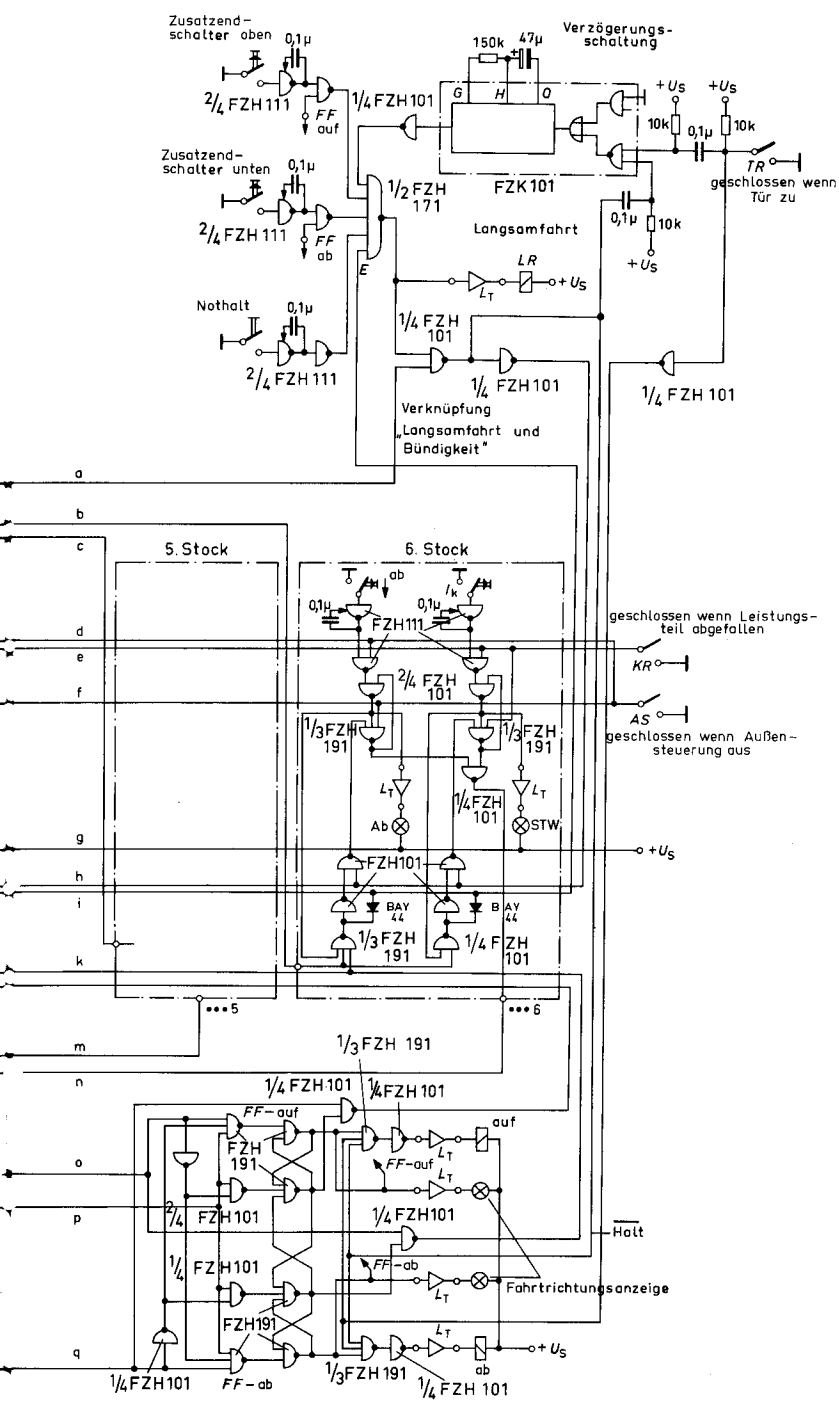


Bild 2.8.1



Fahrschaltung mit Fahrtrichtungssteuerung

Stockwerkschaltung

Funktionen, die sich je Stockwerk wiederholen, sind aus fertigungstechnischen Gründen in Baugruppen zusammengefaßt. Jedes mittlere Stockwerk besitzt zwei Außenkommandos „auf und ab“, die Endstockwerke nur „auf“ oder „ab“, in der Kabine für jedes Stockwerk das Innenkommando „I_k“. Die drei möglichen Kommandos pro Haltestelle werden getrennt gespeichert. Die Ausgänge der Speicher führen zwecks Quittierung getrennt auf die Lampentreiber LT zu den Anzeigelampen.

Die Speicherausgänge werden in einer ODER-Verknüpfung zusammengefaßt und als Stockwerkswunsch mit einer „H“ an die Fahrtrichtungswahl weitergegeben.

Ferner gehen die Speicherausgänge auf NAND-Verknüpfungen, die bei Übereinstimmung von Kommandospeichern, Stockwerk *und* Fahrtrichtung über die Dioden BAY44 und Leitung ii die Langsamfahrt auslösen. Sobald die Kabine bei Bündigstellung mit der Tür (MIII geschlossen) anhält, wird der gespeicherte Fahrtbefehl über die Leitung hh gelöscht. Damit dies nicht auch beim Überfahren der Schalter MIII geschieht, wurde eine Verknüpfung „Langsamfahrt und Bündigkeit“ vorgesehen.

Erweiterungsmöglichkeit

Die Schaltung ist für beliebig viele Haltestellen erweiterungsfähig. Hierzu muß sowohl die Kabinenstandsanzeige mit Schieberegister erweitert als auch die Anzahl der Stockwerksschaltungen erhöht werden.

Fahrtrichtungsanwahl

In der Fahrtrichtungsanwahl wird der Stockwerkswunsch aus den einzelnen Stockwerksschaltungen mit je einem Kriterium „Aufzug oberhalb“ und „Aufzug unterhalb“ aus der Kabinenstandsanzeige verknüpft. Die Ausgänge „nach oben“ oder „nach unten“ steuern die beiden Flip-Flops „FF auf“ und „FF ab“. Letztere sind über eine ODER-Verknüpfung miteinander verbunden. Zur Umschaltung muß gleichzeitig das Signal „MIII“ über die Leitung pp vorhanden sein.

Fahrschaltung und Fahrtrichtungssteuerung

Die Steuersignale für die Schütze „auf“ und „ab“ werden durch Verknüpfung der Ausgangssignale der Flip-Flops „FF auf“ bzw. „FF ab“ und einem Signal „Halt“ gebildet. Durch die ODER-Verknüpfung der FF's ist nur eine Richtung möglich.

Das weiter oben bereits erwähnte Signal „Langsamfahrt und Bündigkeit“ läßt für beide Fahrtrichtungen die Schütze abfallen, also die Kabine anhalten. Ebenso bei offenstehender Tür. Liegt kein Fahrtwunsch mehr vor, werden beide Gatter der Fahrtrichtungsauswahl eine „L“ ausgeben und beide Fahrtrichtungs-Flip-Flops löschen.

Langsamfahrt und Verzögerung

Beide Funktionen sind untereinander und mit dem Zeitglied FZK 101 eng verkoppelt. Jedesmal, wenn ein Haltesignal entsteht (Langsamfahrt und Bündigkeit) sowie die Tür zum Aufzug geschlossen wird, wird die monostabile Kippstufe FZK 101 getriggert und gibt eine 5-Sekunden-Verzögerung aus. Im ersten Fall dient die Verknüpfung nur zur Verlängerung der Langsamfahrt auf mindestens 5 Sekunden, in zweiten Fall zur Verzögerung der Abfahrt nach Schließen der Tür. Nur Langsamfahrt wird wie schon im Abschnitt „Stockwerkschaltung“ erwähnt, über die Leitung ii ausgelöst.

Allgemeines

Vorstehend wurde der elektronische Niederspannungsteil beschrieben. Hinzu kommt der Leistungsteil, der entweder mit Schützen — wie oben angedeutet — oder mit Thyristoren ausgeführt werden kann. Die Verknüpfungen, die für eine stufenweise Beschleunigung des Antriebes notwendig sind, wurden hier nicht behandelt.

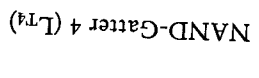
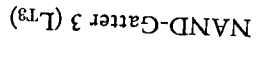
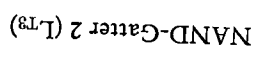
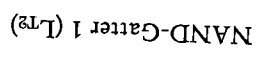
Bestückung:

14 FZH 101	Q 67000-H 190
17 FZH 111	Q 67000-H 191
1 FZH 121	Q 67000-H 192
15 FZH 191	Q 67000-H 633
5 FZJ 101	Q 67000-J 95
1 FZK 101	Q 67000-K 6
26 BC 107	Q 60203-X 107-A
26 BC 140	Q 60203-X 140-V6
26 BCY 83 *)	Q 60225-X 83-J 1
16 BAY 44	Q 60201-Y 44

*) C 4 V7

Wahrheitstabelle 1:

Stodkwerk	FF1		FF2		FF3		FF4		FF5	
	Q_A	\bar{Q}_A	Q_B	\bar{Q}_B	Q_C	\bar{Q}_C	Q_D	\bar{Q}_D	Q_E	\bar{Q}_E
1	H	L	H	L	H	L	H	L	H	L
2	L	H	H	L	H	L	H	L	H	L
3	L	H	L	H	H	L	H	L	H	L
4	L	H	L	H	L	H	H	L	H	L
5	L	H	L	H	L	H	L	H	H	L
6	L	H	L	H	L	H	L	H	L	H



L^5

2.9 Motorsteuerung für Tipp- und Dauerbetrieb

Es handelt sich um eine Motorsteuerung, bei der man durch Drücken von Tasten folgende Betriebsarten auslösen kann:

1. Dauernder Rechtslauf
2. Dauernder Linkslauf
3. Anhalten für beide Richtungen
4. Tippbetrieb rechts
5. Tippbetrieb links

Beim Tippbetrieb läuft der Motor nur so lange, wie die Taste gedrückt ist. Diese Art der Steuerung wird bei verschiedenen Werkzeugmaschinen, wie z. B. Justiertische, Hobelbänke usw. angewandt.

Die Schaltung in Bild 2.9.1 ist so ausgeführt, daß die Tasten beliebig betätigt werden können. Eine Verriegelungsschaltung sorgt jeweils dafür, daß entweder nur das Schütz für Rechtslauf oder das Schütz für Linkslauf eingeschaltet ist. Es ist zulässig, sofort auf die Gegenrichtung umzusteuern. Beim Übergang von Dauer- auf Tippbetrieb muß zunächst die Taste 5 „Anhalten“ betätigt werden. Auch ein gleichzeitiges Drücken mehrerer Tasten richtet keinen Schaden an. Eine Verriegelung sorgt dafür, daß der Motor nur einem Befehl gehorchen kann.

Funktion:

Beim Einschalten der Betriebsspannung setzt das Integrationsglied R_1/C_1 mit den beiden nachgeschalteten Gattern beide Flip-Flops zurück. Wird jetzt beispielsweise auf Rechtslauf gedrückt (Taste 3), so wird das Flip-Flop 1 gesetzt, an seinem Ausgang ist die logische L, nach dem Gatter 1 eine H. Die Anpassungsschaltung mit dem Darlington-Transistor BDY88 steuert das Leistungsschütz. Das Ausschalten wird durch Rücksetzung des Flip-Flops vorgenommen. Dies kann entweder durch Betätigung der Taste 5 „Anhalten“ oder der Taste 4 „Linkslauf“ geschehen. Beim Drücken dieser Taste wird als erstes relativ schnell, nämlich über 2 Gatterlaufzeiten, der Ausgang des Gatters 1 auf logisch L gebracht, damit beginnt das Schütz abzufallen. Erst dann wird das Flip-Flop 2 mit einer Verzögerung von etwa 20 ms gesetzt, und das Gatter 2 erhält am Ausgang eine H, über die Anpassungsschaltung beginnt das Schütz für Linkslauf anzuziehen. Diese Verzögerung verhindert zuverlässig, daß beide Schütze gleichzeitig eingeschaltet sind und ein Kurzschluß entsteht. Die Realisierung auf eine so einfache Weise mit nur zwei zusätzlichen Kondensatoren ist nur in der LSL-Technik möglich.

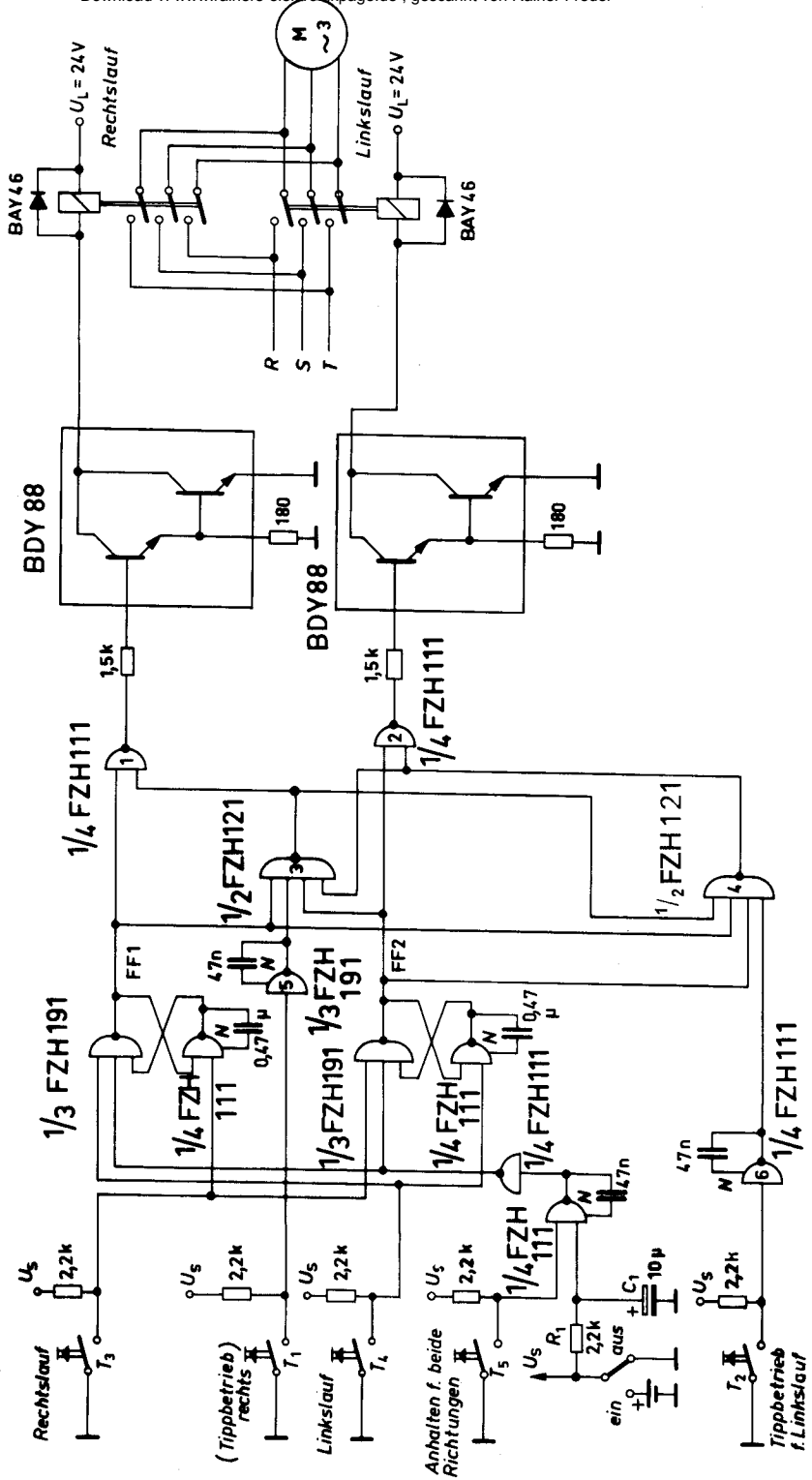


Bild 2.9.1

Beim Betätigen der Taste 5 „Anhalten“ werden beide Flip-Flops rückgesetzt, unabhängig, welche Laufrichtung vorher eingeschaltet war. Jetzt sind die Gatter 3 und 4 von den Ausgängen der Flip-Flops her nicht mehr blockiert und die Tasten 1 oder 2 können wahlweise betätigt werden. An den Gattern 3 und 4 sind die Eingänge bis auf den einen von den Gattern 5 bzw. 6 kommenden auf logisch H. Wird durch Betätigung der Tasten 1 oder 2 dieser letzte Eingang auch noch auf H gebracht, kommen die Ausgänge auf L und tätigen über die als Inverter fungierenden Gatter 1 und 2 die jeweiligen Laufrichtungen.

Bestückung:

2 FZH 111	Q 67000-H 191
1 FZH 121	Q 67000-H 192
1 FZH 191	Q 67000-H 633
2 BDY 88	Q 62702-D 130
2 BAY 46	Q 60201-Y 46

2.10 Umlaufschieberegister für zwei Schieberichtungen

Das nachstehend beschriebene Schieberegister besteht aus 6 JK-Flip-Flops. Mit jedem Takt kann die bei der Ausgangsstellung eingespeicherte Information um eine Stelle entweder vor- oder rückwärts verschoben werden. Diese Art von Umlaufschieberegistern wird häufig in der Steuerung von Werkzeugmaschinen angewendet.

Funktionsbeschreibung

Beim Einschalten der Betriebsspannung sorgt das Integrierglied R_1/C_1 dafür, daß das erste und letzte Flip-Flop auf logisch H und die übrigen auf L gesetzt werden. Die Wahrheitstabelle 1 gibt die logischen Zustände der einzelnen Ausgänge an. Betrachten wir zunächst den Fall, daß das Schieberegister bei jedem Takt eine Stelle nach rechts schiebt. Am Eingang X muß dafür eine logische H liegen. Dabei liegt an jeweils einem Eingang der ungeraden NAND-Gatter eine logische H. An dem zweiten Eingang dieser Gatter ist jeweils der Ausgang des vorhergehenden Flip-Flop angeschlossen. Steht das vorhergehende Flip-Flop auf H, wird der Ausgang beispielsweise des Gatters 1 L. Über das nachgeschaltete NAND-Glied und den Inverter bekommt das erste Flip-Flop an dem Eingang J eine H an den Eingang K eine L. Tabelle 2 gibt das logische Verhalten des Flip-Flops wieder. Beim nächsten Takt wird das Flip-Flop am Ausgang Q wieder eine logische H haben. Zur Vorbereitung des nächsten Taktes liegt aber am 2. Eingang des NAND-Gliedes 1 eine L, somit am Ausgang des ersten Gliedes eine H. Da nach der erweiterten Wahrheitstabelle am Ausgang

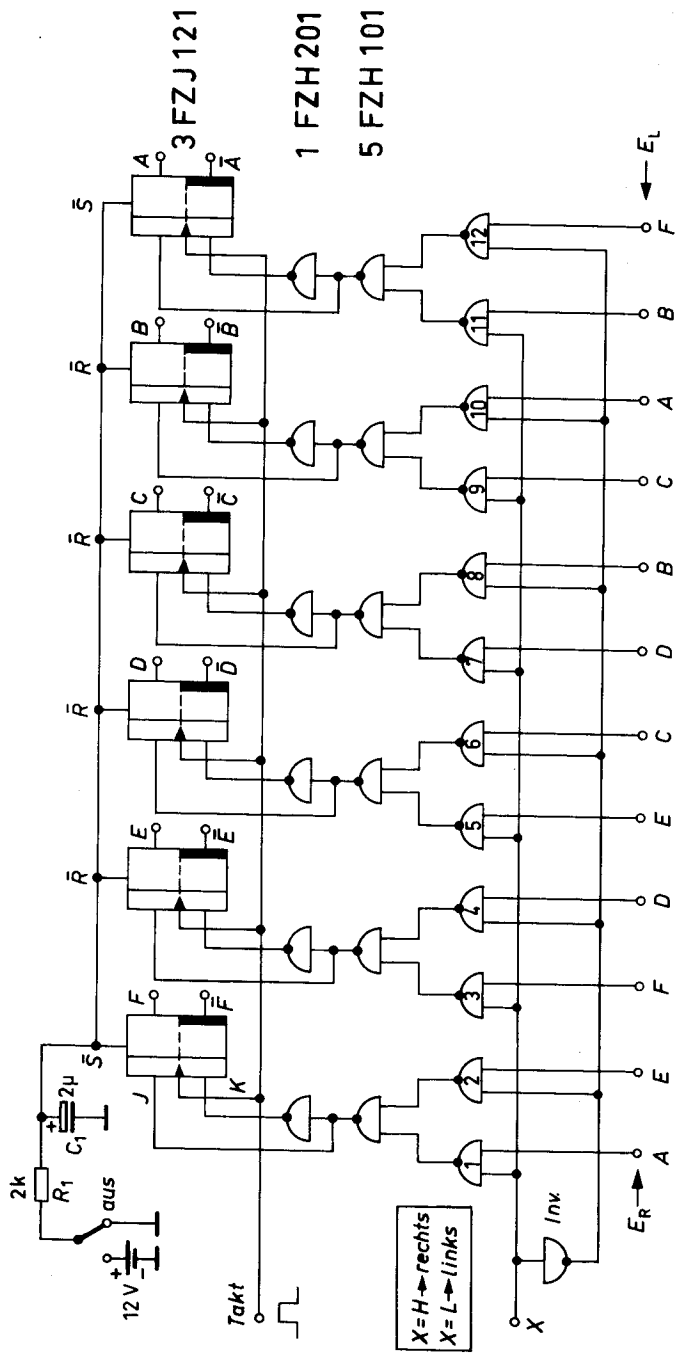


Bild 2.10.1

des 2. NAND-Gliedes ebenfalls eine H liegt, ist diesmal am J-Eingang eine L und am K-Eingang eine H. Nach Tabelle 2 schaltet das 1. Flip-Flop beim nächsten Takt auf logisch L. Ähnlich können die Funktionen für die anderen Flip-Flops ermittelt werden.

Über die Informationsweiche, bestehend aus UND-ODER-Inverter, kann die Schieberichtung durch Anlegen einer H oder L an den Eingang X verändert werden. Für den rechtsschiebenden Zustand sind alle ungeraden Gatter für die vom vorangehenden Q-Ausgang anliegenden Informationen geöffnet, die geraden Gatter sind durch eine L blockiert. Es wird also die an E_R anliegende Information eingespeichert und mit jedem Takt weitergeschoben. Die Verbindung A des letzten Flip-Flops mit E_R schließt das Schieberegister zu einem Ring. Wird nach links verschoben, läuft die Information durch alle geraden Gatter und es muß die Verbindung $F - E_L$ entstehen.

Wahrheitstabelle 1:

	Q-Ausgänge der FF					
	F	E	D	C	B	A
Ausgangsstellung	H	L	L	L	L	H
1. Takt	H	H	L	L	L	L
2. Takt	L	H	H	L	L	L
3. Takt	L	L	H	H	L	L
4. Takt	L	L	L	H	H	L
5. Takt	L	L	L	L	H	H

Tabelle 2:

Logisches Verhalten der FF

	t_n	t_{n+1}
J	K	Q
L	L	Q_n
L	H	L
H	L	H
H	H	$\overline{Q_n}$

Bestückung:

5 FZH 101	Q 67000-H 190
1 FZH 201	Q 67000-H 636
3 FZJ 121	Q 67000-J 385

2.11 Taktgesteuerte Drehschalterfunktion

An den Eingängen A, B, C und D liegen logische Informationen, die sequentiell, ähnlich wie bei einem Drehschalter, auf den Ausgang S durchgeschaltet werden sollen. Bild 2.11.1 zeigt die dazu verwendete Schaltung. Mit der Taste S_2 kann die Anordnung immer in den Anfangszustand (Eingang A ist nach S durchgeschaltet) gesetzt werden. Bei diesem Anfangszustand liegen an den Eingängen des NAND-Gatters 1 außer der Information A der logische Zustand der beiden Ausgänge \bar{Q}_1 und \bar{Q}_2 , beide logisch H. Der Ausgang dieses NAND-Gatters ist somit von der Information A abhängig. Ist diese Information L, steht am Ausgang des Gatters 1 eine H und am Ausgang des Gatters 5 L. Ist diese Information H, steht am Ausgang des Gatters 5 auch eine H. Die Information ist damit durchgeschaltet. Bei Betätigung der Taste S_1 schaltet das erste Flip-Flop FZJ 121 mit fallender Flanke um. Nunmehr wird das NAND-Gatter 2 durch Anliegen von 2mal logisch H für die am Eingang B liegende Information aktiviert. Beim nächsten Drücken der Taste S_1 schalten beide Flip-Flops um. Das Gatter 3 mit der Information C wird aktiviert. Wenn beim nochmaligen Drücken der Taste S_1 das erste Flip-Flop umgeschaltet hat, ist die Information D durchgeschaltet. Ein weiterer Druck schaltet in den Zustand A zurück. Mittels der Rückstelltaste S_2 kann in jeder Drehschalterfunktion immer auf die Anfangsstellung A geschaltet werden.

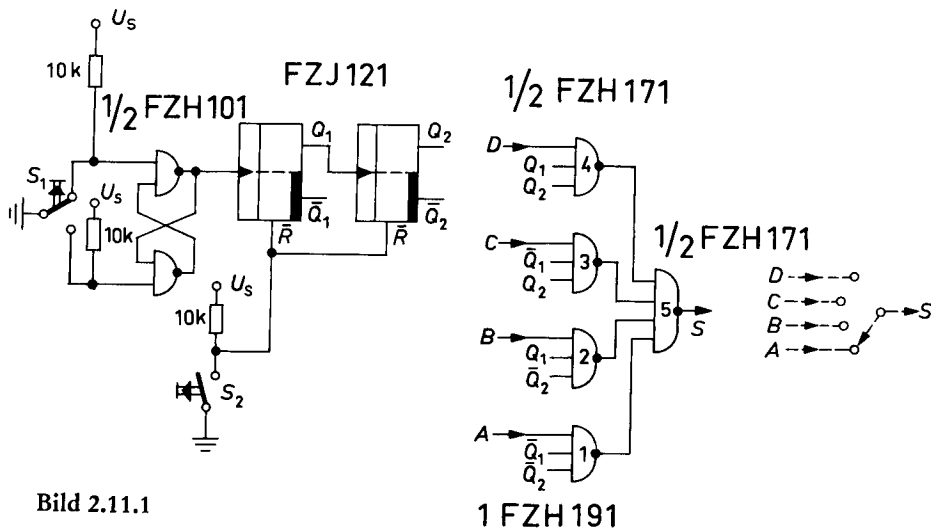


Bild 2.11.1

Wahrheitstabelle 1:

	Q_1	\bar{Q}_1	Q_2	\bar{Q}_2	A	B	C	D	S
I	L	H	L	H	L	—	—	—	L
	L	H	L	H	H	—	—	—	H
II	H	L	L	H	—	L	—	—	L
	H	L	L	H	—	H	—	—	H
III	L	H	H	L	—	—	L	—	L
	L	H	H	L	—	—	H	—	H
IV	H	L	H	L	—	—	—	L	L
	H	L	H	L	—	—	—	H	H

Bestückung:

1 FZH101 Q67000-H190

1 FZH171 Q67000-H328

1 FZH191 Q67000-H633

1 FZJ121 Q67000-J385

2.12 Vergleichler für 5 Bit

Bild 2.12.1 zeigt die Schaltung des Vergleichers mit dem zwei Wörter stellenrichtig miteinander verglichen werden können. Bei jedem Rechner wird ein solcher Vergleich eingesetzt, er kann aber ebenso für den Vergleich verschiedener Meßstellen Anwendung finden, deren Rangstufe berücksichtigt werden muß. Wahrheitstabelle 1 zeigt die Funktion der Ausgänge X, Y und Z als Funktion der Eingänge A_1 bis A_5 zu B_1 bis B_5 . Unabhängig von den Eingangsvariablen kann mittels des Strobeeingangs die Ausgangsfunktion entsprechend der Wahrheitstabelle beeinflusst werden.

Funktionsverknüpfung

Bei einem Vergleich zweier Bit und der Bewertung größer, kleiner, gleich ergibt sich Tabelle 2, wenn die Wahrheitstabelle 1 zugrunde liegt. Die Schaltung zielt auf die einzige „L“ der X- oder Y-Spalte.

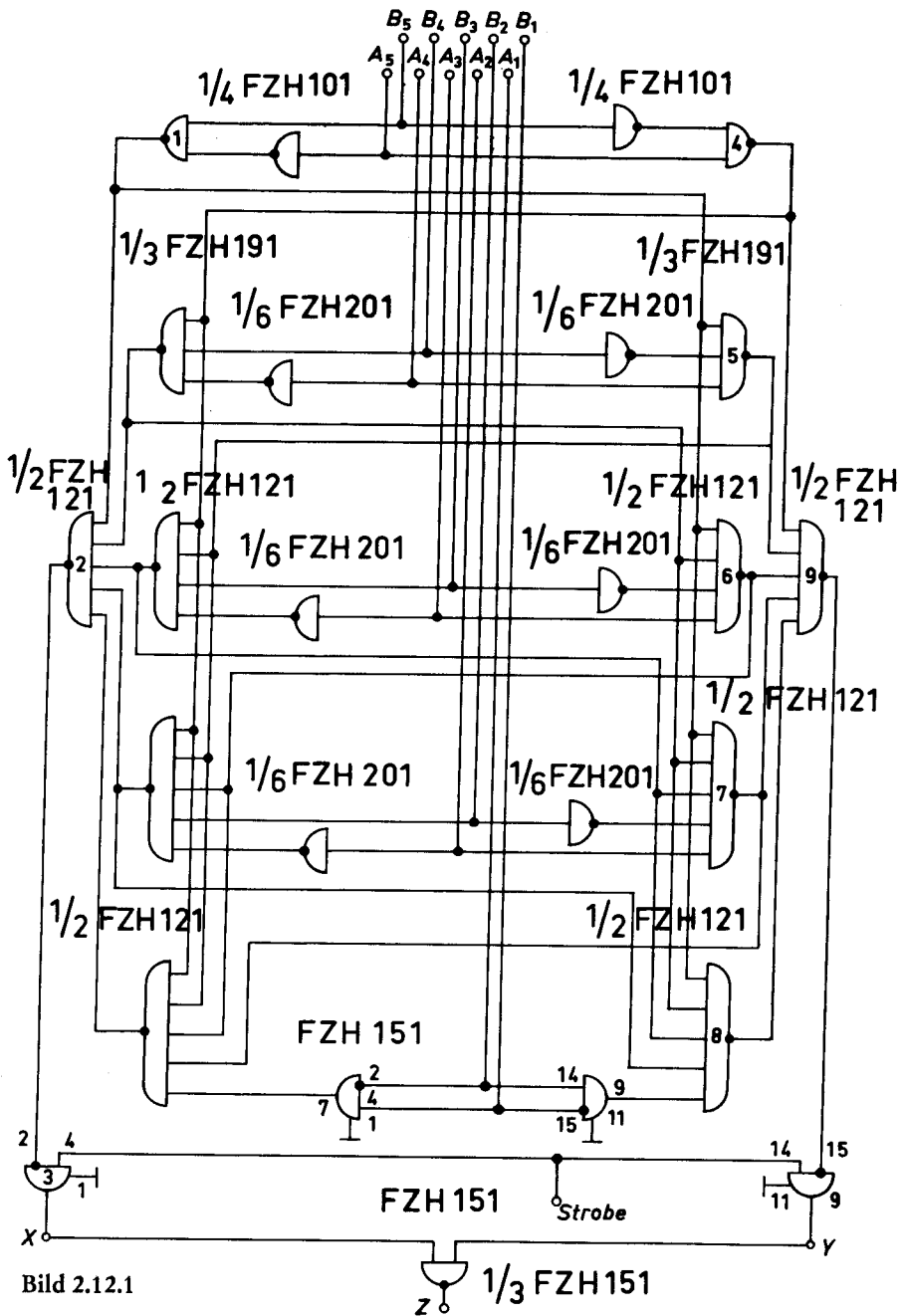


Bild 2.12.1

Die notwendige Funktion ist also $\overline{X} = \overline{A} + B$ bzw. $\overline{Y} = A + \overline{B}$. Erfüllt das höchstwertige Bit diese Bedingung, so müssen alle niedrigeren Entscheidungen entfallen. Als Beispiel diene $A_5 = L$, $B_5 = H$. Hier führt Gatter 1 am Ausgang eine „L“, die bei Gatter 2 am Ausgang eine „H“ erzwingt und am X-Ausgang (UND/ODER-Glied 3) eine „L“ liefert. Gatter 4 hat dann am Ausgang „H“, ebenso Gatter 5, 6, 7 und 8. Da alle Eingänge des Gatters 9 auf „H“ liegen, ist dessen Ausgang auf L, und Y liefert eine „H“. Es sind also alle niedrigen Bit-Vergleiche ausgeschaltet. Ähnlich wird in der Rangfolge bei den Bit-Vergleichen A_4, B_4 bis A_1, B_1 verfahren.

Wahrheitstabelle 1:

	X	Y	Z
$A > B$	H	L	H
$A < B$	L	H	H
$A = B$	H	H	L
Strobe = 0	L	L	H

Tabelle 2:

A	B	X	Y
L	L	H	H
L	H	L	L
H	L	H	L
H	H	H	H

Bestückung:

- 1 FZH 101 Q 67000-H 190
- 4 FZH 121 Q 67000-H 192
- 2 FZH 151 Q 67000-H 195
- 1 FZH 191 Q 67000-H 633
- 1 FZH 201 Q 67000-H 636

2.13 1-Bit-Volladdierer

Mit dem UND-ODER-Kombinationsglied FZH 151 lassen sich in der störsicheren LSL-Technik besonders vorteilhaft Addierer konzipieren. Bild 2.13.1 zeigt die Schaltung eines Halbaddierers, mit der zwei Dual-

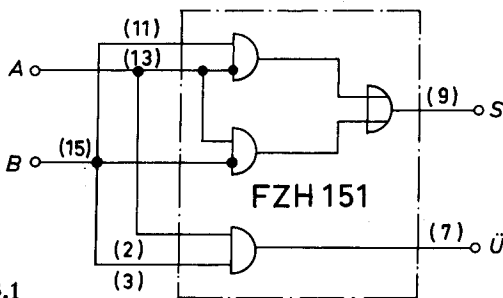


Bild 2.13.1

ziffern addiert werden können. Aus der Wahrheitstabelle 2.13.2 können die Rechnerergebnisse der Summen und des Übertrages, die an den Ausgängen S und Ü verfügbar sind, entnommen werden.

Wahrheitstabelle 2.13.2:

A	B	S	Ü
L	L	L	L
L	H	H	L
H	L	H	L
H	H	L	H

Wahrheitstabelle 2.13.4

A	B	Ü	S	Ü ⁺
L	L	L	L	L
L	L	H	H	L
L	H	L	H	L
L	H	H	L	H
H	L	L	H	L
H	L	H	L	H
H	H	L	L	H
H	H	H	H	H

Um einen Volladdierer zu erhalten, muß der Übertrag beim Addieren berücksichtigt werden. Bild 2.13.3 zeigt die Schaltung, deren Funktion aus der Wahrheitstabelle 2.13.4 eindeutig hervorgeht. Ohne Übertrag führt der Summenausgang S stets L-Signal, wenn Signalgleichheit an den Eingängen A und B herrscht, ebenso bei Signalgleichheit zwischen A und Ü, sowie B und Ü. Nur wenn alle Eingänge H-Signal haben, führt der Summenausgang S ebenfalls H.

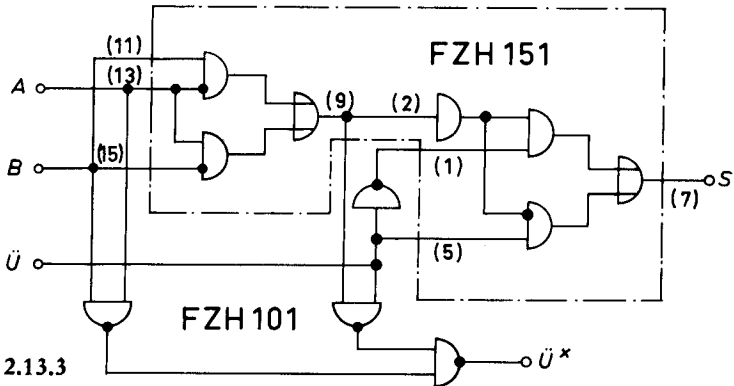


Bild 2.13.3

Bestückung:

1 FZH 101 Q 67 000-H 195

1 FZH 151 Q 67000-H 190

2.14 Zeitverriegelung für Zweihandsteuerung

Sicherheitschaltungen dieser Art findet man häufig im Werkzeugmaschinenbau. So kann beispielsweise bei Pressen verhindert werden, daß die Maschine zu arbeiten beginnt, solange die Hände des Bediennenden in der Gefahrenzone sind und nicht an zwei außerhalb der Zone angebrachten Griffen fixiert sind.

Die Schaltung in Bild 2.14.1 gibt ein Ausgangssignal ab, wenn die beiden Tasten innerhalb eines bestimmten Zeitraumes gedrückt sind. Es ist gleichgültig, ob die Taste 1 oder die Taste 2 zuerst oder beide Tasten gleichzeitig gedrückt wurden.

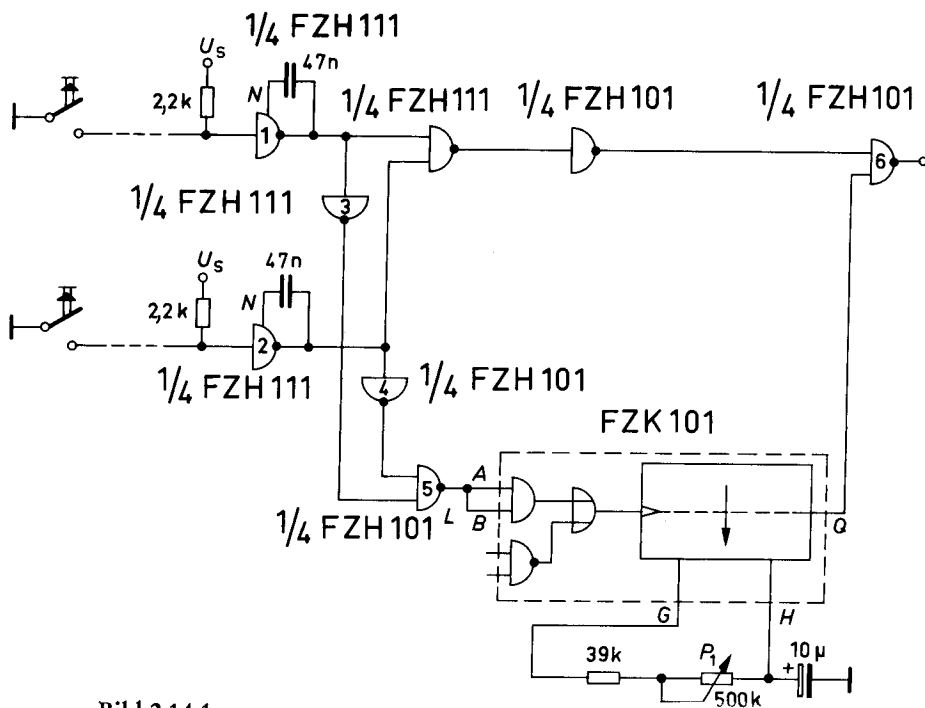


Bild 2.14.1

Die beiden Gatter 1 und 2, hier als Inverter geschaltet, sind mit den beiden extern angeschlossenen Kondensatoren 47 nF in ihren Steig- und Fallzeiten verlangsamt, so daß die Schaltungsanordnung außerordentlich störungsempfindlich ist. Im Ruhezustand befindet sich der

Ausgang des Gatters 5 auf L. Nachdem eine Taste gedrückt wurde, erreicht nach der für die Entstörung benötigte Verzögerungszeit entweder über den Pfad Gatter 1—Gatter 2 oder über den Pfad Gatter 2—Gatter 4 einer der beiden Eingänge des Gatters 5 logisch L, der Ausgang schaltet auf logisch H. Damit wird die monostabile Kippstufe FZK 101 angestoßen. Sie gibt je nach Stellung des Einstellers P 1 einen Impuls mit der Länge 0,28 bis 3,8 sec. ab und legt auf einen Eingang des Gatters 6 die H. Während dieser Zeit muß an den zweiten Eingang ebenfalls eine H gelangen, damit die NAND-Bedingung erfüllt wird. An den oberen Eingang kann aber nur eine H gelangen, wenn beide Tasten gedrückt sind.

Eine der beiden Tasten kann natürlich durch einen Maschinenkontakt oder eine logische Verknüpfung ersetzt werden, dann ist es erforderlich, daß z. B. in der bewußten Zeit nach dem Aufleuchten einer Lampe die zweite Taste gedrückt wird.

Bestückung:

1 FZH 101	Q 67000-H 190
1 FZK 111	Q 67000-H 191
1 FZK 101	Q 67000-K 6

3. Rundfunk- und Fernsehaltungen

Bei Rundfunk- und Fernsehaltungen ist ein besonders deutlicher Trend für den Einsatz integrierter Halbleiterschaltungen spürbar. Überall dort, wo sich eine gewisse Standardisierung der Schaltung herausstellt, bieten die IS die wirtschaftlichste Lösung. Besonders soll auf die IS TBA 440 hingewiesen werden, die einen hohen Integrationsgrad beinhaltet und durch die multiplikative, trägergesteuerte Demodulation bessere Bildqualitäten erzielt und die Selektionsprobleme vereinfacht.

3.1 FM-ZF-Verstärker mit TBA 120, TBA 120 S oder SO 41 P

Mit den ISTBA 120, TBA 120 S und SO 41 P stehen drei FM-ZF-IS mit hochempfindlichen Begrenzungsverstärkern und Koinzidenzdemodulatoren zur Verfügung, die ohne Änderung in der in Bild 3.1.1 abgebildeten Platine gegeneinander austauschbar sind. Die drei pinkompatiblen Typen sind gegeneinander so ausgewogen, daß für jeden Verwendungszweck ein Optimum erreicht werden kann.

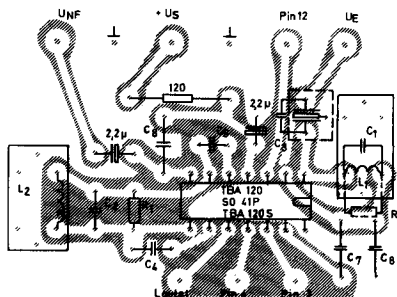


Bild 3.1.1

Der Typ TBA 120 kann universell als Fernseh-Ton-ZF-Verstärker, als UKW-ZF, als AFC-Baustein, als AM-Synchrodemodulator und bei vielen anderen Anwendungen bis 40 MHz eingesetzt werden.

Der Typ TBA 120 S, der in erster Linie für Fernseh-Ton-ZF gedacht ist, hat gegenüber dem TBA 120 eine höhere Empfindlichkeit, enthält

die Koppelkondensatoren zum Phasenschieberkreis, besitzt eine eingebaute Zenerdiode (12 V) und einen zusätzlichen, weitgehend frei verfügbaren Transistor, der als fernsteuerbarer Klangschalter oder NF-Vorverstärker verwendbar ist. Für die elektronische Lautstärke-
regelung des TBA 120 S wird ein Stellbereich von 75 dB garantiert. Da die Regelung nach dem Begrenzer geschieht, verändern sich keinerlei Begrenzungseigenschaften, ferner verursacht die Regelung keinerlei Niederfrequenzverzerrungen. Die Stellcharakteristik ist logarithmisch.

Für den Einsatz in Batteriegeräten ist der SO 41 P auf besonders kleine Stromaufnahme hin gezüchtet. Bei einer Batteriespannung von 6 V nimmt er 4,5 mA auf, die NF-Ausgangsspannung bleibt im Betriebs-
spannungsbereich zwischen 4—14 V auf etwa 2 dB konstant. Der SO 41 P besitzt keine elektronische Lautstärkenregelung.

Die jeweils optimale Einsatzmöglichkeit kann aus Tabelle 1 entnommen werden, die alle erforderlichen Daten der Schaltung nach Bild 3.1.2 enthält.

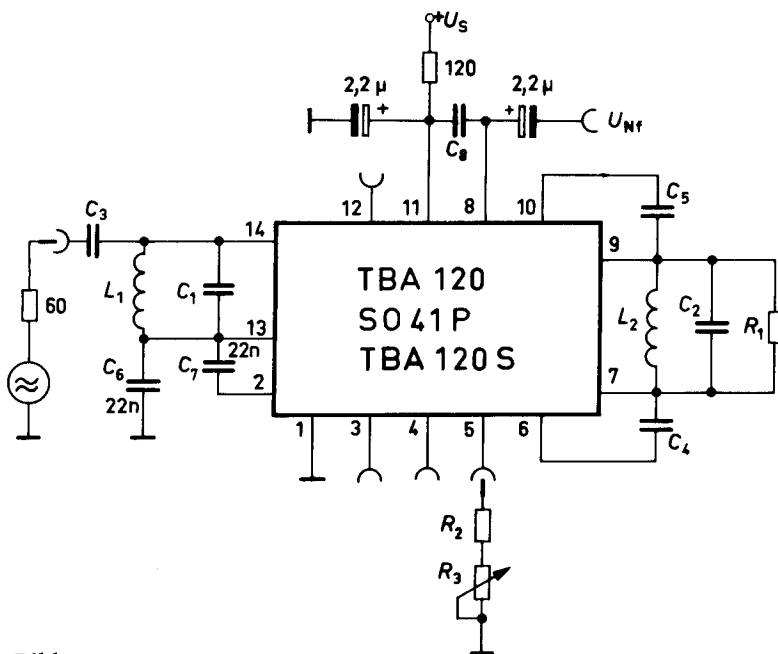


Bild 3.1.2

Tabelle 2 zeigt die Beschaltung der Anschlüsse 3, 4, 5 und 12. Beim Typ TBA 120S kann wegen der logarithmischen Kennlinie ein lineares Potentiometer für die Lautstärkeregelung eingesetzt werden.

Beim Einsatz der Schaltung für 455 kHz müssen die Kondensatoren C_6 und C_7 einen Kapazitätswert von mindestens $0,1 \mu\text{F}$ haben.

Bild 3.1.3 zeigt die Eingangsschaltung, wenn Keramikresonatoren als Eingangskreis verwendet werden. Durch die Durchgangsdämpfung dieser Keramikfilter bedingt, erhöht sich die Begrenzungseinspannung auf etwa den 6fachen Wert wie in Tabelle 1 angegeben. Es ist ratsam, zusätzlich zu den Keramikresonatoren wenigstens einen L-C-Kreis einzusetzen, um die Weitabselektion zu verbessern.

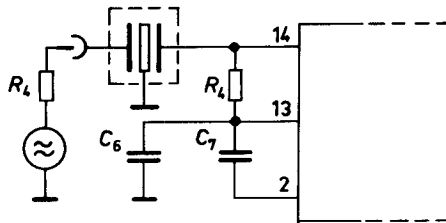


Bild 3.1.3

Tabelle 3 zeigt die einzelnen Typen der Keramikresonatoren, die beispielsweise verwendet werden können (Fa. Stettner/Murata).

Tabelle 2

Anschl.	3	4	5	12	R_2	R_3
TBA 120	⊥	⊥	L St.	⊥	450 Ω	5 k Ω log
SO 41 P	⊥	⊥	⊥	⊥	—	—
TBA 120 S	C	B	L St.	Zener- diode	1 k Ω	5 k Ω lin

Tabelle 3

f_z/MHz	0,455	4,5	5,5	10,7
Keramikfilter	SFD-455 B	SFC 4,5 MA	SCF 5,5 MA	SFC 10,7 MA
$R_4/\text{k}\Omega$	3,3	1	0,68	0,33

Tabelle 1

f_{ZF}/MHz	0,455	4,5	4,5	5,5	5,5	10,7	10,7	10,7	10,7	10,7	10,7	10,7	10,7
$\pm \Delta f/\text{kHz}$	5	50	50	50	50	75	75	75	75	75	75	75	75
Typ	SO 41 P	TBA 120/120 S	TBA 120/120 S	TBA 120/120 S	TBA 120	TBA 120	TBA 120	TBA 120	TBA 120 S	TBA 120 S	TBA 120 S	SO 41 P	SO 41 P
C_1/pF	1500	330	220	220	150	150	150	150	150	150	150	150	150
C_8/pF	470	47	47	47	27	27	27	27	27	27	27	47	22
C_9/pF	2200	2200	1500/1000/680	1500/1000/680	470	470	330	470	330	470	330	220	220
$R_1/\text{k}\Omega$	—	—	—	—/2,2/1,8	—	—	1	—	—	—	1	—	—
$C_4; C_5/\text{pF}$	220	56	—	56	—	33	33	—	—	—	—	—	18
$L_1/\text{Wdg.}$	77	20	20	20	15	15	15	15	15	15	15	15	15
$L_2/\text{Wdg.}$	77	8	8	8/10/12	8	8	12	8	12	8	12	12	12
$U_{NF}/m V_{\text{eff}} (12 \text{ V})$	270	1000	1000/750/600	1000/750/600	1000	1000	280	1000	280	1000	280	240	240
$k/\%$	1,5	3,7	3,7/2,0/1	3,7/2,0/1	1,4	1,4	0,5	1,4	0,5	1,4	0,5	0,9	0,9
$U_{\text{Begr}}/\mu\text{V}$	2	10	7	10	7	10	12	8	10	8	10	8	8
$I_S (\text{mA})$	4,5	14,5	14,5	14,5	14,5	14,5	14,5	14,5	14,5	14,5	14,5	14,5	4,5
	(6 V)	(12 V)	(12 V)	(12 V)	(12 V)	(12 V)	(12 V)	(12 V)	(12 V)	(12 V)	(12 V)	(12 V)	(6 V)

Die Spulen L_1 und L_2 wurden mit Vogt-Bausätzen D 41-2519 (455 kHz) bzw. D 41-2165 für alle übrigen Frequenzen aufgebaut. Als Spulendraht diente HF-Litze $15 \times 0,04$.

Im Bild 3.1.4 ist ein Schaltvorschlag für einen Klangscharter, in Bild 3.1.5 ein Schaltungsvorschlag für eine zusätzliche NF-Verstärkung (beides nur mit dem TBA 120 S möglich) angegeben.

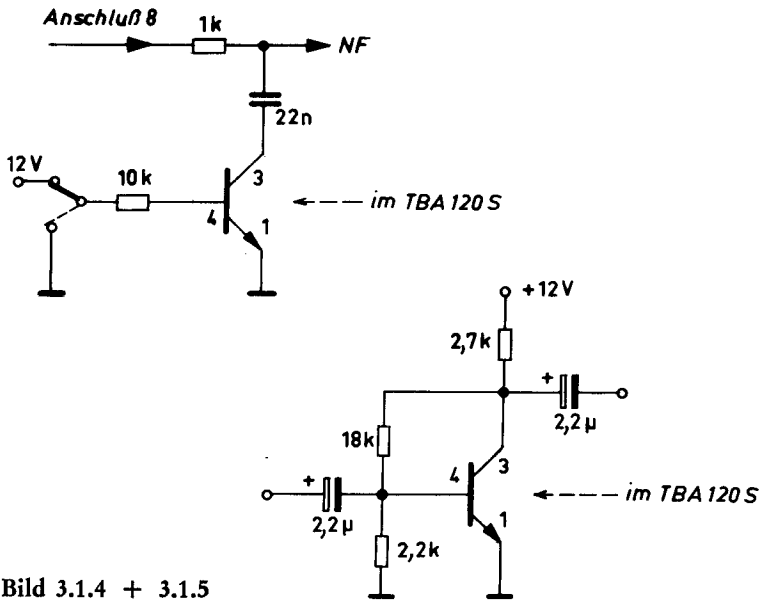


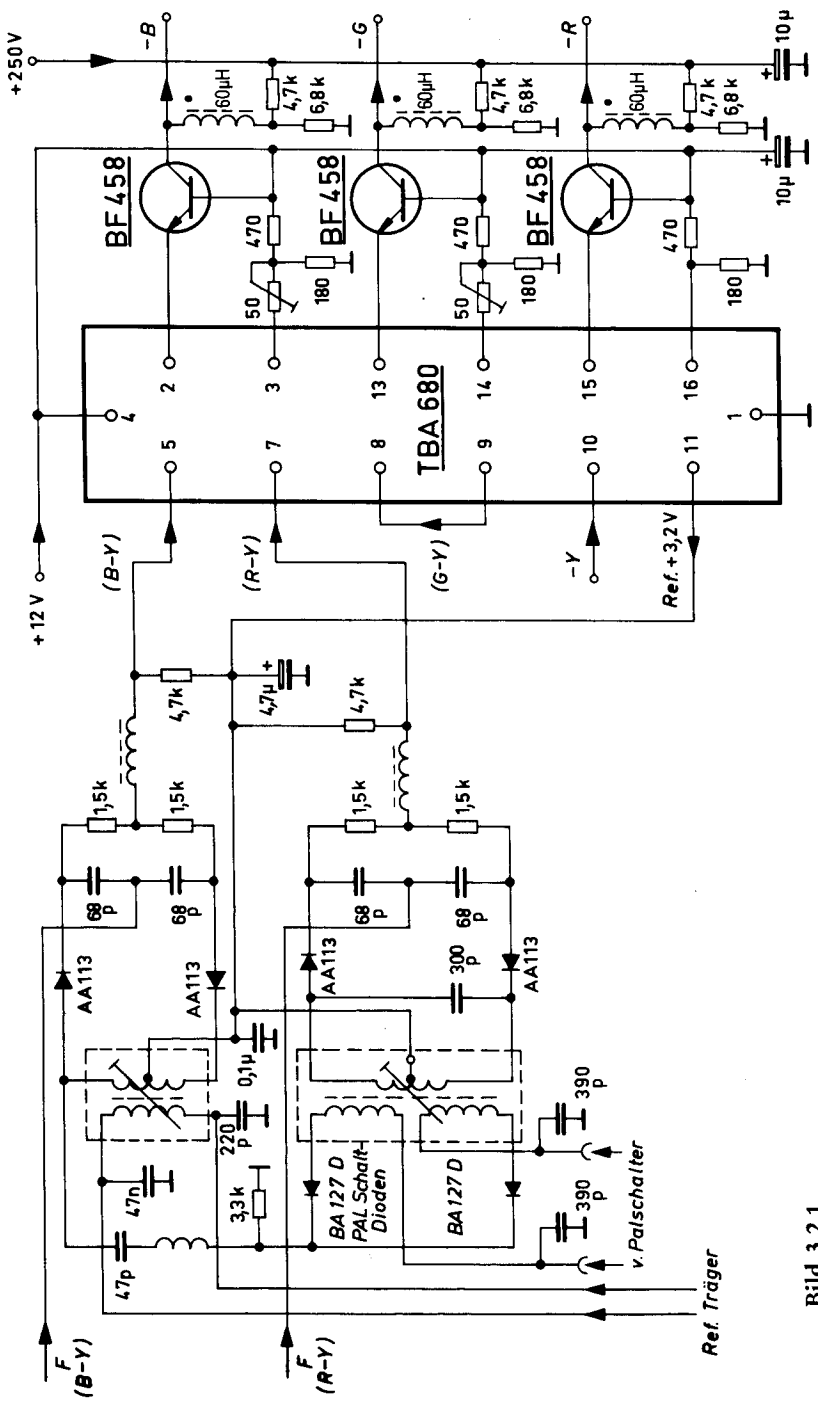
Bild 3.1.4 + 3.1.5

3.2 Video-Farb-Matrix mit TBA 680

Im Farbfernsehempfänger sorgt die Farbvideoschaltung dafür, daß das senderseitig codierte Farbvideosignal wieder in seine Einzelbestandteile zerlegt wird.

Bei der Bildröhrenansteuerung unterscheidet man zwischen dem RGB-Prinzip, bei dem die Farbsignale rot, grün und blau den drei Kathoden der Farbbildröhre zugeführt werden, und dem Farbdifferenzprinzip, bei dem die Einzelfarben erst durch Differenzbildung zwischen Kathoden- und Gitteransteuerung gebildet werden. Die integrierte RGB-Matrixschaltung TBA 680 eignet sich wegen ihrer Gleichstromstabilität und herausgeführter Referenzspannung hervorragend zu einer ökonomischen Realisierung eines RGB-Konzeptes.

Die Farbdifferenzsignale (B-Y) und (R-Y) werden von den beiden Synchrondemodulatoren dem TBA 680 direkt zugeführt (Bild 3.2.1). Gleichzeitig wird das Leuchtdichtesignal Y an die Matrix angelegt. Bei



* Kapazitätsarm

Bild 3.2.1

Vollaussteuerung sollen die Eingangsspannungen die Spitze-zu-Spitze-Werte

$$\begin{aligned}U_{(R-Y)_{ss}} &= 1,4 \text{ V} \\U_{(B-Y)_{ss}} &= 1,78 \text{ V} \\U_{Y_{ss}} &= 1 \text{ V}\end{aligned}$$

haben. Durch ein Widerstandsnetzwerk wird intern das Farbdifferenzsignal (G-Y) nach folgender Beziehung gebildet:

$$U_{(G-Y)} = -0,51 U_{(R-Y)} - 0,189 U_{(B-Y)}$$

Das (G-Y)-Signal kann am Stift 9 entnommen werden. Es kann entweder direkt oder von einer Fremdquelle dem Stift 8 zugeführt werden ($0,82 V_{ss}$).

Aus den Farbdifferenzsignalen bilden drei eingebaute Differenzverstärker unter Hinzufügung des Leuchtdichtesignales Y die Farbauszugssignale U_R , U_G und U_B . Sind die Farbdifferenzsignale 0 (Schwarz-Weiß-Empfang), liegt nur das Luminanzsignal an den drei Ausgängen.

Die Konzeption des TBA 680 gestattet den Betrieb der Endstufentransistoren in Basisschaltung. Um mit 250 V Betriebsspannung arbeiten zu können, sind die Kollektoraußenwiderstände der Endtransistoren als Spannungsteiler ausgeführt. Wechselstrommäßig ist die Parallelschaltung aus 4,7 k und 6,8 k Ω = 2,8 k Ω wirksam.

Die erreichte Gleichspannungsstabilität erlaubt eine direkte Gleichspannungskopplung, so daß Klemmschaltungen zur Schwarzwertkonstanthaltung entfallen können. Die hohe Stabilität der Innenschaltung wird in der Zusammenschaltung mit den Demodulatoren und Videoendstufen durch folgende Maßnahmen erhalten: An Stift 11 steht eine Referenzspannung von etwa 3,2 V zur Verfügung, welche den Synchrondemodulatoren und dem Leuchtdichtedemodulator zugeführt werden kann. Die Videoendstufen werden in Basisschaltung, also stromgesteuert betrieben. Dadurch gehen die Temperaturabhängigkeit des Schwellwertes der Basis-Emitter-Strecken der Videotransistoren nur untergeordnet ein.

Die Basisschaltung der Videoendtransistoren hat außerdem den Vorteil, daß bei Bildröhrenblitzen auftretende Stromspitzen über die Kollektorbasisstrecke in die (durch den angeschalteten Elyt-Kondensator) niederohmige 12-V-Versorgung abfließen und die empfindlichen Basis-Emitter-Strecken nicht durchfließen können.

Für die SECAM-Fernsehnormen kann an Stift 6 das Identifikations-signal abgenommen werden.

Bestückung:

1 TBA 680	Q 67000-A 548
3 BF 458 oder BF 258	Q 62702-F 316 bzw. F 276
4 AA 113	Q 60101-X 113-P 1
2 BA 127 D	Q 60201-X 127

3.3 AM-Ton-ZF-Verstärker mit TBA 400

Die integrierte Schaltung TBA 400 eignet sich mit ihren 75 dB Verstärkung und 60 dB Regelumfang für den Einsatz als Video-ZF-Verstärker und AM-Ton-ZF-Verstärker sowohl in Fernsehempfängern mit AM-Ton (französische Norm) als auch in kommerziellen Funkgeräten für AM-Empfang (Flugfunk).

Bild 3.3.1 zeigt die Anwendung als Fernseh-AM-Ton-Verstärker für eine Frequenz von 39,2 MHz (französische Norm). Die Zwischenfrequenz gelangt über das Bandfilter L_1, L_2 und die Koppelwicklung L_3 auf den symmetrischen Eingang der IS. An die Anschlußstifte 1 und 4

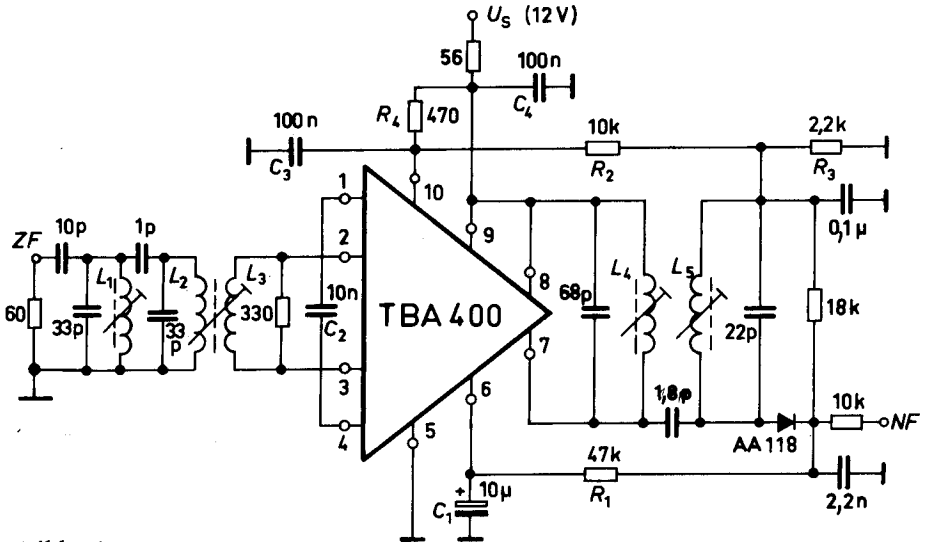


Bild 3.3.1

wird der Siebkondensator für die Arbeitspunktstabilisierung angeschlossen. Von Stift 7 gelangt das verstärkte Ausgangssignal an das Bandfilter L_4, L_5 und wird mit der Diode AA 118 demoduliert. Der gleichen Diode wird die Regelspannung entnommen, über R_1 und C_1

gesiebt und über Stift 6 dem internen Regelspannungsverstärker zugeführt. Zur richtigen Einstellung des Regeleinsatzpunktes ist der Ausgangsschwingkreis des Bandfilters über den Spannungsteiler R_2, R_3 gleichspannungsmäßig hochgesetzt. Widerstand R_4 ist der Längswiderstand für eine in der IS eingebaute Zenerdiode (etwa 6 V).

Zur Erzielung eines schwingfreien Aufbaues ist für eine kurze Verbindung der Kondensatoren C_2 bis C_4 zu sorgen (siehe Platinenzeichnung Bild 3.3.2). Bild 3.3.3 zeigt die abgegebene Niederfrequenzspannung als Funktion der Eingangsamplitude.

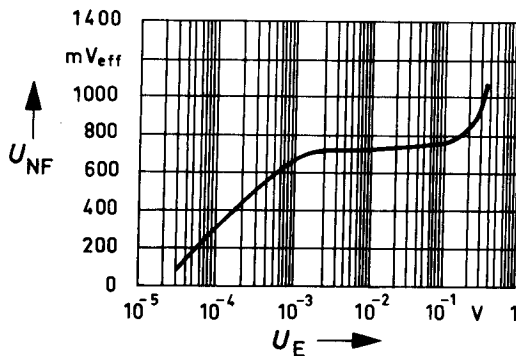
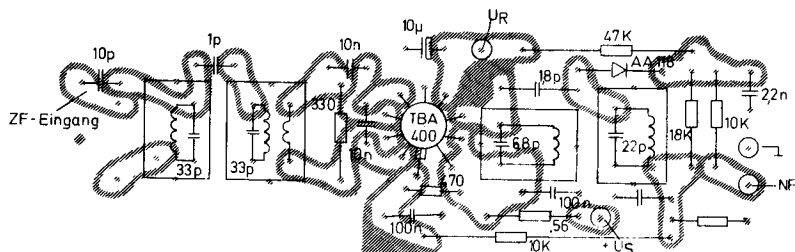


Bild 3.3.2 + 3.3.3

an 60Ω ($m = 90\%$)

Tabelle 1: Wickeldata der Spulen für die Schaltung nach Bild 3.3.1

L_1	9,5 Windungen	0,25 CuLS
L_2	9,5 Windungen	0,25 CuLS
L_3	1 Windung	0,25 CuLS
L_4	6,5 Windungen	0,25 CuLS
L_5	12,5 Windungen	0,25 CuLS

L_1 — L_5 z.B. Vogt-Bausatz D41-2165 ohne Kappenkern.

Bestückung:

1 TBA 400 Q67000-A 228

1 AA 118 Q60101-X 118

3.4 Video-ZF-Verstärker mit TBA 440

Die integrierte Schaltung TBA 440 enthält einen hochverstärkenden, regelbaren Video-ZF-Verstärker, den trägergesteuerten Demodulator, 2 Video-Trennverstärker mit niederohmigen Videoausgängen (positiv

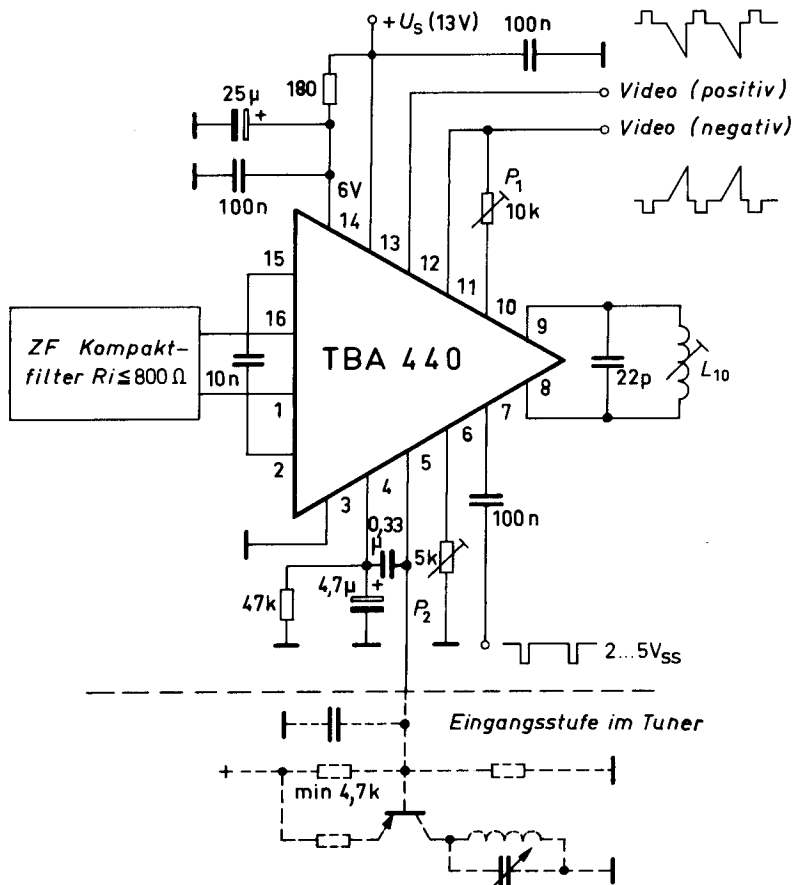


Bild 3.4.1

und negativ gerichtetes Signal) sowie die komplette getastete Regelung und Regelversorgung des Tuners.

Bild 3.4.1 zeigt die Außenbeschaltung der IS. Da die gesamte ZF-Verstärkung in der integrierten Schaltung konzentriert ist, muß die Normselektion zwischen dem Tuner und dem ZF-Verstärker untergebracht werden (siehe Platine 3.5.2). Das ZF-Signal aus dem Kompaktfilter gelangt symmetrisch über die Anschlüsse 1 und 16 in die IS. Zwischen Stift 2 und 15 ist der Siebkondensator für die Arbeitspunktstabilisierung angeschlossen. An den Klemmen 8 und 9 befindet sich ein auf die Bildträgerfrequenz abgestimmter Schwingkreis, welcher den Träger für den gesteuerten Demodulator aussiebt. Mit dem Einstellregler P_1 kann die Ansprechschwelle der getasteten Regelung verändert und damit die Größe des Videoausgangssignales eingestellt werden. Am Stift 4 ist der Glättungskondensator für die Regelung angeschlossen. Mit dem Einstellregler P_2 kann die Schwelle für die Tuner-Regelung beeinflusst werden. Die IS besitzt eine eingebaute Stabilisierung mit einer Zenerdiode an Anschluß 14, dem eine stabilisierte Spannung von etwa 6 V entnommen werden kann. An Anschluß 7 werden negativ gerichtete Zeilen-Rücklauf-Impulse mit 2 bis 5 V Amplitude angelegt.

Die Wickeldaten für L_{10} sind dem Abschnitt 3.5 zu entnehmen.

Bestückung:

TBA 440 Q 67000-A 282

3.5 Video-ZF- und Ton-ZF-Platine mit TBA 440 und TBA 120 S

Bild 3.5.1 zeigt die Schaltung der in **Bild 3.5.2** abgebildeten Platine. Aus der Mischstufe (gestrichelt gezeichnet) gelangt die Zwischenfrequenz über das aus den Spulen L_1 bis L_8 gebildete Kompaktfilter und die Koppelwicklung L_9 an den Eingang der IS TBA 440. Die Außenbeschaltung ist in Kapitel 3.4 erläutert. An den Videoausgängen sind die Videosignale, der Farbträger und der Tonträger (5,5 MHz) vorhanden. Über den Schwingkreis L_{11} und das Keramikfilter gelangt die 5,5-MHz-Ton-ZF zur integrierten Schaltung TBA 120 S. L_{11} dient gleichzeitig als Tonträgerfalle in Brückenschaltung am negativen Videoausgang.

Die Funktion dieser IS ist in Abschnitt 3.1 beschrieben.

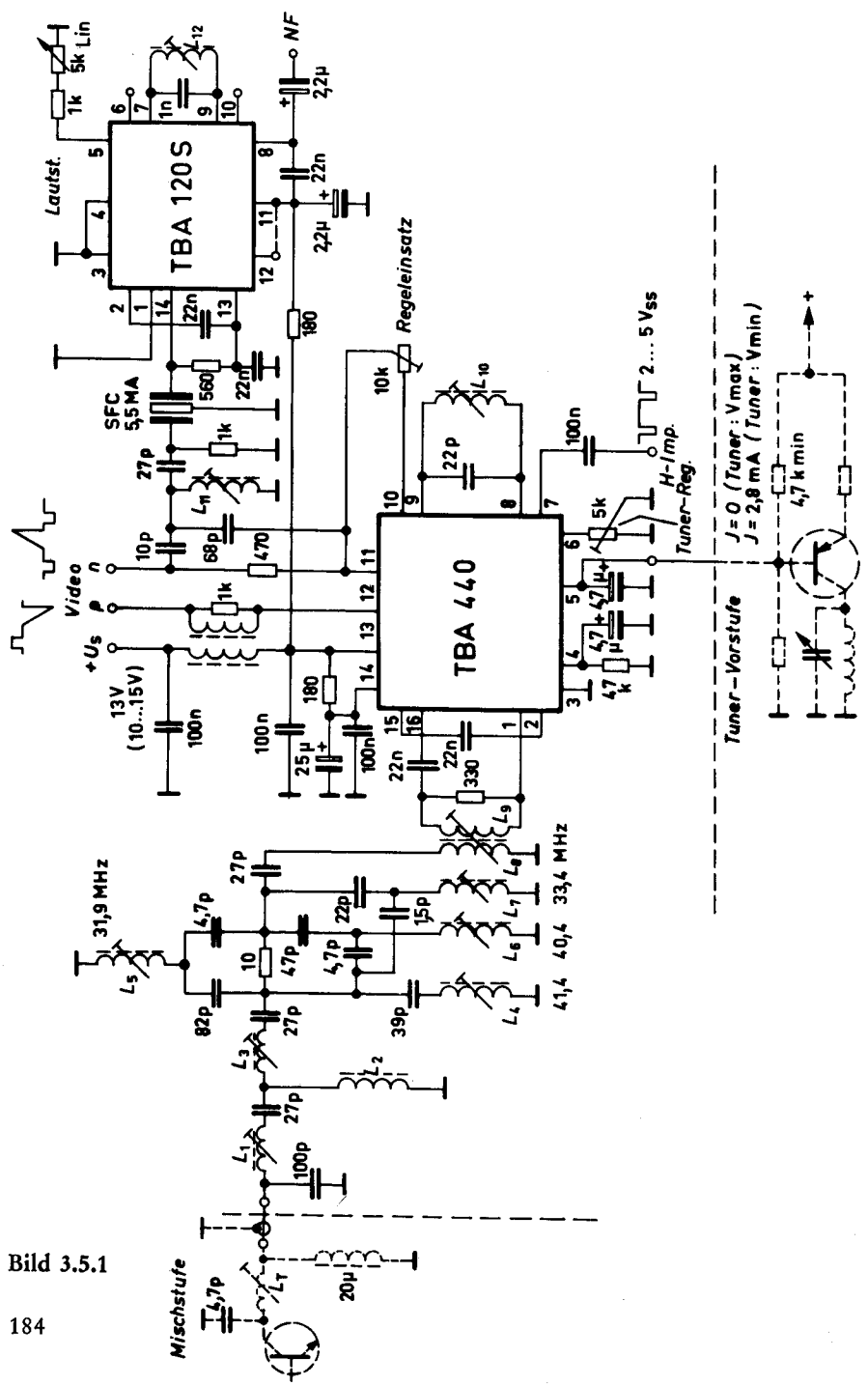


Bild 3.5.1

Tabelle 1:

Wickeldaten der Spulen für die Schaltung nach Bild 3.5.1:

L _T	18,5	Windungen	0,25	CuLS
L ₁	10,5	Windungen	0,25	CuLS
L ₃	10,5	Windungen	0,25	CuLS
L ₄	8	Windungen	0,25	CuLS
L ₅	8	Windungen	0,25	CuLS
L ₆	6,5	Windungen	0,25	CuLS
L ₇	12	Windungen	0,25	CuLS
L ₈	10,5	Windungen	0,25	CuLS
L ₉	4,5	Windungen	0,25	CuLS
L ₁₀	12,5	Windungen	0,25	CuLS
L ₁₁	34	Windungen	15 × 0,04	CuLS
L ₁₂	14	Windungen	0,15	CuLS

L_T sowie L₁ bis L₁₀ z. B. Vogt-Bausatz D 41-2438 ohne KappenkernL₁₁ und L₁₂ z. B. Vogt-Bausatz D 41-2165 mit KappenkernL₂ 6 Wdg 0,3 mm CuL freitragend auf Dorn 3 mm gewickelt**Abgleich**

1. 33,4-MHz- und 31,9-MHz-Fallen (L₇ und L₅) Kerne hereindrehen.
2. 40,4-MHz- und 41,4-MHz-Fallen (L₆ und L₄) Kerne herausdrehen.
3. L_T, L₁, L₃ und L_{8/9} auf etwa 36,5 MHz abstimmen.
4. Fallen bei Sollfrequenz auf Minimum einstellen.
5. Kreise L_T, L₁, L₃ und L_{8/9} symmetrisch in Durchlaßbereich einstellen.

Feinabgleich

- a) Flanke links mit L₃ einstellen.
- b) Flanke rechts und Dachschräge mit L_{8/9} einstellen.
- c) Dachschräge mit L_T und L₁ einstellen.
- d) Durch Verkleinern von L₂ (auseinanderbiegen) kann das Dach flach eingestellt werden.

Bestückung:

TBA 440 Q 67000-A 282

TBA 120 S Q 67000-A 490

3.6 UKW-Radio-Empfangsteil mit SO 41P und SO 42P

Die integrierten Schaltungen SO 41P und SO 42P eignen sich sehr gut für den Bau des Empfangsteiles eines UKW-Billigstempfängers (Bild 3.6.1).

Man erreicht dabei eine beachtliche Empfindlichkeit (Begrenzungseinsatz $10 \mu\text{V}$) und ein Rauschmaß $F \approx 10 \text{ dB}$.

Die Eingangsselektion wird durch die eine Hälfte des Doppelvariometers Va_1 bestimmt. Zur Anpassung an die Antenne dient der Koppelkondensator C_1 , zur Anpassung an die integrierte Schaltung eine Koppelwindung. Die IS SO 42P ist ein streng symmetrisch aufgebauter Mischer, wobei die beiden Stromeinpräge-Transistoren als Oszillator geschaltet sind. Durch die symmetrische Anordnung werden günstige Kreuzmodulationseigenschaften erreicht, und die unerwünschte Mischproduktbildung ist gering. Als ZF-Selektion kann ein Keramikfilter eingesetzt werden, welches den Abgleichaufwand auf ein Minimum reduziert.

Die IS SO 41P ist dem bekannten Typ TBA 120 sehr ähnlich, hat jedoch eine um den Faktor 3 geringere Stromaufnahme, die Niederfrequenzausgangsspannung ist bei Betriebsschwankungen nahezu konstant, die Anschlußfolge ist gleich. An den Stiften 7 und 9 ist der Phasenschieber-Kreis angeschlossen, dessen Güte im wesentlichen den Höckerbestand (etwa 500 kHz) der Diskriminator-S-Kurve bestimmte. Der Nulldurchgang entspricht dabei der Resonanzfrequenz dieses Kreises. Die NF-Spannung wird an Stift 8 über den Elyt $2 \mu\text{F}$ abgenommen.

In Bild 3.6.2 ist eine Platine im Maßstab 1:1 abgebildet.

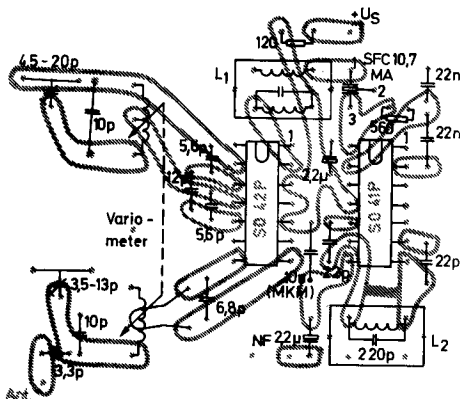


Bild 3.6.2

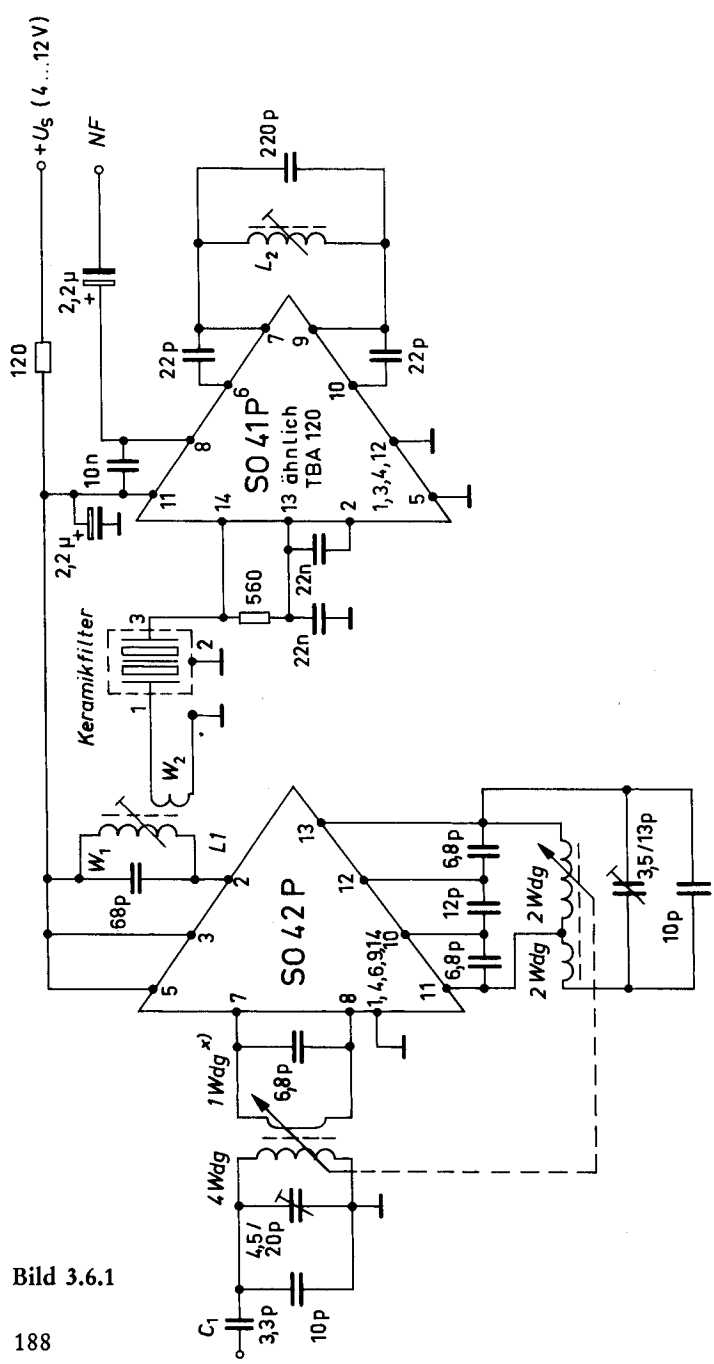


Bild 3.6.1

x) als Schleife über die 4 Wdg.

Technische Daten: $U_S = 4$ bis 15 V $I_S = 6$ mA bei $U_S = 8$ V

Abstimmbereich 87 bis 104 MHz

ZF-Bandbreite 250 kHz

Begrenzungseinsatz $10 \mu\text{V}$ ($U_{Nf} - 3$ dB)Rauschmaß $F \approx 10$ dB

Spiegelselektion 22 dB

 $U_{Nf} = 240$ mV ($\Delta f = \pm 75$ kHz)**Abgleich**

Zum Wobbeln der ZF-Durchlaßkurve wird ein Gleichrichter-Tastkopf an Anschluß 14 des SO 41 P gelegt. Für diese Messung ist Anschluß 13 zu erden oder über $50 \mu\text{F}$ mit Masse zu verbinden, damit die Durchlaßkurve nicht durch Richtspannungen verformt wird, die in der IS SO 41 P entstehen.

Tabelle 1: Wickeldata der Spulen für die Schaltung nach Bild 3.6.1.

L₁: w₁ 22 Windungen, $15 \times 0,04$ CuLSw₂ 3 Windungen, $15 \times 0,04$ CuLSL₂: 12 Windungen, $15 \times 0,04$ CuLSL₁ und L₂ z. B. Vogt-Bausatz D 41-2165

Keramikfilter z. B. Stettner SFC 10,7 MA

Variometer z. B. Vogt Fe-a-1914-1

Bestückung:

SO 41 P Q 67000-A 529

SO 42 P Q 67000-A 335

3.7 Elektronische Tunerumschaltung mit SAS 560 und SAS 570

Mit den Bausteinen SAS 560 + SAS 570 läßt sich eine vollelektronische Kanalwahl aufbauen. Pro Baustein können vier Kanäle angewählt, die Anzahl kann beliebig vervielfacht werden. Bild 3.7.1 zeigt die Schaltung für eine Anwahl von 8 Kanälen.

Durch Antippen mit dem Finger an die Berührungstasten Ta₁ bis Ta₈ wird der einzuschaltende Kanal bestimmt. Die Berührungstasten sind, um den VDE-Vorschriften zu genügen, über Widerstände von 1,5 und 10 M Ω angeschlossen. Von Anschluß 2 „Löschen“ gelangt beim Berühren einer Taste eine Spannung von 4,5 V auf sämtliche Kanal-

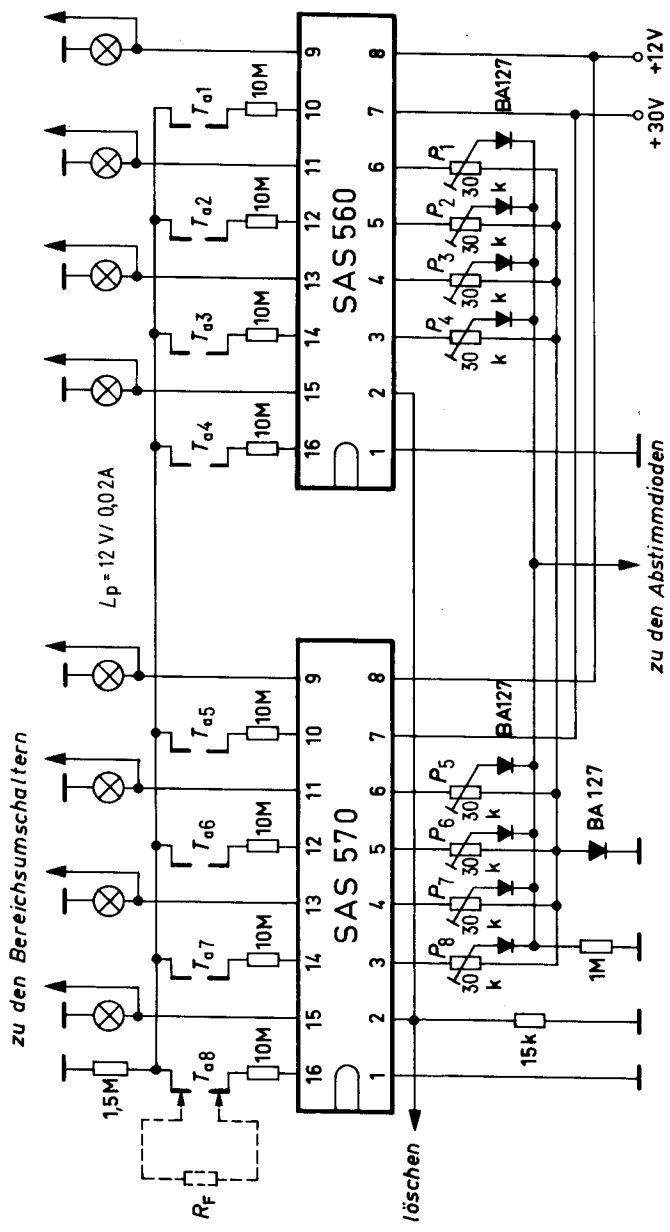


Bild 3.7.1

speicher und löscht den gespeicherten Kanal. Nach Loslassen der Tasten geht diese Spannung auf 3,0V zurück.

Nach der Anwahl des gewünschten Kanals erscheint am zugehörigen Anschlußstift in der oberen Reihe eine Spannung von etwa 11 V zur Speisung einer Anzeigelampe und als Schaltspannung für eine Bereichsumschaltung zwischen den Bändern (FI, FIII, FIV/V). Gleichzeitig erscheint am zugeordneten Anschluß in der unteren Reihe die stabilisierte Spannung 30 V, welche über die Einsteller P_1 bis P_8 auf die erforderliche Abstimmspannung der jeweiligen Sender justiert wird. Da immer nur ein Potentiometer an die 30 V angeschaltet ist, gelangt über die ODER-Verknüpfung mit den Dioden BA 127 nur die angewählte, mit dem entsprechenden Potentiometer justierte Spannung zu den Abstimmioden.

Soll der gerade eingeschaltete Kanal auch beim ausgeschalteten Empfänger gespeichert bleiben, muß die 30 V-Versorgung ständig eingeschaltet bleiben, sonst wird stets Kanal 1 angewählt.

Zur Erweiterung auf mehr als 8 Kanäle sind lediglich weitere Bausteine SAS 570 einzusetzen, deren Anschlüsse 2 alle miteinander verbunden werden müssen. Ferner ist die Senderjustierung durch eine entsprechende Anzahl von Einstellern und die ODER-Verknüpfung mit der gleichen Anzahl Dioden zu erweitern.

Bestückung:

1 SAS 560	Q 67000-S 11
1 SAS 570	Q 67000-S 13
9 BA 127	Q 60201-X 127

3.8 Stereodekoder mit TBA 450

Der Stereodekoder mit der integrierten Schaltung TBA 450 arbeitet nach dem Trenn- oder Matrixverfahren. Das Multiplexsignal (MPX) wird in die Komponenten $(L+R)$, $(L-R)$ und den Pilotton PT aufgespalten. Die Deemphasis für das $(L-R)$ -Signal geschieht vor der Demodulation dieses Signals. Dadurch verbessert sich der Signal-Rausch-Abstand gegenüber dem noch üblichen Schalterverfahren. Es erübrigen sich Filter für 67 kHz (SCA-Fallen). Die IS TBA 450 schaltet automatisch von Mono- auf Stereo-Betrieb um; zur Anzeige des jeweiligen Betriebes kann eine Lampe an den Anschluß 1 angeschaltet werden.

Die Schaltung des Stereodekoders ist in Bild 3.8.1 dargestellt. Das MPX-Signal gelangt über den Anschluß 2 in die IS und wird folgen-

richtig gepolt ist, weil sonst nach der Demodulation der linke und rechte Kanal vertauscht sind.

Die automatische Umschaltung von Mono- auf Stereoempfang erfolgt, wenn ein Pilotton mit genügend großer Amplitude vorhanden und Stift 5 offen ist. Eine Zwangsumschaltung, die beispielsweise von der Größe eines gleichgerichteten ZF-Signals abgeleitet wird, kann über den Anschlußstift 5 erfolgen. Am Anschluß 4 wird das Lade- und Entladeglied für das gleichgerichtete PT-Signal angeschlossen. Die Anzeigelampe am Anschluß 1 brennt bei Stereowiedergabe. Der maximal entnehmbare Strom beträgt 100 mA. Die Lampe ist an eine Plusversorgungsspannung anzuschließen.

Abgleich:

L_1/C_1	auf minimale 19-kHz-Störung an den Ausgängen
L_3/C_3	und
L_4/C_4	auf Maximalamplitude an Anschluß 10
L_2/C_2	auf maximal 1 kHz-NF des Kanals (L-R), Anschluß 14
P_2	auf minimale 38-kHz-Störung an den Ausgängen
P_1 u. P_3	auf geringstes Übersprechen zwischen Links- und Rechtskanal

Technische Daten:

Funktionsbereich	U_S	12 bis 18	V
------------------	-------	-----------	---

Kenndaten

($\vartheta_u = 25^\circ\text{C}$, $U_S = 15\text{ V}$)

Gesamtstromaufnahme

(bei $I_1 = 100\text{ mA}$)

Eingangswiderstand

Ausgangswiderstand je Kanal

MPX-Eingangsspannung

Ausgangsspannung je Kanal

Sättigungsspannung des Lampen-
treibers bei $I_1 = 100\text{ mA}$

Klirrfaktor

($f_{\text{NF}} = 1\text{ kHz}$; $U_{\text{ASS}} = 350\text{ mV}$)

I_S	20	mA
R_E	> 25	k Ω
R_A	4,5	k Ω
U_{ESS}	< 2	V
U_{ASS}	< 2	V
U_{CEsat}	< 1,5	V
k	< 0,5	%

Hilfsspannungen für die Umschaltung

von Mono auf Stereo	U_H	$> 0,71$	V
Stereo auf Mono	U_H	$< 0,47$	V
Absenkung bei 19 kHz	a_{PT}	> 40	dB
Absenkung bei 38 kHz	a_{HT}	> 40	dB
Absenkung bei 67 kHz (SCA Signal)	a_{SCA}	> 35	dB

Übersprechdämpfung für

$f_{NF} \leq 6,3$ kHz	$a_{\ddot{u}}$	> 36	dB
$f_{NF} \geq 10$ kHz	$a_{\ddot{u}}$	> 30	dB
Balance	a_{Bal}	$< 0,2$	dB

Tabelle 1:

Wickeldaten der Spulen für die Schaltung nach Bild 3.8.1:

L_1	600 Windungen	0,12 CuL,
L_2	W 1 365 Windungen	0,12 CuL W 2 365 Windungen
L_3	W 1 400 Windungen	0,12 CuL, W 2 200 Windungen
L_4	365 Windungen	0,15 CuL
$L_1 \dots L_4$	z. B. Vogt-Bausatz D 41-2540	

Bestückung:

1 TBA 450 Q 67000-A 283

4. Schaltungen mit den Operationsverstärkern TAA 761 / 861

In der Serie der besonders wirtschaftlichen integrierten Operationsverstärker stehen die Typen TAA 761 mit der zulässigen Speisespannung $U_s = \pm 18 \text{ V}$ und TAA 861 mit $U_s = \pm 10 \text{ V}$ zur Verfügung. Beide Typen haben gleiche Gehäuseanschlüsse. Die Verbindungen sind wie folgt vorzunehmen: $+U_s$ an Anschluß 2, $-U_s$ bzw. Masse bei Einfachstromversorgung an Anschluß 6. Sind in der Schaltung nicht die hohen Speisespannungen erforderlich, so kann unter sinngemäßer Umdimensionierung statt des Typs TAA 761 der Typ TAA 861 eingesetzt werden. Im umgekehrten Falle sind bei Erhöhung der Speisespannung und Wechsel auf den TAA 761 unbedingt die im Datenblatt angegebenen, zulässigen Grenzwerte zu beachten.

Zusätzlich zu den beiden Grundtypen gibt es den Typ TCA 315 A mit Darlington-Eingang und Ausgang passend für TTL sowie den TCA 335 A mit Darlington-Eingang und normalem Darlington-Ausgang (wie bei den Typen TAA 761/861). Nähere Angaben können den Datenblättern entnommen werden.

Zur Gewährleistung einer ausreichenden Schwingsicherheit ist bei allen Typen ein Kondensator von 8 bis 47 pF zur Frequenzgangkompensation zwischen den Anschlüssen 7 und 8 vorzusehen, der in Ausnahmefällen auch bis zu 5 pF herabgesetzt werden kann, wenn von der Eingangsschaltung her keine Schwingneigung zu erwarten ist.

4.1 Konstanzspannungsquelle für Lastströme bis zu 5 A

In den Halbleiterschaltbeispielen Integrierte Schaltungen 1970 und 1971/72 wurden bereits verschiedene Schaltungen zur Spannungsregelung beschrieben.

Die Verwendung von Operationsverstärkern und die dadurch ermöglichte hohe Regelverstärkung ist besonders bei Netzgeräten für hohe Lastströme vorteilhaft, man erzielt so hohe Genauigkeiten der Ausgangsspannung auch bei großen Parameteränderungen. Bild 4.1.1 zeigt die Schaltung bei Verwendung des Operationsverstärkers TAA 861. Als Spannungsreferenz werden 2 Zenerdioden BZX 55 in Reihe geschaltet, wobei die eine in Flußrichtung gepolt ist. Auf diese Art wird eine gute Temperaturkompensation erreicht. Zur Ansteuerung des Ausgangsleistungstransistors T_2 ist zwischen dem Operationsverstärker und der Basis von T_2 eine PNP-Treiberstufe geschaltet.

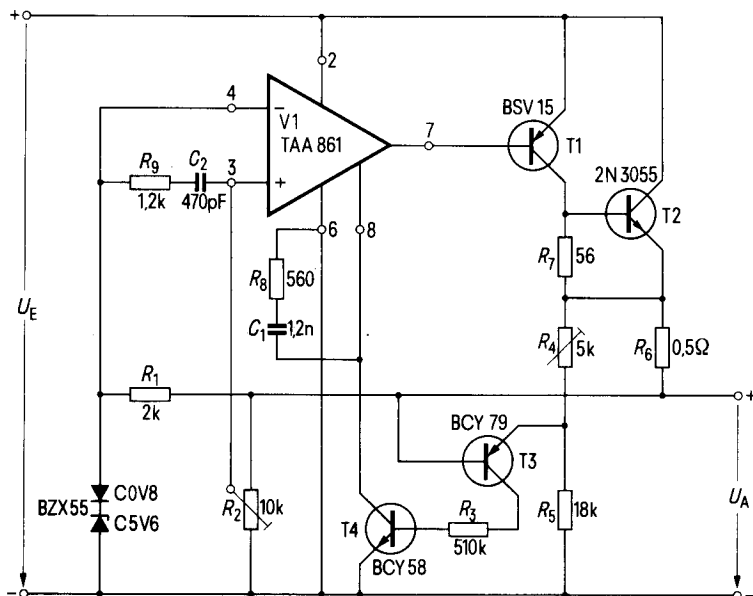


Bild 4.1.1

Die Begrenzung des Ausgangsstromes erfolgt durch eine Mitkoppelschaltung, gebildet aus T_3 , T_4 und dem Operationsverstärker.

Die Ansprechschwelle (Spannungsabfall durch Ausgangsstrom R_6) kann durch Verändern des Einstellers R_4 bestimmt werden. Infolge der negativen Kennlinie dieser Begrenzungsschaltung fließt im Kurzschlußfalle ein wesentlich kleinerer Strom als beim Begrenzungseinsatz.

Für eine ausreichende Kühlung (Kühlfläche mindestens 50×70 mm) des Ausgangstransistors ist Sorge zu tragen.

Technische Daten:

Eingangsspannung	7—18 V
Ausgangsspannung	max $U_E - 2$ V
Laststrom	max 5 A
Änderung der Ausgangsspannung	max $10^{-4} \times \Delta U_E$
Temperaturdrift	$5 \times 10^{-5}/K$

Bestückung:	1 TAA 861	Q 67000-A 89
	1 BCY 58	Q 60203-Y 58-6
	1 BCY 79	Q 60203-Y 79-6
	1 BSV 15	Q 62702-S 207
	1 2N 3055	Q 62702-U 58
	1 BZX 55/C5 V6	Q 62702-Z 570
	1 BZX 55/C0 V8	Q 62702-Z 569

4.2 Doppelkonstantspannungsquelle mit zwei Operationsverstärkern TAA 861

Bei Doppelnetzgeräten besteht immer die Schwierigkeit, beide Spannungen synchron mit einem Regler einstellen zu können und die Forderung nach möglichst kleiner Abweichung beider Spannungen zu erfüllen.

Beide Probleme lassen sich elegant mit Operationsverstärkern lösen. Der obere Teil des Netzgerätes im **Bild 4.2.1** unterscheidet sich kaum von einer normalen Ausführung, wie er in den Halbleiter-Schaltbeispielen der vergangenen Jahre veröffentlicht wurde. Mit dem Einsteller R_5 läßt sich die Ausgangsspannung variieren. Als Referenz dienen die beiden Zenerdioden D_1 und D_2 . Der Transistor T_1 arbeitet als nachgeschaltete Leistungsstufe, T_2 als Hilfstransistor zur Strombegrenzung. Beim negativen Zweig (unterer Teil des Netzgerätes) wird als Referenz die Spannung Null benutzt. Der Soll-Ist-Wert-Vergleich geschieht über dem Spannungsteiler $R_6/R_9/R_{10}$, welcher vom Ausgang der positiven Versorgung zum Ausgang der negativen Versorgung geschaltet ist. Die Regelschleife mit dem Operationsverstärker V_2 regelt den Abgriff des Potentiometers R_9 immer auf die Referenz, nämlich die Spannung Null. Als Leistungsstufe ist hier der PNP-Transistor BD 136 eingesetzt. Der Kollektor des Transistors T_1 führt auf den Hilfsanschluß zur Frequenzgangkompensation. Sobald dieser Transistor Kollektorstrom führt, tritt die mit R_{12} zu bestimmende Strombegrenzung ein.

Bestückung:	2 TAA 861	Q 67000-A 89
	2 BC 237	Q 67702-C 276
	1 BD 135	Q 62702-D 106
	1 BD 136	Q 62702-D 107
	2 BAY 41	Q 60201-Y 41
	1 BZX 55/V5 V6	Q 62702-Z 570
	1 BZX 55/C0 V8	Q 62702-Z 569

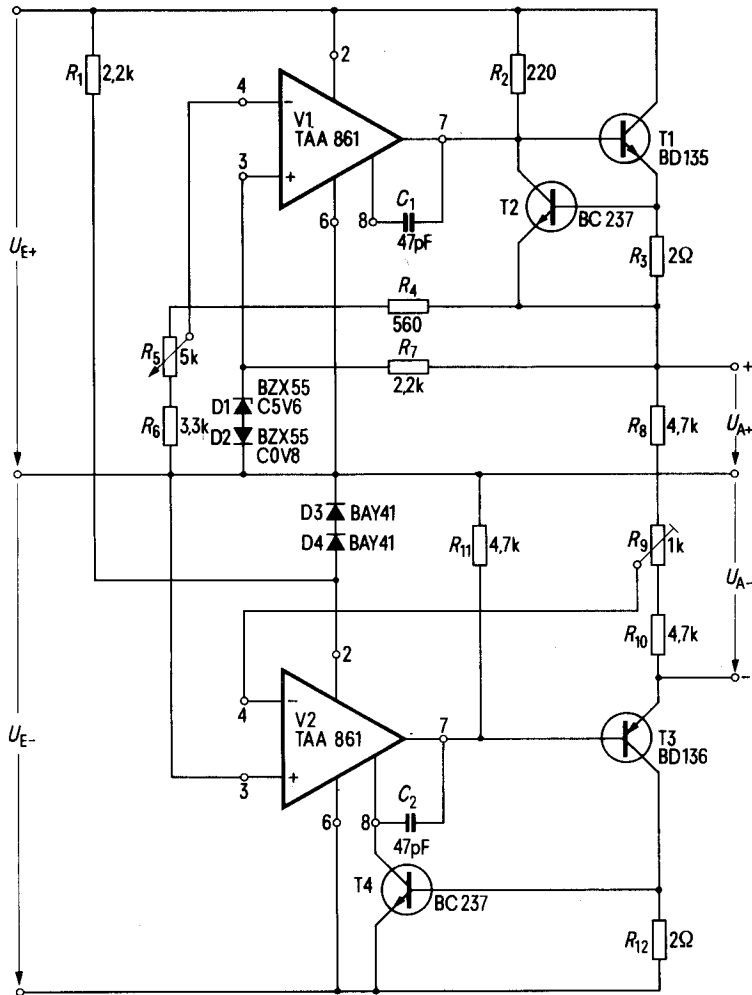


Bild 4.2.1

4.3 Zusammenschaltung mit Fotobau-elementen

Die Empfindlichkeit fotoelektronischer Empfangseinrichtungen wird bei Mitübertragung des Gleichspannungsanteiles im wesentlichen durch die Temperaturdrift des Fotoelementes bestimmt. Hier bietet der Einsatz eines Operationsverstärkers mit seinem Differenzeingang entscheidende Vorteile.

4.3.1 Fotoempfänger

Bild 4.3.1 zeigt die Schaltung mit einem Fototransistor BPY 62, dessen Temperatureingang mit einem Transistor BCY 59 kompensiert wurde. Da beide Transistoren aus der gleichen Familie stammen, sind sie für eine solche Paarung gut geeignet. Die Empfindlichkeit kann mit dem Einsteller 250 K etwa 1:5 verändert werden. Im Mittel benötigt man für eine Ausgangsspannung von 10 V eine Beleuchtungsstärke von 200 Lux. Mit dem Einsteller 2,5 K kann die Symmetrie und damit die Grundgleichspannung bestimmt werden.

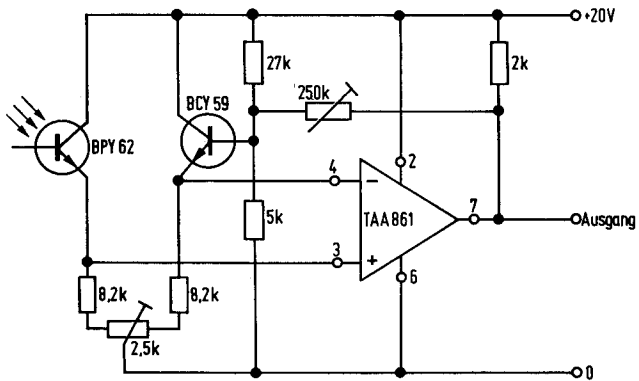


Bild 4.3.1

Bestückung:

1 TAA 861	Q 67000-A 89
1 BCY 59	Q 60203-Y 59-G
1 BPY 62	Q 60215-Y 62-A

4.3.2 Nachlaufsteuerung mit Differential-Fotodiode

Bild 4.3.2 zeigt die Schaltung einer Nachlaufsteuerung für einen Wegspannungswandler. Der Ausgangsstrom des Operationsverstärkers TAA 861 wird mit der Komplementär-Endstufe BSX 45/BSV 15 erhöht und treibt die beiden Relais zur Umsteuerung eines Motorantriebes. Eine weitgehende Temperaturkompensation ergibt sich bereits aus der Symmetrie der Schaltung. Mit einer Schlitzblende der Breite 0,2 mm im Abstand von 1 mm zur Differential-Fotodiode lassen sich Nachsteuerungsgenauigkeiten von $\pm 0,01$ mm erreichen.

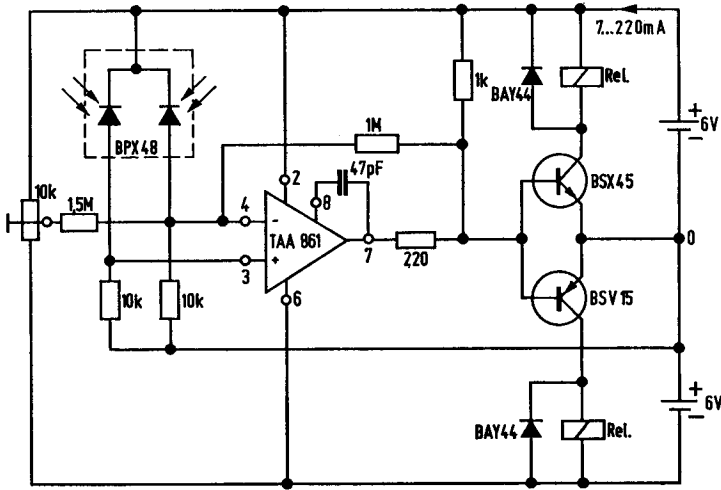


Bild 4.3.2

Bestückung:

1 TAA 861	Q 67000-A 89
1 BSX 45	Q 60218-X 45-V 6
1 BSV 15	Q 62702-S 207
2 BAY 44	Q 60201-Y 44
1 BPX 48	Q 62702-P 17

4.3.3. Schnelle Lichtschranke

Mit dem Operationsverstärker TAA 861 und der Fotodiode BPX 65 lassen sich Lichtschranken aufbauen, die im μs -Bereich eingesetzt werden können. Soll das Sendesignal zu Eich-, Meß- oder Kennungszwecken gepulst sein, so wird mit Vorteil die Lumineszenz-Diode LD 24 E eingesetzt. Diese Betriebsart eignet sich auch zum Aufbau von Koinzidenzschaltungen. Die Anstiegszeit der Schaltung ist von der Größe des Arbeitswiderstandes der Fotodiode und der Grenzfrequenz des Operationsverstärkers abhängig. Tabelle 1 gibt die zu erwartende Anstiegszeit des Verstärkers und der Fotodiode als Funktion des Kondensators C an, der zur Unterdrückung von Schwingneigungen unbedingt beschaltet werden muß.

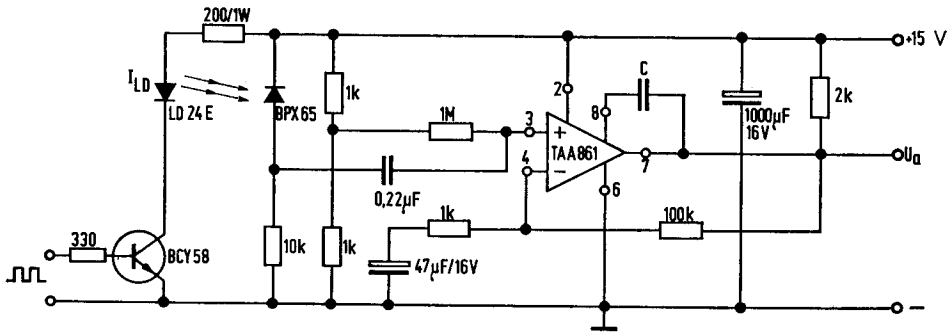


Bild 4.3.3

Der Abstand zwischen Lumineszenzdiode und Fotodiode sollte ohne Optik kleiner als 20 mm sein. Welcher Abstand mit einer Optik erreichbar ist, hängt nur von deren Größe ab.

Tabelle 1:

C/pF	Anstiegszeit/ μ s
5	0,4
8	0,6
16	1,0
47	5,0

Bestückung:

1 TAA 861	Q 67000-A 89
1 BCY 58	Q 60203-Y 58-G
1 BPX 65	Q 62702-P 24
1 LD 24 EV	Q 62705-P 16-G 4

4.4 Triac-Ansteuerung

Bild 4.4.1 zeigt eine Schaltung zur Ansteuerung von Triacs mit dem Operationsverstärker TAA 761, die ähnliche Eigenschaften besitzt wie sogenannte Schaltungen mit Nullschalter, welche bekanntlich sehr störarm schalten.

Verwirklicht werden diese Eigenschaften mit einem Impulsgeber (Schwingfrequenz 2,5 kHz), der über einen Impulsübertrager den Triac alle 400 μ s ansteuert. Da der Triac bei jedem Stromnulldurchgang abschaltet, aber seine Wiedereinschaltung spätestens nach 400 μ s,

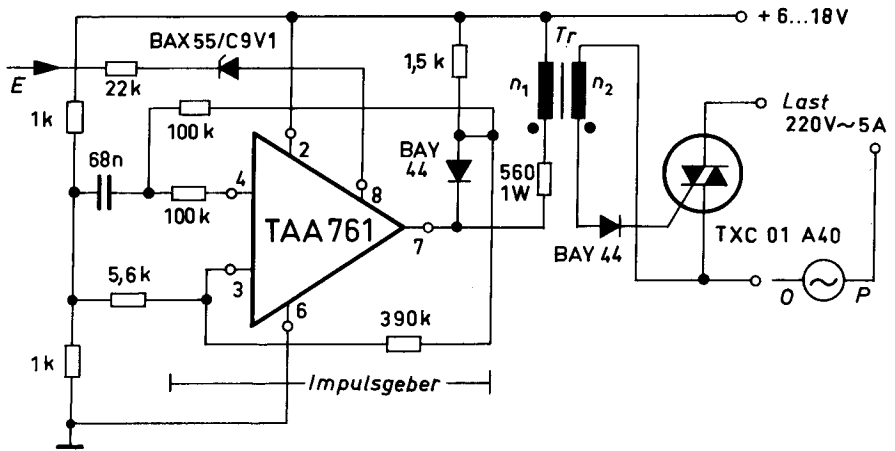


Bild 4.4.1

also bei noch verhältnismäßig kleinen Augenblickswerten des Stromes, bewirkt wird, ist die Störspannung wesentlich kleiner als bei den Phasenanschnittschaltungen.

Die Steuerung der Leistung erfolgt über das Ein-Ausverhältnis des Impulsgebers (Eingang E).

Impulsgeber Ein: $U_E < 9\text{ V}^*$

Impulsgeber Aus: $U_E > 9\text{ V}^*$

* hängt von der verwendeten Zenerdiode ab.

Wickeldaten des Impulstransformators Tr.:

$n_1 = 300\text{ Wdg } 0,12\text{ CuL}$

$n_2 = 100\text{ Wdg } 0,10\text{ CuL}$

Tr.: B 65 837-A 000-R 026

0,05 mm Luftspalt (Papierlage)

Bestückung:

1 TAA 761 Q 67000-A 224

2 BAY 44 Q 60201-Y 44

1 BZX 55/C9 V1 Q 62702-Z 575

1 TXC 01 A 40 Q 66048-A 1500-A 6

Geschäftsstellen in der Bundesrepublik Deutschland und in Westberlin

5100 Aachen 1
Kurbrunnenstraße 14—20
Postfach 12 85
Telefon (02 41) 4 51 - 1
Telex 8 32 866

5770 Arnsberg
Bahnhofstraße 89—93
Postfach 307
Telefon (0 29 31) 20 56
Telex 8 42 236

8750 Aschaffenburg
Ludwigstraße 17
Postfach 163
Telefon (0 60 21) 2 12 19
Telex 4 188 839

8900 Augsburg 1
Hübnerstraße 3
Postfach 10 23 49
Telefon (08 21) 32 52 - 1
Telex 53 821

8580 Bayreuth 2
Weiherstraße 25
Postfach 29 40
Telefon (09 21) 70 71
Telex 6 42 889

1000 Berlin 11
Schöneberger Straße 2—4
Postfach
Telefon (03 11) 2 55 - 1
Telex 1 83 766

4800 Bielefeld 2
Hauptstraße 193
Postfach 78 20
Telefon (05 21) 57 - 1
Telex 9 32 805

5300 Bonn
Friedrich-Ebert-Allee 130
Postfach 263
Telefon (0 22 21) 2 09 - 1
Telex 8 86 498

3300 Braunschweig 1
Fallersleber Straße 6—8
Postfach 33 47
Telefon (05 31) 4 75 - 1
Telex 9 52 820

2800 Bremen 1
Contrescarpe 72
Postfach 127
Telefon (04 21) 3 64 - 1
Telex 2 45 451

8630 Coburg
Casimirstraße 6
Telefon (0 95 61) 7 91
Telex 6 63 212

6100 Darmstadt 1
Bleichstraße 19
Postfach 929
Telefon (0 61 51) 26 11 - 1
Telex 4 19 246

4600 Dortmund 1
Märkische Straße 8—14
Postfach 658
Telefon (02 31) 5 48 - 1
Telex 8 22 312

4100 Duisburg 1
Düsseldorfer Straße 50
Postfach 47
Telefon (0 21 31) 28 19 - 1
Telex 8 55 843

4000 Düsseldorf 1
Lahnweg 10
Postfach 11 15
Telefon (02 11) 30 30 - 1
Telex 8 581 301

4300 Essen 1
Kruppstraße 16
Postfach 22
Telefon (0 21 41) 20 13 - 1
Telex 8 57 437

2390 Flensburg
Liebigstraße 22
Postfach 497
Telefon (04 16) 70 58

6000 Frankfurt 1
Gutleutstraße 31
Postfach 25 13
Telefon (06 11) 2 62 - 1
Telex 4 14 131

7800 Freiburg 1
Habsburger Straße 132
Postfach 13 80
Telefon (07 61) 2 12 - 1
Telex 7 72 842

3380 Goslar 1
Am Markt 5
Postfach 39
Telefon (053 21) 79 - 1
Telex 9 53 832

2000 Hamburg 1
Lindenplatz 2
Telefon (04 11) 2 82 - 1
Telex 2 162 721

4700 Hamm 1
Caldenhofer Weg 31
Postfach 644
Telefon (0 23 81) 2 78 - 1
Telex 8 28 834

3000 Hannover 1
Am Maschpark 1
Postfach 53 29
Telefon (05 11) 1 99 - 1
Telex 9 22 333

7100 Heilbronn 1
Schaeuffelenstraße 15
Postfach 828
Telefon (071 31) 8 67 46
Telex 7 28 714

8670 Hof 3
Bahnhofsplatz 1 a
Postfach 31 80
Telefon (092 81) 60 71
Telex 6 43 865

6750 Kaiserslautern 1
Merkurstraße 2
Postfach 11 60
Telefon (06 31) 5 50 91
Telex 45 832

7500 Karlsruhe 1
Bahnhofstraße 5
Postfach 55 60
Telefon (07 21) 1 37 - 1
Telex 7 825 831

3500 Kassel 1
Bürgermeister-Brunner-Str. 15
Postfach 368
Telefon (05 61) 19 28 - 1
Telex 9 92 359

8960 Kempten 2
Salzstraße 27
Postfach 25 20
Telefon (08 31) 2 80 71
Telex 54 827

2300 Kiel 1
Holstenbrücke 26—28
Postfach 132
Telefon (04 31) 51 10 - 1
Telex 2 92 814

5400 Koblenz
Frankenstraße 21
Postfach 17 69
Telefon (02 61) 26 81
Telex 8 62 831

8000 München 80
Richard-Strauss-Straße 76
Postfach 20 21 09
Telefon (08 11) 92 21 - 1
Telex 5 28 421

5000 Köln 1
Friesenplatz 8—14
Postfach 10 16 88
Telefon (02 21) 5 76 - 1
Telex 8 881 005, 8 881 006

4400 Münster 1
Herwarthstraße 6—8
Postfach 13 89
Telefon (02 51) 4 93 - 1
Telex 8 92 828

7750 Konstanz 1
Moosbruggerstraße 18
Postfach 282
Telefon (075 31) 2 50 81
Telex 7 33 209

8500 Nürnberg 2
Richard-Wagner-Platz 1
Postfach 24 29
Telefon (09 11) 20 16 - 1
Telex 6 22 251

4450 Lingen
Bernd-Rosemeyer-Straße 9
Telefon (05 91) 41 01
Telex 98 870

7600 Offenburg
Heinrich-Hertz-Straße 2
Postfach 860
Telefon (07 81) 50 61
Telex 7 52 806

2400 Lübeck
Breite Straße 52—54
Postfach 17 10
Telefon (04 51) 7 19 21

4500 Osnabrück
Niedersachsenstraße 14
Postfach 37 60
Telefon (05 41) 3 41 - 1
Telex 94 827

Mainz-Wiesbaden
6500 Mainz 1
Flachsmarktstraße 13—17
Postfach 39 20
Telefon (0 61 31) 1 00 - 1
Telex 4 187 765

7980 Ravensburg 1
Gartenstraße 16
Postfach 22 20
Telefon (07 51) 48 11
Telex 7 32 915

6800 Mannheim 1
N7. 18
Postfach 20 24
Telefon (06 21) 2 96 - 1
Telex 4 62 261

8400 Regensburg 2
Hornstraße 10
Postfach 305
Telefon (09 41) 5 70 61
Telex 65 807

Reutlingen-Pfullingen
7410 Reutlingen 1
Postfach 121
Telefon (071 21) 79 - 1
Telex 7 29 723

6600 Saarbrücken 3
Martin-Luther-Straße 25
Postfach 359
Telefon (06 81) 30 08 - 1
Telex 4 421 431

3321 Salzgitter-Watenstedt
Hauptstraße 62
Telefon (053 41) 2 52 73
Telex 95 460

8720 Schweinfurt 2
Joh.-Georg-Gademann-Str. 21
Postfach 71
Telefon (097 21) 80 01
Telex 73 207

5900 Siegen 1
Sandstraße 42—48
Postfach 282
Telefon (02 71) 5 30 95
Telex 8 72 635

7000 Stuttgart 1
Geschwister-Scholl-Straße 24
Postfach 120
Telefon (07 11) 20 76 - 1
Telex 7 23 941

5500 Trier
Deutscherherrenstraße 38—44
Telefon (06 51) 4 80 11
Telex 4 72 815

7900 Ulm 1
Nicolaus-Otto-Straße 4
Postfach 795
Telefon (07 31) 1 89 - 1
Telex 7 12 826

6330 Wetzlar 1
Karl-Kellner-Ring 19—21
Postfach 214
Telefon (0 64 41) 71 - 1
Telex 4 83 845

2940 Wilhelmshaven
Paul-Hug-Straße 8
Postfach 12 04
Telefon (0 44 21) 2 61 87
Telex 2 53 305

5600 Wuppertal 1
Hofkamp 106—108
Postfach 13 01 03
Telefon (0 21 21) 4 97 - 1
Telex 8 591 853

8700 Würzburg-Heidingsfeld
Andreas-Grieser-Straße 30
Postfach 32 80
Telefon (09 31) 8 01 - 1
Telex 68 844



Bestell-Nr. B 10/1129
Printed in West Germany
R. Borek KG, Braunschweig
Kg 6735.