



Halbleiter-Schaltbeispiele

Ausgabe 1971/72

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

Die in diesem Heft enthaltenen Schaltungen und Beschreibungen sind unverbindliche Anregungen und sollen die vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten von Halbleiterbauelementen zeigen. Gleichartige Anwendungsfälle wurden in Gruppen zusammengefaßt. Für die Schaltungen und Beschreibungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

Herausgegeben vom Bereich Halbleiter
8000 München 80, Balanstraße 73

Inhaltsverzeichnis

1. NF-Schaltungen
2. HF-Schaltungen
3. Fernschaltungen
4. Steuer und Regelschaltungen, Multivibratoren, Verzögerungsschaltungen (Triac und Thyristoren)
5. Foto- und magnetoelektronische Schaltungen
6. Netzgeräte, Generatoren, Wandler

1. NF-Schaltungen

1.1. NF-Vorverstärker mit komplementären Transistoren	9
1.2. Entzerrer-Verstärker für magn. Tonabnehmer und Mikrofon-Verstärker	12
1.3. Klangeinsteller für Hi-Fi-Geräte	16
1.4. NF-A-Verstärker $14\text{ V}/4\ \Omega/3\text{ W}$	18
1.5. Eisenloser NF-Verstärker im Gegentakt-A(AB)-Betrieb mit konstanter Stromaufnahme	19
1.6. Eisenlose NF-Verstärker mit den Transistoren BC328/338	22
1.7. Zusammenstellung eisenloser NF-Verstärker mit dem integrierten Verstärker TAA 861	24
1.8. 16 W-NF-Verstärker mit den Darlingtonttransistoren BDY 88	27
1.9. Übertemperatur-Schutzschaltung für NF-Leistungsverstärker	29
1.10. Kurzschlußsicherung eisenloser NF-Verstärker	31
1.11. Kurzschlußsicherer NF-Verstärker $30\text{ V}/4\ \Omega/18\text{ W}$	32
1.12. Kurzschlußsicherer Hi-Fi-NF-Verstärker $2 \times 27\text{ V}/4\ \Omega/60\text{ W}$	36
1.13. Logarithmische Aussteuerungsanzeige für NF-Verstärker	41
1.14. Netzteile für NF-Verstärker	45

2. HF-Schaltungen

2.1. Zulässige Kreisspannungen an der AM-Kapazitätsdiode BB 113	49
---	----

2.2. Kreuzmodulationsfestigkeit der Abstimm-diode BB 113	55
2.3. Gleichlauf von Eingangs- und Oszillatorkreis im Tuner eines Überlagerungsempfängers mit BB 113	59
2.4. Mittelwellen-Tuner mit Kapazitätsdiode BB 113	62
2.5. Großsignal AM-Tuner	65
2.6. UKW-Tuner mit Hochstrom-Transistor BF 324 und $2 \times$ AF 106	68
2.7. UKW-ZF-Verstärker mit BF 241 bzw. BF 451	73
2.8. UKW-ZF-Verstärker mit $4 \times$ BF 241, TBA 120 und BC 178	75
2.9. VHF-Tuner mit elektronischer Bereichumschaltung	78
2.10. Parallelton-ZF-Verstärker mit automatischer Frequenzregelung	82
2.11. UHF-Tuner mit gedruckten Leitungskreisen	88
2.12. VHF/UHF-Ereitband-Antennenverstärker mit BFW 99 und BFY 90	92

3. Fernschaltungen

3.1. Fernsehempfangsteil	95
3.1.1. Bild-ZF-Verstärker mit Kompaktfilter und getasteter Regelung	96
3.1.2. Parallelton-ZF-Verstärker mit automatischer Frequenzregelung (siehe Kap. 2.10.)	98
3.2. Schwarz-Weiß-Horizontal-Ablenkung mit Transistoren	98
3.2.1. Horizontalablenkung für 110° -S/W-Empfänger mit 30 Volt Betriebsspannung	101
3.2.2. 30-Volt-Netzteil für S/W-Volltransistor- Heimfernseher	104
3.2.3. Horizontal-Ablenkungsschaltung S/W nach dem Siemens-Puls-Prinzip	107
3.2.4. Einfache S/W-Horizontal-Ablenkung mit Puls-Mode-Netzteil mit Netztrennung.	110
3.2.5. H-Ablenkung mit asymmetrischem Gegentaktbetrieb.	112
3.3. H-Ablenkung für Farbfernseher.	113
3.3.1. 110° -Farbbild-H-Ablenkung mit $1 \times$ BU 108 in Basisschaltung	114

3.3.2. 110°-Farb-Ablenkung mit 2 × BU 108	118
3.3.3. 110°-Farbbild-H-Ablenkung mit 1 × BU 108 und Schutzschaltung	119
3.3.4. Niedervolt-H-Ablenkung mit 1 × TV 127 in Emitterschaltung für 110°-Farbe.	122
3.4. Stromversorgung für 110°-Farbfernsehempfänger.	124
3.4.1. Schaltnetzteil mit BU 126.	125
3.4.2. Prinzip des Farb-Puls-Mode-Netzteiles	129
3.4.3. Schaltung des 110°-Farb-Puls-Mode-Netzteiles	131
3.4.4. Triac-Netzteil	134
3.5. Korrekturschaltungen für 110°-Farbfernsehempfänger	135
3.5.1. Ost-West-Korrektur	135
3.6. Bildaufzeichnung	136
3.6.1. Empfängeranschlüsse für Video-Recorder	137
3.6.2. Bedienelemente für Farbfernsehempfänger mit Video-Recorder-Anschluß.	139
3.6.3. Erdungsautomatik	140
3.6.4. Empfängeranschluß-Adapter für S/W-Empfänger für beliebige Polarität.	142

4. Steuer- und Regelschaltungen, Multivibratoren, Verzögerungsschaltungen (Triac und Thyristoren)

4.1. Leistungsschalterendstufe für induktive Verbraucher mit einfacher Schutzbeschaltung	145
4.2. Induktive Lastendstufe mit Darlington BDY 89	148
4.3. Nullspannungsschalter zum Ansteuern des Triac TX CO1	149
4.4. Einfacher Nullspannungsschalter zum Ansteuern von Triacs	151
4.5. Periodische Schwingungspaketsteuerung	152
4.6. Temperaturregler mit Triac-Nullspannungsschalter	154
4.7. Leistungsreglung durch Phasenanschnitt mit Triac TX CO1 A60 und TX CO2	157
4.8. Verzögerungsschaltungen mit Thyristoren	159
4.9. Thyristorblinker für kombinierte Richtungs- und Warnblinkanlage im Kfz	161
4.10. Elektronischer Kfz-Drehstromlichtmaschinen-Regler	163

5. Foto- und magnetelektronische Schaltungen

5.1. Anwendung der Fototransistoren mit Basisbeschaltung	167
5.2. Fotoelektrische Stückzähleinrichtung	171
5.3. Schnelle Lichtschranke mit LD 24 und BPX 65	172
5.4. Dämmerungsblinkschaltung	173
5.5. Fotonachlaufsteuerung	174
5.6. Weg-Spannungswandler mit Differential-Fotodiode BP X 48	176
5.7. Nachlaufsteuerung mit Differential- Fotodiode BP X 48	178
5.8. Magnettaste mit SBV 566	179

6. Netzgeräte, Generatoren, Wandler

6.1. Hochkonstantes Netzgerät	183
6.2. Kurzschlußfestes Netzgerät	185
6.3. Spannungskonstantgerät 270 V, 0,6 A	189
6.4. Automatisches Ladegerät	192
6.5. Ladegerät für Deac Batterien	194
6.6. Leuchtstofflampenaggregat	195
6.7. Eisenloser Gleichspannungswandler	198

1. NF-Schaltungen

1.1. NF-Vorverstärker mit komplementären Transistoren

Die Verwendung von komplementären Transistoren in der Schaltungstechnik ermöglicht den Aufbau von galvanisch gekoppelten NF-Verstärkern mit geringem Bauelementeaufwand. Im folgenden werden zwei solche Verstärker gezeigt, die als Vor- und Zwischenverstärker in Tonband- und Hi-Fi-Geräten eingesetzt werden können.

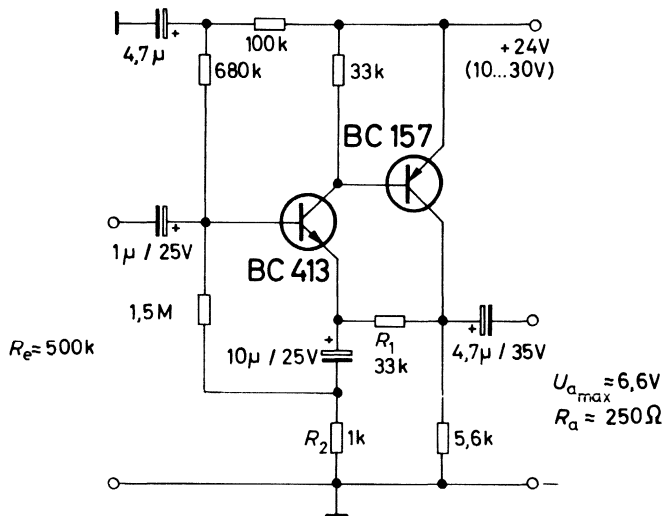


Bild 1.1.1

Das Bild 1.1.1 zeigt einen zweistufigen NF-Vorverstärker. Vom Ausgang des Verstärkers erfolgt die Gegenkopplung über den Widerstand R_1 auf den Emitter des rauscharmen Vorstufentransistors BC 413, wodurch der Eingangswiderstand hoch-, der Ausgangswiderstand niederohmig wird. Die Wechselspannungsverstärkung beträgt angenähert $V_U \approx \frac{R_1 + R_2}{R_2}$.

Wird eine andere Verstärkung als die im Beispiel angegebene gefordert, kann der Widerstand R_2 verändert werden. Dabei werden die Übertragungsdaten etwas beeinflusst.

Vorteilhaft wirkt sich die große Gleichstromgegenkopplung auf die Stabilität des Verstärker-Arbeitspunktes aus. Ein weiterer Vorteil ist die große Brummunterdrückung der Schaltung. Wie folgende Daten zeigen, entspricht die Übertragungsqualität des Verstärkers der Hi-Fi-Norm.

Technische Daten des 2-stufigen NF-Verstärkers nach Bild 1.1.1.

Betriebsspannung	24 V (12 bis 30 V)
Stromaufnahme	2,7 mA
Spannungsverstärkung	≈ 30 dB
Leistungsverstärkung	63 dB
max. Ausgangsspannung ($k = 0,5\%$, $f = 1$ kHz)	6,6 V
Klirrfaktor ($f = 20$ Hz bis 20 kHz, bis $U_a = 5$ V)	< 0,25%
Spannungsfrequenzgang (-1 dB, $U_{a1000} = 3$ V)	25 Hz bis > 100 kHz
Eingangswiderstand	500 kΩ
Ausgangswiderstand	≈ 250 Ω
Auf den Eingang bezogene Fremdspannung (bei Generatorwiderstand $R_0 = 200$ Ω)	1 μV
Brummspannungsunterdrückung ($f_{Br} = 50$ Hz, $R_0 = 200$ Ω)	22 mV/V
Spannungsverstärkung ohne Gegenkopplung	55,5 dB
max. Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Betriebsspannung:	
U_B	12 15 18 24 30 V
$U_{a\text{ eff}}$	3,9 4,5 5,3 6,6 8,2 V

Mit einer zusätzlichen Verstärkerstufe in Kollektorschaltung erhält man gemäß Bild 1.1.2 einen NF-Vorverstärker mit einer um 13 dB größeren Leerlaufverstärkung. Sein Eingangswiderstand konnte durch die sogenannte „Bootstrap“-Schaltung auf 2 MΩ angehoben werden. Diese Eigenschaften und der kleine Ausgangswiderstand von 16 Ω machen den Verstärker zu einem universell verwendbaren NF-Baustein. Wie im Verstärker nach Bild 1.1.1 kann die Spannungsverstärkung mit dem Widerstand R_2 eingestellt werden. Bei unterschiedlicher max. Ausgangsspannung arbeitet der Verstärker im Betriebsspannungsbereich von 12 bis 30 V. Eine der Be-

triebsspannung überlagerte Brummspannung von 1 V verursacht eine Ausgangsbrummspannung von 25 mV, was einer Unterdrückung von 32 dB entspricht. Bei einem Eingangssignal $> 270 \mu\text{V}$ beträgt der Fremdspannungsabstand $> 50 \text{ dB}$.

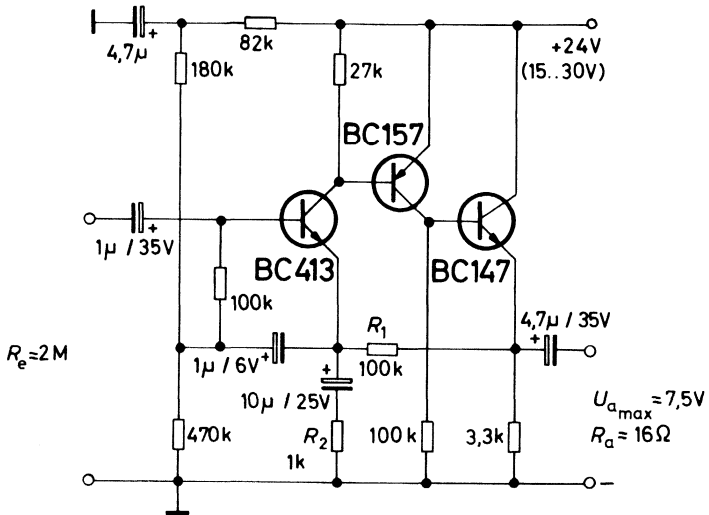


Bild 1.1.2.

Technische Daten des 3-stufigen NF-Verstärkers nach Bild 1.1.2.

Betriebsspannung	24 V (12 bis 30 V)
Stromaufnahme	4 mA
Spannungsverstärkung	40 dB
Leistungsverstärkung	90 dB
max. Ausgangsspannung ($k = 0,5\%$, $f = 1 \text{ kHz}$)	7,6 V
Klirrfaktor ($f = 20 \text{ Hz bis } 16 \text{ kHz}$)	
$U_a = 1 \text{ V}$	$< 0,2 \%$
$U_a = 3 \text{ V}$	$< 0,5 \%$
Spannungsfrequenzgang (-1 dB , $U_{a1000} = 3 \text{ V}$)	30 Hz bis 100 kHz
Eingangswiderstand	$\approx 2 \text{ M}\Omega$
Ausgangswiderstand	16 Ω
Auf den Eingang bezogene Fremdspannung ($R_0 = 200 \Omega$)	0,85 μV

Brummspannungsunterdrückung

($f_{Br} = 50 \text{ Hz}$, $R_0 = 200 \Omega$)

25 mV/V

Spannungsverstärkung ohne Gegenkopplung

68 dB

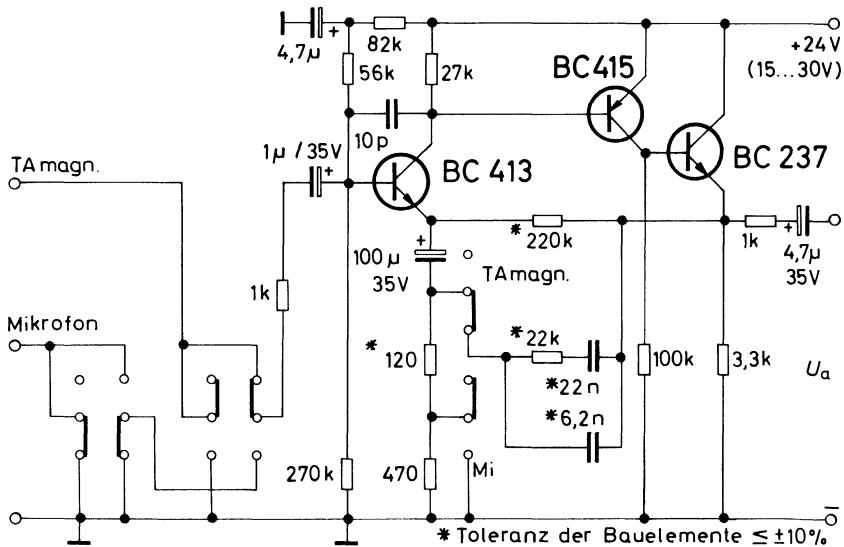
max. Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Betriebsspannung:

U_B 12 15 18 24 30 V

$U_{a \text{ eff}}$ 3,7 4,8 6 7,6 9 V

1.2. Entzerrer-Verstärker für magnetischen Tonabnehmer und Mikrofonverstärker

Einen hochwertigen Entzerrerverstärker mit Hi-Fi-Qualität für magnetische Schallplatten-Tonabnehmer, der auch als Mikrofonverstärker verwendet werden kann, zeigt Bild 1.2.1. Der Entzerrerverstärker wurde so gestaltet, daß sein Eingangswiderstand unabhängig von der Frequenz konstant bleibt. Weiterhin erlaubt die große Verstärkung



Tasten mit gegenseitiger Auslösung; TA magn. eingeschaltet

Bild 1.2.1.

der 3 Verstärkerstufen eine starke Gegenkopplung, durch welche der Einfluß der Stromverstärkungsstreuung der Transistoren praktisch unbedeutend wird. Die größte Streuung der Spannungsverstärkung der Schaltung beträgt bei 20 Hz ca. $\pm 0,5$ dB. Die Frequenzgangkurve gemäß Bild 1.2.2 entspricht der DIN 45547 mit den Zeitkonstanten $\tau_1 = 75 \mu\text{s}$, $\tau_2 = 318 \mu\text{s}$ und $\tau_3 = 3180 \mu\text{s}$.

Um den frequenzabhängigen Verstärkungsverlauf innerhalb einer Genauigkeit von ± 1 dB zu halten, sollte die Toleranz der im Schaltbild gekennzeichneten Bauelemente, die sich im Gegenkopplungskreis befinden, $\leq \pm 10\%$ sein.

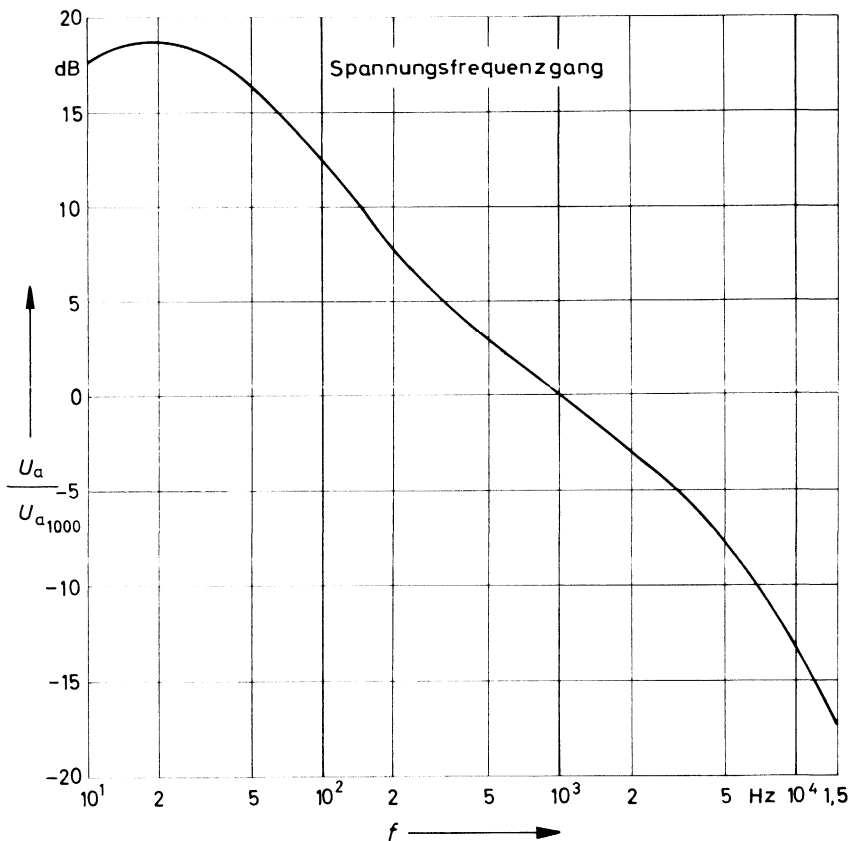


Bild 1.2.2.

Der Fremdspannungsabstand bleibt bei Abschluß des Eingangs mit dem magnetischen Tonabnehmer weit oberhalb der geforderten 50 dB. Die Fremdspannung wird mit einem Effektivwert-Meßgerät ermittelt.

Technische Daten des Entzerrer-Vorverstärkers:

Betriebsspannung	24 V (15 bis 30 V)
Betriebsstrom	3,6 mA
Spannungsverstärkung ($f = 1$ kHz)	40 dB
Eingangswiderstand	47 k Ω
Nenneingangsspannung ($f = 1$ kHz)	4 mV
max. Eingangsspannung (1 kHz)	59 mV
Klirrfaktor ($f = 20$ Hz bis 20 kHz $U_a = 0,4$ V)	< 0,3 %
Geräusch- und Fremdspannungsabstand bezogen auf $U_e = 4$ mV	
Eingang mit 47 k Ω abgeschlossen	
Geräuschspannungsabstand	62,5 dB
Fremdspannungsabstand	52,5 dB
Eingang mit magnetischem Tonabnehmer abgeschlossen	
Geräuschspannungsabstand	76,5 dB
Fremdspannungsabstand	72,5 dB

Bei Verwendung des Verstärkers als Mikrofonverstärker wird das Entzerrerglied in der Gegenkopplung abgeschaltet und der Emitterwiderstand des rauscharmen Vorstufentransistors auf 590 Ohm erhöht, wodurch sich eine Spannungsverstärkung von ca. 50 dB einstellt. Der Verstärker eignet sich für den Anschluß mittelohmiger Mikrofone bzw. zur Verstärkung des NF-Ausgangssignals von Rundfunkempfängern.

Technische Daten des linearen Vorverstärkers:

Betriebsspannung	24 V (15 bis 30 V)
Stromaufnahme	3,6 mA
Spannungsverstärkung	\approx 50 dB
Eingangswiderstand	47 k Ω
max. Eingangsspannung	24 mV

Geräusch- und Fremdspannungsabstand

bezogen auf $U_e = 1 \text{ mV}$;

Eingang mit $47 \text{ k}\Omega$ abgeschlossen

Geräuschspannungsabstand

50,5 dB

Fremdspannungsabstand

53,5 dB

Klirrfaktor ($f = 20 \text{ Hz bis } 20 \text{ kHz}$)

$U_a = 0,4 \text{ V}$

$< 0,3\%$

$U_a = 3,5 \text{ V}$

$< 1\%$

Spannungsfrequenzgang (-1 dB)

6 Hz bis $> 20 \text{ kHz}$

Eine schwingfreie Platine des Verstärkers nach Bild 1.2.1 in Stereoausführung ist auf Bild 1.2.3 ersichtlich. Mit den Umschalttasten gegenseitiger Auslösung besteht die Möglichkeit, den Entzerrer- oder Mikrofonverstärker einzuschalten.

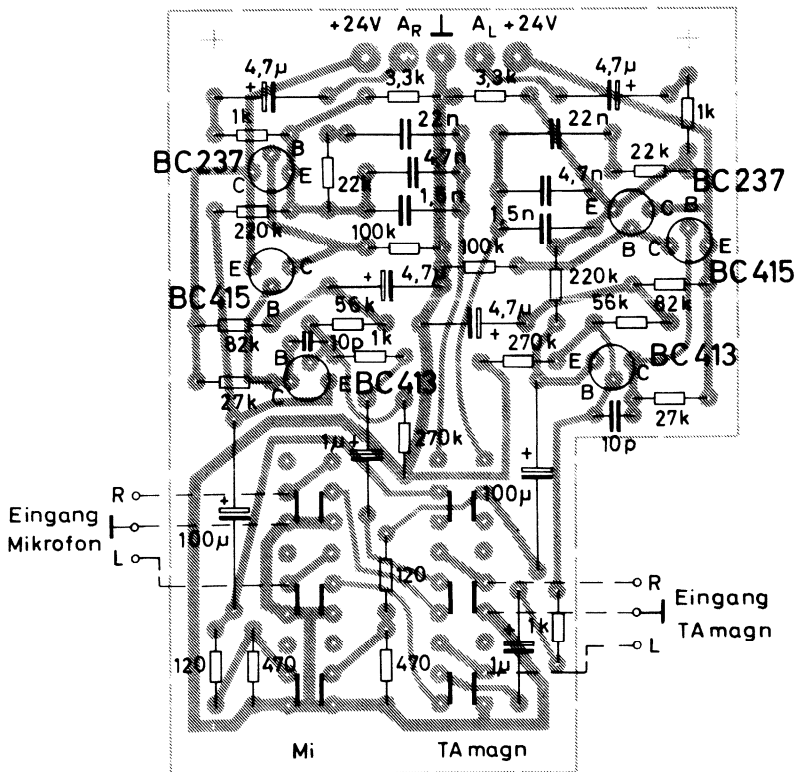


Bild 1.2.3.

1.3. Klangeinsteller für Hi-Fi-Geräte

Eine Filteranordnung zur Klangeinstellung für Hi-Fi-Geräte zeigt Bild 1.3.1. Sie besteht aus einem umschaltbaren Tief- und Hochpaß,

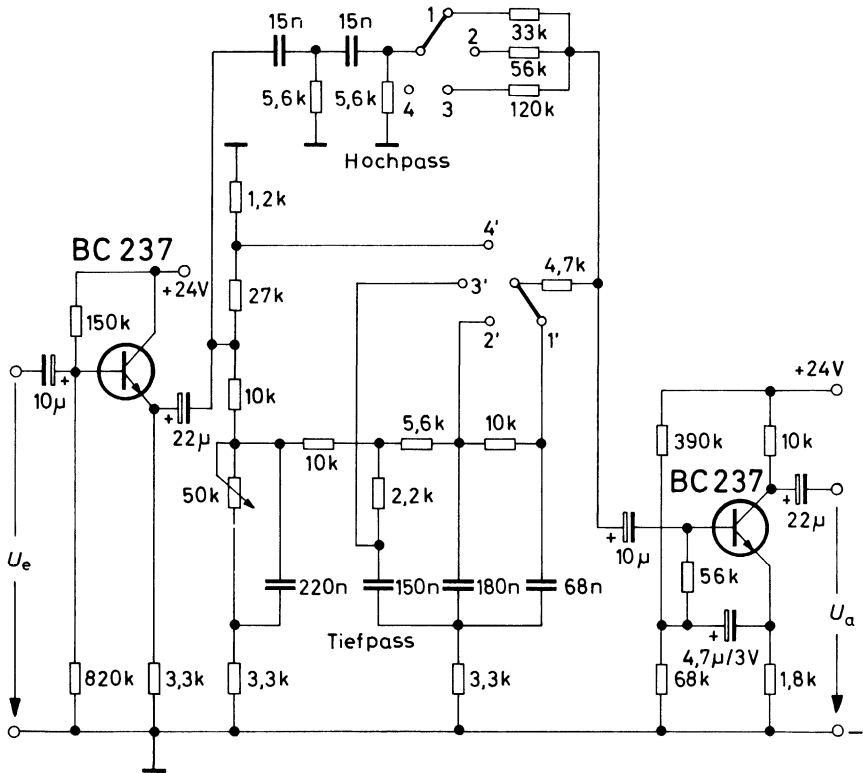


Bild 1.3.1.

der von einer Impedanzwandlerstufe angesteuert wird. Mit den beiden Schaltern lassen sich 16 verschiedene Frequenzgänge gemäß Bild 1.3.2 einstellen. Zusätzlich ist mit dem 50 kOhm-Potentiometer eine kontinuierliche Tiefeneinstellung möglich.

Die Vorteile der Schaltungsanordnung sind in folgenden Punkten zu sehen:

- a) Die Eckfrequenz bei der Tiefenanhebung kann verschoben werden.

Es können die tiefsten als auch die hohen Frequenzen, die häufig durch die Lautsprecher- und Raumcharakteristik als auch durch unterschiedliche Frequenzgänge der „Konserve“ geschwächt wiedergegeben werden, mit verschieden großer Steilheit angehoben werden, ohne die mittleren Frequenzen zu beeinflussen.

b) Große Gleichlaufgenauigkeit bei Stereobetrieb. Die Gleichlaufgenauigkeit ist mit Einzelbauelementen leichter einzuhalten als mit Potentiometern.

Die Steilheit der Tiefpaß-Verstärkung bewegt sich zwischen ca. 4 bis 8,5 dB/Oktave; die Hochpaßsteilheit zwischen 3 bis 5 dB/Oktave.

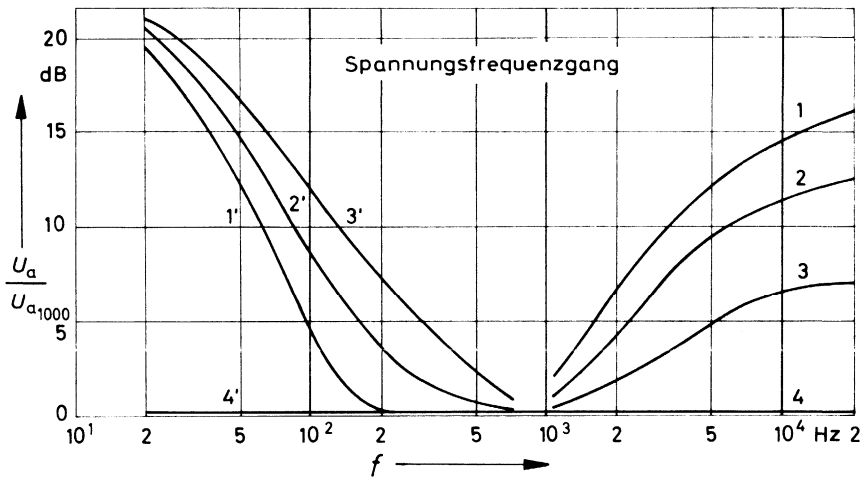


Bild 1.3.2.

Technische Daten:

Betriebsspannung	24 V
Betriebsstrom	3,5 mA
Spannungsverstärkung	-15 dB
Eingangswiderstand	135 kΩ
max. Eingangsspannung	7,7 V
Ausgangswiderstand	10 kΩ
max. Ausgangsspannung	1,5 V
max. Tiefenanhebung	20 dB
max. Höhenanhebung	16 dB

1.4. NF-A-Verstärker 14 V-4 Ω-3 W

Einen NF-Verstärker der Klasse A mit Ausgangsübertrager zeigt Bild 1.4.1. In der Endstufe wurde der Darlingtont transistor BDY 88, in der Vorstufe der Transistor BC 148 eingesetzt. Mit den beiden Transistoren konnte ein wirtschaftlicher Verstärker aufgebaut werden, dessen Ruhestrom nicht eingestellt werden muß. Der Verstärker ist so dimensioniert, daß er auch vom 12V-Autobordnetz betrieben

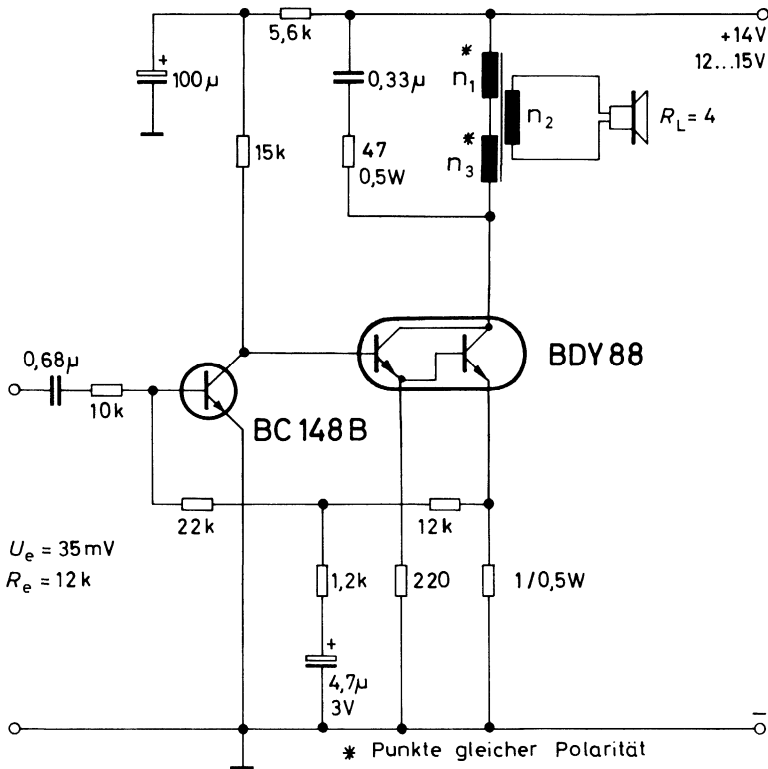


Bild 1.4.1.

werden kann. Seine Eingangsempfindlichkeit ermöglicht den Anschluß an den Diodenausgang von Rundfunkempfängern. Der Ruhestrom des Endstufentransistors wird über den Emitterwiderstand 1Ω vom Vorstufentransistor geregelt. Er ist vorwiegend von der Basis-Emitter-Spannung des Transistors BC 148 abhängig. Die Temperaturdrift dieser Spannung von ca. -2 mV/K erniedrigt den Ruhestrom bei steigender Umgebungstemperatur um etwa $0,3\%$ K und wirkt einer thermischen Überlastung des Endstufentransistors entgegen.

Technische Daten:

Betriebsspannung	14 V (12 bis 15 V)
Stromaufnahme	0,65 A
Nennausgangsleistung ($k = 10\%$)	3 W
Lastwiderstand	4 Ω
Nenneingangsspannung	35 mV
Eingangswiderstand	12 k Ω
Spannungsfrequenzgang ($P_a = 1 \text{ W}$; -3 dB)	60 Hz bis 16 kHz
Leistungsverstärkung	75 dB
Fremdspannungsabstand (bezogen auf 100 mW)	68 dB
Wärmewiderstand des Kühlkörpers für den BDY 88 ($T_{\text{umax}} = 60^\circ\text{C}$)	< 5 K/W

Übertrager: Kern EI 60, 1 mm Luftspalt, gleichsinnig geschichtet

$n_1 = 117 \text{ Wdg}$ 0,55 mm CuL

$n_2 = 144 \text{ Wdg}$ 0,75 mm CuL

$n_3 = 117 \text{ Wdg}$ 0,55 mm CuL

1.5. Eisenloser NF-Verstärker im A (AB)-Betrieb mit konstanter Stromaufnahme (für Fernsehempfänger)

Eisenlose Gegentaktverstärker werden nahezu immer für den B-Betrieb eingestellt. Diese Betriebsart hat die Eigenschaft, daß die Stromaufnahme etwa proportional der NF-Aussteuerung ist.

Manche Anwendungen erfordern jedoch eine möglichst konstante Stromaufnahme durch den Verstärker, wie z. B. im Fernsehempfänger, wo Rückwirkungen auf die Bildbreite im Rhythmus von Sprache und Musik auftreten können oder in Geräten, in denen der Verstärker über Vorwiderstände seine Betriebsspannung erhält. Durch den

A (AB)-Betrieb des eisenlosen NF-Verstärkers kann diese Forderung weitgehend eingehalten werden.

a) Stromaufnahme des eisenlosen AB-Verstärkers in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom:

Die Gleichstromaufnahme des eisenlosen Verstärkers im AB-Betrieb in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom ist in Bild 1.5.1 dargestellt. \hat{i}_a ist der Spitzenwert des Ausgangsstromes, I der im AB-Betrieb eingestellte Kollektor-Ruhestrom der Endstufe. Der Anstieg der Stromaufnahme I_{auf} erfolgt erst, wenn der Ausgangsspitzenstrom den doppelten Wert des Ruhestromes I überschreitet.

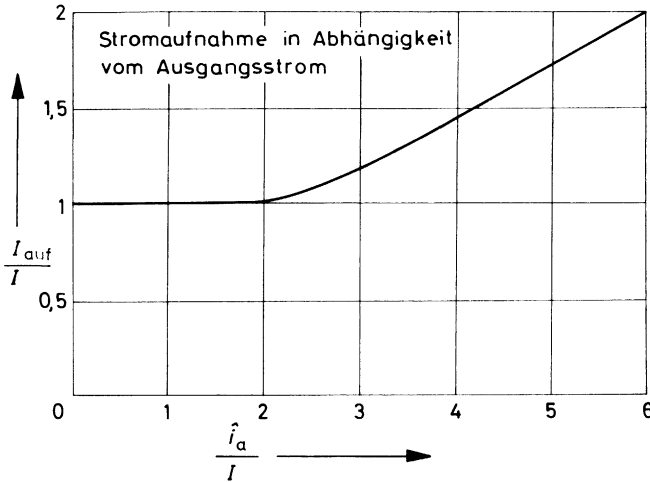


Bild 1.5.1.

b) Wirkungsgrad:

Bei $I = \frac{1}{2} \hat{i}_a$ und bei Vollaussteuerung beträgt der Wirkungsgrad des Verstärkers etwa 50% wie der des eisenbehafteten A-Verstärkers ohne Übertragerverluste.

c) NF-(AB)-Verstärker 24 V – 16 Ω – 4 W:

Das Bild 1.5.2. zeigt das Ausführungsbeispiel eines (AB)-Verstärkers. Der Kollektorruhestrom der Endstufe wird mit dem

Trimmer 500 Ω auf 250 mA eingestellt. Das Verhältnis $\frac{i_a}{I}$ beträgt dabei etwa 2,5, so daß die Stromaufnahme bei Vollaussteuerung um ca. 7% ansteigt. Bei Musikaussteuerung wird dieser Wert noch unterschritten.

Für die Sprachwiedergabe kann eine Klangkorrektur eingeschaltet werden, die auf optimale Sprachverständlichkeit ausgelegt ist.

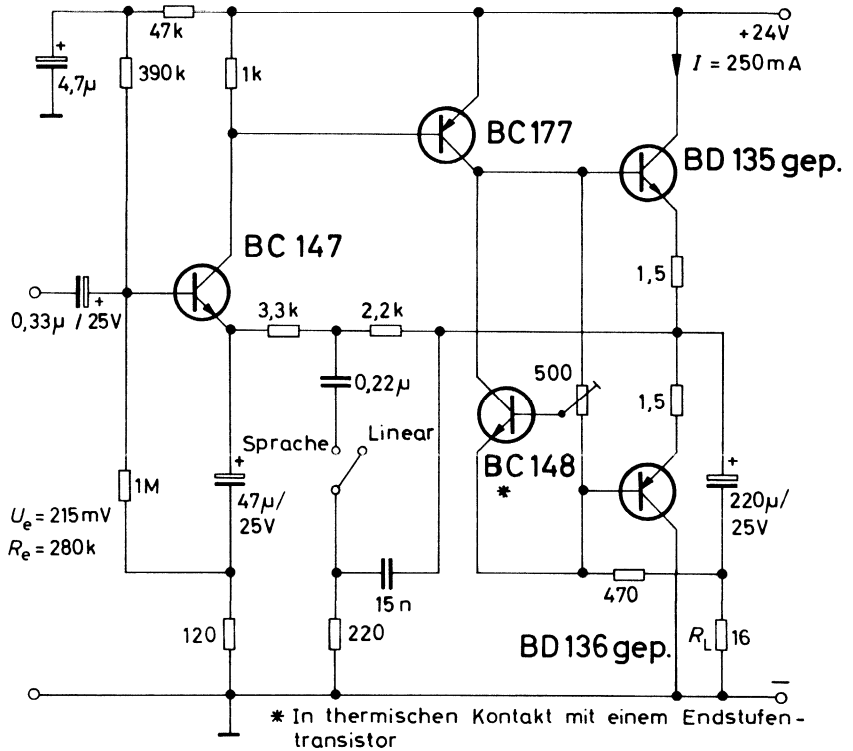


Bild 1.5.2.

Technische Daten: (Schalterstellung „Linear“)

Betriebsspannung		24 V
Stromaufnahme	P_a [W]	I_{auf} [mA]
	0 bis 2	275
	3	282
	3,5	291
	4	300
Kollektorruhestrom der Endstufe		250 mA
Nennausgangsleistung		4 W
Lastwiderstand		16 Ω
Nenneingangsspannung		215 mV
Eingangswiderstand		280 k Ω
Spannungsfrequenzgang (-3 dB)		50 Hz bis > 100 kHz
Leistungsverstärkung		74 dB
Wärmewiderstand des Kühlkörpers		
je Endstufentransistor		≤ 12 K/W
des Treibertransistors		≤ 100 K/W
max. zul. Umgebungstemperatur		60 $^{\circ}$ C
Klirrfaktor ($P_a = 2$ W, $f = 1$ kHz) linear		$< 1\%$
Sprache		$< 3\%$

1.6. Eisenlose NF-Verstärker mit den Transistoren BC 328/338

Die Transistoren BC 328/338 im Plastik-Gehäuse TO-92 Z besitzen eine für NF-Anwendungen ausreichende Stromverstärkungslinearität bis zu einem Kollektorstrom von ca. 400 mA. Werden die Transistoren in der Endstufe eisenloser NF-Verstärker eingesetzt, kann man eine Ausgangsleistung bis zu 500 mW erzielen.

Für verschiedene Betriebsspannungen und Lastwiderstände wurden die Daten von fünf NF-Verstärkern in der bekannten Quartettschaltung nach Bild 1.6.1 in den Tabellen 1 und 2 zusammengestellt. Mit dem Potentiometer R_7 wird der Endstufen-Ruhestrom eingestellt, dessen Stabilisierung gegen Temperatur- und Betriebsspannungsschwankungen über die Dioden D_1 , D_2 erfolgt. Die Schaltung kann mit umgekehrter Polarität der Versorgungsspannung betrieben werden, wenn der Vorstufentransistor T_1 mit dem Treibertransistor T_2 und die beiden Endstufentransistoren T_3 und T_4 miteinander vertauscht werden; die Dioden und die Elektrolyt-Kondensatoren müssen umgepolt eingesetzt werden.

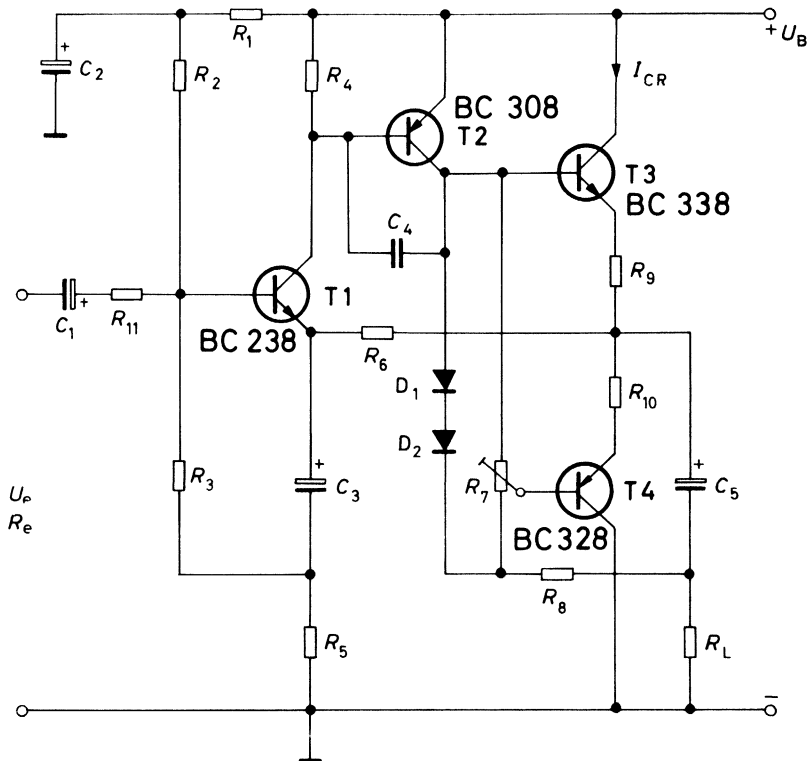


Bild 1.6.1.

Tabelle 1.
Technische Daten:

Schaltung	1	2	3	4	5
Betriebsspannung	6	9	12	14	20 V
Stromaufnahme					
bei $P_a=0$	8	6	5	3	1 mA
bei $P_a=P_a \text{ nenn}$	90	80	55	40	35 mA
Nennausgangsleistung ($\epsilon = 10\%$)	300	530	530	500	550 mW
Lastwiderstand	8	16	32	50	100 Ω
Nenneingangsspannung	32	20	20	20	17 mV

Eingangswiderstand	150	140	190	250	190	k Ω
Untere Grenzfrequenz	47	49	62	35	45	Hz
Obere Grenzfrequenz	60	60	26	36	18	kHz
Leistungsverstärkung	77	83	84	85	85,5	dB
Kollektor-Ruhestrom	3	3	3	2	0,2	mA
Klirrfaktor bei $P_{a\text{nenn}}/2$	4,7	3,6	2,2	2,6	1,5	%

Tabelle 2.

Zusammenstellung der Bauelemente:

Schaltung	1	2	3	4	5	
R ₁	56	56	56	56	56	k Ω
R ₂	470	560	560	560	390	k Ω
R ₃	820	820	820	820	820	k Ω
R ₄	18	18	18	18	18	k Ω
R ₅	18	33	27	47	82	Ω
R ₆	1,5	8,2	8,2	18	56	k Ω
R ₇	2,5	2,5	2,5	5	5	k Ω
R ₈	0,56	1,2	3,3	6,8	12	k Ω
R ₉ = R ₁₀	1	1	2,2	2,2	4,7	Ω
R ₁₁	10	10	10	10	10	k Ω
C ₁	0,47	0,47	0,47	0,47	0,47	μ F
C ₂	10	10	10	10	10	μ F
C ₃	220	100	100	100	47	μ F
C ₄	10	10	10	10	10	pF
C ₅	470	220	100	100	47	μ F
T ₁		BC 148 B				
T ₂		BC 158 B				
T ₃		BC 338				
T ₄		BC 328				
D ₁ = D ₂		BZX 55/C0 V8				

1.7. Zusammenstellung eisenloser NF-Verstärker mit dem integrierten Verstärker TAA 861

An den integrierten Operationsverstärker TAA 861 kann eine eisenlose NF-Endstufe direkt galvanisch gekoppelt werden. Bild 1.7.1 zeigt die Schaltung des Verstärkers. Die max. erreichbare Ausgangs-

leistung beträgt ca. 3 W. Sie wird begrenzt von der max. zulässigen Verlustleistung des integrierten Verstärkers, welche vorwiegend von der Größe des Treiberwiderstandes R_5 und der Betriebsspannung abhängt. Hervorzuheben ist, daß bei diesem Verstärker kein Ruhestrom in der Endstufe eingestellt werden muß. Die hohe Spannungsverstärkung des TAA 861 ermöglicht eine so starke Gegenkopplung, daß die B-Verzerrung auch bei kleiner Aussteuerung in tragbaren Grenzen bleibt. Die Spannungsgegenkopplung des Verstärkers erfolgt vom Ausgang über den Teiler R_6/R_4 auf den invertierenden Eingang des integrierten Verstärkers. Fünf NF-Verstärker mit Betriebsspannungen von 9, 12 und 18 V und Ausgangsleistungen von 1 bis 2,5 W wurden dimensioniert und ihre technischen Daten in der Tabelle 1 aufgeführt. Auf Grund ihrer hohen Empfindlichkeit von ca. 20 mV an $> 150 \text{ k}\Omega$ eignen sich die Verstärker zum Anschluß an den Diodenausgang eines Rundfunkempfängers. Wird ein Widerstand von etwa 0,5 bis 1 M Ω vorgeschaltet, kann auch der Kristall-Tonabnehmer eines Plattenspielers angeschlossen werden. In den Verstärkern 4, 5 werden die Silizium-Transistoren BD 135/BD 136

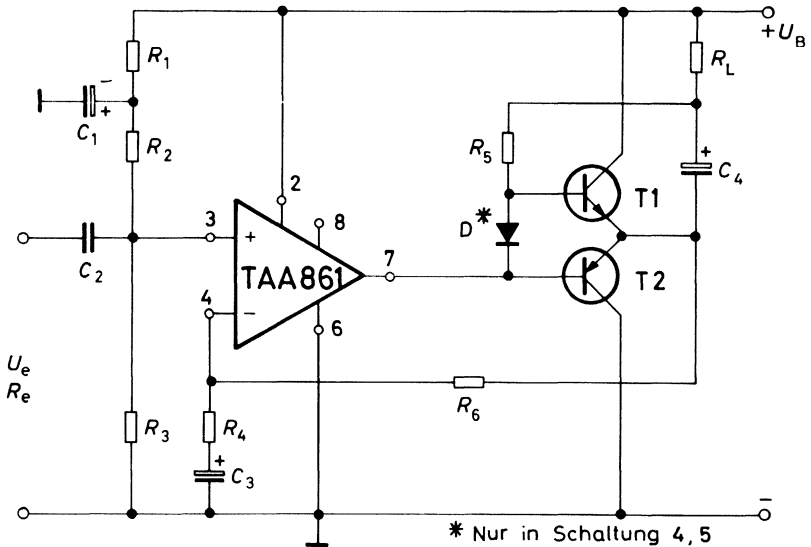


Bild 1.7.1.

eingesetzt. Die Erhöhung der Schwellenspannung gegenüber Germanium-Transistoren macht die Erzeugung einer Basisvorspannung in der Endstufe mittels einer Diode notwendig. Die Daten der Bauelemente sind in der Tabelle 2 zusammengestellt. Für die gepaarten Endstufentransistoren ist die Stromverstärkungsgruppierung angegeben, mit der die in der Tabelle 1 aufgeführte Nennausgangsleistung erreicht wird.

Technische Daten:

Tabelle 1

Schaltung	1	2	3	4	5
Betriebsspannung	9	9	12	18	9 V
Stromaufnahme					
$P_a=0$	15	6	10	25	28 mA
$P_a=P_{a\text{ nenn}}$	175	167	235	200	170 mA
Nennausgangsleistung ($k=10\%$)	2	1	2,1	2,5	1 W
Lastwiderstand	4	8	8	16	8 Ω
Eingangsspannung	19	18	21	23	19 mV
Eingangswiderstand	180	190	190	195	152 k Ω
untere Grenzfrequenz			40		Hz
obere Grenzfrequenz			>50		kHz
Leistungsverstärkung	97	87,5	88	89	86 dB
max. Wärmewiderstand des Kühlkörpers je End- stufen-Transistor	8	70	17	80	— K/W
Klirrfaktor bei $\frac{1}{2} P_{a\text{ nenn}}$	<0,5	<0,5	<0,5	<0,5	<1 %
max. Umgebungstemperatur			60		$^{\circ}\text{C}$

Tabelle 2

Zusammenstellung der Bauelemente:

Schaltung	1	2	3	4	5	
R ₁	56	56	56	68	56	kΩ
R ₂	330	330	330	330	270	kΩ
R ₃	470	470	470	470	470	kΩ
R ₄	1	1	1	1	1	kΩ
R ₅	270	680	560	470	150	Ω
R ₆	180	180	220	330	180	kΩ
C ₁	10	10	10	10	10	μF
C ₂	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	μF
C ₃	10	10	10	10	10	μF
C ₄	1000	470	170	220	470	μF
T ₁	AC187K	AC187K	AC187K	BD135	BD135	
T ₂	AC188K	AC188K	AC188K	BD136	BD136	
Stromverstärkungs- gruppe der End- stufen- transistoren	D-L	D-L	D-L	I-M	F-M	
D	(überbrückt)	BZX 55	C0 V 8	

1.8. 16 W-NF-Verstärker mit den Darlingtontransistoren BDY 88

Mit den neuen Silizium-Darlingtontransistoren BDY 87 ... 89 können auch eisenlose NF-Verstärker wirtschaftlich aufgebaut werden, da die Kühlkörper- und Montagekosten für die Treibertransistoren der Endstufe entfallen. Die Schaltung nach Bild 1.8.1 zeigt das Ausführungsbeispiel eines 16 W-Verstärkers, dessen Übertragungseigenschaft der Hi-Fi-Norm entspricht. Wegen der hohen Stromverstärkung der Darlingtontransistoren genügt zur Phasenumkehr das Transistor-Komplementärpaar BC 147-BC 157. Ferner kann die Treiberstufe hochohmig ausgeführt werden.

Zur Stabilisierung des Kollektoruhestromes der Endstufe muß die Spannung der vier Basis-Emitter-Dioden konstant gehalten werden. Hierfür wäre eine Zener-Diode BZX 55 nötig. Anstelle der Diode ist jetzt ein in Durchlaß betriebener Transistor vorgesehen, der neben der Spannungsstabilisierung auch die Temperaturstabilisierung des Kollektoruhestromes vornimmt. Er muß in thermischem Kontakt

mit einem der Endstufentransistoren gebracht werden. Kommt die Übertragungsfrequenz in den Bereich der β -Grenzfrequenz der Endstufentransistoren, dann steigt die Verlustleistung an. In den technischen Daten ist die maximal zulässige Übersteuerung $\dot{U} = \frac{U_e}{U_{e\text{ nenn}}}$ aufgetragen.

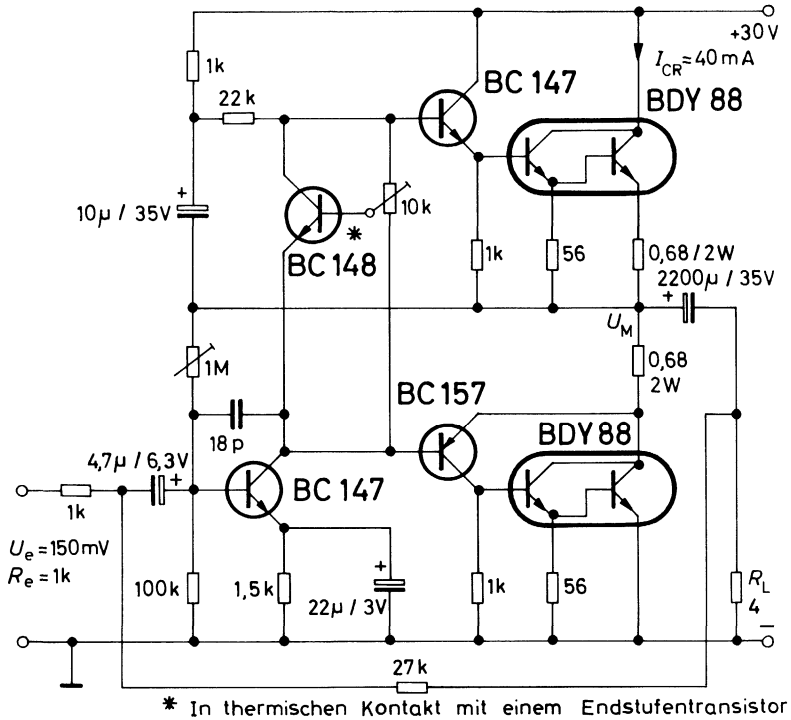


Bild 1.8.1.

Technische Daten:

Betriebsspannung	30 V
Stromaufnahme	40 mA bis 1 A
Nennausgangsleistung ($k = 1\%$)	16 W
Lastwiderstand	4 Ω
Nenningangsspannung	330 mV
Eingangswiderstand	1 k Ω
Spannungsfrequenzgang	
(-1 dB; $P_a = \frac{1}{2} P_{a \text{ nenn}}$)	< 10 Hz bis 60 kHz
Leistungsfrequenzgang (-1 dB)	
bezogen auf $k = 1\%$	25 Hz bis > 20 kHz
Leistungsverstärkung	51,5 dB
Spannungsverstärkung	27,5 dB
Wärmewiderstand des Kühlkörpers je	
Endstufentransistor	< 5 K/W
max. zulässige Übersteuerung	$f < 20$ 25 40 kHz
	$U > 4$ 2 1

1.9. Übertemperatur-Schutzschaltung für NF-Leistungsverstärker

Bei zu hoher Umgebungstemperatur, zu großer Last am Ausgang des Verstärkers oder bei zu klein dimensionierten Kühlkörpern kann die Sperrschichttemperatur der Endstufentransistoren den max. zulässigen Wert überschreiten. Die End- und meist auch die Treibertransistoren werden zerstört.

Mit einer elektronischen Übertemperatur-Schutzschaltung nach Bild 1.9.1 können die Transistoren geschützt, und die Kühlkörper verkleinert werden. Die Schaltung kann vor den Eingang eines Verstärkers geschaltet werden. Sie hat die Aufgabe, das NF-Eingangssignal bei Erreichen einer bestimmten Kühlkörpertemperatur abzuschalten und dadurch die Endstufentransistoren vor Überhitzung zu schützen.

Die von der Z-Diode stabilisierte Spannung versorgt den Basisteiler K 252/R₄ des Transistors. Der Heißeiter ist auf dem Kühlkörper eines Endstufentransistors zu montieren. Bei einer Kühlkörper-

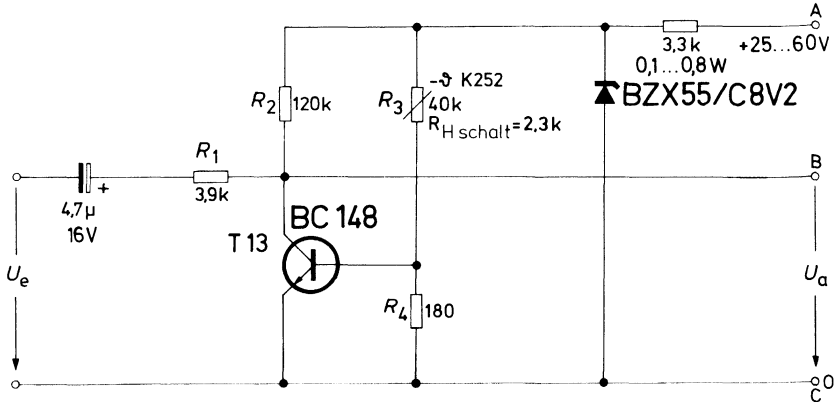


Bild 1.9.1.

temperatur von etwa 95°C wird der Transistor leitend und schließt das NF-Eingangssignal über den Vorwiderstand R_1 kurz. Bild 1.9.2 zeigt den Verlauf der Ausgangsspannung der Schutzschaltung (Eingangsspannung des Verstärkers) in Abhängigkeit von der Kühlkörpertemperatur. Innerhalb von 10°C wird das Signal um den Faktor 140 gedämpft. Um zu verhindern, daß die Kollektor-Basis-Diode des Transistors bei der negativen Halbwelle des Signals im Normalbetrieb Verzerrungen verursacht, muß der Kollektor über R_1 vorgespannt werden. Da der Widerstand $R_2 = 120\text{ k}\Omega$ und der Ausgangswiderstand des Transistors dem nachfolgenden Verstärker-Eingangswiderstand dynamisch parallel geschaltet ist, verringert sich der Eingangswiderstand entsprechend.

Technische Daten:

Betriebsspannung	25 (22) bis 60 V
Stromaufnahme	4 bis 16 mA
Abschalttemperatur	95°C
Dämpfung des Eingangssignals bei Übertemperatur	43 dB

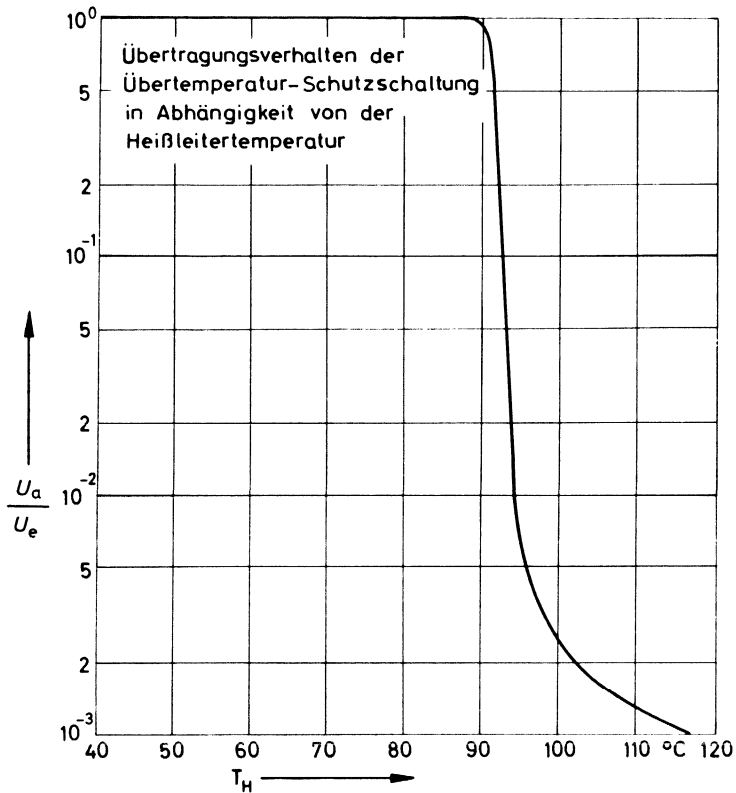


Bild 1.9.2.

1.10. Kurzschlußsicherung eisenloser NF-Verstärker

Die End- und Treibertransistoren eisenloser NF-Verstärker können durch eine zu große Last oder im ungünstigsten Falle durch den Kurzschluß der Ausgangsklemmen zerstört werden. Diese Gefahr besteht vor allem bei Hi-Fi-Verstärkern, die meist über längere Kabel mit den Lautsprecherkombinationen verbunden werden. Ferner sind Hi-Fi-Verstärker sehr stark gegengekoppelt. Wird ihr Ausgang kurzgeschlossen, so ist die Gegenkopplung unwirksam und die Spannungsverstärkung steigt stark an. Kleinste Eingangssignale verursachen bereits einen großen Ausgangsstrom. Bei nahezu gleichbleibender, hoher Kollektor-Emitterspannung wird die Verlustleistung dabei sehr groß. Die maximal zulässigen Grenzwerte des Kollektor-

stromes und der Verlustleistung werden dabei überschritten und die Transistoren zerstört. Elektronische Kurzschlußsicherungen, wie sie in den folgenden drei Schaltbeispielen gezeigt werden, schützen die relativ teureren Leistungstransistoren der Endstufe und vervollkommen die Schaltungstechnik moderner, leistungstarker Hi-Fi-Verstärker.

Eine, über den Rahmen dieses Heftes hinausgehende Abhandlung der Kurzschlußsicherung eisenloser NF-Verstärker ist in der „Technischen-Mitteilung-Halbleiter“ Nr. B 11/1047 der Fa. Siemens zu finden.

1.11. Kurzschlußsicherer NF-Verstärker 30 V-4Ω-18 W

Die Endstufentransistoren eisenloser NF-Verstärker können mit einer den Spitzenstrom begrenzenden Schutzschaltung kurzschlußsicher aufgebaut werden. Im Kurzschlußfalle tritt bei der Schaltung Bild 1.11.1 eine Verlustleistung an den Endstufentransistoren auf, die etwa drei- bis fünfmal so groß ist wie die max. Verlustleistung im Normalbetrieb. Bei Verwendung noch wirtschaftlich vertretbarer Kühlkörper mit $R_{thK} \leq 2,5 \text{ K/W}$ je Endstufentransistor konnte mit unseren Transistoren BD 130 eine Ausgangsleistung von etwa 20 W erreicht werden.

Der Verstärker besteht aus der Differenzeingangsstufe T_1/T_2 , der Treiberstufe T_3 , Phasenumkehrstufe T_5/T_6 und der Leistungs-Endstufe T_7/T_8 . Der Transistor T_4 hat die Aufgabe, den Ruhestrom der Endstufentransistoren gegen Betriebsspannungs- und Temperaturänderungen zu stabilisieren. Er muß auf dem Kühlkörper eines Endstufentransistors montiert werden. Eingestellt wird der Ruhestrom mit dem Trimmer R_1 . Mit dem Trimmer 1 MΩ wird die Mittenspannung auf 15 V eingestellt.

Die Differenzeingangsstufe hält die Mittenspannung U_M im Kurzschlußbetrieb und bei starker Übersteuerung konstant, so daß auch eine symmetrische Verlustleistungsaufteilung gewährleistet ist. Zum Messen des Kollektorstromes dienen die zur Ruhestromstabilisierung benötigten Emitterwiderstände der Endstufentransistoren. Der an ihnen hervorgerufene, stromproportionale Spannungsabfall wird den Transistoren T_9 und T_{10} über einen Spannungsteiler zugeführt. Das Bild 1.11.2 zeigt die Prinzipschaltung der Strombegrenzung für die positive Halbwelle des Ausgangssignales. Der Spannungsteiler R_2/R_3 ist so dimensioniert, daß die Basis-Schwellenspannung von T_9 und T_{10} erst beim Überschreiten des im Normalbetrieb auftretenden maxi-

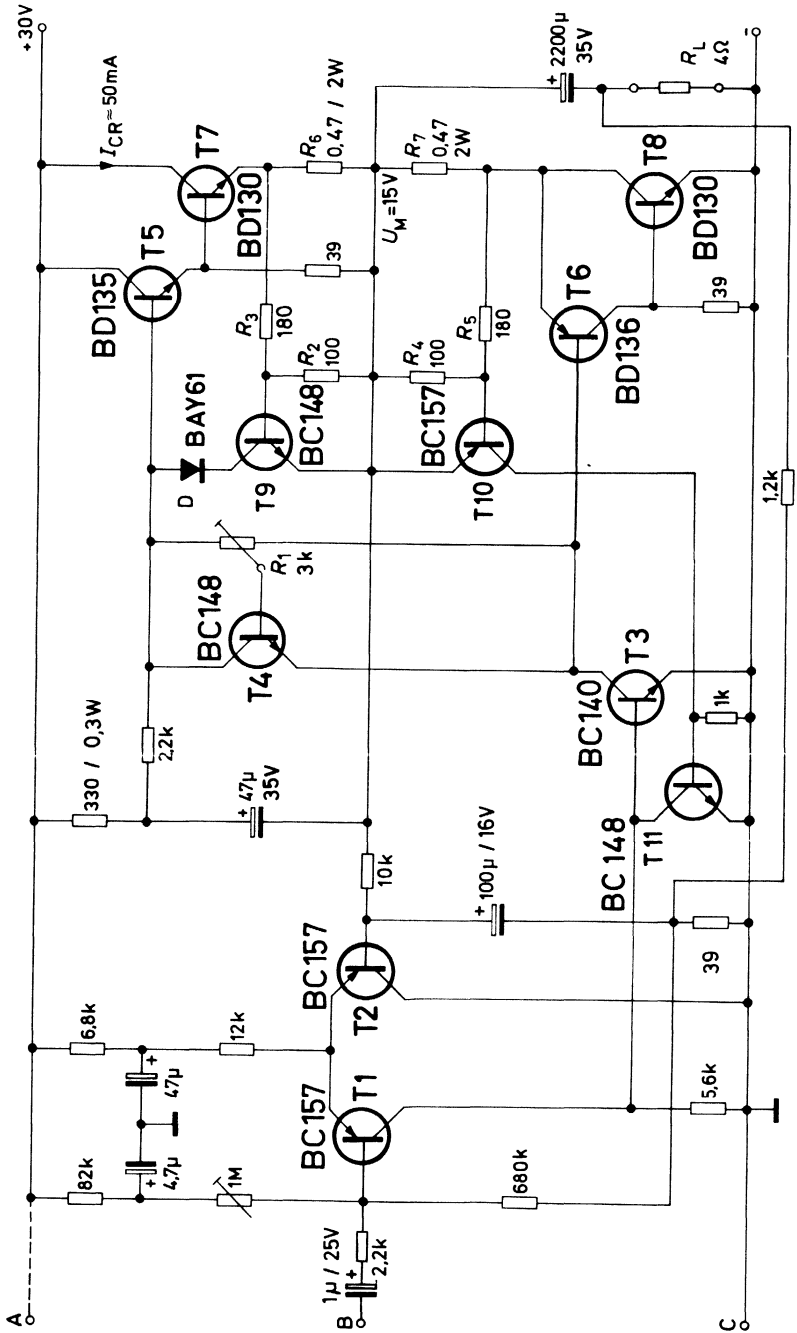


Bild 1.11.1.

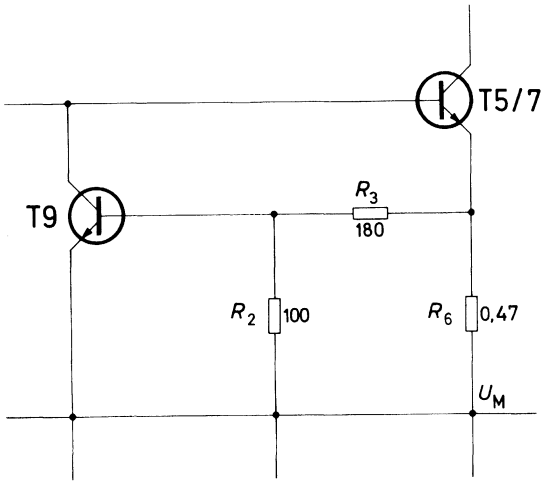


Bild 1.11.2.

malen Kollektorstromes der Endstufe von 3,3 A erreicht wird. Wird der Transistor T₉ bei der positiven Halbwelle des Ausgangssignals leitend, reduziert er das Basispotential des Transistors T₅ so weit, daß der Kollektorstrom auf den Wert von etwa 3,4 A begrenzt wird. Die Diode D verhindert, daß im Normalbetrieb der Transistor T₉ bei der negativen Halbwelle invers arbeitet und das von der Treiberstufe abgegebene NF-Signal verzerrt. Bei der negativen Halbwelle des Signals wird im Kurzschlußbetrieb der Transistor T₁₀ leitend. Der Transistor T₁₁ wird leitend und begrenzt das Basispotential des Treibertransistors T₃, so daß auch die Ansteuerung der Transistoren T₆ und T₈ begrenzt ist.

Würde die Strombegrenzung für die negative Halbwelle des Ausgangssignals ebenso vorgenommen wie bei der positiven Halbwelle, dann könnte sich der Ausgangskoppelkondensator im Kurzschlußbetrieb über die beiden in Serie geschalteten, gleichzeitig leitenden Transistoren T₁₀ und T₃ entladen und diese dabei zerstören.

Aus den technischen Daten des Verstärkers ist ersichtlich, daß die Übertragungseigenschaften des Verstärkers die Hi-Fi-Norm übertreffen. Dem Bild 1.11.3 ist der Klirrfaktorverlauf in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung zu entnehmen. Er liegt im gesamten Bereich unter 0,5%.

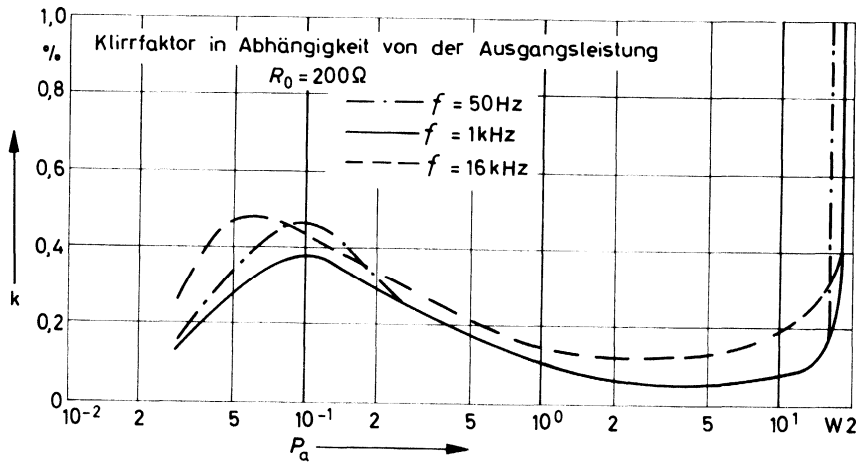


Bild 1.11.3

Wird die Übertemperaturschaltung nach Bild 1.9.1 an den Anschlüssen A, B und C dem Verstärker vorgeschaltet, können wesentlich kleinere Kühlkörper verwendet werden. Von den Kühlkörpern braucht dann nur noch die im Normalbetrieb auftretende Verlustleistung abgeführt werden. Die dabei auftretende max. Kühlkörpertemperatur muß unter der Ansprechtemperatur der Schaltung liegen.

Technische Daten:

Betriebsspannung	30 V
Stromaufnahme bei $P_a = 0$	$\approx 80 \text{ mA}$
bei $P_{a \max} = P_{a \text{ nenn}}$	1,07 A
Nennausgangsleistung ($k = 1\%$, $f = 1 \text{ kHz}$)	18 W
Lastwiderstand	4 Ω
Klirrfaktor ($f = 20 \text{ Hz bis } 16 \text{ kHz}$; $P_a = < 0,01 \text{ bis } 16 \text{ W}$)	$< 0,5 \%$
Nenningangsspannung	290 mV
Eingangswiderstand	$\approx 500 (\approx 100+) \text{ k}\Omega$
Spannungsverstärkung	$\approx 30 \text{ dB}$
Leistungsverstärkung	80 (73+) dB
Spannungsfrequenzgang ($U_{a1000} = 6 \text{ V}$) -1 dB	$< 20 \text{ Hz bis } > 60 \text{ kHz}$

Leistungsfrequenzgang -1 dB	30 Hz bis 40 kHz
Fremdspannungsabstand ($R_0 = 0$) bezogen auf $P_a = 50$ mW	83 dB
Wärmewiderstand des Kühlkörpers je Endstufentransistor	$\leq 2,5$ ($\leq 4,5^+$) K/W
je Phasenumkehrtransistor	≤ 15 K/W
+ mit Übertemperatur-Schutzschaltung	

1.12. Kurzschlußsicherer Hi-Fi-NF-Verstärker 2×27 V- 4 Ω -60 W

Ein weiteres Kriterium des Kurzschlusses oder der Betrieb mit zu kleinem Lastwiderstand ist neben dem starken Ansteigen des Kollektorstromes die hohe Kollektor-Emitter-Spannung der Endstufe bzw. die relativ geringe Ausgangsspannung (bei Kurzschluß = 0 V) eines Verstärkers bei großem Kollektorstrom. Die Verknüpfung der beiden Größen i_c und u_a in einer Schutzschaltung ermöglicht es, im Kurzschlußbetrieb die Verlustleistung an den Endstufentransistoren gegenüber der Strombegrenzung erheblich zu reduzieren.

Mit den Endstufentransistoren BD 130 konnte dadurch die maximale Ausgangsleistung von 20 W auf 60 W gesteigert werden. Der Verstärker (Bild 1.12.1.) wird von zwei symmetrischen Spannungsquellen versorgt, wodurch der Ausgangskoppelkondensator entfällt und der Lastwiderstand galvanisch gekoppelt ist. Am Eingang des Verstärkers befindet sich die Übertemperatursicherung mit dem Transistor T_{13} und dem Heißleiter K252, der am Kühlkörper eines Endstufentransistors befestigt wird. Die Z-Diode zur Stabilisierung des Basisteilers von T_{13} dient gleichzeitig zur Emitterstromversorgung der Differenzeingangsstufe T_1 und T_2 . Diese Stufe vergleicht über die Widerstände R_6 und R_{31} die Spannung zwischen Masse und dem Mittelpunkt der Endstufe und regelt die Mittenspannung auf Nullpotential ein. Über den Lastwiderstand fließt dann kein Gleichstrom. Der Nullabgleich erfolgt mit dem im Emitterkreis der Differenzstufe befindlichen Trimmer R_9 . Wird der Ausgang kurzgeschlossen, so kann ein unzulässiger Ausgangsgleichstrom wegen des fehlenden Spannungsabfalles von der Differenzstufe nicht ausgeregelt werden. Der Vorwiderstand R_{30} (0,1 Ohm) verhindert diesen Betriebsfall. Die Ruhestromstabilisierung erfolgt über den Transistor T_4 , der mit dem Kühlkörper eines Endstufentransistors in thermischen Kontakt gebracht werden muß. Der bei der positiven Halbwelle des Ausgangssignals wirksame Teil der Kurzschlußsicherung ist in Bild 1.12.2 er-

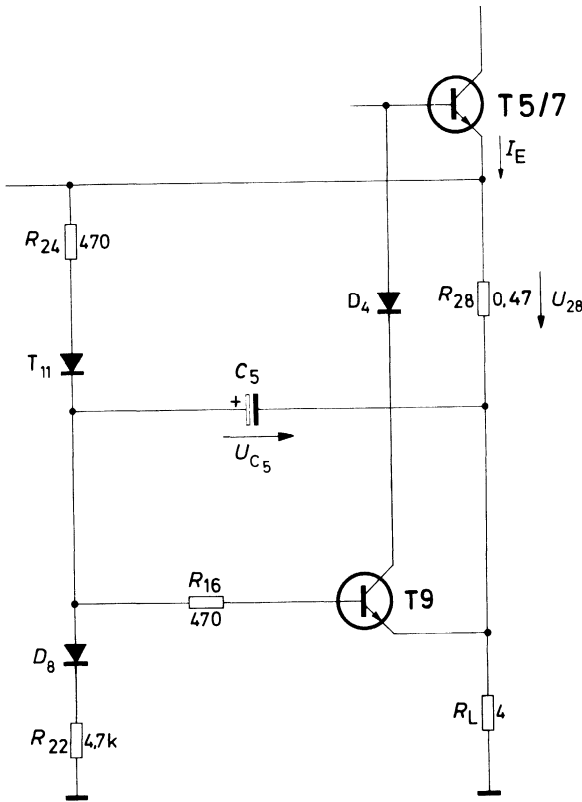


Bild 1.12.2.

sichtlich. Er stellt eine Brückenschaltung dar, bestehend aus dem Emittterwiderstand R_{28} und dem Lastwiderstand R_L einerseits, und dem Widerstand R_{24} , dem als Diode geschalteten Transistor T_{11} , der Diode D_8 und dem Widerstand R_{22} andererseits. Die Basis-Emittter-Diode des Transistors T_9 liegt in der Brückendiagonale. Das Verhältnis der Widerstände R_{24}/R_{22} ist so dimensioniert, daß im Normalbetrieb, bei Abschluß mit $R_L > 4 \Omega$, der Transistor T_9 nicht leitet.

Mit kleiner werdendem Lastwiderstand $R_L < 4 \Omega$ kommt die Brücke aus dem Gleichgewicht, so daß der vom Emittterstrom verursachte Spannungsabfall an R_{28} gegenüber der Ausgangsspannung immer

größer wird. Der Kondensator C_5 lädt sich in positiver Richtung auf, T_9 leitet und begrenzt bereits bei kleinerem Emitterstrom. Im Kurzschlußfall liegt die gesamte Spannung u_{28} über R_{24} , T_{11} und R_{16} an der Basis von T_9 (über D_8 und R_{22} fließt dann praktisch kein Strom), so daß bei einer Spannung $u_{28} \approx 1$ V der Transistor T_9 über T_5/T_7 den Emitterstrom auf etwa 2 A begrenzt.

Der Lastwiderstand R_L für den NF-Verstärker ist im allgemeinen eine Lautsprecherkombination. Die Einzellautsprecher und vor allem die Lautsprecherkombinationen weisen bei höheren Frequenzen einen merklichen Blindwiderstand auf, so daß eine zeitliche Verschiebung von Strom und Spannung verursacht wird.

In Lautsprecherkombinationen sind oft Frequenzweichen enthalten, die u. U. für einen kleinen Frequenzbereich einen Saugkreis geringerer Impedanz darstellen. Diese Eigenschaften der Lautsprecherkombinationen führen zu einer vorzeitigen Begrenzung des Kollektorstromes und der Ausgangsleistung des Verstärkers. Besonders störend sind der Lautstärkeschwund und das Abschaltgeräusch bei der Resonanzfrequenz der Lautsprecherkombination. Transistoren ermöglichen meist im Impulsbetrieb für kurze Zeit eine erheblich größere Verlustleistung als im statischen Betrieb. Dadurch kann man die Verlustleistungsbegrenzung zeitverzögert ansprechen lassen. Die bei Musikaussteuerung kurzzeitig auftretenden kritischen Frequenzen führen dabei nicht zum Ansprechen der Schutzschaltung.

Der Kondensator C_5 wirkt in der Kurzschlußsicherung zusammen mit dem Widerstand R_{24} als Verzögerungsglied, mit einer Zeitkonstante von 94 ms. In den Bildern 1.12.3 und 1.12.4 ist das Oszillogramm des Kollektorstromes bei Kurzschluß und $f = 50$ Hz und 1 kHz ersichtlich. Die Ansprechzeit beträgt etwa 30 ms.

Voraussetzung für diese zeitverzögerte Sicherung ist jedoch, daß sie mit einer sofort einsetzenden Strombegrenzung kombiniert wird, um während der Verzögerungszeit den Kollektorstrom nicht beliebig groß werden zu lassen. Die Strombegrenzung erfolgt über R_{18}/R_{19} und D_6 . Bei $i_C \approx 7$ A wird T_9 leitend und begrenzt das Basispotential von T_5 . Die Treiberstrombegrenzung für die negative Halbwelle des Ausgangsstromes erfolgt in dieser Schaltung mit den beiden Dioden D_2 , D_3 . An den Phasenumkehrtransistoren tritt vorwiegend die Endstufen-Verlustleistung, dividiert durch die Stromverstärkung B der Endstufentransistoren bei maximalem Kollektorstrom auf. Die Endstufentransistoren müssen deshalb eine Stromverstärkung $B > 45$ bei

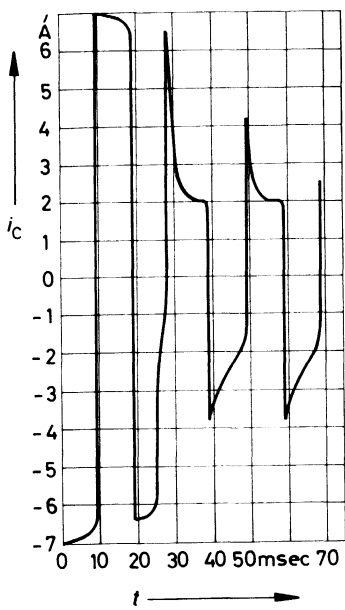


Bild 1.12.3.

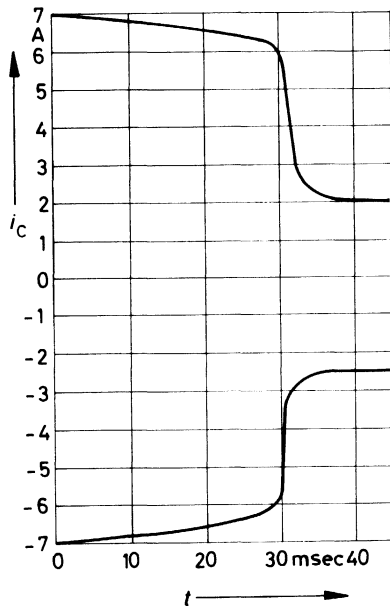


Bild 1.12.4.

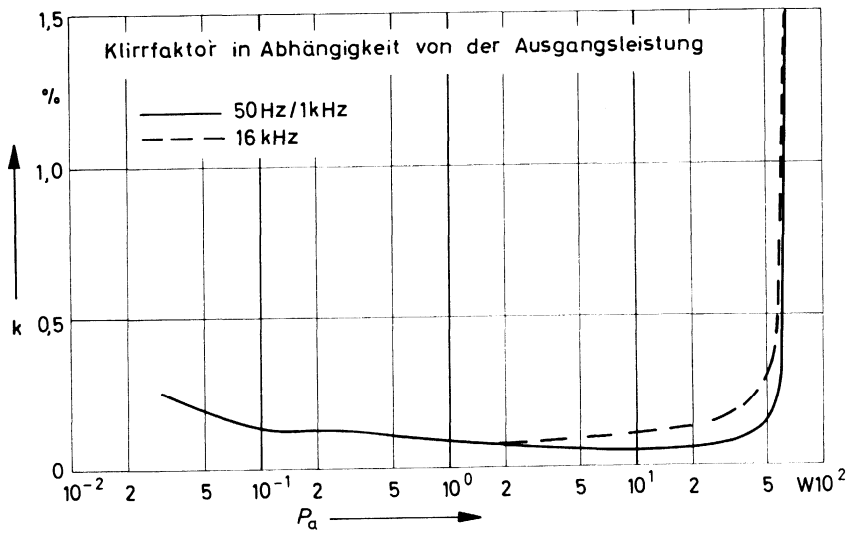


Bild 1.12.5.

$I_C = 4 \text{ A}$ und $U_{CE} = 4 \text{ V}$ aufweisen. Die Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Ausgangsleistung zeigt Bild 1.12.5

Technische Daten:

Betriebsspannung	± 27	V
Stromaufnahme ($P_a=0$)	150	mA
($P_a=P_{a\text{nenn}}$)	1,85	A
Nennausgangsleistung		
für $k < 0,4\%$, $f = 1 \text{ kHz}$	≥ 50	W
für $k = 1\%$, $f = 1 \text{ kHz}$	≥ 60	W
Lastwiderstand	4	Ω
Eingangswiderstand	35	k Ω
Nenningangsspannung	1,5	V
Spannungsverstärkung	20	dB
Leistungsverstärkung	60	dB
Spannungsfrequenzgang		
($U_a = 10 \text{ V}$) – 1 dB	10 Hz bis	> 30 kHz
Leistungsfrequenzgang		
($k = 1\%$, $P_a = 50 \text{ W}$) – 1 dB	< 10 Hz bis	27 kHz
Fremdspannungsabstand ($R_0 = 0$)		
bezogen auf $P_a = 50 \text{ mW}$	85	dB
Wärmewiderstand des Kühlkörpers		
je Endstufentransistor	≤ 3	K/W
je Phasenumkehrtransistor	≤ 20	K/W
Ansprechtemperatur der Übertemperatursicherung	95	$^{\circ}\text{C}$
Stromverstärkung der Endstufentransistoren		
bei $I_C = 4 \text{ A}$, $U_{CE} = 4 \text{ V}$	≥ 45	

1.13. Logarithmische Aussteuerungsanzeige für NF-Verstärker

Die Lautstärkeempfindung des menschlichen Ohres ist bei einer Frequenz von ca. 1 kHz dem logarithmischen Maß des Schalldruckes bzw. der Verstärkungsausgangsleistung proportional. Für die Aussteuerungsanzeige von NF-Verstärkern ist deshalb eine logarithmische Charakteristik vorteilhaft.

Der Schaltungsaufbau einer solchen Aussteuerungsanzeige ist auf dem Bild 1.13.1 ersichtlich. Der Eingang des Gerätes kann dem Verstärkerausgang parallel geschaltet werden. Mit den beiden Dioden D_5

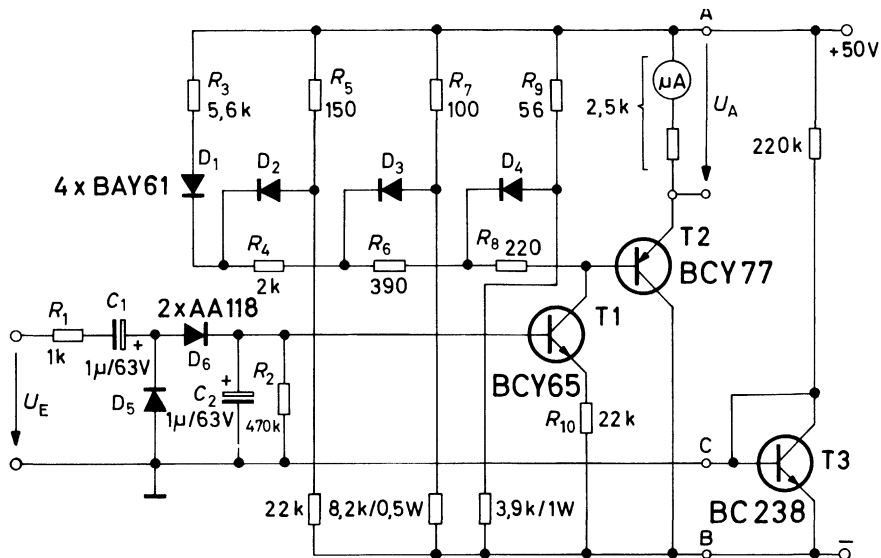


Bild 1.13.1.

und D_6 erfolgt die Gleichrichtung und Verdopplung der Eingangsspannung. Um schon relativ kleine Eingangsspannungen von $0,2\text{ V}$ mit ausreichender Genauigkeit messen zu können, wurden Germanium-Dioden verwendet. Die Gleichspannung an C_2 wird vom Transistor T_1 in einen proportionalen Kollektorstrom umgewandelt und einer Dioden-Widerstands-Matrix $D_1 \dots D_4$ und $R_3 \dots R_9$ mit logarithmischer Kennlinie zugeführt. Zur Leistungsverstärkung des Ausgangssignals der Matrix dient der Transistor T_2 , in dessen Emitter ein Drehspulinstrument mit einer Empfindlichkeit von etwa $0,5\text{ mA}$ Vollausschlag eingesetzt wird. Der gesamte in der Emitterleitung befindliche Widerstand (Innenwiderstand des Instruments und Vorwiderstand) sollte $2,5\text{ k}\Omega$ betragen.

Die Anstiegszeit der Ausgangsspannung U_A ist von der Zeitkonstante $R_1\text{-}C_1\text{-}C_2$ abhängig und beträgt ca. 50 ms , die Abfallzeit von etwa 2 s ist von der Entladezeitkonstante $C_2\text{-}R_2$ abhängig.

Die Kompensation der Basis-Emitter-Schwellenspannung des Transistors T_1 erfolgt mit dem als Diode geschalteten Transistor T_3 .

Bei Stereo-Verstärkern ist für jeden Kanal eine getrennte Aussteuerungsanzeige vorteilhaft. Die zweite Aussteuerungsanzeige-Schaltung kann an den Klemmen A-B-C angeschlossen werden, so daß der Kompensationstransistor T_3 nur einmal benötigt wird.

Im Bild 1.13.2 ist die Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Effektivwert der Eingangsspannung ersichtlich. Für eine Eingangsspannung 0,2 V bleibt der Anzeigefehler unter 10%. Die max. Eingangsspannung beträgt 15 V. Bild 1.13.3 zeigt die Ausgangsspannung in Funktion von der Ausgangsleistung, wenn die Aussteuerungsanzeige-Schaltung am Ausgang eines mit 4 Ω abgeschlossenen NF-Verstärkers liegt.

Die Genauigkeit der Anzeige ist von der Betriebsspannung abhängig. Mit der Spannungskonstantschaltung Bild 1.13.4. können zwei Anzeigeschaltungen betrieben werden.

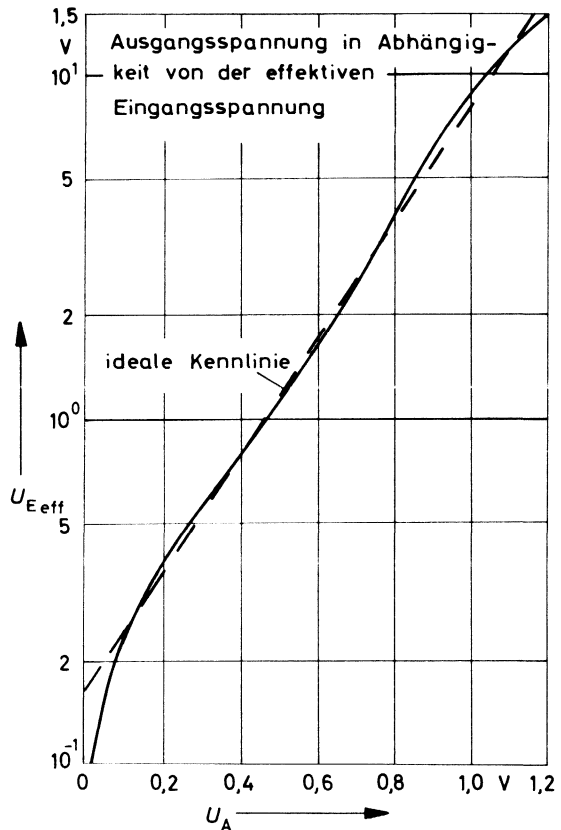


Bild 1.13.2.

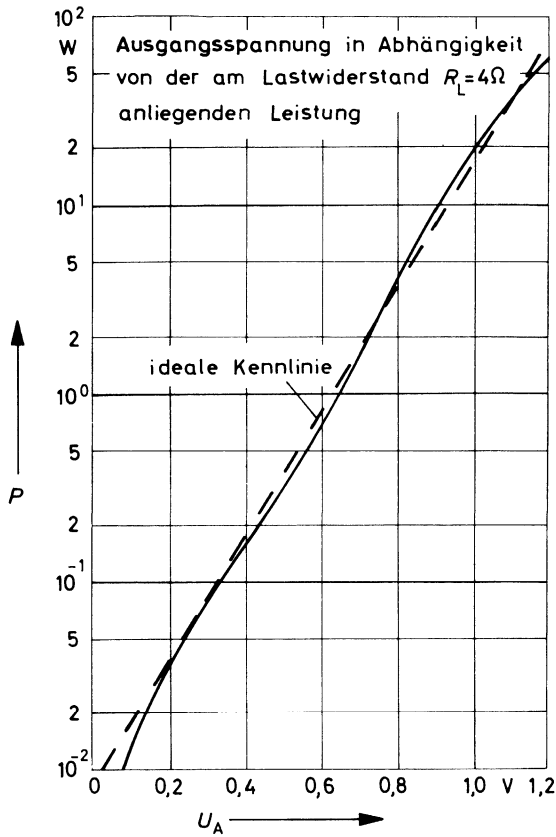


Bild 1.13.3.

Technische Daten:

- a) Aussteuerungsanzeige
- | | |
|---|---------------|
| Betriebsspannung | 50 V |
| Stromaufnahme | 50 mA |
| max. Eingangsspannung (eff.) | 15 V |
| Genauigkeit der Anzeige bei $U_E > 0,2 \text{ V}$ | $< \pm 10 \%$ |
| Anstiegszeit der Ausgangsspannung | 50 ms |
| Abfallzeit der Ausgangsspannung | 2 s |

b) Spannungskonstantschaltung	
Ausgangsspannung	50 V
Eingangsspannung	55 bis 67 V
Wärmewiderstand des Kühlkörpers für den Transistor BC 141	< 60 K/W

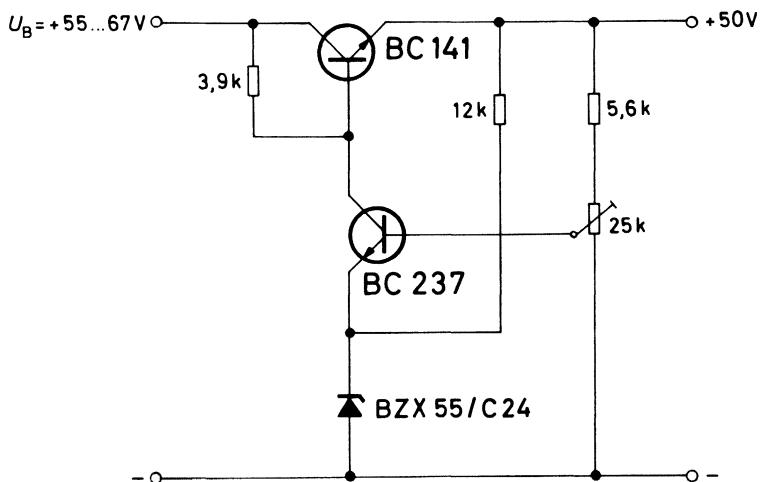


Bild 1.13.4.

1.14. Netzteile für NF-Leistungsverstärker

Für die Stromversorgung eisenloser NF-Verstärker können nicht-stabilisierte Netzgeräte verwendet werden. Die Abb. 1.14.1 zeigt das Schaltbild des Netzgerätes für eisenlose NF-Verstärker mit Ausgangskoppelkondensator und einer Versorgungsspannung, die Abb. 1.14.2 für Verstärker ohne Ausgangs-Koppelkondensator mit symmetrischer Versorgungsspannung. In der Tabelle 1 sind die technischen Daten der Netzgeräte zusammengestellt. Die Netzgeräte II ... V wurden so dimensioniert, daß die NF-Leistungsverstärker $30\text{ V} - 4\ \Omega - 20\text{ W}$ bzw. $54\text{ V} - 4\ \Omega - 60\text{ W}$ in Stereoausführung betrieben werden können, das Netzgerät I ist für die Versorgung eines $30\text{ V} - 4\ \Omega - 20\text{ W}$ Mono-Verstärkers geeignet.

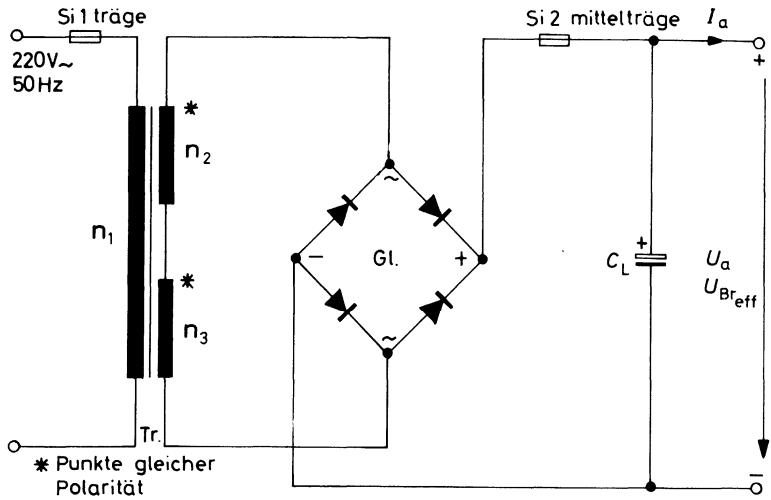


Bild 1.14.1.

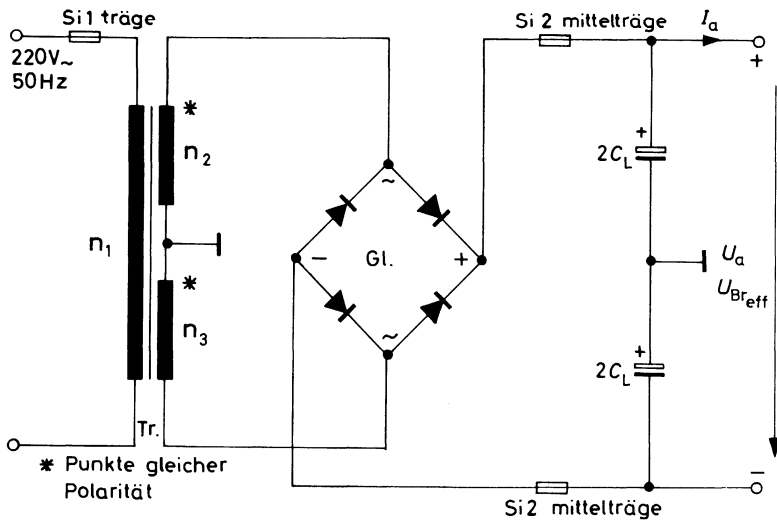


Bild 1.14.2.

Die Siebung der gleichgerichteten Wechselspannung wurde so gewählt, daß ein ausreichender Brummspannungsabstand der NF-Verstärker gewährleistet ist. Zur Verbesserung des Übersprechens von Stereo-Verstärkern wurden die Sicherungen vor den Sieb-Elkos angebracht.

Transformatoren mit Schnittbandkern weisen gegenüber den billigeren M-Kernen ein erheblich günstigeres Leistungs-Gewichts-Verhältnis auf. Ferner ist ihr magnetisches Streufeld geringer. Beide Typen wurden beim Entwurf berücksichtigt und können ersatzweise verwendet werden. Die Wickeldata der Transformatoren sind in der Tabelle 2 aufgeführt.

Tabelle 1

Technische Daten der Netzteile:

Netzteil	U_a ($I_a = 0$)	I_{amax}	U_{aBrett} bei I_{amax}	Innenwiderstand	Kern ¹⁾	Trafo- gewicht	Si1	Si2	Gleichrichter	C_L
Nr.	V	A	V	Ohm		kp	A	A		mF
I	36	1	0,7	5	M74	1,21	0,3	1	B40C1500/1000	2,2
II	34	2	1,3	3	M85a	1,68	0,5	2	B40C2800/1900	2,2
III	36	2	1,3	4,5	SM74	1,13	0,5	2	B40C2800/1900	2,2
IV	59	4	1,5	2,1	M102b	3,6	1	4	B60C5000/3000	4,7
V	60	4	1,5	2,7	SM85b	2,25	1	4	B60C5000/3000	4,7

1) Kerne ohne Luftspalt. M-Kerne wechselsinnig geschichtet, dyn. Blech IV

Tabelle 2

Wickeldaten der Transformatoren:

Netzteil	Nr. I	II	III	IV	V	
n_1	1273	978	1010	512	524	Wdg
CuL-Drahtdurchmesser	0,3	0,35	0,35	0,65	0,5	mm
Lagenisolation	1×0,05	1×0,05	1×0,05	1×0,1	1×0,1	mmLP
Wicklungsisolation	2×0,1	2×0,1	2×0,1	2×0,1	2×0,1	mmLP
n_2	72	57	63	51	52	Wdg
CuL-Drahtdurchmesser	1,0	1,3	1,2	1,5	1,3	mm
Wicklungsisolation	1×0,1	1×0,1	1×0,1	1×0,1	1×0,1	mmLP
n_3	72	57	63	51	52	Wdg
CuL-Drahtdurchmesser	1,0	1,3	1,2	1,5	1,3	mm
Wicklungsisolation	2×0,1	2×0,1	2×0,1	2×0,1	2×0,1	mmLP

2. HF-Schaltungen

Die Entwicklung von HF-Schaltungen ist nach wie vor dadurch gekennzeichnet, daß man bemüht ist, die Abstimmeelemente durch Kapazitätsdioden zu ersetzen. Bei den UHF, VHF und UKW-Tunern haben sich weitgehend die Abstimmioden durchgesetzt. Im AM-Bereich wird noch versucht, mit den zum Teil wesentlich schwierigeren Verhältnissen fertig zu werden. Die Gleichlaufprobleme können mit dem Erscheinen der 3fach Diode BB 113 als gelöst betrachtet werden. Auch die sich dabei ergebenden Fragen nach Kreuzmodulation und Modulationsverzerrungen können befriedigend beantwortet werden.

Dem Großsignalverhalten wird ebenfalls bei allen Tunerschaltungen immer noch große Bedeutung eingeräumt.

Die Schalterdioden finden in stark zunehmendem Maße immer mehr Eingang in HF-Schaltungen, bei denen Bereichumschaltungen erforderlich sind.

Die im folgenden beschriebenen HF-Schaltungen betreffen den Frequenzbereich von 100 kHz bis 1 GHz, also die gesamten Frequenzbänder für die Rundfunk- und Fernsehtechnik.

2.1. Zulässige Kreisspannungen an der AM-Kapazitätsdiode BB 113

Die neue Dreifach-AM-Kapazitätsdiode BB 113 ist eine doppelt-diffundierte Planardiode in Kunststoffumhüllung mit gemeinsamer Kathode und gleichen Kapazitätswerten.

Die wichtigsten Daten der Diode sind:

Sperrspannung	$U_R \cong 32 \text{ V}$
Sperrstrom	$I_R \cong 50 \text{ nA}$
Diodenkapazität (1 MHz) $U_R = 1 \text{ V}$	$C_D = 230 \text{ bis } 280 \text{ pF}$
$U_R = 10 \text{ V}$	$C_D > 55 \text{ pF}$
$U_R = 20 \text{ V}$	$C_D \cong 16 \text{ pF}$
$U'_R = 30 \text{ V}$	$C_D \leq 13 \text{ pF} > 8 \text{ pF}$
Serienwiderstand (200 pF/500 kHz)	$r_s < 4 \Omega$
Koppelkapazität zwischen 2 Teildioden	$C_K = 20 \text{ mpF (typ.)}$
Kapazitätstoleranz bei $U_R = 1 \text{ V}$	$K \quad 6\%$
Gleichlauftoleranz $U_R = 1 \text{ bis } 6 \text{ V}$	$s_1 \quad \pm 1\%$
$U_R = 6 \text{ bis } 20 \text{ V}$	$s_2 \quad \pm 2\%$
$U_R = 20 \text{ bis } 30 \text{ V}$	$s_3 \quad \pm 3\%$

Mit der Abstimm-diode BB 113 ist man in der Lage in ein oder zwei-bereichversion MW(LW)-Empfänger aufzubauen, die Drehkonden-sator Tunern nicht nachstehen.

Im Gegensatz zu Resonanzkreisen mit üblichen Kapazitäten (Styro-flex- oder Luftdrehko) entstehen durch die am Kreis liegende Wechsel-spannung bei der Verwendung von Abstimm-dioden aufgrund der nichtlinearen Kennlinie Verzerrungen.

Die Größe der Verzerrungen ist von der Amplitude der Wechsel-spannung und von der Lage im Durchlaßbereich des Kreises ab-hängig.

Der Klirrfaktor eines Signals nimmt mit der Größe der Kreisspan-nung U_{HSS} zu. Es ist deshalb für den Einsatz einer Kapazitätsdiode im Hinblick auf große Signalspannungen wichtig, die zulässigen Kreisspannungen zu kennen, bis zu welchen der Klirrfaktor einen bestimmten Wert nicht überschreitet.

Der Klirrfaktor ist nicht nur von der Kreisspannung, sondern auch von der benutzten Abstimmspannung U_R abhängig. Für $U_R = 1$ V erreicht der Klirrfaktor bei einer Kreisspannung $U_{HSS} = 840$ mV einen Wert $k_{NF} = 3\%$. Über 800 mV_{eff} steigt er dann stark an. Bleibt man mit der Abstimmspannung oberhalb $U_R = 5$ V, kann die Kreis-spannung für $k_{NF} = 2\%$ bis $U_{HSS} = 2,8$ V betragen mit einer maximal zulässigen Kreisspannung $U_{HSS} = 17$ V für eine Abstimmspannung $U_R = 19,5$ V. Der Modulationsgrad betrug bei allen Messungen $m = 80\%$. Ein Modulationsgrad von 80% und ein NF-Klirrfaktor von 2% werden als Mindestforderung für bessere AM-Empfänger angesehen. Angaben mit 30% Modulationsgrad ergeben zwar bessere Werte, werden aber als irreführend angesehen.

Es wurde der in Bild 2.1.1 gezeigte Meßaufbau benutzt.

Um keine zusätzlichen Verzerrungen zu erhalten, muß der Demodu-lator im linearen Bereich der Diodenkennlinie benutzt werden.

Als Demodulator wurde ein Amplitudendemodulator für exakte Halb-wellen und Summenmessung bei unsymmetrisch verzerrten Modu-lationsgraden verwendet. Eine bereits günstige Spannung für die Messung des Summenklirrfaktors liegt bei 1 V demodulierter Träger-spannung.

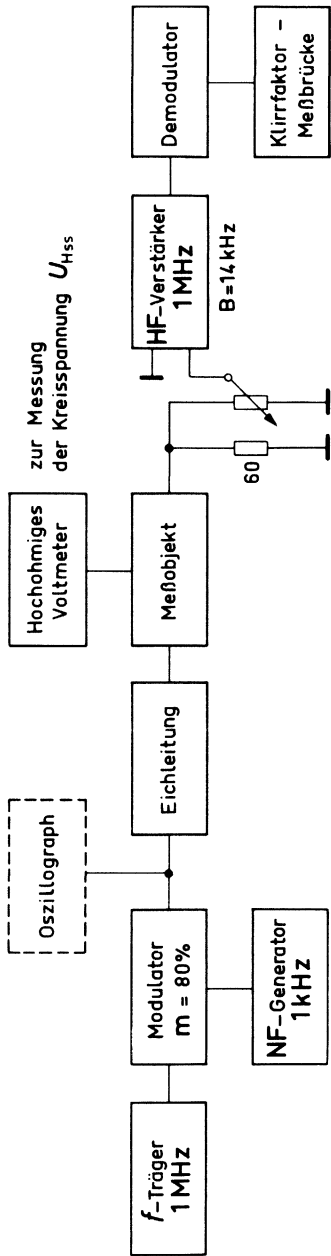


Bild 2.1.1.

Die Schaltung der Meßanordnung zeigt Bild 2.1.2. Der 75 Ohm Widerstand dient, zusammen mit dem Eingangswiderstand der Meßanordnung, zur Anpassung an die Eichleitung. Es wurde nur eine

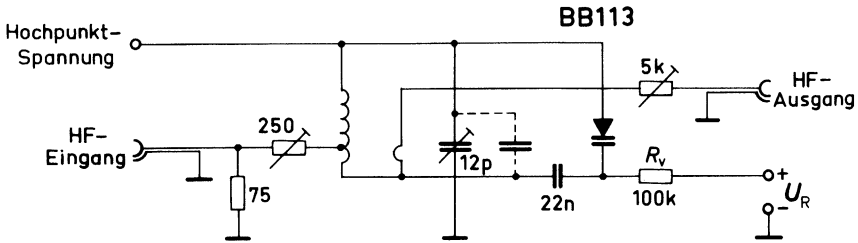


Bild 2.1.2.

der drei Teildioden der BB 113 als Kreiskapazität benutzt. Die Kapazitätskennlinie zeigt Bild 2.1.3.

Die zur Diode parallel liegende Kapazität C_P (Schaltungskapazität und ein kleiner Trimmer zur Feineinstellung der Resonanzfrequenz des Kreises) wird so klein wie möglich gehalten $C_P < 25 \text{ pF}$.

Eine Verstimung des Meßobjekts durch die Kreisspannung wurde durch Feinabstimmung mit dem parallel liegenden Trimmer kompensiert (Abgleich auf maximalen Zeigerausschlag am HF-Voltmeter).

Erwartungsgemäß zeigt sich, daß bei größeren Abstimmspannungen U_R für den gleichen Klirrfaktor größere Kreisspannungen zulässig sind. Die gemessenen Werte sind in Bild 2.1.4 wiedergegeben.

Der günstigste Fall, der gemessen wurde, liegt bei der Abstimmspannung $U_R = 19,5 \text{ V}$. Außerdem interessiert, wie sich der Klirrfaktor bei Verstimung des Kreises verhält. Da bei gleichbleibender Eingangsspannung die Kreisspannung bei Verstimung absinkt, ist die Veränderung des Klirrfaktors nicht nur von der Verstimung abhängig, sondern auch von den Änderungen der Kreisspannung. Um den Klirrfaktor nur in Abhängigkeit von der Verstimung zu messen, müßte die Kreisspannung konstant gehalten, also die Eingangsspannung erhöht werden. Dies entspricht jedoch nicht den praktischen Verhältnissen. Es zeigte sich, daß der Klirrfaktor bei Verstimung des Kreises zu tieferen Frequenzen hin durch Additionseffekte (Klirrfaktor der BB 113 und Klirrfaktor durch Arbeitspunkt

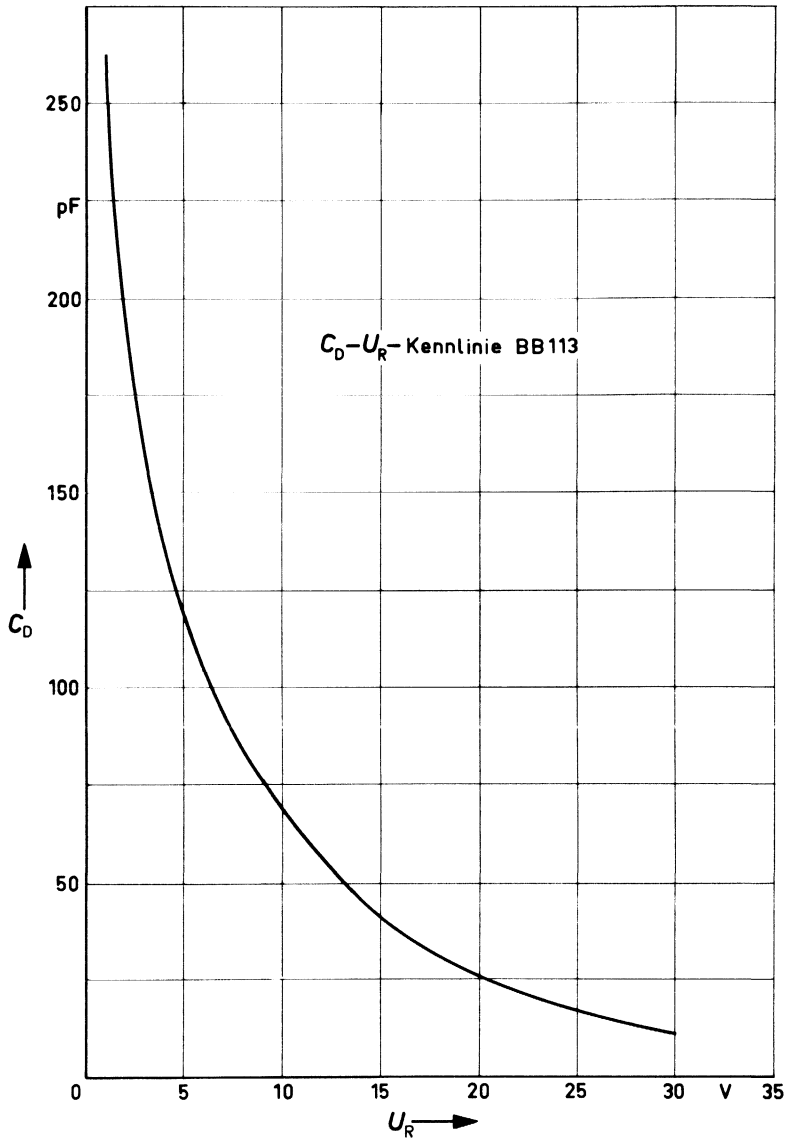


Bild 2.1.3.

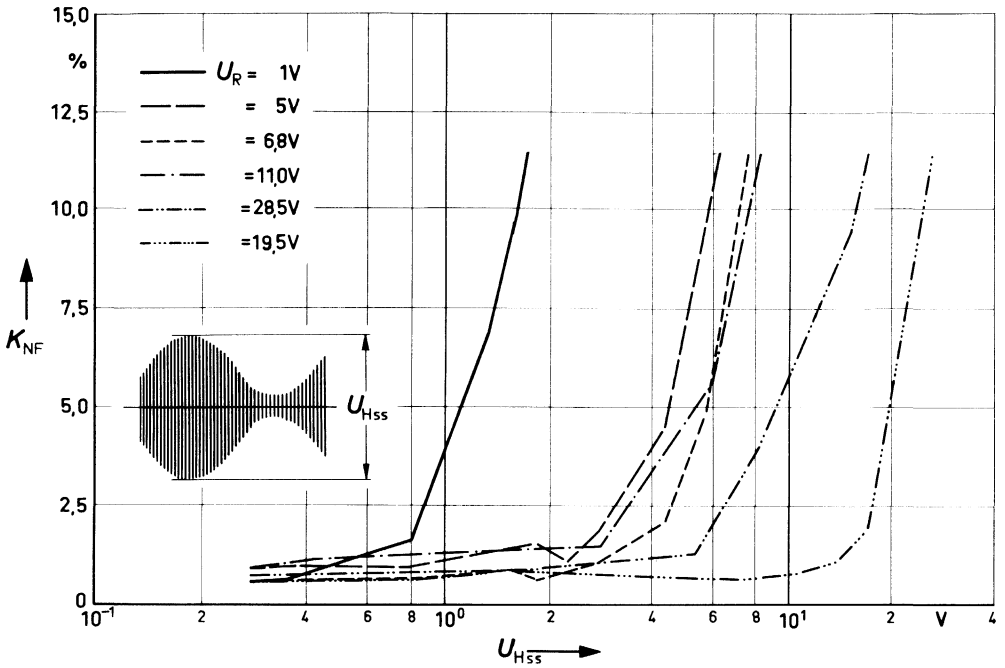


Bild 2.1.4.

auf der Flanke der Durchlaßkurve) zunächst noch etwas geringer wird als bei Resonanz. Dies ist allerdings nur bei kleineren Eingangsspannungen der Fall. Bild 2.1.5 zeigt die Ergebnisse bei konstanter Eingangsspannung.

Bei größeren Eingangsspannungen wirkt sich die Verstimmung in beiden Richtungen in einer Erhöhung des Klirrfaktors aus, wobei aber bei Verstimmung zu höheren Frequenzen hin ein größerer Klirrfaktor auftritt. Bei noch größeren Verstimmungen sinkt der Klirrfaktor wieder.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß bei Abstimmung auf Resonanzfrequenz die Kreisspannung bis mindestens 2,8 V ansteigen kann, bevor der durch die Abstimmdiode hervorgerufene Klirrfaktor 2% überschreitet, wenn die Abstimmspannung ≥ 5 V ist. Bis zu einer Kreisspannung von 2,8 V_{SS} wirkt sich auch eine Verstimmung des Kreises noch nicht stark auf den Klirrfaktor aus.

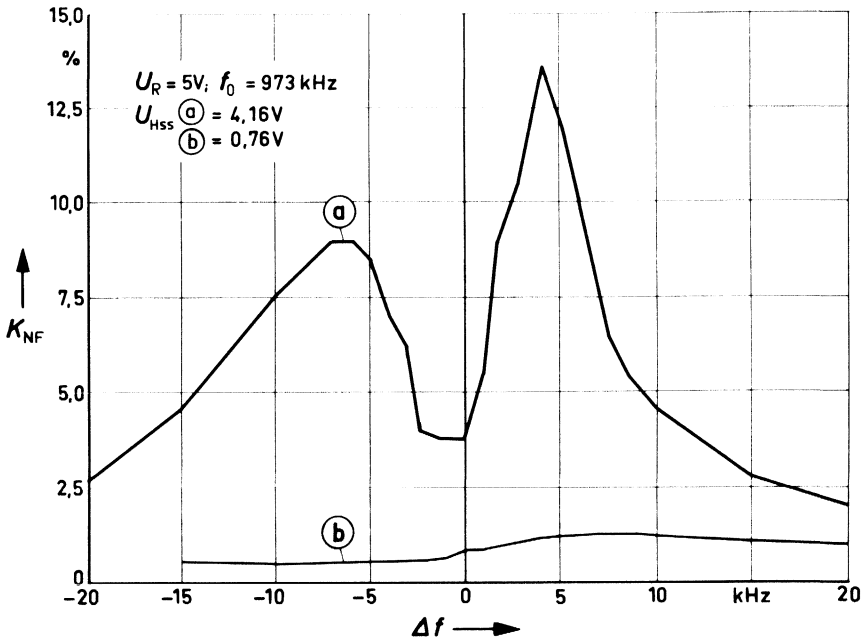


Bild 2.1.5.

2.2. Kreuzmodulationsfestigkeit der AM-Abstimm-diode BB 113

Als universelle Grundlage für den Entwurf beliebiger Schaltungskonzepte mit der AM-Abstimm-diode BB 113 wurde deren Kreuzmodulationsverhalten untersucht und die zulässigen Störspannungen für Kreuzmodulationsgrade m_K von 1% und $m_{stör} = 100\%$ als Funktion der Abstimmspannung U_R mit der Kreisgüte Q als Parameter dargestellt. Damit kann für jeden Schaltungsfall (z. B. Einbereich-Abstimmung oder Mehrbereich-Abstimmung mit beliebiger Unterteilung und Belastungstransformation) die spezielle Störspannungskurve ermittelt werden. Die gegebenen Kurven gelten für den gesamten AM-Bereich.

Die Absolutwerte der zulässigen effektiven Störspannung U_S für $m_K = 1\%$ liegen für die Meßbedingung der Resonanzeinstellung bei Kleinsignal für mittlere Gütewerte in folgender Höhe:

$$\begin{aligned}
 U_R = 1 \text{ V} : U_S &\approx 150 \text{ mV (eff)} \\
 8 \text{ V} < U_R < 22 \text{ V} : U_S &\geq 1 \text{ V (eff)} \\
 U_R = 25 \text{ V} : U_S &\approx 700 \text{ mV (eff)}
 \end{aligned}$$

Der maximale Spitze-Spitze-Wert U_{ssmax} eines mit dem Modulationsgrad m amplitudenmodulierten Signals ist zu seinem Effektivwert durch folgende Beziehung gegeben:

$$U_{ssmax} = U_{eff} \cdot 2 \sqrt{2} \frac{1 + m}{\sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}}$$

Für $m = 100\%$ gilt: $U_{ssmax} \approx 4,62 \cdot U_{eff}$

Durch die nichtlineare Reaktanz von Kapazitätsdioden entstehen an elektronisch abgestimmten Resonanzkreisen signalabhängige Frequenzverstimmungen, Modulationsverzerrungen und, bei gleichzeitigem Vorhandensein verschiedenfrequenter Signalspannungen, Intermodulation und Kreuzmodulation. Entsprechend der signalabhängig-periodischen Verstimmung der Diodenkapazität C_D und den dadurch bedingten Änderungen des Betrages und der Phasenlage der Kreisimpedanz, bezogen auf die Werte bei ω_0 , erfährt ein Nutzsignal ($\omega_N = \omega_0$) durch einen Störsender ($\omega_S + \omega_N$) eine Kreuzamplitudenmodulation (KAM) und Kreuzphasenmodulation (KPM). Die bei AM störende KAM einer Kapazitätsdiode in Parallelkreisen wird im folgenden betrachtet. Bedingt durch den Verlauf der Selektionskurve eines Abstimmkreises, hängt die Beeinflussbarkeit des Nutzsingales U_N durch ein Störsignal U_S wesentlich von seiner Frequenzlage ω_N zur Kreisresonanzfrequenz ω_0 ab. Bild 2.2.1 zeigt den KAM-Grad m_K bei einem mit einer Kapazitätsdiode abgestimmten Parallelresonanzkreis in Abhängigkeit der Nutzenderverstimmung bei konstantem Störsignal. Dabei wurde, die Resonanzfrequenz des Kreises bei Kleinsignalansteuerung ω_0 als Bezugsfrequenz gewählt. Abstimmioden mit gleicher relativer C_D/U_R -Kennlinie zeigen in Abhängigkeit der anliegenden Spannungen U_R und U_H weitgehend frequenzunabhängig gleiche relative Kapazitätsvariationen $\Delta C_D/C_D$. Es lassen sich unter den Voraussetzungen gleicher Kreisgüte Q und derselben bezogenen Kapazität $\frac{C_P}{C_D}$ die KAM-Verhältnisse in Abhängigkeit der Abstimmspannung U_R auf beliebige Frequenzen im

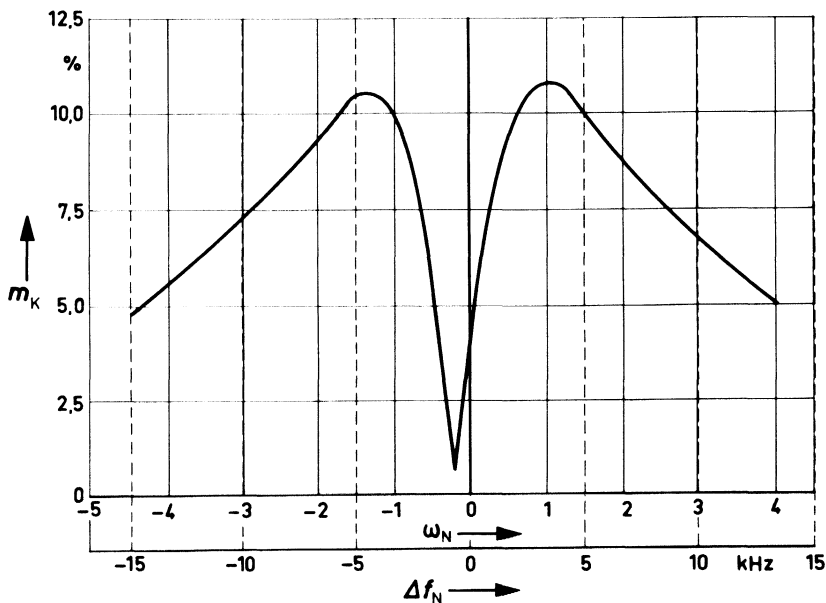


Bild 2.2.1.

AM-Bereich übertragen. Die Größe der Kreisinduktivität L ist belanglos.

Zur Ermittlung der KAM-Festigkeit der Diode BB 113 wurde in Abhängigkeit der Abstimmspannung U_R bei verschiedenen Kreisgüten Q (Parameter) die Störspannung U_S ermittelt, die einen KAM-Grad von 1% verursacht. Zur Messung wurde eine Induktivität L von $460 \mu\text{H}$ verwendet, die parasitäre Kapazität C_P betrug 10 pF . Die gewonnenen Ergebnisse sind in Bild 2.2.2 dargestellt. Die Kapazitäts-Spannungskennlinie der Diode BB 113 ist in Bild 2.1.3 gezeigt.

Der KAM-Grad steigt etwa mit der 3. bis 4. Potenz der Störspannung.

Soll sich für den ungünstigsten Verstimmungsfall der gleiche KAM-Grad einstellen wie bei der Meßbedingung, dann muß die Störspannung nur um den Faktor 0,75 bis 0,8 reduziert werden.

Daraus resultiert, daß selbst für den ungünstigsten Verstimmungsfall die zulässigen Störspannungen nicht wesentlich unter den in Bild 2.2.2. angegebenen Werten liegen.

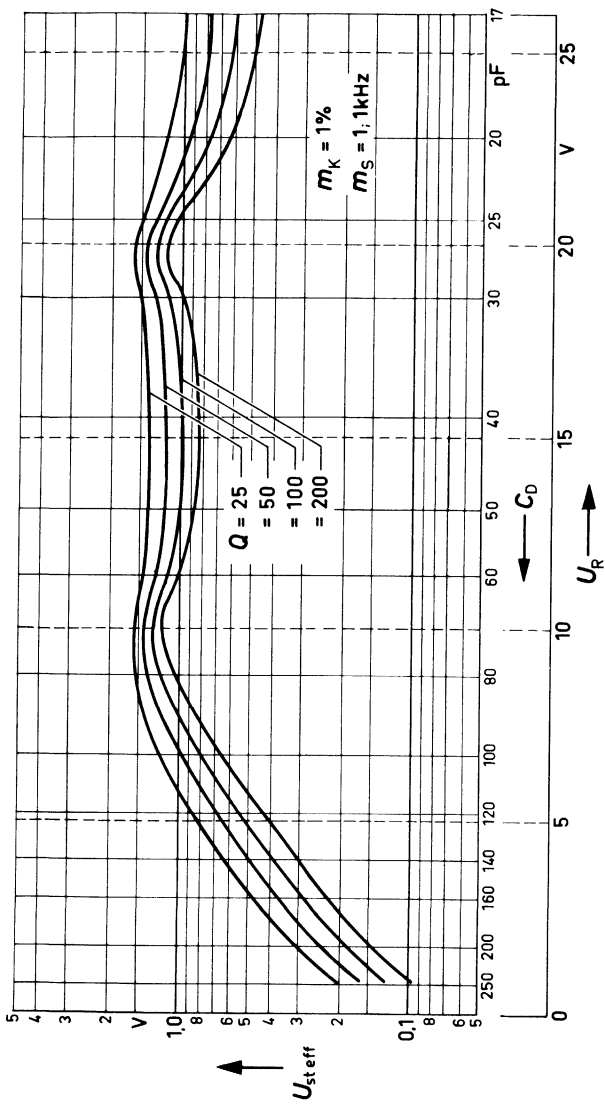


Bild 2.2.2.

In den dargestellten Kurven ist eine Parallelkapazität C_P von 10 pF berücksichtigt, die durch Spulen- und Schaltkapazitäten gebildet wird. Eine zusätzliche Parallelkapazität C'_P in der Schaltung verbessert bei kleinen Diodenkapazitäten das KAM-Verhalten;

Technische Daten:

Kapazitätsdiode: BB 113

Abstimmspannung 6,7 V ($\hat{=} C_D$: 100 pF)

Störsenderspannung 1,2 V = const. (eff)
($m_s = 100\%$ mit 1 kHz)

Kreisdaten: $Q = 100$
 $C_P = 10$ pF
 $L = 460$ μ H

2.3. Der Gleichlauf von Eingangs- und Oszillatorkreis im Tuner eines Überlagerungsempfängers mit BB 113

Der Tuner eines Überlagerungsempfängers besteht im Prinzip aus einem abstimmbaren Eingangskreis mit der Resonanzfrequenz f_h , die im Idealfall mit der zu empfangenden Frequenz f_i identisch ist d. h. $f_i = f_h$, und aus einem abstimmbaren Oszillator mit der Frequenz f_0 , die im allgemeinen größer ist als die Eingangsfrequenz f_i .

Außerdem enthält der Tuner eine Mischstufe, in der unter anderem auch die Differenzfrequenz $f_0 - f_i$ gebildet wird, die man mit dem Begriff Zwischenfrequenz f_z bezeichnet, und die als wesentliches Merkmal eines Überlagerungsempfängers immer konstant ist.

Da nun die Frequenzvariation $V_h = \frac{f_{h \max}}{f_{h \min}}$ des Eingangskreises grö-

ßer ist als die Frequenzvariation des Oszillatorkreises $V_0 = \frac{f_{0 \max}}{f_{0 \min}}$

ist bei einem kapazitiv abgestimmten Tuner auch der Kapazitätshub des Eingangskreises größer als der Kapazitätshub des Oszillatorkreises und es ergibt sich für das Kapazitätsverhältnis der beiden variablen Kapazitäten C_h im Eingangskreis und C_0 im Oszillatorkreis bei einer beliebigen Frequenz $f_i = f_h$ des gewünschten Empfangsbereiches:

$$\frac{C_h}{C_0} = \frac{L_0}{L_h} \left(\frac{f_0}{f_h} \right)^2 = \frac{L_0}{L_h} \left(\frac{f_h + f_z}{f_h} \right)^2 \quad (1)$$

Dieses Verhältnis $\frac{C_h}{C_0}$ ist eine Funktion von $f_i = f_h$ und damit nicht

konstant. Da man andererseits beide Kreise mit einem Drehknopf abstimmen möchte, also zwei Drehkondensatoren auf einer Achse anordnet, läßt sich die Gleichung (1) nur durch einen geeigneten Plattenschnitt der Drehkondensatoren erfüllen, was jedoch einen erhöhten Aufwand erfordert. In der Praxis geht man nun so vor, daß man zwei gleiche oder in einem konstanten Verhältnis zueinanderstehende variable Kapazitäten benutzt. Dadurch ist Gleichung (1) nur für einen Wert $f_i = f_h$ erfüllt.

Für alle anderen Frequenzen des Bereiches $f_{i \min}$ bis $f_{i \max}$ ist $f_h \pm f_i$ bzw. $f_h = f_i - \Delta f$.

Δf bezeichnet man als Gleichlauffehler.

Aus Gleichung (1) wird also, wenn sie für den gesamten Bereich gelten soll

$$\frac{C_h}{C_0} = \frac{L_0}{L_h} \left(\frac{f_i + f_z}{f_i - \Delta f} \right)^2 = \text{konstant} \quad (2)$$

mit Δf als Funktion von f_i .

Δf wird um so kleiner, je kleiner f_z gegenüber f_i und je kleiner die Frequenzvariation $f_{i \max}/f_{i \min}$ ist. Trotzdem liegt nur bei einem Wert von f_i Gleichlauf, d. h. $\Delta f = 0$ vor. Also ein sogenannter „Einpunkt-Gleichlauf“.

Bei allen übrigen Frequenzen besteht eine Differenz zwischen der Empfangsfrequenz f_i und der Resonanzfrequenz f_h des Vorkreises. Das bedeutet, daß das Signal gegenüber der möglichen Signalstärke bedämpft ist. Durch einen Gleichlauffehler entsteht also ein Empfindlichkeitsverlust, der jedoch vom Benutzer eines Überlagerungsempfängers nicht direkt als störend empfunden wird. Viel störender wirkt es sich aus, daß es durch die Steilheit der Durchlaßkurvenflanke, auf der f_i liegt, zu einer Erhöhung des Klirrfaktors kommt. Dabei kann Δf bei höheren Werten von f_i im allgemeinen größer sein, nicht nur, weil die Bandbreite des Eingangskreises zunimmt, sondern weil auch die Flanken der Durchlaßkurve bei höheren Frequenzen von f_i für gleiche Absenkung flacher verlaufen.

Um nun den Verlauf $\Delta f = f(f_i)$ günstiger zu gestalten, kann man für den Oszillatorkreis eine Hubeinengung entweder mit einem Serien- oder Parallelkondensator durchführen. Man erhält in beiden Fällen einen sogenannten „Zweipunkt-Gleichlauf“, d. h. bei zwei Werten von f_i ist $\Delta f = 0$.

In der Praxis geht man jedoch so vor, daß man die Hubeinengung

des Oszillators sowohl mit einem Parallel-C als auch mit einem Serien-C durchführt. Das Ergebnis ist dann ein sogenannter „Dreipunkt-Gleichlauf“.

Für die Berechnung der notwendigen Induktivitäts- und Kapazitätswerte beim Dreipunkt-Gleichlauf existiert eine umfangreiche Literatur. Die drei Frequenzen f_i , für die $\Delta f = 0$ ist, liegen dabei so über den Empfangsbereich $f_{i\min}$ bis $f_{i\max}$ verteilt, daß sowohl bei $f_{i\min}$ und $f_{i\max}$ als auch bei zwei Frequenzen innerhalb dieses Bereiches der maximale Frequenz-Gleichlauffehler Δf , bezogen auf f_i , einen gleichen minimalen Wert annimmt (vergl. strichlierte Kurve in Bild 2.3.1).

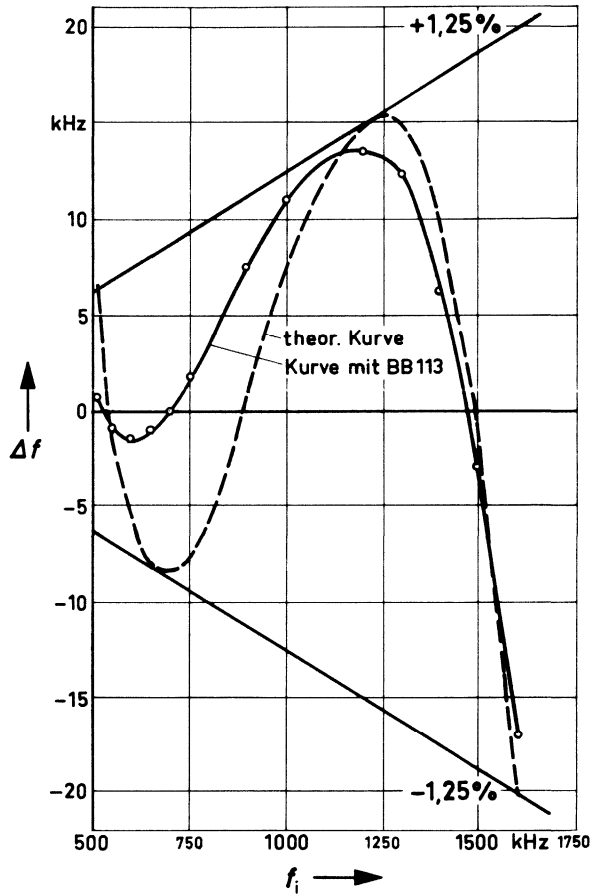


Bild 2.3.1.

Dieser Wert Δf_{\max} beträgt z.B. für den Mittelwellenbereich von 510 kHz bis 1605 kHz $\pm 1,25\%$ bei einer Zwischenfrequenz von $f_z = 459$ kHz. In Hinblick auf den Klirrfaktor (Seitenbandverzerrungen) ist es jedoch günstiger, wenn Δf bei niedrigen Werten von f_i klein ist, etwa wie die Frequenz-Gleichlaufkurve zeigt, die mehr der durchgezogenen Kurve Bild 2.3.1 entspricht. Diese Frequenzgleichlaufkurve wurde an einem Überlagerungsempfänger gemessen, der mit der Siemens Mittelwellen-Kapazitätsdiode BB 113 abgestimmt wurde. Das Kapazitätsverhältnis von Eingangskreis zu Oszillatorkreis war dabei $C_h:C_0 = 2:1$ (vgl. Schaltung Bild 2.4.1).

2.4. Mittelwellen-Tuner mit der Kapazitätsdiode BB 113

Bild 2.4.1 zeigt die Schaltung eines Mittelwellen-Tuners mit der Kapazitätsdiode BB 113. Um einerseits im Vorkreis genügend hub-einengende Parallelkapazität zuzulassen, andererseits auf eine Teilung des Mittelwellenbereiches zu verzichten, werden im Vorkreis die Teildioden C_1 und C_3 der BB 113 zusammengefaßt.

Die Abstimmspannung U_R (1,0 bis 30 V) wird der über 10 nF hochfrequenzmäßig auf Masse liegenden Kathode der BB 113 zugeführt. Durch diese Anordnung wirkt sich der in Serie zur Abstimmspannung U_R liegende Widerstand von 68 kOhm nicht auf die Güte der Kreise aus.

Die Bandbreite des Vorkreises beträgt 8 kHz bei einer Eingangsfrequenz von $f_i = 510$ kHz und 25 kHz bei einer Eingangsfrequenz $f_i = 1605$ kHz.

Die Teildiode C_1 der BB 113 wird im Oszillatorkreis benutzt, dessen Güte allerdings durch den in Serie zu dem Verkürzungskondensator $C_s = 270$ pF und wechsellspannungsmäßig parallel zur Teildiode C_1 liegenden Widerstand von 68 kOhm verringert wird.

Durch die sehr kleine Betriebsspannung des Oszillators von 0,7 V und durch eine gleichzeitige starke Rückkopplung über L_6 wird der Transistor BF 240 der Oszillatorstufe immer sofort in die Begrenzung gesteuert und arbeitet quasi als Schalter mit sehr konstanter Amplitude. Dadurch, daß der Kollektor des Oszillatortransistors an einer Anzapfung des Oszillatorschwingkreises liegt, wird die Oszillatorspannung zwar hinauftransformiert und die an der Teildiode C_1 liegende Oszillatorspannung steigt damit auch an, andererseits wird durch diese Schaltung die Betriebsgüte des Oszillatorkreises erhöht und damit der Klirrfaktor des Oszillatorsignals herabgesetzt.

Damit verringert sich die Gefahr eines Empfangs von Störsendern

BF 240

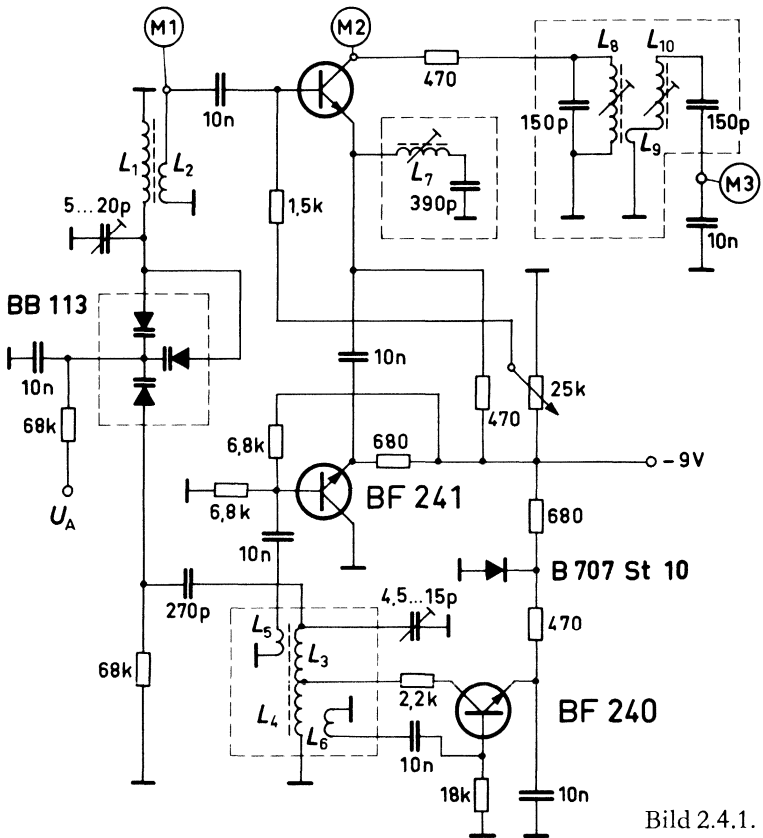


Bild 2.4.1.

des Kurzwellenbereichs. Der Widerstand von 2,2 kOhm in der Kollektorzuleitung des Oszillatortransistors verhindert ein Kurzschließen von L_4 bei vollkommen durchgesteuertem Oszillatortransistor. Die am Hochpunkt des Oszillatorkreises liegende Oszillatorspannung ist über den gesamten Bereich sehr konstant (680 bis 650 mV_{eff}), während die an der Teildiode C_1 liegende Oszillatorspannung infolge der sich mit der Abstimmung ändernden Spannungsteilung über C_5 und C_1 von 360 mV auf 615 mV_{eff} ansteigt. Die Frequenzgleichlaufkurve liegt innerhalb des Bereichs $\Delta f = \pm 1,3\%$ der sich auch theoretisch für eine Einbereichsversion bei der Mittelwelle ergibt.

Um bei ausreichend großem Oszillatorsignal an der Mischstufe trotzdem eine möglichst große Entkopplung zwischen Oszillator und Mischstufe zu erzielen, ist ein Transistor in Kollektorschaltung als Trennstufe eingebaut ($I_E \approx 5 \text{ mA}$). Die gemessene Oszillatorspannung am Emittter der Mischstufe beträgt über den gesamten Bereich 65 bis 67 mV_{eff}.

Der auf die Zwischenfrequenz abgestimmte Saugkreis (Bandbreite ca. 12 kHz) am Emittter der Mischstufe vermindert die Gegenkopplung für die Zwischenfrequenz und bringt damit Verstärkungsgewinn.

Der Emittterstrom des Mischtransistors beträgt $I_E = 1 \text{ mA}$. Da der Ausgangswiderstand des Transistors BF 240 sehr groß ist, wurde ein entsprechend hochohmiges Bandfilter aufgebaut. Die Spulengüten der Induktivitäten L_8 und L_{10} liegen bei $Q \approx 140$.

Die Bandbreite des in Verbindung mit dem Saugkreis transitional gekoppelten ZF-Bandfilters beträgt ca. 6,5 kHz. Ohne Saugkreis wird die Durchlaßkurvenform leicht überkritisch.

Die Gesamtdurchlaßkurve des Mittelwellen-Tuners besitzt eine Bandbreite von ca. 6 kHz. Das 25 k Ω Potentiometer deutet eine eventuelle Regelmöglichkeit der Mischstufe an.

Technische Daten:

Betriebsspannung	9 V
Betriebsstrom	ca 7 mA
Abstimmspannung	1 bis 30 V
erf. Konstanz d. Abstimmspannung	$\pm 0,3\%$ [$\pm 9 \text{ mV f. } 30 \text{ V}$]
Zwischenfrequenz	460 kHz
Eingangsfrequenz	510 bis 1605 kHz

Spulendaten

Induktivität	Wdgn.	Draht-Stärke mm \varnothing	CuLS
L_1	50	10 \times 0,05	
L_2	7	„	„
L_3	50	0,1	„
L_4	56	„	„
L_5	15	„	„
L_6	9	„	„
L_7	100	3 \times 0,05	„
L_8	190	„	„
L_9	3	„	„
L_{10}	190	„	„

Antennenstab: Siferrit B61610-J1017-X025 M25/10×140 geschlitz
 Verwendete Spulen- und Filter-Bausätze der Firma Vogt:

Spulenkörper	Sp 3/13,5-2517/63a
Wannenkern	W 8,4/7,4-1459 Fi6a6
Kern	Gw 3/7,5×0,5-1472 Fi6a6
Einzelkreis-Schutzkappe	Fe-a-2148
Einzelkreis-Becher	Fe-a-2292/1
Band-Filter-Schutzkappe	Fe-a-2382
Band-Filter-Becher	Fe-a-2299/1

2.5. Großsignal AM-Tuner

Bild 2.5.1 zeigt ein AM-Tunerkonzept, das im Hinblick auf große Übersteuerungsfestigkeit dimensioniert wurde. Eine Regelung ist für den Tuner insbesondere bei Betrieb mit Ferrit-Antenne nicht erforderlich. Die Abstimmung erfolgt dreifach, nämlich mit Ferritantennen-Vorkreis, Zwischenkreis und Oszillator. Aus Gründen der Kreuzmodulationsfestigkeit erfolgt die Hauptselektion im Vorkreis. Der Oszillator schwingt äußerst oberwellenarm; ein Emitter- und ein Kollektorwiderstand entkoppeln den Oszillatorkreis weitgehend vom Transistor. Die Oszillatorspannung wird in die Basis des Mischtransistors eingespeist. Vor- und Mischstufentransistor sind in Basischaltung angeordnet. Der Vorteil der Basisschaltung besteht vorwiegend in den für Großsignalverarbeitung günstigen Transformationsverhältnissen. Der sehr niedrige Eingangswiderstand bedingt bei selektivem Vorkreis eine große Spannungsübersetzung. Dadurch werden dem Vorstufentransistor und bei kleiner Vorstufen-Leistungsverstärkung auch dem Mischer geringe Signale angeboten. Das Aussteuerungsverhalten wird also in erster Linie von der Mischstufe bestimmt. Um ein möglichst großes Übersetzungsverhältnis zu erreichen, soll der Eingangswiderstand der Mischstufe möglichst klein und damit der Emitterstrom groß werden. Für diesen Tuner wurde der Mischstufen-Emitterstrom auf 8 mA festgelegt. Eine weitere Erhöhung bringt für die Übersteuerungsfestigkeit des Tuners keinen großen Vorteil, da sich der Eingangswiderstand mit weiter steigendem Strom nur unwesentlich verringert. Der Vorstufenarbeitspunkt kann dagegen weitgehend frei gewählt werden. Um ein geringes Vorstufenrauschen zu erhalten, wurde ein Emitterstrom der Vorstufe von 0,5 mA eingestellt.

Bild 2.5.2 zeigt die Eingangskreis-Hochpunktspannung in Abhängigkeit vom zugelassenem NF-Klirrfaktor.

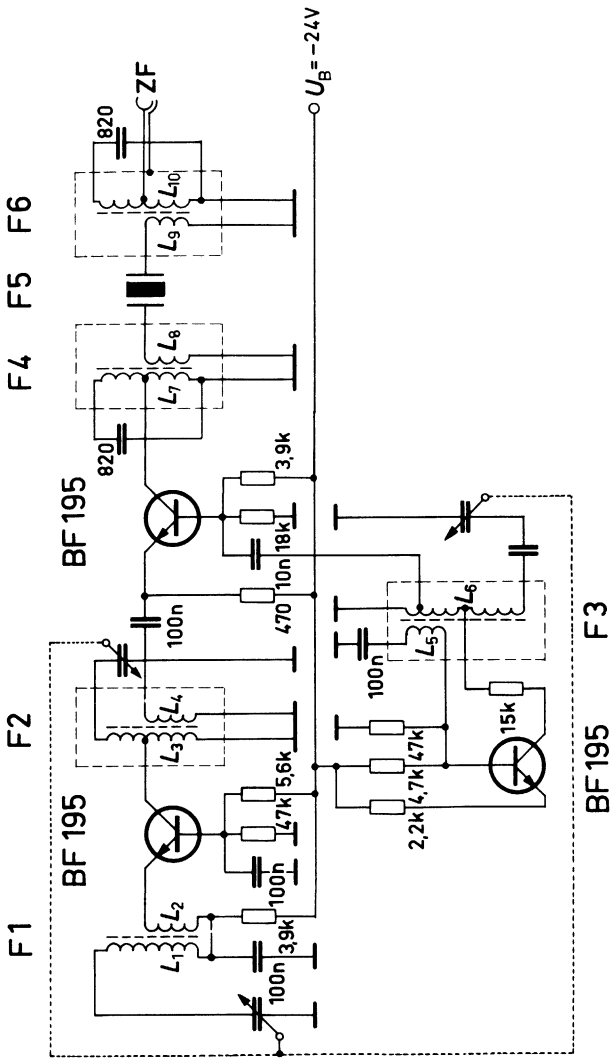


Bild 2.5.1.

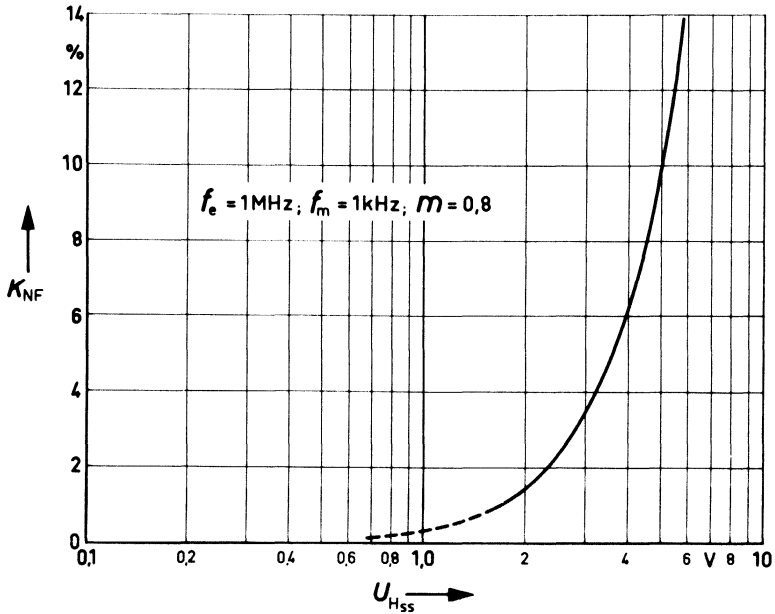


Bild 2.5.2.

Technische Daten:

Betriebsspannung	24 V
Emitterstrom Vorstufe	0,6 mA
Emitterstrom Mischstufe	8,0 mA
Nachstehende Angaben gelten für die Empfangsfrequenz $f_e = 1 \text{ MHz}$:	
Spannungsverstärkung Vorstufe:	7 dB
Oszillatorspannung	100 mV
Empfangsbandbreite	17 kHz
Vorkreishochpunktspannung max.	
(bei $K_{NF} = 10\%$; $m = 0,8$)	5 V
Grenzeempfindlichkeit	25 $\mu\text{V/m}$

Spulendaten:

- Siemens-Antennenstab B61610-J1017-X025 M25 10×140 mm
geschlitzt
- F1 L₁ 52 Wdg, Litze 20×0.05 \varnothing Spulenmitte 25 mm vom
Stabende
- L₂ 2 Wdg, CuL 0,5 \varnothing 48 mm vom Stabende

- F2 L₃ 130 Wdg, Anzapfung bei Wdg 52
- L₄ 2 Wdg, F2 Vogt-Bausatz D41-2519, Litze 4×0,05 ∅
- F3 L₆ 90 Wdg, Anzapfung bei Wdg 1 und 45
- L₅ 10 Wdg, F3 Vogt-Bausatz D41-2519, Litze 4×0,05 ∅
- F4 L₇ 100 Wdg, Anzapfung bei Wdg 20
- Vogt-Bausatz D41-2519, Litze 4×0,05 ∅
- L₈ 5 Wdg
- F5 Keramik-Filter BF-455A
- Fa. Murata MFG & Co, Ltd.
- F6 L₉ 5 Wdg
- Vogt-Bausatz D41-2519, Litze 4×0,05 ∅
- L₁₀ 100 Wdg, Anzapfung bei 20 Wdg.

2.6. UKW-Tuner mit Hochstrom-Transistor BF 324 und 2 × AF 106

Bei dem hier beschriebenen Tuner handelt es sich um eine Weiterentwicklung bereits z. T. beschriebener Tuner. Der Tuner hat 4 abstimmbare Kreise, in denen als Abstimmelemente die Zweifachdioden BB 104 gr. verwendet werden. Als Eingangs-Transistor wird der neue Siemens-Silizium-pnp-Transistor BF 324 eingesetzt, der bei hohem Strom betrieben wird, wobei sich eine günstigere Kennlinie anbietet.

Der Vorkreis ist schmalbandig, d. h. seine Bandbreite liegt zwischen 3,5–4,5 MHz. Mit einer Abstimmspannung von 3,7–21 V wird der UKW-Bereich durchgestimmt. Die Leistungsverstärkung liegt bei 28–30 dB, die Rauschzahl zwischen 5,5–4,8 dB.

Bild 2.6.1 zeigt die Schaltung, Bild 2.6.2 den Aufbau der Platine des 4-Kreis-Dioden-Tuners. Er besteht aus Vor-, Misch- und Oszillatorstufe. Die Vorstufe ist mit dem neuen pnp-Hochstromtyp BF 324, die Misch- sowie Oszillatorstufe mit je einem bewährtem Mesa-transistor AF 106 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. Anhand von Versuchen hat sich herausgestellt, daß bei diesem Strom der Vorstufen-Störabstand die besten Werte aufweist. Durch Verwenden eines separaten Oszillators wird die Oszillatorfrequenzverwerfung gering gehalten. Es ist auch eine günstigere Arbeitspunkteinstellung des Mischtransistors in bezug auf die Dämpfung unerwünschter Mischprodukte sowie die Verstärkung

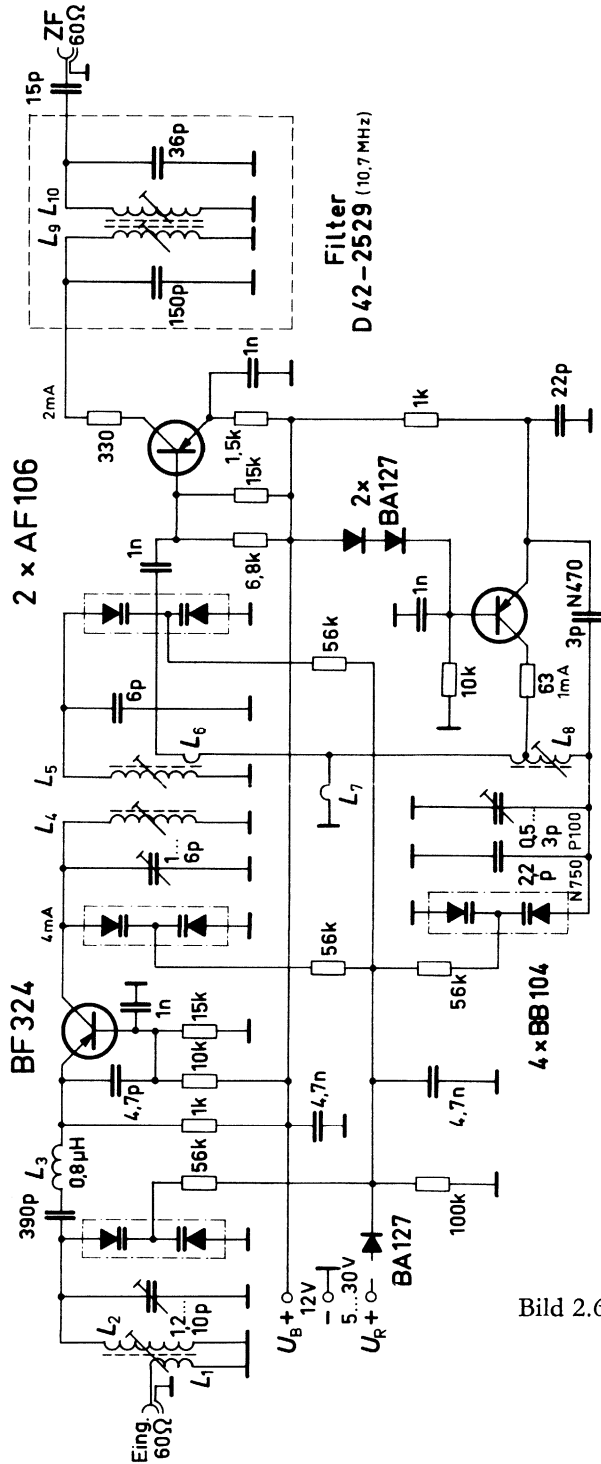


Bild 2.6.1.

Bestückungsplan

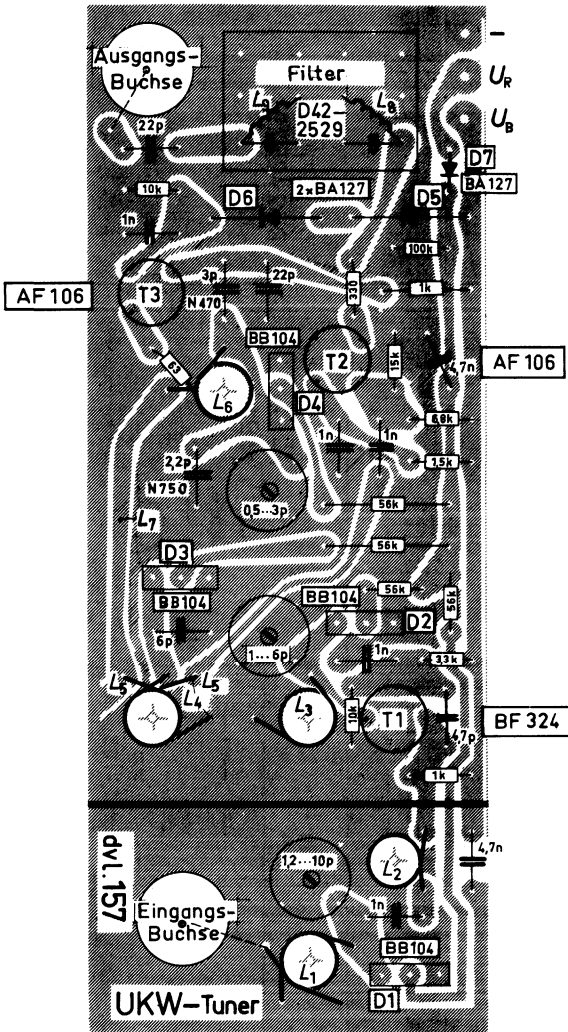


Bild 2.6.2.

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

Die Leistungsverstärkung V_p liegt zwischen 28 dB bei 87,5 MHz und 30 dB bei 108 MHz. Die Rauschzahl F wurde bei 87,5 MHz mit 5,5 dB und bei 108 MHz mit 4,8 dB gemessen. Die Oszillatorstrahlung, die an den Antenneneingang gelangt, liegt über den Bereich bei etwa $\leq 200 \mu\text{V}$. Die Oszillatordrift in Abhängigkeit von der Eingangsspannung wird 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 +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 Störpektrum wurde nach der Zweisender-Methode aufgenommen: Der Tuner war bei dieser Messung fest auf die Empfangsfrequenz $f_e = 95$ MHz der Störsender 2 fest auf $f_{st} = 90$ MHz eingestellt. Die Amplitude des Störsenders 2 betrug 100 mV, gemessen mit einem selektiven Spannungsmesser. Bezugspegel für diese Messungen war die Summenspannung U_s eines am Ausgang des Tuners angeschalteten UKW-ZF-Verstärkers, die einem Nutzsignal von $3,16 \mu\text{V}$ an 60Ω entsprach (10 dB Anzeige). Die Frequenz vom Störsender 1 wurde zwischen 85 und 120 MHz variiert. Bei Auftreten einer Störstelle wurde ihre Amplitude mittels der Eichleitung so eingestellt, daß sich als Summenspannung wieder U_s ergab. Als Störabstand ist daher das in dB ausgedrückte Verhältnis der Amplitude des Störsenders 1 zur Amplitude eines Netzsenders von $3,16 \mu\text{V}$ zu verstehen. Es wurden alle Störstellen gemessen, mit einem Störabstand unter 85 dB, Bild 2.6.3.

Technische Daten:

Betriebsspannung	12 V
Abstimmspannung	3,7 V bis 21,9 V
Stromverbrauch	9 mA
Leistungsverstärkung	28 bis 30 dB
Reflexionsfaktor	0,17 bis 0,38

Rauschzahl	5,5 bis 4,8 dB
Vorkreisbandbreite	3 bis 4,5 MHz
Zwischenkreisbandbreite	1,75 bis 2,1 MHz
Oszillatordrift über die Temperatur $\Delta T_U = 25-45^\circ\text{C}$	- 19 kHz
Oszillatordrift in Abhängigkeit von der Betriebsspannung $\Delta U_B = \pm 1\text{ V}$	$\leq \pm 18\text{ kHz}$
Oszillatordrift in Abhängigkeit von der Eingangsspannung (bis 1 V)	- 5 KHz bis +6kHz
Oszillatorstörstrahlung	< 200 μV
Störspektrum	siehe Bild 2.6.3

Spulendaten:

Spulenkörper 5 mm \varnothing , Kern U17, 4x12,5 mm
0,65 mm \varnothing Cu vers.

L ₁	1 Wdg	„	„
L ₂	5 Wdg	„	„
L ₃	11 Wdg, 0,2 Cu, 0,7 μH		
L ₄	4,5 Wdg	„	„
L ₅	4,5 Wdg	„	„
L ₆	1 Wdg	„	„
L ₇	gedruckte Stichleitung		
L ₈	5,5 Wdg, 0,8 mm \varnothing Cu vers., Spulenkern 5 mm \varnothing , Alu-Kern 4x10 mm, Anzapfung 2. Wdg a. kalten Ende		
L ₉	15 Wdg, 0,2 CuL Vogt-Filter D 42-2529 (10,7 MHz)		
L ₁₀	25 Wdg, 0,2 CuL Vogt-Filter D 42-2529 (10,7 MHz)		

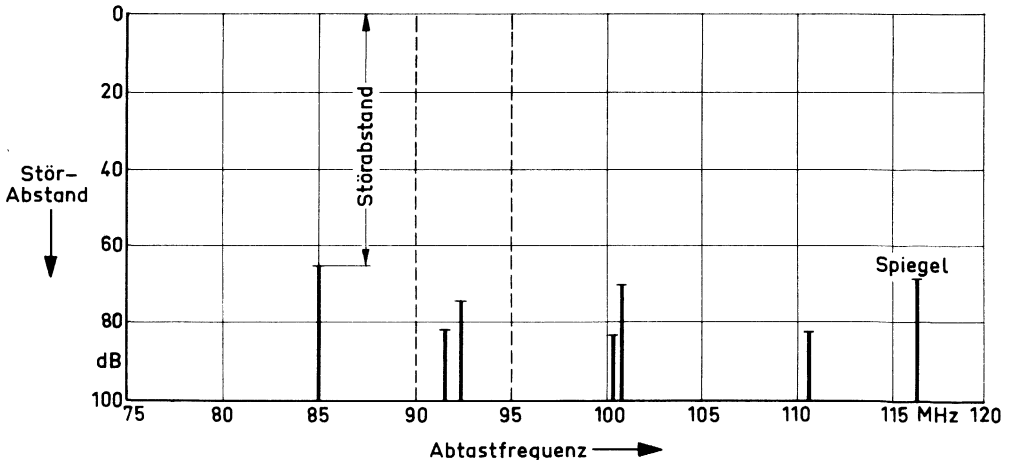


Bild 2.6.3.

2.7. UKW-ZF-Verstärker mit 3 × BF 241 oder 3 × BF 451

Bei dem hier beschriebenen Verstärker handelt es sich um einen 3stufigen, stereotauglichen, mit Silizium-Transistoren bestückten UKW-ZF-Verstärker. Der Verstärker kann wahlweise mit dem npn-Transistor BF 241 als auch mit dem pnp-Transistor BF 451 bestückt werden. Bild 2.7.1.

Die ersten beiden Stufen sind gleichartig aufgebaut, alle drei Stufen werden in Emitterschaltung betrieben. Trotz der geringen Rückwirkungskapazität der Transistoren wurde eine Neutralisation aus Stabilitätsgründen vorgesehen weil die Transistoren eine sehr hohe Verstärkung besitzen. Für die Bandfilter wurden wegen des hohen Ausgangswiderstandes der Transistoren hochohmige Kreise mit Kreis- kapazitäten von 68 pF verwendet. Die Ankopplung der Sekundärkreise an die folgende Stufe erfolgt über eine Koppelwicklung. Um Abreißeffekte, die beim Durchstimmen starker Sender auftreten können, zu verhindern, wurden in die Kollektorleitung Widerstände gelegt. Zur Demodulation dient ein Ratiodetektor.

Die Arbeitspunkte der drei Transistoren werden gemeinsam über einen Selen-Stabilisator gegen Schwankungen der Versorgungsspannung stabilisiert.

Technische Daten:

Betriebsspannung	12 V
Betriebsstrom	9,5 mA
Leistungsverstärkung	85 dB
Eingangsspannung für beginnende Begrenzung	55 μ V
NF-Ausgangsspannung bei $U_E = 55 \mu$ V (40 kHz Hub mit 1 kHz, NF-Lastwiderstand $R_L = 10$ kOhm)	185 mV
NF-Ausgangsspannung bei voller Begrenzung	260 mV
Maximal auftretende Summenrichtspannung	8,5 V
Bandbreite	180 kHz

Spulendaten:

Bandfilter 1 und 2 Vogt-Bausatz D 42-2308

L ₁	1 Wdg 0,15 \varnothing CuLS	L ₅	1 Wdg 0,15 \varnothing CuLS
L ₂	16 „ „	L ₆	16 „ „
L ₃	16 „ „	L ₇	16 „ „
L ₄	1 „ „	L ₈	1 „ „

Bandfilter 3 Vogt-Bausatz D 42-2225		
L_9	1 Wdg 0,15	∅ CuL
$L_{10/12}$	2×13 Wdg (bifilar)	„
L_{11}	6 Wdg	„

2.8. FM-ZF-Verstärker mit 4 × BF241, TBA 120 und BC 308

Bei der Schaltung nach Bild 2.8.1. handelt es sich um einen FM-ZF-Verstärker mit Demodulator, der dem Aufwand und dem Schaltungskonzept nach den üblichen Rahmen sprengt.

Das ZF-Signal aus dem UKW-Tuner durchläuft einen zusätzlichen 3. Kreis am Eingang des ZF-Verstärkers und gelangt von hier auf einen 3stufigen, RC-gekoppelten und in 2 Stufen mit Schalter-Dioden geregelten Vorverstärker, in dessen Ausgang ein 5-kreisiges ZF-Filter liegt (Filterblock). Dieses Filter Bild 2.8.2 bestimmt die Bandbreite und Flankensteilheit der gesamten Durchlaßcharakteristik und wird durch den geregelten RC-Verstärker im interessierenden Eingangsspannungsbereich mit nahezu konstanter ZF-Spannung beaufschlagt. Am Kollektor der 3. Vorverstärkerstufe wird über ein C von 0,6 pF annähernd rückwirkungsfrei ein zusätzlicher Regelverstärker angeschlossen, der nach der Gleichrichtung des ZF-Signals einen Gleichstromverstärker steuert, welcher die Regelleistung für die (Regel)-Dioden BA 182 abgibt. Das eigentliche ZF-Signal erreicht nach durchlaufen des Mehrfach-Filters den Eingang des Begrenzer- und Demodulator-ICs TBA 120. Hier wird das Signal exakt symmetrisch begrenzt und in einem symmetrischen Koinzidenzdemodulator demoduliert. Dabei wird der Phasengang des Phasenschieberkreises L_3 durch einen zusätzlichen Kreis einstellbarer Bedämpfung linearisiert. Das NF-Ausgangssignal steht am Punkt 7 des integrierten Schaltkreises TBA 120 zur weiteren Aufbereitung in einem Stereodecoder zur Verfügung.

Technische Daten:

Betriebsspannung	12 V
Betriebsstrom	27 mA
Leistungsverstärkung des Vorverstärkers	57 dB
Regelumfang	64 dB
Leistungsverstärkung des TBA 120 (Nachverstärker)	60 dB
gesamte Bandbreite	200 kHz
Höckerabstand der Wandlerkennlinie	ca. 1 MHz

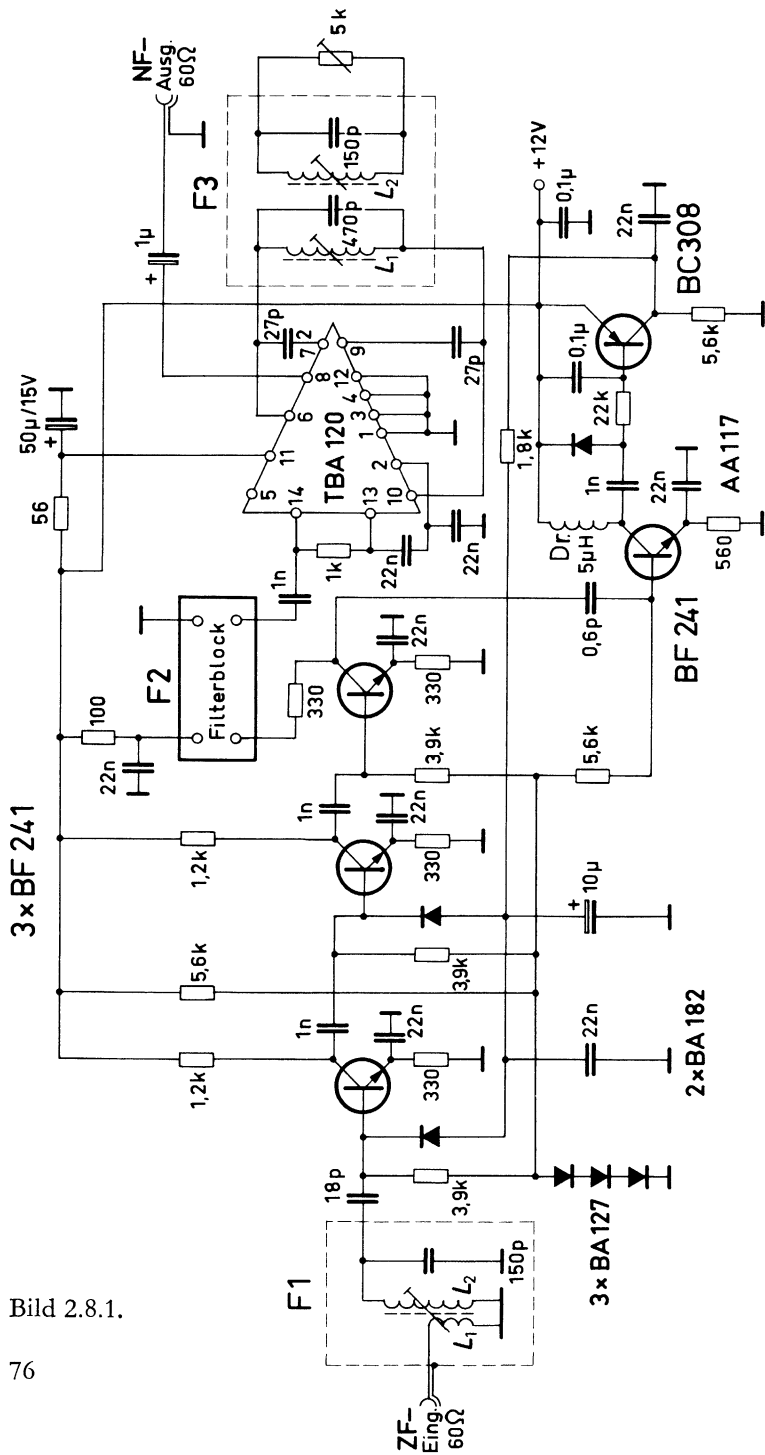


Bild 2.8.1.

Klirrfaktor bei 30 μV am Eingang bei 75 kHz Hub und 1 kHz NF	<0,8%
NF-Ausgangsspannung bei 75 kHz Hub	ca. 500 mV
AM-Unterdrückung (10 μV)	>60 dB

Filter 1	Filter 3
L_1 2 Wgn 0,24 CuL	L_1 7 Wgn 0,24 CuL
L_2 13 Wgn 0,24 CuL	L_2 13 Wgn 0,24 CuL

Filterblock F 2 siehe Bild 28.2.

UKW ZF

Filter 2 (Filterblock) Bild 2.8.2

5 Kreise $B_{\text{ges}} = 220$ kHz

Durchgangsverluste 17 dB

Vogt Filterbausatz D41-2520

$L_1 = 4$ Wdg 0,24 CuL

$L_2 = 13$ Wdg 0,24 CuL

2.9. VHF-Tuner mit elektronischer Bereichsumschaltung

Bild 2.9.1 zeigt die Schaltung eines vollelektronischen VHF-Tuners mit AF 279 und $2 \times$ AF 106 für die CCIR-Norm mit je einem breitbandigen Eingangskreis für Band I und Band III. Mit diesen breiten Kreisen erreicht man niedrigere Rauschwerte und eine bessere Weitabselektion als mit einem selektiven Vorkreis. Nur für den Fall, daß zwei oder mehr in ihren Pegeln stark unterschiedliche Fernsehsender innerhalb des gleichen Bandes empfangen werden können, kann es zu Störungen durch Kreuzmodulation kommen. Störfrequenzen aus dem UKW-Band werden durch den Saugkreis L_0/C_0 gedämpft, während L_3/C_3 die ZF-Sicherheit in Band I erhöht.

Die Umschaltung der beiden Eingangskreise erfolgt durch zwei Schalterdioden. Für die Schalterdiode, die bei Betrieb des Tuners in Band III direkt im Signalweg liegt, reicht im Hinblick auf das Rauschen ebenfalls der neue Typ BA 182 mit einem Serienwiderstand $R_s < 0,7$ Ohm; für die im Band I-Eingangskreis gegen Masse geschaltete Diode wird der ebenfalls der Typ BA 182 benutzt.

Die in der üblichen Weise aufwärts geregelte Vorstufe ist mit dem Transistor AF 279 in einem Kunststoffgehäuse in T-Bauform bestückt, und zwar wegen der gleichmäßigeren Verstärkung in Band I und III in Basisschaltung. Die Kapazität von 7 pF zwischen Emitter

und Basis des Vorstufentransistors unterdrückt eventuell auftretende Schwingneigungen.

Wenn bei einer Kombination von UHF- und VHF-Tuner die Regelspannung den beiden Vorstufentransistoren parallel zugeführt wird, verhindert eine Diode in der Emitterzuleitung zum Transistor AF279, daß bei UHF-Betrieb ein Strom über die Emitterdiode des Vorstufentransistors fließt. Dadurch könnte sich sonst am Oszillator des VHF-Tuners eine Spannung aufbauen, so daß dieser schwingt und damit den UHF-Empfang stört.

Zwischen Vorstufe und Mischstufe liegt ein transformatorisch gekoppeltes Bandfilter, bei dem im Band III-Betrieb die im Band I-Betrieb zusätzlich in Serie liegenden Induktivitäten L_{11} , L_{12} , L_{14} und L_{13} über drei Schalterdioden BA 182 kurzgeschlossen werden. Die freitragenden Band III-Spulen lassen sich durch Verändern des Windungsabstandes abgleichen.

Die Abstimmung des Bandfilters erfolgt mit zwei Kapazitätsdioden BB 105 G. Die Dioden BB 105 G sind Silizium-Kapazitätsdioden in Kunststoffummüllung mit einem Kapazitätsverhältnis $C_{D\ 3V}/C_{D\ 25V} = 4$ bis 6, die ebenso wie die im UHF-Bereich benutzten Typen BB 105 A (bis 790 MHz) und BB 105 B (bis 860 MHz) nach Gleichlauf sortiert werden und zu Terzetten oder – für Tuner mit selektivem Vorkreis – zu Quartetten zusammengestellt werden.

Die zulässige Abstimmspannung der BB 105 G ist $U_A = 28\text{ V}$ und die maximale Spitzenspannung $U_{AM} = 30\text{ V}$.

Bei diesem Tuner wird zur Abstimmung in Band III ein Spannungsbereich von 3,4 V bis 25 V und in Band I von 4,9 V bis 25 V benutzt.

Auch der Oszillatortransistor arbeitet in Basisschaltung. Als Abstimmelement dient im Oszillatorkreis ebenfalls eine Kapazitätsdiode BB 105 G. Um Gleichlaufstörungen bei niedrigen Abstimmspannungen zu vermeiden, soll die an der Abstimmdiode liegende Oszillatorspannung möglichst klein sein. Dies wird durch einen unterschiedlichen Oszillatorarbeitspunkt in Band I und Band III erreicht. In Band I beträgt $I_E \approx 0,75\text{ mA}$ und in Band III ist $I_E \approx 1,8\text{ mA}$. Dadurch ist sichergestellt, daß in beiden Bändern die Oszillatorspannung $u_{HF\text{ eff}}$ am Hochpunkt des Oszillatorkreises $< 2\text{ V}$ ist. Weil bei einer Änderung der Betriebsspannung $U_B = 12\text{ V}$ um $\pm 25\%$ die Oszillatordrift bis zu $\pm 1\text{ MHz}$ betragen kann, empfiehlt sich eine Stabilisierung der Betriebsspannungen.

Ein weiteres Problem ist die Konstanz der Abstimmspannung U_A .

Wenn man eine Oszillatorfrequenzänderung von 100 kHz als noch zulässig annimmt, ist die für $\Delta f_{osz} = 100$ kHz nötige Abstimmspannungsänderung ΔU_A (%) bei der kleinsten auftretenden Abstimmspannung $U_{A\min}$ ein Maß für die erforderliche Konstanz der Abstimmspannung. Mit größer werdender Abstimmspannung U_A nimmt die Steilheit der Kennlinie $C_D = f(U_A)$ ab. Je größer ferner die der Abstimmdiode parallelliegende Kapazität ist, desto weniger geht eine bestimmte Spannungsänderung ΔU_A ein. Deshalb sind die Verhältnisse für Kanal 5 am ungünstigsten. Die Abstimmspannungsänderung ΔU_A darf danach bei einer zulässigen Oszillatorfrequenzänderung von $\Delta f_{osz} = 100$ kHz nicht größer als 0,2% sein. Die Temperaturdrift des Oszillators sollte bei einer Änderung der Umgebungstemperatur von 25 auf 35°C kleiner als 300 kHz sein, und die Oszillatorfrequenz sollte dabei mit steigender Temperatur niedriger werden, damit es nicht durch Anhebung des Tonträgers zu Bildstörungen kommt. Durch Verwenden von Kondensatoren im Oszillatorkreis mit geeignetem Temperaturkoeffizienten läßt sich dies erreichen.

Um beim Einstellen des Oszillatorgleichlaufes eine genügende Entkopplung der Induktivitäten L_{17} und L_{18} zu erreichen und die Oszillatorkreisgüte in Band III zu verbessern, wird im Oszillatorkreis die Schaltodiode BA 182 verwendet.

Der Arbeitspunkt der in Basisschaltung arbeitenden Mischstufe liegt bei $I_E \approx 2,2$ mA. Die am Emitter der Mischstufe gemessene Oszillatorspannung beträgt in Band I zwischen 65 mV und 180 mV, in Bereich III zwischen 70 mV und 80 mV. Da bei einer Kombination von UHF- und VHF-Tuner die VHF-Mischstufe im UHF-Betrieb als ZF-Verstärkerstufe benutzt wird, besitzt die Mischstufe einen Eingang für das UHF-Zf-Signal. Das Zf-Filter am Ausgang der Mischstufe besitzt eine Bandbreite von 7 MHz für eine Absenkung von 3 dB bei einer Welligkeit von etwa 0,2 dB.

Um den mechanischen Umschalter möglichst einfach zu gestalten, wurden noch zwei Dioden (BA 127d) vorgesehen. Bei Betrieb in Band I ist eine Spannung von +12 V direkt an die Vorstufe und über einen Widerstand von 5,6 kOhm an den Oszillator angelegt, alle Schaltioden einschließlich der beiden eben genannten liegen über einen Widerstand von 68 kOhm an einer Spannung von -12 V und sind damit gesperrt. Bei Betrieb in Band III ist an den Schalterdioden des Hf-Bandfilters eine positive Spannung von +12 V (Durchlaßbetrieb) angeschlossen. Über die Dioden BA 127d liegt die gleiche

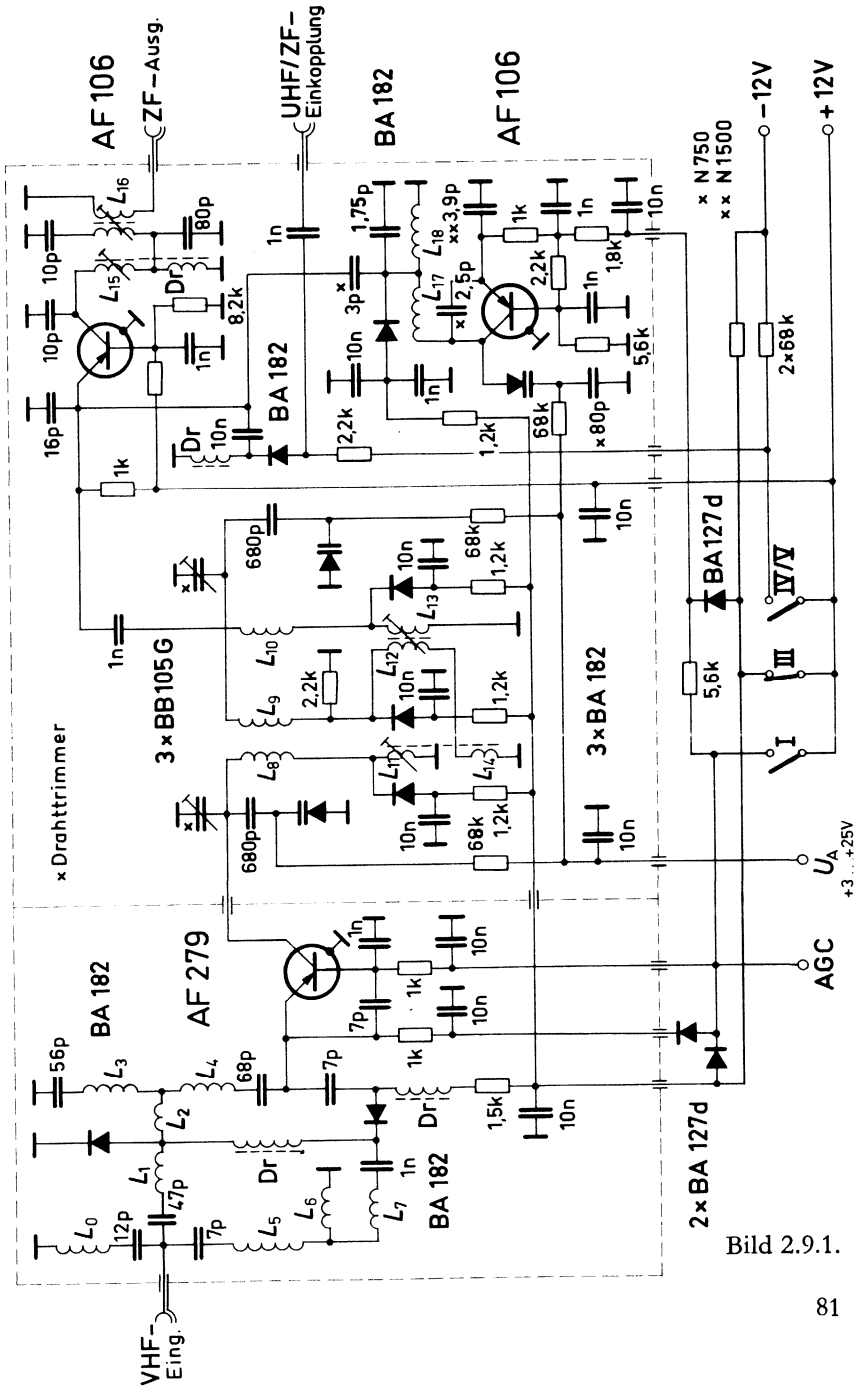


Bild 2.9.1.

Spannung von +12 V an der Vorstufe und am Oszillator, der – wie bereits erwähnt – in einem anderen Arbeitspunkt betrieben wird als in Band I. Die UHF-Zf-Einkopplung ist dabei gesperrt. Bei Empfang im UHF-Gebiet sind Vorstufe und Oszillator des VHF-Tuners ohne Betriebsspannung und das Eingangs- und das HF-Bandfilter sowie der Oszillatorkreis auf Band I geschaltet. Die Schalterdiode in der UHF-Zf-Einkopplung ist in Durchlaßrichtung gepolt.

Nimmt man anstatt der Kapazitätsdioden BB 105 G die ebenfalls mit einem SOD-23 Kunststoffgehäuse gefertigten Kapazitätsdioden BB 109 G mit einem Kapazitätsverhältnis C_{D3V}/C_{D25V} zwischen 5 und 6,5 (Endkapazität $\approx 11,5$ pF), läßt sich diese Tuner-Schaltung auch für die FCC- oder OIRT-Norm sowie in Mehrnormen-Empfängern verwenden.

Technische Daten:

Betriebsspannung	+ 12 V
Abstimmspannung	+ 28 V
Schalterdiodenspannung	± 12 V
Schalterdiodenstrom max.	50 mA
Bandbreite des abgestimmten Bandfilters	
in Band I	9,5 bis 11,5 MHz
in Band III	9,5 bis 16 MHz
gesamte Bandbreite des Tuners	6 MHz
Leistungsverstärkung	27 bis 30 dB
Rauschfaktor Band I/III	5 bis 6 dB
Reflexionsfaktor Band I/III	0,35 bis 0,65
ZF-Sicherheit in Kanal 2	55 dB
ZF-Sicherheit für höhere Kanäle	> 80 dB
Spiegelfrequenzsicherheit	> 40 dB

2.10. Parallelton-ZF-Verstärker mit automatischer Frequenzregelung

In den Anfängen des Fernsehens wurden bereits Paralleltonverstärker verwendet. Wegen der schlechten Oszillatorstabilität der Tuner wurden sie jedoch zu Gunsten des Differenztonkonzeptes fallen gelassen. Für eine automatische Nachstimmung des Tuners (AFR) standen keine gut geeigneten Bauelemente (Kapazitätsdioden) zur Verfügung. Diese Nachteile und Beschränkungen fallen heute weg. Der Paralleltonteil weist dann folgende Vorteile gegenüber dem Differenztonverfahren auf.

1. Systembedingte Interferenzen zwischen Tonkanal einerseits und Luminanz- bzw. Chrominanzkanal andererseits werden stark reduziert. Die Bildqualität wird verbessert.
2. Schaltungsbedingte Interferenzen können leichter vermieden werden.
3. Nur der Parallelenteil kann die Forderungen der HiFi-DIN-Norm erfüllen.
4. Stereophone oder mehrsprachige Tonübertragung beim Fernsehen ist ebenfalls mit Parallelenteil möglich.
5. Die heute bereits als notwendig anerkannte AFR kann durch doppelte Ausnützung des Parallelenteils einfach verwirklicht werden. Verschiedene Empfänger machen davon bereits Gebrauch.
6. Ein Konzept mit Parallelenteil dürfte auch in wirtschaftlicher Hinsicht günstig sein, wenn man die AFR mit berücksichtigt.
7. In Farbfernsehempfängern könnte vermutlich die Farbsättigungsautomatik wegfallen, da durch die automatische Feinabstimmung die Lage des Farbträgers auf der Flanke der Zf-Durchlaßkurve genau eingehalten wird (6 dB Absenkung).

2.10.1. Intercarrier-Verfahren

Am Tunerausgang stehen in der ZF-Lage der Bildträger (38,9 MHz) und der Tonträger (33,4 MHz) zur Verfügung. Beide Träger werden in einem gemeinsamen Zwischenfrequenzverstärker breitbandig verstärkt, wobei der Tonträger um mindestens 20 dB gegenüber dem Bildträger abgesenkt wird. Bei der Demodulation entsteht neben dem Videospektrum als Mischprodukt von Bild- und Tonträger die Differenzträgerfrequenz von 5,5 MHz. Diese wird in einem Begrenzungsverstärker weiterverstärkt und dann demoduliert. Aufgrund des konstanten Frequenzabstandes von Bild- und Tonträger kann beim Intercarrier-Prinzip keine Nachstimmspannung aus der Demodulation des Tones gewonnen werden. Bei einer Verschiebung des Abstimmungspunktes auf der Nyquistflanke ändert sich lediglich das Amplitudenverhältnis zwischen Bild- und Tonträger; der Ton bleibt auch bei größerer Verstimmung gut hörbar.

Neben der erwünschten Differenzträgerfrequenz entstehen zwischen dem Tonträger und dem Seitenband des Bildträgers weitere Mischprodukte, die in den Durchlaßbereich des Differenzträgerverstärkers fallen und Tonstörungen verursachen (Intercarrier-Brumm).

Innerhalb des Bild-ZF-Verstärkers und des Demodulators entstehen Intermodulationsfrequenzen zwischen dem Tonträger, dem Farbhilfs-

träger und dem Bildträger, die sich als Moirée-Störungen im Bild bemerkbar machen (1,07 MHz, 3,36 MHz). Das ebenfalls vorhandene 5,5 MHz Moirée kann durch eine Falle im Videoverstärker abgesenkt werden und bleibt deswegen unsichtbar.

2.10.2. Parallelton-Verfahren

Der Bildträger mit seinem Seitenband und der frequenzmodulierte Tonträger werden in zwei parallel laufenden Verstärkern verarbeitet. Der Tonträger kann innerhalb des Bild-ZF-Verstärkers stark abgesenkt werden, so daß Intermodulationsstörungen, an deren Entstehung der Tonträger beteiligt ist, beseitigt werden. Es ist zweckmäßig, die Tonfalle in Form eines Brückenfilters vor dem Bild-ZF-Verstärker anzuordnen. So kann bei nur einem Abgleichpunkt eine ausreichende Absenkung erzielt werden. Die 5,5 MHz-Falle im Videoverstärker ist überflüssig, da die Differenzträgerfrequenz durch die Absenkung des Tonträgers ausreichend unterdrückt wird.

Wird der Abstimmpunkt des Bildträgers durch einen driftenden Tuneroszillator verschoben, verschiebt sich auch die Frequenz des Tonträgers. Aufgrund der geringen Bandbreite des Parallelton-ZF-Verstärkers wird der Ton schon bei einer geringen Verstimmung verzerren oder verrauscht sein. Der Abstimmbereich ist also gegenüber dem Intercarrier-Verfahren wesentlich eingeschränkt. Am Ausgang des Demodulators steht eine frequenzproportionale Gleichspannung zur Verfügung, die bei mit Kapazitätsdioden abgestimmten Tunern zur Nachstimmung des Oszillators vorteilhaft verwendet werden kann. Dadurch werden der Tonträger und der Bildträger immer auf dem richtigen Abstimmpunkt gehalten, außerdem wird die Temperaturdrift des Tuneroszillators ausgeglichen. Die bekannten Tunerdriftschwierigkeiten entfallen nahezu zur Gänze.

2.10.3. Parallelton-ZF-Verstärker bestückt mit den neuen Silizium-HF-Transistoren BF 241

Bild 2.10.1 zeigt den Parallelton ZF-Verstärker. Die Verstärkung sollte so groß sein, daß auch bei verrauschem Bild ein störungsfreier Tonempfang möglich ist. Die Begrenzung sollte schon bei kleinen Eingangsspannungen einsetzen, um eine gute AM-Unterdrückung zu erreichen.

Zur Übertragung des maximalen Hubes von 50 kHz und der höchsten NF-Frequenz von 12,5 kHz würde eine Bandbreite von etwa

130 kHz ausreichen. Im Interesse einer unkritischen Abstimmung und eines genügenden Fang- und Nachstimmbereichs der AFC muß die Bandbreite wesentlich größer sein ($B \approx 650$ kHz). Die obere Grenze ist durch das Übersprechen von höheren Seitenbandfrequenzen des Bildträgers auf den Tonträger und durch die erreichbare AM-Unterdrückung gegeben.

Bei Anwendung der AFC dient der Nulldurchgang der Wandlerkennlinie des Demodulators als Referenz für den richtigen Abstimmpunkt. Er sollte deshalb über den Aussteuerbereich möglichst konstant und auch temperaturunabhängig sein.

Die Auskopplung der Ton-ZF aus einer Stufe des Bild-ZF-Verstärkers z.B. über eine Tonfalle, oder über die Tonfalle des Eingangsfilters des Bild-ZF-Verstärkers ist wegen der zu geringen Bandbreite der Falle nicht möglich. Der Abstimmbereich wäre in diesem Fall zu klein. Zweckmäßiger ist die Auskopplung direkt am Tunerausgang parallel zur Auskopplung der Bild-ZF. Wird zur Auskopplung ein Serienkreis benutzt, ergibt sich nur eine geringe Beeinflussung der Durchlaßkurve des Bild-ZF-Verstärkers.

Es wurde ein herkömmliches dreistufiges Konzept mit Ratio-Detektor zur Demodulation verwendet.

Im Eingang des Verstärkers liegt ein Serienkreis, dadurch ergibt sich nur im Bereich des Tonträgers eine Belastung des Tunerausgangs. Der Serienkreis wird mit einem Parallelkreis zu einem Bandfilter ergänzt. Darauf folgen drei Verstärkerstufen, die durch einfache Parallelkreise gekoppelt sind. In den Kollektorleitungen liegen Serienwiderstände, die eine Frequenzverwerfung der Abstimmkreise durch die aussteuerungsabhängige Kollektorkapazität wesentlich verringern.

Zur Demodulation wird wegen seiner guten AM-Unterdrückung ein Ratio-Detektor in erdsymmetrischer Ausführung verwendet. Die Nachstimmspannung kann am NF-Ausgang über entsprechende Siebglieder abgenommen werden. Bei einem Höckerabstand von 1,2 bis 1,4 MHz stehen ± 2 V als Nachstimmspannung zur Verfügung.

In Bild 2.10.2 ist der Verlauf der Summenspannung U_s und der NF-Spannung über der Eingangsspannung dargestellt. Der Begrenzungseinsatz liegt bei $40 \mu\text{V}$.

Bild 2.10.3 zeigt die AM-Unterdrückung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung.

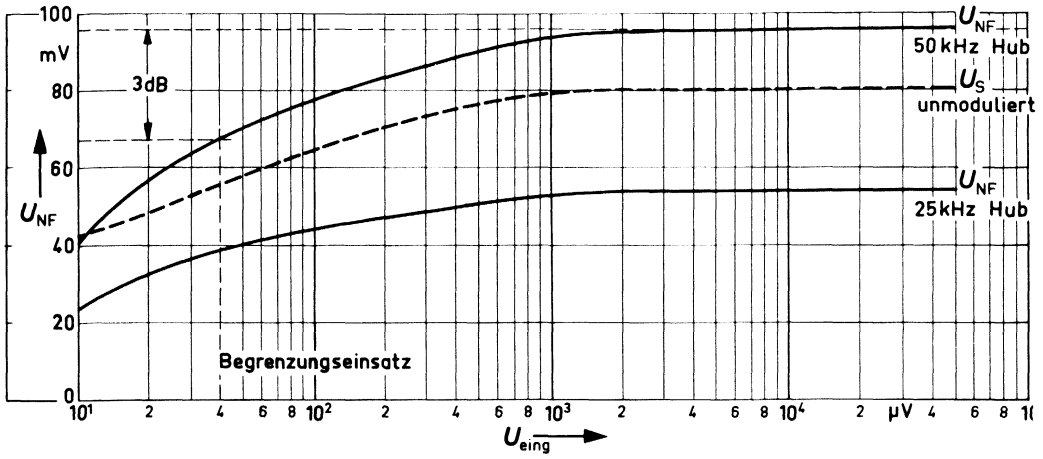


Bild 2.10.2.

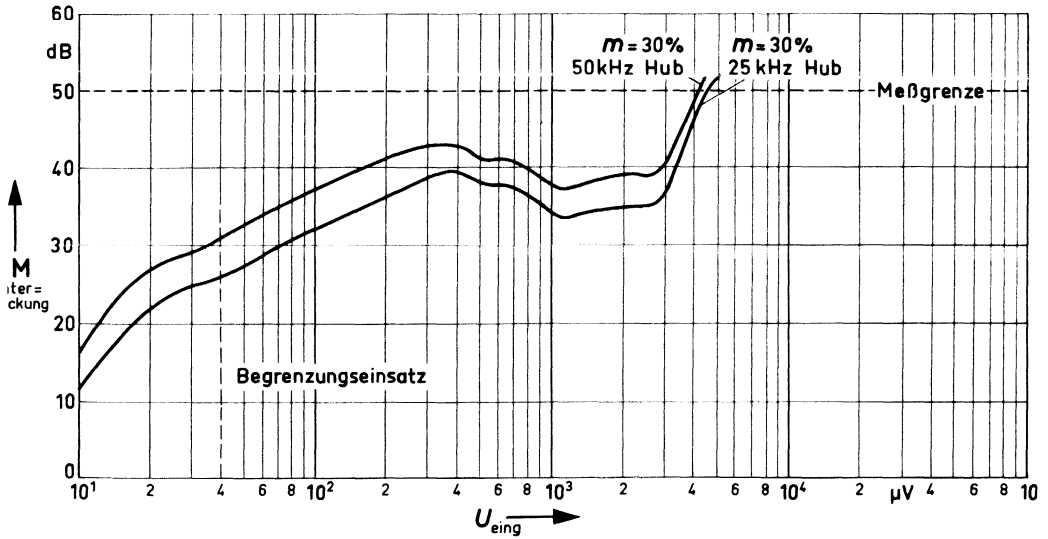


Bild 2.10.3.

Technische Daten:

Betriebsspannung	12 V
Betriebsstrom	ca. 15 mA
Arbeitsfrequenz	33,4 MHz
Bandbreite	ca. 650 kHz
Frequenz-Hub	50 kHz
Begrenzungseinsatz	40 μ V
Ausgangsspannung	40 bis 95 mV
Summenspannung	± 2 V
AM-Unterdrückung ab Begrenzung	40 bis 52 dB

Temperaturkompensation Ratio

C_1 : 27 pF Styroflex parallel 9 pF/N 750

Spulendaten

L_1	9 Wdg.; CuL 0,3 \emptyset	} Vogt-Bausatz D 41-2438
L_2, L_3, L_4	7 Wdg.; CuL 0,3 \emptyset	
$L_{21}, 31, 41$	2 Wdg.; CuL 0,12 \emptyset	

L_5	: 7,5 Wdg.; CuL 0,3 \emptyset	} Vogt-Bausatz D 42-2225
L_{51}	: 2 Wdg.; CuL 0,12 \emptyset	
L_6	: 2x5 Wdg.; CuL 0,12 \emptyset , bifilar	

2.11. UHF-Tuner mit gedruckten Leitungskreisen

UHF-Tuner mit Diodenabstimmung wurden in bisheriger Technik aus Blechkammern mit Drahtinnenleitern aufgebaut. Die aktiven und passiven Bauelemente wurden von Hand eingelötet, dabei mußte eine hohe mechanische Genauigkeit erreicht werden. Durch die trotzdem auftretenden Streuungen war der Abgleichaufwand entsprechend hoch. In diesem Anwendungsbeispiel soll ein UHF-Tuner vorgestellt werden, bei dem auf die Kammerbauweise verzichtet wurde, und der sich durch einen sehr einfachen und billigen mechanischen Aufbau auszeichnet. Die Leitungskreise sind als gedruckte Elemente in die Platine einbezogen, sie lassen sich sehr genau herstellen, daher ist der Abgleich entsprechend einfach durchzuführen.

Das Schaltungskonzept Bild 2.11.1 entspricht der üblichen Auslegung. Es besteht aus einer regelbaren Vorstufe mit dem Transistor AF 279, dem UHF-Bandfilter und einer selbstschwingenden Mischstufe mit dem Transistor AF 280; als Abstimmioden werden BB 105 A verwendet. Die Vorstufe ist über 0,5 pF mitgekoppelt. Diese Mit-

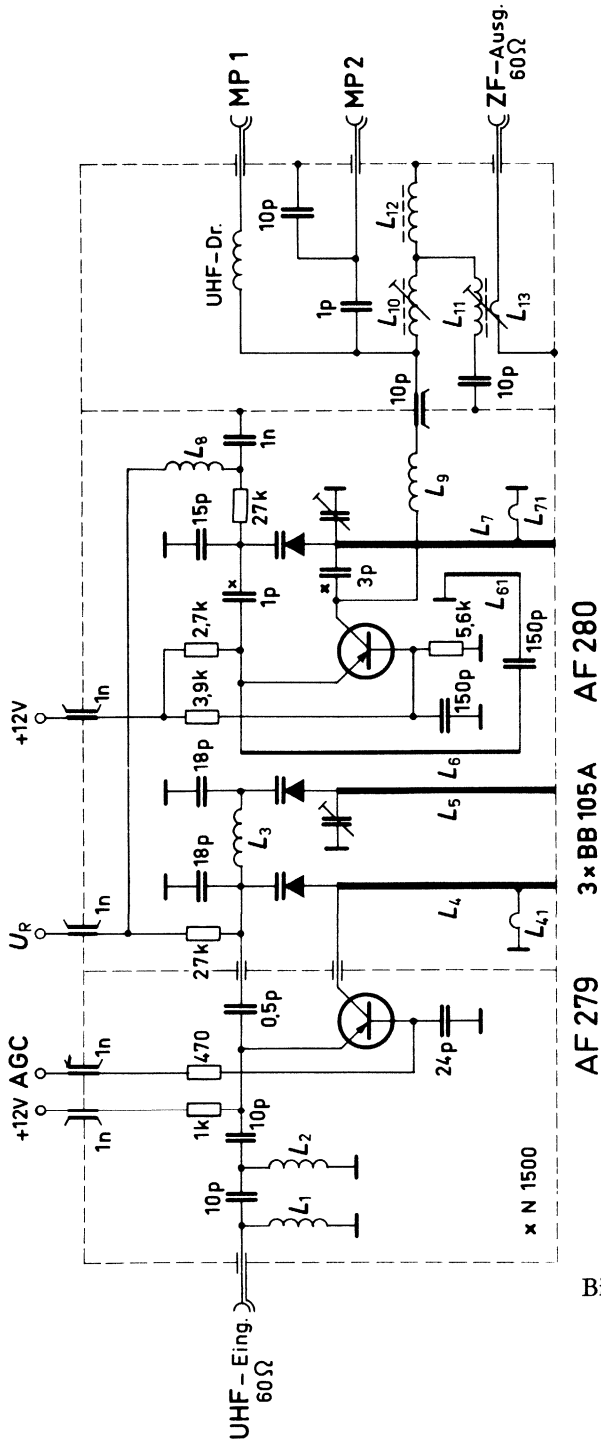


Bild 2.11.1.

kopplung hebt aufgrund des frequenzabhängigen Verhältnisses der Spannungen am Serienkondensator und an der Abstimm-diode des Bandfilter-Primärkreises die Verstärkung bei niedrigen Frequenzen an. Trotz dieser Maßnahme bleiben die Stabilität der Vorstufe und ein genügend kleiner Eingangsreflexionsfaktor erhalten, sie werden durch die Größe und den Erdungspunkt des Basiskondensators bestimmt. Die Kopplung des UHF-Bandfilters erfolgt magnetisch über das Streufeld und zusätzlich bei tiefen Frequenzen über die Drossel L_3 . Über die Koppelschleife L_6 ist der Mischtransistor an das Bandfilter angekoppelt. Um eine genügend konstante Oszillatoramplitude über den Abstimmspannungsbereich zu gewährleisten, wird eine gemischte induktive und kapazitive Rückkopplung angewendet. Der Emitterstrom des Mischtransistors ist mit 1,5 mA verhältnismäßig niedrig gewählt, um die Eigenerwärmung des Transistors klein zu halten. Dadurch konnte die temperaturbedingte Oszillatorfrequenzdrift verbessert werden. Die Zwischenfrequenz gelangt über den üblichen Tiefpaß an das induktiv fußpunktgekoppelte ZF-Ausgangsfilter. In den Meßpunkt MP 2 können die ZF-Markensignale eingespeist werden. Die Daten des Tuners sind in Bild 2.11.2 dargestellt.

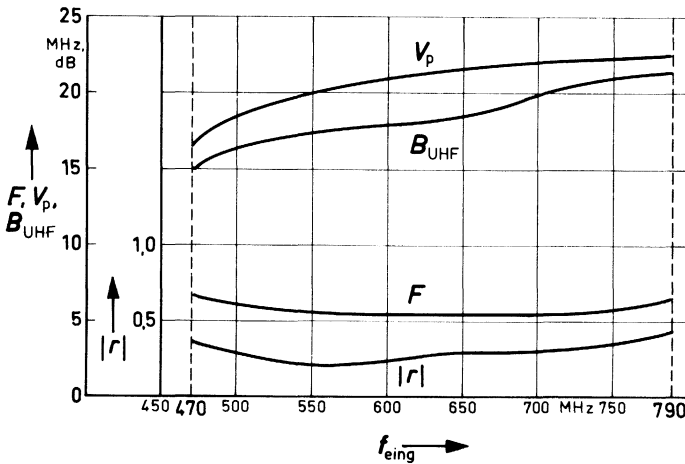


Bild 2.11.2.

Der Aufbau des Tuners erfolgte auf der in Bild 2.11.3 wiedergegebenen Leiterplatte. Die Leitungskreise bestehen aus haarnadelförmigen Aussparungen in der Kupferkaschierung wobei das Basismaterial so ausgestanzt wird, daß nur der Mittelsteg stehenbleibt. Dadurch wird die elektrische Güte der Kreise erhöht und die Kapazität verringert. An den Punkten der Schaltung, wo es auf eine geringe Induktivität der Kondensatoren ankommt, werden Trapezkondensatoren verwendet. An das Basismaterial der Platine werden hinsichtlich der elektrischen Güte und einer geringen Dielektrizitätskonstante besondere Anforderungen gestellt. Außerdem muß der Temperaturkoeffizient klein und richtungsunabhängig sein. Trennwände sind nur zwischen der Eingangsschaltung und dem UHF-Bandfilter sowie zwischen Oszillatorkreis und ZF-Bandfilter angeordnet, dadurch wird die Oszillatorstörstrahlung genügend klein gehalten.

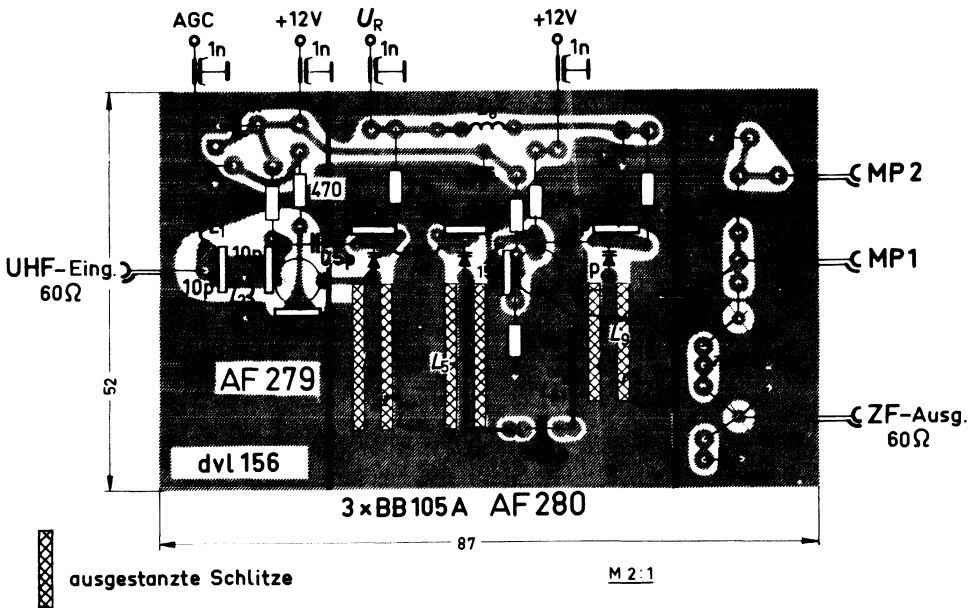


Bild 2.11.3.

Technische Daten:

Betriebsspannung	12 V
Frequenzbereich	470 bis 790 MHz
Leistungsverstärkung, Rauschzahl, UHF-Bandbreite, Reflexionsfaktor,	siehe Bild 2.11.3.

Spulendaten:	Spulen \varnothing	Draht	Kernmaterial
L ₁	8 Wdg	3 mm CuLL 0,5 mm \varnothing	—
L ₂	3 Wdg	3 mm CuLL 0,5 mm \varnothing	—
L _{3, 8}	12 Wdg	3 mm CuLL 0,35 mm \varnothing	—
L _{4, L₅, L₇}	gedruckte Leitungen		—
L ₉	12 Wdg	3 mm CuLL 0,5 mm \varnothing	—
L ₁₀	12 Wdg	4,3 mm CuLL 0,35 mm \varnothing	B 61 110-U17 3×10 mm
L ₁₁	18 Wdg	4,3 mm CuLL 0,35 mm \varnothing	B 61 110-U17 3×10 mm
L ₁₂	5,5 Wdg	3,5 mm CuLL 0,5 mm \varnothing	B 61 110-U17 3×10 mm
L ₁₃	4 Wdg	— CuLL 0,35 mm \varnothing	über L ₁₁ gewickelt

Koppelschleife L₆ Cu versilbert, 0,8 mm \varnothing 40 mm lang
 Abgleichelemente L₄₁, L₇₁ CuLL 0,5 mm \varnothing 10 mm lang

2.12. VHF/UHF-Breitband-Antennenverstärker mit BFW 99 und BFY 90

Der vorliegende VHF/UHF-Breitband-Verstärker wurde in Emitterschaltung aufgebaut, da sich hierbei die geringste Schwingneigung ergibt Bild 2.12.1. Außerdem liegen dabei die Verhältnisse bzgl. der

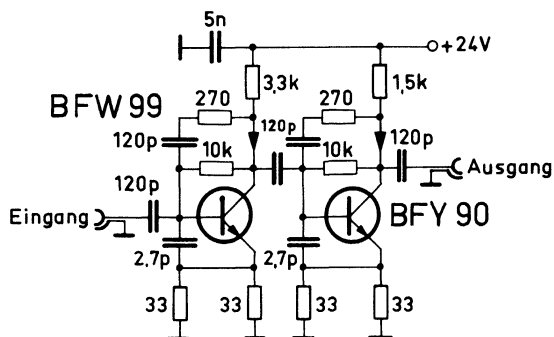


Bild 2.12.1.

Anpassung günstiger. Die Betriebsspannung beträgt 24 V. Die Arbeitspunkte sind über einen Vorwiderstand vom Kollektor der jeweiligen Stufe festgelegt. Ein RC-Glied parallel zu diesem Widerstand bewirkt eine Spannungsgegenkopplung, die den Verstärkeranstieg nach niedrigen Frequenzen hin vermindert. Gleichzeitig bringt eine Stromgegenkopplung vom Emitter zur Basis (2,7 pF) eine Anhebung des Eingangswiderstandes speziell für höhere Frequenzen und damit ein Hinauszögern des Verstärkungsabfalls bis über 800 MHz. Der Aufbau des Verstärkers erfolgt auf einer gedruckten Platine Bild 2.12.2 wobei sich die einzelnen Stufen in Bezug

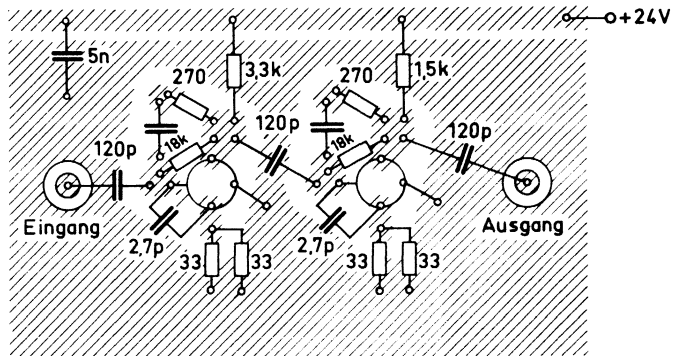


Bild 2.12.2.

auf Bauteilanordnung streng nach dem Schaltbild richten. Sämtliche Masseanschlüsse liegen demzufolge auf der einen Seite der Platine, während die Spannungszuführung auf der anderen Seite liegt. Die Stufen selbst sind durch Massestege voneinander getrennt. Eine ungünstige Beeinflussung der Schaltungseigenschaften bei hohen Frequenzen besteht in der Veränderung der Beinchenlänge der Transistoren, speziell des jeweiligen Basis-Anschlusses. Die Anschlußdrähte für die Emitter müssen daher so kurz wie nur irgend möglich gehalten werden. Die Emitterwiderstände sind daher im Schaltungsaufbau ohne Anschlußdrähte eingelötet. Besonderes Augenmerk ist auch auf kleine Leiterkapazitäten gegen Masse zu richten. Aus der Anordnung der Bauteile lassen sich leicht die Vorteile der EBC-Beinchenfolge erkennen. Die Verstärkung liegt bei $V_p \geq 16$ dB; bei ca. 750 MHz ergab sich eine Resonanzüberhöhung von ca. 7 dB.

Das Rauschen wird hauptsächlich vom Strom der ersten Stufe bestimmt und liegt mit dem BFW 99 bei einem Kollektorstrom von ca. 3 mA etwa zwischen 5 bis 5,5 dB. Bei diesem relativ niedrigen Kollektorstrom ist die Leistungsverstärkung etwa 3 dB kleiner als die maximal erreichbare.

Die Ausgangsspannung beträgt im UHF-Bereich für einen üblichen Intermodulationsabstand von 60 dB (2-Sender-Methode) ca. 60 mV an 60 Ω . Eine Änderung der Arbeitspunkte auf optimale Werte bzgl. maximaler Ausgangsspannung bringt höchstens bis 1 dB mehr Ausgangsspannung und ist wegen der weitaus höheren Belastung der Transistoren nicht zu empfehlen.

Technische Daten:

Betriebsspannung	24 V
Stromverbrauch	ca. 24 mA
Frequenzbereich	40 bis 850 MHz
Verstärkung 40 bis 800 MHz	\cong 16 dB
Rauschen 40 bis 800 MHz	\cong 5,5 dB
Intermodulationsabstand 60 dB	$U_a = 60$ mV an 60 Ω

3. Fernschaltungen

Die Entwicklung der Fernsehtechnik war im vergangenen Jahr durch den vermehrten Einsatz von Halbleitern und eine verstärkte Initiative auf dem Gebiete der Bildaufzeichnungstechnik gekennzeichnet.

Hauptthema bei der Halbleiterbestückung von Fernsehempfängern war die Horizontalablenkstufe für Farbfernsehempfänger mit 110° Ablenkwinkel. Hier stehen Transistor- und Thyristorschaltungen zur Diskussion. Bei den Transistorschaltungen wiederum unterscheidet man das sogenannte Niedervolt- und Hochvoltkonzept. Auf dem Gebiete der Bildaufzeichnung stehen nicht weniger als 5 Systeme zur Auswahl. Aus der Sicht des Fernsehempfängerherstellers ist in diesem Zusammenhang die Frage der Schnittstelle für den Video-Recorder von Interesse.

Die nachstehend angeführten Schaltbeispiele beschäftigen sich mit Varianten der Transistorablenkung und den hierzu erforderlichen Stromversorgungssteilen; sowie auf dem Gebiete der Bildaufzeichnung mit Problemen, die sich aus der Festlegung von Video-Recorderanschlüssen für Farbfernsehempfänger ergeben.

3.1. Fernsehempfangsteil

Die Entwicklung des Bild-Zf-Verstärkers ist gekennzeichnet durch die Vorbereitung auf den Einsatz von Integrierten Schaltkreisen. Hierfür ist es notwendig, die gesamte Selektion des Bild-Zf-Verstärkers in einem Kompaktfilter vor dem eigentlichen Verstärker vorzunehmen. Weiters verdient die Frage der automatischen Nachstimmung des Tuners verstärkte Aufmerksamkeit, da nur damit eine wirklich zuverlässige Bildsignalqualität beim Farbfernsehempfang möglich ist. Schließlich wird der Empfangsteil des Farbfernsehempfängers in Zukunft als eine selbständige, abgegrenzte Einheit des Empfängers zu sehen sein (ähnlich einem Rundfunk-Stereo-Tuner), die an genormten Ausgängen entweder das Multiplex-Farbsignal oder Leuchtdichte- und Farbdifferenzsignale zur Verfügung stellt. Damit ist einerseits die Schnittstelle für den Anschluß von Video-Recordern an Fernsehempfängern gegeben, andererseits besteht die Möglichkeit, für die vom Fernsehempfänger unabhängige Aufzeichnung eines Programms mit dem Video-Recorder ein getrenntes selbständiges Empfangsteil vorzusehen, das gegebenenfalls mit einem

kleinen Modulator zur nachfolgenden Wiedergabe über den Antenneneingang des Fernsehempfängers zu einem sog. „Modem“ (Modulator + Demodulator) zusammengefaßt werden kann.

3.1.1. Bild-Zf-Verstärker mit Kompaktfilter und getasteter Regelung

In dem in Bild 3.1.1 dargestellten Bild-Zf-Verstärker wird die gesamte Selektion in einem vor dem Eingang des Verstärkers liegenden Kompaktfilter vorgenommen. D.h. neben der Einstellung auf 6 dB Trägerabsenkung bei 38,9 MHz sind auch die Fallen für den Eigen-ton, Nachbarton und Nachbarbild vorgesehen. Am Ausgang des Bild-Zf-Verstärkers wird das demodulierte Video-Signal (MAS) mit einem Spitzenwert von 1,4 V über einen Impedanzwandler T_1 an eine Last von 75 Ohm abgegeben.

Die getastete Regelschaltung ist unkonventionell und verwendet zur Auftastung des Schwarzwertes einen Differenzverstärker, der aus den Transistoren T_2 und T_3 besteht. Die Vorspannung an der Basis von T_2 ist so gewählt, daß ohne Tastimpulse K der Transistor T_2 leitend ist, während der Transistor T_3 dann gesperrt ist. Negative Tastimpulse K , die zeitlich mit der hinteren Schwarzscher des Video-Signals zusammenfallen, sperren den Transistor T_2 , so daß das an der Basis von T_3 liegende Video-Signal verstärkt werden kann. Am Kollektor dieses Transistors wird der verstärkte Impuls abgegriffen und mittels der Dioden D_1 und D_2 gleichgerichtet. Die gleichgerichtete Spannung ist von der Größe des Schwarzwertes im Video-Signal abhängig und ergibt somit eine Regelspannung, die dem Bild-Zf-Verstärker über einen Impedanzwandler T_4 zugeführt wird. Zur verzögerten Verstärkungsregelung des Tuners wird die Regelspannung in der Transistorstufe T_5 verstärkt, wobei jedoch ein Schwellwert überschritten werden muß, über dem der Regeleinsatz erfolgt.

Die vorliegende Regelschaltung wurde deswegen gewählt, um unabhängig von den Rücklaufimpulsen des Zeilentrafos zu sein und eine Auftastung mit kleinen Impulsen zu ermöglichen, die in einer einfachen Impulsformerstufe aus dem Synchronsignalgemisch gewonnen werden können. Damit ist ein vom Fernsehempfänger unabhängiger Betrieb des Regelteils möglich.

Technische Daten:

Betriebsspannung	+ 12 V
Stromaufnahme	90 mA
Bandbreite (− 6 dB, zweiseitige Nyquistflanke)	4,43 MHz
Ausgangssignal an 75 Ω MAS	1,4 V
Eigentonunterdrückung	> 36 dB
Nachbarbildunterdrückung	> 46 dB
Nachbartonunterdrückung	> 46 dB

3.1.2. Parallel-Ton ZF-Verstärker mit Frequenznachstimmspannung

(siehe unter 2.10.)

3.2. Schwarz-Weiß-Horizontal-Ablenkung mit Transistoren

Die Ablenkempfindlichkeit einer Bildröhre ist durch die erforderliche Ablenkfeldstärke bestimmt. Die erforderlichen Amperewindungen sind abhängig vom Röhrentyp und damit u. a. von den Anoden- und Hilfsspannungen, dem Halsdurchmesser und der inneren Konstruktion. Die zur vollen Ablenkung des Strahles erforderlichen Amperewindungen ergeben bei den bekannten Jochkonstruktionen bestimmte Induktivitäten, wenn der Jochstrom in seinem Wert gegeben ist. Aus den Hin- und Rücklaufzeiten $t_H = 52 \mu\text{sec}$, $t_R = 12 \mu\text{sec}$ folgt eine bestimmte Rücklaufspannung an der Jochinduktivität, die in einem festen Verhältnis zur Batteriespannung U_{Batt} steht. Der Spitzenwert der Spannung U_{ss} an der Jochinduktivität ist

$$U_{\text{ss}} = 7,8 \cdot U_{\text{Batt}} \approx 8 \cdot U_{\text{Batt}}$$

Nachdem auch Netzüberspannung und eine gewisse Sicherheit berücksichtigt werden müssen, soll die Sperrspannung des Transistors

$$U_{\text{CEmax}} \geq 10 \cdot U_{\text{Batt}}$$

betragen. Der für die Auslenkung erforderliche Jochstrom i_{ss} multipliziert mit der an der Jochinduktivität entstehenden Spitzenspannung U_{ss} ergibt eine Ablenkscheinleistung:

$$N_{\text{ss}} = U_{\text{ss}} \cdot i_{\text{ss}}$$

Die heute verwendeten Weitwinkelbildröhren benötigen eine große magnetische Ablenkfeldstärke. Die erreichbare Ablenkleistung ist in erster Linie durch die Eigenschaften des Zeilenendtransistors (bzw.

der Röhre) bestimmt. Man kann die Ablenkleistung entweder mit hohen Strömen und relativ kleiner Spannung oder mit hoher Spannung und entsprechend kleinen Strömen erzeugen. Sowohl dem einen als dem anderen Extrem sind technische Grenzen gesetzt. Eine gut bekannte Schaltung für die Zeilenablenkung mit Transistoren ist die sog. Spardiiodenschaltung in Bild 3.2.2. In dieser Prinzipdarstellung

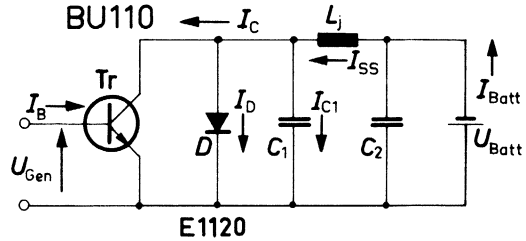


Bild 3.2.2.

ist eine Spannungsversorgung von z. B. 30 V angesetzt. Die Ansteuerung erfolgt über die Basis, mit einer zur vollen Durchsteuerung des Transistors erforderlichen Basisspannung bei der entsprechenden Zeilenfrequenz und dem hierzu notwendigen Tastverhältnis Bild 3.2.5. Während des Zeilenhinlaufes ist der Transistor T Bild 3.2.4 stromführend von 0 bis i_C . Von i_D bis 0 übernimmt die Spardiode D die Stromleitung, wenn der Transistor keine oder nur mangelnde Inversstromverstärkung besitzt, bzw. gesperrt ist. Ein Transistor, der eine gute Inversstromverstärkung aufweist, bzw. die ganze Zeilenzeit gesteuert wird, benötigt keine Dioden. Das Gleiche gilt, wenn der Generatorwiderstand des Treibertransistors nach Null tendiert bzw. Basisschaltung möglich ist, weil die kräftige Kollektordiode des Schalttransistors die Rückstromleitung übernimmt. Während des Zeilenrücklaufes wird der Transistor auf Sperren geschaltet und kann bis zum Zeilenhinlauf $i_D = 0$ gesperrt bleiben (Rechtecksteuerspannung). In der Zeilenrücklaufphase übernimmt der Kondensator C_1 die in der Induktivität gespeicherte Energie, es entsteht an ihm und am Kollektor des Transistors Bild 3.2.3 eine hohe Rücklaufspannung von z. B. 8mal 30 = 240 V. Anschließend baut sich das elektrische Feld im Kondensator wieder ab und die Energie wechselt zur Induktivität. Hierbei entsteht am Kondensator C_1 , dem Transistor T und der Diode D eine invers gepolte

Kollektorspannung, wobei die Rückstromdiode den Stromfluß übernimmt. Das Typische an dieser Schaltung ist, daß die Speisung der Schaltung von einer verhältnismäßig kleinen Batteriespannung (30 V) erfolgt und die Verluste der Schaltung während des zweiten Teiles der Hinlaufphase gedeckt werden.

In der Rücklaufphase, also bei gesperrtem Transistor kann man den Kreis L-C als Parallelschwingkreis betrachten. Während des Zeilenhinlaufes liegt an der Induktivität L die Batteriespannung und der Kondensator C_1 ist über den Transistor kurzgeschlossen. Der Stromfluß im Ablenkjoch ist in Bild 3.2.6. dargestellt.

Die beschriebene Prinzipschaltung legt man in der Praxis so aus, daß die Stromzuführung zum Transistor über die Primärwicklung des Hochspannungstransformators erfolgt und die Jochinduktivität parallel dazu über einen Kondensator angeschaltet ist, der zur Tangenzentzerrung dient. Während der Rücklaufzeit wird über diesen Transformator mit der anschließenden Gleichrichtung die Anodenhochspannung für die Bildröhre gewonnen (18 KV).

Bei der übertragerlosen Ankopplung des Ablenkjoches – wie im vorliegenden Falle – wo die maßgebliche Induktivität des Parallelschwingkreises durch das Ablenkjoch selbst dargestellt ist, sollte dies mit technisch brauchbaren Drahtstärken realisierbar sein. Als mehrdrähtige Parallelwicklung ist dies jedoch kein nennenswertes Problem. Dem Wunsche nachkommend, keine schweren Netztransformatoren verwenden zu müssen, ist man bestrebt, nach höheren Batteriespannungen auszuweichen. Dieser Weg verlangt aber eine hohe Sperrspannungsfestigkeit des Zeilenendtransistors. So versucht man, Hochspannungstransistoren zu bauen, die für Gleichrichterbetrieb (250 V Gleichspannung) geeignet sind. Diese Transistoren müßten Sperrspannungen bis zu 3000 V aushalten, wenn ein Betrieb am 220 V Netz mit üblicher Einweggleichrichtung möglich sein soll, eine Forderung, die zur Zeit nicht zu erfüllen ist.

Die Transistoren müssen eine Abschaltzeit von kleiner $1 \mu\text{sec}$ ($0,5 \mu\text{sec}$) besitzen. Ferner sollen sie eine kleine Speicherzeit besitzen. Auch bei hohen Kristalltemperaturen müssen diese Zeiten klein bleiben. Gegenwärtig beherrscht man Transistoren, die eine Sperrspannung U_{CBO} von etwa 250–1500 V gut verarbeiten. Diese Sperrspannungen bedingen bei den bekannten Zeilenablenkschaltungen eine Speisespannung von etwa 30–150 V.

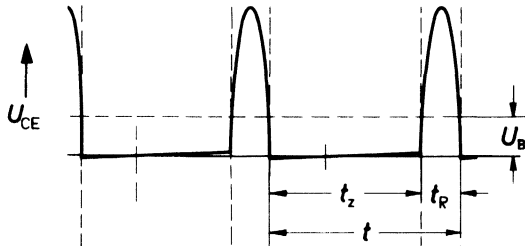


Bild 3.2.3.

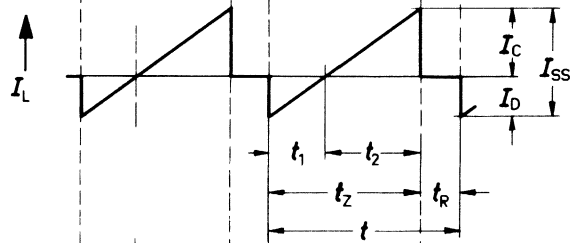


Bild 3.2.4.

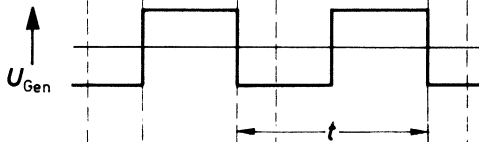


Bild 3.2.5.

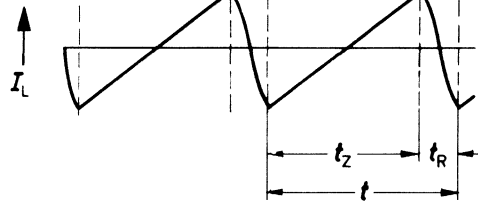


Bild 3.2.6.

3.2.1. Horizontalablenkung für 110° Schwarz-Weiß-Empfänger mit 30 V Betriebsspannung

Die Niederspannungsschaltung ist die einfachste Horizontalablenkschaltung. Bild 3.2.7 zeigt das Schaltbild. Die Grundelemente der Schaltung sind:

Bei der Erläuterung der Wirkungsweise dieser Schaltung gehen wir von dem Zeitpunkt aus, zu dem der Schalttransistor BU 110 rasch abgeschaltet wird. Dieser Zeitpunkt wird im folgenden auch „Rücklaufbeginn“ genannt. Da nach der Sperrung des Transistors der unter 1. erwähnte Schwingkreis nicht mehr – über den Transistor – an der festen Spannung von +30 V liegt, kann er frei schwingen. Wäre in dieser Schaltung nur ein reiner, aus L und C bestehender Kreis vorhanden, so würde er eine positive Sinushalbwellen ausführen.

Die Hochspannungsspule des Transformators ist auf die 3. oder 5. Oberwelle der Rücklauffrequenz abgestimmt. Dies bringt bei der 3. Oberwelle den Vorteil, daß die Rücklaufschwingung auf der Primärseite durch die Überlagerung der 3. Oberwelle eine kleinere Höhe erreicht. Damit erhält der Schalttransistor weniger Rückschlagspannung. Auf der Hochspannungsseite überlagert sich die 3. Oberwelle mit der entgegengesetzten Phase, so daß dort eine Erhöhung der Rücklaufspannung zustande kommt.

Im Bild 3.2.8 sind die Kurvenformen am Zeilentransformator (primär und sekundär) gezeigt, und zwar für die Abstimmung auf die 3. Harmonische. Bei Abstimmung auf die 5. Oberwelle ist die Primärspannung höher und die Sekundärspannung tiefer. Hier ist aber der Innenwiderstand der Hochspannungsquelle kleiner.

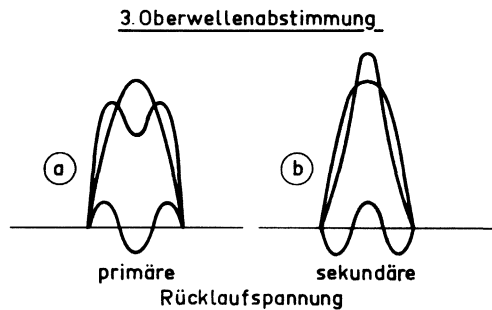


Bild 3.2.8.

Die zweite Hälfte der begonnenen Rücklaufschwingung kommt nicht mehr zustande, denn sobald die Spannung ihre Polarität wechselt, wird die Rückstromdiode leitend und übernimmt den Strom. Dabei entlädt sich die in der Jochselbstinduktion gespeicherte magnetische Energie in Form eines linear abnehmenden Stromes. Die Selbst-

induktion liegt über der Diode E 1120 an der konstanten Betriebsspannung von 30 V. Da die Beziehung

$$U = L \cdot \frac{di_D}{dt}$$

gilt und U konstant ist, muß der Strom i_D linear zu- oder abnehmen. Hierbei fließt der Strom aus der Selbstinduktion über die Rückstromdiode E 1120 in die Stromquelle, den Kondensator C_L zurück. Dabei nimmt der Strom i_D linear ab.

Noch bevor der Strom durch die Diode Null wird, wird der Transistor durch die rechteckige Ansteuerspannung an der Basis des Schalttransistors leitend. Nun führt die Diode keinen Strom mehr und es fließt der nach dem oben angegebenen Gesetz linear ansteigender Strom aus der Stromquelle C_L über den Transistor BU 110 in die Selbstinduktion und baut dort ein zunehmendes Magnetfeld auf. Dies dauert so lange, bis durch die Abschaltflanke des Ansteuer-signals an der Basis der Schalttransistor wieder gesperrt wird, usw. Die Dauer des Rücklaufes, etwa $11 \mu\text{s}$, hängt nur von den Daten der aus der Gesamt-Selbstinduktion und dem Rücklaufkondensator gebildeten Schwingkreis ab. Der Höchstwert der Rücklaufspannung wird so eingestellt, daß er mit Sicherheit unter der Durchbruchspannung U_{CES} bleibt.

Am Ende des Zeilen-Hinlaufes wird der Kollektorstrom rasch abgeschaltet. Die Abschaltzeit spielt für die Verlustleistung des Transistors eine große Rolle. Es sollen nur Transistoren verwendet werden, die eine Abschaltzeit (gemessen zwischen 90% und 10% des Stromes) von unter $1 \mu\text{s}$ besitzen; $1,5 \mu\text{s}$ ist die höchste, evtl. noch zulässige Abschaltzeit, wenn für den Schalttransistor eine sehr gute Wärmeableitung vorgesehen ist.

3.2.2. 30 Volt-Netzteil für SW Volltransistor-Heimfernseher

Im Bild 3.2.9 ist ein Netzteil dargestellt, welches zur Versorgung der Niedervolt-Ablenkschaltung dient. Man kann in diesem Netzteil zwei Schaltungsteile unterscheiden, und zwar den Regelteil bestehend aus den Transistoren T_3 , T_4 und T_5 und den Überlastschutz bestehend aus den Transistoren T_1 und T_2 . Der Regelteil arbeitet konventionell und vergleicht die am Ausgang des Netzteiles zur Verfügung stehende Spannung von 35 V mit der eines Reverenzelementes (Z-Diode BZ X C 12). Die Soll-Wert-Ist-Wert-Differenz wird in

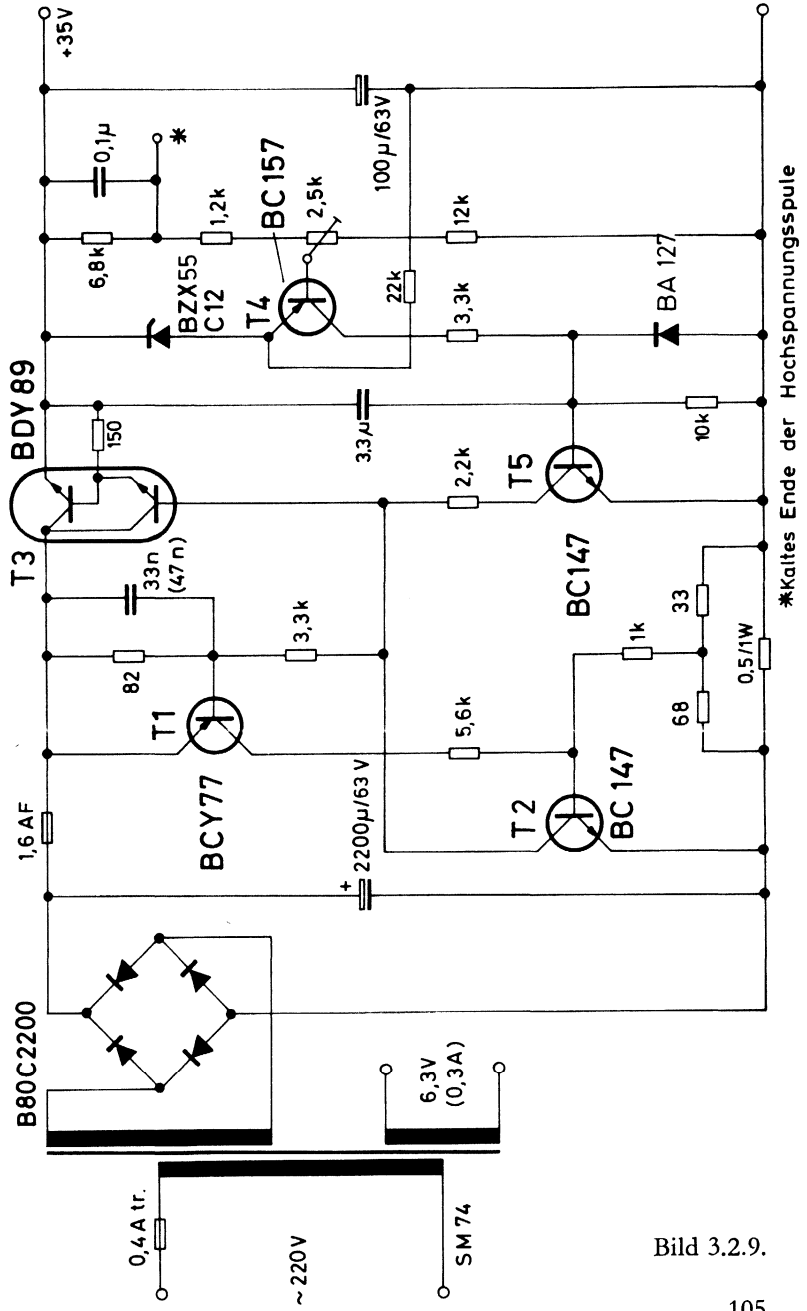


Bild 3.2.9.

den Transistorstufen T_4 und T_5 verstärkt, und bewirkt beispielsweise bei einer Erhöhung der Ausgangsspannung eine Verringerung der Spannung am Kollektor von T_5 . Vom Transistor T_5 aus wird die Längsregelstufe T_3 angesteuert, an deren Ausgang eine um die Schwellwerte der beiden Transistoren verringerte Ausgangsspannung erscheint. Die infolge der Regelung bewirkte Verringerung der Kollektorspannung des Transistors T_5 wird damit auf den Ausgang übertragen und wirkt der Spannungserhöhung entgegen. Zur Begrenzung des Ausgangsstromes muß dessen Größe zunächst einmal erfaßt werden. Zu diesem Zweck ist in der Rückführungsleitung zum Minuspol des Gleichrichters ein Widerstand von 0,5 Ohm eingebaut, an dem ein, dem Strom proportionaler Spannungsabfall entsteht. Übersteigt der Strom einen, durch den an diesem Widerstand angeschlossenen Spannungsteiler vorgegebenen Maximalwert, so wird der Transistor T_2 leitend und legt die Basis von T_3 an Masse, wodurch dieser gesperrt wird. Gleichzeitig wird auch der Widerstand R_2 über den Transistor T_2 an Masse gelegt, wodurch der Transistor T_1 Basisstrom erhält und durchschaltet. Damit fließt aber auch über den Widerstand R_3 ein Strom in die Basis des Transistors T_2 und hält diesen leitend, so daß auch nach Sperren des Transistors T_3 und damit erfolgter Beendigung der Überlasttransistor T_2 leitend bleibt, und die Ausgangsspannung abgeschaltet bleibt. Um die Regelung wieder in Betrieb nehmen zu können, muß dann zuerst das Gerät ausgeschaltet werden. Der Ladekondensator hinter dem Gleichrichter ist zu diesem Zeitpunkt noch geladen und beginnt nun sich über R_4 , R_2 , T_3 und die angeschlossene Last zu entladen. Nach einigen Sekunden kann das Gerät wieder eingeschaltet werden, wobei am Transistor T_2 die volle Betriebsspannung liegt, infolge dessen die Basis von T_1 keinen Basisstrom erhält, wodurch T_1 ebenfalls gesperrt bleibt und keinen Basisstrom zum Durchschalten des Transistors T_2 erhält. Das Durchschalten des Transistors T_2 wird erst wieder ausgelöst, wenn der zulässige Laststrom überschritten wird.

Um eine Bildgrößenstabilisierung im Fernsehempfänger vornehmen zu können, kann man hierzu durch eine sog. Störgrößen-Aufschaltung die Ausgangsspannung des vorliegenden Regelnetztes zusätzlich beeinflussen. Der Innenwiderstand der Hochspannungsquelle eines Schwarz-Weiß-Gerätes beträgt etwa 3...4M Ω , so daß die Hochspannung bei ansteigendem Strahlstrom um einige kV sinkt. Bei konstantem Ablenkstrom (d.h. bei stabilisierter Speisespannung) wird dadurch das Bild größer. Sorgt man nun dafür, daß mit an-

steigendem Strahlstrom die Amplitude des Ablenkstromes verringert wird, d.h. die Betriebsspannung verringert wird, so bleibt das Bildformat trotz kleiner werdender Hochspannung konstant. Zu diesem Zweck verbindet man den Fußpunkt der Hochspannungswicklung mit einer Anzapfung des Spannungsteilers, an dem der Ist-Wert der Ausgangsspannung für das Regelnetzteil abgegriffen wird. Bei steigendem Strahlstrom erscheint an diesem Spannungsteiler eine zusätzliche positive Spannung, die dem Regelverstärker eine vergrößerte Ausgangsspannung des Niedervolt-Netzteiles vortäuscht. Der Regelverstärker versucht diese – scheinbare – Vergrößerung auszuregulieren und verringert die Ausgangsspannung dementsprechend. Damit ist der gewünschte Effekt, Verringerung der Ausgangsspannung bei Erhöhung des Strahlstromes erreicht. Die Ausgangsspannung ist damit vom Strahlstrom abhängig, bleibt jedoch bei Last- und Netzspannungsschwankungen konstant.

3.2.3. Horizontal-Ablenkschaltung S/W nach dem Siemens Puls-Prinzip

Die hier beschriebene Schaltung arbeitet mit einem Zeilen-Ablenk-Transistor, an dem nur Kollektor-Emitter-Spannungen von $U_{CE} \approx 240 \text{ V}$ auftreten. Bei dieser Schaltung ging man davon aus, daß während der Sperrphase am Zeilen-Endtransistor eine verhältnismäßig hohe Sperrspannung auftritt (z.B. $U_{CE} \approx 8 \cdot U_{\text{Batt}} = 8 \cdot 30 = 240 \text{ V}$). Während dieser Sperrphase legt man nun eine etwas höhere Spannung an die Schaltung, und führt so die gesamte Energie und, zwar sowohl die Ablenkleistung als auch die Verluste, in Form von Impulsen dem Rücklaufkondensator zu. Dabei haben die Grenzwerte von Sperrspannung und Spitzenstrom herkömmlicher, schon erprobter Transistoren Werte von nur $U_{\text{max}} \approx 300 \text{ V}$ und $I_{\text{max}} \approx 4 \text{ bis } 8 \text{ A}$ (BU 111, BU 110). Die neue Schaltungsanordnung bietet den Vorteil, daß an dem Ladekondensator C_L anstelle der jetzt überflüssigen 30 V-Batteriestromversorgung eine Gleichspannung von etwa 24 bis 30 V entsteht, und davon die erforderliche Niedervolt-Netzspannung für das komplette Fernsehgerät abgenommen werden kann. Schließlich ist mittels des Pulstransistors durch geeignete Steuerung eine Stabilisierung der Bildbreite (Zeilenamplitude und Hochspannung) über eine Impulsbreitensteuerung möglich.

Bild 3.2.10 zeigt die Prinzipschaltung (Endstufe und Netzpulstransistor) mit der eine normale 110° SW-Bildröhre mit 18 kV Hoch-

spannung voll ausgeschrieben wird. Die Ansteuerung erfolgt über den Transformator Tr_2 mit geeigneter Rechteckspannung. Die Wicklung w_2 steuert den eigentlichen Schalttransistor BU 110. Die Wicklung w_3 steuert den Pulstransistor T_2 , und zwar so, daß – während die Spannung am Rückschlagkondensator ansteigt – Strom vom Netz in den Kondensator C_1 geliefert wird. Das Strombegrenzungsglied ($300 \mu\text{H}$, 600Ω) verhindert, daß der Ladeimpuls zu früh an den Transistor T_1 gelangt. Dadurch können die Verluste in den beiden Transistoren sehr klein gehalten werden.

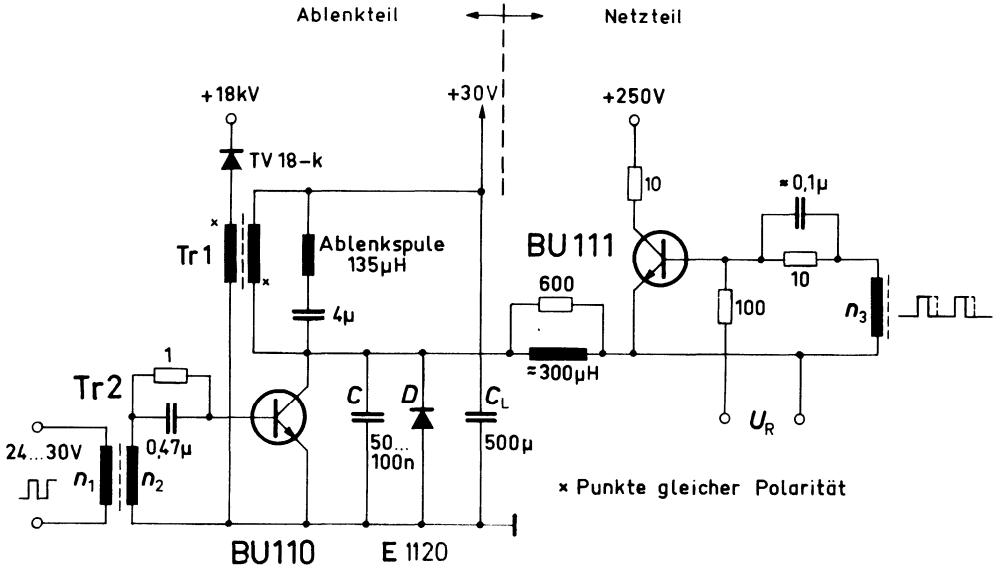


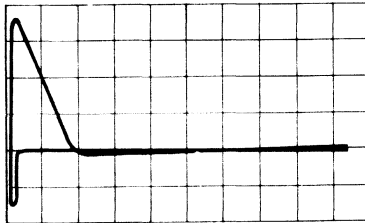
Bild 3.2.10.

Möglichkeiten mit dieser Ablenkschaltung:

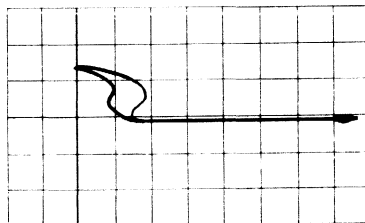
Der Pulstransistor kann, indem man die Impulsbreite variiert, als Stabilisierungstransistor wirken und die Spannung von 30 V bzw. die Horizontalamplitude und, bei Impulsverschiebung, die Hochspannung stabilisieren. Die Stabilisierung der Niederspannung ist mit kleinen, also leistungsschwachen und billigen Transistoren realisierbar.

Die Leistung, die über den Kondensator zu entnehmen ist, beträgt maximal 25 bis 30 W. Normalerweise wird man mit etwa 10 bis 20 W belasten. Bei Umschalten auf Batteriebetrieb bzw. bei Reparatur-Ar-

beiten, kann die gleiche Schaltung verwendet werden; es muß dabei nur mit 30 V in den 30 V Anschluß gespeist werden. Die Ansteuerung kann auch allein über den Pulstransistor erfolgen. Dabei ist der Ablenktransistor mit einer Wicklung vom Zeilentransformator rückgekoppelt (selbstschwingend) geschaltet. Damit wird die erforderliche Steuerleistung wesentlich verkleinert. Die Wicklung w_3 kann auch auf einem eigenen Puls-Treibertransformator angeordnet werden, w_3 läßt sich aber auch am Hochspannungstransformator Tr_1 anbringen. Hierbei kann über die Regelspannung U_{Regel} gut geregelt werden. Bild 3.2.11. zeigt das Schaltverhalten im Kennlinienfeld des Transistors T_1 . Die Schaltkurve ist nahezu ideal.



Umschaltverhalten des
Zeilentransistors BU 110
(2A/cm; 25V/cm)



Umschaltverluste des
Pulstransistors BU 111
(2A/cm; 30V/cm)



Kollektorstrom des Pulstran-
sistors BU 111 (Rastermaß 2A/cm)

Ablenkstrom i_{C1} (5A/cm)

Spannungsverlauf u_{C1} am Rückschlag=
kondensator C_1 (70V/cm)

Bild 3.2.11.

In Bild 3.2.11 ist auch das Schaltverhalten im Kennlinienfeld des Pulstransistors dargestellt. Auch hierbei sind die Schaltverluste klein. Der dunkle Fleck im Bild zeigt die lange Verweilzeit bei hoher Spannung im stromlosen Zustand. Dieser Transistor muß also eine höhere U_{CE0} - bzw. U_{CER} -Spannung aushalten.

Der Kollektorstrom des Pulstransistors ist ebenfalls in Bild 3.2.11 dargestellt. Dieser erreicht Werte bis etwa 4 A. Der Pulsstrom fließt bei kleiner Kollektorspannung.

Wesentliche Merkmale der Siemens-Pulsschaltung:

1. Einfacher Netzteil; Betrieb an 250 V = .
2. Bei Service ist Betrieb über Niedervoltseite (30 V) möglich.
3. Der Kollektorspitzenstrom ist kleiner, der Diodenrückstrom größer als bei hinlaufgespeistem Betrieb; geringe Vormagnetisierung im H-Transformator.
4. Geringer Hochspannungswiderstand, weil im Rücklauf Puls-Verbindung mit Netz ($< 25 \Omega$) vorhanden (Hochspannungs-Überschlagsicher).
5. Hohes Trafo-Übersetzungsverhältnis schützt Zeilentransistor (großer Rücklaufkondensator fängt Hochspannungsüberschläge über größere Trafo-Streuung gut ab!).
6. Niedervoltversorgung fällt ohne zusätzlichen Aufwand automatisch an.
7. Bildbreitenkonstanz wegen Pulsregelbeeinflussung leicht realisierbar.
8. Netzspannungsunabhängig (200–250 V) infolge Pulsregelung.
9. Niedervoltnetz ist stabilisiert und kurzschlußfest.
10. Transistoren besitzen verhältnismäßig kleine sichere Sperr-Spannungen (200 bzw. 400 V).
11. Impuls-Störspannungen fallen in den ausgetasteten Zeilenrücklauf.

3.2.4. Einfache SW-Horizontal-Ablenkung mit Pulse-Mode-Netzteil mit Netztrennung

Im Bild 3.2.12 ist ein Vorschlag für eine einfache Horizontal-Ablenk-schaltung (Niedervolt-Schaltung) mit Stromversorgung über ein Pulse-Mode-Netzteil (T_2) dargestellt. Die Ansteuerung des Puls-Transistors erfolgt aus der Wicklung 10, 11 des Zeilentransformators mit positiven Impulsen an der Basis des Transistors T_2 . Transistor T_2 liegt an der Wicklung 14, 15 des Zeilentransformators, und legt während eines Teiles des Zeilenrücklaufes diese Wicklung an die

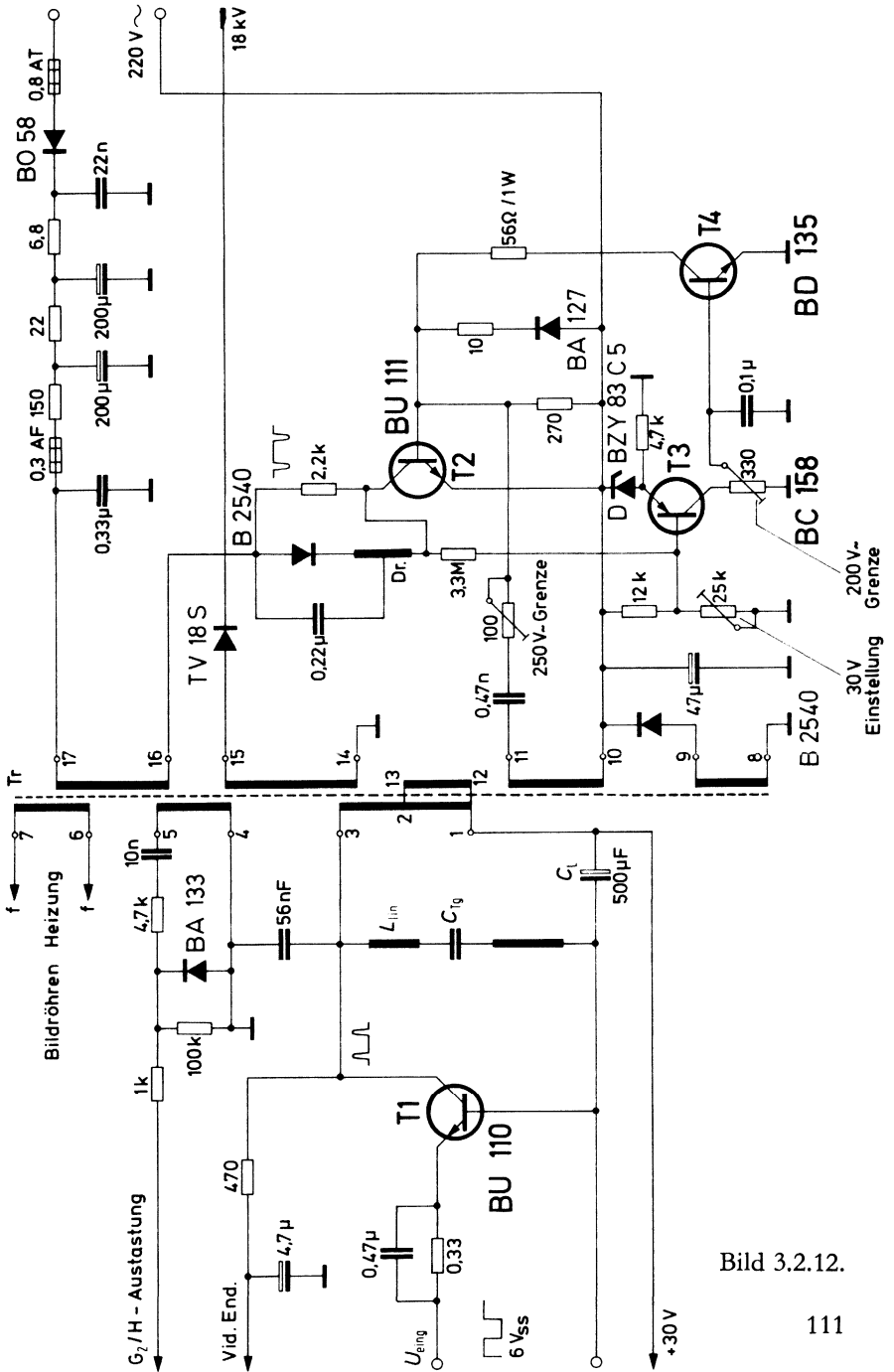


Bild 3.2.12.

Netzspannung, welche mittels der Diode B 058 gleichgerichtet wird. Zur Stabilisierung der am Ladekondensator entstehenden 30 V-Spannung gegen Last- und Netzspannungsänderungen ist ein Regelverstärker T_3, T_4 vorgesehen. In diesem Regelverstärker wird die 30 V-Spannung mit der Spannung an einem Referenzelement BZY 83 C 5 verglichen. Die Istwert-Sollwert-Differenz wird in den Transistoren T_3 und T_4 verstärkt und bestimmt das Einschaltniveau des Transistors BU 111. Die an der Basis dieses Transistors liegenden, positiven Zeilenimpulse schalten bei kleiner werdender Basisvorspannung den Transistor nur für kürzere Zeit durch. Bei größer werdender Basisspannung (Netzunterspannung oder größeren Belastungen der 30 V-Klemme und damit der Spannung an den Klemmen 8 und 9) werden die Stromimpulse durch den Transistor T_2 breiter. Damit wird die fehlende Energiezufuhr wieder ausgeglichen. Alle Gleichspannungen werden aus dem Zeilentransformator gewonnen (Gitter-2- und Video-Spannungen), ebenso die Bildröhrenheizung.

3.2.5. H-Ablenkung in asymmetrischem Gegentaktbetrieb

Ein interessanter Prinzip-Vorschlag (Bild 3.2.13) ist die H-Ablenkung in Gegentaktlösung, ähnlich wie sie sich bei der eisenlosen NF-

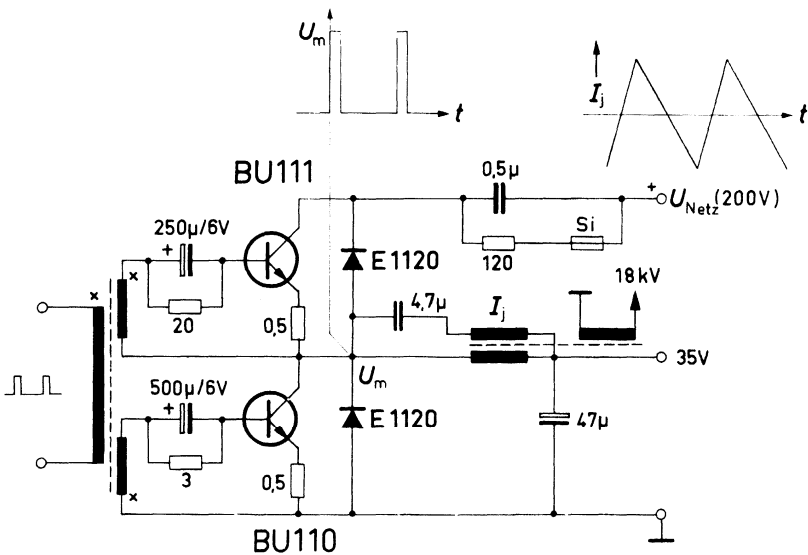


Bild 3.2.13.

Gegentaktendstufe bewährt hat. Hierbei entfällt der Rückschlagkondensator. Die während des 1. Teiles der Rücklaufphase zurückschwingende Energie wird in die Netzversorgung geliefert. Während des 2. Teiles der Rücklaufphase wird Energie aus dem Netz in die Schaltung geliefert. Es fließen also nur große Blindströme; die Verlustströme sind klein. Während der Zeilenhinlaufphase ist der Strom zunächst vom negativen Spitzenwert abnehmend, über Null gehend und wieder ansteigend bis zum Spitzenwert. Bei der Umschaltung auf den anderen Transistor kehrt der Strom jeweils um usw. Die Umschaltspannungen sind streng rechteckig. Bei knapper Ansteuerung sind Rückstromdioden erforderlich. Der Strom durch das Ablenkjoch ist ein reiner Sägezahn. Am „Mittenkondensator“ C entsteht eine belastbare Niederspannung (35 V), aus der das weitere Fernsehgerät versorgt werden kann. Während der Zeilenrücklaufphase besteht eine sehr niederohmige Verbindung mit dem Netz ($\approx 10 \Omega$), so daß auch die Hochspannung bei gut ausgelegtem Transformator T_2 einen kleinen Innenwiderstand besitzt. Dabei ist der Hinlauftransistor auch in der Rücklaufphase gegen Hochspannungsüberschläge geschützt.

3.3. H-Ablenkung für Farbfernseher

Wie schon eingangs erwähnt, ist die Entwicklung beim Einsatz von Halbleitern in Horizontal-Ablenkstufen für Farbfernsehempfänger zur Zeit in vollem Gange und es werden drei grundsätzlich unterschiedliche Konzepte diskutiert. Das Thyristor-Konzept, seinem Wesen nach ein Niedervolt-Konzept, das Transistor-Niedervolt-Konzept und das Transistor-Hochvolt-Konzept. Von Siemens wurden sowohl für die Niedervolt-Schaltung als auch für die Hochvolt-Schaltung Vorschläge erarbeitet, die große Betriebssicherheit mit einfacher preisgünstiger Schaltung verbinden.

Ungeachtet der Wichtigkeit für die Horizontal-Ablenk-Schaltung ein geeignetes Konzept zu finden, scheint es jedoch auf Grund der Erfahrungen mit verschiedensten Horizontal-Ablenk-Schaltungen so, daß in keiner der genannten Techniken grundlegende Probleme bei der Realisierung der H-Endstufe bestehen. Hingegen dürfte auf dem Gebiete der Stromversorgung des Fernsehempfängers und der Herstellung der in einem solchen Gerät benötigten, unterschiedlichen Spannungen noch erhebliche Entwicklungsarbeit erforderlich sein. Keines der heute zur Diskussion stehenden Ablenk-Konzepte kommt

mit einer Betriebsspannung aus, die direkt aus dem Netz (220 V) erzeugt werden kann. Es ist daher in jedem Fall eine Spannungswandlung erforderlich, sei es nun durch Schaltnetzteile, die mit hoher Frequenz (Zeilenfrequenz) arbeiten, sei es durch Verwendung eines Netztransformators. Eine geeignete und sichere Stromversorgung des Empfängers zu finden ist für die nächste Zeit das eigentliche Hauptproblem.

Die Ablenktechnik für 110°-Farbfernsehempfänger wurde für die sog. Dickhalsröhre (A 66–140 X) entwickelt. Vor kurzem wurde auch eine Bildröhre mit dünnem Röhrenhals (A 67–150 X) vorgestellt, die allerdings um etwa 15% mehr Horizontal-Ablenkscheinleistung erfordert. Die vorliegenden Schaltungen sind demnach auch für alle 110° Farb-Bild-Röhren als auch für die bisherigen 90° Bildröhren geeignet. Wegen der neuartigen Konstruktion der Dünnhals-Ablenkeinheit ist leider der Bedarf an Vertikal-Ablenkleistung um etwa 100% größer. Für die Korrekturschaltungen ergeben sich bei der Dünnhals-Röhre möglicherweise Vereinfachungen, so soll man mit einer passiven Vertikal-Konvergenz-Schaltung auskommen, eine Eckenkonvergenz soll nicht erforderlich sein. Die im Zusammenhang mit der Vertikal-Ablenkung stehende Nord-Süd Raster-Korrektur Schaltung muß neu durchentwickelt werden. Hingegen kann die Ost-West-Korrektur aus der bewährten Dickhals-Technik übernommen werden. Für die Horizontal-Konvergenz sind wohl grundsätzlich passive Schaltungen möglich, doch ist es wünschenswert zur Entlastung der Zeilenendstufe und wegen der einfacheren Einstellbarkeit die bekannten aktiven Schaltungen zu verwenden. Außerdem lehnt der Service und der Handel zeitraubende schwierige Einstellprozeduren ab; er wünscht also eine klare und übersichtliche Einstellung – auch wenn dabei die Schaltungen etwas aufwendiger sind.

3.3.1. 110°-Farbbild-H-Ablenkung mit 1 × BU 108 in Basis-schaltung

Die bekannteste Transistor-Horizontal-Ablenkendstufe ist die Spardiodenschaltung. Diese Schaltung benötigt jedoch eine separate Rückstromdiode. Wenngleich damit der Vorteil gegeben ist, daß die Wärmeverluste sich auf Transistor und Diode verteilen, so ist doch der Nachteil vorhanden, daß eben eine hochsperrende schnelle (teure) Diode benötigt wird, um den induktiven Rückstrom an die Versorgungsquelle zurückzuleiten. Überlegungen hierzu führen an eine

Lösung, diese Diode im Transistor oder im Thyristor selbst einzubauen bzw. den Transistor hierzu mit zu benutzen. Auch ist hier eine Inverssteuerung des Transistors ins Auge zu fassen. Dies geht jedoch nur bei einem Ansteuersignal mit dem Zeilen- Hin/Rücklauf-Tastverhältnis. Dabei muß eine geeignete Ansteuerung vorgesehen sein. Eine andere Möglichkeit ist durch die Tatsache gegeben, daß Hochvolttransistoren kleinere Kollektorspitzenströme führen als Niedervolttransistoren und sich hierbei eben die reine Basisschaltung anbietet, Bild 3.3.14 – eine für Ablenkstufen ungewohnte Lösung. Dabei gewinnt man allerdings die Kollektordiode als hochwertige Rückstromdiode – die nur den der Diode entsprechenden Spannungsverlust hat. Für die Ablenklinearität ist dies eine ausgezeichnete Eigenschaft. Alle anderen Bauelemente bleiben bei dieser Schaltung nahezu gleich wie in der Emitterschaltung.

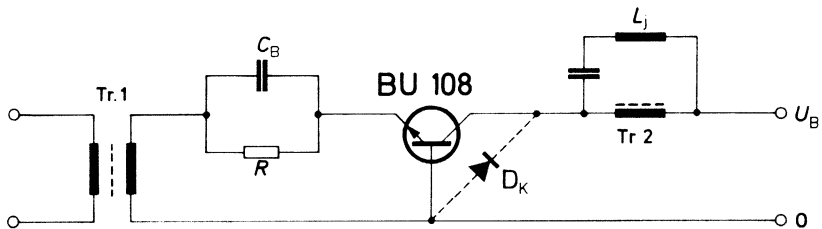
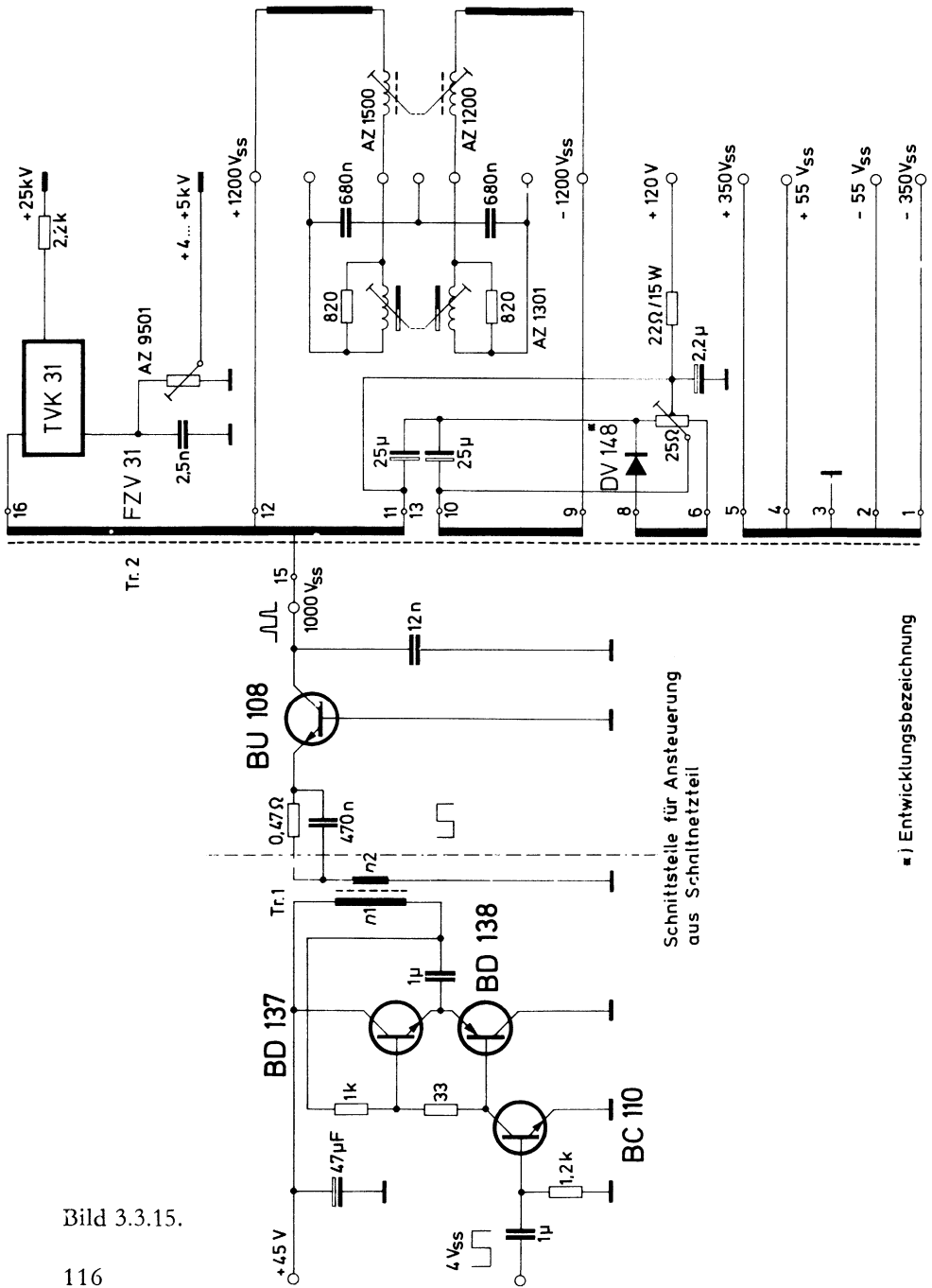


Bild 3.3.14.

In Verbindung mit dem Philips-Schalt-Netzteil (siehe auch unter 3.4.1) ergibt sich hierbei eine an Einfachheit kaum zu unterbietende Lösung. Bild 3.3.15 zeigt rechts die wesentliche Ablenk-Schaltung für eine 110°-Farbbildröhre. Die Steuerung erfolgt über $0,47 \mu\text{F}$ und $0,47 \Omega$ in den Emitter. Da der Emitterstrom nur um den Basisstrom größer als der Kollektorstrom ist, wirken sich Stromverstärkungsschwankungen wesentlich geringer aus, als in der Emitterschaltung. Es wird ein sicheres Schalten bei kleinen Schaltzeiten erreicht. Der Transistor ist aufgrund seiner „internen“ Kollektor-Basis-Rückstrom-Diode auch während des 1. Teiles des Zeilenhinlaufes gegen Hochspannungsüberschläge gut geschützt. Die Restspannung im Vorstrombetrieb ist über den größten Teil des 2. Hinlaufteiles kleiner als 2 V.

Bild 3.3.15.



Schnittstelle für Ansteuerung
aus Schaltzeitteil

■ j Entwicklungsbezeichnung

Der Widerstand 22Ω und der Kondensator $2,2 \mu\text{F}$ in der Speiseleitung 140 V schützen den BU 108 bei Bildröhren-Hochspannungsüberschlägen vor Zerstörung, weil die Energie im $2,2 \mu\text{F}$ Kondensator begrenzt ist und der 22Ω Widerstand den Strom begrenzt. Das zerstörende Moment ist vorwiegend nicht der Hochspannungsüberschlag, sondern die Nachladung der Bildröhrenkapazität. Während der Nachladung erscheint der Zeilentransformator nahezu kurzgeschlossen. Dabei entstehen sehr große Ströme kollektorseitig bei nicht durchgesteuerter Kollektorspannung ($R_a \rightarrow 0$). Es entstünde dabei eine zu große Verlustleistung, wenn nicht das vorgesehene RC-Schutzglied vorhanden wäre.

Für den Betrieb an einem anderen Netzteil 140 V ist die Treiberschaltung im Bild 3.3.15 links vorgesehen.

Die Treiber-Schaltung in Bild 3.3.15 ist für Zeilenablenkendstufen mit BU 108 oder TV 127 geeignet.

Diese neuartige Treiberschaltung hat den Vorteil, daß sich an den Kollektoren keine höheren Spannungsspitzen aufbauen können, als die Betriebsspannung. Ferner können die induktiven Ströme von und in die Speisequelle zurückfließen ohne große Verluste zu verursachen. Schutzglieder wie Gleichrichterdiode, Kondensatoren und Widerstände entfallen, so daß der 2. Treibertransistor nahezu aufgewogen erscheint.

Technische Daten (Ablenkendstufe):

Betriebsspannung stabilisiert	140 V
Eingangsspannung U_{ess} (Rechteck)	4 V
Eingangsspitzenstrom $I_{\text{s max}}$	6,5 A
Tastverhältnis (Eingang)	1:2
Frequenz	15,625 kHz
Ablenkjoch	AZ 1200
Hochspannungskaskade	TVK 31

Technische Daten (Treiberteil):

Betriebsspannung	40–60 V
max. Stromaufnahme	ca. 0,3 A
Eingangsspannung	4 V_{ss}
Tastverhältnis	1:2
Frequenz	15,625 kHz
max. Ausgangsstrom	6,5 A
Transformator	FZV 31/5

3.3.2. 110°-Farb-Ablenkung mit 2 × BU 108

Die bisher beschriebenen Farb-H-Ablenkungen mit BU 108 oder TV 127 benötigen alle in irgend einer Form ein Netzgerät, welches eine Wandlung der 250 V Netzgleichspannung auf z.B. 140 bzw. 60 V und Hilfsspannungen vornimmt. In dem nachstehend beschriebenen – da neu, nur teilweise erprobten – Vorschlag, wird das Problem sozusagen umgekehrt angepackt. Die Schaltung Bild 3.3.16 zeigt eine Reihenschaltung von 2 Horizontal-Ablenktransistoren BU 108. Die Transistoren sind über die großen Siebkondensatoren C_1 , C_2 und die Widerstände R_1 , R_2 sehr gut symmetriert. Die Kondensatoren C_3 und C_4 sind die Rückschlagkondensatoren. Über R_2 wird ein Gleichstrom einer Zenerdiode zugeführt und dabei eine kleine Spannung (24 V bis 30 V) für eine Anlaufschaltung gewonnen.

Die Emitterwiderstände sorgen für ein gleichmäßiges Abschalten des Kollektorspitzenstromes. Das Ablenkjoch kann direkt an die Wicklungen 1–2 und 3–4 angeschlossen werden, bzw. transformatorisch angekoppelt werden.

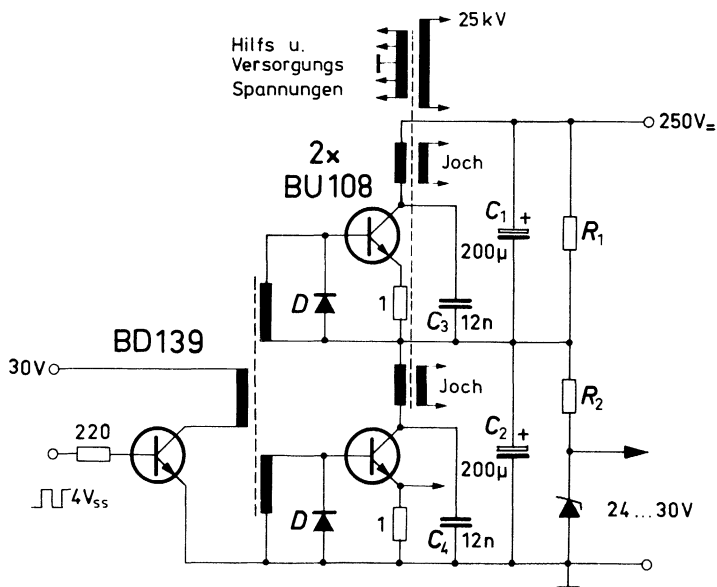


Bild 3.3.16.

Die Ablenkschaltung ist in diesem Falle als Netzteil verwendbar, indem auf dem Zeilentransformator alle erforderlichen Niedervolt-Netzspannungen abgenommen und gleichgerichtet werden können. Da die Transistoren BU 108 je mit nur 35% für die Ablenkung und Hochspannung ausgelastet sind, ergibt sich einmal ein sehr sicheres gutes Schaltverhalten (auch über die Temperatur) und zum andern ist die in das übrige Farb-Fernsehgerät abfließende Leistung leicht aufzubringen. Man erspart sich auf diese Weise ein separates Netzgerät. Für einen etwa frequenzgenauen Anlauf der Schaltung ist allerdings zu sorgen. Die $1\ \Omega$ Widerstände sorgen für eine Strombegrenzung nach Hochspannungsüberschlägen, wobei über den Anlaufteil eine vorübergehende Abschaltung des H-Generators oder Treibers ausgelöst werden kann.

Über diese neuartige Ablenk-Schaltung ist auch eine Netztrennung denkbar, wobei allerdings die beiden BU 108 mit Anlaufteil netzseitig verbleiben, – kein Nachteil, da die Zeilentransistoren und der Hochspannungstransformator sowieso getrennt und geschirmt untergebracht sind.

3.3.3. 110° Farbbild-H-Ablenkung mit 1 × BU 108 und Schutzschaltung

Für die H-Ablenkung und Hochspannungserzeugung der 110°-Farbbildröhre A 66/140 X wird in dieser Schaltung Bild 3.3.17 nur ein Hochvolt-Transistor, BU 108, benötigt. Der Zeilentransformator AZ 3100 ergibt bei in Serie geschalteten Ablenkspulen mit einer Gesamtinduktivität von 4,4 mH einen Ablenkstrom von 3,3 Ass. Die nicht abgestimmte Hochspannungswicklung hat eine Ausgangsspannung von 8,5 kVss, so daß sich durch Spannungsverdreifachung in der Hochspannungs-Kaskade TVK 33 eine Hochspannung von 25 kV ergibt. Diese Hochspannung ist bei einem Innenwiderstand von ca. $1,8\ \text{M}\Omega$ mit 1,5 mA (1 mA Langzeit) belastbar.

Der Transistor T_1 wird während der ersten Hälfte des Hinlaufes invers betrieben, so daß eine besondere Spardiode entfällt. Dadurch, daß dieser Transistor über den Emitter angesteuert wird (Basis-Schaltung), erreicht man eine besonders kurze Abschaltzeit von ca. 0,5 μs . Der Inversstrom des Transistors T_1 fließt zum überwiegenden Teil über die Widerstände $1\ \Omega$, $2\ \Omega$, Kondensator $25\ \mu\text{F}$ mit der parallel dazu liegender Rückkopplungswicklung und der Diode C 1740 über die Basis zum Kollektor des Transistors. Nur ein kleiner Teil des Inversstrom fließt über den Transistor T_2 und den Emitter des Transistors T_1 .

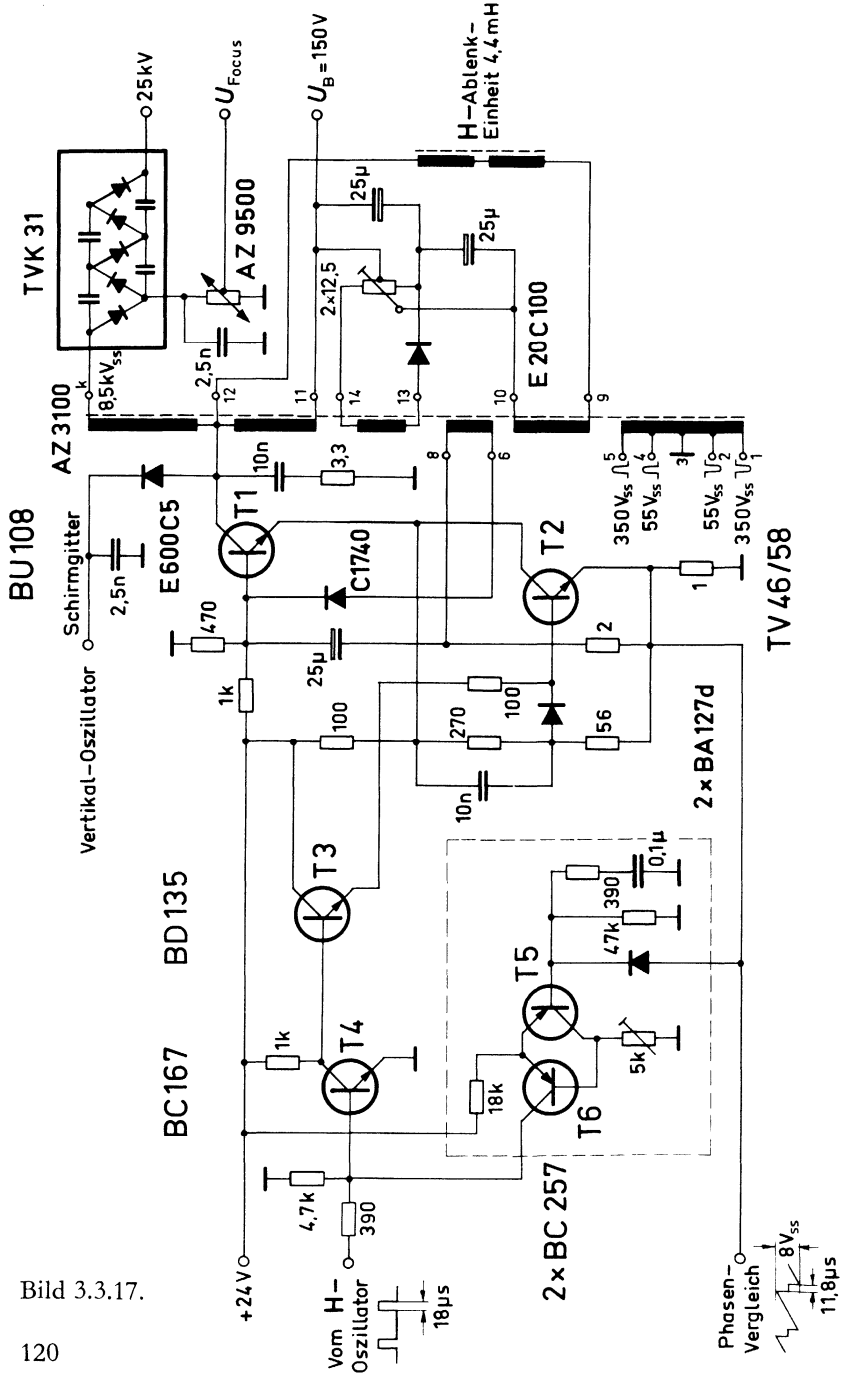


Bild 3.3.17.

Das Abschalten am Ende des Hinlaufes geschieht folgendermaßen: Der bis dahin gesperrte Transistor T_4 wird durch den positiven Ansteuerimpuls vom Zeilenoszillator durchgeschaltet, wodurch der Transistor T_3 gesperrt wird. Der Basisstrom des Transistors T_2 der bisher über den $100\ \Omega$ -Widerstand vom Emitter des Transistors T_3 geflossen war, wird damit unterbrochen, so daß der Transistor T_2 und auch der Transistor T_1 abschalten. Der H-Oszillator muß in der Lage sein, den Transistor T_4 voll durchzusteuern.

Eine Besonderheit der Schaltung ist die aus den Transistoren T_5 und T_6 bestehende Schutzschaltung. An dem Emitterwiderstand $1\ \Omega$ des Transistors T_2 fällt entsprechend dem Kollektorstrom vom T_1 eine Sägezahnspannung mit einer positiven Spitze von $4,4\ \text{V}$ ab. Mit dem einstellbaren Emitterwiderstand $5\ \text{k}\Omega$ des Transistors T_5 wird eine Spannungsschwelle von z. B. $5\ \text{V}$ als „Schutzpegel“ eingestellt. Überschreitet der Spitzenstrom der Endstufe diesen Schutzpegel von $5\ \text{A}$ (entsprechend $5\ \text{V}$) so wird der bis dahin leitende Transistor T_5 gesperrt und T_6 durchgeschaltet. Dadurch wird auch T_4 durchgeschaltet und die Transistoren T_3 , T_2 und T_1 wie bei einem Zeilenrücklauf abgeschaltet. Das Wiedereinschalten erfolgt automatisch nach einigen ms, sobald sich der Kondensator $0,1\ \mu\text{F}$ an der Basis des Transistors T_5 über den $47\ \text{k}\Omega$ Widerstand entladen hat. Falls die Störung, die den erhöhten Kollektorstrom der Endstufe verursacht hat (z. B. ein Kurzschluß im Trafo oder an der Hochspannungserzeugung) noch besteht, schaltet die Schutzschaltung die Endstufe erneut bei $5\ \text{A}$ ab und versucht mit einer Wiederhol-Frequenz von ca. $200\ \text{Hz}$ die Endstufe wieder einzuschalten. Während dieser Zeit ist die Stromaufnahme der Endstufe fast Null. Dieser Zustand ist ungefährlich für die H-Endstufe und die Bildröhre. Mit der Schutzschaltung wird also die Zeilenendstufe in folgenden Fällen geschützt:

- a) Bildröhrenüberschlägen
- b) dauernder Kurzschluß der Hochspannung $25\ \text{kV}$
- c) Kurzschlüsse im Transformator und an den Transformatorausgängen
- d) Überlastung durch zu hohen Strahlstrom
- e) Hochlaufen der Betriebsspannung (durch Fehler im Netzteil)
- f) Weglaufen des H-Oszillators zu tiefen Frequenzen.

Meßwerte der Endstufe:

Strahlstrom	0 mA	1,5 mA
Betriebsspannung	150 V	140 V
Stromaufnahme	400 mA	630 mA
Hochspannung	25 kV	22,3 kV
Bildbreite	100%	101%
Kollektorspitzenstrom	4,3 A _s	4,4 A _s
inverser Spitzenstrom	3,5 A _s	3,2 A _s
Ablenkstrom	3,3 A _{ss}	3,2 A _{ss}
Kollektorspitzenspannung	1180 V	1140 V
Kollektorverlustung		8 W
Transformator	AZ 3100	

3.3.4. Niedervolt-H-Ablenkung mit einem Transistor TV 127 in Emitterschaltung für 110°-Farbe

Bild 3.3.18 zeigt eine Horizontal-Ablenk-Schaltung, welche mit einer Betriebsspannung von 70/60 V arbeitet. Die Betriebsspannung kann entweder konventionell mit Netztransformator und Längs-Regel-Schaltung gewonnen werden oder über ein zeilenfrequent getastetes Schaltnetzteil (z.B. Philips/Valvo, switch-mode) wobei der Treibertransformator mit dem Treibertransistor entfällt. Ferner besteht die Möglichkeit, das Siemens-Pulsprinzip zur Gewinnung der Niederspannung 60 V anzuwenden.

Dieses Prinzip wurde bereits unter 3.2.3 im Zusammenhang mit der Schwarz/Weiß-Ablenk-Schaltung diskutiert.

Die Rücklaufspannung am Zeilentransistor TV 127 beträgt ca. 550 V, der Kollektorstrom erreicht ein Maximum von 12 A. Die Abschaltzeit liegt in der Größenordnung von 0,5 µs. Der Strom durch die Spardiode E 1340 beträgt 8 bis 9 A.

Die Ablenkspulen sind wegen des günstigeren Übersetzungsverhältnisses zum Primärkreis parallel geschaltet und weisen dann einen Induktivitätswert von 1,1 mH auf. Mit diesem Transistor kann im Joch ein maximaler Ablenkstrom von 8 A erreicht werden, der Nominalwert für Vollausslenkung der Bildröhre A-66 140X beträgt jedoch nur 6,6 A. Parallel zum Tangenskondensator 470 nF wird die Rasterkorrekturschaltung und Bildlageverschiebung angeschlossen. Die Einspeisung des Zusatzstromes für die Eckenkonvergenz muß hier transformatorisch erfolgen, da die Ablenkspulen parallel ge-

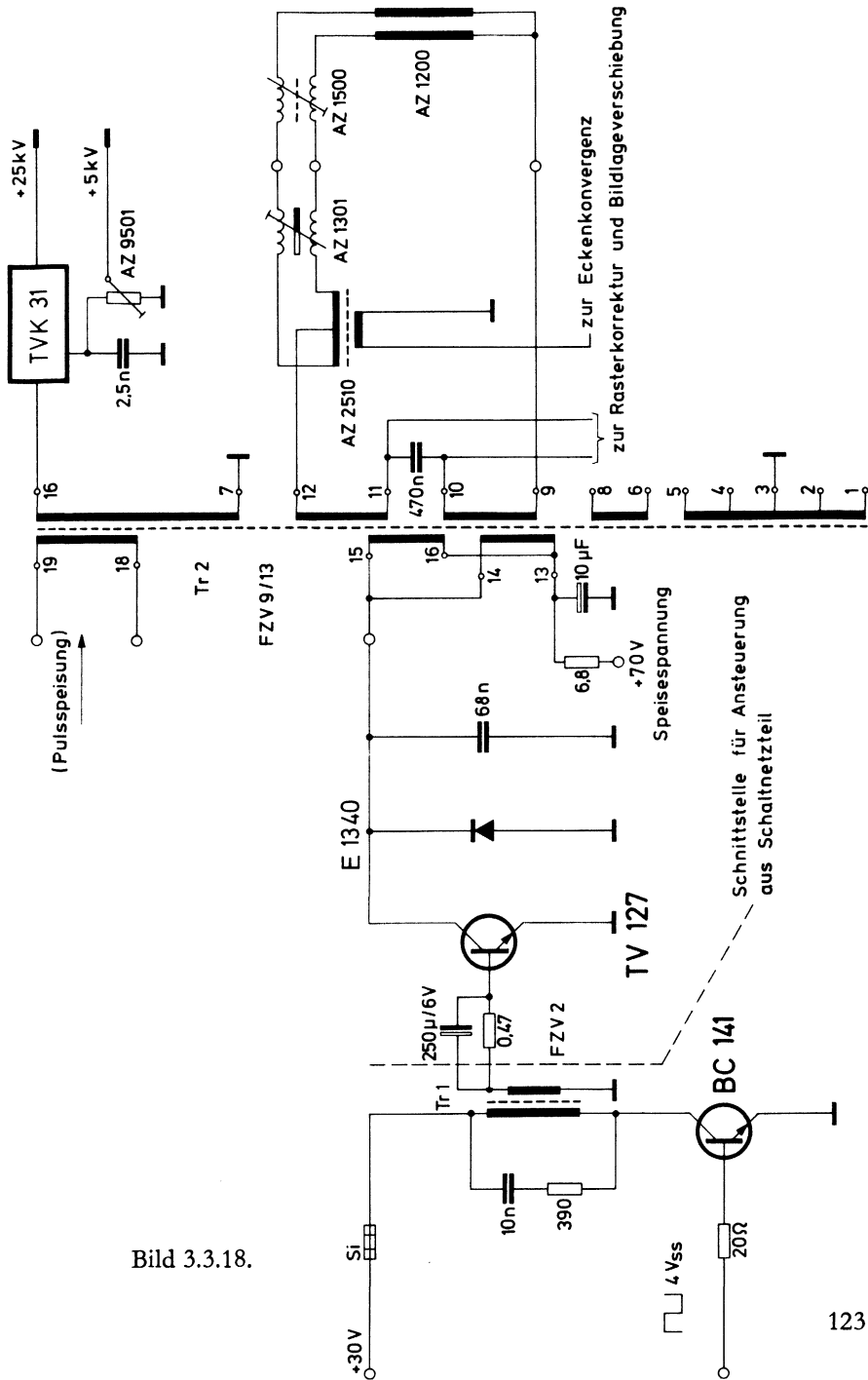


Bild 3.3.18.

schaltet sind und daher kein Symmetriepunkt vorhanden ist, der gegen Massepotential frei ist. Die Endtemperatur des Transistors bei Dauerbetrieb und 25° Umgebungstemperatur beträgt 60° bei einem Kühlkörper mit 3,5 K/W.

Das RC-Glied in der Stromversorgung schützt den Zeilentransistor bei Bildröhrenhochspannungsüberschlägen. Hiermit wird die Nachladeenergie für die Bildröhrenkapazität begrenzt und so die Verlustleistung im Zeilentransistor klein gehalten. Dieser Ablenktransistor ist zwar in der Lage eine Vielzahl von Hochspannungsüberschlägen auch ohne dieses Schutzglied zu überleben. Es ist aber ein verhältnismäßig billiger Schutz und sollte demnach eingebaut werden.

Technische Daten:

Betriebsspannung (TV 127)	70 (60 V)
Betriebsstrom	1,2 A
Betriebsspannung (Treiber)	30 V
Hochspannung (Leerlauf 50 μ A)	25 kV
Hochspannung ($I_{\text{Strahl}} = 1,2$ mA)	22,5 kV
Eingangsspannung (Rechteck 15,625 kHz)	4 V_{ss}
Zeilenfrequenz	15,625 kHz

3.4. Stromversorgung für 110°-Farbfernsehempfänger

Eines der größten Probleme bei der Konzipierung eines voll mit Halbleiter bestückten Farbfernsehempfängers ist der Aufwand und die Sicherheit der Stromversorgung. Es werden verschiedene Betriebsspannungen benötigt, so +35 V und -35 V für die Kleinsignalstufen und Korrekturschaltungen unter Umständen auch +12 V und -12 V für das Empfangsteil, eine 60 V Versorgung bei Verwendung von komplementären Vertikal-Ablenkstufen, die bei Niedervolt-Betrieb auch zur Versorgung der Horizontal-Endstufe dient, sowie für Hochvolt-Ablenk-Schaltungen eine Betriebsspannung von 140 V und schließlich noch eine Versorgungsspannung für die Video-Endstufe in der Größenordnung von 200–300 V. Außerdem ist zur Heizung der Bildröhre eine Wechselspannung von 6,3 V vorzusehen. Die Erzeugung dieser Spannungen aus der gleichgerichteten Netzspannung nach der konventionellen Methode eines Längstransistor-Regel-Netztes ist kaum diskutabel. Obgleich es grundsätzlich möglich ist, viele der Empfängerschaltungen für den Betrieb an ungestabilisierten Betriebsspannungen auszulegen, ist es doch wünschenswert geregelte Spannungen vorzusehen.

Um einen guten Wirkungsgrad zu erzielen, ist es erstrebenswert, die verschiedenen Spannungen über einen Transformator zu erzeugen d.h. die Eingangsspannung der verschiedenen Gleichrichter der jeweils gewünschten Ausgangsspannung anzupassen ohne Vorwiderstände verwenden zu müssen, in denen Leistung vernichtet wird. Um den Regelaufwand klein zu halten, ist es dann erforderlich, die Regelung nicht für jede Spannung getrennt vorzunehmen, sondern gemeinsam vor dem Transformator ein Regelglied einzuführen.

Grundsätzlich besteht die Möglichkeit, ein solches Netzteil entweder für Netzfrequenz oder für eine wesentlich höhere Frequenz z.B. die Zeilenfrequenz auszulegen. Die zweite Lösung bietet den Vorteil, daß kleine, leichte Transformatoren verwendet werden können, andererseits sind jedoch die Anforderungen an Spannungsfestigkeit und Schalteigenschaften der hierzu erforderlichen Transistoren sehr hoch und die Fertigungstechnik des hierfür einzusetzenden Transformators verhältnismäßig teuer. Um Störungen bei Empfang zu vermeiden, ist ein weiterer hoher Aufwand notwendig, der entweder in einer entsprechender Abschirmung und Verdrosselung des Netzteiles besteht, egal ob eine Synchronisierung des Netzteiles mit Zeilenfrequenz vorgenommen ist oder nicht. Bei der Verwendung von 50 Hz Netzteilen ist wohl ein großer und relativ schwerer Transformator erforderlich. Dieser Transformator ist aber meist wickeltechnisch einfacher, als ein 15 kHz Transformator ebenso wie auch die übrige Schaltung durchsichtiger ist.

Bei Verwendung des Siemens Puls-Mode-Netzteiles könnte ein Netztransformator grundsätzlich wegfallen, wenn alle Versorgungsspannungen aus dem Zeilentransformator entnommen werden. Der Zeilentransformator übernimmt dann zusätzlich die Funktion eines Netztransformators. Bei SW-Geräten wurde diese Lösung bereits realisiert. Um den Anlauf der Schaltung einfach zu gestalten und um Ton-Rückwirkungen auf die Bildgröße zu vermeiden, sollte man hierbei einen kleinen Anlauf Netztransformator (M 55) vorsehen.

3.4.1. Schaltnetzteil mit BU 126

Im Bild 3.4.19 ist das, auf einer Entwicklung der Firma Philips beruhende Schaltnetzteil (Switch-Mode-Netzteil), dargestellt. Dieses Netzteil beruht auf dem Prinzip des Eintakt-Sperrwandlers, wobei hier ein fremdgesteuerter Sperrwandler zur Anwendung gelangt. Der Transistor T_1 legt die Wicklung n_1 periodisch an die gleichgerich-

tete Netzspannung U_1 . Während der Einschaltzeit steigt der Strom in der Wicklung n_1 zeitlinear an, so daß zum Abschaltzeitpunkt Energie im Trafo gespeichert ist. Die Gleichrichter-Dioden D_1, D_2, D_3 und D_4 sind während dieser Zeit gesperrt, so daß keine Leistungsentnahme während der Leitphase des Transistors erfolgt. Die beim Abschalten induzierte Gegenspannung wird während der nun folgenden Sperrphase jeder dieser Gleichrichter durchgeschaltet und lädt die hinter den Dioden D_1, D_2, D_3 und D_4 befindlichen Kondensatoren nach. Geht man vom stationären Fall aus, in dem die Kondensatoren bereits auf eine bestimmte Gleichspannung aufgeladen sind, so bedeutet dies, daß während der Sperrphase die einzelnen Sekundär-Wicklungen ebenfalls an einer konstanten, aber umgekehrten Spannung liegen. Der Strom durch die einzelnen Wicklungen verläuft daher ebenfalls zeitlinear, wegen der erfolgenden Leistungsabnahme aber in fallender Richtung. Aus Symmetriegründen muß die Spannungszeitfläche während der Einschaltphase des Transistors gleich der Spannungszeitfläche während der Sperrphase sein. Daraus ergibt sich, daß das Verhältnis der Ausgangsspannung zur Eingangsspannung neben dem Übersetzungsverhältnis des Trafos nur noch vom Tastverhältnis der Schaltersteuerung (T_1) abhängt. Eine Abhängigkeit von Laständerungen ist für die Ausgangsspannungen solange nicht gegeben, als eine gewisse Mindestlast vorhanden ist. Die Erklärung hierfür ergibt sich aus einer zweiten Gleichgewichtsbedingung, die darin besteht, daß die während der gesamten Periodendauer aus einem Ladekondensator entnommene Gleichstromenergie gleich der, während der Sperrphase des Transistors zugeführten Energie, sein muß. Da andererseits bei konstanter Ausgangsspannung die Steilheit des Stromabfalles bei Stromentnahme nicht verändert werden kann, äußert sich die Erfüllung dieser Gleichgewichtsbedingung im Auftreten einer zusätzlichen Gleichstromkomponente, d. h. der in der Spule fließende Strom geht am Ende der Sperrphase nicht auf Null zurück, sondern auf einen je nach Last größer oder kleineren Wert. Die dadurch im Kern verbleibende Energie schafft die Anfangsbedingung für den Stromanstieg in der Flußphase des Transistors T_1 , so daß die Stromaufnahme durch die Primärwicklung ebenfalls ansteigt und damit der sekundär geforderte Leistungsbedarf gedeckt wird. Nur dann, wenn die im Kern gespeicherte Energie innerhalb der Sperrphase abgebaut wird, also der Strom auf Null zurückgeht, ist eine Grenze gegeben, unter der die Ausgangsspannung nicht mehr lastunabhängig ist, sondern mit kleiner werdender Last ansteigt.

Die in Bild 3.4.19 dargestellte Schaltung ist so ausgelegt, daß sie bei den im Fernsehempfänger auftretenden Lastschwankungen eine von diesen Laständerungen unabhängige Ausgangsspannung liefert. Bei konstant bleibendem Tastverhältnis sind jedoch die Ausgangsspannungen noch von den Netzspannungsschwankungen abhängig. Ein Ausgleich hierfür kann geschaffen werden, wenn man in Abhängigkeit von Netzspannungsänderungen das Tastverhältnis ändert; d. h. bei ansteigender Netzspannung die Flußphase verkürzt, bei fallender Netzspannung die Flußphase verlängert. Hierzu dient ein Teil des Regelmoduls, welcher durch gestrichelte Linien abgegrenzt ist. Zur Erzeugung der Ansteuerimpulse ist im Regelmodul ein Thyristoroszillator (T_2) vorhanden, der aus dem Horizontaloszillator über einen kleinen Transformator synchronisiert wird. Auf den Oszillator folgt eine Impulsformerstufe, die immer dann gesperrt wird, wenn am Kathodengatter des Thyristors ein negativer Impuls erscheint. Am Kollektor des Transistors T_3 kann dann ein positiver Impuls entnommen werden, welcher den Thyristor T_4 einschaltet. Die Sperrzeit des Transistors T_3 wird durch den zugeführten Steuerimpuls und Zeitkonstante im Basiskreis bestimmt und beträgt etwa $6 \mu\text{s}$. Zur Impulsbreiten-Modulation dient der Transistor T_4 . Differenziert man die am Kollektor von T_3 stehenden positiven Rechteck-Impulse, so erhält man abwechselnd positive und negative Nadelimpulse. Die negativen Nadelimpulse sperren den Thyristor T_4 . Die Spannung an der Anode steigt an, und wenn sie einen Wert über $0,7 \text{ V}$ gegenüber dem Anoden-Gate erreicht, wird der Thyristor wieder eingeschaltet, wobei die Spannung am Anoden-Gate abfällt. Die Dauer, für die der Thyristor T_4 abgeschaltet ist, hängt vom Wert des Kondensators C_1 und vom Wert des Widerstands R_1 ab, sowie von der Größe des Stromes I_1 , welcher aus dem Regelverstärker T_5 zugeführt wird. Die am Anoden-Gate des Thyristors T_4 abgenommene Spannung steuert den Treibertransistor T_6 , und schaltet ihn ein und aus. Über einen Übertrager wird vom Treibertransistor T_6 der Schalter T_1 angesteuert. Zur Nachregelung des Tastverhältnisses wird an der Diode D_4 eine Spannung gleichgerichtet, die genauso wie die Ausgangsspannungen von Netzspannungsänderungen abhängig ist. Diese Spannung gelangt über das Potentiometer P_1 an die Basis des Regelverstärkers T_5 , während am Emitter dieses Transistors eine Vergleichsspannung liegt, welche mittels der Z-Diode D_5 erzeugt wird. Wenn die Ausgangsspannung der Stromversorgung abfällt, steigt der Ladestrom in dem Kondensator C_1 an, wodurch die Sperrphase

des Thyristors T_4 verkürzt wird, ebenso wie die Sperrphase des Transistors T_1 . Dadurch wird die Ausgangsspannung wiederum erhöht. Mittels des Potentiometers P_1 kann der genaue Wert der Ausgangsspannung eingestellt werden.

Zum Schutze des Ausgangstransistors bei Überlast und Kurzschluß ist eine Schutzschaltung erforderlich. Hierzu dient ein weiterer Thyristor T_7 und ein Transistor T_8 . Normalerweise ist der Thyristor T_7 gesperrt und der Transistor T_5 leitend. Ein Signal, welches dem Kollektorstrom des Transistors T_1 proportional ist, wird an einem Widerstand R_2 im Emitterkreis des Transistors T_1 abgenommen, und über einen Einsteller B_2 dem Kathoden-Gate des Thyristors T_7 zugeführt. Wenn der Kollektorstrom über einen bestimmten Wert hinausgeht, welcher durch die Gate-Spannung von T_7 bestimmt ist, wird der Thyristor T_7 eingeschaltet und der Transistor T_8 gesperrt. Über den Widerstand R_3 und R_4 wird dann der Transistor T_6 ständig durchgeschaltet, so daß keine Ansteuerimpulse mehr an die Basis des Schalters T_1 gelangen können. Über den Anoden-Widerstand R_5 wird der Kondensator C_2 wieder aufgeladen, und wenn in der Zwischenzeit der Kurzschluß oder der Überlastfall behoben ist, wird der Transistor T_8 wieder leitend und dadurch Transistor T_6 wieder für die Ansteuerimpulse freigegeben. Bleibt dagegen die Überlast bestehen, so tritt die Schutzschaltung sofort wieder in Aktion. Das Wiedereinschalten wird in periodischen Abständen erneut versucht. Bei synchronisiertem Netzteil kann aus einer weiteren Wicklung des Transformators die Zeilenendstufe angesteuert werden.

3.4.2. Prinzip des Farb-Puls-Mode-Netzteiles

Nach dem gegenwärtigen Stand der Entwicklung ist es möglich, einen Großteil der in einem Farbfernsehempfänger aufzubringenden Leistung direkt der Zeilenendstufe zu entnehmen. Die Versorgung der Video-Endstufe, der Zeilen-Endstufe und der Vertikal-Endstufe, also der großen Leistungsverbraucher wird also dem Zeilentransformator entnommen. Für die übrigen Betriebsspannungen wird ein kleines Niedervolt-Netzteil vorgesehen, das nicht stabilisiert sein muß. Man kommt dann mit einem sehr kleinen Netztransformator z. B. M 55 aus. Das Prinzip eines solchen Stromversorgungssystems ist in Bild 3.4.20 dargestellt. Verwendet wird eine konventionelle Ablenk-schaltung mit Spardiode in Niedervolt-Technik TV 127, oder was grundsätzlich auch möglich ist, eine Hochvolt-Ablenk-Schaltung mit BU 108. Über eine Zusatzwicklung am Zeilentrafo werden während

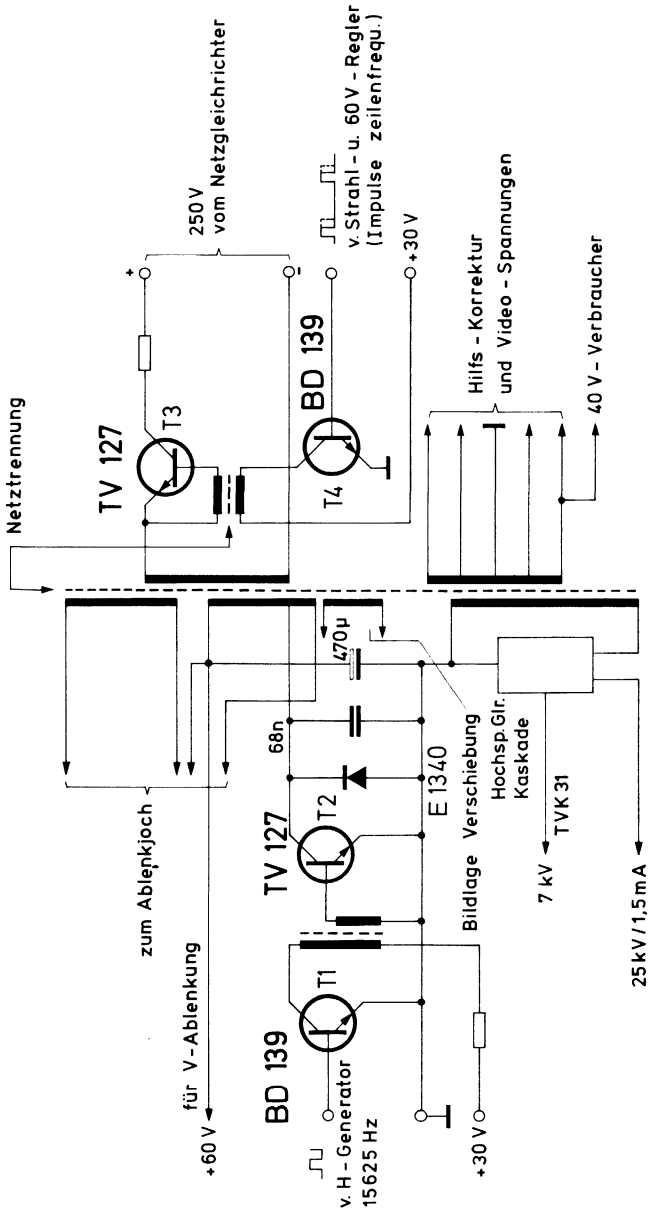


Bild 3.4.20.

des Zeilenrücklaufes Stromimpulse zur Aufladung des Rücklaufkondensators zugeführt. Am Ladekondensator der Zeilenablenk-Endstufe baut sich dann eine entsprechende Betriebsspannung auf (60 V bei der Niedervolt-Ablenk-Schaltung), die auch durch andere Verbraucher (Vertikalablenkung) belastet wird. Die Spannungen für die Video-Endstufe werden durch Gleichrichtung von Rückschlagimpulsen gewonnen. Hierbei wie bei allen Halbleiterablenkschaltungen ist es vorteilhaft, Gitteransteuerung der Bildröhre vorzusehen, da dann der Leistungsbedarf der Video-Endstufe (25 W) bei Strahlstromänderungen (35 W) sich gegenläufig zu dem der Hochspannungslast ändert. Damit werden Lastschwankungen an der Zeilenendstufe von ca. 60 Watt auf ca 10 W reduziert und außerdem Leistung eingespart, so daß sich die Regelung des Netzteiles merklich günstiger gestalten läßt.

3.4.3. Schaltung des 110° Farb-Puls-Mode-Netzteiles

Bild 3.4.21 zeigt die ausgeführte Schaltung des Puls-Mode-Netzteiles. Aus dem Zeilenoszillator werden Ansteuerimpulse entnommen, über die Impulsformerstufen T_1 und T_2 der Treiberstufe T_3 und dem Puls-Transistor T_4 zugeführt. (Bild 3.4.22.)

Die Beeinflussung der Steuerimpulse durch den Regelkreis erfolgt in zweifacher Weise. Einmal wird durch eine Lageverschiebung gegen den Ansteuerimpuls eine Veränderung der Hochspannung erzielt, zum anderen wird durch die Breitenmodulation des Impulses die zugeführte Energie geregelt und damit Lastschwankungen an der Zeilenendstufe ausgeglichen. Zur Impulslagenänderung wird der vom Horizontal-Generator entnommene Rechteck-Impuls zunächst integriert und anschließend begrenzt. Je nachdem welche Vorspannung man dem Transistor T_1 zuführt, erfolgt der Begrenzungseinsatz an der verschliffenen Vorderflanke des Impulses früher oder später, und damit wird der Beginn des Impulses ebenfalls zeitlich verschoben. Zur Hochspannungsregelung wird am Fußpunkt des Focus-Einstellers eine der Hochspannung proportionale Größe abgenommen und dem Regelverstärker T_5, T_6 zugeführt. Über diesen Regelverstärker ist eine Beeinflussung des Arbeitspunktes von T_1 möglich. Wie eben erwähnt, wird damit eine Impulslagenänderung bewirkt. Als Ist-Größe für die Impulsbreitenregelung dient die 60 V Spannung am Ladekondensator der Zeilenendstufe. Diese Spannung wird dem Regelverstärker T_7 zugeführt und dort mit einer Referenzspannung von 24 V verglichen. Am Ausgang dieses Transistors entsteht eine,

dem Fehler proportionale Regelspannung. Zur Impulsweitenregelung wird der bereits verzögerte Impuls hinter dem Kollektor von T₁ differenziert und aus dem differenzierten Impuls ein mehr oder weniger größerer Teil herausgeschnitten, indem man die Vorspannung der Diode D₁ mittels der aus der 60 V Spannung abgeleiteten Regelspannung verändert. Die verbleibende Impulsspitze ist je nach Vorspannung dieser Diode breiter oder schmaler und wird in der Tran-

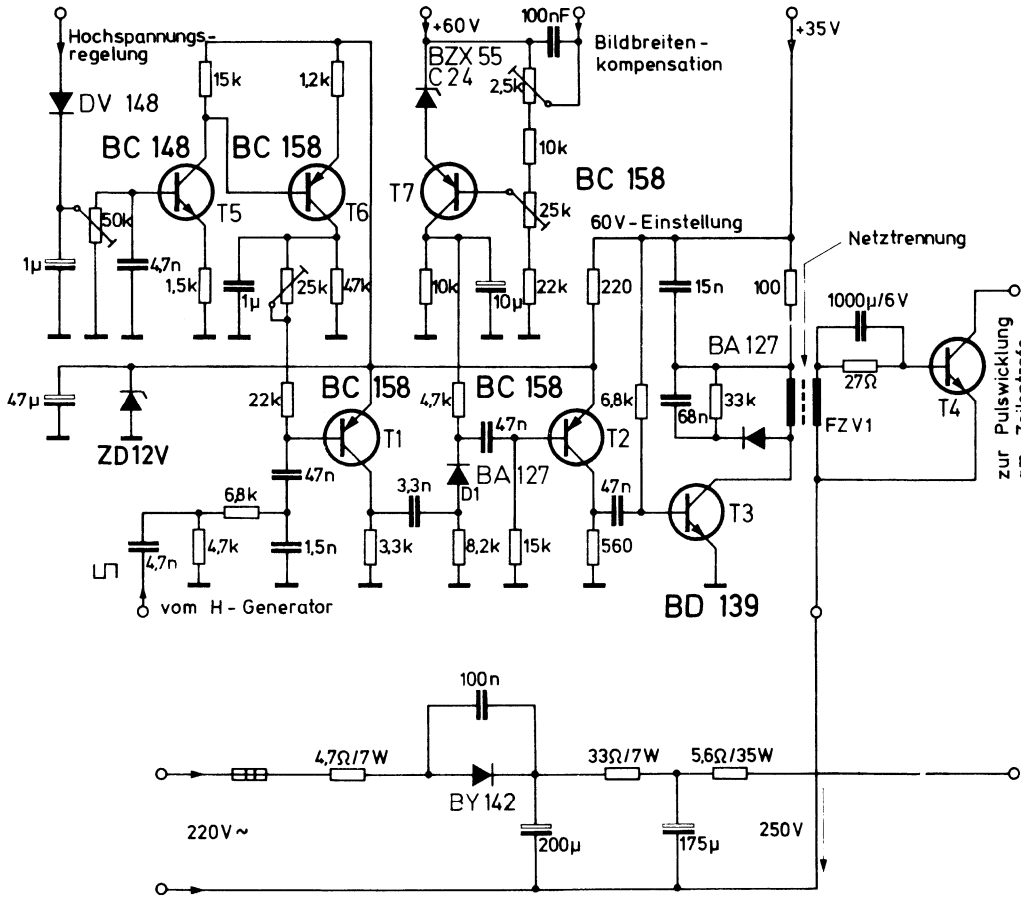


Bild 3.4.21.

sistorstufe T_2 nochmals begrenzt. Der auf diese Weise geformte steilflankige Impuls wird dann dem Treibertransistor T_3 zugeführt, welcher seinerseits über einen Treibertransformator den Pulstransistor T_4 ansteuert. Der Treibertransformator trennt gleichzeitig das Regelteil vom Netz, mit dem Netz verbunden ist lediglich der Pulstransistor T_4 , der hierzu gehörende Gleichrichterteil mit der Diode BY 142 und die Pulswicklung am Zeilentrafo.

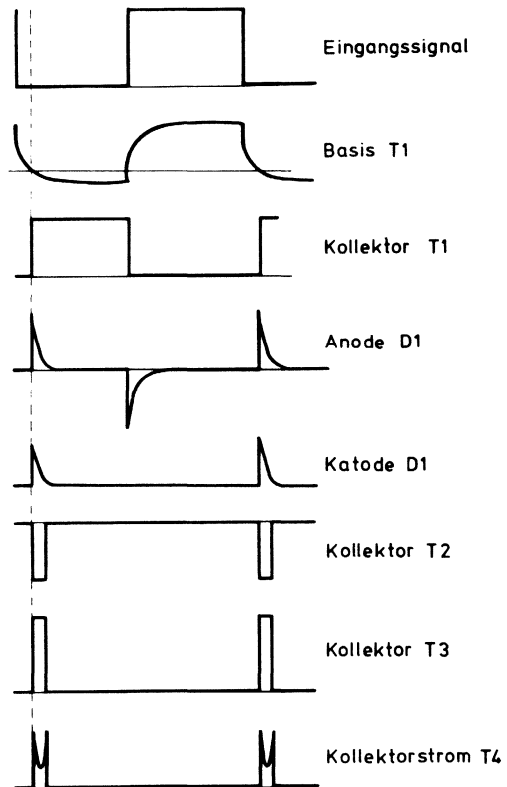


Bild 3.4.22.

3.4.4. Triac-Netzteil

Eine interessante Lösung für ein Netzteil in Farbfernsehempfänger stellt die in Bild 3.4.23 gezeigte Schaltung für ein 50 Hz Netzteil mit Regelung über eine Phasen-Anschnitts-Steuerung (Triac) vor dem Netztraansformator dar. Verwendet wird der Triac TXC 02 A 60. Dieser Triac wird mit einem Diac TV 503 getriggert. Bemerkenswert an dieser Schaltung ist die Einfachheit des Regelkreises, wobei als Stellwiderstand ein Fotowiderstand verwendet wird, als Ist-Wertgeber wird eine kleine Glühlampe benutzt, die über eine Zenerdiode als Referenzelement mit einer der Ausgangsspannungen verbunden ist. Betreibt man die Glühlampe mit geringerer

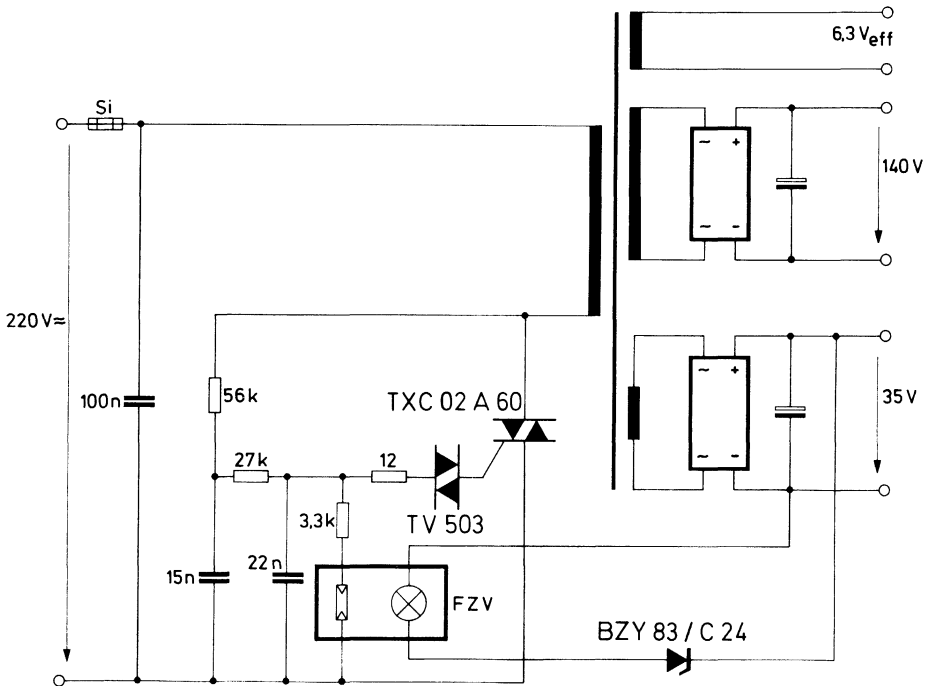


Bild 3.4.23.

Helligkeit, so können Alterungseffekte und darin begründete Regelfehler klein gehalten werden. Bei einer Änderung der Netzspannung von 200 auf 240 V bleibt die Ausgangsspannung auf $\pm 0,5\%$ konstant (gemessen an der 140 V Klemme).

Trafo Daten:

SM 102a $n_1 = 600$ Wg CuL 0,65 mm \varnothing
sekundär 3,1 Wg/V bei 15 kG

3.5. Korrekturschaltungen für 110°-Farbfernsehempfänger

Für die 110°-Dickhalsröhre A-66 140 X ist ein verhältnismäßig großer Aufwand an Korrekturschaltungen erforderlich, wobei vorzugsweise aktive Schaltungen zum Einsatz kommen. Im Zuge der Transistorisierung der Horizontal- und Vertikalablenkung im Farbfernsehempfänger ist es auch notwendig geworden, die Korrekturschaltungen, insbesondere was die Formung der Ansteuersignale betrifft, an die neuen Randbedingungen anzupassen. So mußte der Gewinnung eines einwandfreien Parabel-Signales für die Ansteuerung der Ost-West-Korrektur erneut Aufmerksamkeit geschenkt werden. Die Erzeugung der für die Vertikal-Konvergenz erforderlichen gegenphasigen Sägezahnströme erforderte ebenfalls einige Schaltungsänderungen, in der Horizontal-Konvergenz war man bemüht, die Schaltung für den Betrieb mit unstabilisierter Betriebsspannung auszulegen. Ebenso mußte in der Eckenkonvergenz für die gegenphasige Ansteuerung und Vertikal-Sägezahn-Signalen gesorgt werden. Darüber hinaus sollte der Aufwand bei der Formung der horizontal-frequenten Ansteuersignale der Ecken-Konvergenz-Schaltung verringert werden. Zu diesem Zweck wurden verbesserte Impulsformer-Netzwerke geschaffen.

3.5.1. Ost-West-Korrektur

Zur Formung des parabelförmigen Ansteuersignals für die Ost-West-Korrektur (Bild 3.5.24) wird vom Vertikal-Sägezahn-Signal ausgegangen, welches am Ausgang der Vertikal-Endstufe (Vertikal-Ablenkspule) entnommen werden kann. Von diesem Signal werden nur die negativen Teile verwendet und mittels einer Diode BA 127 abgeschnitten. Würde man das Signal aus der Vertikal-Endstufe sofort integrieren, so ergäbe sich eine zum Bildanfang verschobene Parabel, da die positiven Rücklaufspitzen, die dem Sägezahn-Signal überlagert sind, zu einer solchen Verschiebung führen. Durch das Abschneiden

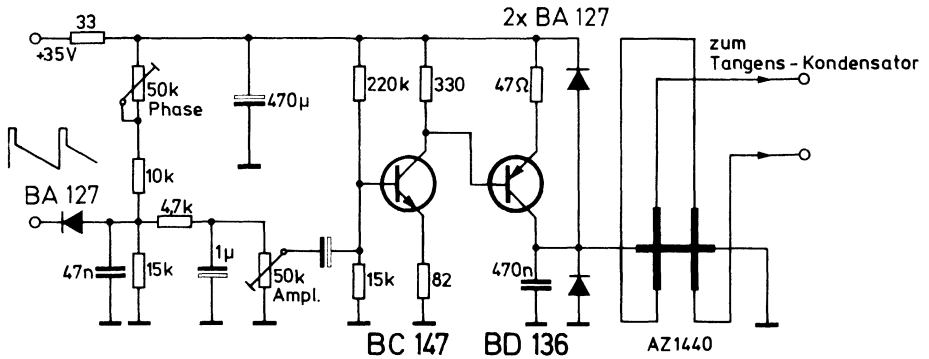


Bild 3.4.24.

dieser Spitzen wird eine zur Bildmitte symmetrische Parabel durch Integration aus dem begrenzten Signal gewonnen. Indem man die Vorspannung der Diode einstellbar macht, kann der Scheitel der Parabel, damit die Phasenlage der Ost-West-Korrektur verschoben werden. Nach Integration des Parabelsignals wird dieses einem Amplitudeneinsteller zugeführt, der die Größe der Ost-West-Korrektur bestimmt. Darauf folgt ein zweistufiger Verstärker mit den Transistoren BC 147 und BD 136, welche den Ost-West-Transduktor AZ 14 40 steuern. Zum Schutz des Transistors BD 136 sind zwei Begrenzerdioden BA 127 vorgesehen, die verhindern, daß die Kollektorspannung des Transistors nicht die Betriebsspannung oder das Bezugspotential überschreitet. Zur Unterdrückung horizontalfrequenter Rückwirkungen auf die Arbeitswicklung des Transduktors ist ein 470 nF Kondensator vorgesehen.

3.6. Bildaufzeichnung

Ein wesentliches Problem im Zusammenhang mit der Einführung von Bildaufzeichnungs- und Wiedergabegeräten ist die Normung der entsprechenden Empfängeranschlüsse. Obwohl man grundsätzlich auch Video-Recorder bauen könnte, die über ein eigenes Empfangsteil verfügen und das an der Antenne liegende HF-Signal verarbeiten und zu einem aufzeichnungsfähigen Signal umformen könnten, ebenso wie es möglich wäre, aus dem Video-Recorder ein Signal zu gewinnen, das den Antennenanschlußbuchsen des Fernsehempfängers direkt zugeführt wird, scheint es einfacher und vor allem im Hinblick auf Qualitätsverluste bei der Wiedergabe der auf-

gezeichneten Signale sinnvoller, die Schnittstelle für den Video-Recorder im Video-Bereich festzulegen. Aus dem gleichen Grunde sollte man für Farb-Video-Recorder nicht das Multiplex-Signal als Schnittstelle normen, sondern vom Leuchtdichte-Signal und den beiden Farbdifferenz-Signalen ausgehen, da in jedem Falle eine Umformung des Multiplex-Signales in ein anderes aufzeichnungsfähiges Signal erforderlich ist und dann bei der Wiederherstellung eines Multiplex-Signales zur Wiedergabe Qualitätsverluste in Kauf genommen werden müssen. Die Normung der Empfängeranschlüsse muß aber nicht nur auf die zukünftige Auslegung von Video-Recordern und Fernsehempfängern Rücksicht nehmen, sondern auch die Adaptierung bereits vorhandener Schwarz-Weiß- und Farbfernsehempfänger ins Auge fassen. Hier zeigt es sich, daß wohl eine Adaptierung in Form eines Eingriffes in den Empfänger und Herstellung entsprechender Video-Signal-Schnittstellen mit dem geringsten Materialaufwand zu realisieren ist, vermutlich aber der Einbau selbst nicht nur erhebliches Fachkönnen verlangt, sondern auch entsprechend teure Zeit kosten wird. Einfache Adapterschaltungen für Schwarz-Weiß- und Farbfernsehempfänger wurden entwickelt, doch scheint es, daß eine universelle Lösung zur Nachrüstung älterer Empfänger vielleicht doch das sog. „Modem“ darstellen wird, eine Einheit, die aus einem kompletten Empfangsteil und einem kleinen Sendeteil besteht und welche die Aufgabe übernimmt, die von der Antenne gelieferten Signale über einen Bild-Zf-Verstärker, Demodulator und Farbdecoder in die Farbdifferenzsignale und das Luminanzsignal umzuwandeln, bzw. aus diesen Farbdifferenzsignal und Luminanzsignal auf dem Weg über einen Coder und einen kleinen HF-Modulator wieder ein Signal zu bilden, welches dem Antennenanschluß des Empfängers zugeführt wird.

In serienmäßig mit Video-Recorder-Anschlüssen ausgerüsteten Empfängern wird man aus Qualitätsgründen selbstverständlich eine Schnittstelle im Video-Frequenzbereich vorsehen. Hierbei ist darauf zu achten, daß der Empfänger vom Netz getrennt sein muß bzw. in einer anderen Form gegen hohe Berührungsspannungen geschützt sein soll, um den einschlägigen Sicherheitsbestimmungen zu entsprechen.

3.6.1. Empfängeranschlüsse für Video-Recorder

Im Bild 3.6.25 ist die Beschaltung der, in den Video-Recordern der Firmen Grundig und Philips eingebauten Video-Normanschlußbuchse

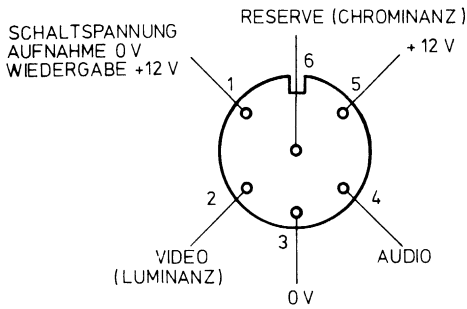


Bild 3.6.25.

wiedergegeben. Es handelt sich dabei um einen sechspoligen Stecker, der neben den Audio- und Video-Kanälen noch eine +12 V Versorgung für einen Anschlußadapter ermöglicht und außerdem zur Aufnahme Wiedergabeumschaltung des Empfängers eine entsprechende Schaltspannung liefert. Bild 3.6.26 zeigt die Erweiterung einer solchen Steckverbindung für die Übertragung von Farbfernsehsignalen und Stereophonie. Die Farbinformation wird durch zwei Farbdifferenzsignale (R-Y und B-Y) übermittelt, für die stereophone Toninformation sind zwei Kanäle (rechts und links) vorgesehen. Diese Steckerbeschaltung ist mit der im Bild 3.6.25 vorgesehenen insofern kompatibel, als die Leuchtdichteinformation und die Toninformation

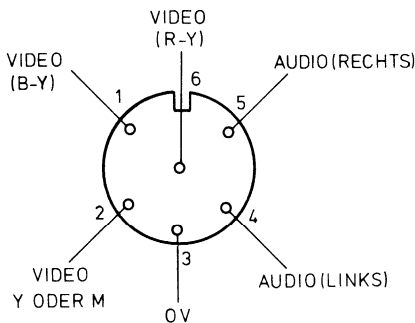


Bild 3.6.26.

für den linken Kanal auf den gleichen Stiften übertragen wird. Die Lieferung der Versorgungsspannung für ein „Modem“ aus dem Video-Recorder scheint bei Farbaufzeichnung eine an sich überflüssige Belastung darzustellen, da man erwarten sollte, daß in Zukunft Fernsehempfänger mit entsprechenden Recorderanschlüssen ausgerüstet sind und andererseits Modems für die Nachrüstung älterer Empfänger angesichts des größeren Schaltungsaufwandes für einen Farbadapter über ein eigenes Netzteil verfügen sollten, das einen unabhängigen Betrieb ermöglicht. Eine Schaltspannung für die Aufnahme-Wiedergabe-Umschaltung des Empfängers ist nicht unbedingt erforderlich, wenn man davon ausgeht, daß die für die Wiedergabe erforderliche Programmauswahl eigentlich am Empfänger konzentriert sein sollte (in Form des schon jetzt vorhandenen Programmwählers), und mit einer zusätzlichen Taste am Gerät eine wesentlich billigere Umschaltmöglichkeit gegeben ist. Außerdem kann man durch geeignete Auslegung der Ausgangsverstärker des Decoders im Empfänger und des Wiedergabeteiles im Recorder eine sehr einfache elektronische Umschaltung, ohne Verwendung einer zusätzlichen Steuerleitung vorsehen, wie dies schon im Schaltbeispielheft 1970 dargelegt wurde.

Berücksichtigt man all dies, so ist es möglich, die bisherige Steckverbindung auch für Farb-Video-Recorder mit Stereophonie zu verwenden, und zu dem genannten kompatiblen Anschlußschema zu kommen.

3.6.2. Bedienungselemente für Farbfernsehempfänger mit Video-Recorder-Anschluß

Wie bisher bei Empfängern ohne Video-Recorder-Anschluß soll in Zukunft auch bei solchen, die mit entsprechenden Anschlüssen ausgerüstet sind, sowohl für das vom Empfänger empfangene Signal als auch für das vom Recorder wiedergegebene Signal eine Einstellmöglichkeit der Leuchtdichte, der Farbsättigung und des Farbtones vorgesehen werden. Diese Einstellmöglichkeit muß hinter der Schnittstelle zum Recorder angebracht werden, da die Signale, welche dem Recorder zugeführt werden, unbeeinflusst von Einstellvorgängen immer gleichbleibende Pegelwerte aufweisen sollen. Dies führt zu einem etwas abgeänderten Einstellkonzept für das Bildwiedergabeteil des Empfängers, welches im Bild 3.6.27 wiedergegeben ist. Vom Recorderanschluß kommend (bzw. vom Farbdecoder des Empfängers) werden die beiden Farbdifferenzsignale (R-Y und B-Y) einem

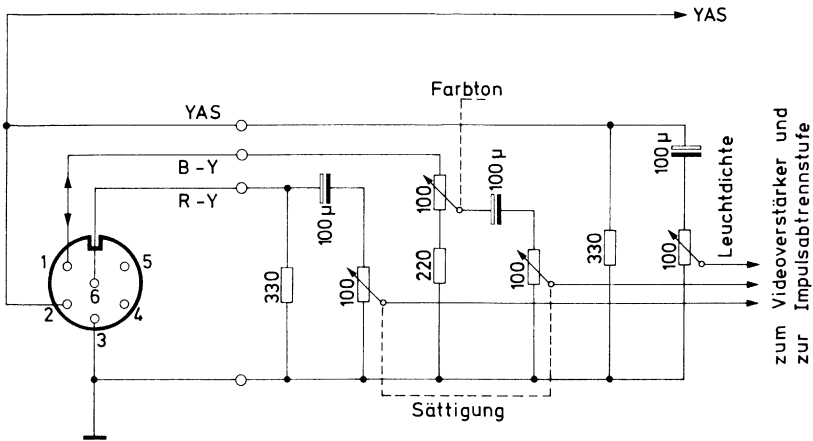


Bild 3.6.27.

Tandempotentiometer zugeführt, welches als Farbsättigungseinsteller dient. Im (B-Y)-Kanal ist noch ein weiterer Einsteller vorgesehen, der das Verhältnis der beiden Farbdifferenzsignale zueinander gestattet. Dieser Einsteller wirkt als Farbtonregler. Ein weiterer Einsteller ist im Leuchtdichtekanal vorhanden. Er dient zur Einstellung der Schwarz-Weiß-Information. Für die Einstellung einer optimalen Farbbildwiedergabe wird zunächst der Sättigungsregler auf Null gedreht, während mit dem Leuchtdichteinsteller ein optimaler Kontrast des Schwarz-Weiß-Bildes eingestellt wird. Anschließend wird mit Hilfe des Sättigungsreglers das Bild entsprechend eingefärbt und mit dem Farbtonregler geschmacksbedingte Farbtonkorrekturen vorgenommen. Als Nachteil mag vielleicht empfunden werden, daß das Verhältnis von Farbdifferenzsignalen zum Leuchtdichtesignal sowohl durch den Leuchtdichteinsteller als auch durch den Sättigungseinsteller beeinflusst werden kann. Geht man jedoch davon aus, daß bei der Einstellung des Bildes immer zuerst ein optimales Schwarz-Weiß-Bild hergestellt wird und erst dann die Farbeinstellung vorgenommen wird, so fällt dieser Nachteil kaum ins Gewicht.

3.6.3. Erdungsautomatik

Im Bild 3.6.28 ist eine Erdungsautomatik dargestellt, die für eine richtige Polung des Empfängers beim Netzanschluß sorgt, und das Chassis des Empfängers stets mit Erde verbindet.

Einer der beiden Netzanschlüsse ist stets geerdet. Für einen berührungssicheren Betrieb des Empfängers muß man feststellen, welcher dies ist, und den entsprechenden Anschluß mit dem Chassis verbinden. Als Bezugspotential dient der Schutzleiter, mit dem das Chassis ständig verbunden ist, wenn der Netzschalter geschlossen ist. Hinter dem Netzstecker sind zwei Spannungsfühler angeschlossen. Diese Spannungsfühler steuern je ein Schalterpaar A_1A_2 bzw. B_1B_2 . Ist beispielsweise Anschluß 1 geerdet und Anschluß 2 die Phase, so wird über die Diode D_1 Relais A anziehen. Daraufhin schließen die Kontakte A_1, A_2 , die geerdete Leitung ist mit dem Chassis verbunden und somit eine berührungssichere Anschaltung des Empfängers gegeben. Umgekehrt Anschluß 2 geerdet, Anschluß 1 die Phase, so wird über Diode D_3 das Relais B anziehen und die Kontakte B_1 und B_2 werden geschlossen; Anschluß 2 liegt dann am Chassis. Sobald eines der Kontaktpaare geschlossen ist, kann man grundsätzlich den Schutzleiter unterbrechen. Das Relais bleibt auch weiterhin angezogen, da nun mehr das Chassis mit dem geerdeten Anschluß verbunden ist.

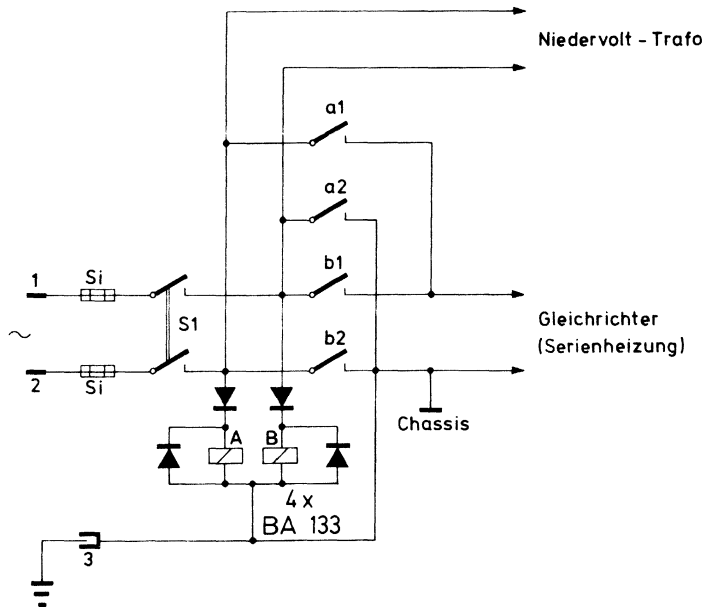


Bild 3.6.28.

Dies bedeutet, daß nach dem Einschalten über den Schutzleiter kein für den Betrieb der Automatik notwendiger Strom fließt, und damit die einschlägigen Bestimmungen erfüllt sind. Wird jedoch der Netzstecker in eine Steckdose ohne Schutzleiter gesteckt, so bleibt Anschluß 3 frei, keines der beiden Relais zieht an, so daß auch keiner der Schaltkontakte A_1A_2 , B_1B_2 geschlossen wird. Der Empfänger wird dann nicht mit dem Netz verbunden. Es ist damit jede Gefahr bei Berührung des Chassis ausgeschaltet.

3.6.4. Empfängeranschluß-Adapter für Schwarz-Weiß-Empfänger für beliebige Polarität

Während verschiedene Adapterschaltungen mit Klemmung des Schwarzwertes arbeiten und daher eine verhältnismäßig aufwendige Schaltungstechnik erfordern, weist der nachstehend beschriebene Adapter Bild 3.6.29 keine Schwarzwerthaltung auf, sondern bedient sich der Wechselspannungskopplung und kann aus diesem Grunde sehr einfach ausgelegt werden, wenngleich infolge der fehlenden Schwarzwerthaltung gewisse Qualitätseinbußen in Kauf genommen werden müssen. Die Erzeugung der erforderlichen Betriebsspannung und eine Erdungsautomatik sind genauso wie bei den zuerst erwähnten Adapterschaltungen vorgesehen. Der Video-Verstärker wird sowohl bei Aufnahme als auch bei Wiedergabe verwendet. Bei Aufnahme als Ausgangsverstärker, bei Wiedergabe als Eingangsverstärker. Entsprechende Funktionen werden durch Umschaltkontakte realisiert. Da im Fernsehempfänger sowohl positive als auch negative Signale an der Schnittstelle vorkommen können, arbeitet die erste Verstärkerstufe T_1 im Bedarfsfall als Phasenträger, nämlich dann, wenn an der Schnittstelle des Empfängers negative Signale zur Verfügung stehen. Stehen dort jedoch positive Signale zur Verfügung, wird der emitterseitige Ausgang dieser Stufe verwendet. Mit Hilfe des Einstellers R_7 wird der Gleichspannungswert des dem Video-Verstärker zugeführten Video-Signals abgeglichen.

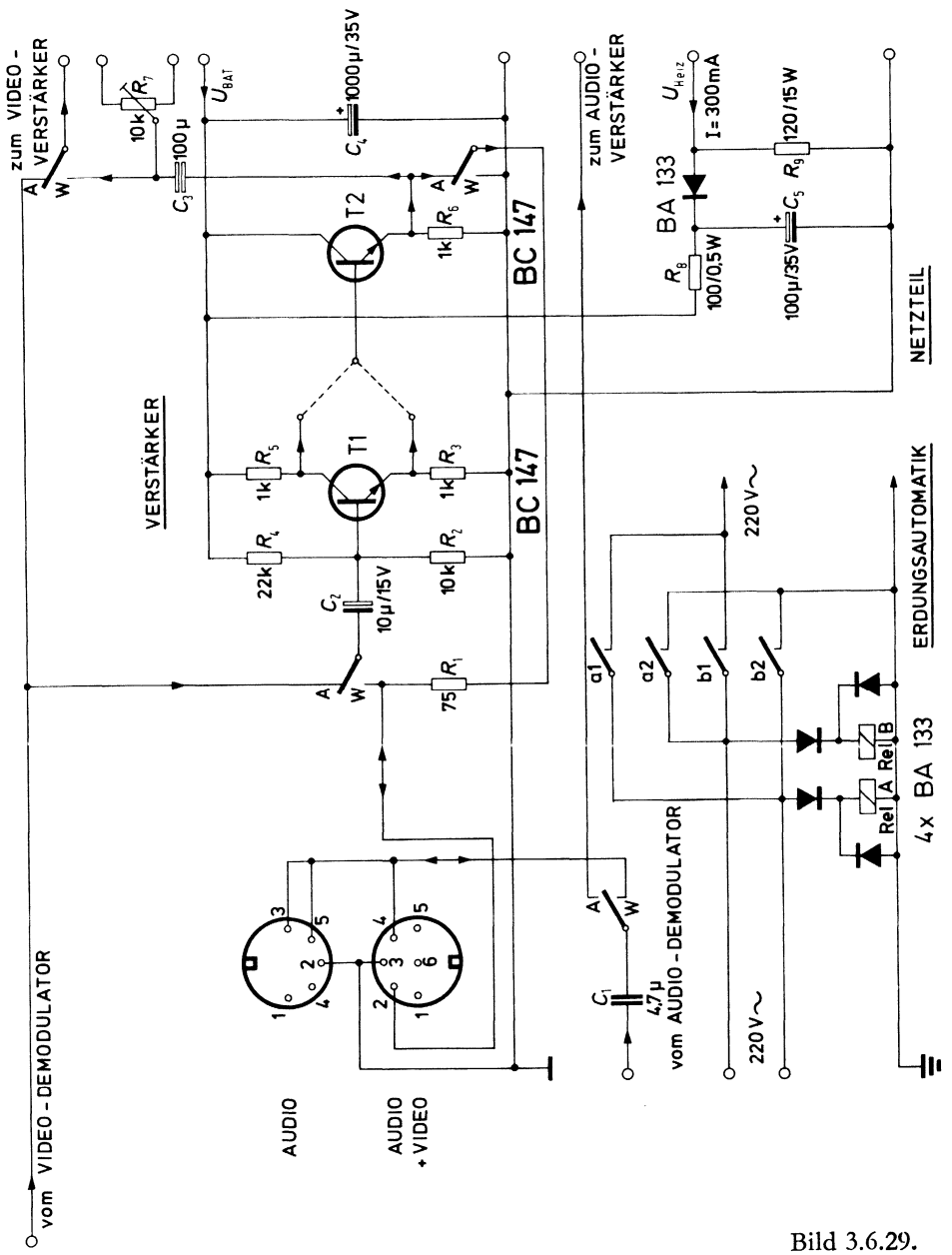


Bild 3.6.29.

4. Steuer- und Regelschaltungen, Multivibratoren u. dgl. (Triac und Thyristoren)

4.1. Leistungsschalterendstufe für induktive Verbraucher mit einfacher Schutzbeschaltung

Schaltet man mit Transistoren induktive Lasten, wie z. B. Relais oder Elektromagnete, so entstehen an der Transistorstrecke Spannungsspitzen, die meist größer als die zulässigen Spannungen der Schalttransistoren sind. Zum Schutz der Transistoren ist allgemein bekannt, induktiven Lasten eine Schutzdiode parallel zu schalten. Arbeitet die Endstufe in Kollektorschaltung, so kann der Spannungsschutz mit Diode entfallen. Hier ist es möglich, den Schalttransistor über eine einfache Widerstandskombination in der Abschaltphase so zu steuern, daß keine unzulässige Überspannung auftritt. Die Höhe der auftretenden Abschaltspannung wirkt sich selbstverständlich auch auf die Abschaltdauer aus.

Zur Erklärung der Wirkungsweise dienen die Bilder 4.1.1 und 4.1.2 sowie die nachfolgenden Gleichungen.

In Bild 4.1.1 fließt z. Z. $t = 0$ ein Steuerstrom $-I_B > 0$. Der Transistor T_1 ist durchgeschaltet und steuert ebenfalls T_2 durch. Die Last im Emittterkreis ist damit stromdurchflossen.

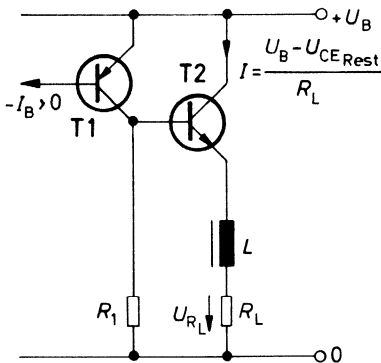


Bild 4.1.1.

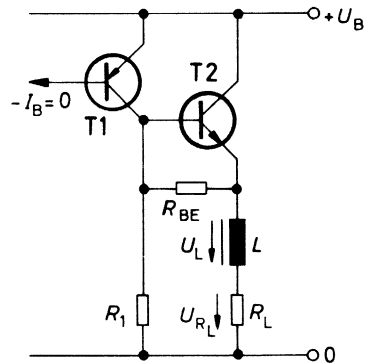


Bild 4.1.2

Zum Zeitpunkt $t = t_1$ wird der Steuerstrom $-I_B$ von T_1 abgeschaltet (Bild 4.1.2). Transistor T_1 sperrt. Transistor T_2 würde bei rein ohmscher Last auch sperren, bleibt jedoch geöffnet, da die an der Induktivität sich aufbauende Gegen-EMK die Steuerung von T_2 über R_1 übernimmt. Erreicht die Gegen-EMK die von R_1 und R_{BE} erzeugte Schwelle von

$$U_{z'} = U_{BE T_2} + R_1 \left(\frac{i_L}{B_{T_2}} + \frac{U_{BE}}{R_{BE}} \right) \quad (1)$$

steuert T_2 weiter auf. Der Induktionsstrom fließt über die Kollektor-Emitterstrecke von T_2 und die Batterie ab.

Die Regelung über die Kombination R_1 und R_{BE} begrenzt den Anstieg der induzierten Spannung bei $U_{z'}$. Damit ist ein Überschreiten der zul. U_{CE} -Spannung nicht möglich. Am Transistor tritt eine Spannungsüberhöhung von

$$U_{CE} = U_B + U_{z'} \quad (2)$$

auf. Die mit R_1 und R_{BE} erzeugte Schwelle $U_{z'}$ (Gl. 1) ist von der U_{BE} -Spannung ($U_{BE} = f(I_C)$) und der Stromverstärkung ($B = f(I_C)$) des Transistors T_2 abhängig. Sie bleibt nicht über den gesamten Abschaltvorgang konstant. Für die Berechnung der Abschaltzeit und der am Transistor auftretenden Energie wird im folgenden $U_{z'}$ als konstant betrachtet.

Für die Abschaltzeit t_{ab} bei einem Strom $K \cdot I$ erhält man aus der Gleichung des Induktionsstromes

$$t_{ab} \approx \frac{L}{R_L} \ln \frac{I + \frac{U_{z'}}{R_L}}{K \cdot I + \frac{U_{z'}}{R_L}} \quad (3)$$

Die Abschaltzeit t_{ab} kann durch $U_{z'}$ beeinflusst werden, soweit die zul. U_{CE} -Spannung (Gl. 2) und die zul. Impulsleistung des Endstufentransistors nicht überschritten werden.

Während des Abschaltvorganges tritt am Transistor eine zusätzliche Impulsbelastung auf. Die pro Abschaltvorgang am Transistor abfallende Energie ermittelt man durch Integration der momentanen Strom- und Spannungswerte.

$$\text{Es gilt } W_{Tr2} \approx (U_B + U_{z'}) \int_0^{t_0} i_L dt \quad (4)$$

An einem praktischen Beispiel, Bild 4.1.3, mit einem Magnetventil $L = 8 \text{ mH}$, sollen die verschiedenen Spannungsbegrenzungsmöglichkeiten einer Kollektorstufe demonstriert werden.

Die Wirksamkeit zeigt das Diagramm Bild 4.1.4 mit dem zeitlichen Verlauf des Abschaltstromes. Hieraus ersieht man, daß der bekannte

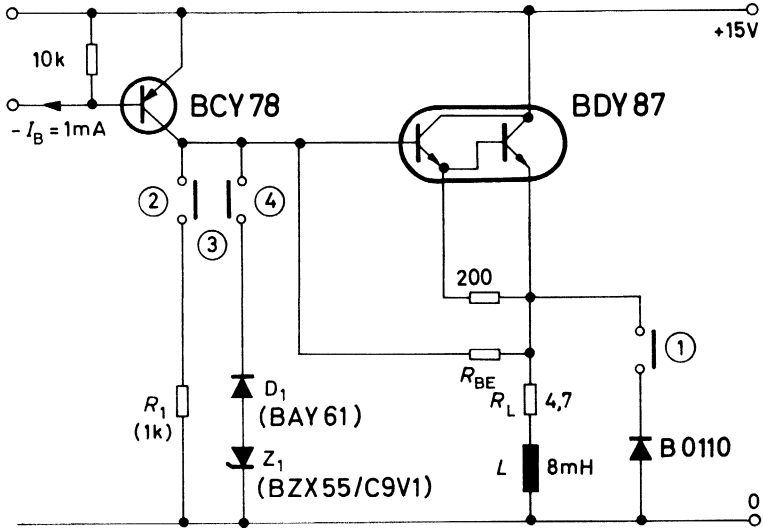


Bild 4.1.3

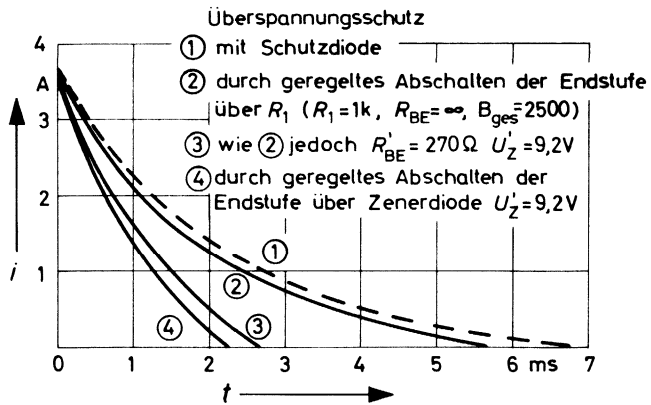


Bild 4.1.4.

Überspannungsschutz mit einer Diode (1) in dieser Schaltung nicht nur die längste Abschaltzeit, sondern auch aufwendiger ist als die gezielt demonstrierte Widerstandsabschaltung (2). Legt man jedoch auf gezielte Abschaltzeit Wert, ist auch in der Kollektorstufe die Verwendung einer Zenerdiode (für definiertes U_z') sinnvoll, wie die Schaltungsvariante (3) und (4) zeigt. Als Endtransistor eignet sich besonders gut unser Leistungsdarlington BDY 87, der infolge seiner hohen Stromverstärkung leistungsschwache Regelelemente (Z_1, R_1) erfordert.

4.2. Induktive Laststufe mit Darlington BDY 89

Legt man auf kürzeste Abschaltzeiten einer induktiven Last (z.B. Magnetventil) Wert, so bietet für die gesteuerte Abschaltung mit Zenerdiode unser Leistungsdarlington auch in Emitterschaltung Vorteile. Für die Rückführung der Kollektorspannung auf die Basis des Endtransistors genügt hier lediglich eine leistungsschwache Zenerdiode. Die Ankopplung an weitere Vorverstärkerstufen muß jedoch über eine Diode (BAY 45) erfolgen, da sonst ein Teil des rückgeführten Stromes der Zenerdiode über den Vortransistor kurzgeschlossen würde, was zur Zerstörung der Zenerdiode führen könnte, Bild 4.2.1.

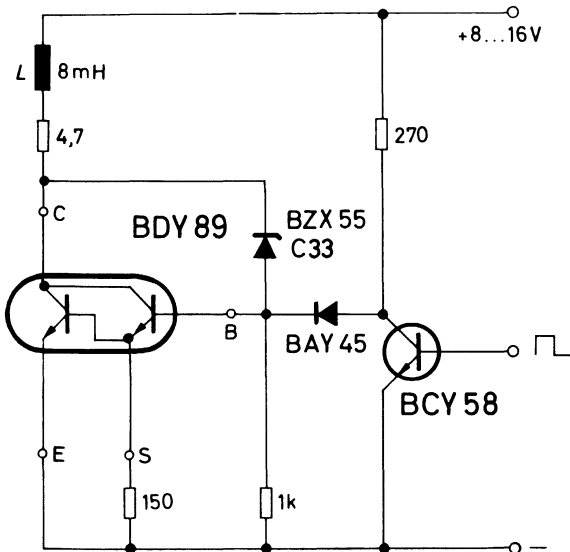


Bild 4.2.1.

4.3. Nullspannungsschalter zum Ansteuern des Triac TX CO1

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. Der Triac erzeugt mit Ansteuerschaltungen, bei denen er nach dem Nulldurchgang der Netzspannung neu gezündet wird (z.B. Phasenschnittsteuerung), große Funk-Störspannungen. Mit Ansteuerschaltungen, bei denen der Triac im Nulldurchgang leitend bleibt, entsteht wenig Störspannung. Zu den letzteren gehören die Gleichspannungssteuerung und der entwickelte Nullspannungsschalter. Der Triac ist bei diesen beiden Schaltungen immer im Spannungs-Nulldurchgang leitend, deshalb treten an diesem während des Betriebes keine Spannungssprünge und somit keine Störspannungen auf.

Der Vorteil des Nullspannungsschalters gegenüber der Gleichspannungssteuerung ist, daß der Gatestrom (40 bis 80 mA) nur kurzzeitig während des Spannungs-Nulldurchgangs fließt. Wegen der geringen Ansteuerenergie kann die Stromversorgung für die Ansteuerschaltung direkt aus dem Netz über einen Vorwiderstand bezogen werden. Bei Gleichspannungssteuerung muß der Gatestrom bei leitendem Triac ständig anliegen, d. h., die Gleichstromversorgung muß wesentlich leistungsstärker ausgelegt sein, so daß man ohne Netztrafo mit Graetz-Gleichrichter meist nicht mehr auskommt.

Der Nullspannungsschalter kann in Verbindung mit einem Zweipunktregler als auch in Verbindung mit einer Impulsbreitensteuerung zum Einsatz gelangen.

Aufbau und Funktionsweise des Nullspannungsschalters, Bild 4.3.1. Dem Triac wird durch die aus den Transistoren T_1 , T_2 bestehende Verstärkerstufe nur Gatestrom zum Zünden geliefert, wenn der Anschlußpunkt 1 an 0-Potential zu liegen kommt. Dies kann über einen Schaltkontakt S oder einen im leitenden Zustand geschalteten Transistor eines Reglers geschehen. Der Regler kann ein einfacher Zweipunktregler oder eine beliebige Paketsteuerschaltung sein.

Der Gatestrom für den Triac wird nicht ständig zugeführt, sondern nur in einem Zeitraum von ca. 200 μsec zum Zeitpunkt des Nulldurchgangs der Netzspannung. Dies wird durch die Gleichrichterbrücke $D_1 \dots D_4$ und den Transistoren T_4 und T_5 erreicht. Der Basis-Emitter-Eingangskreis des Transistors T_4 wird hierbei durch die Doppelweggleichrichtung mit Sinushalbwellen angesteuert, wo-

bei nur in der Nähe des Nulldurchgangs der Netzspannung der Transistor T_4 gesperrt ist.

Die Stromversorgung der Schaltung erfolgt direkt aus dem Netz über einen 22 k Ω Vorwiderstand und der Gleichrichterdiode D_5 . Die Betriebsspannung wird durch eine Zenerdiode stabilisiert.

Der abgebildete Nullspannungsschalter steuert den Triac im 3. und 4. Quadranten des Zündfeldes an.

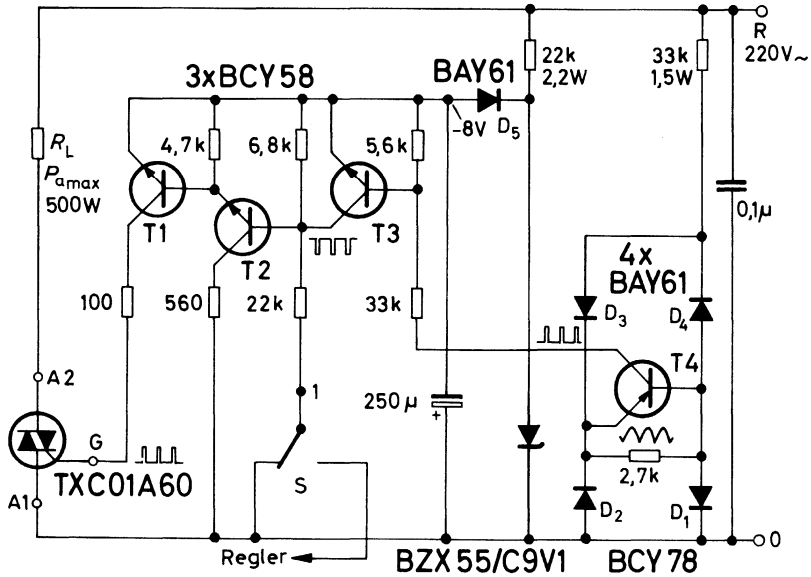
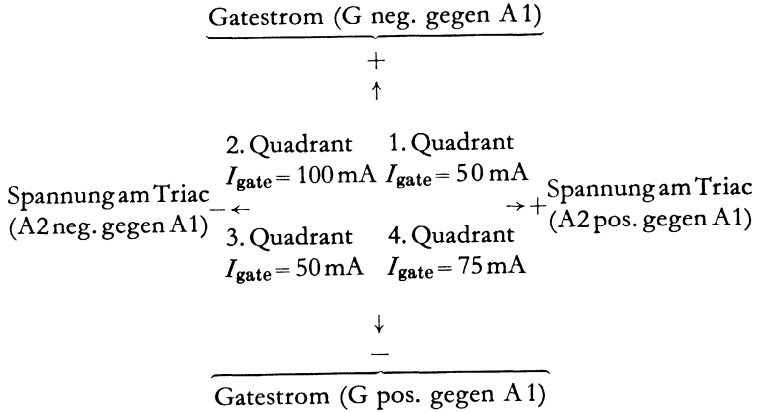


Bild 4.3.1.

Zündfeld mit den max. Zündströmen des Triacs TX C01:



4.4. Einfacher Nullspannungsschalter zum Ansteuern von Triacs

Einen einfachen elektronischen Nullspannungsschalter zeigt Bild 4.4.1. Er wurde für den Triac TX C01 A60 für eine Schwingungspaketsteuer-

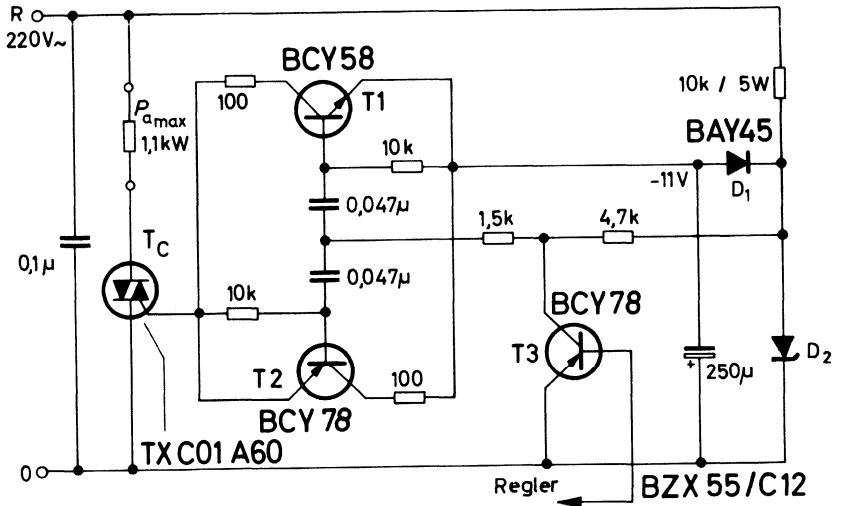


Bild 4.4.1.

rung entwickelt, ist aber auch für andere Triacs geeignet, sofern der hierfür benötigte Steuerstrom 75 mA nicht überschritten wird. Wie bei allen Nullspannungsschaltern werden auch hier nur vollständige Sinushalbwellen stets im Spannungsnulldurchgang geschaltet, so daß nahezu keine Funkstörung entsteht. Die oft kostspieligen Funkentstörfilter, die bei Triac-Phasenanschnittsteuerungen unvermeidbar sind, können hier entfallen. Da die Einschaltdauer mindestens 1 Periode oder ein Vielfaches davon beträgt, ergeben sich niedrige Regel­frequenzen, die ohne Nachteil vorwiegend bei wärmetechnischen Geräten angewendet werden können. Nullspannungsschalter wirken sich vorteilhaft auf die Belastung des Triacs aus, da dieser im Einschaltmoment nur sehr geringe Stromsteilheiten (di/dt) verarbeiten muß.

Die Zündimpulse für den Triac bei den Spannungs-Nullübergängen werden wie folgt erzeugt: Zenerdiode D_2 ist über den Widerstand 10 k Ω mit der Netzspannung verbunden. An der Zenerdiode entsteht somit eine 12 V Rechteckspannung, deren Flanken mit den Null­durchgängen der Betriebsspannung übereinstimmen. Parallel zur Zenerdiode wird mit Hilfe des Speicherkondensators 250 μ F und der Diode D_1 gleichzeitig eine konstante Gleichspannung von 11 V ge­wonnen. Über die Differenzierglieder Widerstand 4,7 k Ω + 1,5 k Ω und den Kondensator 47 nF gelangen abwechselnd kurze Steuer­impulse an die komplementären Transistoren T_1 und T_2 , die diese verstärkt an den Triac weitergeben, wobei die 11 V Gleichspannung zur Versorgung dient.

Mit dem Transistor T_3 kann der Nullspannungsschalter gesteuert werden. Ist dieser Transistor durchgeschaltet, gelangt die Rechteck­spannung nicht an das Differenzierglied und es gelangen somit auch keine Steuerimpulse an den Triac.

4.5. Periodische Schwingungspaketsteuerung

Der unter 4.4. beschriebene Nullspannungsschalter wird um einen Taktgeber erweitert. Die entstandene Schwingungspaketsteuerung (Bild 4.5.1) dient zur stufenlosen Leistungs- und Temperatureinstellung von wärmetechnischen Geräten, wie Elektro-Öfen, Kochplatten, Lötkolben usw. Die Leistung ist durch die prozentuale Einschalt­dauer des Taktgebers mittels des Potentiometers P_1 zwischen 2 und 96% stufenlos einstellbar. Der Taktgeber, ein astabiler Multivibrator, schaltet den Eingangstransistor T_3 des Nullspannungsschalters im jeweils vorgewählten Tastverhältnis, zwischen den erwähnten Gren-

zen. Die Frequenz des Taktgebers bestimmt die Einschalthäufigkeit des Verbrauchers und richtet sich nach dessen thermischer Zeitkonstante. Je nach Größe der Kondensatoren C_5 und C_6 ergeben sich die in den technischen Daten angegebenen Taktfolgen. Der Kondensator C_3 verzögert das Einschalten des Transistors T_3 und läßt keine Fehlimpulse auslösen. Durch ein plötzliches Schalten von T_3 außerhalb der Nulldurchgänge würde ebenfalls das Differenzierglied ansprechen.

Technische Daten:

Netzspannung	220 V $\sim \pm 10\%$
max. Last (ohmsche Last)	1,2 kW
Sinus Paketsteuerung	2 bis 96%
Taktfolge $C_5, C_6 = 50 \mu\text{F}$	T = 30 sec
= 1 μF	T = 0,6 sec
= 0,15 μF	T = 0,05 sec
Triac TC	TX C01 A60
Leistungsregler	Potentiometer P1 500 k Ω

4.6. Temperaturregler mit Triac-Nullspannungsschalter

Mit dem Nullspannungsschalter aus dem Kapitel 4.4. läßt sich auch eine direkte Temperaturregelungsschaltung aufbauen. Bild 4.6.1 zeigt die Schaltung eines Temperaturreglers für Triacsteuerungen. Als Temperaturfühler werden unsere bekannten Thernewid-Heißleiter-Fühler verwendet. Das Heißleitersignal wird mit einem Differenzverstärker (hier mit Einzelhalbleitern T_4 und T_5) abgenommen und dem Nullspannungsschalter zugeführt. Mit dem Potentiometer 10 k Ω kann die zu regelnde Temperatur eingestellt werden. Optimal kann mit jeweils einer Heißleitertypen nur ein eingegrenzter Temperaturbereich eingestellt werden. In der folgenden Tabelle sind für einige Heißleiter die erzielbaren Temperatureinstellbereiche angegeben. Zur besseren Ausnützung des Regelbereiches ist ein Reihen- und ein Parallelwiderstand zum Heißleiter vorgesehen.

Technische Daten:

Netzspannung	220 V $\sim \pm 10\%$
max. Last (ohmsche Last)	1,2 kW
Umgebungstemperatur des Gerätes	—20 bis +75°C
Schalthysterese	0,5 K
Ansprechgenauigkeit	0,5 K
Triac TC	TX C01 A60

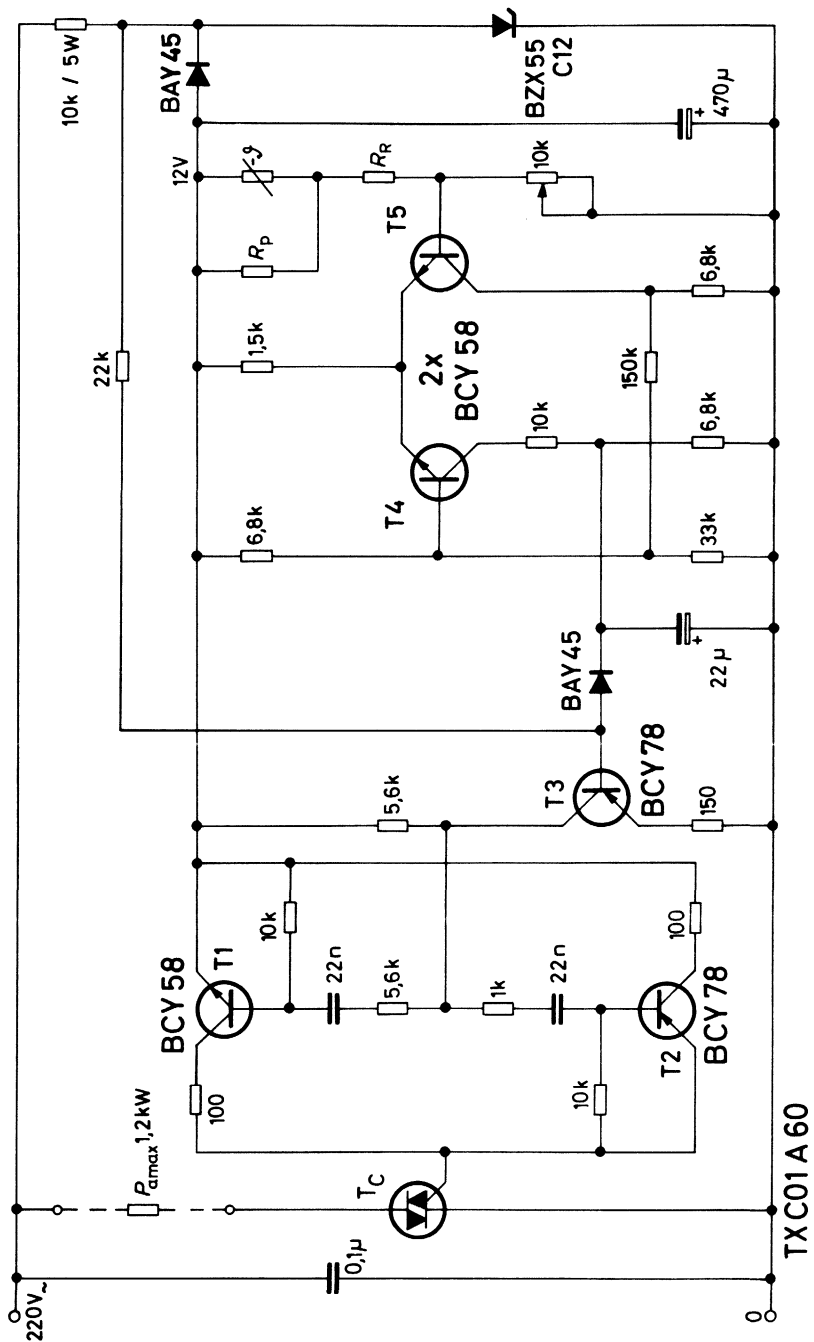


Bild 4.6.1.

Fühler	Temperaturbereich	Reihenwiderstand	Parallelwiderstand
K 283/1,25 k Ω	- 20 bis + 120°C	300 Ω	33 k Ω
K 11/5 k Ω	- 20 bis + 120°C	300 Ω	22 k Ω
K 17/100 k Ω	+ 10 bis + 220°C	300 Ω	22 k Ω
K 273/1,25 k	+ 20 bis + 100°C	300 Ω	-

4.7. Leistungsregelung durch Phasenanschnitt mit Triac TX C01 A60 und TX C02 A60

Die kontaktlose Leistungssteuerung im Wechselstromkreis kann durch eine Phasenanschnittsteuerung erreicht werden. Einfache Ansteuerungen bestehen aus einem Triac, einem Diac und einem RC-Phasenschieber. Der Triac schaltet bei jeder Halbwelle den Laststrom in sehr kurzer Zeit von Null auf den vollen Wert beim jeweiligen Ansnchnittwinkel. Dadurch entstehen HF-Störungen, die sich vorwiegend über die Netzleitungen ausbreiten. Die Dämpfung dieser Störspannung auf zulässige Werte erfordert zusätzlich zur Grundschaltung ein Entstörnetzwerk C_1 , D_r . Die VDE-Bestimmungen legen für die Störspannung die Funkstörgrade G für Fabrikgelände, N für Wohnungen und K für hohe Ansprüche, z.B. Empfangsfunkstellen fest. Die angegebenen Triac-Schaltungen sind für den Störgrad N ausgelegt. Bild 4.7.1 zeigt die Grundschaltung eines Triac-Leistungsreglers mit Phasenanschnittsteuerung.

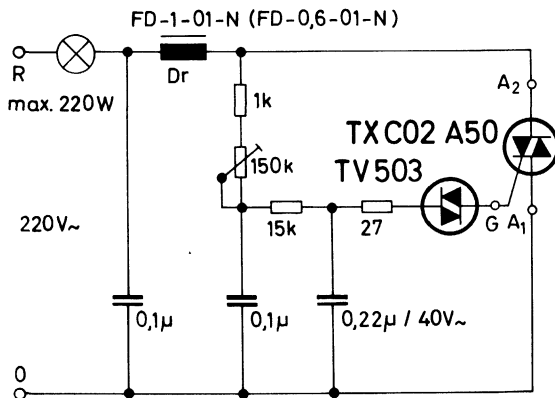


Bild 4.7.1.

Der Triac und die Last R_L sind über die Entstör-Drossel in Serie geschaltet. Bei jeder Netzspannungs-Halbwelle wird der Triac gezündet. Der Zündzeitpunkt (Phasenanschnittwinkel) wird mit dem Regler P_1 eingestellt. Wenn die Spannung an C_2 die Kippspannung des Diac erreicht, dann zündet dieser mit einem kurzen Stromimpuls den Triac und die Last wird an die Netzspannung geschaltet. Der Widerstand R_1 begrenzt den Zündstrom des Diac, er vermindert gleichzeitig die Hysterese.

Dieser Leistungsregler wird für die Lastgrenzen 100 W, 700 W und 1000 W angegeben. Beim Betrieb von induktiven Lasten ist der Triac mit $R_2 - C_3$ vor Spannungsspitzen zu schützen. Aus den technischen Daten sind die für jede Leistung erforderlichen Werte für Entstörkondensator und Drossel sowie der Spannungsregelbereich an der Last, die Hysterese und die Umgebungstemperatur- und Kühlbedingungen für den angegebenen Triac zu entnehmen.

Technische Daten:

Netzspannung	220 V \pm 10%		
Netzfrequenz	50 ... 60 Hz		
Lastspannungsregelbereich	10 bis 230 V		
Last	100 W	700 W	1000 W
Triac	TX C02 A60	TX C02 A60	TX C01 A60
Entstör-			
kondensator C_1	0,22 μ F	0,22 μ F	0,27 μ F
Entstördrossel Dr	FD-0,6-01-N	FD-6,0-01 KN	FD-6,0-01 KN
max. Umgebung-			
temperaturbereich	- 15 bis +70°C	- 15 bis +50°C	- 15 bis +70°C
Wärmewiderstand			
des Kühlkörpers	—	4 K/W	1,5 K/W
Kühlfläche			
für 1 mm Alu	—	240 cm ²	800 cm ²

Beim Einstellen der Leistung – ausgehend vom Wert Null – läßt sich der kleinste einstellbare Spannungswert an R_L nicht direkt einstellen. Die Spannung springt gleich auf einen bestimmten Wert, z. B. 80 V bei Regler 1, und kann erst anschließend auf den kleinsten Einstellwert verringert werden.

Der Grund dafür ist das Absinken der Spannung am Diac, nachdem dieser gezündet hat. Dadurch ändert sich die Phasenbeziehung und der Zündzeitpunkt verschiebt sich. Nach dieser zweiten Triac-Zündung besteht wieder eine feste Beziehung zwischen der Kondensator-

spannung C_2 und der Netzspannung. Die Lastspannung bleibt auf dem durch den neuen Zündzeitpunkt festgelegten Wert und kann erst durch anschließendes Zurückdrehen von P_1 kleiner gestellt werden. Man nennt diesen Effekt Hysterese und kann durch ein zusätzliches RC-Glied, wie im folgenden Bild 4.7.2 eines Drehzahlstellers für eine Handbohrmaschine verringern.

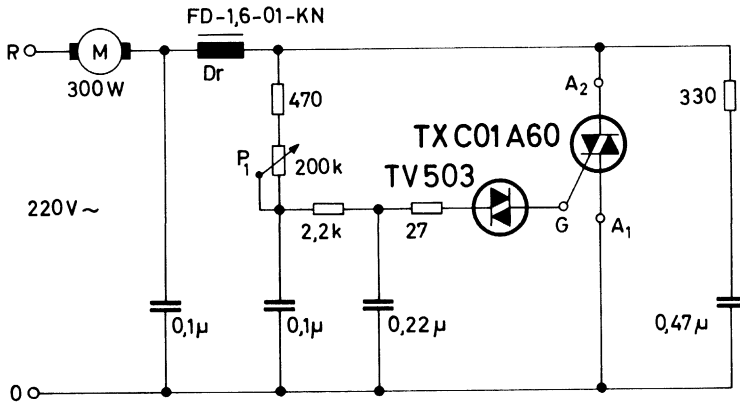


Bild 4.7.2.

Der Universalmotor M hat eine Leistungsaufnahme von 300 W. Die Drehzahl ist mit P_1 von Null bis zur Maximaldrehzahl wählbar. Die Maschine läuft ruckfrei aus dem Stillstand an. Zulässiger Umgebungstemperaturbereich -15 bis $+70^\circ\text{C}$. Wärmewiderstand des Kühlkörpers $< 14 \text{ K/W}$.

Bild 4.7.3 zeigt einen stufenlosen Leistungseinsteller für eine Beleuchtungsanlage bis max. 220 W. Der Einstellbereich liegt zwischen 8 und 218 V. Für eine zulässige Umgebungstemperatur von 80°C ist für den Triac TX C02 A50 ein Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand von $< 30 \text{ K/W}$ nötig. Für eine Ausgangsleistung bis 130 W genügt als Entstördrossel der Typ FD-0,6-01-N*).

*) Ringkern-Einfachdrossel der Fa. Vacuumschmelze

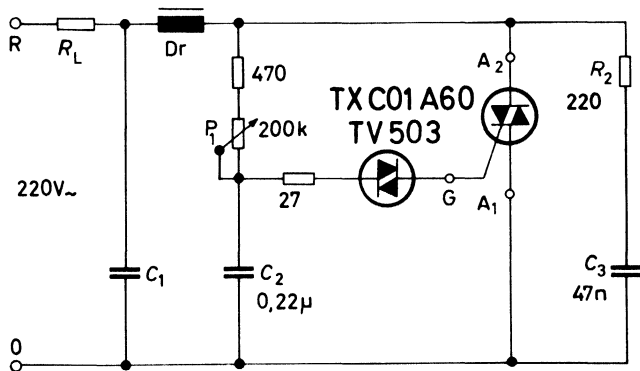


Bild 4.7.3.

4.8. Verzögerungsschaltungen mit Thyristoren

Neben den bekannten Verzögerungsschaltungen mit Transistoren eignen sich Thyristoren als Schaltelemente in elektronischen Verzögerungsschaltungen. Die Schaltung wird dann besonders einfach, wenn nicht allzu hohe Forderungen an die Genauigkeit gestellt werden. Besonders vorteilhaft können relativ leistungsstarke Verbraucher wie Schütze, Magnete, Ventile, Warnsirenen usw. direkt in den Thyristorlastkreis geschaltet werden. In der Schaltung Bild 4.8.1 wird die Genauigkeit durch die Zenerdiode bestimmt und ist dadurch recht gut. Die Sperreigenschaften der Tetrode BRY 20 gestatten dabei einen hochohmigeren RC-Zeitkreis, als in der Schaltung Bild 4.9.2. Die Durchbruchspannung und die dabei garantierten Sperrströme des Diacs TV 503 in Bild 4.9.2 streuen etwas stärker, deshalb können die Anforderungen an diese Schaltung nicht zu hoch gestellt werden.

Technische Daten:

Batteriespannung	60 V \pm 10%
max. Lastwiderstand RL	860 Ω
min. Lastwiderstand RL	100 Ω
Verzögerungszeit	0,3 bis 3,6 sec
Thyristor Th ₂	B St B0106
Thyristor Th ₁	BRY20

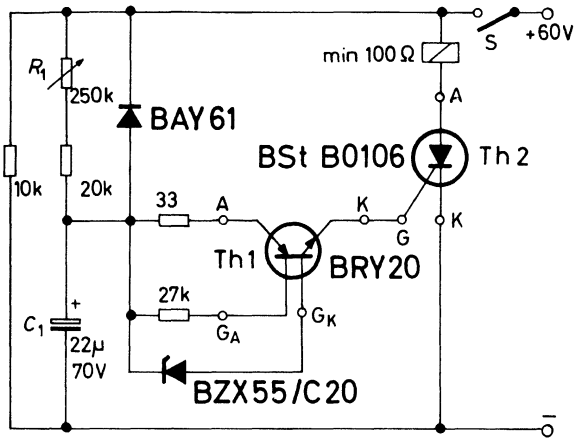


Bild 4.8.1.

Mit dem Schließen des Schalters S in der Schaltung Bild 4.8.1 beginnt die Aufladung des Kondensators über die Ladewiderstände R_1 . Sobald die Kondensatorspannung die Durchbruchspannung der Zenerdiode erreicht und überschreitet, fließt der für die Thyristor-Tetrode nötige Steuerstrom. Die Thyristor-Tetrode zündet und ihre Anoden-Kathoden-Strecke wird leitend. Die Kondensatorspannung bricht zusammen und es entsteht ein Ansteuerimpuls für das Thyristor-Gate. Der Thyristor zündet und der Lastwiderstand wird an volle Versorgungsspannung gelegt.

Die Verzögerungszeit ist mit dem Potentiometer R_1 einstellbar.

In der Schaltung Bild 4.8.2 bestimmt der Diac die Schwellenspannung der Verzögerungsschaltung. Beim Anschalten der Versorgungsspannung an das Zeitglied durch den Schalter S beginnt die RC-Aufladung. Beim Erreichen der Schwellenspannung, die bestimmt wird durch die Nullkippspannung der Diac (ca. 30 V), zündet diese und bricht auf der Durchlaßspannung zusammen. Der entstehende Kondensator-Entladestromstoß am Thyristor-Gate zündet den Thyristor und der Verbraucher erhält die volle Spannung. Die Verzögerungszeit ist mit dem Potentiometer R_1 einstellbar.

Technische Daten:

Batteriespannung	60 V \pm 10%
max. Lastwiderstand	860 Ω
min. Lastwiderstand	100 Ω
Verzögerungszeit	0,3 bis 3,8 sec
Diac Dc	TV 503
Thyristor Th	B St B0106

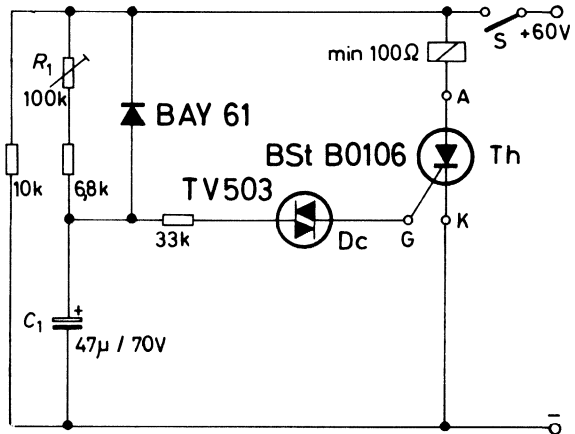


Bild 4.8.2.

4.9. Thyristorblinker für kombinierte Richtungs- und Warnblinkanlage im Kfz

Bei den gebräuchlichen elektronischen Richtungs- und Warnblinkern werden die Glühlampen – wegen den hohen Einschaltströmen (bis 50 A) im Warnlichtbetrieb – mit Relais an die Batteriespannung geschaltet. In der neuen hier vorgestellten Schaltung Bild 4.9.1 werden die Lampen mit einem Thyristor an die Batterie gelegt.

Der Taktgeber besteht aus einem modifizierten astabilen Multivibrator mit je 2 Transistoren und Thyristoren.

Wenn T_1 durchschaltet wird der Hauptthyristor Th_1 gezündet, T_2 und Th_2 sind gesperrt. Nach dem Ablauf der „Hellzeit“ kippt der Multivibrator, T_1 wird gesperrt und T_2 schaltet durch. Der Transistor T_2 zündet den Hilfsthyristor Th_2 , der über C_1 den Hauptthyristor abschaltet, wenn der Richtungs- oder Warnschalter eingeschaltet ist.

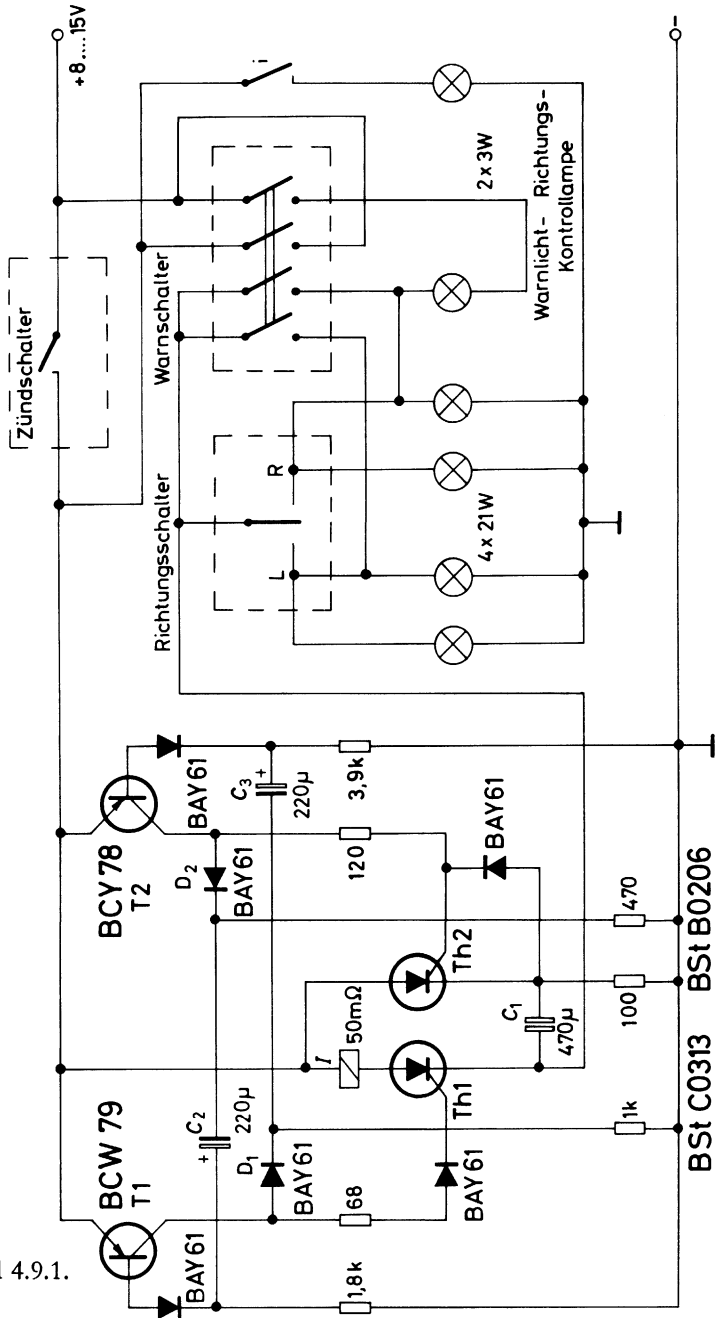


Bild 4.9.1.

Der Kondensator C_1 ist so gewählt, daß dessen Umladestrom – im Zündaugenblick von Th_2 – den Hauptthyristor abschaltet und frühestens nach Ablauf der Thyristor-Freierzeit t_q wieder positive Sperrspannung an der Anode von Th_1 liegt.

Die Dioden D_1 und D_2 entkoppeln die Zündkreise der Thyristoren von den frequenzbestimmenden Kondensatoren C_2 und C_3 .

Die Richtungskontrolllampe wird vom Stromrelais I geschaltet. Wenn eine der Blinklampen ausfällt, dann bleibt die Kontrolllampe dunkel. Die Warnlichtbetätigung wird von einer eigenen Kontrolllampe angezeigt.

Technische Daten:

Betriebsspannung	8 bis 16 V
Lampenlast	4×21 W/12 V
Blinkfrequenz bei $U_{\text{Batt}} = 12$ V; $T_u = +20^\circ\text{C}$	90 Impulse pro Minute
Grenzwerte der Blinkfrequenz	80 bis 100 Impulse pro Minute
Tastverhältnis hell/dunkel	1/1
Grenzwerte zul. Umgebungstemperaturbereich	1/0,9 bis 1,1/1 – 25°C bis $+70^\circ\text{C}$
Thyristoren Th_1 : B St C0313	Thyristor Th_2 : BSt B0206

4.10. Elektronischer Kfz-Drehstromlichtmaschinen-Regler

Moderne Kraftfahrzeuge werden in zunehmendem Maße mit Drehstromlichtmaschinen ausgerüstet. Die Regelung der Batteriespannung erfolgt bisher mit einem mechanischen 2-Punkt-Kontaktregler, der den induktiven Erregerstrom der Lichtmaschine von 4,5 A schaltet. Die Genauigkeit dieser Regler liegt bei ca. 5%. Außerdem ändern sich die Reglereigenschaften infolge Kontaktabbund und Alterung der Kontaktfeder. Diese Kontaktregler können vorteilhaft durch elektronische Spannungsregler ersetzt werden. Bild 4.10.1 zeigt einen solchen elektronischen Regler komplett mit der Schaltung der Drehstromlichtmaschine. In der Drehstromlichtmaschine darf die Erregerwicklung nicht mit dem Minuspol (Masse) verbunden sein. Die Batteriespannung wird durch Ein- oder Ausschalten des Stromes durch die Feldwicklung der Lichtmaschine geregelt. Die Lichtmaschinenspannung (= Ladespannung der Batterie) wird auf 14,1 V geregelt. Die typische Schalthysterese beträgt 0,3 V. Bei entladener Batterie schaltet der elektronische Drehstromlichtmaschinenregler

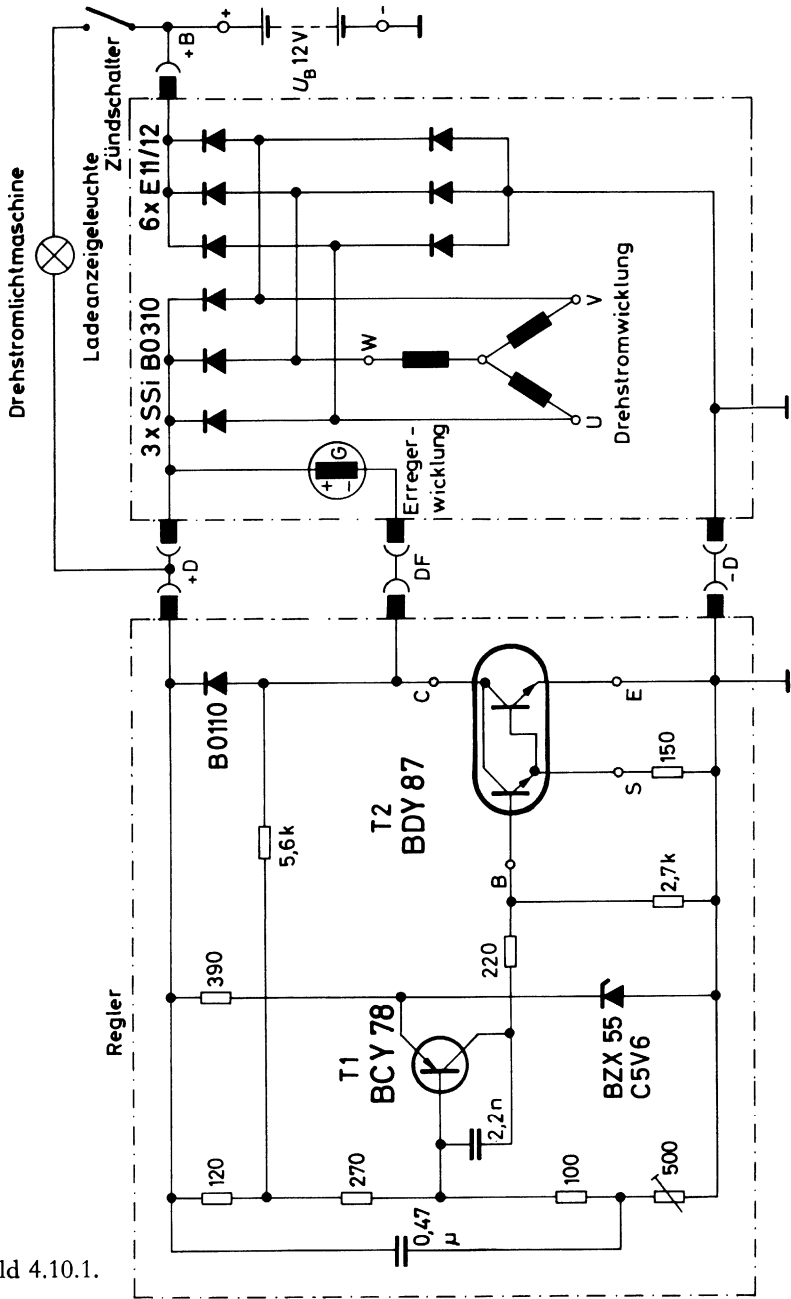


Bild 4.10.1.

den Erregerstrom schon ab einer Generatorspannung von ca. 1,5 V ein (z.B. Anschieben bei leerer Batterie).

Der Steuertransistor T_1 und die Leistungsstufe mit dem Darlington BDY 87 sind stromführend bis die Batteriespannung 14,1 V erreicht; die Lichtmaschine lädt die Batterie. Erreicht die Lichtmaschinenpannung den vom Basis-Spannungsteiler festgelegten Wert 14,1 V, so werden T_1 und T_2 gesperrt, die Lichtmaschine ist abgeschaltet. Die Vergleichsspannung zum Erreichen der hohen Schaltspannungsgenauigkeit liefert die Z-Diode (Sollwertgeber), die das Spannungspotential am Emitter, damit auch an der Basis, von T_1 konstant hält. Störende Abschaltspitzen werden über die Diode BO 110 und den Kondensator C_1 0,47 μ F vermieden.

Technische Daten:

Regelnennspannung	14 V
Schaltstrom	4,5 A
Betriebstemperaturbereich	- 40°C bis + 90°C
Schaltwerte des Reglers:	
oberer Schaltwert	< 14,15 V
unterer Schaltwert	> 13,85 V
minimale Schaltdifferenz	0,1 V
Temperaturkoeffizient Schaltung 1	- 1,85 mV/grad
Regelfrequenz	30 Hz bis 3 kHz
Wärmewiderstand des Kühlkörpers für den Darlington	4 K/W

5. Foto- und magnetelektronische Schaltungen

5.1. Anwendung der Fototransistoren mit Basisbeschaltung

Ein Teil unserer Fototransistoren haben einen herausgeführten Basisanschluß. Diese Typen sind also neben der Verwendung als lichtempfindliche Bauteile auch weiterhin als Transistoren zu gebrauchen. Da die Fotoempfindlichkeit bei beschalteter Basis jedoch sehr stark nachläßt, sind in der Regel beide Eigenschaften nebeneinander nicht zu verwerten. Eine Ausnahme bilden die im folgenden aufgeführten Schaltungen, wo die Basisbeschaltung des Fototransistors im „Dunkelzustand“ unwirksam ist und deshalb die voll verwertbare Fotoempfindlichkeit zur Verfügung steht.

5.1.1. Fototrigger

Die zu registrierenden oder zu messenden Lichtsignale haben meist sehr flache, nicht eindeutige Anstiegsflanken (Dämmerung). Selbst bei Lochverteiltern reicht infolge von Reflexionen die Anstiegsgeschwindigkeit für Folgeschaltungen selten aus. Der dem Fotobauteil folgende Nachverstärker muß daher immer eine Trigger-eigenschaft aufweisen, die eindeutige „ein-aus“-Zustände schafft.

In der Abb. 5.1.1 wurde der Fototransistor BPY 62 in die Trigger-

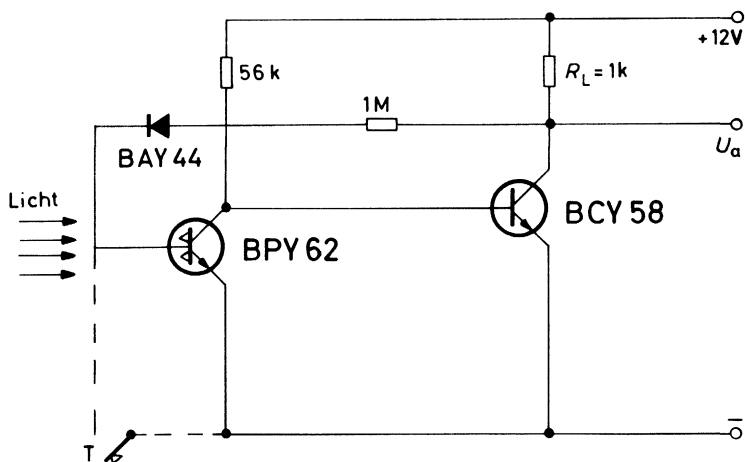


Bild 5.1.1.

schaltung einbezogen. Im Dunkelzustand ist der Fototransistor gesperrt, infolgedessen kann über $56\text{ k}\Omega$ Basisstrom im Transistor BCY 58 fließen, der deshalb durchgeschaltet ist. Die Ausgangsspannung ist nahe Null (Restspannung), über den Rückkopplungswiderstand $1\text{ M}\Omega$ kann also kein Basisstrom zum Fototransistor fließen. Die in Reihe liegende Diode BAY 44 verhindert außerdem, daß der Widerstand $1\text{ M}\Omega$ als Ableitwiderstand wirkt. Trifft Licht auf den Fotowiderstand, wird dieser leitend; ist dabei der Fotostrom so groß, daß sich der Basisstromentzug am Transistor BCY 58 durch Begrenzung des Kollektorstromes bemerkbar macht, wird durch die ansteigende Kollektorspannung über die Rückkopplung der Fototransistor schlagartig vollkommen leitend und der Folgetransistor gesperrt. Dieser Zustand bleibt auch dann erhalten, wenn der Lichtstrahl unterbrochen wird. Eine Herstellung des Anfangszustandes ist nur bei Spannungsunterbrechung oder beispielsweise mit der Rückholtaste T möglich.

Abb. 5.1.2 zeigt eine Triggerschaltung mit pnp-Transistor. Im Gegensatz zur Schaltung Abb. 5.1.1 führt im Dunkelzustand der Lastwiderstand R_L hier keinen Strom.

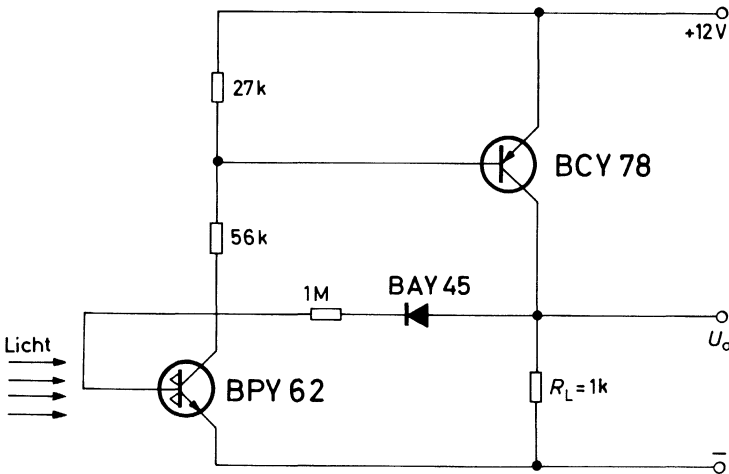


Bild 5.1.2.

5.1.2. Lichtsicherung

Abb. 5.1.3 zeigt eine Lichtsicherung. Im Ruhezustand = Dunkelzustand ist der Betätigungsmagnet M stromführend. Trifft Licht mit genügender Intensität auf den Fototransistor BPX 43, wird dieser leitend und sperrt die Endstufe. Der Magnet fällt ab. Infolge der Rückkopplung auf die Basis des Fototransistors bleibt dieser auch bei Wegnahme des Lichteinfalls leitend. Erst mit der Rückholtaste T kann der Anfangszustand wiederhergestellt werden. Der Einsatz unseres Leistungsdarlingtons erlaubt eine hohe Verstärkung und zeigt, mit wie wenig Aufwand hohe Ströme zu schalten sind.

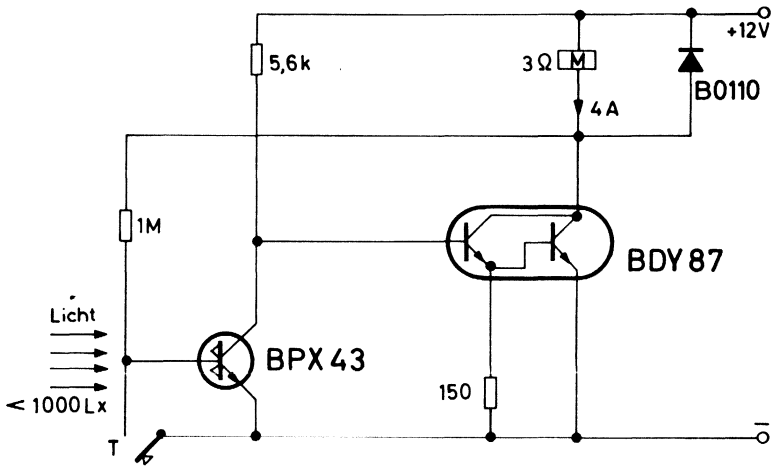


Bild 5.1.3.

5.1.3. Foto-Monoflop

Abb. 5.1.4 zeigt eine große Ähnlichkeit mit einem einfachen monostabilen Multivibrator. Sie funktioniert auch so. Lediglich wird anstelle des Steuersignals der Fototransistor BPY 62 beleuchtet. Die Impulslänge des Ausgangssignals bestimmt die Zeitkonstante des bezeichneten RC-Gliedes, sie ist unabhängig von der Länge des Lichtimpulses, sofern die Mindestlänge, die von der Grenzfrequenz des Fototransistors bestimmt wird, eingehalten wird.

Dieses Schaltungsprinzip wird in der folgenden Schaltung eines Fotoblitzzählers angewendet.

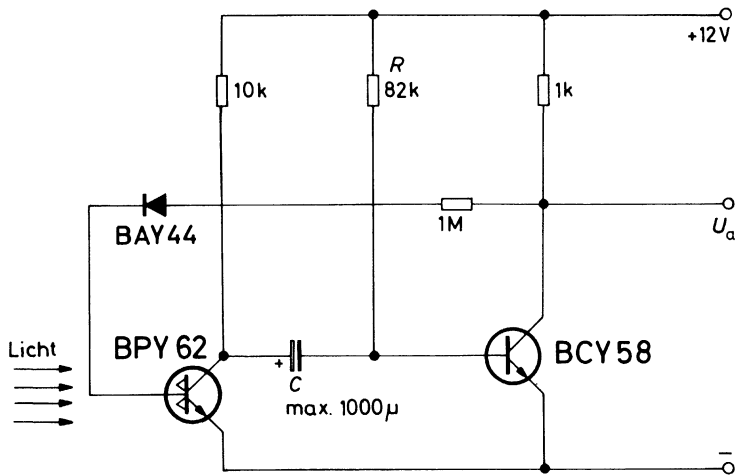


Bild 5.1.4.

5.1.4. Fotoblitzzähler

Da die Folgeblitze sehr kurz sind, müssen für das Zählrelais die vom Fototransistor gewonnenen elektronischen Impulse nicht nur verstärkt, sondern auch verlängert werden. Abb. 5.1.5 zeigt die Schaltung des Blitzzählers. Im Ruhezustand ist Transistor BCY 58 über R

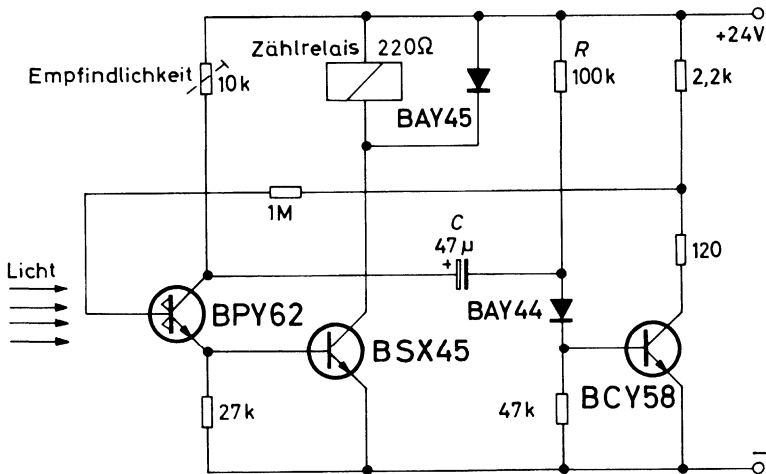


Bild 5.1.5.

und BAY 44 durchgeschaltet, der Fototransistor und Transistor BSX 45 sind gesperrt, der Kondensator C ist auf Batteriespannungspotential aufgeladen. Trifft ein ausreichend heller Blitz (~ 1000 Lux) den Fototransistor, wird dieser und der in Kaskade liegende Transistor BSX 45 leitend, wodurch das Zählrelais anzieht. Infolge der Rückkopplung ($1\text{ M}\Omega$ -Widerstand) bleibt dieser Zustand erhalten, bis sich der Kondensator C über Widerstand R entladen hat und das Sperrpotential am Transistor BCY 58 aufhebt. Danach stellt sich wieder der Anfangszustand ein. Die Ansprechempfindlichkeit kann mit dem Widerstand $10\text{ k}\Omega$ variiert werden.

5.2. Fotoelektronische Stückzähleinrichtung

Die Stückzähleinrichtung Bild 5.2.1 besteht aus einer Lichtschranke mit dem Fototransistor BPY 62, einem monostabilen Multivibrator und einem Zählwerk. Um ein sicheres Ansprechen des Zählwerkes zu garantieren, wurde die Schaltung als monostabiler Multivibrator mit einer Ansprechzeit $< 50\text{ ms}$ und einer Abfallzeit von $0,4$ bis $1,8\text{ sec}$ ausgeführt. Die Relais-Abfallzeit ist von der Lampenhelligkeit abhängig.

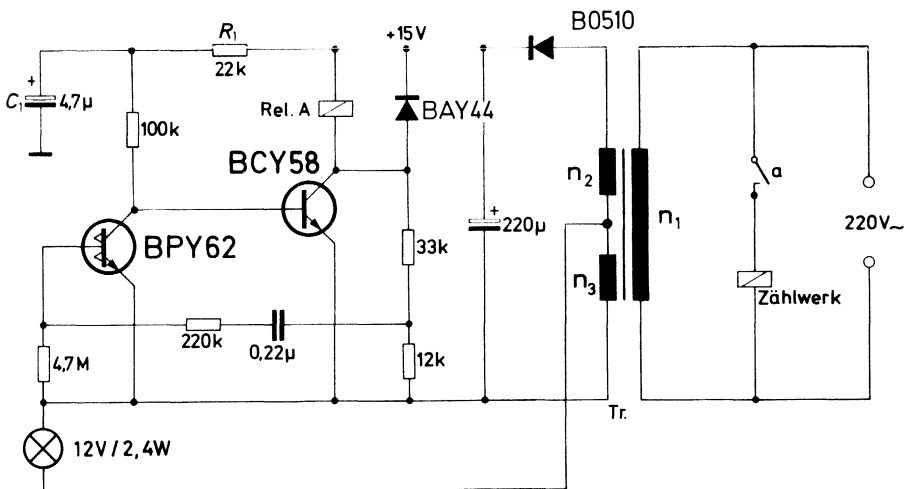


Bild 5.2.1.

Aus Gründen der höheren Lebensdauer soll die Lampe mit Unterspannung betrieben werden. Bei dem Versuch wurde eine 12V-2,5 W Lampe verwendet. Die Schaltung arbeitete noch mit einer Lampenspannung von 5 V, die Abfallzeit betrug dabei 1,8 sec. Das Verzögerungsglied R_1-C_1 verhindert, daß der Einschaltstoß sowie die Ansprechzeit der Lampe zu Fehlzündungen führt. Rel A: Kammrelais V 23 154 C0721 – F 101.

Tr.: EI 48 wechselsinnig schichten

$n_1 = 3400$ Wdg 0,10 CuL

$n_2 = 160$ Wdg 0,25 CuL

$n_3 = 75$ Wdg 0,60 CuL

5.3. Schnelle Lichtschranke mit LD 24 und BPX 65

Für Messungen an einem sich schnell bewegenden Maschinenteil wurde folgende Schaltung Bild 5.3.1 einer schnellen Lichtschranke entwickelt. Als Sender wurde die Lumineszenzdiode, als Empfänger die Fotodiode BPX 65 verwendet. Mit dem Operationsverstärker TAA 861 wird das von der Fotodiode abgegebene, differenzierte Signal so verstärkt, daß es auf einem Oszillographen üblicher Empfindlichkeit abgebildet werden kann. Die Anstiegszeit der Schaltung ist von der Größe des Arbeitswiderstandes der Fotodiode und der Grenzfrequenz des Operationsverstärkers abhängig. Aus Stabilitätsgründen muß der Operationsverstärker mit dem Kondensator C beschaltet werden. In den technischen Daten der Lichtschranke (Fotodiode und Verstärker) ist die Anstiegszeit von C ersichtlich. Mit $C = 16$ pF erhält man eine, für diese Anwendung ausreichende An-

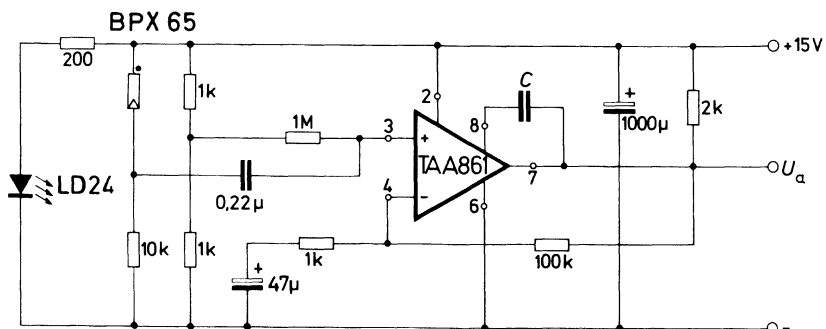


Bild 5.3.1.

stiegszeit von 1 μsec . Diese Messungen wurden vorgenommen, indem die Lumineszenzdiode mit einem Rechteckgenerator hoher Flankensteilheit getastet wurde.

Technische Daten:

Betriebsspannung	15 V	
Ausgangsspannung	200 mV	
Durchlaßstrom der LD 24	70 mA	
Wechselspannungsverstärkung	40 dB	
Anstiegszeit (Verstärker u. Fotodiode) C = 47 pF	5 μsec	
	16 pF	1 μsec
	8 pF	0,6 μsec
	5 pF	0,4 μsec
Abstand Lumineszenzdiode-Fotodiode	20 mm	

5.4. Dämmerungsblinkschaltung

Der Dämmerungsblinker Bild 5.4.1. hat die Aufgabe, bei einer Beleuchtungsstärke von ca. 10 bis 25 Lux eine Signallampe mit einer Blinkfrequenz von ca. 1,5 Hz anzusteuern. Die max. Betriebsspannung der Schaltung beträgt 3 V.

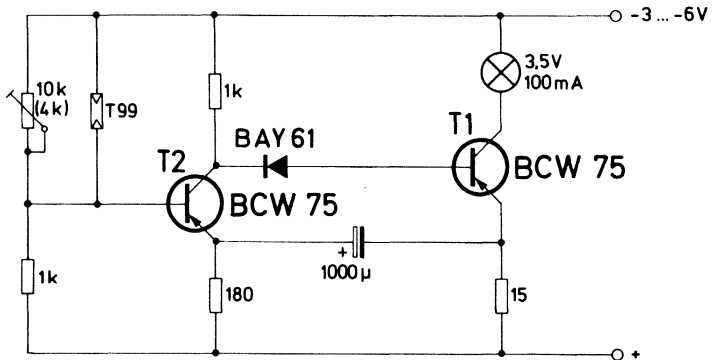


Bild 5.4.1.

Der Dämmerungsschalter ist mit einem Fotowiderstand und 2 Siliziumtransistoren aufgebaut. Für eine Beleuchtungsstärke $< 25 \text{ Lx}$ arbeitet die Schaltung als astabiler Multivibrator. Die Lampe blinkt mit einer Frequenz von ca. 1,3 Hz. Steigt die Beleuchtungsstärke, wird der Fotowiderstand niederohmig, der Transistor T_2 wird leitend, und die Lampe verlöscht. Durch das Einschalten der Diode BA 127 wird der Transistor T_1 sicher gesperrt.

Um das Arbeiten des Multivibrators bei kleinen Beleuchtungsstärken zu gewährleisten, mußte der Widerstandsanstieg des Fotowiderstandes mit einem parallelen Trimmwiderstand begrenzt werden. Mit diesem Trimmer kann gleichzeitig die Toleranz der Fotowiderstände ausgeglichen und die Ansprechempfindlichkeit eingestellt werden.

Technische Daten:

Ausschaltbeleuchtungsstärke $U_B = 3 \text{ V}$	45 Lux
4 V	30 Lux
5 V	25 Lux
6 V	15 Lux
Lampenspannung	2 bis 4 V
Stromaufnahme (100 Lux)	$< 10 \text{ mA}$
Umgebungstemperatur	$-10 \text{ bis } +50 \text{ }^\circ\text{C}$

5.5. Fotonachlaufsteuerung

Für eine Gasdruckregelanlage wurde eine mit Fotoelementen BPY 11 beeinflusste Nachlaufsteuerung Bild 5.5.1. dimensioniert. Wegen der geringen Motorleistung konnte eine relativ einfache Schaltung erstellt werden, insbesondere genügt für die eine Brückenhälfte ein Widerstandsteiler. Sind beide Fotoelemente beleuchtet, gelangt kein Basisstrom an die Eingangstransistoren, sie bleiben deshalb ebenso wie die Folgetransistoren gesperrt. Der Motor ist stromlos. Wird ein Element verdunkelt, so wird die entsprechende Verstärkerhälfte leitend, der Motor dreht sich entweder nach links oder nach rechts. Die Diodenkombination vor den Endtransistoren dient zum Schutz derselben, und zwar für den Fall, daß einmal beide Fotoelemente verdunkelt sind, was beispielsweise beim Ausfall der Glühlampen vorkommen kann. Ohne diese Schutzschaltung würden in diesem Fall beide Endtransistoren durchgesteuert sein, und der dabei fließende, undefinierte Querstrom zerstört die Transistoren. Die Fotoempfindlichkeit ($I_k \sim 30 \text{ } \mu\text{A}$) kann mit den $1 \text{ M}\Omega$ Widerständen beeinflusst werden.

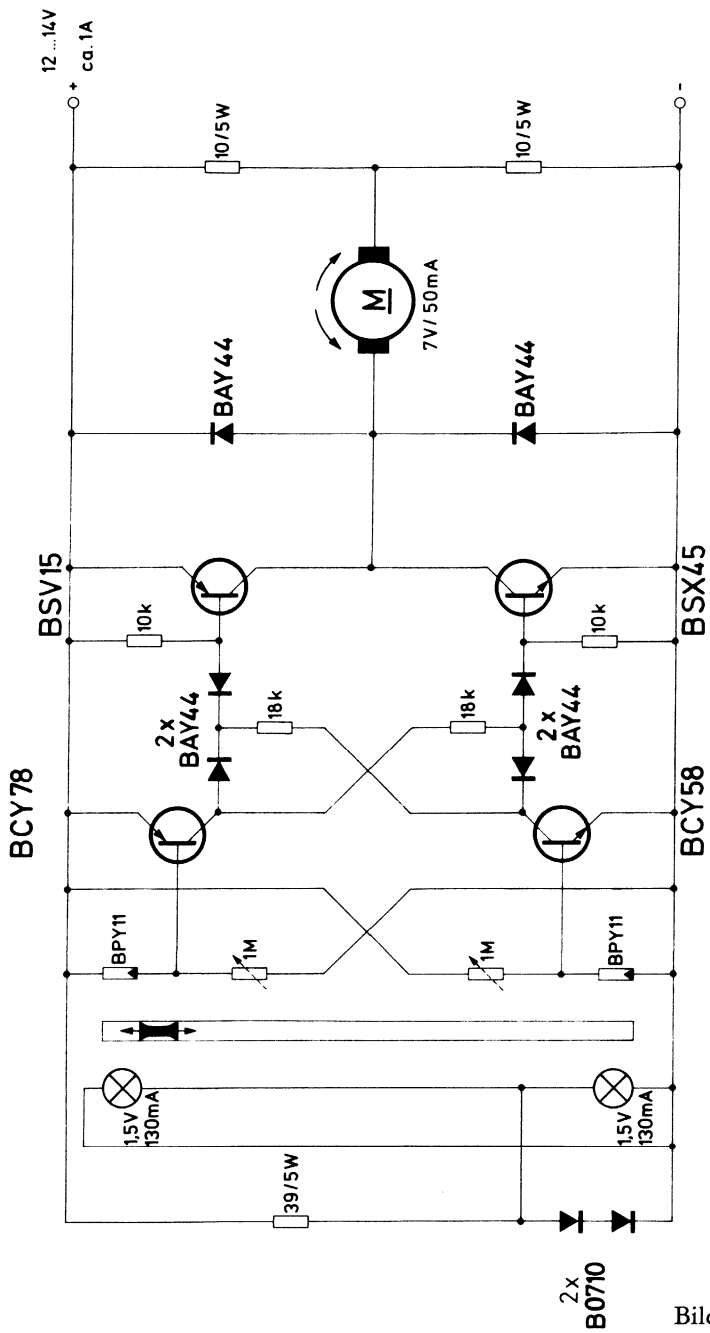


Bild 5.5.1.

5.6. Weg-Spannungswandler mit Differential-Fotodiode BPX 48

Die Differential-Fotodiode BPX 48 gibt ein Differenzsignal ab, das bei konstanter Beleuchtungsstärke der beleuchteten Flächendifferenz proportional ist. Die Daten beider Dioden zeigen eine weitgehende Übereinstimmung, so daß die Genauigkeit des Signals relativ groß ist. Es wurde ein analoger Weg-Spannungswandler entwickelt, der ein – dem Weg einer Schlitzblende proportionales – elektrisches Signal abgibt. Der Wandler besitzt eine Empfindlichkeit von etwa 75 V/mm und eine Auflösung von $< 1/100$ mm bei einem Gesamtweg von ca. 0,12 mm. Die Schlitzblendenanordnung ist aus Bild 5.6.1.

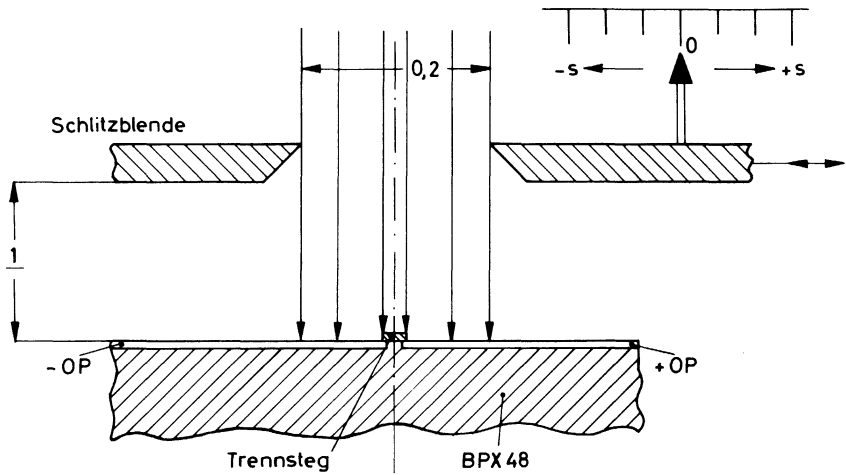


Bild 5.6.1.

ersichtlich. Vorteilhaft wird die Schlitzbreite größer als die Breite des Trennsteges von 0,05 mm gewählt, wodurch man eine Verdopplung des Differenzsignals erhält. Ferner muß die Schlitzbreite mindestens den doppelten Wert des geforderten Meßweges betragen, jedoch nicht wesentlich größer sein, um den Gleichtaktfehler des Operationsverstärkers klein zu halten.

Die Größe des Differenzsignals ist vom Weg und von der Beleuchtungsstärke abhängig. Für genaue Wegmessungen muß deshalb die Beleuchtungsstärke konstant sein. Ferner sollte sie nicht zu klein sein, damit der Einfluß von Fremdlicht gering ist.

Die Schaltung des Wandlers zeigt Bild 5.6.2. Das Differenzsignal der Fotodiode wird vom Differenzverstärker TAA 861 verstärkt und von einem Voltmeter angezeigt. Die Offsetspannung des TAA 861 und die der Differenzdiode kann mit dem Trimpotentiometer durch den Nullabgleich kompensiert werden. Auf der Abb. 5.6.3. ist der Verlauf der Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Blendenweg ersichtlich.

Technische Daten:

Betriebsspannung : $\pm 6\text{ V}$
 Stromaufnahme : 2 bis 14 mA
 Beleuchtungsstärke : 5000 Lux
 Empfindlichkeit : 75 V/mm
 linearer Meßbereich : $\pm 0,06\text{ mm}$

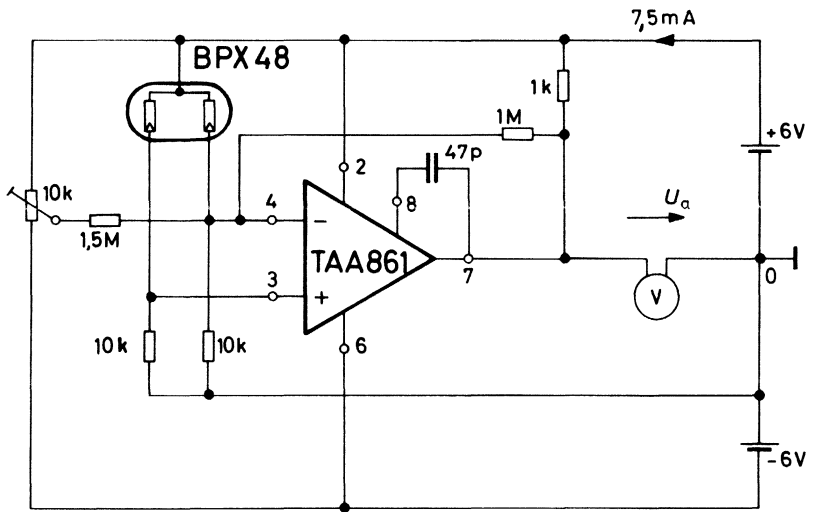


Bild 5.6.2.

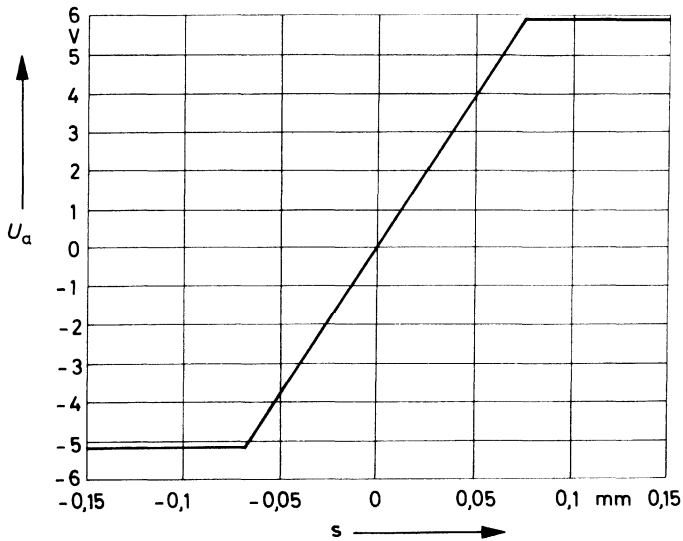


Bild 5.6.3.

5.7. Nachlaufsteuerung mit Differential-Fotodiode BPX 48

Eine Erweiterung der im vorangegangenen Kapitel 5.6. beschriebenen Weg-Spannungswandler um zwei Schaltverstärkerstufen mit Relais, ermöglicht den Aufbau einer Nachlaufsteuerschaltung mit einer Nullpunktregelung von $\pm 0,01$ mm, Bild 5.7.1. Überschreitet die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers die Basis-Schleusenspannung der Endstufe von $\pm 0,6$ V, wird eines der Relais angesteuert von dem ein Stellglied einer Nachlaufsteuerung betrieben werden kann.

Nach Bild 7.5.1. wird die Spannung von $\pm 0,6$ V nach einem Weg von etwa $\pm 0,01$ mm erreicht, was der Genauigkeit der Steuerung entspricht. Die von der Basisschwelle verursachte Totzeit ist für manche Regelsysteme von Vorteil für die Stabilität.

Technische Daten:

Betriebsspannung	± 6 V
Stromaufnahme	8 bis 110 mA
Schaltgenauigkeit bei $B = 5000$ Lux	$\pm 0,01$ mm
3000 Lux	$\pm 0,015$ mm
2000 Lux	$\pm 0,02$ mm

Relais: Kammrelais N V23154-C0712-B104

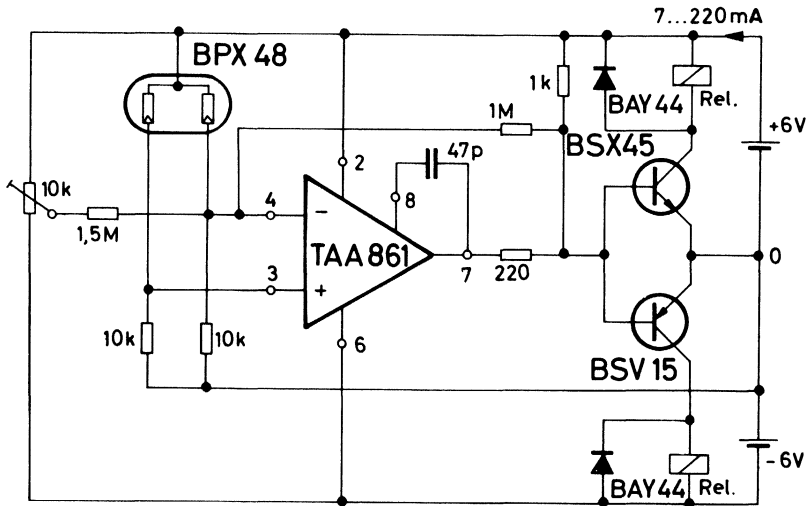


Bild 5.7.1.

5.8. Magnettaste mit Hallgenerator SBV 566

Kontaktlose Schalter können vorteilhaft auf magnetischer Basis mit unseren Halbleiterbauteilen, Feldplatte oder Hallgenerator verwirklicht werden. Dem zusätzlichen Steuerstrombedarf des Hallgenerators, der allgemein für die einfachen Schalteranwendungen als Nachteil angesehen wird, steht die hohe, meist willkommene Feldempfindlichkeit entgegen. Für kleine zur Verfügung stehende Feldstärken ist die Verwendung von Hallgeneratoren zweckmäßiger. Das kleine Nutzsignal kann nur mit einem hochempfindlichen Differenzialverstärker (OP) entnommen werden. In diesem Fall entspricht der Feldplattenstrom im Brückenweig etwa dem Hallgeneratorsteuerstrom. Wegen der beiden Hallanschlüsse erübrigt sich eine zusätzliche Temperaturkompensation.

Der einfache Aufbau des hier vorgeschlagenen, magnetisch beeinflussbaren Schalters (Bild 5.8.2.) konnte vor allem durch die hohe Verstärkung des Operationsverstärkers TAA 861 erzielt werden. Auf diese Weise können die ohmsche Nullkomponente und deren Temperaturabhängigkeit, die Temperaturabhängigkeit des steuerseitigen Innenwiderstandes und vor allem die Empfindlichkeit abgefangen werden.

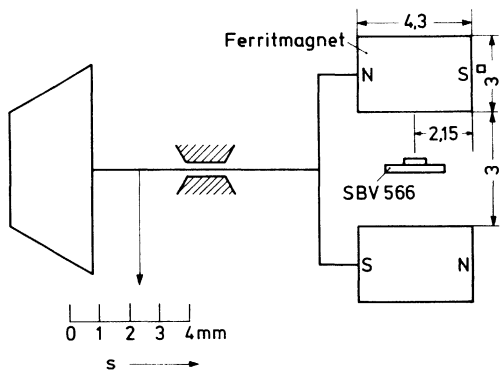


Bild 5.8.1.

Neben der hohen Verstärkung des TAA 861 fällt natürlich dessen Eingangs-Nullspannung einschließlich Temperaturabhängigkeit ins Gewicht. Besonderes Augenmerk wurde bei der Wahl des Magnet-systems auf eine möglichst einfache, mechanische Konstruktion ge-
 legt. Verwendet wurden anisotrope Ferritmagnete. Mit dem unter-
 suchten System (Bild 5.8.1.) erfolgt im Hallgenerator eine Feldum-

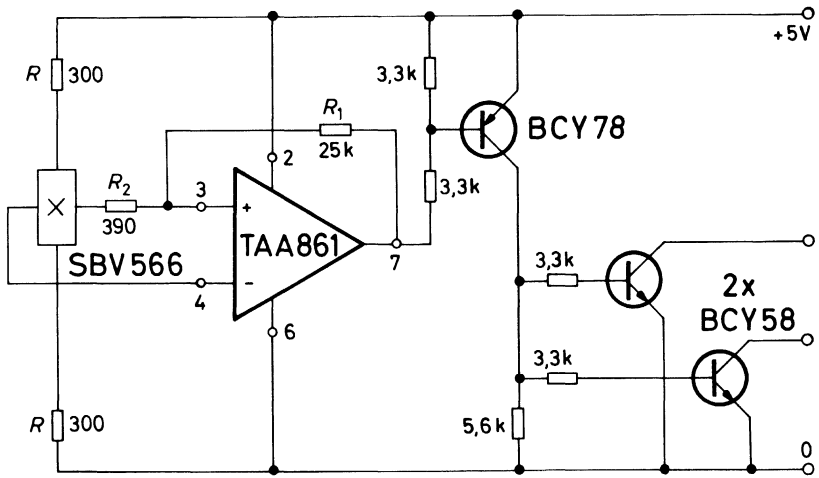


Bild 5.8.2.

kehr, so daß das mit einem Differenzverstärker verwertbare Nutzsignal praktisch doppelt so groß ist, wie ohne Feldumkehr. Für einen möglichst kleinen Ein- und Ausschaltweg sollte die Steigung der Hallspannung in Funktion vom Magnetweg groß sein. Bei diesen Magnetsystemen liegt der Schaltpunkt in der Nähe des magnetischen Nullpunktes, in dem auch die größten Induktionsänderungen erfolgen. Ferner kann die nötige Vorspannung zur Festlegung eines definierten Einschaltweges bei dieser Anordnung am kleinsten sein und muß nur die Nullspannungen des Hallgenerators und Operationsverstärkers kompensieren.

Technische Daten:

Betriebsspannung	:	5 V \pm 0,25 V
Steuerstrom des SBV 566	:	8 mA
Betriebsstrom bei Ausgang „0“	:	14 mA
Schalhysterese	:	ca. 300 G
Ansprechinduktion	:	ca. 100 bis 600 G

6. Netzgeräte

Die niedrigen Halbleiterpreise rechtfertigen immer häufiger den Mehraufwand für zusätzliche elektronische Sicherungsmaßnahmen. Dazu gehören auch Netzgeräte, die mit mehr Elektronik nicht nur genauer, sondern überlast- und kurzschlußsicher dimensioniert werden können. Das erhöht die Betriebssicherheit, da durch Falschgebrauch keine internen, unangenehmen zeitraubenden Störungen auftreten können.

6.1. Hochkonstantes Netzgerät mit Spannungs- und Stromregelung

Das hochkonstante Netzgerät, Bild 6.1.1. erlaubt es Spannungen zwischen 0 und 30 V einzustellen. Der Stromwert, bei dem aus der Spannungsregelung eine Stromkonstantregelung wird, kann ebenfalls zwischen 0 und 1 A variiert werden.

Die am Potentiometer R_{16} abgegriffene Spannung wird mit der Referenzspannung an der Basis von T_9 verglichen. Entstehen durch Last- oder Netzspannungsänderungen Spannungsschwankungen, so bildet sich am Transistor T_9 und T_{10} ein Differenzsignal. Dieses Signal wird mit Transistor T_6 verstärkt an die Basis des Transistors T_1 gebracht. Transistor T_1 steuert nun über Transistor T_2 die Endstufentransistoren T_3 und T_4 , bis das Spannungsgleichgewicht am Differenzverstärker wieder hergestellt ist. Der Kollektorstrom von Transistor T_{10} wurde so klein gewählt, daß die Eigenerwärmung dieses Transistors praktisch nicht ins Gewicht fällt. Die maximale Ausgangsspannung soll mit dem Potentiometer R_{17} so eingestellt werden, daß bei Netzunterspannung und 1 A Last und betriebswarmem Trafo (nach 2 Stunden Vollast) am Ausgang keine starke Brummerhöhung auftritt. Der Schleifer vom Potentiometer R_{16} muß dabei auf den Fußpunkt gedreht sein.

Wird der Lastwiderstand entsprechend klein, so würden sich durch die Spannungsregelung beliebig hohe, nur durch den Quellenwiderstand begrenzte Ströme einstellen. Die Begrenzung des Stromes übernimmt die Stromregelung. Mit Rücksicht auf die Größe des erforderlichen Kühlkörpers für die Endstufe wurde der maximale Konstantendstrom auf 1 A festgelegt.

Am Widerstand R_9 entsteht eine dem Laststrom proportionale Spannung. Der Differenzverstärker, bestehend aus Transistor T_7 und T_8 , wird mit R_{13} so eingestellt, daß bei $R_{14} = 2,5 \text{ k}\Omega$ und 1 A Last der

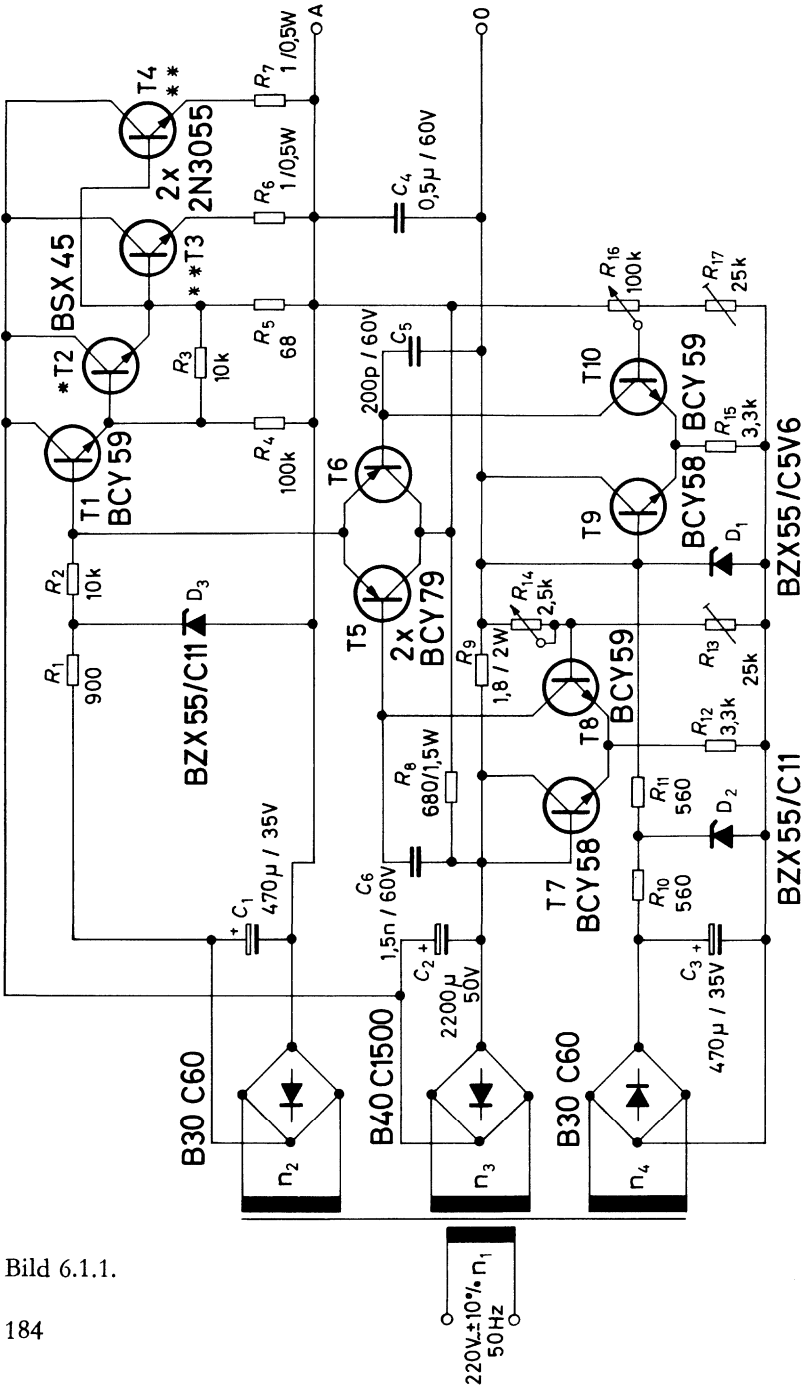


Bild 6.1.1.

Längstransistoren können Netzgeräte für höhere Spannungen und Kurzschlußleistungen dimensioniert werden.

Die Reihenschaltung eines unregulierten und eines geregelten Netz-
teiles bietet die Möglichkeit, das geregelte Netzteil im Kurzschluß-
fall mittels Leistungskoppeldiode aus dem Kurzschlußstromkreis
herauszuschalten, wie es die Prinzipschaltungen Bild 6.2.1. und 6.2.2.
zeigen. Im Kurzschlußfall liegt am Längstransistor nur die Spannung
des geregelten Netzteiles U_2 .

Die im Regelteil enthaltene Strombegrenzungsschaltung spricht durch
den Kurzschlußstrom an und sperrt den Längstransistor völlig. Eine
Überlastung durch den Kurzschluß kann daher nicht auftreten.
Bleibt der Kurzschluß länger bestehen, so sorgt eine Schmelzsicherung
für die Abschaltung des gesamten Netzgerätes.

Bild 6.2.1. zeigt den Weg des Laststromes im Normalfall. Den Weg
des Kurzschlußstromes zeigt Bild 6.2.2. Für den Fall der Netzüber-
spannung muß das untere Netzgerät so dimensioniert werden, daß
seine Eingangsspannung U_1 die Ausgangsspannung nicht überschreit.
Das obere Netzgerät mit der Spannung U_2 ist so dimensioniert,
daß es bei Netzunterspannung und maximaler Last die Differenz-
spannung $U_A - U_1 + \text{ca. } 10 \text{ V}$ abgibt.

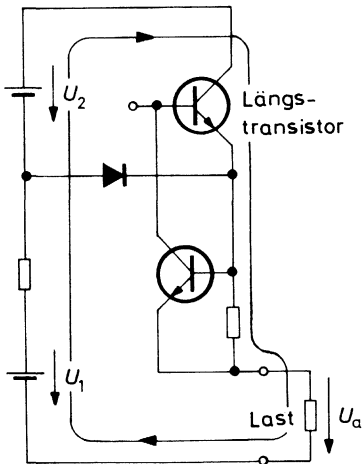


Bild 6.2.1.

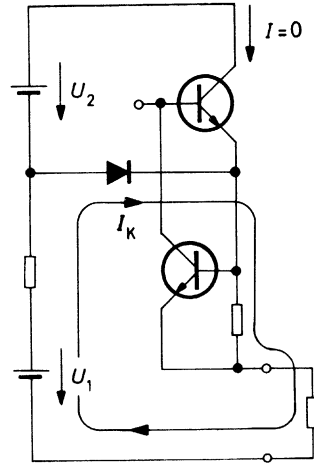


Bild 6.2.2.

Bild 6.2.3. zeigt die dimensionierte Schaltung eines kurzschlußgesicherten Spannungskonstantengerätes, dessen Ein- bzw. Ausgangsspannung wesentlich größer ist als die Sperrspannung der Längsregeltransistoren. Das Netzgerät gibt 270 V konstante Gleichspannung ab und ist mit 0,8 A bei $T_u = 40^\circ\text{C}$ belastbar. Die Regelung dieser hohen Ausgangsspannung ist mit nur zwei in Serie liegenden Längsregeltransistoren mit $U_{\text{CEO}} \geq 60\text{ V}$ möglich. Die Ausgangsklemmen können kurzgeschlossen werden, ohne daß die Regelglieder ausfallen. Eine Schmelzsicherung übernimmt den Schutz bei Dauerkurzschluß.

Die Widerstände R_4 und R_5 übernehmen die Grundlast von 0,6 A. T_4 und T_5 regeln die Spannung bei Laständerungen von 0,6–0,8 A. T_2 begrenzt den Strom durch die Transistoren T_4 und T_5 auf max. 0,96 A. Die Dioden D_7 und D_5 schützen die Basis-Emitter-Dioden von T_2 , T_3 und T_5 vor zu hohen Sperrspannungen beim Einschalten des Gerätes. Die Diode D_8 ist im Normalzustand gesperrt. Sie geht nur bei Kurzschluß am Ausgang in den leitenden Zustand über. Im Kurzschlußfall fließt aus C_7 über die Diode D_8 und den Strom-Meßwiderstand R_9 gegen Masse. Die dabei an R_9 entstehende Spannung schaltet über T_2 die Längstransistoren T_4 und T_5 ab. Die Sicherung muß 2,5 A flink sein, da bei trägen Sicherungen die Widerstände R_{14} und R_{13} beschädigt würden.

Der thermische Widerstand der Kühlflächen von T_4 und T_5 darf je 2,5 K/W nicht überschreiten. T_1 und T_3 müssen an Kühlflächen von je 10 cm² angebracht werden.

Technische Daten:

Netzspannung	:	220 V \pm 10%
Ausgangsspannung	:	270 V
Ausgangsstrom	:	0,6 bis 0,8 A
Brummspannung	:	< 70 mV
T_k Ausgangsspannung	:	< 120 mV/K
Stabilisierungsfaktor	:	16 mV/V
Innenwiderstand	:	2,5 Ω
Trafo: M 85 b n_1	=	670 Wdg 0,5 CuL
		n_2 = 300 Wdg 0,75 CuL

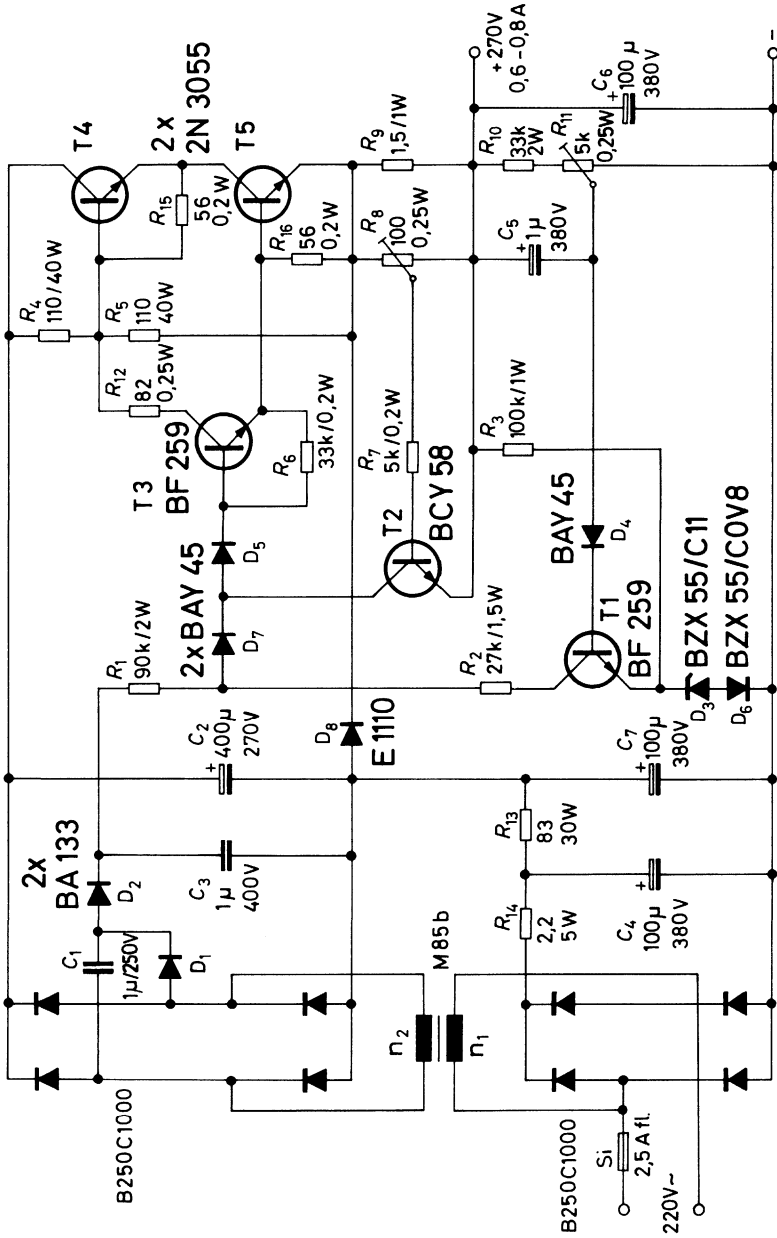


Bild 6.2.3.

6.3. Spannungskonstantgerät 270 V, 0,6 A

Für den Betrieb von Röhren-Ablenkendstufen in Farbfernsehgeräten (110°) wird eine stabilisierte Gleichspannung von 270 V bei 400–600 mA Belastung gefordert. Das dafür entwickelte Netzgerät Bild 6.3.1. ist kurzschlußfest und überlastungssicher. Diese Schaltung mag im ersten Augenblick etwas aufwendig erscheinen. Bei genauem Studium und Vergleichen mit anderen Möglichkeiten ergibt sich durchaus eine günstige Gesamtbeurteilung.

Im Prinzip handelt es sich bei der Schaltung um eine übliche Spannungskonstanthaltung mit Strombegrenzung. Durch Parallelschaltung eines Widerstandes zum Längstransistor wird der Transistor über einen weiten Bereich entlastet. Die Schaltung wurde so dimensioniert, daß bei Netzüberspannung (360 V) die Grundlast von 400 mA allein über den Parallelwiderstand fließt.

Spannungsregelung:

Die an R_{19} abgegriffene Spannung wird über T_1 mit der Referenzspannung an D_3 verglichen. T_1 steuert den Basisstrom für T_3 . Um die Ausgangsspannung möglichst von der Last und der Netzspannung unabhängig zu machen, müssen die Stromschwankungen in der Z-Diode D_3 klein gehalten werden. Dies wird durch einen relativ hohen Vorstrom über R_{17} und einer Hilfsspannung zum Punkt A erreicht. Die Hilfsspannung wird einfachst durch eine Verdopplerschaltung gewonnen. Der Laststrom wird über die Widerstandskette R_4, R_5, R_6, R_7 und die Längstransistoren geführt. Beide Ströme fließen über den Meßwiderstand R_{15} . Die entstehende Spannung gelangt über R_{16} an den Transistor T_2 . Dieser sperrt bei zu großem Ausgangsstrom T_3 . Bild 6.3.2. zeigt die Strom-, Spannungs- und Leistungsverhältnisse am „Längstransistor“ im Regelbereich. Im ungünstigsten Lastfall wurden 30 W Transistorverlustleistung errechnet. Dabei wurde vorausgesetzt, daß

1. die Strombegrenzung nicht auf den max. Betriebsstrom von 600 mA sondern wegen des Temperaturgangs auf ca. 700 mA einzustellen ist,
2. der Parallelwiderstand durch Toleranzen und Eigenerwärmung einen um 10% höheren Widerstandswert haben kann.

Diese Verlustleistung von 30 W wird auf die 4 in Reihe geschalteten Längstransistoren aufgeteilt.

Überlastung und Kurzschluß:

Wird der Laststrom langsam erhöht, so steigt der Transistorstrom

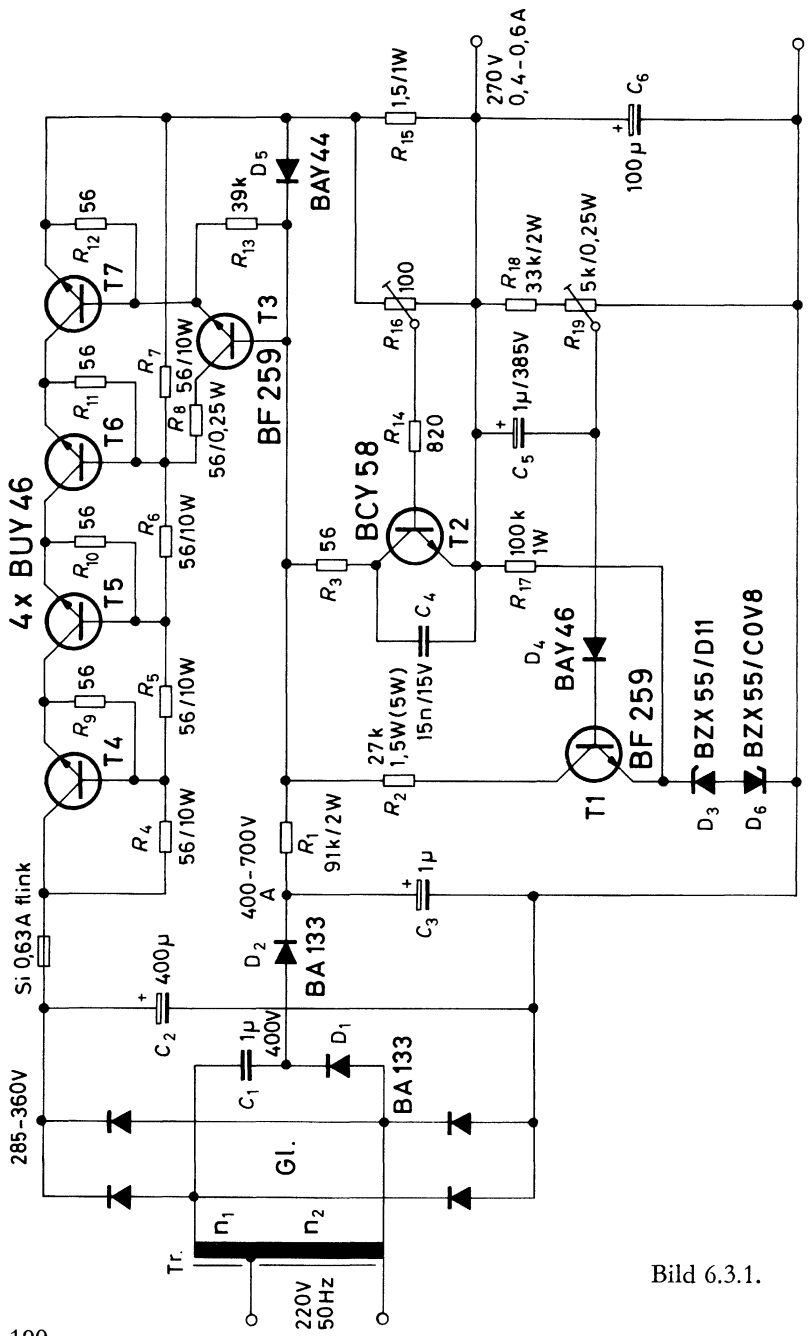


Bild 6.3.1.

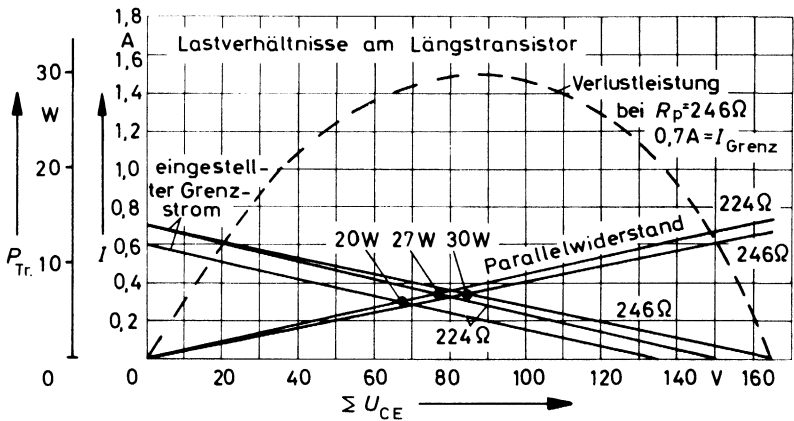


Bild 6.3.2.

solange linear mit, bis der Laststrom den eingestellten Grenzwert erreicht hat. Ab diesem Punkt wird die Ausgangsspannung kleiner. Der Strom im Parallelwiderstand erhöht sich, wodurch der Transistorstrom durch die Gesamtstrombegrenzung bis auf $I = 0$ zurückgeregelt wird. Eine Schmelzsicherung übernimmt den Schutz der Widerstände, deren Leistung nur für Normalbetrieb ausgelegt ist. Bei plötzlichem satten Kurzschluß verhindert die Ladung im Kondensator C_6 ein zu rasches Zusammenbrechen der Ausgangsspannung. Die Längstransistoren werden dadurch vor Durchbrüchen beim Umschalten geschützt.

Kühlung:

Die Längstransistoren T_4 – T_7 sind mit Kühlkörpern von nur je 10 K/W zu versehen. Für T_1 und T_3 genügt je ein Kühlstern von 60 K/W. T_2 braucht nicht gekühlt zu werden. Der Widerstand R_2 muß im Normalbetrieb für 1,5 W ausgelegt werden. Berücksichtigt man Dauerunterbrechung der Last, so wird R_2 mit 5 W belastet. Die Schaltung ist bis 60°C Umgebungstemperatur ausgelegt.

Brummspannung:

Die Ausgangsbrummspannung beträgt ca. 50 mV bei einem Eingangsbrumm von 12 V. Um bei Netzunterspannung nicht aus dem Regelbereich zu kommen, muß die Netzspannung um ca. 10% angehoben werden. Die Ausgangsspannung ändert sich im Temperaturbereich von 20 bis 60°C um ca. 5 V.

Technische Daten:

Netzspannung	220 V \sim \pm 10%
Ausgangsspannung	270 V
max. Ausgangsstrom $I_{A \max}$	0,6 A
Grundlast $I_{A \min}$	0,4 A
Temperaturgang der Ausgangsspannung	0,125 V/K
Ausgangsbrummspannung	50 mV
Kurzschlußstrom $I_{K \max}$	1,6 A
Netztrafo (Sparschaltung)	
Kern: M 74 dyn. Blech IV ohne Luftspalt, wechselsinnig geschichtet	
$n_1 =$ 180 Wdg. 0,9 CuL	
$n_2 =$ 1180 Wdg. 0,4 CuL	
Wärmewiderstand des Kühlkörpers für	
$T_4 \dots T_7$ je	10 K/W
T_1 und T_3 je	60 K/W

6.4. Automatisches Ladegerät

Das in Bild 6.4.1. dargestellte Ladegerät ist im wesentlichen ein modifizierter Spannungskonstanthalter mit einstellbarer Strombegrenzung. Schließt man eine „leere“ Batterie an die Ausgangsklemmen, so funktioniert lediglich die Ladestrombegrenzung, und der fließende Batteriestrom wird auf den eingestellten Wert begrenzt. Steigt daraufhin die Batteriespannung und erreicht schließlich den eingestellten Spannungsbegrenzungswert, ist die Ladung beendet, da kein Ladestrom mehr fließen kann. Wirkt die Spannungsbegrenzung, leuchtet die eingebaute Ladeschlußkontrollampe auf. Dieser Effekt wird dadurch erzielt, daß an dem Vorstufentransistor T_2 , der nur bei Spannungsbegrenzung stromführend ist, ein weiterer Transistor T_5 nachgeschaltet wurde, der die Anzeigelampe einschalten kann. Die Ladeschlußspannung wird mit dem Potentiometer P_1 eingeschaltet. Man kann die eingestellte Spannung am Voltmeter ablesen, wenn während der Einstellung die zu ladende Batterie abgeklemmt oder das Potentiometer mit der eingezeichneten Ruhetaste T gekoppelt ist. Die Ladeschlußspannung soll bei Bleiakkumulatoren etwa $2,65 \text{ V} \times$ der Anzahl der Zellen sein. Die Strombegrenzung wird mit dem Potentiometer P_2 eingestellt. Die Regelwirkung setzt ein, wenn der Spannungsabfall an R den eingestellten Wert an P_2 erreicht; der Stromwert kann am Amperemeter abgelesen werden. Wegen der be-

grenzt möglichen Verlustleistung am Darlington T_4 , kann der max. möglich einstellbare Ladestrom von 4,5 A nicht für jede Batteriespannung zugelassen werden. Damit die richtigen Werte auch sicher eingehalten werden, wurde eine kühlkörpertemperaturabhängige Verlustleistungsbegrenzung eingeführt. Dazu muß der Kaltleiter P 360 D 201 als Fühler in mittelbarer Nähe des Darlington T_4 auf demselben Kühlkörper montiert werden. Bei etwa 100°C Kühlkörpertemperatur wird der Kaltleiter mit hoher Steilheit hochohmiger und entzieht somit dem Darlington Basisstrom. Der Ladestrom – und damit die Verlustleistung – wird ebenfalls kleiner, bis sich ein thermischer Gleichgewichtszustand einpegelt. Der Darlington muß unisoliert und mit wärmeleitender Paste auf dem Kühlkörper montiert sein.

Technische Daten:

Eingangsspannung	:	220 V bzw. 18 V _~
max. Batteriespannung	:	12 V
max. Ladestrom selbstregelnd:	:	4 A
Kühlkörper	:	$\leq 3,5$ K/W
Trafo: M 85 b Dyn. Bl. IV,	$n_1 =$	760 Wdg, 0,50 CuL
	$n_2 =$	58 Wdg, 1,75 CuL

6.5. Ladegerät für DEAC-Batterien

Die gezeigte Schaltung Bild 6.5.1. dient zur Schnellaufladung von DEAC-Batterien. Die Ladespannung beträgt max. 4,5 V und der höchste Ladestrom ca. 200 mA. Das Ladegerät ist daher besonders für die Ladung der Batterietypen $3 \times$ DKZ 500 geeignet.

Bei leerer Batterie, d.h. Batteriespannung kleiner 3,3 V, ist Transistor T_1 gesperrt. T_2 ist durch die an den Widerstand R_2 eingestellte Spannung leitend. Der Kollektorstrom von T_2 steuert T_3 und dieser den Thyristor T_4 . Bei leitendem Thyristor wird die Batterie geladen. Gleichzeitig zeigt die Lampe Ladestrom an. Mit steigender Batteriespannung wird der Strom durch Anschneiden der Phase entsprechend zurückgeregelt. Bei Netzspannungsänderungen von $\pm 10\%$ ändert sich die Ladeschlußspannung um ca. 100 mV. Nähert sich die Ladung dem Ende, beginnt die Lampe erst zu flackern, dann zu blinken und zeigt damit den Ladeschluß an. Die Schaltung ist mit einer vollgeladenen Batterie (4,5 V) und R_2 so eingestellt, daß die Ladelampe flackert. Parallelschaltung mehrerer Ladeschaltungen ist theoretisch am Schleifer des Potentiometers R_2 möglich.

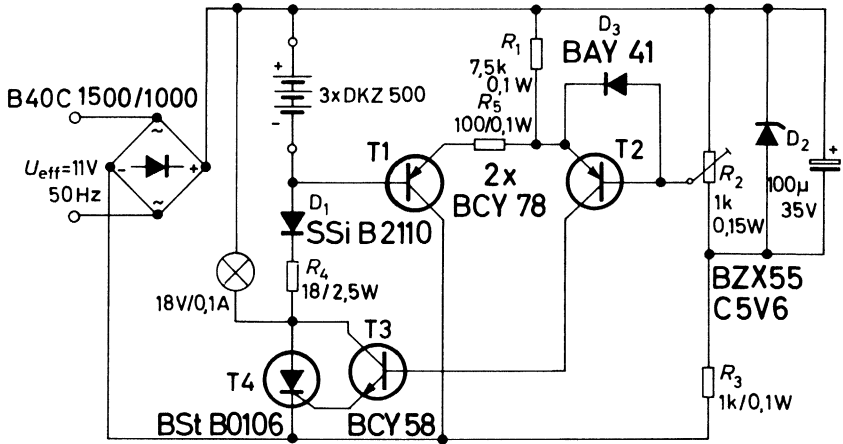


Bild 6.5.1.

Technische Daten:

- Betriebsspannung : 11 V \pm 10% 50 Hz
- Ladeendspannung : max. 4,5 V
- max. Ladestrom : 200 mA
- Ladezeit : ca. 3 Std.

6.6. Leuchtstofflampenaggregat 12 V/4 W

Leuchtstofflampen kleiner Leistung können in Kraftfahrzeugen als Reparaturleuchten, Handlampen und Leselampen, eingesetzt werden. Für die relativ kleine Betriebsleistung von 4 W wird zur Erzeugung der Wechselfrequenz ein Sinusgenerator verwendet (Abb. 6.6.1.). Dieser arbeitet im B-Betrieb mit dem Leistungstransistor BUY 43, der in Kollektorschaltung eingesetzt ist.

Die Schwingfrequenz – festgelegt durch den Schwingkreis n_1, C_1 – beträgt 20 kHz. Bei dieser Arbeitsfrequenz ist die Lichtausbeute und damit der Wirkungsgrad der Lampe sehr günstig. Außerdem arbeitet das Gerät über dem Hörbereich, d. h., es liefert keine hörbaren Schwingungen. Der Anschwingteiler ist im Hinblick auf möglichst gutes Anschwingen der Schaltung mit Transistoren BUY 43 und auf geringe Gleichstromverluste ausgelegt.

Überlicherweise werden Leuchtstofflampen mit Vorschaltgeräten betrieben, die den Lampenstrom begrenzen. In der hier vorgeschlagenen

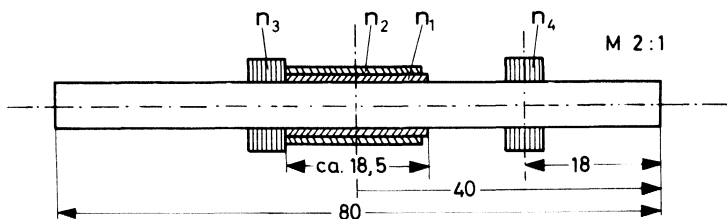


Bild 6.6.2.

Zur Erzeugung der hohen Zündspannungsspitzen wird der normalerweise unerwünschte Trägerspeichereffekt der Sperrdiode BA 133 ausgenutzt. Beim Betrieb von Siliziumgleichrichtern bei 20 kHz macht sich die Lebensdauer der Ladungsträger, die beim Stromnulldurchgang noch in der Sperrschicht vorhanden sind, und die damit verbundene Sperrverzögerung bemerkbar. Dadurch fließt beim Übergang von der Durchlaß- zur Sperrphase unter dem Einfluß der umgekehrten Spannung ein Rückstrom. Sobald die Diode Sperrspannung annimmt, reißt dieser Strom plötzlich ab, und es kommt im Zusammenwirken mit der Streuinduktivität der Sekundärwicklung zu hohen Spannungsspitzen, die die Lampe nach kurzer Vorheizzeit zünden. Damit diese kurze Zündzeit bei tiefen Temperaturen erreicht wird, ist auf der Lampe ein Zündstreifen aufgebracht, der mit einer Lampenelektrode verbunden ist. Wenn auf diesen Zündstreifen verzichtet wird, verlängert sich die Startzeit wesentlich bei Temperaturen unter -5°C .

Technische Daten:

Versorgungsspannung	$U = 12\text{ V} \pm 20\%$
Batteriestrom	$I_N = 0,75\text{ A}$
Kollektorspitzenstrom	$I_C = 3,2\text{ A}$
Lampennennstrom	$I_L = 150\text{ mA}$
Startzeit (20°C , U_N)	$t_s = 1,3\text{ s}$
max. Umgebungstemperaturbereich	$T_u = -20^{\circ}\text{C bis } +80^{\circ}\text{C}$
	bei $U_N - 20\%$ $= -10^{\circ}\text{C bis } +50^{\circ}\text{C}$
	bei $U_N + 20\%$ $= -20^{\circ}\text{C bis } +80^{\circ}\text{C}$
Schwingfrequenz	$f = 20\text{ kHz}$
Generatorleerlaufspannung	$U_0 = 110\text{ V}$
Spitzenzündspannung	$U_z = 750\text{ V}$
Wärmewiderstand des Kühlkörpers für BUY 43	$= 20\text{ K/W}$

Technische Daten:

Betriebsspannung	:	6 bis 8 V
Stromaufnahme (bei $U_B = 7\text{ V}$; $I_a = 300\text{ mA}$)	:	1,1 A
Ausgangsspannung	:	12 V
max. Ausgangsstrom $U_B = 6\text{ V}$:	300 mA
$U_B = 7\text{ V}$:	400 mA
Stabilisierungsfaktor (bei $U_B = 7\text{ V} \pm 10\%$; $I_a = 350\text{ mA}$)	:	0,008
Ausgangsbrummspannung	:	0,22 V
Ausgangswiderstand ($I_a = 0 \dots 300\text{ mA}$)	:	0,33 Ω
Wärmewiderstand jedes Kühlkörpers für T_1, T_2, T_5	:	$\leq 40\text{ K/W}$

Spulendaten: (Bild 6.6.2.)

n_1	23 Wdg 0,8 \varnothing CuL auf Zylinderkern gewickelt
n_2	33 Wdg 0,4 \varnothing CuL über n_1 gewickelt
n_3	220 Wdg 0,17 CuL auf Spulenkörper B 65542-A0000-M001
n_4	220 Wdg 0,17 CuL auf Spulenkörper B 65542-A0000-M001
Ferrit-Zylinderkern:	6×80 Material M25; Bestell-Nr.: B 61110 M25 6 \times 80 mittel

6.7. Eisenloser Gleichspannungswandler 6/12 V

Elektrische Zubehörteile für Kraftfahrzeuge sind heute häufig bereits ausschließlich für eine Bordspannung von 12 V ausgelegt. Für Fahrzeuge mit 6 V Batteriespannung wird deshalb ein entsprechender Gleichspannungswandler benötigt. Im Vergleich zu den bekannten Transformatorzerhackern ist hier eine eisenlose Ausführung mit stabilisierter Ausgangsspannung angegeben. Die Schaltung des Wandlers ist aus Bild 6.7.1. ersichtlich. Sie besteht aus einem astabilen Multivibrator, einer Spannungs-Verdreifacher- und einer Spannungs-konstantschaltung. Der astabile Multivibrator ist mit einer Leistungs- endstufe T_3, T_4 versehen. Mit dem Kondensator C wurde eine Spannungsüberhöhung am Emitter des Transistors T_2 vorgenommen, damit der Transistor T_3 bis zur Sättigungsspannung durchgeschaltet werden kann. Der Wirkungsgrad der Schaltung wird dadurch verbessert. Von den Dioden $D_1 \dots D_4$ wird die Spannung U_B nur theoretisch verdreifacht. Die Spannung an C_4 ist tatsächlich wegen der zahlreichen Restspannungstrecken ($D_1 \dots 4, T_3/4$) erheblich geringer, sie ist außerdem stark von der Last und Eingangsspannung abhängig.

Mit der nachfolgenden Stabilisierungsschaltung werden diese Spannungsschwankungen ausgeglichen. Auf Bild 6.7.2. ist die Ausgangsspannung in Abhängigkeit vom Ausgangsstrom dargestellt. Die Ausgangsspannung wird mit dem Trimpot R_1 eingestellt. Eine bedingte Kurzschlusssicherheit der Schaltung wird durch eine Basisstrombegrenzung des Längsregeltransistors erreicht. Mit dem Trimpot R_2 wird die Basisstrombegrenzung eingestellt. Bei einem Kurzschluß kippt die Schaltung, und der Längsregeltransistor sperrt. Das Gerät wird wieder betriebsbereit, wenn der Kurzschluß aufgehoben ist und die Betriebsspannung aus- und eingeschaltet wird. Über die Anlaufschaltung $R_3 - R_4$, $D_5 - C_5$ bekommt T_7 Basisstrom, und der Längsregeltransistor T_5 wird wieder leitend.

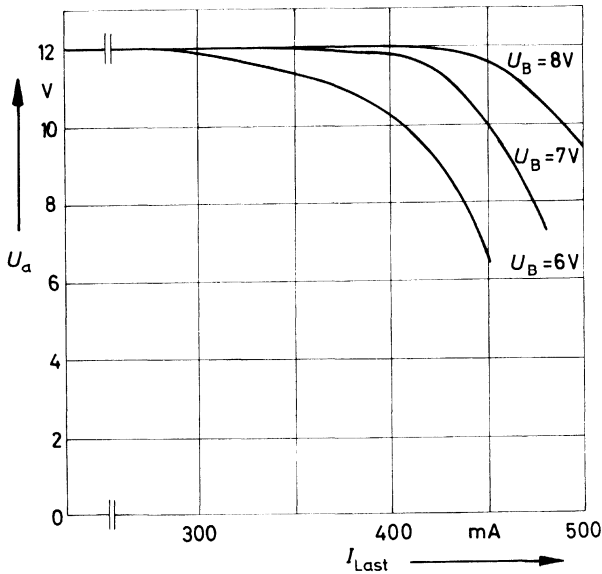


Bild 6.7.2.

Anschriften unserer Geschäftsstellen in der Bundesrepublik und West-Berlin

Ort	Büro	Straße	Fernsprecher	Fernschreiber
1000 Berlin 61	ZN	Schöneberger Str. 2-4	1991	1 83766
2800 Bremen 1	ZN	Contrescarpe 72	3641	2 45451
4500 Osnabrück	TB	Niedersachsenstr. 14	3 28 47	9 4827
2940 Wilhelmshaven	IB	Paul-Hug-Str. 8	2 61 87	2 53305
4450 Lingen	IB	Bernd-Rosemeyer-Straße 9	4 101	9 8870
4600 Dortmund 1	ZN	Märkische Str. 8-14	5481	8 22312
4700 Hamm 1	TB	Caldenhofer Weg 31	2781	8 28834
4400 Münster 1	TB	Herwarthstr. 6-8	4931	8 92828
5770 Arnsberg	IB	Bahnhofstr. 89-93	2056/59	8 42236
4000 Düsseldorf 1	ZN	Lahnweg 10	30301	8 581301
5600 Wuppertal-Elberf.	TB	Hofkamp 106-108	4971	8 591853
4050 Mönchengladbach	IB	Aachener Str. 232	3 1161/62	8 52749
4300 Essen 1	ZN	Kruppstr. 16	20131	8 57437
4100 Duisburg 1	TB	Düsseldorfer Str. 50	2 81 91	8 55843
6000 Frankfurt 1	ZN	Gutleutstr. 31	2621	4 14131
6100 Darmstadt 1	TB	Bleichstraße 19	7 3043	4 19246
6400 Fulda	IB	Ohmstr. 24	3010, 2669	4 9810
3500 Kassel 1	TB	Bürgermeister-Brunner-Str. 15	1 92 81	9 92359
6500 Mainz 1	TB	Flachmarktstr. 13-17	1001	4 187765
6330 Wetzlar 1	TB	Karl-Kellner-Ring 19-21	711	4 83845
2000 Hamburg 1	ZN	Lindenplatz 2	2821	2 162721
2300 Kiel 1	TB	Holstenbrücke 26/28	5 11 01	2 92814
2400 Lübeck	IB	Breite Str. 52/54	7 19 21	2 6728
2390 Flensburg	IB	Neustadt 10	4027	2 2745
3000 Hannover	ZN	Am Maschpark 1	1991	9 22333
4800 Bielefeld 2	TB	Kavalleriestr. 26	571	9 32805
3300 Braunschweig 1	TB	Fallersleber Str. 6-8	4751	9 52820
3380 Goslar 1	TB	Am Markt 5	791	9 53832
3321 Salzgitter-Watenstedt	IB	Hauptstraße 62	2 52 73	9 5460
5000 Köln 1	ZN	Friesenplatz 8-14	5761	8 881005/6
5100 Aachen 1	TB	Kurbrunnenstr. 14-20	4511	8 32866
5300 Bonn	TB	Friedrich-Ebert-Allee 130	2091	8 86498
5400 Koblenz	TB	Frankenstr. 21	2681	8 62831
5900 Siegen	TB	Sandstr. 42-48	5 3095	8 72635
6800 Mannheim 1	ZN	N 7, 18	2961	4 62261
7800 Freiburg 1	TB	Habsburger Str. 132	2121	7 72842
7500 Karlsruhe 1	TB	Bahnhofstr. 5	1371	7 82831
7750 Konstanz	IB	Moosbruggerstr. 18	5381/2	7 33209
7600 Offenburg	IB	Heinrich-Hertz-Str. 2	5061	7 752806
8000 München 80	ZN	Richard-Strauß-Str. 76	21911	5 28421
8900 Augsburg 2	TB	Hübnerstr. 3	3 25 21	5 3821
8960 Kempten 2	IB	Salzstr. 27	2 80 71	5 4827
8500 Nürnberg 2	ZN	Richard-Wagner-Platz 1	20161	6 22251
8750 Aschaffenburg	IB	Ludwigstr. 17	2 12 19	4 188839
8580 Bayreuth 2	TB	Weiherstr. 25	7071	6 42889
8630 Coburg	IB	Casimirstr. 6	791	6 63212
8670 Hof (Saale) 3	IB	Bahnhofplatz 1a	6071	6 43865
8720 Schweinfurt 2	IB	Johann-Georg-Gademann-Str. 21	1421	6 73207
8400 Regensburg 2	IB	Hornstraße 10	5 70 61	6 5807
8700 Würzburg 1	TB	Andreas-Grieser-Str. 30	8011	6 8844
6600 Saarbrücken 3	ZN	Martin-Luther-Str. 25	3008-1	4 421431
6750 Kaiserslautern 2	IB	Merkurstr. 2	5 50 91	6 45832
5500 Trier	IB	Deutschherrenstr. 38-44	4 80 11	4 7815
7000 Stuttgart 1	ZN	Geschwister-Scholl-Str. 24	20761	7 23941
7100 Heilbronn 1	IB	Schaeuffelenstr. 15	8 67 46	7 28714
7980 Ravensburg 1	IB	Gartenstr. 16	4811	7 32915
7410 Reutlingen-Pfullingen	IB	Daimlerstr. 23	7541	7 29723
7900 Ulm 1	TB	Frauenstr. 11	6 12 41	7 12826

ZN = Zweigniederlassung

TB = Technisches Büro

IB = Ingenieurbüro



Bestell-Nr. 8 12/1074
Printed in West Germany
Passavia Druckerei AG, Passau
Kp. 47140.